

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Харитонов Андрей Сергеевич

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА  
ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Специальность: 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель - доктор технических наук, старший научный  
сотрудник

Золотухин Юрий Николаевич

НОВОСИБИРСК – 2021

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
Глава 1 Анализ систем электроснабжения летательных аппаратов.....	16
1.1 Классификация систем электроснабжения летательных аппаратов и режимы их работы.....	16
1.2 Основные требования к системам электроснабжения летательных аппаратов.....	20
1.3 Типовые структуры систем электроснабжения летательных аппаратов.....	22
Выводы по главе 1.....	31
Глава 2 Основные математические модели.....	32
2.1 Математическая модель синхронного генератора с комбинированным возбуждением при работе на активный выпрямитель напряжения.....	33
2.2 Математическая модель активного выпрямителя напряжения.....	38
2.3 Математическая модель dc/dc преобразователя.....	47
2.4 Математические модели нагрузок.....	49
2.5 Полная математическая модель системы.....	54
Выводы по главе 2.....	55
Глава 3 Алгоритмы управления системой электроснабжения постоянного тока на основе синхронного генератора с комбинированным возбуждением и активного выпрямителя напряжения.....	56
3.1 Принцип действия системы электроснабжения постоянного тока, режимы ее работы.....	56
3.2 Основные допущения, математическое описание системы.....	61
3.3 Количественная оценка электрических параметров системы электроснабжения постоянного тока.....	65
3.4 Параметрические законы управления синхронным генератором с комбинированным возбуждением.....	65
3.5 Сравнение основных характеристик и параметров трех способов параметрического управления синхронным генератором с комбинированным возбуждением.....	112

3.6 Управление синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения с нулевым значением реактивного тока генератора.....	116
3.7 Управление явнополюсным синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения.....	146
Выводы по главе 3.....	176
Глава 4 Модельный и физический эксперименты.....	177
4.1 Система автоматического регулирования активным выпрямителем напряжения на основе принципов подчиненного регулирования с последовательной коррекцией .....	177
4.2 Результаты модельного эксперимента.....	179
4.3 Результаты физического эксперимента.....	188
Выводы по главе 4.....	194
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	195
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	197
ПРИЛОЖЕНИЕ А Документы о внедрении результатов диссертационной работы .....	207

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность работы.**

Среди всех способов преобразования первичной механической энергии в электрическую преобразование с помощью электрических машин реализуется с наибольшей эффективностью. При этом электроэнергия постоянного и переменного тока может быть получена в достаточно большом диапазоне мощностей и напряжений. Это обстоятельство предопределило широкое применение электрогенераторов (далее генераторов) в качестве бортовых источников электроэнергии на летательных аппаратах (ЛА) различного назначения. Генераторы являются основными (магистральными) и резервными источниками электроэнергии в энергетических установках самолётов и вертолётов любой размерности и назначения. Они также применяются на большинстве беспилотных летательных аппаратах (БЛА) и на некоторых типах ракет [1].

Как правило, все современные пилотируемые ЛА и отдельные типы БЛА имеют первичные системы электроснабжения (СЭС), построенные на базе генераторов [2]. В таких СЭС генераторы приводятся во вращение маршевыми двигателями ЛА непосредственно или с помощью привода постоянной частоты вращения как в самолёте, или же редуктором несущего винта как в вертолёте. Электрический генератор является важной составляющей первичной СЭС ЛА и к нему предъявляется ряд особых требований, к основным из них можно отнести ниже следующие.

**Высокая надёжность**, применительно к генераторам это требование сводится к исключению контактных способов передачи электрической мощности. Согласно современной статистике 80 % неисправностей генераторов связано с наличием у них контактных токопередающих частей типа щетка – коллектор или щетка – кольцо. С повышением высоты полета и частоты вращения вала надёжность работы таких контактных пар резко снижается.

**Внутренние параметры генератора и качество вырабатываемой электроэнергии**, это требование определено нормативными документами и обеспечивается комплексом мер, включающим: выбором соответствующих значений па-

раметров генератора на стадиях проектирования и изготовления; применение конструктивных способов устранения высших гармонических из кривых изменения потокосцепления обмоток якоря; применение соответствующей регулирующей аппаратуры, которая может эффективно использоваться только при условии регулируемости генератора.

*Регулируемость*, при полете ЛА в зависимости от режима работы его силовой установки и этапа выполнения полетного задания частота вращения вала авиационного двигателя, и количество работающих бортовых приемников электроэнергии могут меняться в достаточно широких пределах. Эти обстоятельства вызывают изменение напряжения в сети, для стабилизации которого при наличии указанных возмущающих воздействий должна обеспечиваться возможность изменения в широком диапазоне магнитного потока в рабочем воздушном зазоре генератора. При этом для получения заданного быстродействия системы регулирования напряжения постоянную времени цепи возбуждения необходимо свести к минимуму [3].

Анализ развития авиационной техники показывает, что идет постоянное увеличение числа и мощности приемников электрической энергии на ЛА, растет протяженность электрических сетей, а также увеличивается их интеграция с бортовыми цифровыми управляющими системами [4, 5]. Суммарная доля электрооборудования на борту неуклонно растет, и это можно сказать практически о любом типе ЛА [6, 7]. Это значит, что нагрузка на СЭС ЛА будет только возрастать, а значит, будут возрастать и требования, предъявляемые к ним [8].

Для того, чтобы соответствовать этим все более возрастающим требованиям, необходимо применять новые конструкционные материалы, нетрадиционные конструкторские решения и новые подходы к проектированию, как самих электромеханических генераторов, так и систем управления ими [9, 10].

Последние десятилетия основные тенденции в развитии авиационных систем электроснабжения определяются реализацией концепции «Более Электрического Самолёта» - «БЭС» [11 - 26]. Основными из них являются:

1. Повышение мощности каналов генерирования, максимальное значение мощности СЭС ЛА на дальне магистральных самолётах может достигать единиц МВт [26, 27, 28];
2. Стремление совмещать в одном агрегате различные функции, например, режимы генерирования электроэнергии и электростартерного запуска авиационных двигателей;
3. Переход на более высокое значение величин напряжений [29 – 32];
4. Отказ от системы стабилизации оборотов;
5. Использование в системах генерирования переменного тока переменной частоты.

### **Степень разработанности темы исследования.**

Разработке бортовых систем электроснабжения для БЭС посвящено достаточно много известных работ таких научных школ как МАИ, МЭИ, НГТУ, УГАТУ, МГТУ ГА, ТПУ, АО «АКБ Якорь», АО «Технодинамика», АО «Аэроэлектромаш» направленных на создание теоретических основ построения систем электроснабжения, методов анализа и синтеза силовых схем, систем и алгоритмов управления. Различные аспекты теоретического и практического плана построения систем электроснабжения и отдельных её элементов для автономных объектов нашли отражение в трудах В.Г. Андреева, И.И. Алексева, Н.И. Бородин, Г.В. Грабовецкого, А.Г. Гарганеева, А.О. Давидова, Б.С. Зечихина, Г.С. Зиновьева, Ю.М. Инькова, В.В. Иванцова, Ф.Р. Исмагилова, В.А. Калия, Д.Л. Калужского, К.Л. Ковалева, Ю.И. Конева, С.Ф. Коняхина, Д.В. Коробкова, Н.Н. Лаптева, А.В. Левина, И.И. Лукина, С.М. Мусина, Г.С. Мыщыка, И.В. Нежданова, С.П. Халюткина, С.А. Харитонова, В.А. Цишевского, Е.Е. Чаплыгина, М.М. Юхнина, Э.М. Чехета и многих других.

По данным исследований реализация концепции БЭС применительно к среднемагистральному самолёту позволит получить:

1. снижение потребления топлива – 8–12 %;
2. снижение полной взлётной массы – 6–10 %;
3. снижение прямых эксплуатационных расходов – 5–10 %;

4. снижение стоимости жизненного цикла – 3–5 %;
5. увеличение среднего налёта на отказ – 5–6 %;
6. снижение времени технического обслуживания – 4–4,5 %.

Достижение указанной эффективности БЭС сопряжено с созданием перспективных систем электроснабжения, удовлетворяющим всем вышеуказанным тенденциям.

Применение электрической тяги на самолётах предоставляет новые возможности, связанные, в первую очередь со свойствами электрических машин (обратимость, высокий коэффициент полезного действия). Суммарные мощности силовых установок в зависимости от количества пассажиров находятся в диапазоне от 0,5 до 60 МВт. При этом ключевым элементом самолёта, к разработке которого стремятся большинство производителей, становится электрическая машина мощностью 1 МВт как базовый «кирпичик» при создании систем с распределённой тягой.

На смену трехкаскадным синхронным генераторам, в качестве электрического генератора на борту ЛА приходят синхронные генераторы с комбинированным возбуждением (СГК). Рабочий магнитный поток в таком генераторе создается от двух источников магнитодвижущей силы (МДС) – постоянного магнита и обмотки возбуждения. Основная (как правило, большая) часть рабочего магнитного потока создается постоянными магнитами, обмоткой возбуждения создается дополнительная (как правило, меньшая) часть потока, чем обеспечивается изменение суммарного потока и регулирование в определенном диапазоне выходного напряжения генератора.

Преимуществами СГК являются:

1. высокая надежность в работе, относительная простота конструкции и обслуживания благодаря отсутствию скользящих контактов и щеток;
2. высокий коэффициент полезного действия и меньший нагрев машины благодаря отсутствию потерь в скользящем контакте;

3. регулируемость, возможность обеспечить независимость величины магнитного потока в воздушном зазоре от скорости вращения и температуры машины;
4. отсутствие искровых контактов, вызывающих радиопомехи;
5. снижение стоимости, веса и габаритов благодаря отсутствию скользящих контактов у высокочастотных машин и машин малой мощности.

К недостаткам СГК можно отнести:

1. повышение стоимости, веса и габаритов машин средней мощности;
2. относительно низкий предел наибольшей мощности машины. В основном, СГК проектируются на мощность до 100кВА.

Применение СГК как элемента электрооборудования существенно повышает надежность СЭС ЛА в целом, так как полностью исключается контактный способ передачи электрической мощности [33].

Кроме того, начало промышленного освоения магнитов на основе интерметаллических соединений редкоземельных материалов, таких как самарий, лантан, празеодим позволяет существенно сократить массу и габариты СГК, так как магнитные характеристики этих материалов значительно лучше, чем у ранее использовавшихся сплавов Alnico или ферритов. По данным из открытых источников, удельная масса СГК с постоянными магнитами из редкоземельных материалов может составлять 0,3-0,1 кг/кВт [34].

На сегодняшний день СГК применяются на борту самолетов для питания магистральных сетей переменного тока. Отечественной промышленностью разработаны генераторы СГК-30/1,5 и СГК-30М, используемые в качестве магистральных в смешанных СЭС на борту ряда модификаций многорежимных самолетов, таких как МиГ-23, МиГ-27 и Су-24 [35].

Появились полностью управляемые полупроводниковые приборы, обладающие уникальными характеристиками, это силовые полевые транзисторы (MOSFET) и биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT). Их применение резко увеличило мощность, значительно уменьшило массогабаритные показатели и цену полупроводниковых преобразователей (ПП), разрабатыва-



емых на их основе [36]. Что в итоге привело к появлению новых схмотехнических решений в области силовой электроники.

Все это в целом даёт возможность создавать совершенные, обладающие новыми полезными качествами энергоэффективные СЭС для ЛА.

В последние годы в связи с реализацией концепции «более электрического самолёта», появились новые тенденции в построении систем электроснабжения для летательных аппаратов, особенно это характерно для средне- и дальнемагистральных самолётов.

С ростом мощности каналов генерирования при построении СЭС переменного и постоянного тока появились ЛА с повышенной величиной напряжения, 220В для систем переменного тока и 270В для систем постоянного тока. По этой же причине, а также потому, что значительная часть генерируемой электрической энергии на борту ЛА преобразуется по величине и частоте, наметился отказ от использования привода постоянных оборотов. В этом случае системы переменного тока проектируются с переменной частотой выходного напряжения.

Так при разработке СЭС как постоянного, так и переменного тока, очевидно стремление разработчиков объединить в одном агрегате канал генерирования и устройство электрического запуска первичного двигателя, что объясняется известным свойством электрических машин.

В диссертационной работе рассмотрен вариант построения системы электроснабжения постоянного тока, отвечающей по структуре построения и реализуемым функциям всем современным тенденциям [37, 38].

Рассмотрению подлежит вариант построения системы электроснабжения постоянного тока (СЭС ПТ) летательных аппаратов с выходным напряжением (27÷270В), на базе синхронного генератора с комбинированным возбуждением и полупроводниковых преобразователей (ПП) электрической энергии. Анализ системы и все результаты исследований получены для переменной частоты вращения вала синхронного генератора [39].

При выборе такой структуры обязательным условием полагалась возможность обеспечения электростартерного запуска первичного двигателя с помощью СЭС ПТ от источника постоянного тока.

В состав исследуемой СЭС ПТ входят СГК и два полупроводниковых преобразователя (Рисунок В.1). СГК осуществляет преобразование механической энергии вращающегося с переменной частотой вала ( $n = \text{var}$ ) в электрическую энергию переменного тока. Первый полупроводниковый преобразователь (ПП1) является dc/dc преобразователем и осуществляет функцию регулирования тока возбуждения СГК с целью стабилизации выходного напряжения СЭС ПТ или СГК и имеет относительно небольшую мощность. Вторым полупроводниковый преобразователь (ПП2) построен на базе инвертора напряжения (ИН) с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), в режиме генерирования системы он выполняет функцию активного выпрямителя напряжения (АВН) и обеспечивает качественные характеристики генерируемого постоянного напряжения, уменьшает перетоки неактивной мощности между СГК и ИН. В режиме электростартерного запуска ИН преобразует напряжение постоянного тока, например, аккумуляторной батареи в напряжение переменного тока и обеспечивает перевод СГК в двигательный режим.

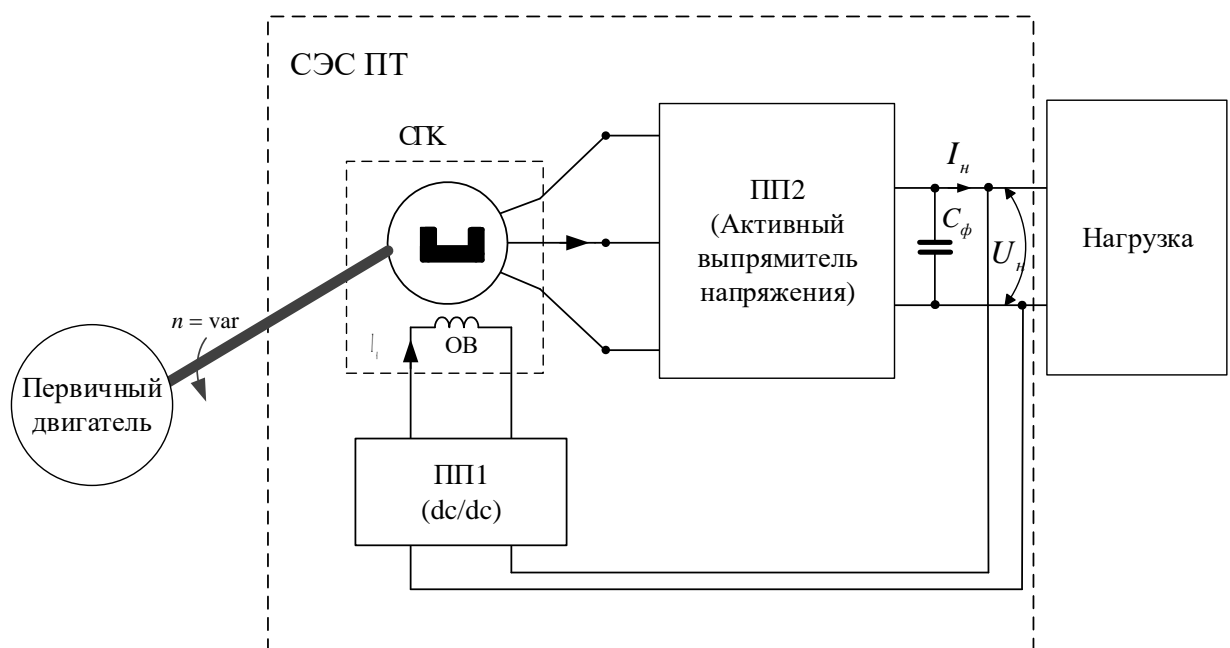


Рисунок В.1 – Структурная схема СЭС ПТ

Таким образом, в рассмотренной системе возможны два канала регулирования потока мощности, отбираемой от СГК. Управление возбуждением СГК в функции стабилизации напряжения самого генератора и (или) выходного напряжения системы, а также управление АВН в функции стабилизации выходного напряжения СЭС ПТ и регулирование реактивной мощности, отбираемой от генератора.

Необходимо отметить, что данная система может быть элементом системы электроснабжения переменного тока, построенной по типу «Переменная Скорость – Постоянная Частота» (ПСПЧ). В этом случае к зажимам постоянного тока подключается трёхфазный инвертор напряжения. В такой структуре сохраняется также возможность режима электростартерного запуска, причём как от источников постоянного тока, так и от источников переменного тока.

Данная СЭС ПТ обладает универсальной структурой и может служить элементом множества функционально различных систем электропитания автономных объектов. При этом базовым режимом в любом применении является режим генерирования постоянного напряжения, исследованию которого посвящена настоящая работа.

В дополнение к сказанному, данная структура как система электроснабжения постоянного тока обладает следующими преимуществами:

1. форма тока генератора близка к синусоидальной;
2. роль продольного элемента силового фильтра выполняют реактансы генератора;
3. силовая схема обладает возможностью повышения выходного напряжения постоянного тока по сравнению с неуправляемым выпрямителем (НВ);
4. благодаря изменению направления потока мощности в системе возможен режим электростартерного запуска первичного двигателя [40, 41, 42];
5. при наличии высокочастотной широтно-импульсной модуляции значительно уменьшается величина ёмкости конденсатора выходного фильтра,

улучшаются динамические параметры системы при импульсной динамической нагрузке [43, 44];

- благодаря применению СГК при переменной частоте вращения вала не повышаются требования по допустимому напряжению элементов АВН.

**Цель работы.** Целью работы является решение важной научно-технической проблемы исследования перспективной системы электроснабжения постоянного тока летательных аппаратов на базе синхронного генератора с комбинированным возбуждением, анализ способов выбора параметров и разработка энергоэффективных алгоритмов управления синхронным генератором и полупроводниковыми преобразователями электрической энергии.

Для достижения цели поставлены и решены следующие задачи:

- разработка математической модели СЭС ПТ на основе СГК и АВН;
- разработка способов выбора параметров СГК в СЭС ПТ при переменной частоте вращения вала СГК;
- синтез алгоритмов управления СГК и АВН, обеспечивающих минимизацию перетоков неактивной мощности между СГК и АВН и заданную величину выходного напряжения;
- анализ электромагнитных процессов в системе СЭС ПТ в установившемся режиме, определение оптимального способа выбора параметров;
- проведение модельного эксперимента работы СЭС ПТ;
- разработка физического макета и проведение экспериментальных исследований СЭС ПТ.

**Методы исследования.** Для получения основных результатов диссертационной работы использованы базовые методы анализа теории электрических цепей, методы аналитического и численного решения линейных дифференциальных уравнений и модельный эксперимент в пакете прикладных программ. Также, в работе применяются Фурье преобразование, матричное исчисление, различные разделы линейной алгебры и математического анализа. Экспериментальные исследования проводятся путём физического макетирования.

**Достоверность.** Достоверность полученных результатов подтверждается корректной постановкой задач, адекватностью применения математического аппарата, результатами модельного и физического экспериментов.

**Научная новизна состоит в следующем:**

1. В разработке математической модели СЭС ПТ на базе СГК с переменной частотой вращения вала и АВН, учитывающей основные параметры генератора и полупроводникового преобразователя.
2. Предложены и исследованы способы выбора параметров СГК с переменной частотой вращения вала в составе СЭС ПТ для ЛА. Аналитически определены базовые параметры генератора при работе с АВН в составе СЭС ПТ
3. Предложены алгоритмы управления СГК и АВН, обеспечивающие минимизацию перетоков неактивной мощности между генератором и инвертором напряжения и заданную величину выходного напряжения.
4. В результатах проведённого анализа электромагнитных процессов в системе СЭС ПТ при использовании предложенных способов выбора параметров СГК и алгоритмов управления.

**Практическая ценность работы:**

1. Предложена структура СЭС ПТ ЛА на основе СГК с переменной частотой вращения вала и АВН, обеспечивающая режим генерирования постоянного тока и электростартерный запуск от электрической сети постоянного тока.
2. Определены базовые параметры СГК при работе с АВН в составе СЭС ПТ при переменной частоте вращения вала генератора.
3. Предложены алгоритмы управления СГК и АВН в составе системы электроснабжения постоянного тока для ЛА при переменной частоте вращения вала генератора.
4. Определён способ выбора параметров СГК и алгоритмы управления СЭС ПТ, минимизирующие перетоки неактивной мощности между СГК и АВН и массогабаритные показатели СГК.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. математическая модель СЭС ПТ на основе СГК с переменной частотой вращения вала и АВН, учитывающая основные параметры генератора и полупроводникового преобразователя;
2. варианты выбора параметров СЭС ПТ и результаты расчета основных параметров СГК при переменной частоте вращения вала и работе на АВН;
3. результаты анализа электромагнитных процессов в СЭС ПТ при переменной частоте вращения вала генератора;
4. энергоэффективные алгоритмы управления СЭС ПТ при широком диапазоне изменения нагрузки и частоты вращения вала генератора.

**Апробация работы.** Основные результаты доложены, обсуждены и одобрены на следующих научных семинарах и конференциях:

1. Международная конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП», Новосибирск, НГТУ, 2018 г.;
2. Международная конференция молодых специалистов по микро/нано технологиям и электронным приборам «EDM», Новосибирск, НГТУ, 2018 г.;
3. Международная Уральская конференция «Электропривод переменного тока ACED», Екатеринбург, 2018 г.;
4. Научные чтения по авиации, посвящённые памяти Н. Е. Жуковского, Москва, 2018 г.;

**Публикации.** По теме диссертационной работы опубликовано 16 печатных работ, из них, 2 работы в печатных изданиях ВАК, 3 работы в изданиях, индексируемых в базах данных Scopus и Web of Science.

**Личный вклад** автора в работы, опубликованные в соавторстве с коллегами, заключается в участии в постановке задач исследований, разработке структурного варианта и математической модели СЭС ПТ для ЛА, аналитических и численных расчётах электромагнитной системы СГК, анализе вариантов параметрического способа управления возбуждением СГК и выбора параметров электро-

магнитной системы генератора, проведении имитационного моделирования работы системы.

**Структура и объем диссертации.** Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложения. Общий объем диссертации 208 страниц, в том числе 144 рисунка, 4 таблицы. Список литературы содержит 78 наименований.

# ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В этой главе диссертационной работы проведён анализ СЭС ЛА, основных требований, предъявляемых к их работе. Рассмотрены типовые структурные схемы авиационных СЭС.

Проанализированы основные достоинства и недостатки существующих СЭС ЛА, определены направления исследований диссертационной работы.

## 1.1 Классификация систем электроснабжения летательных аппаратов и режимы их работы

В совокупности, источники и преобразователи электрической энергии с регулирующей, защитной и контрольной аппаратурой вместе с системой передачи и распределения электроэнергии образуют систему электроснабжения летательного аппарата [45].

В настоящее время существует большое количество типов ЛА с многообразием выполняемых ими функций, и что особенно важно, их условия эксплуатации могут существенно различаться. Это, и ряд других факторов не позволяет создать единую и оптимальную для всех типов ЛА СЭС.

Существует много типов СЭС применение, которых в проектируемых ЛА определяется назначением такового, его установленной мощностью и циклограммой бортовых нагрузок, количества и мощности приёмников, требований к качеству электроэнергии.

Все бортовые СЭС могут быть классифицированы по следующим признакам:

- назначению;
- роду тока;
- напряжению;
- частоте;
- отношению к источникам энергии;
- составу источников;



- количеству каналов;

По своему назначению все СЭС ЛА могут быть подразделены на основные, вспомогательные (резервные), аварийные и специальные.

**Основная СЭС** предназначена для электропитания всех приёмников в течение всего времени полёта.

**Вспомогательная СЭС** обеспечивает питание ограниченного количества приёмников в наземных условиях при неработающей силовой установке, а, следовательно, и основной системе электропитания или выполняет функции аварийного электроснабжения в полете при полной или частичной потере питания от основной СЭС.

**Аварийная СЭС** осуществляет электропитание в полете ограниченного количества жизненно важных приёмников при полной потере электроснабжения от основной или вспомогательной, если она предусмотрена на ЛА системы.

**Специальная СЭС** обеспечивает электроэнергией только один определенный объект (систему противообледенения винта, специальную аппаратуру, САУ двигательной установки). Она может работать автономно от основной и совместно с ней.

Каждая из перечисленных систем, кроме специальной, состоит, как правило, из двух, а иногда и более подсистем, связанных между собой через преобразующие устройства и различающихся параметрами электроэнергии (род тока, количество фаз, уровень напряжения и частоты, точность регулирования напряжения и частоты, уровень пульсаций).

По роду тока различают СЭС постоянного и переменного тока, а по напряжению – СЭС низкого и высокого напряжения. Системы переменного тока различаются по частоте – системы постоянной частоты и системы переменной (плавающей).

В настоящее время на ЛА используется электроэнергия следующих параметров:

- постоянного тока низкого (27 В) и высокого (270 В) напряжения;

- переменного трехфазного или однофазного тока переменной частоты с различными значениями номинального напряжения;
- переменного трехфазного или однофазного тока постоянной частоты с различными значениями номинального напряжения;

По типу энергии, подвергаемой преобразованию СЭС ЛА делятся на первичные, вторичные и третичные.

В **первичной** СЭС осуществляется преобразование первичной (механической, химической, тепловой, гидравлической, солнечной) энергии в электрическую. Авиационная первичная вспомогательная (резервная) СЭС состоит из генератора вспомогательной силовой установки (ВСУ) со своей аппаратурой и сетью. Первичная аварийная СЭС включает в свой состав аккумуляторную батарею с соответствующей аппаратурой и сетью или генератор, приводимый во вращение турбиной (ветрянкой), выдвигаемой в набегающий поток воздуха.

**Вторичная (третичная)** СЭС преобразует электроэнергию первичной (вторичной) СЭС в электроэнергию другого рода тока, напряжения или частоты. Эти системы применяются не только в основных, но и вспомогательных и аварийных СЭС.

На современных отечественных самолётах и вертолётах используются следующие первичные СЭС:

- трехфазного переменного тока постоянной частоты (400 Гц) и повышенного напряжения ( $U_n / U_\phi = 200/115$  В);
- постоянного тока низкого напряжения (27 В);
- трехфазного переменного тока переменной частоты;

Применяемые вторичные СЭС включают системы:

- однофазного переменного тока постоянной частоты (400 Гц) повышенного напряжения (115 В);
- трехфазного переменного тока постоянной частоты (400 Гц) пониженного напряжения (36 В);
- трехфазного переменного тока постоянной частоты (400 Гц) повышенного напряжения (208 В);

- постоянного тока пониженного напряжения (27 В);

Практически используемая третичная СЭС включает системы:

- однофазного переменного тока постоянной частоты (400 Гц) повышенного напряжения (115 В);
- трехфазного переменного тока постоянной частоты (400 Гц) пониженного напряжения (36 В);

Третичная СЭС применялась на самолетах с первичной СЭС переменного тока плавающей частоты. На самолетах *Cy – 27*, *Tu – 204*, *Ил – 96*, *Ан – 70* вторичные СЭС переменного тока пониженного напряжения отсутствуют.

По составу источников СЭС подразделяются на простые и смешанные.

**Простые** СЭС выполняются только на один род тока. Такими системами являются, например, основные первичные СЭС с генераторами только постоянного тока или с генераторами только переменного тока. Аналогично этому простыми являются вторичные системы, выполненные только на переменном токе одного напряжения и частоты или выполненные только на постоянном токе одного напряжения.

**Смешанные** СЭС выполняются на два рода тока. Примером смешанных основных первичных СЭС являются системы с генераторами постоянного тока и генераторами переменного тока постоянной или переменной частоты. Смешанная первичная аварийная СЭС может быть образована аккумуляторной батареей, обеспечивающей электроснабжение постоянным током, и генератором переменного тока, приводимым во вращение выдвигаемой в воздушный поток турбиной.

При функционировании СЭС различают следующие режимы ее работы: нормальный, частичный, аварийный и ненормальный.

При **нормальном** режиме работы системы все ее элементы исправны, обеспечивается возможность электроснабжения всех бортовых приемников, и реализуются операции, необходимые для выполнения полета на всех его этапах.

**Частичным** режимом работы системы является такой режим ее работы в полете, при котором СЭС не в состоянии отдавать необходимую мощность,

вследствие чего происходит отключение части приемников, а питание остальных продолжается от исправных источников (основных и резервных) СЭС.

**Аварийный** режим работы СЭС обусловлен отказами, приводящими к отключению всех каналов и переходу к электроснабжению от аварийных источников только жизненно важных потребителей – приемников первой категории.

**Ненормальным** режимом работы системы является кратковременный режим ее работы, возникающий из-за внезапных отказов. Такой режим прекращается при отключении отказавших элементов аппаратами защиты. При этом восстанавливается нормальная или частичная работа системы [45].

## **1.2 Основные требования к системам электроснабжения летательных аппаратов**

Предъявляемые к СЭС ЛА технические требования можно разделить на две группы. К первой группе относятся требования, общие для всех систем авиационного оборудования – это минимальная масса, низкая стоимость и небольшие эксплуатационные расходы, высокая надежность и живучесть, максимальная стандартизация и унификация, безопасность обслуживания.

Ко второй группе относятся требования, определяющие особенности функционирования системы, ее структуру, параметры качества электроэнергии. Это следующие требования:

1. Качество и параметры электроэнергии СЭС должны отвечать требованиям соответствующих нормативных документов.
2. Каждая СЭС для увеличения надежности должна включать в свой состав не менее двух каналов. Только для небольших спортивных, санитарных и сельскохозяйственных ЛА допускается одноканальная СЭС с резервированием от ВСУ.
3. Все источники электрической энергии каналов первичной и вторичной СЭС должны быть однотипными. Исключение допускается лишь для ВСУ и аварийных источников. Первичные источники на многодвигательных самолетах должны устанавливаться на всех маршевых двигателях.

лях. Количество каналов генерирования должно быть равно или кратно количеству двигателей.

4. Мощность СЭС должна быть достаточной для обеспечений электроэнергией приемников при всех возможных сочетаниях их включения.
5. Типовые СЭС должны быть построены таким образом, чтобы любое единичное повреждение элементов каждого источника (включая группу регулирования и защиты) не приводило к отказу других элементов и не вызывало отказ неповрежденных цепей.
6. При отказе одного источника при двух и трех однотипных источниках, установленных на борту, и отказе двух источников при четырех и более источниках, размещаемых на борту, должно сохраняться или автоматически восстанавливаться питание всех потребителей первой и второй категорий.
7. При отказе всех генераторов, установленных на маршевых двигателях, должно быть обеспечено функционирование потребителей первой категории.
8. Если в режиме запуска ВСУ в полете качество электрической энергии выходит за пределы, установленными нормативными документами для аварийной работы, необходимо обеспечить электропитание системы запуска ВСУ и потребителей первой категории от отдельно работающих источников электроэнергии.
9. На борту ЛА должны быть предусмотрены средства, предотвращающие включение наземного источника с обратной полярностью или обратным чередованием фаз.
10. Потребители первой категории должны быть присоединены к аварийным шинам. К этим же шинам подключаются и аварийные источники электрической энергии.
11. Режимы работы, в которых приемники электроэнергии переходят на питание от аварийных источников, не должны возникать чаще, чем крайне невероятные события.

По степени вероятности события (ситуации) подразделяются на умеренно вероятные, крайне маловероятные, практически невероятные [45].

### **1.3 Типовые структуры систем электроснабжения летательных аппаратов**

Структуры первичной и вторичной СЭС зависят от рода тока, количества каналов в каждой из них, а также принятого способа резервирования. Структура вторичной СЭС не зависит от структуры первичной и совпадает с ней лишь по количеству каналов. При выборе рода тока в первичной СЭС следует учитывать все достоинства и недостатки систем постоянного и переменного тока.

**Достоинствами систем постоянного** тока являются:

- простой и экономичный непосредственный привод генераторов постоянного тока (коллекторных и бесколлекторных) от маршевых двигателей;
- использование генераторов постоянного тока в качестве стартеров для запуска маршевых двигателей и двигателей ВСУ;
- простая аварийная СЭС, где аккумуляторная батарея имеет те же параметры электроэнергии, что и основная СЭС;
- высокая эффективность электромеханизмов с двигателями постоянного тока благодаря более высокому пусковому моменту и возможность реализации простых и экономичных способов изменения частоты вращения;
- простота однопроводной сети;
- высокая безопасность обслуживания;
- простота реализации параллельной работы генераторов;
- простота аппаратуры регулирования, защиты и управления;

**Недостатками систем постоянного** тока являются:

- большая масса СЭС из-за наличия в ней низковольтной сети и электрических машин с массивным щеточно-коллекторным узлом;
- меньшая надёжность в высотных условиях коллекторных машин и коммутационной аппаратуры;

С внедрением СЭС постоянного тока повышенного напряжения (270 В) ряд недостатков таких систем устраняется.

**Системы электроснабжения переменного тока выгодно характеризуются** следующими качествами:

- меньшей массой системы из-за меньшей массы сети (повышенное напряжение), электрических машин (большие допустимые частоты вращения и отсутствие коллектора) и коммутационных аппаратов (меньший ток и более лёгкие условия гашения дуги);
- простотой преобразования переменного тока в постоянный и переменный ток другого уровня и напряжения;
- высокой надёжностью при работе в высотных условиях;
- отсутствием коррозии мест крепления проводников к корпусу;

**К недостаткам СЭС переменного тока** можно отнести следующее:

- трудность получения постоянной частоты – требуется или привод постоянной частоты вращения генератора, или статический преобразователь частоты для питания потребителей переменного тока постоянной частоты. И то, и другое сложно реализовать в производстве и при эксплуатации;
- более сложная организация параллельной работы (требуется регулирующая аппаратура повышенной точности и как следствие повышенной сложности);
- более сложные системы передачи и распределения электроэнергии, аппаратура регулирования, защиты и управления;
- при аварийной ситуации ВСУ не обладает способностью, свойственной аккумуляторной батарее, мгновенно обеспечивать электроснабжение и запускаться только на определенной высоте, а для осуществления процедуры пуска самолет должен снизиться до уровня высотности ВСУ;

Анализ применяемых структур основных систем электроснабжения современных ЛА позволяет сделать вывод о том, что их разновидности получены комбинированием следующих основных типов систем:

- постоянного тока напряжением 27 В;
- переменного однофазного тока (115 В) переменной частоты;

- переменного трехфазного тока (200/115 В) переменной частоты;
- переменного трехфазного тока (200/115 В) стабильной частоты 400 Гц;
- переменного трехфазного тока (36 В) стабильной частоты 400 Гц;

Структурные схемы СЭС первого типа показаны на Рисунках 1.1 и 1.2. Где АД – авиационный двигатель,  $\Gamma_{\pm}$  - генератор коллекторный, И – инвертор статический.

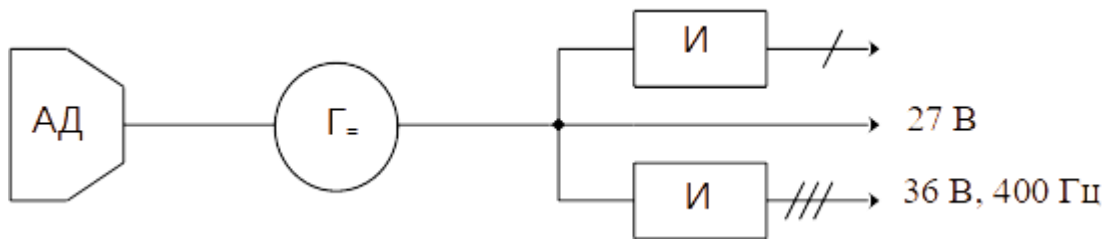


Рисунок 1.1 – Структурная схема СЭС постоянного тока с двумя вторичными подсистемами

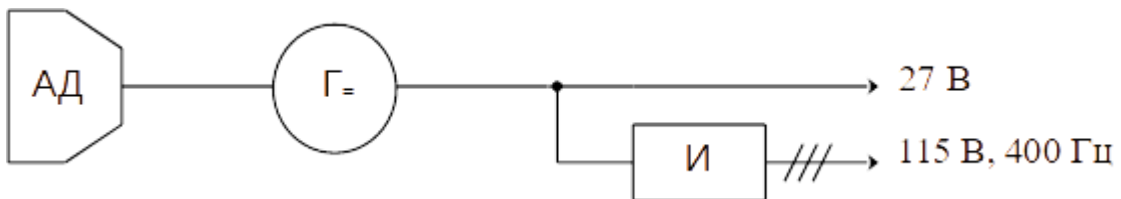


Рисунок 1.2 – Структурная схема СЭС постоянного тока с одной вторичной подсистемой

На Рисунке 1.1 показана СЭС постоянного тока с двумя вторичными подсистемами. В этой системе две вторичные СЭС – высокого однофазного и низкого трехфазного напряжения переменного тока формируются двумя электромашинными или статическими инверторами. Подобная СЭС широко применяется на легких самолетах и вертолетах, например, *Ан – 2*, *Як – 18*, *Ми – 2*, *Ка – 226*. На многодвигательных самолетах с подобными СЭС *Ту – 134*, *Як – 40* первичные источники – коллекторные генераторы работают параллельно. В системах электропитания нового поколения ЛА малой авиации и самолетах региональных авиа-



линий низковольтный канал переменного тока отсутствует, а питание высоковольтного канала обеспечивается статическим инвертором. Пример такой СЭС показан на Рисунке 1.2.

На некоторых типах самолетов с турбовинтовой ( $A_n - 22, A_n - 28$ ) или винтовентиляторной ( $A_n - 70$ ) силовой установкой, а также на вертолетах применяются СЭС переменного трехфазного тока плавающей частоты. Такой тип СЭС показан на Рисунках 1.3 и 1.4. Где АД – авиационный двигатель, И – инвертор статический, Г~ - генератор переменного тока, ПЧ – преобразователь частоты, ВУ - выпрямительное устройство.

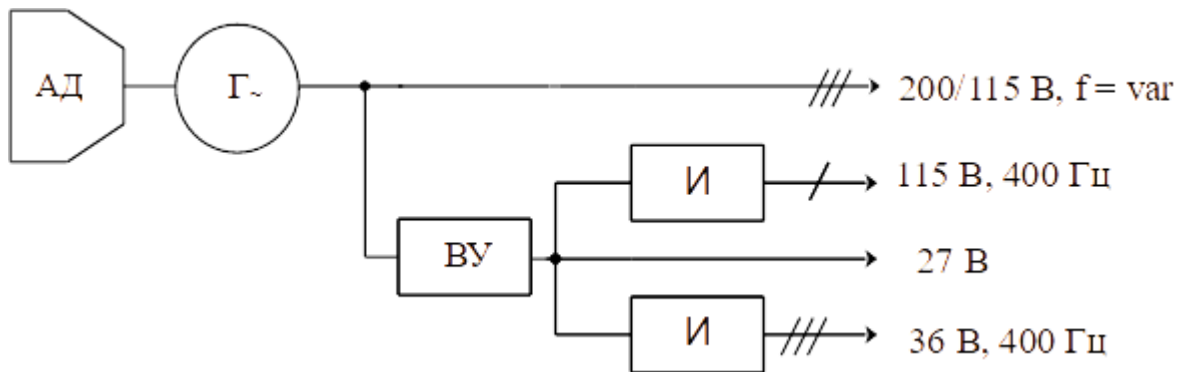


Рисунок 1.3 – Структурная схема СЭС переменного тока плавающей частоты с одной вторичной и двумя третичными подсистемами

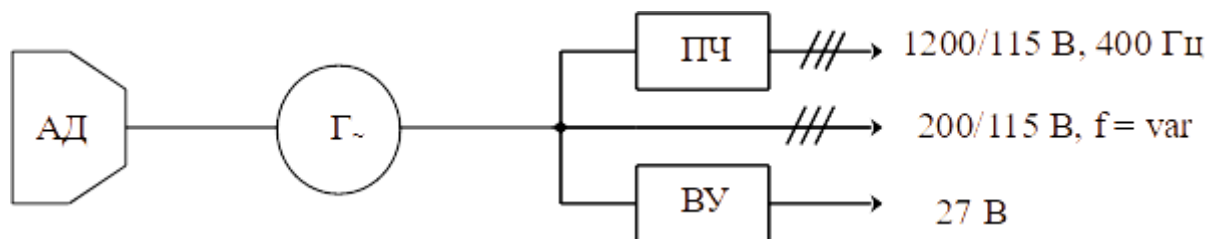


Рисунок 1.4 – Структурная схема СЭС переменного тока плавающей частоты с двумя вторичными подсистемами

В этом случае электроснабжение основной (по мощности) активной нагрузки (системы антиобледенения, кухонные приборы) обеспечивается генератором

переменного тока, связанным с раздаточной коробкой авиационного двигателя. В структурной схеме, изображенной на Рисунке 1.3 имеется одна вторичная и две третичные СЭС, образованные выпрямительными устройствами и двумя электромашинными инверторами.

Схема СЭС, показанная на Рисунке 1.4 применяется на самолетах с винтовентиляторными двигателями. В приведенной системе обе вторичные СЭС – с напряжением переменного тока стабильной частоты (400 Гц) и постоянного тока – формируются соответствующими статическими преобразователями.

В системах переменного тока плавающей частоты параллельная работа первичных источников не применяется.

На средних и тяжелых самолетах с длинной разветвленной сетью и относительно небольшим (по мощности) составом потребителей постоянного тока в качестве первичной СЭС наиболее рациональной является система электроснабжения переменного тока постоянной частоты. В отличие от ранее описанной системы, каналы генерирования этой СЭС могут работать отдельно или параллельно. Схема СЭС, изображенная на Рисунке 1.5 широко используется на средних и тяжелых самолетах, разработанных в 1970 – 1980-х гг. Источник электропитания первичной СЭС, Г – трехфазный генератор переменного тока серии ГТ соединен с валом авиационного двигателя АД через привод постоянной частоты вращения ППЧВ. Такая система, где генератор и привод – отдельные агрегаты, применяется на самолетах *Tu – 154*, *Ил – 62*, *Ил – 76*, *Ил – 85*. Система электроснабжения с подобной структурной схемой, но с интегральной привод – генераторной установкой ИПГ используется на самолетах *Ан – 72*, *Ан – 74*, *Як – 42*, *Ан – 124*. На самолетах следующего поколения *Ил – 96*, *Tu – 204*, *Tu – 214*, *Tu – 334*, *Бе – 200* и потребителях *Su – 27* применяется только одна вторичная система постоянного тока. Структурная схема такой СЭС показана на Рисунке 1.6.

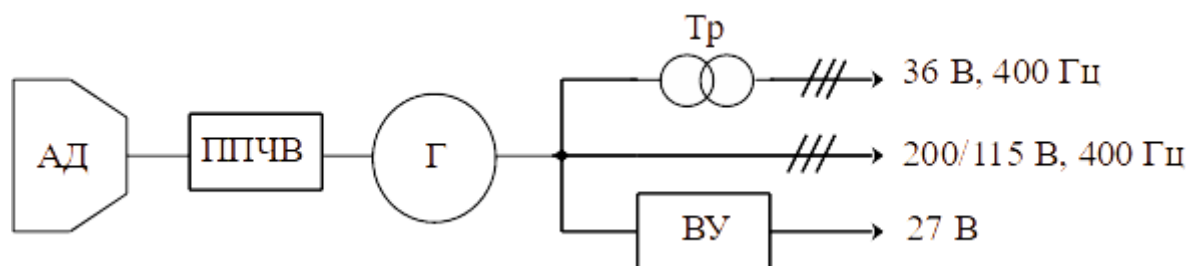


Рисунок 1.5 – Структурная схема СЭС переменного тока постоянной (400 Гц) частоты с двумя вторичными подсистемами

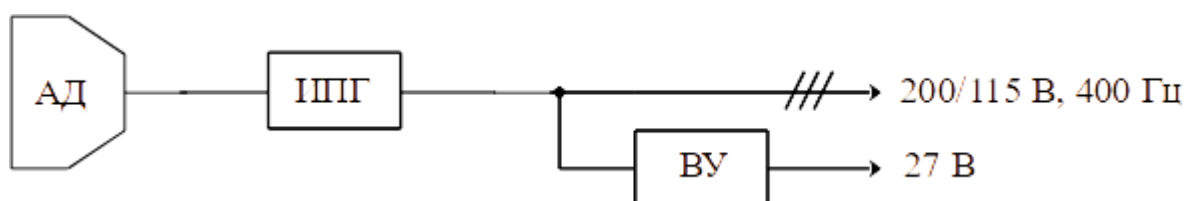


Рисунок 1.6 – Структурная схема СЭС переменного тока постоянной (400 Гц) частоты с одной вторичной подсистемой и интегральным приводом – генератором

Систему электроснабжения, структурная схема которой показана на Рисунке 1.7 принято называть системой «переменная скорость – постоянная частота» (ПСПЧ).

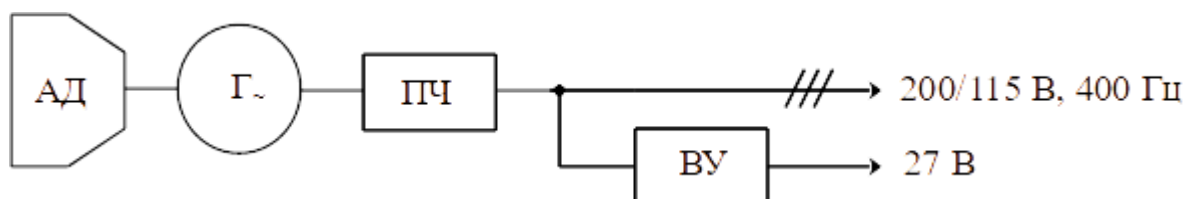


Рисунок 1.7 – Структурная схема СЭС переменного тока постоянной (400 Гц) частоты с одной вторичной подсистемой и преобразователем частоты

Ее характерной особенностью является непосредственный привод генератора – Г, от силовой установки с последующим преобразованием переменной частоты

ты в постоянную с помощью циклоконвертора или преобразователя частоты – ПЧ, с промежуточным звеном постоянного тока.

На вертолётках магистральные генераторы имеют постоянную частоту вращения благодаря специфическому функционированию силовой установки этих ЛА и организации узла отбора механической мощности. Вследствие этого в структурной схеме СЭС переменного тока большинства вертолётков привод постоянной частоты вращения не предусмотрен [45].

Как уже отмечалось, последние годы проявилась тенденция совмещения в одном агрегате каналов генерирования электрической энергии и систем электростартерного запуска первичного двигателя, что объясняется стремлением уменьшить массогабаритные параметры электротехнического оборудования. Реализация такой возможности очевидна, так как электрические машины обладают свойством обращения потока энергии. Системы, в которых сочетаются эти две функции, часто называют – стартер генераторными (СТГ) системами.

Данное техническое решение особенно актуально для вспомогательных силовых установок (ВСУ). В этом случае, как правило, от СТГ требуется обеспечить электростартерный запуск как от источников постоянного, так и переменного тока. При таком решении возможен запуск ВСУ как от аэродромного источника электропитания во время стоянки, так и от аккумуляторной батареи во время полёта.

Исследуемая в диссертации структура, как универсальный элемент при построении СЭС постоянного и переменного тока, позволяет выполнить данные требования.

Действительно, если на ВСУ ЛА есть канал генерирования постоянного тока, то применение исследуемой СЭС ПТ не требует никаких изменений, достаточно к её выходным зажимам подключить источник постоянного тока и перевести с помощью системы управления АВН в режим инвертора напряжения, а систему в режим электростартерного запуска.

При наличии в системе канала генерирования переменного тока, построенного по типу системы «ПСПЧ» со звеном постоянного тока с использованием

СЭС ПТ (Рисунок 1.8), режим электростартерного запуска от источника переменного тока, например, аэродромного источника электропитания, реализуется естественным образом. При этом при команде начала электростартерного запуска инвертор напряжения (ИН) СЭС переменного тока переводится в режим активного выпрямителя, а АВН СЭС ПТ в режим инвертора напряжения. Далее с использованием известных алгоритмов частотного запуска синхронных двигателей осуществляется режим раскрутки первичного двигателя.

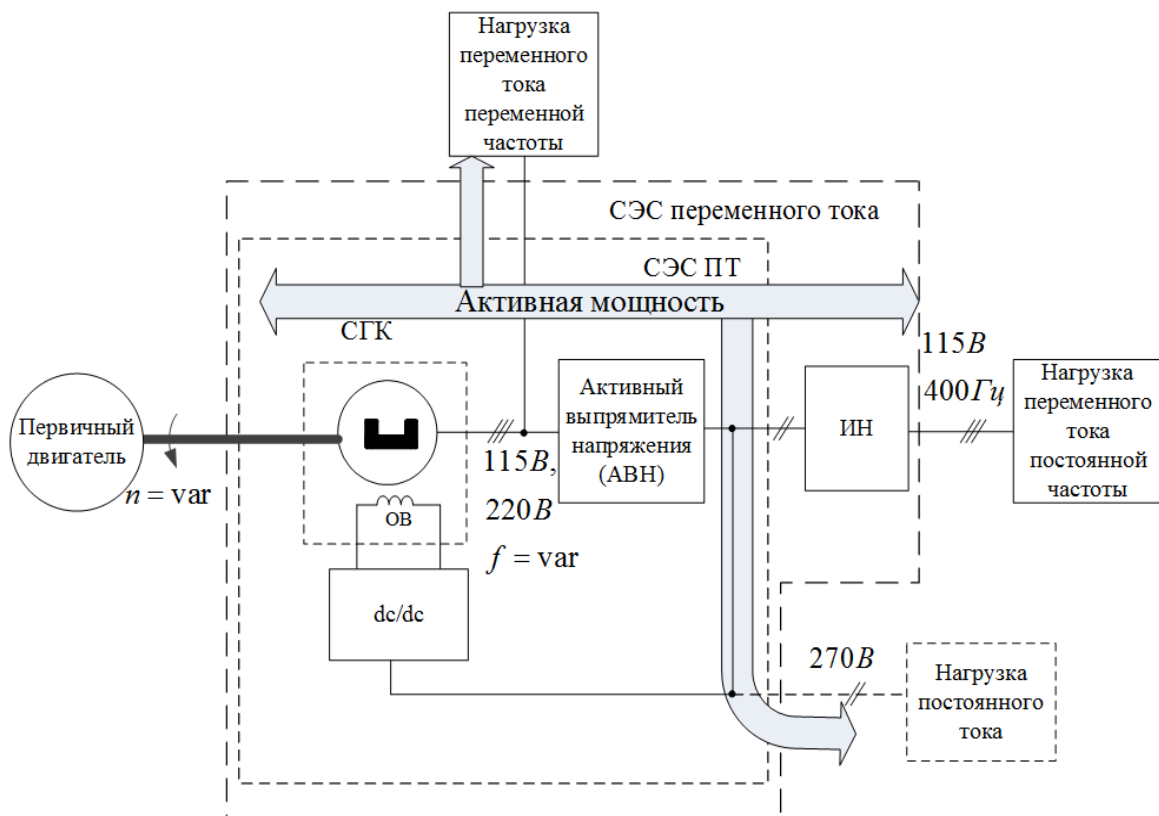


Рисунок 1.8 – Функциональная схема СЭС ПТ ЛА

В данной системе возможен режим электростартерного запуска от аккумуляторной батареи (АБ) или другого источника постоянного тока. Для этого такой источник необходимо подключить на выходные зажимы СЭС ПТ (Рисунок 1.8 штрих пунктирное изображение) и перевести АВН в режим инвертора напряжения, далее все процессы протекают аналогично выше описанным. Для согласования напряжения источника постоянного тока с уровнем необходимым для работы

СКГ в двигательном режиме может понадобиться повышающий dc/dc преобразователь. Если этот преобразователь спроектировать двунаправленным, то он может выполнять функцию выпрямительного устройства (ВУ), выполняя функцию заряда АБ, когда система работает в генераторном режиме.

Таким образом, во всех рассмотренных системах с электростартерным запуском исследуемая СЭС ПТ является обязательным элементом.

Режимы работы инвертора напряжения в составе СЭ для ЛА изучены достаточно подробно, особенно при работе в системе с синхронным генератором с возбуждением от постоянных магнитов [46]. В тоже время режимы работы СКГ с АВН при переменной частоте вращения вала генератора исследованы недостаточно, при этом практически все имеющиеся публикации по этой теме принадлежат авторскому коллективу с участием автора диссертации.

В составе систем электроснабжения для ЛА с переменной частотой вращения вала синхронный генератор с возбуждением от высококоэрцитивных магнитов (магнитоэлектрический генератор - МЭГ) имеет минимальные массогабаритные параметры, если не принимать во внимание элементы конструкции, отключающие генератор от первичного источника в аварийных режимах. При этом данный тип генератора в указанном применении должен работать совместно с полупроводниковыми преобразователями. Высокая величина генерируемого им напряжения при максимальной частоте вращения вала приводит к необходимости значительно увеличивать допустимые напряжения полупроводниковых элементов. Кроме этого, необходимость стабилизации напряжения на зажимах МЭГ или на выходе системы по определению приводит к потреблению от генератора на максимальной частоте вращения значительных по величине реактивных токов. Таким образом, происходит существенное увеличение установленной мощности, массы и габаритов полупроводниковых преобразователей. В целом такие системы имеют достаточно большую массу и габариты, при воздушном охлаждении и традиционных технологиях конструирование полупроводниковых преобразователей удельная масса таких систем составляет  $0.7 \div 1 \text{ кг/кВт}$ .

Синхронные генераторы с комбинированным возбуждением, представляющие собой конструктивное и электромагнитное объединение магнитоэлектрического генератора и, например, индукторного генераторного генератора, уступают по массе МЭГу примерно на 25%, но позволяют стабилизировать выходное напряжение при изменении частоты вращения вала и величины и характера нагрузки. В этом случае значительно уменьшается установленная мощность полупроводниковых преобразователей. Кроме этого, симбиоз СГК и инвертора напряжения с высокочастотной ШИМ позволяют обеспечить работу генератора с практически с синусоидальным током и коэффициентом мощности близким по величине к единице.

Аналізу таких систем на примере СЭС ПТ, состоящей из СГК и АВН, посвящена настоящая работа. В которой делаются попытки определить возможные способы выбора параметров генератора, разработать алгоритмы управления генератором и активным выпрямителем напряжения, обеспечивающие минимизацию перетоков неактивной мощности между СГК и АВН, тем самым уменьшающие массу и габариты системы.

## **ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1**

В проведённом анализе СЭС ЛА показана классификация существующих систем. Подробно рассмотрены режимы их работы.

Показаны основные требования, предъявляемые к системе электроснабжения ЛА.

Подробно рассмотрены структурные схемы основных существующих и перспективных СЭС ЛА.

Особое внимание уделено системам с переменной частотой вращения вала генераторы, позволяющие реализовать режим электростартерного запуска от источников постоянного и переменного тока.

Показано место и назначение исследуемой системы в классе СЭС для ЛА. Определены направления диссертационных исследований.

## ГЛАВА 2 ОСНОВНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

В этой главе диссертационной работы дано описание математических моделей СГК при работе на АВН, инвертора напряжения, работающего в режиме активного выпрямителя, аккумуляторной батареи (АБ).

Обобщённая структурная схема системы приведена на Рисунке 2.1. Здесь показано, что в подобной структуре возможен отбор мощности от СГК и на переменном токе. Как правило, в этом случае переменный ток используется для питания нагрузок не требовательных к качественным показателям электрической энергии, например, противообледенительные системы.

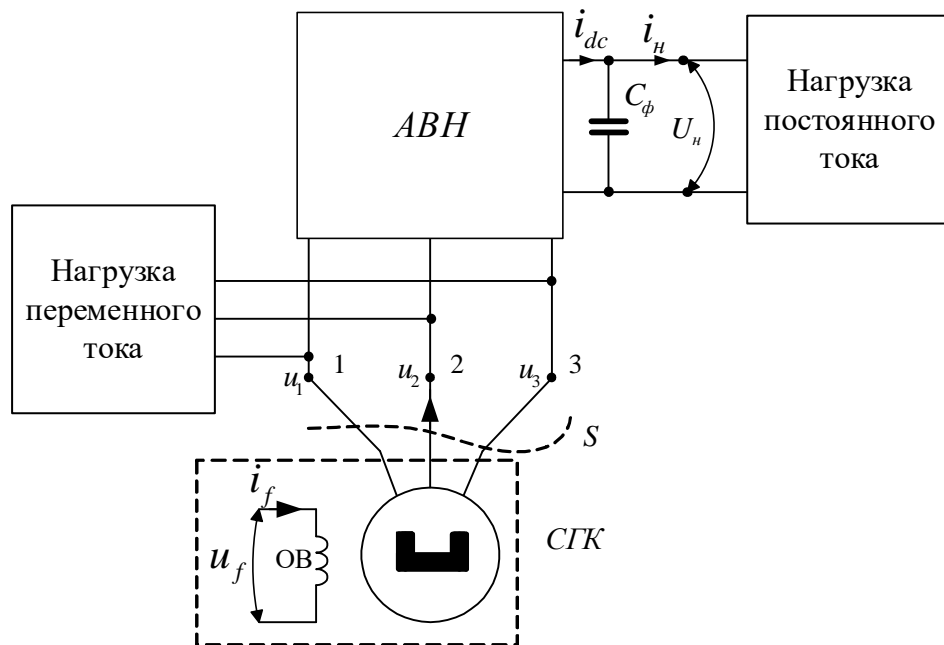


Рисунок 2.1 – Обобщённая структурная схема системы

В основу математического моделирования СЭС ПТ положен иерархический принцип. В понимании автора данный принцип относительно настоящего исследования заключается в следующем:

- разрабатываются математические модели всех элементов системы с двумя уровнями допущений;



- на первом уровне модели являются наиболее сложными, учитывают максимальное количество связей и подробно отражают физическую сущность элемента;
- второй уровень модели получается из первого путём введения ряда допущений, не нарушающих взаимодействие элементов в системе и достаточно адекватно отражающих физические процессы;
- процесс моделирования строится двухступенчатым;
- на первой ступени моделирования используются модели упрощённые (второго уровня), математическая модель системы позволяет произвести экспресс оценку параметров, получить аналитические соотношения в замкнутом виде, оценить тенденции изменения режимов и их параметров;
- на второй ступени моделирования используются более сложные модели (первого уровня), анализ системы производится с использованием модельного эксперимента;
- полученные в ходе моделирования результаты верифицируются с помощью физических экспериментов.

## **2.1 Математическая модель синхронного генератора с комбинированным возбуждением при работе на активный выпрямитель напряжения**

В данном разделе рассматривается математическая модель регулируемого СГК при работе на активный выпрямитель напряжения, т.е. анализируется канал генерирования постоянного тока. Структурная схема показана на Рисунке 2.2. При этом внимание уделяется как математической модели явнополюсного генератора, представленной во вращающейся синхронно с ротором системе координат, так и упрощённой математической модели, необходимой для экспресс оценки электромагнитных процессов в системе генерирования с различными законами управления генератором и полупроводниковым преобразователем [47].

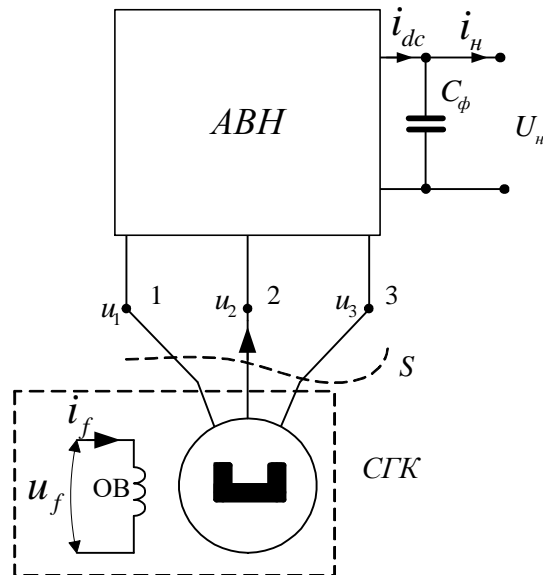


Рисунок 2.2 - Структурная схема системы с регулируемым СГК и АВН

### 2.1.1 Математическая модель регулируемого СГК во вращающейся системе координат

Математическая модель СГК носит относительно общий характер и не привязана к конкретной конструкции генератора, однако, в основу положена идея синхронного генератора с комбинированным возбуждением, изложенная в работе [48].

**Основные допущения.** Рабочая точка СГК находится на линейном участке кривой намагничивания обмотки возбуждения и не насыщается. Активный выпрямитель напряжения управляется с помощью высокочастотной ШИМ, при этом частота коммутации  $\omega_k$  значительно выше частот основных гармоник напряжений СГ ( $\omega$ ). Кратность частот ШИМ и напряжения СГ поддерживается постоянной, то есть  $\frac{\omega_k}{\omega} = a_R = const$ . (данное допущение не является обязательным и там, где это возможно оно снимается. Главным образом оно используется при анализе в предположении, что скорость изменения частоты  $\omega$  не велика.

Синхронный генератор не содержит успокоительных контуров и его магнитная система линейна. Модель составлена для режима генерирования

Будем считать, что емкость конденсатора  $C_\phi$  в звене постоянного тока велика, АВН совместно с регулированием тока возбуждения в установившемся режиме поддерживают  $U_n = const$ .

С учетом принятых допущений и используя результаты, полученные в работах [49, 50], математическую модель регулируемого синхронного генератора с комбинированным возбуждением во вращающейся системе «d-q» координат, при условии ориентации оси d по продольной оси синхронного генератора представим в следующем виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= -\mathbf{r}_\Sigma \mathbf{i} - \frac{d}{dt} \Psi - \omega \Psi, \\ \Psi &= L_\Sigma \mathbf{i} - \Psi_o - \Psi_f, \end{aligned} \quad (2.1)$$

где:  $\Psi = [\psi_d, \psi_q]^T$ ,  $\psi_d, \psi_q$  - потокосцепления генератора по продольной и поперечной осям,  $\mathbf{u} = [u_d, u_q]^T$ ,  $\mathbf{i} = [i_d, i_q]^T$  - векторы напряжений на входе активного выпрямителя и токов генератора;  $\Psi_o = [\psi_o, 0]^T$ ,  $\Psi_f = [\psi_f, 0]^T$ ,  $\Psi_o = const$  - потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами;  $\psi_f = w \cdot \phi_f$  - потокосцепление, создаваемое потоком обмотки возбуждения ( $\phi_f$ ) с обмоткой с числом витков  $w$ ,  $\mathbf{r}_\Sigma = diag\{r_s, r_s\}$ ,  $r_s$  - активные сопротивления фазных обмоток статора генератора;  $L_\Sigma = diag\{L_d, L_q\}$ ,  $L_d, L_q$  - индуктивности генератора по продольной и поперечной осям;  $\omega = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}$ ,  $\omega$  - круговая частота ЭДС СГ ( $\omega = \text{var}$ ). Выбрав в качестве переменных токи генератора (Рисунок 2.1), после несложных преобразований, получим из уравнения (2.1):

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= -\mathbf{r} \mathbf{i} - L \frac{d}{dt} \mathbf{i} - \omega L \mathbf{i} + \mathbf{e}, \\ u_f &= r_f i_f + L_f \frac{d}{dt} i_f, \\ \mathbf{e} &= [0 \quad E]^T, \end{aligned} \quad (2.2)$$

здесь  $E = E_{xx} = E_o + E_f = \omega(\Psi_o + \Psi_f)$ , - ЭДС холостого хода генератора.

Пренебрегая активными сопротивлениями соотношение (2.2) можно записать в скалярной форме:

$$\begin{aligned}
 u_d &= -i_d \cdot r_s - L_d \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q \approx -L_d \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q, \\
 u_q &= -i_q \cdot r_s - L_q \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + E_o + E_f \approx -L_q \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + E_o + E_f, \\
 u_f &\approx L_f \frac{d}{dt} i_f.
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

На входных зажимах  $AB$  активная ( $P$ ), реактивная ( $Q$ ) и полная ( $S$ ) мощности определяются с помощью следующих соотношений:

$$\begin{cases}
 P = \frac{3}{2}(\mathbf{u}, \mathbf{i}) = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q), \\
 Q = \frac{3}{2}[\mathbf{u}, \mathbf{i}] = \frac{3}{2}(u_d i_q - u_q i_d), \\
 S = [P^2 + Q^2]^{\frac{1}{2}}.
 \end{cases} \tag{2.4}$$

### 2.1.2 Упрощенная математическая модель СГК в «abc» осях

Данная модель используется для оценки алгоритмов управления и электромагнитных процессов в системе в установившихся режимах. Кроме ранее принятых допущений вводятся дополнительные допущения:

- продольная и поперечная индуктивности СГ примерно равны, то есть  $L_d \approx L_q = L$  (фактически рассматривается неявнополюсный генератор);
- ЭДС генератора изменяется по синусоидальному закону;
- активные потери в генераторе пренебрежимо малы;
- частота ШИМ в АВ существенно больше частоты напряжения генератора, токи и напряжения в цепи генератора анализируются по основным гармоникам, изменяющимся с частотой  $\omega$ .

Учитывая принятые допущения, а также принимая во внимание то, что активный выпрямитель является симметричной нагрузкой, процессы в СГ можно

рассматривать в одной из фаз генератора. При анализе используется символический метод расчета электрических цепей переменного тока.

Выходную цепь СГ можно представить в виде схемы замещения, показанной на Рисунке 2.3. Здесь:  $\dot{X}$  - комплексные величины, такие как ток  $\dot{I}$ , напряжение  $\dot{U}$  и ЭДС  $\dot{E}$ , при этом  $X = \|\dot{X}\|$  - действующее значение комплексной величины. Приняты следующие обозначения  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\|\dot{E}_{xx}\| = E_{xx} = E_{\Sigma} = \omega \cdot \Psi_{\Sigma} = \omega \cdot (\Psi_0 + \Psi_f)$  - ЭДС холостого хода генератора,  $\Psi_0 = const$  - потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами,  $\Psi_f$  - потокосцепление, создаваемое потоком обмотки возбуждения,  $\|\dot{I}\| = I$ ,  $L \approx \frac{L_d + L_q}{2}$  - ток и эквивалентная полная индуктивность генератора.

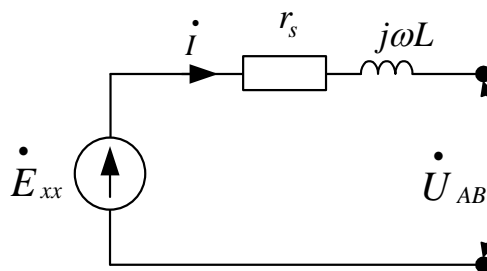


Рисунок 2.3 - Упрощенная эквивалентная схема выходной цепи синхронного генератора

Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора для первой гармоники токов и напряжений приведена на Рисунке 2.4. Здесь  $I_a$ ,  $I_p$  - активная и реактивная составляющие тока генератора.

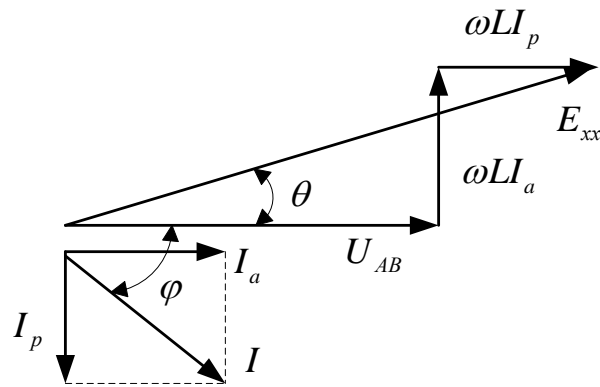


Рисунок 2.4 - Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора

Из векторной диаграммы при произвольном значении угла  $\varphi$  следует:

$$\begin{aligned} (E^2) &= (U + \omega L \cdot I_n)^2 + (\omega L \cdot I_n)^2 \\ \operatorname{tg} \theta &= \frac{\omega L \cdot I_n}{E_{xx}} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Активная составляющая тока генератора может быть определена из баланса активных мощностей. Принимая во внимание сделанные допущения, полагаем, что активная мощность, потребляемая от СГ ( $P$ ) равна мощности нагрузки ( $P_n$ ) можем записать:

$$P_n = P; P_n = U_n \cdot I_n; P = 3UI_n \quad (2.6)$$

Для реактивной ( $Q$ ) и полной мощности ( $S$ ) в сечении S можно записать:

$$Q = 3UI_n; S = 3UI \quad (2.7)$$

## 2.2 Математическая модель активного выпрямителя напряжения

### 2.2.1 Математическая модель АВН в ортогональной системе координат

При получении математической модели активного выпрямителя воспользуемся методикой, предложенной в работах [49, 51].

В качестве допущений примем, что транзисторы и диоды являются идеальными ключами. Математическое описание АВН получим с помощью переключающих функций [52].

На Рисунке 2.5 представлена схема ИН, на базе которого реализован АВН.

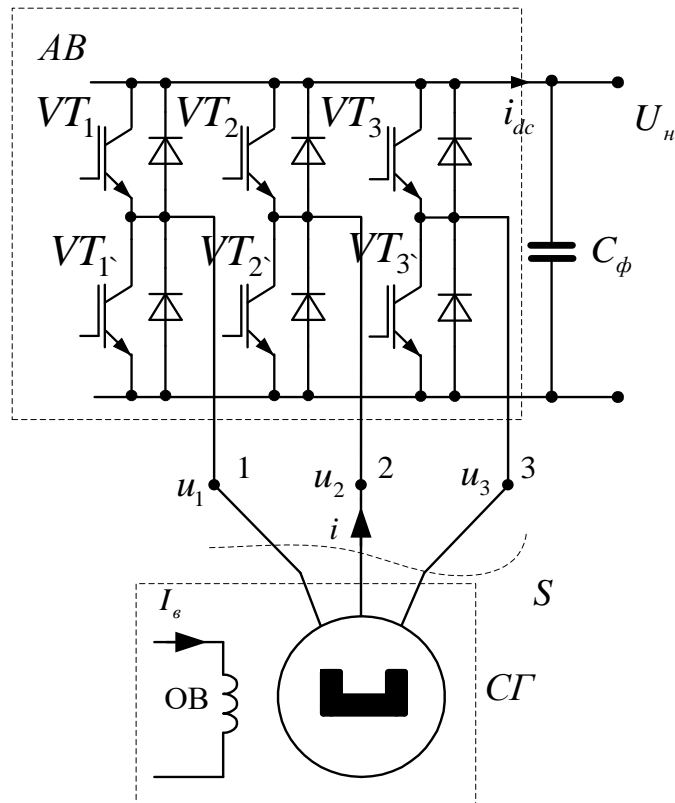


Рисунок 2.5 - Принципиальная схема системы с регулируемым синхронным генератором с комбинированным возбуждением и АВН

Фазные напряжения на зажимах АВН определяются с помощью соотношения [46, 53]:

$$u_m = \frac{U_{dc}}{3} \left( 2F_m - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^3 F_k \right); \quad (2.8)$$

$$m = 1, 2, 3,$$

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

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

Их также можно определить с помощью ряда Фурье:

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

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

$$F_{msj} = \frac{(-1)^j}{j\pi} [(-1)^j - \cos(j\pi \cdot M \sin \theta_m)]; \quad (2.9)$$

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

$$M = \begin{cases} \frac{u_c}{u_{op}} \rightarrow SPWM; \\ \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{u_c}{u_{op}} \rightarrow SVPWM; \end{cases} \quad (2.10)$$

$$M_{\max} = \begin{cases} 1 \rightarrow SPWM; \\ \frac{2}{\sqrt{3}} \rightarrow SVPWM; \end{cases}$$

$$\theta_m = \mathcal{G} - (m-1) \frac{2\pi}{3} + \varphi_c;$$

где:  $\mathcal{G} = \omega t$ ,  $a = \frac{\omega_k}{\omega}$ ,  $\omega_k$  - циклические частоты ШИМ АВН,  $M$ ,  $M_{\max}$  - глубина (индекс) модуляции и её максимальное значение,  $u_c$  - амплитудное значение сигнала управления,  $u_{op}$  - амплитудное значение опорного пилообразного напряжения,  $\varphi_c$  - фаза сигнала управления, определяется выбранным алгоритмом управления.

После ряда преобразований получим для SPWM:

$$u_m = \frac{U_H}{2} M \sin(\theta_m) + \frac{U_H}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \sin[ap\mathcal{G} + (3k+1)\theta_1]$$

$$u_m = \frac{U_H}{2} M \sin(\theta_m) + \frac{U_H}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \sin[ap\mathcal{G} + (3k+1)\theta_1] \quad (2.11)$$

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

Очевидно, выражение для основной гармоники будет иметь вид:



$$u_{m(1)} = \frac{U_n}{2} M \sin(\theta_m). \quad (2.12)$$

Введем по аналогии со скалярными методами понятие коэффициента усиления АВН только для амплитудных значений  $k_{ua} = \begin{cases} \frac{1}{2} \rightarrow SPWM; \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \rightarrow SVPWM; \end{cases}$

тогда для амплитудного значения основной гармоники напряжения АВН можем записать:

$$u_{m(1)AB} = k_{ua} U_n M \quad (2.13)$$

Для применения векторных алгоритмов аналитического описания электромагнитных процессов с учетом ШИМ и последующей разработке алгоритмов управления предварительно представим выходное напряжение АВН в « $\alpha$ - $\beta$ » 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 « $\alpha$ - $\beta$ » системе координат:

$$u_{\alpha\beta} = u_\alpha + i \cdot u_\beta = \frac{2}{3}(u_1 + a \cdot u_2 + a^2 \cdot u_3). \quad (2.14)$$

Используя соотношение (2.11), получим:

$$u_\alpha = \frac{U_n}{2} M \sin(\theta_1) + \frac{U_n}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \sin[ap\vartheta + (3k+1)\theta_1] \quad (2.15)$$

$$u_\beta = -\frac{U_n}{2} M \cos(\theta_1) - \frac{U_n}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cos[ap\vartheta + (3k+1)\theta_1] \quad (2.16)$$

Ток в звене постоянного тока ( $i_{dc}$ ) определим с помощью соотношения:

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

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

Среднее значение тока  $i_{dc}$ , при принятых допущениях равно  $I_n$ , определим исходя из условия равенства активных мощностей в цепях переменного и постоянного тока инвертора:

$$\begin{aligned} 3 \cdot \frac{U_n}{2\sqrt{2}} M \cdot \frac{I_{(1)}}{\sqrt{2}} \cos \varphi &= UI_n, \\ I_n &= \frac{3M}{2} \frac{I_{(1)}}{2} \cos \varphi, \end{aligned} \quad (2.17)$$

здесь  $\varphi$  - угол сдвига между основными гармониками фазного напряжения и тока инвертора,  $I_{(1)}$  - амплитудное значение входного тока АВН, равный току СГ,  $I_n$  - среднее значение тока в нагрузке.

Учитывая, что при точном моделировании системы модель СГК определена во вращающейся системе «d-q» координат, представляется желательным получить модель АВН в этой же системе координат.

Принимая во внимание соотношение (2.14), получим выражения для ортогональных составляющих изображающего вектора напряжения на входе АВН, т.е. для величин  $u_d$  и  $u_q$ :

$$u_{dq} = u_{\alpha\beta} \exp[-j \cdot \theta(\mathcal{G})] = u_d + j \cdot u_q; \quad (2.18)$$

где  $\theta(\mathcal{G}) = \omega t - \frac{\pi}{2}$ , в установившемся режиме привода первичного двигателя.

При анализе в «dq» координатах три входных сигнала управления активным выпрямителем удобно представить в виде двух ортогональных проекций на  $d$  и  $q$  оси, тогда:

$$M_d = M \sin \varphi_c; \quad M_q = M \cos \varphi_c, \quad M = \sqrt{M_d^2 + M_q^2},$$

где  $\varphi_c$  - угол между напряжением входным напряжением АВН и ЭДС холостого хода СГК.

После преобразований (2.16) получим выражение для напряжений активного выпрямителя в «dq» координатах:

$$u_d = u_{do} + \Delta u_d; \quad u_q = u_{qo} + \Delta u_q; \quad (2.19)$$

$$u_{do} = \frac{U_n}{2} M \sin(\varphi_c) = \frac{U_n}{2} M_d; \quad u_{qo} = \frac{U_n}{2} M \cos(\varphi_c) = \frac{U_n}{2} M_q; \quad (2.20)$$

$$\Delta u_d = \frac{U_n}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+k}}{p}; \quad (2.21)$$

$$J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cos[ap\vartheta + 3k\vartheta + (3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)];$$

$$\Delta u_q = \frac{U_n}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+k}}{p}; \quad (2.22)$$

$$J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cos[ap\vartheta + 3k\vartheta + (3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)];$$

здесь  $u_{do}$ ,  $u_{qo}$  - ортогональные составляющие в  $d$  и  $q$  координатах основной гармоники напряжений активного выпрямителя;  $\Delta u_d$ ,  $\Delta u_q$  - ортогональные составляющие в  $d$  и  $q$  координатах высокочастотных гармоник напряжений активного выпрямителя.

В установившемся режиме работы, для конкретного значения частоты напряжения генератора ( $\omega$ ) с помощью соотношений (2.3) и (2.17÷2.20) можно определить аналитическое выражение для ортогональных составляющих изображающего вектора токов генератора. Для этого в соотношениях (2.19) (2.20) выделим синусные и косинусные составляющие ( $U_{ds pk}$ ,  $U_{dc pk}$ ,  $U_{qs pk}$ ,  $U_{qc pk}$ ) гармоник с частотами  $\nu_{pk} = a_R p \omega + 3k \omega$ :

$$\begin{aligned}
U_{ds\,pk} &= -\frac{U_i}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \sin\left[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)\right]; \\
U_{dc\,pk} &= \frac{U_i}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cos\left[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)\right];
\end{aligned} \tag{2.23}$$

$$\begin{aligned}
U_{qs\,pk} &= \frac{U_i}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \cos\left[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)\right]; \\
U_{qc\,pk} &= \frac{U_i}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} \cdot J_{3k+1}(p\pi \cdot M) \sin\left[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)\right].
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Уравнение для тока генератора можно представить в виде суммы составляющих от основных ( $i_{do}$ ,  $i_{qo}$ ) и высокочастотных ( $\Delta i_d$ ,  $\Delta i_q$ ) гармоник:

$$i_d = i_{do} + \Delta i_d; \quad i_q = i_{qo} + \Delta i_q.$$

Тогда с помощью уравнений (2.14) и (2.17), получим:

$$\begin{aligned}
i_{qo} &\approx \frac{u_{d0}}{\omega L_q}, \\
i_{do} &\approx \frac{E_{xx} - u_{q0}}{\omega L_d}.
\end{aligned} \tag{2.25}$$

$$\begin{aligned}
\Delta i_d(\vartheta) &= \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ I_{ds\,pk} \sin(ap + 3k)\vartheta + I_{dc\,pk} \cos(ap + 3k)\vartheta \right]; \\
\Delta i_q(\vartheta) &= \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ I_{qs\,pk} \sin(ap + 3k)\vartheta + I_{qc\,pk} \cos(ap + 3k)\vartheta \right];
\end{aligned} \tag{2.26}$$

где:

$$\begin{aligned}
I_{ds\,pk} &= \frac{1}{[(ap + 3k)^2 - 1] \cdot \omega L_d} \cdot \left[ U_{qs\,pk} - U_{dc\,pk} (ap + 3k) \right]; \\
I_{dc\,pk} &= \frac{1}{[(ap + 3k)^2 - 1] \cdot \omega L_d} \cdot \left[ U_{qc\,pk} - U_{ds\,pk} (ap + 3k) \right];
\end{aligned} \tag{2.27}$$

$$\begin{aligned}
I_{qs\,pk} &= \frac{-1}{[(ap + 3k)^2 - 1] \cdot \omega L_q} \cdot \left[ U_{ds\,pk} + U_{qc\,pk} (ap + 3k) \right]; \\
I_{qc\,pk} &= \frac{-1}{[(ap + 3k)^2 - 1] \cdot \omega L_q} \cdot \left[ U_{dc\,pk} + U_{qs\,pk} (ap + 3k) \right].
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Полученные соотношения позволяют определить следующие энергетические параметры. Соответственно мощности для основных гармоник на входных зажимах АВН (сечение  $S$  на Рисунке 2.2) определим с помощью выражений вида:

$$\begin{cases} P_o = E_{xx} i_{qo}, \\ Q_o = u_{do} i_{qo} - u_{qo} i_{do}; \\ S_o = [(P_o)^2 + (Q_o)^2]^{\frac{1}{2}}. \end{cases} \quad (2.29)$$

С учётом высших гармоник значение активной мощности не изменится при принятых допущениях (ЭДС СГК имеет синусоидальную форму), а для расчёта неактивной и полной мощности следует применять следующие соотношения:

$$\begin{cases} P = P_o, \\ S = U_\delta I_\delta, \\ Q = \sqrt{(S^2) - (P^2)}. \end{cases} \quad (2.30)$$

Здесь  $U_\delta, I_\delta$  - действующее значение входного напряжения и тока АВН.

Коэффициент мощности в сечении  $S$  определим с помощью соотношений:

$$\chi = \frac{P}{S} = v_i v_u \cos \varphi, \quad (2.31)$$

где:

$$v_i = \frac{I_{0\delta}}{I_\delta}, \quad v_u = \frac{U_{0\delta}}{U_\delta},$$

$v_i, v_u, \varphi$  - коэффициенты искажения тока и напряжения, а также угол сдвига между основными гармониками тока и напряжения,  $I_{0\delta}, I_\delta, U_{0\delta}, U_\delta$  - действующие значения основных гармоник и полных значений тока и напряжений в сечении  $S$ .

На Рисунке 2.6 представлена векторная диаграмма ортогональных составляющих изображающих векторов тока и напряжения по основной гармонике во входной цепи АВН. Данная диаграмма наглядно отражает фазовое соотношение между основными электрическими величинами.

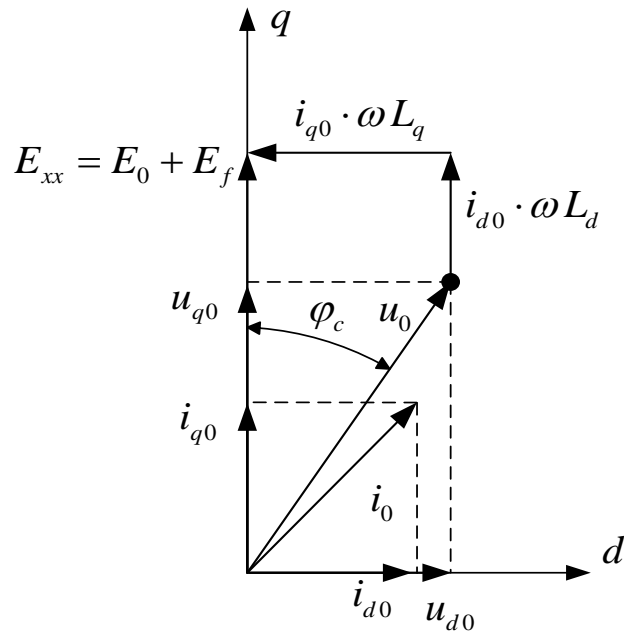


Рисунок 2.6 – Векторная диаграмма ортогональных составляющих изображающих векторов тока и напряжения по основной гармонике во входной цепи АВН

### 2.2.2 Упрощенная математическая модель активного выпрямителя в «abc» осях

Как и упрощенная модель СГ данная модель используется для оценки алгоритмов управления и электромагнитных процессов в системе в установившихся режимах. Учитывая, что напряжения СГ представляют собой симметричную систему, в данной модели представлена лишь одна фаза. Кроме ранее принятых допущений вводятся дополнительные допущения:

- активные потери в цепи равны нулю;
- входная цепь АВН представляется в виде зависимого источника синусоидального напряжения с частотой  $\omega$ , действующее значение этого напряжения определяется следующим соотношением:

$$U_{AB} = k_u \cdot M \cdot U_n,$$

где  $M$  – глубина модуляции АВН,  $k_u = \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{2}} \rightarrow SPWM; \\ \frac{1}{\sqrt{6}} \rightarrow SVPWM; \end{cases}$  коэффициент, зави-

сящий от типа ШИМ,  $U_n$  – напряжение на выходе АВН.

При использовании упрощенной модели СГ и АВН получим следующую модель входной цепи АВН, Рисунок 2.7.

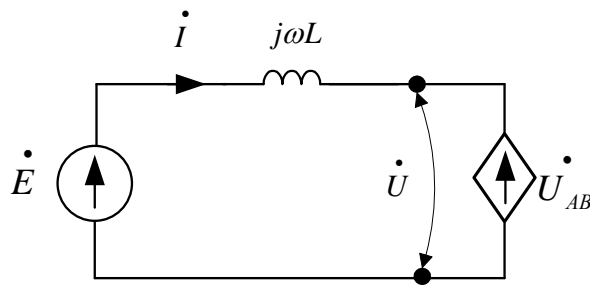


Рисунок 2.7 - Упрощенная модель входной цепи АВ

### 2.3 Математическая модель dc/dc преобразователя

Как будет показано далее, dc/dc преобразователь должен обеспечивать изменение направления тока в обмотке возбуждения. Поэтому для общности результатов за базовую схему принята схема мостового dc/dc преобразователя.

Для данной схемы алгоритм формирования выходного напряжения с помощью ШИМ определим с помощью Рисунка 2.8. Где  $u_{\text{exdc/dc}}$  - входное напряжение dc/dc преобразователя,  $\omega_k$  - циклическая частота ШИМ,  $u_{\text{on}}(\mathcal{G}), U_{\text{on}}$  - мгновенное и амплитудное значения опорного пилообразного напряжения,  $u_{\text{ydc}}$  - сигнал управления,  $M_{\text{dc}}$  - глубина модуляции импульсов управления ( $1 \geq M_{\text{dc}} \geq -1$ ),  $u_f(\mathcal{G})$  - мгновенное значение выходного напряжения,  $\tau_u = \omega_k t_u$  - длительность положительного импульса выходного напряжения.

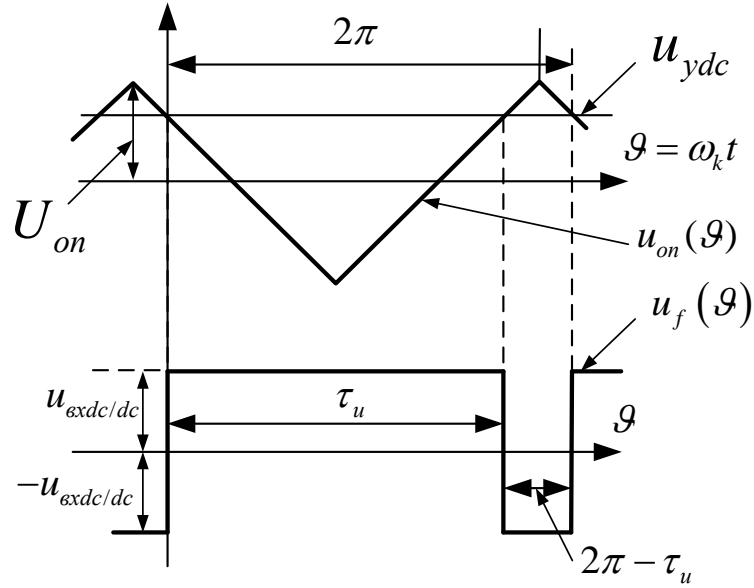


Рисунок 2.8 - Алгоритм формирования выходного напряжения dc/dc преобразователя с помощью ШИМ

Учитывая, что рассмотрению подлежат установившиеся процессы, получим следующее выражение в виде ряда Фурье для выходного напряжения dc/dc преобразователя:

$$u_f(\vartheta) = u_{\text{exdc/dc}} \cdot M_{dc} + \frac{4u_{\text{exdc/dc}}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sqrt{1 - (-1)^k \cos(k\pi M_{dc})} \cdot \sin(k\vartheta + \phi_k),$$

$$\text{arctg}(\phi_k) = \frac{(-1)^k \sin(k\pi M_{dc})}{1 - (-1)^k \cos(k\pi M_{dc})},$$

$$u_f(\vartheta) = u_{\text{exdc/dc}} \cdot M_{dc} + \Delta u_{dc}(M_{dc}), \quad (2.32)$$

$$M_{dc} = \frac{u_{ydc}}{U_{on}},$$

$$\vartheta = \omega_k t.$$

$$U_f = u_{\text{exdc/dc}} \cdot M_{dc},$$

$$\Delta u_{dc/dc}(M_{dc}) = \frac{4u_{\text{exdc/dc}}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sqrt{1 - (-1)^k \cos(k\pi M_{dc})} \cdot \sin(k\vartheta + \phi_k) \quad (2.33)$$

В соотношениях (2.32) и (2.33)  $U_f$ ,  $\Delta u_{dc/dc}(M_{dc})$  - среднее значение и переменная составляющая выходного напряжения dc/dc преобразователя.



С учётом соотношений (2.32) и (2.33) получим структурную схему dc/dc преобразователя, которая приведена на Рисунке 2.9. Здесь  $СУ_{dc/dc}$  – система управления преобразователем, формирует сигнал управления  $u_{ydc}$ .

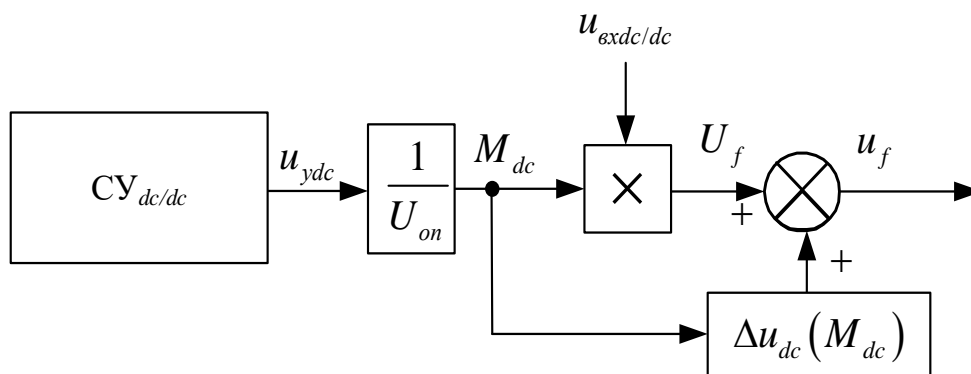


Рисунок 2.9 – Структурная схема dc/dc преобразователя

Учитывая, что обмотка возбуждения СГК имеет большую постоянную времени, переменную составляющую  $\Delta u_{dc/dc}(M_{dc})$  можно не учитывать, тогда получим упрощённую модель dc/dc преобразователя.

## 2.4 Математические модели нагрузок

### 2.4.1 Математическая модель нагрузки переменного тока

В работе, для проведения имитационного моделирования используется модель СГ с комбинированным возбуждением в относительных единицах, в «dq» осях. Выходными сигналами модели являются напряжения статора СГ по продольной оси  $u_d$ , и по поперечной оси  $u_q$ .

Уравнения для цепи нагрузки в этом случае наиболее удобно представить в виде:

$$\begin{cases} I_d = \frac{\cos \varphi}{|Z_H|} U_d + \frac{\sin \varphi}{|Z_H|} U_q; \\ I_q = -\frac{\sin \varphi}{|Z_H|} U_d + \frac{\cos \varphi}{|Z_H|} U_q; \end{cases} \quad (2.34)$$

Где комплексное сопротивление нагрузки  $Z_n = \sqrt{R_n^2 + X_n^2}$ ,  $\varphi$  - угол сдвига между основными гармониками фазного напряжения и тока СГ. В относительных единицах уравнение (2.34) имеет вид:

$$\begin{cases} i_d = \frac{\cos \varphi}{|z_n|} u_d + \frac{\sin \varphi}{|z_n|} u_q; \\ i_q = -\frac{\sin \varphi}{|z_n|} u_d + \frac{\cos \varphi}{|z_n|} u_q; \end{cases} \quad (2.35)$$

При этом,  $z_n = \frac{Z_n}{Z_0}$  где  $Z_0$  – базовое сопротивление нагрузки [54].

При экспериментальных исследованиях система СЭС ПТ была встроена в состав системы трёхфазного переменного тока. Поэтому далее уделяется внимание модели нагрузки для такой системы.

Обобщённые принципиальные схемы моделей двух вариантов трехфазных нагрузок представлены на Рисунке 2.10. Характер соединения элементов  $RL$  в модели нагрузки будет определяться областью применения систем. Нагрузки могут быть, как симметричными ( $R_{n1} = R_{n2} = R_{n3}, L_{n1} = L_{n2} = L_{n3}$ ), так и не симметричными ( $R_{n1} \neq R_{n2} \neq R_{n3}, L_{n1} \neq L_{n2} \neq L_{n3}$ ), а также могут иметь и не иметь вывод нулевого провода ( $N$ ).

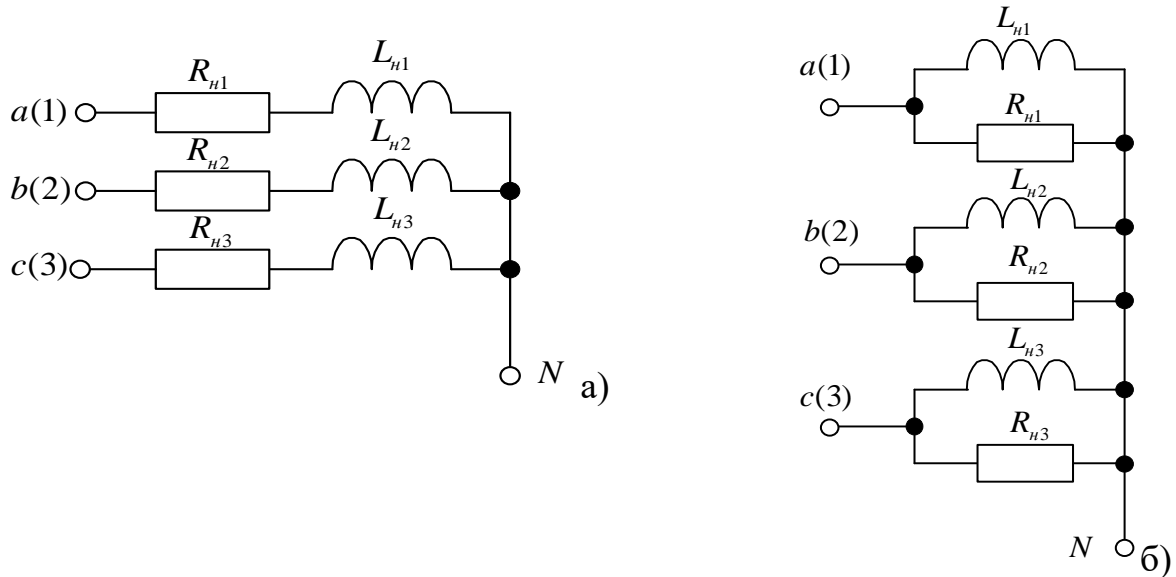


Рисунок 2.10 - Принципиальная схема моделей нагрузки переменного тока, а – с последовательным включением элементов  $RL$ , б – с параллельным включением  $RL$

Для симметричных нагрузок, при приложении к ним симметричного трехфазного синусоидального напряжения с действующим значением  $U$  и частотой  $\omega$  будут иметь место следующие векторные диаграммы и соотношения [55].

Для нагрузки, изображенной на Рисунке 2.10(а) будем иметь следующую векторную диаграмму для фазных токов и напряжений.

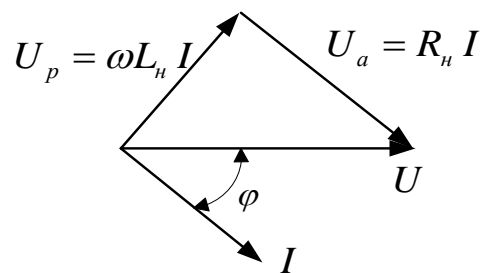


Рисунок 2.11 - Векторная диаграмма для нагрузки с Рисунка 2.10 (а)

На Рисунке 2.11  $U_a, U_p$  - соответственно активная и реактивная составляющая напряжений. Как следует из Рисунка 2.11 действующее значение фазного то-

ка и угол сдвига между напряжением и током определяются с помощью соотношений:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R_n)^2 + (\omega L_n)^2}}, \varphi = \arctg \frac{\omega L_n}{R_n}; \quad (2.36)$$

Составляющие мощности (активная -  $P_n$ , реактивная -  $Q_n$  и полная -  $S$ ) на зажимах электрической цепи определяются следующими соотношениями:

$$P_n = \frac{U^2 R_n}{\sqrt{(R_n)^2 + (\omega L_n)^2}}, Q_n = \frac{U^2 \omega L_n}{\sqrt{(R_n)^2 + (\omega L_n)^2}}, S_n = \frac{U^2}{\sqrt{(R_n)^2 + (\omega L_n)^2}} \quad (2.37)$$

Соответственно для нагрузки, изображенной на Рисунке 2.10 (а) будем иметь следующую векторную диаграмму для фазных токов и напряжений.

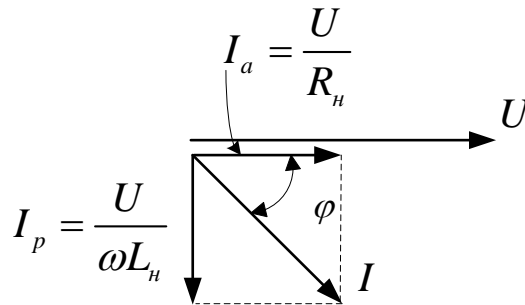


Рисунок 2.12 Векторная диаграмма для нагрузки с Рисунка 2.10 (б)

На Рисунке 2.12  $I_a, I_p$  - соответственно активная и реактивная составляющая тока. Как следует из Рисунка 2.12 действующее значение фазного тока и угол сдвига между напряжением и током определяются с помощью соотношений:

$$I = U \frac{\sqrt{(R_n)^2 + (\omega L_n)^2}}{R_n \omega L_n}, \varphi = \arctg \frac{R_n}{\omega L_n}; \quad (2.38)$$

Составляющие мощности (активная -  $P_n$ , реактивная -  $Q_n$  и полная -  $S$ ) на зажимах электрической цепи определяются следующими соотношениями:

$$P_n = \frac{U^2}{R_n}, Q_n = \frac{U^2}{\omega L_n}, S_n = U^2 \frac{\sqrt{(R_n)^2 + (\omega L_n)^2}}{R_n \omega L_n}; \quad (2.39)$$

### 2.4.2 Математическая модель нагрузки постоянного тока

В системах постоянного тока весьма часто параллельно нагрузке в качестве резервного источника напряжения включается аккумуляторная батарея (АБ), поэтому в состав обобщенной модели нагрузки постоянного тока включена АБ, представленная на Рисунке 2.13.

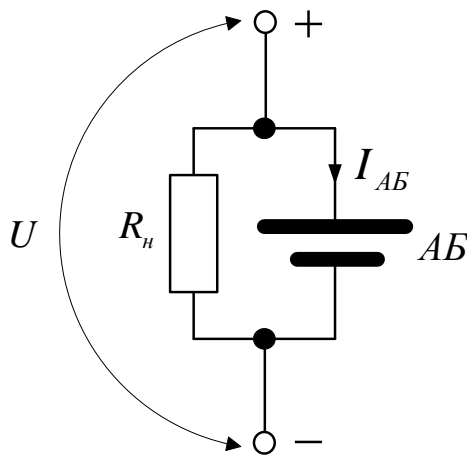


Рисунок 2.13 - Обобщенная модель нагрузки постоянного тока

Математическая модель АБ для дальнейшего анализа и модельного эксперимента реализует с определенной степенью точности зарядно-разрядную характеристику аккумуляторной батареи с помощью следующих уравнений:

$$q = -\int_0^t I_{AB} + q(0);$$

$$U_{in} = U_{min} + (U_{max} - U_{min}) \cdot \frac{q}{q_{max}}; \quad (2.40)$$

$$U = U_{in} - (r_{AB} \cdot I_{AB});$$

где:  $q$  - текущая емкость АБ;  $q(0)$  - начальная емкость аккумуляторной батареи;  $q_{max}$  - максимальная емкость АБ;  $U_{in}$  - внутреннее напряжение АБ;  $U_{max}$  -

максимальное напряжение АБ;  $U_{\min}$  - минимальное напряжение АБ;  $r_{AB}$  и  $I_{AB}$  сопротивление и ток АБ [56, 57].

### 2.5 Полная математическая модель системы

С учётом математических моделей элементов системы получим структурную схему полной математической модели системы СЭС ПТ во вращающейся системе координат без учёта модели нагрузки. Данная структура приведена на рисунке 2.14. Здесь  $СУ_{авн}$  система управления АВН.

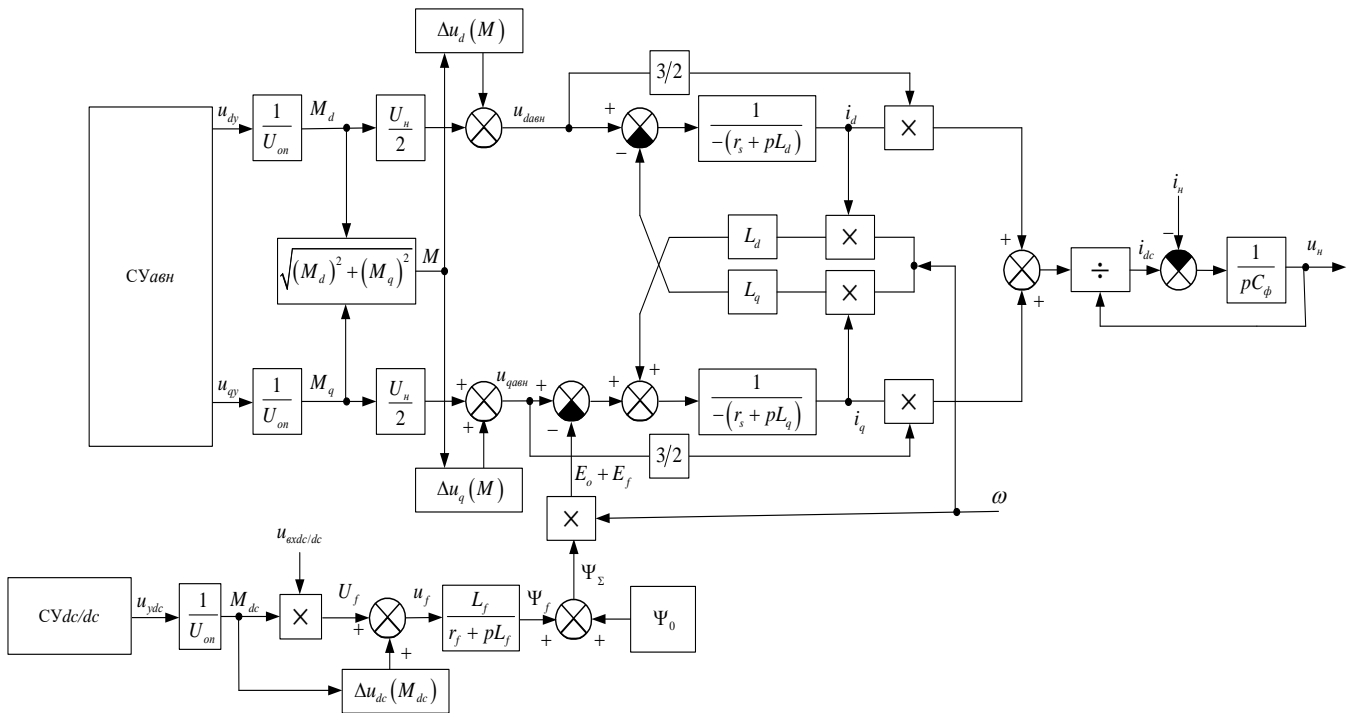


Рисунок 2.14 – Структурная схема полной модели СЭС ПТ с учётом переменных составляющих в токах СГК

Если пренебречь пульсациями токов, порождёнными импульсным характером работы преобразователей, получим упрощённую математическую модель СЭС ПТ (Рисунок 2.15).

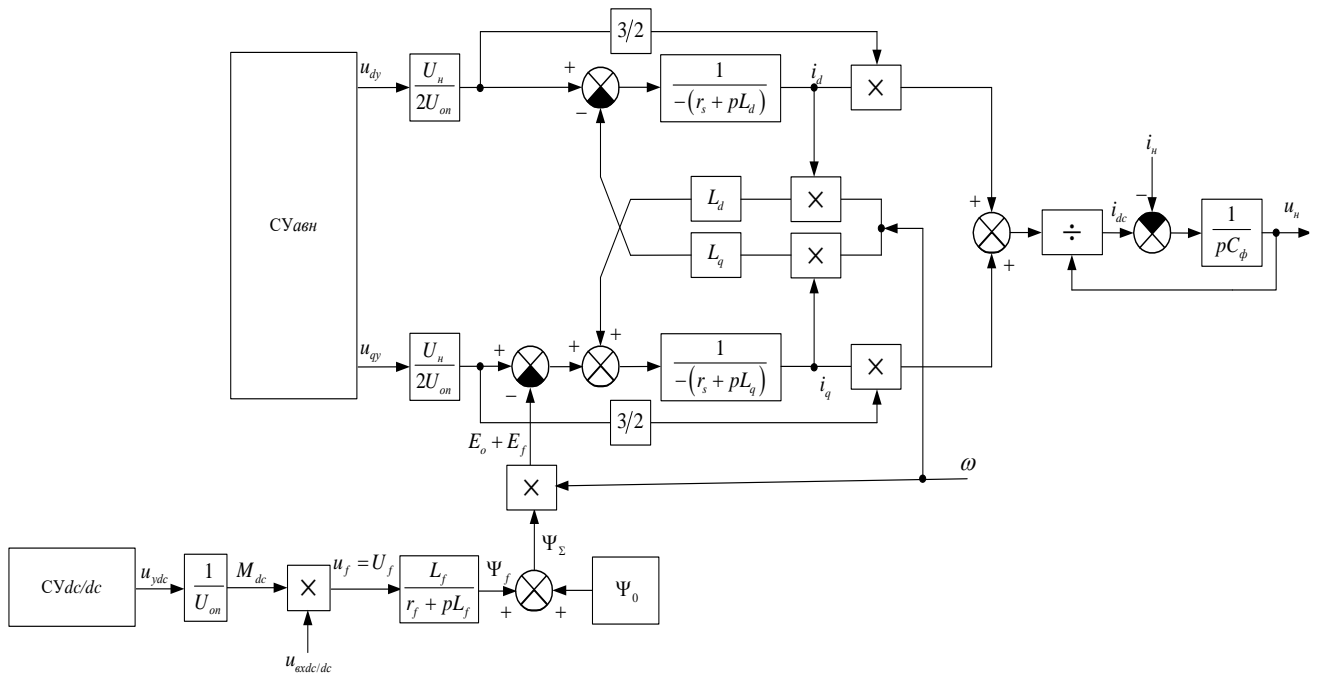


Рисунок 2.15 – Структурная схема упрощенной модели СЭС ПТ по основным гармоникам токов СГК

## ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

Рассмотрена математическая модель СГК во вращающейся системе координат при его работе на активный выпрямитель напряжения. Получены основные соотношения для мощностей, напряжений и токов генератора.

Проанализирована математическая модель активного выпрямителя напряжения при работе от СГК.

Для анализа работы СЭС ПТ в установившемся режиме предложены упрощенные математические модели СГК и активного выпрямителя напряжения.

Для проведения имитационного моделирования работы СЭС ПТ описаны основные типы нагрузок, возможные в системе.

## **ГЛАВА 3 АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМОЙ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ**

Основные положения данной главы диссертационной работы заключаются в следующем.

1. Предлагаются три варианта выбора параметров системы при её проектировании.
2. С целью сравнения предложенных вариантов по основным энергетическим параметрам и характеристикам рассматриваются два алгоритма параметрического управления СГК и АВН.
3. Для предложенных алгоритмов управления для трех вариантов выбора параметров проводится анализ электромагнитных процессов в системе СЭС ПТ.
4. Определяется оптимальный вариант выбора параметров системы с точки зрения обеспечения минимального перетока реактивной мощности и относительного минимума массы системы.

Рассмотрено параметрическое управление током возбуждения СГК в функции стабилизации напряжения генератора при изменяющейся частоте вращения его вала. Предложены способы выбора параметров электромагнитной системы СГК.

Рассмотрено управление АВН в функции стабилизации выходного напряжения постоянного тока.

### **3.1 Принцип действия системы электроснабжения постоянного тока, режимы ее работы**

Как отмечалось, важнейшими требованиями, предъявляемыми к авиационным генераторам, являются высокая надёжность и регулируемость [35]. Что бы обеспечить эти требования в системе электропитания постоянного тока летательного аппарата, возможно, использовать для электромеханического преобразования бесконтактный синхронный генератор с комбинированным возбуждением и



активный выпрямитель напряжения. Таким образом, обеспечиваются высокая надёжность системы электроснабжения в целом, так как полностью отсутствует контактная передача электрической мощности и регулируемость, с помощью изменения тока возбуждения генератора. Вместе с тем, появляется дополнительная возможность стабилизации постоянного напряжения нагрузки, управляя АВН. В сравнении с управлением током возбуждения СГК, управление АВН является более быстродействующим. Кроме этого, такой вариант построения системы позволяет реализовать режим электростартерного запуска первичного двигателя.

Функциональная схема такой системы для генераторного режима приведена на Рисунке 3.1, здесь: *СГК* – синхронный генератор с комбинированным возбуждением, где ОВ его обмотка возбуждения СГК; ток возбуждения  $i_f$  СГК формируется с помощью dc/dc преобразователя, состоящего из силовой схемы (*ССdc/dc*) и системы управления (*СУdc/dc*); *АВН* - активный выпрямитель напряжения на базе инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией, состоящий из силовой схемы (*ССавн*) и системы управления (*СУавн*);  $C_\phi$  – конденсатор выходного фильтра и нагрузка,  $u_1, u_2, u_3, i_1, i_2, i_3$  – фазные напряжения и токи СГК,  $\omega$  - циклическая частота напряжения СГ,  $u_n, i_n$  – напряжение и ток нагрузки.

К достоинствам такой системы можно отнести следующее:

- форма тока генератора близка к синусоидальной;
- роль продольного элемента силового фильтра выполняют реактансы генератора;
- схема обладает возможностью повышения напряжения по сравнению с обычным выпрямителем;
- благодаря возможности изменения направления потока мощности, в системе возможен режим электростартерного запуска маршевого двигателя ЛА;
- при наличии высокочастотной ШИМ значительно уменьшается величина конденсатора выходного фильтра  $C_\phi$ ;

- наличие возможности регулировать напряжение генератора с помощью обмотки возбуждения позволяет значительно уменьшить перетоки неактивной мощности между генератором и преобразователем при изменяющейся скорости вращения вала.

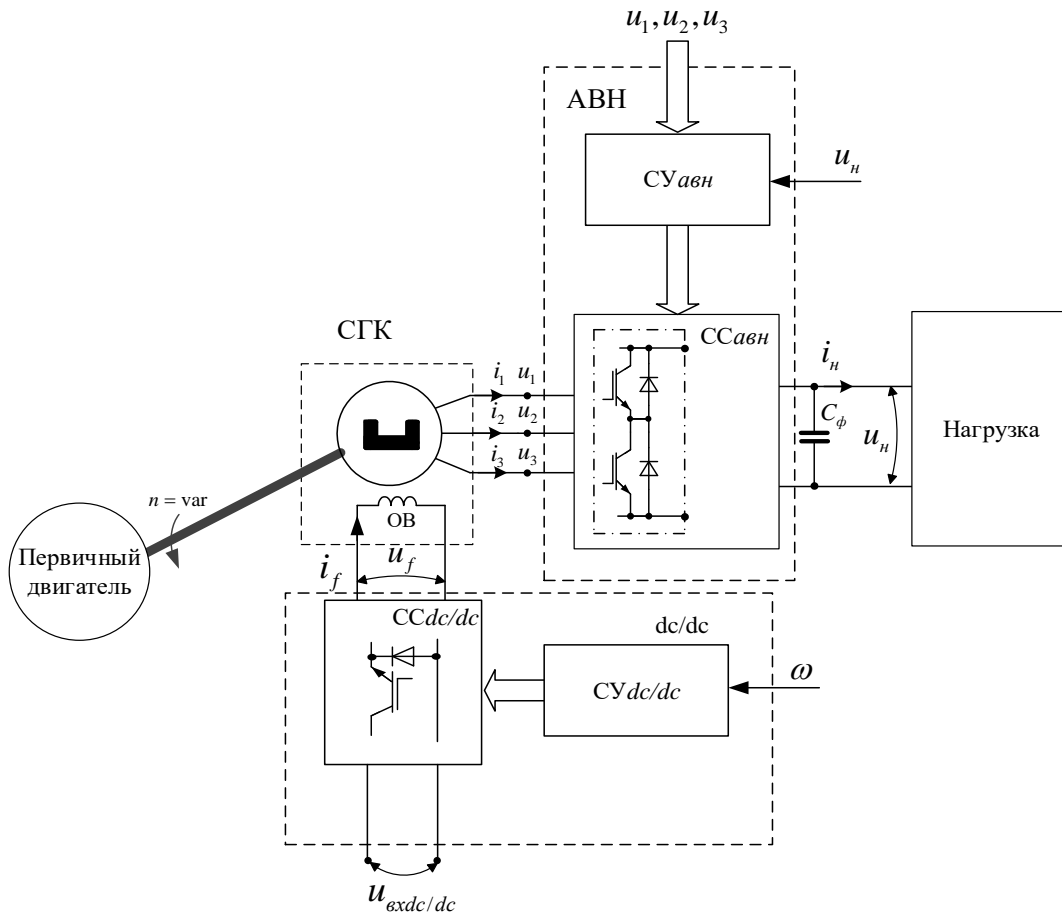


Рисунок 3.1 - Функциональная схема СЭС ПТ

Одной из особенностей функционирования СЭС ПТ в составе ЛА является практически двукратное изменение частоты вращения вала СГК.

В рассматриваемой системе, возможно, разделить функции стабилизации напряжения на нагрузке между генератором и активным выпрямителем напряжения, а также определить законы управления, как в статических, так и в динамических режимах.

В работе приведены результаты оценки в статическом режиме величины токов и напряжений в системе, а также некоторых энергетических параметров при условии поддержания постоянства среднего значения выходного напряжения  $U_n$ , когда изменяются частота  $\omega$  и величина нагрузки СЭС ПТ.

Стабилизация напряжения на нагрузке в системе осуществляется за счет регулирования величины ЭДС холостого хода генератора с помощью обмотки возбуждения, а также регулированием фазного напряжения СГК с помощью АВН путем изменения величины реактивной составляющей тока генератора.

При определении способов стабилизации и регулирования напряжения на нагрузке необходимо исходить из следующих соображений. Регулирование по обмотке возбуждения генератора обладает малым быстродействием, но не требует больших энергетических затрат. В свою очередь, регулирование с помощью активного выпрямителя напряжения является более быстродействующим, но сопряжено с перетоками значительной по величине неактивной мощности [46, 58]. В этой связи, предпочтительным является парирование относительно медленных возмущений по скорости вращения вала и значительных изменений тока нагрузки в установившихся режимах возложить на контур регулирования по обмотке возбуждения. Динамические (быстрые) возмущения со стороны нагрузки при малых временах воздействия следует парировать с помощью регуляторов активного выпрямителя.

В рассматриваемой системе возможны три базовых варианта проектирования параметров и способов управления СЭС ПТ, их удобно идентифицировать с помощью Рисунка 3.2, где качественно показан характер изменения основных регулируемых параметров генератора [59]. Здесь:  $E_{xx}, \omega$  - действующее значение ЭДС холостого хода генератора и её циклическая частота,  $E_{ном}$  - ЭДС холостого хода генератора, выбранная из условия обеспечения номинального режима работы нагрузки,  $E_{0min}, E_{0max}$  - минимальное и максимальное значение ЭДС, создаваемое потокоцеплением от постоянных магнитов,  $\omega_{min}$  и  $\omega_{max}$  - минимальное и максимальное значение частоты ЭДС генератора,  $\Phi_0, \Phi_f$  - магнитные потоки, со-

создаваемые постоянными магнитами и обмоткой возбуждения соответственно  $\Psi_0 = w \cdot \Phi_0$ ,  $\Psi_f = w \cdot \Phi_f$  - потокосцепления, создаваемые постоянными магнитами и обмоткой возбуждения, приведенные к числу витков обмотки фазы ( $w$ ),  $\Psi_\Sigma = w \cdot \Phi_\Sigma = w \cdot (\Phi_0 + \Phi_f) = \Psi_0 + \Psi_f$  - суммарное потокосцепление фазы,  $E_\Sigma$  - ЭДС холостого хода генератора, создаваемая потокосцеплением  $\Psi_\Sigma$ ,  $\Delta E$  - разность между ЭДС  $E_{0ном}$  и  $E_\Sigma$ .

Следует отметить, что характер зависимости  $\Psi_f(\omega)$  показан достаточно условно, он может быть различным, и будет проанализирован далее.

В первом варианте, Рисунок 3.2(а), выбирается некоторое среднее значение частоты  $\omega_0$ , на которой определяется потокосцепление  $\Psi_0$  и ЭДС  $E_{0ном}$  исходя из обеспечения генератором номинальной нагрузки при нулевом потокосцеплении  $\Psi_f$ . В этом случае потокосцепление  $\Psi_f$  для обеспечения стабильности напряжения на нагрузке при  $\omega = \text{var}$  должно быть знакопеременным, так в режиме «I» потокосцепления  $\Psi_0$  и  $\Psi_f$  должны совпадать по знаку, в режиме «II» их знаки должны быть противоположными.

Во втором варианте, Рисунок 3.2(б), потокосцепление  $\Psi_0$  и ЭДС  $E_{0ном}$  для номинального режима нагрузки выбираются при  $\omega = \omega_{\min}$ . В этом случае потокосцепление  $\Psi_f$  с целью стабилизации  $U_n$  при изменении частоты  $\omega$  должно быть всегда противоположного знака по отношению к потокосцеплению  $\Psi_0$  и увеличиваться по величине с ростом частоты  $\omega$ .

В третьем варианте, Рисунок 3.2(в), потокосцепление  $\Psi_0$  и ЭДС  $E_{0ном}$  для номинального режима нагрузки выбираются при  $\omega = \omega_{\max}$ . Очевидно, что в этом случае для достижения цели стабилизации  $U_n$  при изменении частоты  $\omega$ , потокосцепление  $\Psi_f$  должно быть одного знака с потокосцеплением  $\Psi_0$  и уменьшаться с уменьшением частоты  $\omega$ .

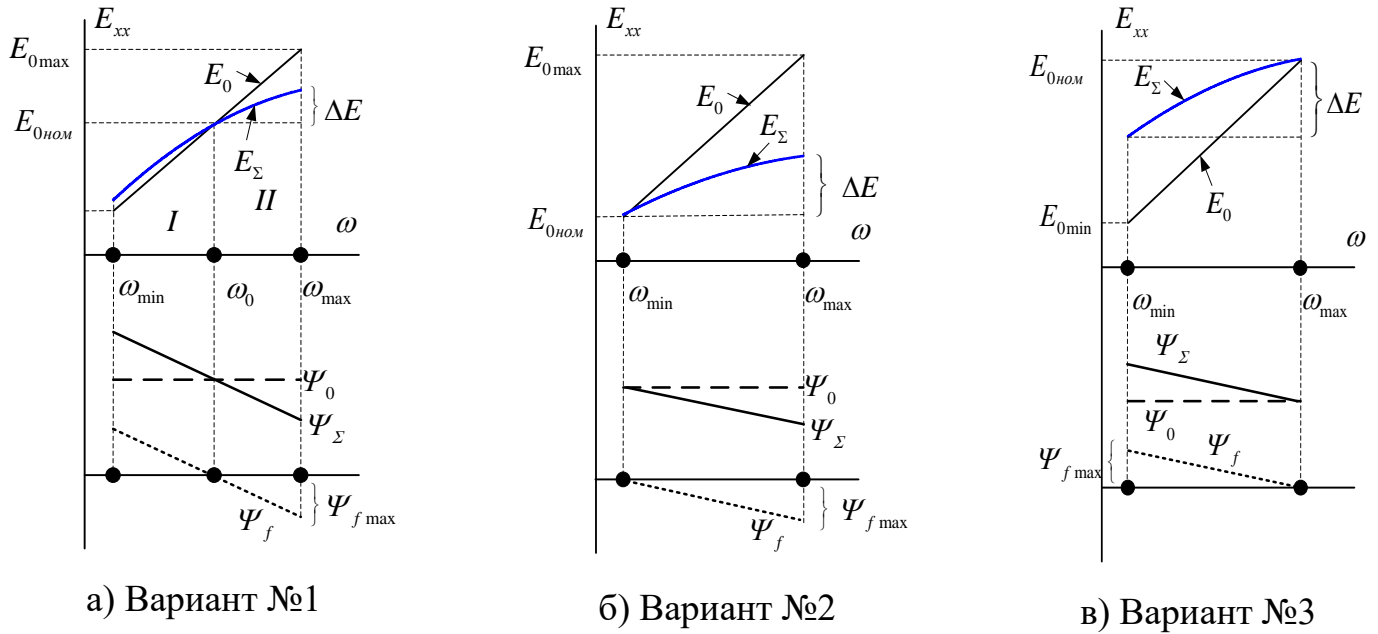


Рисунок 3.2 - Три варианта проектирования параметров и способов управления СЭС ПТ

### 3.2 Основные допущения, математическое описание системы

Анализ электромагнитных процессов в системе проводился при следующих допущениях:

- рассматривается статический режим работы СЭС ПТ;
- магнитная система СГК ненасыщенная и линейная;
- генератор не имеет успокоительных контуров, его продольная и поперечная индуктивности примерно равны, т.е.  $L_d = L_q = L$  (фактически рассматривается неявнополюсный генератор);
- ЭДС генератора изменяется по синусоидальному закону;
- активные потери в генераторе и активном выпрямителе пренебрежимо малы.
- частота ШИМ существенно больше частоты напряжения генератора, токи и напряжения в цепи генератора анализируются по основным гармоникам;

- среднее значения выходного напряжения  $U_n$  поддерживается постоянным за счет регуляторов активного выпрямителя напряжения, стабилизация осуществляется в основном за счет изменения фазы управляющего сигнала АВН при сохранении постоянства его амплитуды.

Учитывая принятые допущения, а также принимая во внимание то, что активный выпрямитель напряжения является симметричной нагрузкой, используя символический метод расчета электрических цепей переменного тока, выходную цепь генератора можно представить в виде схемы замещения, показанной на Рисунке 3.3. Здесь:  $\dot{X}$  - комплексные величины при этом  $X$  – её действующее значение,

$$j = \sqrt{-1}, \quad \left\| \dot{E}_{xx} \right\| = E_{\Sigma} = \omega \cdot \Psi_{\Sigma} = \omega \cdot (\Psi_0 + \Psi_f) - \text{ЭДС холостого хода генератора,}$$

$\Psi_0 = const$  - потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами,

$$\left\| \dot{I}_G \right\| = I, \quad L \approx \frac{L_d + L_q}{2} - \text{ток и эквивалентная полная индуктивность генератора, активный}$$

выпрямитель представим в виде зависимого источника напряжения величиной

$$\left\| \dot{U}_{AB} \right\| = U_{AB} = k_u \cdot M \cdot U_n, \text{ в данном случае оно равно напряжению синхронного}$$

генератора  $U$ ,  $M$  – глубина модуляции АВН,

$$k_u = \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{2}} & \text{SPWM;} \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & \text{SVPWM;} \end{cases} \text{ коэффициент, зависящий от типа ШИМ.}$$

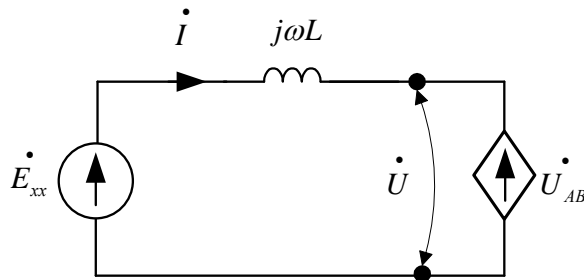


Рисунок 3.3 - Эквивалентная схема выходной цепи синхронного генератора

Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора для первой гармоники токов и напряжений приведена на Рисунке 3.4. Здесь  $I_a, I_p$  - активная и реактивная составляющие тока генератора.

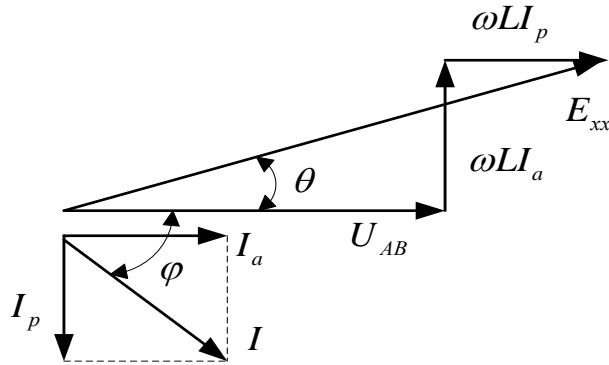


Рисунок 3.4 - Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора

Из векторной диаграммы следует:

$$\begin{aligned} (E_{xx})^2 &= (U_{AB} + \omega L \cdot I_p)^2 + (\omega L \cdot I_a)^2; \\ \operatorname{tg} \theta &= \frac{\omega L \cdot I_a}{E_{xx}}. \end{aligned} \quad (3.1)$$

Активная составляющая тока генератора может быть определена из баланса активных мощностей. Принимая во внимание сделанные допущения, полагаем, что активная мощность, потребляемая от генератора ( $P$ ) равна мощности нагрузки ( $P_n$ ),

$$P_n = P; P_n = U_n \cdot I_n; P = 3U_{AB} I_a = 3k_u \cdot M \cdot U_n \cdot I_a. \quad (3.2)$$

Из соотношения (3.2) получим:

$$I_a = \frac{1}{3k_u \cdot M} \cdot I_n. \quad (3.3)$$

Учитывая (3.3), а также соотношение для входного напряжения АВН ( $U_{AB}$ ), выражение (1) запишем следующим образом:

$$\omega^2 \cdot (\Psi_0 + \Psi_f)^2 = \left( k_u M \cdot U_n + \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2. \quad (3.4)$$

Для общности полученных результатов воспользуемся относительными единицами (ОЕ), которые будем обозначать с помощью «звездочки», например, для напряжения и тока следующим образом -  $U^*, I^*$ . В качестве базовых величин примем номинальное значение напряжение и ток нагрузки:  $U_\delta = U_{\text{нном}}, I_\delta = I_{\text{нном}}$ , а также номинальное сопротивление нагрузки  $Z_\delta = R_{\text{нном}}$  и номинальную мощность нагрузки  $S_\delta = P_{\text{нном}} = U_{\text{нном}} I_{\text{нном}}$ , в качестве базового значения частоты примем циклическую частоту напряжения СГ, на которой определяется потокосцепление  $\Psi_0$  исходя из номинального режима работы нагрузки при отсутствии потокосцепления обмотки возбуждения ( $\Psi_f = 0$ ). Для первого, второго и третьего вариантов это будут соответственно частоты  $\omega_0, \omega_{\min}, \omega_{\max}$ . Введем также для общности рассуждений понятие диапазона изменения частоты  $\frac{\omega_{\max}^*}{\omega_{\min}^*} = D$ .

С учетом относительных единиц соотношение (3.4) можно переписать следующим образом:

$$(I_{\text{кз}}^*)^2 \cdot \left( 1 + \frac{\Psi_f}{\Psi_0} \right)^2 = \left( \frac{k_u M}{\omega^* X^*} + I_p^* \right)^2 + \left( \frac{I_n^*}{3k_u \cdot M} \right)^2, \quad (3.5)$$

где  $I_{\text{кз}}^* = \frac{1}{I_{\text{нном}}} \frac{\Psi_0}{L}$ ,  $X^* = \frac{\omega_\delta L}{R_{\text{нном}}}$ .

Полный ток, коэффициент мощности и полная мощность генератора определяются с помощью следующих выражений:

$$I^* = \sqrt{(I_p^*)^2 + (I_a^*)^2}, \quad \cos \varphi = \frac{I_a^*}{I^*}, \quad S^* = 3I^* \cdot U_{AB}^* = 3k_u M \cdot I^*. \quad (3.6)$$



### 3.3 Количественная оценка электрических параметров системы электроснабжения постоянного тока

Токи и напряжения в системе зависят от выбранного варианта проектирования и способа управления. Анализ процессов в системе при том или ином варианте проведем в порядке их представления на Рисунке 3.2.

При определении параметров системы будем считать заданными, кроме номинальных параметров нагрузки, также минимальную или максимальную частоту ( $\omega_{\min}, \omega_{\max}$ ), минимальное значение тока короткого замыкания ( $I_{кз}$ ), максимальный ток нагрузки ( $I_{н\max} = k_{пер} = I_{нном}$ ) в режиме перегрузки СЭС ПТ ( $k_{пер}$  - коэффициент перегрузки), когда к качеству генерируемого напряжения предъявляются согласно ГОСТ Р 54073-2010. В результате исследования для трех вариантов проектирования будут получены оценки следующих величин:

- величина ЭДС холостого хода генератора в различных режимах работы;
- потокосцепления, создаваемые постоянными магнитами и обмоткой возбуждения;
- величина эквивалентной индуктивности генератора;
- полная мощность и коэффициент мощности генератора;
- токи и напряжения активного выпрямителя.

Кроме этого, предложено предварительное сопоставление трех вариантов проектирования, при этом критерием сравнения будут являться интегральные показатели СЭС ПТ, как-то полная мощность генератора, установленная мощность активного выпрямителя, эффективные значения потокосцеплений.

### 3.4 Параметрические законы управления синхронным генератором с комбинированным возбуждением

В данном разделе рассмотрим такое управление СГК и АВН, когда сигналы задания в контурах обратной связи вычисляются с помощью априори заданных параметров или (и) законов их изменения с применением предложенных законов.

При исследовании воспользуемся упрощенной моделью СГК, то есть будем полагать, что  $L_d = L_q = L$ .

### 3.4.1 Управление потокосцеплением СГК в функции изменения частоты напряжения синхронного генератора

Рассматривается система, в которой ток возбуждения формируется по определенному закону в функции частоты ( $\omega$ ) напряжения генератора. Стабилизация напряжения на нагрузке обеспечивается с помощью активного выпрямителя.

Соответствующие алгоритмы могут быть реализованы, например, с помощью структур, представленных на Рисунке 3.5.

На Рисунке 3.5(а) управление стойками инвертора производится с помощью синусоидальных сигналов, совпадающих по фазе с соответствующими напряжениями фаз СГК. Предварительно данные напряжения фильтруются с помощью фильтра низких частоты (ФНЧ) с переходной характеристикой  $H(\tau)$ , частота среза ( $\omega_c$ ) которого удовлетворяет следующему неравенству  $\omega_k \neq \omega_c \neq \omega_{\max}$ . Данный фильтр необходим для подавления высокочастотных составляющих, вызванных ШИМ, при этом данный фильтр практически не вносит фазовых искажений на частоте  $\omega$ . Выходной сигнал ФНЧ приводится к единичной амплитуде с помощью устройства нормирования. Амплитудное значение сигналов управления АВН ( $u_{yi}$ ) определяется путем умножения нормированных сигналов на выходной сигнал регулятора напряжения РН. С помощью данного регулятора и схемы сравнения СС образована обратная связь по отклонению выходного напряжения системы СЭС ПТ. Структура регуляторов может быть различной, например, она может соответствовать пропорционально интегральному регулятору. В этом случае стабилизация среднего значения напряжения на нагрузке в статическом режиме будет осуществляться без ошибки относительно сигнала  $U_{н\text{зад}}$ .

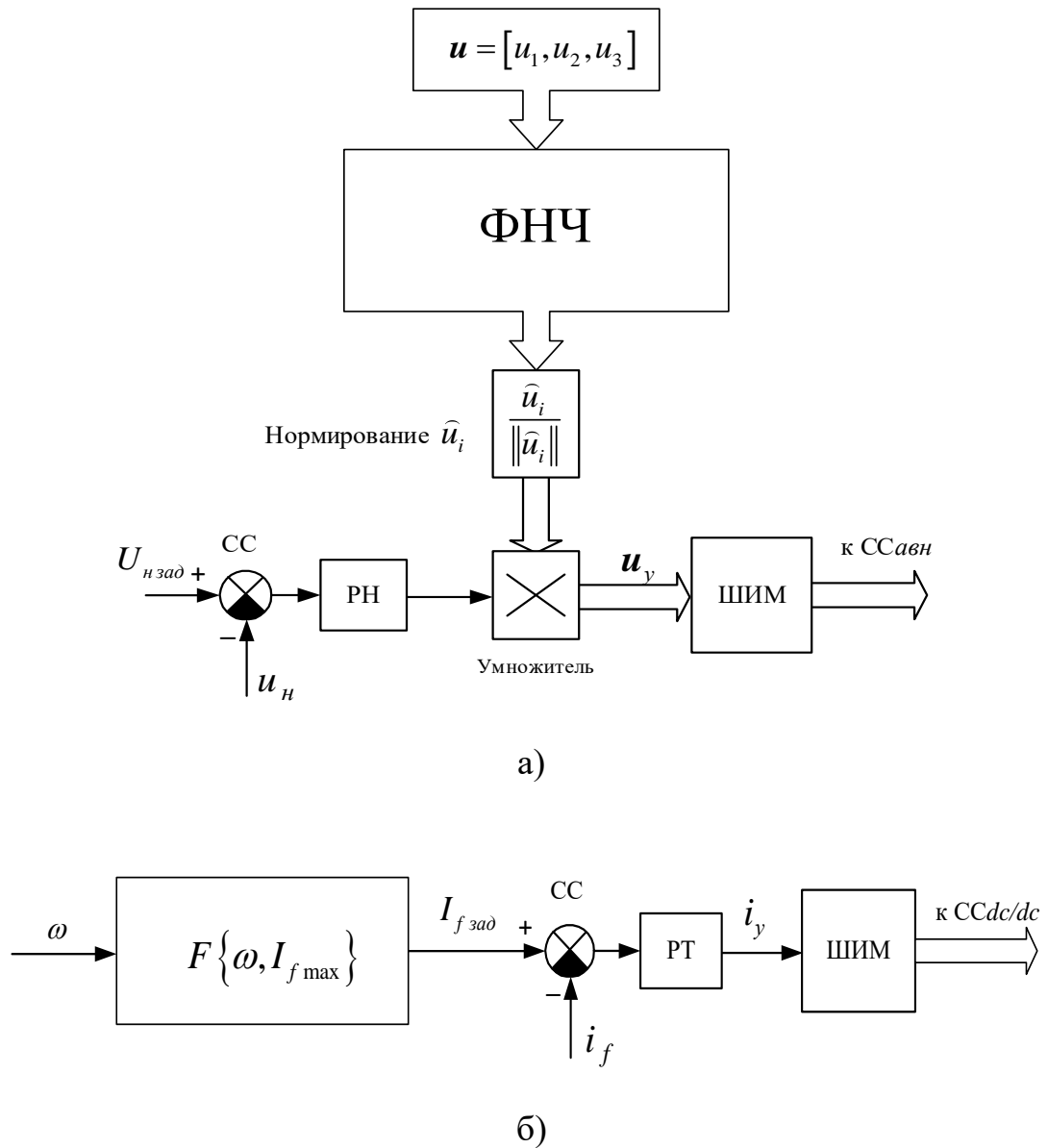


Рисунок 3.5 Структурные схемы алгоритма регулирования: а - выходного напряжения АВН; б - тока возбуждения СГК

Управление dc/dc преобразователем производится также, как и АВН с помощью высокочастотной ШИМ, но может быть реализовано полностью параметрическим за счет регулирования напряжения управления ( $u_y$ ) на входе широтно-импульсного модулятора по определенному закону, например,

$$u_y = F\{\omega, I_{f \max}\} \cdot r_f, \text{ где вид функционала } F\{\omega, I_{f \max}\} \text{ будет определен далее.}$$

Однако при таком способе управления будет иметь место существенная зависимость тока возбуждения от температуры СГК ( $T_{СГК}$ ), так как ( $r_f \equiv T_{СГК}$ , и величине

входного напряжения, потому что  $i_f \equiv u_{\text{exdc/dc}}$ ). Для исключения выше указанных факторов сигнал управления на ШИМ ( $i_y$ ) формируется с помощью отрицательной обратной связи по отклонению тока возбуждения ( $i_f$ ) (Рисунок 3.5(б)). Данная обратная связь образована с помощью схемы сравнения СС и регулятора тока (РТ). Структура регулятора РТ может быть различной, например, это может быть пропорционально интегральным регулятором. В этом случае стабилизация среднего значения тока возбуждения ( $I_f$ ) в статическом режиме будет осуществляться без ошибки относительно сигнала  $I_{f\text{зад}}$ . При этом данный сигнал формируется посредством параметрического преобразования ( $F\{\omega, I_{f\text{max}}\}$ ) сигнала  $\omega$ .

Рассмотрим процессы в системе СЭС ПТ с указанными регуляторами при различных вариантах выбора параметров СГК.

### Вариант №1

Данный вариант может быть реализован с помощью различных законов изменения потокосцепления  $\Psi_f$  от частоты  $\omega$  в диапазонах частот  $\omega_{\text{min}} \div \omega_0$  и  $\omega_0 \div \omega_{\text{max}}$ . В первом случае примем, что потокосцепление обмотки возбуждения изменяется по линейному закону (что соответствует Рисунку 3.2(а)):

$$\Psi_f = \frac{-\Psi_{f\text{max}}}{\omega_{\text{max}} - \omega_0} (\omega - \omega_0). \quad (3.7)$$

При этом ток возбуждения должен изменяться по следующему закону:

$$I_f = \frac{-I_{f\text{max}}}{\omega_{\text{max}} - \omega_0} (\omega - \omega_0) = F\{\omega, I_{f\text{max}}\}, \quad (3.7a)$$

$$F\{\omega, I_{f\text{max}}\} = \frac{-I_{f\text{max}}}{\omega_{\text{max}} - \omega_0} (\omega - \omega_0),$$

где  $I_f$ ,  $I_{f\text{max}}$  - среднее значение тока возбуждения и его максимальное значение.

С учетом (3.7) получим:

$$E_{xx}(\omega) = \omega \cdot \left( \Psi_0 - \frac{\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_0} (\omega - \omega_0) \right). \quad (3.8)$$

Исходя из определения данного варианта, величина потокосцепления  $\Psi_0$  выбирается при  $\omega = \omega_0$ ,  $\cos \varphi = 1$ , (что соответствует  $I_p = 0$ ), а также из условия тока перегрузки  $I_n = I_{\text{пер}} = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}$ , где  $k_{\text{пер}}$  - коэффициент перегрузки, обычно  $k_{\text{пер}} = 1.5 \div 2$ . Учитывая данные соображения и соотношение (3.4) получим:

$$\omega_0 \cdot \psi_0 = E_{0\text{нном}} = \sqrt{(k_u \cdot M \cdot U_n)^2 + \left( X_0 \cdot \frac{k_{\text{пер}} \cdot I_{\text{нном}}}{3k_u \cdot M} \right)^2}. \quad (3.9)$$

Как правило, в авиационных системах электроснабжения задается необходимая величина тока короткого замыкания в нагрузке, для обеспечения селективного отключения ветвей с коротким замыканием. В режиме короткого замыкания АВН работает как трехфазный мостовой неуправляемый выпрямитель. Величина тока короткого замыкания на его выходе определяется с помощью соотношения [44]:

$$I_{\text{нкз}} = 3 \cdot \frac{\sqrt{2} E_{xx}(\omega)}{\pi \omega L} = 1.35 \cdot \frac{E_{xx}(\omega)}{\omega L} = 1.35 \cdot I_{\text{кз}},$$

где  $I_{\text{кз}}$  - ток короткого замыкания генератора.

Примем, что в режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величиной тока короткого замыкания на выходе СЭС ПТ должна обеспечиваться только потокосцепление  $\psi_0$ . В этом случае будем иметь:

$$I_{\text{кз}0} = \frac{E_{0\text{нном}}}{X_0} = \frac{\Psi_0}{L}. \quad (3.10)$$

При наличии тока возбуждения ток короткого замыкания СГК будет определяться следующим соотношением вида:

$$I_{\text{кз}}(\omega) = \frac{E_{xx}(\omega)}{\omega L}. \quad (3.11)$$

Подставляя (3.10) в соотношение (3.9) и разрешая его относительно  $E_{0ном}$  получим:

$$E_{0ном} = \omega_0 \cdot \psi_0 = \frac{k_u \cdot M \cdot U_n}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{пер} \cdot I_{нном}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}} \right)^2}}. \quad (3.12)$$

Таким образом, соотношения (3.10) и (3.12) позволяют однозначно определить  $\psi_0$  и  $L$  генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания  $I_{кз}$ .

Величину потокосцепления  $\Psi_{f \max}$  обмотки возбуждения определим при частоте  $\omega = \omega_{\max}$  из условия:

$$E_{хх}(\omega_{\max}) = E_{0ном} + \Delta E, \quad (3.13)$$

здесь величиной  $\Delta E$  следует задаваться на стадии проектирования.

Тогда:

$$\Psi_{f \max} = \frac{1}{\omega_{\max}} \left[ \left( \frac{\omega_{\max}}{\omega_0} - 1 \right) \cdot E_{0ном} - \Delta E \right]. \quad (3.14)$$

В том случае если принять  $\Delta E = 0$ , то есть  $E_{хх}(\omega_{\max}) = E_{0ном}$ , тогда необходимая величина  $\psi_{f \max}$  определится как:

$$\Psi_{f \max} = \frac{\omega_{\max} - \omega_0}{\omega_{\max}} \cdot \psi_0.$$

Учитывая (3.8)÷(3.14), полагая  $\omega_0 = \omega_0$  и переходя к относительным единицам получим:

$$E_{xx}^*(\omega^*) = \omega^* \left[ \left(1 - \frac{\omega^* - 1}{\omega_{\max}^*}\right) E_{0ном}^* + \frac{1}{\omega_{\max}^*} \cdot \frac{\omega^* - 1}{\omega_{\max}^* - 1} \cdot \Delta E^* \right];$$

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\omega^* \cdot X_0^* \cdot I_{ном}^* / 3k_u \cdot M}{E_{xx}^*(\omega^*)};$$

$$E_{0ном}^* = \frac{k_u \cdot M}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{неп}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}^*}\right)^2}}.$$
(3.15)

Из соотношения  $E_{xx}^*(\omega_{\max}^*) = \omega_{\max}^* \cdot E_{0ном}^*$  определим максимальную величину  $\Delta E_{\max}^*$ , более которой  $E_{xx}(\omega_{\max}^*) < \omega_{\max}^* \cdot \Psi_0$ ,

$$\Delta E_{\max}^* = E_{0ном}^* (\omega_{\max}^* - 1). \quad (3.15a)$$

Зависимость величины  $\Delta E_{\max}^*$  от  $\omega_{\max}^*$  для различных значений  $I_{кз0}^*$  представлена на Рисунке 3.6, вид этих графиков достаточно очевиден, следует только отметить, что с увеличением значения тока короткого замыкания ( $I_{кз0}^*$ ) величина  $\Delta E_{\max}^*$  уменьшается, что объясняется снижением относительного значения величины  $E_{0ном}^*$ .

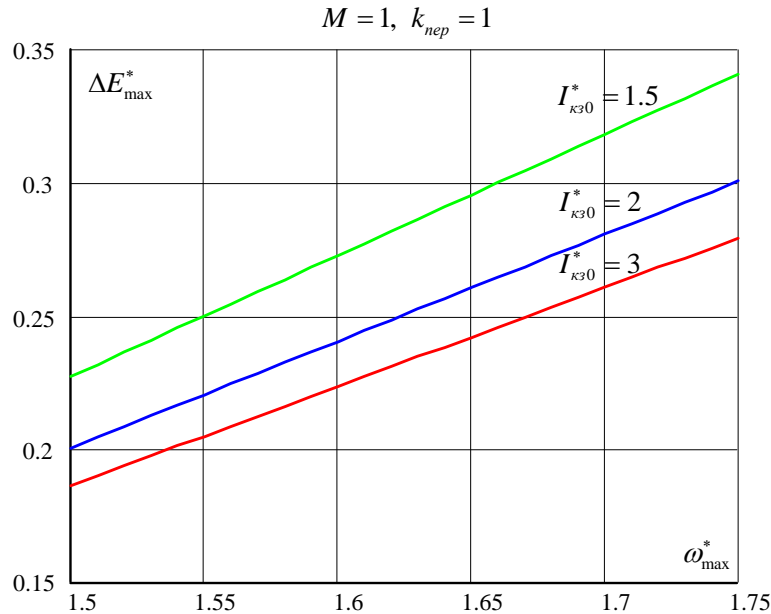


Рисунок 3.6 - Зависимости величины  $\Delta E_{\max}^*$  от  $\omega_{\max}^*$  для различных значений  $I_{кз0}^*$

На Рисунке 3.7 показаны зависимости  $I_{кз}^*(\omega^*)$ (а) и  $E_{xx}^*(\omega^*)$ (б) для нескольких значений  $\Delta E^*$  при  $X_0^* = 0.152, I_{кз0}^* = 3$  и  $k_{пер} = 2$ .

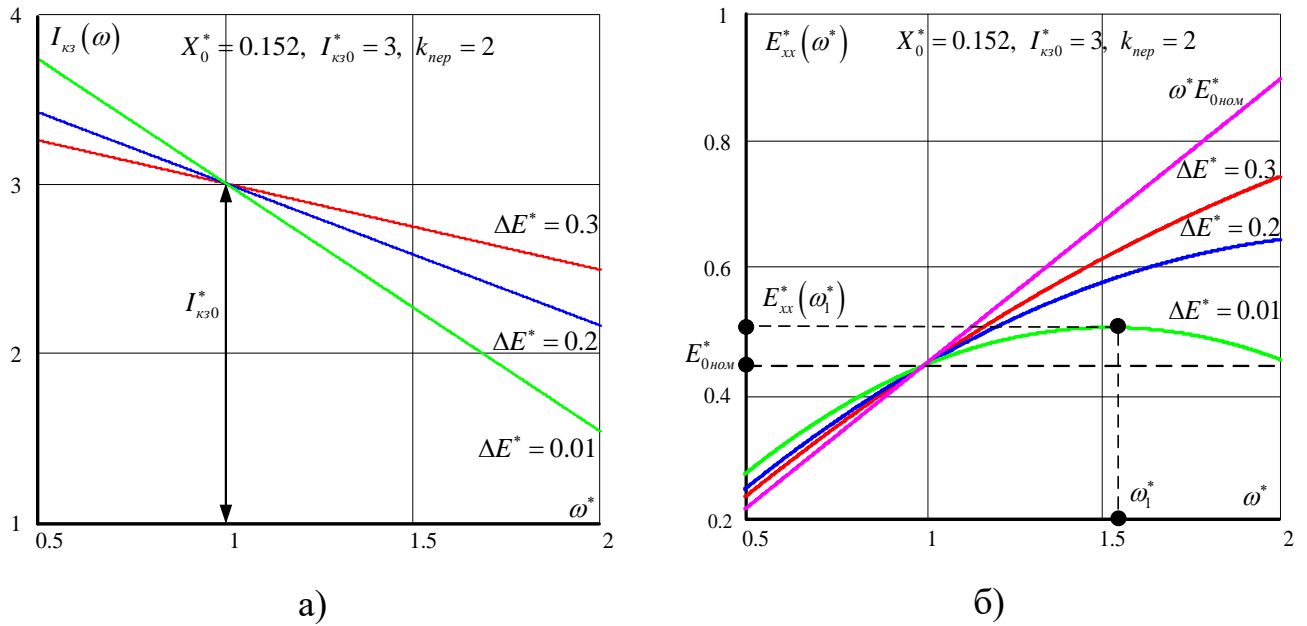


Рисунок 3.7 - Зависимости относительных значений тока короткого замыкания

$I_{кз}^*(\omega^*)$ (а) и ЭДС холостого хода генератора  $E_{xx}^*(\omega^*)$ (б) от частоты  $\omega^*$

Ток короткого замыкания генератора  $I_{кз}^*(\omega^*)$ , Рисунок 3.7(а), практически линейно зависит от частоты  $\omega^*$ , причем, при  $\omega^* > 1$   $I_{кз}^*(\omega^*) < I_{кз0}^*$ , а при  $\omega^* < 1$   $I_{кз}^*(\omega^*) > I_{кз0}^*$ , что объясняется изменением суммарного потокосцепления в СГК. Поэтому обеспечение заданного тока короткого замыкания в нагрузке при нулевом значении тока возбуждения является обоснованным.

Как следует из Рисунка 3.7(б) при заданном законе изменения потокосцепления обмотки возбуждения (3.7) невозможно поддерживать величину  $E_{xx}^*(\omega^*)$  на уровне, необходимом для компенсации падения напряжения  $\omega L \cdot I_a$  при  $I_p \approx 0$ , что вероятно приведет к снижению коэффициента мощности СГ внутри интервалов частот  $\omega_0 \div \omega_{max}$  и  $\omega_{min} \div \omega_0$ . Из Рисунка 3.7(б) также следует, что при определенных значениях  $\Delta E^*$  в графиках зависимости  $E_{xx}^*(\omega^*)$  возникает точка перегиба,



соответствующая частоте  $\omega_1^*$ , далее с ростом частоты  $E_{xx}^*$  начинает уменьшаться. Значение данной частоты определяется с помощью следующего соотношения:

$$\omega_1^* = \frac{1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{\omega_{\max}^* \cdot E_{0ном}^*}{E_{0ном}^* - \frac{\Delta E^*}{\omega_{\max}^* - 1}} \right) \right]. \quad (3.16)$$

При заданных значениях  $\omega_{\max}^*$  и  $\Delta E^*$  величина  $\omega_1^*$  может находиться вне диапазона частот  $\omega_{\min}^* \div \omega_{\max}^*$ , то есть  $\omega_1^* \notin \{\omega_{\min}^*, \omega_{\max}^*\}$ , в этом случае точка перегиба в рабочем диапазоне отсутствует.

На Рисунке 3.8 приведены зависимости  $\omega_1^*$  и  $E_{xx}^*(\omega_1^*)$  от величины  $\Delta E^*$  при  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$  и  $k_{пер} = 2$ .

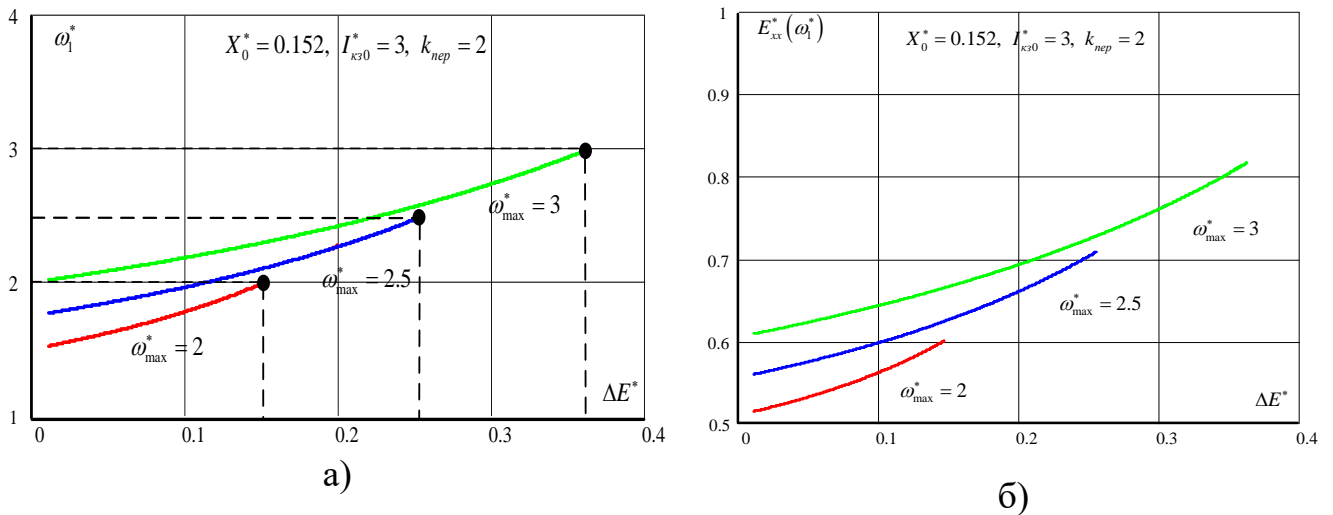


Рисунок 3.8 - Зависимости относительного значения частоты  $\omega_1^*$  (а) и значения

$$E_{xx}^*(\omega_1^*) \text{ (б) от величины } \Delta E^*$$

Зависимости на Рисунке 3.8 наглядно иллюстрируют ограничение на возможность существования в рабочем диапазоне частот точки перегиба в графике  $E_{xx}^*(\omega^*)$ . Кроме этого, из Рисунка 3.8(б) следует, что с ростом  $\omega_{\max}^*$  происходит возрастание величины напряжения в точке перегиба ( $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ ), что приведет к за-

метному снижению коэффициента мощности СГ, так как для компенсации избыточной ЭДС активный выпрямитель напряжения будет потреблять от генератора повышенное значение реактивного тока.

Рассмотрим характер изменения токов генератора в зависимости от режимов работы.

Из (3.1) и (3.11) получим в относительных единицах следующее выражение:

$$\left[ I_{\kappa 3}^*(\omega^*) \right]^2 = \left( \frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} + I_p^* \right)^2 + (I_a^*)^2, \quad (3.17)$$

$$\text{здесь } I_{\kappa 3}^*(\omega^*) = \frac{E_{xx}^*(\omega^*)}{\omega^* X_0^*}, \quad \frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} = \frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}.$$

Соотношение (3.17) представляет собой уравнение окружности в координатах  $(I_a^*, I_p^*)$  с радиусом  $R = I_{\kappa 3}^*(\omega^*)$  и центром в точке  $0'$  с координатами  $\left( 0, -\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \right)$  [13].

В полярной системе координат данное уравнение будет отражать зависимость модуля тока генератора  $I^*$  от угла сдвига между напряжением и током СГ  $(\varphi)$ . Соотношение представляющую эту зависимость имеет вид:

$$\begin{aligned} I^*(\varphi) &= -\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \cdot \sin \varphi \pm \sqrt{(I_{\kappa 3}^*)^2 - \left( \frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \cdot \cos \varphi \right)^2} = \\ &= -\frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*} \cdot \sin \varphi \pm \sqrt{\left[ \frac{E_{xx}^*(\omega^*)}{\omega^* X_0^*} \right]^2 - \left( \frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*} \cdot \cos \varphi \right)^2}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

На Рисунке. 3.9 представлен в полярных координатах график зависимости  $I^*(\varphi)$ , здесь длина вектора, соединяющего точку «0» с каждой точкой годографа, соответствующее в полярных координатах углу равному нулю будет равна активной составляющей тока  $I_a^*$ . Проекция тока на ортогональное направление равна реактивной составляющей тока  $I_p^*$ . Как следует из соотношения (3.18) и Ри-



Рассмотрим детально возможные состояния системы в этих режимах. Для этого выделим на годографе (3.17) характерные точки и для изучения данных состояний воспользуемся векторными диаграммами.

На Рисунке 3.10 представлен годограф, построенный в соответствии с соотношением (3.17) и на нем отражены важные для изучения состояния системы точки: a, b, c, d, e, f, при этом для каждой точки определены координаты. На Рисунке 3.10 приведены векторные диаграммы для состояния системы в характерных точках и между ними для режима генерирования. На Рисунках 3.11 и 3.12 представлены аналогичные векторные диаграммы для режима генерирования и двигательного режима электростартерного запуска.

Две характерные точки «a» и «d» соответствуют переходу от режима генерирования к двигательному режиму и обратно. В этих точках активная составляющая тока равна нулю ( $I_a^* = 0$ ). Реактивная составляющая тока  $I_p^*$  отлична от нуля и определяется соотношением напряжения  $E_{xx}^*$  и  $U_{AB}^*$  а также величиной реактанса  $\omega L$ .

Точки «f» и «b» характеризуют состояние системы, в которых происходит изменение знака угла сдвига между напряжением и током генератора ( $\varphi$ ), при этом в самих точках данный угол равен нулю ( $I_p^* = 0$ ). Активная составляющая тока в этих точках определяется соотношением:

$$I_a^* = \frac{\sqrt{(E_{xx}^*)^2 - (U_{AB}^*)^2}}{\omega^* X_0^*}. \quad (3.19)$$

При этом в секторе «f-a-b» угол сдвига  $\varphi < 0$  (индуктивный характер), а в секторе «b-c-d-e-f» -  $\varphi > 0$  (емкостной характер).

В токах «c» и «e» активная составляющая тока  $I_a^*$  достигает максимально возможного значения для этой системы и её величина равна:

$$I_a^* = \frac{E_{xx}^*}{\omega^* X_0^*}, \quad (3.20)$$

при этом реактивная составляющая тока отлична от нуля и равна:

$$I_p^* = \frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*} \quad (3.21)$$

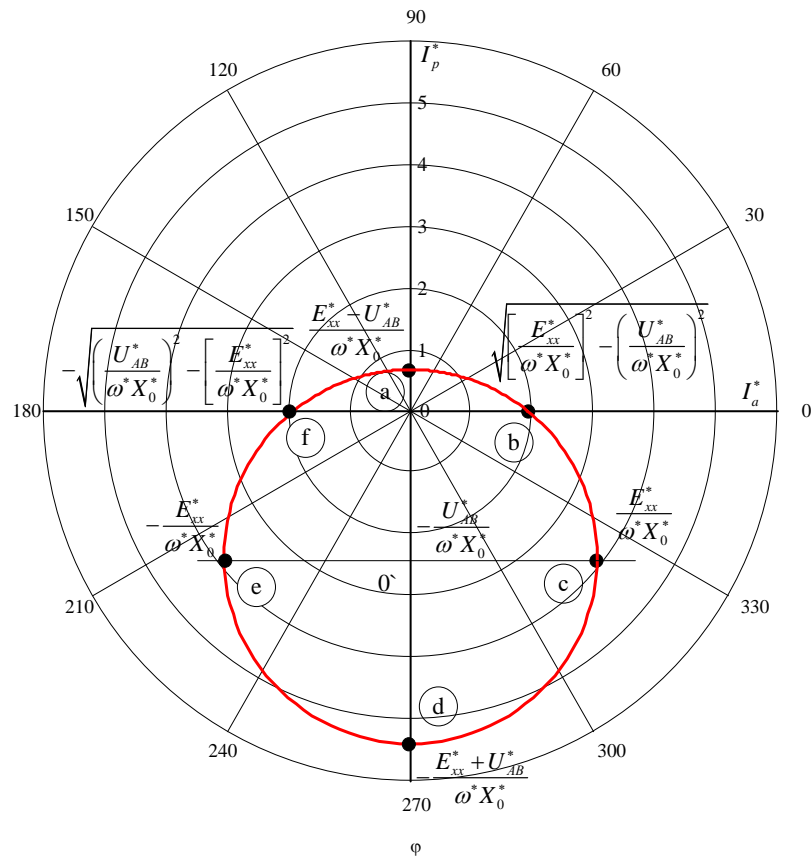


Рисунок 3.10 - Годограф тока генератора с характерными точками

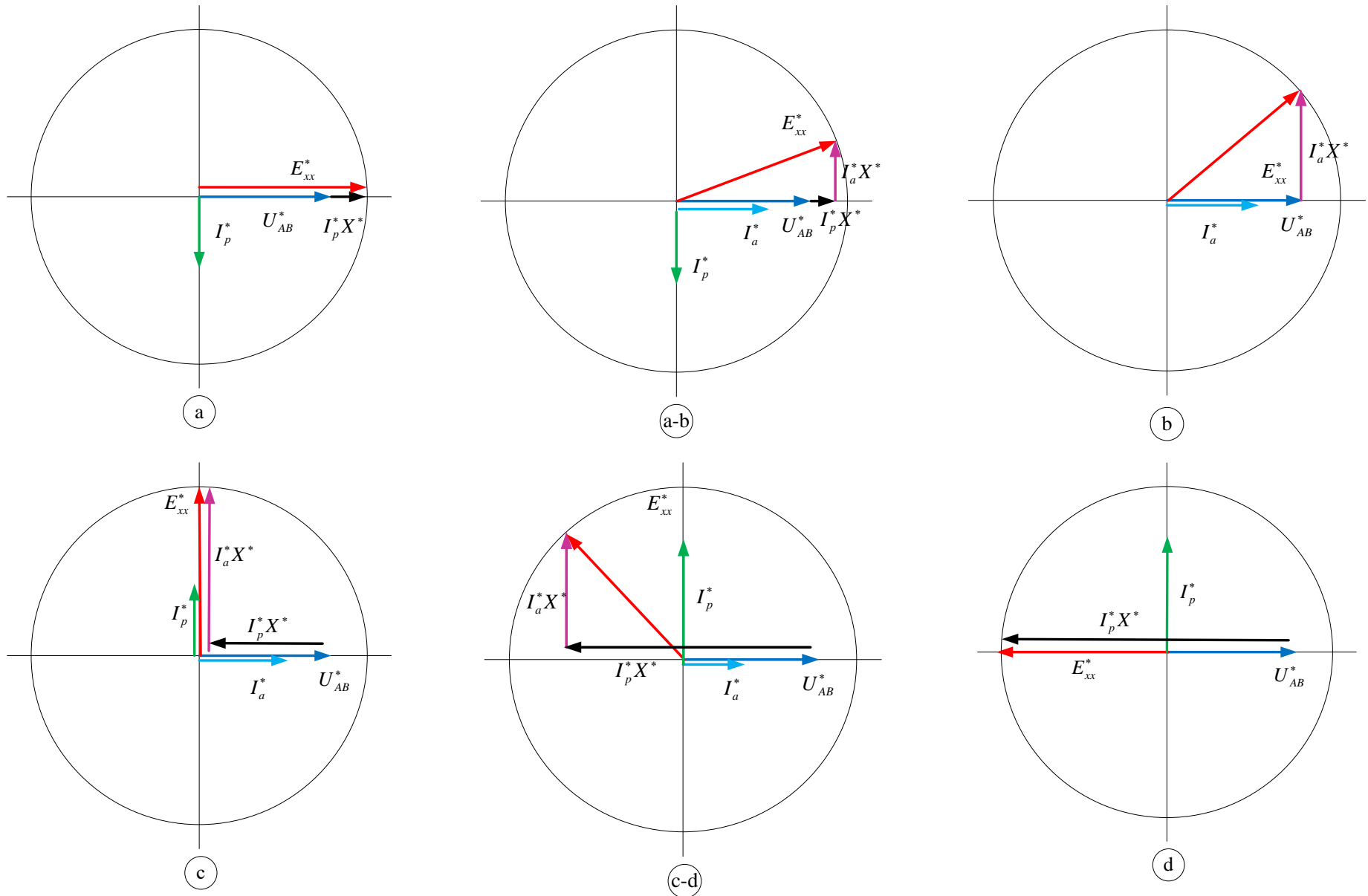


Рисунок 3.11 - Векторные диаграммы токов и напряжений в системе в режиме генерирования

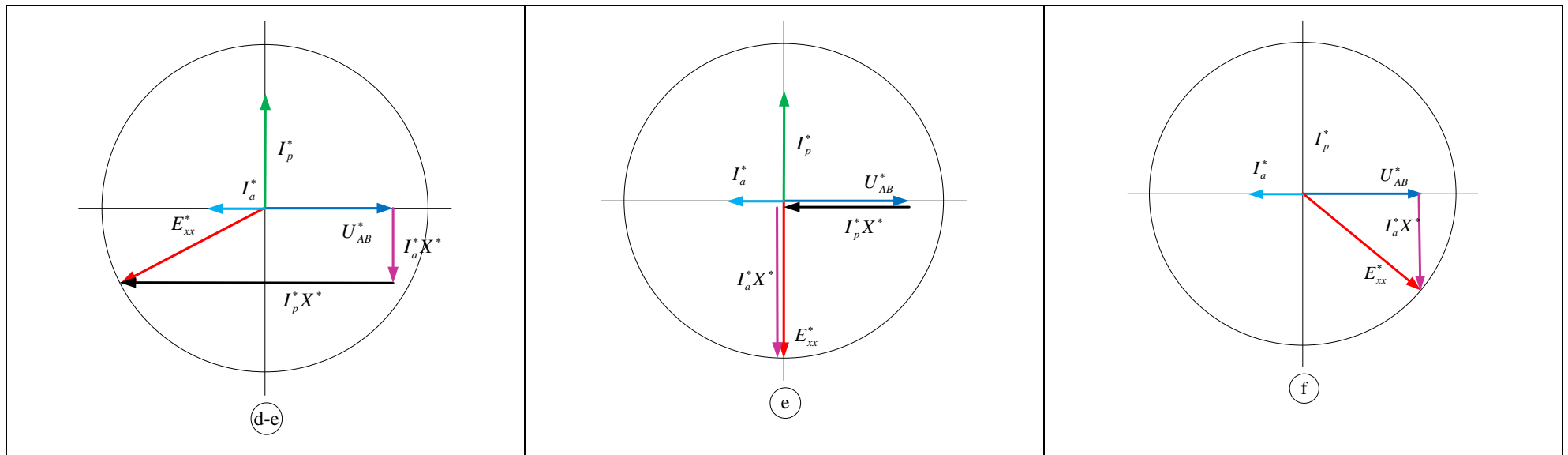


Рисунок 3.12 - Векторные диаграммы токов и напряжений в системе в двигательном режиме электростартерного запуска

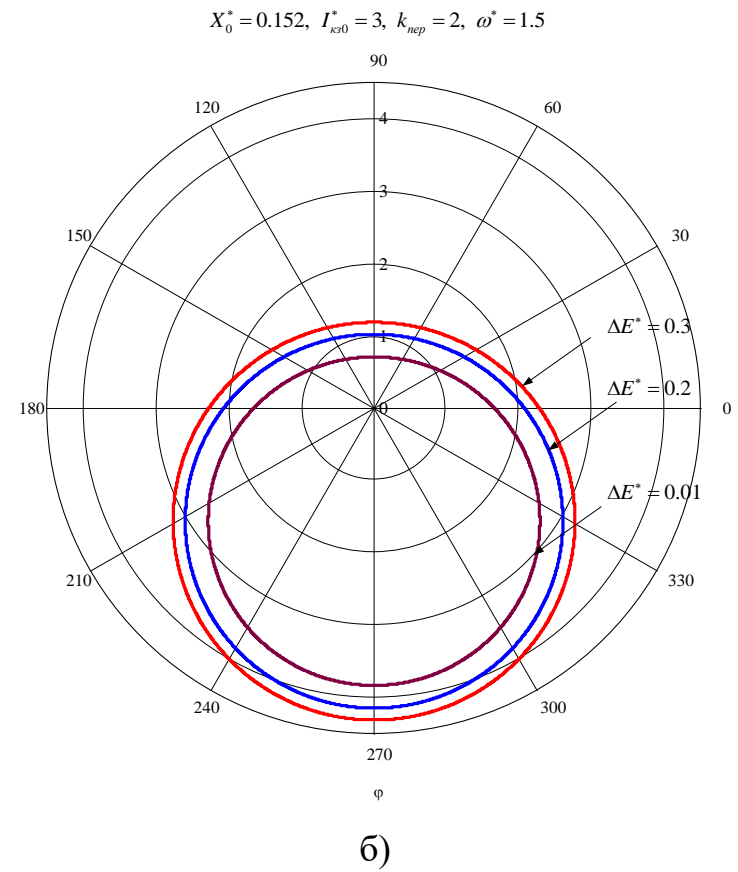
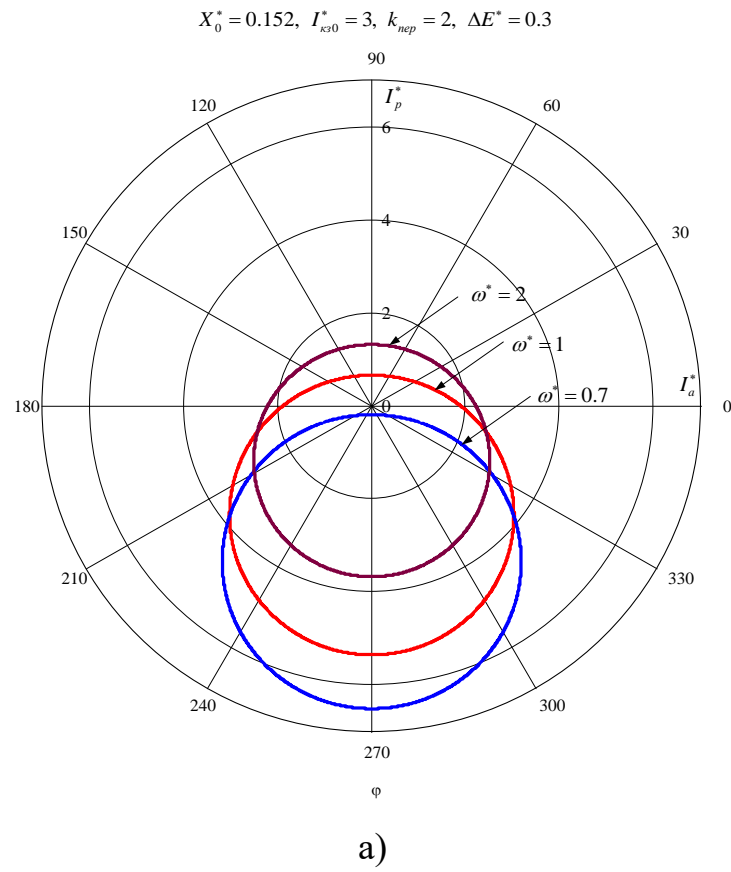


Рисунок 3.13 - Годограф тока генератора для различных значений частоты  $\omega^*$  (а) и значений параметра  $\Delta E^*$  (б)



На Рисунке 3.13 приведен годограф тока, построенный для  $M = 1$ , различных значений частоты  $\omega^*$  и параметра  $\Delta E^*$ . Из данного рисунка можно сделать вывод о том, что с увеличением частоты  $\omega^*$  происходит увеличение сектора «f-a-b» где угол сдвига  $\varphi < 0$  и, наоборот, с уменьшением  $\omega^*$  увеличивается сектор «b-c-d-e-f» где  $\varphi > 0$ . Данная тенденция достаточно очевидна, т.к. с увеличением частоты происходит некоторый рост ЭДС холостого хода. При уменьшении значения  $\Delta E^*$  зона сектора «f-a-b» уменьшается. Следует отметить, что величина реактивной составляющей тока генератора, при неизменном значении величин  $I_{кз0}^*$  и  $X_0^*$ , в секторе «b-c-d-e-f» с  $\varphi > 0$  существенно больше в секторе «f-a-b» где угол сдвига  $\varphi < 0$ .

Рассмотрим влияние тока нагрузки на режимы работы и энергетические параметры системы. Используя соотношения (3.3), (3.15) и (3.16) получим:

$$\left( \frac{E_{xx}^*}{\omega^* X_0^*} \right)^2 = [I_{кз}^*(\omega^*)]^2 = \left( \frac{k_u \cdot M}{\omega^* X_0^*} + I_p^* \right)^2 + \left( \frac{I_n^*}{3k_u \cdot M} \right)^2. \quad (3.22)$$

Соотношение (3.22) представляет уравнение эллипса в координатах  $(I_n^*, I_p^*)$  с полуосями радиусом  $b = I_{кз}^*(\omega^*)$ ,  $a = 3k_u \cdot M \cdot I_{кз}^*(\omega^*)$  и центром в точке  $O'$  с координатами  $\left( 0, -\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \right)$  и эксцентриситетом  $\varepsilon = \sqrt{1 - \left( \frac{b}{a} \right)^2} = \sqrt{1 - \left( \frac{1}{3k_u M} \right)^2}$ .

Годограф, построенный в соответствии с уравнением (3.22) представлен на Рисунке 3.13.

$$X_0^* = 0.152, I_{кз0}^* = 3, k_{неп} = 2, \Delta E^* = 0.3$$

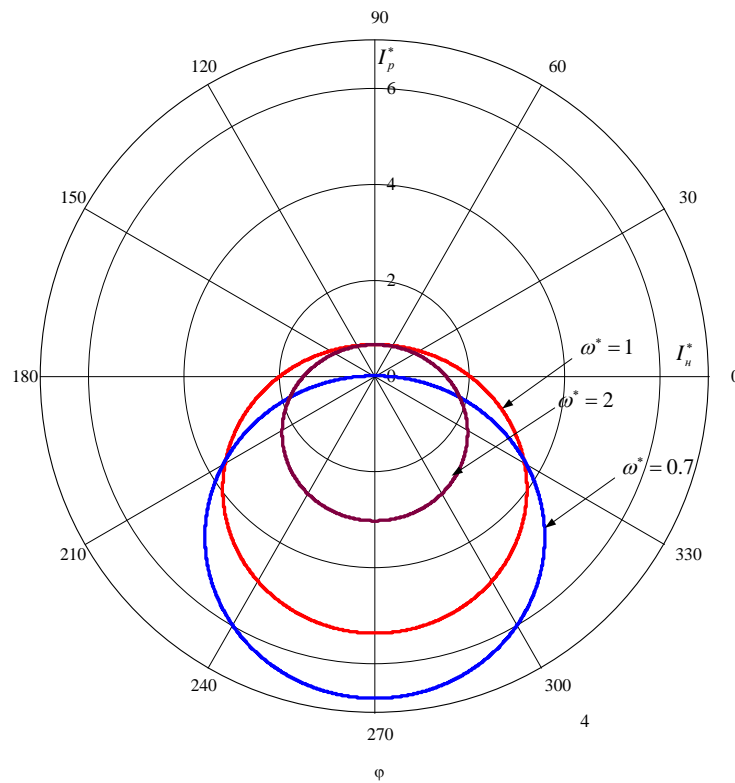


Рисунок 3.14 - Зависимость реактивной составляющей тока генератора от тока нагрузки в полярных координатах для различных значений частоты  $\omega^*$

Необходимо отметить, что годограф на Рисунке 3.14 не имеет физического смысла по сравнению с годографом соотношения (3.18), поэтому использование полярных координат в данном случае не рационально. Более наглядным является зависимость  $I_p^*(I_n^*)$ , построенная в декартовой прямоугольной системе координат.

Для её определения разрешим уравнение (3.22) относительно тока  $I_p^*$ , в результате получим соотношение вида для режима генерирования:

$$I_p^* = -\frac{k_u \cdot M}{\omega^* \cdot X_0^*} \pm \sqrt{\left[ I_{кз}^*(\omega^*) \right]^2 - \left( \frac{I_n^*}{3k_u \cdot M} \right)^2}. \quad (3.23)$$



В секторе между точками «а» и «b» характер тока нагрузки генератора активно-индуктивный, т.е.  $-\frac{\pi}{2} < \varphi < 0$ .

В секторе между точками «b» и «d» характер тока нагрузки генератора активно-емкостной, т.е.  $0 < \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ . При этом в точке «d» ток нагрузки равен нулю, от генератора отбирается реактивный ток емкостного характера ( $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ), величина которого равна:

$$I_p^* = -\frac{E_{xx}^* + U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}. \quad (3.26)$$

В этом секторе имеет место характерная точка «с», в которой ток нагрузки достигает максимально возможной для системы величины равной при этом режиме:

$$I_n^* = I_{n \max}^* = 3k_u \cdot M \cdot I_{кз}^* \cdot (\omega^*). \quad (3.27)$$

При этом реактивная составляющая тока генератора равна следующей величине:

$$I_p^* = -\frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}. \quad (3.28)$$

На Рисунке 3.15 приведена зависимость  $I_p^*(I_n^*)$  для различных значений частоты  $\omega^*$ . Как следует из этих графиков, с уменьшением частоты  $\omega^*$  зависимости  $I_p^*(I_n^*)$  реализуются в основном с реактивным током емкостного характера и для частот  $\omega^* \leq \omega_{кр}^*$  это выполняется для всех токов нагрузки. Частота  $\omega_{кр}^*$  определяется из уравнения  $E_{xx}^*(\omega_{кр}^*) = U_{AB}^* = k_u M$ .

Из Рисунка 3.16 также видно, что с уменьшением частоты  $\omega^*$  увеличивается максимально возможный для системы ток нагрузки, однако при этом от генератора потребляется значительный реактивный ток, так при  $\omega^* = 0.7$   $I_p \approx 3I_{нном}$ .

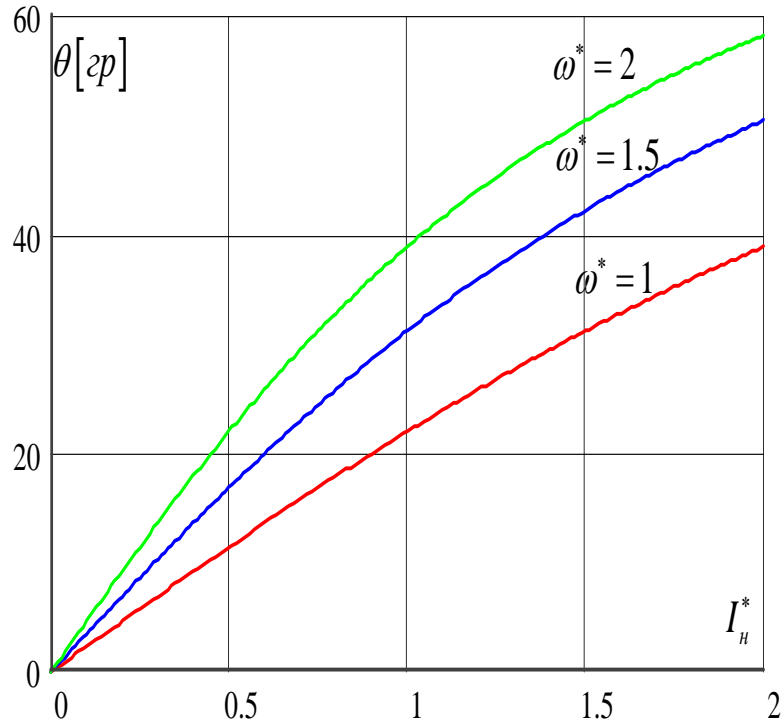


Рисунок 3.16 - График зависимости  $I_p^*(I_n^*)$  для различных значений частоты  $\omega^*$

Соотношение (3.29) позволяет определить частоту  $\omega_{кр}^*$  и её зависимость от параметров системы:

$$\omega_{кр}^* = \frac{U^* + \sqrt{(U^*)^2 - 4 \cdot [E_{0ном}^* (\omega_{max}^* - 1) - \Delta E^*] \cdot \omega_{max}^* \cdot (\omega_{max}^* - 1) \cdot k_u M}}{2 [E_{0ном}^* (\omega_{max}^* - 1) - \Delta E^*]}, \quad (3.29)$$

$$U^* = E_{0ном}^* [(\omega_{max}^*)^2 - 1] - \Delta E^*.$$

На Рисунке 3.17 представлена зависимость частоты  $\omega_{кр}^*$  от величин  $\Delta E^*$  Рисунок 3.17(а) и  $I_{кз0}^*$  Рисунок 3.17(б). Из Рисунка 3.17(а) следует, что при заданных малых величинах  $\Delta E^* = 0.01$  значение  $\omega_{кр}^*$  лежит в диапазоне относительно низких частот. Такая же тенденция наблюдается и для малых значений  $I_{кз0}^*$ , так при

$$I_{кз0}^* = I_{нпер}^* = k_{пер}, \quad \omega_{кр}^* \approx 0.23 \div 0.25.$$

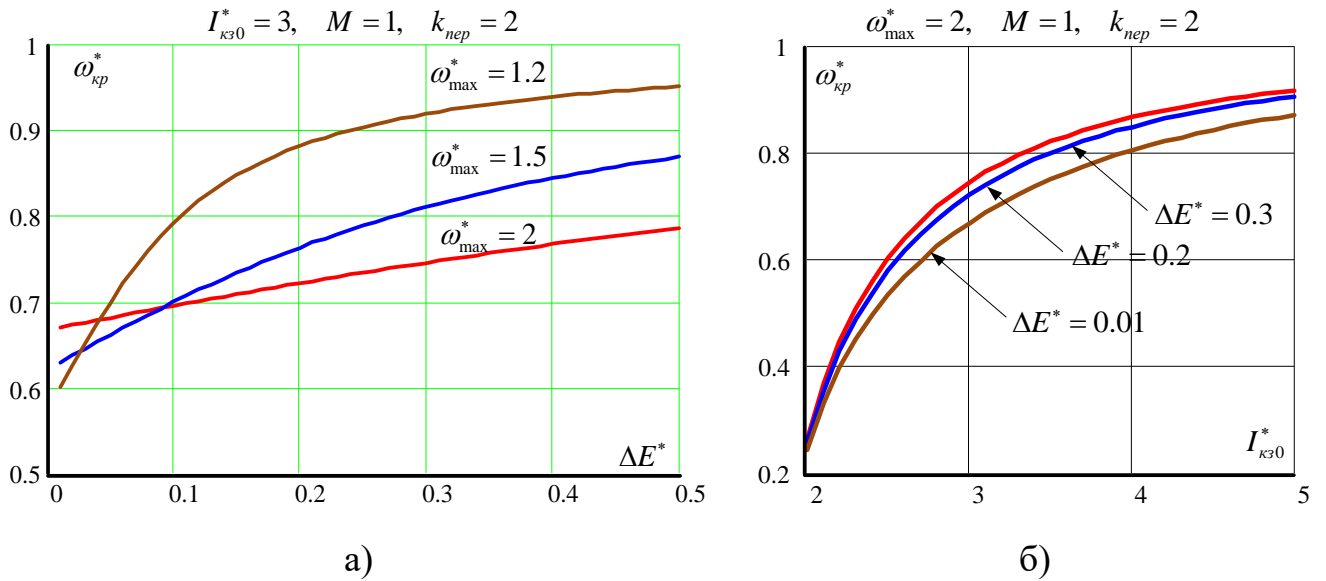


Рисунок 3.17 - График зависимости частоты  $\omega_{кр}^*$  от величин  $\Delta E^*$  (а) и тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$  (б)

Учитывая, что  $I_a^* = \frac{I_H^*}{3k_u \cdot M}$ , используя соотношение (3.23) рассчитаем зависимости тока генератора ( $I^*$ ), его полной мощности ( $S^*$ ) и коэффициента мощности

( $\chi$ ) от тока нагрузки. Расчетные соотношения с учетом принятых допущений будут иметь вид:

$$I^* = \sqrt{\left(\frac{I_H^*}{3k_u \cdot M}\right)^2 + (I_p^*)^2}, S^* = 3I^* \cdot U_{AB}^* = 3k_u \cdot M \cdot I^*, \chi = \frac{P_H^*}{S} = \frac{I_H^*}{S^*}. \quad (3.30)$$

На Рисунках 3.18 и 3.19 для  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $k_{неп} = 2$ ,  $\Delta E^* = 0.3$ ,  $M = 1$  приведены зависимости некоторых интегральных и энергетических параметров от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$ . Как следует из данных рисунков при выбранном коэффициенте перегрузки ( $k_{неп} = 2$ ) наилучшие энергетические показатели характерны для режима с  $I_n^* = I_{n\max}^* = k_{неп} = 2$ . В этом случае величина коэффициента мощности генератора ( $\chi$ ) максимальна и близка к единице. Учитывая, что режим пере-

грузки, как правило, является кратковременным, поэтому при выборе параметров СГ с  $\chi=1$  необходимо ориентироваться на номинальный режим с  $I_n^* = I_{nном}^*$  и  $\omega^* = 1$ . Все ранее полученные соотношения могут быть использованы, если в них принять  $k_{пер} = 1$ .

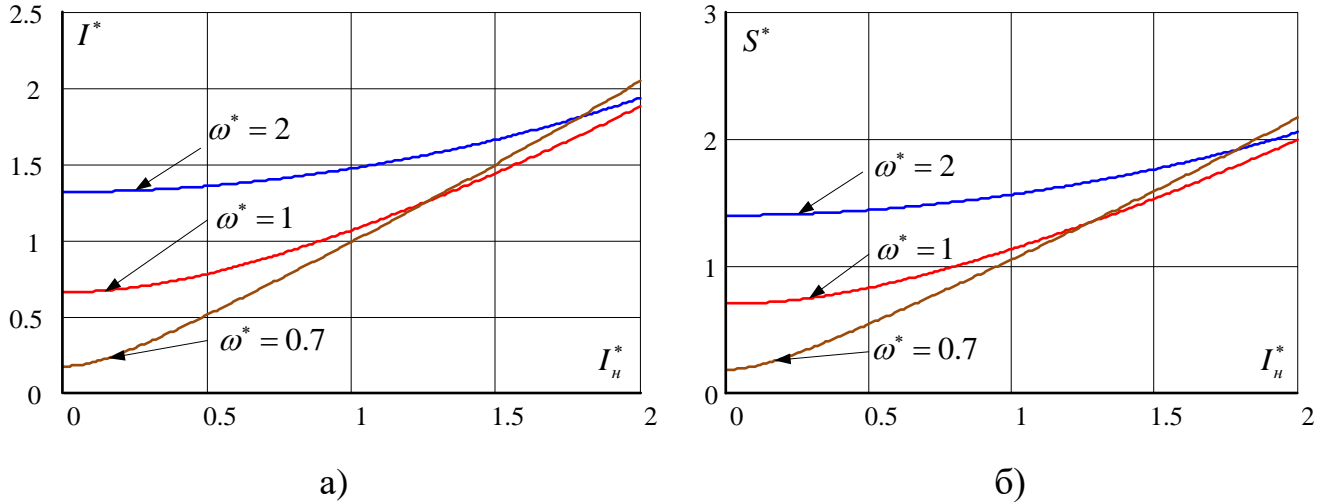


Рисунок 3.18 - График зависимости тока генератора (а) и полной мощности (б) от тока нагрузки ( $I_n^*$ )

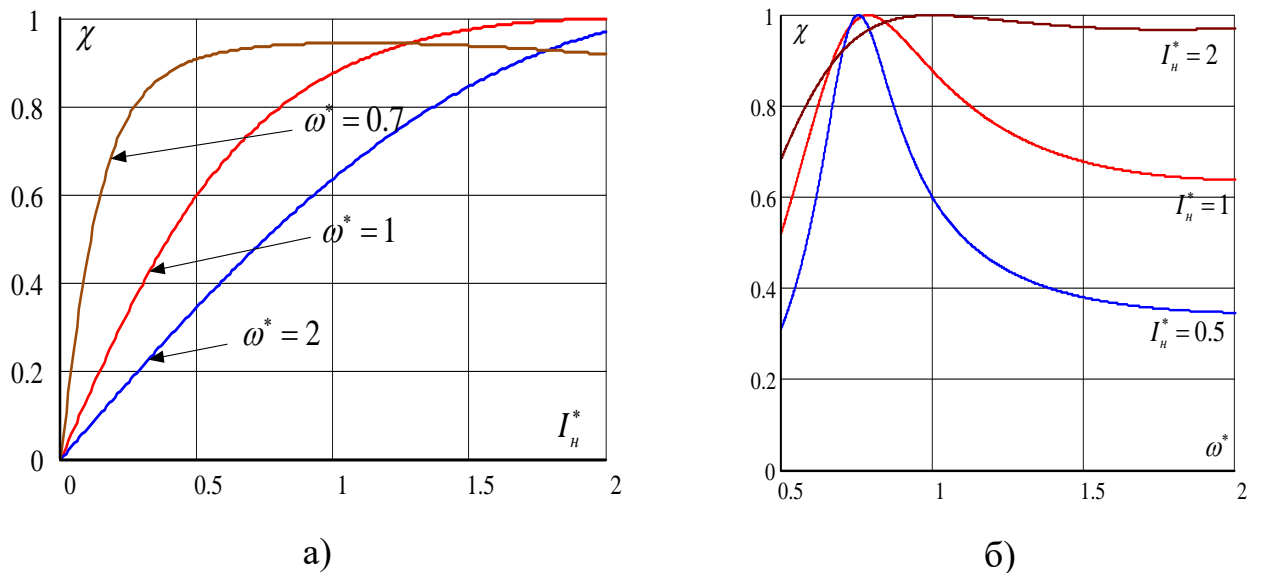


Рисунок 3.19 - График зависимости коэффициента мощности ( $\chi$ ) генератора от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$

На Рисунках 3.20 и 3.21 также как и выше приведены зависимости энергетических параметров от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$ , при условии  $X_0^* = 0.124$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $k_{пер} = 1$ ,  $\Delta E^* = 0.01$ ,  $M = 1$ . Кроме этого на Рисунке 3.20(б) показано влияние величины  $\Delta E^*$  на коэффициент мощности генератора. Как и следовало ожидать все энергетические характеристики имеют наилучшее значение при  $I_n^* = 1$  и  $\omega^* = 1$ . Режим двойной перегрузки по току ( $I_n^* = I_{n\max}^* = 2$ ) реализуется при наличии реактивной составляющей в токе генератора, однако коэффициент мощность СГ при этом  $\chi > 0.8$ .

Особо следует обратить внимание на Рисунок 3.20(б), он отражает влияние выбранной величины параметра  $\Delta E^*$  на коэффициент мощности генератора. Очевидной является тенденция увеличения  $\chi$  с уменьшением значения  $\Delta E^*$ , однако, рассматриваемый закон изменения потокосцепления  $\psi_f$  от частоты  $\omega$  (3.7) не позволяет обеспечить высокое значение коэффициента мощности во всем диапазоне изменения частот  $\omega$  и величины тока нагрузки.

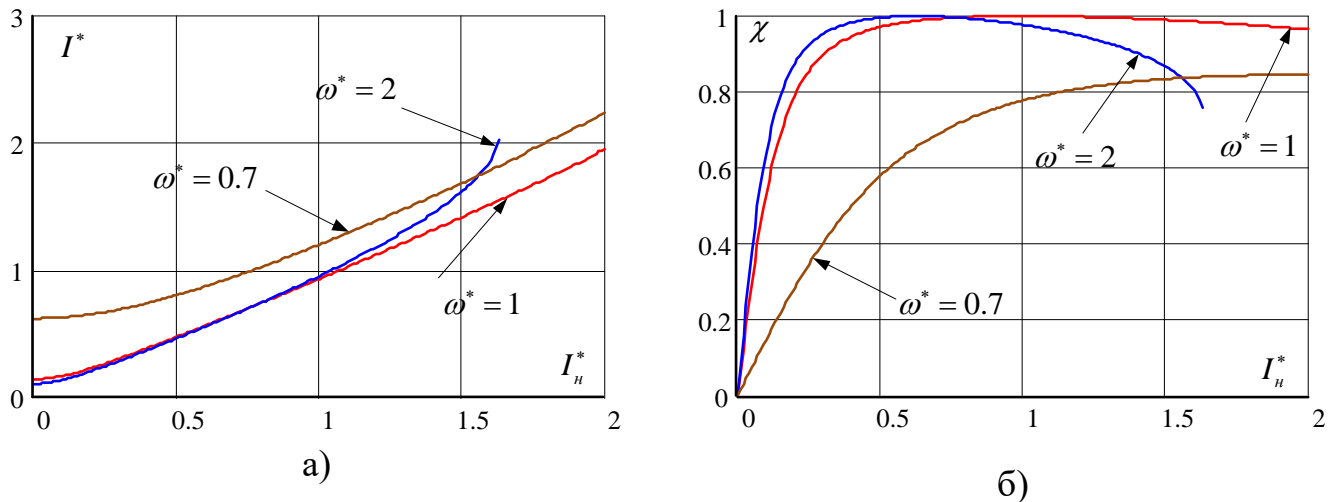


Рисунок 3.20 - Графики зависимости тока (а) и коэффициента мощности (б) генератора от тока нагрузки ( $I_n^*$ )



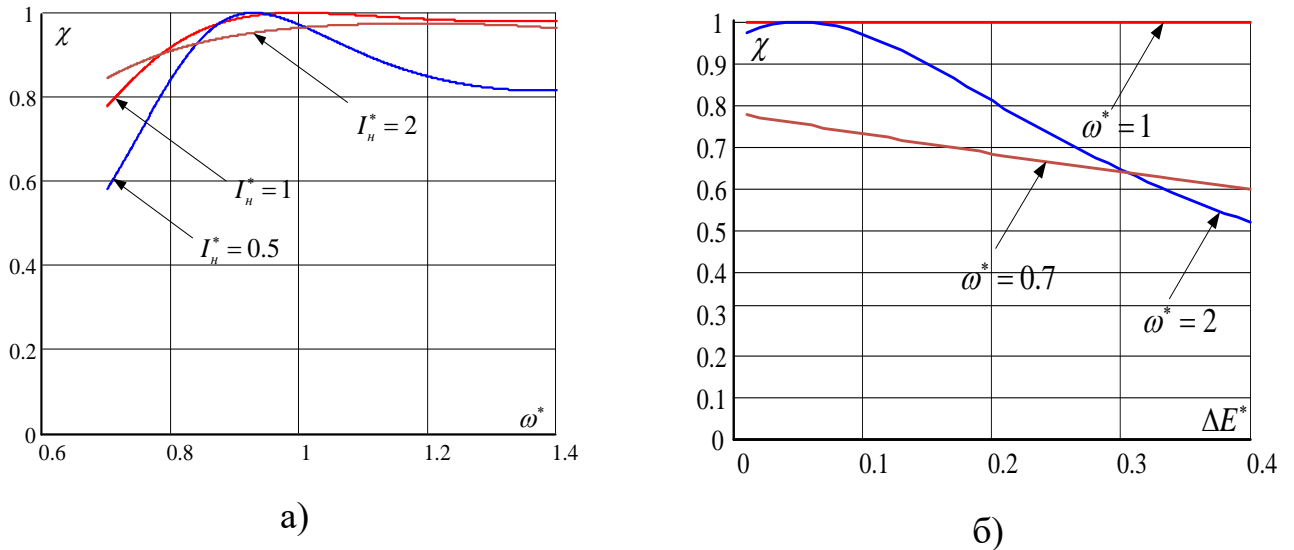


Рисунок 3.21 - Графики зависимости коэффициента мощности генератора от частоты  $\omega^*$  (а) и величины параметра  $\Delta E^*$  (б)

Таким образом, рассмотренный закон изменения потокосцепления обмотки возбуждения  $\Psi_f$  от частоты  $\omega$  (3.8) в синхронном генераторе с комбинированным возбуждением позволяет значительно повысить энергетические показатели системы по сравнению с системой на базе классического синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов. Однако не во всех режимах работы удастся исключить перетоки реактивной мощности между генератором и активным выпрямителем. Максимально энергетически эффективными режимами являются номинальные режимы работы системы на частоте  $\omega = \omega_0$  с током  $I_n = I_{нном}$  или при  $I_n = I_{нпер}$  в зависимости от выбранных параметров генератора.

### Вариант №2

Данный вариант, как и предыдущий, может быть реализован с помощью различных законов изменения потокосцепления  $\Psi_f(\omega)$  в диапазоне частот  $\omega_{\min} \div \omega_{\max}$ . В качестве первого шага для исследования примем, что потокосцепление обмотки возбуждения изменяется по линейному закону, Рисунок 3.2(б):

$$\Psi_f = \frac{-\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega - \omega_{\min}). \quad (3.31)$$

При этом ток возбуждения должен изменяться по следующему закону:

$$I_f = \frac{-I_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega - \omega_{\min}) = F \{ \omega, I_{f \max} \},$$

$$F \{ \omega, I_{f \max} \} = \frac{-I_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega - \omega_{\min}),$$
(3.31a)

С учетом (3.31) получим:

$$E_{хх}(\omega) = \omega \cdot \left( \Psi_0 - \frac{\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega - \omega_{\min}) \right).$$
(3.32)

Для данного варианта выберем величину потокосцепления  $\Psi_0$  при  $\omega = \omega_{\min}$ , когда  $\Psi_f = 0$ , полагая в этом режиме  $\cos \varphi = 1$ , ( $I_p = 0$ ), а также принимая, что для этой частоты необходимо обеспечить  $I_n = I_{нпер} = k_{нпер} I_{нном}$ . Учитывая данные соображения и соотношение (3.4) получим:

$$\omega_{\min} \cdot \Psi_0 = E_{0ном} = \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega_{\min} L \cdot \frac{k_{нпер} I_{нном}}{3k_u \cdot M} \right)^2}.$$
(3.33)

Как в первом варианте примем, что в режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГ равен нулю, тогда необходимая величиной тока короткого замыкания на выходе СЭС ПТ должна обеспечиваться только потокосцепление  $\Psi_0$ . Его значение определится с помощью соотношения (3.10), откуда следует, что эта величина не зависит от частоты  $\omega$ .

Подставляя (3.10) в соотношение (3.33) и разрешая его относительно  $E_{0ном}$  получим:

$$E_{0ном} = \omega_{\min} \cdot \Psi_0 = \frac{k_u M \cdot U_n}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{нпер} I_{нном}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}} \right)^2}}.$$
(3.34)

Таким образом, соотношения (3.10) и (3.34) позволяют однозначно определить  $\Psi_0$  и  $L$  генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимым токе короткого замыкания  $I_{кз}$ .

Величину потокосцепления  $\Psi_{f \max}$  обмотки возбуждения определим при частоте  $\omega = \omega_{\max}$  из условия:

$$E_{xx}(\omega_{\max}) = E_{0ном} + \Delta E, \quad (3.35)$$

здесь величиной  $\Delta E$  следует задаваться на стадии проектирования.

Тогда:

$$\Psi_{f \max} = \frac{1}{\omega_{\max}} \left[ \left( \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} - 1 \right) \cdot E_{0ном} - \Delta E \right]. \quad (3.36)$$

Для случая  $E_{xx}(\omega_{\max}) = E_{0ном}$ , когда задано  $\Delta E = 0$ , получим:

$$\Psi_{f \max} = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\max}} \cdot \Psi_0.$$

Учитывая (3.32)÷(3.36), полагая  $\omega_0 = \omega_{\min}$  и переходя к относительным единицам получим:

$$E_{xx}^*(\omega^*) = \omega^* \left[ \left( 1 - \frac{\omega^* - 1}{\omega_{\max}^*} \right) \cdot E_{0ном}^* + \frac{1}{\omega_{\max}^*} \cdot \frac{\omega^* - 1}{\omega_{\max}^* - 1} \cdot \Delta E^* \right],$$

$$E_{0ном}^* = \frac{k_u \cdot M}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{nep}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}^*} \right)^2}}. \quad (3.37)$$

Необходимо отметить, что токи  $I_{кз0}$ ,  $I_{кз}(\omega)$ , а также  $\Delta E_{\max}^*$  определяются соотношениями (3.10), (3.11) и Рисунка 3.16(а) соответственно с учетом (3.37).

Зависимость величины  $\Delta E_{\max}^*$  от  $\omega_{\max}^*$  для различных значений  $I_{кз0}^*$  представлена на Рисунке 3.22, принципиально она повторяет вид графика на Рисунке 3.16, различие заключается в том, что достижимая величина  $\Delta E_{\max}^*$  в данном случае практически в два раза больше, что объясняется большими значениями  $\omega_{\max}^*$ .

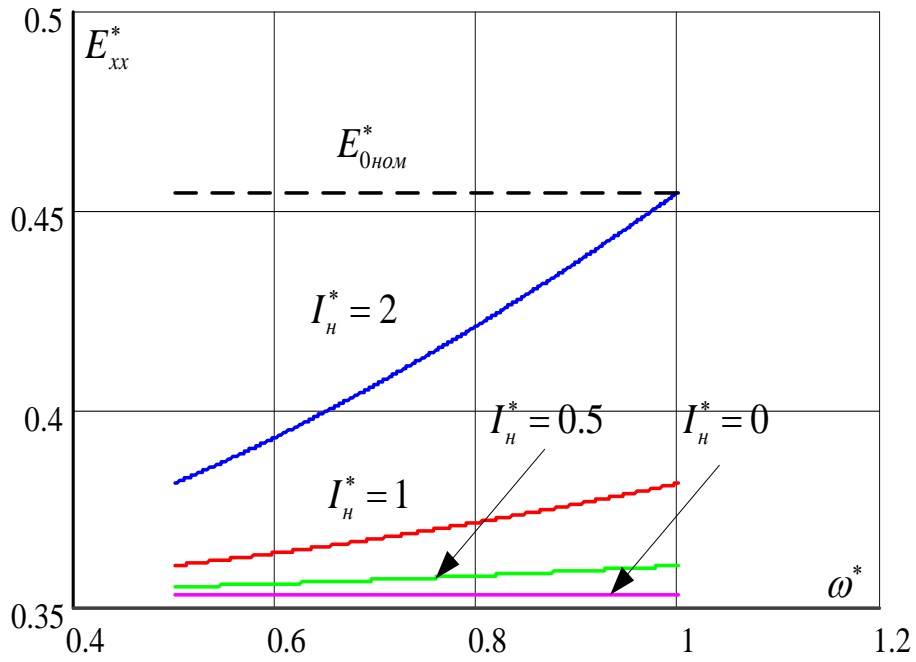


Рисунок 3.22 - Зависимости величины  $\Delta E_{\max}^*$  от  $\omega_{\max}^*$  для различных значений  $I_{кз0}^*$

На Рисунке 3.23 представлены зависимости  $I_{кз}^*(\omega^*)$  (а) и  $E_{xx}^*(\omega^*)$  (б) для нескольких значений  $\Delta E^*$  при  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$  и  $k_{пер} = 2$ .

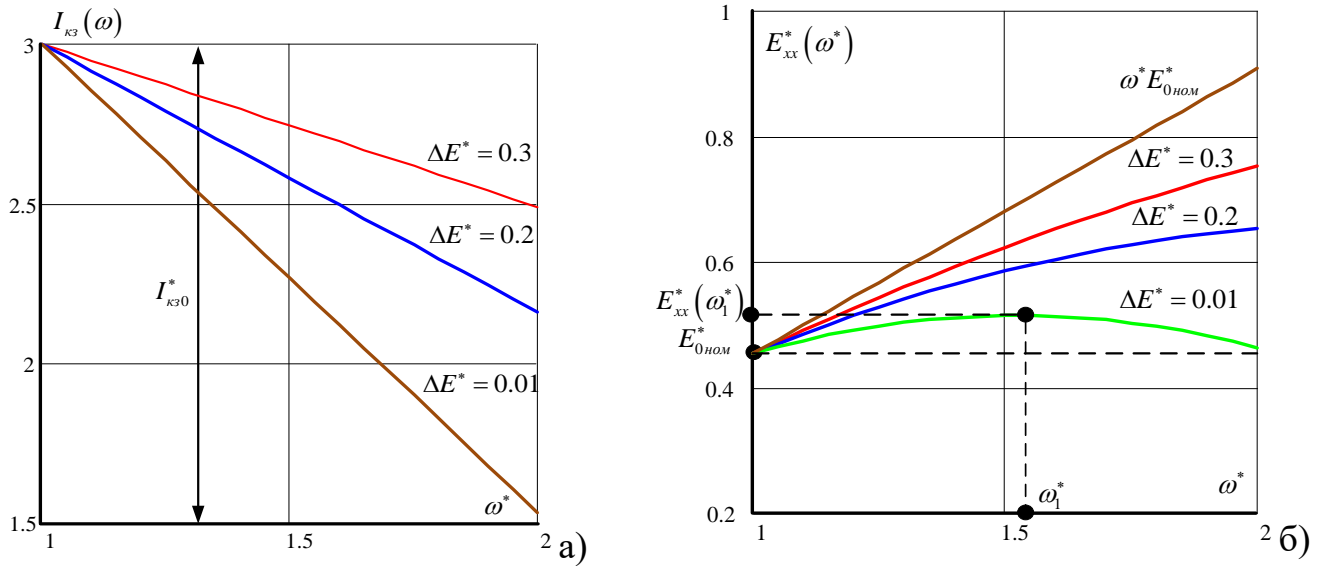


Рисунок 3.23 - Зависимости относительных значений тока короткого замыкания

$I_{кз}^*(\omega^*)$  (а) и ЭДС холостого хода генератора  $E_{xx}^*(\omega^*)$  (б) от частоты  $\omega^*$

Ток короткого замыкания генератора  $I_{кз}^*(\omega^*)$ , Рисунок 3.23(а) как и в Варианте № 1 практически линейно зависит от частоты  $\omega^*$ , причем при  $\omega^* > 1$  всегда  $I_{кз}^*(\omega^*) < I_{кз0}^*$ , что объясняется уменьшением суммарного потокосцепления в СГ.

Из Рисунка 3.23(б) следует, что при заданном законе изменения потокосцепления обмотки возбуждения (3.31) невозможно поддерживать величину  $E_{xx}^*(\omega^*)$  на уровне, необходимом для компенсации падения напряжения  $\omega L \cdot I_a$  при  $I_p \approx 0$ , что вероятно приведет, как и в Варианте № 1, к снижению коэффициента мощности СГ внутри интервалов частот  $1 \div \omega_{\max}^*$ . На Рисунке 3.23(б) видно, что при определенных значениях  $\Delta E^*$  в графиках зависимости  $E_{xx}^*(\omega^*)$  возникает точка перегиба, соответствующая частоте  $\omega_1^*$ , после которой с ростом частоты  $E_{xx}^*$  начинает уменьшаться. Значение данной частоты определяется с помощью следующего соотношения:

$$\omega_1^* = \frac{1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{\omega_{\max}^* \cdot E_{0ном}^*}{E_{0ном}^* - \frac{\Delta E^*}{\omega_{\max}^* - 1}} \right) \right]. \quad (3.38)$$

Данное соотношение по форме полностью совпадает с выражением (3.15), различие заключается в том, что здесь используется  $E_{0ном}^*$ , определенное при  $\omega^* = \omega_{\min}^*$ .

При заданных значениях  $\omega_{\max}^*$  и  $\Delta E^*$  величина  $\omega_1^*$  может находиться вне диапазона частот  $\omega_{\min}^* \div \omega_{\max}^*$ , т.е.  $\omega_1^* \notin \{\omega_{\min}^*, \omega_{\max}^*\}$ , в этом случае точка перегиба в рабочем диапазоне частот отсутствует.

На Рисунке 3.24 приведены зависимости  $\omega_1^*$  и  $E_{xx}^*(\omega_1^*)$  от величины  $\Delta E^*$  при  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$  и  $k_{пер} = 2$ .

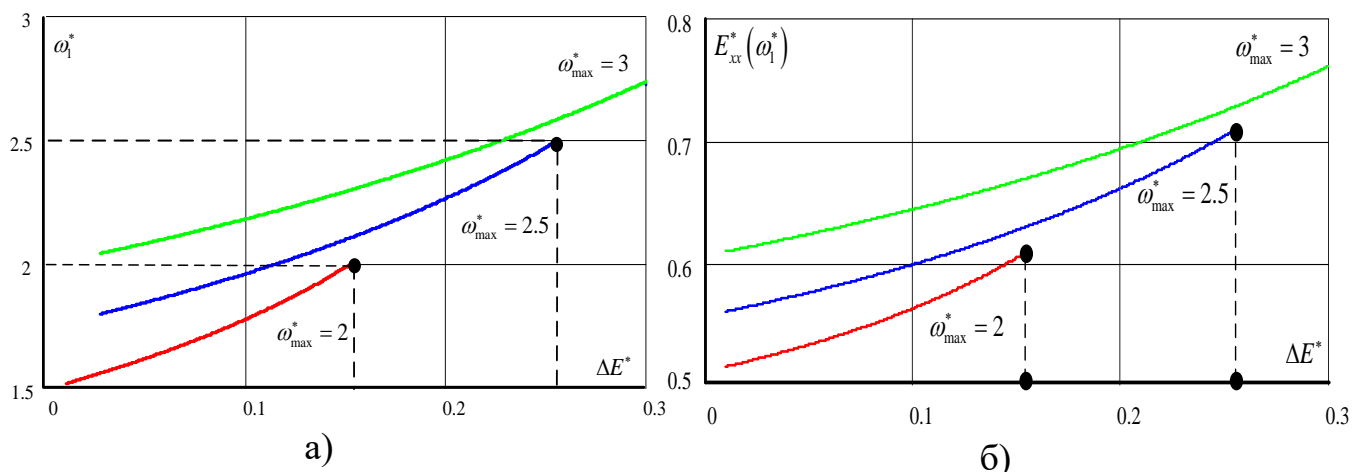


Рисунок 3.24 - Зависимости относительного значения частоты  $\omega_1^*$  (а) и значения

$$E_{xx}^*(\omega_1^*) \text{ (б) от величины } \Delta E^*$$

Рисунок 3.24 наглядно иллюстрируют ограничение на возможность существования в рабочем диапазоне частот точки перегиба в графике  $E_{xx}^*(\omega^*)$ . Кроме этого, из Рисунка 3.24(б) следует, что с ростом  $\omega_{\max}^*$  происходит возрастание величины напряжения в точке перегиба  $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ , это приведет к заметному снижению коэффициента мощности СГ. Так как для компенсации избыточной ЭДС активный выпрямитель напряжения будет потреблять от генератора повышенное значение реактивного тока.

Обратимся к рассмотрению характера изменения токов генератора в зависимости от режимов работы системы.

Связь между активной ( $I_a^*$ ) и реактивной ( $I_p^*$ ) составляющей тока СГ ( $I^*$ ) определяются соотношением (3.16), с той лишь разницей в выражении для определения  $E_{xx}^*(\omega^*)$  используется  $E_{\text{ном}}^*$ , определенное при  $\omega^* = \omega_{\min}^*$ . Очевидно, все рассуждения о характере этой зависимости сохраняются с той лишь разницей, что относительное значение частоты принадлежит интервалу  $\omega^* \in \{\omega_{\min}^*, \omega_{\max}^*\} = \{1, \omega_{\max}^*\}$ . Также справедливым, с указанными уточнениями, является выражение (3.17) для

годографа  $I^*(\varphi)$  в полярной системе координат и все его свойства, ранее определенные для Варианта № 1.

На Рисунке 3.25 приведен годограф тока  $I^*(\varphi)$ , построенный для  $M = 1$ , различных значений частоты  $\omega^*$  и параметра  $\Delta E^*$ , при  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $k_{пер} = 2$ ,  $\Delta E^* = 0.3$ . Данный рисунок позволяет сделать вывод о том, что с увеличением частоты  $\omega^*$  при нахождении вектора тока  $I^*(\varphi)$  в первом квадранте происходит увеличение сектора, где угол сдвига между напряжением и током генератора  $\varphi < 0$ . Данная тенденция достаточно очевидна, т.к. с увеличением частоты происходит некоторый рост ЭДС холостого хода. При уменьшении значения  $\Delta E^*$  зона с углом сдвига  $\varphi < 0$  уменьшается. Следует еще раз отметить, что в данном варианте при изменении частоты от  $\omega^* = 1$  до  $\omega^* = 2 \div 2.5$  и  $0 < I_a^* \leq I_{нmax}^*$  угол сдвига  $\varphi < 0$ .

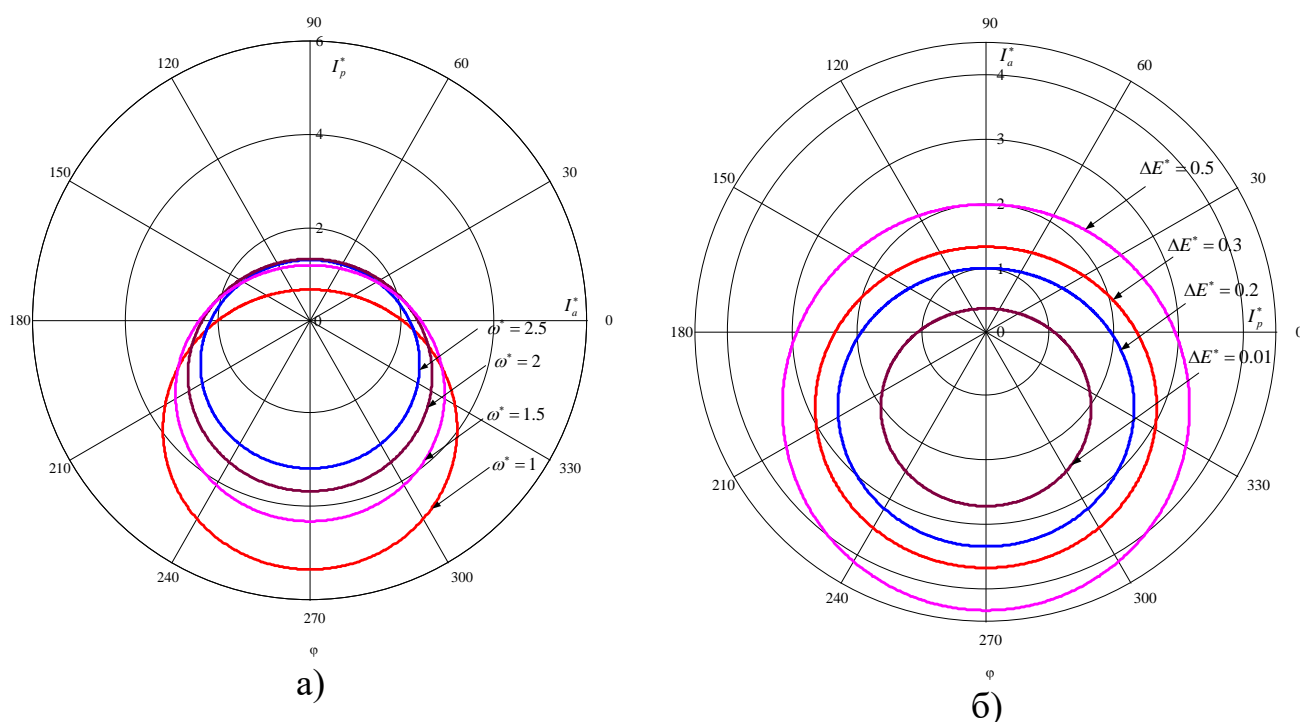


Рисунок 3.25 - Годограф тока генератора для различных значений частоты  $\omega^*$  (а) и значений параметра  $\Delta E^*$  (б)

Рассмотрим влияние тока нагрузки на режимы работы и энергетические параметры системы. Для этого воспользуемся соотношением (3.23), полагая, что  $\omega^* \in \{\omega_{\min}^*, \omega_{\max}^*\} = \{1, \omega_{\max}^*\}$  и ток  $I_{кз}^*(\omega^*)$  определяется с учетом (3.31) и (3.32).

На Рисунке 3.26 приведена зависимость  $I_p^*(I_n^*)$  для различных значений частоты  $\omega^*$  в режиме генерирования, поэтому отражены только квадранты I и IV. Напомним, что квадрант I соответствует  $\varphi < 0$ , а квадрант IV -  $\varphi > 0$ . Как следует из этих графиков, с увеличением частоты  $\omega^*$  в зависимости  $I_p^*(I_n^*)$  уменьшается величина максимально возможного тока системы (точка «с» на Рисунке 3.14). При выборе параметров системы исходя из требований обеспечения режима перегрузки, т.е.  $I_u^* = k_{пер} \cdot I_{ном}^* = I_{нmax}^*$ , необходимо выполнение неравенства:

$$3k_u \cdot M \cdot I_{кз}^* \cdot (\omega_{\max}^*) = 3k_u \cdot M \cdot \frac{E_{хх}^*(\omega_{\max}^*)}{\omega_{\max}^* \cdot X_0^*} > I_{нпер}^*. \quad (3.39)$$

Из соотношения (3.39) следует, что  $\omega_{\max}^*$  и  $I_{нmax}^*$  связаны уравнением вида

$$\frac{3k_u \cdot M (E_{0ном}^* + \Delta E^*)}{X_0^*} > \omega_{\max}^* \cdot I_{нпер}^*. \quad (3.40)$$

$$X_0^* = 0.152, I_{кз0}^* = 3, k_{пер} = 2, \Delta E^* = 0.2, M = 1,$$

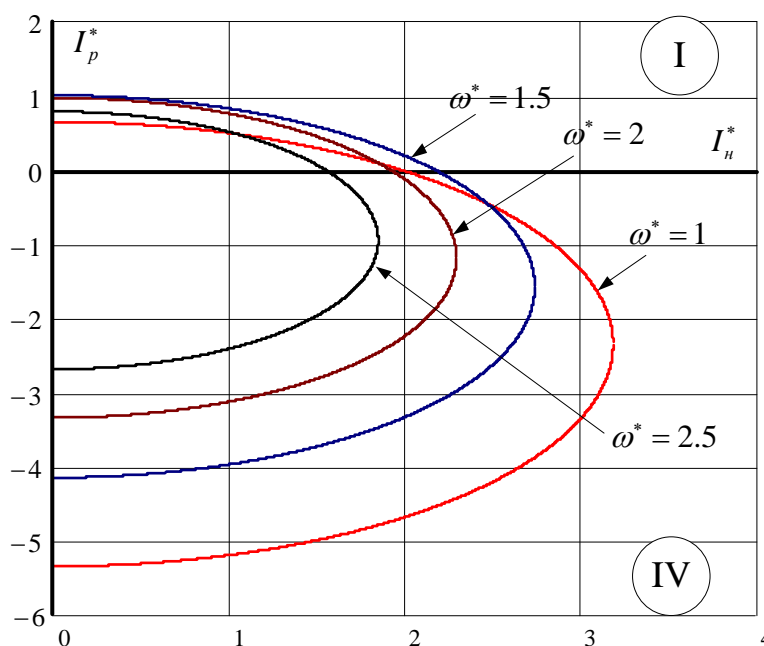


Рисунок 3.26 - График зависимости  $I_p^*(I_n^*)$  для различных значений частоты  $\omega^*$



Учитывая соотношение (3.32) определим основные энергетические параметры системы.

На Рисунках 3.27 и 3.28 для  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $k_{пер} = 2$ ,  $\Delta E^* = 0.3$ ,  $M = 1$  приведены зависимости некоторых интегральных и энергетических параметров от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$ . Как следует из данных рисунков при выбранном коэффициенте перегрузки ( $k_{пер} = 2$ ) наилучшие энергетические показатели характерны для режима с  $I_n^* = I_{n\max}^* = k_{пер} = 2$ . В этом случае величина коэффициента мощности генератора ( $\chi$ ) максимальна и близка к единице.

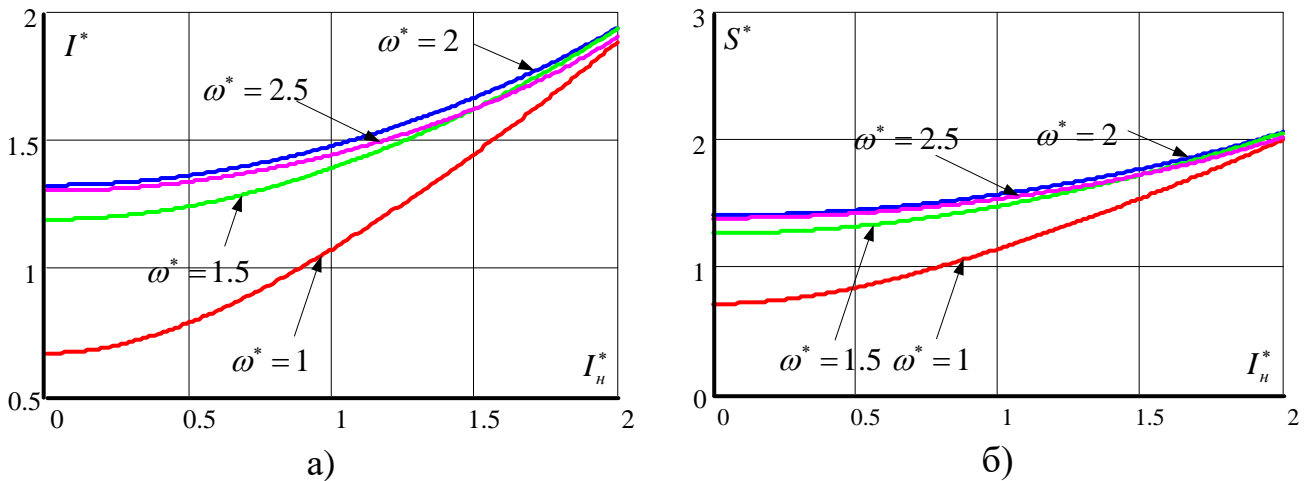


Рисунок 3.27 - График зависимости тока генератора (а) и полной мощности (б) от тока нагрузки ( $I_n^*$ )

Как уже отмечалось при анализе Варианта №1, перегрузки, как правило, является кратковременным, поэтому при выборе параметров СГК, а именно, при определении величины потокосцепления  $\Psi_0$ , необходимо ориентироваться на номинальный режим с  $I_n^* = I_{n\text{ном}}^*$  при  $\omega = \omega_{\min}$  и  $\Psi_f = 0$ , полагая в этом режиме. Для этого формально необходимо в соотношении (31) принять  $k_{пер} = 1$ . Используя это условие на Рисунках 3.28 и 3.29 представлены результаты расчетов зависимости энергетических параметров от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$ , при условии

$X_0^* = 0.124$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $\Delta E^* = 0.01$ ,  $M = 1$ ,  $\omega_{\max}^* = 2$ . Кроме этого на Рисунке 28(б) показано влияние величины  $\Delta E^*$  на коэффициент мощности генератора.

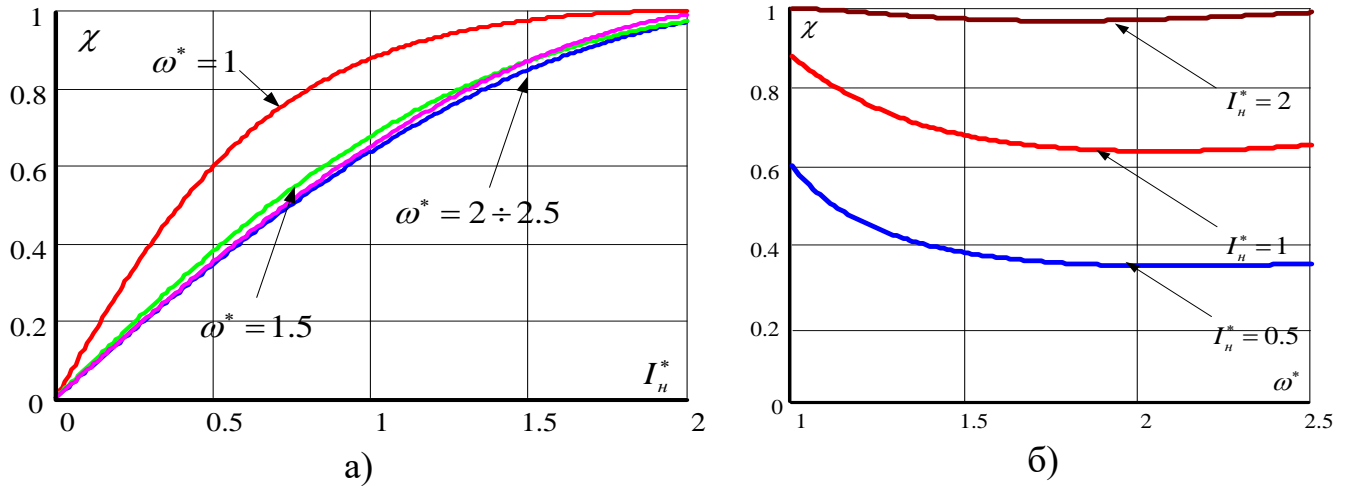


Рисунок 3.28 - График зависимости коэффициента мощности ( $\chi$ ) генератора от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$

Как и следовало ожидать коэффициент мощности СГК имеет максимальное значение  $\chi = 1$  при  $I_n^* = 1$  и  $\omega^* = 1$ . Режим перегрузки по току с  $I_{нпер}^* = k_{пер} = 2$  реализуется при наличии реактивной составляющей в токе генератора, однако коэффициент мощности СГ при этом  $\chi \geq 0.8$ .

Рисунок 3.29(б) отражает влияние выбранной величины параметра  $\Delta E^*$  на коэффициент мощности генератора. Очевидной является тенденция увеличения  $\chi$  с уменьшением значения  $\Delta E^*$ . Как уже отмечалось, рассматриваемый закон изменения потокосцепления  $\Psi_f$  от частоты  $\omega$  (3.31) не позволяет обеспечить высокое значение коэффициента мощности во всем диапазоне изменения частот  $\omega$  и величины тока нагрузки.

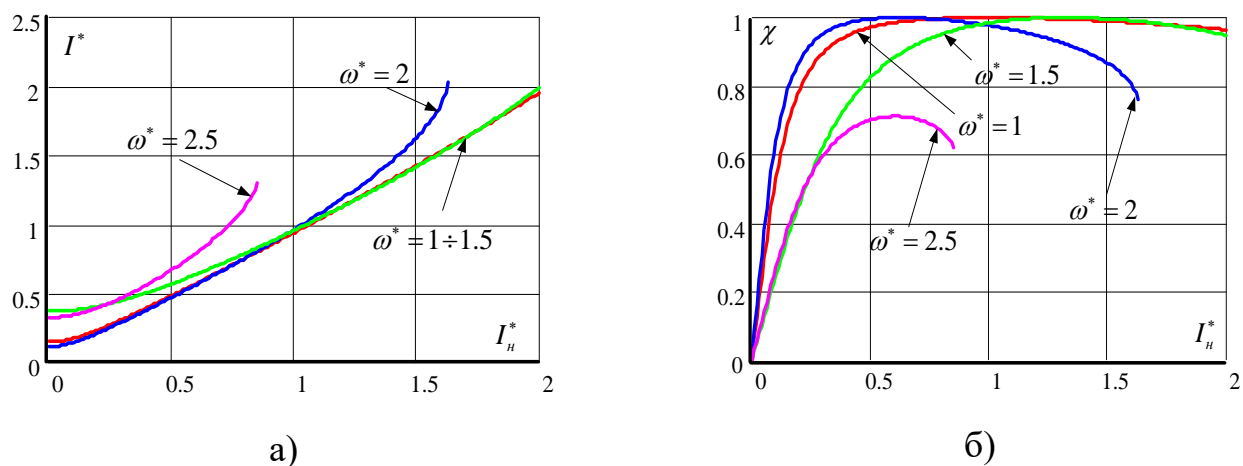


Рисунок 3.29 - Графики зависимости тока (а) и коэффициента мощности (б) генератора от тока нагрузки ( $I_n^*$ )

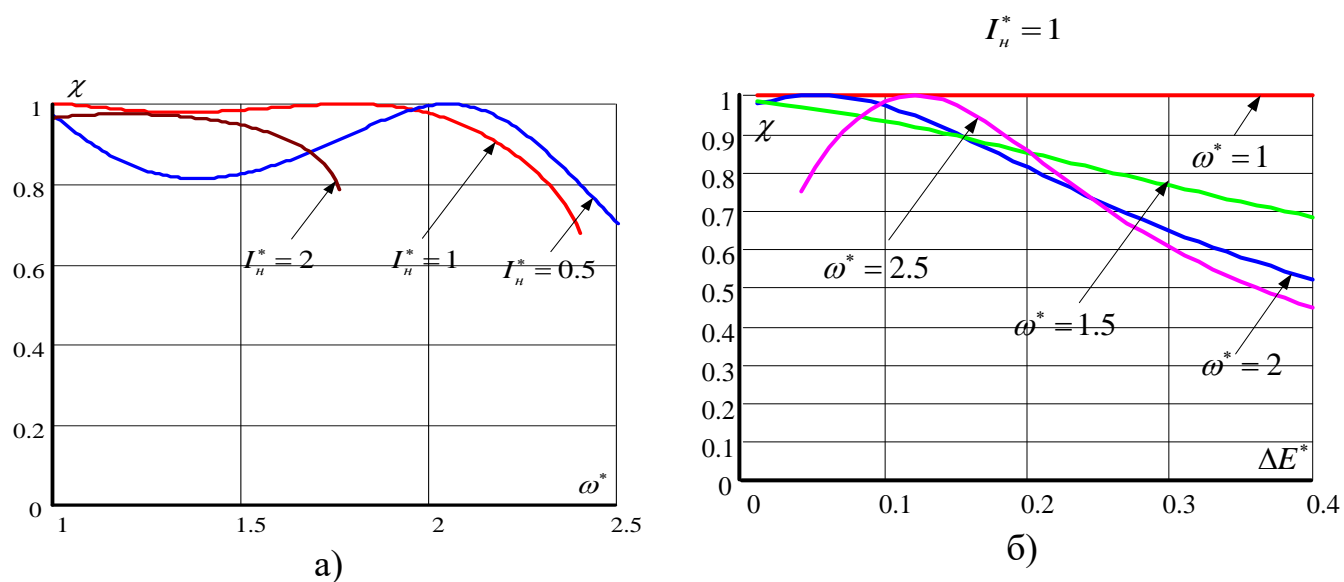


Рисунок 3.30 - Графики зависимости коэффициента мощности генератора от частоты  $\omega^*$  (а) и величины параметра  $\Delta E^*$  (б)

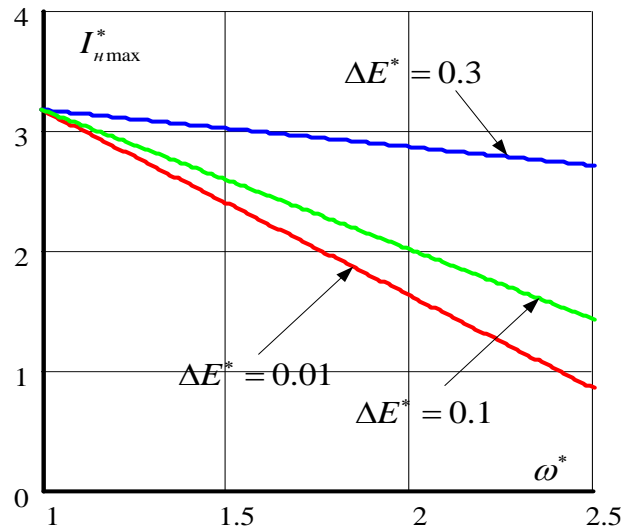


Рисунок 3.31 - Графики зависимости максимального тока генератора  $I_{n\max}^*$  от частоты  $\omega^*$

На Рисунках 3.29 и 3.30 «обрыв» графиков при некоторых значениях тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$  обусловлен тем, что более этих величин в системе невозможно реализовать заданную величину желаемого тока перегрузки  $I_{n\text{пер}}^*$ , т.к. она превышает величину максимального тока ( $I_{n\max}^*$ ), которая может быть достигнута в системе. Это подтверждается графиками на Рисунке 3.30.

Таким образом, как и в Варианте №1, рассмотренный закон изменения потокосцепления обмотки возбуждения  $\Psi_f$  от частоты  $\omega$  (3.31) в синхронном генераторе с комбинированным возбуждением позволяет значительно повысить энергетические показатели системы по сравнению с системой на базе классического синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов [58]. Не во всех режимах работы системы удастся исключить перетоки реактивной мощности между генератором и активным выпрямителем. Режим с наиболее высокими энергетическими показателями может быть задан на стадии проектирования системы путем определения величины потокосцепления  $\Psi_0$  при  $\Psi_f = 0$  на необходимой частоте и заданном значении тока в нагрузке.

### Вариант №3

Примем, что потокосцепление обмотки возбуждения изменяется по линейному закону, Рисунок 3.2(в):

$$\Psi_f = \frac{\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega_{\max} - \omega). \quad (3.41)$$

При этом ток возбуждения должен изменяться по следующему закону:

$$I_f = \frac{I_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega_{\max} - \omega) = F \{ \omega, I_{f \max} \}, \quad (3.31a)$$

$$F \{ \omega, I_{f \max} \} = \frac{I_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega_{\max} - \omega),$$

С учетом (3.41) получим:

$$E_{\text{хх}}(\omega) = \omega \cdot \left[ \Psi_0 + \frac{\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega_{\max} - \omega) \right]. \quad (3.42)$$

Для данного варианта выберем величину потокосцепления  $\Psi_0$  при  $\omega = \omega_{\max}$ , когда  $\Psi_0 = 0$ , полагая в этом режиме  $\cos \varphi = 1$ , ( $I_p = 0$ ), а также принимая, что для этой частоты необходимо обеспечить  $I_n = I_{\text{пер}} = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}$ . Учитывая данные соображения и соотношение (3.4) получим:

$$\omega_{\max} \cdot \Psi_0 = E_{\text{оном}} = \sqrt{(k_u \cdot M \cdot U_n)^2 + \left( \omega_{\max} \cdot L \frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3k_u \cdot M} \right)^2}. \quad (3.43)$$

Как и в предыдущих вариантах примем, что в режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величиной тока короткого замыкания на выходе СЭС ПТ должна обеспечиваться только потокосцепление  $\Psi_0$ . Его значение определится с помощью соотношения (3.10).

Подставляя (3.10) в соотношение (3.43) и разрешая его относительно  $E_{\text{оном}}$  получим:

$$E_{0ном} = \omega_{\max} \cdot \Psi_0 = \frac{k_u \cdot M \cdot U_H}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{пер} I_{нном}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}} \right)^2}}. \quad (3.44)$$

Таким образом, соотношения (3.10) и (3.44) позволяют однозначно определить  $\Psi_0$  и  $L$  генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания  $I_{кз}$ .

Величину потокосцепления  $\Psi_{f \max}$  обмотки возбуждения определим при частоте  $\omega = \omega_{\min}$  из условия:

$$E_{xx}(\omega_{\min}) = E_{0ном} - \Delta E, \quad (3.45)$$

здесь величиной  $\Delta E$  следует задаваться на стадии проектирования.

Тогда:

$$\Psi_{f \max} = \frac{1}{\omega_{\min}} \left[ \left( 1 - \frac{\omega_{\min}}{\omega_{\max}} \right) \cdot E_{0ном} - \Delta E \right]. \quad (3.46)$$

Для случая, когда задано  $\Delta E = 0$  при  $\omega = \omega_{\min}$ , получим  $E_{xx}(\omega_{\min}) = E_{0ном}$ , откуда:

$$\Psi_{f \max} = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\min}} \cdot \Psi_0.$$

Учитывая (3.42)÷(3.46), полагая  $\omega_o = \omega_{\max}$  и переходя к относительным единицам получим:

$$E_{xx}^*(\omega^*) = \omega^* \left[ \left( 1 + \frac{1 - \omega^*}{\omega_{\min}} \right) \cdot E_{0ном}^* - \frac{1}{\omega_{\min}^*} \cdot \frac{1 - \omega^*}{1 - \omega_{\min}^*} \cdot \Delta E^* \right],$$

$$E_{0ном}^* = \frac{k_u \cdot M}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{пер}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}^*} \right)^2}}. \quad (3.47)$$

Как и в Вариантах №1 и №2, токи  $I_{кз0}$  и  $I_{кз}(\omega)$  определяются соотношениями (3.10) и (3.11) соответственно, но в данном случае с учетом (3.47).

Из соотношения  $E_{xx}^*(\omega_{\min}^*) = \omega_{\min}^* \cdot E_{0ном}^*$  определим максимальную величину  $\Delta E_{\max}^*$ , больше которой выполняется неравенство  $E_{xx} \omega_{\min} < \omega_{\min} \cdot \Psi_0$ , в результате получим:

$$\Delta E_{\max}^* = E_{0ном}^* (1 - \omega_{\min}^*). \quad (3.48)$$

Зависимость величины  $\Delta E_{\max}^*$  от  $\omega_{\min}^*$  для различных значений  $I_{кз0}^*$  представлена на Рисунке 3.32, вид этих графиков достаточно очевиден, следует только отметить, что с увеличением значения тока короткого замыкания ( $I_{кз0}^*$ ) величина  $\Delta E_{\max}^*$  уменьшается, что объясняется снижением относительного значения величины  $E_{0ном}^*$ .

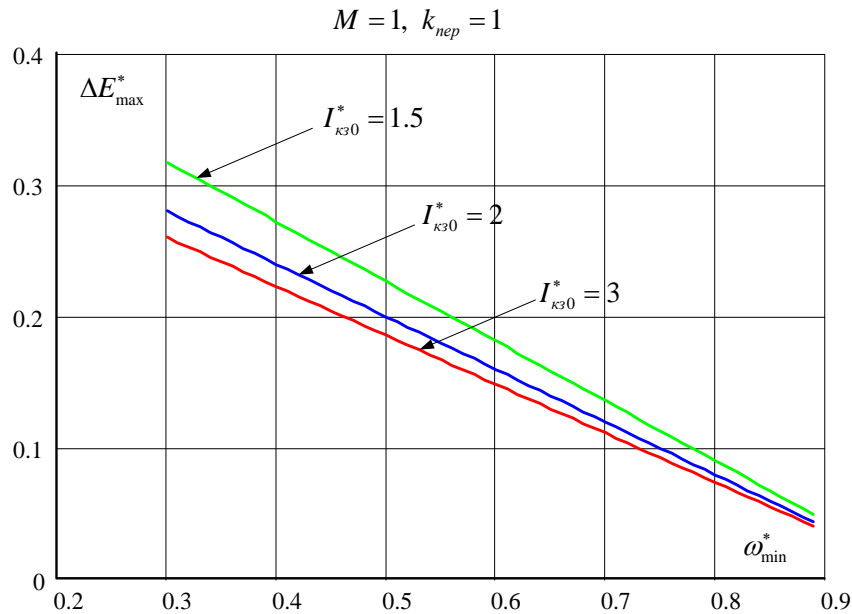


Рисунок 3.32 - Зависимости величины  $\Delta E_{\max}^*$  от  $\omega_{\min}^*$  для различных значений  $I_{кз0}^*$

На Рисунке 3.33 представлены зависимости  $I_{кз}^*(\omega^*)$  (а) и  $E_{хх}^*(\omega^*)$  (б) для нескольких значений  $\Delta E^*$  при  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $\omega_{\min}^* = 0.5$ ,  $k_{пер} = 2$ .

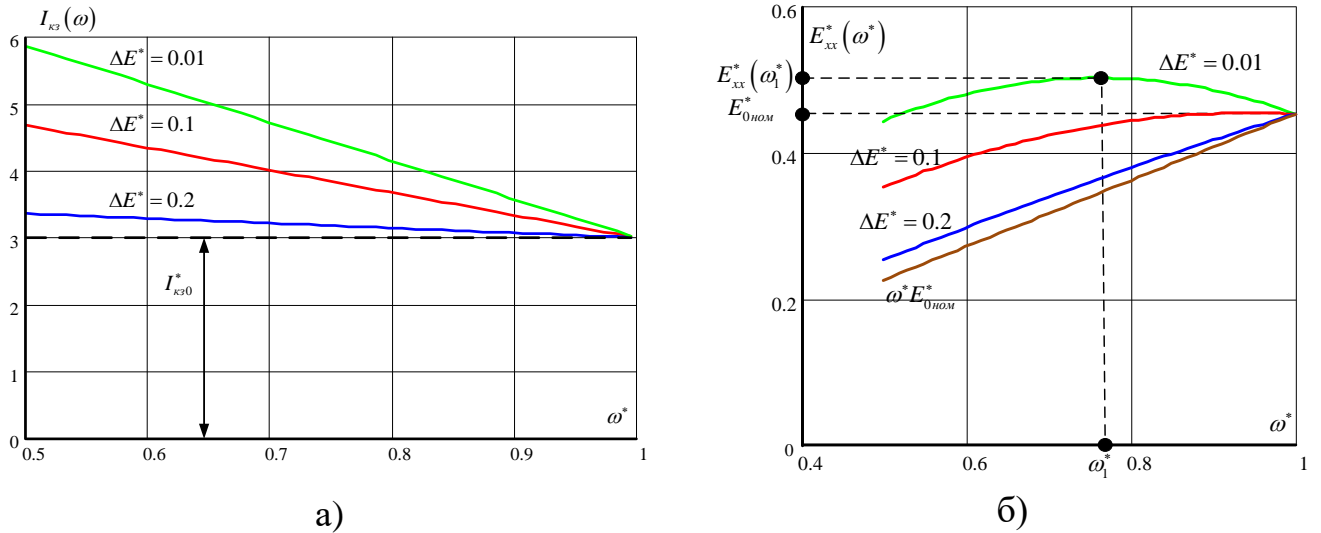


Рисунок 3.33 - Зависимости относительных значений тока короткого замыкания

$I_{кз}^*(\omega^*)$  (а) и ЭДС холостого хода генератора  $E_{xx}^*(\omega^*)$  (б) от частоты  $\omega^*$

Ток короткого замыкания генератора  $I_{кз}^*(\omega^*)$ , Рисунок 3.33(а) практически линейно зависит от частоты  $\omega^*$ , причем при  $\omega^* < 1$  всегда  $I_{кз}^*(\omega^*) > I_{кз0}^*$ , что объясняется увеличением суммарного потокосцепления в СГК. Таким образом, в данном варианте, при наличии ограничения тока в системе на уровне  $I_{кз0}^*$ , в режиме короткого замыкания в нагрузке нет необходимости, делать нулевым ток возбуждения.

Из Рисунок 3.33(б) следует, что при заданном законе изменения потокосцепления обмотки возбуждения (3.41) невозможно поддерживать величину  $E_{xx}^*(\omega^*)$  на уровне, необходимом для компенсации падения напряжения  $\omega L \cdot I_a$  при  $I_p \approx 0$ , что вероятно приведет, как и в Вариантах № 1 и 2, к снижению коэффициента мощности СГК внутри интервалов частот  $\omega_{min}^* \div 1$ . На Рисунок 3.33(б) видно, что при определенных значениях  $\Delta E^*$  в графиках зависимости  $E_{xx}^*(\omega^*)$  возникает точка перегиба, соответствующая частоте  $\omega_1^*$ , после которой с ростом частоты  $E_{xx}^*$  начинает уменьшаться. Значение данной частоты определяется с помощью следующего соотношения:



$$\omega_1^* = \frac{1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{\omega_{\min}^* \cdot E_{0ном}^*}{E_{0ном}^* - \frac{\Delta E^*}{\omega_{\min}^* - 1}} \right) \right]. \quad (3.49)$$

В данном соотношении  $E_{0ном}^*$ , определяется при  $\omega^* = \omega_{\max}^*$ .

При заданных значениях  $\omega_{\max}^*$  и  $\Delta E^*$  величина  $\omega_1^*$  может находиться вне диапазона частот  $\omega_{\min}^* \div 1$ , т.е.  $\omega_1^* \notin \{\omega_{\min}^*, 1\}$ , в этом случае точка перегиба в рабочем диапазоне частот отсутствует.

На Рисунке 3.34 приведены зависимости  $\omega_1^*$  и  $E_{xx}^*(\omega_1^*)$  от величины  $\Delta E^*$  при  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{kz0}^* = 3$  и  $k_{nep} = 2$ .

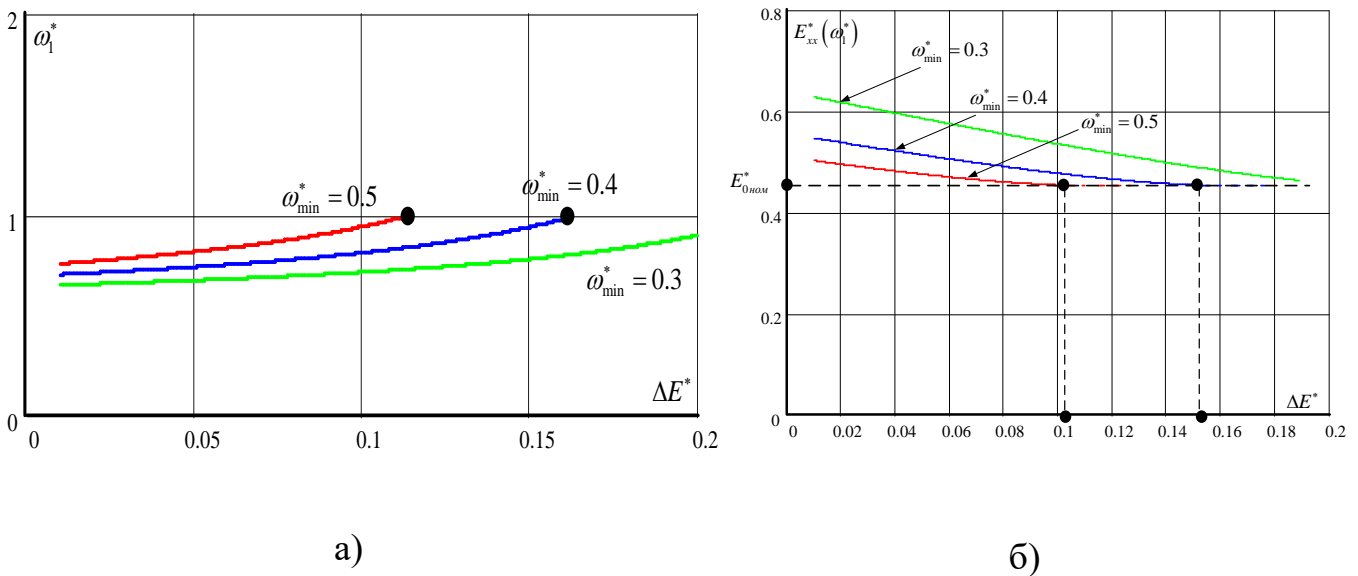


Рисунок 3.34 - Зависимости относительного значения частоты  $\omega_1^*$  (а) и значения

$E_{xx}^*(\omega_1^*)$  (б) от величины  $\Delta E^*$

Наглядно иллюстрируется ограничение на возможность существования в рабочем диапазоне частот точки перегиба в графике  $E_{xx}^*(\omega_1^*)$  с помощью Рисунка 3.34. Кроме этого, из Рисунка 3.34(б) следует, что с уменьшением  $\omega_{\min}^*$  происходит возрастание величины напряжения в точке перегиба ( $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ ), это приведет,

как уже отмечалось, к заметному снижению коэффициента мощности СГК. Так как для компенсации избыточной ЭДС активный выпрямитель напряжения будет потреблять от генератора повышенное значение реактивного тока.

Обратимся к рассмотрению характера изменения токов генератора в зависимости от режимов работы системы.

Как и в Вариантах № 1 и №2 связь между активной ( $I_a^*$ ) и реактивной ( $I_p^*$ ) составляющей тока СГ ( $I^*$ ) определяются соотношением (3.16), с той лишь разницей в выражении для вычисления  $E_{xx}^*(\omega^*)$  и  $I_{кз}^*(\omega^*)$  используется  $E_{0ном}^*$ , определенное при  $\omega^* = \omega_{max}^*$ . Очевидно, все рассуждения о характере этой зависимости сохраняются, отличие заключается в том, что относительное значение частоты принадлежит интервалу  $\omega^* \in \{\omega_{min}^*, 1\}$ . Также справедливым, с указанными уточнениями, является выражение (3.17) для годографа  $I^*(\varphi)$  в полярной системе координат и все его свойства, ранее определенные для данного варианта проектирования.

На Рисунке 3.35 приведен годограф тока  $I^*(\varphi)$ , построенный для  $M = 1$ , различных значений частоты  $\omega^*$  и параметра  $\Delta E^*$ , при  $X_0^* = 0.152$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $k_{пер} = 2$ . Данный рисунок и проведенные расчеты позволяет сделать вывод о том, что с уменьшением частоты  $\omega^*$  ( $\omega^* \leq 0,8$ ) при нахождении вектора тока  $I^*(\varphi)$  в первом квадранте происходит увеличение сектора, где угол сдвига между напряжением и током генератора  $\varphi < 0$ . Данная тенденция объясняется тем, что с уменьшением частоты происходит некоторый рост ЭДС холостого хода (при малых  $\Delta E^*$ ) за счет увеличения потокосцепления  $\Psi_f$ . При уменьшении значения  $\Delta E^*$  зона с углом сдвига  $\varphi < 0$  увеличивается, что также объясняется выше обозначенной причиной. Следует отметить, что в данном варианте проектирования при частотах  $\omega^* > \omega_{кр}^*$ , где  $\omega_{кр}^*$  определяется из уравнения  $E_{xx}^*(\omega_{кр}^*) = U_{AB}^* = k_u M$ , угол сдвига  $\varphi > 0$ , т.е. АВН воспринимается синхронным генератором как нагрузка емкостного характера.

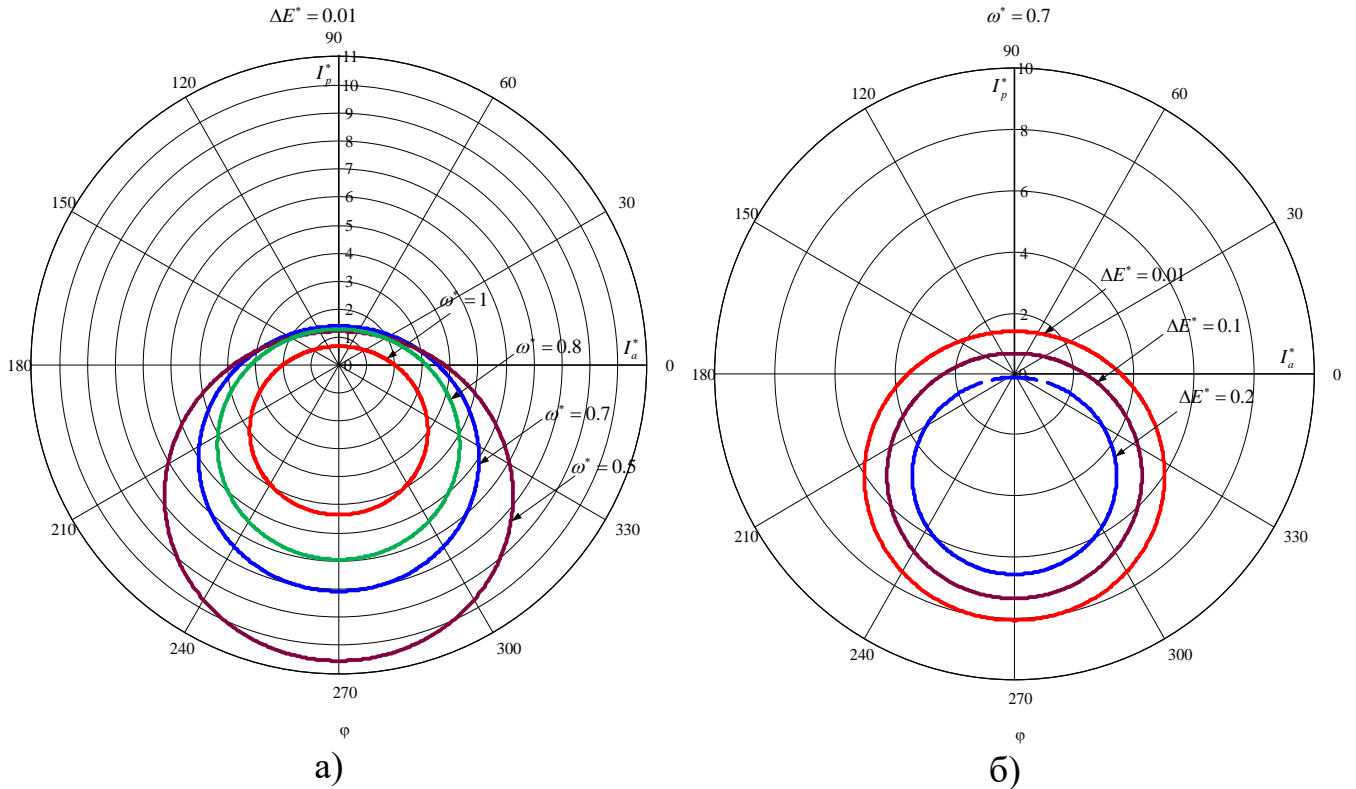


Рисунок 3.35 - Годограф тока генератора для различных значений частоты  $\omega^*$  (а) и значений параметра  $\Delta E^*$  (б)

Соотношение (3.50) позволяет определить частоту  $\omega_{кр}^*$  и её зависимость от параметров системы:

$$\omega_{кр}^* = \frac{-U^* + \sqrt{(U^*)^2 - 4 \cdot [\Delta E^* - E_{0ном}^* (1 - \omega_{мин}^*)] \cdot \omega_{мин}^* \cdot (1 - \omega_{мин}^*) \cdot k_u M}}{2 [\Delta E^* - E_{0ном}^* (1 - \omega_{мин}^*)]}, \quad (3.50)$$

$$U^* = E_{0ном}^* [1 - (\omega_{мин}^*)^2] - \Delta E^*.$$

На Рисунке 3.36 представлена зависимость частоты  $\omega_{кр}^*$  от величин  $\Delta E^*$ , Рисунок 3.36(а) и  $I_{кэ0}^*$  Рисунок 3.36(б). Из Рисунка 3.36(а) следует, что с уменьшением величины  $\Delta E^*$  значение  $\omega_{кр}^*$  стремится к частоте  $\omega_{мин}^*$ . Из Рисунка 3.36(б) видно, что при заданной  $\omega_{мин}^*$  не при всех значениях  $\Delta E^*$  и  $I_{кэ0}^*$  существует частота  $\omega_{кр}^*$ .

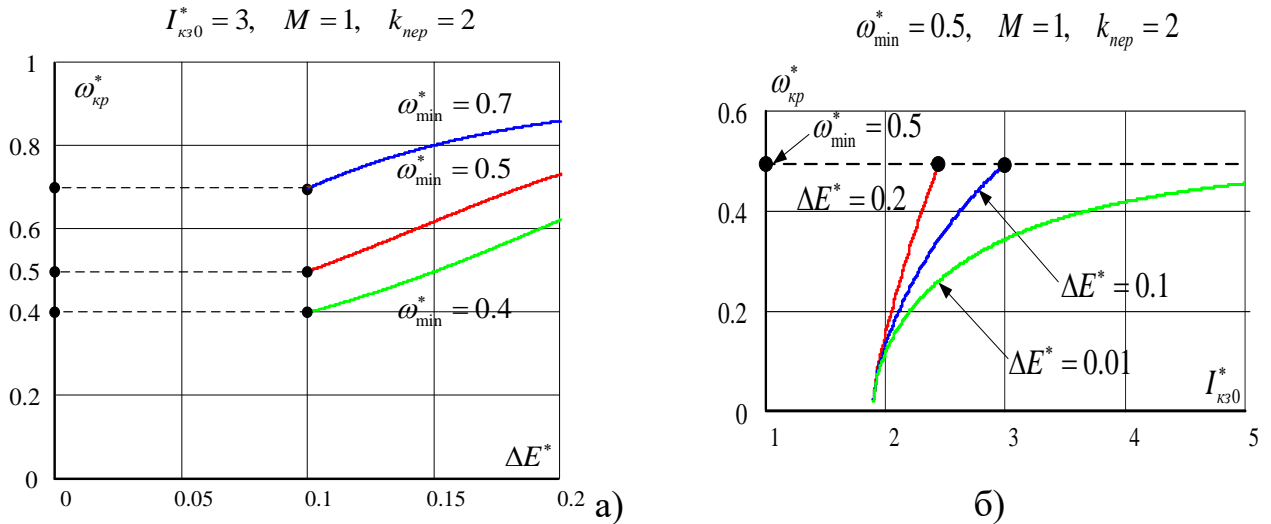


Рисунок 3.36 - График зависимости частоты  $\omega_{кр}^*$  от величин  $\Delta E^*$  (а) и тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$  (б)

Рассмотрим влияние тока нагрузки на режимы работы и энергетические параметры системы. Для этого воспользуемся соотношением (3.23), полагая, что  $\omega^* \in \{\omega_{мин}^*, 1\}$  и ток  $I_{кз}^*(\omega^*)$  определяется с учетом (3.41) и (3.42).

На Рисунке 3.37 приведена зависимость  $I_p^*(I_n^*)$  для различных значений частоты  $\omega^*$  в режиме генерирования, поэтому отражены только квадранты I и IV. Напомним, что квадрант I соответствует  $\varphi < 0$ , а квадрант IV -  $\varphi > 0$ . Как следует из этих графиков, с увеличением частоты  $\omega^*$  в зависимости  $I_p^*(I_n^*)$  уменьшается величина максимально возможного тока системы (точка «с» на Рисунке 3.14). При выборе параметров системы исходя из требований обеспечения режима перегрузки, т.е.  $I_n^* = k_{пер} \cdot I_{нном}^* = I_{нmax}^*$ , необходимо выполнение неравенства:

$$3k_u \cdot M \cdot I_{кз}^*(\omega_{мин}^*) = 3k_u \cdot M \cdot \frac{E_{xx}^* \cdot (\omega_{мин}^*)}{\omega_{мин}^* \cdot X_0^*} > I_{нпер}^* \quad (3.51)$$

Из соотношения (3.51) следует, что  $\omega_{мин}^*$  и  $I_{нmax}^*$  связаны уравнением вида:

$$\frac{3k_u \cdot M \cdot (E_{0ном}^* + \Delta E^*)}{X_0^*} > \omega_{мин}^* \cdot I_{нпер}^* \quad (3.52)$$

$$X_0^* = 0.152, I_{\kappa 30}^* = 3, k_{\text{пер}} = 2, \Delta E^* = 0.2, M = 1, \omega_{\text{min}}^* = 0.5$$

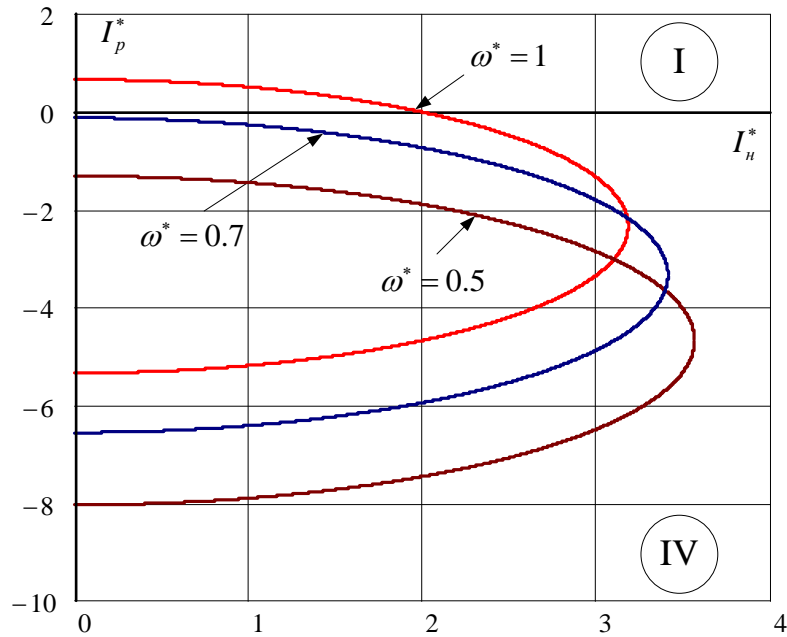


Рисунок 3.37 - График зависимости  $I_p^*(I_n^*)$  для различных значений частоты  $\omega^*$

Учитывая соотношение (3.30) определим основные энергетические параметры системы.

На рисунках 3.38 и 3.39 для  $X_0^* = 0.152$ ,  $\omega_{\text{min}}^* = 0.5$ ,  $I_{\kappa 30}^* = 3$ ,  $k_{\text{пер}} = 2$ ,  $\Delta E^* = 0.2$ ,  $M = 1$  приведены зависимости некоторых интегральных и энергетических параметров от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$ . Как следует из данных рисунков при выбранном коэффициенте перегрузки ( $k_{\text{пер}} = 2$ ) наилучшие энергетические показатели характерны для режима с  $I_n^* = I_{n \text{ max}}^* = k_{\text{пер}} = 2$ . В этом случае величина коэффициента мощности генератора ( $\chi$ ) максимальна и близка к единице при  $\omega^* \rightarrow 1$ .

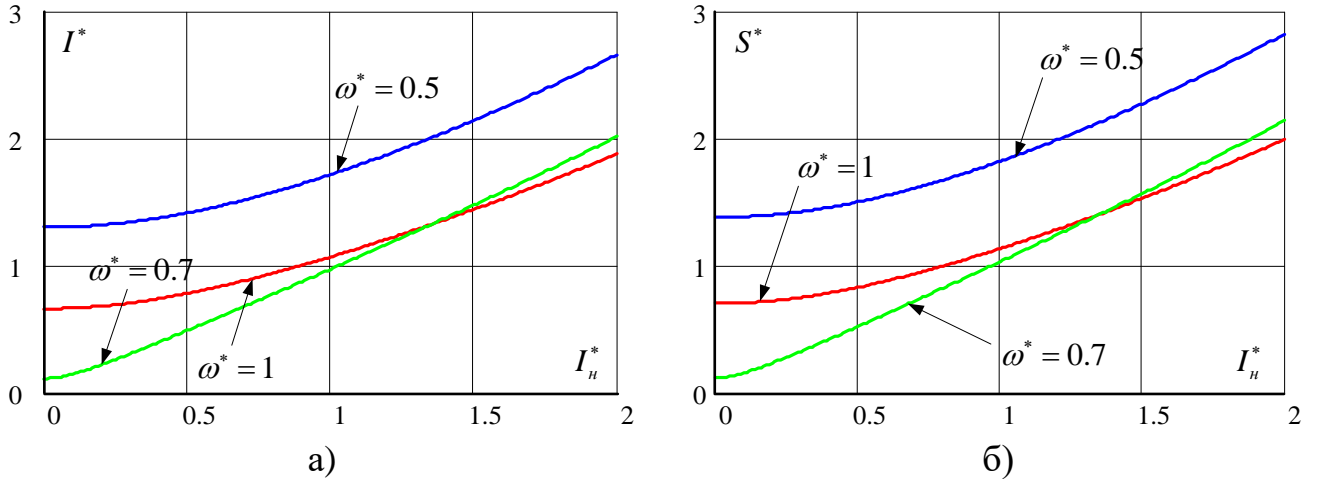


Рисунок 3.38 - График зависимости тока генератора (а) и полной мощности (б) от тока нагрузки ( $I_n^*$ )

К особенностям данного варианта можно отнести высокое значение коэффициента мощности при  $\omega^* = 0.7$  и  $k_{пер} = 2$ , что при двойном изменении частоты  $\omega^*$  соответствовало бы практически середине диапазона.

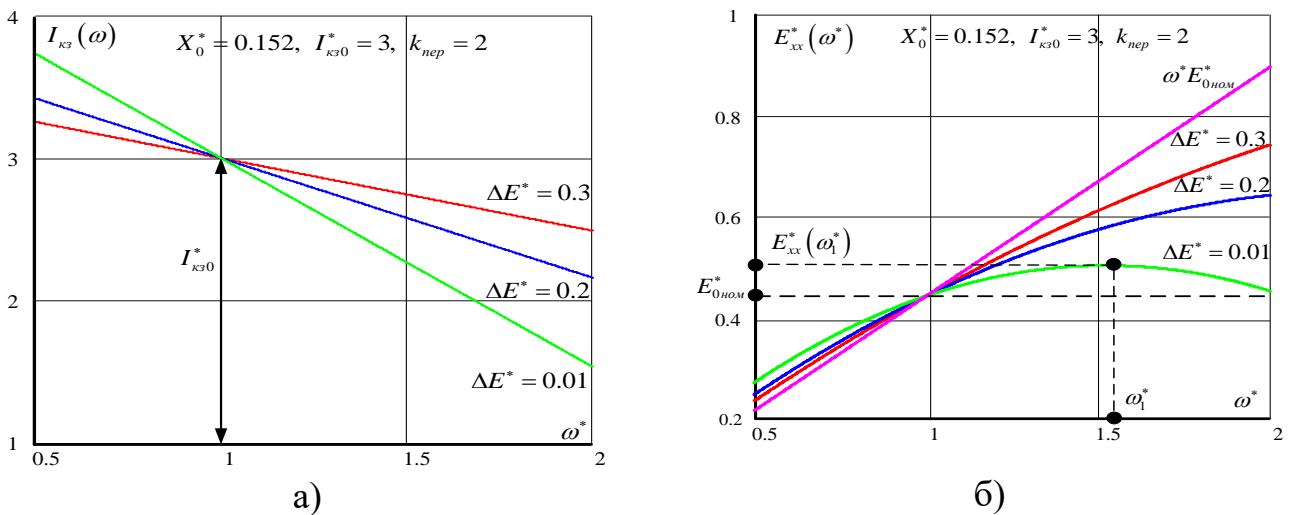


Рисунок 3.39 - График зависимости коэффициента мощности ( $\chi$ ) генератора от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) (а) и частоты  $\omega^*$  (б)

Рассмотрим настройку параметров системы, на случай выбора потокосцепления  $\Psi_0$  исходя из номинального режим с  $I_n^* = I_{ном}^*$  при  $\omega = \omega_{max}$ . Для этого необ-

ходимо в соотношении (3.33) принять  $k_{пер} = 1$ . Используя это условие на Рисунках 3.40 и 3.41 представлены результаты расчетов зависимости энергетических параметров от тока нагрузки ( $I_n^*$ ) и частоты  $\omega^*$ , при условии  $X_0^* = 0.124$ ,  $I_{кз0}^* = 3$ ,  $\Delta E^* = 0.01$ ,  $M = 1$ ,  $\omega_{max}^* = 0.5$ . Кроме этого на Рисунке 3.28(б) показано влияние величины  $\Delta E^*$  на коэффициент мощности генератора.

Как и следовало ожидать коэффициент мощности СГ имеет максимальное значение  $\chi = 1$  при  $I_n^* = 1$  и  $\omega^* = 1$ . Режим перегрузки по току с  $I_{нпер}^* = k_{пер} = 2$  реализуется при этом  $\chi \geq 0.8$ .

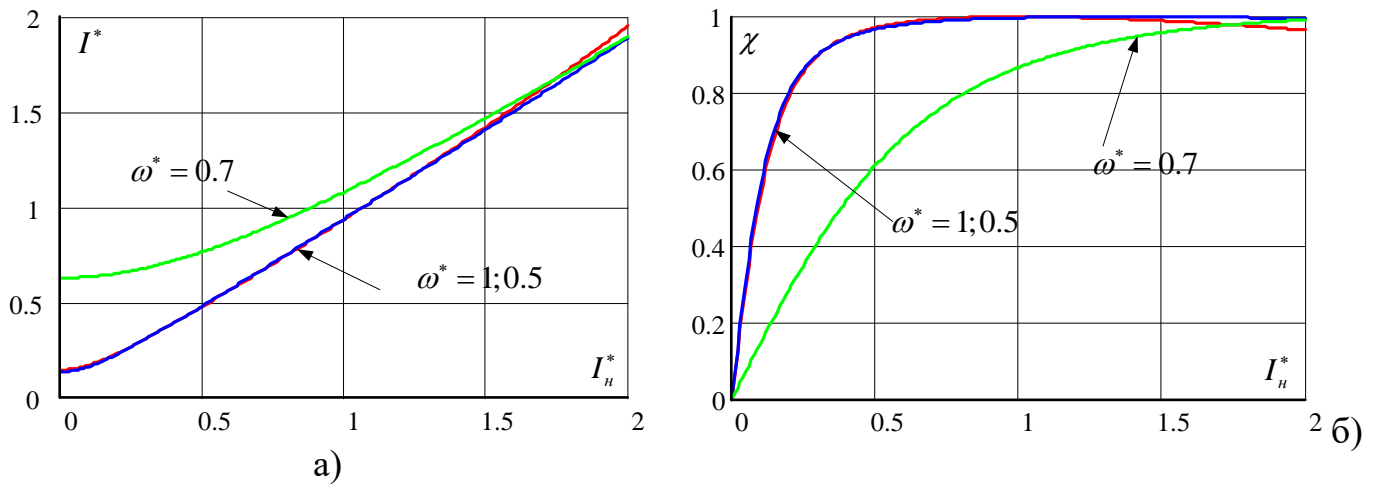


Рисунок 3.40 - Графики зависимости тока (а) и коэффициента мощности (б) генератора от тока нагрузки ( $I_n^*$ )

Рисунок 3.41(б) отражает влияние выбранной величины параметра  $\Delta E^*$  на коэффициент мощности генератора. Очевидной является тенденция увеличения  $\chi$  с уменьшением значения  $\Delta E^*$ . Как уже отмечалось, рассматриваемый закон изменения потокосцепления  $\Psi_f$  от частоты  $\omega$  не позволяет обеспечить высокое значение коэффициента мощности во всем диапазоне изменения частот  $\omega$  и величины тока нагрузки. Следует отметить значительное снижение  $\chi$  при  $\Delta E^* = 0.2$  и  $\omega^* = 0.5$ , расчеты показывают, что в этом случае ток генератора содержит большую составляющую тока емкостного характера.

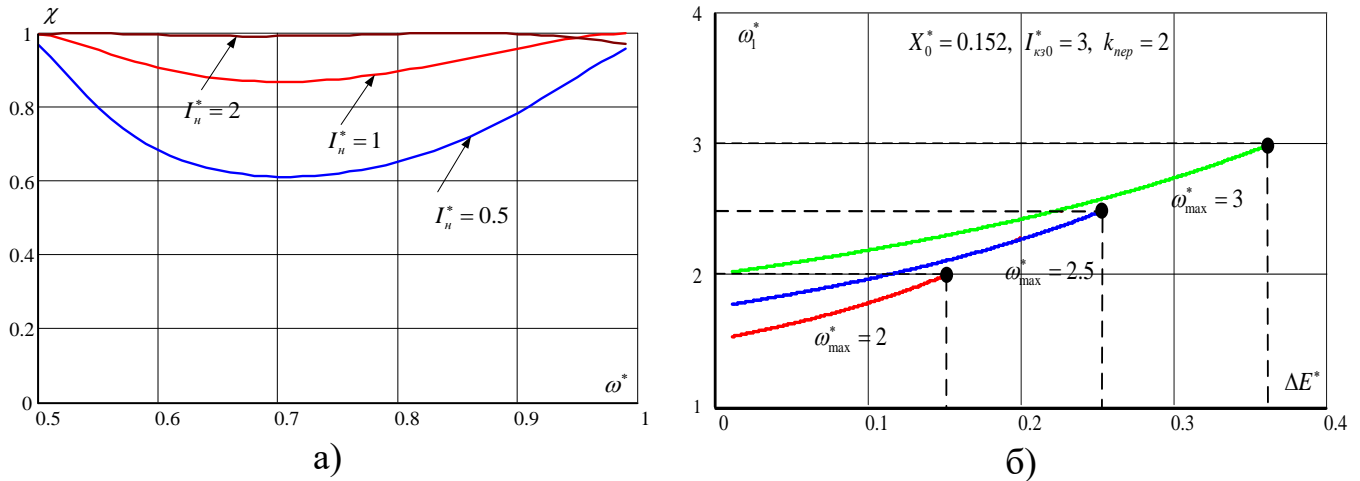


Рисунок 3.41 - Графики зависимости коэффициента мощности генератора от частоты  $\omega^*$  (а) и величины параметра  $\Delta E^*$  (б)

Таким образом, рассмотренный закон изменения потокосцепления обмотки возбуждения  $\Psi_f$  от частоты  $\omega$  (3.41) в синхронном генераторе с комбинированным возбуждением, как и в Вариантах №1 и №2, позволяет значительно повысить энергетические показатели системы по сравнению с системой на базе классического синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов [58]. Не во всех режимах работы системы удастся исключить перетоки реактивной мощности между генератором и активным выпрямителем. Режим с наиболее высокими энергетическими показателями может быть задан на стадии проектирования системы путем определения величины потокосцепления  $\Psi_0$  при  $\Psi_f = 0$  на необходимой частоте и заданном значении тока в нагрузке.

### 3.5 Сравнение основных характеристик и параметров трех способов параметрического управления синхронным генератором с комбинированным возбуждением

При проектировании СЭС ПТ по различным вариантам, токовая нагрузка транзисторов активного выпрямителя не будет одинаковой, несмотря на то, что величина тока  $I_{kz0}$ , соответствующая нулевому значению тока возбуждения  $I_b$ , одинакова во всех вариантах. В переходных режимах ток короткого замыкания



может достигать существенно больших величин (Рисунок 3.5(а) и Рисунок 3.31(б)). Это объясняется тем, что ток возбуждения будет уменьшаться до нулевого значения в течение конечного времени. И как следует из Рисунков 3.5(а), 3.21(а) и 3.31(а), максимальное значение тока короткого замыкания ( $I_{kz, \max}^*$ ) может быть в системе, спроектированной по Варианту №3 ( $I_{kz, \max}^* (\omega_{\min}^*) \approx 6$ ), при этом минимальное значение этого тока будет в системе соответствующей Варианту №2 ( $I_{kz, \max}^* (\omega_{\min}^*) \approx k_{пер} \div 3$ ).

Относительно величины напряжения, на которое должны выбираться транзисторы АВН, можно отметить следующее. Как видно из Рисунка 3.2 максимальное напряжение, прикладываемое к транзисторам, характерно для Варианта №2, а минимальное для Варианта №3. При этом максимальная величина напряжения будет определяться величиной  $\omega_{\max} \cdot \Psi_0$ .

Таким образом, с методической точки зрения в системе, спроектированной по Варианту №1, установленная мощность транзисторов будет минимальной, если её оценивать, как произведение максимальной величины тока, который будет через него протекать, на максимальную величину напряжения, которое может быть к нему приложено.

Сравним основные параметры синхронных генераторов при различных вариантах проектирования. При этом примем для определенности, что

$\Delta E^* \rightarrow 0$ ,  $\omega_{\max}$ ,  $E_{0ном}$  одинаковы во всех вариантах проектирования и введем величину диапазона изменения частоты  $D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}$ .

В таблице 3.1 для рассматриваемых вариантов приведены потокосцепления  $\Psi_0$ , выраженные в функции от  $D$  и  $\frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$  (столбец 2), а также значение максимального потокосцепления ( $\Psi_{fmax}$ ), создаваемого обмоткой возбуждения, отнесенное к потокосцеплению ( $\Psi_0$ ) от постоянных магнитов  $\Psi_{fmax}^* = \frac{\Psi_{fmax}}{\Psi_0}$  (столбец 3). Учитывая, что потокосцепление  $\Psi_0$ , при принятых условиях сравнения минимально в ва-

рианте №3, то с целью сравнения величин этого потокосцепления и потокосцепления  $\Psi_{fmax}$  в различных вариантах в столбцах 4 и 5 приведены отношения данных потокосцеплений к потокосцеплению в третьем варианте проектирования:

$$\Psi_0 / \left( \frac{E_{0ном}}{\omega_{max}} \right) \text{ и } \Psi_{fmax} / \left( \frac{E_{0ном}}{\omega_{max}} \right) \text{ соответственно.}$$

Как следует из таблицы 3.1, максимальное потокосцепление от постоянных магнитов характерно для Варианта №2, а минимальное, как уже отмечалось, соответствует Варианту №3. При этом потокосцепление, создаваемое обмоткой возбуждения, имеет максимальную величину в Вариантах №2 и №3. Если принять, что в оговоренных условиях сравнения, установленная мощность синхронного генератора в какой-то степени пропорциональна суммарному потокосцеплению  $\Psi_{fmax} + \Psi_0$ , то теоретически в случае Варианта №1 СГК будет иметь меньшую установленную мощность.

Таким образом, из сопоставления вариантов проектирования СЭС ПТ, следует, что с точки зрения установленной мощности АВН и СГК предпочтительным является Вариант №1.

Таблица 3.1 – Соотношения основных величин для различных вариантов проектирования электромагнитной системы СГК

Номер варианта	$\Psi_0$	$\Psi_{f \max}^* = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0}$	$\Psi_0 / \left( \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \right)$ $E_{0ном} = const$	$\Psi_{f \max} / \left( \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \right)$ $E_{0ном} = const$
1	$\Psi_0 = \frac{E_{0ном}}{\omega_0} =$ $= \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \cdot \left( \frac{2}{1 + \frac{1}{D}} \right)_{D=2}$ $= 1.33 \cdot \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	$\Psi_{f \max}^* = \frac{\omega_{\max} - \omega_0}{\omega_{\max}} =$ $= \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} =$ $= 0.25$	1.33	$\frac{2}{3} \left( 1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} =$ $= 0.33$
2	$\Psi_0 = \frac{E_{0ном}}{\omega_{\min}} =$ $= \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \cdot D_{D=2} =$ $= 2 \cdot \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	$\Psi_{f \max}^* = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\max}} =$ $= \left( 1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} = 0.5$	2	$2 \left( 1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} = 1$
3	$\Psi_0 = \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	$\Psi_{f \max}^* = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\min}} =$ $= (D - 1)_{D=2} = 1$	1	$(D - 1)_{D=2} = 1$

### Выводы

1. Предложены и подвергнуты детальному анализу три варианта проектирования СЭС ПТ на базе синхронного генератора с комбинированным возбуждением и активного выпрямителя напряжения с высокочастотной ШИМ.
2. Показано, что параметрическое управление током возбуждения синхронного генератора с комбинированным возбуждением в составе СЭС ПТ по предложенному закону пропорциональному частоте напряжения генератора позволяет в номинальных режимах получить максимальную энергетическую эффективность системы с точки зрения минимизации перето-

ков реактивной мощности между генератором и активным выпрямителем, что характеризуется близким к единице значением коэффициента мощности СГК.

3. В режимах отличных от номинального значительные перетоки реактивной мощности между генератором и активным выпрямителем сохраняются, однако их уровень ниже, чем в аналогичных режимах в системе с нерегулируемым магнитоэлектрическим генератором.
4. Выявлено, что Вариант №1 проектирования СЭС ПТ с ориентацией выбора номинального режима в средней точке частотного диапазона напряжения СГК является предпочтительным, так как в этом случае теоретически установленная мощность СГК и АВН меньше по сравнению с Вариантами №2 и №3.
5. Параметрическое управление током возбуждения синхронного генератора с комбинированным возбуждением не реализует все возможные преимущества такого способа построения СЭС ПТ, однако обладает простотой построения системы управления и может быть использовано в качестве дополнительного канала управления в комбинированной системе регулирования.

### **3.6 Управление синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения с нулевым значением реактивного тока генератора**

Рассмотрим такой принцип регулирования, когда с помощью тока возбуждения и регулирования сигнала управления активного выпрямителя напряжения обеспечивается во всех рабочих режимах стабильность выходного напряжения и равенство нулю реактивной составляющей тока генератора ( $I_p = 0$ ), в этом случае  $I = I_a$ ,  $\cos(\varphi_{СГ}) = 1$  и будет справедлива векторная диаграмма, представленная на Рисунке 3.42.

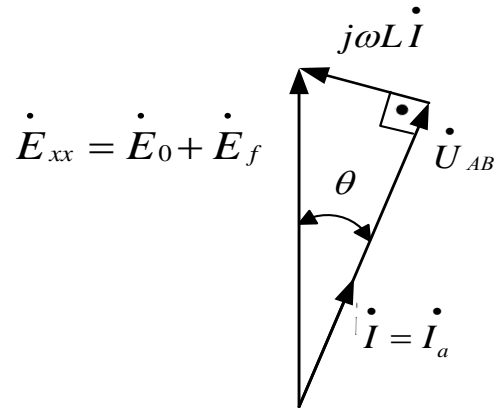


Рисунок 3.42 - Векторная диаграмма при равенстве нулю реактивной составляющей тока СГ

Из Рисунка 3.42 получаем следующее выражение для ЭДС холостого хода генератора:

$$E_{xx} = \omega \cdot \Psi_{\Sigma} = \omega \cdot (\Psi_0 + \Psi_f) = \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2},$$

$$E_{xx} = \omega \cdot \Psi_{\Sigma} = \omega \cdot (\Psi_0 + \Psi_f) = \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2}. \quad (3.53)$$

Из (3.53) и Рисунка 3.42 определим, как должен изменяться  $\Psi_f$ , чтобы обеспечить поставленные выше условия:

$$\Psi_f = -\Psi_0 + \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2},$$

$$I_f = \left[ -\Psi_0 + \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2} \right] \frac{1}{L_f} = F \{ \omega, M, U_n, I_n \}, \quad (3.54)$$

$$\theta = \arctg \frac{\omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M}}{k_u M \cdot U_n} = \arctg \frac{\omega L \cdot I_n}{3U_n (k_u M)^2}. \quad (3.55)$$

Такой принцип регулирования, возможно, реализовать, применив параметрическое управление по обмотке возбуждения согласно соотношению (3.54) ( $\Psi_f \equiv I_e$ ) и параметрическое управление фазой сигнала управления АВН при заданной глубине модуляции  $M$  согласно соотношению (3.55), в этом случае необходимы датчик тока нагрузки, датчик положения ротора (ДПР) или наблюдатель за ЭДС СГ.

Предлагаемые принципы управления могут быть реализованы с помощью следующих алгоритмов управления АВН и СГК.

Учитывая, что рассматривается система, потенциально реализующая режим электростартерного запуска первичного двигателя, будем полагать наличие встроенного в СГК датчика положения ротора (ДПР), в противном случае его функции можно возложить на алгоритм аналитического наблюдателя [61, 62, 63]. В этом случае предпочтительно реализовать алгоритм управления АВН во вращающейся с частотой  $\omega$  системе координат. Пусть ДПР формирует сигнал  $\gamma(t)$ , определяющий положение ротора, тогда во вращающейся системе « $dq$ » ось « $q$ » будет совпадать с направлением вектора ЭДС  $E_{xx}$  (Рисунок 3.43(а)). В соответствии с Рисунком 3.43 ток СГК (одновременно это входной ток АВН) должен быть ориентирован по напряжению АВН, вектор которого сдвинут относительно вектора  $E_{xx}$  на угол  $\theta$ . На Рисунке 3.43(б), в соответствии с соотношением (3.55), предложен способ введения новой вращающейся ортогональной системы координат « $\hat{d}\hat{q}$ », временная зависимость угла поворота которой определяется соотношением  $\hat{\theta}(t) = \gamma(t) + \theta$ . В данной системе координат ось  $\hat{q}$  ориентирована по направлению вектора напряжения АВН ( $U_{AB}$ ). При этом угол поворота системы « $dq$ » координат определяется параметрически с помощью соотношения (3.55).

Во введенной системе координат структурная схема алгоритма управления АВН будет выглядеть в соответствии с Рисунком 3.43(в). Данный алгоритм представляет собой типичную систему подчиненного регулирования, где внутренним контуром является контур тока, реализованный во вращающейся системе « $\hat{d}\hat{q}$ »

координат. При этом задание  $i_{задq} = 0$ , что обеспечивает ориентацию тока по напряжению АВН, а задание на составляющую тока по оси  $\hat{d}$  определяется выходным сигналом внешнего контура регулирования по напряжению на выходе АВН. В обоих контурах регулирования используются ПИ регуляторы (ПИ<sub>1</sub>, ПИ<sub>2</sub>, ПИ<sub>3</sub>), что в установившемся режиме обеспечивает астатическое управление. Здесь оператор  $\mathcal{F}_{\hat{d}\hat{q}}$  и  $\overline{\mathcal{F}_{\hat{d}\hat{q}}}$  осуществляют преобразование токов СГК из «авс» координат в  $\hat{d}\hat{q}$  координаты и обратно (2.18). Рассмотренный принцип управления обеспечивает в статическом режиме стабилизацию выходного напряжения и создаст предпосылки для обеспечения  $\cos(\varphi_{сг}) = 1$ . Однако, чтобы во всех режимах обеспечить соблюдение этого условия необходимо специальным образом управлять dc/dc преобразователем.

Управление dc/dc преобразователем производится также, как и АВН с помощью высокочастотной ШИМ. Для исключения влияния изменения параметров СГК на закон регулирования тока возбуждения предлагается использовать отрицательную обратную связь по отклонению тока возбуждения ( $i_f$ ), Рисунок 3.44. Данная обратная связь образована с помощью схемы сравнения СС и регулятора тока (РТ). Структура РТ может быть различной, например, это может быть пропорционально интегральным регулятором (ПИ). В этом случае стабилизация среднего значения тока возбуждения ( $I_f$ ) в статическом режиме будет осуществляться без ошибки относительно сигнала  $I_{f\text{зад}}$ . При этом данный сигнал формируется посредством параметрического преобразования ( $F\{\omega, M, U_n, I_n\}$ ) для различных значений частоты  $\omega$ .

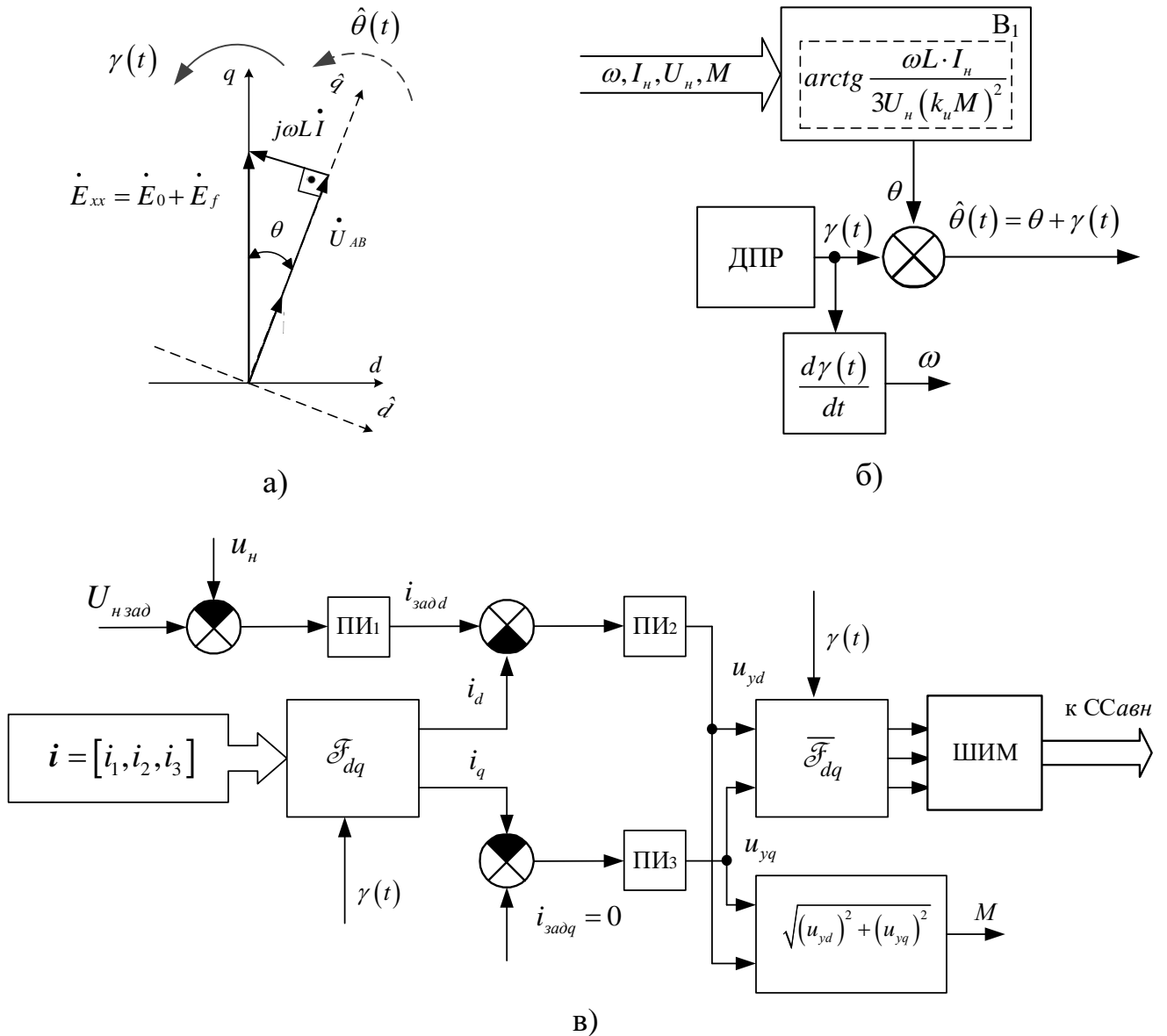


Рисунок 3.43 - Упрощенная векторная диаграмма входной электрической цепи АВН во вращающейся системе координат – (а); структурная схема преобразования координат – (б); структурная схема алгоритма управления АВН – (в)

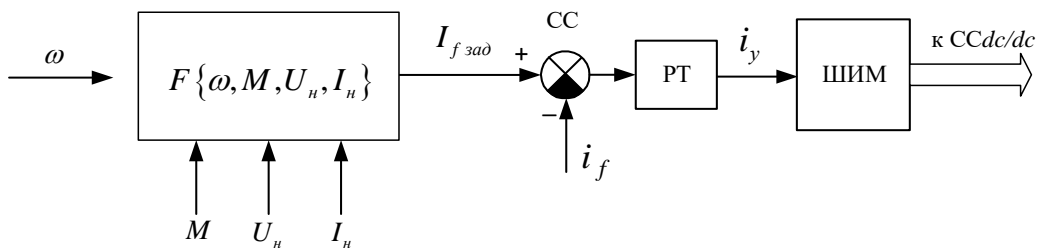


Рисунок 3.44 - Структурные схема алгоритма управления возбуждением СГК



Рассмотрим процессы в системе СЭС ПТ с указанными регуляторами при различных вариантах выбора параметров СГК.

### Вариант №1

В данном варианте примем за базовую частоту,  $\omega_0 \in \{\omega_{\min}, \omega_{\max}\}$  при которой ( $\omega = \omega_0$ ) потокосцепление от ОВ равно нулю ( $\Psi_f = 0$ ) для  $I_n = k_{пре} \cdot I_{ном}$ , тогда:

$$\omega_0 \cdot \psi_0 = \sqrt{\left(k_u \cdot M \cdot U_n\right)^2 + \left(\omega_0 \cdot L \cdot \frac{k_{пре} \cdot I_{ном}}{3k_u \cdot M}\right)^2} = E_{0ном}. \quad (3.56)$$

Здесь  $E_{0ном}$  ЭДС синхронного генератора при  $\omega = \omega_0$  и ток в нагрузке равен максимальному рабочему току  $I_{nmax} = k_{пре} \cdot I_{ном}$ .

Зададимся необходимой величиной тока короткого замыкания в нагрузке, для обеспечения селективного отключения ветвей с коротким замыканием. В режиме короткого замыкания АВН работает как трехфазный мостовой неуправляемый выпрямитель. Величина тока короткого замыкания на его выходе определяется с помощью соотношения [64]:

$$I_{нкз} = 3 \frac{\sqrt{2} \cdot E_{xx}(\omega)}{\pi \omega L} = 1.35 \cdot \frac{E_{xx}(\omega)}{\omega L} = 1.35 \cdot I_{кз},$$

где  $I_{кз}$  - ток короткого замыкания генератора.

Примем, что в режиме установившегося короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величиной тока короткого замыкания на выходе СЭС ПТ должна обеспечиваться только потокосцепление  $\psi_0$ . В этом случае будем иметь:

$$I_{кз0} = \frac{E_{0ном}}{X_0} = \frac{\Psi_0}{L}. \quad (3.57)$$

При наличии тока возбуждения ток короткого замыкания СГК будет определяться следующим соотношением:

$$I_{кз}(\omega) = \frac{E_{xx}(\omega)}{\omega L} . \quad (3.58)$$

Подставляя (3.57) в соотношение (3.57) и разрешая его относительно  $E_{0ном}$  получим:

$$E_{0ном} = \omega_0 \cdot \Psi_0 = \frac{k_u \cdot M \cdot U_n}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{пер} \cdot I_{нном}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}} \right)^2}} . \quad (3.59)$$

Таким образом, соотношения (3.57) и (3.59) позволяют однозначно определить  $\Psi_0$  и  $L$  генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания  $I_{кз}$ .

С учётом (3.54) соотношение (3.53) примет вид:

$$\begin{aligned} \Psi_f &= -\frac{E_{0ном}}{\omega_0} + \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u \cdot M \cdot U_n)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2} = \\ &= -\frac{E_{0ном}}{\omega_0} + \frac{E(\omega, I_n)}{\omega} , \end{aligned} \quad (3.60)$$

где:

$$E_{xx} = \sqrt{(k_u \cdot M \cdot U_n)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2} . \quad (3.61)$$

Из (3.53) и (3.55) получим:

$$\Psi_\Sigma = \frac{E_{xx}}{\omega} = \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega L \cdot \frac{I_n}{3k_u \cdot M} \right)^2} . \quad (3.62)$$

Используя относительные единицы получим:

$$E_{0ном}^* = \frac{k_u M}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{пер}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}^*} \right)^2}}.$$

$$E_{xx}^* = \frac{E_{xx}}{U_n} = \sqrt{(k_u M)^2 + \left( \frac{\omega^* X_0^* I_n^*}{3k_u \cdot M} \right)^2}. \quad (3.63)$$

$$I_{кз}^* (\omega^*) = \frac{E_{xx}^*}{\omega^* X_0^*}. \quad (3.64)$$

$$\Psi_{\Sigma}^* = \frac{1}{\omega^*} \cdot \sqrt{(k_u M)^2 + \left( \frac{\omega^* X_0^* I_n^*}{3k_u \cdot M} \right)^2}; \quad (3.65)$$

$$\Psi_{\Sigma}^* = \frac{\Psi_{\Sigma}}{U_n / \omega_0}, X_0^* = \frac{\omega_0 L}{R_{ном}}, \omega_0 = \omega_0.$$

$$\Psi_f^* = \frac{\Psi_f}{U_n / \omega_0} = \frac{1}{\omega^*} \cdot \sqrt{(k_u M)^2 + \left( \frac{\omega^* X_0^* I_n^*}{3k_u \cdot M} \right)^2} - E_{0ном}^*. \quad (3.66)$$

$$E_f^* = \sqrt{(k_u M)^2 + \left( \frac{\omega^* X_0^* I_n^*}{3k_u \cdot M} \right)^2} - \omega^* E_{0ном}^*. \quad (3.67)$$

$$\theta = \arctg \frac{\omega^* X_0^* \cdot I_n^*}{3(k_u M)^2}. \quad (3.68)$$

Ток, коэффициент мощности и полная мощность генератора определяются с помощью следующих выражений:

$$I^* = I_a^*, S = P^* = 3I^* \cdot U_{AB}^* = 3k_u M \cdot I^*. \quad (3.69)$$

На Рисунке 3.45(а) приведена зависимость  $E_{0ном}^*$  от коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  для различных значений тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$ , а на Рисунке 3.45(б) представлена зависимость индуктивного сопротивления  $X_0^*$  от заданного тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$ . Графики рассчитаны для  $M = 1$ .

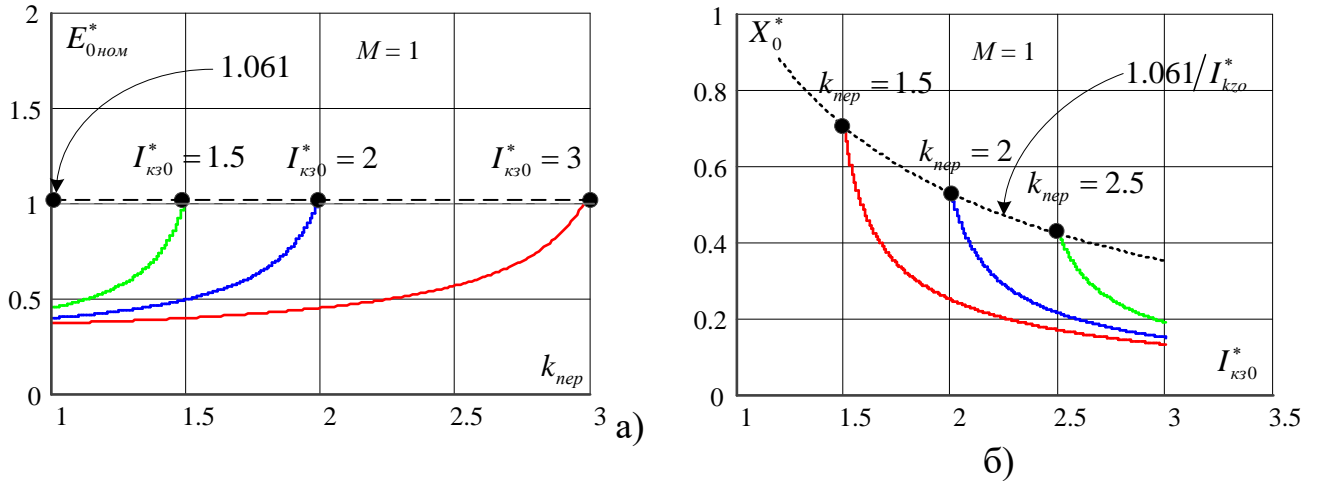


Рисунок 3.45 - Зависимость  $E_{0ном}^*$  от коэффициента перегрузки  $k_{пер}$ ,

а) зависимость ЭДС  $E_{0ном}^*$  от коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  для различных значений тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$

б) зависимость индуктивного сопротивления  $X_0^*$  от заданного тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$

На этих графиках максимальное значение  $E_{0ном}^*$  определяется из условия  $k_{пер} = I_{кз0}^*$ , откуда получим:

$$E_{0ном\max}^* = \frac{3 \cdot (k_u M)^2}{\sqrt{(3k_u \cdot M)^2 - 1}} = 1.061. \quad (3.70)$$

Максимальное значение  $X_0^*$  определяется из соотношения вида:

$$X_{0\max}^* = \frac{1}{I_{кз0}^*} \cdot \frac{3 \cdot (k_u M)^2}{\sqrt{(3k_u \cdot M)^2 - 1}} = \frac{1.061}{I_{кз0}^*}. \quad (3.71)$$

Для  $M = 1$  и  $k_u = \frac{1}{2\sqrt{2}}$  будем иметь:

$$E_{0ном\max}^* = 1.061, X_{0\max}^* = \frac{1.061}{I_{кз0}^*}. \quad (3.72)$$

На Рисунках 3.46 ÷ 3.47 для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152, k_{пер} = 2$  приведены зависимости относительных значений потокосцеплений  $\Psi_{\Sigma}^*$  и  $\Psi_f^*$ , также угла  $\theta$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ . Данные зависимости наглядно иллюстрируют, как в варианте проектирования происходит стабилизация напряжения на нагрузке при изменении частоты и величины тока в нагрузке путем изменения потокосцепления в обмотке возбуждения ( $\Psi_f^*$ ) и угла сигнала управления активным выпрямителем ( $\theta$ ). При этом, напомним, реактивная составляющая тока синхронного генератора равна нулю.

При малых токах в нагрузке потокосцепление  $\Psi_f^*$  в значительном диапазоне изменения частот направлено на уменьшение суммарного потокосцепления СГК ( $\Psi_{\Sigma}^*$ ), при больших величинах тока близких к току перегрузки и  $D \sim 2$  это потокосцепление в равной степени стремится как к увеличению, так и уменьшению суммарного потокосцепления СГ ( $\Psi_{\Sigma}^*$ ).

Очевидно, что ток возбуждения генератора будет изменять свое направление. Для оптимизации параметров регулирующего блока ток возбуждения представляется возможным принять за  $\|I_{\sigma \max}^+\| = \|I_{\sigma \max}^-\|$ , где  $I_{\sigma \max}^+$ ,  $I_{\sigma \max}^-$  максимальные значения тока возбуждения при положительном и отрицательном их направлении протекания через обмотку возбуждения.

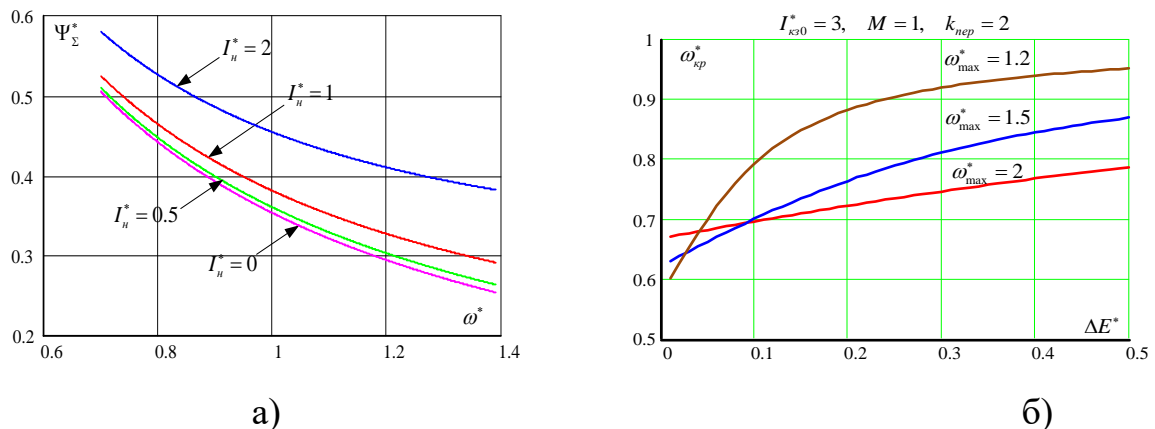


Рисунок 3.46 - Зависимость потокосцепления  $\Psi_{\Sigma}^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_n^*$  (б)

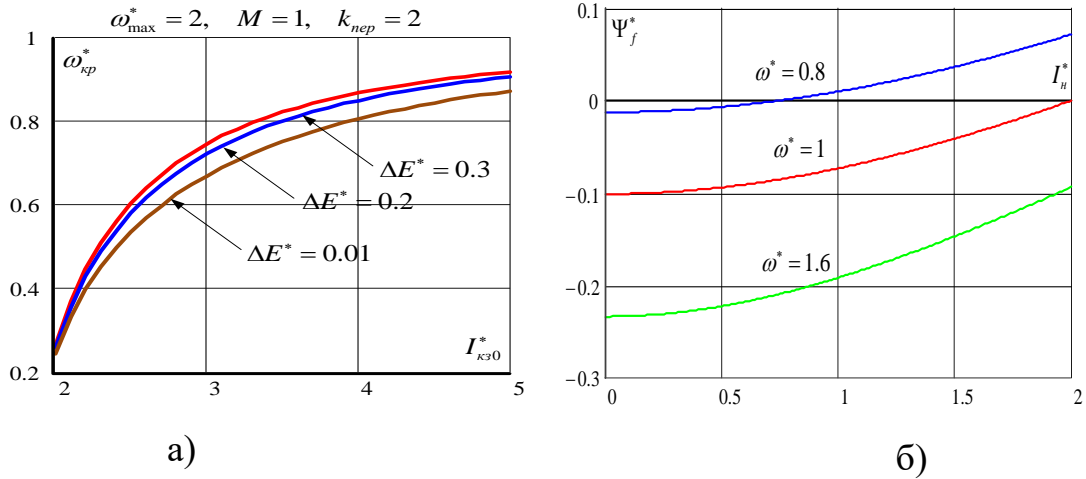


Рисунок 3.47 - Зависимость потокосцепления  $\Psi_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_n^*$  (б)

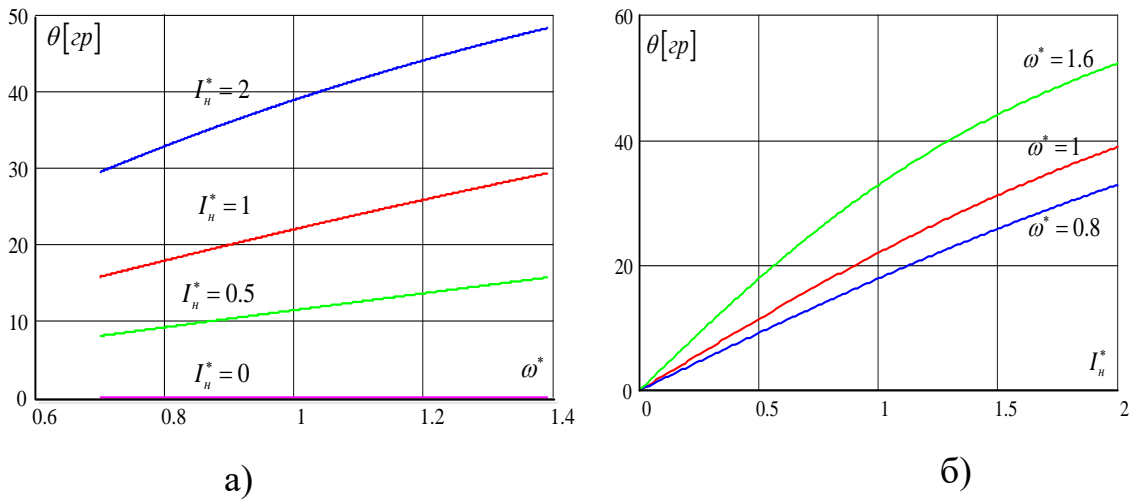


Рисунок 3.48 - Зависимость угла  $\theta$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_n^*$  (б)

Тогда из рисунка 3.45(а) следует необходимость обеспечения следующего равенства:

$$\Psi_f^* (\omega_{\min}^*)_{I_n^* = k_{nep}} = \left\| \Psi_f^* (\omega_{\max}^*)_{I_n^* = 0} \right\|. \tag{3.73}$$

Из соотношения (3.60) можно определить величины частот  $\omega_{\max}^*$  и  $\omega_{\min}^*$ , которые мы будем считать оптимальными, используя соотношение (3.54). В результате получаем следующее выражение для определения  $\omega_{\min opt}^*$ :

$$\frac{1}{\omega_{\min opt}^*} \cdot \sqrt{(k_u M)^2 + \left( \frac{\omega_{\min opt}^* X_0^* k_{nep}}{3k_u \cdot M} \right)^2} - E_{0ном}^* = E_{0ном}^* - \frac{k_u M}{\omega_{\min opt}^* D}. \quad (3.74)$$

Откуда получим:

$$\omega_{\min opt}^* = \frac{-2E_{0ном}^* \frac{k_u M}{D} - k_u M \cdot \sqrt{\left( 2E_{0ном}^* \right)^2 - \left( \frac{X_0^* k_{nep}}{3k_u \cdot M} \right)^2 \cdot \left( 1 - \frac{1}{D^2} \right)}}{\left( \frac{X_0^* k_{nep}}{3k_u \cdot M} \right)^2 - \left( 2E_{0ном}^* \right)^2}, \quad (3.75)$$

$$\omega_{\max opt}^* = D \omega_{\min opt}^*.$$

На Рисунке 3.47 для  $M=1$ ,  $I_{кз0}=3$ ,  $X_0^*=0.152$  приведена зависимость  $\omega_{\min opt}^*$  от диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{nep}$ .

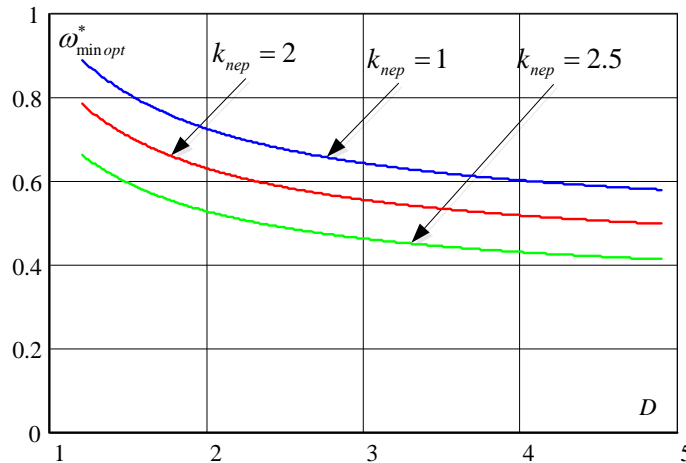


Рисунок 3.49 - Зависимость  $\omega_{\min opt}^*$  от диапазона частот  $D$

Из анализа Рисунка 3.49 можно отметить увеличение значения частоты  $\omega_{\min opt}^*$  при увеличении тока в режиме перегрузки и уменьшении значения величины  $D$ .

Для примера, при  $M=1$ ,  $I_{кз0}=3$ ,  $X_0^*=0.152$ ,  $k_{nep}=2$ , получим:

$$\Psi_f^* \left( \omega_{\min opt}^* \right)_{I_u^* = k_{nep}} = 0.174, \quad \Psi_f^* \left( \omega_{\max opt}^* \right)_{I_u^* = 0} = -0.174, \quad (3.76)$$

при этом:

$$\Psi_{\Sigma}^* \left( \omega_{\min opt}^* \right)_{I_n^* = k_{nep}} = 0.629, \quad \Psi_{\Sigma}^* \left( \omega_{\max opt}^* \right)_{I_n^* = 0} = 0.28. \quad (3.77)$$

Максимальное значение потокосцепления, создаваемое обмоткой возбуждения, отнесённое к потокосцеплению постоянных магнитов определим соотношением вида:

$$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} = \frac{\Psi_f^* \left( \omega_{\min opt}^* \right)_{I_n^* = k_{nep}}}{E_{0ном}^*}. \quad (3.78)$$

Зависимость коэффициента  $k_{\Psi \max}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{nep}$  и при  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152$  представлена на Рисунке 3.50.

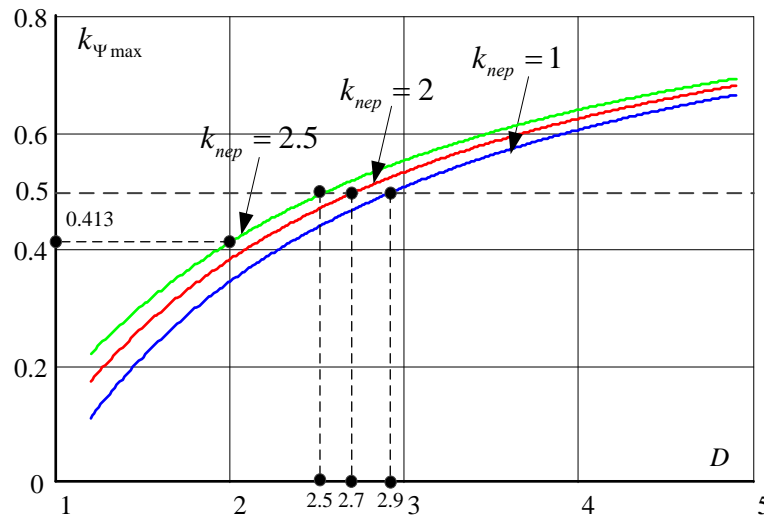


Рисунок 3.50 - Зависимость коэффициента  $k_{\Psi \max}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{nep}$

Тенденции изменения коэффициента  $k_{\Psi \max}$  в зависимости от величин  $D$  и  $k_{nep}$  с физической точки зрения достаточно очевидны, а именно, величина этого коэффициента возрастает. Уровень  $k_{\Psi \max} \% = 50$ , данный коэффициент превышает при  $D \in \{2, 3\}$ . Для диапазона  $D = 2$  максимальное значение данного коэффициента достигает величины  $k_{\Psi \max} = 0.413$  при  $k_{nep} = 2.5$  и соответственно  $I_n^* = 2.5$ .



На Рисунках 3.51 и 3.52 для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152, k_{пер} = 2$  приведены зависимости относительных значений ЭДС  $E_{xx}^*$  и  $E_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ .

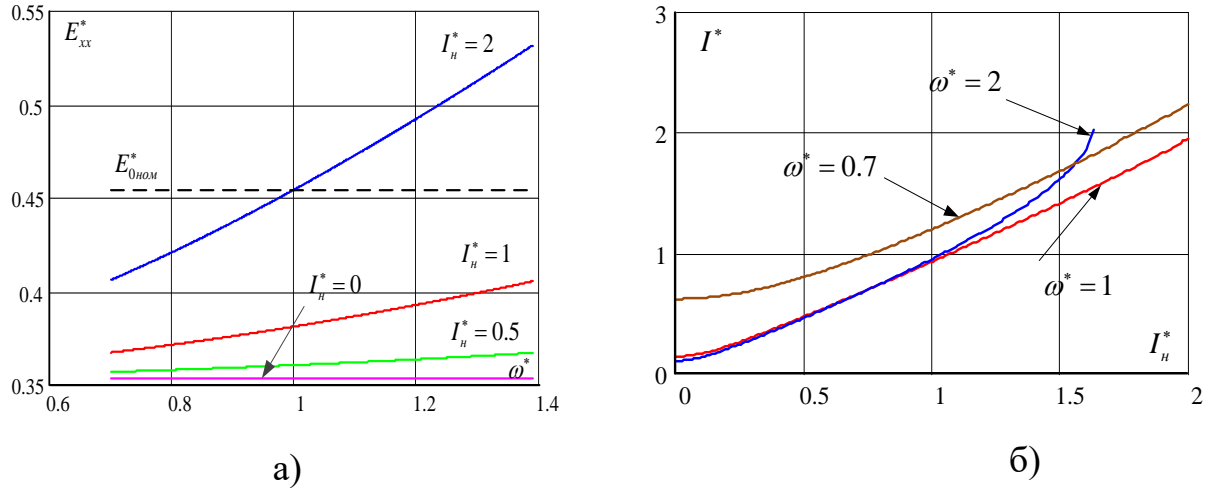


Рисунок 3.51 - Зависимости относительного значения ЭДС  $E_{xx}^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_n^*$  (б)

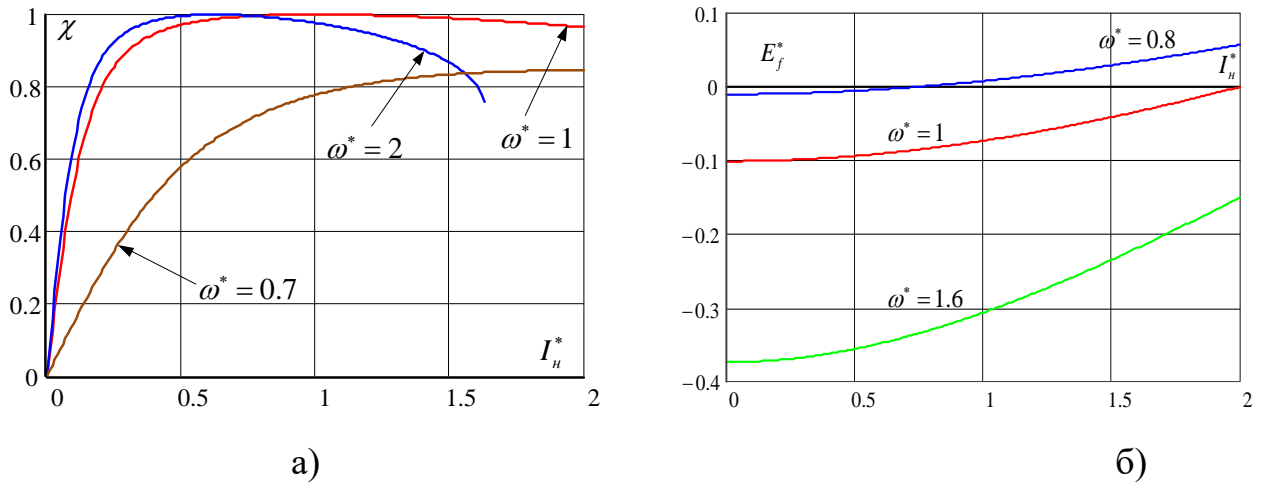


Рисунок 3.52 - Зависимости относительного значения ЭДС  $E_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_n^*$  (б)

Анализируя Рисунки 3.51 и 3.52 можно заключить, наиболее значительное превышение ЭДС  $E_{xx}^*$  над величиной  $E_{ном}^*$  имеет место при токах нагрузки близ-

ких по величине к току перегрузки, а также на частотах  $\omega^* \rightarrow \omega_{\max}^*$ . Относительно модуля ЭДС  $\|E_f^*\|$  можно сделать аналогичные выводы. При этом ЭДС  $E_f^*$  изменяет знак при следующих значениях частоты  $\omega^* = \omega_0^*$ :

$$\omega_0^* = \frac{k_u M}{\sqrt{\left(E_{0ном}^*\right)^2 - \left(\frac{X_0^* I_n^*}{3k_u \cdot M}\right)^2}}. \quad (3.79)$$

При данном значении частоты ( $\omega^* = \omega_0^*$ ) происходит изменение знака тока возбуждения.

На Рисунке 3.53 для  $M = 1, k_{пер} = 2$  приведена зависимость значения частоты  $\omega_0^*$  от величины тока нагрузки для двух значений тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$ . Значительное изменение величины  $\omega_0^*$  наблюдается в диапазоне токов  $I_n^* \in \{k_{пер}, I_{кз0}^*\}$ , при этом с увеличением заданного тока короткого замыкания возрастает значение  $\omega_0^*$ .

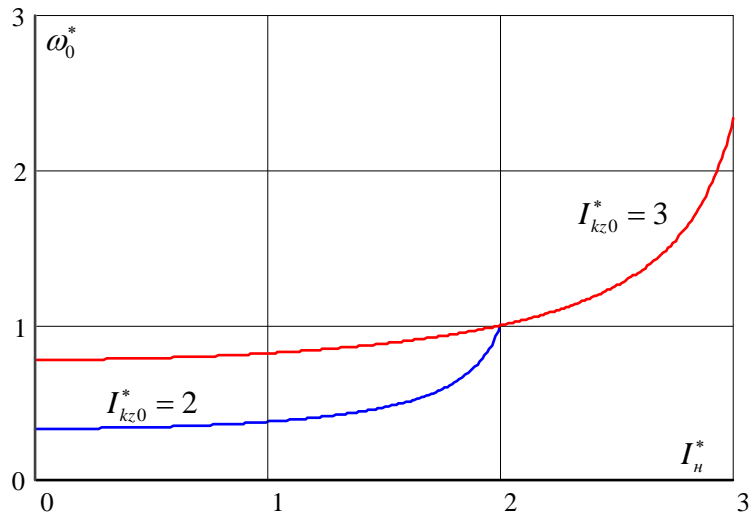


Рисунок 3.53 - Зависимость значения частоты  $\omega_0^*$  от величины тока нагрузки для двух значений тока короткого замыкания  $I_{кз0}^*$

На Рисунке 3.54 представлена зависимость тока короткого замыкания в СГК  $I_{кз}^*$  от частоты  $\omega$ , полученная в предположении «внезапного» короткого замыкания, перед которым ток в нагрузке был равен  $I_H^* = 2$ . Учитывая, что постоянная времени обмотки возбуждения значительно больше постоянной времени цепи статора, можно допустить, что ток внезапного короткого замыкания достигнет своей установившейся величины при практическом сохранении потокосцепления в обмотке возбуждения, соответствующего току в нагрузке до режима короткого замыкания. Очевидно, ток  $I_{кз}^*$  будет максимальным, если режиму короткого замыкания будет предшествовать протекание максимального тока в нагрузке.

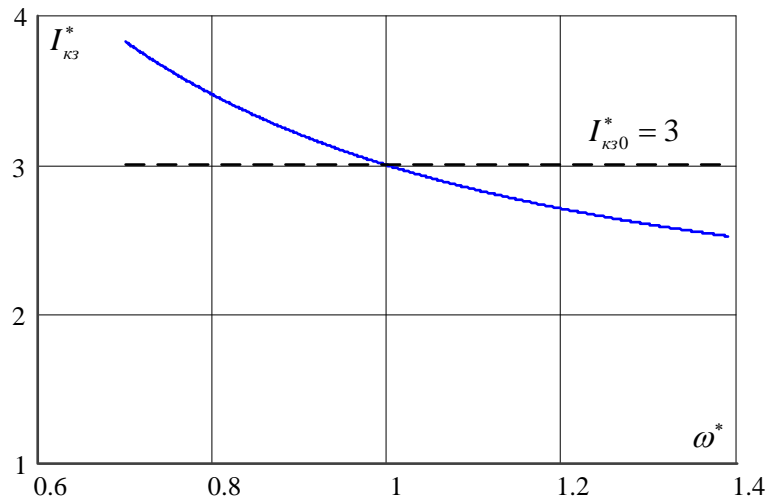


Рисунок 3.54 - Зависимость тока короткого замыкания в СГК  $I_{кз}^*$  от частоты

Как следует из Рисунка 3.54 ток  $I_{кз}^*$  может быть больше тока  $I_{кз0}^*$ . Так в случае реализации стратегии управления, когда  $\|I_{\theta \max}^+\| = \|I_{\theta \max}^-\|$  получим максимальное значение этого тока  $I_{кз}^*(\omega_{\min \text{opt}}^*) = 4.16$ .

### Вариант №2

Для данного варианта выберем величину потокосцепления  $\Psi_0$  при  $\omega = \omega_{\min}$ , когда  $\Psi_f = 0$ , полагая, что на этой частоте необходимо обеспечить режим пере-

грузки ( $I_n = I_{нпер} = k_{пер} I_{нном}$ ). Учитывая данные соображения и соотношение (3.1) получим:

$$\omega_{\min} \cdot \Psi_0 = E_{0ном} = \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega_{\min} L \cdot \frac{k_{пер} I_{нном}}{3k_u \cdot M} \right)^2}. \quad (3.80)$$

Как и в первом варианте примем, что в режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГ равен нулю, тогда необходимая величина тока короткого замыкания на выходе СЭС ПТ должна обеспечиваться только потокосцепление  $\Psi_0$ . Его значение определится с помощью соотношения (3.55), откуда следует, что эта величина не зависит от частоты  $\omega$ .

Подставляя (3.55) в соотношение (3.80) и разрешая его относительно  $E_{0ном}$  получим:

$$E_{0ном} = \omega_{\min} \cdot \Psi_0 = \frac{k_u M \cdot U_n}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{пер} I_{нном}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}} \right)^2}}. \quad (3.81)$$

Таким образом, соотношения (3.55) и (3.80) позволяют однозначно определить  $\Psi_0$  и  $L$  генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания  $I_{кз}$ .

Ранее полученные соотношения (3.51)÷(3.57) могут быть использованы, если в них в качестве базовой частоты принять  $\omega_0 = \omega_{\min}$ .

На Рисунках 3.55 - 3.56 для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152, k_{пер} = 2$  приведены зависимости относительных значений потокосцеплений  $\Psi_{\Sigma}^*$  и  $\Psi_f^*$ , также угла  $\theta$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ .

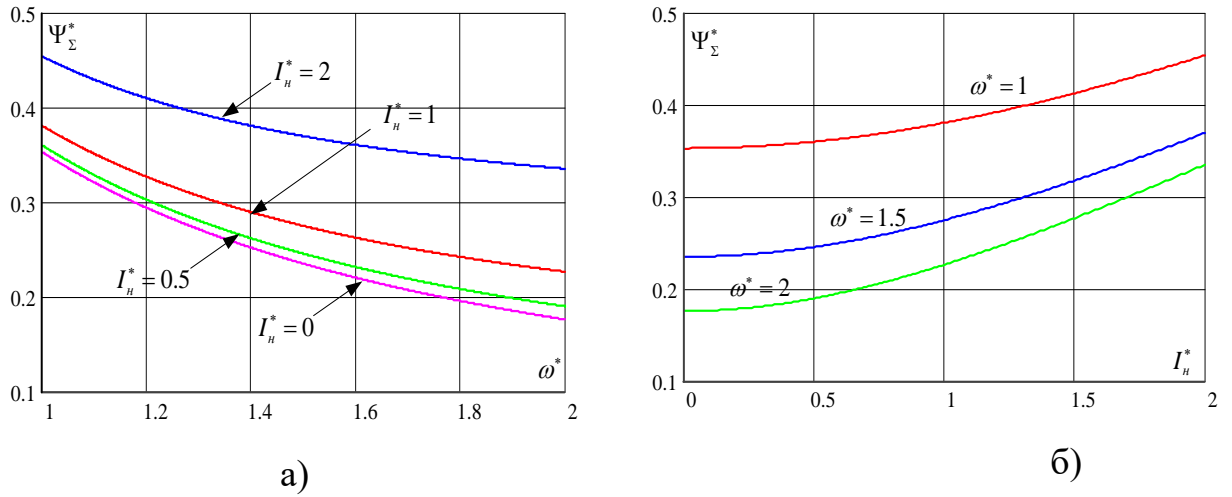


Рисунок 3.55 - Зависимости относительного значения потокосцепления  $\Psi_{\Sigma}^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_H^*$  (б)

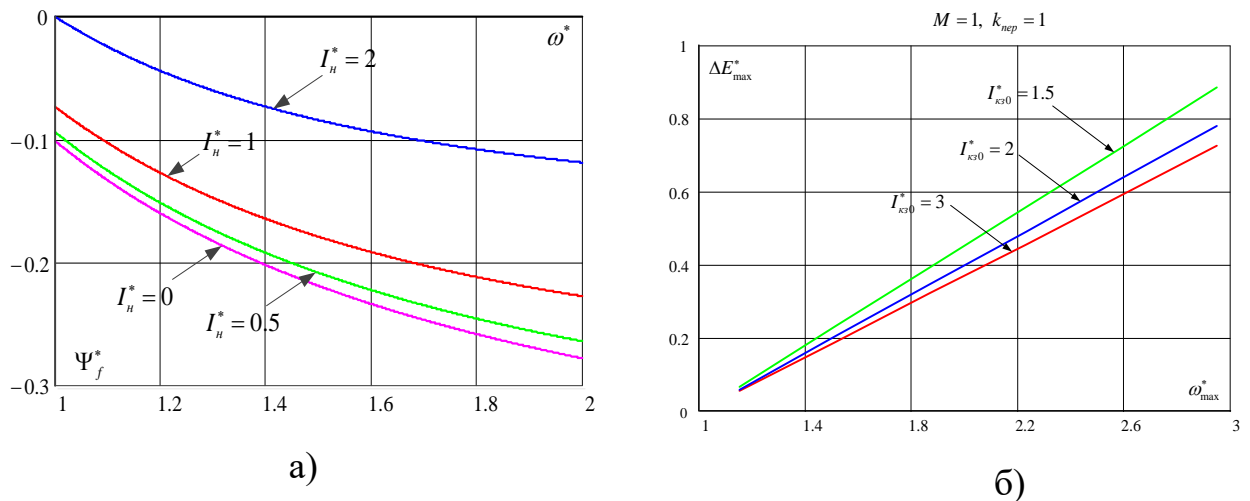


Рисунок 3.56 - Зависимости относительного значения потокосцепления  $\Psi_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_H^*$  (б)

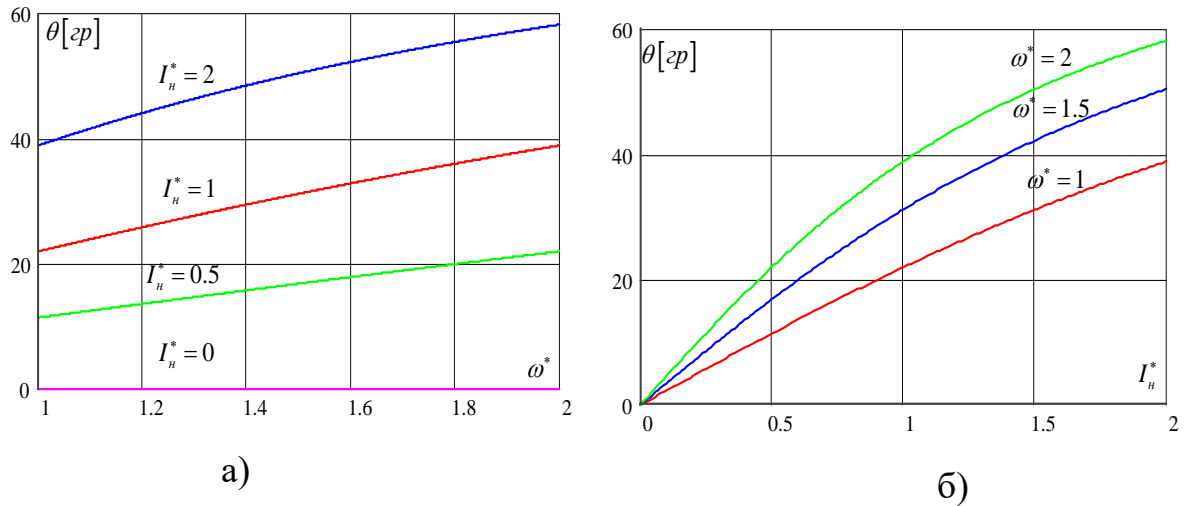


Рисунок 3.57 - Зависимости угла  $\theta$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  (а) и тока в нагрузке  $I_n^*$  (б)

Как следует из Рисунков 3.55(а) и 3.56(а), а также из условия определения Варианта 2 и принятых алгоритмов управления СГК и АВН, суммарное потокосцепление  $\Psi_\Sigma^*$  и потокосцепление обмотки возбуждения  $\Psi_f^*$  с увеличением частоты  $\omega$  уменьшаются, что обеспечивает стабилизацию напряжения на нагрузке и равенство нулю реактивной составляющей тока генератора. При увеличении тока нагрузки, напротив, эти два потокосцепления увеличиваются (Рисунки 3.55(б) и 3.56(б)), что позволяет компенсировать реакцию якоря. Ток возбуждения имеет одно направление и создает потокосцепление, направленное встречно с потокосцеплением от постоянных магнитов.

Характер изменения угла  $\theta$  при изменении частоты и тока в нагрузке достаточно очевиден, Рисунок 3.57, в качестве вывода можно отметить, что он лежит в диапазоне  $0 \div 60$  градусов.

Максимальное значение потокосцепления  $\Psi_f^*$  при изменении частоты, как это следует из Рисунка 3.55(а), имеет место при  $I_n^* = 0$ . Зависимость коэффициента  $k_{\psi_{\max}}$ , определяющего отношение максимального значения потокосцепления, создаваемого обмоткой возбуждения, к потокосцеплению постоянных магнитов, определяется соотношением:

$$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} = \frac{\Psi_f^*(\omega_{\max}^*)_{I_n^*=0}}{E_{0ном}^*}.$$

Зависимость коэффициента  $k_{\Psi \max}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  и при  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152, k_{пер} = 2$  представлена на Рисунке 3.58.

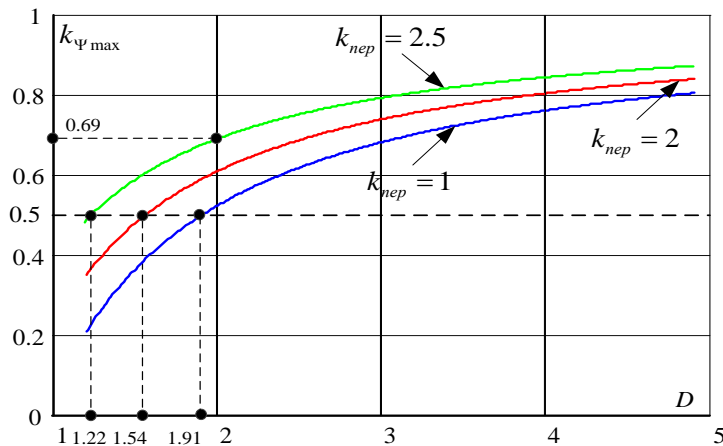


Рисунок 3.58 - Зависимость коэффициента  $k_{\Psi \max}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$

Тенденции изменения коэффициента  $k_{\Psi \max}$  в зависимости от величин  $D$  и  $k_{пер}$  с физической точки зрения достаточно очевидны, как и в случае Варианта № 1. Уровень  $k_{\Psi \max} \% = 50$ , данный коэффициент превышает при  $D \in \{1, 2\}$ . Следует отметить, в Варианте № 1 этот диапазон равен  $D \in \{2, 3\}$ , что означает большую относительную величину потокосцепления  $\Psi_f^*$  во втором варианте проектирования при диапазонах изменения частот  $D \leq 2$ . Для диапазона  $D = 2$  максимальное значение данного коэффициента достигает величины  $k_{\Psi \max} = 0.69$  при  $k_{пер} = 2.5$  и  $I_n^* = 0$ .

На Рисунках 3.59 и 3.60 для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152, k_{пер} = 2$  приведены зависимости относительных значений ЭДС  $E_{xx}^*$  и  $E_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ .

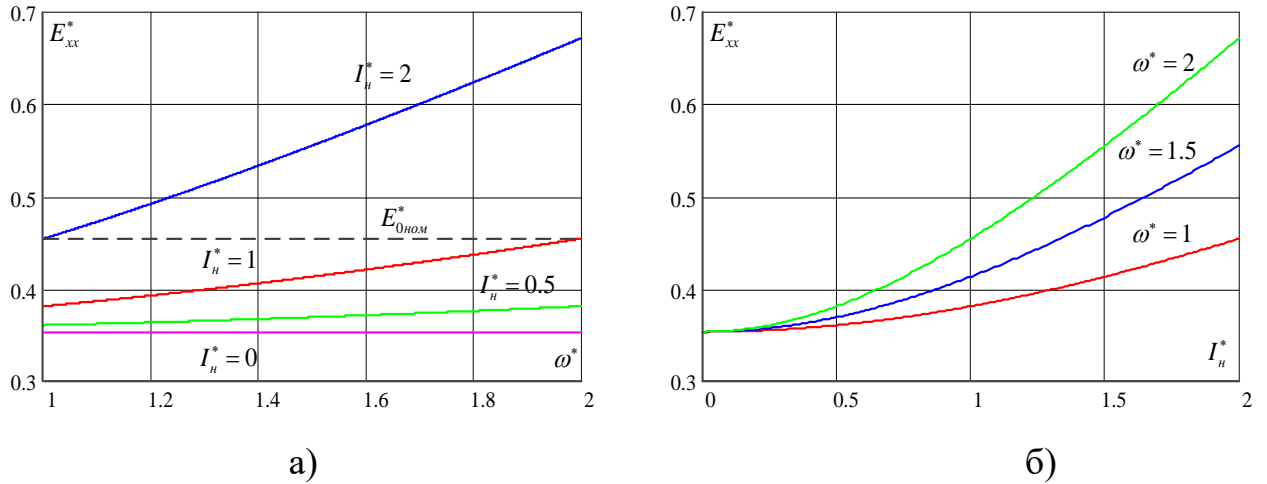


Рисунок 3.59 - Зависимость относительного значения ЭДС  $E_{xx}^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$

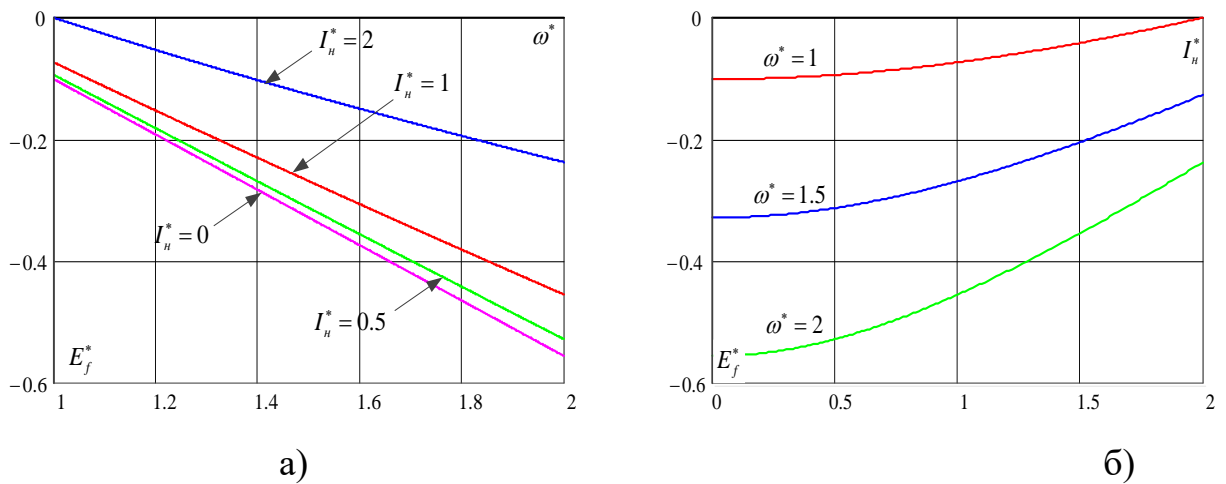


Рисунок 3.60 - Зависимость относительного значения ЭДС  $E_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$

Анализируя Рисунки 3.59 и 3.60 можно заключить, что в диапазоне  $D \leq 2$  при токах в нагрузке  $I_n^* < 1$  ЭДС  $E_{xx}^*$  не превышает величины  $E_{0ном}^*$ , в тоже время,



при  $I_n^* \rightarrow I_{n\max}^* = k_{пер}$ , а также на частотах  $\omega^* \rightarrow \omega_{\max}^*$ , будем иметь  $E_{xx}^* > E_{0ном}^*$ . Относительно ЭДС  $E_f^*$  можно отметить очевидное, что его знак не изменяется.

В данном варианте ток «внезапного» короткого замыкания  $I_{кз}^*$  будет меньше тока  $I_{кз0}^*$ , потокосцепление  $\Psi_f$  уменьшает потокосцепление от постоянных магнитов  $\Psi_0$ .

### Вариант №3

В данном варианте выберем величину потокосцепления  $\Psi_0$  при  $\omega = \omega_{\max}$ , когда  $\psi_f = 0$ , полагая, что на этой частоте необходимо обеспечить режим перегрузки ( $I_n = I_{нпер} = k_{пер} I_{нном}$ ). Учитывая данные соображения и соотношение (3.1) получим:

$$\omega_{\max} \cdot \Psi_0 = E_{0ном} = \sqrt{(k_u M \cdot U_n)^2 + \left( \omega_{\max} L \cdot \frac{k_{пер} I_{нном}}{3k_u \cdot M} \right)^2}. \quad (3.82)$$

Как и в предыдущих вариантах примем, что в режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величиной тока короткого замыкания на выходе СЭС ПТ должна обеспечиваться только потокосцепление  $\Psi_0$ . Его значение определится с помощью соотношения (3.10), т.е. его величина не зависит от частоты  $\omega$ .

Подставляя (3.10) в соотношение (3.82) и разрешая его относительно  $E_{0ном}$  получим:

$$E_{0ном} = \omega_{\max} \cdot \Psi_0 = \frac{k_u M \cdot U_n}{\sqrt{1 - \left( \frac{k_{пер} I_{нном}}{3k_u \cdot M \cdot I_{кз0}} \right)^2}}. \quad (3.83)$$

Таким образом, соотношения (3.10) и (3.83) позволяют однозначно определить  $\Psi_0$  и  $L$  генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания  $I_{кз}$ .

Как и в случае Варианта №2, ранее полученные соотношения (3.4)÷(3.14) могут быть использованы, если в них в качестве базовой частоты принять  $\omega_0 = \omega_{\max}$ .

На Рисунках 3.61 и 3.62 для  $M = 1, I_{\kappa 30} = 3, X_0^* = 0.152, k_{\text{пер}} = 2$  приведены зависимости относительных значений потокосцеплений  $\Psi_{\Sigma}^*$  и  $\Psi_f^*$ , также угла  $\theta$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ .

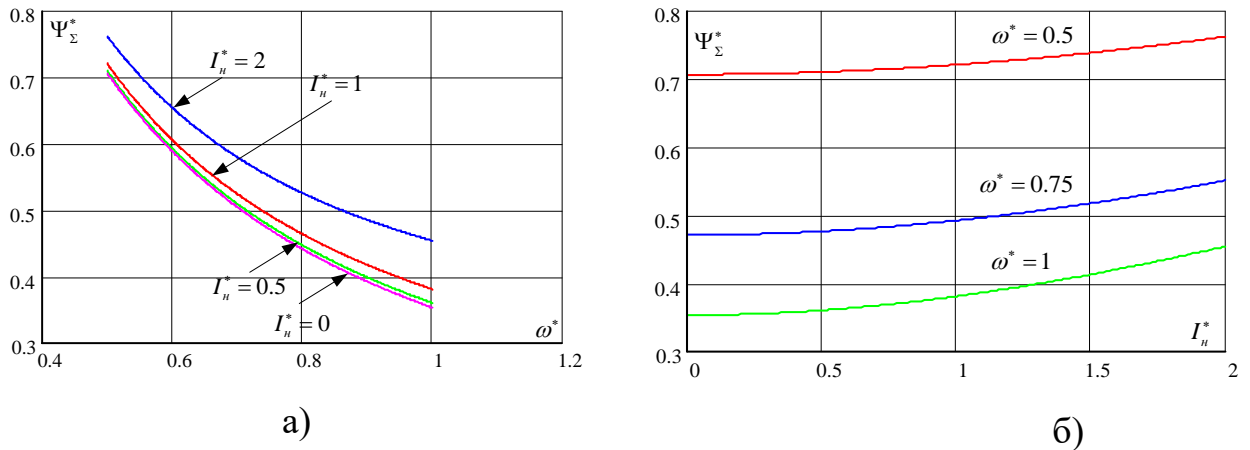


Рисунок 3.61 - Зависимость относительного значения потокосцепления  $\Psi_{\Sigma}^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$

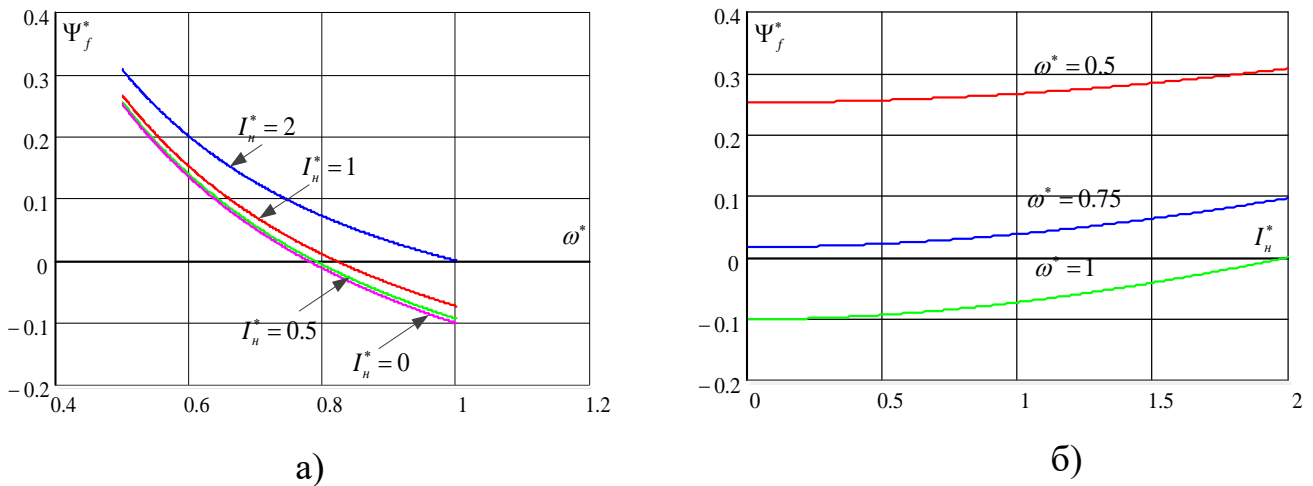


Рисунок 3.62 - Зависимость относительного значения потокосцепления  $\Psi_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$

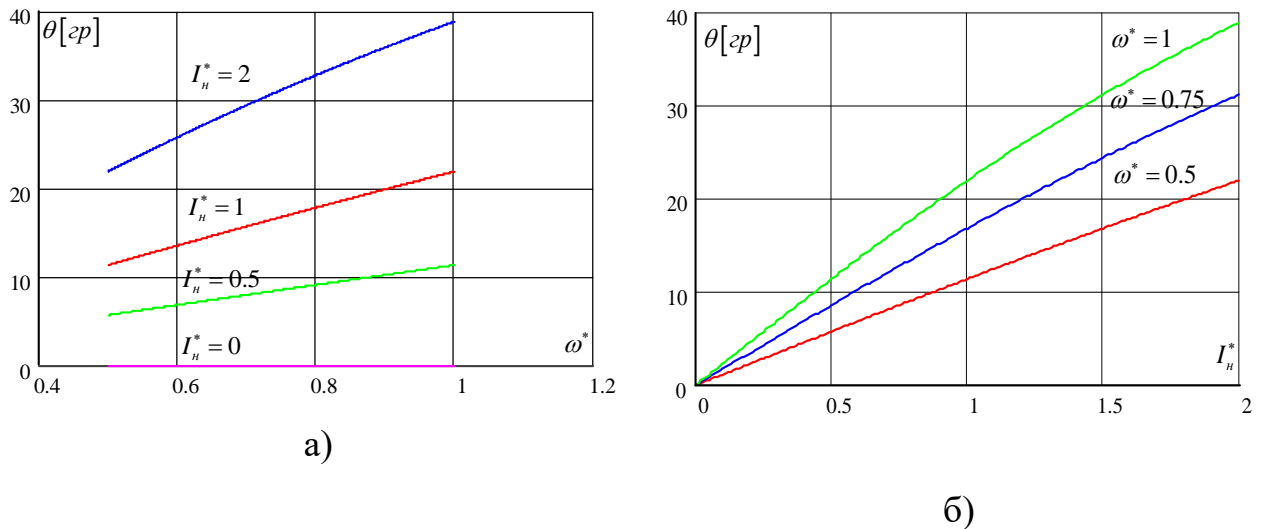


Рисунок 3.63 - Зависимость относительного значения угла  $\theta$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$

Приведенные зависимости наглядно иллюстрируют, как при в данном варианте происходит стабилизация напряжения на нагрузке при изменении частоты и величины тока в нагрузке путем изменения потокосцепления в обмотке возбуждения ( $\Psi_f^*$ ) и угла сигнала управления активным выпрямителем напряжения ( $\theta$ ). При этом, напомним, реактивная составляющая тока синхронного генератора равна нулю.

При изменении частоты, только при токе в нагрузке равном току перегрузки ( $I_n^* = k_{неп}$ ), ток возбуждения имеет одно направление. При меньших значениях тока в нагрузке ток возбуждения изменяет знак, это происходит при значениях частоты, которые определяются соотношением:

$$\omega_0^* = \frac{k_u M}{\sqrt{(E_{0ном}^*)^2 - \left(\frac{X_0^* I_n^*}{3k_u \cdot M}\right)^2}}. \quad (3.84)$$

На Рисунке 3.64 для  $I_{кз0}^* = 3$  приведена зависимость значения частоты  $\omega_0^*$  от величины тока нагрузки для двух значений коэффициента перегрузки  $k_{неп} = 1.5$  и  $k_{неп} = 2$ .

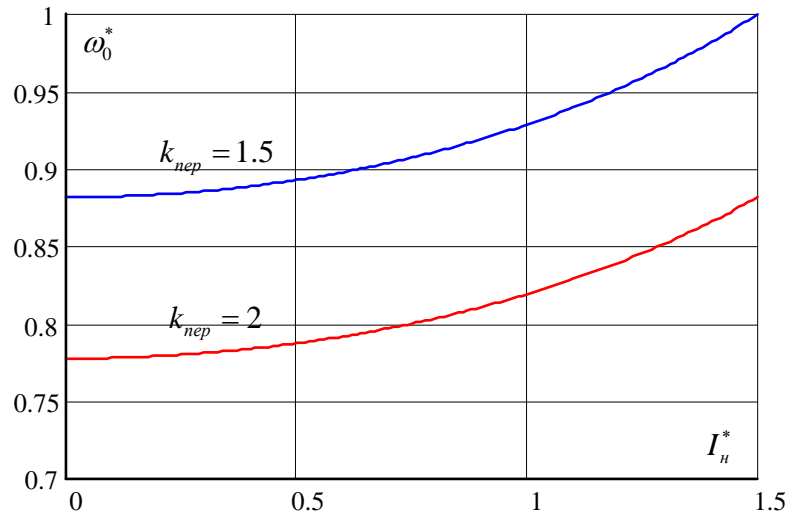


Рисунок 3.64 - Зависимость значения частоты  $\omega_0^*$  от величины тока нагрузки для двух значений коэффициента перегрузки  $k_{пер} = 1.5$  и  $k_{пер} = 2$

Максимальное значение потокосцепления, создаваемое обмоткой возбуждения, отнесенное к потокосцеплению постоянных магнитов определится соотношением вида:

$$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} = \frac{\Psi_f^*(\omega_{\min}^*)_{I_n^* = k_{пер} = 1}}{E_{0ном}^*}. \quad (3.85)$$

Зависимость коэффициента  $k_{\Psi \max}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  и  $I_n^* = k_{пер}$  для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152$  представлена на Рисунке 3.65.

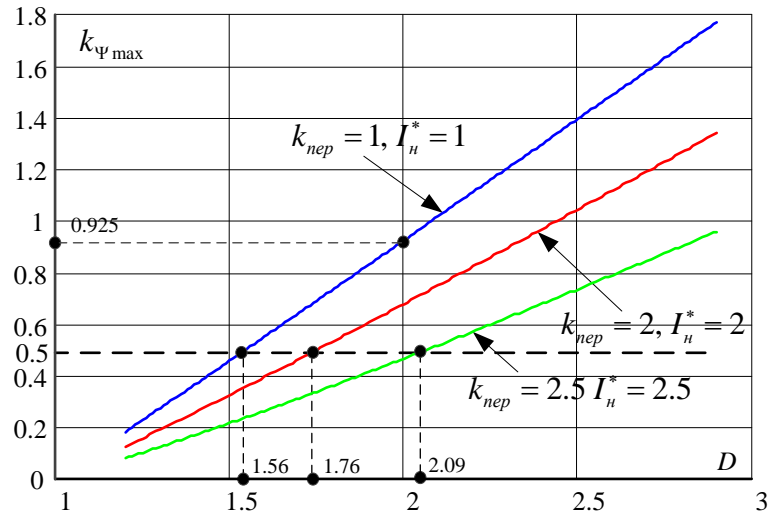


Рисунок 3.65 - Зависимость коэффициента  $k_{\Psi_{max}}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{nep}$

Тенденции изменения коэффициента  $k_{\Psi_{max}}$  в зависимости от величин  $D$ ,  $k_{nep}$  и  $I_n^*$  отличаются от аналогичных изменений для предыдущих вариантов проектирования, а именно больше значение коэффициента наблюдается при  $k_{nep} = 1$ . Такая особенность зависимости  $k_{\Psi_{max}}(D)$  определяется более существенным изменением  $\Psi_f^*$  от частоты.

Уровень  $k_{\Psi_{max}} \% = 50$ , данный коэффициент превышает при  $D \in \{1.5, 2.1\}$ , что не значительно отличается от Варианта 2. Для диапазона  $D = 2$  максимальное значение данного коэффициента достигает величины  $k_{\Psi_{max}} = 0.925$  при  $k_{nep} = I_n^* = 1$ .

На Рисунках 3.66 и 3.67 для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152, k_{nep} = 2$  приведены зависимости относительных значений ЭДС  $E_{xx}^*$  и  $E_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ .

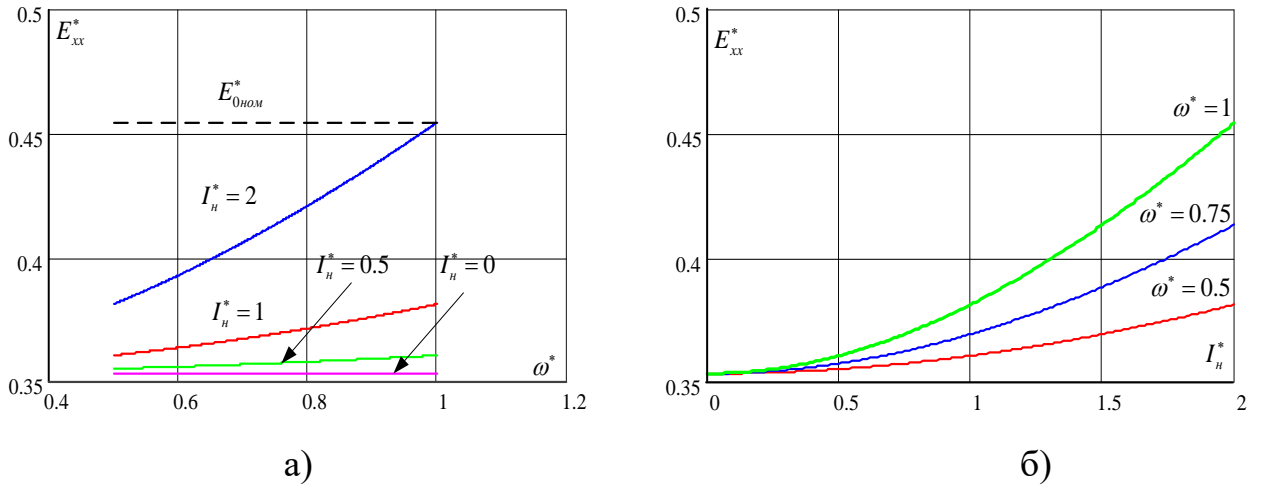


Рисунок 3.66 - Зависимость относительного значения ЭДС  $E_{xx}^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$

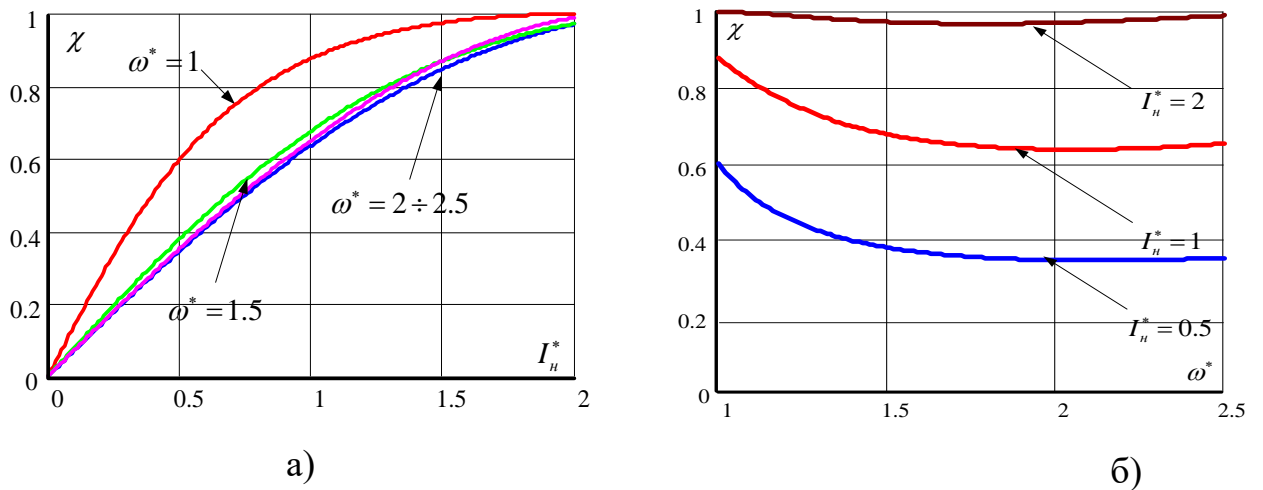


Рисунок 3.67 - Зависимость относительного значения ЭДС  $E_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$

Анализируя Рисунки 3.66 и 3.67 можно заключить, что в диапазоне  $D \leq 2$  при токах в нагрузке  $I_n^* \leq 2$  ЭДС  $E_{xx}^*$  не превышает величины  $E_{0ном}^*$ .

ЭДС  $E_f^*$  в зависимости от частоты изменяет свой знак, вследствие изменения знака потокосцепления  $\Psi_f^*$ . Частота, при которой происходит изменения знака, определяется соотношением (3.84).

На Рисунке 3.68 приведена зависимость тока короткого замыкания  $I_{кз}^*$  от частоты  $\omega$ , этот возникает при коротком замыкании в нагрузке во время протекания в ней тока  $I_n^* = 2$ .

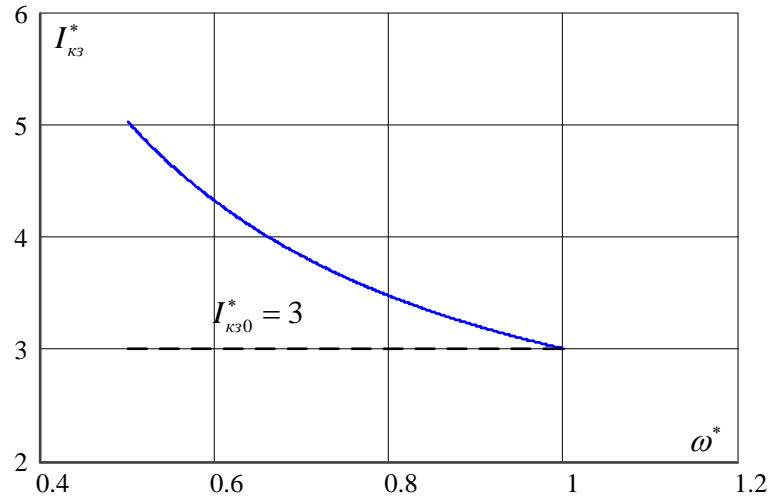


Рисунок 3.68 - Зависимость тока короткого замыкания  $I_{кз}^*$  от частоты  $\omega$

Как следует из Рисунка 3.68 ток  $I_{кз}^*$  значительно превышает величину тока  $I_{кз0}^*$  и это очевидно, так как в данном варианте потокосцепление  $\Psi_f$  увеличивает потокосцепление от постоянных магнитов  $\Psi_f$  при уменьшении частоты  $\omega$ .

### Сравнение основных характеристик и параметров трех вариантов

При проектировании СЭС ПТ по различным вариантам, токовая нагрузка транзисторов активного выпрямителя напряжения, как уже отмечалось, не будет одинаковой, несмотря на то, что величина тока  $I_{кз0}^*$ , соответствующая нулевому значению тока возбуждения  $I_\theta$ , одинакова во всех вариантах. В переходных режимах ток короткого замыкания может достигать существенно больших величин (Рисунки 3.15 и 3.30). И как следует из Рисунков 3.15 и 3.30 максимальное значение тока короткого замыкания ( $I_{кз}^*$ ) может быть в системе, спроектированной по Варианту № 3, при этом минимальное значение этого тока будет в системе соответствующей Варианту № 2.

Относительно величины напряжения, на которое должны выбираться транзисторы АВН, можно отметить следующее. Как видно из Рисунка 3.2 максимальное напряжение, прикладываемое к транзисторам, характерно для Варианта № 2, а минимальное для Варианта № 3. При этом максимальная величина напряжения будет определяться величиной  $\omega_{\max} \cdot \Psi_0$ .

Таким образом, с методической точки зрения в системе, спроектированной по Варианту № 1, установленная мощность транзисторов будет минимальной, если её оценивать, как произведение максимальной величины тока, который будет через него протекать, на максимальную величину напряжения, которое может быть к нему приложено.

Сравним основные параметры синхронных генераторов при различных вариантах проектирования. При этом примем для определенности, что  $\omega_{\max}$ ,  $E_{0ном}$  одинаковы во всех вариантах проектирования,  $\omega_0 = \frac{\omega_{\min} + \omega_{\max}}{2}$  и воспользуемся для сравнения величиной диапазона изменения частоты  $D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}$ .

В Таблице 3.2 для рассматриваемых вариантов приведены потокосцепления  $\Psi_0$  выраженные в функции от  $D$  и  $\frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$  (столбец 2), а также значение максимального значения коэффициента  $k_{\Psi_{f \max}} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0}$  при  $D = 2$  (столбец 3). В столбцах 4 и 5 для  $D = 2$  приведены, соответственно, значение  $\Psi_{f \max}$  в функции отношения  $\frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$  и величина  $\Psi_{f \max} / \left( \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \right)$  для различных вариантов проектирования.

Как следует из Таблицы 3.2, максимальное потокосцепление от постоянных магнитов характерно для Варианта № 2, а минимальное, как уже отмечалось, соответствует Варианту № 3. При этом потокосцепление, создаваемое обмоткой возбуждения, имеет максимальную величину в Вариантах № 2 и 3. Если принять, что в оговоренных условиях сравнения, установленная мощность синхронного ге-



нератора в какой-то степени пропорциональна суммарному потокосцеплению  $\Psi_{f \max} + \Psi_0$ , то теоретически в случае Варианта № 1 СГК будет иметь меньшую установленную мощность.

Таким образом, из сопоставления вариантов проектирования СЭС ПТ, следует, что с точки зрения установленной мощности АВН и СГК предпочтительным является Вариант №1.

Таблица 3.2 - Соотношения основных величин для различных вариантов проектирования электромагнитной системы СГК

Номер варианта	$\Psi_0$	$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0}$ $D = 2$	$\Psi_{f \max}$ $D = 2$	$\Psi_{f \max} / \left( \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \right)$ $D = 2$
1	$\Psi_0 = \frac{E_{0ном}}{\omega_0} =$ $= \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \cdot \left( \frac{2}{1 + \frac{1}{D}} \right)_{D=2} =$ $= 1.33 \cdot \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	0.413	$0.549 \cdot \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	0.549
2	$\Psi_0 = \frac{E_{0ном}}{\omega_{\min}} =$ $= \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}} \cdot D_{D=2} =$ $= 2 \cdot \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	0.69	$1.38 \cdot \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	1.38
3	$\Psi_0 = \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	0.925	$0.925 \cdot \frac{E_{0ном}}{\omega_{\max}}$	0.925

### 3.7 Управление явнополюсным синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения

В данном разделе рассматривается алгоритм управления явнополюсным синхронным генератором с комбинированным возбуждением и электромагнитные процессы в системе при данных алгоритмах, основное внимание уделено векторной реализации алгоритмов управления, кроме этого, учитываются процессы, протекающие на частоте ШИМ.

Принимая во внимание, что в предыдущих разделах было выявлено преимущество первого варианта выбора параметров СГК, далее уделяется внимание именно этому способу.

Для общности результатов воспользуемся ранее введенными относительными единицами, в качестве базовых величин примем номинальное значение напряжение и ток нагрузки:  $U_{\delta} = U_{нном}$ ,  $I_{\delta} = I_{нном}$ , а также номинальное сопротивление нагрузки  $Z_{\delta} = R_{нном}$  и номинальную мощность нагрузки  $S_{\delta} = P_{нном} = U_{нном} I_{нном}$ , в качестве базового значения частоты примем циклическую частоту напряжения СГК, на которой определяется потокосцепление  $\Psi_0$  исходя из номинального режима работы нагрузки при отсутствии потокосцепления обмотки возбуждения:

$$(\Psi_f = 0), \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_{\delta}}, \quad E_{xx}^* = \frac{E_{xx}}{U_{\delta}}, \quad E_0^* = \frac{E_0}{U_{\delta}}, \quad E_f^* = \frac{E_f}{U_{\delta}}, \quad u^* = \frac{u}{U_{\delta}}, \quad i^* = \frac{i}{I_{\delta}},$$

$$\Psi_f^* = \frac{\Psi_f}{U_{\delta}/\omega_{\delta}}, \quad \Psi_0^* = \frac{\Psi_0}{U_{\delta}/\omega_{\delta}}. \quad (3.86)$$

Учитывая, что  $L_d = L_{\sigma} + L_{ad}$ ,  $L_q = L_{\sigma} + L_{aq}$ , где  $L_{\sigma}$  - индуктивность рассеяния,  $L_{ad}$  и  $L_{aq}$  - главные индуктивности обмотки якоря по продольной и поперечной оси, введем обозначения:

$$k_x = \frac{L_{aq}}{L_{ad}}; \quad \sigma = \frac{L_{\sigma}}{L_{ad}}; \quad k_L = \frac{L_q}{L_d} = \frac{\sigma + k_x}{\sigma + 1}. \quad (3.87)$$

Попутно отметим, что при необходимости учета влияние индуктивности фидера между СГК и АВН, или специально установленного дросселя, величина их индуктивности может быть прибавлена к  $L_\sigma$ .

Принимая во внимание (3.86) и (3.87) получим:

$$X_{do}^* = \frac{\omega_\sigma L_d}{Z_\sigma}, X_q^* = \frac{X_q}{Z_\sigma} = \omega^* X_{qo}^* = \omega^* k_L X_{do}^*, X_d^* = \frac{X_d}{Z_\sigma} = \omega^* X_{do}^*, Z_\sigma = Z_{\text{нном}}.$$

Учитывая относительные единицы и введённые обозначения уравнения (2.3) примут вид:

$$\begin{aligned} u_d^* &= -\omega^* X_{do}^* \frac{di_d^*}{d\vartheta} + \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_q^*; \\ u_q^* &= -\omega^* k_L X_{do}^* \cdot \frac{di_q^*}{d\vartheta} - \omega^* X_{do}^* i_d^* + E^*, \end{aligned} \quad (3.88)$$

где  $\vartheta = \omega t$ .

Следует отметить, что величины  $u_d^* = \frac{u_d^*}{U_n}$  и  $u_q^* = \frac{u_q^*}{U_n}$  вычисляются в соответствии с соотношениями (2.19÷2.22).

Соответственно мощности для основных гармоник в установившемся режиме в сечениях  $S$  (на зажимах СГК) определим с помощью выражений вида:

$$\begin{cases} P_o^* = P_n^* = \frac{3}{2} e^* i_{qo}^*, \\ Q_o^* = \frac{3}{2} (u_{do}^* i_{qo}^* - u_{qo}^* i_{do}^*); \\ S_o^* = [(P_o^*)^2 + (Q_o^*)^2]^{\frac{1}{2}}; \end{cases} \quad (3.89)$$

здесь учтено, что токи и напряжения для основных гармоник в установившемся режиме в «d-q» координатах представляют собой постоянные величины, поэтому при их обозначении используется индекс «о», кроме этого, при принятых допущениях активная мощность СГК равна активной мощности генерируемой в

электрическую сеть постоянного тока ( $P_n^*$ ), необходимо иметь в виду, в «d-q» координатах величины определяют амплитудное значение.

С учётом высших гармоник значение активной мощности не изменится, а для расчёта неактивной и полной мощности следует применять следующие соотношения:

$$\begin{cases} S^* = U_\delta^* I_\delta^*; \\ Q^* = \sqrt{(S^*)^2 - (P_n^*)^2}. \end{cases}$$

Здесь  $U_\delta^*, I_\delta^*$  - действующие значения тока и напряжения СГК. Далее, строчными буквами обозначаются мгновенные значения токов, напряжений и потокосцеплений, а амплитудное, действующее и среднее значения этих величин обозначаются прописными (заглавными) буквами, причем для действующих значений добавляется нижний индекс «d».

Коэффициент мощности в сечениях СГК определим с помощью соотношения:

$$\chi = \frac{P_n^*}{S^*} = v_i v_u \cos \varphi, \quad (3.90)$$

где:

$$v_i = \frac{I_{(1)d}^*}{I_\delta^*}, \quad v_u = \frac{U_{(1)d}^*}{U_\delta^*},$$

$v_i, v_u, \varphi$  - коэффициенты искажения тока и напряжения, а также угол сдвига между основными гармониками тока и напряжения соответственно,  $I_{(1)d}^*, I_\delta^*, U_{(1)d}^*, U_\delta^*$  - действующие значения основных гармоник и полных значений тока и напряжений СГК.

В установившемся режиме уравнение (3.88) для основных гармоник тока и напряжения примет вид:

$$\begin{aligned}
u_{do}^* &= u_o^* \sin \theta = \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_{qo}^* = \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_o^* \cos \beta; \\
u_{qo}^* &= u_o^* \cos \theta = -\omega^* X_{do}^* i_{do}^* + E_f^* + E_0^* = -\omega^* X_{do}^* i_o^* \sin \beta + \omega^* (\Psi_f^* + \Psi_0^*).
\end{aligned} \tag{3.91}$$

Здесь:

$$u_o^* = \sqrt{(u_{do}^*)^2 + (u_{qo}^*)^2} = k_u M, \quad i_o^* = \sqrt{(i_{do}^*)^2 + (i_{qo}^*)^2}, \tag{3.92}$$

$$I_n^* = \frac{3}{4} M \cdot i_o^* \cos \varphi = k_i M \cdot i_o^* \cdot \cos \varphi,$$

$$i_o^* = \frac{I_n^*}{k_i M \cdot \cos \varphi},$$

Где  $k_i = \frac{3}{4}$ ,  $I_n^*$  - относительное значение среднего значения тока нагрузки.

Если в соотношении (3.91) токи и напряжения интерпретировать как вектора в декартовой системе «d-q» координат, то уравнению (3.91) будет соответствовать векторная диаграмма, представленная на Рисунке 3.69, здесь  $\theta$  - угол между основными гармониками ЭДС холостого хода и напряжением генератора, в соответствии с векторной диаграммой определяется соотношением:

$$\theta = \arctg \frac{u_{do}^*}{u_{qo}^*} = \arctg \frac{\omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_{qo}^*}{-\omega^* X_{do}^* i_{do}^* + E_f^* + E_0^*}.$$

Угол  $\beta$  используя векторную диаграмму и выводы [26] найдём из соотношений:

$$\begin{aligned}
\cos \beta &= \frac{u_o^* \cos \varphi}{\sqrt{(u_o^* \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_{qo}^*)^2 + (u_o^* \cos \varphi)^2}}, \\
\sin \beta &= \frac{U_n \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_{qo}^*}{\sqrt{(u_o^* \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_{qo}^*)^2 + (u_o^* \cos \varphi)^2}}, \\
\operatorname{tg} \beta &= \frac{u_o^* \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_{qo}^*}{u_o^* \cos \varphi}.
\end{aligned} \tag{3.93}$$

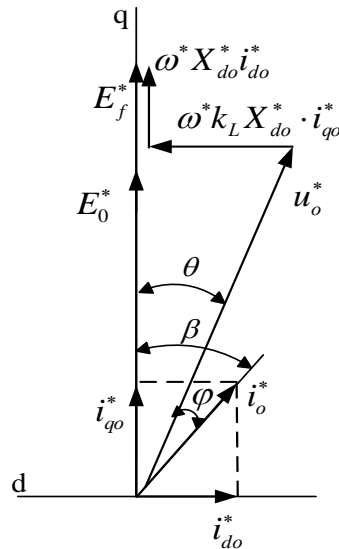


Рисунок 3.69 – Векторная диаграмма токов и напряжений СГК

Пользуясь соотношением (3.91) определим необходимое значение потокосцепления обмотки возбуждения при заданных параметрах нагрузки

$(U_{\text{нном}}, I_{\text{нном}}, k_{\text{пер}}, I_{\text{кз}})$ , частоте ЭДС СГК  $(\omega)$ , потокосцеплением от постоянных магнитов  $(\Psi_0)$  и желаемом  $\cos \varphi$  СГК. Учитывая (3.91) - (3.93) получим:

$$\Psi_f^* = -\Psi_0^* + \frac{1}{\omega^*} \left[ + \frac{(u_o^*)^2 + u_o^* \omega^* X_{do}^* i_o^* (1 + k_L) \sin \varphi + k_L (\omega^* X_{do}^* \cdot i_o^*)^2}{\sqrt{(u_o^*)^2 + 2u_o^* \omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_o^* \sin \varphi + (\omega^* k_L X_{do}^* \cdot i_o^*)^2}} \right], \quad (3.94)$$

$$\Psi_{f\vartheta}^* = \frac{\Psi_f^*}{\sqrt{2}}.$$

Как и ранее, примем, что в режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величиной тока короткого замыкания на выходе СЭС ПТ должна обеспечиваться только потокосцепление  $\Psi_0$ . В этом случае будем иметь:

$$I_{\text{кз}0} = \frac{\Psi_0 \omega_0}{\omega_0 L_d}, \quad I_{\text{кз}0}^* = \frac{\Psi_0^*}{X_{do}^*}, \quad (3.95)$$

в этом соотношении  $i_{кз0}^*$  - относительное амплитудное значение тока короткого замыкания СГК при  $\Psi_f = 0$ .

Номинальное значение ЭДС холостого хода СГК ( $E_{0ном}^*$ ) найдем при  $\Psi_f = 0$ ,  $\omega = \omega_\sigma$  в режиме перегрузки, когда  $I_n = I_{nmax} = k_{nep} \cdot I_{нном}$  или в относительных единицах  $i_{omax}^* = \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi}$ . Используя соотношение (3.94), получим для любого значения угла  $\varphi$ :

$$E_{0ном}^* = \frac{(k_u M)^2 + k_u M X_{do}^* \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} (1 + k_L) \sin \varphi + k_L \left( X_{do}^* \cdot \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} \right)^2}{\sqrt{(k_u M)^2 + 2k_u M k_L X_{do}^* \cdot \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} \sin \varphi + \left( k_L X_{do}^* \cdot \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} \right)^2}}, \quad (3.96)$$

$$E_{0ном\delta}^* = \frac{E_{0ном}^*}{\sqrt{2}}.$$

Учитывая, что в относительных единицах  $E_{0ном\delta}^* = \Psi_{0\delta}^*$ , откуда

$$X_0^* = \frac{E_{0ном\delta}^*}{I_{кз0}^*},$$

принимая во внимание соотношение (3.95) для заданного значения коэффициента  $k_L$ , получим следующее трансцендентное выражение для определения  $E_{0ном}^*$ :

$$E_{0ном\delta}^* = \frac{(k_u M)^2 + k_u M \frac{E_{0ном\delta}^*}{I_{кз0}^*} \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} (1 + k_L) \sin \varphi + k_L \left( \frac{E_{0ном\delta}^*}{I_{кз0}^*} \cdot \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} \right)^2}{\sqrt{(k_u M)^2 + 2k_u M k_L \frac{E_{0ном\delta}^*}{I_{кз0}^*} \cdot \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} \sin \varphi + \left( k_L \frac{E_{0ном\delta}^*}{I_{кз0}^*} \cdot \frac{k_{nep}}{k_i M \cdot \cos \varphi} \right)^2}}. \quad (3.97)$$

Таким образом, соотношения (3.97) и (3.95) при заданных значениях тока короткого замыкания и тока перегрузки в нагрузке, а также при заданных значениях коэффициента  $k_L$ ,  $\cos \varphi$  и  $\omega_\sigma$  позволяют оценить такие параметры СГК как  $\Psi_{0\delta}$ ,  $E_{0ном\delta}$ ,  $L_d$ . Зная вышеуказанные параметры, используя выражения (3.91) и

(3.92) можно определить токи и напряжения в СЭС ПТ при  $\omega = \omega_0$ , а в соответствии с (3.15) найдем основные энергетические характеристики.

Обратимся к рассмотрению влияния потока обмотки возбуждения на режимы работы СЭС ПТ и основные энергетические характеристики.

Рассмотрим некоторые частные режимы работы.

### 3.7.1 Алгоритм управления системой, фаза основной гармоники тока АВН совпадает с фазой ЭДС СГК

Векторная диаграмма для амплитудных значений основных гармоник тока и напряжения приведена на Рисунке 3.70. Как следует из векторной диаграммы, в этом режиме будут выполняться условия:

$$\begin{aligned} i_{do}^* &= 0, \quad i_{qo}^* = i_o^*, \quad \beta = 0, \quad \theta = \varphi, \\ u_{do}^* &= u_o^* \sin \theta = \omega^* X_{qo}^* \cdot i_o^*, \quad X_{qo}^* = \frac{\omega_0 L_q}{Z_0}, \\ u_{qo}^* &= u_o^* \cos \theta = E_{xx}^* = E_f^* + E_0^* = \omega^* (\Psi_f^* + \Psi_0^*), \\ \theta &= \arctg \frac{u_{do}^*}{u_{qo}^*} = \arctg \frac{\omega^* X_{qo}^* \cdot i_o^*}{E_{xx}^*} = \arctg \frac{\omega^* X_{qo}^* \cdot i_o^*}{E_f^* + E_0^*}. \end{aligned} \quad (3.98)$$

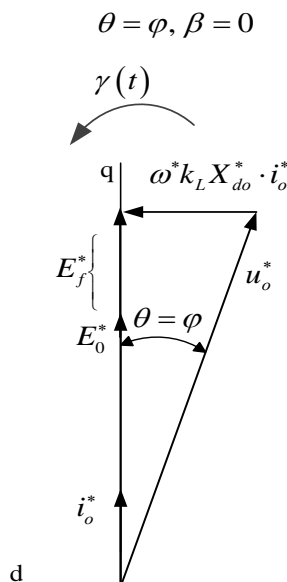


Рисунок 3.70 - Векторная диаграмма для амплитудных значений основных гармоник тока и напряжения СГК



В этом режиме баланс активных мощностей запишется следующим образом:

$$U_n I_n = \frac{3}{2} E_{xx} i_o. \quad (3.99)$$

Откуда получим:

$$i_o^* = \frac{2}{3} \frac{I_n^*}{E_{xx}}. \quad (3.100)$$

Далее принято обозначение  $I_o^* = \frac{i_o^*}{\sqrt{2}}$ .

Следует отметить, что в этом режиме активный выпрямитель воспринимается генератором как емкостная нагрузка, т.е. ток  $i_o$  опережает по фазе напряжение синхронного генератора.

Определим величину потокосцепления  $\psi_f^*$ , необходимую для поддержания постоянства напряжения на нагрузке, т.е.  $U_n = U_{нном}$ . Принимая во внимание векторную диаграмму на Рисунке 3.70 и соотношения (3.98, 3.99), получим следующее биквадратное уравнение относительно ЭДС  $E_{xx}^*$ :

$$(E_{xx}^*)^2 = (k_u M)^2 - \left( \frac{2}{3} \cdot \omega^* X_{qo}^* \cdot \frac{I_n^*}{E_{xx}^*} \right)^2. \quad (3.101)$$

Физически приемлемое решение уравнения (3.101) относительно  $E_{xx}^*$  будет иметь вида:

$$E_{xx}^* = \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left( \frac{2}{3} \cdot \omega^* X_{qo}^* \cdot I_n^* \right)^2}}. \quad (3.102)$$

Тогда суммарное потокосцепление определится из соотношения:

$$\Psi_{\Sigma}^* = \frac{1}{\omega^*} \cdot \left[ \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \cdot \omega^* X_{qo}^* \cdot i_n^*\right)^2}} \right]. \quad (3.103)$$

Из (3.103) несложно получить выражение для тока возбуждения:

$$I_f = \frac{1}{L_f} \cdot \left\{ -\Psi_0 + \frac{U_n}{\omega} \cdot \left[ \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{\omega L_q \cdot I_n}{U_n}\right)^2}} \right] \right\} = F\{\omega, M, U_n, I_n\}. \quad (3.103a)$$

Определим напряжение холостого хода  $E_{0ном}^*$  из ранее указанных условий, т.е. для  $\omega^* = 1$ ,  $\Psi_{fd}^* = 0$ ,  $I_n^* = k_{nep}$ . Тогда из соотношения (3.102) получим:

$$E_{0ном}^* = \Psi_0^* = \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \cdot X_{qo}^* \cdot k_{nep}\right)^2}}. \quad (3.104)$$

Величину индуктивности  $L_d$  определим исходя из обеспечения необходимого тока короткого замыкания при нулевом значении тока возбуждения, то есть:

$$I_{кз0} = \frac{\Psi_0}{L_d} = \frac{E_{0ном}}{\omega_b L_d} = \frac{E_{0ном}}{X_{do}}, \quad I_{кз0}^* = \frac{\Psi_0^*}{X_{do}^*}. \quad (3.105)$$

При данном типе управления соотношение  $k_L = \frac{L_q}{L_d}$  не может быть задано произвольно, так как величины индуктивностей  $L_d$  и  $L_q$  и их сопротивление на базовой частоте  $X_{do}^*$ ,  $X_{qo}^*$  формально не являются взаимозависимыми, определяют различные физические процессы и выбираются из разных соотношений, а именно из (3.14) и (3.105). Из соотношения (3.14) можно определит максимальную величину сопротивления  $X_{qo}^*$  при заданной глубине модуляции  $M$  и коэффициенте перегрузки  $k_{nep}$ :

$$X_{qo \max}^* = \frac{3}{4} \cdot \frac{(k_u M)^2}{k_{пер}}. \quad (3.106)$$

Зависимость  $X_{qo \max}^*$  от коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  при различных значениях глубины модуляции  $M$  представлена на Рисунке 3.71. Качественный характер этих зависимости достаточно очевиден, интерес представляет лишь количественные соотношения.

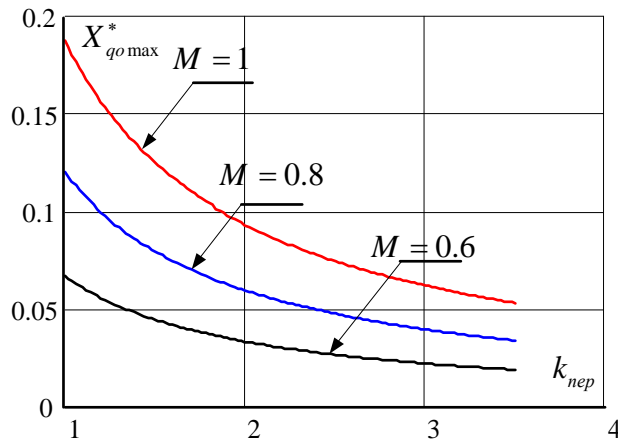


Рисунок 3.71 - Зависимость  $X_{qo \max}^*$  от коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  при различных значениях глубины модуляции  $M$

На Рисунках 3.72. и 3.73 для режима с  $M=1$  приведена зависимость  $E_{0ном}^*$  от коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  и величины  $X_{qo}^*$ . Фактически эти графики идентичны, изменяется лишь масштаб по оси абсцисс. Это объясняется тем, что в соотношении (3.104) величина  $E_{0ном}^*$  зависит от произведения переменных  $X_{qo}^*$  и  $k_{пер}$ .

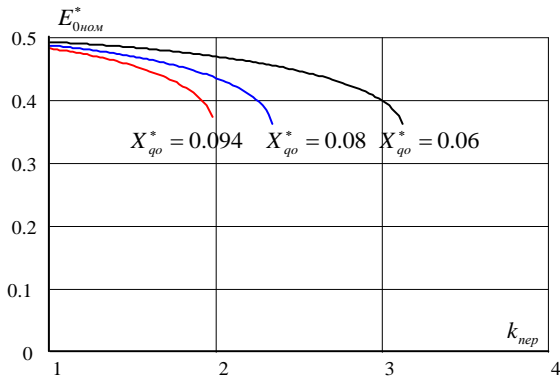


Рисунок 3.72 - Зависимость  $E_{0ном}^*$  от коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  при различных значениях величины  $X_{qo}^*$

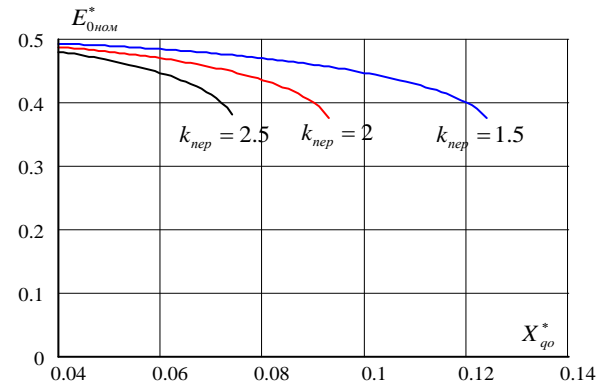


Рисунок 3.73 - Зависимость  $E_{0ном}^*$  от величины  $X_{qo}^*$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$

Предлагаемые принципы управления могут быть реализованы с помощью следующих алгоритмов управления АВН и СГК.

Как уже отмечалось, для обеспечения режима электростартерного запуска в системе имеется датчик положения ротора (ДПР), или его функции можно возложить на алгоритм аналитического наблюдателя [61, 62, 63]. В этом случае предпочтительно реализовать алгоритм управления АВН во вращающейся с частотой  $\omega$  системе координат. Пусть ДПР формирует сигнал  $\gamma(t)$ , определяющий положение ротора, тогда во вращающейся системе «dq» ось «q» будет совпадать с направлением вектора ЭДС  $E_{xx}$  (Рисунок 3.70). В соответствии с данным рисунком ток СГК (одновременно это входной ток АВН) должен быть ориентирован по ЭДС  $E_{xx}$ .

Во вращающейся системе координат структурная схема алгоритма управления АВН будет выглядеть в соответствии с Рисунком 3.74(б). Данный алгоритм представляет собой типичную систему подчиненного регулирования, где внутренним контуром является контур тока, реализованный во вращающейся системе «dq» координат. При этом задание  $i_{задq} = 0$ , что обеспечивает ориентацию тока по ЭДС  $E_{xx}$ , а задание на составляющую тока по оси  $d$  определяется выходным сиг-

налом внешнего контура регулирования по напряжению на выходе АВН. Структура такого регулятора совпадает с ранее представленной на Рисунке 3.43(в). Рассмотренный принцип управления обеспечит в статическом режиме стабилизацию выходного напряжения и создаст предпосылки для обеспечения  $\cos(\beta) = 1$ . Однако, чтобы во всех режимах обеспечить соблюдение этого условия необходимо специальным образом управлять dc/dc преобразователем.

Управление dc/dc преобразователем производится также, как и АВН с помощью высокочастотной ШИМ. Для исключения влияния изменения параметров СГК на закон регулирования тока возбуждения предлагается использовать отрицательную обратную связь по отклонению тока возбуждения ( $i_f$ ) (рисунок 3.44).

Данная обратная связь образована с помощью схемы сравнения СС и регулятора тока (РТ).

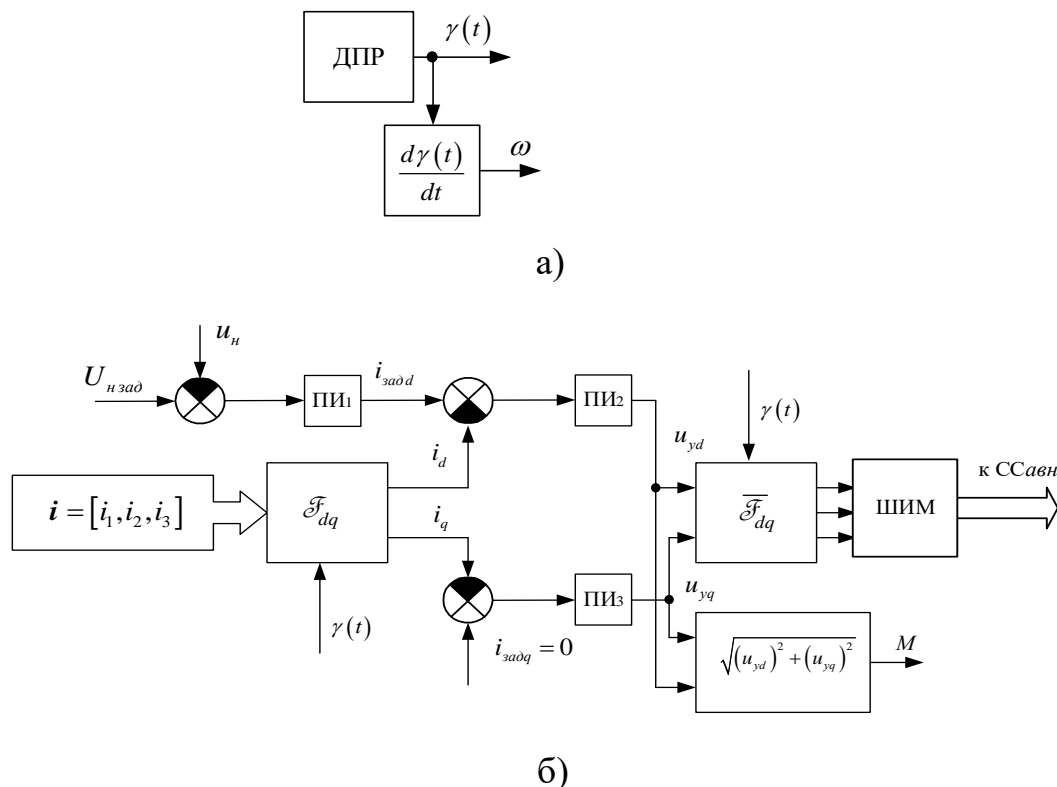


Рисунок 3.74 - Структурная схема преобразования координат (а); структурная схема алгоритма управления АВН (б)

Структура регулятора РТ может быть различной, например, это может быть пропорционально интегральным регулятором. В этом случае стабилизация среднего значения тока возбуждения ( $I_f$ ) в статическом режиме будет осуществляться без ошибки относительно сигнала  $I_{f\text{ зад}}$ . При этом данный сигнал формируется посредством параметрического преобразования ( $F\{\omega, M, U_n, I_n\}$ ) для различных значений частоты  $\omega$ . Функционал  $F\{\bullet\}$  должен формироваться в соответствии с соотношением (33.103а).

Рассмотрим процессы в системе СЭС ПТ с указанными регуляторами, анализируя возможность реализации первого варианта выбора параметров СГК, как наиболее энергетически оптимального.

Предварительно рассмотрим работу системы на постоянной частоте  $\omega = const = \omega_\sigma$ .

Для этого случая предположим вариант выбора параметров, который иллюстрируется векторными диаграммами, приведёнными на Рисунках 3.75÷3.78. Здесь на рисунках и в соотношениях индуктивные сопротивления обозначаются без нижнего индекса «о», так как  $\omega = const = \omega_\sigma$ , при этом  $X_q = \omega_\sigma L_q$ ,  $X_d = \omega_\sigma L_d$ .

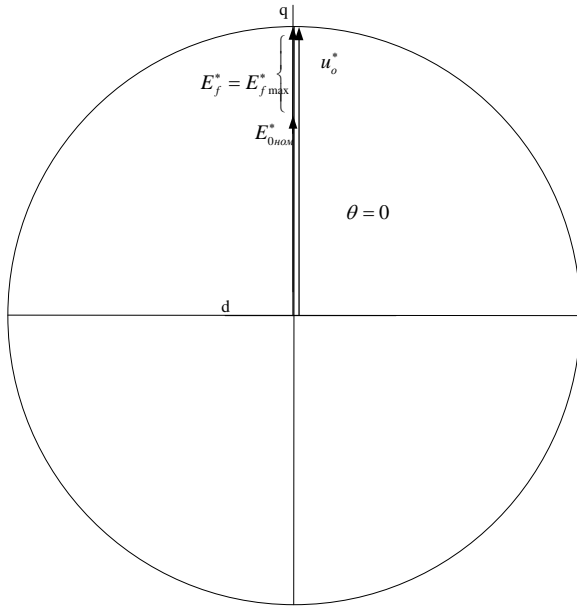


Рисунок 3.75 - Режим холостого хода,

$$E_f^* = E_{f \max}^*$$

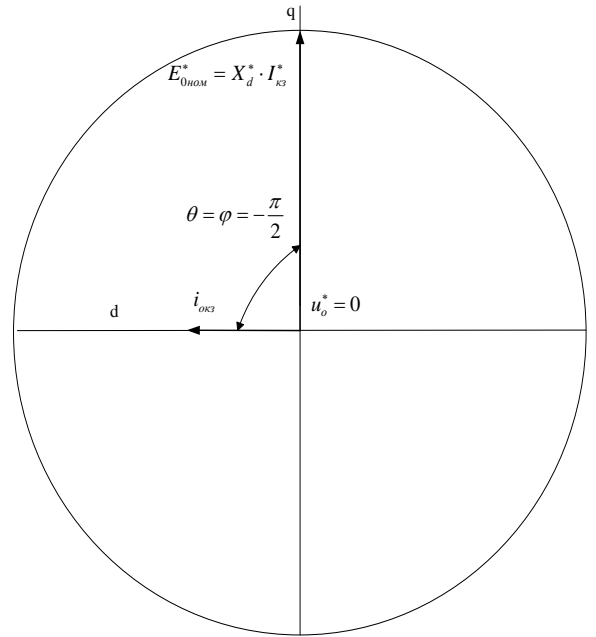


Рисунок 3.76 - Режим короткого замыкания,  $E_f^* = 0, u_o^* = 0$

$$E_f^* = 0, u_o^* = 0$$

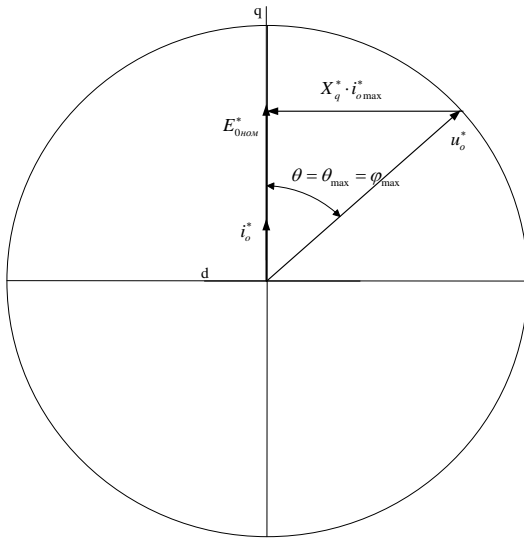


Рисунок 3.77 - Режим перегрузки,  $E_f^* = 0$

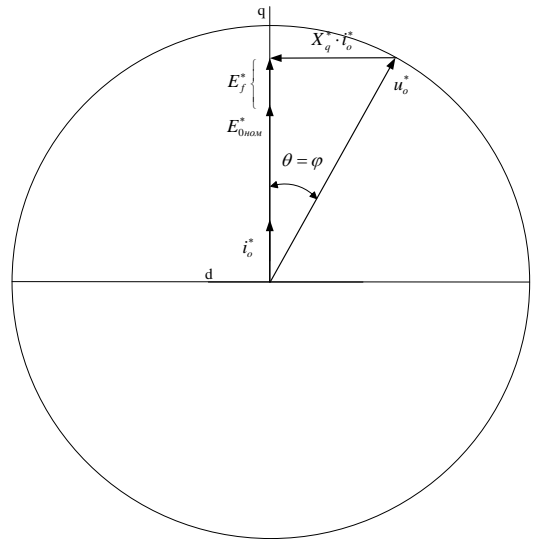


Рисунок 3.78 - Режим промежуточный,

$$E_{f \max}^* > E_f^* > 0$$

Режимы перегрузки  $i_o^* = i_{o \max}^* = k_{пер}$  и короткого замыкания выбираются из условия  $E_f^* = 0$ , т.е. они должны обеспечиваться при нулевом значении тока воз-

буждения. В режиме холостого хода должно выполняться равенство

$$u_o^* = E_{0ном}^* + E_{f\max}^* .$$

Из Рисунков 3.76 и 3.77 следует:

$$E_{0ном}^* = X_d^* \cdot i_{окз}^* = \sqrt{(u_o^*)^2 - (X_q^* i_{о\max}^*)^2} . \quad (3.107)$$

Откуда получим:

$$\begin{aligned} u_o^* &= \sqrt{(X_d^* \cdot i_{окз}^*)^2 + (X_q^* i_{о\max}^*)^2} = X_d^* \sqrt{(i_{окз}^*)^2 + (k_L i_{о\max}^*)^2}; \\ \frac{k_u M}{X_d^*} &= \sqrt{(i_{окз}^*)^2 + (k_L i_{о\max}^*)^2}; \\ k_L &= \frac{1}{i_{о\max}^*} \sqrt{\left(\frac{k_u M}{X_d^*}\right)^2 - (i_{окз}^*)^2} . \end{aligned} \quad (3.108)$$

Соотношение (3.108) позволяет определить величину  $k_L$ , для того чтобы это соотношение имело решение необходимо выполнение неравенства:

$$\frac{k_u M}{X_d^*} \geq i_{окз}^* , \quad (3.109)$$

откуда получим ограничение на величину сопротивления  $X_d^*$ :

$$X_d^* \leq \frac{k_u M}{i_{окз}^*} . \quad (3.110)$$

Для примера, при  $M = 1$ ,  $k_u = \frac{1}{2}$ ,  $i_{окз}^* = 3$ , будем иметь:

$$X_d^* \leq 0.167 .$$

На Рисунке 3.79 приведена зависимость допустимого значения коэффициента  $k_L$  от относительного значения сопротивления  $X_d^*$ .



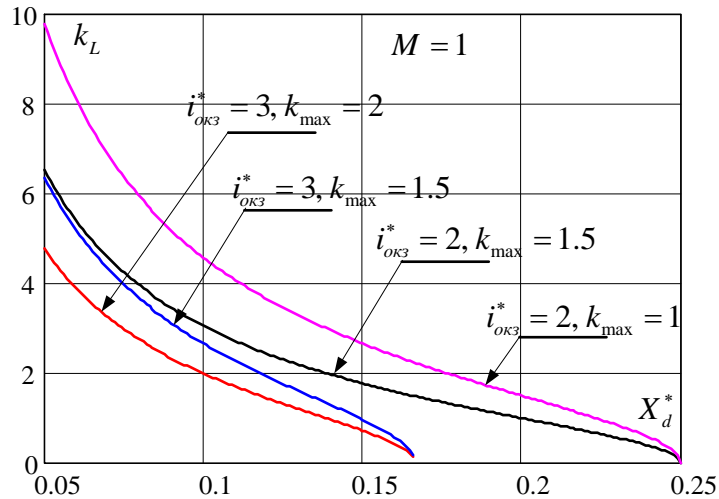


Рисунок 3.79 - Зависимость коэффициента  $k_L$  от относительного значения сопротивления  $X_d^*$

При постоянной частоте величины  $E_{0ном}^* = \Psi_0^*$ ,  $i_{кз0}^*$  и  $X_{qо max}^*$  определяются соотношениями (3.104)÷(3.105).

Учитывая, что в относительных единицах:

$$E_{xx}^* = \Psi_{\Sigma}^* = E_f^* + E_{0ном}^*, \quad (3.111)$$

получим:

$$E_f^* = \Psi_f^* = -E_{0ном}^* + \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2}} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \cdot X_q^* \cdot i_n^*\right)^2}. \quad (3.112)$$

На Рисунках 3.80÷3.82 представлены графики зависимостей  $E_f^*$  и  $E_{xx}^*$  от относительного значения тока нагрузки  $I_n^*$  для различных значений  $k_{пер}$  и  $X_q^*$ . Как следует из этих графиков величины,  $E_f^*$  и  $E_{xx}^*$  слабо зависят от  $I_n^*$  до величины тока  $I_n^* \approx 1$ , затем они существенно уменьшаются. С уменьшением  $k_{пер}$  и  $X_q^*$  происходит уменьшение  $E_f^*$ .

На Рисунке 3.83 приведена зависимость коэффициента  $k_\Psi = \frac{\Psi_f^*}{\Psi_0^*}$  от тока нагрузки  $I_H^*$  для различных значений  $X_q^*$ . Из графика видно, что характер зависимости  $k_\Psi(I_H^*)$  идентична зависимости  $E_f^*(I_H^*)$ , причем  $k_\Psi \rightarrow k_{\Psi_{\max}}$  при  $X_{q_{\max}}^*$  (см. (3.106)).

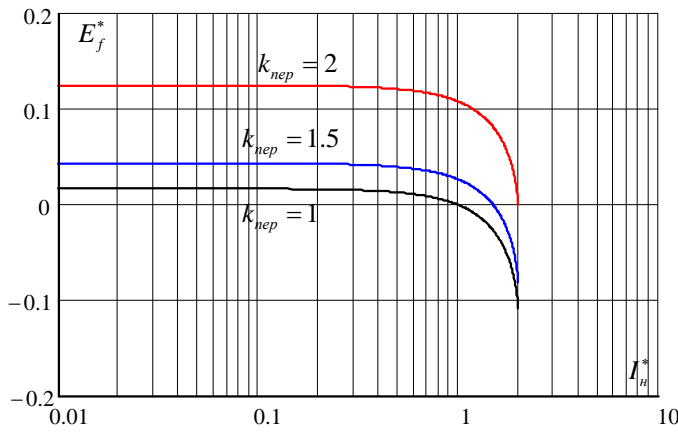


Рисунок 3.80 - Зависимость  $E_f^*$  от  $I_H^*$  для различных значений  $k_{неп}$

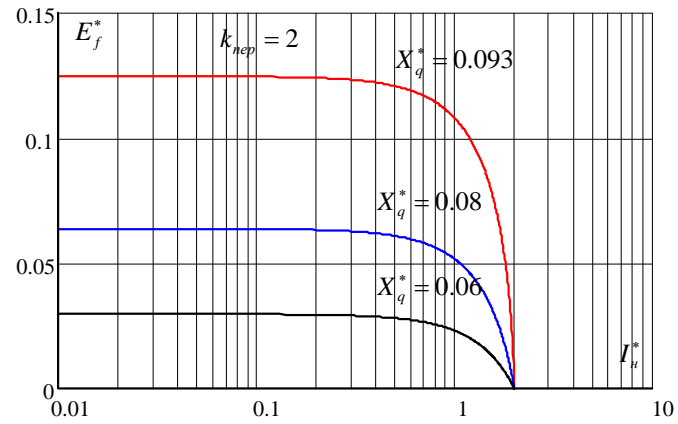


Рисунок - 3.81 Зависимость  $E_f^*$  от  $I_H^*$  для различных значений  $X_q^*$

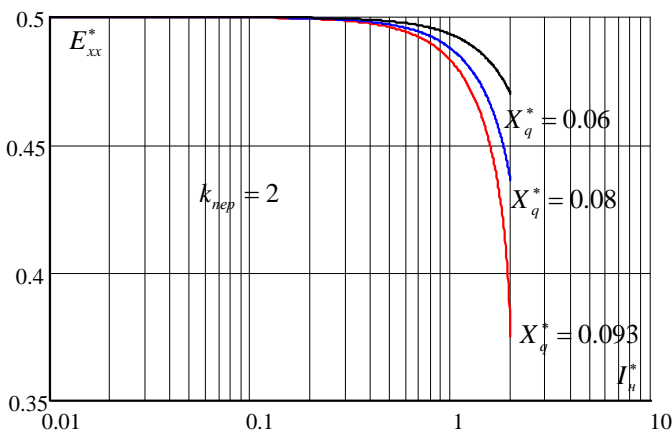


Рисунок - 3.82 Зависимость  $E_{xx}^*$  от  $I_H^*$  для различных значений  $X_q^*$

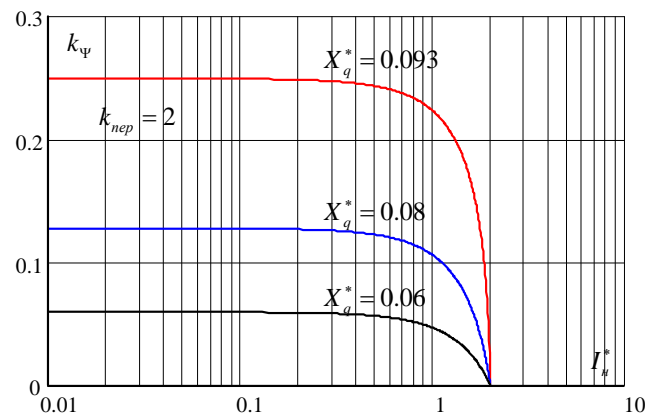


Рисунок - 3.83 Зависимость  $k_\Psi$  от  $I_H^*$  для различных значений  $X_q^*$

Расчеты показывают, что если выбрать  $E_{0ном}^*$  из условия  $E_f^* = 0$  при  $i_o^* = 1.5$ ,  $X_q^* = 0.07$  и принять  $i_{o\max}^* = 2$ , то, как следует из графика зависимости  $E_f^*(I_n^*)$  Рисунок 3.84, ЭДС изменяется в пределах  $E_f^* = \{\Delta E_{f\max}^*, -\Delta E_{f\max}^*\}$ ,  $\Delta E_{f\max}^* = 0.022$ . В этом случае возможна реализации стратегии управления, когда  $I_\sigma = \in \{I_{\sigma\max}, -I_{\sigma\max}\}$ .

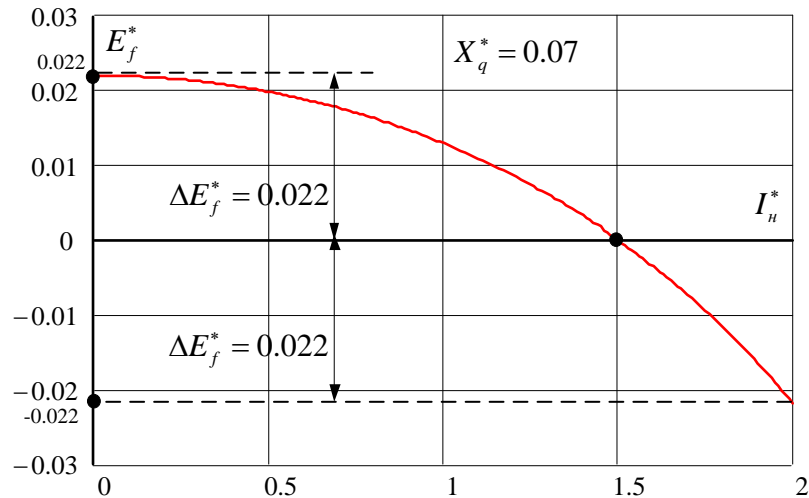


Рисунок 3.84 – Зависимость  $E_f^*(I_n^*)$

Рассмотрим некоторые интегральные энергетические характеристики системы.

Относительные величины действующих значений тока ( $I_\sigma^*$ ) и напряжения ( $U_{\sigma\sigma}^*$ ) синхронного генератора определяются следующим образом:

$$I_\sigma^* = \frac{i_o^*}{\sqrt{2}}, \quad U_{\sigma\sigma}^* = \frac{k_u M}{\sqrt{2}}. \quad (3.113)$$

Относительные величины активной ( $P^*$ ) и полной мощности ( $S^*$ ) синхронного генератора вычислим с помощью соотношений:

$$P^* = P_n^* = I_n^*, \quad S^* = 3U_{o0}^* \cdot I_o^* = \frac{3}{2} i_o^* k_u M. \quad (3.114)$$

В соотношении (3.46) учтено, что при принятых допущениях активные потери в активном выпрямителе равны нулю.

Учитывая соотношения (3.113) и (3.114), получим следующее выражение для расчета коэффициента мощности ( $\chi$ ) генератора:

$$\chi = \frac{P^*}{S^*} = \frac{2}{3} \frac{I_n^*}{i_o^* k_u M}. \quad (3.115)$$

На Рисунках 3.85÷3.87 приведена зависимость от относительного значения тока нагрузки  $I_n^*$  величин  $I_o^*$ ,  $S^*$  и  $\chi$  при  $i_{o\max}^* = 2$  ( $k_{nep} = 2$ ) для различных значений  $X_q^*$ .

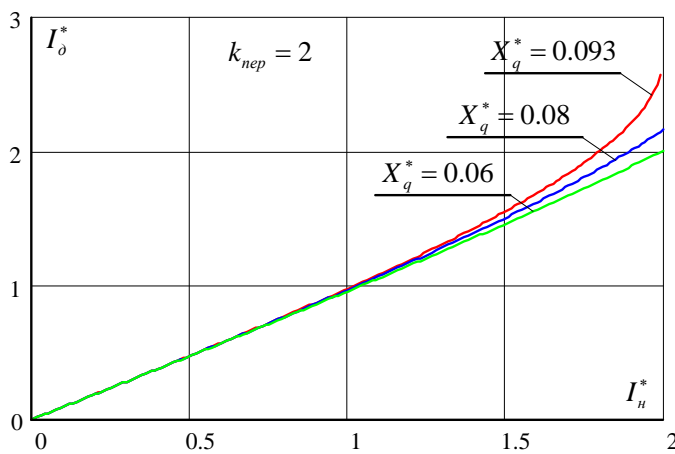


Рисунок 3.85 - Зависимость  $I_o^*$  от  $I_n^*$  для различных значений  $X_q^*$

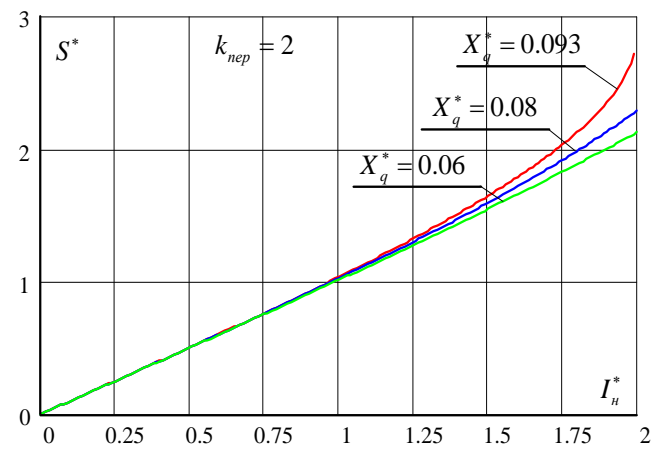


Рисунок 3.86 - Зависимость  $S^*$  от  $I_n^*$  для различных значений  $X_q^*$

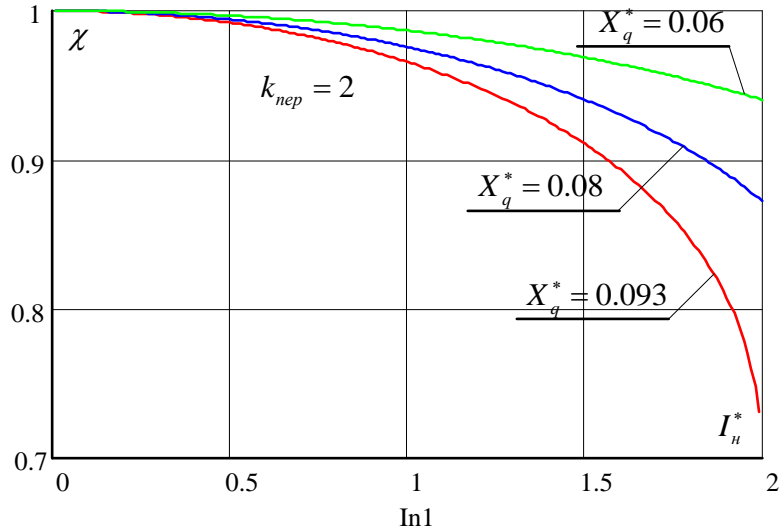


Рисунок 3.87 - Зависимость  $\chi$  от  $I_n^*$  для различных значений  $X_q^*$

Как следует из Рисунков 3.85 и 3.86, величины  $I_\delta^*$  и  $S^*$  до относительного значения тока  $I_n^* \approx 1.25$  практически линейно возрастают при увеличении  $I_n^*$  и не зависят от величины  $X_q^*$ . В этом же диапазоне тока  $I_n^*$ , как следует из Рисунка 3.87, коэффициент мощности синхронного генератора  $\chi \geq 0.94$ . При дальнейшем увеличении  $I_n^*$  коэффициент мощности существенно уменьшается при  $X_q^* \rightarrow X_{qo\max}^*$ .

Рассмотрим работу системы на переменной частоте  $\omega = \text{var}$ .

Определим относительные значения ЭДС  $E_f^*$  и потокосцепления  $\Psi_\Sigma^*, \Psi_f^*$ .

Принимая во внимание соотношения (3.104) и (3.106), можно записать:

$$E_{xx}^* = E_f^* + E_0^* = E_f^* + \omega^* E_{0ном}^* \quad (3.116)$$

Откуда, учитывая (3.104) и то что:

$$\Psi_\Sigma^* = \Psi_f^* + \Psi_0^* = \frac{E_f^*}{\omega^*} + E_{0ном}^* \quad (3.117)$$

получим:

$$E_f^* = -\omega^* E_{0ном}^* + \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \cdot \omega^* X_{qo}^* \cdot i_n^*\right)^2}}, \quad (3.118)$$

$$\Psi_f^* = -\Psi_0^* + \left[ \frac{1}{\omega^*} \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \cdot \omega^* X_{qo}^* \cdot i_n^*\right)^2}} \right]. \quad (3.119)$$

На Рисунках 3.88÷3.90 для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_{qo}^* = 0.093, k_{пер} = 2$  приведены зависимости относительных значений потокосцеплений  $\Psi_\Sigma^*$  и  $\Psi_f^*$ , также угла  $\theta$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ . Данные зависимости наглядно иллюстрируют, как при данном режиме происходит стабилизация напряжения на нагрузке при изменении частоты и величины тока в нагрузке путем изменения потокосцепления в обмотке возбуждения ( $\Psi_f^*$ ) и угла сигнала управления активным выпрямителем ( $\theta$ ). При этом, напомним, что фаза тока генератора совпадает с фазой ЭДС холостого хода, т.е. ориентирована по оси «q».

Как следует из Рисунка 3.88(а) при рассматриваемом управлении не возможен первый способ выбора параметров, когда  $\omega_0 \in \{\omega_{min}, \omega_{max}\}$  для случая, если  $X_{qo}^* = X_{qo\max}^*$ , так как при  $I_n^* = k_{пер}$   $\omega_0 \approx \omega_{min}$ , однако если  $X_{qo}^* < X_{qo\max}^*$  этот способ становится возможным. Данное утверждение подтверждается Рисунком 3.91, где графики рассчитаны для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_{qo}^* = 0.07, k_{пер} = 2$ , при этом  $X_{qo\max}^* = 0.094$ .

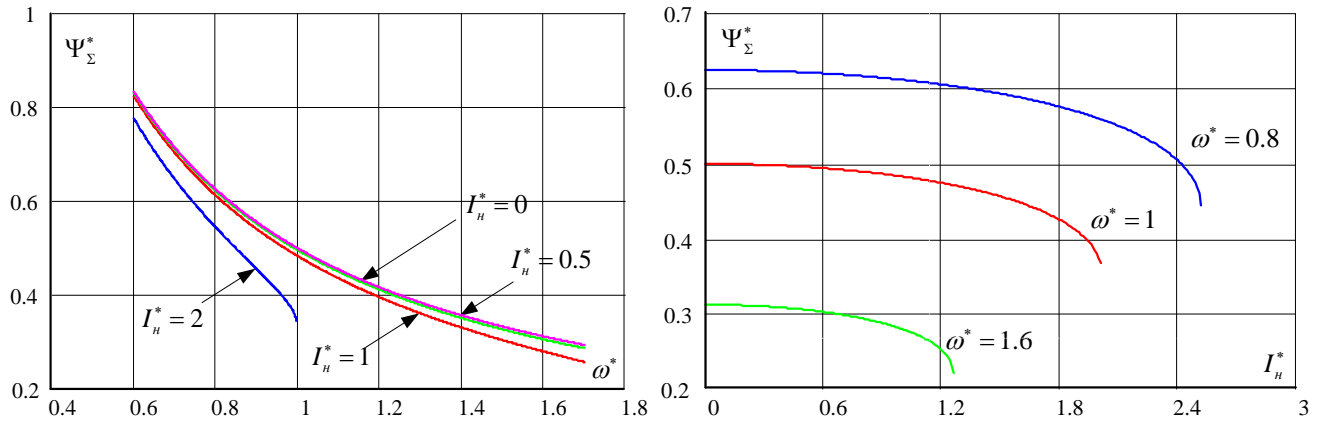


Рисунок 3.88 – а) Зависимость суммарного потокосцепления СГК  $\Psi_{\Sigma}^*$  от относительного значения частоты  $\omega^*$ , б) зависимость суммарного потокосцепления СГК  $\Psi_{\Sigma}^*$  от тока нагрузки  $I_n^*$

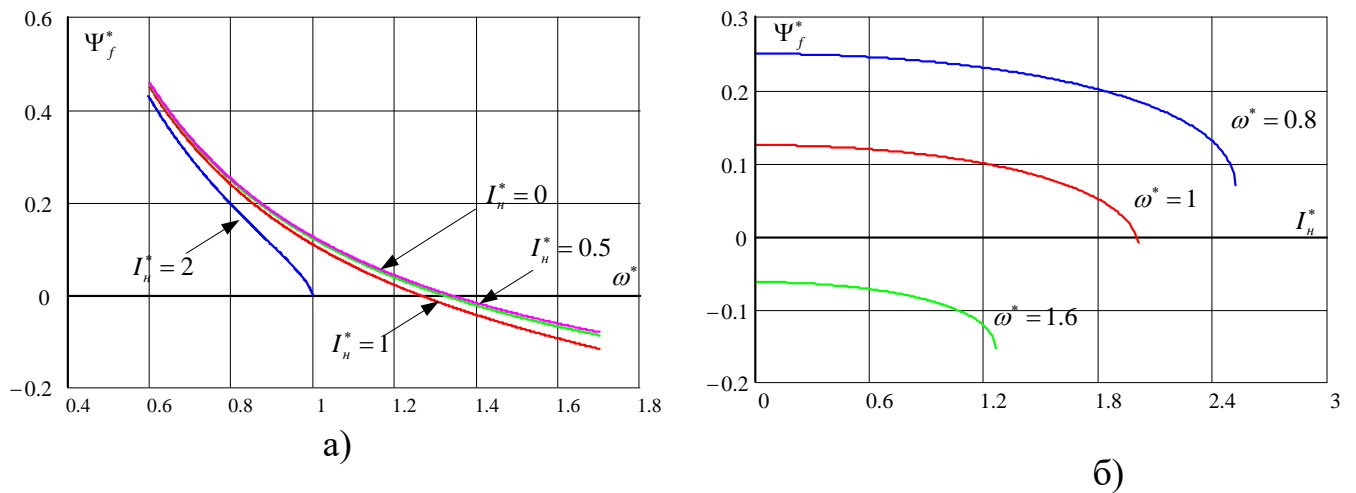


Рисунок 3.89 - а) Зависимость потокосцепления возбуждения СГК  $\Psi_f^*$  от относительного значения частоты  $\omega^*$ , б) зависимость потокосцепления возбуждения СГК  $\Psi_f^*$  от тока нагрузки  $I_n^*$

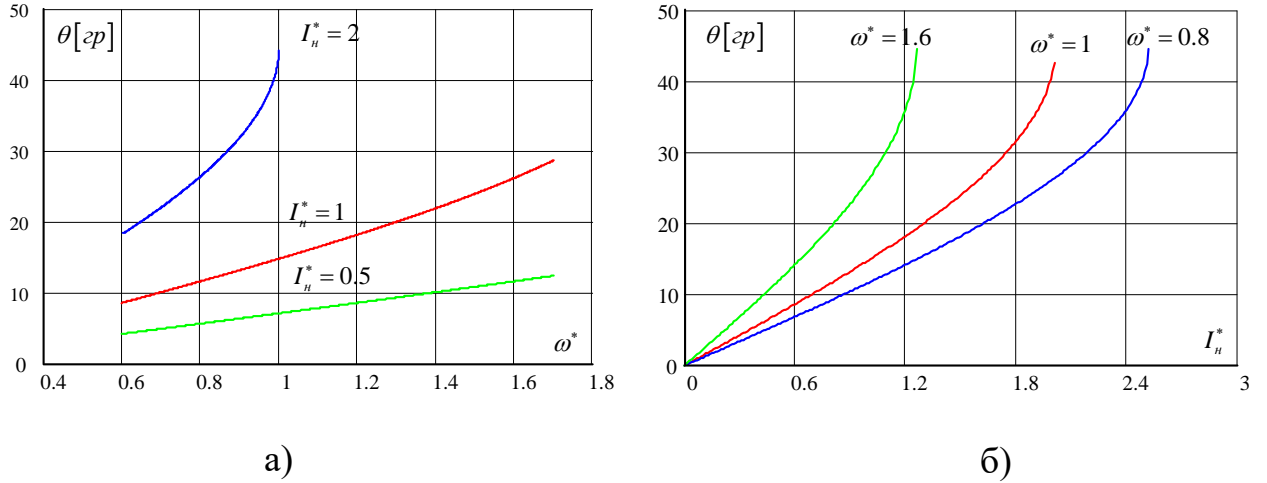


Рисунок 3.90 - а) Зависимость угла  $\theta$  от относительного значения частоты  $\omega^*$ , б) зависимость угла  $\theta$  от тока нагрузки  $I_n^*$

Очевидно, при таком сочетании параметров ток возбуждения генератора будет изменять своё направление.

Тогда из Рисунка 3.87(а) следует необходимость обеспечения равенства:

$$\Psi_f^*(\omega_{\min}^*)_{I_n^*=0} = \left\| \Psi_f^*(\omega_{\max}^*)_{I_n^*=k_{\text{неп}}} \right\|. \quad (3.120)$$

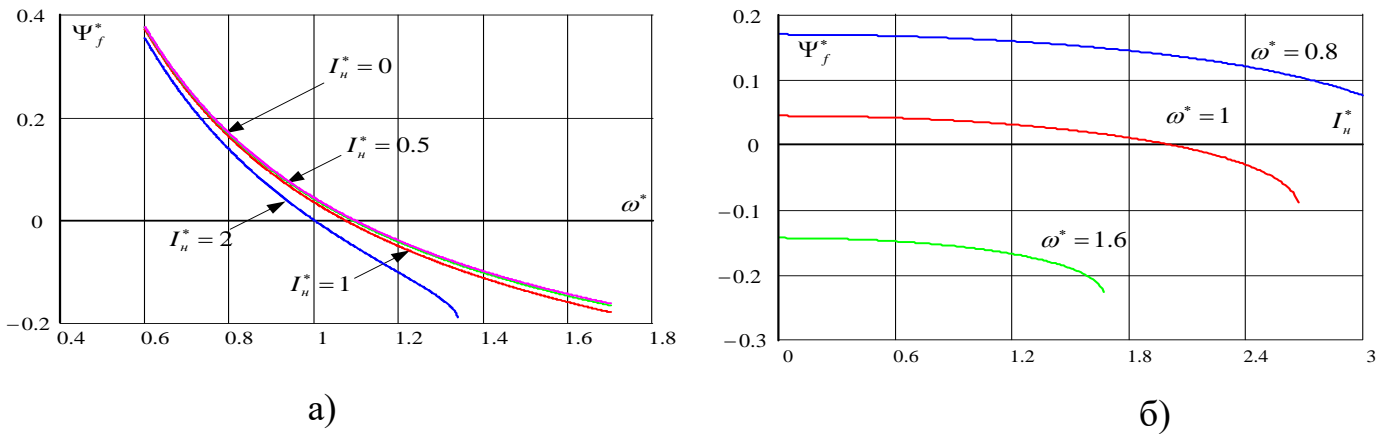


Рисунок 3.91 – а) Значения тока нагрузки  $I_n^*$  при разных потокоцеплении возбуждения СГК  $\Psi_f^*$  и относительной частоты  $\omega^*$ , б) значения относительной частоты  $\omega^*$  при разных потокоцеплении возбуждения СГК  $\Psi_f^*$  и токе нагрузки  $I_n^*$



Из соотношения (3.120) можно определить величины часто  $\omega_{\max}^*$  и  $\omega_{\min}^*$ , связанные между собой заданной величиной диапазона частот  $D$  ( $\omega_{\max}^* = D\omega_{\min}^*$ ). Далее, определённые таким образом частоты будем считать оптимальными. Используя выражение (3.119) получим следующее выражение для определения  $\omega_{\min opt}^*$ :

$$\begin{aligned} \Psi_f^* &= -E_{0ном}^* + \frac{k_u M}{\omega_{\min opt}^*} = \\ &= E_{0ном}^* - \frac{1}{\omega_{\min opt}^* D} \left[ \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \cdot \omega_{\min opt}^* D \cdot X_{qo}^* \cdot k_{nep}\right)^2}} \right]. \end{aligned} \quad (3.120)$$

Выражение (3.120) представляет собой уравнение четвёртого порядка относительно неизвестной частоты  $\omega_{\min opt}^*$ , поэтому практичнее его решать численными методами. Определив величину  $\omega_{\min opt}^*$  и  $\omega_{\max opt}^* = D\omega_{\min opt}^*$  можно найти среднюю частоту  $\omega_{0opt}^* = \frac{\omega_{\min opt}^* + \omega_{\max opt}^*}{2} = \omega_{\min opt}^* \frac{1+D}{2}$ , которую разумно принять за базовую.

На Рисунке 3.92 для  $M=1, I_{к30}=3, X_{qo}^*=0.07$  приведена зависимость  $\omega_{\min opt}^*, \omega_{\max opt}^*, \omega_{0opt}^*$  от диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{nep}$ .

Из анализа Рисунка 3.92 можно отметить, что с увеличением значения диапазона частот  $D$  величина  $\omega_{\min opt}^*$  уменьшается, при этом её значение от коэффициента перегрузки  $k_{nep}$  зависит достаточно слабо. Следует также отметить, что величина  $\omega_{0opt}^*$  мало зависит от  $D$  и  $k_{nep}$ .

На Рисунке 3.93 приведена зависимость относительного значения потокосцепления, создаваемого обмоткой возбуждения ( $\Psi_f^*$ ), при различных значениях тока нагрузки и  $M=1, I_{к30}=3, X_{qo}^*=0.07, D=1.7$ , от относительного значения ча-

стоты, при этом в качестве базового значения частоты выбрана  $\omega_{0opt}^*$ . Из данного графика следует, что значение потокосцепления  $\Psi_f^*$  в начале и в конце частотного диапазона одинаково по модулю и отличается знаком, причем  $\|\Psi_f^*\| = 0.181$ .

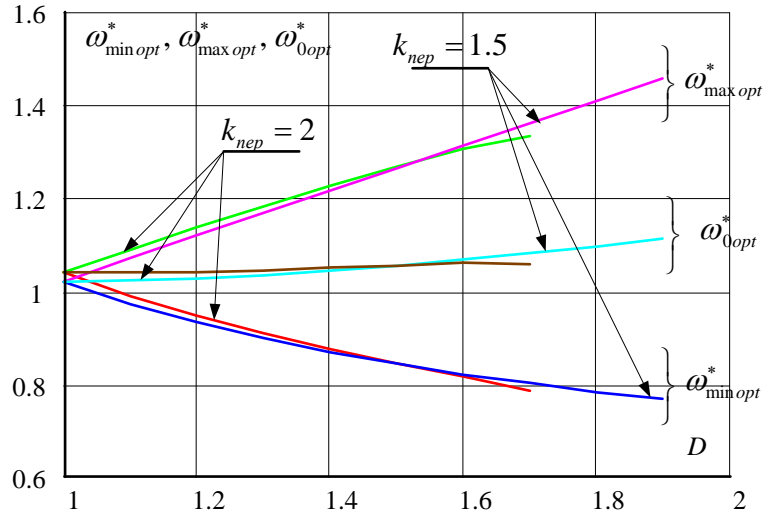


Рисунок 3.92 – Зависимость значения  $\omega_{min opt}^*$  от диапазона частот  $D$

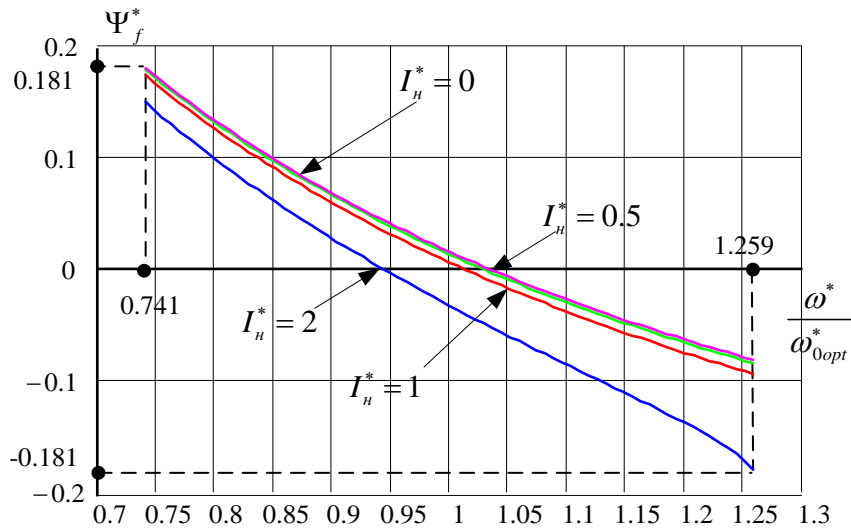


Рисунок 3.93 – Зависимость относительного потокосцепления возбуждения  $\Psi_f^*$  от относительно значения частоты  $\omega_{0opt}^*$

Максимальное значение потокосцепления, создаваемое обмоткой возбуждения, отнесенное к потокосцеплению постоянных магнитов определим соотношением вида:

$$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} = \frac{\Psi_f^* (\omega_{\min opt}^*)_{I_n^*=0}}{E_{0ном}^*}. \quad (3.121)$$

Зависимость коэффициента  $k_{\Psi \max}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  и при  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_{q0}^* = 0.07, D = 1.7$  представлена на Рисунке 3.94.

Тенденции изменения коэффициента  $k_{\Psi \max}$  в зависимости от величин  $D$  и  $k_{пер}$  с физической точки зрения достаточно очевидны, а именно, величина этого коэффициента возрастает.

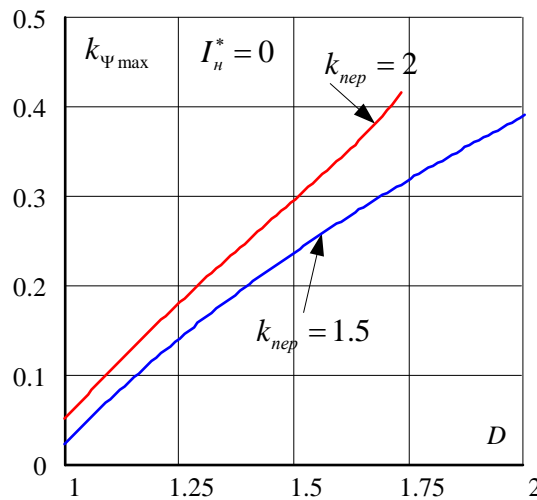


Рисунок 3.94 - Зависимость коэффициента  $k_{\Psi \max}$  от значения диапазона частот  $D$  при различных значениях коэффициента перегрузки  $k_{пер}$  и при

$$M = 1, I_{кз0} = 3, X_{q0}^* = 0.07, D = 1.7$$

На Рисунках 3.95, 3.96 для  $M = 1, I_{кз0} = 3, X_0^* = 0.152, k_{пер} = 2$  приведены зависимости относительных значений ЭДС  $E_{xx}^*$  и  $E_f^*$  от относительных значений частоты  $\omega^*$  и тока в нагрузке  $I_n^*$ .

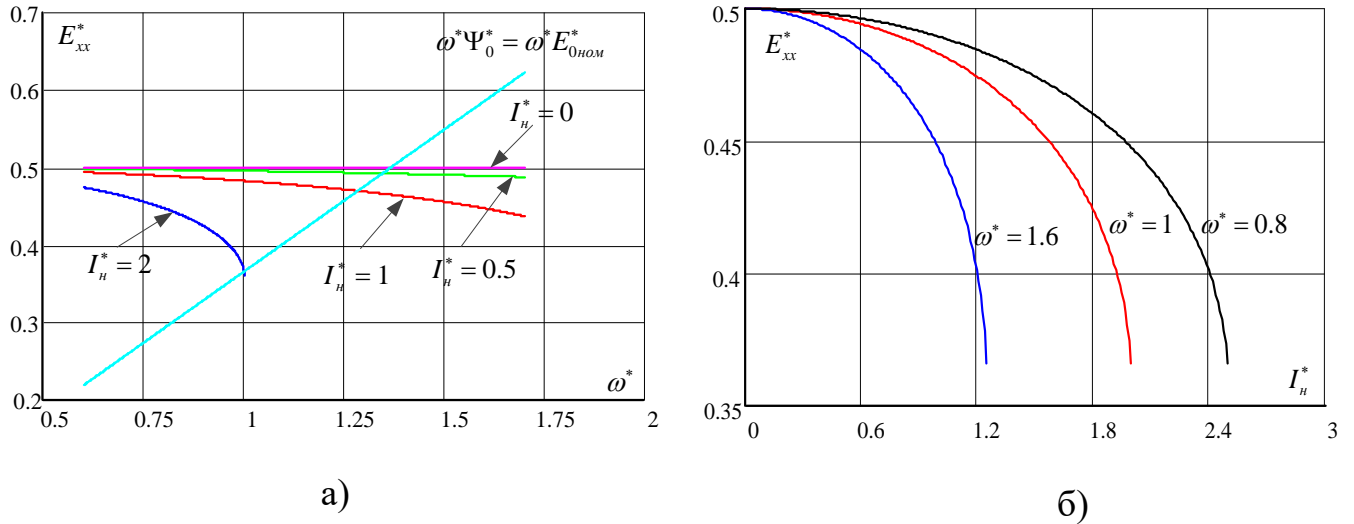


Рисунок 3.95 – а) Зависимость относительной ЭДС  $E_{xx}^*$  от относительной частоты  $\omega^*$ , б) зависимость относительной ЭДС  $E_{xx}^*$  от тока в нагрузке  $I_n^*$

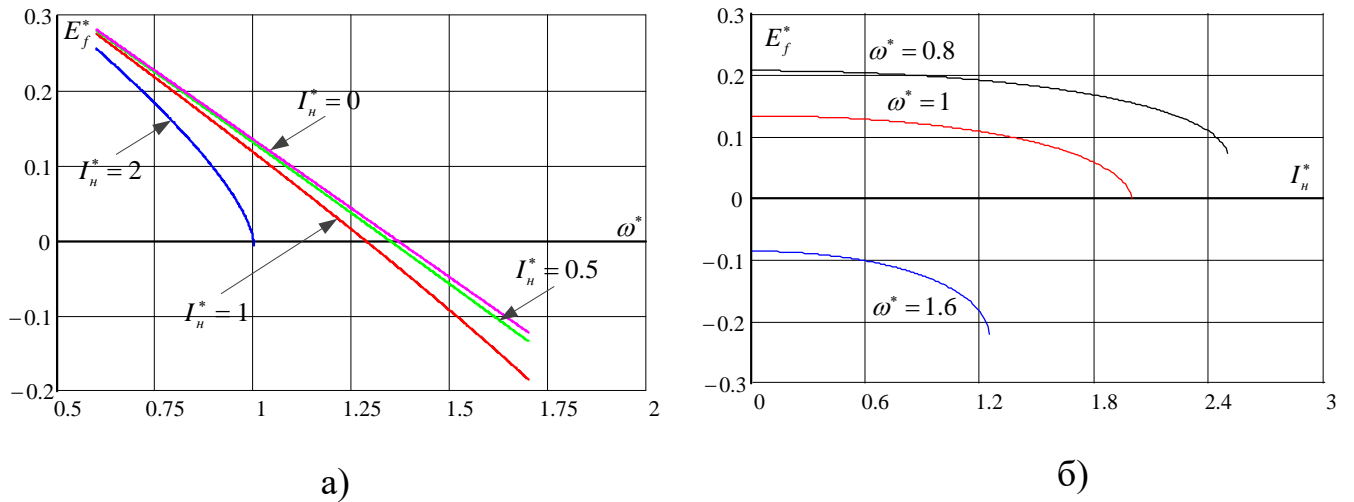


Рисунок 3.96 - а) Зависимость относительной ЭДС  $E_f^*$  от относительной частоты  $\omega^*$ , б) зависимость относительной ЭДС  $E_f^*$  от тока в нагрузке  $I_n^*$

Анализируя Рисунок 3.95 можно заключить, что при  $I_n^* > 0$  ЭДС  $E_{xx}^*$  меньше напряжения на входе активного выпрямителя это объясняется характером управления. При  $X_{qo}^* \leq X_{qo\max}^*$  ЭДС  $E_f^*$  изменяет знак или равна нулю при следующих значениях частоты  $\omega^* = \omega_0^*$ :

$$\omega_0^* = \frac{1}{\Psi_0^*} \sqrt{(k_u M)^2 - \left( \frac{2}{3} \cdot \frac{X_{qo}^* \cdot k_{nep}}{\Psi_0^*} \right)^2}. \quad (3.122)$$

При данном значении частоты ( $\omega^* = \omega_0^*$ ) происходит изменение знака тока возбуждения.

На Рисунке 3.97 для  $M = 1$ ,  $X_{qo}^* = 0.094$  приведена зависимость значения частоты  $\omega_0^*$  от величины тока нагрузки для двух коэффициентов перегрузки  $k_{nep}$ . Значительное изменение величины  $\omega_0^*$  наблюдается при  $I_n^* > 1$ .

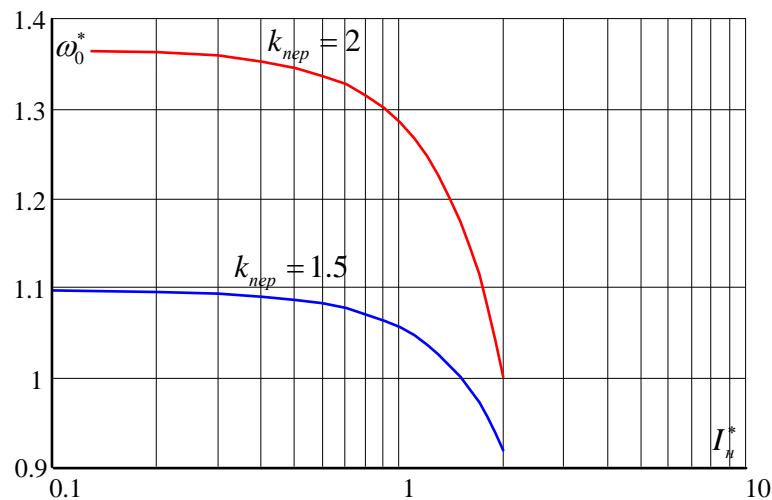


Рисунок 3.97 - Зависимость значения частоты  $\omega_0^*$  от величины тока нагрузки для двух коэффициентов перегрузки  $k_{nep}$  при  $M = 1$ ,  $X_{qo}^* = 0.094$

На Рисунке 3.98 приведена зависимость относительного значения тока генератора ( $I_n^*$ ) от относительных значений частоты ( $\omega^*$ ) и тока нагрузки  $I_n^*$ . Для

этого способа управления характерно большое значение тока генератора, особенно это характерно для режима перегрузки.

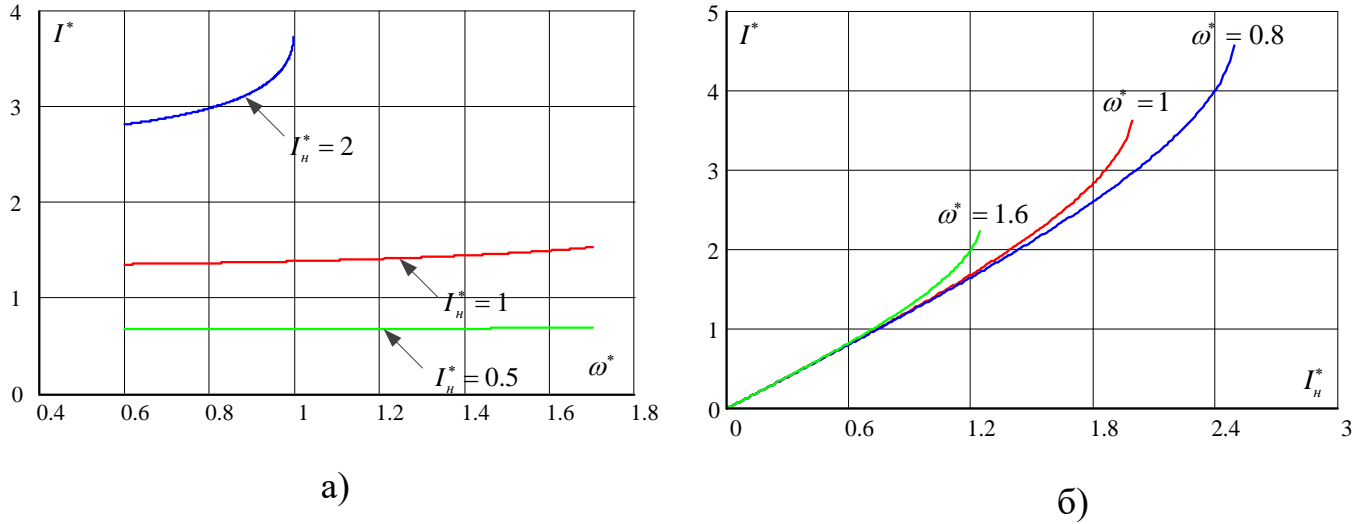
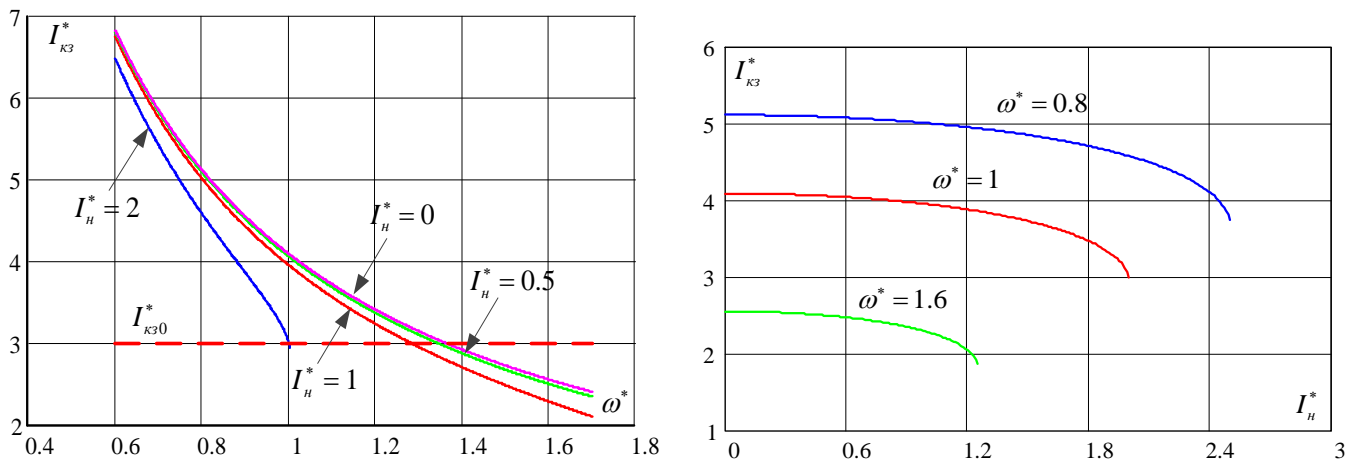


Рисунок 3.98 – а) Зависимость относительного значения тока генератора  $I^*$  от относительного значения частоты  $\omega^*$ , б) зависимость относительного значения тока генератора  $I^*$  от относительного значения тока нагрузки  $I_H^*$

На Рисунке 3.99 приведена зависимость относительного значения тока короткого замыкания генератора ( $I_{кз}^*$ ) от относительных значений частоты ( $\omega^*$ ) и тока нагрузки  $I_H^*$ . В значительном диапазоне изменения частот  $\omega^*$  выполняется неравенство  $I_{кз}^* > I_{кз0}^*$ .



а)

б)

Рисунок 3.99 - а) Зависимость относительного значения тока короткого замыкания  $I_{кз}^*$  от относительного значения частоты  $\omega^*$ , б) зависимость относительного значения тока короткого замыкания  $I_{кз}^*$  от относительного значения тока нагрузки  $I_n^*$

Из проведённых исследований следует, что данный алгоритм управления позволяет обеспечить работоспособность СЭС ПТ при меньших значениях  $E_{xx}$ , но при этом возрастает ток СГК. Ток генератора при данном алгоритме по фазе опережает напряжение. Так как напряжение на зажимах генератора определяется напряжением на нагрузке и, следовательно, оно остаётся практически постоянным, то полная мощность, потребляемая СГК, возрастает и уменьшается коэффициент мощности на входе СГК по сравнению с алгоритмом управления, описанным в параграфе 3.6.

При выборе первого способа задания параметров системы реализация данного алгоритма управления возможна лишь при определённом сочетании индуктивностей  $L_d$  и  $L_q$ .

### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3

1. Предложен параметрический алгоритм управления СЭС ПТ в генераторном режиме теоретически обеспечивающий поддержание на зажимах СГК  $\cos \varphi = 1$ .
2. Для данного алгоритма подвергнуты детальному анализу три варианта проектирования СЭС ПТ, получены выражения для токов и напряжений в системе.

3. Выявлено, что Вариант № 1 проектирования СЭС ПТ с ориентацией выбора номинального режима в средней точке частотного диапазона напряжения СГК является предпочтительным, так как в этом случае теоретически установленная мощность СГК и АВН меньше по сравнению с Вариантами № 2 и 3.
4. Предложен алгоритм управления неявнополюсным синхронным генератором с комбинированным возбуждением при работе на активный выпрямитель, позволяющий реализовать в широком диапазоне изменения частоты напряжения генератора и величины тока нагрузки, энергооптимальный режим работы с минимальным потреблением тока от генератора.

#### **ГЛАВА 4 МОДЕЛЬНЫЙ И ФИЗИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТЫ**

Для подтверждения правильности аналитических расчетов СЭС ПТ управляемой с помощью предложенных в диссертационной работе комбинации параметрического управления и управления по отклонению, а также с целью проверки адекватности выбора параметров электромагнитной системы СГК и подтверждения работоспособности САР СЭС ПТ, была проведена серия модельных экспериментов.



Для этого, в компьютерной программе моделирования технических систем PSIM были реализованы ранее рассмотренные в диссертационной работе математические модели СЭС ПТ, СГК и нагрузок.

Рассмотрена замкнутая система подчиненного регулирования АВН.

Далее, в PSIM проведены модельные эксперименты работы СГК на автономную нагрузку, используя параметрическое управление и выбор параметров генератора в соответствии с предложенными тремя вариантами.

Проведен модельный эксперимент замкнутого астатического управления САР СЭС ПТ по выходному напряжению постоянного тока, в установившемся режиме, для Варианта № 1, как наиболее предпочтительного к практическому применению.

В рамках научно – исследовательской и опытно конструкторской работы (НИОКР) в НИИ Силовой электроники НГТУ был проведен физический эксперимент.

В этой главе диссертационной работы представлены и проанализированы результаты модельного и физического экспериментов.

#### **4.1 Система автоматического регулирования активным выпрямителем напряжения на основе принципов подчиненного регулирования с последовательной коррекцией**

При реализации векторной САР АВН выбран один из возможных вариантов, а именно, вариант двухконтурной системы управления с внутренней двухканальной системой регулирования токов и внешней одноканальной системой регулирования выпрямленного напряжения АВН [65].

Внутренняя система является САР по отклонению. Регулирование компонент вектора токов осуществляется во вращающейся системе координат, ориентированной по ротору СГК. Сигналы рассогласований между заданными и фактическими значениями токов, сигналы ошибки, обрабатываются ПИ – регуляторами токов и после дополнения сигналами компенсирующих связей и ограничения поступают на входы управляющих напряжений в прямом тракте САР.

Внутренняя САР токов подчинена внешнему контуру регулирования выпрямленного напряжения АВН. В ней так же используется принцип регулирования по отклонению [66].

Исходя из требований к точности стабилизации выходного напряжения АВН, регулятор внешнего контура может быть, как ПИ, так и П – типа с введением в случае необходимости линейных и нелинейных компенсирующих связей, и элементов ограничения переменных [67, 68, 69, 70].

С целью повышения порядка астатизма контура (и всей системы) применяется, как правило, типовая настройка, так называемый симметричный оптимум [71, 72, 73, 74, 75].

Перерегулирование по управляющему воздействию может быть уменьшено путем введения фильтра на входе контура. Симметричный оптимум обеспечивает высокое качество обработки возмущений [76]. Также, следует стремиться к максимальной частоте среза контура, для увеличения его быстродействия [77].

На Рисунке 4.1 представлена структурная схема векторной САР АВН.

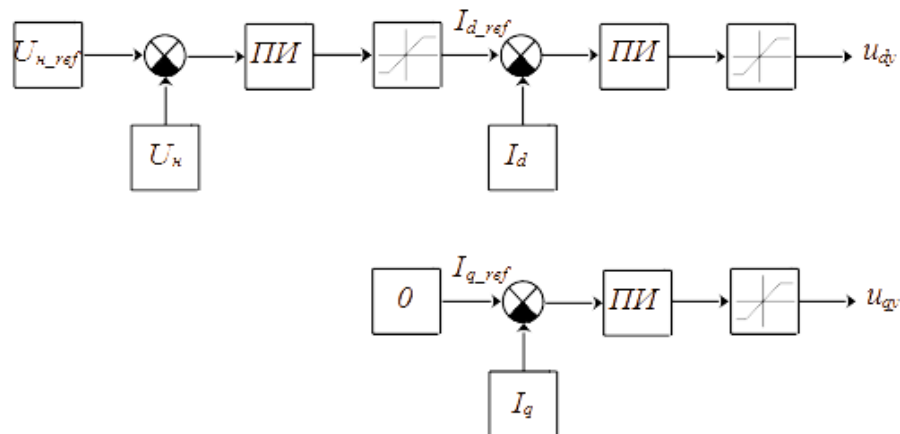


Рисунок 4.1– Структурная схема САР АВН

Следует отметить, что за счет регулирования реактивной составляющей вектора тока, путем задания  $I_q = 0$ , возможно поддержание единичного коэффициента мощности АВН. Изменение задания  $I_q$  обеспечивает работу АВН как с опережающим, так и с отстающим коэффициентом мощности [78].

## 4.2 Результаты модельного эксперимента

### 4.2.1 Результаты моделирования параметрического управления возбуждением синхронного генератора с комбинированным возбуждением в функции стабилизации напряжения генератора при изменении частоты вращения

Для проведения моделирования параметрического управления возбуждением СГК в функции стабилизации фазного напряжения при изменении частоты вращения вала генератора и выбора параметров его электромагнитной системы, на первом этапе, экспериментально, на математической модели были получены базовые значения потокосцепления  $\Psi_0$  для каждого из трех, вышеописанных вариантов, при которых при нулевом токе возбуждения  $I_f$  и базовой угловой частоте вращения вала, выходное напряжение СГК равно базовому (номинальному) значению. Результаты представлены в Таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Базовое потокосцепление обмотки возбуждения для каждого варианта параметрического управления и выбора параметров магнитной системы СГК. Единицы измерения относительные

№ Варианта	1	2	3
Значение $U_2$	1.0	1.0	1.0
Значение $\psi_0$	0.6705	1.0	0.505
Значение $\omega_0$	1.5	1.0	2.0

Ниже, для каждого варианта параметрического управления с выбранным базовым потокосцеплением СГК представлены результаты моделирования для различных значений угловой частоты вращения ротора генератора -  $\Omega$ . Па-

раметрическое управление осуществляется в функции стабилизации выходного напряжения СГК -  $U_2$ , при базовой (номинальной) нагрузке переменного тока. Управление происходит за счет изменения тока возбуждения генератора -  $I_f$ .

### Вариант № 1

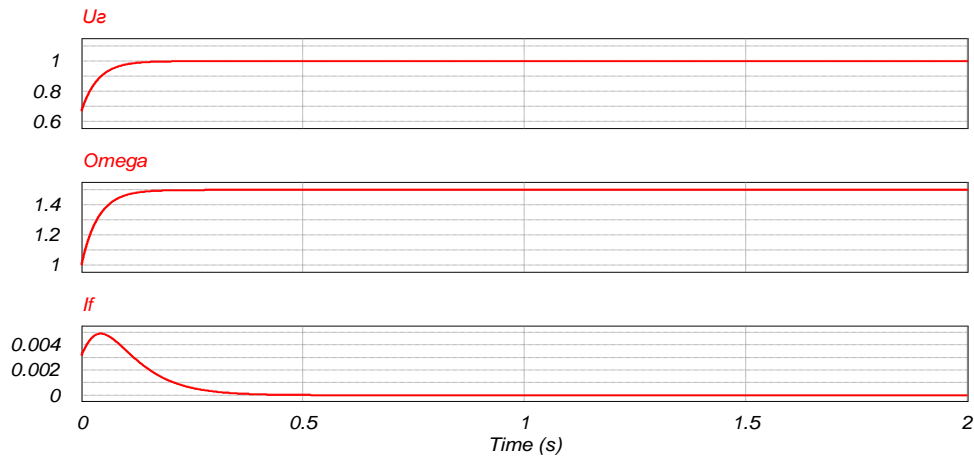


Рисунок 4.2 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 1.5$ , единицы измерения относительные

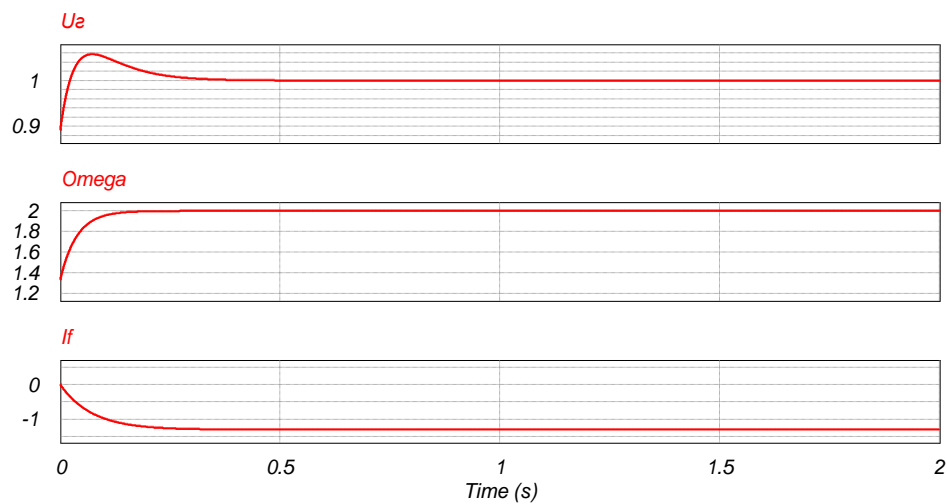


Рисунок 4.3 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 2.0$ , единицы измерения относительные

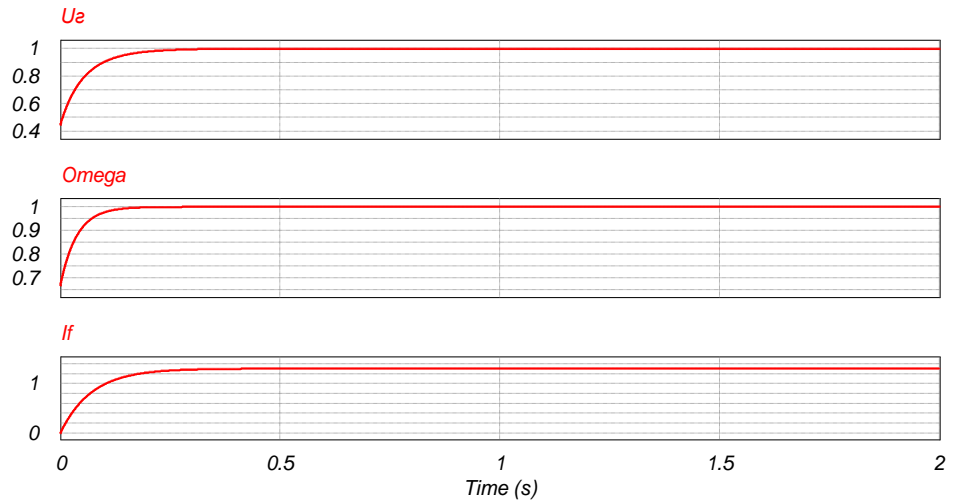


Рисунок 4.4 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 1.0$ , единицы измерения относительные

### Вариант № 2

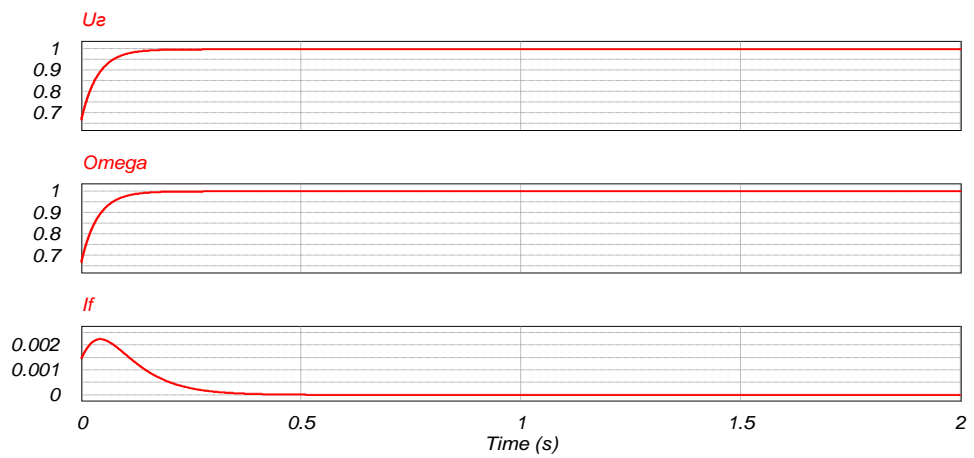


Рисунок 4.5 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 1.0$ , единицы измерения относительные

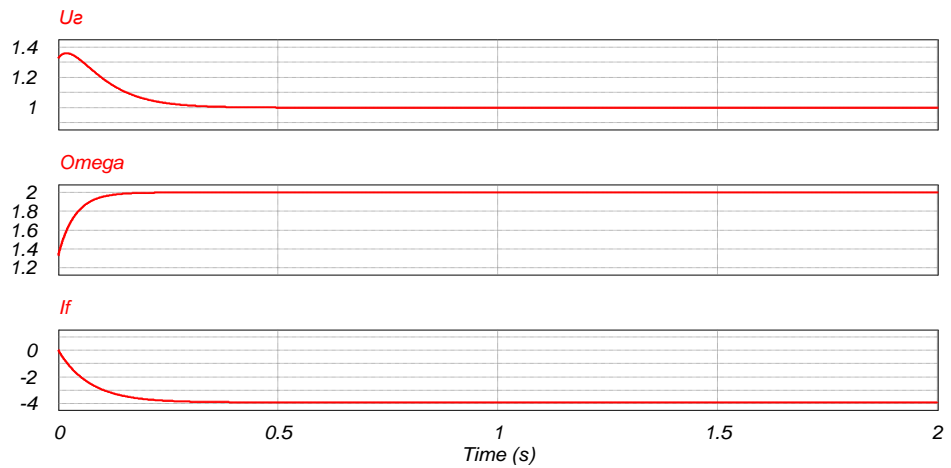


Рисунок 4.6 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 2.0$ , единицы измерения относительные

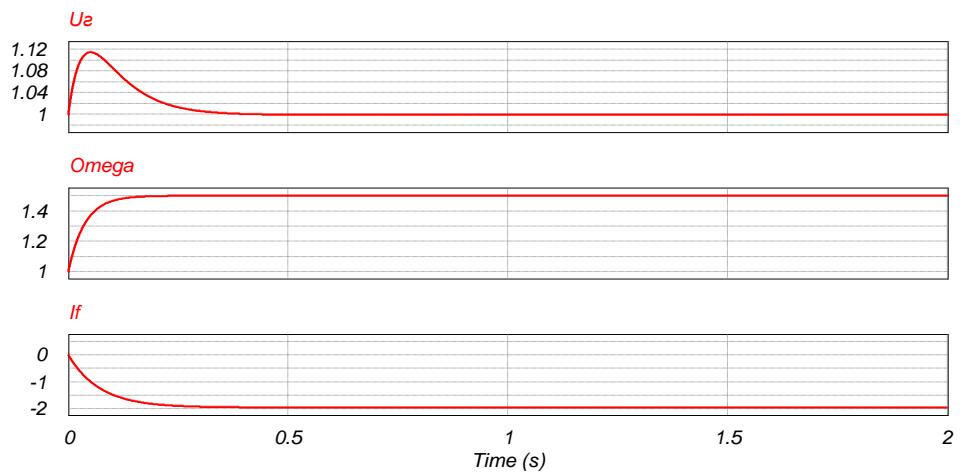


Рисунок 4.7 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 1.5$ , единицы измерения относительные

**Вариант № 3**

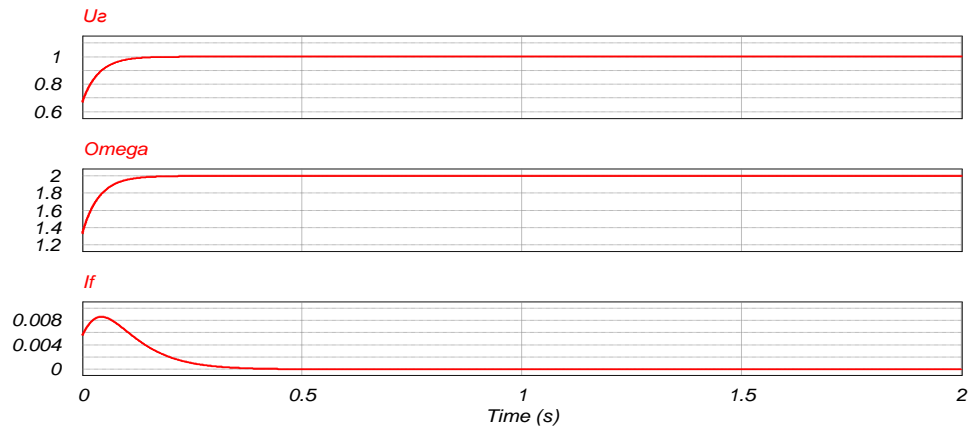


Рисунок 4.8 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 2.0$ , единицы измерения относительные

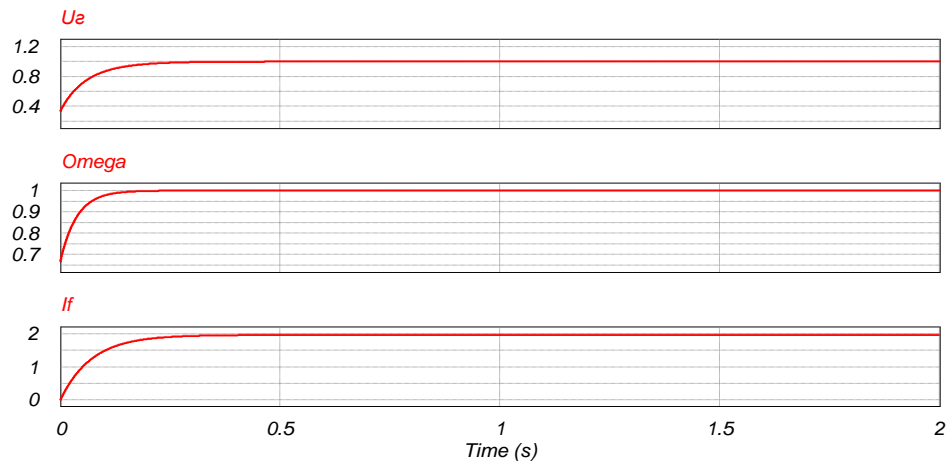


Рисунок 4.9 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 1.0$ , единицы измерения относительные

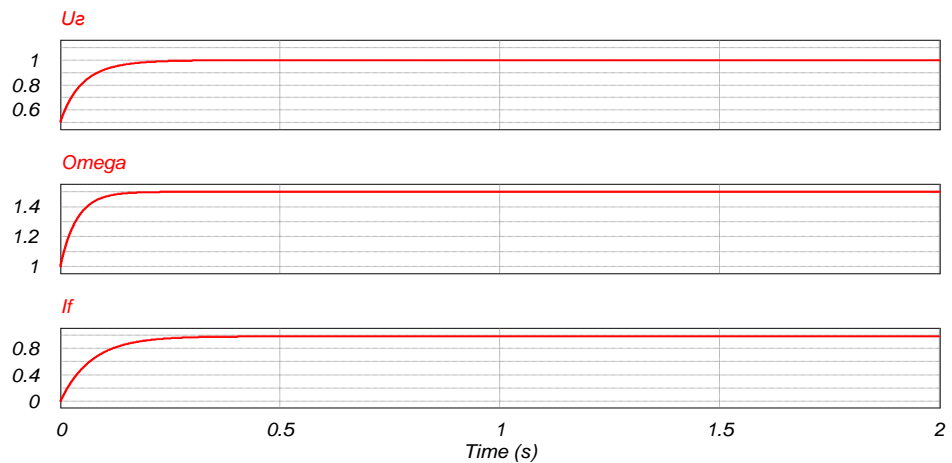


Рисунок 4.10 – Параметрическое управление СГК при  $\omega = 1.5$ , единицы измерения относительные

Ниже представлены обобщенные графики результатов моделирования для трех вариантов.

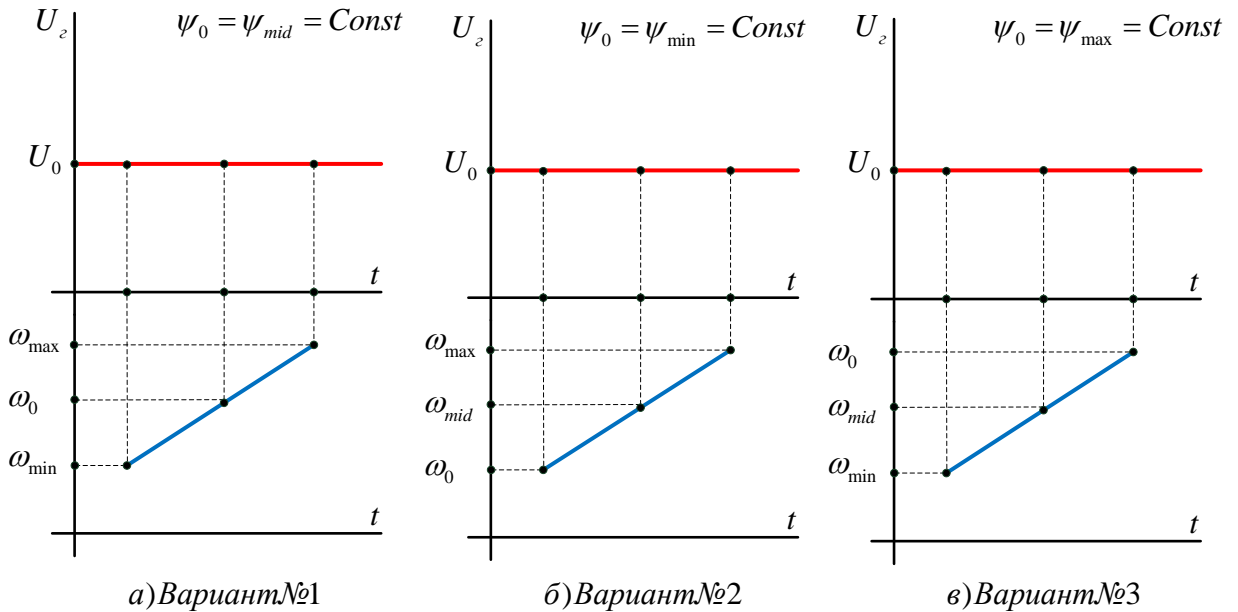


Рисунок 4.11 – Обобщенные графики параметрического управления и выбора параметров электромагнитной системы СГК

Результаты моделирования, описанные в разделе 4.2.1, позволяют сделать следующие выводы:

1. Электромагнитные параметры СГК, выбранные аналитически по предложенному в диссертационной работе способу позволяют осуществлять параметрическое регулирование возбуждением генератора в функции стабилизации его напряжения. Что подтверждает правильность приведенных расчетов.
2. Параметрическое регулирование напряжения СГК в установившемся режиме возможно, система в целом устойчива и управляема.



#### 4.2.2 Результаты моделирования управления синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения с нулевым значением реактивного тока генератора

Для проведения этой части модельного эксперимента, в начале, экспериментально на модели устройства были получены значения базового потокосцепления обмотки возбуждения СГК для каждого варианта проектирования в соответствии с изменяющейся частотой вращения генератора. При этом выходное напряжение генератора было базовым (номинальным) при максимально возможном в работе СЭС ПТ значении коэффициента перегрузки по току  $k_n = 2$ .

Полученные значения  $\Psi_0$  представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Базовое потокосцепление обмотки возбуждения для каждого варианта параметрического управления и выбора параметров магнитной системы СГК. Единицы измерения относительные

№ Варианта	1	2	3
Значение $U_z$	1.0	1.0	1.0
Значение $\psi_0$	0.681	1.0105	0.5185
Значение $\omega_0$	1.5	1.0	2.0

Ниже, для Варианта №1 представлены результаты моделирования для различных значений угловой частоты вращения ротора СГК.

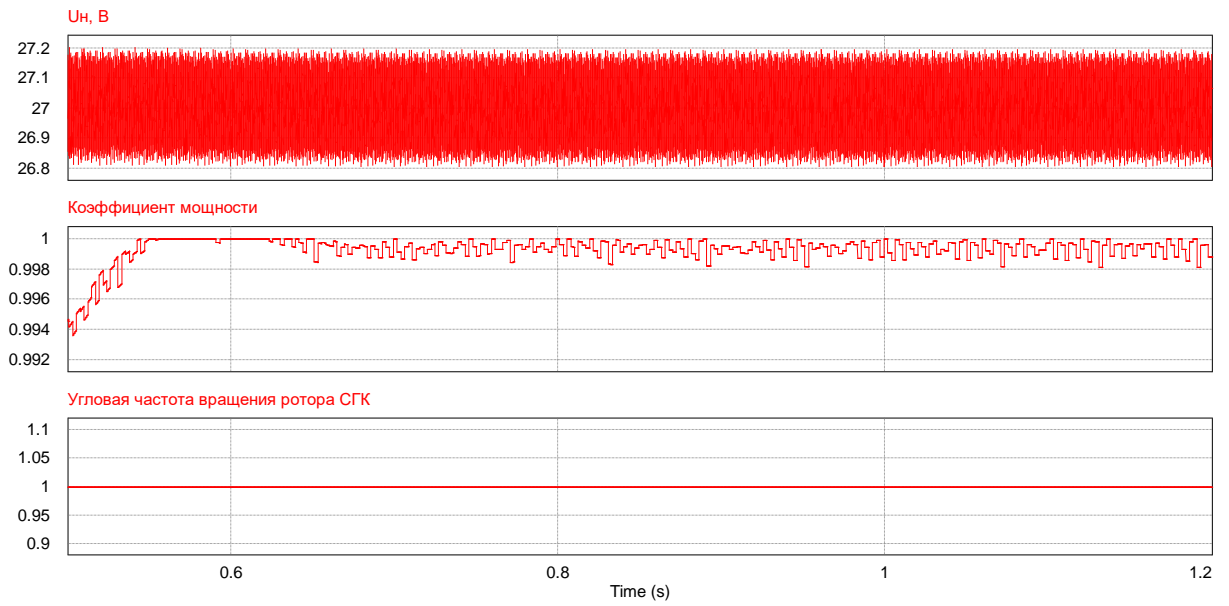


Рисунок 4.12 – Выходное напряжение СЭС ПТ  $U_n$ , угловая частотат вращения ротора СГК равна 1, ОЕ

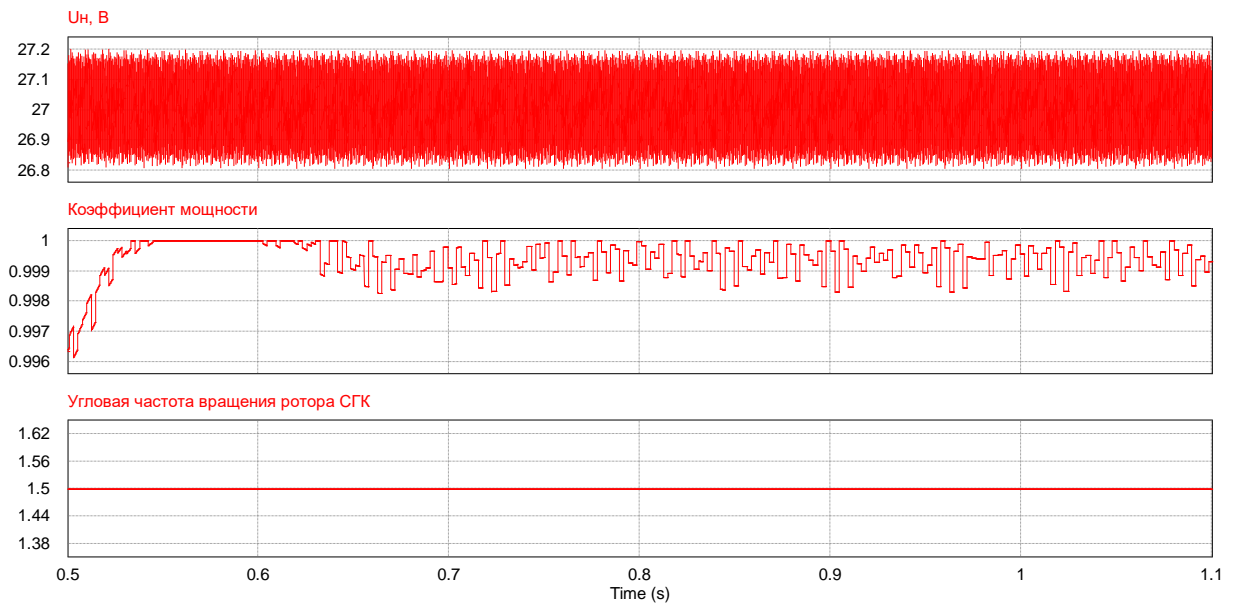


Рисунок 4.13 – Выходное напряжение СЭС ПТ  $U_n$ , угловая частотат вращения ротора СГК равна 1.5, ОЕ

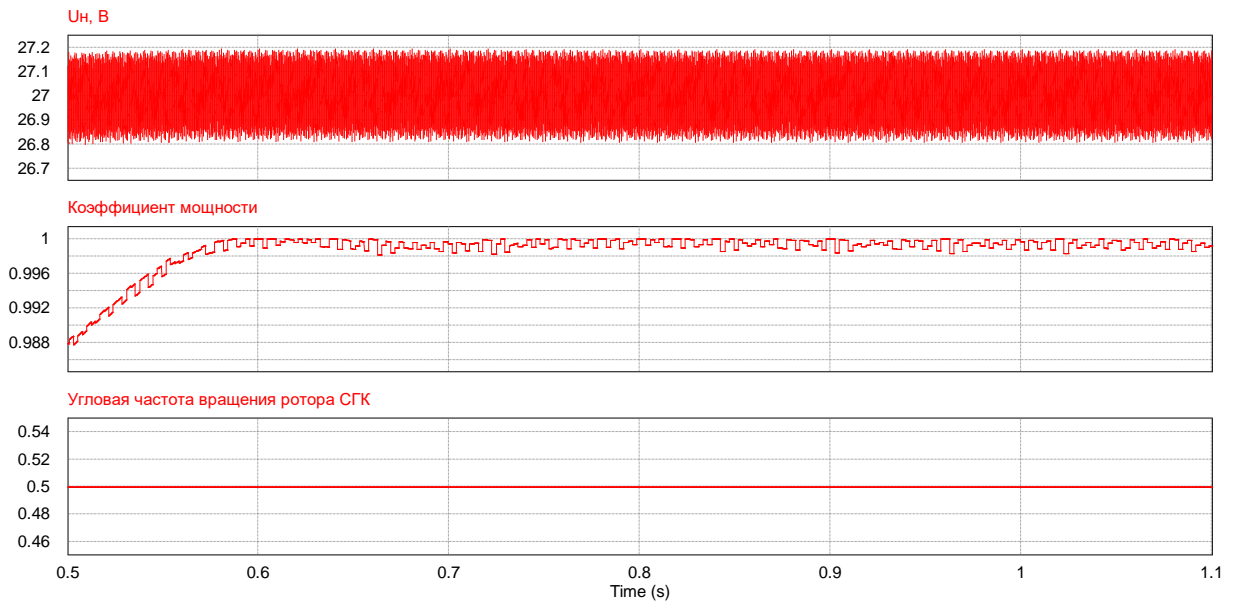


Рисунок 4.14 – Выходное напряжение СЭС ПТ  $U_n$ , угловая частота вращения ротора СГК равна 0.5, ОЕ

Результаты моделирования, описанные в разделе 4.2.2 позволяют сделать следующие выводы:

1. Алгоритмы управления СГК и АВН, предложенные в диссертационной работе, обеспечивают работу СЭС ПТ в установившемся режиме с минимальными перетоками неактивной мощности между генератором и АВН. Коэффициент мощности  $\cos \varphi \equiv 1$ .
2. Обеспечивается заданная величина выходного напряжения АВН.
3. Астатическое регулирование выходного напряжения СЭС ПТ в установившемся режиме возможно, система устойчива и управляема.

### 4.3 Результаты физического эксперимента

Провести часть физического эксперимента стало возможным благодаря работам по договору № ИСЭ – 07 – 17 от 1 ноября 2017 года. В ходе исполнения этого договора были проведены научно – исследовательская и опытно конструкторская работа (НИОКР) по теме: «Разработка и изготовление конструктивных образцов инвертора напряжения».

В результате выполнения НИОКР был разработан и изготовлен двунаправленный ИН номинальной мощностью 3 кВА для автономных систем электрообеспечения, обладающий следующими характеристиками:

### 1. Вход постоянного напряжения.

Тип входа: выпрямитель, АКБ, солнечные панели, ветротурбина.

Максимальная потребляемая мощность ( $\varphi \equiv 1$ ):.....3300Вт

Максимально допустимое входное напряжение:.....850 В

Номинальное входное напряжение:.....540 В

Минимально допустимое входное напряжение:.....350 В

Диапазон входного рабочего напряжения:.....400 - 800 В

Максимальный потребляемый ток:.....9.43 А

### 2. Вход переменного напряжения.

Частота:.....50±0.4Гц

Номинальное выходное напряжение:.....3/N/PE 220/380 В

Отклонение напряжения в установившемся режиме:..... < 2%

Номинальная мощность:.....3000 ВА

Коэффициент мощности симметричной нагрузки:.....1±0,4

Среднее по фазам значение гармонических составляющих:..... < 8%

При обрыве одной фазы нагрузки расхождение напряжений в фазах:..... < 2%

Допускается подключение трехфазного мостового выпрямителя к выходу или трех однофазных выпрямителей.

Мощность нелинейной нагрузки:.....не более 1кВА

Расхождение напряжений в фазах при нелинейной нагрузке:..... < 2%

### 3. Виды защит:

- защита от повышения уровня напряжения;

- защита от понижения уровня напряжения;

- защита от КЗ нагрузки.

Назначенный ресурс до заводского ремонта:.....10000 часов.

Полный назначенный ресурс:.....50000 часов.

Назначенный срок службы до заводского ремонта:.....5 лет.

Полный назначенный срок службы:.....10 лет.

Средний срок сохраняемости до ввода в эксплуатацию:.....5 лет.

Структурная схема ИН приведена на Рисунке 4.15.

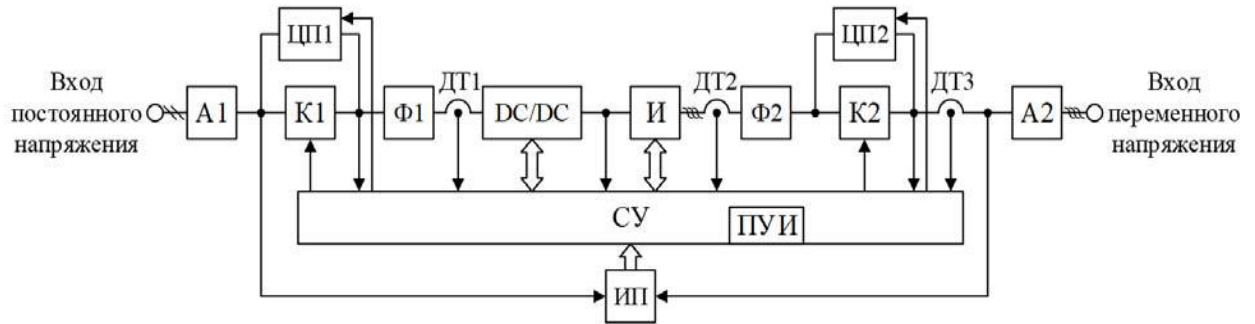


Рисунок 4.15 – Структурная схема двунаправленного ИН

Где: А1 – автомат входа постоянного напряжения; К1 – контактор входа постоянного напряжения; Ф1 – LC фильтр входа постоянного напряжения; DC/DC – двунаправленный преобразователь постоянного напряжения; И – трехфазный инвертор напряжения; ЦП1 – цепь предварительного заряда конденсаторов Ф1 DC/DC и И от входа постоянного напряжения; Ф2 – LC фильтр входа переменного напряжения; К2 – контактор входа переменного напряжения; ЦП2 – цепь предварительного заряда конденсаторов Ф1 DC/DC и И от входа переменного напряжения; А2 – автомат входа переменного напряжения; СУ – система управления; ПУИ – панель управления и индикации; ИП – источник питания; ДТ1 – датчик постоянного тока; ДТ2 – трехфазный датчик тока инвертора; ДТ3 – трехфазный датчик тока сети.

Ниже приведены фотографии изготовленного макетного образца ИН.

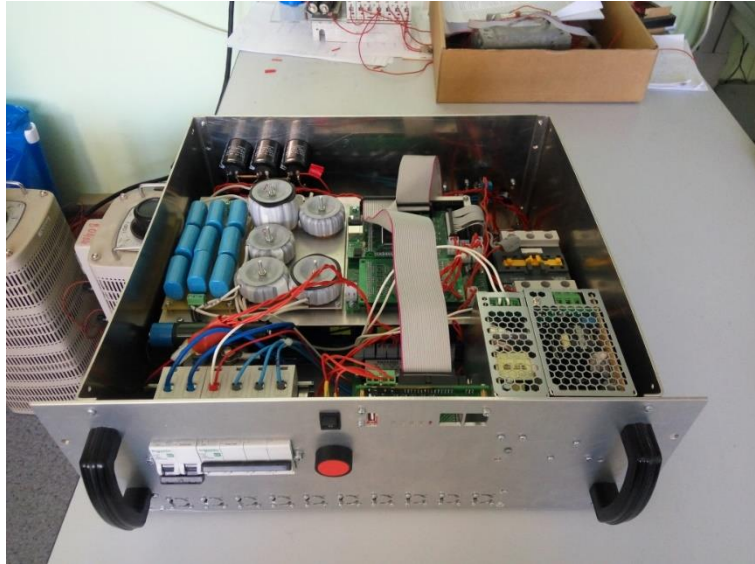


Рисунок 4.16 – Макетный образец ИИ, внутренняя компоновка и панель управления

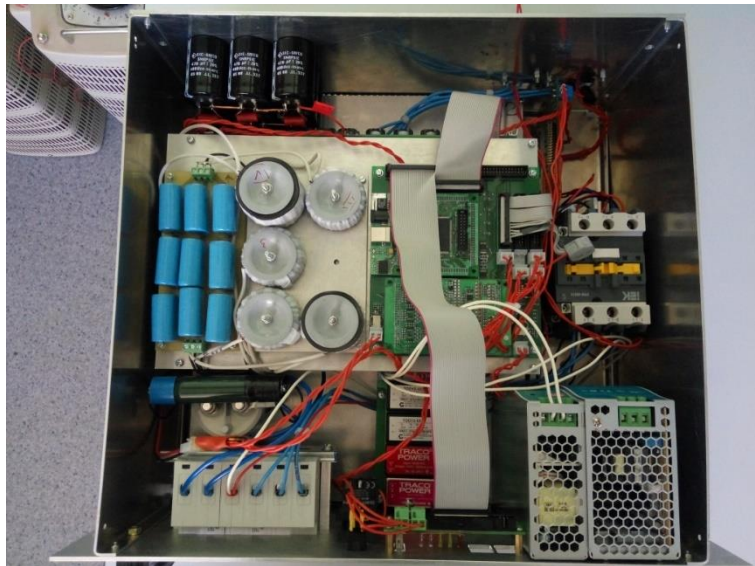


Рисунок 4.17 – Макетный образец ИИ, вид сверху



Рисунок 4.18 – Макетный образец ИН, панель управления

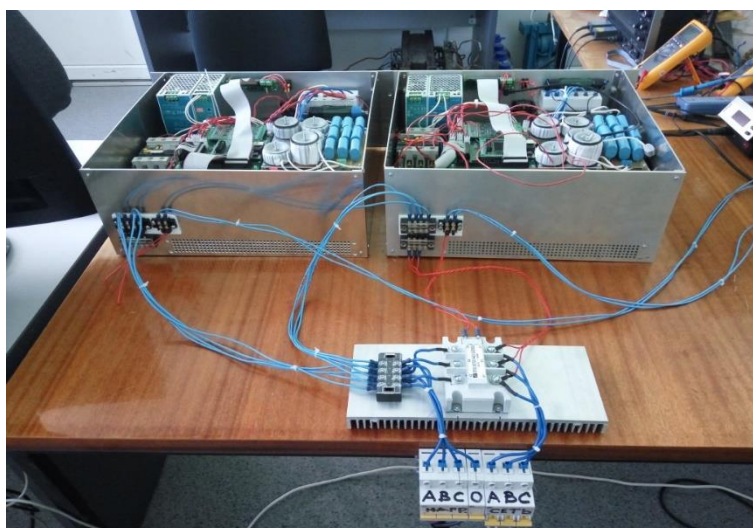


Рисунок 4.19 – Два макетных образца ИН, параллельная работа на сеть

В одном из режимов работы созданного устройства, режиме заряда аккумуляторной батареи, ИН работает как активный выпрямитель напряжения, преобразуя напряжение питающей трехфазной сети переменного тока в напряжение постоянного тока.

В этом режиме работы, на макетном образце проведен физический эксперимент по астатическому регулированию выходного напряжения АВН.

Исполняемая программа микропроцессорной системы управления (МПСУ) реализует предложенные в диссертационной работе алгоритмы управления АВН, с астатическим регулированием его выходного напряжения и максимальным коэффициентом мощности  $\cos \varphi \equiv 1$ .

Ниже приведены полученные в ходе физического эксперимента осциллограммы.

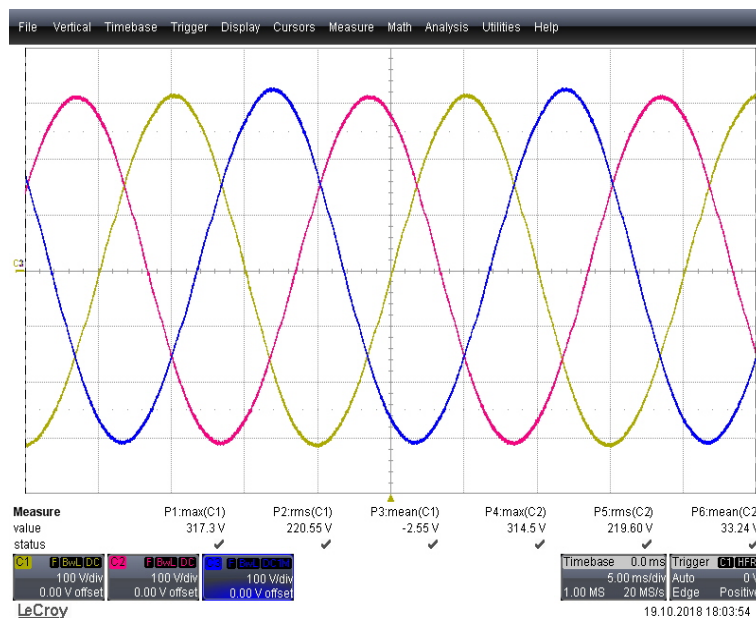


Рисунок 4.20 – Временные диаграммы входного трехфазного напряжения питающей сети



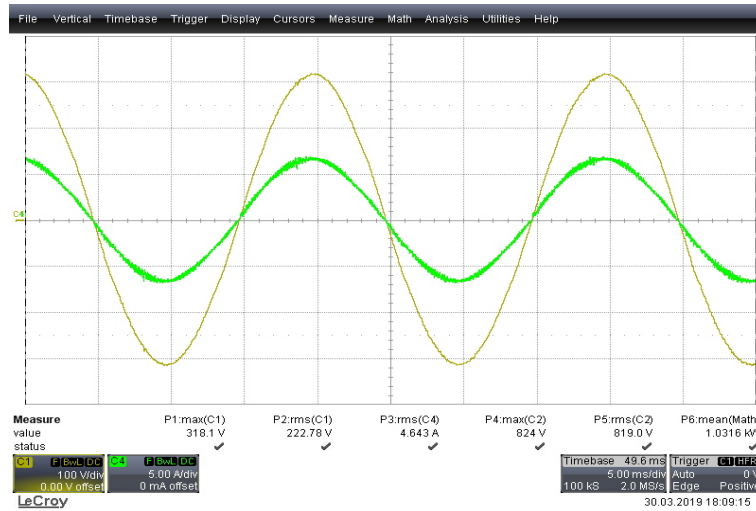


Рисунок 4.21– Временные диаграммы напряжения и тока одной из фаз трехфазного напряжения питающей сети

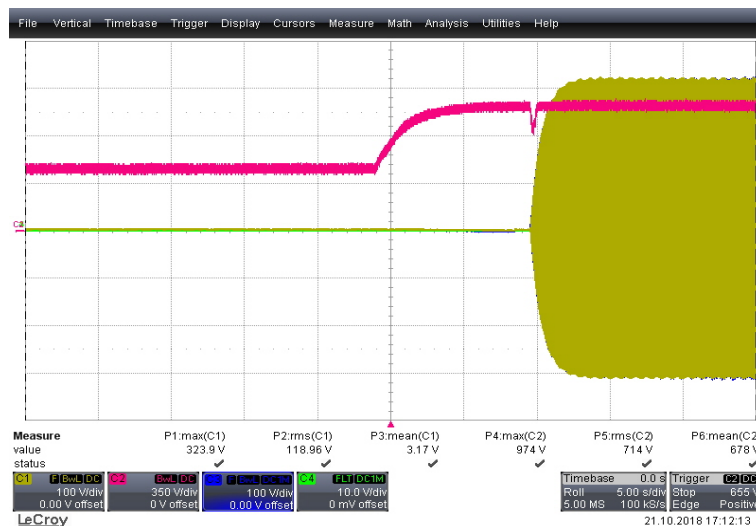


Рисунок 4.22– Временные диаграммы напряжения звена постоянного тока, изменение уставки и наброс нагрузки; тока одной из фаз трехфазного напряжения питающей сети

Как можно видеть в приведенных осциллограммах, Рисунки 4.20 – 4.22, регулируемая система устойчива и управляема. При этом коэффициент мощности  $\cos \varphi \equiv 1$ , Рисунок 5.7.

## ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4

Созданная в компьютерной программе PSIM математическая модель СЭС ПТ позволила осуществить численные расчеты электромагнитных процессов в системе. Проведены расчеты трех предложенных в диссертационной работе вариантов проектирования параметров и управления возбуждением СГК.

Проведенный модельный эксперимент параметрического управления возбуждением СГК в функции стабилизации выходного напряжения генератора и выбора параметров его электромагнитной системы, а также, замкнутого астатического управления СЭС ПТ при регулировании выходного напряжения постоянного тока позволяет сделать ряд важных заключений:

1. Параметрическое управления возбуждением СГК в том виде, в каком оно предложено в диссертационной работе возможно. При этом такая система в установившемся режиме работы устойчива и управляема. Сохраняются главные достоинства параметрического управления, относительная простота реализации и настройки, стабильность работы устройства при отсутствии замкнутых контуров управления;
2. Предложенный в диссертационной работе способ выбора параметров СГК на этапе его проектирования под конкретное техническое устройство, позволяет в дальнейшем строить эффективную систему управления устройством, параметрического, или же смешанного, параметрического и замкнутого астатического типа;
3. Наиболее лучшим вариантом для практической реализации является Вариант №1.
4. В ходе физического эксперимента была подтверждена принципиальная возможность стабилизации напряжения на нагрузке СЭС ПТ при управлении АВН по предложенному в работе алгоритму с нулевым значением реактивного тока СГК.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе выполнения диссертационной работы была решена важная научно-техническая задача по исследованию перспективной системы электропитания для летательных аппаратов на базе синхронного генератора с комбинированным возбуждением, анализу способов выбора параметров и алгоритмов управления синхронным генератором и полупроводниковыми преобразователями электрической энергии.

Основными результатами работы являются:

1. Проведен анализ и обоснование энергетической эффективности предложенного структурного варианта системы электропитания постоянного тока на основе синхронного генератора с комбинированным возбуждением и активного выпрямителя напряжения.
2. Разработана математическая модель системы электропитания постоянного тока летательных аппаратов на основе синхронного генератора с комбинированным возбуждением и активного выпрямителя напряжения, при переменной частоте вращения вала генератора.
3. Предложены и проанализированы способы выбора параметров электромагнитной системы синхронного генератора с комбинированным возбуждением, позволяющие осуществлять параметрическое регулирование тока возбуждения генератора в функции стабилизации его напряжения при переменной частоте вращения вала.
4. Разработаны алгоритмы управления возбуждением синхронного генератора с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения, обеспечивающие минимизацию перетоков неактивной мощности между генератором и активным выпрямителем напряжения и заданную величину выходного напряжения, при этом коэффициент мощности в системе близок к единице.
5. Проведен анализ электромагнитных процессов в СЭС ПТ при работе в установившемся режиме.

6. Проведенный модельный эксперимент работы СЭС ПТ в установившемся режиме подтвердил предложенные аналитически методы параметрического регулирования возбуждения СГК и астатического регулирования выходного напряжения системы.
7. Разработан физический макет устройства, проведен ряд экспериментальных исследований, подтверждающих принципиальную возможность практической реализации разработанных в диссертационной работе алгоритмов управления выходным напряжением СЭС ПТ, с минимальными перетоками неактивной мощности в системе и коэффициентом мощности, близким к единице.

Все поставленные в работе научные задачи решены. Стоит отметить, что за рамками данной работы осталась важная задача по исследованию работы СЭС ПТ в динамическом режиме работы, сброс – наброс нагрузки, скачкообразные изменения задания генерируемой неактивной мощности в системе.

Так же, интересным с научной точки зрения представляется исследование стартерного режима работы СЭС ПТ, когда синхронный генератор работает в двигательном режиме.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Грузков С.А., Морозов В.А., Нагайцев В.И., Останин С.Ю., Румянцев М.Ю., Соломин А.Н., Тарасов В.Н., Тыричев П.А. Электрооборудование летательных аппаратов. Т. 1 Системы электроснабжения летательных аппаратов. М.: Издательство МЭИ, 2005. – 568с.: ил.
2. А.В. Лёвин, И.И. Алексеев, С.А. Харитонов, Л.К. Ковалёв. Электрический самолёт: от идеи до реализации/ Монография/ // М.: Машиностроение, 2010. – 288с. с табл. и ил. Тираж 500.
3. Грузков С.А., Морозов В.А., Нагайцев В.И., Останин С.Ю., Румянцев М.Ю., Соломин А.Н., Тарасов В.Н., Тыричев П.А. Электрооборудование летательных аппаратов. Т. 1 Системы электроснабжения летательных аппаратов. М.: Издательство МЭИ, 2005. – 568с.: ил.
4. Бедина Н. В., Золотухин Ю. Н., Лившиц Э. Я., Юхнин М. М. Моделирование неисправностей и диагностика в системе генерирования электрической энергии. // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. Силовая электроника и энергоэффективность. Часть 1. Киев, 2007. С.19–22.
5. Халютин С. П., Мусин С. М., Левин А. В., Жмуров Б. В. Энергосистема гибридных самолетов авиации общего назначения / Национальный институт авиационных технологий. Журнал «Авиационная промышленность», Москва, 2017, № 1, С.42 – 51.
6. Халютин С. П., Давидов А. О., Жмуров Б. В. Электрические и гибридные самолеты: перспективы создания / «Национальный исследовательский университет «МЭИ», «Электричество», Москва, 2017, № 9, С. 4 – 16.
7. Makarov D. V., Korobkov D. V., Bachurin P. A., Geist A. V., Volkov A. G., Shtein D. A. // Analysis of coupled inductors in AC variable frequency generation system / 14 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2013), Altai, Erlagol, 1 – July 2013. – Novosibirsk. NSTU, 2013. – P. 310 – 314.

8. А. В. Лёвин, С. М. Мусин, С. А. Харитонов, К. Л. Ковалев, А. А. Герасин, С. П. Халютин; Электрический самолет: концепция и технологии [Электронный ресурс] / Уфимский государственный авиационный технический университет (УГАТУ); под ред. — Уфа: УГАТУ, 2014.
- 9 Д. В. Макаров, С. А. Харитонов, М.М. Юхнин. Исследование системы генерирования переменной частоты постоянной амплитуды на базе магнитоэлектрического генератора и полупроводникового преобразователя // Техническая электродинамика. -№ 3 май-июнь. - Киев, 2012. - С.65-66.
10. Золотухин Ю. Н., Бедина Н. В. Уточнение методики расчета вероятности отказов для схем с нагруженным резервированием на примере авиационной системы генерирования. // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. Силовая электроника и энергоэффективность. Часть 1. Киев, 2009. С.24–26.
11. Лёвин А.В., Халютин С.П., Жмуров Б.В. Тенденции и перспективы развития авиационного электрооборудования. Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. 2015. № 213 (3). С. 50-57.
12. Грузков С.А., Румянцев М.Ю. Полная электрификация самолетов как один из важнейших путей решения экологических проблем и повышения эксплуатационной экономической и топливно-энергетической эффективности воздушного транспорта. Известия Академии электротехнических наук РФ. 2016. Выпуск 18. С. 35-60.
13. Халютин С.П., Харьков В.П., Лёвин А.В., Жмуров Б.В., Богданов А.А. Электрификация самолётов. Современное состояние и тенденции Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. 2014. № 1. С. 555-558.
14. Халютин С.П. К оценке объёма энергии для полностью электрического самолета. Труды международного симпозиума Надежность и качество. 2015. Т. 2. С. 85-87.

15. Халютин С.П. Электрический самолёт. Системный подход. Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского. 2015. № 3. С. 72-76.
16. Богданов А.А., Халютин С.П., Харьков В.П. Анализ путей рекуперации электрической энергии на борту летательного аппарата. Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского. 2014. № 2. С. 208-212.
17. Халютина О.С. Особенности формирования момента рулевого привода системы управления электрическим самолётом. Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского. 2016. № 4. С. 249-251.
18. Давидов А.О., Жмуров Б.В. Метод диагностики авиационных электрохимических аккумуляторных батарей. Труды международного симпозиума Надежность и качество. 2016. № 2. С. 78-80.
19. Халютина О.С., Харьков В.П., Халютин С.П. Электромеханический рулевой привод системы управления электрического самолёта с режимом рекуперации как объект управления. Инновационные, информационные и коммуникационные технологии. 2016. № 1. С. 341-343.
20. Жмуров Б.В., Давидов А.О. Расчет энергетических характеристик полностью электрического самолета. Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского. 2016. № 4. С. 406-412.
21. Левин А. В., Мусин С. М., Харитонов С. А., Ковалев К. Л., Герасин А. А., Халютин С. П. Электрический самолет: концепция и технологии. – Уфа: УГАТУ, 2014. – 388с.
22. Воронович С. А., Жмуров Б. В. Тенденции развития электроэнергетических систем беспилотных летательных аппаратов. Интеграл. 2010. № 2. С. 8 – 11.
23. Халютин С. П., Харьков В. П., Левин А. В., Жмуров Б. В., Богданов А. А. Электрификация самолетов. Современное состояние и тенденции Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. 2014. № 1. С. 555 – 558.
24. Жмуров Б. В., Халютин С. П. Структурно – функциональное моделирование электроэнергетических систем самолета. Проблемы безопасности полетов. 2009. № 6. с. 45 – 53.

25. Жмуров Б. В., Халютин С. П., Корнилов С. В. Развитие структурнофункционального моделирования электроэнергетических систем самолета. Проблемы безопасности полетов. 2009. № 8. С. 53 – 62.
26. Халютин С. П., Халютина О. С. Новые возможности самолетов на электрической тяге. Труды международного симпозиума «Надежность и качество», 2017. Том 2. С. 291 – 294.
27. James D. Heidmann. NASA Investments in Hybrid-Electric Technologies for Large Commercial Aircraft. 2015. E&NA.
28. Malkin P. Multi-megawatt power systems for aircraft propulsion. 2016. E&NA.
29. Husband M. Bringing the technology gap for hybrid-electric. 2016. E&NA.
30. Jakovsky A. Building blocks for transport class hybrid and turboelectric vehicles. 2016. E&NA.
31. Benzakein M.J. Electric propulsion: challenges and opportunities. 2016. E&NA.
32. Stromayer A. Aircraft design for hybrid-electric flight.
33. Бедина Н. В. Диагностика авиационного оборудования. Обзор современных методов. // Электроника Сибири. Журнал для молодежи, 2007, № 2. С. 31 – 34.
34. Кейко А.В. Становление прогнозных технологических исследований в энергетике // Системные исследования в энергетике. Ретроспектива научных направлений СЭИ-ИСЭМ. – Новосибирск: Наука, 2010. – С. 127 – 146.
35. Грузков С.А., Морозов В.А., Нагайцев В.И., Останин С.Ю., Румянцев М.Ю., Соломин А.Н., Тарасов В.Н., Тыричев П.А. Электрооборудование летательных аппаратов. Т. 2 Элементы и системы электрооборудования – приемники электрической энергии. М.: Издательство МЭИ, 2008. – 552с.: ил.
36. Бессонов И. О. Синтез контура регулирования тока для понижающего DC/DC преобразователя / Бессонов И. О.: науч. рук. Харитонов С. А. // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр.: в 9 ч., Новосибирск, 1 – 5 дек. 2015 г. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 2015. – Ч. 6. – С. 5 – 7. – 40 экз. – ISBN 978 - 5 – 7782 – 2766 – 8, 978 – 5 – 7782 – 9.



37. A. J. Mitcham, J. A. Cullen Permanent Magnet Generator Options for the More Electric Aircraft // 2002 International Conference on Power Electronics, Machines, and Drives. – Publ. No. 487. – 4 – 7 June 2002. – pp. 241 – 245.
38. M. E. Elbuluk M. D. Kankam Potential Starter / Generator Technologies for Future Aerospace Application // IEEE AES Systems Magazine. – Oct.1996, pp. 16 – 24.
39. Makarov D. V., Khlebnikov A. S., Geist A. V., Bachurin P. F. Generation system with variable frequency and constant amplitude / Energetics (IYCE), Proceeding of the 2011 3<sup>rd</sup> International Youth Conference on, 7 – 9 July 2011. – vol., no. – pp. 1 – 9.
40. А. В. Сапсалева, А. С. Харитонов, Н. П. Савин, О. Б. Давыденко, Е. Г. Касаткина. Стартерный режим работы трёхкаскадного бесконтактного генератора // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии (ИНФО–2019): сб. тр. 16 междунар. науч.-практ. конф., Сочи, 1–10 окт. 2019 г. – Москва: Ассоц. выпускников и сотр. ВВИА им. проф. Жуковского, 2019. – С. 11-15. - 500 экз. - ISBN ISSN 2500-1248.
41. M. A. Zharkov, S. A. Kharitonov, A. V. Sapsalev, A. S. Kharitonov. Starting mode of three-stage brushless generator operation // 17 International Ural conference on AC Electric Drives (ACED): proc. Ekaterinburg, 26–30 March 2018. – USA: IEEE, 2018. – 4 p. - ISBN 978-1-5386-2422-7. - Работа выполнена: при поддержке РФФИ.
42. С. А. Харитонов, М. А. Жарков, А. С. Харитонов [и др.]. Стартер-генераторная система для вспомогательной силовой установки // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. - 2017. - Т. 20, № 5. - С. 50-66. - DOI: 10.26467/2079-0619-2017-20-5-50-66. - Работа выполнена: Работа проведена при финансовой поддержке Минобрнауки России, соглашение № 14.577.21.0198.
43. Makarov D. V., Kharitonov S. A., Makarova E. A. Generation system of electric energy of “variable speed – variable frequency – constant amplitude” type / Micro

- / Nanotechnologies and Electro Devices (EDM), 2010 International Conference and Seminar on, June 30 2010 – July 4 2010. – vol., no. – pp. 464 – 469.
44. Харитонов С. А., А. С. Харитонов, П. А. Бачурин // Анализ процессов в системе электроснабжения типа "Синхронный генератор с постоянными магнитами - активный выпрямитель" / Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского: сб. докл. по материалы 15 Всерос. науч. - техн. конф. – Москва: Изд. дом академии им. Н. Е. Жуковского, 2018. – № 6. – С. 433-44214.
45. Грузков С.А., Морозов В.А., Нагайцев В.И., Останин С.Ю., Румянцев М.Ю., Соломин А.Н., Тарасов В.Н., Тыричев П.А. Электрооборудование летательных аппаратов. Т. 1 Системы электроснабжения летательных аппаратов. М.: Издательство МЭИ, 2005. – 568с.: ил.
46. С. А. Харитонов, А. С. Харитонов, П. А. Бачурин, С. П. Халютин. Анализ электромагнитных процессов в системе генерирования постоянного тока на базе магнитоэлектрического генератора и активного выпрямителя // Электропитание. - 2017. - № 4. - С. 4-10.
47. Жданов П.С. Вопросы устойчивости электрических систем / Под ред. Л. А. Жукова. – М., Энергия, 1979. – 456 с., ил.
48. Д. Л. Калужский, А. С. Харитонов, В. Ю. Суров. Синхронные машины с комбинированным возбуждением. Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского. 2016. № 4 – 2. С. 230 – 239.
49. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. Монография. // Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.
50. Д. В. Коробков, А. С. Харитонов, М. А. Жарков, С. А. Харитонов, Д. Л. Калужский [и др.]. Стартер-генераторная система постоянного тока. Имитационная модель и результаты математического эксперимента (часть 1 - Генераторный режим) // Электропитание. - 2017. - № 3. - С. 30-45. - Работа выполнена: Работа проведена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям

развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы» (Соглашение о предоставлении субсидии N 14.577.21.0198, уникальный идентификатор ПНИЭР - RFMEFI57715X0198).

51. S.A. Kharitonov, An Analytical Analysis of a Wind Power Generation System Included Synchronous Generator with Permanent Magnets, active rectifier and Voltage Source Inverter. Wind Power. Pp. 23-72, ISBN 978-953-7619-81-7. Editor by S.V. Mueeen, 2010 Intech, First published June 2010, printed in India, p. 558.
52. Харитонов С. А. Методики электромагнитного анализа в многоуровневых преобразователях в составе активных силовых фильтров: материалы регион. науч.-техн. семинара, Новосибирск, 9 дек. 2016 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – С. 51–60. - 70 экз. - ISBN 978-5-7782-3126-9.
53. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей - Новосибирск: Изд-во НГУ, 1990. - 220 с.
54. Дунаевский С.Я., Крылов О.А., Мазия Л.В. Моделирование элементов электромеханических систем. М. – Л., изд-во «Энергия», 1966, 304 с. с илл.
55. Н. И. Бородин, Д. В. Коробков, А. В. Левин, Э. Я. Лившиц, М. А. Маслов, А. С. Харитонов, С. А. Харитонов, М. М. Юхнин. Результаты разработки и испытаний системы генерирования электрической энергии на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и инвертора напряжения. // Техническая электродинамика. Темат. вып. Силовая электроника и энергоэффективность. - Киев, 2007. - Ч.1. - С.15-18.
56. Колесников А.А. Синергетические методы управления сложными системами. Энергетические системы. – М.: КомКнига, 2006. – 248 с.
57. Золотухин Ю. Н., Нестеров А. А., Филиппов М. Н. Оптимизация режимов работы аккумуляторных батарей в составе интеллектуальной электроэнергетической системы. // XIV Международная конференция «Проблемы управления и моделирования в сложных системах» (г. Самара, Россия, 19–22 июня 2012). Труды конференции. Самарский научный центр РАН, 2012. С. 449–451.

58. S. A. Kharitonov, A. S. Kharitonov, P. A. Bachurin. Evaluation of electrical parameters in the system 'synchronous generator with permanent magnets-Active rectifier' // The 19 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2018: proc., Erlagol, Altai, 29 June – 3 July 2018. – IEEE Computer Society, 2018. – P. 593-597. - ISBN 978-153865021-9. - DOI: 10.1109/EDM.2018.8435097.
59. S. A. Kharitonov, A. S. Kharitonov, D. L. Kaluzhskij, S. V. Vorobyeva. Analytical research of electromagnetic processes in direct current starter-generator system «Synchronous generator with combined excitation – active rectifier» (generation mode), // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018): тр. 14 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г.: в 8 т. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – Т. 1, ч. 6. – С. 13-20. - ISBN (NSTU) 978-5-7782-3614-1. - DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545947.
60. Корн Г. Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). - М. - Наука, 1974. - 832 с.
61. Po-ngam, S.; Sangwongwanich, S., “Stability and Dynamic Performance Improvement of Adaptive Full-Order Observers for Sensorless PMSM Drive,” *IEEE Trans. Power. Electr.*, vol. 27, pp. 588 – 600, Feb. 2012.
62. Hongryel Kim; Jubum Son; Jangmyung Le., “A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM,” *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 58, pp. 4069 – 4077, Sep. 2011.
63. Smidl, V.; Peroutka, Z., “Advantages of Square-Root Extended Kalman Filter for Sensorless Control of AC Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 59, pp. 4189 – 4196, Nov. 2012.
64. Размадзе Ш.М. Преобразовательные схемы и системы. - М.: ВШ, 1967, С. 527.
65. С. А. Харитонов, Н. И. Бородин, А. А. Стенников, М. А. Маслов, Д. В. Коробков, А. С. Харитонов, А. В. Левин, М. М. Юхнин, Э. Я. Лившиц. Алгоритмы управления и электромагнитные процессы в системе генерирования переменного тока с синхронным генератором и активным выпрямителем //

- Техническая электродинамика. Темат. вип. Силовая электроника и энергоэффективность-Киев, 2004. -Ч.2-С.47-54.
66. Математическое моделирование системы генерирования электрической энергии переменной частоты с параллельно – последовательным преобразователем / П. А. Бачурин, А. В. Гейст, Д. В. Коробков, Д. В. Макаров, А. Н. Решетников, С. А. Харитонов, С. Ф. Коняхин, И. И. Алексеев, М. М. Юхнин // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. Силовая электроника и энергоэффективность. Часть 1. – Киев 2012. – С. 150 – 155.
67. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: Изд – во УРО РАН, 2000. – 654 с.
68. Шрейнер Р. Т., Ефимов А.А. Активный фильтр как новый элемент энергосберегающих систем электропривода // Электричество. 2000. № 3. – С. 46 – 54.
69. Коробков Д. В. Стабилизация выходного напряжения синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов / Д. В. Коробков, Д. В. Макаров, С. А. Харитонов // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. Силовая электроника и энергоэффективность. Часть 1. – Киев, 2012. – С.5 – 11.
70. Neal Clements, Giri Venkataramanan, T.M. Jahns Design Considerations for a Stator Side Voltage Regulated Permanent Magnet AC Generator // Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE. – pp. 2763-2770.
71. Kessler C. Das symmetrische Optimum. – Regelungstechnik, 1958, № 11, S. 396 – 400.
72. Чиликин М. Г., Бычков В. П., Камышлов В. Г., Полещук В. И., Масленников А. Р. Системы управления электроприводами постоянного тока с последовательной коррекцией. «Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок», ГПИ «Тяжпромэлектропроект», 1967, № 11.

73. Ямпольский Д. С., Решмин Б. И., Авраамов В. А., Орлова Т. А., Страмоусова Т. Н. Переходные процессы в двухконтурной системе подчиненного регулирования с пропорционально – интегральным регулятором скорости. «Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок», ГПИ «Тяжпромэлектропроект», 1967, № 11.
74. Ямпольский Д. С., Решмин Б. И., Орлова Т. А. Переходные процессы в двухконтурной системе подчиненного регулирования с пропорциональным регулятором скорости. – «Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок», ГПИ «Тяжпромэлектропроект», 1967, № 6.
75. Фишбейн В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. М., «Энергия», 1972.
76. Слежановский О. В., Дацковский Л. Х., Кузнецов И. С. и др. Системы подчиненного регулирования переменного тока с вентильными преобразователями – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с., ил.
77. Вейнгер А. М. Подчиненное регулирование для частотного электропривода с синхронным двигателем. – Электротехническая промышленность. Электропривод, 1974, № 9 (35), с. 7 – 10.
78. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Зиновьев Г. С. Векторная система регулирования активного выпрямителя напряжения // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сборник научных трудов. Вып. 6 / Под ред. А. С. Сарварова, К. Э. Одинцова. – Магнитогорск МГТУ, 2001. – С. 157 – 162.

## Приложение А

### Документы о внедрении результатов диссертационной работы

<p>УТВЕРЖДАЮ</p> <p>Директор по исследованиям, разработкам и коммерциализации МФТИ, д-р техн. наук</p>  <p>С. Н. Гаричев</p> <p>«22» <i>сентября</i> 2021</p>	<p>УТВЕРЖДАЮ</p> <p>Проректор НГТУ по научной работе, д-р техн. наук, профессор</p>  <p>С. В. Броянов</p> <p>«21» <i>мая</i> 2021 г.</p>
 	
<p><b>Акт</b></p> <p><b>о внедрении результатов диссертационной работы Харитонов А.С.</b></p>	
<p>Мы нижеподписавшиеся, ведущий инженер НТЦ Автономной энергетики МФТИ Волков А. Г. и заместитель директора Института Силовой Электроники НГТУ Штейн Д.А. подписали настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Харитонов А.С. на соискание ученой степени кандидата технических наук на тему «Система электроснабжения постоянного тока для летательных аппаратов» использованы при проведении НИОКР по разработке и изготовлению конструктивных образцов инверторов напряжения для автономных энергетических систем.</p> <p>В рамках реализации проекта Харитоновым А.С. предложены и реализованы алгоритмы управления инвертором напряжения, обеспечивающие минимизацию потребления от источника энергии неактивной мощности, а также реализацию концепции «виртуальной электрической машины».</p> <p>Харитонов А.С. принимал активное участие в разработке конструкции, настройке и испытаниях инвертора напряжения в различных режимах.</p> <p>Предложенные алгоритмы при работе в системе электроснабжения на основе инвертора напряжения позволили обеспечить выполнение требований ГОСТ 32144-2013 по качеству электроэнергии.</p> <p>Достоверность принятых решений подтверждена прямо-сдаточными испытаниями.</p>	
<p>Ведущий инженер НТЦ Автономной энергетики МФТИ, канд. техн. наук</p>  <p>А. Г. Волков</p> <p>«22» <i>сентября</i> 2021 г.</p>	<p>Зам. директора Института Силовой Электроники НГТУ</p>  <p>Д. А. Штейн</p> <p>«21» <i>мая</i> 2021 г.</p>

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе ИГТУ  
канд. техн. наук, профессор

С.С. Чернов

«24» апреля 2021 г.

## СПРАВКА

о внедрении в учебный процесс результатов диссертационной работы  
Харитонов А.С.

Мы, ниже подписавшиеся, зам. заведующего кафедрой электроники и электротехники, к.т.н., доцент Р.Л. Горбунов и декан факультета радиотехники и электроники, к.т.н., доцент С.А. Стрельцов составили настоящую справку о том, что научные результаты диссертационной работы А.С. Харитонова на тему «Система электроснабжения постоянного тока для летательных аппаратов» внедрены в учебный процесс и используются в курсах «Силовая электроника для возобновляемой энергетики» и «Специальные главы энергетической электроники» для магистрантов направления 11.04.04 «Электроника и нанoeлектроника» по магистерской программе «Промышленная электроника и микропроцессорная техника».

Зам. заведующего кафедрой  
электроники и электротехники,  
канд. техн. наук, доцент

Р.Л. Горбунов

Декан факультета радиотехники и  
электроники, канд. техн. наук,  
доцент

С.А. Стрельцов

«24» апреля 2021г.

«24» апреля 2021г.