

**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**



На правах рукописи

Сараханова Регина Юрьевна

**АДАПТИВНАЯ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ
НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ И ИНВЕРТОРА
НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ**

Специальность 2.4.2 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Харитонов Сергей Александрович

Новосибирск - 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.....	11
1.1 Системы генерирования электрической энергии для летательных аппаратов	11
1.2 Стартер-генераторная система на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения	18
Выводы по Главе 1	23
ГЛАВА 2 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ СТРУКТУРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНОЙ СИСТЕМЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В РЕЖИМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ	25
2.1 Электромагнитные процессы для непосредственного преобразователя частоты с раздельным управлением вентильными комплектами	25
2.2 Электромагнитные процессы для непосредственного преобразователя частоты с совместным управлением вентильными комплектами.....	32
2.3 Оценка установленной мощности уравнительного реактора и габаритов в схеме с совместным управлением	57
2.4 Оценка установленной мощности входных дросселей в схеме при раздельном управлении	59
2.5 Электромагнитные процессы для инвертора напряжения	61
Выводы по Главе 2	65
ГЛАВА 3 АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ И ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ СГС В РЕЖИМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ	67
3.1 Принцип «скользящего среднего» для оценки параметров регуляторов непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения в составе стартер-генераторной системы	67
3.1.1 Коэффициент передачи для непосредственного преобразователя частоты с совместным управлением по методу «скользящего среднего».....	73
3.1.2 Оценка крутизны для непосредственного преобразователя частоты с раздельным управлением по методу «скользящего среднего».....	77

3.1.3 Коэффициент передачи для инвертора напряжения по методу «скользящего среднего»	89
3.2 Алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с раздельным и совместным управлением вентильными комплектами в составе стартер-генераторной системы.....	91
3.2.1 Разработка структуры и параметров регуляторов внутреннего контура при векторном управлении непосредственным преобразователем частоты с совместным управлением вентильными комплектами	97
3.2.2 Разработка структуры и параметров регуляторов внешнего контура при векторном управлении непосредственным преобразователем частоты с совместным управлением вентильными комплектами	104
3.2.3 Разработка векторных алгоритмов управления непосредственным преобразователем частоты с раздельным управлением вентильными комплектами	107
3.3 Алгоритмы управления инвертором напряжения	112
Выводы по Главе 3	114
ГЛАВА 4 МАТЕМАТИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ ДЛЯ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ И ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ.....	116
4.1 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения	116
4.2 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при работе на нелинейную нагрузку.....	122
4.3 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при работе на несимметричную нагрузку	127
4.4 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при переменной частоте напряжения синхронного генератора	130
4.5 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при пониженном напряжении синхронного генератора.....	133

4.6. Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при пониженном напряжении синхронного генератора с четвертым вентильным комплектом	136
Выводы по Главе 4	140
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	141
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	143
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ А МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ. ОЦЕНКА МАССЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	155
ПРИЛОЖЕНИЕ Б АКТ И СПРАВКА О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ.....	160
ПРИЛОЖЕНИЕ В ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ.....	162

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Авиационная техника является одним из основных символов прогресса. Современные летательные аппараты представляют собой сложные энергетические комплексы, где системы электроснабжения (СЭС) играют роль своеобразного «сердца», обеспечивающего жизнедеятельность всех бортовых систем. Эволюция систем генерирования электроэнергии на борту летательного аппарата (ЛА) прошла путь от простейших динамо-машин начала XX века до интеллектуальных гибридных систем сегодняшнего дня, отражая общий технический прогресс человечества.

В связи с повышением технического уровня проектирования авиационных систем в рамках реализации концепции «более электрического самолёта» [1-4] всё большее внимание уделяется совмещению функций стартерного запуска и генерирования электроэнергии в одном агрегате, получившем название «стартер-генератор» (СТГ) [5-6]. Данное техническое решение позволяет решить следующие важнейшие задачи:

- повышение надёжности авиационных систем;
- снижение массы и уменьшение массогабаритных показателей;
- улучшение энергетических характеристик, таких как коэффициент полезного действия и входной коэффициент мощности;
- снижение эксплуатационных затрат.

Для решения задачи в рамках реализации концепции «более электрического самолёта» интересным представляется применение непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией (НПЧ с ЕК) в качестве преобразователей электрической энергии. Такие преобразователи обладают рядом достоинств: высокий КПД, возможность двустороннего свободного обмена энергией между сетью и нагрузкой, простота и надёжность силовой схемы, высокая перегрузочная способность, отсутствие дополнительных реактивных элементов, небольшие массогабаритные показатели, а также устойчивость к специальным видам воздействий.

Вместе с тем НПЧ с ЕК имеют и недостатки, среди которых следует особенно отметить относительно низкое значение входного коэффициента мощности и существенную зависимость коэффициентов передачи и нелинейных искажений по напряжению и току от соотношения входной и выходной частот.

В автономных системах электроснабжения эти недостатки в значительной степени компенсировались надёжностью, перегрузочной способностью подобного рода преобразователей и их устойчивостью к внешним воздействиям. В частности, это суждение относится к системам электроснабжения летательных аппаратов.

Особенно привлекательным является применение непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией в составе мощных систем электроснабжения (200÷1000 кВт) в комбинации с транзисторными инверторами напряжения, работающими с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), что позволяет получить синергетический эффект от использования положительных свойств того и другого преобразователя. Такой подход может быть востребован при реализации концепции «более электрического самолета», которая требует существенного повышения мощности систем электроснабжения, увеличения напряжения источников электрической энергии (постоянного – до 270 В, переменного – до 230/400 В), появления новых нормированных видов электроэнергии – переменного тока с переменной частотой, расширение функций систем генерирования, например, реализация электростартерного запуска первичного двигателя.

Стартер-генераторные системы для летательных аппаратов (СГС ЛА) на основе НПЧ с ЕК строятся с использованием синхронных генераторов двух типов: с электромагнитным возбуждением и с возбуждением от постоянных магнитов (магнитоэлектрические). В последнее время больший интерес проявляется именно к магнитоэлектрическим генераторам благодаря их преимуществам при построении бортовых систем.

Степень разработанности темы исследования. Интерес к повышению уровня электрификации летательных аппаратов возник ещё в первой половине XX века, однако широкое распространение среди учёных и разработчиков авиационных систем эта концепция получила лишь после 1980-х годов. Среди зарубежных исследователей, внесших вклад в данное направление, можно отметить *Helsley S.W., Bird D.K., Cronin M.J., Wood N.E., Parker R.E., Voight A.A.* и др. Несколько позже вопросами реализации этой концепции активно занимались советские и российские учёные: Савенко В.А., Воронович С.А., Голота С.А., Халютин С.П. (ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского), Лёвин А.В., Алексеев И.В., Юхнин М.М. (АКБ «Якорь»), Сучков В.Н. (НИИАО), Кондаков Л.Н., Жуков Ю.Н., Качалов Б.А., Кушнерёв В.В. (МАЗ «Дзержинец»), Довгалёнок В.М., Куприянов А.Д. (АО «Аэроэлектромаш»), Бут Д.А., Ковалёв Л.К. (МАИ), Грабовецкий Г.В., Харитонов С.А. (НГТУ), Гарганеев А.Г. (ТУСУР, ТПУ), Гуревич О.С. (ЦИАМ), Кувшинов В.М. (ЦАГИ) и др. [7].

Объект исследования. Стартер-генераторная система в режиме генерирования электрической энергии.

Предмет исследования. Электромагнитные процессы и алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения в составе стартер-генераторной системы летательных аппаратов.

Цель диссертационной работы. Повышение эффективности стартер-генераторной системы летательных аппаратов путем разработки новых системных, схмотехнических и

алгоритмических решений для полупроводниковых преобразователей на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения.

Задачи исследования:

1. Разработка силовых схем преобразователей электрической энергии для СГС ЛА с возможностью стабилизации выходного напряжения для потребителей переменного и постоянного токов в режиме генерирования, а также повышение входного коэффициента мощности за счет включения в силовую схему дополнительного реверсивного вентильного комплекта.
2. Разработка математических моделей непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения, работающих в режимах генерирования переменного и постоянного токов.
3. Разработка алгоритмов управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения, позволяющих компенсировать влияние высших гармонических составляющих в спектре выходного напряжения, а также обеспечивающих режимы стабилизации напряжения переменного и постоянного токов.
4. Проведение математического эксперимента для определения энергетических характеристик и проверки алгоритмов управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения, работающих в режиме генерирования электрической энергии.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались законы электротехники, теория автоматического управления, математический аппарат дифференциального и интегрального исчисления, метод компьютерного моделирования, метод переключающих функций. Анализ электромагнитных процессов в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией выполнен на основе метода спектрального моделирования. Алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения определены на основе статического метода скользящего среднего и метода перехода во вращающуюся систему координат « dq » с помощью уравнений Парка - Горева. Математический эксперимент для СГС на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения проведен при помощи имитационного моделирования в пакете прикладной программы *PowerSIM*.

Научная новизна исследования состоит в следующем:

1. Впервые предложено системное решение на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения для стартер-

генераторной системы летательных аппаратов, обеспечивающее генерирование электрической энергии и энергообмен между бортовыми системами переменного и постоянного токов, а также активную фильтрацию в канале генерирования переменного тока и режим электростартерного запуска от источников постоянного или переменного токов.

2. Предложена математическая модель непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения, позволяющая провести анализ электромагнитных процессов и рассчитать параметры, интегральные характеристики токов и напряжения основных элементов стартер-генераторной системы.

3. Разработаны векторные алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией при совместном и раздельном управлении вентильными комплектами и инвертором напряжения, обеспечивающие высокое качество генерируемой электрической энергии при нелинейной и несимметричной нагрузках.

4. Определены параметры регуляторов в векторной системе управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения, обеспечивающие устойчивость работы стартер-генераторной системы и заданное качество генерируемой электрической энергии.

5. Предложено включение четвёртого реверсивного вентильного комплекта в схему непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией, что позволяет повысить коэффициент мощности синхронного генератора на 10-15% и уменьшить величину емкости силового фильтра в 1,5-2 раза.

Теоретическая значимость результатов работы.

1. Предложен и запатентован вариант построения СГС на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения, который позволяет снизить массогабаритные показатели авиационной системы электроснабжения в целом, улучшить ее энергетические показатели, такие как коэффициент мощности СГ, а также повысить надежность электропитания бортового оборудования.

2. Теоретически доказано повышение коэффициента мощности СГ на 10-15 % в составе системы с непосредственным преобразователем частоты при совместном управлении с дополнительным реверсивным вентильным комплектом и инвертором напряжения.

Практическая значимость результатов работы.

1. Предложены инженерная методика расчета параметров основных элементов и оценка массы и габаритов трехфазного непосредственного преобразователя частоты при совместном управлении с дополнительным реверсивным вентильным комплектом в составе стартер-генераторной системы летательных аппаратов.

2. Полученные теоретические и практические результаты используются в учебном процессе при подготовке бакалавров и магистров в области силовой электроники.

Положения, выносимые на защиту:

1. Системное решение на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения, представляющее собой элемент адаптивной электрической сети (smart grid) и обеспечивающее высокое качество генерируемой электрической энергии, снижение массогабаритных показателей и повышение надежности стартер-генераторной системы летательных аппаратов.

2. Проведенный анализ электромагнитных процессов в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией, полученные аналитические выражения для токов и напряжений преобразователя, а также схемы замещения непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией во вращающейся системе координат.

3. Алгоритмы векторной замкнутой системы управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения, обеспечивающие генераторный режим работы стартер-генераторной системы летательных аппаратов с повышенным значением коэффициента мощности синхронного генератора и позволяющие уменьшить массу силового фильтра системы.

Степень достоверности. Достоверность полученных результатов научных положений, выводов и практических рекомендаций, полученных в диссертационной работе, подтверждаются корректной постановкой задач, адекватностью применения математического аппарата, а также востребованностью результатов интеллектуальной деятельности, связанных с тематикой работы, предприятиями авиационной промышленности. Достоверность результатов, полученных в ходе исследования, подтверждена также их положительным обсуждением на научных семинарах и конференциях.

Апробация результатов. Основные положения диссертации, выносимые на защиту, а также результаты исследований представлялись и обсуждались на следующих конференциях и семинарах:

1. Международные конференции молодых специалистов в области электронных приборов и материалов (EDM-2013, EDM-2015, EDM-2022, EDM-2023, EDM-2024, EDM-2025 Эрлагол, Республика Алтай).

2. Международные научно-технические конференции по электроприводам переменного тока (ACED-2021, ACED-2023, г. Екатеринбург).

3. Всероссийская научно-техническая конференция «Электропитание» (2025 - г. Томск, 2026 - г. Санкт-Петербург).

4. Всероссийская научно-техническая конференция «Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского» (2026, г. Москва).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 50 научных работ, в том числе по теме диссертационного исследования опубликовано 23 печатных работы, из них в рецензируемых научных изданиях, в которых опубликованы основные научные результаты диссертации на соискание ученой степени кандидата наук – 6 статей, а также 27 публикаций, входящих в международную систему цитирования «*Scopus*» и/или «*Web of Science*», получено 4 патента на изобретение и одно свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора. Постановка цели и задач диссертационного исследования осуществлялась автором совместно с научным руководителем Харитоновым С.А., а также автором самостоятельно выполнены следующие виды исследований:

- обзор и анализ современного состояния исследований и разработок в области систем электроснабжения летательных аппаратов;
- анализ электромагнитных процессов в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией и инверторе напряжения в составе стартер-генераторной системы летательных аппаратов;
- разработка математических моделей непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения;
- разработка алгоритмов управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения с учетом несимметричного режима работы в составе стартер-генераторной системы летательных аппаратов;
- математический эксперимент в различных режимах работы стартер-генераторной системы летательных аппаратов на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, который включает в себя 107 наименований, и трех приложений. Работа изложена на 162 страницах, включая 108 рисунков и 1 таблицу.

ГЛАВА 1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В настоящем разделе приведен обзор систем генерирования электрической энергии (СГЭЭ), входящих в состав СГС ЛА.

В результате анализа имеющихся на данный момент технических решений в этой области приведены основные требования, предъявляемые к современным СГЭЭ. Представлены основные схмотехнические решения СГС ЛА. Освещены имеющиеся на сегодняшний день разработки в этой области [8-32].

1.1 Системы генерирования электрической энергии для летательных аппаратов

На сегодняшний день требования к системам генерирования переменного тока для ЛА, а именно нормы качества электроэнергии, регламентирует ГОСТ Р 54073–2017 «Системы электроснабжения самолётов и вертолётот. Общие требования и нормы качества» [33].

Рассмотрим наиболее значимые параметры, определяющие в основном структуру силовой схемы преобразователя, входящего в состав СГС ЛА.

Система генерирования трехфазного переменного тока должна обеспечивать как трехфазное, так и однофазное электропитание с номинальным напряжением 115/200 В и номинальной постоянной частотой 400 Гц или переменной частотой 360...800 Гц. Допускается применение систем переменного тока с двойным номинальным напряжением 230/400 В постоянной частоты 400 Гц или переменной частотой 360...800 Гц. Форма кривой напряжения должна быть синусоидальной. Системы трехфазного переменного тока должны быть соединены в звезду с заземленной нейтралью [33]. В Таблице 1 приведены основные требования к качеству электроэнергии самолетов и вертолетов в установившемся (номинальном) режиме.

Помимо основных требований, предъявляемых ГОСТ Р 54073–2017, существует группа дополнительных параметров, определяемых конкретным типом объекта применения СГЭЭ, которая так же включает ряд общепринятых норм [9,34-41]:

- диапазон изменения скорости вращения вала СГ $-D_p \leq 2$;
- ток короткого замыкания в нагрузке $I_{2(кз)} \approx 3I_{н(ном)}$;
- динамическая нагрузка $\leq 30\%$ от $P_{2(ном)}$;
- характер изменения нагрузки от скорости вращения вала СГ $P_{2(N)}$ - $0 \div 50\%$ от $P_{2(ном)}$ при минимальной скорости вращения (режим "рулёжки") и $100 \div 160\%$ от $P_{2(ном)}$ при максимальной (номинальной или расчетной) скорости вращения;
- коэффициент мощности нагрузки $\cos(\varphi)$ - $1 \div 0.8$ (0.75);

- обеспечение режима параллельной работы с аналогичной СГЭЭ другого канала или аэродромным источником электропитания;
- обеспечение режима электростартерного запуска маршевого двигателя или вспомогательной силовой установки (ВСУ) от аэродромного источника электропитания;
- температурный диапазон работы - -60°C ÷ не менее 85°C ;
- удельные весовые характеристики - $1 \div 1.5$ кг/кВт;
- стойкость к специальным воздействиям, таким как мощный кратковременный высокочастотный электромагнитный импульс и различного рода ионизирующие излучения (α , β , γ , рентгеновское и др.).

Таблица 1 - Нормальные рабочие характеристики систем переменного тока номинальным напряжением 115/200 В постоянной частоты 400 Гц

Наименование характеристики	Допустимое значение характеристики
Установившаяся характеристика:	
- фазное напряжение, В.	От 108 до 119
- небаланс напряжений, В, не более	3
- модуляция напряжения, В, не более	2,5
- сдвиг фазных напряжений	От 116° до 124°
- коэффициент искажения для первичных источников питания при линейной симметричной нагрузке, не более:	0,05
- коэффициент искажения для первичных и вторичных источников питания при наличии нелинейной, несимметричной и импульсно-периодической нагрузке, не более:	0,08
- коэффициент амплитуды	От 1,31 до 1,51
- составляющая напряжения постоянного тока, В	От 0,1 до -0,1
- частота, Гц	От 380 до 420
- модуляция частоты, Гц	4
- коэффициент амплитуды	От 1,31 до 1,51

Разработкой СГЭЭ для транспортных средств, как в России, так и за рубежом, в разные годы занимались многие выдающиеся специалисты. Среди них можно назвать такие фамилии,

как Грабовецкий Г.С., Зиновьев Г.С., Харитонов С.А., Бертинов А.И., Быков Ю.М., Кобзев А.В., Радин В.И., Смольников Л.Е, Иванцов В.В, Ковалев Л.К., Левин А.В., Юхнин М.М. и многие другие.

Рассмотрим наиболее подробно этапы развития мощных СГЭЭ в авиации.

Первыми на борту ЛА были применены системы генерации постоянного тока напряжением 27 В, которые длительное время сохраняли свою актуальность благодаря ряду преимущественных характеристик [42-46]. В 1980-х годах на предприятии АКБ «Якорь» была создана система постоянного тока, реализованная по схеме «магнитоэлектрический генератор (МЭГ) - управляемый выпрямитель (УВ)» с выходной мощностью до 24 кВт. СГЭЭ постоянного тока могли строиться как на основе генераторов постоянного тока (ГПТ), так и с использованием синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением. В случае СГ электрическая машина имела двухкаскадную конструкцию со встроенным в статор выпрямителем, вокруг которого вращались диоды. Данный конструктивный подход позволял полностью исключить применение контактных колец.

Рост энергопотребления бортового оборудования самолетов в 1940-х годах определил появление систем генерирования переменного тока, которые подразделялись на два основных типа: с переменной и с постоянной частотой выходного напряжения.

В последние годы на всех основных классах ЛА системы переменного тока стабильной частоты стали основным типом первичных СЭС, в то время как системы постоянного тока перешли в категорию вторичных. В международной практике подобные системы переменного тока известны под названием «*Variable Speed Constant Frequency*» (VSCF), а в отечественной литературе — как СГЭЭ по типу «переменная скорость – постоянная частота» (ПСПЧ). Такое название отражает ключевой принцип их работы: преобразование механической энергии вала, вращающегося с переменной скоростью, в электрическую энергию переменного тока со стабильной частотой.

На протяжении многих лет системы вида ПСПЧ создавались на основе синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением и вращающимися диодами. Задача стабилизации скорости вращения вала в них решалась за счёт применения привода постоянной скорости. В целях снижения массогабаритных показателей вскоре были разработаны СГЭЭ интегрального типа, в которых привод постоянной скорости и синхронный генератор были конструктивно объединены с маршевым двигателем в единую систему. Подобное техническое решение позволило достичь уникальных удельных весовых характеристик — порядка 0,6 кг/кВ·А. Однако данным системам присущи и существенные недостатки, такие как высокая конструктивная сложность, затруднения в организации параллельной работы нескольких

каналов генерации, относительно низкий коэффициент полезного действия, а также ряд других эксплуатационных ограничений [34-35,37,47-48].

Научно-технический интерес к системам генерирования постоянной частоты (СГПЧ) в СССР и США возник в начале 1960-х годов. В этот период в качестве базового элемента рассматривался НПЧ с ЕК [49-56]. В период активной фазы холодной войны (с середины 1960-х до конца 1980-х годов) открытые публикации по данной тематике практически прекратились. В США разработка систем ПСПЧ для аэрокосмического комплекса была отнесена к числу стратегически важных научно-технических задач. В СССР ситуация была аналогичной: реальные достижения в этой области либо не публиковались, либо освещались в крайне сжатой форме без приведения конкретных технических результатов.

Несмотря на режим секретности, научные школы и производственные коллективы, работавшие над этим направлением, продолжали свою деятельность. Пионером в данной области в СССР стало предприятие АКБ «Якорь» под руководством главного конструктора, доктора технических наук Б.Н. Калугина. Впоследствии исследования продолжились в НПО «Дзержинец» под руководством д.т.н. А.Ф. Федосеева и ВНИИЭМ и ЗВИ под руководством д.т.н. В.И. Радина. С начала 1970-х годов это направление было поддержано Отраслевой научно-исследовательской лабораторией преобразовательной техники НЭТИ (руководитель — д.т.н. Г.В. Грабовецкий). Позже для проведения работ по системе СГПЧ была создана ОНИЛЭЛА НЭТИ под руководством д.т.н. С.А. Харитонов. Значительный вклад в развитие темы также внесли: Томский политехнический институт (д.т.н. Г.А. Сипайлов); Московский авиационный институт (МАИ); Институт электродинамики АН УССР; Московский энергетический институт (МЭИ); Киевский политехнический институт (КПИ) и ряд других научных центров.

Разработкой систем СГПЧ для транспортных средств специального назначения занимались такие специалисты, как Алексеев И.И., Нежданов И.В., Юхнин М.М., Клейман М.Г., Лотоцкий В.Л., Андреев В.Г., Быков Ю.М., Радин В.И., Грабовецкий Г.В., Подъяков Е.А., Харитонов С.А., Иванцов В.В., Семенов Ю.Е., Бородин Н.И., Лучкин В.Ф., Кожухов В.В. и многие другие [35,37,57-79].

Значительный вклад в разработку и создание СГПЧ для авиационных систем внесли зарубежные специалисты и компании, такие как *General Electric*, *Boeing*, *Westinghouse*, *Auxilec*, *Precision Mecanique Labinal*, *Artus*, *Aerospatiale*, *ATEL*, *EAS*, *Bronzavia*, *Lucas* и *Plessey* [38,49-56].

Наиболее значимой разработкой в области СГПЧ для авиации стала система вида «МЭГ – НПЧ с ЕК», созданная специалистами компании *General Electric* в 1980-х годах. Её номинальная мощность составляла 150 кВА. В основу системы был положен девятифазный

МЭГ, работавший в связке с эквивалентной девятифазной нулевой схемой НПЧ с ЕК. Для обеспечения требуемого качества электроэнергии на выходе системы применялся индуктивно-ёмкостной фильтр. Коэффициент полезного действия данной системы в номинальном режиме достигал 89%.

Значительный вклад в этом направлении внесли специалисты компании *Auxiles*, разработавшие систему «МЭГ – НПЧ с ЕК» мощностью 60 кВА. Данная установка работала в широком диапазоне скоростей вращения вала — от 16 500 до 30 000 об/мин, при этом её общая масса не превышала 38 кг.

Известны также разработки корпорации *Boeing*, а именно система «МЭГ – НПЧ с ЕК» мощностью 60 кВА, в которой была применена шестифазная эквивалентная схема НПЧ с ЕК.

Разработка и испытания первых отечественных систем СГПЧ по схеме «МЭГ – НПЧ с ЕК» мощностью 30 кВА были проведены в СССР в первой половине 1970-х годов. Этот факт свидетельствует о приоритете советских инженеров в создании подобных систем перед их зарубежными коллегами. Главным разработчиком и изготовителем агрегатов выступило предприятие АКБ «Якорь». К середине 1980-х годов коллективом АКБ «Якорь» была представлена линейка СГПЧ: СГ-30/45 мощностью 30 кВА; СГ-60/90 мощностью 60 кВА; СГ-120/150 мощностью 120 кВА, построенные по схеме «МЭГ – НПЧ с ЕК» [8-9,72-73,75-76].

Отечественные системы «МЭГ - НПЧ с ЕК» конструктивно отличаются от зарубежных аналогов подходом к построению силовой схемы преобразователя. В российских разработках дроссели LC-фильтра устанавливаются на входе НПЧ с ЕК, а сам преобразователь напрямую подключён к ёмкости фильтра. В зарубежных же системах фильтр, как правило, располагается на выходе преобразователя. Это, казалось бы, незначительное конструктивное различие существенно влияет на характер электромагнитных процессов в схеме и обуславливает ряд преимуществ отечественной архитектуры:

- снижение величины обратного напряжения на силовых вентилях НПЧ с ЕК;
- повышение быстродействия системы благодаря прерывистому характеру токов в дросселях входной цепи;
- увеличение устойчивости системы к аварийным и переходным режимам работы;
- снижение требований к точности работы системы раздельного управления вентилями НПЧ с ЕК;
- создание условий для независимой работы вентилях, подключённых к разным фазам генератора, что способствует улучшению коэффициента гармоник генерируемого тока.

Перечисленные преимущества подтверждают, что архитектурное решение, реализованное в отечественных системах, является рациональным и концептуально

обоснованным. Такой подход не только демонстрирует техническую эффективность, но и представляет собой самостоятельное, прогрессивное направление в проектировании СГПЧ.

Анализ отечественных и зарубежных исследований позволяет сделать однозначный вывод: применение на борту ЛА СГЭЭ на основе «МЭГ - НПЧ с ЕК» является высокоперспективным направлением. По сравнению с традиционными системами, использующими приводы постоянной скорости (ППС), данная архитектура обладает комплексом значимых преимуществ:

- возможность обеспечения любого требуемого качества генерируемой электроэнергии как в статических, так и в динамических режимах;
- отсутствие принципиальных ограничений по мощности генерирующего канала;
- возможность значительного снижения массогабаритных показателей системы;
- отсутствие ограничений на характер подключаемой нагрузки;
- возможность организации параллельной работы нескольких генерирующих каналов как между собой, так и с наземными источниками электроэнергии;
- высокий КПД и потенциал для его дальнейшего увеличения;
- высокая эксплуатационная надежность;
- увеличенный срок службы.

В последующие годы, с появлением мощных высокочастотных силовых модулей на основе *IGBT* и *MOSFET*-транзисторов, а также ввиду присущих НПЧ с ЕК недостатков — таких как низкий входной коэффициент мощности и относительно большое время восстановления запирающих свойств тиристоров (*SCR*) — архитектура систем СГПЧ претерпела изменение. На смену прежним решениям пришла схема «синхронный генератор – выпрямитель – инвертор напряжения».

В период с 1980-х по 2000-е годы в мировом и отечественном авиастроении активно формировалась и обсуждалась концепция повышенной электрификации ЛА, известная как «более электрический самолет» (БЭС) или «*More Electrical Aircraft*» (MEA). Эта концепция предполагала широкомасштабную замену традиционных гидравлических, пневматических и механических систем их электрическими аналогами, что должно было привести к повышению общей эффективности, надёжности и снижению эксплуатационных расходов.

Реализация концепции БЭС влечёт за собой качественное преобразование систем бортового электроснабжения, выражающееся в необходимости существенного повышения их генерируемой мощности, перехода на повышенные уровни напряжения как для цепей постоянного тока — до 270 В, так и для переменного — до 230/400 В. Важным следствием становится введение новых стандартизированных видов электроэнергии, среди которых ключевое место занимает переменный ток с переменной частотой. Параллельно происходит

расширение функционального назначения самих систем генерирования, которые теперь должны обеспечивать, в частности, функцию электростартерного запуска как основных маршевых двигателей, так и ВСУ, трансформируясь тем самым в единые стартер-генераторные комплексы. Всё это стимулирует разработку и внедрение сложных комбинированных архитектур электропитания, способных генерировать, преобразовывать и распределять различные нормированные виды энергии, а также организовывать управляемые перетоки мощности между ними для достижения максимальной надёжности, живучести и общей эффективности энергосистемы ЛА.

Структурно бортовые системы могут быть построены несколькими способами:

- на основе систем «МЭГ- НПЧ с ЕК»;
- на основе автономных инверторов напряжения со звеном постоянного тока.

На Рисунке 1 представлена структурная схема одной из наиболее мощных и теоретически перспективных систем, использующей инвертор напряжения (ИН). Данная система построена по модульному принципу, а инвертор напряжения в ней функционирует в обращённом режиме, формируя звено постоянного напряжения. Подобная архитектура позволяет достигать высокого качества генерируемой электроэнергии при сохранении минимальных массогабаритных показателей.

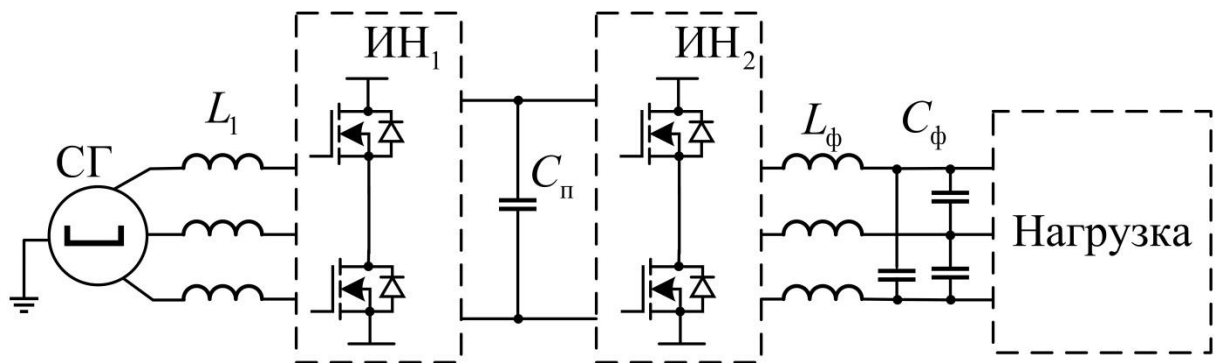


Рисунок 1 - Структурная схема перспективных систем с ИН

В системе, приведенной на Рисунке 1, $ИН_1$ обеспечивает режим электростартерного запуска и позволяет потреблять ток синусоидальной формы от СГ. $ИН_2$ служит для формирования выходного напряжения синусоидальной формы требуемой частоты.

Обладая рядом достоинств системы генерирования переменной частоты на базе ИН, работающего в обращенном режиме со звеном постоянного тока, не применимы для рассматриваемого класса объектов. Подобный подход обусловлен жесткими требованиями к устойчивости систем к специальным воздействиям, способным вызвать необратимые аварийные ситуации из-за одновременного кратковременного открытия всех

полупроводниковых приборов. Согласно имеющимся данным, в США после продолжительных испытаний системы данного типа в конечном итоге не были приняты на вооружение [54,56]. В свою очередь, системы на базе тиристорov с естественной коммутацией при грамотном построении силовой схемы полностью соответствуют требованиям по устойчивости к подобным специальным воздействиям.

На основании проведённого анализа можно заключить, что оптимальным решением для построения СГЭЭ для ЛА являются системы со статическим преобразователем на базе НПЧ с ЕК, использующие нулевые схемы. Это объясняется тем, что мостовые схемы на данном уровне генерируемого напряжения характеризуются повышенными активными потерями, а также требуют применения многофазного СГ или установки выходного трансформатора. Например, системы мощностью 120 кВА и выше строятся на базе 9-фазного генератора. Практическим подтверждением данной концепции стала разработка фирмы *General Electric* — система мощностью 150 кВА, созданная на основе 9-фазного МЭГ и нулевой схемы НПЧ. Данная система успешно прошла лётные испытания на самолёте А-10 в рамках программы развития Военно-воздушных сил США.

Таким образом, возросший уровень мощности систем электроснабжения, возможность интеграции в рамках единой системы генерирования различных нормированных видов электроэнергии, расширение её функциональных возможностей, а также улучшение частотных характеристик современных тиристорov (SCR) ставят на повестку дня вопрос о перспективности применения НПЧ с ЕК в составе комбинированных (гибридных) систем электроснабжения.

1.2 Стартер-генераторная система на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения

На Рисунке 2 и Рисунке 3 представлены две возможные архитектурные реализации комбинированных СГС на основе НПЧ с ЕК - СЭС₁.

Стартер-генераторная система СЭС₁ (Рисунок 2) функционирует в двух основных режимах: в режиме генерирования электрической энергии и в режиме электростартерного запуска первичного двигателя (ПД) с помощью СГ.

В предложенной системе СЭС₁ электростартерный запуск может быть реализован как от источника постоянного тока, так и от источника переменного тока. При запуске от звена постоянного тока в роли первичного источника электроэнергии выступает бортовая аккумуляторная батарея (АБ). Электрическая энергия передаётся на якорную обмотку стартера синхронного генератора через последовательную цепочку силовых преобразователей: двунаправленный *dc-dc*-преобразователь, ИН и НПЧ с ЕК, функционирующий в обращённом

режиме. При этом НПЧ с ЕК обеспечивает частотное регулирование СГ, работающего в двигательном режиме.

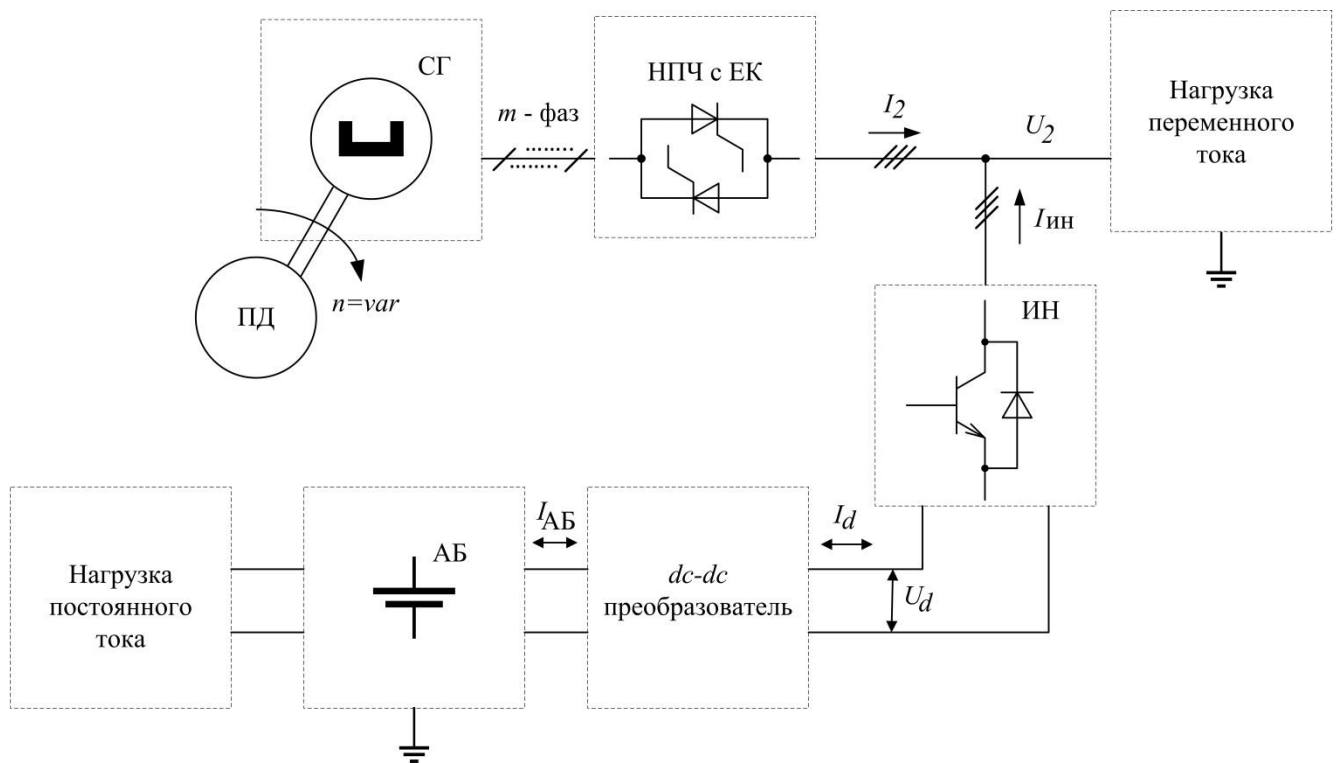


Рисунок 2 - Комбинированная стартер-генераторная система СЭС₁

Благодаря совмещению функций ИН и двунаправленного *dc-dc*-преобразователя удастся сократить количество зарядно-выпрямительных устройств. Кроме того, из состава бортового электрооборудования исключаются стартер на базе электродвигателя постоянного тока для ВСУ, а также устройства запуска маршевого двигателя, использующие сжатый воздух. Всё это позволяет не только снизить массогабаритные характеристики авиационных систем в целом, но и повысить надёжность электроснабжения бортового оборудования.

В рассматриваемой системе СЭС₁ также предусмотрена возможность электростартерного запуска от источника переменного тока. В этом режиме источник переменного тока, в качестве которого может выступать, например, аэродромный источник электропитания, подключается непосредственно к зажимам НПЧ с ЕК. Преобразователь при этом работает в обращённом режиме и выполняет функцию частотного регулирования СГ, обеспечивая его работу в двигательном режиме.

После запуска двигателя стартер-генератор автоматически переключается в генераторный режим и работает как источник электроэнергии на борту ЛА. В режиме генерации электрической энергии НПЧ с ЕК обеспечивает стабилизацию выходного напряжения по амплитуде и частоте для потребителей переменного тока в соответствии с

требованиями ГОСТ Р 54073–2017. Двухнаправленный инвертор напряжения, работая параллельно с НПЧ с ЕК, выполняет функцию активного фильтра, компенсируя влияние высших гармонических составляющих в спектре выходного переменного напряжения системы. Кроме того, ИН совместно с двухнаправленным *dc-dc*-преобразователем функционирует параллельно с бортовой сетью постоянного тока напряжением 27 В, обеспечивая заряд АБ, а в случае её отказа — бесперебойное электропитание нагрузок постоянного тока.

Инвертор напряжения с высокочастотной ШИМ, выполняя функцию активного фильтра в режиме генерации электрической энергии, улучшает качество выходного напряжения стартер-генераторной системы, что уменьшает массу выходного фильтра НПЧ с ЕК.

Кроме того, в режиме генерации электрической энергии, в случае отказа СГ или НПЧ с ЕК, благодаря обратимости потока энергии в звене «инвертор напряжения — двухнаправленный *dc-dc*-преобразователь», ИН способен обеспечивать электропитание части нагрузок переменного тока. В этом случае источником энергии выступает АБ. Длительность питания потребителей переменного тока при таком аварийном режиме определяется ёмкостью и текущим уровнем заряда АБ на момент отказа НПЧ с ЕК.

Таким образом, включение в состав стартер-генераторной системы НПЧ с ЕК, способного преобразовывать большие мощности с минимальными потерями, создаёт выраженный синергетический эффект. Это обусловлено рядом факторов. Силовая схема таких преобразователей отличается простотой и надёжностью, базируется на попарно работающих тиристорных комплектах, обладающих высокой перегрузочной способностью, устойчивостью к специальным воздействиям и незначительными массогабаритными показателями. Применение НПЧ с ЕК позволяет эффективно стабилизировать частоту и напряжение для потребителей переменного тока при переменной частоте вращения вала СГ, что даёт возможность использовать МЭГ с возбуждением от постоянных магнитов, отличающийся малыми массой и габаритами. Кроме того, наличие двухнаправленной связи между системами электроснабжения переменного и постоянного тока существенно расширяет функциональные возможности системы, фактически придавая системе свойства «умной» электрической сети (*smart grid*).

Стартер-генераторная система СЭС₂, представленная на Рисунке 3, отличается от СЭС₁ наличием дополнительного инвертора напряжения ИН₂. Данное техническое решение позволяет, во-первых, снизить массу СГ, а во-вторых, повысить обороты сопровождения ПД в режиме электростартерного запуска.

Электростартерный запуск СГ в системе СЭС₂, как и в СЭС₁, может осуществляться как от источника постоянного, так и от источника переменного тока. При запуске от источника постоянного тока электроэнергия отбирается от АБ и поступает на якорную обмотку стартера, функцию которого выполняет СГ. Передача энергии осуществляется через двухнаправленный

$dc-dc$ -преобразователь и второй инвертор напряжения ($ИН_2$). Именно $ИН_2$ формирует m -фазное выходное напряжение, переменное по величине и частоте, обеспечивая работу СГ в режиме электродвигателя с требуемыми параметрами. Одновременно двунаправленный $dc-dc$ -преобразователь формирует постоянное напряжение U_d и ток I_d необходимого уровня для реализации режима электростартерного запуска.

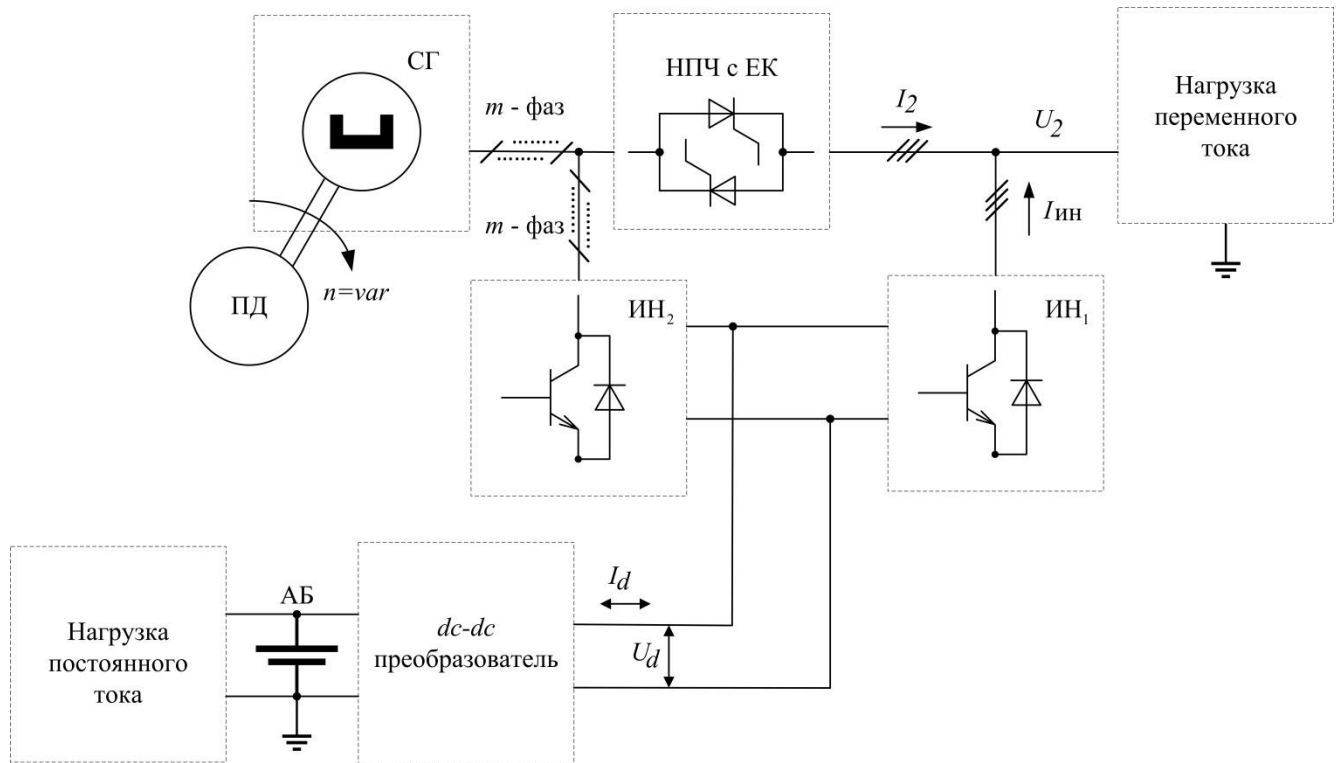


Рисунок 3 - Комбинированная стартер-генераторная система СЭС₂

Исключение НПЧ с ЕК из контура электростартерного запуска позволяет существенно снизить электрические потери, благодаря чему коэффициент полезного действия в данном режиме оказывается выше, чем в аналогичном режиме, реализованном в системе СЭС₁. Такое решение позволяет уменьшить энергоёмкость АБ и увеличить количество попыток электростартерного запуска, а также уменьшает массу и габариты СГС, повышает надёжность электростартерного запуска ПД.

В режиме генерации электрической энергии $ИН_2$ с использованием высокочастотной ШИМ выполняет функцию активного фильтра. $ИН_2$ компенсирует высшие гармонические составляющие, а также частично либо полностью реактивную мощность по основной гармонике во входном токе НПЧ с ЕК. Таким образом, $ИН_2$ способен компенсировать значительную часть составляющих неактивной мощности, потребляемой НПЧ с ЕК. Благодаря этому токи и напряжения СГ становятся практически синусоидальными и совпадают по фазе. В

результате существенно снижается установленная мощность СГ, что непосредственно ведёт к уменьшению его массы и габаритных размеров.

Кроме того, в режиме генерации электрической энергии ИН₂ совместно с двунаправленным *dc-dc*-преобразователем работают параллельно с бортовой сетью постоянного тока (например, напряжением 27 В). Они обеспечивают заряд АБ до требуемого уровня напряжения U_{AB} , а в случае её отказа — бесперебойное электропитание нагрузок постоянного тока ($I_{n\ dc}$). При этом ИН₂, помимо функции активного фильтра, выполняет также функцию активного выпрямителя.

Адаптационный характер предлагаемой СГС определяется в способности системы сохранять электроснабжение потребителей как переменного, так и постоянного тока в нештатных ситуациях. При отказе отдельных устройств системы электроснабжения питание нагрузок не прекращается благодаря возможности оперативного перенаправления потоков энергии между различными каналами и преобразователями. Это обеспечивает высокую живучесть и отказоустойчивость системы в целом.

В случае отказа НПЧ с ЕК, электропитание нагрузок переменного тока обеспечивается совместной работой инверторов напряжения ИН₁ и ИН₂, при этом источником электроэнергии выступает СГ. В данном режиме ИН₁ функционирует как инвертор, преобразуя постоянный ток в переменный для питания потребителей, а ИН₂ работает в режиме активного выпрямителя, обеспечивая передачу энергии от синхронного генератора в звено постоянного тока и далее к инвертору. Такое перераспределение функций позволяет сохранить электроснабжение бортовых систем переменного тока даже при выходе из строя основного преобразовательного канала.

При отказе СГ система сохраняет возможность частичного электроснабжения нагрузок переменного тока, при этом источником энергии выступает АБ. Поток энергии направляется от АБ через двунаправленный *dc-dc*-преобразователь и ИН₁, который формирует трёхфазное напряжение требуемой величины и частоты. Длительность питания потребителей переменного тока в данном аварийном режиме ограничена ёмкостью и текущим уровнем заряда АБ.

В случае отказа АБ электропитание нагрузок постоянного тока осуществляется путём отбора мощности от СГ с помощью ИН₂ и двунаправленного *dc-dc*-преобразователя — это основной сценарий электропитания в данном нештатном режиме. Однако предусмотрен и резервный сценарий на случай отказа ИН₂. В этом случае энергия постоянного тока формируется с помощью первого ИН₁ и *dc-dc*-преобразователя путём преобразования переменного тока, поступающего от НПЧ с ЕК. Такая структурная гибкость обеспечивает высокую степень живучести системы электроснабжения.

Адаптационные возможности предложенной системы СЭС₂ распространяются и на режим электростартерного запуска ПД. Так, в случае отказа ИН₂ запуск остаётся возможным с использованием энергии АБ через ИН₁. При этом трёхфазное переменное напряжение подаётся с выхода ИН₁ непосредственно на входные зажимы НПЧ с ЕК. В данном режиме НПЧ с ЕК работает в обращённом режиме, выполняя функцию частотного регулирования СГ, который функционирует как электрический двигатель.

Таким образом, интеграция в состав стартер-генераторной системы НПЧ с ЕК, ИН₁, ИН₂ и двунаправленного *dc-dc*-преобразователя позволяет существенно расширить функциональные возможности и повысить надёжность СГС для автономных объектов. Такая архитектура придаёт системе выраженный адаптивный характер, что обеспечивается:

- генерацией переменного тока стабильной частоты и постоянного тока при переменной частоте вращения вала синхронного генератора;
- возможностью реализации электростартерного запуска как от сети постоянного, так и от сети переменного тока.

Совокупность перечисленных свойств позволяет системе эффективно функционировать в широком диапазоне эксплуатационных и аварийных режимов, сохраняя высокое качество электроснабжения бортовых потребителей.

Расширение функционального применения НПЧ с ЕК в составе комбинированных авиационных систем электроснабжения обуславливает необходимость пересмотра и углублённого исследования возможностей данного типа преобразователей. В частности, при использовании НПЧ с ЕК с отдельным управлением качество генерируемого напряжения по спектральному составу оказывается зависимым от величины и характера нагрузки. В то же время переход к режиму совместного управления позволяет приблизить характеристики преобразователя к свойствам инвертора напряжения. Ранее данный режим не находил практического применения из-за значительных массогабаритных показателей уравнивающих реакторов. Однако повышение рабочих частот СГ до значений порядка 10 кГц делает актуальным повторное рассмотрение этой проблемы. В связи с этим анализ электромагнитных процессов в НПЧ с ЕК целесообразно при реализации совместного управления. Дополнительно проводится сравнительная оценка массы электромагнитных компонентов преобразователя для двух режимов управления — отдельного и совместного.

Выводы по Главе 1

Проведен анализ существующих решений систем генерирования электрической энергии летательных аппаратов, сформированы требования к качеству электрической энергии на борту летательных аппаратов.

Рассмотрены структурные схемы стартер-генераторных системы на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения.

Сформулирована проблема, которая имеет место быть при построении стартер-генераторных систем на основе непосредственного преобразователя частоты.

Показана перспективность применения непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы летательных аппаратов.

ГЛАВА 2 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ СТРУКТУРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНОЙ СИСТЕМЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В РЕЖИМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В настоящей главе проводится исследование стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения с использованием математических моделей. Первоначально исследуются аналитические модели структурных элементов системы, в основе которых лежат эквивалентные линейные схемы замещения и аналитические соотношения, определяющие токи и напряжения в них.

В главе рассмотрены два схемотехнических решения непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией при раздельном и совместном управлении вентильными комплектами. Представлено детальное исследование электромагнитных процессов в каждой из схем, а также приведено сопоставление по основным электрическим и массогабаритным показателям.

Приводится анализ электромагнитных процессов в инверторе напряжения, входящего в состав стартер-генераторной системы. Получены аналитические выражения для токов и напряжений в схеме.

2.1 Электромагнитные процессы для непосредственного преобразователя частоты с раздельным управлением вентильными комплектами

Рассмотрим аналитические модели НПЧ с ЕК для режима генерирования электрической энергии. Такие модели позволяют произвести оценку электромагнитных процессов и определить допустимую область параметров элементов силовой схемы.

При исследовании системы примем следующие допущения:

— индуктивность СГ L_1 существенно меньше индуктивностей фильтров схемы, т.к. при наличии демпферной системы в СГ сверхпереходные индуктивности малы;

— порядок чередования ЭДС фаз СГ определяется векторной диаграммой, представленной на Рисунке 4. Для формализации вычислений, фазы номеруются натуральными

числами (1,2,3....). Здесь $e_{1j}(\vartheta) = \sqrt{2}E_1 \cdot \sin \left[a \cdot \vartheta - \frac{2\pi}{3}(j-1) \right]$, $E_1 = k_n \cdot n$, $j = 1, 2, \dots, 6$, где E_1 -

действующее значение ЭДС СГ, $\vartheta = \omega_2 t$, $\omega_2 = 2\pi f_2$ - циклическая частота модулирующего

сигнала НПЧ с ЕК, равная частоте основной гармоники напряжения на нагрузке, $a = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ -

кратность частот, $\omega_1 = 2\pi f_1$ - циклическая частота ЭДС СГ, $n = \frac{60\omega_1}{2\pi p}$ - частота вращения вала

СГ, где p - число пар полюсов СГ, k_n - конструктивный коэффициент;

— тиристоры идеальные, т.е. во включенном состоянии падение напряжения на тиристорах равно нулю, а при выключенном состоянии тиристор представляет собой разрыв. Включаются и выключаются тиристоры мгновенно;

— анализ производится по одной фазе преобразователя, т.к. принятые допущения позволяют рассматривать процессы в каждой выходной фазе НПЧ с ЕК независимо;

— НПЧ с ЕК работает на синусоидальную по форме противо – ЭДС, т.к. ИН с ШИМ позволяет генерировать стабильное по величине трёхфазное синусоидальное напряжение.

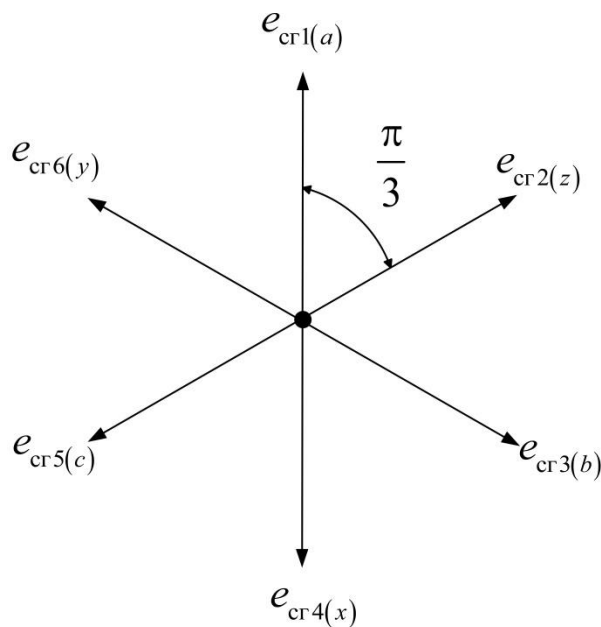


Рисунок 4 – Порядок чередования ЭДС фаз СГ

Принимая во внимание принятые допущения, положим, что противо - ЭДС изменяется по закону $e_c(\vartheta) = \sqrt{2}E_c \sin \vartheta$, где $E_c = U_2$ - действующее значение противо-ЭДС, равное действующему значению напряжения на нагрузке.

При работе НПЧ с ЕК в режиме с отдельным управлением вентильными комплектами (РУ) для исключения нештатных режимов работы устройства отдельного управления (УРУ) и фильтрации выходного напряжения, как показано в работе [80], во входных цепях НПЧ с ЕК установлен дроссель с индуктивностью L_ϕ . Индуктивности L_ϕ кроме защитных и фильтрующих свойств обеспечивает независимую коммутацию клапанов в преобразователе.

Структурная схема шестифазного нулевого НПЧ с ЕК с однофазным выходом и шестифазным СГ представлена на Рисунке 5. Анализ схемы проведен с использованием метода переключающих функций [80].

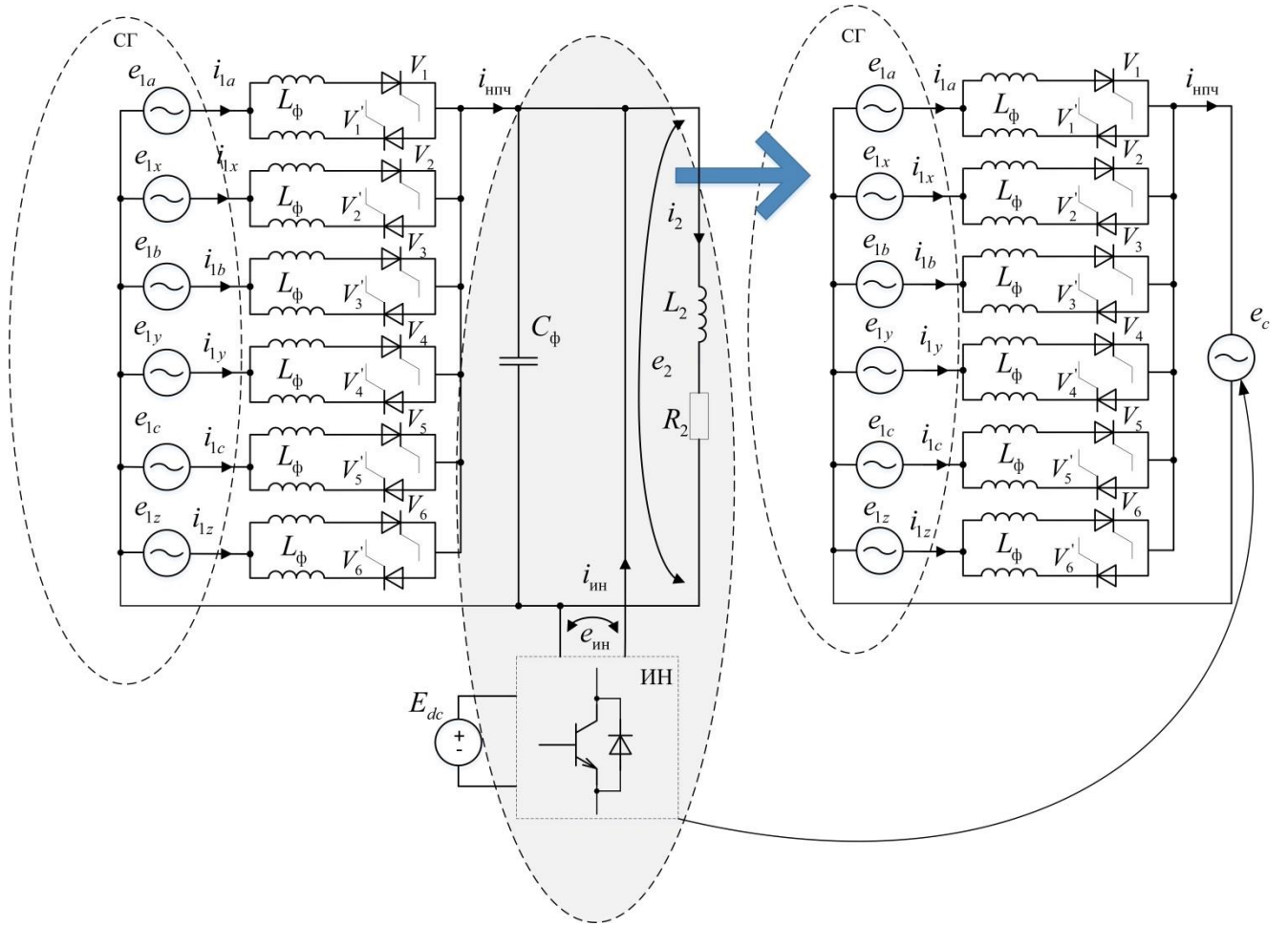


Рисунок 5 - Структурная схема шестифазного СГ и шестифазного нулевого НПЧ с ЕК с однофазным выходом

Закон изменения углов регулирования для клапанов прямого комплекта и клапанов встречного комплекта НПЧ с ЕК имеет вид:

$$\begin{aligned}\alpha(\vartheta) &= \frac{\pi}{2} f \{ M \sin(\vartheta) \}; \\ \alpha'(\vartheta) &= \frac{\pi}{2} f \{ -M \sin(\vartheta) \},\end{aligned}\quad (1)$$

где M – глубина модуляции углов управления.

Переключающие функции клапанов прямого и обратного комплектов имеют вид:

$$F_j(\vartheta) = \frac{\lambda(\vartheta)}{2\pi} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}}{k\pi} \cdot \sqrt{1 - \cos[k \cdot \lambda(\vartheta)]} \cdot \sin \left[k \cdot a \cdot \vartheta + \varphi_k(\vartheta) - \varphi_{k(1)}(\vartheta) - \varphi_{kj(2)} \right]; \quad (2)$$

$$F_j'(\vartheta) = \frac{\lambda'(\vartheta)}{2\pi} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}}{k\pi} \cdot \sqrt{1 - \cos[k \cdot \lambda'(\vartheta)]} \cdot \sin[k \cdot a \cdot \vartheta + \varphi_k'(\vartheta) - \varphi_{k(1)}'(\vartheta) - \varphi_{kj(2)} - k\pi];$$

$$j = 1, 2, \dots, m,$$

где k – номер гармоники, $\lambda(\vartheta)$ – длительность протекания тока через клапан прямого комплекта на интервале $0 < \vartheta \leq \pi$, $\lambda'(\vartheta)$ – длительность протекания тока через клапан встречного комплекта на интервале $\pi < \vartheta \leq 2\pi$. Функции $\lambda(\vartheta)$ и $\lambda'(\vartheta)$ определяются следующим образом:

$$\cos\left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha(\vartheta)\right] - \cos\left[\lambda(\vartheta) + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha(\vartheta)\right] - \lambda(\vartheta) \frac{e_c(\vartheta)}{n} = 0 \quad (3)$$

$$\cos\left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha'(\vartheta)\right] - \cos\left[\lambda'(\vartheta) + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha'(\vartheta)\right] - \lambda'(\vartheta) \frac{e_c(\vartheta)}{n} = 0;$$

$$\varphi_k(\vartheta) = \arctg\left[\frac{\sin k\lambda(\vartheta)}{1 - \cos k\lambda(\vartheta)}\right]; \quad \varphi_k'(\vartheta) = \arctg\left[\frac{\sin k\lambda'(\vartheta)}{1 - \cos k\lambda'(\vartheta)}\right] - \text{ фазовый сдвиг клапанов прямого и}$$

встречного комплектов соответственно;

$$\varphi_{k(1)}(\vartheta) = k\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha(\vartheta)\right); \quad \varphi_{k(1)}'(\vartheta) = k\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha'(\vartheta)\right) - \text{ фазовый сдвиг от точек естественной}$$

коммутации тиристоров прямого и встречного комплектов соответственно;

$$\varphi_{kj(2)} = k \frac{2\pi}{3} (j-1) - \text{ фазовый сдвиг для } j\text{-й фазы.}$$

Переключающие функции для каждой пары встречно-параллельных включенных клапанов определяются, как:

$$F_{Fj}(\vartheta) = F_j(\vartheta) \cdot F_k(\vartheta) + F_j'(\vartheta) \cdot F_k'(\vartheta), \quad (4)$$

где $F_k(\vartheta) = \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(e_c(\vartheta))]$ – переключающая функция клапанов прямого комплекта;

$$F_k'(\vartheta) = 1 - F_k(\vartheta) = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{sgn}(e_c(\vartheta))] - \text{ переключающая функция клапанов встречного комплекта.}$$

Гладкая составляющая выходного тока исследуемой схемы НПЧ с ЕК имеет вид [81]:

$$i_{\text{гл}}(\vartheta) = \frac{\sqrt{2}E_1}{2\pi f_1 L_\Phi} \cdot \frac{m}{2\pi} \left\{ -\lambda(\vartheta) \sin\left[\alpha(\vartheta) - \frac{\pi}{m}\right] + \cos\left[\alpha(\vartheta) - \frac{\pi}{m}\right] - \right. \\ \left. - \cos\left[\alpha(\vartheta) + \lambda(\vartheta) - \frac{\pi}{m}\right] - \frac{\lambda(\vartheta)^2 \sin(\vartheta)}{2n^*} \right\}, \quad (5)$$

где E_1 - действующее значение ЭДС СГ, f_1 - частота ЭДС СГ, L_ϕ - индуктивность дросселя, включённая последовательно с тиристором, $n^* = \frac{n}{n_{\min}}$ - относительная частота вращения вала СГ.

На Рисунке 6 представлена гладкая составляющая выходного тока НПЧ с ЕК. График приведен в относительных единицах.

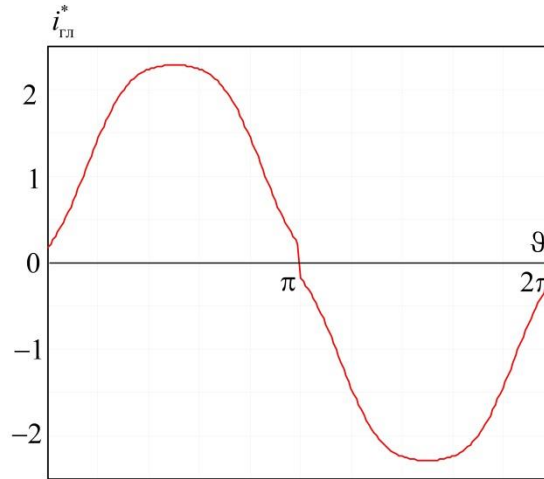


Рисунок 6 - Гладкая составляющая выходного тока исследуемого НПЧ с ЕК

Для определения вклада высших гармоник в спектр выходного тока НПЧ с ЕК найдем входное напряжение НПЧ с ЕК для пары вентилях прямого комплекта $E(\vartheta)$ и пары вентилях встречного комплекта $E'(\vartheta)$:

$$\begin{aligned} E(\vartheta) &= \left[n \cdot \sin \left(a \cdot \vartheta - \frac{2\pi}{3}(j-1) \right) - \sin(\vartheta) \right] \cdot F_{Fj}(\vartheta); \\ E'(\vartheta) &= \left[n \cdot \sin \left(a \cdot \vartheta - \frac{2\pi}{3}(j-1) - \pi \right) - \sin(\vartheta) \right] \cdot F_{Fj}(\vartheta). \end{aligned} \quad (6)$$

Тогда производная тока СГ:

$$\frac{di_{1j}}{d\vartheta} = \frac{a \cdot (E(\vartheta) \cdot F_j(\vartheta) + E'(\vartheta) \cdot F'_j(\vartheta))}{n^* \cdot L_\phi} = \frac{a}{n^* \cdot L_\phi} (e_{1j}(\vartheta) - e_c(\vartheta)) \cdot F_{Fj}(\vartheta), \quad (7)$$

где $e_{1j}(\vartheta)$ – напряжение СГ.

Полный ток НПЧ с ЕК будет определяться:

$$\begin{aligned} i_{\text{НПЧ}} &= \sum_{j=1}^m i_{1j}, \\ \frac{di_{\text{НПЧ}}}{d\vartheta} &= \frac{a}{n^* \cdot L_\phi} \sum_{j=1}^m ((e_{1j}(\vartheta) - e_c(\vartheta)) \cdot F_{Fj}(\vartheta)). \end{aligned} \quad (8)$$

Используя для проведения операции интегрирования выражение (8) и быстрое преобразование Фурье, получим спектральный состав высокочастотных гармонических составляющих выходного тока НПЧ с ЕК.

На Рисунке 7 представлен график выходного тока НПЧ с ЕК с учётом гладкой и высокочастотных составляющих. Спектр данного тока приведен на Рисунке 8, где $I_{\text{НПЧ}(k)}$ - амплитудное значение гармоники с номером « k ». Графики представлены в относительных единицах.

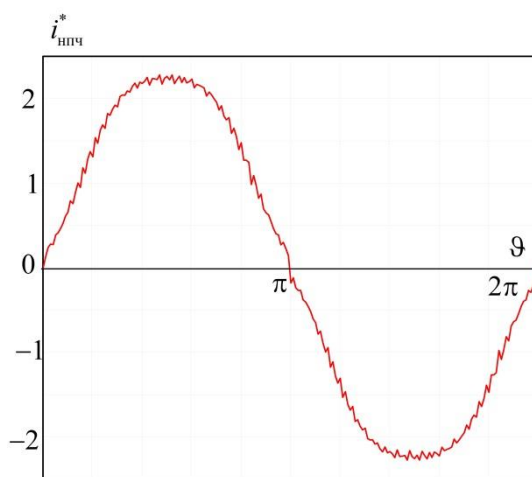


Рисунок 7 - Выходной ток НПЧ с ЕК с учётом гладкой и высокочастотных составляющих

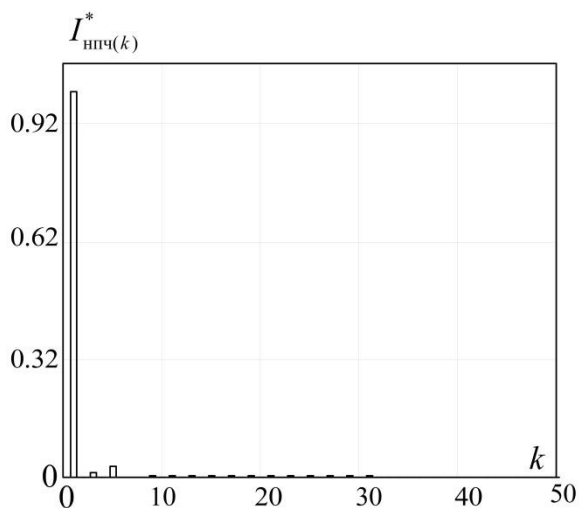


Рисунок 8 - Спектр выходного тока НПЧ с ЕК

Из Рисунка 7 и Рисунка 8 действующее значение выходного тока НПЧ с ЕК составляет $I_{\text{НПЧ}} = 460,77$ А. Из Рисунка 8 видно, что основной вклад в спектр вносит первая гармоника, а также гармоники с

номера 3 и 5. Действующее значение тока основной гармоники $I_{\text{НПЧ}(1)} = 460,38$ А. Тогда действующее значение всех высших гармоник сигнала $I_{\text{НПЧ(BГ)}} = 19,1$ А.

Для подтверждения справедливости предложенного метода расчета НПЧ с ЕК было проведено имитационное моделирование исследуемой схемы с помощью программного обеспечения *PSIM*. На Рисунке 9 представлено мгновенное значение выходного тока НПЧ с ЕК. Спектр выходного тока, полученный в результате моделирования исследуемой системы, представлен на Рисунке 10. Осциллограммы выходного тока НПЧ с ЕК и его спектра приведены в относительных единицах.

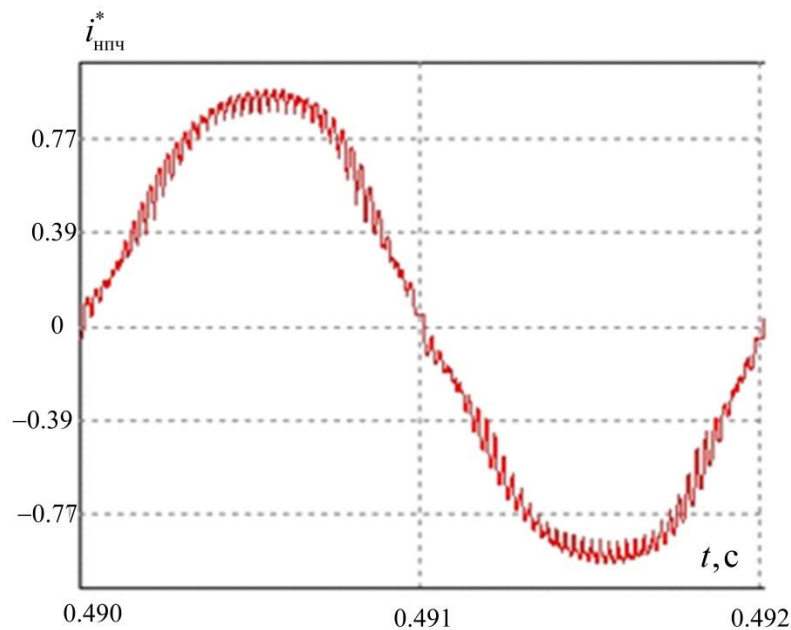


Рисунок 9 - Мгновенное значение выходного тока НПЧ с ЕК, полученное с помощью программного обеспечения *PSIM*

Из Рисунка 9 действующее значение выходного тока составило $I_{\text{НПЧ}} = 445,88$ А. Из Рисунка 10 вклад первой гармоники по действующему значению составил $I_{\text{НПЧ}(1)} = 445,04$ А. Тогда действующее значение всех высших гармоник сигнала в представленной модели $I_{\text{НПЧ(BГ)}} = 27,3$ А.

При сравнении данных аналитической модели и имитационного моделирования можно сделать вывод, что предложенные алгоритмы расчета подтверждаются моделью, но не соответствуют полностью. Так, величина погрешности для действующего значения выходного тока составила 3%, что удовлетворяет требованиям ГОСТ Р 54073–2017. Тогда как величина погрешности для высших гармоник выходного тока составила 30%. Имеющиеся расхождения связаны с допущениями, принятыми на начальном этапе исследования системы. Также в аналитической модели расчёт тока нагрузки производился только до 50 гармоники включительно, что значительно снижает пульсации тока и искажает результат по сравнению с моделированием.

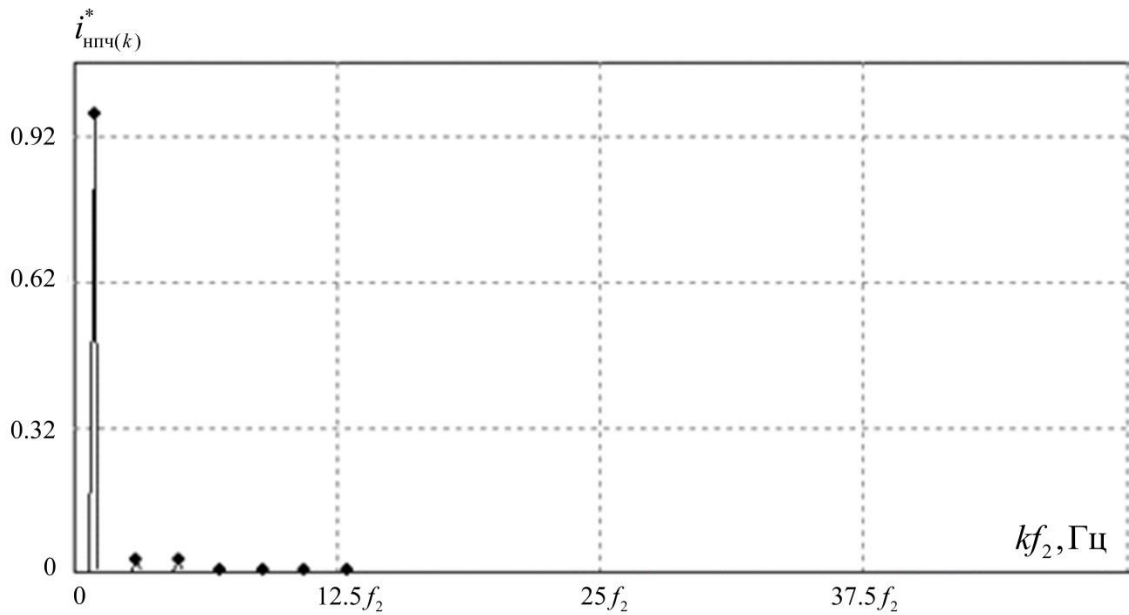


Рисунок 10 - Спектр выходного тока НПЧ с ЕК, полученный с помощью программного обеспечения *PSIM*

Таким образом, рассмотрена схема НПЧ с ЕК с отдельным управлением вентилями комплектами и получены результаты ее исследования с помощью аналитической модели и имитационного моделирования, которые показали приемлемость применения методов аналитического исследования.

2.2 Электромагнитные процессы для непосредственного преобразователя частоты с совместным управлением вентилями комплектами

Структурная схема НПЧ с ЕК с совместным управлением и СГ приведена на Рисунке 11.

Отличительной особенностью представленной схемы является наличие уравнивающих реакторов (УР), которые обеспечивают параллельную работу трёхфазных нулевых схем, а также ограничивают уравнивающий ток между встречными комплектами преобразователя.

В силу сделанного допущения о малости реактансов СГ каждую из выходных фаз НПЧ с ЕК можно рассматривать независимо. Анализ схемы проведен с помощью метода переключающих функций и рассмотрена только выходная фаза «А» НПЧ с ЕК.

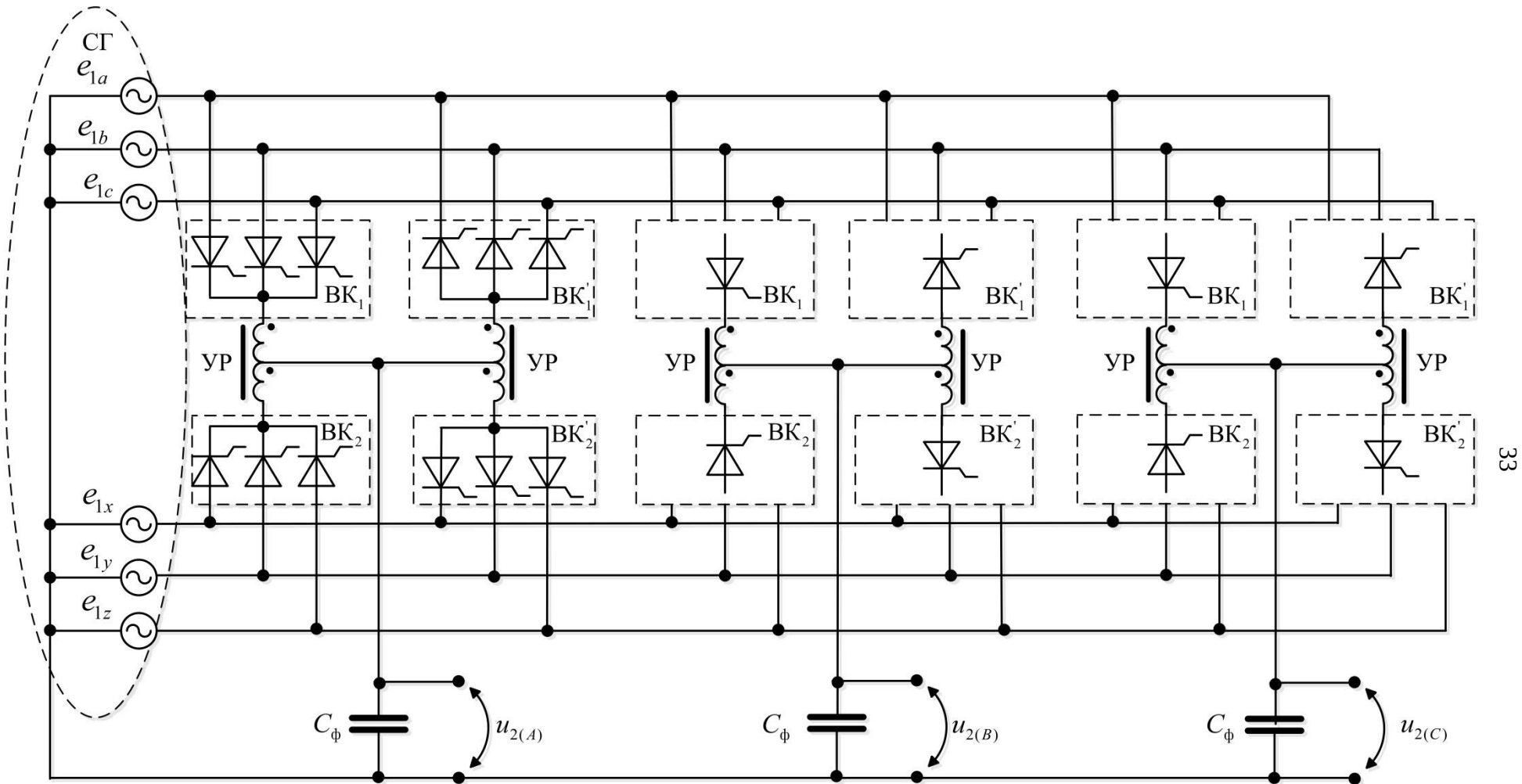


Рисунок 11 - Структурная схема НПЧ с ЕК с совместным управлением вентиляльными комплектами и СТ

При совместном управлении вентильными комплектами в случае использования НПЧ с ЕК в составе автономных СЭС применяются, как правило, два закона управления [82]:

$$\alpha_s(\vartheta, M) = \frac{\pi}{2}(1 - M \sin \vartheta), \quad \alpha_s'(\vartheta) = \alpha_s(\vartheta, -M) - \text{синусоидальный}; \quad (9)$$

$$\alpha_a(\vartheta, M) = \arccos(M \sin \vartheta), \quad \alpha_a'(\vartheta, M) = \alpha_a(\vartheta, -M) - \text{арккосинусоидальный}.$$

Переключающие функции j - тиристора и встречного j' имеют вид:

$$\begin{cases} F_j(\vartheta) = \frac{1}{3} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \cdot \sin\left(k \frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left\{k \cdot \left[a \cdot \vartheta - \frac{\pi}{2} - (j-1)\frac{\pi}{3} - \alpha(\vartheta, M)\right]\right\}, \\ F_{j'}(\vartheta) = \frac{1}{3} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \cdot \sin\left(k \frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left\{k \cdot \left[a \cdot \vartheta - 3\frac{\pi}{2} - (j-1)\frac{\pi}{3} - \alpha'(\vartheta, M)\right]\right\}. \end{cases} \quad (10)$$

В (10) выражение для функций определяются в зависимости от закона управления (9).

Определим аналитические соотношения для выходного напряжения и токов тиристорov, используя структурную схему одной фазы НПЧ с ЕК, представленную на Рисунке 12.

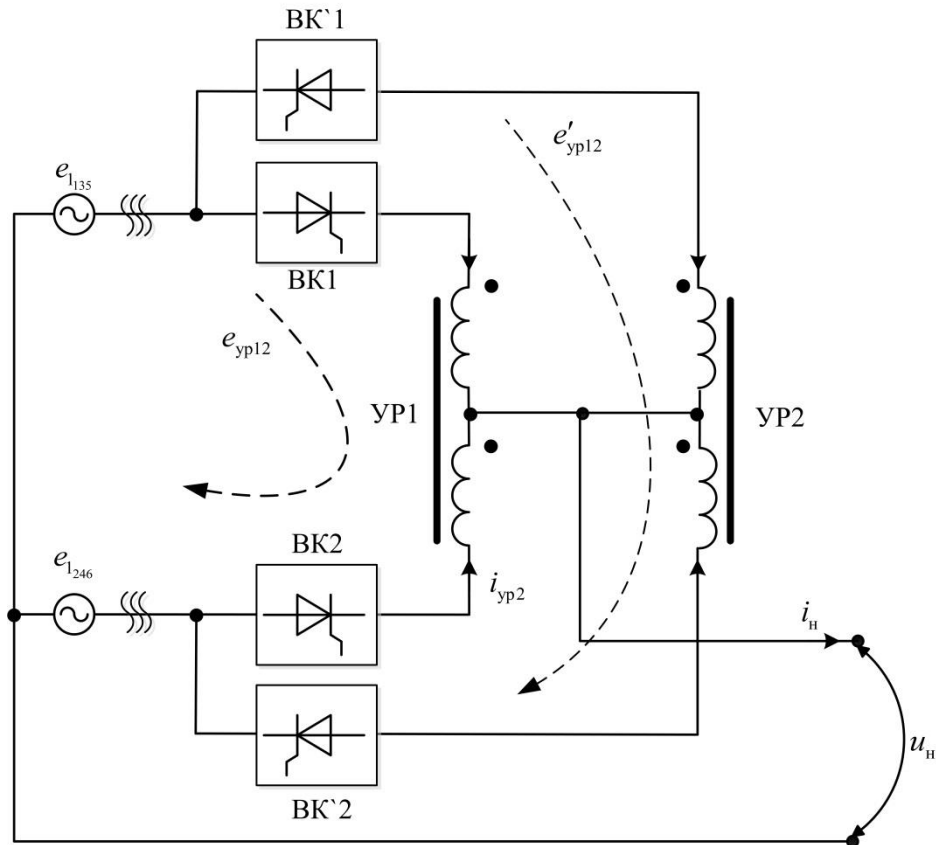


Рисунок 12 - Структурная схема одной фазы НПЧ с ЕК с совместным управлением и СТ

Вентильные комплекты включают в себя по три тиристора с однонаправленным протеканием тока. Вентильные комплекты ВК1 и ВК2 проводят положительную полуволну тока нагрузки, а комплекты

БК`1, БК`2 отрицательную полуволну тока нагрузки соответственно. Уравнительные реакторы УР имеют одинаковые параметры и позволяют равномерно распределить токи между комплектами БК1 (БК`1) и БК2 (БК`2) [83].

На Рисунке 13 представлены схемы УР и его эквивалентная схема с устранённой магнитной связью, где L_{yp} – собственная индуктивность обмоток, $M_{yp} = kL_{yp}$ – взаимная индуктивность, k – коэффициент связи.



Рисунок 13 - Схема УР (а) и его эквивалентная схема с устранённой магнитной связью (б)

Используя метод переключающих функций, Рисунок 12 и Рисунок 13, получим эквивалентную схему, приведённую на Рисунке 14.

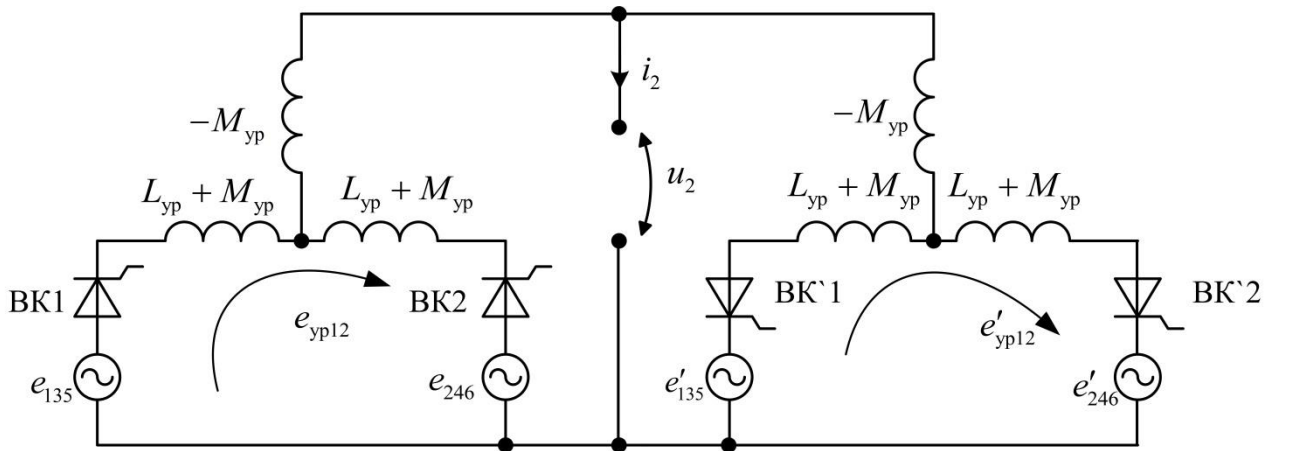


Рисунок 14 - Эквивалентная схема одной фазы НПЧ с ЕК с совместным управлением

Из Рисунка 14 определим ЭДС:

$$\begin{aligned}
 e_{135}(\vartheta) &= \sum_j^3 e_{1(2j-1)}(\vartheta) \cdot F_{(2j-1)}(\vartheta), \\
 e_{246}(\vartheta) &= \sum_j^3 e_{1(2j)}(\vartheta) \cdot F_{(2j)}(\vartheta), \\
 e'_{135}(\vartheta) &= \sum_j^3 e_{1(2j-1)}(\vartheta) \cdot F'_{(2j-1)}(\vartheta), \\
 e'_{246}(\vartheta) &= \sum_j^3 e_{1(2j)}(\vartheta) \cdot F'_{(2j)}(\vartheta),
 \end{aligned} \tag{11}$$

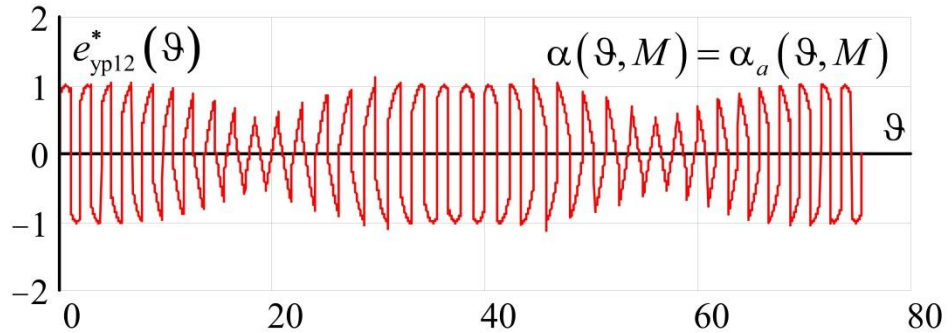
Уравнительные ЭДС можно определить в соответствии с (12):

$$\begin{aligned} e_{yp12}(\vartheta) &= e_{135}(\vartheta) - e_{246}(\vartheta), \\ e'_{yp12}(\vartheta) &= e'_{135}(\vartheta) - e'_{246}(\vartheta). \end{aligned} \quad (12)$$

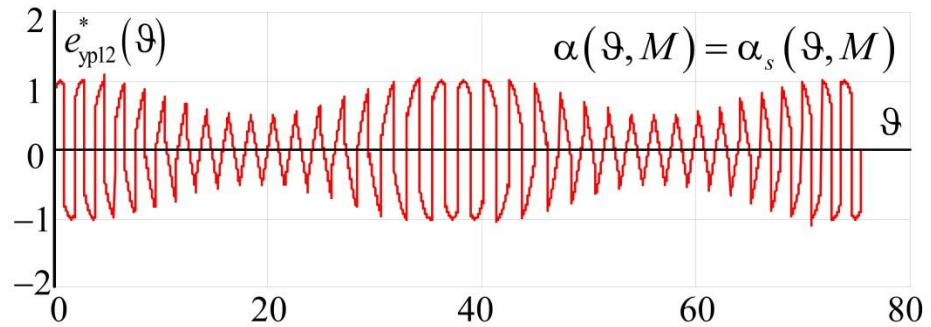
При синусоидальном законе управления с учётом (10)÷(12) выражение для $e_{yp12}(\vartheta)$ примет вид:

$$\begin{aligned} e_{yp12}^*(\vartheta) &= \frac{e_{yp12}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \sqrt{2}E_1} = \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p} \left(2 \frac{\pi}{2} M \right) \cdot \sin[(3\omega_1 \pm p\omega_2)t] + \\ &+ 2 \sum_{\substack{k=1 \\ p=0}}^{\infty} \frac{J_p \left[(6k \pm 2) \frac{\pi}{2} M \right]}{6k \pm 2} \cdot \sin\{[(6k\omega_1 \pm 3) \pm p\omega_2]t\}. \end{aligned} \quad (13)$$

Уравнительная ЭДС e'_{yp12} имеет такой же амплитудно-частотный спектр, как и уравнительная ЭДС e_{yp12} , отличие заключается лишь в фазочастотном спектре. На Рисунке 15 представлены расчетные осциллограммы уравнительной ЭДС $e_{yp12}^*(\vartheta)$ при разных законах управления.



а)



б)

Рисунок 15 - Расчётная осциллограмма уравнительной ЭДС для арккосинусоидального (а) и синусоидального (б) законов управления

По указанным на Рисунке 14 контурам, где действуют уравнительные ЭДС, протекают уравнительные токи, которые можно определить с помощью следующих соотношений:

$$i_{yp12}(t) = \frac{1}{2(L_{yp} + M_{yp})} \int_0^t e_{yp12}(\omega_2 t) dt, \quad i'_{yp12}(t) = \frac{1}{2(L_{yp} + M_{yp})} \int_0^t e'_{yp12}(\omega_2 t) dt. \quad (14)$$

В установившемся режиме уравнительный ток i_{yp12} можно определить с помощью соотношения:

$$\begin{aligned} i_{yp12}^*(\vartheta) = i_{yp12} \cdot \frac{2\omega_2(L_{yp} + M_{yp})}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \sqrt{2}E_1} = -\frac{1}{(3a \pm p)} \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p}\left(2\frac{\pi}{2}M\right) \cdot \cos[(3a \pm p)\vartheta] - \\ - \frac{2}{(6ka \pm 3) \pm p} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_p\left[(6k \pm 2)\frac{\pi}{2}M\right]}{6k \pm 2} \cdot \cos\{[(6ka \pm 3) \pm p\omega_2]\vartheta\}. \end{aligned} \quad (15)$$

Уравнительный ток i'_{yp12} имеет такой же амплитудно-частотный спектр, как и уравнительный ток i_{yp12} , отличие заключается лишь в фазочастотном спектре.

С помощью Рисунка 14, выражений (12) и (13) можно получить схемы замещения, приведённые на Рисунке 16.

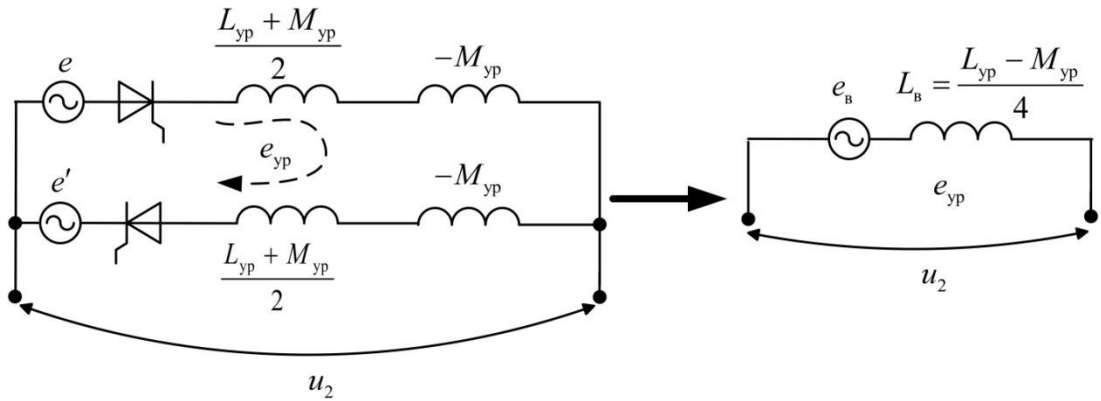
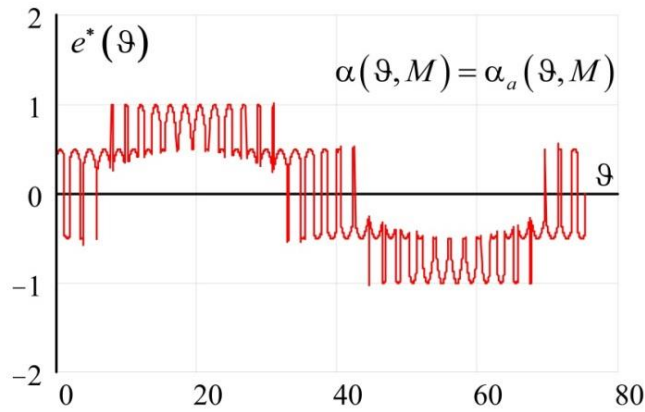


Рисунок 16 - Эквивалентная схема замещения НПЧ с ЕК

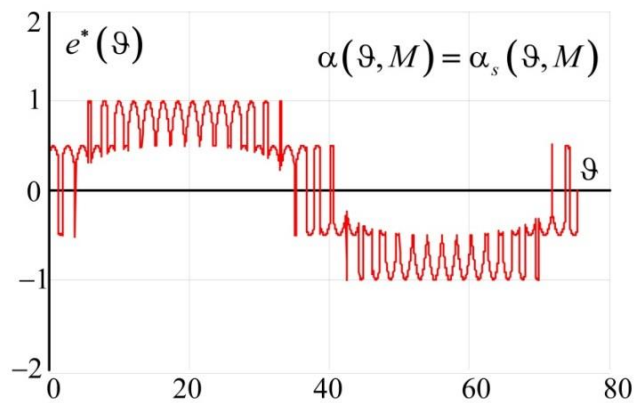
Эквивалентные напряжения на Рисунке 16 определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} e(\vartheta) &= \frac{1}{2} \cdot [e_{135}(\vartheta) + e_{246}(\vartheta)], \\ e'(\vartheta) &= \frac{1}{2} \cdot [e'_{135}(\vartheta) + e'_{246}(\vartheta)], \\ e_b(\vartheta) &= e(\vartheta) = \frac{1}{2} \cdot [e(\vartheta) + e'(\vartheta)], \end{aligned} \quad (16)$$

Расчётные осциллограммы ЭДС $e^*(\vartheta)$ для арккосинусоидального (а) и синусоидального (б) законов управления представлены на Рисунке 17.



а)



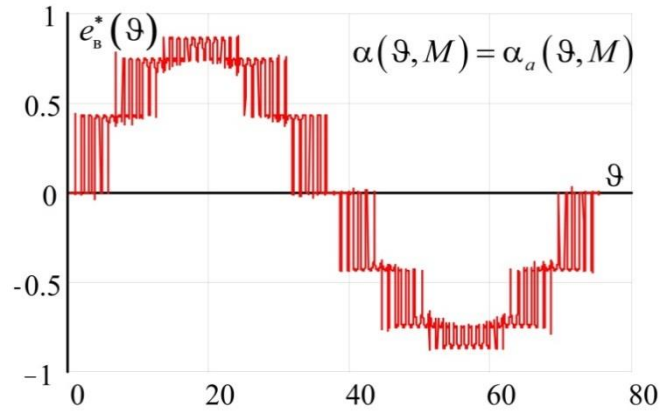
б)

Рисунок 17 - Расчётная осциллограмма ЭДС $e^*(\theta)$ для арккосинусоидального (а) и синусоидального (б) законов управления

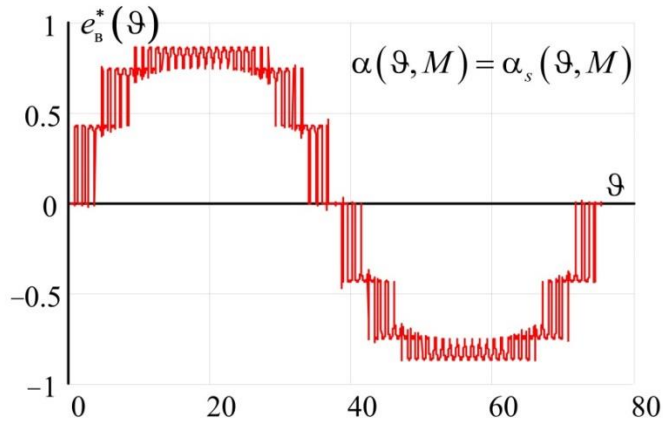
Наибольший практический интерес представляет внутренняя ЭДС e_b , с помощью, которой определяется выходное напряжение НПЧ с ЕК. Используя выражения для переключающих функций и выражения (11), (12) и (16), получим:

$$e_b^*(\theta) = \frac{e_b(\theta)}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \sqrt{2}E_1} = 2 \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p-1}[(2p-1)\frac{\pi}{2}M] \cdot \sin[(2p-1)\theta] \pm \sum_{\substack{k=1 \\ p=1}}^{\infty} \left\{ \left(\frac{J_{(2p-1)}[(6k-1)\frac{\pi}{2}M]}{6k-1} + \frac{J_{(2p-1)}[(6k+1)\frac{\pi}{2}M]}{6k+1} \right) \cdot \sin([6ka \mp (2p-1)] \cdot \theta) \right\}. \quad (17)$$

Расчётные осциллограммы внутренней ЭДС НПЧ с ЕК $e_b^*(\theta)$ для арккосинусоидального (а) и синусоидального (б) законов управления представлены на Рисунке 18.



а)



б)

Рисунок 18 - Расчётная осциллограмма внутренней ЭДС НПЧ с ЕК $e_B^*(\vartheta)$ для арккосинусоидального (а) и синусоидального (б) законов управления

Амплитуда основной гармоники внутренней ЭДС НПЧ с ЕК при разных законах управления будет зависеть от глубины модуляции в соответствии с соотношениями вида:

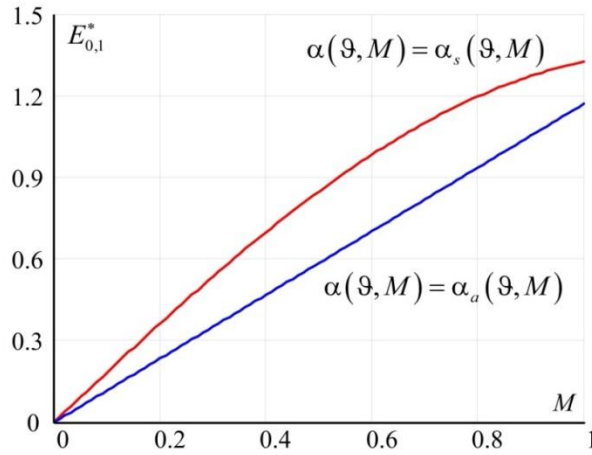
$$E_{0,1(s)}^* = \frac{E_{0,1(s)}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \sqrt{2}E_1} = 2 \cdot J_1\left(\frac{\pi}{2}M\right) - \text{синусоидальный}; \quad (18)$$

$$E_{0,1(a)}^* = \frac{E_{0,1(a)}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \sqrt{2}E_1} = M - \text{арккосинусоидальный}.$$

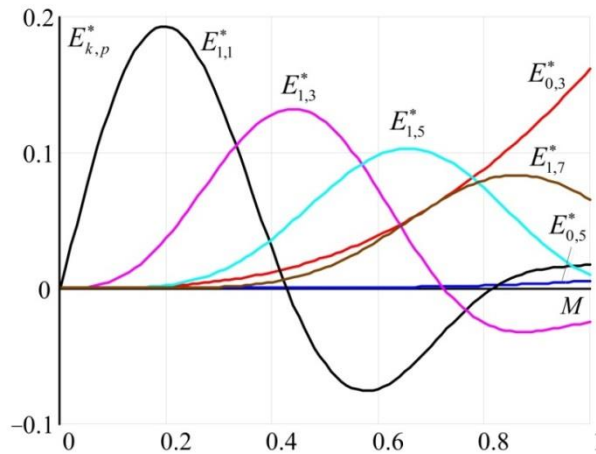
График зависимостей из (18) представлен на Рисунке 19 (а). Характер зависимости амплитуд комбинационных гармоник внутренней ЭДС НПЧ с ЕК от глубины модуляции представлен на Рисунке 19 (б) и определяется (19):

$$E_{k,p}^* = \frac{J_{(2p-1)}\left[(6k-1)\frac{\pi}{2}M\right]}{6k-1} + \frac{J_{(2p-1)}\left[(6k+1)\frac{\pi}{2}M\right]}{6k+1}. \quad (19)$$

Амплитудно-частотный спектр внутренней ЭДС НПЧ с ЕК представлен на Рисунке 20.



а)



б)

Рисунок 19 – Зависимость амплитуды основной гармоники внутренней ЭДС НПЧ с ЕК от глубины модуляции при разных законах управления (а), зависимость комбинационных гармоник внутренней ЭДС НПЧ с ЕК от глубины модуляции при разных законах управления (б)

Следует отметить, что при арккосинусоидальном законе управления в спектре внутренней ЭДС НПЧ с ЕК отсутствуют гармоники с частотами $3\omega_2, 5\omega_2, 7\omega_2, \dots, (2p-1)\omega_2$, $p = 2, 3, \dots$

Уравнительная ЭДС e_{yp} и уравнительный ток i_{yp} определяются согласно (20):

$$\begin{aligned}
 e_{yp}(\vartheta) &= e(\vartheta) - e'(\vartheta), \\
 i_{yp}(t) &= \frac{1}{(L_{yp} + M_{yp})} \int_0^t e'_{yp12}(\omega_2 t) dt \\
 L_b &= \frac{L_{yp} - M_{yp}}{4}.
 \end{aligned} \tag{20}$$

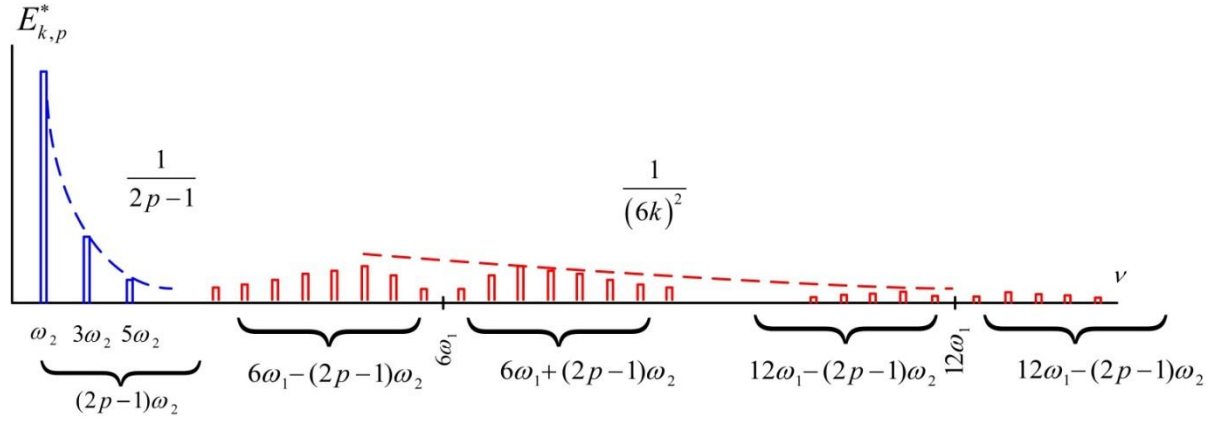


Рисунок 20 - Амплитудно-частотный спектр внутренней ЭДС НПЧ с ЕК при синусоидальном законе управления

Расчётная осциллограмма уравнивающей ЭДС $e_{yp}^*(\vartheta)$ для арккосинусоидального (а) и синусоидального (б) законов управления представлена на Рисунке 21.

Аналитические выражения для уравнивающей ЭДС e_{yp} и уравнительного тока i_{yp} :

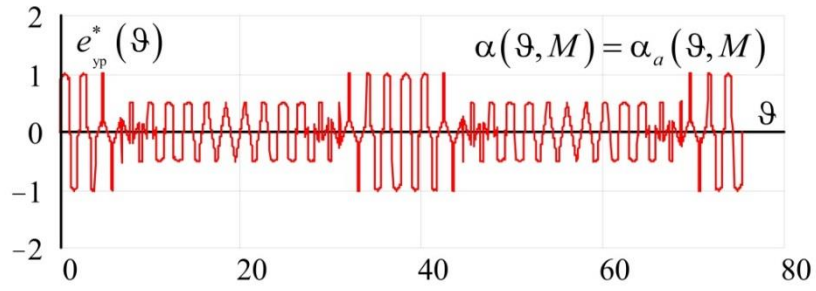
$$e_{yp}^*(\vartheta) = \frac{e_{yp}(\vartheta)}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \sqrt{2}E_1} = \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{J_0[(6k-1)\frac{\pi}{2}M]}{6k-1} + \frac{J_0[(6k+1)\frac{\pi}{2}M]}{6k+1} \right) \sin(6ka\vartheta) \right\} +$$

$$+ \sum_{\substack{k=1 \\ p=1}}^{\infty} \left\{ \left(\frac{J_{2p}[(6k-1)\frac{\pi}{2}M]}{6k-1} + \frac{J_{2p}[(6k+1)\frac{\pi}{2}M]}{6k+1} \right) \sin[(6ka \mp 2p)\vartheta] \right\}. \quad (21)$$

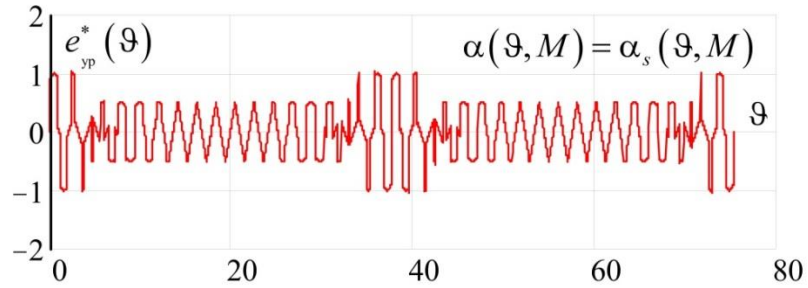
$$i_{yp}^*(\vartheta) = \frac{i_{yp}(\vartheta) \cdot \omega_2 (L_{yp} + M_{yp})}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \sqrt{2}E_1} =$$

$$= \frac{-1}{6ka} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{J_0[(6k-1)\frac{\pi}{2}M]}{6k-1} + \frac{J_0[(6k+1)\frac{\pi}{2}M]}{6k+1} \right) \cos(6ka\vartheta) \right\} -$$

$$- \frac{1}{(6ka \mp 2p)} \sum_{\substack{k=1 \\ p=1}}^{\infty} \left\{ \left(\frac{J_{2p}[(6k-1)\frac{\pi}{2}M]}{6k-1} + \frac{J_{2p}[(6k+1)\frac{\pi}{2}M]}{6k+1} \right) \cos[(6ka \mp 2p)\vartheta] \right\}. \quad (22)$$



а)



б)

Рисунок 21 - Расчётная осциллограмма уравнивающей ЭДС $e_{yp}^*(\vartheta)$ для арккосинусоидального (а) и синусоидального (б) законов управления

Детально рассмотрим спектр внутренней ЭДС НПЧ с ЕК $e_b^*(\vartheta)$, т.к. он определяет качество выходного напряжения преобразователя. Анализ проведен для режима с синусоидальным законом управления, т.к. гармонический состав в этом случае наиболее неблагоприятный. Максимальной амплитудой с области низких частот обладают гармоники первой комбинационной группы:

$$E_{p,1}^* = \frac{J_{(2p-1)}\left(\frac{5\pi}{2} \cdot M\right)}{5} + \frac{J_{(2p-1)}\left(\frac{7\pi}{2} \cdot M\right)}{7}. \quad (23)$$

График зависимости амплитуд первой группы комбинационных гармоник от номера « p » представлен на Рисунке 22. График фактически отражает зависимость от соотношения частот « a », т.к. гармоники первой комбинационной группы имеют частоты ν , определяемые соотношением:

$$\nu = 6\omega_1 \mp (2p-1)\omega_2 = [6a \mp (2p-1)] \cdot \omega_2. \quad (24)$$

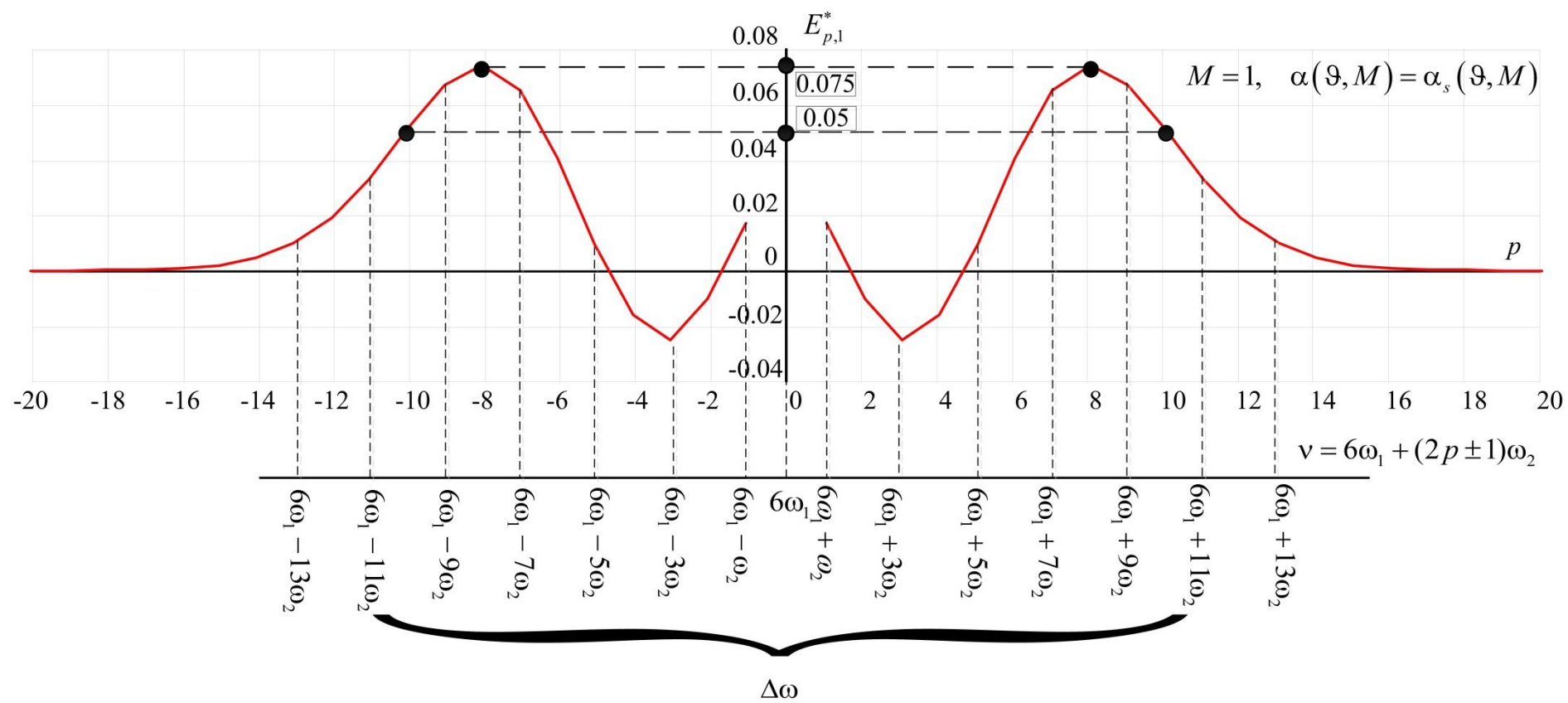


Рисунок 22 - График зависимости амплитуд первой группы комбинационных гармоник от номера « p » при глубине модуляции $M = 1$

Как следует из Рисунка 22, амплитуды комбинационных гармоник первой группы в сигнале внутренней ЭДС НПЧ с ЕК не могут быть больше 0,075 от амплитуды основной гармоники, и при $p > 11$ они не превышают 5% от амплитуды основной гармоники.

Таким образом, энергия первой группы комбинационных гармоник в спектре внутренней ЭДС НПЧ с ЕК сосредоточена в диапазоне частот $\Delta\omega_e$:

$$\Delta\omega_e \cong 22\omega_2, \quad \Delta\omega_e^* = \frac{22\omega_2}{6\omega_1} = \frac{3.67}{a}. \quad (25)$$

В выходном токе и напряжении НПЧ с ЕК амплитуды этих гармоник, очевидно, будут еще меньше, а ширина диапазона частот, где сосредоточена энергия, будет уже. Если принять, что импеданс нагрузки описывается звеном первого порядка с частотой среза $\approx \omega_2$, то диапазон частот, где амплитуды гармоник меньше 1% от амплитуды основной гармоники тока в номинальном режиме, можно оценить с помощью (26):

$$\Delta\omega_i^* = \frac{3.67}{a^2}. \quad (26)$$

На Рисунке 23 представлена зависимость диапазона частот $\Delta\omega$ от кратности частот a , в обычном (а) и логарифмическом масштабе (б).

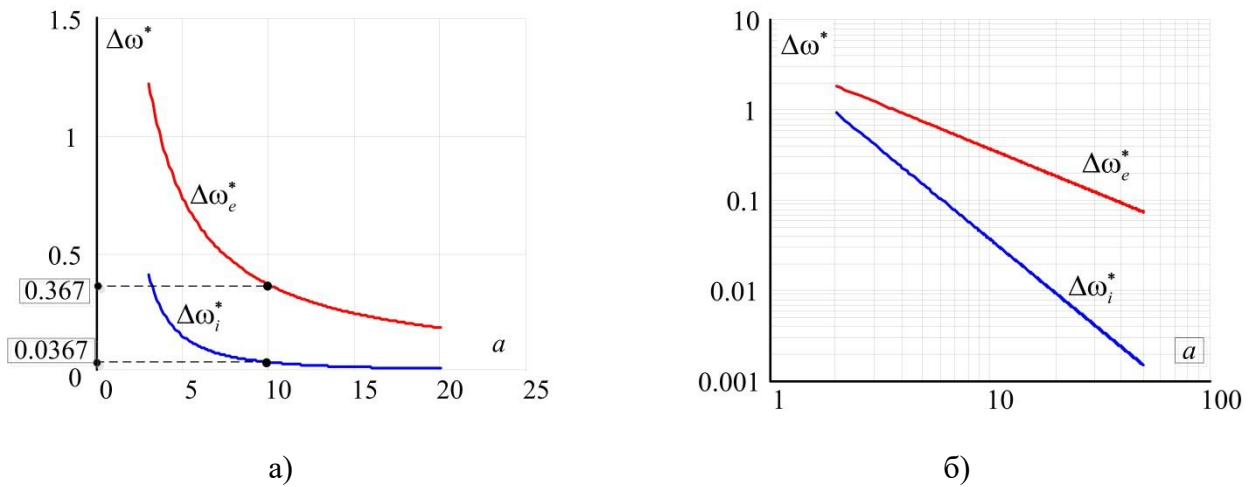


Рисунок 23 - Зависимость диапазона частот $\Delta\omega$ от кратности частот a , в обычном (а) и логарифмическом масштабе (б)

Согласно (26) оценку пульсаций в выходном токе можно производить на частоте $\omega \cong 6 \cdot \omega_1$ и, учитывая методику [82] эквивалентное действующее значение первой группы комбинационных гармоник ($E_{\text{ЭК}}$) можно найти по выражению (27):

$$E_{\text{эк}}^* = \frac{E_{\text{эк}}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{E_{d1}^*[\alpha(\vartheta)]\}^2 d\vartheta}, \quad (27)$$

где $E_{d1}^*[\alpha(\vartheta)]$ - действующее значение гармоники с частотой $\omega = 6 \cdot \omega_1$ в эквивалентной схеме шестифазного выпрямителя с УР, согласно [84]. $E_{d1}^*[\alpha(\vartheta)]$ определяется соотношением вида:

$$\begin{aligned} E_{d1}^*[\alpha(\vartheta)] &= \frac{E_{d1}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \frac{2}{35} \cdot \cos[\alpha(\vartheta)] \cdot \sqrt{1 + \{6 \cdot \text{tg}[\alpha(\vartheta)]\}^2} = \\ &= 0.057 \cdot \cos[\alpha(\vartheta)] \cdot \sqrt{1 + \{6 \cdot \text{tg}[\alpha(\vartheta)]\}^2}. \end{aligned} \quad (28)$$

Подставив выражение (9) для двух законов управления в (28) и далее в (27), получим эквивалентные действующие значения первой группы комбинационных гармоник для акросинусоидального ($E_{\text{эка}}^*$) и синусоидального ($E_{\text{экс}}^*$) законов управления:

$$\begin{aligned} E_{\text{эка}}^* &= \frac{E_{\text{эк}}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{0.057 \cdot \cos[\arccos(M \sin \vartheta)] \cdot \\ &\cdot \sqrt{1 + \{6 \cdot \text{tg}[\arccos(M \sin \vartheta)]\}^2}\}^2 d\vartheta} = \\ &= \sqrt{0.059 - 0.029 \cdot M^2}. \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} E_{\text{экс}}^* &= \frac{E_{\text{эк}}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ 0.057 \cdot \cos\left[\frac{\pi}{2}(1 - M \sin \vartheta)\right] \cdot \right. \\ &\cdot \left. \sqrt{1 + \left\{ 6 \cdot \text{tg}\left[\frac{\pi}{2}(1 - M \sin \vartheta)\right]\right\}^2} \right\}^2 d\vartheta}. \end{aligned} \quad (30)$$

В (30) интеграл может быть определён только численным методом.

На Рисунке 24 представлена зависимость эквивалентного действующего значения первой группы комбинационных гармоник для акросинусоидального ($E_{\text{эка}}^*$) и синусоидального ($E_{\text{экс}}^*$) законов управления от глубины модуляции.

Рассмотрим токи НПЧ с ЕК и определим параметры выходного тока $i_{\text{нпч}}$. Величина действующего значения первой гармоники выходного тока (I_2) определяется требованиями к мощности (S_2) и выходному напряжению СЭС на нагрузке (U_2). При заданных этих величинах получим:

$$I_2 = \frac{S_2}{3 \cdot U_2}. \quad (31)$$

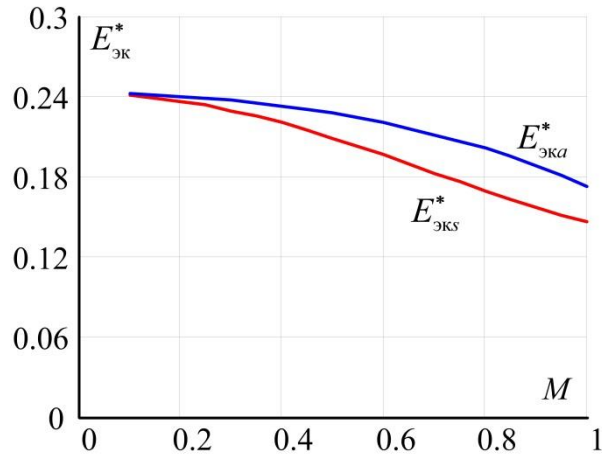


Рисунок 24 - Зависимость эквивалентного действующего значения первой группы комбинационных гармоник для акросинусоидального ($E_{\text{ЭКА}}^*$) и синусоидального ($E_{\text{ЭКС}}^*$) законов управления от глубины модуляции M

Выражение для мгновенного значения выходного тока НПЧ с ЕК:

$$i_{\text{НПЧ}}(\vartheta) \cong \sqrt{2} I_{\text{НПЧ}(1)} \sin(\vartheta - \varphi_2) + i_{\text{пул}}(\vartheta), \quad (32)$$

где

$$I_{\text{НПЧ}(1)} = \sqrt{(I_2 \cos \varphi_2)^2 + (I_2 \sin \varphi_2 - I_{C_\phi(1)})^2}, \quad I_{C_\phi(1)} = U_2 \cdot \omega_2 C_\phi, \quad \text{tg}(\varphi_2) = \frac{I_2 \sin \varphi_2 - I_{C_\phi(1)}}{I_2 \cos \varphi_2},$$

где I_{C_ϕ} - действующее значение тока конденсатора силового фильтра.

Пульсационная составляющая тока нагрузки:

$$i_{\text{пул}}(\vartheta) = \frac{E_{\text{ЭКА}(s)}^* \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_1}{6\omega_1 L_B} \cdot \sin\left(6\omega_1 t - \varphi_{6\omega_1} - \frac{\pi}{2}\right), \quad L_B = \frac{L_{\text{ур}} - M}{4}. \quad (33)$$

$$I_{\text{НПЧ}} = \sqrt{\left(\frac{E_{\text{ЭКА}(s)}^* \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1}{6\omega_1 L_{\text{ФЭК}}}\right)^2 + I_{\text{НПЧ}(1)}^2}. \quad (34)$$

Для нормальной работы регуляторов тока в системе управления необходимо чтобы ток пульсаций ($I_{\text{НПЧ}_{\text{пул}}}$) удовлетворял условию:

$$I_{\text{НПЧ}_{\text{пул}}} < (0.01 \div 0.1) I_{\text{НПЧ}}$$

$$\frac{E_{\text{ЭКА}(s)}^* \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_1}{6\omega_1 L_B} < (0.01 \div 0.1) I_{\text{НПЧ}}. \quad (35)$$

Действующее значение основной гармоники уравнивающей ЭДС e_{yp12} определим из выражения для действующего значения этой ЭДС при работе на выпрямитель:

$$E_{yp12(1)}^* = \frac{E_{yp12(1)}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \frac{1}{4} \sqrt{1 + 8 \sin^2 \alpha}. \quad (36)$$

Уравнивающая ЭДС для НПЧ с ЕК при различных законах управления:

$$\begin{aligned} E_{yp12(1)s}^* &= \frac{U_{yp12(1)}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\langle 1 + 8 \left\{ \sin \left[\frac{\pi}{2} (1 - M \cdot \sin \vartheta) \right] \right\}^2 \right\rangle^2 d\vartheta} - \text{синусоидальный закон;} \\ E_{yp12(1)a}^* &= \frac{U_{yp12(1)}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\langle 1 + 8 \left\{ \sin [\arccos(M \cdot \sin \vartheta)] \right\}^2 \right\rangle^2 d\vartheta} = \\ &= \frac{1}{4} \sqrt{9 - 4M^2} - \text{аркосинусоидальный закон.} \end{aligned} \quad (37)$$

График зависимости $E_{yp12(1)}^*$ от глубины модуляции M приведён на Рисунке 25.

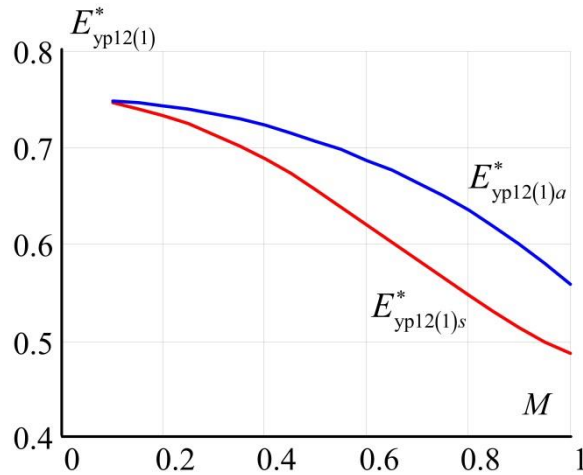


Рисунок 25 - График зависимости $E_{yp12(1)}^*$ от глубины модуляции M

Действующее значение уравнивающего тока I_{yp12} для различных законов управления можно определить согласно (38):

$$I_{yp12a(s)} = \frac{U_{yp12(1)a(s)}^*}{3\omega_1 \cdot 2(L_{yp} + M_{yp})}, \quad (38)$$

$$I_{yp12a(s)} < 0.1 I_{2min}.$$

Для определения действующего значения первой группы комбинационных гармоник напряжения $e_{yp}(\vartheta)$ и тока $i_{yp}(\vartheta)$ воспользуемся подходом, предложенным при расчёте пульсаций внутренней ЭДС. В этом случае оценку действующего значения $e_{yp}(\vartheta)$ можно производить на частоте $\omega \cong 6 \cdot \omega_1$ и, учитывая методику, предложенную в [82], эквивалентное действующее значение первой группы комбинационных гармоник найдем из (39):

$$E_{yp(1)}^* = \frac{E_{yp(1)}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{E_{d1}^*[\alpha(\vartheta)] - E_{d1}^*[\alpha'(\vartheta)]}{\sqrt{2}} \right\}^2 d\vartheta}, \quad (39)$$

Используя (28) и (9), получим следующие выражения в относительных единицах для эквивалентных действующих значений комбинационных гармоник напряжения $e_{yp}(\vartheta)$, приведённые к частоте $6 \cdot \omega_1$, для разных законов управления:

$$E_{yp(1)s}^* = \frac{E_{yp(1)s}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{2}{35} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} M \sin \vartheta\right) \cdot \sqrt{72 \cdot \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{2} M \sin \vartheta\right)^2 + 2} \right\}^2 d\vartheta} -$$

–синусоидальный закон; (40)

$$E_{yp(1)a}^* = \frac{E_{yp(1)a}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1} = 0.564 \cdot \sqrt{0.7386 - 0.359 \cdot M^2} - \text{арккосинусоидальный закон.}$$

График зависимости $E_{yp(1)}^*$ от глубины модуляции M приведён на Рисунке 26.

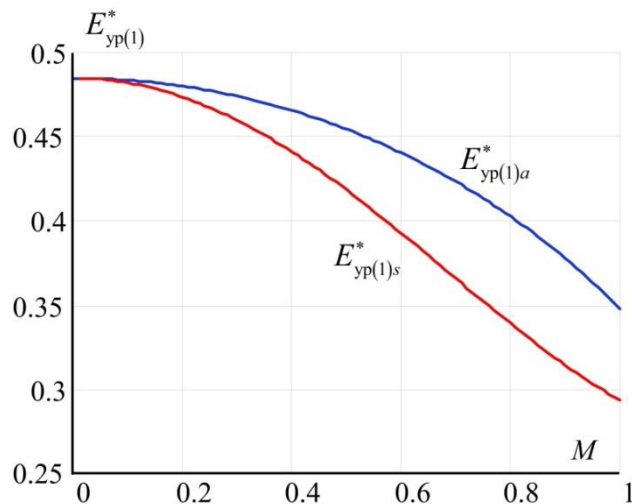


Рисунок 26 - График зависимости $E_{yp(1)}^*$ от глубины модуляции M

Величину действующего значения тока $i_{yp}(\vartheta)$ определим из (41):

$$I_{yp(1)s(a)} = \frac{E_{yp(1)a(s)}^* \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_1}{6\omega_1 (L_{yp} - M_{yp})}. \quad (41)$$

Определим токи тиристоров i_{VT} и ток генератора i_1 , приняв, что фазный ток НПЧ с ЕК синусоидален, т.е.

$$i_{нпч} \approx \sqrt{2} I_{нпч} \sin(\omega_2 t - \varphi).$$

Тогда интегральные параметры токов i_{VT}, i_1 можно оценить с помощью следующих соотношений, полученных в работе [82], принимая во внимание, что УР делит эти токи пополам:

$$I_{VTcp} \approx \frac{\sqrt{2}}{3\pi} \frac{I_{нпч}}{2} = \frac{1}{3\sqrt{2} \cdot \pi} I_{нпч} - \text{среднее значение тока тиристора}; \quad (42a)$$

$$I_{VTд} \approx \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{I_{нпч}}{2} = \frac{1}{2\sqrt{6}} I_{нпч} - \text{действующее значение тока тиристора}; \quad (42б)$$

$$I_{11д} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{I_{нпч}}{2} = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_{нпч} - \text{действующее значение первичного тока}; \quad (42в)$$

$$I_{1д} \approx \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_{нпч}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{нпч} - \text{действующее значение тока СГ} \quad (42г)$$

На Рисунке 27 приведена схема, поясняющая обозначения токов.

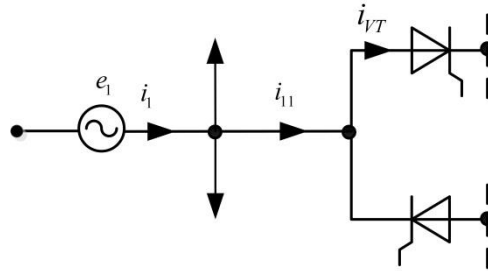


Рисунок 27 – Обозначения токов

Пренебрегая активными потерями в преобразователе, входной коэффициент мощности оценим с помощью следующего соотношения:

$$\chi_1 = \frac{P_1}{S_1}, \quad (43)$$

Учитывая принятые допущения, получим:

$$\chi_1 \approx \frac{P_2}{S_1} = \frac{3U_{2д} I_{2д} \cos \varphi_2}{6E_1 I_{1д}} \approx \frac{3E_{вд(1)} I_{нпч(1)} \cos \varphi_{нпч(1)}}{6E_1 I_{1д}}. \quad (44)$$

Из (43) и (44): P_1, S_1, P_2 - активная и полная мощность СГ, активная мощность нагрузки, соответственно; $\cos \varphi_2, \cos \varphi_{\text{нпч}}$ - коэффициент мощности нагрузки и на выходе НПЧ с ЕК; $I_{1д}, I_{\text{нпч}(1)}, I_{2д}, U_{2д}$ - действующие значения токов СГ, на выходе НПЧ с ЕК и в нагрузке, а также действующее значение напряжения нагрузки.

Принимая во внимание (18) для основных гармоник внутренней ЭДС НПЧ с ЕК и (40), получим входной коэффициент мощности для двух законов управления:

$$\begin{aligned}\chi_{1(s)} &\approx \frac{9}{2\pi} \cdot J_1\left(\frac{\pi}{2} M\right) \cdot \cos \varphi_{\text{нпч}}, \\ \chi_{1(a)} &\approx \frac{9}{4\pi} \cdot M \cdot \cos \varphi_{\text{нпч}}.\end{aligned}\quad (45)$$

Рассмотрим методику выбора параметров силового фильтра. Требования к фильтру определяются требованиями к качеству электрической энергии СЭС согласно ГОСТ Р 54073–2017. Коэффициент искажений при наличии нелинейной, несимметричной и импульсно-периодической нагрузки должен быть не более 8%.

Эквивалентная схема LC фильтра представлена на Рисунке 28.

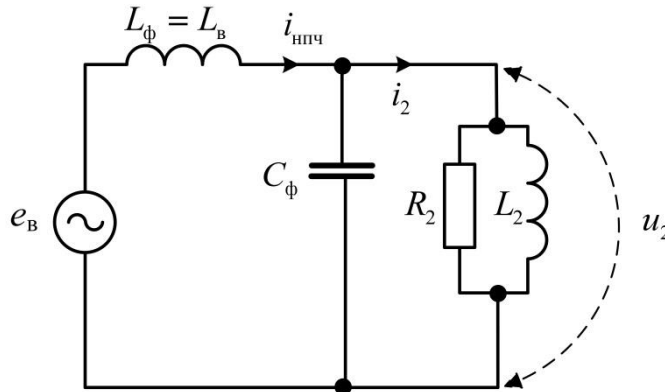


Рисунок 28 - Эквивалентная схема LC фильтра

На Рисунке 29 представлен вид амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) LC фильтра $|\gamma_u(j\omega_2)|$ и положение первой группы комбинационных гармоник внутренней ЭДС НПЧ с ЕК.

Из (35) получим выражение для необходимой величины индуктивности силового фильтра для двух алгоритмов управления:

$$L_b = L_{\varphi a(s)} \geq \frac{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_1 \cdot E_{\text{эка}(s)}^*}{6\omega_1 \cdot 0.1 I_{\text{нпч min}}}, \quad (46)$$

где $I_{\text{нпч min}}$ - действующее значение тока НПЧ с ЕК при минимальной нагрузке СЭС.

Коэффициент искажений выходного напряжения будет определяться первой группой комбинационных гармоник, эквивалентное действующее значение которых $(\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_{\text{эка}(s)}^*)$, приведённое к частоте $6\omega_1$, определяется для двух законов управления согласно выражениям (29) и (30).

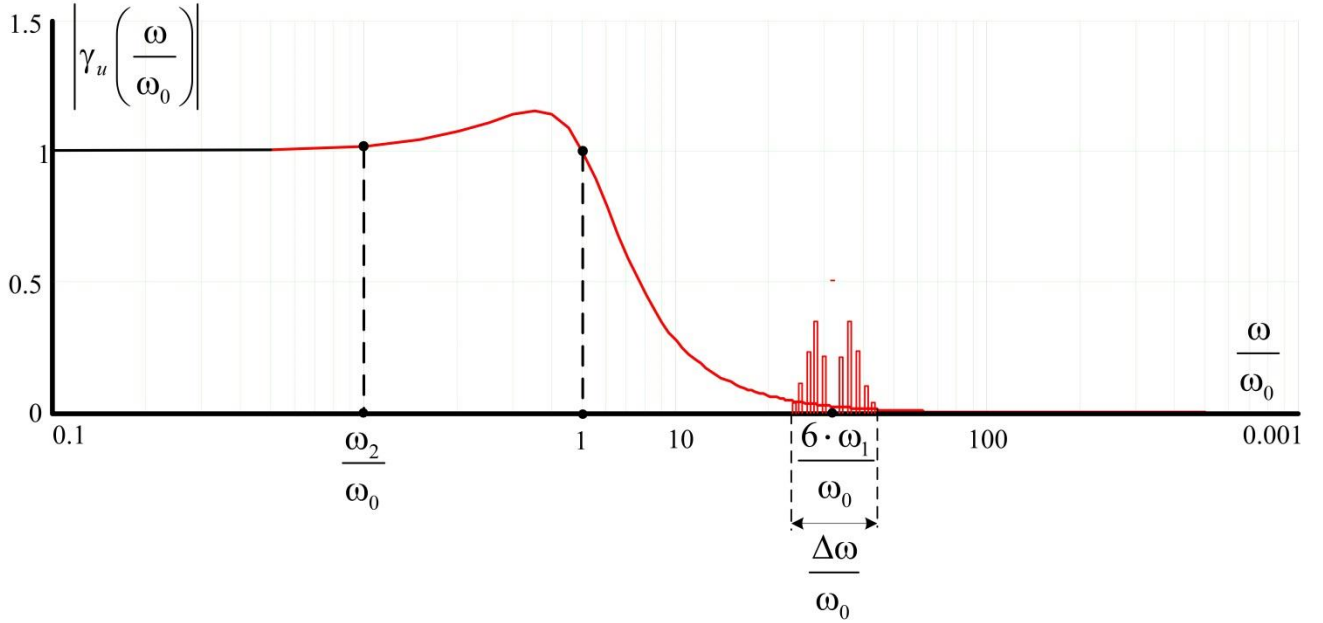


Рисунок 29 - Амплитудно-частотная характеристика LC фильтра

Аналитическое выражение для амплитудно-частотной характеристики $\gamma_u(j\omega)$:

$$\gamma_u(j\omega) = \frac{1}{1 - (\omega^*)^2 + j\omega^* \frac{1}{R^*} + \frac{1}{L^*}} = \frac{1}{1 - (\omega^*)^2 + j\omega^* Q + \frac{1}{L^*}}, \quad (47)$$

где $\omega^* = \frac{\omega}{\omega_0}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\Phi C_\Phi}}$, $\rho = \sqrt{\frac{L_\Phi}{C_\Phi}}$ - резонансная частота и волновое сопротивление фильтра соответственно,

$$R^* = \frac{R_2}{\rho} = d, Q = \frac{1}{d}, d, Q - \text{ скорость затухания и добротность фильтра, } L^* = \frac{L_2}{L_\Phi}.$$

Фазовый сдвиг, вносимый в напряжение фильтром, определяется следующим образом:

$$\varphi_u(j\omega^*) = \arg \left[\frac{1}{1 - (\omega^*)^2 + j\omega^* \frac{1}{R^*} + \frac{1}{L^*}} \right]. \quad (48)$$

На Рисунке 30 приведена амплитудно-частотная характеристика фильтра для двух значений R^* (1 и 10).

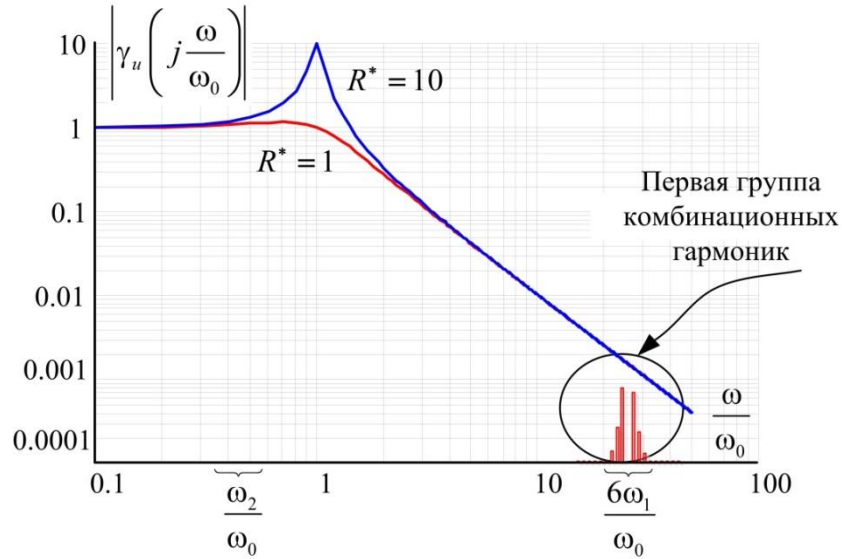


Рисунок 30 - Амплитудно-частотная характеристика LC фильтра для двух значений R^*

Как показано в работе [16], рекомендовано выбирать $Z_{2ном} = \rho = \sqrt{\frac{L_\phi}{C_\phi}}$, тогда, учитывая,

что в авиационных СЭС минимальная нагрузка по мощности равна $0.1S_{2ном}$, получим в этом режиме $R^* = 10$.

Аналитическое выражение для амплитудно-частотной характеристики $\gamma_i(j\omega)$ представлено следующим соотношением:

$$\gamma_i(j\omega) = \frac{I_2(j\omega)}{I_{нпч}(j\omega)} = \frac{1 + j\omega^* \frac{L^*}{R^*}}{1 - (\omega^*)^2 L^* + j\omega^* \frac{L^*}{R^*}}. \quad (49)$$

Выражение для крутизны $S_i(j\omega) = \frac{I_{нпч}(j\omega)}{E_b(j\omega)}$ является полезным для расчёта спектрального

состава тока $i_{нпч}$ при известном спектре внутренней ЭДС НПЧ с ЕК (e_b):

$$S_i(j\omega) = \frac{I_{нпч}(j\omega)}{E_b(j\omega)} = \frac{\frac{1}{R^*} + j\left[\omega^* - \frac{1}{L^* \cdot \omega^*}\right]}{\rho \cdot \left[1 - (\omega^*)^2 + j\omega^* \frac{1}{R^*} + \frac{1}{L^*}\right]} \quad (50)$$

Если задать $\omega_2 \in \{(0.4 \div 0.5)\omega_0\}$, то при $a \sim 10$ коэффициент искажений $k_{ис}$ можно оценить, используя коэффициент передачи фильтра в виде:

$$|\gamma_u(j\omega^*)| \approx \left| \frac{1}{1 - (\omega^*)^2} \right|. \quad (51)$$

Тогда:

$$k_{ис} = \frac{U_{2(6\omega_1)}}{U_2} = \frac{1}{U_2} \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_1 \cdot E_{эка(s)}^* \cdot \frac{1}{\left[\left(\frac{6a\omega_2}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right]}. \quad (52)$$

Откуда получим:

$$C_\phi \approx \left(\frac{1}{U_2} \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_{эка(s)}^* \cdot E_1 + 1 \right) \cdot \frac{1}{(6a\omega_2)^2 \cdot L_\phi k_{ис}}. \quad (53)$$

В том случае, если частота пульсаций первой группы комбинационных гармоник $6\omega_1$ близка к резонансной частоте фильтра ω_0 , то необходимо учитывать влияние нагрузки на коэффициент искажений. В этом случае оценку величины ёмкости C_ϕ можно произвести согласно (54):

$$C_\phi = \frac{1}{(6a\omega_2)} \sqrt{\left(\frac{I_{нпч\text{пуль}}}{U_2 k_{ис}} \right)^2 - \left(\frac{S_2 \cdot \cos \varphi_2}{3U_2^2} \right)^2} + \frac{S_2 \cdot \sin \varphi_2}{3U_2^2 6a}. \quad (54)$$

Для расчёта входного коэффициента мощности (45) определим выражение для расчёта угла φ_2 . Воспользуемся векторной диаграммой для эквивалентной схемы замещения LC фильтра, построенной при $\omega = \omega_2$ и изображенной на Рисунке 31.

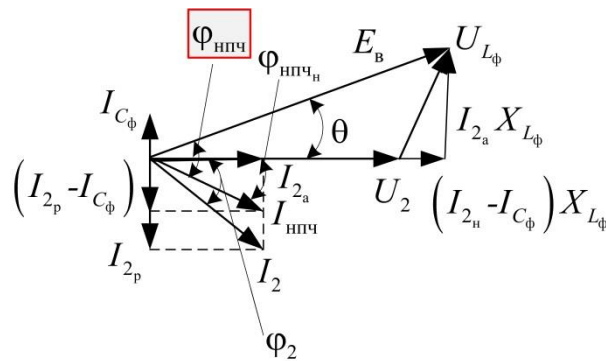


Рисунок 31 - Векторная диаграмма токов и напряжений выходной цепи НПЧ с ЕК при $\omega = \omega_2$

Из Рисунка 31 получим следующие соотношения:

$$I_{\text{нпч}}^* = \sqrt{\left(S_{21}^* \sin \varphi_2 - Q_{C_\phi}^*\right)^2 + \left(S_{21}^* \cos \varphi_2\right)^2},$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{нпч}_\text{н}} = \frac{S_{21}^* \sin \varphi_2 - Q_{C_\phi}^*}{S_{21}^* \cos \varphi_2},$$

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{S_{21}^* \cos \varphi_2}{\frac{1}{X_{L_\phi}^*} + S_{21}^* \sin \varphi_2 - Q_{C_\phi}^*},$$

$$\varphi_{\text{нпч}} = \varphi_{\text{нпч}_\text{н}} + \theta,$$

где $S_{21}^* = \frac{S_{21}}{S_{21\text{ном}}}$, $S_{21\text{ном}} = I_2 U_2$ - относительное значение полной мощности одной фазы нагрузки;

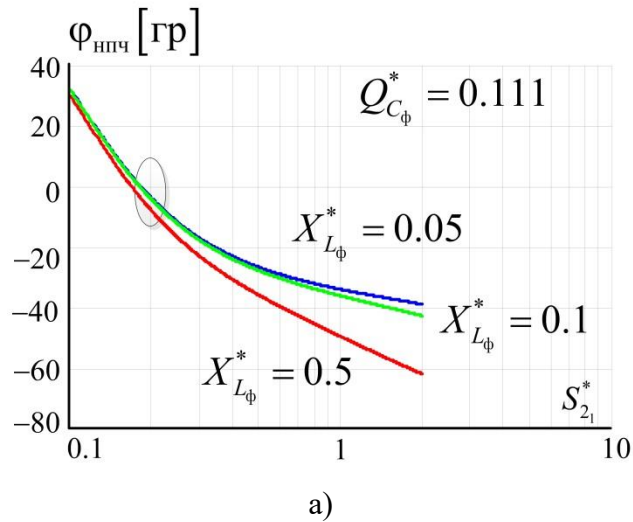
$Q_{C_\phi}^* = \frac{Q_{C_\phi}}{S_{21\text{ном}}} = \frac{U_2^2 \omega_2 C_\phi}{S_{21\text{ном}}}$ - относительное значение реактивной мощности емкостного

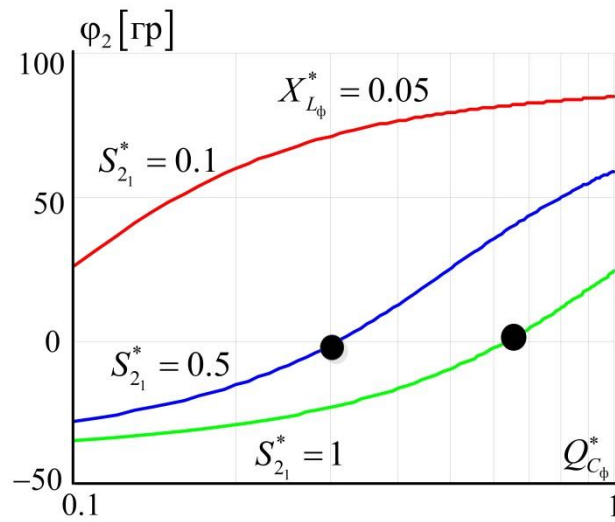
фильтра;

$X_{L_\phi}^* = \frac{X_{L_\phi}}{Z_{21\text{ном}}} = \frac{I_{\text{нпч}} \omega_2 L_\phi}{Z_{21\text{ном}}}$ - относительное значение индуктивного сопротивления фильтра.

На Рисунке 32 в качестве примера приведена зависимость угла $\varphi_{\text{нпч}}$ от различных параметров и режимов при $\cos \varphi_2 = 0.8$. На представленных графиках существуют такие точки, где $\varphi_{\text{нпч}} = 0$, что означает компенсацию реактивной мощности конденсатором C_ϕ .

На Рисунке 33 приведена зависимость коэффициента мощности СГ от глубины модуляции при $\varphi_{\text{нпч}} = 0$. Рисунок 33 показывает предельно возможное значение коэффициента мощности НПЧ с ЕК.





б)

Рисунок 32 - Зависимость угла $\varphi_{\text{нпч}}$ от полной мощности одной фазы нагрузки $S_{2_1}^*$ при разных значениях индуктивного сопротивления фильтра $X_{L\phi}^*$ в относительных единицах (а) и зависимость угла $\varphi_{\text{нпч}}$ от реактивной мощности емкостного фильтра $Q_{C\phi}^*$ при разных значениях полной мощности одной фазы нагрузки $S_{2_1}^*$ в относительных единицах (б)

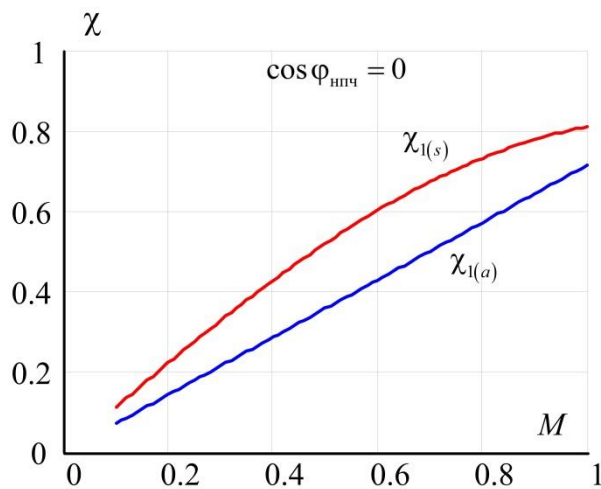


Рисунок 33 - Зависимость коэффициента мощности СГ от глубины модуляции при $\varphi_{\text{нпч}} = 0$

На Рисунке 34 и Рисунке 35 представлена зависимость входного коэффициента мощности при различных режимах и при разных параметрах фильтра. Характерные максимумы на графиках, как уже отмечалось, объясняются компенсацией реактивной мощности нагрузки ёмкостью фильтра.

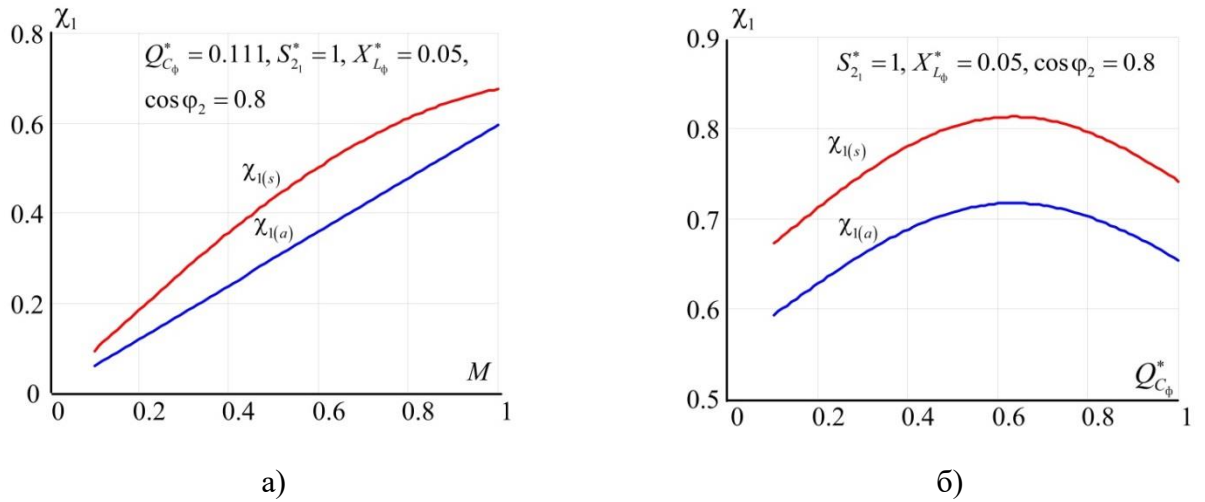


Рисунок 34 - Зависимость коэффициента мощности χ_1 от глубины модуляции M (а) и зависимость коэффициента мощности χ_1 от реактивной мощности емкостного фильтра $Q_{C\phi}^*$ при $\cos \varphi_2 = 0.8$

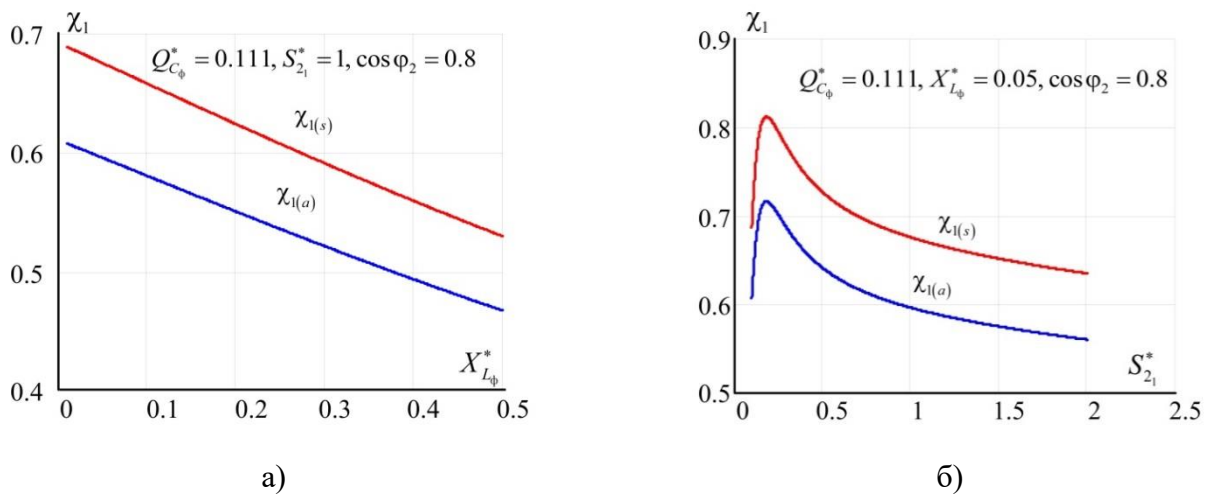


Рисунок 35 - Зависимость коэффициента мощности χ_1 от относительного значения сопротивления $X_{L\phi}^*$ (а) и зависимость коэффициента мощности χ_1 от полной мощности нагрузки при $\cos \varphi_2 = 0.8$ в относительных единицах

В целом надо отметить, что коэффициент мощности НПЧ с ЕК больше при синусоидальном законе управления, что объясняется более высоким значением амплитуды основной гармоники во внутренней ЭДС НПЧ с ЕК e_b . Таким образом, коэффициент мощности НПЧ с ЕК существенно зависит от параметров фильтра и нагрузки, что необходимо учитывать при проектировании СЭС.

2.3 Оценка установленной мощности уравнительного реактора и габаритов в схеме с совместным управлением

Оценим установленную мощность УР путем сопоставления её с установленной мощностью трехфазного трансформатора мощностью $S_2 = S_{2_{ном}} = 3 \cdot U_{2_{ном}} I_{2_{ном}}$, работающего на частоте выходного напряжения $\omega_2 = 2\pi f_2$, $f_2 = 400 \text{ Гц}$.

Так как кривая напряжения на УР изменяется с тройной частотой по отношению к частоте СГ и в $a = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ больше частоты ω_2 , т.е. частота напряжения УР определяется, как $\omega_{p1} = 3a\omega_2$, то определяя размеры реактора при частоте ω_2 , нужно предварительно найти то напряжение, которое является эквивалентным для частоты ω_2 , учитывая при этом влияние на него и изменения частоты и изменения индукции в стали (потери в стали при нормальной и повышенной частотах должны быть одинаковыми). Исходя из описанного условия, можно записать, что:

$$kB_{\omega_2}^{1.6} \omega_2 = kB_{\omega_{p1}}^{1.6} \omega_{p1} = kB_{\omega_{p1}}^{1.6} 3a\omega_2, \frac{B_{\omega_{p1}}}{B_{\omega_2}} = \sqrt[1.6]{\frac{1}{3a}}.$$

Например, при $a = 5$, получим $\frac{B_{\omega_{p1}}}{B_{\omega_2}} = 0,184$. Это значит, что при переходе на частоту напряжения УР ω_{p1} индукцию нужно снизить в $\frac{1}{0,18} = 5,435$ раза.

Таким образом, расчетное действующее значение напряжения УР при пересчете на частоту ω_2 должно быть в $3a = 15$ раз меньше, а при пересчете на значение индукции $B_{\omega_{p1}}$ в 5,435 раза больше. В результате расчетное напряжение U'_p на частоте ω_2 должно составлять

$$\frac{1}{3a^{1.6} \sqrt[1.6]{\frac{1}{3a}}} = \frac{1}{(3a)^{\frac{3}{8}}} = 0,362 \text{ от напряжения УР при частоте } \omega_{p1}, \text{ т. е.:}$$

$$U'_{yp} = \frac{U_{yp}}{(3a)^{\frac{3}{8}}} = 0,362 \cdot U_{yp}$$

Из [83] напряжение УР, можно найти, как:

$$\begin{aligned}
U_{\text{yp}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{1}{2} E_1 \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos[2 \arccos(M \sin \vartheta_2)]} \right\}^2 d\vartheta_2 =} \\
&= \frac{E_1}{2\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_0^{2\pi} \left\{ 1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos[2 \arccos(M \sin \vartheta_2)] \right\} d\vartheta_2 =} \\
&= E_1 \frac{\sqrt{2}}{4\sqrt{\pi}} \sqrt{2\pi - 3\sqrt{3} \cdot (M^2 - 1)}. \\
U'_{\text{yp}} &= \frac{U_{\text{yp}}}{(3a)^{\frac{3}{8}}} = E_1 \frac{\sqrt{2}}{4\sqrt{\pi} \cdot (3a)^{\frac{3}{8}}} \sqrt{2\pi - 3\sqrt{3} \cdot (M^2 - 1)}
\end{aligned}$$

Действующее значение основной гармоники напряжения на нагрузке определяется соотношением вида:

$$\begin{aligned}
U_2 &= E_1 \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}{\frac{\pi}{3}} = 0,827 \cdot E_1; \\
E_1 &= \frac{U_2}{0,827},
\end{aligned}$$

где E_1 - действующее значение ЭДС СГ.

Тогда напряжение УР в относительных единицах:

$$\begin{aligned}
U'_{\text{yp}} &= \frac{U'_{\text{yp}}}{U_2} = \frac{\sqrt{2}}{4\sqrt{\pi} \cdot (3a)^{\frac{3}{8}} \cdot 0,827} \sqrt{2\pi - 3\sqrt{3} \cdot (M^2 - 1)} = \\
&= \frac{0,16 \cdot \sqrt{11,48 - 5,2 \cdot M^2}}{M \cdot a^{\frac{3}{8}}}.
\end{aligned}$$

Действующее значение токов, проходящих по ветвям реактора одинаковы, если можно пренебречь током намагничивания и емкостным током C_Φ :

$I_{\text{yp}} = \frac{I}{2\sqrt{2}} \approx \frac{I_2}{2\sqrt{2}}$, $I_{\text{yp}}^* = \frac{I_{\text{yp}}}{I_2} = \frac{1}{2\sqrt{2}}$, здесь I - действующее значение тока обмоток УР, I_2 - действующее значение тока нагрузки.

На Рисунке 36 представлена зависимость напряжения УР U'_{yp}^* от глубины модуляции M .

Установленная мощность УР, рассчитанная по тем же габаритам, которые требуются для трансформатора, имеющего две обмотки (в то время как реактор имеет одну обмотку), равна половине произведения тока на напряжение:

$$S_{\text{yp}} = \frac{U'_{\text{yp}} I_{\text{yp}}}{2}$$

$$S_{\text{ур}}^* = \frac{S_{\text{ур}}}{S_{21\phi}} = U_{\text{ур}}' \cdot I_{\text{ур}}^* = \frac{0,16 \cdot \sqrt{11,48 - 5,2 \cdot M^2}}{2\sqrt{2} \cdot M \cdot a^{\frac{3}{8}}}$$

$$S_{\text{ур}}^* = \frac{S_{\text{ур}}}{S_2} = \frac{0,16 \cdot \sqrt{11,48 - 5,2 \cdot M^2}}{3 \cdot 2\sqrt{2} \cdot M \cdot a^{\frac{3}{8}}}$$

Для одного УР при кратности частот $a=5$ и глубине модуляции $M=1$ установленная мощность равна $S_{\text{ур}}^* = 0,026$. Для шести УР усыновленная мощность равна соответственно $S_{\text{ур}}^* = 0,155$.

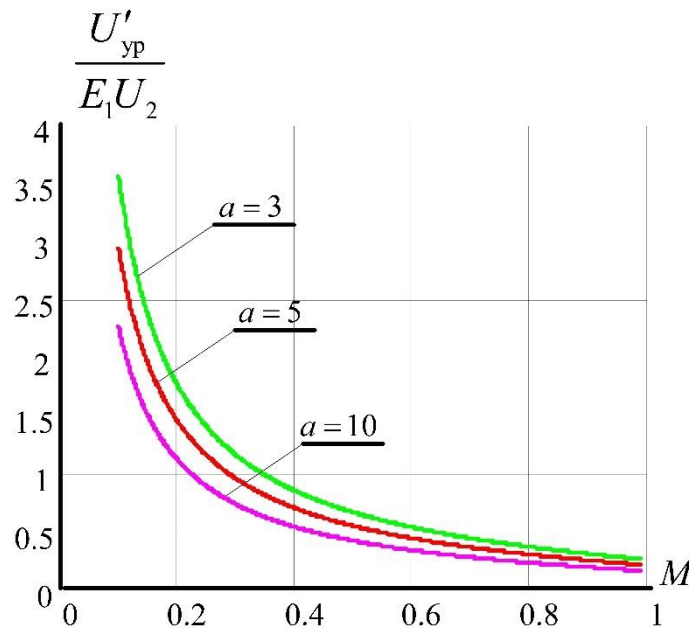


Рисунок 36 - Зависимость напряжения УР $U_{\text{ур}}'^*$ от глубины модуляции M

Таким образом, установленная мощность всех уравнивающих реакторов не превышает $\approx 16\%$ от установленной мощности трансформатора, работающего на полную мощность на частоте 400 Гц. Учитывая, что удельный вес таких трансформаторов при воздушном охлаждении составляет $G = \frac{P}{S} \approx 0,5 \text{ кг/кВА}$, получим, что вес всех УР при $S=100$ составит $P_{\text{ур}} = 0,155 \cdot 0,5 \cdot 100 = 7,75 \text{ кг}$.

2.4 Оценка установленной мощности входных дросселей в схеме при раздельном управлении

Для оценки установленной мощности входных дросселей НПЧ с ЕК воспользуемся выше предложенной методикой. Так как кривая напряжения на уравнительном реакторе изменяется с

тройной частотой напряжения СГ ω_1 , то определяя размеры реактора при частоте ω_2 , необходимо предварительно найти то напряжение, которое является эквивалентным для частоты ω_2 , учитывая при этом влияние на него и изменения частоты и изменения индукции в стали (потери в стали при нормальной и пониженной частотах должны быть одинаковыми). Исходя из последнего условия, можно записать, что:

$$kB_{\omega_2}^{1.6} \omega_2 = kB_{\omega_{p2}}^{1.6} \omega_{p2} = kB_{\omega_{p2}}^{1.6} 3a\omega_2, \frac{B_{\omega_{p2}}}{B_{\omega_2}} = \sqrt[1.6]{\frac{1}{a}}.$$

Например, при кратности частот $a = 5$, получим $\frac{B_{\omega_2}}{B_{\omega_{p2}}} = 0,366$. Это значит, что при переходе на

частоту напряжения уравнивающего реактора ω_{p2} индукция снижается в $\frac{1}{0.366} = 2,732$ раза.

Таким образом, расчётное действующее значение напряжения при пересчёте на частоту ω_2 должно быть, в $a = 5$ раз меньше, а при пересчёте на значение индукции $B_{\omega_{p1}}$ в 5,435 раза больше. В результате расчётное напряжение U'_p при частоте ω_2 должно составлять

$$\frac{1}{a^{1.6} \sqrt[1.6]{a}} = \frac{1}{(a)^{\frac{3}{8}}} = 0.547 \text{ от напряжения } U_{др} \text{ при частоте } \omega_{p2}, \text{ т. е.:}$$

$$U'_{др} = \frac{U_{др}}{(a)^{\frac{3}{8}}} = 0,547 \cdot U_{ур} = 46,11.$$

Установленная мощность одного дросселя, рассчитанная по тем же габаритам, которые требуются для трансформатора, имеющего две обмотки (в то время как дроссель имеет одну обмотку), равна половине произведения тока на напряжение:

$$S_{др} = \frac{U'_{др} I_{др}}{2}.$$

Учитывая, что дросселей в рассматриваемой схеме 18, суммарная установленная мощность в дросселе:

$$S_{др\Sigma} = 9U'_{др} I_{др} = 9 \cdot 46,112 \cdot 51,2 = 21,25 \text{ кВА};$$

$$S_{др}^* = \frac{S_{др}}{S_2} = 0,212.$$

Установленная мощность всех дросселей составляет $\approx 21\%$ от установленной мощности трансформатора, работающего на полную мощность на частоте 400 Гц. Учитывая, что

удельный вес трансформаторов при воздушном охлаждении составляет $G = \frac{P}{S} \approx 0,5 \text{ кг/кВА}$,

получим, что вес всех дросселей при $S = 100 \text{ кВА}$ составит $P_{\text{др}} = 0,212 \cdot 0,5 \cdot 100 = 10,624 \text{ кг}$.

Таким образом, масса входных дросселей в НПЧ с ЕК с раздельным управлением вентиляльными комплектами превосходит массу уравнильных реакторов, входящих в состав схемы НПЧ с ЕК с совместным управлением примерно в 1,37 раза.

2.5 Электромагнитные процессы для инвертора напряжения

Воспользуемся методикой, предложенной в работе [80], для определения математической модели инвертора напряжения.

В качестве допущений примем, что транзисторы и диоды являются идеальными ключами. Математическое описание ИН получим с помощью переключающих функций.

На Рисунке 37 представлена схема инвертора напряжения, на основе которого реализован активный выпрямитель (АВ).

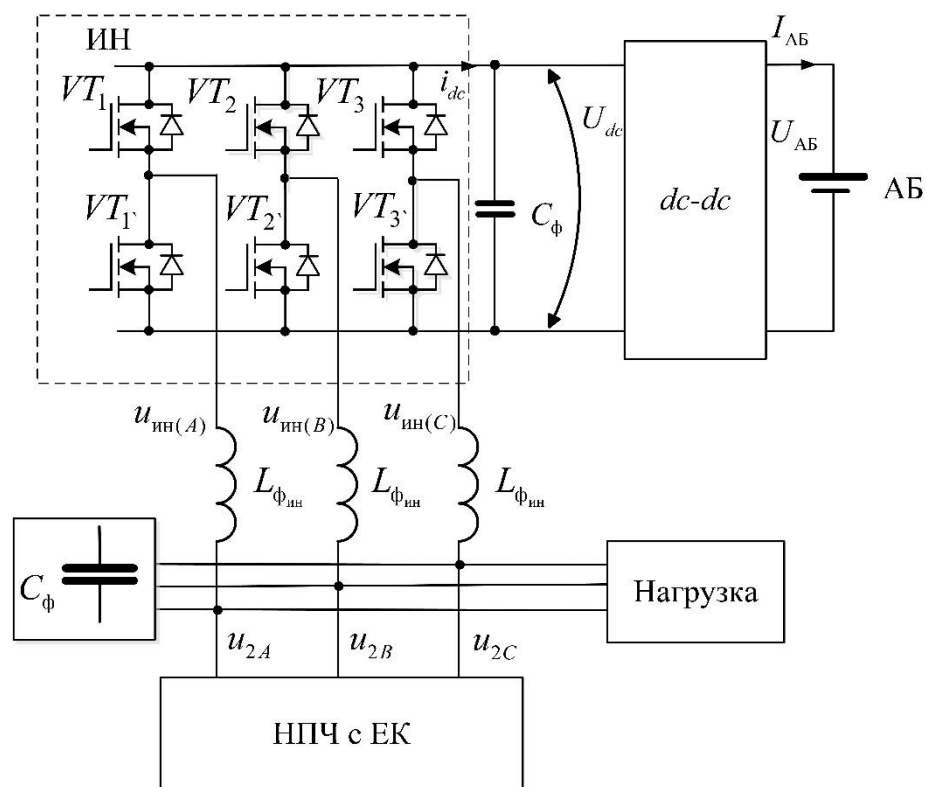


Рисунок 37 - Принципиальная схема ИН в составе СГС

Фазные напряжения на зажимах ИН определяются с помощью (55) [80, 84]:

$$u_m = \frac{U_{dc}}{3} \left(2F_m - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^3 F_k \right);$$

$$m = 1, 2, 3,$$
(55)

где F_m - переключающие функции транзисторов VT_m ИН, которые определяются с помощью следующего соотношения:

$$F_m = \begin{cases} 1, & \text{транзистор } VT_m \text{ открыт;} \\ 0, & \text{транзистор } VT_m \text{ закрыт.} \end{cases}$$

Переключающие функции также можно найти с помощью ряда Фурье:

$$F_m = F_{om} + \sum_{j=1}^{\infty} F_{msj} \sin(j \cdot a\vartheta) + F_{mcj} \cos(j \cdot a\vartheta);$$

$$F_{om} = \frac{1}{2} M \sin \theta_m;$$

$$F_{msj} = \frac{(-1)^j}{j\pi} [(-1)^j - \cos(j\pi \cdot M \sin \theta_m)];$$

$$F_{mcj} = \frac{(-1)^j}{j\pi} \sin(j\pi \cdot M \sin \theta_m).$$
(56)

Глубина модуляции M для скалярной ШИМ (1) и векторной ШИМ (2) определяется, как:

$$M = \begin{cases} \frac{u_y}{u_{оп}} & (1); \\ \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{u_y}{u_{оп}} & (2); \end{cases}$$

$$M_{\max} = \begin{cases} 1 & (1); \\ \frac{2}{\sqrt{3}} & (2); \end{cases}$$
(57)

где: $\theta_m = \vartheta - (m-1) \frac{2\pi}{3} + \varphi_y$, $\vartheta = \omega_2 t$, $a = \frac{\omega_k}{\omega}$, ω_k - циклические частоты ШИМ ИН, M , $M_{\max}$ - глубина модуляции и её максимальное значение, u_y - амплитудное значение сигнала управления, $u_{оп}$ - амплитудное значение опорного пилообразного напряжения, φ_y - фаза сигнала управления, определяется выбранным алгоритмом управления.

После ряда преобразований получим (58) для скалярной ШИМ. В (58) и далее высокочастотные гармоники определены для скалярной ШИМ.

$$u_m = \frac{U_{dc}}{2} M \sin(\theta_m) + \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cdot \sin[a \cdot p\vartheta + (3k+1)\theta_m], \quad (58)$$

где $J_{3k+1}(\dots)$ - функции Бесселя первого рода порядка $3k+1$.

Выражение для основной гармоники будет иметь вид:

$$u_{m(1)} = \frac{U_{dc}}{2} M \sin(\theta_m). \quad (59)$$

Введем по аналогии со скалярными методами расчета понятие коэффициента усиления ИН только для амплитудных значений:

$$k_{ua} = \begin{cases} \frac{1}{2} & (1); \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & (2); \end{cases},$$

тогда для амплитудного значения основной гармоники напряжения ИН можно записать:

$$u_{m(1)a} = k_{ua} U_{dc} M. \quad (60)$$

Для применения векторных алгоритмов аналитического описания электромагнитных процессов с учётом ШИМ и последующего синтеза алгоритмов управления предварительно представим выходное напряжение ИН в « α - β » координатах. Для этого воспользуемся оператором поворота $a = \exp\left(i \cdot \frac{2\pi}{3}\right)$, $i = \sqrt{-1}$, с его помощью три напряжения u_m , $m=1, 2, 3$ можно записать в ортогональной « α - β » системе координат:

$$u_{\alpha\beta} = u_\alpha + i \cdot u_\beta = \frac{2}{3}(u_1 + a \cdot u_2 + a^2 \cdot u_3). \quad (61)$$

Используя (57), получим:

$$u_\alpha = \frac{U_{dc}}{2} M \sin(\theta_1) + \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \sin[ap\vartheta + (3k+1)\theta_1]; \quad (62a)$$

$$u_\beta = -\frac{U_{dc}}{2} M \cos(\theta_1) - \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cos[ap\vartheta + (3k+1)\theta_1]. \quad (62b)$$

Ток в звене постоянного тока i_{dc} можно найти с помощью соотношения:

$$i_{dc} = \sum_{m=1}^3 i_{gm} F_m,$$

где i_{gm} - мгновенное значение фазных токов генератора.

Среднее значение тока i_{dc} можно найти исходя из условия равенства активных мощностей в цепях переменного и постоянного тока инвертора:

$$\begin{aligned} 3 \cdot \frac{U_{dc}}{2\sqrt{2}} M \cdot \frac{I_{(1)}}{\sqrt{2}} \cos \varphi &= U_{dc} I_{dc}, \\ I_{dc} &= \frac{3}{2} \frac{M}{2} I_{(1)} \cos \varphi, \end{aligned} \quad (63)$$

здесь φ - угол сдвига между основными гармониками фазного напряжения и тока инвертора, $I_{(1)}$ - амплитудное значение выходного тока ИН, равное току СГ.

В силу того, что управление ИН в современных системах управления осуществляется с использованием векторных алгоритмов управления, которые реализуются, как правило, в « d - q » координатах, определим выражения для напряжения ИН во вращающейся системе координат с частотой ω_2 .

Положим, что напряжение на нагрузке близко по форме к синусоидальному напряжению и основная гармоника изменяется с частотой ω_2 , а напряжение управления ИН $u_{y_{mn}}$ изменяется по закону:

$$\begin{aligned} u_{2m} &= \sqrt{2} U_2 \cos \left[\vartheta - (m-1) \frac{2\pi}{3} \right]; \\ \frac{u_{y_{mn}}}{U_{оп}} &= M \sin(\theta_m); \\ \theta_m &= \vartheta - (m-1) \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2} - \varphi_{y_{mn}}; \\ \vartheta &= \omega_2 t; \quad m = 1, 2, 3 (a, b, c); \end{aligned}$$

где $U_{оп}$ - амплитуда опорного пилообразного напряжения в системе управления.

Учитывая (62б) и принимая во внимание [80] получим выражения для составляющих напряжения ИН в « d - q » координатах u_d и u_q :

$$u_{инdq} = u_{инd} + i \cdot u_{инq} = u_{ин\alpha\beta} \exp[-i \cdot \theta(\vartheta)],$$

где $\theta(\vartheta)$ в установившемся режиме при равномерном вращении вала СГ примем $\theta(\vartheta) = \vartheta - \pi/2$.

При анализе в « d - q » координатах сигнал управления ИН удобно представить в виде двух ортогональных проекций на d и q оси, тогда:

$$M_d = M \sin \varphi_{y_{mn}}; \quad M_q = M \cos \varphi_{y_{mn}},$$

тогда $M = \sqrt{M_d^2 + M_q^2}$.

После преобразований получим выражение для напряжений ИН в «d-q» координатах:

$$u_d = u_{d0} + \Delta u_d; \quad u_q = u_{q0} + \Delta u_{Rq}; \quad (64a)$$

$$u_{d0} = \frac{U_{dc}}{2} M \sin(\varphi_{y_{ин}}) = \frac{U_{dc}}{2} M_d; \quad u_{q0} = \frac{U_{dc}}{2} M \cos(\varphi_{y_{ин}}) = \frac{U_{dc}}{2} M_q; \quad (64б)$$

$$\Delta u_d = \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cos[a_R p \vartheta + 3k \vartheta + (3k+1)(\pi/2 - \varphi_{y_{ин}})]; \quad (64в)$$

$$\Delta u_q = \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \sin[a_R p \vartheta + 3k \vartheta + (3k+1)(\pi/2 - \varphi_{y_{ин}})]; \quad (64г)$$

Из выражений (64a)-(64г) u_{d0} , u_{q0} - ортогональные составляющие в «d-q» координатах основной гармоники напряжений ИН; Δu_d , Δu_q - ортогональные составляющие в «d-q» координатах высокочастотных гармоник напряжений ИН.

Выводы по Главе 2

Проведен анализ электромагнитных процессов для НПЧ с ЕК с отдельным управлением вентиляционными комплектами, входящего в состав СГС, работающего в режиме генерирования электрической энергии при допущении, что ИН с конденсатором выходного фильтра представлены в виде эквивалентной противо-ЭДС. Получены основные соотношения, определяющие как мгновенные значения электрических величин исследуемой системы, так и интегральные характеристики. Полученные результаты позволяют оценить установленную мощность ИН как активного фильтра и конденсатора выходного фильтра НПЧ с ЕК.

Представлен анализ электромагнитных процессов для НПЧ с ЕК с совместным управлением вентиляционными комплектами. Получены основные соотношения, определяющие как мгновенные значения электрических величин исследуемой системы, так и интегральные характеристики. Определены параметры силового фильтра системы. Показано, что в схеме с совместным управлением:

- гармонический состав внутренней ЭДС (при малых углах коммутации) не зависит от величины и характера тока нагрузки, что аналогично автономному инвертору напряжения;
- регулировочная характеристика линейна и представляет собой зависимость амплитуды основной гармоники внутренней ЭДС от амплитуды модулирующего сигнала;
- в рассматриваемой схеме при кратностях частот более 3-4 фазовые искажения, вносимые НПЧ с ЕК на основной гармонике, практически равны нулю;

- НПЧ с ЕК и совместным управлением по гладкой составляющей может рассматриваться как безынерционное звено;
- предложены соотношения, определяющие величины уравнивающих ЭДС и токов, с помощью которых определяется величина индуктивностей УР;
- представлена методика выбора параметров силового LC-фильтра, обеспечивающего заданное качество выходного напряжения.

Проведена оценка масс электромагнитных элементов (дросселей) для системы мощностью 100 кВА. Определено, что при использовании схемы с совместным управлением их масса в 1,37 раза меньше, чем в схеме с отдельным управлением.

В результате проведенных исследований показано, что схема НПЧ с ЕК с совместным управлением при кратностях частот более 6-7 обладает преимуществами по отношению к схеме с отдельным управлением как по качеству генерируемой электрической энергии, так и по массогабаритным показателям.

Предложен анализ электромагнитных процессов для ИН в составе рассматриваемой СГС. Получены основные аналитические соотношения при работе преобразователя при скалярной ШИМ и векторной ШИМ, позволяющие определить токи и напряжения в элементах схемы.

ГЛАВА 3 АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ И ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ СГС В РЕЖИМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В настоящей главе предложены и разработаны алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения для исследуемой стартер-генераторной системы, работающей в режиме генерирования электрической энергии. При рассмотрении системы будем опираться на результаты анализа, приведенные во Главе 2.

В рассматриваемой системе автоматического регулирования для инвертора напряжения и непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией реализуется принцип подчинённого регулирования [86]. Внутренний контур регулирования обеспечивает управление выходными токами преобразователей, а внешний контур, соответственно, управление напряжением на конденсаторе силового фильтра.

При исследовании алгоритмов управления главное внимание уделяется установившимся режимам, переходные процессы анализируются лишь с точки зрения обеспечения их устойчивости, а проблема анализа их качества оставлена на последующие исследования.

В настоящей главе рассмотрено: принцип «гладкой составляющей» для параметров регуляторов НПЧ с ЕК; крутизна передаточной функции НПЧ с ЕК по «скользящему среднему»; алгоритмы управления для внутреннего контура по току и внешнего контура по напряжению для НПЧ с ЕК с отдельным и совместным управлением в составе СГС; параметры регуляторов для НПЧ с ЕК; алгоритмы управления для ИН; параметры регуляторов для ИН.

3.1 Принцип «скользящего среднего» для оценки параметров регуляторов непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения в составе стартер- генераторной системы

На Рисунке 38 представлена структурная схема НПЧ с ЕК с отдельным управлением вентильными комплектами. На Рисунке 39 представлена структурная схема НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами. На Рисунке 40 предложена структурная схема ИН.

Как следует из Рисунка 38, НПЧ с ЕК с отдельным управлением вентильными комплектами на одном такте частоты $\omega_k = \frac{\omega_1}{m_1}$ в сечении $C_{\text{вых}}$ за счет L_ϕ во входной цепи можно интерпретировать как источник тока, а при совместном управлении вентильными комплектами, учитывая, что L_ϕ стоит в выходной цепи преобразователя, - как источник напряжения. Инвертор

напряжения по физике работы в указанном сечении на такте частоты ШИМ ω_k представляет собой источник напряжения.

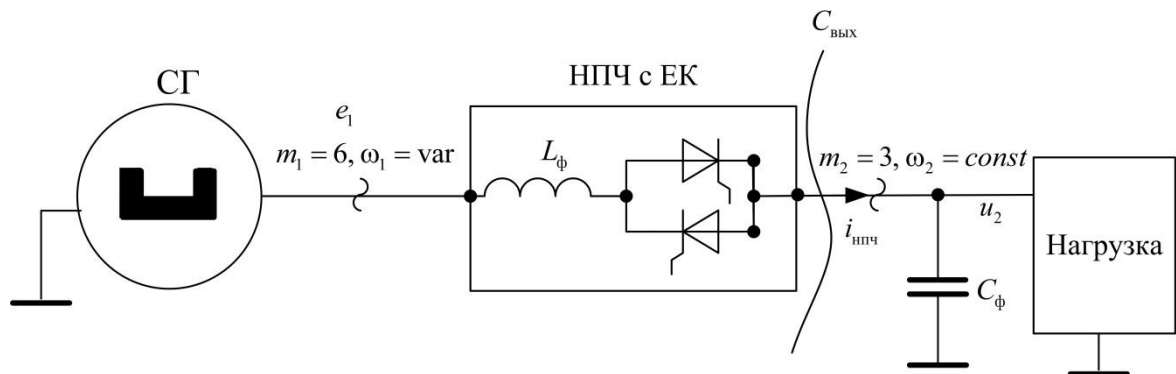


Рисунок 38 – Структурная схема НПЧ с ЕК с раздельным управлением вентильными комплектами

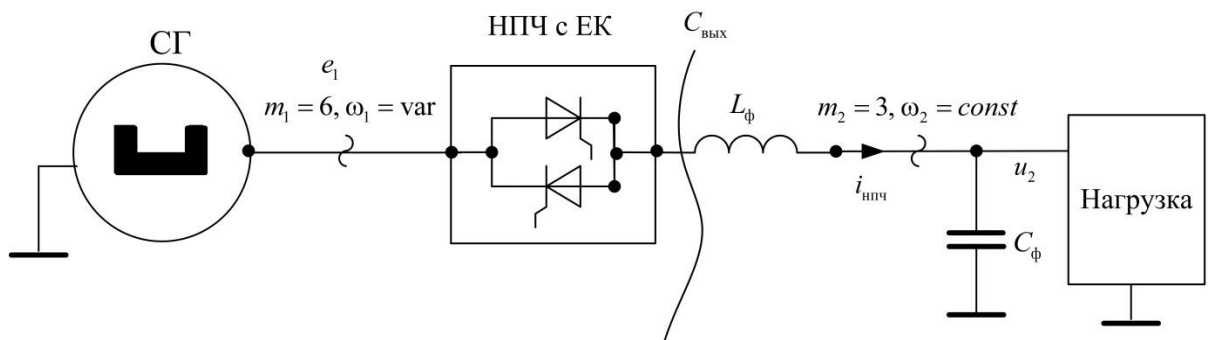


Рисунок 39 – Структурная схема НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами

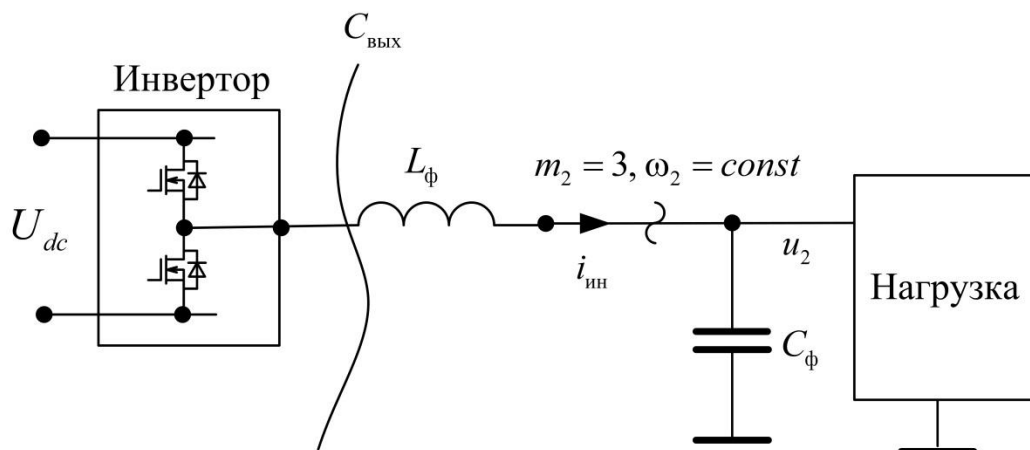


Рисунок 40 – Структурная схема ИН

Схемы замещения преобразователей на одном такте частоты ω_k представлены на Рисунке 41, где зависимые источники управляются напряжениями на входах СИФУ, которые обозначим как u_y .

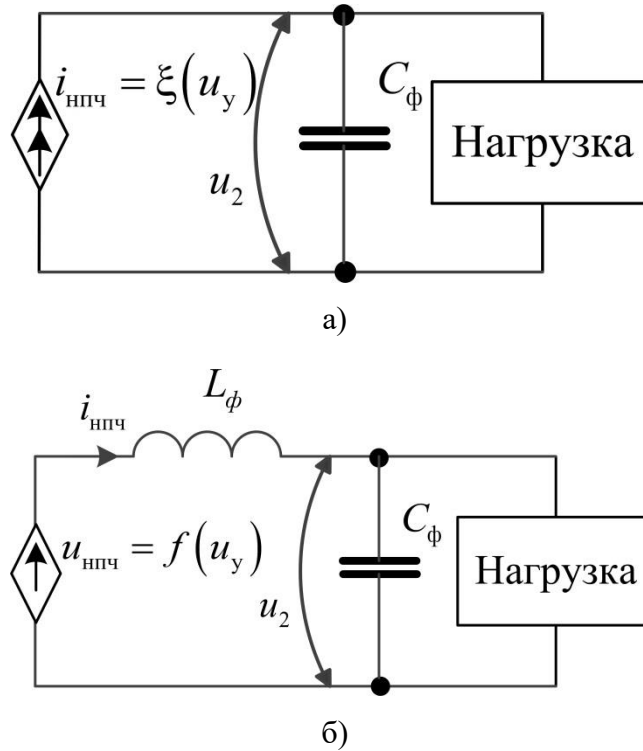


Рисунок 41 - Схемы замещения преобразователей на одном такте частоты ω_k для НПЧ с ЕК с отдельным управлением вентильными комплектами (а), для НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами или инвертора напряжения

Учитывая, что функциональная связь u_y с величинами i_2 и u_2 в общем случае не линейна при её линеаризации введём следующие коэффициенты:

$$s = \frac{di_{\text{нпч}}}{du_y}, \quad k = \frac{du_{\text{нпч}}}{du_y},$$

где s – крутизна [А/В], k – коэффициент усиления.

Ввиду того, что в токах преобразователей пульсационная составляющая достаточно велика, при синтезе параметров регуляторов тока воспользуемся концепцией «гладкой составляющей» [87] или в более чётком математическом определении методом «скользящего среднего» [87-89].

Использование метода «скользящего среднего» для анализа преобразователей постоянного тока и инверторов напряжения с ШИМ известно и описано в [88]. Для применения этого метода в НПЧ с ЕК необходима его формализация для импульсно-фазового управления.

Скользящее среднее величины $x(t)$ на такте T_k в соответствии с [88] определяется, как:

$$\langle x(t) \rangle_{T_k} = \frac{1}{T_k} \int_{t-T_k/2}^{t+T_k/2} x(\tau) d\tau \quad (65)$$

На Рисунке 42 приведена функциональная схема устройства для управляемого выпрямителя и НПЧ с ЕК, которая может служить примером выделения скользящего среднего величины $x(t)$ на временном интервале T_k .

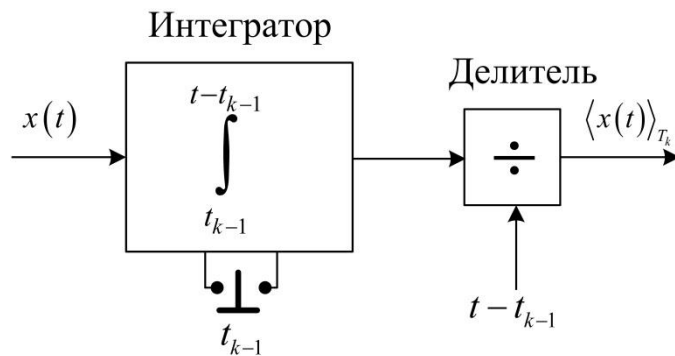


Рисунок 42 - Пример выделения «скользящего среднего»

Из Рисунка 42 интегратор обнуляет выходной сигнал в момент времени t_{k-1} , делитель делит входной сигнал на величину $t-t_{k-1}$, при $t=t_k$, $t_k-t_{k-1} = T_k$. Выходной сигнал схемы, представленной на Рисунке 42, в момент времени $t=t_k$ равен среднему значению величины $x(t)$ на временном интервале T_k . Работа схемы на примере управляемого выпрямителя с $m=3$ иллюстрируется на Рисунке 43.

Из Рисунка 43 $u_y, u_{оп}$ - управляющие и опорные напряжения соответственно, u_2 - мгновенное значение напряжения на выходе управляемого выпрямителя (УВ), $\langle u_2 \rangle_{T_k}$ - «скользящее среднее» в точках, соответствующих моментам выключения тиристора ($T_k \approx 2\pi/3$). Линии синего цвета соответствуют мгновенному значению «скользящего среднего».

При ступенчатой экстраполяции напряжения $\langle u_2 \rangle_{T_k}$ получим сигнал, обозначенный на Рисунке 43, как $\langle E_2 \rangle_{T_k}$. Очевидно, что в данном случае определение среднего значения на такте не нарушает принципа казуальности и производится с запаздыванием на один такт T_k .

В статическом режиме, когда $u_y = \text{const}$, сигнал $\langle E_2 \rangle_{T_k}$ будет постоянным и будет определяться

для $m_1 = 3$ как $E_2 = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} u_2(t) dt$.

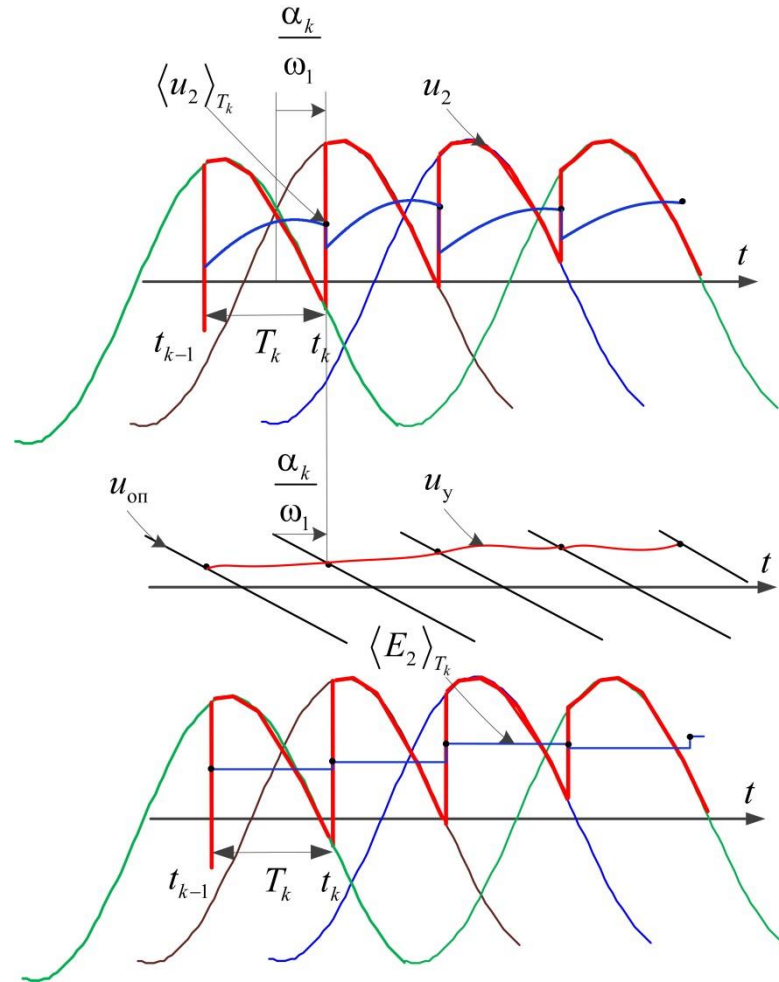


Рисунок 43 – Выходное напряжение управляемого выпрямителя

Передаточная функция процедуры выделения «скользящего среднего» предложена в работе [88] и определяется с помощью следующих соотношений:

$$L\left\{\langle x(t) \rangle_{T_k}\right\} = \int_0^\infty \left\{ \frac{1}{T_k} \int_{t-T_k/2}^{t+T_k/2} x(\tau) d\tau \right\} e^{-st} dt = \frac{1}{T_k} \int_0^\infty e^{-st} dt \int_{t-T_k/2}^{t+T_k/2} x(\tau) d\tau = G(s, T_k) X(s), \quad (66)$$

$$G(s, T_k) = \frac{e^{sT_k/2} - e^{-sT_k/2}}{sT_k}, \quad X(s) = \int_0^\infty x(\tau) e^{-s\tau} d\tau,$$

где $G(s, T_k)$ - передаточная функция операции определения скользящего среднего; $X(s)$ - изображение входного сигнала.

Произведя замену $s \rightarrow j\omega$, получим выражение для амплитудно-частотной характеристики данной операции:

$$G(j\omega, T_k) = \frac{e^{j\omega T_k/2} - e^{-j\omega T_k/2}}{j\omega T_k} = \frac{\sin(\omega T_k/2)}{\omega T_k/2} = \frac{\sin(\pi f / f_k)}{\pi f / f_k}, \quad (67)$$

где $f_k = mf_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} m = \frac{1}{T_k} = \frac{m}{T_1}$, m – число фаз СГ.

Таким образом, выделение «скользящего среднего» представляет собой операцию низкочастотной фильтрации с подавлением всех гармоник с частотами, кратными $f_k = m_1 f_1$, т.е. гармоники с частотами $n \cdot f_k = n \cdot m_1 \cdot f_1$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Получается, что в сигнале $\langle x(t) \rangle_{T_k}$ нет пульсационных составляющих. Кроме этого, коэффициент передачи уменьшается с ростом частоты. Частота среза f_c определяется на уровне уменьшения сигнала в $1/\sqrt{2} \approx 0,707$, т.е. на уровне 3дБ.

На Рисунке 44 изображена амплитудно-частотная характеристика распределения «скользящего среднего».

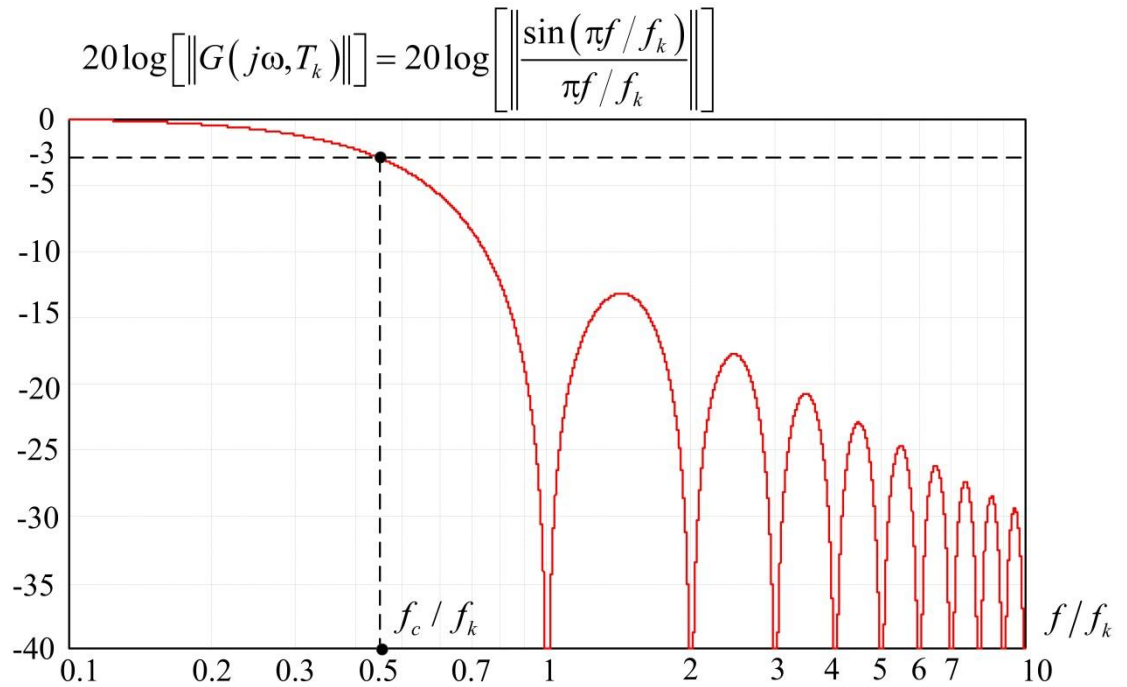


Рисунок 44 - Амплитудно-частотная характеристика распределения «скользящего среднего»

Из Рисунка 44 следует, что $f_c \approx f_k/2 = m \cdot f_1/2$. При этом в диапазоне частот $0 \div f_c$ данное устройство не вносит фазовых искажений, а коэффициент передачи $\|G(j\omega, T_k)\| \approx 1$.

Таким образом, если сигнал $x(t)$ подвергается низкочастотной фильтрации с частотой среза $f_c \leq f_k/2 = m_1 f_1/2$, то происходит выделение «гладкой» составляющей или «скользящего среднего».

В НПЧ с ЕК при раздельном управлении вентильными комплектами (Рисунок 38) при достаточно большой по номиналу ёмкости C_Φ и при $\omega_2 \ll m_1 \cdot \omega_1$ влиянием пульсаций в напряжении на конденсаторе можно пренебречь, т.е. это напряжение можно трактовать на такте как неизменная ЭДС. Тогда допустимо принять, что тиристоры в каждой фазе СГ работают независимо, т.е. включаются по сигналу управления, а выключаются, когда ток в тиристоре под действием разницы напряжений $(e_1 - u_2)$ становится равным нулю. Фактически формируется определенная величина среднего значения тока на такте. По этой причине выход преобразователя можно представить в виде источника тока, как изображено на Рисунке 41 (а).

В НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами (Рисунок 39) включение тиристора происходит аналогично схеме с раздельным управлением вентильными комплектами. Выключение происходит путем включения следующего тиристора согласно работе СИФУ, что определяется моментом сравнения управляющего и соответствующего опорного сигналов. Таким образом, работа тириستоров в различных фазах СГ взаимосвязана и определяется алгоритмом работы СИФУ. При включении очередного тиристора на выходе преобразователя формируется среднее значение напряжения на такте, не зависящее от тока $i_{\text{нпч}}$, при условии, что $L_1 \ll L_\Phi$. По этой причине выход преобразователя можно представить в виде источника напряжения, как изображено на Рисунке 41 (б).

При управлении инвертором напряжения включение и выключение транзисторов происходит в соответствии с алгоритмом ШИМ и при отсутствии обратной связи не зависит от тока в нагрузке. При этом на каждом такте ШИМ на выход преобразователя подключается напряжение U_{dc} с определённым коэффициентом. Поэтому выход ИН можно представить в виде источника напряжения, как изображено на Рисунке 41 (б).

3.1.1 Коэффициент передачи для непосредственного преобразователя частоты с совместным управлением по методу «скользящего среднего»

Коэффициент передачи для НПЧ с ЕК по скользящему среднему можно найти, как:

$$K = \frac{\partial \langle u_2 \rangle_{\lambda_k}}{\partial \langle u_y \rangle_{\lambda_k}}, \quad (68)$$

где $\partial \langle u_2 \rangle_{\lambda_k}$, $\partial \langle u_y \rangle_{\lambda_k}$ скользящее среднее выходного напряжения u_2 , и напряжения управления u_y на входе СИФУ, которые определяются в соответствии с соотношениями:

$$\begin{aligned} \langle u_2(\vartheta) \rangle_{\lambda_k} &= \frac{1}{\lambda_k} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_1} + \alpha[u_y(\vartheta)]}^{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_1} + \alpha[u_y(\vartheta)] + \lambda_k} \sqrt{2} E_1 \sin(\tau) d\tau = \\ &= \frac{\sqrt{2} E_1}{\lambda_k} \left\{ \cos \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_1} + \alpha[u_y(\vartheta)] \right] - \cos \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_1} + \alpha[u_y(\vartheta)] + \lambda_k \right] \right\}, \end{aligned} \quad (69)$$

где для разных законов управления:

$$\alpha_s[u_y(\vartheta)] = \frac{\pi}{2} \left[1 - \frac{u_y(\vartheta)}{U_{\text{оп}}} \right], \quad \alpha_a[u_y(\vartheta)] = \arccos \left[\frac{u_y(\vartheta)}{U_{\text{оп}}} \right], \quad \vartheta = \frac{\omega_1}{a} t.$$

Усредняя λ на периоде повторяемости процессов в НПЧ с ЕК, равном $\frac{2\pi}{\omega_1}$, получим:

$$\begin{aligned} \lambda_k &= \langle \lambda \rangle_{\frac{2\pi}{\omega_1}} = \frac{2\pi}{m_1}, \\ \langle u_2(\vartheta) \rangle_{\frac{2\pi}{m_1}} &= \sqrt{2} E_1 \frac{m_1}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{m_1} \right) \cos \left\{ \alpha \left[\langle u_y(\vartheta) \rangle_{\frac{2\pi}{m_1}} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Здесь $\langle u_y(\vartheta) \rangle_{\frac{2\pi}{m_1}}$ - среднее значение сигнала управления на такте $\frac{2\pi}{\omega_1}$.

Тогда коэффициент передачи K для двух законов управления будет иметь вид:

$$\begin{aligned} K_s &= k_0 \frac{\pi}{2} \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{\langle u_y \rangle_{T_k}}{U_{\text{оп}}} \right), \quad K_a = k_0, \\ k_0 &= \frac{\sqrt{2} E_1}{U_{\text{оп}}} \frac{m_1}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{m_1} \right) \end{aligned} \quad (70)$$

График зависимости K_s и K_a от $\langle u_y \rangle_{T_k}$ приведён на Рисунке 45, из которого следует, что K_s существенно зависит от величины сигнала управления. Также оценку устойчивости процессов следует производить при $u_y \rightarrow 0$, а точность регулирования оценивать при $u_y \rightarrow u_{y\text{max}}$.

При синусоидальном сигнале управления:

$$u_y = U_{y\text{max}} \sin(\omega_2 t), \quad u_y^* = M \sin(\omega_2 t), \quad M = \frac{U_{y\text{max}}}{u_{\text{оп}}}. \quad (71)$$

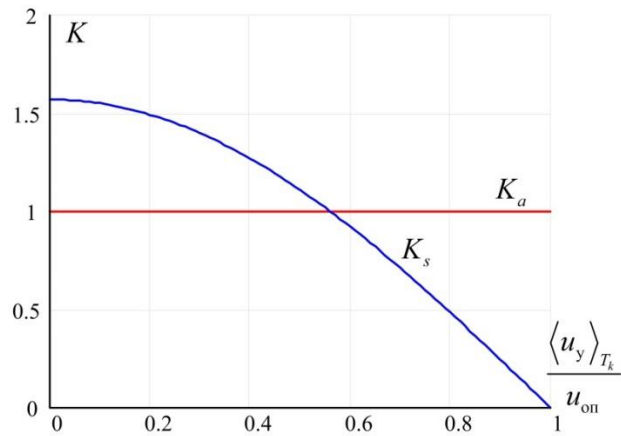


Рисунок 45 – Зависимость коэффициента усиления НПЧ с ЕК от среднего значения сигнала управления для разных законов управления

Пренебрегая дискретизацией сигнала управления, т.е. полагая, что $m_1\omega_1 \gg \omega_2$, получим следующий график зависимости $\frac{\langle u_2 \rangle_{T_k}}{E_1}$ от $\omega_2 t$, представленный на Рисунке 46.

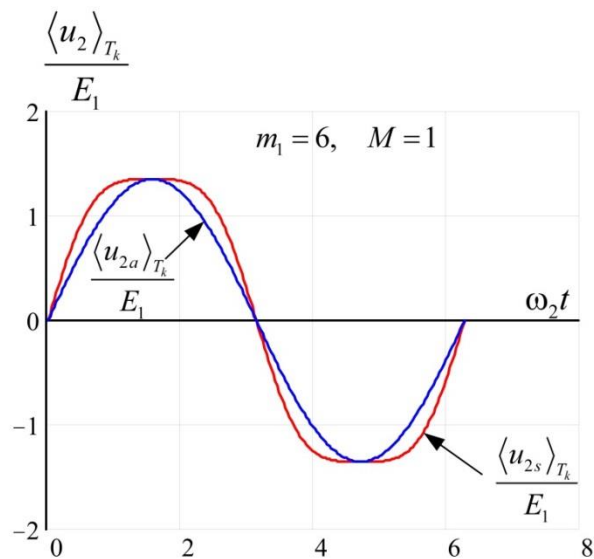


Рисунок 46 – Зависимость отношения среднего значения выходного напряжения к напряжению СГ от выходной частоты $\omega_2 t$ для разных законов управления

Как показано в работе [82], амплитуда первой гармоники «скользящего среднего» выходного напряжения при синусоидальном сигнале управления для двух законов управления будет определяться соотношениями вида:

$$U_{2(1)s} = \sqrt{2}E_1 \frac{m_1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right) 2J_1\left(\frac{\pi}{2}M\right),$$

$$U_{2(1)a} = \sqrt{2}E_1 \frac{m_1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right) M.$$
(72)

При гармонической линеаризации процессов в НПЧ с ЕК можно воспользоваться статическими коэффициентами передачи по первой гармонике (73) и динамическими коэффициентами передачи по первой гармонике (74) [82].

Статические коэффициенты передачи:

$$K_{стs} = \frac{U_{2(1)s}}{U_{ymax}} = \frac{\sqrt{2}E_1}{U_{оп}} \frac{m_1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right) \frac{2J_1\left(\frac{\pi}{2}M\right)}{M} = k_0 \cdot \frac{2J_1\left(\frac{\pi}{2}M\right)}{M},$$

$$K_{ста} = \frac{\sqrt{2}E_1}{U_{оп}} \frac{m_1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right) M = k_0 \cdot M.$$
(73)

Динамические коэффициенты передачи:

$$K_{дs} = \frac{dU_{2(1)s}}{dU_{ymax}} = k_0 \cdot \frac{\pi}{2} \left[J_0\left(\frac{\pi}{2}M\right) - J_2\left(\frac{\pi}{2}M\right) \right],$$

$$K_{да} = k_0.$$
(74)

График зависимости коэффициентов передачи по первой гармонике приведён на Рисунке 47.

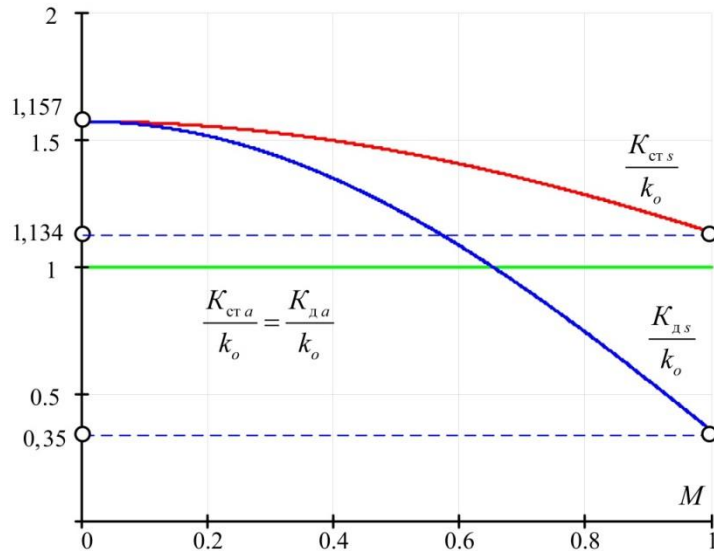


Рисунок 47 - Зависимость коэффициентов передачи по первой гармонике для двух законом управления от глубины модуляции

3.1.2 Оценка крутизны для непосредственного преобразователя частоты с раздельным управлением по методу «скользящего среднего»

Рассмотрим оценку крутизны передаточной характеристики по току для НПЧ с ЕК с раздельным управлением вентильными комплектами для анализа и синтеза параметров регуляторов в контуре тока системы управления преобразователем.

Управляемый выпрямитель и НПЧ с ЕК, как показано в работах [80, 83] при наличии индуктивности на входе преобразователя и работе на конденсатор большой ёмкости или на противо-ЭДС с точки зрения анализа электромагнитных процессов целесообразно представлять в виде источника тока. В этом случае для анализа управляемого выпрямителя и НПЧ с ЕК, как объекта управления, удобно ввести в рассмотрение понятие крутизны.

Учитывая, что определение параметров регуляторов в замкнутой системе управления с НПЧ с ЕК будет производиться в основном исходя из обеспечения устойчивости и принимая во внимание нелинейный характер процессов преобразования, оценку параметров регуляторов будем производить в «малом» [83, 91-92]. С этой целью определим крутизну преобразователя с помощью соотношения:

$$S = \frac{d\langle i_s \rangle_{T_k}}{d\langle u_y \rangle_{T_k}} = \frac{\partial \langle i_{\text{нпч}} \rangle_{T_k}}{\partial \langle \alpha \rangle_{T_k}} \frac{\partial \langle \alpha \rangle_{T_k}}{\partial \langle M \rangle_{T_k}} \frac{d\langle M \rangle_{T_k}}{d\langle u_y \rangle_{T_k}}, \quad (75)$$

где $\langle i_{\text{нпч}} \rangle_{T_k}$, $\langle \alpha \rangle_{T_k}$, $\langle M \rangle_{T_k}$, $\langle u_y \rangle_{T_k}$ - гладкие составляющие тока на выходе НПЧ с ЕК, угла регулирования, глубины модуляции и управляющего сигнала соответственно.

Зависимость управляющего сигнала от угла регулирования и глубины модуляции определяется законом управления НПЧ с ЕК:

$$\begin{aligned} \langle \alpha_s \rangle_{T_k} &= \frac{\pi}{2} [1 - \langle M \rangle_{T_k}], & \frac{\partial \langle \alpha_s \rangle_{T_k}}{\partial \langle M \rangle_{T_k}} \frac{d\langle M \rangle_{T_k}}{d\langle u_y \rangle_{T_k}} &= \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{U_{\text{оп}}}, \\ \langle \alpha_a \rangle_{T_k} &= \arccos \langle M \rangle_{T_k}, & \frac{\partial \langle \alpha_a \rangle_{T_k}}{\partial \langle M \rangle_{T_k}} \frac{d\langle M \rangle_{T_k}}{d\langle u_y \rangle_{T_k}} &= -\frac{1}{\sqrt{1 - M^2}} \cdot \frac{1}{U_{\text{оп}}}, \\ \langle M \rangle_{T_k} &= \frac{\langle u_y \rangle_{T_k}}{U_{\text{оп}}}, \end{aligned} \quad (76)$$

где α_s , α_a - «синусоидальный» и «арккосинусоидальный» закон управления, $U_{\text{оп}}$ - амплитудное значение опорного напряжения [93].

Характер зависимости угла регулирования $\langle \alpha \rangle_{T_k}$ от глубины модуляции $\langle M \rangle_{T_k}$ для двух законов управления представлен на Рисунке 48.

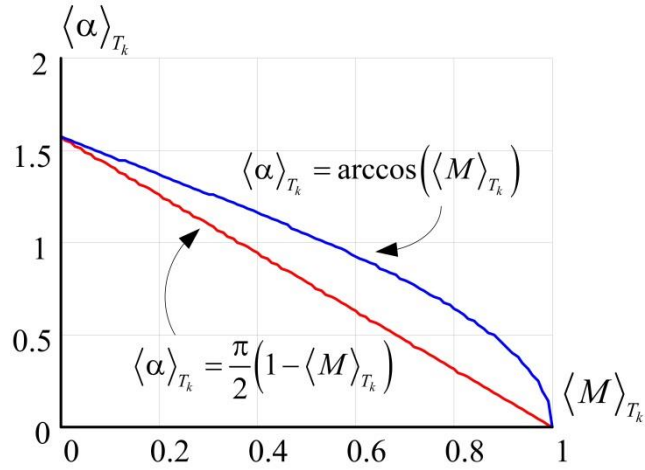


Рисунок 48 - Характер зависимости угла регулирования $\langle \alpha \rangle_{T_k}$ от глубины модуляции $\langle M \rangle_{T_k}$ для двух законов управления

Для теоретических исследований с использованием относительных единиц целесообразно дать определение крутизны в следующем виде:

$$S_M = \frac{d \langle i_\Sigma \rangle_{T_k}}{d \langle M \rangle_{T_k}} = \frac{\partial \langle i_\Sigma \rangle_{T_k}}{\partial \langle \alpha \rangle_{T_k}} \frac{d \langle \alpha \rangle_{T_k}}{d \langle M \rangle_{T_k}} = S \cdot U_{\text{оп}}. \quad (77)$$

На Рисунке 49 приведена структурная схема системы управления НПЧ с ЕК, где $u_{\text{оп}}(t)$ - опорное напряжение, необходимое для работы СИФУ. Следует отметить, что тип закона управления определяется формой опорного напряжения $u_{\text{оп}}(t)$. Так при линейно изменяющемся $u_{\text{оп}}(t)$ имеет место «синусоидальный» закон управления, а при косинусоидальной форме опорного сигнала - «арккосинусоидальный» закон управления.

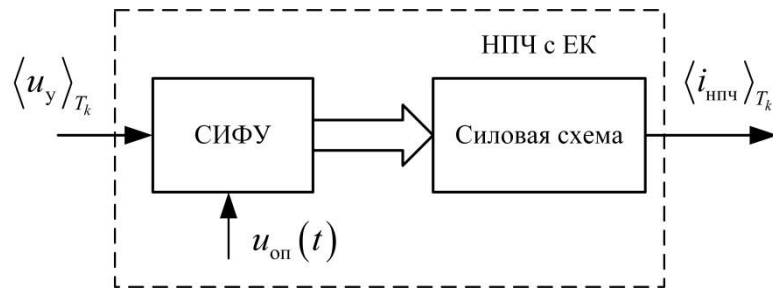


Рисунок 49 - Структурная схема системы управления НПЧ с ЕК

При определении величины крутизны, будем исходить из предположения, что при работе НПЧ с ЕК выполняется неравенство $\omega_1 \gg \omega_2$, это позволит произвести оценку крутизны

по процессам в управляемом выпрямителе при относительно медленно изменяющемся во времени угле регулирования α .

В работе [80] показано, что для НПЧ с ЕК на базе шестифазной нулевой схемы выпрямления, мгновенное значение тока $i_{\text{нпч}}$ будет иметь вид, приведённый на Рисунке 50.

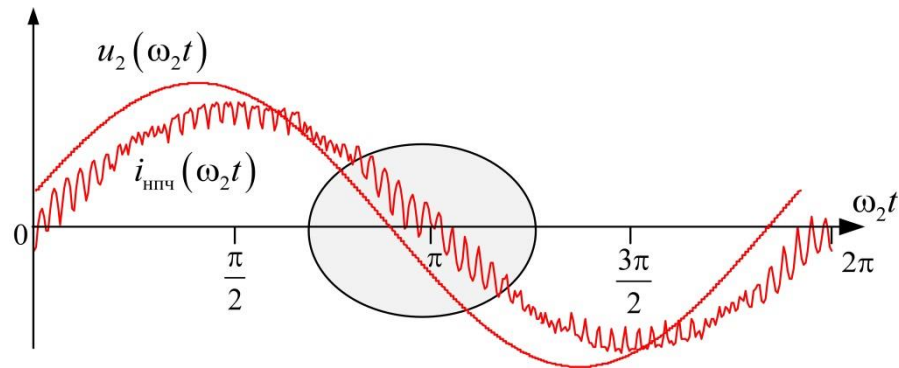


Рисунок 50 – Мгновенное значение тока НПЧ с ЕК $i_{\text{нпч}}$ и выходное напряжение системы

u_2

Из Рисунка 50 следует, что максимальное значение тока на такте будет при $u_2 \approx 0$. С учётом сделанного замечания и, опираясь на выводы работ [80, 84, 94-95], определим крутизну НПЧ с ЕК на базе шестифазной нулевой схемы выпрямления, где $m_1 = 6; T_k = \frac{2\pi}{6}$.

Как показано в работе [96], возбуждение в управляемом выпрямителе происходит на гармониках с частотами $\frac{m_1 \omega_1}{n}$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Учитывая, что $m_1 \omega_1 \gg \omega_2$, то оценку крутизны S , необходимую для определения устойчивости замкнутой системы управления НПЧ с ЕК можно произвести на одной полувольте тока i_Σ , т.е. полагая, что работает один вентильный комплект преобразователя. Поэтому для определения крутизны воспользуемся схемой, представленной на Рисунке 39.

Определим необходимые зависимости от угла регулирования α . При принятых допущениях, а также принимая, что напряжение на конденсаторе C_Φ , равное u_2 , практически не имеет пульсаций с частотой $m_1 \omega_1$, можно утверждать, что на такте $T_k = \frac{2\pi}{6}$ каждый тиристор работает независимо от других ветвей. Тогда, например, для определения мгновенное значение тока i_1 , в соответствии с Рисунком 39, можно записать следующее уравнение:

$$E_1 \cdot \sin(\omega_1 t) = L_\Sigma \frac{di_1}{dt} + u_2. \quad (78)$$

Полагая, что на одном межкоммутационном такте частоты коммутации $\omega_k = m\omega_1$ напряжение u_2 постоянно и равно среднему значению напряжения на такте $u_2 = \langle u_2 \rangle_{2\pi/6}$, переходя к относительным единицам, получим:

$$\sin(\vartheta) = \frac{di_1^*}{dX} + \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}, \quad (79)$$

$$\text{где } \vartheta = \omega_1 t, X = \omega_1 L_\Sigma \approx \omega_1 L_\Phi, i_1^* = \frac{i_1}{I_{кз}}, \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} = \frac{\langle u_2 \rangle_{2\pi/6}}{E_1}, I_{кз} = \frac{E_1}{X}.$$

Решая выражение (79) относительно тока i_1^* , при начальном условии $i_1^* \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) = 0$, где $\frac{\pi}{3} + \alpha$ - момент включения тиристора в управляемом шестифазном нулевом выпрямителе с углом регулирования α , - получим:

$$i_1^*(\vartheta) = \cos \left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \right) - \cos \vartheta + \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} \cdot \left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} - \vartheta \right). \quad (80)$$

В (80) $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$, $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$ - среднее значение угла регулирования α и относительное значение напряжения u_2^* на такте $\frac{2\pi}{6}$.

На Рисунке 51 представлена зависимость тока i_1^* от ϑ для различных значений $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$ (а) и $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ (б).

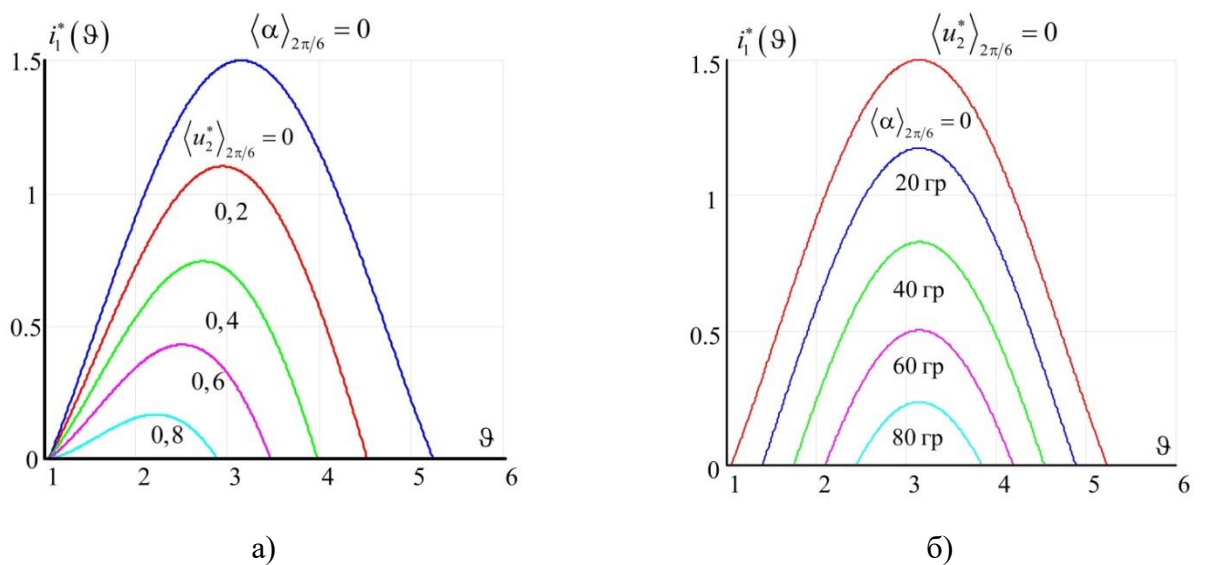


Рисунок 51 – Зависимость тока i_1^* от ϑ для различных значений $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$ (а) и $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ (б)

Необходимо отметить, что максимальное значение угла регулирования $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ при заданной величине напряжения $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$ можно найти с помощью (81).

$$\left\{ \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \right\}_{\max} = \frac{2\pi}{3} - \arcsin \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}. \quad (81)$$

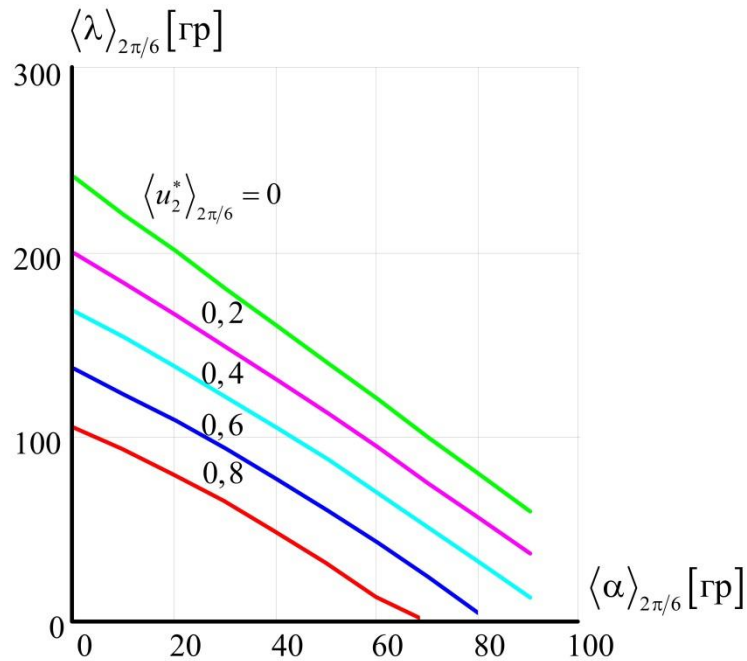
Максимальное значение тока $i_1^*(\vartheta)$ имеет место при следующем значении ϑ , которое отсчитывается от момента перехода через ноль напряжения первой фазы e_1 (Рисунок 42):

$$\vartheta = \pi - \arcsin \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}.$$

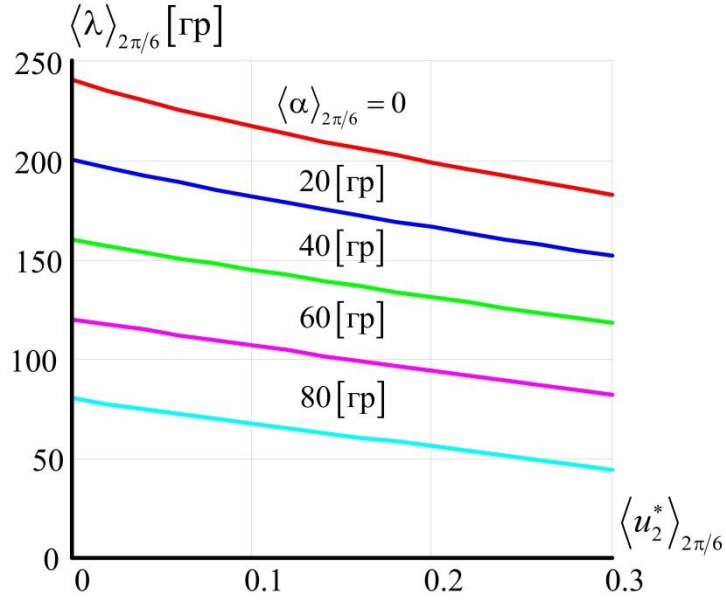
Среднее значение длительности протекания тока на такте $\langle \lambda \rangle_{2\pi/6}$ можно определить из условия равенства нулю среднего значения напряжения на индуктивности L_ϕ :

$$\begin{aligned} & \int_{\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6}}^{\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} + \langle \lambda \rangle_{2\pi/6}} \left(\sin \vartheta - \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} \right) d\vartheta = 0; \\ & \cos \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} - \cos \left(\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} + \langle \lambda \rangle_{2\pi/6} \right) + \sqrt{3} \sin \left(\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} + \langle \lambda \rangle_{2\pi/6} \right) - \\ & - \sqrt{3} \sin \left(\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \right) - 2 \cdot \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \cdot \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} = 0; \end{aligned} \quad (82)$$

График зависимость $\langle \lambda \rangle_{2\pi/6}$ от $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ и $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$ представлен на Рисунке 52.



а)



б)

Рисунок 52 - Зависимость длительности протекания тока $\langle \lambda \rangle_{2\pi/6}$ от угла регулирования $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ (а) и выходного напряжения $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$ в относительных единицах

Относительное значение среднего значения тока i_1^* определится соотношением вида:

$$\begin{aligned} \langle i_1^* \rangle_{2\pi/6} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha + \lambda} i_1^* d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} + \langle \lambda \rangle_{2\pi/6}\right) + \right. \\ \left. * \cos\left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6}\right) \cdot \langle \lambda \rangle_{2\pi/6} - \frac{1}{2} \cdot \langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} \langle \lambda \rangle_{2\pi/6}^2 \right]. \end{aligned} \quad (83)$$

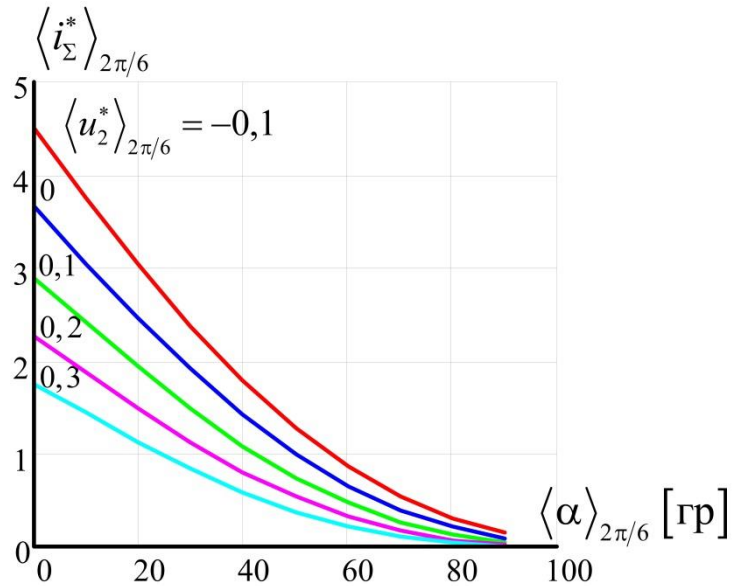
Среднее значение тока i_Σ^* будет равно:

$$\langle i_\Sigma^* \rangle_{2\pi/6} = m \cdot \langle i_1^* \rangle_{2\pi/6} = 6 \cdot \langle i_1^* \rangle_{2\pi/6}. \quad (84)$$

На Рисунке 53 приведена зависимость тока $\langle i_\Sigma^* \rangle_{2\pi/6}$ от величин $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ и $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$.

Расчёты показывают, что максимальное значение тока $\langle i_\Sigma^* \rangle_{2\pi/6}$ имеет место при $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} = 0$ и $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} = -0,1$, однако такое сочетание данных величин в НПЧ с ЕК не возможно даже в режиме холостого хода. Кроме этого, уже при $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \geq 20$ гр и $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} = -0,1$, ток $\langle i_\Sigma^* \rangle_{2\pi/6}$

становится меньше, чем при $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} = 0$ и $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} = 0$. По этой причине далее оценка величины крутизны преобразователя будет производиться при $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} = 0$.



а)

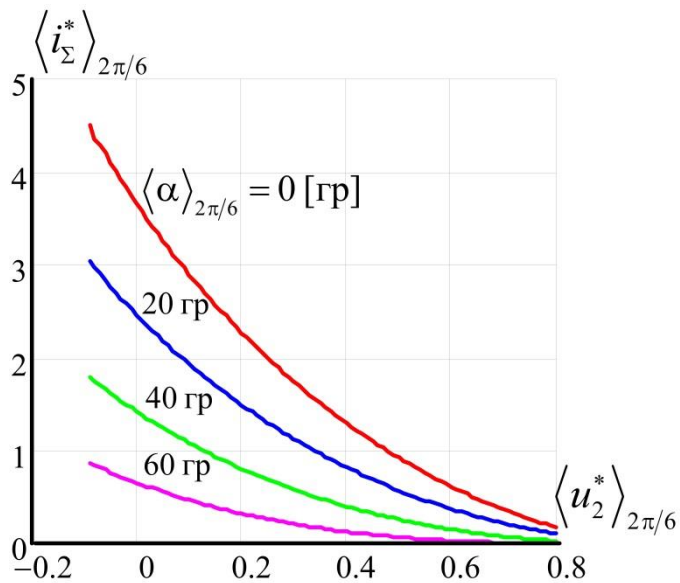


Рисунок 53 - Зависимость тока $\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}$ от угла управления $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ (а) и выходного напряжения $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6}$ в относительных единицах

При $\langle u_2^* \rangle_{2\pi/6} = 0$ среднее значение длительности протекания тока через тиристор будет определяться соотношением вида:

$$\langle \lambda \rangle_{2\pi/6} = \frac{4\pi}{3} - 2\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}. \quad (85)$$

Тогда, подставляя (85) в соотношение (83), получим выражение для среднего значения тока $\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}$:

$$\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6} = \frac{6}{\pi} \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \right) + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \right) \cdot \left(\frac{2\pi}{3} - \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \right) \right]. \quad (86)$$

Производная от тока $\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}$ по углу регулирования $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$ может быть определена с помощью следующего соотношения:

$$\frac{d\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}} = \frac{6}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \right) \cdot \left(\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} - \frac{2\pi}{3} \right). \quad (87)$$

На Рисунке 54 приведена зависимость величин $\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}$ и $\frac{d\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}}$ от среднего значения на такте угла регулирования $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$. Как следует Рисунка 54, максимальная по модулю скорость изменения среднего значения тока на такте имеет место при $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6} \rightarrow 0$.

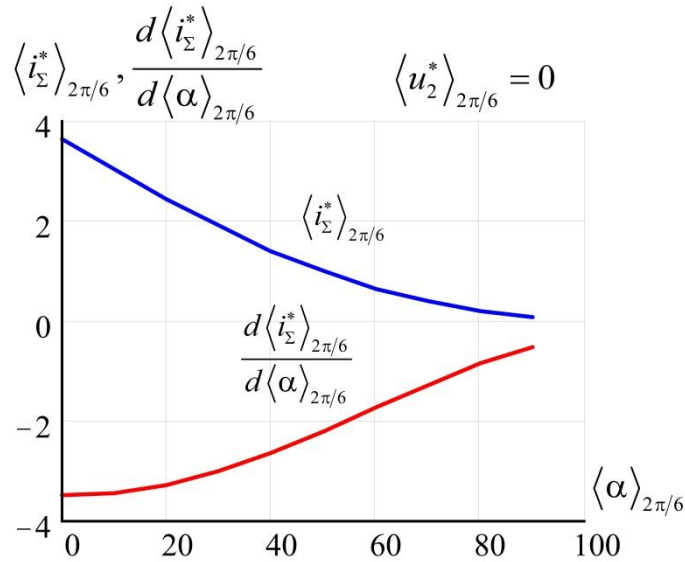


Рисунок 54 - Зависимость величин $\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}$ и $\frac{d\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}}$ от среднего значения на такте угла регулирования $\langle \alpha \rangle_{2\pi/6}$

Определим зависимость выше указанных величин от среднего значения на такте глубины модуляции для синусоидального и арккосинусоидального законов управления. Используя (76), выражения (86) и (87) переписутся следующим образом для различных законов управления.

Синусоидальный закон управления:

$$\begin{aligned}\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6} &= \frac{6}{\pi} \cdot \sin \left[\frac{\pi}{6} \cdot (1 + 3 \langle M \rangle_{2\pi/6}) \right] - (1 + 3 \langle M \rangle_{2\pi/6}) \cdot \cos \left[\frac{\pi}{6} \cdot (1 + 3 \langle M \rangle_{2\pi/6}) \right], \\ \frac{d \langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d \langle M \rangle_{2\pi/6}} &= \frac{\pi}{2} \cdot (1 + 3 \langle M \rangle_{2\pi/6}) \cdot \sin \left[\frac{\pi}{6} \cdot (1 + 3 \langle M \rangle_{2\pi/6}) \right].\end{aligned}\quad (88)$$

Арккосинусоидальный закон управления:

$$\begin{aligned}\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6} &= \frac{6}{\pi} \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} + \arccos(\langle M \rangle_{2\pi/6}) \right) + \right. \\ &\quad \left. + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \arccos(\langle M \rangle_{2\pi/6}) \right) \cdot \left(\frac{2\pi}{3} - \arccos(\langle M \rangle_{2\pi/6}) \right) \right] = \\ &= \frac{1}{\pi} \cdot \left[3 \cdot \arccos(\langle M \rangle_{2\pi/6}) \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \sqrt{1 - \langle M \rangle_{2\pi/6}^2} - \langle M \rangle_{2\pi/6} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \langle M \rangle_{2\pi/6} \cdot (2\pi + 3\sqrt{3}) + \sqrt{3} \cdot (\sqrt{3} - 2\pi) \cdot \sqrt{1 - \langle M \rangle_{2\pi/6}^2} \right], \\ \frac{d \langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d \langle M \rangle_{2\pi/6}} &= -\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\sqrt{3} \cdot \langle M \rangle_{2\pi/6}}{\sqrt{1 - \langle M \rangle_{2\pi/6}^2}} + 1 \right) \cdot [3 \cdot \arccos(\langle M \rangle_{2\pi/6}) - 2\pi].\end{aligned}\quad (89)$$

На Рисунке 55 и Рисунке 56 представлена зависимость найденных величин от среднего значения на такте глубины модуляции $\langle M \rangle_{2\pi/6}$ для разных законов управления.

Отметим, что в соответствии (76) и (77), введённое понятие крутизны определяется следующим образом:

$$S = \frac{I_{\text{кз}}}{U_{\text{оп}}} \cdot \frac{d \langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d \langle M \rangle_{2\pi/6}}, \quad S_M = I_{\text{кз}} \cdot \frac{d \langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d \langle M \rangle_{2\pi/6}}. \quad (90)$$

Таким образом, величина $\frac{d \langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d \langle M \rangle_{2\pi/6}}$ определяет относительное значение крутизны S^* или S_M^* :

$$\frac{d \langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d \langle M \rangle_{2\pi/6}} = S^* = S_M^*, \quad (91)$$

$$\text{где } S^* = \frac{S}{I_{\text{кз}}/U_{\text{оп}}}, \quad S_M^* = \frac{S_M}{I_{\text{кз}}}.$$

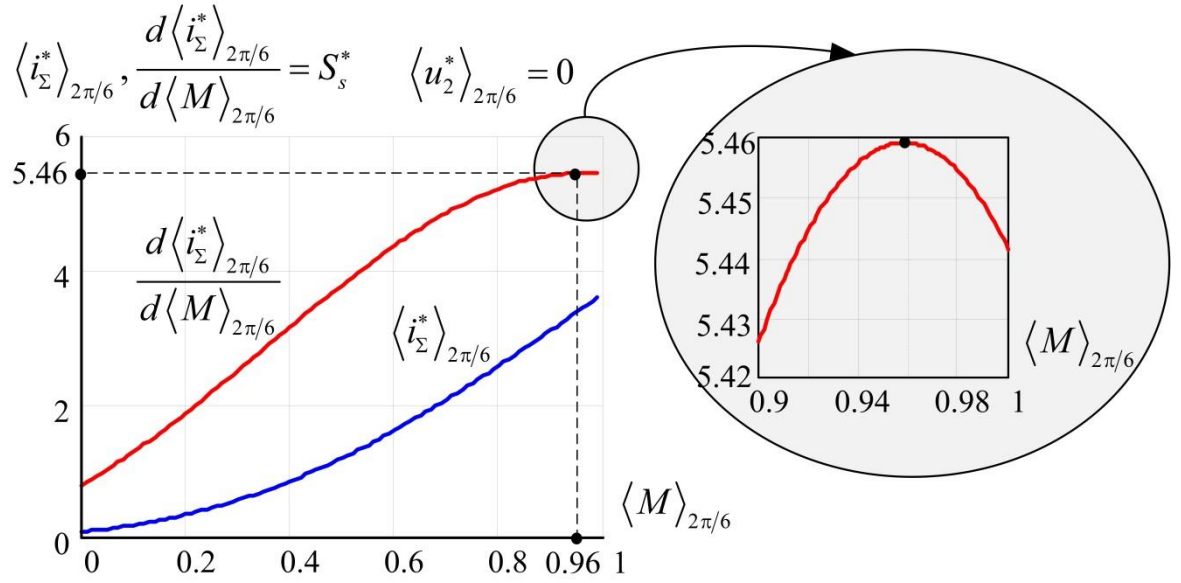


Рисунок 55 – Зависимость величин $\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}$ и $\frac{d\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d\langle M \rangle_{2\pi/6}}$ от среднего значения на такте глубины модуляции $\langle M \rangle_{2\pi/6}$ для синусоидального закона управления

Как следует из Рисунка 55, на зависимости $\frac{d\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d\langle M \rangle_{2\pi/6}}$ от $\langle M \rangle_{2\pi/6}$ вблизи $\langle M \rangle_{2\pi/6} \rightarrow 1$ имеется явно выраженный максимум, соответствующий точке $\frac{d\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d\langle M \rangle_{2\pi/6}} = 5,46$ при $\langle M \rangle_{2\pi/6} \approx 0,96$. Исходя из этого, имеет смысл ограничить максимальное значение глубины модуляции величиной $M = 0,96$, т.к. при её превышении будет уменьшаться крутизна НПЧ с ЕК при арккосинусоидальном законе управления.

Ограничение глубины модуляции необходимо вводить также ещё и потому, что при введении обратных связей возможно появление сигналов управления на входе СИФУ, превышающих амплитудное значение опорного сигнала. Такое явление, как правило, не допустимо, т.к. теряется управляемость НПЧ с ЕК, и возможен срыв процесса инвертирования.

Как следует из Рисунка 56, вблизи $\langle M \rangle_{2\pi/6} \rightarrow 1$ имеет место резкое увеличение крутизны S_a^* НПЧ с ЕК при данном законе управления.

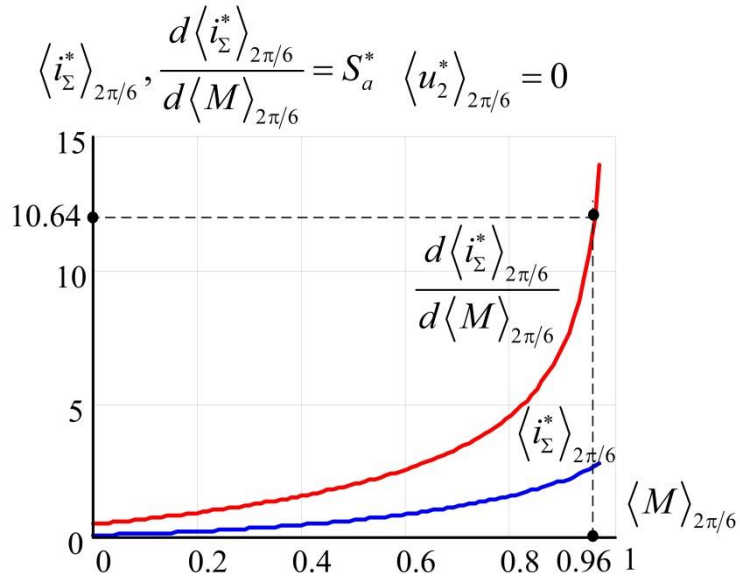


Рисунок 56 - Зависимость величин $\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}$ и $\frac{d\langle i_{\Sigma}^* \rangle_{2\pi/6}}{d\langle M \rangle_{2\pi/6}}$ от среднего значения на такте глубины модуляции $\langle M \rangle_{2\pi/6}$ для арккосинусоидального закона управления

Учитывая введённое для синусоидального закона управления ограничение на глубину модуляции на уровне $M_{\max} = 0,96$, логично использовать его же для арккосинусоидального закона, т.к. это позволит сравнить крутизну преобразователя при двух законах управления в равных условиях. Кроме этого, при арккосинусоидальном законе управления увеличить максимальное значение глубины модуляции практически невозможно, т.к. при $M \rightarrow 1$ происходит существенное уменьшение скорости изменения опорного сигнала $\frac{du_{\text{оп.а}}}{dv}$, как показано на Рисунке 57, что при конечной чувствительности схем сравнения в СИФУ может произойти потеря управления или срыв процесса инвертирования.

На Рисунке 58 приведена зависимость крутизны для синусоидального S_s^* и арккосинусоидального S_a^* законов управления от среднего значения на такте глубины модуляции $\langle M \rangle_{2\pi/6}$.

Анализируя Рисунок 55, Рисунок 56 и Рисунок 58, можно сделать вывод, что максимальное значение крутизны при $M_{\max}$ имеет место у арккосинусоидального закона управления и составляет $S_a^* \approx 12$, в том же режиме у синусоидального закона управления

$S_s^* \approx 5,46$. Однако, как следует из Рисунка 58, для $\langle M \rangle_{2\pi/6} < 0,84$ имеет место следующее неравенство $S_s^* > S_a^*$.

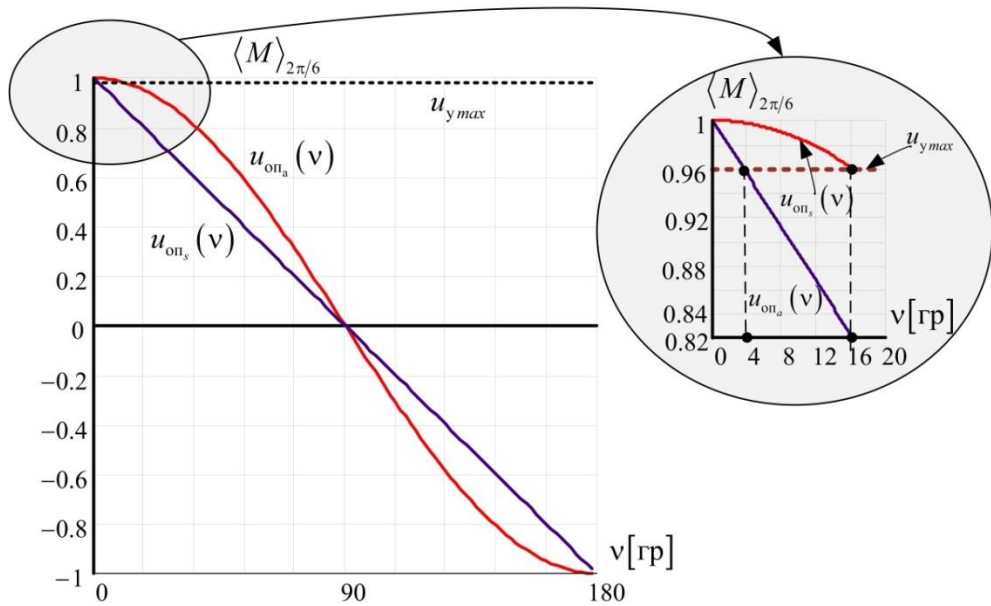


Рисунок 57 - Опорные напряжения для синусоидального $u_{оп_s}(v)$ и арккосинусоидального $u_{оп_a}(v)$ закона управления

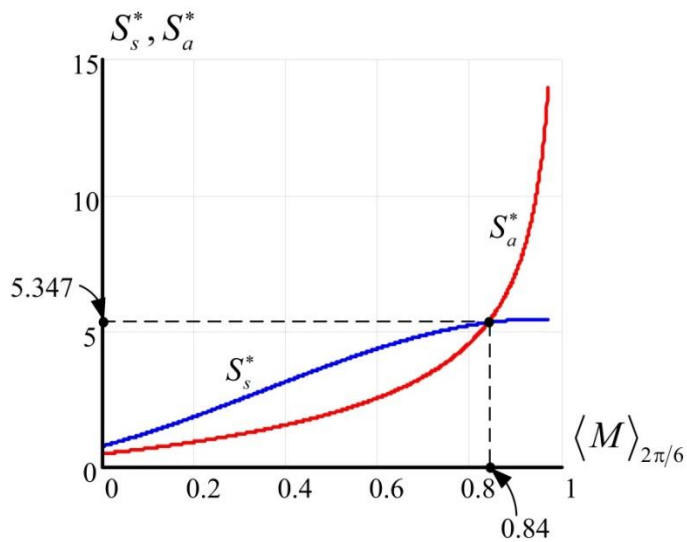


Рисунок 58 - Зависимость крутизны для синусоидального S_s^* и арккосинусоидального S_a^* законов управления от среднего значения на такте глубины модуляции $\langle M \rangle_{2\pi/6}$.

Рассмотрим влияние ограничения глубины модуляции на процессы в НПЧ с ЕК. На Рисунке 57 приведены нормированные к единице опорные напряжения для синусоидального $u_{оп_s}(v)$, арккосинусоидального $u_{оп_a}(v)$ законов управления, максимальный сигнал управления $u_{y_{max}}$, а также в увеличенном масштабе эти графики вблизи их амплитудного значения. Анализируя Рисунок 57, можно прийти к выводу, что введение ограничения на глубину модуляции, т.е. на нормированный сигнал управления величиной $u_{y_{max}} = 0,96$, происходит ограничение диапазона изменения углов управления НПЧ с ЕК. Для синусоидального закона управления этот диапазон составит 4эл.гр., а для арккосинусоидального закона соответственно – 16эл.гр. Такое различие в ограничении диапазонов объясняется малой величиной $\frac{du_{оп_a}}{dv}$ вблизи амплитудного значения опорного напряжения. Необходимо отметить, что ограничение в диапазоне изменения углов регулирования приведёт к уменьшению максимально достижимой амплитуды выходного тока и напряжения.

Таким образом, для НПЧ с ЕК с питанием от СГ с возбуждением от постоянных магнитов, дросселями во входной цепи и ёмкостным фильтром на выходе, построенного на базе шестифазной нулевой схемы выпрямления, оценку устойчивости замкнутой системы регулирования с применением концепции «скользящего среднего» можно проводить. Устойчивость замкнутой системы регулирования можно определить, используя аппроксимацию на такте выходной цепи НПЧ с ЕК в виде управляемого источника тока с крутизной S_{max} . Получены аналитические выражения для оценки величины крутизны по току НПЧ с ЕК при раздельном и совместном управлении вентильными комплектами преобразователя.

3.1.3 Коэффициент передачи для инвертора напряжения по методу «скользящего среднего»

Инвертор напряжения представлен трехфазной мостовой схемой, изображенной на Рисунке 59 или по схеме с четвертой стойкой [90]. Для иллюстрации методики исследования рассмотрим вариант ИН, представленный на Рисунке 60. В силу того, что при такой схеме инвертора каждая из выходных фаз работает независимо, рассмотрим процессы в одной фазе. На Рисунке 60 приведено напряжение на выходе ИН $u_{ин}$ на одном такте T_k ШИМ. На Рисунке 61 представлен алгоритм формирования импульсов управления транзисторами с помощью опорного сигнала $u_{оп}$ и сигнала управления u_y .

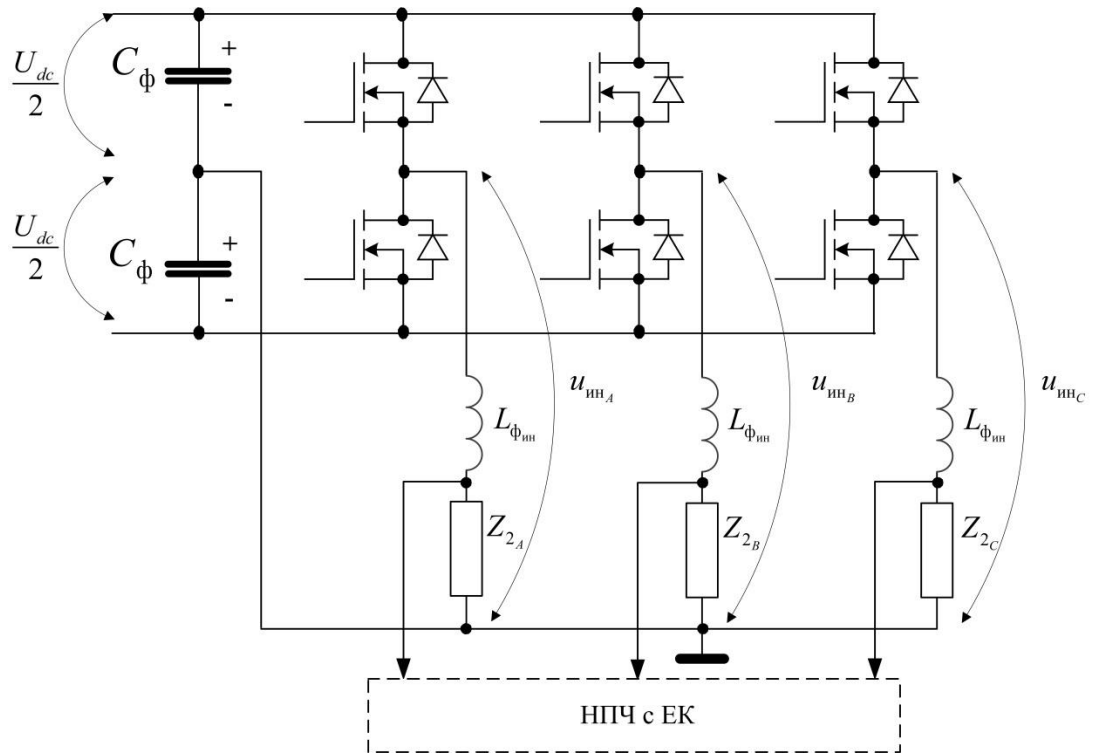


Рисунок 59 – Мостовая схема ИН

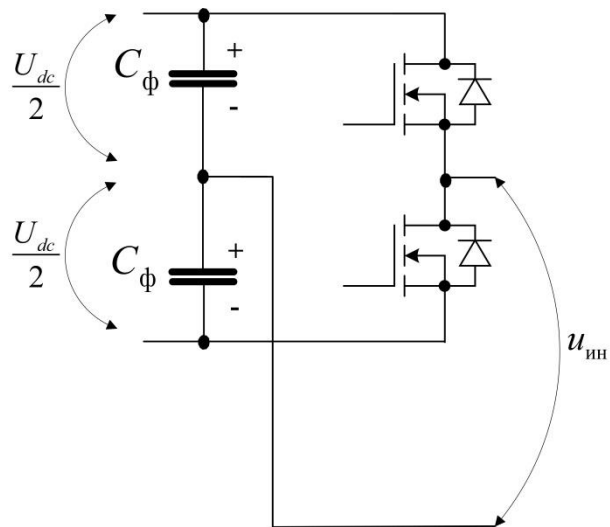


Рисунок 60 – Напряжение на выходе ИН на одном такте ШИМ

Как следует из Рисунка 61 и выражения (65), скользящее среднее напряжение ИН $u_{ин}$ определится следующим образом:

$$\langle u_{ин} \rangle_{T_k} = \frac{1}{T_k} \int_t^{t+T_k} u_{ин}(\tau) d\tau = \frac{1}{T_k} \left(\int_t^{t+\tau_{uk}} \frac{U_{dc}}{2} d\tau - \int_{t+\tau_{uk}}^{t+T_k} \frac{U_{dc}}{2} d\tau \right) = \frac{U_{dc}}{2} \left[2 \frac{\tau_{uk}}{T_k} - 1 \right].$$

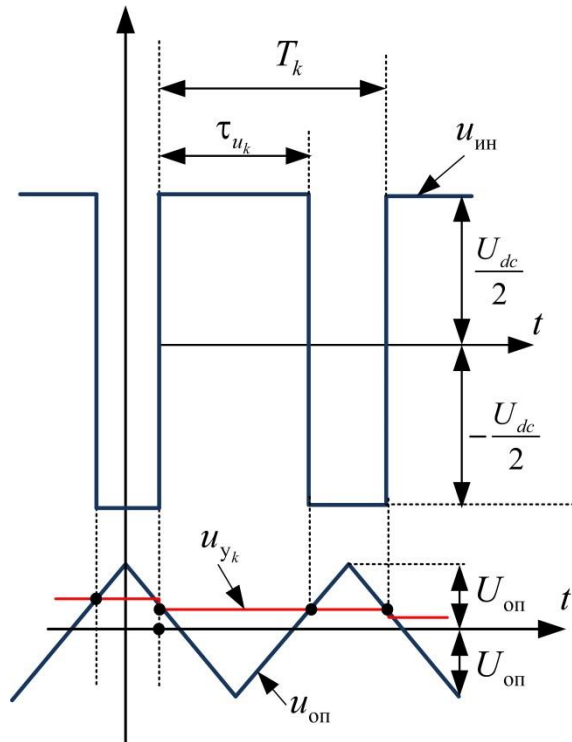


Рисунок 61 – Алгоритм формирования импульсов управления транзисторами ИН

Из Рисунка 61 следует:

$$2 \frac{\tau_{u_k}}{T_k} - 1 = \frac{u_{y_k}}{U_{оп}}.$$

Усредняя на интервале T_k сигнал управления, получим:

$$\langle u_{ин} \rangle_{T_k} = \frac{U_{dc}}{2} \frac{\langle u_y \rangle_{T_k}}{U_{оп}}.$$

Тогда коэффициент передачи ИН по скользящему среднему:

$$K_{ин} = \frac{d \langle u_{ин} \rangle_{T_k}}{d \langle u_y \rangle_{T_k}} = \frac{U_{dc}}{2U_{оп}}.$$

3.2 Алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с раздельным и совместным управлением вентильными комплектами в составе стартер-генераторной системы

Полная структурная схема НПЧ с ЕК с раздельным управлением вентильными комплектами в составе СГС представлена на Рисунке 62. Полная структурная схема НПЧ с ЕК с совместным управлением в составе СГС представлена на Рисунке 63. Структурная схема алгоритма управления приведена на Рисунке 64.

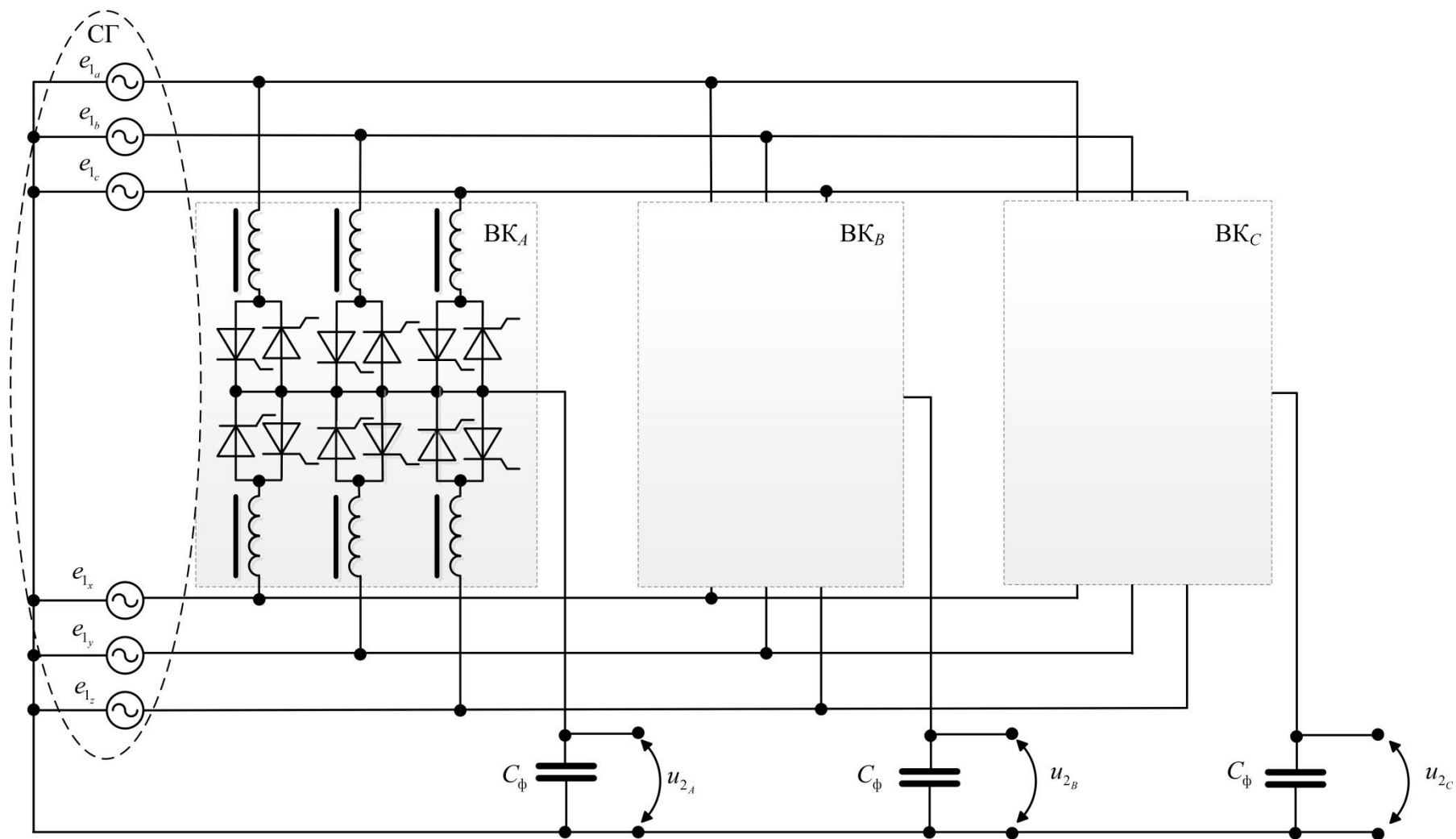


Рисунок 62 - Полная структурная схема НПЧ с ЕК с отдельным управлением вентильными комплектами

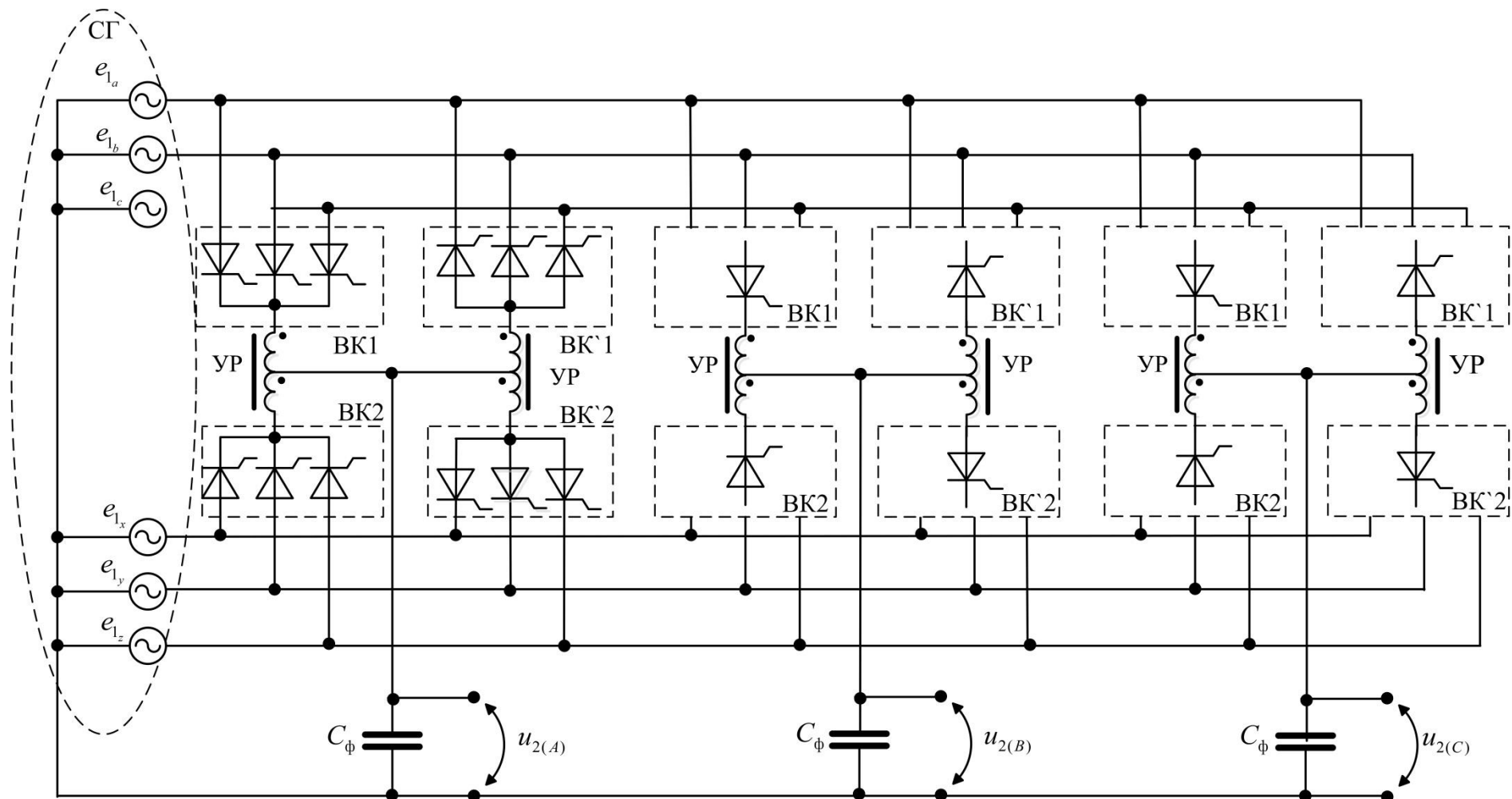


Рисунок 63 - Полная структурная схема НПЧ с ЕК с совместным управлением

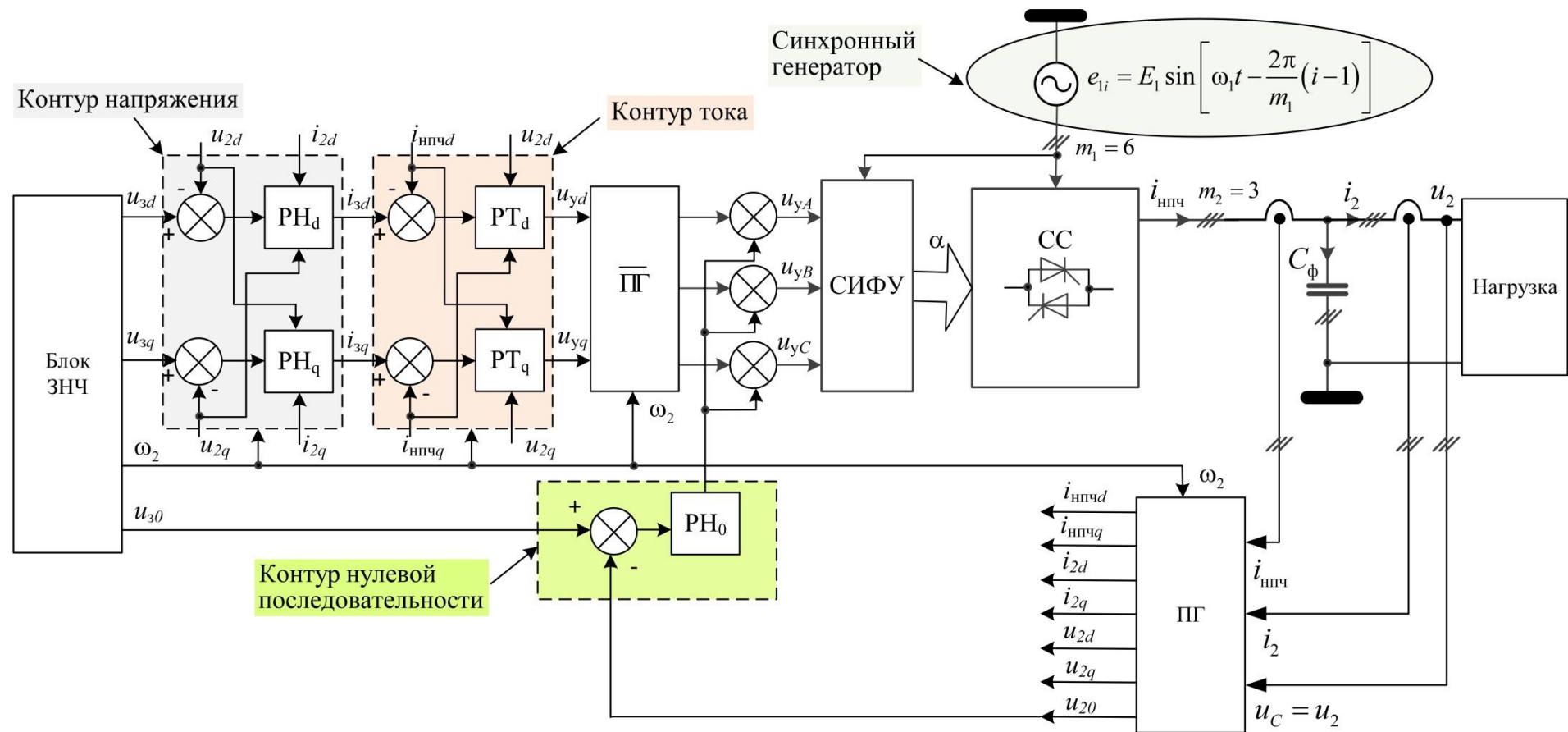


Рисунок 64 - Структурная схема алгоритмов управления вентильными комплектами НПЧ с ЕК

Рассмотрим схему с отдельным управлением, представленную на Рисунке 62. В её состав входят:

- шестифазная питающая сеть – $e_{1a}, e_{1b}, e_{1c}, e_{1x}, e_{1y}, e_{1z}$;
- три (по числу фаз нагрузки) однотипных НПЧ с ЕК с отдельным управлением вентильными комплектами, каждый из которых включает в себя реверсивный вентильный преобразователь, ёмкостной фильтр, активную нагрузку. Свободные концы трёх фаз нагрузки соединены в звезду ($ВК_A, ВК_B, ВК_C$);
- индуктивный фильтр, расположенный на входе каждого реверсивного комплекта, - $L_{\phi(A)}, L_{\phi(B)}, L_{\phi(C)}$.

Рассмотрим схему с совместным управлением, представленную на Рисунке 63. В её состав входят:

- шестифазная питающая сеть – $e_{1a}, e_{1b}, e_{1c}, e_{1x}, e_{1y}, e_{1z}$;
- уравнивающий реактор – $L_{ур(A)}, L_{ур(B)}, L_{ур(C)}$;
- три (по числу фаз нагрузки) однотипных НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами, каждый из которых включает в себя реверсивный вентильный преобразователь, ёмкостной фильтр, активную нагрузку. Свободные концы трёх фаз нагрузки соединены в звезду ($ВК_A, ВК_B, ВК_C$).

Принцип формирования сигналов управления вентилями НПЧ с ЕК для отдельного и совместного управления справедлив для обеих реализаций и основан на векторном способе управления во вращающейся системе координат « dq ».

Рассмотрим структурную схему алгоритма управления, приведенную на Рисунке 64. В алгоритме используется три контура регулирования, а именно: контур управления током преобразователя, контур управления выходным напряжением и контур управления нулевой последовательностью выходного напряжения. Контур токи и напряжения построены в « dq » координатах и реализованы классически, путём использования регуляторов тока и напряжения ($РТ_d, РТ_q, РН_d, РН_q$). Контур нулевой последовательности содержит регулятор напряжения $РН_0$.

На Рисунке 64 также представлены: СС- условное обозначение силовой схемы НПЧ с ЕК; СИФУ – система импульсно – фазового управления; Блок ЗНЧ – блок задания напряжения и частоты, формирует ортогональные составляющие сигнала задания на напряжение нагрузки в « dq » координатах, а также задание на частоту выходного напряжения, которая задаёт частоту вращения координатной системы; ПГ – блок функционального преобразования Парка–Горева, осуществляет выделение из трёхфазных входных сигналов нулевую и симметричную составляющую, с последующим переводом последней во вращающуюся с частотой ω_2 систему « dq » координат. В данном алгоритме преобразуются выходные токи преобразователя, токи и напряжение нагрузки в « dq » координаты, соответственно $i_{нпчd}, i_{нпчq}, i_{2d}, i_{2q}, u_{2d}, u_{2q}$, а также

выделяется нулевая последовательность в напряжении нагрузки u_{20} ; $\overline{\text{ПГ}}$ - блок обратного преобразования Парка–Горева, осуществляет преобразование сигнала управления (u_{yd}, u_{yq}) из «dq» координат в сигнал управления (u_{yA}, u_{yB}, u_{yC}) в «abc» координатах.

Контур тока необходим для задания величины выходного тока преобразователя и, в частности, для его ограничения на необходимом уровне в переходных режимах. Кроме этого, данный контур позволяет реализовать устройство раздельного управления комплектами НПЧ с ЕК в случае необходимости [85]. Контур напряжения обеспечивает заданную величину выходного напряжения в статических и переходных симметричных режимах. Контур нулевой последовательности парирует влияние на выходное напряжение несимметричной нагрузки.

Структурная схема СИФУ представлена на Рисунке 65. Структурная схема УРУ представлена на Рисунке 66.

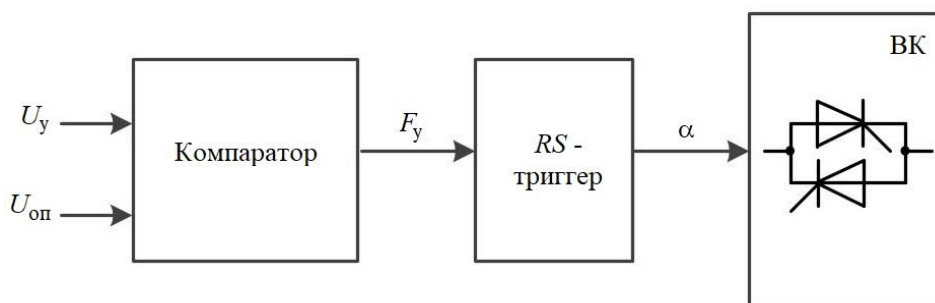


Рисунок 65 – Структурная схема СИФУ

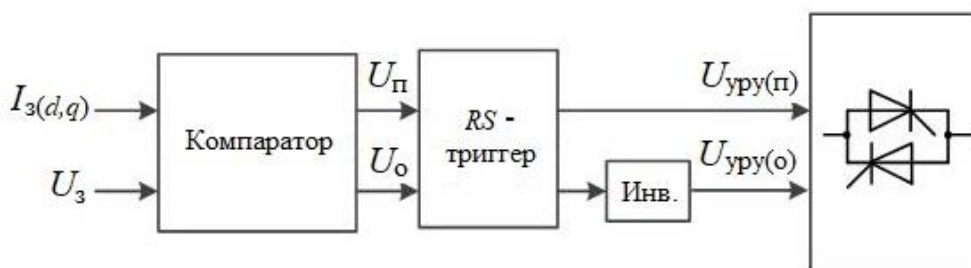


Рисунок 66 – Структурная схема УРУ для режима с раздельным управлением вентильными комплектами

Для реализации предложенного алгоритма управления, представленного на Рисунке 64, необходимо определить параметры пропорционально-интегральных регуляторов (ПИ-регуляторы) - PT_d , PT_q , PH_d , PH_q .

3.2.1 Разработка структуры и параметров регуляторов внутреннего контура при векторном управлении непосредственным преобразователем частоты с совместным управлением вентильными комплектами

Структурная схема одной фазы системы управления НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами приведена на Рисунке 67, где L_ϕ , R_ϕ и C_ϕ - эквивалентные параметры силового фильтра, определённые во Главе 2, G_ϕ - суммарная проводимость, эквивалентирующая потери в конденсаторах C_ϕ , и максимальная проводимость не отключаемой нагрузки в системе электроснабжения.

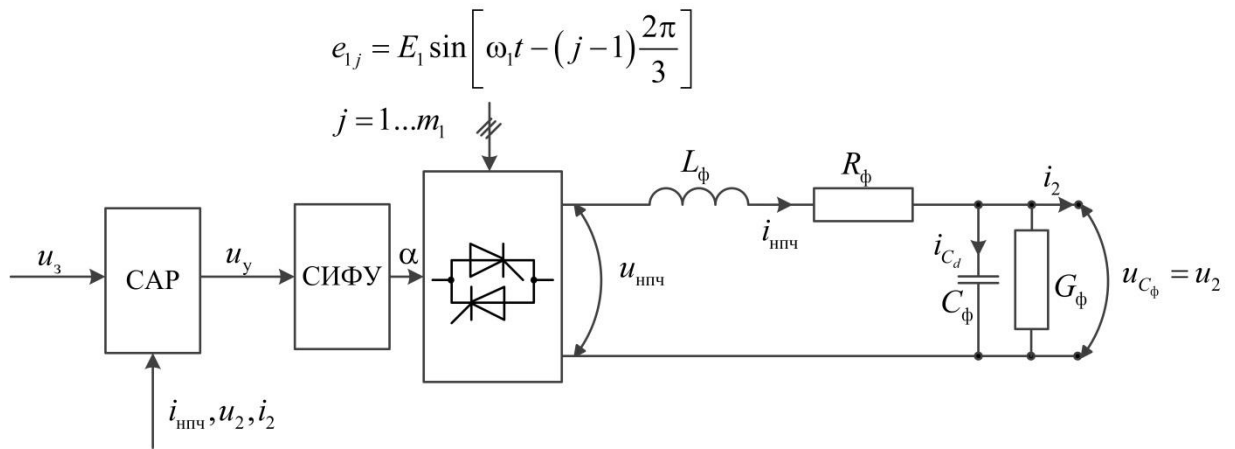


Рисунок 67 - Структурная схема одной фазы системы управления НПЧ с ЕК с совместным управлением

В соответствии с разделом 3.1 можно сделать вывод, что все электрические величины в схеме на Рисунке 67 можно представить в виде скользящего среднего на интервале $T_m = \frac{2\pi}{m_1}$, при этом сигнал управления и выходное напряжение НПЧ с ЕК связаны соотношением вида:

$$\langle u_2 \rangle_{T_m} = \begin{cases} K \cdot \langle u_y \rangle_{T_m}, & \text{при } \langle u_y \rangle_{T_m} \leq U_{\text{оп}}; \\ E_{2\text{max}}, & \text{при } \langle u_y \rangle_{T_m} > U_{\text{оп}}, \end{cases} \quad (92)$$

где коэффициент усиления по скользящему среднему K определяется в зависимости от закона управления согласно (70), $E_{2\text{max}} = \sqrt{2}E_1 \frac{m_1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right)$.

Эквивалентная схема выходной цепи НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами в «dq» координатах представлена на Рисунке 68. Отметим, что в дальнейших рассуждениях предполагается, что анализ проводится относительно скользящих средних величин, но с целью упрощения обозначений знак $\langle \dots \rangle_{T_m}$ не используется.

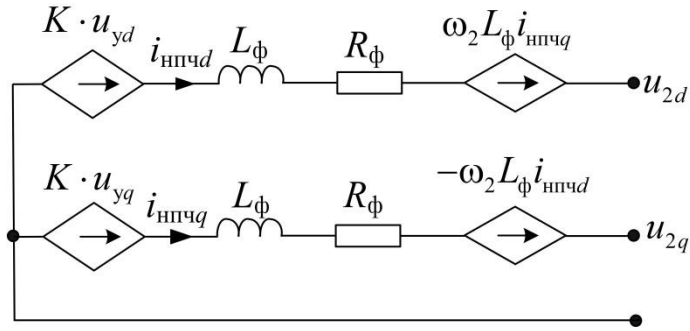


Рисунок 68 - Эквивалентная схема выходной цепи НПЧ с ЕК с совместным управлением вентильными комплектами в «dq» координатах

На первом шаге выбора структуры регулятора обеспечим инвариантность токов $i_{\text{нпч}d}, i_{\text{нпч}q}$ относительно напряжений u_{2d}, u_{2d} , параметров силовой схемы L_ϕ и R_ϕ , и перекрестных связей $\omega_2 L_\phi i_{\text{нпч}q}, \omega_2 L_\phi i_{\text{нпч}d}$. Для этого введём в управление компенсационную обратную связь по напряжению u_{2d}, u_{2d} форсирующее звено $R_\phi (1 + T_L p)$, где $T_L = L_\phi / R_\phi$ и параметрическую компенсацию перекрестных связей $\omega_2 L_\phi i_{\text{нпч}q}, \omega_2 L_\phi i_{\text{нпч}d}$. Предложенная реализация представлена на Рисунке 69. Важно отметить, что для корректного применения метода «скользящего среднего» необходимо выполнение следующего соотношения $R_\phi / L_\phi < m_1 \omega_1 / 2$.

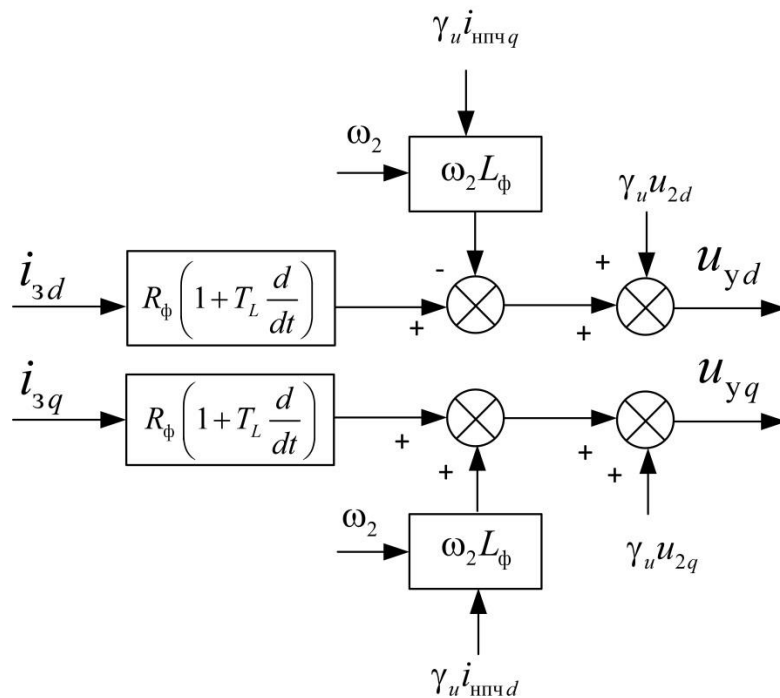


Рисунок 69 – Внутренний контур обратной связи по току в «dq» координатах

Внутренний контур по току математически можно описать следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_{yd} \\ u_{yq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{zd} \cdot R_{\phi} \left(1 + T_L \frac{d}{dt} \right) + \gamma_u \left(-\omega_2 L_{\phi} i_{\text{нпч}q} + u_{2d} \right) \\ i_{zq} \cdot R_{\phi} \left(1 + T_L \frac{d}{dt} \right) + \gamma_u \left(\omega_2 L_{\phi} i_{\text{нпч}d} + u_{2q} \right) \end{bmatrix},$$

где γ_u - постоянный коэффициент, определяется из соотношения $\gamma_u = \frac{1}{K}$.

В результате получаем:

$$K \begin{bmatrix} i_{zd} \\ i_{zq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\text{нпч}d} \\ i_{\text{нпч}q} \end{bmatrix}.$$

Однако построить такой регулятор невозможно из-за наличия форсирующего звена, логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) такого звена $(1 + j\omega T_L)$ представлена на Рисунке 70, где частота среза $\omega_L = 1/T_L$.

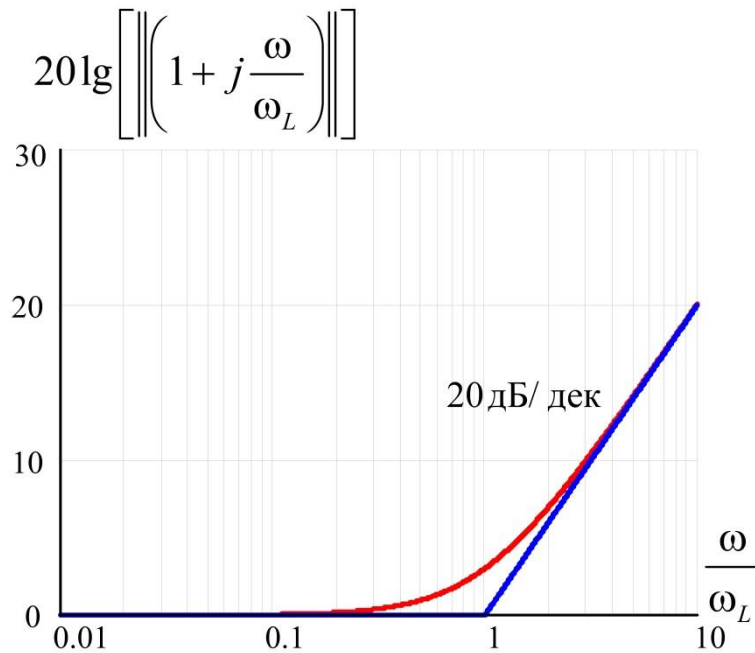


Рисунок 70 - Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика звена $\omega_L = 1/T_L$

Таким образом, можно сделать вывод, что если в контуре регулирования будут гармоники с частотой больше, чем ω_L , они будут усиливаться, что возможно, т.к. в токе $i_{\text{нпч}}$ и напряжении $u_{\text{сф}}$ присутствуют гармоники с частотами $n m_1 \omega_1 \pm p \omega_2$ ($n=1,2,3,\dots$). Этот факт приведёт к «зашумлению» канала регулирования и затруднит возможность обеспечения устойчивой работы системы.

Для исключения влияния выше названных факторов введем последовательное интегрирующее звено с постоянной времени $\frac{T_L}{k_I}$, а также введем обратную связь по отклонению токов $i_{\text{нпч}d}, i_{\text{нпч}q}$. Предложенное решение представлено на Рисунке 71, где $R = k_I R_2$.

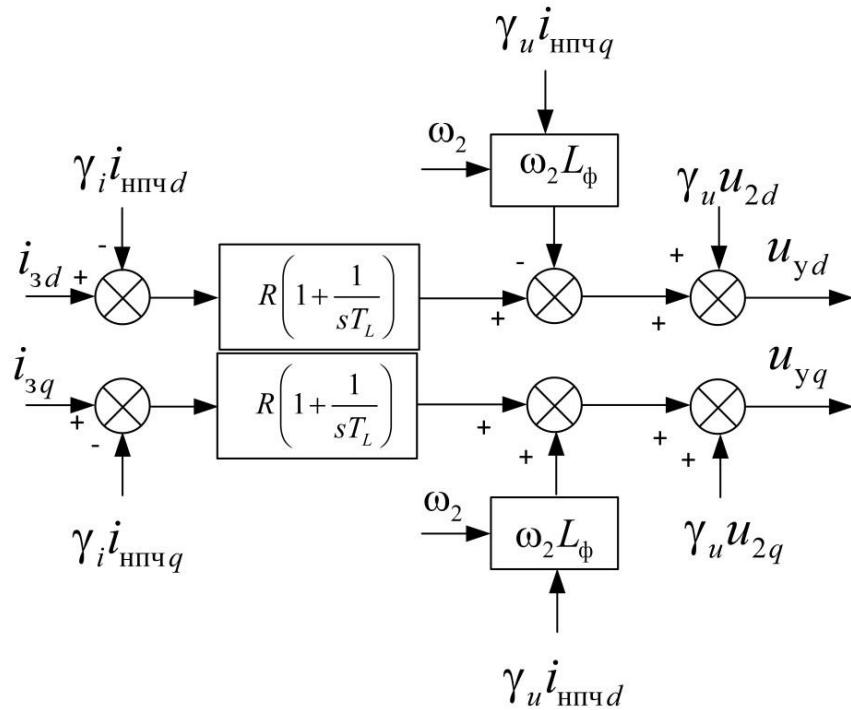


Рисунок 71 - Внутренний контур обратной связи по току в «dq» координатах с последовательным интегрирующим звеном $\frac{T_L}{k_I}$ и обратной связью по отклонению тока НПЧ с
ЕК

Перейдем к преобразованию Лапласа при нулевых начальных условиях. Для этого осуществим замену операторов $p \rightarrow s$.

Звено $Z_{\text{ПИ}}(s) = R \left(1 + \frac{1}{T_L s} \right)$ является ПИ-звеном с коэффициентом усиления $R = k_I R_\Phi$, имеющим размерность сопротивления.

Уравнение системы относительно токов $i_{\text{нпч}d}, i_{\text{нпч}q}$ имеет вид:

$$\begin{bmatrix} i_{\text{нпч}d} \\ i_{\text{нпч}q} \end{bmatrix} = \frac{1/\gamma_i}{1 + \frac{s}{\omega_L \cdot k_i \cdot K \cdot \gamma_i}} \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix}.$$

В установившемся режиме ($s \rightarrow j\omega \rightarrow \omega = 0$):

$$\begin{bmatrix} i_{\text{нпч}d} \\ i_{\text{нпч}q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma_i} \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix}.$$

При этом амплитудное значение в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК будет иметь значение:

$$I_{\text{нпч} \max} = \sqrt{(i_{\text{нпч}d})^2 + (i_{\text{нпч}q})^2} = \frac{1}{\gamma_i} \sqrt{(i_{3d})^2 + (i_{3q})^2}.$$

Во временной области при подаче скачка сигнала задания по току величиной, положим, $i_{3d} = I_3, i_{3q} = 0$, получим:

$$i_{\text{нпч}d}(t) = \frac{I_3}{\gamma_I} [1 - \exp(-t \cdot \omega_L \cdot k_I \cdot K \cdot \gamma_I)], i_{\text{нпч}q}(t) = 0. \quad (93)$$

Амплитудные значения токов в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК или огибающая амплитудных значений $I_{\text{нпч} \max}(t)$, будут изменяться по аналогичному закону, т.е.:

$$I_{\text{нпч} \max}(t) = \frac{I_3}{\gamma_I} [1 - \exp(-t \cdot \omega_L \cdot k_I \cdot K \cdot \gamma_I)].$$

Введем обозначение $T_I = \frac{1}{\omega_L \cdot k_I \cdot K \cdot \gamma_I}$, где T_I – постоянная времени контура тока. Время нарастания $t_{\text{нар} \text{ном}}$ тока $i_{\text{нпч}d}$ до номинального значения тока $I_{2 \text{ном}}$ при заданном токе $i_{3d} = I_3, i_{3q} = 0$ определится соотношением:

$$t_{\text{нар} \text{ном}} = \frac{1}{\omega_L \cdot k_I \cdot K \cdot \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2 \text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right) = \frac{T_L}{k_I \cdot K \cdot \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2 \text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right). \quad (94)$$

Время нарастания тока $t_{\text{нар}}$ до величины $\frac{I_3}{\gamma_I}$:

$$t_{\text{нар}} \approx \frac{3}{\omega_L \cdot k_I \cdot K \cdot \gamma_I} = \frac{3 \cdot T_L}{k_I \cdot K \cdot \gamma_I}. \quad (95)$$

Полагая, что $\gamma_I = \frac{1}{K}$, получим:

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_I = \frac{3 \cdot T_L}{k_I}. \quad (96)$$

Из (95) и (96) получим выражение для коэффициента усиления k_I при заданной скорости нарастании тока нагрузки от нулевого значения до номинального или до величины $\frac{I_3}{\gamma_I}$:

$$k_I = \frac{T_L}{t_{\text{нарном}} \cdot K \cdot \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right) \quad (97)$$

При $\gamma_I = 1/K$ получим:

$$k_I = \frac{T_L}{t_{\text{нарном}}} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}}}{I_3 K}} \right) \approx \frac{3 \cdot T_L}{t_{\text{нар}}} \quad (98)$$

Определение k_I с помощью (98) приводит, очевидно, к оценке минимальной величины этого коэффициента, т.к. должно выполняться неравенство:

$$k_I \geq \frac{3 \cdot T_L}{t_{\text{нар}}}.$$

Величина k_I определяет качество регулирования в переходном процессе.

Для оценки максимальной величины k_I необходимо обратиться к условию обеспечения устойчивости токового контура. С точки зрения непрерывной системы данный контур является устойчивым. Однако с учетом импульсного характера работы НПЧ с ЕК этот контур может быть не устойчивым. Далее оценка устойчивости для мгновенных значений токов проводится согласно [96].

При оценке устойчивости в малом (в данной работе это означает, что выполняется неравенство $U_y < U_{\text{оп}}$, т.е. регуляторы в линейном диапазоне) будем исходить из того, что интегральная составляющая на выходе ПИ-регулятора на такте T_m практически не изменяется, т.к. выполняется неравенство:

$$T_L \gg T_m. \quad (99)$$

Выполнение неравенства (99) является обязательным с точки зрения обеспечения непрерывности тока i_2 и малых его пульсаций.

Тогда:

$$Z_{\text{пи}}(s) = R = k_I \cdot R_\phi.$$

Кроме этого будем полагать, что на такте T_m сигнал задания на ток I_3 , напряжение на конденсаторе C_ϕ и ток в нагрузке i_2 не изменяются. Примем, что измеренный ток в микроконтроллере в начале такта T_m не изменяется на длительность такта.

Схема для малых приращений сигналов в токовом контуре будет иметь вид, представленный на Рисунке 72.

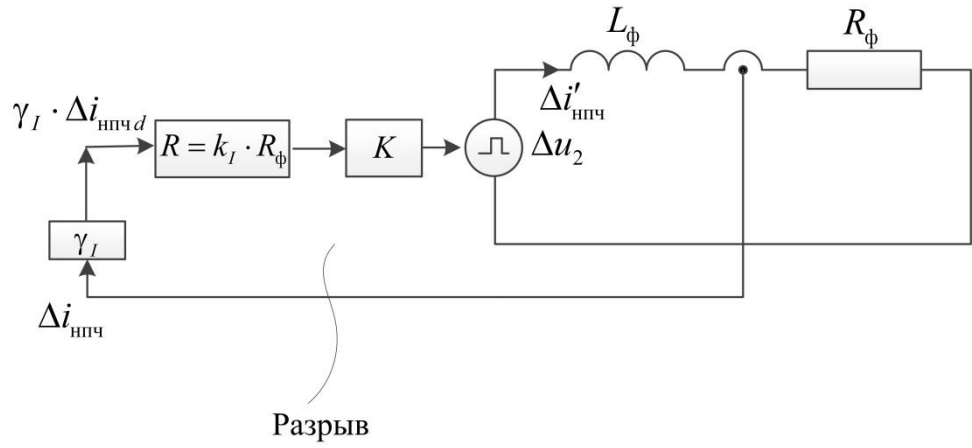


Рисунок 72 – Структурная схема при малых приращениях сигналов в контуре по току

В работе [97] показано, что в такой системе для соблюдения условия устойчивости необходимо, чтобы коэффициент усиления на такте разомкнутой системы удовлетворял условию

$$K_T < 2. \quad (100)$$

Рассмотрим данное условие применительно к данной работе. Предположим, что по каким-то причинам произошло изменение тока $i_{\text{нпч}}$, на величину $\Delta i_{\text{нпч}}$. Мысленно «разорвем» контур обратной связи, как это показано на Рисунке 72. Для обеспечения устойчивости на такте ШИМ должно выполняться условие:

$$\Delta i'_{\text{нпч}} < 2 \cdot \Delta i_{\text{нпч}}. \quad (101)$$

Как следует из Рисунка 72:

$$\Delta u_2 = \Delta i_{\text{нпч}} \cdot \gamma_i \cdot k_I \cdot R_\phi \cdot K. \quad (102)$$

Тогда в конце такта T_m ток $\Delta i'_{\text{нпч}}$ будет равен следующей величине:

$$\Delta i'_{\text{нпч}} = \frac{\Delta e_d}{R_\phi} \left(1 - \exp \left(-\frac{T_m}{T_L} \right) \right).$$

Принимая во внимание (99), получим:

$$\Delta i'_{\text{нпч}} \approx \frac{\Delta u_2 \cdot T_m}{L_\phi} = \Delta i_{\text{нпч}} \cdot K \cdot \gamma_I \cdot k_I \cdot \frac{T_m}{T_L}. \quad (103)$$

Из (101) следует, что:

$$\begin{aligned} K \cdot \gamma_I \cdot k_I \cdot \frac{T_m}{T_L} &< 2; \\ k_I &< 2 \cdot \frac{T_L}{T_m} \cdot \frac{1}{K \cdot \gamma_I} = 2 \cdot \frac{T_L}{T_m}. \end{aligned} \quad (104)$$

Таким образом, значение коэффициента k_I должно удовлетворять следующему неравенству:

$$\frac{3 \cdot T_L}{t_{\text{нар}}} < k_I < \frac{2 \cdot T_L}{T_m}. \quad (105)$$

Из (105) следует, что при $k_I = \frac{3 \cdot T_L}{t_{\text{нар}}}$ время нарастания тока не может быть меньше, чем

$$t_{\text{нарmin}} = \frac{3 \cdot T_m}{2}.$$

3.2.2 Разработка структуры и параметров регуляторов внешнего контура при векторном управлении непосредственным преобразователем частоты с совместным управлением вентиляльными комплектами

Эквивалентная схема выходной цепи внешнего контура управления НПЧ с ЕК с совместным управлением вентиляльными комплектами в «dq» координатах представлена на Рисунке 73.

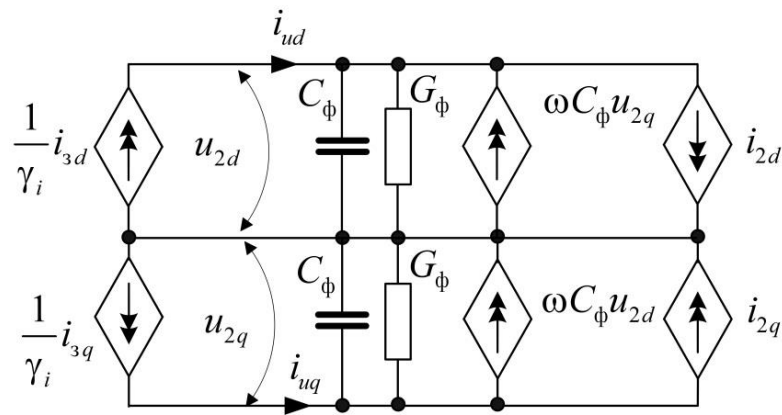


Рисунок 73 - Эквивалентная схема выходной цепи внешнего контура управления НПЧ с ЕК в «dq» координатах

Для предложенной схемы справедливо следующее уравнение:

$$\frac{1}{\gamma_i} \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_\phi \left(1 + T_c \frac{d}{dt} \right) u_{2d} + (-\omega_2 C_\phi u_{2q} + i_{2d}) \\ G_\phi \left(1 + T_c \frac{d}{dt} \right) u_{2q} + (\omega_2 C_\phi u_{2d} + i_{2q}) \end{bmatrix}. \quad (106)$$

Используя выше предложенный алгоритм синтеза регулятора тока, перейдём к следующей структуре регуляторов внешнего контура управления по напряжению, представленной на Рисунке 74.

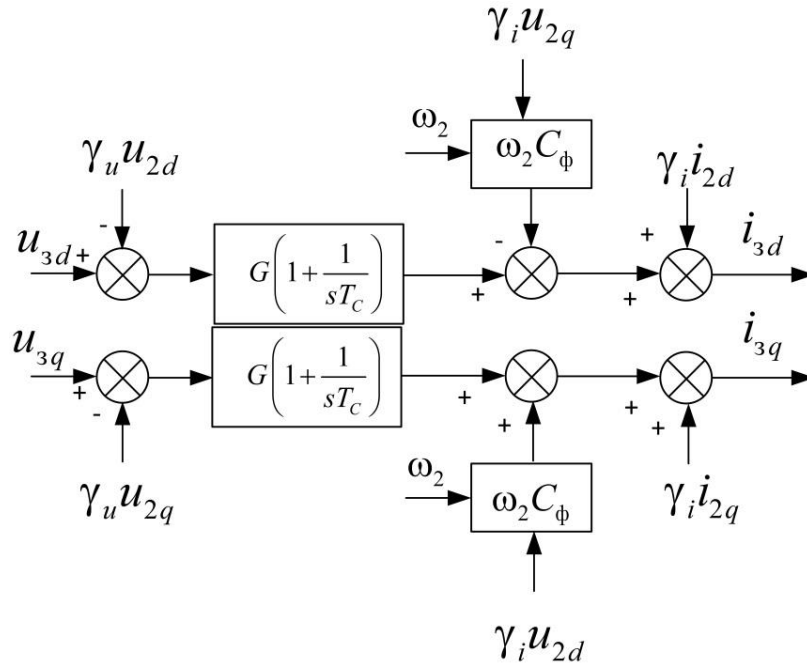


Рисунок 74 – Структурная схема регуляторов внешнего контура управления по напряжению

Из Рисунок 74 коэффициент $G = k_U \cdot G_\Phi$ имеет размерность проводимости, k_U - постоянный коэффициент, определяется исходя из качества процессов стабилизации.

Выходные напряжения u_{2d}, u_{2q} для предложенных регуляторов связаны с сигналами задания u_{3d}, u_{3q} соотношением:

$$\begin{bmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1/\gamma_u}{1 + \frac{s}{\omega_c \cdot k_u \cdot S \cdot \gamma_u}} \begin{bmatrix} u_{3d} \\ u_{3q} \end{bmatrix}, \quad (107)$$

где $S = \frac{1}{\gamma_i}, \omega_c = \frac{1}{T_c}$.

В установившемся режиме при $s \rightarrow j\omega \rightarrow \omega = 0$ выражение (107) примет вид:

$$\begin{bmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma_u} \begin{bmatrix} u_{3d} \\ u_{3q} \end{bmatrix}.$$

При этом амплитудное значение напряжения на нагрузке в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК будет иметь значение:

$$U_{2\max} = \sqrt{(u_{2d})^2 + (u_{2q})^2} = \frac{1}{\gamma_u} \sqrt{(u_{3d})^2 + (u_{3q})^2}.$$

Во временной области при подаче скачка сигнала задания на напряжение величиной $u_{3d} = U_3, u_{3q} = 0$ получим для проекций на «dq» оси следующее выражение:

$$u_{2d}(t) = \frac{U_3}{\gamma_u} [1 - \exp(-t \cdot \omega_c \cdot k_u \cdot S \cdot \gamma_u)], u_{2q}(t) = 0. \quad (108)$$

Амплитудные значения напряжений в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК или огибающая амплитудных значений $U_{2\max}(t)$ будут изменяться по аналогичному закону, т.е.

$$U_{2\max}(t) = \frac{U_3}{\gamma_u} [1 - \exp(-t \cdot \omega_c \cdot k_u \cdot S \cdot \gamma_u)]$$

Введем в рассмотрение величину $T_U = \frac{1}{\omega_c \cdot k_u \cdot S \cdot \gamma_u}$, которую обозначим как постоянная

времени контура напряжения.

Время нарастания $t_{\text{нарном}}$ напряжения u_{2d} до номинального значения напряжения $U_{2\text{ном}}$, при заданном $u_{3d} = U_3, u_{3q} = 0$ определится соотношением:

$$t_{\text{нарном}} = \frac{1}{\omega_c \cdot k_u \cdot S \cdot \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right) = \frac{T_U}{k_u \cdot S \cdot \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right). \quad (109)$$

Время нарастания тока $t_{\text{нар}}$ до величины $\frac{U_3}{\gamma_u}$ определится как:

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_U = \frac{3}{\omega_c \cdot k_u \cdot S \cdot \gamma_u} = \frac{3 \cdot T_U}{k_u \cdot S \cdot \gamma_u}. \quad (110)$$

Полагая, что $\gamma_u = \frac{1}{S}$, получим:

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_U = \frac{3 \cdot T_U}{k_u}. \quad (111)$$

Из (110) и (111) получим выражение для коэффициента усиления k_u при заданной скорости нарастании напряжения нагрузки от нулевого значения до номинального или до величины $\frac{U_3}{\gamma_u}$:

$$k_u = \frac{T_U}{t_{\text{нарном}} \cdot S \cdot \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right). \quad (112)$$

При $\gamma_u = \frac{1}{S}$ получим коэффициент усиления:

$$k_u = \frac{T_C}{t_{\text{нарном}}} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}}}{I_3 S}} \right) \approx \frac{3 \cdot T_C}{t_{\text{нар}}} \quad (113)$$

Определение k_u с помощью (113) приводит, очевидно, к оценке минимальной величины этого коэффициента, т.к. должно выполняться неравенство:

$$k_u \geq \frac{3 \cdot T_C}{t_{\text{нар}}}.$$

Величина k_u определяет качество регулирования в переходном процессе.

Во внешнем контуре регулирования импульсный характер преобразования практически не проявляется, т.к. напряжение на конденсаторе C_Φ имеет минимально возможные пульсации с частотами вблизи $\approx n \cdot m_1 \omega_1, n = 1, 2, 3, \dots$ и величина постоянной времени T_C удовлетворяет неравенству $T_C \gg T_m = \frac{1}{m_1 \omega_1}$. По этим причинам оценку устойчивости данного контура регулирования возможно рассматривать как в непрерывной системе. С точки зрения непрерывной системы данный контур является устойчивым.

3.2.3 Разработка векторных алгоритмов управления непосредственным преобразователем частоты с раздельным управлением вентильными комплектами

Структурная схема одной фазы системы управления НПЧ с ЕК с раздельным управлением вентильными комплектами приведена на Рисунке 75, где СС - силовая схема НПЧ с ЕК; G_Φ - суммарная проводимость, включающая в себя проводимость конденсаторов фильтров C_Φ , неизменную часть нагрузки, которая для летательных аппаратов составляет примерно 10% от номинальной нагрузки, и другие проводимости; САР – система автоматического регулирования, включающая в себя все необходимые контура подчинённого регулирования; СИФУ – система импульсно-фазового управления, обеспечивает выработку импульсов управления по тому либо иному закону управления.

При синтезе регуляторов используем ранее принятые допущения. Как показано ранее, передаточная характеристика НПЧ с ЕК имеет следующий вид:

$$\langle i_{\text{нпч}} \rangle_{T_m} = \begin{cases} S \left(\frac{\langle u_y \rangle_{T_m}}{U_{\text{оп}}} \right) \cdot \langle u_y \rangle_{T_m}, & \text{при } \langle u_y \rangle_{T_m} \leq U_{\text{оп}}; \\ I_{\text{нпчmax}}, & \text{при } \langle u_y \rangle_{T_m} > U_{\text{оп}}, \end{cases} \quad (114)$$

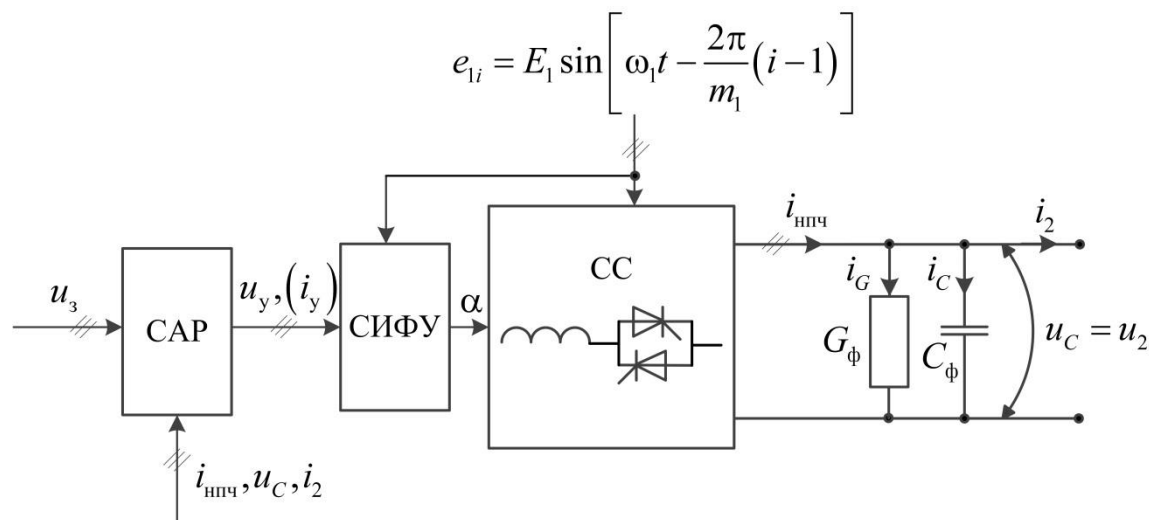


Рисунок 75 - Структурная схема системы автоматического регулирования НПЧ с ЕК с раздельным управлением вентильными комплектами

График передаточной характеристики НПЧ с ЕК, описанной (114), приведён на Рисунке 76.

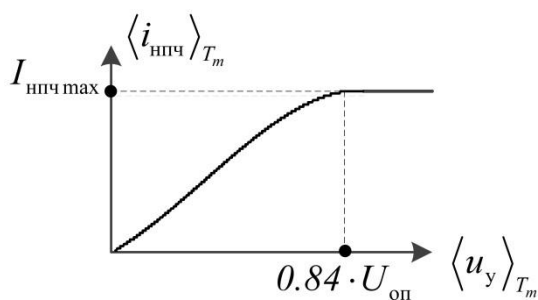


Рисунок 76— Передаточная характеристика НПЧ с ЕК

Таким образом, по выходным зажимам НПЧ с ЕК представляет собой зависимый источник тока, величина которого определяется передаточной характеристикой.

Выходная цепь трехфазного НПЧ с ЕК в «dq» координатах будет иметь вид, представленный на Рисунке 77.

Несмотря на то, что рассматриваемая схема НПЧ с ЕК на такте является параметрическим источником тока, существует необходимость введения обратной связи по току $i_{нпч}$, что объясняется значительной зависимостью крутизны передаточной характеристики НПЧ с ЕК от режима работы преобразователя. Кроме этого, введение токового контура обеспечит ограничение этой координаты на необходимом уровне. По этой причине систему стабилизации выходного напряжения представляется правильным сделать двухконтурной. На Рисунке 78 представлена двухконтурная система стабилизации выходного напряжения исследуемой системы.

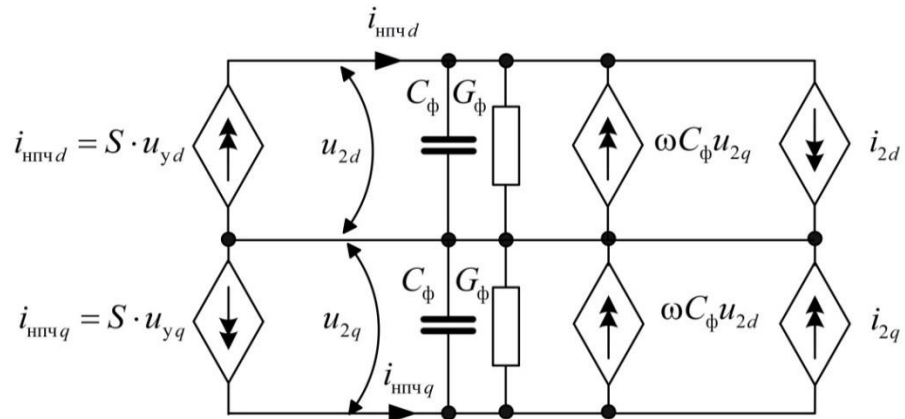


Рисунок 77 - Выходная цепь трехфазного НПЧ с ЕК в «dq» координатах

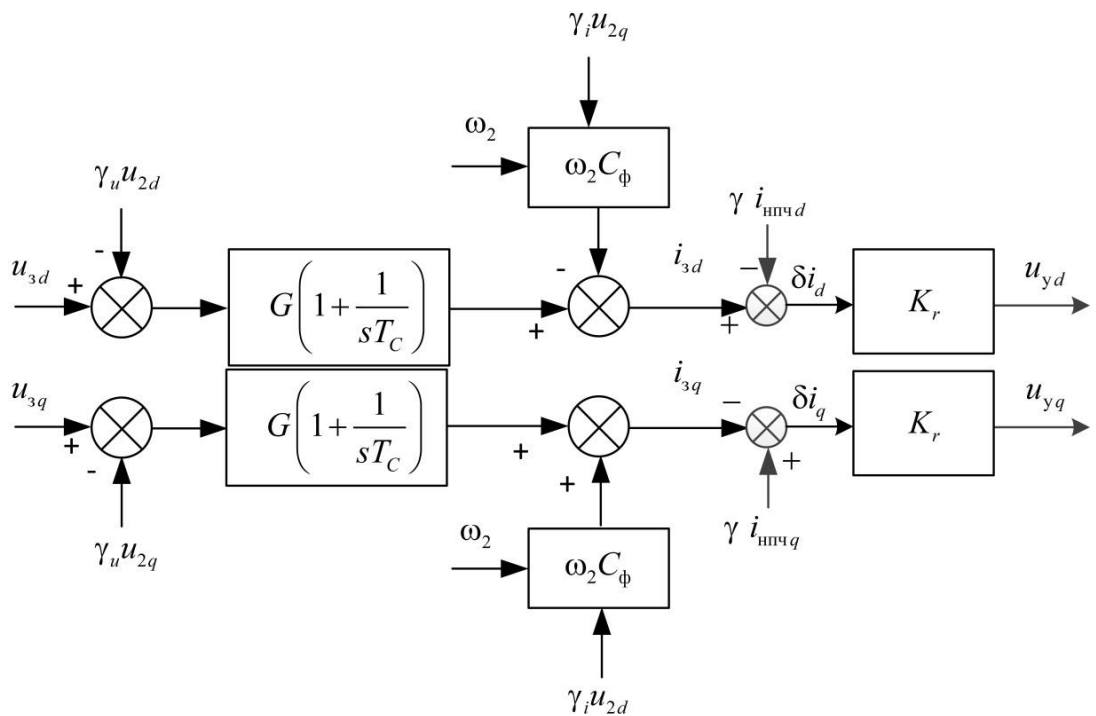


Рисунок 78 - Двухконтурная система стабилизации выходного напряжения

В схеме, приведенной на Рисунке 78, внутренний контур управления током $i_{\text{нпч}}$ реализован с помощью пропорционального регулятора K_r . Структура внешнего контура стабилизации напряжения полностью совпадает с реализацией, предложенной в разделе 3.2.2.

На Рисунке 79 представлена структурная схема канала регулирования по току в «dq» осях.

В работах [92, 98] показано, что в такой системе для соблюдения условия устойчивости необходимо обеспечить на такте работы разомкнутой системы выполнение следующего неравенства:

$$K_T \leq 2,$$

где K_T - коэффициент усиления разомкнутого контура на такте.

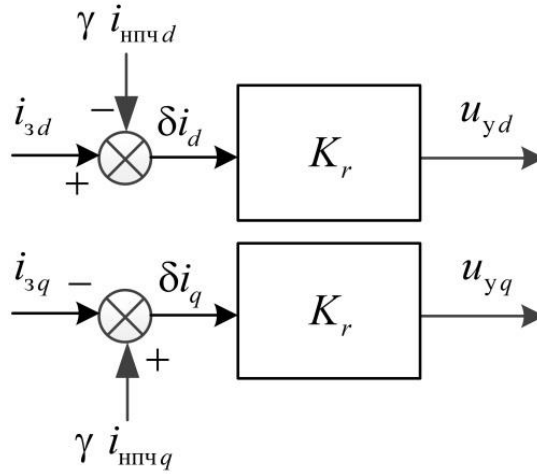


Рисунок 79 - Структурная схема канала регулирования по току в «dq» осях

В исследуемой схеме, согласно Рисунку 77, коэффициент усиления можно найти в соответствии с (115):

$$K_T = \gamma K_r S \leq 2. \quad (115)$$

где K_r - коэффициент передачи регулятора; S – крутизна передаточной характеристики НПЧ с ЕК; γ - коэффициент передачи датчика тока.

Из (115) получим:

$$\gamma K_r \leq \frac{2}{S}, \quad (116)$$

На Рисунке 80 приведен график зависимости крутизны передаточной характеристики НПЧ с ЕК от величины сигнала управления.

Учитывая график, приставленный на Рисунке 80, а также (116), получим следующее соотношение:

$$\gamma K_r \leq \frac{2}{S_{\max}} = \frac{2}{5,347} \frac{U_{\text{оп}}}{I_{2\text{кз}}} = 0,347 \cdot \frac{U_{\text{оп}}}{I_{\text{кз}}}. \quad (117)$$

Таким образом, K_r следует принять равным:

$$K_r \leq 0,347 \frac{U_{\text{оп}}}{\gamma I_{\text{кз}}}. \quad (118)$$

Передаточная функция контура тока по сигналу задания i_3 для средних значений будет иметь вид:

$$\begin{aligned} i_{\text{нпч}d,q} &= i_{zd,q} \cdot \frac{K_r S}{1 + \gamma K_r S}, \\ k_I &= \frac{i_{\text{нпч}d,q}}{i_3} = \frac{K_r S}{1 + \gamma K_r S}. \end{aligned} \quad (119)$$

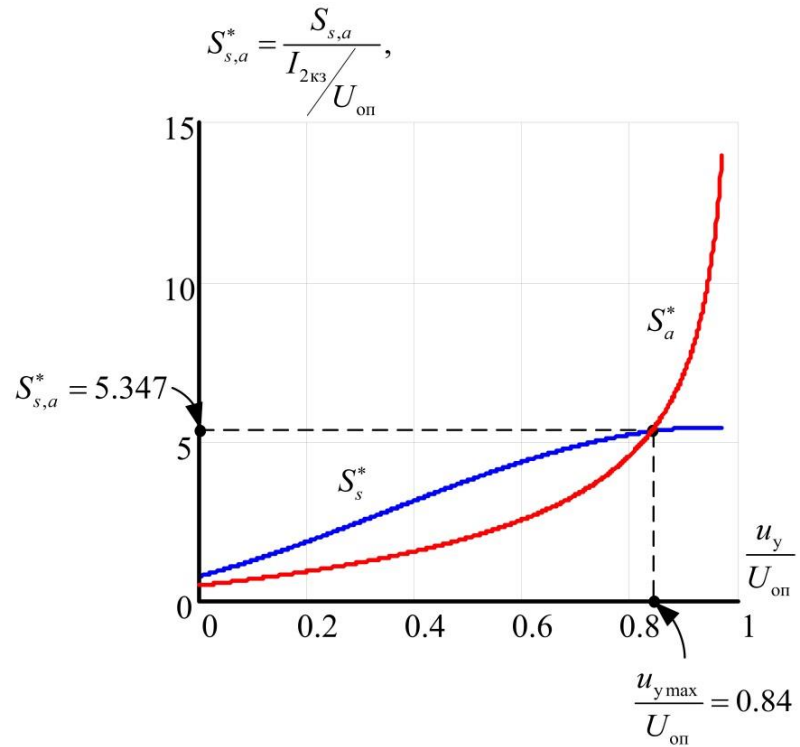


Рисунок 80 - График зависимости крутизны передаточной характеристики НПЧ с ЕК от величины сигнала управления

Примем, что для исключения колебательных переходных процессов $\gamma K_r = \frac{1}{S_{\max}}$, тогда передаточная функция контура тока по ошибке будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \delta i_{d,q} &= i_3 \cdot \frac{1}{1 + \gamma_I K_r S}, \\ k_{\delta I} &= \frac{\delta i_{d,q}}{i_{3d,q}} = \frac{1}{1 + \gamma_I K_r S} = \frac{1}{1 + S/S_{\max}}. \end{aligned} \quad (120)$$

Из (116) следует, что минимальное значение относительной величины ошибки в контуре составляет:

$$k_{\delta I} = \frac{1}{2}.$$

Для оценки коэффициента передачи по току данного контура примем, что в (119) крутизна $S = S_{\max}$, тогда:

$$\frac{i_{\text{нпч}d,q}}{i_{3d,q}} = \frac{1}{2\gamma}. \quad (121)$$

Таким образом, параметры внешнего контура регулирования могут быть получены в соответствии с разделом 3.2.2 и с учетом (121).

3.3 Алгоритмы управления инвертором напряжения

Алгоритмы управления инвертором напряжения должны позволить скомпенсировать высшие гармоники выходного тока НПЧ с ЕК.

Принцип формирования сигналов управления транзисторами ИН основан на векторном способе управления во вращающейся системе координат «dq». На Рисунке 81 представлена структурная схема алгоритмов управления транзисторами ИН.

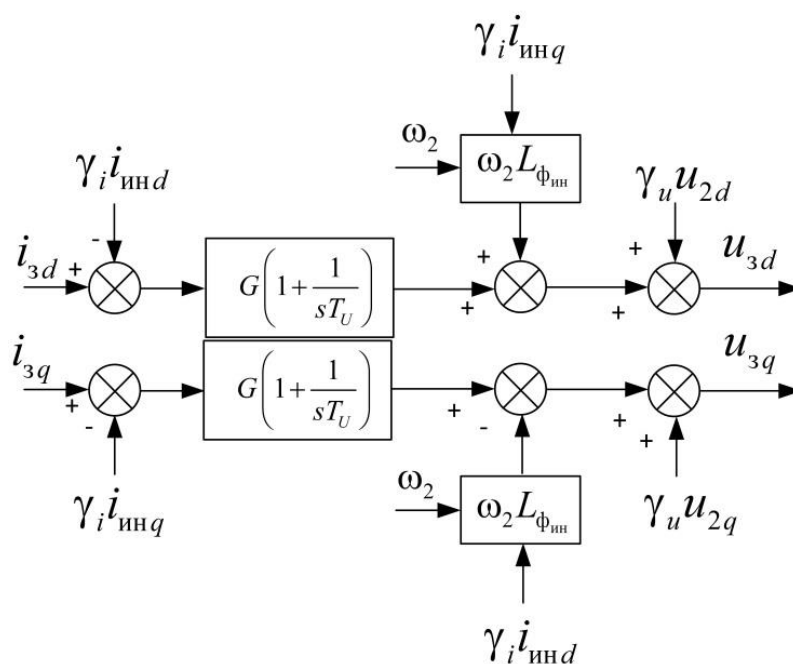


Рисунок 81 - Структурная схема алгоритмов управления транзисторами ИН

Для подавления высокочастотных гармоник в спектре напряжения нагрузки используется отрицательная обратная связь по току инвертора ($i_{ин}$).

Формирование сигнала управления инвертора напряжения происходит следующим образом. Ток НПЧ с ЕК, поступающий с силовой схемы, является током задания. Ток НПЧ с ЕК, содержащий в своем составе ряд высших гармоник, поступает на фильтр низших частот и инвертируется, в результате чего формируется высокочастотный сигнал, следующий в противофазе току обратной связи НПЧ с ЕК. Из сформированного тока задания отнимается ток инвертора. Полученный сигнал ошибки является сигналом управления инвертором напряжения U_y .

Для предложенного алгоритма управления (Рисунок 81) определим параметры ПИ-регулятора. На Рисунке 82 приведена схема замещения системы для определения передаточной функции.

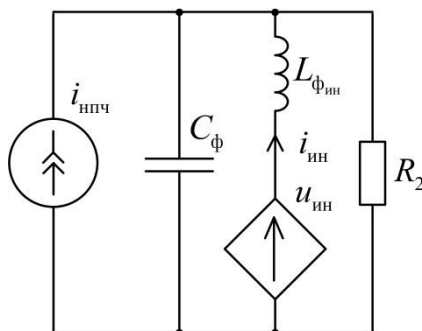


Рисунок 82 – Схема замещения исследуемой системы

Передаточная функция звена в общем виде:

$$W(s) = \frac{i_{\text{ин}}(s)}{u_{\text{ин}}(s)} \quad (122)$$

Из Рисунка 82 и (122) передаточную функцию исследуемого звена можно найти, как:

$$W(s) = \frac{1}{R_2} \left(\frac{1 + S \cdot R_2 \cdot C_{\phi}}{1 + S \cdot \frac{L_{\phi_{\text{ин}}}}{R_2} + S^2 \cdot L_{\phi_{\text{ин}}} \cdot C_{\phi}} \right), \quad (123)$$

где S – оператор Лапласа.

Передаточная функция ПИ-регулятора имеет вид:

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{S} = k_p \cdot \left(1 + \frac{\omega_{PI}}{S} \right), \quad (124)$$

где k_p – пропорциональный коэффициент усиления, k_i – интегральный коэффициент усиления, ω_{PI} – частота сопряжения ПИ-регулятора.

Структурная схема ПИ-регулятора и объекта управления представлена на Рисунке 83.

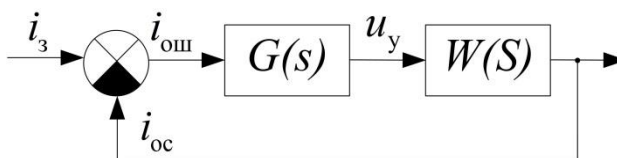


Рисунок 83 - Структурная схема ПИ-регулятора и объекта управления

При разомкнутой системе, представленной на Рисунке 83, передаточная функция имеет вид:

$$G(s) \cdot W(s) \rightarrow G(j\omega) \cdot W(j\omega)$$

Для обеспечения устойчивости системы в соответствии с критерием Найквиста [99, 100] необходимо установить запас устойчивости по фазе φ_z и частоту среза ω_c . Из определения частоты среза и запаса устойчивости по фазе получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} |G(j\omega_c)| \cdot |W(j\omega_c)| = 1 \\ \pi + \arg[G(j\omega_c)] + \arg[W(j\omega_c)] = \varphi_3 \end{cases} \quad (125)$$

Решив систему уравнений (125), найдем передаточную функцию исследуемого звена с требуемым запасом устойчивости:

$$W(s)' = \omega_c \cdot \tan[\arg(W(j\omega_c)) - \varphi_3 + \pi] \quad (126)$$

Из уравнений (125) и (126) получим пропорциональный коэффициент усиления:

$$k_p = \frac{1}{|W(j\omega_c)|} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{W(s)'}{\omega_c}\right)^2}}$$

Интегральный коэффициент усиления:

$$k_i = k_p \cdot W(s)'$$

Таким образом, разработаны алгоритмы управления параллельным инвертором напряжения, который выполняет функцию активного фильтра. Для предложенного алгоритма управления определены параметры ПИ-регулятора. Полученный результат удовлетворяет заявленным требованиям и выполняет поставленную задачу. Предложенный алгоритм управления ИН позволяет скомпенсировать высокочастотные гармоники в спектре выходного напряжения.

Выводы по Главе 3

Для НПЧ с ЕК с совместным правлением использован метод «гладкой составляющей», определены аналитические выражения для коэффициентов передачи на такте коммутации для арккосинусоидального и синусоидального законов управления. Показано, что для арккосинусоидального закона управления передаточные характеристики являются линейными, а величина коэффициента усиления больше при синусоидальном законе управления. Выявлено, что при синусоидальном законе управления в форме выходного напряжения присутствуют гармоники, кратные частоте управляющего сигнала.

Для анализа динамических параметров в системе с НПЧ с ЕК с отдельными управлением предложено использовать крутизну передаточной характеристики по выходному току тиристорного комплекта, определяемую по «скользящему среднему» значению тока на такте между коммутациями. Предложена аналитическая оценка крутизны передаточной характеристики по току для синусоидального и арккосинусоидального законов управления НПЧ с ЕК. Показано, что НПЧ с ЕК с арккосинусоидальным законом управления имеет практически в два раза большую крутизну передаточной характеристики по току при

максимальной глубине модуляции. При глубинах модуляции меньше 0,84 большую крутизну имеет НПЧ с ЕК с синусоидальным законом управления.

Определен коэффициент передачи для ИН по методу скользящего среднего.

Предложены алгоритмы управления НПЧ ЕК для режимов с совместным и отдельным управлением вентильными комплектами. Принцип формирования сигналов управления вентилями НПЧ с ЕК для отдельного и совместного управления справедлив для обеих реализаций и основан на векторном способе управления во вращающейся системе координат « dq ».

Система управления НПЧ с ЕК для отдельного и совместного управления является двухконтурной и включает внутренний «быстрый» контур стабилизации по току НПЧ с ЕК и внешний контур стабилизации по напряжению нагрузки.

Получены основные соотношения, позволяющие определить параметры регуляторов, входящих в состав системы управления НПЧ с ЕК.

Предложенные алгоритмы управления позволяют системе работать устойчиво в статических режимах, что дает возможность расчета энергетических показателей преобразователя частоты в составе СГС.

ГЛАВА 4 МАТЕМАТИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ ДЛЯ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ И ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

В настоящем разделе представлены результаты математических экспериментов для СГС на основе НПЧ с ЕК и ИН, работающей в генераторном режиме. Схема НПЧ с ЕК представлена для режима с совместным управлением вентильными комплектами.

В том числе, учитывая, что нагрузка СЭС ЛА носит нелинейный и несимметричный характер, в данной главе рассматриваются схема и алгоритмы управления НПЧ с ЕК с дополнительным реверсивным вентильным комплектом [101].

Математический эксперимент представляет собой исследование предложенной СГС с разработанными алгоритмами управления в разных режимах, а именно в номинальном режиме, режимах несимметричной и нелинейной нагрузок. Предложены эксперименты по определению интегральных параметров и энергетических характеристик схемы в диапазоне изменения емкости фильтра, а также при частоте СГ 2,5 кГц и 5,2 кГц.

В предложенных режимах исследуются интегральные параметры токов и напряжения СГС, коэффициент гармоник выходного напряжения, входной коэффициент мощности НПЧ с ЕК. Представлены осциллограммы и численные значения основных электрических величин системы, при работе с инвертором напряжения и без него. Осциллограммы токов и напряжений исследуемой системы, а также их интегральные параметры получены при помощи прикладного пакета программного обеспечения *PSIM*.

Математический эксперимент для НПЧ с ЕК в режиме с отдельным управлением представлен в работах автора [102-106].

4.1 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения

Основные параметры исследуемой системы в номинальном режиме:

- полная номинальная мощность нагрузки $P_{\text{ном}} = 100$ кВт;
- действующее значение выходного напряжения $U_{2\text{ном}} = 115$ В;
- выходная частота $f_2 = 400$ Гц;
- косинус угла сдвига тока относительно напряжения на выходе системы $\cos\varphi_{\text{ном}} = 1$;
- предельное значение коэффициента гармоник $K_{\text{г}} = 8\%$.

Основные параметры СГ:

- частота напряжения СГ $f_1 = 5200$ Гц.

Примем в номинальном режиме значение емкостного фильтра $C_\phi = 100$ мкФ, индуктивный фильтр на входе НПЧ с ЕК $L_\phi = 10$ мкГн, а также индуктивный фильтр ИН $L_\phi = 30$ мкГн, оценка которых проведена в соответствии с аналитическими соотношениями Главы 2 настоящей работы.

На Рисунке 84 представлены расчётные осциллограммы напряжения нагрузки фазы A , тока нагрузки фазы A , тока ИН фазы A , ток НПЧ с ЕК фазы A в относительных единицах в номинальном режиме работы.

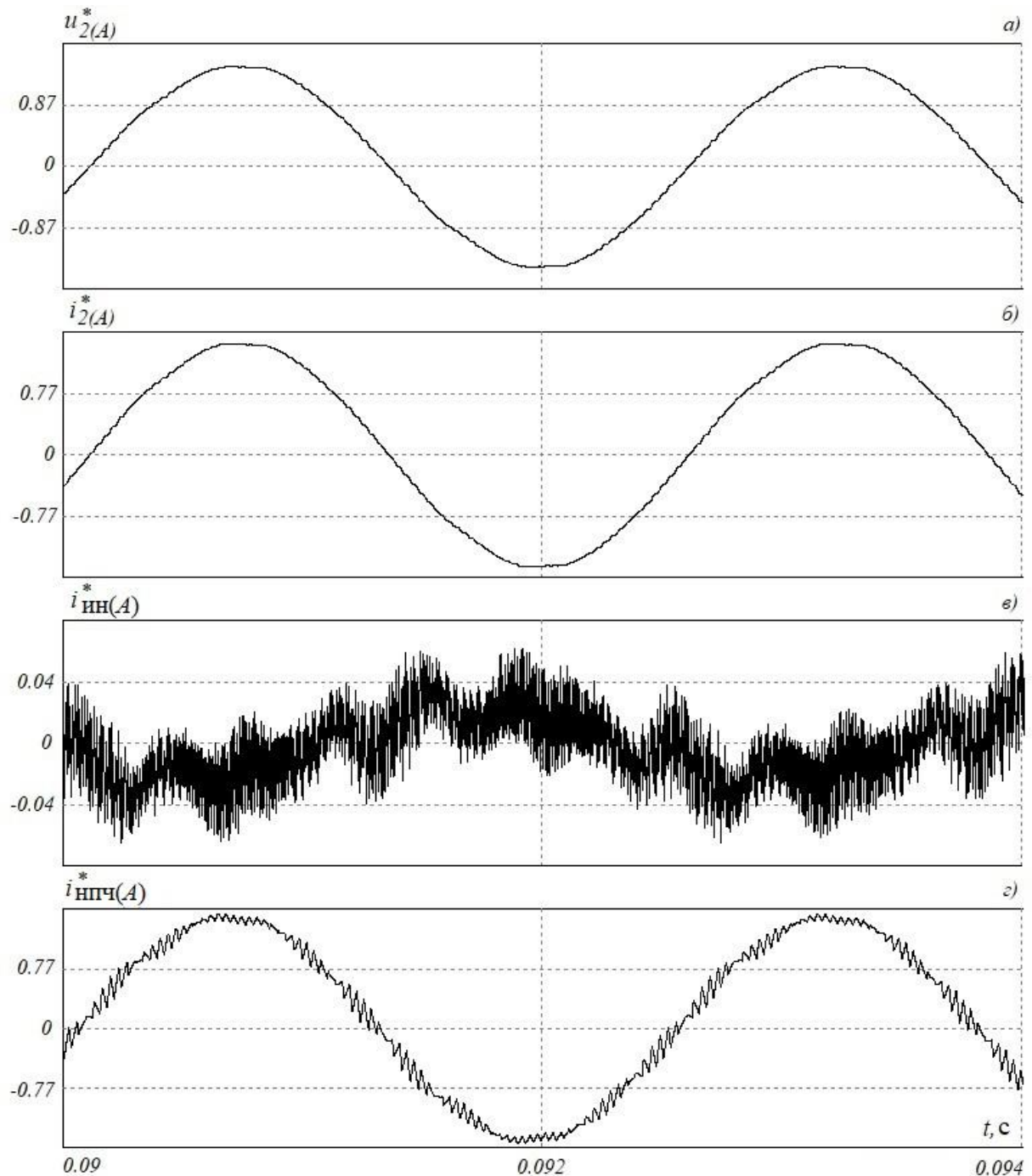


Рисунок 84 - Выходное напряжение фазы A (а), выходной ток фазы A (б), ток инвертора фазы A (в), ток НПЧ с ЕК фазы A (г) в относительных единицах

Спектр выходного напряжения фазы A , спектр тока инвертора фазы A в относительных единицах представлены на Рисунке 85.

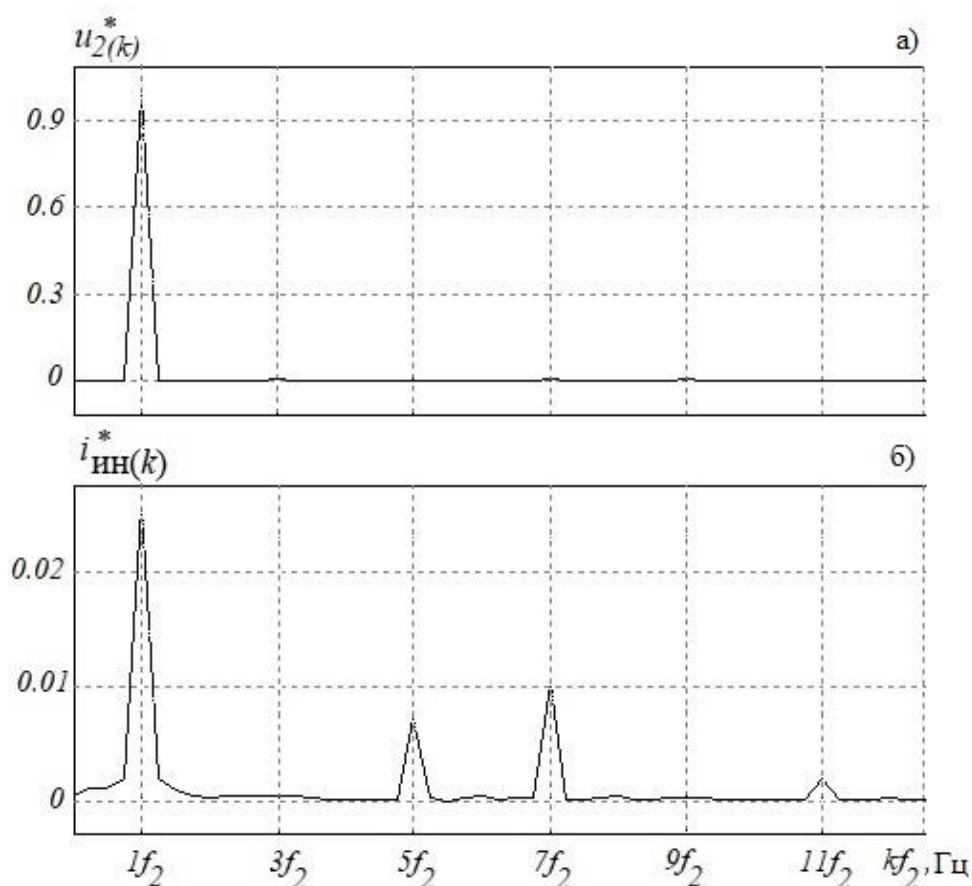


Рисунок 85 - Спектр выходного напряжения фазы A (а), спектр тока инвертора фазы A (б) в относительных единицах

Из Рисунка 84 видно, что работа системы в номинальном режиме генерирования электрической энергии соответствует требованиям. Выходное напряжение и ток имеют форму, близкую к синусоидальной. Действующее значение выходного напряжения составляет $U_{2(rms)} = 116,53$ В, действующее значение выходного тока фазы A составляет $I_{2(rms)} = 258,95$ А. Таким образом, активная мощность фазы A составляет $P_{2(A)} = 30,17$ кВт.

Из Рисунка 85 видно, что в спектр тока ИН вносят вклад высшие гармоники, а именно $I_{(5)ин} = 5,19$ А, $I_{(7)ин} = 2,07$ А, $I_{(11)ин} = 0,38$ А. Высшие гармоники скомпенсированы в выходном напряжении. Коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения в номинальном режиме составляет 2%, что удовлетворяет требованиям ГОСТ Р 54073-2017 [33].

Таким образом, проведенный анализ показал работоспособность СГС на основе НПЧ с ЕК и ИН в режиме генерирования электрической энергии при совместном управлении

вентильными комплектами НПЧ с ЕК при выборе основных параметров элементов схемы в соответствии с выводами Главы 2.

Рассмотрим работу СГС при разных значениях емкостного фильтра и частоте напряжения СГ 5200 Гц. На Рисунке 86 представлены зависимости коэффициента гармоник (а) и входного коэффициента мощности (б) от значений емкостного фильтра при включенном параллельном ИН и без него. Коэффициент гармоник K_r в номинальном режиме работы системы составляет 2,8%. Входной коэффициент мощности $\chi = 0,56$.

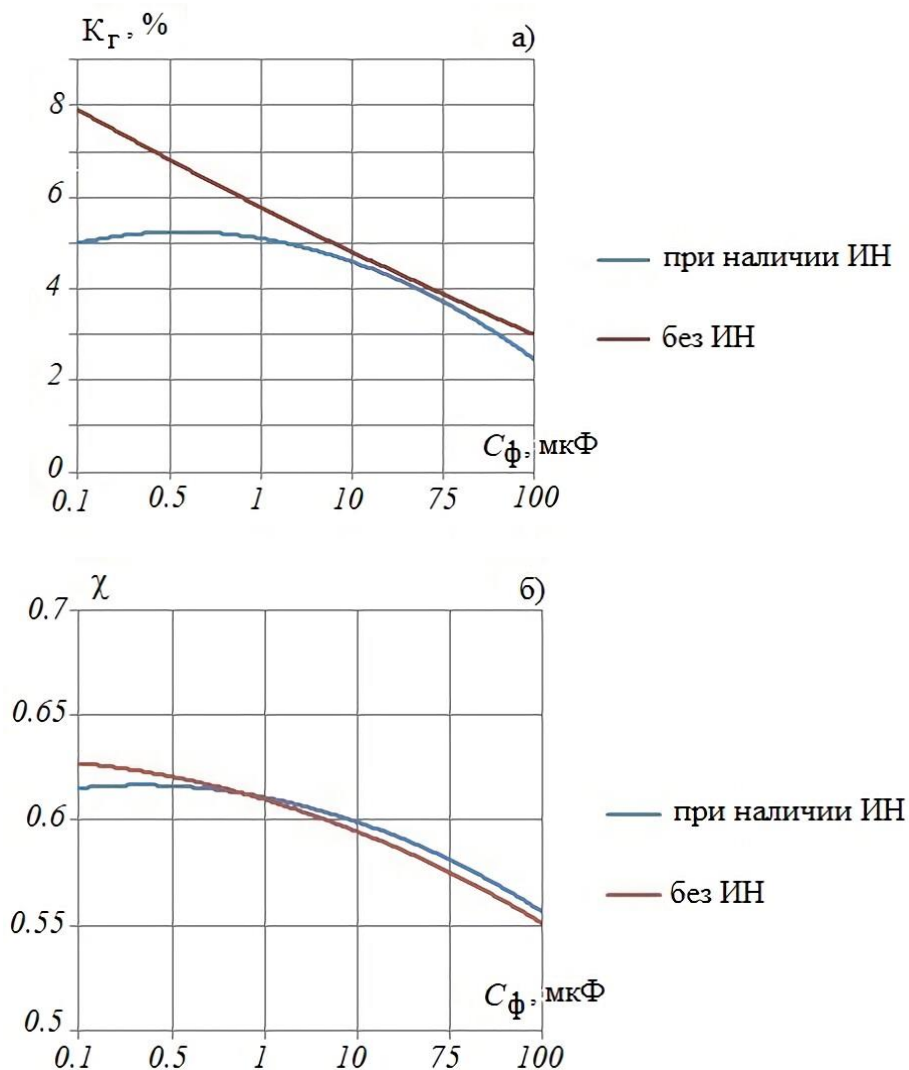


Рисунок 86 - Зависимость коэффициента гармоник K_r (а) и входного коэффициента мощности χ (б) от значений емкостного фильтра C_ϕ при включенном ИН и без ИН

Из Рисунка 86 видно, что при наличии ИН и при емкостях фильтра порядка 0,1 мкФ коэффициент гармоник выходного напряжения в 1/2 меньше и составляет 5%, тогда как коэффициент гармоник выходного напряжения без включения ИН и при емкостном фильтре порядка 0,1 мкФ составляет 8%. Таким образом, при уменьшении значений емкостного фильтра

в спектре выходного напряжения появляются высокочастотные гармоники, тогда как в номинальном режиме работы они скомпенсированы емкостным фильтром. Входной коэффициент мощности увеличивается с уменьшением значений емкостного фильтра и при $C_{\phi} = 0,1 \text{ мкФ}$ $\chi = 0,61$.

Рассмотрим вклад основных гармоник в спектр выходного напряжения при разных значениях емкостного фильтра. На Рисунке 87 представлен гармонический состав выходного напряжения в зависимости от значений емкостного фильтра без ИН (а) и при включенном ИН (б). Зависимости представлены в относительных единицах и логарифмическом масштабе.

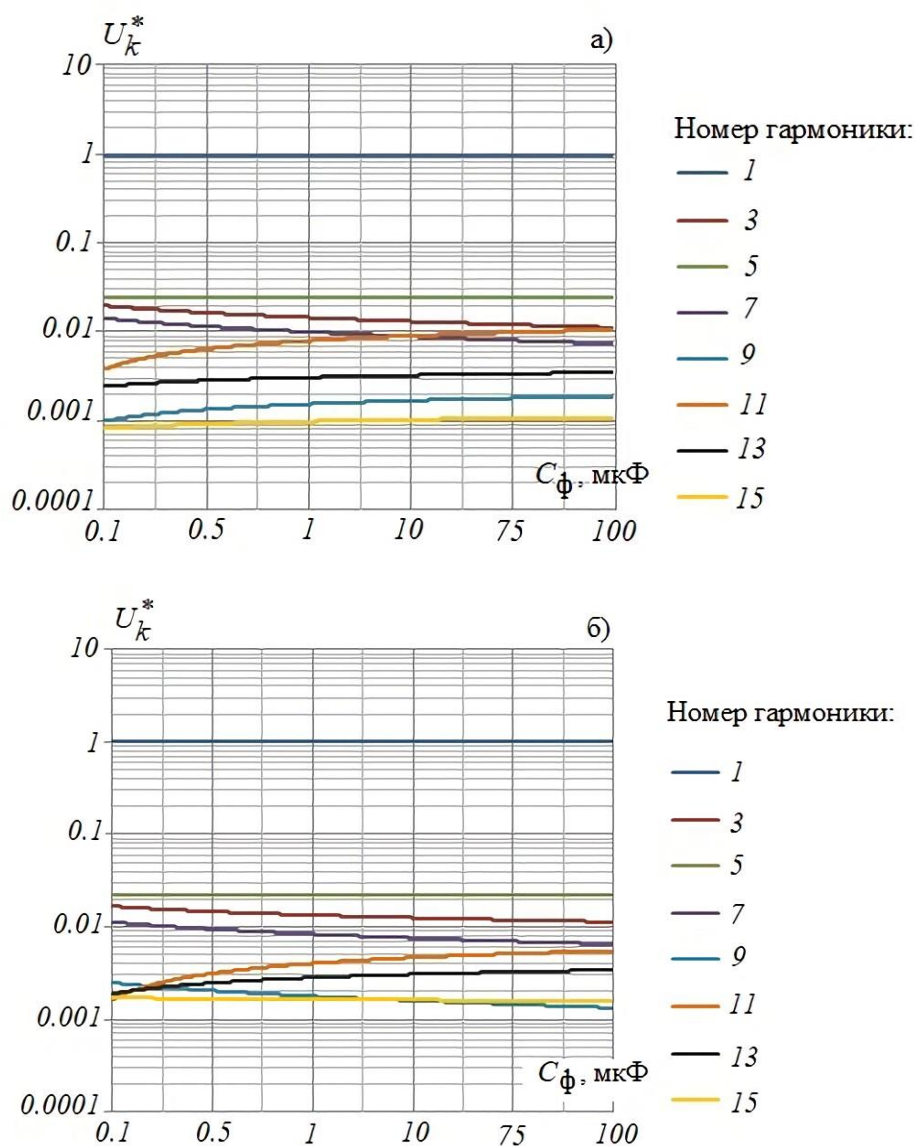


Рисунок 87 - Зависимость амплитуд основных гармоник выходного напряжения от изменения параметров емкостного фильтра для системы без ИН (а) и при включенном ИН (б)

Из Рисунка 87 видно, что основной вклад в спектр выходного напряжения вносит первая гармоника. Меньшее влияние оказывают пятая и третья гармоники. В режиме работы системы

без ИН большее влияние на спектр оказывают высшие гармоники, однако их вклад в режиме без ИН и со включенным ИН остается удовлетворительным и не большим. При увеличении емкости фильтра амплитуды исследуемых гармоник уменьшаются, но незначительно. Так амплитуда пятой гармоники в режиме работы системы без ИН при номинальном значении емкостного фильтра составляет 4,23 В, в режиме со включенным ИН составляет 3,84 В. Амплитуда пятой гармоники в режиме работы системы без ИН при минимальном значении емкостного фильтра $C_{\phi} = 0,1$ мкФ составляет 4 В, в режиме со включенным ИН составляет 3,69 В.

Рассмотрим работу СГС при разных значениях емкостного фильтра и частоте напряжения СГ 2600 Гц. На Рисунке 88 представлены зависимости коэффициента гармоник от значений емкостного фильтра (а) и входного коэффициента мощности от значений емкостного фильтра (б) при включенном ИН и без него.

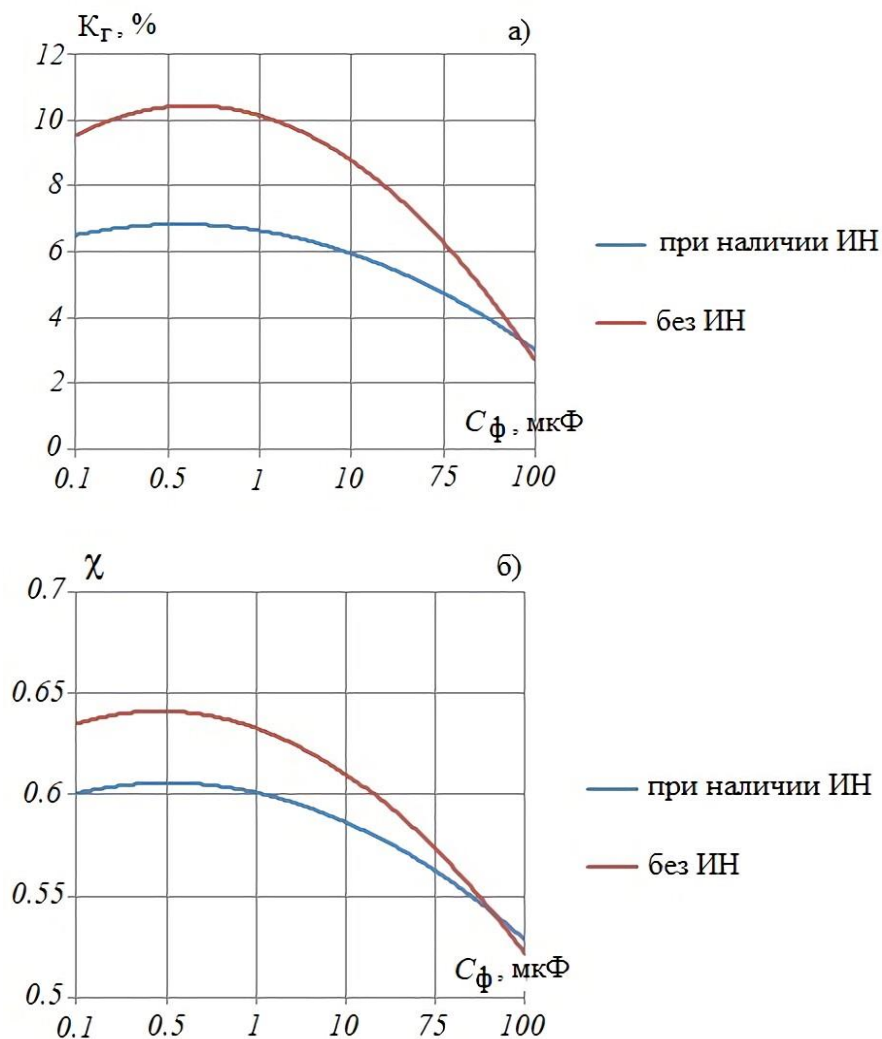


Рисунок 88 - Зависимость коэффициента гармоник K_r (а) и входного коэффициента мощности χ (б) от значений емкостного фильтра C_{ϕ} при включенном ИН и без ИН

Коэффициент гармоник K_r в номинальном режиме работы системы на частоте напряжения СГ 2600 Гц составляет 3,9%. Входной коэффициент мощности $\chi = 0,53$.

Из Рисунка 88 видно, что коэффициент гармоник выходного напряжения в режиме без ИН выше и составляет 5,3%. С увеличением емкости фильтра коэффициент гармоник выходного напряжения уменьшается как в режиме со включенным ИН, так и в режиме без ИН. Входной коэффициент мощности при уменьшении емкостного фильтра при работе без ИН также выше и составляет $\chi = 0,64$. Отметим, что влияние ИН на коэффициент гармоник наиболее значимо при низких значениях величины C_f .

4.2 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при работе на нелинейную нагрузку

Рассмотрим исследуемую СГС при включенном неуправляемом выпрямителе (НВ) в выходную цепь системы. Режим работы на НВ не благоприятен, поскольку НВ производит во входную сеть высшие гармоники и перегружает нулевой провод. Таким образом, предлагаемый эксперимент позволит продемонстрировать работу исследуемой системы при нелинейной нагрузке и приблизить к ситуации, близкой к реальным системам подобного типа.

Основные параметры исследуемой системы и СГ в номинальном режиме приведены в разделе 4.1. Трехфазный диодный выпрямитель примем идеальным.

На Рисунке 89 представлены основные осциллограммы исследуемой системы в относительных единицах при работе на неуправляемый трехфазный выпрямитель, а именно напряжение нагрузки фазы А, ток нагрузки фазы А, ток ИН фазы А, ток НПЧ с ЕК фазы А и входной ток неуправляемого выпрямителя фазы А.

На Рисунке 90 представлен спектр выходного напряжения фазы А (а), тока ИН фазы А (б) и входного тока выпрямителя фазы А (в).

Из Рисунка 89 и Рисунка 90 видно, что основные осциллограммы системы имеют форму, близкую к синусоидальной. Действующее значение выходного напряжения составляет $U_{2(rms)} = 116,69$ В, действующее значение выходного тока фазы А составляет $I_{2(rms)} = 259,3$ А. Таким образом, активная мощность фазы А составляет $P_{2(A)} = 30,26$ кВт.

Из Рисунка 90 видно, что в спектр тока ИН вносят вклад высшие гармоники, основной вклад вносит третья гармоника $I_{(3)ин} = 37$ А. В спектр выходного напряжения высшие гармоники вносят незначительный вклад. Они скомпенсированы работой ИН. Основной вклад в спектр входного тока НВ вносит основанная гармоника $I_{(1)нв} = 131,91$ А, также влияние оказывают пятая и седьмая гармоники: $I_{(5)нв} = 20,7$ А, $I_{(7)нв} = 8,6$ А Коэффициент нелинейных искажений

выходного напряжения при работе на НВ составляет 3,9%, что удовлетворяет требованиям ГОСТ Р 54073-2017 [33].

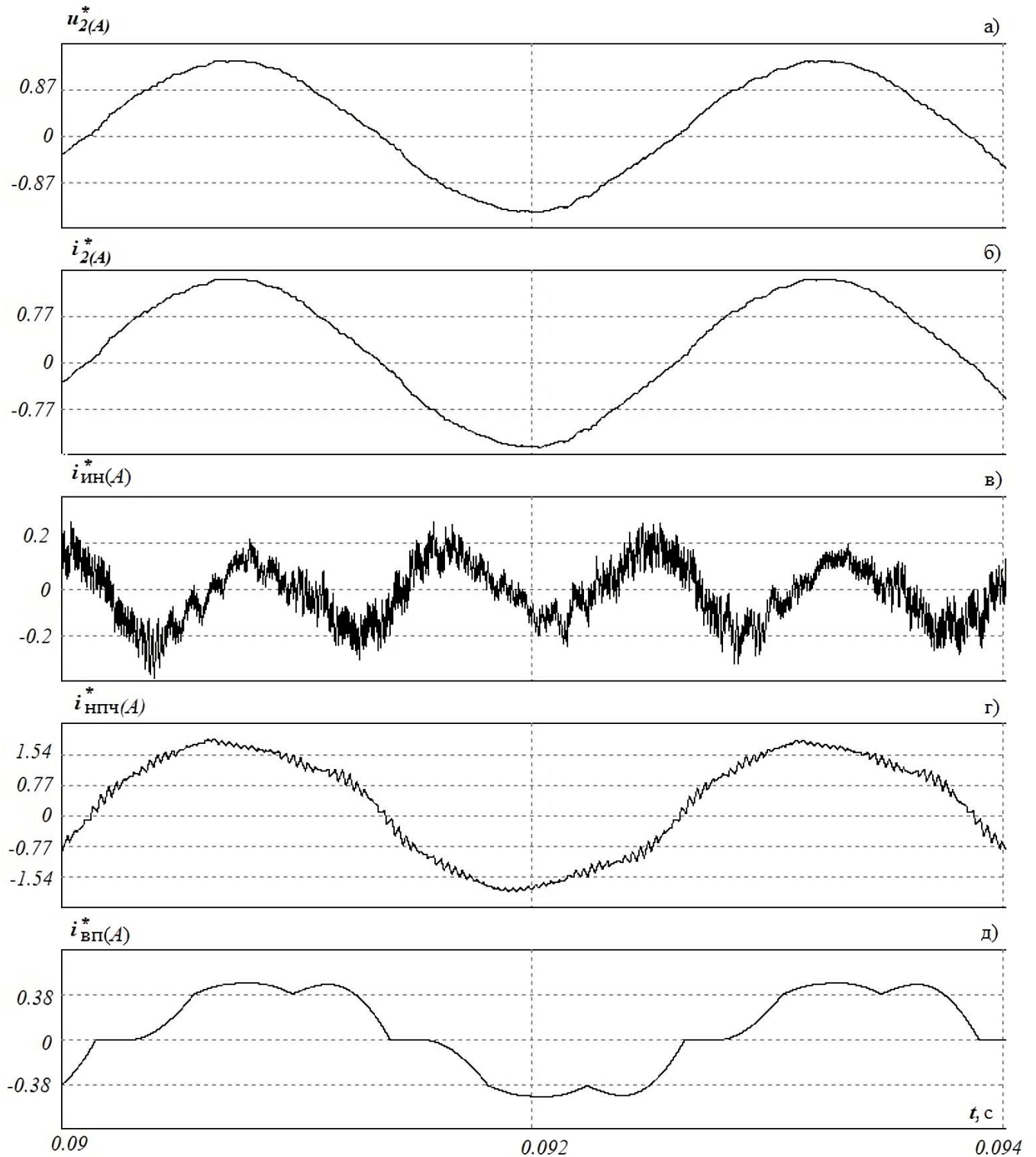


Рисунок 89 - Выходное напряжение фазы А (а), выходной ток фазы А (б), ток инвертора фазы А (в), ток НПЧ с ЕК фазы А (г), входной ток выпрямителя фазы А (д) в относительных единицах

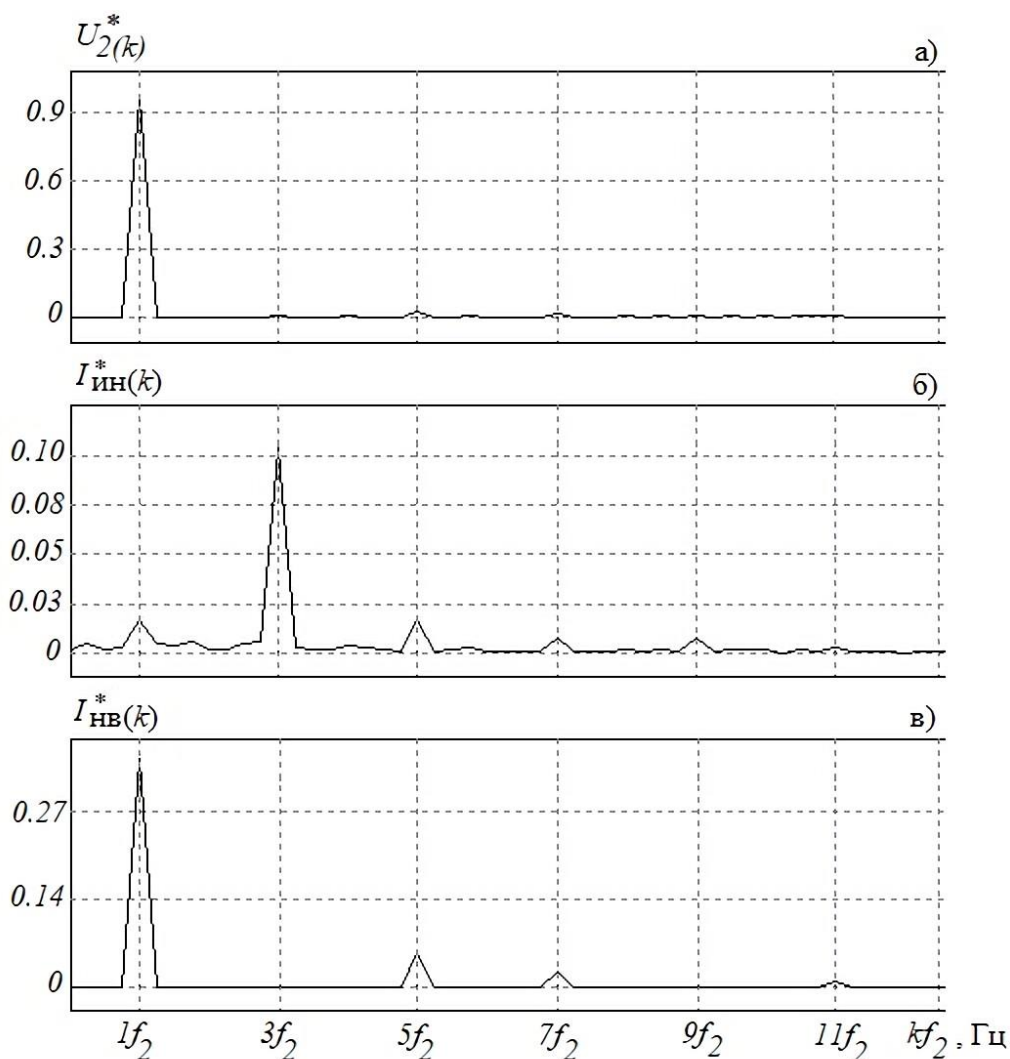


Рисунок 90 - Спектр выходного напряжения фазы А(а), спектр тока ИН фазы А (б), спектр входного тока НВ фазы А (в) в относительных единицах

Таким образом, проведенный анализ показал возможность работы исследуемой СГС на основе НПЧ с ЕК и ИН в режиме генерирования электрической энергии при совместном управлении вентильными комплектами НПЧ с ЕК на нелинейную нагрузку

Рассмотрим характер работы системы на НВ при изменении параметров емкостного фильтра НПЧ с ЕК на частоте напряжения СГ 5200 Гц. Оценим изменение коэффициента гармоник и входного коэффициента мощности при изменении параметром емкостного фильтра НПЧ с ЕК.

На Рисунке 91 представлены зависимости коэффициента гармоник (а) и входного коэффициента мощности (б) от значений емкостного фильтра при включенном ИН и без него. Коэффициент гармоник K_g в номинальном режиме работы системы составляет 2,8%. Входной коэффициент мощности $\chi = 0,41$.

Коэффициент гармоник выходного напряжения при включенном ИН ниже и составляет 2,7% при номинальном значении емкостного фильтра. В режиме без ИН коэффициент гармоник составляет 3,3%. С увеличением емкости коэффициент гармоник уменьшается, поскольку высшие гармонические составляющие замыкаются в емкостном фильтре и в нагрузку не идут. Входной коэффициент мощности НПЧ с ЕК при включенном ИН и без ИН значительно не изменяется.

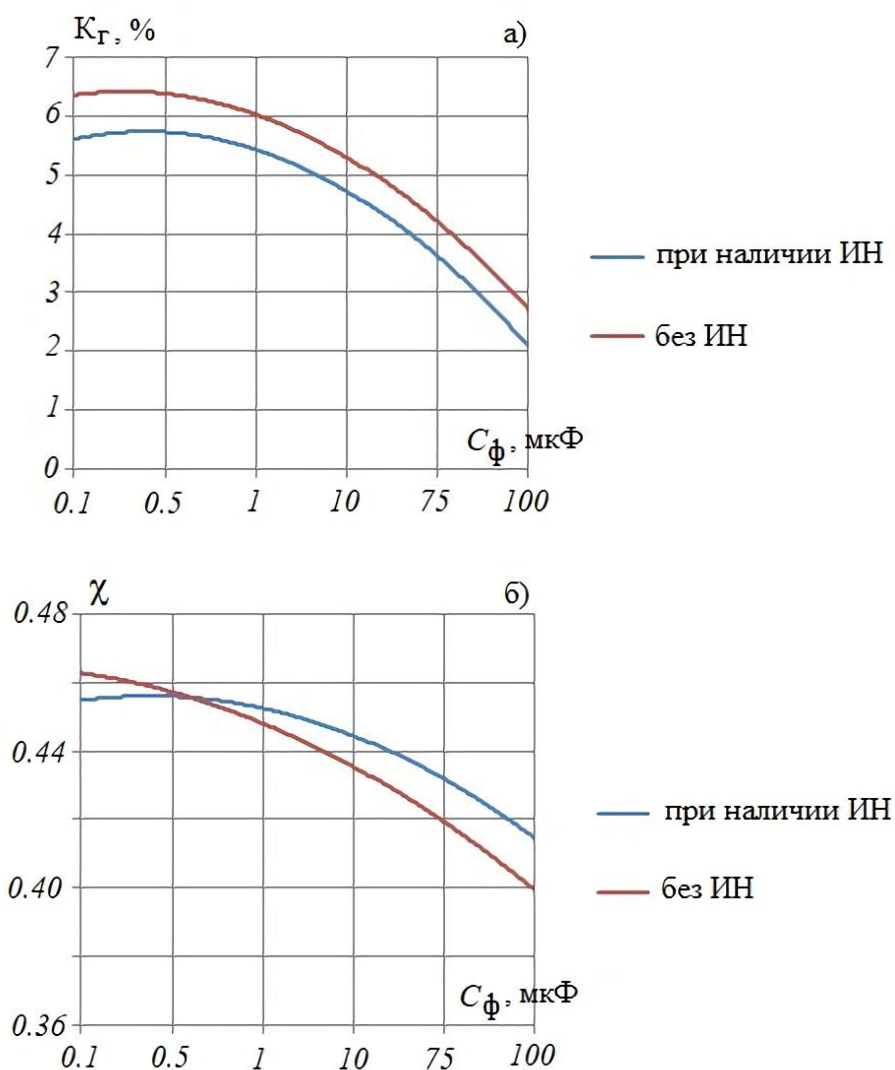


Рисунок 91 - Зависимость коэффициента гармоник K_g (а) и входного коэффициента мощности χ (б) от значений емкостного фильтра C_ϕ при включенном ИН и без ИН при частоте напряжения СГ 5200 Гц

Рассмотрим характер работы системы на НВ при изменении параметров емкостного фильтра НПЧ с ЕК на частоте напряжения СГ 2600 Гц.

Зависимости коэффициента гармоник выходного напряжения и входного коэффициента мощности от значений емкостного фильтра при включенном ИН и без него представлены на Рисунке 92.

В режиме с частотой напряжения СГ 2600 Гц коэффициент гармоник выходного напряжения выше, чем при работе с частотой напряжения СГ 5200 Гц и составляет 3,9% в режиме со включенным ИН и при номинальном значении емкостного фильтра. В режиме без ИН коэффициент гармоник составляет 4,4%. Входной коэффициент мощности НПЧ с ЕК достигает максимальных значений при минимальной емкости фильтра и составляет 0,45 при работе с ИН и 0,48 при работе системы без ИН.

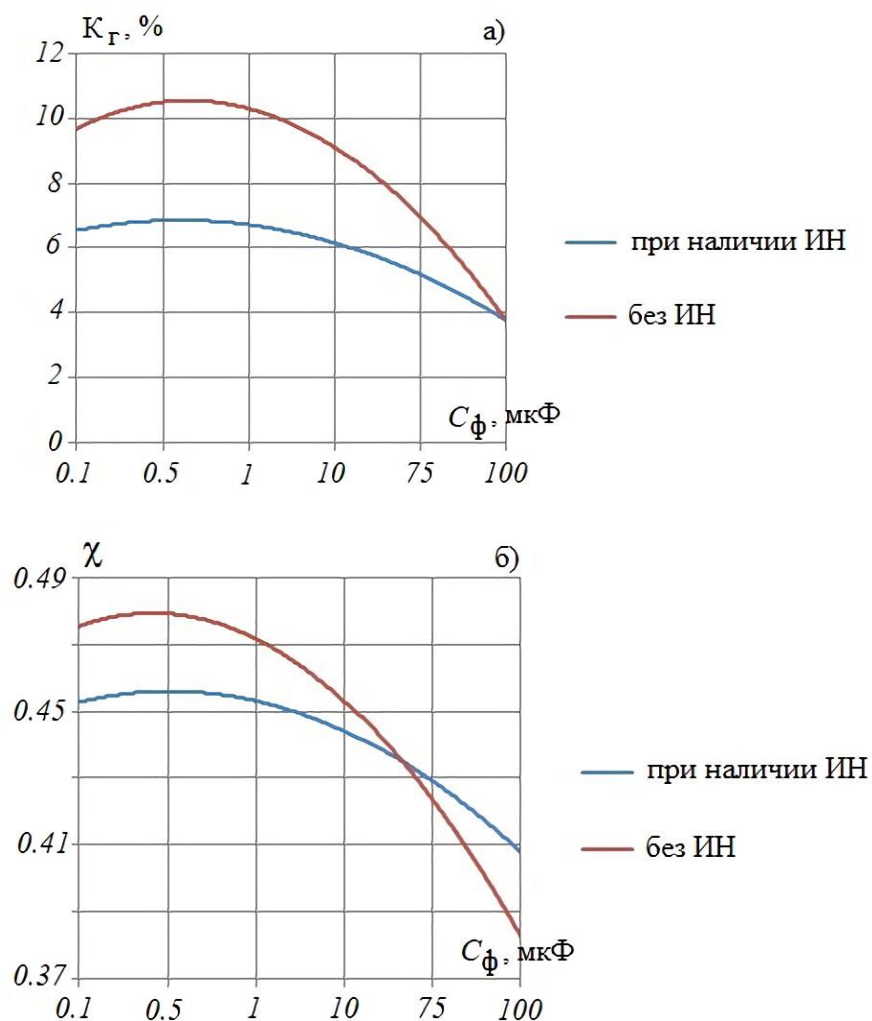


Рисунок 92 - Зависимость коэффициента гармоник K_{Γ} (а) и входного коэффициента мощности (б) от значений емкостного фильтра C_{ϕ} при включенном ИН и без ИН при частоте напряжения СГ 2600 Гц

4.3 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при работе на несимметричную нагрузку

Рассмотрим работу исследуемой СГС на несимметричную нагрузку. Несимметричный режим работы характерен для авиационных систем электроснабжения.

Режим несимметричной нагрузки достигнут путем изменения активного сопротивления нагрузки фазы A в диапазоне от номинального значения до $10 \cdot R_{2(A)}$. Таким образом, в фазе A создан режим, близкий к режиму холостого хода. Частота напряжения СГ составляет 5,2 кГц.

На Рисунке 93 представлены основные осциллограммы исследуемой системы при работе СГС на несимметричную нагрузку при $10 \cdot R_{2(A)}$.

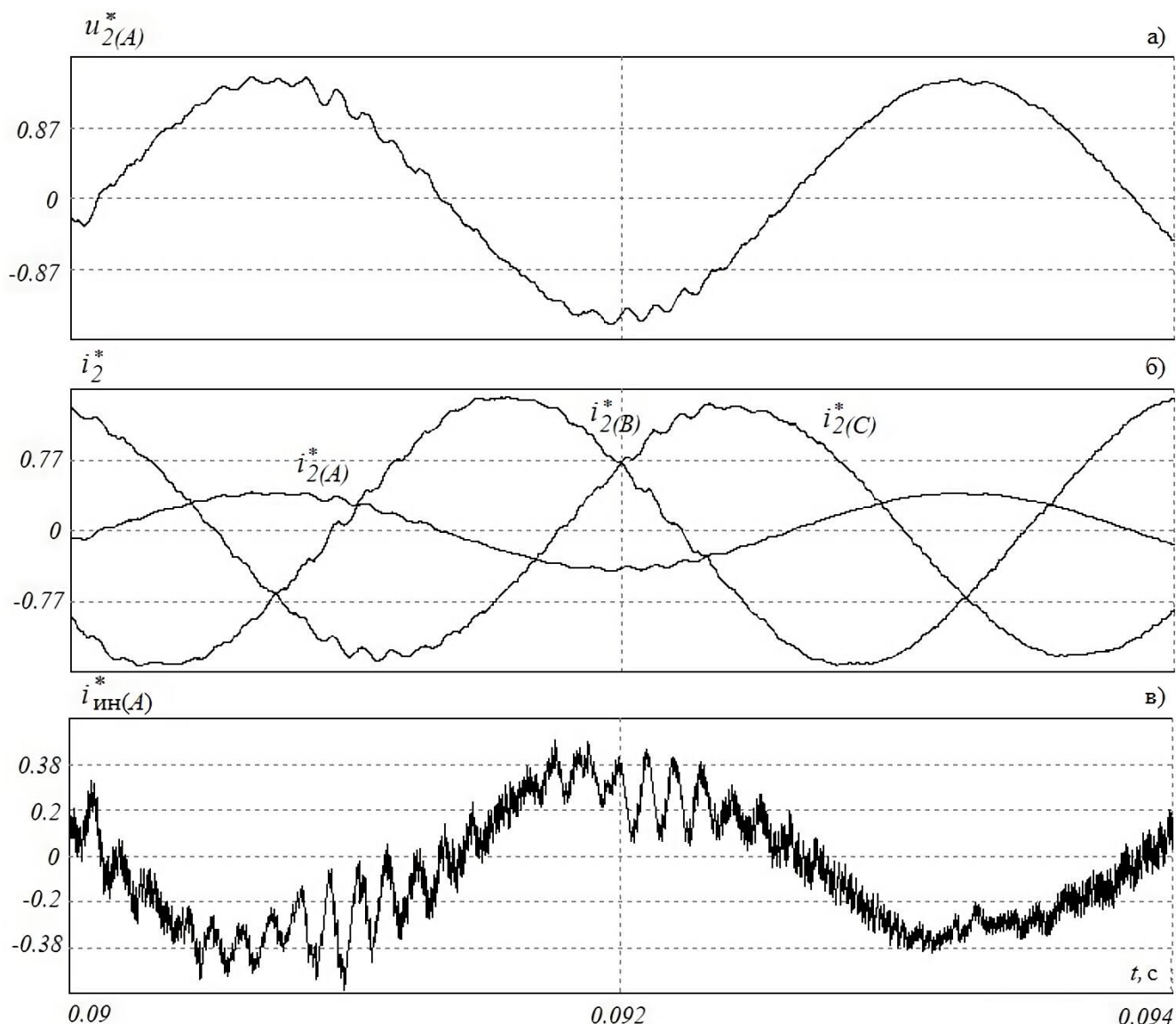


Рисунок 93 - Выходное напряжение фазы A (а); выходной ток фазы A , фазы B и фазы C (б); ток ИН фазы A (в) при $10 \cdot R_{2(A)}$

На Рисунке 94 представлен спектр суммарного выходного напряжения фазы A (б), спектр тока ИН фазы A (в) в относительных единицах в предложенном режиме.

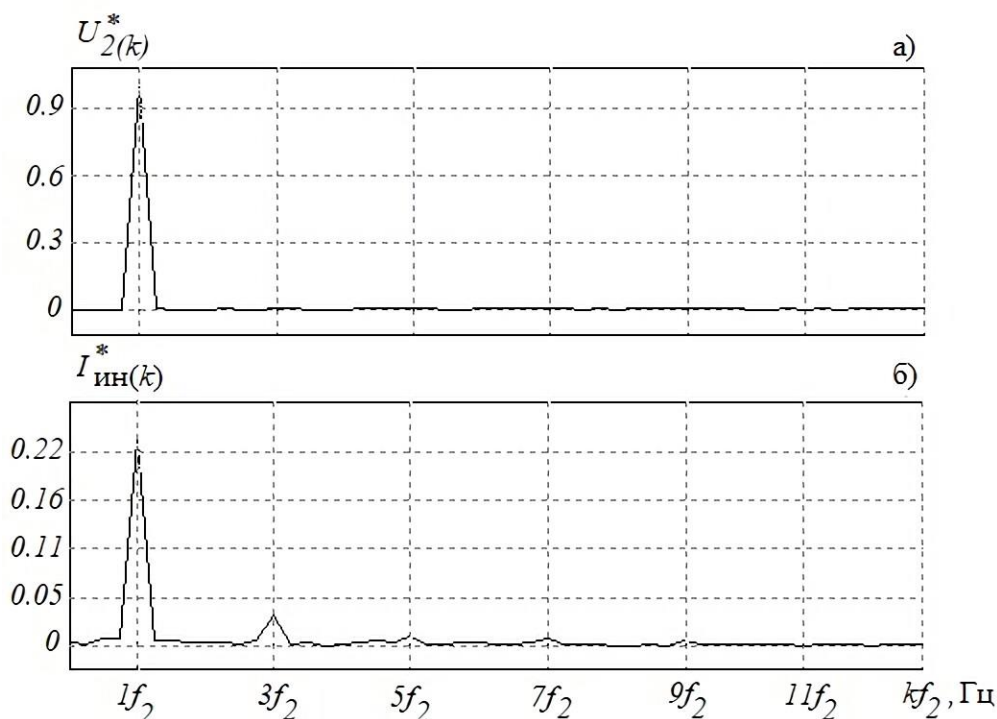


Рисунок 94 - Спектр выходного напряжения фазы A (а), спектр тока ИН фазы A (б) при $10 \cdot R_{2(A)}$

Из Рисунка 93 и Рисунка 94 видно, что ИН не компенсирует высокочастотные составляющие выходного напряжения. Это связано с тем, что при работе на несимметричную нагрузку при $10 \cdot R_{2(A)}$ ИН приводит к неустойчивости системы управления. Также из Рисунка 93 видно, что выходной ток фазы A уменьшается, его амплитуда ниже, чем амплитуда выходных токов фазы B и фазы C . Однако действующее значение выходного напряжения соответствует требованиям и составляет $U_{2(A)(rms)} = 115$ В при работе СГС на $0,1 \cdot R_{2(A)}$ и $U_{2(A)(rms)} = 116$ В при работе СГС на $10 \cdot R_{2(A)}$.

На Рисунке 95 представлена зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения от действующего значения выходного тока фазы A . Коэффициент гармоник K_r в номинальном режиме работы системы составляет 2,8%.

Из Рисунка 95 видно, что коэффициент гармоник в режиме несимметричной нагрузки фазы A больше, чем в номинальном режиме работы системы и составляет $K_r = 3\%$. Причем, с увеличением тока нагрузки коэффициент гармоник выходного напряжения растет и при $10 \cdot R_{2(A)}$ составляет 4%.

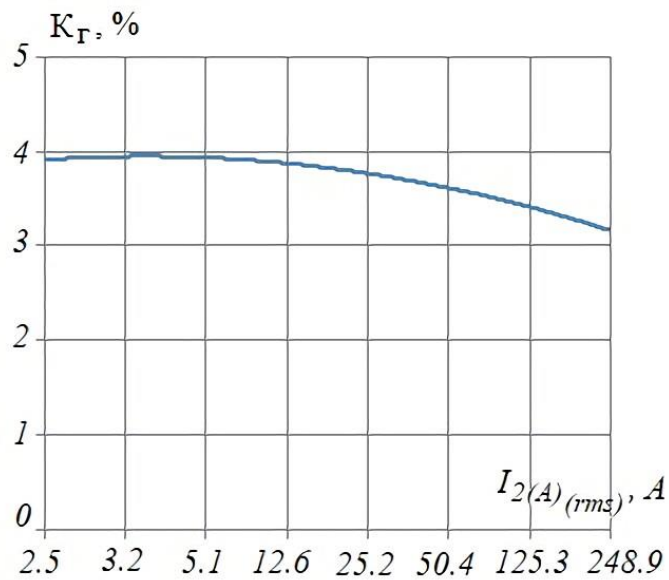


Рисунок 95 - Зависимость коэффициента гармоник K_r от действующего значения выходного тока фазы А

На Рисунке 96 представлена зависимость действующего значения выходного напряжения от действующего значения выходного тока.

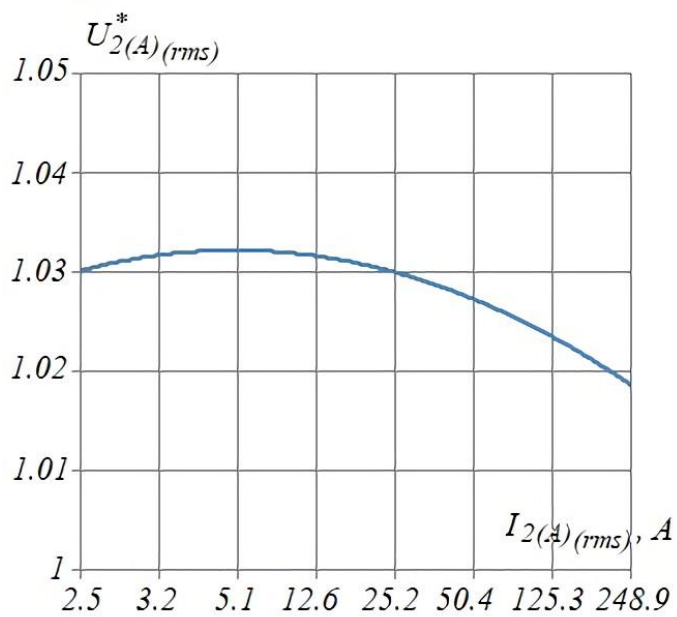


Рисунок 96 - Зависимость действующего значения выходного напряжения фазы А от действующего значения выходного тока фазы А

4.4 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при переменной частоте напряжения синхронного генератора

Рассмотрим режим работы системы при переменной частоте напряжения СГ. Частота напряжения СГ меняется в диапазоне от 2,6 кГц до 5,2 кГц. Основные параметры исследуемой системы в номинальном режиме при переменной частоте напряжения СГ остаются такими же, как и в режиме с постоянной частотой напряжения СГ.

На Рисунке 97 и Рисунке 98 представлены основные сигналы исследуемой системы в относительных единицах при частоте напряжения СГ 2,6 кГц и амплитуде напряжения $U_{сг} = 200$ В, а также при частоте напряжения СГ 5,2 кГц и амплитуде напряжения $U_{сг} = 390$ В, а именно осциллограммы выходного напряжения фазы A и выходного тока фазы A .

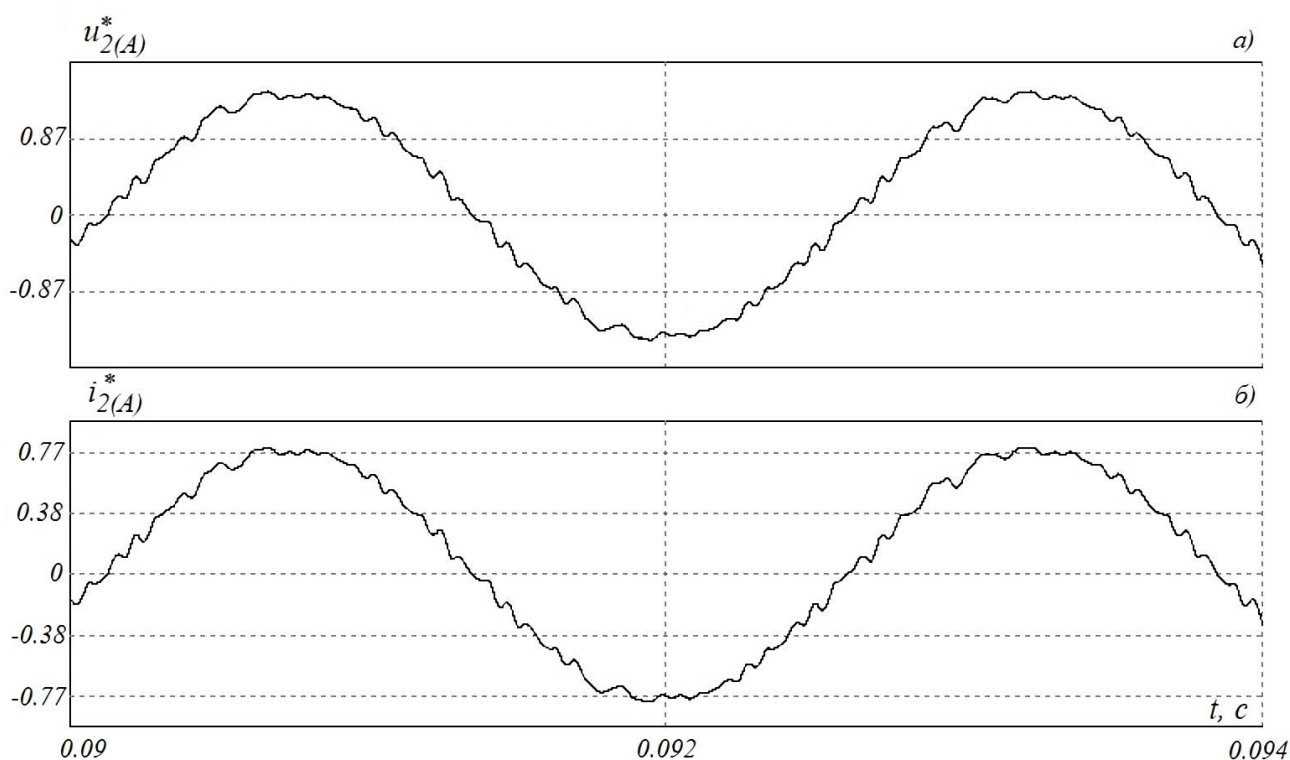


Рисунок 97 - Выходное напряжение фазы A (а), выходной ток фазы A (б) в относительных единицах при частоте напряжения СГ 2600 Гц

Из Рисунка 97 и Рисунка 98 видно, что работа системы в номинальном режиме генерирования электрической энергии соответствует требованиям. Выходное напряжение и ток имеют форму, близкую к синусоидальной. При частоте напряжения СГ 2,6 кГц действующее значение выходного напряжения составляет $U_{2(rms)} = 113,37$ В, действующее значение выходного тока фазы A составляет $I_{2(rms)} = 145,36$ А. Таким образом, активная мощность фазы A составляет

$P_{2(A)}=16,48$ кВт, что в 2 раза меньше номинальной мощности в режиме постоянной частоты напряжения СГ. При частоте напряжения СГ 5,2 кГц действующее значение выходного напряжения составляет $U_{2(rms)}=114,24$ В, действующее значение выходного тока фазы А составляет $I_{2(rms)}=293$ А. Мощность нагрузки фазы А составляет $P_{2(A)}=33,47$ кВт.

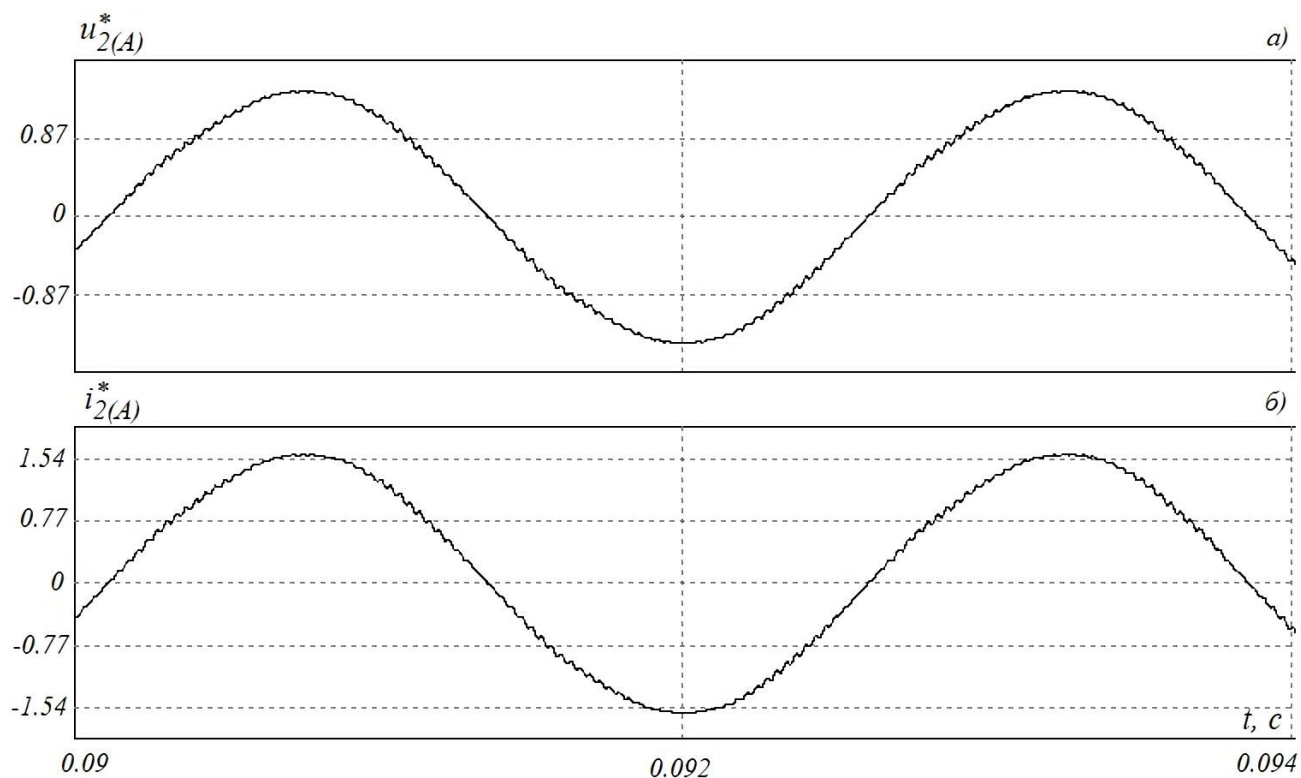


Рисунок 98 - Выходное напряжение фазы А (а), выходной ток фазы А (б) в относительных единицах при частоте напряжения СГ 5200 Гц

На Рисунке 99 представлена зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения фазы А от значений емкостного фильтра при включенном ИН и без него. Коэффициент гармоник выходного напряжения K_r при частоте напряжения СГ 2600 Гц и при $C_\phi=100$ мкФ при включенном ИН составляет 5,5%, при частоте напряжения СГ 5200 Гц составляет 2,4%.

На Рисунке 100 представлена зависимость входного коэффициента мощности НПЧ с ЕК χ от значений емкостного фильтра при включенном ИН на частоте напряжения СГ 2600 Гц (а) и частоте СГ 5200 Гц (б). Здесь входной коэффициент мощности существенно не зависит от наличия ИН, поэтому характеристика представлена в режиме со включенным ИН, т.е. в номинальном режиме работы СГС.

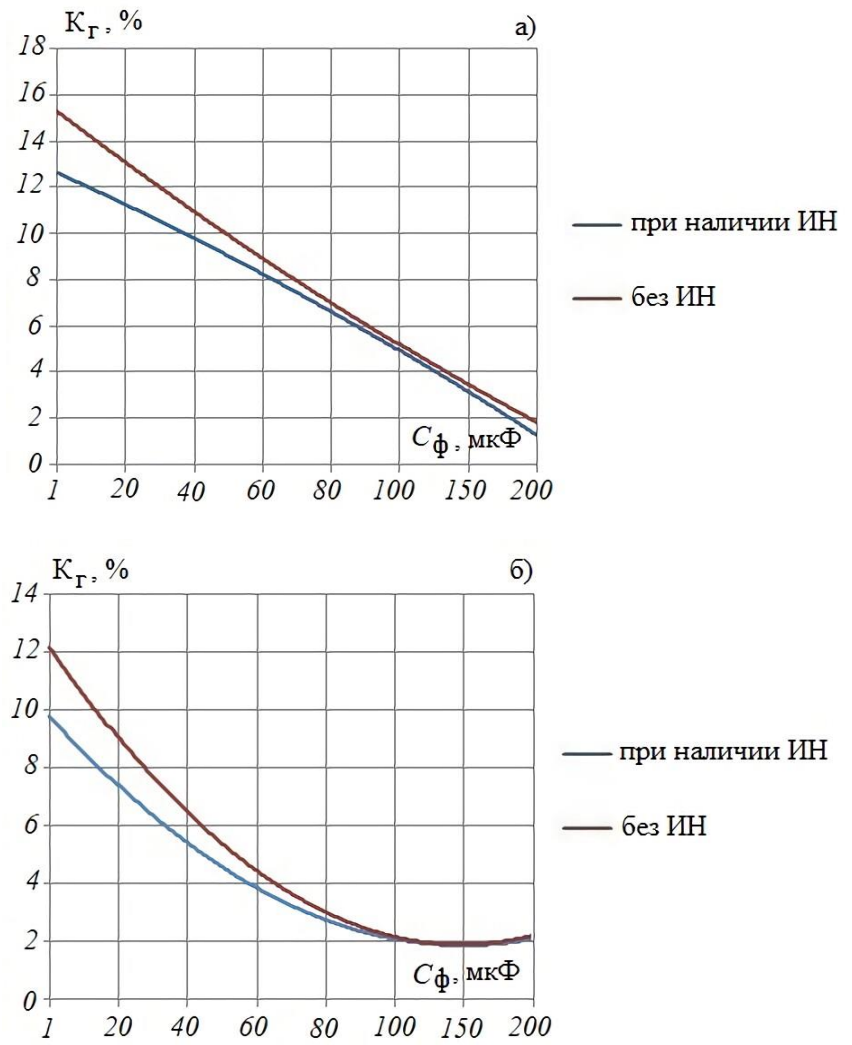
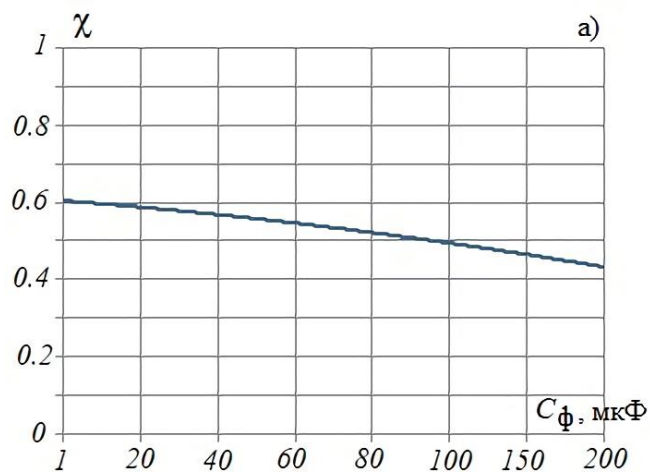


Рисунок 99 - Зависимость коэффициента гармоник K_{Γ} выходного напряжения фазы A от значений емкостного фильтра C_{Φ} при включенном ИН и без ИН на частоте напряжения СГ 2600 Гц (а) и 5200 Гц (б)



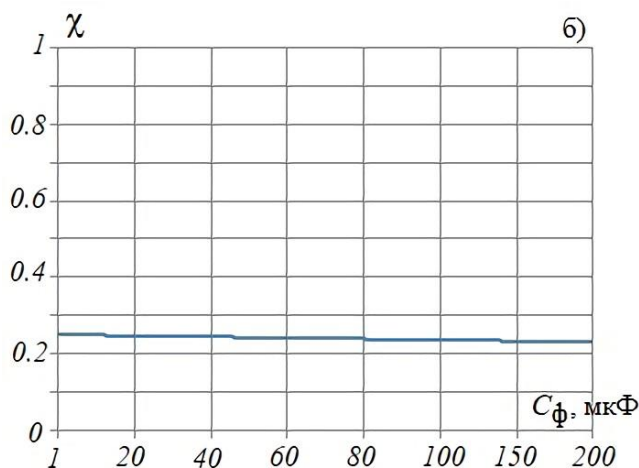


Рисунок 100 - Зависимость коэффициента мощности χ от значений емкостного фильтра C_ϕ при частоте напряжения СГ 2,6 кГц (а) и 5,2 кГц (б)

Из Рисунка 100 входной коэффициент мощности при номинальном значении емкостного фильтра при частоте напряжения СГ 2,6 кГц составляет $\chi = 0.5$ при частоте 5,2 кГц составляет $\chi = 0.23$. Малые значения коэффициента мощности при частоте напряжения СГ 5,2 кГц связаны с тем, что дополнительным реактивным током происходит уменьшение до необходимой величины выходного напряжения СГ [80].

4.5 Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при пониженном напряжении синхронного генератора

Исследования, проведенные в разделе 4.4, а также согласно работе [82], показывают, что тенденции изменения коэффициента мощности НПЧ с ЕК можно оценить по соотношению $\chi \sim \frac{U_2}{E_1}$, из которого следует, что для увеличения коэффициента мощности необходимо уменьшить напряжение СГ.

Тогда рассмотрим режим работы системы при пониженном напряжении СГ. В предложенном режиме амплитудное значение напряжения СГ составляет 180 В. Стабилизация выходного напряжения при уменьшенном напряжении СГ достигнуто алгоритмическим способом, а именно перемодуляцией сигнала управления НПЧ с ЕК. Основные параметры исследуемой системы при пониженном значении напряжения СГ остаются такими же, как и в номинальном режиме работы системы.

На Рисунке 101 и Рисунке 102 представлены основные осциллограммы исследуемой системы в относительных единицах при частоте напряжения СГ 2,6 кГц и 5,2 кГц, а именно сигнал выходного напряжения фазы А и выходного тока фазы А, тока ИН фазы А.

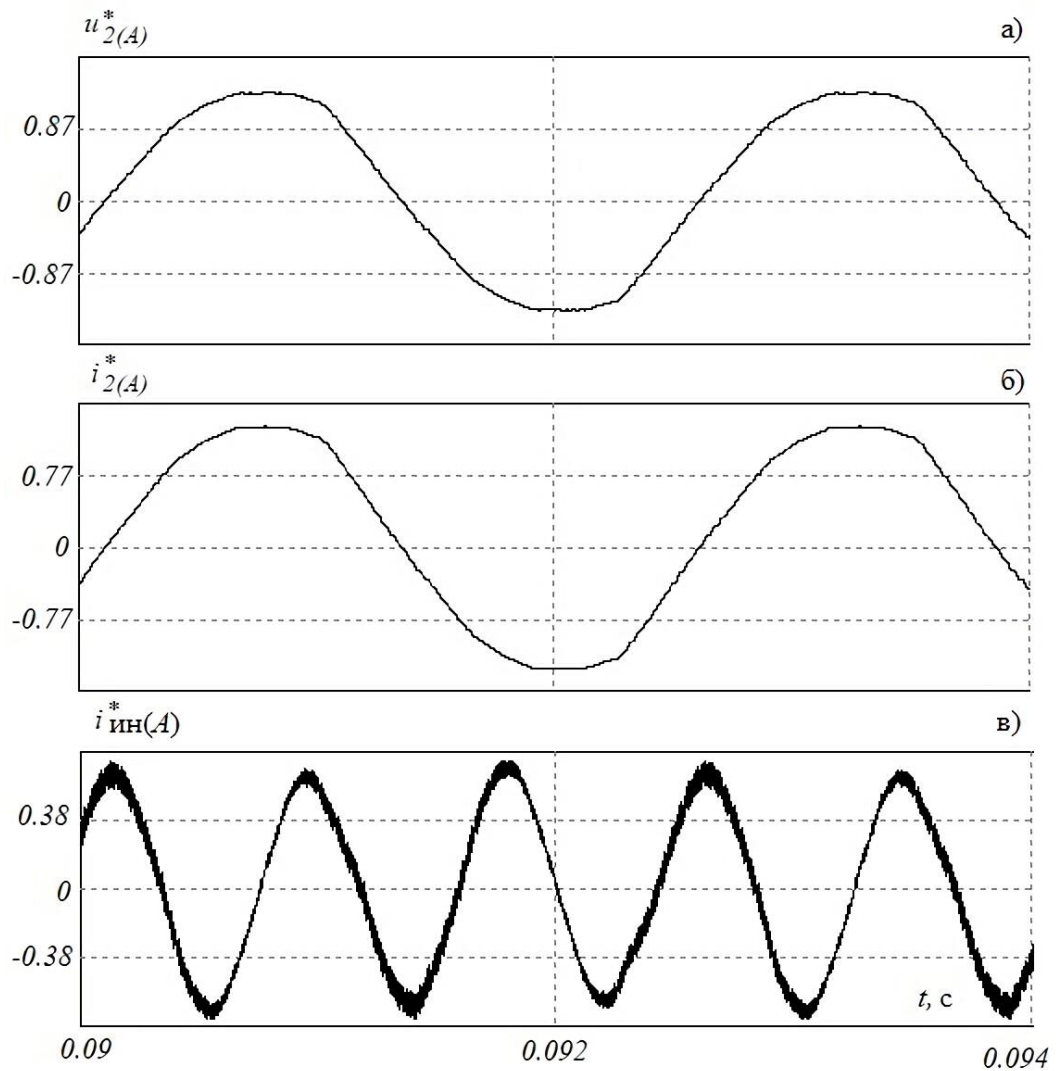


Рисунок 101 – Выходное напряжение фазы А (а), выходной ток фазы А (б), ток ИН фазы А в относительных единицах при частоте напряжения СГ 5200 Гц

Как видно из Рисунка 101 и Рисунка 102, выходное напряжение и ток имеют форму, близкую к синусоидальной. При частоте напряжения СГ 2,6 кГц действующее значение выходного напряжения составляет $U_{2(rms)} = 114,8$ В, действующее значение выходного тока фазы А составляет $I_{2(rms)} = 255$ А. Таким образом, активная мощность фазы А составляет $P_{2(A)} = 29,07$ кВт. При частоте напряжения СГ 5,2 кГц действующее значение выходного напряжения составляет $U_{2(rms)} = 113$ В, действующее значение выходного тока фазы А составляет $I_{2(rms)} = 250$ А. Мощность нагрузки фазы А составляет $P_{2(A)} = 28,25$ кВт. Основные параметры соответствуют требованиям. Однако ток ИН достаточно большой, его амплитудное значение составляет порядка 200 А.

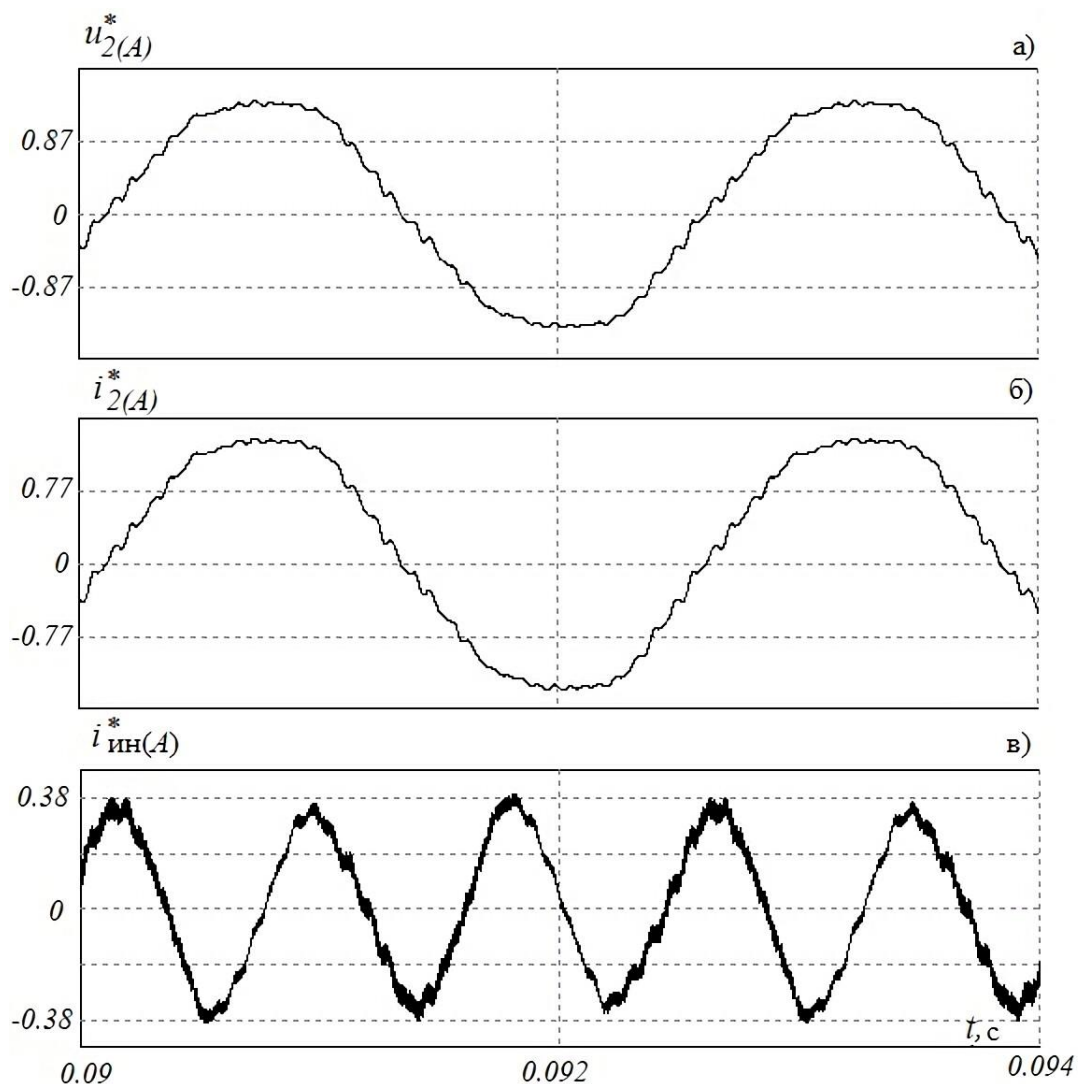


Рисунок 102 – Выходное напряжение фазы A (а), выходной ток фазы A (б), ток ИН фазы A в относительных единицах при частоте напряжения СГ 2600 Гц

На Рисунке 103 представлена зависимость входного коэффициента мощности НПЧ с ЕК χ от значений емкостного фильтра при включенном ИН на частоте напряжения СГ 2600 Гц и частоте СГ 5200 Гц.

На Рисунке 104 представлена зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения фазы A от значений емкостного фильтра на частоте напряжения СГ 2600 Гц и частоте СГ 5200 Гц.

Эксперимент показал, что система при пониженном напряжении СГ работает стабильно, энергетические характеристики близки к требуемым значениям. Однако ток ИН имеет достаточно большое значение, его амплитуда достигает порядка 200А. Для снижения тока ИН, а также для повышения энергетических характеристик можно использовать схему НПЧ с ЕК с дополнительным четвертым вентиляльным преобразователем [101,107].

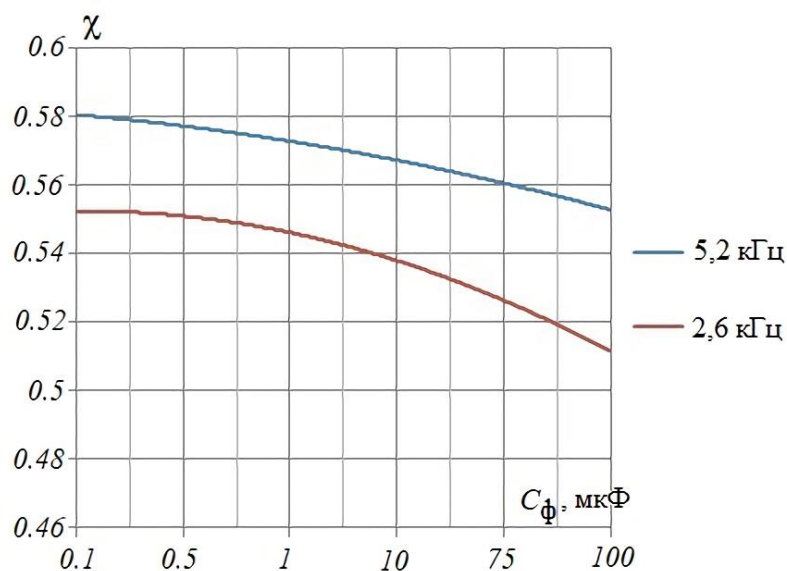


Рисунок 103 – Зависимость входного коэффициента мощности χ от значений емкостного фильтра C_ϕ при частоте напряжения СГ 2,6 кГц и 5,2 кГц.

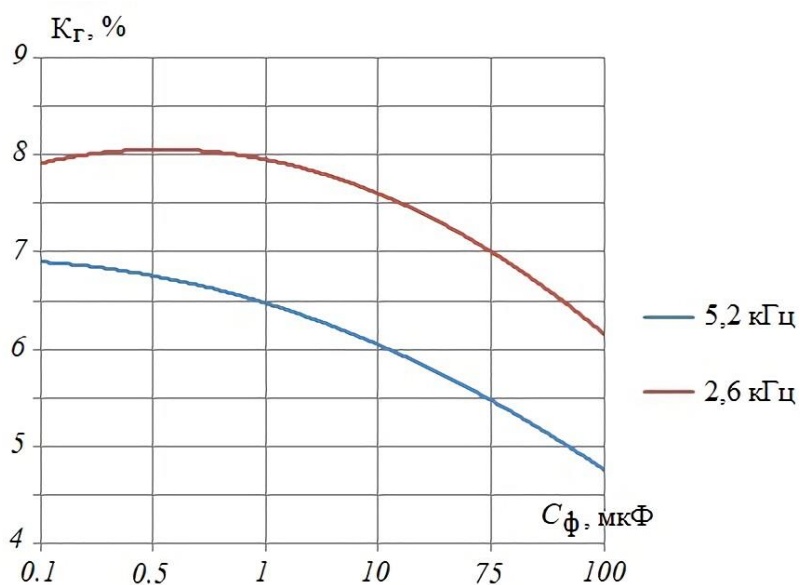


Рисунок 104 - Зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения от значений емкостного фильтра C_ϕ при частоте напряжения СГ 2,6 кГц и 5,2 кГц.

4.6. Математический эксперимент для стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения при пониженном напряжении синхронного генератора с четвертым вентильным комплектом

При наличии в системе нулевого провода необходимо компенсировать нулевую последовательность. Для этого целесообразно включение четвертого реверсивного вентильного комплекта в состав НПЧ с ЕК. Предлагаемое решение представлено на Рисунке 105.

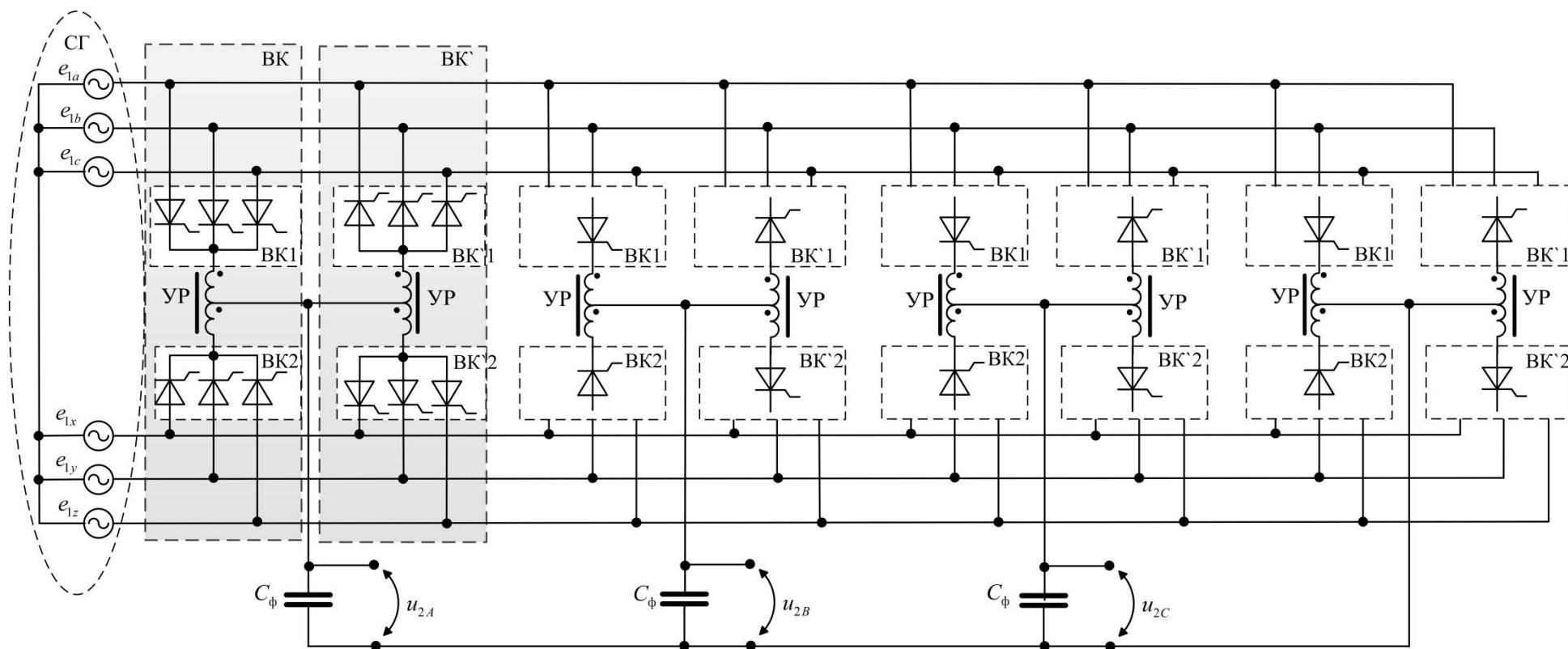


Рисунок 105 – Структурная схема НПЧ с ЕК с шестифазным СГ, трёхфазным выходом и четвертым реверсивным вентильным комплектом

Наличие четвертого вентильного комплекта позволяет увеличить входной коэффициент мощности при пониженном напряжении СГ, равном 180 В.

На Рисунке 106 представлены основные осциллограммы исследуемой системы в относительных единицах при частоте напряжения СГ 5,2 кГц, а именно сигнал выходного напряжения фазы A , выходного тока фазы A , тока ИН фазы A .

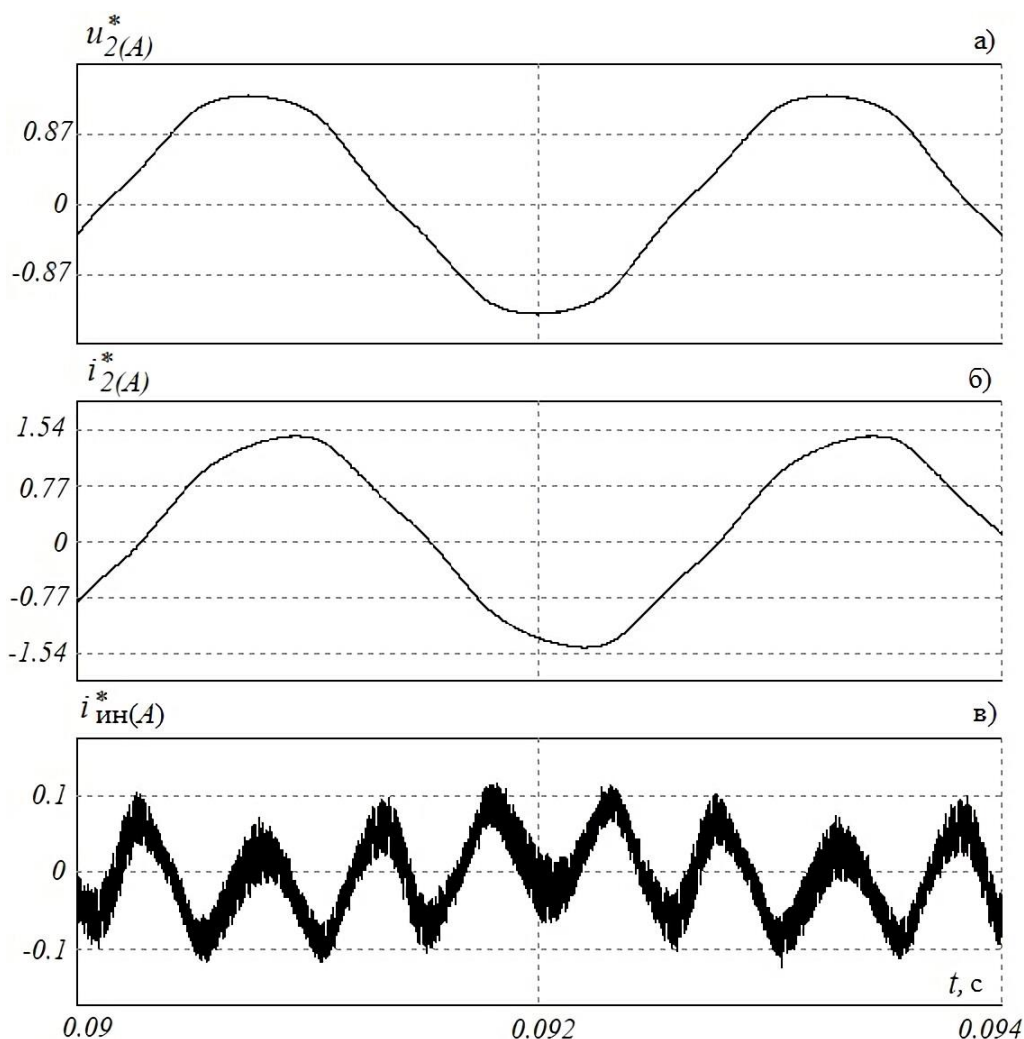


Рисунок 106 – Выходное напряжение фазы A (а), выходной ток фазы A (б), ток ИН фазы A в относительных единицах при частоте напряжения СГ 5200 Гц

Как видно из Рисунка 106, выходное напряжение и ток имеют форму, близкую к синусоидальной (коэффициент гармоник меньше 5%). Действующее значение выходного напряжения составляет $U_{2(rms)} = 113,6$ В, действующее значение выходного тока фазы A составляет $I_{2(rms)} = 265,8$ А. Таким образом, активная мощность фазы A составляет $P_{2(A)} = 30,19$ кВт. Ток ИН значительно снизился, амплитудное значение тока ИН фазы A составляет $I_{ИН(m)} = 23,3$ А.

На Рисунке 107 представлена зависимость входного коэффициента мощности НПЧ с ЕК χ от значений емкостного фильтра при включенном ИН на частоте напряжения СГ 2600 Гц и частоте СГ 5200 Гц. На Рисунке 108 представлена зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения фазы А от значений емкостного фильтра на частоте напряжения СГ 2600 Гц и частоте СГ 5200 Гц.

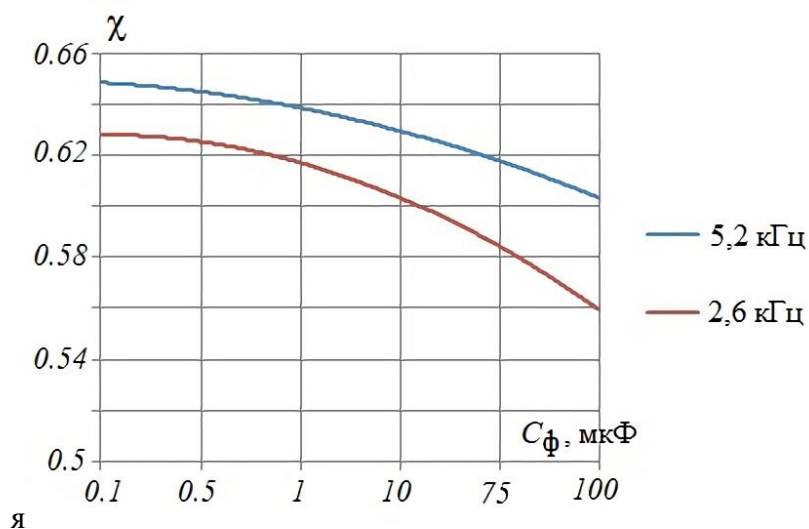


Рисунок 107 - Зависимость входного коэффициента мощности χ от значений емкостного фильтра C_ϕ при частоте напряжения СГ 2,6 кГц и 5,2 кГц.

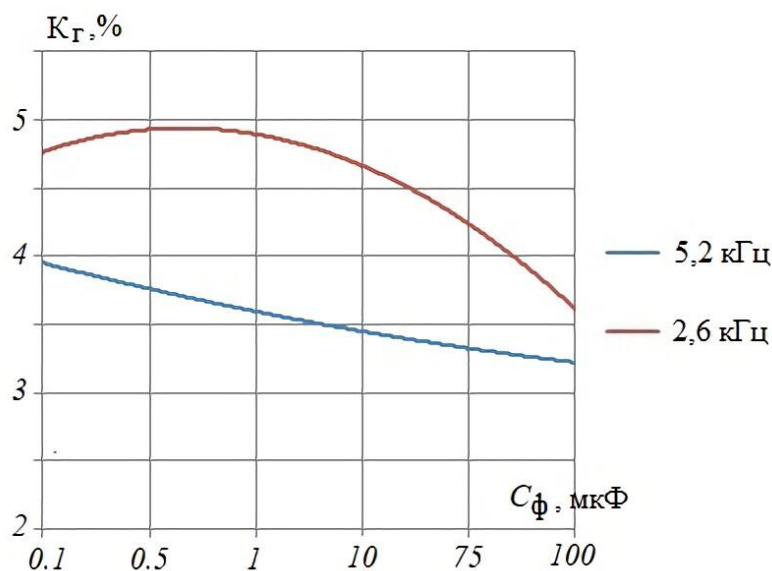


Рисунок 108 - Зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения от значений емкостного фильтра C_ϕ при частоте напряжения СГ 2,6 кГц и 5,2 кГц.

Из Рисунка 107 и Рисунка 108 видно, что входной коэффициент мощности достигает своего наибольшего значения и составляет $\chi = 0.65$. Коэффициент гармоник не превышает 5 %.

Таким образом, эксперимент показал работоспособность системы при наличии четвертого реверсивного вентильного комплекта. Энергетические характеристики достигают максимальных значений: входной коэффициент мощности увеличился в 2,83 раза, а ток инвертора уменьшился в 3,8 раза. Также можно сделать вывод, что включение четвертого реверсивного вентильного комплекта в схему НПЧ с ЕК позволяет отключить нулевой провод СГ от корпуса ЛА и тем самым улучшается электромагнитная совместимость системы в целом.

Выводы по Главе 4

Проведенный математический эксперимент показал справедливость теоретических положений, представленных во Главе 2 и Главе 3 настоящей работы. Результаты аналитических исследований точно определяют тенденции изменения основных интегральных и энергетических характеристик при изменении режимов работы системы. Точность определения интегральных параметров лежит в диапазоне 10-15%.

Определены интегральные параметры и энергетические характеристики для СГС на основе НПЧ с ЕК мощностью 100 кВА для вариантов постоянной частоты напряжения СГ и переменной частоты при ее изменении в 2 раза.

В предложенной системе и алгоритмах управления без потери качества генерируемой электрической энергии реализуется режим несимметрической нагрузки до 90% в одной выходной фазе СГС, а также режим нелинейной нагрузки до 40% относительно номинальной мощности системы.

Предложенные алгоритмы управления, а также наличие ИН и дополнительного реверсивного вентильного комплекта позволяют уменьшить величину емкости конденсатора фильтра более чем в 2 раза, и, следовательно, массу НПЧ с ЕК совместно с силовым фильтром ориентировочно уменьшить на 13%.

Проведенные расчеты показали, что уменьшение напряжения СГ и введение дополнительного реверсивного вентильного комплекта позволяют увеличить входной коэффициент мощности в 2,83 раза, а ток инвертора уменьшить в 3,8 раза. Включение четвертого реверсивного вентильного комплекта в схему НПЧ с ЕК позволяет отключить нулевой провод СГ от корпуса ЛА и тем самым улучшается электромагнитная совместимость системы в целом.

Таким образом, проведенные эксперименты показали работоспособность СГС на основе НПЧ с ЕК и ИН в разных режимах работы. Полученные результаты удовлетворяют требованиям ГОСТ Р 54073–2017.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе выполнения диссертационного исследования была решена научно-техническая задача по повышению эффективности стартер-генераторной системы летательных аппаратов путем разработки новых системных, схемотехнических и алгоритмических решений для полупроводниковых преобразователей на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения. В качестве основных результатов диссертационной работы, можно выделить следующие пункты:

1. Предложена адаптивная стартер-генераторная система для летательных аппаратов на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения, обладающая функциональной надёжностью и обеспечивающая генерацию трёхфазного переменного тока стабильной частоты и постоянного тока, а также режим электростартерного запуска маршевого двигателя или вспомогательной силовой установки от аэродромного источника переменного тока или от бортовой аккумуляторной батареи.

2. Используя метод переключающих функций приведено аналитическое описание шестифазного непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы в установившемся режиме генерирования для раздельного и совместного управления вентильными комплектами, определены все контура протекания уравнивающих токов в схеме с совместным управлением, получены соотношения для мгновенных и интегральных значений токов и напряжений в основных элементах схемы, а также аналитические выражения для оценки величин уравнивающих реакторов и элементов силового фильтра.

3. Проведён анализ электрических процессов в системе синхронный генератор - непосредственный преобразователь частоты с естественной коммутацией и инвертор напряжения, работающий в режиме активного фильтра; показана возможность уменьшения величины ёмкости силового фильтра более чем в два раза, а также преимущество совместного управления перед раздельным управлением по массогабаритным показателям и качеству генерируемой электрической энергии. Предложена методика оценки массогабаритных показателей непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией.

4. Получены схемы замещения непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией для режимов с совместным и раздельным управлением по «скользящему среднему», выявлено их существенное различие. Предложены алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и инвертором напряжения с учётом несимметричной нагрузки, определены параметры

регуляторов, обеспечивающие устойчивость и заданное качество электрической энергии в установившемся режиме.

5. Предложено включение четвёртого реверсивного вентильного комплекта в схему непосредственного преобразователя частоты с естественной, что позволяет компенсировать нулевую последовательность в выходном напряжении преобразователя при несимметричной нагрузке и существенно повысить его входной коэффициент мощности. Включение четвёртого реверсивного вентильного комплекта даёт возможность отключить нулевой провод синхронного генератора от корпуса летательного аппарата и тем самым повышается электромагнитная совместимость стартер-генераторной системы с аппаратурой летательного аппарата.

6. Проведён математический эксперимент с использованием прикладного пакета программ *PSIM*, показавший справедливость теоретических положений и выводов, полученных с помощью аналитических моделей. Результаты аналитических исследований точно определяют тенденции изменения основных интегральных и энергетических характеристик при изменении режимов работы системы. Точность определения интегральных параметров лежит в диапазоне 10-15%.

7. Показана в результате математического эксперимента работоспособность стартер-генераторной системы на основе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и инвертора напряжения в режиме генерирования с обеспечением заданного ГОСТ Р 54073–2017 качества электрической энергии при работе на нелинейную и несимметричную нагрузку, как при постоянной частоте напряжения синхронного генератора, так и при её изменении. В номинальном режиме работы коэффициент гармоник генерируемого напряжения составил 2,8%, а входной коэффициент мощности преобразователя лежит в диапазоне $\chi = 0,63 \div 0,65$ в зависимости от частоты напряжения синхронного генератора и величины ёмкости силового фильтра.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

СЭС – система электроснабжения

ЛА – летательный аппарат

СТГ – стартер-генератор

НПЧ с ЕК – непосредственный преобразователь частоты с естественной коммутацией

КПД – коэффициент полезного действия

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

СГС ЛА - стартер-генераторная система для летательных аппаратов

СГС – стартер-генераторная система

ЭВМ – электронно-вычислительная машина

СГЭЭ – система генерирования электрической энергии

ВСУ – вспомогательная силовая установка

МЭГ – магнитоэлектрический генератор

УВ – управляемый выпрямитель

ГПТ – генератор постоянного тока

ПСПЧ – системы генерирования электрической энергии по типу «переменная скорость – постоянная частота»

СГПЧ – система генерирования постоянной частоты

ППС – привод постоянной скорости

БЭС – более электрический самолет

ИН – инвертор напряжения

ПД – первичный двигатель

АБ – аккумуляторная батарея

ЭДС – электродвижущая сила

РУ – раздельное управление вентильными комплектами

УРУ – устройство раздельного управления

УР – уравнильный реактор

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

СИФУ – система импульсно-фазового управления

УВ – управляемый выпрямитель

ЛАЧХ - логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

ПИ-регулятор – пропорционально-интегральный регулятор

НВ – неуправляемый выпрямитель

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грузкова, С. А. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов / С. А. Грузкова. – М. : Издательство МЭИ, 2005. – 568 с.
2. Волокитина, Е. В. Исследования по созданию системы генерирования и запуска маршевого двигателя в концепции полностью электрифицированного самолета. Часть 1 / Е. В. Волокитина // Электроснабжение и электрооборудование. – 2011. – № 4. – С. 29–33.
3. Левин, А.В. Электрический самолет. Концепция и технологии / А. В. Левин [и др.] – Уфа : УГАТУ, 2014. – 388 с.
4. Левин, А.В. Электрический самолёт: от идеи до реализации / А.В. Лёвин [и др.] – М. : Машиностроение, 2010. – 288 с.
5. Исмагилов, Ф. Р. Имитационная модель авиационного стартер-генератора // Авиакосмическое приборостроение. – 2014. – № 9. – С. 27–32.
6. Харитонов, С. А. Математическая модель системы запуска для трехкаскадного синхронного генератора с демпферной обмоткой / С. А. Харитонов [и др.] // Труды XVI Научно-техническая конференция «Электроприводы переменного тока» – ЭПТ 2015. – 2015. – С. 153–158.
7. Халютин, С. П. Электрический самолёт: прошлое, настоящее, будущее // Авиапанорама медиа. – 2016. – № 6. – С. 42–51.
8. Подъяков, Е.А. Результаты разработки и исследования системы электроснабжения переменного тока стабильной частоты / Е. А. Подъяков, С. А. Харитонов, В. В. Иванцов, В. В. Кожухов // Преобразовательная техника : межвуз. сб. – Новосибирск : НГУ–НЭТИ, 1977. – С. 98–110.
9. Подъяков, Е.А. Результаты разработки и исследования СЭС переменного тока постоянной частоты / Е. А. Подъяков, С. А. Харитонов, Ю. Е. Семенов [и др.] // Проблемы автоматизации электропривода, силовых п/п преобразователей на их основе : тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. – Свердловск, 1979. – С. 143–145.
10. Грабовецкий, Г.В. Результаты разработки НПЧ с ЕК для систем электроснабжения переменного тока стабильной частоты / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, Е. А. Подъяков [и др.] // Преобразовательная техника : межвуз. сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1979. – С. 3–15.
11. Грабовецкий, Г.В. Проблема электромагнитной совместимости элементов источника электропитания на структурном и параметрическом уровнях / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, Б. Н. Калугин [и др.] // Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей : тез. докл. Межвед. науч.-техн. сов. / АН ЭССР, Ин-т термодинамики и электрофизики. – Таллин, 1982. – 2 с.

12. Грабовецкий, Г.В. Гибридная интегральная схема двухканального устройства импульсно-фазовой модуляции / Г. В. Грабовецкий, Е. А. Подъяков, Ю. Е. Семенов, С. А. Харитонов // Электротехническая промышленность. Серия Преобразовательная техника. – 1984. – Вып. 3 (161). – 2 с.

13. Харитонов, С. А. Сравнение структур энергетического активного фильтра автономного источника питания переменного тока / С. А. Харитонов, В. В. Кожухов, Е. А. Подъяков // Силовые тиристорные преобразователи : сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1987. – С. 63–72.

14. Грабовецкий, Г.В. Стабилизированный источник питания переменного тока / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, Е. А. Подъяков [и др.] // Проблемы преобразовательной техники : тез. докл. 4 Всесоюз. науч.-техн. конф. – Киев : Ин-т электродинамики АН УССР, 1987. – С. 81–83.

15. Преображенский, Е.Б. Запуск вспомогательной силовой установки системой генерирования электрической энергии в режиме генератора / Е. Б. Преображенский, С. А. Харитонов, С. М. Кузнецов, В. Н. Суриков // Устройства преобразовательной техники : межвуз. сб. науч. тр. – Новосибирск : НЭТИ, 1990. – С. 105–115.

16. Харитонов, С. А. ТПЧ с ЕК для системы электропитания переменного тока стабильной частоты автономных объектов / С. А. Харитонов, В. Ф. Лучкин // Создание и применение тиристорных преобразователей соизмеримой мощности : науч.-техн. конф. / Науч. совет АН УССР по проблемам преобразования параметров электрической энергии. – Харьков, 1990. – 1 с.

17. Харитонов, С. А. Вопросы построения системы генерирования электрической энергии с НПЧ / С. А. Харитонов, Н. Н. Лаптев, Э. Я. Лившиц [и др.] // Совершенствование судовых и автономных электромеханических систем : тез. докл. семинара. – Севастополь, 1990. – 1 с.

18. Харитонов, С. А. Система генерирования электрической энергии переменного тока / С. А. Харитонов, С. В. Брованов, М. М. Юхнин // Актуальные проблемы электронного приборостроения : тр. междунар. науч.-техн. конф. АПЭП-92. – Новосибирск : НЭТИ, 1992. – С. 54–57.

19. Грабовецкий, Г. В. Принципы построения систем управления тиристорными преобразователями частоты с естественной коммутацией и непосредственной связью / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов // Приборы и системы управления. – 1993. – № 5. – С. 32–36.

20. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией в системах генерирования электроэнергии и в электроприводах / Г. В.

Грабовецкий, С. А. Харитонов, В. Я. Денисов [и др.] // Преобразовательная техника : межвуз. сб. науч. тр. – Новосибирск : НГТУ, 1993. – С. 28–37.

21. Грабовецкий, Г. В. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией в электроприводах и в системах генерирования электроэнергии и компенсации неактивной мощности / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов // Преобразовательная техника : межвуз. сб. науч. тр. – Новосибирск : НГТУ, 1993. – С. 41–47.

22. Cycloconverters in generating systems, electric transmission and AC electric drives / G. V. Grabovetskij, V. I. Radin, N. N. Laptev [i dr.] // Power Electronics and Applications : EPE'91, 4th European Conference. – Florence (Italy), 1991. – Vol. 3. – P. 1278–1281.

23. Харитонов, С. А. Стартерный режим системы генерирования переменного тока с магнитоэлектрическим генератором / С. А. Харитонов, Е. Б. Преображенский, Н. В. Нежданов, М. М. Юхнин // Вентильные электромеханические системы с постоянными магнитами : тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф., 14–17 февраля 1989 г. – Москва, 1989. – С. 65–66.

24. Харитонов, С. А. Система генерирования переменного тока с циклоконвертором модуляционного типа / С. А. Харитонов, С. В. Брованов // Новые технологии и научные разработки в энергетике : тез. докл. регион. семинара. – Новосибирск, 1994. – Вып. 1. – 3 с.

25. Грабовецкий, Г. В. Циклоконверторы в частотно-регулируемом электроприводе / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов // Актуальные проблемы электронного приборостроения : тр. второй междунар. науч.-техн. конф. АПЭП-94. – Новосибирск : НГТУ, 1994. – Т. 7 : Преобразовательная техника. – С. 11–25.

26. Харитонов, С. А. Анализ электромагнитных процессов в системе генерирования переменного тока с циклоконвертором модуляционного типа / С. А. Харитонов, С. В. Брованов // Актуальные проблемы электронного приборостроения : тр. второй междунар. науч.-техн. конф. АПЭП-94. – Новосибирск : НГТУ, 1994. – Т. 7 : Преобразовательная техника. – С. 93–97.

27. Kharitonov, S. A. AC Power Generating System Based on Cycloconverter / S. A. Kharitonov, S. V. Brovanov // PEMC'94 : conference publication. – Warsaw (Poland), 1994. – Vol. 2. – P. 1292–1296.

28. Грабовецкий, Г. В. Формирование характеристик асинхронного двигателя с КЗ ротором в частотно-регулируемом электроприводе на базе п/п преобразователя в режиме источника тока / Г. В. Грабовецкий, О. Г. Куклин, С. А. Харитонов // Электроприводы переменного тока : докл. десятой науч.-техн. конф. ЭППТ-95. – Екатеринбург, 1995. – С. 116–119.

29. Харитонов, С. А. Энергетические характеристики циклоконвертора модуляционного типа / С. А. Харитонов, С. В. Брованов // Информатика и проблемы телекоммуникации : материалы междунар. науч.-техн. конф. – Новосибирск, 1995. – Т. 1. – С. 154–155.

30. Харитонов, С. А. Системы генерирования электрической энергии переменного тока для автономных объектов и ВЭУ / С. А. Харитонов, Г. В. Грабовецкий, Н. Н. Лаптев // Электрические системы транспортных средств и их роботизированных производств : тез. докл. науч.-техн. конф. с междунар. участием. – Суздаль, 1995. – С. 62–63.

31. Kharitonov, S. A. The control algorithm for Cycloconverter working in system including higher frequency port / S. A. Kharitonov, M. Martinovich // 7th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exhibition. – Budapest (Hungary), 1996. – 2 p.

32. Харитонов, С. А. Анализ аварийных процессов в системе генерирования переменного тока для систем электроснабжения летательных аппаратов / С. А. Харитонов, Р. Я. Заболев // Актуальные проблемы электронного приборостроения : тр. 3-й междунар. науч.-техн. конф. АПЭП-96. – Новосибирск : НГТУ, 1996. – Т. 8. – С. 40–42.

33. ГОСТ Р 54073–2017. Системы электроснабжения самолётов и вертолётот. Общие требования и нормы качества. – М. : Стандартинформ, 2017.

34. Юхнин, М. М. Исследование низкочастотных составляющих выходного напряжения централизованной системы электроснабжения летательных аппаратов со статическими преобразователями частоты : дис. ... канд. техн. наук / Юхнин М. М. – М. : МАИ, 1974.

35. Нежданов, И. В. Анализ влияния точности синхронизации опорных напряжений на форму кривой выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией / И. В. Нежданов, М. М. Юхнин // Проблемы преобразовательной техники : тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. – Киев : Изд-во АН УССР, 1979. – Ч. 4. – С. 74–78.

36. Галтеев, Ф. Ф. Современные системы электроснабжения самолетов / Ф. Ф. Галтеев, Б. В. Куприн // Электрооборудование и транспорт. – М., 1977. – Т. 4.

37. Коробан, Н. Т. Анализ вариантов систем питания с полупроводниковыми преобразователями / Н. Т. Коробан, И. В. Нежданов // Труды МЭИ. – М., 1972. – Вып. 147.

38. Джюджи, Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты / Л. Джюджи, Б. Пелли. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.

39. Иванцов, В. В. О стабилизации выходного напряжения системы электроснабжения переменного тока с преобразователем частоты / В. В. Иванцов, Е. А. Подъяков, В. В. Кожухов // Преобразовательная техника. – Новосибирск : НГУ–НЭТИ, 1978. – С. 162–170.

40. Иванцов, В. В. Методика выбора параметров силового оборудования источника электропитания переменного тока с преобразователем частоты / В. В. Иванцов, Е. А. Подъяков // Силовая полупроводниковая техника. – Новосибирск : НЭТИ, 1982. – С. 91–102.

41. Иванцов, В. В. Применение метода основной гармоники для расчета и выбора параметров силового оборудования источника электропитания с НПЧ / В. В. Иванцов, Е. А.

Подъяков // Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей : тез. докл. второго межвед. науч.-техн. совещания. – Таллин, 1982. – С. 55–56.

42. Рагозин, А. А. Параллельная работа с сетью асинхронизированных синхронных ветроэнергетических генераторов / А. А. Рагозин, А. Л. Пинегин // Электричество. – 1997. – № 2. – С. 8–13.

43. Conway, A. A fresh breeze for the NFFO / A. Conway // Atom. – Gr. Brit., 1989. – P. 23–25, 27, 29, 31.

44. Брускин, Д. Э. Электроснабжение летательных аппаратов / Д. Э. Брускин, И. М. Синдеев. – М. : Высшая школа, 1988. – 264 с.

45. Злочевский, В. С. Системы электроснабжения самолетов / В. С. Злочевский. – М. : Машиностроение, 1971.

46. Построение системы управления НПЧ со стабилизированными параметрами / Е. А. Подъяков, В. В. Иванцов, С. А. Харитонов [и др.] // Преобразовательная техника : сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1975. – С. 63–73.

47. Качество электроэнергии бортовых систем электроснабжения и способы его улучшения / А. И. Бертинов, С. Р. Мизюрин, С. Б. Резников [и др.] // Электричество. – 1981. – № 6. – С. 32–36.

48. Коломиец, Ю. В. Стабилизация напряжения в системе синхронный генератор – статический преобразователь стабильной частоты / Ю. В. Коломиец, И. И. Лукин // Проблемы технической электродинамики. – Киев : Наукова думка, 1971. – Вып. 29. – С. 42–46.

49. Chirgwin, K. M. Variable-Speed Constant-Frequency Generator System for Aircraft / K. M. Chirgwin, L. J. Stratton // AIEE Trans. Appl. Ind. – 1959. – Vol. 78, pt. II. – P. 304–310.

50. Jessee, R. D. Constant-Frequency AC Power Using Variable Speed Generation / R. D. Jessee, W. J. Spaven // AIEE Trans. Appl. Ind. – 1959. – Vol. 78, pt. II. – P. 411–418.

51. Chirgwin, K. M. Precise Frequency Power Generation from an Unregulated Shaft / K. M. Chirgwin, L. J. Stratton, J. R. Toth // AIEE Trans. Appl. Ind. – 1960. – Vol. 79, pt. II. – P. 442–451.

52. Caldwell, S. C. The Frequency Converter Approach to a Variable Speed Constant Frequency System / S. C. Caldwell, L. R. Peaslee, D. L. Plette // AIEE Conf. Paper. – 1960. – CP 60-1076, August.

53. Ward, L. J. Production of Constant Frequency Electrical Power for Aircraft Using Static Equipment / L. J. Ward, W. Sinclair // Paper given at the Joint Conference of the Royal Aeronautical Society and the IEE. – 1962.

54. Chirgwin, K. M. A Variable-Speed Constant Frequency Generating Systems for the Supersonic Transport / K. M. Chirgwin // Suppl. IEEE Trans. Aerospace. – 1965. – June. – P. 93–97.

55. Fisk, D. A. VSCF for High Quality Electrical Power and Reliability / D. A. Fisk // ASME, Aviation and Space Division Conference paper. – 1968. – June 16–19.
56. Lafuze, D. L. VSCF Starter Generator / D. L. Lafuze // IEEE Power Electronics Specialist Conference. – 1974.
57. Лукутин, Б. В. Исследование динамических режимов и системы возбуждения синхронного генератора автономного источника стабильной частоты : автореф. дис. ... канд. техн. наук / Лукутин Б. В. – Свердловск, 1976.
58. Подъяков, Е. А. Расчет коммутационного падения напряжения в НПЧ с непосредственной связью / Е. А. Подъяков, Э. Л. Петров // Преобразовательная техника : сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1968.
59. Нежданов, И. В. Исследование и проектирование авиационных стабилизированных преобразователей на тиристорах для систем ПССЧ : дис. ... канд. техн. наук / Нежданов И. В. – М. : МЭИ, 1972.
60. Юхнин, М. М. Исследование низкочастотных составляющих выходного напряжения централизованной системы электроснабжения летательных аппаратов со статическими преобразователями частоты : дис. ... канд. техн. наук / Юхнин М. М. – М. : МАИ, 1974.
61. Климов, В. П. К выбору оптимальной частоты источника питания в системах электроснабжения с преобразователем частоты / В. П. Климов, М. М. Юхнин // Труды МАИ. – 1972. – Вып. 253. – С. 95–100.
62. Коломиец, Ю. В. Система ПСПЧ с искусственной коммутацией тока вентилей / Ю. В. Коломиец, И. И. Лукин // Вопросы авиационной электротехники. – Киев : КИИГА, 1972. – Вып. 6. – С. 10–14.
63. Коломиец, Ю. В. Экспериментальные исследования системы ПСПЧ с искусственной коммутацией тока вентилей / Ю. В. Коломиец, И. И. Лукин // Вопросы авиационной электротехники. – Киев : КИИГА, 1972. – Вып. 6. – С. 14–15.
64. Майбородин, Б. А. Влияние углов управления вентилями НПЧ на его регулировочные характеристики / Б. А. Майбородин, И. И. Лукин // Авиационное электрооборудование. – Киев : КИИГА, 1976. – Вып. 2. – С. 90–94.
65. Филатов, В. В. Исследование синхронного генератора в системе переменной скорости постоянной частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией и разработка методов его расчета : дис. ... канд. техн. наук / Филатов В. В. – М. : МАИ, 1975.
66. Иванцов, В. В. Графоаналитический метод расчета характеристик источника электропитания с преобразователем частоты и емкостным фильтром / В. В. Иванцов, Е. А. Подъяков // Тиристорные преобразователи частоты. – Новосибирск : НЭТИ, 1981. – С. 190–206.

67. Иванцов, В. В. О стабилизации выходного напряжения системы электроснабжения переменного тока с преобразователем частоты / В. В. Иванцов, Е. А. Подъяков, В. В. Кожухов // Преобразовательная техника. – Новосибирск : НГУ–НЭТИ, 1978. – С. 162–170.

68. Иванцов, В. В. Применение метода основной гармоники для расчета и выбора параметров силового оборудования источника электропитания с НПЧ / В. В. Иванцов, Е. А. Подъяков // Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей : тез. докл. второго межвед. науч.-техн. совещания. – Таллин, 1982. – С. 55–56.

69. Коррекция формы выходного напряжения НПЧ с помощью обратных связей / С. А. Харитонов, Е. А. Подъяков, В. В. Иванцов [и др.] // Преобразовательная техника : сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1975. – С. 73–80.

70. Улучшение формы выходного напряжения НПЧ с помощью обратной связи по выходному напряжению / С. А. Харитонов, Е. А. Подъяков, Ю. Е. Семенов [и др.] // Современные задачи преобразовательной техники : тез. докл. 5 Всесоюз. науч.-техн. конф. – Киев : ИЭД АН УССР, 1975. – Ч. 5. – С. 167–174.

71. Харитонов, С. А. Анализ электромагнитных процессов в НПЧ с ЕК для автономных источников питания / С. А. Харитонов, Е. А. Подъяков // Преобразовательная техника : межвуз. сб. – Новосибирск : НГУ–НЭТИ, 1978. – С. 132–143.

72. Харитонов, С. А. Преобразователь частоты с непосредственной связью для автономных источников питания : дис. ... канд. техн. наук / Харитонов С. А. – Новосибирск : НЭТИ, 1978. – 180 с.

73. Бородин, Н. И. Статический режим параллельной работы двух НПЧ / Н. И. Бородин, Е. А. Подъяков, С. А. Харитонов // Преобразовательная техника : межвуз. сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1979. – С. 101–112.

74. Модуляция амплитуды выходного напряжения НПЧ / С. А. Харитонов, В. В. Кожухов, Е. А. Подъяков [и др.] // Преобразовательная техника : межвуз. сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1979. – С. 90–101.

75. Результаты разработки НПЧ с ЕК для систем электроснабжения переменного тока стабильной частоты / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, Е. А. Подъяков [и др.] // Преобразовательная техника : межвуз. сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1979. – С. 3–15.

76. Харитонов, С. А. Комбинированное управление в вентильном преобразователе с ЕК / С. А. Харитонов, А. Г. Грабовецкий, Н. И. Бородин // Силовая полупроводниковая техника : межвуз. сб. – Новосибирск : НЭТИ, 1982. – С. 66–72.

77. Особенности управления НПЧ в режиме параллельной работы на общую нагрузку / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, Е. А. Подъяков [и др.] // Проблемы преобразовательной

техники : тез. докл. 4 Всесоюз. науч.-техн. конф. – Киев : Ин-т электродинамики АН УССР, 1987. – Ч. 2. – С. 79–81.

78. Исследование влияния структур и параметров регуляторов на амплитудную модуляцию выходного напряжения системы электропитания с НПЧ / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, В. Ф. Лучкин [и др.] // Силовые преобразователи электрической энергии : межвуз. сб. науч. тр. / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск : НЭТИ, 1989. – С. 3–20.

79. Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией в системах генерирования электрической энергии / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, В. В. Иванцов [и др.] // Проблемы преобразовательной техники : тез. докл. 5 Всесоюз. науч.-техн. конф. – Киев : Ин-т электродинамики АН УССР, 1991. – Ч. 1. – С. 110–112.

80. Харитонов, С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов : монография / С. А. Харитонов. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.

81. Харитонов, С. А. Электромагнитные процессы в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы летательного аппарата / С. А. Харитонов, Р. Ю. Сараханова, А. С. Харитонов, М. А. Жарков // Электропитание. – 2020. – № 4. – С. 35–46.

82. Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем : учеб. пособие / Г. В. Грабовецкий, О. Г. Куклин, С. А. Харитонов. – Новосибирск : НГТУ, 2004. – 148 с.

83. Каганов, И. Л. Электронные и ионные преобразователи. Ч. III / И. Л. Каганов. – М. : Госэнергоиздат, 1956. – 528 с.

84. Размадзе, Ш. М. Преобразовательные схемы и системы / Ш. М. Размадзе. – М. : ВШ, 1967. – 527 с.

85. Пат. 2439770 Российская Федерация. Генератор переменного тока с комбинированным возбуждением / Воронин С. Г., Согрин А. И., Мурдасов Б. А. – № 2010141252/07 ; заявл. 07.10.2010 ; опубл. 10.01.2012, Бюл. № 1

86. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов [и др.]. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

87. Булгаков, А. А. Новая теория управляемых выпрямителей / А. А. Булгаков ; АН СССР, Ин-т проблем управления. – М. : Наука, 1970. – 320 с.: ил.

88. Erickson, R. W. Fundamentals of Power Electronics / R. W. Erickson. – New York : Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2001. – 883 p.

89. Rashid, M. H. Power Electronics Handbook / M. H. Rashid. – Academic Press, 2001. – 895 p.
90. Системы электроснабжения воздушных судов / С. П. Халютин, А. А. Савелов, А. О. Давидов, С. А. Харитонов. – М. : Издательский дом Академии Жуковского, 2022. – 523 с.
91. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л. А. Бессонов. – 9-е изд., перераб. и доп. – М. : Высшая школа, 1996. – 638 с.
92. Бесекерский, В. А. Теория систем управления / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – Изд. 3-е, испр. – М. : Наука, 1975. – 768 с.
93. Грабовецкий, Г. В. Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем : учеб. пособие / Г. В. Грабовецкий, О. Г. Куклин, С. А. Харитонов. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2009. – 320 с.
94. Харитонов, С. А. Электромагнитные процессы в системе генерирования постоянного тока типа «магнитоэлектрический генератор – шестифазный нулевой выпрямитель» при переменной частоте вращения вала генератора. Часть 1 / С. А. Харитонов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2000. – № 2. – С. 71–83.
95. Харитонов, С. А. Электромагнитные процессы в системе генерирования постоянного тока типа «магнитоэлектрический генератор – шестифазный нулевой выпрямитель» при переменной частоте вращения вала генератора. Часть 2 / С. А. Харитонов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2000. – № 4. – С. 37–43.
96. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Н. В. Донской, А. Г. Иванов, В. М. Никитин, А. Д. Поздеев ; под ред. А. Д. Поздеева. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 352 с. : ил.
97. Synthesis of circuit of regulation of current for buck DC-DC converter. Methodical aspect / I. O. Bessonov, S. A. Kharitonov, D. V. Makarov, M. A. Zharkov // 16 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) : proc. – Novosibirsk, 2015. – P. 391–396.
98. Ким, Д. П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы / Д. П. Ким. – М. : Физматлит, 2016. – 312 с.
99. Солодовников, В. В. Устройства и элементы систем регулирования и управления / В. В. Солодовников. – М. : Машиностроение, 1976. – 735 с.
100. Дорф, Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп ; пер. с англ. Б. И. Копылова. – М. : Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832 с.
101. Пат. 2507670 Российская Федерация. Система генерирования электрической энергии трехфазного переменного тока / Харитонов С. А. – № 2011147431/07 ; заявл. 22.11.2011 ; опубл. 20.02.2014, Бюл. № 5.

102. Sarakhanova, R. Yu. Cycle-converter based on six-phase zero circuit with high input power factor / R. Yu. Sarakhanova, S. A. Kharitonov // XIV International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2013. – Novosibirsk, 2013. – P. 341–344. – DOI: 10.1109/EDM.2013.6642010.

103. Sarakhanova, R. Yu. Vector control of cycloconverter with increased input power factor / R. Yu. Sarakhanova, S. A. Kharitonov, I. S. Dubkov // XV International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2014. – Novosibirsk, 2014. – P. 429–432.

104. Sarakhanova, R. Yu. Cycloconverter based on bridge circuit for power supply systems of autonomous objects / R. Yu. Sarakhanova, S. A. Kharitonov // XVI International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2015. – Novosibirsk, 2015. – P. 472–476. – DOI: 10.1109/EDM.2015.7184587.

105. The Adaptive Starter-Generator System for Aircraft / R. Yu. Sarakhanova, S. A. Kharitonov, M. A. Zharkov, D. A. Shtein // 2021 XVIII International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives (ACED). – Ekaterinburg, 2021.

106. Starter-generator system of a hydrogen-fueled aircraft / R. Yu. Sarakhanova, S. A. Kharitonov, M. A. Zharkov, A. V. Udovichenko // International Journal of Hydrogen Energy. – 2025. – № 99. – P. 632–639. – ISSN 0360-3199. – DOI: 10.1016/j.ijhydene.2024.12.160.

107. Сараханова, Р. Ю. Алгоритмы управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы летательного аппарата / Р. Ю. Сараханова, С. А. Харитонов // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2026. – № 3 (72). – С. 51–75. – DOI 10.17212/1727-2769-2026-3-51-75.

ПРИЛОЖЕНИЕ А МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ. ОЦЕНКА МАССЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Исходные данные:

- $S_{H(ном)}$ – номинальная мощность нагрузки;
 $S_{H(max)}$ – максимальная мощность нагрузки;
 $S_{H(min)}$ – минимальная мощность нагрузки;
 $I_{кз}$ – ток короткого замыкания;
 $\cos\varphi_H$ – коэффициент мощности нагрузки;
 f_2 – частота выходного напряжения;
 m_2 – число фаз выходного напряжения;
 $n_{сг}$ – частота вращения вала синхронного генератора;
 p – число пар полюсов синхронного генератора;
 m_1 – число фаз синхронного генератора;
 $U_{ном}$ – номинальное напряжение на нагрузке;
 $k_{ис}$ – коэффициент искажения выходного напряжения.

Рассмотрим методику расчёта непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией (НПЧ с ЕК) с совместным управлением вентильными комплектами.

1. Токи нагрузки:

$$I_{Hном} = \frac{S_{Hном}}{3U_{Hном}}, I_{Hmax} = \frac{S_{Hmax}}{3U_{Hном}}, I_{Hmin} = \frac{S_{Hmin}}{3U_{Hном}}.$$

2. Частота напряжения: СГ $f_1 = \frac{n_{сг} \cdot p}{60}$.

3. Индуктивность фильтра:

$$L_\phi = L_B = L_{\phi a(s)} \geq \frac{3\sqrt{6}}{6\omega_1 \cdot 0.1I_{2min}} E_{сг} \cdot E_{эка(s)}^*, E_{сг} \cdot E_{эка}^* = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{0.059 - 0.029 \cdot M_{max}^2}; M_{max} \approx 0.9 - 0.95.$$

4. Ёмкость фильтра:

$$C_\phi \approx \left(\frac{1}{U_H} \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_{эка(s)}^* \cdot E_{сг} + 1 \right) \cdot \frac{1}{(6a\omega_2)^2 \cdot L_\phi k_{ис}}.$$

5. Выходные токи преобразователя:

$$I_{2ном} = I_{Hном} \sqrt{(\sin\varphi_H - Q_{C_\phi}^*)^2 + (\cos\varphi_H)^2},$$

$$\operatorname{tg}\varphi_{2H} = \frac{\sin\varphi_H - Q_{C_\phi}^*}{\cos\varphi_H}, \operatorname{tg}\theta = \frac{\cos\varphi_H}{\frac{1}{X_{L_\phi}^*} + \sin\varphi_H - Q_{C_\phi}^*}, \varphi_2 = \varphi_{2H} + \theta,$$

где $S_{н1}^* = \frac{S_{н1}}{S_{н1ном}}$, $S_{н1ном} = \frac{S_{нном}}{3}$ относительное значение полной мощности одной фазы нагрузки,

$$Q_{C\phi}^* = \frac{Q_{C\phi}}{S_{н1ном}} = \frac{U_n^2 \omega_2 C_\phi}{S_{н1ном}}, \quad X_{L\phi}^* = \frac{X_{L\phi}}{Z_{н1ном}} = \frac{I_{2ном} \omega_2 L_\phi}{Z_{н1ном}}.$$

$$I_{2min} = I_{2ном} \cdot \frac{S_{нmin}}{S_{нном}}, \quad I_{2max} = I_{2ном} \cdot \frac{S_{нmax}}{S_{нном}}.$$

6. Внутренняя ЭДС НПЧ с ЕК:

$$\gamma_u(j\omega_2) = \frac{U_n}{E_b} = \frac{1}{1 - (\omega_2^*)^2 + j\omega_2^* \frac{1}{R^*} + \frac{1}{L^*}}, \quad E_b = \frac{U_n}{\|\gamma_u(j\omega_2)\|}$$

где $\omega_2^* = \frac{\omega_2}{\omega_0}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}}$, $\rho = \sqrt{\frac{L_\phi}{C_\phi}}$ - резонансная частота и волновое сопротивление фильтра,

$$R^* = \frac{(U_{нном})^2}{\frac{S_{нном} \cos \varphi_n}{3} \rho}, \quad L^* = \frac{L_n}{L_\phi}.$$

7. Действующее значение ЭДС синхронного генератора:

$$E_{cr} = \frac{E_b}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot J_1\left(\frac{\pi}{2} M\right)}.$$

8. Токи и напряжения тиристоры:

среднее значение тока тиристора: $I_{VTcpmax} \approx \frac{\sqrt{2}}{3\pi} \frac{I_{2max}}{2} = \frac{1}{3\sqrt{2} \cdot \pi} I_{2max}$,

действующее значение тока тиристора: $I_{VTдmax} \approx \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{I_{2max}}{2} = \frac{1}{2\sqrt{6}} I_{2max}$,

действующее значение тока двух встречно параллельно включённых -

$$I_{1дmax} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{I_{2max}}{2} = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_{2max},$$

Обратное напряжение на тиристоре: $U_{VT} = \sqrt{6} E_{cr}$.

9. Действующее значение тока генератора: $I_{сг дmax} \approx \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_2}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{2max}$.

10. Статические потери в тиристорах:

$$\Delta P_{Vmax} = 36 \cdot \left(\frac{\sqrt{2} I_{2max}}{\pi 6} \Delta U_0 + \frac{I_{2max}^2}{24} r_d \right), \quad \Delta U_0, r_d - \text{напряжение спрямления вольтамперной}$$

характеристики тиристора, динамическое сопротивление тиристора.

11. Динамические потери в тиристорах:

Определяются по средней энергии потерь исходя из справочных характеристик $\Delta P_V = 36 \cdot E_{cp} \cdot f_1$,

$$I_{cp} = f(t_u, E_{cp}), I_{cp \max} = I_{VTcp \max}, t_u = \frac{1}{3f_1}.$$

Произведем оценку массы НПЧ с ЕК.

Исходные данные.

$S_{H(ном)} = 500$ кВт – мощность нагрузки;

$\cos \varphi_H = 0.8 \div 1$;

$f_H = 400$ Гц – частота выходного напряжения;

$m_2 = 3$ - число фаз выходного напряжения;

$k_{max} = 1.5$ – запас по максимальному току нагрузки;

$k_{кз} = 3$ – запас по току КЗ в нагрузке (10 сек.);

$n_{сг} = 24000$ об/мин – скорость вращения синхронного генератора;

$p = 12$ – число пар полюсов синхронного генератора;

$f_1 = 4800$ Гц – частота напряжения синхронного генератора;

$m_1 = 6$ - число фаз СГ;

$U_{ном} = 115$ В – действующее значение выходного напряжения.

Номинальный ток нагрузки:

$$I_{H(ном)} = \frac{S_{H(ном)}}{m_2 \cdot U_{H(ном)}} = \frac{500000}{3 \cdot 115} = 1450 \text{ А}$$

Ток КЗ нагрузки:

$$I_{H(кз)} = I_{H(ном)} \cdot k_{кз} = 1450 \cdot 3 = 4350 \text{ А}$$

Максимальный ток нагрузки:

$$I_{H(max)} = I_{H(ном)} \cdot k_{max} = 1450 \cdot 1.5 = 2175 \text{ А}$$

Определим интегральные параметры тока, протекающего через тиристор, принимая

$$I_2 \approx I_H :$$

$$I_{VTдmax} = \frac{1}{2\sqrt{6}} I_{2max} = \frac{2175}{2\sqrt{6}} = 444 \text{ А} - \text{действующее значение тока тиристора};$$

$$I_{VT(av)} = \frac{I_{VT(max)}}{3\sqrt{2}\pi} = \frac{2175}{3\sqrt{2}\pi} = 164 \text{ А} - \text{среднее значение тока тиристора (исходя из длительного режима)}.$$

$$I_{сгдmax} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} I_{2max} = \frac{1}{\sqrt{3}} 2175 = 1255 \text{ А} - \text{действующее значение тока генератора}.$$

$$C_\phi = 300 \text{ мкФ}, L_\phi = 2 \text{ мкГн}.$$

Исходя из полученных значений тока, выберем тиристор *SKT 340/18E* фирмы *SEMIKRON* со следующими параметрами: $I = 870\text{A}$ – максимальный ток; $I_{VT(av)} = 340\text{A}$ – среднее значение тока; $I_{TSM} = 5200\text{A}$ – максимальный ток в течении 10 мсек; $U_{RMS} = 1900\text{В}$ действующее значение напряжения; $I^2t = 135000\text{A}^2\text{сек}$; $t_{\text{вост}} \approx 2\text{ мсек}$ – время восстановления; $\sigma = 61\text{гр}$ – масса.

Определим массу НПЧ с ЕК, в котором один реверсивный вентильный преобразователь (РВП) содержит 12 тиристов. Учитывая, что в состав НПЧ с ЕК входят 4 однотипных РВП, имеем 48 шт. тиристов на преобразователь. Тогда масса тиристов НПЧ с ЕК составит:

$$\sigma_{\text{тип}} = \sigma \cdot 48 = 61 \cdot 48 = 2.93 \text{ кг.}$$

Примем коэффициент, учитывающий дополнительные конструктивные особенности преобразователя $k_{\text{констр}} \approx 4$, согласно работе [Моин, В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин, Н. Н. Лаптев. – М. : Энергия, 1972. – 512 с.].

Масса НПЧ с учётом конструкции при воздушном охлаждении составит:

$$\sigma_{\text{нпч}} = \sigma_{\text{тип}} \cdot 4 = 2.93 \cdot 4 = 11.71 \text{ кг.}$$

Произведем оценку массы уравнивающих реакторов (УР).

Удельный вес двухобмоточного трансформатора на 400 Гц составляет примерно 0.5 кг/кВА (с учётом конструкции). На трёхкратной частоте напряжения СГ удельный вес такого трансформатора составляет порядка 0.013 кг/кВА.

Суммарная масса УР:

$$\sigma_{\text{ур}} = 0.013 \cdot S_{\text{н(ном)}} \cdot k_{\text{max}} = 0.013 \cdot 500 \cdot 1.5 = 9.75 \text{ кг.}$$

Произведем оценку массы конденсатора фильтра.

Для мощности 500 кВт в каждую фазу нагрузки требуется конденсатор ёмкостью порядка 100 мкФ. Тогда на три фазы требуется ёмкость 300 мкФ. Выберем конденсатор *Epcos B3277D1305K000 (B32674D3126)* со следующими параметрами: $C = 10\text{ мкФ}$ – ёмкость; $u_c = 450\text{ В}$ – рабочее напряжение; $\sigma_{1c} = 16\text{ гр.}$ – масса конденсатора.

Суммарная масса конденсаторов фильтра для четвертого РВП:

$$\sigma_c = 30 \cdot \sigma_{1c} \cdot 4 = 30 \cdot 0.016 \cdot 4 \approx 2 \text{ кг.}$$

Суммарная масса НПЧ с ЕК, УР и конденсаторов составит:

$$\sigma_{\sigma} = \sigma_{\text{нпч}} + \sigma_{\text{ур}} + \sigma_c = 11.71 + 9.75 + 2 \approx 24 \text{ кг.}$$

Примем общую массу 25 кг.

Удельная масса составит:

$$\sigma_{\sigma}^* = \frac{\sigma_{\sigma}}{S_{\text{н(ном)}}} = \frac{25}{500} = 0.05 \text{ кг/кВт}$$

Для отечественных тиристоров удельная масса на частоте напряжения СГ 4,8 кГц составит 0.1 кг/кВт, на частоте 2.6 кГц составит 0.2 кг/кВт.

Определим массу инвертора напряжения (ИН), исходя из работы системы в режиме электростартерного запуска. При частоте ШИМ 20 кГц, тока ИН составляет 30А, мощность ИН составит 10 кВА. Тогда масса ИН составит порядка 10 кг.

Таким образом, общая масса НПЧ с ЕК, УР, конденсаторов и ИН составит 35 кг. Удельная масса системы составит 0.07 кг/кВт для импортных полупроводниковых приборов и порядка 0.15 кг/кВт для ответственных приборов.

Данные расчёты являются оценочными, не учитывают многие параметры элементов системы, но показывают перспективность совместного использования данного типа преобразователей.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б АКТ И СПРАВКА О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ



**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
«САРАПУЛЬСКИЙ
ЭЛЕКТРОГЕНЕРАТОРНЫЙ ЗАВОД»
(АО «СЭГЗ»)**

Электrozаводская ул., 15, г. Сарапул,
Удмуртская Республика, 427961,
Тел.: (34147) 97-2-01, 2-56-41, факс/модем (34147) 97-2-70
E-mail: info@segz.ru
segz.ru, szg.ru
ОКПО 07514015, ОГРН 1021800992190
ИНН/КПП 1827001683/183801001

№ _____
на № _____ от _____

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор



Поздеев
_____ 2026

Акт

**о внедрении результатов диссертационной работы Сарахановой Р.Ю.
«Адаптивная стартер-генераторная система на основе непосредственного
преобразователя частоты и инвертора напряжения для летательных аппаратов»**

Настоящий акт составлен о том, что результаты диссертационной работы Сарахановой Регины Юрьевны на соискание ученой степени кандидата технических наук на тему «Адаптивная стартер-генераторная система на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения для летательных аппаратов» использованы при проведении СЧ ОКР по разработке, выполнению необходимых расчетов и изготовлению электродвигателя и преобразователя частоты для составной части автономной энергетической системы.

В рамках реализации проекта Сарахановой Р.Ю. предложено схмотехническое решение для преобразователя частоты, а также алгоритмы управления, обеспечивающие заданное качество электрической энергии.

Сараханова Р.Ю. принимала активное участие в разработке и моделировании силовой схемы преобразователя частоты на основе предложенных алгоритмов управления.

Проведенное исследование позволило расширить возможности построения автономных систем на основе преобразователей частоты и может быть использовано в будущих проектах АО «СЭГЗ».

Зам. Главного конструктора направления ТСН –
Зам. Начальника СКО

П.Ю. Каданин

Начальник КБ «Электрические машины и
электромеанизмы» СКО

Д.Н. Шабалин

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе НГТУ,
канд. экон. наук, доцент

С.С. Чернов

09

2026 г.

СПРАВКА

о внедрении в учебный процесс результатов диссертационной работы Сарахановой Р.Ю.

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой электроники и электротехники, д-р техн. наук, профессор С.А. Харитонов и декан факультета радиотехники и электроники, канд. техн. наук, доцент С.А. Стрельцов составили настоящую справку о том, что научные результаты диссертационной работы Р.Ю. Сарахановой на тему «Адаптивная стартер-генераторная система на основе непосредственного преобразователя частоты и инвертора напряжения для летательных аппаратов» внедрены в учебный процесс и используются в курсе «Силовые полупроводниковые приборы» для бакалавров по направлению подготовки 11.03.04 - Электроника и наноэлектроника, профиль «Промышленная электроника», и в курсе «Энергетическая электроника» для магистрантов по направлению подготовки 11.04.04 –Электроника и наноэлектроника, программа «Электронные и микроэлектронные системы».

Зав. кафедрой электроники и
электротехники,
д-р техн. наук, проф.

С.А. Харитонов

« 09 » 09 2026 г.

Декан факультета радиотехники и
электроники,
канд. техн. наук, доцент

С.А. Стрельцов

« 09 » 09 2026 г.

ПРИЛОЖЕНИЕ В ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2713390

Адаптивная стартер-генераторная система для летательных аппаратов

Патентообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ "НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ" (RU)**

Авторы: **Дубкова Регина Юрьевна (RU), Харитонов Сергей Александрович (RU), Жарков Максим Андреевич (RU), Коробков Дмитрий Владиславович (RU)**

Заявка № 2019115319

Приоритет изобретения 20 мая 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 05 февраля 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 20 мая 2039 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

