

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи



СЕВОСТЬЯНОВ Никита Алексеевич

**Модульная система электроснабжения космического аппарата
с распределённым управлением**

Специальность 2.4.2 —
«Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Харитонов Сергей Александрович

Новосибирск — 2024

Оглавление

	Стр.
Введение	5
Глава 1 Аналитический обзор	12
1.1 Аналитический обзор конфигураций систем электроснабжения космических аппаратов	13
1.2 Аналитический обзор архитектур систем электроснабжения космических аппаратов	15
1.3 Аналитический обзор архитектур систем управления модульными системами электроснабжения космических аппаратов	17
1.4 Аналитический обзор способов повышения качества напряжения в системах с электроснабжения с иерархической распределённой системой управления	21
1.5 Анализ требований к качеству напряжения общей шины системы электроснабжения космического аппарата	23
Выводы по главе 1	26
Глава 2 Синтез распределённой системы управления системой электроснабжения космического аппарата	28
2.1 Описание модульной системы электроснабжения	28
2.2 Математические модели силовых модулей системы электроснабжения	31
2.2.1 Математическая модель силовой части силовых модулей аккумуляторных батарей	31
2.2.2 Математическая модель силовой части силовых модулей фотоэлектрических батарей	32
2.3 Синтез контуров регулирования выходных токов силовых модулей	35
2.3.1 Обобщённая математическая модель силовых модулей аккумуляторных и фотоэлектрических батарей с регулированием тока	37
2.3.2 Адаптивный коэффициент согласования уставок тока силовых модулей аккумуляторных батарей	39
2.4 Синтез контуров регулирования выходных напряжений силовых модулей	40

2.4.1	Динамические характеристики системы электроснабжения при регулировании с одной степенью свободы	40
2.4.2	Регулирование выходного напряжения силовых модулей с тремя степенями свободы	46
2.4.3	Частотно-избирательное подавление пульсаций напряжения и токораспределение	53
2.5	Синтез контура стабилизации напряжения общей шины	63
2.5.1	Синтез регулятора напряжения общей шины	63
2.5.2	Синтез наблюдателя напряжения общей шины	66
2.6	Методика расчёта распределённой системы управления	67
	Выводы по главе 2	68
Глава 3	Экспериментальное исследование	70
3.1	Оборудование и параметры лабораторного стенда	70
3.2	Методы	72
3.3	Система электроснабжения с регулированием напряжения с тремя степенями свободы	75
3.3.1	Эксперимент № 1.1. Частотные характеристики	76
3.3.2	Эксперимент № 1.2. Переходные процессы при воздействии непериодического тока нагрузки	78
3.3.3	Эксперимент № 1.3. Переходные процессы при воздействии периодического тока нагрузки	80
3.4	Система электроснабжения с частотно-избирательным подавлением пульсаций напряжения	81
3.4.1	Эксперимент № 2.1. Частотные характеристики	81
3.4.2	Эксперимент № 2.2. Переходные процессы при воздействии непериодического тока нагрузки	83
3.4.3	Эксперимент № 3.3. Переходные процессы при воздействии периодического тока нагрузки	83
3.5	Анализ результатов экспериментов	85
	Выводы по главе 3	89
	Заключение	91

	Стр.
Словарь терминов	93
Список литературы	94
Приложение А Вывод математической линеаризованной модели неизолированного реверсивного двухтактного преобразователя в режиме разряда аккумуляторной батареи	107
Приложение Б Параметрический синтез регулятора мгновенного тока реактора силовых модулей аккумуляторных батарей	113
Приложение В Параметрический синтез регулятора среднего тока реактора силовых модулей аккумуляторных батарей . .	116
Приложение Г Акты об использовании результатов диссертации и свидетельства о регистрации программ для ЭВМ	119

Введение

Актуальность темы.

В настоящее время подход к неконвейерной сборке специализированных модулей для космических аппаратов (КА) по индивидуальным заказам оказывается малопродуктивным в условиях быстро растущего спроса на экономически эффективное производство множества КА разной мощности и функциональности. Необходим переход к серийному поточному производству, ставший в последние годы главной задачей ГК «Роскосмос». Эффективное поточное производство характеризуется гибким подходом к разработке с коротким сроком перепроектирования, прототипирования и испытания, для чего необходимо, чтобы все модули КА, включая систему электроснабжения (СЭС) и её подсистемы, были унифицированными, масштабируемыми и реконфигурируемыми.

Унификация и модификация цифровых систем управления *централизованной* архитектуры, используемых в современных СЭС КА, сложна из-за необходимости трудоёмких схемотехнических, конструктивных и параметрических изменений: перерасчёт параметров системы управления, изменение числа каналов связи согласно числу силовых модулей (СМ), способному достигать нескольких десятков, или реализация низкоскоростной полудуплексной или даже симплексной связи с мультиплексированием через общую магистраль. Такие меры снижают надёжность и быстродействие системы управления, а следовательно, и качество стабилизации напряжения. Удачной альтернативой может стать *распределённая* архитектура систем управления. Существующие подходы к проектированию таких систем обеспечивают общую работоспособность системы, однако не позволяют достичь характерного для бортовых систем КА высокого качества напряжения в условиях динамических нагрузок.

Проведение данного исследования обусловлено необходимостью повышения качества напряжения в СЭС КА с распределённой системой управления, что определило направление исследования, его цель и задачи.

Объект исследования – модульная СЭС КА постоянного тока с непрерывно стабилизируемой общей шиной и иерархической распределённой цифровой системой управления с кольцевой коммуникационной сетью.

Предмет исследования – связь структуры и параметров системы управления СЭС КА с формой и величиной модуля импеданса СМ и общей шины.

Степень разработанности темы.

Тематика управления модульными СЭС в последнее десятилетие стимулируется развитием СЭС с распределённой генерацией электроэнергии (microgrids). Большой вклад в исследование таких систем внесли В. Ф. Дмитриков, А. Г. Фишов, А. Ф. Пащенко, Ю. Н. Булатов, Frede Blaabjerg, Josep M. Guerrero, Tomislav Dragičević, Miguel Castilla, Ali Davoudi. Исследовательский центр CROM (Дания) под руководством Josep M. Guerrero и Juan C. Vasquez – ведущий коллектив в этой области. Среди множества подходов к управлению СЭС с распределённой генерацией они предложили выделить один в качестве общепринятого – *иерархическое управление с контролем статизма*. На данный момент подход стандартизирован и широко применяется в СЭС как постоянного, так и переменного тока, потому и был взят за основу в диссертационной работе.

В ряду способов повышения качества напряжения в СЭС с иерархическим управлением можно выделить несколько наиболее эффективных и жизнеспособных: активные силовые фильтры постоянного тока (Dushan Boroyevich, США), концепция виртуального импеданса (Paolo Mattavelli, Италия), управление с полосно-заграждающими фильтрами (Yun Wei Li, Китай). Их основные недостатки – дополнительные аппаратные затраты и акцент на управлении СЭС, связанных с централизованной сетью (grid-connected microgrids).

Перечисленные недостатки исключают возможность применения таких способов в СЭС КА в силу строгих требований к массо-габаритным показателям и качеству напряжения при различных сценариях поведения нагрузки, характеризующихся пульсирующими токами любой частоты и токов полного или частичного отключения и включения нагрузок. СЭС КА также является автономной системой, несвязанной с централизованной сетью (islanded microgrid) ввиду её отсутствия. Возникает необходимость дальнейшей разработки данной темы в сторону повышения качества напряжения в условиях динамических нагрузок.

Цель исследования – улучшение динамических показателей качества стабилизации напряжения общей шины СЭС КА с иерархической распределённой системой управления путём её структурной и параметрической модификации.

Поставленная цель потребовала решить следующие **задачи**:

1. Проанализировать существующие требования к СЭС КА для установления ключевых характеристик, определяющих качество напряжения.
2. Исследовать динамические характеристики СЭС КА с иерархическим распределённым управлением при традиционной организации подсистем регули-

рования для выявления ограничений, не позволяющих удовлетворить требованиям к качеству напряжения.

3. Выполнить структурно-параметрическую модификацию системы иерархического распределённого управления СЭС КА с целью удовлетворения требованиям к качеству напряжения.

4. Экспериментально верифицировать разработанную модификацию.

Методология и методы исследования.

Математические модели СМ – непрерывные линеаризованные с запаздыванием регулирования (Small-Aliasing Approximation), получены методами усреднения и линеаризации в пространстве состояний. Модели регуляторов – непрерывные с последующей дискретизацией методом трапеций (Tustin's Method). Модели анализировались методами теории линейных стационарных систем с применением математического аппарата передаточных функций и частотных характеристик. Устойчивость определялась на основании критерия устойчивости Найквиста и импедансного критерия устойчивости каскадных систем.

Научные положения верифицировались экспериментами на лабораторном стенде. Экспериментальные данные анализировались методами цифровой обработки сигналов в среде JupyterLab средствами библиотеки NumPy (Python). Символьные вычисления проводились в системе компьютерной алгебры SageMath.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Иерархическая распределённая система стабилизации напряжения общей шины СЭС КА при традиционной организации подсистем регулирования с одной степенью свободы (1-DOF) – ошибкой регулирования – неспособна обеспечить импеданс общей шины ниже общего коэффициента статизма. При этом в случае низкоимпедансной шины, применяемой в СЭС КА средней и большой мощности, требуемые показатели качества напряжения теоретически могут обеспечиваться только при недопустимо низком коэффициенте статизма, недостаточном для равномерного токораспределения между СМ.

2. В иерархической распределённой системе стабилизации напряжения СЭС КА задание ей разного быстродействия при регулировании выходного напряжения СМ и при контроле статизма с помощью регулирования с тремя степенями свободы (3-DOF) позволяет достичь импеданса общей шины СЭС КА ниже общего коэффициента статизма и таким образом установить компромисс между качеством напряжения и равномерностью токораспределения между СМ.

3. Введение обобщённого интегратора (резонансного звена) в состав регулятора выходного напряжения СМ позволяет уменьшить амплитуду пульсаций напряжения общей шины СЭС КА, порождаемых пульсирующим током нагрузки. Механизм уменьшения пульсаций основан на снижении модуля выходного импеданса СМ на собственной частоте обобщённого интегратора, обладающего на этой частоте теоретически бесконечным коэффициентом усиления.

4. Добавление к обобщённому интегратору отрицательной обратной связи с током нагрузки СМ позволяет регулировать величину модуля выходного импеданса СМ на собственной частоте интегратора и благодаря чему равномерно распределять гармонические составляющие тока между СМ, например, в пропорции их номинальных выходных мощностей. При реализации такой связи необходимо воспользоваться структурой многовходового обобщённого интегратора, в противном случае токовая связь исказит частотные характеристики выходного импеданса СМ вблизи собственной частоты интегратора, снизив общую устойчивость СЭС и возбуждив нежелательные интергармонические колебания.

Научная новизна:

1. Впервые обнаружена *причина* низкого качества напряжения общей шины СЭС с иерархической распределённой системой управления с контролем статизма, из-за которой невозможно обеспечить импеданс общей шины ниже общего коэффициента статизма – осуществление контроля статизма с помощью регулирования с одной степенью свободы – ошибкой регулирования.

2. Проведён *параметрический синтез* регулятора выходного напряжения СМ с тремя степенями свободы: уставка выходного напряжения, выходные ток и напряжение СМ – позволяющий задать разное быстродействие системы управления при регулировании выходного напряжения СМ и при контроле статизма, что позволяет обеспечить импеданс общей шины ниже общего коэффициента статизма. Для лабораторной СЭС 100 В / 250 Вт удалось обеспечить импеданс общей шины ниже 0,18 Ом при общем коэффициенте статизма 0,5 Ом и заданной верхней границы импеданса 0,8 Ом.

3. Предложена *структура многовходового обобщённого интегратора*, особенностью которого является возможность индивидуального формирования фазового сдвига для каждого входного воздействия. Интегратор позволяет уменьшить пульсации напряжения, не искажая частотные характеристики системы вблизи собственной частоты, сохраняя устойчивость и не возбуждая интергармонические колебания. В эксперименте для лабораторной СЭС эффект снижения размаха

пульсаций напряжения составил 47% при воздействии тока нагрузки с пульсациями меандрической формы частоты 200 Гц и размаха 1 А.

4. Предложен алгоритм частотно-избирательного токораспределения, построенный на идее регулирования модуля выходного импеданса СМ на собственной частоте многовходового обобщённого интегратора дополнительной цепью отрицательной обратной связи с током нагрузки СМ. Способ позволяет распределить гармонические составляющие тока между СМ в заданной пропорции, снижая рассогласование нагрузки. В эксперименте для лабораторной СЭС гармонические составляющие тока нагрузки распределились между силовыми модулями в пропорции 1:1,98 с коэффициентом вариации 0,3% при заданной пропорции 1:2.

Достоверность полученных результатов подтверждается удовлетворительной сходимостью полученных научных результатов с результатами физических экспериментов, проведённых на лабораторном стенде.

Теоретическая и практическая значимость:

1. Разработана методика параметрического синтеза иерархической распределённой системы управления СЭС с регулятором с тремя степенями свободы, позволяющая рассчитать параметры системы управления исходя из требований к верхней границе импеданса общей шины и запасам устойчивости, делая распределённое управление применимым к модульным СЭС КА, что может также положить начало освоению передовых архитектур, таких как многобортовые и пространственно распределённые СЭС.

2. Создана СЭС 100 В / 250 Вт, образованная двумя параллельно соединёнными по выходу на общей шине неизолированными нереверсивными двухтактными преобразователями, которая была использована в процессе экспериментальной верификации положений диссертации и может быть использована в дальнейших исследованиях.

3. Разработана программная реализация регулятора с тремя степенями свободы и многовходового обобщённого интегратора с использованием метода дискретизации по трапециям и алгоритма компенсационного суммирования Кэхэна, которая может быть использована в программном обеспечении микропроцессорных систем управления силовыми модулями СЭС КА.

Реализация научных результатов.

Результаты диссертационной работы использовались при выполнении:

1. Программы развития ФГБОУ ВО «НГТУ» на 2021-2030 гг. в рамках федеральной программы стратегического академического лидерства «Приоритет 2030».

2. ФЦП № 14.577.21.0198 «Разработка и исследование бортовой энергопреобразующей аппаратуры с микропроцессорной системой управления и мониторинга космических аппаратов систем связи, дистанционного зондирования Земли и геодезии» совместно с АО «РЕШЕТНЁВ».

3. Договора № 1825730101142217000241754/2430/21-ЕП-732/РМ «Рабочее место математического моделирования энергопреобразующей аппаратуры космических аппаратов» с АО «РЕШЕТНЁВ».

4. Гранта Президента РФ № МК-1676.2020.8 «Разработка адаптивных алгоритмов управления распределёнными энергосистемами с открытой архитектурой».

5. Гранта ФГБОУ ВО «НГТУ» № С21-21 «Синтез алгоритмов цифрового управления модульной системой электропитания космических аппаратов».

Результаты использовались при оказании консультационных услуг для АО «РЕШЕТНЁВ» (г. Железногорск, 2018 г.) по договору № ИСЭ-10-18 и в учебном процессе ФГБОУ ВО «НГТУ» при проведении лекционных, практических и лабораторных занятий по курсам ДПО для сотрудников ООО «АЕДОН» и ООО «КВ Системы» (г. Воронеж и г. Москва, 2021-2024 гг.):

1. Синтез микропроцессорных систем автоматического регулирования устройств силовой электроники.

2. Реализация встраиваемых систем управления вторичными источниками электропитания на базе микроконтроллеров реального времени.

3. Специальные алгоритмы управления преобразователями постоянного напряжения.

Апробация научных результатов.

Основные результаты работы обсуждались на научных семинарах кафедры электроники и электротехники ФГБОУ ВО «НГТУ» (г. Новосибирск, 2021, 2023, 2024 гг.), АО «РЕШЕТНЁВ» (г. Железногорск, 2021, 2023 гг.) и ФГБУН «ИПУ РАН» (г. Москва, 2022 г.); научном семинаре по проблемам авиационно-космической электроэнергетики имени академика В. С. Кулебакина (г. Москва, 2019, 2022 гг.); IEEE SCPES (г. Новосибирск, 2020-2021 гг.), а также докла-

дывались на международных конференциях IEEE ICDCM (г. Арлингтон, США, 2021 г.), IEEE ECCE-Asia (Сингапур, 2021 г.), IEEE EDM (г. Новосибирск, 2018-2021 гг.), Решетнёвские чтения (г. Красноярск, 2022 г.), Электронные средства и системы управления (г. Томск, 2021 г.) и всероссийской конференции Наука. Технологии. Инновации (г. Новосибирск, 2018-2020, 2023 гг.). Программный модуль измерения частотных характеристик (программа для ЭВМ № 2021665973) отмечен золотой медалью на XXV Международном салоне изобретений и инновационных технологий АРХИМЕД-2022.

Исследование отмечено стипендией Президента РФ молодым учёным и аспирантам, осуществляющим перспективные научные исследования и разработки по приоритетным направлениям модернизации российской экономики (2022-2024 гг.), премией мэрии г. Новосибирска в сфере науки и инноваций (2022 г.) и премией им. академика В. С. Кулебакина в области авиационной и космической электроэнергетики для молодых учёных (2022 г.).

Личный вклад.

Постановка задач исследования, формулирование научных положений и выводов, анализ и обобщение результатов осуществлялись автором совместно с научным руководителем С. А. Харитоновым и консультантом Р. Л. Горбуновым. Все теоретические и практические результаты работы получены, систематизированы и верифицированы автором лично.

Публикации.

Основные результаты по теме диссертации изложены в 15 печатных изданиях, 3 из которых опубликованы в журналах, рекомендованных ВАК, 2 — в периодических научных журналах, индексируемых Web of Science и Scopus, 10 — в тезисах докладов. Зарегистрированы 3 программы для ЭВМ.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, 3 глав, заключения, списка терминов, списка литературы и 4 приложений. Полный объём диссертации составляет 123 страницы, 39 рисунков и 2 таблицы. Список литературы содержит 131 наименование.

Глава 1 Аналитический обзор

Аналитическая часть диссертационной работы содержит ряд литературных обзоров, обосновывающих выбор цели, объекта, предмета и методов исследования. Важно сразу определить терминологию, используемую в диссертационной работе и в особенности в её аналитической части, для устранения разночтения.

В литературе часто отождествляют термины «архитектура» и «топология» СЭС КА, однако в данной работе они разграничиваются. «Топология» или «системная топология» определяет структуру и принципы функционирования каждого канала электроснабжения в отдельности: содержит ли канал фотоэлектрические (ФБ) и/или аккумуляторные (АБ) батареи, как организуются переходы между режимами работы СМ, реализуется ли СМ АБ в виде двухкомплектного или однокомплектного реверсивного преобразователя, в каких режимах стабилизируется напряжение общей шины. В работе термин «топология» уже используется как синоним схемы силовой части СМ, поэтому для описания каналов электроснабжения СЭС КА вместо него вводится понятие «конфигурация».

«Архитектура» описывает структуру и принципы функционирования уже всей СЭС КА как совокупности множества каналов электроснабжения: как соединены между собой каналы электроснабжения, как они конфигурируются, управляются ли общим модулем управления или распределённо, как информационно связаны между собой, интегрированы ли в едином приборе или пространственно распределены по конструкции КА.

В некоторых областях техники различают первичную (primary) и вторичную (secondary) СЭС [1; 2]: первичная СЭС преобразует энергию первичных источников в напряжение общей шины, а вторичная СЭС преобразует и распределяет электроэнергию от общей шины до бортовой аппаратуры (БА). В данной работе под СЭС КА подразумевается именно первичная СЭС КА, тогда как вторичная СЭС рассматривается как нагрузка для первичной и не является объектом исследования. Для описания вторичной СЭС КА используется термин «система распределения электроэнергии» (power distribution system).

1.1 Аналитический обзор конфигураций систем электроснабжения космических аппаратов

Исторически выделялись две конфигурации СЭС КА: S^3R (Sequential Switching Shunt Regulator) [3] и S^4R (Sequential Switching Shunt Series Regulator) [4], – однако с ростом исследовательского интереса к этой области (см. рисунок 1.1), а особенно с появлением в 1999 г. и популяризацией открытого формата малых КА CubeSat [5] среди университетских сообществ, количество конфигураций и их классификаций также возросло.

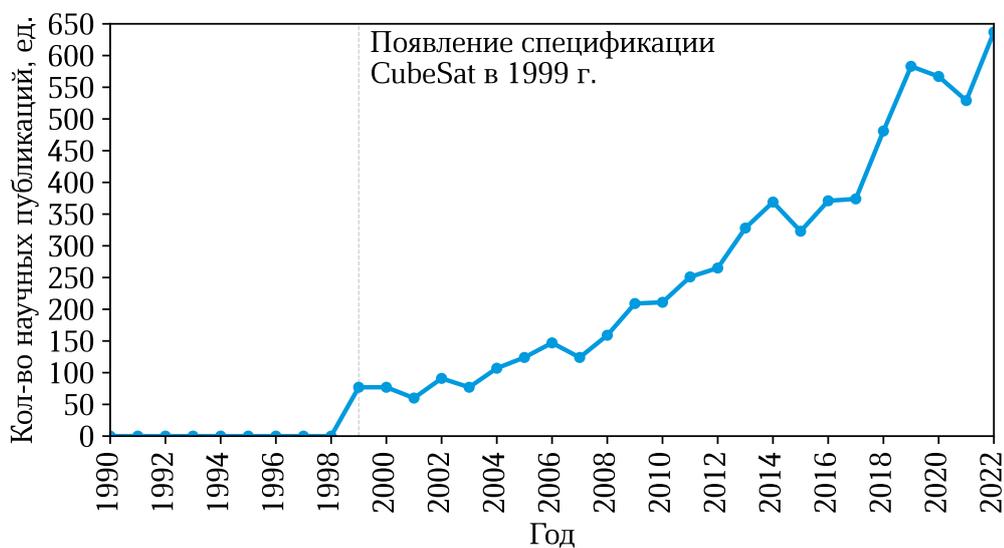


Рисунок 1.1 — Количество публикаций по годам на основе запроса «spacecraft|satellite|cubesat "electrical power system"» в Google Scholar

Среди всех исследований можно выделить наиболее часто встречаемый критерий классификации конфигураций, помимо типа первичного источника энергии – по принципу стабилизации напряжения общей шины [6–10]:

- *нестабилизируемая шина (unregulated bus)*: напряжение не стабилизируется и определяется напряжением АБ при нахождении в тени Земли или напряжением ФБ при работе КА от Солнца;

- *прерывисто стабилизируемая шина (partially, semi- или quasi-regulated bus)*: напряжение стабилизируется только в режиме снятия энергии с ФБ или только в режиме разряда и/или заряда АБ;

- *непрерывно стабилизируемая шина (fully regulated bus)*: напряжение стабилизируется во всех режимах (сюда же относятся конфигурации S^3R и S^4R).

Стабилизация напряжения общей шины требует применения соответствующих СМ для преобразования энергии ФБ и заряда/разряда АБ. Для маломощных

низкоорбитальных КА часто их миниатюризация и удешевление при проектировании имеют приоритет выше, чем обеспечение высокого качества напряжения, поэтому исключение одного или обоих комплектов СМ АБ и/или СМ ФБ и использование нестабилизируемой или прерывисто стабилизируемой шины в отдельных случаях может оказаться эффективным решением [11].

Для относительно мощных КА, эксплуатирующихся на орбитах выше низкой околоземной, применяется конфигурация с непрерывно стабилизируемой общей шиной. Часто это вызвано строгими требованиями к качеству напряжения научной и телекоммуникационной БА КА, однако и с точки зрения высоких КПД и массо-габаритных показателей такая конфигурация является оптимальной [9; 12]. С ростом мощности и разнообразия БА её входные интерфейсные СМ и фильтры вместе с ФБ и АБ по массе и объёму начинают доминировать над СМ в составе СЭС КА, при этом СМ БА с сильно варьирующимся входным напряжением имеют КПД ниже [6] и большие параметры входных фильтров [13–15], чем при работе от стабилизированного напряжения. Непрерывная стабилизация напряжения позволяет также в некоторых случаях вовсе отказаться от применения СМ БА, используя только входные фильтры [15]. Всё это вынуждает стабилизировать напряжение общей шины во всех режимах и повышать эффективность преобразования энергии в СМ АБ и СМ ФБ.

В СЭС КА также может быть реализован алгоритм отслеживания точки максимальной мощности ФБ (*maximum power point tracking*) [16], однако сравнения показывают, что эффект от него неоднозначный [8; 10], учитывая что секции ФБ обычно проектируются так, чтобы их точка максимальной мощности располагалась на номинальном напряжении общей шины [9]. Тем не менее применение такого алгоритма часто является критерием классификации наряду с принципом стабилизации напряжения общей шины.

Таким образом, СЭС КА с непрерывно стабилизируемой общей шиной – наиболее эффективная и широко применяемая конфигурация, позволяющая достигать высоких массо-габаритных показателей.

Модульная, распределённая или многоканальная СЭС КА состоит из отдельных унифицированных СМ [17; 24], вместе со своими первичными источниками энергии формирующих каналы электроснабжения, в общем случае различающихся мощностью, конфигурацией и расположением в корпусе КА. В отличие от интегральных, модульные СЭС КА:

- устойчивы к каскадному отказу при отсутствии резервирования;
- просто масштабируются, реконфигурируются и декомпозируются на сборочные единицы для серийного производства, в том числе в форм-факторе гибридных интегральных схем;
- обладают повышенной электромагнитной совместимостью благодаря минимизации связей БКС между СЭС и БА;
- распределяют тепловую нагрузку на систему терморегулирования КА, что упрощает теплоотвод;
- позволяют более гибко реализовать систему распределения электроэнергии, в том числе с применением матричного коммутатора [25];
- позволяют реализовать многобортовые (рисунок 1.2, б) или пространственно распределённые СЭС (рисунок 1.2, в).

По существу модульная архитектура соотносится с крайне популярной в последнее десятилетие концепцией относительно маломощных СЭС с распределённой генерацией электроэнергии – «microgrids» [26]. Идея построения СЭС КА модульной архитектуры находит отклик во многих исследованиях последних лет и воплотилась в самобытном понятии «space microgrids» [27–29].

Тенденция к модуляризации космических платформ не обошла стороной и Россию и выразилась в работах по созданию интегрированной бортовой информационной системы (ОКР «ИБИС-КА-НКУ») [30], в том числе и унифицированной СЭС КА [31] (СЧ ОКР «ИБИС-КА-СЭП-ИСС»), в разработке модульных космических платформ [32], в проведении НИР «Типоряд» [33], в создании дизайн-центра проектирования и производства гибридных микросборок энергопреобразующей аппаратуры для аэрокосмического применения [34] и др.

Несмотря на множество преимуществ модульной архитектуры, она не лишена и некоторых недостатков:

- менее защищена от кибератак [35–37], в том числе неустойчива к «византийскому» отказу [38]: необходимо управление на основе консенсуса и применение шифрованных каналов связи, особенно при использовании беспроводных технологий связи [39];

– необходима переработка архитектуры системы управления СЭС КА и применение специальных алгоритмов управления для равномерного токораспределения между СМ [40].

1.3 Аналитический обзор архитектур систем управления модульными системами электроснабжения космических аппаратов

В традиционной *централизованной* системе управления (рисунок 1.3, а) все управляющие сигналы и команды для СМ формируются центральным модулем управления, стабилизирующим напряжение общей шины. В такой архитектуре от центрального модуля до управляемых СМ используется $M (k_{рез} + 1)$ каналов связи в виде линий связи и полнодуплексных приёмопередатчиков, где M – общее число СМ, $k_{рез}$ – кратность резерва [41] одного канала связи. Центральный модуль необходимо проектировать с запасом на максимальное число СМ, поскольку его индивидуальное перепроектирование под каждый новый КА аннулирует преимущества его серийного производства. Даже при небольшом числе СМ $M = 7$ и полном дублировании каналов связи, $k_{рез} = 1 / 1$, понадобится 14 надёжных высокоскоростных полнодуплексных каналов связи. Поддержка столь большого числа каналов практически нереализуема даже на конфигурируемых интегральных схемах (ПЛИС, ASIC).

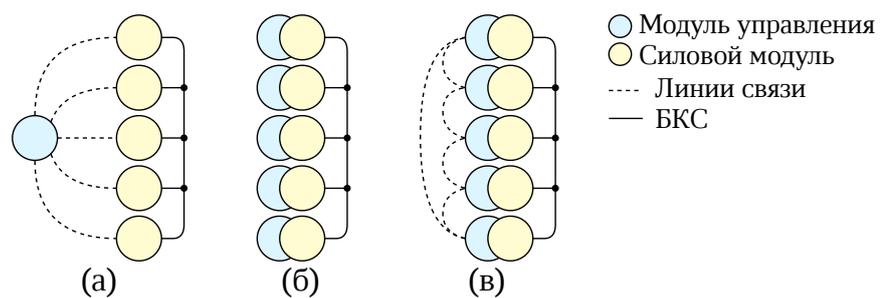


Рисунок 1.3 — Архитектуры системы управления СЭС КА: а) централизованная, б) децентрализованная, в) распределённая с кольцевой топологией коммуникационной сети

Мультиплексирование каналов связи [42; 43] позволяет объединить их на общей магистрали по топологии «шина», разнеся передачу данных во времени или по частоте. В таком случае используется всего $k_{рез} + 1$ линий связи и приёмопередатчиков, однако скорость передачи по магистрали снизится в M раз, что вынудит

использовать симплексную связь, жертвуя надёжностью, гибкостью и быстродействием системы управления, а как следствие и качеством напряжения.

Таким образом переход к модульным СЭС КА требует совершенствования архитектуры её системы управления, поскольку централизованная архитектура если и не создаёт непреодолимых препятствий использованию её в модульных СЭС, то существенно ограничивает его и минимизирует преимущества серийного производства. Кроме того, центральный модуль управления является единой точкой отказа, а потому система управления такой архитектуры неустойчива к каскадному отказу при отсутствии резервирования.

Альтернативами централизованной архитектуре являются *децентрализованная* и *распределённая* [44–47]. Децентрализованная архитектура (рисунок 1.3, б) подразумевает, что каждый СМ имеет только свою локальную систему управления и никак информационно не связан с другими СМ. Единственным существующим на данный момент принципом регулирования при децентрализованном управлении СЭС является регулирование с контролем статизма. Контроль статизма имеет много частных применений и названий: смягчение внешней характеристики (droop control) [48], адаптивное позиционирование напряжения (adaptive voltage positioning) [49], виртуальный импеданс (virtual impedance) [50], виртуальная инерция (virtual inertia) [51] и даже идея виртуальных синхронных генераторов (virtual synchronous machine) [52] основывается на принципе статического регулирования. Термин «контроль статизма» более универсальный и лучше раскрывает фундаментальный принцип статического регулирования с искусственно задаваемым статизмом, а потому далее используется именно он.

При регулировании с контролем статизма каждый СМ регулирует своё локальное выходное напряжение, отличающееся от напряжения общей шины на величину падения напряжения на линиях БКС, согласно уставке

$$u_{уст.m}(t) = U_{уст} - \underbrace{r_m i_{н.m}(t)}_{\text{Статизм}},$$

где $r_m \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{du_{уст.m}(t)}{di_{н.m}(t)}$ – коэффициент статизма m -го СМ;

$i_{н.m}(t)$ – ток нагрузки m -го СМ;

$u_{уст.m}(t)$ – уставка выходного напряжения m -го СМ;

$U_{уст}$ – уставка напряжения холостого хода;

$m = 1, 2, \dots, M$ – номер СМ;

M – общее количество параллельно соединённых по выходу на общей шине СМ.

Согласно Политехническому терминологическому толковому словарю «статизм» и «коэффициент статизма» являются синонимами, однако в данной работе для удобства под статизмом понимается само статическое отклонение выходного напряжения СМ, а под коэффициентом статизма – угловой коэффициент (крутизна) статической внешней характеристики СМ. «Контроль статизма», соответственно, является целенаправленным изменением коэффициента статизма.

Ток нагрузки в статическом режиме распределится между СМ обратно пропорционально сумме их коэффициентов статизма r_m и активного сопротивления линий БКС от выходных клеммных контактов СМ до точки соединения с общей шиной $r_{\text{бкс.}m}$

$$i_{\text{н.}m}(t) = i_o(t) \frac{r_o}{r_m + r_{\text{бкс.}m}},$$

где $r_o \stackrel{\text{def}}{=} r_1 || r_2 || \dots || r_M$ – общий коэффициент статизма СЭС;

$i_o(t) \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{m=1}^M i_{\text{н.}m}(t)$ – общий ток нагрузки.

Таким образом статическая внешняя характеристика СМ формируется искусственно мягкой. Токораспределение между параллельно соединёнными на общей шине СМ тем равномернее, чем больше их коэффициенты статизма, $r_m \gg r_{\text{бкс.}m}$, но при этом хуже качество напряжения. Невозможность обеспечения одновременно равномерного токораспределения и высокого качества напряжения при децентрализованном управлении – известная, нерешённая и, возможно, принципиально нерешаемая полностью проблема [53–55].

Распределённая архитектура (рисунок 1.3, б) отличается наличием каналов связи между СМ. Коммуникационная сеть может организовываться по-разному, начиная от классических топологий «шина» и «кольцо» и заканчивая полносвязной сетью (ячеистая топология) как в работах В. А. Кабирова (ФГБОУ ВО «ТУ-СУР») [56]. Полносвязная сеть практически неприменима, поскольку требует реализации $M(M-1)(k_{\text{рез}}+1)/2$ каналов связи по $(M-1)(k_{\text{рез}}+1)$ линий связи и полнодуплексных приёмопередатчиков у каждого СМ. Необходимо применять разреженную топологию сети с меньшим числом каналов связи.

СЭС с распределённой системой управления по существу является много-агентной системой, в которой каждый СМ является автономным интеллектуальным агентом, а потому требует применения алгоритмов кооперативного управления на основе консенсуса, описанного в подразделе 2.4.1.

Согласно стандарту Европейского космического агентства ECSS-E-ST-20C [57], стандарту совместимости СЭС, принятого участниками проекта международной космической станции, ISPSIS [58] и шаблону требований Японского агентства аэрокосмических исследований JERG-2-200-TP001 [59] единичный отказ в подсистемах СЭС КА не должен приводить к каскадному отказу. Оптимальной разреженной топологией с позиции устойчивости к единичному отказу является топология типа «кольцо» [60]. В кольцевой сети каждый СМ связан только с двумя соседними СМ, то есть имеет место всего $M(k_{\text{рез}} + 1)$ каналов связи по $2(k_{\text{рез}} + 1)$ линий связи и полнодуплексных приёмопередатчиков у каждого СМ. Отказ одного из СМ или одного из каналов связи при этом не приведёт к потере связности сети, что делает распределённую архитектуру с кольцевой коммуникационной сетью наиболее подходящей модульным СЭС КА.

На сегодняшний день самым широко применяемым способом организации подсистем регулирования в распределённых системах управления является *иерархическое управление* [40; 48; 60—63], которое по большей части стандартизировано в IEEE 2030.7-2017 [64]. В иерархическом управлении выделяют четыре уровня [40; 48; 62], отсчитываемых от нуля:

- *нулевой уровень*: регулирование выходных тока и напряжения СМ;
- *первый уровень*: контроль статизма СМ;
- *второй уровень*: компенсация статического отклонения напряжения общей шины СЭС, возникающего из-за контроля статизма СМ;
- *третий уровень*: телеметрия и диспетчеризация.

2-й уровень отличает распределённое управление от децентрализованного компенсацией статизма. Важно отметить, что контроль статизма на 1-м уровне должен реализовываться индивидуально для каждого СМ, тогда как на 2-м уровне компенсируется отклонение напряжения уже общей шины. В противном случае токораспределение между СМ останется неравномерным [60].

Телеметрия и диспетчеризация не определяют качество напряжения СЭС КА, поэтому в работе 3-й уровень управления не рассматривается.

1.4 Аналитический обзор способов повышения качества напряжения в системах с электроснабжения с иерархической распределённой системой управления

Задачи повышения качества напряжения в иерархических системах управления можно разделить на задачи снижения статического и динамического отклонения напряжения общей шины, возникающего в следствие контроля статизма. Первый класс задач, как обсуждалось в разделе 1.3, не свойственен СЭС с распределённым управлением, решающим проблему статического отклонения консенсусной кооперацией СМ путём обмена информацией через коммуникационную сеть. В то же время увеличение отклонений и пульсаций напряжения в динамических режимах вследствие контроля статизма является актуальной проблемой и при распределённом управлении [54; 55; 65; 66].

Контроль статизма предполагает введение отрицательной обратной связи уставки выходного напряжения каждого СМ с его током нагрузки через коэффициент статизма. Возникает комбинированное регулирование, при котором выходной импеданс СМ увеличивается в пределах полосы пропускания контура регулирования выходного напряжения СМ (далее – контур напряжения СМ) пропорционально коэффициенту статизма [54; 55], что в равной степени увеличивает и пульсации напряжения в той же частотной области, и величину отклонения напряжения при изменении нагрузки.

Традиционный для энергетической и силовой электроники способ снижения пульсаций напряжения активными силовыми фильтрами (dc active power filter, ripple eliminator или voltage conditioner) – крайне эффективное решение. Особой популярностью подобные фильтры пользуются в гибридных СЭС, для которых актуальной проблемой является возбуждение подсистем переменного тока пульсаций удвоенной частоты в подсистемах постоянного тока [54; 67; 68]. Чаще всего применяются параллельные активные фильтры, однако существуют решения и в виде последовательных фильтров [69]. Несмотря на эффективность активных фильтров, они требуют дополнительных аппаратных средств, что снижает важные для КА энергетические, стоимостные и массо-габаритные показатели СЭС.

Эффекта повышения качества напряжения можно добиться и алгоритмическими методами, исключив дополнительную аппаратуру. Большинство исследований алгоритмических методов, как и работы по активным фильтрам, скон-

центрированы на решении проблемы пульсаций удвоенной частоты в гибридных СЭС. В работе [70] предлагается применить модифицированный алгоритм прогнозирующего управления (model predictive control) для снижения пульсаций напряжения, однако, как и любые другие алгоритмы прогнозирующего управления, предложенный алгоритм ограничен одной топологией преобразователя и подвержен влиянию неопределённости параметров системы. Та же проблема решается в работе [71] с помощью дополнительной обратной связи с полосо-заграждающим фильтром. В первую очередь метод разработан для управления активными силовыми фильтрами постоянного тока, в которых статизм отсутствует, поэтому не способен снизить пульсации напряжения в СЭС с контролем статизма [72].

Другой популярный подход – модификация системы управления таким образом, чтобы сделать её менее чувствительной к изменениям тока нагрузки в цепи контроля статизма. Тривиальным методом такой модификации является снижение быстродействия контура напряжения СМ [73], что не только снизит чувствительность системы управления к изменениям тока нагрузки в цепи контроля статизма, но и замедлит её реакцию на ток нагрузки как на возмущающий параметр, в итоге в лучшем случае не изменив качество напряжения и равномерность токораспределения, а в худшем – снизив их [74].

Множество работ посвящено разработке методов формирования резистивного выходного импеданса СЭС [75–77]. Особой популярностью такие методы пользуются в системах электропитания чипсетов современных компьютеров (voltage regulated module – VRM), в которых резистивный импеданс позволяет избавиться от перерегулирования благодаря снижению импеданса на средних частотах вблизи частоты среза контура регулирования выходного напряжения СМ. Похожий подход предложен в работах [54; 55; 73; 78], в которых формируется уже резистивно-ёмкостной импеданс, отличающийся переходными процессами при изменении нагрузки, схожими с переходными процессами в апериодическом звене 1-го порядка. Резистивно-ёмкостной импеданс также используется в виртуальных синхронных машинах для задания им необходимой инерции [79] и в СЭС с системами накопления энергии для задания скорости их заряда/разряда [80; 81]. Методы разработаны для СЭС с децентрализованным управлением и направлены на снижение отклонений напряжения общей шины в динамическом режиме, вызванных собственной динамикой СМ, а не контролем статизма.

В результате рассмотренные способы повышения качества напряжения в СЭС с контролем статизма представлены двумя группами:

1. Разработанные для гибридных СЭС с целью снижения пульсаций удвоенной частоты подсистемы переменного тока.
2. Разработанные для СЭС с децентрализованным управлением с целью снижения влияния собственной динамики СМ на качество напряжения.

И хотя их можно применить и к СЭС с иерархическим распределённым управлением, основную проблему – увеличение отклонений и пульсаций напряжения вследствие контроля статизма – они так и не решают.

1.5 Анализ требований к качеству напряжения общей шины системы электроснабжения космического аппарата

Требования к качеству напряжения общей шины СЭС КА классифицируются на заданные во *временной* (далее – *временные* требования) и в *частотной* (далее – *частотные* требования) областях.

Класс *временных* требований определяет вольт-секундную характеристику, ограничивающую отклонение напряжения как реакцию на ступенчатое изменение тока нагрузки заданного размаха и длительности, а также максимальное статическое отклонение напряжения в установившемся режиме.

Статическое отклонение регламентируется в форме ограничений максимального отклонения ниже или выше номинального значения, например, $\pm 0,5\%$ из стандарта ECSS-E-ST-20C, п. 0020177 [57].

На рисунке 1.4 показаны примеры вольт-секундной характеристики из стандарта ISPSIS для СЭС КА 120 В [58] и из стандарта ECSS-E-ST-20C для СЭС КА 100 В. Подобные характеристики ограничивают размах отклонения напряжения общей шины СЭС КА при резком изменении тока нагрузки. Продолжительность переходных процессов часто не регламентируется.

Подобные *временные* требования, как в статическом, так и в динамическом режимах часто не являются ориентиром при техническом проектировании и проверяются только при испытаниях. Такой подход обусловлен формированием *частотных* требований таким образом, чтобы перекрывать требования *временные* (см. п. 0020184 стандарта ECSS-E-ST-20C), что возможно благодаря фундамен-

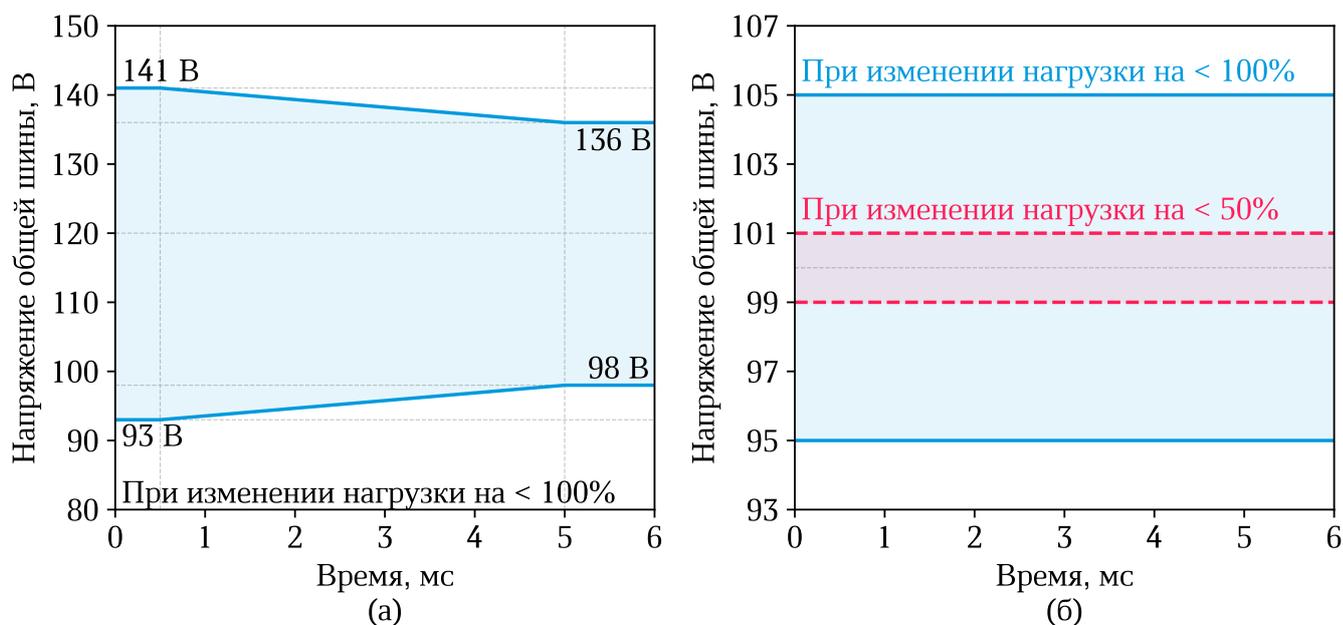


Рисунок 1.4 — Пример вольт-секундных характеристик для СЭС КА: а) из стандарта ISPSIS, б) из стандарта ECSS-E-ST-20C

тальной связи функций времени и частоты через преобразование Фурье. Частотные требования в таком случае становятся полностью определяющими качество напряжения СЭС КА.

Временные требования также могут содержать ограничение размаха естественных пульсаций напряжения, вызванных процессами импульсного преобразования электроэнергии в СЭС КА. Размах определяется параметрами силовой части СЭС КА и не является предметом исследования диссертационной работы.

Частотные требования утверждают вольт-герцовую характеристику, ограничивающую амплитуду гармонических составляющих пульсаций напряжения как реакцию на периодические воздействия тока нагрузки. Вместо вольт-герцовой характеристики при заданной ампер-герцовой токовой характеристике нагрузки чаще можно встретить ом-герцовую характеристику (верхняя граница импеданса общей шины), определяемую отношением амплитуд гармонических составляющих напряжения к амплитудам гармонических составляющих тока нагрузки.

Примечание – Различение периодических воздействий от непериодических формально не определено, однако на практике определяется по окончанию переходных процессов напряжения между двумя соседними моментами изменения тока нагрузки.

Примеры верхней границы импеданса общей шины СЭС КА из стандарта ECSS-E-ST-20C и из шаблона требований JERG-2-200-TP001 [59] представлены на рисунке 1.5 относительно величины U^2/P , где U – номинальное напряжение общей шины СЭС КА, P – номинальная мощность СЭС КА.

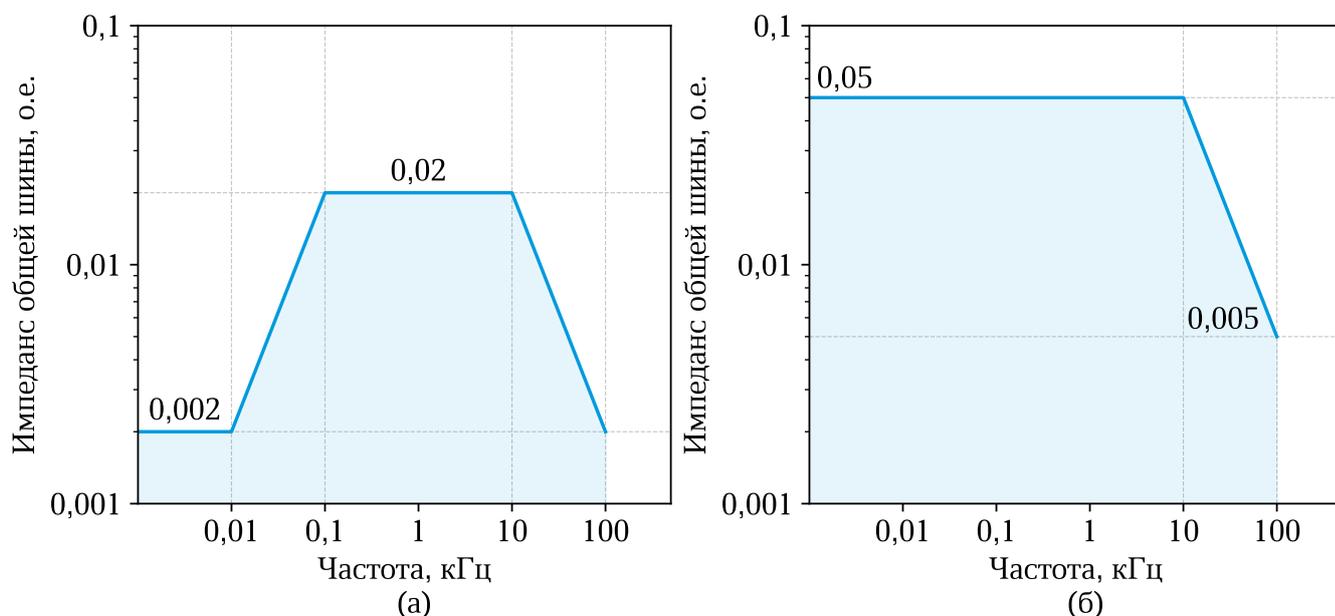


Рисунок 1.5 — Пример требований к импедансу общей шины СЭС КА в относительных единицах: а) из стандарта ECSS-E-ST-20C, б) из шаблона требований JERG-2-200-TP001

Кроме перечисленных требований часто присутствуют требования к запасу устойчивости СЭС КА в соответствии с критерием устойчивости Найквиста. Например, требования стандарта ECSS-E-ST-20C для всех контуров регулирования: запасы устойчивости по фазе не менее 50° и по амплитуде не менее 6 дБ. Применяется также импедансный критерий устойчивости каскадных систем [82] в виде запрещённых зон на диаграмме Найквиста (амплитудно-фазовая частотная характеристика – АФЧХ) для отношения импеданса общей шины СЭС КА к общему входному импедансу нагрузки (рисунок 1.6). Верхняя граница импеданса общей шины уже формируется согласно критерию устойчивости Миддлбрука [82] – частному случаю импедансного критерия, при котором АФЧХ отношения импеданса общей шины к входному импедансу нагрузки должна располагаться внутри некоторой окружности, например, -3 дБ для стандарта ISPSIS или -6 дБ для стандарта ECSS-E-ST-20C.

Запрещённые зоны могут быть эквивалентно представлены и на диаграммах Боде как, например, в работах И. Н. Пожарковой (ФГБОУ ВО «СФУ») [15; 83], однако вследствие вероятного высокого порядка импеданса СЭС КА и нагрузки анализ устойчивости таким способом может оказаться затруднительным.

Из проведённого анализа требований можно сделать вывод, что частотные требования являются определяющими, поскольку формируются так, чтобы перекрывать собой временные требования и требования к запасу устойчивости. Наиболее общим частотным требованием является верхняя граница импеданса общей

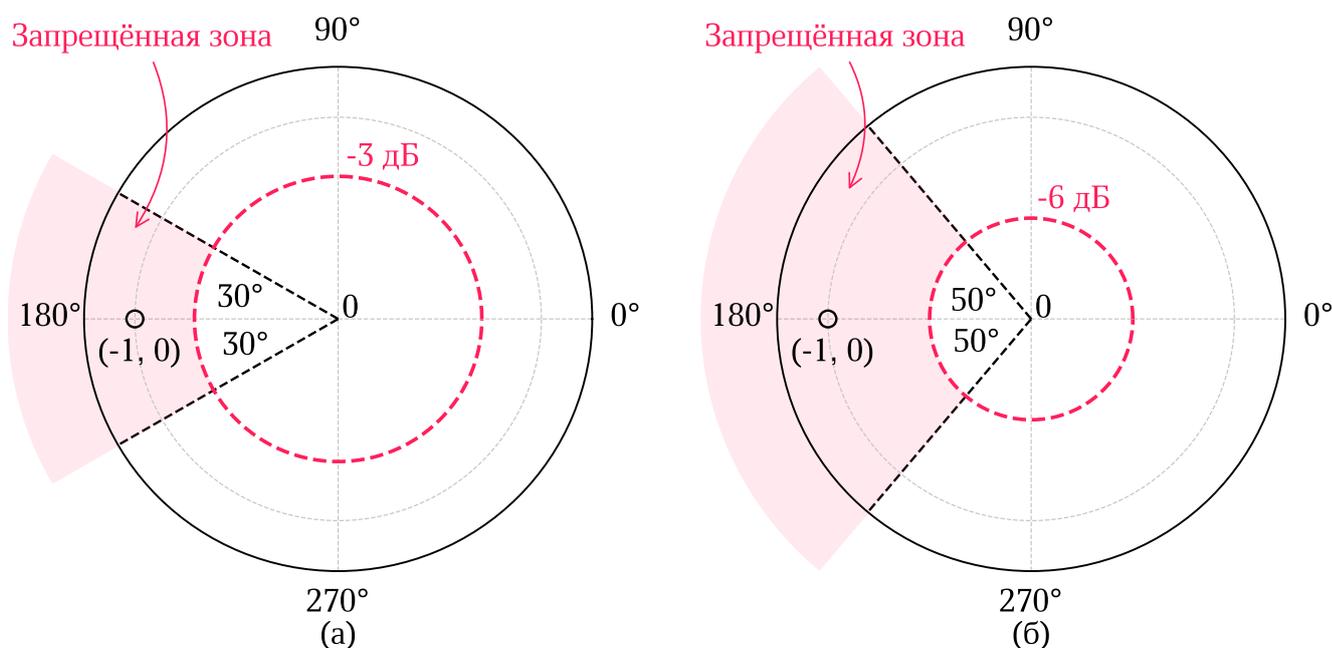


Рисунок 1.6 — Запрещённая зона на диаграмме Найквиста для отношения импеданса общей шины СЭС КА к общему входному импедансу нагрузки: а) из стандарта ISPSIS, б) из стандарта ECSS-E-ST-20C

шины, поскольку она связывает одновременно и допустимую амплитуду пульсаций напряжения и токовые характеристики нагрузки, воздействующей на СЭС.

Выводы по главе 1

Проведённый анализ позволяет сформулировать ряд утверждений, составляющих фундамент данной диссертационной работы:

1. Освоение модульной архитектуры является следующим шагом в развитии СЭС КА на пути к её эффективному серийному производству.
2. Иерархическая распределённая архитектура системы управления с кольцевой коммуникационной сетью – наиболее подходящая модульным СЭС КА, что выражено в формулировке *объекта исследования*.
3. Известна проблема низкого качества напряжения при иерархическом распределённом управлении СЭС и её решение – важная научно-исследовательская задача, определившая *цель исследования*.
4. Импеданс – основная характеристика, определяющая качество напряжения общей шины и устойчивость СЭС КА, и потому особо выделен в формулировке *предмета исследования*.

5. Импеданс, являясь частотной характеристикой, вместе с требованиями к запасу устойчивости как системы управления, так и всей СЭС в целом определяют применение частотных методов анализа и синтеза, математический аппарат передаточных функций и частотных характеристик в качестве основных *методов исследования*.

Глава 2 Синтез распределённой системы управления системой электроснабжения космического аппарата

2.1 Описание модульной системы электроснабжения

Структурная схема модульной СЭС КА с непрерывно стабилизируемой общей шиной и кольцевой коммуникационной сетью между СМ представлена на рисунке 2.1. Параллельно соединённые по выходу на общей шине СМ выполняют роль полупроводниковых преобразователей электроэнергии первичных источников – ФБ и АБ – в постоянное напряжение общей шины СЭС. Один или несколько (при необходимости) СМ, работающих от одного первичного источника энергии, вместе с источниками объединяются в каналы электроснабжения, имеющие на выходе конденсаторные фильтры (КФ). БА вместе с входными фильтрами и/или интерфейсными СМ БА объединяются в каналы электропотребления. Каждая ФБ разделяется на N индивидуально коммутируемых секций. АБ также могут состоять из нескольких индивидуально модулируемых секций, в том числе с возможностью установки разбаланса токов заряда и разряда секций.

На разных этапах циклограмм полёта КА реализуются следующие режимы работы каналов электроснабжения в зависимости от соотношения максимальной мощности ФБ $P_{фб}$ и нагрузки P_n и уровня заряда АБ (State of Charge – SoC):

- режим 1 ($P_n > P_{фб}$, SoC > 0%): СМ АБ в режиме разряда и стабилизации напряжения, СМ ФБ в режиме стабилизации выходного тока;
- режим 2 ($P_n < P_{фб}$, SoC < 100%): СМ АБ в режиме заряда, СМ ФБ в режиме стабилизации напряжения;
- режим 3 ($P_n < P_{фб}$, SoC = 100%): СМ АБ отключен, СМ ФБ в режиме стабилизации напряжения.

Циклограммы работы БА и СЭС КА выстраиваются так, чтобы избежать состояния $P_n > P_{фб}$, SoC = 0%, поскольку в таком случае стабилизация напряжения становится невозможной: мощности ФБ не хватит для электроснабжения нагрузки, а АБ полностью разряжены.

В диссертационной работе рассматриваются только режимы работы СМ, в которых они стабилизируют напряжение общей шины, то есть режим 1 для СМ

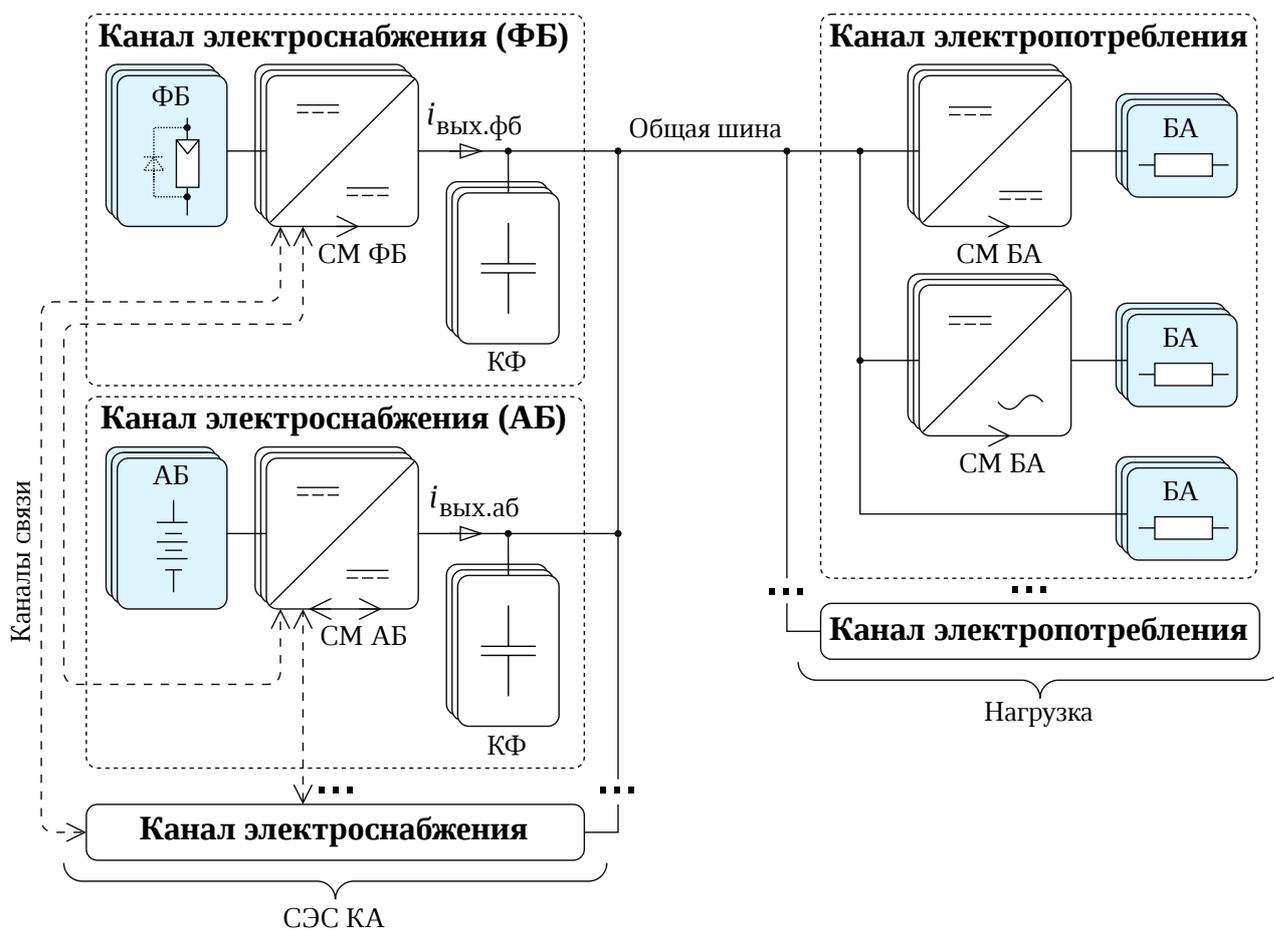


Рисунок 2.1 — Структурная схема модульной СЭС КА

АБ и режимы 2 и 3 для СМ ФБ, поскольку именно они определяют качество напряжения СЭС.

Каждый СМ регулирует свой локальный выходной ток до КФ, $i_{\text{вых.фб}}(t)$ и $i_{\text{вых.аб}}(t)$, по нескольким причинам:

- СМ АБ в режиме 2 должны стабилизировать ток заряда АБ;
- необходимо ограничивать выходной ток СЭС КА во время высокодинамичных переходных процессов и в режимах близких к короткому замыканию;
- упрощается синтез внешних контуров регулирования.

Переходы между режимами реализуются бесшовно с помощью трёхзонного регулирования [11; 84] (рисунок 2.2, а). Трёхзонное регулирование предполагает задание регулятором напряжения уставки выходного тока СМ $i_{\text{уст}}(t)$ в диапазоне от I_{max} до I_{min} согласно току нагрузки. Первыми подключаются секции ФБ от N -й до 1-й в диапазоне уставки от I_{max} до 0, затем начинается разряд АБ в диапазоне уставки от 0 до I_{min} для выработки недостающей мощности. Заряд АБ происходит только в режиме 2. Если $\text{SoC} = 100\%$, то на регулировочной характеристике зона заряда АБ вырождается в зону нечувствительности регулирования.

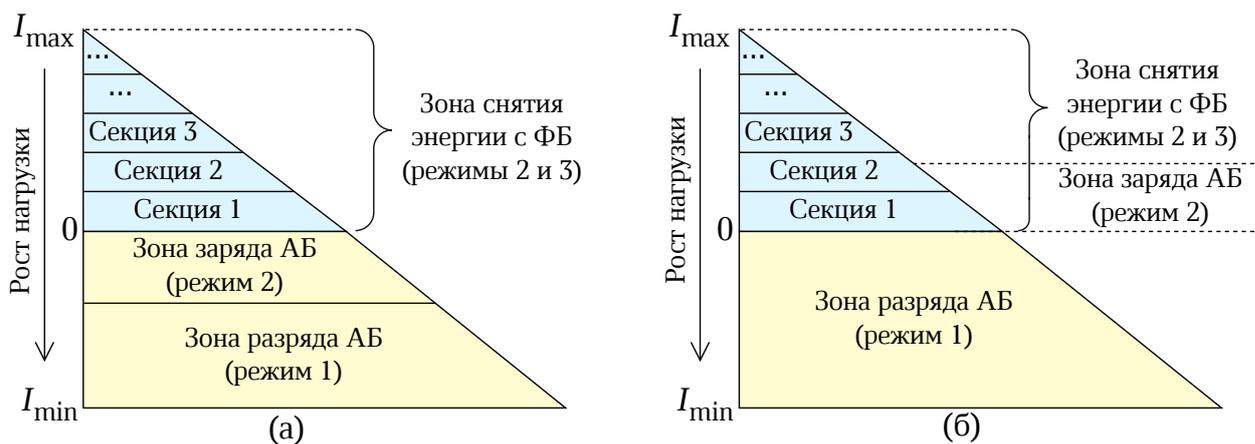


Рисунок 2.2 — Принцип трёхзонного регулирования: а) с выделенной зоной заряда АБ, б) с перекрывающейся зоной заряда АБ

В современных системах управления СЭС КА зоны снятия энергии с ФБ и заряда АБ перекрываются (рисунок 2.2, б), тогда даже при $\text{SoC} = 100\%$ регулировочная характеристика остаётся бесшовной. Однако при работе от нескольких АБ разные уставки их зарядных токов тем не менее создадут небольшую зону нечувствительности шириной в разницу между уставками, которой для задач анализа и синтеза можно пренебречь. В аналоговых системах управления с трёхзонным регулированием между зонами присутствуют зоны нечувствительности для избежания циклических переходов между зонами в граничных режимах, однако при цифровой реализации в них нет необходимости.

Примечание – В ранней иностранной литературе регулятор напряжения при трёхзонном регулировании часто назывался Main Error Amplifier – MEA, поскольку исполнялся на основе схем с операционными усилителями; в России для него установилось название «интегратор».

Исторически регулирование выходного тока СЭС КА осуществлялось инверсно: повышение уставки общего выходного тока приводил к его уменьшению и наоборот как на рисунке 2.2, – однако такое инверсное регулирование неинтуитивно, поэтому в данной работе рассматривается прямое регулирование, что принципиально не влияет на работу СЭС.

2.2 Математические модели силовых модулей системы электроснабжения

2.2.1 Математическая модель силовой части силовых модулей аккумуляторных батарей

Силовая часть СМ АБ, как правило, представляется классом однокомплектных неизолированных реверсивных преобразователей с реактором со стороны АБ и КФ со стороны общей шины, выполняющих роль зарядно-разрядных устройств: классический двухтактный, многотактные с сильно или слабо магнитосвязанными реакторами и чередованием фаз (Multi-Phase Interleaved Converters with Close or Loosely-Coupled Inductor), Вейнберга (Weinberg Converter) и др. Исследователи Калифорнийского технологического университета (США) под руководством Robert D. Middlebrook обнаружили, что несмотря на различия топологий и алгоритмов коммутации транзисторов, все они могут быть представлены канонической линеаризованной схемой замещения [85—88] (рисунок 2.3, а), параметры которой определяются параметрами и топологией силовой части. Общность канонической схемы замещения свидетельствует о том, что динамика подобных преобразователей по усреднённым переменным качественно схожа.

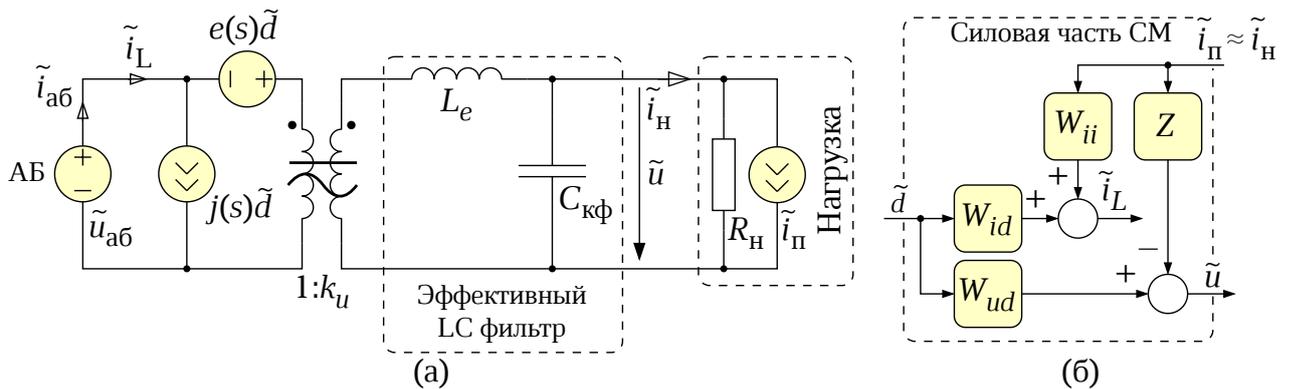


Рисунок 2.3 — Линеаризованная модель СМ АБ в форме: а) канонической схемы замещения, б) структурной схемы

На рисунке 2.3 используется элемент, отмеченный пересекающимися прямой и волнистой чертами, который представляет модель трансформатора, способного передавать как переменные, так и постоянные составляющие токов и напряжений.

Здесь и далее надстрочной тильдой « \sim » обозначены малые отклонения переменных от их значений в рабочей точке (точке линеаризации), обозначенных

верхним регистром. Малые отклонения и параметры рабочей точки по методу наложения связаны выражением $f(t) = F + \tilde{f}(t)$, $|\tilde{f}(t)| \ll |F|$, где $f(t)$ – исходная переменная (напряжение, ток, уставка, коэффициент заполнения и др.), F – значение переменной в рабочей точке, $\tilde{f}(t)$ – малое отклонение переменной.

Нагрузка моделируется активным сопротивлением R_n , определяющим рабочую точку преобразователя, и источником тока $i_n(t)$, моделирующим переменную токовую нагрузку, при этом $i_n(t) = \tilde{i}_n(t)$, $I_n = 0$. Предполагается, что переменная составляющая тока нагрузки полностью определяется током $i_n(t)$, то есть $\tilde{i}_n(s) \approx \tilde{i}_n(s)$, тогда как R_n формирует постоянную составляющую тока нагрузки.

Принимая во внимание возможность обобщить динамические модели силовой части СМ АБ разных топологий, для упрощения дальнейшего повествования в работе рассматривается модель неизолированного реверсивного двухтактного преобразователя как наиболее простого представителя своего класса. Экспериментальная верификация также проводится на преобразователях данной топологии. Вывод математической линеаризованной модели преобразователя и параметры его канонической схемы замещения при стабилизации напряжения общей шины представлены в Приложении А. Линеаризованная модель в виде структурной схемы изображена на рисунке 2.3, б.

2.2.2 Математическая модель силовой части силовых модулей фотоэлектрических батарей

Силовая часть СМ ФБ содержит N параллельно соединённых по выходу на КФ шунтовых регуляторов (ШР, рисунок 2.4, а), по одному на каждую секцию ФБ. Секции ФБ подключаются к общему выходу через диод VD1 последовательно при достижении уставкой тока $i_{уст}(t)$ пороговых уровней, равноотстоящих друг от друга на величину $\Delta I_{шр}$, размыканием транзистора VT1. Импульс управления транзистором VT1 вырабатывается соответствующим компаратором, вместо которого также может быть использован триггер Шмитта (Bang-Bang Control [3; 89]). Регулирование СМ ФБ происходит в отрицательном диапазоне значений уставки тока от $I_{min} = -N\Delta I_{шр}$ (нулевой выходной ток $I_{вых.фб} = 0$) до 0 (максимальный выходной ток $I_{вых.фб} = NI_{фб}$) (см. раздел 2.1).

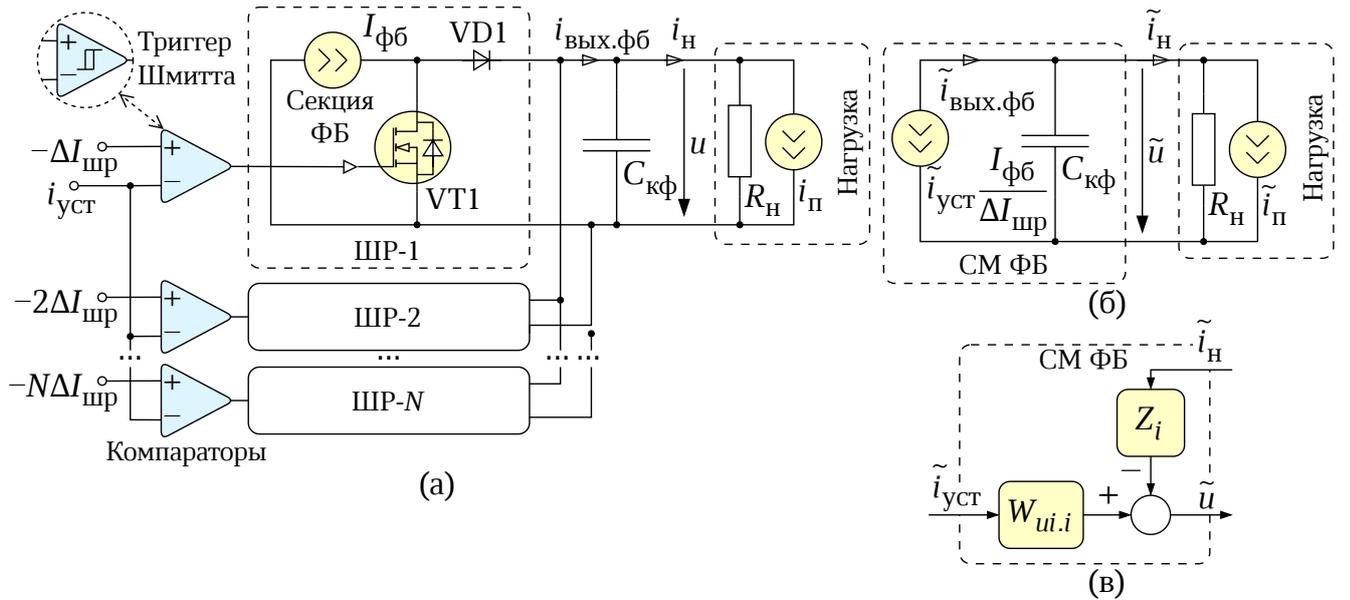


Рисунок 2.4 — а) Схема СМ ФБ с модулятором и линеаризованная модель СМ ФБ в форме: б) схемы замещения, в) структурной схемы

В процессе системного проектирования КА количество секций ФБ выбирается таким образом, чтобы суммарная максимальная мощность всех секций ФБ превышала максимальную возможную мощность нагрузки на протяжении всего срока активного существования (САС) КА. В этом случае все потенциальные рабочие точки секций ФБ оказываются на ветви постоянного тока их нелинейной вольт-амперной характеристики, что позволяет для задач управления моделировать каждую секцию идеальным источником постоянного тока $I_{фб}$ (рисунок 2.4, а), равного её току короткого замыкания.

Число подключенных к выходу секций ФБ определяется усечённым делением уставки тока $N^* = N - \text{trunc}(i_{уст}(t) / \Delta I_{шп})$, а $(N^* + 1)$ -й ШП модулируется частотно-широтным методом в пределах соседних пороговых уровней, добавляя оставшуюся часть уставки (остаток от деления) $(i_{уст}(t) / \Delta I_{шп} - N^*) I_{фб}$. Ширина межпороговых зон $\Delta I_{шп}$ определяет размах естественных пульсаций выходного напряжения $u(t)$. Результирующий средний выходной ток СМ ФБ равен сумме токов N^* подключенных к выходу секций ФБ и тока модулируемого $(N^* + 1)$ -го ШП

$$i_{\text{ввых.фб}}(t) = NI_{фб} - \overbrace{\left(\frac{i_{уст}(t)}{\Delta I_{шп}} - N^* \right) I_{фб}}^{\text{Ток модулируемого } (N^*+1)\text{-го ШП}} - \underbrace{N^* I_{фб}}_{\text{Ток подключенных секций ФБ}} = NI_{фб} - i_{уст}(t) \frac{I_{фб}}{\Delta I_{шп}}. \quad (2.1)$$

Составляющая $NI_{\text{фб}}$ и минус перед уставкой тока отражают лишь тот факт, что уставка задаётся в отрицательном диапазоне $[-N\Delta I_{\text{шр}}; 0]$, изменяя выходной ток СМ ФБ в диапазоне $[0; NI_{\text{фб}}]$.

Разумно за расчётный выбрать минимальный ток короткого замыкания секций ФБ в конце САС КА $\Delta I_{\text{шр}} = I_{\text{фб.min}}$, чтобы коэффициент передачи по току всегда был больше 1: в начале САС коэффициент будет максимальным (при $I_{\text{фб}} = I_{\text{фб.max}}$), а в конце САС после естественной деградации ФБ – единичным (при $I_{\text{фб}} = I_{\text{фб.min}}$). В противном случае снижение коэффициента передачи по току ниже 1 приведёт к ухудшению регулировочной способности СМ ФБ.

Примечание – Это справедливо только для режимов 2 и 3, так как при заходе КА в тень Земли (режим 1) ток короткого замыкания секций ФБ может снижаться вплоть до нуля.

Если $(N^* + 1)$ -й ШР модулируется широтно-импульсным методом с постоянной частотой, то коэффициент заполнения импульса управления транзистором VT1 также определяется остатком от усечённого деления $i_{\text{уст}}(t) / \Delta I_{\text{шр}} - N^*$, поэтому выражение 2.1 справедливо и для этого случая. Частота коммутаций транзистора VT1 определяет размах естественных пульсаций выходного напряжения.

Для полного описания СМ ФБ уравнение (2.1) необходимо дополнить уравнением для напряжения $u(t)$, исходя из рисунка 2.4, а

$$C_{\text{кф}} \frac{du(t)}{dt} = NI_{\text{фб}} - i_{\text{уст}}(t) \frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}}} - \frac{u(t)}{R_{\text{н}}} - i_{\text{п}}(t). \quad (2.2)$$

Для получения системы уравнений линеаризованной модели СМ ФБ достаточно разложить переменные по методу наложения, $f(t) = F + \tilde{f}(t)$, (см. подраздел 2.2.1) в уравнениях (2.1) и (2.2)

$$\left\{ \begin{array}{l} \overbrace{NI_{\text{фб}}}^{\text{dc составляющая}} + \underbrace{\tilde{i}_{\text{вых.фб}}(t)}_{\text{ac составляющая}} = \overbrace{NI_{\text{фб}} - I_{\text{уст}} \frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}}}}^{\text{dc составляющая}} - \underbrace{\tilde{i}_{\text{уст}}(t) \frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}}}}_{\text{ac составляющая}}, \\ \underbrace{C_{\text{кф}} \frac{d\tilde{u}(t)}{dt}}_{\text{ac составляющая}} = \overbrace{NI_{\text{фб}} - I_{\text{уст}} \frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}}}}^{\text{dc составляющая}} - \frac{U}{R_{\text{н}}} - \underbrace{\tilde{i}_{\text{уст}}(t) \frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}} - \frac{\tilde{u}(t)}{R_{\text{н}}}}}_{\text{ac составляющая}} - \tilde{i}_{\text{п}}(t). \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Полученная система описывает как статический (dc составляющие), так и динамический (ac составляющие) режимы работы СМ ФБ. Параметры рабочей

точки определяются статическим режимом при обнулении ac составляющих и разрешении системы относительно $I_{\text{вых.фб}}$ и U

$$\begin{cases} I_{\text{вых.фб}} = NI_{\text{фб}} - I_{\text{уст}} \frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}}}, \\ U = R_{\text{н}} I_{\text{вых.фб}}. \end{cases}$$

Линеаризованная модель соответствует динамическому режиму при обнулении dc составляющих. В работе для анализа и синтеза системы управления применяются частотные методы и математический аппарат передаточных функций, поэтому система уравнений (2.3) преобразуется по Лапласу с нулевыми начальными условиями в уравнение с комплексной переменной s , разрешённую относительно $\tilde{i}_{\text{вых.фб}}(s)$ и $\tilde{u}(s)$

$$\begin{cases} \tilde{i}_{\text{вых.фб}}(s) = -\tilde{i}_{\text{уст}}(s) \frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}}}, \\ \tilde{u}(s) = -\tilde{i}_{\text{уст}}(s) \underbrace{\frac{I_{\text{фб}}}{\Delta I_{\text{шр}}} \cdot \frac{R_{\text{н}}}{1 + s / \omega_{\text{с.1}}}}_{W_{\text{и.и}}(s)} - \tilde{i}_{\text{п}}(s) \underbrace{\frac{R_{\text{н}}}{1 + s / \omega_{\text{с.1}}}}_{Z_{\text{i}}(s)}, \end{cases}$$

где $\omega_{\text{с.1}} = (R_{\text{н}} C_{\text{кф}})^{-1}$.

Таким образом линеаризованная схема замещения СМ ФБ при любом методе модуляции $(N^* + 1)$ -го ШР сводится к идеальному регулируемому источнику тока $-\tilde{i}_{\text{уст}}(t)I_{\text{фб}}\Delta I_{\text{шр}}^{-1}$, работающему на КФ ёмкости $C_{\text{кф}}$ и нагрузку (рисунок 2.4, б). Модель СМ ФБ в форме структурной схемы представлена на рисунке 2.4, в.

2.3 Синтез контуров регулирования выходных токов силовых модулей

Как сказано в разделе 2.1, каждому СМ необходимо регулировать свой локальный выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$ согласно уставке тока $i_{\text{уст}}(t)$ с целью его ограничения, обеспечения режимов заряда АБ, стабилизации выходного тока СМ ФБ и упрощения задачи синтеза внешних контуров регулирования.

В подразделе 2.2.2 показано, что с точки зрения математического описания СМ ФБ уже представляет собой регулируемый источник тока, поэтому для СМ ФБ нет необходимости в дополнительном контуре тока.

В СМ АБ вместо выходного тока чаще регулируется ток реактора как одна из переменных состояния. Однако в таком случае регулировочные характеристики СМ АБ и СМ ФБ отличаются для разных топологий, поэтому уставки выходного тока $i_{уст}(t)$ и тока реактора СМ АБ $i_{L,уст}(t)$ согласуются статическим коэффициентом передачи по току $i_{L,уст}(t) = k_i i_{уст}(t)$, где $k_i \stackrel{\text{def}}{=} I_L / I_{\text{ВЫХ}} = U / U_{\text{аб}} = k_u$. Равенство $k_i = k_u$ справедливо только для рассматриваемого неизолированного реверсивного двухтактного преобразователя, поскольку его ток реактора совпадает с входным током; для преобразователей других топологий эта связь в общем случае иная.

Часто применяются два подхода к регулированию тока реактора СМ АБ: программное регулирование мгновенного тока (Current-Programmed Mode Control – СРМС) и регулирование среднего тока линейными регуляторами. Поскольку исследование посвящено в первую очередь структурно-параметрическому синтезу регуляторов напряжения, далее приводится лишь краткий обзор способов регулирования тока СМ АБ, а примеры синтеза регуляторов тока приведены в соответствующих приложениях.

СРМС регулирование [90; 91] – популярный способ регулирования для преобразователей с ШИМ, в том числе в КА [92; 93], и многие контроллеры, включая отечественные (например, К1156ЕУ2/3), поддерживают его аппаратно. Из преимуществ СРМС регулирования можно выделить:

- лучшие динамические характеристики контура тока в замкнутом состоянии в сравнении с регулированием среднего тока;
- защита от чрезмерного мгновенного тока реактора достигается простым ограничением уставки тока.

СРМС регулирование обычно реализуется аналогово, поскольку требует сравнения мгновенного тока реактора с уставкой. Отслеживание мгновенного тока в цифровой системе управления вынуждает его передискретизировать с высокой кратностью, что трудно реализуемо на практике. Более удачной цифровой реализацией является прогнозирующее СРМС регулирование [94; 95].

Пример синтеза СРМС регулятора для неизолированного реверсивного двухтактного преобразователя приведён в Приложении Б.

Регулирование среднего тока не требует аппаратной поддержки контроллеров и может быть как аналоговым, так и цифровым, что чаще всего. Ключевым этапом реализации такого регулирования является измерение среднего значения тока реактора одним из двух распространённых способов: выделение среднего значения тока аналоговым фильтром или дискретизация тока в моменты равенства

мгновенного значения и среднего [96], как изображено на рисунке В.1, а (только для цифровых систем). Второй способ предпочтительнее, поскольку аналоговые фильтры в обратной связи неизбежно ухудшают динамические характеристики.

Пример синтеза ПИД регулятора среднего тока для неизолированного реверсивного двухтактного преобразователя приведён в Приложении В.

2.3.1 Обобщённая математическая модель силовых модулей аккумуляторных и фотоэлектрических батарей с регулированием тока

При синтезе контура напряжения СМ принимается классическое для подчинённого регулирования допущение, что быстродействие контура тока, определяемое частотой среза $\omega_{c,i}$, значительно превышает быстродействие контура напряжения, определяемое частотой среза $\omega_{c,u}$. Контур тока СМ АБ в таком случае идеализируется: $\tilde{i}_L(t) = \tilde{i}_{L,\text{уст}}(t)$. В своём фундаментальном труде [88] Robert W. Erickson и Dragan Maksimović показали, что преобразователи с идеализированным контуром тока можно описать линеаризованной схемой замещения как на рисунке 2.5 с параметрами

$$f_{\text{ВЫХ}}(s) = k_i^{-1} \left(1 - \frac{s}{\omega_{\text{гнр}}} \right), \quad r_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{н}}.$$

Величина $r_{\text{ВЫХ}}$ качественно зависит от топологии силовой части СМ АБ, но она всегда либо пропорциональна $R_{\text{н}}$, либо стремится к бесконечности [88].

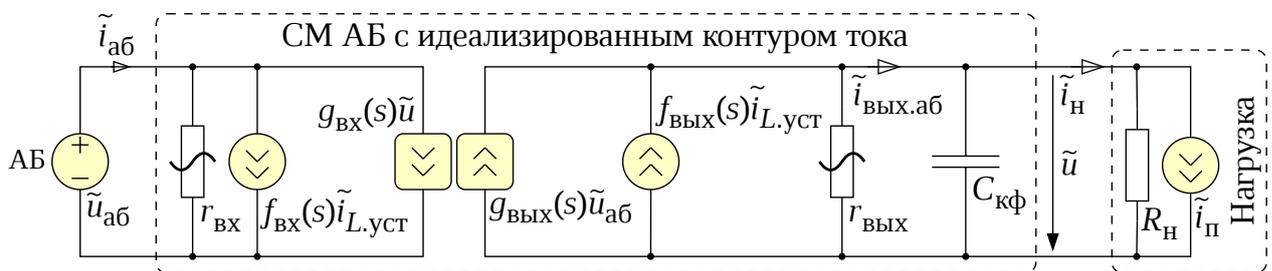


Рисунок 2.5 — Линеаризованная схема замещения СМ АБ с идеализированным контуром тока

На рисунках 2.5 и 2.6 используются модели сопротивлений, отмеченные пересекающей волнистой чертой, которые влияют только на динамику работы СМ подобно активным сопротивлениям, но при этом никак не связаны с активными потерями в силовой части.

При допущении из Приложения А о постоянстве напряжения АБ, то есть $\tilde{u}_{аб}(s) = 0$, схема замещения по выходу редуцируется до схемы, в которой регулируемый источник тока $f_{\text{вых}}(s)\tilde{i}_{L,\text{уст}}(s)$ с внутренним сопротивлением $r_{\text{вых}}$ работает на КФ ёмкости $C_{\text{кф}}$ и нагрузку. Можно заметить, что подобная схема качественно соотносится с видом схемы замещения СМ ФБ на рисунке 2.4, б. Возникает очевидная идея обобщить математические модели СМ АБ и СМ ФБ.

На рисунке 2.6 представлена обобщённая математическая модель СМ АБ и СМ ФБ в формах линеаризованной схемы замещения и структурной схемы, в соответствии с которыми выходное напряжение СМ

$$\tilde{u}(s) = \tilde{i}_{\text{уст}}(s)k_i W_{ui.i}(s) - \tilde{i}_H(s)Z_i(s),$$

где $W_{ui.i}(s)$ – передаточная функция от уставки тока к выходному напряжению СМ

$$W_{ui.i}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{i}_{\text{уст}}(s)k_i} \right|_{\tilde{i}_H(s)=0} = f_{\text{см}}(s) \frac{r_{\text{см}} \| R_H}{1 + s / \omega_{c.3}} = f_{\text{вых}}(s)Z_i(s);$$

$Z_i(s)$ – выходной импеданс СМ с регулированием тока

$$Z_i(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{i}_H(s)} \right|_{\tilde{i}_{\text{уст}}(s)=0} = \frac{r_{\text{см}} \| R_H}{1 + s / \omega_{c.3}};$$

$\omega_{c.3} = [(r_{\text{см}} \| R_H) C_{\text{кф}}]^{-1}$ – частота сопряжения полюса.

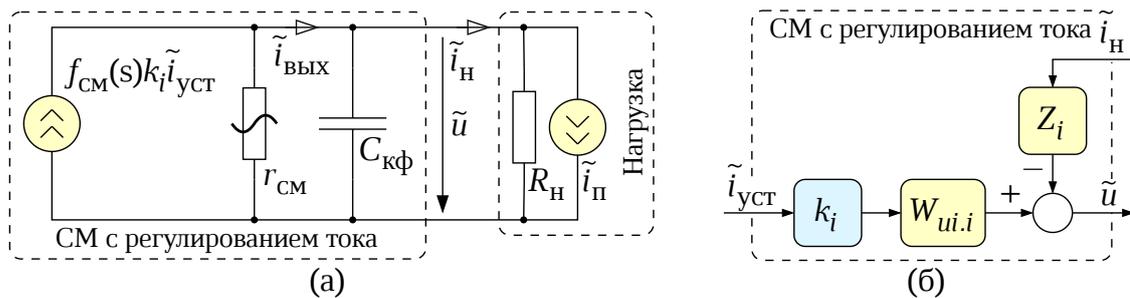


Рисунок 2.6 — Обобщённая модель СМ с регулированием тока в форме: а) схемы замещения и б) структурной схемы

Обобщённая схема замещения должна соотноситься с её частными вариантами для СМ АБ (рисунок 2.5) и для СМ ФБ (рисунок 2.4, б), поэтому её параметры различаются в зависимости от рассматриваемого СМ

$$f_{\text{см}}(s) = \begin{cases} f_{\text{вых}}(s) & \text{для СМ АБ,} \\ 1 & \text{для СМ ФБ,} \end{cases} \quad r_{\text{см}} = \begin{cases} r_{\text{вых}} & \text{для СМ АБ,} \\ \infty & \text{для СМ ФБ.} \end{cases}$$

Для СМ АБ коэффициент k_i согласует уставку выходного тока $\tilde{i}_{\text{уст}}(s)$ и уставку тока реактора $\tilde{i}_L(s)$, тогда как для СМ ФБ нет необходимости согласовывать уставки тока, поскольку он уже регулирует свой выходной ток

$$k_i = \begin{cases} I_L / I_{\text{вых}} = U / U_{\text{аб}} = k_u & \text{для СМ АБ,} \\ 1 & \text{для СМ ФБ.} \end{cases}$$

Представление СМ АБ и СМ ФБ обобщённой моделью позволяет не обращать внимание на различия видов первичных источников энергии на входе СМ, топологий силовой части, алгоритмов коммутаций и регуляторов тока при синтезе внешних контуров регулирования.

2.3.2 Адаптивный коэффициент согласования уставок тока силовых модулей аккумуляторных батарей

Статический коэффициент передачи тока k_i также может выражаться отношением выходного напряжения U и напряжения АБ $U_{\text{аб}}$, от чего его можно адаптировать к напряжению АБ [97] – тогда динамика СМ будет малочувствительна к изменениям напряжения АБ, которое может варьироваться в широком диапазоне в ходе зарядно-разрядного процесса или при естественной деградации АБ. Адаптивный коэффициент

$$k_i(t) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{i_L(t)}{i_{\text{вых}}(t)} \approx \frac{U}{u_{\text{аб}}(t)}.$$

В адаптации к выходному напряжению $u(t)$ нет необходимости, поскольку в данной работе оно стабилизируется и существенно не изменяется.

Для адаптации необходимо дополнительно измерять напряжение АБ. Адаптивность коэффициента вносит в систему элемент нелинейности благодаря нелинейной арифметической операции деления на $u_{\text{аб}}(t)$. Уставка тока реактора определяется произведением адаптивного коэффициента и уставки выходного тока

$$i_{L,\text{уст}}(t) = k_i(t)i_{\text{уст}}(t)$$

и может быть линеаризована в рабочей точке СМ АБ [97; 98]

$$\tilde{i}_{L,\text{уст}}(t) = \frac{U}{U_{\text{аб}}} \tilde{i}_{\text{уст}}(t) - \frac{U^2 I_{\text{вых}}}{U_{\text{аб}}^3} \tilde{u}_{\text{аб}}(t).$$

Напряжение АБ изменяется существенно медленнее электромагнитных процессов в преобразователе (см. приложение А) и принимается, что $\tilde{u}_{аб}(t) = 0$, тогда

$$\tilde{i}_{L,уст}(t) = \frac{U}{U_{аб}} \tilde{i}_{уст}(t) = k_i(t) \Big|_{u_{аб}(t)=U_{аб}} \tilde{i}_{уст}(t).$$

Таким образом можно допустить, что адаптивность коэффициента k_i практически не сказывается на линеаризованной модели СМ АБ и может быть введена без дополнительного анализа устойчивости.

2.4 Синтез контуров регулирования выходных напряжений силовых модулей

2.4.1 Динамические характеристики системы электроснабжения при регулировании с одной степенью свободы

На рисунке 2.7, а, изображен канал иерархической распределённой системы управления СЭС с контролем статизма и регулированием напряжения СМ с одной степенью свободы (one-degree-of-freedom – 1-DOF регулирование) для одного СМ. Как упоминалось в разделе 2.1, иерархическое управление содержит три уровня. На 2-м уровне распределённый наблюдатель (рисунок 2.7, б) оценивает напряжение общей шины исходя из информации об аналогичной оценке двух соседних СМ и о собственном выходном напряжении, после чего из разницы между уставкой напряжения общей шины $U_{о,уст}$ и его оценки $\hat{u}_o(s)$ регулятор $G_o(s)$ формирует уставку выходного напряжения СМ $\tilde{u}_{уст}(s)$. Далее на 1-м уровне контролируется статизм снижением уставки на величину $r \tilde{i}_н(s)$. Затем на 0-м уровне, исходя из разницы между сниженной уставкой напряжения и выходным напряжением СМ регулятор $G_u(s)$ формирует уставку выходного тока СМ $\tilde{i}_{уст}(s)$.

В работе под «степенями свободы» понимаются передаточные функции системы в замкнутом состоянии, которые можно изменять независимо [99]; в данной работе эти изменения осуществляются через систему управления, поэтому используется словосочетание «степени свободы регулятора/регулирования», определяющее входы соответствующего регулятора.

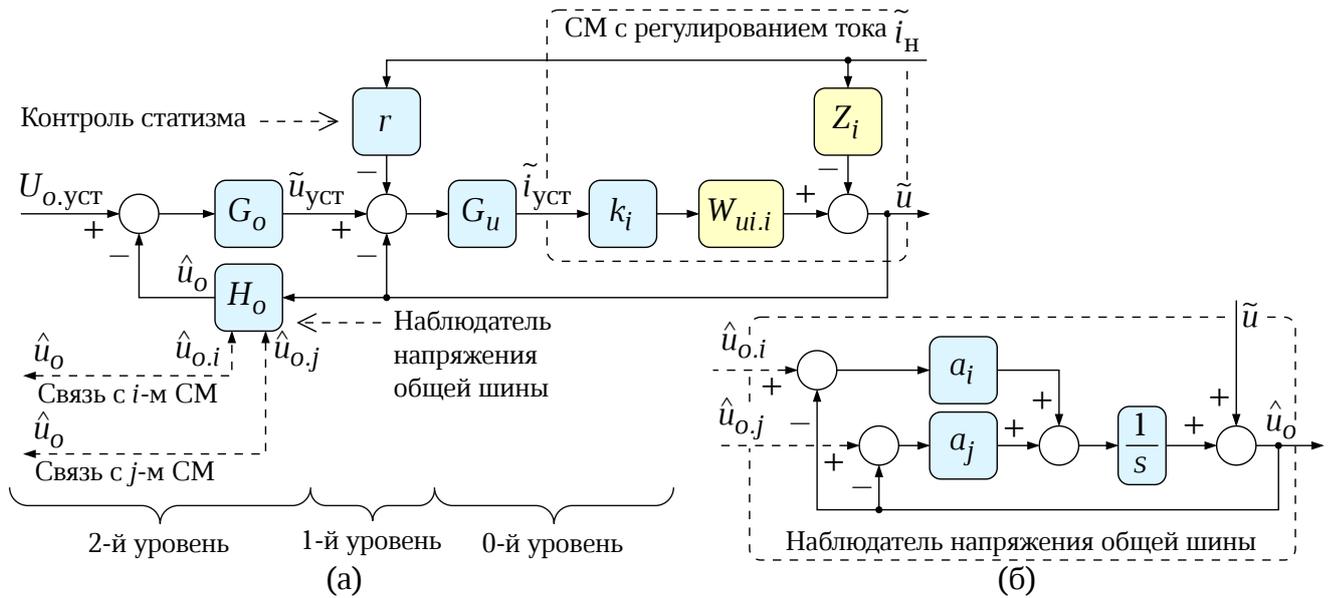


Рисунок 2.7 — Структурные схемы: а) канала распределённой иерархической системы управления СЭС для одного СМ, б) наблюдателя напряжения общей шины

Каждый СМ принимает решение о реализации уставки $\tilde{i}_{уст}(s)$ на уровне контура тока в зависимости от вида своего первичного источника энергии и от величины самой уставки согласно принципу трёхзонного регулирования (см. раздел 2.1).

На рисунке 2.7 представлены структурные схемы, относящиеся к одному СМ, поэтому для весовых коэффициентов первый индекс опущен $a_{ij} \rightarrow a_j$.

О распределённом наблюдателе напряжения общей шины.

Наблюдатель напряжения общей шины основан на протоколе динамического усреднённого консенсуса (dynamic average consensus) для многоагентных систем с распределённым кооперативным управлением [60; 100]. Наблюдатель можно заменить на прямое измерение напряжения общей шины, однако чаще всего точка общего соединения СМ в модульных СЭС физически отсутствует, а потому и напряжение общей шины по своей сути виртуально. Тем не менее СЭС с распределённым подключением СМ к общей шине всегда можно эквивалентно представить в виде СЭС с единой точкой общего соединения [101].

На рисунке 2.8 представлена линеаризованная схема замещения СЭС КА с единой точкой общего соединения СМ, описываемая системой уравнений

$$\begin{cases} \tilde{u}_o(s) = \tilde{u}_1(s) - \tilde{i}_{н.1}(s)Z_{\text{бк.1}}(s), \\ \tilde{u}_o(s) = \tilde{u}_2(s) - \tilde{i}_{н.2}(s)Z_{\text{бк.2}}(s), \\ \dots \\ \tilde{u}_o(s) = \tilde{u}_M(s) - \tilde{i}_{н.M}(s)Z_{\text{бк.M}}(s), \end{cases}$$

которую можно представить в матричной форме

$$\mathbf{U}_o(s) = \mathbf{U}(s) - \mathbf{I}_H(s)\mathbf{Z}_{\text{бкк}}^T(s), \quad (2.4)$$

где $\mathbf{U}_o(s) \stackrel{\text{def}}{=} u_o(s) \cdot \mathbf{1}$ – вектор напряжения общей шины;

$\mathbf{1} \in \mathbb{R}^M$ – вектор единиц;

$\mathbf{U}(s) \stackrel{\text{def}}{=} (\tilde{u}_1(s), \tilde{u}_2(s), \dots, \tilde{u}_M(s))$ – вектор выходных напряжений СМ;

$\mathbf{I}_H(s) \stackrel{\text{def}}{=} (\tilde{i}_{H.1}(s), \tilde{i}_{H.2}(s), \dots, \tilde{i}_{H.M}(s))$ – вектор выходных токов СМ;

$\mathbf{Z}_{\text{бкк}}(s) \stackrel{\text{def}}{=} (Z_{\text{бкк.1}}(s), Z_{\text{бкк.2}}(s), \dots, Z_{\text{бкк.M}}(s))$ – вектор импеданса линий БКС.

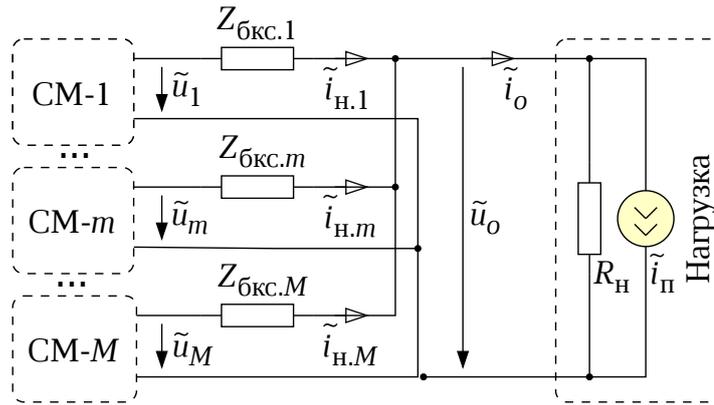


Рисунок 2.8 — Линеаризованная схема замещения СЭС КА

Умножение слева обеих частей уравнения (2.4) на усредняющую матрицу $\mathbf{Q} \stackrel{\text{def}}{=} M^{-1}\mathbf{J}$, где $\mathbf{J} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{1}\mathbf{1}^T \in \mathbb{R}^{M \times M}$ – матрица единиц, с учётом, что $\mathbf{Q}\mathbf{U}_o(s) = \mathbf{U}_o(s)$, выразит напряжение общей шины разницей арифметического среднего выходных напряжений СМ $\bar{\mathbf{U}}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{Q}\mathbf{U}(s)$ и усреднённого падения напряжения на линиях БКС КА $\Delta\bar{\mathbf{U}}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{Q}\mathbf{I}_H(s)\mathbf{Z}_{\text{бкк}}^T(s)$

$$\mathbf{U}_o(s) = \bar{\mathbf{U}}(s) - \Delta\bar{\mathbf{U}}(s). \quad (2.5)$$

Падением напряжения на линиях БКС $\Delta\bar{\mathbf{U}}(s)$ можно пренебречь вследствие его малости, тогда напряжение общей шины определится арифметическим средним напряжений СМ

$$\mathbf{U}_o(s) \approx \bar{\mathbf{U}}(s). \quad (2.6)$$

Динамика наблюдателя с алгоритмом динамического усреднённого консенсуса определяется коммуникационными весовыми коэффициентами $a_{ij} = a_{ji}$ при передаче данных между i -м и j -м СМ [60]. Оценки напряжения общей шины

$$\hat{\mathbf{U}}_o(s) = \mathbf{H}_{\text{наб}}(s)\mathbf{U}(s), \quad (2.7)$$

где $\hat{\mathbf{U}}_o(s) \stackrel{\text{def}}{=} (\hat{u}_{o.1}(s), \hat{u}_{o.2}(s), \dots, \hat{u}_{o.M}(s))$ – вектор оценок напряжения общей шины;

$\mathbf{H}_{\text{наб}}(s) = s(s\mathbf{E}_M + \mathbf{L})^{-1}$ – матричная передаточная функция наблюдателя;

$\mathbf{E}_M \in \mathbb{R}^{M \times M}$ – единичная матрица;

$\mathbf{L} = \mathbf{D} - \mathbf{A}_G$ – матрица Кирхгофа-Лапласа;

$\mathbf{D} \stackrel{\text{def}}{=} \text{diag}(d_i)$ – диагональная матрица степеней, для которой $d_i = \sum_{j \in N_i} a_{ij}$;

N_i – множество соседних СМ, с которыми i -й СМ обменивается информацией;

$\mathbf{A}_G \stackrel{\text{def}}{=} (a_{ij}) \in \mathbb{R}^{M \times M}$ – матрица смежности, для которой $a_{ij} > 0$, если i -й и j -й СМ обмениваются информацией, и $a_{ij} = 0$, если нет.

Известно, что (см. [60])

$$\lim_{s \rightarrow 0} \mathbf{H}_{\text{наб}}(s) = \mathbf{Q},$$

а потому согласно теореме о конечном значении для (2.7)

$$\underbrace{\lim_{s \rightarrow 0} s \hat{\mathbf{U}}_o(s)}_{\hat{\mathbf{U}}_o^{\text{ss}}} = \underbrace{\lim_{s \rightarrow 0} \mathbf{H}_{\text{наб}}(s)}_{\mathbf{Q}} \cdot \underbrace{\lim_{s \rightarrow 0} s \mathbf{U}(s)}_{\mathbf{U}^{\text{ss}}},$$

где $\hat{\mathbf{U}}_o^{\text{ss}}$ и \mathbf{U}^{ss} – вектора установившихся значений оценок напряжения общей шины и выходных напряжений СМ, соответственно.

Получившееся уравнение означает, что алгоритм динамического усреднённого консенсуса является алгоритмом наблюдения арифметического среднего выходных напряжений СМ, динамика которого определяется матрицей $\mathbf{H}_{\text{наб}}(s)$. Из уравнения (2.6) следует, что арифметическое среднее напряжений СМ приблизительно равняется напряжению общей шины, что делает алгоритм динамического усреднённого консенсуса подходящим для оценки напряжения общей шины.

Параметры наблюдателя рассчитываются так, чтобы он не оказывал существенного влияния на динамику работы контура напряжения общей шины, поэтому далее принимается допущение о его безынерционности.

Импеданс общей шины при регулировании с одной степенью свободы.

В подразделе 2.3.1 показано, что импеданс СМ с регулированием тока $Z_i(s)$ приближённо описывается передаточной функцией 1-го порядка с частотой сопряжения полюса $\omega_{c,3}$ (⊙ на рисунке 2.9). Замыкание контура напряжения СМ с регулятором $G_u(s)$ на 0-м уровне управления уменьшит импеданс СМ в пределах полосы пропускания контура до частоты среза $\omega_{c,u}$ (переход ⊙ 1 на рисунке 2.9), выбираемой из условия $\omega_{c,u} > \omega_{c,3}$ с целью нивелирования влияния нагрузки

$$Z_u(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{i}_H(s)} \right|_{G_o(s)=0, r=0} = \frac{Z_i(s)}{1 + T_u(s)},$$

где $T_u(s) = k_i G_u(s) W_{ui,i}(s)$ – передаточная функция контура напряжения СМ в разомкнутом состоянии, $|T_u(j\omega)| > 0 \forall \omega < \omega_{c.u}$.

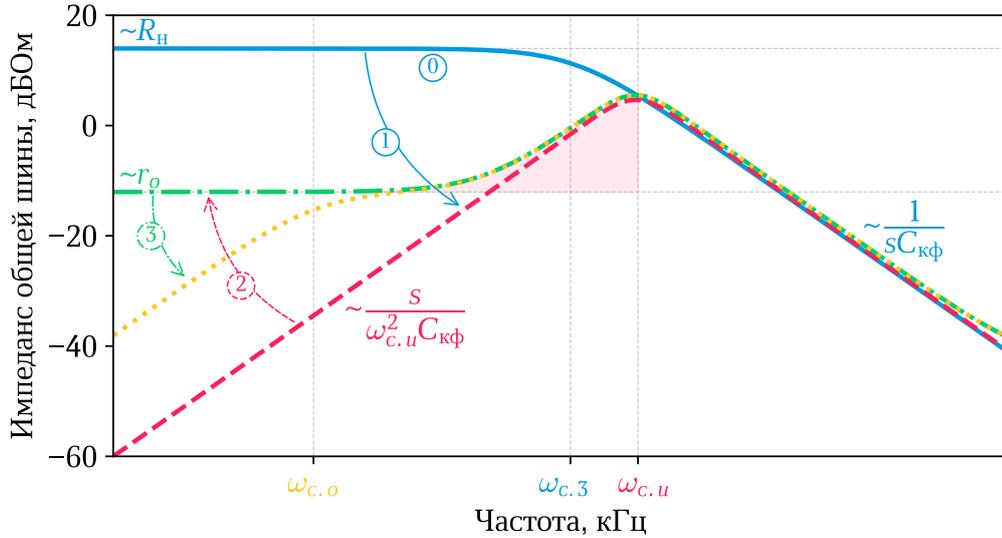


Рисунок 2.9 – Импеданс общей шины при различных конфигурациях системы управления

Контроль статизма на 1-м уровне ($r \neq 0$) увеличит импеданс СМ до величины коэффициента статизма r в пределах полосы пропускания контура до частоты среза $\omega_{c,u}$ (переход ② на рисунке 2.9)

$$Z_r(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{i}_H(s)} \Big|_{G_o(s)=0} = \underbrace{\frac{Z_i(s)}{1 + T_u(s)}}_{Z_u(s)} + r H_u(s), \quad (2.8)$$

где $H_u(s)$ – передаточная функция контура напряжения СМ в замкнутом состоянии

$$H_u(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{u}_{\text{уст}}(s)} \Big|_{\substack{G_o(s)=0 \\ \tilde{i}_H(s)=0}} = \frac{T_u(s)}{1 + T_u(s)}.$$

Импеданс общей шины $Z_o(s)$ при параллельном соединении по выходу СМ определится вкладом импеданса каждого СМ

$$Z_o(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{i}_o(s)} \Big|_{G_o(s)=0} = Z_{r,1}(s) || Z_{r,2}(s) || \dots || Z_{r,M}(s),$$

$u_o(t)$ – напряжение общей шины.

Примечание – Выражение для $Z_o(s)$ для простоты анализа приведено без учёта импеданса линейных БКС; более подробно $Z_o(s)$ описывается в подразделе 2.4.3.

На нулевой частоте импеданс общей шины $Z_o(0) = r_o$, поскольку $Z_{r,m}(0) = r_m$, где $m = 1, 2, \dots, M$ – номер СМ.

Замыкание контура стабилизации напряжения общей шины (далее – контур напряжения общей шины) с регулятором $G_o(s)$ на 2-м уровне снизит импеданс в пределах полосы пропускания контура до частоты среза $\omega_{c.o}$ (переход ③ на рисунке 2.9)

$$Z_o^*(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{i}_o(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_o(s)},$$

где $T_o(s) = G_o(s)H_u(s)$ – передаточная функция контура стабилизации напряжения общей шины в разомкнутом состоянии, $|T_o(j\omega)| > 0 \forall \omega < \omega_{c.o}$.

Поскольку контур напряжения общей шины – внешний по отношению к контуру напряжения СМ, то, согласно принципу подчинённого регулирования, его частота среза $\omega_{c.o}$ должна быть меньше частоты среза контура напряжения СМ $\omega_{c.u}$. Это приводит к тому, что в диапазоне частот от $\omega_{c.o}$ до $\omega_{c.u}$ импеданс общей шины определяется общим коэффициентом статизма r_o , какое бы быстродействие контуров напряжения СМ и напряжения общей шины ни выбрано. Коэффициент r_o при этом определяется коэффициентами статизма СМ, которые выбираются максимально возможными для равномерного токораспределения, что приводит к высокому импедансу и низкому качеству напряжения при динамических нагрузках.

Более того, контур напряжения СМ, особенно слабо демпфированный с низким запасом устойчивости, на частотах близких к частоте среза $\omega_{c.u}$ может проявлять дифференцирующие (усиливающие) свойства [55] (см. подраздел 2.4.2), что увеличит импеданс в этой области даже выше r_o , как на рисунке 2.9.

Истоки этой проблемы обнаруживаются в выражении (2.8), в котором видно, что динамика контроля статизма в основном определяется динамикой контура напряжения СМ в замкнутом состоянии, то есть функцией $H_u(s)$. Какой бы вид ни принял регулятор $G_u(s)$, функция $H_u(s)$ будет одинакова как для регулирования напряжения СМ, так и для контроля статизма. Эта тесная связь регулирования напряжения СМ по уставке и контроля статизма – фундаментальное ограничение систем управления с одной степенью свободы [99].

Для того чтобы контур напряжения общей шины мог компенсировать влияние контроля статизма на частотах отличных от нуля, необходимо, чтобы функция $H_u(s)$ в выражении (2.8) отличалась от передаточной функции контура напряжения СМ в замкнутом состоянии и задавала быстродействие системы управления при контроле статизма ниже, чем при регулировании напряжения по уставке.

2.4.2 Регулирование выходного напряжения силовых модулей с тремя степенями свободы

Проблема низкого качества напряжения при иерархическом управлении является следствием того факта, что динамика контроля статизма полностью определяется динамикой регулирования выходного напряжения СМ (см. подраздел 2.4.1). Возникает идея обеспечить разное быстродействие контура напряжения СМ при регулировании по уставке и при контроле статизма.

Традиционно похожие задачи решались регулированием с двумя степенями свободы (two-degree-of-freedom – 2-DOF) [99; 102], при котором быстродействие системы при регулировании по уставке и при подавлении возмущений задаётся независимо. Область применения 2-DOF регулирования однако ограничена системами с регулированием по отклонению и подавлением возмущений, охваченных обратной связью. В рассматриваемой же системе регулирование комбинированное и основным источником возмущений является связь с током нагрузки СМ через цепь контроля статизма.

Для решения задача предлагается перейти к регулированию с тремя степенями свободы (three-degree-of-freedom – 3-DOF) [103–105]:

1. Положительная прямая связь с уставкой выходного напряжения СМ $\tilde{u}_{уст}(s)$, задаваемой регулятором напряжения общей шины СЭС КА.
2. Отрицательная обратная связь с выходным напряжением СМ $\tilde{u}(s)$.
3. Отрицательная обратная связь с током нагрузки $\tilde{i}_н(s)$.

Дальнейший структурно-параметрический синтез 3-DOF регулятора решает две задачи: обеспечить модуль импеданса СМ ниже коэффициента статизма g и задать разное быстродействие контура напряжения при регулировании выходного напряжения по уставке и при контроле статизма. Далее в подразделе анализируется только контур напряжения СМ, то есть контур напряжения общей шины разомкнут, $G_o(s) = 0$.

Обеспечение модуля импеданса силовых модулей ниже собственного коэффициента статизма.

Выходной импеданс СМ с регулированием выходного напряжения и контролем статизма (рисунок 2.7, а при $G_o(s) = 0$) определяется выражением (2.8). Для

того чтобы достичь $|Z_r(j\omega)| \leq r \forall \omega$, достаточно выполнить два условия

$$\begin{cases} Z_u(s) \rightarrow 0, \\ r|H_u(j\omega)| \leq r \forall \omega. \end{cases} \quad (2.9)$$

Первого условия $Z_u(s) \rightarrow 0$ можно добиться увеличением быстродействия контура напряжения, что вызовет отрицательные эффекты влияния задержек регулирования и измерения, искажения ЧХ, появления автоколебаний и даже потери устойчивости, поэтому здесь рассматривается способ структурной модификации контура напряжения, компенсирующей компоненту $Z_u(s)$. Для этого в выражение (2.8) вносится компенсационное вычитаемое $\Delta Z(s)$

$$Z_r(s) = Z_u(s) + rH_u(s) - \Delta Z(s), \quad (2.10)$$

такое, чтобы $\Delta Z(s) \approx Z_u(s)$.

С учётом параметров обобщённой модели СМ АБ и СМ ФБ из подраздела 2.3.1 импеданс СМ без контроля статизма преобразуется

$$Z_u(s) = \frac{W_{ui.i}(s)}{f_{\text{CM}}(s) (1 + T_u(s))} = \frac{W_{ui.i}(s)}{f_{\text{CM}}(s)T_u(s)} H_u(s) = \frac{H_u(s)}{f_{\text{CM}}(s)k_i G_u(s)}.$$

Передаточная функция $f_{\text{CM}}(s)$ для СМ АБ выражается произведением множителя k_i^{-1} и правого ноля $(1 - s / \omega_{\text{thp}})$ с частотой сопряжения ω_{thp} пропорциональной отношению R_{H} / L_1 (см. подраздел 2.3.1). Для большинства преобразователей выполняется условие $L_1 \ll R_{\text{H}}$ (за исключением режимов близких к короткому замыканию, обрабатываемых системой защиты), то есть частота сопряжения правого ноля достаточно высока. Тогда в диапазоне частот $\omega \ll \omega_{\text{thp}}$ функция $f_{\text{CM}}(s)$ превращается в статический коэффициент передачи по току $f_{\text{CM}}(s) \approx k_i^{-1}$, а импеданс упрощается

$$Z_u(s) \approx \frac{H_u(s)}{G_u(s)}.$$

Подставив полученное выражение вместо компенсационного вычитаемого $\Delta Z(s) = H_u(s)G_u^{-1}(s)$ в выражение (2.10), можно выделить новую связь регулятора с током нагрузки, компенсирующую компоненту $Z_u(s)$

$$Z_r(s) = Z_u(s) + \left(r - \underbrace{G_u^{-1}(s)}_{\text{Новая связь}} \right) H_u(s). \quad (2.11)$$

Известно, что амплитудно частотная характеристика (АЧХ) колебательного звена увеличивается вблизи резонансной частоты $\omega_{0,u}^* = \omega_{0,u} \sqrt{1 - (2Q_{0,u}^2)^{-1}}$, что является первым фактором увеличения импеданса выше величины r . Вторым фактор – левый ноль в числителе импеданса (2.12), придающий контуру напряжения дифференцирующие свойства.

Можно заметить, что левый ноль в передаточной функции контура напряжения в замкнутом состоянии $H_u(s)$ и, как следствие, в импедансе $Z_r(s)$ сформирован идентичным нулём ПИ регулятора $G_u(s)$. Хорошо известным способом нивелировать влияние такого нуля является применение аperiodического звена 1-го порядка (фильтра) с частотой сопряжения полюса, равной частоте сопряжения нуля ПИ регулятора, как в системах, настроенных на симметричный оптимум [107]. В исследуемой системе фильтр рационально использовать последовательно с коэффициентом статизма r для устранения нуля в импедансе $Z_r(s)$ и на входе контура напряжения для устранения нуля в передаточной функции $H_u(s)$ для упрощения дальнейшего синтеза регулятора напряжения общей шины.

На рисунке 2.10 представлена структурная схема контура напряжения СМ с дополнительными аperiodическими фильтрами 1-го порядка

$$h_r(s) = h_u(s) = \frac{1}{1 + s / \omega_{1,u}}.$$

Полученная динамическая форма коэффициента статизма $rh_r(s)$ соответствует методу формирования резистивно-ёмкостного (аperiodического) импеданса, разработанному исследователями Падуанского университета (Италия) под руководством Paolo Mattavelli [55]. Похожий подход можно встретить в работах Fulong Li из Университета Лафборо (Великобритания) [54]. Однако в [97; 108; 109] показано, что фильтр придаёт импедансу аperiodическую форму только при определённых условиях. Действительно, как уже было сказано, ноль в числителе $Z_r(s)$ – лишь один из двух факторов увеличения импеданса выше r . Вторым фактором является полином 2-го порядка в знаменателе.

Характеристический полином знаменателя можно разделить на два полюса с частотами сопряжения

$$\omega_{п.и.1,2} = \omega_{0,u} (2Q_{0,u})^{-1} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4Q_{0,u}^2} \right), \quad (2.13)$$

соответствующих аperiodической системе 2-го порядка, выбором

$$K_{п.и} > 2\sqrt{K_{и.и}C_{кф}} - (r_{см}||R_H)^{-1}$$

таким, чтобы $Q_{0,u} < 0,5$ – условие передемпфированности контура напряжения. Вычитаемое $(r_{см}||R_H)^{-1}$ в общем случае существенно варьируется из-за нагрузки, поэтому целесообразно рассмотреть условие с некоторым запасом

$$K_{п.и} > 2\sqrt{K_{и.и}C_{кф}}. \quad (2.14)$$

После компенсации левого нуля и передемпфирования контура напряжения импеданс преобразуется

$$Z_r(s) = \frac{r}{(1 + s / \omega_{п.и.1})(1 + s / \omega_{п.и.2})}. \quad (2.15)$$

Полученный импеданс в форме аperiodического звена 2-го порядка имеет АЧХ ниже r во всём диапазоне частот. Таким образом выполняется второе условие (2.9) и решается первая из двух задач, отмеченных в начале подраздела – обеспечения модуля импеданса СМ ниже его коэффициента статизма. Далее необходимо решить вторую задачу достижения быстродействия контура напряжения СМ при контроле статизма ниже, чем при регулировании по уставке.

Задание разного быстродействия системы управления при регулировании выходного напряжения по уставке и при контроле статизма.

Для частот сопряжения полюсов после разделения характеристического полинома выполняется неравенство $\omega_{п.и.1} > \omega_{п.и.2}$. Этим фактом можно воспользоваться, связав полюс наибольшей частоты сопряжения с частотой среза $\omega_{п.и.1} = \omega_{с.и}$, определяющей быстродействие контура напряжения СМ при регулировании по уставке, а полюс наименьшей частоты сопряжения – с частотой среза $\omega_{п.и.2} = \omega_{с.г}$, определяющей быстродействие контура при контроле статизма. Тогда для каждой переменной необходимо скомпенсировать несвязанный с ней полюс модификацией фильтров. Для уставки напряжения компенсируется полюс с наименьшей частотой сопряжения $\omega_{п.и.2} = \omega_{с.г}$, а для цепи контроля статизма – полюс с наибольшей частотой сопряжения $\omega_{п.и.1} = \omega_{с.и}$

$$h_u(s) = \frac{1 + s / \omega_{с.г}}{1 + s / \omega_{1,u}}, \quad h_r(s) = \frac{1 + s / \omega_{с.и}}{1 + s / \omega_{1,u}}.$$

Коэффициенты ПИ регулятора выбираются исходя из требуемого размещения полюсов на частотах сопряжения $\omega_{п.и.1} = \omega_{с.и}$ и $\omega_{п.и.2} = \omega_{с.г}$ в соответствии с выражением (2.13)

$$K_{п.и} = (\omega_{с.и} + \omega_{с.г}) C_{кф.р}, \quad K_{и.и} = \omega_{с.и}\omega_{с.г}C_{кф.р}, \quad (2.16)$$

где $C_{кф.р}$ – расчётная ёмкость КФ.

Структурная схема контура напряжения СМ может остаться такой же, как на рисунке 2.10 или быть эквивалентно преобразована как на рисунке 2.11, а, где

$$\begin{aligned} F_{п.1} &= \omega_{с.и} C_{кф.р}, & F_{и.1} &= \omega_{с.и} \omega_{с.г} C_{кф.р}, & (2.17) \\ F_{п.2} &= (\omega_{с.и} + \omega_{с.г}) C_{кф.р}, & F_{и.2} &= \omega_{с.и} \omega_{с.г} C_{кф.р}, \\ F_{п.3} &= \Gamma \omega_{с.г} C_{кф.р}, & F_{и.3} &= \Gamma \omega_{с.г} \omega_{с.и} C_{кф.р}. \end{aligned}$$

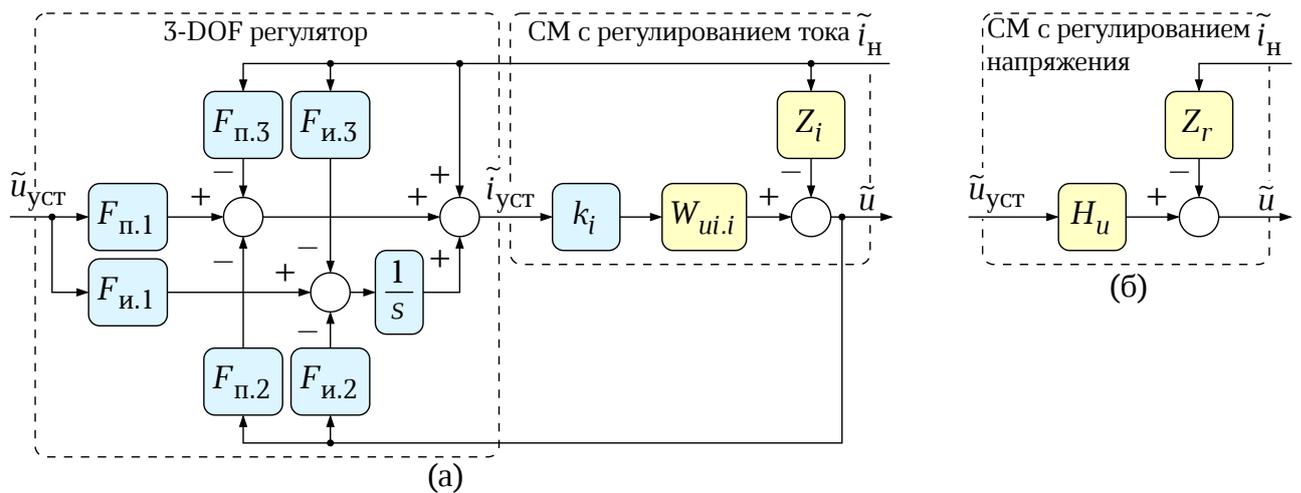


Рисунок 2.11 — Структурная схема контура напряжения СМ с 3-DOF регулятором: а) развёрнутая и б) свёрнутая

В полученной структуре грань между 0-м и 1-м уровнями управления размывается, поскольку 3-DOF регулятор осуществляет одновременно и регулирование напряжения по уставке, и контроль статизма. Тем не менее обе функции выполняются, как и прежде.

Ёмкость КФ может снизиться из-за естественной деградации в течение САС КА. Величину расчётной ёмкости $C_{кф.р}$ при этом необходимо выбрать таким образом, чтобы условие (2.14) выполнялось при любой действительной ёмкости $C_{кф}$. Подставив выражение (2.16) в условие (2.14) можно определить условие, ограничивающее выбор расчётной ёмкости

$$C_{кф.р} > \frac{4\omega_{с.и}\omega_{с.г}}{(\omega_{с.и} + \omega_{с.г})^2} C_{кф.мах},$$

где $C_{кф.мах}$ – оценка максимальной ёмкости КФ в начале САС.

В итоге выходное напряжение СМ с 3-DOF регулятором на рисунке 2.11 будет приближённо определяться аperiодическими звеньями как при регулировании напряжения СМ по уставке, так и при контроле статизма

$$\tilde{u}(s) \approx \tilde{u}_{\text{уст}}(s) \underbrace{\frac{1}{1 + s / \omega_{c,u}}}_{\approx H_u(s)} - \tilde{i}_H(s) \underbrace{\frac{r}{1 + s / \omega_{c,r}}}_{\approx Z_r(s)}, \quad (2.18)$$

при этом частоты среза этих звеньев можно выбрать из условия $\omega_{c,u} > \omega_{c,r}$, обеспечив быстрдействие контура напряжения СМ по уставке выше, чем по контролю статизма.

Более точно выходное напряжение СМ с 3-DOF регулированием (рисунк 2.11) описывается как

$$\tilde{u}(s) = \tilde{u}_{\text{уст}}(s)H_u(s) - \tilde{i}_H(s)Z_r(s), \quad (2.19)$$

где $Z_r(s)$ – передаточная функция выходного импеданса

$$Z_r(s) = \frac{Z_i(s) + Z_{u,3}(s)}{1 + T_{u,2}(s)};$$

$Z_{u,3}(s)$ – слагаемое, определяющее динамику контроля статизма

$$Z_{u,3}(s) = k_i W_{ui,i}(s) \left(F_{п.3} + \frac{F_{и.3}}{s} - 1 \right);$$

$H_u(s)$ – передаточная функция контура напряжения в замкнутом состоянии

$$H_u(s) = \frac{T_{u,1}(s)}{1 + T_{u,2}(s)};$$

$T_{u,1}(s)$ – передаточная функция, определяющая динамику контура напряжения

$$T_{u,1}(s) = k_i W_{ui,i}(s) \left(F_{п.1} + \frac{F_{и.1}}{s} \right);$$

$T_{u,2}(s)$ – передаточная функция контура напряжения в разомкнутом состоянии

$$T_{u,2}(s) = k_i W_{ui,i}(s) \left(F_{п.2} + \frac{F_{и.2}}{s} \right).$$

2.4.3 Частотно-избирательное подавление пульсаций напряжения и токораспределение

Среди БА КА можно выделить сильноточную аппаратуру, практически полностью определяющую общий характер электропотребления КА [13; 15]: командно-измерительная система, ретрансляторы, силовой гироскопический комплекс и др. Мощность, потребляемая подобными подсистемами, зачастую превышает 80% суммарной мощности БА. Большая часть такой аппаратуры содержит каскад силовых преобразователей, формирующих подсистемы переменного тока, отбирающие от общей шины высокоамперные токи с периодическими пульсациями на низких и средних частотах.

Пульсирующие токи БА вызывают пульсации напряжения пропорционально импедансу общей шины СЭС КА, что вынуждает при системном проектировании завышать требования к импедансу во всей частотной области. Избыточные требования к импедансу приводят уже при техническом проектировании к перемериванию параметров силовой части СМ, ухудшая массо-габаритные показатели СЭС, или повышению быстродействия системы управления, снижая помехоустойчивость и общую устойчивость СЭС. Для оптимизации параметров силовых элементов СЭС и входных фильтров БА возникающие пульсации напряжения необходимо ослабить.

В соответствии со структурной схемой СМ с регулированием напряжения на рисунке 2.11, б, и общей моделью СЭС на рисунке 2.8 СЭС КА можно представить совокупностью параллельно соединённых по выходу на общей шине источников напряжения $\tilde{u}_{уст}(s)H_{u,m}(s)$ с выходным импедансом $Z_{r,m}(s)$. Линии БКС от выходных клеммных контактов СМ до точки общего соединения также характеризуются импедансом $Z_{бкс,m}(s)$, определяющим падение напряжения в статическом и динамическом режимах работы СЭС.

Импеданс общей шины СЭС КА формируется выходным импедансом параллельно соединённых СМ и импедансом БКС

$$Z_o(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{i}_o(s)} \right|_{\tilde{u}_{уст}(s)=0} = Z_1(s) || Z_2(s) || \dots || Z_M(s),$$

где $Z_m(s) = Z_{r,m}(s) + Z_{бкс,m}(s)$ – полный импеданс m -го СМ.

При воздействии динамических нагрузок, генерирующих пульсирующие токи, общий ток нагрузки СЭС КА содержит соответствующие составляющие с частотами $\omega_{s(k)}$, $k = 1, 2, \dots, K$, где K – количество гармонических составляющих. Эти составляющие распределяются между СМ в обратной пропорции к величинам импеданса самих СМ по принципу делителя тока

$$|\tilde{i}_{н.м}(j\omega_{s(k)})| = |\tilde{i}_o(j\omega_{s(k)})| \frac{|Z_o(j\omega_{s(k)})|}{|Z_m(j\omega_{s(k)})|} \quad (2.20)$$

и вызывают пульсации напряжения общей шины, прямо пропорциональные импедансу общей шины

$$|\tilde{u}_o(j\omega_{s(k)})| = |\tilde{i}_o(j\omega_{s(k)})| |Z_o(j\omega_{s(k)})|. \quad (2.21)$$

Если выходной импеданс СМ настолько мал, что $|Z_{г.м}(j\omega_{s(k)})| \ll |Z_{бк.с.м}(j\omega_{s(k)})|$, то в соответствии с (2.20) гармонические составляющие тока нагрузки распределяются между СМ обратно пропорционально импедансу линий БКС $|Z_{бк.с.м}(j\omega_{s(k)})|$, что в общем случае означает неравномерное токораспределение, поскольку импеданс линий БКС, как правило, практически невозможно выровнять. Одновременно пульсации напряжения (2.21) будут также малы. То же справедливо и в обратную сторону.

Возникают взаимоисключающие установки: необходимо уменьшать импеданс СМ для уменьшения пульсаций напряжения, однако чем он меньше, тем менее равномерное токораспределение. Проблема аналогична проблеме токораспределения в статическом режиме работы, которая решается контролем статизма СМ, с той лишь разницей, что режим теперь рассматривается динамический, а равномерность распределения ухудшается по гармоническим составляющим тока.

Принцип управления с контролем статизма состоит в добавлении к уставке напряжения отрицательной обратной связи с током нагрузки СМ через коэффициент статизма r (см. рисунок 2.7, а) при условии, что регулятор напряжения $G_u(s)$ – астатический, то есть содержит интегрирующее звено с теоретически бесконечным коэффициентом усиления на нулевой частоте. Бесконечный коэффициент усиления регулятора означает $T_u(0) \rightarrow \infty$, что в свою очередь приводит к $Z_r(0) = r$ в соответствии с выражением (2.8). Другими словами, угол наклона внешней характеристики полностью определяется коэффициентом статизма $Z_r(0) = r$: чем меньше этот коэффициент, тем меньше статическое отклонение напряжения, но менее равномерное токораспределение, и наоборот.

Если проблема токораспределения в статическом режиме решается контролем статизма СМ, рационально предположить, что и в динамическом режиме проблему распределения гармонических составляющих тока можно решить похожим образом. Подобно контролю статизма – по своей сути регулированию внутреннего сопротивления СМ, то есть формированию искусственной мягкой внешней характеристики – можно ввести контроль импеданса СМ. Для этого необходимо добавить к уставке напряжения отрицательную обратную связь с током нагрузки СМ через коэффициент $r_{s(k)}$ и модифицировать регулятор напряжения СМ таким образом, чтобы $|G_u(j\omega_{s(k)})| \rightarrow \infty$, что приведёт к $T_u(j\omega_{s(k)}) \rightarrow \infty$ и, как следствие, к $Z_r(j\omega_{s(k)}) = r_{s(k)}$ (см. выражение (2.8)). Тогда коэффициентом $r_{s(k)}$ можно регулировать модуль импеданса СМ на частоте $\omega_{s(k)}$: чем меньше этот коэффициент, тем меньше амплитуда пульсаций напряжения на этой частоте, но менее равномерное распределение гармонической составляющей тока, и наоборот [110].

Регулятор будет обладать астатизмом на определённой частоте, $|G_u(j\omega_{s(k)})| \rightarrow \infty$, если будет содержать в себе нечто подобное интегрирующему звену. Наиболее подходящее динамическое звено для такой задачи – обобщённый интегратор (Generalized Integrator – GI) [111–113], образующийся частотным сдвигом частотных характеристик (ЧХ) интегрирующего звена на величину $\pm\omega_{s(k)}$

$$G_{GI(k)}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{K_{s(k)}}{s} \Big|_{s \rightarrow s - j\omega_{s(k)}} + \frac{K_{s(k)}}{s} \Big|_{s \rightarrow s + j\omega_{s(k)}} \right] = K_{s(k)} \frac{s}{s^2 + \omega_{s(k)}^2},$$

где $\omega_{s(k)}$ – собственная частота k -го GI;

$K_{s(k)}$ – пропорциональный коэффициент k -го GI.

GI обладает необходимым свойством астатизма на частоте $\omega_{s(k)}$, но в таком виде его трудно настраивать на устойчивую работу, поскольку оно обладает лишь одной степенью параметрической свободы $K_{s(k)}$, корректирующей АЧХ звена, тогда как известно, что для устойчивой работы GI в общем случае необходимо корректировать также и его фазо-частотную характеристику (ФЧХ) [114]. Такую возможность даёт GI с фазовращателем $G_{PS(k)}(s, \phi(k))$ (Phase Shifter – PS) [115]

$$\begin{aligned} G_{GI-PS(k)}(s, \phi(k)) &= \frac{1}{2} \left[e^{-j\phi(k)} \frac{K_{s(k)}}{s} \Big|_{s \rightarrow s - j\omega_{s(k)}} + e^{j\phi(k)} \frac{K_{s(k)}}{s} \Big|_{s \rightarrow s + j\omega_{s(k)}} \right] = \quad (2.22) \\ &= \underbrace{K_{s(k)} \frac{s}{s^2 + \omega_{s(k)}^2}}_{G_{GI(k)}(s)} \cdot \underbrace{\left(\cos \phi(k) - \frac{\omega_{s(k)}}{s} \sin \phi(k) \right)}_{G_{PS(k)}(s, \phi(k))}, \end{aligned}$$

где $\phi_{(k)}$ – фазовый сдвиг фазовращателя на частоте $\omega_{s(k)}$.

На рисунке 2.12 приведён пример АЧХ и ФЧХ GI-PS при различных значениях $\phi_{(k)}$. Изменение $\phi_{(k)}$ ожидается приводит к эквивалентному сдвигу фазы GI-PS вблизи собственной частоты $\omega_{s(k)}$.

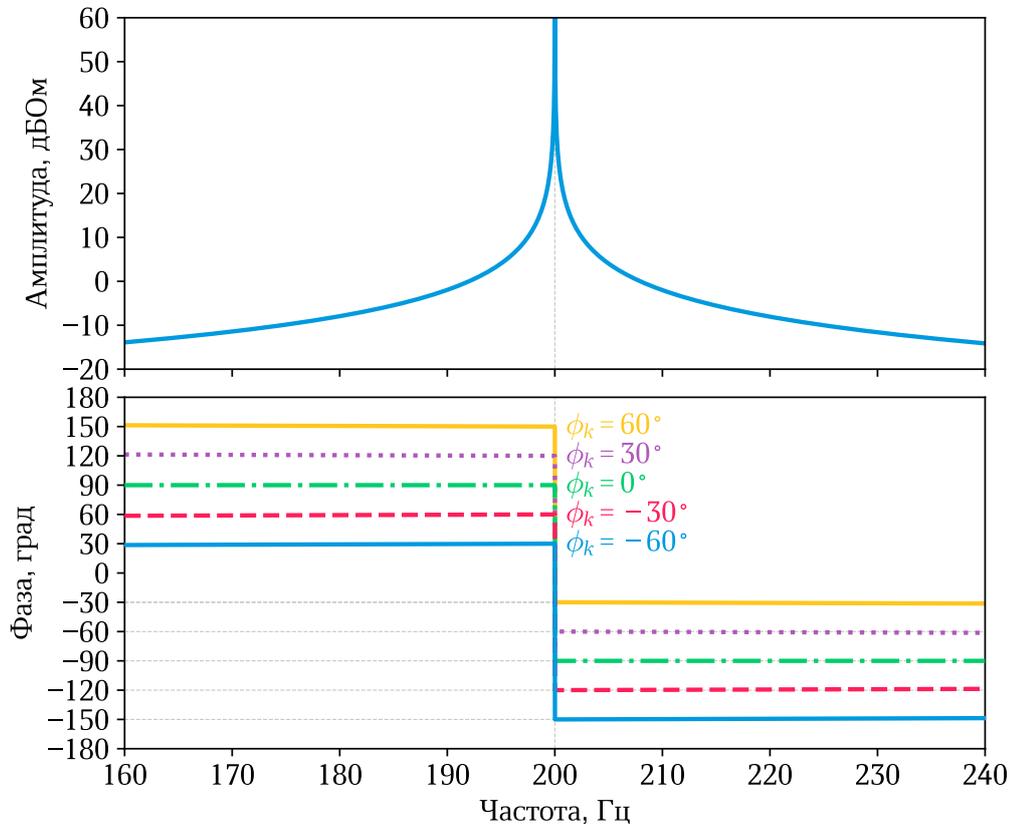


Рисунок 2.12 — Пример семейства ЧХ GI-PS вблизи $\omega_{s(k)}$ при различных $\phi_{(k)}$

Структурные схемы GI и фазовращателя представлены на рисунках 2.13, б и в, соответственно. При необходимости подавить сразу несколько гармонических составляющих напряжения можно параллельно соединить соответствующее число GI-PS, настроенных на разные частоты, как на рисунке 2.13, а. Обычная практика – анализировать динамику регулирования по методу наложения индивидуально для каждого GI-PS, считая, что они не оказывают существенного влияния друг на друга [72]. GI-PS_k, присоединённый параллельно к 3-DOF регулятору как на рисунке 2.13, а, определяет поведение системы только в пределах некоторой узкой частотной области $\omega \in [\omega_{s(k)} - \Delta\omega_{s(k)}; \omega_{s(k)} + \Delta\omega_{s(k)}]$, $\Delta\omega_{s(k)} \ll \omega_{s(k)}$. Тогда здесь и далее анализируется 3-DOF регулятор только с одним параллельно присоединённым к нему GI-PS, а индекс k опускается.

Выходное напряжение СМ с 3-DOF регулятором и GI-PS описывается выражением (2.19), но входящие в него передаточные функции изменятся.

Передаточная функция выходного импеданса

$$Z_r(s, \phi) = \frac{Z_i(s) + Z_{u.3}(s, \phi)}{1 + T_{u.2}(s, \phi)};$$

$Z_{u.3}(s, \phi)$ – слагаемое, определяющее динамику контроля статизма и контроля импеданса СМ на частоте ω_s

$$Z_{u.3}(s, \phi) = k_i W_{ui.i}(s) \left(F_{п.3} + \frac{F_{и.3}}{s} + r_s G_{GI-PS}(s, \phi) \right); \quad (2.23)$$

$H_u(s, \phi)$ – передаточная функция контура напряжения в замкнутом состоянии

$$H_u(s, \phi) = \frac{T_{u.1}(s, \phi)}{1 + T_{u.2}(s, \phi)};$$

$T_{u.1}(s, \phi)$ – передаточная функция, определяющая динамику контура напряжения по уставке

$$T_{u.1}(s, \phi) = k_i W_{ui.i}(s) \left(F_{п.1} + \frac{F_{и.1}}{s} + G_{GI-PS}(s, \phi) \right); \quad (2.24)$$

$T_{u.2}(s, \phi)$ – передаточная функция контура напряжения в разомкнутом состоянии

$$T_{u.2}(s, \phi) = k_i W_{ui.i}(s) \left(F_{п.2} + \frac{F_{и.2}}{s} + G_{GI-PS}(s, \phi) \right); \quad (2.25)$$

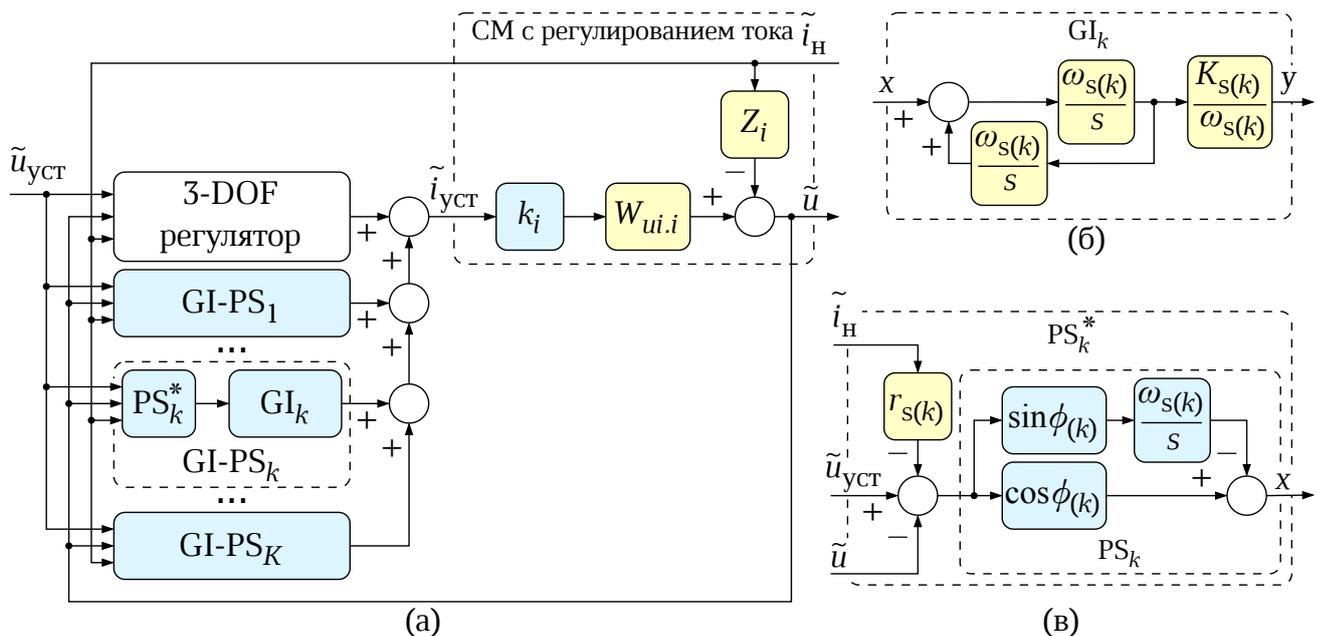


Рисунок 2.13 — Структурные схемы: а) контура напряжения СМ с 3-DOF регулятором и каскадом GI-PS, б) GI, в) PS с контролем импеданса СМ

В работе испанского исследователя Alejandro G. Yepes [114] показано, что введение GI-PS в изначально устойчивый контур регулирования может привести к потере им устойчивости и исказить ЧХ контура в замкнутом состоянии по уставке вблизи ω_s . Проблема решается расчётом параметра фазовращателя ϕ по критерию минимизации номинальной функции чувствительности контура вблизи ω_s [116]. Однако далее показано, что даже при соответствующе рассчитанном ϕ в общем случае искажения сохраняются во всех ЧХ контура.

Примечание – В работе [114] используется термин «функция чувствительности» (sensitivity function), однако речь в ней ведётся о связи этой функции с подавлением ошибки регулирования (error rejection), а потому имеется в виду номинальная функция чувствительности (nominal sensitivity function) [117; 118], которую важно отличать от функции чувствительности к изменениям параметров контура регулирования.

На рисунке 2.14 показан пример искажений логарифмической АЧХ (ЛАЧХ) импеданса СМ с GI-PS, выражающихся в увеличении ЛАЧХ импеданса вблизи ω_s и несоответствия минимума как по частоте, так и по амплитуде: минимум ожидаемо должен располагаться на частоте ω_s и по амплитуде равняться r_s . При этом искажения не исчезают даже при расчёте фазового сдвига в соответствии с работой [114], $\phi = \phi^*$, что приводит к выводу о невозможности избежать искажений импеданса, используя звено структуры GI-PS. Подобный эффект возникает и в ЧХ передаточной функции контура напряжения в замкнутом состоянии.

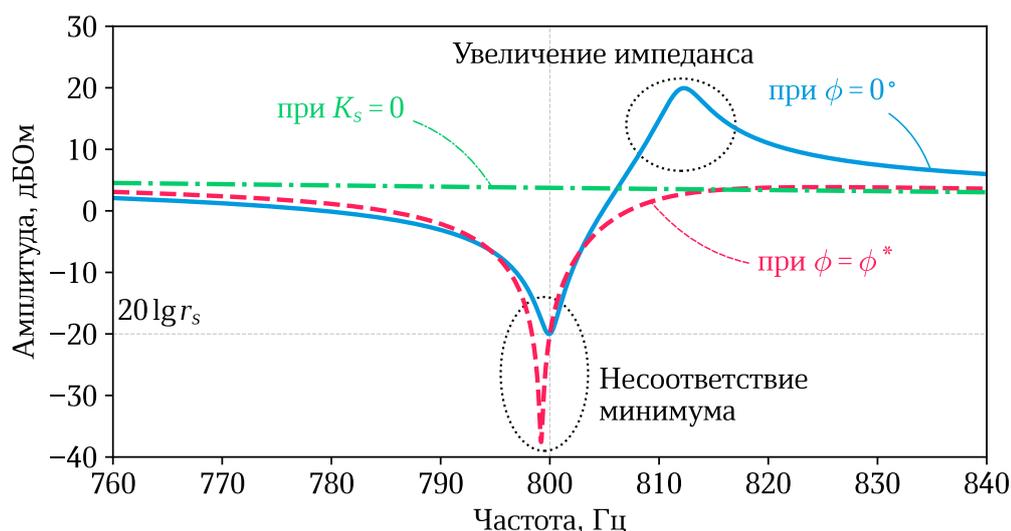


Рисунок 2.14 — Пример искажений ЛАЧХ импеданса СМ с GI-PS

Выходное напряжение СМ описывается номинальной комплементарной функцией чувствительности контура $S_1(s, \phi)$ (чувствительность к изменению уставки) и номинальной функцией чувствительности к возмущению $S_2(s, \phi)$ (чув-

ствительность к изменению тока нагрузки)

$$\tilde{u}(s) = \tilde{u}_{\text{уст}}(s) \underbrace{\frac{T_{u.1}(s, \phi)}{1 + T_{u.2}(s, \phi)}}_{S_1(s, \phi) = H_u(s, \phi)} - \tilde{i}_H(s) \underbrace{\frac{Z_i(s) + Z_{u.3}(s, \phi)}{1 + T_{u.2}(s, \phi)}}_{S_2(s, \phi) = Z_r(s, \phi)}.$$

В своей работе Alejandro G. Yepes утверждает, что для устранения искажений достаточно минимизировать амплитуду функции чувствительности в некотором узком диапазоне $\omega \in [\omega_s - \Delta\omega_s; \omega_s + \Delta\omega_s]$, $\Delta\omega_s \ll \omega_s$, соответствующим расчётом параметра ϕ . В данном исследовании этот же подход применяется к функциям $S_1(j\omega, \phi)$ и $S_2(j\omega, \phi)$ и показывается, что он в целом верен, однако в работе [114] не доведён до конца.

Номинальные функции чувствительности – дробно-рациональные, поэтому задачу их минимизации можно тривиальным образом разделить на задачи минимизации числителя и максимизации знаменателя для $S_1(s, \phi)$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_a = \arg \max_{\phi} |1 + T_{u.2}(j\omega, \phi)| = \quad \text{для знаменателя} \\ \quad = \arg \max_{\phi} |A_1(j\omega) + A_2(j\omega)G_{\text{GI-PS}}(j\omega, \phi)|, \\ \phi_b = \arg \min_{\phi} |T_{u.1}(j\omega, \phi)| = \quad \text{для числителя} \\ \quad = \arg \min_{\phi} |B_1(j\omega) + B_2(j\omega)G_{\text{GI-PS}}(j\omega, \phi)| \end{array} \right. \quad (2.26)$$

и для $S_2(s, \phi)$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_a = \arg \max_{\phi} |1 + T_{u.2}(j\omega, \phi)| = \quad \text{для знаменателя} \\ \quad = \arg \max_{\phi} |A_1(j\omega) + A_2(j\omega)G_{\text{GI-PS}}(j\omega, \phi)|, \\ \phi_r = \arg \min_{\phi} |Z_i(j\omega) + Z_{u.3}(j\omega, \phi)| = \quad \text{для числителя} \\ \quad = \arg \min_{\phi} |R_1(j\omega) + R_2(j\omega)G_{\text{GI-PS}}(j\omega, \phi)|. \end{array} \right. \quad (2.27)$$

Числители и знаменатели функций представлены в форме, в которой выделены слагаемые $A_1(s), B_1(s), R_1(s)$ и множители $A_2(s), B_2(s), R_2(s)$, не содержащие

передаточную функцию GI-PS

$$\begin{aligned}
 A_1(s) &= 1 + k_i W_{ui.i}(s) \left(F_{п.2} + \frac{F_{н.2}}{s} \right), & A_2(s) &= k_i W_{ui.i}(s), \\
 B_1(s) &= k_i W_{ui.i}(s) \left(F_{п.1} + \frac{F_{н.1}}{s} \right), & B_2(s) &= k_i W_{ui.i}(s), \\
 R_1(s) &= Z_i(s) + k_i W_{ui.i}(s) \left(F_{п.3} + \frac{F_{н.3}}{s} \right), & R_2(s) &= k_i W_{ui.i}(s) r_s.
 \end{aligned}$$

Знаменатели рассматриваемых функций чувствительности одинаковы, а потому задачи их максимизации совпадают. Как и в [72; 114] задачи оптимизации решаются графо-аналитическим методом с использованием АФЧХ.

На рисунке 2.15, а, изображены АФЧХ знаменателя функции $S_1(s, \phi)$. Знаменатель имеет чисто мнимые корни на частоте ω_s , а потому его АФЧХ не образует замкнутый контур, претерпевая на этой частоте разрыв, изображаемый в виде полукругности бесконечно большого радиуса с обходом по часовой стрелке [119].

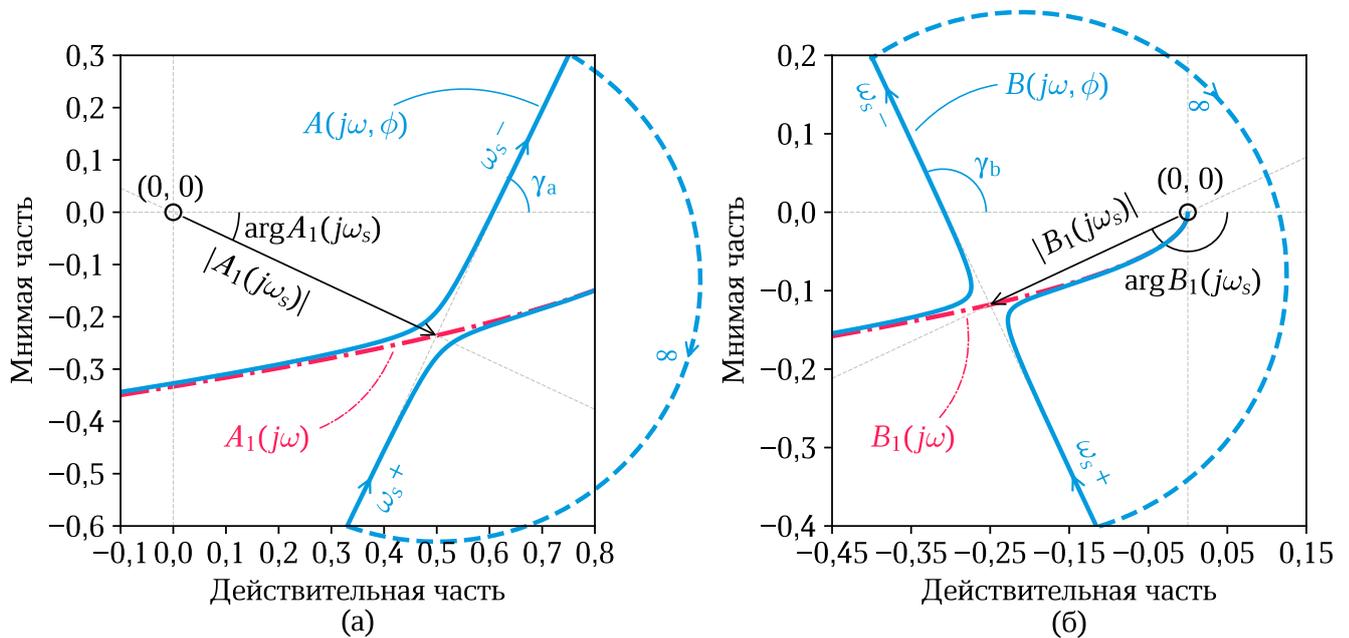


Рисунок 2.15 — Пример АФЧХ (а) знаменателя и (б) числителя функции $S_1(s, \phi)$

На рисунке 2.15 введены обозначения

$$A(s, \phi) = A_1(s) + A_2(s)G_{GI-PS}(s, \phi), \quad B(s, \phi) = B_1(s) + B_2(s)G_{GI-PS}(s, \phi).$$

Центр полуокружности расположен в точке $A_1(j\omega_s)$, а её диаметром является асимптота с углом наклона γ_a

$$\begin{aligned}\gamma_a &= \lim_{\omega \rightarrow \omega_s^-} [A_1(j\omega) + A_2(j\omega)G_{\text{GI-PS}}(j\omega, \phi)] = \\ &= \phi + \arg A_2(j\omega_s) + \frac{\pi}{2},\end{aligned}\tag{2.28}$$

определяющим направление разворота полуокружности вокруг центра.

Максимизация амплитуды знаменателя вблизи ω_s означает максимизацию расстояния от точки $(0, 0)$ до его АФЧХ вблизи разрыва, что сводится к достижению одинакового отдаления лучей асимптоты при $\omega \rightarrow \omega_s^-$ и при $\omega \rightarrow \omega_s^+$ от точки $(0, 0)$ и развороту полуокружности в противоположную от точки $(0, 0)$ сторону. Такое расположение обеспечивается условием

$$\gamma_a = \arg A_1(j\omega_s) + \frac{\pi}{2}.$$

Увеличение или уменьшение γ_a приведёт к тому, что один из лучей асимптоты станет ближе к точке $(0, 0)$, чем второй, что не удовлетворяет условию максимизации амплитуды.

Приравнивая полученное условие для γ_a к его определению (2.28), устанавливается условие для выбора параметра фазовращателя, являющееся решением задачи максимизации знаменателей обеих функций чувствительности

$$\phi = \phi_a = \arg A_1(j\omega_s) - \arg A_2(j\omega_s).\tag{2.29}$$

Полученный результат соответствует результату Alejandro G. Yepes [114] и, как уже было сказано, является необходимым, но не достаточным условием отсутствия искажений ЧХ. Стоит также отметить, что максимизация расстояния от точки $(0, 0)$ до АФЧХ знаменателя по своей сути является настройкой параметра ϕ на максимальный запас устойчивости согласно критерию Найквиста, поскольку уравнение $A_1(s) + A_2(s)G_{\text{GI-PS}}(s, \phi) = 0$ является характеристическим.

Все приведённые выше рассуждения справедливы и в задаче минимизации числителей функций $S_1(s, \phi)$ и $S_2(s, \phi)$ с той лишь разницей, что полуокружность в месте разрыва АФЧХ теперь должна разворачиваться в сторону точки $(0, 0)$ (рисунки 2.15, б). Для функции $S_1(s, \phi)$, применяя к углу наклона асимптоты

$$\begin{aligned}\gamma_b &= \lim_{\omega \rightarrow \omega_s^-} [B_1(j\omega) + B_2(j\omega)G_{\text{GI-PS}}(j\omega, \phi)] = \\ &= \phi + \arg B_2(j\omega_s) + \frac{\pi}{2},\end{aligned}$$

условие минимизации расстояния от точки $(0, 0)$ до АФЧХ числителя

$$\gamma_b = \arg B_1(j\omega_s) - \frac{\pi}{2},$$

определяется условие для выбора параметра фазовращателя

$$\phi = \phi_b = \arg B_1(j\omega_s) - \arg B_2(j\omega_s) - \pi. \quad (2.30)$$

Результат тот же и для $S_2(s, \phi)$ с точностью до замены обозначений $B \rightarrow R$:

$$\phi = \phi_r = \arg R_1(j\omega_s) - \arg R_2(j\omega_s) - \pi. \quad (2.31)$$

Условия (2.29), (2.30) и (2.31) различаются, при этом фазовращатель у GI-PS лишь один, что лишний раз подтверждает тот факт, что звеном структуры GI-PS добиться отсутствия искажений ЧХ невозможно. Необходима структура GI с тремя фазовращателями, воздействующими отдельно на напряжение с параметром $\phi = \phi_a$, уставку выходного напряжения с параметром $\phi = \phi_b$ и ток нагрузки с параметром $\phi = \phi_r$.

На рисунке 2.16, а и б показаны два возможных варианта структуры GI с тремя фазовращателями. Учитывая, что фазовращатели по определению (2.22) содержат интегрирующее звено, выходы фазовращателей будут неограниченно расти в обоих вариантах, поскольку их входные переменные всегда ненулевые. Проблему можно решить для структуры на рисунке 2.16, а, переставив местами фазовращатели и GI, но в ситуации подавления множества разных частот пульсаций напряжения наличие трёх пар звеньев GI и фазовращателя для каждой подавляемой частоты сделает такой регулятор нереализуемым в системах с ограниченной производительностью.

На рисунке 2.16, б предлагается новая структура GI с тремя фазовращателями – многовходовой GI (Multi-Input Generalized Integrator – MI-GI). Такая структура решает сразу обе возникшие проблемы: во-первых, ни одна из внутренних переменных MI-GI не растёт неограниченно, поскольку интеграторы фазовращателей объединены с одним из интеграторов GI, и во-вторых, в MI-GI используется только одно звено GI, а интеграторы фазовращателей отсутствуют, что снижает арифметическую сложность расчёта такого звена. Выход MI-GI – линейная комбинация входов с индивидуальными фазовращателями и общим звеном GI

$$y(s) = G_{GI}(s) [\tilde{u}_{уст}(s)G_{PS}(s, \phi_b) - \tilde{u}(s)G_{PS}(s, \phi_a) - r_s \tilde{i}_H(s)G_{PS}(s, \phi_r)].$$

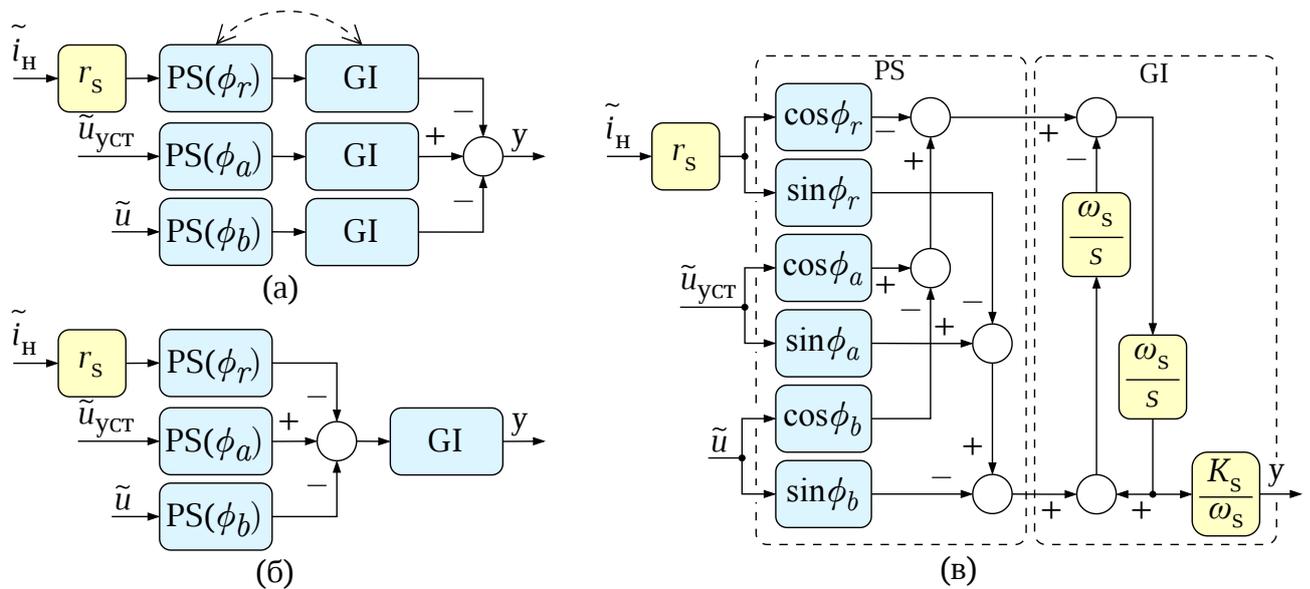


Рисунок 2.16 — Варианты структурной схемы GI-PS с тремя фазовращателями: а) с индивидуальными GI, б) с общим GI, в) многовходовой GI

В общем случае количество входов MI-GI определяется количеством используемых при комбинированном регулировании переменных [72].

Замена GI-PS на MI-GI изменит фазовый сдвиг фазовращателя в передаточных функциях математической модели СМ:

- в выражении (2.23): $\phi \rightarrow \phi_r$;
- в выражении (2.24): $\phi \rightarrow \phi_b$;
- в выражении (2.25): $\phi \rightarrow \phi_a$.

2.5 Синтез контура стабилизации напряжения общей шины

2.5.1 Синтез регулятора напряжения общей шины

В подразделе 2.4.1 показано, что напряжение общей шины определяется средним арифметическим выходных напряжений СМ и усреднённым падением напряжения на линиях БКС. Соответствующее матричное выражение (2.5) можно переписать в алгебраической форме

$$\tilde{u}_o(s) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \tilde{u}_m(s) - \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \tilde{i}_{H,m}(s) Z_{\text{БКС},m}(s).$$

Поскольку контур напряжения синтезируется одинаково для каждого СМ, то есть передаточные функции, входящие в их математическую модель (2.19), практически не отличаются, то в предположении о том, что и регуляторы распределённого контура напряжения общей шины также будут синтезироваться одинаково, выражение для напряжения общей шины

$$\tilde{u}_o(s) = \tilde{u}_{уст}(s)H_u(s) - \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \tilde{i}_{н.м}(s) \underbrace{(Z_r(s) + Z_{бк.м}(s))}_{Z_m(s)}. \quad (2.32)$$

Важно, чтобы регулятор $G_o(s)$ был одинаковым в каждом СМ, иначе токо-распределение между ними будет неравномерным.

Общий ток нагрузки по принципу делителя тока для схемы на рисунке 2.8 распределится между СМ обратно пропорционально их полному импедансу

$$\tilde{i}_{н.м}(s) = \tilde{i}_o(s) \frac{Z_o(s)}{Z_m(s)},$$

тогда из (2.32)

$$\tilde{u}_o(s) = \tilde{u}_{уст}(s)H_u(s) - \tilde{i}_o(s)Z_o(s). \quad (2.33)$$

MI-GI влияет на характеристики СМ лишь в некоторой узкой частотной области вблизи своей собственной частоты, поэтому его влиянием при синтезе регулятора напряжения общей шины можно пренебречь. В соответствии с принципом подчинённого регулирования, частота среза контура напряжения общей шины $\omega_{с.о}$ должна быть существенно ниже частоты среза контура напряжения СМ $\omega_{с.и}$, тогда для синтеза можно воспользоваться упрощённой математической моделью СМ с 3-DOF регулированием (2.18).

На рисунке 2.17 изображена структурная схема контура напряжения общей шины с регулятором $G_o(s)$. Функция $H_u(s)$ в упрощённой модели соответствует апериодическому звену 1-го порядка с частотой сопряжения $\omega_{с.и}$, поэтому рационально выбрать степень регулятора $G_o(s)$ также не выше 1-го. Пусть $G_o(s)$ – ПИ регулятор с пропорциональным $K_{п.о}$ и интегральным $K_{и.о}$ коэффициентами.

Передаточная функция контура напряжения общей шины в разомкнутом состоянии

$$T_o(s) = \underbrace{\left(K_{п.о} + \frac{K_{и.о}}{s} \right)}_{G_o(s)} \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + s / \omega_{с.и}}}_{\approx H_u(s)}.$$

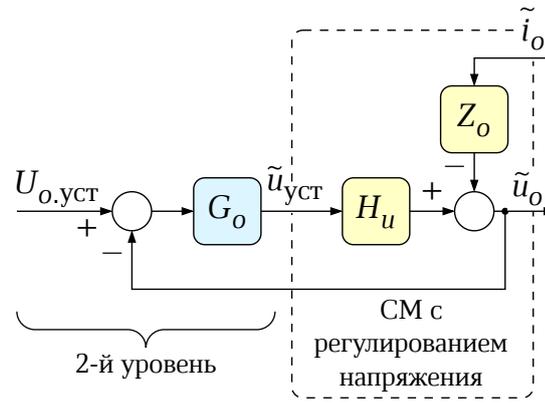


Рисунок 2.17 — Структурная схема контура напряжения общей шины

Частота сопряжения $\omega_{c,u}$ задаётся выбором параметров 3-DOF регулятора напряжения СМ и слабо зависит от изменения параметров и рабочей точки СМ, что наталкивает выбрать коэффициенты ПИ регулятора таким образом, чтобы скомпенсировать полюс функции $H_u(s)$ нулём ПИ регулятора

$$\frac{K_{и.о}}{K_{п.о}} = \omega_{c,u}.$$

Функция $T_o(s)$ в таком случае упростится

$$T_o(s) = \frac{K_{и.о}}{s},$$

что позволяет определить коэффициент $K_{и.о}$ частотой среза контура напряжения общей шины

$$K_{и.о} = \omega_{c,o}, \quad K_{п.о} = \frac{1}{k_{u/o}}, \quad (2.34)$$

где $k_{u/o} \stackrel{\text{def}}{=} \omega_{c,u} / \omega_{c,o}$ – кратность частот среза контуров напряжения СМ и напряжения общей шины.

Теоретический запас устойчивости по фазе контура напряжения общей шины равняется 90° , но уменьшится на практике в силу принятых допущений при синтезе регулятора.

Импеданс общей шины после замыкания контура

$$Z_o^*(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{i}_o(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_o(s)}. \quad (2.35)$$

Импеданс общей шины (2.35) принимает своё максимальное значение на частоте $\omega_{z,\max} \stackrel{\text{def}}{=} \arg \max_{\omega} |Z_o^*(j\omega)| = \sqrt{\omega_{c,o}\omega_{c,r}}$

$$Z_{o,\max} \stackrel{\text{def}}{=} |Z_o^*(j\omega_{z,\max})| = \frac{r_o}{1 + k_{o/r}},$$

где $k_{o/r} \stackrel{\text{def}}{=} \omega_{c.o} / \omega_{c.r}$ – кратность частот среза контура напряжения общей шины и контроля статизма СМ.

Тогда кратность частот среза необходимо выбирать таким, чтобы удовлетворить требованию к максимальному импедансу

$$k_{o/r} > \frac{r_o}{Z_{o.\max}} - 1. \quad (2.36)$$

Если $r_o < 2Z_{o.\max}$, то кратность частот может быть любой больше 1. Общий коэффициент статизма в отдельных случаях можно выбрать из условия $r_o < 2Z_{o.\max}$ для гарантированного удовлетворения требованиям.

Выбор параметров $\omega_{z.\max}$ и $k_{o/r}$ зависит от формы верхней границы импеданса общей шины. Например, для формы из стандарта ECSS-E-ST-20С на рисунке 1.5 рационально расположить максимум импеданса в диапазоне от 0,1 кГц до 10 кГц, в котором требования к величине импеданса менее строгие. Максимальный импеданс в этом диапазоне не должен превышать величину $0,02 \cdot U^2 / P$, то есть частоты среза необходимо разнести между собой на величину

$$k_{o/r} > \frac{r_o P}{0,02 U^2} - 1.$$

Кратности частот среза контуров напряжения общей шины и напряжения СМ $k_{u/o}$ и частот среза контуров напряжения СМ и контуров тока $k_{i/u} \stackrel{\text{def}}{=} \omega_{c.i} / \omega_{c.u}$ выбирается исходя из принципа подчинённого регулирования $k_{u/o} > 3$ и $k_{i/o} > 3$ так, чтобы минимизировать их взаимовлияние.

2.5.2 Синтез наблюдателя напряжения общей шины

В подразделе 2.4.1 говорилось, что динамика распределённого наблюдателя общей шины определяется матричной передаточной функцией $\mathbf{H}_{\text{наб}}(s)$ или, в конечном счёте, коммуникационными весовыми коэффициентами a_{ij} . Контуров напряжения СМ и напряжения общей шины синтезируются одинаково для всех СМ, то есть их динамика идентична, поэтому целесообразно обеспечить для них и одинаковую динамику наблюдения напряжения общей шины. Этого можно добиться выбором одинаковых весовых коэффициентов для всех СМ $a_{ij} = a$. В работе [60]

весовые коэффициенты рекомендуется выбирать из условия

$$|\operatorname{real}(\lambda_k)| > 2|\operatorname{real}(s_u)|, \quad (2.37)$$

где λ_k – k -ое собственное число матрицы смежности \mathbf{A}_G , $k \leq M$;

s_u – доминирующий полюс функции $H_u(s)$ с наименьшей частотой сопряжения.

В рассматриваемой системе с 3-DOF регулированием доминирующий полюс определяется по упрощённой математической модели СМ (2.18), в которой функция $H_u(s)$ имеет только один полюс, а значит $s_u = -\omega_{c.u}$.

2.6 Методика расчёта распределённой системы управления

В общей сложности методика расчёта параметров распределённой системы с 3-DOF регулированием, MI-GI и распределённым наблюдателем напряжения общей шины определяется следующими шагами:

1. Получить линеаризованную математическую модель СМ АБ по методике из Приложения А.
2. Выбрать коэффициент статизма для каждого m -го СМ r_m исходя из требуемой равномерности токораспределения и пропорции деления токов СМ $r_1 : r_2 : \dots : r_M = I_{н.1}^{-1} : I_{н.2}^{-1} : \dots : I_{н.M}^{-1}$.
3. Рассчитать общий коэффициент статизма СЭС $r_o = r_1 || r_2 || \dots || r_M$.
4. Выбрать величину максимального импеданса $Z_{o,max}$ и частоты $\omega_{z,max}$, на которой он расположен, исходя из формы верхней границы импеданса общей шины в соответствии с частотными требованиями к СЭС КА.
5. Выбрать кратность частоты Найквиста, равной половине частоты регулирования f_p , и частоты среза контура тока СМ АБ $k_{p/i} \stackrel{\text{def}}{=} \pi f_k / \omega_{c.i} > 3$.
6. Выбрать кратность частот среза $k_{o/r}$, исходя из условия (2.36).
7. Выбрать кратности частот среза $k_{u/o} > 3$ и $k_{i/u} > 3$.
8. Выбрать коммуникационный весовой коэффициент наблюдателя напряжения общей шины из условия (2.37).
9. Рассчитать коэффициенты ПИ регулятора напряжения общей шины по формулам (2.34).
10. Рассчитать коэффициенты 3-DOF регулятора напряжения СМ по формулам (2.17).

11. Выбрать запас устойчивости по фазе контура тока СМ $\phi_{\text{зап},i}$, исходя из требований к запасу устойчивости СЭС КА.
12. Синтезировать контур тока СМ по методикам из Приложения Б или В в зависимости от желаемого способа регулирования тока реактора.
13. Выбрать количество МИ-GI K равным количеству БА, генерирующих высокоамперные гармонические составляющие в токе нагрузки, влияние на качество напряжения которых необходимо сократить.
14. Определить собственные частоты для каждого k -го МИ-GI $\omega_{s(k)}$, равными частотам генерируемых БА гармонических составляющих тока.
15. Рассчитать фазовые сдвиги фазовращателей МИ-GI $\phi_{a(k)}$, $\phi_{b(k)}$ и $\phi_{r(k)}$ по формулам (2.29), (2.30) и (2.31), соответственно.
16. Выбрать коэффициенты МИ-GI $r_{s,m(k)}$ для каждого m -го СМ исходя из требуемой равномерности токораспределения и пропорции деления амплитуд гармонических составляющих токов нагрузки СМ $r_{s,1(k)} : r_{s,2(k)} : \dots : r_{s,M(k)} = I_{н,1(k)}^{-1} : I_{н,2(k)}^{-1} : \dots : I_{н,M(k)}^{-1}$.

Выводы по главе 2

Проведённый анализ динамических характеристик СЭС КА с 1-DOF регулированием и синтез 3-DOF регулятора и МИ-GI позволяют сформулировать следующие выводы:

1. 1-DOF регулирование принципиально неспособно обеспечить импеданс ниже общего коэффициента статизма СЭС в силу тесной взаимосвязи регулирования выходного напряжения СМ и контроля статизма.
2. Для достижения импеданса ниже общего коэффициента статизма необходимо задать разное быстродействие системы управления при регулировании напряжения СМ и при контроле статизма с помощью 3-DOF регулирования.
3. Мощная БА КА может генерировать высокоамперные пульсирующие токи нагрузки, вызывающие пульсации напряжения общей шины СЭС большой амплитуды; возникающие пульсации напряжения возможно подавить добавлением в контур напряжения СМ звеньев с теоретически бесконечным коэффициентом усиления на собственных частотах – GI.

4. Использование классической структуры GI с фазовращателем искажает ЧХ контура напряжения и выходного импеданса СМ вблизи собственных частот, что может вызвать нежелательные интергармонические колебания, а в отдельных случаях вывести систему из устойчивости.

5. Предложенное звено MI-GI индивидуально формирует фазовые сдвиги фазовращателей для каждого входного воздействия, что позволяет избежать искажений ЧХ.

6. Благодаря дополнительной отрицательной обратной связи MI-GI с током нагрузки СМ становится возможно равномерно распределить частотные составляющие тока нагрузки между всеми СМ.

Глава 3 Экспериментальное исследование

3.1 Оборудование и параметры лабораторного стенда

Экспериментальное исследование состоит из серии экспериментов, цель которых – верификация научных положений диссертационной работы и оценка эффективности решения задачи повышения качества напряжения СЭС КА.

На рисунке 3.1 изображена фотография экспериментального лабораторного стенда. Объектом экспериментального исследования является СЭС 100 В / 250 Вт, образованная двумя параллельно соединёнными СМ топологии неизолированного нереверсивного двухтактного преобразователя. Параметры СМ, нагрузки и цепи инъекции тока для измерения импеданса представлены в таблице 1.

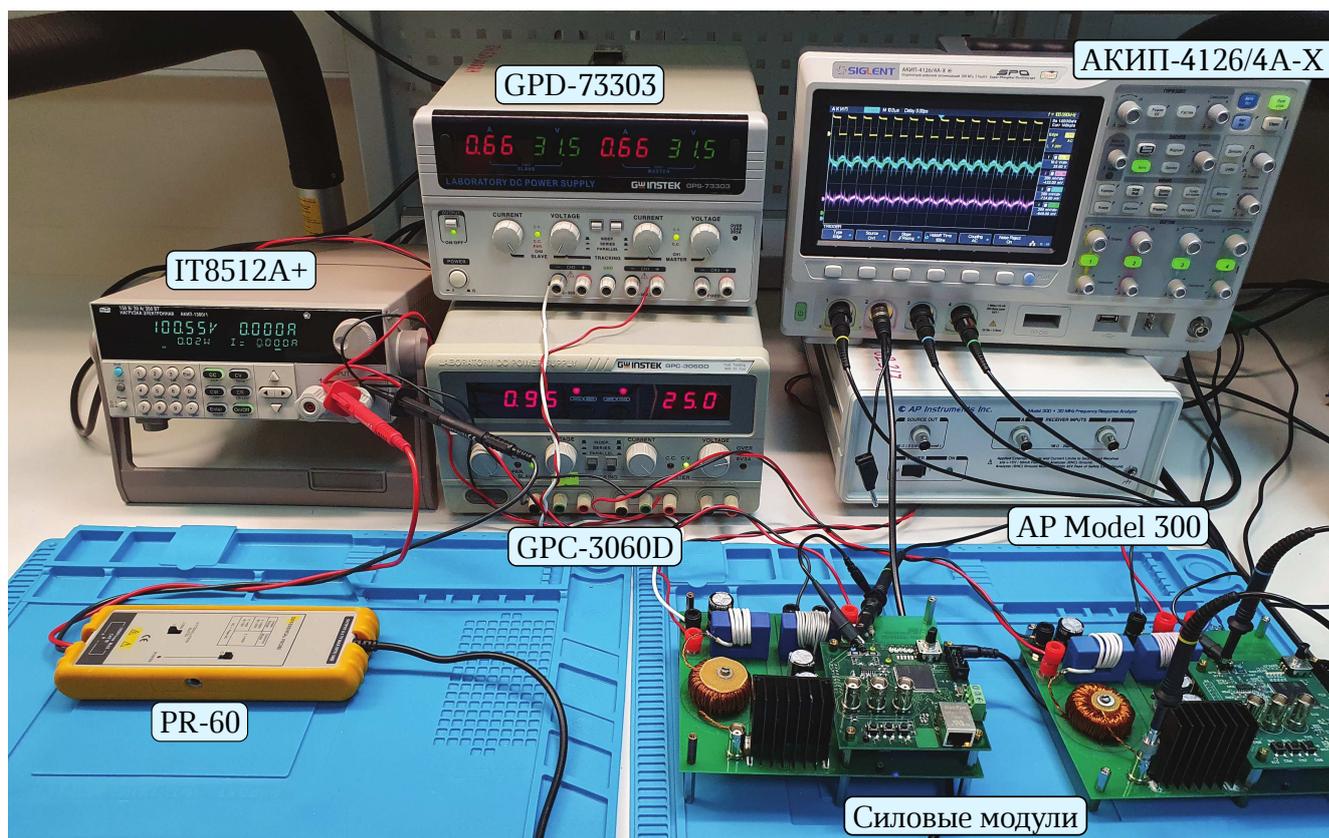


Рисунок 3.1 — Фотография лабораторного стенда

В подразделе 2.3.1 показано, что СМ ФБ и СМ АБ с регулированием тока имеют схожую динамику работы, поэтому СМ в составе стенда имитируют работу как СМ АБ в режиме 1, так и СМ ФБ в режимах 2 или 3.

Таблица 1 — Параметры СМ

Параметр	Значение
Силовая часть	
Номинальная выходная мощность	125 Вт
Номинальное выходное напряжение, U	100 В
Входное напряжение, $U_{аб}$	60 В (СМ-1) и 50 В (СМ-2)
Частота коммутаций транзисторов, f_k	100 кГц
Ёмкость КФ со стороны общей шины, $C_{кф}$	180 мкФ
Индуктивность реактора со стороны АБ, L_1	200 мкГн
Система управления	
Тип	Цифровая
Микроконтроллер	STM32F745ZGT6 (ARM Cortex-M7)
Частота выборок и регулирования	100 кГц
Интерфейс связи между СМ	EIA RS-485 (витая пара, полудуплекс)
Скорость интерфейса связи	921600 бит/с
Частота передачи данных	5 кГц
Размер передаваемых полезных данных	32 ($2 \times$ IEEE 754 Float) + 8 (CRC-8) бит
Цепь инжекции тока	
Активное сопротивление измерительного резистора цепи инжекции тока, $R_{изм}$	1 Ом
Ёмкость блокирующего конденсатора цепи инжекции тока, $C_б$	1410 мкФ
Марка трансформатора цепи инжекции тока, Т	Ridley Universal Injector (1:4)

В приложении А принято допущение об идеальности АБ, поэтому в экспериментах в качестве первичных источников энергии используются лабораторные источники питания.

Неравномерность токораспределения между СМ в первую очередь достигается наличием разброса параметров КФ и аналоговых цепей системы управления СМ, расхождением индуктивности реакторов ручной намотки, различием лабораторных источников питания и параметров рабочей точки СМ, разницей длин медных соединительных кабелей от выходных клеммных контактов до точки общего соединения СМ.

На выходе каждого СМ установлен реактор индуктивностью 1 мкГн, а в точке общего соединения – металлоплёночный конденсатор ёмкостью 10 мкФ для

подавления биений циркуляционных токов, вызванных естественным разбросом частот коммутаций транзисторов СМ при их параллельном соединении [120].

Измерения ЧХ, включая импеданс, проводились с помощью частотного анализатора AP Model 300 (AP Instruments, Inc.). Подробней с методиками измерения импеданса и ЧХ контуров регулирования в замкнутом состоянии можно ознакомиться в статьях компании Ridley Engineering, Inc. [121] и в руководстве на AP Model 300 [122]. Токи нагрузки СМ измерялись с выходов датчиков токов LA55-P на силовых платах СМ.

В таблице 2 приведены параметры системы управления СМ. Регуляторы дискретизировались методом трапеций (Tustin's Method) с заменой

$$s \rightarrow 2f_p \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}},$$

где z – комплексная экспонента z -преобразования;

f_p – частота выборки переменных и регулирования.

Для параметров, заданных в частотной области (собственная частота МI-GI, частоты среза регуляторов, весовые коэффициенты наблюдателя) применялся метод компенсации частотной деформации билинейного преобразования (pre-warping) с пересчётом частот

$$\omega \rightarrow 2f_p \operatorname{tg} \left(\frac{\omega}{2f_p} \right).$$

При реализации интегрирующих звеньев применялся алгоритм компенсационного суммирования Кэхэна для чисел с плавающей запятой одинарной точности (float) стандарта IEEE 754. Параметрический синтез системы управления осуществлялся по методике из раздела 2.6. 1-DOF регулятор напряжения СМ синтезировался по методике из Приложения В с заменой обозначений и модели объекта управления на соответствующие контуру напряжения.

3.2 Методы

Научные положения подтверждались измерением АЧХ выходного импеданса СМ и импеданса общей шины, а также оценкой качества стабилизации напряжения общей шины при неперiodическом и периодическом воздействии нагрузки.

Таблица 2 — Параметры системы управления СМ

Параметр	Значение	
Частота регулирования, f_p	100 кГц	
Регулятор тока реактора СМ		
Способ регулирования	По среднему (см. Приложение Б)	
Тип регулятора $G_i(s)$	ПИД	
Частота среза, $f_{c,i}$	10 кГц	
Запас устойчивости по фазе, $\phi_{зап.i}$	60°	
Коэффициент k_i	Адаптивный (см. подраздел 2.3.2)	
1-DOF регулятор выходного напряжения СМ		
Тип регулятора $G_u(s)$	ПИ	
Частота среза, $f_{c,u}$	1,2 кГц	
Запас устойчивости по фазе, $\phi_{зап.u}$	60°	
Коэффициент статизма, r	1 Ом [0 дБОм]	
3-DOF регулятор выходного напряжения СМ		
Частота среза по регулированию напряжения, $f_{c,u}$	1,2 кГц	
Частота среза по контролю статизма, $f_{c,r}$	100 Гц	
Расчётная ёмкость КФ, $C_{кф.p}$	180 мкФ	
Коэффициент статизма, r	1 Ом [0 дБОм]	
Регулятор напряжения общей шины		
Тип регулятора $G_o(s)$	ПИ	
Частота среза, $f_{c,o}$	200 Гц	
Весовые коэффициенты наблюдателя, a	$2\pi \cdot 3000$ рад/с	
MI-GI		
	200 Гц	600 Гц
Пропорциональный коэффициент, K_s	0,1	0,1
Коэффициент $r_{s,1}$ (СМ-1)	0,1 Ом [-20 дБОм]	0 Ом
Коэффициент $r_{s,2}$ (СМ-2)	0,2 Ом [-14 дБОм]	0 Ом
Собственная частота, f_s	200 Гц	600 Гц
Фазовый сдвиг фазовращателя, ϕ_r	-16°	17°
Фазовый сдвиг фазовращателя, ϕ_a	-30°	-13°
Фазовый сдвиг фазовращателя, ϕ_b	-84°	-67°

Эталоном для оценки повышения динамических показателей качества стабилизации напряжения являлась СЭС с иерархическим распределённым управлением с 1-DOF регулированием в соответствии с рисунком 2.7.

При исследовании переходных процессов, возникающих вследствие воздействия периодического тока нагрузки, переменная составляющая генерируемого электронной нагрузкой тока имела форму знакопеременного меандра амплитуды ΔI_H и периода $T_{(1)}$

$$x(t) = \Delta I_H \operatorname{sgn} \left(\sin \frac{2\pi t}{T_{(1)}} \right).$$

Меандр – нечётно-гармоническая периодическая функция, а потому обладает дискретным спектром, содержащим только нечётные гармонические составляющие [123]. В соответствии с теоремой Парсеваля энергия меандра на одном периоде (средняя мощность) равна энергии его спектра

$$E_{\text{меандр}} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{T_{(1)}} \int_{-T_{(1)}/2}^{T_{(1)}/2} |x(t)|^2 dt = 2 \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} |\underline{C}_k|^2 = 2\Delta I_H \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{2}{\pi k} \right)^2 = \Delta I_H,$$

где \underline{C}_k – комплексная амплитуда k -й гармонической составляющей;

$f_{(k)} = kf_{(1)}$ – частота k -й гармонической составляющей;

$f_{(1)} = 1 / T_{(1)}$ – частота меандра.

Примерно 90% ($\approx 0,9\Delta I_H$) энергии меандра сосредоточены в его 1-й и 3-й гармонических составляющих, что позволяет в экспериментах ограничиться оценкой качества напряжения и равномерности токораспределения только по составляющим $f_{(1)}$ и $f_{(3)}$, соответственно, считая вклад других составляющих незначительным.

Качество напряжения общей шины оценивалось амплитудами его гармонических составляющих $U_{o(k)}$, а равномерность распределения гармонических составляющих тока нагрузки между СМ оценивалось коэффициентом вариации приведённых амплитуд токов нагрузки СМ для каждой частоты $f_{(k)}$:

$$C_{v(k)} = \mu_{(k)}^{-1} \sqrt{\mathbb{E} \left[\left(\mathbf{I}_{H(k)}^* - \mu_{(k)} \right)^2 \right]} \cdot 100\%, \quad (3.1)$$

где $\mathbf{I}_{H(k)}^* \stackrel{\text{def}}{=} \{ I_{H.1(k)}^*, I_{H.2(k)}^*, \dots, I_{H.M(k)}^* \}$ – вектор приведённых амплитуд k -х гармонических составляющих токов нагрузки СМ;

$I_{H.m(k)}^* \stackrel{\text{def}}{=} I_{H.m(k)} r_{s.m(k)} (r_{s.o(k)} M)^{-1}$ – приведённая амплитуда k -й гармонической составляющей тока нагрузки m -го СМ;

$I_{H,m(k)}$ – амплитуда k -й гармонической составляющей тока нагрузки m -го СМ;
 $r_{s.o(k)} \stackrel{\text{def}}{=} r_{s.1(k)} \| r_{s.2(k)} \| \dots \| r_{s.m(k)}$ – общий коэффициент GI для частоты $f(k)$;
 $\mu(k) \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E} [\mathbf{I}_{H(k)}^*]$ – среднее арифметическое приведённых амплитуд гармонических составляющих токов нагрузки СМ;
 $\mathbb{E} [\mathbf{x}]$ – математическое ожидание для вектора \mathbf{x} .

Коэффициент $c_{V(k)}$ оценивает степень вариации амплитуд токов нагрузки СМ от их среднего арифметического $\mu(k)$, однако стандартная формула коэффициента не учитывает то, что токи нагрузки ожидаемо делятся не один к одному, а в пропорции, определяемой соотношением коэффициентов $r_{s,m(k)}$. Этот факт учитывается в определении приведённых (масштабированных) амплитуд токов.

Важно учитывать статистический характер коэффициента вариации, не позволяющий однозначно судить о степени дисперсии гармонических составляющих токов, особенно при большом количестве СМ. Важным дополнением к инструментам анализа дисперсии токов может стать коэффициент осцилляции

$$c_{\Delta(k)} = \mu(k)^{-1} \left[\max (\mathbf{I}_{H(k)}^* - \mu(k)) - \min (\mathbf{I}_{H(k)}^* - \mu(k)) \right], \quad (3.2)$$

позволяющий судить о максимальном отклонении токов от среднего значения.

Выражения (3.1) и (3.2) для случая двух СМ, как в лабораторном стенде, примут достаточно простой вид и при этом будут отличаться друг от друга лишь на коэффициент, равный количеству СМ. Тем не менее их общий характер может стать полезным при проведении последующих исследований.

3.3 Система электроснабжения с регулированием напряжения с тремя степенями свободы

Первая серия экспериментов направлена на подтверждение первого и второго положений работы о том, что импеданс общей шины СЭС КА всегда выше общего коэффициента статизма при традиционном 1-DOF регулировании, но его возможно уменьшить, используя 3-DOF регулировании (см. подраздел 2.4.2).

3.3.1 Эксперимент № 1.1. Частотные характеристики

Конфигурация лабораторного стенда для измерения импеданса изображена на рисунке 3.2. При измерении ЧХ контура напряжения в замкнутом состоянии сигнал с генератора AP Model 300 через аналогово-цифровой преобразователь микроконтроллера добавлялся к уставке напряжения, после чего на СН А и СН В с цифро-аналоговых преобразователей микроконтроллера выводились уставка напряжения и измеряемое выходное напряжение, соответственно. Здесь и далее ЧХ измерялись в диапазоне до частоты Найквиста 50 кГц.

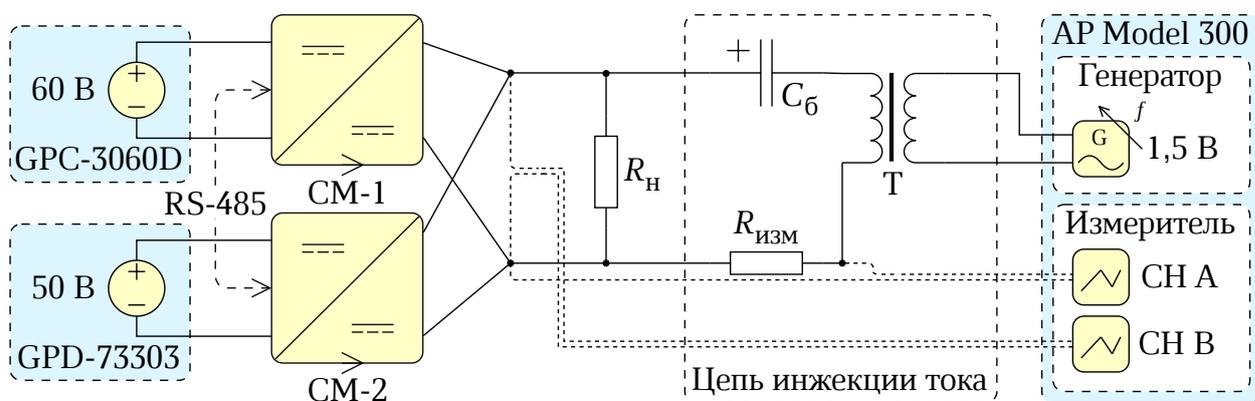


Рисунок 3.2 — Схема конфигурации лабораторного стенда для измерения импеданса

ЛАЧХ выходного импеданса и контура напряжения в замкнутом состоянии CM-1 без регулятора напряжения общей шины и с конфигурациями контура выходного напряжения, соответствующими рисункам 2.7, а при $G_o(s) = 0$ (1-DOF регулирование) и 2.11 (3-DOF регулирование), представлены на рисунке 3.3. CM-2 отсутствовал, активное сопротивление нагрузки $R_n = 74,3 \text{ Ом}$.

Значение выходного импеданса на минимальной частоте 10 Гц:

- 1-DOF: $(0,0 \pm 0,2) \text{ дБОм}$;
- 3-DOF: $(0,0 \pm 0,2) \text{ дБОм}$.

Значение коэффициента передачи контура напряжения CM в замкнутом состоянии на 10 Гц:

- 1-DOF: $(0,0 \pm 0,2) \text{ дБ}$;
- 3-DOF: $(0,0 \pm 0,2) \text{ дБОм}$.

Максимальное значение выходного импеданса:

- 1-DOF: $(5,2 \pm 0,1) \text{ дБОм}$ на частоте $(598,80 \pm 0,06) \text{ Гц}$;
- 3-DOF: $(0,0 \pm 0,2) \text{ дБОм}$ на частоте $(10,000 \pm 0,001) \text{ Гц}$.

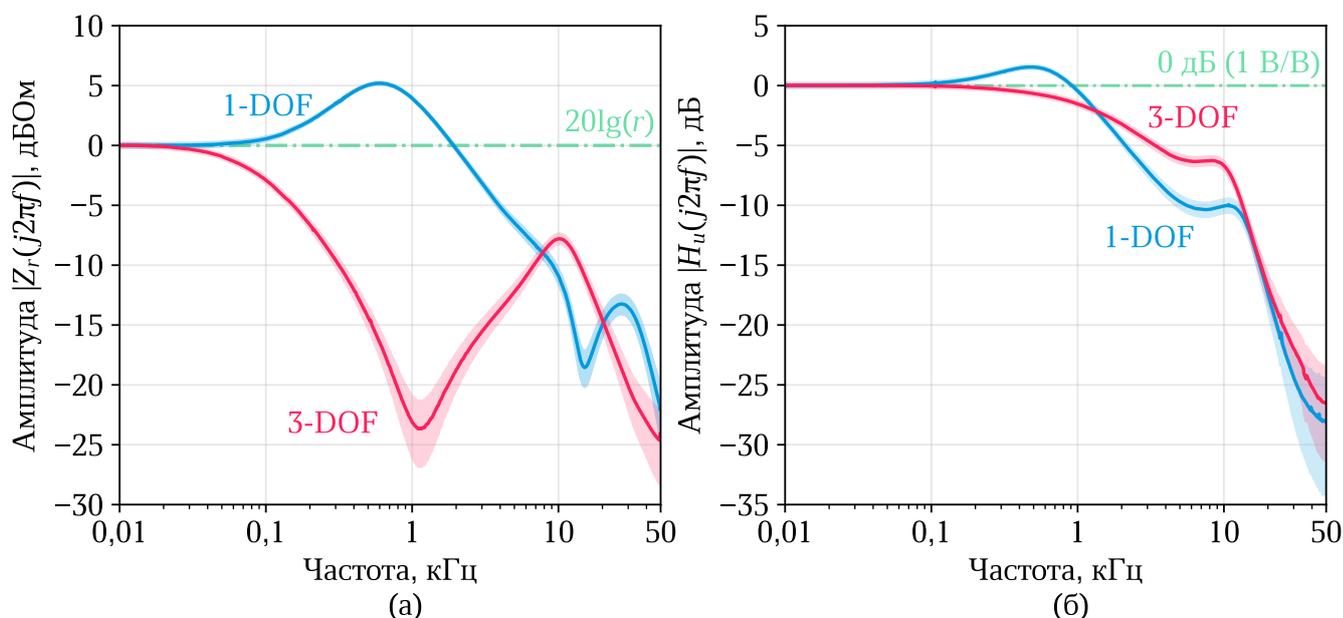


Рисунок 3.3 — ЛАЧХ: а) выходного импеданса СМ-1, б) контура напряжения СМ-1 в замкнутом состоянии

Максимальная амплитуда АЧХ контура напряжения в замкнутом состоянии:

- 1-DOF: $(1,6 \pm 0,1)$ дБ на частоте $(479,75 \pm 0,05)$ Гц;
- 3-DOF: $(0,0 \pm 0,2)$ дБ на частоте $(10,000 \pm 0,001)$ Гц.

При 3-DOF регулировании:

- частота среза по контролю статизма $f_{c,r} = (103 \pm 7)$ Гц;
- частота среза по регулированию напряжения $f_{c,u} = (1560 \pm 70)$ Гц.

Примечания

1. Частоты среза определялись в точке уменьшения ЛАЧХ контура напряжения СМ-1 в замкнутом состоянии на $-3,01$ дБ относительно значения на минимальной частоте 10 Гц.
2. Под единицей измерения дБОм (децибел-ом) понимается дБ (децибел) с опорным сопротивлением 1 Ом, то есть $20 \text{ дБОм} = 20 \text{ дБ (исх. } 1 \text{ Ом)} = 20 \lg(10 \text{ Ом})$.

ЛАЧХ импеданса общей шины при параллельном соединении СМ-1 и СМ-2 с регулятором напряжения общей шины и конфигурациями контура выходного напряжения, соответствующими рисункам 2.7, а при $G_o(s) = 0$ (1-DOF регулирование) и 2.11 (3-DOF регулирование), представлена на рисунке 3.4. Для сравнения также приведена верхняя граница импеданса из стандарта ECSS-E-ST-20С, п. 0020184 (см. рисунок 1.5, а) для СЭС $100 \text{ В} / 250 \text{ Вт}$. Активное сопротивление нагрузки $R_H = 41 \text{ Ом}$, общий коэффициент статизма $r_o = 1 \text{ Ом} \parallel 1 \text{ Ом} = 0,5 \text{ Ом}$.

Максимальное значение выходного импеданса:

- 1-DOF: $(1,6 \pm 0,2)$ дБОм на частоте $(663,31 \pm 0,07)$ Гц;
- 3-DOF: $(-14,7 \pm 1,0)$ дБОм на частоте $(154,37 \pm 0,02)$ Гц.

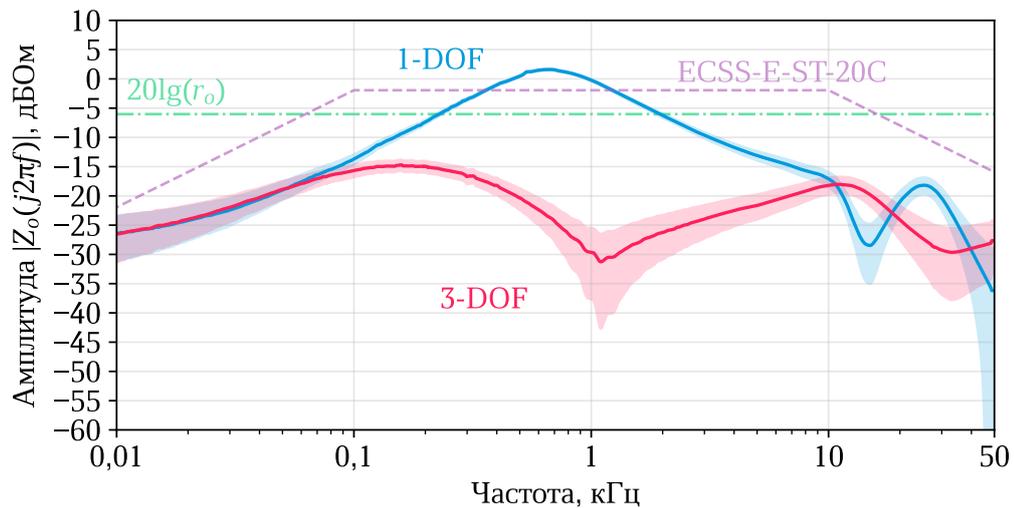


Рисунок 3.4 — ЛАЧХ импеданса общей шины

3.3.2 Эксперимент № 1.2. Переходные процессы при воздействии неперiodического тока нагрузки

Схема конфигурации лабораторного стенда для измерения переходных процессов напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при воздействии импульсного тока нагрузки изображена на рисунке 3.5. Электронная нагрузка генерировала переключения между двумя уровнями стабилизированного тока 0,5 А и 1,5 А. Активное сопротивление нагрузки $R_H = 116,4$ Ом.

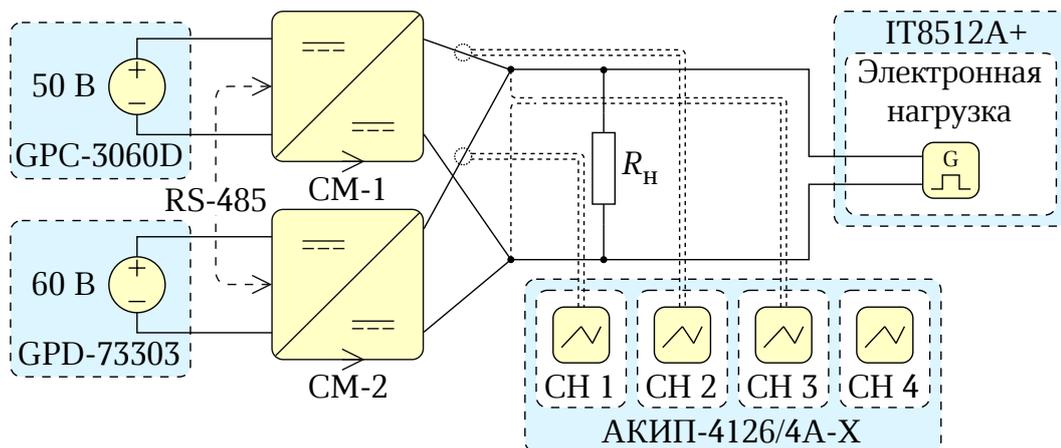


Рисунок 3.5 — Схема конфигурации лабораторного стенда для измерения переходных процессов

Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при неперiodических воздействиях нагрузки представлены на рисунке 3.6. В работе электромагнитные процессы СМ анализировались по их усреднённым за период коммутаций значениям (см. Приложение А), поэтому здесь и далее к измеренным

осциллограммам применялся фильтр скользящего среднего для удаления естественных пульсаций СМ. Порядок фильтра равнялся кратности частоты дискретизации осциллографа и частоты коммутаций: $f_{\text{осц}} / f_{\text{к}} = 20 \text{ МГц} / 100 \text{ кГц} = 200$.

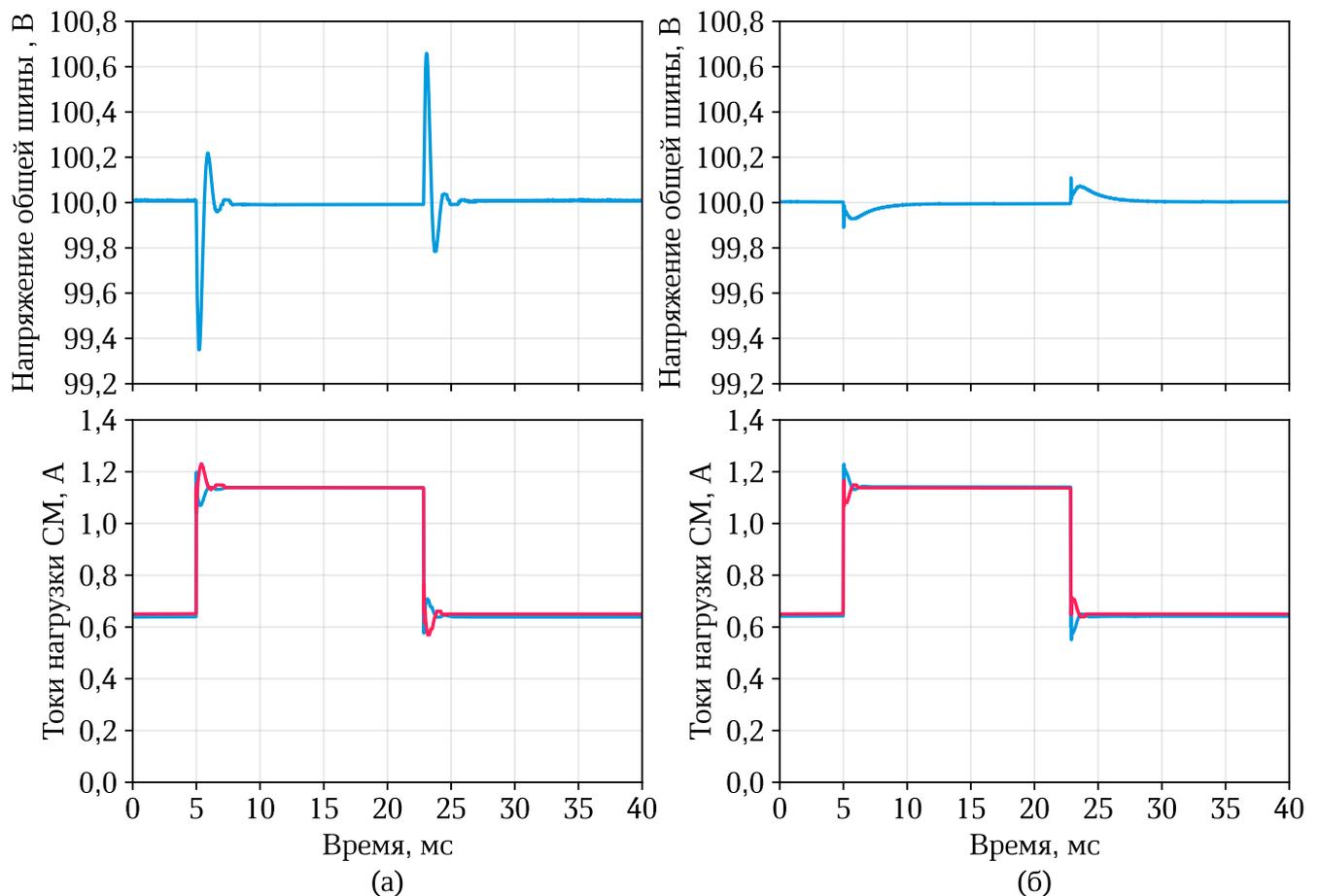


Рисунок 3.6 — Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при неперiodических воздействиях нагрузки: а) при 1-DOF регулировании, б) при 3-DOF регулировании

Максимальное отклонение напряжения общей шины от номинала:

- 1-DOF: $(+0,659 \pm 0,006)$ В при сбросе нагрузки и $(-0,671 \pm 0,006)$ В при набросе нагрузки;
- 3-DOF: $(+0,109 \pm 0,006)$ В при сбросе нагрузки и $(-0,081 \pm 0,006)$ В при набросе нагрузки.

Примечание – При определении максимального отклонения напряжения не учитывались коммутационные помехи в моменты переключения нагрузки.

3.3.3 Эксперимент № 1.3. Переходные процессы при воздействии периодического тока нагрузки

Схема конфигурации лабораторного стенда для измерения переходных процессов напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при воздействии периодического тока нагрузки изображена на 3.5. Электронная нагрузка генерировала ступенчатые переключения между двумя уровнями стабилизированного тока 0,5 А и 1,5 А ($\Delta I_H = 1$ А) с частотой $f_{(1)} = 200$ Гц [$T_{(1)} = 5$ мс].

Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при периодических воздействиях нагрузки представлены на рисунке 3.7. Для сравнения также приведены вольт-секундные характеристики из стандарта ECSS-E-ST-20С, п. 0020178 (см. рисунок 1.4, б).

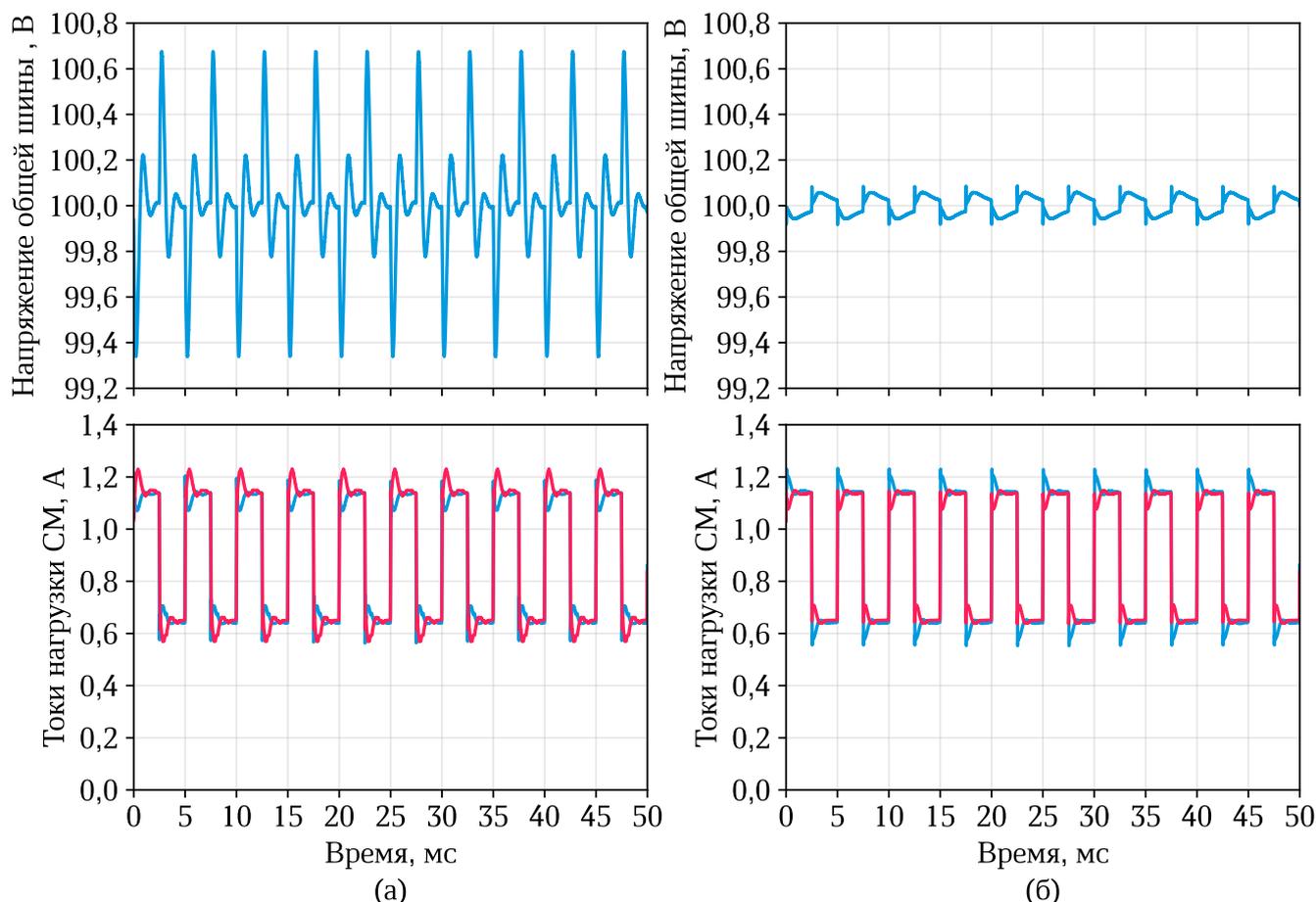


Рисунок 3.7 — Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при периодических воздействиях нагрузки: а) при 1-DOF регулировании, б) при 3-DOF регулировании

Размах пульсаций напряжения общей шины:

- 1-DOF: $(1,34 \pm 0,01)$ В;
- 3-DOF: $(0,17 \pm 0,01)$ В.

Примечание – Размах пульсаций напряжения оценивался средним между размахом пульсаций на каждом периоде 5 мс [200 Гц].

Амплитуда гармонических составляющих напряжения общей шины:

- 1-DOF: $(0,164 \pm 0,006)$ В [200 Гц] и $(0,251 \pm 0,006)$ В [600 Гц];
- 3-DOF: $(0,058 \pm 0,006)$ В [200 Гц] и $(0,011 \pm 0,006)$ В [600 Гц].

Коэффициенты вариации гармонических составляющих токов нагрузки СМ без масштабирования амплитуд (см. раздел 3.2):

- 1-DOF: $(5,8 \pm 0,2)\%$ [200 Гц] и $(31,9 \pm 0,7)\%$ [600 Гц];
- 3-DOF: $(3,6 \pm 0,2)\%$ [200 Гц] и $(21,1 \pm 0,8)\%$ [600 Гц].

Кратность деления гармонических составляющих токов нагрузки СМ, $I_{н.1(k)} / I_{н.2(k)}$:

- 1-DOF: $0,921 \pm 0,005$ [200 Гц] и $0,632 \pm 0,010$ [600 Гц];
- 3-DOF: $1,052 \pm 0,005$ [200 Гц] и $1,35 \pm 0,02$ [600 Гц].

3.4 Система электроснабжения с частотно-избирательным подавлением пульсаций напряжения

Вторая серия экспериментов направлена на подтверждение третьего и четвертого положений работы о возможности уменьшения величины пульсаций напряжения общей шины СЭС КА с помощью MI-GI, при этом распределяя гармонические составляющие тока нагрузки между параллельно соединёнными СМ в установленной пропорции (см. подраздел 2.4.3). Конфигурации лабораторного стенда и условия второй серии экспериментов соответствуют конфигурациям и условиям первой серии из раздела 3.3.

3.4.1 Эксперимент № 2.1. Частотные характеристики

ЛАЧХ выходного импеданса СМ-1 без регулятора напряжения общей шины и с конфигурациями контура выходного напряжения, соответствующими рисунку 2.13 с использованием в качестве обобщённого интегратора структуры MI-GI

на рисунке 2.16, б, представлены на рисунке 3.8. СМ-2 отсутствовал, активное сопротивление нагрузки $R_H = 74,3$ Ом.

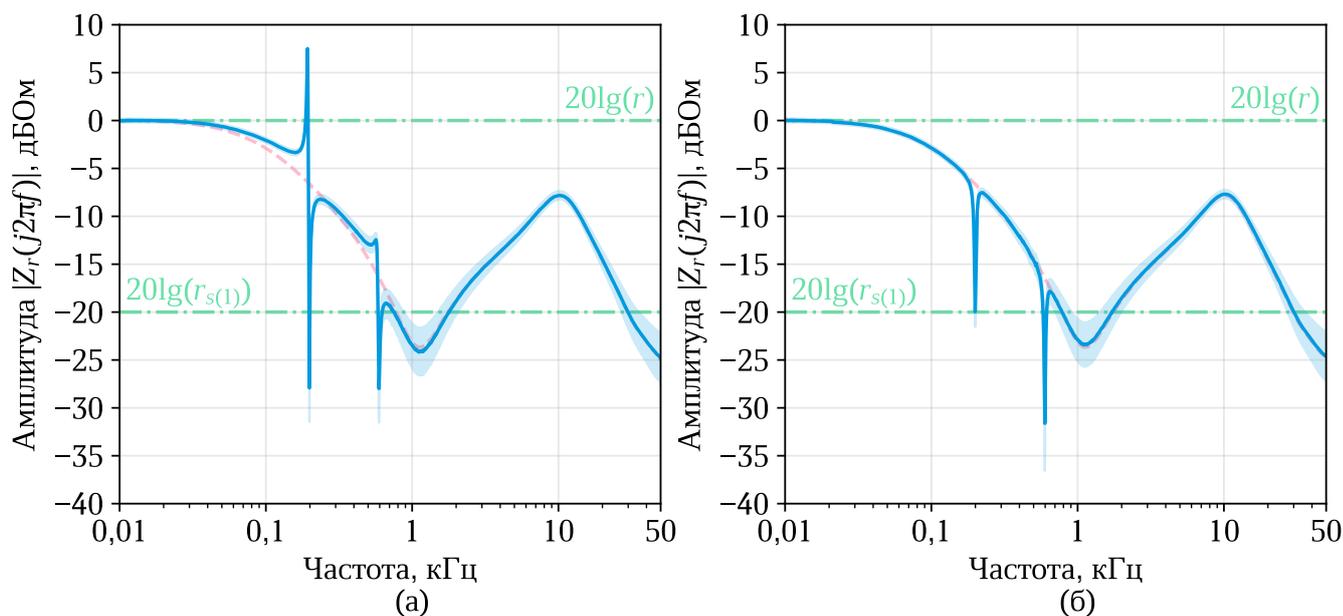


Рисунок 3.8 — ЛАЧХ выходного импеданса СМ-1 при регулировании с MI-GI: а) при $\phi_a = \phi_b = \phi_r = 0$; б) при ϕ_a , ϕ_b и ϕ_r , рассчитанных по выражениям (2.29), (2.30) и (2.31), соответственно

Максимальный импеданс СМ-1 при регулировании с MI-GI без фазовращателей ($\phi_a = \phi_b = \phi_r = 0$):

- $7,51 \pm 0,10$ дБОм на частоте $192,66 \pm 0,02$ Гц.

Значение выходного импеданса СМ-1 при регулировании с MI-GI:

- (-19 ± 1) дБОм [200 Гц] и (-30 ± 4) дБОм [600 Гц].

Частота минимального выходного импеданса СМ-1 вблизи собственных частот MI-GI:

- $(199,34 \pm 0,02)$ Гц [вблизи 200 Гц] и $(596,97 \pm 0,06)$ Гц [вблизи 600 Гц].

ЛАЧХ импеданса общей шины при параллельном соединении СМ-1 и СМ-2 с регулятором напряжения общей шины и конфигурацией контура выходного напряжения, соответствующий рисунку 2.13 с использованием в качестве обобщённого интегратора структуры MI-GI, представлена на рисунке 3.9. Активное сопротивление нагрузки $R_H = 41$ Ом, общий коэффициент статизма $r_o = 1$ Ом || 1 Ом = 0,5 Ом, общий коэффициент GI на частоте 200 Гц $r_{s,o(1)} = 0,1$ Ом || 0,2 Ом = 0,0667 Ом и на частоте 600 Гц $r_{s,o(3)} = 0$ Ом || 0 Ом = 0 Ом.

Значение импеданса общей шины при регулировании с MI-GI:

- (-24 ± 2) дБОм [200 Гц] и (-34 ± 6) дБОм [600 Гц].

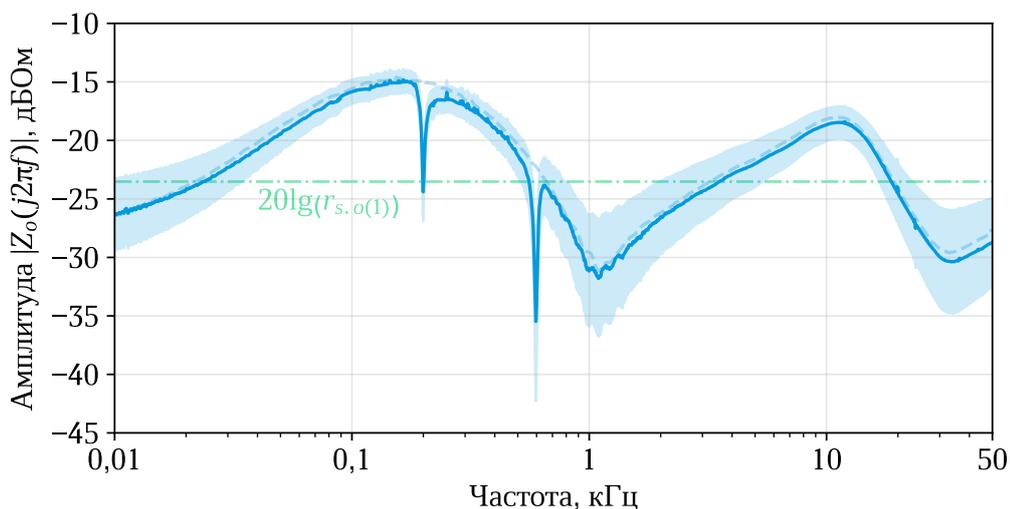


Рисунок 3.9 — ЛАЧХ импеданса общей шины

Частота минимального импеданса общей шины вблизи собственных частот MI-GI:

- $(199,76 \pm 0,02)$ Гц вблизи 200 Гц и $(595,70 \pm 0,06)$ Гц вблизи 600 Гц.

3.4.2 Эксперимент № 2.2. Переходные процессы при воздействии неперiodического тока нагрузки

Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при неперiodических воздействиях нагрузки представлены на рисунке 3.10.

Максимальное отклонение напряжения общей шины от номинала при регулировании с MI-GI:

- $(+0,108 \pm 0,006)$ В при сбросе нагрузки и $(-0,083 \pm 0,006)$ В при набросе нагрузки.

3.4.3 Эксперимент № 3.3. Переходные процессы при воздействии периодического тока нагрузки

Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при периодических воздействиях нагрузки представлены на рисунке 3.11. Для сравне-

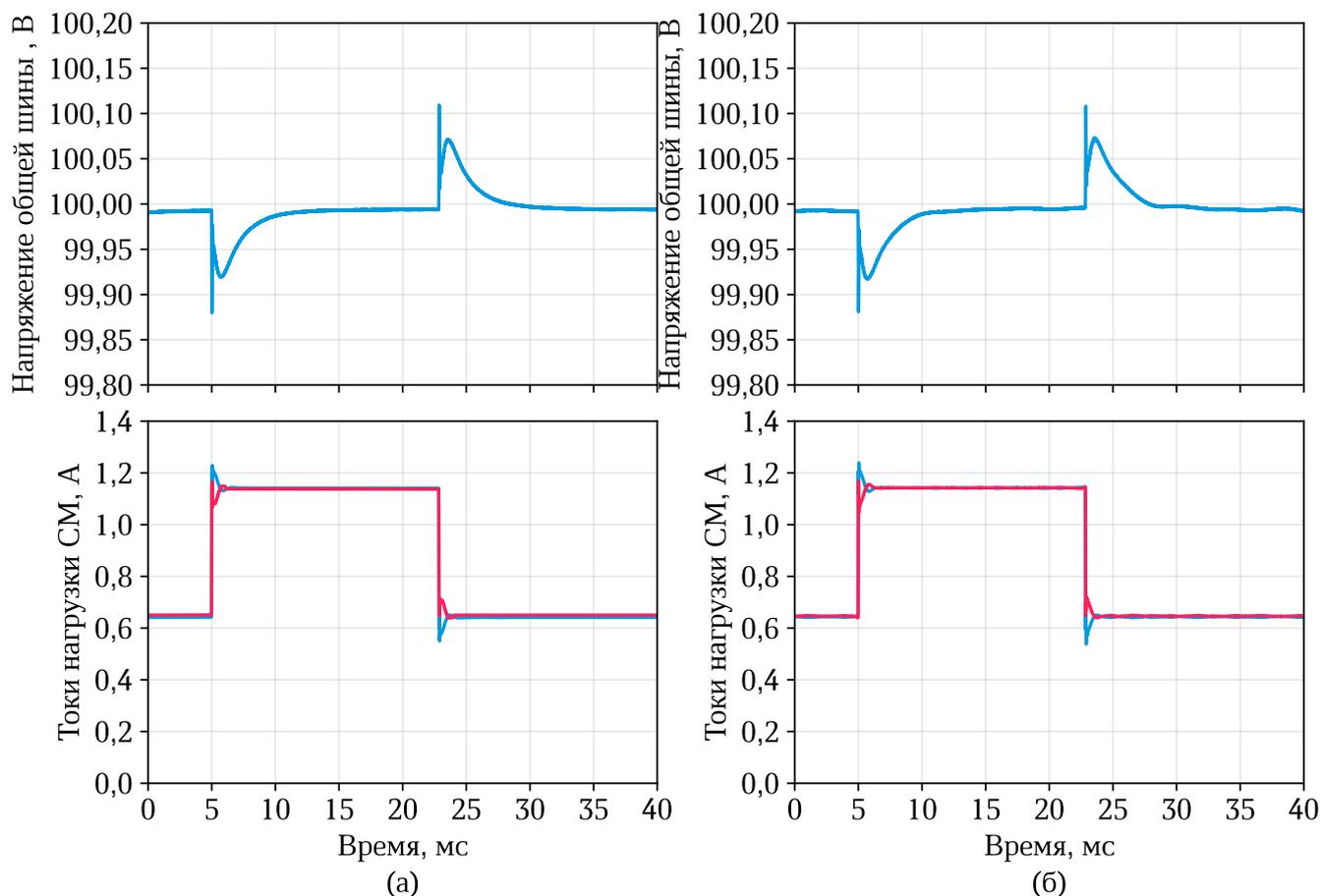


Рисунок 3.10 — Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при неперiodических воздействиях нагрузки: а) при 3-DOF регулировании, б) при регулировании с MI-GI

ния также приведены вольт-секундные характеристики из стандарта ECSS-E-ST-20С, п. 0020178 (см. рисунок 1.4, б).

Размах пульсаций напряжения общей шины при регулировании с MI-GI:
– $(0,09 \pm 0,01)$ В.

Амплитуда гармонических составляющих напряжения общей шины при регулировании с MI-GI:

– $(0,016 \pm 0,006)$ В [200 Гц] и $(0,010 \pm 0,006)$ В [600 Гц].

Коэффициенты вариации гармонических составляющих токов нагрузки СМ при регулировании с MI-GI с масштабированием амплитуд (см. раздел 3.2):

– $(0,3 \pm 0,2)\%$ [200 Гц] и $(20,1 \pm 0,7)\%$ [600 Гц].

Кратность деления гармонических составляющих токов нагрузки СМ, $I_{н.1(k)} / I_{н.2(k)}$, при регулировании с MI-GI:

– $1,98 \pm 0,01$ [200 Гц] и $1,33 \pm 0,02$ [600 Гц].

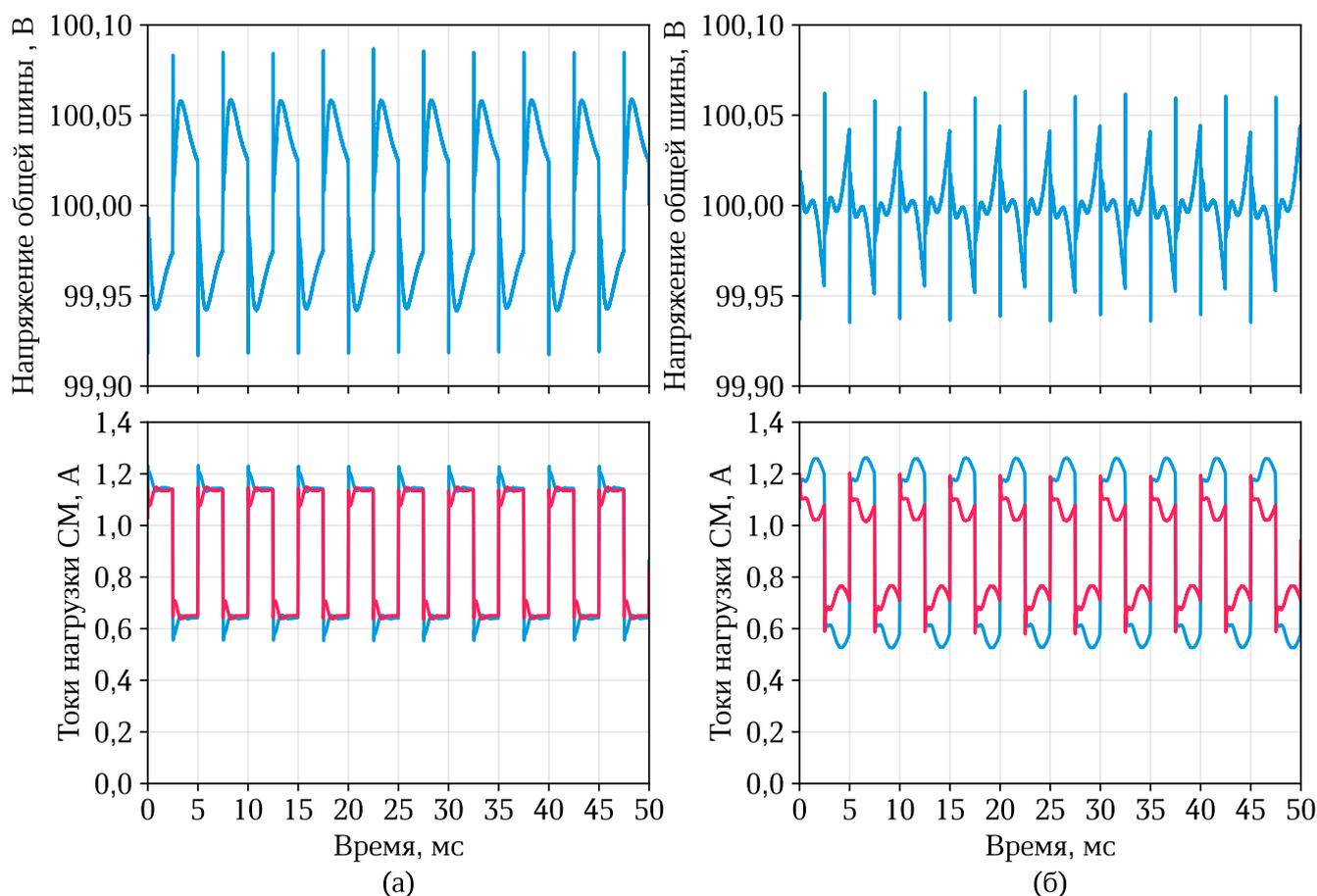


Рисунок 3.11 — Переходные процессы напряжения общей шины и токов нагрузки СМ при периодических воздействиях нагрузки: а) при 3-DOF регулировании, б) при регулировании с MI-GI

3.5 Анализ результатов экспериментов

Система электроснабжения с регулированием напряжения с тремя степенями свободы.

Из рисунка 3.3 видно, что АЧХ выходного импеданса и замкнутого контура напряжения СМ при 1-DOF регулировании имеют форму, схожую с АЧХ колебательного звена, с отличительным максимумом на средних частотах. Максимумы расположены на близких частотах: 598,80 Гц для импеданса и 479,75 Гц для контура напряжения, – во много определяемых частотой среза 1,2 кГц и запасом устойчивости по фазе 60° [56; 124; 125]. Импеданс СМ на частоте максимума увеличивается на 82% [на 5,2 дБом] относительно значения на минимальной частоте, в точности определяемого коэффициентом статизма r . Коэффициент передачи контура напряжения СМ в замкнутом состоянии на частоте максимума увеличивается на 19,5% относительно значения на минимальной частоте.

Соединение двух СМ по выходу на общей шине и замыкание внешнего контура напряжения общей шины снижает импеданс на низких частотах (рисунок 3.4), то есть компенсирует статизм напряжения общей шины, но практически не улучшает ситуацию на средних частотах: импеданс превышает общий коэффициент статизма r_o на 140% [на 7,6 дБОм] на частоте максимума 663,31 Гц.

Всё это свидетельствует о том, что действительно СЭС КА с иерархическим управлением, традиционно реализованным с применением 1-DOF регулирования, неспособна обеспечить импеданс общей шины ниже общего коэффициента статизма, тем самым подтверждая *первое положение* диссертации.

3-DOF регулирование из подраздела 2.4.2 убирает максимум импеданса на средних частотах, задавая апериодическую форму ЧХ СМ (рисунок 3.3). Частоты среза выходного импеданса СМ и контура напряжения в замкнутом состоянии, как ожидалось, при этом различаются: 103 Гц и 1,56 кГц, соответственно, – что означает разное быстродействие системы управления при регулировании напряжения СМ и при контроле статизма. Частота среза импеданса СМ превышает заданную на 3% [на 3 Гц]. Превышение частоты среза контура напряжения заданного значения на 30% объясняется влиянием неидеальности контура тока СМ. Этим же объясняется и наличие локального максимума в АЧХ импеданса и контура напряжения вблизи частоты 10 кГц, совпадающей с заданной частотой среза контура тока [126]. Снизить влияние контура тока можно, например, применив в нём СРМС регулятор вместо классического ПИД регулятора. Впрочем, в рассматриваемой системе локальный максимум не превышает коэффициент статизма.

Соединение двух СМ по выходу на общей шине и замыкание контура напряжения общей шины не только компенсирует статизм напряжения, но и снижает импеданс на средних частотах (рисунок 3.4). При этом видно, что ЛАЧХ импеданса СМ при 1-DOF и 3-DOF регулировании практически совпадают примерно до частоты 100 Гц, то есть до частоты среза по контролю статизма. Максимальный импеданс при 3-DOF регулировании -14,7 дБОм на частоте 154,37 Гц на 63% [на 20,7 дБОм] ниже общего коэффициента статизма. В соответствии с подразделом 2.5.1 ожидаемое значение максимального импеданса -15,6 дБОм на частоте 141,42 Гц, от которых экспериментальные значения отличаются на 10% [на 0,9 дБОм] и 8% [на 12,95 Гц], соответственно. Получившийся импеданс общей шины при 3-DOF регулировании удовлетворяет требованиям ECSS-E-ST-20C для СЭС КА 100 В / 250 Вт, в отличие от импеданса при 1-DOF регулировании, максимум которого превышает требования на 50% [на 3,5 дБОм].

Таким образом доказывается *второе положение* диссертации о возможности достижения импеданса общей шины СЭС КА ниже общего коэффициента статизма при 3-DOF регулировании.

Хотя для доказательной базы научных положений касательно 3-DOF регулирования нет необходимости в анализе переходных процессов, для дальнейшего сравнения на рисунках 3.10 и 3.11 приведены переходные процессы напряжения общей шины СЭС при неперiodических и периодических ступенчатых воздействиях тока нагрузки, соответственно.

Снижение импеданса общей шины на средних частотах существенно повлияло на величину отклонения напряжения. Применение 3-DOF регулирования при неперiodических воздействиях тока нагрузки снизило максимальное отклонение напряжения на 83% [на 0,55 В] при сбросе и на 88% [на 0,59 В] при набросе нагрузки, а при периодических воздействиях – снизило размах пульсаций напряжения на 87% [на 1,17 В] и амплитуду гармонических составляющих напряжения на 64% [на 0,106 В] на частоте 200 Гц и 95% [на 0,240 В] на частоте 600 Гц. При этом частота переключений электронной нагрузки при имитации периодического тока (200 Гц) выбрана близкой к частоте максимального импеданса при 3-DOF регулировании – худший режим с точки зрения качества напряжения.

Коэффициенты вариации гармонических составляющих токов нагрузки СМ при 3-DOF регулировании на частотах 200 Гц и 600 Гц уменьшились на 2,2 и 10,8 процентных пункта, соответственно, однако теоретически это никак не связано с особенностями 3-DOF регулирования, поэтому исходя из единственного эксперимента нет оснований говорить о систематическом эффекте улучшения равномерности токораспределения.

Кратность деления гармонических составляющих токов нагрузки СМ на частоте 200 Гц близка к единичной как при 1-DOF, так и при 3-DOF регулировании, что говорит лишь о схожести формы и значений выходного импеданса СМ на этой частоте. На частоте 600 Гц кратность сильно отличается, что объясняется сильным влиянием паразитных элементов на средних и высоких частотах.

Система электроснабжения с частотно-избирательным подавлением пульсаций напряжения.

Добавление двух MI-GI параллельно к основному 3-DOF регулятору снижает выходной импеданс СМ вблизи их собственных частот 200 Гц и 600 Гц при нулевых фазовых сдвигах фазовращателей (рисунок 3.8, а), однако сильно заметна описанная в подразделе 2.4.3 проблема искажения ЧХ. На частоте 192,66 Гц

импеданс принимает максимальное значение 7,51 дБОм [2,37 Ом], что может приводить к интергармоническим колебаниям: например, при параллельном соединении двух СМ максимальный импеданс уменьшится примерно в два раза до 1,47 дБОм [1,19 Ом] и если в спектре тока нагрузки присутствует гармоническая составляющая на частоте близкой к 192,66 Гц с амплитудой хотя бы 0,25 А [10% от номинального тока], это приведёт к появлению гармонической составляющей в напряжении общей шины на этой частоте амплитуды 0,30 В, хотя при 3-DOF регулировании без MI-GI амплитуда составляла бы 0,06 В.

Расчёт фазовых сдвигов фазовращателей MI-GI в соответствии с методикой из раздела 2.6 приводит форму выходного импеданса СМ к ожидаемой без искажений (рисунок 3.8, б). Видно, что добавление MI-GI, как и предполагалось, влияет на импеданс только в некотором узком диапазоне вблизи собственных частот.

Модуль выходного импеданса СМ на частоте 200 Гц превышает заданное коэффициентом $r_{s(1)}$ значение на 12% [на 1 дБОм]; на частоте 600 Гц же он задан нулевым и в эксперименте ограничен лишь суммарным импедансом паразитных элементов -30 дБОм [0,03 Ом]. Частоты минимального импеданса отличаются от заданных $\omega_{s(1)}$ и $\omega_{s(3)}$ на 0,3% и 0,5%, соответственно.

При соединении двух СМ по выходу на общей шине и замыкании контура напряжения общей шины (рисунок 3.9) не приносит каких-либо качественных неожиданных изменений. Импеданс общей шины на частоте 200 Гц ниже расчётного общего коэффициента GI $r_{s,o}$ на 5% [на 0,5 дБ]; на частоте 600 Гц импеданс принимает минимальное возможное значение -34 дБОм [0,02 Ом], ограниченное суммарным импедансом паразитных элементов. Частоты минимального импеданса отличаются от заданных $\omega_{s(1)}$ и $\omega_{s(3)}$ на 0,1% и 0,7%, соответственно.

На примере переходных процессов напряжения общей шины при непериодическом воздействии тока нагрузки (рисунок 3.10) видно, что MI-GI практически не влияют в случае, если переходные процессы завершаются до следующего переключения нагрузки. Максимальное отклонение напряжения уменьшилось на 0,9% [на 0,001 В] при сбросе и увеличилось на 2% [на 0,002 В] при набросе нагрузки, что оказывается в пределах погрешности измерений.

При периодическом воздействии тока нагрузки с частотой 200 Гц ситуация иная. Размах пульсаций напряжения общей шины уменьшился на 47% [на 0,08 В], а амплитуда гармонических составляющих напряжения уменьшилась на 72% [на 0,042 В] на частоте 200 Гц и на 9% [на 0,001 В] на частоте 600 Гц. Слабый эффект уменьшения пульсаций напряжения на частоте 600 Гц можно объяснить низким

уровнем пульсаций напряжения на этой частоте как с 3-DOF регулированием, так и после добавления MI-GI: например, амплитуда пульсаций на этой частоте уменьшается на 260% [на 0,013 В], если проводить расчёт по крайним границам предела погрешности измерения. Уменьшение пульсаций напряжения является показателем верности *третьего положения* диссертации о возможности безопасного снижения пульсаций напряжения с помощью обобщённого интегратора.

Коэффициенты вариации гармонических составляющих токов нагрузки СМ на частотах 200 Гц и 600 Гц уменьшились на 3,3 и 1 процентных пункта, соответственно. Кратность деления гармонических составляющих токов нагрузки СМ на частоте 200 Гц увеличилась до 1,98, что на 1% ниже расчётной кратности, определяемой отношением коэффициентов $r_{s,2(1)} / r_{s,1(1)} = 2$. На частоте 600 Гц кратность уменьшилась на 1%, впрочем, коэффициенты MI-GI $r_{s,1(3)}$ и $r_{s,2(3)}$ заданы нулевыми, то есть на этой частоте равномерное токораспределение не задавалось и не ожидалось. Низкий коэффициент вариации на частоте 200 Гц и двойная кратность деления гармонических составляющих токов говорит о том, что с помощью MI-GI возможно регулировать величину модуля выходного импеданса СМ коэффициентом r_s , задавая пропорцию деления гармонических составляющих тока нагрузки между СМ, подтверждая тем самым *четвёртое положение* диссертации.

Выводы по главе 3

Благодаря ряду экспериментов удалось подтвердить основные положения диссертации, выносимые на защиту. Несмотря на множество допущений, принятых при анализе и синтезе системы управления, результаты хорошо соотносятся с расчётом: за исключением частоты среза по регулированию напряжения при 3-DOF регулировании, отличающуюся от расчётной на 30%, отклонение остальных показателей от расчётных не превышает 12%.

Результаты экспериментов демонстрируют возможность обеспечить импеданс общей шины СЭС КА ниже общего коэффициента статизма, что позволяет задавать высокие коэффициенты статизма СМ, достигая равномерного токораспределения, и одновременно обеспечивать высокое качество напряжения.

При необходимости, например, в случае воздействия высокоамперных периодических токовых нагрузок, вызываемые ими пульсации напряжения общей

шины можно существенно снизить с помощью MI-GI. В эксперименте удалось уменьшить размах пульсаций напряжения на 47% во временной области и уменьшить амплитуду гармонической составляющей на частоте 200 Гц на 72%.

Поскольку все параметры системы управления рассчитывались в соответствии с методикой из раздела 2.6, то допустимо принять, что результаты экспериментов одновременно верифицируют и методику.

Заключение

Анализ существующих научных публикаций, государственных программ и исследовательских работ предприятий космической отрасли показал высокий интерес к модуляризации КА и их подсистем, включая СЭС. В первую очередь это связано с процессом перехода от неконвейерного производства к серийному поточному для удовлетворения растущего коммерческого спроса. Степень модуляризации подсистем КА определяет эффективность серийного производства, характеризующегося высокой гибкостью процессов проектирования, прототипирования, сборки и испытания КА.

Распределённые системы управления обладают высоким уровнем автономности, масштабируемости и реконфигурируемости – важных свойств для организации серийного производства КА. Проведённое исследование решило важную задачу повышения качества напряжения модульной СЭС КА с иерархическим распределённым управлением в условиях динамических нагрузок, что создаёт возможность применения распределённых систем управления в СЭС КА.

Наиболее оптимальной для серийного производства архитектурой СЭС КА оказалась модульная архитектура с кольцевой коммуникационной сетью между СМ. Топология коммуникационной сети типа «кольцо» обладает необходимой устойчивостью к единичному отказу и разреженностью, позволяя реализовать кооперативное управление СМ с минимальным числом каналов связи.

В работе распределённая система управления СЭС строилась на основе принципа иерархического управления с контролем статизма и алгоритма распределённого наблюдения напряжения общей шины на основе консенсуса. Такая организация управления позволяет обеспечить одновременно стабилизацию напряжения общей шины и равномерное токораспределение между СМ. Тем не менее качество напряжения при иерархическом управлении остаётся неудовлетворительным в следствии контроля статизма.

В ходе исследования было обнаружено, что низкое качество напряжения при иерархическом управлении связано с традиционной организацией подсистем регулирования на основе регуляторов с одной степенью свободы. Проблема разрешилась структурно-параметрическим синтезом регулятора с тремя степенями свободы, позволившего задать разное быстродействие системы управления при регулировании выходных напряжений СМ и при контроле статизма. Благодаря

этому удалось снизить чувствительность системы управления к изменениям тока нагрузки в цепи контроля статизма и тем самым повысить качество напряжения.

Качество напряжения также может снижаться из-за воздействия высокоамперных пульсирующих токов мощной БА КА, что приводит к завышению требований к быстродействию системы управления СЭС и параметрам пассивных фильтров и интерфейсных СМ, что отрицательно сказывается на общей устойчивости, помехоустойчивости и массо-габаритных показателях СЭС. Предложенный в работе способ частотно-избирательного подавления пульсаций напряжения с помощью MI-GI позволяет безопасно ослабить наибольшие составляющие пульсаций напряжения общей шины без повышения быстродействия стабилизации напряжения и увеличения параметров фильтров. Структура MI-GI также позволяет равномерно распределять гармонические составляющие тока нагрузки между СМ, снижая тем самым рассогласование нагрузки.

В первую очередь полученные научные результаты эффективны в СЭС с непрерывно стабилизируемой общей шиной, чаще применяемых в больших КА, эксплуатирующихся на орбитах выше низкой околоземной, однако отдельные элементы могут быть применены и в низкоорбитальных КА, в которых общая шина СЭС стабилизируется только в отдельных режимах работы. Впрочем, область применения результатов не ограничена космическими системами: их можно применить и в СЭС общего назначения как с распределённым, так и с децентрализованным или централизованным иерархическим управлением.

Отдельные элементы диссертации, такие как структура MI-GI и методика расчёта её параметров, также обладают потенциалом применения и в СЭС переменного тока или гибридных СЭС, как при использовании MI-GI для подавления пульсаций, источники которых могут быть любой природы, так и для астатического регулирования инверторов/выпрямителей в стационарной системе координат.

Круг возможных направлений дальнейших исследований по тематике распределённого управления модульными СЭС охватывает:

- адаптивную подстройку собственных частот MI-GI при изменении спектра тока нагрузки;
- исследование влияния пульсирующих токов на характеристики и срок службы первичных источников энергии при частотно-избирательном подавлении пульсаций напряжения;
- переходы СЭС КА между режимами работы;
- анализ аварийных режимов.

Словарь терминов

АБ : аккумуляторная батарея

АФЧХ : амплитудно-фазовая частотная характеристика

АЧХ : амплитудно-частотная характеристика

БА : бортовая аппаратура

БКС : бортовая кабельная сеть

КА : космический аппарат

КФ : конденсаторный фильтр

ЛАЧХ : логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

НИР : научно-исследовательская работа

ПИ : пропорционально-интегральный

ПИД : пропорционально-интегрально-дифференциальный

ПЛИС : программируемая логическая интегральная схема

САС : срок активного существования

СЭС : система электроснабжения

СМ : силовой модуль

ФБ : фотоэлектрическая батарея

ФЧХ : фазо-частотная характеристика

ЧХ : частотная характеристика

ШИМ : широтно-импульсная модуляция

ШР : шунтовой регулятор

ASIC : application-specific integrated circuit

CPMC : current-programmed mode control

MI-GI : multi-input generalized integrator

PS : phase shifter

SoC : state of charge

GI : generalized integrator

1-DOF : one-degree-of-freedom

2-DOF : two-degree-of-freedom

3-DOF : three-degree-of-freedom

Список литературы

1. ГОСТ Р 54073-2017 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии [Текст]. — М. : Стандартинформ, 2018. — 39 с.
2. A Comprehensive Review on Small Satellite Microgrids [Text] / M. Yaqoob [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2022. — Vol. 37, no. 10. — P. 12741—12762.
3. O'Sullivan, D. The Sequential Switching Regulator S3R [Text] / D. O'Sullivan, A. Weinberg // Proceedings of 3rd ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar. — 1977.
4. Perol, P. Power system architecture for regulated bus with battery below bus [Text] / P. Perol, D. Olsson, J. Haines // ESA/PAT/412. — 1998.
5. CubeSat Design Specification [Text]. — San Luis Obispo : Cal Poly, 2022. — 34 p.
6. Capel, A. Influence of the bus regulation on telecommunication spacecraft power system and distribution [Text] / A. Capel, D. O'Sullivan // IEEE Power Electronics Specialists Conference. — 06/1985.
7. A Comprehensive Review on CubeSat Electrical Power System Architectures [Text] / A. Edpuganti [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2022. — Vol. 37, no. 3. — P. 3161—3177.
8. Shekoofa, O. Comparing the topologies of satellite electrical power subsystem based on system level specifications [Text] / O. Shekoofa, E. Kosari // 6th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST). — 06/2013. — P. 671—675.
9. Magalhães, R. O. Space Power Topology Selection and its System Level Modeling and Control [Text] / R. O. Magalhães, H. J. P. Moreira // Journal of Aerospace Technology and Management. — 2020. — Vol. 12. — P. 1—18.
10. Hong-yu, Z. Overview of Architectures for Satellite's Regulated Bus Power System [Text] / Z. Hong-yu, Z. Bo-wen, Z. Dong-lai // IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE). — 2020. — P. 1—8.

11. *Capel, A.* Comparative performance evaluation between the S4R and the S3R regulated bus topologies [Text] / A. Capel, P. Perol // IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference. Vol. 4. — 06/2001. — P. 1963—1969.
12. *O'Sullivan, D.* Satellite power system topologies [Text] / D. O'Sullivan // ESA Journal. — 1989. — Vol. 13, no. 2. — P. 77—88.
13. Системы подчинённого регулирования электроприводов [Текст] / Б. П. Соустин [и др.]. — Новосибирск : ВО «Наука», 1994. — 318 с.
14. *Иванчура, В. И.* Методика оценки устойчивости автономной системы электроснабжения с импульсными стабилизаторами [Текст] / В. И. Иванчура, Ю. В. Краснобаев, И. Н. Пожаркова // Электрика. — 2004. — Т. 9. — С. 24—27.
15. *Пожаркова, И. Н.* Формирование требований к выходному импедансу систем электропитания космических аппаратов : дис. ... канд. техн. наук : 05.09.03 [Текст] / И. Н. Пожаркова. — Красноярск, 04.2009.
16. *Tonicello, F.* Maximum Point Power Tracker Approach to a Regulated Bus [Text] / F. Tonicello, S. Vázquez del Real // 5th European Space Power Conference (ESPC). — 06/1998. — P. 71—77.
17. A Modular Electrical Power System Architecture for Small Spacecraft [Text] / T. M. Lim [et al.] // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. — 2018. — Vol. 54, no. 4. — P. 1832—1849.
18. State-of-the-Art: Small Spacecraft Technology [Text] : tech. rep. / NASA/Ames Research Center. — Moffett Field, California, 01/2022.
19. *Burt, R.* Distributed Electrical Power Systems in CubeSat Applications [Text] : Master's thesis / Burt R. — Logan : Utah State University, 2011.
20. *Notani, S. A.* Development of Distributed, Scalable and Flexible Electrical Power System Module for CubeSat and Small Satellites [Text] : Master's thesis / Notani S. A. — Raleigh : NC State University, 2011.
21. *Strain, A.* User Manual: CubeSat 1U Electronic Power System and Batteries: CS-1UEPS2-NB/-10/-20 [Text] / A. Strain ; Clyde Space. — Glasgow, 07/2010.
22. *Marchetti, R.* Power: Centralized or Distributed? [Text] / R. Marchetti // RTC. — 1999.

23. *Hilbert, A.* Power Distribution Architectures: The Evolution Continues [Text] / A. Hilbert // Technology In Context. —
24. Advanced Modular Power Systems (AMPS) - NASA [Electronic Resource]. — 2011. — URL: <https://techport.nasa.gov/view/10759> (visited on 01/30/2024).
25. Fault reconstruction method of high redundancy satellite power distribution unit [Text] / Z. Ye [et al.] // IET Power Electronics. — 2023. — Vol. 16, no. 8. — P. 1443—1454.
26. *Lasseter, B.* Microgrids [Text] / B. Lasseter // IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings. — 01/2002. — P. 146—149.
27. Design of Space Microgrid for Manned Lunar Base: Spinning-in Terrestrial Technologies [Text] / A. D. Bintoudi [et al.] // European Space Power Conference (ESPC). — 09/2019. — P. 1—8.
28. Space Microgrids: New Concepts on Electric Power Systems for Satellites [Text] / A. Lashab [et al.] // IEEE Electrification Magazine. — 2020. — Vol. 8, no. 4. — P. 8—19.
29. Space Microgrids for Future Manned Lunar Bases: A Review [Text] / D. Saha [et al.] // IEEE Open Access Journal of Power and Energy. — 2021. — Vol. 8. — P. 570—583.
30. Техническое задание на составную часть опытно-конструкторской работы «Разработка и создание линейки унифицированных интегрированных бортовых информационных систем для модернизируемых и перспективных космических аппаратов» : ИБИС-КА-НКУ (КА) [Текст] / ГК «Роскосмос». — 2016.
31. Оптимально для будущего: предприятие совершенствует систему электропитания спутников [Текст] // Сибирский спутник. — 2021. — Т. 14, № 522.
32. Новая российская модульная платформа для малоразмерных космических аппаратов успешно испытана на орбите Земли [Электронный ресурс]. — 2018. — URL: <https://russianspacesystems.ru/2018/01/22/novaya-rossiyskaya-modulnaya-platforma/> (дата обр. 06.01.2024).
33. Гендиректор ИСС Решетнева: мы разрабатываем пять спутниковых группировок для "Сферы" [Электронный ресурс]. — 2022. — URL: <https://tass.ru/interviews/16292261> (дата обр. 06.01.2024).

34. НГТУ. Силовая электроника и интеллектуальная энергетика [Электронный ресурс]. — 2021. — URL: https://nstu.ru/prioritet2030/Electronics_energy (дата обр. 28.01.2024).
35. *Rana, M. M.* Cyber attack protection and control of microgrids [Text] / M. M. Rana, L. Li, S. W. Su // IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica. — 2018. — Vol. 5, no. 2. — P. 602—609.
36. Cybersecurity of Networked Microgrids: Challenges, Potential Solutions, and Future Directions [Text] : tech. rep. / S. Hossain-McKenzie [et al.] ; Sandia National Laboratories. — Albuquerque, New Mexico, 2020. — Tech. report for the United States Department of Energy.
37. *Musleh, A. S.* A Survey on the Detection Algorithms for False Data Injection Attacks in Smart Grids [Text] / A. S. Musleh, G. Chen, Z. Y. Dong // IEEE Transactions on Smart Grid. — 2020. — Vol. 11, no. 3. — P. 2218—2234.
38. SIFT: design and analysis of a fault-tolerant computer for aircraft control [Text] / J. H. Wensly [et al.] // Microelectronics Reliability. — 1979. — Vol. 19, no. 3. — P. 190.
39. Российская электронная компонентная база, текущее состояние и перспективные направления развития. Производственные цепочки : доклад Д. В. Дымова [Электронный ресурс]. — 2023. — URL: <https://leader-id.ru/events/427364> (дата обр. 29.01.2024).
40. Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part I: Decentralized and Hierarchical Control [Text] / J. M. Guerrero [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2013. — Vol. 60, no. 4. — P. 1254—1262.
41. ГОСТ Р 27.102-2021 Надежность в технике. Надежность объекта. Термины и определения [Текст]. — М. : Стандартинформ, 2022. — 46 с.
42. *Russel, J.* Time-Division Multiplexing [Text] / J. Russel, R. Cohn. — Book on Demand, 2012. — 90 p.
43. *Spragins, J.* Data Communications: From Basics to Broadband [Text] / J. Spragins. — 4th ed. — Pearson, 2004. — P. 400.
44. *Shahgholian, G.* A brief review on microgrids: Operation, applications, modeling, and control [Text] / G. Shahgholian // International Transactions on Electrical Energy Systems. — 2020. — Vol. 31, no. 6. — P. 1—28.

45. A Review of DC Microgrid Energy Management Systems Dedicated to Residential Applications [Text] / S. Ali [et al.] // *Energies*. — 2021. — Vol. 14, no. 14. — P. 1—26.
46. Review of Energy Storage and Energy Management System Control Strategies in Microgrids [Text] / G. Chaudhary [et al.] // *Energies*. — 2021. — Vol. 14, no. 14. — P. 1—27.
47. *Bharath, K. R.* A Review on DC Microgrid Control Techniques, Applications and Trends [Text] / K. R. Bharath, M. M. Krishnan, P. Kanakasabapathy // *International Journal of Renewable Energy Research*. — 2019. — Vol. 9, no. 3. — P. 1—11.
48. Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization [Text] / J. M. Guerrero [et al.] // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. — 2011. — Vol. 58, no. 1. — P. 158—172.
49. *Redl, R.* Optimizing the load transient response of the buck converter [Text] / R. Redl, B. P. Erisman, Z. Zansky // *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Vol. 1. — 1998. — P. 170—176.
50. Stability Enhancement Based on Virtual Impedance for DC Microgrids With Constant Power Loads [Text] / X. Lu [et al.] // *IEEE Transactions on Smart Grid*. — 2015. — Vol. 6, no. 6. — P. 2770—2783.
51. *Tu, H.* Impact of Virtual Inertia on DC Grid Stability With Constant Power Loads [Text] / H. Tu, H. Yu, S. Lukic // *IEEE Transactions on Power Electronics*. — 2015. — Vol. 38, no. 5. — P. 5693—5699.
52. *Sekhar, P. C.* Voltage Ripple Mitigation in DC Microgrid with Constant Power Loads [Text] / P. C. Sekhar, U. V. Krishna // *IFAC-PapersOnLine*. — 10/2019. — P. 1—6.
53. An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy [Text] / X. Lu [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. — 2014. — Vol. 29, no. 4. — P. 1800—1812.
54. A Low-pass Filter Method to Suppress the Voltage Variations Caused by Introducing Droop Control in DC Microgrids [Text] / F. Li [et al.] // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. — 2018. — P. 1151—1155.

55. *Liu, G.* Resistive-Capacitive Output Impedance Shaping for Droop-Controlled Converters in DC Microgrids with Reduced Output Capacitance [Text] / G. Liu, P. Mattavelli, S. Saggini // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2019. — Vol. 35, no. 3. — P. 6501—6511.
56. *Кабиров, В. А.* Энергопреобразующий комплекс с резервированной цифровой системой управления для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов : дис. ... канд. техн. наук : 2.4.2 [Текст] / В. А. Кабиров. — Томск, 2023.
57. ECSS-E-ST-20C Space engineering: Electrical and electronic [Text]. — Noordwijk : ESA Requirements, Standards Division ESTEC, 2019. — 147 p.
58. International Space Power System Interoperability Standards (ISPSIS) [Text]. — NASA, 2022. — 92 p.
59. JERG-2-200-TP001. Template for Electrical Design Criteria for Scientific Spacecraft [Text]. — Ibaraki : JAXA, 2017. — 101 p.
60. Distributed Cooperative Control of DC Microgrids [Text] / V. Nasirian [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2015. — Vol. 30, no. 4. — P. 2288—2303.
61. Trends in Microgrid Control [Text] / D. E. Olivares [et al.] // IEEE Transactions on Smart Grid. — 2014. — Vol. 5, no. 4. — P. 1905—1919.
62. *Bidram, A.* Hierarchical Structure of Microgrids Control System [Text] / A. Bidram, A. Davoudi // IEEE Transactions on Smart Grid. — 2012. — Vol. 3, no. 4. — P. 1963—1976.
63. *Yazdani, M.* Distributed Control Techniques in Microgrids [Text] / M. Yazdani, A. Mehrizi-Sani // IEEE Transactions on Smart Grid. — 2014. — Vol. 5, no. 6. — P. 2901—2909.
64. IEEE 2030.7-2017 Standard for the Specification of Microgrid Controllers [Text]. — IEEE, 2017.
65. *Yao, K.* Critical bandwidth for the load transient response of voltage regulator modules [Text] / K. Yao, Y. Ren, F. C. Lee // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2004. — Vol. 19, no. 6. — P. 1454—1461.

66. *Sekhar, P. C.* Voltage Ripple Mitigation in DC Microgrid with Constant Power Loads [Text] / P. C. Sekhar, U. V. Krishna // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — 2019. — Vol. 52, no. 4. — P. 300—305.
67. An Active Low-Frequency Ripple Control Method Based on the Virtual Capacitor Concept for BIPV Systems [Text] / W. Cai [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2014. — Vol. 29, no. 4. — P. 1733—1745.
68. Communication-Free Pulsed Power Distribution and Tracking Method for Hybrid Energy Storage System Based on Active Disturbance Rejection Control [Text] / L. Deng [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2024. — Vol. 39, no. 3. — P. 3024—3036.
69. *Wang, H.* Use of a Series Voltage Compensator for Reduction of the DC-Link Capacitance in a Capacitor-Supported System [Text] / H. Wang, H. S.-H. Chung, W. Liu // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2014. — Vol. 29, no. 3. — P. 1163—1175.
70. Model Predictive Control for Dual-Active-Bridge Converters Supplying Pulsed Power Loads in Naval DC Micro-Grids [Text] / L. Chen [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2020. — Vol. 35, no. 2. — P. 1957—1966.
71. *Tian, H.* Virtual Resistor Based Second-Order Ripple Sharing Control for Distributed Bidirectional DC–DC Converters in Hybrid AC–DC Microgrid [Text] / H. Tian, Y. Li // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2021. — Vol. 36, no. 2. — P. 2258—2269.
72. *Sevostyanov, N. A.* Control Strategy to Mitigate Voltage Ripples in Droop-Controlled DC Microgrids [Text] / N. A. Sevostyanov, R. L. Gubernov // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2023. — Vol. 38, no. 12. — P. 15377—15389.
73. Stability Analysis and Damping Enhancement Based on Frequency-Dependent Virtual Impedance for DC Microgrids [Text] / L. Guo [et al.] // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. — 2017. — Vol. 5, no. 1. — P. 338—350.
74. *Sun, J.* Dynamic Performance Analyses of Current Sharing Control for DC/DC Converters [Text] : PhD thesis / Sun J. — Virginia Polytechnic Institute, State University, 06/2007.

75. Design considerations for VRM transient response based on the output impedance [Text] / K. Yao [et al.] // APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335). Vol. 1. — 2002. — P. 14—20.
76. Modeling and Design for a Novel Adaptive Voltage Positioning (AVP) Scheme for Multiphase VRMs [Text] / M. Lee [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2008. — Vol. 23, no. 4. — P. 1733—1742.
77. Control Design for Multiphase Synchronous Buck Converters Based on Exact Constant Resistive Output Impedance [Text] / A. Borrell [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2013. — Vol. 60, no. 11. — P. 4920—4929.
78. Admittance-type RC-mode droop control to introduce virtual inertia in DC microgrids [Text] / Z. Jin [et al.] // 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — 2017. — P. 4107—4112.
79. *Unamuno, E.* Design and small-signal stability analysis of a virtual-capacitor control for DC microgrids [Text] / E. Unamuno, J. A. Barrena // 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe). — 2017. — P. 1—10.
80. *Gu, Y.* Frequency-Coordinating Virtual Impedance for Autonomous Power Management of DC Microgrid [Text] / Y. Gu, W. Li, X. He // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2015. — Vol. 30, no. 4. — P. 2328—2337.
81. An Integral Droop for Transient Power Allocation and Output Impedance Shaping of Hybrid Energy Storage System in DC Microgrid [Text] / P. Lin [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2018. — Vol. 33, no. 7. — P. 6262—6277.
82. *Middlebrook, R. D.* Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators [Text] / R. D. Middlebrook // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. — 1976. — P. 366—382.
83. *Пожаркова, И.* Методика формирования требований к выходному импедансу систем электропитания космических аппаратов [Текст] / И. Пожаркова, Д. В. Капулин // Авиакосмическое приборостроение. — 2011. — Т. 5. — С. 12—16.

84. *Capel, A.* High-Power Conditioning for Space Applications [Text] / A. Capel, D. O'Sullivan, J.-C. Marpinard // Proceedings of the IEEE. — 1988. — Vol. 76, no. 4.
85. *Middlebrook, R. D.* A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages [Text] / R. D. Middlebrook, S. Cuk // IEEE Power Electronics Specialists Conference. — 06/1976. — P. 18—34.
86. *Wester, G. W.* Low-Frequency Characterization of Switched dc-dc Converters [Text] / G. W. Wester, R. D. Middlebrook // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. — 1973. — Vol. 9, no. 3. — P. 376—385.
87. *Cuk, S.* Modling, Analysis and Design of Switching Converters [Text] : PhD thesis / Cuk S. — California Institute of Technology, 11/1976.
88. *Erickson, R. W.* Fundamentals of Power Electronics [Text] / R. W. Erickson, D. Maksimović. — Cham : Springer, 2020. — 1084 p.
89. *White, I. R.* Design and Development of a Sequential Shunt Regulator [Text] / I. R. White // Proceedings of 3rd ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar. — 1977.
90. *Deisch, C. W.* Simple Switching Control Method Changes Power Converter into a Current Source [Text] / C. W. Deisch // IEEE Power Electronics Specialists Conference. — 06/1978. — P. 300—306.
91. Modeling and Analysis of Power Processing Systems (MAPPS) [Text] : tech. rep. / F. C. Lee [et al.] ; NASA/Lewis Research Center. — 12/1980. — No. 1.
92. *Lee, F. C.* Analysis and Design of a High Power, Digitally-Controlled Spacecraft Power System [Text] : tech. rep. / F. C. Lee, B. H. Cho ; Virginia Power Electronics Center. — Greenbelt, Maryland, 05/1990. — Tech. report for NASA/Goddard Space Flight Center.
93. *Decker, D. K.* Operation of High Power Converters in Parallel [Text] : tech. rep. / D. K. Decker, L. Y. Inouye ; TRW Space Systems Group. — Redondo Beach, California, 1993. — Tech. report for NASA/Lewis Research Center.
94. Predictive digital current programmed control [Text] / J. Chen [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2003. — Vol. 18, no. 1. — P. 411—419.

95. *Sevostyanov, N. A.* Predictive Digital Current Programmed Control with Load Current Compensation for DC-DC Converters [Text] / N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov // Proceedings – International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). — 2020.
96. Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters [Text] / L. Corradini [et al.]. — New Jersey : Wiley & Sons, Inc, 2015. — 338 p.
97. *Sevostyanov, N. A.* An Improved Droop-Control Strategy to Provide Flat Output Impedance of Power Converters in DC Microgrids [Text] / N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov // Proceedings – International Conference on DC Microgrids (ICDCM). — 2021.
98. *Johansson, B.* Analysis of DC-DC converters with current-mode control and resistive load when using load current measurements for control [Text] / B. Johansson // IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. — 06/2002. — P. 165—172.
99. *Horowitz, I. M.* Synthesis of Feedback Systems [Text] / I. M. Horowitz. — Amsterdam : Elsevier, 1963. — 740 p.
100. *Spanos, D.* Dynamic Consensus for Mobile Networks [Text] / D. Spanos, R. Olfati-Saber, R. Murray // IFAC World Congress. — 2005. — P. 1—6.
101. *Бессонов, Л. А.* Теоретические основы электротехники. Электрические цепи : учебник [Текст] / Л. А. Бессонов. — М. : Гардарики, 2007. — 701 с.
102. *Araki, M.* PID Control System with Reference Feedforward (PID-FF Control System) [Text] / M. Araki // Proc. 23rd SICE (Society of Instrument and Control Engineers) Annual Conference. — 1984. — P. 31—32.
103. *Севостьянов, Н. А.* Двукратное регулирование напряжения в системе электроснабжения космического аппарата с цифровой системой управления [Текст] / Н. А. Севостьянов, Р. Л. Горбунов // Сборник трудов конференции – Решетнёвские чтения. — 2022.
104. *Севостьянов, Н. А.* Иерархическое распределённое управление модульной системой электроснабжения космического аппарата [Текст] / Н. А. Севостьянов, С. А. Харитонов // Электротехника. — 2024. — Т. 2. — С. 48—59.
105. *Sevostyanov, N. A.* Hierarchical Distributed Control of Modular Spacecraft Electrical Power System [Text] / N. A. Sevostyanov, S. A. Kharitonov // Russian Electrical Engineering. — 2024. — Vol. 95. — P. 141—151.

106. *Gu, B.-G.* A DC-link capacitor minimization method through direct capacitor current control [Text] / B.-G. Gu, K. Nam // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2006. — Vol. 42, no. 2. — P. 573—581.
107. *Штейнер, Р. Т.* Системы подчинённого регулирования электроприводов [Текст] / Р. Т. Штейнер. — Екатеринбург : Урал, 1997. — 279 с.
108. *Севостьянов, Н. А.* Синтез системы управления параллельными преобразователями постоянного напряжения с монотонными переходными процессами [Текст] / Н. А. Севостьянов, Р. Л. Горбунов, И. В. Александров // Сборник трудов конференции – Электронные средства и системы управления. — 2021.
109. *Севостьянов, Н. А.* Система управления силовыми преобразователями в составе автономного электроагрегата постоянного тока [Текст] / Н. А. Севостьянов, Д. А. Штейн, Д. А. Курочкин // Электропитание. — 2021. — Т. 4. — С. 4—16.
110. *Sevostyanov, N. A.* Current Sharing in Decentralized DC Microgrids with Frequency-Selective Impedance Control [Text] / N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov // Proceedings – Energy Conversion Congress and Exposition - Asia (ECCE Asia). — 2021.
111. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions [Text] / X. Yuan [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2002. — Vol. 38, no. 2. — P. 523—532.
112. Re-Investigation of Generalized Integrator Based Filters From a First-Order-System Perspective [Text] / Z. Xin [et al.] // IEEE Access. — 2016. — Vol. 4. — P. 7131—7144.
113. *Gorbunov, R. L.* Frequency-Selective Impedance Control for DC Microgrids [Text] / R. L. Gorbunov, N. A. Sevostyanov, D. A. Shtein // Proceedings – International Ural Conference on Electrical Power Engineerings (UralCon). — 2020.
114. Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function [Text] / A. G. Yepes [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2011. — Vol. 58, no. 11. — P. 5231—5250.

115. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame [Text] / R. I. Bojoi [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2005. — Vol. 20, no. 6. — P. 1402—1412.
116. Sevostyanov, N. A. Resonant Controllers Design for Frequency-Selective Impedance Controlled DC Microgrids [Text] / N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov // Proceedings – International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). — 2021.
117. Goodwin, G. C. Control System Design [Text] / G. C. Goodwin, S. F. Graebe, M. E. Salgado. — New Jersey : Prentice Hall, 2001. — 908 p.
118. Åström, K. J. Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers [Text] / K. J. Åström, R. M. Murray. — Oxford, UK : Princeton University Press, 2020. — 528 p.
119. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического управления [Текст] / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. — СПб : Профессия, 2003. — 752 с.
120. DCM Design Guide [Text] / Vicor Corp. — 3rd ed. — Andover, 08/2019.
121. Ridley Engineering | - Design Center [Electronic Resource]. — URL: <https://ridleyengineering.com/design-center-ridley-engineering.html> (visited on 01/20/2024).
122. Model 310. 0.01 Hz - 30 MHz Frequency Response Analyzer. Analyzer Software Version 3.2 [Text] / AP Instruments. — Santa Rosa, CA, 2018.
123. Сиберт, У. М. Цепи, сигналы, системы. Часть 2. [Текст] / У. М. Сиберт. — М. : Мир, 1988. — 168 с.
124. Design Rules of the DC-DC Voltage Converter with the Two-Loop Feedback System [Text] / R. L. Gorbunov [et al.] // Proceedings – International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). — 2018.
125. Севостьянов, Н. А. Импедансный подход к синтезу системы стабилизации преобразователей постоянного напряжения в составе энергопреобразующей аппаратуры космических аппаратов [Текст] / Н. А. Севостьянов, Р. Л. Горбунов // Электропитание. — 2019. — Т. 3. — С. 15—27.

126. *Sevostyanov, N. A.* Experimental Verification of the Impedance-Based Approach for the Feedback Loop Design of the DC-DC Converter [Text] / N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov // Proceedings – International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). — 2019.
127. The application of standardized control and interface circuits to three DC to DC power converters [Text] / Y. Yu [et al.] // 1973 IEEE Power Electronics Specialists Conference. — 1973. — P. 237—248.
128. Modelling and analysis of switching DC-to-DC converters in constant-frequency current-programmed mode [Text] / S. Hsu [et al.] // IEEE Power Electronics Specialists Conference. — 06/1979. — P. 284—301.
129. *Ridley, R. B.* A New Small-Signal Model for Current-Mode Control [Text] : PhD thesis / Ridley R. B. — Blacksburg, Virginia : Virginia Polytechnic Institute and State University, 11/1990.
130. *Александров, В. А.* Оптимизация размещения полюсов в одномерной системе управления [Текст] / В. А. Александров // Автоматика и телемеханика. — 2021. — № 6. — С. 102—123.
131. Step-by-Step Design of the Digital Closed Loop System of the Boost Voltage Converter [Text] / N. A. Sevostyanov [et al.] // Proceedings – International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). — 2018.

Приложение А

Вывод математической линеаризованной модели неизолированного реверсивного двухтактного преобразователя в режиме разряда аккумуляторной батареи

При выводе математической линеаризованной модели преобразователя принимались следующие допущения:

- транзисторы и пассивные элементы идеальны;
- все соединительные линии как внутри, так и вне преобразователя имеют нулевой импеданс;
- АБ моделируется идеальным источником постоянного напряжения.

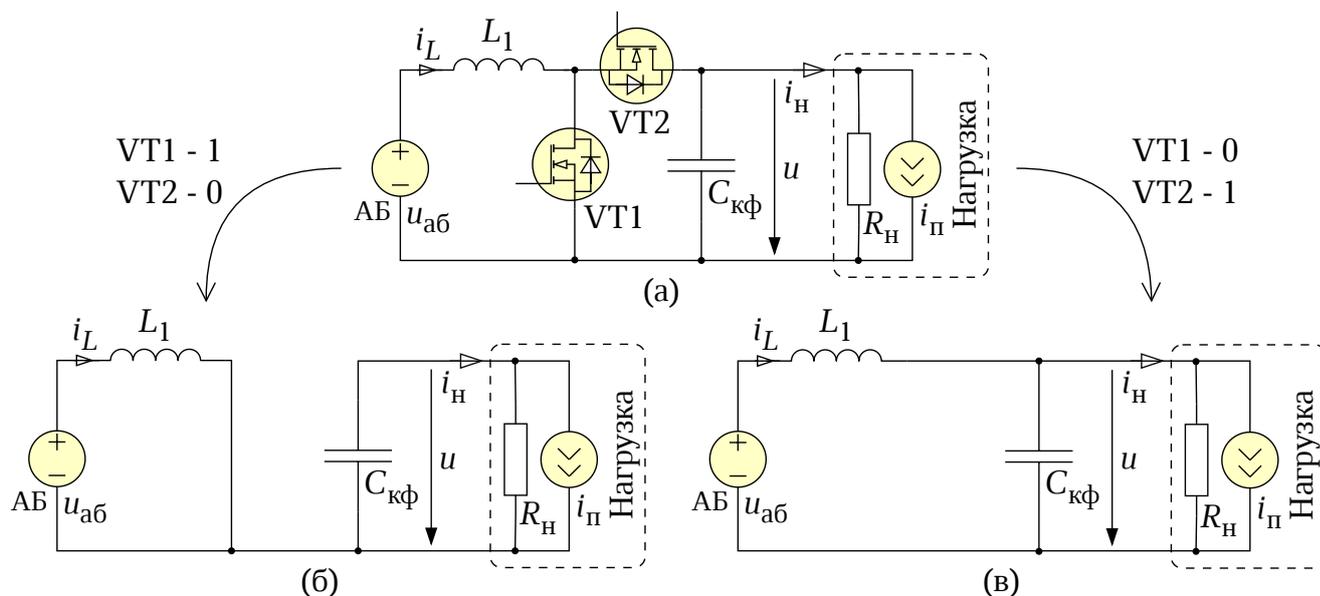


Рисунок А.1 — Неизолированный реверсивный двухтактный преобразователь: а) полная схема, б) схема замещения на 1-м такте, в) схема замещения на 2-м такте

На рисунке А.1 изображена схема преобразователя и соответствующие ей схемы замещения на 1-м (VT1 проводит, VT2 не проводит) и 2-м (VT1 не проводит, VT2 проводит) тактах преобразования. Схемы замещения представляются обыкновенными дифференциальными уравнениями, записанными в нормальной форме Коши

$$\text{Такт 1: } \begin{cases} L_1 \frac{di_L(t)}{dt} = u_{аб}(t), \\ C_{кф} \frac{du(t)}{dt} = -\frac{u(t)}{R_H} - i_n(t), \end{cases} \quad \text{Такт 2: } \begin{cases} L_1 \frac{di_L(t)}{dt} = u_{аб}(t) - u(t), \\ C_{кф} \frac{du(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{u(t)}{R_H} - i_n(t). \end{cases}$$

Нормальная форма Коши предполагает разрешение уравнений относительно производных переменных состояния, однако здесь и далее сохраняются коэффициенты при производных для соответствия первоисточнику методики вывода линеаризованной модели [88]. Полученные системы дифференциальных уравнений далее анализируются методом пространства состояний, поэтому записываются в матричной форме.

Дифференциальные уравнения в матричной форме для 1-го такта длительностью $d(t)T_k$, где $d(t)$ – коэффициент проводимости VT1 и он же коэффициент заполнения импульсов управления VT1, T_k – период повторяемости коммутаций (далее – период коммутаций) транзисторов

$$\left\{ \begin{array}{l} \underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & C_{\text{кф}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{du(t)}{dt} \end{bmatrix}}_{\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -R_H^{-1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L(t) \\ u(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{\text{п}}(t) \\ u_{\text{а6}}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}(t)}, \\ \underbrace{\begin{bmatrix} i_L(t) \\ u(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L(t) \\ u(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{\text{п}}(t) \\ u_{\text{а6}}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}(t)} \end{array} \right. \quad (\text{A.1})$$

и для 2-го такта длительностью $(1 - d(t)) T_k$, где $(1 - d(t))$ – коэффициент проводимости VT2 и он же коэффициент заполнения импульсов управления VT2

$$\left\{ \begin{array}{l} \underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & C_{\text{кф}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{du(t)}{dt} \end{bmatrix}}_{\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -R_H^{-1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L(t) \\ u(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{\text{п}}(t) \\ u_{\text{а6}}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}(t)}, \\ \underbrace{\begin{bmatrix} i_L(t) \\ u(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L(t) \\ u(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{\text{п}}(t) \\ u_{\text{а6}}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}(t)}, \end{array} \right. \quad (\text{A.2})$$

где $\mathbf{x}(t)$ – вектор переменных состояния;

$\mathbf{y}(t)$ – вектор выходных переменных;

$\mathbf{v}(t)$ – вектор независимых источников напряжения и тока;

\mathbf{K} – матрица индуктивностей и ёмкостей;

\mathbf{A} – системная матрица;

\mathbf{B} – матрица при независимых источниках;

C – матрица выхода;

E – матрица прямой связи.

В данном случае $\mathbf{y}(t) = \mathbf{x}(t)$, поэтому $\mathbf{Y} = \mathbf{X}$ и $\tilde{\mathbf{y}}(t) = \tilde{\mathbf{x}}(t)$.

Для получения линеаризованной модели преобразователя необходимо последовательно провести две процедуры: усреднение и линеаризация. Усреднение осуществляется в предположении, что времена переходных процессов усреднённых за период коммутаций переменных состояния существенно выше самого периода коммутаций. Каждая параметрическая матрица усредняется за период коммутаций с подстановкой по методу наложения $d(t) = D + \tilde{d}(t)$ (см подраздел 2.2.1)

$$\begin{aligned}\mathbf{k}(t) &= \mathbf{K}_1 d(t) + \mathbf{K}_2 (1 - d(t)) = \underbrace{(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2) D + \mathbf{K}_2}_{\mathbf{K}} + \underbrace{(\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2)}_{\mathbf{K}'} \tilde{d}(t), \\ \mathbf{a}(t) &= \mathbf{A}_1 d(t) + \mathbf{A}_2 (1 - d(t)) = \underbrace{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) D + \mathbf{A}_2}_{\mathbf{A}} + \underbrace{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)}_{\mathbf{A}'} \tilde{d}(t), \\ \mathbf{b}(t) &= \mathbf{B}_1 d(t) + \mathbf{B}_2 (1 - d(t)) = \underbrace{(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) D + \mathbf{B}_2}_{\mathbf{B}} + \underbrace{(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)}_{\mathbf{B}'} \tilde{d}(t), \\ \mathbf{c}(t) &= \mathbf{C}_1 d(t) + \mathbf{C}_2 (1 - d(t)) = \underbrace{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) D + \mathbf{C}_2}_{\mathbf{C}} + \underbrace{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)}_{\mathbf{C}'} \tilde{d}(t), \\ \mathbf{e}(t) &= \mathbf{E}_1 d(t) + \mathbf{E}_2 (1 - d(t)) = \underbrace{(\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) D + \mathbf{E}_2}_{\mathbf{E}} + \underbrace{(\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)}_{\mathbf{E}'} \tilde{d}(t).\end{aligned}$$

Усреднённые дифференциальные уравнения в матричной форме запишутся в том же виде, в каком записаны (A.1) и (A.2), с подстановкой соответствующих усреднённых матриц $\mathbf{k}(t)$, $\mathbf{a}(t)$, $\mathbf{b}(t)$, $\mathbf{c}(t)$, $\mathbf{e}(t)$

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} + \mathbf{K}' \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} \tilde{d}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{v}(t) + \mathbf{A}'\mathbf{x}(t)\tilde{d}(t) + \mathbf{B}'\mathbf{v}(t)\tilde{d}(t), \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{v}(t) + \mathbf{C}'\mathbf{x}(t)\tilde{d}(t) + \mathbf{E}'\mathbf{v}(t)\tilde{d}(t). \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

После усреднения полученная система матричных дифференциальных уравнений линеаризуется в окрестности рабочей точки. При разложении переменных по методу наложения, $f(t) = F + \tilde{f}(t)$, в системе (A.3) возникнут нелинейные составляющие высших порядков, записанные в форме произведения двух малых отклонений $\tilde{f}(t)\tilde{d}(t)$. Для задачи линеаризации этими составляющими необходимо пренебречь, что эквивалентно разложению уравнений в ряд Тейлора и взятию

первых двух его членов. Тогда (А.3) преобразуется

$$\left\{ \begin{array}{l} \underbrace{\mathbf{K} \frac{d\tilde{\mathbf{x}}(t)}{dt}}_{ac \text{ составляющая}} = \underbrace{\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{V}}_{dc \text{ составляющая}} + \underbrace{\mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{v}}(t) + (\mathbf{A}'\mathbf{X} + \mathbf{B}'\mathbf{V})\tilde{d}(t)}_{ac \text{ составляющая}}, \\ \underbrace{\mathbf{Y}}_{dc \text{ составляющая}} + \underbrace{\tilde{\mathbf{y}}(t)}_{dc \text{ составляющая}} = \underbrace{\mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{V}}_{dc \text{ составляющая}} + \underbrace{\mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\tilde{\mathbf{v}}(t) + (\mathbf{C}'\mathbf{X} + \mathbf{E}'\mathbf{V})\tilde{d}(t)}_{ac \text{ составляющая}}. \end{array} \right. \quad (\text{A.4})$$

Напряжение АБ $u_{a6}(t)$ в ходе зарядно-разрядного процесса и при деградации АБ изменяется медленнее электромагнитных процессов в преобразователе, поэтому принимается, что напряжение АБ не является источником малых возмущений, $\tilde{u}_{a6}(t) = 0$, а является одним из определяющих рабочую точку параметров, $u_{a6}(t) = U_{a6}$.

Полученная система (А.4) описывает как статический (dc составляющие), так и динамический (ac составляющие) режимы работы преобразователя. Параметры рабочей точки определяются статическим режимом при обнулении ac составляющих и разрешении системы относительно \mathbf{X} и \mathbf{Y}

$$\mathbf{Y} = \underbrace{\begin{bmatrix} I_L \\ U \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ U_{a6} \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} U_{a6}k_u^2 \\ R_{\Pi} \\ U_{a6}k_u \end{bmatrix},$$

где $k_u \stackrel{\text{def}}{=} U / U_{a6} = (1 - D)^{-1}$ – статический коэффициент передачи преобразователя по напряжению.

Линеаризованная модель соответствует динамическому режиму при обнулении dc составляющих. В работе для анализа и синтеза системы управления применяются частотные методы и математический аппарат передаточных функций, поэтому система уравнений (А.4) преобразуется по Лапласу с нулевыми начальными условиями в систему алгебраических уравнений с комплексной переменной s , разрешённую относительно $\tilde{\mathbf{x}}(s)$ и $\tilde{\mathbf{y}}(s)$

$$\tilde{\mathbf{y}}(s) = \tilde{\mathbf{x}}(s) = \underbrace{(s\mathbf{K} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \tilde{\mathbf{v}}(s)}_{\mathbf{W}_{xv}(s)} + \underbrace{(s\mathbf{K} - \mathbf{A})^{-1} (\mathbf{A}'\mathbf{X} + \mathbf{B}'\mathbf{V}) \tilde{d}(t)}_{\mathbf{W}_{xd}(s)}, \quad (\text{A.5})$$

откуда можно получить передаточные функции преобразователя как элементы матричных передаточных функций $\mathbf{W}_{xv}(s)$ и $\mathbf{W}_{xd}(s)$.

Передаточная функция от управления $\tilde{d}(s)$ к току реактора $\tilde{i}_L(s)$

$$W_{id}(s) \stackrel{\text{def}}{=} W_{xd.1}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{i}_n(s)=0} = \frac{2U_{a6}k_u^3}{R_H} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{c.2}}}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2},$$

где $\omega_{c.2} = 2(R_H C_{кф})^{-1}$;

$\omega_0 = (L_e C_{кф})^{-1/2}$ – частота свободных колебаний преобразователя;

$Q_0 = R_H \sqrt{C_{кф} L_e^{-1}}$ – добротность преобразователя;

$L_e = L_1 k_u^2$ – эффективная индуктивность преобразователя.

Передаточная функция от управления $\tilde{d}(t)$ к напряжению $\tilde{u}(t)$

$$W_{ud}(s) \stackrel{\text{def}}{=} W_{xd.2}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{i}_n(s)=0} = U_{a6}k_u^2 \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{rhp}}}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}, \quad (\text{A.6})$$

где $\omega_{rhp} = R_H L_e^{-1}$ – частота сопряжения правого нуля (Right Half-Plane – RHP).

Передаточная функция от тока нагрузки $\tilde{i}_n(s)$ к току реактора $\tilde{i}_L(s)$

$$W_{ii}(s) \stackrel{\text{def}}{=} W_{xv.11}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{i}_n(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{k_u}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}.$$

Передаточная функция от тока нагрузки $\tilde{i}_n(s)$ к напряжению $\tilde{u}(s)$ (выходной импеданс)

$$Z(s) \stackrel{\text{def}}{=} W_{xv.21}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{i}_n(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{sL_e}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}. \quad (\text{A.7})$$

Передаточная функция от тока реактора $i_L(s)$ к напряжению $\tilde{u}(s)$ (трансимпеданс)

$$W_{ui}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\tilde{u}(s)}{\tilde{i}_L(s)} \right|_{\tilde{i}_n(s)=0} = \frac{W_{ud}(s)}{W_{id}(s)} = \frac{R_H}{2U_{a6}k_u} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{rhp}}}{1 + \frac{s}{\omega_{c.2}}}.$$

С учётом введённых обозначений передаточных функций матричное уравнение (А.5) можно раскрыть в систему алгебраических уравнений

$$\begin{cases} \tilde{i}_L(s) = \tilde{d}(s)W_{id}(s) + \tilde{i}_n(s)W_{ii}(s), \\ \tilde{u}(s) = \tilde{d}(s)W_{ud}(s) - \tilde{i}_n(s)Z(s), \end{cases} \quad (\text{А.8})$$

представляемую также в форме структурной схемы на рисунке 2.3, б.

Для определения параметров канонической линейризованной схемы замещения преобразователя (рисунок 2.3, а) достаточно описать её алгебраически уравнениями, разрешёнными относительно $\tilde{u}(s)$ и $\tilde{i}_L(s)$, после чего приравнять функции, стоящие в них перед $\tilde{d}(s)$ и $\tilde{i}_n(s)$, соответствующим функциям из системы уравнений (А.8). Поскольку это достаточно тривиальная задача, здесь приводится лишь результат её решения:

$$e(s) = U_{a6}k_u \left(1 - \frac{s}{\omega_{rhp}} \right), \quad j(s) = \frac{U_{a6}}{k_u R_H}.$$

Хотя управляемость преобразователя трудно поставить под сомнение, поскольку задачи управления им решаются уже не одно десятилетие [127], однако формально её можно проверить критерием Калмана. Для *ac* составляющих системы 2-го порядка (А.4) (*dc* составляющие занулены) ранг матрицы управляемости

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{K}^{-1} (\mathbf{A}'\mathbf{X} + \mathbf{B}'\mathbf{V}) \quad \mathbf{K}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{K}^{-1} (\mathbf{A}'\mathbf{X} + \mathbf{B}'\mathbf{V})],$$

равен 2, так как определитель матрицы

$$\det \mathbf{Q} = \left(\frac{U}{R_H L_1 C_{кф}} \right)^2 \cdot \frac{2k_u^2 L_1 + R_H C_1}{k_u} > 0,$$

что доказывает, что преобразователь является полностью управляемым объектом.

Приложение Б

Параметрический синтез регулятора мгновенного тока реактора силовых модулей аккумуляторных батарей

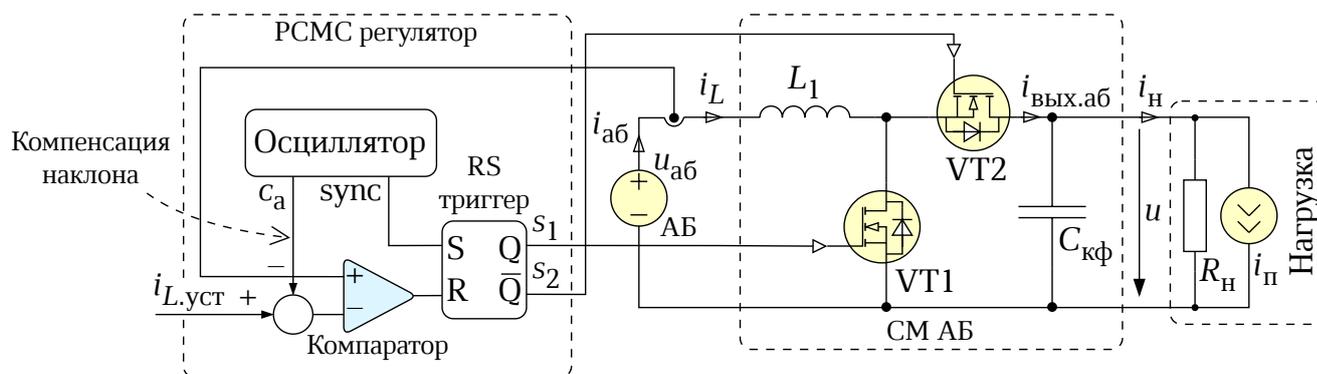


Рисунок Б.1 — СМ АБ с РСМС регулятором

На рисунке Б.1 – пример контура тока с РСМС регулятором с постоянной частотой коммутаций для неизолированного реверсивного двухтактного преобразователя. Принцип РСМС следующий (рисунок Б.2, а): осциллятор с периодом T_k формирует фронт импульса управления транзистором VT1 и ток нарастает, затем уставка на ток $i_{L,уст}(t)$ и сам ток $i_L(t)$ сравниваются компаратором и, в случае превышения вторым первого, компаратор формирует срез импульса управления транзистором VT1 и ток спадает. Импульс управления транзистором VT2 инвертирован по отношению к импульсу управления VT1. Таким образом осциллятор обеспечивает постоянную частоту коммутаций транзисторов $f_k = (T_k)^{-1}$, а компаратор – гарантированный спад тока при превышении им уставки.

Известна проблема неустойчивости (возникновение предельных циклов на половине частоты коммутаций) такого регулирования при коэффициенте заполнения больше 0,5 и также известен способ её разрешения добавлением компенсирующего пилообразного сигнала c_a (рисунок Б.1) с периодом T_k и углом наклона m_a [128]. Механизм возникновения предельных циклов в РСМС регуляторе и его стабилизация компенсацией наклона подробно описаны в литературе [88], здесь же внимание уделено только параметрическому синтезу регулятора.

Для решения задачи синтеза необходимо определить математическую модель РСМС регулятора. Наиболее точной считается линеаризованная модель, разработанная исследователем Политехнического института штата Вирджинии

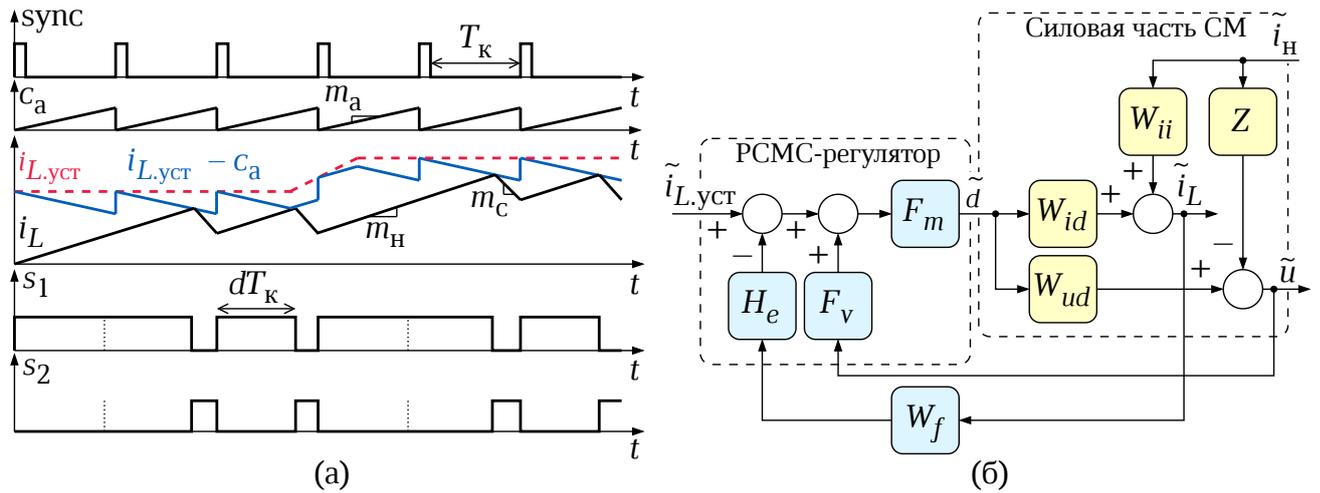


Рисунок Б.2 — а) Диаграммы сигналов синхронизации и компенсации, тока реактора, уставки тока и импульсов управления транзисторами при РСМС и б) структурная схема линейризованной модели СМ с РСМС регулятором

(США) Raymond B. Ridley [129], структурная схема которой для режима непрерывных токов представлена на рисунке Б.2, б. Исследуется только режим непрерывных токов, поскольку в рассматриваемых топологиях реверсивных преобразователей режим прерывистых токов не возникает.

В преобразователях с ШИМ выходное напряжение изменяется достаточно медленнее тока реактора СМ АБ, чтобы на периоде коммутаций принять его постоянным. В таком случае $F_v \approx 0$, а коэффициент F_m определяется углами наклона участка нарастания тока m_H и сигнала компенсации m_a [129]

$$F_m = \frac{f_k}{m_H + m_a}.$$

При тех же допущениях передаточная функция $W_{id}(s)$ упрощается до идеального интегратора с коэффициентом, определяемым углами наклона участков нарастания m_H и спада m_C тока

$$W_{id}(s) \approx \frac{m_H + m_C}{s}, \quad (\text{Б.1})$$

а ток нагрузки перестаёт оказывать влияние на ток реактора, то есть $W_{ii}(s) \approx 0$.

Функция $H_e(s)$ представляет собой обратную передаточную функцию интерполятора нулевого порядка (Zero-Order Hold – ZOH) со звеном чистого запаздывания на полный период

$$H_e(s) = H_{zoh}^{-1}(s)e^{-sT_k} = \frac{sT_k}{1 - e^{-sT_k}} e^{-sT_k}$$

и с высокой точностью аппроксимируется полиномом 2-го порядка

$$H_e(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n Q_z} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2, \quad (\text{Б.2})$$

где $Q_z = -2/\pi$;

$\omega_n = \pi f_k$.

Таким образом, передаточная функция контура тока в разомкнутом состоянии для параметрического синтеза

$$T_i(s) = F_m W_{id}(s) H_e(s) W_f(s),$$

где $W_f(s)$ – функция, обобщающая дополнительные динамические звенья: аналоговые/цифровые фильтры, звенья запаздывания, звено инерции датчика тока и др.

Исходные данные для синтеза: частота среза $\omega_{c.i}$ или запас устойчивости по фазе $\phi_{\text{зап.}i}$. Выходные данные: угол наклона сигнала компенсации m_a .

Записав по определению выражение для запаса устойчивости по фазе с учётом (Б.1) и (Б.2)

$$\phi_{\text{зап.}i} = \pi - \arg W_{id}(j\omega_{c.i}) - \arg H_e(j\omega_{c.i})$$

можно определить связь $\phi_{\text{зап.}i}$ и $\omega_{c.i}$

$$\omega_{c.i} = \omega_n \frac{\text{tg } \phi_{\text{зап.}i}}{2Q_z} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{2Q_z}{\text{tg } \phi_{\text{зап.}i}}\right)^2} - 1 \right), \quad (\text{Б.3})$$

а записав по определению выражение для точки единичного усиления контура

$$|T_i(j\omega_{c.i})| = 1$$

можно определить угол наклона сигнала компенсации

$$m_a = \frac{\omega_n |m_H + m_C|}{\pi \omega_{c.i}} \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega_{c.i}}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega_{c.i}}{\omega_n Q_z}\right)^2} - m_H.$$

Стоит отметить, что для РСМС величина f_k определяется эффективной частотой коммутаций (частотой естественных пульсаций тока реактора), которая в общем случае отличается от частоты коммутаций транзисторов в зависимости от топологии силовой части СМ АБ.

Приложение В

Параметрический синтез регулятора среднего тока реактора силовых модулей аккумуляторных батарей

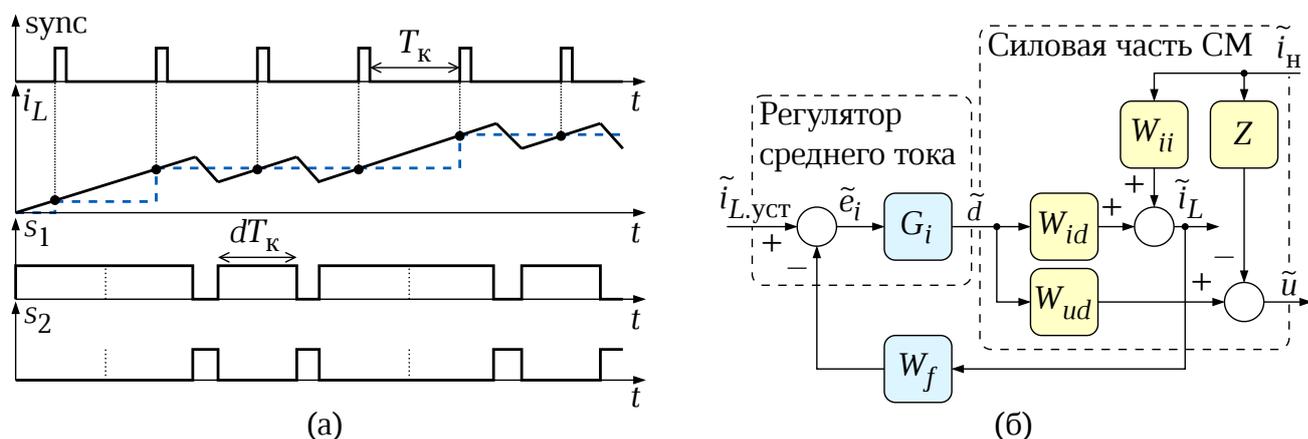


Рисунок В.1 — а) Диаграммы сигнала синхронизации, тока реактора и импульсов управления транзисторами при дискретном измерении и б) структурная схема регулятора по среднему току

Для регулирования среднего тока достаточно линейного регулятора $G_i(s)$ с одной степенью свободы – ошибкой регулирования $\tilde{e}_i(s)$ – (рисунок В.1, б), например пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД). Синтез регулятора $G_i(s)$ можно осуществить множеством методов: настройка на технический или симметричный оптимумы [107], метод оптимизации размещения полюсов [130] и др. Здесь же для примера кратко рассматривается частотный метод синтеза ПИД регулятора из известной работы Luca Corradini et al. [96].

В диссертационной работе рассматривается случай цифрового управления, для которого свойственны запаздывания измерения и регулирования [131]. В работе [96] показано, что при синтезе регулятора среднего тока запаздывания достаточно учесть умножением передаточной функции $W_{id}(s)$ на передаточную функцию звена идеального запаздывания на время τ (Small-Aliasing Approximation)

$$W_{id}(s) \rightarrow W_{id}(s)e^{-s\tau}$$

при соблюдении двух условий:

1. Регулируется именно ток реактора как переменная состояния преобразователя (см. Приложение А), а не производные от него токи.
2. Измерение тока происходит в моменты равенства его мгновенного значения среднему за период коммутаций как на рисунке В.1, а.

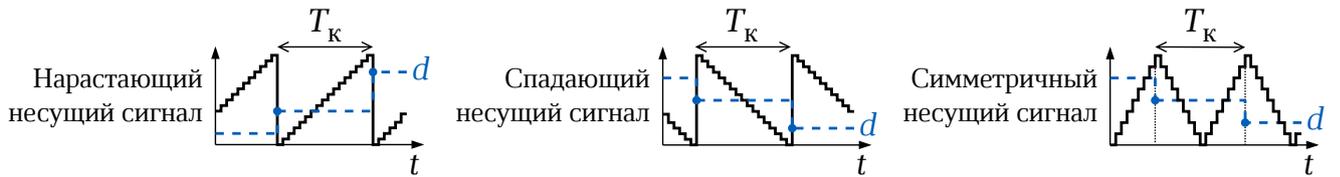


Рисунок В.2 — Диаграммы несущего сигнала и коэффициента заполнения цифрового широтно-импульсного модулятора с двойной буферизацией

Цифровая реализация широтно-импульсного модулятора также влияет на динамику работы преобразователя. При резком изменении коэффициента заполнения импульсов управления транзисторами преобразователя могут возникать ситуации, при которых транзисторы переключатся более двух раз за период коммутаций. В цифровых модуляторах эта проблема решается методом двойной буферизации (auto-reload preload), при которой несущий (опорный) сигнал сравнивается не мгновенными значениями коэффициента заполнения, а его дискретизированными по периоду коммутаций значениями (рисунок В.2). Линеаризованная модель цифрового модулятора характеризуется идеальным запаздыванием на время, различающееся для разных форм несущего сигнала [96]

$$\begin{aligned}
 W_{\text{ШИМ}}(s) &= e^{-sDT_k} && \text{для нарастающего сигнала,} \\
 W_{\text{ШИМ}}(s) &= e^{-s(1-D)T_k} && \text{для спадающего сигнала,} \\
 W_{\text{ШИМ}}(s) &= e^{-sT_k/2} && \text{для симметричного сигнала.}
 \end{aligned}$$

Эффектами дискретизации модулятора по амплитуде можно пренебречь.

Динамику цифрового модулятора достаточно учесть в передаточной функции $W_{id}(s)$

$$W_{id}(s) \rightarrow W_{id}(s)W_{\text{ШИМ}}(s)$$

Далее для удобства обозначение $W_{id}(s)$ остаётся прежним.

Передаточная функция контура тока в разомкнутом состоянии для параметрического синтеза

$$T_i(s) = G_i(s) \underbrace{W_{id}(s)W_f(s)}_{T_i^*(s)}$$

Исходные данные для синтеза: частота среза $\omega_{c,i}$ и запас устойчивости по фазе $\phi_{\text{зап},i}$. Выходные данные: коэффициенты ПИД регулятора $G_i(s)$

$$G_i(s) = K_{п,i} + \frac{K_{и,i}}{s} + K_{д,i} s,$$

где $K_{п.i}$, $K_{и.i}$, $K_{д.i}$ – пропорциональный, интегральный и дифференциальный коэффициенты регулятора соответственно.

Процедура параметрического синтеза следующая [96]:

1. Скомпенсировать искажение шкалы частот, поскольку в процедуре используется билинейное преобразование

$$\omega'_{с.i} = \omega_p \operatorname{tg} \left(\frac{\omega_{с.i}}{\omega_p} \right),$$

где $\omega_p = 2f_k$.

2. Определить амплитуду $|T_i^*(j\omega_{с.i})|$ и запас устойчивости по фазе $\phi_{зап.i}^* = \pi + \arg T_i^*(j\omega_{с.i})$ передаточной функции контура тока без регулятора на желаемой частоте среза.

3. Рассчитать частоты сопряжения регулятора

а) Если $\phi_{зап.i}^* - \arctan \left(\frac{\omega_p}{\omega'_{с.i}} \right) < \phi_{зап.i} < \phi_{зап.i}^*$ (ПИ регулятор):

$$\omega_{пн.i} = \omega'_{с.i} \operatorname{tg} \left(\phi_{зап.i}^* - \phi_{зап.i} \right), \quad \omega_{пд.i} = \omega_p.$$

б) $\phi_{зап.i}^* < \phi_{зап.i} < \phi_{зап.i}^* + \frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{\omega'_{с.i}}{\omega_p} \right)$ (ПИД регулятор):

$$\omega_{пн.i} = \frac{\omega'_{с.i}}{20}, \quad \omega_{пд.i} = \omega'_{с.i} \operatorname{tg} \left(\phi_{зап.i} - \phi_{зап.i}^* + \arctan \left(\frac{\omega'_{с.i}}{\omega_p} \right) \right)^{-1}.$$

4. Рассчитать общий коэффициент усиления регулятора

$$K_{пид.i} = \frac{1}{|T_i^*(j\omega_{с.i})|} \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega'_{с.i} / \omega_p)^2}}{\sqrt{\left(1 + (\omega'_{с.i} / \omega_{пд.i})^2\right) \left(1 + (\omega_{пн.i} / \omega'_{с.i})^2\right)}}.$$

5. Рассчитать коэффициенты регулятора

$$K_{п.i} = K_{пид.i} \left(1 + \frac{\omega_{пн.i}}{\omega_{пд.i}} - \frac{2\omega_{пн.i}}{\omega_p} \right),$$

$$K_{и.i} = 2K_{пид.i} \frac{\omega_{пн.i}}{\omega_p},$$

$$K_{д.i} = \frac{K_{пид.i}}{2} \left(1 - \frac{\omega_{пн.i}}{\omega_p} \right) \left(\frac{\omega_p}{\omega_{пд.i}} - 1 \right).$$

Приложение Г

Акты об использовании результатов диссертации и свидетельства о регистрации программ для ЭВМ

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора по
электрическому проектированию и системам
управления космическими аппаратами
АО «РЕШЕТНЁВ»



С.Г. Кочура
2024 г.

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы Севостьянова Никиты Алексеевича «Модульная система электроснабжения космического аппарата с распределённым управлением»

Настоящий акт подтверждает, что следующие результаты диссертационной работы «Модульная система электроснабжения космического аппарата с распределённым управлением» Севостьянова Н. А. использовались специалистами АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» при проектировании опытного образца энергопреобразующей аппаратуры космического аппарата (ЭПА КА) в рамках выполнения СЧ ОКР «ИБИС-КА-СЭП-ИСС»:

1. Методика структурно-параметрического синтеза регуляторов системы управления ЭПА КА;
2. Методика измерения и анализа частотных характеристик ЭПА КА и её системы управления.

Применение указанных выше результатов диссертационной работы позволило сократить время разработки и отработки параметров системы автоматического регулирования опытного образца ЭПА КА, а также обеспечить требуемое качество стабилизации напряжения питания космического аппарата при воздействии динамических токовых нагрузок.

Главный конструктор
проектирования и испытаний
радиоэлектронной аппаратуры
АО «РЕШЕТНЁВ»

И.Н. Тульский

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023687258

Модуль расчета коэффициентов пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора

Правообладатель: *Севостьянов Никита Алексеевич (RU)*Автор(ы): *Севостьянов Никита Алексеевич (RU)*

Заявка № 2023687164

Дата поступления 09 декабря 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 13 декабря 2023 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственностиДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 429b6a0fe3853164ba96f83b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 18.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021665973

Программный модуль измерения частотных характеристик

Правообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Авторы: **Горбунов Роман Леонидович (RU), Севостьянов Никита Алексеевич (RU), Дамдинов Андрей Бэликтоевич (RU), Александров Иван Викторович (RU)**

Заявка № 2021665333

Дата поступления **06 октября 2021 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **06 октября 2021 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0x02A5CFB5C00B1AC5F59A40A2F08092E9A118
Владелец: Ивлиев Григорий Петрович
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024613044

Модуль определения частот при внутрисхемном
измерении частотных характеристикПравообладатели: *Горбунов Роман Леонидович (RU),
Севостьянов Никита Алексеевич (RU)*Авторы: *Горбунов Роман Леонидович (RU), Севостьянов
Никита Алексеевич (RU)*

Заявка № 2024610488

Дата поступления 01 января 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 08 февраля 2024 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственностиДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 429b6a0fe3853164ba96f83b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 18.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов