

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И
ОПТИКИ**

На правах рукописи



Пещеров Руслан Олегович

**ЦИФРОВОЕ ДИСТАНЦИОННОЕ ОНЛАЙН УПРАВЛЕНИЕ
НЕПРЕРЫВНЫМИ ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ С УЧЕТОМ
СИСТЕМНЫХ ФАКТОРОВ КАНАЛЬНОЙ СРЕДЫ**

Специальность 05.13.01 – системный анализ, управление и обработка
информации (в технических системах)

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
д.т.н., профессор **Ушаков А.В.**

Санкт-Петербург – 2017

СОДЕРЖАНИЕ

| | | |
|-----------|--|----|
| Введение. | Постановка задачи..... | 6 |
| Глава 1 | Синтез цифрового локального управления непрерывным техническим объектом..... | 13 |
| | 1.1 Модальное управление непрерывным объектом в непрерывной сигнальной среде..... | 14 |
| | 1.2 Оценка параметров дискретного модельного представления непрерывного технического объекта, претерпевающих модификации при цифровом дистанционном онлайн управлении..... | 16 |
| | 1.3 Оценка достижимых показателей качества системы цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом..... | 23 |
| | Выводы по главе 1..... | 33 |
| Глава 2 | Системные факторы канальной среды в задачах формирования цифрового дистанционного онлайн управления..... | 34 |
| | 2.1 Стек системных факторов, влияющих на размерность объекта управления и длительность интервала дискретности..... | 34 |
| | 2.2 Синтез системы цифрового дистанционного онлайн управления с учётом факторов канальной среды с использованием последовательных интерфейсов..... | 37 |
| | Выводы по главе 2..... | 46 |

| | | |
|---------|---|----|
| Глава 3 | Модельные особенности канальной среды как системного фактора в задаче цифрового дистанционного управления..... | 47 |
| 3.1 | Повышение качества цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом путём «разгрузки» канальной среды на основе расчётного формата помехозащищенного кода..... | 47 |
| 3.2 | Повышение качества цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом путём «разгрузки» канальной среды на основе реализационного формата помехозащищённого кода..... | 49 |
| 3.3 | Системная интервальность, вносимая канальной средой, помехозащита в которой организована в форме обнаружения искажений..... | 52 |
| | Выводы по главе 3..... | 62 |
| Глава 4 | Исследование цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом в условиях кратковременного нарушения нормального функционирования канальной среды..... | 63 |
| 4.1 | Анализ влияния структуры собственных значений матрицы состояния системы цифрового дистанционного онлайн управления на поведение непрерывного технического объекта при ненулевых начальных условиях, порождаемых кратковременным нарушением функционирования канальной среды | 63 |
| 4.2 | Аналитическое исследование свободного движения | |

| | | |
|---------|--|----|
| | непрерывной системы в форме последовательной цепочки однопериодических звеньев..... | 67 |
| 4.3 | Компьютерное исследование траекторий свободных движений непрерывной системы..... | 70 |
| 4.4 | Компьютерное исследование функционирования системы цифрового дистанционного онлайн управления при кратковременных нарушениях нормального функционирования канальной среды..... | 72 |
| 4.5 | Защита процессов в системе цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом от ненулевого начального состояния, возникающего при нарушении–восстановлении нормального функционирования канальной среды..... | 78 |
| | Выводы по главе 4..... | 81 |
| Глава 5 | Прикладные задачи цифрового дистанционного онлайн управления с учётом факторов канальной среды..... | 82 |
| 5.1 | Постановка задачи управления скоростью вращения ротора гидротурбин в проблеме обеспечения качества потребительской электроэнергии | 82 |
| 5.2 | Гидроагрегатный комплекс Воткинской ГЭС как объект дистанционного управления (состав и основные параметры)..... | 83 |
| 5.3 | Цифровое дистанционное онлайн управление гидроагрегатным комплексом в задаче стабилизации частоты питающего напряжения в сети электроснабжения в условиях сложного стохастического воздействия..... | 88 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 5.3.1 | Конструирование формирующего фильтра сложного стохастического возмущения на основе анализа суточных колебаний частоты электрического тока (на примере региона Урал)... | 88 |
| 5.3.2 | Алгоритм синтеза цифрового последовательного компенсатора системы дистанционной стабилизации частоты электрического тока..... | 91 |
| 5.3.3 | Синтез и экспериментальное исследование системы цифрового дистанционного онлайн управления гидроагрегатным комплексом..... | 96 |
| | Выводы по главе 5..... | 103 |
| | Заключение..... | 104 |
| | Список сокращений и условных обозначений..... | 106 |
| | Литература..... | 110 |

ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Тема диссертации «Цифровое дистанционное онлайн управление непрерывными техническими объектами с учетом системных факторов канальной среды» подсказана потребностью и желанием исследования и развития цифрового дистанционного онлайн управления уникальным технологическим оборудованием, характеризующимся большой рассосредоточенностью на территории нашей страны.

Рассмотрение задачи организации и проблем реализации цифрового дистанционного управления непрерывными техническими объектами является одной из наиболее актуальных, интересных и важных тем современных теории автоматического управления [1–3,10–14,19–23,50,51,59,60] и кибернетики [61,84,85,94], в сочетании с теорией информации [6,7,24–28,32–35,41–49,52–55,62–64,66,69–74,76–79,87–93] и криптографией [5,95].

Данная диссертация берёт во внимание цифровое управление в режиме онлайн, т.е. в режиме реального времени, когда канальная среда является не коммутируемой и монополизированной процессом управления. В большинстве случаев дистанционное управление является диспетчеризованным, т.е. контролируемое операторами-диспетчерами, которые пользуются, в основном, средствами SCADA-систем [97]. Однако, ситуация качественно меняется, когда встаёт задача об управлении уникальным оборудованием на больших расстояниях – десятках, сотнях и даже тысячах километров, так как дистанционное управление может вестись не только в пределах завода, но и отдельного региона, а также страны в целом. Дистанционное управление на таких расстояниях обслуживается не распространенными интерфейсными средствами, а телемеханическими низкоскоростными протоколами [98,99]. И при работе с такими протоколами и на таких расстояниях необходим учёт специфических системных факторов канальной среды. В случае управления с помощью коммутируемой канальной среды стоит учитывать стохастическую природу доступа к ней, и, следовательно, замедление скорости передачи информации. Искажения в канальной среде всегда

имеют место, это физическая данность. Учитывать их необходимо даже, если они характеризуются малыми вероятностями возникновения. Диссертационная работа приоткрывает завесу тайны над основными проблемами такого управления, а также даёт методы их решения на конкретных примерах.

Данная проблема не нова. Она разрабатывалась на теоретическом уровне, начиная с Клода Шеннона [61,94], а также в работах Андриевского Б.Р. [1–4], Фрадкова А.Л. [56–58, 67,68], Матвеева А.С. [80–82], в основном, применительно к проблемам организации канальной среды. Поставленная в диссертации проблема по своему содержанию ставит задачу организации дистанционного управления с учётом факторов канальной среды как системного компонента, которой на качество процессов управления количественно регламентируется степень влияния ГОСТами РФ и международными стандартами [16,17,25,98].

Диссертационные исследования велись под научным руководством профессора Ушакова А.В. в научной группе кафедры Систем Управления и Информатики (СУиИ) Университета ИТМО в соответствии с основным направлением её деятельности [8,9,29–31,36–40,65,75,86]. Все теоретические разработки и практические решения в работе выполнены в соответствии с надлежащими требованиями ГОСТ [15-18].

При проведении диссертационных исследований использовались возможности теории К.Шеннона по передаче информации по дискретным каналам связи с помехами, аппарата типовых полиномиальных моделей желаемого поведения технического объекта в составе системы, методов помехозащитного кодирования, формализма метода пространства состояний в рамках модального управления и динамического наблюдения применительно к задачам управления непрерывными и дискретными техническими объектами, методов аналитического конструирования последовательных компенсаторов, методов стохастической динамики непрерывных и дискретных процессов, а также прикладной теории вероятности.

Необходимость привлечения канальной среды для организации цифрового дистанционного управления пространственно удаленными техническими

объектами стало заметным ограничением для использования современных ресурсов управления. В этой связи возникла естественная потребность решить следующий круг проблем, сопровождающих организацию онлайн цифрового дистанционного управления непрерывными техническими объектами:

- сформировать совокупность системных факторов канальной среды, которые могут повлиять на качество цифрового дистанционного онлайн управления непрерывными техническими объектами;

- выявить возможности увеличения пропускной способности канальной среды в рамках предоставленного телемеханического протокола;

- оценить аналитически появляющуюся интервальность интервала дискретности цифрового дистанционного управления в случае использования интерфейсов с помехозащитой передаваемой информации в режиме только обнаружения искажений;

- адаптировать аппарат типовых полиномиальных моделей желаемого поведения непрерывных систем к задачам цифрового дистанционного онлайн управления непрерывными техническими объектами с учетом факторов канальной среды;

- сформировать алгоритмическую базу синтеза цифрового онлайн дистанционного управления непрерывным техническим объектом в форме композиции прямых связей по задающему воздействию и обратных связей по вектору состояния, поддерживаемой методом модального управления и теорией динамических наблюдателей, а также в форме последовательных компенсаторов;

- разработать системные проблемы, порождаемые кратковременными нарушениями–восстановлениями нормального функционирования канальной среды;

- используя системную и алгоритмическую методологию учета факторов канальной среды, решить конкретную задачу цифрового дистанционного управления средствами современных телемеханических протоколов непрерывным техническим объектом, являющимся приводом поворотных лопастей

гидротурбины, для поддержания стабильности частоты питающего тока энергосети.

Научная новизна работы заключается в следующем:

– совокупность системных факторов канальной среды, которые влияют на качество цифрового дистанционного онлайн управления непрерывными техническими объектами;

– способ увеличения пропускной способности канальной среды путем сокращения размерности помехозащищаемой части кодовой посылки;

– способ аналитической оценки интервальности такого параметра как интервал дискретности цифрового дистанционного управления, использующего интерфейсы с помехозащитой в форме обнаружения, а не исправления искажений;

– алгоритм адаптации показателей типовых полиномиальных динамических моделей к задаче цифрового дистанционного управления с учетом факторов канальной среды;

– решение задачи запаздывания по входу и выходу непрерывного технического объекта путем увеличения на два порядка его дискретной модели;

– алгоритм синтеза цифрового онлайн дистанционного управления непрерывным техническим объектом на основе использования последовательного компенсатора.

Для апробации результатов в качестве объекта управления был использован гидроагрегат с поворотно-лопастной гидротурбиной ПЛ30-В-930 в составе гидроагрегатов Воткинской ГЭС.

Основной текст диссертации изложен в пяти главах.

В первой главе рассматривается процедура синтеза цифрового локального управления непрерывным техническим объектом, на основе его дискретного (цифрового) модельного представления, претерпевающего модификации при цифровом дистанционном онлайн управлении и оценке достижимых показателей качества системы с использованием теоремы Котельникова–Шеннона (ТКШ).

Во второй главе описываются системные факторы канальной среды в задачах формирования цифрового дистанционного онлайн управления, оценки их влияния на размерность дискретного представления исходного непрерывного технического объекта и на длительность интервала дискретности, а также на процедуру синтез цифрового дистанционного онлайн управления с учётом этих факторов при использовании последовательных интерфейсов [98,99].

В третьей главе оцениваются возможности повышения пропускной способности канальной среды с целью повышения качества цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом путём «разгрузки» канальной среды на основах расчётного и реализационного форматов помехозащищенного кода. Также в главе рассматривается системная интервальность, вносимая канальной средой, помехозащита в которой организована в форме обнаружения искажений.

В четвёртой главе исследуются ситуации кратковременного нарушения нормального функционирования цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом, при которых в случае восстановления нормального его функционирования возникают временные интервалы свободного движения непрерывной системы, характеризующегося при использовании желаемой модели системы с распределением Ньютона мод системы заметные выбросы в траекториях движения. В главе также решается общая задача повышения качества цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом при кратковременных нарушениях–восстановлениях его нормального функционирования.

В пятой главе приводится решение прикладной задачи цифрового дистанционного онлайн управления с учётом факторов канальной среды. При решении прикладной задачи разработан алгоритм синтеза последовательного компенсатора системы дистанционной стабилизации частоты электрического тока в условиях стохастического внешнего источника ее возмущения, для чего конструируется формирующий фильтр третьего порядка сложного стохастического внешнего возмущения с доминированием гармонической

составляющей случайной амплитуды. Комплексное компьютерное исследование спроектированной системы цифрового дистанционного управления гидроагрегатным комплексом в задаче стабилизации частоты питающего напряжения в сети электроснабжения в условиях совокупного стохастического воздействия показало, что она обеспечивает стабилизацию частоты в полном соответствии с требованиями требованиями ГОСТ [15-18].

На защиту выносится комплексное решение задачи цифрового дистанционного онлайн управления непрерывными техническими объектами с учетом системных факторов канальной среды.

Положения, выносимые на защиту:

- выявление совокупности системных факторов канальной среды, которые влияют на качество цифрового дистанционного онлайн управления непрерывными техническими объектами;

- способ увеличения пропускной способности канальной среды путем сокращения размерности помехозащищаемой части кодовой посылки;

- способ аналитической оценки интервальности такого параметра как интервал дискретности цифрового дистанционного управления, использующего интерфейсы с помехозащитой в форме обнаружения, а не исправления искажений, необходимый для учёта специфики сетей;

- алгоритм синтеза цифрового онлайн дистанционного управления непрерывным техническим объектом на основе использования последовательного компенсатора;

- выявление совокупности системных проблем, порождаемых кратковременным нарушением–восстановлением нормального функционирования канальной среды;

- система цифрового онлайн дистанционного управления положением лопастей поворотно-лопастной гидравлической турбины типа ПЛ30-В-930 в задаче стабилизации частоты промышленного тока.

Основные положения диссертации докладывались и обсуждались всероссийских и международных конференциях:

1. Всероссийский Конгресс Молодых Учёных (Россия, Санкт-Петербург, 8-11 апрель 2014);
2. XII Всероссийское совещание по проблемам управления (Россия, Москва, 16-19 июня 2014);
3. 3rd International Conference on Circuits, Systems, Communications, Computers and Applications (Италия, Флоренция, 22-24 ноября 2014);
4. Всероссийский Конгресс Молодых Учёных (Россия, Санкт-Петербург, 7-10 апреля 2015);
5. 6th European Conference of Computer Science (ECCS '15) (Италия, Рим, 7-9 ноября 2015);
6. Российская мультikonференция "Информационные технологии в управлении" (Россия, Санкт-Петербург, 4-6 октября 2016);
7. 8th International congress on ultra modern telecommunications and control systems and workshops (ICUMT) (Португалия, Лиссабон, 18-20 октября 2016).

Достоверность полученных результатов, представленных в диссертационной работе, подтверждается:

1. Корректным использованием математического аппарата.
2. Представленными с диссертационной работе результатами компьютерных экспериментов в пакете Simulink программной среды MATLAB.
3. Печатными работами, а также статьями в сборниках трудов международных конференций. Основные теоретические и практические результаты диссертации отражены в 12 опубликованных статьях: 2 в журналах, индексируемых Scopus и Web of Science, 7 в журналах и изданиях, входящих в перечень РИНЦ, из них 4 также в перечень ВАК, и ещё 3 в сборниках трудов российских и зарубежных конференций. Все публикации подготовлены при непосредственном участии автора.

ГЛАВА 1. СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО ЛОКАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНЫМ ТЕХНИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ

В диссертации рассматривается задача синтеза цифрового онлайн дистанционного управления непрерывным техническим объектом, решение которой реализуется в двух вариантах:

- в виде комбинации обратных связей по вектору состояния (и выхода) НТО и прямых связей по экзогенному (задающему) воздействию (или ошибке его воспроизведения), алгоритмически поддерживаемая средствами метода модального управления [21,46,54];
- в виде последовательного компенсатора (ПК), алгоритмически поддерживаемая средствами аналитического конструирования ПК [6,19,63].

Оба варианта синтеза опирается на концепцию полиномиальной динамической модели (ПДМ), обладающей желаемыми динамическими показателями качества процессов в переходном и установившемся режимах, выполняющей функцию эталонной модели, передаточная функция которой приводится ниже в виде представления (1.1) В случае использования первого варианта синтеза цифрового дистанционного онлайн управления ПДМ задается с использованием векторно-матричного формализма метода пространства состояний в форме

$$\dot{z}(t) = \Gamma z(t) + E g(t), \quad \eta(t) = H z(t), \quad (1.1)$$

в которой векторные и матричные компоненты согласованы по размерности с такими же компонентами НТО. В случае использования последовательного компенсатора для построения устройство управление НТО носителем желаемых динамических показателей проектируемой системы становится передаточная функция прямой ветви системы, задаваемая на основании (1.3) в виде

$$W(s, \omega_0) = \frac{\Phi(s, \omega_0)}{1 - \Phi(s, \omega_0)} = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^{n-1} v_i \omega_0^i s^{n-i}}. \quad (1.2)$$

1.1 Модальное управление непрерывным объектом в непрерывной сигнальной среде

К настоящему моменту синтез модального управления непрерывным объектом в непрерывной сигнальной среде [19,21,46,53,54] можно считать достаточно канонизированным и сводится к следующей процедуре:

1. Задать (A, B, C) – представление НТО, где A, B, C – соответственно его матрицы состояния, управления и выхода.

2. Выбрать ПДМ [19,21,46,53,54] желаемую ПДМ, которая описывается передаточной функцией (ПФ) «вход–выход» (ВВ), параметризованной характеристической частотой ω_0

$$\Phi(s, \omega_0) = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{(n-i)}}, \quad (1.3)$$

в которой коэффициенты $v_i (i = \overline{1, n})$ определяют характер распределения корней полинома $D(s, \omega_0) = s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{(n-i)}$, а характеристическая частота ω_0 – пределы расположения корней на плоскости. Частота ω_0 передаточной функции (1.1) устанавливает главные параметры системы, описываемой ею, и в установившемся, и в переходном режимах [6,19,21,46]. Главными параметрами являются добротность по скорости, время переходного процесса, полосы пропускания на разных частотных срезах [6,19]. Неизменяемыми от значения параметра ω_0 являются следующие показатели системы: перерегулирование, число частотных полуколебаний за время переходного процесса и запасы устойчивости системы. Данные показатели задаются коэффициентами $v_i (i = \overline{1, n})$,

устанавливающими характер области локализации корней полинома знаменателя ПФ (1.1).

3. Представить ПДМ в векторно-матричной форме в одном из канонических базисов в форме (1.1)

4. Задать процесс формирования сигнала управления $u(t)$ НТО в форме аддитивной композиции сигналов прямых связей по задающему воздействию $g(t)$ с матрицей K_g и отрицательных обратных связей по состоянию $x(t)$ НТО с матрицей K

$$u(t) = K_g g(t) - Kx(t). \quad (1.4)$$

5. Решить матричного уравнения Сильвестра относительно матрицы M векторно-матричного подобия

$$M\Gamma - AM = -BH.$$

6. Вычислить матрицы формирователя сигнала управления (1.4) с помощью соотношений [19,21,46,53,54]

$$K = HM^{-1}, K_g = -(CM\Gamma^{-1}M^{-1}B)^{-1}.$$

7. Представить сигнал управления (1.4) в физически реализуемой форме с использованием в прямой связи ошибки $\varepsilon(t) = g(t) - y(t)$

$$u(t) = K_\varepsilon \varepsilon(t) - K_x x(t), K_\varepsilon = K_g = K_y, K_x = K - K_y C.$$

8. Агрегировать (A, B, C) – представление НТО с представлением (1.4) с целью получения математической модели спроектированной непрерывной системы

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t), y(t) = Cx(t), F = A - BK = M\Gamma M^{-1}, G = BK_g. \quad (1.5)$$

9. Провести комплексное исследование системы (1.5) в модельной среде Simulink.

10. Осуществить техническую реализацию системы управления, в состав которого входит НТО. В случае если, часть компонентов вектора состояния НТО не доступны непосредственному измерению, дополнить процедуру

конструированием динамического наблюдающего устройства для асимптотической оценки данных компонентов вектора состояния.

Таким образом, назревает вопрос, как будет меняться реализуемость необходимой величины частоты ω_0 при «погружении» передаточной функции (1.1) в каналную среду, связывающую по прямому каналу связи (КС) устройство формирования цифрового сигнала управления (УФЦСУ) с НТО и НТО с УФЦСУ по обратному КС [12,22,54].

1.2 Оценка параметров дискретного модельного представления непрерывного технического объекта при цифровом дистанционном онлайн управлении

Решение проблемы, вынесенной в заголовок раздела, начнем с рассмотрения полного алгоритма синтеза цифрового модального управления [21,37,46], используемого для формирования компактного управления НТО, которому придадим номер 1.1 и аббревиатуру А1.1.

Алгоритм 1.1 (А1.1):

1) Задаём требования к показателям качества системы цифрового управления (СЦУ) НТО в переходном и установившемся режимах.

2) Задать векторно-матричное описание (ВМО) «вход–состояние–выход» (ВСВ) НТО в форме

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); y(t) = Cx(t), \quad (1.2)$$

где x, u, y – векторы состояния, управления и выхода объекта соответственно; $x \in R^n, u \in R^r, y \in R^m$; A, B, C – матрицы состояния, управления и выхода соответственно, согласованные по размерности с векторами x, u, y , так что $A \in R^{n \times n}, B \in R^{n \times r}, C \in R^{m \times n}$.

3) Сформировать дискретное представление НТО (1.2) с учетом того, что кусочно-постоянное на интервале дискретности длительности Δt управление

выводится из управляющей микроЭВМ или микроконтроллера в дискретные моменты времени $t = k(\Delta t)$

$$x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k); y(k) = \bar{C}x(k), \quad (1.3)$$

на основе его (A, B, C) -непрерывного представления (1.2) с матричными компонентами, записываемыми в форме

$$\bar{A} = \exp(A \cdot \Delta t); \bar{B} = A^{-1} \cdot (\bar{A} - I) \cdot B; C = \bar{C}. \quad (1.4)$$

4) Ввести гипотезу о полной измеримости задающего воздействия $g(k)$ и вектора состояния $x(k)$ с целью формирования закона управления вида

$$u(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K}x(k), \quad (1.5)$$

позволяющего на основе агрегирования (1.3) и (1.5) создать дискретную модель конструируемой системы с векторно-матричным описанием

$$x(k+1) = \bar{F}x(k) + \bar{G}g(k); y(k) = \bar{C}x(k), \quad (1.6)$$

с учётом соотношений

$$\bar{F} = \bar{A} - \bar{B}\bar{K}; \bar{G} = \bar{B}\bar{K}_g. \quad (1.7)$$

5) Выбрать непрерывную полиномиальную модальную модель (ПММ) желаемого поведения «вход-выход» непрерывной версии конструируемой системы с передаточной функцией $\Phi(s, \omega_0)$ и представленной наблюдаемой парой матриц (Γ, H) , задающих необходимые динамические параметры непрерывной модели системы. Матрица $\Gamma = \Gamma(\omega_0)$ содержит требуемую структуру собственных значений, полученных с помощью ω_0 , которая в свою очередь удовлетворяет условию Котельникова-Шеннона [61]

$$\omega_0 = \arg\{\pi/\Delta t \geq \Delta\omega_{0.05}(\omega_0) = \min\arg\{|\Phi(j\omega, \omega_0)| \leq 0.05\}\},$$

$$\sigma\{\Gamma(\omega_0)\} = \{\lambda_i(\omega_0); i = \overline{1, n}\},$$

$$\Gamma \in R^{n \times n}; \dim H = \dim B^T;$$

6) Сформировать матрицы состояния Γ дискретной модальной модели с парой матриц $(\bar{\Gamma}, \bar{H})$, с учётом соотношений

$$\bar{\Gamma} = \exp(\Gamma \Delta t), \quad (1.8)$$

$$\bar{\Gamma} = \arg \left\{ \sigma \{ \bar{\Gamma} \} = \left\{ \bar{\lambda}_i = \exp \lambda_i \Delta t; i = \overline{1, n} \right\} \right\}. \quad (1.9)$$

- 7) Сформировать матрицу \bar{H} в силу соотношения $\bar{H} = \arg \{ \text{observ}(\bar{\Gamma}, \bar{H}) \}$.
- 8) Рассчитать матричное уравнение Сильвестра с учётом \bar{M} $\{ \bar{M}\bar{\Gamma} - \bar{A}\bar{M} = -\bar{B}\bar{H} \}$.
- 9) Рассчитать матрицу обратной связи \bar{K} по вектору состояния дискретного ОУ в законе управления вида (1.5) по формуле $\bar{K} = \bar{H}\bar{M}^{-1}$.
- 10) Сконструировать матрицу \bar{F} состояния дискретной системы (1.6) по формулам $\bar{F} = \bar{A} - \bar{B}\bar{K} = \bar{M}\bar{\Gamma}\bar{M}^{-1}$.

11) Сконструировать матрицу \bar{K}_g прямой связи по вектору задающего воздействия $g(k)$, базируясь на учёте свойств отношения «вход-выход» конструируемой дискретной системы, особенно на равенстве входа и выхода при неподвижном состоянии. Реализация свойства позволяет констатировать

$$\bar{K}_g = \arg \{ \bar{C}(zI - \bar{F})^{-1} \cdot \bar{B}\bar{K}_g \Big|_{z=1} = I \} = [\bar{C}(I - \bar{F})^{-1} \cdot \bar{B}]^{-1},$$

что даёт построить матрицу \bar{G} входа по формулам (1.7).

12) Провести исследование динамических показателей сконструированной системы (1.6) в пакете Simulink среды Matlab для дальнейшего изменения модальной модели, взятой при синтезе.

13) Совершить отказ от идеи о полной измеримости вектора задающего внешнего воздействия $g(k)$. Это даёт право говорить об осуществлении цифрового закона управления (1.5) к виду, содержащему сигнал ошибки $\varepsilon(k) = g(k) - y(k)$, доступный измерению, а также единичную отрицательную связь по выходу для задания сигнала управления по формуле

$$u(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K}x(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K}_y y(k) - \bar{K}_x x(k) \Big|_{\bar{K}_g = \bar{K}_y = \bar{K}_\varepsilon} = \bar{K}_\varepsilon \varepsilon(k) - \bar{K}_x x(k), \quad (1.10)$$

Причём матрица \bar{K}_x рассчитывается по формуле $\bar{K}_x = \bar{K} - \bar{K}_g \bar{C}$.

14) Совершить отказ от идеи полной измеримости вектора $x(k)$ состояния объекта (1.3) и заменить его оценкой $x_e(k)$, задаваемой динамическим наблюдающим устройством (ДНУ), в виде $x_e(k+1) = \bar{F}_e x_e(k) + \bar{L}_e y(k) + \bar{B}_e u(k)$, причём матрицы \bar{F}_e, \bar{L}_e ДНУ берутся по соотношению $\bar{F}_e = \arg\{\sigma\{\bar{F}_e\} \prec \sigma\{\bar{F}\} \& \sigma\{\bar{A}\} \cap \sigma\{\bar{F}_e\} = 0\}$, $\bar{L}_e = \arg\{\text{contr}(\bar{F}_e, \bar{L}_e)\}$, а \prec – знак мажоризации, говорящий о том, что моды матрицы состояния ДНУ расположены на комплексной плоскости в круге с радиусом, несколько меньшим радиуса круга расположения мод матрицы \bar{F} состояния дискретной системы (1.6).

15) Рассчитать матрицу \bar{T}_e подобия вектора наблюдения $x_e(k)$ вектору состояния $x(k)$, сформированного в виде $x_e(k) = \bar{T}_e x(k) - \bar{\Theta}_e(k)$, что вытекает из решения матричного уравнения Сильвестра

$$\bar{T}_e \bar{A} - \bar{F}_e \bar{T}_e = \bar{L}_e \bar{C}_e, \quad (1.11)$$

которая позволяет получить матрицу входа \bar{B}_e в форме

$$\bar{B}_e = \bar{T}_e \bar{B} \quad (1.12)$$

так, что (1.11) и (1.12) обеспечивают асимптотическую сходимость к нулю вектора невязки наблюдения $\bar{\Theta}_e(k)$ в формах $\bar{\Theta}_e(k+1) = \bar{F}_e \bar{\Theta}_e(k)$; $\bar{\Theta}_e(0) = \bar{T}_e x(0) - x_e(0)$, $\bar{\Theta}_e(k) = (\bar{F}_e)^k \bar{\Theta}_e(0)$.

16) Сконструировать физически достижимую динамическую версию исходного «алгебраического» закона управления (1.5) с видом $u(k) = \bar{K}_e \varepsilon(k) - \bar{N}y(k) - \bar{D}x_e(k)$, в котором матрицы связей \bar{N} по выходу объекта управления и \bar{D} по вектору состояния ДНУ, рассчитываются по соотношению $[\bar{N}; \bar{D}] \cdot [\bar{C}^T; \bar{T}_e^T]^T = \bar{K}_x$.

17) Провести комплексное исследование построенной системы компактного цифрового управления непрерывным техническим объектом с

динамическим источником сигнала управления. Построенная система имеет следующее дискретное векторно-матричное описание

$$x_{\Sigma}(k+1) = \bar{F}_{\Sigma}x_{\Sigma}(k) + \bar{G}_{\Sigma}g(k); \quad x_{\Sigma}(0); \quad y(k) = \bar{C}_{\Sigma}x_{\Sigma}(k),$$

$$\text{где } x_{\Sigma}(k) = \text{col}\{x(k), \bar{\Theta}_e\}; \quad \bar{F}_{\Sigma} = \text{col}\left\{\begin{bmatrix} \bar{F} & \bar{B}\bar{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{F}_e \end{bmatrix}\right\},$$

$\bar{G}_{\Sigma} = \text{col}\{\bar{G}, 0\}; \quad \bar{C}_{\Sigma} = \text{col}\{\bar{C}, 0\}$, в среде Simulink пакета прикладных программ Matlab для оценки возможного влияния на динамические показатели в установившемся и переходном режимах построенной системы цифрового управления по выходу и ошибке при нулевом начальном состоянии ОУ и ненулевом внешнем задающем воздействии $g(k)$, и при ненулевом начальном состоянии ОУ и нулевом задающем воздействии для возможного изменения показателей ДНУ, и вероятно, целиком алгоритма управления (1.10) в варианте значительных выбросов по выходу при ненулевом начальном состоянии ОУ, способных дестабилизировать рабочее состояние ОУ.

Возвращение к проблемам, вынесенным в заголовок раздела, сопроводим рабочей гипотезой о том, что:

1. исходный НТО является объектом управления (ОУ) типа «одномерный вход – одномерный выход» (ОВОВ);
2. характер организации обмена информацией в канальной среде дуплексный;
3. коррекция искажения ПЗК в канале связи осуществляется за один такт канального времени, то есть за время одного бита предоставленного ТМП.

Тогда нетрудно видеть, что в силу п.п.1 и 2 размерность дискретной модели ОУ увеличивается на два. Действительно, за счет преобразований «параллельный–последовательный» и «последовательный–параллельный» в прямом и обратном каналах связи дискретная модель ОУ представляет собой агрегированный дискретный технический объект (АДТО). В нем сочетаются три последовательно соединенные дискретные подсистемы: первая является совокупностью процедур кодовых модификаций в прямом канале связи в виде дискретной системы первого порядка; вторая – дискретное модельное описание

начального дистанционно управляемого НТО размерности n ; третья – совокупность процедур кодовых модификаций в обратном канале связи в форме дискретной системы первого порядка. Логично, сложенный из трех дискретных подсистем технический объект будет характеризоваться размерностью вектора состояния $n_A = n + 2$. При этом покомпонентно получаем для дискретных подсистем:

- прямого КС представление

$$x_{\text{ПК}}(k+1) = u(k); \dim x_{\text{ПК}} = 1; \quad (1.13)$$

- НТО представление

$$x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u_{\text{ТО}}(k); u_{\text{ТО}}(k) = x_{\text{ПК}}(k); y(k) = \bar{C}x; \dim x = n; \quad (1.14)$$

- обратного КС представление

$$x_{\text{ОК}}(k+1) = y(k); y'(k) = x_{\text{ОК}}(k); \dim x_{\text{ОК}} = 1; \quad (1.15)$$

где $x_{\text{ПК}}, x, x_{\text{ОК}}, u, u_{\text{ТО}}, y, y'$ – соответственно вектора состояний дискретных подсистем прямого КС, управляемого НТО, обратного КС; сигналы управления: передаваемый с пункта управления (ПУ) и поступающий на вход непосредственно НТО, а также управляемого выхода НТО и измерительного выхода, информация о котором передается на ПУ в ДНУ.

Объединение подсистем (1.13)–(1.15) дает описание АДТО в форме

$$x_A(k+1) = \bar{A}_A x_A(k) + \bar{B}_A u(k); x_A(0);$$

$$y(k) = \bar{C}_A x_A(k); y'(k) = C^T_A x(k),$$

где

$$x_A = [x_{\text{ОК}}, x^T, x_{\text{ПК}}]^T; C^T_A = [1 \quad 0_{(1 \times n)} \quad 0]; \bar{C}_A = [0 \quad \bar{C} \quad 0]; \bar{B}_A = [0 \quad 0_{(n \times 1)} \quad 1]^T;$$

$$\bar{A}_A = \begin{bmatrix} 0 & \bar{C} & 0 \\ 0 & \bar{A} & \bar{B} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.16)$$

В (1.16) матрицы $\bar{B}, \bar{A}, \bar{C}$ рассчитываются по формулам (1.4) с тем отличием, что интервал дискретности Δt нужно заменить на Δt_A , формируемый при введенной рабочей гипотезе с помощью соотношения

$$\Delta t_A = (n_c + 1)\Delta t_b, \quad (1.17)$$

где Δt_b – длительность бита кода в имеющемся телемеханическом протоколе.

Такую же модификацию нужно провести и с модальной моделью в п.п.5 и 6 алгоритма А1.1. Так при выборе непрерывной модальной модели с наблюдаемой парой матриц (Γ, H) необходимо размерность n поменять на размерность $n_A = n + 2$, а при переходе к ее дискретному представлению с помощью (1.8) и (1.9) интервал дискретности Δt следует поменять на (1.17).

В итоге, проведенные модификации адаптируют алгоритм А2 к синтезу цифрового дистанционного модального управления непрерывным техническим объектом с учетом фактора канальной среды.

Примечание 1. Независимо от скорости (пропускной способности) предоставленного ТМП фактор последовательного характера передачи информации в его физической среде для целей дистанционного управления непрерывным техническим объектом ОВОВ–типа увеличивает на два размерность его дискретной модели, становясь равной $n_A = n + 2$. Если НТО является объектом типа «многомерный вход–многомерный выход» (МВМВ) с r – входами и r – выходами, то общая размерность дискретной модели объекта МВМВ–типа увеличивается на $2r$.

Примечание 2. Если характер организации обменом информацией в канальной среде с помощью имеющегося ТМП полудуплексный, то агрегированный интервал дискретности становится равным $\Delta t_A = 2(n_c + 1)\Delta t_b$. Если при проектировании цифрового дистанционного управления НТО для целей обеспечения информационной надежности используются циклические ПЗК, средствами которых коррекция искажений кодов в канальной среде выполняется

на втором цикле деления модулярного многочлена (ММ) искаженного ПЗК на образующий ММ ПЗК, осуществляемого в темпе «канального» времени, то агрегированный интервал дискретности становится равным $\Delta t_A = (n_c + n_c)\Delta t_b = 2n_c\Delta t_b$ для случая дуплексной организации обмена информацией в канальной среде и равным $\Delta t_A = 4n_c\Delta t_b$ для случая полудуплексной.

1.3 Оценка достижимых показателей качества системы цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом

Данную задачу будем решать для непрерывных технических объектов ОВОВ-типа, базируясь на модифицированной версии алгоритма А1.1 синтеза цифрового модального управления. Ключевыми пунктами этого алгоритма в решении поставленной задачи является пункты 5 и 6, в первом из которых выбирается непрерывная полиномиальная модальная модель агрегированной размерности $n_A = n + 2$, а во втором – осуществляется переход к дискретному представлению непрерывной ПММ с агрегированным интервалом дискретности Δt_A .

На данный момент показатели качества процессов отношения «вход–выход» хорошо табулированы. Табуляция основана на канонизации распределения корней характеристических полиномов (ХП) передаточных функций (ПФ) «вход–выход» (ВВ) на комплексной плоскости и параметризации коэффициентов, а следовательно и корней ХП, этой ПФ характеристической частотой (ХЧ) ω_0 . Параметризованная ХЧ ω_0 передаточная функция ВВ непрерывной ПММ имеет вид

$$\Phi(s, \omega_0) = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{n-i}} = \frac{v_n \omega_0^n}{D(s, \omega_0)}, \quad (1.18)$$

где коэффициенты $v_i (i = \overline{1, n})$ определяются используемым распределением корней характеристического полинома $D(s, \omega_0)$. Наиболее употребительными в практике модального управления в настоящее время стали распределение корней Баттерворта и биномиальное распределение Ньютона. Если по условиям технической задачи в кривой переходного процесса системы управления НТО недопустимо перерегулирование, то рекомендуется использовать ПММ с биномиальным распределением корней ХП. Если перерегулирование допустимо и при этом требуется крутой спад амплитудных частотных характеристик, то рекомендуется использовать ПММ с распределением Баттерворта корней ХП. В таблицах 1.1 и 1.2 приведены показатели качества ПММ с ХП четвертого и пятого порядков.

Таблица 1.1

| Порядок n | $D(s, \omega_0)$ с распределением Баттерворта | $\sigma, \%$ | $t_\sigma \omega_0$ | $t_{п.п} \omega_0$ | $\frac{D}{\omega_0}$ | Полоса пропускания $\Delta\omega/\omega_0$ | | | |
|-------------|--|--------------|---------------------|--------------------|----------------------|--|----------------|---------------|--------------------|
| | | | | | | $ 1-M \leq 0,05$ | $M \geq 0,707$ | $M \geq 0,05$ | $\delta \leq 0,05$ |
| 4 | $s^4 + 2,6\omega_0 s^3 + 3,4\omega_0^2 s^2 +$ $+2,6\omega_0^3 s + \omega_0^4$ | 11 | 5,55 | 7 | 0,385 | 0,701 | 1 | 2,11 | 0,02 |
| 5 | $s^5 + 3,24\omega_0 s^4 + 5,24\omega_0^2 s^3 +$ $+5,24\omega_0^3 s^2 + 3,24\omega_0^4 s + \omega_0^5$ | 13 | 6,3 | 8 | 0,31 | 0,774 | 1 | 1,782 | 0,017 |

Таблица 1.2

| Порядок n | $D(s, \omega_0)$ с биномиальным распределением Ньютона | $\sigma, \%$ | $t_\sigma \omega_0$ | $t_{п.п} \omega_0$ | $\frac{D}{\omega_0}$ | Полоса пропускания $\Delta\omega/\omega_0$ | | | |
|-------------|--|--------------|---------------------|--------------------|----------------------|--|----------------|---------------|--------------------|
| | | | | | | $ 1-M \leq 0,05$ | $M \geq 0,707$ | $M \geq 0,05$ | $\delta \leq 0,05$ |
| 4 | $s^4 + 4\omega_0 s^3 + 6\omega_0^2 s^2 +$ $+4\omega_0^3 s + \omega_0^4$ | 0 | — | 7,8 | 0,25 | 0,144 | 0,44 | 2,115 | 0,0125 |
| 5 | $s^5 + 5\omega_0 s^4 + 10\omega_0^2 s^3 +$ $+10\omega_0^3 s^2 + 5\omega_0^4 s + \omega_0^5$ | 0 | — | 9 | 0,2 | 0,128 | 0,4 | 1,82 | 0,01 |

Такой выбор размерностей ПММ определяется тем, что при решении задачи синтеза цифрового дистанционного управления НТО таблицей нужно пользоваться в силу фактора канальной среды для значений размерности

$n_A = n + 2$ [30]. Таким образом, выборка размерностей ПММ вычислена на исходный НТО порядка $n = 2 \div 3$, что вполне соответствует практическим задачам. В таблицах 1.1 и 1.2 приведены показатели качества систем управления ОВОВ–типа в переходном и установившемся режимах, причем два показателя качества: перерегулирование кривой переходного процесса $\sigma(\%)$ и запас устойчивости по фазе $\Delta\phi^\circ$ – не параметризуются характеристической частотой, так как определяются только видом распределения корней ХП.

Остальные показатели:

$$t_\sigma(\omega_0) = \arg\left(\max_t h(t) \& t < t_\Pi\right),$$

$$t_\Pi(\omega_0) = \min_t \arg(|1 - h(t)| < 0.05); \quad h(t) \text{ – переходная функция;}$$

$D(\omega_0), \omega_c(\omega_0)$ – соответственно добротность по скорости и частота среза; полосы пропускания

$$(\Delta\omega(\omega_0))_1 = \omega = \min_\omega \arg(|1 - M(\omega)| = 0.05),$$

$$(\Delta\omega(\omega_0))_2 = \omega = \arg(M(\omega) = 0.707),$$

$$(\Delta\omega(\omega_0))_3 = \omega = \arg(M(\omega) = 0.05), \quad (\Delta\omega(\omega_0))_4 = \omega = \max_\omega \arg(\delta(\omega) \leq 0.05).$$

$M(\omega) = |\Phi(j\omega)|$ – амплитудная частотная характеристика,

$\delta(\omega) = |1 - \Phi(j\omega)|$ – относительная частотная ошибка ПММ

параметризуются характеристической частотой ω_0 .

В решении поставленной задачи оценкой достижимых показателей качества системы цифрового дистанционного управления НТО с учетом фактора канальной среды является конкретная полоса пропускания

$(\Delta\omega(\omega_0))_3 = \omega = \arg(M(\omega) = 0.05)$, причём обязательно выполнение условия теоремы Котельникова – Шеннона, задаваемого в виде неравенства $(\Delta\omega(\omega_0))_3 \leq \pi/(\Delta t_A)$.

В итоге, с учетом фактора канальной среды достижимы только те показатели качества системы ОВОВ–типа дистанционного цифрового управления

НТО, которые определяются характеристической частотой, удовлетворяющей неравенству

$$\omega_0 = \arg\{(\Delta\omega(\omega_0))_3 \leq \pi/(\Delta t_A)\}. \quad (1.19)$$

Обобщим полученные результаты в форме алгоритма.

Алгоритм 1.2 (А1.2):

1) Определить начальные требования:

1.1) Определить требования к техническим параметрам системы цифрового дистанционного управления НТО.

1.2) Определить требования к информационной надежности путём выбора категории системы в соответствии с ГОСТ 26.205-88.

1.3) Определить аппаратные средства кодовых преобразований типа «параллельный – последовательный», «последовательный – параллельный», а также АЦП, ЦАП и микроконтроллера, определяющих аппаратный и системный параметр n_p .

1.4) Сформировать заявку на желаемый ТМП, характеризующийся временем переходного процесса Δt_b - канальным и системным параметром, а также организацией обмена информацией в канальной среде с помощью предоставленного ТМП в форме «дуплексный – полудуплексный», а также способом коррекции искажений принятого из КС кода.

1.5) Определить вероятность искажения бита двоичного кода передачи сигналов управления по прямому каналу и кода сигналов измерения выхода НТО по обратному каналу.

2) Определить формат (n_c, k_c) помехозащищенного кода в соответствии с алгоритмом А1 с установленным количеством разрядов информационной части $k_c = n_p$.

3) Построение ВМО НТО вида (1.1) и его размерности n .

4) Формирование размерности n_A АДТО $n_A = n + 2$.

5) Формирование агрегированного интервала дискретности как функции $\Delta t_A = \Delta t_A(\Delta t_b, n_c)$ и характера организации обмена информацией «дуплексный – полудуплексный» и способа исправления искажений кода передачи в КС.

6) Выбор вида распределения корней ХП полиномиальной модальной модели размерности и конкретной ПММ на основании таблиц 1 и 2 размерности n_A .

7) Решение соотношения (1.19) относительно характеристической частоты ω_0 ПММ с дальнейшей оценкой численных значений показателей качества процессов системе цифрового дистанционного управления НТО и установления отношения порядка полученных результатов с заданными в техническом задании (ТЗ).

8) В случае удовлетворение требованиям ТЗ переход к п.9 алгоритма, иначе к п.10.

9) Синтез цифрового дистанционного управления НТО в соответствии с модифицированным алгоритмом А1.1.

10) Возвращение к п.1 алгоритма.

Для определения связи характеристической частоты ω_0 с интервалом дискретности необходимо применить два системных положения. Первое связано с математической зависимостью передаточную функцию (1.18) с полосой пропускания $(\Delta\omega)_s$ системы пятипроцентным пределом величины ее амплитудной частотной характеристики отношения «вход–выход» от характеристической частоты ω_0 в форме

$$(\Delta\omega(\omega_0))_s = \omega = \max_{\omega} \arg\{|\Phi_A(j\omega, \omega_0)| = M(\omega, \omega_0) \geq 0.05\} = \gamma_{(*)n} \cdot \omega_0. \quad (1.20)$$

В выражении (1.20) коэффициент пропорциональности $\gamma_{(*)n}$, у которого элемент $(*)$ двойного индекса может принимать смысл $(*) = B$ и $(*) = N$, что указывает на обладание полиномом $D(s, n_A, \omega_0)$ соответственно распределением Баттерворта и Ньютона его корней. Второй элемент n двойного индекса

принимает смысл $n = 4$ и $n = 5$ размерности модели (1.18). Соответственно, таблицы 1.1 и 1.2 дают возможность записать для коэффициентов пропорциональности: $\gamma_{B4} = 2.11$, $\gamma_{B5} = 1.782$, $\gamma_{N4} = 2.0$, $\gamma_{N5} = 1.54$.

Второе системное положение, базирующееся на теореме Котельникова-Шеннона, математически связывает интервал дискретности Δt информационного обмена с полосой пропускания $(\Delta\omega)_c$ канальной среды в ходе цифрового дистанционного управления уравнением

$$(\Delta\omega)_c = \pi/\Delta t. \quad (1.21)$$

Понятно, динамические показатели системы (1.18) осуществимы при цифровом дистанционном управлении НТО, при условии удовлетворения неравенства

$$(\Delta\omega)_c = \pi/\Delta t \geq (\Delta\omega(\omega_0))_s = \gamma_{(*)n} \cdot \omega_0. \quad (1.22)$$

Если неравенство (1.22) определить для характеристической частоты ω_0 , то получим

$$\omega_0 \leq \pi/(\Delta t \cdot \gamma_{(*)n}). \quad (1.23)$$

При этом максимальное значение характеристической частоты ω_0 , реализуемой в предоставленной канальной среде, определяется выражением

$$\omega_0 = \pi/(\Delta t \cdot \gamma_{(*)n}). \quad (1.24)$$

Если соотношение (1.24) подставить в аналитические представления показателей качества непрерывных динамических систем, приведенные в таблицах 1.1 и 1.2 в форме функций характеристической частоты ω_0 , то получим таблицы предельно достижимых показателей систем ОВОВ–типа с передаточной функцией «вход–выход» (1.18) как функций интервала дискретности Δt информационной передачи в процессе цифрового дистанционного управления.

Динамические показатели непрерывной системы ОВОВ–типа с передаточной функцией вида (1.18) с распределением Баттерворта и с биномиальным распределением Ньютона корней полинома $D(s, n_A, \omega_0 = \pi/(\gamma_{Bn}\Delta t))$ приведены в таблице 1.3 и 1.4 соответственно.

Таблица 1.3

| Порядок n | $D(s, \omega_0)$ с распределением Баттлерворта | $\sigma, \%$ | $\frac{t_\sigma}{\Delta t}$ | $\frac{t_{н.п.}}{\Delta t}$ | $D\Delta t$ | Полоса пропускания $\Delta\omega \cdot \Delta t$ | | | |
|----------------|---|--------------|-----------------------------|-----------------------------|-------------|--|----------------|---------------|--------------------|
| | | | | | | $ 1-M \leq 0,05$ | $M \geq 0,707$ | $M \geq 0,05$ | $\delta \leq 0,05$ |
| 4 | $s^4 + 2,6\omega_0 s^3 + 3,4\omega_0^2 s^2 +$ $+2,6\omega_0^3 s + \omega_0^4$ $\omega_0 = 1,4889(\Delta t)^{-1}$ | 11 | 3,73 | 4,7 | 0,573 | 1,044 | 1,49 | 3,142 | 0,03 |
| 5 | $s^5 + 3,24\omega_0 s^4 + 5,24\omega_0^2 s^3 +$ $+5,24\omega_0^3 s^2 + 3,24\omega_0^4 s + \omega_0^5$ $\omega_0 = 1,763(\Delta t)^{-1}$ | 13 | 3,57 | 4,54 | 0,547 | 1,365 | 1,763 | 3,142 | 0,03 |

Таблица 1.4

| Порядок n | $D(s, \omega_0)$ с биномиальным распределением Ньютона | $\sigma, \%$ | $\frac{t_\sigma}{\Delta t}$ | $\frac{t_{н.п.}}{\Delta t}$ | $D\Delta t$ | Полоса пропускания $\Delta\omega \cdot \Delta t$ | | | |
|----------------|--|--------------|-----------------------------|-----------------------------|-------------|--|----------------|---------------|--------------------|
| | | | | | | $ 1-M \leq 0,05$ | $M \geq 0,707$ | $M \geq 0,05$ | $\delta \leq 0,05$ |
| 4 | $s^4 + 4\omega_0 s^3 + 6\omega_0^2 s^2 +$ $+4\omega_0^3 s + \omega_0^4$ $\omega_0 = 1,5708(\Delta t)^{-1}$ | 0 | — | 4,97 | 0,393 | 0,226 | 0,691 | 3,142 | 0,021 |
| 5 | $s^5 + 5\omega_0 s^4 + 10\omega_0^2 s^3 +$ $+10\omega_0^3 s^2 + 5\omega_0^4 s + \omega_0^5$ $\omega_0 = 2,04(\Delta t)^{-1}$ | 0 | — | 4,42 | 0,408 | 0,261 | 0,816 | 3,142 | 0,022 |

Пример 1. Требуется оценить достижимые динамические показатели системы цифрового дистанционного управления (СЦДУ) НТО ОВОВ–типа при следующих системных и канальных условиях:

1. Выбирается НТО ОВОВ–типа размерности $n = 2$;
2. Четырёхфазная трансформация «параллельный – последовательный» при передаче и «последовательный – параллельный» при приеме в прямом и обратном каналах связи аппаратурой с задержками времени, равными длительности трансформируемого кода в обоих КС приводит к объединённой дискретной модели НТО размерности $n_A = n + 2 = 4$;
3. Выбирается аппаратная среда терминальных узлов СЦДУ представления, образования и трансформирования сигнала управления разрядностью $n_d = 8$;

4.Используемый ТМП обладает скоростью передачи $c = 1200bps$ и характеризуется длительностью бита $\Delta t_b = 8.333 \cdot 10^{-4} c$;

5.Помеховая среда такова в КС, что при допустимой вероятности приема ложной команды $P_{atf} = 10^{-7}$ в силу (1.19) приводит к формату ПЗК (15,8) с числом проверочных разрядов $m = 7$;

6.Процедура коррекции искажений ПЗК производится за интервал, равный одному биту;

7.Используемый ТМП даёт возможность осуществить «дуплексный» обмен информацией в ходе ЦДОУ НТО;

8. Используемый ТМП не применяет «скремблирование-дескремблирование» передаваемых–принимаемых кодовых последовательностей сигналов.

9. Зададим системе цифрового дистанционного управления биномиальное распределением Ньютона корней характеристического полинома с тем, чтобы гарантировать отсутствие перерегулирования.

Решение примера 1.

1.Расчёт агрегированного интервала дискретности Δt для описанных выше условий дает для него значение

$$\Delta t = \Delta t_b (n_d + m + 1) = 8333 \cdot 10^{-4} \cdot (8 + 7 + 1) = 0.01333c;$$

2.На основе таблицы 1.4 при $n = 4$ получены следующие оценки предельно достижимых значений:

- перерегулирования $\sigma = 0\%$;
- длительности переходного процесса $t_{II} \geq 4.97 \Delta t = 0.0663c$;
- добротности по скорости $D \leq 0.393/(\Delta t) = 29.48c^{-1}$;
- характеристическая частота $\omega_0 \leq 1.5708(\Delta t)^{-1} = 117.84c^{-1}$.

Пример 2. Требуется оценить достижимые динамические показатели СЦДУ НТО ОВОВ–типа при следующих системных и канальных условиях:

1.НТО ОВОВ–типа размерности $n = 2$;

2. Четырёхфазная трансформация «параллельный – последовательный» при передаче и «последовательный – параллельный» при приеме в прямом и обратном каналах связи аппаратурой с задержками времени, равными длительности трансформируемого кода в обоих КС приводит к объединенной дискретной модели НТО размерности $n_A = n + 2 = 4$;

3. Аппаратная среда терминальных узлов СЦДУ представления, образования и трансформации сигнала управления разрядностью $n_d = 12$;

4. Используемый ТМП обладает скоростью передачи $c = 600\text{bps}$ и характеризуется длительностью бита $\Delta t_b = 16.666 \cdot 10^{-4} \text{c}$;

5. Помеховая среда такова в КС, что при допустимой вероятности приема ложной команды $P_{atf} = 10^{-7}$ в силу (1.19) приводит к формату ПЗК (23,12) с числом проверочных разрядов $m = 11$;

6. Процедура коррекции искажений ПЗК производится за интервал, равный одному биту;

7. Используемый ТМП даёт возможность осуществить «полудуплексный» обмен информацией в ходе ЦДОУ НТО;

8. Используемый ТМП применяет «скремблирование-дескремблирование» передаваемых–принимаемых кодовых последовательностей сигналов.

9. Зададим системе цифрового дистанционного управления биномиальное распределение Ньютона корней характеристического полинома с тем, чтобы гарантировать отсутствие перерегулирования.

Решение примера 2.

1. Расчёт агрегированного интервала дискретности Δt для описанных выше условий дает для него значение

$$\Delta t = 2\Delta t_b(n_d + m + 3) = 16.666 \cdot 10^{-4} \cdot (12 + 11 + 3) = 0.0433\text{c};$$

2. На основе таблицы 1.4 при $n = 4$ получены следующие оценки предельно достижимых значений:

- перегулирования $\sigma = 0\%$;
- длительности переходного процесса $t_{II} \geq 4.97\Delta t = 0.2154c$;
- добротности по скорости $D \leq 0.393/(\Delta t) = 9.0762c^{-1}$;
- характеристическая частота $\omega_0 \leq 1.5708(\Delta t)^{-1} = 36.2771c^{-1}$.

На рисунке 1.1 представлена структурная схема цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом, спроектированная с использованием модального управления и динамического наблюдения.

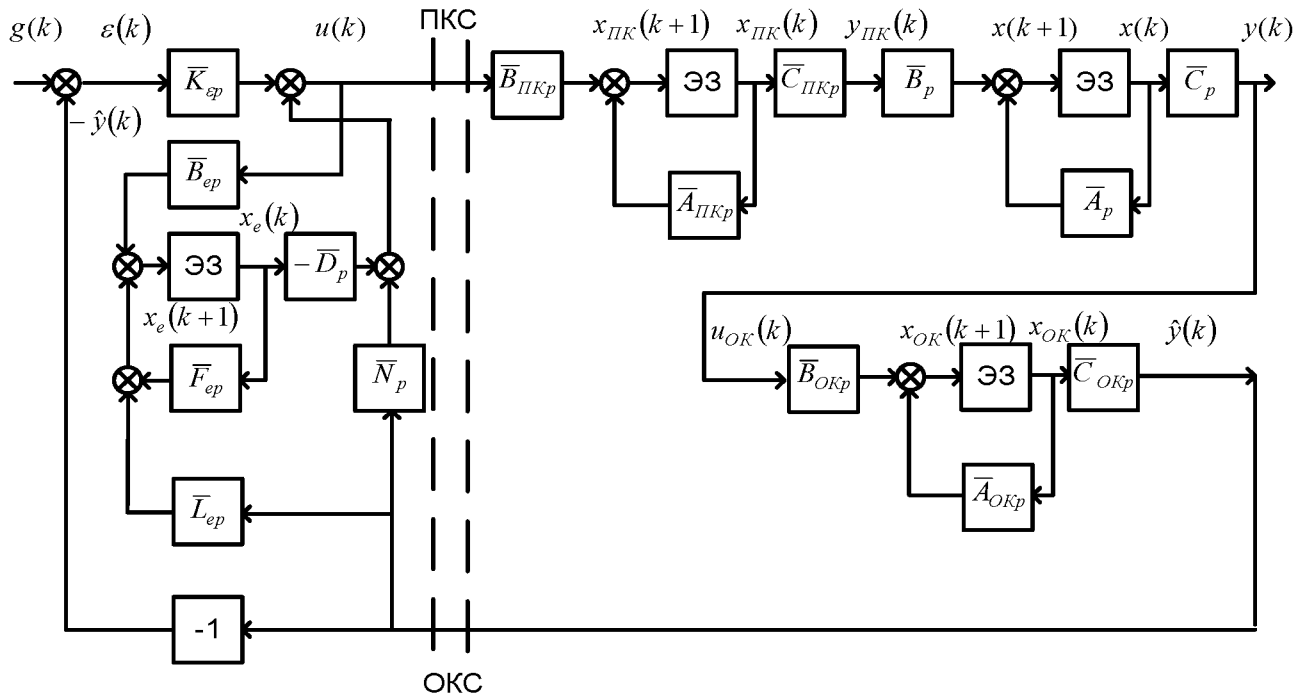


Рисунок 1.1 – Структурная схема цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом

Выводы по главе 1

1. Решена задача оценки изменения условия осуществимости необходимой величины характеристической частоты при «погружении» в канальную среду передаточной функции в задаче организации цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом.

2. Установлено, что достижимы только те показатели качества системы ОВОВ–типа цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом, которые доставляются системе характеристической частотой, удовлетворяющей условию теоремы Котельникова – Шеннона в форме выполнения соответствующего неравенства.

3. Положения главы проиллюстрированы в примерах по оценке достижимых динамических показателей системы цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом ОВОВ–типа при различных телемеханических протоколах.

4. Приведена схема цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом, спроектированная с использованием модального управления и динамического наблюдения.

ГЛАВА 2. СИСТЕМНЫЕ ФАКТОРЫ КАНАЛЬНОЙ СРЕДЫ В ЗАДАЧАХ ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО ОНЛАЙН УПРАВЛЕНИЯ

2.1 Стек системных факторов, влияющих на размерность объекта управления и длительность интервала дискретности

Наличие канальной среды в задаче цифрового дистанционного онлайн управления в протоколе PPP [40,54], которая математически является скалярной, т.е. последовательной, а не векторной, т.е. параллельной, при передаче сигналов, а также приемником помех, создаваемых физическими средствами на всей ее протяженности, призывает к учёту системных факторов [29,30,65,75]:

1. Осуществление многофазной трансформации «параллельный – последовательный» при передаче и «последовательный – параллельный» при приеме в прямом и обратном каналах связи аппаратурой с задержками времени, равными длительности трансформируемого кода в обоих КС;

2. Использование помехозащищенных кодов при передаче, следствием чего становится увеличение формата передаваемого кода из-за внедрения проверочных разрядов;

3. Осуществление коррекции обнаруженных искажений передаваемых помехозащищенных кодов с задержками времени, определяемыми методом осуществления коррекции;

4. Осуществление обмена информацией в «дуплексной» или «полудуплексной» вариациях в зависимости от определенных свойств применяемого последовательного интерфейса, сопровождающееся добавочными задержками времени;

5. Применение процедуры скремблирования – дескремблирования передаваемой – принимаемой кодовой комбинации цифрового сигнала управления для обеспечения синхронной работы генераторов передающей и принимающей сторон, нуждающееся в добавочных задержках времени;

6. Применение динамического наблюдающего устройства при формировании сигнала управления, в том числе и в варианте полной непосредственной измеримости компонентов вектора состояния в силу скалярной природы канальной среды.

Первый системный фактор повышает размерность дискретной модели НТУ на два, а значит при проектировании цифрового управления имеем агрегированный дискретный технический объект (АДТО) «задержка на цикл передачи сигнала цифрового управления в прямом КС – дискретная модель порядка n НТУ– задержка на цикл передачи сигнала измерения выхода в обратном КС» размерности $n_A = n + 2$. При применении аппарата модального управления [46,50], придется выбирать модальную модель (ММ) также размерности n_A .

Системные факторы – со второго по пятый – повышают интервал дискретности Δt , с которым производится обмен информацией по прямому и обратному каналам системы цифрового дистанционного управления в сравнении с длительностью Δt_b бита применяемого ТМП.

Учет системных факторов приводит к обоснованию следующих представлений агрегированного интервала дискретности Δt [29]:

$$\Delta t = \Delta t_b (n_d + m + 1) \quad (2.1)$$

при «дуплексе» без скремблирования;

$$\Delta t = 2\Delta t_b (n_d + m + 1); \quad (2.2)$$

при «полудуплексе» без скремблирования;

$$\Delta t = \Delta t_b (n_d + m + 3); \quad (2.3)$$

при «дуплексе» со скремблированием

$$\Delta t = 2\Delta t_b (n_d + m + 3). \quad (2.4)$$

при «полудуплексе» со скремблированием.

В выражениях (2.1)–(2.4): n_d – число разрядов аппаратных средств образования и трансформации цифровых и аналоговых сигналов (обычно из ряда:

8; 12; 16; 24; 32); m – число проверочных разрядов применяемого ПЗК, который в задаче дистанционного онлайн управления в протоколе PPP обязан обеспечивать режим исправления ошибок при передаче ПЗК сигналов в прямом и обратных каналах, а не обнаружения, что требует от числа m удовлетворение условию

$$m = \arg \left\{ N_{ns} = 2^m - 1 \geq N_f = \sum_{i=1}^s C_{n_d+m}^i \& P_{tf} = \sum_{i=s+1}^{n_d+m} \left(C_{n_d+m}^i \right) p^i (1-p)^{n_d+m-i} \leq P_{atf} \right\}.$$

(2.5)

В выражении (2.5): N_{ns} – число ненулевых синдромов; N_f – число вариантов искажений ПЗК кратности до s ; $C_{n_d+m}^i$ – число сочетаний из $(n_d + m)$ по i ; P_{tf} – вероятность прохождения искаженного ПЗК через среду помехозащиты; P – вероятность искажения бита ПЗК в канале связи; P_{atf} – допустимая вероятность приема ложной команды (в зависимости от категории системы дистанционного управления из ряда: $10^{-7}; 10^{-10}; 10^{-14}$).

Интервал дискретности Δt задаётся формулой (2.1) в случае использования ТМП с дуплексным характером обмена информацией без скремблирования кодовых посылок, причем «1» в скобках определяет затраты длительностью в один бит на коррекцию искажений ПЗК. Интервал дискретности Δt задаётся формулой (2.2) в случае использования ТМП с полудуплексным характером обмена информацией без скремблирования кодовых посылок, причем «1» в скобках также определяет затраты длительностью в один бит на коррекцию искажений ПЗК. Интервал дискретности Δt задаётся формулой (2.3) в случае использования ТМП с дуплексным характером обмена информацией и скремблированием–дескремблированием кодовых посылок, что определяется совместно с затратами длительностью в один бит на коррекцию искажений ПЗК числом «3». Интервал дискретности Δt задаётся формулой (2.4) в случае использования ТМП с полудуплексным характером обмена информацией со скремблированием–дескремблированием кодовых посылок, что определяется

совместно с затратами длительностью в один бит на коррекцию искажений ПЗК числом «3».

Допустим случай образования интервала дискретности в варианте применения коррекции ПЗК путём квазисиндромов, нуждающейся для своего осуществления [22,31,51,54,59,89-92] в добавочном цикле деления принятого искаженного ПЗК, осуществляемого в темпе «канального времени», вследствие чего число «1» во всех формулах заменяется на « $n_d + m$ », увеличивая тем самым Δt практически в два раза по сравнению с (2.1)–(2.4).

Таким образом, независимо от скорости (пропускной способности) предоставленного ТМП фактор последовательного характера передачи информации в его физической среде для целей дистанционного управления непрерывным техническим объектом ОВОВ–типа увеличивает на два размерность его дискретной модели, становясь равной $n_A = n + 2$. Если НТО является объектом типа «многомерный вход–многомерный выход» (МВМВ) с r – входами и r – выходами, то суммарная размерность дискретной модели объекта МВМВ–типа увеличивается на 2^r . Причем в r –раз по сравнению с (2.1)–(2.4) увеличивается длительность интервала дискретности Δt при обеспечении последовательным ТМП r –сепаратных каналов НТО МВМВ–типа.

2.2 Синтез системы цифрового дистанционного онлайн управления с учётом факторов канальной среды с использованием последовательных интерфейсов

Требование перехода от параллельного интерфейса к последовательному в сигнальных цепях дискретной системы цифрового управления в силу ограничения на допустимую длину параллельных шин, определенного стандартами IEEE 896.1, IEEE 1014, IEEE 1296, уже в системах локального цифрового управления в прямой ветви и ветви основной обратной связи приводит к решению задачи

проектирования системы цифрового управления непрерывным объектом, представленной структурной схемой – рисунок 2.1.

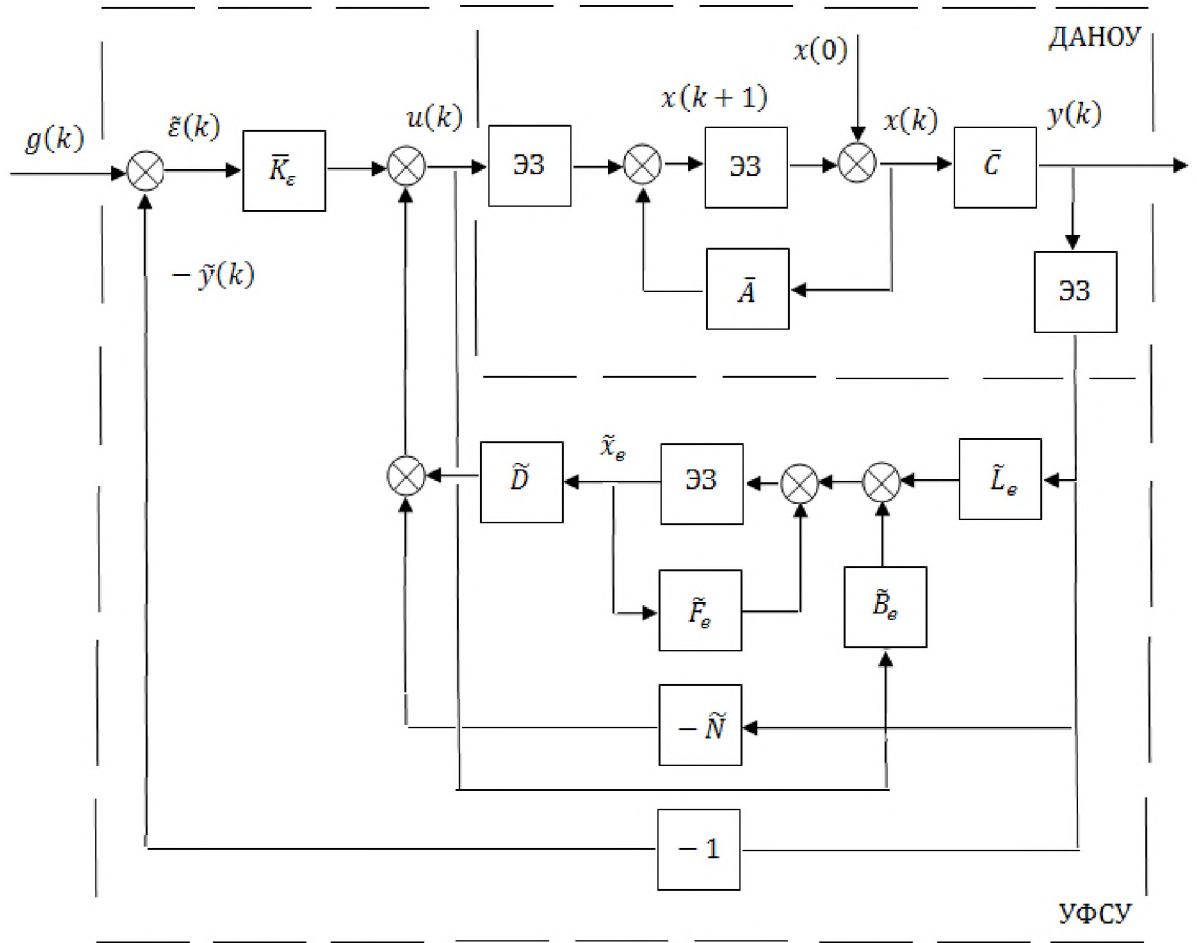


Рисунок 2.1 – Структурная схема системы цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом

Рассмотрение указанных выше факторов, порождённых переходом от параллельной аппаратной среды к последовательной предполагает модификацию алгоритма синтеза закона цифрового управления непрерывным объектом, включающим в себя последовательную канальную среду. Модифицированный алгоритм синтеза приобретает следующий вид.

Алгоритм 2.1 (A2.1):

1. Сформировать требования к показателям качества и задание агрегированного ВМО.
2. Выбрать последовательный интерфейс, из паспортных данных которого извлечь информацию о:

2.1. Скорости передачи информации C (bps) с целью оценки длительности бита $\Delta t_B = C^{-1}$ (сек);

2.2. Степени m образующего многочлена используемой в данном интерфейсе CRC – технологии.

3. Сформировать интервал дискретности, с которым в выбранном последовательном интерфейсе будет производиться обмен между формирователем сигнала управления и объектом управления с учётом n_d - размерности аппаратных средств формирования и преобразования сигналов, а также рассмотренных выше канальных факторов в силу соотношений (2.1)–(2.4).

4. Сформировать дискретное представление НТО.

5. Дополнить модель дискретного представления исходного объекта пункта 4 с задержками в прямом и обратном каналах связи, получив таким образом агрегированное дискретное представление непрерывного объекта с учётом фактора последовательного интерфейса размерностью $n_A = n + 2$.

6. Выбрать непрерывную ПММ размерности $n_A = n + 2$ и сформировать ее дискретную версию.

7. Решить матричные уравнения Сильвестра $\{\overline{M}\overline{\Gamma} - \overline{A}\overline{M} = -\overline{B}\overline{H}\}$, с точностью до замены матричных составляющих без индексов на составляющие с индексами по схеме $(*) \rightarrow (*)_A$.

8. Создать аналитическое представление процесса образования сигнала управления в форме (1.10).

9. Совершить отказ от идеи полной измеримости вектора состояния объекта и заменить его оценкой, формируемой динамическим наблюдающим устройством (ДНУ).

10. Рассчитать матрицу подобия вектора наблюдения вектору состояния, вычислив матричное уравнение Сильвестра $\overline{T}_e \overline{A} - \overline{F}_e \overline{T}_e = \overline{L}_e \overline{C}_e$.

11. Сформировать физически реализуемую динамическую версию исходного «алгебраического» закона управления $u(k) = \overline{K}_e \varepsilon(k) - \overline{N}y(k) - \overline{D}x_e(k)$,

где матрицы связей \bar{N} по выходу объекта управления и \bar{D} по вектору состояния динамического наблюдающего устройства, рассчитываются по матричному равенству $[\bar{N}; \bar{D}] \cdot [\bar{C}^T; \bar{T}_e^T]^T = \bar{K}_x$.

12. Провести комплексное исследование спроектированной системы цифрового управления непрерывным техническим объектом с динамическим формирователем сигнала управления – для оценки корректности выбора последовательного интерфейса: в случае отрицательного результата перейти к пункту 2, в случае положительного – к пункту 13.

13. Принять систему цифрового управления непрерывным техническим объектом с последовательным интерфейсом в его составе к технической реализации по схеме – рисунок 2.1.

В качестве **примера** рассмотрим задачу передачи сформированного микроконтроллером цифрового управления в случае, когда недоступно применение параллельного интерфейса, по следующим данным:

1. Используемый микроконтроллер (МК) Microchip PIC24FJ128GC010 — с 12-разрядным АЦП, поддерживающим частоту отсчетов 10 МГц, имеющим USB-порт ($n_d = 12$).

2. НТО – управляемый двигатель с передаточной функцией $W(s) = \frac{K}{(Ts + 1)s}$ (для определённости положим $K = 20$ рад/С · В, $T = 2C$), который порождает ПММ размерности $n_A = n + 2 = 4$.

3. Аппаратные средства кодовых преобразований типа «параллельный – последовательный», «последовательный – параллельный», а также АЦП, ЦАП и микроконтроллера характеризуются разрядностью $n_p = 12$;

4. Постановка задачи. Оценить в функциях используемых последовательных интерфейсов (по-английски Serial Bus (SB)) и длин L_k их кабелей при условии обеспечения в системе управления НТО нулевого

перерегулирования ($\sigma = 0\%$) предельно допустимые значения длительности t_n переходного процесса и добротности по скорости D .

5. Решение задачи

Вариант 5.1 (SB USB 2.0, $L_k = 5$ м)

5.1.1. Используемый SB - USB 2.0 с характеристиками:

- Обмен информацией - полудуплексный.
- Пропускная способность - 480 Мбит/с.
- Помехозащита – технологией CRC с образующим полиномом $g(x) = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$ ($m = 16$) в режиме обнаружения.
- Синхронизация – скремблирование.

5.1.2. Формирование формата ПЗК даёт код $(n_c, k_c)_{k_c=n_d=12; n_c=k_c+m=28} = (28, 12)$;

5.1.3. Расчёт длительности Δt_b бита передачи последовательного кода определяемого скоростью $C = 10^7$ бит/с МК, дающий значение $\Delta t_b = 10^{-7} C$;

5.1.4. Расчёт Δt_A с помощью (2.3), приводящий к значению $\Delta t_A = \Delta t(\Delta t_b, n_c) = \Delta t_A = 2\Delta t_b(n_c + 3) = 62 \cdot 10^{-7} = 6.2 \cdot 10^{-6} C$;

5.1.5. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего полосу пропускания ПММ с характеристической частотой в форме $(\Delta\omega(\omega_0)) = \arg(M(\omega) = 0.05) = 2\omega_0$, и теоремы Котельникова-Шеннона устанавливается связь интервала дискретности Δt_A с характеристической частотой ω_0 в форме

$$\omega_0 = \arg\{(\Delta\omega(\omega_0)) \leq \pi/(\Delta t_A)\} = \arg\{2\omega_0 \leq \pi/(6.2 \cdot 10^{-6})\} \approx 2.5 \cdot 10^5 \tilde{N}^{-1};$$

5.1.6. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего длительность переходного процесса t_n и добротности по скорости D с характеристической частотой ω_0 в форме $t_n = 7.8/\omega_0$, $D = 0.25\omega_0$, а также результатов предыдущего пункта определяются

предельно достижимые значения $t_i = 7.8/\omega_0 = 7.8/(2.5 \cdot 10^5) = 3.12 \cdot 10^{-5} \text{C}$ и $D = 0.25\omega_0 = 0.25 \cdot (2.5 \cdot 10^5) = 6.25 \cdot 10^4 \text{C}^{-1}$ с используемым SB.

Вариант 5.2. (SB RS-232, $L_k = 10 \text{ м}$)

5.2.1. Используемый последовательный интерфейс – RS-232 с характеристиками:

- Обмен информацией - дуплексный.
- Пропускная способность - 115 Kbps.
- Помехозащита - технологией CRC с образующим полиномом $g(x) = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$ ($m = 16$) в режиме обнаружения.
- Синхронизация – без скремблирования.

5.2.2. Формирование формата ПЗК даёт код $(n_c, k_c)_{k_c=n_d=12; n_c=k_c+m=28} = (28, 12)$;

5.2.3. Расчёт длительности бита Δt_b передачи последовательного кода определяемого скоростью $\tilde{N} = 1.15 \cdot 10^5 \text{ bps}$ МК, дающий значение $\Delta t_b = 8.7 \cdot 10^{-6} \text{C}$;

5.2.4. Расчёт Δt_A с помощью (2.3), приводящий к значению $\Delta t_A = \Delta t(\Delta t_b, n_c) = \Delta t_A = \Delta t_b(n_c + 1) = 29 \cdot 8.7 \cdot 10^{-6} = 2.5 \cdot 10^{-4} \text{C}$;

5.2.5. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего полосу пропускания ПММ с характеристической частотой в форме $(\Delta\omega(\omega_0)) = \arg(M(\omega) = 0.05) = 2\omega_0$, и теоремы Котельникова-Шеннона устанавливается связь интервала дискретности Δt с характеристической частотой ω_0 в форме

$$\omega_0 = \arg\{(\Delta\omega(\omega_0)) \leq \pi/(\Delta t_A)\} = \arg\{2\omega_0 \leq \pi/(2.5 \cdot 10^{-4})\} \approx 6.3 \cdot 10^3 \tilde{N}^{-1};$$

5.2.6. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего длительность переходного процесса t_n и добротности по скорости D с характеристической частотой ω_0 в форме $t_n = 7.8/\omega_0$, $D = 0.25\omega_0$, а также результатов предыдущего пункта определяются

предельно достижимые значения $t_i = 7.8/\omega_0 = 7.8/(6.3 \cdot 10^3) = 1.24 \cdot 10^{-3} \text{C}$ и $D = 0.25\omega_0 = 0.25 \cdot (6.3 \cdot 10^3) = 1.58 \cdot 10^3 \text{C}^{-1}$ с используемым SB.

Вариант 5.3. (SB CAN, $L_k = 100 \text{ м}$)

5.3.1. Используемый последовательный интерфейс – CAN с характеристиками:

- Обмен информацией - полудуплексный.
- Пропускная способность - 500 Kbps.
- Помехозащита - технологией CRC с образующим полиномом $g(x) = x^{15} + x^{14} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + 1$ ($m=15$) в режиме обнаружения.
- Синхронизация – скремблирование.

5.3.2. Формирование формата ПЗК даёт код $(n_c, k_c)_{k_c=n_d=12; n_c=k_c+m=28} = (27, 12)$;

5.3.3. Расчёт длительности бита Δt_b передачи последовательного кода определяемого скоростью $\tilde{N} = 5 \cdot 10^5 \text{ bps}$ МК, дающий значение $\Delta t_b = 2 \cdot 10^{-6} \text{ C}$;

5.3.4. Расчёт Δt_A с помощью (2.3), приводящий к значению $\Delta t_A = \Delta t(\Delta t_b, n_c) = \Delta t_A = 2\Delta t_b(n_c + 3) = 2 \cdot 30 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 1.2 \cdot 10^{-4} \text{ C}$;

5.3.5. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего полосу пропускания ПММ с характеристической частотой в форме $(\Delta\omega(\omega_0)) = \arg(M(\omega) = 0.05) = 2\omega_0$, и теоремы Котельникова-Шеннона устанавливается связь интервала дискретности Δt_A с характеристической частотой ω_0 в форме

$$\omega_0 = \arg\{(\Delta\omega(\omega_0)) \leq \pi/(\Delta t_A)\} = \arg\{2\omega_0 \leq \pi/(1.2 \cdot 10^{-4})\} \approx 1.3 \cdot 10^4 \tilde{N}^{-1};$$

5.3.6. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего длительность переходного процесса t_n и добротности по скорости D с характеристической частотой ω_0 в форме $t_n = 7.8/\omega_0$, $D = 0.25\omega_0$, а также результатов предыдущего пункта определяются

предельно достижимые значения $t_i = 7.8/\omega_0 = 7.8/(1.3 \cdot 10^4) = 6 \cdot 10^{-4} \text{C}$ и $D = 0.25\omega_0 = 0.25 \cdot (1.3 \cdot 10^4) = 3.25 \cdot 10^3 \text{C}^{-1}$ с используемым SB.

Вариант 5.4. (SB CAN, $L_\kappa = 5000 \text{ м}$)

5.4.1. Используемый последовательный интерфейс – CAN с характеристиками:

- Обмен информацией - полудуплексный.
- Пропускная способность - 10 Kbps.
- Помехозащита - технологией CRC с образующим полиномом $g(x) = x^{15} + x^{14} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + 1$ ($m=15$) в режиме обнаружения.
- Синхронизация – скремблирование.

5.4.2. Формирование формата ПЗК даёт код $(n_c, k_c)_{k_c=n_d=12; n_c=k_c+m=28} = (27, 12)$;

5.4.3. Расчёт длительности бита Δt_b передачи последовательного кода определяемого скоростью $\tilde{N} = 10^4 \text{bps}$ МК, дающий значение $\Delta t_b = 10^{-4} \text{C}$;

5.4.4. Расчёт Δt_A с помощью (2.3), приводящий к значению $\Delta t_A = \Delta t(\Delta t_b, n_c) = \Delta t_A = 2\Delta t_b(n_c + 3) = 2 \cdot 30 \cdot 10^{-4} = 6 \cdot 10^{-3} \text{C}$;

5.4.5. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего полосу пропускания ПММ с характеристической частотой в форме $(\Delta\omega(\omega_0)) = \arg(M(\omega) = 0.05) = 2\omega_0$, и теоремы Котельникова-Шеннона устанавливается связь интервала дискретности Δt_A с характеристической частотой ω_0 в форме

$$\omega_0 = \arg\{(\Delta\omega(\omega_0)) \leq \pi/(\Delta t_A)\} = \arg\{2\omega_0 \leq \pi/(6 \cdot 10^{-3})\} \approx 262\tilde{N}^{-1};$$

5.4.6. На основании свойства ПММ порядка $n_A = n + 2 = 4$ с распределением корней ХП Ньютона, связывающего длительность переходного процесса t_n и добротности по скорости D с характеристической частотой ω_0 в форме $t_n = 7.8/\omega_0$, $D = 0.25\omega_0$, а также результатов предыдущего пункта определяются

предельно достижимые значения $t_r = 7.8/\omega_0 = 7.8 / 262 \approx 0.03C$ и $D = 0.25\omega_0 = 0.25 \cdot 262 = 65.5C^{-1}$ с используемым СВ.

На основании рассчитанных примеров получаем сводную таблицу 2.1., содержащую рассчитанные время и добротность рассмотренных интерфейсов.

Таблица 2.1

| Последовательный Интерфейс | Длина кабеля | Пропускная способность | Время t_n | Добротность D |
|-------------------------------|--------------|---------------------------|------------------------|--------------------------|
| USB 2.0 | 5 м | 480 Мбит/с | $3.12 \cdot 10^{-5} C$ | $6.25 \cdot 10^4 C^{-1}$ |
| RS-232 | 10 м | 115 кбит/с | $1.24 \cdot 10^{-3} C$ | $1.58 \cdot 10^3 C^{-1}$ |
| CAN | 100 м | 500 кбит/с | $6 \cdot 10^{-4} C$ | $3.25 \cdot 10^3 C^{-1}$ |
| CAN | 5000 м | 10 кбит/с | $0.03 C$ | $65.5 C^{-1}$ |

Выводы по главе 2

1. В совокупности все факторы канальной среды существенным образом ограничивают возможности разработчиков системы цифрового дистанционного онлайн управления обеспечить управляемым процессам желаемые динамические показатели.

2. Временные затраты на коррекцию искажений кодов являются важным системным фактором наряду с другими канальными факторами в задаче цифрового дистанционного онлайн управления, поскольку они резко ограничивают возможности достижения необходимых показателей качества управления.

3. Продемонстрировано, что пропускная способность возможных интерфейсов, являющихся сейчас наиболее употребительной формой осуществления элементарных функций канальной среды в задаче цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом ОВОВ–типа при больших расстояниях, может стать заметным ограничением на возможность получения необходимых показателей. Эта ситуация может сильно усложниться при формировании системы цифрового дистанционного онлайн управления техническими объектами МВМВ–типа.

4. Установлено, что в случае длины параллельных шин больших полуметра, определенных такими стандартами, как IEEE 896.1, IEEE 1014, IEEE 1296 , цифровое локальное управление по своей организации становится цифровым дистанционным управлением с необходимостью учитывать все факторы канальной среды при его организации.

ГЛАВА 3.

МОДЕЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КАНАЛЬНОЙ СРЕДЫ КАК СИСТЕМНОГО ФАКТОРА В ЗАДАЧЕ ЦИФРОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

3.1 Повышение качества цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом путём «разгрузки» канальной среды на основе расчётного формата помехозащищенного кода

В коммутируемых и некоммутируемых канальных средах возникает проблема ускорения информационного обмена [13,26,48,62]. В случае коммутируемых сред её решение позволяет расширить доступ к канальной среде альтернативным пользователям. В случае некоммутируемых сред, которые используются в задачах цифрового дистанционного онлайн управления, решение данной проблемы позволяет каналу стать гарантом выполнения требуемых динамических показателей. В силу реально существующей помеховой среды и допустимой погрешности можно ускорить информационный обмен в задаче дистанционного онлайн управления [29,30]. В дистанционном онлайн управлении можно сэкономить на защите младших разрядов кода, а точнее на их возможной незащите [70]. Ввиду этого методом ускорения может служить модификация помехозащиты кода – своеобразная «разгрузка» канальной среды избавлением кодов от части проверочных разрядов, путем игнорирования части младших разрядов, помехозащищаемого информационного кода, базируясь только на достаточно необходимом их количестве.

Теория и практика цифрового дистанционного управления технологическими ресурсами использует два типа его реализации:

- 1) классическое диспетчерское управление
- 2) дистанционное онлайн управление

В классическом диспетчерском дистанционном управлении искажения любого разряда кода равнозначны по последствиям [22,35,42,51]. В связи с этим какие-либо изменения формата кода могут привести к непоправимым ошибкам.

В дистанционном онлайн управлении можно снять защиту части младших разрядов кода сигнала управления, оставляя для защиты допустимое их число. Такой приём может привести к уменьшению числа проверочных разрядов, что тем самым позволит ускорить передачу команд управления, а следовательно увеличить пропускную способность канала связи.

Главным нормативным документом, контролирующим учёт фактора влияния помех в информационной среде в структуре формата применяемого двоичного кода при передаче его по прямому и обратному каналам связи, является ГОСТ26.205-88 – «Комплексы и устройства телемеханики: Общие технические условия» [16].

В соответствие с этим ГОСТом требования к достоверности передачи информации определяются вероятностными значениями, представленными в таблице 3.1, полученными при применении гипотезы симметричности двоичного канала и независимости ошибок в нем с вероятностью искажения бита информации равной 10^{-4} .

Таблица 3.1

| Характеристика | $P_{\text{доп}}$ | | |
|-----------------------------------|--------------------------------|-----------------|----------------|
| | Категория технического объекта | | |
| | 1 | 2 | 3 |
| Вероятность трансформации команды | $\leq 10^{-14}$ | $\leq 10^{-10}$ | $\leq 10^{-7}$ |

Алгоритм [51,52,54] формирования (n_c, k_c) структуры формата ПЗК ЦДУ НТО, где n_c – полное число разрядов ПЗК, k_c – число его информационных разрядов, а $n_c - k_c = m$ – число его проверочных разрядов, которому придадим номер 3.1 и аббревиатуру А3.1, принимает вид:

Алгоритм 3.1 (А3.1):

1) Формирование исходных данных:

1.1) Сформировать модель канальной среды предоставленного ТМП в форме вероятности p трансформации бита кода:

1.1.1) при наличии статистики искажений в предоставленном ТМП с использованием процедуры симметрирования в силу соотношения $p = \max\{p_{01}, p_{10}\}$, где p_{01} – вероятность трансформации 0 в 1, p_{10} – вероятность трансформации 1 в 0;

1.1.2) при отсутствии статистики искажений в предоставленном ТМП положить в силу ГОСТ 26.205–88 $p = 10^{-4}$.

1.2) По согласованию с заказчиком выбрать категорию системы цифровой передачи информации с учетом уровнем уникальности дистанционно управляемого НТО и в соответствии с ГОСТ 26.205–88 задать значение допустимой вероятности $P_{\text{доп}}$ возможной трансформации команды, приводимой в таблице 3.1.

1.3) Охарактеризовать терминальные аппаратные средства кодовых преобразований при формировании сигнала управления числом n_p разрядов параллельного кода.

2) Задать число k_c информационных разрядов формируемого помехозащищенного кода (ПЗК) передачи соотношением $k_c = n_p$.

3) Сформировать число m проверочных разрядов ПЗК в силу рекуррентного использования соотношения

$$m = \min \arg \left\{ N_c = 2^m - 1 \geq N_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^s C_{n_c}^i = \sum_{i=1}^s C_{k_c+m}^i \ \& \ \sum_{i=s+1}^{n_c} C_{n_c}^i p^i (1-p)^{n_c-i} \leq P_{\text{доп}} \right\}$$

(3.1), в котором N_c – число ненулевых синдромов, $N_{\text{ош}}$ – число исправляемых ошибок в коде.

4) Сформировать формат (n_c, k_c) ПЗК с компонентами $k_c = n_p$, $n_c = k_c + m$, исправляющего в силу (3.1) искажения кода кратности s .

3.2 Повышение качества цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом путём «разгрузки» канальной среды на основе реализационного формата помехозащищённого кода

В соответствии с алгоритмом для всех категорий уникальности НТО, а также наиболее употребительных разрядностей n_p аппаратных средств преобразований при формировании сигнала управления, передаваемого по прямому каналу связи, и сигнала измерения выхода объекта, передаваемого по обратному каналу связи, являющихся информационной частью кода, для случаев помеховой среды в каналах связи, определяемых вероятностью $p = (10^{-3}; 10^{-4}; 10^{-5})$ искажения одного бита передаваемого кода на первом этапе формируются расчетные форматы кодов, которые приведены в таблице 3.2. На втором этапе расчетные форматы погружаются в среду модулярных над полем двоичным Галуа GF(2) [7,11,14,33,42,44,45,51] неприводимых многочленов, построенных по БЧХ-технологии [42,51,52,54,92] с целью выбора образующего многочлена кода, приводящего к переформатированию кодов. На последнем этапе форматированные ПЗК подвергаются процедуре укорачивания кодов. Именно эти форматы кодов подвергаются дополнительному укорачиванию в соответствие с предлагаемым автором подходом [39].

Таблица 3.2

| n_p | $P_{don}=10^{-14}$ | | | $P_{don}=10^{-10}$ | | | $P_{don}=10^{-7}$ | | |
|-----------|--------------------|-------------|-------------|--------------------|-------------|-------------|-------------------|-------------|-------------|
| | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ |
| 8 | (27,8) | (21,8) | (18,8) | (21,8) | (18,8) | (15,8) | (18,8) | (15,8) | (12,8) |
| 12 | (33,12) | (27,12) | (23,12) | (27,12) | (23,12) | (20,12) | (23,12) | (20,12) | (17,12) |
| 16 | (36,16) | (32,16) | (28,16) | (36,16) | (28,16) | (25,16) | (28,16) | (25,16) | (21,16) |

Погрешность принято делить на систематическую и случайную составляющие [1,6,19,40,50]. Факторы, определяющие систематическую

погрешность, существуют всегда. Случайные погрешности порождаются факторами, которые могут изменяться непредсказуемо, носить нерегулярный характер и их трудно предусмотреть. Постараемся выявить все вероятные источники случайных погрешностей при дистанционном онлайн управлении:

- 1) погрешность первичного измерения входного воздействия
- 2) погрешность цифрового представления всех сигнальных компонентов, формирующих сигнал управления
- 3) погрешность за счет искажения кодовой посылки сигнала управления в канале связи под действием помех
- 4) погрешность аналогового представления сигнала управления на приемной стороне
- 5) полная погрешность следящего привода
- 6) погрешность первичного измерения выходного сигнала
- 7) погрешность цифрового представления выходного сигнала
- 8) погрешность наблюдающего устройства
- 9) неучтенные факторы

Все перечисленные источники определяют погрешность цифрового онлайн управления, задаваемую, как правило, в техническом задании. Если ввести в рассмотрение вектор совокупных погрешностей Δ_f , то для его Евклидовой

нормы выполняется равенство $\|\Delta_f\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{n=9} \Delta_i^2}$. Тогда для сепаратной

составляющей погрешности в случае их равновесности оказывается справедливой запись $\Delta_i = \Delta = \|\Delta_f\| / \sqrt{n} \ (i = \overline{1, n})$.

На основании величины Δ оказывается возможным оценить число младших разрядов кода, не подвергаемых защите. Например, если в соответствии с техническим заданием на разработку дистанционного управления достаточным является удовлетворение $\Delta = 0,4\%$, то можно ограничиться проверкой только восьми информационных разрядов ($1/256 \cdot 100\% = 0.4\%$).

Опираясь на данную гипотезу, можно в рассчитанных форматах ПЗК избавиться от лишних проверочных разрядов, тем самым ускорить информационный обмен, то есть увеличить пропускную способность канальной среды предложенного ТМП.

Вернёмся вновь к таблице 3.2. Например, для значений $\{n_p=16; P_{\text{доп}}=10^{-14}; p=10^{-5}\}$ расчётный код есть (28, 16), а путём преобразования ((18, 8), 8) будет равен (26, 16).

Ход преобразования расчетных форматов ПЗК иллюстрируется промежуточными форматами, приведенными в таблице 3.3.

Таблица 3.3

| n_p | $P_{\text{доп}}=10^{-14}$ | | | $P_{\text{доп}}=10^{-10}$ | | | $P_{\text{доп}}=10^{-7}$ | | |
|-------|---------------------------|-------------|-------------|---------------------------|-------------|-------------|--------------------------|-------------|-------------|
| | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ |
| 8 | (27,8) | (21,8) | (18,8) | (21,8) | (18,8) | (15,8) | (18,8) | (15,8) | (12,8) |
| 2 | ((27,8),4) | ((21,8),4) | ((18,8),4) | ((21,8),4) | ((18,8),4) | ((15,8),4) | ((18,8),4) | ((15,8),4) | ((12,8),4) |
| 6 | ((27,8),8) | ((21,8),8) | ((18,8),8) | ((21,8),8) | ((18,8),8) | ((15,8),8) | ((18,8),8) | ((15,8),8) | ((12,8),8) |

Таблица 3.4 содержит итоговые результаты преобразования формата ПЗК.

Таблица 3.4

| n_p | $P_{\text{доп}}=10^{-14}$ | | | $P_{\text{доп}}=10^{-10}$ | | | $P_{\text{доп}}=10^{-7}$ | | |
|-------|---------------------------|-------------|-------------|---------------------------|-------------|-------------|--------------------------|-------------|-------------|
| | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ | $p=10^{-3}$ | $p=10^{-4}$ | $p=10^{-5}$ |
| 8 | (27,8) | (21,8) | (18,8) | (21,8) | (18,8) | (15,8) | (18,8) | (15,8) | (12,8) |
| 12 | (31,12) | (25,12) | (22,12) | (25,12) | (22,12) | (19,12) | (22,12) | (19,12) | (16,12) |
| 16 | (35,16) | (29,16) | (26,16) | (29,16) | (26,16) | (23,16) | (26,16) | (23,16) | (20,16) |

Чтобы удостовериться в эффективности метода, проведём сравнительный анализ таблиц 3.2 и 3.4. Разница очевидна. Для многих значений она становится существенной. Например, для набора $\{n_p=16; P_{\text{доп}}=10^{-14}; p=10^{-4}\}$ расчётный код есть (32, 16), а преобразованный – (29, 16). Наблюдается значительное уменьшение – целых три разряда, а это увеличивает пропускную способность канала связи примерно на 10%.

3.3 Системная интервальность, вносимая канальной средой, помехозащита в которой организована в форме обнаружения искажений

Современное цифровое дистанционное управление технологическим оборудованием может реализовываться с использованием как коммутируемой канальной среды, так и выделенной, реализующей режим онлайн управления. Вполне логично, что характер использования данных канальных сред существенным образом определяется уникальностью обслуживаемого технологического оборудования. Для задач управления бытовыми технологическими средствами можно применять коммутируемую канальную среду, главными системными минусами которой являются ожидание доступа к среде и низкий уровень помехозащищенности передаваемой информации [22,24,25,28,34,35]. Управление уникальным технологическим оборудованием, в основном, осуществляется с применением выделенной канальной среды, причём организация помехозащиты в ней может быть создана на основе режима обнаружения искажений с запросом на повторение передачи, и в режиме исправления ошибок без запроса на повторение передачи. Если сравнивать эти два режима организации помехозащиты, то системно они различаются тем, что в режиме исправления искажений обмен информацией между устройством управления и обслуживаемым технологическим оборудованием производится с фиксированным интервалом дискретности. В режиме обнаружения ошибок в силу фактора повторов информационных посылок обмен информацией между устройством управления и обслуживаемым технологическим оборудованием будет производиться не с фиксированным интервалом дискретности, а с переменным (интервальным) интервалом дискретности [20,37]. Необходимо отметить, что в настоящее время канальная среда, реализуемая средствами современной интерфейсной техники, широко применяет помехозащиту в режиме обнаружения, обеспечиваемой CRC–технологией (CRC – Cyclic Redundancy Codes – избыточные циклические коды) [54,74].

К сожалению, фактор интервальности такого системного параметра как интервал дискретности, с которым производится обмен информацией между передающей и приёмной сторонами, даже на уровне создания алгоритмов синтеза цифрового управления непрерывным технологическим оборудованием чаще всего игнорируется разработчиками систем дистанционного управления. Пришло время детально разобраться с этим немаловажным вопросом.

Проведём сравнительный анализ интерфейсов [98,99], использующих помехозащиту передаваемой цифровой информации в режиме обнаружения искажений на основе CRC-технологии. В таблице 3.5 представлены параметры часто используемых интерфейсов в системах цифрового дистанционного управления локального характера, помехозащита в которых реализуется на основе CRC-технологии, использующей режим обнаружения искажений. Как правило, именно эти интерфейсы применяются на отечественных предприятиях, а не более скоростные аналоги. Рассматриваемыми параметрами являются: неприводимый образующий полином (НОП) помехозащищенного кода (ПЗК), максимальная длина физической среды и скорость передачи информации при указанной длине физической среды интерфейса.

Таблица 3.5

| Интерфейс | CRC | НОП | Максимальная длина физической среды | Скорость передачи |
|-----------|--------|--|-------------------------------------|-------------------|
| RS-485 | CRC-8 | $x^8 + x^5 + x^4 + 1$ | 1200 м | 62,5 кбит/с |
| CAN | CRC-15 | $x^{15} + x^{14} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + 1$ | 5000 м | 10 кбит/с |
| USB 2.0 | CRC-16 | $x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$ | 5 м | 480 Мбит/с |

Как было замечено, основой механизма системной интервальности, состоящей в интервальности такого системного параметра как интервал дискретности, с которым происходит информационный обмен между объектом

управления и устройством формирования сигнала цифрового дистанционного управления, является процедура повтора передачи кодовых посылок в случае обнаружения их искажений (например, средствами CRC-технологии). Опираясь будем на концепцию К. Шеннона [61,93] о том, что при заданной шумовой среде в каналах связи и при заданной допустимой вероятности приёма ложной команды, для обеспечения последнего условия требуется увеличение длительности передачи информации по сравнению со случаем отсутствия помех в канале связи. Это увеличение технически может быть осуществлено в двух формах:

1) увеличение времени передачи за счёт увеличения числа повторов в режиме обнаружения ошибок,

2) увеличение времени передачи за счёт увеличения числа проверочных разрядов помехозащищённого кода, приводящих к увеличению его размерности, что требует большего времени для его передачи

В соответствии с теорией передачи информации по каналам связи с помехами К. Шеннона оба представленных способа увеличения длительности передачи должны дать в среднем одинаковый результат на передаваемую посылку. Это положение является основным для количественной оценки проявляющейся интервальности такого системного параметра как интервал дискретности цифрового дистанционного управления при применении канальной среды в режиме обнаружения ошибок, что убирает нужду вводить в состав системы цифрового дистанционного управления аппаратные средства количественного контроля повторений передач кодовых посылок с целью оценки интервальности такого системного параметра как интервал дискретности, так как получено аналитическое решение этой задачи.

Объединим сказанное в форме алгоритма оценки относительной интервальности такого системного параметра как интервал дискретности, порождаемой повторами при использовании помехозащиты кодов сигналов управления в режиме обнаружения ошибок.

Алгоритм 3.2 (А3.2):

1) Выбрать тип интерфейса (из ряда RS, CAN, USB и др.).

2) Выяснить, каким неприводимым образующим полиномом $g(x)$ сопровождается технология CRC-помехозащиты данного интерфейса.

3) По числу ненулевых элементов [22,24,25,41,42,52,54,70,89,90,91] НОП $g(x)$ оценить минимальное кодовое расстояние d , которым наделяются ПЗК, используемые для передачи кодовых посылок сигналов управления (КПСУ).

4) По степени $\deg\{g(x)\}$ образующего многочлена $g(x)$ оценить число $m_r = \deg\{g(x)\}$ проверочных разрядов и полного числа $n_r = k_c + m_r$ разрядов ПЗК, где k_c – число информационных разрядов кода, обеспечивающего обнаружение ошибок кратности r .

5) По значению оцененного в п.3 минимального кодового расстояния оценить кратность r обнаруживаемой ошибки в силу [42,51,52,54] соотношения: $r = d - 1$.

6) По значению r осуществить «виртуальный перевод» используемого интерфейса в режим исправления ошибок кратности $s = r$.

7) С использованием БЧХ-технологии [42,51,92] сформировать неприводимый образующий полином $g_s(x)$, гарантирующий исправление ошибок кратности s .

8) По степени НОП $g_s(x)$ оценить число m_s проверочных разрядов формируемого виртуального ПЗК с целью вычисления полного числа n_s разрядов ПЗК, обеспечивающего исправление ошибок кратности $s = r$.

9) Сформировать каноническое интервальное представление в форме $[\Delta t] = [\underline{\Delta t}, \overline{\Delta t}]$ такого параметра как интервал дискретности Δt обмена информацией в задаче цифрового дистанционного управления, где $\underline{\Delta t}$ - его левая граничная реализация, $\overline{\Delta t}$ - его правая граничная реализация, представленные в числе битов кодовой посылки.

10) Перейти от канонического представления п.1.9 такого интервального системного параметра как интервал дискретности к трёхкомпонентному представлению [20] интервального числа. В этом случае интервальное

представление интервала дискретности принимает вид $[\Delta t] = \Delta t_0 + [\Delta(\Delta t)] = \Delta t_0 + [\underline{\Delta\Delta t}, \overline{\Delta\Delta t}]$, где Δt_0 - медианная составляющая интервала дискретности, определяемая соотношением $\Delta t_0 = \Delta t_b \cdot n_s$, а $[\Delta(\Delta t)]$ - интервальная составляющая интервал дискретности с симметричными, но разными по знаку левым и правым граничными компонентами так, что $\underline{\Delta\Delta t} = (n_r - n_s)\Delta t_b$, $\overline{\Delta\Delta t} = (n_s - n_r)\Delta t_b$. Такое представление интервального интервала дискретности даёт возможность рассчитать оценку его относительной интервальности, задаваемой в форме $\delta_I \Delta t = |\Delta\Delta t|/|\Delta t_0|$.

11) Передать значение медианной составляющей Δt_0 интервала дискретности разработчикам алгоритма синтеза, средствами которого осуществляется проектирование цифрового дистанционного управления при медианном значении интервала дискретности.

12) Интервальную составляющую $[\Delta(\Delta t)]$ использовать для оценки относительной интервальности такого системного параметра как интервал дискретности, а также при проведении экспериментального исследования системы цифрового дистанционного управления на предмет оценки её влияния на качество процессов.

Положения главы в виде приведенного алгоритма проиллюстрируем примерами. Рассчитаем значение оценки относительной интервальности такого параметра как интервал дискретности в задаче цифрового дистанционного управления непрерывным объектом, порождаемой канальной средой, используемой в режиме обнаружения ошибок. Решаем задачу на примерах трёх интерфейсов: RS-485 (Вариант 1), CAN (Вариант 2), USB 2.0 (Вариант 3). Следуя алгоритму:

Для Варианта 1.

1) Выбираем интерфейс типа RS-485.

2) Устанавливаем, что используемая в этом интерфейсе технология помехозащиты CRC-8 осуществляется с НОП $g(x) = x^8 + x^5 + x^4 + 1$.

3) Оцениваем по числу ненулевых элементов НОП $g(x)$ минимальное кодовое расстояние, которое равно $d=4$.

4) Оцениваем число проверочных разрядов помехозащищенного кода по степени НОП $g(x)$, которое принимает значение $m_r = 8$, и вычисляем при $k=16$ числе информационных разрядов полное число разрядов $n_r = k + m_r = 24$ так, что используемый ПЗК имеет вид (24,16).

5) По значению минимального кодового расстояния определяем кратность d обнаруживаемых ошибок, которое оказывается равным $r = d - 1 = 3$.

6) Ставим задачу наделить ПЗК свойством исправлять ошибки кратности $s = r = 3$.

7) С помощью БЧХ-технологии [42,51,92] формируем НОП $g_s(x) = x^{15} + x^{11} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$, обеспечивающий $s=3$ кратность исправляемой ошибки.

8) По степени НОП $g_s(x)$ оцениваем число $m_s = 15$ проверочных разрядов формируемого виртуального ПЗК с целью вычисления полного числа $n_s = 31$ разрядов ПЗК (31, 16).

9),10) Переходим от канонического интервального представления п.9 такого системного параметра как интервал дискретности к трёхкомпонентному представлению

$$[\Delta t] = 31 + [-7 \ 7] = \Delta t_0 + [\underline{\Delta(\Delta t)}, \overline{\Delta(\Delta t)}].$$

11) Передаем медианное значение интервала дискретности $\Delta t_0 = 31$, выраженное в числе битов кода, для разработки цифрового устройства формирования сигнала дистанционного управления при медианном значении интервала дискретности.

12) Формируем оценку относительной интервальности такого системного параметра как интервал дискретности

$$\delta_I \Delta t = 7/31 = 0.226(22.6\%);$$

Для Варианта 2.

1) Выбираем интерфейс типа CAN.

2) Устанавливаем, что используемая в этом интерфейсе технология помехозащиты CRC-16 осуществляется с НОП $g(x) = x^{15} + x^{14} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + 1$.

3) Оцениваем по числу ненулевых элементов НОП $g(x)$ минимальное кодовое расстояние, которое равно $d=8$.

4) Оцениваем число проверочных разрядов помехозащищенного кода по степени НОП $g(x)$, которое принимает значение $m_r = 15$, и вычисляем при $k=16$ числе информационных разрядов полное число разрядов $n_r = k + m_r = 31$ так, что используемый ПЗК принимает вид (31,16).

5) По значению минимального кодового расстояния определяем кратность r обнаруживаемых ошибок, которое оказывается равным $r = d - 1 = 7$.

6) Ставим задачу наделить ПЗК свойством исправлять ошибки кратности $s = r = 7$.

7) С помощью БЧХ-технологии формируем НОП $g_s(x) = x^{36} + x^{35} + x^{34} + x^{33} + x^{31} + x^{30} + x^{28} + x^{25} + x^{24} + x^{22} + x^{20} + x^{19} + x^{14} + x^8 + x^5 + 1$,

обеспечивающий $s=7$ кратность исправляемой ошибки.

8) По степени НОП $g_s(x)$ оцениваем число $m_s = 36$ проверочных разрядов формируемого виртуального ПЗК с целью вычисления полного числа $n_s = 31$ разрядов ПЗК (52, 16).

9),10) Переходим от канонического интервального представления п.9 такого системного параметра как интервал дискретности к трёхкомпонентному представлению

$$[\Delta t] = 52 + [-21, 21] = \Delta t_0 + [\underline{\Delta(\Delta t)}, \overline{\Delta(\Delta t)}].$$

11) Передаем медианное значение интервала дискретности $\Delta t_0 = 52$, выраженное в числе битов кода, для разработки цифрового устройства

формирования сигнала дистанционного управления при медианном значении интервала дискретности.

12) Формируем оценку относительной интервальности такого системного параметра как интервал дискретности

$$\delta_T \Delta t = 21/52 = 0.404 (40.4\%);$$

Для Варианта 3.

1) Выбираем интерфейс типа USB 2.0.

2) Устанавливаем, что используемая в этом интерфейсе технология помехозащиты CRC-16 осуществляется с НОП $g(x) = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$.

3) Оцениваем по числу ненулевых элементов НОП $g(x)$ минимальное кодовое расстояние, которое равно $d=4$.

4) Оцениваем число проверочных разрядов помехозащищенного кода по степени НОП $g(x)$, которое принимает значение $m_r = 16$, и вычисляем при $k=16$ числе информационных разрядов полное число разрядов $n_r = k + m_r = 32$ так, что используемый ПЗК принимает вид $(32,16)$.

5) По значению минимального кодового расстояния определяем кратность r обнаруживаемых ошибок, которое оказывается равным $r = d - 1 = 3$.

6) Ставим задачу наделить ПЗК свойством исправлять ошибки кратности $s = r = 3$.

7) С помощью БЧХ-технологии формируем НОП

$$g_s(x) = x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^9 + x^7 + x^6 + x^3 + x^2 + x + 1,$$

обеспечивающий $s = 3$ кратность исправляемой ошибки.

8) По степени НОП $g_s(x)$ оцениваем число $m_s = 18$ проверочных разрядов формируемого виртуального ПЗК с целью вычисления полного числа $n_s = 34$ разрядов ПЗК $(34, 16)$.

9),10) Переходим от канонического интервального представления п.9 такого системного параметра как интервал дискретности к трёхкомпонентному представлению

$$[\Delta t] = 34 + [-2, 2] = \Delta t_0 + [\underline{\Delta(\Delta t)}, \overline{\Delta(\Delta t)}].$$

11) Передаем медианное значение интервала дискретности $\Delta t_0 = 34$, выраженное в числе битов кода, для разработки цифрового устройства формирования сигнала дистанционного управления при медианном значении интервала дискретности.

12) Формируем оценку относительной интервальности такого системного параметра как интервал дискретности

$$\delta_I \Delta t = 2/34 = 0.059 (5.9\%).$$

В таблице 3.6 приведена сводная таблица рассчитанных значений интервальности и относительной интервальности для разобранных интерфейсов.

Таблица 3.6. Сводная таблица расчётов

| Интерфейс | Реальный ПЗК | Виртуальный ПЗК | $[\Delta t]$ | $\delta_I \Delta t$ |
|-----------|--------------|-----------------|------------------|---------------------|
| RS-485 | (24,16) | (31,16) | $31 + [-7, 7]$ | 22.6 % |
| CAN | (31,16) | (52,16) | $52 + [-21, 21]$ | 40.4 % |
| USB 2.0 | (32,16) | (34,16) | $34 + [-2, 2]$ | 5.9 % |

На примере трёх произвольно выбранных интерфейсов, использующих технологию CRC защиты передаваемой информации в режиме обнаружения ошибок, установлено наличие интервальности такого системного параметра как интервал дискретности. Для корректного использования указанных интерфейсов в составе систем цифрового дистанционного управления непрерывными объектами получена оценка относительной интервальности такого системного параметра как интервал дискретности, принимающая значения в диапазоне от 5.9% до 40.4%. Полученные значения оценки относительной интервальности такого системного параметра как интервал дискретности должны учитываться при разработке устройства цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом.

Выводы по главе 3

1. Установлено, что в цифровом дистанционном онлайн управлении непрерывным техническим объектом можно снять защиту части младших разрядов кода сигнала управления, оставляя для защиты допустимое их число, что может приводит к уменьшению числа проверочных разрядов, что тем самым позволяет ускорить передачу команд управления.

2. Установлено наличие интервальности такого системного параметра как интервал дискретности при использовании интерфейсов, помехозащита кодов в которых обеспечивается CRC–технологией в форме режима обнаружения искажений.

3. Предложено аналитическое решение задачи оценки влияния повторений передач кодовых посылок в режиме обнаружения обеспечения помехозащиты на интервальность интервала дискретности.

ГЛАВА 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНЫМ ТЕХНИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ В УСЛОВИЯХ КРАТКОВРЕМЕННОГО НАРУШЕНИЯ НОРМАЛЬНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КАНАЛЬНОЙ СРЕДЫ

Предыдущие главы диссертации были посвящены исследованию цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом в условиях нормального функционирования технических средств канальной среды. В настоящей главе рассматриваются вопросы, связанные с исследованием цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом в условиях кратковременного нарушения нормального функционирования технических средств канальной среды. Дело в том, что в момент восстановления нормального функционирования канальной среды управляемый технический объект в большинстве случаев оказывается в ненулевом начальном состоянии, что может породить такие траектории движения объекта при выходе его на нормальный режим, которые будут характеризоваться заметным отклонением от монотонного характера, что может доставить управляемым технологическим ресурсам нежелательные повреждения. Обойти вниманием такие ситуации диссертант не счел возможным.

4.1 Анализ влияния структуры собственных значений матрицы состояния системы цифрового дистанционного онлайн управления на поведение непрерывного технического объекта при ненулевых начальных условиях, порождаемых кратковременным нарушением функционирования канальной среды

Необходимость решения проблемы, вынесенной в заголовок параграфа, вызвана тем, что при восстановлении нормального функционирования КС происходит восстановление управления НТО при его ненулевом начальном состоянии. Традиционно в теории и практике управления основное внимание

уделяется поведению системы в рамках отношения «вход–выход», реже это делается в рамках отношений «начальное состояние–выход» [6,23,46,50,56]. Тем не менее именно отношение «начальное состояние–выход» может стать причинным фактором повреждения технического объекта при восстановлении нормального функционирования КС. Известно, что в теории и практике построения систем управления зарекомендована модель их желаемого поведения с матрицей состояния, имеющей биномиальное распределение Ньютона собственных чисел [10,21,46,50]. Однако, такая модель желаемого поведения системы получила широкое распространение в системе отношения «вход–выход», так что переходная характеристика системы отличается отсутствием перерегулирования, а это весьма удобно при управлении уникальным технологическим оборудованием. Совсем другое дело, когда система управления с биномиальным распределением собственных чисел появляется в ненулевом начальном состоянии.

Замечено, что значение модуля собственного числа, его кратность и значения коэффициента усиления являются необходимыми для учёта параметрическими факторами [8,9,86]. Случай, когда значение отрицательного собственного числа по модулю меньше коэффициента усиления при ненулевых начальных условиях, наделяет процессы системы по норме вектора состояния очень необычными свойствами в виде больших девиаций их стандартного развития с дальнейшими катастрофическими последствиями. Известно, система с биномиальным распределением Ньютона собственных чисел в представлении ВВ, описывается ПФ $\Phi(s)$, имеющей вид

$$\Phi(s) = \left(\frac{k}{Ts + 1} \right)^n = \left(\frac{\gamma}{s + \alpha} \right)^n, \quad (4.1)$$

где k , T – соответственно коэффициент передачи и постоянная времени; α – параметр, полученный из соотношения $\alpha = T^{-1}$; γ – приведенный коэффициент усиления, полученный соотношением $\gamma = k \cdot T^{-1}$.

Создадим ВММП непрерывной системы (4.1) и установим задачу исследование особенностей траекторий её свободного движения. Получаем

$$\dot{x}(t) = J(\alpha, \gamma)x(t), x(t)|_{t=0} = x(0), \quad (4.2)$$

где $x(0), x(t)$ – вектора начального и текущего состояний системы соответственно; $x(0), x(t) \in R^n$; $J(\alpha, \gamma)$ – её $(n \times n)$ матрица состояния, имеющая вид

$$J(\alpha, \gamma) = \begin{bmatrix} \alpha & \gamma & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \alpha & \gamma & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \gamma \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \alpha \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Можно заметить, что матрица $J(\alpha, \gamma)$ (1.3) может быть выражена в аддитивно декомпозированном виде

$$J(\alpha, \gamma) = \text{diag}\{\lambda_i = \alpha; i = \overline{1, n}\} + J(0, \gamma) = \alpha I + J(0, \gamma) = \alpha I + \gamma J(0), \quad (4.4)$$

где $J(0)$ – нильпотентная матрица индекса $\nu = n$ так, что $(J(0))^n = 0$. Компоненты представления (4.4) матрицы $J(\alpha, \gamma)$ обладают свойством мультипликативной коммутативности в том смысле, что

$$\alpha I \cdot \gamma J(0) = \gamma J(0) \cdot \alpha I. \quad (4.5)$$

Находим решение системы (4.2) $x(t) = x(t, x(0))$, имеющее вид

$$x(t) = x(t, x(0)) = \exp\{J(\alpha, \gamma)t\}x(0). \quad (4.6)$$

Если в (4.6) воспользоваться представлением (4.4) и свойством (4.5), тогда на основании функционального свойства матричной экспоненты $e^{(A+B)t} = e^{At}e^{Bt}$, выполняемого при $AB = BA$, где надо полагать $A = \alpha I$, а $B = \gamma J(0)$, можно извлечь ряд матричных соотношений

$$\begin{aligned} x(t) &= \exp\{J(\alpha, \gamma)t\}x(0) = \exp\{(\alpha I + \gamma J(0))t\}x(0) = \\ &= \exp(\alpha I t) \exp(\gamma J(0)t)x(0) = e^{\alpha t} \exp(\gamma J(0)t)x(0), \end{aligned} \quad (4.7)$$

где матричная экспонента $\exp(\gamma J(0)t)$ представляется конечным числом членов её разложения так, что она становится

$$\exp(J(0)\mathcal{M}) = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{k!} (J(0))^k (\mathcal{M})^k. \quad (4.8)$$

Утверждение 4.1. Степенная матричная функция $(J(0))^k$ имеет представление

$$(J(0))^k = \begin{bmatrix} 0_{(n-k) \times k} & I_{(n-k) \times (n-k)} \\ 0_{k \times k} & 0_{k \times (n-k)} \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Доказательство утверждения 4.1 строится на базе индукции представления степенной матричной функции $(J(0))^k$ по размерности n матрицы $J(0)$ и показателя степени k .

Пусть $n = 2$, тогда

$$\text{при } k = 1 = n - 1: (J(0))^1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{(2-1) \times 1} & I_{(2-1) \times (2-1)} \\ 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times (2-1)} \end{bmatrix};$$

$$\text{при } k = 2 = n: (J(0))^2 = \begin{bmatrix} 0_{(2-1) \times 1} & I_{(2-1) \times (2-1)} \\ 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times (2-1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Пусть $n = 3$, тогда при $k = 1 = n - 2$:

$$(J(0))^1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{(3-1) \times 1} & I_{(3-1) \times (3-1)} \\ 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times (3-1)} \end{bmatrix};$$

при $k = 2 = n - 1$:

$$\begin{aligned} (J(0))^2 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{(3-1) \times 1} & I_{(3-1) \times (3-1)} \\ 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times (3-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{(3-2) \times 2} & I_{(3-2) \times (3-2)} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times (3-2)} \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\text{при } k = 3 = n : (J(0))^3 = (J(0))^2 \cdot J(0) = \begin{bmatrix} 0_{(3-2) \times 2} & I_{(3-2) \times (3-2)} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times (3-2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Пусть $\forall n$ – целое положительное и при этом для $\forall(k-1)$ – целого положительного и $k < n$ справедливо представление

$$(J(0))^{k-1} = \begin{bmatrix} 0_{(n-k+1) \times (k-1)} & I_{(n-k+1) \times (n-k+1)} \\ 0_{(k-1) \times (k-1)} & 0_{(k-1) \times (n-k+1)} \end{bmatrix},$$

тогда для $\forall k < n$

$$\begin{aligned} (J(0))^k &= (J(0))^{k-1} (J(0))^1 = \begin{bmatrix} 0_{(n-k+1) \times (k-1)} & I_{(n-k+1) \times (n-k+1)} \\ 0_{(k-1) \times (k-1)} & 0_{(k-1) \times (n-k+1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0_{(n-1) \times 1} & I_{(n-1) \times (n-1)} \\ 0_{1 \times 1} & 0_{1 \times (n-1)} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0_{(n-k) \times k} & I_{(n-k) \times (n-k)} \\ 0_{k \times k} & 0_{k \times (n-k)} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Утверждение 4.1 доказано.

4.2 Аналитическое исследование свободного движения непрерывной системы в форме последовательной цепочки однотипных аperiodических звеньев

Поставим задачу исследования свободного движения системы (4.2) в скаляризованной форме. Скаляризацию вектора решения (4.7) сделаем на базе использования согласованных векторных и матричных норм, в итоге, опираясь на (4.4), имеем ряд соотношений с учетом факта мультипликативной коммутативности матричных компонентов аддитивного представления (4.4)

$$\|x(t)\| = \|e^{\alpha t} \exp\{J(0)t\}x(0)\| \leq e^{\alpha t} \|\exp\{J(0)t\}\| \cdot \|x(0)\| \quad (4.10)$$

Выражение (4.10) разрешает для нормы $\|x(t)\|$ ввести в рассмотрение её оценку сверху $\sup(\|x(t)\|)$, которая при $\|x(0)\| = 1$ имеет вид

$$\sup(\|x(t)\|)_{\|x(0)\|=1} = e^{\alpha t} \|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|. \quad (4.11)$$

В (4.10) и (4.11) компонент $\exp\{J(0)\mathcal{M}t\}$ с учетом (4.8) и (4.9) получает вид

$$\begin{aligned} \exp(J(0)\mathcal{M}) &= \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{k!} (J(0))^k (\mathcal{M})^k = I_{n \times n} + \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{k!} \begin{bmatrix} 0_{(n-k) \times k} & I_{(n-k) \times (n-k)} \\ 0_{k \times k} & 0_{k \times (n-k)} \end{bmatrix} (\mathcal{M})^k = \\ &= I_{n \times n} + \sum_{k=1}^{n-1} \begin{bmatrix} 0_{(n-k) \times k} & \text{diag} \left\{ r_{jj} = \frac{1}{k!} (\mathcal{M})^k ; j = \overline{1, n-k} \right\} \\ 0_{k \times k} & 0_{k \times (n-k)} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Из (4.12) видно, что столбцовая норма $\|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|_1$, определяемая последним столбцом матричной экспоненты $\exp\{J(0)\mathcal{M}\}$, представленной в форме (4.12), ее строчная норма $\|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|_\infty$, определяемая первой строкой экспоненты (4.12), и оценка спектральной нормы $\|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|_2$, задаваемая мажорирующим неравенством $\|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|_2 \leq \left\{ \|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|_1 \cdot \|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|_\infty \right\}^{1/2}$ совпадают и определяются выражением

$$\begin{aligned} \|\exp\{J(0)\mathcal{M}\}\|_p &= 1 + \mathcal{M} + (1/2)(\mathcal{M})^2 + \dots + (1/(n-1)!)(\mathcal{M})^{n-1} = \\ &= \sum_{k=0}^{n-1} (1/k!)(\mathcal{M})^k, \quad (p=1,2,\infty). \end{aligned}$$

Таким образом, введенная норма матричной экспоненты $\|\exp\{J(\alpha, \gamma)t\}\|$ позволяет для оценки $\sup(\|x(t)\|)$ сверху (4.11) нормы $\|x(t)\|$ записать

$$\sup(\|x(t)\|) = \|\exp\{J(\alpha, \gamma)t\}\| = e^{\alpha t} \sum_{k=0}^{n-1} (1/k!)(\mathcal{M})^k. \quad (4.13)$$

Последующие исследования системы (4.12) будем проводить с использованием $\sup(\|x(t)\|)$ оценки сверху $\|x(t)\|$, определяемой выражением (4.13). Поставим задачу оценки знака скорости изменения $\sup(\|x(t)\|)$ в момент $t=0$ как синдрома характера развития процессов в системе в зависимости от параметров этого решения (α, γ, n) .

Утверждение 4.2. Значение $\alpha = -\gamma$ собственного числа $\lambda = \alpha$ матрицы $J(\alpha, \gamma)$ кратности $\mu = n$ сепарирует решения системы (4.12) по факту наличия или отсутствия отклонений от монотонной сходимости её процессов по переменной.

Доказательство. Дифференцирование выражения (4.13) по переменной t дает

$$\frac{d}{dt} \sup(\|x(t)\|) = \frac{d}{dt} \left\{ e^{\alpha t} \sum_{k=0}^{n-1} (1/(k!)) (\gamma t)^k \right\} = \alpha e^{\alpha t} \sum_{k=0}^{n-1} (1/(k!)) (\gamma t)^k + e^{\alpha t} \gamma \sum_{k=0}^{n-2} (1/(k!)) (\gamma t)^k. \quad (4.14)$$

Выражение (4.14) для значения $t = 0$ позволяет записать

$$\left. \frac{d}{dt} \sup(\|x(t)\|) \right|_{t=0} = \left\{ \alpha e^{\alpha t} \sum_{k=0}^{n-1} (1/(k!)) (\gamma t)^k + e^{\alpha t} \gamma \sum_{k=0}^{n-2} (1/(k!)) (\gamma t)^k \right\} \Big|_{t=0} = \alpha + \gamma, \quad (4.15)$$

что делает справедливыми три отношения порядка

$$\left. \begin{aligned} \left. \frac{d}{dt} \sup(\|x(t)\|) \right|_{t=0} &< 0, \text{ при } \alpha < 0 \ \& \ |\alpha| > \gamma \\ \left. \frac{d}{dt} \sup(\|x(t)\|) \right|_{t=0} &= 0, \text{ при } \alpha = -\gamma \\ \left. \frac{d}{dt} \sup(\|x(t)\|) \right|_{t=0} &> 0, \text{ при } \alpha < 0 \ \& \ |\alpha| < \gamma \end{aligned} \right\}. \quad (4.16)$$

Утверждение доказано.

В варианте $\alpha < 0 \ \& \ |\alpha| < \gamma$, $\left. \frac{d}{dt} \sup(\|x(t)\|) \right|_{t=0} > 0$ процесс по оценке сверху $\sup(\|x(t)\|)$ нормы $\|x(t)\|$ решения системы (4.12) на стартовом отрезке времени расходится, переходя в максимум в момент t_M , исходя из уравнений

$$t_M = \arg \left\{ \frac{d}{dt} \sup(\|x(t)\|) = 0 \right\} = \arg \left\{ (\gamma + \alpha) \sum_{k=0}^{n-2} (1/k!) (\gamma t)^k + \alpha (1/(n-1)) (\gamma t)^{(n-1)} = 0 \right\}, \quad (4.17)$$

а далее сходится к нулю. В этом случае оценка сверху $\sup(\|x(t)\|)$ нормы $\|x(t)\|$ решения системы (4.12) находит отклонение от монотонно сходящегося процесса, величина которого зависит от значения $\alpha: (\alpha < 0 \ \& \ |\alpha| < \gamma)$ кратного

вещественного собственного числа и значением n его кратности, численно определяемое выражением

$$\max_t \sup(\|x(t)\|) = \sup(\|x(t)\|)_{t=t_M} = e^{\alpha t_M} \sum_{k=0}^{n-1} (1/(k!)) (\mathcal{M}_M)^k, \quad (4.18)$$

где t_M является решением алгебраического уравнения

$$\left(1 + \gamma \alpha^{-1}\right) \sum_{k=0}^{n-2} (1/k!) (\mathcal{M}_M)^k + (1/(n-1!)) (\mathcal{M}_M)^{(n-1)} = 0. \quad (4.19)$$

Следует заметить, что при любом отрицательном значении $\lambda = \alpha$ и при кратности $\mu = n$ процессы в системе (4.12) являются сходящимися так, что выполняется условие

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \sup(\|x(t)\|) = 0. \quad (4.20)$$

4.3 Компьютерное исследование траекторий свободных движений непрерывной системы

Рассмотрение траекторий свободных движений непрерывной системы в форме последовательной цепочки однотипных апериодических звеньев в виде оценки сверху $\sup(\|x(t)\|)$ нормы $\|x(t)\|$ для случая $\|x(0)\| = 1$ ставит своей задачей проверить особенность этих траекторий. Она состоит в том, что, при отрицательных значениях собственного числа, чем больше величина γ превышает величину модуля собственного числа $|\alpha|$ и чем больше его кратность, равная размерности n , тем больше величина его отклонения над уровнем $\|x(0)\|$. Итоги компьютерных исследований особенностей траекторий свободного движения системы вида (4.2) порядка $n = 4$ представлены на рисунках 4.1, 4.2 для различных наборов значений модуля собственного числа $|\alpha|$ и приведенного коэффициента усиления γ .

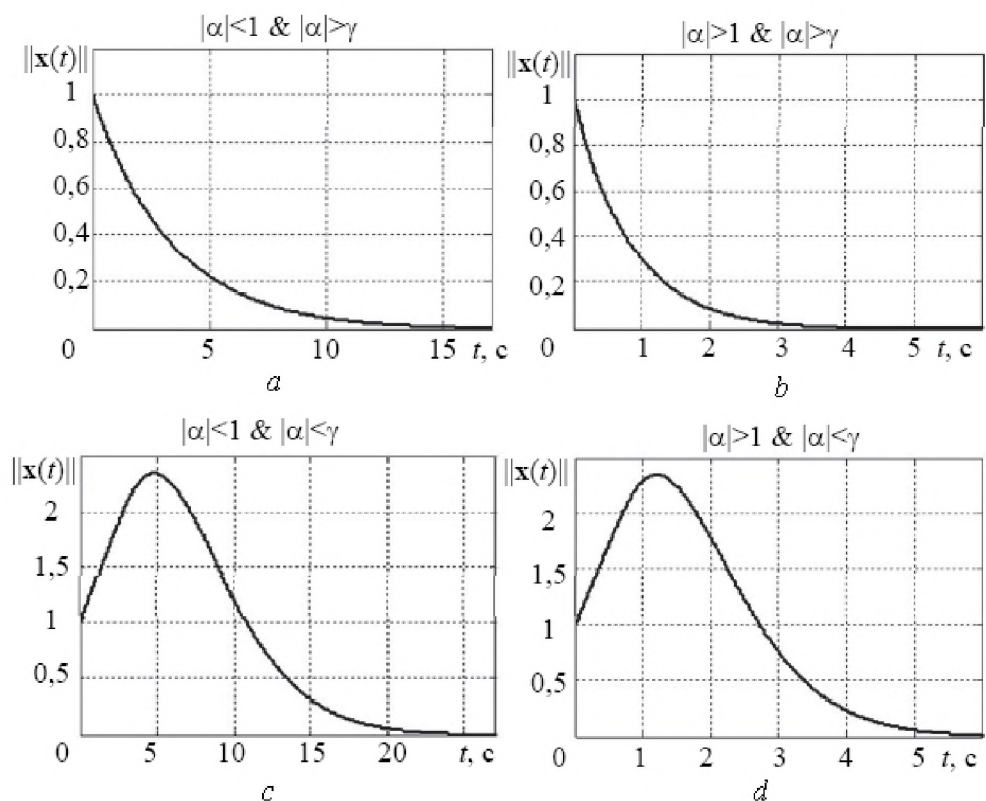


Рисунок 4.1 – Кривые процессов $\|x(t)\|$ системы вида (4.2) порядка $n = 4$ для случаев $|\alpha| < 1 \ \& \ |\alpha| > \gamma(a)$; $|\alpha| > 1 \ \& \ |\alpha| > \gamma(b)$; $|\alpha| < 1 \ \& \ |\alpha| < \gamma(c)$; $|\alpha| > 1 \ \& \ |\alpha| < \gamma(d)$

Приведенные кривые подтверждают высказанные ранее положения о сходимости процессов при любом сочетании отрицательных собственных значений α и его кратностей. Процессы $\|x(t)\|$ обозначают отклонения траекторий, нарастающие с увеличением γ .

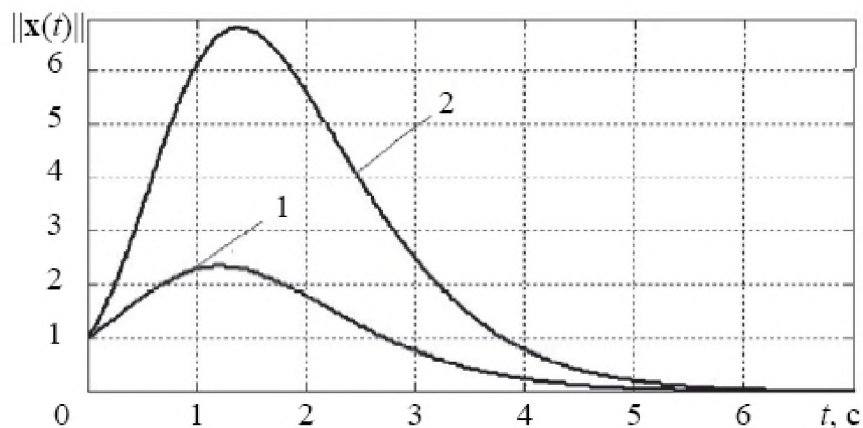


Рисунок 4.2 – Кривые процессов $\|x(t)\|$ системы вида (4.2) порядка $n = 4$ для наборов $|\alpha| < \gamma \ \& \ |\alpha| - fix$ и $\gamma = \gamma_1$ (кривая 1); $\gamma = \gamma_2$ (кривая 2) при условии

$$\gamma_1 < \gamma_2$$

4.4 Компьютерное исследование функционирования системы цифрового дистанционного онлайн управления при кратковременных нарушениях нормального функционирования канальной среды

Зададим исходный НТО тройкой матриц (A, B, C) модельного описания ВСВ, которое может быть преобразовано [21,23,46,50] в модель ВВ с ПФ

$$W_{TO}(s) = C(sI - A)^{-1}B. \quad (4.21)$$

Синтез цифрового дистанционного онлайн управления НТО (4.21) осуществляется с учетом факторов канальной среды с помехами [25,29-31,33,34-36]. Для этого полагаемся на справедливость следующей гипотезы. Гипотеза состоит в стационарности помех информационной среды в двоичном канале связи, составляющие которой априори известно, а также в согласованности труда «инженера–каналщика» и «инженера–системщика» при проектировании системы цифрового дистанционного онлайн управления НТО с учетом факторов канальной среды. Как следствие, специалисты по помехозащите («инженеры–каналщики») на основании данных, поступивших от «инженера–системщика», о параметрах используемых аппаратных средств вычисляют значения формата ПЗК $(n_{пзк}, k_k)$ при известном числе разрядов k_k информационной части кода, равной числу n_p разрядов аппаратной среды трансформации кодов средствами ЦАП, АЦП и микроконтроллера ($k_k = n_p$), значение $n_{пзк}$ полного числа разрядов кода, отправляют «инженерам-системщикам» для проектирования системы цифрового дистанционного онлайн управления НТО [40,54]. Значение $n_{пзк}$ полного числа разрядов кода применяется «инженером–системщиком» для преобразования агрегированного интервала дискретности Δt_a в соответствии с выражением

$$\Delta t_a = (n_{пзк} + 1)\Delta t_b, \quad (4.22)$$

отметив, в (4.22) учтён один такт «канального времени» на исправление искажений в полученном из канала связи ПЗК $(n_{пзк}, k_k)$. Преобразованное значение агрегированного интервала дискретности (4.22) применяется при создании дискретного описания НТО и, логично, агрегированного дискретного

объекта, для которого синтезируется цифровое дистанционное управление. При этом дискретное агрегированное описание непрерывного технического объекта ВВ принимает вид

$$W_{TO}(z) = \overline{C}(zI - \overline{A})^{-1}\overline{B}, \quad (4.23)$$

Построение дискретных модельных представлений прямого (ПК) и обратного каналов (ОК) связи формируется в виде дискретных систем первого порядка, сопровождающих задержку дискретного сигнала на один интервал дискретности агрегированной длительности Δt_a и задаются в виде уравнений

$$\begin{aligned} x_{ПК}(k+1) &= A_{ПК}x_{ПК}(k) + B_{ПК}u(k); x_{ПК}(0) = 0; \\ y_{ПК}(k) &= C_{ПК}x_{ПК}(k); u_{ТО}(k) = y_{ПК}(k), \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$x_{ОК}(k+1) = A_{ОК}x_{ОК}(k) + B_{ОК}y(k); x_{ОК}(0) = 0; y_{ОК}(k) = C_{ОК}x_{ОК}(k), \quad (4.25)$$

где $x_{ПК}, u_{ПК}, y_{ПК}, x_{ОК}, u_{ОК}, y_{ОК}$ – соответственно векторы состояния, управления и выхода в прямом и обратном каналах единичной размерности так, что справедливы представления

$$\begin{aligned} A_{ПК} &= A_{ОК} = [0]; \\ B_{ПК} &= B_{ОК} = [1]; \\ C_{ПК} &= C_{ОК} = [1] \end{aligned} \quad (4.26)$$

Дискретное агрегированное модельное представление НТО составляется из последовательного соединения прямого канала связи задаваемого выражениями (4.24), (4.26) дискретного ТО (4.23) и обратного канала связи (4.25), (4.26) с вектором состояния

$$x_a = [x_{ОК}^T; x^T; x_{ПК}^T]^T \quad (4.27)$$

размерности $n_a = n + 2$, вектором регулируемого выхода $y(k)$ агрегированного цифрового представления НТО, вектором измеряемого выхода $\hat{y}(k)$, представляющим собой выход обратного канала связи, и матрицами $(\overline{A}_A, \overline{B}_A, \overline{C}_A, \hat{C}_A)$, в виде

$$x_A(k+1) = \bar{A}_A x_A(k) + \bar{B}_A u(k); x_A(0); y(k) = \bar{C}_A x_A(k); \hat{y}(k) = \hat{C}_A x(k), \quad (4.28)$$

$$\text{где } \bar{A}_A = \begin{bmatrix} A_{OK} & B_{OK}\bar{C} & 0 \\ 0 & \bar{A} & \bar{B}C_{ПК} \\ 0 & 0 & A_{ПК} \end{bmatrix}; \bar{B}_A = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B_{ПК} \end{bmatrix}; \bar{C}_A = [0 \quad \bar{C} \quad 0]; \hat{C}_A = [C_{OK} \quad 0 \quad 0].$$

Заметим, что проектируемая система представляет собой функциональное объединение исходного технического объекта и устройства управления (устройства формирования сигнала управления (УФСУ), регулятора (Р)), поэтому понятие «синтез системы» следует понимать как «синтез устройства управления» техническим объектом, реализуемое в виде комбинации обратных связей по вектору состояния (и выхода) НТО и прямых связей по экзогенному (задающему) воздействию (или ошибке его воспроизведения), алгоритмически поддерживаемая средствами метода модального управления или последовательного динамического компенсатора [63]. Прямые и обратные связи осуществляются по ПК и ОК соответственно. Синтез УУ опирается на концепцию полиномиальной модальной модели (ПММ), обладающей желаемыми динамическими показателями качества процессов в переходном и установившемся режимах, выполняющей функцию эталонной модели:

$$\Phi(s) = \Phi(s, \omega_0) = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i s^{n-i} \omega_0^i}, \quad (4.29)$$

где ω_0 - характеристическая частота. При этом в приводимом иллюстративном примере полином знаменателя ПФ (4.29) наделен кратной структурой корней в соответствии с биномиальным их размещением.

Введение сигнала (4.29) в агрегированный дискретный объект управления (4.28) порождает динамическую сигнальную среду

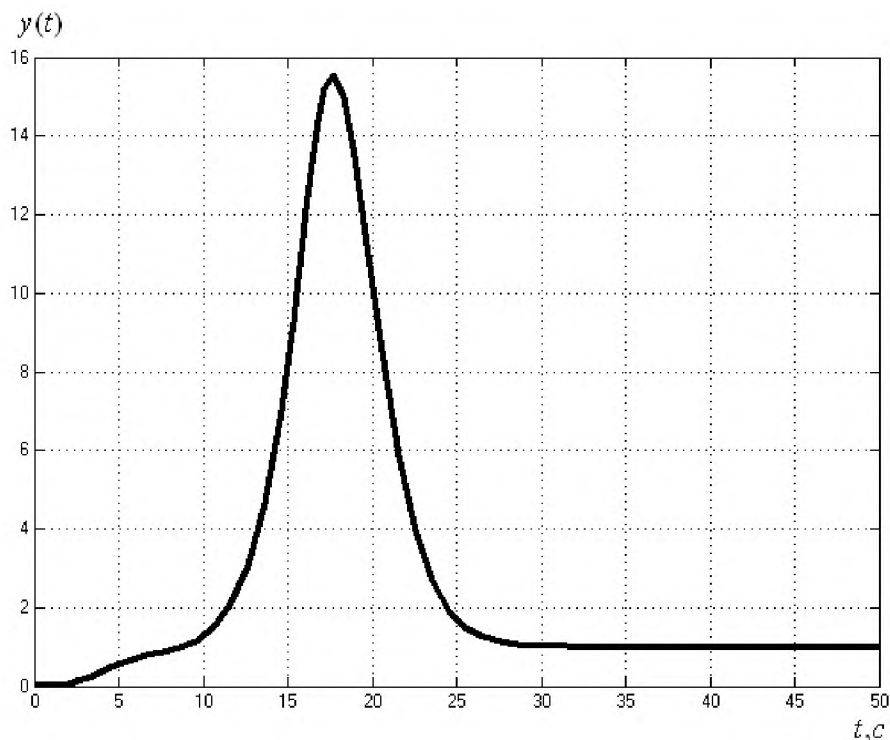
$$\left. \begin{aligned} x_A(k+1) &= \bar{A}_A x_A(k) + \bar{B}_A K_d(k_j, k_l) u(k) = \\ &= \bar{A}_A x_A(k) + \bar{B}_A \left(\bar{K}_\varepsilon \varepsilon(k) - \bar{N} K_b(k_j, k_l) y(k) - \bar{D} x_e(k) \right) \end{aligned} \right\}, \quad (4.30)$$

где функции соединения $K_d(k_j, k_l)$, $K_b(k_j, k_l)$ задаются соотношениями

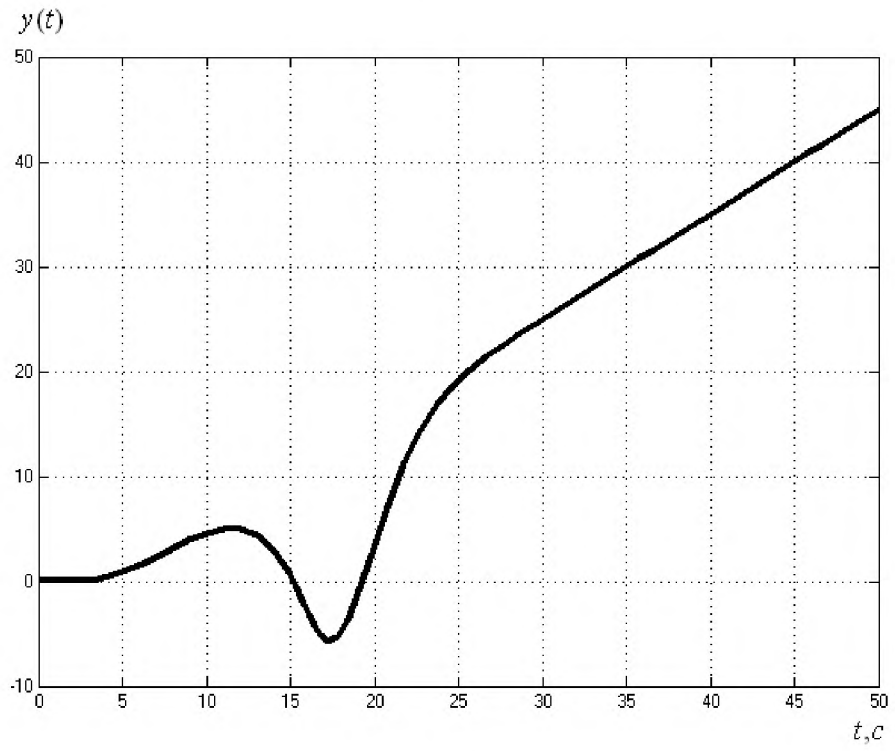
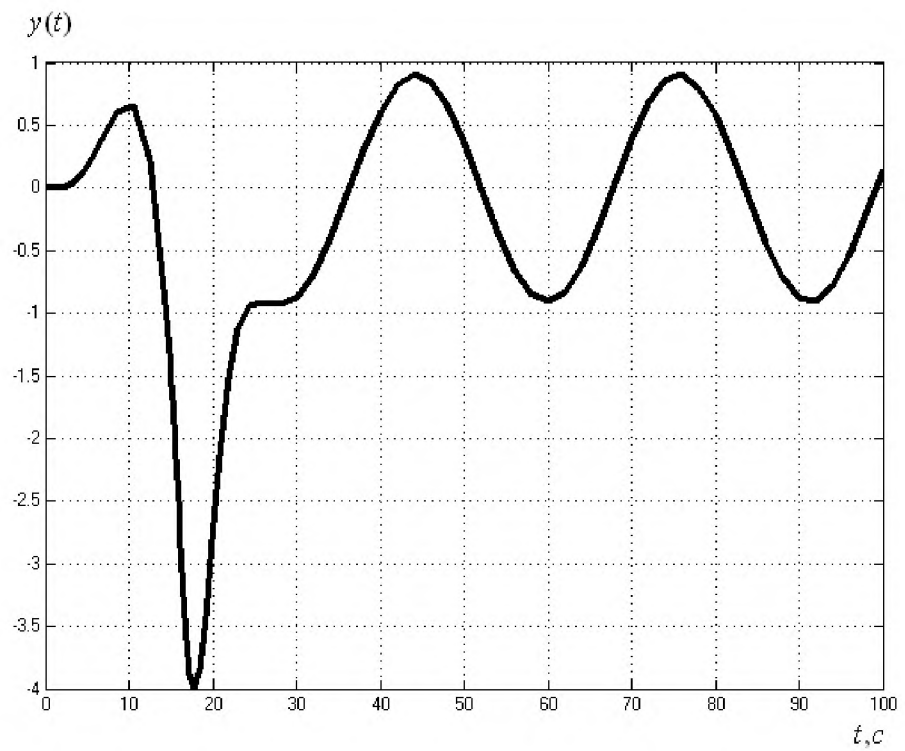
$$K_d(k_j, k_l) = K_b(k_j, k_l) = \begin{cases} 1 & \text{при } k < k_j \\ 0 & \text{при } k_j \leq k \leq k_l \\ 1 & \text{при } k > k_l \end{cases} \quad (4.31)$$

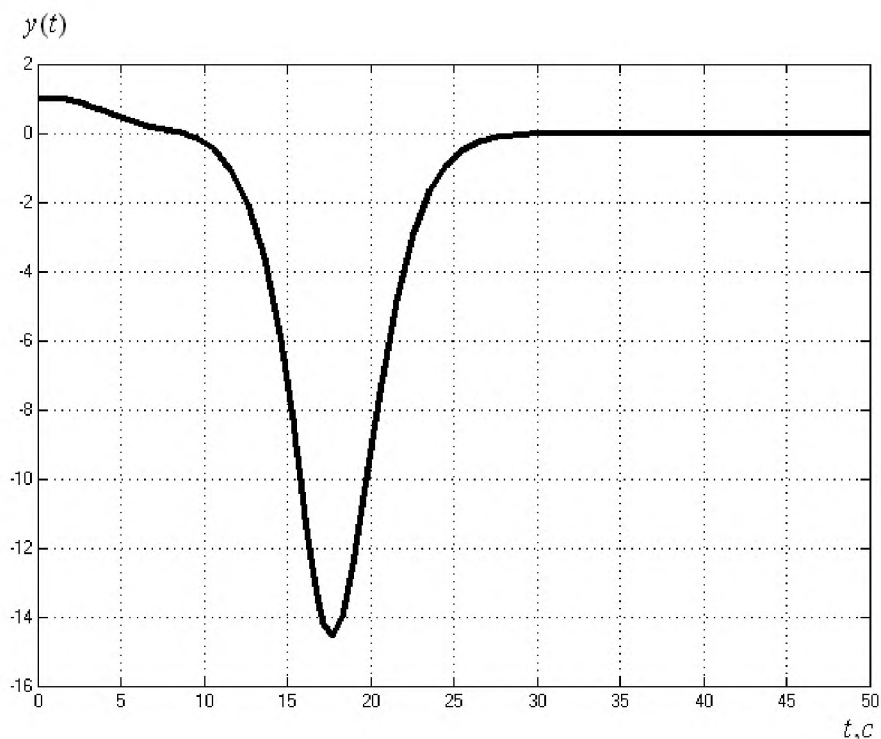
Функция соединения $K_d(k_j, k_l)$ описывает ситуацию с нарушением нормального функционирования прямого (direct) канала связи, а функция $K_b(k_j, k_l)$ описывает ситуацию с нарушением нормального функционирования обратного (back) канала связи.

На рисунке 4.3.a приведена кривая выходного сигнала системы дистанционного управления с НТО, обладающим устойчивостью нейтрального типа, в переходном режиме. На рисунках 4.3.b, 4.3.c приведены кривые выходного сигнала той же системы при линейно нарастающем и гармоническом входных сигналах соответственно. На рисунке 4.3.d представлена кривая режима ненулевого начального состояния и нулевого внешнего воздействия. Во всех случаях разрыв в прямом и обратном каналах связи происходит в интервале $[0.5t_{\text{п}}; t_{\text{п}}]$.



a

*b**c*



d

Рисунок 4.3 – Реакция системы дистанционного цифрового онлайн управления на кратковременное нарушение нормального функционирования прямого и обратного каналов связи при различных входных воздействиях рисунок 4.3 (a,b,c) и ненулевом начальном состоянии системы рисунок 4.3. d.

На полученных графиках видны заметные отклонения в процессах системы, порожденные ненулевыми начальными условиями и кратной структурой собственных чисел спроектированной системы, что хорошо иллюстрирует полученные в главе аналитические результаты.

4.5 Защита процессов в системе цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом от ненулевых начальных состояний, возникающих при нарушении–восстановлении нормального функционирования канальной среды

Для защиты процессов в системе цифрового дистанционного онлайн управления непрерывным техническим объектом от ненулевых начальных состояний, возникающих при нарушении и восстановлении нормального

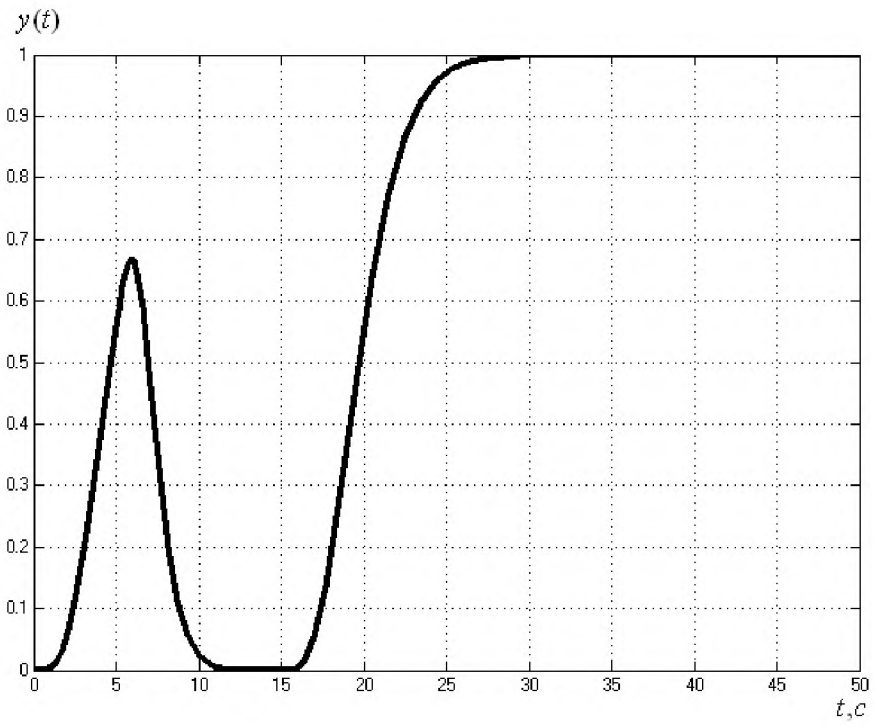
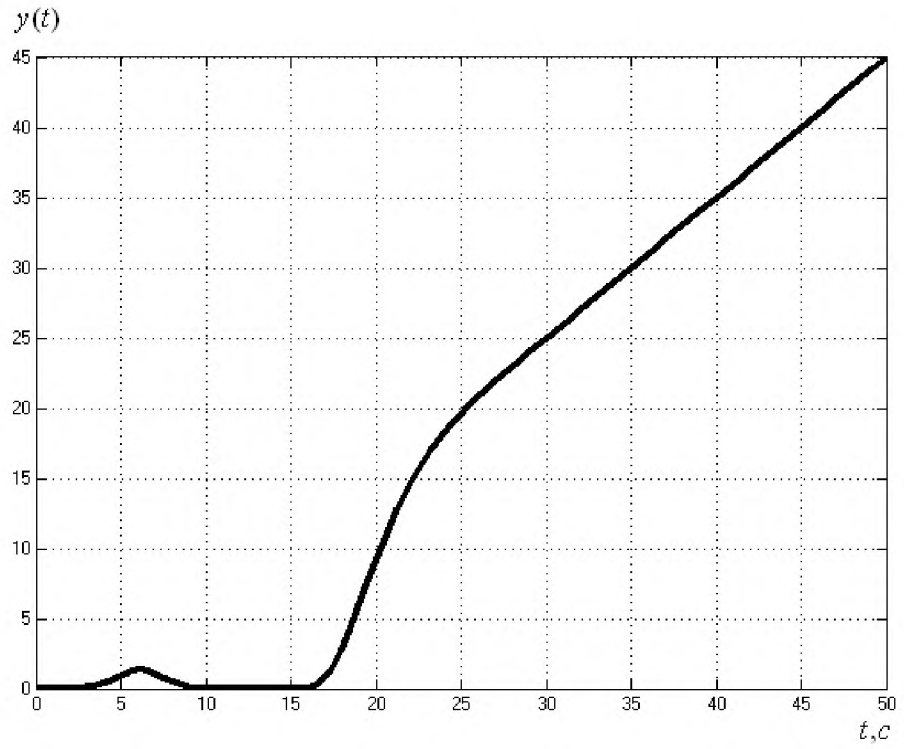
функционирования канальной среды предлагается ввести автономный автомат обнулений начальных состояний, размещаемый в непосредственной близости непрерывного технического объекта. На этот автомат возлагается функция формирования сигнала управления только по состоянию объекта. При нарушении нормального функционирования прямого канала связи, сигнальная среда (4.30) принимает вид

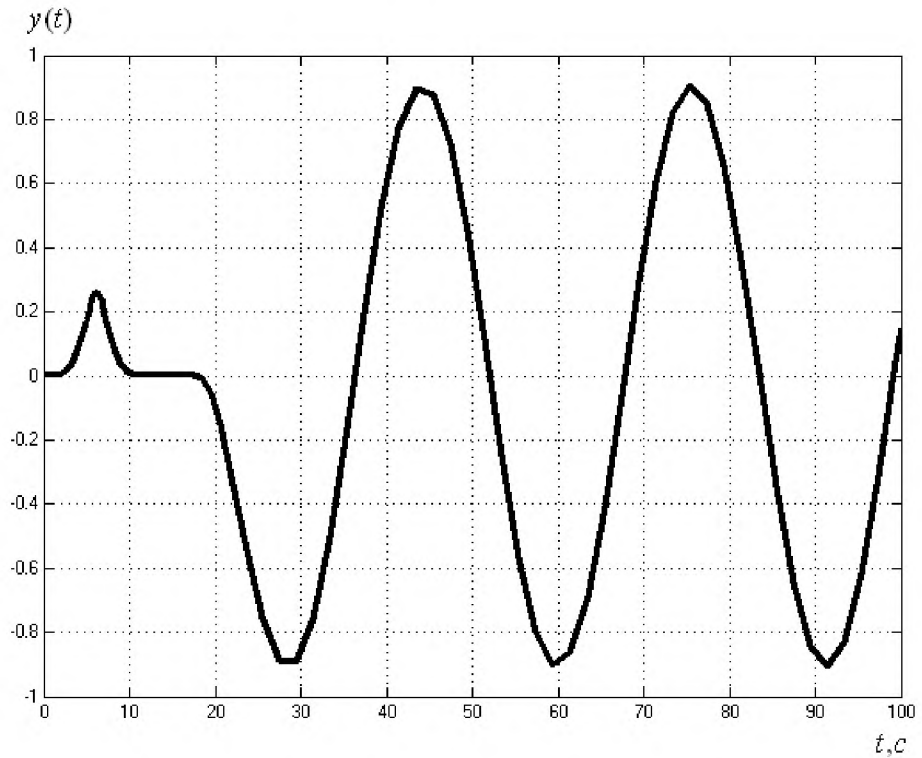
$$\begin{aligned} x_A(k+1) &= \bar{A}_A x_A(k) + \bar{B}_A K_d(k_j, k_l) u(k) + \tilde{B}_A \bar{K}_d(k_j, k_l) u_z(k) = \\ &= \bar{F}_z x_A(k), x_A(k_j), k \in [k_j, k_l] \end{aligned} \quad (4.32)$$

В выражении (4.32)

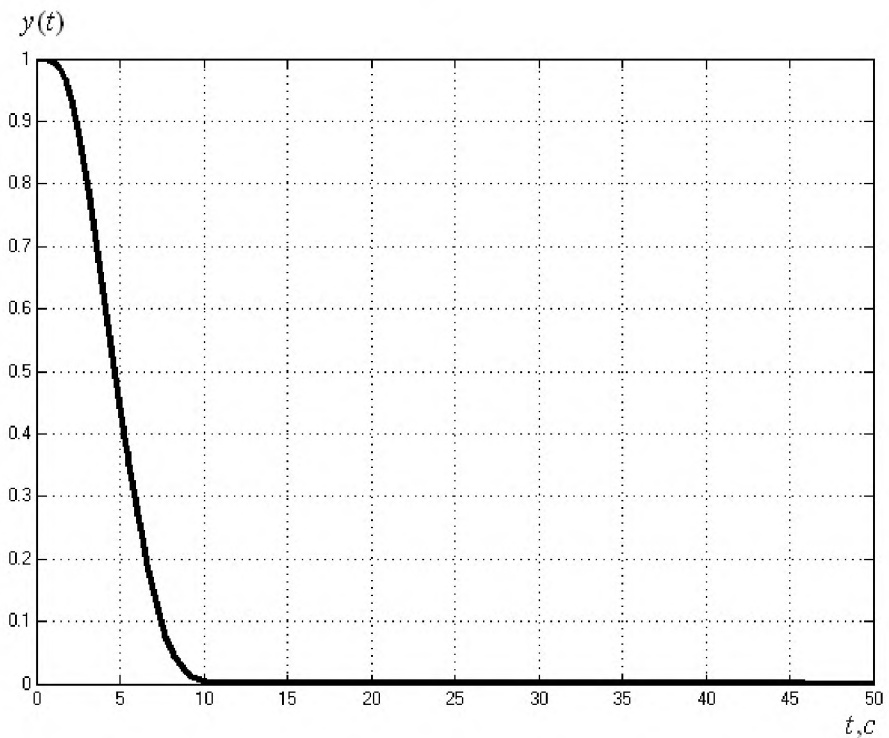
$u_z(k) = -\bar{K}_z x_A(k)$, $\bar{F}_z = \bar{A}_A - \tilde{B}_A \bar{K}_z$, функция соединения $\bar{K}_d(k_j, k_l)$ задаётся в форме (4.31) с точностью до инверсии её значений. Матрица обратных связей \bar{K}_z выбирается так, чтобы процесс в системе (4.32) сошёлся к нулю за интервал дискретного времени $\Delta k = k_l - k_j$ из начального состояния $x_A(k_j)$.

На рисунках 4.4 представлены те же процессы в системе при нарушении-восстановлении нормального функционирования нормальной среды, дополненной процедурой обнуления начального состояния системы. Из графиков заметно, что все выбросы исчезли, и система нормально функционирует во всех режимах.

*a**b*



c



d

Рисунок 4.4 – Реакция системы дистанционного цифрового онлайн управления на кратковременное нарушение нормального функционирования прямого и обратного каналов связи при различных входных воздействиях, дополненной процедурой обнуления начального состояния системы

Выводы по главе 4

1. Установлено, что последовательно соединенная цепочка однотипных апериодических звеньев порождает трехпараметрическую системную задачу с кратными собственными числами, в которой значение модуля кратного собственного числа ее матрицы состояния, его кратность и значения приведенного коэффициента усиления оказываются важными системными факторами.

2. Показано, что при отрицательных значениях собственного числа, чем больше величина коэффициента усиления превышает величину модуля собственного числа и чем больше его кратность, равная размерности матрицы состояния, тем больше величина превышающего отклонения нормы вектора состояния свободного движения нормы вектора состояния монотонно сходящегося свободного движения..

3. Проанализировано и проиллюстрировано влияние кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды при цифровом дистанционном онлайн управлении непрерывном техническим объектом, которое может породиться неожиданным отключением энергоснабжения электрических компонентов системы и другими причинами с последующим его восстановлением. Такая ситуация при восстановлении нормального функционирования канальной среды наделяет систему ненулевыми начальными условиями, что может привести к заметным отклонениям процессов в системе по ее переменным от монотонного их развития.

ГЛАВА 5. ПРИКЛАДНЫЕ ЗАДАЧИ ЦИФРОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО ОНЛАЙН УПРАВЛЕНИЯ С УЧЁТОМ ФАКТОРОВ КАНАЛЬНОЙ СРЕДЫ

5.1 Постановка задачи управления скоростью вращения ротора гидротурбины в проблеме обеспечения качества потребительской электроэнергии

В качестве прикладной задачи для применения теоретических результатов диссертационных исследований диссертант выбрал участие в подготовке технических предложений по разработке системы дистанционного онлайн управления гидроагрегатом с поворотно-лопастной гидротурбиной ПЛ30-В-930 в составе гидроагрегатов Воткинской ГЭС [100] с целью регулирования частоты генерируемой электроэнергии, удовлетворяющей требованиям ГОСТ13.109-97 «Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества энергии в системах электроснабжения общего назначения» [15]. Этот стандарт определяет параметры и нормы качества электрической энергии в электрических сетях систем электроснабжения общего назначения переменного трехфазного и однофазного тока частотой 50 Гц в точках, к которым присоединяются электрические сети, находящиеся в собственности различных потребителей электрической энергии, или приемники электрической энергии. Требования, определяемые этим ГОСТом, являются уровнями электромагнитной совместимости для кондуктивных электромагнитных помех [34,35,44] в системах электроснабжения общего назначения. При удовлетворении указанным требованиям осуществляется электромагнитная совместимость электрических сетей систем электроснабжения общего назначения и электрических сетей потребителей электрической энергии. Требования, определяемые этим ГОСТом, используют при конструировании и обслуживании электрических сетей, а также при определении уровней помехоустойчивости приемников электрической

энергии и уровней кондуктивных электромагнитных помех, производимых этими приемниками.

Оценка соответствия параметров представленным требованиям проводится в течение расчетного срока, равного одному дню.

Технические требования к системе представлены в таблице 5.1.

Таблица 5.1

| Параметр | Требования |
|--|--|
| Диапазон регулирования частоты | в пределах от 45 до 55 Гц |
| Погрешность измерения частоты генерируемого напряжения | $\pm 0,01$ Гц в диапазоне ± 5 Гц |
| Длительность провала напряжения (частоты) | до 30 С |
| Длительность переходного процесса | не более 1.5С |
| Перерегулирование | минимальное |
| Телемеханический протокол со скоростью передачи | не менее 800 бит/С |
| Требования к информационной надежности | ГОСТ26.205-88 «Комплексы и устройства телемеханики: общие технические условия» для категории III СТМ |
| Априорная оценка шумовой обстановки в канальной среде характеризуется вероятностью искажения одного бита | $p_{01} = p_{10} = p = 10^{-4}$ |

В составе системы предусмотрена возможность использования технических средств адаптивной помехозащиты передаваемого кода.

5.2 Гидроагрегатный комплекс Воткинской ГЭС как объект дистанционного управления (состав и основные параметры)

На рисунке 5.1 представлена Воткинская ГЭС снаружи. На рисунке 5.2 представлены гидротурбины Воткинской ГЭС в машзале. На рисунке 5.3 представлена шахта гидротурбины. На рисунке 5.4. приведена в разрезе гидротурбина ПЛ30-В-930, поворотные лопасти которой совместно с приводом их вращения представляют собой непрерывный технический объект.



Рисунок 5.1 – Воткинская ГЭС снаружи



Рисунок 5.2 – Гидротурбины Воткинской ГЭС в машзале



Рисунок 5.3 – Шахта гидротурбины



Рисунок 5.4 – Гидротурбина ПЛ30-В-930 на монтажной площадке завода-изготовителя

Мощность Воткинской ГЭС — 1020 МВт (первоначально 1000 МВт), проектная среднегодовая выработка — 2,28 млрд кВт·ч (за последние 10 лет в среднем 2,6 млрд.кВт·ч). В здании ГЭС установлено 10 поворотно-лопастных

гидроагрегатов, работающих при расчётном напоре 17,5 м: 2 гидроагрегата мощностью по 110 МВт, 8 гидроагрегатов мощностью по 100 МВт.

На агрегатах в составе агрегатного щита управления установлена система автоматического управления гидроагрегатом фирмы «Эмерсон», центральным элементом которой является ПТК «Овация». Система входит в «Нижний уровень АСУ ТП ГЭС», находится в хорошем работоспособном состоянии и будет использоваться в качестве системы управления агрегата после технического перевооружения агрегатов. САУ предназначена для управления гидроагрегатом и его вспомогательным оборудованием, регулирования частоты, реализации гидромеханических защит и технической диагностики, осуществлении температурного контроля агрегата, предупредительной и аварийной сигнализации. Центральной частью САУ ГА является программно-технический комплекс (ПТК), кроме него в состав системы входят датчики, исполнительные механизмы, традиционные средства контроля, непрограммируемые средства автоматизации. Система является автоматической, но предусматривает работу технических средств управления под контролем и при участии оперативного персонала. При проведении замены агрегатов подлежит модернизации САУ ГА фирмы «Эмерсон» с ПТК «Овация», эксплуатируемая в настоящее время на Воткинской ГЭС.

Основные параметры принятой гидротурбины:

- Тип турбины ПЛ30-В-930
- Диаметр рабочего колеса, м 9,3
- Частота вращения, об/мин 68,2
- Мощность максимальная турбины при напорах нетто, МВт:

| | |
|-----------------------|-------|
| - максимальном 23 м | 118,0 |
| - расчетном 19 м | 118,0 |
| - минимальном 12,25 м | 70,0 |
- Расход максимальный турбины при расчетном напоре 19 м, не более, 3м³/с 700

- Высота отсасывания при максимальной мощности и напорах, м:
 - максимальном 23 м -0,87
 - расчетном 19 м -4,0
 - минимальном 12,25 м -4,0

- КПД турбины максимальный, не менее, % 94,0
- КПД турбины средневзвешенный, не менее, % 93,6

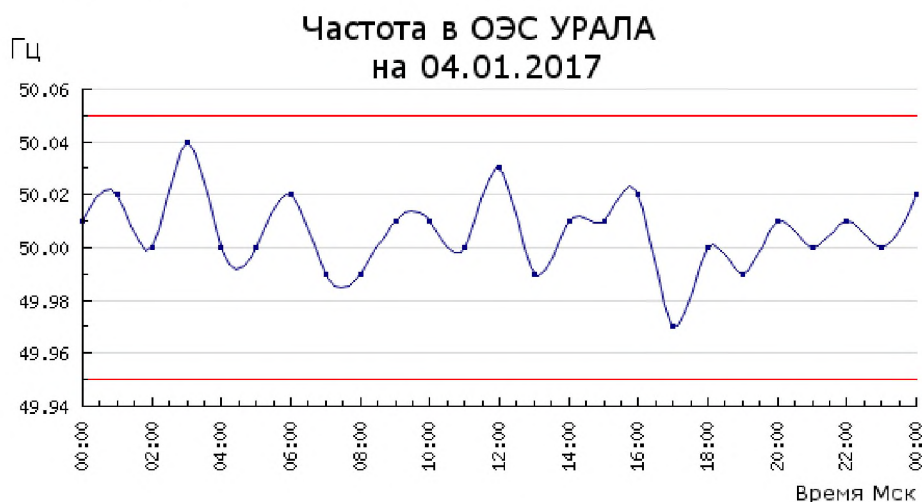
Основные параметры нового гидрогенератора:

- Гидрогенератор – вертикальный, зонтичного исполнения с одним направляющим подшипником, размещенным в масляной ванне в центральной части верхней крестовины.
- Мощность, кВА/кВт 127780/115000
- Коэффициент мощности $\cos 0,9$
- Частота вращения, об/мин
 - номинальная 68,2
 - угонная 145
- Напряжение, кВ 13,8
- Маховой момент GD^2 , тм², не менее, 80000
- Ток возбуждения номинальный, А, не более 2500
- Напряжение возбуждения номинальное, В, не более 500
- Кратность возбуждения
 - по напряжению 2,5
 - по току 2
- Коэффициент полезного действия, %, не менее 98,40
- Масса ротора не более, т 600

5.3 Цифровое дистанционное онлайн управление гидроагрегатным комплексом в задаче стабилизации частоты питающего напряжения в сети электроснабжения в условиях совокупного стохастического воздействия

5.3.1 Конструирование формирующего фильтра сложного стохастического возмущения на основе анализа суточных колебаний частоты электрического тока (на примере региона Урал)

На рисунке 5.5 в качестве примера приведена кривая суточных стабилизируемых колебаний частоты электрического тока для региона Урал в течение трех суток января–марта 2017 года. Ставится задача на основе этой кривой сконструировать сложный фильтр, формирующий из стохастического воздействия стационарного в широком смысле типа непрерывный «белый шум» $w(t)$, стохастический процесс возмущения частоты электрического тока со стороны его потребления с дисперсией, кратно превосходящей допустимую дисперсию 0.000444Гц^2 стабилизированной частоты электрического тока, с целью сформировать закон цифрового дистанционного управления процессом поворота лопастей гидротурбины, реализуемого средствами последовательного компенсатора [6,63], для достижения стабилизации частоты электрического тока в соответствии с ГОСТ Р 55890-2013. Задача решается на примере турбины ПЛ30-В-930 в составе гидроагрегатов Воткинской ГЭС.



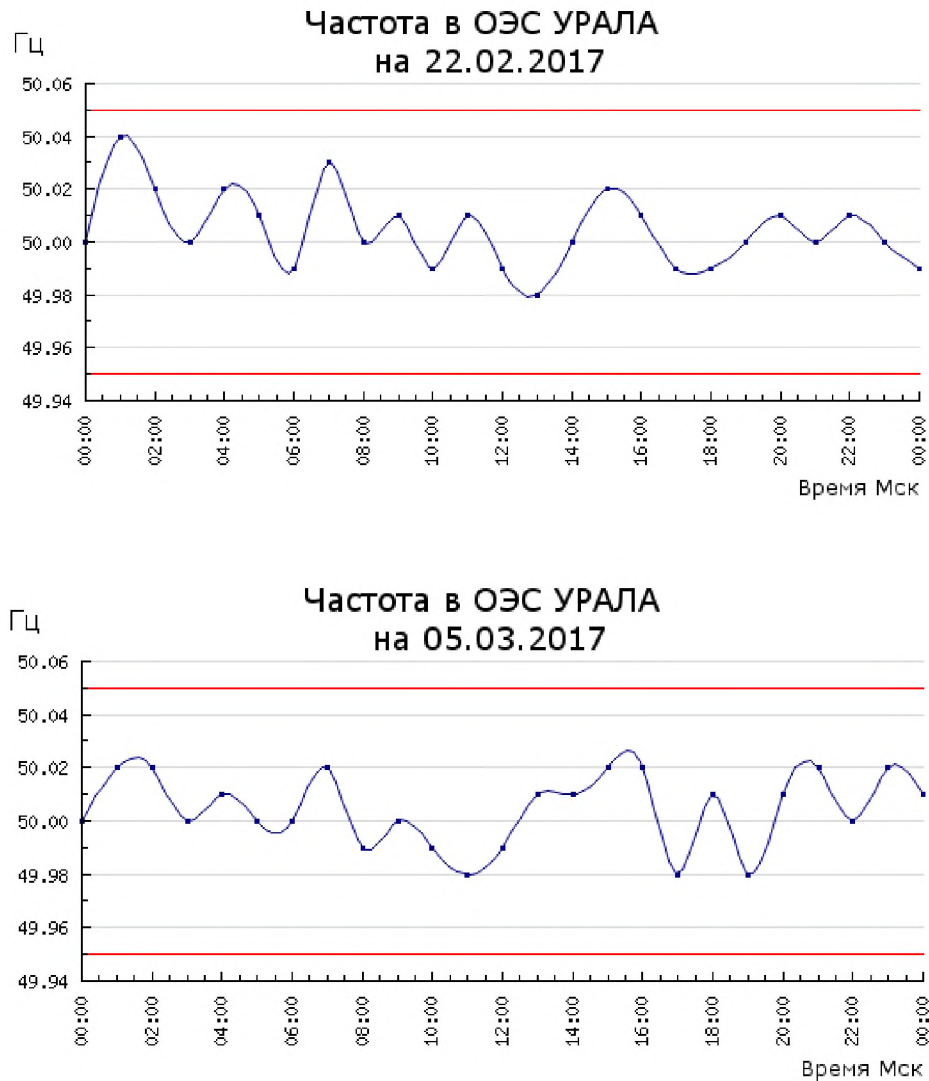


Рисунок 5.5 – Частота электрического тока ОЭС Урала

При конструировании формирующего фильтра сложного стохастического возмущения [11,21,27,53] использовались следующие соображения и данные кривой (рисунок 5.5):

1. Фильтр должен быть минимальной размерности.
2. Приведённая кривая характеризуется доминированием гармонической составляющей с математическим ожиданием периода колебаний $T = 3.7$ часа и, следовательно, круговой частотой $\omega = 4.72 \cdot 10^{-4} \text{ c}^{-1}$.

3. В линейной системе частота гармонического сигнала не претерпевает изменения при изменении параметров линейного алгоритма формирования сигнала управления.

4. В силу позиции п.2 в состав формирующего фильтра должен входить формирователь стохастического сигнала типа «нерегулярная качка» в виде

колебательного звена с передаточной функцией $W_{\phi\kappa}(s) = \frac{\Omega_{\kappa}^2}{s^2 + 2\zeta\Omega_{\kappa}s + \Omega_{\kappa}^2}$, где

$\Omega_{\kappa} = \omega = 4.72 \cdot 10^{-4} \text{ c}^{-1}$, при этом коэффициент затухания ζ должен удовлетворять

$$\text{условию } \zeta = \arg\left\{ \max |W_{\phi\kappa}(j\omega)|_{\omega=\Omega_{\kappa}} = \frac{1}{2\zeta} \geq 5 \div 10 \right\} \leq 0.1.$$

5. Случайный характер амплитуды гармонической составляющей моделируемого стохастического сигнала обеспечивается формирователем стохастического сигнала типа «экспоненциальный коррелированный шум» в виде

апериодического звена с передаточной функцией $W_{\phi a}(s) = \frac{\Omega_a}{s + \Omega_a}$, при этом

должно удовлетворяться неравенство $\Omega_a < \Omega_{\kappa}$.

6. Настраиваемыми компонентами конструированного формирующего фильтра сложного стохастического возмущения являются коэффициент затухания ζ и коэффициент $\gamma = \arg\{\Omega_a = \gamma\Omega_{\kappa}\}$, $\gamma < 1$.

Таким образом, фильтр, формирующий из «белого шума» $w(t)$ сложное стохастическое возмущение $\xi(t)$, моделирующее возмущения частоты электрического тока со стороны его потребления, представим передаточной функцией

$$W_{\phi\phi}(s) = W_{\phi a}(s) \cdot W_{\phi\kappa}(s) = \frac{\Omega_a}{s + \Omega_a} \cdot \frac{\Omega_{\kappa}^2}{s^2 + 2\zeta\Omega_{\kappa}s + \Omega_{\kappa}^2} \quad (5.1)$$

На рисунке 5.6 приведена кривая спектральной плотности сложного стохастического воздействия, наблюдаемого на выходе сконструированного формирующего фильтра для значения его параметров $\zeta = 0.02$ $\gamma = 0.1$.

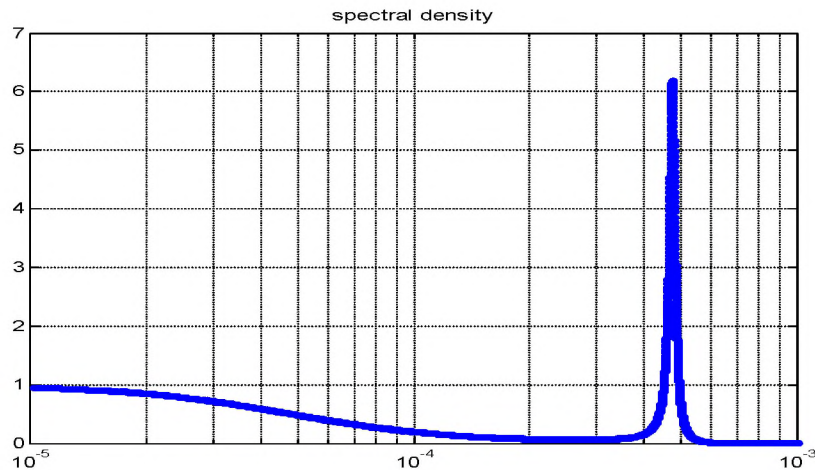


Рисунок 5.6 – Кривая спектральной плотности стохастического процесса на выходе формирующего фильтра с передаточной функцией (5.1)

Формирующий фильтр с передаточной функцией (5.1) и параметрами $\Omega_a = 4.72 \cdot 10^{-5} c^{-1}$, $\Omega_k = 4.72 \cdot 10^{-4} c^{-1}$, $\zeta = 0.02$ $\gamma = 0.1$ кладётся в основу синтеза системы, которая обеспечивает управление процессом поворота лопастей гидротурбины для достижения стабилизации частоты электрического тока в соответствии с ГОСТ Р 55890-2013.

5.3.2 Алгоритм синтеза последовательного компенсатора системы дистанционной стабилизации частоты электрического тока

Конструирование алгоритма синтеза последовательного компенсатора системы цифровой дистанционной стабилизации частоты электрического тока путём поворота лопастей гидротурбины начнём с анализа реализаций стохастических процессов возмущения этой частоты со стороны его потребления с целью сформировать требования к показателям системы [30,36,40]с с учётом обеспечения стабилизации частоты электрического тока в соответствии с ГОСТ Р 55890-2013.

На рисунке 5.7 приведена реализация кривой возмущающего воздействия, сформированного с помощью фильтра с передаточной функцией (5.1),

характеризующаяся дисперсией $D_{\xi} = 0.0444 \text{Гц}^2$ и среднеквадратическим отклонением $\sigma_{\xi} = 0.1666 \text{Гц}$.

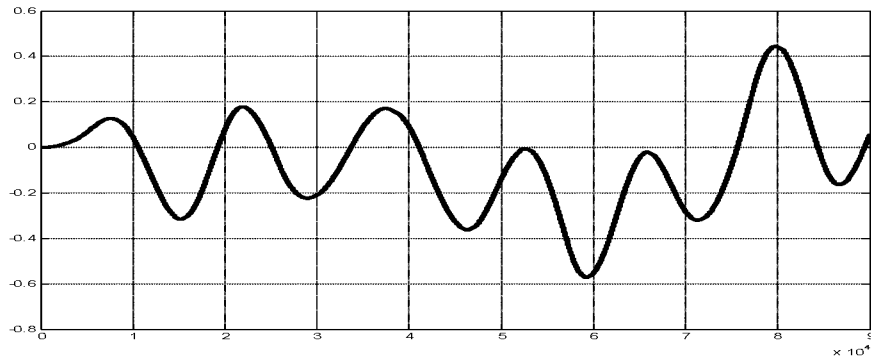


Рисунок 5.7 – Реализация стохастического воздействия $\xi(t)$, приводящего к возмущению $\Delta f(t)$ частоты электрического тока $f = 50 \text{Гц}$

Предметом синтеза на уровне непрерывных аналитических представлений и дискретных технических реализаций является схема системы на рисунке 5.8, на которой передаточная функция $W(s, \omega_0)$, параметризованная частотой ω_0 , реализуются с помощью последовательного компенсатора с помощью передаточной функции $W_{\text{ПК}}(s, \omega_0)$. Предпочтение последовательного компенсатора методу модального управления диссертантом отдано в связи с меньшими информационными затратами на его реализацию и отсутствием проблемы ненулевых начальных условий дистанционно управляемого объекта (приводы лопастей), возникающих при кратковременных нарушениях в канальной среде, используемой при организации дистанционного управления.

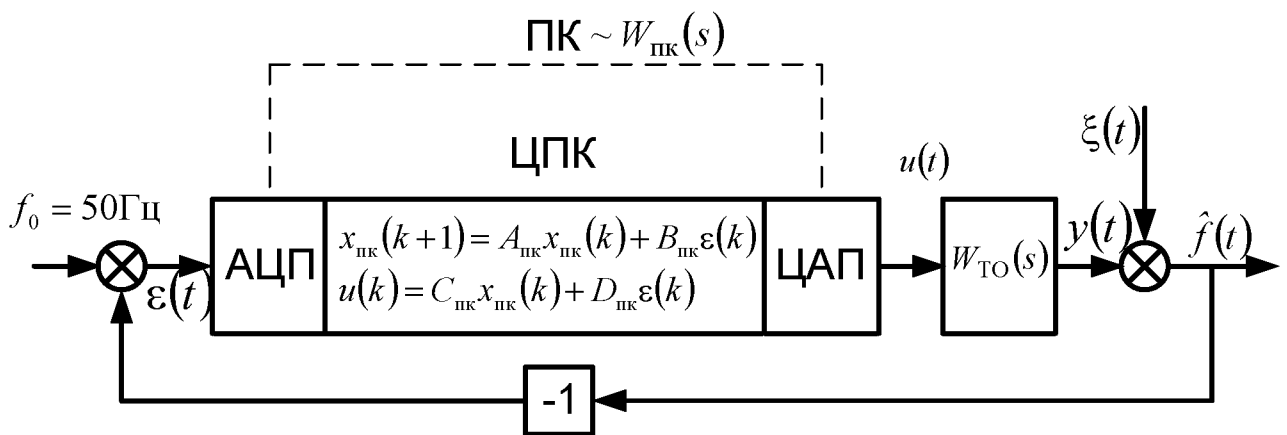


Рисунок 5.8 – Структурная схема проектируемой системы

Алгоритм 5.1 (A5.1):

0. Сформировать требования к показателям системы дистанционной стабилизации частоты электрического тока в переходном и стационарном режимах в виде:

01. величины длительности переходного процесса, удовлетворяющей условию $t_{\Pi} \leq t_{\Pi R}$

02. величины перерегулирования, удовлетворяющего условию $\sigma = 0\%$

03. добротности по скорости, удовлетворяющей условию $D_1 \geq D_{IR}$

04. на основании предположений «гауссовской» природы возмущения $\xi(t)$, допускающего использования правила «трёх сигм», колебания частоты питающего тока, удовлетворяющего условию $3\sigma_{\Delta f} \leq 0.05 \text{ Гц}$ (В соответствие с ГОСТ Р 55890-2013), что эквивалентно обеспечению относительного значения $\bar{\sigma}_{\Delta f}$ среднеквадратического отклонения регулируемой частоты, удовлетворяющего неравенству

$$\bar{\sigma}_{\Delta f} = \sigma_{\Delta f} / \sigma_{\xi} \leq 0.1 \quad (5.2)$$

05. размерности n_d аппаратных средств сигнальной среды

1. Получить от заказчика параметры канальной среды в виде:

1.1. длительности бита Δt_b

1.2. характера помехозащиты

1.3. характера организации информационного обмена

2. Сформировать агрегированный интервал дискретности Δt , с которым будет осуществляться информационный обмен в процессе цифрового дистанционного управления лопастями гидротурбины, на основании следующих соотношений (2.1)–(2.4).

3. Сформировать значение характеристической частоты ω_0 , удовлетворяющему условию

$$\omega_0 = \max \{ \omega_0 = \arg(t_{\Pi} \leq t_{\Pi R}), \omega_0 = \arg(D_1 \geq D_{IR}) \} \quad (5.3)$$

4. Задать желаемую модель синтезируемой системы на рисунке 5.8 с помощью передаточной функции (ПФ) «вход-выход» (ВВ), параметризованную характеристической частотой ω_0

$$\Phi(s, \omega_0) = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{n-i}} = \frac{v_n \omega_0^n}{D(s, \omega_0)}, \quad (5.4)$$

порядок n которой удовлетворяет условию $n = n_{\text{то}} + 2$, где $n_{\text{то}}$ - размерность привода поворотного механизма лопастей турбины, а число «2» отражает факт расширения размерности модели, порождаемого прямым и обратным каналами связи системы цифрового дистанционного управления; v_i - коэффициенты полинома знаменателя (ПЗ) $D(s, \omega_0)$, определяющие размещение его корней на комплексной плоскости, ω_0 - характеристическая частота, определяющая размер этого размещения. При использовании размещения корней ПЗ в биномиальной форме Ньютона, гарантирующее нулевое значение перерегулирования ($\sigma = 0\%$), коэффициенты v_i задаются в форме

$$v_i = C_n^i (i = \overline{1, n}). \quad (5.5)$$

Основным преимуществом в представлении передаточной функции $\Phi(s, \omega_0)$ в форме (5.4) является то, что её использование сводит задачу синтеза к однопараметрической задаче поиска значения характеристической частоты ω_0 , от которой зависит длительность переходного процесса, добротность, частота среза, полосы пропускания, а также при фиксированных параметрах стохастического внешнего воздействия значения дисперсий и среднеквадратических отклонений ошибки и выхода системы, от конкретной реализации набора коэффициентов v_i зависит запас устойчивости по фазе, величина перерегулирования, показатель колебательности и число полукосильаний время переходного процесса.

5. Сформировать дискретное представление формирующего фильтра (5.1) с помощью оператора z^{-1} , положив при переходе от непрерывного представления к дискретному значение интервала дискретности Δt из ряда (2.1)–(2.4).

6. Сформировать дискретное представление передаточной функции (5.4) с помощью оператора $c2d$, положив при переходе от непрерывного представления к дискретному значение интервала дискретности Δt из ряда (2.1)–(2.4).

7. Агрегировать дискретную модель п.5 формирующего фильтра (5.1) и дискретную модель п.6 передаточной функции (5.4) с целью экспериментальной проверки условия (5.2). В случае выполнения условия, перейти к п.8, в случае его невыполнения перейти к п.3 и нарастить значения ω_0 .

8. Сформировать передаточную функцию прямой ветви $W(s, \omega_0)$ проектируемой системы в силу соотношения

$$W(s, \omega_0) = \frac{\Phi(s, \omega_0)}{1 - \Phi(s, \omega_0)} = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^{n-1} v_i \omega_0^i s^{n-i}}, \quad (5.6)$$

9. Сформировать передаточную функцию $W_{\text{то}}(s)$ привода поворотного механизма лопастей турбины.

10. Сформировать передаточную функцию $W_{\text{пк}}(s, \omega_0)$ последовательного компенсатора, доставляющего проектируемой системе требуемые показатели качества с помощью соотношения

$$W_{\text{пк}}(s, \omega_0) = \frac{W(s, \omega_0)}{W_{\text{то}}(s)} \quad (5.7)$$

11. Проверить физическую реализуемость передаточной функции (5.7). В случае невыполнения переход к пункту 4 с целью увеличения порядка n , иначе к пункту 12.

12. С помощью процедуры $c2d$ при интервале дискретности Δt построить дискретное представление модели привода механизма лопастей на основе передаточной функции $W_{\text{то}}(s)$ и дискретное представление последовательного компенсатора.

13. Провести комплексное исследование спроектированной системы цифрового дистанционного управления частотой электрического тока в

региональной подсистеме ЕЭС в условиях стохастических возмущений сложного состава.

5.3.3 Синтез и экспериментальное исследование цифрового дистанционного онлайн управления гидроагрегатным комплексом

В соответствии с предложенным в предыдущем разделе алгоритмом осуществим синтез системы дистанционного управления на основе последовательного компенсатора, в процессе которого:

0. Формируем требования к показателям системы дистанционной стабилизации частоты электрического тока в переходном и стационарном режимах в виде:

01. величины длительности переходного процесса, удовлетворяющей по ГОСТ Р 55890-2013 условию $t_{\Pi} \leq t_{\Pi R} = 30 \text{ с}$

02. величины перерегулирования, удовлетворяющего условию $\sigma = 0\%$

03. добротности по скорости, удовлетворяющей условию $D_1 \geq D_{1R}$

04. на основании предположений «гауссовской» природы возмущения $\xi(t)$, допускающего использования правила «трёх сигм», стохастического изменения частоты питающего тока, удовлетворяющего условию $3\sigma_{\Delta f} \leq 0.05 \text{ Гц}$ (в соответствие с ГОСТ Р 55890-2013, что эквивалентно обеспечению относительного значения $\bar{\sigma}_{\Delta f}$ среднеквадратического отклонения регулируемой частоты, удовлетворяющего неравенству (5.2).

05. размерности n_d аппаратных средств сигнальной среды

1. Получаем от заказчика параметры канальной среды в виде:

1.1. длительности бита $\Delta t_b = 1200 \text{ бит}$

1.2. характера помехозащиты – «дуплекс» без скремблирования

1.3. характера организации информационного обмена.

2. Формируем агрегированный интервал дискретности Δt , с которым будет осуществляться информационный обмен в процессе цифрового дистанционного управления лопастями гидротурбины, на основании следующих соотношений:

$$\Delta t = \Delta t_b (n_d + m + 1) = 21 \frac{1}{1200} = \frac{21}{1200} = 0.0175c$$

в случае «дуплекса» без скремблирования;

3. Формируем значение характеристической частоты ω_0 , удовлетворяющему условию (5.3)

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \max\{\omega_0 = \arg(t_{\Pi} \leq t_{\Pi R}), \omega_0 = \arg(D_1 \geq D_{1R})\} = \\ &= \arg(t_{\Pi} \leq t_{\Pi R}) = \frac{7.8}{30} = 0.26c^{-1}; \end{aligned}$$

4. Задаем желаемую модель синтезируемой системы на рисунке 6 с помощью передаточной функции (ПФ) «вход-выход» (ВВ), параметризованную характеристической частотой ω_0

$$\begin{aligned} \Phi(s, \omega_0) &= \frac{v_n \omega_0^4}{s^4 + \sum_{i=1}^4 v_i \omega_0^i s^{4-i}} \Bigg|_{\omega_0=0.26} = \\ &= \frac{(0.26)^4}{s^4 + 4 \cdot 0.26s^3 + 6 \cdot (0.26)^2 s^2 + 4 \cdot (0.26)^3 s + (0.26)^4} \end{aligned}$$

5. Формируем дискретное представление формирующего фильтра (5.1) с помощью оператора $s2d$, положив при переходе от непрерывного представления к дискретному значение интервала дискретности

$$\begin{aligned} W_{\phi\phi}(s) &= W_{\phi a}(s) \cdot W_{\phi k}(s) = \frac{\Omega_a}{s + \Omega_a} \cdot \frac{\Omega_k^2}{s^2 + 2\zeta\Omega_k s + \Omega_k^2} \\ W_{\phi\phi}(z) &= \frac{9.393 \cdot 10^{-18} z^2 + 3.757 \cdot 10^{-17} z + 9.393 \cdot 10^{-18}}{z^3 - 3z^2 + 3z - 1} \end{aligned}$$

6. Формируем дискретное представление передаточной функции (5.4) с помощью оператора $s2d$, положив при переходе от непрерывного представления к дискретному значение интервала дискретности $\Delta t = 0.0175c$

$$\Phi(z, \omega_0) = \frac{1.779 \cdot 10^{-11} z^3 + 1.95 \cdot 10^{-10} z^2 + 1.943 \cdot 10^{-10} z + 1.76 \cdot 10^{-11}}{z^4 - 3.982 z^3 + 5.946 z^2 - 3.946 z + 0.982}$$

7. Проверяем выполнение условия (5.2) $\bar{\sigma}_{\Delta f} = \sigma_{\Delta f} / \sigma_{\xi} \leq 0.1$ в случае его неудовлетворения осуществляем переход к п.3 с целью изменения характеристической частоты ω_0 , в случае удовлетворения – к п.8

8. Формируем передаточную функцию прямой ветви $W(s, \omega_0)$ проектируемой системы в силу соотношения (5.6)

$$W(s, \omega_0) = \frac{0.00457s^4 + 0.004753s^3 + 0.001853s^2 + \dots}{s^8 + 2.08s^7 + 1.893s^6 + 0.9843s^5 + 0.3153s^4 + 0.06178s^3 + \dots} \dots$$

$$\frac{+ 0.0003213s + 2.088 \cdot 10^{-5}}{+ 0.006796s^2 + 0.0003213s}$$

9. Формируем передаточную функцию $W_{\text{то}}(s)$ гидропривода поворотного механизма лопастей турбины. Передаточная функция с учетом передаточного числа редуктора имеет вид

$$W(s) = \frac{0.01}{(50s + 1)s}$$

10. Формируем передаточную функцию $W_{\text{пк}}(s, \omega_0)$ последовательного компенсатора, доставляющего проектируемой системе требуемые показатели качества с помощью соотношения (5.7)

$$W_{\text{пк}}(s, \omega_0) = \frac{0.2285s^2 + 0.00457s}{0.01s^4 + 0.0104s^3 + 0.004056s^2 + 0.000703s + 4.57 \cdot 10^{-5}}$$

11. Фиксируем, что последовательный компенсатор с передаточной функцией, полученной в п.10, физически реализуем

12. С помощью процедуры c2d при интервале дискретности $\Delta t = 0.0175c$ строим дискретное представление модели гидропривода механизма лопастей на основе передаточной функции $W_{\text{то}}(s)$ и дискретное представление последовательного компенсатора.

$$W_{\text{то}}(z) = \frac{3.062 \cdot 10^{-8} z + 3.062 \cdot 10^{-8}}{z^2 - 2z + 0.9997}$$

$$W_{\text{ПК}}(z, \omega_0) = \frac{0.003478z^3 - 0.003497z^2 + 0.003437z + 0.003456}{z^4 - 3.982z^3 + 5.946z^2 - 3.946z + 0.982}$$

13. Проводим комплексное исследование спроектированной системы цифрового дистанционного управления частотой электрического тока в региональной подсистеме ЕЭС в условиях стохастических возмущений сложного состава. Всё соответствует требованиям и стандартам.

Компьютерный эксперимент, проведенный в модельной оболочке Simulink, иллюстрируется графиками реализаций стохастических процессов представим в виде последовательных графиков. На рисунке 5.9 приведен график реализации стохастического процесса $w(k)$ типа дискретный «белый шум», подаваемый на вход сложного формирующего фильтра с ПФ (5.1) с выхода генератора белого шума Random Number библиотеки Simulink.

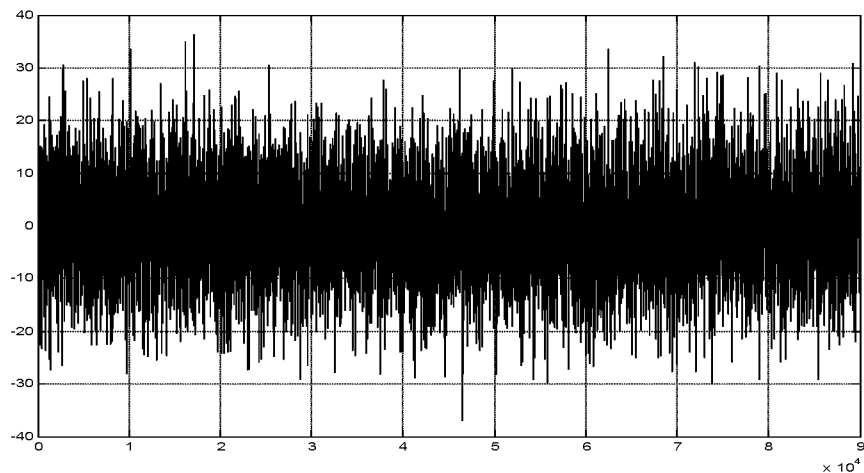


Рисунок 5.9 – Дискретный «белый шум»

На рисунке 5.10 приведен график реализации стохастического процесса $\eta(k)$ типа дискретный «экспоненциально коррелированный шум».

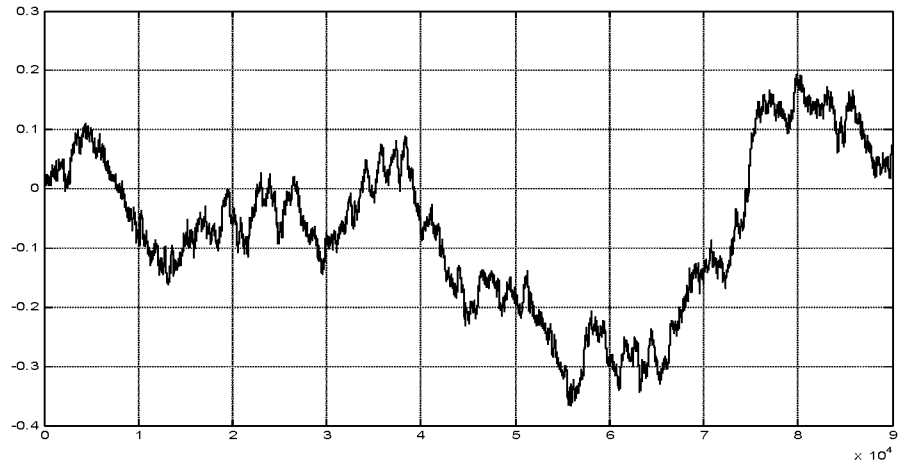


Рисунок 5.10 – Экспоненциально коррелированный шум

На рисунке 5.11 представлен график реализации стохастического дискретного процесса $\xi(k)$, наблюдаемого на выходе сложного формирующего фильтра, описываемого ПФ (5.1), моделирующего вариацию частоты электрического тока в сети региона Урал относительно уставки $f_0 = 50 \text{ Гц}$.

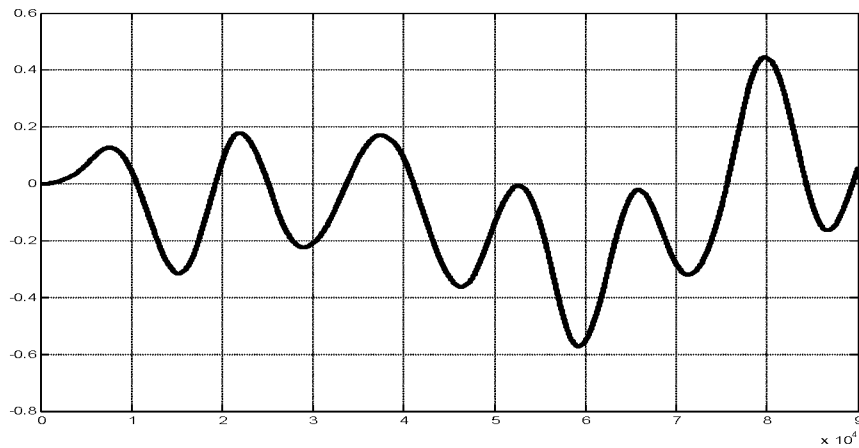


Рисунок 5.11 – Сложный стохастический процесс, моделирующий вариацию частоты электрического тока в сети региона Урал

На рисунке 5.12 представлен график реализации стохастического дискретного процесса ошибки $\varepsilon(k) = \Delta f(k)$ стабилизации частоты электрического тока средствами спроектированной системы относительно уставки $f_0 = 50 \text{ Гц}$.

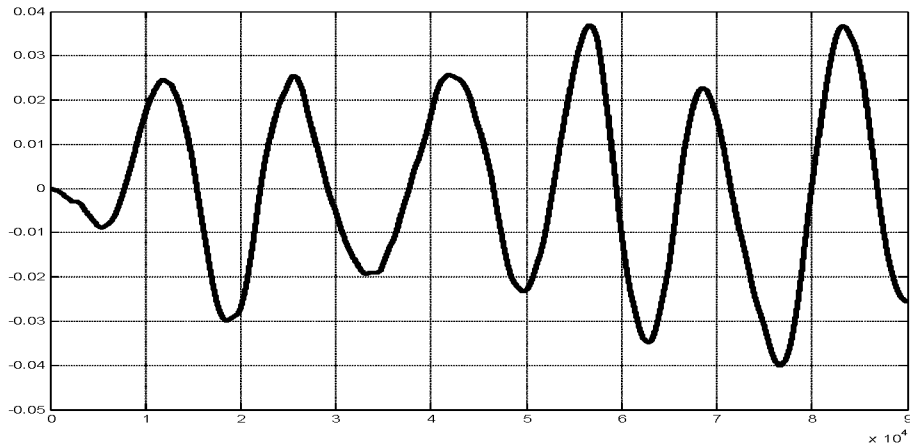


Рисунок 5.12 – Реализация кривой ошибки стабилизации частоты электрического тока относительно уставки $f_0 = 50 \text{Гц}$.

На рисунке 5.13 представлен график реализации стохастического дискретного процесса стабилизации частоты $f(k) = 50 + \Delta f(k)$ электрического тока средствами спроектированной системы

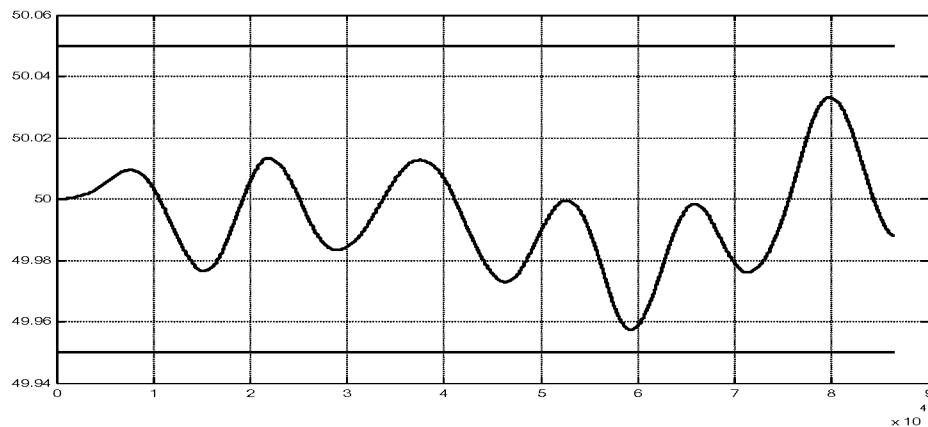


Рисунок 5.13 – Реализация кривой стабилизированной средствами спроектированной системы частоты электрического тока региона Урал

Структурная схема спроектированной системы цифрового дистанционного управления приводом поворота лопастей гидротурбины ПЛЗО–В-930 каскада Воткинских ГЭС в задаче стабилизации электрического тока представлена на рисунке 5.14.

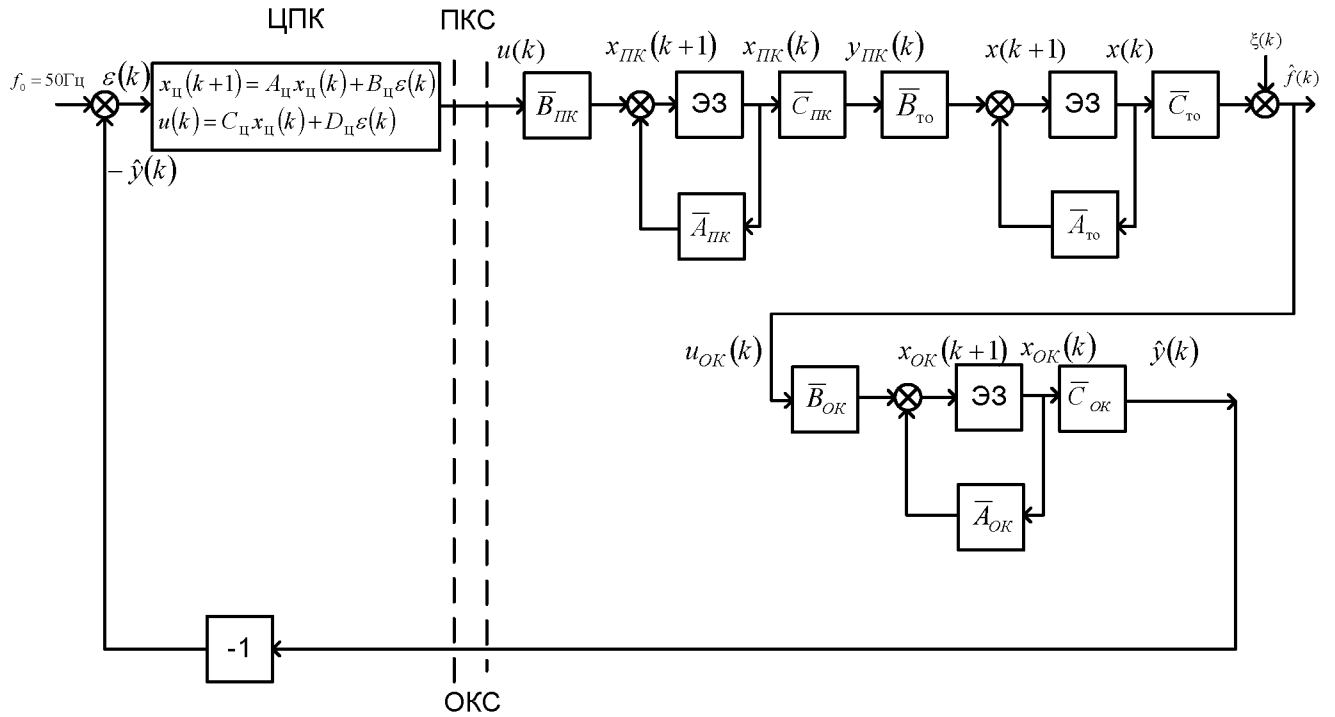


Рисунок 5.14 – Структурная схема системы цифрового дистанционного управления приводом поворота лопастей гидротурбины ПЛЗО–В–930 с реализацией устройства управления на цифровом последовательном компенсаторе (ЦПК)

Выводы по главе 5

1. Разработанный алгоритм синтеза системы цифрового дистанционного управления частотой электрического тока в локальной точке его генерации опирается на преимущество представления модели желаемой динамики системы с помощью передаточной функции, параметризованной характеристической частотой, что позволило свести проблему синтеза к однопараметрической задаче поиска необходимого значения характеристической частоты, от которой зависит длительность переходного процесса, добротность, частота среза, полосы пропускания, а также при фиксированных параметрах стохастического внешнего воздействия значения дисперсий и среднеквадратических отклонений ошибки и выхода системы.

2. Предпочтение последовательного компенсатора методу модального управления отдано в связи с меньшими информационными затратами на его реализацию и отсутствием проблемы ненулевых начальных условий дистанционно управляемого объекта (приводы лопастей) при возникающих нулевых начальных условиях наблюдающего устройства, порождаемые кратковременными нарушениями–восстановлениями нормального функционирования канальной среды, используемой при организации дистанционного управления.

3. На основе информации на сайте системного оператора Единой энергетической системы на примере региона Урал удалось получить кривые реализаций суточных стохастических изменений частоты питающего тока, что позволило сконструировать формирующий фильтр для их модельного представления, чем решена задача синтеза ЦДОУ гидроагрегатным комплексом в задаче стабилизации частоты электрического тока в сети электроснабжения в условиях совокупного стохастического воздействия, реализованной с помощью последовательного компенсатора. При синтезе системы учтена специфика ЦДОУ, вносимая системными факторами канальной среды с помехами.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Задачи, поставленные перед диссертантом при формировании темы диссертационных исследований, решены, при этом получены следующие результаты:

1. Сформирована совокупность системных факторов канальной среды, которые влияют на качество цифрового дистанционного онлайн управления непрерывными техническими объектами;

2. Предложен способ увеличения пропускной способности канальной среды путем сокращения размерности помехозащищаемой части кодовой посылки в прямом и обратных каналах;

3. Разработан аналитический способ оценки интервальности такого системного параметра как интервал дискретности цифрового дистанционного управления, использующего интерфейсы с помехозащитой в форме только обнаружения, а не исправления искажений;

4. Проведена адаптация показателей типовых полиномиальных динамических моделей к задаче цифрового дистанционного управления с учетом факторов канальной среды;

5. Решена задача запаздывания по входу и выходу непрерывного технического объекта путем увеличения на два порядка его дискретной модели;

6. Сформирована алгоритмическая база синтеза цифрового онлайн дистанционного управления непрерывным техническим объектом как на основе модального управления, так и на основе последовательного компенсатора;

7. Разработана системная проблема, порождаемая кратковременным нарушением–восстановлением нормального функционирования канальной среды;

8. Разработана система цифрового онлайн дистанционного управления положением лопастей поворотно-лопастной гидравлической турбины типа ПЛЗО–В–930 в задаче стабилизации частоты промышленного тока.

Автор удовлетворен проделанной работой и полученными результатами, однако остались и идеи по дальнейшему развитию рассмотренной темы. В частности, интересно исследование системной интервальности, вносимой канальной средой, помехозащита в которой организована в режиме исправления ошибок. Также стоит отметить, что основной результат сориентирован на возможности телемеханических протоколов, и весьма заманчивым представляется его распространение на интернет, как наиболее популярную систему объединённых компьютерных сетей для хранения и передачи информации.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

| | |
|--|---|
| $\gamma = \arg\{\beta(\gamma)\}$ | – значения, удовлетворяющие условию $\beta(\gamma)$; |
| $col\{\beta_i, i = \overline{1, n}\}$ | – матричная структура с элементами β_i в столбце; |
| $row\{\beta_i, i = \overline{1, n}\}$ | – матричная структура с элементами β_i в строке; |
| I | – единичная матрица; |
| \mathbf{W}_{contr} | – матрица управляемости; |
| \mathbf{W}_{ob} | – матрица наблюдаемости; |
| $\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c, \mathbf{C}_c, \mathbf{N}$ | – соответственно матрицы состояния, входа, выхода и вход-выход кодирующего устройства размерностей: $(m \times m)$, $(m \times 1)$, $(1 \times m)$, (1×1) ; |
| $\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d$ | – соответственно $(m \times m)$ –матрица состояния и $(m \times 1)$ –матрица входа декодирующего устройства; |
| \mathbf{B}_s | – матрица коммутирующего входа; |
| $x_R(k+1)$ | – требуемое состояние перехода; |
| \in | – принадлежит; |
| Σ | – сумма; |
| $\overline{*}$ | – инверсия; |
| $\hat{*}$ | – оценка значения; |
| \forall | – квантор всеобщности; |
| \prec | – знак мажоризации; |
| & | – конъюнкция; |
| АДТО | – агрегированный дискретный технический объект; |
| АСУ ТП | – Автоматизированная система управления технологическим процессом; |
| АЦП | – аналого-цифровой преобразователь; |
| ВВ | – «вход–выход»; |
| ВММП | – векторно-матричное модельное представление; |

| | |
|------|--|
| ВМО | – векторно-матричное описание; |
| ВСВ | – «вход–состояние–выход»; |
| ГА | – гидроагрегат; |
| ГЭС | – гидроэлектростанция; |
| ДКУ | – декодирующее устройство; |
| ДНУ | – динамическое наблюдающее устройство; |
| ИТМО | – Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики; |
| КПСУ | – кодовая посылка сигнала управления; |
| КС | – канал связи (канальная среда); |
| КУ | – кодирующее устройство; |
| МВМВ | – «многомерный вход-многомерный выход» |
| ММ | – модулярный многочлен; |
| НОП | – неприводимый образующий полином |
| НТО | – непрерывный технический объект |
| ОВОВ | – «одномерный вход–одномерный выход» |
| ОММ | – образующий модулярный многочлен; |
| ОУ | – объект управления; |
| ОЭС | – системный Оператор единой Энергетической Системы; |
| Пд | – система передачи информации; |
| ПЗ | – полином знаменателя; |
| ПЗК | – помехозащищенный код; |
| ПК | – последовательный компенсатор; |
| ПММ | – полиномиальная модальная модель; |
| ПДМ | – полиномиальная динамическая модель; |
| Пр | – система приема информации; |
| ПТК | – программно-технический комплекс; |

| | |
|-------|--|
| ПУ | – пункт управления; |
| ПФ | – передаточная функция; |
| Р | – регулятор; |
| САУ | – система автоматического управления; |
| СУиИ | – кафедра систем управления и информатики; |
| СЦДУ | – система цифрового дистанционного управления; |
| ТКШ | – Теорема Котельникова-Шеннона; |
| ТМП | – телемеханический протокол; |
| УППК | – устройство помехозащитного преобразования кодов; |
| УУ | – устройство управления; |
| УФКС | – устройство формирования кода сообщения; |
| УФЦСУ | – устройство формирования цифрового сигнала управления; |
| ХММ | – характеристический модулярный многочлен; |
| ХП | – характеристический полином; |
| ХЧ | – характеристическая частота; |
| ЦАП | – цифро-аналоговый преобразователь; |
| ЦДОУ | – цифровое дистанционное онлайн управление; |
| ЭЗ | – элемент задержки; |
| CAN | – (англ. Controller Area Network) стандарт промышленной сети, ориентированный прежде всего на объединение в единую сеть различных исполнительных устройств и датчиков; |
| CRC | – (англ. Cyclic Redundancy Check) циклический избыточный код; |
| PPP | – (англ. Point-to-Point Protocol «От точки к точке») двухточечный протокол канального уровня; |

- RS – (англ. Recommended Standard) стандарт физического уровня для асинхронного интерфейса. Наиболее распространённый варианты RS-232 и RS-485;
- SCADA – (англ. Supervisory Control And Data Acquisition) программный пакет, предназначенный для разработки и обеспечения работы в реальном времени систем сбора, обработки, отображения и архивирования информации об объекте управления;
- USB – (англ. Universal Serial Bus) последовательный интерфейс для подключения периферийных устройств к вычислительной технике. Получил широчайшее распространение и фактически стал основным интерфейсом подключения периферии к бытовой цифровой технике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андриевский, Б.Р. Управление и оценивание при информационных ограничениях: к единой теории управления, вычислений и связи [Текст] / Б. Р. Андриевский, А.С. Матвеев, А.Л. Фрадков // Автоматика и телемеханика. – 2010. – №4. – С. 34–99.
2. Андриевский, Б.Р. Оценивание состояния многомаятниковой системы при коммуникационных ограничениях [Текст] / Б.Р. Андриевский, А.Л. Фрадков, А.Б. Андриевский // Изв. ВУЗов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 9, С. 742–750.
3. Андриевский, Б.Р. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB [Текст] / Б.Р. Андриевский, А.Л. – СПб.: Наука, 2000. – 475 с.
4. Андриевский, Б.Р. Элементы математического моделирования в программных средах MATLAB 5 и Scilab: учеб. пособие [Текст] / Б.Р. Андриевский, А.Л. – СПб.: Наука, 2001. – 288 с.
5. Баричев, С.Г. Основы современной криптографии [Текст] / С.Г. Баричев, В.В. Гончаров, Р.Е. Серов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 120 с.
6. Бесекерский, В.А. Теория систем автоматического управления [Текст] / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – Изд. 4-е, перераб. и доп. — СПб.: Профессия, 2003. — 752 с.
7. Бохман, Д. Двоичные динамические системы [Текст] / Д. Бохман, Х. Постхофф. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 400 с.
8. Вундер, Н.А. Исследование особенностей траекторий свободного движения непрерывной системы в форме последовательной цепочки однотипных апериодических звеньев [Текст] / Н.А. Вундер, О.С. Нуйя, Р.О. Пещеров, А.В. Ушаков // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2016. – Т.16. – №

1. – С. 68–75. – ISSN 2226-1494.
9. Вундер, Н.А. Фактор кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды в задаче цифрового дистанционного управления [Текст] / Н.А. Вундер, О.С. Нуйя, Р.О. Пещеров // Материалы конференции "Информационные технологии в управлении" (ИТУ-2016). – 2016. – С. 515-522.
10. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц [Текст] / Ф.Р. Гантмахер. – 5-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 560 с.
11. Дэвис, М.Х.А. Линейное оценивание и стохастическое управление [Текст] / М.Х.А. Дэвис. Пер. с англ. под ред. А.Н. Ширяева. – М.: Наука. – 206 с.
12. Глушков, В.М. Введение в кибернетику [Текст] / В.М. Глушков. – Киев: изд-во АН УССР, 1964. – 324 с.
13. Гольдштейн, Б.С. Системы коммутации [Текст] / Б.С. Гольдштейн. – СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 2003. – 318 с.
14. Горбатов, В.А. Фундаментальные основы дискретной автоматики. Информационная математика [Текст] / В.А. Горбатов. – М.: Наука, Физматлит, 2000.– 544 с.
15. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества энергии в системах электроснабжения общего назначения [Текст]. – Введ. 01.01.1999. – М.: Госстандарт России. – 33 с.
16. ГОСТ 26.205-88. Комплексы и устройства телемеханики: Общие технические условия [Текст]. – Введ. 01.01.1990. – М.: ГК СССР по стандартам. – 30 с.
17. ГОСТ Р 34.10-2001. Информационная технология. Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки электронной цифровой подписи [Текст]. – Введ. 12.09.2001. – М.: Госстандарт России. – 12 с.

18. ГОСТ Р 55890-2013. Единая энергетическая система и изолированно работающие энергосистемы. Оперативно-диспетчерское управление. Регулирование частоты и потоков активной мощности. Нормы и требования [Текст]. – Введ. 01.09.2014. – М.: Госстандарт России. – 41 с.
19. Гудвин, Г.К. Проектирование систем управления [Текст] / Г.К. Гудвин, С.Ф. Гребен, М.Э. Сальгадо.– М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 911 с.
20. Дударенко, Н.А. Математические основы теории систем: лекционный курс и практикум. Учебное пособие для высших учебных заведений [Текст] / Н.А. Дударенко, О.С. Нуйя, М.В. Сержантова, О.В. Слита, А.В. Ушаков. / Под ред. А. В. Ушакова. – изд. 2–е, расширенное и дополненное.– СПб.: НИУ ИТМО , 2014. 292 с., 15 ил.
21. Дударенко, Н.А. Математические основы современной теории управления: аппарат метода пространства состояний: учебное пособие [Текст] / Н.А. Дударенко, О.В. Слита, А.В. Ушаков / Под ред. Ушакова А.В. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2008. – 323 с.
22. Емельянов, Г. А. Теория передачи дискретной информации [Текст] / Г.А. Емельянов, В.О. Шварцман. – М.: Связь, 1979. – 424 с.
23. Заде, Л. Теория линейных систем. Метод пространства состояний [Текст] / Л. Заде, Ч. Дезоер. – М.: Наука, 1970. – 704 с.
24. Золотарев, В.В. Коды и кодирование [Текст] / В.В. Золотев. – М.: Знание, 1990. – 64 с.
25. Золотарев, В.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник [Текст] / В.В. Золотарев, Г.В. Овечкин / Под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарова. – М.: Горячая линия–Телеком, 2004.– 126 с.
26. Калинин, С.А. Упорядоченная система образующих симметрической группы для решения задач коммутации [Текст] / С.А. Калинин, Ю.Л. Сагалович // Автоматика и телемеханика. – 2009. – № 2. – С. 142–152.

27. Квакернаак, Х. Линейные оптимальные системы управления [Текст] / Х. Квакернаак, Р. Сиван: Пер. с англ. – М: Мир, 1977.– 650 с.
28. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов [Текст]. 4-е изд. / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб.: Питер, 2010.
29. Лихолетова, Е.С. Пропускная способность канала связи как гарантия качества цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом [Текст] / Е.С. Лихолетова, О.С. Нуйя, Р.О. Пещеров, А.В. Ушаков // Известия ВУЗов. Приборостроение. – 2015. – Т.58. № 9. – С. 751–758
30. Лихолетова, Е.С. Канал связи как системный фактор возможной недостижимости желаемых динамических показателей системы цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом [Текст] / Е.С. Лихолетова, О.С. Нуйя, Р.О. Пещеров, А.В. Ушаков // XII Всероссийское совещание по проблемам управления (ВСПУ-2014), Москва, ИПУ РАН, 16-19 июня 2014 г. // Труды - 2014. - С. 7131-7136
31. Лихолетова, Е.С. Временные затраты на коррекцию искажений кодов как системный фактор в задаче цифрового дистанционного "online" управления [Текст] / Е.С. Лихолетова, О.С. Нуйя, Р.О. Пещеров, А.В. Ушаков // Материалы конференции "Информационные технологии управления " (ИТУ-2014). – СПб.: ОАО "Концерн "ЦНИИ "Электроприбор", 2014. С. 501-511. – ISBN 978-5-91995-042-4.
32. Мельников, А. А. Использование свойств матриц для обнаружения неустойчивых циклов и неподвижных состояний двоичных динамических систем [Текст] / А.А. Мельников, Е.В. Рукуйжа, А.В. Ушаков // Научно – технический вестник СПбГИТМО (ТУ). 2002. Выпуск 6, С. 243–249.
33. Мельников, А.А. Двоичные динамические системы дискретной автоматики [Текст] / А.А. Мельников, А.В. Ушаков / Под ред.

- А.В. Ушакова. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2005. – 214 с.
34. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение [Текст] / Р. Морелос-Сарагоса. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.
 35. Муттер, В.М. Основы помехоустойчивой телепередачи информации [Текст] / В.М. Муттер. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 228 с.
 36. Нуйя, О. С. Фактор аппаратной среды передачи сигнала управления объекту в задаче синтеза дискретных систем [Текст] / О.С. Нуйя, Р.О. Пещеров, А.В. Ушаков // Научно – технический вестник ИТМО. – 2015. – Т. 15. №4. – С.685-694. - ISSN 2226-1494.
 37. Нуйя, О.С. Интервальность параметров систем дистанционного управления, порождаемая режимом обнаружения ошибок в канале связи [Текст] / О.С. Нуйя, Р.О. Пещеров, А.В. Ушаков // Научно-технический вестник ИТМО, 2017. Т. 17. № 3. С. 506–513.
 38. Осипцева, О.С. Цифровое дистанционное управление техническим объектом с учетом фактора канальной среды [Текст]: дис. ... канд. техн. наук : 05.13.01 / Осипцева Ольга Святославовна. – Санкт-Петербург, 2006. - 197 с.
 39. Пещеров, Р.О. О возможности «разгрузки» канальной среды в задаче дистанционного управления [Текст] / Р.О. Пещеров // Сборник тезисов докладов конгресса молодых ученых. Электронное издание. – СПб: Университет ИТМО, 2015.
 40. Пещеров, Р.О. Оценка достижимости требуемых динамических показателей системы цифрового дистанционного управления с использованием отечественных телемеханических протоколов в дуплексном режиме PPP и коррекцией искажений в темпе канального времени [Текст] / Р.О. Пещеров // Сборник тезисов докладов конгресса молодых ученых. Выпуск 1. – СПб: Университет ИТМО, 2014, С.285-286.

41. Передача дискретных сообщений: Учебник для вузов [Текст] / Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман, В.П. Шувалов и др. / Под ред. В.П. Шувалова. – М.: Радио и связь, 1990. – 464 с.
42. Питерсон, У. Коды, исправляющие ошибки [Текст] / У. Питерсон, Э. Уэлдон / Пер. с англ. – М.: Мир, 1976. – 600 с.
43. Рассветалова, Л.А. Двоичное динамическое наблюдение в задаче помехоустойчивого кодирования [Текст] / Л.А. Рассветалова, А.В. Ушаков // Автоматика и телемеханика, 1993, №6. – С. 179–190.
44. Сагалович, Ю.Л. Помехоустойчивое кодирование состояний асинхронного конечного автомата [Текст] / Ю.Л. Сагалович // Проблемы передачи информации, 1965, №2. – С. 54–59.
45. Селлерс, Ф. Методы обнаружения ошибок в работе ЭЦВМ [Текст] / Ф. Селлерс. – М.: Мир, 1972. – 310 с.
46. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ [Текст] / В.В. Григорьев, В.Н. Дроздов, В.В. Лаврентьев, А.В. Ушаков. – Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1983. – 245 с.
47. Советов, Б.Я. Теория информации [Текст] / Б.Я. Советов. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1977. – 184 с.
48. Советов, Б.Я. Информационные технологии [Текст] / Б.Я. Советов, В.В. Цехановский. Учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 2009. – 263 с.
49. Согомонян, Е.С. Самопроверяемые устройства и отказоустойчивые системы [Текст] / Е.С. Согомонян, Е.В. Слабаков. – М.: Радио и связь, 1989. – 208 с.
50. Ту, Ю. Современная теория управления [Текст] / Ю. Ту / Пер. с англ. Я.Н. Гибадулина, под ред. В.В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1971. – 472 с.
51. Тутевивич, В. Н. Телемеханика: Учебное пособие для студентов вузов спец. «Автоматика и телемеханика» [Текст] / В.Н. Тутевивич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1985. – 423 с.

52. Ушаков, А.В., Прикладная теория информации: элементы теории и практикум: Учебное пособие для вузов [Текст] / А.В. Ушаков. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012. – 326 с.
53. Ушаков, А.В. Стохастическая динамика непрерывных и дискретных систем в условиях неопределенности: Учебное пособие для университетов [Текст] / А.В. Ушаков, Н.А Вундер, М.В. Сержантова, О.В. Слита / Под ред. А. В. Ушакова – СПб.: Университет ИТМО, 2016. – 297 с., 23 ил.
54. Ушаков, А.В. Сетевые технологии в процессах управления: Учебное пособие для вузов [Текст] / А.В. Ушаков, П.С. Быстров, О.С. Нуйя / Под ред. А.В. Ушакова. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012. – 350 с.
55. Ушаков, А.В. Помехозащитное декодирование систематических кодов [Текст] / А.В. Ушаков, Е.С. Яицкая // Изв. Вузов. Приборостроение. - 2009. - Т.52, №11. - С. 77–83.
56. Фрадков, А.Л. К единой теории управления, вычислений и связи. Доклад на сессии Научного совета РАН по теории управляемых процессов и автоматизации [Электронный ресурс] / А.Л. Фрадков, Б.Р. Андриевский, А.С. Матвеев. ИПУ РАН, 03.04.2008 г. / Рукопись доступна на сайте: www.ipme.ru/ipme/labs/ccs/alf/f_apr08.pdf
57. Фрадков, А.Л. Синтез адаптивной системы стабилизации линейного динамического объекта [Текст] / А.Л. Фрадков // АиТ. 1974. Т. 35. № 12. С. 96–103.
58. Фрадков, А.Л. Метод пассивации в задачах адаптивного управления, наблюдения и синхронизации [Текст] / А.Л. Фрадков, Б.Р. Андриевский / Сб. Нелинейные системы. Частотные и матричные неравенства. Под ред. А.Х. Гелига, Г.А. Леонова, А.Л. Фрадкова. - М.: Физматлит, 2008. - С. 452–499.
59. Хэмминг, Р.В. Теория кодирования и теория информации [Текст] / Р.В. Хэмминг / Пер. с англ. С.И. Гельфанд, под ред. Б.С. Цибакова. – М.:

- Радио и связь, 1983. – 176 с.
60. Шалыто, А.А. Логическое управление. Методы аппаратной и программной реализации [Текст] / А.А. Шалыто. – СПб.: Наука, 2000. – 780 с.
 61. Шеннон, К. Работы по теории информации и кибернетике [Текст] / К. Шеннон. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. – 830 с.
 62. Яковлев, С.А. Информационно–сетевые технологии: монография [Текст] / С.А. Яковлев, Л.А. Осипов. – СПб.: ГУАП, 2009.-296 с.
 63. Brasch, Jr.F.M. Pole placement using dynamic compensators [Text] / Jr.F.M. Brasch, J.B. Pearson //IEEE Transactions on Automatic Control. 1970.AC–15, N 1. P. 34-43.
 64. Boole, G. The Calculus of Logic [Text] / G.Boole // The Cambridge and Dublin Mathematical Journal, 1848. no.3. P.183–198.
 65. Capacity of Communication Channel as a Quality Guarantee of Digital Remote Control of Continuous Technical Plant [Text] / E.S. Liholetova, O.S. Nuyya, R.O. Peshcherov, A.V. Ushakov // Proceedings of the 6th European Conference of Computer Science (ECCS '15) – Rome, Italy November 7-9, 2015, - P. 170–175.
 66. Garrett, P. The Mathematics of Coding Theory [Text] / P. Garrett. Prentice Hall, 2003. – 398 p.
 67. Fradkov, A.L. Adaptive Observer-Based Synchronization for Communications [Text] / A.L. Fradkov, H. Nijmeijer, A. Markov // Int. J. Bifurcat. Chaos. 2000. V. 10. № 12. P. 2807–2814.
 68. Fradkov, A.L. Synchronization of Passifiable Lurie Systems via Limited-Capacity Communication Channel [Text] / A.L. Fradkov, B.R. Andrievsky, R.J. Evans // IEEE Trans. Circuits Syst. I. 2009. V. 56. № 2. P. 430–439.
 69. Hadjicostis, C.N. Nonconcurrent Error Detection and Correction in Fault-Tolerant Linear Finite-State Machines [Text] / C.N. Hadjicostis // IEEE Trans. Automat. Contr., Dec. 2003. Vol.48. no.12. P.2133–2140.

70. Hamming, R. Coding and Information Theory [Text] / R. Hamming. Prentice-Hall, 1986. – 272 p.
71. Justesen, J. A Course in Error-Correcting Codes [Text] / J. Justesen, T. Hoholdt. European M.S., 2004. – 192 p.
72. Kabatiansky, G. Error Correcting Coding and Security for Data Networks. Analysis of the Superchannel Concept [Text] / G. Kabatiansky, E. Krouk, S. Semenov. John Wiley, 2005. – 290 p.
73. Kelley, C.A. Systems theoretic questions in coding theory [Text] / C.A. Kelley, J. Rosenthal, D. Srikhara // Proceedings in Applied Mathematics and Mechanics, 2008. №7(1). P.1030601–1030602.
74. Koopman, P. Cyclic Redundancy Code (CRC) Polynomial Selection For Embedded Networks [Electronic resource] / P. Koopman, T. Chakravarty. http://www.ece.cmu.edu/~koopman/theses/dsn04/koopman04_crc_poly_embedded.pdf
75. Liholetova, E.S. Factors of the channel medium, problem of digital remote control of continuous technological resources [Text] / E.S. Liholetova, O.S. Nuyya, R.O. Peshcherov, A.V. Ushakov // Proceedings of the 3rd International Conference on Circuits, Systems, Communications, Computers and Applications, Florence, November, 22-24, 2014, p.68–72.
76. Ling, S. Coding Theory: A First Course [Text] / S. Ling, C. Xing. Cambridge University Press, 2004. – 236 p.
77. Luenberger, D. Information Science [Text] / D. Luenberger. Princeton, NJ; Oxford: Princeton University Press., 2006. – 423 p.
78. Massey, J.L. Codes, automata and continuous systems: Explicit interconnections [Text] / J.L. Massey, M.K. Sain // IEEE Trans. Automat. Contr., Dec. - 1967. - Vol. AC-18. - P. 644–650.
79. Massey, J.L. Inverses of linear sequential circuits [Text] / J.L. Massey, M.K. Sain // IEEE Trans. Comp., Apr. 1968. Vol.C-17. P.330–337.
80. Matveev, A.S. An Analogue of Shannon Information Theory for Networked

- Control Systems. Stabilization via a Noisy Discrete Channel [Text] / A.S. Matveev, A.V. Savkin // Proc. 43rd IEEE Conf. Decision Control. V. FrA11. Atlantis, Paradise Island Bahams, IEEE, 2004. - P. 4491–4496.
81. Matveev, A.S. An Analogue of Shannon Information Theory for Networked Control Systems: State Estimation via a Noisy Discrete Channel [Text] / A.S. Matveev, A.V. Savkin // Proc. 43rd IEEE Conf. Decision Control. V. FrA11. Atlantis, Paradise Island Bahams, IEEE, 2004. - P. 4485–4490.
82. Matveev, A.S. State Estimation via Limited Capacity Noisy Communication Channels [Text] / A.S. Matveev // Math. Control, Signal., Syst. 2008. - V. 20. № 1. - P. 1–35.
83. Micheloni, R. Error Correction Codes for Non-Volatile Memories [Text] / R. Micheloni, A. Marelli, R. Ravasio. Springer, 2008. – 337 p.
84. Moore, E.F. Gedanken-experiments on Sequential Machines [Text] / E.F. Moore // Automata Studies, Annals of Mathematical Studies, Princeton University Press, Princeton, N.J. 1956. no.34. P.129–153.
85. Moore, E.F. Machine models of self-reproduction [Text] / E.F. Moore // Proceedings of Symposia in Applied Mathematics, The American Mathematical Society, 1962. Vol.14. P.17–33.
86. N. Vunder. "Free Motion of Sequence of Similar Aperiodic Blocks" [Text] / N. Vunder, A. Ushakov, O. Nyya, R. Peshcherov. 8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2016. - Lisbon, 2016. - pp. 26-29.
87. Purser, M. Introduction to Error Correcting Codes [Text], M. Purser. Artech House, 1995. –133 p.
88. RFC 1661[Electronic resource]. Point-to-Point Protocol. July 1994.
<https://tools.ietf.org/html/rfc1661>
89. Rosenthal, J. Some Interesting Problems in Systems Theory which are of Fundamental Importance in Coding Theory [Text] / J. Rosenthal // Proc. 36 Conf. Decision Control. San Diego, CA, 1997. Vol. 5. P. 4574–4579.

90. Rosenthal, J. Maximum distance separable convolutional codes [Text] / J. Rosenthal, R. Smarandache // *Appl. Alg. Eng., Commun. Comput.* 1999. Vol.10. no. 1. P. 15–32.
91. Rosenthal, J. On the relationship between algebraic systems theory and coding theory: Representations of codes [Text] / J. Rosenthal, F.V. York, J.M. Schumacher // *Proc. 34 Conf. Decision Control.* New Orleans, LA, 1995. Vol.3. P. 3271–3276.
92. Rosenthal, J. BCH convolutional codes [Text] / J. Rosenthal, F.V. York // *IEEE Trans. Inform. Theory*, Sept.1999. Vol.45. P. 1833–1844.
93. Shannon, C.E. A Mathematical Theory of Communication [Text] / C.E. Shannon // *Bell System Technical Journal.* — 1948. — T. 27. — C. 379—423, 623—656.
94. Shannon, C.E. Coding Theorems for a Discrete Source With a Fidelity Criterion [Text] / C.E. Shannon // *Institute of Radio Engineers, International Convention Record*, 1959. Vol. 7 (Part 4). P. 142-163.
95. Trautmann, A.L. A complete characterization of irreducible cyclic orbit codes [Text] / A.L. Trautmann, J. Rosenthal J. // *WCC 2011 – Seventh Workshop on Coding and Cryptography.* Paris, FR, 11 April 2011 – 14 April 2011. P. 219-228.
96. [Electronic resource] <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
97. [Electronic resource] <http://asutp.ru/?p=600055>
98. [Electronic resource] <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/interface/>
99. [Electronic resource] <http://www.usb.org/>
100. [Electronic resource] <http://www.votges.rushydro.ru/>