

Министерство промышленности и торговли РФ

**Федеральное государственное унитарное предприятие
«ЦЕНТРАЛЬНЫЙ АЭРОГИДРОДИНАМИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
имени профессора Н.Е. Жуковского»
ФГУП «ЦАГИ»**

На правах рукописи

Баженов Сергей Георгиевич



**ДИНАМИКА ЦИФРОВЫХ РЕЗЕРВИРОВАННЫХ АСИНХРОННЫХ
МНОГОТАКТНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
МАГИСТРАЛЬНЫХ САМОЛЕТОВ**

Специальность 05.07.09

Динамика, баллистика и управление движением летательных аппаратов

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант:
доктор технических наук,
член-корреспондент РАН
профессор Сыпало К.И.

Жуковский 2017

Оглавление

Введение.....	5
Глава 1 Общие тенденции построения дистанционных систем управления современных самолетов транспортной категории. Функции, алгоритмы, информационное обеспечение и структурное построение цифровых систем дистанционного управления	21
1.1 Принципы построения ЦСДУ	23
1.2 Требования к характеристикам основного контура	27
1.3 Функции системы дистанционного управления современных самолетов транспортной категории	33
1.4 Алгоритмы, реализующие функции ЦСДУ	36
1.4.1 Продольный канал управления	36
1.4.2 Боковой канал управления	49
1.5 Общая характеристика алгоритмов управления современных самолетов транспортной категории	55
1.6 Формирование архитектурного построения систем дистанционного управления современных самолетов транспортной категории	56
1.7 Формирование структуры информационно-вычислительной части	58
1.8 Методы проверки реализации алгоритмов СДУ с помощью статических, частотных характеристик трактов СДУ и переходных процессов. Расчет эталонных частотных характеристик	73
1.8.1 Общий подход к квалификационному тестированию СДУ	73
1.8.2 Уровни интеграции и квалификационных испытаний	76
1.8.3 Управление процессом интеграции и тестирования и документирование	79
1.8.4 Общий подход к тестированию цифровых вычислителей СДУ	81
Глава 2 Анализ динамики самолетов с цифровыми системами дистанционного управления без учета многоканальности. Определение максимальных допустимых временных запаздываний в каналах СДУ и формирование рекомендаций к частотам обновления информации	84

2.1	Определение максимальных допустимых временных запаздываний в трактах обратных связей с точки зрения устойчивости и динамики	93
2.1.1	Определение максимальных допустимых временных запаздываний в каналах угловой скорости тангажа и нормальной перегрузки	103
2.1.2	Определение максимальных допустимых временных запаздываний в каналах угловых скоростей крена и рыскания	116
2.2	Определение максимальных допустимых периодов обновления сигналов СДУ с учетом эффективности работы системы контроля	121
2.3	Оценка влияния метода интегрирования на динамические элементы цифровой СДУ	125
Глава 3	Анализ динамики цифровых резервированных асинхронных многотактных систем дистанционного управления самолетов. Обеспечение синхронизации состояний резервированных каналов СДУ и процессов в них	130
3.1	Методы расчета цифровой системы дистанционного управления	130
3.2	Особенности анализа устойчивости самолета с резервированной цифровой асинхронной системой управления	133
3.3	Связь между частотной характеристикой, определяющей устойчивость замкнутой системы, и частотной характеристикой разомкнутой системы	145
3.4	Анализ изменения свойств динамических звеньев вследствие выравнивания информации в цифровой резервированной системе управления	152
3.5	Динамические свойства нелинейных цифровых систем управления. Особенности гармонической линеаризации нелинейной непрерывной части	169

Глава 4 Особенности динамики самолета с цифровой многотактной системой управления. Оценка устойчивости замкнутой системы «самолет – СДУ»	179
4.1 Особенности частотных характеристик последовательного соединения систем с разными частотами обновления информации	179
4.2 Динамические свойства двухтактной цифровой системы управления. Влияние циклограммы работы	182
4.3 Анализ устойчивости самолета с многосвязной системой управления. Метод структурной декомпозиции	196
4.4 Расчет областей устойчивости замкнутой системы «самолет – цифровая резервированная многотактная СДУ»	199
Глава 5 Методы синхронизации работы цифровой резервированной системы управления. Построение систем контроля СДУ неманевренных самолетов и выбор их параметров	206
5.1 Синтез алгоритма синхронизации интегральных звеньев цифровой резервированной системы управления	206
5.2 Синтез алгоритма синхронизации дискретных сигналов в цифровой резервированной системе управления	216
5.3 Анализ рассогласований между каналами цифровой системы управления, вызванных сбоями информации	230
5.4 Предварительная оценка порогов срабатывания алгоритмов контроля	243
5.5 Реконфигурация основной системы управления, обнаружение ее отказа и переключение на резервную систему управления	262
5.6 Использование бортовой математической модели для контроля летной ситуации и оценки безопасности траекторий	265
Заключение	273
Список использованных источников	276
Приложение 1 Основные требования к надежности и безопасности магистральных самолетов	286
Приложение 2 Методы обеспечения безопасности при разработке системы управления	299

Введение

Создание гражданской авиационной техники представляет собой сложный процесс, охватывающий множество видов деятельности: научный поиск и разработку новых технологий, проектирование, стендовые и летные испытания, производство, сертификацию и сопровождение эксплуатации изделий авиационной техники и др.

По данным компании Airbus [1, 6, 7], процесс создания нового самолета занимает порядка 10 лет, включая время, необходимое для отработки используемых инновационных технологий. Срок службы гражданского самолета составляет около 20 лет, а вся продолжительность программы – примерно 40 лет.

Следует отметить, что приоритеты при создании пассажирских самолетов постепенно меняются [1–10], однако безопасность неизменно является важнейшей характеристикой самолета и всей авиационной транспортной системы. Требования безопасности становятся еще более актуальными в настоящее время, т. к. ожидается, что интенсивность воздушного движения возрастет в 3 раза в ближайшие 20 лет [5-7]. При использовании современных бортовых и наземных систем это приведет к увеличению числа авиационных происшествий в такой же или даже большей пропорции, что недопустимо, и поэтому уже на этапе проектирования перспективных самолетов должны быть найдены новые технические решения, позволяющие снизить уровень авиационных происшествий или, по крайней мере, не допустить его роста.

Безопасность полетов – интегральная характеристика системы «летчик – воздушное судно – эксплуатационная среда», определяющая эффективность и ограничения применения авиационной техники [1, 4–12]. Существует множество потенциально опасных факторов, которые могут оказывать неблагоприятное влияние на воздушное судно в полете. Это ошибки и невнимательность летчика и диспетчеров, механические и электрические отказы, логические ошибки в работе бортовых систем воздушного судна, неблагоприятные погодные условия и др. Существенно, что каждый из этих факторов, действуя в отдельности, обычно не

является критическим, и авиационное происшествие, как правило, является результатом перекрестного влияния нескольких опасных факторов.

Основные проблемы повышения безопасности полетов связаны с влиянием человеческого фактора, вопросами безотказности и нейтрализации последствий отказов бортового оборудования, влиянием сложных условий эксплуатации (атмосферные возмущения, опасность столкновения с воздушными судами и препятствиями и т. д.), информированностью экипажа о летной ситуации, вопросами подготовки летного состава, особенно для действий в критических условиях полета.

Во многом безопасность полета определяется техническим совершенством воздушного судна, прежде всего, уровнем его системы управления и бортового оборудования. Чем лучше экипаж обеспечен необходимой информацией, чем выше уровень автоматизации управления, позволяющей освободить пилотов от рутинных операций, чем совершеннее система ограничителей параметров движения самолета и система предупреждения экипажа, тем выше уровень безопасности полета. К сожалению, в настоящее время основу парка отечественных авиакомпаний составляют самолеты старого поколения, системы управления и комплексы бортового оборудования которых не отвечают современным требованиям.

Важнейшими предпосылками высокой безопасности полета являются устойчивость и управляемость самолета, реализованный набор функций системы управления, направленных на предотвращение превышения допустимых и предельных параметров полета путем предупреждения экипажа или их жестким ограничением [1–4, 25–34]. Не меньшее значение имеет надежность системы управления и бортовых систем самолета, что, в свою очередь, определяется их архитектурным построением, уровнем резервирования и надежностью элементов [1, 2, 8–12, 15–23, 38].

Этапным моментом в развитии систем управления магистральных пассажирских самолетов, как отечественных, так и зарубежных, можно считать переход на цифровые системы дистанционного управления (ЦСДУ).

Механическое управление сохраняется в самом простейшем виде как аварийное на случай полного отказа дистанционного управления. По этому принципу построены системы управления зарубежных дальнемагистральных самолетов, таких как А340, Boeing777 [1, 10, 15], и отечественного среднемагистрального самолета Ту-204 [1, 39–43].

Следующим шагом является переход на полное дистанционное управление без механического резерва. В частности, в построении системы управления дальнего магистрального самолета А380 реализован переход на полное дистанционное управление и отказ от механического резервного управления. Такой же принцип реализован на отечественном самолете Sukhoi SuperJet 100 [1]. Это стало возможным благодаря заметному повышению надежности бортовой вычислительной техники.

Дальнейшее развитие связано с разработкой нового поколения систем управления для самолетов транспортной категории – МС-21, МТС, ШФДМС, что является важным фактором их успешного создания, сертификации и эксплуатации.

Системы управления современных гражданских судов достигли высокой степени совершенства. Развитие авиации вообще и гражданской авиации в частности немыслимо без фундаментальной научной и передовой технологической базы. Очевидно, что данные успехи могут быть только результатом многолетних усилий нескольких поколений ученых отраслевых институтов и разработчиков авиационной техники.

В ЦАГИ под руководством академика Г.С. Бюшгенса создана научная школа по проблемам устойчивости, управляемости и системам управления самолетов [1–5, 15, 24–33]. Специалистами ЦАГИ разработаны принципы и базовые алгоритмы систем управления пассажирских самолетов, которые нашли применение на отечественных самолетах Ту-204, Ту-334, Ил-96, Sukhoi SuperJet 100 и МС-21. Усовершенствованные и модифицированные алгоритмы, реализующие расширенный функциональный состав, будут применены на перспективных самолетах ШФДМС и МТС. Эти алгоритмы базируются на принципах

интегральных систем управления. Пионерами в создании интегральных систем управления являются сотрудники ЦАГИ Р.В. Студнев, Ю.Ф. Шелюхин, Ю.И. Диденко, В.К. Святодух, и др. Среди сотрудников других организаций необходимо отметить В.И. Гониодского, О.Ю. Алашеева, А.Г. Кузнецова, А.А. Калика, А.П. Кирюшкина, М.И. Краснокутского и других, внесших неоценимый вклад в создание первой высокоавтоматизированной цифровой системы управления магистрального самолета Ту-204. Большой вклад в создание системы управления современного отечественного самолета Sukhoi SuperJet 100 внесли А.В. Долотовский, В.А. Терехин, В.А. Чочиев и др. В разработку алгоритмов управления с использованием интегральных законов большой вклад внесли Г.И. Загайнов, В.Л. Суханов, А.З. Тарасов, Ю.Г. Живов, В.М. Кувшинов, Ю.Б. Дубов, А.И. Дынников, А.М. Поединок, Ю.Г. Оболенский и др.

Для успешного применения этих алгоритмов на реальных самолетах потребовалось решить множество проблем реализации функций управления, обеспечения устойчивости, заданных характеристик управляемости, ограничения параметров движения, логики включения режимов и логики перехода от одного режима к другому. Реализовать такие сложные законы управления возможно только с использованием цифровых вычислителей, что порождает множество специфических задач построения цифровых систем, оценки их динамики, реализации эффективной системы контроля и обеспечения синхронной работы многомашинного комплекса. Основные принципы, на которых базируется анализ устойчивости, хорошо известны и описаны в многочисленных работах как отечественных (В.А. Бессекерский, Я.З. Цыпкин, Э. Джури и др.), так и зарубежных авторов (Р. Калман, Ю. Ту, Дж. Бертрам, Т. Коффи, И. Вильямс, В. Уолтон и др.) [48–53]. Большой вклад в исследование особенностей динамики цифровых систем управления самолетов внесли специалисты ЦАГИ. Здесь следует отметить работы Ю.Ф. Шелюхина [1, 56, 58, 62–63, 65–66, 96], В.М. Кувшинова [54–57, 67], А.И. Дынникова [56, 59], Ю.И. Диденко [58, 62], П.В. Кушнера [62–63], Л.В.Халецкого др. Необходимо сказать, что абсолютное большинство работ касается динамики одноканальных, однотоктных, синхронных

систем. В то же время для обеспечения идентичности вычислительных процессов, протекающих в различных каналах, применяются различные виды выравнивания информации с помощью обмена данными через линии межканальной связи. Выравнивание информации оказывает влияние на динамические свойства как отдельных элементов системы управления, так и всей системы в целом и на устойчивость замкнутой системы «самолет – система управления» [1, 56, 58, 62–66, 73, 94]. Большой вклад в исследование цифровых асинхронных систем управления с учетом выравнивания информации внесли Ю.Ф. Шелюхин, Ю.И. Диденко, П.В. Кушнир.

Большие проблемы для реализации цифровых систем управления создают аэроупругие колебания самолета, поскольку из-за транспонирования высокочастотных сигналов в область низких частот, характерного для дискретных систем управления, составляющие сигналов датчиков, соответствующие тонам аэроупругих колебаний, оказывают влияние на устойчивость и динамику самолета как твердого тела. Большой вклад в анализ данной проблемы и разработку специальных фильтров для ослабления этого эффекта внесли В.М. Кувшинов, А.Н. Галюченко, А.И. Дынников [54–57].

Аналізу динамики самолета с цифровой системой управления в продольном канале посвящено достаточно много работ, чего нельзя сказать о случае бокового движения. Анализ устойчивости самолета в боковом канале является гораздо более сложной задачей, поскольку из-за наличия двух органов управления – элеронов и руля направления – эта задача всегда является многоконтурной [1, 58, 60, 62, 69, 94].

Очень большое значение для создания систем управления имеет стендовая отработка. Большой вклад в разработку методик проведения испытаний и анализа результатов, методов расчета эталонных характеристик внесли В.М. Кувшинов, А.И. Дынников [54, 59].

В результате значительных усилий многих специалистов в настоящее время создан целый ряд систем управления самолетов, которые характеризуются следующими основными чертами (рис. 1):

– архитектурное построение систем управления предполагает использование цифровых управляющих вычислителей с применением разнородного резервирования, цифровых информационных систем параметров движения, боковых ручек или миништурвалов в качестве рычагов управления, цифровых линий связи и электрогидравлических приводов для отклонения основных органов управления;

– алгоритмическое обеспечение систем управления предполагает реализацию большого объема функций СДУ для обеспечения устойчивости и управляемости, предупреждения и ограничения важнейших параметров движения, повышения комфорта управления. Эти алгоритмы требуют широкой настройки коэффициентов управления по параметрам полета для обеспечения оптимальных характеристик устойчивости, управляемости, автобалансировки и прочих функций;

– самолет должен обладать отличными динамическими характеристиками, что приводит к жестким требованиям к максимальному допустимому запаздыванию в трактах управления. Это требует большой скорости передачи информации по цифровым линиям и высокой частоты обновления информации цифровых датчиков и информационных систем, вычислителей СДУ и их высокого быстродействия;

– в системе дистанционного управления задействовано большое количество цифровых устройств, работа которых не синхронизирована, т. е. система является асинхронной. Это приводит к дополнительным запаздываниям в трактах управления и к «разбеганию» резервированных каналов, особенно в случае интегральных систем. Для обеспечения согласованной работы многомашинного комплекса требуются специальные средства, которые оказывают влияние на динамические характеристики систем. Расчет таких систем вызывает дополнительные сложности и требует разработки специальных методов анализа;

– частоты обновления информации датчиков, информационных систем и вычислителей СДУ, как правило, разные. С другой стороны, высокая сложность

алгоритмов управления, разная значимость функций СДУ с точки зрения влияния на динамику системы «самолет – СДУ» позволяют распределить выполнение различных функций по разным шагам обновления СДУ. Последовательность выполняемых операций определяется диспетчером функций. Эти особенности архитектурного построения, а также организации приема данных и вычислительного процесса делают систему управления многотактной и значительно усложняют ее анализ. Расчет характеристик цифровой резервированной асинхронной многотактной системы управления самолета является весьма сложной задачей, требующей разработки специальных методов [1, 58, 67, 68, 69, 92-95];

– жесткие требования к надежности и безопасности в сочетании с высокой сложностью системы управления с точки зрения ее функционального наполнения, информационного обеспечения, архитектурного построения и организации вычислительного процесса требуют разработки высокоэффективной системы контроля. Выбор параметров алгоритмов контроля (пороги срабатывания, время подтверждения) определяется как стохастическими и динамическими характеристиками контролируемого сигнала, так и требованиями к вероятности отказов системы контроля (несрабатывание и ложное срабатывание). Это является чрезвычайно ответственной и весьма сложной задачей, особенно в случае асинхронной, многотактной системы управления, реализующей многочисленный и сложный функциональный набор [1, 72–78, 91, 93, 95];

В работе представлены основные полученные автором результаты анализа цифровых СДУ современных самолетов. Особое внимание уделено учету влияния многоканальности, асинхронности, многотактности и выравнивания информации между каналами на динамические характеристики как самой СДУ, так и замкнутой системы «самолет – СДУ». Также большое внимание уделено вопросам построения системы контроля, получению и анализу распределений контролируемых сигналов, их использованию для выбора параметров системы контроля, методам оценки вероятности несрабатывания и ложного срабатывания алгоритмов контроля [1, 71–72, 77–78, 91].

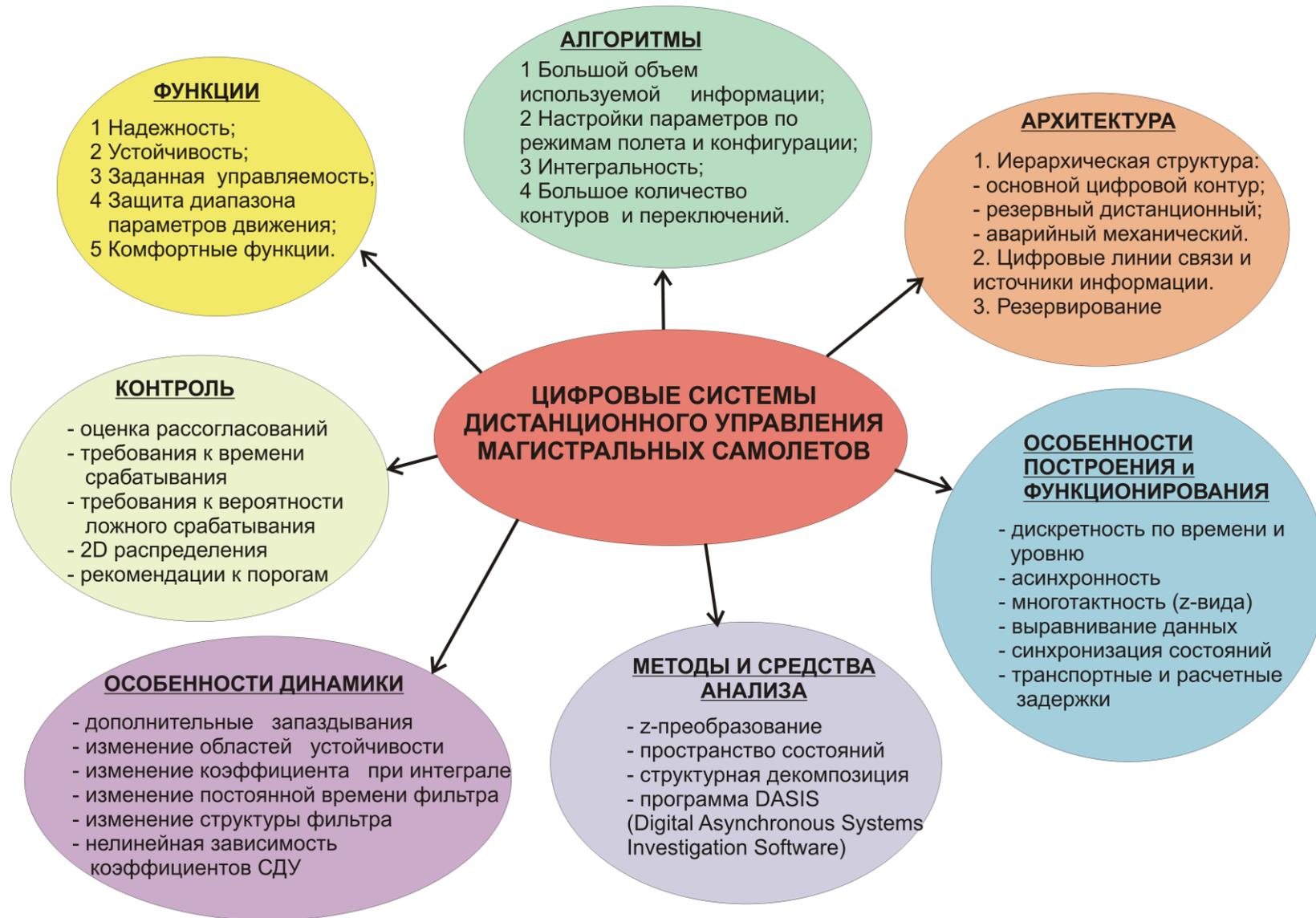


Рисунок 1 – Основные особенности современных цифровых систем управления самолетов

Цели работы

Данная работа направлена на формирование теоретического и прикладного задела для исследований и разработки цифровых резервированных асинхронных многотактных систем управления и научного сопровождения создания систем дистанционного управления самолетов транспортной категории.

Задачи работы

Задачами работы являются:

– Анализ структурного построения, набора функций, алгоритмов, реализующих эти функции, информационного обеспечения функций и алгоритмов, построения системы контроля и обеспечения надежности цифровых систем управления, позволивших достичь высокого уровня характеристик устойчивости, управляемости и безопасности, которым обладают современные самолеты.

– Анализ информационных потоков и вычислительных процессов, реализующих функции и алгоритмы СДУ. Определение типовых временных циклограмм информационно-вычислительной части СДУ и формирование требований к ним. Оценка максимальных допустимых запаздываний в трактах передачи информации и управления.

– Разработка методов обеспечения функционирования СДУ как многомашинного комплекса. Для достижения необходимого уровня надежности используется резервирование каналов СДУ. В результате обновления информации в разные моменты времени, использования разных источников информации и т. д. исходная информация в цифровых каналах СДУ несколько отличается. Вследствие использования интегральных звеньев и сложных логических элементов релейно-гистерезисного типа даже небольшое различие в исходной информации приводит к значительному отличию вычислительных процессов, что недопустимо. Поэтому должны быть предусмотрены специальные меры по обеспечению идентичности состояний и вычислительных процессов в каналах резервированной СДУ.

– Разработка методов анализа устойчивости и динамических характеристик цифровых резервированных асинхронных систем управления. Вследствие асинхронности работы резервированных вычислителей устойчивость и динамические свойства системы «самолет – СДУ» для резервированных и одноканальных систем различаются, что требует разработки специальных методов анализа.

– Оценка влияния асинхронности и выравнивания информации на динамические характеристики резервированных систем. Применение средств синхронизации состояний и выравнивания сигналов приводит к искажению динамических характеристик СДУ. Должна быть проведена оценка степени этого искажения и подтверждена приемлемость получившихся в результате динамических характеристик.

– Оценка влияния наиболее распространенных видов многотактности на динамические свойства системы управления, прежде всего на ее частотные характеристики и области устойчивости замкнутой системы «самолет – цифровая система управления». Многотактность является еще одной особенностью построения и организации работы современных цифровых систем управления, которая значительно усложняет их анализ.

– Разработка методов оценки рассогласований вычислительных процессов в цифровых системах управления. Вследствие дискретности, асинхронности и многотактности рассогласование между контролируемыми параметрами в цифровой системе отличается от рассогласования в аналоговой системе, что определяет необходимость разработки методов оценки рассогласований как для детерминированных, так и для случайных процессов.

– Построение эффективной системы контроля и рассмотрение различных вариантов реконфигурации СДУ, поскольку сложность законов управления и использование многочисленных источников информации требуют повышенного внимания к вопросам обеспечения отказобезопасности системы управления.

– Разработка методов оценки вероятности ложного срабатывания системы контроля цифровой СДУ и выбора ее параметров.

Основное содержание работы

Работа состоит из введения, пяти глав и заключения.

В **первой** главе определен предмет исследования и проведен обзор основных особенностей построения и функционирования современных цифровых систем дистанционного управления самолетов транспортной категории. Рассмотрены основные требования, предъявляемые к самолету с СДУ, и современный подход к разработке высокоинтегрированных цифровых систем. Подробно рассмотрены функции СДУ и информационное обеспечение, необходимое для их реализации. Среди этих функций – обеспечение заданных градиентов управляемости, автобалансировка в продольном канале, ограничение ряда параметров движения (угол атаки, нормальная перегрузка, приборная скорость и число Маха, углы тангажа и крена и др.), а также ряд функций, повышающих комфорт управления (парирование возмущений, вызванных отказами и изменением конфигурации, угловая стабилизация при невмешательстве летчика в управление и др.). Выделены основные особенности построения и функционирования СДУ, учет которых необходим при анализе устойчивости и характеристик управляемости самолета с цифровой системой управления. Среди этих особенностей – асинхронность работы многочисленных цифровых датчиков, систем, вычислителей и линий связи, многотактность, т. е. использование разных тактов обновления информации, использование линий связи для выравнивания информации, обеспечения идентичности вычислительных процессов и синхронизации состояний вычислителей разных каналов.

Во **второй** главе рассмотрены особенности асинхронной одноканальной системы управления. Рассмотрены типовые временные циклограммы работы основных трактов передачи информации современных СДУ. Рассмотрены требования к максимальным допустимым запаздываниям в линиях передачи информации и каналах управления. Допустимые запаздывания в каналах обратной связи по угловым скоростям и перегрузке определены исходя из оценки запасов устойчивости замкнутой системы «самолет – СДУ» и характеристик переходных процессов (колебательность, заброс, наличие высокочастотных

составляющих и т. д.). Допустимые запаздывания в других каналах определены с учетом необходимости построения эффективной системы контроля, для которой требуется сравнение сигналов разных каналов. Для цифровых систем рассогласование между каналами включает случайную и асинхронную составляющие. Уровень асинхронной составляющей прямо пропорционален периоду обновления информации и скорости изменения контролируемого сигнала. Проведена оценка распределений как самих контролируемых сигналов, так и их производных, что позволило провести оценку максимальных допустимых периодов обновления информации. Проведен анализ влияния метода интегрирования на частотные характеристики динамических звеньев и сформулированы рекомендации по реализации динамических звеньев.

В **третьей** главе рассмотрено влияние асинхронности, выравнивания информации между каналами и многотактности на устойчивость и динамические характеристики многоканальной цифровой системы управления. Определена связь между передаточной функцией, определяющей устойчивость замкнутой системы «самолет – многоканальная асинхронная цифровая СДУ» и передаточной функцией разомкнутой системы, при размыкании в общей точке непрерывной части. Показано, что в общем случае передаточная функция, определяющая устойчивость, является нелинейной функцией коэффициентов усиления, что затрудняет анализ устойчивости с помощью понятий запасов устойчивости по амплитуде и фазе. Показано, что передаточная функция, определяющая устойчивость замкнутой системы «самолет – многоканальная асинхронная цифровая СДУ», является линейной частью передаточной функции разомкнутой системы, при размыкании в общей точке непрерывной части. Проведена оценка влияния нелинейной части передаточной функции и показано, что в большинстве случаев ею можно пренебречь. Определен подход к экспериментальному исследованию цифровых многоканальных асинхронных систем, разработана методика и создано программное обеспечение (ПО) для расчета эталонных частотных характеристик СДУ. Определено влияние выравнивания информации на динамические свойства типовых звеньев. Показано, что в области низких частот выравнивание сигнала прямой цепи эквивалентно дополнительному

запаздыванию, выравнивание сигнала интеграла – изменению коэффициента при интеграле, а выравнивание выходного сигнала апериодического фильтра – изменению постоянной времени фильтра. Для двухканального случая получены аналитические выражения, описывающие эти эффекты.

В **четвертой** главе проведен анализ особенностей динамики многотактных систем. Отмечено влияние реализуемой циклограммы работы на передаточную функцию системы. Выделены два случая многотактности. В первом случае разные сигналы рассчитываются с разными частотами, во втором для расчета одного и того же сигнала в разные моменты используются разные алгоритмы. Разработаны методы расчета динамических характеристик цифровых систем, имеющих разные виды многотактности. Сформулирован подход к анализу многосвязных цифровых систем управления с помощью структурной декомпозиции системы путем расчета собственных значений матрицы передаточных функций разомкнутой системы. Проведен анализ устойчивости системы «самолет – СДУ» для ряда расчетных случаев, включая отказные ситуации и реконфигурацию управления.

В **пятой** главе рассмотрен ряд вопросов, связанных с построением эффективной системы контроля СДУ. Проведено обоснование времени обнаружения отказа СДУ. Проведена оценка рассогласований между каналами цифровой СДУ, вызванных асинхронностью системы, наличием постоянного смещения и случайной составляющей показаний датчиков, а также наличием сбоев информации. Предложены алгоритмы выравнивания значений интегральных звеньев и синхронизации дискретных сигналов цифровой резервированной системы управления и проведена оценка их эффективности. На основе стендовых экспериментов и летных испытаний получены оценки двумерных функций распределения рассогласования между контролируемыми сигналами в зависимости от уровня рассогласования и времени превышения этого уровня. На основе полученных распределений и требований к вероятности ложного срабатывания системы контроля СДУ сделаны рекомендации к порогам срабатывания алгоритмов контроля различных сигналов.

В **заключении** сформулированы основные полученные в работе результаты, отражающие научную новизну и практическую значимость работы в целом.

Научная значимость и новизна работы

Разработаны универсальные, практически применимые методы исследования самолетов со сложными современными цифровыми системами управления, позволяющие учесть основные особенности их построения и функционирования. Результаты работы раскрывают сложные процессы, происходящие в цифровых резервированных системах, и их влияние на динамику как системы управления, так и замкнутой системы «самолет – СДУ». Определена структура передаточной функции, определяющей устойчивость замкнутой системы «самолет – СДУ», выявлено принципиальное наличие нелинейной зависимости запасов устойчивости замкнутой системы от коэффициентов усиления СДУ, проведена количественная оценка этого нелинейного влияния. Выявлено влияние выравнивания информации между каналами на динамические свойства системы и получены как аналитические выражения, так и количественные оценки этого влияния. Проведен анализ динамических характеристик практически важного случая последовательного соединения двух систем с разными частотами обновления информации, выявлен факт заметного влияния циклограммы работы систем на частотные характеристики лишь при ярко выраженном рациональном соотношении частот обновления информации. Проведено исследование влияние циклограммы работы на динамические характеристики двухтактной двухканальной системы, обнаружен факт влияния реализуемой циклограммы на структуру эквивалентной передаточной функции системы. Предложена модификация метода гармонического баланса с учетом транспонирования комбинированных на нелинейных элементах гармоник, проведена оценка их вклада в частотную характеристику. Предложен подход к выбору параметров системы контроля, обеспечивающий максимальную эффективность контроля и выполнение требований к вероятности ее ложного срабатывания.

Практическая значимость работы и ее апробация

Основные результаты работы использованы при разработке цифровых систем управления отечественных магистральных самолетов (Ту-204, Ту-334,

Sukhoi SuperJet 100, MC-21). Сформированы требования к динамическим характеристикам основных трактов управления и обратных связей с точки зрения устойчивости, управляемости и построения эффективной системы контроля и на их основе обоснованы частоты обновления информации этих сигналов. На основании разработанных методов анализа сложных цифровых систем создано программное обеспечение, позволяющее произвести расчет областей устойчивости, частотных характеристик, определяющих устойчивость замкнутой системы «самолет – резервированная цифровая СДУ» и эталонных частотных характеристик, которые были использованы при стендовых исследованиях реальных вычислителей самолетов Ту-204, Ту-334, Sukhoi SuperJet 100. Предложены методы обеспечения согласованной работы каналов системы управления, разработаны алгоритмы выравнивания информации и синхронизации состояний. Проведенный анализ процессов в резервированной системе управления самолета Sukhoi SuperJet 100 и полученные двумерные распределения рассогласований между каналами позволили обоснованно выбрать параметры системы контроля и обеспечить ее эффективную работу.

Публикации

Основное содержание диссертационной работы приведено в 17 статьях, опубликованных в журналах, рекомендованных ВАК, включая 10 статей в журналах «Ученые записки ЦАГИ» и «Вопросы управления».

Всего по теме диссертации опубликовано 28 статей.

Кроме того, результаты диссертационной работы отражены в монографии «Системы дистанционного управления магистральных самолетов», выпущенной в издательстве «Наука» в соавторстве с Б.С. Алешиным, Ю.И. Диденко и Ю.Ф. Шелюхиным.

Личный вклад

Вклад автора в работу заключается в разработке модифицированных методов анализа цифровых систем для учета вышеуказанных особенностей их построения и функционирования. Разработан общий подход и создано программное обеспечение

для частотного анализа цифровых резервированных асинхронных многотактных систем управления с выравниванием информации по линиям межмашинного обмена. Определена структура передаточной функции, определяющей устойчивость системы «самолет – цифровая резервированная СДУ», выявлена нелинейная зависимость устойчивости от коэффициентов усиления системы и сделана оценка ее влияния. Получены аналитические выражения для эквивалентной передаточной функции двухканальной цифровой системы управления с прямой цепью, интегралом и апериодическим фильтром с учетом выравнивания информации. Проведен детальный анализ динамики многотактных систем. Выделены два практически важных вида многотактности, определены характеристики систем с разными частотами обновления информации. Проведено исследование влияния циклограммы работы на динамические характеристики двухтактной двухканальной системы, обнаружен факт влияния реализуемой циклограммы на структуру эквивалентной передаточной функции системы. Предложены методы обеспечения согласованной работы каналов системы управления, разработаны алгоритмы выравнивания информации и синхронизации состояний. Предложен подход к выбору параметров системы контроля, обеспечивающий максимальную эффективность контроля и выполнение требований к вероятности ее ложного срабатывания, получены двумерные распределения рассогласований между каналами, которые позволили обоснованно выбрать параметры системы контроля и обеспечить ее эффективную работу

Благодарности

Автор выражает особую благодарность Юрию Федоровичу Шелюхину, который долгое время был и остается в настоящее время моим терпеливым учителем, мудрым руководителем, а также соавтором ряда работ. Также хочется поблагодарить моего старшего товарища Юрия Ивановича Диденко за долгую и плодотворную совместную работу в ЦАГИ. Очень большую пользу принесли беседы с Владимиром Михайловичем Кувшиновым, одним из самых квалифицированных специалистов в области методов исследования цифровых систем управления.

Глава 1

Общие тенденции построения дистанционных систем управления современных самолетов транспортной категории. Функции, алгоритмы, информационное обеспечение и структурное построение цифровых систем дистанционного управления

Основной целью и главным содержанием работы является описание результатов исследований особенностей динамики современных высокоавтоматизированных самолетов транспортной категории, оборудованных цифровыми системами дистанционного управления. Главное внимание уделено полученным результатам исследования влияния на динамику сложных высокоавтоматизированных систем управления таких особенностей реализации цифровых систем, как асинхронность, многотактность, наличие временных запаздываний при передаче и обработке информации, резервирование, выравнивание информации между каналами системы управления и наличие развитой системы контроля. Однако прежде чем приступить к анализу динамики магистральных самолетов с учетом особенностей реализации цифровых систем управления необходимо рассмотреть функции управления и контроля, заложенные в современные ЦСДУ, информационное обеспечение, необходимое для реализации этих функций, и информационные потоки ЦСДУ. Функциональный набор ЦСДУ современных магистральных самолетов формировался в течение длительного времени эволюционного развития и явился результатом усилий многих ученых и специалистов, среди которых необходимо выделить работы научной школы Г.С. Бюшгенса (Р.В. Студнев, В.И. Сухов, В.Л. Суханов, Ю.Ф. Шелюхин, Г.В. Александров, В.К. Святодух, Ю.А. Борис, С.Я. Наумов, В.М. Кувшинов, Ю.Г. Живов, Ю.Б. Дубов, Ю.И. Диденко и др.) [1–5, 24–33, 37–38, 44–47]. Современные самолеты транспортной категории даже одного семейства имеют значительный разброс статических и динамических характеристик вследствие большого диапазона изменения геометрических параметров, веса и центровки. Поэтому для достижения требуемых характеристик

устойчивости и управляемости самолетов современные системы управления обеспечивают очень высокий уровень автоматизации управления и фактически роль летчика сводится к заданию требуемых параметров движения на режимах маневрирования или стабилизации, выдерживание которых возлагается на систему управления [1–2, 4, 26, 27, 32–33, 46–47]. Более того, современная система штурвального управления ограничивает возможности пилота по пилотированию в том случае, если действия пилота по управлению воздушным судном могут привести к опасным последствиям, например выходу на предельные режимы полета по параметрам движения.

К настоящему времени усилиями специалистов ЦАГИ и организаций – разработчиков самолетов и систем управления созданы базовые алгоритмы систем управления пассажирских самолетов различного назначения, которые обеспечивают требуемые характеристики устойчивости и управляемости при значительных разбросах параметров и характеристик самолета (геометрические параметры, вес, центровка и т. д.). Здесь следует отметить работы Г.С. Бюшгенса, Ю.Ф. Шелюхина, Ю.И. Диденко, В.К. Святодуха, О.Ю. Алашеева, В.Я. Воронова, В.И. Гониодского и др. [1–4, 24–47]. Данные алгоритмы характеризуются применением интегральных (или астатических) звеньев для обеспечения заданных характеристик управляемости и ограничения предельных параметров полета. Возможность и целесообразность применения астатических систем управления были обоснованы в работах Г.С. Бюшгенса, Ю.И. Сидорова, Ю.А. Бориса и др. [1–4, 24–29, 32–34, 36–37, 46–47]. Применение данных алгоритмов требует использования достаточно сложных многопараметрических зависимостей коэффициентов законов управления от параметров полета. Высокие требования, предъявляемые к системе управления по динамическим характеристикам, точности, надежности, гибкости и адаптации к различным вариантам, определяют ее архитектурное построение в виде цифровой дистанционной системы.

Современная ЦСДУ выполняет широкий спектр функций: улучшение устойчивости и управляемости, ограничение параметров, снижение нагрузок,

парирование возмущений и др. Уровень критичности этих функций в обеспечении безопасности полета различен [1, 10, 13–22]. Например, функцию обеспечения характеристик устойчивости и управляемости, достаточных для безопасного завершения полета, следует считать критичной, и надежность ее реализации должна быть обеспечена на самом высоком уровне; функции ограничения параметров, стабилизации, парирования отказов – не столь критичны, и надежность их реализации может быть снижена по сравнению с критической функцией. Следовательно, каждой функции, реализуемой в ЦСДУ, необходимо присвоить определенный уровень критичности. Надежность средств, аппаратных и программных, реализующих эти функции, должна зависеть от уровня их критичности. Например, наивысший уровень критичности имеют те функции, которые определяют безопасность, то есть потеря которых приводит к катастрофической ситуации. Вероятность отказа аппаратно-программных средств, реализующих ее, должна быть не ниже 10^{-9} . Более низкий уровень критичности имеют функции ЦСДУ, которые обеспечивают самолету уровень устойчивости и управляемости в соответствии с требованиями АП-25/FAR-25. Потеря таких функций трактуется как аварийная ситуация. Это функции повышения устойчивости и управляемости до оценки не более 2 по шкале Купера–Харпера, ограничения (или предупреждения) предельного угла атаки, парирования отказа критического двигателя на взлете и т. д. Вероятность отказа этих функций должна быть не выше 10^{-7} . Такие функции, как парирование возмущающих моментов при изменении конфигурации (выпуск/уборка механизации) и тяги двигателей, ограничение углов тангажа и крена и их стабилизация после окончания вмешательства летчика в управление и др., могут иметь более низкий уровень надежности. Вероятность потери таких функций должна быть не ниже 10^{-5} .

1.1 Принципы построения ЦСДУ

Структурное построение ЦСДУ должно отражать требования по обеспечению надежности функций различного уровня важности. Основной контур реализует весь спектр функций, для чего требуется большое количество

разнообразной информации, обеспечиваемой многочисленными датчиками и информационными системами. В силу этого, основной контур реализуется, как правило, в цифровых вычислителях с развитой системой интерфейса. При реализации критических функций необходимо использовать минимальный состав элементов (оборудования), чтобы гарантировать необходимую надежность, либо повышать уровень резервирования этих элементов. Поэтому в структуре ЦСДУ предусматривается резервный и, при необходимости, аварийный контур, реализующий критические функции. Этот контур «прямого» или пропорционального управления ограниченным количеством аэродинамических органов может быть создан как аналоговый, аналого-цифровой или цифровой. В случае использования в составе этого контура цифровых элементов требования по надежности распространяются как на аппаратную, так и программную часть этих элементов. В зависимости от статических и динамических характеристик самолета как объекта управления (без автоматики) может потребоваться введение в данный контур цепей демпфирования быстрых колебательных движений объекта по тангажу и рысканию, то есть введение демпферов тангажа и рыскания. Такая необходимость практически всегда появляется при создании семейства самолетов: наиболее «короткий» самолет (наименьшее $A_{ГО}$ и $B_{ВО}$) обычно обладает недостаточными характеристиками собственной устойчивости и управляемости. Уровень характеристик устойчивости и управляемости, обеспечиваемый этим контуром, должен быть достаточным для завершения полета и безопасной посадки. По возможности, он должен быть автономен, т. е. иметь минимум общих элементов с основным контуром управления. Режим работы резервного и основного контуров независимый, с автоматическим переключением на резервный контур в случае отказа основного.

Итак, современная СДУ строится по иерархическому принципу и имеет трехуровневую структуру: основной, резервный и аварийный контуры (рис. 1.1).

Основной цифровой дистанционный контур СДУ совместно с сопрягаемым оборудованием должен обеспечивать весь спектр функций управления (функции пилотирования с обеспечением заданных характеристик устойчивости и

управляемости, функции предупреждения и ограничения, функции комфортного управления).

Резервный дистанционный контур (цифровой, аналоговый или аналого-цифровой) должен обеспечивать ограниченный спектр функций управления, достаточный для безопасного завершения полета.

Аварийный контур (если он необходим по условиям надежности) должен обеспечивать минимальный уровень управляемости в случае отказа основного и резервного контуров.

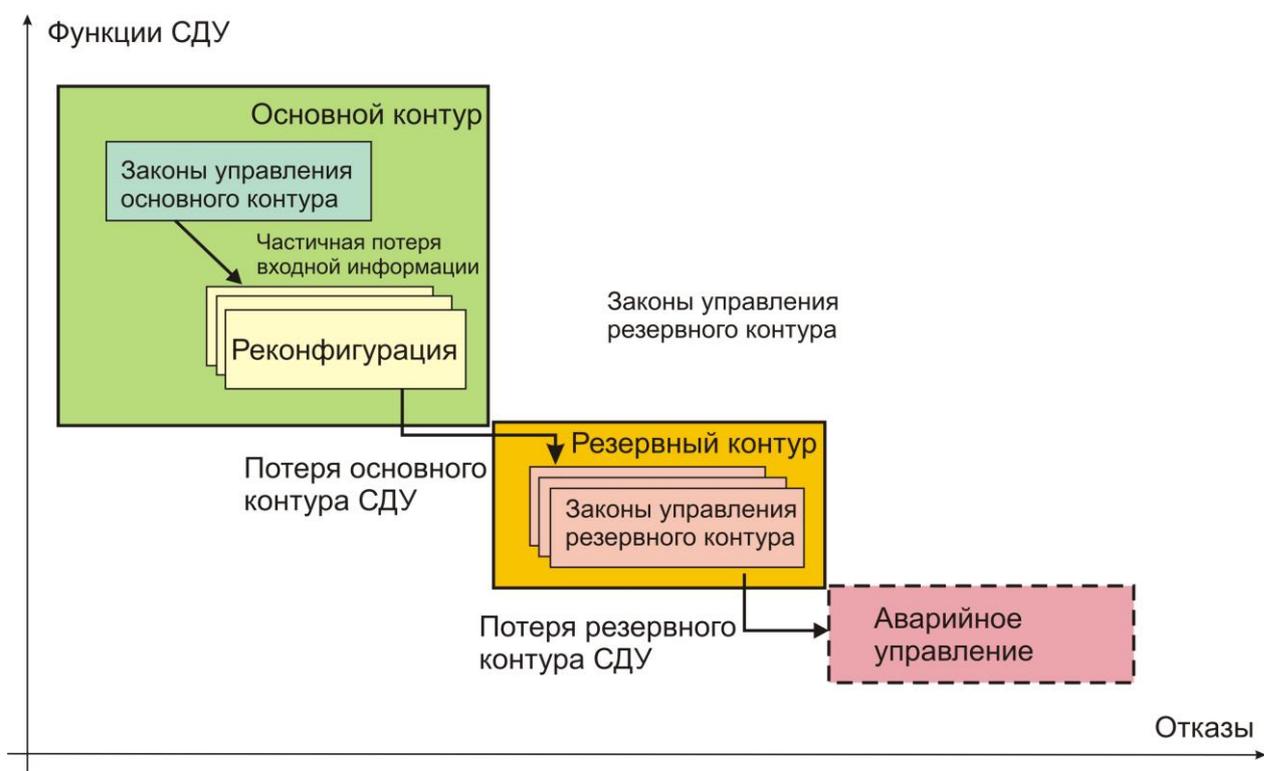


Рисунок 1.1 – Иерархическое построение системы управления самолета

Рассмотрим основные функции основного, резервного и аварийного контуров более подробно.

Основной контур СДУ совместно с сопрягаемым оборудованием должен обеспечивать:

- требуемые характеристики устойчивости и управляемости при ручном управлении в ожидаемых условиях эксплуатации в соответствии с требованиями FAR-25 и других авиационных правил и нормативных документов;

- на всех режимах полета автоматическое предупреждение (тряска штурвала, затяжеление управления, увеличение устойчивости и др. в режиме ручного управления) с целью невыхода за ограничения по углам атаки, нормальной перегрузке, углам тангажа и крена, скорости и числу Маха полета;
- на всех режимах полета автоматическое ограничение угла атаки сваливания, максимальной скорости V_D , отклонения руля направления по режимам полета;
- автоматическую и ручную балансировку в продольном и поперечном каналах управления;
- ручную балансировку в путевом канале;
- автоматическое и ручное отклонение интерцепторов и тормозных щитков в полете и на земле;
- автоматическое и ручное торможение самолета в полете и на пробеге;
- стабилизацию тангажа и крена при невмешательстве летчика в управление самолетом через рычаги управления;
- автоматическое снижение нагрузок на конструкцию самолета при маневрах и порывах ветра и повышение комфорта пассажиров и экипажа;
- автоматическое парирование возмущающих моментов при отказе двигателя;
- парирование основных возмущений, обусловленных изменением конфигурации самолета и тяги двигателей;
- автоматическое и ручное управление закрылками и предкрылками в полете и на земле. При этом автоматическое управление обеспечивает заданные запасы до скорости сваливания и максимальные возможные величины балансирующего аэродинамического качества на режимах взлета и ухода на второй круг;
- заданное качество отработки командных сигналов вычислительной системы управления полетом.

Резервный контур СДУ совместно с сопрягаемым оборудованием должен обеспечивать безопасное продолжение и завершение полета, т. е.:

- ручное управление по тангажу, крену и рысканию от командных рычагов пилотов;
- ручную балансировку по тангажу, крену и рысканию;
- управление интерцепторами как тормозами от рычагов управления аэродинамическими органами торможения как в воздухе, так и на земле;
- ручное управление воздушными тормозами;
- ручное управление закрылками и предкрылками от рычагов управления.

Аварийный контур СДУ совместно с сопрягаемым оборудованием должен обеспечивать безопасное завершение полета, т. е.:

- минимальный уровень управляемости в случае отказа основного и резервного контуров, достаточный для безопасного пилотирования.

СДУ совместно с сопрягаемым оборудованием должна обеспечивать:

- переход на резервный и аварийный режим управления с минимальными возмущениями в пределах заданных ограничений;
- выдачу сигналов в систему регистрации параметров полета и систему бортовых измерений СБИ, (на этапе наземных и летных испытаний самолета);
- непрерывный контроль исправности СДУ и взаимодействующих элементов и систем в полете с автоматической локализацией отказавшего элемента и выдачей информации об отказе в систему сигнализации и регистрации.

1.2 Требования к характеристикам основного контура

Каждый контур системы дистанционного управления должен обеспечивать определенный уровень характеристик устойчивости и управляемости. Для выбора законов и параметров каждого контура, обеспечивающих требуемый уровень управляемости, необходимо определить вполне конкретные показатели статических и динамических характеристик управляемости.

Ранее, до введения Авиационных правил АП-25 [14], в Нормах летной годности [13] были обозначены некоторые численные показатели характеристик

управляемости. Например, статический показатель продольной управляемости (усилие на создание нормальной единичной перегрузки) ограничивался величиной – 100 Н/ед. пер, а перемещение рычага управления (штурвальной колонки) – величиной – 50 мм/ед. пер. Нормировалось время срабатывания переходного процесса по нормальной перегрузке величиной $t_{cp} \leq 4$ с.

К сожалению, в АП-25 практически полностью отсутствуют количественные требования к характеристикам устойчивости и управляемости. Поэтому для проектирования законов СДУ нужно определить количественные показатели характеристик устойчивости и управляемости для каждого из контуров. Ниже приведен пример типовых требований к характеристикам устойчивости и управляемости основного контура для основной области режимов полета.

Требования к характеристикам устойчивости и управляемости продольного движения. Эти требования сводятся к требованиям к динамическим и статическим характеристикам переходного процесса по нормальной перегрузке:

- Требования к динамическим характеристикам:
 - относительный заброс по нормальной перегрузке должен быть не более $\Delta n_y \leq 0.2$;
 - время срабатывания переходного процесса по нормальной перегрузке должно быть не более $t_{cp} \leq 4$ с.
- Требования к статическим характеристикам:
 - градиент управляемости, который определяется как отклонение рычага продольного управления на единицу перегрузки, должен быть отрицательным, зависеть от приборной скорости, уменьшается по модулю с ростом скорости и при этом быть по абсолютной величине не менее 50 мм/ед. пер (для штурвальной колонки);
 - градиент усилий по перегрузке, который определяется как усилие на рычаге продольного управления на единицу нормальной перегрузки, должен быть отрицательным и удовлетворять условию $\left| P_B^{n_y} \right| \geq 100 \text{ Н/ед. пер}$ (для штурвальной колонки);

- для обеспечения высокого уровня комфорта управления целесообразно обеспечить автоматическую балансировку самолета в продольном канале. Нулевые градиенты усилий и перемещений по скорости $P_B^V = 0$, $X_B^V = 0$ в эксплуатационной области режимов полета ($V_{\text{сигн}} \leq V_{\text{пр}} \leq V_{\text{МО}}$) (нейтральность по скорости) допускаются при сохранении требуемого уровня безопасности полета
 - вне эксплуатационного диапазона скоростей полета должен быть обеспечен положительный градиент усилий и перемещений по скорости $P_B^V > 0$, $X_B^V > 0$ (устойчивость по скорости) при $V < V_{\text{сигн}}$; $V > V_{\text{МО}}$;
- Требования к эффективности продольного управления:
- должна обеспечиваться возможность достижения предельных значений нормальной перегрузки и углов атаки;
 - запас эффективности продольного управления при подъеме носового колеса и отрыве самолета, а также при посадке, в том числе в момент касания с $n_y = 1$, должен быть не менее 10 %.

Требования к характеристикам устойчивости и управляемости бокового движения. Эти требования можно сформулировать следующим образом:

- Требования к характеристикам бокового колебательного движения:
- затухание боковых колебаний до 5 % начальной амплитуды не более чем за 12 с на взлетно-посадочных режимах и не более чем за 20 с на крейсерском режиме полета;
 - частота доминирующего корня бокового колебательного движения не меньше 0,4 1/с.
- Требования к характеристикам движения крена:
- перевод самолета из установившегося разворота с креном $\gamma = 30^\circ$ в разворот противоположного направления с креном $\gamma = -30^\circ$ должен происходить за время не более 7 с;

- эффективность поперечного управления должна быть достаточной для парирования возникающего при скольжении момента крена;
 - уменьшение угловой скорости крена в процессе крена самолета при неизменных положениях рычагов управления не должно быть более 50 %;
 - при отказе критического двигателя и невмешательстве летчика в управление самолетом в течение 5 с угол крена не должен превышать 30°;
 - апериодический корень, определяющий движение крена, должен быть не менее 0,66 по модулю.
- Требования к характеристикам спирального движения:
- нейтральность спирального движения.
- Требования к взаимодействию движений:
- прямая реакция по крену на отклонения педалей.
- Требования к запасам устойчивости:
- запас устойчивости по общему коэффициенту усиления, реализуемый основным контуром в системе «самолет – СДУ», по трактам управления рулем высоты, элеронами, рулем направления и интерцепторами должен быть не менее 6 дБ, запас устойчивости по фазе – не менее 45°.

Требования по защите диапазона режимов полета. СДУ должна обеспечивать высокий уровень безопасности полета. Мировая статистика свидетельствует, что основной причиной всех значимых катастроф и авиационных происшествий является так называемый «человеческий фактор». Ошибки экипажа, приводящие к нарушению допустимых параметров движения, могут быть вызваны как внешними факторами, так и неадекватной оценкой летной ситуации. Согласно [21], всю область режимов полета можно разделить на нормальную, эксплуатационную и предельную области. Выход параметра движения из эксплуатационной в предельную область должен сопровождаться четко различимым предупреждающим признаком. Граница предельной области режимов полета не может быть нарушена самолетом с СДУ. Условное изображение границ режимов полета приведено на рис. 1.2.

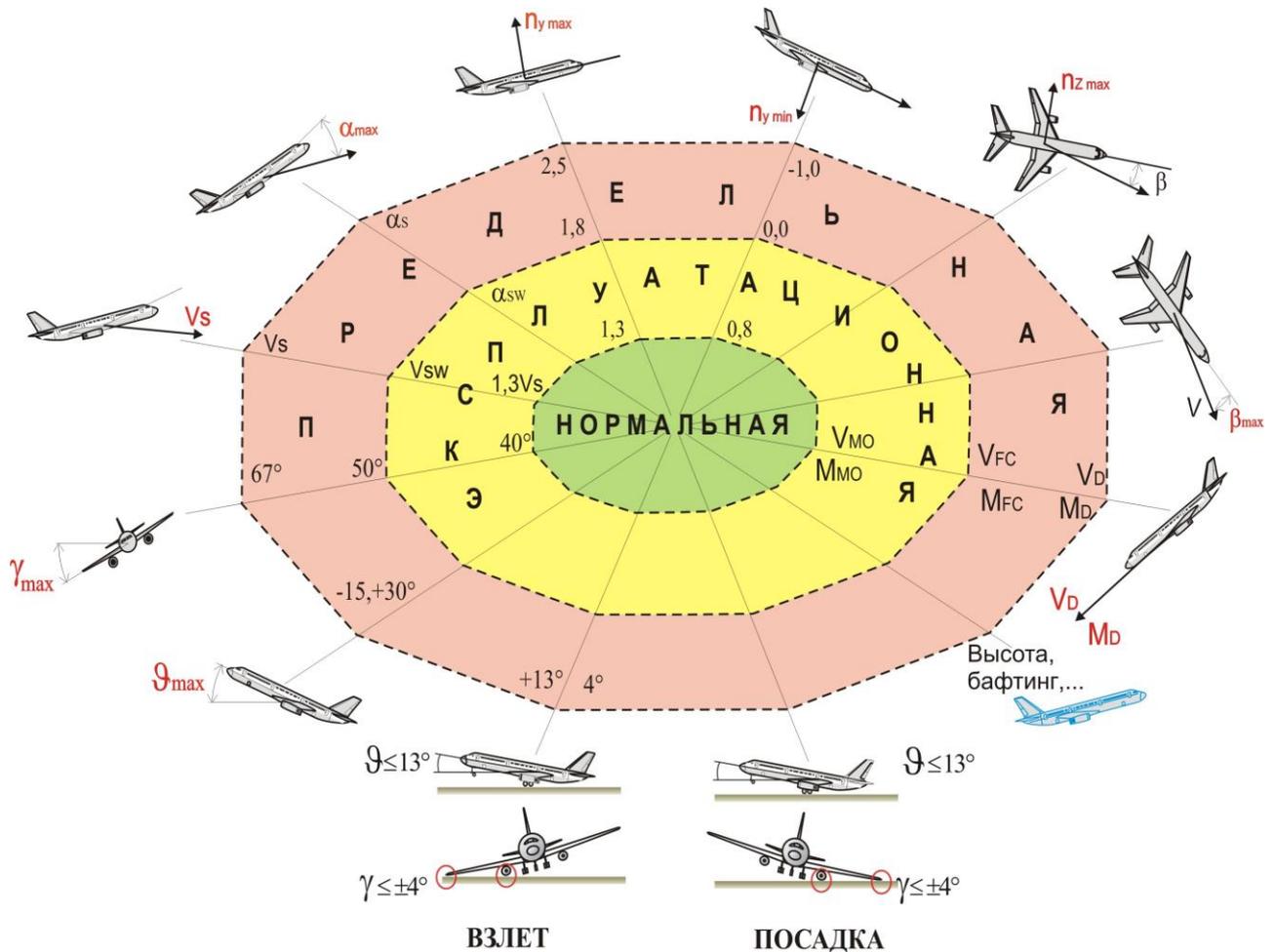


Рисунок 1.2 – Нормальная, эксплуатационная и предельная области режимов полета пассажирского самолета согласно АП-25

Обычно для самолетов с СДУ рассматривают ограничения или предупреждения о превышении следующих параметров:

- угла атаки ($\alpha < \alpha_{\max} < \alpha_s$);
- угла тангажа ($\vartheta_{\max} > \vartheta > \vartheta_{\min}$);
- угла крена ($|\gamma| < \gamma_{\max}$);
- угла скольжения ($|\beta| < \beta_{\max}$);
- угла тангажа на взлете и посадке ($\vartheta < \vartheta_{\text{кас}}$);
- угла крена на взлете и посадке ($|\gamma| < \gamma_{\max}(H)$);
- нормальной перегрузки ($n_{y \max} > n_y > n_{y \min}$);
- боковой перегрузки ($|n_z| < n_{z \max}$);
- скорости сваливания $V > V_S$;

- максимальной приборной скорости $V < V_D$;
- максимального числа M полета $M < M_D$.

Те параметры движения, превышение которых может привести к катастрофическим последствиям, требуют абсолютно жесткого ограничения при любых управляющих действиях летчика. Превышение других параметров не столь критично в момент превышения, но при дальнейшем развитии летной ситуации может привести к катастрофическим последствиям. Например, превышение угла тангажа $\vartheta > \vartheta_{\max}$ может в дальнейшем привести к интенсивному торможению самолета до скорости V_{\min} и сваливанию. Превышение угла скольжения β_{\max} может привести к помпажу двигателей или чрезмерным нагрузкам на хвостовое оперение вплоть до повреждения его конструкции. Превышение нормальной перегрузки сверх $n_{y \max} = n_{y \text{ экс}}$ может привести к остаточным деформациям конструкции самолета. Поэтому нарушение предельных значений этих параметров должно обязательно сопровождаться эффективным предупреждением экипажа о нарушении режима полета. Для этого в СДУ используются следующие способы:

- тряска рычага продольного управления для предотвращения сваливания или затяжеление его перемещения за счет подключения дополнительной загрузки;
- резкое увеличение устойчивости самолета по нарушаемому параметру за счет реализации через СДУ отрицательной обратной связи по превышению параметра через соответствующий аэродинамический орган;
- использование аэродинамических органов торможения для предотвращения разгона самолета сверх V_D или M_D ;
- управление тягой двигателей:
 - форсирование при приближении к сваливанию или V_{\min} ;
 - снижение тяги при опасном разгоне самолета.

1.3 Функции системы дистанционного управления современных самолетов транспортной категории

Системы дистанционного управления современных самолетов транспортной категории являются высокоавтоматизированными системами, выполняющими широкий спектр функций, позволяющих удовлетворить требованиям норм летной годности к характеристикам устойчивости и управляемости, обеспечить высокий уровень безопасности полета и комфортного управления [1, 2, 10-11]. Этапным моментом для создания современных систем дистанционного управления явилась разработка автоматизированной системы штурвального управления (АСШУ) самолета Ту-204. Эта система имеет все основные особенности архитектурного построения цифровых систем, и ее алгоритмы являются базовыми для дальнейших разработок систем дистанционного управления российских самолетов (Ту-334, Sukhoi SuperJet 100, МС-21). Разработка этих систем опиралась на работы Г.С. Бюшгенса, Ю.Ф. Шелюхина, Ю.И. Диденко, О.Ю. Алашеева, В.И. Гониодского, А.Б. Кошечева и др. [1–4, 24–29, 39–43].

Суммируя опыт разработки современных дистанционных систем управления, можно сформировать перечень функций, характерный для систем управления новейших и проектируемых самолетов транспортной категории. Все функции можно разделить на три основные группы:

- функции управления;
- функции, повышающие безопасность полета, т. е. функции защиты от нарушения границ областей режимов полета;
- функции комфортного управления.

Функции управления. К функциям управления относятся традиционные функции, обеспечивающие формирование и отработку сигналов управления:

- формирование сигналов управления по тангажу, крену и курсу от рычагов управления и переключателей;
- обеспечение удовлетворительных характеристик устойчивости и управляемости самолета во всем эксплуатационном диапазоне режимов

полета в соответствии с нормами летной годности самолетов транспортной категории, таких как АП-25 и FAR-25.

Функции, повышающие безопасность полета. Функции, повышающие безопасность полета, обеспечивающие высокий уровень безопасности полета, подразделяются на функции ограничения и функции предупреждения.

Функции ограничения. Надежная защита самолета от выхода за границы предельной области необходима по основным параметрам, превышение которых может привести к аварийным или катастрофическим ситуациям. В первую очередь, это защита самолета от сваливания, от превышения V_D при экстренном снижении, от касания поверхности ВПП хвостовой частью, крылом или мотогондолой при взлете и посадке. Также для перспективных самолетов транспортной категории актуальными становятся задачи ограничения углов тангажа, крена и скольжения.

Поэтому дистанционные системы управления перспективных самолетов транспортной категории включают следующие функции ограничения:

- алгоритмическое ограничение угла атаки заданной величиной α_{\max} ;
- алгоритмическое ограничение нормальной перегрузки заданными минимальным и максимальным значениями $n_{y \min} \leq n_y \leq n_{y \max}$;
- алгоритмическое ограничение приборной скорости полета и числа М величинами $V \leq V_D$ и $M \leq M_D$;
- алгоритмическое ограничение углов тангажа и крена в полете;
- алгоритмическая защита от касания хвостовой частью фюзеляжа, крылом и мотогондолой поверхности ВПП на взлетно-посадочных режимах;
- автоматическое ограничение угла отклонения руля направления в зависимости от приборной скорости $V_{\text{приб}}$.

Функции предупреждения. Функции предупреждения обеспечивают предупреждение экипажа о приближении к границе эксплуатационной области по основным параметрам полета. Дистанционные системы управления включают следующие функции предупреждения:

- автоматическое предотвращение непреднамеренного превышения эксплуатационного диапазона углов атаки величиной $\alpha_{\text{сигн}}$;
- автоматическое предотвращение непреднамеренного превышения эксплуатационного диапазона скорости полета и числа M путем повышения устойчивости по скорости при $V > V_{\text{МО}}$ и $M > M_{\text{МО}}$;
- автоматическое предотвращение непреднамеренного превышения эксплуатационного диапазона углов крена путем повышения спиральной устойчивости при $|\gamma| \geq \gamma_{\text{min}}$;
- автоматическое предотвращение непреднамеренного превышения эксплуатационного диапазона углов тангажа минимальным и максимальным значениями $\vartheta_{\text{min}} \leq \vartheta \leq \vartheta_{\text{max}}$ путем повышения устойчивости.

Кроме того, дистанционные системы управления могут включать следующие функции, повышающие безопасность полета:

- автоматическое увеличение тяги двигателей на режимах, близких к сваливанию;
- автоматическое снижение реакции самолета по крену на отклонение педалей вблизи земли.

Функции комфортного управления. Функции комфортного управления обеспечивают высокий уровень удобства управления. К ним относятся:

- автоматическая балансировка самолета в продольном канале;
- стабилизация углового положения самолета при отсутствии вмешательства летчика в управление;
- автоматическое парирование возмущающих моментов, возникающих при отказе двигателя;
- компенсация возмущающих моментов при изменении положения механизации крыла и тяги двигателей;
- автоматическая координация самолета в вираже;
- автоматический выпуск интерцепторов и воздушных тормозов для торможения самолета при пробеге и прерванном взлете.

1.4 Алгоритмы, реализующие функции ЦСДУ

1.4.1 Продольный канал управления

Реализация перечисленных выше функций управления и ограничения с необходимой точностью диктует применение интегрального закона управления в продольном канале. Использование интегрального закона управления по сигналам нормальной перегрузки, угловой скорости тангажа, углу атаки, а также по скорости полета позволяет:

- обеспечить заданные статические характеристики управляемости $X_B^{n_y}$, $P_B^{n_y}$, а также X_B^α , P_B^α с необходимой точностью;
- реализовать эффективное предупреждение о приближении к границе эксплуатационной области по углу атаки, перегрузки, скорости полета, числу M , углу тангажа;
- обеспечить жесткое алгоритмическое ограничение угла атаки заданной максимальной величиной α_{\max} , нормальной перегрузки заданными минимальным и максимальным значениями $n_{y \min} \leq n_y \leq n_{y \max}$ и скорости полета V и числа M ;
- реализовать автобалансировку в продольном канале.

Обеспечение характеристик устойчивости и управляемости. Основы современного подхода к разработке требований и формированию характеристик устойчивости и управляемости заложены в работах Г.С. Бюшгенса, Г.В. Александрова, Г.И. Загайнова, Ю.Ф. Шелюхина, Ю.И. Диденко, О.Ю. Алашеева, Ю.Г. Живова, А.Н. Митриченко и др. [1–4, 24–33]. Современные магистральные самолеты, как правило, имеют неудовлетворительные собственные характеристики устойчивости и управляемости. В эксплуатационной области режимов полета основным управляемым параметром продольного движения является приращение нормальной перегрузки Δn_y . Управляющий сигнал летчика формируется в виде заданной перегрузки $\Delta n_{y \text{ зад}}$, которую должна отработать система управления. Сигналом летчика может быть либо сигнал датчика усилий, приложенных летчиком к рычагу управления (штурвальной

колонки или боковой ручки управления (БРУ), либо сигнал датчика перемещений рычага управления. Смещение рычага управления от балансировочного положения $X_B - X_{B \text{ бал}}$ трактуется как необходимость вывести самолет на заданное значение нормальной перегрузки. При реализации функции автоматической балансировки на современных самолетах в качестве балансировочного положения рычага управления принято нулевое положение $X_{B \text{ бал}} = 0$. Поэтому заданная перегрузка определяется как отклонение штурвальной колонки (или БРУ) от нейтрального положения с учетом заданного значения градиента:

$$\Delta n_{y \text{ зад}} = \frac{X_B}{X_{B \text{ зад}}^{n_y}}.$$

В СДУ современных самолетов транспортной категории для обеспечения заданных характеристик устойчивости и управляемости в эксплуатационной области режимов полета используются сигналы обратных связей по перегрузке и угловой скорости тангажа. Блок-схема контура обеспечения устойчивости и управляемости представлена на рис. 1.3. В общем виде закон формирования сигнала отклонения руля высоты можно представить как:

$$\delta_B = \delta_{B \text{ пр}} + \delta_{B \text{ поз}} + \delta_{B \text{ ф}},$$

где:

$\delta_{B \text{ пр}}$ – прямой сигнал управления,

$\delta_{B \text{ поз}}$ – позиционный сигнал управления,

$\delta_{B \text{ ф}}$ – интегральный сигнал управления.

Прямая связь формируется как прямой сигнал управления летчика

$$\delta_{B \text{ пр}} = R_{\text{ш}} \cdot \Delta n_{y \text{ зад}} = R_{\text{ш}} \cdot \frac{X_B}{X_{B \text{ зад}}^{n_y}}.$$

Использование интегральных связей по сигналам угловой скорости тангажа ω_z и нормальной перегрузки n_y в принципе позволяет обеспечить заданный градиент управляемости $X_B^{n_y}$ даже без прямого сигнала управления $\delta_{B \text{ пр}}$. Однако при этом задача обеспечения удовлетворительных динамических характеристик становится трудновыполнимой.

Закон управления рулём высоты

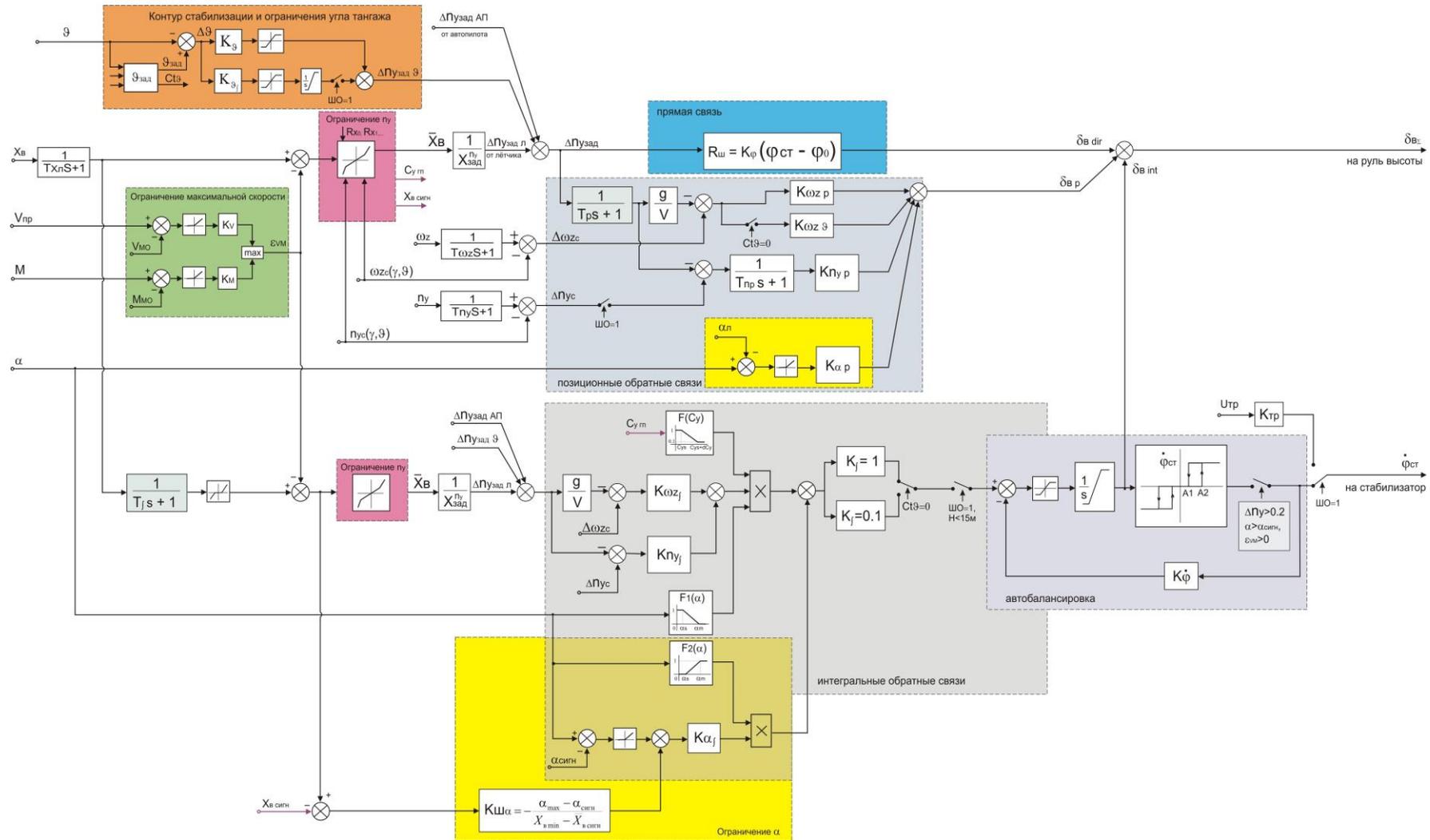


Рисунок 1.3 – Управление рулём высоты

Поэтому необходим сигнал прямого управления $\delta_{в пр}$, который должен грубо, с некоторой степенью приближения, обеспечить заданный градиент управляемости $X_{в}^{n_y}$, а сигнал интегральных связей $\delta_{в j}$ обеспечит необходимую точность. Чем точнее сигнал прямого управления $\delta_{в пр}$ обеспечит заданные статические характеристики, тем проще будет обеспечить необходимые динамические характеристики. Для того чтобы самолет вышел на заданное значение нормальной перегрузки, необходимо отклонить руль высоты от балансировочного положения $\delta_{в бал}$ на величину:

$$\Delta\delta_{в} = \delta_{в}^{n_y} \cdot \Delta n_{y зад},$$

где $\delta_{в}^{n_y}$ – градиент перемещения руля высоты на единицу перегрузки.

Коэффициент $R_{ш}$ регулируется таким образом, чтобы обеспечить равенство $R_{ш} \approx \delta_{в}^{n_y}$. Для регулировки $R_{ш}$ в современных системах используют сигналы балансировочного положения стабилизатора φ , истинной скорости $V_{ист}$, положение закрылков $\delta_з$, положение предкрылков $\delta_{пр}$: $R_{ш} \approx f(\varphi, \delta_з, \delta_{пр}, V_{ист}, \dots)$.

Позиционная связь $\delta_{в поз} = \varepsilon_{n поз} + \varepsilon_{\omega поз}$ необходима для обеспечения заданных динамических характеристик системы «самолет + СДУ». Имеем позиционную связь по приращению нормальной перегрузки $\varepsilon_{n поз} = K_{n_y п} \cdot (\Delta n_y - W_{п}(s) \cdot \Delta n_{y зад}) \cdot W_{n_y п}(s)$, где $W_{п}(s)$ – динамическое звено (как правило, апериодический фильтр), учитывающее запаздывание реакции самолета на прямое управляющее воздействие. Заданному значению $\Delta n_{y зад}$ будет соответствовать заданное значение угловой скорости тангажа $\omega_{z зад} \approx \Delta n_{y зад} g / V$ (при $\gamma = 0$). Поэтому для сигнала позиционной связи по угловой скорости тангажа справедливо: $\varepsilon_{\omega поз} = K_{\omega_z п} \cdot (\omega_z - W_{п}(s) \cdot \Delta n_{y зад} g / V)$.

Интегральная связь $\delta_{в j}$ позволяет получить в установившемся режиме заданное значение нормальной перегрузки $\Delta n_y = \Delta n_{y зад}$ с необходимой точностью и тем самым обеспечить заданные статические характеристики $X_{в}^{n_y} = X_{в зад}^{n_y}$.

Сигнал $\delta_{в\jmath}$ включает интегральный сигнал по перегрузке и угловой скорости тангажа $\varepsilon_{n\omega\jmath}$ и интегральный сигнал по углу атаки $\varepsilon_{n\alpha\jmath}$. Для сигнала $\varepsilon_{n\omega\jmath}$ имеем выражение:

$$\varepsilon_{n\omega\jmath} = \frac{K_{\jmath}}{s} (\varepsilon_{n_{\jmath}} + \varepsilon_{\omega_{\jmath}}),$$

где:

$$\varepsilon_{n_{\jmath}} = K_{n_{y\jmath}} \cdot (\Delta n_y - W_{\jmath}(s) \cdot \Delta n_{y \text{ зад}}),$$

$$\varepsilon_{\omega_{\jmath}} = K_{\omega_{z\jmath}} \cdot \left(\omega_z - \frac{g}{V} W_{\jmath}(s) \cdot \Delta n_{y \text{ зад}} \right),$$

$W_{\jmath}(s)$ – динамическое звено (обычно апериодический фильтр – $W_{\jmath}(s) = 1/(T_{\jmath}s + 1)$), учитывающее запаздывание реакции самолета на прямое управляющее воздействие.

Для обеспечения удовлетворительных статических и динамических характеристик параметры позиционных и интегральных связей $K_{n_{y\jmath}}$, $K_{\omega_{z\jmath}}$, $K_{n_{y\jmath}}$ и $K_{\omega_{z\jmath}}$, изменяются по режимам полета (приборная скорость, число Маха, положение механизации).

Алгоритм автобалансировки. Значительный вклад в разработку алгоритма балансировки в интегральных системах управления и в исследование устойчивости по скорости самолета с интегральной системой управления внесли Ю.Ф. Шелюхин, Ю.И. Диденко, В.К. Святодух, В.А. Григорьев, О.Л. Волошин и С.Я. Наумов [1, 30, 44–45]. Алгоритм автобалансировки (рис. 1.3) формирует интегральный сигнал управления $\delta_{в\jmath}$ на руль высоты и сигнал управления стабилизатором, таким образом, чтобы в установившемся режиме полета балансировка самолета осуществлялась стабилизатором при нейтральном положении руля высоты.

Входным сигналом данного блока является сигнал интегральных связей $\varepsilon_{n\omega\jmath}$. Выходными сигналами являются интегральный сигнал управления рулем высоты $\delta_{в\jmath}$ и сигнал управления стабилизатором ϕ , который пропорционален скорости перемещения стабилизатора.

Режим автобалансировки стабилизатором включается, если полет осуществляется в пределах эксплуатационной области ($\alpha < \alpha_{\text{сигн}}$; $V(\alpha_{\text{сигн}}) < V < V_{\text{МО}}$; $M < M_{\text{МО}}$), и при этом приращение нормальной перегрузки $|\Delta n_{y\ c}| \leq 0,2$. В этом режиме сигнал управления рулем высоты $\delta_{\text{в}}$ стремится к нулевому значению, а стабилизатор движется к балансирующему положению. Как только интегральный сигнал управления рулем высоты $\delta_{\text{в}}$ по модулю станет меньше величины $A1$, сигнал управления стабилизатором обнуляется, стабилизатор останавливается и дальнейшая балансировка самолета осуществляется рулем высоты в пределах изменения сигнала $|\delta_{\text{в}}| \leq A2$. При $|\delta_{\text{в}}| > A2$ вновь активируется сигнал управления стабилизатором.

Алгоритм стабилизации угла тангажа. В современных автоматических системах управления (автопилотах) включен режим так называемого совмещенного управления. Принципы и алгоритмы совмещенного управления угловым положением самолета разработаны в работах Ю.Ф. Шелюхина, Ю.А. Бориса, В.А. Тунцева и др. [1-2]. Под совмещенным управлением понимается автоматический переход на режим стабилизации (как правило, углового положения самолета) при прекращении вмешательства летчика в управление. Однако этот режим может быть активирован только при включенном автопилоте. Совмещенный режим заметно повышает комфорт управления. Поэтому в последнее время этот режим стали включать и в алгоритмы системы ручного управления. В современных СДУ, как правило, присутствует функция стабилизации углового положения самолета при отсутствии вмешательства летчика в управление. Блок-схема закона стабилизации угла тангажа представлена на рис. 1.3. Так как основным управляющим сигналом в рассмотренной выше системе управления рулем высоты является заданная перегрузка $\Delta n_{y\ \text{зад}}$, то для стабилизации угла тангажа необходимо сформировать сигнал $\Delta n_{y\ \text{зад}\ \vartheta}$ на основе ошибки $\Delta \vartheta = \vartheta - \vartheta_{\text{зад}}$, например, в виде:

$$\Delta n_{y\ \text{зад}\ \vartheta} = K_{\vartheta} \cdot \Delta \vartheta.$$

Для обеспечения нулевой статической ошибки в закон стабилизации угла тангажа целесообразно ввести интегральную составляющую:

$$\Delta n_{y_{\text{зад}\vartheta}} = \left(K_{\vartheta} + K_{\vartheta f} \frac{1}{s} \right) \Delta \vartheta.$$

Включение и отключение режима стабилизации угла тангажа осуществляют по факту вмешательства летчика в управление. Факт вмешательства летчика в управление определяется по смещению рычага управления из нейтрального положения. При возврате рычага управления в нейтральное положение и выполнении условия $|X_B| < X_{B \text{ пор}}$ в течении времени τ_1 заданное значение угла тангажа $\vartheta_{\text{зад}}$ фиксируется, вырабатывается признак стабилизации $Ct_{\vartheta} = 1$ и система переходит в режим стабилизации зафиксированного угла тангажа.

Стабилизация угла тангажа осуществляется только в эксплуатационной области полета. При выходе из эксплуатационной области режим стабилизации отключается, вырабатывается признак $Ct_{\vartheta} = 0$ и система переводится в режим маневрирования. Режим стабилизации отключается также при наличии сигнала обжатия шасси ($\text{ШО} = 1$) или сигнала включения автопилота ($\text{АП} = 1$).

Ограничение угла тангажа в полете. Основы алгоритмов ограничения угла тангажа разработаны в работах Ю.Ф. Шелюхина, Ю.И. Диденко, В.Н. Космачева, Л.В. Лишиной, П.В. Кузьмина и др. [1-2, 25, 46]. Ограничение угла тангажа в полете в СДУ современных самолетов транспортной категории осуществляется, как правило, за счет включения дополнительной обратной связи по углу тангажа. Одним из возможных способов включения дополнительной обратной связи по углу тангажа является ограничение заданного значения угла тангажа $\vartheta_{\text{зад}}$ в алгоритме стабилизации угла тангажа, как это показано на рис. 1.3:

$$\vartheta_{\text{зад}}^{\text{огр}} = \begin{cases} \vartheta_{\text{min}} & \text{при } \vartheta_{\text{зад}} < \vartheta_{\text{min}}, \\ \vartheta_{\text{зад}} & \text{при } \vartheta_{\text{min}} \leq \vartheta_{\text{зад}} < \vartheta_{\text{max}}, \\ \vartheta_{\text{max}} & \text{при } \vartheta_{\text{зад}} \geq \vartheta_{\text{max}}. \end{cases}$$

При невмешательстве летчика в управление алгоритм стабилизации угла тангажа обеспечивает выдерживание заданного значения угла тангажа с учетом ограничений $\vartheta_{\text{min}} \leq \vartheta = \vartheta_{\text{зад}}^{\text{огр}} \leq \vartheta_{\text{max}}$ и угол тангажа будет находиться в пределах $\vartheta_{\text{min}} \leq \vartheta \leq \vartheta_{\text{max}}$. При вмешательстве летчика в управление и при $\vartheta_{\text{min}} \leq \vartheta \leq \vartheta_{\text{max}}$

заданное значение угла тангажа принимается равным текущему значению ϑ , сигнал стабилизации обнуляется $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{\text{зад}}^{\text{огр}} = 0$ и система переходит в режим маневрирования, отрабатывая сигналы летчика.

В случае выхода угла тангажа за установленные ограничения ϑ_{min} или ϑ_{max} при управлении летчиком появляется обратная связь по углу тангажа $\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{\text{зад}}^{\text{огр}} \neq 0$, которая препятствует увеличению угла тангажа при $\vartheta \geq \vartheta_{\text{max}}$ (или уменьшению при $\vartheta < \vartheta_{\text{min}}$). Это ограничение не является жестким, допускается выход за заданные пределы.

Алгоритм ограничения нормальной перегрузки. Основы алгоритмов ограничения нормальной перегрузки разработаны в работах Г.С. Бюшгенса, Ю.Ф. Шелюхина, Ю.И. Диденко, В.К. Святодуха, О.Ю. Алашеева, Ю.Г. Живова, А.Н.Митриченко и др. [1–4, 25–28, 31–34, 39–42]. Представленный выше интегральный закон управления рулем высоты обеспечивает в установившемся режиме выдерживание заданной нормальной перегрузки $\Delta n_{y \text{ зад}} = \Delta n_y$. Ограничение нормальной перегрузки предусматривает формирование заданного значения нормальной перегрузки так, чтобы при предельных отклонениях рычага управления заданные значения нормальной перегрузки соответствовали максимальным значениям. Желаемый вид статической характеристики $X_B(n_y)$ представлен на рис. 1.4. В пределах диапазона перемещений рычага управления $X_{B \text{ сигн}} \leq X_B \leq X_{B0}$ обеспечивается заданный градиент управляемости $X_B^{n_y} = X_{B \text{ зад}}^{n_y}(V_{\text{пр}})$, который обеспечивает хорошие характеристики управляемости, а за его пределами максимальному отклонению рычага управления «на себя» $X_B = X_{B \text{ min}}$ соответствует выход самолета на перегрузку $n_y = n_{y \text{ max}}$, а максимальному отклонению рычага управления «от себя» $X_B = X_{B \text{ max}}$ соответствует выход самолета на перегрузку $n_y = n_{y \text{ min}}$.

Функцию предупреждения о приближении к границе эксплуатационной области по нормальной перегрузке ($n_{y \text{ доп}}$) можно реализовать путем заметного увеличения усилий на рычаге управления при отклонении рычага управления «на себя» на величину $X_{B \text{ сигн}}$. Примерный вид зависимостей $P_B = f(n_y)$ приведен на рис. 1.4.

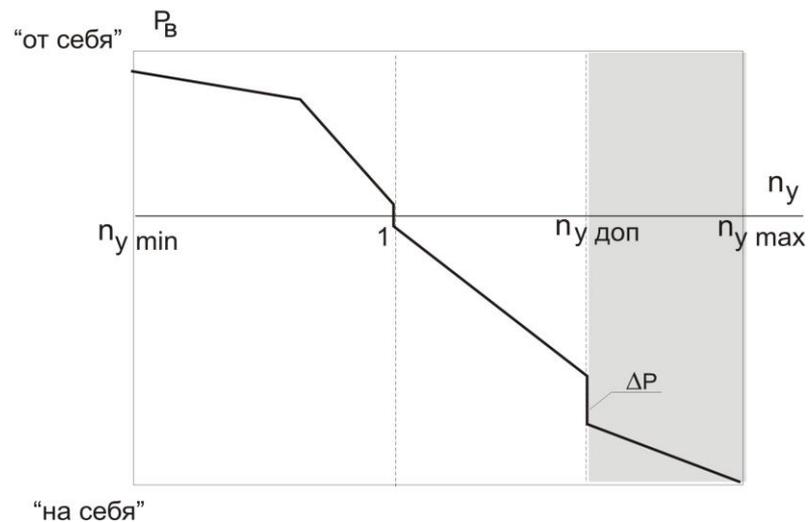
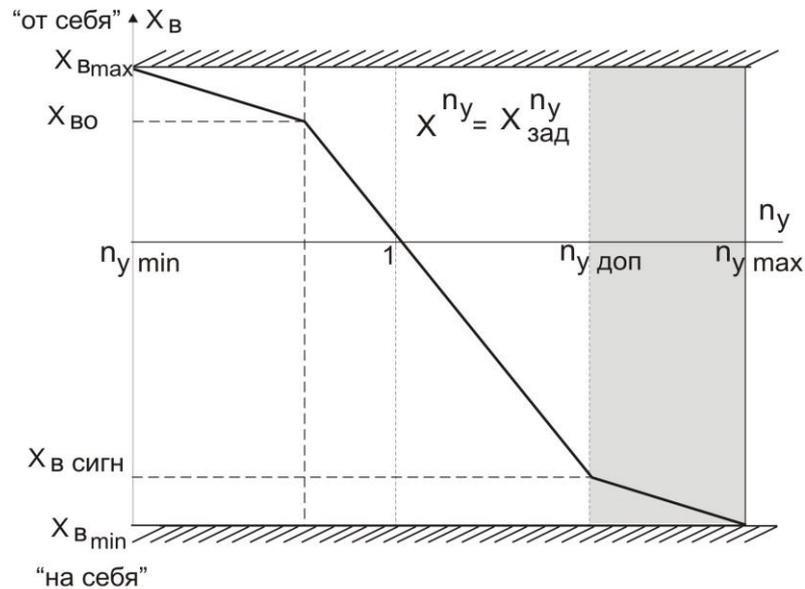


Рисунок 1.4 – Статические характеристики по нормальной перегрузке

Алгоритм ограничения угла атаки. Алгоритм ограничения угла атаки реализуется путем включения дополнительных интегральных связей по углу атаки [1–4, 24–29, 39–42]. Параметры алгоритма ограничения настраиваются таким образом, чтобы при максимальном отклонении рычага управления «на себя» $X_B = X_{B \min}$ самолет не смог превысить заданный максимальный угол атаки α_{\max} . Заданный максимальный угол атаки принимается, как правило, $\alpha_{\max} \leq \alpha_s$, где α_s – угол атаки сваливания, который определяет границу предельной области по углу атаки.

Блок-схема алгоритма ограничения угла атаки представлена на рис. 1.3.

Дополнительные интегральные связи по углу атаки включаются при угле атаки $\alpha_{\text{вк}} \leq \alpha_{\text{сигн}}$, $\alpha_{\text{сигн}}$ – угол атаки, который определяет границу эксплуатационной области по углу атаки. В дальнейшем примем $\alpha_{\text{вк}} = \alpha_{\text{сигн}}$.

Для интегрального сигнала по углу атаки справедливо:

$$\varepsilon_{\alpha f} = [K_{\text{ш}\alpha} \cdot (X_{\text{в}f} - X_{\text{в сигн}}) + \Delta\alpha_f] \cdot K_{\alpha f},$$

где

$$\Delta\alpha_f = \begin{cases} 0 & \text{при } \alpha \leq \alpha_{\text{сигн}}, \\ \alpha - \alpha_{\text{сигн}} & \text{при } \alpha > \alpha_{\text{сигн}}. \end{cases}$$

Коэффициент передачи $K_{\text{ш}\alpha}$ формируются таким образом, чтобы обеспечить выход самолета на угол атаки $\alpha_{\text{мах}}$ при отклонении рычага управления «на себя» до упора $X_{\text{в}} = X_{\text{в мин}}$. Здесь величина $X_{\text{в сигн}}$ соответствует положению рычага управления «на себя», при котором самолет достигает границы эксплуатационной области по углу атаки ($\alpha \approx \alpha_{\text{сигн}}$).

Функция $F(\varepsilon_{n\omega f}, \varepsilon_{\alpha f})$ формируется таким образом, что в эксплуатационной области углов атаки при $\alpha < \alpha_{\text{сигн}}$ имеем $F(\varepsilon_{n\omega f}, \varepsilon_{\alpha f}) = \varepsilon_{n\omega f}$, при увеличении угла атаки от $\alpha_{\text{сигн}}$ до $\alpha_{\text{мах}}$ доля сигнала $\varepsilon_{n\omega f}$ уменьшается, а доля сигнала $\varepsilon_{\alpha f}$ увеличивается и при $\alpha = \alpha_{\text{мах}}$ функция $F(\varepsilon_{n\omega f}, \varepsilon_{\alpha f}) = \varepsilon_{\alpha f}$. Фактически эта функция реализует плавное переключение с ограничения перегрузки на ограничение угла атаки и наоборот, аналогично тому, как это принято в технологии нечеткой логики («Fuzzy Logic»). В результате формируется статическая зависимость $X_{\text{в}}(\alpha)$, которая представлена на рис. 1.5. Для улучшения динамических характеристик необходимо в дополнение к интегральной связи подключение позиционной обратной связи по углу атаки. Позиционная обратная связь по углу атаки $\varepsilon_{\alpha \text{ поз}}$ подключается при $\alpha > \alpha_{\text{л}}$, где $\alpha_{\text{л}}$ – угол атаки начала аэродинамической «ложки» в характеристике $m_z(\alpha)$, либо начала «выполаживания» зависимости $c_y(\alpha)$, где ослабевают обратная связь по перегрузке.

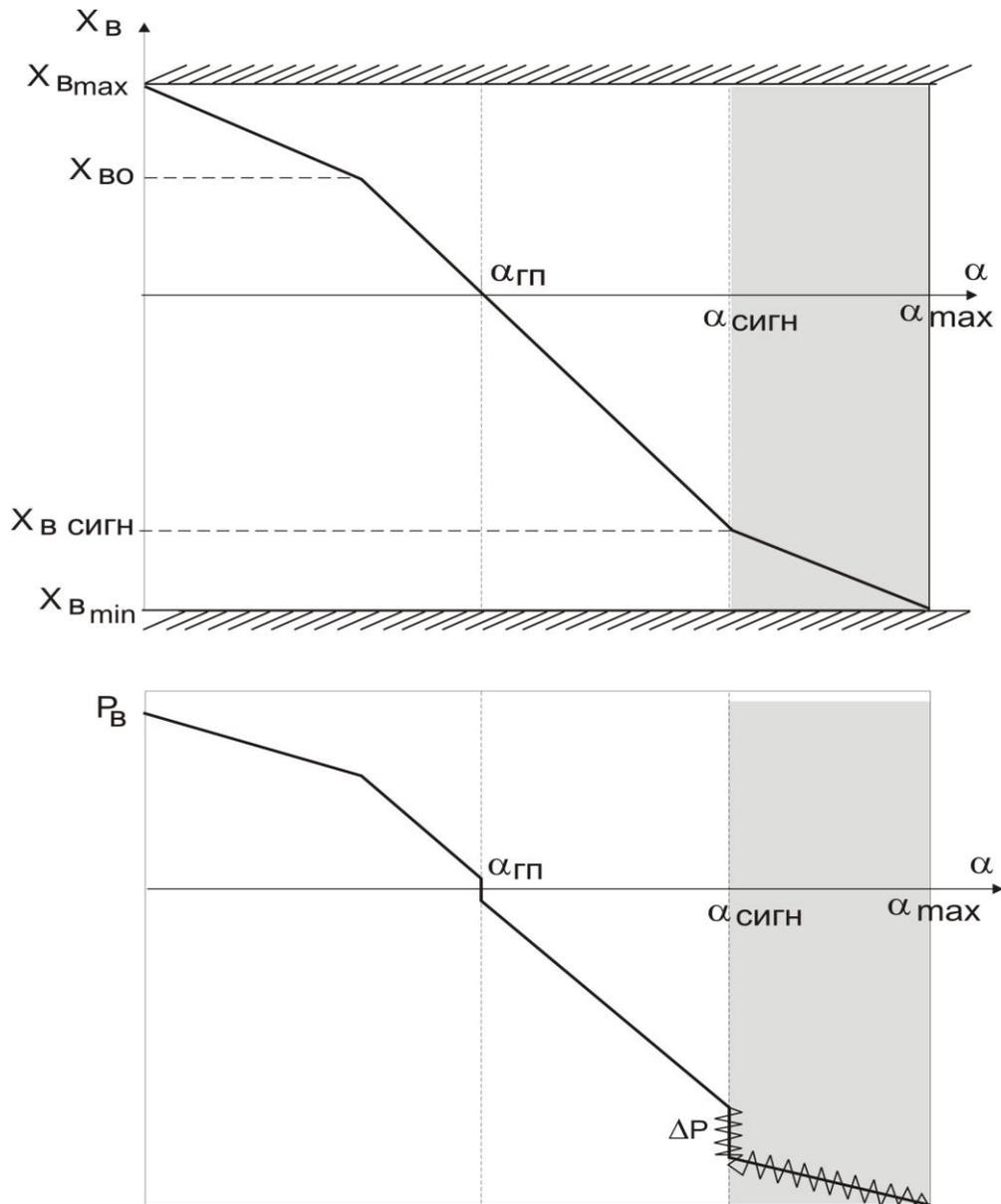


Рисунок 1.5 – Статические характеристики по углу атаки

Имеем:

$$\varepsilon_{\alpha\text{ поз}} = K_{\alpha n} \cdot \Delta\alpha_{л},$$

где

$$\Delta\alpha_{л} = \begin{cases} 0 & \text{при } \alpha \leq \alpha_{л}, \\ \alpha - \alpha_{л} & \text{при } \alpha > \alpha_{л}. \end{cases}$$

Алгоритм ограничения скорости полета. Функция предупреждения о превышении скорости полета величиной V_{MO} (M_{MO}) и ограничения скорости

величиной V_D (M_D) формируется за счет включения дополнительных обратных связей по скорости при $V > V_{MO}$ и числу M при $M > M_{MO}$:

$$\varepsilon_v = K_v \cdot \Delta V_{пр},$$

$$\Delta V_{пр} = \begin{cases} 0 & \text{при } V_{пр} < V_{max}, \\ V_{пр} - V_{max} & \text{при } V_{пр} \geq V_{max}, \end{cases}$$

$$\varepsilon_M = K_M \cdot \Delta M,$$

$$\Delta M = \begin{cases} 0 & \text{при } M < M_{MO}, \\ M - M_{MO} & \text{при } M \geq M_{MO}, \end{cases}$$

$$\varepsilon_{vm} = \begin{cases} \varepsilon_v & \text{при } \varepsilon_v \geq \varepsilon_M, \\ \varepsilon_M & \text{при } \varepsilon_v < \varepsilon_M. \end{cases}$$

Максимальная скорость зависит от положения механизации $V_{max} = f(\delta_{зак}, \delta_{пр})$.

Сигнал ε_{vm} включается в контур управления рулем высоты (рис. 1.3), а также в контур управления интерцепторами. Параметры K_v , K_M , $K_{инт\ vm}$ выбираются таким образом, чтобы при выполнении нормируемых в нормативных документах маневров экстренного снижения не были превышены скорость V_D или число Маха M_D .

Функция предупреждения о приближении к скорости сваливания и функция ограничения минимальной скорости реализованы через алгоритм ограничения угла атаки. Наличие «стенки» по усилиям или(и) тряски рычага управления позволяет более эффективно реализовать функцию предупреждения о приближении к сваливанию (рис. 1.6). При дальнейшем отклонении штурвала «на себя» до физического упора $X_{в\ min}$ скорость будет уменьшаться от $V_{сигн}$ до минимальной скорости установившегося полета V_{min} , соответствующей углу атаки α_{max} . При удержании штурвала на упоре $X_{в} = X_{в\ min}$ поддерживается скорость $V = V_{min}$.

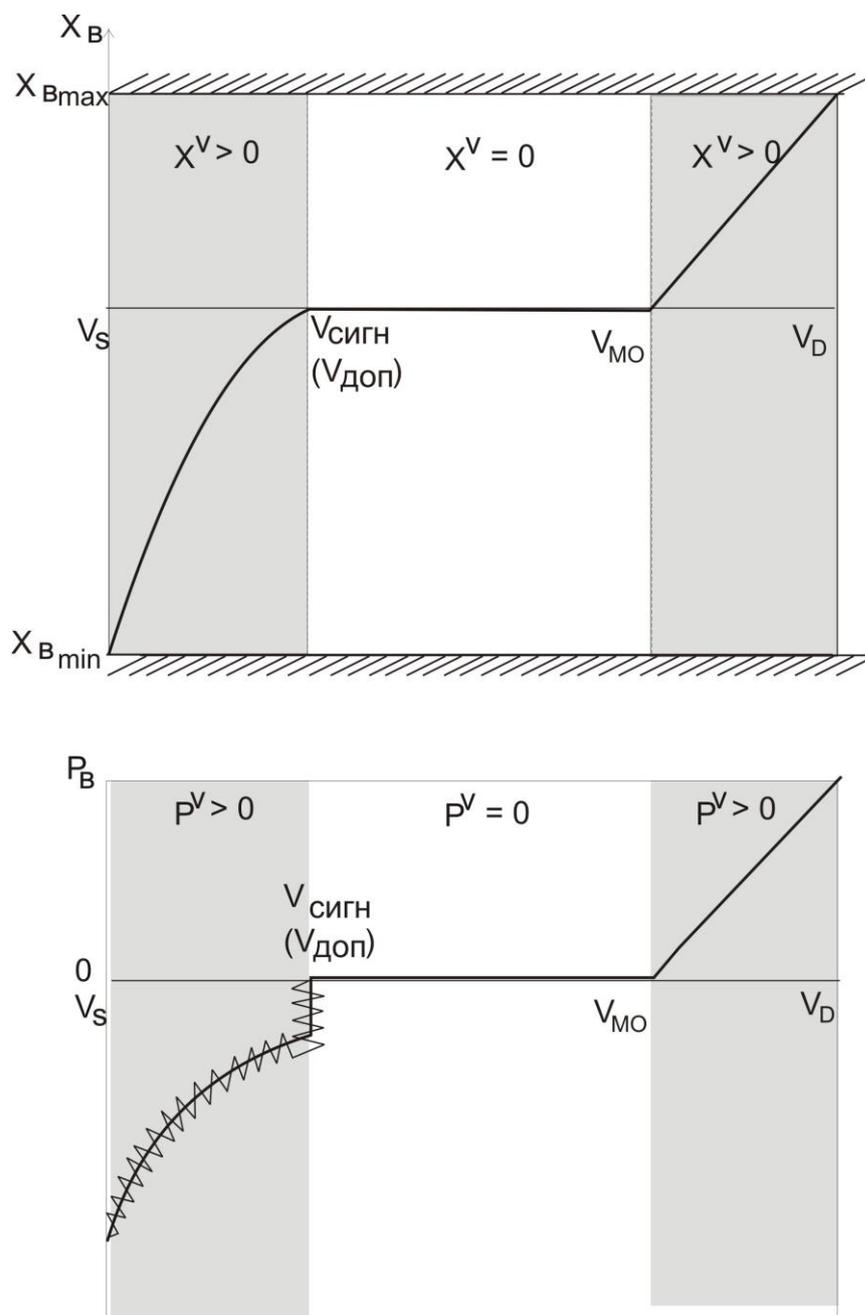


Рисунок 1.6 – Статические характеристики перемещения рычага управления и усилия на нем по скорости

Нарушить правую границу эксплуатационного диапазона скоростей возможно лишь при осознанных действиях летчика, направленных на дальнейшее увеличение скорости путем отклонения рычага управления «от себя». При $X_B = X_{Bmax}$ (физический упор) скорость не должна превысить предельно допустимую скорость V_D при выполнении нормируемых маневров (рис. 1.6).

1.4.2 Боковой канал управления

Основы современного подхода к разработке алгоритмов управления в боковом канале заложены в работах Г.С. Бюшгенса, Г.В. Александрова, Г.И. Загайнова, Ю.Ф. Шелюхина, Ю.И. Диденко, О.Ю. Алашеева, Ю.Г. Живова, А.Н. Митриченко, Ю.Г. Оболенского и др. [1–4, 24–28, 31–36]. Алгоритмы управления боковым каналом в современных системах дистанционного управления большинства магистральных самолетов используют традиционные обратные связи по угловым скоростям крена и рыскания, углу крена и боковой перегрузке. В некоторых новейших системах используется обратная связь по углу скольжения. Кроме основных функций по обеспечению удовлетворительных характеристик устойчивости и управляемости предусматриваются функции предупреждения о превышении заданного угла крена в полете, ограничение угла крена, использование режима совмещенного управления со стабилизацией угла крена, парирование возмущающих боковых моментов при отказах двигателя.

Канал управления рулем направления. Для обеспечения удовлетворительных характеристик путевого канала управления и бокового колебательного движения в СДУ современных отечественных и зарубежных магистральных самолетов применяется, как правило, статический закон управления, который использует обратные связи по угловым скоростям крена, рыскания, боковой перегрузке, угла скольжения (при наличии в СДУ датчика угла скольжения). Схема формирования сигнала управления рулем направления приведена на рис. 1.7.

Алгоритм управления можно записать в следующем виде:

$$\bar{\delta}_H = \delta_{X_H} + \delta_{X_{\text{ЭН}}} + \delta_{H\beta} + \delta_{H\text{АПОД}} + \delta_{H\text{бал}} + \delta_{H\beta}.$$

Выходной сигнал δ_H ограничен по условиям прочности величиной $\delta_{H\text{max}}$, которая является функцией приборной скорости:

$$\delta_H = \begin{cases} \bar{\delta}_H & \text{при } |\bar{\delta}_H| < \delta_{H\text{max}}, \\ \delta_{H\text{max}} \text{sign} \bar{\delta}_H & \text{при } |\bar{\delta}_H| > \delta_{H\text{max}}, \end{cases}$$

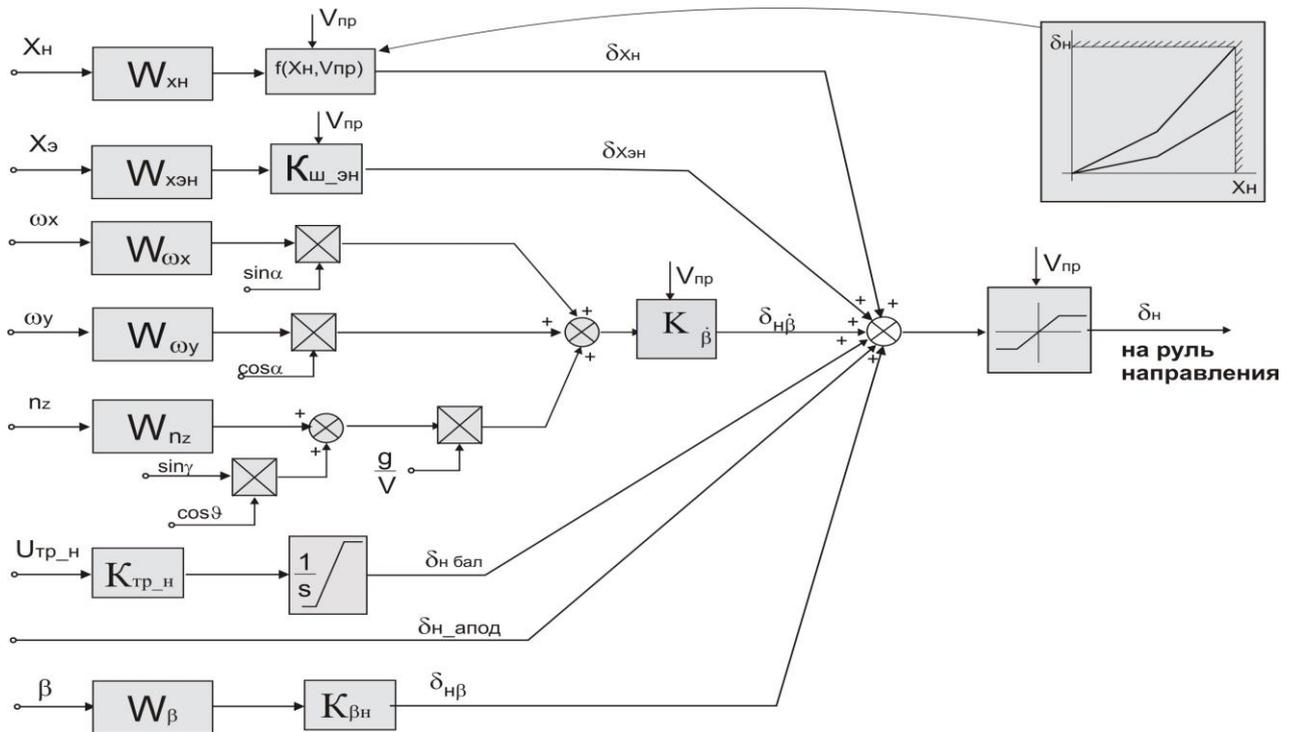


Рисунок 1.7 – Управление рулем направления

где $\delta_{Xн}$ – сигнал прямого управления, который формируется с учетом ограничения на максимальное отклонение руля направления $\delta_{н\max}$. Сигнал управления рулем направления от педалей формируется таким образом, чтобы обеспечить удовлетворительные характеристики управления рулем направления при малых и средних перемещениях педалей и обеспечить максимальное допустимое отклонение руля направления, которое зависит от скорости полета, при полном отклонении педалей. Параметры $K_{шн}$ и $\delta_{н\max}$ зависят от приборной скорости;

$\delta_{Xэ} = K_{шэ} \cdot Xэ$ – сигнал перекрестной связи от рычага управления по крену на руль направления. Эта связь предназначена для улучшения характеристик управления по крену путем создания момента рыскания, позволяющего реализовать изолированное движение крена без скольжения. С этой целью при кренении самолета необходимо обеспечить подкручивание носа самолета в сторону накрененного крыла. Обычно эта связь определяется из критерия λ^2 , значение которого должно быть близко к 1. Исходя из этого, коэффициент $K_{шэ}$ следует выбирать, используя выражение: $K_{шэ} Xэ$ [1, 24]:

$$K_{ш\ \varepsilon} \approx - \frac{m_y^{\delta_\varepsilon} + \frac{J_y}{J_x} \operatorname{tg} \alpha m_x^{\delta_\varepsilon}}{m_y^{\delta_n} + \frac{J_y}{J_x} \operatorname{tg} \alpha m_x^{\delta_n}} \cdot K_{ш\ \varepsilon}.$$

Сигнал $\delta_{n\dot{\beta}} = K_{\dot{\beta}}\dot{\beta}$ предназначен для эффективного демпфирования колебательного движения рыскания. Величина производной угла скольжения $\dot{\beta}$ вычисляется следующим образом:

$$\dot{\beta} = \omega_x \sin \alpha + \omega_y \cos \alpha + (n_z + \sin \gamma \cos \vartheta) \frac{g}{V}.$$

Сигнал $\delta_{н\ \text{АПОД}}$ – является командой автомата парирования отказа двигателя (АПОД).

Сигнал балансировки $\delta_{н\ \text{бал}}$ формируется как интеграл от сигнала тумблера балансировки, расположенного на центральном пульте.

Для улучшения характеристик бокового движения при наличии на борту информации об угле скольжения желательно использовать обратную связь по этому сигналу: $\delta_{н\beta} = K_{н\beta}\beta$. В схеме присутствуют фильтры по входным сигналам. Фильтры по управляющим сигналам X_n и X_ε позволяют регулировать угловые ускорения. Фильтры по сигналам обратных связей предусмотрены как фильтры подавления высокочастотных шумов и упругих колебаний.

Канал управления элеронами. Для обеспечения удовлетворительных характеристик поперечного канала управления в СДУ современных отечественных и зарубежных магистральных самолетов применяется, как правило, статический закон управления, представленный на рис. 1.8.

Закон управления использует обратные связи по угловой скорости крена, углу крена и, возможно, углу скольжения (при наличии в СДУ датчика угла скольжения). Алгоритм управления можно записать в следующем виде:

$$\delta_{\varepsilon\Sigma} = \delta_{\varepsilon\ \text{инт}} + \delta_{\varepsilon\ X_n} + \delta_{\varepsilon\ \omega_x} + \delta_{\varepsilon\ \text{ст}\ \gamma} + \delta_{\varepsilon\ \text{АП}};$$

$$\delta_{\varepsilon\ \text{инт}} = \delta_{\varepsilon\ X_\varepsilon} + \delta_{\varepsilon\ \text{огр}\ \gamma} + \delta_{\varepsilon\ \text{бал}};$$

$$\delta_{\varepsilon\ X_\varepsilon} = K_{ш\ \varepsilon} \cdot W_{X_\varepsilon} \cdot X_\varepsilon - \text{сигнал управления по крену};$$

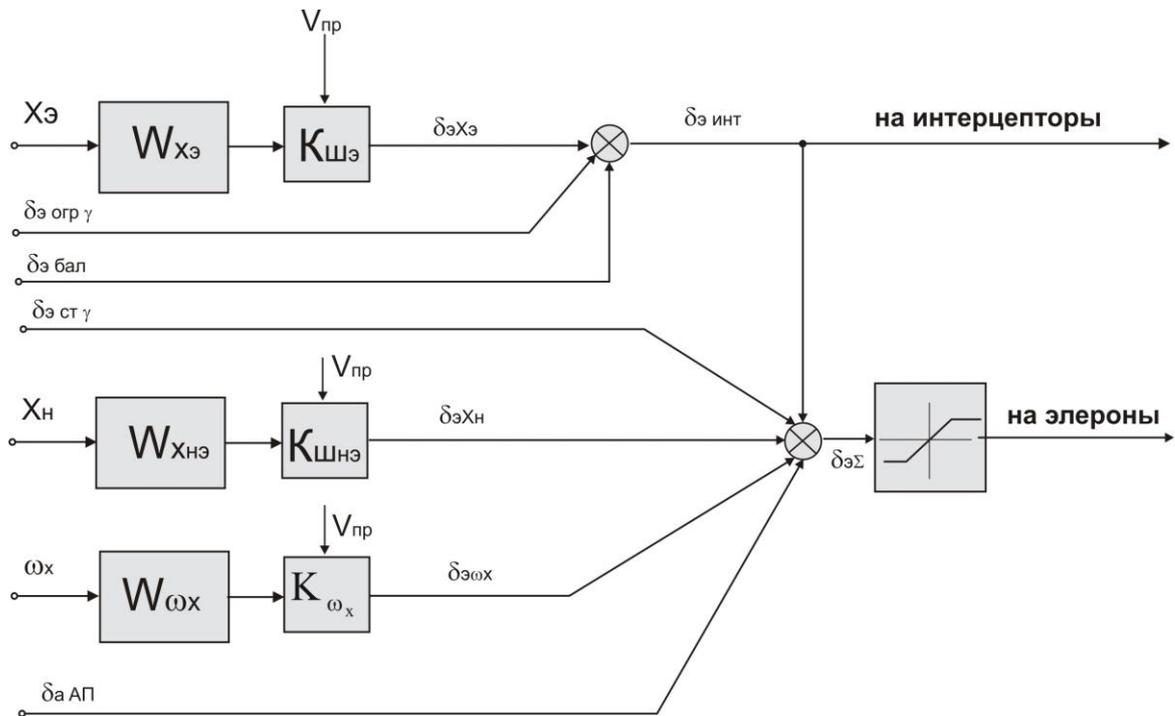


Рисунок 1.8 – Управление элеронами

$\delta_{\text{огр } \gamma}$ – сигнал ограничения угла крена;

$\delta_{\text{бал}}$ – сигнал балансировки, формируемый в блоке стабилизации угла крена;

$\delta_{\text{инт}}$ – сигнал управления интерцепторами в режиме элеронов;

$\delta_{\text{э } X_{\text{н}}} = K_{\text{шнэ}} \cdot W_{X_{\text{н}}} \cdot X_{\text{н}}$ – сигнал отклонения элеронов по сигналу перемещения педалей, который вводится для обеспечения желаемой реакции самолета по крену на отклонение педалей;

$\delta_{\text{э } \omega_x} = K_{\omega_x} \cdot \omega_x$ – сигнал демпфера крена (K_{ω_x} – коэффициент обратной связи по угловой скорости крена, коэффициенты $K_{\text{шэ}}$, $K_{\text{шнэ}}$, K_{ω_x} изменяются по режимам полета и, как правило являются функциями приборной скорости);

$\delta_{\text{ст } \gamma}$ – сигнал, формируемый в блоке стабилизации угла крена;

$\delta_{\text{э АП}}$ – управляющий сигнал автопилота.

Алгоритм стабилизации угла крена. Алгоритм стабилизации угла крена аналогичен алгоритму стабилизации угла тангажа и включается по признаку вмешательства летчика в управление. Факт вмешательства летчика в управление определяется по смещению рычага управления креном или педалей из нейтрального положения.

При возврате рычага управления креном и педалей в нейтральное положение и выполнении условия $|X_{\text{э}}| < X_{\text{э пор}}$ и $|X_{\text{н}}| < X_{\text{н пор}}$ в течение времени $\tau_{1\gamma}$ заданное значение угла крена $\gamma_{\text{зад}}$ фиксируется, вырабатывается признак стабилизации $C_{t\gamma} = 1$ и система переходит в режим стабилизации зафиксированного угла крена.

Блок-схема закона стабилизации угла крена представлена на рис. 1.9.

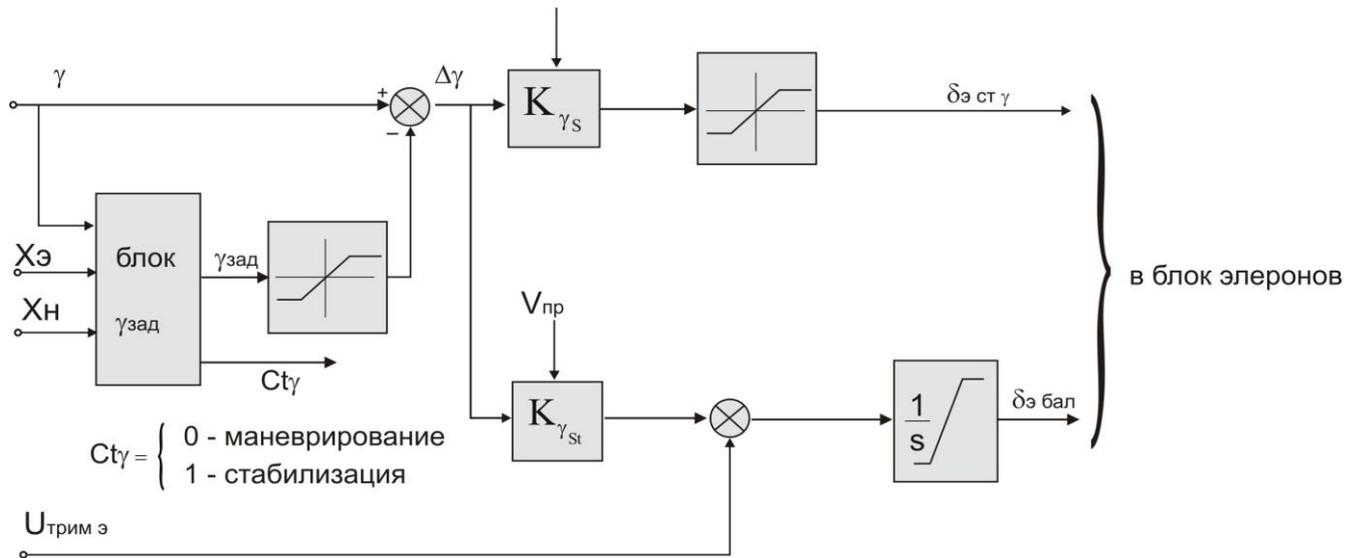


Рисунок 1.9 – Стабилизация угла крена

Алгоритм стабилизации использует астатический закон для выполнения условий автобалансировки по крену и автоматического устранения несимметрии самолета. В результате формируются два сигнала: сигнал балансировки $\delta_{\text{э бал}}$ и сигнал стабилизации $\delta_{\text{э ст } \gamma}$:

$$\delta_{\text{э ст } \gamma} = K_{\gamma s} \Delta\gamma,$$

$$\delta_{\text{э бал}} = K_{\gamma st} \frac{1}{s} \Delta\gamma.$$

Коэффициенты $K_{\gamma s}$ и $K_{\gamma st}$ являются функциями приборной скорости $V_{\text{пр}}$.

Ограничение угла крена в полете. Основы алгоритмов ограничения угла крена разработаны в работах Ю.Ф. Шелюхина, Ю.И. Диденко, В.Н. Космачева, Л.В. Лишиной и др. [1, 46, 79]. Ограничение угла крена в полете обеспечивается

путем повышения спиральной устойчивости на углах крена $|\gamma| > \gamma_{\min \text{ пол}}$ за счет подключения обратной связи по углу крена:

$$\delta_{\text{э огр } \gamma} = K\gamma \cdot f(\gamma) - \text{сигнал ограничения угла крена.}$$

Функция $f(\gamma)$ представляет собой зону нечувствительности с шириной γ_1 . Самолет защищен от непреднамеренного выхода на углы крена $|\gamma| > \gamma_1$. При нейтральном положении штурвала, без вмешательства летчика в управление угол крена не превышает γ_1 . Превышение γ_1 возможно только при вмешательстве летчика в управление. Такая связь обеспечивает функцию предупреждения о превышении γ_1 через усилия на штурвале. Также возможно различное поведение самолета на больших углах крена при разных функциях $f(\gamma)$. В одном варианте максимальному отклонению рычага по крену соответствует максимально допустимый угол крена. В другом варианте предусмотрено второе пороговое значение – γ_2 , после превышения которого отклонение рычага снова пропорционально угловой скорости крена.

Автомат парирования отказа двигателя. Большой вклад в разработку алгоритмов АПОД внес В.Ф. Брагазин [1, 47]. Алгоритмы АПОД (рис. 1.10), включены в СДУ российских самолетов семейства Ту-204. Алгоритмы АПОД реализованы также на самолете Sukhoi SuperJet 100, после модификации, выполненной В.А. Чочиевым и В.И. Ивахой.

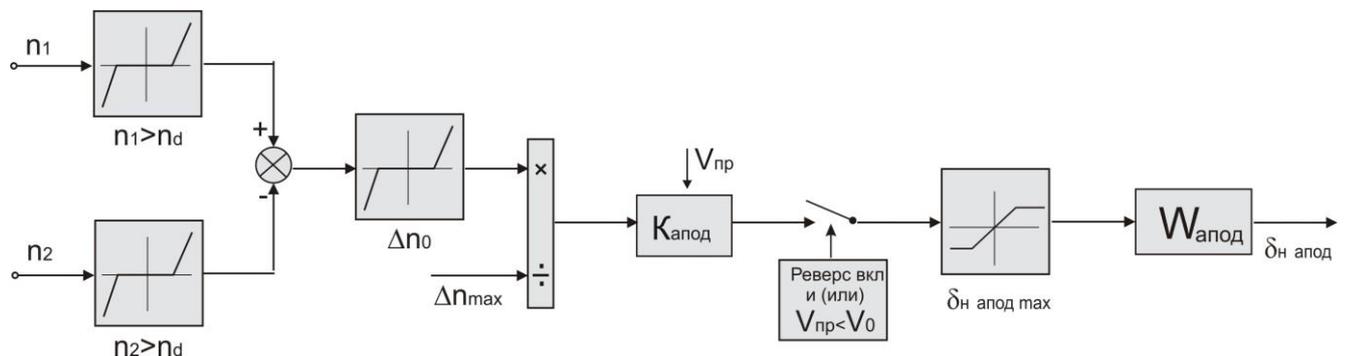


Рисунок 1.10 – Упрощенная структурная схема АПОД

Режимы взлета и посадки являются одними из сложнейших этапов полета самолета, которые характеризуются большой пилотажной нагрузкой летчика.

В случае внезапного одностороннего отказа двигателя на этих режимах нагрузка летчика увеличивается из-за необходимости парирования возникающих при этом возмущающих моментов. Автомат парирования отказа двигателя позволяет существенно повысить безопасность полета самолета при отказе двигателя, особенно на этапах взлета и ухода на второй круг, на которых тяга двигателей максимальна, за счет своевременного парирования большей части возмущающего момента рыскания. Компенсация меньших по величине моментов крена и тангажа возлагается на летчика. Применение АПОД существенно снижает нагрузку летчика при пилотировании самолета в условиях отказа двигателя и приводит к увеличению точности управления траекторией самолета. АПОД в том или ином виде используется в СДУ практически всех современных отечественных и зарубежных магистральных самолетов.

1.5 Общая характеристика алгоритмов управления современных самолетов транспортной категории

Таким образом, характерными чертами алгоритмов управления современных высокоавтоматизированных самолетов транспортной категории являются:

- очень высокий уровень функционального наполнения систем управления;
- высокая сложность алгоритмов управления;
- использование многочисленных источников информации, необходимых для реализации законов управления;
- наличие нескольких уровней системы управления (основной, резервный и аварийный контуры), для которых характерна деградация функциональности законов управления;
- наличие нескольких вариантов реконфигурации законов управления внутри уровня при частичной потере информации;
- наличие целого ряда режимов, реализуемых в контуре управления (ручное и автоматическое управления, совмещенное управление, стабилизация углового положения, ограничение параметров полета и т. д.), для подключения которых используется достаточно сложная логика;

- использование большого количества табличных функций параметров полета для настройки коэффициентов системы управления;
- наличие большого количества нелинейных элементов, что усложняет систему управления и ее отработку;
- использование большого количества логических элементов (переключатели, реле, триггеры, гистерезисы, условные переходы и т. д.), что резко увеличивает количество возможных состояний системы управления, т. е. кардинальным образом повышает сложность системы.

Эти особенности функционального наполнения современных систем управления и соответствующего алгоритмического обеспечения приводит к необходимости использования новых подходов к разработке и сертификации высокоавтоматизированных систем управления самолетов.

1.6 Формирование архитектурного построения систем дистанционного управления современных самолетов транспортной категории

Важнейшую роль в успехе нового самолета играет обеспечиваемый им уровень безопасности полетов и стоимость жизненного цикла.

Жизненный цикл системы управления включает следующие этапы (рис. 1.11):

- формирование концепции, т. е. определение целей, которых нужно достичь, функций, которые должны быть реализованы, и возможных рисков;
- формирование облика системы, т. е. определение совокупности применяемых технических решений, безопасности и архитектуры системы, рассмотрение вопросов взаимодействия с другими системами, тестирования и сертификации. Формирование технического задания;
- проектирование системы, включая различные качественные и количественные оценки характеристик, детальное моделирование. Определение и согласование процессов тестирования и сертификации;
- построение системы, т. е. изготовление и сборку аппаратуры, кодировку и тестирование программного обеспечения, интеграцию и запуск системы управления;

– тестирование системы, т. е. формирование плана и программы испытаний. Описание процедур тестирования, расчет эталонных характеристик. Проведение испытаний на специализированных стендах, «железной/электронной птице» и на самолете. Летные испытания. Сертификацию;

– работу системы. На этом этапе наибольший интерес представляет оценка эффективности системы с точки зрения поставленных на этапе формирования концепции целей. Коррекция концепции системы управления на основе полученных данных.

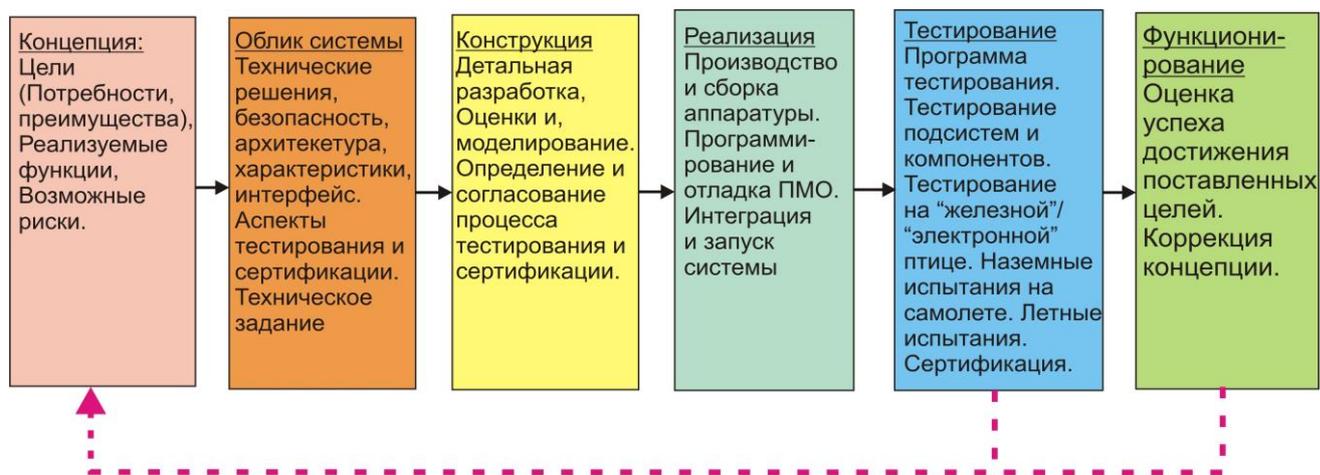


Рисунок 1.11 – Этапы жизненного цикла системы управления

Важнейшей предпосылкой высокой безопасности полета является надежность системы управления и бортового оборудования самолета. В свою очередь, надежность бортовых систем определяется их архитектурным построением, уровнем резервирования и надежностью элементов. При разработке и реализации СДУ возникает множество вопросов, связанных с ее построением, системой связей, программированием, тестированием, сертификацией и т. д. В настоящее время накоплен достаточный опыт по разработке и сертификации таких систем и разработаны рекомендательные документы, следование которым позволяет обеспечить выполнение норм летной годности по надежности и отказобезопасности.

Основа всех требований по безопасности и надежности заложена в Авиационных правилах АП-25 [14], FAR-25 и их аналогах. Тесно связанными с требованиями норм являются процедуры разработки сложных

высокоинтегрированных бортовых систем и оценки их надежности, которые описаны в документах [16–22]. Ключевые положения этих документов, используемые в работе, приведены в Приложениях 1, 2.

1.7 Формирование структуры информационно-вычислительной части

Формирование концепции и облика системы управления основывается на располагаемых и перспективных технических решениях, а также требованиях и рекомендациях регламентирующих документов. Для уменьшения технического риска выбор концепции и построение системы управления должны учитывать опыт создания предыдущих самолетов и использовать новые технические решения, базирующиеся на отработанных технологиях. С точки зрения формирования концепции системы управления, этапным моментом в развитии магистральных пассажирских самолетов, как отечественных, так и зарубежных, можно считать переход на дистанционные системы управления. Механическое управление сохраняется в самом простейшем виде как аварийное на случай полного отказа дистанционного управления. По этому принципу построены системы управления самолета Boeing 777, семейства самолетов A320-340 и российского самолета Ту-204. Современное состояние систем дистанционного управления характеризуется высокой надежностью. Многолетняя эксплуатация самолетов A320 (с 1986 г.) и семейства самолетов Airbus, самолета Boeing B777 (с 1995 г.), семейства российских самолетов Ту-204 (с 1990 г.) и др. подтверждает возможность отказа от механической аварийной системы управления. Поэтому следующим этапом является переход на полное дистанционное управление без механического резерва. В качестве примера можно привести самолеты A380 и Sukhoi SuperJet 100. Это стало возможным благодаря заметному повышению надежности бортовой вычислительной техники, улучшению процедур разработки и отработки систем дистанционного управления, наличию накопленного опыта.

В настоящее время общепринятая концепция построения СДУ заключается в следующем:

- СДУ строится по иерархическому принципу и имеет контуры: основной, резервный и, если необходимо, аварийный (рис. 1.1).

- Основной цифровой дистанционный контур СДУ должен обеспечивать весь спектр функций управления (функции пилотирования с обеспечением заданных характеристик устойчивости и управляемости, функции предупреждения и ограничения, функции комфортного управления и т. д.). Для этого он использует большое количество источников информации, среди которых как собственные датчики СДУ, так и информационные системы комплекса бортового оборудования. Сформированные в соответствии с законами управления сигналы основного контура передаются в блоки управления и контроля приводов (БУКи) для дальнейшей отработки. Кроме того, должен выполняться непрерывный контроль исправности СДУ и взаимодействующих элементов и систем в полете и на земле с автоматическим обнаружением, локализацией и изоляцией отказавшего элемента и выдачей информации об отказе в систему сигнализации и регистрации.
- Резервный контур обеспечивает управление самолетом в случае отказа основного контура и реализует ограниченный набор функций управления, обеспечивающий безопасное продолжение и завершение полета. Как правило, резервный контур реализуется через блоки управления и контроля приводами, а законы резервного управления используют минимальный набор сигналов и реализуют прямые связи от рычага управления, демпферы тангажа и рыскания, триммирование и настройку коэффициентов по положению закрылков.
- Аварийный контур (если он необходим по условиям надежности) должен обеспечивать минимальный уровень управляемости в случае отказа основного и резервного контуров. Аварийный контур выполняется в виде простейшей системы, переход на которую осуществляется при полном отказе основного и резервного контуров, т. е. электродистанционного управления.

На рис. 1.12 приведена концепция построения СДУ без аварийного механического (или иного) контура.

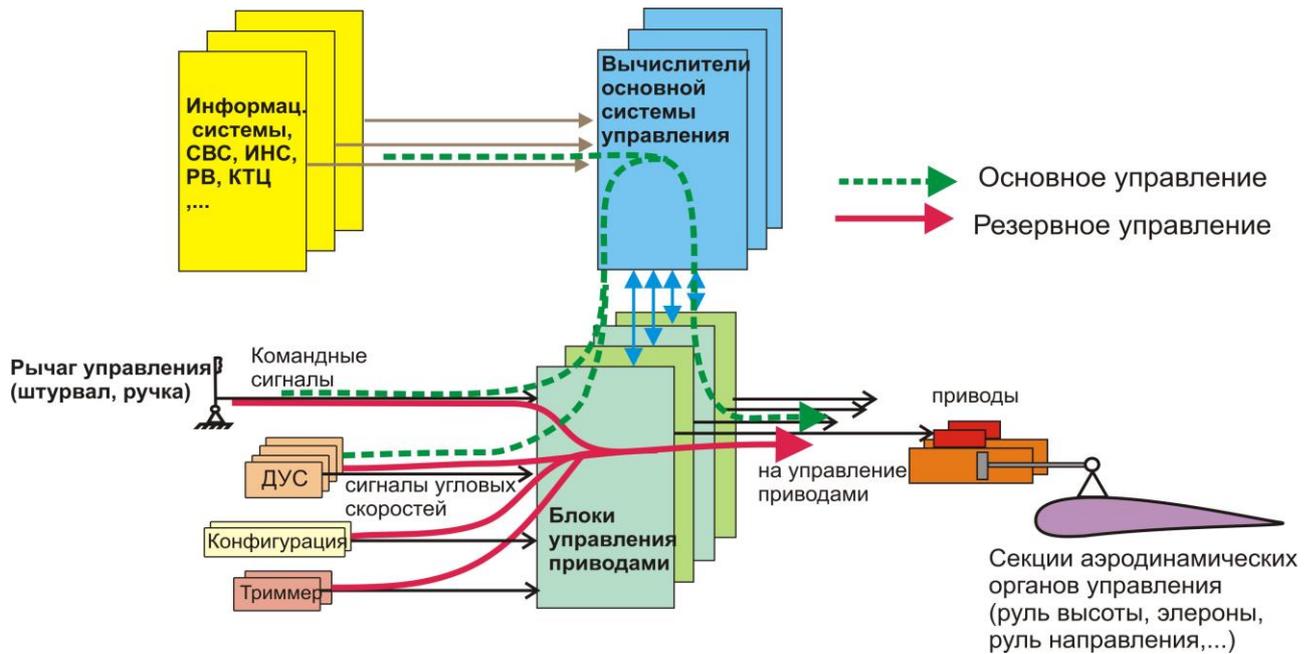


Рисунок 1.12 – Концепция системы дистанционного управления без аварийного управления

Согласно рекомендациям SAE ARP-4754 [17, 18], определение приемлемости архитектурного построения системы управления базируется на анализе функциональных отказов (АФО) системы управления, их видах и особых ситуациях, к которым эти отказы приводят. Пример результатов АФО для системы управления рулем высоты приведен в таблице 1.1. В частности, в результате анализа опасности отказов, приводящих к остановке руля высоты, этот отказ классифицируется как «катастрофическая ситуация». В силу невозможности доказательства того, что при реализации руля высоты в виде одной поверхности этот отказ является практически невероятным ($P < 10^{-9}$), возникает необходимость в секционировании руля высоты. Такой отказ, как флюгирование секции руля высоты без демпфирования, приводящий к флаттеру секции руля высоты, также классифицируется как «катастрофическая ситуация». При использовании одного привода для перемещения руля высоты этот отказ может реализовываться при рассоединении привода и аэродинамической поверхности. Поэтому необходимо использование как минимум двух приводов, отклоняющих секцию руля высоты. Аналогичные результаты получаются для каналов элеронов и руля направления.

Примеры рекомендаций по построению систем управления разных аэродинамических поверхностей управления приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.1 Пример анализа функциональных отказов высокого уровня в канале руля высоты

№	Проявление отказа	Этапы полета	Воздействие на самолет	Летная ситуация	Вероятность, 1/час
1	Руль высоты находится в нейтральном положении	Все	Потеря продольного управления	КС	$< 10^{-9}$
2	Секция руля высоты находится в нейтральном положении	Все	Ухудшение продольного управления, уменьшение возможностей продольной балансировки, появление момента крена	СС	$< 10^{-5}$
3	Самопроизвольный уход секции руля высоты в крайнее положение	Все	Потеря продольного управления	КС	$< 10^{-9}$
4	Флюгирование секции руля высоты с демпфированием	Все	Ухудшение продольного управления, появление момента крена, Ухудшение продольной устойчивости	СС	$< 10^{-5}$
5	Флюгирование секции руля высоты без демпфирования	Все	Флаттер секции руля высоты. Потеря продольного управления	КС	$< 10^{-9}$

61

Таблица 1.2 Рекомендации к архитектуре системы управления на основе анализа функциональных отказов

№	Управляющая поверхность	Количество секций/ органов управления	Количество приводов на секцию	Количество источников питания
1	Руль высоты	Две или более	Два или более	Три или более
2	Элероны	Два или более	Два или более	Три или более
3	Руль направления	Один или более	Три для односекционного руля. Два или более для секционированного руля	Три или более
4	Стабилизатор	Один	Два или более	Два или более

Таблица 1.3 Анализ функциональных отказов информационно-вычислительной части

№	Проявление отказа	Этапы полета	Воздействие на самолет	Летная ситуация	Вероятность, 1/час
1	Контролируемый отказ основного управления	Все	Ухудшение управления во всех каналах	СС/ АС	$< 10^{-5}$ $< 10^{-7}$
2	Неконтролируемый отказ основного управления	Все	Потеря управления самолетом	КС	$< 10^{-9}$
3	Отказ резервной системы управления	Все	Потеря управления самолетом	КС	$< 10^{-9}$
4	Отказ сигнала перемещения штурвала или ручки управления	Все	Потеря управления самолетом	КС	$< 10^{-9}$
5	Отказ сигнала перемещения педалей	Все	Значительное ухудшение управления в путевом канале. Сложность выполнения посадки при боковом ветре	АС	$< 10^{-7}$
6	Отказ угловых скоростей в основном управлении	Все	Значительное ухудшение устойчивости самолета	АС	$< 10^{-7}$
8	Отказ сигналов инерциальной системы (ИНС) в основном управлении	Все кроме Взлет, посадка	Ухудшение управления в продольном канале. Потеря ограничения нормальной перегрузки и углового положения. Потеря стабилизации углового положения	СС	$< 10^{-5}$
		Взлет, посадка		АС	$< 10^{-7}$
9	Отказ системы воздушных сигналов (СВС) в основном управлении	Все	Потеря настройки системы управления по числу Маха и скорости. Потеря ограничения угла атаки. Ухудшение устойчивости на больших углах атаки	СС/ АС	$< 10^{-5}$ $< 10^{-7}$

Таблица 1.4 Рекомендации к архитектуре информационно-вычислительной части на основе анализа функциональных отказов

№	Элемент	Степень резервирования	Внутреннее резервирование	Количество типов
1	Вычислитель ЦВ	Два или более	Два или более	1
2	Программное обеспечение ЦВ	Два или более	Два или более (уровень разработки канала контроля – А)	1
3	Аналоговый блок БУК	Четыре или более	Нет	1
4	Вычислитель БУК	Четыре или более	Два или более	2
5	Программное обеспечение БУК	Четыре или более	Два или более (уровень разработки канала контроля – А)	2
6	Система воздушных сигналов	Три или более	Должно присутствовать для обеспечения высокой полноты контроля	1
7	Инерциальная навигационная система	Три или более	Должно присутствовать для обеспечения высокой полноты контроля	1
8	Датчик перемещения штурвала	Четыре или более	Может присутствовать	1
9	Датчик перемещения педалей	Три или более	Может присутствовать	1

Рассмотрим теперь примеры анализа опасностей функциональных отказов для информационно-вычислительной части системы дистанционного управления, приведенной на рис. 1.13. Очень важной особенностью сложных цифровых систем управления является использование программного обеспечения (ПО) для реализации алгоритмов управления и контроля. Имеется потенциальная опасность общих ошибок при использовании одной версии программного обеспечения, внесенных при разработке алгоритмов, написании технического задания на программирование и программировании.

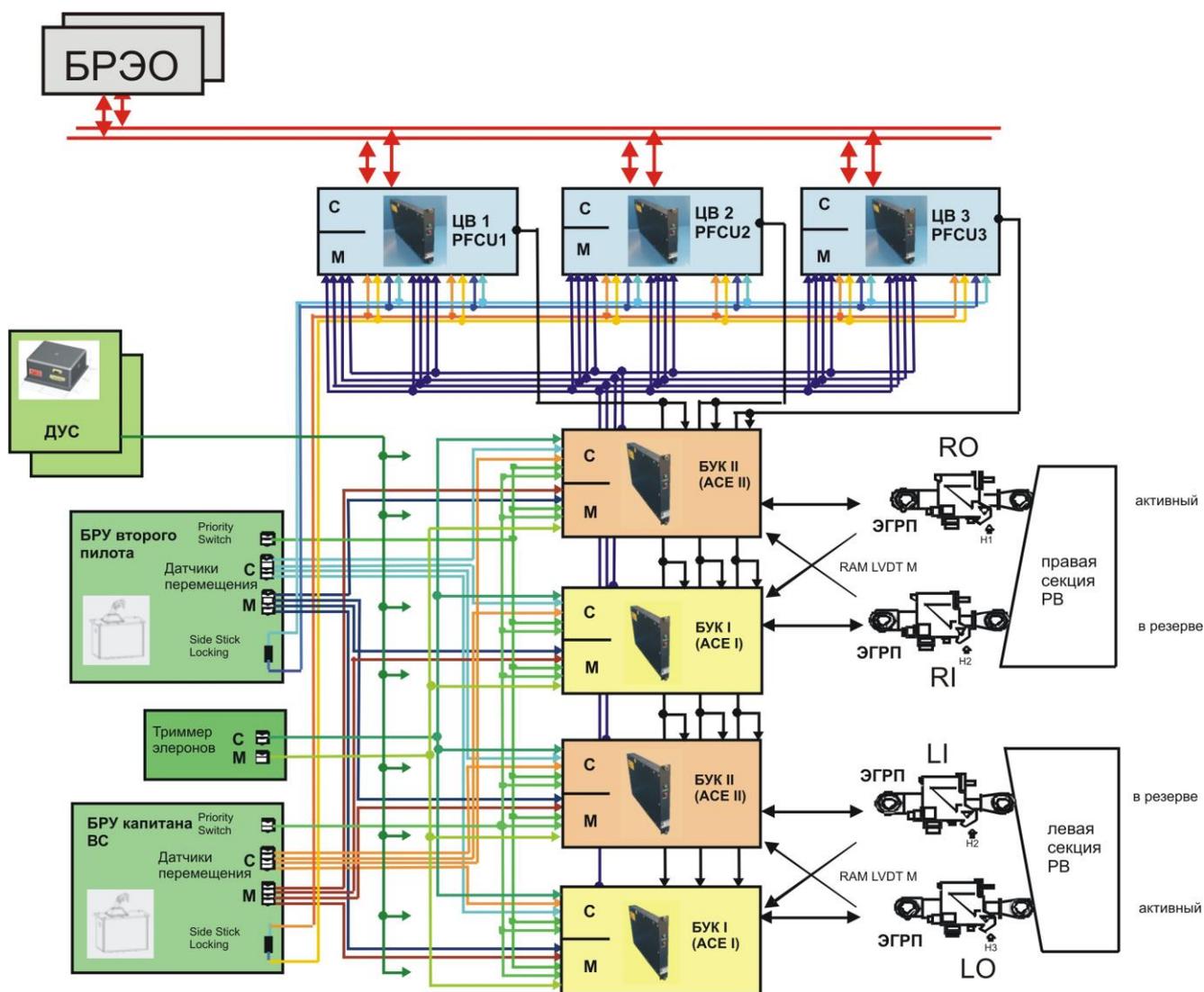


Рисунок 1.13 – Система управления в канале руля высоты

Общий подход к обеспечению безопасности ПО приведен в приложении 2. Весьма важным вопросом при разработке сложных цифровых систем управления

является анализ функциональных отказов системы контроля. Существует два вида отказов системы контроля – несрабатывание и ложное срабатывание. Переходы с основной системы на резервную и с резервной на аварийную при исправной аппаратуре и ПО трактуются как отказные ситуации и должны удовлетворять соответствующим требованиям (см. приложение 1). В частности, переход с основной системы на резервную оценивается, как правило, как «сложная ситуация», и вероятность этого события должна быть не более чем 10^{-5} 1/час. Поэтому ложное срабатывание системы контроля, приводящее к переходу на резервную систему, также трактуется как «сложная ситуация» и требования по надежности остаются теми же. Несрабатывание системы контроля может рассматриваться как «катастрофическая ситуация», и вероятность этого события должна быть не более чем 10^{-9} 1/час.

В таблице 1.3 приведены примеры результатов АФО для информационно-вычислительной части, которые определяют ключевые особенности ее архитектурного построения и уровня резервирования. Так, обнаруживаемый отказ основного управления приводит к переключению на резервное управление, что классифицируется как «сложная ситуация», и вероятность этого события должна быть менее 10^{-5} 1/час. Неконтролируемый отказ основного управления, являющийся результатом сочетания отказа аппаратуры или ПО и несрабатывания (отказа) системы контроля, классифицируется как «катастрофическая ситуация», и это событие должно быть практически невероятным ($P < 10^{-9}$ 1/час). По этой причине рекомендуется, чтобы вычислители основного канала были реализованы в виде сдвоенных или строенных вычислителей, которые имеют разнородное аппаратное и программное резервирование (см. таблицу 1.4). Как минимум один канал выполняет функции системы контроля и обрабатывается по уровню А. Считается, что наличие разнородного аппаратного и программного обеспечения и развитых алгоритмов контроля позволяет избежать опасности неконтролируемого отказа и обеспечить требуемые гарантии безопасности.

Помимо цифровых вычислителей – ЦВ основного управления (Primary Flight Control Unit – PFCU) в системе управления имеются вычислительные блоки (модули) управления и контроля приводами (БУК, МУП, ACE – Actuator Control Electronics). Если они реализованы в цифровой технике, то разработчик имеет проблемы с отказами по общей причине, что, главным образом, связано с отказами программного обеспечения. Отказ резервного управления, независимо от того, контролируемый он или нет, приводит к катастрофической ситуации, и это событие должно быть практически невероятным ($P < 10^{-9}$ 1/час). Поэтому, двукратного резервирования программного обеспечения и аппаратной части недостаточно для обеспечения безопасности, поскольку отказ по общей причине будет приводить к отключению всех БУКов, а следовательно, и всей СДУ. В этом случае рекомендуется делать два типа блоков управления и контроля приводов, каждый из которых построен по схеме самоконтролируемой вычислительной пары с разнородным резервированием аппаратной и программной частей каналов, один из которых выполняет функции контроля, а другой – функции управления. Таким образом, для БУКов необходимо использование четырех разных версий программного обеспечения и разнородное резервирование аппаратной части.

В качестве примера современного архитектурного построения системы дистанционного управления, построенной в соответствии с процессами разработки, оценки безопасности, обеспечения гарантии и сертификации, рекомендуемыми документами SAE ARP-4754, SAE ARP-4761 и др. [17–22], можно привести пример архитектуры ЦСДУ самолета Sukhoi SuperJet 100 в канале руля высоты (см. рис. 1.13).

ЦСДУ реализует основное и резервное управление. Вычислительное ядро основного контура управления составляют три цифровых вычислителя – ЦВ (PFCU), реализующие все функций ЦСДУ. ЦВ непосредственно связаны через цифровые шины передачи данных друг с другом, с блоками управления и контроля приводов и со всеми взаимодействующими системами. ЦВ имеют архитектуру вычислительной пары с каналами управления и контроля. Программное обеспечение и аппаратные средства каналов управления и контроля

различны, т. е. архитектура ЦВ обеспечивает разнородное аппаратное и программное резервирование, для того чтобы практически устранить возможность отказов типа «общая точка». Такое построение обеспечивает высокий уровень надежности, делает практически невероятной возможность возникновения неконтролируемых отказов и защищает от ошибок в ПО. Каналы ЦВ функционируют в активном либо в пассивном режиме, переключение и реконфигурация регулируются специальной логикой.

Как уже отмечалось выше, ЦВ взаимодействуют с управляющими элементами силовой системы управления – электронными блоками управления и контроля приводов БУК (АСЕ), которые являются общими для основного и резервного контуров управления. БУК также реализованы по схеме вычислительной пары, т. е. они имеют каналы управления и контроля с разнородными аппаратурой и программным обеспечением. Это обеспечивает защиту от неконтролируемых отказов БУКов. Контроль силовой части привода осуществляется по принципу сравнения с моделью. Предусматривается использование двух типов БУКов, чтобы предотвратить отказ системы управления после общего отказа БУКов (из-за программной ошибки в канале управления или контроля), в результате чего выбранное архитектурное построение обеспечивает защиту как от неконтролируемых отказов, так и от отказов типа «общая точка».

БУКи получают команды от боковых ручек управления и педалей пилотов, трансформируют их в цифровую форму и посылают их в ЦВ в основном режиме управления или используют их для вычисления сигнала управления в резервном режиме управления. Основные поверхности управления (руль высоты и элероны) отклоняются двумя приводами, работающими в режиме замещения, т. е. один привод активен, а другой пассивен. Каждый привод управляется одним БУКом. В случае отказа гидравлической системы, управляющего сигнала или отказа активного привода БУК обнаружит это событие своими средствами контроля, переключит активный привод в режим демпфирования и отправит сообщение БУКу пассивного привода через перекрестную связь. Этот БУК переключит пассивный привод в активный режим для управления поверхностью.

В качестве другого примера можно привести комплексную систему управления (КСУ) перспективного магистрального самолета МС-21 (рис. 1.14).

Структура КСУ включает:

- собственную информационную систему – набор датчиков и информационных систем;
- вычислительную систему – цифровые вычислители основного управления и модули управления приводами (МУП);
- силовую часть – набор приводов органов управления, моторов перемещения стабилизатора и механизации.
- каналы передачи данных между элементами КСУ и внешними системами.

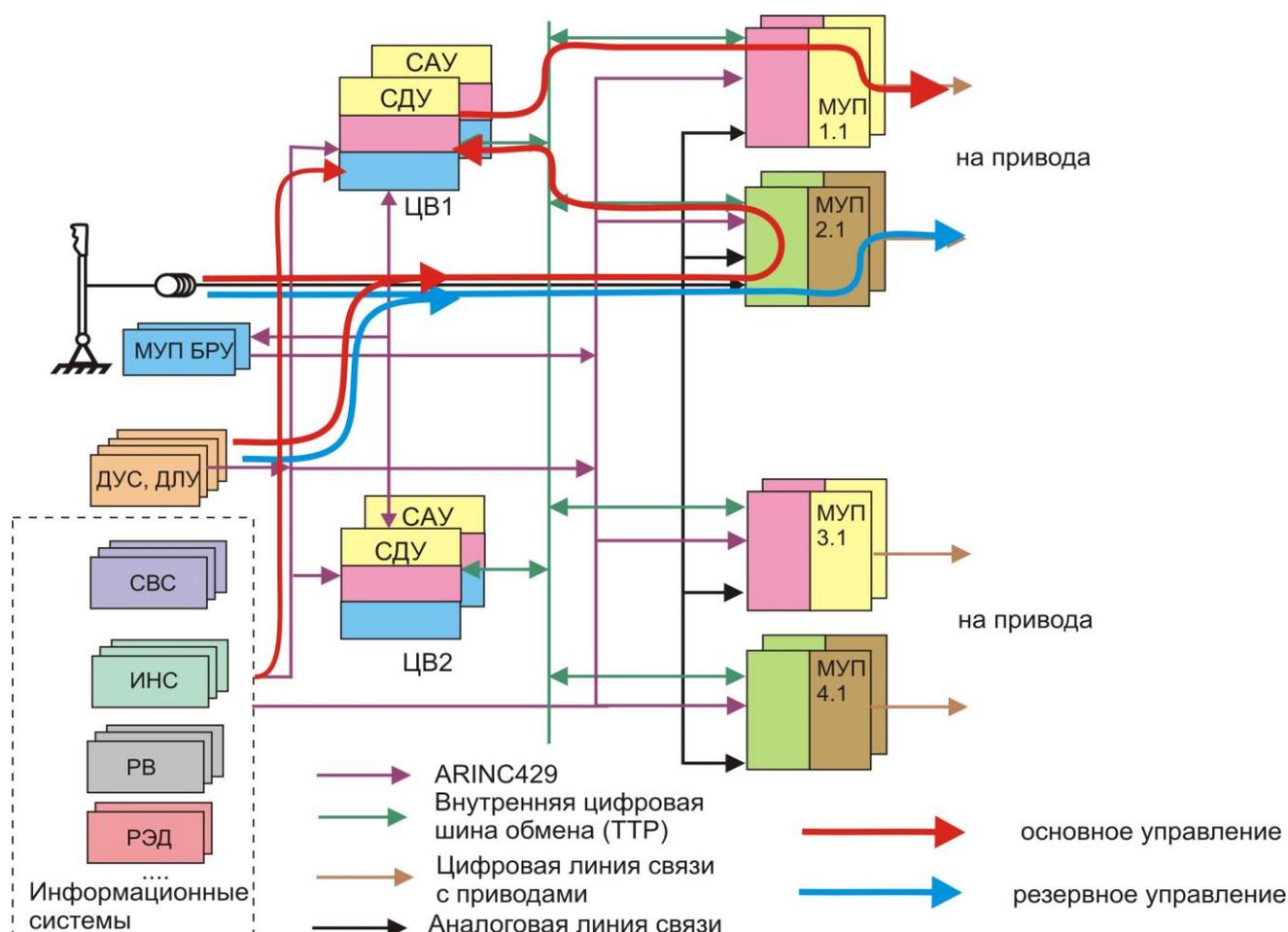


Рисунок 1.14 – Общая архитектура комплексной системы управления и организация информационных потоков

Информационная часть системы КСУ включает следующие основные датчики:

- положения рычагов управления командира и второго пилота (БРУ и педалей) и усилий на рычагах управления;
- положения переключателей триммирования по всем осям;
- положения рукоятки управления воздушными тормозами;
- положения рукоятки управления механизацией;
- положения стабилизатора и других аэродинамических поверхностей управления;
- положения закрылков и предкрылков;
- асимметрии закрылков и предкрылков;
- перекося секций закрылков и предкрылков;
- обжатия шасси;
- угловых скоростей тангажа, крена и рыскания;
- нормальной и боковой перегрузок.

Вычислительная часть системы КСУ состоит из двух блоков управления, каждый из которых содержит строенный вычислитель основного режима СДУ, строенный вычислитель автоматического управления САУ и четыре сдвоенных вычислительных модуля управления приводами. Для обеспечения выполнения требований по надежности цифровой вычислитель основного режима имеет архитектуру вычислительной триады с разнородными каналами управления, контроля и резерва. Программное обеспечение и аппаратные средства этих каналов различны, т. е. архитектура вычислителя основного режима обеспечивает разнородное аппаратное и программное резервирование, для того чтобы устранить возможность отказов типа «общая точка». Такое построение обеспечивает высокий уровень надежности, делает практически невероятной возможность возникновения неконтролируемых отказов и защищает от ошибок в программном обеспечении. Кроме того, программная ошибка в одном из каналов не приводит к отключению всего строенного вычислителя, что является достоинством данной архитектуры.

Вычислители основного режима имеют цифровые линии связи ARINC-429 для выдачи управляющих сигналов в модули управления и контроля приводами (двусторонняя связь), а также в другие вычислители основного режима с целью контроля данных и обеспечения их идентичности в разных каналах (двусторонняя связь). По цифровым линиям связи ARINC-429 в вычислители основного режима поступают сигналы от цифровых информационных систем, от модулей управления БРУ (двусторонняя связь), от собственных цифровых датчиков угловых скоростей, сигналы с пульта управления режимами САУ.

Вычислители основного режима взаимодействуют с модулями управления и контроля приводами, которые являются общими для основного и резервного контуров управления. Модули управления и контроля приводами также расположены в блоках управления и выполняют следующие основные функции:

- прием сигналов аналоговых датчиков отклонения рычагов управления (БРУ, педали, ручка управления механизацией и ручка управления воздушными тормозами) и передачу данных сигналов в вычислители основного режима;
- прием цифровых сигналов, сформированных в вычислителях основного режима для управления аэродинамическими поверхностями;
- формирование сигналов управления приводами аэродинамических органов и контроль приводов;
- формирование сигналов резервного управления с использованием сигналов положения боковых ручек управления и педалей, угловых скоростей, сигналов системы воздушных сигналов и положения закрылков.

Модули управления и контроля приводами имеют внутреннее резервирование по аппаратной и программной частям, т. е. имеют свойство самоконтролируемости. Для обеспечения разнородного резервирования трактов управления наиболее важными аэродинамическими поверхностями используются модули двух типов. Эти модули имеют цифровые линии ARINC-429, а также внутреннюю цифровую шину обмена для связи с вычислителями КСУ основного режима и соседними модулями управления и контроля приводами. Также в них предусматриваются аналоговые входы для приема сигналов датчиков ручек

управления и педалей, ручки управления механизацией и ручки управления воздушными тормозами, переключателей триммирования. Предусмотрена цифровая связь с цифровыми датчиками угловых скоростей и системой воздушных сигналов. Такое построение должно позволять реализовать с помощью этих модулей эффективное резервное управление самолетом. На выходе электронных модулей управления приводами формируются цифровые сигналы, которые через цифровую линию связи с приводами поступают в электронные блоки приводов (ЭБП), расположенные непосредственно на приводах. Имеются электронные блоки приводов двух типов, через которые МУП управляют режимами работы электрогидравлических приводов. Модули управления и контроля приводами обеспечивают также контроль приводов по информации, поступающей по цифровым линиям от ЭБП.

Принципиально новой особенностью построения системы управления является применение активных боковых ручек управления, для которых используется следующая принципиальная схема управления (см. рис. 1.15).

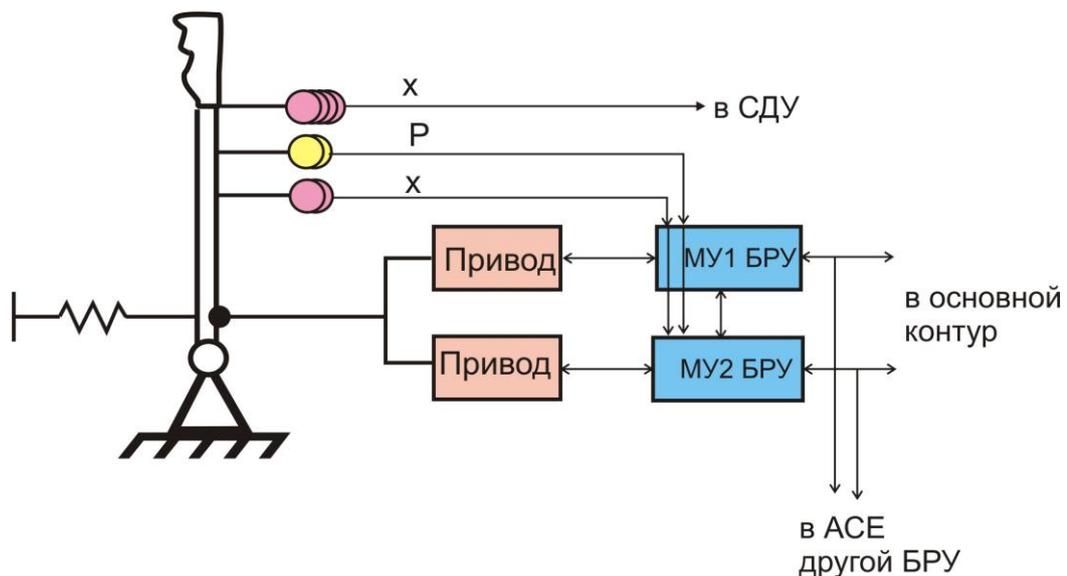


Рисунок 1.15 – Основные собственные датчики боковых ручек системы управления

Каждая боковая ручка имеет шесть датчиков перемещений и два датчика усилий. Четыре датчика перемещений обеспечивают информацией о положении

БРУ систему дистанционного управления, тогда как два датчика перемещений и два датчика усилий используются в системе управления ручками. Вычислительная часть системы управления БРУ включает двухканальный вычислитель, управляющий двумя приводами ручки. Каналы вычислителя одинаковы по аппаратуре и программному обеспечению, т. е. разнородное резервирование не предусмотрено. Между модулями управления одной ручки имеется линия связи для включения/отключения привода при отказных ситуациях. Между модулями управления разных ручек имеются цифровые линии связи для реализации взаимодействия БРУ. Аналоговые сигналы четырех датчиков перемещений БРУ поступают в модули управления приводами (МУПы) напрямую, минуя вычислители системы управления БРУ.

Вопросы обеспечения отказобезопасности СДУ и эффективной работы системы контроля играют важнейшую роль на этапе отработки элементов СДУ на стендах, при интеграции и отработке всего комплекса бортового оборудования на стендах «железная/электронная птица» и при летных испытаниях. На первом этапе испытаний алгоритмы ЦСДУ содержат много ошибок, а аппаратура является «сырой», что приводит к многочисленным отказам. Одной из основных целей тестирования и испытаний является доработка аппаратуры для устранения причин отказов. Система контроля при этом также является недоработанной, что приводит к ошибкам в ее функционировании, т. е. ложным срабатываниям и несрабатываниям.

По результатам математического моделирования и стендовой отработки дорабатываются алгоритмы и настраиваются параметры системы контроля. Эти настройки с выбранными в модельных условиях работы могут оказаться очень жесткими для условий реальных полетов, что приводит к большому числу ложных срабатываний системы контроля, т. е. к частым переходам на резервную систему. Это может быть также следствием того, что разработчик больше опасается несрабатывания системы контроля ввиду классификации этой особой ситуации как катастрофической. В любом случае, надежный резервный контур СДУ является совершенно необходимым, поскольку, в силу большого числа ложных

срабатываний системы контроля основной системы на этапе наземных и летных испытаний, резервная система приобретает роль основной. То же самое можно сказать о резервной электродистанционной системе. При отсутствии достаточного опыта при отработке дистанционной резервной системы совершенно необходима установка резервного механического контура. В процессе наземных и летных испытаний система контроля и алгоритмы СДУ доводятся до кондиционного состояния, так чтобы область отказов и область срабатываний системы контроля были близки, что является весьма трудоемким и дорогостоящим процессом. Одной из задач, поставленной при разработке самолета А350, было значительное снижение трудоемкости отработки СДУ на этапе летных испытаний и уменьшение количества промежуточных версий программного обеспечения СДУ с целью сокращения времени и стоимости разработки СДУ и самолета в целом. Это достигается путем использования более совершенных методов и средств проектирования систем самолета и их интеграции, тщательного исследования на этапах математического моделирования и продуманной программой стендовой отработки и тестирования систем.

1.8 Методы проверки реализации алгоритмов СДУ с помощью статических, частотных характеристик трактов СДУ и переходных процессов. Расчет эталонных частотных характеристик

1.8.1 Общий подход к квалификационному тестированию СДУ

Жизненный цикл системы управления включает, в числе прочего, тестирование системы, т. е. формирование плана и программы испытаний, описание процедур тестирования, расчет эталонных характеристик, проведение испытаний на специализированных стендах, «железной/электронной птице» и на самолете (см. рис. 1.11).

Общий подход к реализации цепочки «формирование требований – разработка и производство элементов СДУ – квалификационные испытания и интеграция СДУ» может быть продемонстрировано с помощью т. н. V-диаграммы (рис. 1.16).

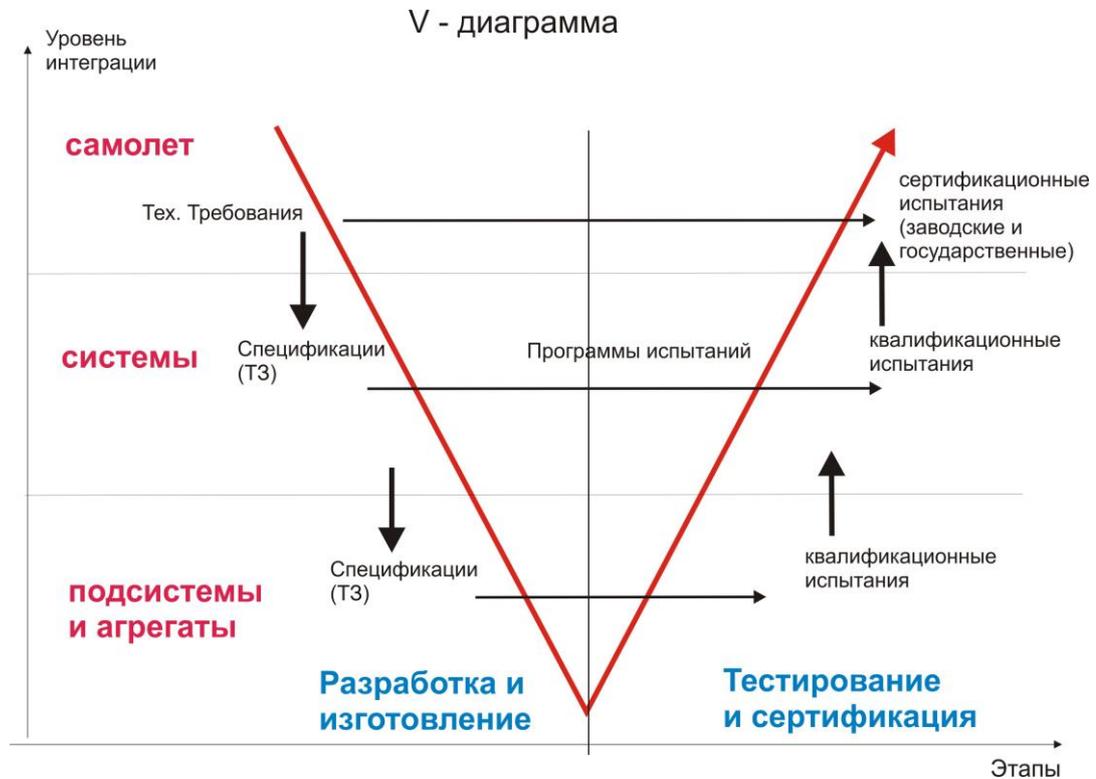


Рисунок 1.16 – V-диаграмма разработки системы управления

Одной из главных целей разработки, интеграции и квалификационных испытаний системы управления является демонстрация наивысшего уровня соответствия реализации СДУ требованиям технического задания и стандартам, устанавливаемых авиационными властями. Квалификационные и сертификационные испытания должны быть распределены по разным организациям в соответствии с их ролью в разработке, производстве и интеграции СДУ и долей их ответственности в соответствии с делегированными им полномочиями. Интеграция СДУ (см. табл. 1.5) разделена на разные уровни, чтобы реализовать пошаговый подход к интеграции и квалификационным испытаниям и разделить весь процесс на основные этапы. Процесс интеграции начинается с отработки функционирования отдельных блоков (1-й уровень – конструктивно-съемный элемент LRU – см. рис. 1.17). За ним следует отработка взаимодействия двух и более элементов (уровень 2) и объединение элементов в тракт управления по одной оси от рычагов управления в кабине экипажа до привода поверхности управления (уровень 3 см. рис. 1.18–1.19).

Таблица 1.5 Описание уровней интеграции и тестирования

Уровень интеграции	Описание	Оборудование	Испытания
Уровень 5 Самолет	Интеграция на самолете	Самолет	Интегрированные системы самолета
Уровень 4 «Железная/электронная птица»	Интеграция всей системы управления и других самолетных систем	Реальная система управления с гидравлическим и электрическим питанием с моделями самолета, реальные LRU блоки самолета	Интеграция СДУ и других систем
Уровень 3 Системная интеграция	Интеграция отдельных систем СДУ, включая оборудование СДУ в кабине	Реальные LRU блоки, модели самолета	Характеристики отдельных систем СДУ
Уровень 3 Интеграция электронных систем	Интеграция всех электронных LRU блоков с моделями самолета и оборудования, включая приводы	Стенд с моделями самолета, реальные МУПы и ЦВ	Функциональные характеристики электронной части СДУ
Уровень 2 Интеграция подсистем	Интеграция электронных блоков с ЦВ. Интеграция на уровне механики и гидравлики	Реальные LRU блоки	Функциональные характеристики подсистем, моделирование отказов, ресурсные испытания
Уровень 1 Испытания элементов	Интеграция на уровне LRU	Реальные LRU блоки	Квалификационные испытания блоков

На этом же уровне реализуется интеграция всех электронных элементов в общую систему (все ЦВ и МУПы) с организацией их линейного и межканального взаимодействия и системой переключений. После этого идет интеграция на уровне стендов «электронная/железная птица» (уровень 4, рис. 1.20), после чего остается уровень 5 – интеграция на самолете. В таблице 1.5 приведены основные характеристики распределения мероприятий по вышеуказанным уровням.

1.8.2 Уровни интеграции и квалификационных испытаний

Уровень 1. На первом уровне каждый элемент функционирует изолированно (рис. 1.17). В процессе начальной механической сборки происходит проверка работоспособности составляющих частей и подсистем, а также проверка полного элемента. При этом снимаются функциональные характеристики (частотные и статические характеристики, переходные процессы, точность и др.), а также происходит тестирование элемента при различных внешних условиях работы (вибрации, температура и др.). Все интерфейсы и источники питания моделируются. Важное значение имеет интеграция аппаратуры и первых версий программного обеспечения. Конечной целью уровня 1 является квалификация конструктивно-съемного элемента.

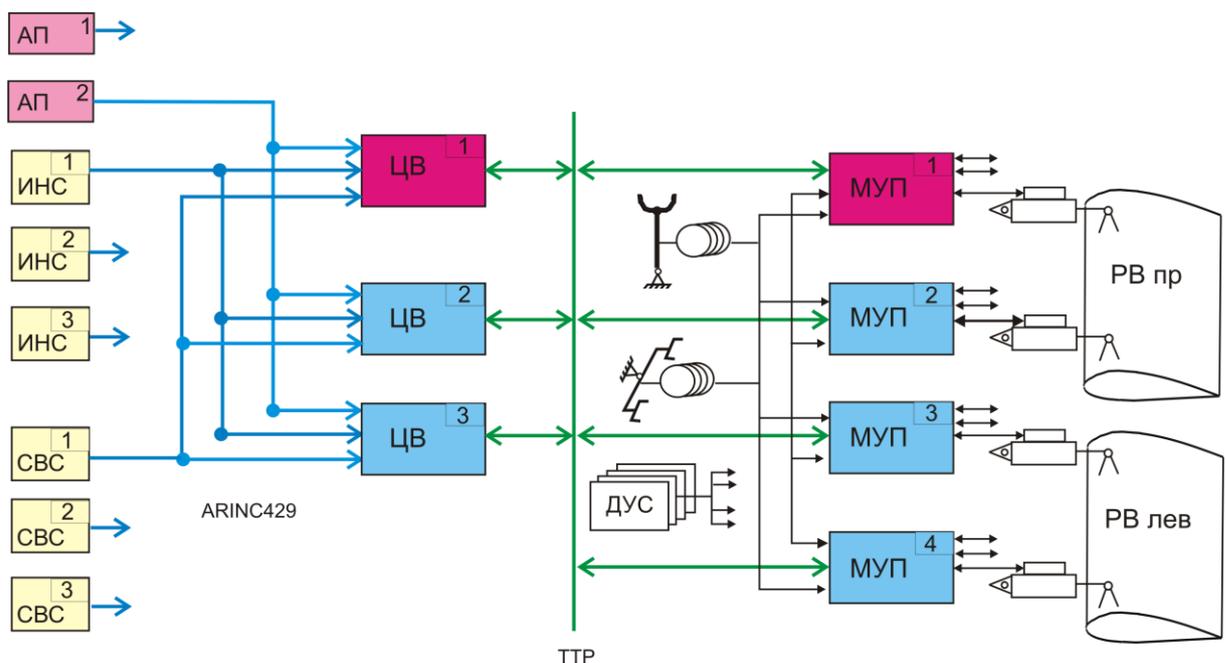


Рисунок 1.17 – Общая схема системы управления. Уровень 1.

Тестирование конструктивно-съемных блоков

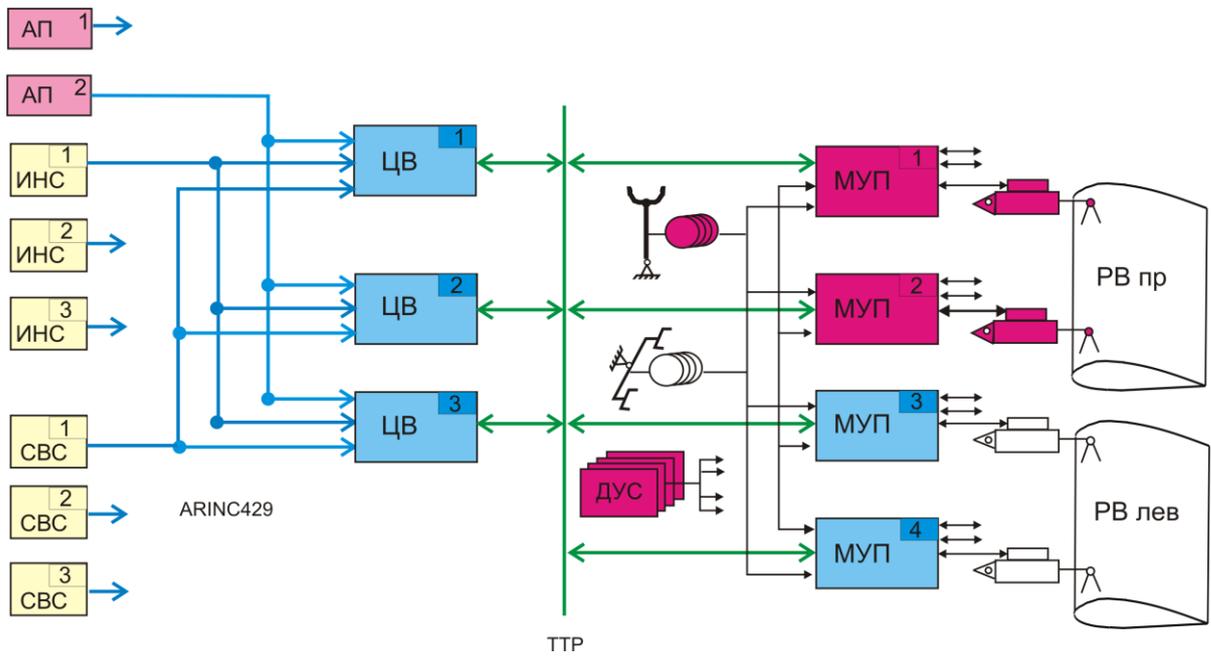


Рисунок 1.18 – Уровень 3. Интеграция и тестирование каналов резервной системы управления (канала руля высоты)

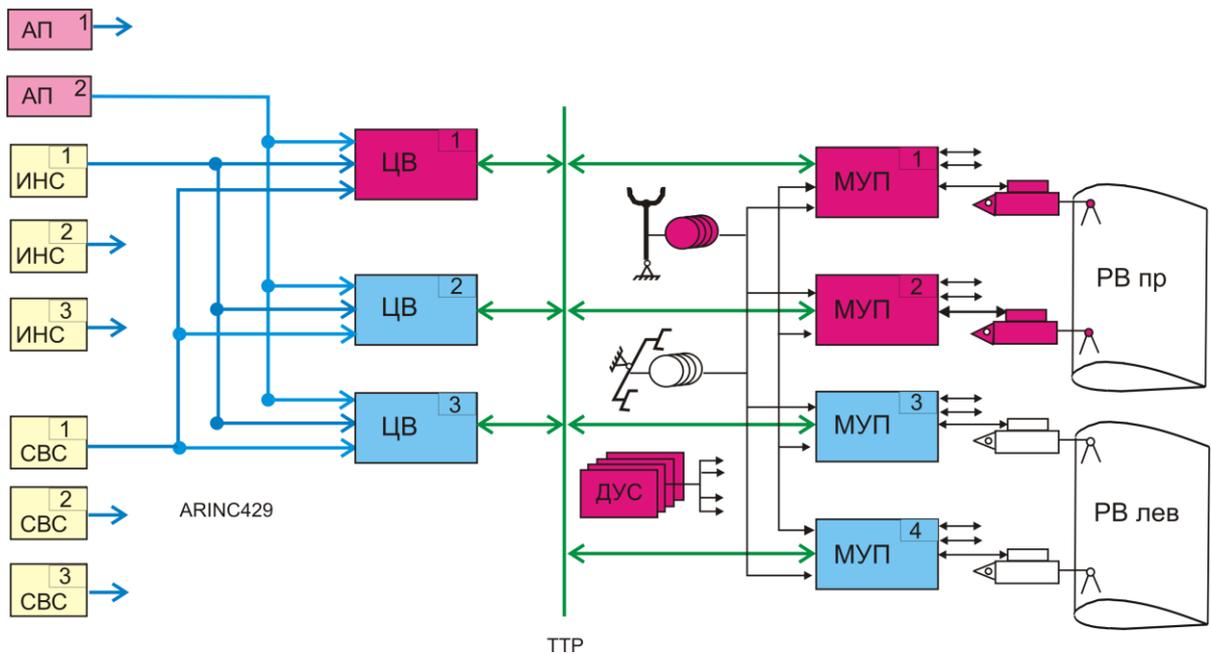


Рисунок 1.19 – Уровень 3. Интеграция с ЦВ и тестирование каналов резервной системы управления (канала руля высоты)

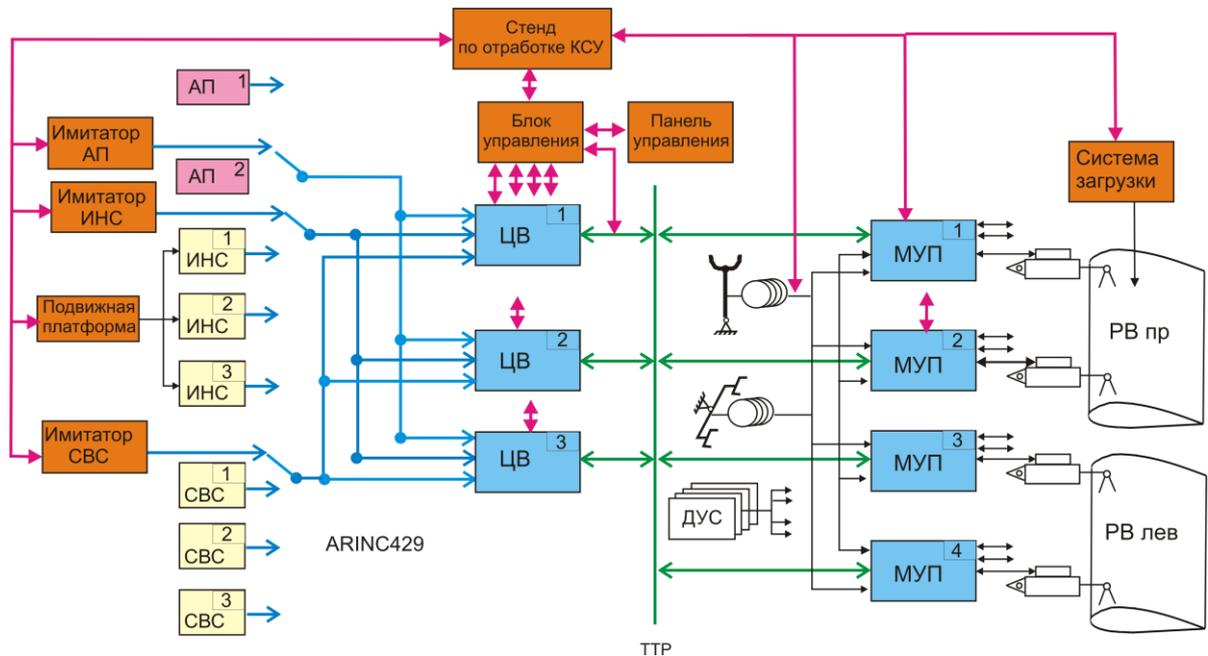


Рисунок 1.20 – Уровень 4. Общая схема стенда обработки интегрированного комплекса «электронная/железная птица»

Уровень 2. На втором уровне интеграции два или более конструктивно-съемных блока объединяются в подсистему и происходит отработка их взаимодействия и тестирование. Производятся измерения их характеристик (частотные, статические, точностные, спектральные и др.), проводится запись и анализ переходных процессов, проверяется работа в условиях отказов. Все внешние интерфейсы моделируются с помощью соответствующего стендового оборудования и программного обеспечения. На этапе 2 используются конструктивно-съемные блоки, прошедшие квалификационные испытания (Уровень 1), а также типичные комбинации LRU. Чтобы охватить всю систему управления необходимо исследовать несколько таких комбинаций.

Уровень 3. На этом уровне существуют два важных направления тестирования (см. рис. 1.18–1.19). Во-первых, проводится поканальная интеграция системы (каналы руля высоты, элеронов и т. д.), начиная с рычагов управления в кабине экипажа и заканчивая управляющими поверхностями.

Ниже представлен набор исследуемых каналов и состав оборудования:

- система управления элеронами (одно крыло);

- система управления рулем высоты (секции левой или правой части стабилизатора);
- система управления рулем направления;
- система управления интерцепторами и воздушными тормозами (одно крыло);
- система управления закрылками и предкрылками (одно крыло);
- система управления стабилизатором.

Используются реальные элементы системы управления. Моделируется гидравлическое и электрическое питание, системы авионики и другие системы, необходимые для функционирования системы управления. Также моделируются нагрузки на поверхности управления. Для отработки работы системы управления в замкнутом контуре используется математическая модель самолета. Также на ряде этапов могут быть использованы модели приводов.

Второе направление подразумевает интеграцию всех ЦВ и МУПов с целью отработки межканального взаимодействия. Отработке функций интерфейса уделяется большое внимание, и этим вопросам посвящен целый раздел программы мероприятий по интеграции и тестированию на этом уровне.

Конечной целью уровня 3 является квалификация системы дистанционного управления.

1.8.3 Управление процессом интеграции и тестирования и документирование

Все этапы интеграции-квалификации системы управления включают различные задачи, сопровождаемые соответствующей документацией. Рис 1.21 демонстрирует поток документов в процессе отработки системы управления.

Элементы СДУ, используемые для квалификации, должны удовлетворять установленным требованиям. Описание этих требований выходит за рамки данной работы, но ряд замечаний следует сделать. Сразу после того, как решено, что данный элемент будет использован для квалификационных испытаний, его серийный номер и техническую конфигурацию включают в квалификационную

документацию. Описание технической конфигурации утверждается как стандарт, прошедший квалификационные испытания, для других элементов, а испытуемый элемент маркируется как «не для использования в качестве продукции». Создается логистическая карта каждого изделия, чтобы отследить его историю. Перед тем как быть допущенным до квалификационных испытаний, каждое изделие проходит входной контроль (Acceptance Tests), результаты включаются в отчет, который также является частью квалификационной документации. Приемлемость отклонений от спецификации оценивается и заносится в отчет о квалификационных испытаниях. После того как изделие прошло входной контроль, оно печатывается и все изменения в нем возможны лишь по согласованию между квалифицирующим органом, компанией-производителем и компанией-заказчиком. Также это изделие не может быть использовано ни для каких-либо иных целей, кроме квалификации.

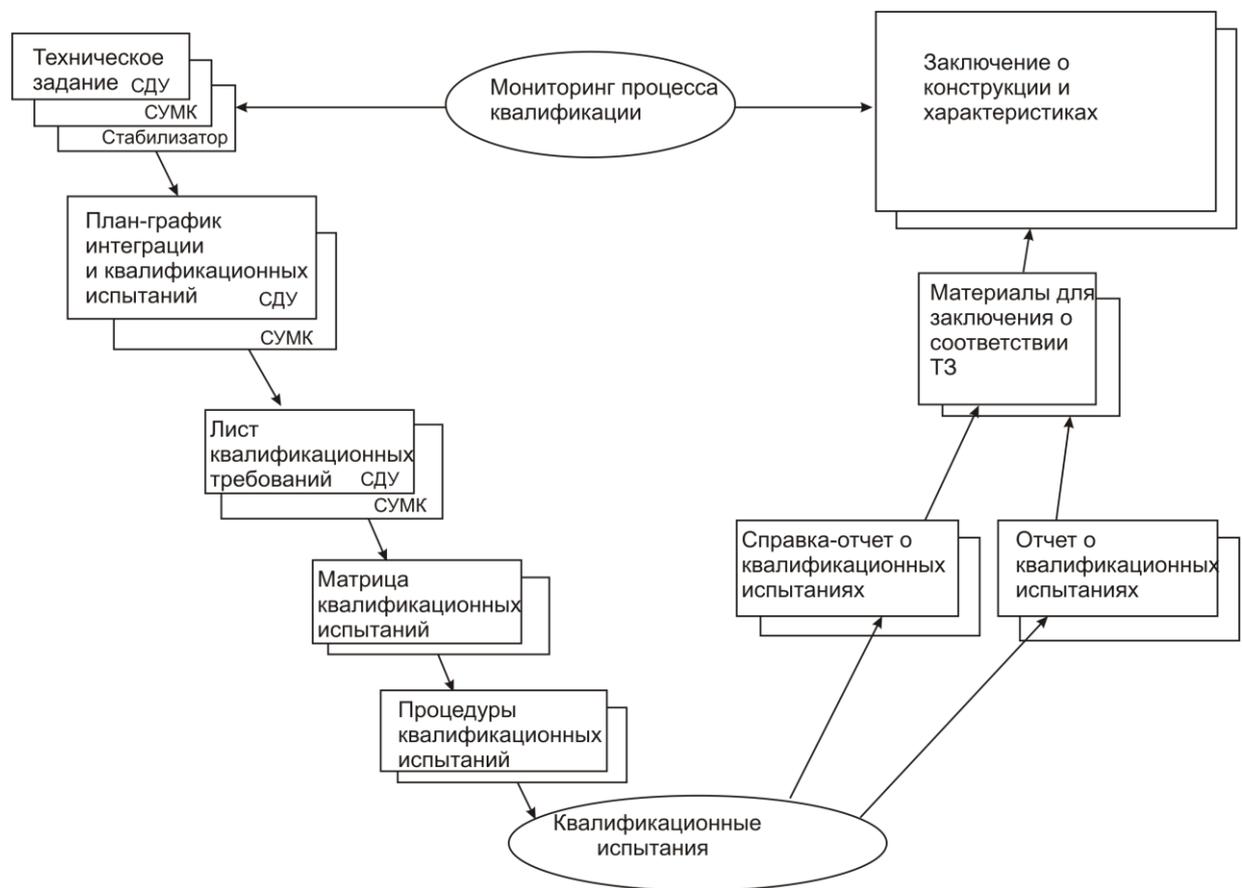


Рисунок 1.21 – Поток документов в виде V-диаграммы
в процессе отработки системы управления

Ответственность за разработку тестовых процедур лежит на соответствующем подразделении. Представители заказчика и авиационных властей имеют право присутствовать на испытаниях. Испытательные стенды и установки должны быть аттестованы для соответствующих видов испытаний, снабжены необходимой контрольно-регистрирующей аппаратурой для записи результатов испытаний. Следующие аспекты испытаний должны быть согласованы до начала испытаний:

- метод испытаний;
- последовательность тестов;
- распределение изделий для различных видов испытаний;
- необходимая документация результатов испытаний.

Испытательные установки и стенды должны быть проверены с использованием дубликата изделия или других тестов с целью подтверждения их корректной работы в соответствии со спецификацией стенда и тестовой процедурой. Запрещается использовать квалификационный образец для проверки правильности работы стенда.

Запись результатов испытаний должна производиться в соответствии с требованиями процедур тестирования. Любые наблюдаемые особенности функционирования, неожиданные события и изменения параметров должны фиксироваться наряду со штатными записями. Все эти записи являются формальной основой для выпускаемых отчетов о результатах испытаний.

После завершения испытаний квалификационный образец хранится до того момента, пока он не будет затребован для других квалификационных испытаний или заказчиком. Образец должен сопровождаться документацией по его использованию и условиям. В течение квалификационных испытаний ряд обзоров должен быть выпущен в соответствии с планом квалификации и соответствующими документами.

1.8.4 Общий подход к тестированию цифровых вычислителей СДУ

В процессе отработки и выполнения программы квалификационных испытаний наибольший интерес представляет корректность реализации законов

управления и динамические характеристики трактов управления и обратных связей. Помимо прочего, квалификационные испытания включают:

- экспериментальное определение и анализ частотных характеристик всех трактов для доказательства правильности реализации линейных динамических звеньев и коэффициентов усиления как функций параметров полета;
- экспериментальное определение и анализ статических характеристик всех возможных контуров для доказательства правильности реализации нелинейных элементов (нелинейные $K_{ш}$, подключение ограничителей и т. д.);
- анализ переходных процессов при заданном сценарии изменения входных сигналов для доказательства правильности работы логических элементов.

Для того чтобы подтвердить правильность реализации законов управления, необходимо иметь эталонные характеристики. Эти эталонные характеристики могут быть получены с помощью численного интегрирования модели системы управления Matlab/Simulink и/или с помощью аналитической модели.

В результате выполнения этих испытаний будет получена следующая информация:

- верификация реализации законов управления, т. е. подтверждение соответствия алгоритмов СДУ, заданным в ТЗ, путем сравнения полученных при тестировании характеристик расчетным;
- определение частот обновления информации различных сигналов;
- определение временных запаздываний в различных трактах;
- определение частотных характеристик при малых амплитудах входного сигнала.

Для того чтобы получить частотные и иные характеристики различных трактов управления? стенды по отработке системы управления и ее подсистем должны быть снабжены соответствующими программными и аппаратными средствами. В частности, должны быть предусмотрены средства по генерации сигналов различной формы в разных точках системы управления и средства по считыванию интересующих нас сигналов. Для вычислителей основного

управления это может быть сделано с помощью имитаторов внешних сигналов и т. н. тест-бокса, позволяющего сформировать внутренний сигнал ЦВ требуемой формы. Вычисление теоретических частотных характеристик может быть сделано с помощью разработанной в ЦАГИ диалоговой системы DASIS (Digital Asynchronous Systems Investigation Software). Кроме того, частотные и статические характеристики и переходные процессы могут быть вычислены с помощью модели системы управления в среде Matlab/Simulink.

В продольном канале, как правило, рассматриваются частотные характеристики от входных сигналов:

- отклонение ручки управления по тангажу;
- угловая скорость тангажа;
- нормальная перегрузка

до командного сигнала на отклонение руля высоты.

При стендовой отработке СДУ весьма желательно предусмотреть возможность снимать частотные и статические характеристики не только по выходным сигналам управления, но и по промежуточным сигналам, таким как сигналы прямого и позиционного контуров, входной сигнал на интеграл в продольном канале и т. д. Это позволит значительно повысить уровень достоверности тестирования системы. Примеры расчетных и экспериментальных частотных характеристик системы управления в продольном канале приведены в главе 3.

В боковом канале, как правило, рассматриваются частотные характеристики от входных сигналов:

- отклонение ручки управления по крену;
- отклонение педалей;
- угловая скорость крена;
- угловая скорость рыскания;
- боковая перегрузка

до выходных сигналов:

- сигнал на отклонение руля направления;
- сигнал на отклонение элеронов.

Глава 2

Анализ динамики самолетов с цифровыми системами дистанционного управления без учета многоканальности. Определение максимальных допустимых временных запаздываний в каналах СДУ и формирование рекомендаций к частотам обновления информации

Для удовлетворения жестких требований по безопасности полета, реализации регламентируемых и желаемых характеристик устойчивости и управляемости и, в конечном итоге, обеспечения конкурентоспособности самолета необходим высокий уровень автоматизации самолета. К настоящему времени созданы базовые алгоритмы систем управления пассажирских самолетов различного назначения, которые обеспечивают требуемые характеристики устойчивости и управляемости при значительных разбросах параметров и характеристик самолета (геометрические параметры, вес, центровка и т. д.). Данные алгоритмы характеризуются применением интегральных звеньев для обеспечения заданных характеристик управляемости и ограничения предельных параметров полета. Применение данных алгоритмов требует использования достаточно сложных многопараметрических зависимостей коэффициентов законов управления от параметров полета.

Высокие требования, предъявляемые к системе управления по динамическим характеристикам, точности, надежности, гибкости и адаптации к различным вариантам, определяют ее архитектурное построение в виде цифровой электродистанционной системы. Разработка и отработка такой системы, включая этап тестирования, и последующая сертификация самолета с системой управления требуют больших затрат средств, времени и усилий и этим этапам необходимо уделять большое внимание.

Жизненный цикл системы управления включает в себя ряд этапов, в числе которых:

- синтез алгоритмов системы управления;
- выбор архитектурного построения;
- тестирование системы.

Рассмотрим их более подробно.

Наибольший интерес вызывает синтез алгоритмов системы управления, обеспечивающих требуемые характеристики устойчивости и управляемости. Для формирования алгоритмов управления необходимо провести большой объем исследований, в числе которых:

- оценка запасов устойчивости и характеристик управляемости;
- определение требований к трактам управления (допустимые временные запаздывания, нелинейности и т.д.);
- определение требований к исполнительным элементам (постоянные времени, зоны нечувствительности, частотные характеристики при малых входных сигналах);
- математическое и стендовое моделирование.

При решении всех этих задач необходимо принимать во внимание следующие особенности цифровой реализации современных СДУ:

- дискретность по времени и уровню;
- асинхронность работы каналов;
- множество тактов обновления информации и выполнения операций;
- выравнивание информации между каналами.

В частности, рассмотрим циклограмму работы и прохождение основных сигналов по трактам для перспективного магистрального самолета.

Оценка возможных временных запаздываний в трактах управления.

Для оценки влияния цифровой реализации КСУ на устойчивость и управляемость самолета наиболее важны следующие сигналы:

- положения рычагов управления командира и второго пилота (БРУ и педалей);
- угловых скоростей тангажа, крена и рыскания;
- нормальной и боковой перегрузок;
- углов атаки и скольжения;
- углов тангажа, крена и рыскания.

Сигналы отклонения боковых ручек управления. Информационные потоки между БРУ и вычислителями основного и резервного управления приведены на рис. 2.1.

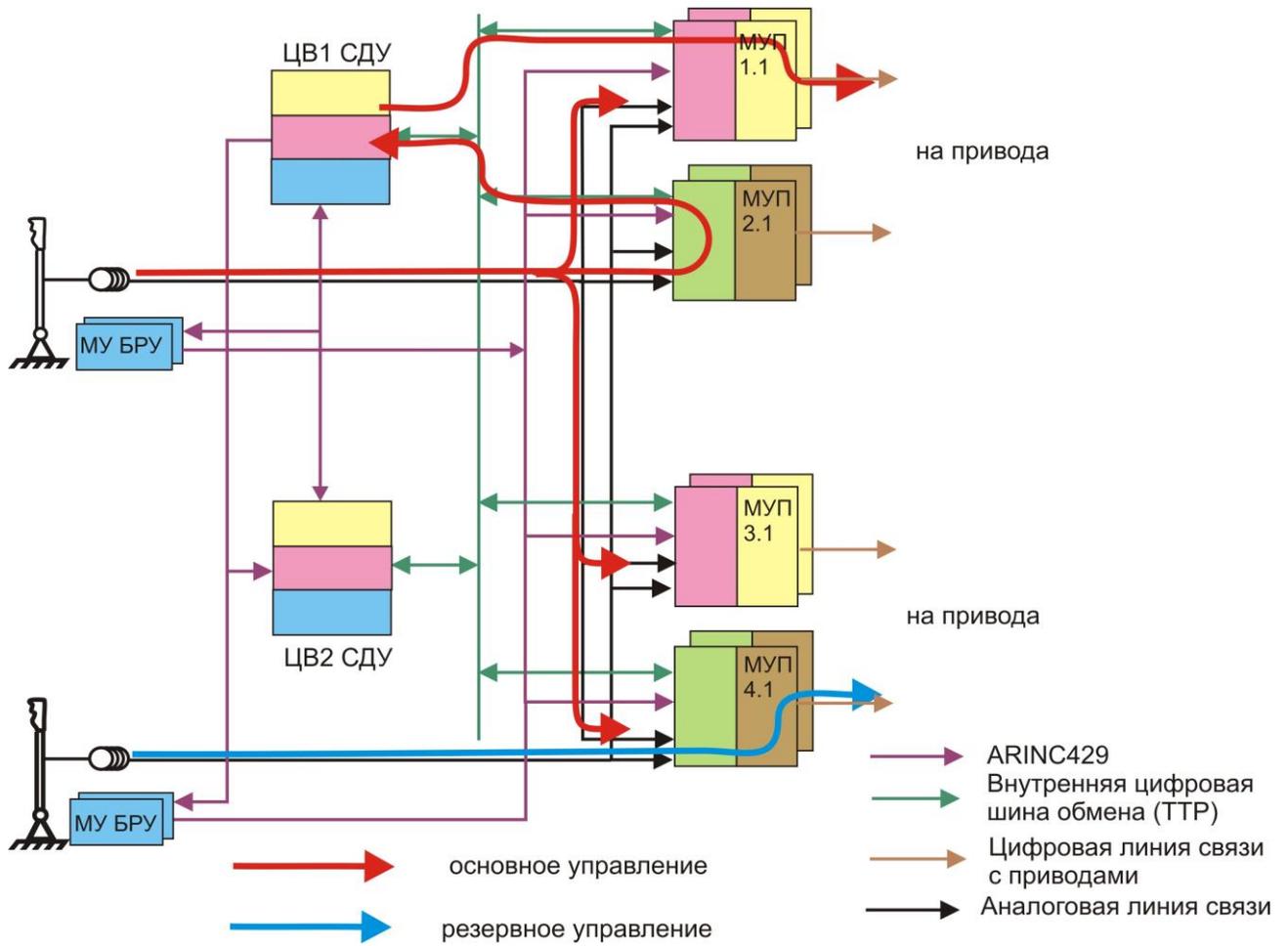


Рисунок 2.1 – Информационные потоки сигналов БРУ

Для разных сигналов имеем разную организацию ввода данных и их контроля. Так, для боковых ручек управления и педалей применяется схема, приведенная на рис. 2.2. Сигналы датчиков положения боковых ручек управления по тангажу и крену поступают в МУПы управления приводами руля высоты и элеронов соответственно. Схема подключения – «канал в канал». Далее эти сигналы по линиям цифрового обмена поступают в другие МУПы и в вычислители основного режима. Как в МУПах, так и в вычислителях основного режима контроль пришедших сигналов БРУ производится в два этапа. На первом этапе производится первичный контроль, который может включать контроль признаков исправности, наличия питания датчиков и контроль нахождения сигнала в разрешенном диапазоне. На втором этапе производится кворумирование сигналов, которое заключается в попарном сравнении входных сигналов и выборе среднего (не арифметического) из кондиционных сигналов.

Схема информационных потоков обработки сигнала отклонения БРУ

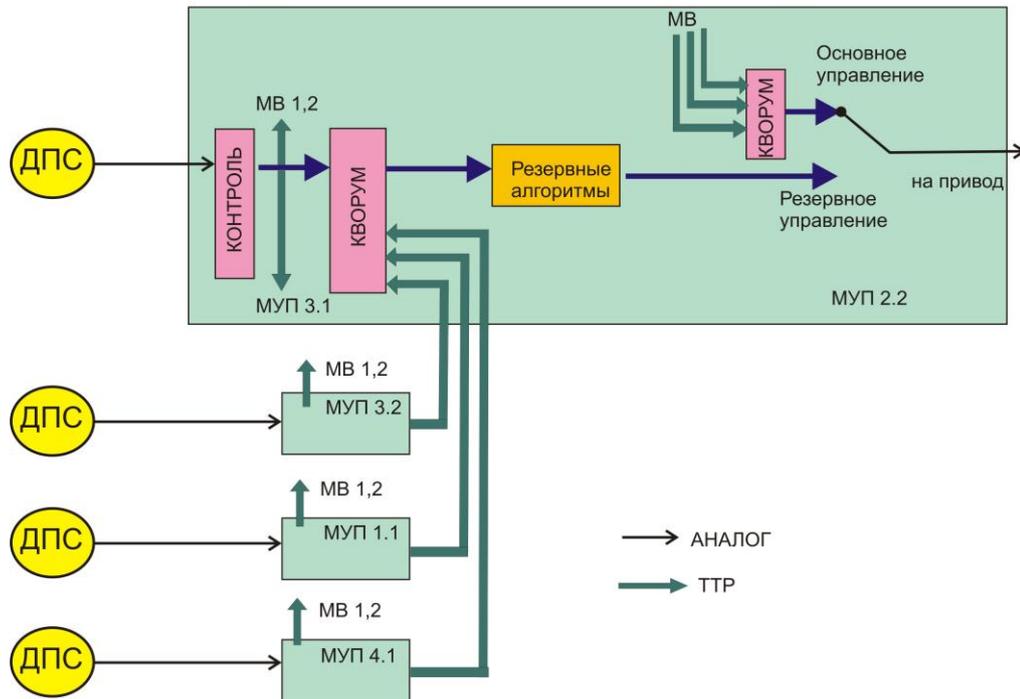


Рисунок 2.2 – Схема информационных потоков сигналов ДПС БРУ
в модулях управления приводами

Особенностью кворум - элемента является появление запаздывания, достигающего одного шага обновления информации вследствие асинхронности работы каналов и запаздываний в межмашинных линиях передачи информации. Так, для системы, приведенной на рис. 2.3, были определены частотные характеристики от входного сигнала X до выходного сигнала первого канала Y (рис. 2.4). Частота обновления информации была принята 50 Гц, и на частоте 10 Гц кворумирование дает запаздывание порядка $\Delta\varphi \leq \omega T_0 \approx 6,28 \cdot 10 \cdot 0,02 \cdot 57,3 \approx 72^\circ$. Рассмотрим режим резервного управления. Помимо кворумирования, к запаздыванию в тракте сигнала отклонения БРУ приводят затраты времени на расчет управляющего сигнала и запаздывание в половину периода обновления информации из-за дискретности по времени. Кроме того, если расчет управляющего сигнала выполняется не на каждом шаге, т. е. циклограмма работы многотактная, то это также приводит к дополнительному запаздыванию. Циклограмма обработки сигнала БРУ для резервного и основного управления приведена на рис. 2.5.

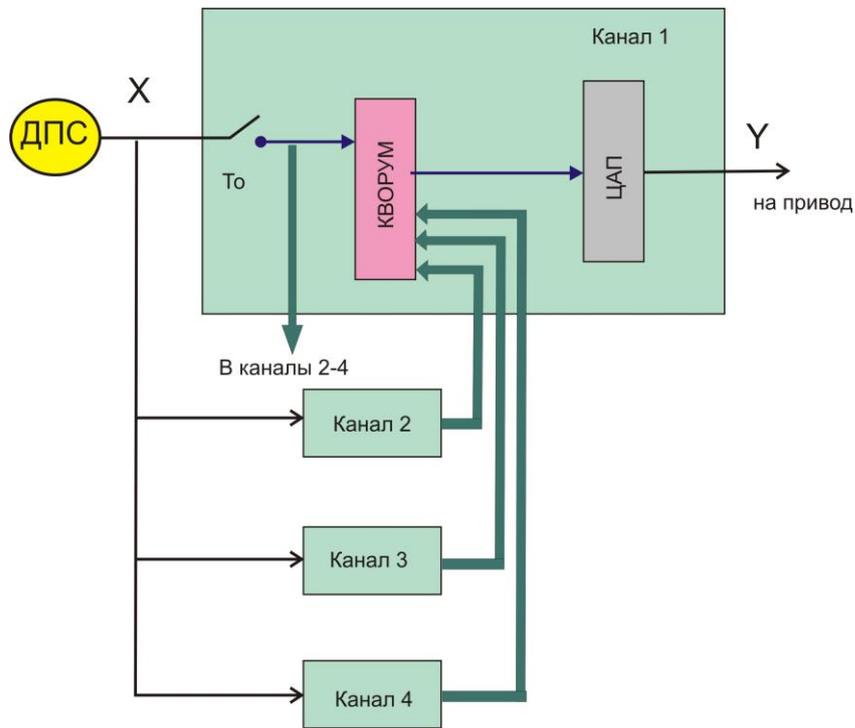


Рисунок 2.3 – Четырехканальная цифровая система, включающая кворумирование входного сигнала

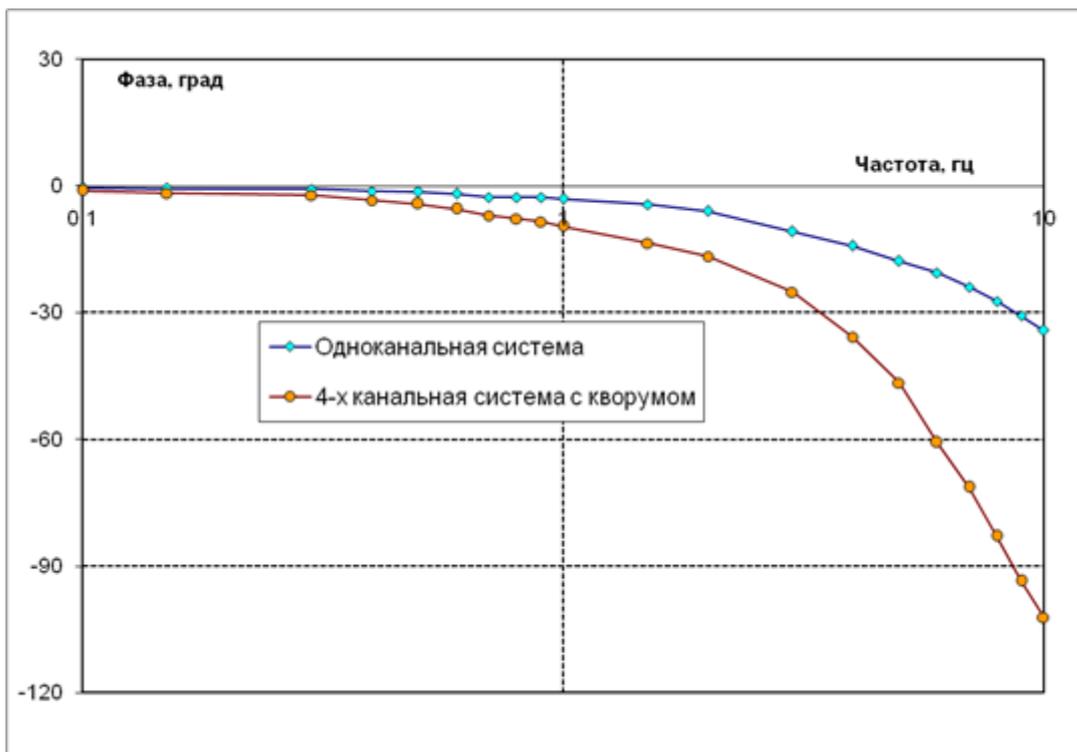


Рисунок 2.4 – Фазовые частотные характеристики четырехканальной цифровой системы с кворум-элементом и одноканальной системы

Временная диаграмма обработки сигнала отклонения БРУ

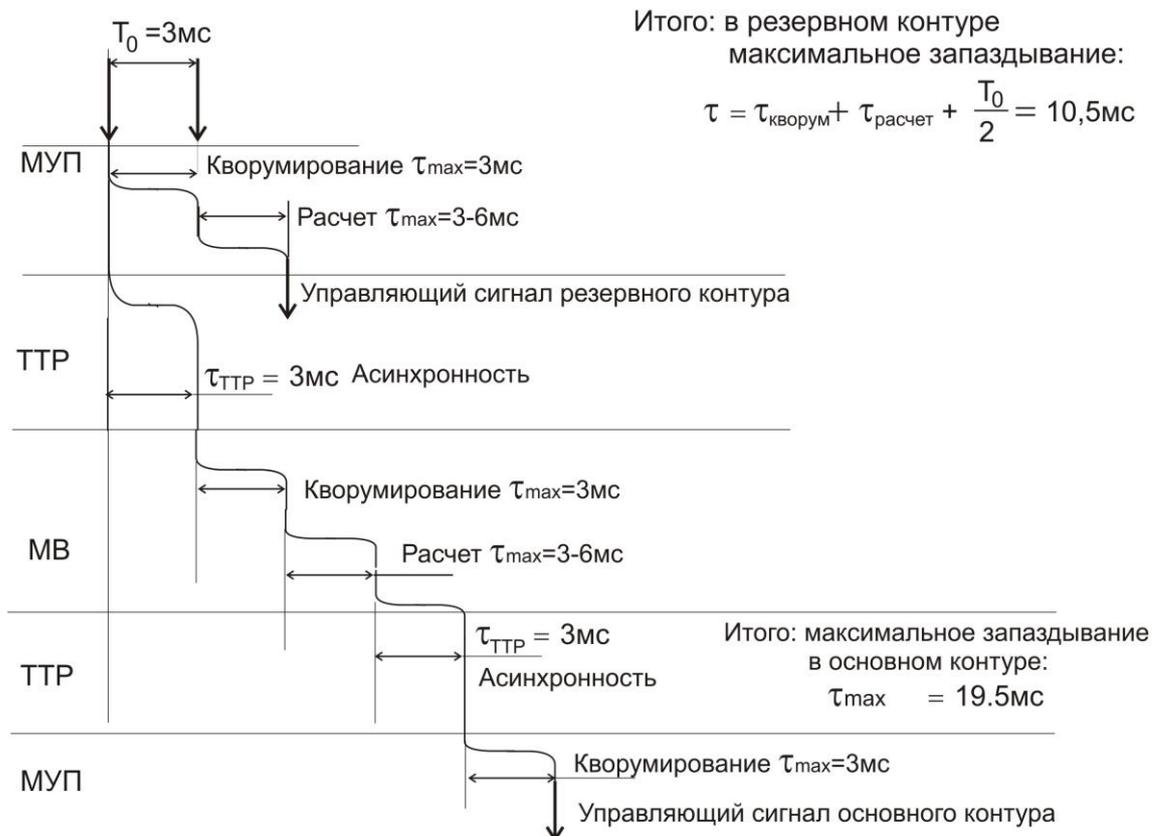


Рисунок 2.5 – Временная диаграмма прохождения сигналов перемещения рычагов управления от ДПС до сигналов на управление приводами в МУП

При принятом периоде обновления информации модуля управления приводами $T_{\text{МУП}} = 3$ мсек запаздывание в тракте сигнала отклонения БРУ составляет для резервного управления порядка 10,5 мс.

Рассмотрим режим основного управления. Запаздывание в тракте сигнала отклонения БРУ складывается из следующих составляющих (рис. 2.5):

- запаздывание из-за задержки в цифровой линии ТТР и асинхронности работы модуля управления приводами и вычислительного модуля (МВ) при передаче сигнала от МУПов к МВ. Данное запаздывание оценивается в ~ 3 мс;
- запаздывание из-за кворумирования сигналов в вычислительном модуле СДУ. Период обновления информации вычислительного модуля $T_{\text{МВ}} = 3$ мс поэтому данное запаздывание оценивается также в ~ 3 мс;
- затраты времени на расчет управляющего сигнала. Оценивается в 3-6 мс в зависимости от периода выполнения расчета;

– запаздывание из-за задержки в цифровой линии ТТР и асинхронности работы модуля управления приводами и вычислительного модуля при передаче сигнала от МВ к МУПам. Запаздывание оценивается в ~ 3 мс;

– запаздывание из-за кворумирования сигналов в модуле управления приводами. Данное запаздывание оценивается в ~ 3 мс;

– запаздывание в половину шага из-за квантования по времени.

Суммарное запаздывание оценивается, таким образом, в 19,5 мс.

Сигналы угловых скоростей. В качестве источников информации об угловых скоростях, перегрузках и углах Эйлера в системе управления предусмотрены собственные измерители параметров движения (ИПД). В системе имеются четыре датчика угловых скоростей (ДУС) и четыре датчика линейных ускорений (ДЛУ). Для подключения датчиков угловых скоростей рассматривается схема, приведенная на рис. 2.6. Она аналогична схеме, применяемой для сигналов отклонения БРУ.

Схема информационных потоков обработки сигналов ДУС и ДЛУ

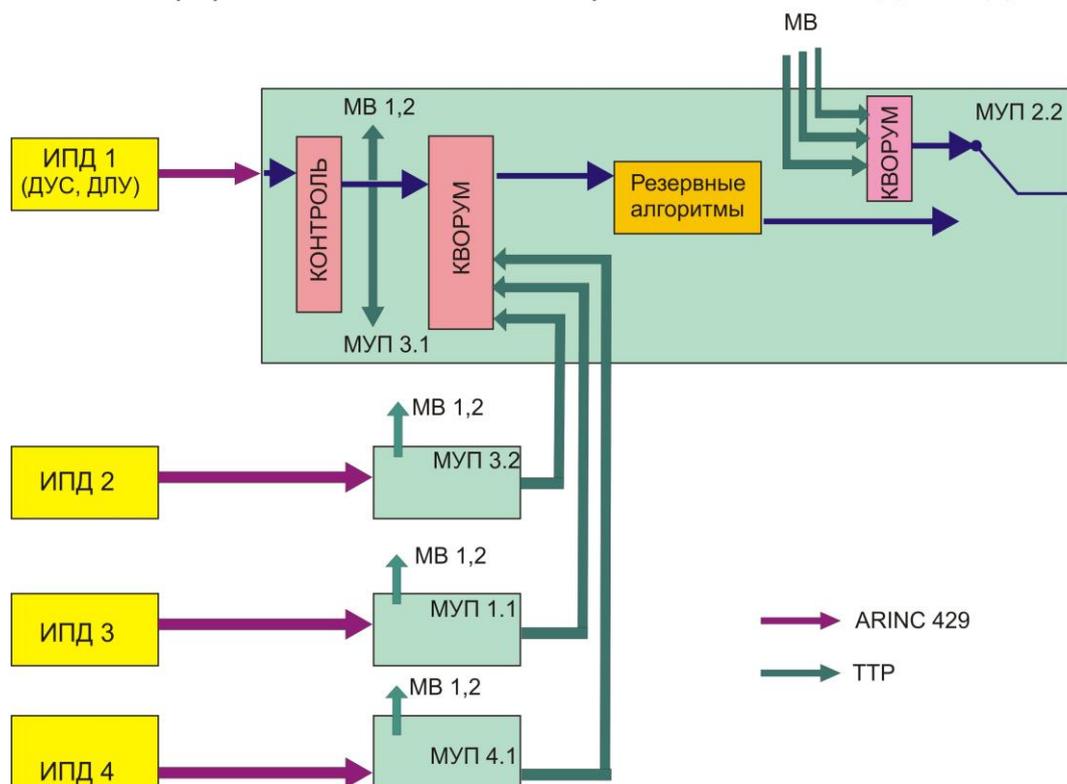


Рисунок 2.6 – Схема информационных потоков сигналов ДУС и ДЛУ в модулях управления приводами для резервного управления

Датчики угловых скоростей цифровые, работают с частотой обновления информации 300 Гц (см. таблицу 2.1). Данные сигналы поступают в МУПы по цифровым линиям связи (ARINC429), подключение производится по схеме «канал в канал». В МУПах производится первичный контроль сигналов угловых скоростей, после чего они посылаются в соседние вычислители МУП и вычислители МВ СДУ по линиям межмашинной связи.

Помимо угловых скоростей, измерители параметров движения обеспечивают углы Эйлера (тангаж, крен и рыскание), однако частота обновления информации по этим сигналам составляет 50 Гц.

Сигналы угловых скоростей от ДУСов используются как в резервном, так и в основном управлении (рис. 2.1). Временная циклограмма тракта угловых скоростей приведена на рис. 2.7. Поскольку датчики цифровые, то в них возможно запаздывание равное периоду обновления информации датчика, т. е. 3,3 мс.

Таблица 2.1 Основные параметры временной циклограммы

Наименование параметра	Период обновления информации (в линии)	Задержка вычислителя МВ	Задержка вычислителя МУП
Угловая скорость тангажа	3,3	3	3
Угловая скорость тангажа	3,3	3	3
Угловая скорость тангажа	3,3	3	3
Нормальная перегрузка	20	3	3
Продольная перегрузка	20	3	3
Боковая перегрузка	20	3	3
Гироскопический курс	20	3	3

Временная диаграмма обработки сигналов ДУС



Рисунок 2.7 – Временная диаграмма прохождения сигналов угловых скоростей от ДУС до сигналов на управление приводами в МУП

Далее происходит передача информации по линии ARINC-429 в модули управления приводами. При передаче информации из-за задержек в линии и асинхронной работы ДУСов и МУПов возможно появление запаздывания, которое также оценивается в один период обновления информации ДУСа, т. е. 3,3 мс. Рассмотрим резервное управление. В вычислителях МУП предусмотрено кворумирование сигналов угловых скоростей (рис. 2.7). Как было показано выше, кворумирование приводит к запаздыванию до одного периода обновления МУПов – 3 мс. Помимо кворумирования, к запаздыванию в тракте сигналов угловых скоростей приводят затраты времени на расчет управляющего сигнала. Если расчет управляющего сигнала выполняется не на каждом шаге, т. е. реализуется многотактная циклограмма работы, то это также приводит к дополнительному запаздыванию. Поэтому затраты времени на расчет

управляющего сигнала оцениваются в 3-6 мс. И, наконец, необходимо учесть запаздывание в половину периода обновления информации из-за квантования по времени. В итоге суммарное запаздывание в тракте угловых скоростей оценивается в 17,1 мс (рис. 2.7).

Рассмотрим основное управление. Запаздывание в тракте сигналов угловых скоростей складывается из следующих составляющих:

- запаздывание из-за задержки в цифровой линии ТТР и асинхронности работы модуля управления приводами и вычислительного модуля при передаче сигнала от МУПов к МВ. Данное запаздывание оценивается ~ 3 мс;
 - запаздывание из-за кворумирования сигналов в вычислительном модуле СДУ. Период обновления информации вычислительного модуля $T_{0МВ} = 3$ мс поэтому данное запаздывание оценивается также в ~ 3 мс;
 - затраты времени на расчет управляющего сигнала. Оценивается в 3-6 мс в зависимости от периода выполнения расчета;
 - запаздывание из-за задержки в цифровой линии ТТР и асинхронности работы модуля управления приводами и вычислительного модуля при передаче сигнала от МВ к МУПам. Данное запаздывание оценивается ~ 3 мс;
 - запаздывание из-за кворумирования сигналов в модуле управления приводами. Данное запаздывание оценивается в ~ 3 мс;
 - запаздывание в половину шага из-за квантования по времени.
- Суммарное запаздывание оценивается, таким образом, в ~ 26 мс.

2.1 Определение максимальных допустимых временных запаздываний в трактах обратных связей с точки зрения устойчивости и динамики

Как уже отмечалось выше, в процессе разработки СДУ необходимо сделать оценку запасов устойчивости и характеристик управляемости, определить требования к трактам управления (допустимые временные запаздывания, нелинейности и др.).

Все эти оценки весьма существенно зависят от законов управления и их реализации. Как правило, алгоритмы управления синтезируются и

отрабатываются в аналоговой форме. Однако для реализации в цифровой системе управления эти законы нужно перевести в дискретную форму.

Процедура перевода законов управления в дискретную форму включает следующие этапы:

1. Разработка законов управления в непрерывной форме в виде модели среды программирования Matlab/Simulink.
2. Дискретизация законов управления.
3. Разработка аппаратного и программного обеспечения.
4. Тестирование элементов СДУ.
5. Интеграция, верификация и валидация СДУ. Тестирование всей СДУ.

Для расчета запасов устойчивости замкнутой системы можно пользоваться аналитическими методами. Также можно определить границу устойчивости, напрямую, с помощью численного моделирования. Однако получение областей устойчивости с помощью прямого интегрирования уравнений движения самолета с системой управления связано с очень большими затратами вычислительных ресурсов. Поэтому наиболее перспективным представляется определение областей устойчивости аналитическим путем, а затем полученные результаты подтверждаются с помощью прямого численного интегрирования. Для получения аналитических результатов необходимо создать аналитическую модель самолета с СДУ, учитывающую особенности цифровой реализации (рис. 2.8–2.9). Для этого было использовано программное обеспечение, предназначенное для анализа динамики самолетов с цифровыми системами управления – система DASIS – разработанная в среде Matlab. Назначением системы DASIS является исследование современных цифровых систем управления в частотной области. Программа позволяет учитывать такие особенности построения и функционирования систем управления, как:

- резервирование;
- асинхронную работу цифровых управляющих компьютеров;
- многотактность, т. е. использование различных частот обновления информации и выполнения операций;

- реализацию произвольной циклограммы работы вычислителей;
- использование межканальных линий связи для передачи информации для ее последующего контроля и выравнивания.

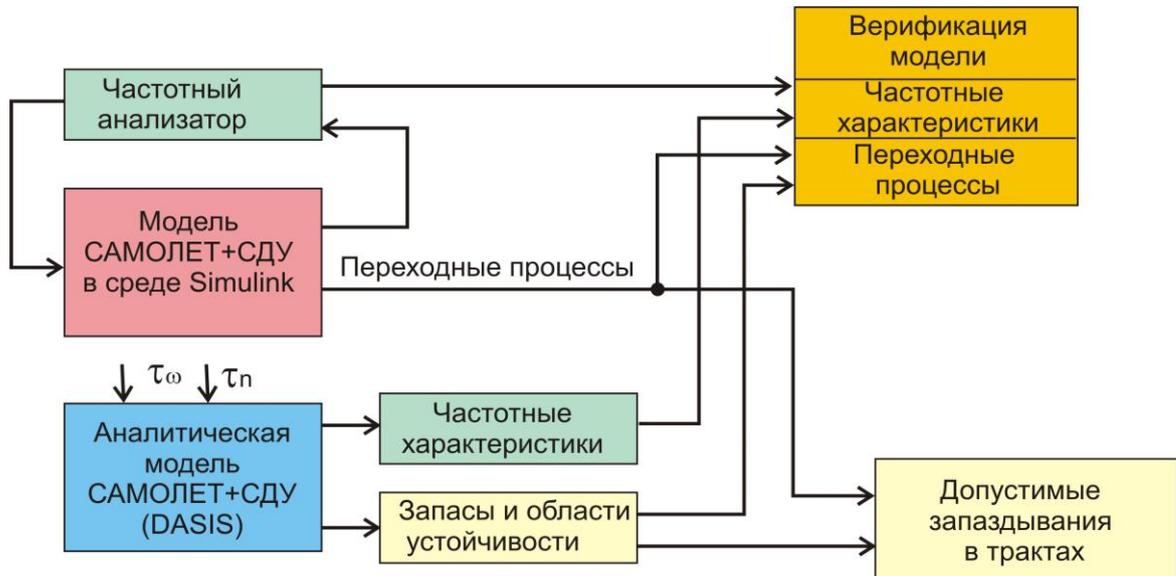


Рисунок 2.8 – Создание аналитической модели в аналоговом виде, ее верификация и определение максимальных допустимых запаздываний в трактах управления

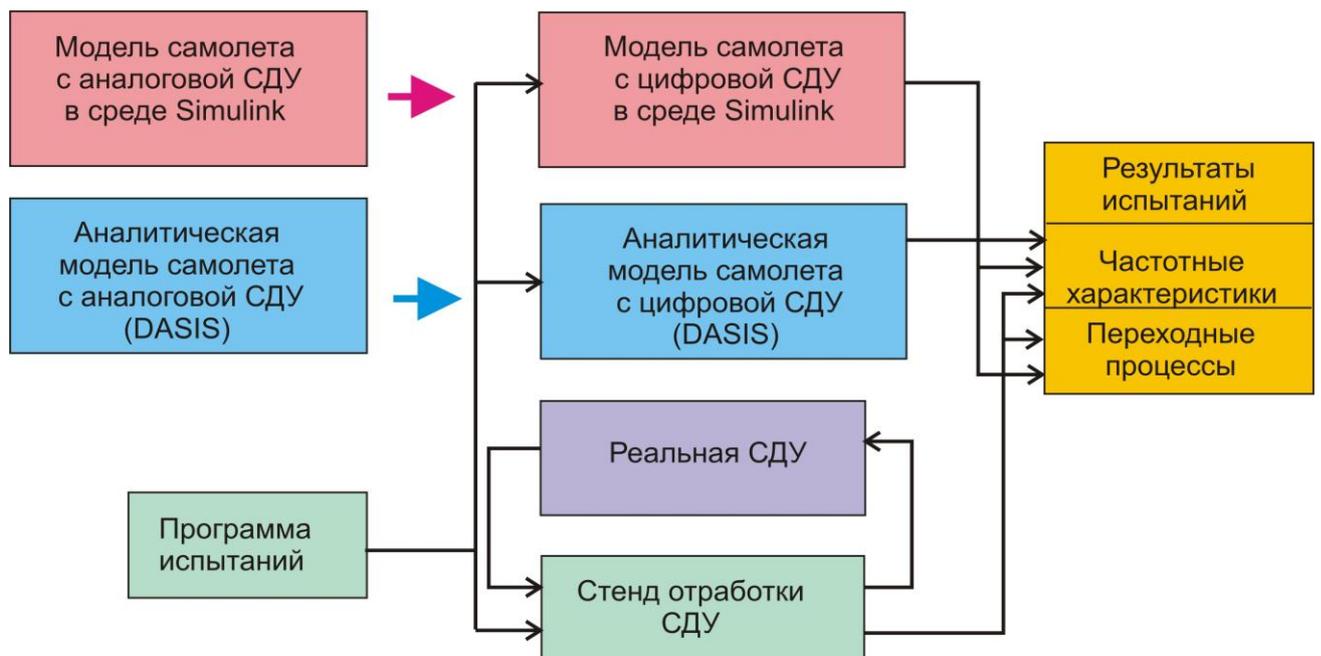


Рисунок 2.9 – Создание аналитической модели в цифровом виде, ее верификация и использование для тестирования реальной СДУ

Теоретическая база, заложенная в систему DASIS, основана на многочисленных методах частотного анализа [48–69]. Система позволяет:

- анализировать традиционные аналоговые и сложные цифровые системы в частотной области;
- преобразовывать цифровую резервированную асинхронную многотактную систему в синхронную однотоактную;
- вычислять все необходимые передаточные функции и частотные характеристики замкнутой и разомкнутой систем как в аналоговом, так и в цифровом виде;
- определять запасы устойчивости и области устойчивости;
- анализировать спектры сигналов.

С помощью системы DASIS были созданы аналитические модели СДУ самолета в аналоговой и дискретной формах (рис. 2.8–2.9), причем дискретная форма учитывает многие особенности цифровой реализации, включая дискретность по времени, асинхронность, многотактность, временные задержки, связанные с передачей информации и выполнением расчетов. Для дискретной модели использовались циклограммы работы СДУ, определенные ранее.

Для подтверждения правильности результатов, полученных с помощью этой системы, были проведены расчеты частотных характеристик аналитической модели системы управления самолета и частотных характеристик на основе Simulink-модели самолета с помощью частотного анализатора. Сравнение этих частотных характеристик приведено на рис. 2.11–2.19. Видно, что совпадение аналитических частотных характеристик аналоговой модели СДУ и характеристик, полученных с помощью частотного анализатора, очень хорошее, что говорит о корректности аналитической модели СДУ.

Одной из проблем, возникающих при определении частотной характеристики с помощью модели самолета с СДУ в среде Simulink, является точность численного интегрирования уравнений движения. Так, при использовании шага интегрирования $\Delta t = 0,01$ с, при частоте входного сигнала

$f = 10$ Гц на один период колебаний приходится лишь 10 точек, что недостаточно. Это может приводить к отличию частотных характеристик Simulink-модели от характеристик аналитической модели на высоких частотах (см. рис. 2.20).

Данное затруднение может быть преодолено двумя путями. Во-первых, можно уменьшить шаг численного интегрирования. Во-вторых, при расчете частотных характеристик аналитической модели можно внести поправку на численное интегрирование путем использования вместо оператора Лапласа s псевдооператора

$$s^* = \frac{1}{T} \cdot \left(1 - \frac{1}{z}\right), \quad z = e^{sT},$$

где T – шаг интегрирования.

Вышеупомянутые частотные характеристики были рассчитаны для нескольких режимов из общего списка анализируемых режимов (см. таблицу 2.2). Эти режимы соответствуют области режимов полета самолета, приведенной на рис. 2.10.

При разработке цифровых систем управления очень важную роль играет определение требований к допустимым запаздываниям в трактах различных сигналов.

После того как определены максимальные допустимые запаздывания в основных каналах СДУ (угловая скорость тангажа – отклонение руля высоты, нормальная перегрузка – отклонение руля высоты, угловые скорости крена и рыскания – отклонения элеронов и руля направления и т. д.), можно определить основные параметры временной диаграммы работы системы управления (частота обновления информации по основным сигналам, частота обновления информации вычислителей СДУ, максимальные допустимые запаздывания в линиях передачи информации и т. д.).

Таблица 2.2 Основные режимы самолета МС-21

№	Режим	H, м	M	X _T	α, град	Фстаб, град	δ _з , град	δ _{пр} , град	m, кг
1	1,13V _s	400	0,22	0,17	11,55	-10,49	18	24	79250
				0,45	10,64	-1,68			
3	1,13V _s	400	0,17	0,17	11,67	-10,58	18	24	45000
				0,45	10,76	-1,70			
5	1,23V _s	400	0,21	0,17	6,93	-8,58	36	28	69100
				0,45	6,08	0,06			
7	1,23V _s	400	0,168	0,17	6,91	-8,57	36	28	45000
				0,45	6,07	0,06			
8	1,3V _s	400	0,35	0,17	6,68	-5,07	0	0	79250
				0,45	6,28	-1,41			
9	1,3V _s	400	0,26	0,17	6,96	-5,19	0	0	45000
				0,45	6,55	-1,41			
11	1,3V _s	5000	0,474	0,17	6,06	-4,87	0	0	78500
				0,45	5,69	-1,40			
12	q ≈ 1000 кг/м ²	5000	0,51	0,17	4,98	-4,30	0	0	78500
				0,45	4,65	-1,28			
13	V _{МО}	5000	0,66	0,17	2,18	-2,76	0	0	78500
				0,45	1,98	-0,92			
14	1,3V _s	5000	0,35	0,17	6,63	-5,06	0	0	45000
				0,45	6,23	-1,40			
15	1,3V _s	11000	0,75	0,17	4,08	-4,32	0	0	77500
				0,45	3,78	-1,33			
16	M _{cr}	11000	0,80	0,17	3,24	-3,94	0	0	77500
				0,45	2,94	-1,33			
17	M _{МО}	11000	0,82	0,17	3,03	-3,72	0	0	77500
				0,45	2,73	-1,29			
18	1,3V _s	11000	0,55	0,17	5,51	-4,73	0	0	45000

Пределная и эксплуатационная области полёта самолёта MC-21-300 для минимальной перегоночной массы $m=45000$ кг

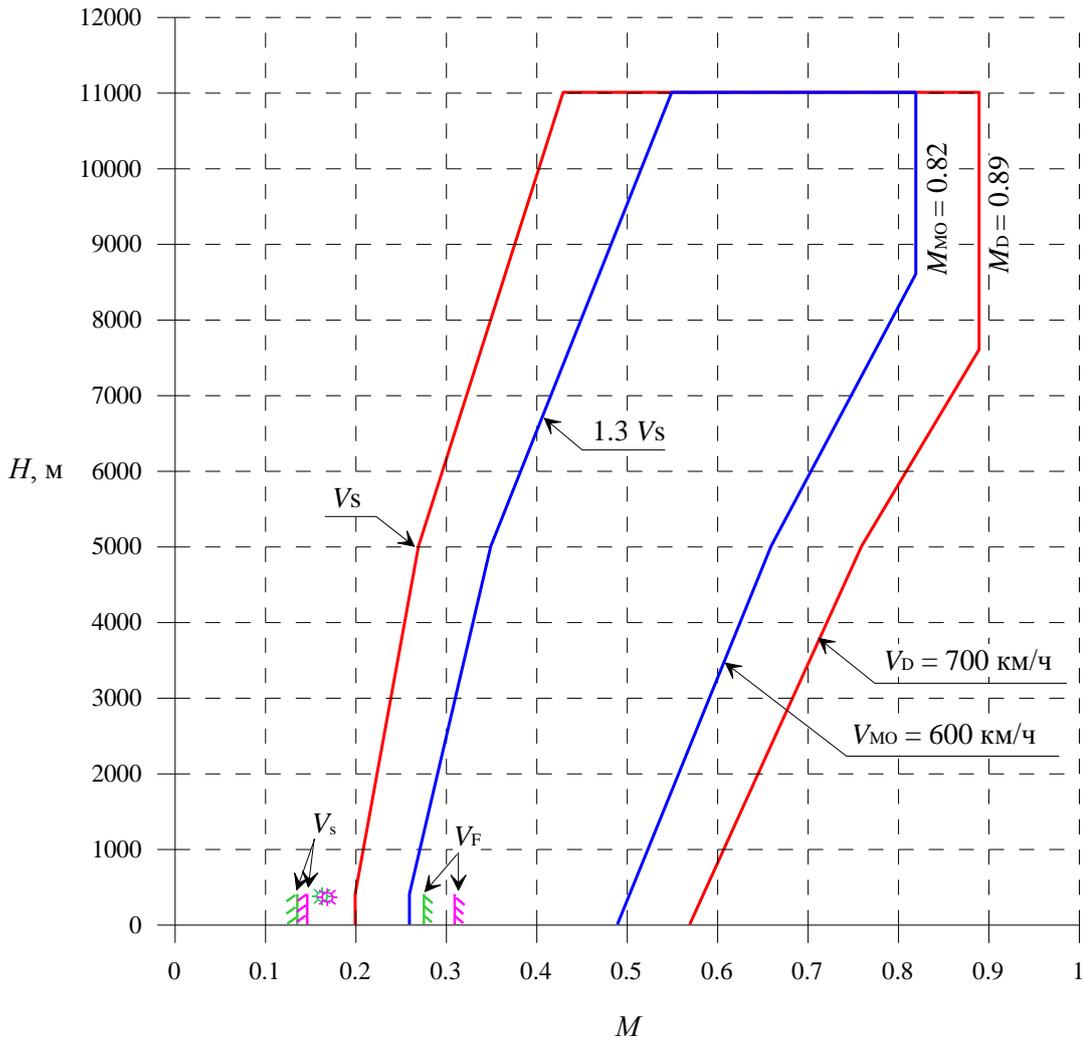


Рисунок 2.10 – Области режимов полета для самолета MC-21

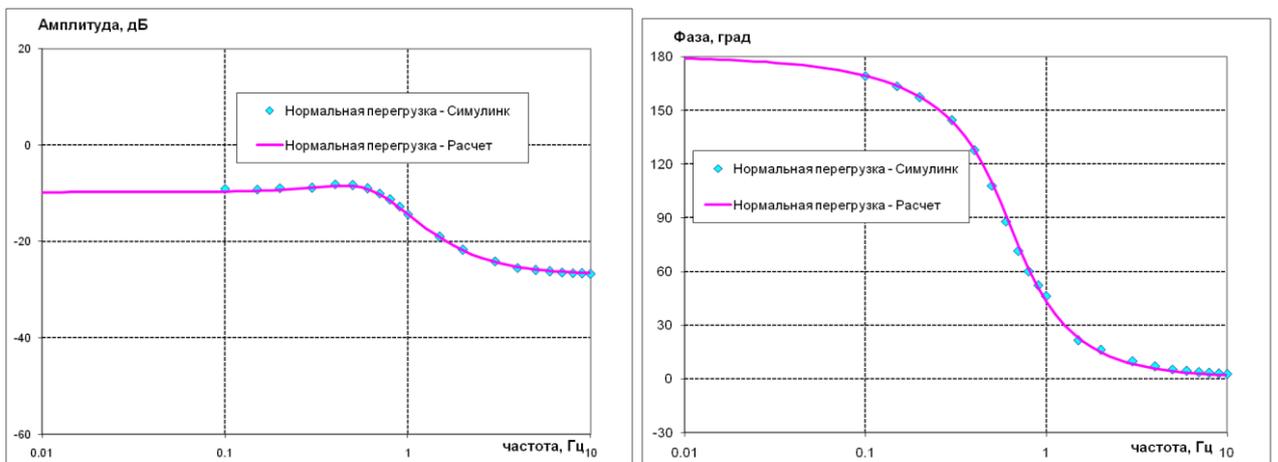


Рисунок 2.11 – Режим V_{MO} - M_{MO} . Самолет без системы управления.
Вход – отклонение руля высоты, выход – нормальная перегрузка

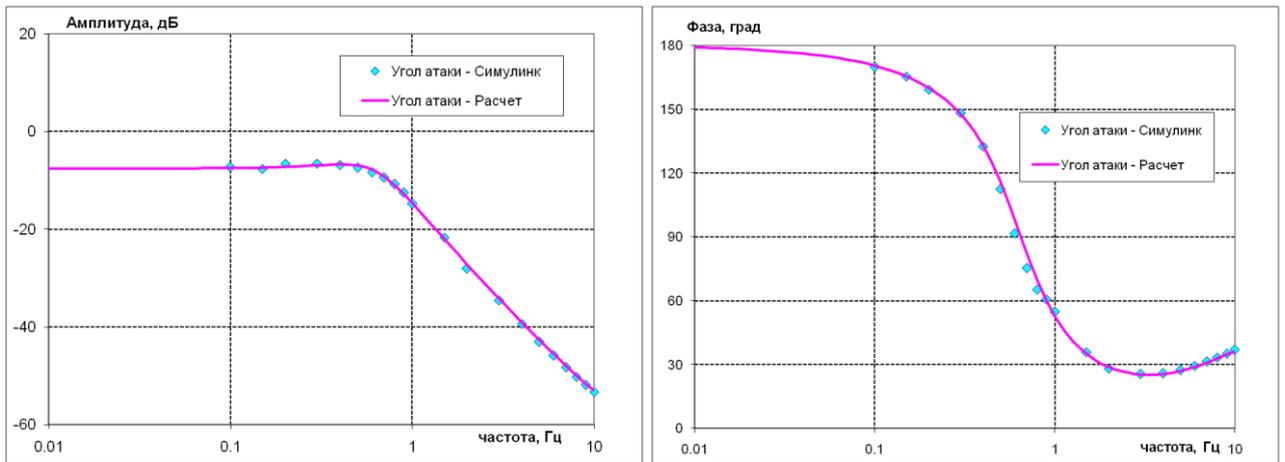


Рисунок 2.12 – Режим V_{MO} - M_{MO} . Самолет без системы управления.

Вход – отклонение руля высоты, выход – угол атаки

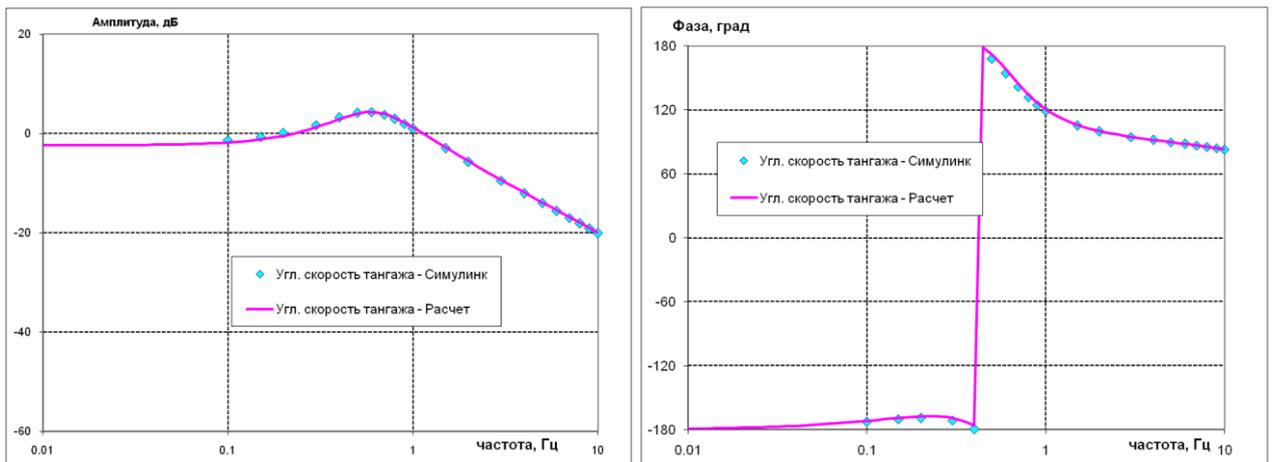


Рисунок 2.13 – Режим V_{MO} - M_{MO} . Самолет без системы управления.

Вход – отклонение руля высоты, выход – угловая скорость тангажа

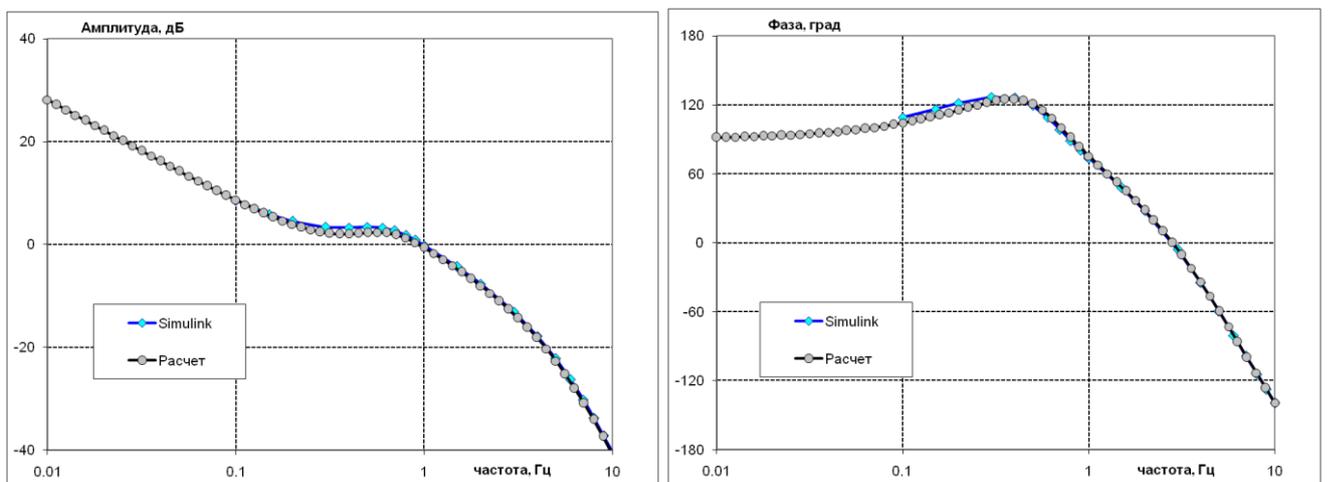


Рисунок 2.14 – Частотные характеристики системы «самолет – система управления», разомкнутой по рулю высоты. Режим V_{MO} - M_{MO} . $X_T = 0,25$.

Сравнение характеристик, полученных из моделей самолета в Simulink и DASIS

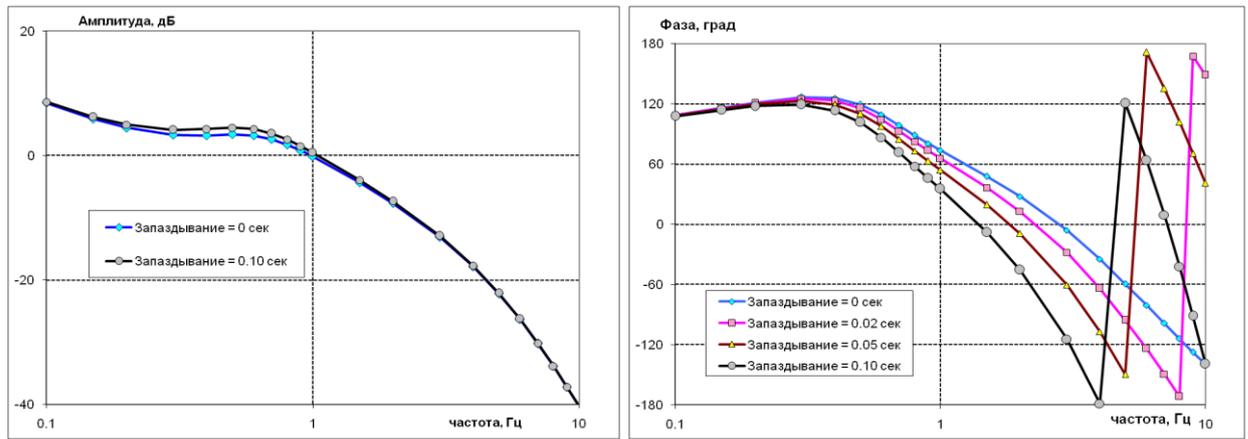


Рисунок 2.15 – Частотная характеристика разомкнутой системы «самолет – система управления с интегральным контуром». Маневрирование. Режим $V_{MO}-M_{MO}$. $X_T = 0,25$. Размыкание по рулю высоты. Запаздывание в канале ω_z – var

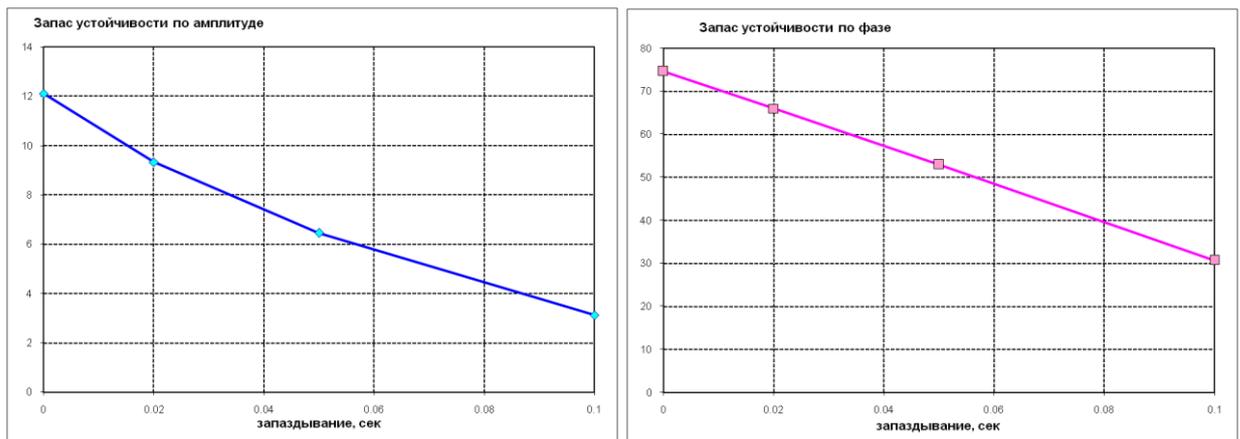


Рисунок 2.16 – Запасы устойчивости системы «самолет – система управления с интегральным контуром». Маневрирование. Режим $V_{MO}-M_{MO}$. $X_T = 0,25$. Размыкание по рулю высоты. Запаздывание в канале ω_z – var

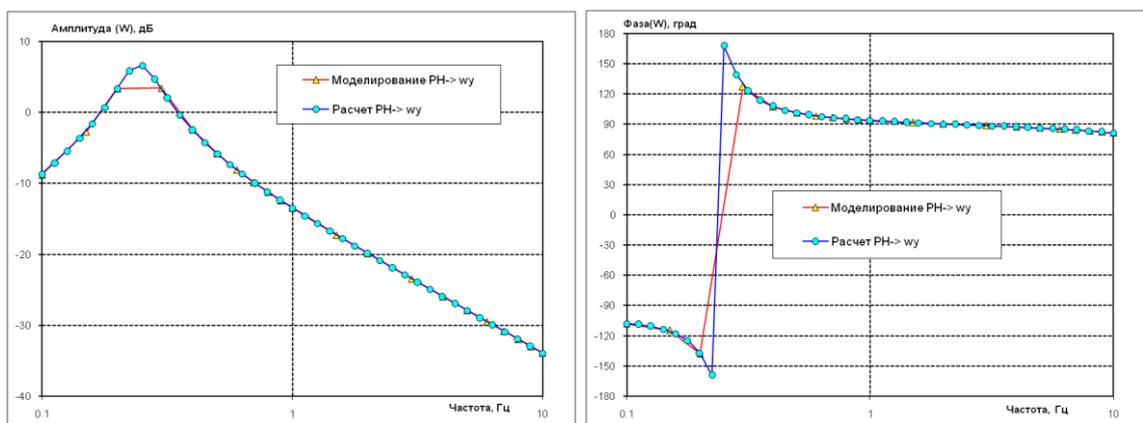


Рисунок 2.17 – Верификация расчетной модели. Входное воздействие – отклонение руля направления. Выход – угловая скорость рыскания.

Самолет без СДУ. Режим $V_{MO}-M_{MO}$

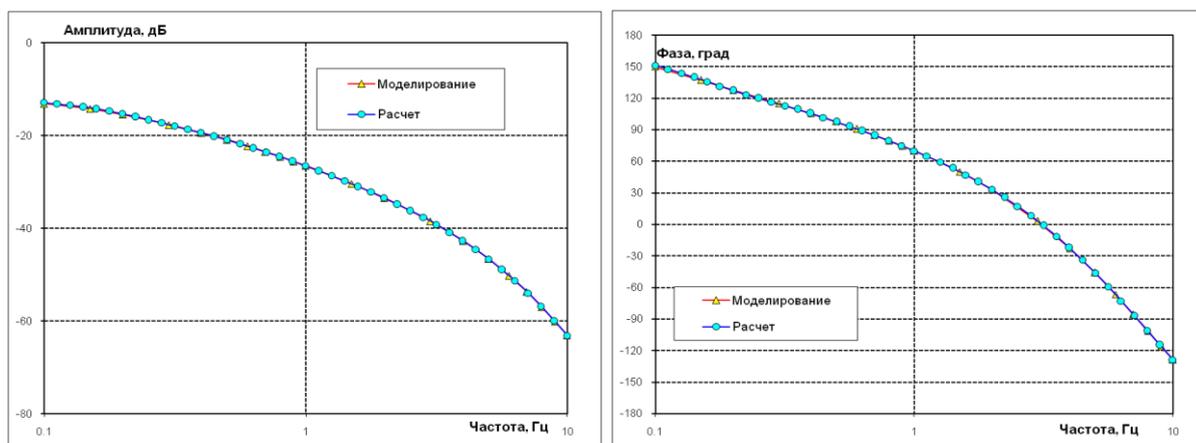


Рисунок 2.18 – Верификация расчетной модели. Частотная характеристика разомкнутой системы. Размыкание по элеронам. Контур руля направления замкнут. Нет запаздываний. Режим $V_{MO}-M_{MO}$

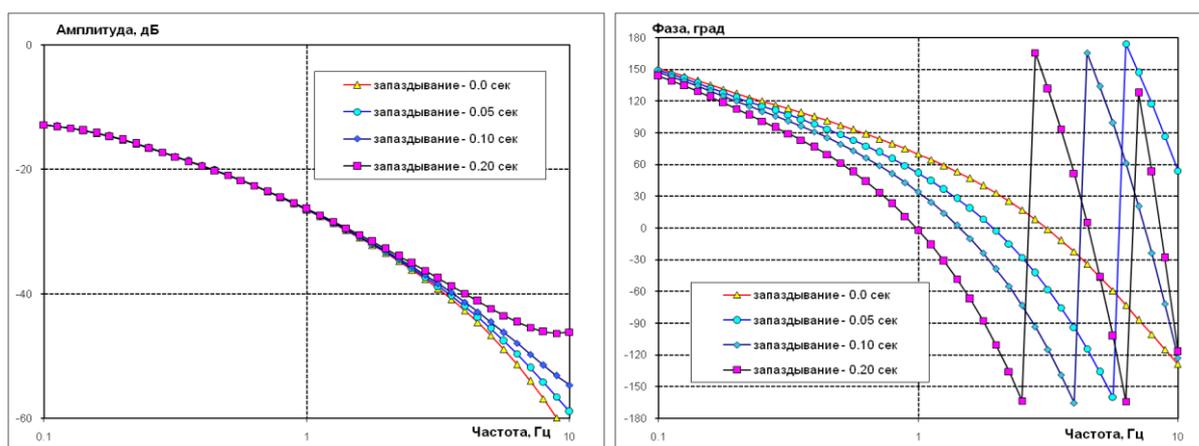


Рисунок 2.19 – Частотная характеристика разомкнутой системы «самолет – система управления». Режим $V_{MO}-M_{MO}$. Запаздывание в каналах ω_x и ω_y – var. Размыкание по элеронам. Контур руля направления замкнут

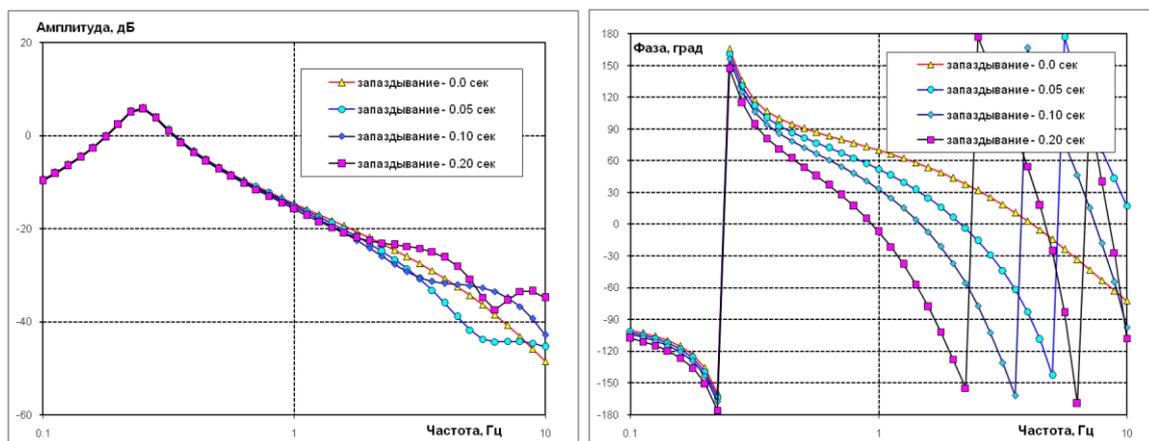


Рисунок 2.20 – Частотная характеристика разомкнутой системы «самолет – система управления». Режим $V_{MO}-M_{MO}$. Запаздывание в каналах ω_x и ω_y – var. Размыкание по рулю направления. Контур элеронов замкнут

2.1.1 Определение максимальных допустимых временных запаздываний в каналах угловой скорости тангажа и нормальной перегрузки

Как показывает опыт, наиболее критичным трактом с точки зрения устойчивости замкнутой системы является тракт «угловая скорость тангажа – отклонение руля высоты». Кроме того, важным является тракт «нормальная перегрузка – отклонение руля высоты». Это объясняется тем, что продольный канал является наиболее чувствительным к изменению параметров системы (прежде всего временному запаздыванию) и алгоритмы управления в нем наиболее сложные и включают интегральные звенья. Поэтому ограничения на временные запаздывания, полученные для продольного канала, можно применять для путевого и поперечного каналов. Для определения максимальной допустимой временной задержки в канале угловой скорости тангажа был проведен анализ устойчивости замкнутой системы в продольном канале при варьируемых запаздываниях в трактах угловой скорости и нормальной перегрузки.

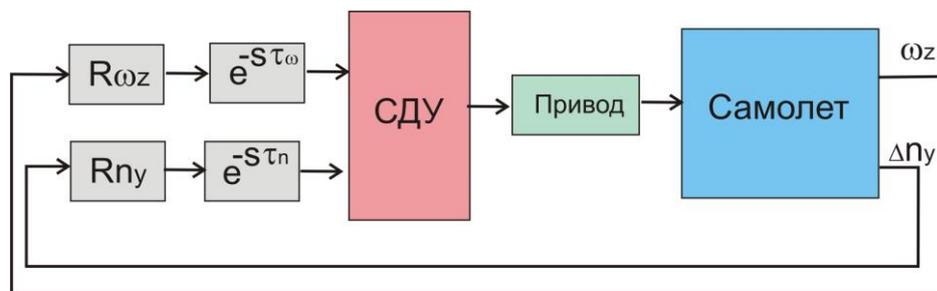
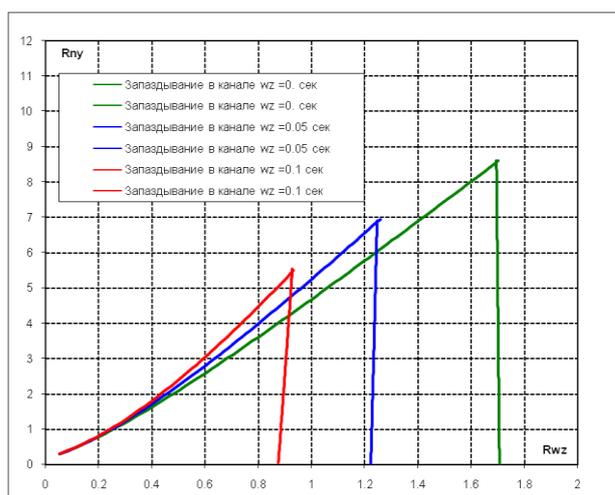


Рисунок 2.21 – Расчетная схема анализа устойчивости замкнутой системы

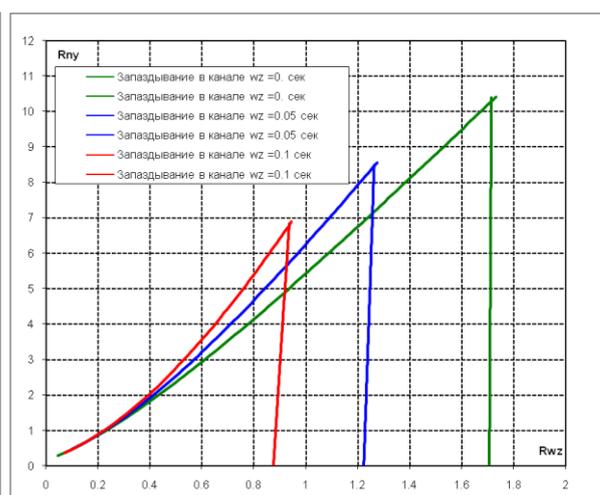
В качестве параметров области устойчивости использовались коэффициенты усиления в трактах угловой скорости тангажа и нормальной перегрузки на входе в СДУ (рис. 2.21). Точка $R_{n_y} = R_{\omega_z} = 1$ соответствует штатной работе системы. Наиболее критичным режимом для выбора предельного значения временного запаздывания является режим V_D - M_D , т. е. точка пересечения кривых V_D и V_D (см. рис. 2.10). На рис. 2.22–2.25 приведены области устойчивости замкнутой системы при варьировании запаздывания в тракте угловой скорости тангажа при разных временах запаздывания в тракте нормальной перегрузки. На этом режиме требуется наличие устойчивости замкнутой системы «самолет –

СДУ», поэтому запаздывание в тракте угловой скорости тангажа $\tau = 0,1$ с. является недопустимым, поскольку приводит к потере устойчивости.

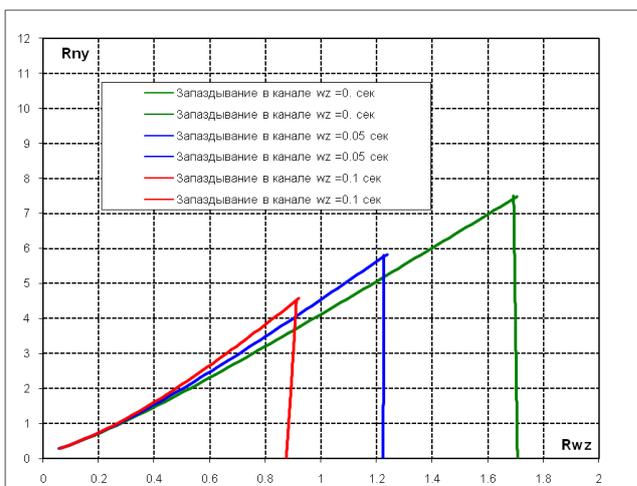
Весьма интересен вопрос о форме областей устойчивости. На всех режимах имеется пересечение низкочастотной и высокочастотной границ устойчивости и точке пересечения соответствует две частоты потери устойчивости. Результаты численного моделирования движения самолета с СДУ с коэффициентами усиления, соответствующими угловой точке пересечения, свидетельствуют о наличии незатухающих колебаний с примерно постоянным уровнем, в которых наблюдаются две гармоники (рис. 2.26).



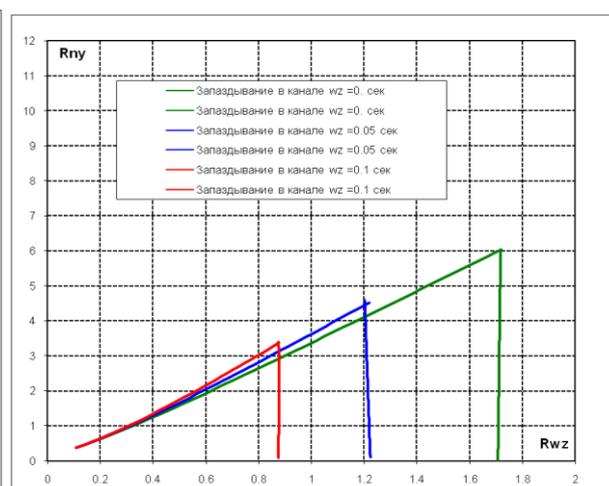
а) Запаздывание $\tau_{n_y} - 0,0$ с



б) $\tau_{n_y} - 0,05$ с



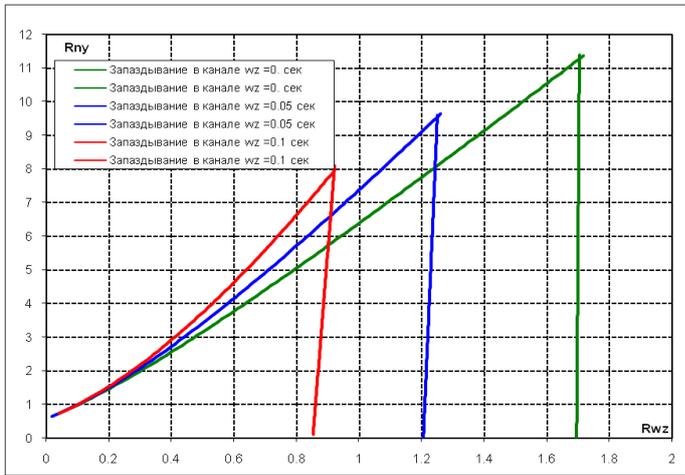
в) Запаздывание $\tau_{n_y} - 0,1$ с



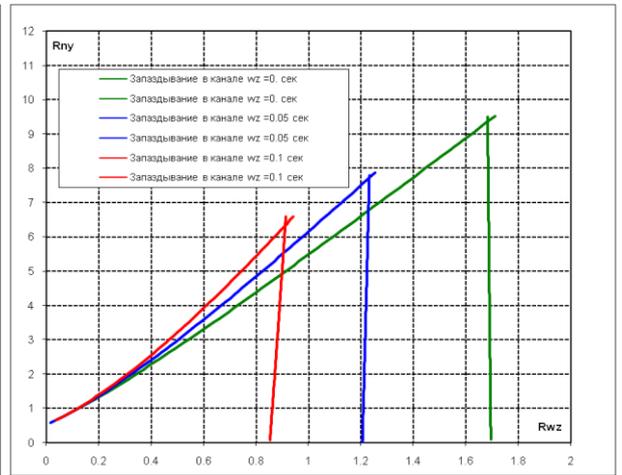
г) $\tau_{n_y} - 0,2$ с

Рисунок 2.22 – Области устойчивости. Статический запас устойчивости $m_z^{C_y} = 0$.

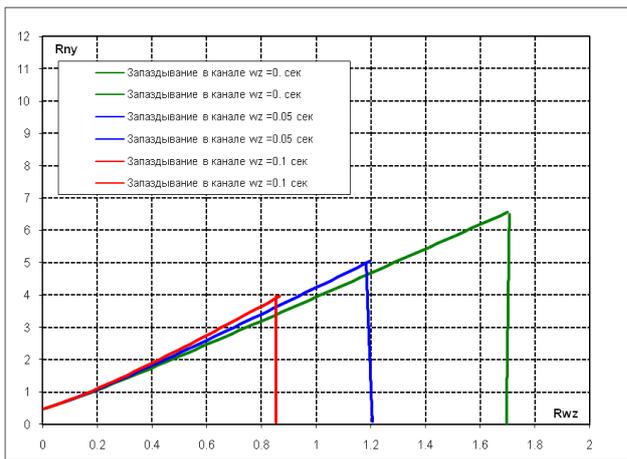
Режим V_D-M_D



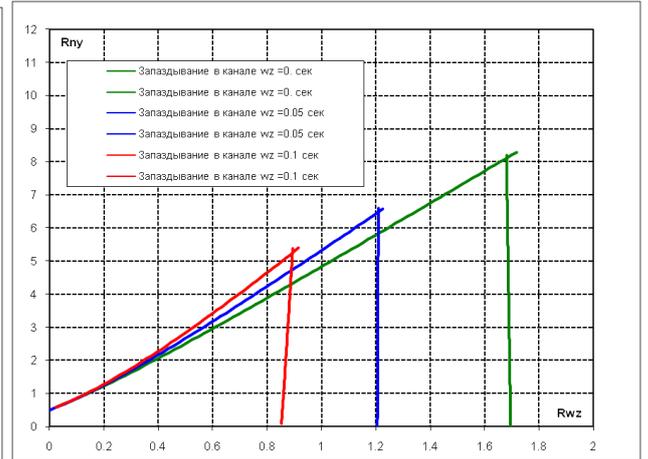
а) Запозывание $\tau_{n_y} - 0,0 \text{ с}$



б) $\tau_{n_y} - 0,05 \text{ с}$



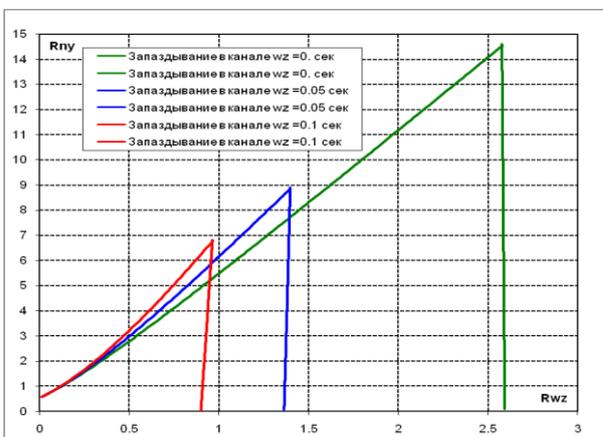
в) Запозывание $\tau_{n_y} - 0,1 \text{ с}$



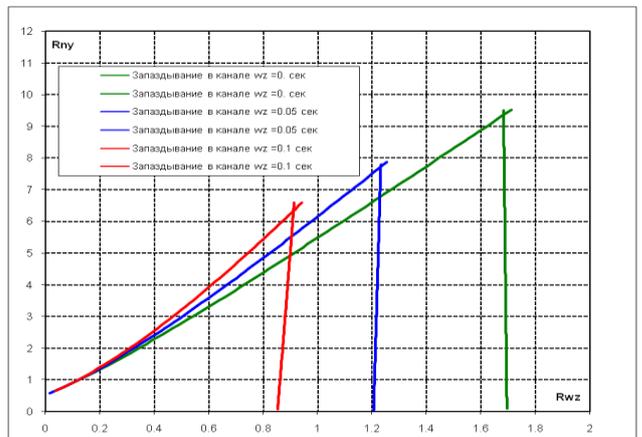
з) $\tau_{n_y} - 0,2 \text{ с}$

Рисунок 2.23 – Области устойчивости. Статический запас устойчивости

$$m_z^{C_y} = -0,15 . \text{ Режим } V_D\text{-}M_D$$



а) Добротность привода $D_{пр} - 15 \text{ 1/с}$



б) Добротность привода $D_{пр} - 25 \text{ 1/с}$

Рисунок 2.24 – Области устойчивости при различных значениях добротности

привода. Статический запас устойчивости $m_z^{C_y} = -0,15$. Режим $V_D\text{-}M_D$.

Запозывание в канале $N_y - 0,05 \text{ с}$

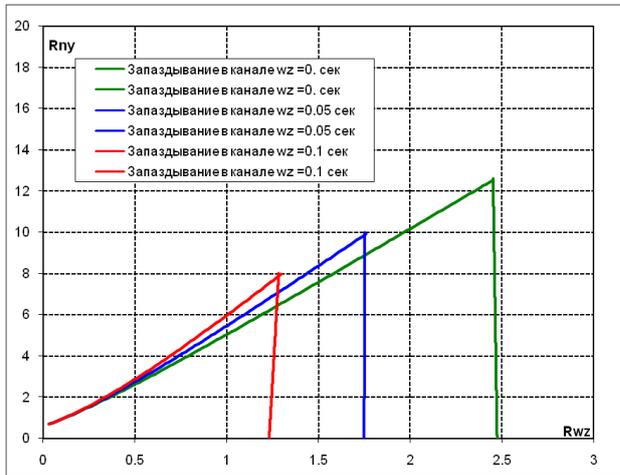
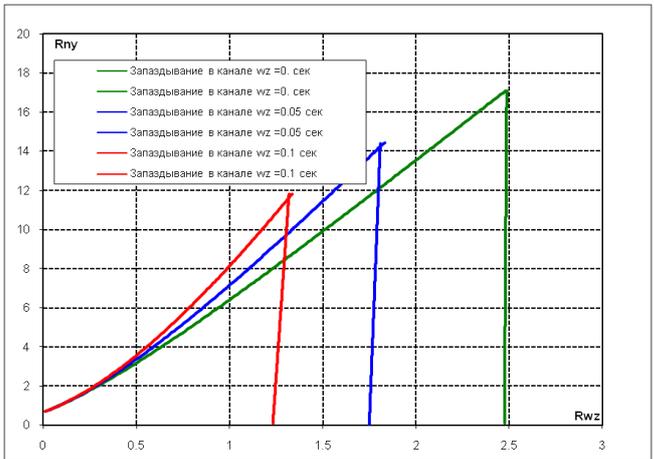
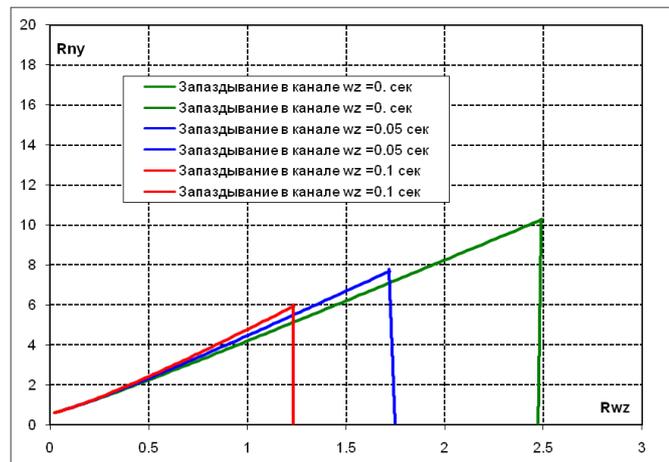
а) Запоздывание $\tau_{n_y} - 0,0$ сб) $\tau_{n_y} - 0,1$ св) $\tau_{n_y} - 0,20$ с

Рисунок 2.25 – Области устойчивости. Статический запас устойчивости

$$m_z^{C_y} = -0,15 . \text{Режим } V_{MO}-M_{MO}$$

На рис. 2.22–2.23 приведены области устойчивости замкнутой системы «самолет – СДУ» на режиме V_D-M_D , полученные для запасов устойчивости $m_z^{C_y} = 0$ и $m_z^{C_y} = -0,15$ соответственно. Снижение запаса статической устойчивости приводит к сужению области устойчивости.

На рис. 2.24а, б приведены области устойчивости замкнутой системы «самолет–СДУ» при разных значениях добротности привода. Видно, что увеличение добротности до значения $D_{пр} = 25$ увеличивает запас устойчивости по амплитуде с $R\omega_z = 1,7$ до $R\omega_z = 2,6$.

На рис. 2.25 приведены области устойчивости замкнутой системы «самолет – СДУ» на режиме $V_{MO}-M_{MO}$ при запасе устойчивости $m_z^{C_y} = -0,15$. При запаздывании в канале угловой скорости тангажа $\tau_\omega = 0,1$ с запас устойчивости по амплитуде составляет всего 25 %, что представляется недостаточным.

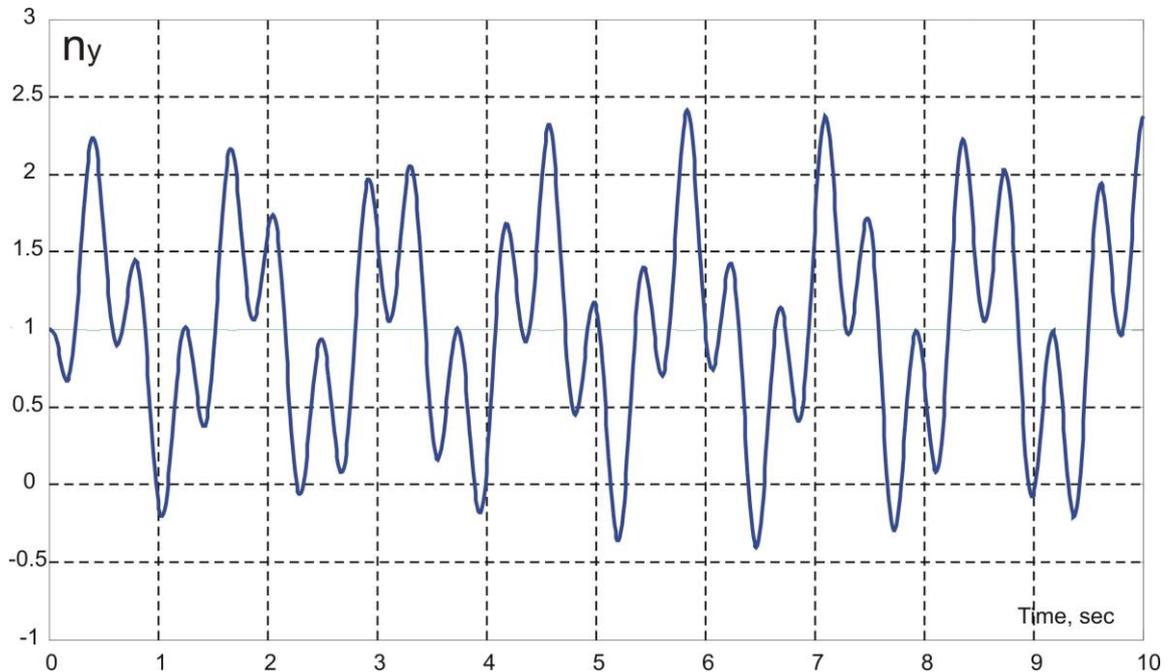


Рисунок 2.26 – Бигармонический характер потери устойчивости, соответствующий угловой точке области устойчивости

Сокращение областей устойчивости не является единственным критерием выбора максимального допустимого времени запаздывания. Другими критериями являются:

- сильное возмущение переходного процесса вследствие запаздывания;
- неспособность или неудовлетворительное выполнение функции СДУ в которой данный сигнал рассматривается;
- невозможность выполнить эффективный контроль сигнала.

Рассмотрим эти факторы более подробно, применительно к разным сигналам для разных режимов полета и при разных центровках. На рис. 2.27 приведены переходные процессы самолета в крейсерском полете при ступенчатом отклонении рычага управления по тангажу при различных запаздываниях в

канале угловой скорости тангажа. При запаздывании $\tau_{\omega_z} = 0 \dots 0,05$ с переходные процессы практически не отличаются от эталонных кривых, соответствующих нулевому запаздыванию. При бóльших запаздываниях это отличие становится заметным. Эта же тенденция наблюдается и для других режимов, но более остро она проявляется для режимов с большими скоростными напорами (V_{MO} и V_D – см. рис. 2.27, 2.29). Очевидно, что поведение самолета, наблюдающееся на рис. 2.27 при $\tau_{\omega_z} = 0,2$ с, неприемлемо.

Для того, чтобы дать количественную меру возмущения переходного процесса, т. е. разницы между реальным и эталонным процессами, можно воспользоваться различными видами функциональных норм. Пусть $y(t)$ и $y_{ref}(t)$ – реальный и эталонный процессы соответственно. Разница между ними $\text{norm}(y(t) - y_{ref}(t)) = \text{norm}(\Delta y(t))$ может быть оценена одним из следующих способов:

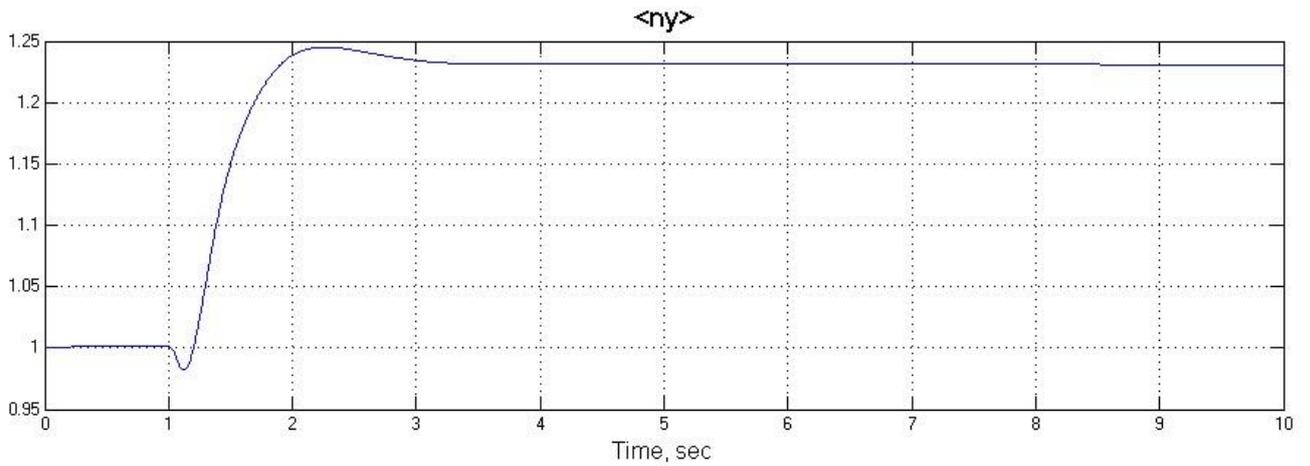
$$\text{norm}(\Delta y(t)) = \|\overline{\Delta y(t)}\| + \bar{\tau} \cdot \left\| \frac{d\Delta y(t)}{dt} \right\|,$$

где:

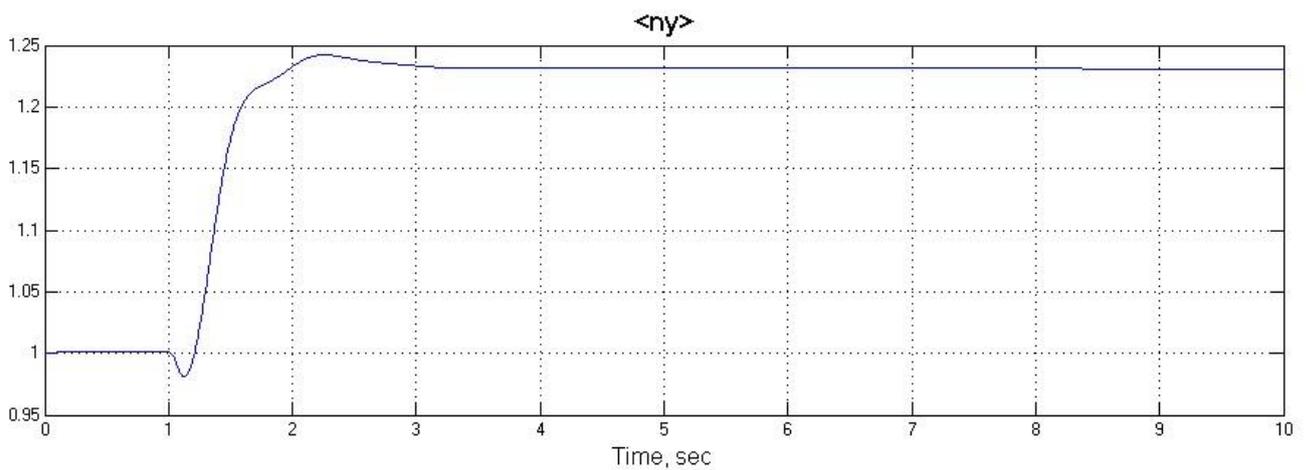
$$\|\overline{\Delta y(t)}\| = \text{sqrt} \left(\frac{\int_0^T \Delta y(t)^2 dt}{\int_0^T y_{ref}(t)^2 dt} \right),$$

T – характерное время переходного процесса (время затухания).

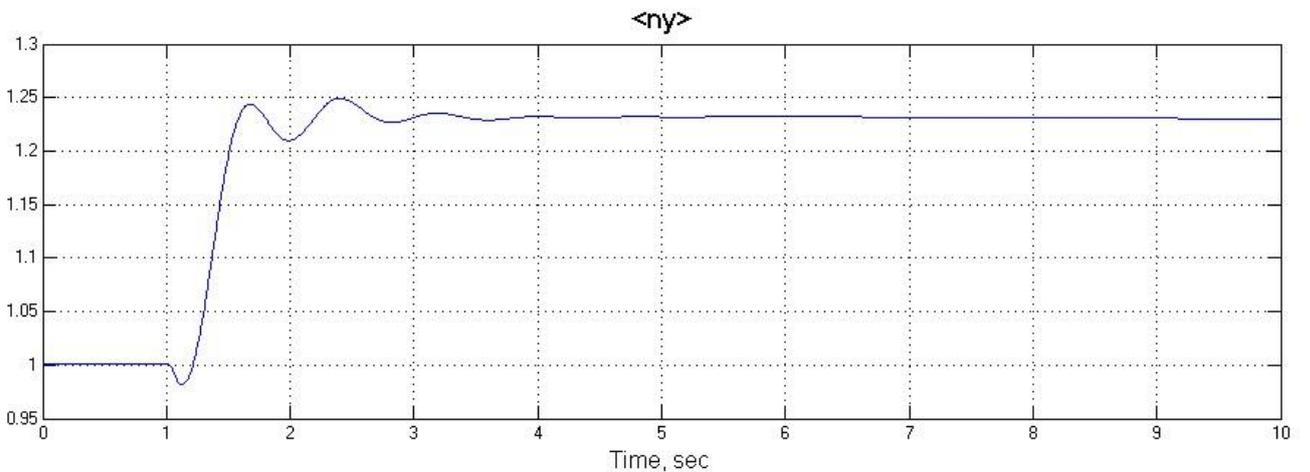
Данная норма обеспечивает относительную безразмерную величину, характеризующую среднеквадратичное отклонение реального процесса от идеального за характерное время переходного процесса. Будем называть ее интегральной нормой возмущения переходного процесса. Можно видеть, что эта норма является суммой возмущений самого выходного сигнала и его производной по времени с весом $\bar{\tau}$. Выбор этого весового коэффициента зависит от специфики задачи и определяется параметрами переходного процесса (время срабатывания и затухания). Очень часто бывает трудно обосновать выбор этого коэффициента, поэтому берут самый простой случай $\tau = 0$.



а) Запаздывание в канале угловой скорости – 0,0 с



б) Запаздывание в канале угловой скорости – 0,05 с



в) Запаздывание в канале угловой скорости – 0,1 с

Рисунок 2.27 – Переходные процессы по нормальной перегрузке в системе «самолет – СДУ». Режим $V_{MO}-M_{MO}$. $Rn_y = 1,0$, $R\omega_z = 1,0$. Запаздывание в канале нормальной перегрузки – 0,1 с, в канале угловой скорости тангажа – var

Другая норма возмущения переходного процесса может быть определена следующим образом:

$$\text{norm}(\Delta y(t)) = \frac{\max(|\Delta y(t)|)}{\max(y_{\text{ref}}(t)) - \min y_{\text{ref}}(t)}.$$

Она также определяет безразмерную относительную величину, характеризующую максимальное отклонение реального процесса от идеального за наблюдаемый период. Эту величину мы будем называть пиковой нормой возмущения переходного процесса.

На рис. 2.28 приведены интегральные нормы возмущений переходного процесса по нормальной перегрузке, угловой скорости тангажа и углу атаки для режима V_D - M_D . При использовании обычного порога допустимого возмущения, составляющего 10 % от исходного процесса, можно получить величину допустимого запаздывания в канале угловой скорости тангажа $\sim 0,06$ - $0,07$ с.

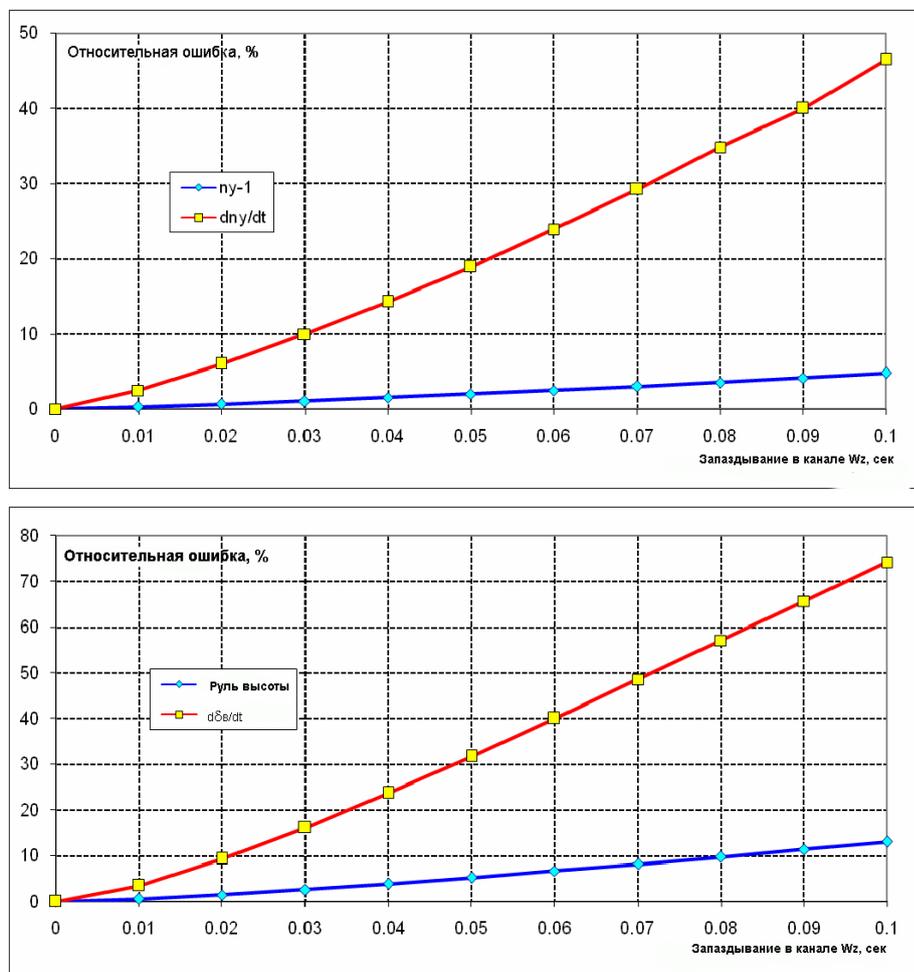


Рисунок 2.28 – Интегральная норма возмущения переходных процессов.

Режим V_D - M_D , задняя центровка. Запаздывания $\tau_{n_y} = 0,0$, $\tau_{\omega_z} - \text{var}$

Интегральная и пиковая нормы не являются единственными показателями возмущения переходного процесса, которое может принимать различные формы. Для запаздывания в канале обратной связи по угловой скорости тангажа характерным является появление колебательности в переходных процессах, что может выражаться в появлении дополнительных экстремумов или точек пересечения с эталонным процессом (рис. 2.29–2.31).

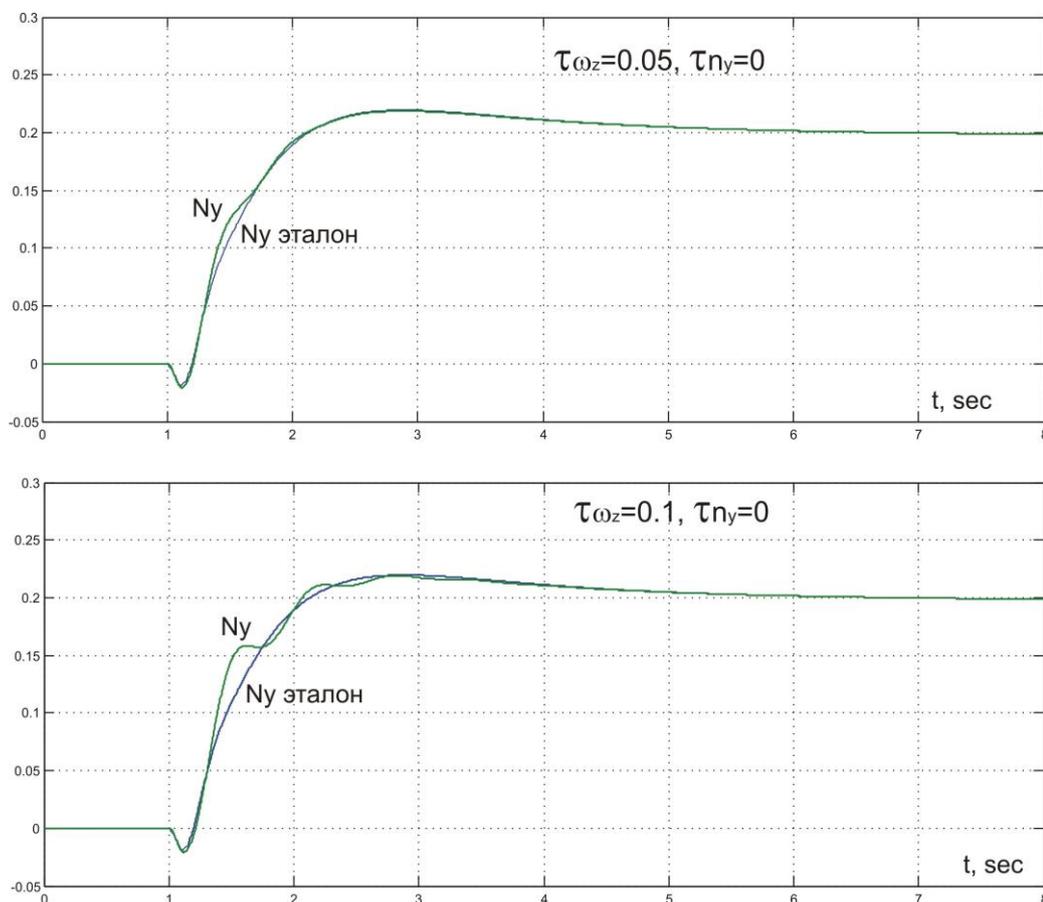


Рисунок 2.29 – Количество экстремумов и пересечений с эталонным процессом.

Нормальная перегрузка. Режим V_D - M_D , передняя центровка.

Запаздывания $\tau_{n_y} = 0,0$, τ_{ω_z} – var

Например, рис. 2.30–2.31 демонстрируют изменение количества экстремумов в переходном процессе и количество пересечений с эталонным процессом в зависимости от запаздывания в канале угловой скорости тангажа. Там же приведено поведение возмущенного переходного процесса. Видно, что при запаздывании $\sim 0,05$ с наблюдается рост параметров переходного процесса, характеризующих его колебательность.

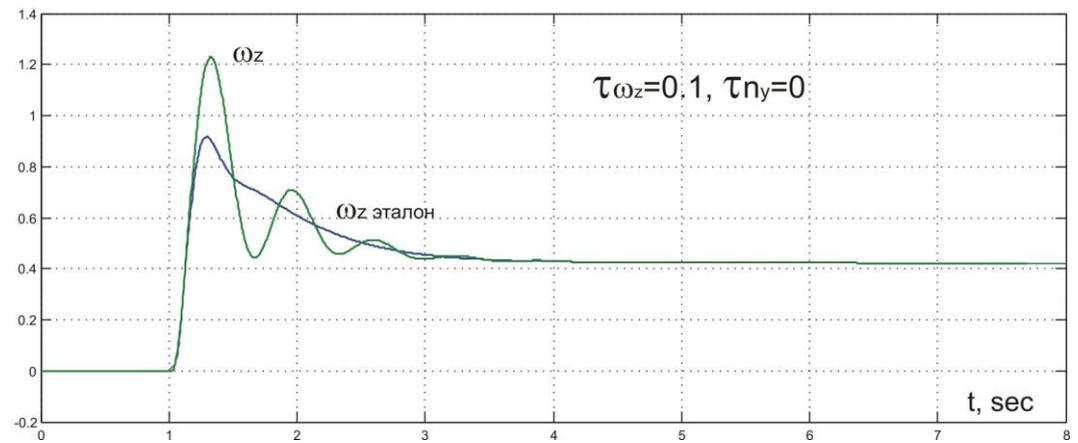
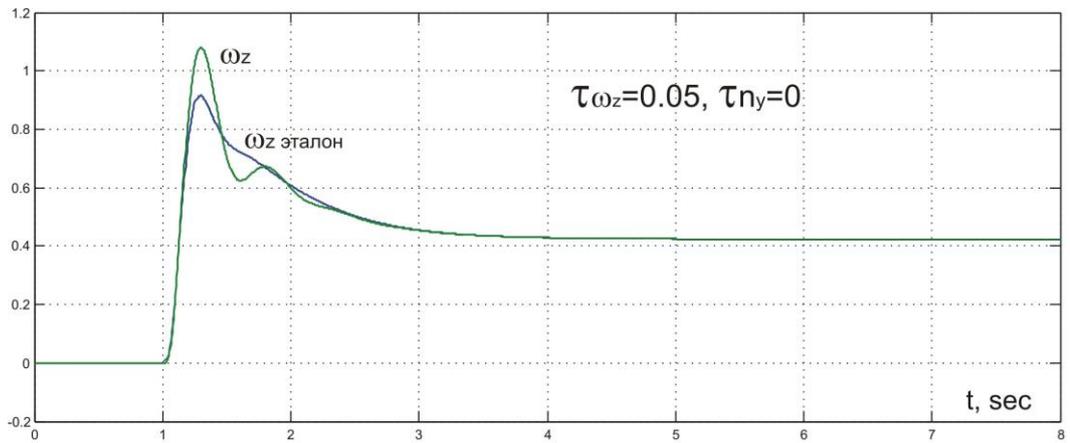
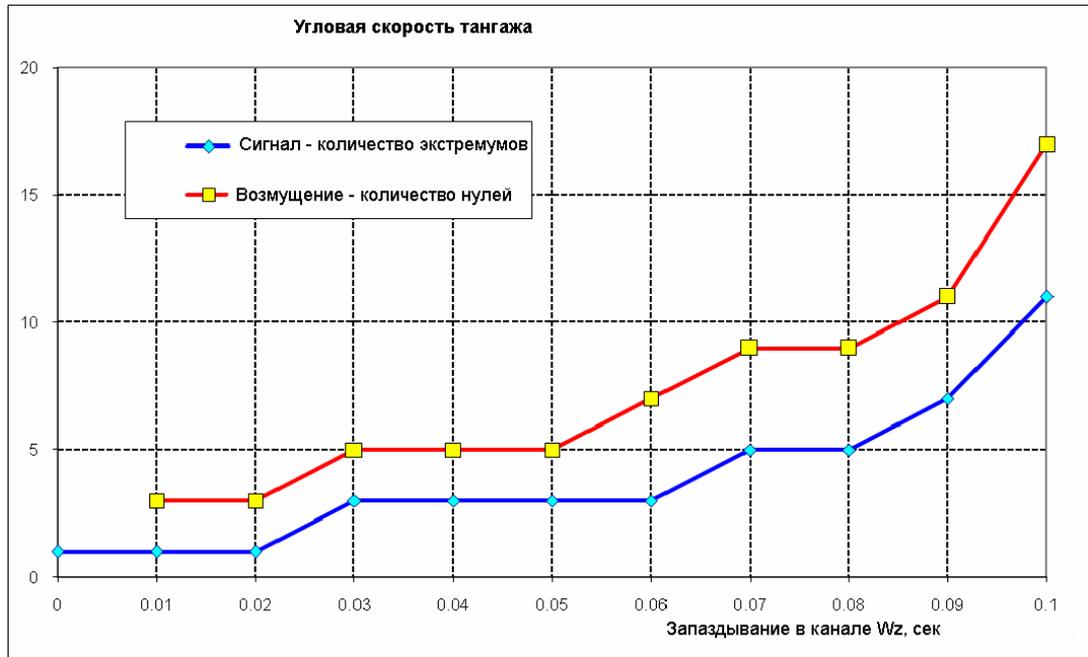


Рисунок 2.30 – Количество экстремумов и пересечений с эталонным процессом.

Угловая скорость тангажа. Режим V_D-M_D , передняя центровка.

Запаздывания $\tau_{n_y} = 0,0$, $\tau_{\omega_z} - \text{var}$

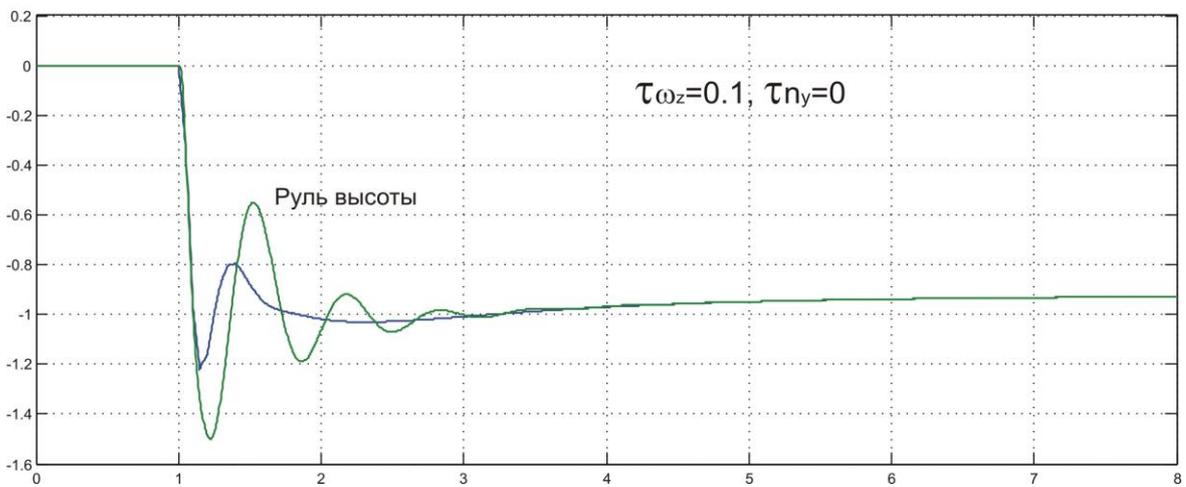
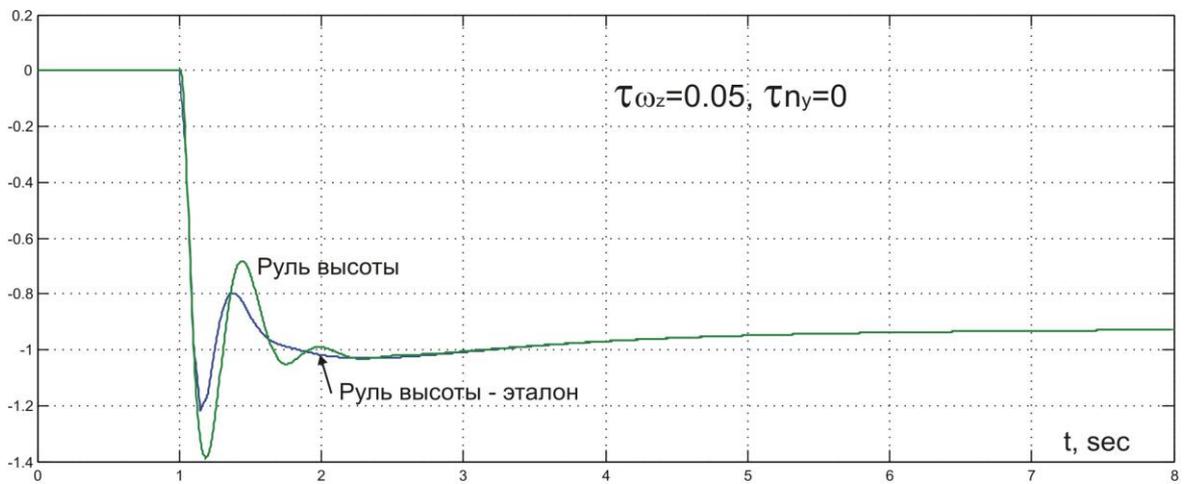
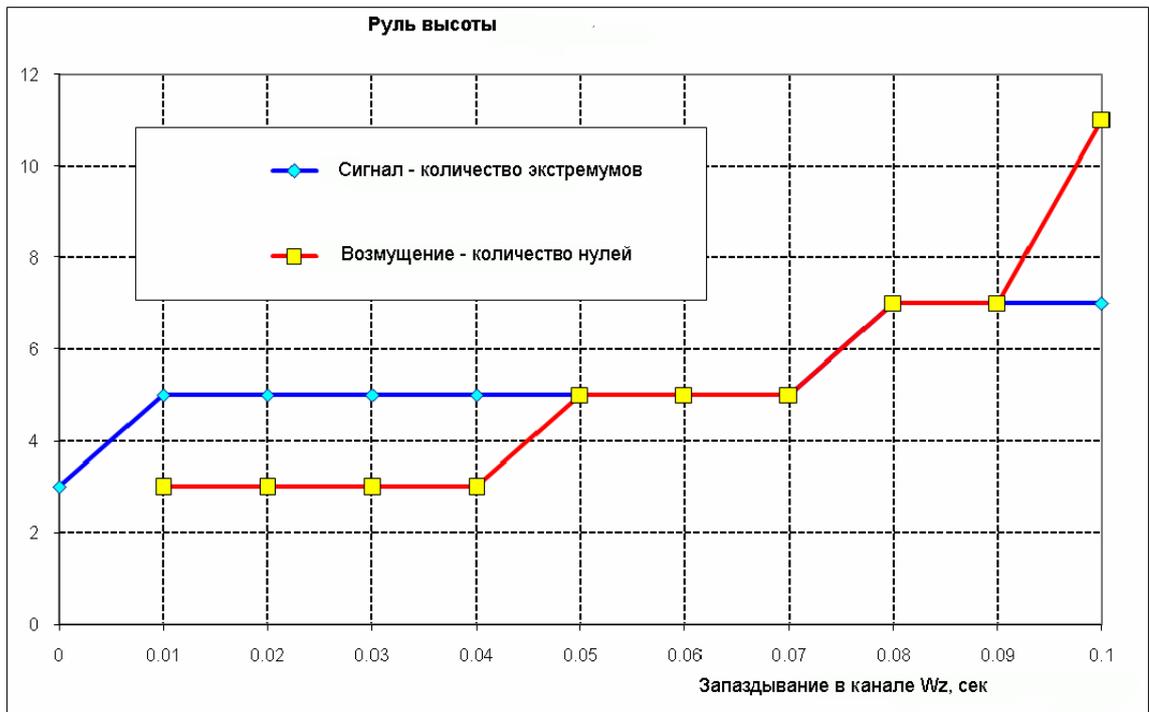
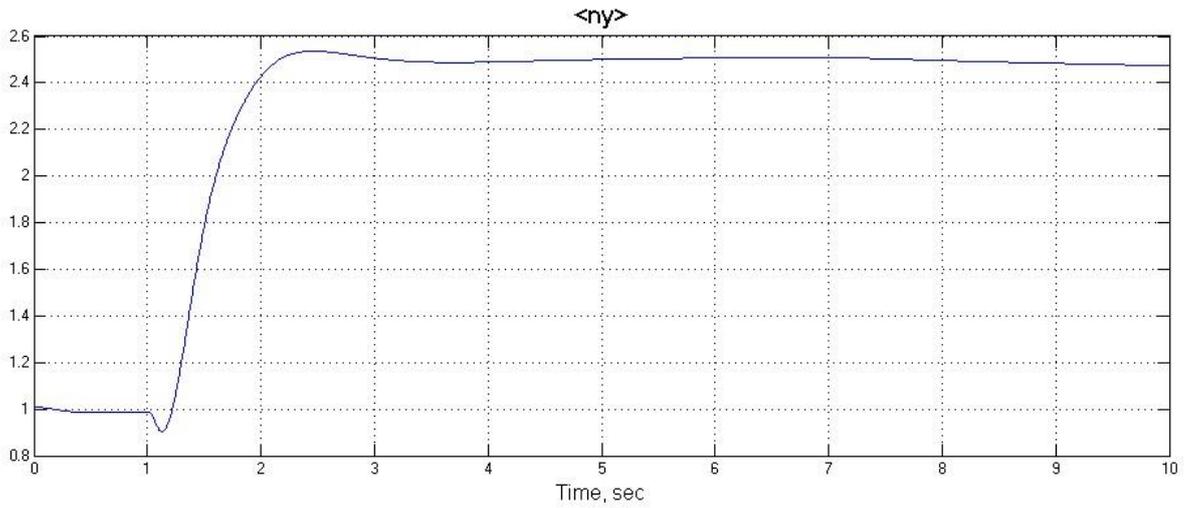
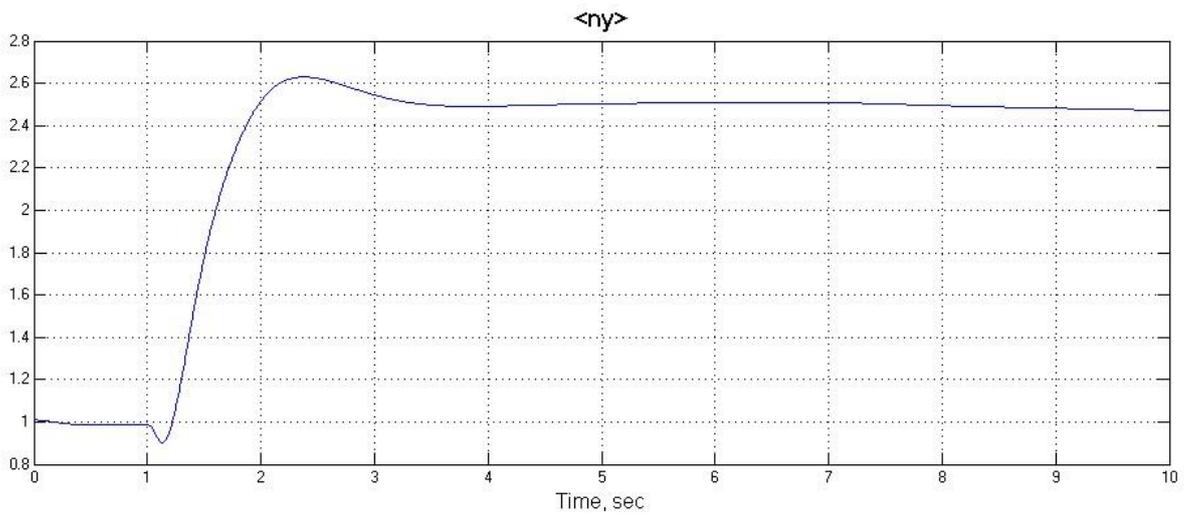


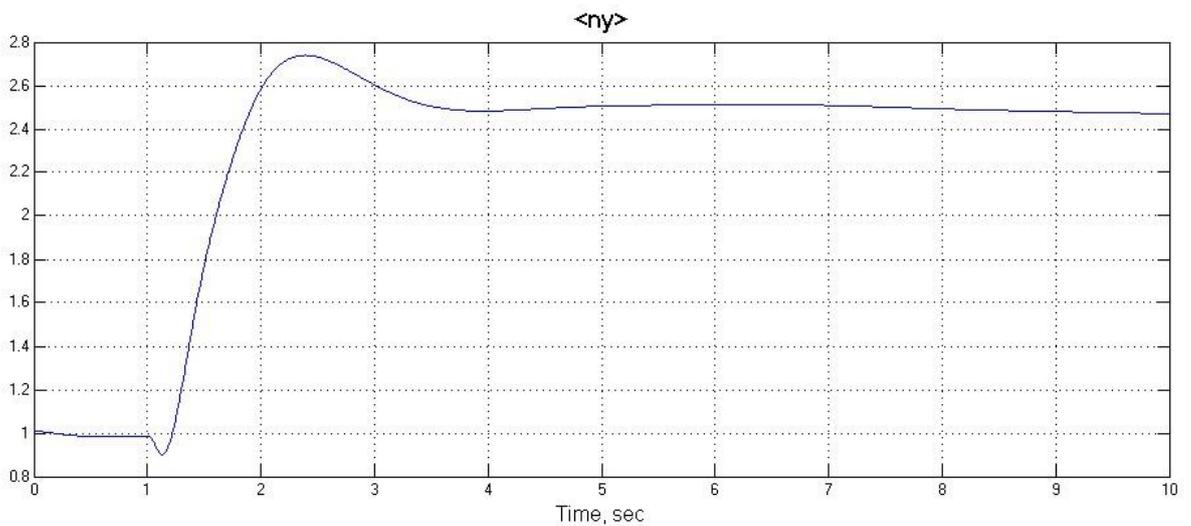
Рисунок 2.31 – Количество экстремумов и пересечений с эталонным процессом. Угол атаки. Режим V_D-M_D , передняя центровка. Запаздывания $\tau_{n_y} = 0,0$, $\tau_{\omega_z} - \text{var}$



а) Запоздывание в канале нормальной перегрузки – 0,0 с



б) Запоздывание в канале нормальной перегрузки – 0,10 с



в) Запоздывание в канале нормальной перегрузки – 0,20 с

Рисунок 2.32 – Переходные процессы по нормальной перегрузке.

Режим $V_{MO}-M_{MO}$, передняя центровка. Запоздывания $\tau_{n_y} - var, \tau_{\omega_z} = 0,05$ с

На рис. 2.32 приведены переходные процессы по нормальной перегрузке при запаздывании в канале угловой скорости тангажа $\tau_{\omega_z} = 0,05$ с и при изменении запаздывания в канале перегрузки на режиме V_D - M_D . Основным эффектом увеличения запаздывания в канале нормальной перегрузки является увеличение заброса переходного процесса (рис. 2.33). Это особенно важно для анализа эффективности ограничителя максимальной перегрузки. В частности, из-за увеличения заброса самолет выходит на значения нормальной перегрузки, превышающие предельные значения.

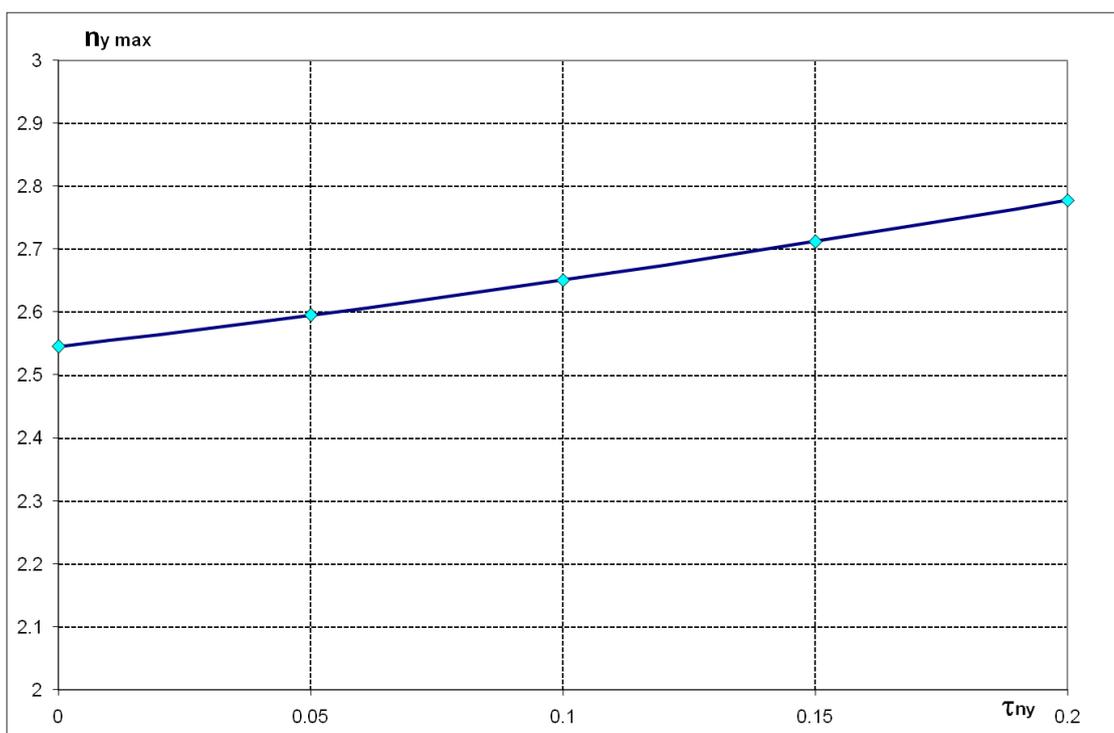


Рисунок 2.33 – Демонстрация работы ограничителя нормальной перегрузки.

Уровень заброса. Режим V_D - M_D . Запаздывания τ_{n_y} – var, $\tau_{\omega_z} = 0,05$ с

Так, при запаздывании $\tau_{n_y} = 0,2$ с самолет выходит на перегрузку $n_y = 2,8$ при предельном значении $n_{y \max} = 2,5$. Если взять 10 %-й порог превышения, т. е. $n_y = 2,65$, то предельное допустимое запаздывание в канале нормальной перегрузки составит величину $\tau_{n_y} = 0,1$ с. Таким образом, можно установить предельное допустимое запаздывание в канале нормальной перегрузки, составляющее $\tau_{n_y} = 0,1 \dots 0,15$ с.

2.1.2 Определение максимальных допустимых временных запаздываний в каналах угловых скоростей крена и рыскания

Проведем анализ влияния запаздываний в каналах угловых скоростей крена и рыскания на устойчивость замкнутой системы «самолет–СДУ» аналогично тому, как это было сделано в продольном движении для каналов угловой скорости тангажа и нормальной перегрузки. Как и в случае продольного движения, для анализа устойчивости будем использовать разработанную аналитическую модель самолета и СДУ, созданную с использованием системы DASIS.

Для верификации модели было проведено сравнение частотных характеристик аналитической модели и модели, созданной в среде Matlab/Simulink. Результаты приведены на рис. 2.16–2.18, они позволяют говорить о хорошем совпадении характеристик, и о корректности аналитической модели. С использованием аналитической модели был проведен расчет областей устойчивости замкнутой системы «самолет–СДУ». В качестве координат использовались суммарные коэффициенты в каналах угловых скоростей крена и рыскания – K_{ω_x} и K_{ω_y} , аналогично тому, как это было сделано для продольного движения. Данные области устойчивости приведены на рис. 2.34.

Можно сделать вывод, что замкнутая система обладает достаточными запасами устойчивости даже при запаздывании $\tau_{\omega_x} \sim \tau_{\omega_y} \sim 0,2$ с. Это подтверждает исходное предположение, что запаздывание в канале угловой скорости наиболее критично для продольного канала и требования к запаздыванию, сформированные для канала угловой скорости тангажа, будут заведомо достаточны для каналов угловых скоростей крена и рыскания. Поскольку датчики угловых скоростей строятся как блок датчиков для трех осей, то, в силу вышесказанного, предлагается использовать в качестве требования к максимальному запаздыванию в канале угловых скоростей величину $\tau_{\omega_x} \sim \tau_{\omega_y} \sim 0,07$ с.

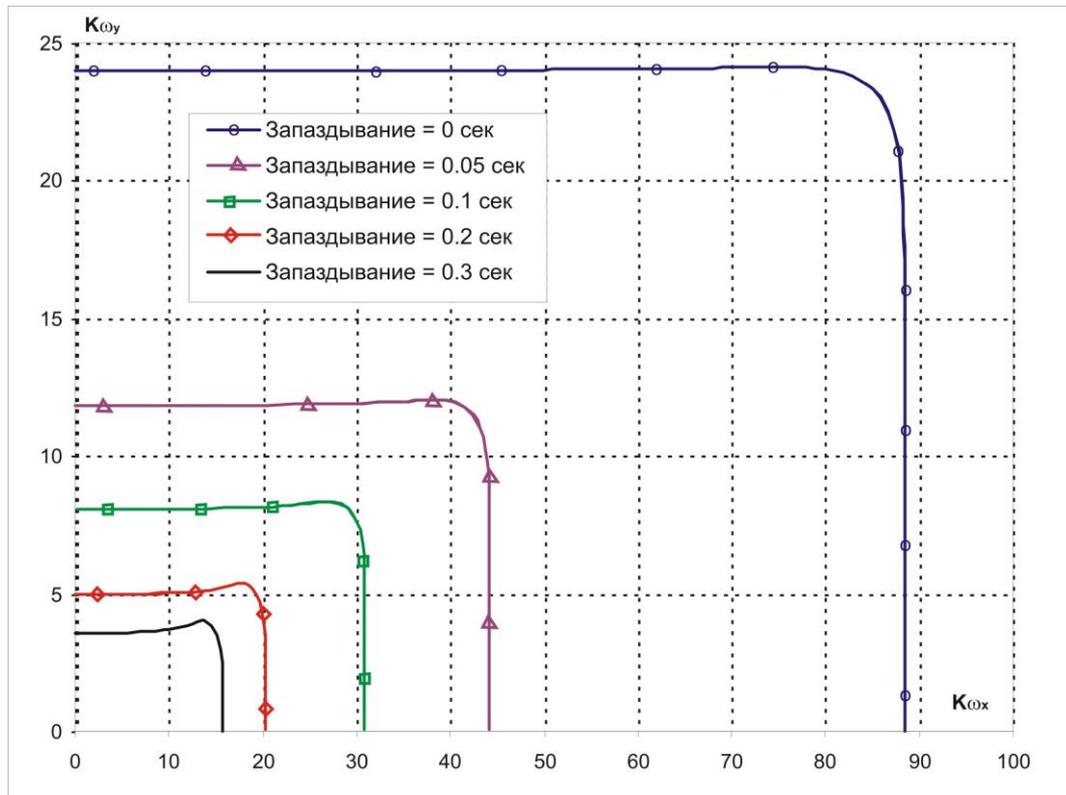


Рисунок 2.34 – Области устойчивости. Режим V_D - M_D . Запозывание – var

Как и в случае продольного движения, запозывание в трактах обратных связей приводит к искажению переходных процессов. Для того чтобы количественно оценить меру возмущения переходного процесса, т. е. разницу между реальным и эталонным процессами, воспользуемся пиковой нормой:

$$\text{norm}(\Delta y(t)) = \frac{\max(|\Delta y(t)|)}{\max(y_{\text{ref}}(t)) - \min y_{\text{ref}}(t)},$$

которая определяет безразмерную относительную величину, характеризующую максимальное отклонение реального процесса от идеального за наблюдаемый период. Эту величину мы будем называть пиковой нормой возмущения переходного процесса. На рис. 2.35–2.36 приведены пиковые нормы возмущений переходного процесса по углу скольжения, угловым скоростям крена и рыскания боковой перегрузке, углам отклонения элеронов и руля направления для режима V_D . При использовании обычного порога допустимого возмущения составляющего 10% от исходного процесса (критичным является отклонение руля направления) можно получить величину допустимого запозывания в каналах угловых скоростей крена и рыскания в $\sim 0,13$ с.

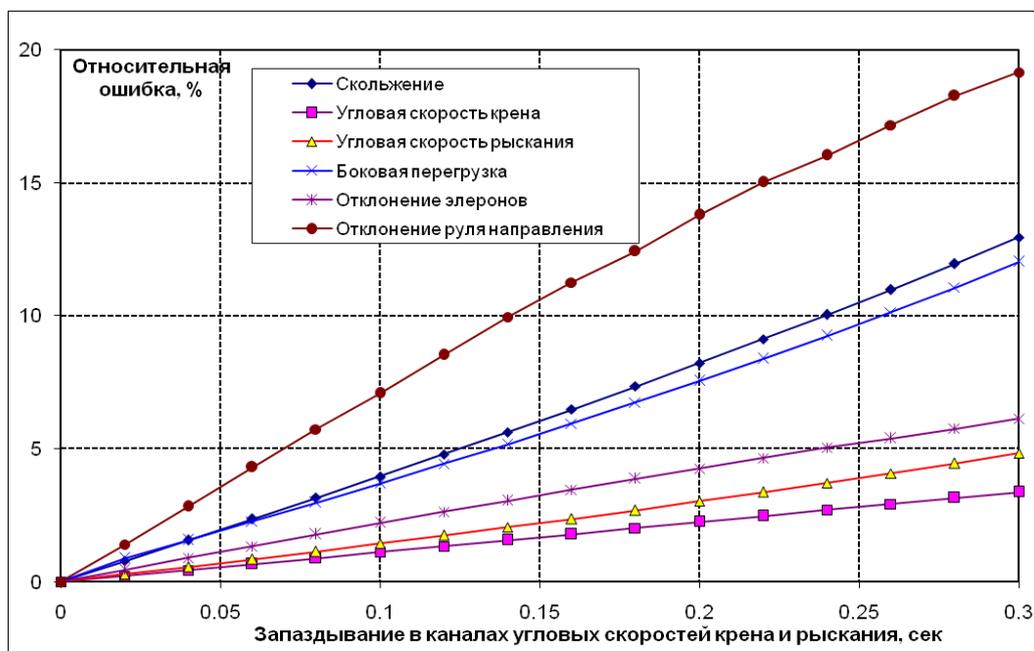


Рисунок 2.35 – Режим V_D . Ступенчатое отклонение штурвального колеса.

Оценка пиковой нормы параметров бокового движения

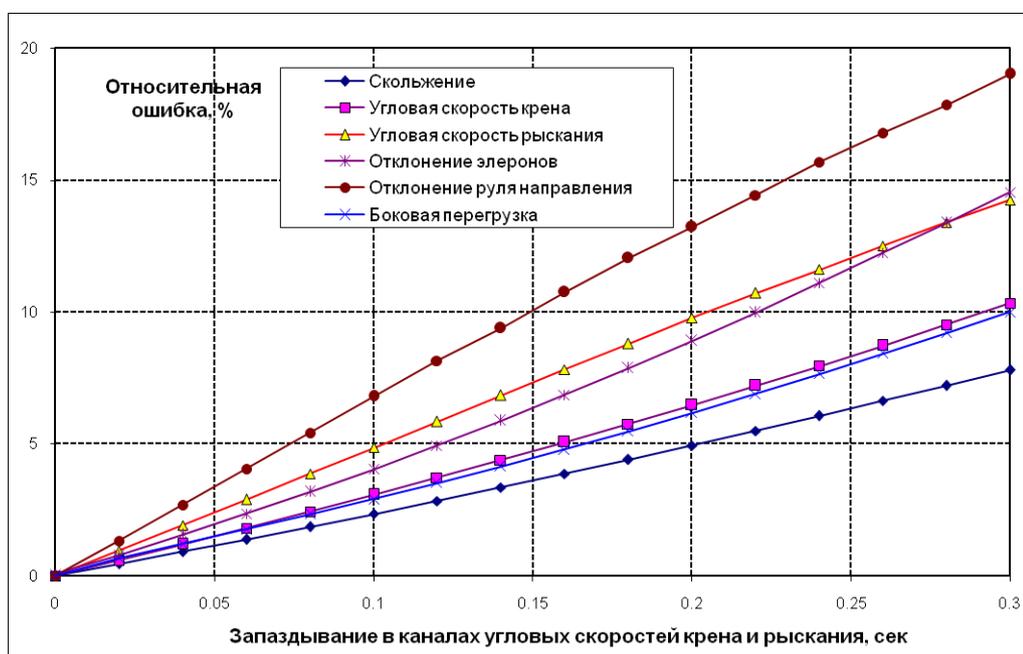


Рисунок 2.36 – Режим V_D . Ступенчатое отклонение педалей.

Оценка пиковой нормы параметров бокового движения

На рис. 2.37–2.38 приведены переходные процессы в боковом канале при ступенчатом отклонении педалей и штурвального колеса при запаздывании в каналах угловых скоростей крена и рыскания $\tau_{\omega_x} = \tau_{\omega_y} = 0,2$ с и в идеальном случае на режиме V_D - M_D . При таком запаздывании наблюдается заметное

возмущение переходных процессов и основным эффектом увеличения запаздывания в каналах угловых скоростей крена и рыскания является увеличение заброса переходного процесса.

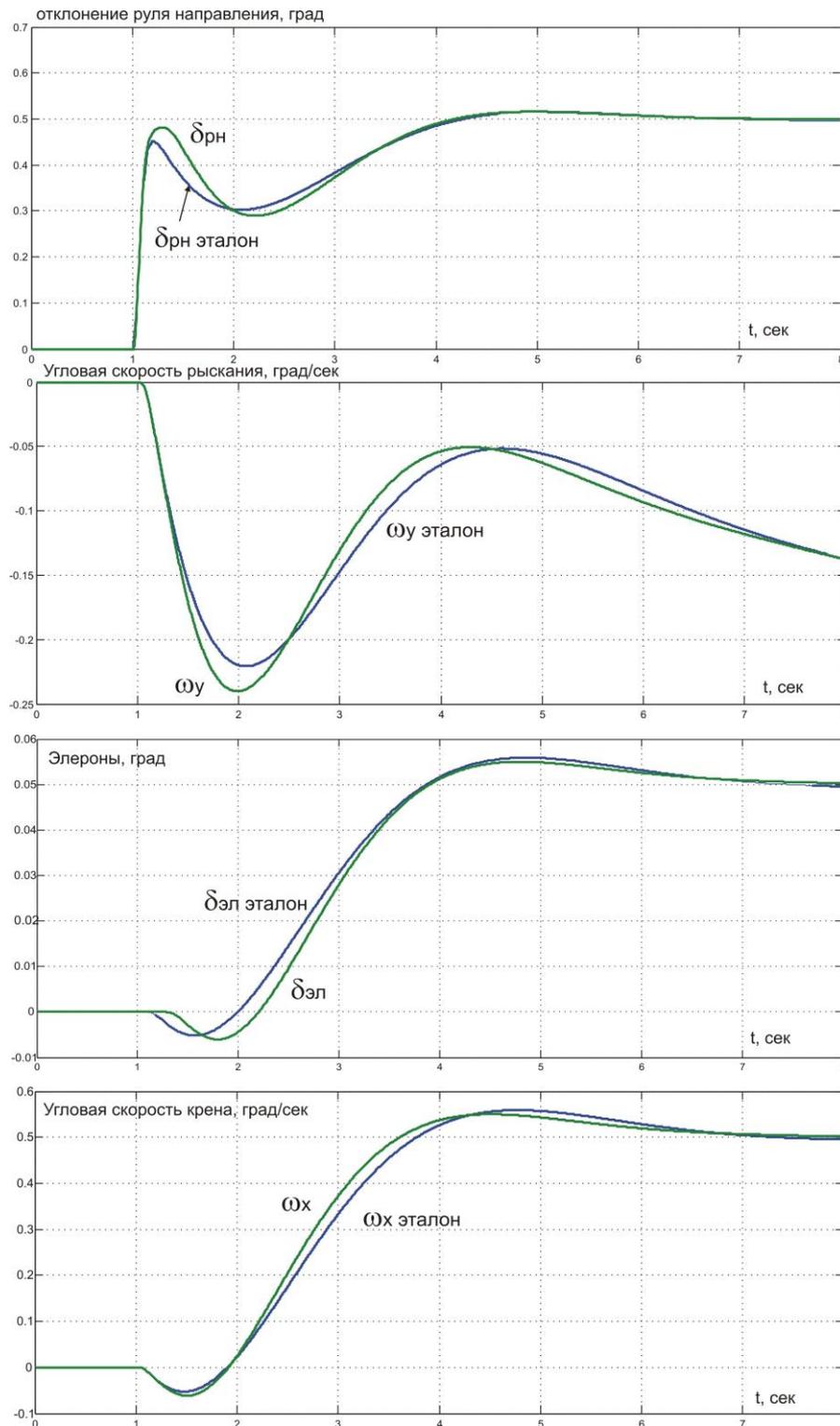


Рисунок 2.37 – Режим V_D . Ступенчатое отклонение педалей.

Параметры бокового движения в идеальном случае и при запаздывании в каналах угловых скоростей крена и рыскания – 0,2 с

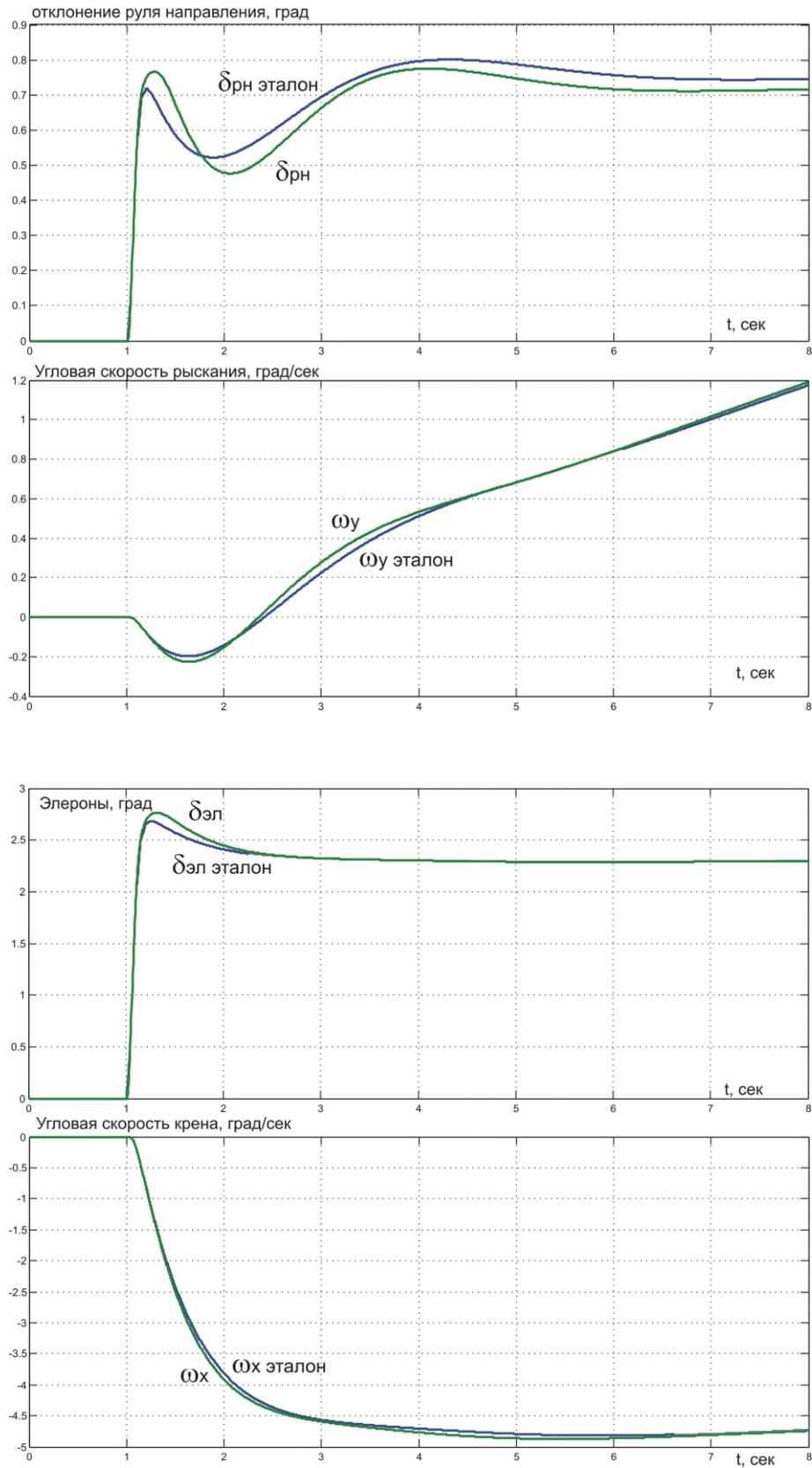


Рисунок 2.38 – Режим V_D . Ступенчатое отклонение штурвального колеса. Параметры бокового движения в идеальном случае и при запаздывании в каналах угловых скоростей крена и рыскания – 0,2 с

2.2 Определение максимальных допустимых периодов обновления сигналов СДУ с учетом эффективности работы системы контроля

Чрезвычайно важным фактором, определяющим выбор максимального допустимого запаздывания в трактах управляющих сигналов, является эффективность работы системы контроля. Для корректной работы системы управления необходимо проводить контроль входной информации. Основным методом контроля информации является сравнение резервированных сигналов. Вследствие асинхронности работы цифровых датчиков, информационных систем, вычислителей основного управления и модулей управления приводами в алгоритмах контроля производится сравнение сигналов, относящихся к разным моментам времени, т. е. оценивается рассогласование:

$$|\Delta y(t)| = |y_1(t) - y_2(t - \tau)|.$$

Поскольку практически все интересующие нас сигналы являются гладкими, то можно написать:

$$|\Delta y(t)| \approx \left| \frac{dy(t)}{dt} \tau \right|.$$

Данное рассогласование не должно превышать порога срабатывания алгоритма контроля в течение времени подтверждения, которое составляет $\sim 0,2$ с:

$$|\Delta y(t)| \approx \left| \frac{dy(t)}{dt} \tau \right| < H.$$

Поэтому для оценки максимального допустимой величины запаздывания τ можно воспользоваться выражением:

$$\tau \approx \frac{H}{\left| \frac{dy(t)}{dt} \right|_{\max}}.$$

Выбор порога срабатывания является весьма сложной задачей (см. главу 4). Для многих параметров порог срабатывания назначается исходя из весьма общих

соображений, часто методом прямого подбора и обычно составляет $\sim 10\%$ от полного диапазона изменения контролируемого параметра.

Поэтому для предварительной оценки допустимого запаздывания имеем выражение:

$$\tau_{\max} \approx \frac{0,1 \cdot (y_{\max} - y_{\min})}{\left| \frac{dy(t)}{dt} \right|_{\max}}$$

В свою очередь, временной сдвиг между контролируруемыми сигналами может достигать двух периодов обновления информации сигнала. Поэтому для эффективной работы системы контроля необходимо, чтобы выполнялось условие:

$$T_0 < \frac{0,05 \cdot (y_{\max} - y_{\min})}{\left| \frac{dy(t)}{dt} \right|_{\max}}. \quad (2.1)$$

Для того чтобы воспользоваться оценкой (2.1), необходимо знать распределение $P_{dx/dt}$ для основных контролируемых сигналов. В первом приближении эти распределения могут быть получены в результате обработки результатов моделирования самолета и системы управления на пилотажном стенде с участием опытных операторов и летчиков. Затем эти распределения могут быть уточнены по результатам летных испытаний. На рис. 2.39 приведены примеры распределений, полученных в результате обработки результатов полетов на пилотажном стенде.

На основании полученных статистических данных, а также моделирования движения самолета в условиях ветровых возмущений могут быть сделаны предварительные оценки периодов обновления информации основных сигналов, используемых в СДУ. В таблице 2.3 приведены оценки максимальных допустимых периодов обновления информации для основных входных сигналов, используемых СДУ. В целом эти рекомендации соответствуют международным требованиям [80, 81].

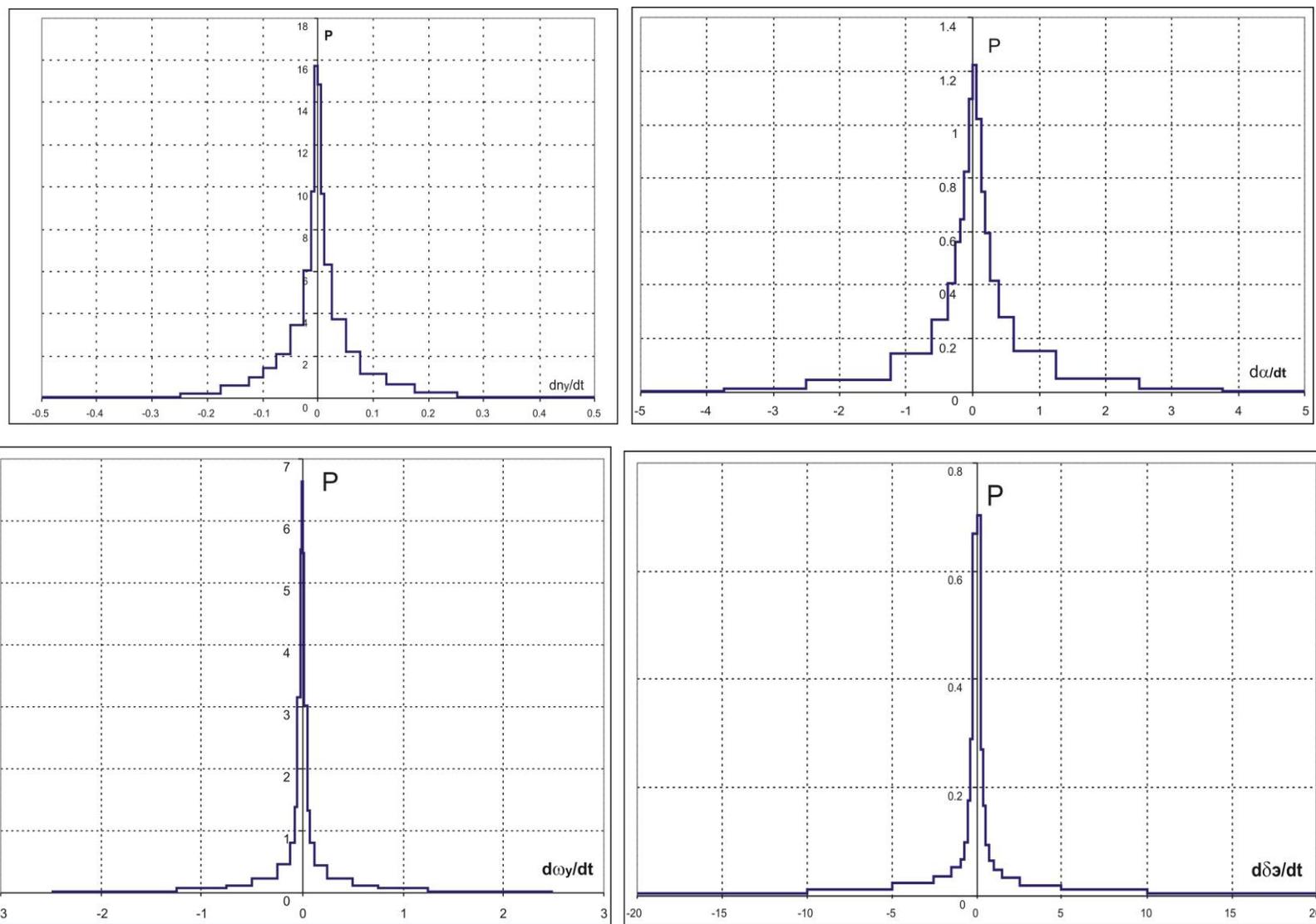


Рисунок 2.39 – Плотности распределения $P_{dX/dt}$ для нормальной перегрузки, угла атаки, угловой скорости рыскания и управляющего сигнала на элероны, полученные на пилотажном стенде ПСПК-102

Таблица 2.3 Оценка максимальных допустимых периодов обновления информации на основе эффективности работы системы контроля

Параметр – X	$ dX/dt $, T=0.2сек	Диапазон	% Range	%*Range	Порог	Допустимое запаздывание	Период обновления	Рекомендуемый период обновления
Угловая скорость тангажа	30.000	15.000	10	1.500	1.500	0.050	0.025	0.02
Угловая скорость крена	40.000	20.000	10	2.000	2.000	0.050	0.025	0.02
Угловая скорость рыскания	20.000	15.000	10	1.500	1.500	0.075	0.038	0.02
Угол атаки	18.000	20.000	10	2.000	2.000	0.111	0.056	0.05
Нормальная перегрузка	1.500	3.500	10	0.350	0.350	0.233	0.117	0.05 - 0.1
Боковая перегрузка	0.140	0.400	10	0.040	0.040	0.286	0.143	0.05 - 0.2
Сигнал на отклонение руля высоты	95.000	50.000	10	5.000	5.000	0.053	0.026	0.02
Сигнал на отклонение руля направления	71.000	50.000	10	5.000	5.000	0.070	0.035	0.02
Сигнал на отклонение элеронов	126.000	50.000	10	5.000	5.000	0.040	0.020	0.02
Отклонение ручки по тангажу*	450.000	300.000	10	30.000	30.000	0.067	0.033	0.02
Отклонение ручки по крену*	500.000	300.000	10	30.000	30.000	0.060	0.030	0.02
Отклонение педалей*	400.000	300.000	10	30.000	30.000	0.075	0.038	0.02
Истинная скорость	7.840	300.000	5	15.000	15.000	1.913	0.957	0.5
Угол тангажа	7.500	60.000	5	3.000	3.000	0.400	0.200	0.1
Угол крена	10.000	120.000	5	6.000	3.000	0.300	0.150	0.1

2.3 Оценка влияния метода интегрирования на динамические элементы цифровой СДУ

Одним из вопросов, которые возникают при создании цифровых систем управления, является выбор метода интегрирования при реализации динамических элементов (интегралы и фильтры), которые всегда присутствуют в законах управления. Если не рассматривать фильтры упругих колебаний, для которых используются специально разработанные методы синтеза цифровых фильтров, то можно сказать, что для динамических элементов системы управления используются два основных метода перевода алгоритмов системы управления из аналоговой формы в цифровую:

- интегрирование по методу прямоугольника;
- интегрирование по методу трапеции.

Для интегрирования по методу прямоугольника имеем следующее выражение, связывающее оператор преобразования Лапласа с оператором разностных операций:

$$s^* = \frac{1}{T_0} \cdot \frac{z-1}{z}, \text{ где } z = e^{sT_0}.$$

Для интегрирования по методу трапеции имеем:

$$s^* = \frac{2}{T_0} \cdot \frac{z-1}{z+1} \text{ – преобразование Тастина (Tustin transformation).}$$

Рассмотрим переходные процессы и частотные характеристики цифровой системы управления с типовыми динамическими звеньями – интегралом и апериодическим фильтром при разных вариантах их реализации. Путем последующего сравнения с частотными характеристиками исходных аналоговых элементов можно оценить влияние метода интегрирования на точность реализации.

1. Интегральное звено. На рис. 2.40 приведены переходные процессы выходных сигналов интегральных звеньев при ступенчатом, линейном и гармоническом входных сигналах. Частота обновления информации цифровой системы составляет 50 Гц. Видно, что реализация интеграла по методу прямоугольника обеспечивает меньшее временное запаздывание цифровой системы по сравнению с аналоговой.

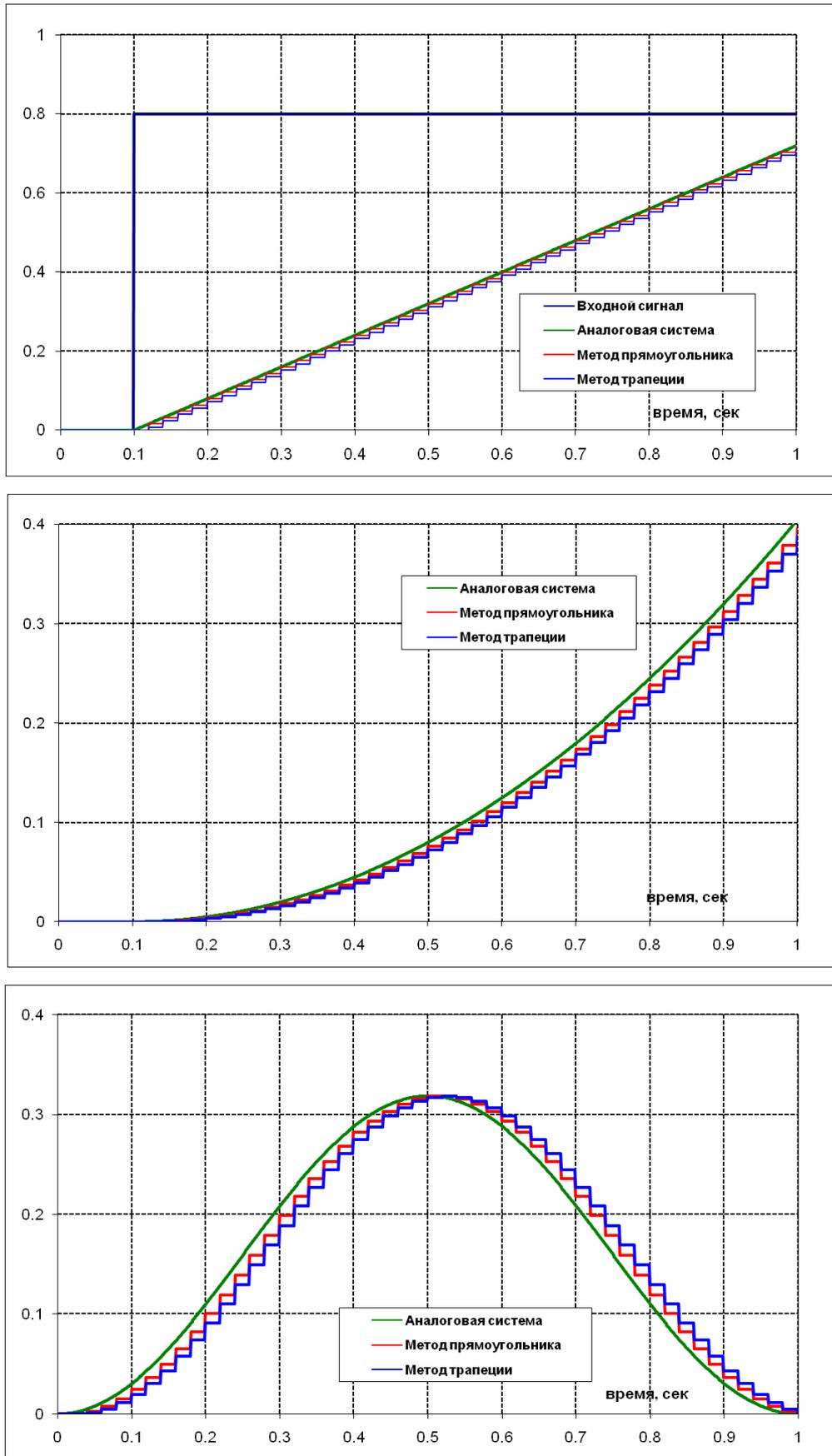


Рисунок 2.40 – Переходные процессы различных реализаций интегралов при ступенчатом, линейном и гармоническом входных сигналах

На рис. 2.41 приведены частотные характеристики интегральных звеньев при различных вариантах реализации цифрового интеграла. Видно, что реализация интеграла по методу прямоугольника обеспечивает точное воспроизводство частотной характеристики аналоговой системы. Для данного варианта имеем выражение для передаточной функции цифровой системы с цифро-аналоговым преобразователем в виде экстраполятора нулевого порядка:

$$W = D(z) \cdot W_{\text{ЦАП}}(s) = T_0 \frac{z}{z-1} \cdot \frac{1-e^{-sT_0}}{sT_0} = \frac{1}{s}.$$

Для варианта интегрирования по методу трапеции имеем следующее выражение:

$$W = D(z) \cdot W_{\text{ЦАП}}(s) = \frac{T_0}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \cdot \frac{1-e^{-sT_0}}{sT_0} = \frac{1}{s} \cdot \frac{1+e^{-sT_0}}{2},$$

т. е. метод трапеции вносит искажение в реализацию интеграла.

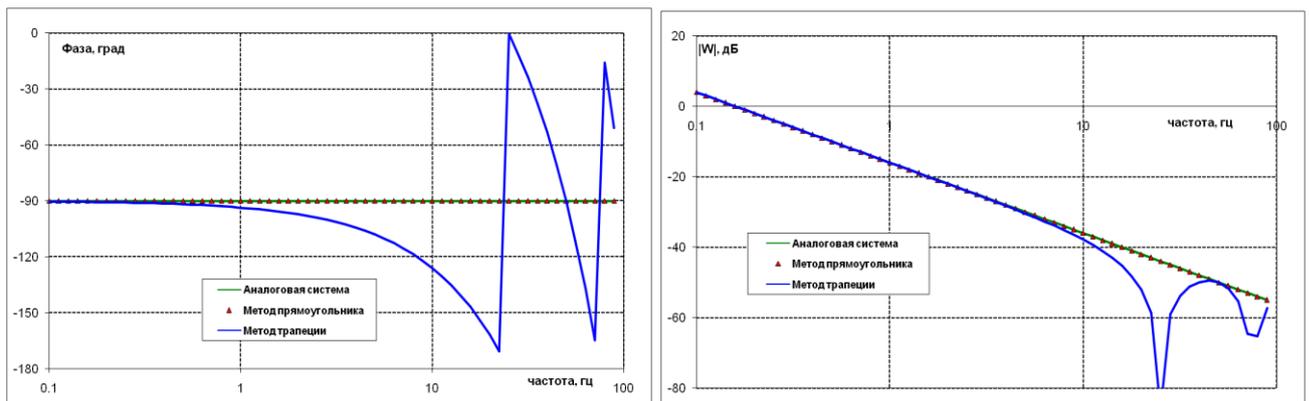


Рисунок 2.41 – Частотные характеристики различных реализаций интегралов

1. Аперiodический фильтр. На рис. 2.42 приведены частотные характеристики аперiodического фильтра с постоянной времени 0,1 с в аналоговой форме и при цифровой реализации с периодом обновления информации – 20 мс. Видно, что с точки зрения фазовой характеристики метод прямоугольника предпочтительнее начиная с частоты 1 Гц, тогда как амплитудная характеристика воспроизводится точнее с помощью метода трапеции в диапазоне частот до 5-6 Гц.

На рис. 2.43 приведены частотные характеристики аперiodического фильтра с постоянной времени 0,05 с. Характер поведения остается тем же, т. е. амплитудная характеристика воспроизводится точнее с помощью метода

трапеции в диапазоне частот до 5-6 Гц, а фазовая характеристика цифрового фильтра, реализованного по методу прямоугольника, предпочтительнее начиная с частоты 1 Гц. Что касается аperiodических фильтров с большими постоянными времени ($T_{\phi} \sim 0,5$ с), то их поведение близко к поведению интегральных звеньев, поэтому для них метод прямоугольника предпочтительнее.

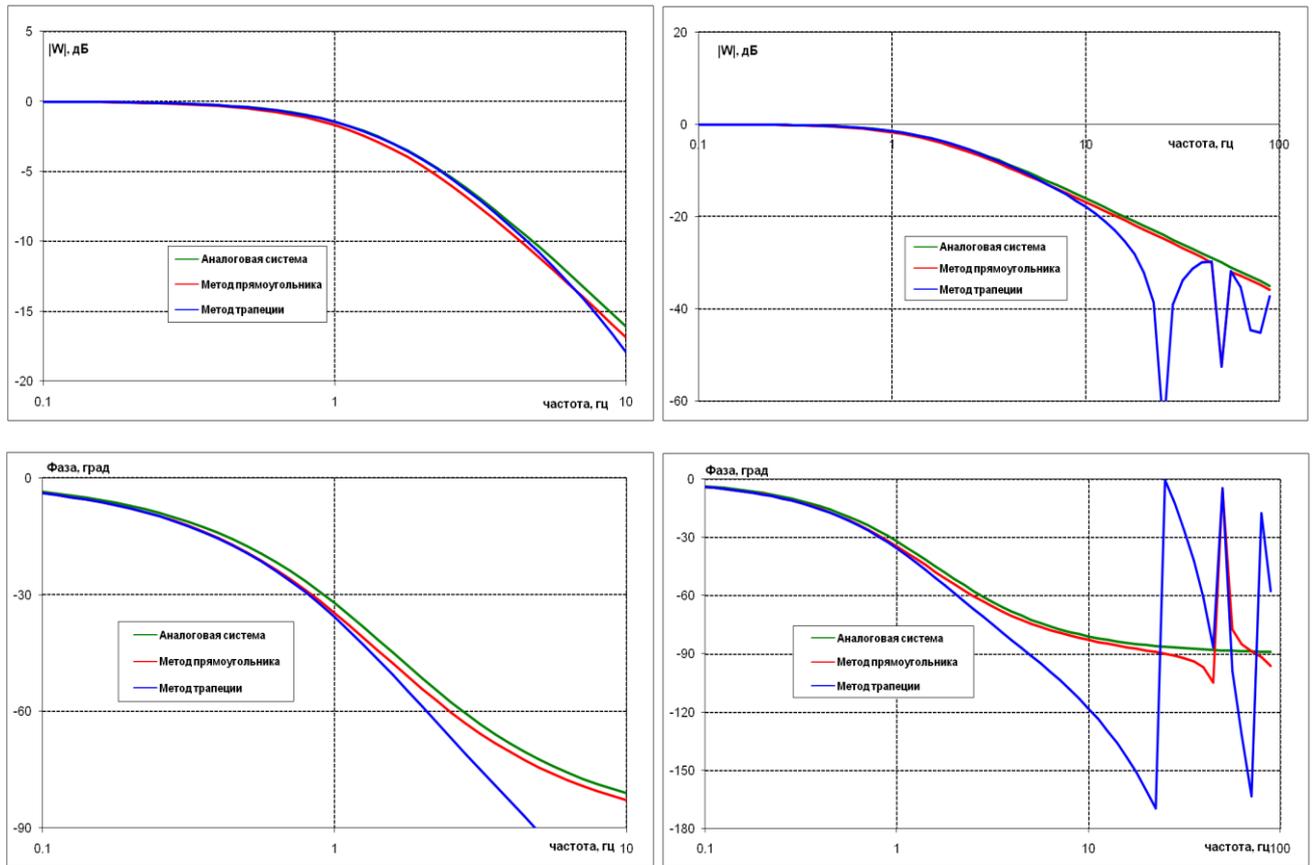


Рисунок 2.42 – Частотные характеристики различных реализаций аperiodического фильтра с $T_{\phi} = 0,1$ с

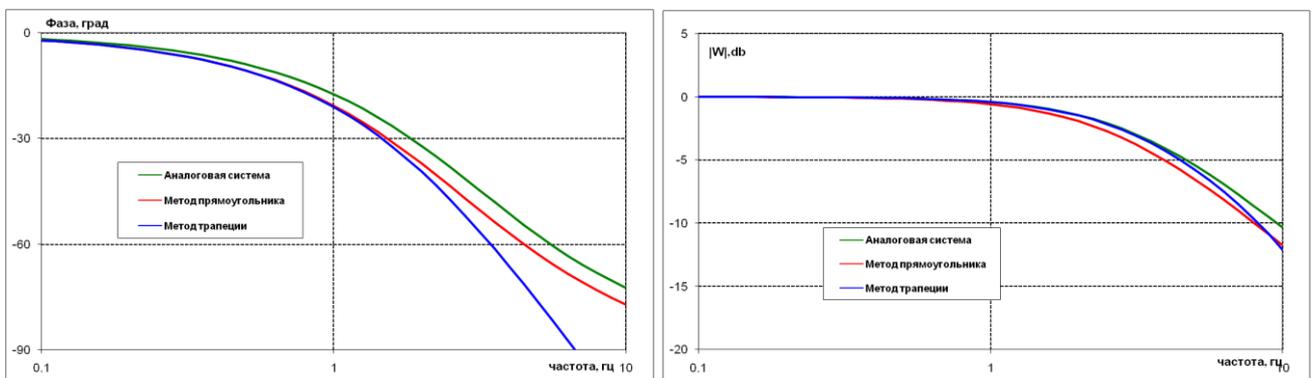


Рисунок 2.43 – Частотные характеристики различных реализаций аperiodического фильтра с $T_{\phi} = 0,05$ с

В качестве общего вывода можно сказать, что оба метода обеспечивают хорошее воспроизводство аналоговых динамических звеньев при их цифровой реализации. Несмотря на некоторое преимущество метода трапеции при реализации фильтров с малыми постоянными времени, в качестве универсального метода трансформации аналоговых законов управления в цифровую форму можно порекомендовать метод прямоугольника.

Глава 3

Анализ динамики цифровых резервированных асинхронных многотактных систем дистанционного управления самолетов. Обеспечение синхронизации состояний резервированных каналов СДУ и процессов в них

В настоящее время все системы дистанционного управления современных и разрабатываемых самолетов реализуются в цифровой технике. В связи с этим чрезвычайно большой интерес вызывают расчетные методы анализа цифровых систем управления и синтез алгоритмов цифровой системы управления, обеспечивающих требуемые характеристики устойчивости, управляемости и безопасности.

3.1 Методы расчета цифровой системы дистанционного управления

В настоящее время все системы дистанционного управления современных и разрабатываемых самолетов реализуются в цифровой технике. В связи с этим чрезвычайно большой интерес вызывает синтез алгоритмов цифровой системы управления, обеспечивающих требуемые характеристики устойчивости, управляемости и безопасности. Процесс разработки цифровой СДУ [1, 17–22] включает в себя, в числе прочих, следующие этапы:

- разработку законов управления в аналоговой форме;
- дискретизацию законов управления, т. е. перевод их из аналогового вида, основанного на преобразовании Лапласа, в форму, применяемую в цифровых системах управления, использующую Z-преобразование;
- разработку аппаратной части и программирование цифровых вычислителей;
- тестирование элементов СДУ;
- интеграцию, верификацию и валидацию СДУ. Тестирование как изолированной СДУ, так и СДУ в составе комплекса бортового оборудования на «железной/электронной птице».

Как правило, алгоритмы управления синтезируются и отрабатываются в аналоговой форме. Однако для реализации в цифровой системе управления эти законы нужно перевести в дискретную форму. Для разработки цифровой СДУ и

формирования алгоритмов управления в цифровой форме необходимо выполнить большой объем исследований, в числе которых:

- оценка запасов устойчивости и характеристик управляемости, моделирование системы управления в непрерывной форме;
- дискретизация входных и выходных сигналов, а также вычислений;
- оценка минимальных допустимых частот обновления сигналов и запаздываний в трактах передачи информации;
- выбор вычислительных методов для различных операций;
- определение запасов устойчивости для цифровой системы управления, характеристик управляемости;
- определение требований к исполнительным элементам (постоянные времени, зоны нечувствительности, частотные характеристики при малых входных сигналах);
- математическое и стендовое моделирование;
- разработка аппаратного и программного обеспечения;
- тестирование системы (получение экспериментальных частотных, статических характеристик и переходных процессов реальной СДУ);
- верификация системы (сравнение характеристик реальной СДУ и аналогичных характеристик аналитической и дискретной моделей).

При решении всех этих задач необходимо принимать во внимание следующие особенности цифровой реализации современных СДУ (рис. 3.1):

- дискретность по времени и уровню;
- асинхронность работы каналов;
- множество тактов обновления информации и выполнения операций;
- выравнивание информации между каналами.

В силу этих особенностей построения и функционирования СДУ возникают как традиционные эффекты цифровой реализации [1, 48–53, 59] (временные запаздывания при передаче и обработке информации, транспонирование высоких частот), так и нетрадиционные эффекты [1, 58, 62–69], в числе которых изменение коэффициентов при интеграле и постоянных времени фильтров вследствие выравнивания выходных сигналов этих звеньев разных каналов с использованием линий межканальной связи.

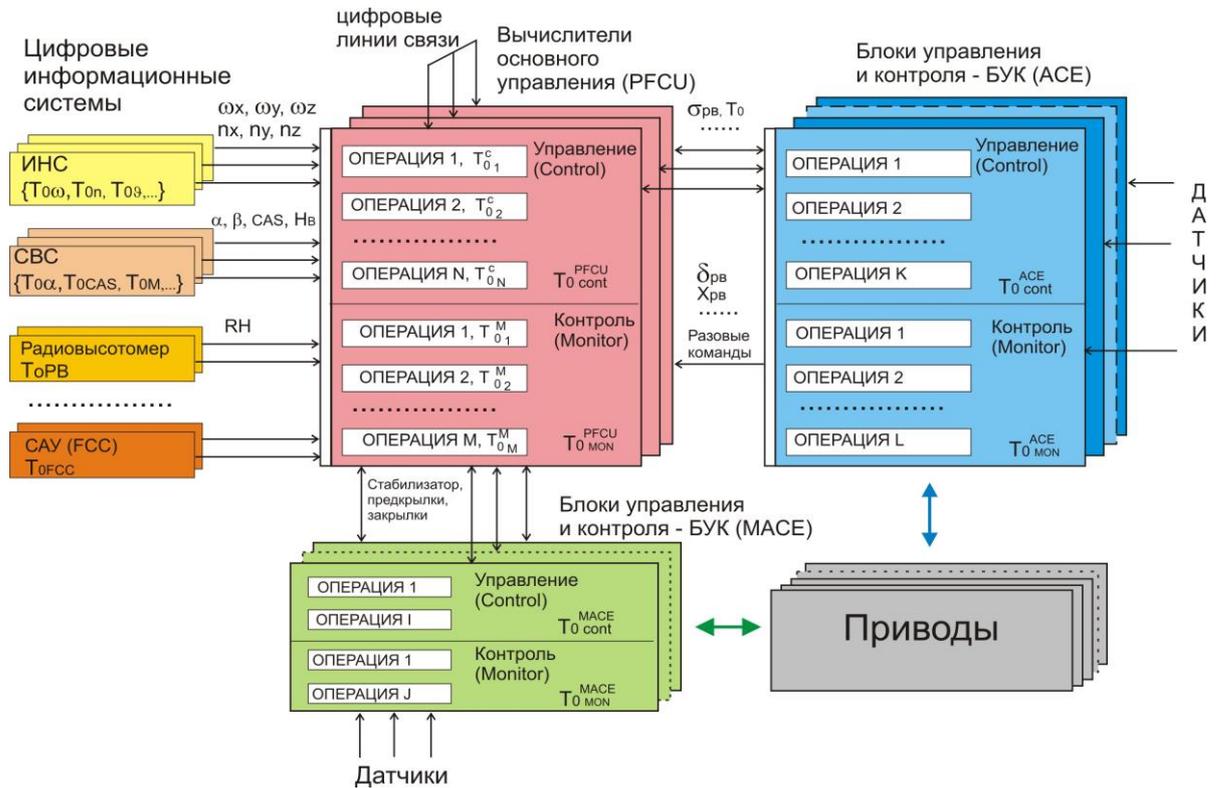


Рисунок 3.1 – Общая архитектура цифровой части системы управления

Поскольку анализируется асинхронная, многотактная СДУ, то в дальнейшем будем рассматривать модель асинхронной работы, которая подразумевает, что:

- операции в разных каналах выполняются с временным сдвигом;
- операции в одном вычислителе выполняются не одновременно.

Модель многотактной работы СДУ подразумевает, что:

- разные операции могут выполняться с разными частотами;
- выполнение сложной операции может быть распределено по разным тактам вычислителя;
- разные цифровые системы могут работать с разными частотами.

Все эти особенности значительно усложняют анализ и синтез цифровых систем управления. Ниже представлены основные результаты анализа цифровых СДУ современных самолетов, причем особое внимание уделено учету влияния многоканальности, асинхронности, многотактности и выравнивания информации между каналами на динамические характеристики как самой СДУ, так и замкнутой системы «самолет – СДУ».

3.2 Особенности анализа устойчивости самолета с резервированной цифровой асинхронной системой управления

При рассмотрении динамики цифровых резервированных систем управления возникает ряд сложностей, не характерных для непрерывных систем. Так, для непрерывных систем резервирование не вносит никаких изменений в динамику системы, т. е. многоканальная система формирует такие же управляющие сигналы, что и одноканальная. Для цифровых систем это не так в силу асинхронности каналов, поэтому в общем случае резервирование цифровых систем необходимо учитывать при исследовании динамических характеристик самолета с цифровой СДУ [58, 62–66]. Другой причиной, по которой необходимо учитывать резервирование, является широкое использование процедур выравнивания входной информации и синхронизации вычислительных процессов, протекающих в разных вычислителях [58, 62–66, 72–73, 77].

Рассмотрим общий подход к анализу устойчивости резервированных асинхронных цифровых систем, возможности применения традиционных частотных методов и отличия от одноканального варианта, вызванные вышеупомянутыми особенностями построения и функционирования цифровых систем управления. Математическая модель цифровой системы управления приведена на рис. 3.2. Управляющие сигналы от летчика X_1, \dots, X_N и сигналы обратной связи y_1, \dots, y_N являются входными сигналами для вычислителей. Каждый сигнал y_i обновляется с периодом T_0^Y и со своим собственным временем сдвига τ_i^Y относительно начального момента времени. Данные сигналы обрабатываются в вычислителе в соответствии с алгоритмами управления. Также возможен обмен информацией между каналами для контроля и выравнивания информации. Последовательность этих процедур определяет циклограмму работы системы. Выходные сигналы u_1, \dots, u_N , определенные в конце вычислительного процесса, имеют период обновления T_0^u и собственные времена сдвига $\tau_1^u, \dots, \tau_N^u$. Кроме того, цифро-аналоговый преобразователь может работать в соответствии с разными логическими схемами; при этом реализуются разные передаточные функции.

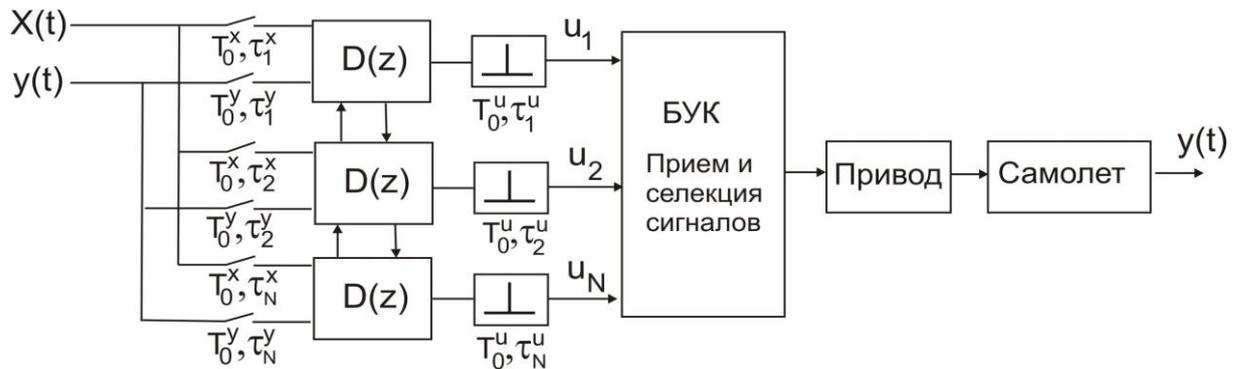


Рисунок 3.2 – Блок-схема цифровой многоканальной многотактной асинхронной системы управления с обменом информацией между каналами

Основные принципы, на которых базируется анализ устойчивости, хорошо известны и описаны в многочисленных работах [48–53]. Основанная на этих принципах методика анализа динамики самолета с цифровой резервированной асинхронной многотактной системой управления включает следующие этапы:

1. Цифровая система, использующая разные частоты обновления информации, сводится к эквивалентной одноканальной системе. Частота обновления информации новой системы является наибольшим общим делителем частот исходной системы (или период обновления информации является наименьшим общим кратным исходных периодов). Вообще говоря, общий период существует лишь в том случае, если исходные периоды рационально соизмеримы. В противном случае можно использовать близкую рациональную аппроксимацию, по крайней мере для практических целей.

2. Сведение асинхронной системы к эквивалентной синхронной с помощью введения звеньев чистого опережения и запаздывания перед аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и после цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Эта процедура хорошо известна и достаточно очевидна.

3. Размыкание системы между ее дискретной и непрерывной частями. При этом замкнутая система описывается следующей системой операторных уравнений:

$$\begin{bmatrix} Z(u_1) \\ \dots \\ Z(u_N) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(z) \begin{bmatrix} Z(u_1) \\ \dots \\ Z(u_N) \end{bmatrix} + \mathbf{B}(z) \begin{bmatrix} Z(x_i) \\ \dots \\ Z(x_i) \end{bmatrix},$$

где:

$$Z(u_i) = \sum_{n=0}^{\infty} u_i(nT_0)z^{-n} \quad - \quad Z\text{-преобразование выходного сигнала } i\text{-го}$$

вычислителя;

$$Z(x_i) = \sum_{n=0}^{\infty} x_i(nT_0)z^{-n} \quad - \quad Z\text{-преобразование управляющего сигнала } x_i;$$

$\mathbf{A}(z)$, $\mathbf{B}(z)$ – операторные матрицы.

Условием устойчивости замкнутой системы является отсутствие корней уравнения:

$$\det[\mathbf{E} - \mathbf{A}(z)] = 0$$

вне круга единичного радиуса: $|z| = 1$. Уравнение можно переписать в виде:

$$W_{PC}^*(z) = 1,$$

где

$$W_{PC}^*(z) = 1 - \det[\mathbf{E} - \mathbf{A}(z)]$$

Данное уравнение эквивалентно уравнению потери устойчивости одноканальной системы, где $W_{PC}^*(z)$ – передаточная функция разомкнутой системы. Вычислив частотную характеристику $W_{PC}^*(\omega)$, легко оценить устойчивость замкнутой системы. Чтобы оценить устойчивость замкнутой системы, необходимо определить матрицу $\mathbf{A}(z)$. Легко показать, что:

$$\mathbf{A}(z) = \mathbf{D}(z)\mathbf{W}^*(z),$$

где: $\mathbf{D}(z)$ – матрица передаточных функций цифровой части системы;

$\mathbf{W}^*(z)$ – матрица передаточных функций непрерывной части.

Как правило, при анализе устойчивости используются не передаточные функции, а частотные характеристики $\mathbf{A}(\omega)$. Матрицу частотных характеристик $\mathbf{A}(\omega)$ можно рассчитать следующим образом. Во-первых, определяются частотные характеристики – $a_{ij}(\omega)$ от выхода i -го ЦАПа до входа на j -й ЦАП. Эти частотные характеристики могут быть описаны выражениями:

$$a_{ij}(\omega) = \sum_m W_{im}(\omega) \cdot D_{mj}(e^{i\omega T_0}).$$

Во-вторых, необходимо произвести свертку полученной частотной характеристики:

$$a_{ij}^*(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_{ij}(\omega + k\omega_s) = \sum_m D_{mj}(e^{i\omega T_0}) \cdot \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} W_{im}(\omega + k\omega_s) \right).$$

Этот метод чрезвычайно прост и удобен для определения матрицы частотных характеристик $\mathbf{A}(\omega)$. Для того чтобы определить частотные характеристики непрерывной части, необходимо принять во внимание то, каким образом из выходных сигналов разных каналов формируется результирующий управляющий сигнал. Эта операция производится в блоке управления и контроля привода. Ниже будут рассматриваться два типа БУКов. БУК первого типа формирует управляющий сигнал как среднее арифметическое управляющих сигналов различных каналов. Такая селекция сигналов широко применяется на практике, хорошо изучена и описана в литературе. БУК второго типа последовательно выдает на обработку последний пришедший сигнал среди управляющих сигналов разных каналов (рис. 3.3).

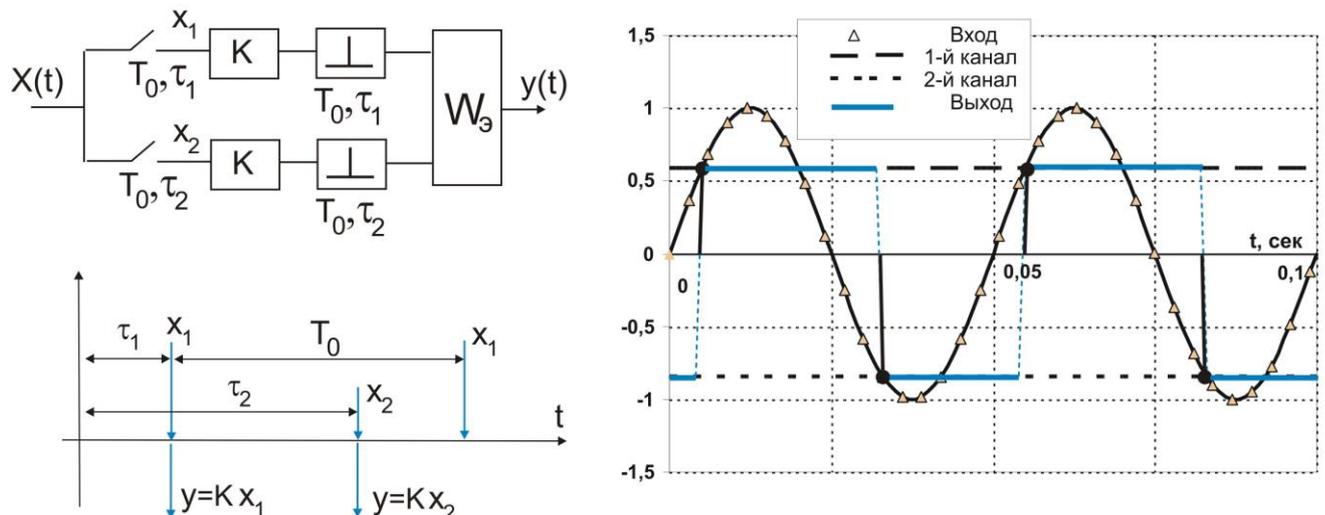


Рисунок 3.3 – Блок-схема, циклограмма работы БУКа с последовательной выдачей управляющих сигналов и пример работы системы при гармоническом входном сигнале с частотой $f_s = 1/T_0$

Рассмотрим влияние асинхронности, типа преобразователя и выравнивания информации на устойчивость самолета с N -канальной цифровой асинхронной одноканальной системой управления, т. е. $T_0^Y = T_0^u = T_0$ (рис. 3.2).

Каналы системы используют один и тот же сигнал обратной связи и формируют сигналы на один и тот же орган управления. Ниже будем пренебрегать временными запаздываниями, связанными с обработкой данных в вычислителях, т. е. $\tau_i^Y = \tau_i^u = \tau_i$, $i = 1, \dots, N$. Полагая, без снижения общности, временной сдвиг первого вычислителя равным нулю ($\tau_1 = 0$), можно определить искомую матрицу следующим образом. Для БУКа, использующего среднее арифметическое управляющих сигналов:

$$W_{Lj}^*(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W(\omega + k\omega_s) \frac{1 - e^{-i(\omega + k\omega_s)T_0}}{iN(\omega + k\omega_s)T_0} \cdot e^{-i(\omega + k\omega_s)(\tau_L - \tau_j)}.$$

Для БУКа, выбирающего среди сигналов разных каналов последний пришедший, можно записать следующие выражения. Предполагая, что $\tau_{j+1} > \tau_j$, имеем:

для $j = 1, \dots, N-1$:

$$W_{Lj}^*(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W(\omega + k\omega_s) \frac{1 - e^{-i(\omega + k\omega_s)(\tau_{j+1} - \tau_j)}}{i(\omega + k\omega_s)T_0} \cdot e^{-i(\omega + k\omega_s)(\tau_L - \tau_j)}$$

и для $j = N$:

$$W_{LN}^*(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W(\omega + k\omega_s) \frac{1 - e^{-i(\omega + k\omega_s)(T_0 - \tau_N)}}{i(\omega + k\omega_s)T_0} \cdot e^{-i(\omega + k\omega_s)(\tau_L - \tau_N)}.$$

Рассмотрим двухканальную асинхронную одноканальную цифровую систему. Имеем следующее выражение для передаточной функции, определяющей устойчивость замкнутой системы:

$$W_{PC}^* = D_{11}W_{11}^* + D_{22}W_{22}^* + D_{12}W_{21}^* + D_{21}W_{12}^* - \det \left(\begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} W_{11}^* & W_{12}^* \\ W_{21}^* & W_{22}^* \end{bmatrix} \right).$$

Рассмотрим характерные случаи.

Случай 1. $D_{11} = D_{12} = D(z)$; $D_{12} = D_{21} = 0$.

В этом случае вычислители разных каналов используют одинаковые законы управления. Межканальные связи отсутствуют. Если БУК использует среднее арифметическое управляющих сигналов, частотная характеристика, определяющая устойчивость замкнутой системы, описывается выражением:

$$W_{PC}^*(\omega) = \frac{z-1}{zT_0} D(z) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + k\omega_s)}{i(\omega + k\omega_s)} + \\ + \frac{1}{4} D^2(z) \left(\frac{z-1}{zT_0} \right)^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} (1 - \cos(m\omega_s \tau)) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + k\omega_s)}{\omega + k\omega_s} \cdot \frac{W(\omega + (k+m)\omega_s)}{\omega + (k+m)\omega_s},$$

где $z = e^{i\omega T_0}$, $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = \tau$.

Если непрерывная часть системы имеет резонансный пик на частоте $\omega_s - \omega$, он будет транспонироваться в низкочастотную область. Для частотной характеристики $W_{PC}^*(\omega)$ данный переход можно описать следующим образом:

$$W_{PC}^*(\omega) \cong \frac{z-1}{zT_0} D(z) \left[\frac{W(\omega)}{i\omega} + \frac{W(\omega - \omega_s)}{i(\omega - \omega_s)} + \frac{1}{2} \frac{z-1}{zT_0} D(z) (1 - \cos(\omega_s \tau)) \frac{W(\omega)}{\omega} \cdot \frac{W(\omega - \omega_s)}{\omega - \omega_s} \right]$$

или:

$$W_{PC}^*(\omega) \cong \frac{z-1}{zT_0} D(z) \frac{W(\omega)}{i\omega} + \frac{z-1}{zT_0} D(z) \frac{W(\omega - \omega_s)}{i(\omega - \omega_s)} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{z-1}{zT_0} D(z) (1 - \cos(\omega_s \tau)) \frac{W(\omega)}{\omega} \right].$$

Можно выделить следующие особенности данной частотной характеристики:

1. Она может быть представлена в виде суммы линейной

$$\frac{z-1}{zT_0} D(z) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + k\omega_s)}{i(\omega + k\omega_s)}$$

и нелинейной частей:

$$\frac{1}{4} D^2(z) \left(\frac{z-1}{zT_0} \right)^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} (1 - \cos(m\omega_s \tau)) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + k\omega_s)}{\omega + k\omega_s} \cdot \frac{W(\omega + (k+m)\omega_s)}{\omega + (k+m)\omega_s}.$$

Линейная часть – это частотная характеристика разомкнутой одноканальной системы и не зависит от τ – времени сдвига между каналами. Нелинейная часть зависит от этого временного сдвига.

2. Вследствие существования нелинейной части частотной характеристики резонансные пики непрерывной части переходят в низкочастотную область не так, как в случае одноканальной системы. В частности, если на частоте $\omega_s - \omega$ наблюдается резонанс и справедливо условие

$$\left| D(z) \frac{z-1}{zT_0} \frac{W(\omega)}{\omega} \right| \gg 1,$$

то этот резонансный пик переходит в низкочастотную область с большей амплитудой, нежели в случае одноканальной системы. Как правило, влияние нелинейной части пренебрежимо мало, т. е. частотная характеристика, определяющая устойчивость замкнутой системы, и ее линейная часть близки.

Рассмотрим случай, при котором БУК выбирает в качестве управляющего сигнала последний пришедший сигнал от разных каналов (рис. 3.3). Как и в предыдущем случае, частотная характеристика, определяющая устойчивость замкнутой системы, содержит линейную и нелинейную части. Для линейной части справедливо выражение:

$$W_{PC}^*(\omega) = D(z) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + n\omega_s)}{i(\omega + n\omega_s)} (2 - e^{-i(\omega + n\omega_s)\tau} - e^{-i(\omega + n\omega_s)(T_0 - \tau)}).$$

Можно видеть, что, в отличие от предыдущего случая, линейная часть зависит от времени сдвига между каналами. При отсутствии резонансных пиков можно пользоваться формулой:

$$W_{PC}^*(\omega) \cong D(z)W(\omega) \left[\frac{\tau}{T_0} e^{-i\omega \frac{\tau}{2}} + \left(1 - \frac{\tau}{T_0} \right) e^{-i\omega \frac{T_0 - \tau}{2}} \right].$$

Фазовое запаздывание, вызванное работой БУКа данного типа, меньше или равно (при $\tau = 0$), чем в случае с осреднением. Рассмотрим частотную характеристику на частоте $\omega = 0$. Имеем:

$$W_{PC}^*(0) = D(1)W(0) + 2\sum_{n=1}^{+\infty} [W(n\omega_s) - W(-n\omega_s)] \cdot [1 - \cos(n\omega_s \tau)].$$

Система не обладает идеальными фильтрующими свойствами на частотах $k \cdot \omega_s$. Это можно объяснить тем фактом, что гармонический сигнал с частотой ω_s проходит через цифровую часть в случае использования последнего пришедшего сигнала (рис. 3.3) и не проходит при использовании осредненного сигнала. На рис. 3.4 приведены частотные характеристики одно-, двух- и трехканальной систем с БУКами, использующими последний пришедший сигнал от разных каналов.

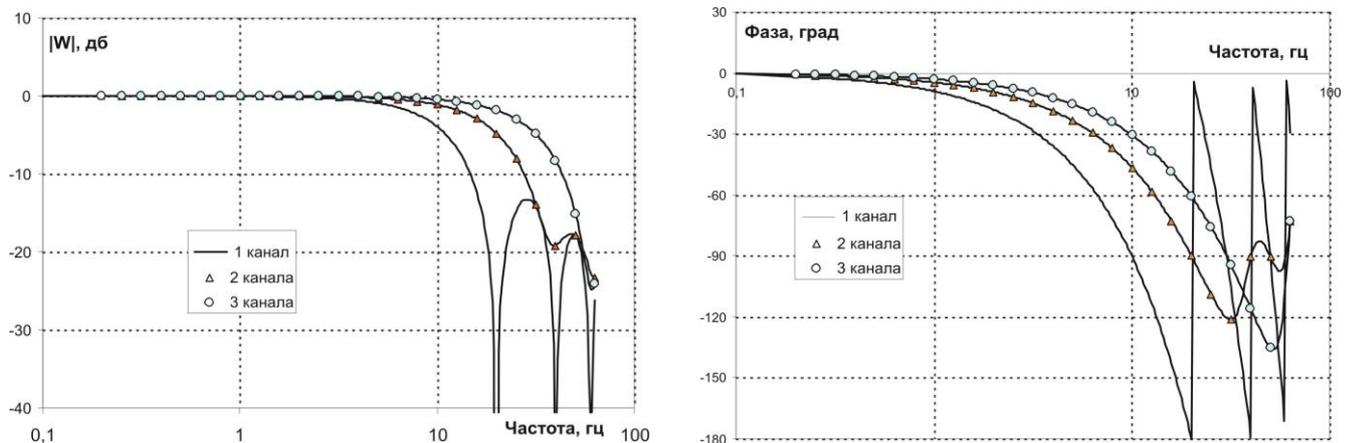


Рисунок 3.4 – Частотные характеристики одно-, двух- и трехканальной систем с использованием последнего пришедшего сигнала для формирования сигнала управления

Таким образом, отличительными особенностями динамики цифровых систем с преобразователями, использующими последний пришедший сигнал, являются сильная зависимость от времени сдвига и отсутствие идеальных фильтрующих свойств на частотах $k \cdot \omega_s$.

Случай 2. $D_{12} \neq 0, D_{21} \neq 0$.

В этом случае имеется обмен информацией по каналам межмашинной связи, и для расчета управляющего сигнала используются сигналы соседних вычислителей. Ниже будет рассматриваться только БУК с осреднением сигналов, как наиболее важный с практической точки зрения. Для линейной части частотной характеристики, определяющей устойчивость замкнутой системы, справедливо выражение:

$$W_{PC}^*(\omega) = \frac{1}{2}(D_{11} + D_{22}) \frac{z-1}{zT_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + n\omega_s)}{i(\omega + n\omega_s)} +$$

$$+ \frac{1}{2}D_{12} \frac{z-1}{zT_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + n\omega_s)}{i(\omega + n\omega_s)} \cdot e^{i(\omega + n\omega_s)\tau} + \frac{1}{2}D_{21} \frac{z-1}{zT_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + n\omega_s)}{i(\omega + n\omega_s)} \cdot e^{-i(\omega + n\omega_s)\tau}.$$

Очевидно, что даже линейная часть этой частотной характеристики является функцией временного сдвига, т. е. влияние асинхронности значительно. Это может быть объяснено сильным фазовым запаздыванием, вызванным передачей информации по цифровым каналам. Рассмотрим следующий случай:

При наличии выравнивания выходных сигналов разных каналов, т. е. $D_{11} = D_{22} = 0,5D(z)$, $D_{21} = 0,5D(z)$, $D_{12} = 0,5D(z)$, для частотной характеристики, определяющей устойчивость замкнутой системы, справедливо выражение:

$$W_{PC}^*(\omega) = \frac{1}{4}D(z) \frac{z-1}{zT_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{W(\omega + n\omega_s)}{i(\omega + n\omega_s)} [2 + e^{-i(\omega + n\omega_s)\tau} + e^{-i(\omega + n\omega_s)(T_0 - \tau)}].$$

Если в непрерывной части нет резонансных пиков, данная формула может быть упрощена для диапазона малых частот:

$$W_{PC}^*(\omega) \approx D(z)W(\omega)e^{-i\omega\frac{3}{4}T_0},$$

т. е. выравнивание выходных сигналов эквивалентно дополнительному запаздыванию в четверть периода обновления (см. рис. 3.5).

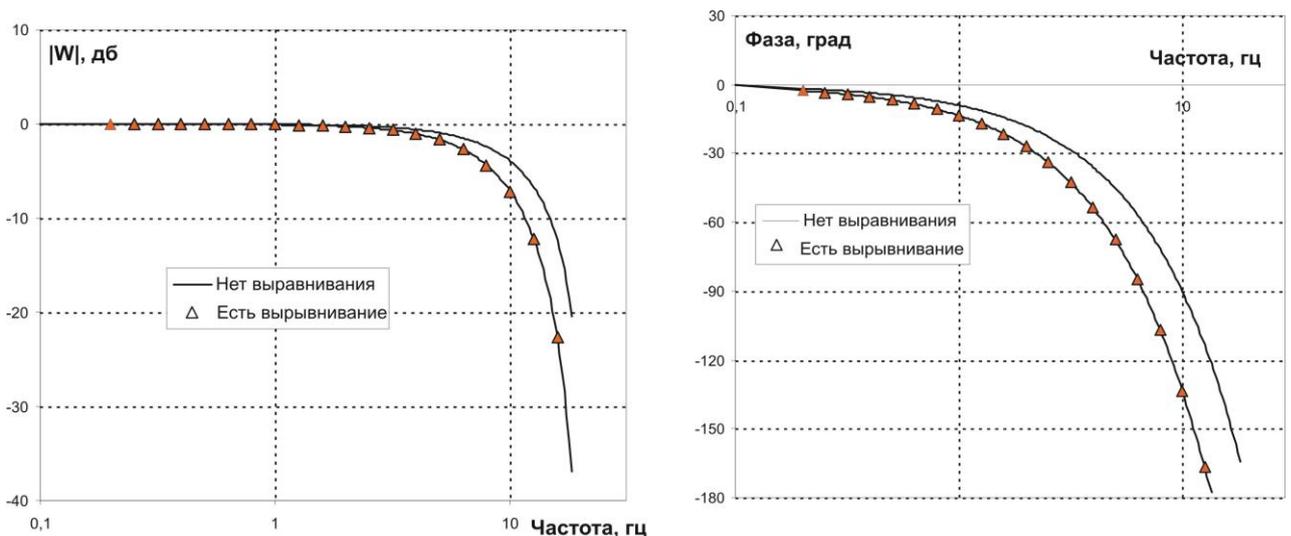


Рисунок 3.5 – Частотные характеристики двухканальной системы с выравниванием выходного сигнала по каналам межмашинного обмена

Если существует резонансный пик на частоте $\omega_s - \omega$, выражение для частотной характеристики приобретает вид:

$$W_{PC}^*(\omega) \cong D(z)W(\omega)e^{-i\omega\frac{3}{4}T_0} + \frac{D(z)}{2} \frac{W(\omega_s - \omega)}{i(\omega_s - \omega)} (1 - \cos(\omega_s \tau))$$

Резонансный пик транспонируется в низкочастотную область с амплитудой меньшей, нежели в случае одноканальной системы. При $\tau = 0,5T_0$ эта амплитуда весьма мала.

Оценим влияние особенностей цифровой реализации системы управления, описанных выше, на области устойчивости самолета с автоматом продольной устойчивости (рис. 3.6).

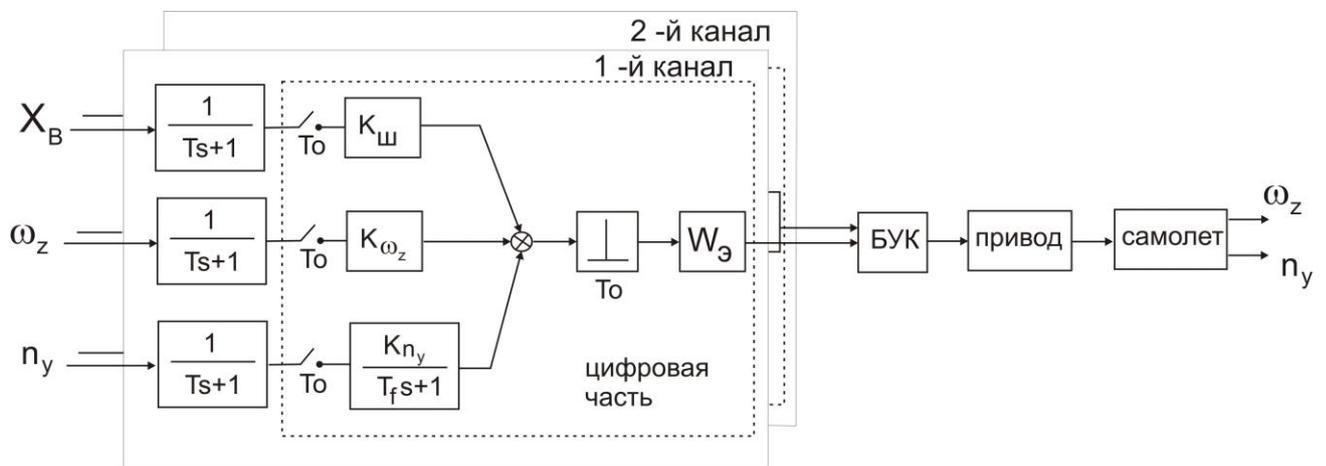


Рисунок 3.6 – Структура двухканальной цифровой системы управления

Рассмотрим следующие варианты построения системы управления:

- аналоговая система управления;
- цифровая одноканальная система управления;
- цифровая двухканальная система управления с последовательной обработкой управляющего сигнала. Блок управления и контроля привода использует в качестве управляющего сигнала последний пришедший сигнал из выходных сигналов двух каналов;
- цифровая двухканальная система управления с осреднением управляющих сигналов по цифровым каналам межмашинного обмена. Блок управления и контроля привода использует в качестве управляющего сигнала среднее арифметическое управляющих сигналов двух каналов.

На рис. 3.7 приведены частотные характеристики разомкнутой системы для разных вариантов построения системы управления. Все цифровые системы используют частоту обновления информации 20 Гц. Можно сказать следующее:

- использование БУКа с последовательной выдачей управляющего сигнала ведет к меньшему фазовому запаздыванию с одноканальной цифровой системой и к потере идеальных фильтрующих свойств на частоте обновления информации 20 Гц;
- использование выравнивания выходных сигналов приводит к дополнительному фазовому запаздыванию по сравнению с одноканальной цифровой системой.

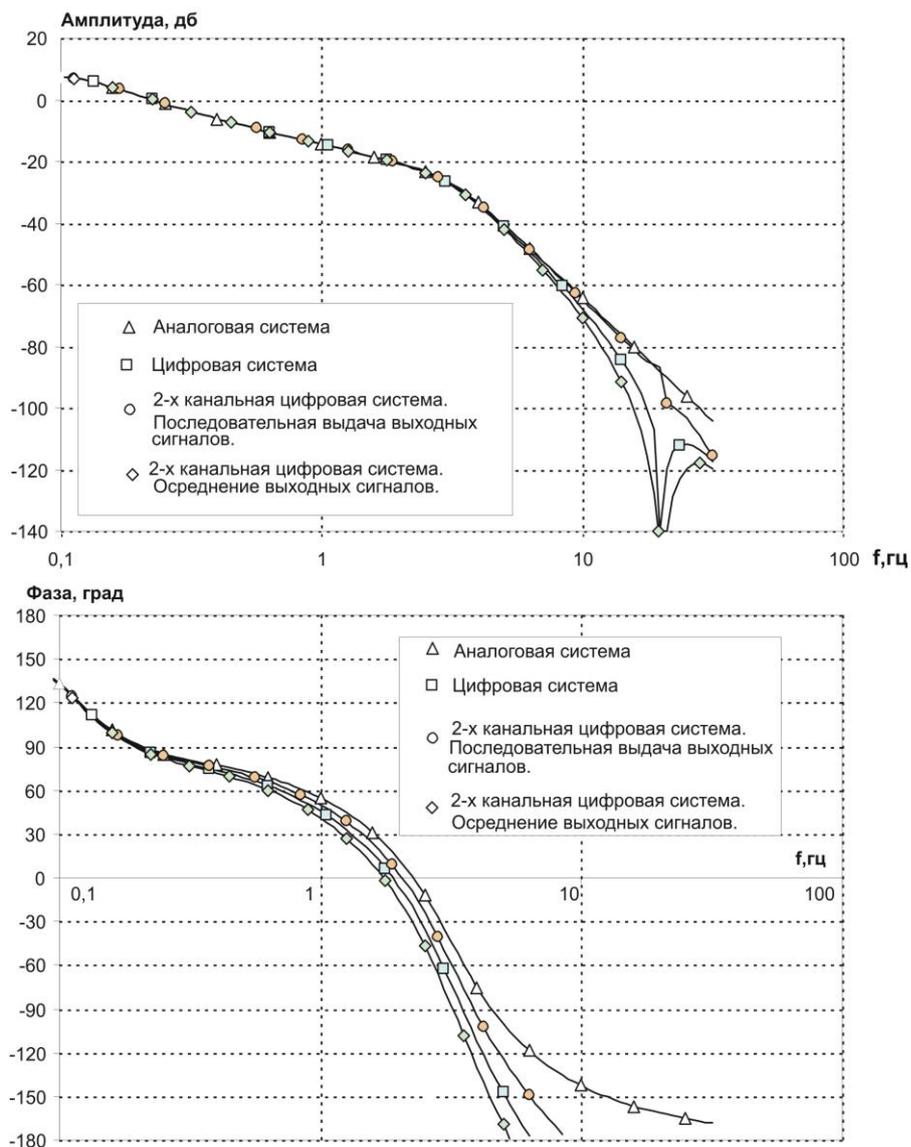


Рисунок 3.7 – Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой системы при различных вариантах построения системы управления

На рис. 3.8 приведены области устойчивости замкнутой системы «самолет – система управления», (см. рис. 3.6) для рассмотренных вариантов системы управления. Видно, что использование цифровых систем управления уменьшает области устойчивости, поскольку цифровая обработка информации приводит к дополнительным запаздываниям. Наибольшему искажению подвержена высокочастотная часть границы устойчивости. Использование последовательной выдачи управляющего сигнала в двухканальной системе приводит к расширению границы устойчивости по сравнению с одноканальной системой, что объясняется уменьшением фазового запаздывания при использовании такой логики формирования управляющего сигнала. Выравнивание управляющего сигнала по каналам межмашинного обмена приводит к сокращению области устойчивости по сравнению с одноканальным вариантом, что объясняется дополнительным фазовым запаздыванием, вызванным осреднением.

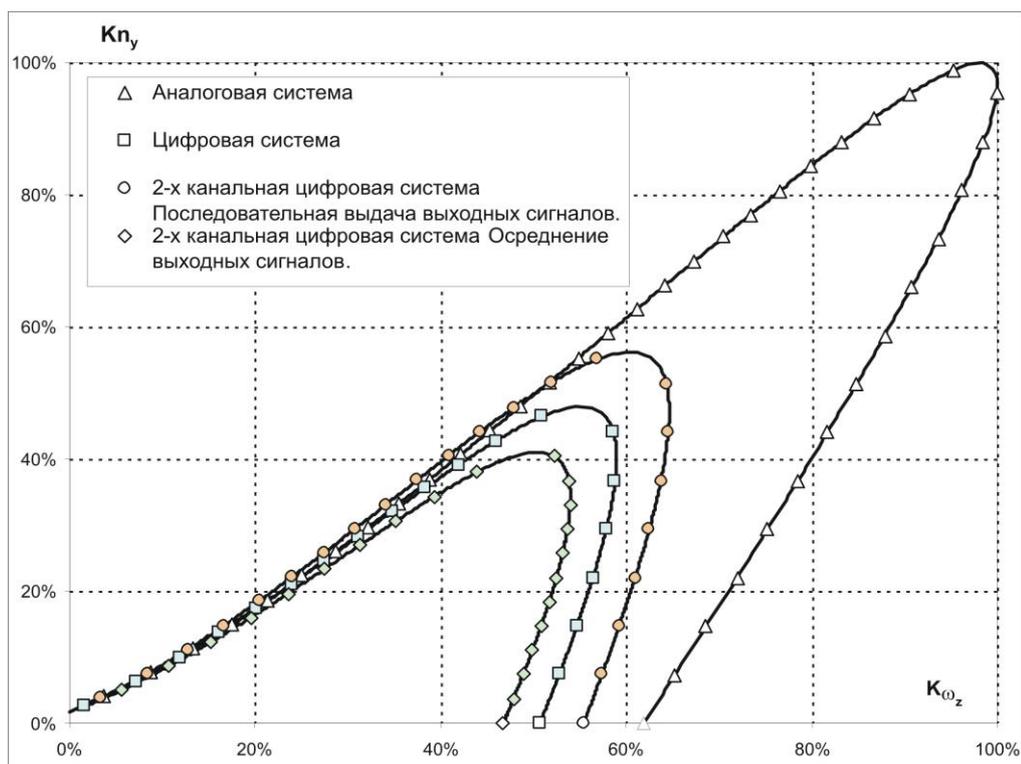


Рисунок 3.8 – Области устойчивости при различных вариантах построения системы управления

Таким образом, исследование частотной характеристики, определяющей устойчивость замкнутой системы, для случая цифровой асинхронной

резервированной системы управления выявило следующие ее отличительные особенности:

- передаточная функция является нелинейной функцией коэффициентов системы управления, что, в общем случае, ведет к неопределенности понятия запаса устойчивости по амплитуде;
- временной сдвиг между каналами существенно влияет на динамику системы лишь при использовании линий цифровой связи для обмена информацией между каналами и ее дальнейшем использовании для расчета управляющих сигналов;
- применение цифро-аналоговых преобразователей, использующих последний пришедший сигнал от каналов, приводит к меньшему запаздыванию по сравнению со случаем использования среднего значения. С другой стороны, данный преобразователь не имеет идеальных фильтрующих свойств на частотах $k \cdot \omega_s$ и его применение ведет к значительному влиянию асинхронности системы на ее динамику;
- существуют особенности транспонирования резонансных пиков в низкочастотную область для самолета с цифровой асинхронной резервированной системой управления.

3.3 Связь между частотной характеристикой, определяющей устойчивость замкнутой системы, и частотной характеристикой разомкнутой системы

Рассмотрим возможность экспериментального исследования цифровых резервированных асинхронных систем управления. Разомкнем систему в общей точке непрерывной части (на входе в исполнительную часть – см. рис. 3.9). Рассмотрим прохождение гармонического сигнала через элементы системы. Пусть входной сигнал есть $e^{i\omega t}$.

Входные сигналы вычислителей:

$$\begin{bmatrix} W(\omega)e^{i\omega t} e^{i\omega\tau_1^{\text{in}}} \\ \dots \\ W(\omega)e^{i\omega t} e^{i\omega\tau_N^{\text{in}}} \end{bmatrix}.$$

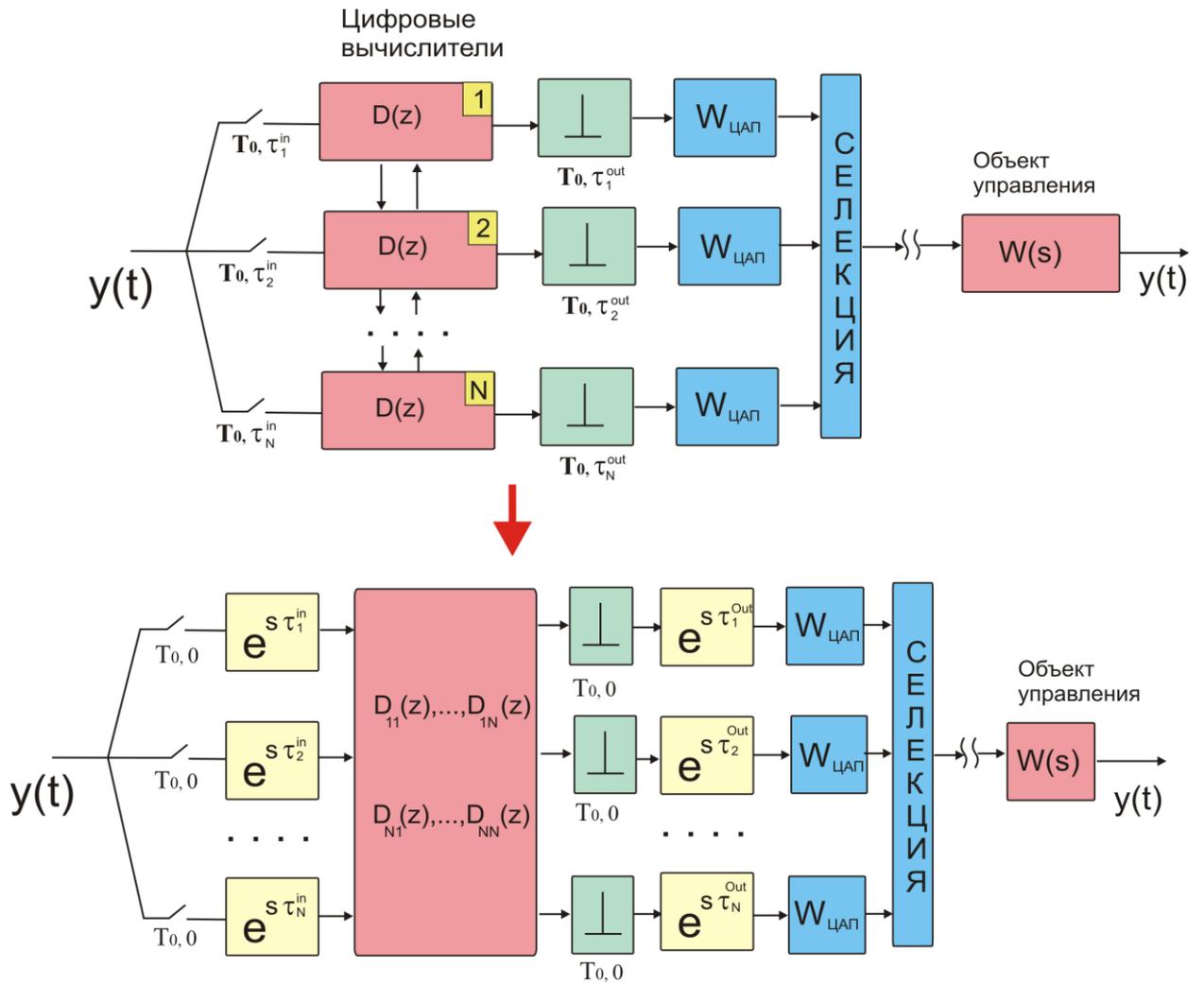


Рисунок 3.9 – Сведение многоканальной асинхронной одноканальной цифровой системы к синхронной системе с эквивалентным законом управления

Выходные сигналы аналого-цифровых преобразователей:

$$\begin{bmatrix} W(\omega)e^{i\omega\tau_1^{in}} e^{i\omega T_0} \\ \dots \\ W(\omega)e^{i\omega\tau_N^{in}} e^{i\omega T_0} \end{bmatrix}.$$

Входные сигналы в цифро-аналоговые преобразователи:

$$\begin{bmatrix} \sum_{k=1}^N W(\omega)e^{i\omega\tau_k^{in}} D_{1k} e^{i\omega T_0} \\ \dots \\ \sum_{k=1}^N W(\omega)e^{i\omega\tau_k^{in}} D_{Nk} e^{i\omega T_0} \end{bmatrix}.$$

Выходные сигналы цифро-аналоговых преобразователей:

$$\left[\begin{array}{c} \sum_{k=1}^N W(\omega) e^{i\omega\tau_k^{\text{in}}} D_{1k} \frac{1}{T_0} \sum_{L=-\infty}^{+\infty} W_{\text{ЦАП}}(\omega + L\omega_s) e^{-i(\omega + L\omega_s)\tau_1^{\text{out}}} e^{i(\omega + L\omega_s)t} \\ \dots \\ \sum_{k=1}^N W(\omega) e^{i\omega\tau_k^{\text{in}}} D_{Nk} \frac{1}{T_0} \sum_{L=-\infty}^{+\infty} W_{\text{ЦАП}}(\omega + L\omega_s) e^{-i(\omega + L\omega_s)\tau_N^{\text{out}}} e^{i(\omega + L\omega_s)t} \end{array} \right].$$

Принимая во внимание только сигнал с основной гармоникой

$$\left[\begin{array}{c} \sum_{k=1}^N W(\omega) e^{i\omega\tau_k^{\text{in}}} D_{1k} \frac{1}{T_0} W_{\text{ЦАП}}(\omega) e^{-i\omega\tau_1^{\text{out}}} e^{i\omega t} \\ \dots \\ \sum_{k=1}^N W(\omega) e^{i\omega\tau_k^{\text{in}}} D_{Nk} \frac{1}{T_0} W_{\text{ЦАП}}(\omega) e^{-i\omega\tau_N^{\text{out}}} e^{i\omega t} \end{array} \right],$$

в конечной точке имеем сигнал:

$$\sum_{L=1}^N \sum_{k=1}^N W(\omega) e^{i\omega\tau_k^{\text{in}}} D_{Lk} \frac{1}{T_0} W_{\text{ЦАП}}(\omega) e^{-i\omega\tau_L^{\text{out}}} e^{i\omega t}.$$

Частотная характеристика разомкнутой системы (размыкание производится в общей точке непрерывной части), определенная как обычная частотная характеристика непрерывной системы (а следовательно, и экспериментальная частотная характеристика), принимает вид:

$$W_{\text{PC}}(\omega) = \sum_{L=1}^N \sum_{k=1}^N W(\omega) e^{i\omega\tau_k^{\text{in}}} D_{Lk} \frac{1}{T_0} W_{\text{ЦАП}}(\omega) e^{-i\omega\tau_L^{\text{out}}}.$$

И после операции свертки:

$$W_{\text{PC}}^*(\omega) = \sum_{L=1}^N \sum_{k=1}^N D_{Lk}(z) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W(\omega + m\omega_s) e^{i(\omega + m\omega_s)(\tau_k^{\text{in}} - \tau_L^{\text{out}})} \frac{1}{T_0} W_{\text{ЦАП}}(\omega + m\omega_s).$$

Теперь рассмотрим частотную характеристику, определяющую устойчивость замкнутой системы:

$$W_{\text{PC}}^*(\omega) = 1 - \det[\mathbf{E} - \mathbf{D}(z)\mathbf{W}^*(\omega)]$$

и ее линейную часть:

$$\text{л.ч.}(W_{\text{PC}}^*(\omega)) = \sum_{L=1}^N \sum_{k=1}^N W_{Lk}^*(\omega) D_{kL}(z).$$

Подставляя выражения для $W_{Lk}^*(\omega)$:

$$W_{Lk}^*(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W_{Lk}(\omega + m\omega_s) = \frac{1}{T_0} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W(\omega + m\omega_s) W_{\text{ЦАП}}(\omega + m\omega_s) e^{i(\omega + m\omega_s)(\tau_k^{\text{in}} - \tau_L^{\text{out}})},$$

можно получить выражение для $W_{\text{PC}}^*(\omega)$:

$$W_{\text{PC}}^*(\omega) = \sum_{L=1}^N \sum_{k=1}^N D_{kL}(z) \frac{1}{T_0} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W(\omega + m\omega_s) W_{\text{ЦАП}}(\omega + m\omega_s) e^{i(\omega + m\omega_s)(\tau_k^{\text{in}} - \tau_L^{\text{out}})}.$$

Можно видеть, что выражения для $W_{\text{PC}}^*(\omega)$ и $W_{\text{л.ч.}}^*(\omega)$ идентичны.

Таким образом, когда мы определяем экспериментально частотную характеристику системы, разомкнутой в общей части непрерывной части, мы получаем линейную часть частотной характеристики, определяющей устойчивость замкнутой системы [1, 58]. В общем случае мы не можем точно определить запасы устойчивости, имея только экспериментальную частотную характеристику. Однако, вследствие того, что разница между частотной характеристикой, определяющей устойчивость замкнутой системы, и ее линейной частью, как правило, весьма мала, для большинства случаев можно пользоваться экспериментальной частотной характеристикой для оценки устойчивости замкнутой системы. Для экспериментальной отработки СДУ необходимо снять ее частотные характеристики и рассчитать соответствующие характеристики с учетом всех упомянутых особенностей динамики, что является довольно сложной, но разрешимой задачей. На рис. 3.10–3.12 приведены экспериментальные и теоретические частотные характеристики реальной трехканальной цифровой асинхронной системы управления. Видно, что различие между характеристиками достаточно мало, что говорит о корректной реализации законов управления.

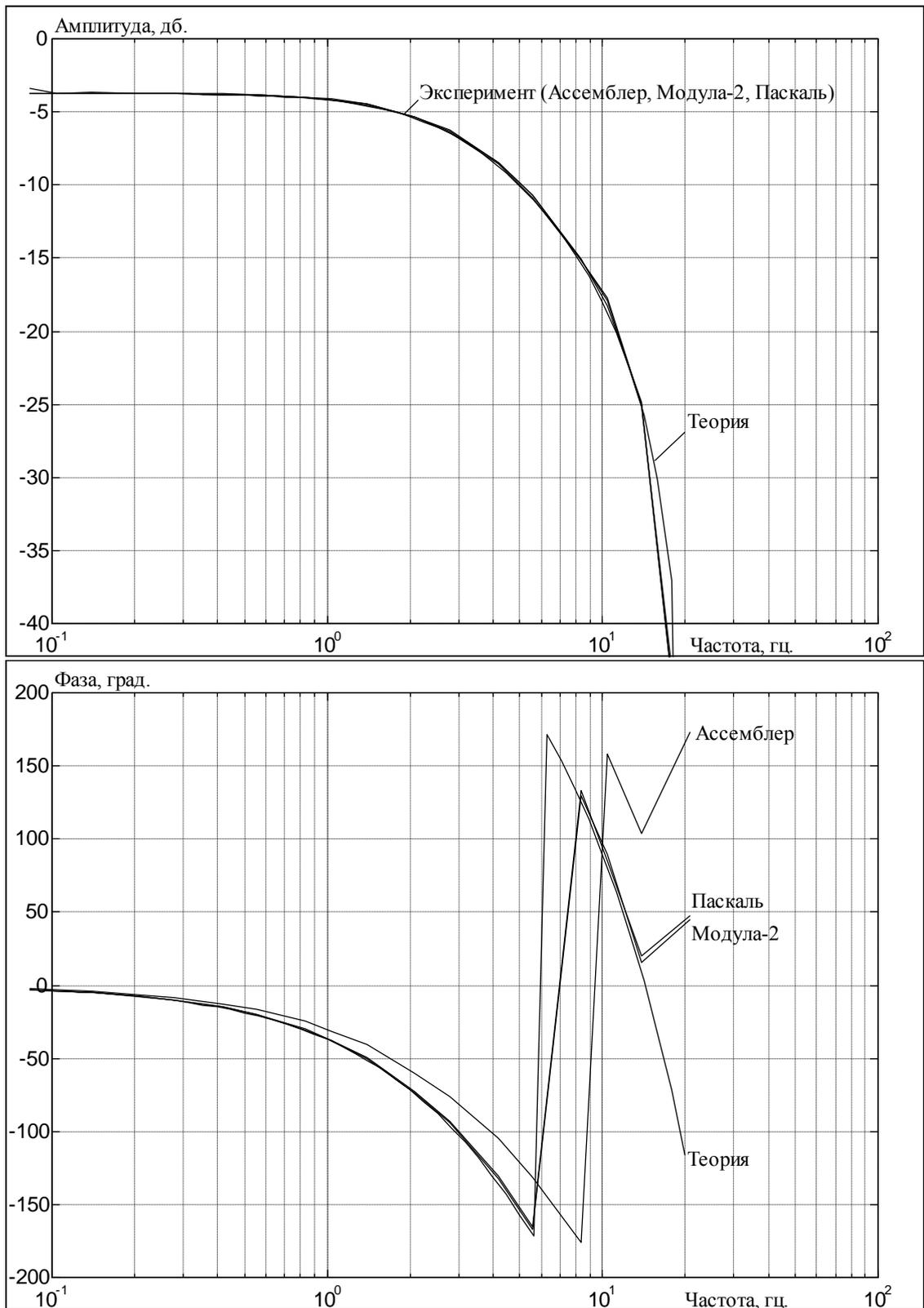


Рис. 3.10 – Теоретические и экспериментальные частотные характеристики трехканальной цифровой системы управления.

Вход – ω_x , выход – сигнал на отклонение элеронов

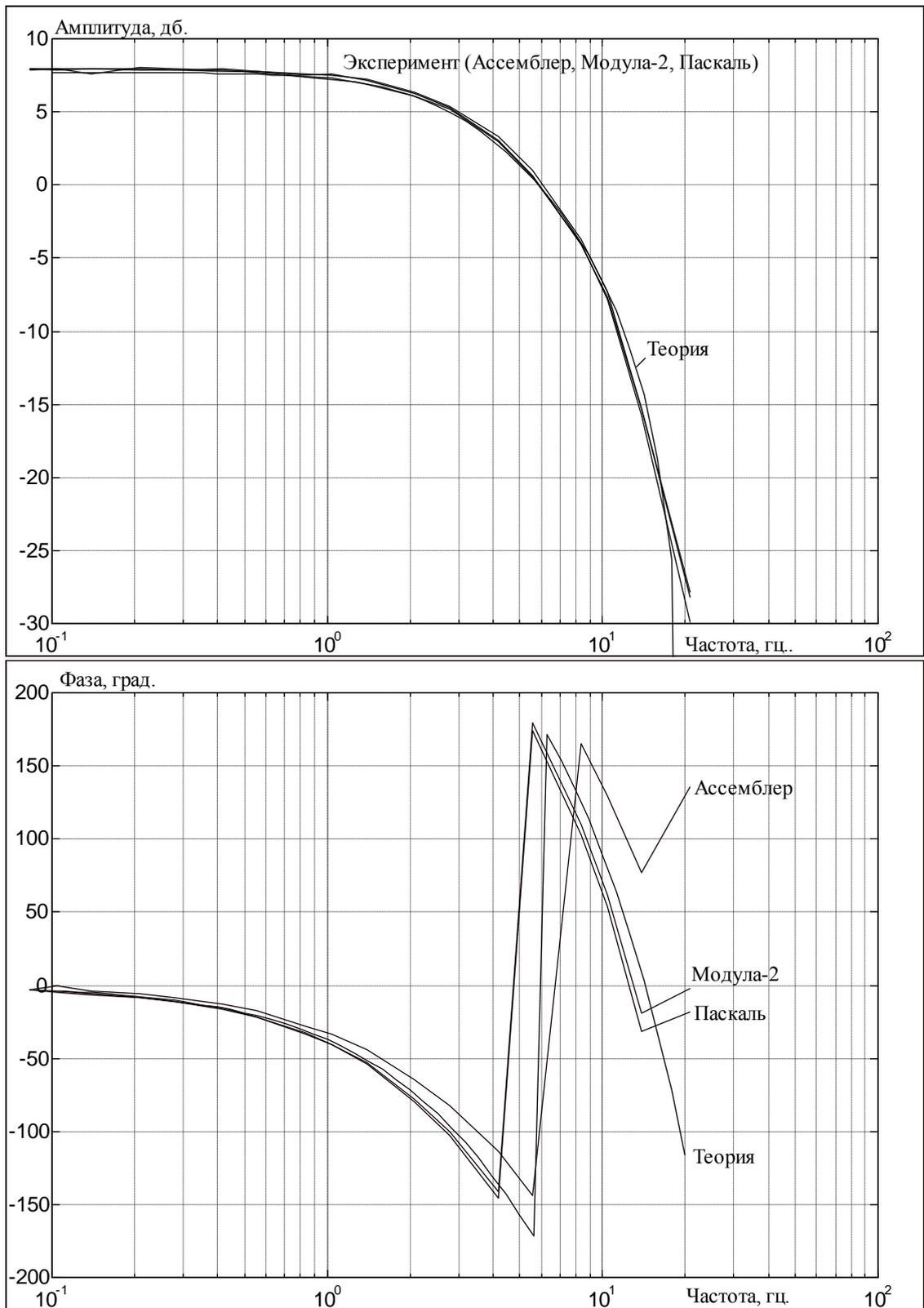


Рисунок 3.11 – Теоретические и экспериментальные частотные характеристики трехканальной цифровой системы управления.

Вход – ω_z , выход – сигнал на отклонение руля высоты

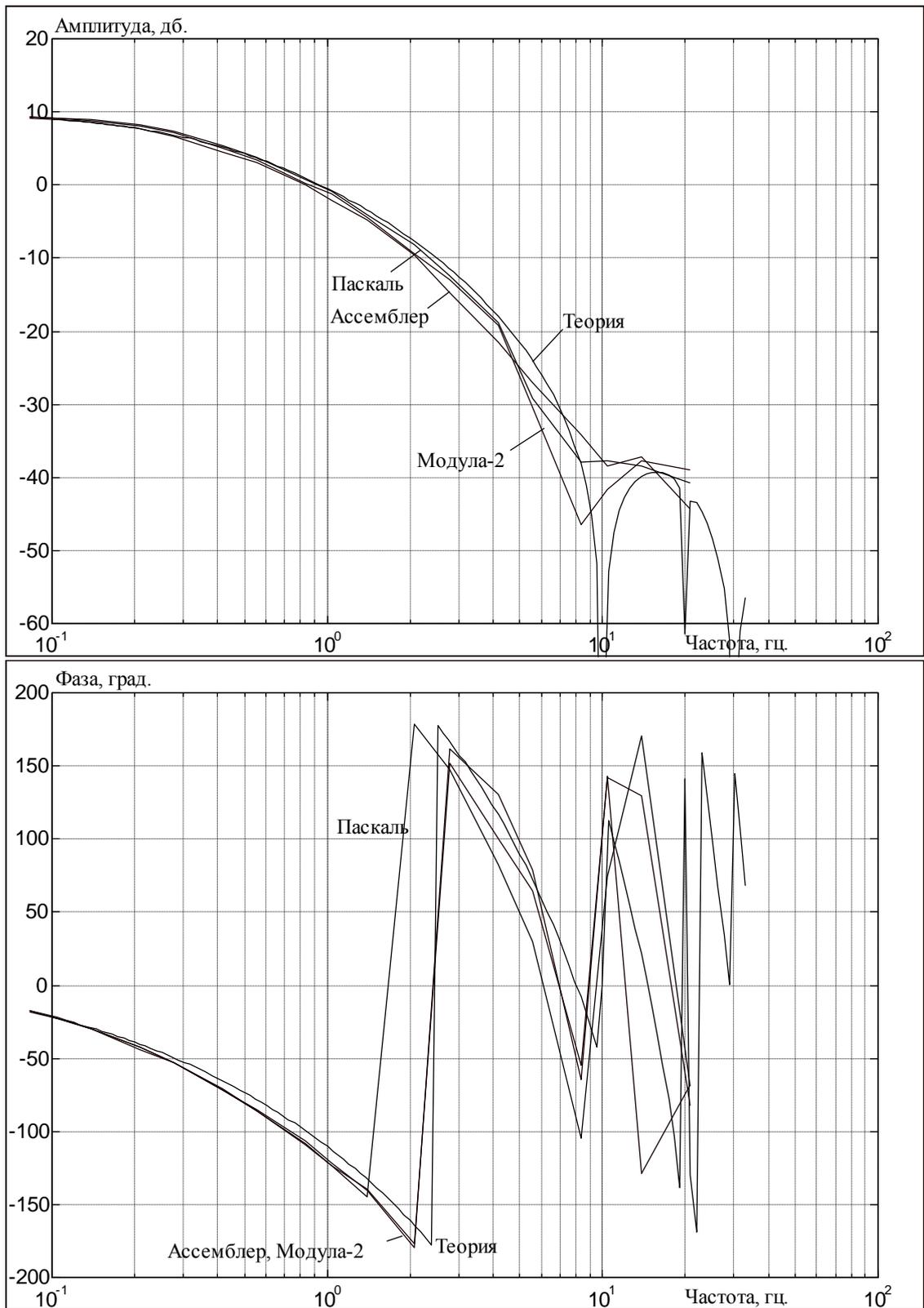


Рисунок 3.12 – Теоретические и экспериментальные частотные характеристики цифровой трехканальной системы.

Вход – n_y , выход – сигнал на отклонение руля высоты

3.4 Анализ изменения свойств динамических звеньев вследствие выравнивания информации в цифровой резервированной системе управления

Как было отмечено выше, для обеспечения надежности бортовые цифровые системы управления строятся как многоканальные комплексы. Вычислители различных каналов работают асинхронно, т. е. те же самые процедуры в разных каналах выполняются неодновременно, что ведет к рассогласованию между каналами и может привести к ложному срабатыванию системы контроля. Эта проблема особенно важна для интегральных систем управления, поскольку значения интегралов в разных каналах могут принимать произвольные значения, но их сумма определяется законом управления. Для обеспечения идентичности вычислительных процессов, протекающих в различных каналах, применяются различные виды выравнивания информации с помощью обмена данными через линии межканальной связи. Выравнивание информации оказывает влияние на динамические свойства как отдельных элементов системы управления, так и на всей системы в целом и на устойчивость замкнутой системы «самолет – система управления» [1, 58, 62–66].

Проведем оценку влияния наиболее распространенных видов выравнивания информации на динамические свойства элементов резервированной асинхронной системы управления, таких как прямая цепь, интегральное звено и апериодический фильтр. Для этого рассмотрим резервированную двухканальную цифровую систему управления (рис. 3.13).



Рисунок 3.13 – Структура двухканальной цифровой асинхронной системы управления

Управляющий сигнал от летчика $X(t)$ и сигнал обратной связи $y(t)$ используются для формирования управляющих сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ двух каналов системы управления рулем высоты. Закон управления описывается матрицей дискретных передаточных функций $D(z)$ и в эквивалентной непрерывной форме представляет собой астатический автомат продольной устойчивости (рис. 3.14).

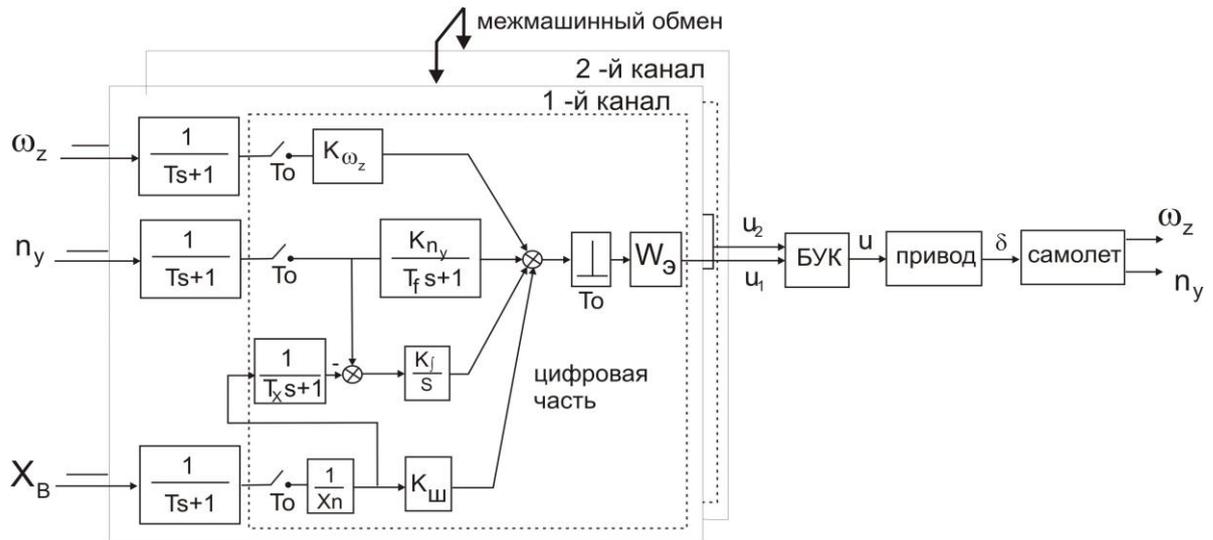


Рисунок 3.14 – Двухканальная цифровая система с астатическим автоматом продольной устойчивости

Управляющие сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ поступают в блок управления и контроля привода, где осуществляется их контроль и формируется единый командный сигнал на приводы, которые отклоняют аэродинамические поверхности управления самолета.

Все операции второго канала сдвинуты относительно тех же операций первого канала на время τ . Как правило, при анализе динамических характеристик как разомкнутой, так и замкнутой системы рассматривают только один канал, считая, что процессы в каналах идентичны, т. е. сигналы u_1 , u_2 и u одинаковы. Для непрерывных систем это допущение справедливо. Однако для дискретных асинхронных систем с разными временами обновления входной информации процессы в разных каналах различны. Для обеспечения идентичности исходных данных и вычислительных процессов в разных каналах между ними предусмотрены обмен информацией и выравнивание сигналов. Может быть

предусмотрено выравнивание входных сигналов, значений интегралов и фильтров с большими постоянными времени. В общем виде выходной сигнал процедуры выравнивания в каждом компьютере есть сумма «собственного» сигнала с весом $1 - c$ и «чужого» сигнала, полученного от соседнего вычислителя, с весом c . Процедура выравнивания принимает вид:

- для входных сигналов, или сигналов прямой цепи:

$$\begin{aligned} u_1(nT_0) &= 0.5 \cdot (X(nT_0) + X(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0)), \\ u_2(nT_0 + \tau) &= 0.5 \cdot (X(nT_0 + \tau) + cX(nT_0 - n_1T_0)); \end{aligned}$$

- для выходных сигналов интегральных звеньев:

$$\begin{aligned} u_1(nT_0) &= (1 - c) \cdot [u_1(nT_0 - T_0) + T_0 \cdot X(nT_0 - T_0)] + cu_2(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0), \\ u_2(nT_0 + \tau) &= (1 - c) \cdot [u_2(nT_0 + \tau - T_0) + T_0 \cdot X(nT_0 + \tau - T_0)] + cu_1(nT_0 - n_1T_0) \end{aligned}$$

- для выходных сигналов апериодических фильтров:

$$\begin{aligned} u_1(nT_0) &= (1 - c) \cdot \left[\frac{T}{T + T_0} u_1(nT_0 - T_0) + \frac{T_0}{T + T_0} X(nT_0) \right] + cu_2(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0), \\ u_2(nT_0 + \tau) &= (1 - c) \cdot \left[\frac{T}{T + T_0} u_2(nT_0 + \tau - T_0) + \frac{T_0}{T + T_0} X(nT_0 + \tau) \right] + cu_1(nT_0 - n_1T_0). \end{aligned}$$

В данной главе проводится анализ влияния асинхронности и выравнивания информации на передаточные функции цифровой двухканальной системы управления, содержащей прямую цепь, интегральное звено и апериодический фильтр, а также на запас устойчивости замкнутой системы «самолет – двухканальная цифровая система управления».

Методика приближенного анализа цифровых асинхронных систем. Для качественного исследования цифровых резервированных асинхронных систем управления применяется методика, в которой вводятся следующие упрощения.

1. Используется линейная интерполяция командного сигнала и сигналов обратной связи:

$$\begin{aligned} X(nT_0 + \tau) &= X(nT_0) + \frac{\tau}{T_0} (X(nT_0 + T_0) - X(nT_0)), \\ Y(nT_0 + \tau) &= Y(nT_0) + \frac{\tau}{T_0} (Y(nT_0 + T_0) - Y(nT_0)). \end{aligned}$$

Данное упрощение позволяет выразить значения командного сигнала и сигналов обратной связи в промежуточные моменты времени $nT_0 + \tau$ через их значения в моменты времени nT_0 .

2. Вместо переменного на временном промежутке $[nT_0; nT_0 + T_0]$ управляющего сигнала $u(t)$ вводится эквивалентный постоянный сигнал. Его значение равно среднему значению сигнала $u(t)$ на временном промежутке $[nT_0; nT_0 + T_0]$.

Эти упрощения позволяют свести асинхронную систему управления к эквивалентной синхронной. Погрешность данной замены содержит:

- погрешность линейной интерполяции командного сигнала и сигналов обратной связи;
- погрешность, связанную с заменой переменного управляющего сигнала эквивалентным постоянным.

Для гармонического командного сигнала относительная ошибка линейной интерполяции оценивается следующим выражением:

$$|\varepsilon X(nT_0 + \tau)| \leq \frac{1}{2} \frac{\tau}{T_0} \left(1 - \frac{\tau}{T_0}\right) \cdot (\omega T_0)^2.$$

Погрешность быстро растет с увеличением частоты, что не позволяет использовать эту методику в области высоких частот ($\omega > 1/T_0$).

Пусть непрерывная часть системы описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{Y}_{\text{state}} &= \mathbf{A} \mathbf{Y}_{\text{state}} + \mathbf{B} u, \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{H}^T \mathbf{Y}_{\text{state}}, \end{aligned}$$

где: $\{\mathbf{Y}_{\text{state}}, \mathbf{Y}, u\}$ – вектор состояния системы, вектор наблюдаемых параметров, входной сигнал;

$\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{H}\}$ – матрицы собственного и вынужденного движений динамической системы и вектора наблюдаемых параметров.

Для ступенчатого управляющего сигнала $u(t) = u\theta(t)$ имеем выражение для ошибки линейной интерполяции сигнала обратной связи:

$$|\delta(\mathbf{Y}(\tau))| \approx \frac{1}{2} \frac{\tau}{T_0} \left(1 - \frac{\tau}{T_0}\right) \cdot \left| \mathbf{H}^T e^{A\zeta} \mathbf{A} \mathbf{B} \right| \cdot |u|, \quad \zeta \in [0, T_0].$$

Чтобы проанализировать эту погрешность, воспользуемся формулой функции от матриц:

$$f(\mathbf{A}) = \sum_i f(\lambda_i) \mathbf{Z}_i,$$

где $f(x)$ – анализируемая функция, λ_i – собственные значения матрицы \mathbf{A} ;

$$\mathbf{Z}_i = \frac{\prod_{j \neq i} (\mathbf{A} - \lambda_j \mathbf{E})}{\prod_{j \neq i} (\lambda_i - \lambda_j)} - \text{компонентная матрица, соответствующая собственному}$$

значению λ_i .

С учетом этого можно записать:

$$|\delta(\mathbf{Y}(\tau))| \approx \frac{1}{2} \frac{\tau}{T_0} \left(1 - \frac{\tau}{T_0}\right) \cdot \left| \sum_i \mathbf{H}^T \mathbf{Z}_i \mathbf{B} e^{\lambda_i \zeta} \lambda_i \right| \cdot |u|, \quad \zeta \in [0, T_0].$$

Видно, что погрешность линейной интерполяции значительна лишь для больших собственных значений. У самолетов такие собственные значения могут соответствовать приводам, датчикам и тонам аэроупругих колебаний. Однако во многих случаях существование таких собственных значений не приводит к большим ошибкам интерполяции. В частности, если λ_i соответствует приводу, то $\mathbf{H}^T \mathbf{Z}_i$ достаточно мало и роль собственного движения привода в сигнале обратной связи незначительна. Поскольку это собственное значение лежит в отрицательной полуплоскости далеко от мнимой оси, то множитель $e^{\lambda_i \zeta}$ существенно уменьшает погрешность. В случае, если λ_i соответствует датчику, то $\mathbf{Z}_i \mathbf{B}$ мало, т. е. управляющий сигнал не возбуждает собственного движения датчика. В случае, если λ_i соответствует тону аэроупругих колебаний, использование линейной интерполяции может быть сопряжено со значительными ошибками.

Анализ погрешности, соответствующей замене переменного управляющего сигнала эквивалентным постоянным, показал, что ее структура подобна ошибке линейной интерполяции сигнала обратной связи, и ограничения на применение методики остаются теми же.

Выравнивание входной информации. Рассмотрим двухканальную цифровую систему управления, в которой реализовано осреднение входных сигналов. Выходной сигнал процедуры выравнивания каждого компьютера есть сумма «собственного» сигнала с весом $1 - c$ и «чужого» сигнала, полученного от соседнего вычислителя, с весом c . Данная система описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} u_1(nT_0) &= (1 - c)X(nT_0) + cX(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0), \\ u_2(nT_0 + \tau) &= (1 - c)X(nT_0 + \tau) + cX(nT_0 - n_1T_0), \end{aligned}$$

где: u_i – выходной сигнал процедуры выравнивания в i -м канале;

X – входной сигнал;

c – коэффициент выравнивания;

n_1, n_2 – целые числа, описывающие задержки в межканальных цифровых линиях связи.

Используя линейную интерполяцию входного сигнала, можно записать:

$$X(nT_0 + \tau) = X(nT_0) + \frac{\tau}{T_0}(X(nT_0 + T_0) - X(nT_0)).$$

Или в операторной форме:

$$Z(X(nT_0 + \tau)) = \left(1 + \frac{\tau}{T_0}(z - 1)\right)Z(X(nT_0)),$$

где $z = e^{sT_0}$, $Z(X(nT_0)) = \sum_{n=0}^{\infty} X(nT_0)z^{-n}$ – Z-преобразование сигнала $X(nT_0)$.

Если БУК формирует выходной сигнал как среднее управляющих сигналов разных каналов, то, используя замену переменного выходного сигнала эквивалентным постоянным, можно записать:

$$u(nT_0) = \frac{1}{2}u_1(nT_0) + \frac{1}{2}\left(\frac{\tau}{T_0}u_2(nT_0 - T_0 + \tau) + \frac{T_0 - \tau}{T_0}u_2(nT_0 + \tau)\right),$$

где u – выходной сигнал эквивалентной системы. Для Z-преобразований сигналов справедливо:

$$Z(u) = \frac{1}{2}Z(u_1) + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{\tau}{T_0}(z - 1)\right)Z(u_2).$$

С помощью этих выражений можно найти передаточную функцию эквивалентной системы:

$$W \cong \frac{1}{2} \left[1 - c + \frac{1}{z^{n_2+1}} \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) \right] + \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\tau}{T_0} \left(\frac{1}{z} - 1 \right) \right] \cdot \left[(1-c) \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) + \frac{c}{z^{n_1}} \right].$$

Используя замену $e^{sT_0} \approx 1 - sT_0$, можно получить:

$$W \cong 1 - \frac{csT_0}{2} (n_1 + n_2 + 1).$$

Данная передаточная функция описывает изменение динамики цифровой системы вследствие выравнивания входной информации. Для фазовой частотной характеристики выравнивание выходных сигналов эквивалентно введению дополнительного временного запаздывания:

$$\Delta t = \frac{cT_0}{2} (n_1 + n_2 + 1).$$

Для типичного случая осреднения входных сигналов $c = 0,5$, $n_1 = n_2 = 0$ имеем дополнительное временное запаздывание в четверть периода обновления.

Выравнивание сигналов интегральных звеньев. Рассмотрим двухканальную цифровую систему с астатическими законами управления, т. е. содержащую интегральные звенья. Для такой системы управления весьма актуальна проблема т. н. «разбегания» интегралов, или увеличения разницы между значениями интегралов разных каналов по времени. Основной причиной «разбегания» интегралов является различие во входных сигналах интегральных звеньев вследствие асинхронности (обновления сигналов в разных каналах в разные моменты времени) и наличия разных постоянных смещений и случайных составляющих в сигналах датчиков разных каналов. Еще одной причиной «разбегания» интегралов являются т. н. сбои интегралов, т. е. произвольное изменение их значений в результате импульсных входных воздействий, излучений и т. д. Переходные процессы в трехканальной системе, содержащей интегральное звено, приведены на рис. 3.15. Проведем количественную оценку «разбегания» интегралов при наличии постоянного смещения ΔX и случайной составляющей во входном сигнале одного из каналов.

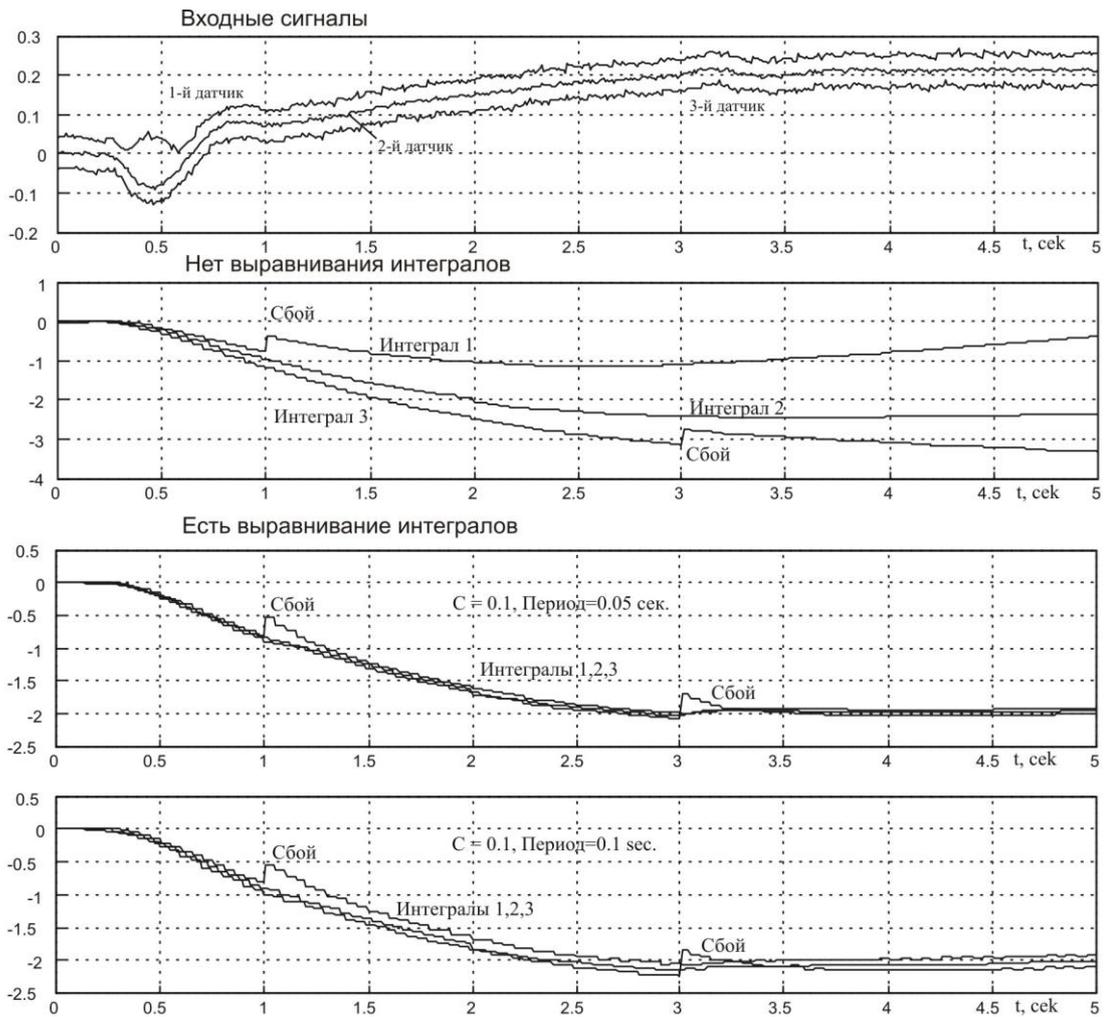


Рисунок 3.15 – Расхождение интегралов при наличии постоянных смещений и случайных составляющих во входном сигнале и при наличии сбоев интегралов

Система описывается следующими уравнениями:

$$u_1(nT_0) = (1 - c) \cdot [u_1(nT_0 - T_0) + T_0 \cdot \Delta X] + cu_2(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0),$$

$$u_2(nT_0 + \tau) = (1 - c) \cdot u_2(nT_0 + \tau - T_0) + cu_1(nT_0 - n_1T_0).$$

Пусть $n_1 = n_2 + 1$. Рассмотрим изменение по времени рассогласования $\Delta u(nT_0) = u_1(nT_0) - u_2(nT_0 + \tau)$. Вычитая из первого уравнения второе, имеем:

$$\Delta u(nT_0) = (1 - c)[\Delta u(nT_0 - T_0) + T_0 \cdot \Delta X] - c\Delta u(nT_0 - n_1T_0).$$

Для установившегося значения рассогласования справедливо выражение:

$$\Delta u = \frac{1 - c}{2c} T_0 \Delta X.$$

На рис. 3.16 приведено изменение рассогласования интегралов по времени при различных значениях коэффициента выравнивания. Видно, что чем больше коэффициент выравнивания интегралов, тем меньше их рассогласование.

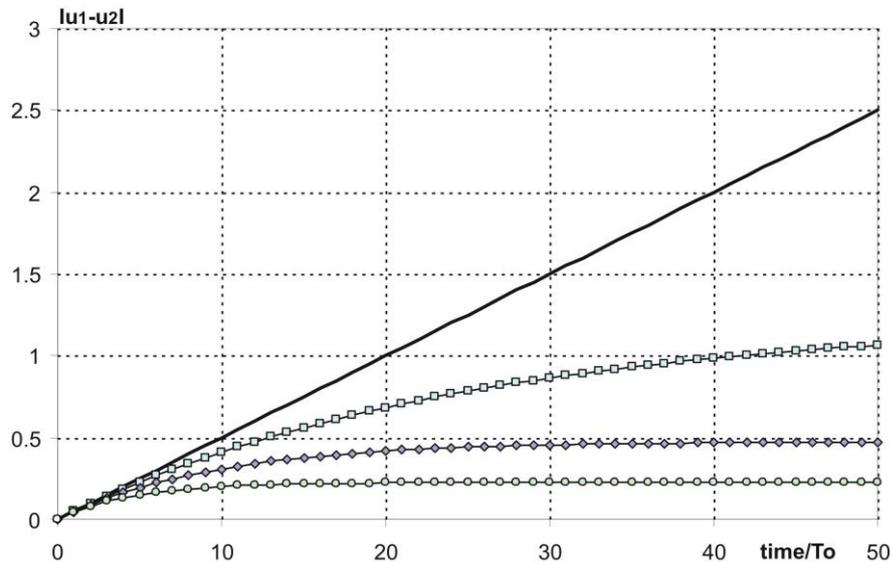


Рисунок 3.16 – Рассогласование между интегралами без выравнивания и с выравниванием интегралов при постоянном входном сигнале в одном канале:

— нет выравнивания; \square – $c = 0,02$; \diamond – $c = 0,05, n = 0$; \circ – $c = 0,1$

Рассмотрим рассогласование интегралов при наличии случайного сигнала на входе в интегральное звено одного канала, тогда как входное воздействие в интегральное звено второго канала нулевое. Уравнения, описывающие систему, те же, что и в предыдущем случае. Рассмотрим наиболее простой и поддающийся анализу случай, когда входной сигнал является дискретным белым шумом с дисперсией σ_x .

При отсутствии выравнивания дисперсия значения интеграла первого канала (и рассогласование между каналами) растет пропорционально квадратному корню из времени, т. е. $\Delta u \sim \sqrt{t/T_0}$ (рис. 3.17). Таким образом, при отсутствии выравнивания рассогласование интегралов достигнет порога срабатывания, что приведет к срабатыванию системы контроля. При наличии выравнивания дисперсия значения интегрального звена ограничена постоянным значением, которое зависит от коэффициента выравнивания c (рис. 3.17), а распределение,

начиная с некоторого времени, становится постоянным (рис. 3.18). Это является положительным фактором для работы системы контроля и позволяет обоснованно выбрать пороги срабатывания.

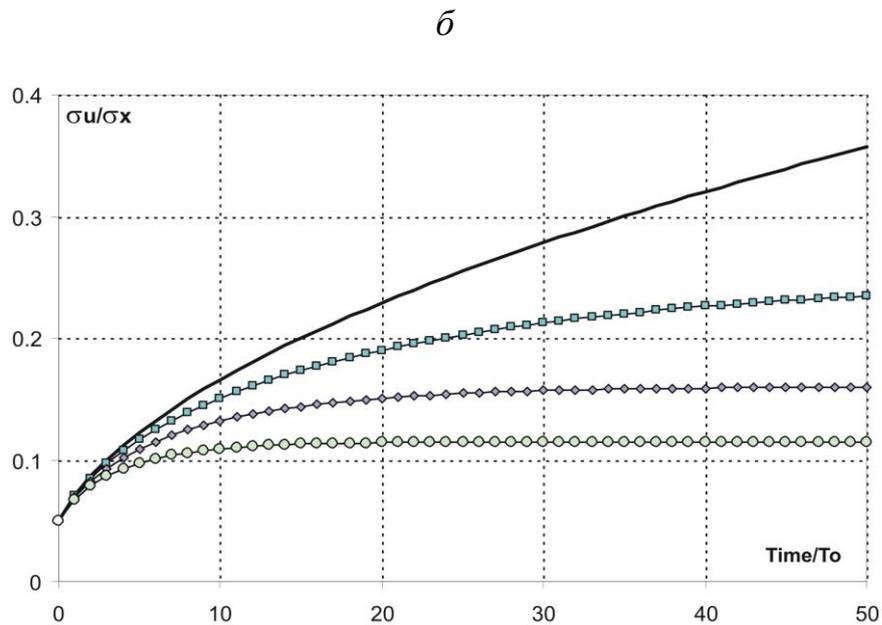
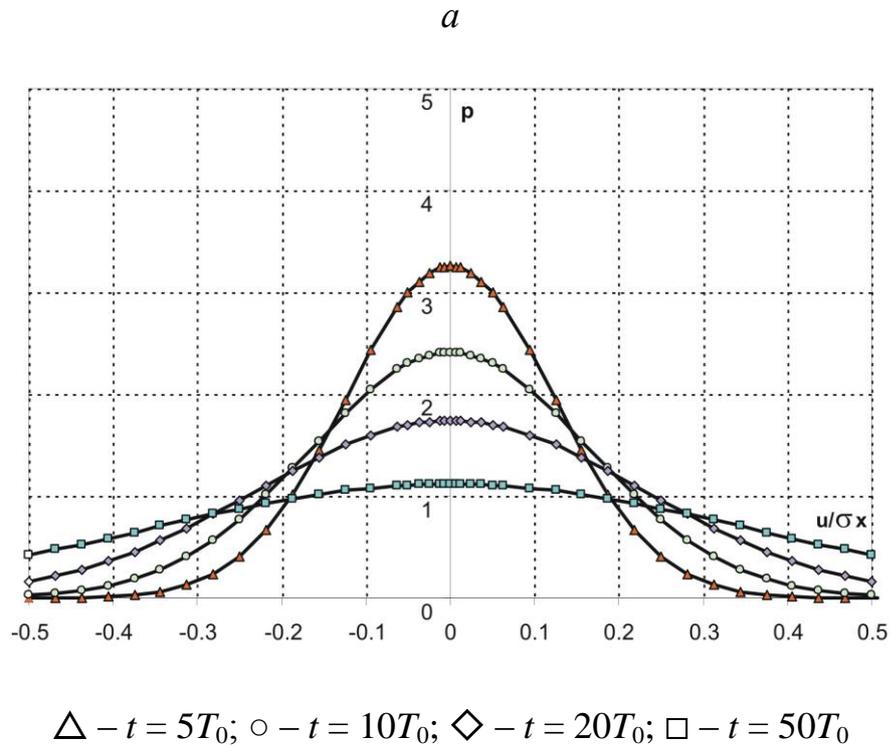


Рисунок 3.17 – Изменение по времени распределения рассогласования между интегралами (*a*) и дисперсии (*б*) без выравнивания и с выравниванием интегралов

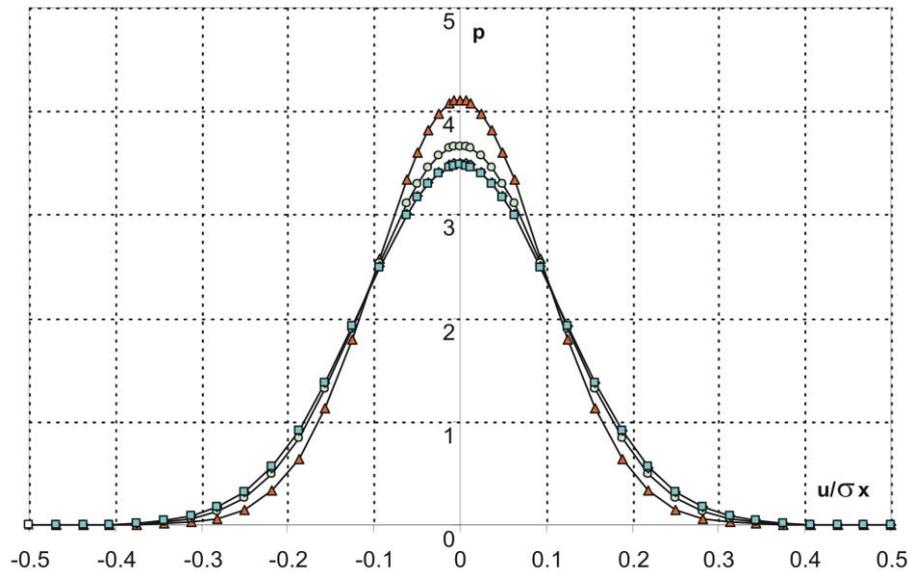


Рисунок 3.18 – Изменение распределения рассогласования между интегралами по времени из-за случайного входного сигнала, при выравнивании интегралов:

$$\triangle - t = 5T_0; \circ - t = 10T_0; \diamond - t = 20T_0; \square - t = 50T_0$$

Рассмотрим изменение частотной характеристики системы, вызванное выравниванием интегралов. Операция выравнивания может происходить до и после вычисления интегрального сигнала. Если процедура выравнивания выполняется после вычисления интегрального сигнала, система описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} u_1(nT_0) &= (1-c) \cdot [u_1(nT_0 - T_0) + T_0 \cdot X(nT_0 - T_0)] + cu_2(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0), \\ u_2(nT_0 + \tau) &= (1-c) \cdot [u_2(nT_0 + \tau - T_0) + T_0 \cdot X(nT_0 + \tau - T_0)] + cu_1(nT_0 - n_1T_0). \end{aligned}$$

Для Z-преобразований сигналов справедлива система уравнений:

$$\begin{vmatrix} 1 - \frac{1-c}{z} & -\frac{c}{z^{n_2+1}} \\ -\frac{c}{z^{n_1}} & 1 - \frac{1-c}{z} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} Z(u_1) \\ Z(u_2) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (1-c) \cdot T_0 \\ (1-c) \cdot T_0 \cdot (1 + (z-1) \cdot \tau/T_0) \end{vmatrix} \cdot |Z(X)|.$$

Разрешая эту систему относительно u_1 и u_2 и используя понятие эквивалентного управляющего сигнала, можно получить выражение для эквивалентной передаточной функции (без экстраполятора):

$$W = \frac{T_0(1-c)}{2 \cdot \det} \left\{ 1 - \frac{1-c}{z} + \frac{c}{z^{n_2+1}} \left(1 + \frac{\tau}{T_0}(z-1) \right) + \left(1 + \frac{\tau}{T_0} \left(\frac{1}{z} - 1 \right) \right) \cdot \left[\frac{c}{z^{n_1+1}} + \left(1 - \frac{1-c}{z} \right) \left(1 + \frac{\tau}{T_0}(z-1) \right) \right] \right\},$$

$$\text{где } \det = \left(1 - \frac{1-c}{z} \right)^2 - \frac{c^2}{z^{n_1+n_2+1}}.$$

Упростив это выражение, можно получить формулу:

$$W \cong \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{c \cdot (n_1 + n_2 + 1)}{2 \cdot (1-c)}},$$

т. е. выравнивание приводит к уменьшению коэффициента при интеграле. На рис. 3.19 приведены точные частотные характеристики данной системы при различных c и $n_1 = n_2 = n$. Можно видеть, что полученные выражения правильно отражают поведение данных характеристик. Кроме того, на рис. 3.20 приведены частотные характеристики от входного сигнала до рассогласования между каналами. С помощью этих характеристик можно оценить уровень «разбегания» каналов системы вследствие ее асинхронной работы, что весьма важно для построения системы контроля.

В том случае, если процедура выравнивания производится до обновления интегрального сигнала, система описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} u_1(nT_0) &= [(1-c) \cdot u_1(nT_0 - T_0) + cu_2(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0)] + T_0X(nT_0), \\ u_2(nT_0 + \tau) &= [(1-c)u_2(nT_0 + \tau - T_0) + cu_1(nT_0 - n_1T_0)] + T_0X(nT_0 + \tau). \end{aligned}$$

Эта система уравнений отличается от вышеприведенной лишь отсутствием множителя $(1-c)$ при T_0X . Следовательно, для передаточной функции цифровой системы справедливо выражение:

$$W \cong \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{c}{2}(n_1 + n_2 - 1)},$$

т. е. выравнивание приводит к изменению коэффициентов при интеграле. Интересной особенностью этого случая является увеличение коэффициента при $n_1 = n_2 = 0$.

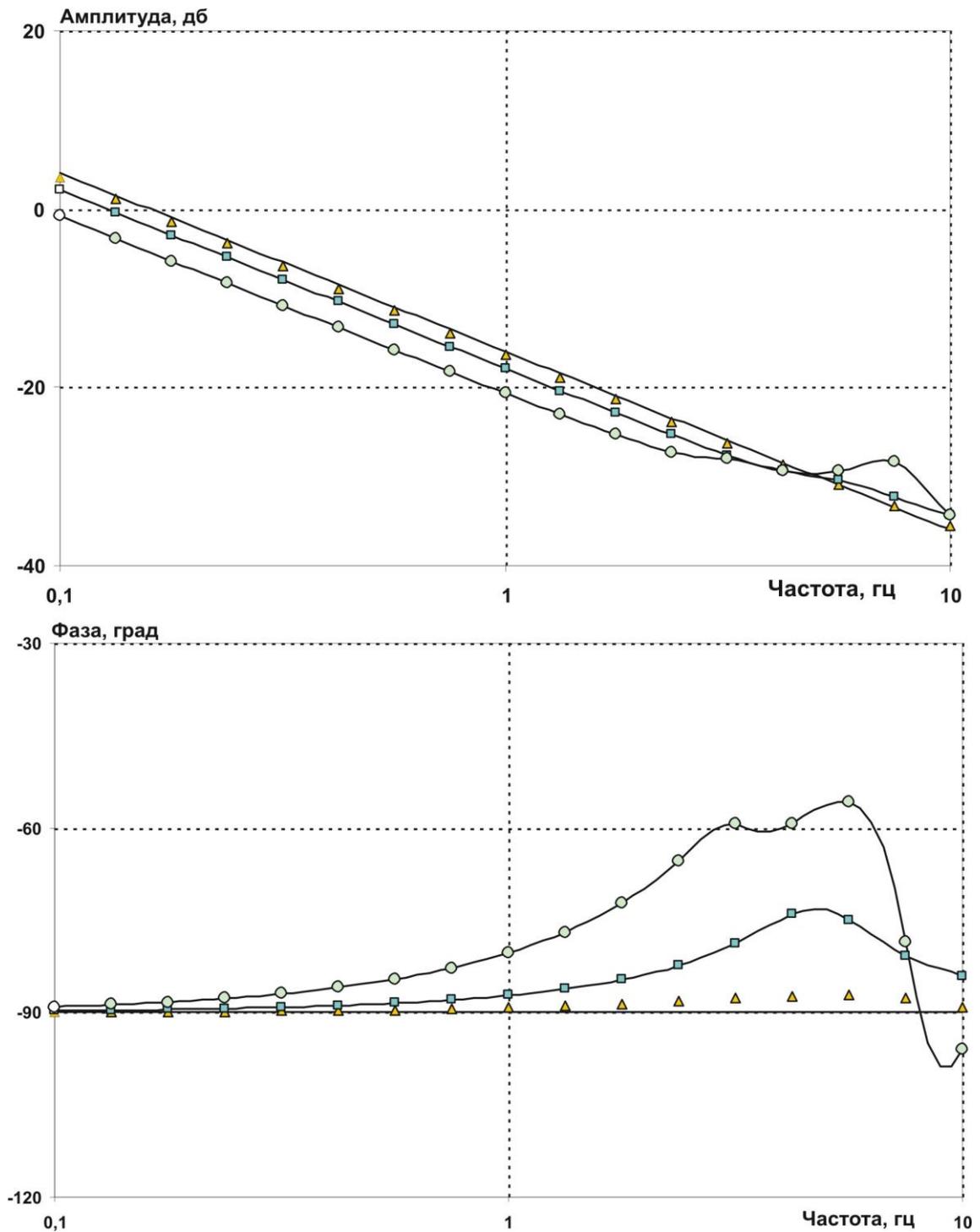


Рисунок 3.19 – Частотные характеристики двухканальной системы с интегралами при наличии и отсутствии выравнивания интегралов:

— нет выравнивания; Δ – $c = 0,1, n = 0$; \square – $c = 0,5, n = 0$; \circ – $c = 0,5, n = 1$

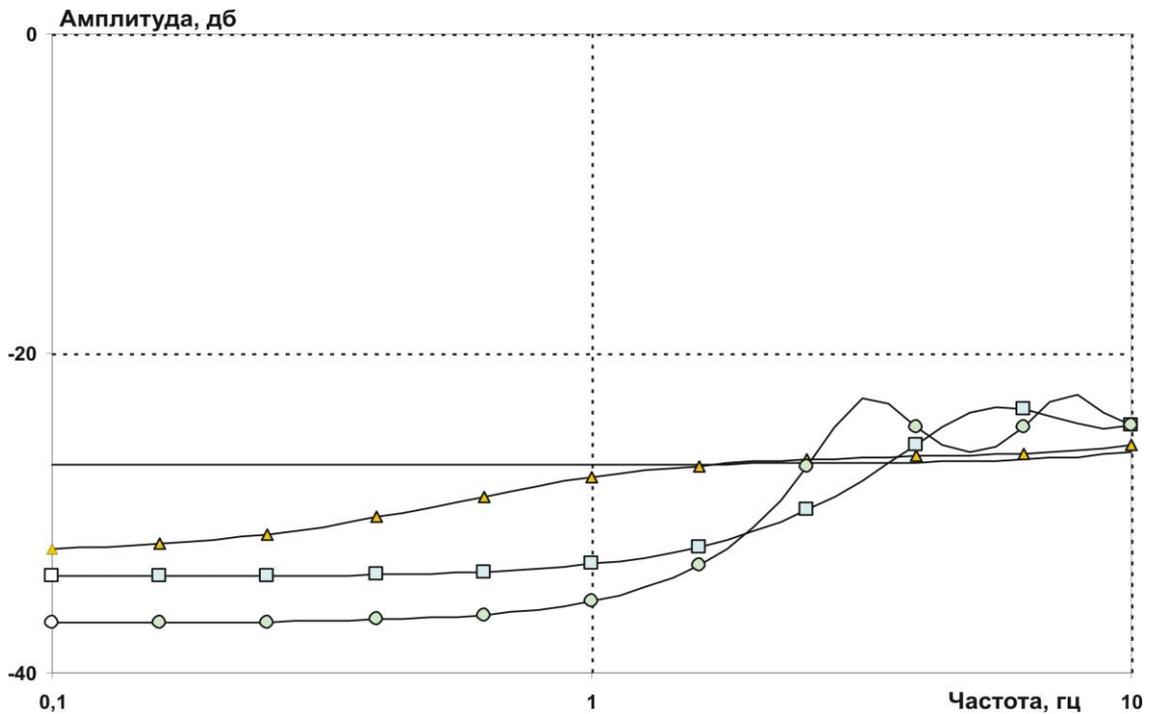


Рисунок 3.20 – Рассогласование между интегралами при гармоническом входном сигнале с выравниванием и без выравнивания интегралов:

— нет выравнивания; Δ – $c = 0,1, n = 0$; \square – $c = 0,5, n = 0$; \circ – $c = 0,5, n = 1$

Выравнивание сигналов аperiodических фильтров. Рассмотрим двухканальную систему, законы управления которой включают аperiodический фильтр. Выходные сигналы фильтров выравниваются. Как и в предыдущем случае, операция выравнивания может производиться до и после расчета сигнала фильтра. Если выравнивание производится после обновления фильтров, система описывается уравнениями:

$$u_1(nT_0) = (1-c) \left[\frac{T}{T+T_0} u_1(nT_0 - T_0) + \frac{T_0}{T+T_0} X(nT_0) \right] + cu_2(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0),$$

$$u_2(nT_0 + \tau) = (1-c) \left[\frac{T}{T+T_0} u_2(nT_0 + \tau - T_0) + \frac{T_0}{T+T_0} X(nT_0 + \tau) \right] + cu_1(nT_0 - n_1T_0).$$

Для Z-преобразований выходных сигналов справедлива система уравнений:

$$\begin{vmatrix} 1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} & -\frac{c}{z^{n_2+1}} \\ -\frac{c}{z^{n_1}} & 1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} |Z(u_1)| \\ |Z(u_2)| \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (1-c) \frac{T_0}{T+T_0} \\ (1-c) \frac{T_0}{T+T_0} \left(1 + (z-1) \frac{\tau}{T_0} \right) \end{vmatrix} \cdot |Z(X)|.$$

Разрешая эту систему относительно u_1 и u_2 и используя понятие эквивалентного выходного сигнала, можно получить выражение для передаточной функции данной цифровой системы:

$$W = \frac{(1-c) \frac{T_0}{T+T_0}}{2 \det} \left\{ 1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} + \frac{c}{z^{n_2+1}} \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) + \left(1 + \frac{\tau}{T_0} \left(\frac{1}{z} - 1 \right) \right) \cdot \left[\frac{c}{z^{n_1}} + \left(1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} \right) \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) \right] \right\},$$

где

$$\det = \left(1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} \right)^2 - \frac{c^2}{z^{n_1+n_2+1}}.$$

Чтобы проанализировать влияние выравнивания сигналов на динамические характеристики апериодических фильтров, необходимо решить уравнение:

$$\det = \left(1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} \right)^2 - \frac{c^2}{z^{n_1+n_2+1}} = 0.$$

Используя подстановку $z = e^{sT_0} = 1 + sT_0$, можно получить

$$s = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{1 + \frac{c}{2 \cdot (1-c)} (n_1 + n_2 + 1)}.$$

Следовательно, основным влиянием выравнивания апериодических фильтров является изменение их постоянной времени. Этот результат тесно связан с тем фактом, что выравнивание интегралов приводит к изменению их коэффициента, поскольку апериодический фильтр есть не что иное, как интеграл, охваченный единичной обратной связью. Постоянная времени фильтра есть обратная величина коэффициента при интеграле. Изменение коэффициента при интеграле ведет к соответствующему изменению постоянной времени апериодического фильтра.

Если выравнивание выполняется перед расчетом фильтра, система описывается уравнениями:

$$u_1(nT_0) = \frac{T}{T+T_0} [(1-c) \cdot u_1(nT_0 - T_0) + c \cdot u_2(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0)] + \frac{T_0}{T+T_0} X(nT_0),$$

$$u_2(nT_0 + \tau) = \frac{T}{T+T_0} [(1-c) \cdot u_2(nT_0 + \tau - T_0) + c \cdot u_1(nT_0 - n_1T_0)] + \frac{T_0}{T+T_0} X(nT_0 + \tau).$$

Используя те же самые приемы, что и в предыдущих случаях, можно получить выражение для передаточной функции эквивалентной системы:

$$W \cong \frac{T_0}{T+T_0} \left\{ 1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} + \frac{T}{T+T_0} \frac{c}{z^{n_2+1}} \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) \right. \\ \left. + \left(1 + \frac{\tau}{T_0} \left(\frac{1}{z} - 1 \right) \right) \cdot \left[\frac{c}{z^{n_1}} \frac{T}{T+T_0} + \left(1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} \right) \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) \right] \right\},$$

где:

$$\det = \left(1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} \right)^2 - \frac{c^2}{z^{n_1+n_2+1}} \left(\frac{T}{T+T_0} \right)^2.$$

Чтобы оценить влияние выравнивания на динамические характеристики апериодического фильтра, необходимо решить уравнение:

$$\det = \left(1 - \frac{1-c}{z} \frac{T}{T+T_0} \right)^2 - \frac{c^2}{z^{n_1+n_2+1}} \left(\frac{T}{T+T_0} \right)^2 = 0.$$

Используя подстановку $e^{st} = 1 + st$, можно получить:

$$s = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{1 + \frac{c}{2}(n_1 + n_2 - 1)},$$

т. е. основным влиянием выравнивания апериодического фильтра является изменение его постоянной времени. Как и в предыдущем случае, изменение постоянной времени находится в точном соответствии с изменением коэффициента при интеграле.

На рис. 3.21 представлены частотные характеристики цифровых систем с аperiodическим фильтром с его выравниванием после расчета значения фильтра. Качественное поведение характеристик хорошо объясняется полученными аналитическими выражениями.

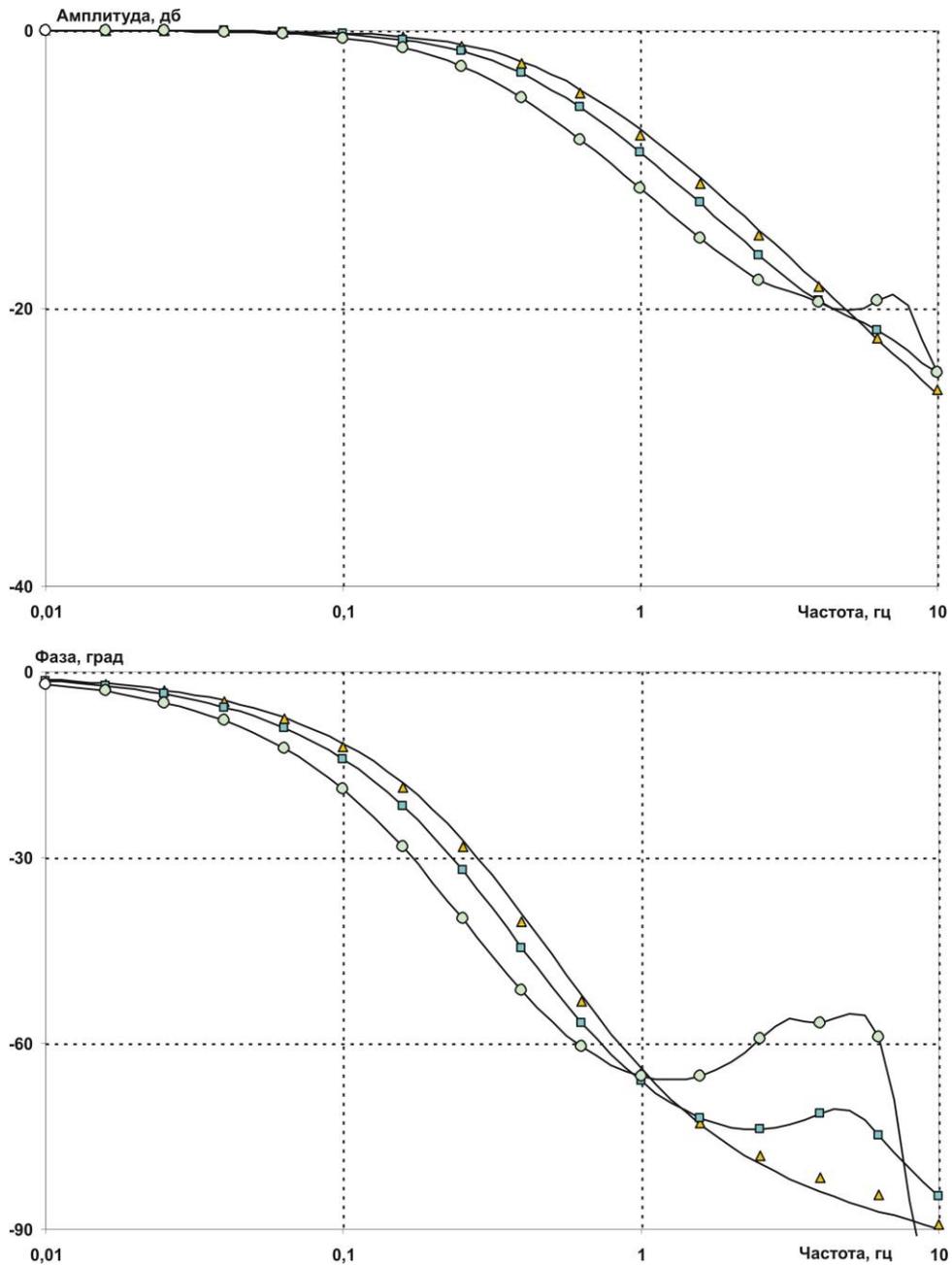


Рисунок 3.21 – Частотные характеристики двухканальной системы с аperiodическими фильтрами при наличии и отсутствии их выравнивания:
 — нет выравнивания; Δ – $c = 0,1, n = 0$; \square – $c = 0,5, n = 0$; \circ – $c = 0,5, n = 1$

Таким образом, анализ влияния выравнивания информации на динамические свойства типовых звеньев показал, что доминирующим эффектом выравнивания информации является:

- дополнительное запаздывание для прямой цепи;
- изменение коэффициента усиления при интеграле;
- изменение постоянной времени для апериодических фильтров.

Данные изменения динамических свойств необходимо учитывать при тестировании систем управления с помощью частотных анализаторов и при оценке устойчивости замкнутой системы. Полученные результаты справедливы для любой цифровой резервированной системы управления, использующей описанное в работе выравнивание информации между каналами.

3.5 Динамические свойства нелинейных цифровых систем управления. Особенности гармонической линеаризации нелинейной непрерывной части

Анализ динамики нелинейной системы является важной частью разработки системы управления самолета. Существует ряд причин, по которым анализ устойчивости и динамических характеристик нелинейной цифровой системы отличается от непрерывного случая. Так, помимо традиционных нелинейностей, таких как зоны нечувствительности и ограничение по скорости в исполнительной части [57], появляются нелинейности, связанные с преобразованием сигналов из аналоговой формы в цифровую и наоборот, а также с использованием целочисленной арифметики. Кроме того, наиболее часто используемый для анализа устойчивости и параметров периодических процессов метод гармонического баланса имеет особенности применительно к дискретным системам. Рассмотрим это на простом примере нелинейного элемента (рис. 3.22). Считаем, что на вход поступает гармонический сигнал:

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi).$$

В силу нелинейности системы имеем выходной сигнал в виде суммы гармоник:

$$y(t) = \sum_m A_S^m \cdot \sin(m\omega t) + \sum_n A_C^m \cdot \cos(m\omega t).$$



Рисунок 3.22 – Нелинейный элемент в непрерывной части замкнутой системы

Если частота входного сигнала и частота обновления информации цифровой системы рационально соизмеримы, т. е. выполняется равенство:

$$\frac{\omega}{\omega_s} = \frac{N}{N_s}, \text{ или } \omega = \frac{N}{N_s} \omega_s,$$

то среди ряда гармоник $m\omega$ встретятся такие, для которых справедливо равенство:

$$m\omega = L\omega_s + \omega.$$

Эти гармоники после квантования по времени транспонируются на базовую частоту ω и дают вклад в частотную характеристику непрерывной части, что происходит при $m = k \cdot N_s + 1$, $k = -\infty, \infty$.

В самом деле:

$$m\omega = m \cdot \frac{N}{N_s} \omega_s = (kN_s + 1) \cdot \frac{N}{N_s} \omega_s = kN \cdot \omega_s + \frac{N}{N_s} \omega_s = L\omega_s + \omega.$$

Поэтому

$$y(nT_0) = (A_s^1 + A_s^L) \sin(\omega \cdot nT_0) + (A_c^1 + A_c^L) \cos(\omega \cdot nT_0).$$

Вклад в дискретную частотную характеристику:

$$W(\omega) = \frac{1}{A} [(A_s^1 + A_s^L) + i \cdot (A_c^1 + A_c^L)].$$

Рассмотрим непрерывную часть в более общем виде. Пусть она описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\frac{d}{dt} y_i = \sum_j S_{ij} y_j + f_i \left(\sum_j \sigma_{ij} y_j + \kappa_i x \right).$$

В первом приближении считаем, что $x(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)$. Более того, считаем, что входные сигналы на нелинейные элементы тоже гармонические:

$$x_i(t) = \sum_j \sigma_{ij} y_j + \kappa_i x = A_i \cdot \cos(\omega t + \varphi + \varphi_i).$$

Эта процедура общепринята для метода гармонического баланса.

Разложим каждый нелинейный элемент в ряд по полиномам Чебышева:

$$f_i(x) = \sum_m C_m^i \cdot T_m\left(\frac{x}{A_i}\right).$$

На выходе этого нелинейного элемента имеем сигнал:

$$f_i(A_i \cdot \cos(\omega t + \varphi + \varphi_i)) = \sum_m C_m^i A_i \cos(m\omega t + m\varphi + m\varphi_i).$$

Дифференциальные уравнения, описывающие систему, принимают вид:

$$\frac{d}{dt} y_i = \sum_j S_{ij} y_j + \sum_m C_m^i A_i \cos(m\omega t + m\varphi + m\varphi_i).$$

Пусть частота входного сигнала и частота обновления информации цифровой системы рационально соизмеримы, т. е. выполняется равенство:

$$\frac{\omega}{\omega_S} = \frac{N}{N_S}.$$

При этом гармоника с индексом $m = kN_S + 1$ после квантования по времени переходит на базовую частоту ω . Возмущение частотной характеристики, вызванное этим нелинейным эффектом, оценивается следующим выражением:

$$\Delta W^* \left(\omega = \frac{N}{N_S} \omega_S \right) = \sum_k \sum_j (i\omega \cdot (kN_S + 1))^{-1} \cdot C_{kN_S+1} \frac{A_j}{A} \cdot \exp[i \cdot ((kN_S + 1) \cdot \varphi_j + kN_S \varphi)].$$

Анализ данного выражения говорит о следующих свойствах дискретной частотной характеристики непрерывной части, полученной в результате гармонической линеаризации:

1. Поскольку коэффициенты разложения C_n стремятся к нулю при росте n , то $\Delta W^* \left(\omega = \frac{N}{N_S} \omega_S \right)$ имеет большую величину лишь при малых N_S .

2. Для линейных систем $\Delta W^* \left(\omega = \frac{N}{N_S} \omega_S \right) = 0$.

3. Значение $\Delta W^* \left(\omega = \frac{N}{N_S} \omega_S \right)$ зависит не только от амплитуды и частоты,

но и от фазы входного сигнала, чего нет в случае непрерывной системы.

В качестве примера рассмотрим частотные характеристики системы, включающей нелинейный привод, колебательное звено с собственной частотой 15 Гц и элемент квантования по времени (рис. 3.23).

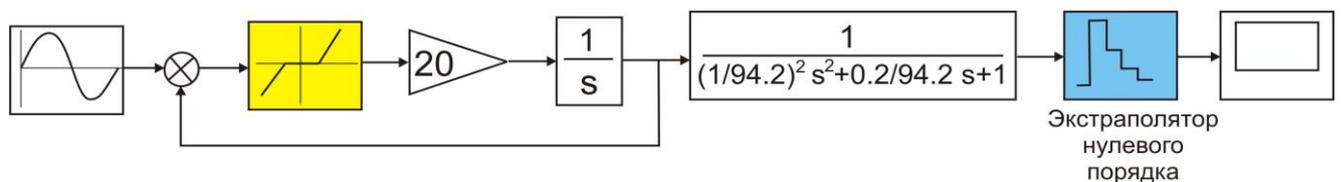


Рисунок 3.23 – Пример нелинейной системы

Зона нечувствительности по скорости в приводе составляет 0,1. Частотные характеристики этой системы при амплитуде входного сигнала $A = 0,5$ при разных фазах входного сигнала приведены на рис. 3.24.

Видна заметная зависимость частотной характеристики нелинейной системы от фазы входного сигнала на частотах 5 и 10 Гц. Это объясняется следующим образом. Рассмотрим гармонический входной сигнал с частотой 5 Гц. Нелинейность привода приводит к появлению в его выходном сигнале гармоник с частотами 15, 25 Гц и т. д. Гармонический сигнал с частотой 15 Гц значительно усиливается колебательным звеном с собственной частотой 15 Гц и, проходя через элемент квантования по времени, транспонируется на частоту входного сигнала – 5 Гц. Данное явление зависимости частотной характеристики от фазы входного сигнала наблюдается только для нелинейных цифровых систем и не характерно для нелинейных непрерывных и цифровых линейных систем.

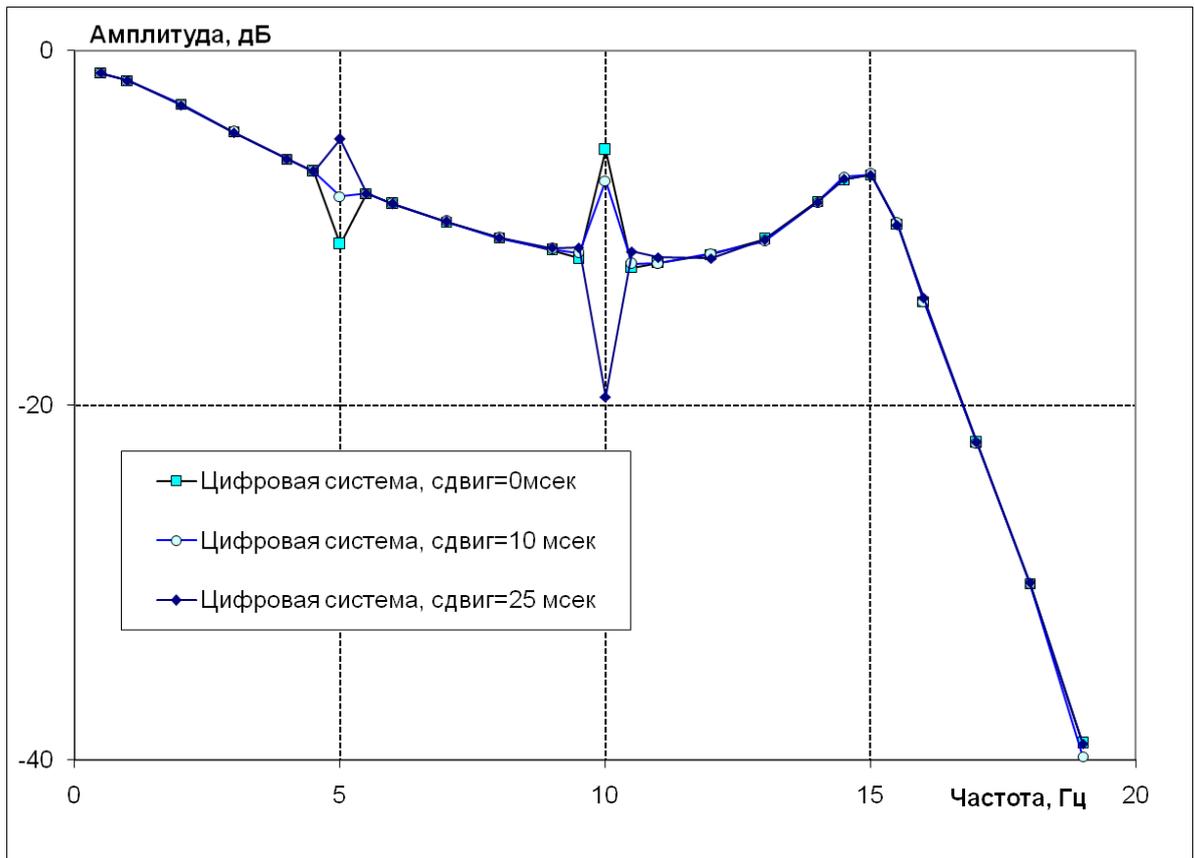


Рисунок 3.24 – Частотные характеристики системы при амплитуде входного сигнала $A = 0,5$ в зависимости от фазы входного сигнала

Особенности динамики цифровых систем из-за нелинейностей в дискретной части. Использование целочисленной арифметики до сих пор широко применяется для программирования законов управления в цифровых системах управления. При этом система становится нелинейной при малых уровнях сигналов, что оказывает существенное влияние на динамику системы. Существует возможность значительного искажения характеристик цифровых фильтров, вплоть до потери устойчивости из-за использования целочисленной арифметики. Причина здесь следующая. Цифровые фильтры описываются разностными уравнениями:

$$y(nT_0) + a_1 y((n-1)T_0) + \dots + a_N y((n-N)T_0) = b_0 x(nT_0) + \dots + b_M x((n-M)T_0).$$

Характеристическое уравнение данного фильтра имеет вид:

$$z^N + a_1 \cdot z^{N-1} + \dots + a_{N-1} \cdot z + a_N = 0.$$

Все корни этого характеристического уравнения близки к единице, поскольку они равны: $z_i \approx e^{\lambda_i T_0}$, где λ_i – корни характеристического уравнения эквивалентного непрерывного фильтра, T_0 – период обновления информации цифрового фильтра. Поскольку, как правило, $T_0 \ll 1/|\lambda_i|$, то $|\lambda_i \cdot T_0| \approx 0$ и $z_i \sim 1$.

Для точной реализации необходимо задавать коэффициенты фильтра с очень высокой точностью, сохраняя много знаков после запятой. При использовании целочисленной арифметики и при малом уровне выходного сигнала умножение коэффициентов фильтра на выходной сигнал приводит к потере ряда знаков после запятой в коэффициентах фильтра. Это меняет коэффициенты характеристического уравнения, что, в свою очередь, приводит к возмущению собственных значений. Поскольку все корни характеристического уравнения локализованы в малой области около единицы, т. е. ситуация близка к случаю кратных корней, то возмущение собственных значений может быть весьма велико, что ведет к серьезному искажению собственной динамики фильтра, когда уровень выходного сигнала мал.

Так как корни локализованы близко к единице, то их возмущение может привести к потере устойчивости фильтра (рис. 3.25). Примеры такого поведения представлены ниже.

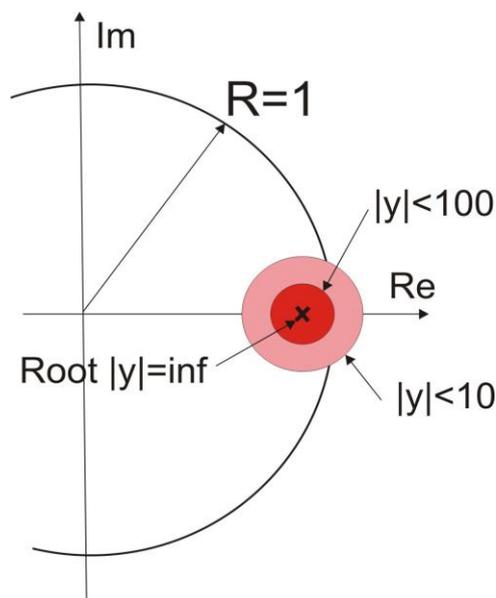


Рисунок 3.25 – Потеря устойчивости цифрового фильтра при малом уровне выходного сигнала

Пример 1. Рассмотрим звено второго порядка, содержащее апериодический фильтр и изодромный элемент (рис. 3.26), имеющий передаточную функцию:

$$W(s) = \frac{Ts}{(Ts + 1) \cdot (T_F s + 1)},$$

где $T = 0,4$ с, $T_F = 0,05$ с, $T_0 = 0,05$ с.

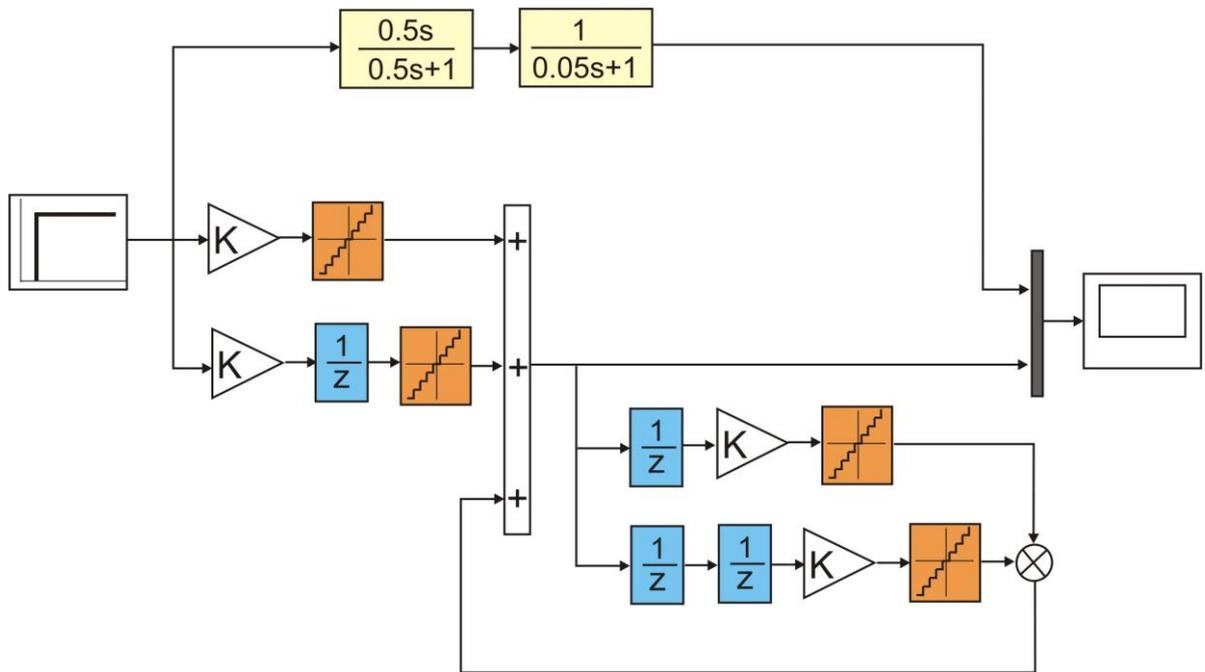


Рисунок 3.26 – Модель цифрового звена «фильтр – изодром»
в среде Matlab/Simulink

Этот фильтр описывается следующими разностными уравнениями:

$$TT_F \cdot \frac{y(n) - 2y(n-1) + y(n-2)}{T_0^2} + (T + T_F) \cdot \frac{y(n) - y(n-1)}{T_0} + y(n) = T \cdot \frac{x(n) - x(n-1)}{T_0}$$

или:

$$y(n) = \frac{2TT_F + T_0 \cdot (T + T_F)}{TT_F + T_0 \cdot (T + T_F) + T_0^2} \cdot y(n-1) - \frac{TT_F}{TT_F + T_0 \cdot (T + T_F) + T_0^2} y(n-2) + \frac{TT_0}{TT_F + T_0 \cdot (T + T_F) + T_0^2} (x(n) - x(n-1)).$$

Реализация этого фильтра в среде Matlab/Simulink приведена на рис. 3.27.

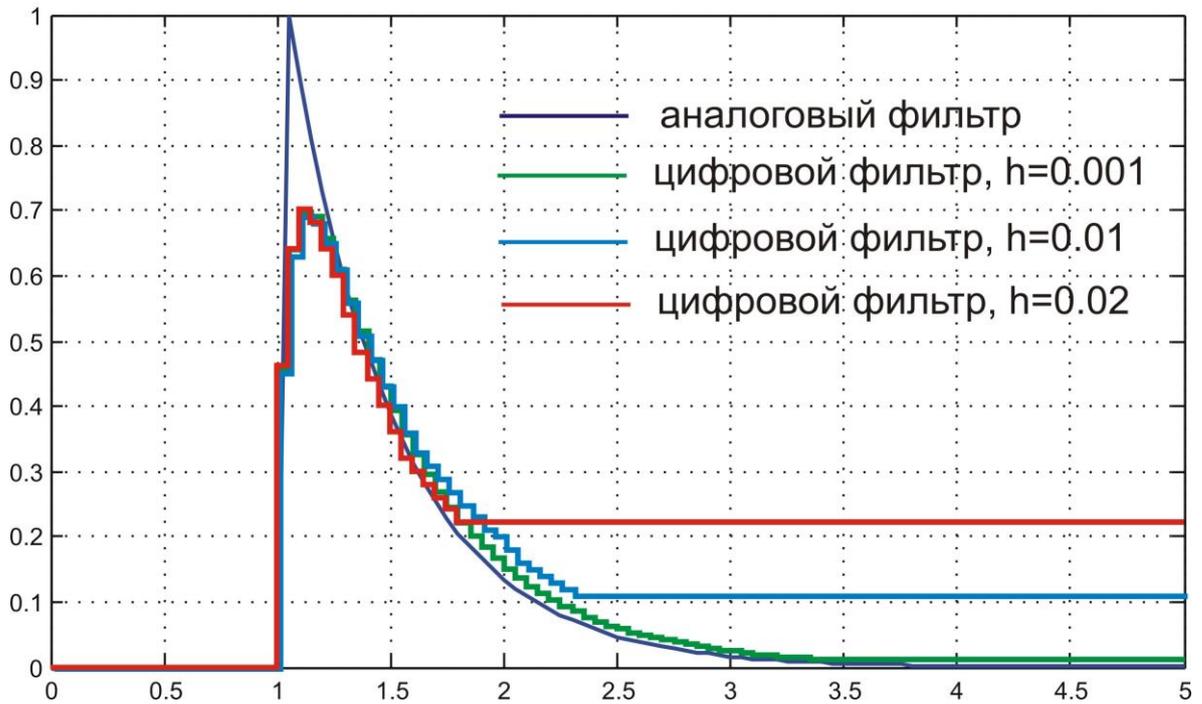


Рисунок 3.27 – Реакция на ступенчатое воздействие цифрового изодромного звена, реализованного с использованием целочисленной арифметики

Коэффициент при $y(n-1)$ больше единицы при больших значениях выходного сигнала. При уменьшении уровня выходного сигнала по отношению к единице младшего разряда этот коэффициент становится равным единице, что ведет к «замораживанию» выходного сигнала (рис. 3.27).

Пример 2. Рассмотрим фильтр четвертого порядка, содержащий полосовой фильтр и «фильтр–пробку» (рис. 3.28) и имеющий передаточную функцию:

$$W(s) = \frac{T^2 s^2 + 2T\xi_1 s + 1}{T^2 s^2 + 2T\xi_2 s + 1} \cdot \frac{1}{T_B^2 s^2 + 2T_B \xi_B s + 1}.$$

На этом же рисунке приведены эквивалентный дискретный линейный фильтр и подсистема, включающая дискретный линейный фильтр, использующий целочисленную арифметику. Эта подсистема нелинейного фильтра в развернутом виде показана на рис. 3.29. На рис. 3.30 демонстрируются переходные процессы этих трех фильтров при одном и том же входном сигнале. Выходные сигналы непрерывного и дискретного линейного фильтров весьма близки.

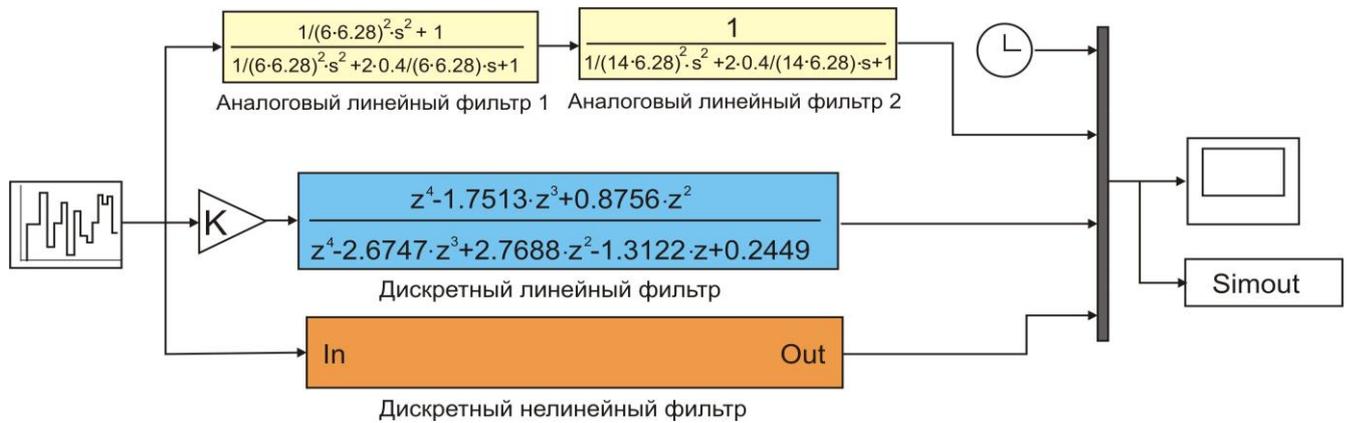


Рисунок 3.28 – Непрерывный и дискретный фильтры и фильтр, использующий целочисленную арифметику, реализованные в среде Matlab/Simulink

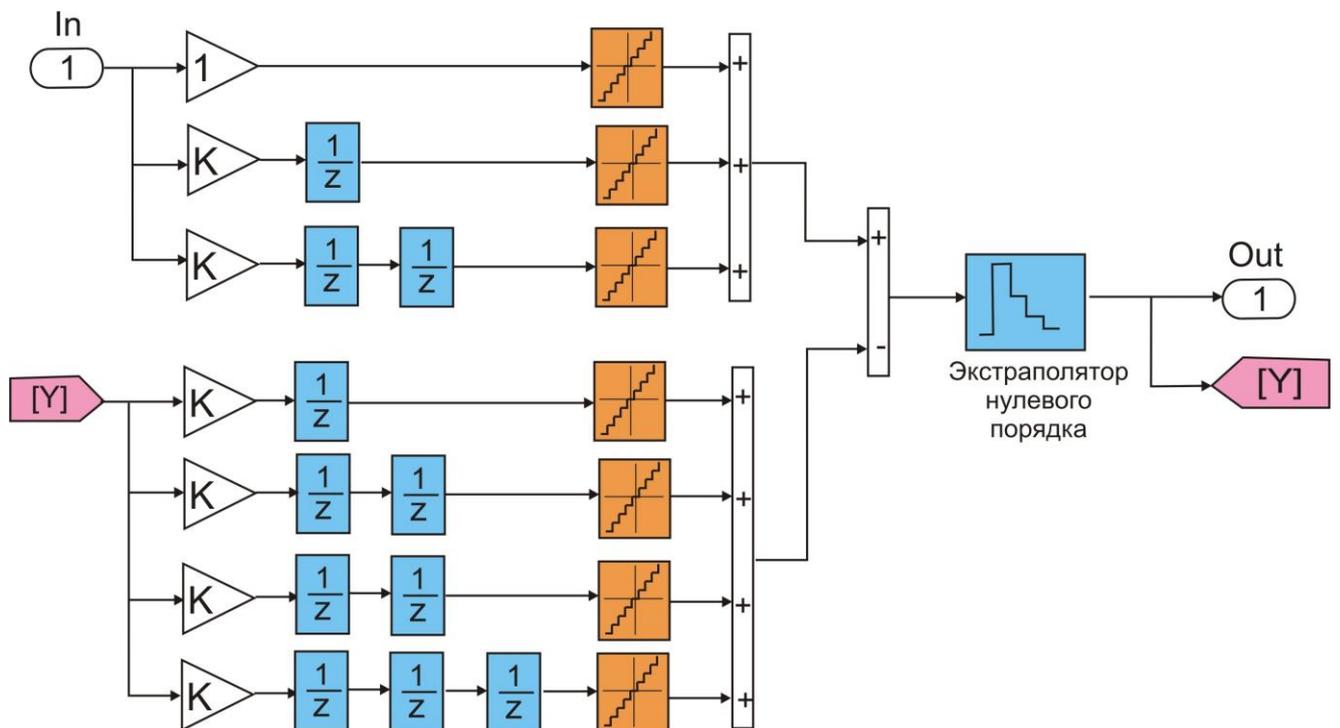


Рисунок 3.29 – Структура фильтра, использующего целочисленную арифметику

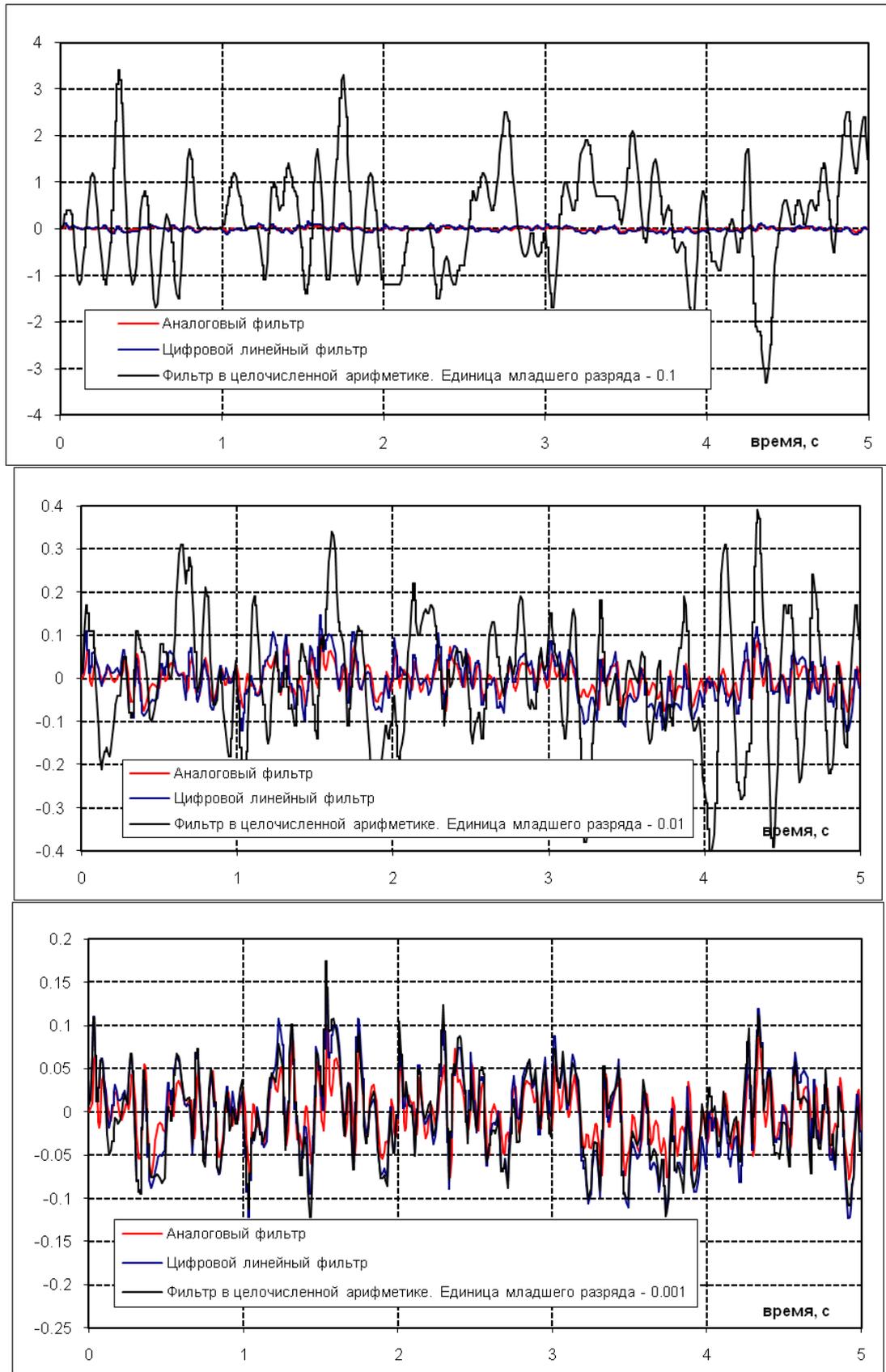


Рисунок 3.30 – Потеря устойчивости фильтра четвертого порядка, использующего целочисленную арифметику при малом уровне выходного сигнала фильтра

Глава 4

Особенности динамики самолета с цифровой многотактной системой управления. Оценка устойчивости замкнутой системы «самолет – СДУ»

Многотактность является еще одной особенностью построения и организации работы современных цифровых систем управления, которая значительно усложняет их анализ. Работы, посвященные анализу динамики реальных многотактных многоканальных систем, встречаются достаточно редко [50, 52, 58, 67-69]. Первостепенный интерес представляет оценка влияния наиболее распространенных видов многотактности на динамические свойства системы управления, прежде всего на ее частотные характеристики и области устойчивости замкнутой системы «самолет – цифровая система управления».

4.1 Особенности частотных характеристик последовательного соединения систем с разными частотами обновления информации

Рассмотрим одноканальную систему, состоящую из двух последовательно соединенных цифровых подсистем (рис. 4.1). Частоты обновления информации этих подсистем разные.

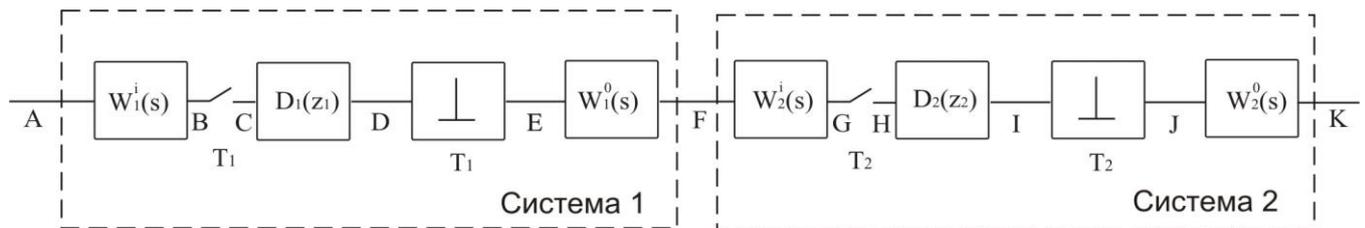


Рисунок 4.1 – Соединение двух цифровых систем с разными частотами обновления информации

К такой схеме сводятся многие важные с практической точки зрения случаи:

- соединение цифровых информационных систем (БИНС, СВС и др.) и вычислителей системы управления;
- соединение вычислителей системы управления и вычислителей управления приводами (БУК);

- соединение вычислителей цифровой системы управления полетом (автопилота) и вычислителей системы управления самолетом;
- многотактный режим работы вычислителя системы управления, когда разные операции вычислителя выполняются с разной частотой.

Проанализируем особенности частотных характеристик этой системы. Рассмотрим изменение гармонического сигнала $e^{i\omega t}$ при его прохождении через систему. На входе в аналого-цифровой преобразователь второй системы (точка G) сигнал будет иметь вид:

$$W_1^{\text{in}}(\omega)D_1(z_1)\frac{1}{T_1}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}W_1^{\text{out}}\left(\omega+n\frac{2\pi}{T_1}\right)\cdot W_2^{\text{in}}\left(\omega+n\frac{2\pi}{T_1}\right)\cdot e^{i\left(\omega+n\frac{2\pi}{T_1}\right)t}.$$

Пусть периоды обновления T_1 и T_2 находятся в рациональном соотношении, т. е.:

$$\frac{N_1T_1}{N_2T_2}=1,$$

где N_1, N_2 – взаимно простые целые числа. В этом случае можно написать, что $T_1 = T_0/N_1, T_2 = T_0/N_2, T_0$ – общий период системы.

Гармонический сигнал с частотой:

$$\omega + \frac{2\pi}{T_0}N_1N_2m = \omega + \frac{2\pi}{T_1}N_2m = \omega + \frac{2\pi}{T_2}N_1m,$$

проходя через аналого-цифровой преобразователь, транспонируется на частоту ω и вносит вклад в частотную характеристику системы. Другие гармоники вклад в частотную характеристику не вносят.

На выходе аналого-цифрового преобразователя (точка H) имеем интересующие нас сигналы:

$$W_1^{\text{in}}(\omega)D_1(z_1)\frac{1}{T_1}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}W_1^{\text{out}}\left(\omega+\frac{2\pi}{T_0}N_1N_2m\right)\cdot W_2^{\text{in}}\left(\omega+\frac{2\pi}{T_0}N_1N_2m\right)\cdot e^{i\omega kT_2}.$$

На выходе системы (точка K) имеем сигнал с частотой входного сигнала ω :

$$W_1^{\text{in}}(\omega)D_1(z_1)D_2(z_2)\frac{1}{T_1}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}W_1^{\text{out}}\left(\omega+\frac{2\pi}{T_0}N_1N_2m\right)\cdot W_2^{\text{in}}\left(\omega+\frac{2\pi}{T_0}N_1N_2m\right)\frac{1}{T_2}W_2^{\text{out}}(\omega)e^{i\omega t}.$$

Таким образом, частотная характеристика данной системы есть:

$$W = W_1^{\text{in}}(\omega)D_1(z_1)D_2(z_2)\left(\frac{1}{T_2}W_2^{\text{out}}(\omega)\right)\cdot\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\left[\frac{1}{T_1}W_1^{\text{out}}\left(\omega+\frac{2\pi}{T_0}N_1N_2m\right)\right]\times \\ \times W_2^{\text{in}}\left(\omega+\frac{2\pi}{T_0}N_1N_2m\right).$$

Рассмотрим свойства этой частотной характеристики. Если периоды обновления информации находятся в иррациональном соотношении, то общего периода системы не существует ($T_0 = \infty$, $N_1 = N_2 = \infty$), и для частотной характеристики справедливо выражение:

$$W = \left(W_1^{\text{in}}(\omega)D_1(z_1)\frac{1}{T_1}W_1^{\text{out}}(\omega)\right)\cdot\left(W_2^{\text{in}}(\omega)D_2(z_2)\frac{1}{T_2}W_2^{\text{out}}(\omega)\right),$$

т. е. частотная характеристика есть произведение частотных характеристик составляющих подсистем. В этом случае системы коммутативны, значит их можно менять местами. В случае простой передачи информации от первой системы ко второй имеем:

$$W_1^{\text{in}}(\omega) = e^{i\omega\tau_1^{\text{in}}}, \quad W_1^{\text{out}}(\omega) = e^{-i\omega\tau_1^{\text{out}}}\cdot W_{\text{ЦАП1}}(\omega), \\ W_2^{\text{in}}(\omega) = e^{i\omega\tau_2^{\text{in}}}, \quad W_2^{\text{out}}(\omega) = e^{-i\omega\tau_2^{\text{out}}}\cdot W_{\text{ЦАП2}}(\omega),$$

и частотная характеристика есть:

$$W = D_1(z_1)e^{-i\omega(\tau_1^{\text{out}}-\tau_1^{\text{in}})}\frac{1}{T_1}W_{\text{ЦАП1}}(\omega)\cdot D_2(z_2)e^{-i\omega(\tau_2^{\text{out}}-\tau_2^{\text{in}})}\frac{1}{T_2}W_{\text{ЦАП2}}(\omega).$$

Эта характеристика является функцией только времени, необходимого на обработку информации ($\tau_1^{\text{out}} - \tau_1^{\text{in}}$ и $\tau_2^{\text{out}} - \tau_2^{\text{in}}$), но не является функцией взаимного расположения моментов обновления информации подсистем. Если соотношение частот является рациональным, то можно ожидать, что чем больше числа N_1 и N_2 , тем меньше влияние временного сдвига на динамику системы.

4.2 Динамические свойства двухтактной цифровой системы управления.

Влияние циклограммы работы

Рассмотрим динамические свойства типичной одноканальной двухтактной системы управления. Сигнал информационной системы обновляется с периодом T_1 и подается на вход системы управления, где производится расчет закона управления с периодом T_2 . Проанализируем изменение динамических свойств коэффициента усиления (прямой цепи), интеграла и апериодического фильтра при многотактном режиме работы по сравнению с однотоктной системой. Поскольку система поддается аналитическому анализу лишь при малых N_1 и N_2 , то рассмотрим простейшие случаи $N_1 = 1, N_2 = 2$ и $N_1 = 2, N_2 = 1$. Из них интерес представляет лишь случай $N_1 = 1, N_2 = 2$, т. к. второй случай эквивалентен случаю однотоктной системы с периодом T_0 , поскольку обновление входной информации в промежуточные моменты времени не приводит ни к каким последствиям – эта информация попросту теряется.

Интегральное звено. Пусть временной сдвиг между обновлением входного сигнала и операцией расчета выходного сигнала равен нулю. В этом случае имеем для интегрального звена:

$$\begin{aligned}y((n+1)T_0) &= y(nT_0) + T_0x(nT_0), \\y((n+2)T_0) &= y((n+1)T_0) + T_0x(nT_0).\end{aligned}$$

Приводя систему к общему периоду обновления информации $2T_0$, получаем уравнение:

$$y((n+2)T_0) = y(nT_0) + 2T_0x(nT_0),$$

которое идентично уравнению изменения сигнала интеграла в однотоктной системе управления с периодом обновления информации $2T_0$. Поэтому расчет интегрального звена следует производить с той же частотой, что и обновление входного сигнала, поскольку более частое обновление сигнала интеграла не приводит к изменениям его частотной характеристики.

Апериодический фильтр. Рассмотрим изменение сигнала апериодического фильтра:

$$y((n+1)T_0) = \frac{T}{T+T_0} y(nT_0) + \frac{T_0}{T+T_0} x(nT_0),$$

$$y((n+2)T_0) = \frac{T}{T+T_0} y((n+1)T_0) + \frac{T_0}{T+T_0} x(nT_0).$$

Приводя систему к общему периоду $2T_0$, получаем уравнение

$$y((n+2)T_0) = \frac{T^2}{(T+T_0)^2} y(nT_0) + \left(1 - \frac{T^2}{(T+T_0)^2}\right) x(nT_0),$$

которое отличается от уравнения изменения апериодического фильтра в одноканальной системе управления с периодом обновления информации $2T_0$:

$$y((n+2)T_0) = \frac{T}{T+2T_0} y(nT_0) + \frac{2T_0}{T+2T_0} x(nT_0).$$

Таким образом, расчет апериодического фильтра с частотой, превышающей частоту обновления входного сигнала, приводит небольшому уменьшению постоянной времени.

Более сложные случаи (когда N_1 и N_2 больше двух) исследуются численно, поскольку аналитические выражения слишком громоздки. Частотные характеристики системы, включающие апериодический фильтр, представлены на рис. 4.2–4.3. Можно видеть, что, если частоты обновления информации находятся в ярко выраженном рациональном соотношении ($T_1 = 0,0667$ с, $T_2 = 0,1$ с), частотные характеристики существенно зависят от циклограммы работы системы. Если же соотношение частот не столь рационально ($T_1 = 0,09$ с, $T_2 = 0,1$ с), циклограмма работы слабо влияет на динамические свойства системы, что соответствует выводам, сделанным ранее.

Большой интерес представляет анализ влияния резервирования системы и выравнивания информации между каналами на динамические характеристики всей системы. Для одноканальной системы данные вопросы были рассмотрены в

работах [58, 62–66] и разделе 3.1. Эти же вопросы для типовых звеньев двухканальной двухтактной системы рассмотрены в [58, 68–69].

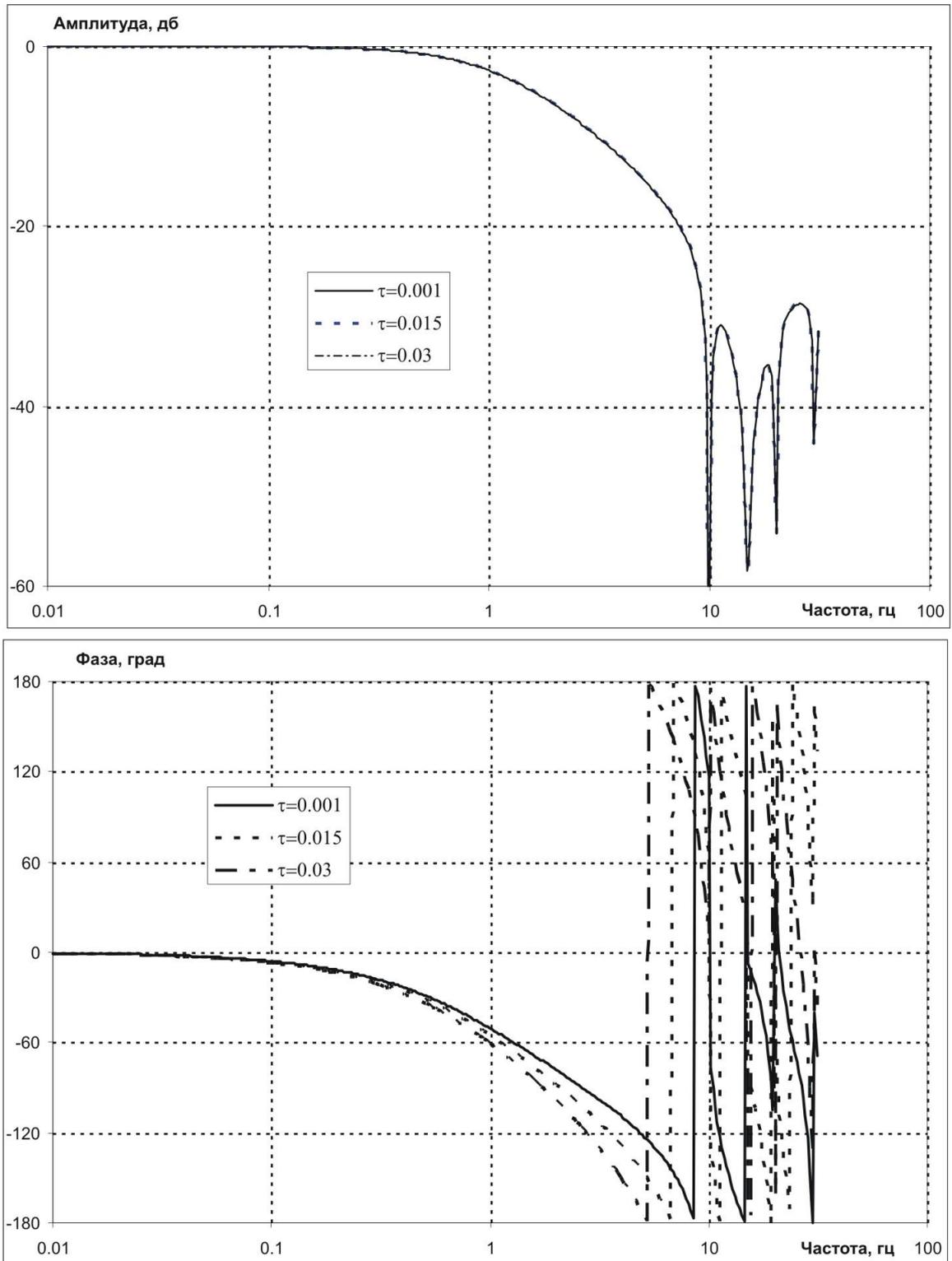


Рисунок 4.2 – Частотные характеристики системы с аperiodическим фильтром.

$$T_F = 0,1 \text{ с}, T_1 = 0,0667 \text{ с}, T_2 = 0,1 \text{ с}$$

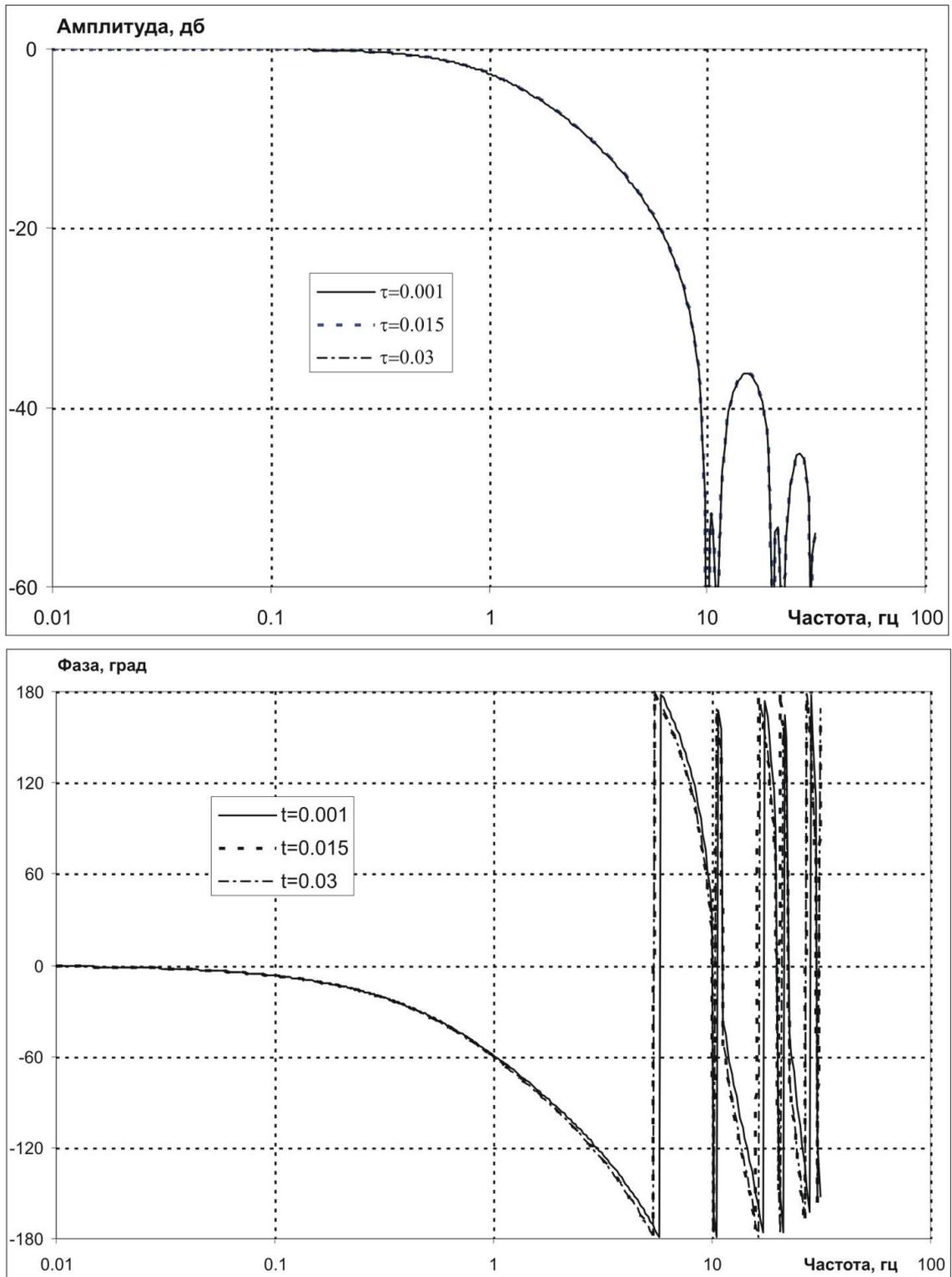


Рисунок 4.3 – Частотные характеристики системы с аperiodическим фильтром.

$$T_F = 0,1 \text{ с}, T_1 = 0,09 \text{ с}, T_2 = 0,1 \text{ с}$$

Прямая цепь (коэффициент усиления). Проанализируем двухканальную цифровую систему управления (рис. 4.4). Пусть в ней используются статические законы управления. Без нарушения общности можно считать, что в системе

реализован единичный коэффициент усиления. Кроме того, пусть в системе предусмотрено выравнивание выходных сигналов и для этого используются цифровые линии межмашинной связи. Рассмотрим случай, когда выравнивание производится в два раза реже, нежели обновление выходного сигнала. Для такой системы возможны различные циклограммы работы, при этом реализуются разные динамические характеристики.

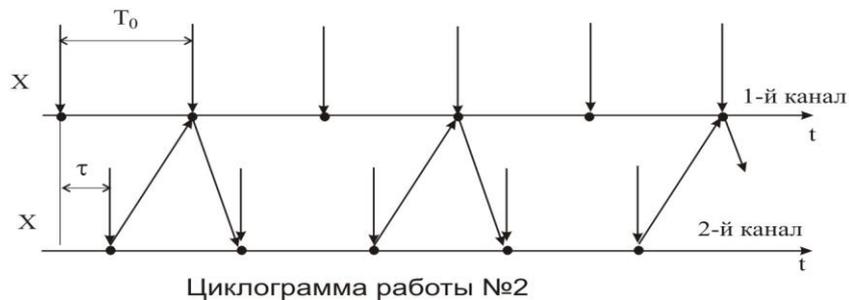
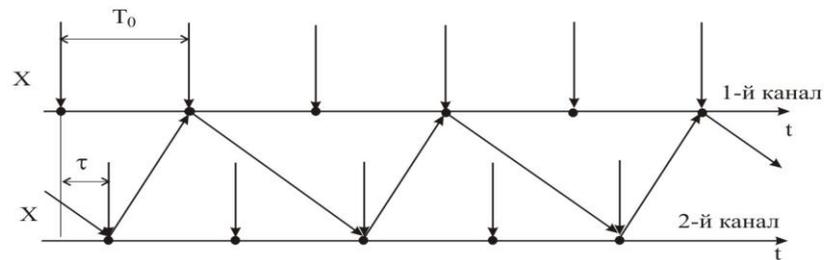
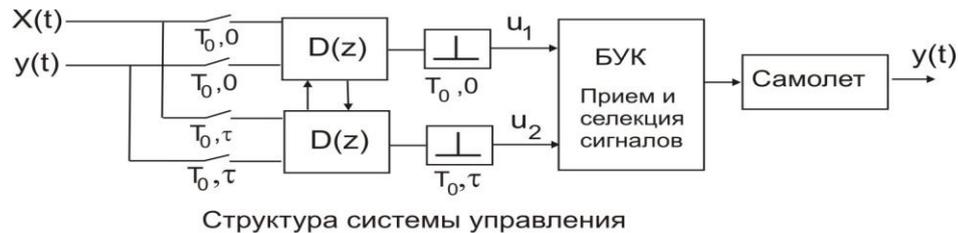


Рисунок 4.4 – Структура двухканальной системы управления
и циклограммы ее работы

Ниже рассматриваются два случая возможных циклограмм работы.

1. Система работает в соответствии с циклограммой № 1, показанной на рис. 4.4, и может быть описана следующими разностными уравнениями:

$$Y_1(nT_0) = X(nT_0),$$

$$Y_1(nT_0 + T_0) = (1 - k) \cdot X(nT_0 + T_0) + kY_2(nT_0 + \tau - n_2 2T_0),$$

$$Y_2(nT_0 + \tau) = (1 - k) \cdot X(nT_0 + \tau) + kY_1(nT_0 - T_0 - n_1 2T_0),$$

$$Y_2(nT_0 + T_0 + \tau) = X(nT_0 + T_0 + \tau).$$

Выполнив все необходимые процедуры, можно получить выражение для передаточной функции данной цифровой системы:

$$W = W_{\text{ЦАП}} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{2k^2(n_1 + n_2 + 1)}{1 - k^2}} \left[1 + \frac{k(3k - 1)}{2(1 - k^2)}(n_1 + n_2 + 1) \right].$$

Для данной циклограммы работы выравнивание выходного сигнала приводит к появлению свойств аperiodического фильтра.

2. Рассмотрим иную циклограмму работы (№ 2 на рис. 4.4). Система описывается следующими разностными уравнениями:

$$\begin{aligned} Y_1(nT_0) &= X(nT_0), \\ Y_1(nT_0 + T_0) &= (1 - c) \cdot X(nT_0 + T_0) + cY_2(nT_0 + \tau - n_2 2T_0), \\ Y_2(nT_0 + \tau) &= X(nT_0 + \tau), \\ Y_2(nT_0 + T_0 + \tau) &= (1 - c) \cdot X(nT_0 + T_0 + \tau) + cY_1(nT_0 + T_0 - n_1 2T_0). \end{aligned}$$

При этом для передаточной функции справедлива следующая формула:

$$W = W_{\text{ЦАП}} \left[1 - sT_0 \frac{k(2n_1 + 2n_2 + 1) + k^2(2n + 1 - \tau/T_0)}{4} \right].$$

Отличительной особенностью данного случая по сравнению с предыдущим является отсутствие свойств аperiodического фильтра. Это может быть объяснено тем фактом, что распространение возмущения выходного сигнала ограничено во времени для рассматриваемой циклограммы, тогда как в случае циклограммы № 1 возмущение распространяется бесконечно.

Интегральное звено. Рассмотрим систему управления, включающую интегральное звено. Предусмотрено выравнивание выходного сигнала интеграла. Как и в случае одноканальной системы, существуют два варианта выравнивания — до и после обновления сигнала. Ниже будет рассматриваться второй вариант как более реальный, т. е. выравнивание интеграла производится после его вычисления. Кроме того, возможны различные временные циклограммы работы системы, при этом реализуются разные динамические характеристики. Рассмотрим два варианта циклограмм работы.

1. Система работает в соответствии с циклограммой № 1, приведенной на рис. 4.4, и описывается системой уравнений:

$$Y_1(nT_0) = Y_1(nT_0 - T_0) + DT_0 X(nT_0),$$

$$Y_1(nT_0 + T_0) = (1 - c)[Y_1(nT_0) + DT_0 X(nT_0 + T_0)] + cY_2(nT_0 + \tau - n_2 2T_0),$$

$$Y_2(nT_0 + \tau) = Y_2(nT_0 - T_0 + \tau) + DT_0 X(nT_0 + \tau),$$

$$Y_2(nT_0 + T_0 + \tau) = (1 - c)[Y_2(nT_0 + \tau) + DX(nT_0 + T_0 + \tau)] + cY_1(nT_0 + T_0 - n_1 2T_0).$$

Выполняя все необходимые преобразования, можно получить следующее выражение для передаточной функции системы:

$$W = W_{\text{ЦАП}} \frac{D}{s} \frac{4 - 3c}{4 + 2c(n_1 + n_2 - 1)}.$$

Как и в случае одноктактной системы, доминирующее влияние выравнивания интегральных звеньев выражается в изменении коэффициента при интеграле (в данном случае – в уменьшении). Изменение динамических характеристик вследствие выравнивания слабее, чем в случае одноктактной системы, что вполне логично.

2. Рассмотрим иную циклограмму работы (№ 2 на рис. 4.4). Система описывается уравнениями:

$$Y_1(nT_0) = Y_1(nT_0 - T_0) + DT_0 X(nT_0),$$

$$Y_1(nT_0 + T_0) = (1 - c) \cdot [Y_1(nT_0) + DT_0 X(nT_0 + T_0)] + cY_2(nT_0 + \tau - n_2 2T_0),$$

$$Y_2(nT_0 + \tau) = (1 - c) \cdot [Y_2(nT_0 - T_0 + \tau) + DX(nT_0 + \tau)] + cY_1(nT_0 - n_1 2T_0),$$

$$Y_2(nT_0 + T_0 + \tau) = Y_2(nT_0 + \tau) + DT_0 X(nT_0 + T_0 + \tau).$$

При этом имеем следующее выражение для передаточной функции системы:

$$W = W_{\text{ЦАП}} \frac{D}{s} \frac{1 - \frac{c}{2}}{(1 - c) \cdot \left(1 + \frac{c}{1 - c} \frac{n_1 + n_2 + 1}{2} \right)},$$

т. е. выравнивание интегральных звеньев приводит к уменьшению коэффициента при интеграле. Необходимо отметить, что при разных циклограммах работы системы реализуются разные структуры передаточных функций. Кроме того, искажение частотных характеристик слабее, чем в случае одноктактной системы.

На основе разработанного подхода к анализу сложных цифровых систем и выявленных особенностей можно решать более сложные практические задачи.

Рассмотрим пример расчета областей устойчивости с цифровой трехканальной многотактной системой управления. Самолет, обладающий пониженным запасом статической устойчивости, оборудован цифровой системой управления, которая выполняет следующие функции:

- улучшение устойчивости;
- обеспечение высоких характеристик управляемости (заданный градиент «отклонение ручки – перегрузка» и хорошие переходные процессы);
- защита от выхода параметров движения самолета за допустимые значения (угол атаки, нормальная перегрузка, приборная скорость и др.).

Принципиальная схема системы управления приведена на рис. 4.5. Чтобы обеспечить требуемую устойчивость и улучшить характеристики управляемости, в системе использованы сигналы отклонения ручки, нормальной перегрузки и угловой скорости тангажа. Тракт угловой скорости тангажа включает фильтры второго порядка для обеспечения аэроупругой устойчивости. Тракты нормальной перегрузки и отклонения ручки управления содержат как прямую цепь, так и интегральное звено. Коэффициенты прямой цепи выбраны таким образом, чтобы обеспечить требуемый градиент «отклонение ручки – нормальная перегрузка». Астатическая часть призвана корректировать данную связь и обеспечить функции ограничения параметров полета. Тракт нормальной перегрузки содержит апериодический фильтр. Будем рассматривать два варианта архитектурного построения системы.

1. Трехканальная цифровая асинхронная однотоктная система.

Используется единственная частота обновления информации – 20 Гц для всех сигналов. Считается, что между каналами есть временные сдвиги: между первым и вторым – 0,015 с, между первым и третьим – 0,035 с.

Примем, для простоты, что обработка информации производится мгновенно, т. е. не существует временных запаздываний, связанных с вычислениями. Для того чтобы избежать рассогласований между выходными

сигналами каналов, предусмотрено выравнивание интегральных звеньев. Выравнивание проводилось в соответствии со следующим законом:

$$Y_1((n+1)T_0) = (1-2c) \cdot (Y_1(nT_0) + D \cdot T_0 \cdot X((n+1)T_0)) + \\ + c \cdot Y_2(nT_0 + \tau_{12}) + \kappa \cdot Y_3(nT_0 + \tau_{13}),$$

где: Y_1, Y_2, Y_3 – значения интегралов в первом, втором и третьем каналах;

X – входной сигнал;

c – коэффициент выравнивания;

τ_{12}, τ_{13} – временные сдвиги между каналами.

Выравнивание проводится после вычисления интеграла.

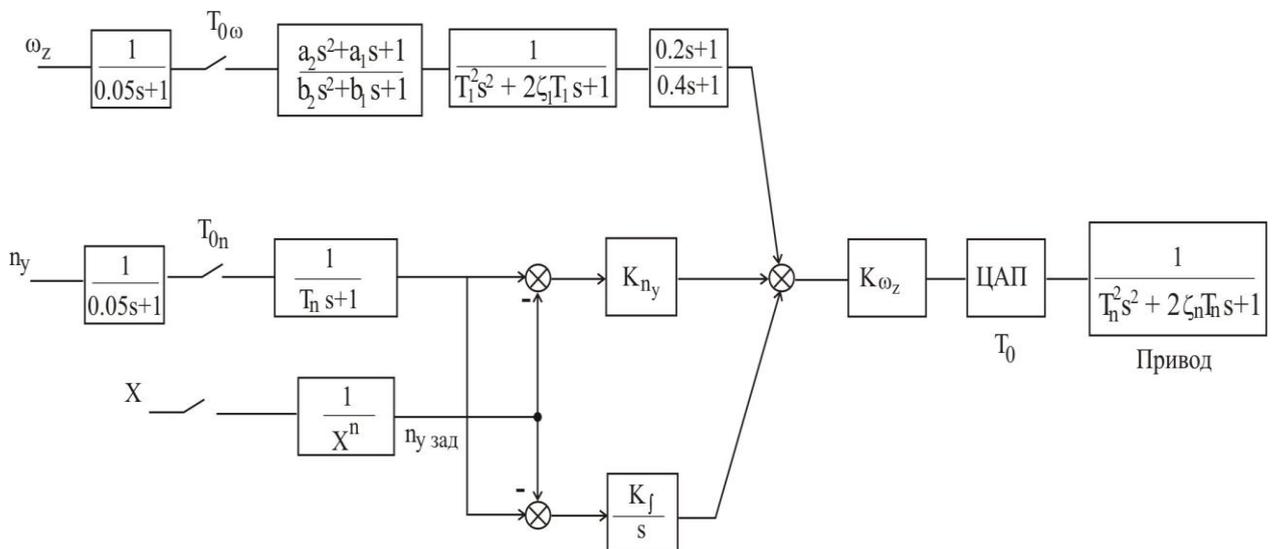


Рисунок 4.5 – Структура системы управления с астатическим автоматом продольного управления и фильтром аэроупругих колебаний

2. *Трехканальная цифровая асинхронная многотактная система.* Эта система имеет те же самые особенности, что и ранее, за исключением того, что для обновления разных сигналов используются разные частоты. В частности, угловая скорость тангажа обновляется с частотой 40 Гц, в то время как сигналы отклонения ручки и нормальной перегрузки – с частотой 20 Гц. Также рассматривается случай, когда выравнивание интегральных звеньев производится в два раза реже, нежели их вычисление. Здесь мы имеем дело с особым видом многотактности, когда для вычисления одного и того же сигнала в разные моменты времени используются разные алгоритмы.

Изменение интегральных сигналов описывается следующими уравнениями:

$$Y_1((n+1)T_0) = (1-2c) \cdot (Y_1(nT_0) + D \cdot T_0 \cdot X((n+1)T_0)) + \\ + c \cdot Y_2(nT_0 + \tau_{12}) + c \cdot Y_3(nT_0 + \tau_{13}), \\ Y_1((n+2)T_0) = Y_1((n+1)T_0) + D \cdot T_0 \cdot X((n+2)T_0).$$

Частота выравнивания интегралов в два раза меньше частоты их вычисления, т. е. в данной системе имеются три разные частоты обновления.

Рассмотрим области устойчивости замкнутой системы «самолет – система управления» для описанных выше архитектурных построений. На рис. 4.6 показаны области устойчивости для следующих систем:

- трехканальная одноканальная ($T_0 = 0,05$ с) цифровая система без выравнивания информации;
- трехканальная одноканальная система с выравниванием интегральных сигналов, коэффициент выравнивания $c = 0,25$;
- трехканальная многотактная (период обновления $T_0 = 0,025$ с для угловой скорости тангажа и $T_0 = 0,05$ с для других сигналов) цифровая система с выравниванием интегральных сигналов.

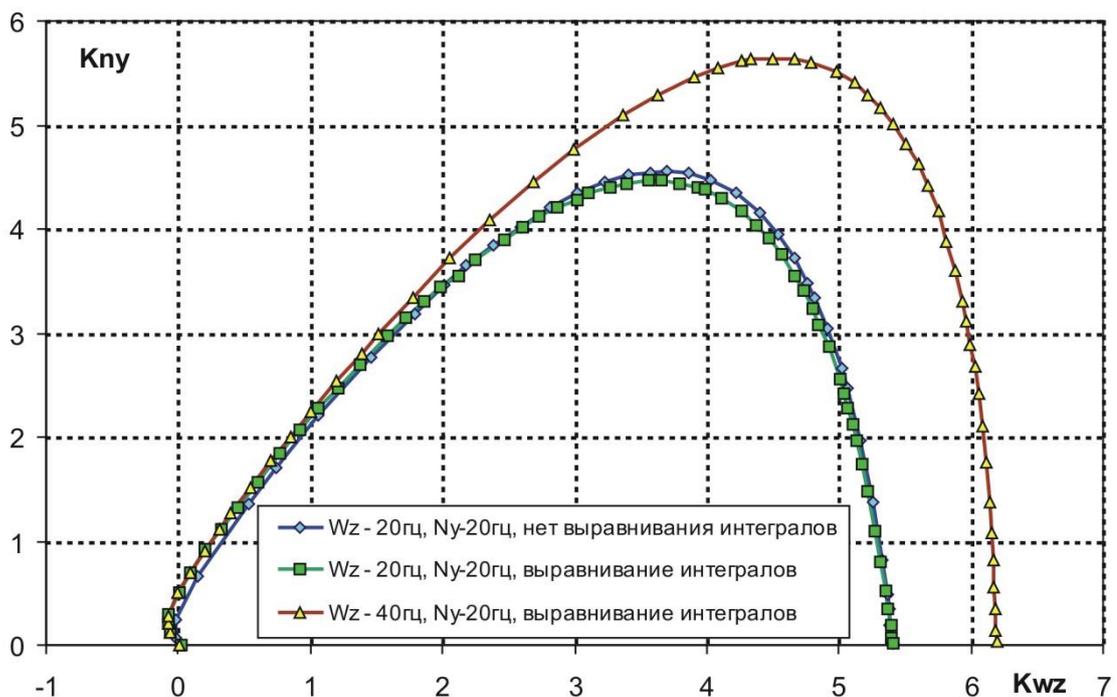


Рисунок 4.6 – Области устойчивости системы управления

Увеличение частоты обновления угловой скорости тангажа приводит к существенному расширению области устойчивости в направлении высокочастотной границы. Кроме того, можно видеть, что выравнивание интегральных сигналов ведет к расширению области устойчивости в районе низкочастотной границы. Это легко понять, поскольку основным эффектом выравнивания интегральных звеньев является изменение (в данном случае уменьшение) коэффициента при интеграле. Рис. 4.7 показывает данные области более детально. Также этот рисунок демонстрирует области устойчивости для случая, когда выравнивание интегралов производится в два раза реже, чем их расчет (иной вид многотактности и третья частота обновления в системе). Можно видеть, что область устойчивости данной системы шире, чем у системы без выравнивания, и уже, чем у системы, в которой расчет и выравнивание интегральных сигналов выполняются с одной частотой.

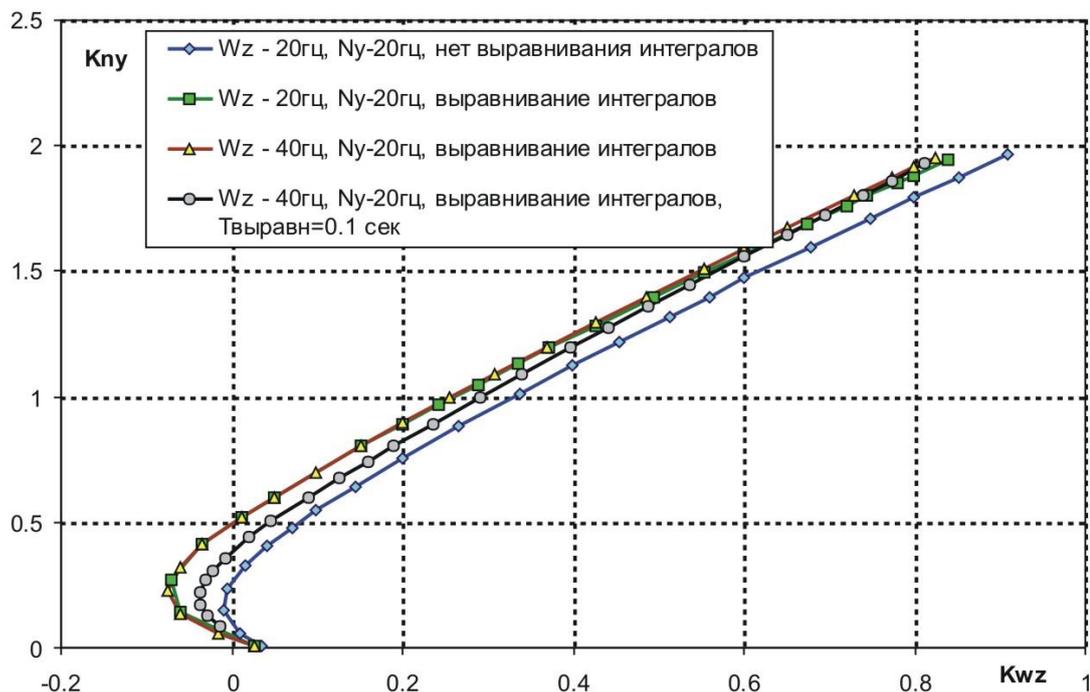


Рисунок 4.7 – Области устойчивости системы управления. Область низких частот

Таким образом, для многотактных цифровых систем управления самолетов, т. е. систем, использующих разные частоты для выполнения разных операций, задача расчета частотных характеристик и областей устойчивости серьезно усложняется вследствие значительного роста ее размерности при сведении

системы к одноконтурной эквивалентной и наличия зависимости динамических характеристик от реализуемой циклограммы работы.

Оценка устойчивости самолета в боковом канале с цифровой многотактной системой управления. Анализ динамики самолета с цифровой СДУ проводится, как правило, в продольном канале [55–57, 63–68], т. к. анализ устойчивости самолета с СДУ в боковом канале является более сложной задачей, поскольку из-за наличия двух органов управления – элеронов и руля направления – эта задача всегда является многоконтурной. Ниже рассматривается боковое движение самолета и оценивается влияние особенностей цифровой реализации на устойчивость самолета с СДУ.

Рассмотрим современный пассажирский среднемагистральный самолет. Самолет оснащен системой управления, которая выполняет следующие функции:

- улучшение устойчивости и обеспечение характеристик управляемости;
- разделение путевого и поперечного каналов.

Блок-схема цифровой СДУ приведена на рис. 4.8.

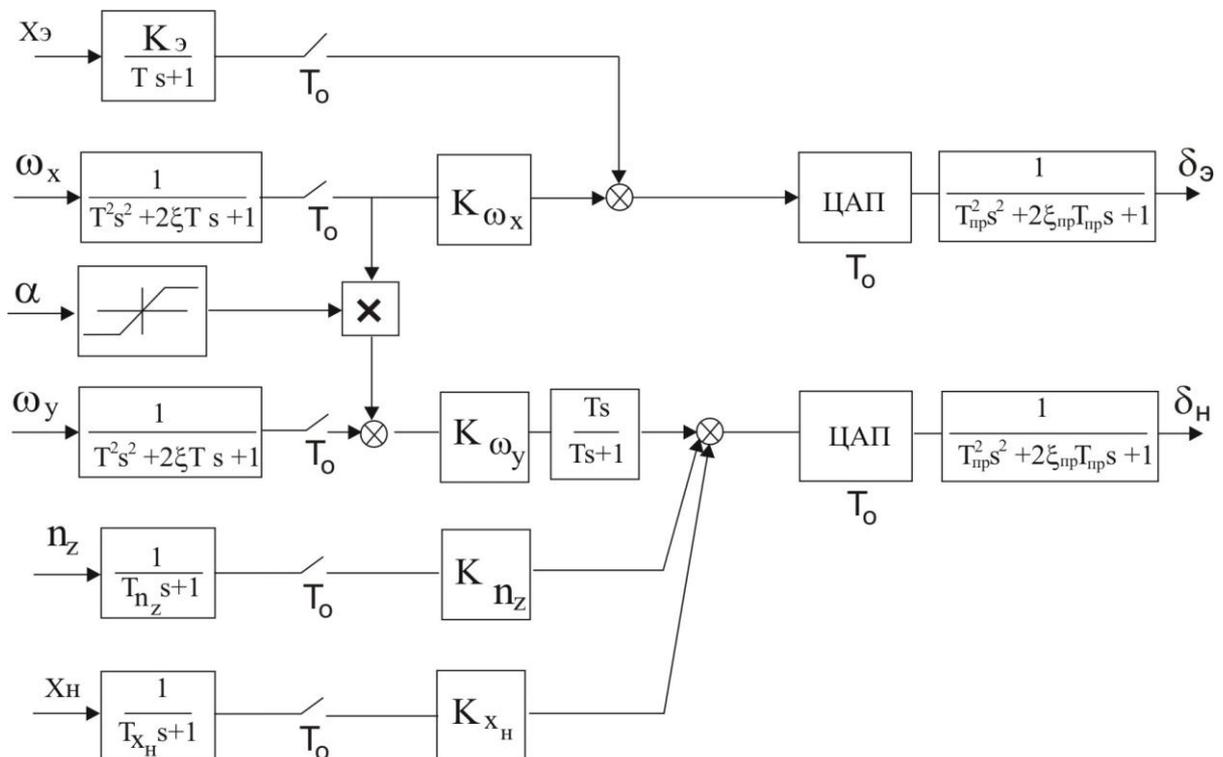


Рисунок 4.8 – Блок-схема цифровой СДУ

Рассмотрим основные особенности данной СДУ. Для того чтобы обеспечить требуемую устойчивость и улучшить характеристики ручного управления, в системе используются сигналы отклонения ручки, отклонения педалей, угловой скорости крена, угловой скорости рыскания и боковой перегрузки. Контур угловых скоростей крена и рыскания содержат фильтры упругих колебаний. В цепи угловой скорости рыскания имеется изодромное звено для обеспечения координированного разворота.

Рассматриваются следующие архитектурные построения СДУ:

- Одноканальные системы:
 - цифровая одноканальная система;
 - цифровая многоканальная система.
- Резервированные цифровые асинхронные системы:
 - трехканальная одноканальная система;
 - трехканальная многоканальная система;
 - трехканальная многоканальная система с отказавшим датчиком.

Рассмотрим эти структурные построения более детально.

Цифровая одноканальная система. Все тракты управления (угловые скорости крена и рыскания, боковая перегрузка, команды от летчика) реализованы в цифровом вычислителе. Используется единственная частота обновления информации – 20 Гц. Это простейшая структура цифровой СДУ, и ее исследование полезно для сравнения с более сложными структурными построениями.

Цифровая многоканальная система. Для того чтобы обеспечить минимальные запаздывания в трактах угловой скорости крена и рыскания (для обеспечения устойчивости) и достаточное время для расчета алгоритмов в остальных трактах, СДУ должна использовать разные частоты обновления информации. В нашем случае частота 40 Гц использовалась для расчета алгоритмов в трактах угловых скоростей и частота 20 Гц – для остальных трактов.

Трехканальная цифровая асинхронная одноканальная система. В этой системе используется одна частота – 20 Гц для обновления всех сигналов. Так как

система асинхронная, то существуют сдвиги по времени между одинаковыми операциями разных каналов. Временной сдвиг между первым и вторым каналами – 0,015 с, между первым и третьим – 0,035 с. Для упрощения анализа предполагается, что обработка информации происходит мгновенно, т. е. не существует запаздываний, связанных с вычислениями. Чтобы обеспечить идентичную исходную информацию для всех каналов, используется выравнивание входной информации, которое описывается уравнением:

$$Y_1((n+1)T_0) = \frac{1}{3} [X_1((n+1)T_0) + X_2(nT_0 + \tau_{12}) + X_3(nT_0 + \tau_{13})]$$

где:

X_1, X_2, X_3 – значения датчиков в первом, втором и третьем каналах;

Y_1, Y_2, Y_3 – выравненные значения датчиков в первом, втором и третьем каналах, которые будут использоваться в дальнейших вычислениях;

τ_{12}, τ_{13} – временные сдвиги между циклограммами работы первого и второго, а также первого и третьего каналов.

В первом приближении такое выравнивание приводит к появлению в рассматриваемом тракте дополнительного запаздывания [58, 68]. Кроме того, при передаче информации через линии межканальной связи могут появиться дополнительные запаздывания, что нужно учитывать.

Существует другой тип выравнивания, при котором используются выравненные значения сигнала из соседних каналов:

$$Y_1((n+1)T_0) = \frac{1}{3} [X_1((n+1)T_0) + Y_2(nT_0 + \tau_{12}) + Y_3(nT_0 + \tau_{13})]$$

Этот вид выравнивания приводит к появлению в рассматриваемом тракте свойств апериодического фильтра [58, 68]. Указанный вид выравнивания, как правило, не используется и в данной работе рассматриваться не будет.

Трехканальная цифровая асинхронная многотактная система. Эта система имеет те же особенности, что и ранее рассмотренная, но использует разные частоты для обновления разных сигналов. В частности, угловая скорость крена обновляется с периодом – 0,025 с, а остальные сигналы с периодом – 0,05 с.

Трехканальная цифровая асинхронная многотактная система с отказавшим датчиком. Пусть датчик угловой скорости крена первого канала неисправен. Система контроля обнаруживает отказ этого датчика, и в качестве исправного сигнала угловой скорости принимается среднее значение сигналов второго и третьего каналов, т. е.:

$$Y_1((n+1)T_0) = \frac{1}{2} [X_2(nT_0 + \tau_{12}) + X_3(nT_0 + \tau_{13})],$$

тогда как во втором и третьем каналах используются «свои» сигналы:

$$Y_2(nT_0 + \tau_{12}) = X_2(nT_0 + \tau_{12}); \quad Y_3(nT_0 + \tau_{13}) = X_3(nT_0 + \tau_{13}).$$

При этом появляется дополнительное запаздывание в первом канале из-за передачи информации по линиям межканальной связи.

4.3 Анализ устойчивости самолета с многосвязной системой управления.

Метод структурной декомпозиции

При анализе динамики самолета с цифровой асинхронной многоканальной СДУ вычисление областей устойчивости замкнутой системы играет чрезвычайно важную роль, поскольку частотная характеристика, определяющая устойчивость замкнутой системы, является нелинейной функцией коэффициентов усиления [58, 64]. Вследствие этого определить запасы устойчивости по амплитуде и фазе сложнее, чем в случае одноканальной системы. В этих условиях целесообразнее использовать области устойчивости замкнутой системы.

Понятие передаточной функции, определяющей устойчивость замкнутой системы, вводится следующим образом. Замкнутая система размыкается в нескольких точках (руль направления и элероны в нашем случае) и описывается матричным операторным уравнением:

$$\begin{bmatrix} x_1(s) \\ \dots \\ x_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}(s) & \dots & a_{1n}(s) \\ \dots & & \dots \\ a_{n1}(s) & \dots & a_{nn}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(s) \\ \dots \\ x_n(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11}(s) & \dots & b_{1m}(s) \\ \dots & & \dots \\ b_{n1}(s) & \dots & b_{nm}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(s) \\ \dots \\ u_m(s) \end{bmatrix}.$$

Чтобы оценить устойчивость замкнутой системы, необходимо решить уравнение:

$$\det[\mathbf{E} - \mathbf{A}(s)] = 0.$$

Это уравнение может быть записано в более привычной форме:

$$W_{PC}(s) = 1 - \det[\mathbf{E} - \mathbf{A}(s)] = 1,$$

где $W_{PC}(s)$ – передаточная функция, определяющая устойчивость замкнутой системы. Пример частотной характеристики, соответствующей этой передаточной функции, приведен на рис. 4.9.

Недостатком этого подхода является неопределенность физического смысла полученной частотной характеристики.

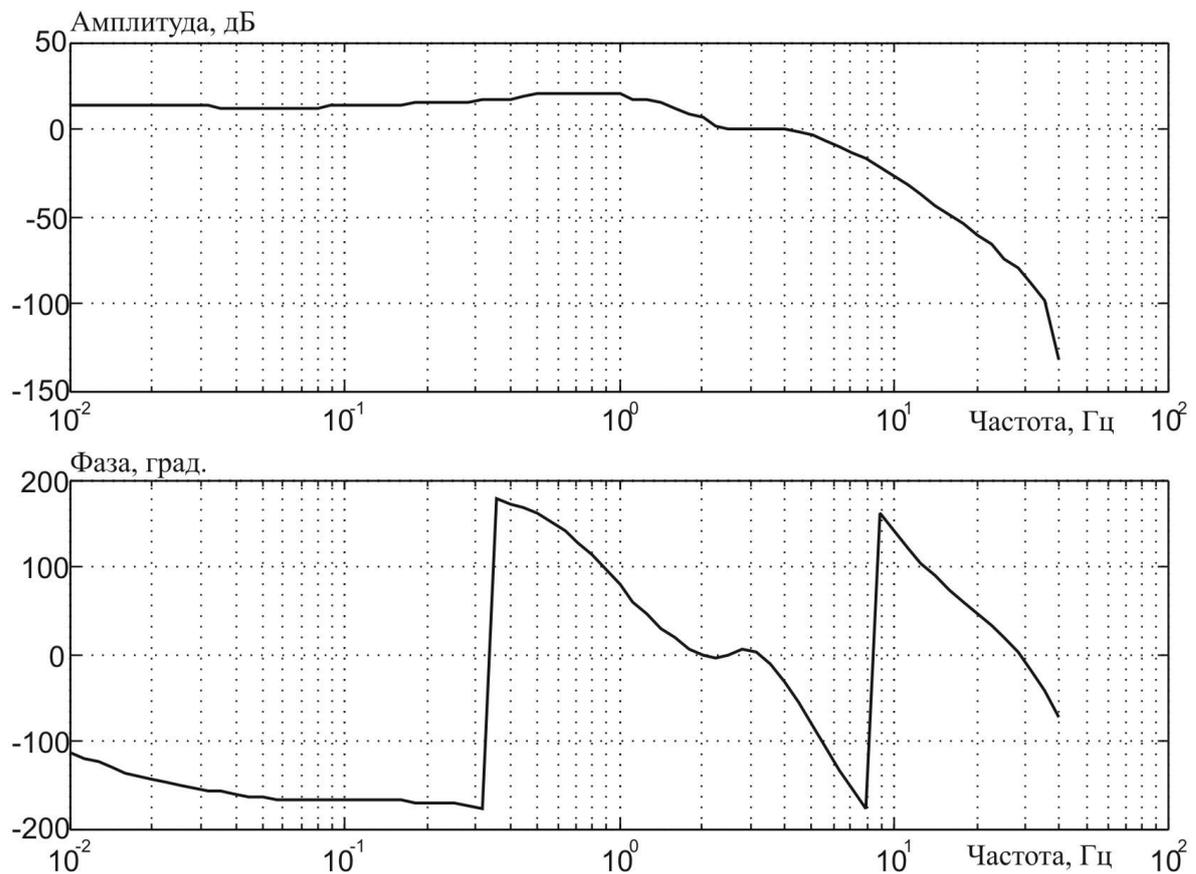


Рисунок 4.9 – Частотная характеристика, определяющая устойчивость замкнутой системы

Возможен другой подход. Рассчитаем собственные значения матрицы частотных характеристик $\mathbf{A}(\omega)$. В случае, если какое-либо собственное значение

$\lambda_i(\omega)$ равно нулю, система находится на границе устойчивости. Можно создать ряд частотных характеристик:

$$W_i(\omega) = 1 + \lambda_i(\omega), \quad i = 1, \dots, n,$$

которые можно назвать частотными характеристиками контуров, составляющих многосвязную систему. Определив эти характеристики (рис. 4.10), можно оценить устойчивость многосвязной системы в целом, а также выделить контур, в котором система теряет устойчивость. В самом деле, частотные характеристики, приведенные на рис. 4.10, имеют ясный физический смысл, поскольку близки к частотным характеристикам разомкнутой системы в путевом и поперечном каналах. Поэтому структурная декомпозиция замкнутой системы является эффективным методом анализа многосвязных систем.

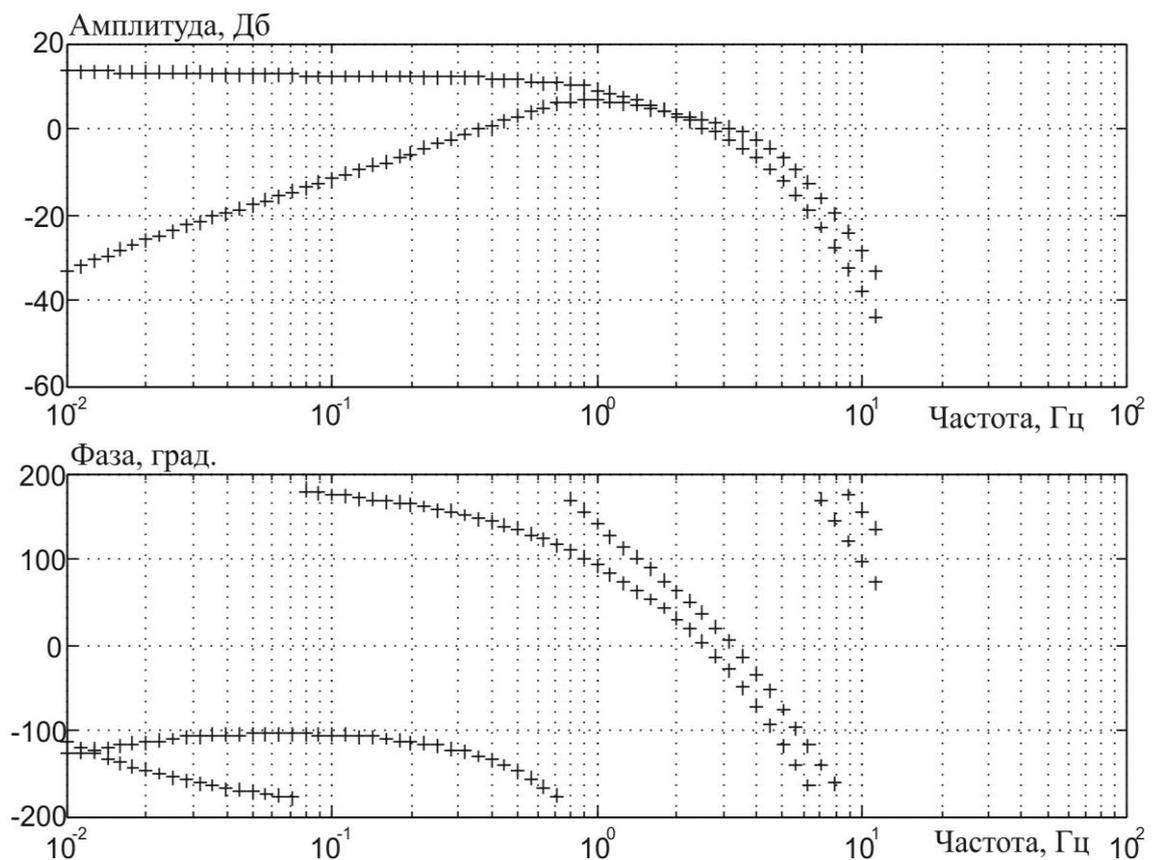


Рисунок 4.10 – Частотные характеристики системы после декомпозиции

Анализ устойчивости самолета с цифровой резервированной асинхронной многотактной СДУ является более сложной задачей. Основные принципы, на которых базируется анализ устойчивости таких сложных систем, описаны в п. 3.2.

4.4 Расчет областей устойчивости замкнутой системы «самолет – цифровая резервированная многотактная СДУ»

Одноканальная однотоктная система управления. Это наиболее простая цифровая система управления, поэтому с нее следует начать исследования. На рис. 4.11 демонстрируются области устойчивости замкнутой системы, вычисленные при различных углах атаки для посадочного режима при отсутствии запаздывания в линиях межмашинного обмена (ММО). Можно выделить следующие особенности областей устойчивости. На малых углах атаки области устойчивости являются практически прямоугольными. Это можно объяснить тем, что при малых углах атаки взаимодействие движений крена и рыскания невелико, и они могут быть разделены. Практическая независимость движений приводит к независимости запаса устойчивости одного движения от коэффициентов усиления по параметрам другого движения. Изменение частоты потери устойчивости в одном канале при изменении коэффициента усиления в другом канале небольшое. Однако частоты потери устойчивости в каналах крена и рыскания разные. Представляет интерес характер потери устойчивости в угловой точке пересечения границ, которой соответствуют две частоты.

На рис. 4.12 проиллюстрированы переходные процессы, соответствующие угловой точке (рис. 4.11), где пересекаются границы устойчивости каналов крена и рыскания. Переходные процессы содержат две гармоники с разными частотами, т. е. наблюдается потеря устойчивости как движения крена, так и движения рыскания. Это приводит к характерным биениям переходного процесса. На рис. 4.9 представлены амплитудная и фазовая частотные характеристики передаточной функции, определяющей устойчивость замкнутой системы для точки пересечения границ области устойчивости. Как можно видеть, эта характеристика имеет две точки потери устойчивости. На рис. 4.10 приведены частотные характеристики подсистем, полученных в результате структурной декомпозиции. Видно, что оба контура находятся на границе устойчивости.

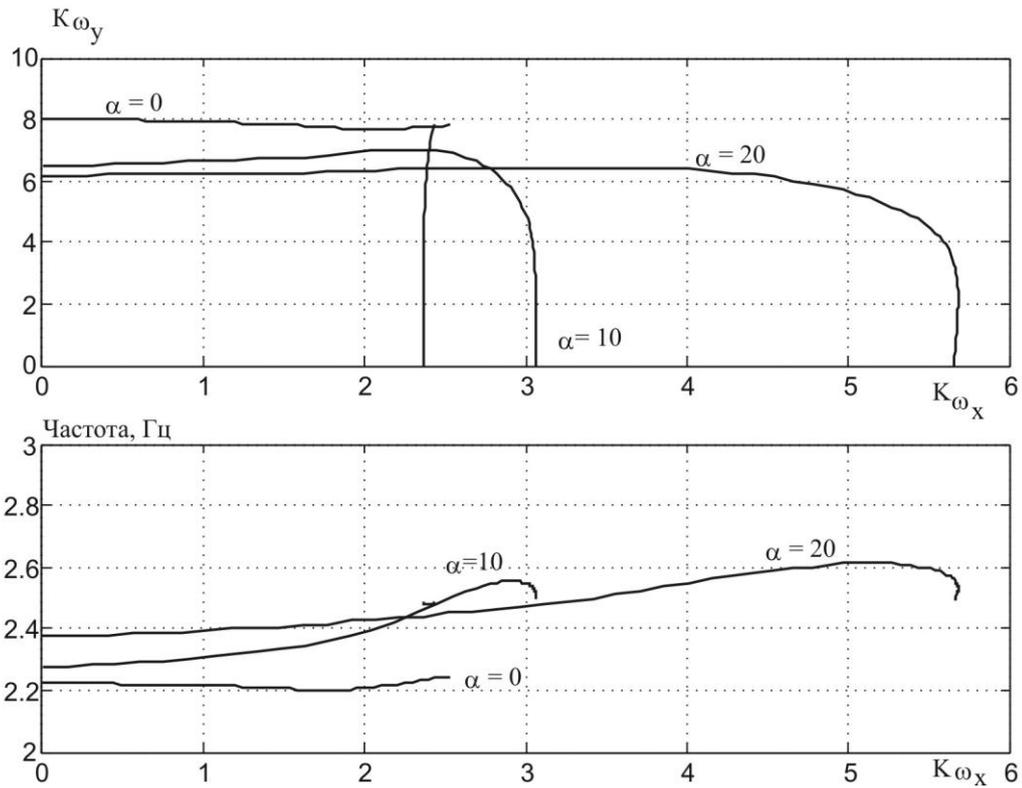


Рисунок 4.11 – Области устойчивости цифровой одноканальной однопulse СДУ. Нет запаздывания в ММО

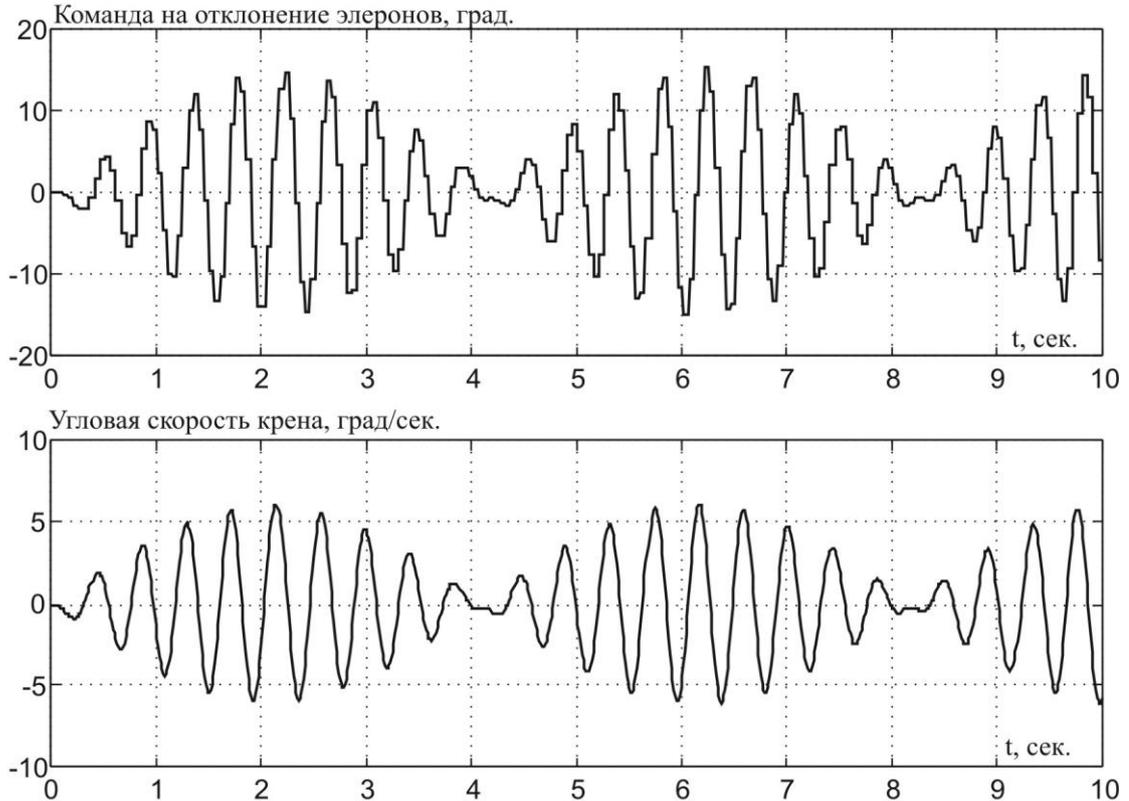


Рисунок 4.12 – Цифровая одноканальная однопulse система.

$$K_{\omega_x} = 2,33, \quad K_{\omega_y} = 7,9$$

Увеличение угла атаки вызывает более интенсивное взаимодействие движений крена и рыскания, что приводит к гладкости границ областей устойчивости. Переход от кусочно-непрерывной границы устойчивости с изломом в угловой точке к непрерывной при увеличении угла атаки заслуживает отдельного внимания и может быть изучен методами бифуркационного анализа.

На рис. 4.13 демонстрируются области устойчивости для того же режима полета, но при наличии в СДУ дополнительного запаздывания в один шаг обновления информации, что связано с затратами времени на вычисления. Области устойчивости стали более узкими, что вполне ожидаемо.

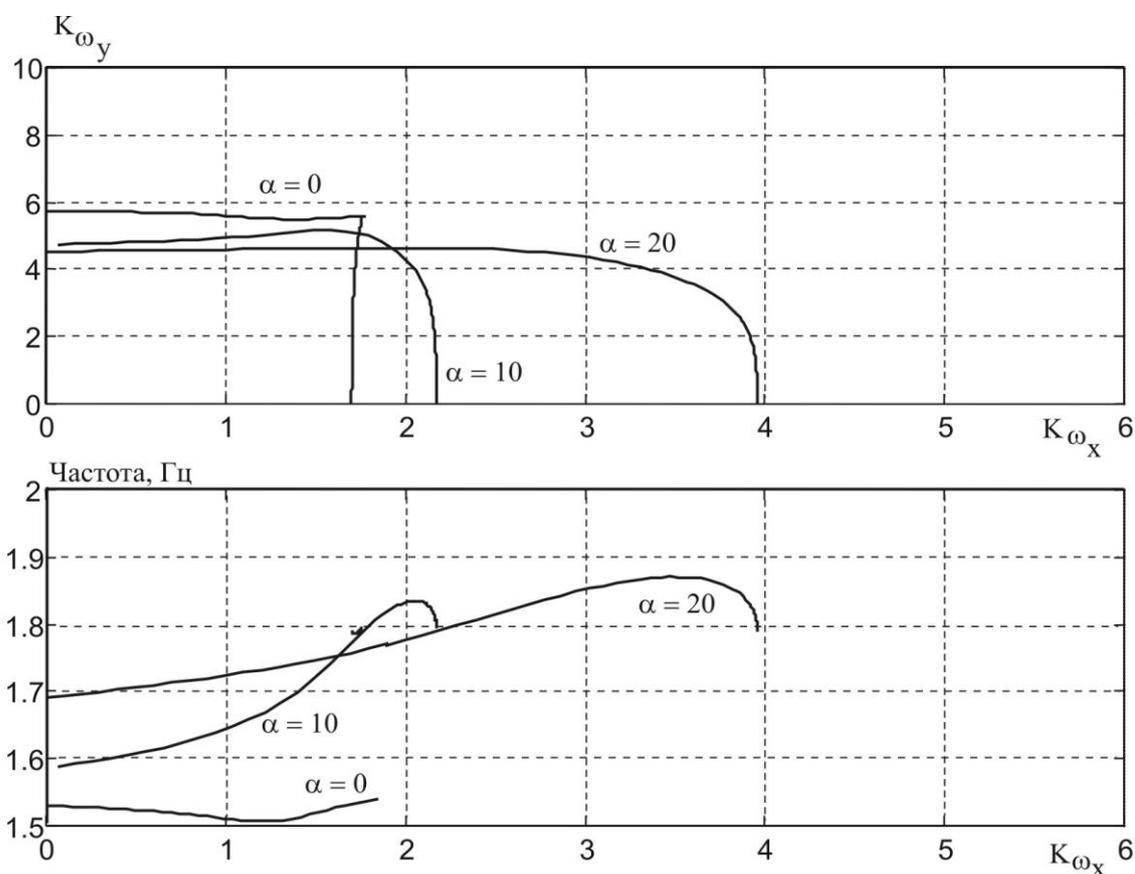


Рисунок 4.13 – Одноканальная одноканальная система. Задержка в ММО – T_0

Одноканальная многотактная система управления. Многотактность является типичной особенностью построения современных цифровых СДУ. Она позволяет найти компромисс между сложностью законов управления и требованием отсутствия значительных временных запаздываний в трактах, критических для устойчивости. Рассмотрим случай обновления угловой скорости

крена с частотой 40 Гц, а других сигналов с частотой 20 Гц. Увеличение частоты обновления угловой скорости крена приводит к уменьшению запаздывания в этом тракте, что должно приводить к расширению областей устойчивости везде, где $K_{\omega_x} \neq 0$. На рис. 4.14 демонстрируются области устойчивости для цифровой одноканальной ($f = 20$ Гц) и цифровой многоканальной СДУ. Область устойчивости для цифровой многоканальной системы шире, чем в случае цифровой одноканальной СДУ, что вполне объяснимо.

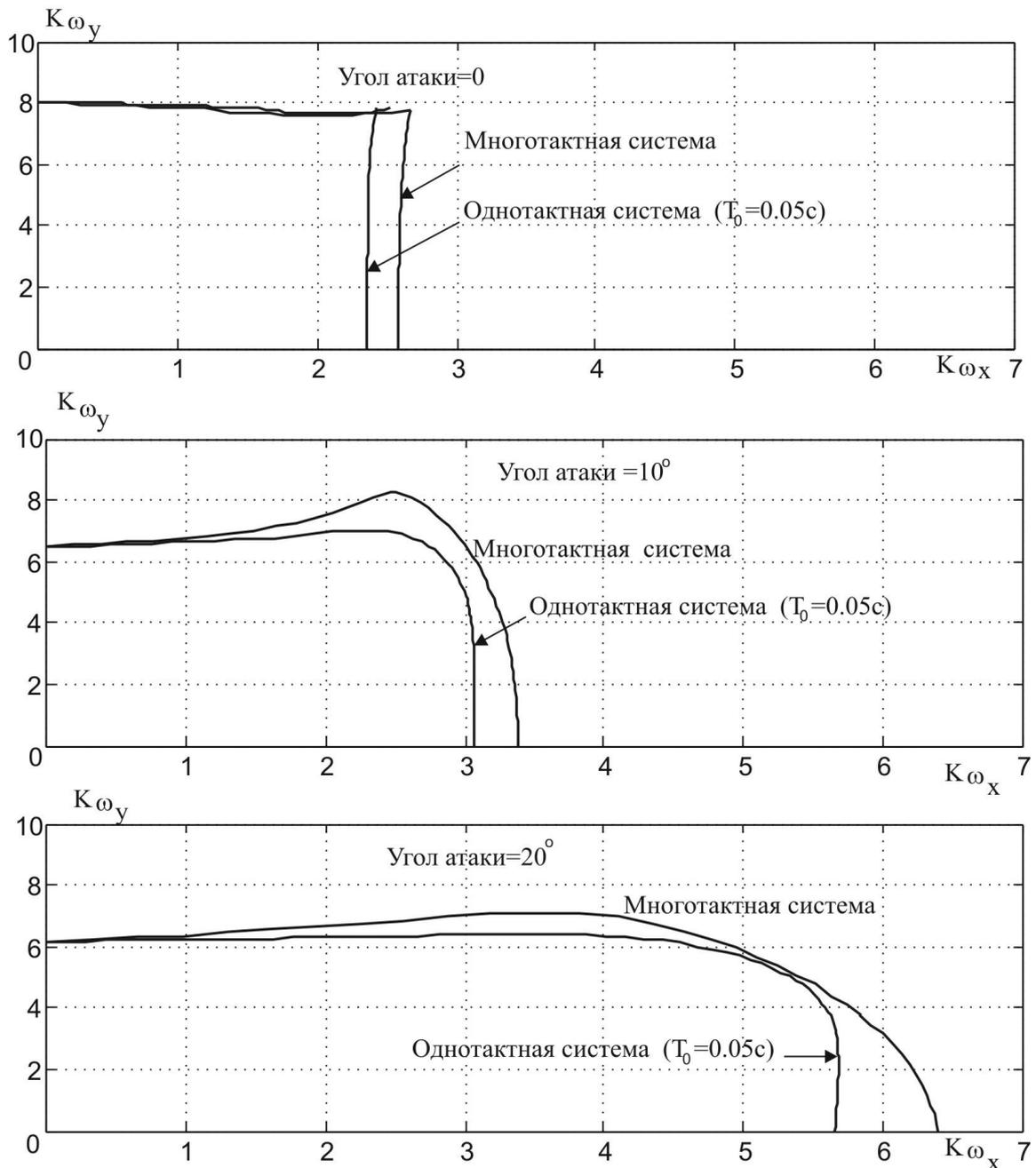


Рисунок 4.14 – Области устойчивости одноканальной многоканальной СДУ

Трехканальная система. Проблема расчета областей устойчивости СДУ с учетом резервирования важна для цифровых СДУ по следующим причинам:

- асинхронная работа каналов резервированной системы приводит к изменению областей устойчивости замкнутой системы. Это справедливо даже в том случае, когда одинаковые алгоритмы реализованы в разных каналах и отсутствуют межканальные связи;
- в цифровых системах используются многочисленные варианты выравнивания информации. Выравнивание значительно влияет на динамические свойства системы и его необходимо учитывать.

Рассмотрим области устойчивости, соответствующие описанным выше архитектурным построениям системы. На рис. 4.15 представлены области устойчивости для следующих систем:

- трехканальная одноканальная ($T_0 = 0,05$ с) цифровая система без выравнивания информации;
- трехканальная многотактная ($T_0 = 0,025$ с для угловой скорости крена и $0,05$ с для других сигналов) цифровая система без выравнивания информации;
- трехканальная многотактная ($T_0 = 0,025$ с для угловой скорости крена и $0,05$ с для других сигналов) цифровая система с выравниванием угловой скорости крена.

Поскольку основным эффектом выравнивания входной информации является дополнительное запаздывание, то следует ожидать сужения областей устойчивости по сравнению с многотактной СДУ, что видно на рис. 4.15.

Трехканальная система с отказавшим датчиком. Рассмотрим случай отказа датчика угловой скорости крена в первом канале. В первом канале для расчетов алгоритмов управления используется среднее значение сигналов датчиков второго и третьего каналов, полученных по межканальным линиям связи:

$$Y_1((n+1)T_0) = \frac{1}{2}[X_2(nT_0 + \tau_{12}) + X_3(nT_0 + \tau_{13})],$$

тогда как во втором и третьем каналах используются «свои» сигналы:

$$Y_2(nT_0 + \tau_{12}) = X_2(nT_0 + \tau_{12}); \quad Y_3(nT_0 + \tau_{13}) = X_3(nT_0 + \tau_{13}).$$

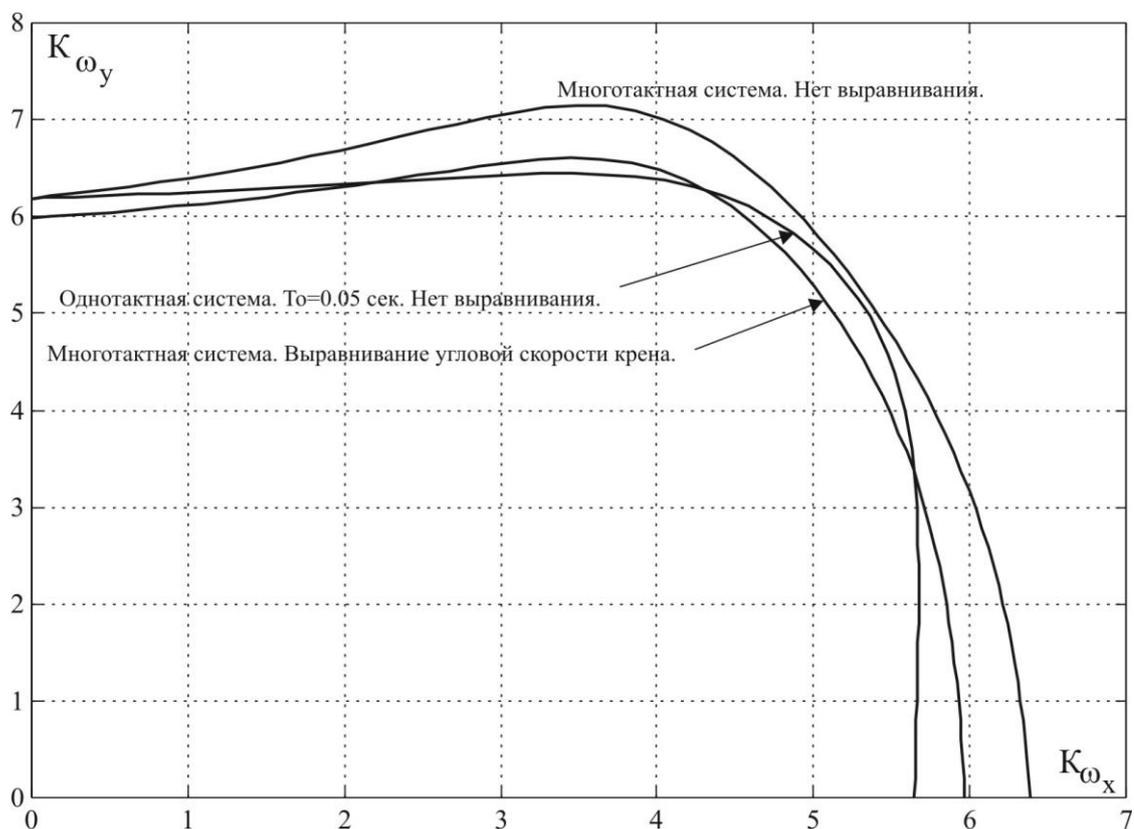


Рисунок 4.15 – Цифровая трехканальная многотактная система управления с выравниванием ω_x . Периоды обновления: $\omega_x - 0,025$ с, $\omega_y - 0,05$ с

Вследствие вынужденного осреднения информации в первом канале из-за отказа собственного датчика появляется дополнительное запаздывание в канале угловой скорости крена, т. е. отказ сигнала и его восстановление с помощью сигналов соседних вычислителей делает эту систему похожей на систему с выравниванием информации. Однако в данном случае запаздывание меньше, чем запаздывание, вызванное выравниванием информации, что находит отражение в изменении областей устойчивости. На рис. 4.16 иллюстрируются последствия отказа для областей устойчивости замкнутой системы. Наблюдается сужение областей устойчивости, хотя это сужение не столь сильное, как при выравнивании входной информации.

Таким образом, можно сказать, что анализ устойчивости и управляемости самолета с цифровой СДУ представляет собой сложную задачу даже для продольного канала, где задача является, как правило, одноконтурной. В случае, если необходимо учитывать такие особенности построения и функционирования СДУ, как резервирование, асинхронность работы каналов, многотактность

обновления сигналов, выравнивание информации между каналами, задача становится гораздо сложнее. В боковом канале задача многоконтурная, поскольку имеются как минимум два органа управления – элероны и руль направления.

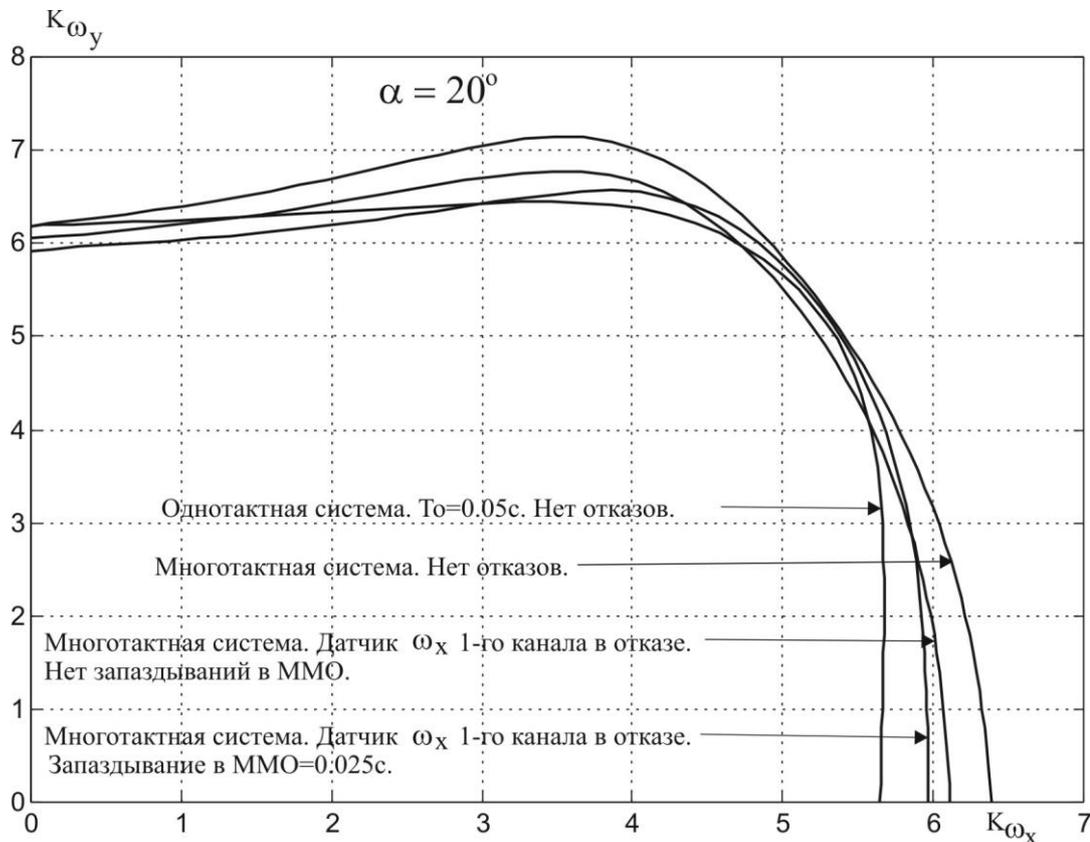


Рисунок 4.16 – Области устойчивости самолета с цифровой трехканальной СДУ с обновлением: $\omega_x - 0,025\text{ с}$, $\omega_y - 0,05\text{ с}$. Датчик ω_x первого канала в состоянии отказа

Кроме того, есть взаимодействие каналов крена и рыскания, интенсивность которого растет с увеличением угла атаки. Такое взаимодействие каналов крена и рыскания приводит к особенностям областей устойчивости замкнутой системы по коэффициентам усиления трактов угловых скоростей крена и рыскания. При малых углах атаки контуры крена и рыскания независимы, поэтому область устойчивости является практически прямоугольной. При увеличении угла атаки границы области устойчивости становятся гладкими вследствие возросшего взаимодействия каналов крена и рыскания. Для анализа устойчивости можно использовать как частотную характеристику, определяющую устойчивость многоконтурной системы в целом, так и частотные характеристики составляющих контуров, полученных при ее структурной декомпозиции.

Глава 5

Методы синхронизации работы цифровой резервированной системы управления. Построение систем контроля СДУ неманевренных самолетов и выбор их параметров

Надежность является важнейшей характеристикой системы управления самолета и, наряду с функциональным составом, определяет вклад системы управления в безопасность полета. Для обеспечения надежности система резервируется, т. е. имеет несколько каналов управления, каждый из которых содержит один или несколько вычислителей. Вычислители современных систем управления обладают внутренним резервированием – включают каналы управления и контроля. Вычислители работают асинхронно: циклограммы работ разных каналов сдвинуты по времени. Асинхронная работа вычислителей, наличие статических ошибок во входных сигналах и случайные сбои информации приводят к «разбеганию» вычислительных процессов в разных каналах, что может вызвать срабатывание системы контроля. Для оценки рассогласований между каналами используются методы Марковских процессов [70–71] и методы исследования цифровых резервированных систем управления, описанные в главе 3. «Разбеганию» особенно подвержены выходные сигналы интегральных звеньев (см. рис. 3.15). Для обеспечения идентичности вычислительных процессов, протекающих в разных каналах, применяется выравнивание информации с помощью линий межмашинного обмена. Некоторые варианты такого выравнивания были описаны в главе 3 при анализе их влияния на динамические характеристики цифровых резервированных систем.

5.1 Синтез алгоритма синхронизации интегральных звеньев цифровой резервированной системы управления

Рассмотрим алгоритм синхронизации значений интегральных звеньев (рис. 5.1) резервированной цифровой системы управления, вычислитель которой построен по схеме самоконтролируемой пары и включает каналы управления и контроля, и принципы выбора его параметров [1, 73]. Для синхронизации

интегральных сигналов между резервированными вычислителями предусмотрена обратная связь по рассогласованию между средним значением интегралов всех исправных вычислителей и значением интеграла контролируемого вычислителя. Для реализации синхронизации предусмотрен обмен значениями интегралов (y_{j1} и y_{j2}) и их признаками исправности (Sty_{j1} и Sty_{j2}) по цифровым линиям межмашинного обмена. Рассогласование подается на вход интегрального звена с коэффициентом усиления K_1 . Также предусмотрена синхронизация интегральных звеньев внутри вычислителя, т. е. между каналами управления и контроля. Для этого рассогласование между значениями интегралов каналов управления и контроля подается на вход интегрального звена канала контроля с коэффициентом усиления K_2 .

Проведем анализ рассогласований между интегралами различных каналов и каналов управления и контроля внутри одного вычислителя, выберем коэффициенты усиления K_1 и K_2 и оценим возмущение передаточных функций системы управления, возникающие вследствие работы алгоритма синхронизации.

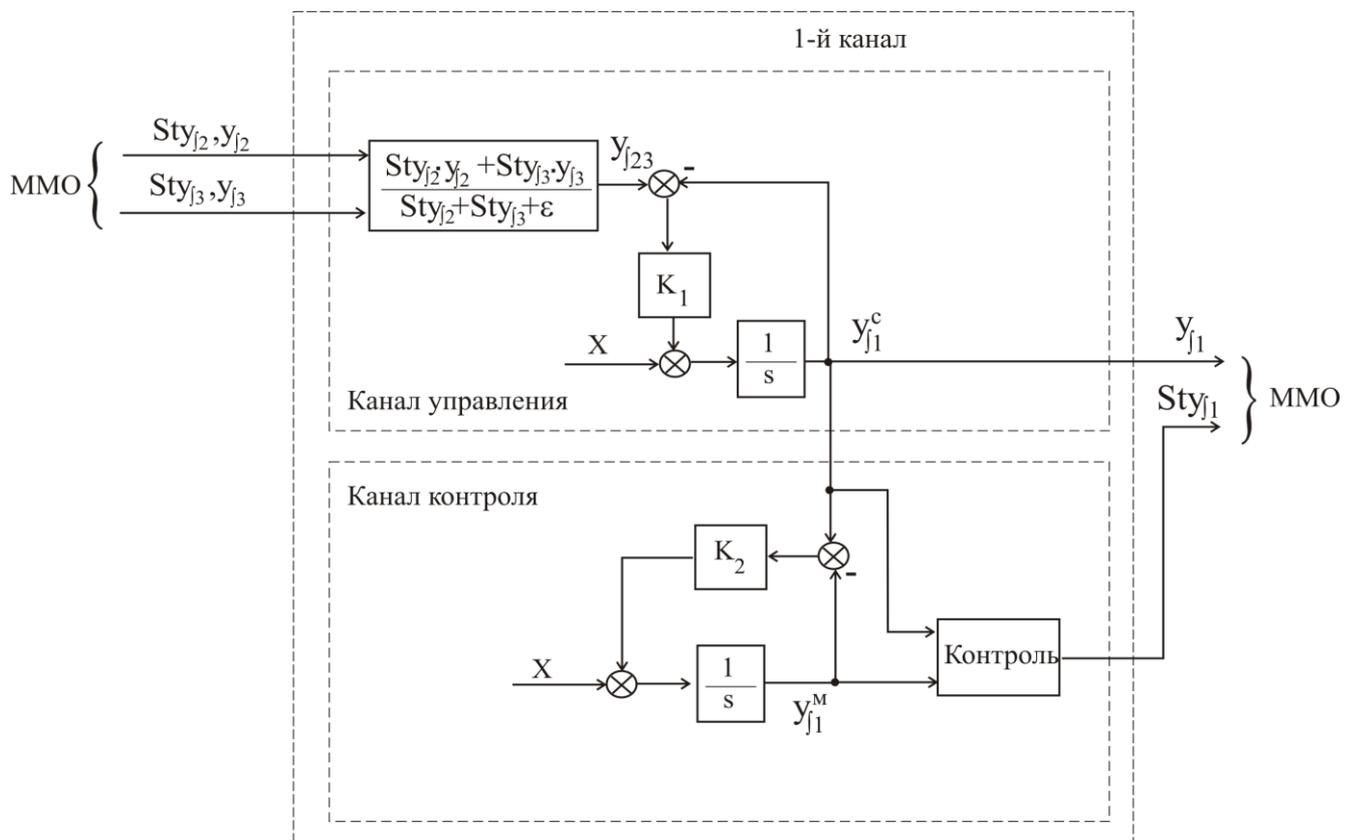


Рисунок 5.1 – Схема алгоритма синхронизации интегральных звеньев

Выбор коэффициента K_1 . Рассмотрим двухканальную цифровую систему с астатическими законами управления. При отсутствии синхронизации нет препятствий для «разбегания» интегралов, и их рассогласование может достигать произвольной величины, но при увеличении коэффициента выравнивания K_1 оно уменьшается. Очевидно, что при наличии разницы во входной информации в разных вычислителях имеется рассогласование не только интегралов, но и статических сигналов. Уменьшать рассогласование интегральных сигналов имеет смысл до тех пор, пока оно не станет соизмеримым с рассогласованием статических сигналов. Это условие является основным при выборе коэффициента K_1 .

Рассмотрим двухканальную систему, каждый канал которой включает интегральную и статическую части (рис. 5.2). Пусть входной сигнал первого канала имеет постоянную ошибку $X_1 = \Delta$. Для рассогласований статических сигналов первого и второго каналов y_{st1} и y_{st2} имеем выражение:

$$\Delta y_{st} = y_{st1} - y_{st2} = K_{st} \cdot (X_1 - X_2) = K_{st} \cdot \Delta.$$

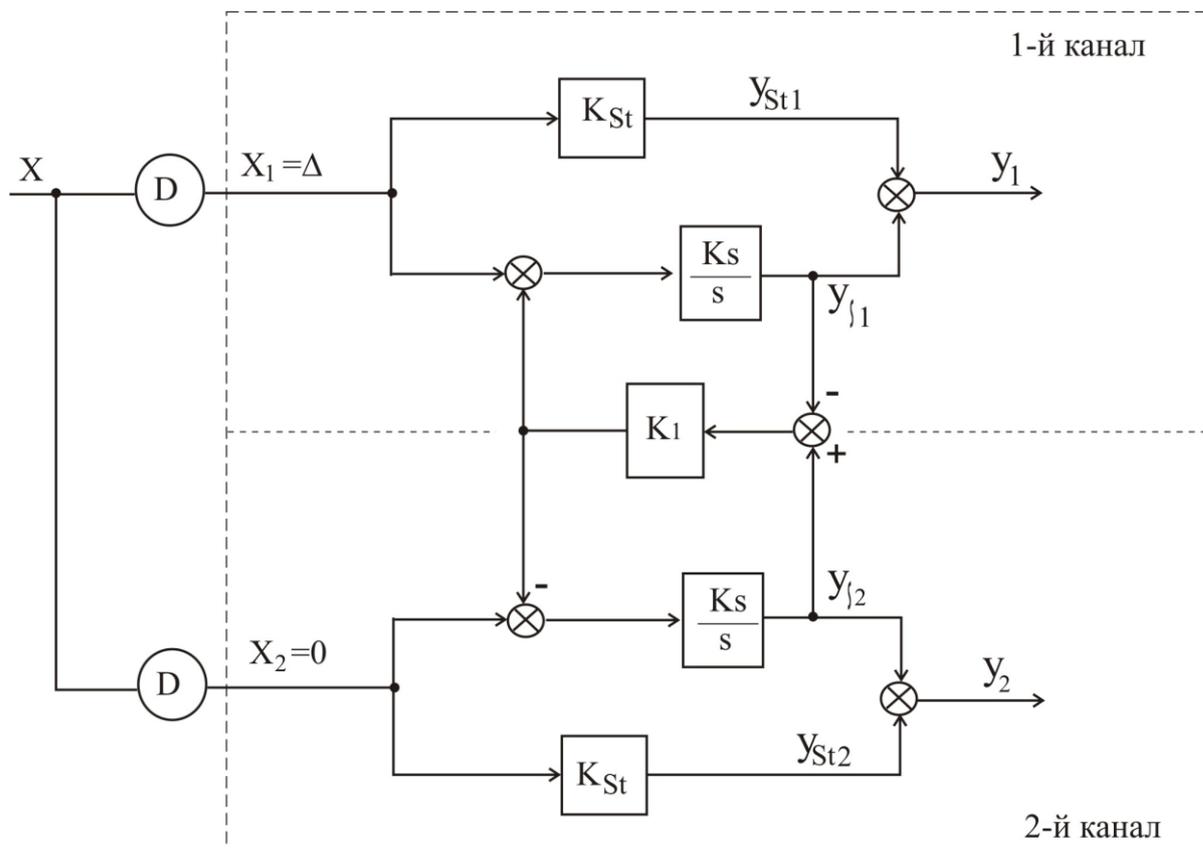


Рисунок 5.2 – Схема оценки рассогласований между каналами

Для преобразований Лапласа $Y_{f1}(s)$ и $Y_{f2}(s)$ интегралов первого и второго каналов $y_{f1}(t)$ и $y_{f2}(t)$ имеем выражения:

$$Y_{f1}(s) = \frac{1}{s}(K_f \cdot \Delta + K_1 \cdot (Y_{f2} - Y_{f1})),$$

$$Y_{f2}(s) = \frac{1}{s}(K_1 \cdot (Y_{f1} - Y_{f2})).$$

Из второго уравнения можно получить:

$$Y_{f2}(s) = \frac{K_1/s}{1 + K_1/s} \cdot Y_{f1} = \frac{1}{T_1 s + 1} \cdot Y_{f1},$$

где $T_1 = 1/K_1$.

Подставляя данное выражение в уравнение для сигнала интеграла первого канала, имеем в операторном виде:

$$Y_{f1}(s) = \frac{1}{s} \left(K_f \Delta + K_1 \left(\frac{1}{T_1 s + 1} - 1 \right) Y_{f1} \right) = \frac{1}{s} \left(K_f \Delta - \frac{s}{T_1 s + 1} Y_{f1} \right).$$

Окончательно:

$$Y_{f1}(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{T_1 s + 1}{T_1 s + 2} \cdot K_f \Delta.$$

Для рассогласования интегральных сигналов первого и второго каналов имеем:

$$\Delta Y_f = Y_{f1}(s) - Y_{f2}(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{T_1 s + 1}{T_1 s + 2} K_f \Delta \cdot \left(1 - \frac{1}{T_1 s + 1} \right) = \frac{K_f T_1}{T_1 s + 2} \Delta.$$

Как указывалось выше, рассогласование интегральных сигналов должно быть соизмеримо с рассогласованием статических сигналов, т. е. $\Delta Y_f = \Delta Y_{st}$. Поэтому:

$$\Delta Y_f = \frac{K_f T_1}{T_1 s + 2} \Delta = K_{st} \Delta = \Delta Y_{st}.$$

Для наиболее критичных статических сигналов имеем:

$$K_1 = \frac{K_f}{2 \cdot K_{st}}.$$

С учетом коэффициентов при интеграле и статических коэффициентов, характерных для современных самолетов, значение коэффициента синхронизации составляет $K_1 = 0,5 \dots 1,0$.

Выравнивание информации оказывает влияние на динамические свойства системы управления и устойчивость замкнутой системы «самолет – СДУ». Оценим влияние синхронизации на динамические свойства интегральных звеньев, т. е. оценим искажение передаточной функции, вносимое процедурой синхронизации.

Процедура расчета и синхронизации интегралов может быть описана следующими разностными уравнениями:

$$\begin{aligned} y_{j_1}(nT_0) &= y_{j_1}(nT_0 - T_0) + T_0[X(nT_0) + K_1(y_{j_2}(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0) - y_{j_1}(nT_0 - T_0))], \\ y_{j_2}(nT_0 + \tau) &= y_{j_2}(nT_0 + \tau - T_0) + T_0[X(nT_0 + \tau) + K_1(y_{j_1}(nT_0 - n_1T_0) - \\ &\quad - y_{j_2}(nT_0 + \tau - T_0))], \end{aligned}$$

где: T_0 – период обновления информации цифровой СДУ;

τ – временной сдвиг между моментами обновления информации первого и второго каналов СДУ;

n_1, n_2 – числа, определяющие, сколько периодов обновления информации составляют запаздывания при передаче информации по каналам ММО.

Эту систему уравнений можно переписать в виде:

$$\begin{aligned} y_{j_1}(nT_0) &= (1 - c)y_{j_1}(nT_0 - T_0) + T_0X(nT_0) + cy_{j_2}(nT_0 - T_0 + \tau - n_2T_0), \\ y_{j_2}(nT_0 + \tau) &= (1 - c)y_{j_2}(nT_0 + \tau - T_0) + T_0X(nT_0 + \tau) + cy_{j_1}(nT_0 - n_1T_0), \end{aligned}$$

где $c = K_1 \cdot T_0$. Эти выражения соответствуют т. н. выравниванию интеграла по входу (см. главу 4). Используя линейную интерполяцию для входного сигнала

$$X(nT_0 + \tau) = X(nT_0) + \frac{\tau}{T_0}(X((n+1)T_0) - X(nT_0)),$$

получаем для Z-преобразований сигналов X, y_{j_1} и y_{j_2} систему уравнений:

$$\begin{vmatrix} 1 - \frac{1-c}{z} & -\frac{c}{z^{n_2+1}} \\ -\frac{c}{z^{n_1}} & 1 - \frac{1-c}{z} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} Z(y_{j_1}) \\ Z(y_{j_2}) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} T_0 \\ T_0 \left(1 + \frac{(z-1)\tau}{T_0} \right) \end{vmatrix} \cdot |Z(X)|.$$

Разрешая эту систему относительно Y_1 и Y_2 и используя понятие эквивалентного управляющего сигнала, можно получить выражение для эквивалентной передаточной функции (без экстраполятора):

$$W = \frac{T_0}{2 \cdot \det} \left\{ 1 - \frac{1-c}{z} + \frac{c}{z^{n_2+1}} \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) + \left(1 + \frac{\tau}{T_0} \left(\frac{1}{z} - 1 \right) \right) \cdot \left[\frac{c}{z^{n_1+1}} + \left(1 - \frac{1-c}{z} \right) \left(1 + \frac{\tau}{T_0} (z-1) \right) \right] \right\},$$

где $\det = \left(1 - \frac{1-c}{z} \right)^2 - \frac{c^2}{z^{n_1+n_2+1}}$.

Можно упростить это выражение и получить формулу:

$$W \cong \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{c(n_1 + n_2 - 1)}{2}},$$

которая означает, что выравнивание приводит к изменению коэффициента при интеграле.

При малых значениях коэффициента выравнивания c имеем оценку:

$$W \cong \frac{1}{s} \cdot \left(1 - \frac{c(n_1 + n_2 - 1)}{2} \right).$$

При отсутствии запаздываний в линиях межмашинной связи ($n_1 = n_2 = 0$) имеем:

$$W \cong \frac{1}{s} \cdot \left(1 + \frac{c}{2} \right).$$

При $K_1 = 1$, $T_0 = 0,01$ и $c = 0,01$ синхронизация интегралов приводит к увеличению коэффициента при интеграле на 0,5 %, т. е. этим влиянием можно пренебречь. При наличии дополнительных запаздываний в линиях межмашинного обмена и при увеличении коэффициента выравнивания искажение динамических характеристик растет. Однако при $K_1 = 0,5$ и при реальных запаздываниях в линиях ММО изменение коэффициента при интеграле не превышает ~ 1 %, что вполне допустимо. На рис. 5.3 приведены точные частотные

характеристики данной системы (без экстраполятора) при различных K_1 и наличии дополнительных запаздываний в линиях межмашинного обмена.

Видно, что искажение частотной характеристики заметно лишь при больших значения коэффициента выравнивания $K_1 = 10$ и при наличии дополнительных запаздываний в линиях межмашинного обмена.

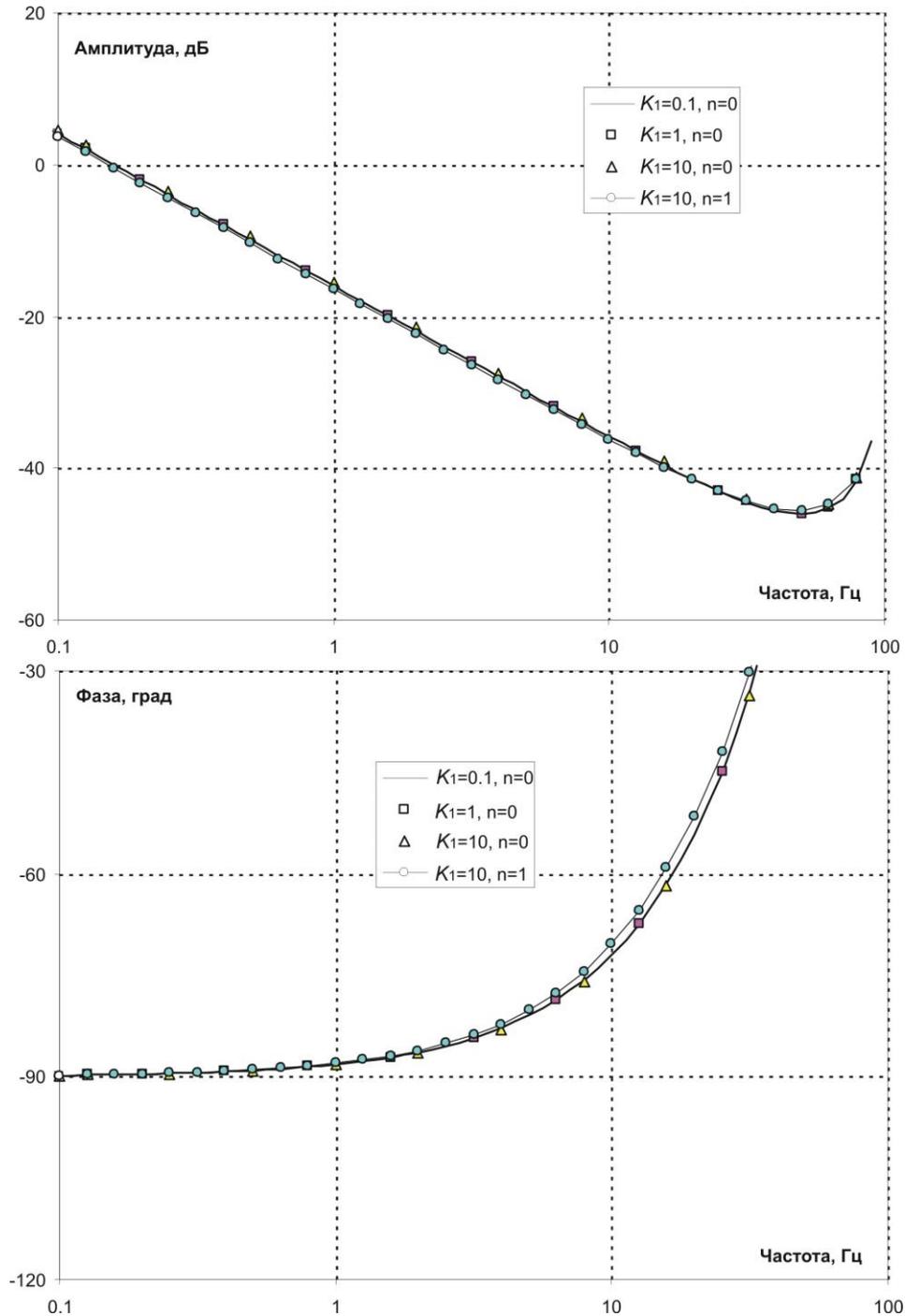


Рисунок 5.3 – Частотные характеристики двухканальной системы с интегральным звеном при наличии синхронизации; $n_1 = n_2 = 0$

Выбор коэффициента K_2 . Помимо синхронизации между вычислителями предусмотрено выравнивание интегральных сигналов каналов управления и контроля y_{f1}^C , y_{f1}^M внутри одного вычислителя (рис. 5.1). Здесь необходимо выбрать параметр синхронизации K_2 . При этом основным возмущающим фактором является среднее значение интегралов других вычислителей $y_{f23} = 0,5 \cdot (y_{f2} + y_{f3})$, которое выступает как внешнее воздействие. При нулевом входном сигнале $X = 0$ имеем выражения для интегралов каналов управления и контроля:

$$y_{f1}^C(s) = \frac{K_1}{s} \cdot (y_{f23} - y_{f1}^C),$$

$$y_{f1}^M(s) = \frac{K_2}{s} \cdot (y_{f1}^C - y_{f1}^M).$$

Из первого уравнения имеем:

$$y_{f1}^C(s) = \frac{K_1/s}{K_1/s + 1} y_{f23} = \frac{1}{T_1 s + 1} y_{f23},$$

поэтому для рассогласования между средним значением интегралов соседних каналов и значения интеграла канала управления справедлива оценка:

$$y_{f1}^C(s) - y_{f23} = -\frac{T_1 s}{T_1 s + 1} y_{f23}.$$

Из второго уравнения можно получить:

$$y_{f1}^M(s) = \frac{K_2/s}{K_2/s + 1} y_{f1}^C = \frac{1}{T_2 s + 1} y_{f1}^C.$$

Для рассогласования между каналами управления и контроля имеем выражение:

$$y_{f1}^C(s) - y_{f1}^M(s) = \left(1 - \frac{1}{T_2 s + 1}\right) y_{f1}^C = \frac{T_2 s}{T_2 s + 1} y_{f1}^C = \frac{T_2 s}{T_2 s + 1} \cdot \frac{1}{T_1 s + 1} y_{f23}$$

или же:

$$y_{j1}^C(s) - y_{j1}^M(s) = -\frac{T_2/T_1}{T_2s+1} \cdot (y_{j1}^C - y_{j23}).$$

Если сравнивать рассогласование между интегралом канала управления и средним значением интегралов соседних вычислителей и рассогласование между интегралами каналов управления и контроля, то второе должно быть меньше. В противном случае синхронизация интегралов между вычислителями может вызывать срабатывание системы контроля внутри вычислителя. Поэтому $T_2 < T_1$ или $K_2 > K_1$. Учитывая выбранное значение $K_1 = 0,5 \dots 1,0$, можно получить значение $K_2 = 1,0 \dots 2,0$.

Частотные характеристики от входного сигнала, которым является среднее значение интегралов от других вычислителей, до рассогласования интегралов внутри вычислителя и между вычислителями приведены на рис. 5.4–5.5. Там же показано отношение этих рассогласований (разность логарифмических характеристик) для демонстрации того, какое рассогласование больше. На больших частотах рассогласование внутри вычислителя меньше, чем рассогласование между вычислителями. При $K_1 \leq K_2$ (рис. 5.4) рассогласование внутри вычислителя не превышает рассогласования между вычислителями, т. е. алгоритм синхронизации интегралов каналов управления и контроля внутри вычислителя парирует внешнее возмущение – рассогласование между вычислителями. При $K_1 > K_2$, т. е. когда коэффициент синхронизации внутри вычислителя меньше, чем коэффициент синхронизации между вычислителями, рассогласование внутри вычислителя становится больше, чем рассогласование между вычислителями (рис. 5.5), т. е. алгоритм синхронизации интегралов каналов управления и контроля внутри вычислителя не успевает парировать внешнее возмущение, что недопустимо.

Оценивать искажение динамических характеристик резервированной системы управления и рассогласование между ее каналами вследствие синхронизации значений интегралов внутри вычислителей не имеет смысла, поскольку синхронизация интегралов в канале контроля не оказывает влияния на

интеграл канала управления, что является достоинством данного метода синхронизации интегралов.

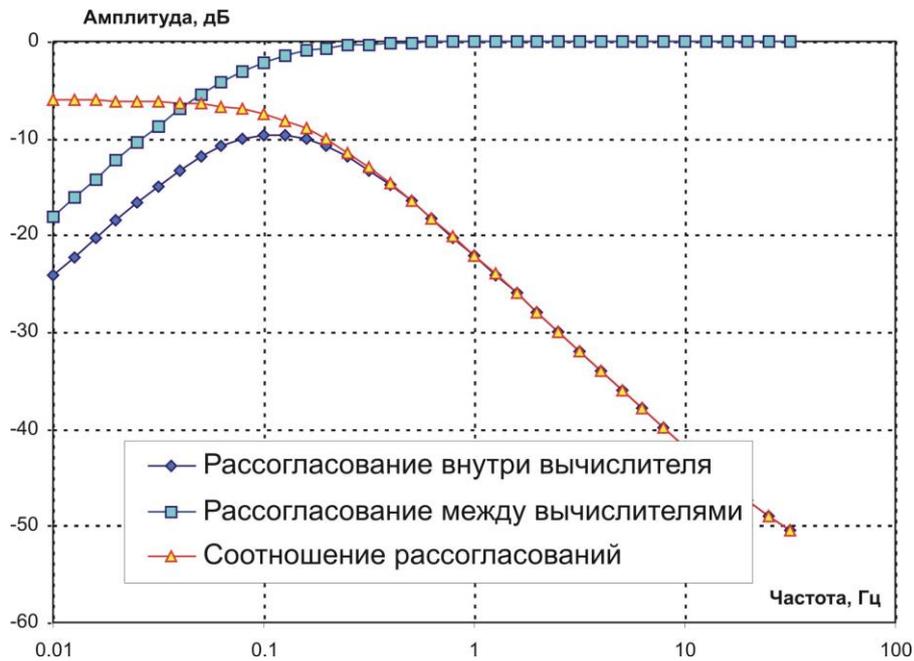


Рисунок 5.4 – Рассогласование внутри вычислителя, между вычислителями и соотношение рассогласований. $K_1 = 0,5$, $K_2 = 1,0$

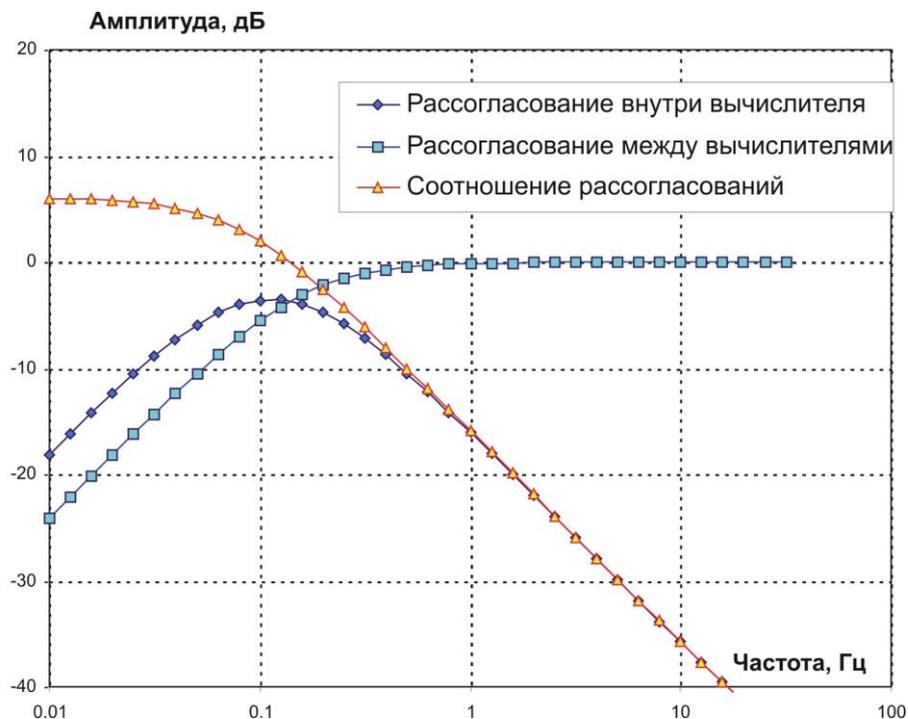


Рисунок 5.5 – Рассогласование внутри вычислителя, между вычислителями и соотношение рассогласований; $K_1 = 1,0$, $K_2 = 0,5$

5.2 Синтез алгоритма синхронизации дискретных сигналов в цифровой резервированной системе управления

Построение системы контроля. В настоящее время системы управления самолетов строятся на базе бортовых цифровых вычислительных машин. Важнейшими характеристиками системы управления являются ее отказобезопасность и надежность, которые определяются ее архитектурой, уровнем резервирования, надежностью элементов и эффективностью системы контроля. Для обеспечения надежности и отказобезопасности система резервируется, т. е. имеет несколько источников однотипной информации, каналов связи, вычислителей, приводов и секций органов управления. Резервирование элементов ведет к увеличению надежности системы, если обеспечивается обнаружение, локализация и изоляция отказавшего элемента. В настоящее время для обеспечения таких свойств информационно-вычислительной части вычислители системы управления строятся как самоконтролируемые модули: они имеют архитектуру пары (Airbus A-320–380, Sukhoi SuperJet 100 и др.) или триады (Boeing 777). Ниже рассматривается архитектура пары, в которой вычислитель имеет каналы управления и контроля.

Система контроля цифровой дистанционной системы управления в числе прочих функций выполняет синхронизацию состояний каналов управления и контроля одного вычислителя и состояний разных вычислителей (рис. 5.6). Системы контроля перспективных комплексных систем управления обеспечивают мониторинг летной ситуации и формирование рекомендаций экипажу [82-90].

Для обеспечения идентичности состояний разных каналов применяются линии межмашинного обмена. Входные разовые команды от резервированных кнопок, выключателей и т. д., как правило, контролируются с помощью мажоритарной логики путем проверки соотношений типа « $X_1 = X_2$ ». В связи с резким ростом логической сложности алгоритмов современной системы управления, вызванным повышением ее функциональности, в ней появляется большое количество дискретных сигналов, которые являются выходными сигналами логических элементов. Среди этих логических элементов – реле, гистерезисы, триггерные схемы, логические элементы «И», «Или», «Больше», «Равно» и др. (рис. 5.6). В связи с этим особый интерес представляет проблема

обеспечения синхронизации многочисленных ключей, находящихся в разных каналах системы управления и определяющих их состояния. Ниже рассматривается алгоритм синхронизации выходных дискретных значений логических звеньев (реле и гистерезис) резервированной цифровой системы управления.

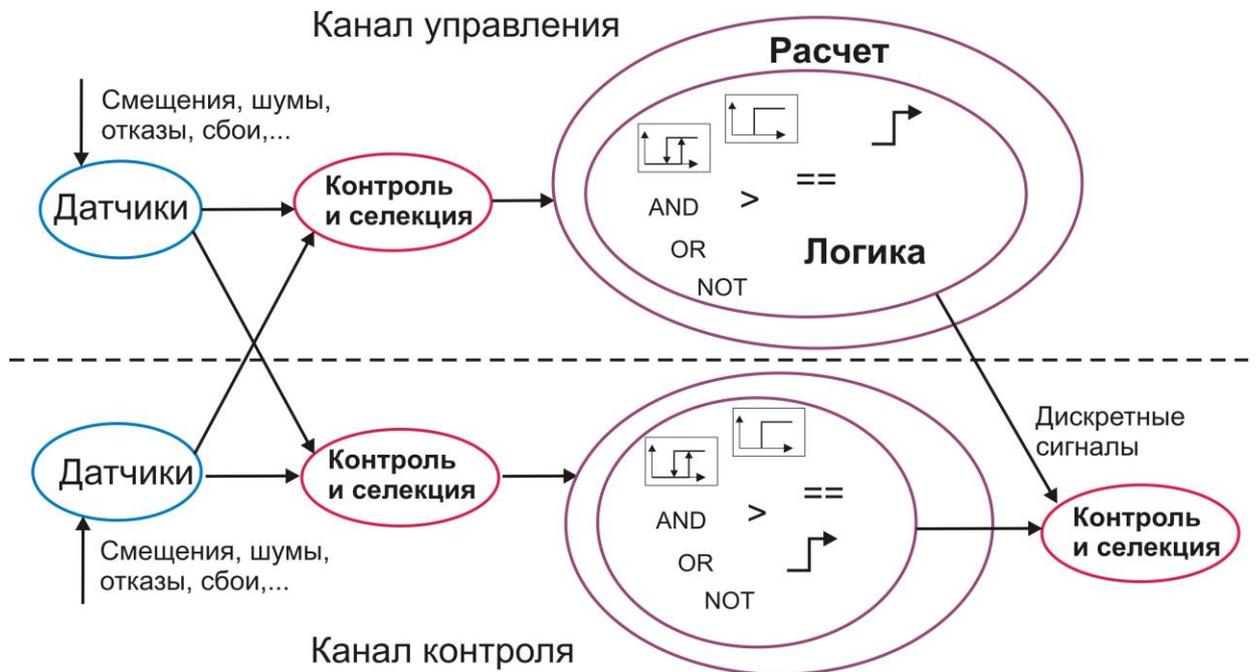


Рисунок 5.6 – Организация вычислительного процесса в вычислительной паре

Построение алгоритмов контроля с помощью конечных автоматов.

Эффективным подходом к построению систем управления с высоким уровнем логической сложности является использование конечных автоматов [74–77], которые позволяют строить логически стройные и наглядные схемы управления в зависимости от состояния динамической системы, т. е. системы и объекта управления, а также решаемой задачи. Конечный автомат – *абстрактный автомат* без выходного потока, число возможных состояний которого *конечно*. Результат работы автомата определяется по его конечному состоянию.

Существуют различные варианты задания конечного автомата. Например, конечный автомат может быть задан с помощью пяти параметров: $M = (Q, \Sigma, \delta, q_0, F)$, где:

- Q – конечное множество состояний автомата;
- q_0 – начальное (стартовое) состояние автомата ($q_0 \in Q$);

- F – множество допустимых состояний, таких что $F \subseteq Q$;
- Σ – допустимый входной алфавит (множество допустимых входных символов), из которого формируются строки, считываемые автоматом;
- δ – заданное отображение множества $Q \times \Sigma_{\text{BO}}$ в множество $P(Q)$, т. е. $\delta: Q \times \Sigma \rightarrow P(Q)$ (иногда δ называют функцией переходов автомата).

Автомат начинает работу в состоянии q_0 , считывая по одному символу входной строки. Считанный символ переводит автомат в новое состояние из Q в соответствии с функцией переходов. Если по завершении считывания входного слова (цепочки символов) автомат оказывается в одном из допускающих состояний, то слово «принимается» автоматом. В этом случае считается, что оно принадлежит языку данного автомата. В противном случае слово «отвергается».

Конечные автоматы широко используются на практике, например в *синтаксических, лексических анализаторах, и тестировании программного обеспечения на основе моделей*.

Важнейшими чертами конечного автомата являются:

- *Диаграмма состояний* (или иногда граф переходов) – графическое представление множества состояний и функции переходов. Представляет собой нагруженный однонаправленный *граф*, вершины которого – состояния конечного автомата, ребра – переходы из одного состояния в другое, а нагрузка – символы (условия), при которых осуществляется данный переход. Если переход из состояния q_1 в q_2 может быть осуществлен при появлении одного из нескольких символов (выполнении условий), то над дугой диаграммы (ветвью графа) должны быть надписаны они все.

- *Таблица переходов* – табличное представление функции δ . Обычно в такой таблице каждой строке соответствует одно состояние, а столбцу – один допустимый входной символ. В ячейке на пересечении строки и столбца записывается действие, которое должен выполнить автомат, если в ситуации, когда он находился в данном состоянии на входе, он получил данный символ.

Конечный автомат может быть эффективно использован для контроля сигналов. Для этого необходимо сформировать сценарии изменения входных

сигналов, для которых алгоритм контроля может сформировать выходные сигналы, формирующие язык конечного автомата. Если же реализуется сценарий, где невозможно определить выходной сигнал, то это слово не входит в язык конечного автомата, а входной сигнал считается отказавшим.

Контроль и выравнивание выходного сигнала реле. Весьма важным частным случаем является выходной сигнал реле, т. е. признак превышения входным аналоговым сигналом порогового значения. Эти реле применяются для отключения режимов автоматического управления при вмешательстве летчика в управление, подключения режимов стабилизации тангажа и крена и т. д. Поскольку выход реле дискретный, то разное по времени срабатывание реле приводит к значительному рассогласованию управляющих сигналов, а значит, к ложному срабатыванию системы контроля. Если входной сигнал близок к пороговому значению реле и медленно меняется, то даже небольшое отличие входных сигналов каналов управления и контроля приводит к значительной разнице по времени между срабатываниями реле. Это вызывает большую разницу между выходными сигналами реле, что трактуется системой контроля как отказ. Для того чтобы обеспечить надежную и синхронную работу реле и предотвратить эти ложные срабатывания, разработан алгоритм в виде конечного автомата, приведенный на рис. 5.7. Суть алгоритма состоит в следующем. В канале управления реализовано обычное реле. В канале контроля предусмотрены меры по обеспечению синхронизации срабатывания реле. В частности, если произошло срабатывание в канале управления, т. е. входной сигнал X_c равен уровню срабатывания реле H и входной сигнал канала контроля лежит в диапазоне $H - h < X_m < H + h$, где h – порог допустимого разброса входного сигнала, то и в канале контроля происходит срабатывание, что обеспечивает синхронность срабатывания реле при наличии небольших рассогласований между каналами. Если $X_m > H + h$ или $X_m < H - h$, переключения реле не происходит, и на его выходе имеем номинальные значения 0 и 1. В том случае, если выходные сигналы реле каналов управления и контроля отличаются в течение определенного времени, вычислитель считается отказавшим. Для определения отказа

вычислителя используется логический блок подтверждения отказа (рис. 5.7) со счетчиком несравнений. Логика этого блока следующая:

- если выходные значения реле каналов управления и контроля разные, то значение счетчика увеличивается на единицу вплоть до максимального;
- если выходные значения реле каналов управления и контроля одинаковые, то значение счетчика уменьшается на единицу вплоть до нуля;
- по достижении счетчиком несравнений максимального значения считается, что факт отказа вычислителя установлен, и он отключается;
- максимальное значение счетчика несравнений определяется временем подтверждения, в течение которого отказ должен быть обнаружен.

Необходимо провести анализ эффективности разработанных алгоритмов синхронизации и контроля. Рассмотрим гармонический входной сигнал, амплитуда и среднее значение которого подобраны таким образом, чтобы его максимальное значение немного превышало порог срабатывания реле. При этом скорость изменения сигнала при срабатывании реле мала и наличие небольших рассогласований между каналами управления и контроля приводит к значительной разнице между выходными сигналами. Также рассмотрим следующие условия работы и варианты отказов FMEA (Failure Mode and Effect Analysis) аналогового датчика X_m канала контроля:

- появление постоянного смещения сигнала датчика;
- появление «шумов» высокой интенсивности в сигнале датчика;
- линейно нарастающий по времени увод сигнала датчика;
- остановка сигнала в произвольном положении;
- сброс входного сигнала на ноль;
- наличие кратковременных сбоев во входном сигнале.

Поведение системы контроля при таких отказах демонстрируется на рис. 5.8–5.10. На этих рисунках приняты следующие обозначения:

- X_c, X_m – входные сигналы реле каналов управления и контроля;
- Y_c, Y_m – выходные сигналы реле каналов управления и контроля;
- N_f, St_Y – значение счетчика несравнений и исправность выходного сигнала.

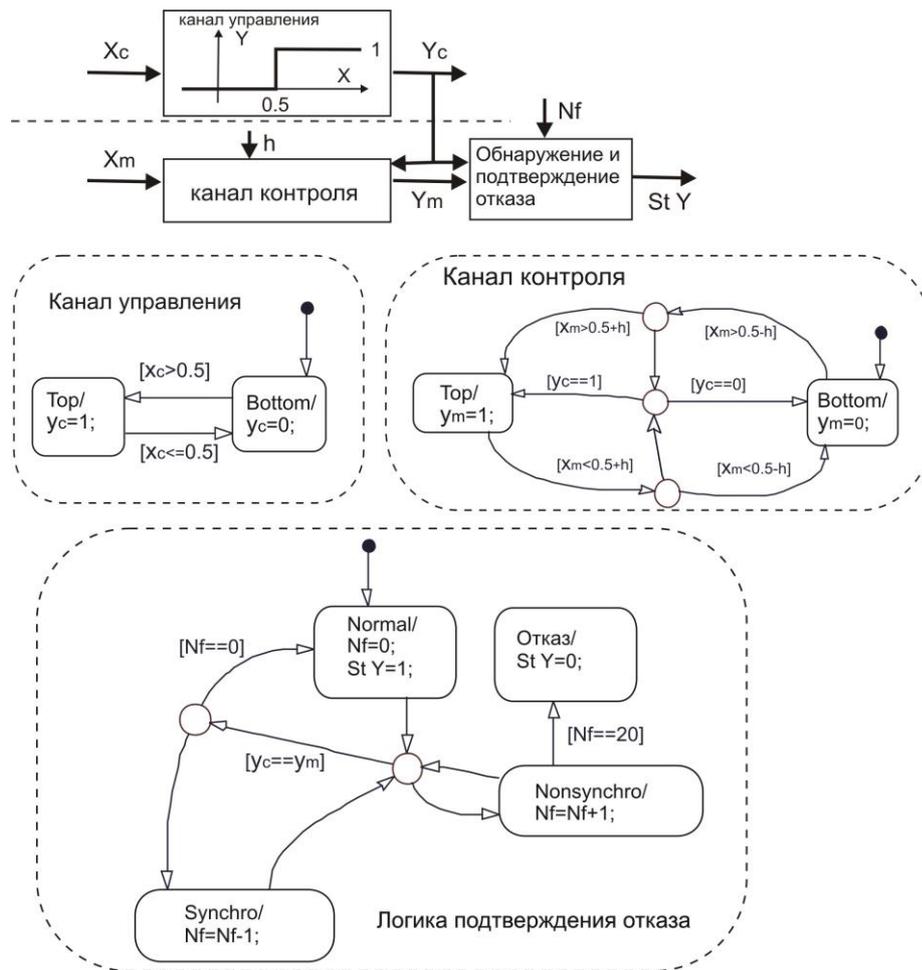
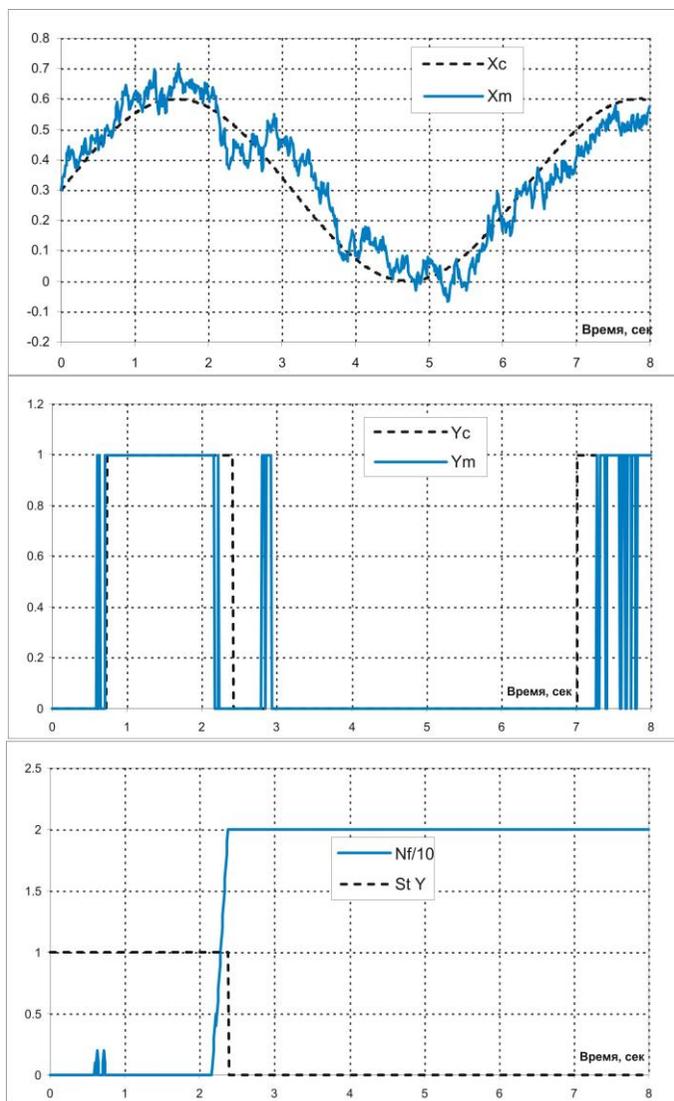
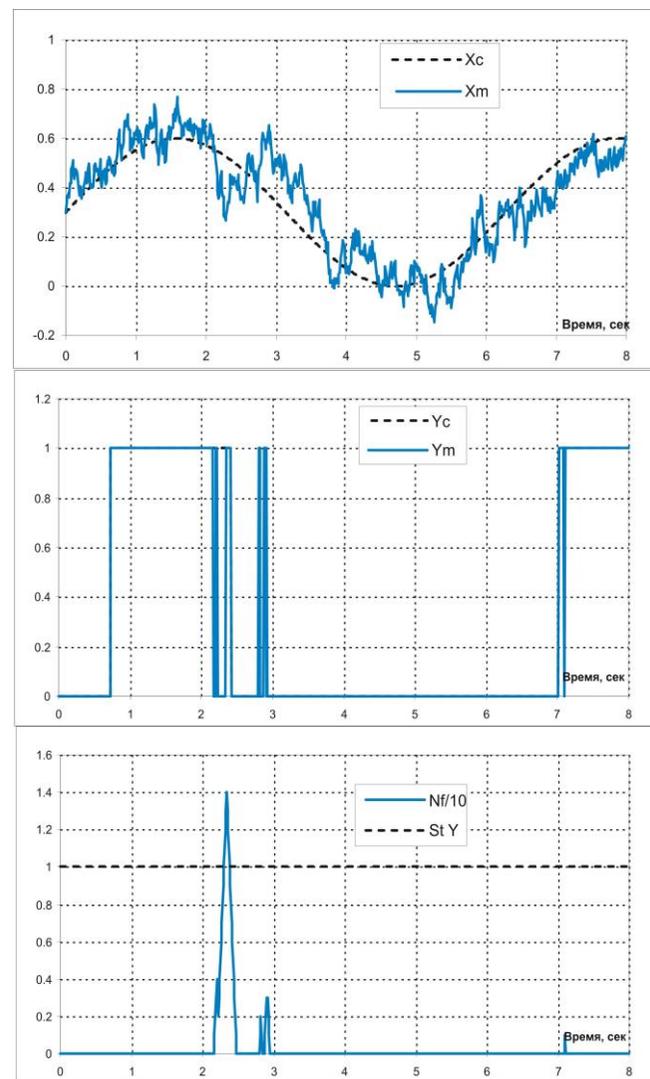


Рисунок 5.7 – Синхронизация реле между каналами управления и контроля
сдвоенного вычислителями

На рис. 5.8а демонстрируется поведение системы при нулевом пороге допустимого разброса ($h = 0$). Видно, что наличие постоянного сдвига или «шума» во входном сигнале на реле канала контроля приводит к срабатыванию системы контроля и выключению вычислителя. При ненулевом пороге допустимого разброса релейные элементы каналов управления и контроля срабатывают одновременно при тех же условиях и срабатывания системы контроля не происходит (рис. 5.8б). В случае реального отказа вычислителя система контроля должна его обнаружить. Как правило, рассматриваются следующие отказы: медленный уход, «замораживание» сигнала, сброс сигнала на ноль и т. д. На рис. 5.9 приведен пример эффективного обнаружения системой отказа типа линейного ухода выходного сигнала. На рис. 5.10 демонстрируется поведение системы при сбоях входного сигнала. Видно, что система контроля справляется с таким поведением входного сигнала, т. е. ложного срабатывания не происходит.



a) $h = 0$



б) $h = 0,1$

Рисунок 5.8 – Реле. Уровень срабатывания $H = 0,5$. «Шум» во входном сигнале канала контроля

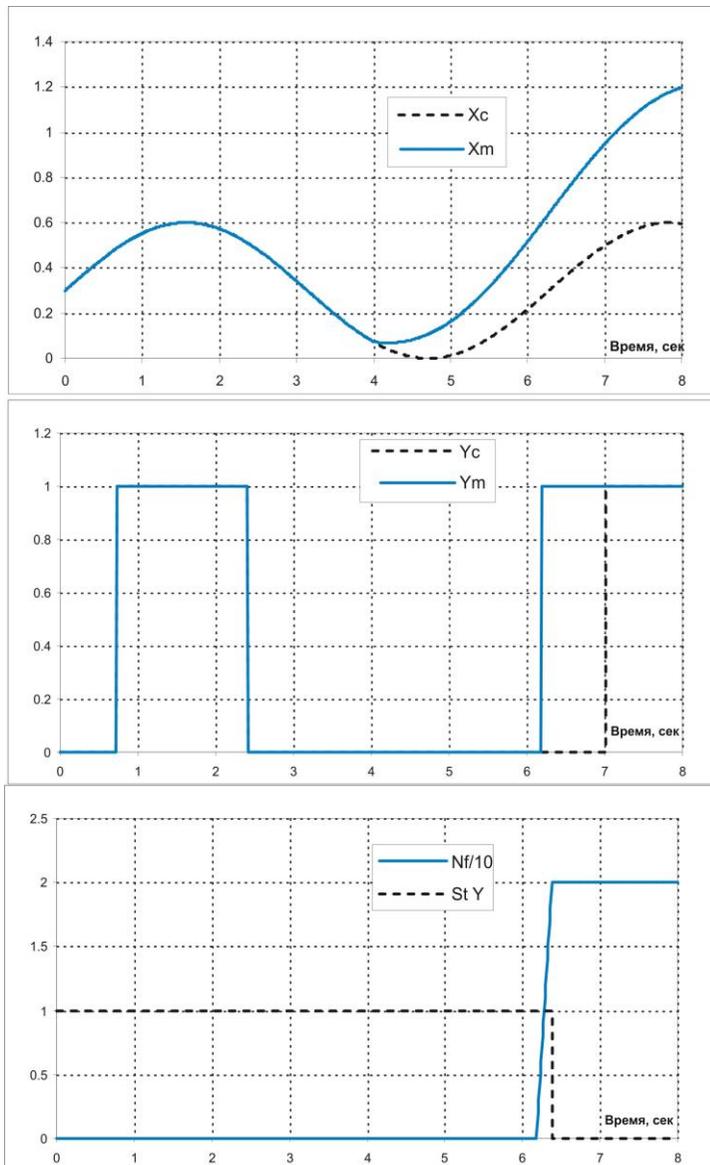


Рисунок 5.9 – Реле. Линейный уход X_m

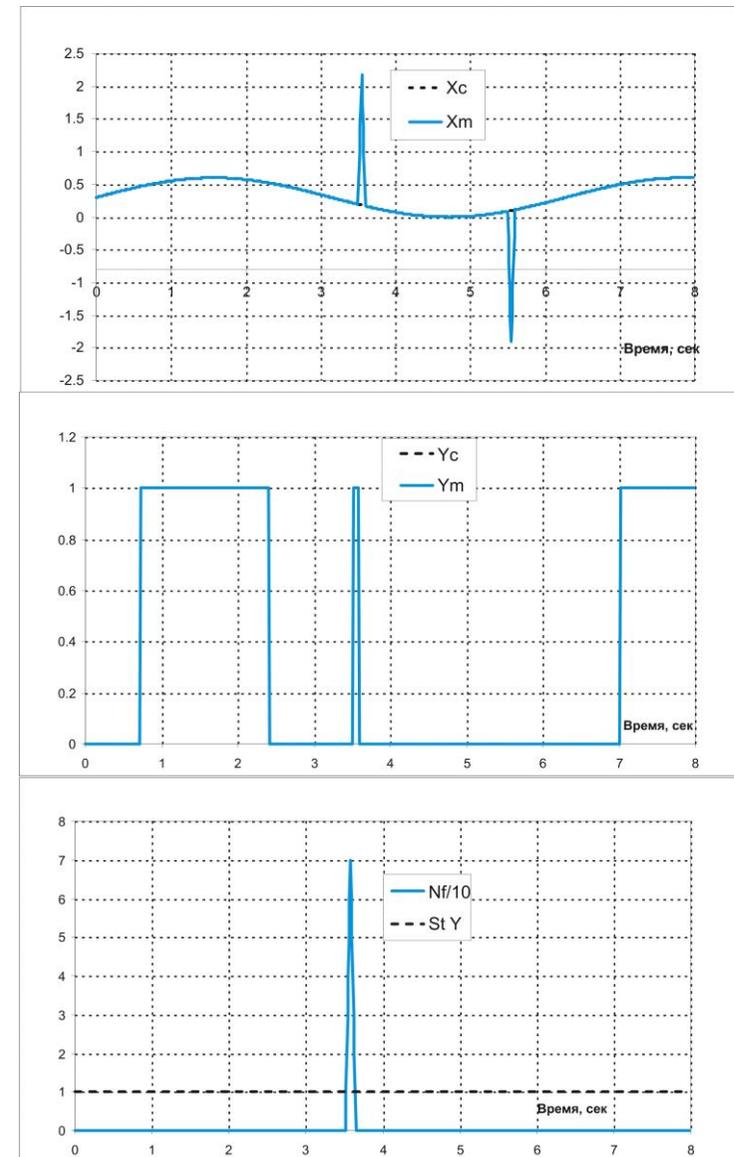


Рисунок 5.10 – Реле. Сбой в X_m

Контроль и выравнивание выходного сигнала гистерезиса. Наиболее сложными для синхронизации дискретными элементами являются элементы, которые включаются по одному признаку, а выключаются по другому. Частным случаем такого элемента является гистерезис. В системе управления самолета гистерезис используется для реализации функции «перекачки» балансирующего отклонения руля высоты на стабилизатор (рис. 5.11).

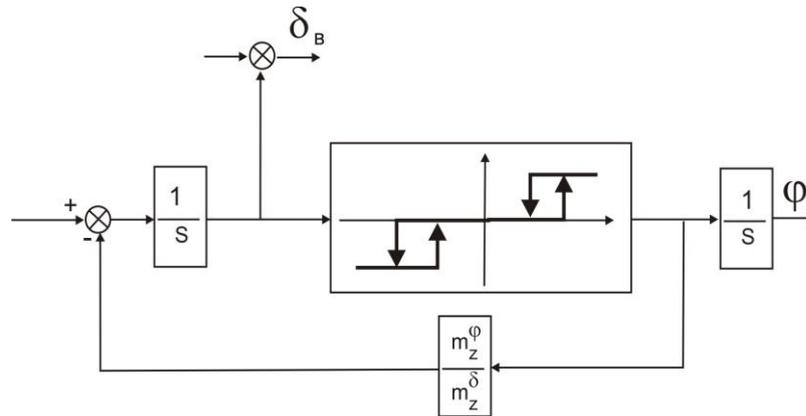


Рис. 5.11 – Схема «перекачки» балансирующего положения руля высоты на стабилизатор с помощью двойного гистерезиса

В том случае, когда выходной сигнал интеграла превышает по абсолютной величине порог включения, гистерезис срабатывает и стабилизатор начинает отклоняться с постоянной скоростью. Этот же сигнал через обратную связь поступает на вход интеграла руля высоты, и его выходной сигнал также изменяется с постоянной скоростью до тех пор, пока его абсолютная величина не снизится до порога выключения. После этого стабилизатор останавливается, а интеграл не изменяется. Коэффициент обратной связи подобран таким образом, что суммарный момент тангажа руля высоты и стабилизатора не меняется, т. е. «перекачка» балансирующего момента тангажа не вносит возмущений в движение самолета. Поскольку выход гистерезиса дискретный, то разное по времени срабатывание приводит к значительному рассогласованию управляющих сигналов, а значит, к ложному срабатыванию системы контроля. При этом если входной сигнал близок к порогу включения или выключения и медленно меняется, то даже небольшое отличие входных сигналов каналов управления и контроля может привести к включению/выключению гистерезиса в одном канале и сохранению значения в другом канале, что ведет к срабатыванию системы контроля. Чтобы обеспечить

надежную и синхронную работу гистерезиса и предотвратить ложные срабатывания, разработан алгоритм в виде конечного автомата, приведенный на рис. 5.12. В канале управления реализован обычный гистерезис. В канале контроля предусмотрены меры по обеспечению синхронизации срабатывания, аналогичные тем, которые использовались для реле. Можно сказать, что работа данного гистерезиса может быть описана с помощью четырех реле. Если эти реле будут синхронизованы, то и работа гистерезиса будет синхронизована. Для определения отказа используется логический блок подтверждения отказа (см. рис. 5.7) со счетчиком несравнений.

Для подтверждения эффективности разработанных алгоритмов синхронизации и контроля необходимо провести их анализ. Для этого рассматривают различные сценарии изменения входных сигналов и различные варианты отказов ФМЕА. В качестве примера можно привести варианты отказов датчика X_m канала контроля:

- появление постоянного смещения сигнала датчика;
- появление «шумов» высокой интенсивности в сигнале датчика;
- линейно нарастающий по времени увод сигнала датчика;
- остановка сигнала в произвольном положении;
- сброс входного сигнала на ноль;
- наличие кратковременных сбоев во входном сигнале.

Поведение системы контроля при таких отказах показано на рис. 5.13–5.17.

На рис. 5.13а демонстрируется поведение системы при нулевом пороге допустимого разброса ($h = 0$). Видно, что наличие постоянного сдвига или «шума» во входном сигнале канала контроля приводит к срабатыванию системы контроля и выключению вычислителя. При ненулевом пороге допустимого разброса гистерезисные элементы каналов управления и контроля срабатывают одновременно при тех же условиях, и срабатывания системы контроля не происходит (рис. 5.13б). В случае реального отказа вычислителя система контроля должна его обнаружить. Рассматриваемые в работе отказы – медленный увод, «замораживание» сигнала и сброс в ноль – система обнаруживает (рис. 5.14–5.16). На рис. 5.17 демонстрируется поведение системы при сбоях входного сигнала. Видно, что система контроля справляется с таким поведением входного сигнала, т. е. ложного срабатывания не происходит.

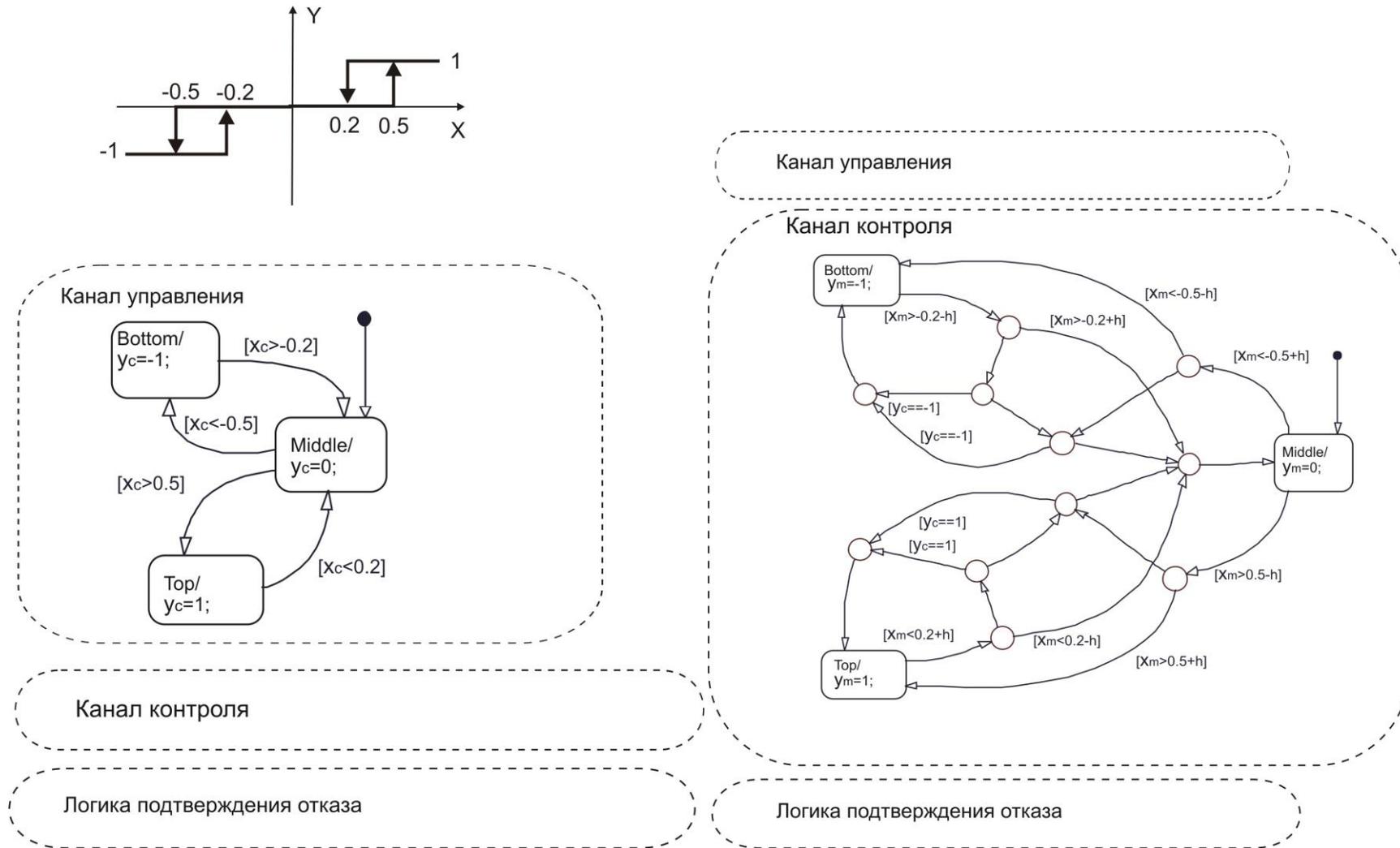
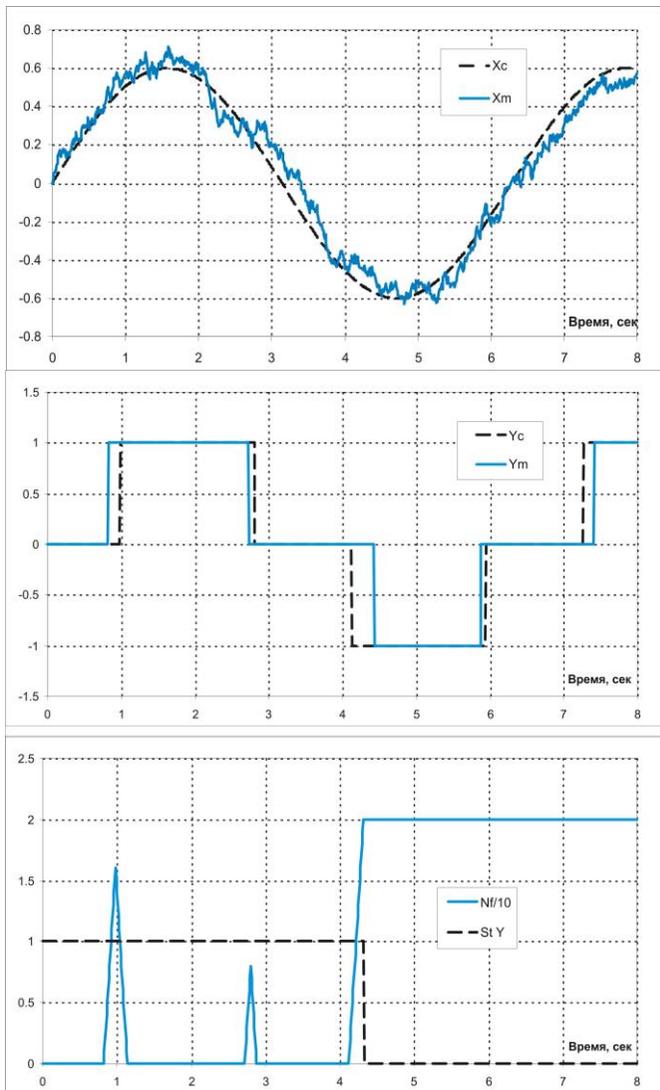
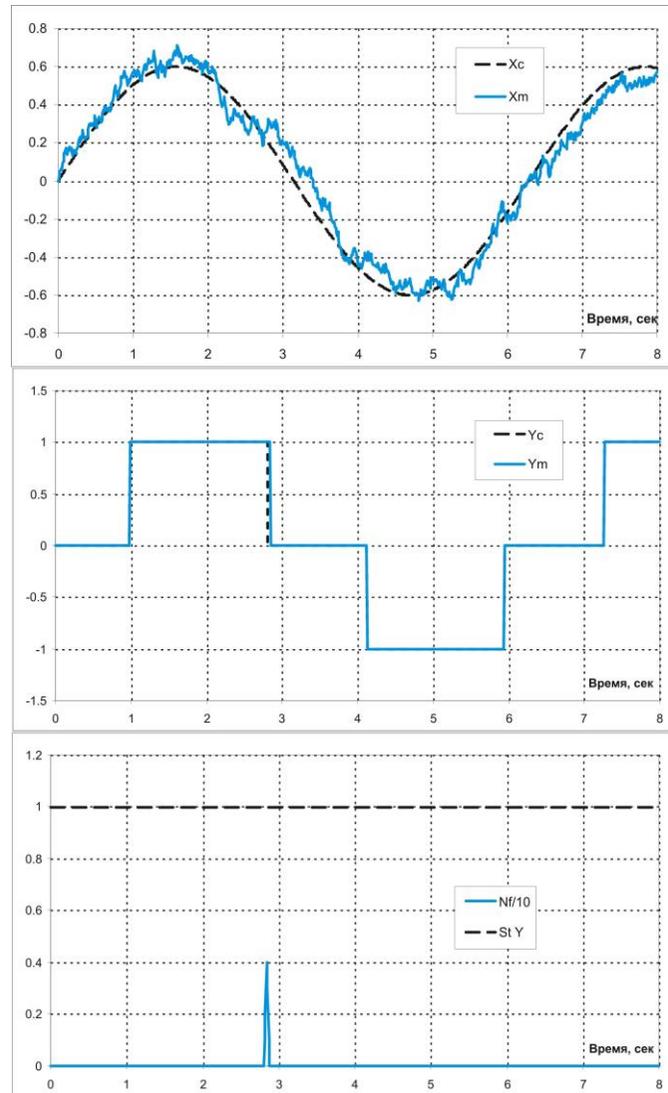


Рис. 5.12 – Представление блока «перекачки» сигнала руля высоты на стабилизатор (двойной гистерезис) в виде конечного автомата. Каналы управления и контроля



а) $h = 0$



б) $h = 0,1$

Рисунок 5.13 – Гистерезис. «Шум» во входном сигнале канала контроля

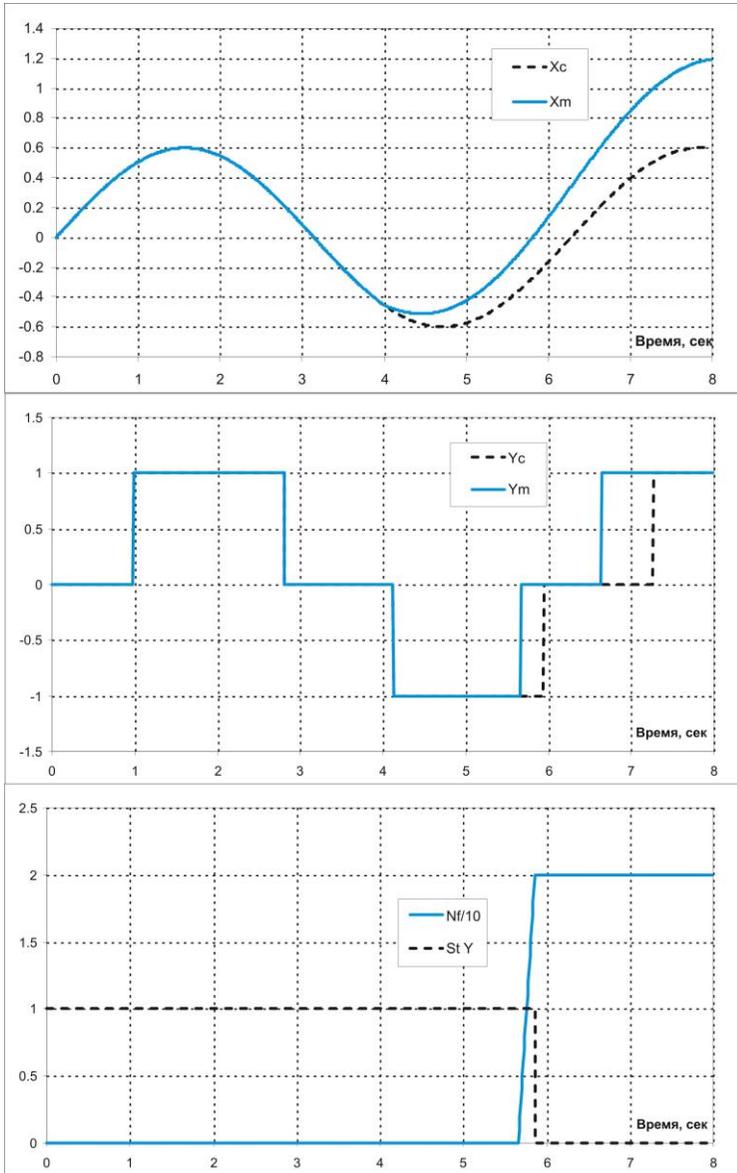


Рисунок 5.14 – Гистерезис. Линейный уход X_m

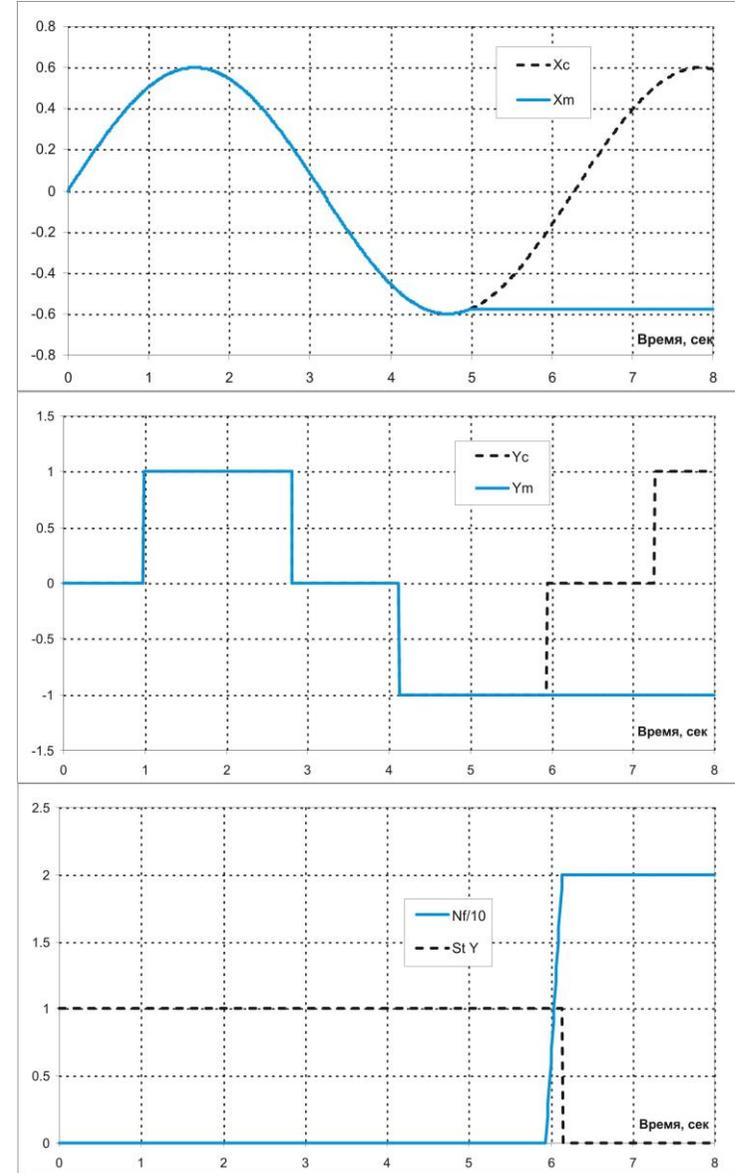


Рисунок 5.15 – Гистерезис. «Замораживание» X_m

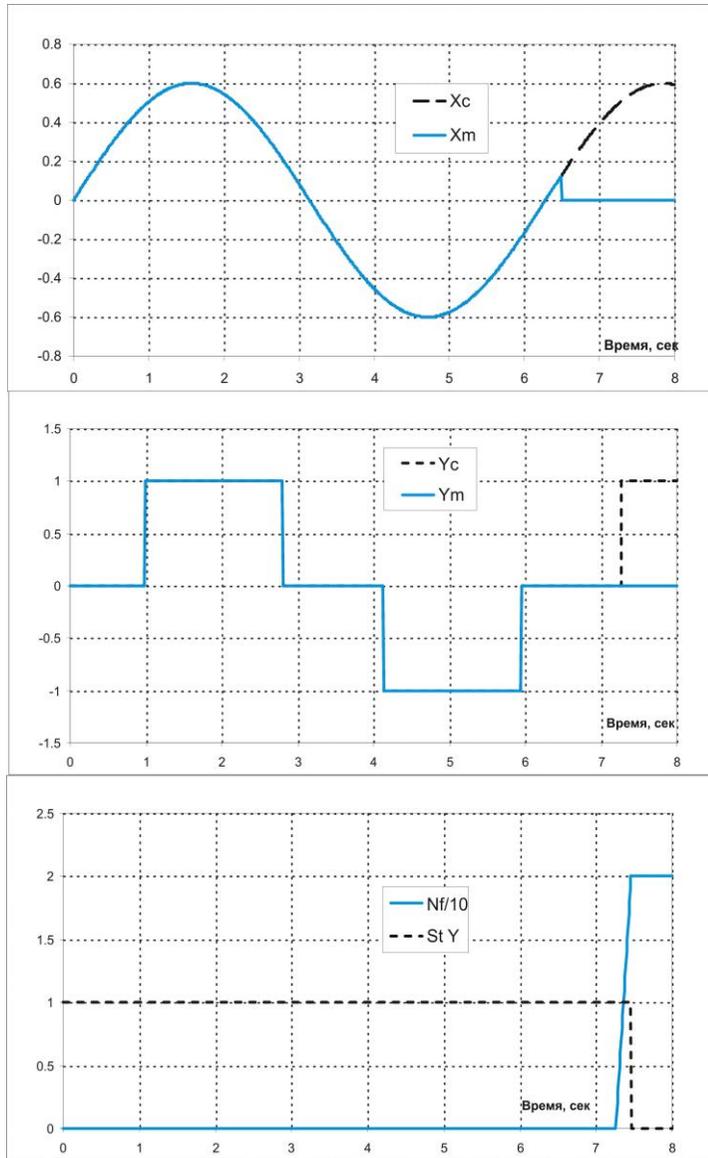


Рисунок 5.16. Гистерезис. Сброс X_m в ноль

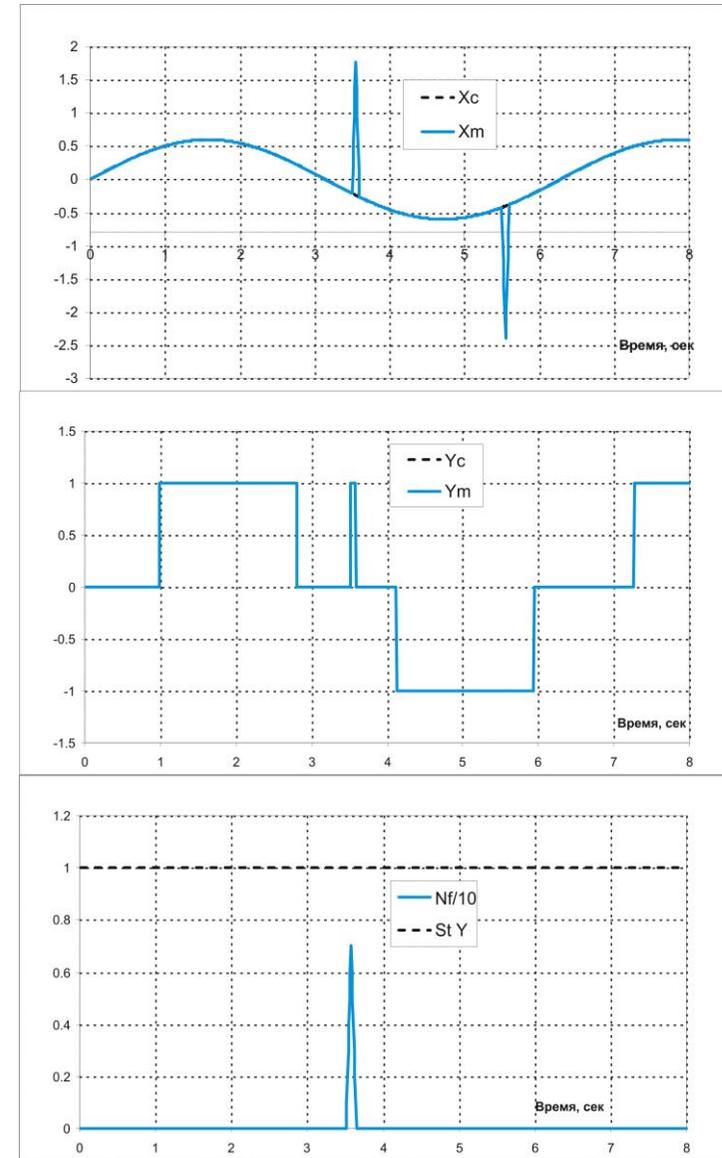


Рисунок 5.17. Гистерезис. Сбои в X_m

5.3 Анализ рассогласований между каналами цифровой системы управления, вызванных сбоями информации

Весьма важным вопросом при разработке систем контроля резервированных цифровых систем управления является анализ последствий сбоев цифровой информации. Под сбоями понимается случайное изменение значений сигналов, хранящихся в оперативной памяти вычислителя, вызванное внешними факторами (излучение, перепады в питании и т. д.). На рис. 3.15 приведены сигналы датчиков нормальной перегрузки и интегральных звеньев разных каналов трехканальной системы управления при ступенчатом входном сигнале от летчика. Переходные процессы демонстрируют расхождение интегралов вследствие сдвигов нулей и наличия «шумов» в сигналах датчиков разных каналов и наличия сбоев значений интегралов. Расхождение сигналов разных каналов может привести к следующим отрицательным последствиям:

- отрицательному результату контроля сигнала отдельного вычислителя в течение установленного времени подтверждения, что может вызвать отключение этого вычислителя. Если подобные события произойдут в вычислителях различных каналов, то возможно отключение всей системы управления;
- импульсным входным воздействиям на привод (в случае больших порогов срабатывания алгоритмов контроля, почти одинаковых сбоях в различных каналах и т. п.).

Ниже рассматриваются процессы, происходящие в одноканальной и двухканальной системах управления, вызванные сбоями сигналов прямой цепи, интегрального звена и апериодического фильтра [72]. Основное внимание уделяется статистическим характеристикам рассогласований между каналами. В общем случае задача весьма сложна и ее решение возможно при принятии ряда упрощений. В самом простом случае будем считать, что сбой сигнала – события независимые, описываемые по времени распределением Пуассона. В качестве распределения по уровню будем использовать равномерное распределение.

Анализ сбоев типовых динамических звеньев. Рассмотрим процессы, происходящие при сбоях в типовых звеньях (прямая цепь, апериодический фильтр, интегральное звено, счетчик несравнений (рис. 5.18)). Основное внимание уделено одноканальному варианту, поскольку результаты анализа одноканальной системы обобщаются для случая многоканальной системы.

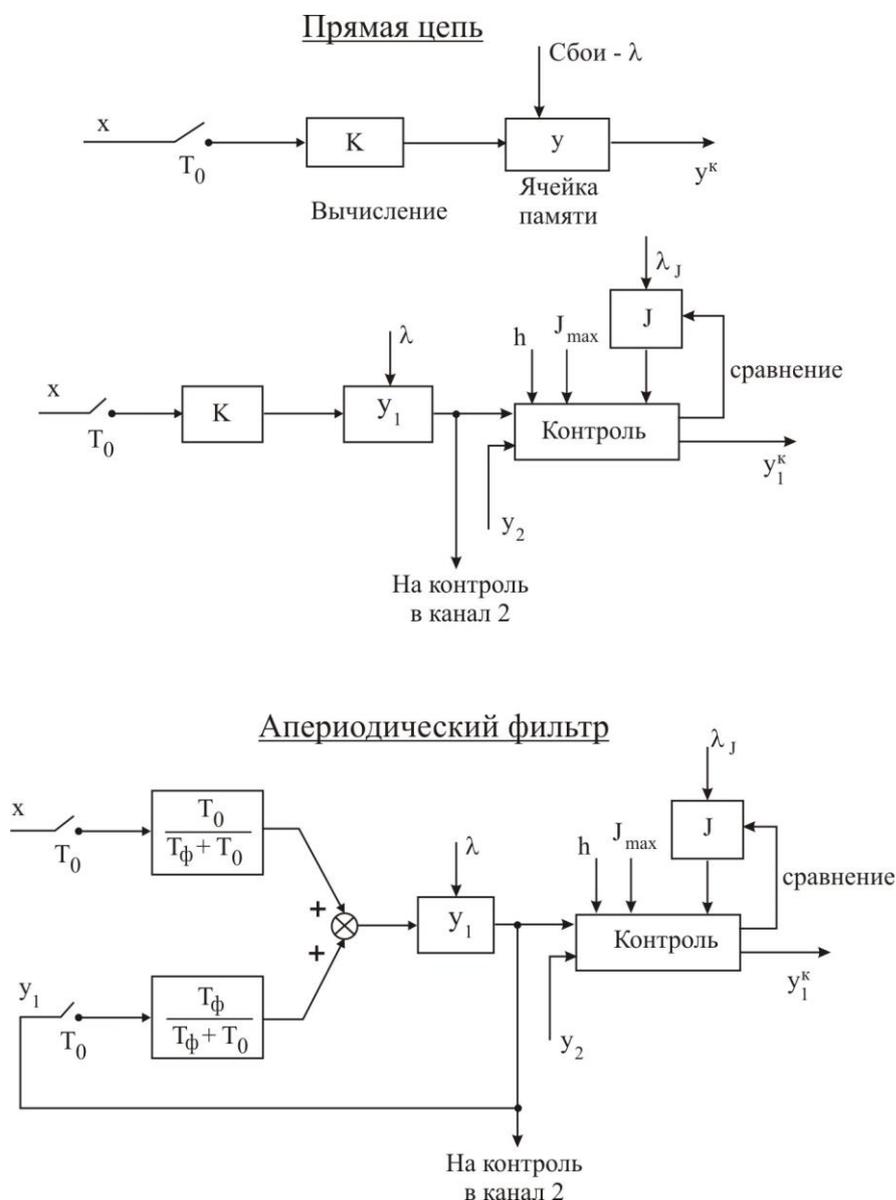


Рисунок 5.18 – Блок-схемы прямой цепи и апериодического фильтра при наличии сбоев ячейки памяти и счетчика несравнений

Рассмотрим процессы, связанные со сбоями одной переменной. Найдем вероятность того, что за время T произойдет m сбоев. Поскольку процесс описывается распределением Пуассона, то вероятность равна:

$$P_m = \frac{(\lambda T)^m}{m!} \cdot e^{-\lambda T}.$$

Найдем время, в течение которого данная переменная находится в состоянии сбоя. Для этого введем понятие времени восстановления – $T_{\text{восст}}$. Пусть в момент времени t произошел сбой переменной. После этого переменная восстанавливается либо сама собой, либо принудительным образом. Промежуток времени, через который переменная восстановится, т. е. когда ее отличие от эталонного значения станет меньше порога срабатывания алгоритмов контроля, есть время восстановления. Время, в течение которого переменная находится в состоянии сбоя, есть:

$$T_{\text{сб}} \approx \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(\lambda T)^m}{m!} \cdot e^{-\lambda T} \cdot m \cdot T_{\text{восст}} = \lambda \cdot T \cdot T_{\text{восст}}.$$

В случае прямой цепи время восстановления изменяется от 0 до T_0 – периода обновления информации, и время, в течение которого выходной сигнал находится в состоянии сбоя, есть $T_{\text{сб}} = (\lambda T T_0)/2$.

Для случая сбоя выходного значения апериодического фильтра время восстановления зависит от амплитуды сбоя и порога срабатывания алгоритмов контроля. Пусть в момент $T_0 = 0$ произошел сбой на величину H , после чего идет апериодический переходной процесс с постоянной времени T_ϕ , т. е. $y(t) = H e^{-t/T_\phi}$. Пусть h – порог срабатывания алгоритмов контроля. При $y = h$ выходной сигнал фильтра входит в допустимый коридор и считается кондиционным, т. е. заканчивается состояние сбоя. При этом $h = H e^{-T_{\text{восст}}/T_\phi}$ и, следовательно, $T_{\text{восст}} = T_\phi \ln(H/h)$. Среднее время восстановления есть:

$$\bar{T}_{\text{восст}} = \int_h^{H_{\text{max}}} P(H) T_\phi \ln\left(\frac{H}{h}\right) dH,$$

где $P(H)$ – распределение сбоев по уровню.

Пусть $P(H) = 1/H_{\text{max}}$ – равномерное распределение. Можно получить:

$$T_{\text{восст}} = T_{\phi} \left[\ln \left(\frac{H_{\text{max}}}{h} \right) - 1 + \frac{h}{H_{\text{max}}} \right].$$

Очевидно, что два процесса – уменьшение порога срабатывания и уменьшение времени восстановления – противоречат друг другу, т. к. уменьшение порога срабатывания ведет к увеличению времени восстановления. Поскольку время восстановления пропорционально постоянной времени фильтра, то при малых порогах срабатывания ($h < 0,1H_{\text{max}}$) и больших постоянных времени ($T_{\phi} > 0,4 \text{ с}$) время восстановления фильтра составляет одну и более секунд, что может оказаться недопустимым и потребовать принудительного восстановления фильтра.

Контроль типовых звеньев с использованием счетчика несравнений.

Рассмотрим двухканальную систему (см. рис. 5.18), где имеется переменная, которая может быть выходным сигналом прямой цепи, апериодического фильтра или интеграла. Она подвержена сбоям, причем считаем, что сбои возможны лишь в первом канале, а переменная второго канала используется в качестве эталонного сигнала. Производится контроль данных с использованием счетчика несравнений, работающего следующим образом:

- если переменные y_1 и y_2 отличаются более чем на порог срабатывания, значение счетчика несравнений увеличивается на единицу вплоть до его максимального значения, которое определяет в мониторе время подтверждения отказного состояния контролируемого сигнала;
- если разница между y_1 и y_2 меньше порога срабатывания, значение счетчика несравнений уменьшается на единицу вплоть до нуля;
- если счетчик несравнений достигает максимального значения, монитор считает переменную неисправной, что ведет к реконфигурации системы.

Далее считается, что счетчик несравнений также подвержен сбоям, т. е. счетчик может достичь своего максимального значения как за счет сбоев переменной, так и за счет сбоев самого счетчика. Интенсивность сбоев датчика обозначим λ_J , поскольку она может отличаться от интенсивности сбоев

контролируемого сигнала. Определим вероятность достижения счетчиком несравнений максимального значения для двух вариантов:

- сбой сигнала прямой цепи (восстановление за один шаг);
- сбой сигнала апериодического фильтра (самовосстановление по апериодическому закону).

Случай сбоя интегральной переменной приводится к одному из этих двух в зависимости от того каким образом происходит ее восстановление. Рассмотрим эти варианты более детально.

Сигнал прямой цепи. Имеем распределение для случайного процесса $y(nT_0)$:

$$P(y(nT_0)) = \frac{\lambda T_0}{H_{\max}} + (1 - \lambda T_0)\delta(y), \quad y \in [0; H_{\max}].$$

Если сбоя нет (вероятность этого события $1 - \lambda T_0$), то рассматриваемый сигнал принимает номинальное нулевое значение – слагаемое $(1 - \lambda T_0)\delta(y)$. Если сбой есть (вероятность этого события λT_0), то имеем равномерное распределение переменной y в пределах $y \in [0; H_{\max}]$. Что касается счетчика несравнений, то его распределение в момент времени $t = nT_0$ зависит от его значения в момент времени $(n - 1)T_0$, т. е. это марковский процесс. Пусть h – порог срабатывания алгоритмов контроля, J, J_{\max} – текущее и максимальное значения счетчика несравнений. Распределение $P(J(nT_0))$ определяется следующим образом.

1. $J((n - 1)T_0) = 0$. Для распределения $P(J(nT_0))$ справедливо выражение:

$$P(J(nT_0)) = (1 - \lambda_J T_0) \cdot \left[\left(1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{h}{H_{\max}} \right) \delta(J) + \lambda T_0 \left(1 - \frac{h}{H_{\max}} \right) \delta(J - 1) \right] + \lambda_J T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1} \cdot \sum_{k=0}^{J_{\max}} \delta(J - k).$$

Здесь $\delta(n)$ можно трактовать как импульсную функцию целочисленного аргумента:

$$\delta(0) = 1, \delta(N) = 0, N \neq 0.$$

2. $J((n-1)T_0) = J_{\max}$. В этом случае распределение $P(J(nT_0))$ есть:

$$P(J(nT_0)) = (1 - \lambda_J T_0) \cdot \left[\left(1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{h}{H_{\max}} \right) \cdot \delta(J - J_{\max} + 1) + \lambda T_0 \left(1 - \frac{h}{H_{\max}} \right) \delta(J - J_{\max}) \right] + \lambda_J T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1} \cdot \sum_{k=0}^{J_{\max}} \delta(J - k).$$

3. $0 < J((n-1)T_0) = M < J_{\max}$.

$$P(J(nT_0)) = (1 - \lambda_J T_0) \cdot \left[\left(1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{h}{H_{\max}} \right) \delta(J - M + 1) + \lambda T_0 \left(1 - \frac{h}{H_{\max}} \right) \delta(J - M - 1) \right] + \lambda_J T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1} \cdot \sum_{k=0}^{J_{\max}} \delta(J - k).$$

Чтобы найти интенсивность достижения счетчиком несравнений максимального значения, нужно определить стационарное распределение $P(J)$, что является вполне разрешимой задачей. На рис. 5.19 приведены зависимости интенсивности достижения счетчиком несравнений максимального значения для прямой цепи при отсутствии сбоев счетчика несравнений для различных значений J_{\max} . Видно, что увеличение J_{\max} увеличивает наклон логарифмической характеристики. Это приводит к резкому снижению вероятности достижения максимального значения при больших значениях J_{\max} . На рис. 5.20 приведены аналогичные зависимости при наличии сбоев счетчика несравнений, причем их интенсивность равна интенсивности сбоев элементарной ячейки памяти. Видно, что наличие сбоев счетчика несравнений весьма существенно влияет на вероятность достижения им максимального значения.

Таким образом, для сигнала прямой цепи введение защиты счетчика несравнений от сбоев весьма значительно увеличивает эффективность системы контроля, поскольку в данном случае принятие решения об отказе контролируемого сигнала сильно зависит от сбоев счетчика несравнений.

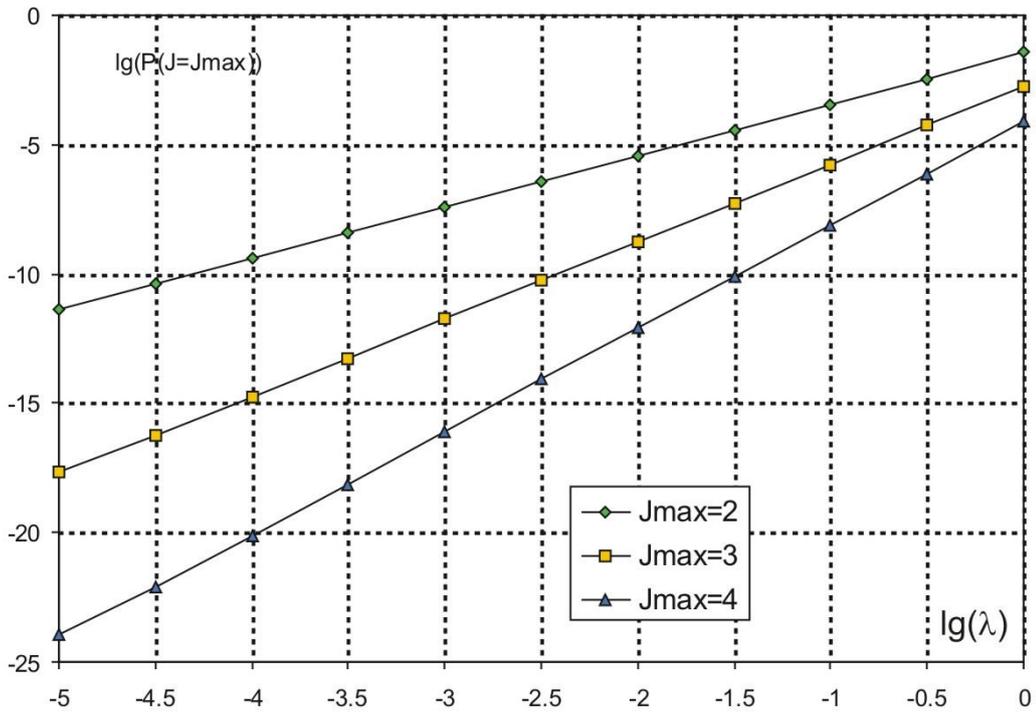


Рисунок 5.19 – Интенсивность срабатываний монитора сигнала прямой цепи при отсутствии сбояв счетчика несравнений

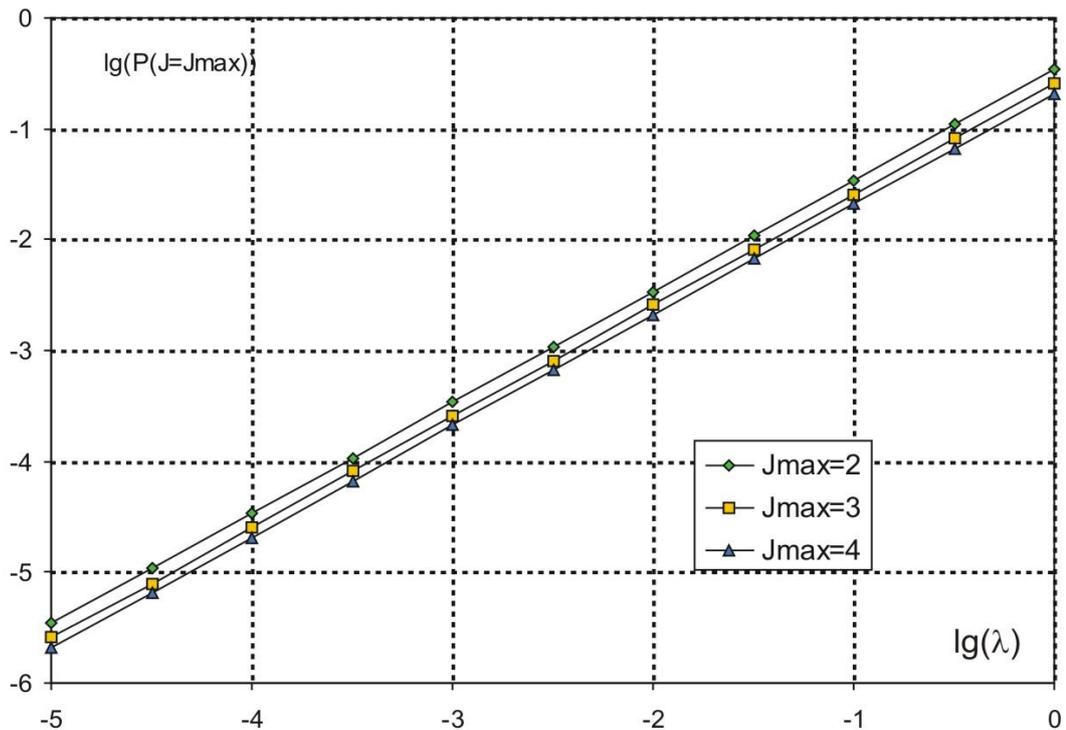


Рисунок 5.20 – Интенсивность срабатываний монитора сигнала прямой цепи при наличии сбояв счетчика несравнений

Сигнал аperiodического фильтра. Для аperiodического фильтра распределение выходного сигнала $y(nT_0)$ зависит от его значения в момент времени $(n-1)T_0$, т. е. случайный процесс $y(nT_0)$ является марковским. Обозначим: $y(nT_0) = y_n$, $J(nT_0) = J_n$. Можно показать, что распределение определяется следующим образом:

$$P(y_n) = \frac{\lambda T_0}{H_{\max}} + (1 - \lambda \cdot T_0) \delta \left(y - \frac{T_\phi}{T_\phi + T_0} y_{n-1} \right), \quad y \in [0; H_{\max}].$$

Если сбоя нет (вероятность $1 - \lambda T_0$), то $y_n = \frac{T_\phi}{T_\phi + T_0} y_{n-1}$, т. е. происходит «списывание» к нулю с постоянной времени T_ϕ . Если сбой есть (вероятность λT_0), то имеем равномерное распределение переменной y в пределах $[0; H_{\max}]$. Необходимо найти стационарное распределение сигнала y_n . Для этого рассмотрим изменение распределения по времени. Имеем уравнение перехода: $y_n = F(y_{n-1})$ и распределение в момент времени $t = nT_0 - P_n(y)$. Если в момент времени $t = nT_0$ значение переменной лежит в промежутке $[y; y + dy]$, то вероятность этого события есть $P_n(y)dy$. При отсутствии сбоев значение переменной в момент времени $(n-1)T_0$ было $\bar{F}(y)$ ($\bar{F}(y)$ – обратная функция к $F(y)$), а промежуток был следующий: $[\bar{F}(y); \bar{F}(y) + \bar{F}'(y)dy]$. Поскольку вероятность не меняется, то для плотности вероятности распределения справедливо уравнение перехода:

$$P_n(y) = P_{n-1}(\bar{F}(y))\bar{F}'(y).$$

При наличии сбоев:

$$P_n(y) = (1 - \lambda T_0) \cdot P_{n-1}(\bar{F}(y))\bar{F}'(y) + \lambda T_0 \frac{1}{H_{\max}}. \quad (5.1)$$

С помощью данного уравнения можно определить стационарное распределение.

Пусть h – порог срабатывания алгоритмов контроля аperiodического фильтра. Разобьем область изменения сигнала y на следующие промежутки:

0. $y \in [0; h] = L_0$ – переменная лежит ниже порога срабатывания алгоритмов контроля. Вероятность того, что в момент времени $t = nT_0$ переменная y будет лежать внутри этого отрезка, назовем $P(y \in L_0)$.

1. $y \in [h; \bar{F}(h)] = L_1$ – этот отрезок характеризуется тем, что если в момент $(n-1)T_0$ y лежит в нем, то при отсутствии сбоев переменная y в момент времени nT_0 попадет в промежуток L_0 . Соответствующую вероятность назовем $P(y \in L_1)$. Также назовем $\bar{F}(h) = h_1$.

...

m. $y \in [h_{m-}; H_{\max}] = L_m$ – этот промежуток обладает всеми свойствами описанных ранее промежутков, кроме того, он оканчивается максимальным значением переменной y – H_{\max} . При этом уравнение (5.1) переходит в следующую систему уравнений для $P(y \in L_j)$:

$$\begin{aligned}
 P(y_n \in L_0) &= (1 - \lambda T_0)(P(y_{n-1} \in L_0) + P(y_{n-1} \in L_1)) + \lambda T_0 \frac{h}{H_{\max}}, \\
 P(y_n \in L_1) &= (1 - \lambda T_0)P(y_{n-1} \in L_2) + \lambda T_0 \frac{h_1 - h}{H_{\max}}, \\
 &\dots \\
 P(y_n \in L_j) &= (1 - \lambda T_0)P(y_{n-1} \in L_{j+1}) + \lambda T_0 \frac{h_j - h_{j-1}}{H_{\max}}, \\
 &\dots \\
 P(y_n \in L_m) &= \lambda T_0 \frac{H_{\max} - h_{m-1}}{H_{\max}}.
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Для получения стационарного распределения необходимо решить систему уравнений (5.2), положив $P(y_n \in L_j) = P(y_{n-1} \in L_j)$, $j = 0, 1, \dots, m$. Систему уравнений (5.2) можно представить в виде:

$$\mathbf{P}(y_n) = \mathbf{R}(y_n | y_{n-1})\mathbf{P}(y_{n-1}),$$

где $\mathbf{P}(y_n) = \begin{bmatrix} P(y_n \in L_0) \\ P(y_n \in L_m) \end{bmatrix}$ – вектор вероятностей различных состояний сигнала

апериодического фильтра, \mathbf{R} – матрица перехода. Подобный способ описания

широко используется в теории марковских процессов. В данном случае имеем следующие выражения для элементов матрицы перехода:

$$\begin{aligned}
 R_{0,0} &= R_{0,1} = 1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{h}{H_{\max}}, \\
 R_{0,i} &= \lambda T_0 \frac{h}{H_{\max}}, & i > 1, \\
 R_{i,i+1} &= 1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{h_i - h_{i-1}}{H_{\max}}, & i = 1, \dots, m-1, \\
 R_{m,i} &= \lambda T_0 \frac{H_{\max} - h_{m-1}}{H_{\max}}, & i = 0, 1, \dots, m, \\
 R_{i,j} &= \lambda T_0 \frac{h_j - h_{j-1}}{H_{\max}} & \text{в остальных случаях.}
 \end{aligned}$$

Рассмотрим распределение счетчика несравнений. Его распределение в момент времени $t = nT_0$ зависит от значений счетчика несравнений и апериодического фильтра в момент времени $(n-1)T_0$, т. е. это также марковский процесс. Уравнение перехода для этого процесса можно записать в виде:

$$P(y_n \in L_i, J_n = j) = \sum_{k,l} P(y_n \in L_i, J_n = j | y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l) P(y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l),$$

где $P(y_n \in L_i, J_n = j)$ – совместное распределение событий, состоящих в том, что в момент времени $t = nT_0$ значение сигнала фильтра будет лежать в промежутке L_i , а значение счетчика несравнений будет равно j .

Очевидно, что $P(y_n \in L_i, J_n = j) = P(J_n = j | y_n \in L_i) \cdot P(y_n \in L_i)$. Поскольку функционирование фильтра не зависит от счетчика несравнений, то распределение $P(y_n \in L_i)$ можно брать из предыдущего рассмотренного случая. Рассмотрим условную вероятность $P(y_n \in L_i, J_n = j | y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l)$. Поскольку имеется соотношение $P(ab|c) = P(a|bc) P(b|c)$, то:

$$\begin{aligned}
 P(y_n \in L_i, J_n = j | y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l) &= P(J_n = j | y_n \in L_i, y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l), \\
 P(y_n \in L_i | y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l) &.
 \end{aligned}$$

Легко видеть, что:

$$\begin{aligned}
 P(J_n = j | y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l) &= P(J_n = j | y_n \in L_i, J_{n-1} = l), \\
 P(y_n \in L_i | y_{n-1} \in L_k, J_{n-1} = l) &= P(y_n \in L_i | y_{n-1} \in L_k).
 \end{aligned}$$

После этого можно получить следующее уравнение перехода для совместного распределения:

$$P(J_n = j | y_n \in L_i) \cdot P(y_n \in L_i) = \sum_{k,l} P(J_n = j | y_n \in L_i, J_{n-1} = l), \quad (5.3)$$

$$P(y_n \in L_i | y_{n-1} \in L_k) \cdot P(y_{n-1} \in L_k) \cdot P(J_{n-1} = l | y_{n-1} \in L_k).$$

При решении уравнения (5.3) в качестве $P(y_n \in L_i)$ берется ранее определенное стационарное распределение аperiodического фильтра. Коэффициенты $P(y_n \in L_i | y_{n-1} \in L_k)$ есть не что иное, как элементы матрицы в уравнении перехода для распределения выходного сигнала аperiodического фильтра. Соответствующие коэффициенты уравнения перехода равны:

1. $0 < y_{n-1} < h$. Сигнал фильтра сравнивается с эталонным.

$$P(J_n = 0 | J_{n-1} = 0, y_n \in L_0) = 1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1},$$

$$P(J_n = i - 1 | J_{n-1} = i, y_n \in L_0) = 1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1}, \quad i = 1, \dots, J_{\max},$$

$$P(J_n = i | J_{n-1} = j, y_n \in L_0) = \lambda T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1} \quad \text{в остальных случаях.}$$

2. $y_{n-1} > h$. Сигнал фильтра не сравнивается с эталонным.

$$P(J_n = J_{\max} | J_{n-1} = J_{\max}, y_n \in L_s) = 1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1},$$

$$P(J_n = i | J_{n-1} = i - 1, y_n \in L_s) = 1 - \lambda T_0 + \lambda T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1}, \quad i = 1, \dots, J_{\max},$$

$$P(J_n = i | J_{n-1} = j, y_n \in L_s) = \lambda T_0 \frac{1}{J_{\max} + 1} \quad \text{в остальных случаях.}$$

В результате решения уравнения (5.3) получаем стационарное условное распределение $P(J = j | y \in L_k)$, после чего легко найти вероятность $P(J = J_{\max}) = \sum_k P(J = J_{\max} | y \in L_k) \cdot P(y \in L_k)$, которая определяет интенсивность достижения счетчиком несравнений максимального значения.

На рис. 5.21–5.22 приведены зависимости интенсивности достижения счетчиком несравнений максимального значения для аperiodического фильтра, причем на рис. 5.21 приведены зависимости при отсутствии сбоев счетчика несравнений, а на рис. 5.22 приведены характеристики при их наличии.

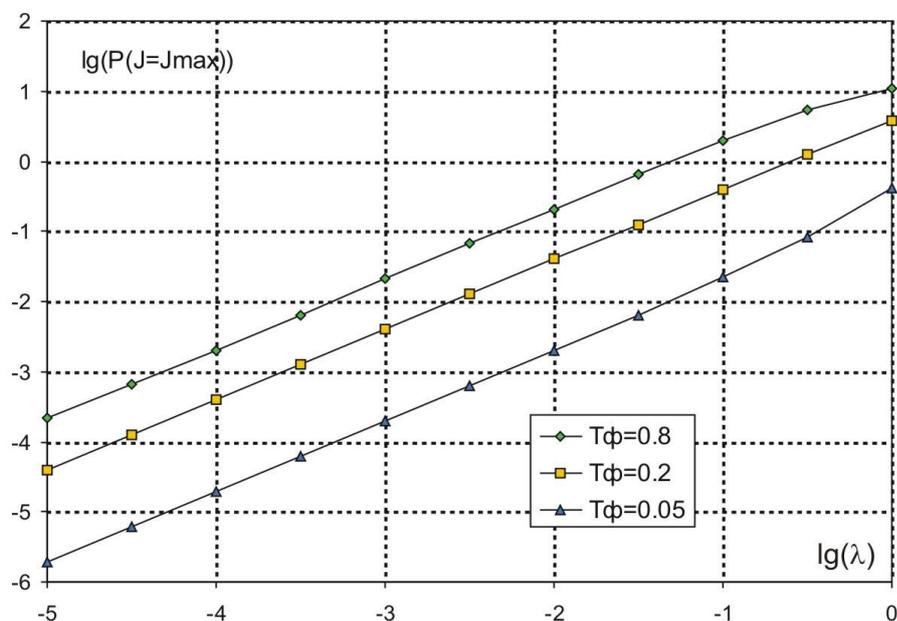


Рисунок 5.21 – Интенсивность отказов сигнала аperiodического фильтра при отсутствии сбоев счетчика несравнений

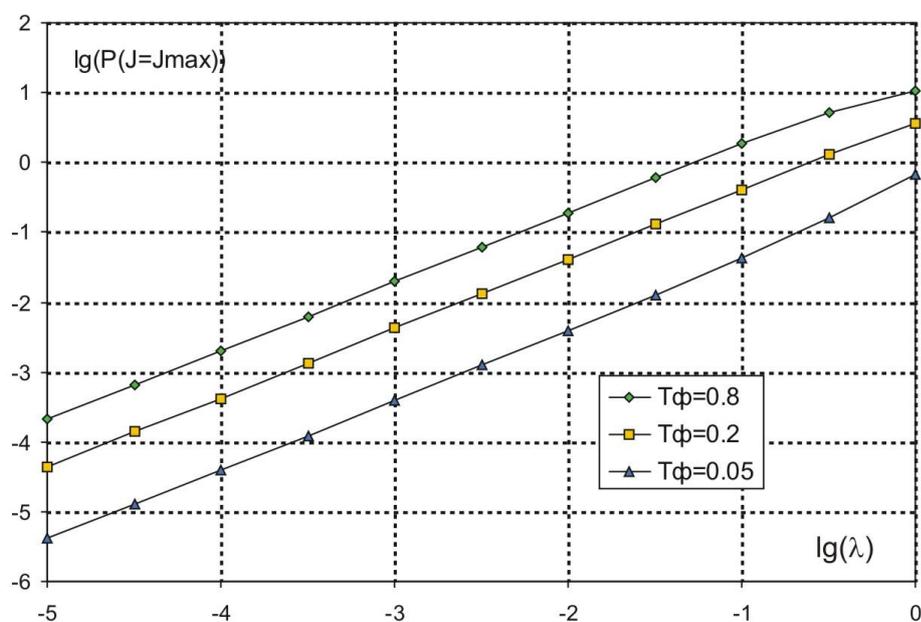


Рисунок 5.22 – Интенсивность отказов сигнала аperiodического фильтра при наличии сбоев счетчика несравнений

Следует отметить, что интенсивность достижения счетчиком несравнений максимального значения для апериодического фильтра значительно выше, нежели для прямой цепи. Это объясняется тем, что у апериодического фильтра существенно большее, нежели у сигнала прямой цепи время восстановления. Поэтому даже одного сбоя сигнала фильтра может быть достаточно для достижения счетчиком несравнения максимального значения. Поскольку счетчик несравнений предназначен для того, чтобы внести инерционность в процесс принятия решения об отказе сигнала фильтра, то логично требовать от счетчика несравнений, чтобы он отличал сбой апериодического фильтра от его отказа. Поэтому при любом сбое сигнала фильтра счетчик несравнений не должен достигать максимального значения. Следовательно, должно выполняться условие $J_{\max} > m$. Поскольку

$$m = \lg\left(\frac{H_{\max}}{h}\right) / \lg\left(\frac{T_0 + T_{\phi}}{T_{\phi}}\right) + 1,$$

то:

$$J_{\max} > \lg\left(\frac{H_{\max}}{h}\right) / \lg\left(\frac{T_0 + T_{\phi}}{T_{\phi}}\right) + 1.$$

Это неравенство определяет условие, накладываемое на параметры фильтра и алгоритмы контроля, выполнение которого гарантирует, что при сбоях апериодического фильтра счетчик несравнений не достигнет максимального значения и признак неисправности сигнала апериодического фильтра выработан не будет. На рис. 5.23 приведены области допустимых параметров фильтра и алгоритма контроля. В совокупности с ограничениями на порог срабатывания и на максимальное значение счетчика несравнений это условие определяет максимальную постоянную времени фильтра, при которой допускается его самовосстановление. Видно, что ограничение весьма жесткое. Так, при $h = 0,1H_{\max}$, $T_0 = 0,05$ с и $J_{\max} = 4$ максимальная постоянная времени фильтра $T_{\phi} = 0,05$ с, при $h = 0,3H_{\max}$ постоянная времени увеличивается до $T_{\phi} = 0,1$ с. Возвращаясь к зависимости $\lambda(J = J_{\max}) = f(\lambda)$, следует отметить, что

интенсивность событий λ ($J = J_{\max}$) для апериодического фильтра и прямой цепи различаются более чем на четыре порядка. Кроме того, следует отметить единичный наклон логарифмической характеристики $P(J = J_{\max}) = F(\lambda)$, т. е. доминирующей причиной искомого события является единичный сбой фильтра (в данном случае $J_{\max} < m$). Это невозможно для случая прямой цепи. При увеличении порога срабатывания наклон характеристики увеличивается, как только количество промежутков, на которые разбивается область изменения сигнала апериодического фильтра, достигает значения J_{\max} .

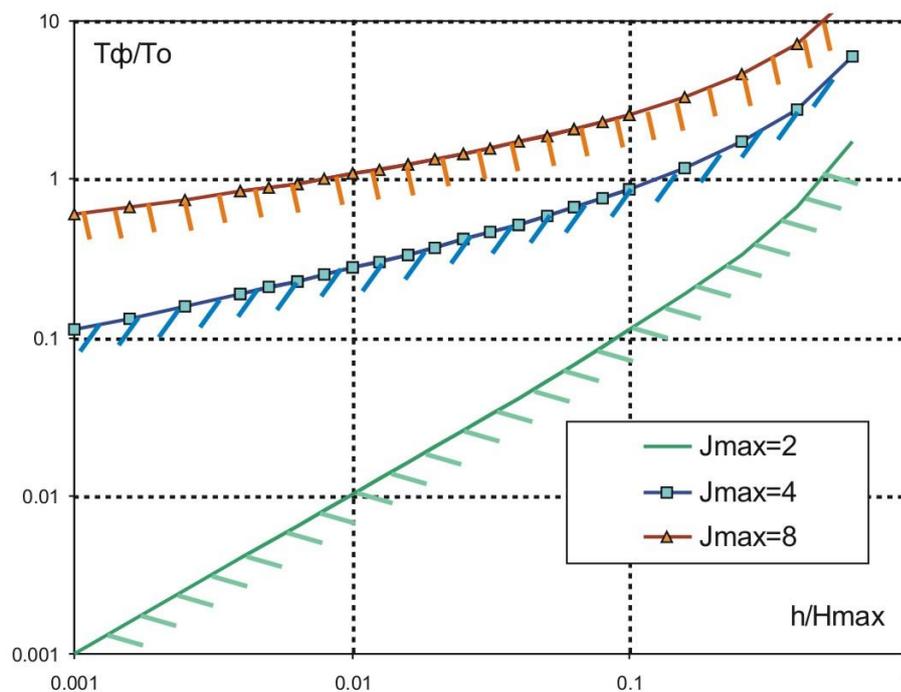


Рисунок 5.23 – Область параметров апериодического фильтра, при которых нет срабатываний системы контроля после сбоев

5.4 Предварительная оценка порогов срабатывания алгоритмов контроля

Как уже отмечалось, обеспечение безопасности полета – важнейшая задача при разработке самолета. Одной из главных предпосылок безопасности является надежность системы управления и бортового оборудования самолета, что определяется их архитектурным построением, уровнем резервирования и надежностью элементов. Для обеспечения надежности системы резервирование

элементов должно дополняться средствами обнаружения, локализации и изоляции отказавшего элемента. С этой целью система дистанционного управления самолетом и другие бортовые системы обязательно содержат систему контроля, которая выполняет следующие функции:

- контроль оборудования; выполняется бортовыми средствами встроенного контроля (BIT-Built In Test);
- контроль условий эксплуатации - обычно это включает проверку наличия электропитания, контроль температуры (особенно вычислительной части), наличие обледенения датчиков системы воздушных сигналов и т. д.;
- проверка признаков исправности и контроль входной информации;
- проверка признаков исправности и контроль сигналов от соседних каналов;
- самоконтроль электронных блоков управления и контроля приводов и цифровых вычислителей основной системы управления и синхронизация состояний резервированных вычислителей;
- контроль вычислительного процесса и координация результатов, т. е. выравнивание интегралов и фильтров, контроль выходных сигналов;
- обнаружение отказа основной системы управления, ее реконфигурация и переключение на резервную систему управления.

СДУ должна обеспечивать автоматический наземный и полетный встроенный контроль элементов и сигналов взаимодействующих систем с автоматическим обнаружением, локализацией и изоляцией отказавшего элемента. Информация об отказавшем элементе до уровня конструктивно-съёмного элемента (LRU) должна быть отправлена в соответствующие системы предупреждения и регистрации. Кроме того, обнаружение, локализация и изоляция отказа должны выполняться в течение ограниченного времени.

Как и всякий другой элемент системы управления, система контроля подвержена отказам, хотя уместнее говорить о неправильном функционировании. Обычно рассматривают два вида отказов системы контроля: несрабатывание и ложное срабатывание.

Анализ функциональных отказов системы контроля. Отказы системы контроля для разных сигналов приводят к последствиям разной тяжести. Критичность этих отказов для каждого сигнала должна быть определена на этапе анализа функциональных отказов. Для основной системы управления современного пассажирского самолета критичность отказов системы контроля сигналов определяется критичностью функций, где этот сигнал используется (см. таблицу 5.1). Например, в логике реконфигурации законов управления предусмотрено переключение на резервное управление в случае отказа сигналов интегрированной системы воздушных сигналов и инерциальной информации (ADIRS). Такая ситуация оценивается как сложная ситуация, и вероятность данного события не должна превышать $P/T < 10^{-5}$ 1/ч.

Оценка вероятности ложного срабатывания системы контроля. Рассмотрим особую ситуацию, связанную с неправильным функционированием системы контроля, а именно: сигнализируемую потерю сигнала, что имеет место при ложном срабатывании системы контроля как при всех исправных сигналах, так и при отказах части сигналов. Качественное рассмотрение и вероятностный анализ этих двух видов отказов системы контроля очень важен для выбора ключевых параметров системы контроля – порогов срабатывания и времени подтверждения. Пороги срабатывания необходимо делать минимально возможными, чтобы исключить несрабатывание системы контроля. С другой стороны, при очень малых значениях порога срабатывания резко возрастает вероятность ложного срабатывания системы. Поэтому пороги срабатывания системы контроля надо делать минимальными при условии, что вероятность ложного срабатывания системы контроля не превысит допустимый уровень, определяемый критичностью данного отказа, который должен быть определен на этапе анализа опасности функциональных отказов (см. таблицу 5.1).

Точно также, чем больше время подтверждения, тем выше достоверность определения состояния сигнала. Однако существует ограничение на время, в течение которого состояние системы должно быть определено. Данное ограничение определяется из условия, что за время обнаружения активного отказа системы управления на режиме максимального скоростного напора самолет не

должен превысить предельную перегрузку. Для каждого самолета время подтверждения должно быть определено отдельно.

Таблица 5.1 Оценка функциональной опасности отказов сигналов СДУ

Контролируемый сигнал	Несигнализируемая потеря сигнала (отказ датчиков + несрабатывание системы контроля)	Сигнализируемая потеря сигнала (ложное срабатывание системы контроля исправных сигналов + комбинация отказ части сигналов и ложное срабатывание системы контроля)
Перемещение ручки по тангажу	КС ($P/T < 10^{-9}$ 1/ч)	АС–СС ($P/T < 10^{-7}$ 1/ч)
Перемещение ручки по крену	КС ($P/T < 10^{-9}$ 1/ч)	АС–СС ($P/T < 10^{-7}$ 1/ч)
Перемещение педалей	АС ($P/T < 10^{-7}$ 1/ч)	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)
Угловая скорость тангажа	АС ($P/T < 10^{-7}$ 1/ч)	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)
Угловая скорость крена	УУП ($P/T < 10^{-3}$ 1/ч)	УУП ($P/T < 10^{-3}$ 1/ч)
Угловая скорость рыскания	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)	СС–УУП ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)
Нормальная перегрузка	АС–СС ($P/T < 10^{-7}$ 1/ч)	СС–УУП ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)
Боковая перегрузка	УУП ($P/T < 10^{-3}$ 1/ч)	УУП–БП ($P/T < 10^{-3}$ 1/ч)
Угол атаки	КС ($P/T < 10^{-9}$ 1/ч)	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)
Угол тангажа	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)	УУП ($P/T < 10^{-3}$ 1/ч)
Угол крена	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)	УУП ($P/T < 10^{-3}$ 1/ч)
Сигнал управления основной системы по тангажу	КС ($P/T < 10^{-9}$ 1/ч)	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)
Сигнал управления основной системы по крену	КС ($P/T < 10^{-9}$ 1/ч)	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)
Сигнал управления основной системы по рысканию	КС ($P/T < 10^{-9}$ 1/ч)	СС ($P/T < 10^{-5}$ 1/ч)

Как правило, процедура контроля входного сигнала включает следующие шаги:

- попарное сравнение сигналов, полученных от разных источников информации;
- анализ повторяемости работоспособного или отказного состояния сигнала с помощью счетчика несравнений.

Отрицательный результат контроля входного сигнала на одном шаге вычисления не является причиной рассматривать этот сигнал как отказавший. Чтобы было принято такое решение, отрицательный результат должен быть подтвержден в течение определенного времени. Простейшая схема счетчика несравнений для принятия решения об отказе сигнала представлена на рис. 5.24. Этот счетчик имеет параметры: J_X – исправность сигнала на текущем шаге вычислений, определяемая совпадением двух сигналов, N_F – число накопленных несравнений, T_{conf} – время, необходимое для подтверждения отказа или исправности, StX – выходной сигнал счетчика несравнений (при $StX = 0$ – сигнал рассматривают как отказавший).

Как было отмечено выше, пороги срабатывания системы контроля надо делать минимально возможными, но вероятность ложного срабатывания системы контроля не должна превышать уровень, определяемый критичностью данного отказа. В этих условиях задача оценки вероятности ложного срабатывания приобретает большую важность.

Рассмотрим следующую типичную ситуацию (см. рис. 5.24). Имеются три датчика – источники информации и три вычислителя системы управления. В каждом вычислителе имеется информация от всех трех датчиков, т. к. каждый датчик подключен ко всем вычислителям.

Данная схема подключения соответствует подключению к вычислителям PFCU цифровых информационных систем, например ADIRS, которые являются источником важнейшей информации, необходимой для расчета управляющих сигналов – угловых скоростей, линейных ускорений, углового положения самолета, угла атаки и высотно-скоростных параметров.

Для данной архитектуры вероятность ложного срабатывания системы контроля входных сигналов оценивается следующим выражением:

$$P = P_3(T) + 3\lambda TP_2(T) + 3\lambda^2 T^2 P_1(T),$$

где:

P_3 – вероятность ложного срабатывания монитора трех исправных сигналов;

P_2 – вероятность ложного срабатывания монитора двух исправных сигналов;

P_1 – вероятность ложного срабатывания монитора одного сигнала;

λ – интенсивность отказов датчика контролируемого сигнала;

T – продолжительность полета.

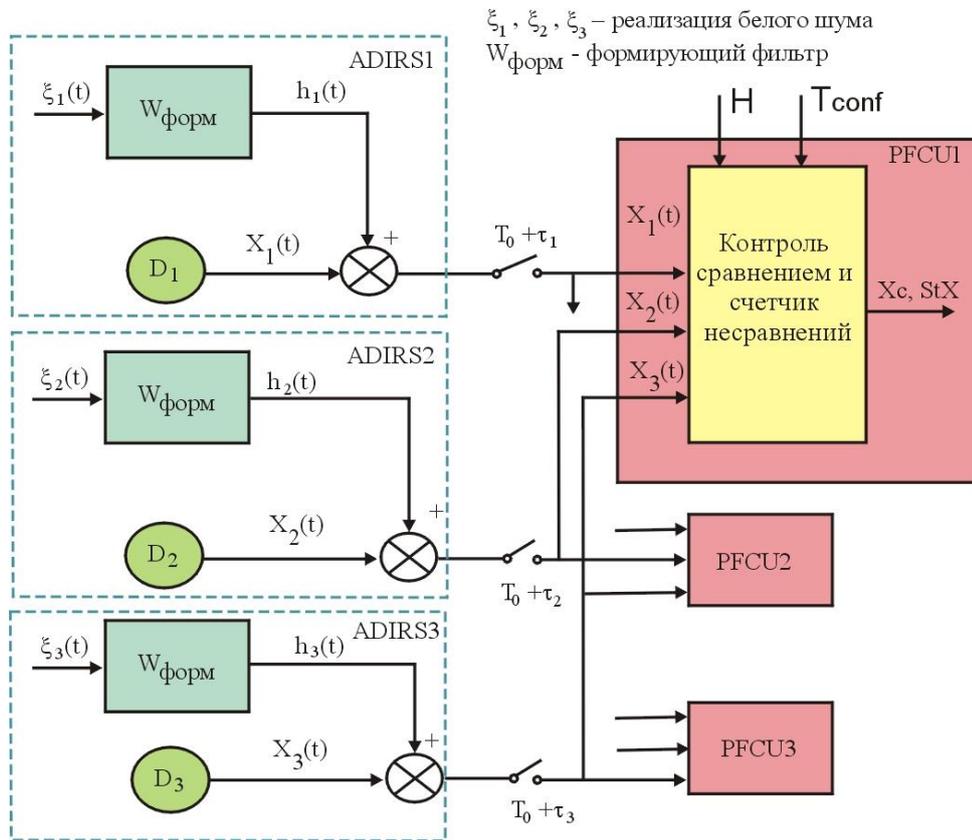


Рисунок 5.24 – Схема подключения датчиков к вычислителям

Оценка вероятности ложного срабатывания в общей постановке является весьма сложной задачей, поэтому ниже рассматривается частный случай, а именно, оценивается вероятность ложного срабатывания системы контроля при наличии двух исправных источников информации (рис. 5.25). При контроле сравнением

анализируется рассогласование $y_1(t) - y_2(t - \tau)$, т. е. показания датчиков, относящиеся к разным моментам времени. Это связано с асинхронностью работы и задержками при передаче информации по цифровым линиям связи. В сигнале каждого датчика присутствует «шум», содержащий постоянное смещение и центрированный случайный сигнал, получаемый с помощью формирующего фильтра. Считаем, что спектральные характеристики «шумов» в различных каналах одинаковы, но сами случайные процессы независимые.

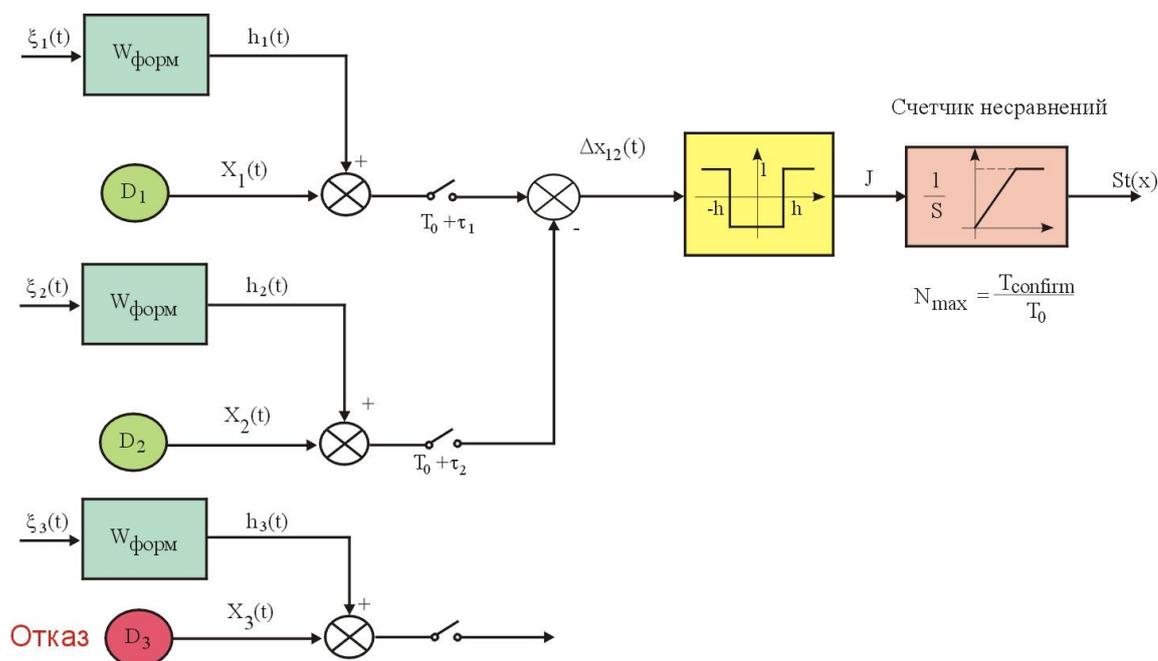


Рисунок 5.25 – Расчетный случай (датчик в состоянии отказа) и логика счетчика несравнений

Основной целью работы является сведение данной задачи к классической задаче теории выбросов – оценке вероятности, что случайный процесс превысит заданный уровень в течение времени T за время наблюдения $T_{\text{полета}}$. Процедура сведения связана с рядом допущений и предположений, которые перечислены ниже.

1. Очевидно, что наличие постоянного смещения в контролируемых сигналах эквивалентно уменьшению порога срабатывания алгоритмов контроля.

2. Считаем, что счетчик несравнений достигнет максимального значения, если рассогласование между контролируемыми сигналами больше порога срабатывания в течение времени $T > T_{\text{conf}}$.

Далее рассмотрим рассогласование между контролируемыми сигналами:

$$\Delta y_{12} = y_1(t) - y_2(t - \tau) + \eta_1(t) - \eta_2(t - \tau).$$

Поскольку процессы $\eta_1(t)$ и $\eta_2(t)$ независимы, то можно записать:

$$\Delta y_{12} = y_1(t) - y_2(t - \tau) + \sqrt{2}\eta(t) = y(t) - y(t - \tau) + \sqrt{2}\eta(t).$$

Предполагаем, что сигнал $y(t)$ дифференцируем. Тогда:

$$\Delta y_{12} = \frac{dy(t)}{dt} \tau + \sqrt{2}\eta(t). \tag{5.4}$$

Данные преобразования приведены на рис. 5.26.

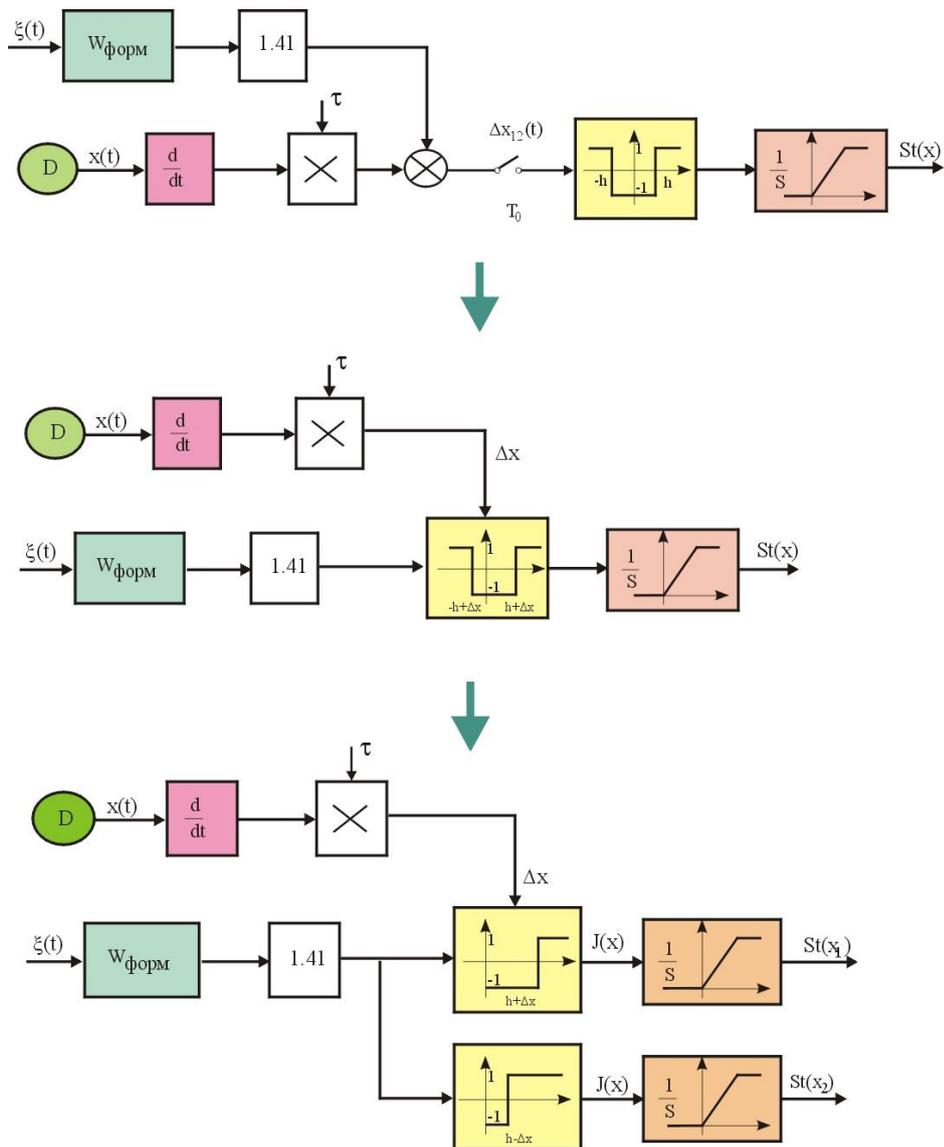


Рисунок 5.26 – Преобразование системы к расчетному виду

Анализ выражения (5.4) показывает, что рассогласование контролируемых сигналов складывается из двух основных компонент:

- случайная, вызванная наличием «шумов» в контролируемом сигнале;
- асинхронная, которая появляется при наличии ненулевой производной контролируемого сигнала по времени и временного сдвига между моментами обновления информации сравниваемых сигналов.

Временной сдвиг определяется не только асинхронной работой цифровых систем, но и задержками в цифровых линиях передачи информации. Для определения временного сдвига необходимо хорошо представлять циклограмму работы комплекса «датчики – системы управления».

Пусть в каждый момент времени распределение сигнала $\eta(t)$ – нормальное с дисперсией σ . Тогда вероятность превышения сигналом Δy_{12} порогового значения h оценивается выражением:

$$P(\Delta y_{12} > h) = F\left(-\frac{h - \frac{dy(t)}{dt} \tau}{\sqrt{2}\sigma}\right) + F\left(-\frac{h + \frac{dy(t)}{dt} \tau}{\sqrt{2}\sigma}\right),$$

где $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy$ – интегральная функция распределения.

Упрощая, можно получить:

$$P(\Delta y_{12} > h) = 2F\left(-\frac{h}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{h^2}{4\sigma^2}\right) \cdot \left(\frac{dy(t)}{dt} \tau\right)^2.$$

Данные зависимости приведены на рис. 5.27. Видно, что асинхронная составляющая оказывает заметное влияние на вероятность ложного срабатывания системы контроля на одном шаге при $\frac{1}{\sigma} \cdot \frac{dy}{dt} \cdot \tau > 0,4$, а при $\frac{1}{\sigma} \cdot \frac{dy}{dt} \cdot \tau > 1$ это влияние становится доминирующим.

В общем виде получить решение задачи о выходе счетчика несравнений на максимальный уровень (рассогласование больше порогового в течение времени, большего времени подтверждения T_{conf}) при условии, что рассогласование описывается выражением (5.4), весьма сложно. Ниже рассматриваются два более простых случая, которые поддаются решению.

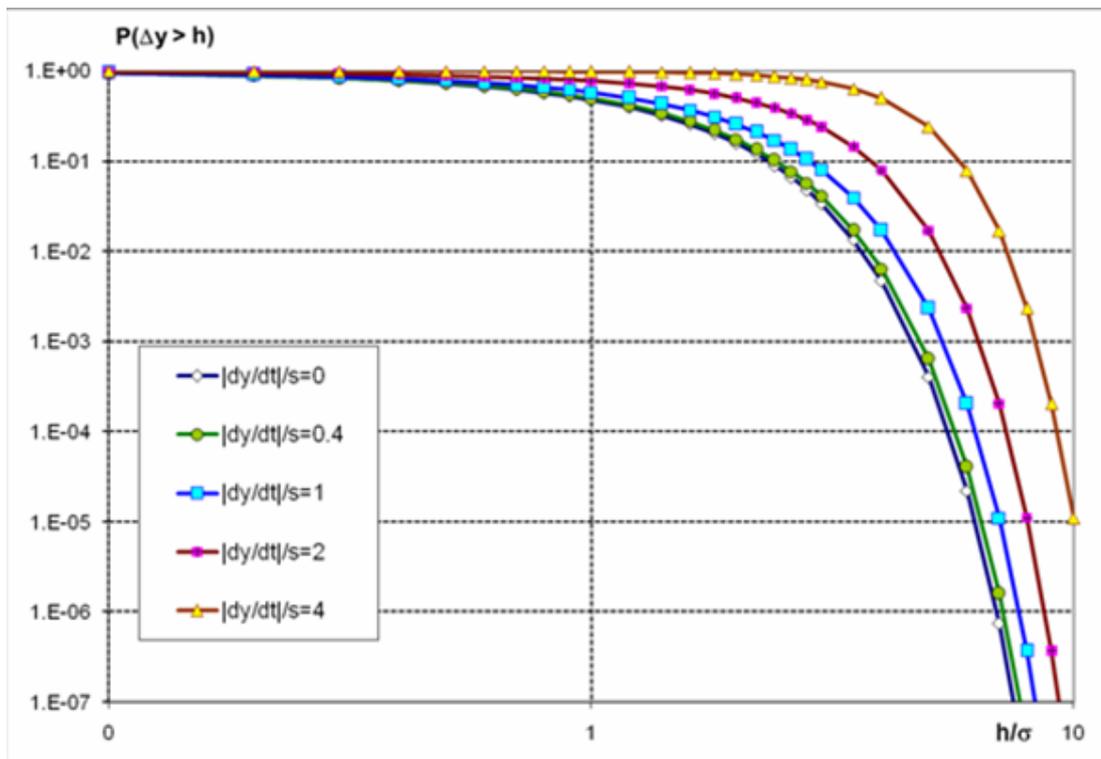


Рисунок 5.27 – Вероятность превышения порога на шаге рассогласования двух сигналов

Срабатывание системы контроля вследствие «шумов» датчиков. Пусть основную роль в рассогласовании играет случайная составляющая, вызванная «шумами» датчиков контролируемого сигнала, т. е. предполагается, что процесс $y(t)$ достаточно медленный. Поэтому слагаемое $dy(t)/dt \cdot \tau$ можно рассматривать как квазипостоянное смещение. Как указывалось выше, постоянное смещение эквивалентно уменьшению порога срабатывания алгоритмов контроля при условии, что на вход алгоритмов контроля идет сигнал $\Delta y_{12} = \sqrt{2}\eta(t)$.

Вероятность достижения счетчиком несравнения максимального уровня составляет:

$$P(J = J_{\max}) = P(\eta(t) < h_{\min}(t), T > T_{\text{conf}}) + P(\eta(t) > h_{\max}(t), T > T_{\text{conf}}).$$

При этом задача усложняется, поскольку порог срабатывания также является случайным процессом со своими вероятностными характеристиками. Поэтому в первом приближении можно записать:

$$P(J = J_{\max}) = \int P_{\eta}(h_{\min}, T_{\text{conf}}) P_{h_{\min}} dh_{\min} + \int P_{\eta}(h_{\max}, T_{\text{conf}}) P_{h_{\max}} dh_{\max}.$$

Или же:

$$P(J = J_{\max}) = \int \left[P_{\eta} \left(h_0 - \frac{dX}{dt} \tau, T_{\text{conf}} \right) + P_{\eta} \left(h_0 - \frac{dX}{dt} \tau, T_{\text{conf}} \right) \right] P_{\frac{dX}{dt}} d \left(\frac{dX}{dt} \right).$$

К сожалению, эта оценка достаточно грубая. Для более точной оценки требуется либо более точный анализ на основе многомерных цепей Маркова, либо большой объем статистического моделирования.

Таким образом, при таком подходе для оценки вероятности выхода счетчика несравнений за предельное значение требуется знание как минимум двух распределений:

- $P_{\eta}(h, T_{\text{conf}})$ – вероятность превышения случайным процессом $\eta(t)$ порогового значения h в течение интервала времени $t \geq T_{\text{conf}}$;
- $P_{dX/dt}$ – плотность распределения значения производной контролируемого сигнала по времени.

Для получения первого распределения необходимо провести статистическое моделирование датчиков контролируемых сигналов. Это требует хорошего знания спектральных характеристик выходных сигналов датчиков, т. е. наличия хороших моделей датчиков с формирующими фильтрами. Для отработки методики получения распределения $P_{\eta}(h, T_{\text{conf}})$ проведено статистическое моделирование аperiodического фильтра с различными постоянными времени, результаты которого приведены на рис. 5.28–5.29.

Кроме того, необходимо знать распределение $P_{dX/dt}$ для основных контролируемых сигналов. В первом приближении эти распределения могут быть получены в результате обработки результатов моделирования самолета и системы управления на пилотажном стенде с участием опытных операторов и летчиков и затем уточнены по результатам летных испытаний. На рис. 2.39 приведены примеры распределений, полученных в результате обработки результатов полетов на пилотажном стенде.

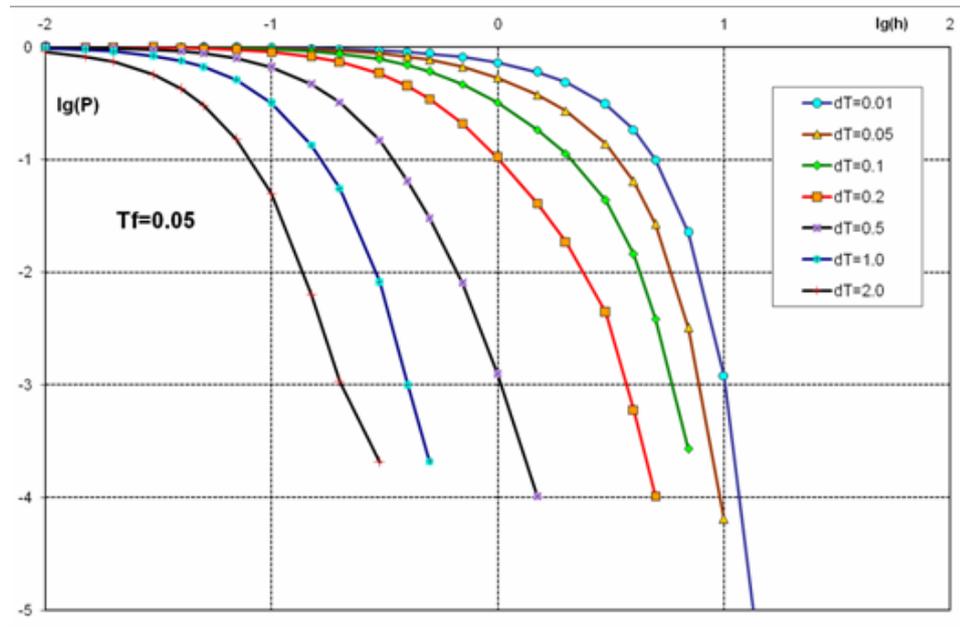


Рисунок 5.28 – Пример распределения $P_{\eta}(h, T_{\text{conf}})$ для модели $T_F = 0,05$ с

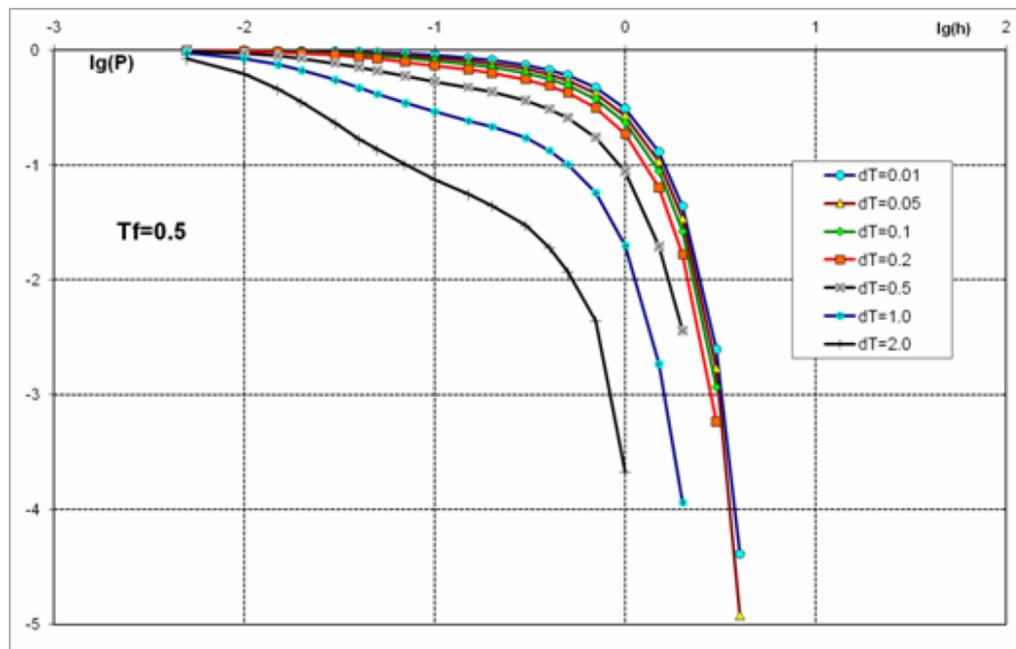


Рисунок 5.29 – Пример распределения $P_{\eta}(h, T_{\text{conf}})$ для модели $T_F = 0,5$ с

Срабатывание системы контроля вследствие асинхронности измерений контролируемых сигналов. Рассмотрим теперь случай, когда основную роль для превышения счетчиком несравнений максимального значения играет составляющая, связанная с асинхронностью. Это справедливо, если производная параметров движения очень велика и существует заметный временной сдвиг

между сравниваемыми сигналами. «Шумами» датчиков в этом случае пренебрегаем, и рассогласование между контролируемыми сигналами имеет вид:

$$\Delta y_{12} = \frac{dy(t)}{dt} \tau.$$

Из этого выражения следует, что если порог срабатывания алгоритмов контроля будет меньше, чем произведение производной контролируемого сигнала на временной сдвиг между сигналами разных каналов, т. е. $h \geq dy(t)/dt \cdot \tau$ в течение времени подтверждения, то эта ситуация будет трактоваться как отказ контролируемого сигнала. Чтобы оценить максимальное значение скорости изменения по времени параметров полета, следует рассмотреть два расчетных случая. Производная контролируемых сигналов очень велика при интенсивном отклонении рычага управления на максимальное значение и при входе самолета в ветровой порыв. Наибольший интерес представляет зависимость интервала времени, в течение которого производная параметра движения превышает заданное значение, от величины этого заданного значения (рис. 5.30). При $T=0$ имеем максимальное значение производной контролируемого параметра. Примеры таких зависимостей для одного из современных самолетов приведены на рис. 5.31.

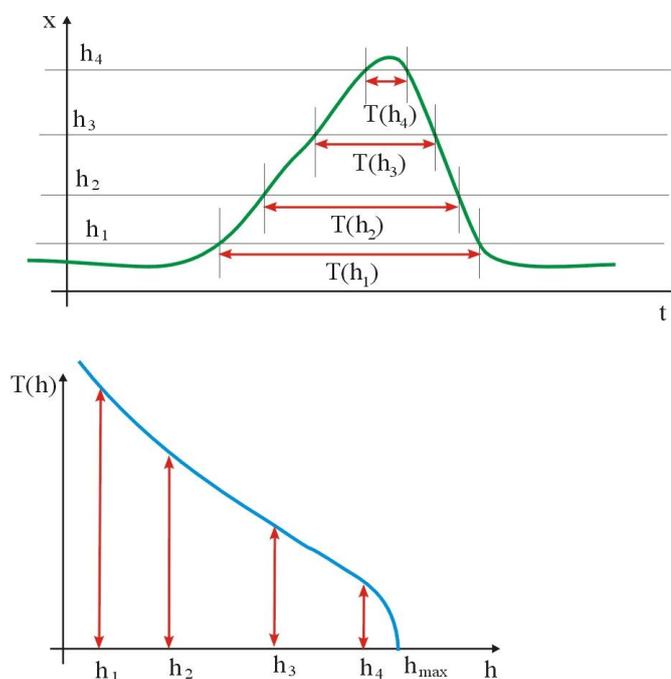


Рисунок 5.30 – Зависимость времени превышения уровня от величины этого уровня

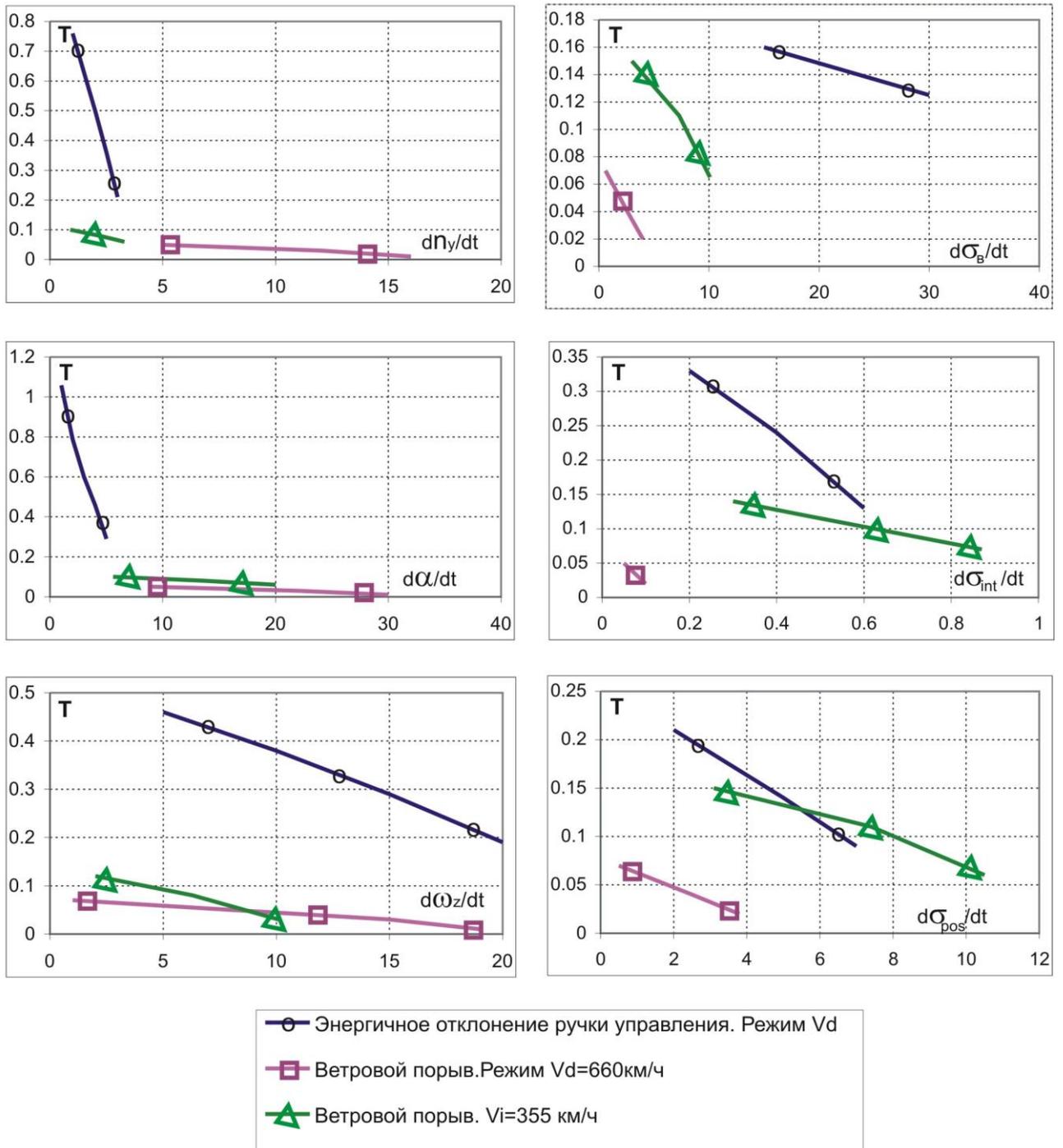


Рисунок 5.31 – Зависимость интервала, в течение которого производная параметра движения превышает заданный уровень, от этого уровня

На рис. 5.32 показаны переходные процессы, соответствующие расчетному случаю – энергичному отклонению («даче») ручки при полете самолета с минимальным весом на максимальном скоростном напоре.

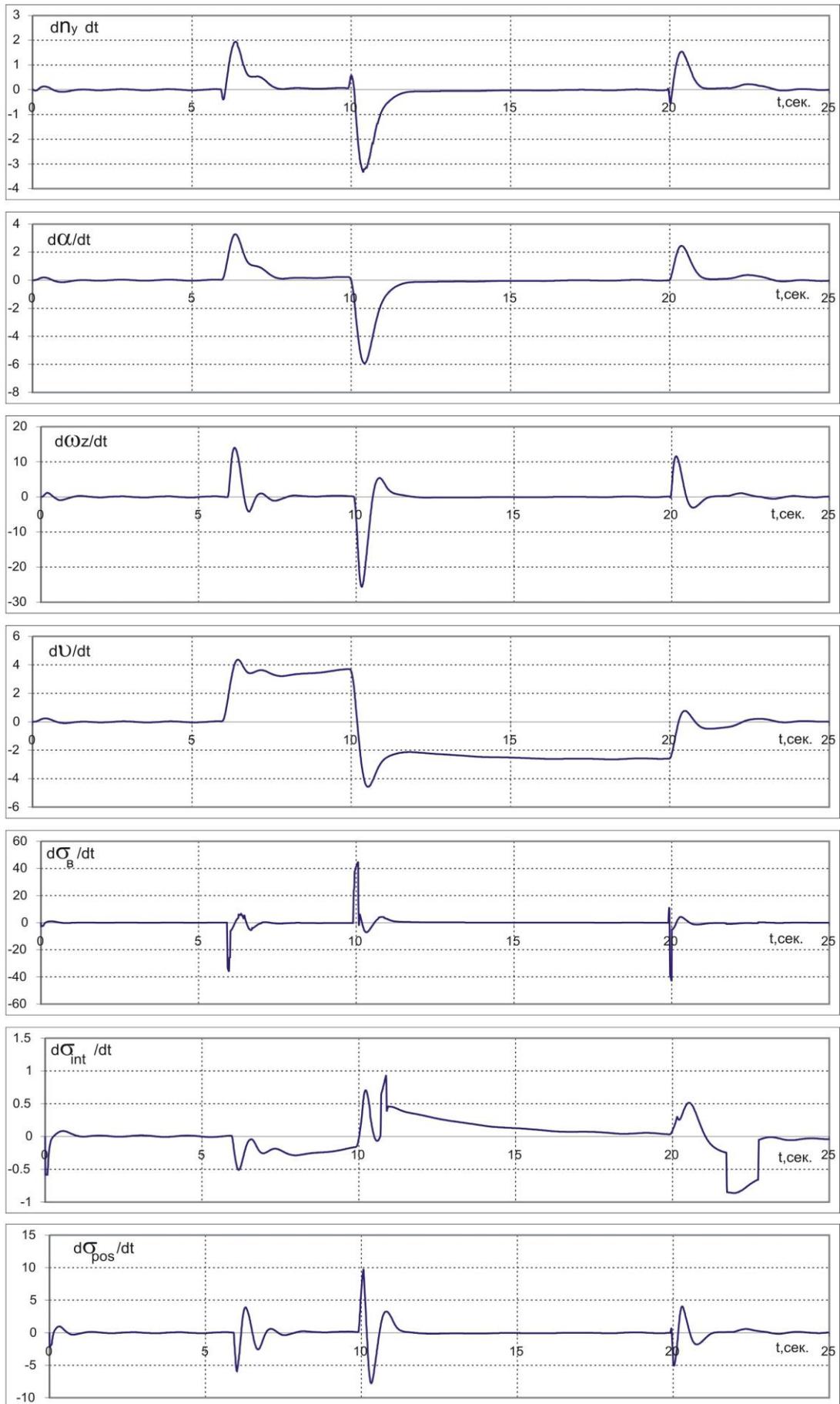


Рисунок 5.32 – Режим V_D . $H = 4000$ м, $G - \min$. Энергичная «дача» ручки

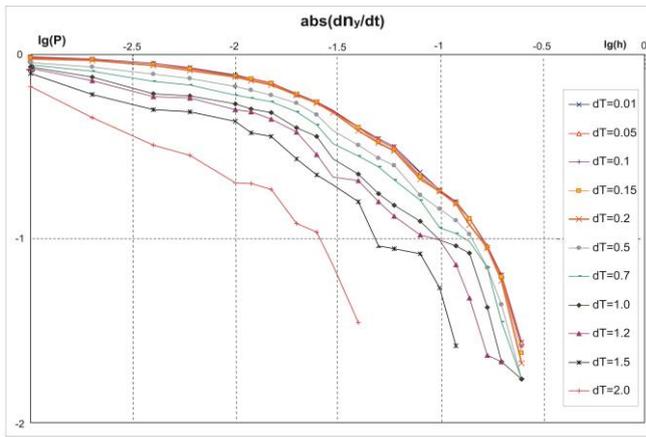
Данные зависимости позволяют оценить минимальные пороги срабатывания для алгоритмов контроля ряда параметров полета. Для этого необходимо из зависимостей, приведенных на рис. 5.32, определить максимальное значение производной контролируемого параметра, соответствующее времени подтверждения $T_{\text{conf}} = 0,2$ с, и умножить его на максимально возможное время рассогласования между сравниваемыми параметрами. Примеры минимальных оценок значений порогов срабатывания приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 Определение минимального порога для случая энергичного маневрирования

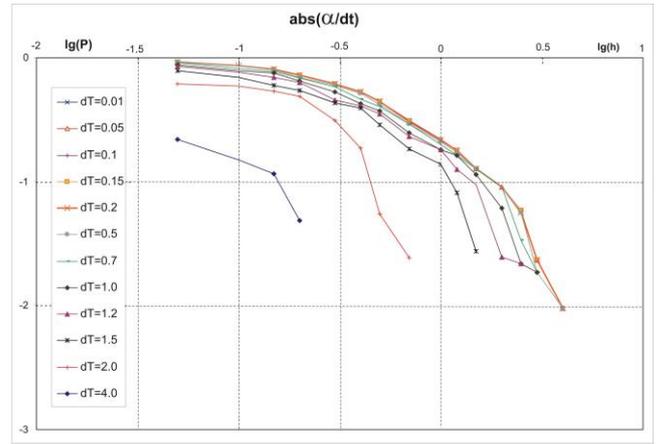
Параметр – X	$ dX/dt , T = 0,2$ с	τ	H_{\min}
Угловая скорость тангажа, град/с	20	0,07	1,4
Угол тангажа, град	5	0,07	0,35
Угол атаки, град	12	0,1125	1,35
Нормальная перегрузка	4	0,07	0,28
Сигнал на отклонение руля высоты, град	30	0,02	0,6
Позиционный сигнал на отклонение руля высоты, град	11	0,02	0,22

Помимо этого, на основании обработки результатов моделирования полетов на стенде ПСПК-102 была проведена оценка вероятности превышения абсолютной величиной производной $|dy(t)/dt|$ заданного уровня h в течение заданного времени T и более, т. е. решалась задача, аналогичная описанной выше задаче для апериодического фильтра. Примеры таких интегральных распределений (по совокупности результатов моделирования многих полетов на пилотажном стенде) приведены на рис. 5.33.

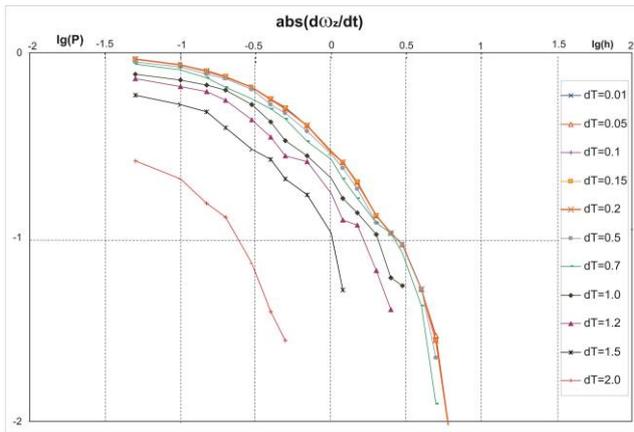
С помощью данных распределений можно оценить минимально допустимые пороги срабатывания алгоритмов контроля ряда параметров, используя следующую процедуру.



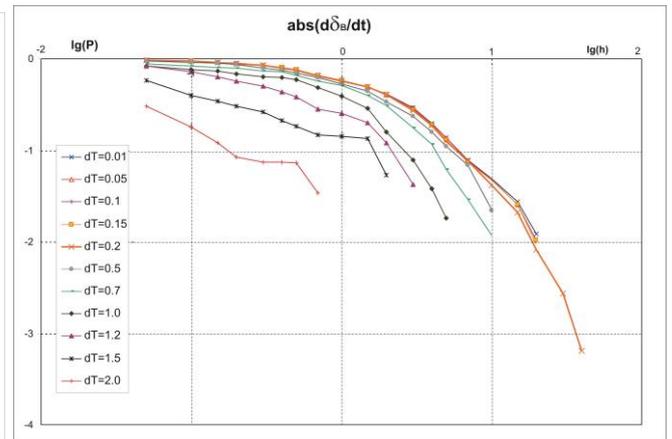
а) нормальная перегрузка



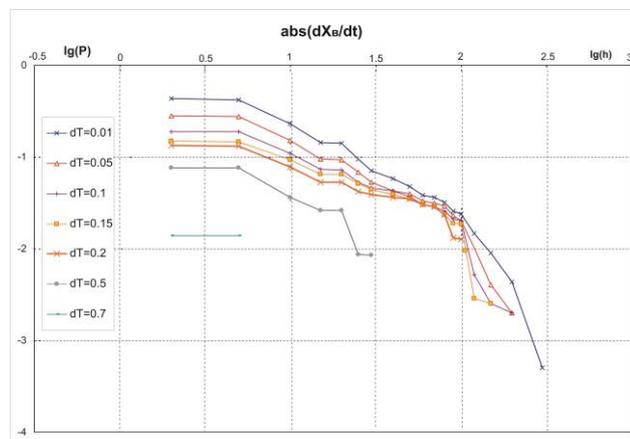
б) угол атаки



в) угловая скорость тангажа



г) управляющий сигнал на руль высоты



д) отклонение ручки управления по тангажу

Рисунок 5.33 – Распределение $P_{dy/dt}(h, T_{conf})$ по результатам моделирования на пилотажном стенде

Вероятность ложного срабатывания системы контроля входных сигналов не должна превышать значение, установленное АФО (см. таблицу 5.1). Обозначим его P_0 . Будем использовать более строгое условие: не должно быть срабатываний системы контроля по отношению к любой паре исправных сигналов:

$$P_{dy/dt}(h, T_{\text{conf}}) < P_0.$$

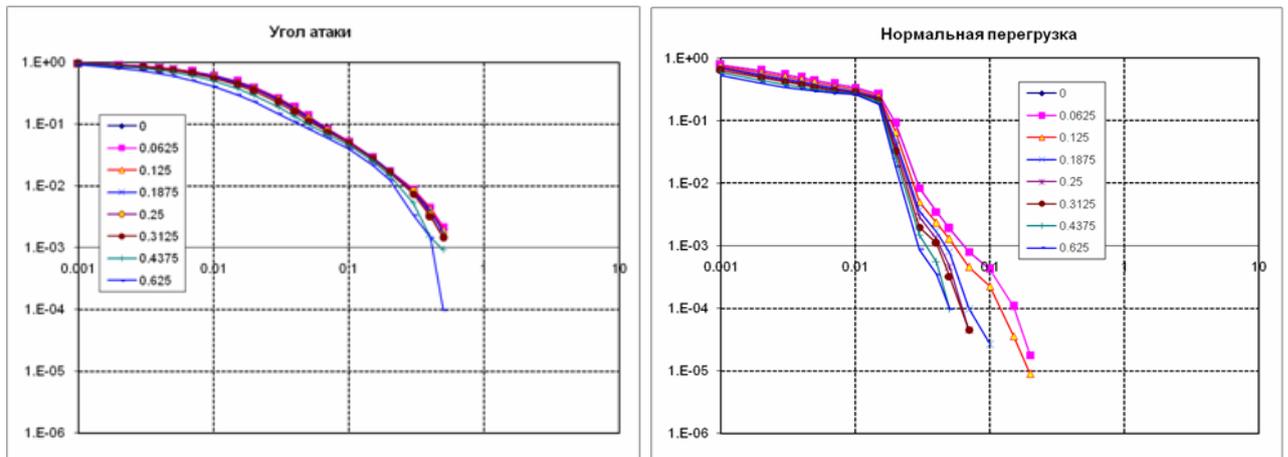
Это вполне оправдано, поскольку физическая сущность асинхронных рассогласований такова, что они достигают больших значений тогда, когда происходит интенсивное изменение контролируемого сигнала. При этом большое рассогласование имеет место между всеми парами сравниваемых сигналов. К сожалению, полученное на пилотажном стенде распределение не обеспечивает требуемые АФО малые значения $P_{dy/dt}(h, T_{\text{conf}})$. Для того чтобы получить эти значения, используется линейная экстраполяция. Полученное значение h , соответствующее P_0 , определяет минимальное значение порога срабатывания для ряда параметров. Эти значения приведены в таблице 5.3.

Таблица 5.3 Определение минимального порога срабатывания для сигналов СДУ

Параметр – X	$ dX/dt , T = 0,2 \text{ с}$	τ	H_{min}
Угловая скорость тангажа, град/с ²	23	0,07	1,6
Угловая скорость крена, град/с ²	50	0,07	3,5
Угловая скорость рыскания, град/с ²	35,5	0,07	2,49
Угол атаки, град/с	18	0,1125	2
Нормальная перегрузка, 1/с	1,5	0,07	0,1
Боковая перегрузка, 1/с	0,14	0,07	0,01
Сигнал на отклонение руля высоты, град/с	95	0,02	1,9
Сигнал на отклонение руля направления, град/с	71	0,02	1,4
Сигнал на отклонение элеронов	126	0,02	2,5
Отклонение ручки по тангажу, мм/с	450	0,02	9
Отклонение ручки по крену, мм/с	500	0,02	10
Отклонение педалей, мм/с	400	0,02	8

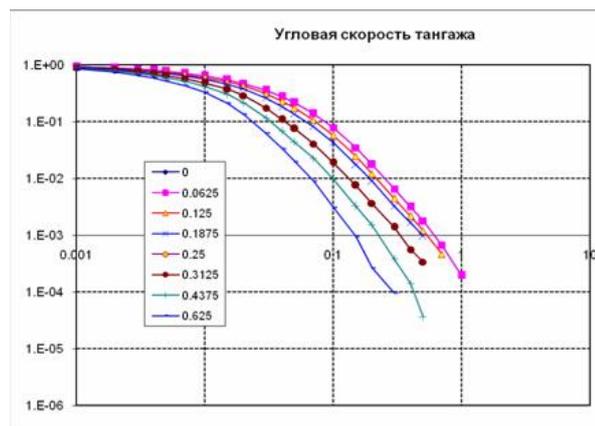
Следует также отметить, что полученные оценки порогов срабатывания – это оценки первого приближения и они должны быть уточнены по результатам испытательных полетов, выполняемых по программе летных испытаний. В настоящее время типовая программа летных испытаний, которые необходимо выполнить для сертификации самолета, весьма обширна (порядка 800 полетов). Результаты этих полетов не только являются ценнейшим источником информации о летно-технических характеристиках, устойчивости и управляемости самолета и т. д., но также могут быть использованы для получения статистических данных о различных параметрах движения самолета и сигналах системы управления. Эти данные могут быть использованы для коррекции распределений $P_{dy/dt}(h, T_{\text{conf}})$ – превышение производной контролируемого сигнала заданного порога в течение заданного времени и $P_{\Delta y_{ij}}(h, T_{\text{conf}})$ – превышения рассогласования между сравниваемыми сигналами заданного значения в течение заданного времени. В дальнейшем эти распределения должны быть использованы для коррекции ключевых параметров системы контроля – порога срабатывания и времени подтверждения. Примеры интегральных распределений $P_{dy/dt}(h, T_{\text{conf}})$ для разных параметров движения, полученных в результате обработки ряда испытательных полетов пассажирского самолета, показаны на рис. 5.34.

Следует отметить, что в таблицах 5.2 и 5.3 приведены оценки, касающиеся только асинхронных составляющих рассогласования между каналами. Они должны быть увеличены с учетом характеристик «шумов» (дисперсия, структура формирующего фильтра и т. д.) датчиков контролируемых сигналов, т. е. должна быть решена задача о превышении случайным процессом заданного уровня в течение заданного времени [70–71]. В самом грубом приближении, к полученным оценкам порогов срабатывания можно добавить величину, соответствующую нескольким паспортным значениям погрешностей датчиков ($\sim 3\sigma$). Таким образом, с помощью рассмотренной методики можно сделать предварительные оценки порогов срабатывания алгоритмов контроля входных сигналов системы управления и скорректировать их по результатам летных испытаний.



а) нормальная перегрузка

б) угол атаки



в) угловая скорость тангажа

Рисунок 5.34 – Распределение $P(h, T_{\text{conf}})$ для пассажирского самолета по результатам летных испытаний

5.5 Реконфигурация основной системы управления, обнаружение ее отказа и переключение на резервную систему управления

Все резервированные системы управления имеют в своем составе систему контроля. В связи с постоянным усложнением законов управления, которое выражается в увеличении числа функций, выполняемых системой управления, расширением информационного обеспечения, необходимого для реализации этих функций, увеличении набора режимов СДУ и числа ее состояний, определяемого количеством логических элементов в СДУ, роль системы контроля неуклонно растет. При этом основными функциями системы контроля являются:

- контроль входной информации, обнаружение отказа среди группы входных сигналов, определение отказавшего источника информации и его изоляция;

- реконфигурация законов управления в случае потери части сигналов;
- синхронизация состояний резервированных каналов в случае реконфигурации законов управления;
- обнаружение полного отказа основного управления СДУ и переход на резервное управление;
- обнаружение полного отказа резервного управления СДУ и переход на аварийное управление, если оно предусмотрено.

Общий подход к проблеме реконфигурации основной системы управления включает следующие главные этапы.

1. Алгоритмы управления должны быть разделены на несколько главных блоков согласно их важности для управления самолета, обеспечения пилотажных характеристик и устойчивости. Сигналы, соответствующие менее важным блокам алгоритмов, контролируются, и если результат их контроля положителен, то они добавляются к более важным сигналам. Предварительная иерархия алгоритмов системы управления использовалась для оценки надежности и включает следующие части:

- сигнал прямой цепи;
- сигнал интеграла.

В свою очередь, сигнал прямой цепи имеет собственные сигналы:

- сигнал позиционного тракта;
- сигнал демпфирования угловой скорости тангажа;
- сигналы нормальный перегрузки и угла атаки.

2. Все сигналы являются выходными сигналами блоков расчета частных функций системы управления. Каждая частная функция имеет входы, и контроль частной функции системы управления включает контроль всех входных сигналов. Если один из самых важных входов частной функции отказал (см. алгоритм счетчика отказов), то эта функция потеряна.

Обнаружение отказа основной системы управления выполнено на двух уровнях. Во-первых, отказ может быть вызван потерей внешней информации или контролируемым отказом вычислителя основного управления. В этом случае

данный вычислитель обеспечивают нулевые признаки исправности соответствующих выходных сигналов.

Во-вторых, отказ основной систем управления может быть обнаружен в БУКах, при контроле выходных сигналов вычислителя в случае, когда система контроля не может обнаружить его отказ.

Существуют временные ограничения для обнаружения отказа основного управления и перехода на резервное. Максимальное время, за которое должен быть обнаружен отказ, оценивается следующим образом. Пусть отказ проявляется в том, что на вход привода идет большой по величине ложный сигнал, так что привод отклоняется с максимальной скоростью. Через некоторое время система контроля обнаруживает отказ и привод идет в обратную сторону. На рис. 5.35 приведены переходные процессы при различных временах обнаружения отказа.

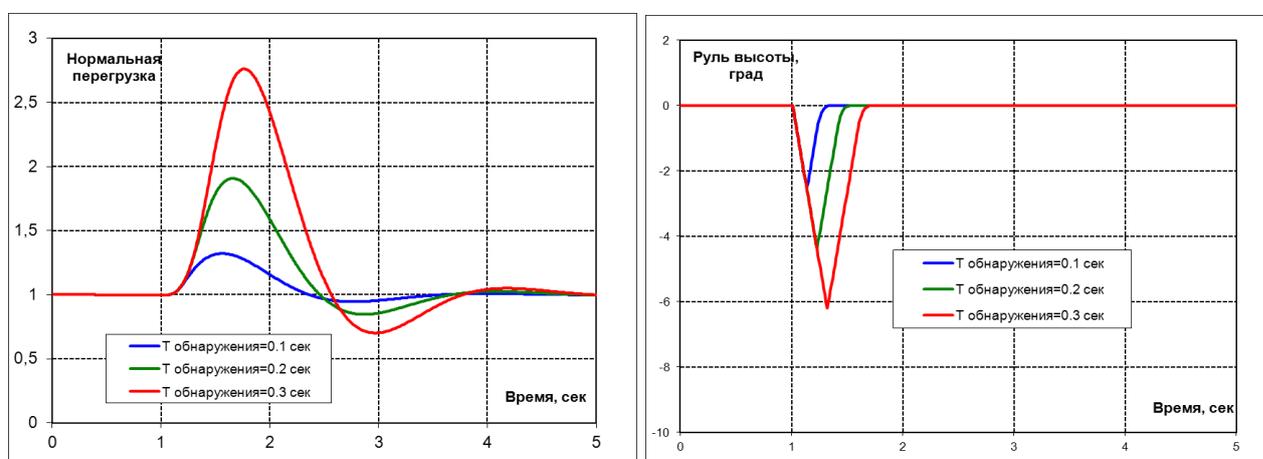


Рисунок 5.35 – Определение максимально допустимого времени определения отказа; $V = V_D$

Система контроля должна функционировать таким образом, чтобы самолет не мог выйти за границы предельной области. Для оценки максимального допустимого времени обнаружения отказа был рассмотрен полет на предельной скорости V_D . Наиболее критичным представляется выход нормальной перегрузки за границу предельной области, т. е. $N_y = 2,5$. Видно, что при времени обнаружения отказа 0,3 с. перегрузка превышает предельное значение, а максимальное время обнаружения отказа составляет $\sim 0,25$ с.

5.6 Использование бортовой математической модели для контроля летной ситуации и оценки безопасности траекторий

В настоящее время идет постоянное увеличение интенсивности воздушного движения. Это ведет к уменьшению интервалов по времени и расстоянию между самолетами, что, в свою очередь, ведет к увеличению риска столкновений. Поскольку безопасность полетов зависит в большой степени от действий экипажа, очень важно, чтобы члены экипажа были обеспечены надежной информацией о летной ситуации. Данная информация должна быть полной, но не избыточной, чтобы не перегружать экипаж и обеспечить быстрое и однозначное понимание опасностей и оперативные действия по их устранению. Весьма важно иметь возможности прогноза развития летной ситуации, чтобы обеспечить экипаж соответствующей информацией заблаговременно, обратить его внимание на опасные факторы и, в случае необходимости, скорректировать действия экипажа. В качестве составной части системы траекторной безопасности полета разрабатываются системы контроля летной ситуации и формирования рекомендаций, позволяющие экипажу избежать опасных ситуаций [1, 4-5, 7, 10, 82-90]. Такие системы должны:

- оценивать летную ситуацию и возможность конфликтов с факторами рельефа, воздушного движения и неблагоприятных атмосферных явлений;
- формировать ряд возможных траекторий разрешения конфликтов, которые могут быть реализованы самолетом в его текущем состоянии и конфигурации;
- сортировать эти траектории в соответствии с выбранными приоритетами;
- проводить анализ конфликтов с факторами метеоусловий и воздушного движения. Наилучшая траектория рекомендуется экипажу. Для обеспечения функций траекторной безопасности система должна иметь информацию:
 - данные о положении и скорости самолета от навигационных систем;
 - трехмерной карты рельефа местности;

- заданные маршруты полета и схемы захода на посадку от системы самолетовождения;
- данные о других участниках воздушном движении от бортовых систем (ACAS, ADS-B,...) и от наземных пунктов УВД;
- информацию о погодных условиях от метеолокатора, наземных источников информации и других самолетов.

Для получения этой информации самолет должен иметь надежные средства связи.



Рисунок 5.36 Система контроля летной ситуации и обеспечения траекторной безопасности полета.

Система траекторной безопасности (рис. 5.36) выполняет следующие функции:

1. На основании информации о пространственном и угловом положении самолета и его скорости, а также данных о ветре производится расчет прогнозируемой траектории самолета.
2. Производится расчет рельефа местности под прогнозируемой траекторией с использованием цифровой карты местности. Анализируется конфликтность траектории с рельефом, т.е. пересечение траектории с поверхностью.

3. На основании данных о воздушном движении и атмосферных явлениях вдоль траектории проводится оценка опасности продолжения полета вдоль данной траектории.

4. При наличии конфликтов траектории с одним из факторов (рельеф, воздушное движение и метеоявления) проводится их разрешение, т.е. генерируются траектории облета.

5. Проводится анализ сгенерированных траекторий с целью оценки их реализуемости и предпочтительности, который включает следующие этапы:

- а) Предварительный расчет основных параметров полета вдоль анализируемой траектории [10, 11], для определения в какой области - нормальной, эксплуатационной или предельной реализуется данная траектория. Если параметры полета вдоль траектории выходят за предельную область, траектория считается нереализуемой.
- б) Реализуемые траектории сортируются по их приоритету, который определяется следующими факторами:
 - в какой области полетов реализуется траектория (нормальная -> эксплуатационная -> предельная);
 - близость к границе области;
 - безопасность (близость к земле, минимальный интервал между самолетами, опасность атмосферных факторов);
 - сложность траектории (количество и интенсивность управляющих воздействий).

Поскольку расчет параметров траектории, выполненный в п. «а» является приближенным, то несколько траекторий с наибольшим приоритетом анализируются более детально с использованием бортовой математической модели самолета (рис. 5.37). Для этого выполняются виртуальные полеты вдоль траекторий и полученная информация о параметрах движения используется для выбора траектории. Процедура прогноза движения на десятки секунд вперед должна выполняться за время порядка одной секунды, т.е. гораздо быстрее

реального времени. Поэтому эта функция является весьма ресурсоемкой с точки зрения вычислительных возможностей и выполнение целого ряда полетов вдоль траекторий возможно только при использовании параллельных вычислений.



Рисунок 5.37 Структура бортовой математической модели самолета.

В работе основное внимание уделяется реализуемости сгенерированных траекторий с использованием бортовой математической модели самолета. В частности, при выполнении виртуального полета проводится непрерывный мониторинг параметров полета в соответствии с алгоритмом, приведенным на рис. 5.38. Общая схема организации анализа траекторий с помощью бортовой математической модели приведена на рис. 5.39. После того как генератор траекторий сформировал возможные траектории самолета необходимо реализовать виртуальный полет вдоль них. Для этого производится расчет нормальной и продольной перегрузок и угла крена, которые будут использоваться далее как входные сигналы системы траекторного управления. По сути дела это аналог автопилота и автомата тяги, с тем отличием, что данная система работает во всех областях режимов полета, включая предельную.

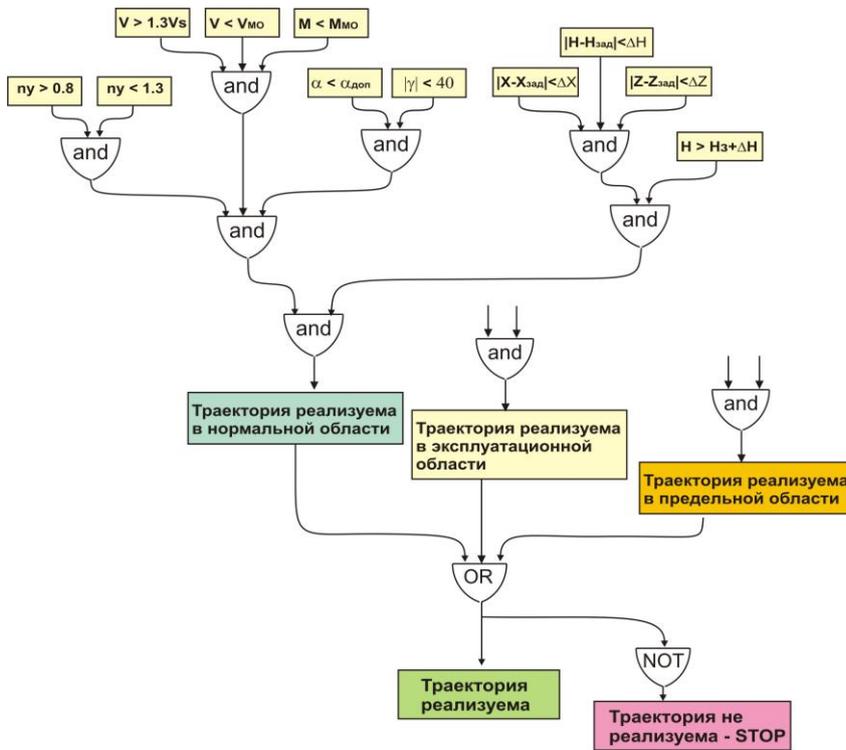


Рисунок 5.38 Определение реализуемости траектории.

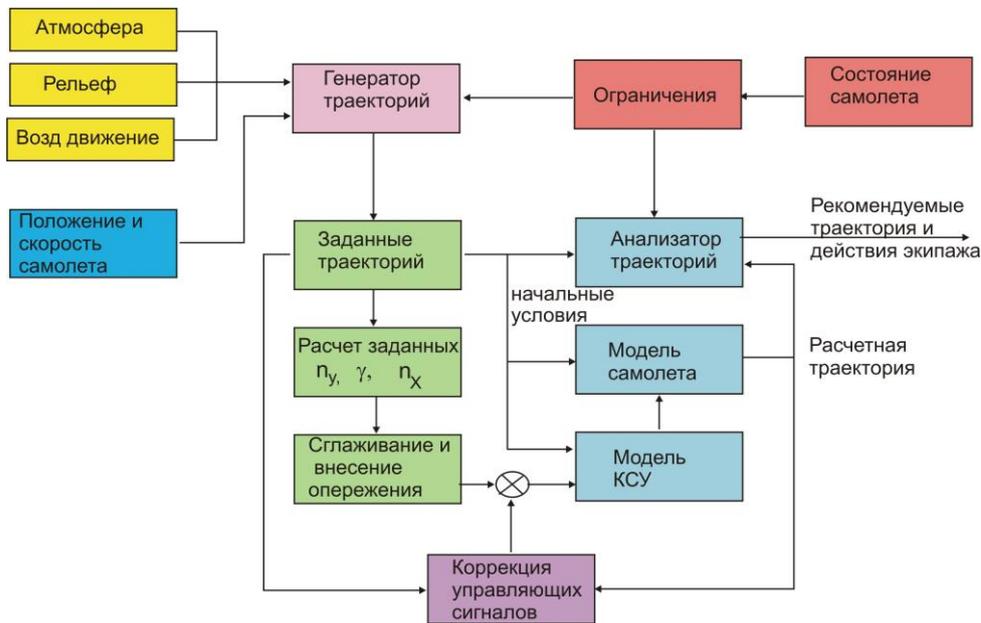


Рисунок 5.39 Общая схема анализатора траекторий с помощью математической модели.

Поскольку зависимость заданных параметров траектории известна заранее, то возможно провести фильтрацию этих сигналов с целью внесения опережения. Исходя из заданной траектории, можно произвести расчет заданной высоты, вертикальной скорости в земной системе координат, нормальной перегрузки.

Если эту перегрузку подать как заданную на вход системы дистанционного управления модели самолета, то система отработает перегрузку с запаздыванием, что приведет к ошибкам обработки заданной вертикальной скорости и высоты. При внесении опережения при фильтрации заданного сигнала запаздывание в обработке заданной перегрузки значительно уменьшается и обработка заданной вертикальной скорости и высоты производится гораздо эффективнее. Однако и здесь со временем накапливаются ошибки из-за того что система работает в разомкнутом контуре. Для устранения этого недостатка применяется коррекция командного сигнала по рассогласованию с заданной траекторией, сходные с теми, которые используются в автопилоте.

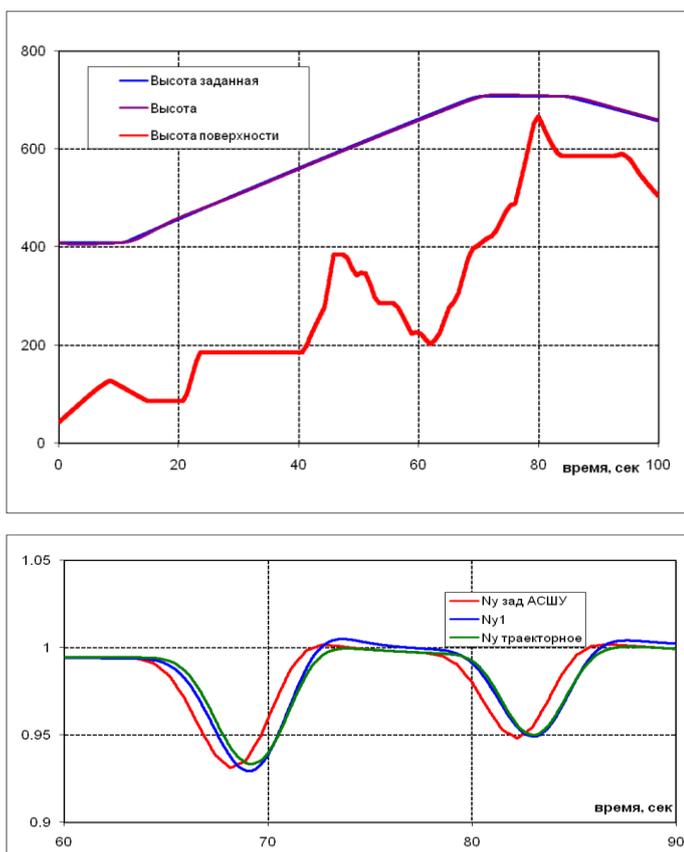


Рисунок 5.40 Моделирование виртуального полета – облета препятствия с помощью бортовой математической модели

На рис. 5.40 приведен пример моделирование виртуального полета – облета препятствия с помощью бортовой математической модели. После того, как решен вопрос с обработкой заданной траектории математической моделью, встает

вопрос о реализуемости траекторий. Иными словами, необходимо выработать критерии, по которым можно судить, является траектория реализуемой или нет.

При этом следует принять во внимание реализацию следующих событий:

- траектория обрабатывается с заданной точностью без выхода параметров движения за границы нормальной, эксплуатационной и предельной областей;
- параметры полета остаются внутри предельной области, но самолет не в состоянии обработать заданную траекторию – ошибки обработки превышают допустимые пределы;
- параметры полета остаются внутри предельной области, но происходит столкновение с земной поверхностью;
- параметры полета выходят за границы предельной области.

Следует отметить, что современные системы управления включают в себя эффективные средства защиты области режимов полета и практически не допускают выход параметров за границы предельной области. Наличие таких ограничений практически не допускает выхода за границы предельной области. Так на рис. 5.41 приведены результаты виртуального полета - облета грозового фронта сверху, который заканчивается потерей скорости выходом на большие углы атаки без превышения предельных значений. При этом происходит парашютирование самолета с потерей высоты. В этом случае основным критерием невозможности реализации той или иной траектории в предельной области является рассогласование между заданной траекторией и траекторией математической модели свыше критического уровня. Однако при работе резервного контура выход за границы предельной области возможен, поскольку резервный контур системы управления использует упрощенные алгоритмы ручного управления.

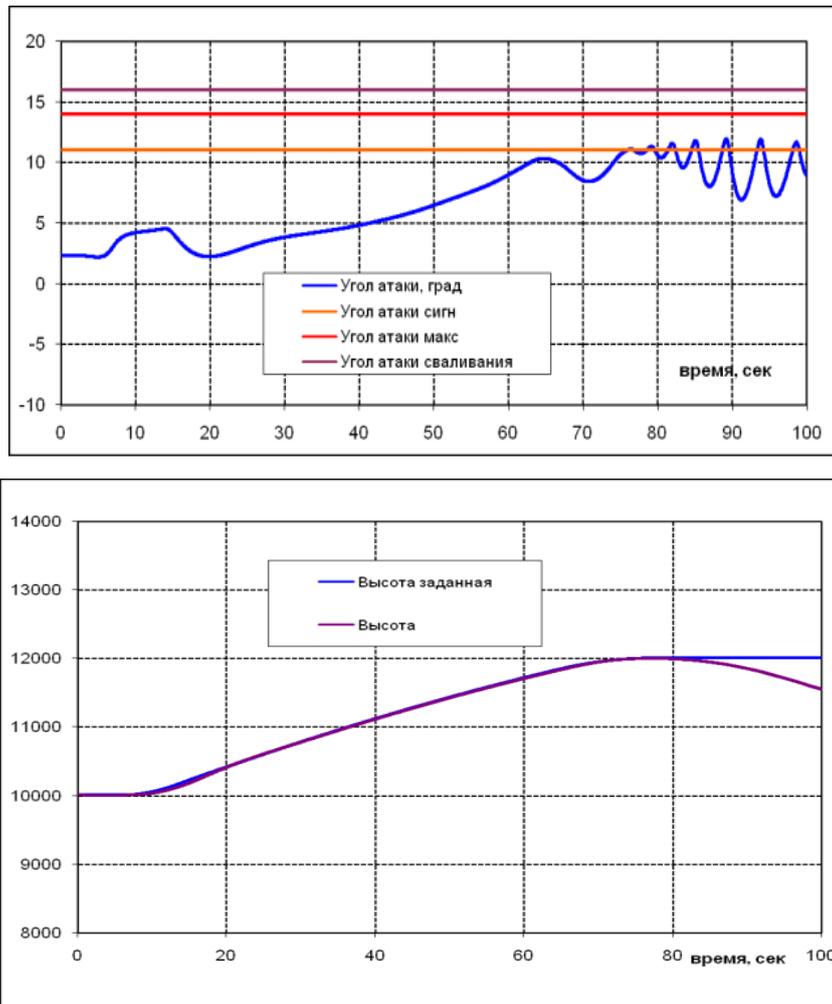


Рисунок 5.41 Результаты виртуального полета - облета грозового фронта сверху

Никаких ограничителей параметров движения резервный контур не содержит, поэтому при анализе реализуемости и приемлемости траекторий самолета необходимо учитывать состояние самолета и конфигурацию системы управления. В случае потери сигнала угла атаки или при переходе на резервный контур ограничитель угла атаки не работает и виртуальный полет по облету грозового фронта сверху заканчивается сваливанием и попаданием самолета в штопор.

Заключение

1. Разработана методика исследования устойчивости и динамики цифровых резервированных асинхронных многотактных систем управления высокоавтоматизированных самолетов. Методика базируется на частотных методах анализа и учитывает основные особенности построения и функционирования сложных цифровых систем управления современных самолетов, а именно:

- резервирование;
- асинхронность;
- многотактность;
- выравнивание информации между каналами;
- наличие временных запаздываний при передаче информации по цифровым линиям связи, при выполнении операций и вследствие асинхронной работы системы.

Разработано программное обеспечение (система DASIS) для анализа сложных цифровых систем управления самолетов, позволяющее оценивать запасы устойчивости, рассчитывать динамические характеристики с учетом вышеупомянутых особенностей построения и функционирования цифровых систем управления самолетов.

2. Проведен анализ влияния выравнивания информации на динамические характеристики цифровой резервированной системы управления. Показано, что доминирующим влиянием выравнивания является:

- появление дополнительного запаздывания;
- изменение коэффициента при интеграле;
- изменение постоянной времени фильтра;
- изменение структуры динамических звеньев.

3. Разработан подход к анализу устойчивости резервированных цифровых асинхронных систем управления на основе методов теории многосвязных систем. Показано, что передаточная функция, определяющая устойчивость замкнутой

системы является нелинейной функцией коэффициентов усиления. Установлено, что частотная характеристика линейной части передаточной функции, определяющей устойчивость замкнутой системы, и частотная характеристика разомкнутой системы совпадают. Предложен метод структурной декомпозиции многосвязных систем для анализа многоконтурных систем управления самолета в боковом канале.

4. Разработан подход к тестированию цифровых резервированных асинхронных многотактных систем управления с помощью аналитических моделей систем дистанционного управления самолетов в среде DASIS. Дискретная модель учитывает цифровую реализацию системы дистанционного управления (дискретность, асинхронность и многотактность информационно-вычислительной части, запаздывания при обработке информации и передаче ее по цифровым линиям связи). С помощью этой модели проводится расчет эталонных частотных характеристик, необходимых для частотного анализа реальной системы управления на этапе квалификационных испытаний.

5. Проведен синтез алгоритмов выравнивания интегралов для системы управления современного самолета транспортной категории и выбор их параметров. Оценено влияние выравнивания на динамику системы и на рассогласование между сигналами разных каналов. На основе теории конечных автоматов синтезированы алгоритмы синхронизации логических элементов разных каналов системы управления и проведен анализ эффективности работы данных алгоритмов при различных сценариях.

6. Разработана методика предварительного выбора порогов срабатывания алгоритмов контроля сигналов СДУ современного магистрального самолета. Методика базируется на требованиях к вероятности ложного срабатывания системы контроля и данных стендовых и летных испытаний системы управления.

7. Проведено исследование особенностей устойчивости и динамических характеристик магистральных высокоавтоматизированных самолетов с цифровой резервированной асинхронной многотактной СДУ с законами управления, реализующими современный набор функций системы управления. Определены

максимальные допустимые временные запаздывания в сигналах, используемых при расчете управляющих сигналов СДУ современных магистральных самолетов. Показано, что важную роль для выбора допустимого запаздывания сигналов играет возможность построения эффективной системы контроля.

8. Разработанные методы использовались при оценке особенностей динамики и формировании рекомендаций для построения цифровых систем управления самолетов Ту-204, Ту-334, Sukhoi SuperJet 100, МС-21.

Список использованных источников

1. Системы дистанционного управления магистральных самолетов / Б.С. Алешин, С.Г. Баженов, Ю.И. Диденко, Ю.Ф. Шелюхин. – М.: Наука, 2013. – 292 с.
2. Вопросы автоматизации управления самолетами / Под ред. чл.-корр. АН СССР Г.С. Бюшгенса. – М.: Машиностроение, 1978. – 388 с.
3. Бюшгенс, Г.С., Бедржицкий, Е.Л. На рубеже двух столетий / Г.С. Бюшгенс, Е.Л. Бедржицкий. – М.: Изд-во ЦАГИ, 2008. – 480 с.
4. Алешин, Б.С., Шелюхин, Ю.Ф. Повышение безопасности полета средствами автоматизации управления / Б.С. Алешин, Ю.Ф. Шелюхин // Труды ЦАГИ, 2011. – Вып. 2699. – С. 10-18.
5. Алешин, Б.С., Суханов, В.Л. Самолет в перспективной системе аэронавигации / Б.С. Алешин, В.Л. Суханов // Труды ЦАГИ, 2011. – Вып. 2699. – С. 7-9.
6. Airbus Global Market Forecast 2011-2030, Airbus.
7. Strategic Research Agenda, ACARE, October 2002.
8. Learmount, D. Safety – Where Now? // Flight International, 2010. – 12-18 January. – Pp. 24-27.
9. Davies, C.R. Systems Aspects of Applying Active Control Technology to a Civil Transport Aircraft. – Royal Aeronautical Society Spring Convention, May 1987.
10. Moir, I., Seabridge, A. Civil Avionics Systems // AIAA Education series, 2003.
11. Moir, I., Seabridge, A. Aircraft Systems: Mechanical, Electrical and Avionics Subsystems Integration. Third Edition // AIAA Education series, 2008.
12. Шумилов, И.С. Авиационные происшествия. Причины возникновения и возможности предотвращения / И.С. Шумилов. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 328 с.
13. Единые нормы летной годности гражданских транспортных самолетов стран – членов СЭВ. – МВК НЛГ СССР, 1985.

14. Авиационные правила. Ч. 25. Нормы летной годности самолетов транспортной категории / Межгосударственный авиационный комитет. – М.: ОАО «Авиаиздат», 2004.
15. Баженов, С.Г. Обеспечение надежности и принципы построения СДУ современных гражданских самолетов / С.Г. Баженов // Труды ЦАГИ, 2011. – Вып. 2699. – С. 19-33.
16. AC 25-7A – Flight Test Guide for Certification of Transport Category Airplanes, 1998.
17. Certification Consideration for Highly Integrated or Complex Aircraft Systems. SAE ARP4754, 1996.
18. Руководство по процессам сертификации высокоинтегрированных сложных бортовых систем воздушных судов гражданской авиации – P4754 / Межгосударственный авиационный комитет, 2007.
19. Guidelines and Methods for Conducting the Safety Assessment Process on Civil Airborne Systems and Equipment. SAE ARP4761, 1996.
20. Руководство № 4761 по методам оценки безопасности систем и бортового оборудования самолетов гражданской авиации / Межгосударственный авиационный комитет, 2007.
21. RTCA DO-178B, Software Considerations in Airborne Systems and Equipment Certification, RTCA.
22. RTCA DO-254, Design Assurance Guidance for Airborne Electronic Hardware.
23. Системы оборудования летательных аппаратов / Под. ред. А.М. Матвеевко и В.И. Бекасова. – М.: Машиностроение, 2005. – 558 с.
24. Бюшгенс, Г.С., Студнев, Р.В. Динамика продольного и бокового движения самолета / Г.С. Бюшгенс, Р.В. Студнев. – М.: Машиностроение, 1979. – 350 с.
25. Синтез системы предупреждения и ограничения параметров полета пассажирского самолета / О.Ю. Алашеев, Ю.И. Диденко, В.К. Святодух, Ю.Ф. Шелюхин // Труды международной конференции по безопасности полетов, г. Жуковский, 1993. – Жуковский, 1993.

26. Устойчивость и управляемость современных магистральных самолетов с высоким уровнем автоматизации штурвального управления / Ю.И. Диденко, В.В. Лясников, В.К. Святодух, Ю.Ф. Шелюхин // Труды IV китайско-русской конференции, г. Пекин, 21-27 апреля 1995. – Пекин, 1995.
27. Святодух, В.К., Шелюхин, Ю.Ф. Проблемы безопасности полета самолетов гражданской авиации / В.К. Святодух, Ю.Ф. Шелюхин // Труды ЦАГИ, 2001. – Вып. 2649.
28. Святодух, В.К., Рохин, В.В., Слуцкий, В.Б. Обеспечение заданного уровня безопасности полета при проектировании оперения и системы управления неманевренного самолета / В.К. Святодух, В.В. Рохин, В.Б. Слуцкий // Труды ЦАГИ, 1988. – Вып. 2404.
29. Святодух, В.К., Стрелков, В.В. Алгоритмическое ограничение угла атаки в интегральной системе управления / В.К. Святодух, В.В. Стрелков // Труды ЦАГИ, 1990. – Вып. 2469.
30. Григорьев, В.А., Святодух, В.К. Особенности фугоидного движения неманевренного самолета / В.А. Григорьев, В.К. Святодух // Ученые записки ЦАГИ, 1990. – Т. XXI, № 5.
31. Погодаев, А.А., Святодух, В.К. Влияние различной автоматизации штурвального управления на динамику неманевренного самолета при посадке в условиях атмосферных возмущений / А.А. Погодаев, В.К. Святодух // Труды ЦАГИ, 1985. – Вып. 2273.
32. Астатические алгоритмы системы ручного управления маневренного самолета / Ю.Г. Живов, А.М. Поединок, Ю.Б. Дубов, А.Н. Митриченко // Труды ЦАГИ, 2011. – Вып. 2699. – С. 76-93.
33. Использование астатических алгоритмов для управления продольным и боковым движением маневренного самолета / Ю.Г. Живов, А.М. Поединок, Ю.Б. Дубов, А.Н. Митриченко // Ученые записки ЦАГИ, 2013. – Т. XLIV, № 2. – С. 57-72.
34. Оболенский, Ю.Г. Управление полетом маневренных самолетов / Ю.Г. Оболенский. – М.: Филиал изд-ва «Воениздат», 2007. – 480 с.

35. Михалев, И.А., Окоемов, Б.Н., Чикулаев, М.С. Системы автоматического управления самолетом / И.А. Михалев, Б.Н. Окоемов, М.С. Чикулаев. – М.: Машиностроение, 1987. – 239 с.
36. Аэродинамика и динамика полета магистральных самолетов / Под ред. Г.С. Бюшгенса. – Москва-Пекин: ЦАГИ, КНР, 1995. – 772 с.
37. Устойчивость и управляемость по скорости неманевренного самолета с интегральной системой штурвального управления / В.Ф. Брагазин, Ю.И. Диденко, В.К. Святодух, Ю.Ф. Шелюхин // Труды ЦАГИ, 1994. – Вып. 2516. – С. 3-11.
38. Бочаров, В.Я., Шумилов, И.С. Системы управления самолетов / В.Я. Бочаров, И.С. Шумилов / Энциклопедия машиностроения. – М: Машиностроение, 2004. – Т. IV-XXI.
39. Самолет Ту-204, Ту-204-100. Руководство по технической эксплуатации. – ОАО «Туполев», 1995.
40. Самолет Ту-204-120СЕ. Руководство по технической эксплуатации. – ОАО «Туполев», 2006.
41. Самолет Ту-204-300. Руководство по летной эксплуатации. – ОАО «Туполев», 2005.
42. Самолет Ту-214. Руководство по летной эксплуатации. – ОАО «Туполев», 2006.
43. Кощев, А.Б., Платонов, А.А., Хабров, А.В. Аэродинамика самолетов семейства Ту-204/214 / А.Б. Кощев, А.А. Платонов, А.В. Хабров. – М.: Полигон-пресс, 2010. – 304 с.
44. Волошин, О.Л. Исследование устойчивости фугоидного движения неманевренного самолета с СУУ / О.Л. Волошин. – Деп. в ВИНТИ, 1984, № ДО 6236.
45. Наумов, С.Я., Мелешин, Б.А. Исследование устойчивости по скорости сверхзвуковых самолетов / С.Я. Наумов, Б.А. Мелешин // Труды ЦАГИ, 1968. – Вып. 1098.
46. Автоматическое ограничение угла тангажа на взлетно-посадочных режимах / Ю.И. Диденко, В.Н. Космачев, П.В. Кузьмин, Л.В. Лишина, Ю.Ф. Шелюхин // Техника воздушного флота, 2000. – № 6.

47. Automatic Means for Two-engine Airplane takeoff Safety in Case of Engine Failure / V.F. Bragazin, Y.I. Didenko, E.A. Lisitsi, Y.F. Sheliuhin // International Conference "Aircraft Flight Safety" Proceedings, Zhukovsky, Russia, 31.08-5.09 1993. – Zhukovsky, 1993. – Pp. 488-493.
48. Цыпкин, Я.З. Теория импульсных систем / Я.З. Цыпкин. – М.: Физматгиз, 1958. – 722 с.
49. Kalman, R.E. A Unified Approach to the Theory of Sampling Systems / R.E. Kalman, J. Bertram // J. Franklin Inst. – May 1959. – Vol. 267. – Pp. 405-436.
50. Tou, J.T. Multiple Variable-Rate Discrete Data Control Systems / J.T. Tou // Proc. of the International Federation of Automatic Control, Moscow, 1960. – Moscow, 1960. – Pp. 266-273.
51. Ту, Ю.Т. Цифровые и импульсные системы автоматического управления / Ю.Т. Ту. – М.: Машиностроение, 1964. – 704 с.
52. Coffey, T.C., Williams, I.J. Stability Analysis of Multiloop, Multirate Sampled Data Systems / T.C. Coffey, I.J. Williams // AIAA Journal, Dec. 1966. – Vol. 4, No. 12. – Pp. 2178-2190.
53. Walton, V.M. Stability Analysis of Multirate Feedback Systems / V.M. Walton. – TRW Report 79.5-083, September 1979.
54. Кувшинов, В.М. Методы экспериментального определения частотных характеристик упругого летательного аппарата с цифровой системой управления / В.М. Кувшинов // Ученые записки ЦАГИ, 1986. – Т. 17, № 6. – С. 54-68.
55. Кувшинов, В.М., Галюченко, А.М. Особенности взаимодействия цифровой системы управления с упругими колебаниями конструкции самолета / В.М. Кувшинов, А.М. Галюченко // Труды ЦАГИ, 1990. – Вып. 2466. – 40 с.
56. Кувшинов, В.М., Дынников, А.И., Шелюхин, Ю.Ф. Проблемы и перспективы автоматизации ручного управления самолетом с помощью БЦВМ / В.М. Кувшинов, А.И. Дынников, Ю.Ф. Шелюхин // Труды ЦАГИ, 1990. – Вып. 2480. – С. 3-10.

57. Кувшинов, В.М. Об эффекте транспонирования частоты в нелинейной цифровой системе управления летательных аппаратов с ограничением скорости изменения управляющего сигнала / В.М. Кувшинов // Труды ЦАГИ, 1990. – Вып. 2480. – С. 22-29.
58. Баженов, С.Г., Шелюхин, Ю.Ф. Динамика цифровых резервированных асинхронных многотактных систем управления самолетов / С.Г. Баженов, Ю.Ф. Шелюхин. – М.: Препринт ЦАГИ, 1997. – 70 с.
59. Дынников, А.И. Цифровые системы управления / А.И. Дынников. – М.: Изд-во МФТИ, 2006. – 195 с.
60. Ильясов, Б.Г., Саитова, Г.А., Халикова, Е.А. Анализ запасов устойчивости гомогенных многосвязных систем управления / Б.Г. Ильясов, Г.А. Саитова, Е.А. Халикова // Изв. РАН. ТиСУ, 2009. – № 4. – С. 4-12.
61. Зубов, С.В. Проблема расчетной устойчивости динамических систем / С.В. Зубов // Изв. РАН. ТиСУ, 2009. – № 2. – С. 18-23.
62. Диденко, Ю.И., Кушнир, П.В., Шелюхин, Ю.Ф. Применение метода пространства состояний для анализа устойчивости цифровых систем / Ю.И. Диденко, П.В. Кушнир, Ю.Ф. Шелюхин // Ученые записки ЦАГИ, 1984. – Т. XV, № 5. – С. 68-78.
63. Кушнир, П.В., Шелюхин, Ю.Ф. Исследование астатических резервированных цифровых систем управления самолета с асинхронными вычислителями / П.В. Кушнир, Ю.Ф. Шелюхин // Ученые записки ЦАГИ, 1986. – Т. XVII, № 1. – С. 82-90.
64. Баженов, С.Г. Особенности анализа устойчивости самолета с резервированной цифровой асинхронной системой управления / С.Г. Баженов // Техника воздушного флота, 2009. – Т. 83, № 1 (694). – С. 45-53.
65. Баженов, С.Г., Шелюхин, Ю.Ф. Анализ изменения динамических свойств самолета при согласовании информации между резервированными каналами цифровой системы управления / С.Г. Баженов, Ю.Ф. Шелюхин // Ученые записки ЦАГИ, 2013. – Т. XLIV, № 1. – С. 94-106.

66. Баженов, С.Г., Шелюхин, Ю.Ф. Влияние выравнивания информации в цифровой резервированной системе управления на динамические свойства типовых звеньев / С.Г. Баженов, Ю.Ф. Шелюхин // Техника воздушного флота, 2008. – Т. LXXXII, № 3-4. – С. 46-55.
67. Кувшинов, В.М. Методика анализа устойчивости самолета с цифровой системой управления с двумя частотами квантования / В.М. Кувшинов // Техника воздушного флота, 2007. – Т. LXXXI, № 3-4 (686-687). – С. 40-50.
68. Баженов, С.Г. Некоторые особенности динамики многотактной цифровой системы управления / С.Г. Баженов // Ученые записки ЦАГИ, 2010. – Т. XLI, № 5. – С. 56-65.
69. Баженов, С.Г. К расчету устойчивости самолета в боковом канале с цифровой многотактной системой управления / С.Г. Баженов // Ученые записки ЦАГИ, 2011. – Т. XLII, № 2. – С. 80-89.
70. Карлин, С. Основы теории случайных процессов / С. Карлин. – М.: Мир, 1971. – 537 с.
71. Фомин, Я.А. Теория выбросов случайных процессов / Я.А. Фомин. – М.: Связь, 1980. – 216 с.
72. Баженов, С.Г. Оценка рассогласований между каналами цифровой системы управления, вызванных сбоями информации / С.Г. Баженов // Ученые записки ЦАГИ, 2010. – Т. XLI, № 6. – С. 43-53.
73. Баженов, С.Г. Синтез алгоритма синхронизации интегральных звеньев цифровой резервированной системы управления / С.Г. Баженов // Ученые записки ЦАГИ, 2011. – Т. XLII, № 1. – С. 86-93.
74. Хопкрофт, Д., Мотвани, Р., Ульман, Д. Введение в теорию автоматов, языков и вычислений / Д. Хопкрофт, Р. Мотвани, Д. Ульман. – М.: И.Д. Вильямс, 2002. – 528 с.
75. Мозговой, М.В. Классика программирования: алгоритмы, языки, автоматы, компиляторы / М.В. Мозговой. – М.: Наука и техника, 2006. – 320 с.
76. Холодилов, С. Недетерминированные конечные автоматы / С. Холодилов. – RSDN magazine, 2009. – 14 с.

77. Баженов, С.Г. Синтез алгоритма синхронизации релейно-гистерезисных элементов в цифровой резервированной системе управления с помощью конечных автоматов / С.Г. Баженов // Ученые записки ЦАГИ, 2013. – Т. XLIV, № 3. – С. 83-90.
78. Баженов, С.Г., Лысенкова, Н.Б. К выбору порогов алгоритма контроля цифровой асинхронной системы штурвального управления магистрального самолета / С.Г. Баженов, Н.Б. Лысенкова // Ученые записки ЦАГИ, 2015. – Т. XLVI, № 1. – С. 60-71.
79. Баженов, С.Г., Диденко, Ю.И., Козяйчев, А.Н. Синтез алгоритма ограничения угла крена при движении самолета вблизи поверхности земли / С.Г. Баженов, Ю.И. Диденко, А.Н. Козяйчев // Ученые записки ЦАГИ, 2016. – Т. XLVII, №3. – С. 71-79.
80. ARINC Characteristic 704-7 Inertial Reference System (IRS).
81. ARINC Characteristic 706-4 Mark 5 Subsonic Air Data System (ADS).
82. Алешин Б.С., Баженов С.Г., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Формирование бесконфликтных траекторий предпосадочного маневрирования с учетом ограничений на маневренные возможности самолета. Проблемы управления. Труды Института проблем управления РАН. №2, 2012 с. 70-75.
83. Алешин Б.С., Баженов С.Г., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Использование параллельных процессов для оценки реализуемости и безопасности траекторий магистрального самолета с помощью его бортовой математической модели в интегрированной системе обеспечения безопасности полета. Труды международной конференции по управлению и параллельным вычислениям (РАСО-2012). Москва. 2012, с.122-137.
84. Алешин Б.С., Баженов С.Г., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Обеспечение траекторной безопасности магистрального самолёта с использованием бортовой математической модели. II всероссийская научно-техническая конференция «Моделирование авиационных систем» ГосНИИАС, Москва 2013 Труды конференции. Стр 3-4.

85. Алешин Б.С., Баженов С.Г., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Оценка реализуемости и безопасности траекторий самолета с помощью бортовой математической модели. Проблемы управления. Труды Института проблем управления РАН. № 4, 2013, стр. 64-71
86. S. Bazhenov, Korolyov V.S., Kulida E.L., Lebedev V.G. Simulation of On-board Model of Airliner to Evaluate Capability of Trajectories and Flight Safety 29th Congress of the International Council of the Aeronautical Sciences, ICAS 2014 ICAS 2014 CD-ROM PROCEEDINGS. 2014.
87. Алешин Б.С., Баженов С.Г., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Assessment of Implementability and Safety of Aircraft Flight Paths by an On-Board Mathematical Model. Automation and Remote Control, Vol. 75, №4, 2014, с. 745-754
88. Алешин Б.С., Баженов С.Г., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Прототип системы обеспечения траекторной безопасности полета. В сборнике: XII всероссийское совещание по проблемам управления ВСПУ-2014 Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН. 2014. С. 3351-3361
89. Алешин Б.С., Баженов С.Г., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Использование бортовой модели самолета для оценки траекторий и повышения безопасности полета. В сборнике: Результаты фундаментальных исследований в прикладных задачах авиастроения Москва, 2016. с. 162-174.
90. Баженов С.Г., Егоров Н.Е., Кулида Е.Л., Лебедев В.Г. Управление траекторией и скоростью самолета при заходе на посадку в условиях пересеченной местности. Проблемы управления. Труды Института проблем управления РАН. 2015. № 2. с. 45-51
91. S. Bazhenov Evaluation of Differences Between Channels of a Digital Control System Caused by Changes of Its Variables TsAGI Science Journal, 41(6):673–685, 2010
92. S. Bazhenov Some Dynamic Properties of Digital Multirate Control Systems TsAGI Science Journal, 41(5):579–591, 2010

93. S. Bazhenov Synthesis of a Synchronization Algorithm for Integrators of a Digital Redundant Control System. TsAGI Science Journal, 42 (1): 109–118 (2011)
94. S. Bazhenov Stability Evaluation of an Airplane with a Digital Multirate Control System in a Lateral Motion. TsAGI Science Journal, 42 (2): 245–258 (2011)
95. S. Bazhenov Generation of the Algorithm of Synchronization of Relay-Hysteretic Elements in Digital Redundant Control System by Means of Finite State Automation TsAGI Science Journal, 44 (3): 419–432 (2013)
96. S. Bazhenov, Yu.Shelyukhin Analysis of Dynamic Properties of Aircraft with Data Equalization Between Redundant Channels of Digital Control Systems. TsAGI Science Journal, 44 (1) 141-157 (2013)

Приложение 1

Основные требования к надежности и безопасности магистральных самолетов

Основа всех требований к безопасности и надежности заложена в Авиационных правилах АП-25 [14], FAR-25 и их аналогах. Тесно связанными с требованиями норм являются процедуры разработки сложных бортовых систем и оценки их надежности, которые описаны в документах [16–22]. Ключевым пунктом в формировании требований к надежности и безопасности является понятие особой ситуации, классификация особых ситуаций и требования к вероятности их наступления.

Согласно АП-25 [14], особая ситуация определяется следующим образом.

*9. **Особая ситуация (эффект)** – ситуация, возникающая в полете в результате воздействия неблагоприятных факторов или их сочетаний и приводящая к снижению безопасности полета. Особые ситуации (эффекты) классифицируются с использованием следующих критериев:*

- (a) Ухудшение летных характеристик, характеристик устойчивости и управляемости, прочности и работы систем.*
- (b) Увеличение рабочей (психофизиологической) нагрузки на экипаж сверх нормально требуемого уровня.*
- (c) Дискомфорт, травмирование или гибель находящихся на борту людей.*

9.1. Особые ситуации по степени их опасности подразделяются на:

- (a) **Катастрофическая ситуация (катастрофический эффект)** – особая ситуация, для которой принимается, что при ее возникновении предотвращение гибели людей оказывается практически невозможным.*
- (b) **Аварийная ситуация (аварийный эффект)** – особая ситуация, характеризующаяся:
 - (i) значительным ухудшением характеристик и/или достижением (превышением) предельных ограничений или**

- (ii) *физическим утомлением или такой рабочей нагрузкой экипажа, что уже нельзя полагаться на то, что он выполнит свои задачи точно или полностью.*
- (c) **Сложная ситуация** (существенный эффект) – особая ситуация, характеризующаяся:
 - (i) *заметным ухудшением характеристик и/или выходом одного или нескольких параметров за эксплуатационные ограничения, но без достижения предельных ограничений, или*
 - (ii) *уменьшением способности экипажа справиться с неблагоприятными условиями (возникшей ситуацией) как из-за увеличения рабочей нагрузки, так и из-за условий, понижающих эффективность действий экипажа.*
- (d) **Усложнение условий полета** (незначительный эффект) - особая ситуация, характеризующаяся:
 - (i) *незначительным ухудшением характеристик, или*
 - (ii) *незначительным увеличением рабочей нагрузки на экипаж (например, изменение плана полета).*

Кроме того, существует классификация особых ситуаций с точки зрения возможности их наступления. Так, согласно списку определений АП-25 и принятой в них терминологии, особые ситуации подразделяются на следующие группы.

5. По частоте возникновения события (отказные состояния, внешние воздействия, ошибки и др.) делятся на следующие категории:
 - 5.1. **Вероятные.** Могут произойти один или несколько раз в течение срока службы каждого самолета данного типа. Вероятные события подразделяются на частые и умеренно вероятные.
 - 5.2. **Невероятные.** Невероятные события подразделяются на две категории:
 - (a) **Маловероятные.** Вряд ли произойдут на каждом самолете в течение его срока службы, но могут произойти несколько

раз, если рассматривать большое количество самолетов данного типа.

- (b) **Крайне маловероятные.** Вряд ли возникнут за весь срок эксплуатации всех самолетов данного типа, но тем не менее их нужно рассматривать как возможные.

5.3. **Практически невероятные.** Настолько невероятные, что нет необходимости считать возможным их возникновение.

8. **Численные значения.** При необходимости количественной оценки вероятностей возникновения событий могут использоваться указанные ниже величины:

<i>Вероятные</i>	– более 10^{-5} ;
<i>Частые</i>	– более 10^{-3} ;
<i>Умеренно вероятные</i>	– в диапазоне $10^{-3} – 10^{-5}$;
<i>Невероятные</i>	– в диапазоне $10^{-5} – 10^{-9}$;
<i>Маловероятные</i>	– в диапазоне $10^{-5} – 10^{-7}$;
<i>Крайне маловероятные</i>	– в диапазоне $10^{-7} – 10^{-9}$;
<i>Практически невероятные</i>	– менее 10^{-9} .

Вероятности должны устанавливаться как средний риск на час полета, продолжительность которого равна среднему времени полета по типовому профилю. В тех случаях, когда отказ критичен для определенного этапа полета, вероятность его возникновения на этом этапе полета может быть также осреднена на час полета по типовому профилю.

Согласно общей идеологии построения Авиационных правил, наступление той или иной особой ситуации может произойти лишь при выполнении достаточно жестких условий и ее вероятностные характеристики должны удовлетворять установленным ограничениям. Так, требования по безопасности описываются в следующих пунктах АП-25.

3.3. Эксплуатация с отказными состояниями.

Самолет должен быть спроектирован и построен таким образом, чтобы в ожидаемых условиях эксплуатации при действиях экипажа в соответствии с РЛЭ:

3.3.1. Каждое отказное состояние (функциональный отказ, вид отказа системы), приводящее к возникновению катастрофической ситуации (катастрофического эффекта), оценивалось как практически невероятное и не возникало вследствие единичного отказа одного из элементов системы.

3.3.2. Суммарная вероятность возникновения аварийной ситуации (аварийного эффекта), вызванной отказными состояниями (функциональными отказами, видами отказов систем), для самолета в целом не превышала 10^{-6} на час полета; при этом рекомендуется, чтобы любое отказное состояние (функциональный отказ, вид отказа системы), приводящее к аварийной ситуации (аварийному эффекту), оценивалось как событие не более частое, чем крайне маловероятное.

3.3.3. Суммарная вероятность возникновения сложной ситуации (существенного эффекта), вызванной отказными состояниями (функциональными отказами, видами отказов систем), для самолета в целом не превышала 10^{-4} 1/час; при этом рекомендуется, чтобы любое отказное состояние (функциональный отказ, вид отказа системы), приводящее к сложной ситуации, оценивалось как событие не более частое, чем маловероятное.

3.3.3.1. Все усложнения условий полета и отказные состояния (функциональные отказы, виды отказов систем), приводящие к их возникновению, подлежат анализу с целью отработки соответствующих рекомендаций по действиям экипажа в полете.

Примечание: *Желательно, чтобы любое отказное состояние (функциональный отказ, вид отказа системы), приводящее к усложнению условий полета (незначительному эффекту), не могло быть отнесено к частым событиям.*

В общем виде данные требования могут быть представлены в таблице П1.1.

Таблица П1.1 Соотношение между критичностью ситуаций и требованиями к вероятности их возникновения

Классификация ситуаций	Количественные требования надежности (Вероятность на час)
Катастрофическая (КС – Catastrophic)	Практически невероятные (Extremely improbable), $P/T < 1 \cdot 10^{-9}$
Аварийная (АС – Hazardous)	Крайне маловероятные (Extremely remote), $P/T < 1 \cdot 10^{-7}$
Сложная (СС – Major)	Маловероятные (Remote), $P/T < 1 \cdot 10^{-5}$
Усложнение условий полета (УУП – Minor)	Умеренно вероятные (Reasonably probable), $P/T < 1 \cdot 10^{-3}$

Кроме того, при отнесении события к практически невероятным следует учитывать следующие пункты АП-25.

4.7. Отказное состояние (функциональный отказ, вид отказа системы) может быть отнесено к событиям практически невероятным, если выполняется одно из следующих условий:

- (a) Указанное состояние возникает в результате двух и более независимых последовательных отказов различных элементов рассматриваемой системы или взаимодействующих с ней систем с вероятностью менее 10^{-9} на час полета по типовому профилю;*
- (b) Указанное состояние является следствием конкретного механического отказа (разрушение, заклинивание, рассоединение) одного из элементов системы и разработчик обоснует практическую невероятность такого отказа, используя для доказательства:*
 - анализ схемы и реальной конструкции;*

- *статистическую оценку безотказности подобных конструкций за длительный период эксплуатации (при наличии необходимых данных);*
- *результаты испытаний по установлению назначенного ресурса соответствующим элементам согласно требованиям соответствующих разделов настоящих Норм или по установлению других ограничений контролируемых параметров допустимого предотказного состояния;*
- *анализ принципов контроля качества изготовления и применяемых конструкционных материалов в серийном производстве, а также стабильности технологических процессов;*
- *анализ предусмотренных эксплуатационной документацией средств, методов и периодичности технического обслуживания.*

Примечание: *В тех случаях, когда рассматривается конкретный короткий этап (участок) полета, его продолжительность может учитываться при оценке вероятности единичных и множественных отказов.*

Если показано, что отказное состояние (вид отказа, функциональный отказ) относится к категории событий практически невероятных, то такое событие может быть исключено из дальнейшего анализа особых ситуаций по 3.3.

Логика отнесения того или иного события к сформулированной классификации особых ситуаций приведена на рис. П1.1.

При возникновении отказных ситуаций очень важное значение имеет своевременное оповещение пилотов об отказе и их осведомленность о действиях, которые необходимо предпринять в данной ситуации. В самом деле, если экипаж немедленно получает нужную информацию об отказах, адекватно оценивает летную ситуацию и своевременно предпринимает необходимые действия, то опасность отказной ситуации снижается. Поэтому при классификации особых ситуаций очень важным является факт наличия или отсутствия сигнализации об отказах, поскольку несигнализируемые отказы, как правило, приводят к более

тяжелым отказным ситуациям. Для того чтобы отказ был сигнализируемым, его необходимо обнаружить, что является функцией системы контроля.

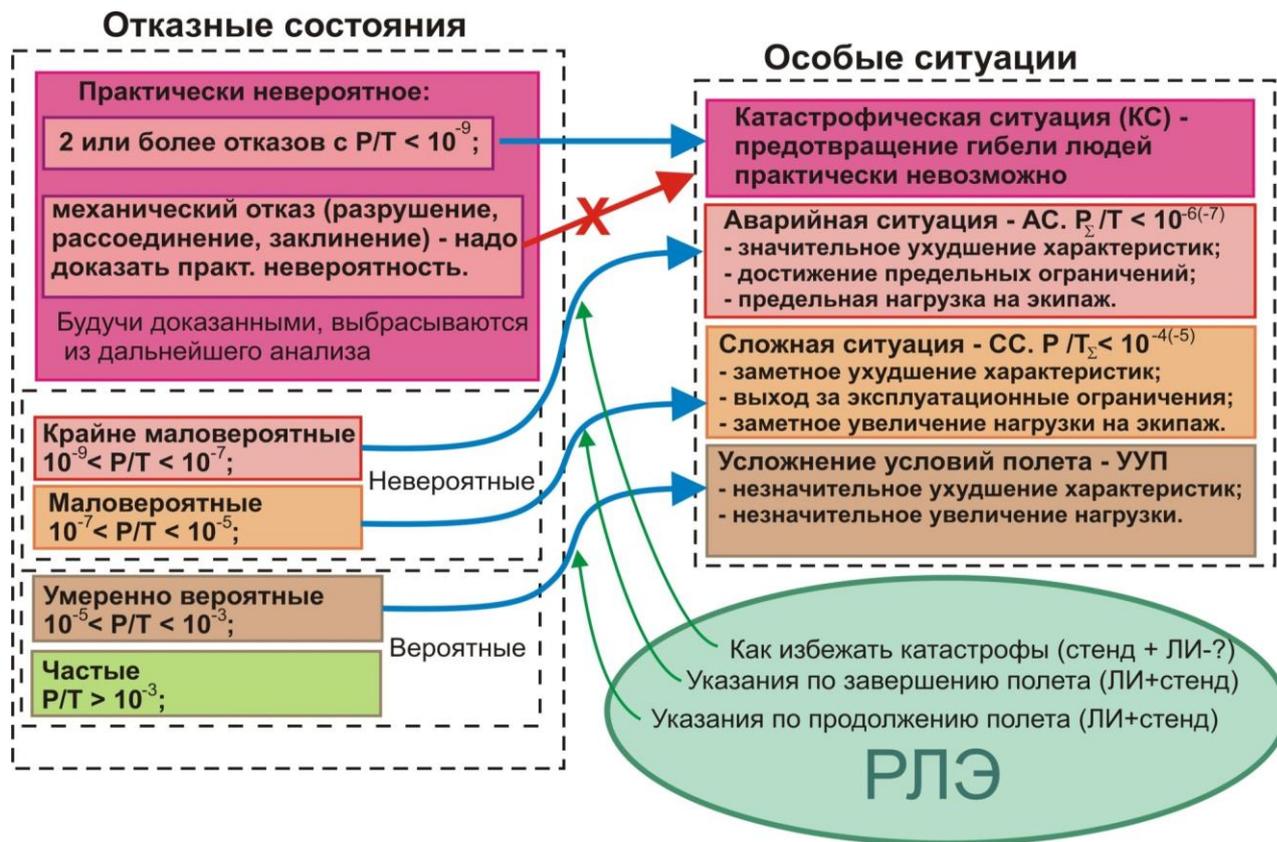


Рисунок П1.1 – Общие принципы соответствия отказных состояний и особых ситуаций

Требования к системе контроля будут рассмотрены ниже. Кроме того, в Авиационных правилах требуется, чтобы экипаж был обеспечен необходимой информацией о действиях в особых ситуациях. Так, в пунктах 4.8-4.10 АП-25 [14] требуется, чтобы Руководство по летной эксплуатации содержало рекомендации, позволяющие экипажу принять все возможные меры для предотвращения развития особой ситуации по негативному сценарию. Эти меры должны быть подтверждены результатами моделирования на пилотажном стенде, результатами расчетных исследований и, по возможности, проверены в летных испытаниях.

В разделе «Оборудование, системы и установки» присутствует важный пункт, который определяет требования к построению системы и ее функциям для обеспечения выполнения вышеперечисленных норм АП-25.

25.1309 Оборудование, системы и установки.

(a) Оборудование, системы и установки, назначение которых соответствует требованиям настоящих Норм, должны быть сконструированы таким образом, чтобы обеспечить надежное выполнение ими намеченных функций во всех ожидаемых условиях эксплуатации.

(b) Системы самолета и связанные с ними элементы, рассматриваемые отдельно и в сочетании с другими системами, должны быть спроектированы таким образом, чтобы:

- (1) Возникновение любых отказных состояний, которые могли бы воспрепятствовать безопасному продолжению полета и посадке самолета, было бы практически невероятным, и
- (2) Возникновение любых других отказных состояний, которые могли бы уменьшить способность самолета или возможность экипажа справляться с неблагоприятными условиями эксплуатации, было бы редким (невероятным).

(c) Должна быть предусмотрена предупреждающая сигнализация, которая бы информировала экипаж об опасных условиях работы систем и позволяла ему предпринять соответствующие меры для исправления положения. Системы, органы управления и соответствующие устройства контроля и сигнализации должны иметь такую конструкцию, чтобы свести к минимуму ошибки экипажа, способные привести к дополнительным опасностям.

(d) Соответствие требованиям пункта (b) данного параграфа должно быть показано анализом, а там, где это необходимо, - соответствующими наземными и летными испытаниями или испытаниями на моделирующей установке. При анализе должны быть рассмотрены:

- (1) Возможные виды отказа, в том числе неправильные срабатывания и повреждения от внешних источников;
- (2) Вероятность множественных отказов и скрытых отказов;
- (3) Результирующее воздействие на самолет и лиц, находящихся на его борту, с учетом режима полета и эксплуатационных условий, и

(4) Предупреждения экипажу, необходимые действия по исправлению положения и возможность обнаружения отказов.

В настоящее время действуют руководства по разработке и сертификации сложных бортовых систем и оценке их безопасности и надежности, позволяющие обеспечить выполнение требований пункта 25.1309 [17-22].

Соответствие указанным требованиям АП-25 должно доказываться путем анализа и расчета вероятностей возможных видов отказов функциональных систем и оценки влияния этих видов отказов на безопасность полета самолета. Такая оценка должна проводиться для каждой системы и во взаимосвязи с другими системами и (при необходимости) подкрепляться наземными и(или) летными испытаниями, испытаниями на пилотажном стенде или другими видами стендовых испытаний, расчетами или моделированием.

Анализ должен включать возможные виды отказов (в том числе сочетания видов отказов в различных системах), оценку вероятностей этих видов отказов, последствия для самолета и находящихся на борту людей с учетом этапа полета, условий эксплуатации и внезапности для экипажа возникновения соответствующего отказного состояния, требуемые действия по парированию, возможность обнаружения отказа, процедуры контроля состояния и обслуживания самолета. Разработчик самолета может по своему усмотрению ужесточить требования по надежности. Кроме вероятностных требований на возникновение той или иной особой ситуации разработчик самолета вправе включить в техническое задание на систему управления требования сохранения работоспособности после отказов различной природы.

Помимо требований вероятностного характера, регламентируемых Авиационными правилами, существуют эксплуатационные требования, которые определяют частоту технического обслуживания. Очевидно, что сделав резервирование избыточным, можно добиться высоких значений надежности (по крайней мере, формально). Однако в системе с переразмеренным уровнем резервирования частота выхода из строя отдельных элементов, т. е. неисправности системы, будет очень высокой. Данные события характеризуются такими характеристиками, как наработка на неисправность (Mean Time Before

Failure – MTBF) и наработка до замены до запланированных регламентных работ (Mean Time Before Unscheduled Replace – MTBUR). Кроме того, типичными являются требования к ресурсу и сроку службы системы управления самолета. Пример таких требований приведен ниже:

«Система управления самолетом должна иметь следующие ресурсы агрегатов и блоков:

- ресурс: 70000 летных часов,*
- 60000 взлето-посадок,*
- срок службы: 25 лет,*
- средняя наработка на отказ (MTBF): не менее 1250 летных часов с целью последующего доведения до 1700 летных часов к концу третьего года эксплуатации».*

С другой стороны, использование избыточного резервирования приводит к тому, что даже при наличии одного или нескольких отказов (это касается, прежде всего, информационно-вычислительной части) надежность системы оказывается достаточной для того, чтобы разрешить вылет и продолжать эксплуатацию самолета. Это позволяет снизить расходы на техническое обслуживание самолета, что в свою очередь снижает прямые эксплуатационные расходы. В идеале необходимо строить систему управления таким образом, чтобы ремонт и замена отказавших элементов производились только во время запланированных регламентных работ, периодичность которых также имеет тенденцию к увеличению. В настоящее время требование продолжения эксплуатации самолета при наличии отказов становится определяющим при выборе уровня резервирования системы управления вместо требований по вероятности полного или частичного отказа. Например, самолет Boeing 777 имеет три вычислителя основного управления PFC, каждый из которых содержит три канала, разнородных по аппаратной и программной частям. Таким образом, в системе имеется девять вычислителей трех типов и три версии программного обеспечения. Даже при наличии одной программной ошибки и двух-трех отказов аппаратуры надежность системы остается достаточной для безопасной эксплуатации. Допустимость вылета с наличием тех или иных отказов

определяется перечнем минимального оборудования, с которым разрешен вылет (Minimum Equipment List – MEL). Составление этого перечня является достаточно важной и трудоемкой работой на ранних стадиях разработки системы управления.

Определяющим для обоснования требований является вероятность нарушения расписания в зависимости от продолжительности эксплуатации без технического обслуживания, что особенно важно для военно-транспортных самолетов. В качестве примеров таких требований можно привести следующие:

«Наработка на отказ, приводящий к невыполнению типового полетного задания, должна быть не менее 600 часов»;

«Вероятность функционального отказа системы управления самолетом, приводящего к задержке вылета по расписанию более 15 мин, должна быть не более $3,0 \cdot 10^{-4}$ ».

Чрезвычайно важными и тесно связанными с требованиями к надежности системы управления являются требования к системе контроля, поскольку резервирование оказывает влияние на надежность системы лишь в том случае, если обеспечивается обнаружение, локализация и изоляция отказа. Главную роль здесь играют требования к глубине контроля, вероятности ложного срабатывания и несрабатывания системы контроля. В частности, примеры требований к системе контроля приведены ниже.

Пример 1.

«1. Любой единичный отказ или комбинация отказов СДУ, которые нельзя отнести к событиям практически невероятным, должны автоматически обнаруживаться и нейтрализоваться до того, как они окажут неприемлемое влияние на устойчивость, управляемость, балансировку, траекторию полета или угловое положение самолета. Изменение параметров движения самолета при всех отказах должно соответствовать требованиям сертификационного базиса.

2. Вероятность возникновения скрытого отказа или комбинации отказов СДУ, приводящих к КАТАСТРОФИЧЕСКОЙ ситуации, не должна превышать 10^{-10} за один час полета и должна обеспечиваться резервированием оборудования СДУ и устройств встроенного контроля».

Пример 2.*«ТРЕБОВАНИЯ ПО КОНТРОЛЕПРИГОДНОСТИ.*

1. Работоспособность системы управления (FCS) должна контролироваться бортовыми автоматизированными средствами контроля и иметь в своем составе систему встроенного контроля (BITE) по ARINC-604.

2. Должна обеспечиваться возможность выполнения следующих видов автоматизированного контроля FCS:

- контроль работоспособности при подготовке к полету;
- контроль работоспособности системы в полете;
- контроль при выполнении регламентных работ на формах технического обслуживания (ТО);

3. Контроль работоспособности FCS в полете и на земле должен осуществляться с помощью встроенных средств контроля с выдачей информации экипажу о наличии отказа, а при техническом обслуживании – обеспечивать локализацию места отказа с глубиной до конструктивно-сменной единицы для последующей замены с целью восстановления работоспособности FCS.

4. Полетный контроль должен включаться автоматически после подачи электропитания на FCS и выполняться постоянно, если не задействованы другие виды контроля.

5. Полнота контроля функциональных отказов, препятствующих вылету и приводящих к ОС в полете, должна быть 1,0. Полнота контроля всех отказов с помощью встроенных средств контроля должна быть не менее 0,98. Глубина поиска места отказа должна быть до уровня конструктивно-съёмного элемента (LRU) с вероятностью не менее 0,99.

6. Уровень достоверности контроля должен соответствовать следующим требованиям:

- вероятность ложного отключения средствами ВСК исправного оборудования СДУ в полете и при оперативных видах технического обслуживания не должна превышать 0,01 от вероятности появления отказов в системе;

- вероятность необнаружения отказа оборудования FCS в полете и на оперативных видах технического обслуживания должна быть не более 10^{-10} на один час полета;

7. Встроенные средства контроля FCS должны:

- формировать и выдавать информацию о результатах контроля для формирования кадра состояния системы, а также для документирования информации об отказах;
- обеспечивать выявление отказов системы, в том числе пассивных, во всем диапазоне режимов полета.

При формировании требований к системе контроля следует помнить, что подтверждение заявленных требований является большой проблемой, особенно если это связано с количественными показателями вероятности или показателями полноты контроля. Метрика этих показателей является, как правило, достаточно неопределенной. Для подтверждения эффективности системы контроля используют набор сценариев, в которых система контроля должна продемонстрировать корректность работы при различных вариантах отказов. Этот этап исследований называется анализом влияния отказов с различным проявлением (Failure Mode and Effect Analysis – FMEA). При этом должна быть четко очерчена граница между отказным и нормальным состоянием системы, а именно определено, какое поведение системы свидетельствует о ее отказе, а какое является нормальным, пусть даже в экстремальных условиях. Система контроля должна обнаружить отказы при всех сформулированных сценариях и продемонстрировать робастность своих алгоритмов, т. е. их работоспособность при разных эксплуатационных условиях и наличии возмущений различной природы.

Приложение 2

Методы обеспечения безопасности при разработке системы управления

В процессе разработки и сертификации системы дистанционного управления рекомендуется пользоваться следующими международными регламентирующими документами и их российскими аналогами (рис. П2.1):

- АП-25 – нормы летной годности самолетов [14];
- SAE ARP-4761 – руководство по методам оценки безопасности систем и бортового оборудования самолетов гражданской авиации [19, 20];
- SAE ARP-4754 – руководство по разработке и сертификации высокоинтегрированных сложных бортовых систем воздушных судов гражданской авиации [17, 18];
- RTCA DO-178B – квалификационные требования по созданию программного обеспечения бортовых систем [21];
- RTCA DO-254 – руководство по созданию аппаратуры бортовых систем [22].

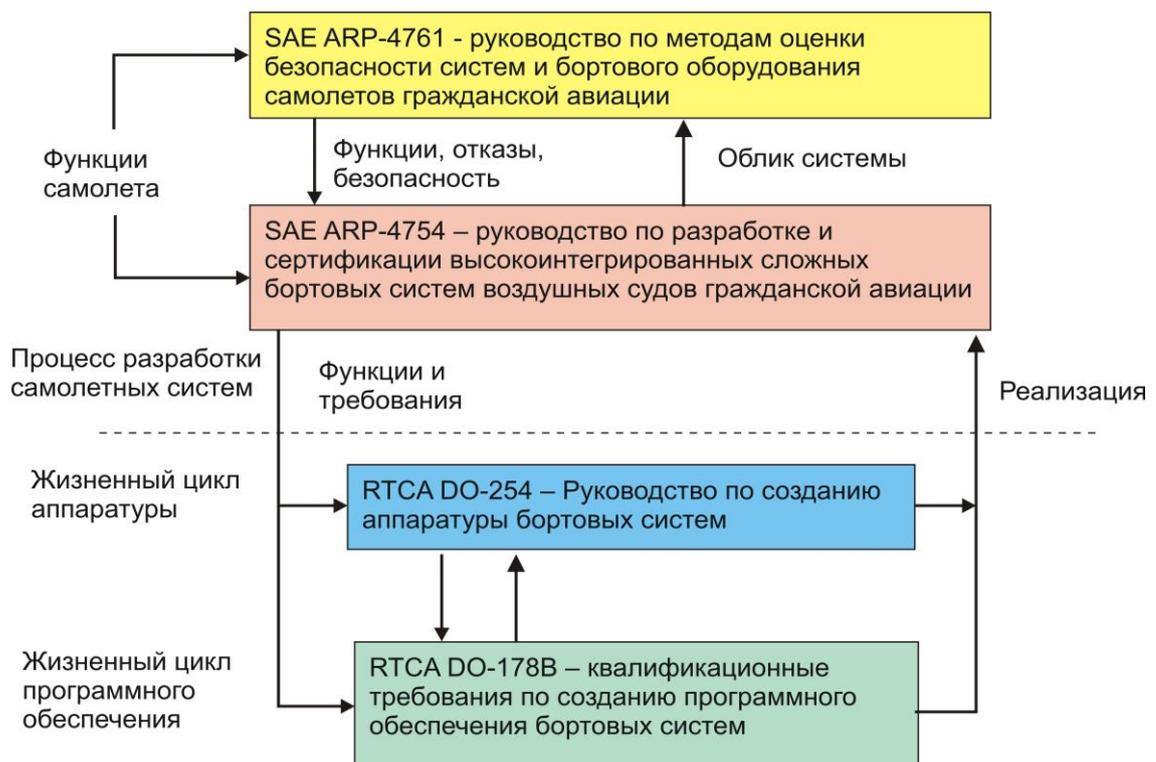


Рисунок П2.1 – Основные документы, регламентирующие процесс разработки системы управления

При создании современных сложных высокоинтегрированных бортовых систем весьма важную роль играет нормирование процессов их разработки, изготовления и сертификации. По определению [17–18] сложная система – это система, безопасность работы которой не может быть доказана только путем испытаний. Это легко понять, поскольку внедрение цифровой техники и информационных систем привело к резкому увеличению количества функций, выполняемых системами управления, усложнению их алгоритмов и расширению состава используемой информации. Очевидно, что это приводит к комбинаторному росту состояний системы управления, что, в свою очередь, ведет к лавинообразному увеличению количества тестов, необходимых для доказательства правильности реализации алгоритмов. Проверить правильность поведения системы управления во всех ее возможных состояниях при нынешнем уровне сложности законов управления практически невозможно. Кроме того, использование цифровой техники автоматически делает систему сложной, поскольку внутренняя «кухня» цифрового устройства зачастую является для разработчика системы управления «черным ящиком». В ситуации, когда невозможно доказать с помощью только тестирования безопасность конечного продукта разработки, акцент деятельности по сертификации переносится на этапы разработки, изготовления и испытаний с целью подтверждения того, что на этих этапах все делалось как нужно. Большую роль в этом играет документ SAE ARP-4754 – руководство по разработке и сертификации высокоинтегрированных сложных бортовых систем воздушных судов гражданской авиации [17] и его российский аналог [18]. Целью этого документа является создание единой основы для сертификации и его содержание направлено на обеспечение требований безопасности, связанным с параграфом 25.1309 AP-25 [14]. Следует подчеркнуть важный принцип процесса разработки бортовых систем вообще и системы управления в частности: чем раньше организуется работа с сертифицирующими органами, тем быстрее будут обнаружены все критические точки и решены проблемы, препятствующие сертификации.

Очень важным этапом является выбор архитектурного построения, обеспечивающего высокий уровень надежности функций системы управления и

безопасности полета. Согласно международной практике (SAE ARP-4761 [19–20]) для оценки надежности самолета необходимы следующие действия:

- анализ функциональных отказов;
- предварительная оценка безопасности системы;
- оценка безопасности системы;
- анализ отказов по общей причине.

Более детально деятельность по формированию архитектурного облика системы и рассмотрением аспектов безопасности показаны на рис. П2.2, П2.3.

Анализ функциональных отказов (Functional Hazard Assessment – FHA).

В ходе этого этапа рассматриваются функции воздушного судна и его систем с целью определения их возможных отказов, а также проводится классификация летных ситуаций, связанных с этими отказами. Оценка опасности функциональных отказов производится на ранней стадии проектирования и пересматривается по мере появления новых функций или отказных состояний. Классификация этих состояний приведена в таблице П1.1.

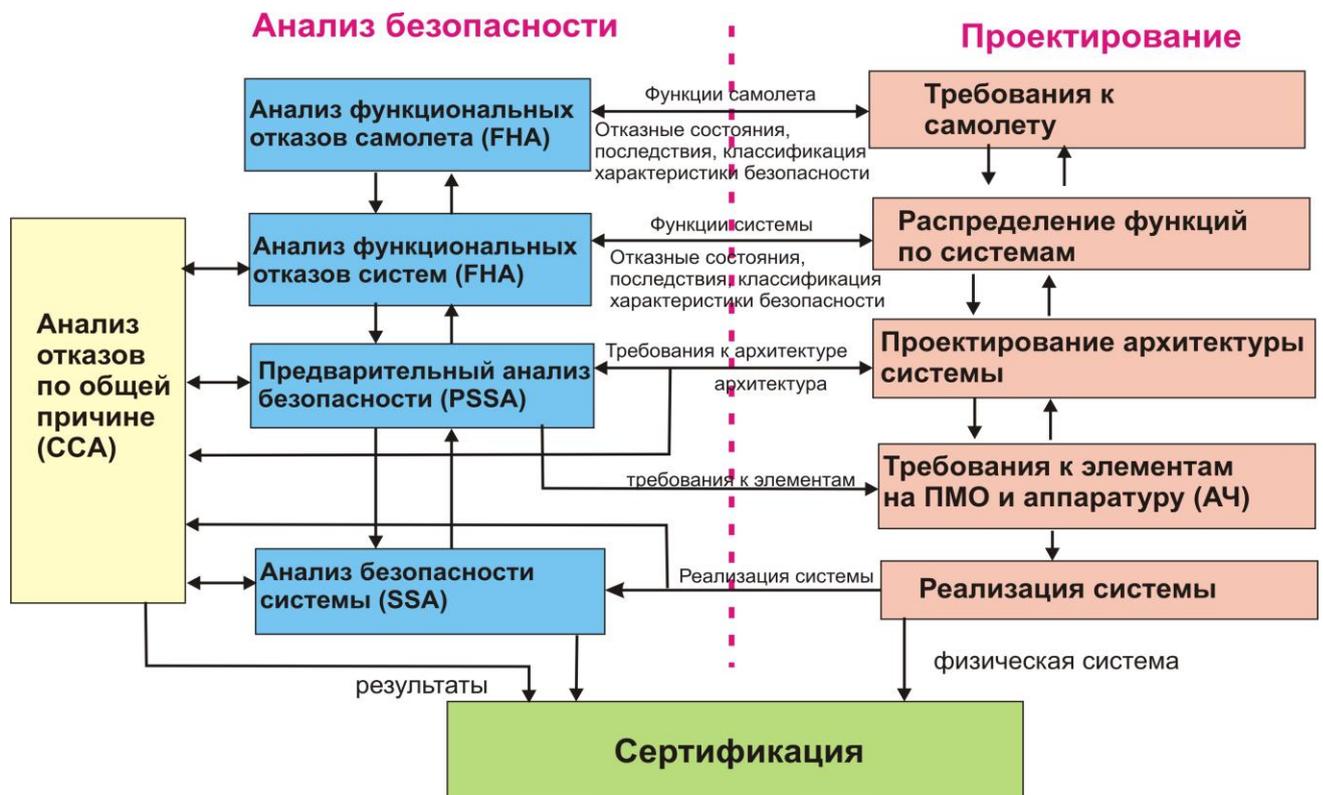


Рисунок П2.2 – Модель процесса разработки системы и обеспечение безопасности

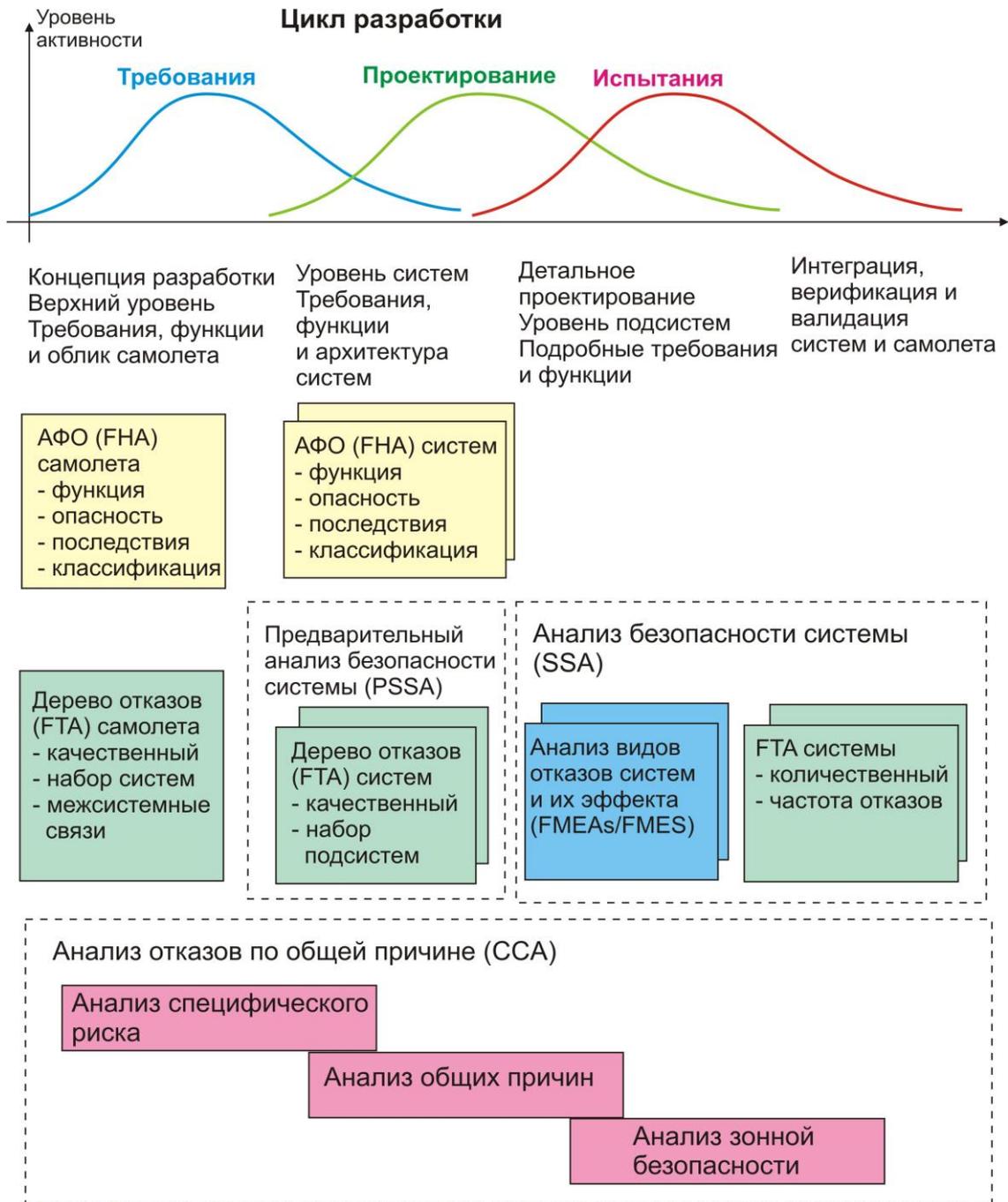


Рисунок П2.3 – Модель изменения по времени процессов разработки системы и анализа безопасности

Предварительная оценка безопасности системы (Preliminary System Safety Assessment – PSSA). В результате устанавливаются конкретные требования к надежности системы и составляющих ее изделий и дается первоначальное подтверждение того, что предполагаемая архитектура системы сможет удовлетворить эти требования. Предварительная оценка безопасности уточняется в процессе проектирования системы.

Оценка безопасности системы (System Safety Assessment – SSA). В ходе этого этапа собираются, анализируются и документируются доказательства того, что система удовлетворяет требованиям надежности и безопасности, установленным в результате анализа функциональных отказов (FHA) и предварительной оценки безопасности системы (PSSA).

Анализ отказов по общей причине (Common Cause Analysis – CCA). В ходе этого этапа устанавливаются и оцениваются требования по физическому и функциональному разделению и изоляции систем, а также проверяется, как эти требования выполняются.

Согласно рекомендациям SAE ARP-4754, для того чтобы определить приемлемость функционального набора и архитектурного построения системы управления, необходимо провести этапы анализа опасности функциональных отказов на уровне самолета и системы управления. Для получения результатов АФО используется математическое и стендовое моделирование, включая исследования на пилотажном стенде с участием летного состава. На основании результатов АФО для различных систем формируются рекомендации по построению этих систем. В частности, остановка руля высоты классифицируется как «катастрофическая ситуация». В силу невозможности доказательства того, что для односекционного руля высоты этот отказ является практически невероятным ($P < 10^{-9}$), возникает необходимость в его секционировании. Такой отказ, как флюгирование секции руля высоты без демпфирования (что приводит к флаттеру секции руля высоты), классифицируется как «катастрофическая ситуация». При использовании одного привода секции руля высоты отказ может реализовываться при рассоединении привода и аэродинамической поверхности. Поэтому необходимо использование как минимум двух приводов на секцию руля высоты. Аналогичные результаты получаются для каналов крена и рыскания.

Очень важной особенностью сложных цифровых систем управления является использование в системе программного обеспечения и наличие развитой системы контроля. Так, использование одной версии программного обеспечения

имеет потенциальную опасность внесения общей ошибки при разработке алгоритмов, написании технического задания на программирование и программировании. Гарантии безопасности программного обеспечения посвящено много работ, главной из которых является руководство DO-178B. Общеизвестным средством обеспечения безопасности ПО является соблюдение рекомендаций DO-178B и использование разнородного программного обеспечения для разных каналов вычислителей СДУ. Также необходимо отметить, что двукратное резервирование программного обеспечения обеспечивает обнаружение отказа при условии эффективной работы системы контроля, но для сохранения работоспособности системы необходим более высокий уровень резервирования ПО. Весьма важным вопросом при разработке сложных цифровых систем управления является анализ отказов системы контроля. Существует два вида отказов системы контроля – несрабатывание и ложное срабатывание. Переходы с основной системы на резервную и с резервной на аварийную при исправной аппаратуре и ПО трактуются как отказные ситуации и должны удовлетворять соответствующим требованиям (см. таблицу П1.1). В частности, переход с основной системы на резервную рассматривается, как правило, как «сложная ситуация», и вероятность этого события должна быть не более чем 10^{-5} 1/час. Поэтому ложное срабатывание системы контроля, приводящее к переходу на резервную систему, также трактуется как «сложная ситуация» и требования по надежности остаются теми же (рис. П2.4). Несрабатывание системы контроля может рассматриваться как «катастрофическая ситуация», и вероятность этого события должна быть не более чем 10^{-9} 1/час. По этой причине рекомендуется, чтобы вычислители основного канала были реализованы в виде сдвоенных или строенных вычислителей, которые имеют разнородное аппаратное и программное резервирование. Один канал выполняет функции системы контроля и обрабатывается по уровню А. Наличие разнородного аппаратного и программного обеспечения и развитых алгоритмов контроля позволяет избежать опасности неконтролируемого отказа и обеспечить требуемые гарантии безопасности.



Рисунок П2.4 – Отказы СДУ и срабатывание системы контроля

Помимо вычислителей основного управления (Primary Flight Computer – PFC) в системе управления имеются вычислительные блоки управления приводами. Если они реализованы в цифровой технике, то разработчик имеет те же самые проблемы с отказами по общей причине, и прежде всего с отказами программного обеспечения. Отказ резервного управления, независимо от того, контролируемый он или нет, приводит к катастрофической ситуации, и это событие должно быть практически невероятным ($P < 10^{-9}$ 1/час). Поэтому двукратного резервирования программного обеспечения и аппаратной части недостаточно для обеспечения безопасности, при отсутствии аварийного управления, поскольку отказ по общей причине будет приводить к отключению всех БУКов, а следовательно, и всей СДУ. По этой причине рекомендуется делать два типа блоков управления и контроля приводов, каждый из которых построен по схеме самоконтролируемой вычислительной пары с разнородным резервированием аппаратной и программной частей каналов. Один канал выполняет функции контроля, а другой – функции управления. Таким образом, для БУКов необходимо использование четырех версий разнородного программного обеспечения и также должно быть реализовано разнородное резервирование аппаратной части. По такому принципу построено управления новейшим российским самолетом Sukhoi

SuperJet 100. Концепция компании Airbus также подразумевает управление приводами с помощью разнородных вычислителей, в которых реализовано 4 версии ПО. Каждая секция основных управляющих поверхностей (руль высоты, элероны, руль направления) должна управляться как минимум двумя приводами, управление которыми должно быть реализовано БУКами разных типов. При этом любой отказ в аппаратной и программной части БУКов, включая отказы по общей причине, будет обнаружен, отказавший БУК (или БУКи одного типа) будет отключен и управление будет передано другому БУКу (или БУКам другого типа). Потери функций управления не происходит.

Вопросы обеспечения отказобезопасности СДУ и эффективной работы системы контроля играют важнейшую роль на этапе отработки элементов СДУ на стендах, при интеграции и отработке всего комплекса бортового оборудования на стендах «железная/электронная птица» и особенно при летных испытаниях. Поскольку алгоритмы и аппаратура СДУ на первом вылете и начальном этапе летных испытаний являются «сырыми», то они дорабатываются в процессе летных испытаний. При этом система контроля также является недоработанной, что приводит к ошибкам в ее функционировании, т. е. ложным срабатываниям и несрабатываниям.

Система контроля с алгоритмами и параметрами, выбранными по результатам математического моделирования и стендовой отработки с модельными условиями работы аппаратуры, может оказаться очень жесткой для условий реальных полетов (внешний эллипс на рис. П2.4, что приводит к большому числу ложных срабатываний системы контроля СДУ на этапе наземных и летных испытаний, т. е. к частым переходам на резервную систему. Это может быть также следствием того, что разработчик больше опасается несрабатывания системы контроля ввиду классификации этой особой ситуации как катастрофической. В любом случае, надежный резервный контур СДУ является совершенно необходимым, поскольку в силу большого числа ложных срабатываний системы контроля основной системы на этапе наземных и летных испытаний, резервная система приобретает роль основной. То же самое можно сказать о резервной электродистанционной системе. При отсутствии достаточного опыта при отработке

дистанционной резервной системы совершенно необходима установка резервного механического контура. В процессе наземных и летных испытаний система контроля и алгоритмы СДУ доводятся до кондиционного состояния, так чтобы область отказов и область срабатываний системы контроля были близки (рис. П2.4), что является весьма трудоемким и дорогостоящим процессом. Одной из задач, поставленной при разработке самолета А350, было значительное снижение трудоемкости отработки СДУ на этапе летных испытаний и уменьшение количества промежуточных версий программного обеспечения СДУ с целью сокращения времени и стоимости разработки СДУ и самолета в целом.

Оценка надежности системы управления. Для оценки количественных характеристик надежности системы управления, согласно рекомендациям документа SAE ARP-4761 – руководства по методам оценки безопасности систем и бортового оборудования самолетов гражданской авиации, могут быть использованы следующие методы:

- анализ дерева отказов (Fault Tree Analysis – FTA);
- анализ логических схем (Dependency Diagram – DD);
- метод цепей Маркова (Markov Analysis – MA).

Анализ дерева отказов – это дедуктивный анализ отказной ситуации, при котором основное внимание сосредотачивается на одном нежелательном событии верхнего уровня (корень дерева) и на определении причин, приводящих к этому событию, которые являются событиями более низкого уровня, т. е. ветвями дерева. Построение заканчивается определением терминальных событий (листья дерева) – совокупности отказов отдельных элементов, приводящих к анализируемому событию. Главным достоинством данного метода является графическое представление дерева отказов, которое делает результаты анализа надежности и безопасности наглядными и понятными как для разработчиков систем, так и для авиационных властей. Для системы управления рулем высоты пример дерева отказов (без механических отказов типа рассоединения и заклинивания) приведен на рис. П2.5. Как правило, после каждого ключевого события на дереве отказов приводят значение вероятности этого события, для

того чтобы можно было верифицировать результаты расчетов надежности, т. е. проверить правильность вычислений.

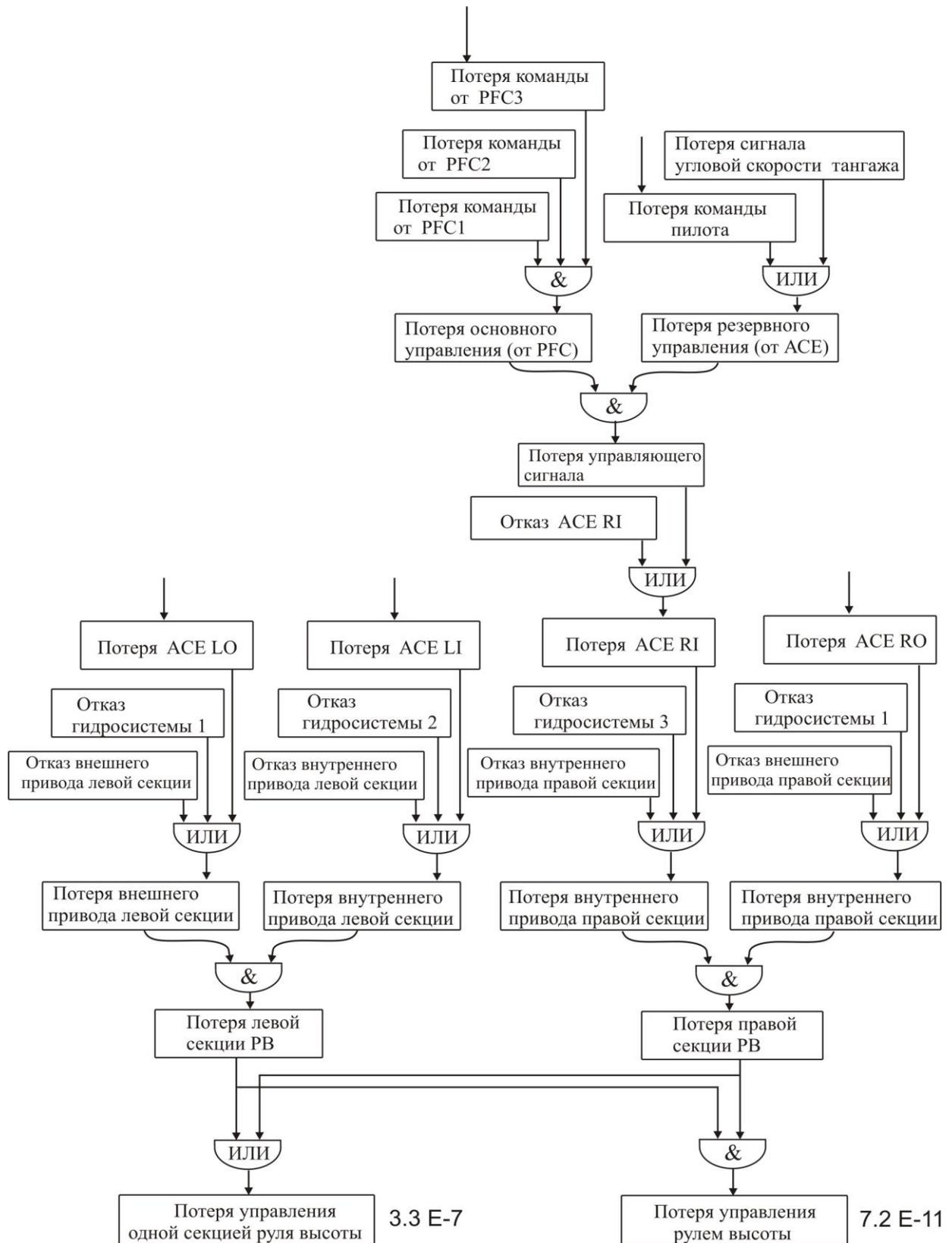


Рисунок П2.5 – Пример дерева отказов для системы управления рулем высоты

Анализ логических схем (или диаграмм зависимости) является альтернативным методом представления результатов анализа надежности и безопасности (рис. П2.6). Он обеспечивает альтернативное графическое представление комбинаций отказов для проведения вероятностных расчетов. При этом каждая логическая схема представляет собой отказное состояние (нежелательное событие) верхнего уровня. Она строится с использованием прямоугольных блоков, которые представляют собой отказные события нижнего уровня, совокупность которых приводит к анализируемому событию верхнего уровня. Эти прямоугольники располагаются параллельно, что соответствует логическому «И», или последовательно, что соответствует логическому «ИЛИ».

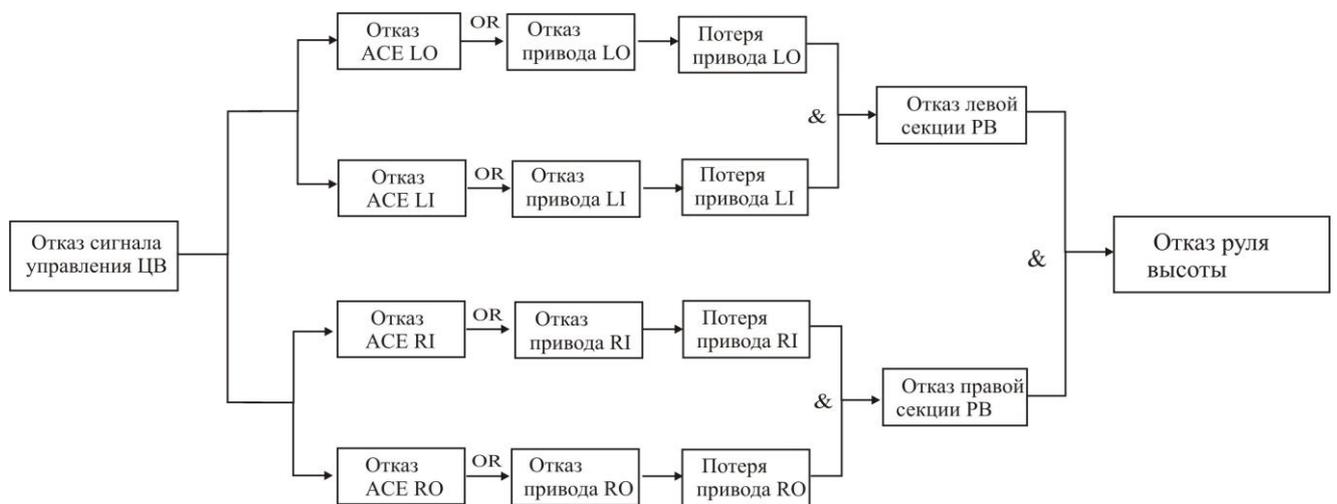


Рисунок П2.6 – Пример диаграммы зависимости для системы управления руля высоты

Методы дерева отказов и логических схем по сути одинаковы, т. е. это представление события верхнего уровня в виде совокупности событий более низких уровней, связанных логическими соотношениями «И» и «ИЛИ», но графическое представление результатов разное. С помощью этих методов рассчитывается основная часть характеристик надежности – вероятность полной потери системы управления или какой-либо ее функции за полет и на час полета.

Метод цепей Маркова является гораздо более сложным и мощным математическим методом исследования надежности и безопасности. Согласно основным положениям теории цепей Маркова, система может находиться в одном

из своих многочисленных состояний $i = 1, \dots, N$ с вероятностями P_1, \dots, P_N . Данные вероятности описываются по времени и описываются дифференциальными

$$\frac{dP_i}{dt} = f_i(P_1, \dots, P_N, t),$$

или разностными уравнениями:

$$P_i(n+1) = f_i(P_1(n), \dots, P_N(n), n).$$

Задав начальные условия и интегрируя уравнения по полету, можно определить вероятность появления того или иного отказного состояния системы к концу полета или этапа полета.

Методы цепей Маркова применяются в тех случаях, когда методы дерева отказов или логических схем неприменимы. Это может быть в случае, когда важна последовательность отказов, т. е. когда одни и те же отказы, происходящие в разной последовательности, приводят к разным состояниям системы. Также цепи Маркова применяются, если в системе происходят процессы восстановления, т. е. учитываются процедуры перезапуска подсистем, принимается во внимание работа алгоритмов контроля с временем подтверждения, анализируются процедуры технического обслуживания. Пример использования цепей Маркова для вероятностного анализа алгоритмов контроля с использованием времени подтверждения приведен в главе 5.

В настоящее время существуют развитые сертифицированные программные пакеты для расчета надежности, которые позволяют строить деревья отказов и производить вычисления для систем управления, включающих достаточно большое количество элементов, связанных логическими отношениями.

Проблемой расчетов надежности является комбинаторный рост требуемых вычислительных ресурсов при увеличении размерности задачи. Это приводит, в частности, к тому, что деревья отказов становятся чрезвычайно громоздкими и теряют наглядность. Для количественных расчетов можно пользоваться другими методами.

Один из методов расчета надежности, реализованный в программном обеспечении RelCal (Reliability Calculation), приведен на рис. П2.7. В его основу положен следующий подход. Пусть в системе управления имеется N терминальных

элементов, т.е. состояние каждого из них не зависит от состояния других элементов. Состояние может быть либо 1 – исправность, либо 0 – отказ. Наступление отказа происходит с интенсивностью λ_i , $i = 1, \dots, N$. Кроме того, в системе существует множество элементов, состояния которых определяются состоянием терминальных элементов и для описания которых используются логические отношения. Также имеются выходные сигналы, значения которых определяют наступление или отсутствие анализируемых событий.



Рисунок П2.7 – Расчет надежности с помощью дискретного метода Монте-Карло

Очевидно, что количество состояний всей системы – 2^N , что для большого числа элементов в системе ($\sim 50-60$) приводит к значительному объему вычислений при расчете надежности. Однако можно значительно сократить объем вычислений, приняв во внимание ряд соображений. События, вероятность которых ниже $10^{-14}-10^{-15}$ можно исключить из рассмотрения. В силу этого нет смысла рассматривать события, возникающие при совокупности 4-5 отказов и более, поскольку такие события имеют вероятность $\sim 10^{-16}$ и ниже. Поэтому можно анализировать не 2^N вариантов, а $C_N^3 - C_N^4$, что значительно меньше.

После перебора $C_N^3 - C_N^4$ вариантов, те M сочетаний отказов, которые приводят к наступлению анализируемых событий, образуют множество отказов:

$$\Omega = \{i_1^1, i_2^1, \dots, i_N^1; i_1^2, i_2^2, \dots, i_N^2; \dots, i_1^M, i_2^M, \dots, i_N^M\}.$$

Это множество запоминается и используется затем для выполнения количественных расчетов и построения дерева отказов. В частности, для вычисления вероятности события, которое наступает в результате множества отказов Ω , справедливо выражение:

$$P(\Omega) = \sum_{m=1}^M \prod_{n=1}^N |i_n^m - \lambda_n T_n|, \quad i_n^m \in \Omega.$$

Именно такой принцип заложен в системе RelCal. Примеры расчетов надежности системы управления приведены на рис. П2.8–П2.10. Так, на рис. П2.8 приведены вероятности потери управления как одной секцией руля высоты, так и всем рулем высоты в зависимости от продолжительности полета.

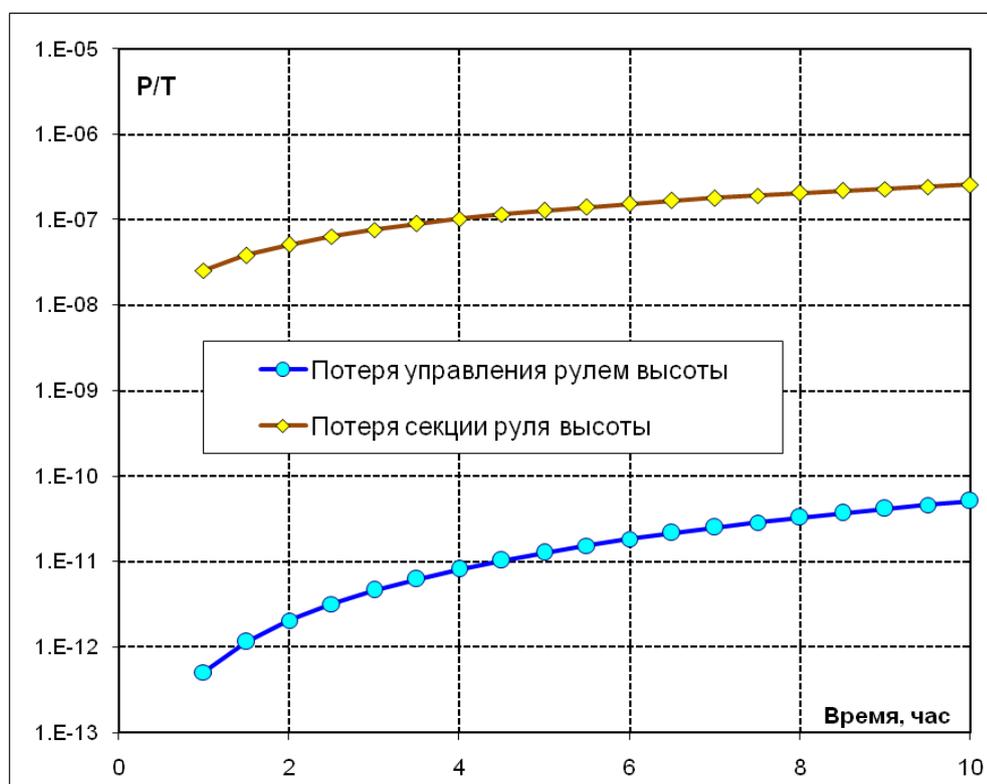


Рисунок П2.8 – Зависимость вероятности отказа на час полета от продолжительности полета для традиционного построения системы управления рулем высоты

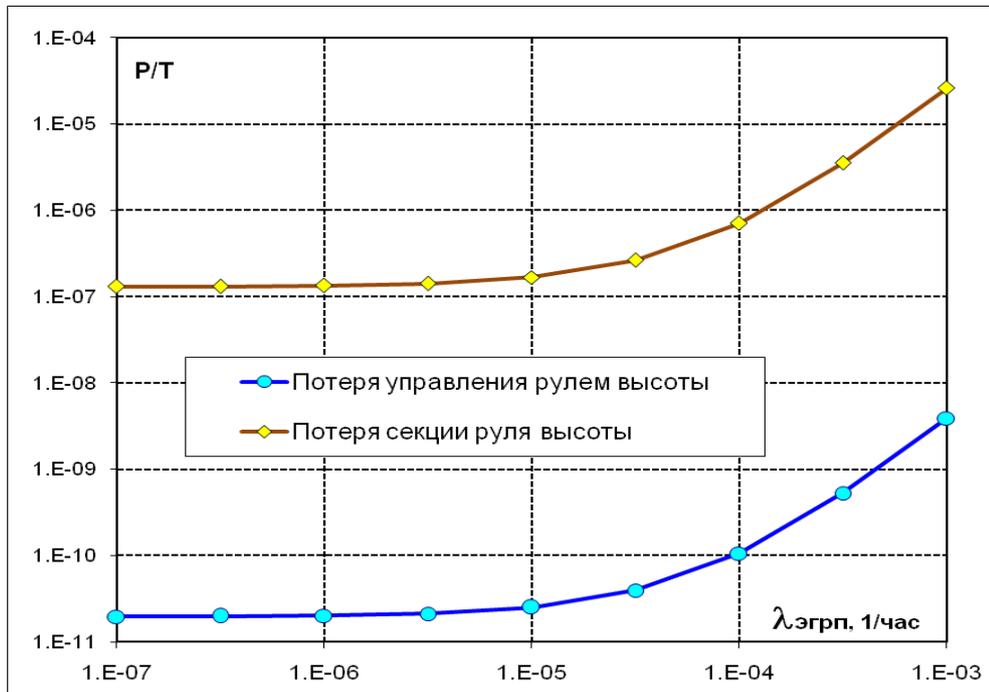


Рисунок П2.9 – Зависимость вероятности отказа на час полета от интенсивности отказов ЭГРП для традиционного построения системы управления рулем высоты

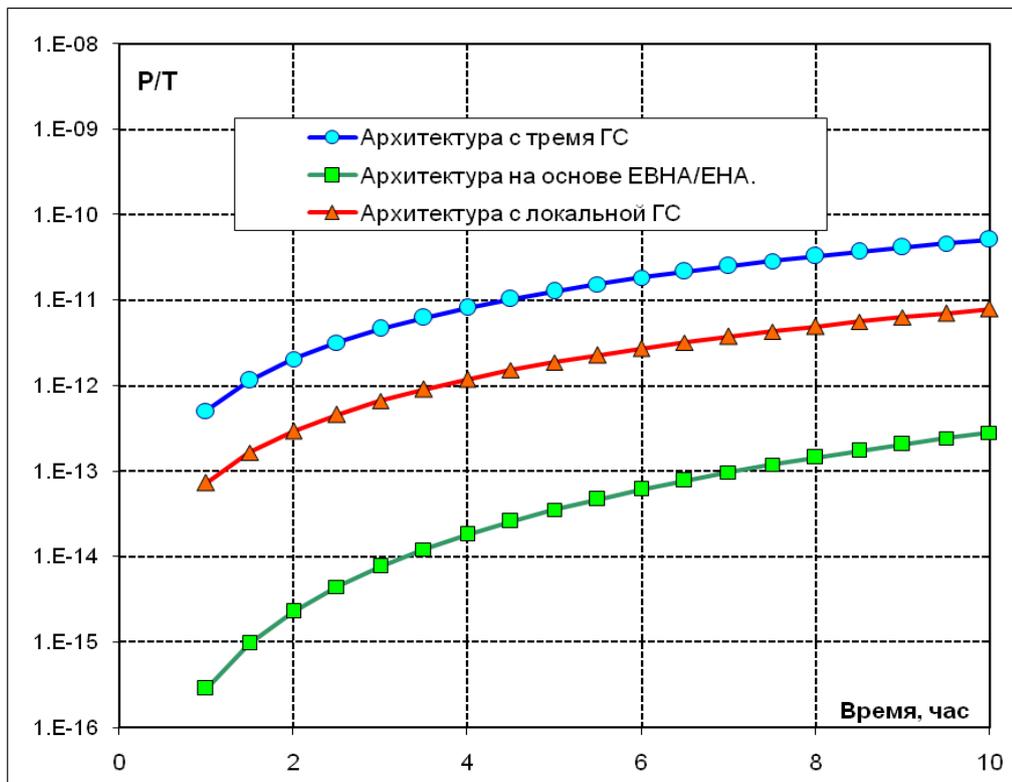


Рисунок П2.10 – Зависимость вероятности полного отказа системы управления рулем высоты на час полета от продолжительности полета для разных архитектурных построений

Весьма интересно и полезно провести параметрический анализ надежности, т. е. рассмотреть вероятности тех или иных событий как функции от параметров системы управления и, прежде всего, интенсивности отказов элементов. По этим зависимостям можно определить граничную величину параметра, начиная с которой элемент играет ключевую роль в вероятности анализируемого события. На рис. П2.9 приведены зависимости вероятностей потери управления как одной секцией, так и всем рулем высоты в зависимости от интенсивности отказов электрогидравлического рулевого привода $\lambda_{\text{ЭГРП}}$. При $\lambda_{\text{ЭГРП}} > 4 \cdot 10^{-5}$ надежность системы управления рулем высоты определяется надежностью ЭГРП.

В настоящее время большой интерес вызывают альтернативные построения силовой системы управления, использующие электрогидростатические - ЕНА (ElectroHydrostatic Actuator) или комбинированные приводы – ЕВНА (Electrical Backup Hydraulic Actuator), а также локальные гидросистемы. На рис. П2.10 приведено сравнение надежности систем с такими архитектурными построениями. Видно, что переход на архитектуру 2Н2Е, использующую две гидравлические и две электрические системы в качестве источников питания силовой системы управления, приводит к значительному повышению надежности из-за перехода на более высокий уровень резервирования источников питания (4 вместо 3). Использование локальных гидросистем также может привести к увеличению надежности системы управления за счет увеличения резервирования источников питания и сокращения длины гидравлических магистралей.