

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

А. С. Харитонов, А. А. Лопатин, Н. А. Савочкин

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА.
СИСТЕМА ГЕНЕРИРОВАНИЯ
ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Учебное пособие

Томск
Издательство ТУСУРа
2026

УДК 621.314:621.382(075.8)
ББК 31.264.53я73
Х207

Рецензенты:

Нос О. В., д-р техн. наук
Кремзуков Ю. А., канд. техн. наук

Харитонов, Андрей Сергеевич

Х207 Энергетическая электроника. Система генерирования электроэнергии постоянного тока : учеб. пособие / А. С. Харитонов, А. А. Лопатин, Н. А. Савочкин. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2026. – 188 с.

ISBN 978-5-908033-28-2

Рассматривается система генерирования электроэнергии постоянного тока (СГЭ ПТ) на базе синхронного генератора с комбинированным возбуждением (СГК) и активного выпрямителя напряжения, управляемого с помощью высокочастотной широтно-импульсной модуляции. Представлены математические модели разного уровня детализации всех элементов системы генерирования. Приводятся три алгоритма управления СГЭ ПТ при переменной частоте вращения вала синхронного генератора, а также энергетические характеристики системы и отдельных ее элементов в зависимости от режимов работы и способа исполнения СГК. Используется наглядная форма их представления с помощью годографов во вращающейся системе координат. Сравниваются алгоритмы управления СГЭ ПТ по основным электрическим параметрам, даются рекомендации по областям их использования.

Для студентов высших учебных заведений, обучающихся по техническим направлениям подготовки и специальностям.

УДК 621.314:621.382(075.8)
ББК 31.264.53я73

ISBN 978-5-908033-28-2

© Харитонов А. С., Лопатин А. А.,
Савочкин Н. А. , 2026
© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2026

Введение

Среди всех способов преобразования первичной механической энергии в электрическую с наибольшей эффективностью реализуется преобразование с помощью электрических машин. При этом электроэнергия постоянного и переменного токов 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 и других транспортных средствах. Генераторы являются основными (магистральными) и резервными источниками электроэнергии в энергетических установках самолетов и вертолетов любой размерности и назначения. Они также применяются на большинстве беспилотных летательных аппаратов (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 самолете, так и с помощью редуктора несущего винта в вертолете. Электрический генератор является важной составляющей первичной СЭС ЛА и к нему предъявляется ряд особых требований. Рассмотрим основные требования.

Высокая надежность. 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 надежность работы таких контактных пар резко снижается.

Внутренние параметры генератора и качество вырабатываемой электроэнергии. Это требование определено нормативными документами и обеспечивается комплексом мер, включающих выбор соответствующих значений параметров генератора на

стадиях проектирования и изготовления; применение конструктивных способов устранения высших гармонических составляющих из кривых изменения потокосцепления обмоток якоря, а также 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 необходимо свести к минимуму постоянную времени цепи возбуждения [1].

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 [3, 4]. Суммарная доля электрооборудования на борту неуклонно растет, и это можно сказать практически о любом типе ЛА [5, 6]. Данное обстоятельство означает, что нагрузка на СЭС ЛА будет только возрастать, а значит, будут возрастать и требования, предъявляемые к ним [7].

Чтобы соответствовать этим растущим требованиям, необходимо применять новые конструкционные материалы, разрабатывать нетрадиционные конструкторские решения и новые подходы к проектированию как самих электромеханических генераторов, так и систем управления ими [8, 9].

Последние десятилетия основные тенденции в развитии авиационных систем электроснабжения определяются реализацией концепции «более электрического самолёта» (БЭС) [10–25]. Основными из них являются:

1) повышение мощности каналов генерирования (максимальное значение мощности СЭС ЛА на дальнемагистральных самолетах может достигать единиц мегаватт) [25–27];

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 [28–31];

4) отказ от системы стабилизации оборотов;

5) использование в системах генерирования переменного тока переменной частоты.

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.

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 самолета, к разработке которого стремится 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.

Преимущества СГК:

- высокая надежность в работе, относительная простота конструкции и обслуживания благодаря отсутствию скользящих контактов и щеток;

- высокий коэффициент полезного действия и меньший нагрев машины благодаря отсутствию потерь в скользящем контакте;

- регулируемость, возможность обеспечить независимость величины магнитного потока в воздушном зазоре от скорости вращения и температуры машины;

- отсутствие искровых контактов, вызывающих радиопомехи;

- снижение стоимости, веса и габаритов благодаря отсутствию скользящих контактов у высокочастотных машин и машин малой мощности.

К недостаткам СГК можно отнести:

- повышение стоимости, веса и габаритов машин средней мощности;

- относительно низкий предел наибольшей мощности машины. В основном СГК проектируются на мощность до 100 кВА.

Применение СГК как элемента электрооборудования существенно повышает надежность СЭС ЛА в целом, так как полностью исключается контактный способ передачи электрической мощности [32]. 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 [33].

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 [34].

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), разрабатываемых на их основе [35], что в итоге привело к появлению новых схемотехнических решений в области силовой электроники.

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

В последние годы при реализации концепции «более электрического самолёта» сформировались новые тенденции в построении систем электроснабжения для летательных аппаратов, особенно это характерно для средне- и дальнемагистральных самолетов.

С ростом мощности каналов генерирования при построении СЭС переменного и постоянного тока появились ЛА с повышенной величиной напряжения – 220 В для систем переменного тока и 270 В 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, на-

метился 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 учебном пособии рассмотрен вариант построения системы генерирования электроэнергии постоянного тока, отвечающей по структуре построения и реализуемым функциям всем современным тенденциям [36, 37].

Рассмотрению подлежит вариант построения системы генерирования электроэнергии постоянного тока летательных аппаратов с выходным напряжением 27–270 В на базе синхронного генератора с комбинированным возбуждением и полупроводниковых преобразователей электрической энергии¹. Анализ системы и все результаты исследований получены для переменной частоты вращения вала синхронного генератора [38].

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

В состав исследуемой СГЭ 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 СГЭ ПТ или СГК и имеет относительно небольшую мощность.

¹ Система генерирования электроэнергии отличается от системы электроснабжения тем, что в её состав не входят линии передачи и распределения электроэнергии.

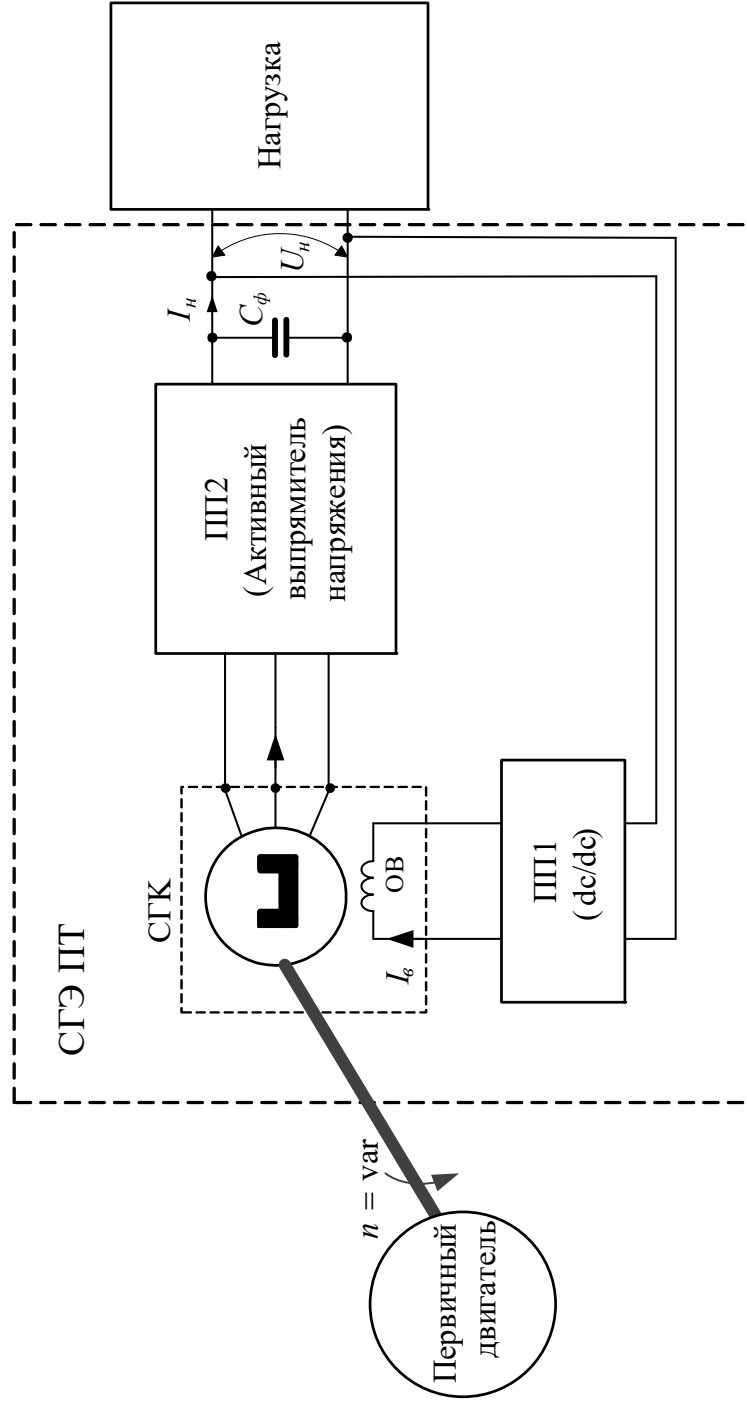


Рисунок В.1 – Структурная схема СГЭ ПТ

Второй 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.

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 СГЭ 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 СГЭ 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:

- форма тока генератора близка к синусоидальной;

- роль продольного элемента силового фильтра выполняют реактансы генератора;
- силовая схема обладает возможностью повышения выходного напряжения постоянного тока по сравнению с неуправляемым выпрямителем (НВ);
- благодаря изменению направления потока мощности в системе возможен режим электростартерного запуска первичного двигателя [39–41];
- при наличии высокочастотной широтно-импульсной модуляции значительно уменьшается величина ёмкости конденсатора выходного фильтра, улучшаются динамические параметры системы при импульсной динамической нагрузке [1, 42–44];
- благодаря применению СГК при переменной частоте вращения вала не повышаются требования по допустимому напряжению элементов АВН.

1 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ

В разделе дано описание математических моделей СГК при работе на АВН, инвертора напряжения, работающего в режиме активного выпрямителя, аккумуляторной батареи (АБ) и преобразователя постоянного напряжения (dc/dc преобразователь).

Обобщенная структурная схема системы приведена на рисунке 1.1. Здесь показано, что в подобной системе 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 нагрузок противообледенительных систем.

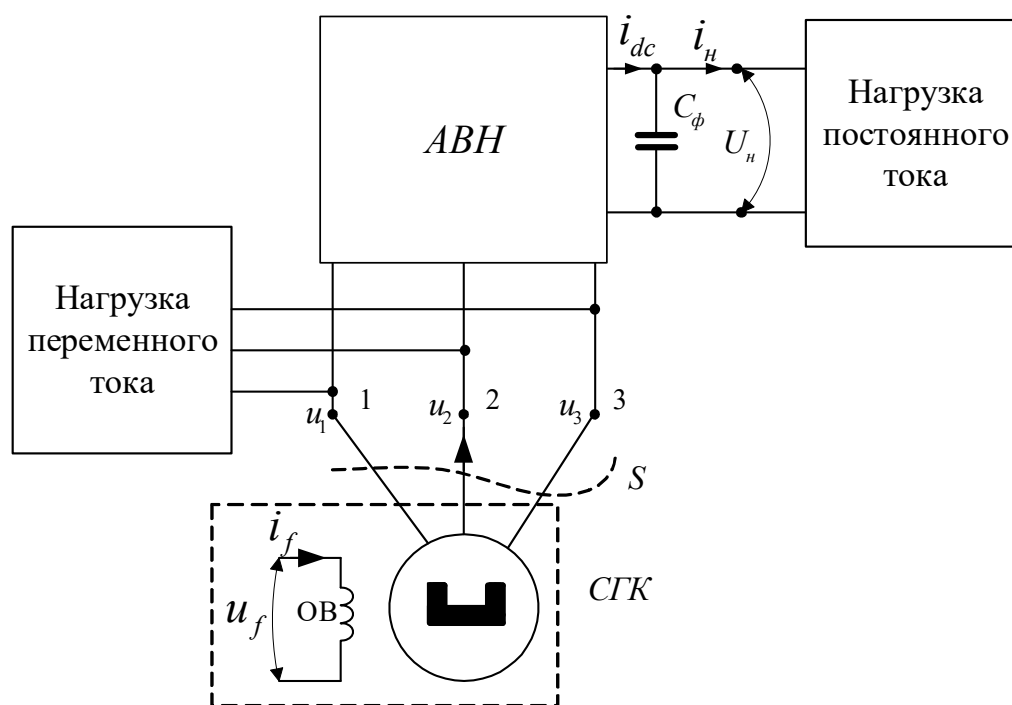


Рисунок 1.1 – Обобщенная структурная схема системы

В основу математического моделирования СГЭ ПТ положен иерархический принцип. В понимании авторов 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.

1.1 Математическая модель синхронного генератора с комбинированным возбуждением при работе на активный выпрямитель напряжения

В данном пособии рассматривается математическая модель регулируемого СГК при работе на активный выпрямитель напряжения, т. е. анализируется канал генерирования постоянного тока. Структурная схема показана на рисунке 1.2. 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 [45].

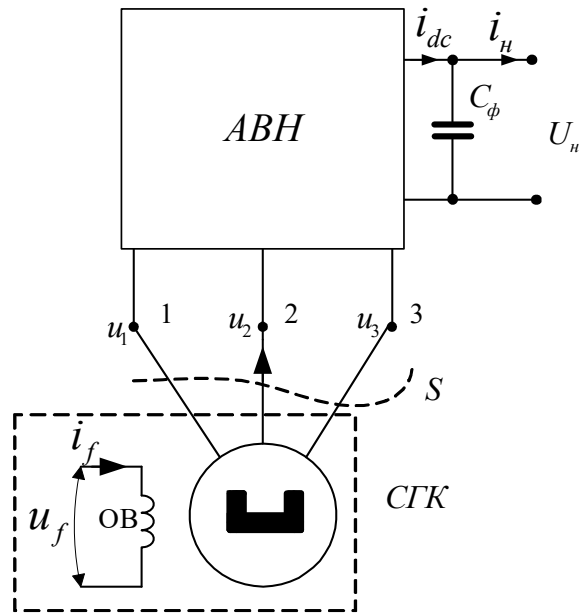


Рисунок 1.2 – Структурная схема системы с регулируемым СГК и АВН

1.1.1 Математическая модель регулируемого синхронного генератора с комбинированным возбуждением 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 [46].

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 ω_k значительно выше частот основных гармоник напряжений СГ (ω). Кратность частот ШИМ и напряжения СГ поддерживается постоянной, то есть $\frac{\omega_k}{\omega} = a_R = \text{const}$ (данное допущение не является

обязательным и там, где это возможно, оно снимается. Главным образом оно используется при анализе в предположении, что скорость изменения частоты ω невелика).

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

Будем считать, что емкость конденсатора C_Φ в звене постоянного тока велика, АВН совместно с регулированием тока возбуждения в установившемся режиме поддерживают $U_H = \text{const}$.

С учетом принятых допущений и используя результаты, полученные в работах [47, 48], математическую модель регулируемого синхронного генератора с комбинированным возбуждением во вращающейся системе координат d-q, при условии ориентации оси d по продольной оси синхронного генератора, представим в следующем виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= -r_\Sigma \mathbf{i} - \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi} - \omega \mathbf{\Psi}, \\ \mathbf{\Psi} &= L_\Sigma \mathbf{i} - \mathbf{\Psi}_0 - \mathbf{\Psi}_f, \end{aligned} \quad (1.1)$$

где $\mathbf{\Psi} = [\psi_d, \psi_q]^T$, ψ_d, ψ_q – потокосцепления генератора по продольной и поперечной осям; $\mathbf{u} = [u_d, u_q]^T$, $\mathbf{i} = [i_d, i_q]^T$ – векторы напряжений и токов генератора на входе активного выпрямителя; $\mathbf{\Psi}_0 = [\Psi_0, 0]^T$, $\mathbf{\Psi}_f = [\Psi_f, 0]^T$, $\Psi_0 = \text{const}$ – потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами; $\Psi_f = w\Phi_f$ – потокосцепление, создаваемое потоком обмотки возбуждения (Φ_f) с обмоткой с числом витков w ; $r_\Sigma = \text{diag}\{r_s, r_s\}$, r_s – активные сопротивления фазных обмоток статора генератора; $L_\Sigma = \text{diag}\{L_d, L_q\}$, L_d, L_q – индуктивности генератора по продольной и поперечной осям; $\omega = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}$, ω – круговая частота ЭДС СГ ($\omega = \text{var}$).

Выбрав в качестве переменных токи генератора (см. рисунок 1.1), после несложных преобразований получим из уравнения (1.1):

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= -r \mathbf{i} - L \frac{d}{dt} \mathbf{i} - \omega L \mathbf{i} + \mathbf{e}, \\ u_f &= r_f i_f + L_f \frac{d}{dt} i_f, \\ \mathbf{e} &= [0 \ E]^T, \end{aligned} \quad (1.2)$$

где $E = E_{xx} = E_0 + E_f = \omega(\Psi_0 + \Psi_f)$ – ЭДС холостого хода генератора.

Пренебрегая активными сопротивлениями, соотношение (1.2) можно записать в скалярной форме:

$$\begin{aligned} u_d &= -i_d r_s - L_d \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q \approx -L_d \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q, \\ u_q &= -i_q r_s - L_q \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + E_0 + E_f \approx -L_q \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + E_0 + E_f, \\ u_f &\approx L_f \frac{d}{dt} i_f. \end{aligned} \quad (1.3)$$

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

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(\mathbf{u}, \mathbf{i}) = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q), \\ Q = \frac{3}{2}[\mathbf{u}, \mathbf{i}] = \frac{3}{2}(u_d i_q - u_q i_d), \\ S = [P^2 + Q^2]^{\frac{1}{2}}. \end{cases} \quad (1.4)$$

1.1.2 Упрощенная математическая модель синхронного генератора с комбинированным возбуждением в осях abc

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 неявно-полюсный 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 ω .

Учитывая принятые допущения, а также принимая во внимание, 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 (рисунок 1.2). На рисунке обозначено: $\dot{X}$ – комплексные величины, такие как ток $\dot{I}$, напряжение $\dot{U}$ и ЭДС $\dot{E}$, при этом $X = \left\| \dot{X} \right\|$ – действующее значение комплексной величины. При-

няты следующие обозначения: $j = \sqrt{-1}$; $\left\| \dot{E}_{xx} \right\| = E_{xx} = E_{\Sigma} = \omega \Psi_{\Sigma} = \omega (\Psi_0 + \Psi_f)$ – ЭДС холостого хода генератора; $\Psi_0 = \text{const}$ – потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами; Ψ_f – потокосцепление, создаваемое потоком обмотки возбуждения; $\left\| \dot{I} \right\| = I$, $L \approx \frac{L_d + L_q}{2}$ – ток и эквивалентная полная индуктивность генератора.

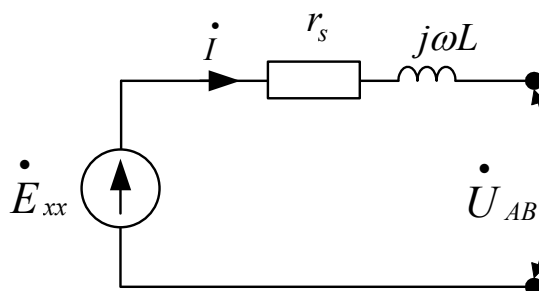


Рисунок 1.3 – Упрощённая эквивалентная схема выходной цепи синхронного генератора

Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора для первой гармоники токов и напряжений приведена на

рисунке 1.4. Здесь I_a, I_p – активная и реактивная составляющие тока генератора.

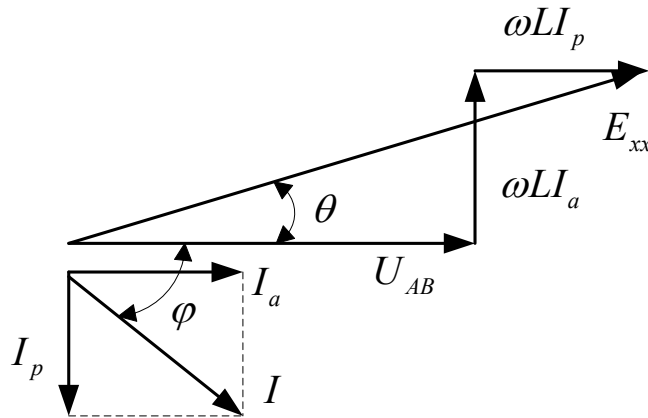


Рисунок 1.4 – Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора

Из векторной диаграммы при произвольном значении угла φ следует:

$$\begin{aligned} (E^2) &= (U + \omega LI_{\text{H}})^2 + (\omega LI_{\text{H}})^2; \\ \operatorname{tg} \theta &= \frac{\omega LI_{\text{H}}}{E_{\text{xx}}}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Активная составляющая тока генератора может быть определена из баланса активных мощностей. Принимая во внимание сделанные допущения, полагаем, что активная мощность P , потребляемая от СГ, равна мощности нагрузки P_{H} , т. е. можем записать:

$$P_{\text{H}} = P; P_{\text{H}} = U_{\text{H}} I_{\text{H}}; P = 3U I_{\text{H}}. \quad (1.6)$$

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

$$Q = 3U I_{\text{H}}; S = 3U I. \quad (1.7)$$

1.2 Математическая модель активного выпрямителя напряжения

1.2.1 Математическая модель активного выпрямителя напряжения в ортогональной системе координат

При получении математической модели активного выпрямителя воспользуемся методикой, предложенной в работах [47, 49].

В качестве допущений примем, что транзисторы и диоды являются идеальными ключами. Математическое описание АВН получим с помощью переключающих функций [50].

На рисунке 1.5 представлена схема ИН, на базе которого реализован АВН.

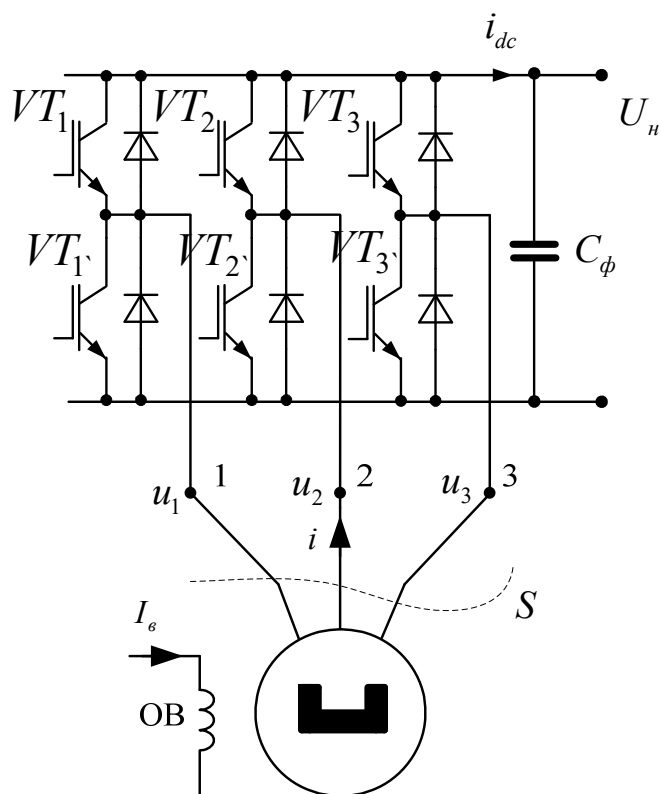


Рисунок 1.5 – Принципиальная схема системы
с регулируемым синхронным генератором
с комбинированным возбуждением и АВН

Фазные напряжения на зажимах АВН определяются с помощью соотношения [44, 51]:

$$u_m = \frac{U_{dc}}{3} \left(2F_m - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^3 F_k \right), \quad m = 1, 2, 3, \quad (1.8)$$

где F_m – переключающие функции транзисторов VT_m инвертора, которые определяются следующим образом:

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

Их также можно определить с помощью ряда Фурье:

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

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

$$F_{msj} = \frac{(-1)^j}{j\pi} \left[(-1)^j - \cos(j\pi M \sin \theta_m) \right]; \quad (1.9)$$

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

$$M = \begin{cases} \frac{u_c}{u_{оп}} & \text{SPWM;} \\ \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{u_c}{u_{оп}} & \text{SVPWM;} \end{cases} \quad (1.10)$$

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

$$\theta_m = \vartheta - (m-1) \frac{2\pi}{3} + \varphi_c,$$

где $\vartheta = \omega t$; $a_R = \frac{\omega_k}{\omega}$; ω_k – циклические частоты ШИМ АВ; M ,

$M_{\max}$ – глубина (индекс) модуляции и её максимальное значение;

u_c – амплитудное значение сигнала управления; $u_{оп}$ – амплитудное значение опорного пилообразного напряжения; φ_c – фаза сигнала управления, определяется выбранным алгоритмом управления.

После ряда преобразований получим для SPWM:

$$u_m = \frac{U_H}{2} M \sin(\theta_m) + \frac{U_H}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \times \\ \times J_{3k+1}(p\pi M) \sin[ap\vartheta + (3k+1)\theta_1], \quad (1.11)$$

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

Очевидно, выражение для основной гармоники будет иметь вид:

$$u_{m(1)} = \frac{U_H}{2} M \sin(\theta_m). \quad (1.12)$$

Введем по аналогии со скалярными методами понятие коэффициента усиления АВН только для амплитудных значений

$$k_{ua} = \begin{cases} \frac{1}{2} \rightarrow \text{SPWM}; \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \rightarrow \text{SVPWM}, \end{cases} \quad \text{тогда для амплитудного значения основ-}$$

ной гармоники напряжения АВН можем записать:

$$u_{m(1)AB} = k_{ua} U_H M. \quad (1.13)$$

Для применения векторных алгоритмов аналитического описания электромагнитных процессов с учетом ШИМ и последующей разработки алгоритмов управления предварительно представим выходное напряжение АВН в координатах α – β , для этого воспользуемся оператором поворота $a = \exp\left(i \frac{2\pi}{3}\right)$, $i = \sqrt{-1}$; с его помощью три напряжения u_m , $m = 1, 2, 3$ можно записать в ортогональной системе координат α – β :

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha} + i u_{\beta} = \frac{2}{3} (u_1 + a u_2 + a^2 u_3). \quad (1.14)$$

Используя соотношение (1.11), получим:

$$u_{\alpha} = \frac{U_{\text{н}}}{2} M \sin(\theta_1) + \frac{U_{\text{н}}}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \times \\ \times J_{3k+1}(p\pi M) \sin[ap\vartheta + (3k+1)\theta_1]; \quad (1.15)$$

$$u_{\beta} = -\frac{U_{\text{н}}}{2} M \cos(\theta_1) - \frac{U_{\text{н}}}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+3k}}{p} \times \\ \times J_{3k+1}(p\pi M) \cos[ap\vartheta + (3k+1)\theta_1]. \quad (1.16)$$

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 равное $I_{\text{н}}$, определим исходя из условия равенства активных мощностей в цепях переменного и постоянного тока инвертора:

$$3 \frac{U_{\text{н}}}{2\sqrt{2}} M \frac{I_{(1)}}{\sqrt{2}} \cos \varphi = U I_{\text{н}}, \quad (1.17)$$

$$I_{\text{н}} = \frac{3}{2} \frac{M}{2} I_{(1)} \cos \varphi,$$

где φ – угол сдвига между основными гармониками фазного напряжения и тока инвертора; $I_{(1)}$ – амплитудное значение входного тока АВН, равного току СГ; $I_{\text{н}}$ – среднее значение тока в нагрузке.

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

Принимая во внимание соотношение (1.14), получим выражения для ортогональных составляющих изображающего вектора напряжения на входе АВН, т. е. для величин u_d и u_q :

$$u_{dq} = u_{\alpha\beta} \exp[-i\theta(\vartheta)] = u_d + iu_q, \quad (1.18)$$

где $\theta(\vartheta) = \omega t - \frac{\pi}{2}$, $i = \sqrt{-1}$, 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 оси d и q , тогда

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

где φ_c – угол между входным напряжением АВН и ЭДС холостого хода СГК.

После преобразований (1.15) и (1.16) получим выражение для напряжений активного выпрямителя в dq -координатах:

$$u_d = u_{d0} + \Delta u_d; \quad u_q = u_{q0} + \Delta u_q; \quad (1.19)$$

$$u_{d0} = \frac{U_H}{2} M \sin(\varphi_c) = \frac{U_H}{2} M_d; \quad (1.20)$$

$$u_{q0} = \frac{U_H}{2} M \cos(\varphi_c) = \frac{U_H}{2} M_q;$$

$$\Delta u_d = \frac{U_H}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+k}}{p}; \quad (1.21)$$

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

$$\Delta u_q = \frac{U_H}{\pi} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{p+k}}{p}; \quad (1.22)$$

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

где u_{d0} , u_{q0} – ортогональные составляющие в d и q координатах основной гармоники напряжений активного выпрямителя; Δu_d ,

Δu_q – ортогональные составляющие в координатах d и q высокочастотных гармоник напряжений активного выпрямителя.

В установившемся режиме работы для конкретного значения частоты напряжения генератора ω с помощью соотношений (1.3) и (1.17)–(1.20) можно определить аналитическое выражение для ортогональных составляющих изображающего вектора токов генератора. Для этого в формулах (1.19) и (1.20) выделим синусные и косинусные составляющие ($U_{ds\,pk}$, $U_{dc\,pk}$, $U_{qs\,pk}$, $U_{qc\,pk}$) гармоник с частотами $\nu_{pk} = a_R p \omega + 3k \omega$:

$$\begin{aligned} U_{ds\,pk} &= -\frac{U_H}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} J_{3k+1}(p\pi M) \sin[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)]; \\ U_{dc\,pk} &= \frac{U_H}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} J_{3k+1}(p\pi M) \cos[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)]; \end{aligned} \quad (1.23)$$

$$\begin{aligned} U_{qs\,pk} &= \frac{U_H}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} J_{3k+1}(p\pi M) \cos[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)]; \\ U_{qc\,pk} &= \frac{U_H}{\pi} \frac{(-1)^{p+k}}{p} J_{3k+1}(p\pi M) \sin[(3k+1)(\pi/2 - \varphi_c)]. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Уравнение для тока генератора можно представить в виде суммы составляющих от основных (i_{do} , i_{qo}) и высокочастотных (Δi_d , Δi_q) гармоник:

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

Тогда с помощью уравнений (1.14) и (1.17) получим:

$$\begin{aligned} i_{qo} &\approx \frac{u_{d0}}{\omega L_q}, \\ i_{do} &\approx \frac{E_{xx} - u_{q0}}{\omega L_d}; \end{aligned} \quad (1.25)$$

$$\begin{aligned}\Delta i_d(\vartheta) &= \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[I_{ds\,pk} \sin(ap + 3k)\vartheta + I_{dc\,pk} \cos(ap + 3k)\vartheta \right]; \\ \Delta i_q(\vartheta) &= \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[I_{qs\,pk} \sin(ap + 3k)\vartheta + I_{qc\,pk} \cos(ap + 3k)\vartheta \right],\end{aligned}\tag{1.26}$$

где

$$\begin{aligned}I_{ds\,pk} &= \frac{1}{\left[(ap + 3k)^2 - 1\right] \omega L_d} \left[U_{qs\,pk} - U_{dc\,pk}(ap + 3k) \right]; \\ I_{dc\,pk} &= \frac{1}{\left[(ap + 3k)^2 - 1\right] \omega L_d} \left[U_{qc\,pk} - U_{ds\,pk}(ap + 3k) \right];\end{aligned}\tag{1.27}$$

$$\begin{aligned}I_{qs\,pk} &= \frac{-1}{\left[(ap + 3k)^2 - 1\right] \omega L_q} \left[U_{ds\,pk} + U_{qc\,pk}(ap + 3k) \right]; \\ I_{qc\,pk} &= \frac{-1}{\left[(ap + 3k)^2 - 1\right] \omega L_q} \left[U_{dc\,pk} + U_{qs\,pk}(ap + 3k) \right].\end{aligned}\tag{1.28}$$

Полученные соотношения позволяют определить мощности для основных гармоник на входных зажимах АВН (сечение S на рисунке 1.2) с помощью выражений вида

$$\begin{cases} P_o = E_{xx} i_{qo}, \\ Q_o = u_{do} i_{qo} - u_{qo} i_{do}, \\ S_o = \left[(P_o)^2 + (Q_o)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \end{cases}\tag{1.29}$$

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:

$$\begin{cases} P = P_0, \\ S = U_{\text{д}} I_{\text{д}}, \\ Q = \sqrt{(S^2) - (P^2)}, \end{cases} \quad (1.30)$$

где $U_{\text{д}}, I_{\text{д}}$ – действующие значения входного напряжения и тока АВН.

Коэффициент мощности в сечении S определим с помощью соотношений

$$\chi = \frac{P}{S} = v_i v_u \cos \varphi, \quad (1.31)$$

где $v_i = \frac{I_{0\text{д}}}{I_{\text{д}}}$, $v_u = \frac{U_{0\text{д}}}{U_{\text{д}}}$; v_i , v_u , φ – коэффициенты искажения тока и напряжения, а также угол сдвига между основными гармониками тока и напряжения; $I_{0\text{д}}, I_{\text{д}}, U_{0\text{д}}, U_{\text{д}}$ – действующие значения основных гармоник и полных значений тока и напряжений в сечении S .

На рисунке 1.6 представлена векторная диаграмма ортогональных составляющих изображающих векторов тока и напряжения по основной гармонике во входной цепи АВН.

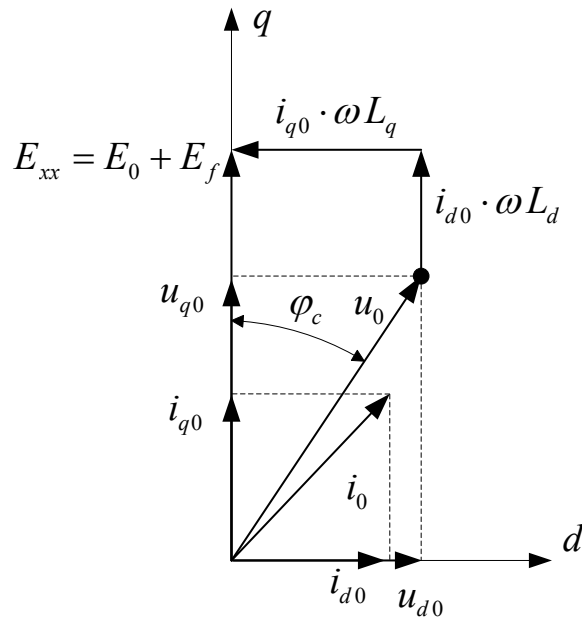


Рисунок 1.6 – Векторная диаграмма ортогональных составляющих изображающих векторов тока и напряжения по основной гармонике во входной цепи АВН

Данная диаграмма наглядно отражает фазовое соотношение между основными электрическими величинами.

1.2.2 Упрощенная математическая модель активного выпрямителя в осях *abc*

Как и упрощенная модель СГ, данная модель используется в системе для оценки алгоритмов управления и электромагнитных процессов 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 ω , действующее значение этого напряжения определяется следующим соотношением:

$$U_{AB} = k_u M U_H,$$

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

зависящий от типа ШИМ; U_H – напряжение на выходе АВН.

При использовании упрощенной модели СГ и АВН получим следующую модель входной цепи АВН (рисунок 1.7).

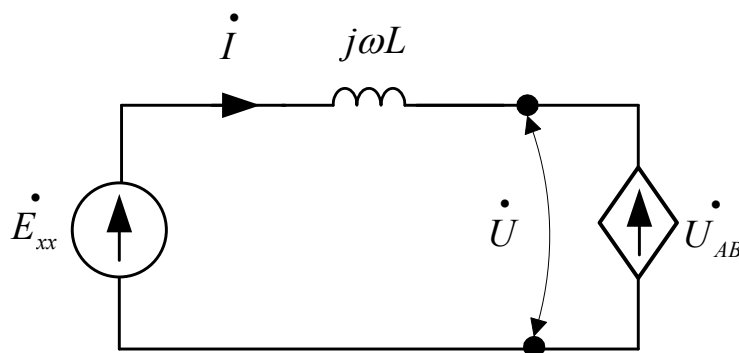


Рисунок 1.7 – Упрощённая модель входной цепи активного выпрямителя

1.3 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, используя рисунок 1.8. На рисунке обозначено: $u_{вх\ dc/dc}$ – входное напряжение dc/dc преобразователя, ω_k – циклическая частота ШИМ, $u_{оп}(\vartheta)$, $U_{оп}$ – мгновенное и амплитудное значения опорного пилообразного напряжения, $u_{y\ dc}$ – сигнал управления, M_{dc} – глубина модуляции импульсов управления ($-1 \leq M_{dc} \leq 1$), $u_f(\vartheta)$ – мгновенное значение выходного напряжения, $\tau_u = \omega_k t_u$ – длительность положительного импульса выходного напряжения.

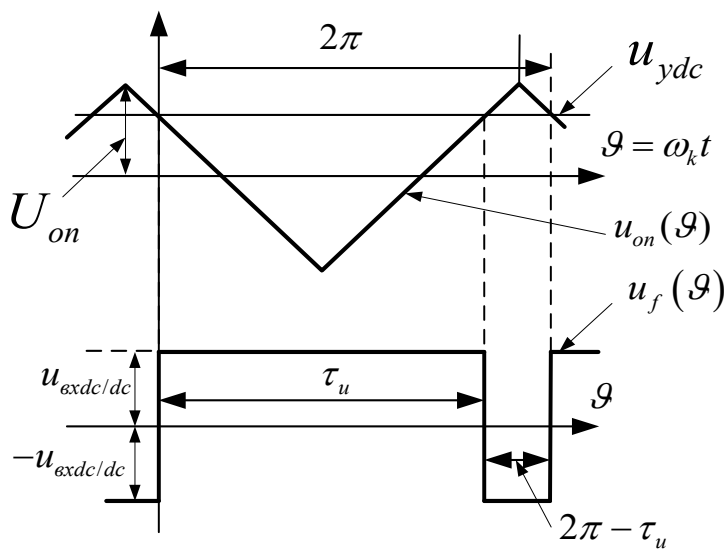


Рисунок 1.8 – Алгоритм формирования
выходного напряжения dc/dc преобразователя
с помощью ШИМ

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

$$\begin{aligned}
u_f(\vartheta) &= u_{\text{BX}dc/dc} M_{dc} + \\
&+ \frac{4u_{\text{BX}dc/dc}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sqrt{1 - (-1)^k \cos(k\pi M_{dc})} \cdot \sin(k\vartheta + \varphi_k), \\
\text{arctg}(\varphi_k) &= \frac{(-1)^k \sin(k\pi M_{dc})}{1 - (-1)^k \cos(k\pi M_{dc})},
\end{aligned} \tag{1.32}$$

$$u_f(\vartheta) = u_{\text{BX}dc/dc} M_{dc} + \Delta u_{dc}(M_{dc}),$$

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

$$\vartheta = \omega_k t,$$

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

$$\Delta u_{dc/dc}(M_{dc}) = \frac{4u_{\text{BX}dc/dc}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sqrt{1 - (-1)^k \cos(k\pi M_{dc})} \cdot \sin(k\vartheta + \varphi_k). \tag{1.33}$$

В соотношениях (1.32) и (1.33) величины U_f , $\Delta u_{dc/dc}(M_{dc})$ – среднее значение и переменная составляющая выходного напряжения dc/dc преобразователя. С учётом этих соотношений получим структурную схему dc/dc преобразователя (рисунок 1.9). На рисунке $\text{СУ}_{dc/dc}$ – система управления преобразователем, формирует сигнал управления u_{ydc} .

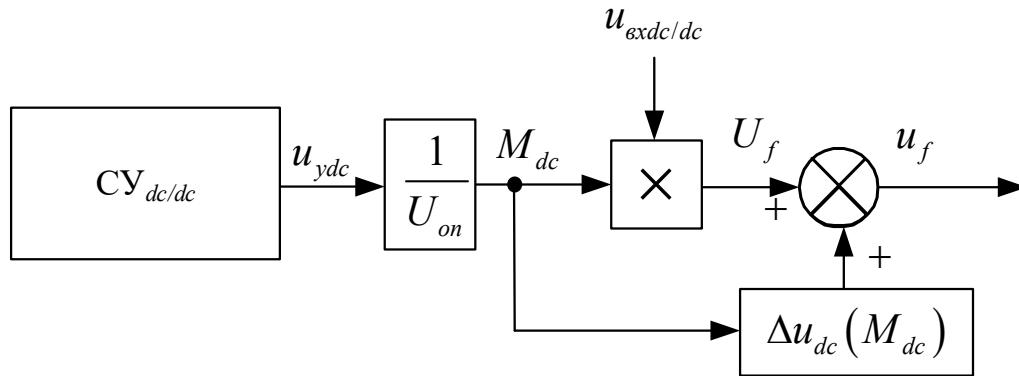


Рисунок 1.9 – Структурная схема dc/dc преобразователя

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.

1.4 Математические модели нагрузок

1.4.1 Математическая модель нагрузки переменного тока

Для общности рассмотрения системы представим математические модели нагрузки переменного тока.

В работе для проведения имитационного моделирования используется модель СГ с комбинированным возбуждением в относительных единицах с использованием осей dq . 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

$$\begin{cases} I_d = \frac{\cos \varphi}{|Z_H|} U_d + \frac{\sin \varphi}{|Z_H|} U_q; \\ I_q = -\frac{\sin \varphi}{|Z_H|} U_d + \frac{\cos \varphi}{|Z_H|} U_q, \end{cases} \quad (1.34)$$

где $Z_H = \sqrt{R_H^2 + X_H^2}$ – комплексное сопротивление нагрузки; φ – угол сдвига между основными гармониками фазного напряжения и тока СГ.

В относительных единицах уравнение (1.34) имеет вид

$$\begin{cases} i_d = \frac{\cos \varphi}{|z_H|} u_d + \frac{\sin \varphi}{|z_H|} u_q; \\ i_q = -\frac{\sin \varphi}{|z_H|} u_d + \frac{\cos \varphi}{|z_H|} u_q, \end{cases} \quad (1.35)$$

где $z_H = \frac{Z_H}{Z_0}$; Z_0 – базовое сопротивление нагрузки [52].

При экспериментальных исследованиях система СГЭ 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 1.10. Характер соединения элементов RL в модели нагрузки будет определяться областью применения систем. Нагрузки могут быть, как симметричными ($R_{н1} = R_{н2} = R_{н3}, L_{н1} = L_{н2} = L_{н3}$), так и несимметричными ($R_{н1} \neq R_{н2} \neq R_{н3}, L_{н1} \neq L_{н2} \neq L_{н3}$), кроме того, они могут иметь и не иметь вывод нулевого провода (N).

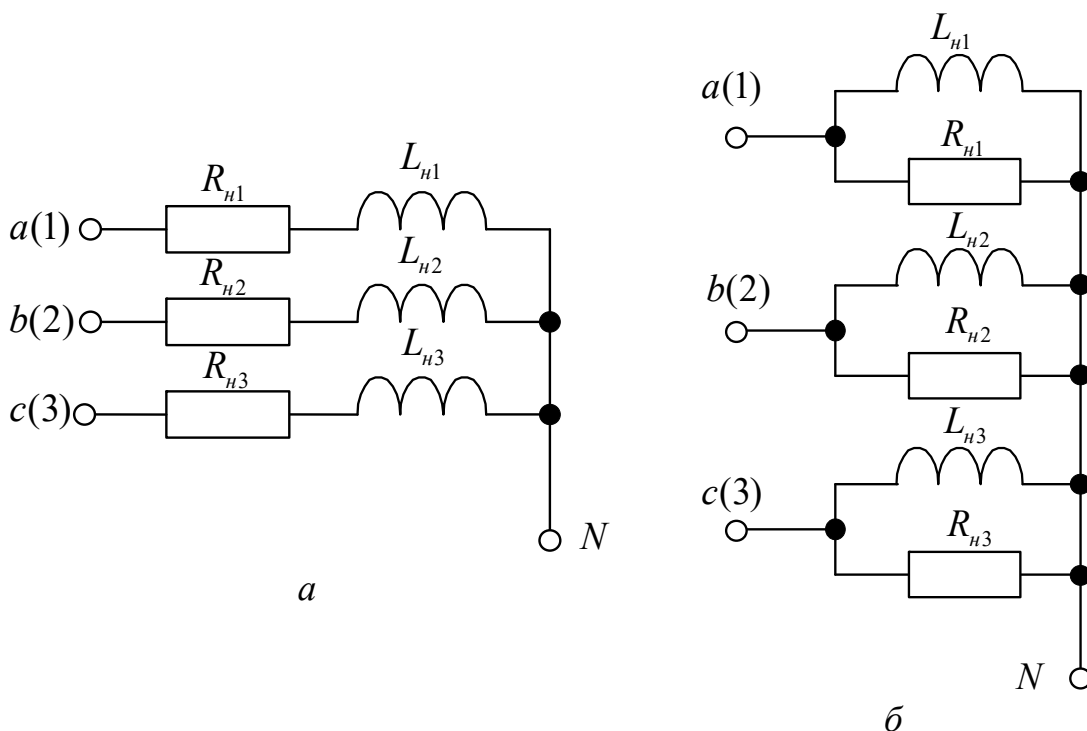


Рисунок 1.10 – Принципиальная схема моделей нагрузки переменного тока: a – с последовательным включением элементов RL ; $б$ – с параллельным включением RL

Для симметричных нагрузок при приложении к ним симметричного трехфазного синусоидального напряжения с действующим значением U и частотой ω приведем следующие векторные диаграммы и соотношения [53]. Для нагрузки, изображенной на

рисунке 1.10,а, будем иметь следующую векторную диаграмму для фазных токов и напряжений (рисунок 1.11).

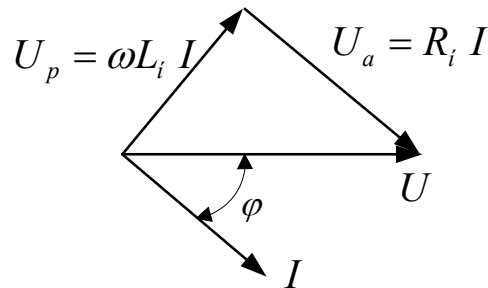


Рисунок 1.11 – Векторная диаграмма для нагрузки, изображенной на рисунке 1.10,а:
 U_a, U_p – активная и реактивная составляющие напряжений соответственно

Как следует из рисунка 1.11, действующее значение фазного тока и угол сдвига между напряжением и током определяются с помощью соотношений

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R_H)^2 + (\omega L_H)^2}}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}. \quad (1.36)$$

Составляющие мощности (активная – P_H , реактивная – Q_H и полная – S) на зажимах электрической цепи определяются следующим образом:

$$P_H = \frac{U^2 R_H}{\sqrt{(R_H)^2 + (\omega L_H)^2}}, \quad Q_H = \frac{U^2 \omega L_H}{\sqrt{(R_H)^2 + (\omega L_H)^2}}, \quad (1.37)$$

$$S_H = \frac{U^2}{\sqrt{(R_H)^2 + (\omega L_H)^2}}.$$

Соответственно для нагрузки, изображённой на рисунке 1.10,б, будем иметь следующую векторную диаграмму для фазных токов и напряжений (рисунок 1.12).

Как следует из рисунка 1.12, действующее значение фазного тока и угол сдвига между напряжением и током определяются с помощью соотношений

$$I = U \frac{\sqrt{(R_H)^2 + (\omega L_H)^2}}{R_H \omega L_H}, \quad \varphi = \arctg \frac{R_H}{\omega L_H}. \quad (1.38)$$

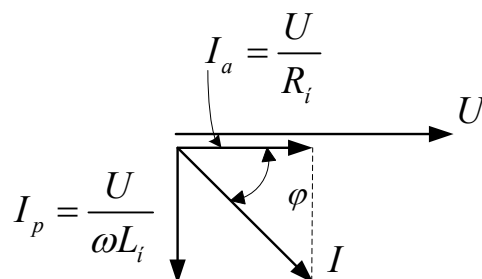


Рисунок 1.12 – Векторная диаграмма для нагрузки, изображенной на рисунке 1.10,б: I_a , I_p – активная и реактивная составляющие тока

Составляющие мощности (активная – P_H , реактивная – Q_H и полная – S) на зажимах электрической цепи определяются как

$$P_H = \frac{U^2}{R_H}, \quad Q_H = \frac{U^2}{\omega L_H}, \quad S_H = U^2 \frac{\sqrt{(R_H)^2 + (\omega L_H)^2}}{R_H \omega L_H}. \quad (1.39)$$

1.4.2 Математическая модель нагрузки постоянного тока

В системах постоянного тока весьма часто параллельно нагрузке в качестве резервного источника напряжения включается аккумуляторная батарея, поэтому в состав обобщенной модели нагрузки постоянного тока она также включена (рисунок 1.13).

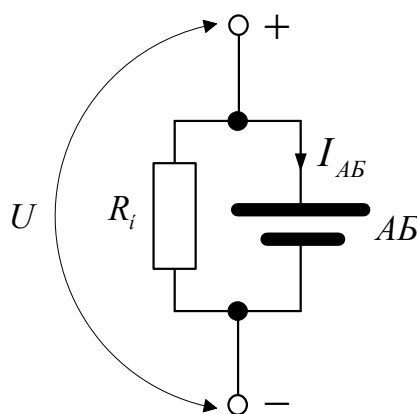


Рисунок 1.13 – Обобщенная модель нагрузки постоянного тока

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

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

$$U_{in} = U_{min} + (U_{max} - U_{min}) \frac{q}{q_{max}}; \quad (1.40)$$

$$U = U_{in} - (r_{AB} I_{AB}),$$

где q – текущая емкость АБ; $q(0)$ – начальная ёмкость 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 [54, 55].

1.5 Полная математическая модель системы

С учетом математических моделей элементов системы получим структурную схему полной математической модели СГЭ ПТ во вращающейся системе координат без учёта модели нагрузки (рисунок 1.14). На рисунке СУ_{АВН} – система управления АВН.

Если пренебречь пульсациями токов, порожденными импульсным характером работы преобразователей, получим упрощенную математическую модель СГЭ ПТ (рисунок 1.15).

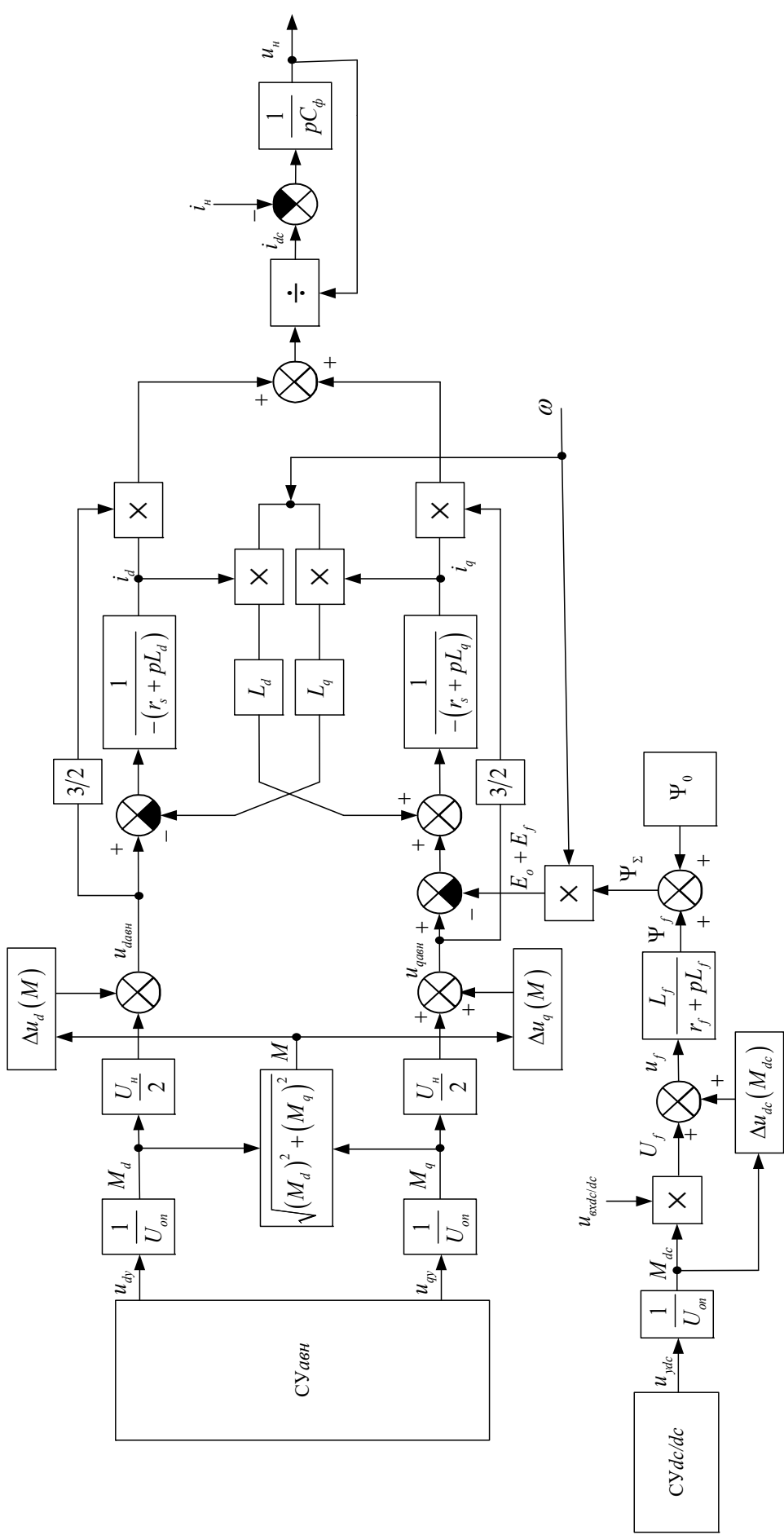


Рисунок 1.14 – Структурная схема полной модели СГЭ ПТ с учетом переменных составляющих в токах СГК



Рисунок 1.15 – Структурная схема упрощенной модели СГЭ ПТ по основным гармоникам токов СГК

Заключение по разделу 1

Таким образом, в данном разделе 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 СГЭ ПТ в установившемся режиме предложены упрощенные математические модели СГК и активного выпрямителя напряжения. С целью проведения имитационного моделирования работы СГЭ ПТ представлены основные типы нагрузок, возможные в системе.

2 АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Основные положения данного раздела заключаются в следующем.

1. Предлагаются три варианта выбора параметров системы при ее 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 по трем вариантам выбора параметров проводится анализ электромагнитных процессов в системе СГЭ ПТ.
4. Определяется оптимальный вариант выбора параметров системы с целью обеспечения минимального перетока реактивной мощности и относительного минимума массы системы. Кроме того, рассмотрено параметрическое управление током возбуждения СГК в функции стабилизации напряжения генератора при изменяющейся частоте вращения его вала. Предложены способы выбора параметров электромагнитной системы СГК. Проанализировано управление АВН в функции стабилизации выходного напряжения постоянного тока.

2.1 Принцип действия системы постоянного тока, режимы ее работы

Как отмечалось, важнейшими требованиями, предъявляемыми к авиационным генераторам, являются высокая надёжность и регулируемость [34]. Чтобы обеспечить эти требования в системе электропитания постоянного тока летательного аппарата,

можно использовать для электромеханического преобразования бесконтактный синхронный генератор с комбинированным возбуждением и активный выпрямитель напряжения. Таким образом обеспечивается 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 с помощью управления 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 2.1, где СГК – синхронный генератор с комбинированным возбуждением, ОВ – обмотка возбуждения СГК; ток возбуждения i_f СГК формируется с помощью dc/dc преобразователя, состоящего из силовой схемы ($CC_{dc/dc}$) и системы управления ($СУ_{dc/dc}$); АВН – активный выпрямитель напряжения на базе инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией, состоящий из силовой схемы ($CC_{авн}$) и системы управления ($СУ_{авн}$); C_ϕ – конденсатор выходного фильтра и нагрузка; $u_1, u_2, u_3, i_1, i_2, i_3$ – фазные напряжения и токи СГК; ω – 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_ϕ ;

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

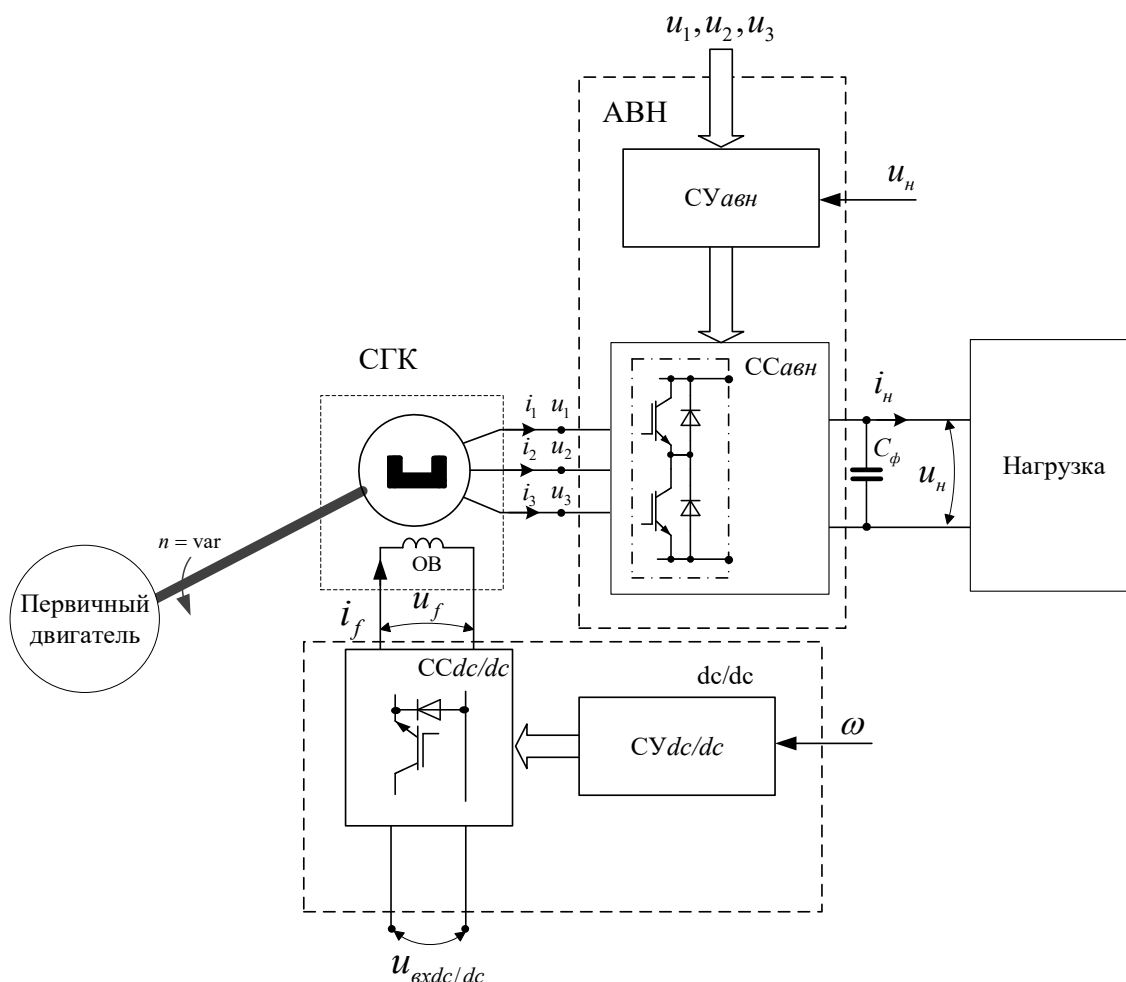


Рисунок 2.1 – Функциональная схема СГЭ ПТ

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

В рассматриваемой системе можно 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 пособии приводятся результаты оценки при 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 ω и величина нагрузки СГЭ 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 [44, 56]. В этой связи предпочтительным является возложить парирование относительно медленных возмущений по скорости вращения вала и значительных изменений тока нагрузки в установившихся режимах 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 выбора параметров и способов управления СГЭ ПТ, их удобно идентифицировать с помощью рисунка 2.2, где качественно показан характер изменения основных регулируемых параметров генератора [57]. На рисунке обозначено: E_{xx}, ω – действующее значение ЭДС холостого хода генератора и её циклическая частота; $E_{0ном}$ – ЭДС холостого хода генератора, выбранная из условия обеспечения номинального режима работы нагрузки; E_{0min}, E_{0max} – минимальное и максимальное значения ЭДС, создаваемые потокоцеплением от постоянных магнитов; ω_{min} и ω_{max} – минимальное и максимальное значения частоты ЭДС генератора; Φ_0, Φ_f – магнитные потоки, создаваемые постоянными магнитами и обмоткой возбуждения соответственно; Ψ_0, Ψ_f – потокоцепления,

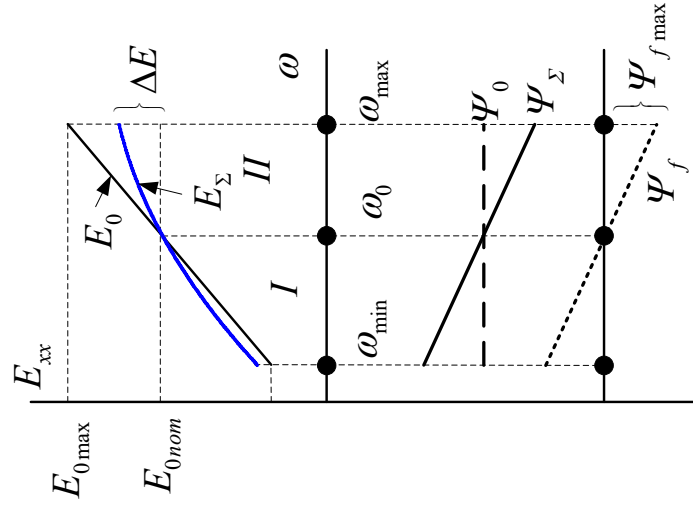
создаваемые постоянными магнитами и обмоткой возбуждения, приведенные к числу витков обмотки фазы (w); $\Psi_{\Sigma} = w\Phi_{\Sigma} = w(\Phi_0 + \Phi_f) = \Psi_0 + \Psi_f$ – суммарное потоко-сцепление фазы; E_{Σ} – ЭДС холостого хода генератора, создаваемая потоко-сцеплением Ψ_{Σ} ; ΔE – разность между ЭДС $E_{0\text{ном}}$ и E_{Σ} .

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

В первом варианте (рисунок 2.2,а) выбирается некоторое среднее значение частоты ω_0 , на которой определяются потоко-сцепление Ψ_0 и ЭДС $E_{0\text{ном}}$ исходя из обеспечения генератором номинальной нагрузки при нулевом потоко-сцеплении Ψ_f . В этом случае потоко-сцепление Ψ_f для обеспечения стабильности напряжения на нагрузке при $\omega = \text{var}$ должно быть знакопеременным: так, в режиме I потоко-сцепления Ψ_0 и Ψ_f должны совпадать по знаку, а в режиме II их знаки должны быть противоположными.

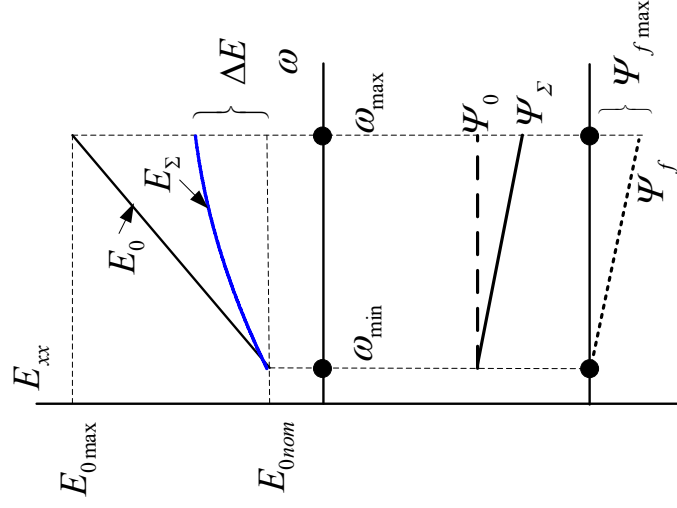
Во втором варианте (рисунок 2.2,б) потоко-сцепление Ψ_0 и ЭДС $E_{0\text{ном}}$ для номинального режима нагрузки выбираются при $\omega = \omega_{\min}$. В этом случае потоко-сцепление Ψ_f с целью стабилизации U_H при изменении частоты ω должно быть всегда противоположного знака по отношению к потоко-сцеплению Ψ_0 и увеличиваться по величине с ростом частоты ω .

В третьем варианте (рисунок 2.2,в) потоко-сцепление Ψ_0 и ЭДС $E_{0\text{ном}}$ для номинального режима нагрузки выбираются при $\omega = \omega_{\max}$. Очевидно, что в этом случае для достижения цели стабилизации U_H при изменении частоты ω потоко-сцепление Ψ_f должно быть одного знака с потоко-сцеплением Ψ_0 и уменьшаться с понижением частоты ω .



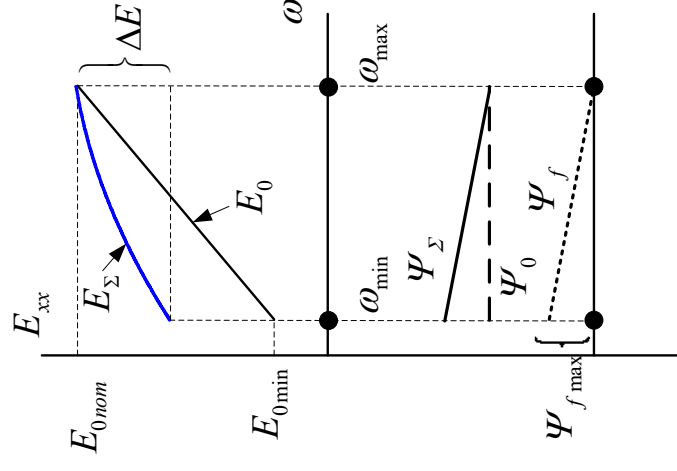
a

Вариант № 1



б

Вариант № 2



в

Вариант № 3

Рисунок 2.2 – Три варианта проектирования параметров и способов управления СГЭ ПТ

2.2 Основные допущения, математическое описание системы

Анализ электромагнитных процессов в системе проводился при следующих допущениях:

- рассматривается статический режим работы СГЭ 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 значение 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 и принимая во внимание, что активный выпрямитель напряжения является симметричной нагрузкой, а также используя символический метод расчета электрических цепей переменного тока, выходную цепь генератора можно представить в виде схемы замещения (рисунок 2.3). На

рисунке $\dot{X}$ – комплексные величины, при этом X – ее действующее значение; $j = \sqrt{-1}$, $\left\| \dot{E}_{xx} \right\| = E_{\Sigma} = \omega \Psi_{\Sigma} = \omega (\Psi_0 + \Psi_f)$ – ЭДС холостого хода генератора; $\Psi_0 = \text{const}$ – потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами; $\left\| \dot{I}_G \right\| = I$, $L \approx \frac{L_d + L_q}{2}$ – ток и эквивалентная полная индуктивность генератора. Активный выпрямитель представим в виде зависимого источника напряжения

величиной $\left\| \dot{U}_{AB} \right\| = U_{AB} = k_u M U_H$, в данном случае оно равно напряжению синхронного генератора U ; M – глубина модуляции

$$ABH; \quad u = \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{2}} & \text{SPWM;} \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & \text{SVPWM} \end{cases} \quad - \text{коэффициент, зависящий от типа}$$

ШИМ.

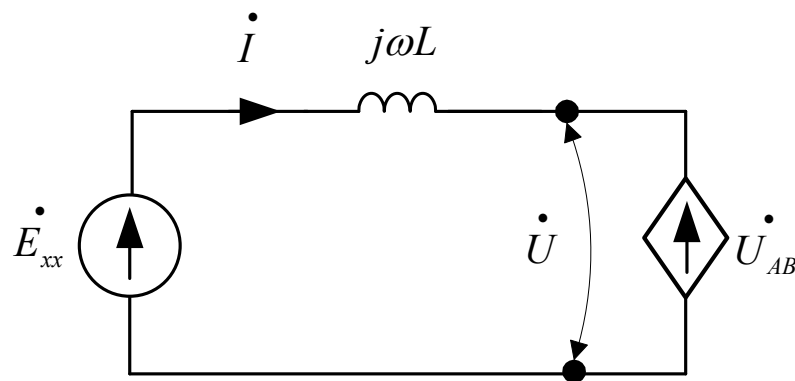


Рисунок 2.3 – Эквивалентная схема выходной цепи синхронного генератора

Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора для первой гармоники токов и напряжений приведена на рисунке 2.4, где I_a, I_p – активная и реактивная составляющие тока генератора.

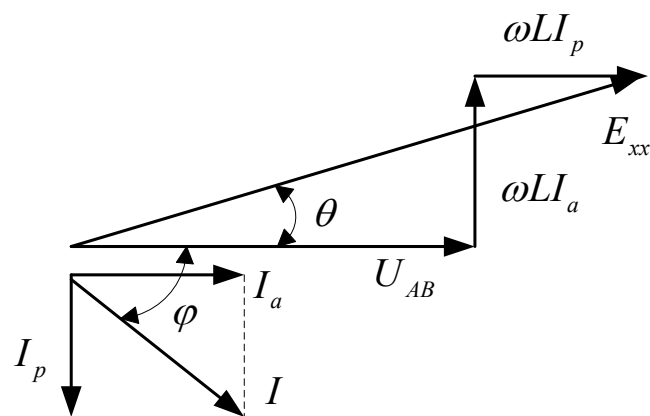


Рисунок 2.4 – Векторная диаграмма выходной цепи синхронного генератора

Из векторной диаграммы следует:

$$\begin{aligned} (E_{xx})^2 &= (U_{AB} + \omega L I_p)^2 + (\omega L I_a)^2; \\ \operatorname{tg} \theta &= \frac{\omega L I_a}{E_{xx}}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

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

$$P_H = P; \quad P_H = U_H I_H; \quad P = 3U_{AB} I_a = 3k_u M U_H I_a. \quad (2.2)$$

Из соотношения (2.2) получим:

$$I_a = \frac{1}{3k_u M} I_H. \quad (2.3)$$

Учитывая равенство (2.3), а также соотношение для входного напряжения АВН (U_{AB}), выражение (2.1) запишем следующим образом:

$$\omega^2 (\Psi_0 + \Psi_f)^2 = \left(k_u M U_H + \omega L \frac{I_H}{3k_u M} \right)^2 + \left(\omega L \frac{I_H}{3k_u M} \right)^2. \quad (2.4)$$

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 номинальные значения напряжения и тока нагрузки: $U_6 = U_{\text{нном}}, I_6 = I_{\text{нном}}$, а также номинальное сопротивление нагрузки $Z_6 = R_{\text{нном}}$ и номинальную мощность нагрузки $S_6 = P_{\text{нном}} = U_{\text{нном}} I_{\text{нном}}$, в качестве базового значения частоты – циклическую частоту напряжения СГ, на которой определяется потокоцепление Ψ_0 исходя из номинального режима работы нагрузки при отсутствии потокоцепления 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 (2.4) можно переписать в виде

$$\left(I_{\text{кз}}^*\right)^2 \left(1 + \frac{\Psi_f}{\Psi_0}\right)^2 = \left(\frac{k_u M}{\omega^* X^*} + I_p^*\right)^2 + \left(\frac{I_n^*}{3k_u M}\right)^2, \quad (2.5)$$

где $I_{\text{кз}}^* = \frac{1}{I_{\text{нном}}} \frac{\Psi_0}{L}$, $X^* = \frac{\omega_0 L}{R_{\text{нном}}}$.

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

$$I^* = \sqrt{\left(I_p^*\right)^2 + \left(I_a^*\right)^2}, \quad \cos \varphi = \frac{I_a^*}{I^*}, \quad S^* = 3I^* U_{\text{AB}}^* = 3k_u M I^*. \quad (2.6)$$

2.3 Количественная оценка электрических параметров системы генерирования электроэнергии 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 с помощью рисунка 2.2.

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 ($I_{\text{кз}}$), максимальный ток нагрузки ($I_{\text{нmax}} = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}$) в режиме перегрузки СГЭ ПТ ($k_{\text{пер}}$ – коэффициент перегрузки), когда к качеству генерируемого напряжения предъявляются требования согласно ГОСТ Р 54073-2010. В результате исследования для трех вариантов проектирования будут получены оценки следующих величин:

- величины ЭДС холостого хода генератора в различных режимах работы;
- потокосцеплений, создаваемых постоянными магнитами и обмоткой возбуждения;
- величины эквивалентной индуктивности генератора;
- полной мощности и коэффициента мощности генератора;
- токов и напряжений активного выпрямителя.

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

2.4 Параметрические законы управления системой синхронным генератором с комбинированным возбуждением

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

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

2.4.1 Управление потокосцеплением СГК в функции изменения частоты напряжения синхронного генератора

Рассматривается система, в которой ток возбуждения формируется по определенному закону в функции частоты (ω) напряжения генератора. Стабилизация напряжения на нагрузке обеспечивается с помощью активного выпрямителя. Соответствующие алгоритмы могут быть реализованы, например, с помощью структур, представленных на рисунке 2.5.

На рисунке 2.5,а управление стойками инвертора производится с помощью синусоидальных сигналов, совпадающих по фазе с соответствующими напряжениями фаз СГК. Предварительно

данные напряжения фильтруются с помощью фильтра низкой частоты (ФНЧ) с переходной характеристикой $H(\tau)$, частота среза (ω_c) которого удовлетворяет следующему неравенству: $\omega_k \neq \omega_c \neq \omega_{\max}$. Такой фильтр необходим для подавления высокочастотных составляющих, вызванных ШИМ, при этом данный фильтр практически не вносит фазовых искажений на частоте ω .

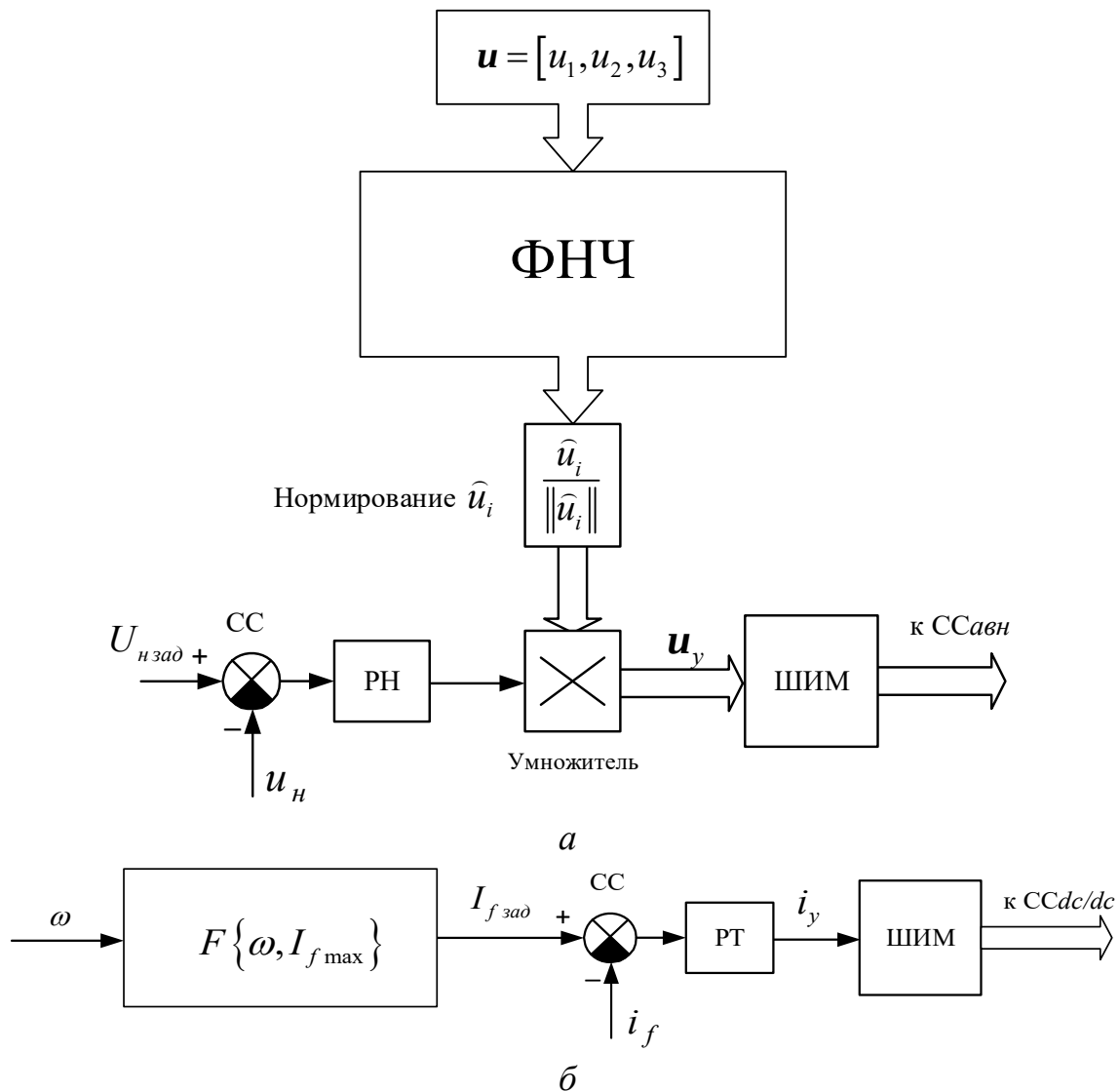


Рисунок 2.5 – Структурные схемы алгоритма регулирования:
а – выходного напряжения АВН; б – тока возбуждения СГК

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 СГЭ 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 $U_{\text{нзад}}$.

Управление dc/dc преобразователем производится так же, 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 $u_y = F\{\omega, I_{f\text{max}}\} r_f$, где вид функционала $F\{\omega, I_{f\text{max}}\}$ будет определен далее. Однако при таком способе управления будет иметь место существенная зависимость тока возбуждения от температуры СГК ($T_{\text{СГК}}$), так как $r_f \equiv T_{\text{СГК}}$, и величины входного напряжения, потому что $i_f \equiv u_{\text{вхdc/dc}}$. Для исключения вышеуказанных факторов сигнал управления на ШИМ i_y формируется с помощью отрицательной обратной связи по отклонению тока возбуждения i_f (рисунок 2.5,б). Данная обратная связь образована с помощью схемы сравнения СС и регулятора тока (РТ). Структура РТ может быть различной, например, это может быть пропорционально интегральный регулятор. 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 $\left(F\{\omega, I_{f\text{max}}\}\right)$ сигнала ω .

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

Вариант № 1

Данный вариант может быть реализован с помощью различных законов изменения потокосцепления Ψ_f от частоты ω в диапазонах частот $(\omega_{\min} - \omega_0)$ и $(\omega_0 - \omega_{\max})$. В первом случае примем, что потокосцепление обмотки возбуждения изменяется по линейному закону (что соответствует рисунку 2.2,а):

$$\Psi_f = \frac{-\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_0}(\omega - \omega_0). \quad (2.7)$$

При этом ток возбуждения должен изменяться по следующему закону:

$$I_f = \frac{-I_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_0}(\omega - \omega_0) = F\{\omega, I_{f \max}\}, \quad (2.7a)$$
$$F\{\omega, I_{f \max}\} = \frac{-I_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_0}(\omega - \omega_0),$$

где I_f , $I_{f \max}$ – среднее и максимальные значения тока возбуждения соответственно.

С учетом выражения (2.7) получим:

$$\omega_0 \Psi_0 = E_{0 \text{ ном}} = \sqrt{(k_u M U_{\text{н}})^2 + \left(X_0 \frac{k_{\text{пер}} I_{\text{н ном}}}{3 k_u M} \right)^2}. \quad (2.8)$$

Исходя из определения данного варианта, величина потокосцепления Ψ_0 выбирается при $\omega = \omega_0$, $\cos \varphi = 1$ (что соответствует $I_p = 0$), а также из условия тока перегрузки $I_{\text{н}} = I_{\text{н пер}} = k_{\text{пер}} I_{\text{н ном}}$, где $k_{\text{пер}}$ – коэффициент перегрузки, обычно $k_{\text{пер}} = 1,5-2$. Учитывая данные соображения и соотношение (2.4), получим:

$$\omega_0 \Psi_0 = E_{0 \text{ ном}} = \sqrt{(k_u M U_{\text{н}})^2 + \left(X_0 \frac{k_{\text{пер}} I_{\text{н ном}}}{3 k_u M} \right)^2}. \quad (2.9)$$

Как правило, в авиационных системах электроснабжения задаётся 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 [43]

$$I_{\text{нкз}} = 3 \frac{\sqrt{2} E_{\text{xx}}(\omega)}{\pi \omega L} = 1,35 \frac{E_{\text{xx}}(\omega)}{\omega L} = 1,35 I_{\text{кз}},$$

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

Примем, что в режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величина тока короткого замыкания на выходе СГЭ ПТ должна обеспечиваться только потокосцеплением Ψ_0 . В этом случае будем иметь:

$$I_{\text{кз0}} = \frac{E_{0\text{ном}}}{X_0} = \frac{\Psi_0}{L}. \quad (2.10)$$

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

$$I_{\text{кз}}(\omega) = \frac{E_{\text{xx}}(\omega)}{\omega L}. \quad (2.11)$$

Подставляя равенство (2.10) в соотношение (2.9) и разрешая его относительно $E_{0\text{ном}}$, получим:

$$E_{0\text{ном}} = \omega_0 \Psi_0 = \frac{k_u M U_{\text{н}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3 k_u M I_{\text{кз0}}} \right)^2}}. \quad (2.12)$$

Таким образом, соотношения (2.10) и (2.12) позволяют однозначно определить Ψ_0 и L генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания $I_{\text{кз}}$.

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

$$E_{\text{xx}}(\omega_{\text{max}}) = E_{0\text{ном}} + \Delta E, \quad (2.13)$$

здесь величиной ΔE следует задаваться на стадии проектирования.

Тогда

$$\Psi_{f \max} = \frac{1}{\omega_{\max}} \left[\left(\frac{\omega_{\max}}{\omega_0} - 1 \right) E_{0\text{ном}} - \Delta E \right]. \quad (2.14)$$

Если принять $\Delta E = 0$, то есть $E_{xx}(\omega_{\max}) = E_{0\text{ном}}$, тогда необходимая величина $\Psi_{f \max}$ определится как

$$\Psi_{f \max} = \frac{\omega_{\max} - \omega_0}{\omega_{\max}} \Psi_0.$$

Учитывая выражения (2.8)–(2.14), полагая $\omega_6 = \omega_0$ и переходя к относительным единицам, получим:

$$\begin{aligned} E_{xx}^*(\omega^*) &= \omega^* \left[\left(1 - \frac{\omega^* - 1}{\omega_{\max}^*} \right) E_{0\text{ном}}^* + \frac{1}{\omega_{\max}^*} \frac{\omega^* - 1}{\omega_{\max}^* - 1} \Delta E^* \right]; \\ \text{tg } \theta &= \frac{\omega^* X_0^* I_{\text{ном}}^* / 3k_u M}{E_{xx}^*(\omega^*)}; \\ E_{0\text{ном}}^* &= \frac{k_u M}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}}}{3k_u M I_{\text{кз0}}^*} \right)^2}}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

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

$$\Delta E_{\max}^* = E_{0\text{ном}}^* (\omega_{\max}^* - 1). \quad (2.15a)$$

Зависимость величины $\Delta E_{\max}^*$ от $\omega_{\max}^*$ для различных значений $I_{\text{кз0}}^*$ представлена на рисунке 2.5. Вид этих графиков достаточно очевиден, следует только отметить, что с увеличением значения тока короткого замыкания $I_{\text{кз0}}^*$ величина $\Delta E_{\max}^*$ уменьшается: это объясняется снижением относительного значения величины $E_{0\text{ном}}^*$.

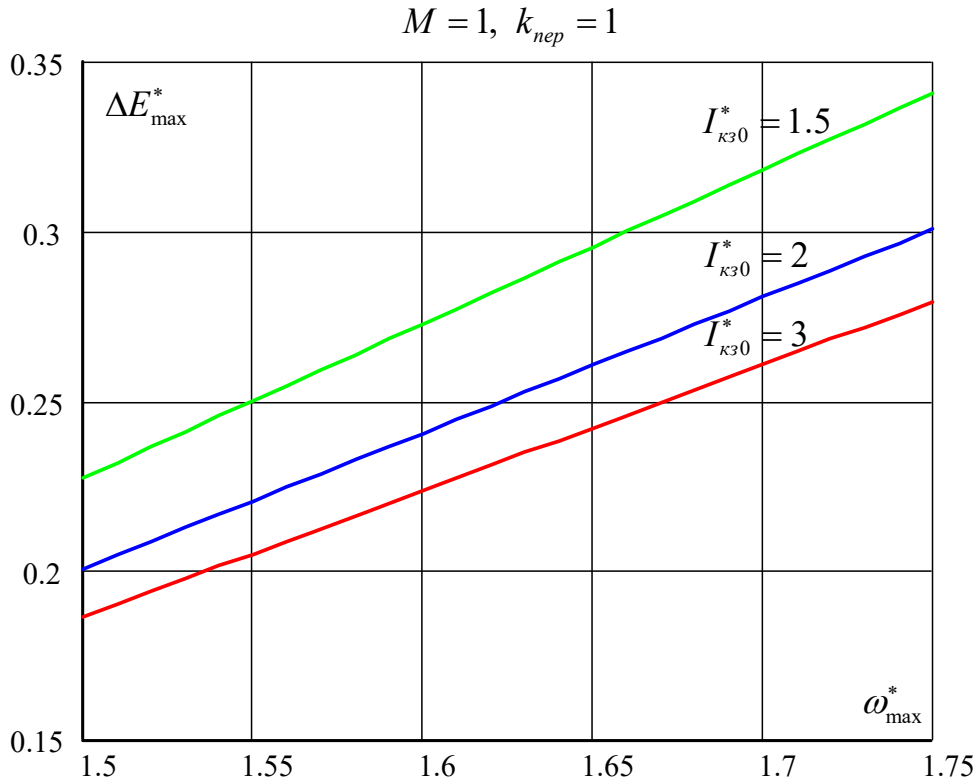


Рисунок 2.5 – Зависимости величины ΔE_{max}^* от ω_{max}^*
для различных значений $I_{кз0}^*$

На рисунке 2.6 показаны зависимости $I_{кз}^*(\omega^*)$ (а) и $E_{хх}^*(\omega^*)$ (б) для нескольких значений ΔE^* при $X_0^* = 0,152, I_{кз0}^* = 3$ и $k_{пер} = 2$.

Ток короткого замыкания генератора $I_{кз}^*(\omega^*)$ (рисунок 2.5,а) практически линейно зависит от частоты ω^* , 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 2.5,б, при заданном законе изменения потокосцепления обмотки возбуждения (2.7) невозможно поддерживать величину $E_{хх}^*(\omega^*)$ на уровне, необходимом для компенсации падения напряжения $\omega L I_a$ при $I_p \approx 0$, что, вероятно, приведет

к снижению коэффициента мощности СГ внутри интервалов частот $(\omega_0 \div \omega_{\max})$ и $(\omega_{\min} \div \omega_0)$.

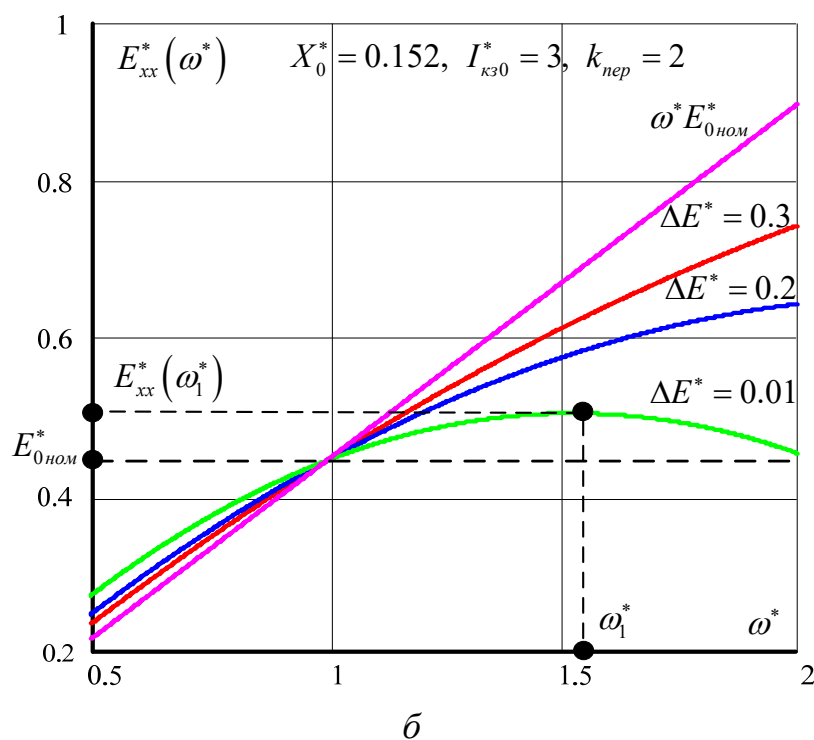
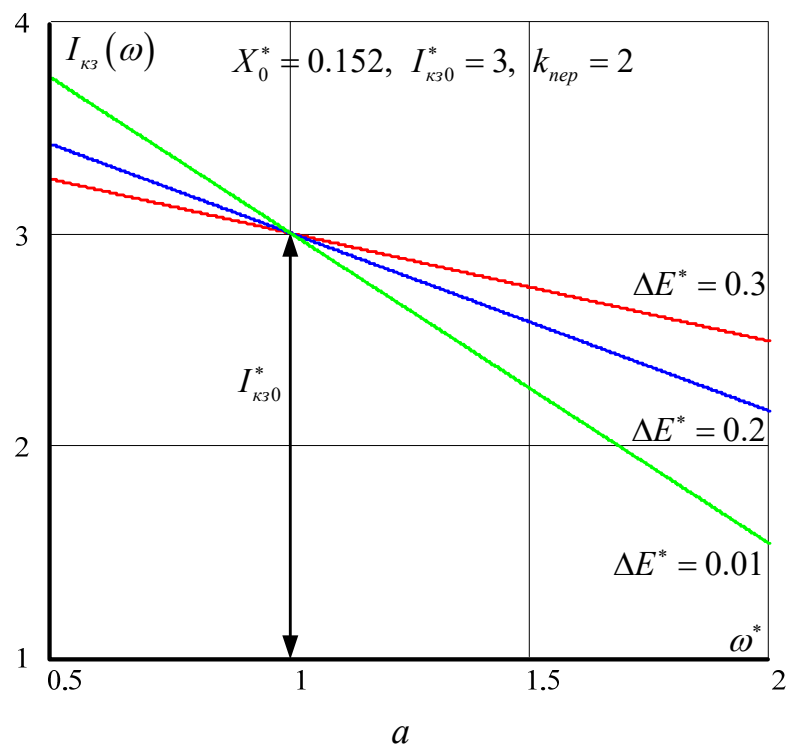


Рисунок 2.6 – Зависимости относительных значений тока короткого замыкания $I_{\kappa\text{З}}^*(\omega^*)$ (а) и ЭДС холостого хода генератора $E_{xx}^*(\omega^*)$ (б) от частоты ω^*

Из рисунка 2.5,б также следует, что при определенных значениях ΔE^* в графиках зависимости $E_{xx}^*(\omega^*)$ возникает точка перегиба, соответствующая частоте ω_1^* , далее с ростом частоты E_{xx}^* начинает уменьшаться. Значение данной частоты определяется с помощью следующего соотношения:

$$\omega_1^* = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{\omega_{\max}^* E_{0\text{ном}}^*}{E_{0\text{ном}}^* - \frac{\Delta E^*}{\omega_{\max}^* - 1}} \right) \right]. \quad (2.16)$$

При заданных значениях $\omega_{\max}^*$ и ΔE^* величина ω_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 2.7 приведены зависимости ω_1^* и $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ от величины ΔE^* при $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$ и $k_{\text{пер}} = 2$.

Зависимости на рисунке 2.7 наглядно иллюстрируют ограничение на возможность существования в рабочем диапазоне частот точки перегиба в графике $E_{xx}^*(\omega^*)$. Кроме этого, из рисунка 2.7,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 будет потреблять от генератора повышенное значение реактивного тока.

Рассмотрим характер изменения токов генератора в зависимости от режимов работы.

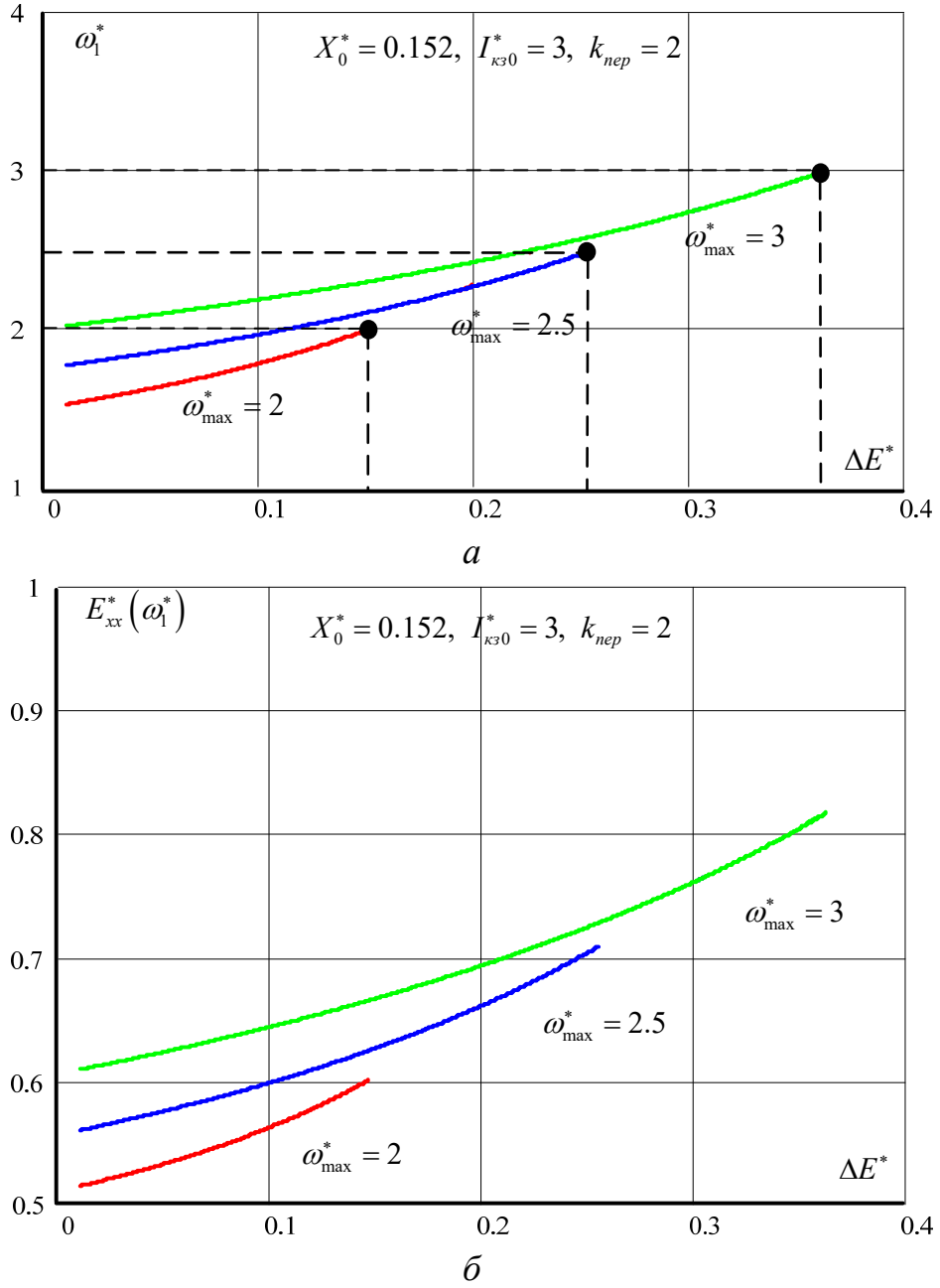


Рисунок 2.7 – Зависимости относительного значения частоты ω_1^* (a) и значения $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ (b) от величины ΔE^*

Из формул (2.1) и (2.11) получим в относительных единицах следующее выражение:

$$\left[I_{\kappa 3}^*(\omega^*) \right]^2 = \left(\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} + I_p^* \right)^2 + (I_a^*)^2, \quad (2.17)$$

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

Соотношение (2.17) представляет собой уравнение окружности в координатах (I_a^*, I_p^*) с радиусом $R = I_{кз}^*(\omega^*)$ и центром в точке O' 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 φ между напряжением и током СГ. Соотношение, представляющее эту зависимость, имеет вид:

$$\begin{aligned} I^*(\varphi) &= -\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \sin \varphi \pm \sqrt{\left(I_{кз}^*\right)^2 - \left(\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \cos \varphi\right)^2} = \\ &= -\frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*} \sin \varphi \pm \sqrt{\left[\frac{E_{xx}^*(\omega^*)}{\omega^* X_0^*}\right]^2 - \left(\frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*} \cos \varphi\right)^2}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

На рисунке. 2.8 представлен в полярных координатах график зависимости $I^*(\varphi)$, где длина вектора, соединяющего точку «0» с каждой точкой годографа (2.18), равна величине тока генератора I^* . Проекция вектора тока на направление, 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 (2.18) и рисунка 2.8, каждому значению тока I_a^* , а значит и I_p^* , могут соответствовать два значения тока I_p^* . Как показано в [58], данное значение активного тока и мощности в нагрузке может быть реализовано при большом напряжении генератора и относительно небольшом токе, а также при большом токе и небольшом напряжении генератора. Существование того или иного режима определяется соотношением напряжений E_{xx}^* и U_{AB}^* .

Попутно отметим, что соотношение (2.18) в определенном масштабе отражает зависимость относительного значения пол-

ной мощности генератора от угла φ , так как $S^*(\varphi) = 3I^*(\varphi)U_{AB}^*$,
 $U_{AB}^* = \text{const.}$

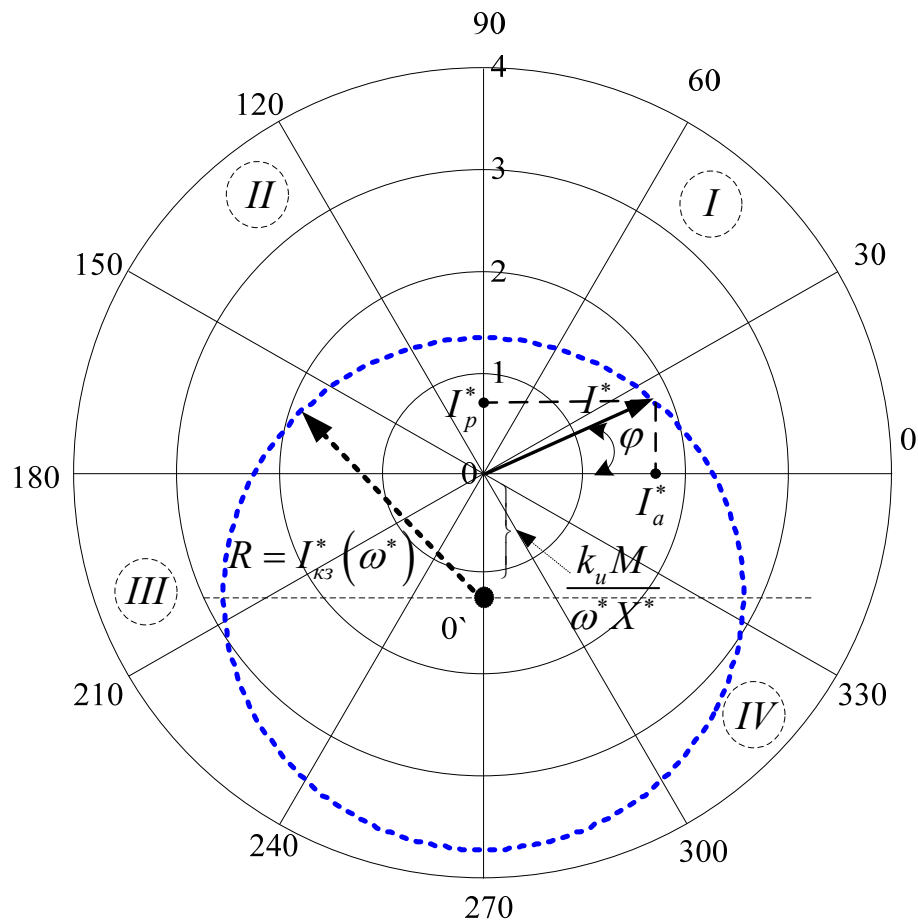


Рисунок 2.8 – Годограф тока генератора
и его ортогональные составляющие

Необходимо отметить, что данный график справедлив для всех режимов работы системы, а именно для режима генерирования (квадранты I и IV) и двигательного режима электростартерного запуска (квадранты II и III).

Рассмотрим детально возможные состояния системы в этих режимах. Для этого выделим на годографе (2.17) характерные точки и для изучения данных состояний воспользуемся векторными диаграммами.

На рисунке 2.9 представлен годограф, построенный в соответствии с соотношением (2.17), 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 2.10 приведены векторные диаграммы для состояния системы в характерных точках и между ними для режима генерирования, а на рисунке 2.11 – аналогичные векторные диаграммы для двигательного режима электро-стартерного запуска.

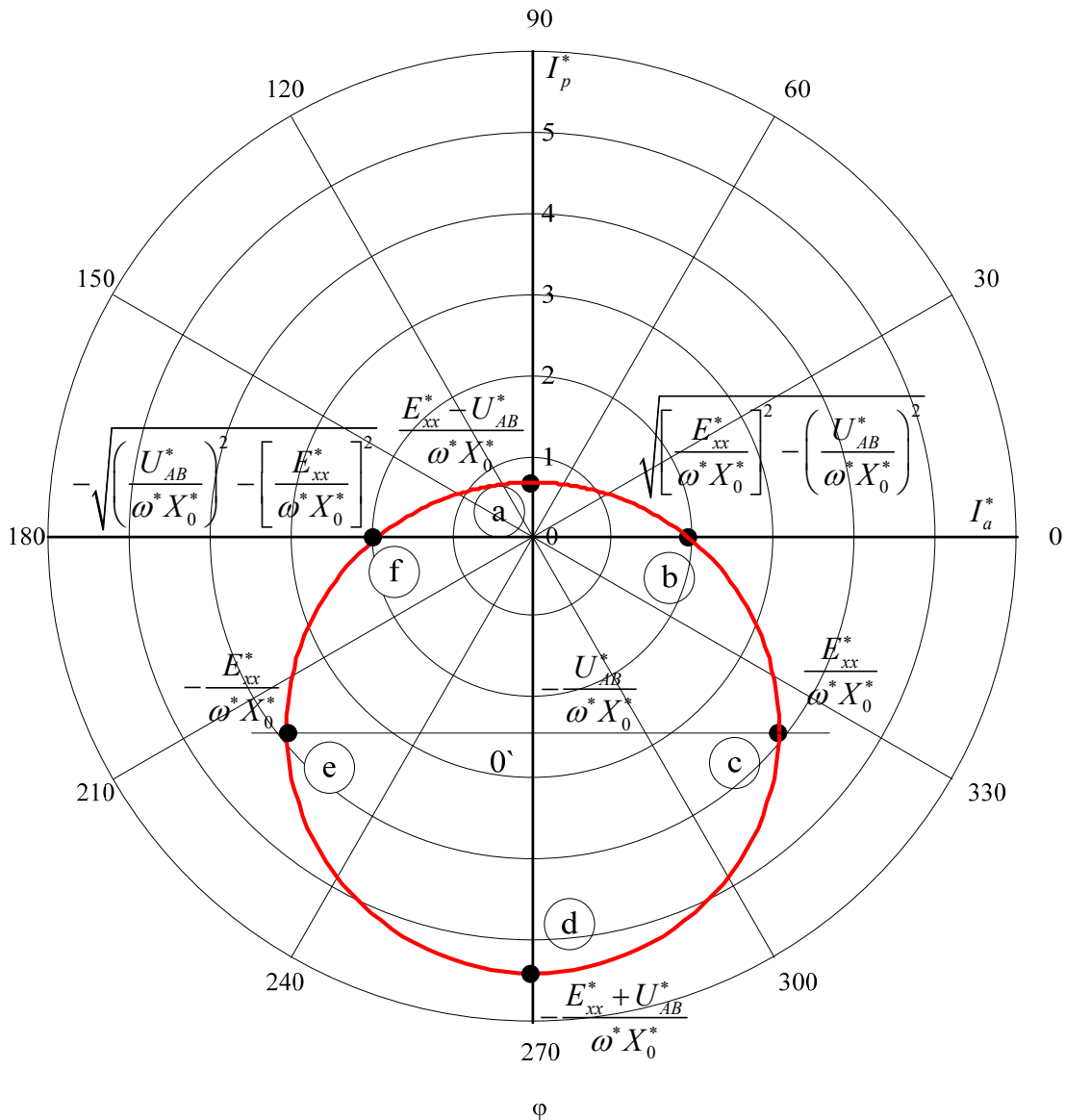


Рисунок 2.9 – Годограф тока генератора с характерными точками

Две характерные точки «а» и «d» соответствуют переходу от режима генерирования к двигательному режиму и обратно. В этих точках активная составляющая тока равна нулю ($I_a^* = 0$).

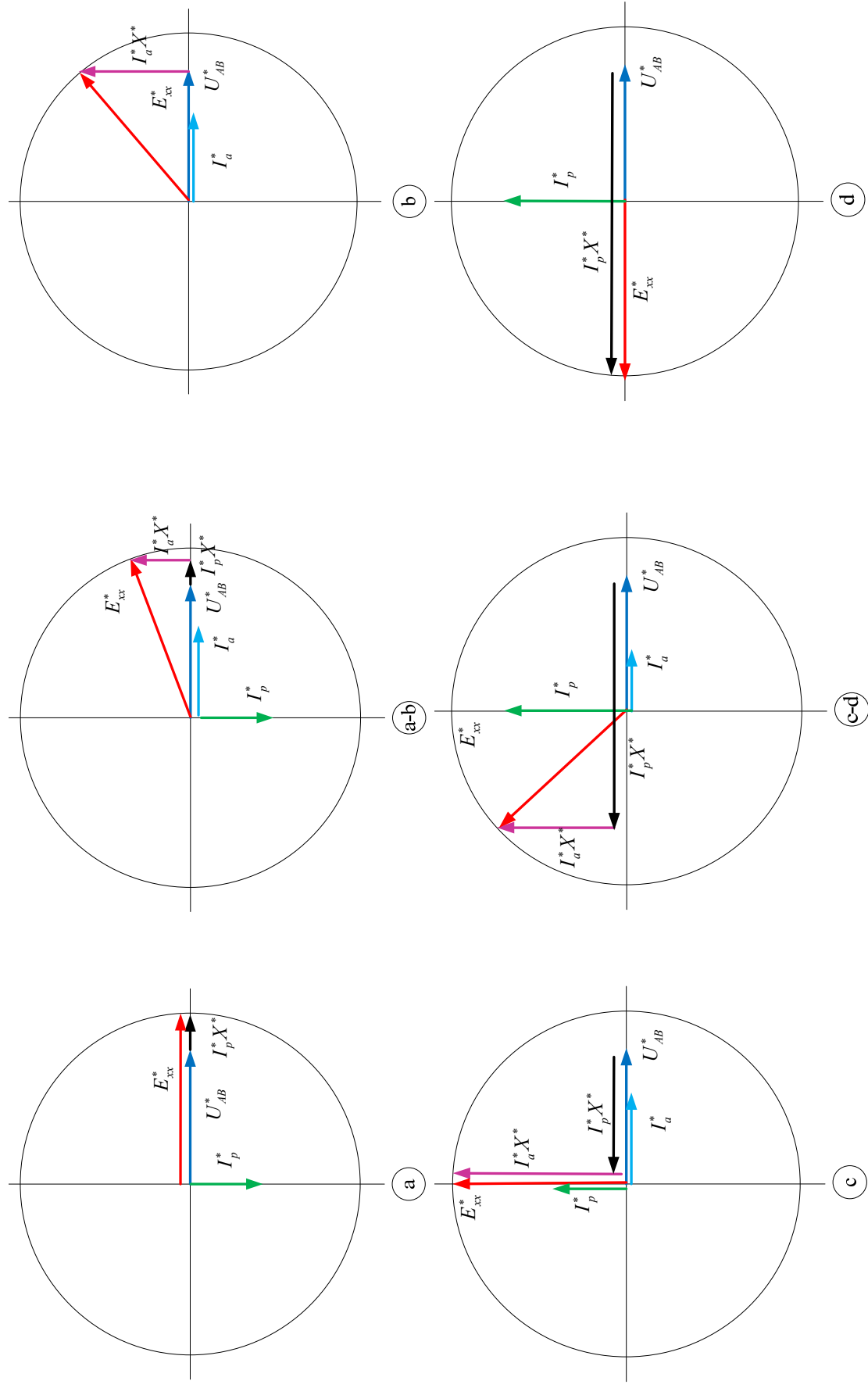


Рисунок 2.10 – Векторные диаграммы токов и напряжений в системе в режиме генерирования

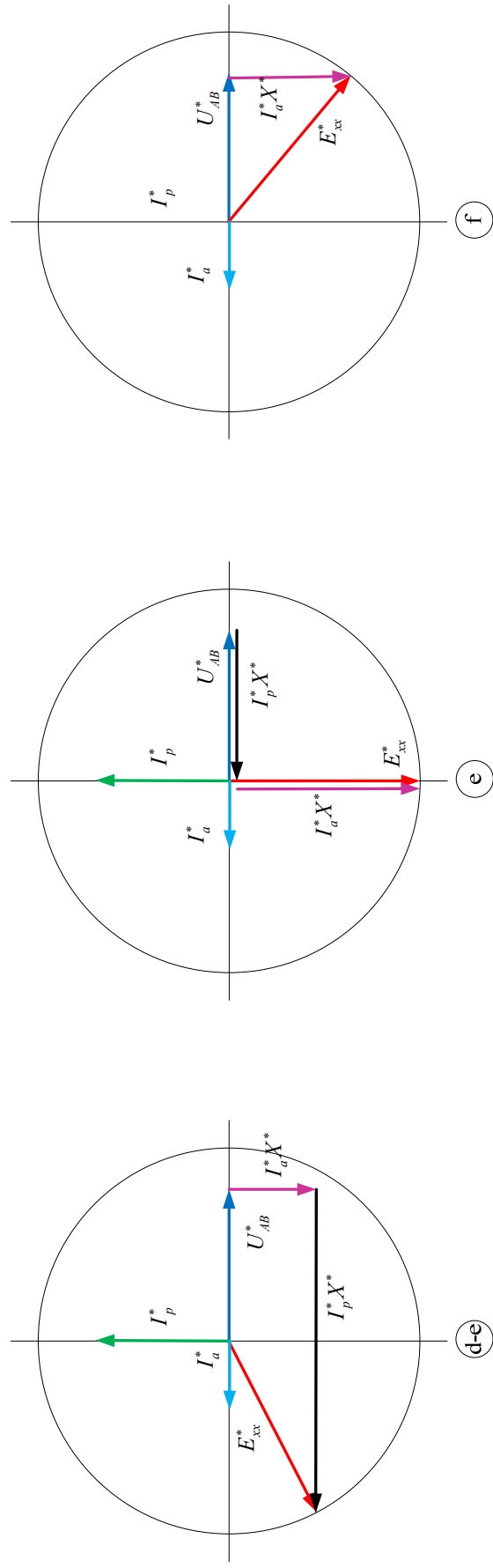


Рисунок 2.11 – Векторные диаграммы токов и напряжений в системе
в двигателъном режиме электростартерного запуска

Реактивная составляющая тока I_p^* отлична от нуля и определяется соотношением напряжения E_{xx}^* и U_{AB}^* , а также величиной реактанса ωL .

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

$$I_a^* = \frac{\sqrt{(E_{xx}^*)^2 - (U_{AB}^*)^2}}{\omega^* X_0^*}. \quad (2.19)$$

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 точках «с» и «е» активная составляющая тока I_a^* достигает максимально возможного значения для этой системы и ее величина определяется как

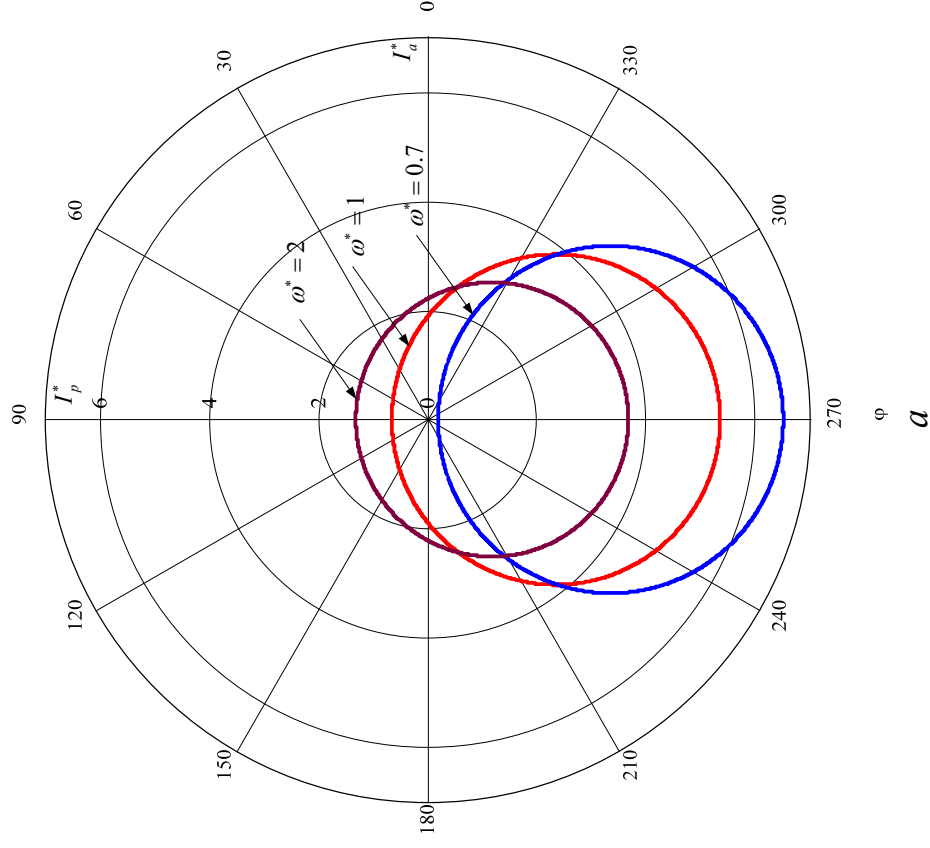
$$I_a^* = \frac{E_{xx}^*}{\omega^* X_0^*}, \quad (2.20)$$

при этом реактивная составляющая тока отлична от нуля:

$$I_p^* = \frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}. \quad (2.21)$$

На рисунке 2.12 приведен годограф тока, построенный для $M = 1$, различных значений частоты ω^* и параметра ΔE^* . Из данного рисунка можно сделать вывод о том, что с ростом частоты ω^* происходит увеличение сектора «f-a-b», где угол сдвига $\varphi < 0$ и, наоборот, с уменьшением ω^* увеличивается сектор «b-c-d-e-f», где $\varphi > 0$. Данная тенденция достаточно очевидна, так как с увеличением частоты происходит некоторый рост ЭДС холостого хода. При уменьшении значения ΔE^* зона сектора «f-a-b» уменьшается.

$$X_0^* = 0.152, I_{\text{гс0}}^* = 3, k_{\text{нep}} = 2, \Delta E^* = 0.3$$



$$X_0^* = 0.152, I_{\text{гс0}}^* = 3, k_{\text{нep}} = 2, \omega^* = 1.5$$

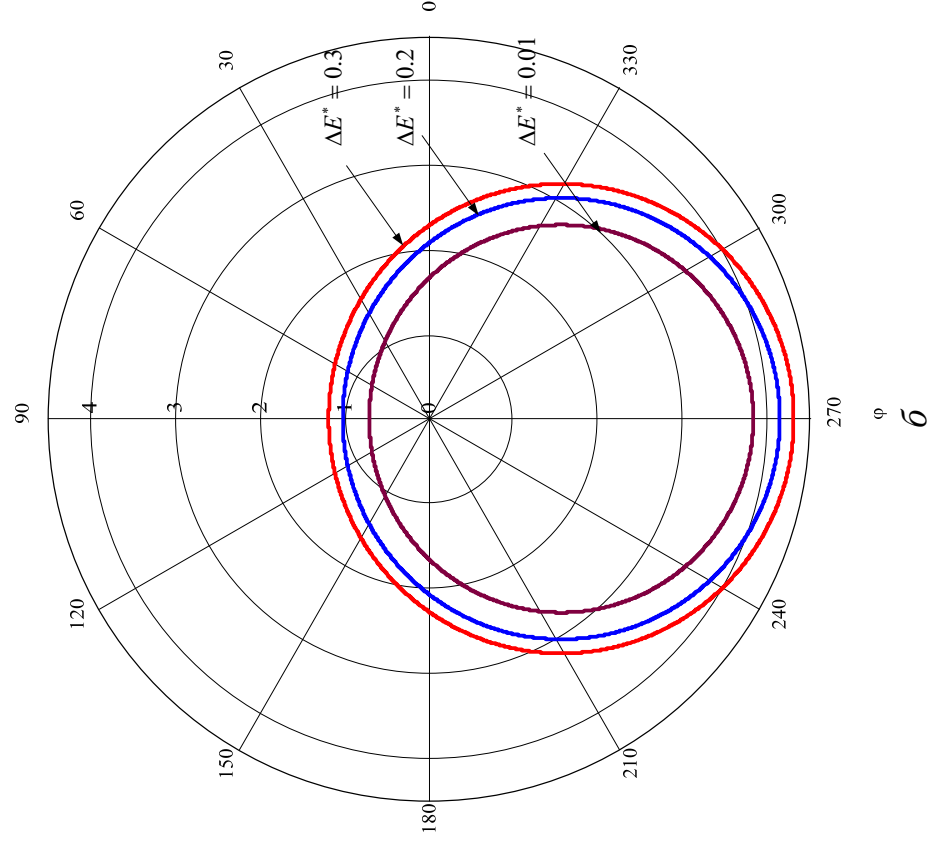


Рисунок 2.12 – Годограф тока генератора для различных значений частоты ω^* (a) и значений параметра ΔE^* (б)

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, чем в секторе «f-a-b», где угол сдвига $\varphi < 0$.

Рассмотрим влияние тока нагрузки на режимы работы и энергетические параметры системы. Используя соотношения (2.3), (2.15) и (2.16), получим:

$$\left(\frac{E_{xx}^*}{\omega^* X_0^*} \right)^2 = \left[I_{кз}^* \left(\omega^* \right) \right]^2 = \left(\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} + I_p^* \right)^2 + \left(\frac{I_H^*}{3k_u M} \right)^2. \quad (2.22)$$

Формула (2.22) представляет уравнение эллипса в координатах (I_H^*, I_p^*) с полуосями радиусом $b = I_{кз}^* \left(\omega^* \right)$, $a = 3k_u M I_{кз}^* \left(\omega^* \right)$ и центром в точке O' с координатами $\left(0, -\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \right)$ и эксцентрисите-

том $\varepsilon = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{3k_u M} \right)^2}$.

Годограф, построенный в соответствии с уравнением (2.22), представлен на рисунке 2.13.

Необходимо отметить, что годограф на рисунке 2.13 не имеет физического смысла по сравнению с годографом соотношения (2.18), поэтому использование полярных координат в данном случае не рационально. Более наглядной является зависимость $I_p^* \left(I_H^* \right)$, построенная в декартовой прямоугольной системе координат. Для ее определения разрешим уравнение (2.22) относительно тока I_p^* , в результате получим соотношение для режима генерирования:

$$I_p^* = -\frac{k_u M}{\omega^* X_0^*} \pm \sqrt{\left[I_{кз}^* \left(\omega^* \right) \right]^2 - \left(\frac{I_H^*}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.23)$$

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

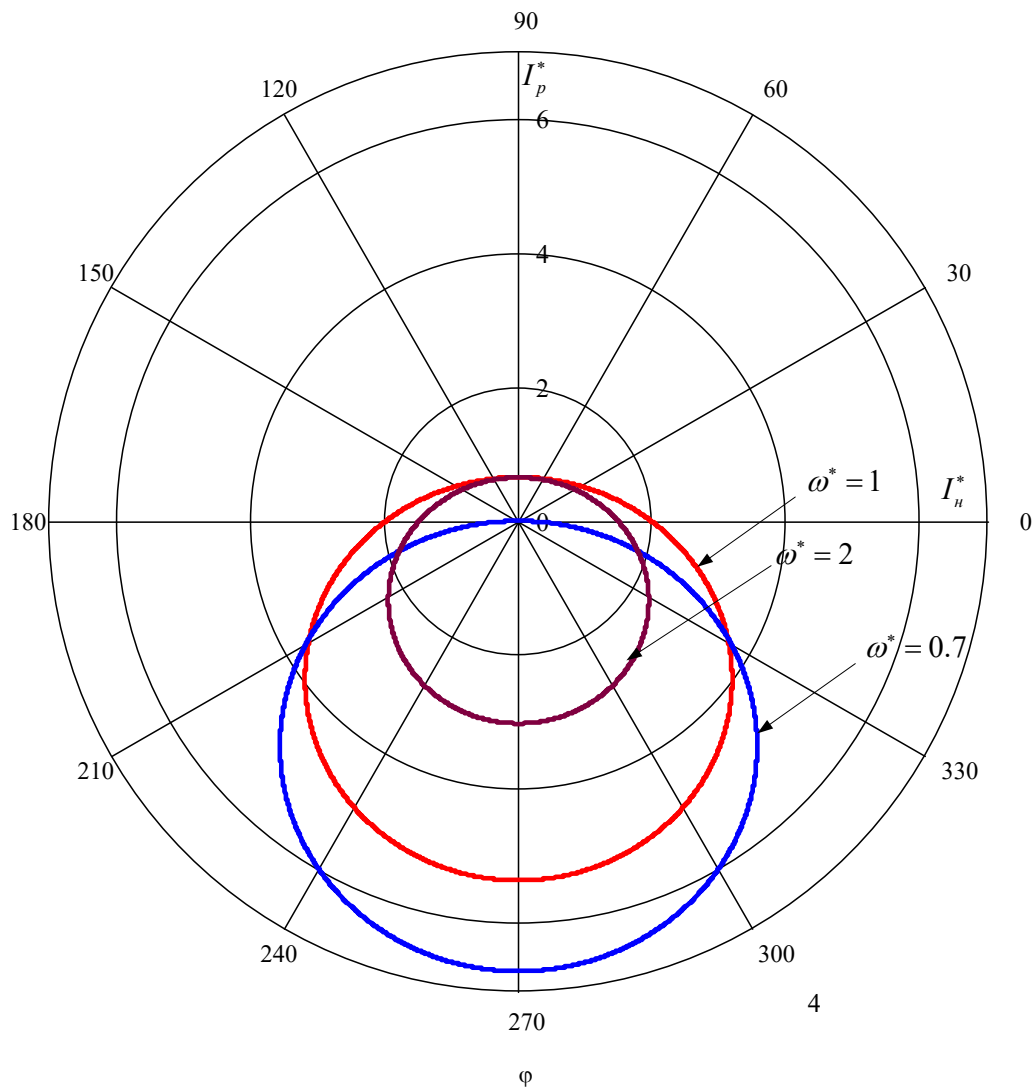


Рисунок 2.13 – Зависимость реактивной составляющей тока генератора от тока нагрузки в полярных координатах для различных значений частоты ω^*

График зависимости $I_p^*(I_n^*)$ для режима генерирования приведен на рисунке 2.14, где отражены только квадранты I и IV. Здесь, как и в случае зависимости $I_p^*(I_a^*)$, можно выделить ряд характерных точек.

В точке «а» ток нагрузки равен нулю, от генератора отбирается реактивный ток индуктивного характера $\left(\varphi = -\frac{\pi}{2}\right)$, величина которого

$$I_p^* = \frac{E_{xx}^* - U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}. \quad (2.24)$$

В точке «b» ток генератора носит чисто активный характер ($\varphi = 0$) и определяется в виде

$$I_H^* = 3k_u M \sqrt{\left(\frac{E_{xx}^*}{\omega^* X_0^*}\right)^2 - \left(\frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}\right)^2}. \quad (2.25)$$

$$X_0^* = 0.152, I_{кз0}^* = 3, k_{nep} = 2, \Delta E^* = 0.3, \omega^* = 1, M = 1,$$

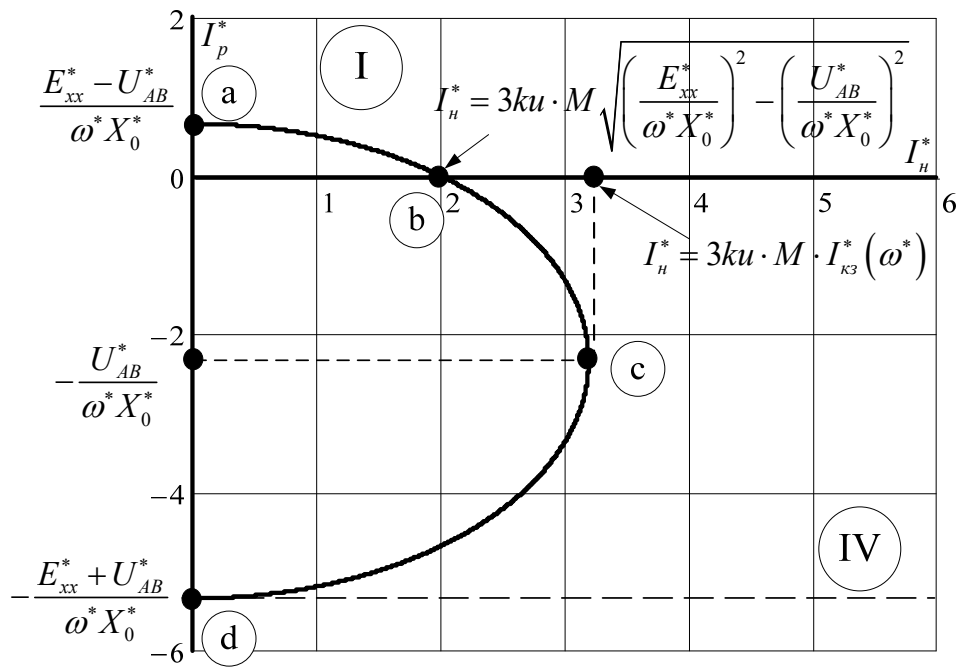


Рисунок 2.14 – График зависимости $I_p^*(I_H^*)$

для режима генерирования с выделением характерных точек

В режиме с $\omega^* = 1$ величина этого тока равна заданному: $I_{нпер} = k_{пер} I_{нном}$.

В секторе между точками «a» 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 $\left(\varphi = \frac{\pi}{2}\right)$, величина которого определяется выражением

$$I_p^* = -\frac{E_{xx}^* + U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}. \quad (2.26)$$

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

$$I_H^* = I_{H\max}^* = 3k_u M I_{K3}^* (\omega^*). \quad (2.27)$$

При этом реактивная составляющая тока генератора определяется величиной

$$I_p^* = -\frac{U_{AB}^*}{\omega^* X_0^*}. \quad (2.28)$$

На рисунке 2.15 приведена зависимость $I_p^*(I_H^*)$ для различных значений частоты ω^* .

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

Из рисунка 2.15 также видно, что с уменьшением частоты ω^* увеличивается максимально возможный для системы ток нагрузки, однако при этом от генератора потребляется значительный реактивный ток, так при $\omega^* = 0,7$ $I_p \approx 3I_{Hном}$.

Приведем соотношение, позволяющее определить частоту $\omega_{кр}^*$ и ее зависимость от параметров системы:

$$\omega_{\text{кр}}^* = \frac{U^* + \sqrt{(U^*)^2 - 4 \left[E_{0\text{НОМ}}^* (\omega_{\text{max}}^* - 1) - \Delta E^* \right] \omega_{\text{max}}^* (\omega_{\text{max}}^* - 1) k_u M}}{2 \left[E_{0\text{НОМ}}^* (\omega_{\text{max}}^* - 1) - \Delta E^* \right]},$$

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

(2.29)

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

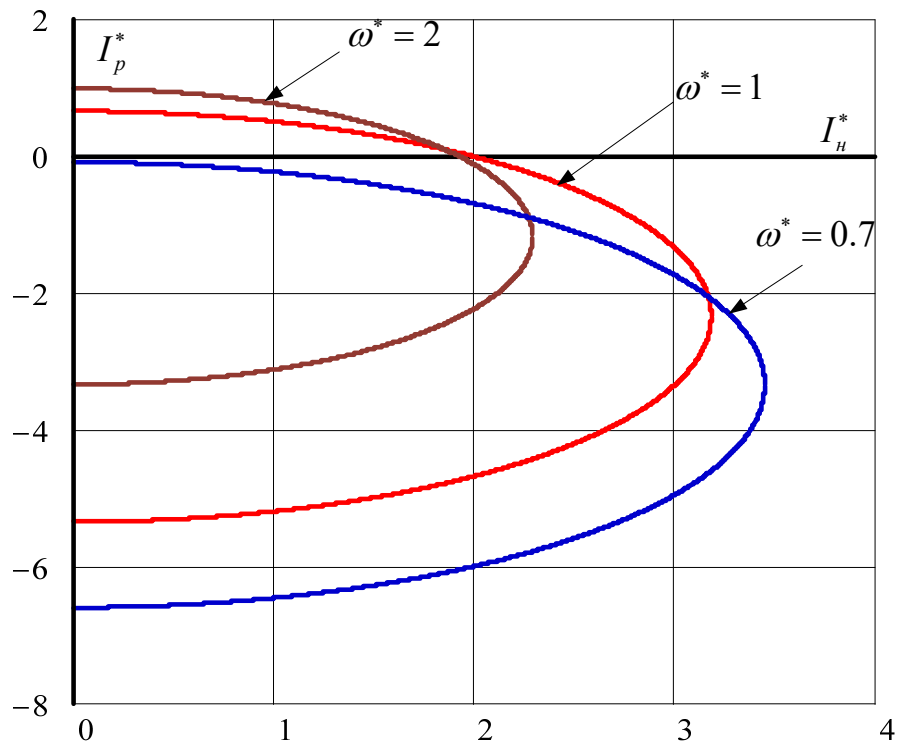


Рисунок 2.15 – График зависимости $I_p^*(I_n^*)$ для различных значений частоты ω^*

Представим зависимость частоты $\omega_{\text{кр}}^*$ от величин ΔE^* (рисунок 2.16,а) и $I_{\kappa 30}^*$ (рисунок 2.16,б). Из рисунка 2.16,а следует, что при заданных малых величинах $\Delta E^* \sim 0,01$ значение $\omega_{\text{кр}}^*$ лежит в диапазоне относительно низких частот. Такая же тенденция наблюдается и для малых значений $I_{\kappa 30}^*$, так при $I_{\kappa 30}^* \sim I_{\text{нпер}}^* = k_{\text{пер}}$ частота $\omega_{\text{кр}}^* \approx 0,23 \div 0,25$.

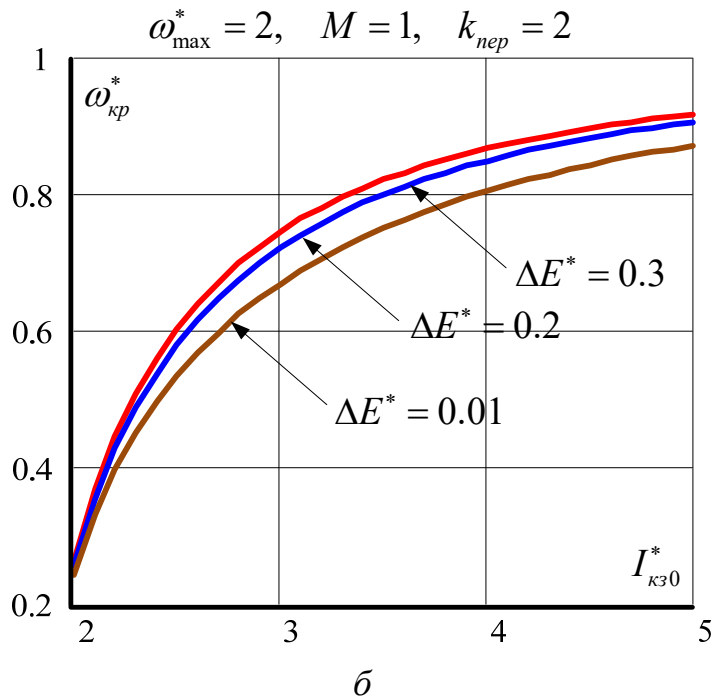
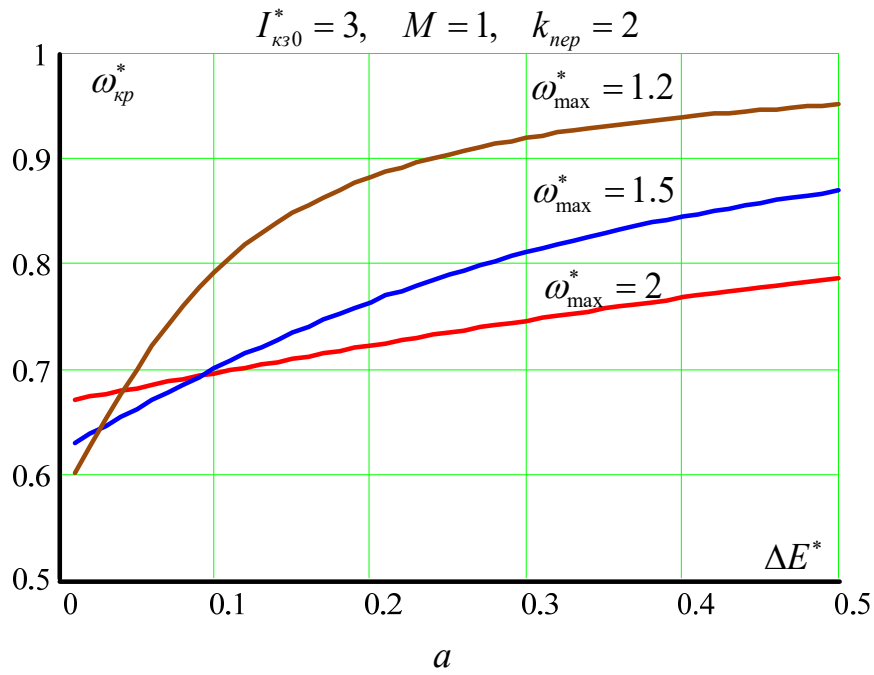


Рисунок 2.16 – График зависимости частоты $\omega_{кр}^*$ от величин ΔE^* (a) и тока короткого замыкания $I_{кз0}^*$ (δ)

Учитывая, что $I_a^* = \frac{I_n^*}{3k_u M}$ и используя соотношение (2.23),

рассчитаем зависимости тока генератора I^* , его полной мощности S^* и коэффициента мощности χ от тока нагрузки. Расчетные соотношения с учетом принятых допущений будут иметь вид:

$$\sqrt{\left(\frac{I_H^*}{3k_u M}\right)^2 + (I_p^*)^2}, \quad (2.30)$$

$$S^* = 3I^* U_{AB}^* = 3k_u M I^*, \quad \chi = \frac{P_H}{S} = \frac{I_H^*}{S^*}.$$

На рисунках 2.17 и 2.18 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_H^* и частоты ω^* .

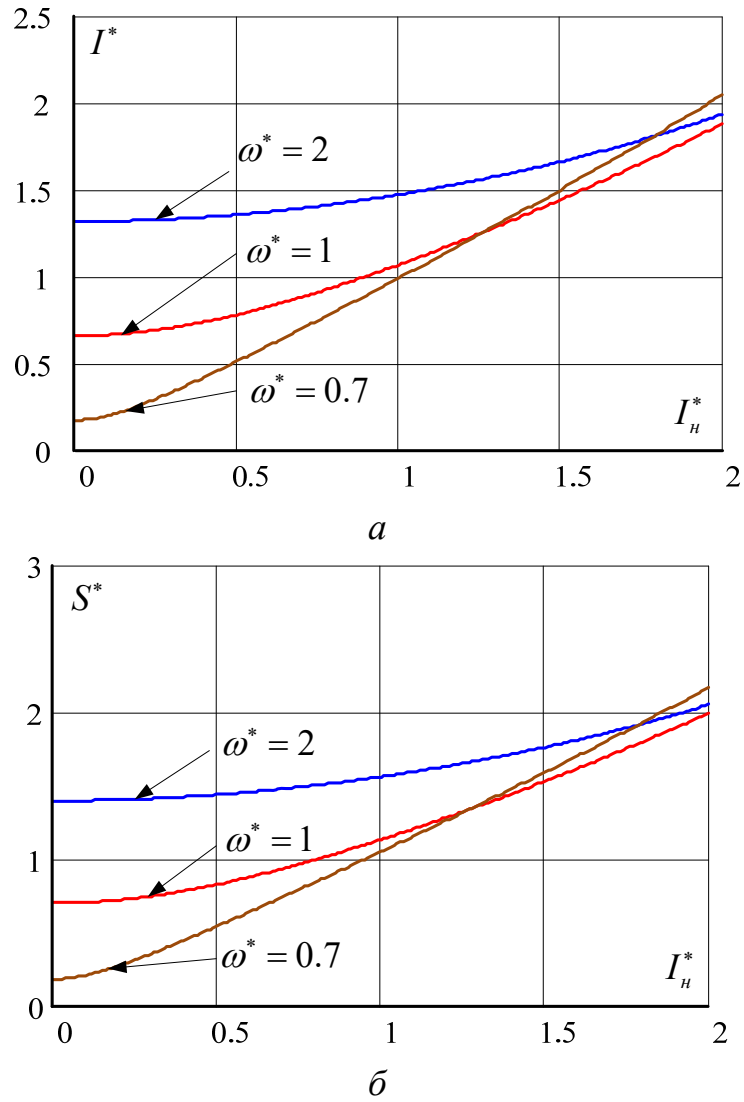


Рисунок 2.17 – График зависимости тока генератора (а) и полной мощности (б) от тока нагрузки I_H^*

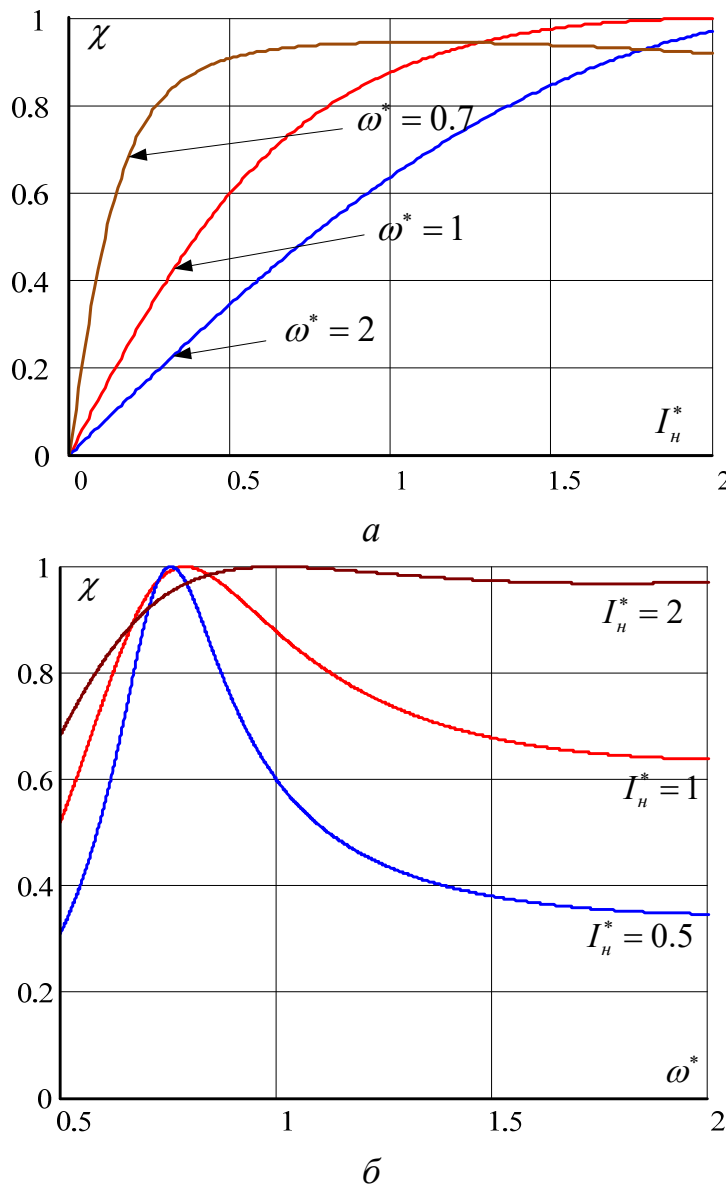


Рисунок 2.18 – График зависимости коэффициента мощности χ генератора от тока нагрузки I_n^* и частоты ω^*

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 χ максимальна и близка к единице. Учитывая, что режим перегрузки, как правило, является кратковременным, необходимо при выборе параметров СГ с $\chi = 1$ ориентироваться на номинальный режим с $I_n^* = I_{n\text{ном}}^*$ и $\omega^* = 1$. Все ранее полученные соотношения могут быть использованы, если в них принять $k_{\text{пер}} = 1$.

На рисунках 2.19 и 2.20, так же как и выше, приведены зависимости энергетических параметров от тока нагрузки $I_{\text{н}}^*$ и частоты ω^* при условии $X_0^* = 0,124$, $I_{\text{кз0}}^* = 3$, $k_{\text{пер}} = 1$, $\Delta E^* = 0,01$, $M = 1$.

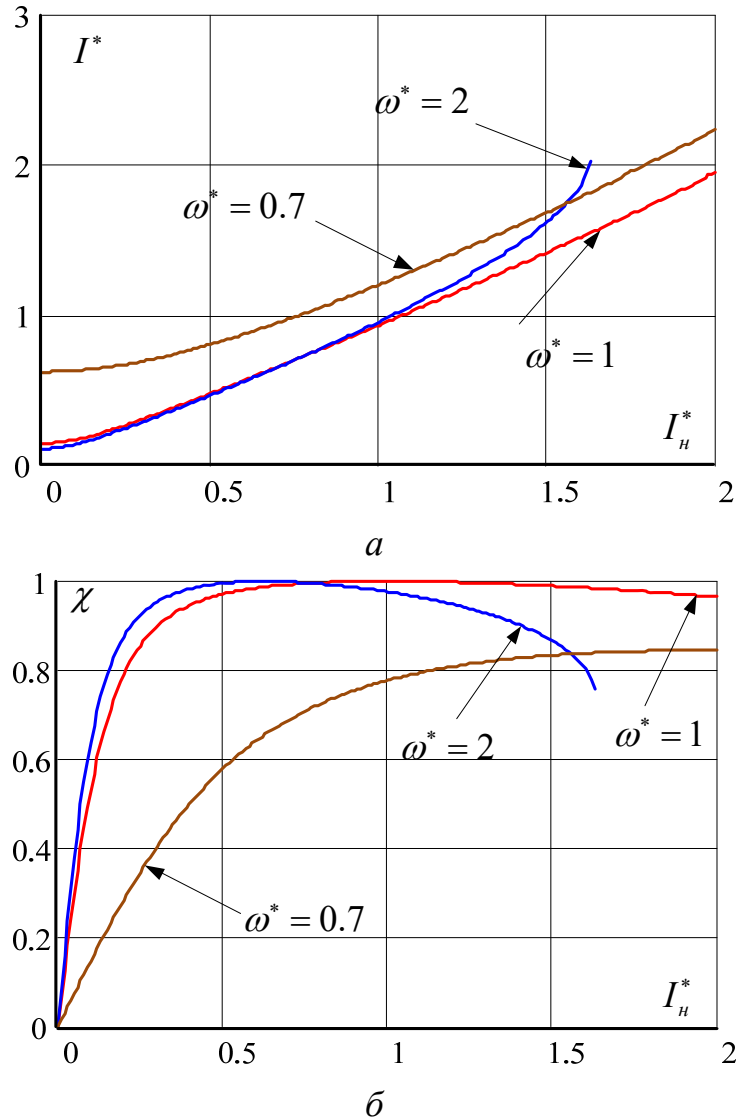


Рисунок 2.19 – Графики зависимости тока (а) и коэффициента мощности (б) генератора от тока нагрузки $I_{\text{н}}^*$

Кроме этого, на рисунке 2.19,б показано влияние величины ΔE^* на коэффициент мощности генератора. Как и следовало ожидать, все энергетические характеристики имеют наилучшее значение при $I_{\text{н}}^* = 1$ и $\omega^* = 1$. Режим двойной перегрузки по току ($I_{\text{н}}^* = I_{\text{нmax}}^* = 2$) реализуется при наличии реактивной составля-

ющей в токе генератора, однако при этом коэффициент мощности СГ $\chi > 0,8$.

Особо следует обратить внимание на рисунок 2.20,б, он отражает влияние выбранной величины параметра ΔE^* на коэффициент мощности генератора. Очевидной является тенденция увеличения χ с уменьшением значения ΔE^* , однако рассматриваемый закон изменения потокосцепления Ψ_f от частоты ω (0,7) не позволяет обеспечить высокое значение коэффициента мощности во всем диапазоне изменения частот ω и величины тока нагрузки.

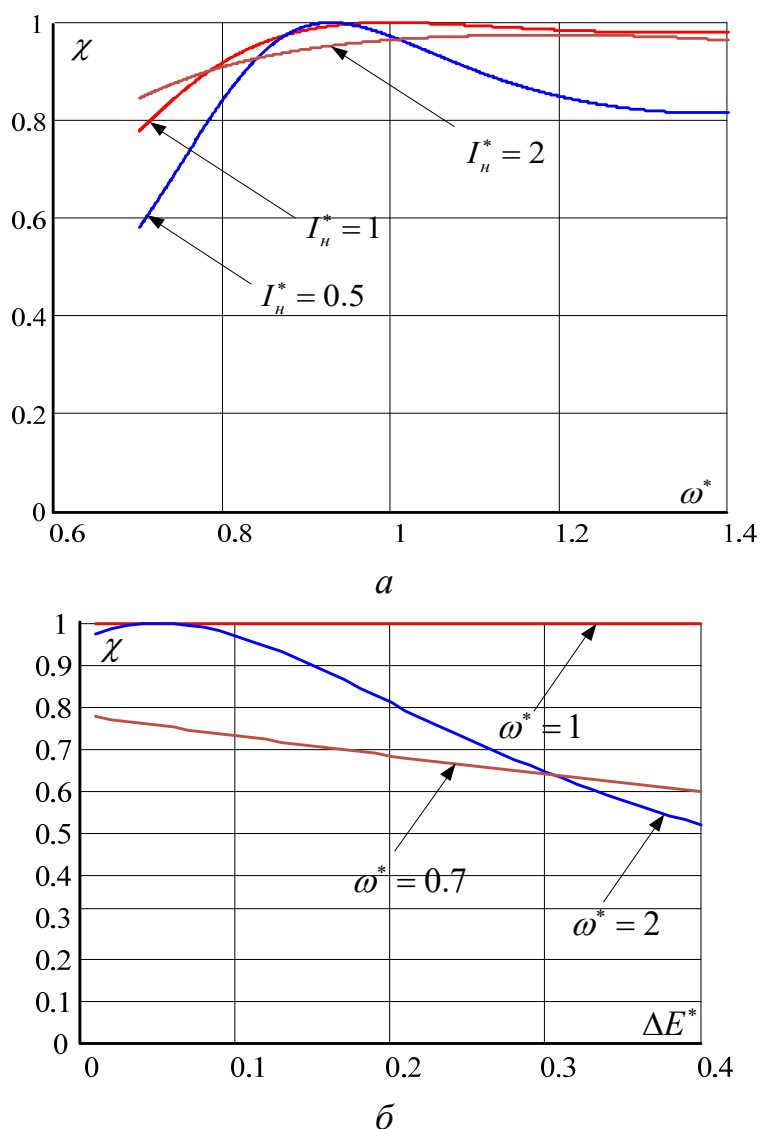


Рисунок 2.20 – Графики зависимости коэффициента мощности генератора от частоты ω^* (а) и величины параметра ΔE^* (б)

Таким образом, рассмотренный закон изменения потокосцепления обмотки возбуждения Ψ_f от частоты ω (2.8) 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 $I_H = I_{H\text{ном}}$ или при $I_H = I_{H\text{пер}}$ 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 (см. рисунок 2.2,б):

$$\Psi_f = \frac{-\Psi_{f\max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}}(\omega - \omega_{\min}). \quad (2.31)$$

При этом ток возбуждения должен изменяться по закону

$$I_f = \frac{-I_{f\max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}}(\omega - \omega_{\min}) = F\{\omega, I_{f\max}\}, \quad (2.31a)$$

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

С учетом соотношения (2.31) получим:

$$E_{xx}(\omega) = \omega \left(\Psi_0 - \frac{\Psi_{f\max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}}(\omega - \omega_{\min}) \right). \quad (2.32)$$

Для данного сценария выберем величину потокосцепления Ψ_0 при $\omega = \omega_{\min}$, когда $\Psi_f = 0$, полагая в этом режиме $\cos \varphi = 1$ ($I_p = 0$), а также принимая, что для данной частоты необходимо

обеспечить условие $I_{\text{н}} = I_{\text{нпер}} = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}$. Учитывая данные соображения и соотношение (2.4), получим:

$$\omega_{\min} \Psi_0 = E_{0\text{ном}} = \sqrt{(k_u M U_{\text{н}})^2 + \left(\omega_{\min} L \frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.33)$$

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 СГЭ ПТ должна обеспечиваться только потокосцеплением Ψ_0 . Его значение определится с помощью соотношения (2.10), откуда следует, что эта величина не зависит от частоты ω .

Подставляя формулу (2.10) в соотношение (2.33) и разрешая его относительно $E_{0\text{ном}}$, получим:

$$E_{0\text{ном}} = \omega_{\min} \Psi_0 = \frac{k_u M U_{\text{н}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3k_u M I_{\text{кз0}}} \right)^2}}. \quad (2.34)$$

Таким образом, соотношения (2.10) и (2.34) позволяют однозначно определить Ψ_0 и L генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания $I_{\text{кз}}$.

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

$$E_{\text{xx}}(\omega_{\text{max}}) = E_{0\text{ном}} + \Delta E, \quad (2.35)$$

здесь величиной ΔE следует задаваться на стадии проектирования.

Тогда

$$\Psi_{f\text{max}} = \frac{1}{\omega_{\text{max}}} \left[\left(\frac{\omega_{\text{max}}}{\omega_{\min}} - 1 \right) E_{0\text{ном}} - \Delta E \right]. \quad (2.36)$$

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

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

Учитывая соотношения (2.32)–(2.36) и полагая $\omega_6 = \omega_{\min}$, перейдем к относительным единицам, тогда

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

$$E_{0\text{ном}}^* = \frac{k_u M}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}}}{3k_u M I_{\text{кз0}}^*} \right)^2}}. \quad (2.37)$$

Необходимо отметить, что токи $I_{\text{кз0}}$, $I_{\text{кз}}(\omega)$, а также $\Delta E_{\max}^*$ определяются соотношениями (2.10), (2.11) и рисунком 2.15,а соответственно с учетом формулы (2.37).

Зависимость величины $\Delta E_{\max}^*$ от $\omega_{\max}^*$ для различных значений $I_{\text{кз0}}^*$ представлена на рисунке 2.21, принципиально она повторяет вид графика на рисунке 2.15. Различие заключается в том, что достижимая величина $\Delta E_{\max}^*$ в данном случае практически в два раза больше, что объясняется большими значениями $\omega_{\max}^*$.

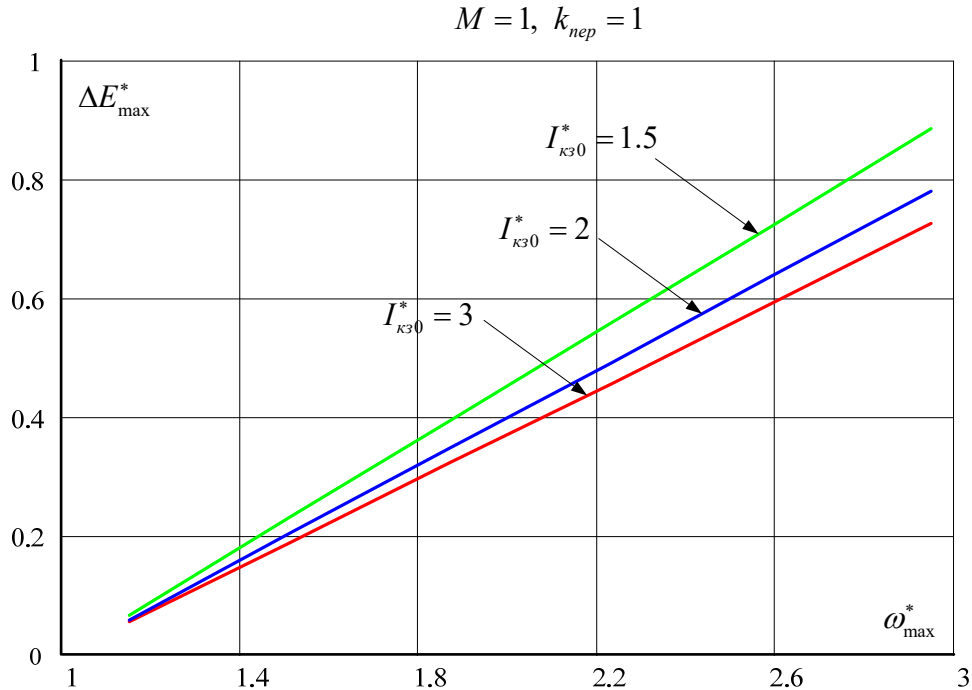


Рисунок 2.21 – Зависимости величины $\Delta E_{\max}^*$ от $\omega_{\max}^*$ для различных значений $I_{\text{кз0}}^*$

На рисунке 2.22 представлены зависимости $I_{кз}^*(\omega^*)$ и $E_{xx}^*(\omega^*)$ для нескольких значений ΔE^* при $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$ и $k_{пер} = 2$.

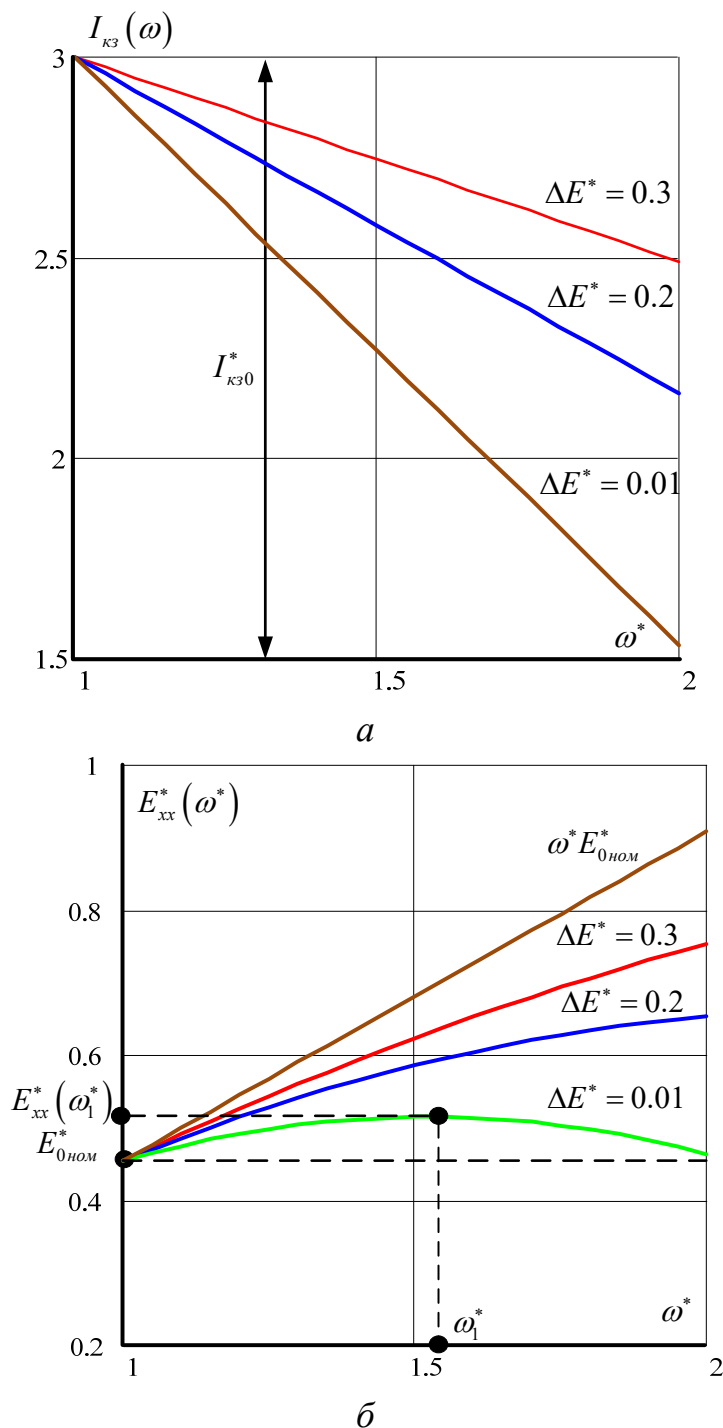


Рисунок 2.22 – Зависимости относительных значений тока короткого замыкания $I_{кз}^*(\omega^*)$ (а) и ЭДС холостого хода генератора $E_{xx}^*(\omega^*)$ (б) от частоты ω^*

Ток короткого замыкания генератора $I_{кз}^*(\omega^*)$ (рисунок 2.22,а), как и в варианте № 1, практически линейно зависит от частоты ω^* , причем при $\omega^* > 1$ всегда выполняется условие $I_{кз}^*(\omega^*) < I_{кз0}^*$, что объясняется уменьшением суммарного потокоцепления в СГ.

Из рисунка 2.22,б следует, что при заданном законе изменения потокоцепления обмотки возбуждения (2.31) невозможно поддерживать величину $E_{xx}^*(\omega^*)$ на уровне, необходимом для компенсации падения напряжения $\omega L I_a$ 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 2.22,б видно, что при определенных значениях ΔE^* в графиках зависимости $E_{xx}^*(\omega^*)$ возникает точка перегиба, соответствующая частоте ω_1^* , после которой с ростом частоты величина E_{xx}^* начинает уменьшаться. Значение данной частоты определяется с помощью следующего соотношения:

$$\omega_1^* = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{\omega_{\max}^* E_{0\text{ном}}^*}{E_{0\text{ном}}^* - \frac{\Delta E^*}{\omega_{\max}^* - 1}} \right) \right]. \quad (2.38)$$

Данное соотношение по форме полностью совпадает с выражением (2.15), различие заключается в том, что здесь используется $E_{0\text{ном}}^*$, определенное при $\omega^* = \omega_{\min}^*$.

При заданных значениях $\omega_{\max}^*$ и ΔE^* величина ω_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 2.23 приведены зависимости ω_1^* и $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ от величины ΔE^* при значениях $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$ и $k_{пер} = 2$.

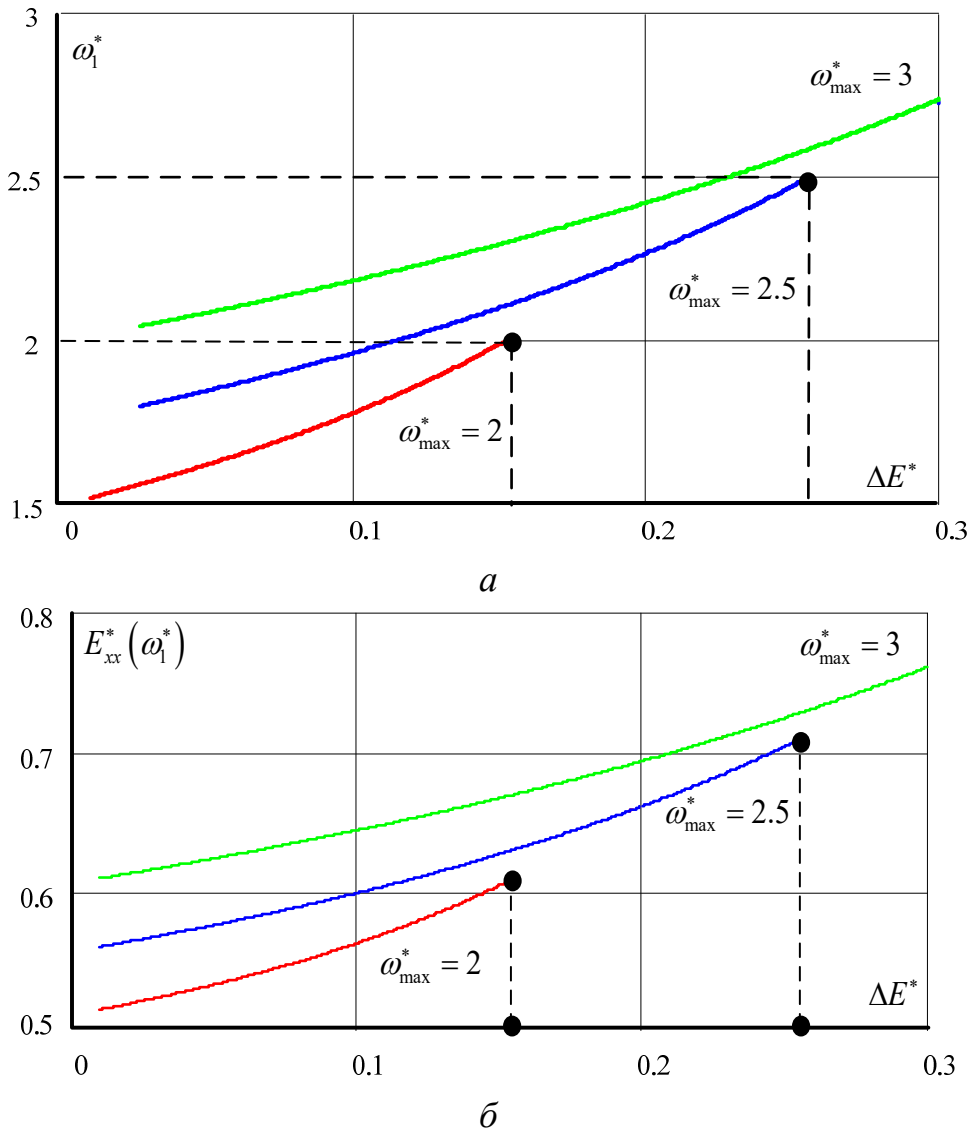


Рисунок 2.23 – Зависимости относительного значения частоты ω_1^* (а) и значения $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ (б) от величины ΔE^*

Рисунок 2.23 наглядно иллюстрирует ограничение на возможность существования в рабочем диапазоне частот точки перегиба в графике $E_{xx}^*(\omega^*)$. Кроме этого, из рисунка 2.23,б следует, что с увеличением ω_{max}^* происходит рост величины напряжения в точке перегиба $E_{xx}^*(\omega_1^*)$. Это приведет к заметному снижению коэф-

фициента 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^*) составляющими тока СГ (I^*) устанавливается соотношением (2.16), с той лишь разницей, что в выражении для определения $E_{xx}^*(\omega^*)$ используется $E_{0ном}^*$, найденное при $\omega^* = \omega_{мин}^*$. Очевидно, все рассуждения о характере этой зависимости сохраняются с той лишь поправкой, что относительное значение частоты принадлежит интервалу $\omega^* \in \{\omega_{мин}^*, \omega_{max}^*\} = \{1, \omega_{max}^*\}$. Также справедливыми, с указанными уточнениями, являются выражение (2.17) для годографа $I^*(\varphi)$ в полярной системе координат и все его свойства, ранее определенные для варианта № 1.

На рисунке 2.24 приведен годограф тока $I^*(\varphi)$, построенный для $M = 1$, различных значений частоты ω^* и параметра ΔE^* при $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$, $k_{пер} = 2$, $\Delta E^* = 0,3$. Данный рисунок позволяет сделать вывод о том, что с ростом частоты ω^* 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, так как с увеличением частоты происходит некоторый рост ЭДС холостого хода. При уменьшении значения ΔE^* 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 $\varphi < 0$.

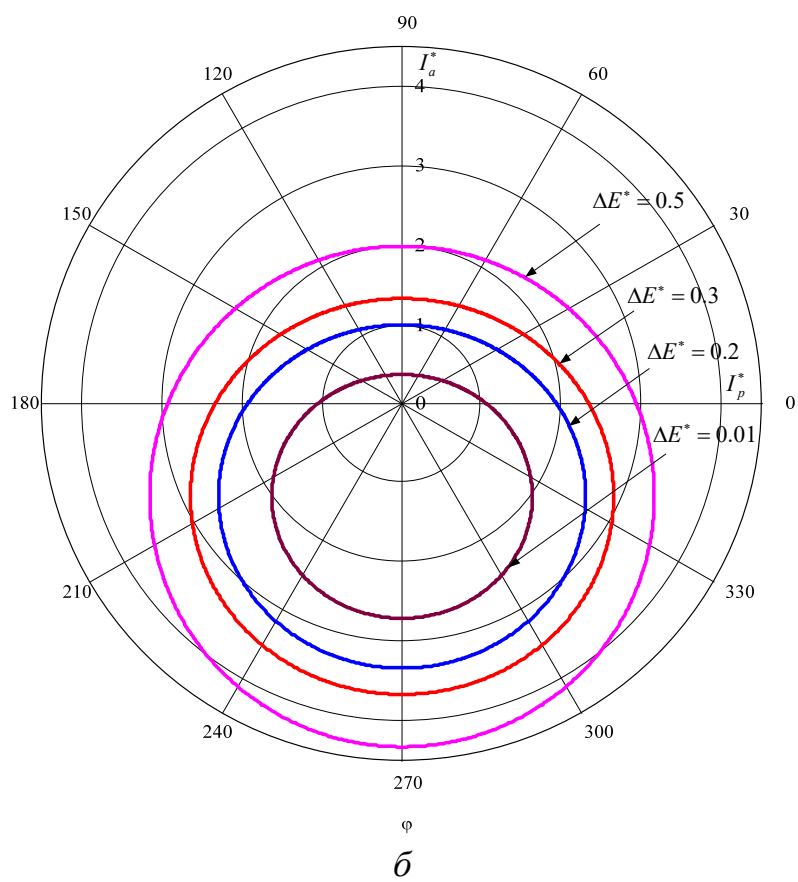
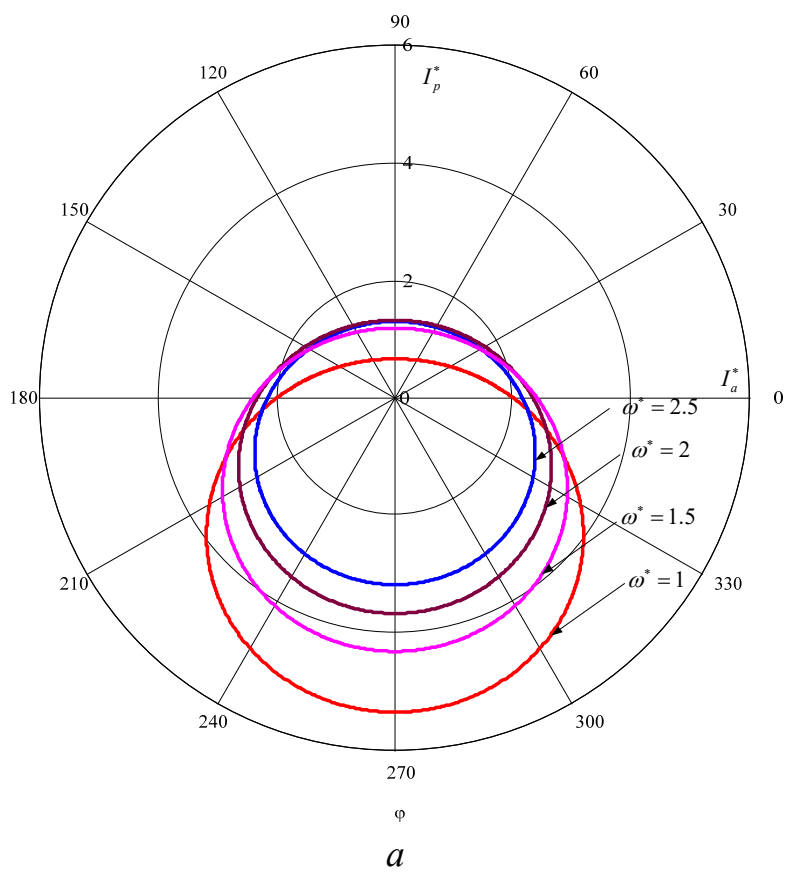


Рисунок 2.24 – Годограф тока генератора для различных значений частоты ω^* (a) и значений параметра ΔE^* (б)

Рассмотрим влияние тока нагрузки на режимы работы и энергетические параметры системы. Для этого воспользуемся соотношением (2.23), полагая, что $\omega^* \in \{\omega_{\min}^*, \omega_{\max}^*\} = \{1, \omega_{\max}^*\}$ и ток $I_{\text{кз}}^*(\omega^*)$ определяется с учетом формул (2.31) и (2.32).

На рисунке 2.25 приведена зависимость $I_p^*(I_n^*)$ для различных значений частоты ω^* в режиме генерирования, поэтому отражены только квадранты I и IV. Напомним, что квадрант I соответствует $\varphi < 0$, а квадрант IV – $\varphi > 0$.

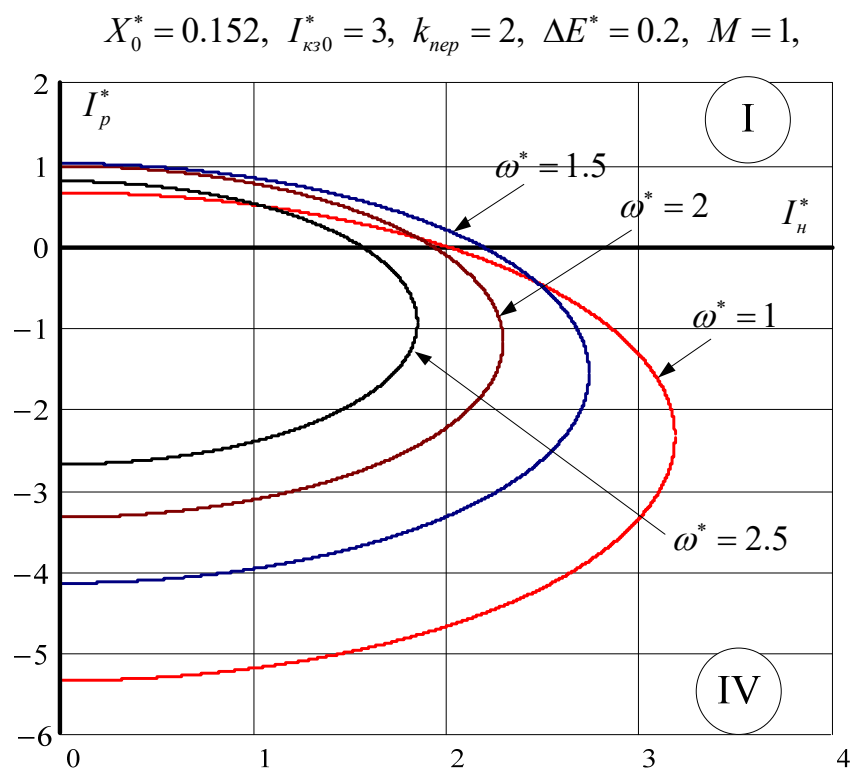


Рисунок 2.25 – График зависимости $I_p^*(I_n^*)$
для различных значений частоты ω^*

Как следует из графиков, с увеличением частоты ω^* в зависимости $I_p^*(I_n^*)$ уменьшается величина максимально возможного тока системы (точка «с» на рисунке 2.14). При выборе параметров системы исходя из требований обеспечения режима перегрузки, т. е. $I_n^* = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}^* = I_{\text{нmax}}^*$, необходимо выполнение неравенства

$$3k_u M I_{кз}^* (\omega_{\max}^*) = 3k_u M \frac{E_{xx}^* (\omega_{\max}^*)}{\omega_{\max}^* X_0^*} > I_{\text{нпер}}^*. \quad (2.39)$$

Из соотношения (2.39) следует, что ω^* и $I_{\text{нmax}}^*$ связаны уравнением вида

$$\frac{3k_u M (E_{0\text{ном}}^* + \Delta E^*)}{X_0^*} > \omega_{\max}^* I_{\text{нпер}}^*. \quad (2.40)$$

Учитывая соотношение (2.32), определим основные энергетические параметры системы.

На рисунках 2.26 и 2.27 для $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$, $k_{\text{пер}} = 2$, $\Delta E^* = 0,3$, $M = 1$ приведены зависимости некоторых интегральных и энергетических параметров от тока нагрузки $I_{\text{н}}^*$ и частоты ω^* . Как следует из данных рисунков, при выбранном коэффициенте перегрузки ($k_{\text{пер}} = 2$) наилучшие энергетические показатели характерны для режима с $I_{\text{н}}^* = I_{\text{нmax}}^* = k_{\text{пер}} = 2$. В этом случае величина коэффициента мощности генератора χ максимальна и близка к единице.

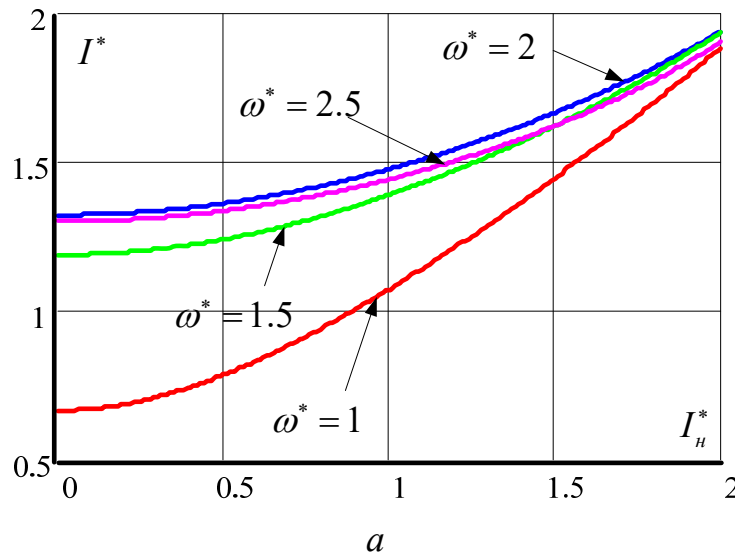


Рисунок 2.26 – График зависимости тока генератора (a) и полной мощности (b) от тока нагрузки $I_{\text{н}}^*$ (начало. Окончание см. на с. 85)

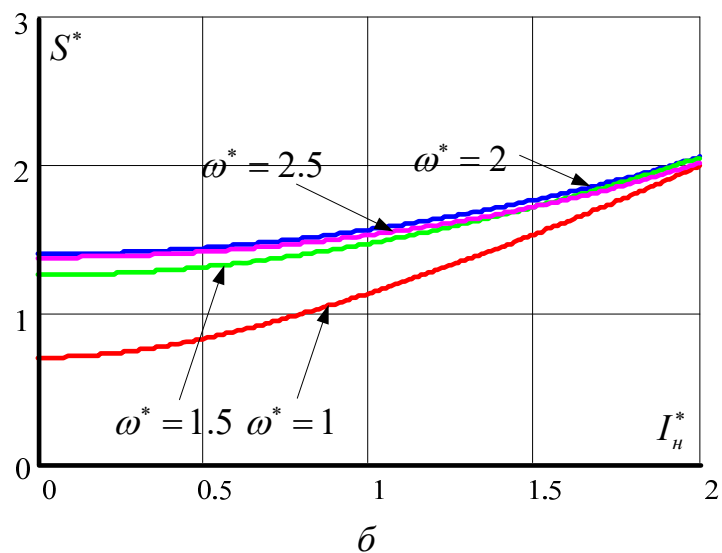


Рисунок 2.26 – Окончание (начало см. на с. 84)

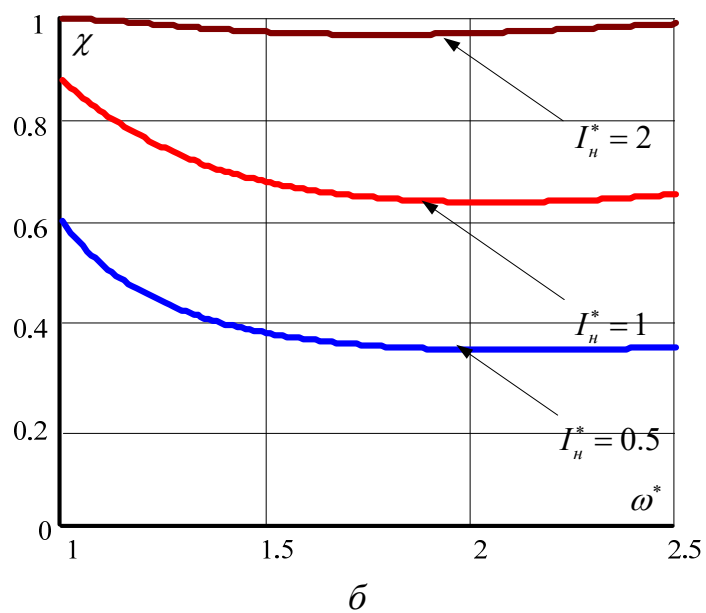
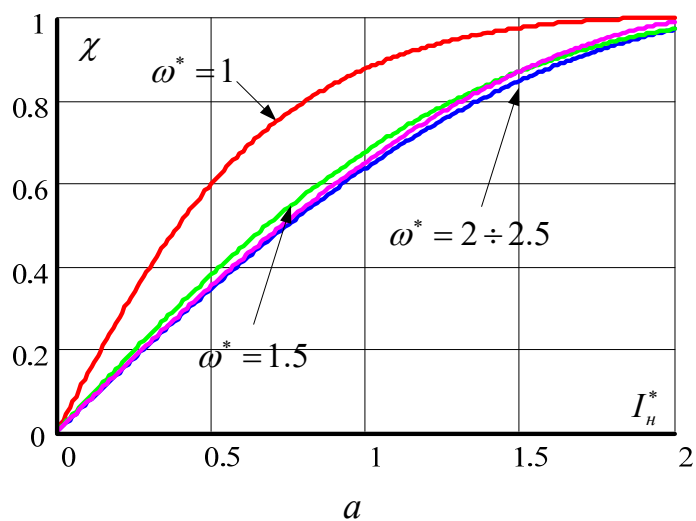


Рисунок 2.27 – График зависимости коэффициента мощности χ генератора от тока нагрузки I_h^* (a) и частоты ω^* (б)

Как уже отмечалось при анализе варианта № 1, перегрузки, как правило, являются кратковременными, поэтому при выборе параметров СГК, а именно при определении величины потоко-сцепления Ψ_0 , необходимо ориентироваться на номинальный режим с $I_H^* = I_{Hном}^*$ при $\omega = \omega_{min}$ и полагая в этом режиме $\Psi_f = 0$. Для этого формально необходимо в соотношении (2.31а) принять $k_{пер} = 1$. Используя это условие, на рисунках 2.27 и 2.28 представлены результаты расчетов зависимости энергетических параметров от тока нагрузки I_H^* и частоты ω^* при условии $X_0^* = 0,124$, $I_{кз0}^* = 3$, $\Delta E^* = 0,01$, $M = 1$, $\omega_{max}^* = 2$.

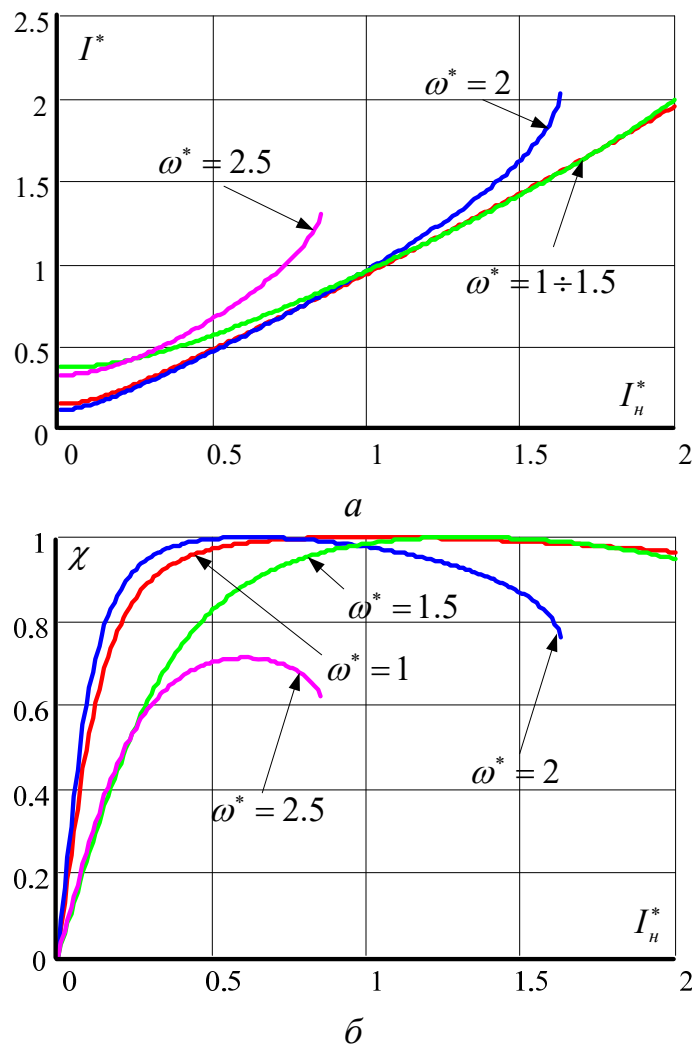


Рисунок 2.28 – Графики зависимости тока (а) и коэффициента мощности (б) генератора от тока нагрузки I_H^*

Кроме этого, на рисунке 2.29,б показано влияние величины ΔE^* на коэффициент мощности генератора.

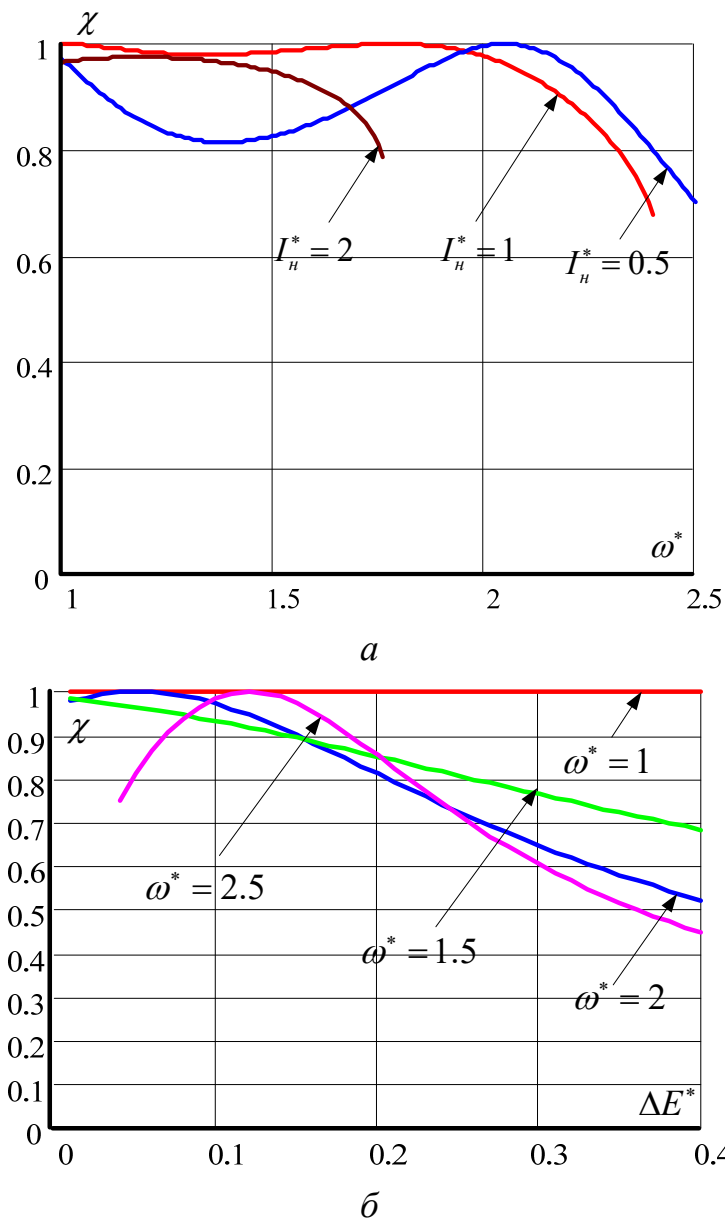


Рисунок 2.29 – Графики зависимости коэффициента мощности генератора от частоты ω^* (а) и величины параметра ΔE^* (б)

Как и следовало ожидать, коэффициент мощности СГ имеет максимальное значение $\chi = 1$ при $I_H^* = 1$ и $\omega^* = 1$. Режим перегрузки по току с $I_{\text{нпер}}^* = k_{\text{пер}} = 2$ реализуется при наличии реактивной составляющей в токе генератора, однако при этом коэффициент мощности СГ $\chi \geq 0,8$.

Рисунок 2.29,б отражает влияние выбранной величины параметра ΔE^* на коэффициент мощности генератора. Очевидной является тенденция увеличения χ с уменьшением значения ΔE^* . Как уже отмечалось, рассматриваемый закон изменения потокосцепления Ψ_f от частоты ω (2.31) не позволяет обеспечить высокое значение коэффициента мощности во всем диапазоне изменения частот ω и величины тока нагрузки.

На рисунках 2.28 и 2.29 «обрыв» графиков при некоторых значениях тока нагрузки I_H^* и частоты ω^* обусловлен тем, что в системе невозможно реализовать заданную величину желаемого тока перегрузки $I_{Hпер}^*$ более этих величин, так как она превышает величину максимального тока I_{Hmax}^* , которая может быть достигнута в системе. Это подтверждается графиками на рисунке 2.30.

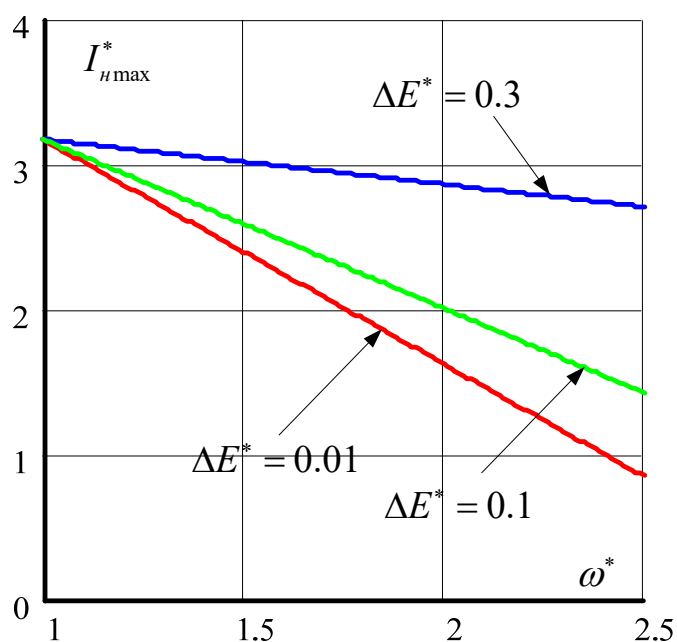


Рисунок 2.30 — Графики зависимости максимального тока генератора I_{Hmax}^* от частоты ω^*

Таким образом, как и в варианте № 1, рассмотренный закон изменения потокосцепления обмотки возбуждения Ψ_f от частоты ω (2.31) в синхронном генераторе с комбинированным возбуж-

дением позволяет значительно повысить энергетические показатели системы по сравнению с системой на базе классического синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов [56]. 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 Ψ_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 (см. рисунок 2.2,в):

$$\Psi_f = \frac{\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega_{\max} - \omega). \quad (2.41)$$

При этом ток возбуждения должен изменяться по закону

$$I_f = \frac{I_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega_{\max} - \omega) = F \{ \omega, I_{f \max} \}, \quad (2.41a)$$

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

С учетом формулы (2.41) имеем:

$$E_{xx}(\omega) = \omega \left[\Psi_0 + \frac{\Psi_{f \max}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} (\omega_{\max} - \omega) \right]. \quad (2.42)$$

Для данного варианта выберем величину потокосцепления Ψ_0 при $\omega = \omega_{\max}$, когда $\Psi_f = 0$, полагая в этом режиме $\cos \varphi = 1$ ($I_p = 0$), а также принимая, что для данной частоты необходимо обеспечить условие $I_H = I_{H\text{пер}} = k_{\text{пер}} I_{H\text{ном}}$. Учитывая данные сообщения и соотношение (2.4), получим:

$$\omega_{\max} \Psi_0 = E_{0\text{ном}} = \sqrt{(k_u M U_H)^2 + \left(\omega_{\max} L \frac{k_{\text{пер}} I_{H\text{ном}}}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.43)$$

Как и в предыдущих вариантах, примем, что при режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величина тока короткого замыкания на выходе СГЭ ПТ должна обеспечиваться только потокоцеплением Ψ_0 . Его значение определится с помощью соотношения (2.10).

Подставляя формулу (2.10) в (2.43) и разрешая ее относительно $E_{0\text{ном}}$, получим:

$$E_{0\text{ном}} = \omega_{\text{max}} \Psi_0 = \frac{k_u M U_{\text{н}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3k_u M I_{\text{кз0}}} \right)^2}}. \quad (2.44)$$

Таким образом, соотношения (2.10) и (2.44) позволяют однозначно определить потокоцепление Ψ_0 и индуктивность L генератора при заданных параметрах нагрузки, а также при необходимом токе короткого замыкания $I_{\text{кз}}$.

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

$$E_{\text{xx}}(\omega_{\text{min}}) = E_{0\text{ном}} - \Delta E, \quad (2.45)$$

где величиной ΔE следует задаваться на стадии проектирования.

Тогда

$$\Psi_{f\text{max}} = \frac{1}{\omega_{\text{min}}} \left[\left(1 - \frac{\omega_{\text{min}}}{\omega_{\text{max}}} \right) E_{0\text{ном}} - \Delta E \right]. \quad (2.46)$$

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

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

Учитывая выражения (2.42)–(2.46) и полагая $\omega_6 = \omega_{\text{max}}$, перейдем к относительным единицам:

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

$$E_{0\text{ном}}^* = \frac{k_u M}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}}}{3k_u M I_{\kappa 30}^*} \right)^2}}. \quad (2.47)$$

Как в вариантах 1 и 2, токи $I_{\kappa 30}$ и $I_{\kappa 3}(\omega)$ определяются соотношениями (2.10) и (2.11) соответственно, но в данном случае еще с учетом формулы (2.47).

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

$$\Delta E_{\max}^* = E_{0\text{ном}}^* (1 - \omega_{\min}^*). \quad (2.48)$$

Зависимость величины $\Delta E_{\max}^*$ от $\omega_{\min}^*$ для различных значений $I_{\kappa 30}^*$ представлена на рисунке 2.31.

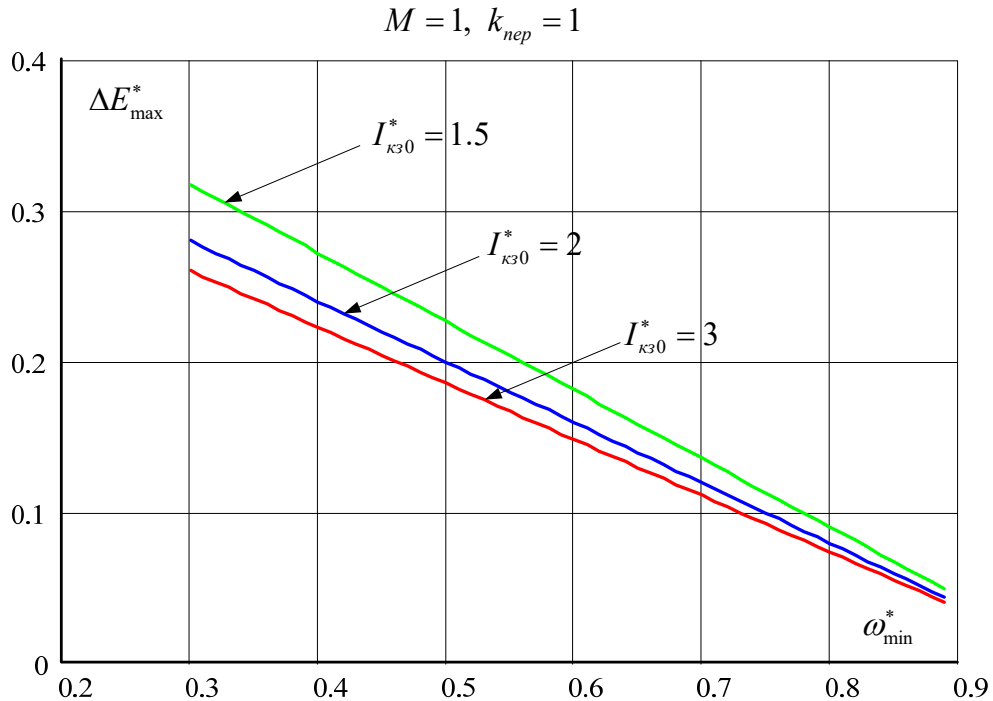


Рисунок 2.31 – Зависимости величины $\Delta E_{\max}^*$ от $\omega_{\min}^*$ для различных значений $I_{\kappa 30}^*$

Вид этих графиков достаточно очевиден, следует только отметить, что с увеличением значения тока короткого замыкания $I_{кз0}^*$ величина $\Delta E_{\max}^*$ уменьшается – это объясняется снижением относительного значения величины $E_{0\text{ном}}^*$.

На рисунке 2.32 представлены зависимости $I_{кз}^*(\omega^*)$ и $E_{xx}^*(\omega^*)$ для нескольких значений ΔE^* при $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$, $\omega_{\min} = 0,5$, $k_{\text{пер}} = 2$. Ток короткого замыкания генератора $I_{кз}^*(\omega^*)$ (рисунок 2.32,а) практически линейно зависит от частоты ω^* , причем при $\omega^* < 1$ всегда $I_{кз}^*(\omega^*) > I_{кз0}^*$, что объясняется увеличением суммарного потокоцепления в СГ. Таким образом, при данном сценарии и наличии ограничения тока в системе на уровне $I_{кз0}^*$ при режиме короткого замыкания в нагрузке нет необходимости делать нулевым ток возбуждения.

Из рисунка 2.32,б следует, что при заданном законе изменения потокоцепления обмотки возбуждения (2.41) невозможно поддерживать величину $E_{xx}^*(\omega^*)$ на уровне, необходимом для компенсации падения напряжения ωL_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 рисунке 2.32,б также видно, что при определенных значениях ΔE^* в графиках зависимости $E_{xx}^*(\omega^*)$ возникает точка перегиба, соответствующая частоте ω_1^* , после которой с ростом частоты E_{xx}^* начинает уменьшаться. Значение данной частоты определяется с помощью следующего соотношения:

$$\omega_1^* = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{\omega_{\min}^* E_{0\text{ном}}^*}{E_{0\text{ном}}^* - \frac{\Delta E^*}{\omega_{\min}^* - 1}} \right) \right]. \quad (2.49)$$

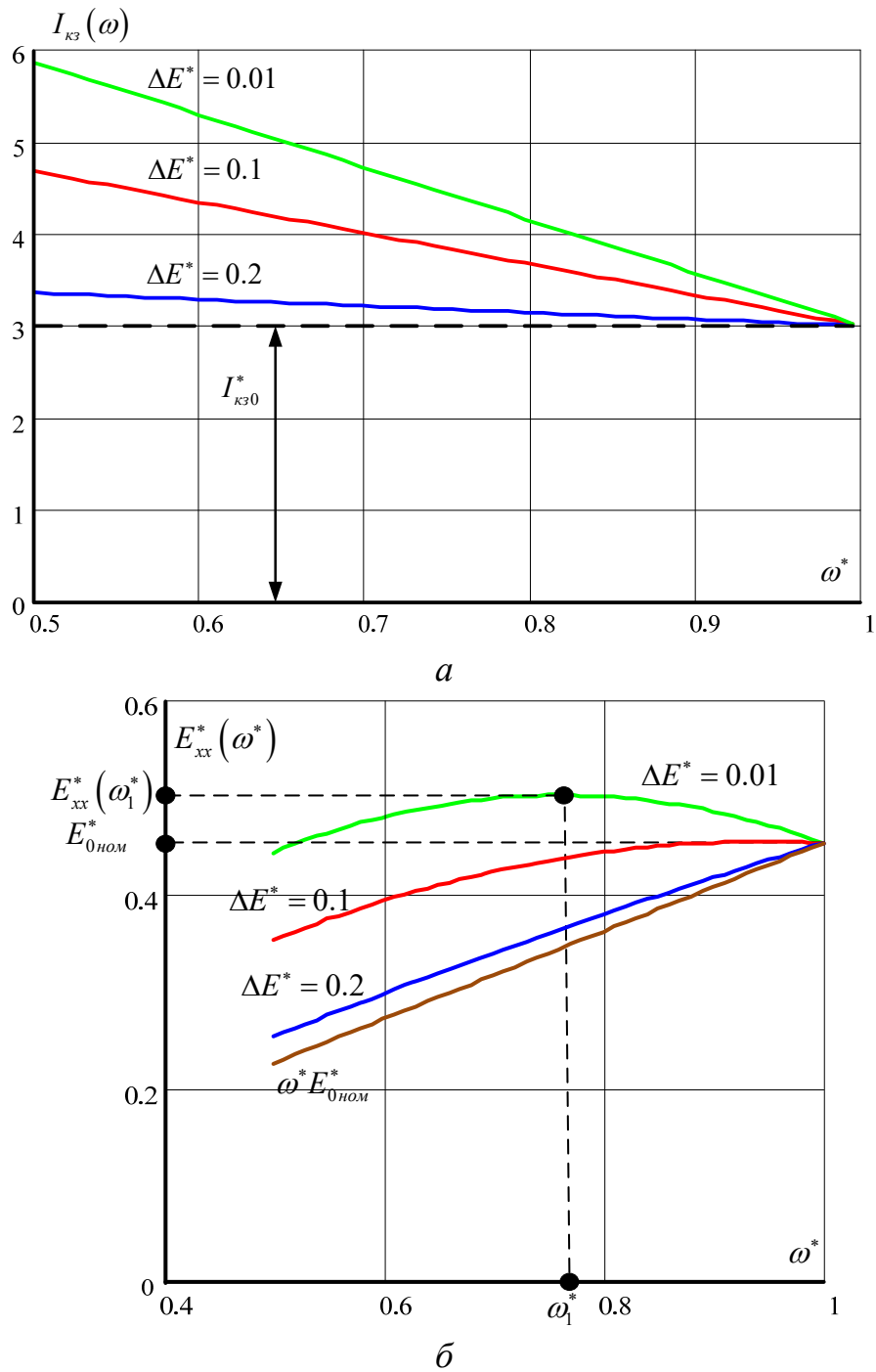


Рисунок 2.32 – Зависимости относительных значений тока короткого замыкания $I_{кз}^*(\omega^*)$ (а) и ЭДС холостого хода генератора $E_{xx}^*(\omega^*)$ (б) от частоты ω^*

В соотношении (2.49) величина $E_{0ном}^*$ определяется при $\omega^* = \omega_{max}^*$.

При заданных значениях ω_{max}^* и ΔE^* величина ω_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 рисунках 2.33 приведены зависимости ω_1^* и $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ от величины ΔE^* при $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$ и $k_{пер} = 2$.

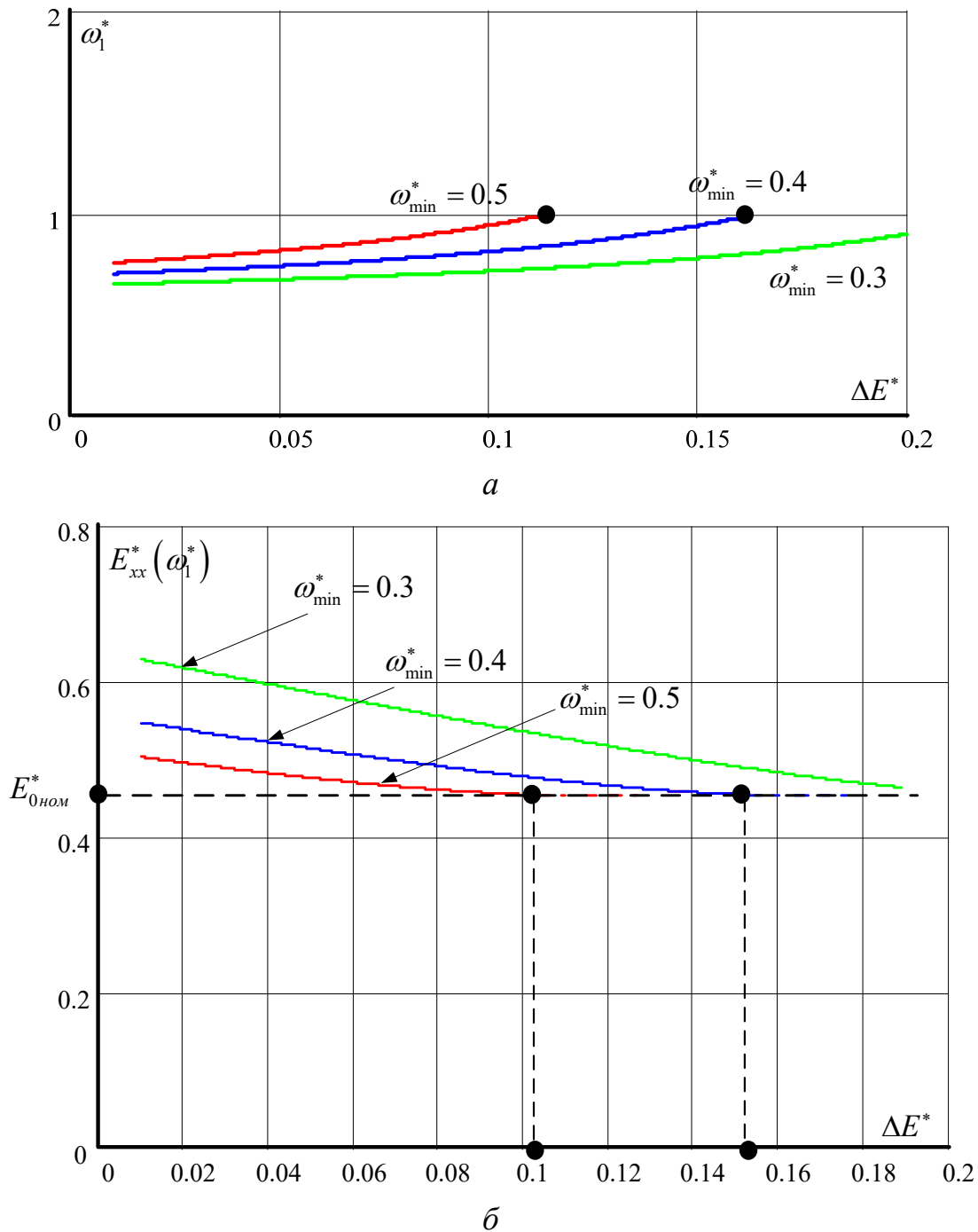


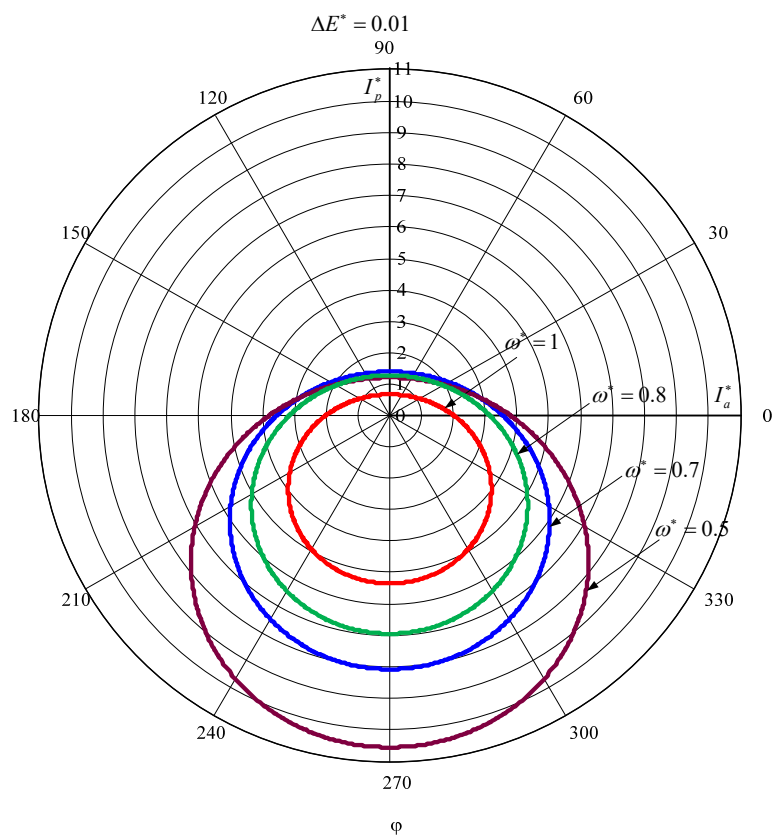
Рисунок 2.33 – Зависимости относительного значения частоты ω_1^* (a) и значения $E_{xx}^*(\omega_1^*)$ (b) от величины ΔE^*

Рисунок 2.33 наглядно иллюстрирует ограничение на возможность существования в рабочем диапазоне частот точки перегиба в графике $E_{xx}^*(\omega^*)$. Кроме этого, из рисунка 2.33,б следует, что с уменьшением $\omega_{\min}^*$ происходит возрастание величины напряжения $E_{xx}^*(\omega^*)$ в точке перегиба. 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.

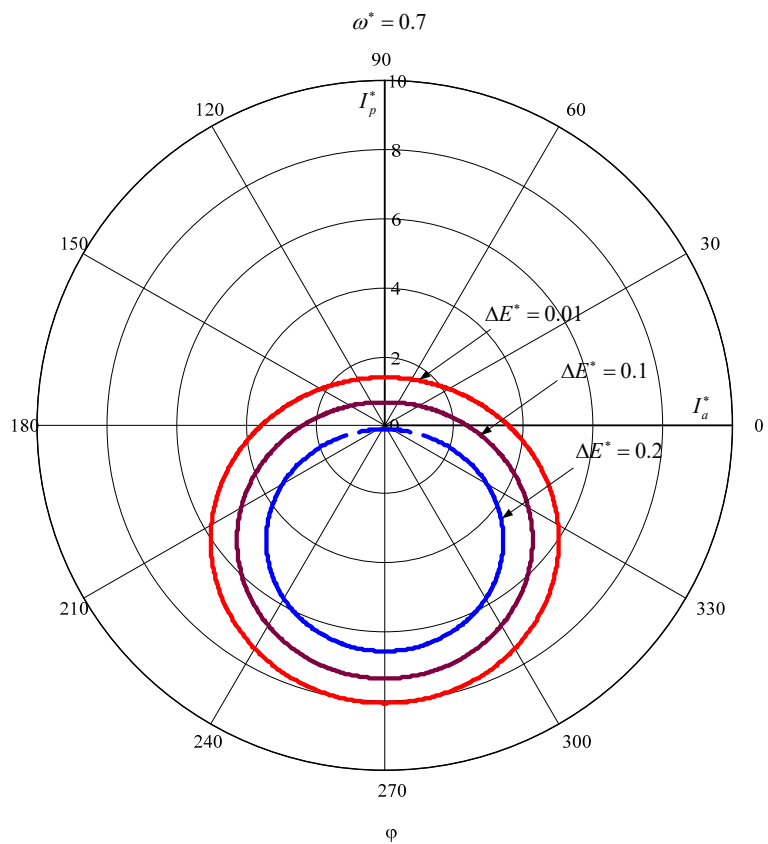
Рассмотрим характер изменения токов генератора в зависимости от режимов работы системы.

Как и в вариантах 1 и 2, связь между активной (I_a^*) и реактивной (I_p^*) составляющими тока СГ (I^*) определяется соотношением (2.16), с той лишь разницей, что в выражении для вычисления $E_{xx}^*(\omega^*)$ и $I_{кз}^*(\omega^*)$ используется $E_{0ном}^*$, определенное при частоте $\omega^* = \omega_{\max}^*$. Очевидно, все рассуждения о характере этой зависимости сохраняются; отличие заключается в том, что относительное значение частоты принадлежит интервалу $\omega^* \in \{\omega_{\min}^*, 1\}$. Также справедливыми, с указанными уточнениями, являются выражение (2.18) для годографа $I^*(\varphi)$ в полярной системе координат и все его свойства, ранее определенные для данного варианта проектирования.

На рисунке 2.34 приведен годограф тока $I^*(\varphi)$, построенный для $M = 1$, различных значений частоты ω^* и параметра ΔE^* , при $X_0^* = 0,152$, $I_{кз0}^* = 3$, $k_{\text{пер}} = 2$. Данный рисунок и проведенные расчеты позволяют сделать вывод, что с уменьшением частоты ω^* ($\omega^* \leq 0,8$) при нахождении вектора тока $I^*(\varphi)$ в первом квадранте происходит увеличение сектора, где угол сдвига между напряжением и током генератора $\varphi < 0$.



a



б

Рисунок 2.34 – Годограф тока генератора для различных значений частоты ω^* (a) и значений параметра ΔE^* (б)

Данная тенденция объясняется тем, что с уменьшением частоты происходит некоторый рост ЭДС холостого хода (при малых ΔE^*) за счет увеличения потокосцепления Ψ_f . При уменьшении значения ΔE^* зона с углом сдвига $\phi < 0$ увеличивается, что также объясняется обозначенной выше 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 $\phi > 0$, т. е. АВ воспринимается синхронным генератором как нагрузка емкостного характера.

Приведенное ниже соотношение позволяет определить частоту $\omega_{кр}^*$ и ее зависимость от параметров системы:

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

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

(2.50)

На рисунке 2.35 представлены зависимости частоты $\omega_{кр}^*$ от величин ΔE^* и $I_{кз0}^*$. Из рисунка 2.35,а следует, что с уменьшением величины ΔE^* значение $\omega_{кр}^*$ стремится к частоте $\omega_{мин}^*$. Из рисунка 2.35,б видно, что при заданной $\omega_{мин}^*$ не при всех значениях ΔE^* и $I_{кз0}^*$ существует частота $\omega_{кр}^*$.

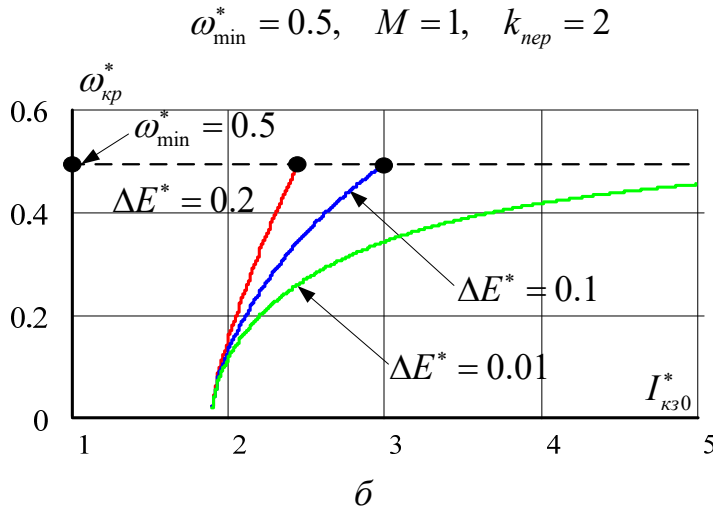
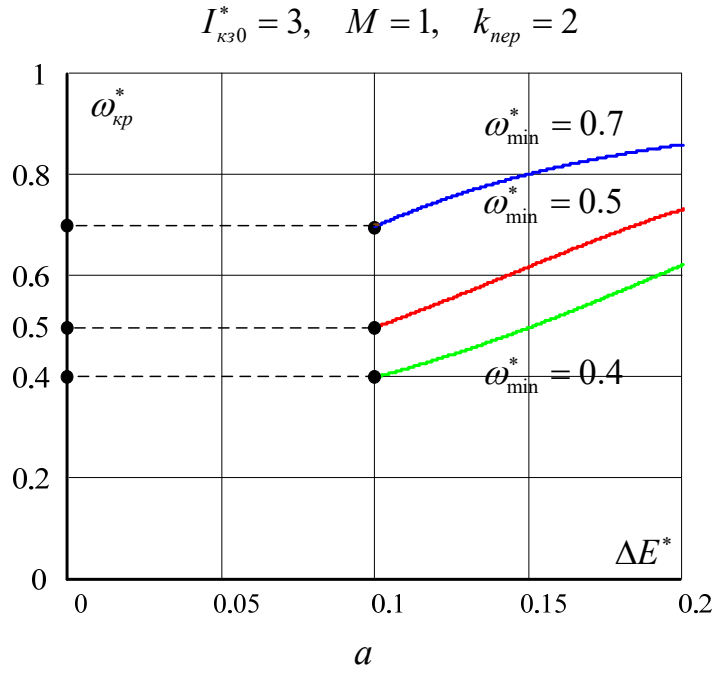


Рисунок 2.35 – График зависимости частоты $\omega_{кр}^*$ от величин ΔE^* (а) и тока короткого замыкания $I_{кз0}^*$ (б)

Рассмотрим влияние тока нагрузки на режимы работы и энергетические параметры системы. Для этого воспользуемся соотношением (2.23), полагая, что $\omega^* \in \{\omega_{\min}^*, 1\}$ и ток $I_{кз}^*(\omega^*)$ определяется с учетом формул (2.41) и (2.42).

На рисунке 2.36 приведена зависимость $I_p^*(I_n^*)$ для различных значений частоты ω^* в режиме генерирования, поэтому отражены только квадранты I и IV. Напомним, что квадрант I соответствует условию $\varphi < 0$, а квадрант IV – условию $\varphi > 0$. Как следует из этих

графиков, с увеличением частоты ω^* в зависимости $I_p^*(I_H^*)$ уменьшается величина максимально возможного тока системы (точка «с» на рисунке 2.13). При выборе параметров системы исходя из требований обеспечения режима перегрузки, т. е. $I_H^* = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}^* = I_{\text{нmax}}^*$, необходимо выполнение неравенства

$$3k_u M I_{\text{кз}}^*(\omega_{\min}^*) = 3k_u M \frac{E_{\text{xx}}^*(\omega_{\min}^*)}{\omega_{\min}^* X_0^*} > I_{\text{нпер}}^*. \quad (2.51)$$

Из соотношения (2.51) следует, что $\omega_{\min}^*$ и $I_{\text{нmax}}^*$ связаны уравнением вида

$$\frac{3k_u M (E_{0\text{нном}}^* + \Delta E^*)}{X_0^*} > \omega_{\min}^* I_{\text{нпер}}^*. \quad (2.52)$$

$$X_0^* = 0.152, \quad I_{\text{кз0}}^* = 3, \quad k_{\text{пер}} = 2, \quad \Delta E^* = 0.2, \quad M = 1, \quad \omega_{\min}^* = 0.5$$

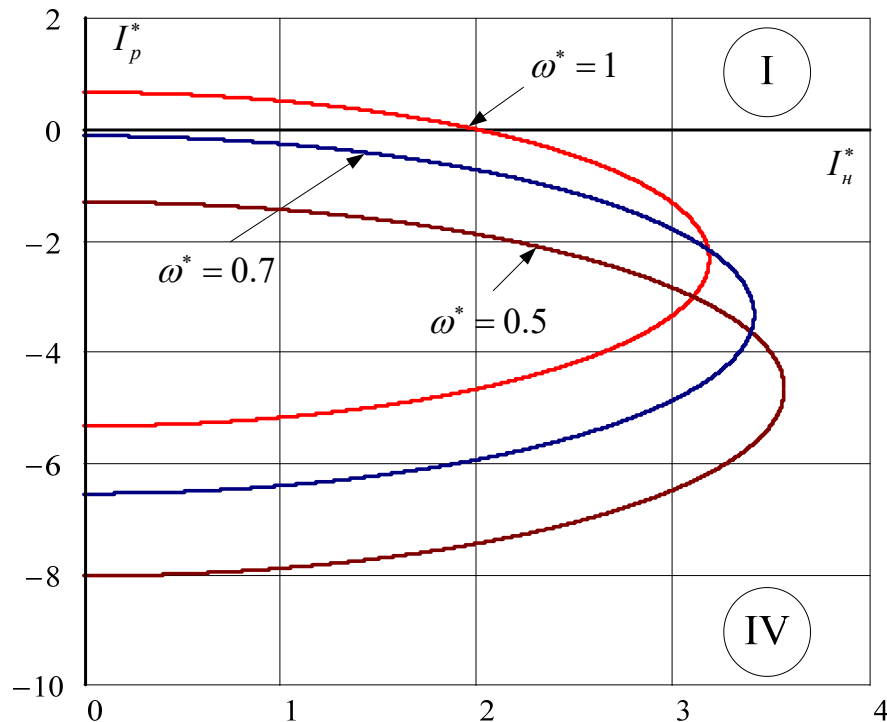


Рисунок 2.36 – График зависимости $I_p^*(I_H^*)$ для различных значений частоты ω^*

Учитывая соотношение (2.30), определим основные энергетические параметры системы.

На рисунках 2.37 и 2.38 для $X_0^* = 0,152$, $\omega_{\min}^* = 0,5$, $I_{\text{кз0}}^* = 3$, $k_{\text{пер}} = 2$, $\Delta E^* = 0,2$, $M = 1$ показаны зависимости некоторых интегральных и энергетических параметров от тока нагрузки $I_{\text{н}}^*$ и частоты ω^* .

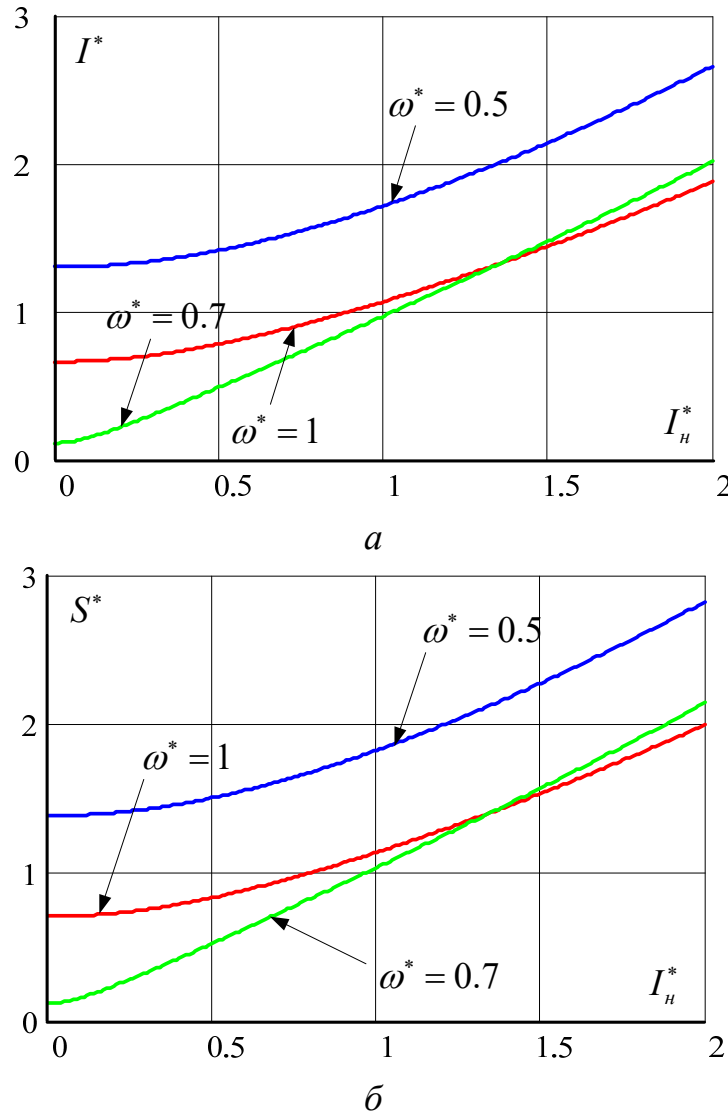


Рисунок 2.37 – График зависимости тока генератора (а) и полной мощности (б) от тока нагрузки $I_{\text{н}}^*$

Как следует из данных рисунков, при выбранном коэффициенте перегрузки ($k_{\text{пер}} = 2$) наилучшие энергетические показатели характерны для режима с $I_{\text{н}}^* = I_{\text{нmax}}^* = k_{\text{пер}} = 2$. В этом случае

величина коэффициента мощности генератора χ максимальна и близка к единице при $\omega^* \rightarrow 1$.

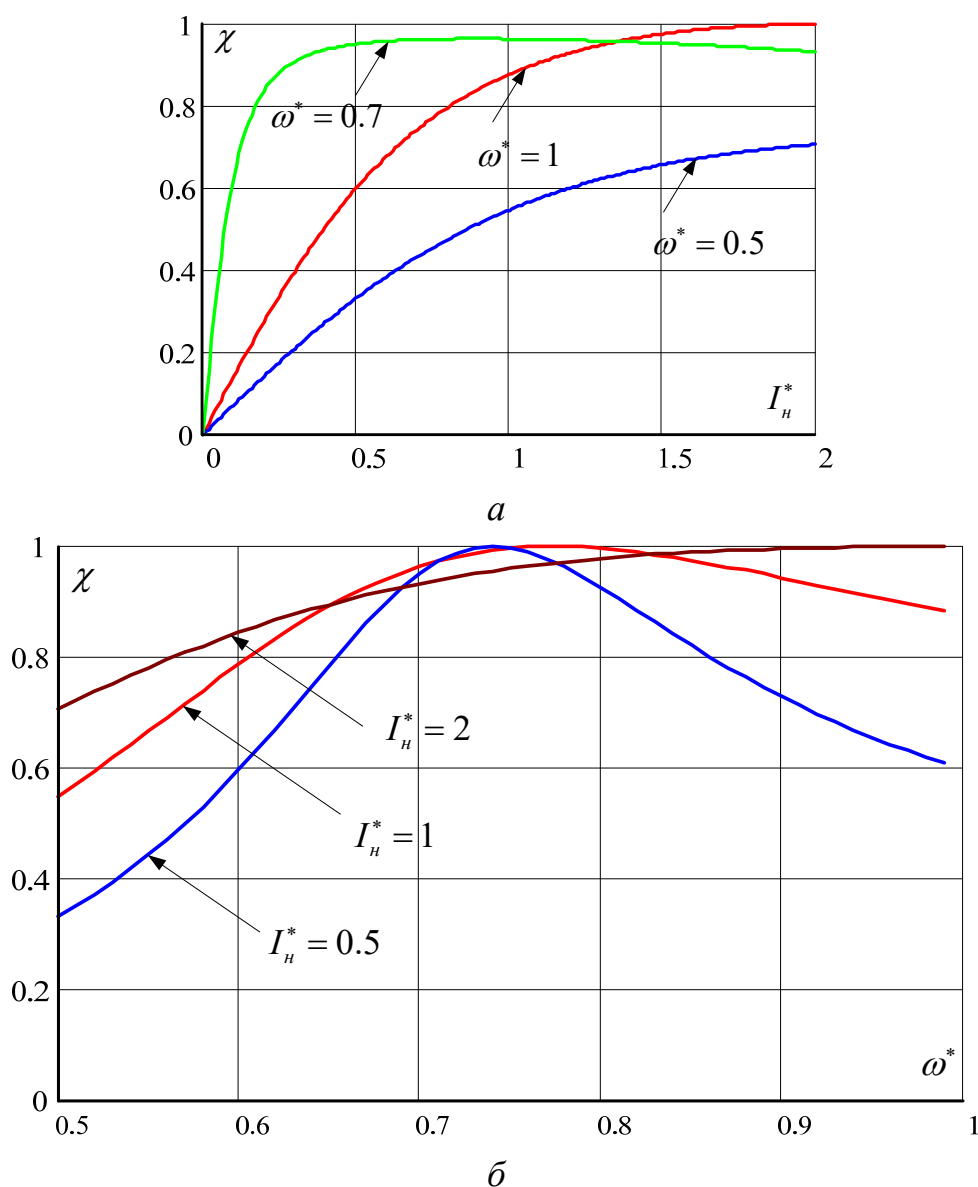


Рисунок 2.38 – График зависимости коэффициента мощности χ генератора от тока нагрузки I_H^* (а) и частоты ω^* (б)

К особенности данного варианта можно отнести высокое значение коэффициента мощности при $\omega^* = 0,7$ и $k_{\text{пер}} = 2$, что при двойном изменении частоты ω^* соответствовало бы практически середине диапазона.

Рассмотрим настройку параметров системы на случай выбора потокосцепления Ψ_0 исходя из номинального режима с $I_H^* = I_{\text{нном}}^*$

при $\omega = \omega_{\max}$. Для этого необходимо в соотношении (2.33) принять $k_{\text{пер}} = 1$. Используя это условие, на рисунках 2.39 и 2.40 представлены результаты расчетов зависимости энергетических параметров от тока нагрузки I_H^* и частоты ω^* при условии $X_0^* = 0,124$, $I_{\text{кз0}}^* = 3$, $\Delta E^* = 0,01$, $M = 1$, $\omega_{\max}^* = 0,5$. Кроме этого, на рисунке 2.39,б показано влияние величины ΔE^* на коэффициент мощности генератора.

Как и следовало ожидать, коэффициент мощности СГ имеет максимальное значение ($\chi = 1$) при $I_H^* = 1$ и $\omega^* = 1$. Режим перегрузки по току с $I_{\text{нпер}}^* = k_{\text{пер}} = 2$ реализуется при этом $\chi \geq 0,8$.

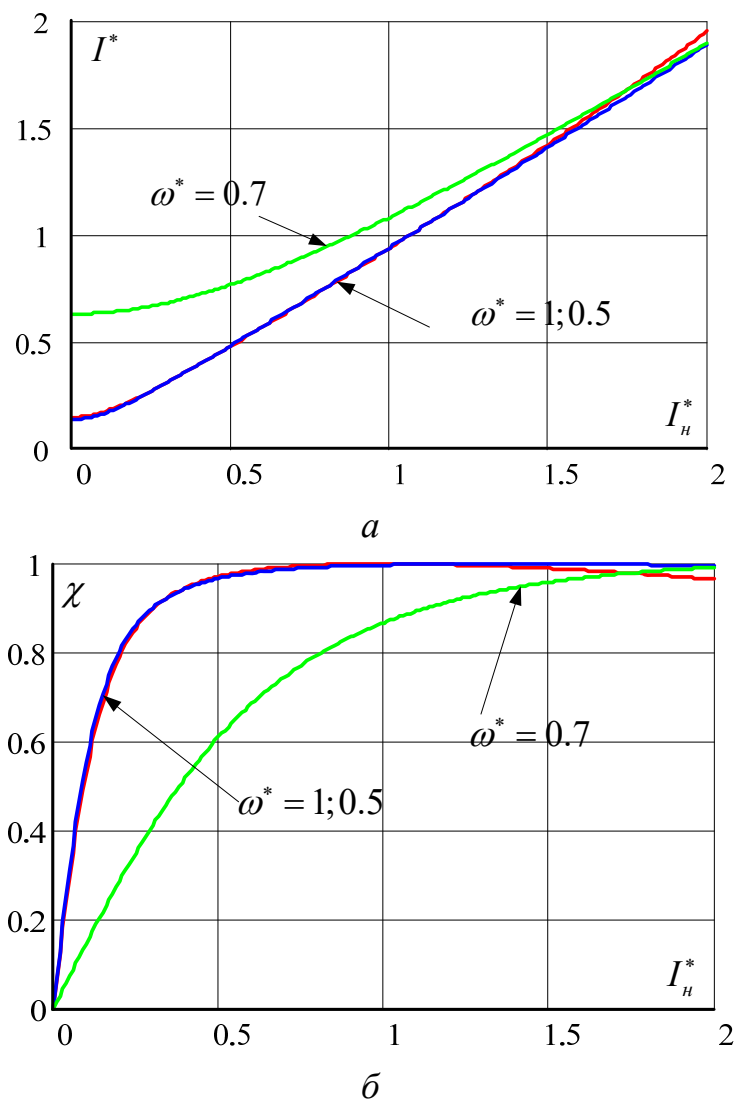


Рисунок 2.39 – Графики зависимости тока (а) и коэффициента мощности (б) генератора от тока нагрузки I_H^*

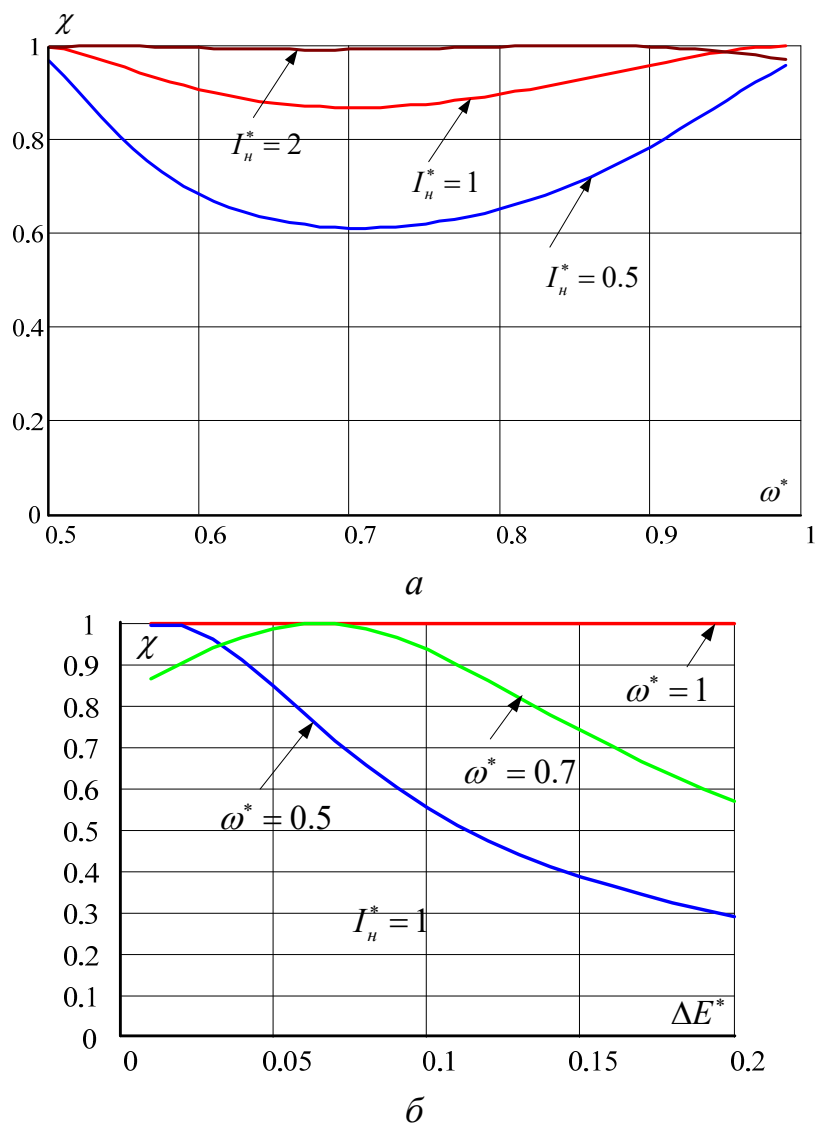


Рисунок 2.40 – Графики зависимости коэффициента мощности генератора от частоты ω^* (а) и величины параметра ΔE^* (б)

Рисунок 2.40,б отражает влияние выбранной величины параметра ΔE^* на коэффициент мощности генератора. Очевидной является тенденция увеличения χ с уменьшением значения ΔE^* . Как уже отмечалось, рассматриваемый закон изменения потоко-сцепления Ψ_f от частоты ω не позволяет обеспечить высокое значение коэффициента мощности во всем диапазоне изменения частот ω и величины тока нагрузки. Следует отметить значительное снижение χ при $\Delta E^* = 0,2$ и $\omega^* = 0,5$: расчеты показывают, что в этом случае ток генератора содержит большую составляющую тока емкостного характера.

Таким образом, рассмотренный закон изменения потокосцепления обмотки возбуждения Ψ_f от частоты ω (2.41) 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 Ψ_0 при $\Psi_f = 0$ на необходимой частоте и заданном значении тока в нагрузке.

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

При проектировании СГЭ ПТ по различным вариантам токовая нагрузка транзисторов активного выпрямителя не будет одинаковой, несмотря на то, что величина тока $I_{кз0}$, соответствующая нулевому значению тока возбуждения I_f , одинакова во всех вариантах. В переходных режимах ток короткого замыкания может достигать существенно больших величин (рисунки 2.5,а и 2.32,б). Это объясняется тем, что ток возбуждения будет уменьшаться до нулевого значения в течение конечного времени. И, как следует из рисунков 2.5,а, 2.21,а и 2.32,а, максимальное значение тока короткого замыкания ($I_{кз\max}^*$) может быть в системе, спроектированной по варианту № 3 $\left(I_{кз\max}^* \left(\omega_{\min}^* \right) \approx 6 \right)$, причем минимальное значение этого тока будет в системе, соответствующей варианту № 2 $\left(I_{кз\max}^* \left(\omega_{\min}^* \right) \approx k_{\text{пер}} \div 3 \right)$.

Относительно величины напряжения, в соответствии с которой должны выбираться транзисторы АВН, можно отметить следующее. Как видно из рисунка 2.2, максимальное напряжение, прикладываемое к транзисторам, характерно для варианта № 2, а минимальное – для варианта № 3. При этом максимальная величина напряжения будет определяться величиной $\omega_{\max} \Psi_0$.

Таким образом, с методической точки зрения в системе, спроектированной по варианту №1, установленная мощность транзисторов будет минимальной, если ее 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 $\Delta E^* \rightarrow 0$, $\omega_{\max}$, $E_{0\text{ном}}$ одинаковы во всех сценариях, а также введем величину диапазона изменения частоты

$$D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}.$$

В таблице 2.1 для рассматриваемых вариантов приведены потокосцепления Ψ_0 , выраженные в функции от D и $\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$ (столбец 2), а также значение максимального потокосцепления ($\Psi_{f\text{max}}$), создаваемого обмоткой возбуждения, отнесенное к потокосцеплению (Ψ_0) от постоянных магнитов $\Psi_{f\text{max}}^* = \frac{\Psi_{f\text{max}}}{\Psi_0}$

(столбец 3). Учитывая, что потокосцепление Ψ_0 при принятых условиях сравнения минимально в варианте № 3, то с целью сравнения величин этого потокосцепления и потокосцепления $\Psi_{f\text{max}}$ в различных вариантах в столбцах 4 и 5 приведены отношения данных потокосцеплений к потокосцеплению в третьем варианте проектирования: $\Psi_0 / \left(\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \right)$ и $\Psi_{f\text{max}} / \left(\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \right)$ соответственно.

Таблица 2.1 – Соотношения основных величин для различных вариантов проектирования электромагнитной системы СГК

Номер сценария	Ψ_0	$\Psi_{f\max}^* = \frac{\Psi_{f\max}}{\Psi_0}$	$\Psi_0 / \left(\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \right)$ $E_{0\text{ном}} = \text{const}$	$\Psi_{f\max} / \left(\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \right)$ $E_{0\text{ном}} = \text{const}$
1	2	3	4	5
1	$\Psi_0 = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_0} = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \left(\frac{2}{1 + \frac{1}{D}} \right)_{D=2} =$ $= 1,33 \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	$\Psi_{f\max}^* = \frac{\omega_{\max} - \omega_0}{\omega_{\max}} =$ $= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} = 0,25$	1,33	$\frac{2}{3} \left(1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} = 0,33$
2	$\Psi_0 = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\min}} = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} D_{D=2} =$ $= 2 \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	$\Psi_{f\max}^* = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\max}} =$ $= \left(1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} = 0,5$	2	$2 \left(1 - \frac{1}{D} \right)_{D=2} = 1$
3	$\Psi_0 = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	$\Psi_{f\max}^* = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\min}} =$ $= (D - 1)_{D=2} = 1$	1	$(D - 1)_{D=2} = 1$

Как следует из таблицы 2.1, максимальное потокоцепление от постоянных магнитов характерно для варианта № 2, а минимальное, как уже отмечалось, соответствует варианту № 3. При этом потокоцепление, 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 потокоцеплению $\Psi_{f_{\max}} + \Psi_0$, то теоретически в случае варианта № 1 СГК будет иметь меньшую установленную мощность.

Следовательно, из сопоставления вариантов проектирования СГЭ ПТ следует, что с точки зрения установленной мощности АВН и СГК предпочтительным является вариант № 1.

Таким образом, предложены и подвергнуты детальному анализу три варианта проектирования СГЭ ПТ на базе синхронного генератора с комбинированным возбуждением и активного выпрямителя напряжения с высокочастотной ШИМ. Показано, что параметрическое управление током возбуждения синхронного генератора с комбинированным возбуждением в составе СГЭ ПТ по предложенному закону, пропорциональному частоте напряжения генератора, позволяет в номинальных режимах получить максимальную энергетическую эффективность системы с точки зрения минимизации перетоков реактивной мощности между генератором и активным выпрямителем, что характеризуется близким к единице значением коэффициента мощности СГК.

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.

Выявлено, что вариант № 1 проектирования СГЭ 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.

Параметрическое управление током возбуждения синхронного генератора с комбинированным возбуждением не реализует все возможные преимущества такого способа построения СГЭ ПТ, однако обладает простотой построения системы управления и может быть использовано в качестве дополнительного канала управления в комбинированной системе регулирования.

2.6 Управление синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения с нулевым значением реактивного тока генератора

Рассмотрим такой принцип управления, 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 $I = I_a$, $\cos \varphi_{\text{СГ}} = 1$ и будет справедлива векторная диаграмма на рисунке 2.41.

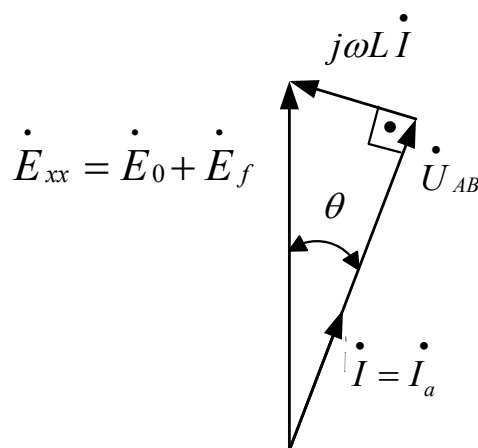


Рисунок 2.41 – Векторная диаграмма
при равенстве нулю реактивной
составляющей тока СГ

Из рисунка 2.41 получаем следующее выражение для ЭДС холостого хода генератора:

$$E_{xx} = \omega \Psi_{\Sigma} = \omega (\Psi_0 + \Psi_f) = \sqrt{(k_u M U_H)^2 + \left(\omega L \frac{I_H}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.53)$$

Из соотношения (2.53) и рисунка 2.41 определим, как должно изменяться Ψ_f , чтобы обеспечить поставленные выше условия:

$$\begin{aligned} \Psi_f &= -\Psi_0 + \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u M U_H)^2 + \left(\omega L \frac{I_H}{3k_u M} \right)^2}, \\ I_f &= \left[-\Psi_0 + \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u M U_H)^2 + \left(\omega L \frac{I_H}{3k_u M} \right)^2} \right] \frac{1}{L_f} = F\{\omega, M, U_H, I_H\}, \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{\omega L \frac{I_H}{3k_u M}}{k_u M U_H} = \operatorname{arctg} \frac{\omega L I_H}{3U_H (k_u M)^2}. \quad (2.55)$$

Такой принцип регулирования можно реализовать, применив параметрическое управление по обмотке возбуждения согласно соотношениям (2.54) ($\Psi_f \equiv I_f$) и параметрическое управление фазой сигнала управления АВН при заданной глубине модуляции M согласно соотношению (2.55): 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, в противном случае его функции можно возложить на алгоритм аналитического наблюдателя [59–61]. В такой ситуации предпочтительно реализовать алгоритм управления АВН во вращающейся с частотой ω системе координат. Пусть ДПР фор-

мирует сигнал $\gamma(t)$, определяющий положение ротора, тогда во вращающейся системе dq ось q будет совпадать с направлением вектора ЭДС E_{xx} (рисунок 2.42,а). В соответствии с рисунком 2.41 ток СГК (одновременно это входной ток АВН) должен быть ориентирован по напряжению АВН, вектор которого сдвинут относительно вектора E_{xx} на угол θ . На рисунке 2.42,б в соответствии с соотношением (2.55) 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 (2.55).

Во введенной системе координат структурная схема алгоритма управления АВН будет выглядеть в соответствии с рисунком 2.42,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 $i_{задq} = 0$ 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 (ПИ₁, ПИ₂, ПИ₃), что в установившемся режиме обеспечивает астатическое управление. Здесь операторы $\mathcal{F}_{\hat{d}\hat{q}}$ и $\overline{\mathcal{F}_{\hat{d}\hat{q}}}$ осуществляют преобразование токов СГК из abc -координат в $\hat{d}\hat{q}$ -координаты и обратно (см. выражение (2.18)). Рассмотренный принцип управления обеспечит в статическом режиме стабилизацию выходного напряжения и создаст предпосылки для обеспечения условия $\cos \varphi_{СГ} = 1$. Однако, чтобы во всех режимах обеспечить соблюдение этого условия, необходимо специальным образом управлять dc/dc преобразователем.

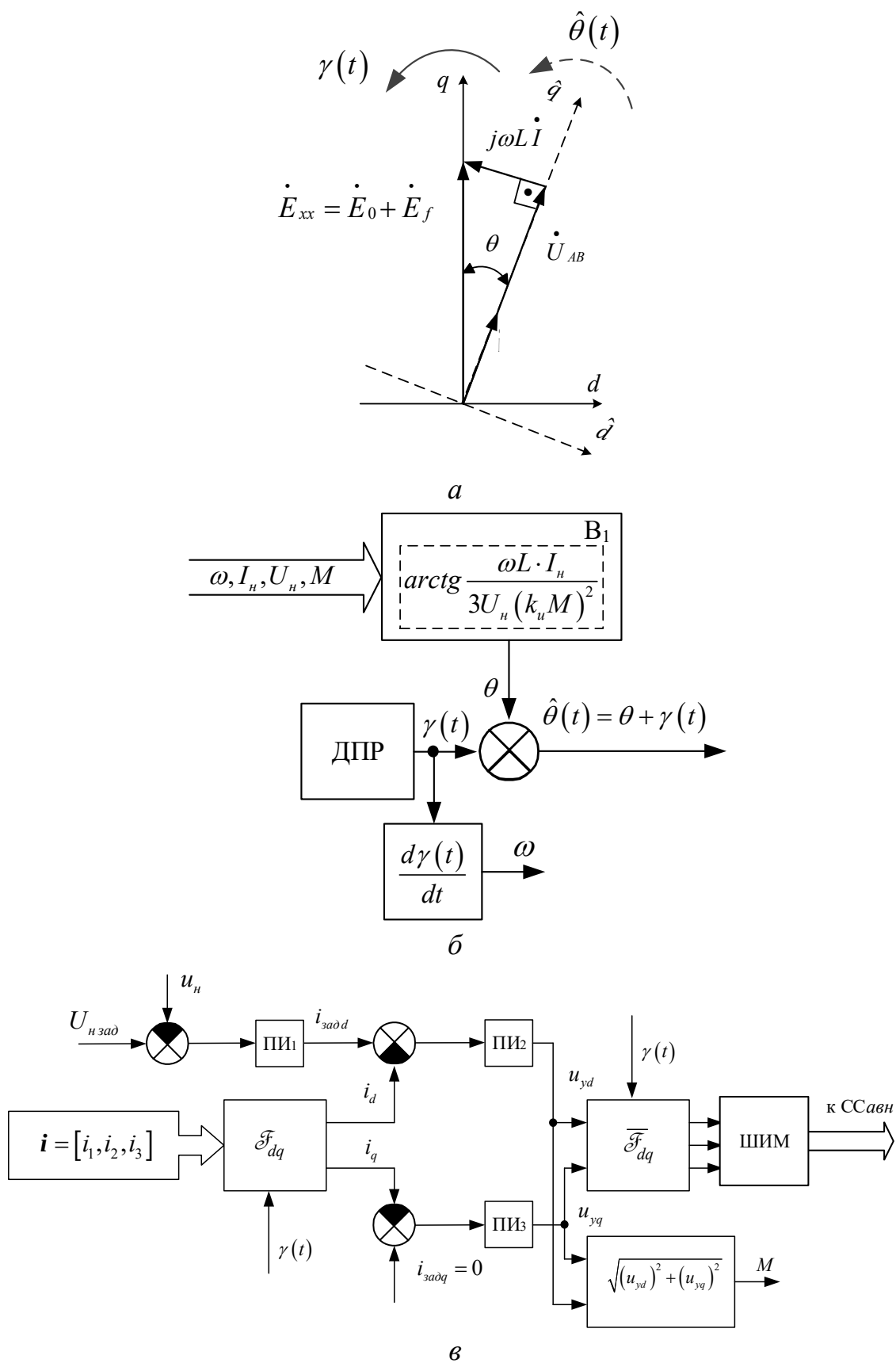


Рисунок 2.42 – Упрощенная векторная диаграмма входной электрической цепи АВН во вращающейся системе координат (а); структурная схема преобразования координат (б); структурная схема алгоритма управления АВН (в)

Управление dc/dc преобразователем производится так же, 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 2.43). Данная обратная связь образована с помощью схемы сравнения СС и регулятора тока РТ. Структура РТ может быть различной, например, это может быть пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор. 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 ($F\{\omega, M, U_H, I_H\}$) для различных значений частоты ω .

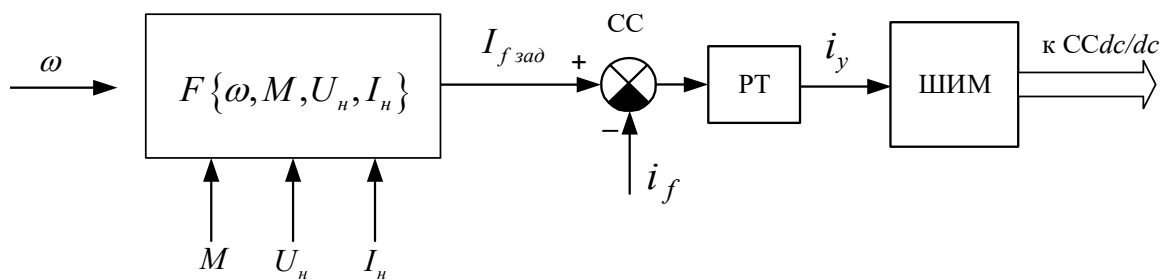


Рисунок 2.43 – Структурная схема алгоритма управления возбуждением СГК

Рассмотрим процессы в СГЭ 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 обмотки возбуждения (ОВ) равно нулю ($\Psi_f = 0$) для $I_H = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}$, тогда

$$\omega_0 \Psi_0 = \sqrt{(k_u M U_H)^2 + \left(\omega_0 L \frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3k_u M} \right)^2} = E_{0\text{ном}}. \quad (2.56)$$

Здесь $E_{0\text{ном}}$ – ЭДС синхронного генератора при $\omega = \omega_0$, а ток в нагрузке равен максимальному рабочему току: $I_{\text{нmax}} = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}$.

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 [62]:

$$I_{\text{нкз}} = 3 \frac{\sqrt{2} E_{\text{xx}}(\omega)}{\pi \omega L} = 1,35 \frac{E_{\text{xx}}(\omega)}{\omega L} = 1,35 I_{\text{кз}},$$

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

Примем, что в режиме установившегося короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величина тока короткого замыкания на выходе СГЭ ПТ должна обеспечиваться только потокосцеплением Ψ_0 . В этом случае будем иметь:

$$I_{\text{кз0}} = \frac{E_{0\text{ном}}}{X_0} = \frac{\Psi_0}{L}. \quad (2.57)$$

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

$$I_{\text{кз}}(\omega) = \frac{E_{\text{xx}}(\omega)}{\omega L}. \quad (2.58)$$

Подставляя равенство (2.57) в соотношение (2.56) и разрешая его относительно $E_{0\text{ном}}$, получим:

$$E_{0\text{ном}} = \omega_0 \Psi_0 = \frac{k_u M U_{\text{н}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3 k_u M I_{\text{кз0}}} \right)^2}}. \quad (2.59)$$

Таким образом, соотношения (2.57) и (2.59) позволяют однозначно определить потокосцепление Ψ_0 и индуктивность L генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания $I_{\text{кз}}$.

С учётом формул (2.54) соотношение (2.53) примет вид:

$$\begin{aligned}\Psi_f &= -\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_0} + \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u M U_{\text{H}})^2 + \left(\omega L \frac{I_{\text{H}}}{3k_u M} \right)^2} = \\ &= -\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_0} + \frac{E(\omega, I_{\text{H}})}{\omega},\end{aligned}\quad (2.60)$$

где

$$E_{\text{xx}} = \sqrt{(k_u M U_{\text{H}})^2 + \left(\omega L \frac{I_{\text{H}}}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.61)$$

Из выражений (2.53) и (2.55) получим:

$$\Psi_{\Sigma} = \frac{E_{\text{xx}}}{\omega} = \frac{1}{\omega} \sqrt{(k_u M U_{\text{H}})^2 + \left(\omega L \frac{I_{\text{H}}}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.62)$$

Используем относительные единицы, тогда

$$\begin{aligned}E_{0\text{ном}}^* &= \frac{k_u M}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}}}{3k_u M I_{\text{кз0}}^*} \right)^2}}; \\ E_{\text{xx}}^* &= \frac{E_{\text{xx}}}{U_{\text{H}}} = \sqrt{(k_u M)^2 + \left(\frac{\omega^* X_0^* I_{\text{H}}^*}{3k_u M} \right)^2};\end{aligned}\quad (2.63)$$

$$I_{\text{кз}}^*(\omega^*) = \frac{E_{\text{xx}}^*}{\omega^* X_0^*}; \quad (2.64)$$

$$\Psi_{\Sigma}^* = \frac{1}{\omega^*} \sqrt{(k_u M)^2 + \left(\frac{\omega^* X_0^* I_{\text{H}}^*}{3k_u M} \right)^2}, \quad (2.65)$$

$$\Psi_{\Sigma}^* = \frac{\Psi_{\Sigma}}{U_{\text{H}}/\omega_0}, \quad X_0^* = \frac{\omega_0 L}{R_{\text{Hном}}}, \quad \omega_0 = \omega_0;$$

$$\Psi_f^* = \frac{\Psi_f}{U_{\text{H}}/\omega_0} = \frac{1}{\omega^*} \sqrt{(k_u M)^2 + \left(\frac{\omega^* X_0^* I_{\text{H}}^*}{3k_u M} \right)^2} - E_{0\text{ном}}^*; \quad (2.66)$$

$$E_f^* = \sqrt{(k_u M)^2 + \left(\frac{\omega^* X_0^* I_H^*}{3k_u M} \right)^2} - \omega^* E_{0\text{ном}}^*; \quad (2.67)$$

$$\theta = \arctg \frac{\omega^* X_0^* I_H^*}{3(k_u M)^2}. \quad (2.68)$$

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

$$I^* = I_a^*, S = P^* = 3I^* U_{AB}^* = 3k_u M I^*. \quad (2.69)$$

На рисунке 2.44,а приведена зависимость $E_{0\text{ном}}^*$ от коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$ для различных значений тока короткого замыкания $I_{\text{кз0}}^*$, а на рисунке 2.44,б представлена зависимость индуктивного сопротивления X_0^* от заданного тока короткого замыкания $I_{\text{кз0}}^*$ при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$. Графики рассчитаны для глубины модуляции $M = 1$.

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

$$E_{0\text{ном max}}^* = \frac{3(k_u M)^2}{\sqrt{(3k_u M)^2 - 1}} = 1,061. \quad (2.70)$$

Максимальное значение X_0^* определяется из соотношения вида

$$X_{0\text{max}}^* = \frac{1}{I_{\text{кз0}}^*} \frac{3(k_u M)^2}{\sqrt{(3k_u M)^2 - 1}} = \frac{1,061}{I_{\text{кз0}}^*}. \quad (2.71)$$

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

$$E_{0\text{ном max}}^* = 1,061, X_{0\text{max}}^* = \frac{1,061}{I_{\text{кз0}}^*}. \quad (2.72)$$

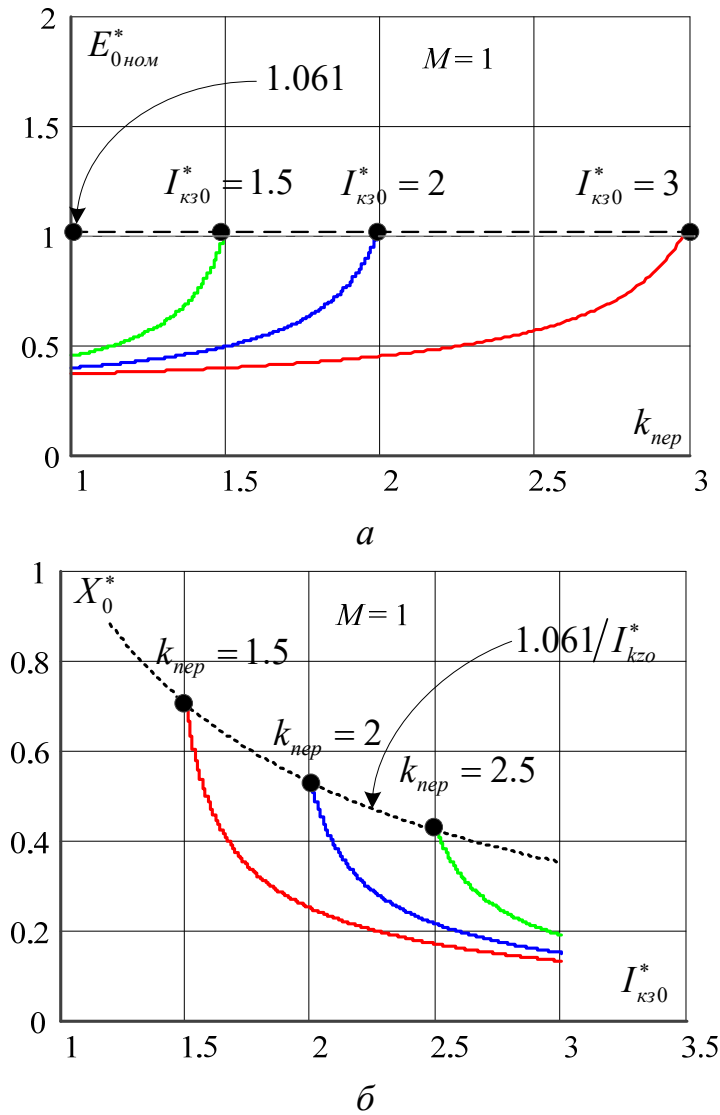


Рисунок 2.44 – Зависимость $E_{0ном}^*$ от коэффициента перегрузки $k_{пер}$ для различных значений тока короткого замыкания $I_{кз0}^*$ (а); зависимость индуктивного сопротивления X_0^* от заданного тока короткого замыкания $I_{кз0}^*$ при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{пер}$

На рисунках 2.45–2.47 для $M=1$, $I_{кз0}=3$, $X_0^*=0,152$, $k_{пер}=2$ приведены зависимости относительных значений потокоцеплений Ψ_{Σ}^* и Ψ_f^* , а также угла θ от относительных значений частоты ω^* 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 потокоцепления

в обмотке возбуждения (Ψ_f^*) и угла сигнала управления активным выпрямителем (θ). При этом, напомним, реактивная составляющая тока синхронного генератора равна нулю.

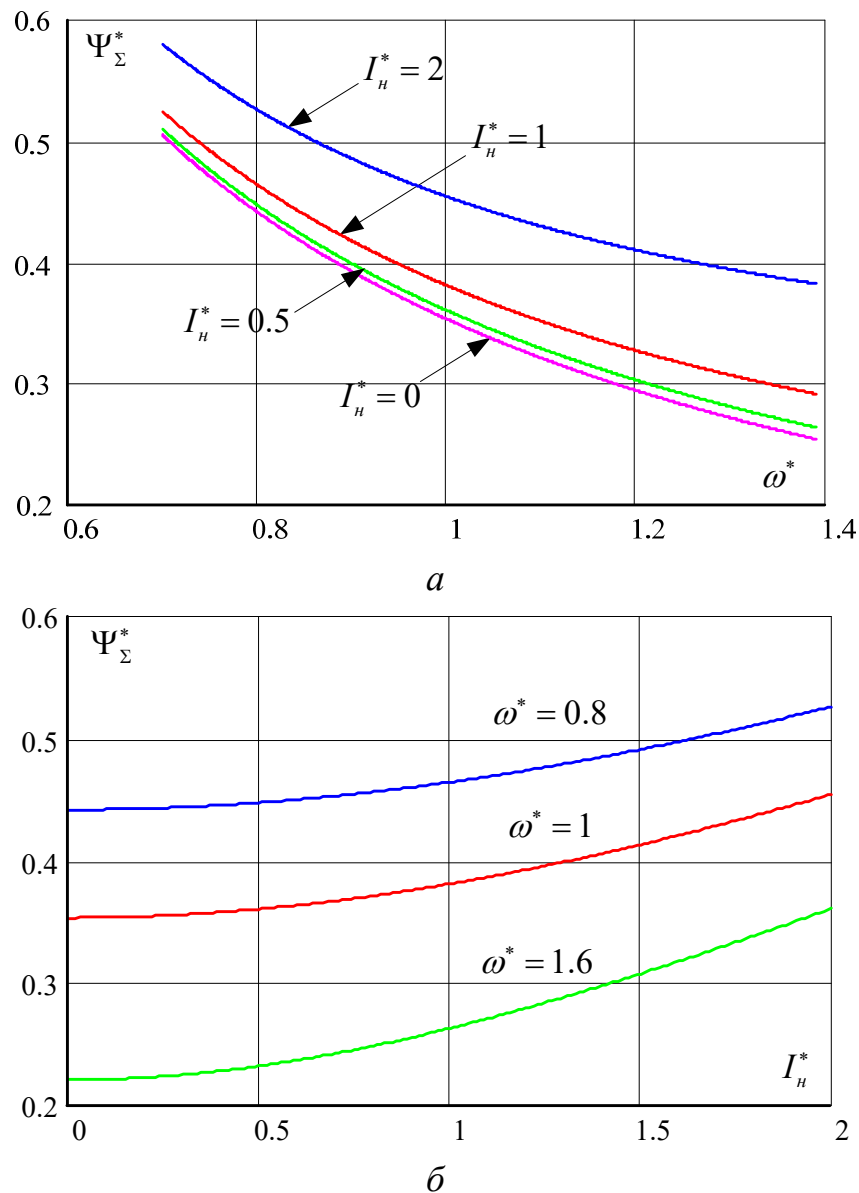


Рисунок 2.45 – Зависимость потокосцепления Ψ_{Σ}^* от относительных значений частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_H^* (б)

При малых токах в нагрузке потокосцепление Ψ_f^* в значительном диапазоне изменения частот направлено на уменьшение суммарного потокосцепления СГК (Ψ_{Σ}^*), при больших величинах тока, близких к току перегрузки и $D \sim 2$, это потокосцепление в

равной степени стремится как к увеличению, так и к уменьшению суммарного потокоцепления СГ (Ψ_{Σ}^*).

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

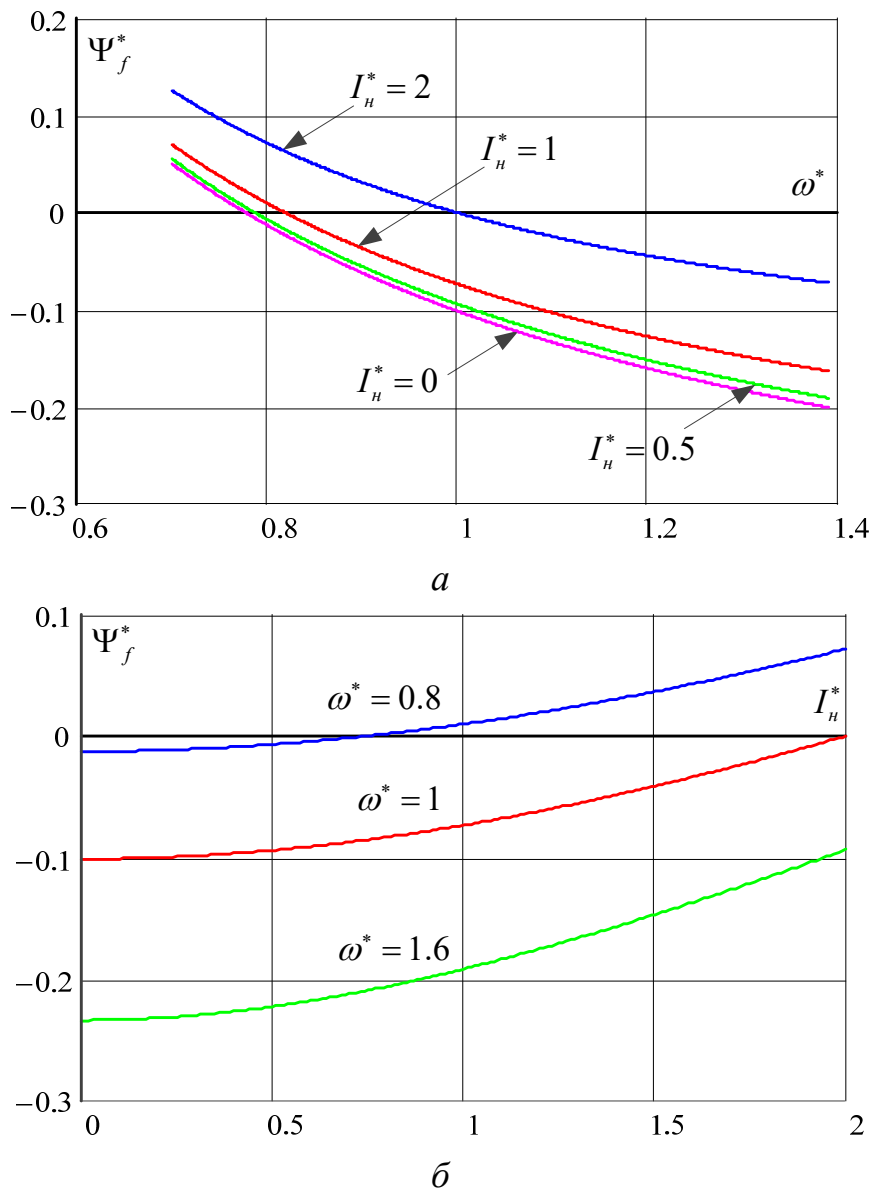


Рисунок 2.46 – Зависимость потокоцепления Ψ_f^* от относительных значений частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_H^* (b)

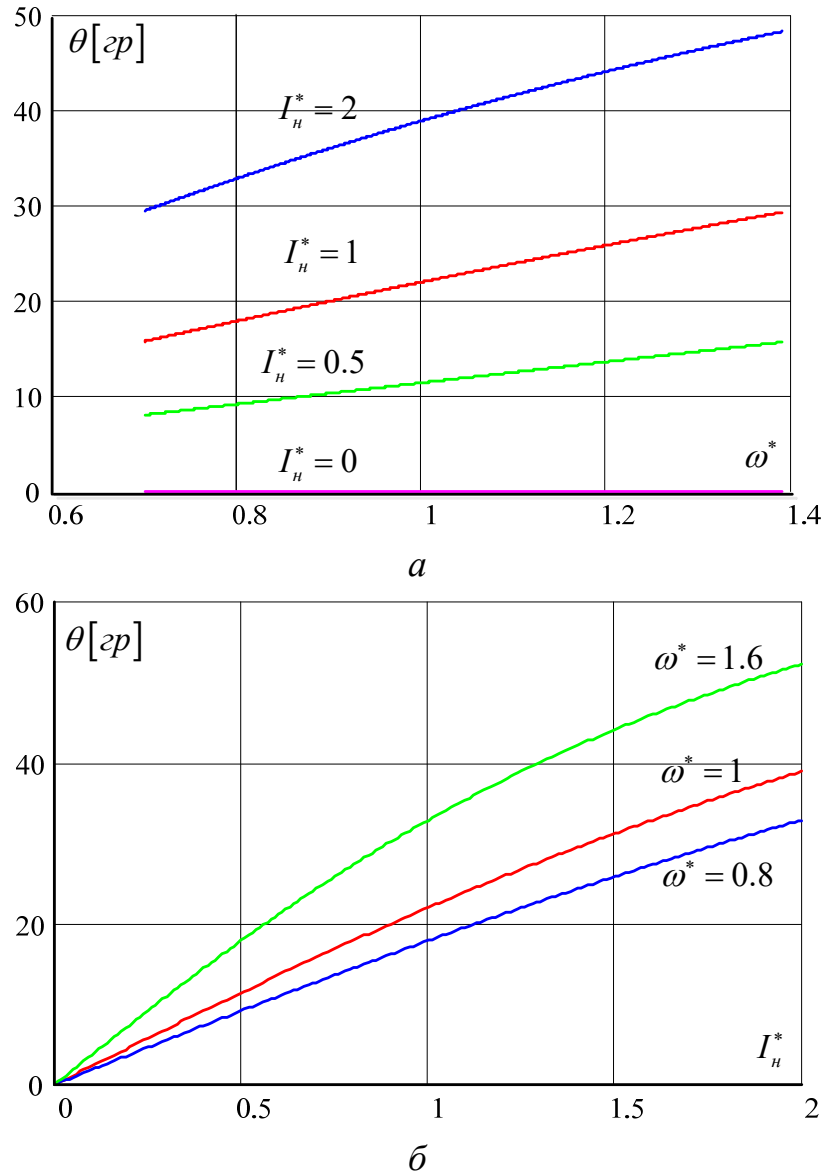


Рисунок 2.47 – Зависимость угла θ от относительных значений частоты ω^* (а) и тока в нагрузке I_H^* (б)

Тогда из рисунка 2.46,а следует необходимость обеспечения следующего равенства:

$$\Psi_f^*(\omega_{\min}^*)_{I_H^*=k_{\text{пер}}} = \left\| \Psi_f^*(\omega_{\max}^*)_{I_H^*=0} \right\|. \quad (2.73)$$

Из формулы (2.60) можно определить величины частот $\omega_{\max}^*$ и $\omega_{\min}^*$, которые мы будем считать оптимальными, используя соотношения (2.54). В результате получаем следующее выражение для определения $\omega_{\min \text{opt}}^*$:

$$\frac{1}{\omega_{\min \text{opt}}^*} \sqrt{(k_u M)^2 + \left(\frac{\omega_{\min \text{opt}}^* X_0^* k_{\text{пер}}}{3k_u M} \right)^2} - E_{0\text{НОМ}}^* = E_{0\text{НОМ}}^* - \frac{k_u M}{\omega_{\min \text{opt}}^* D}, \quad (2.74)$$

откуда

$$\omega_{\min \text{opt}}^* = \frac{-2E_{0\text{НОМ}}^* \frac{k_u M}{D} - k_u M \sqrt{\left(2E_{0\text{НОМ}}^* \right)^2 - \left(\frac{X_0^* k_{\text{пер}}}{3k_u M} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{D^2} \right)}}{\left(\frac{X_0^* k_{\text{пер}}}{3k_u M} \right)^2 - \left(2E_{0\text{НОМ}}^* \right)^2},$$

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

(2.75)

На рисунке 2.48 для $M = 1$, $I_{\text{кз0}} = 3$, $X_0^* = 0,152$ приведена зависимость $\omega_{\min \text{opt}}^*$ от диапазона частот D при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$.

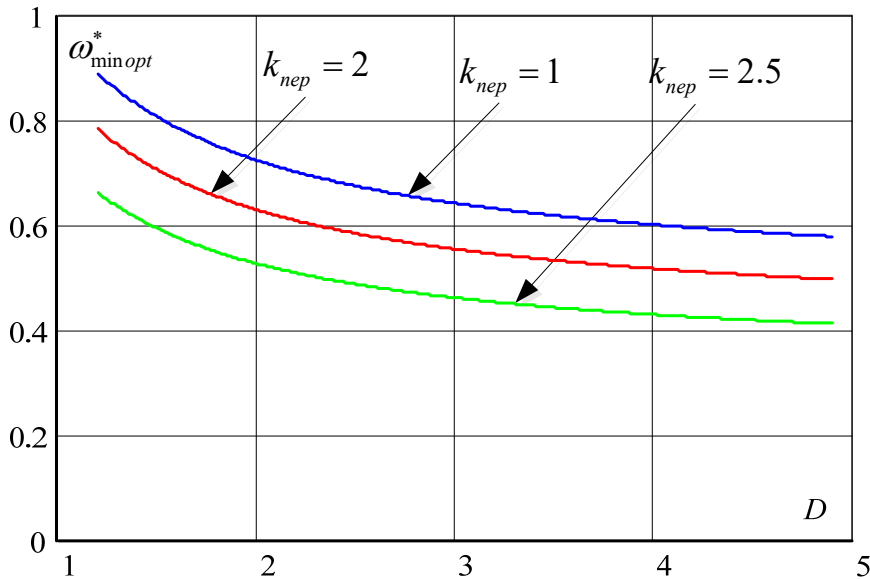


Рисунок 2.48 – Зависимость $\omega_{\min \text{opt}}^*$ от диапазона частот D

На рисунке можно отметить увеличение значения частоты $\omega_{\min \text{opt}}^*$ при росте тока в режиме перегрузки и уменьшении значения величины D .

Для примера: при $M = 1, I_{\text{кз0}} = 3, X_0^* = 0,152, k_{\text{пер}} = 2$ получим:

$$\Psi_f^* \left(\omega_{\min \text{opt}}^* \right)_{I_{\text{H}}^* = k_{\text{пер}}} = 0,174, \quad \Psi_f^* \left(\omega_{\max \text{opt}}^* \right)_{I_{\text{H}}^* = 0} = -0,174, \quad (2.76)$$

при этом

$$\Psi_{\Sigma}^* \left(\omega_{\min \text{opt}}^* \right)_{I_{\text{H}}^* = k_{\text{пер}}} = 0,629, \quad \Psi_{\Sigma}^* \left(\omega_{\max \text{opt}}^* \right)_{I_{\text{H}}^* = 0} = 0,28. \quad (2.77)$$

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

$$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} = \frac{\Psi_f^* \left(\omega_{\min \text{opt}}^* \right)_{I_{\text{H}}^* = k_{\text{пер}}}}{E_{0\text{ном}}^*}. \quad (2.78)$$

Зависимость коэффициента $k_{\Psi \max}$ от значения диапазона частот D при различных коэффициентах перегрузки $k_{\text{пер}}$ и при $M = 1, I_{\text{кз0}} = 3, X_0^* = 0,152$ представлена на рисунке 2.49.

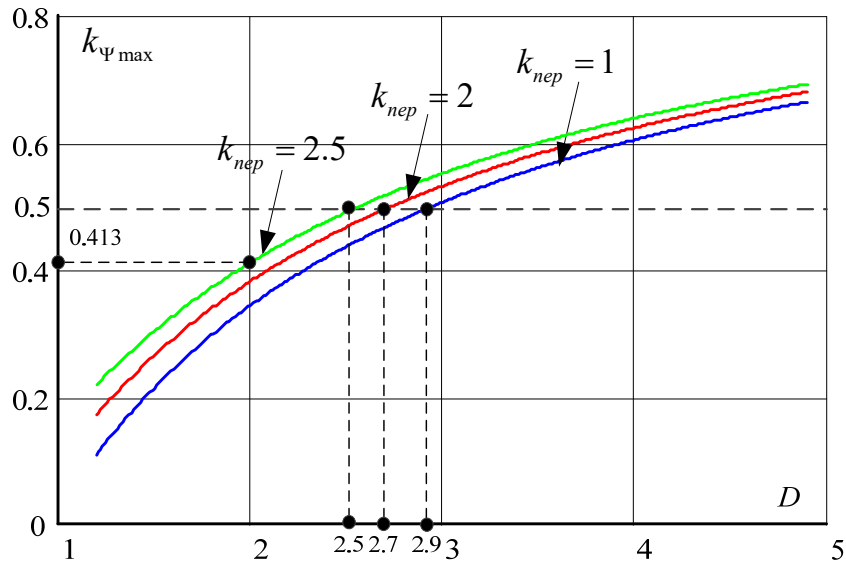


Рисунок 2.49 – Зависимость коэффициента $k_{\Psi \max}$ от значения диапазона частот D при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$

Тенденции изменения коэффициента $k_{\Psi_{\max}}$ в зависимости от величин D и $k_{\text{пер}}$ с физической точки зрения достаточно очевидны, а именно: величина этого коэффициента возрастает. Уровень $k_{\Psi_{\max}}\% = 50$ данный коэффициент превышает при диапазоне $D \in \{2, 3\}$. Для $D = 2$ максимальное значение коэффициента достигает величины $k_{\Psi_{\max}} = 0,413$ при $k_{\text{пер}} = 2,5$ и, соответственно, $I_{\text{н}}^* = 2,5$.

На рисунках 2.50 и 2.51 для $M = 1$, $I_{\text{кз0}} = 3$, $X_0^* = 0,152$, $k_{\text{пер}} = 2$ приведены зависимости относительных значений ЭДС E_{xx}^* и E_f^* от относительных значений частоты ω^* и тока в нагрузке $I_{\text{н}}^*$.

Анализируя рисунки 2.50 и 2.51, можно заключить: наиболее значительное превышение ЭДС E_{xx}^* над величиной $E_{0\text{ном}}^*$ имеет место при токах нагрузки, близких 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 $\omega^* = \omega_0^*$:

$$\omega_0^* = \frac{k_u M}{\sqrt{\left(E_{0\text{ном}}^*\right)^2 - \left(\frac{X_0^* I_{\text{н}}^*}{3k_u M}\right)^2}}, \quad (2.79)$$

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

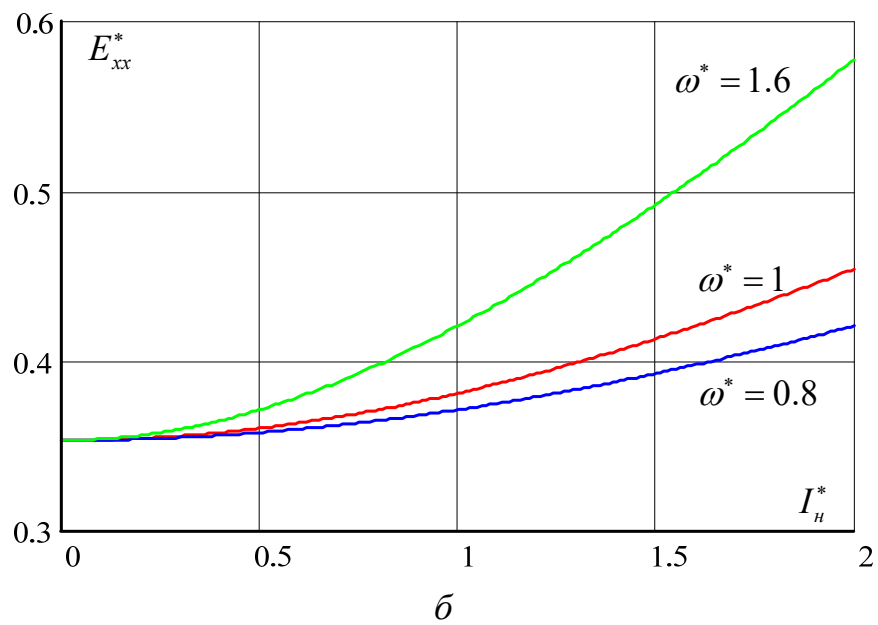
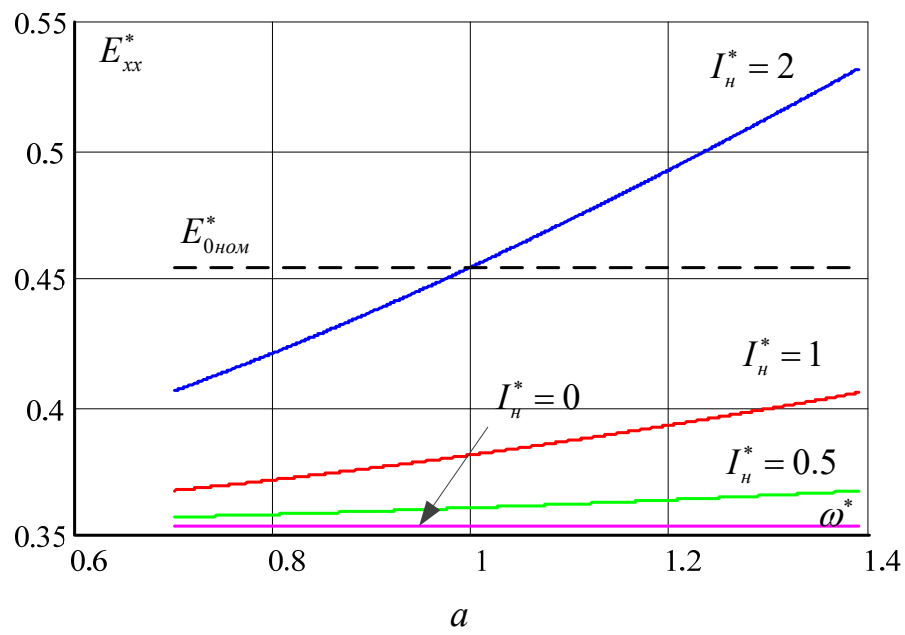


Рисунок 2.50 – Зависимости относительного значения ЭДС E_{xx}^* от относительных значений частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_H^* (b)

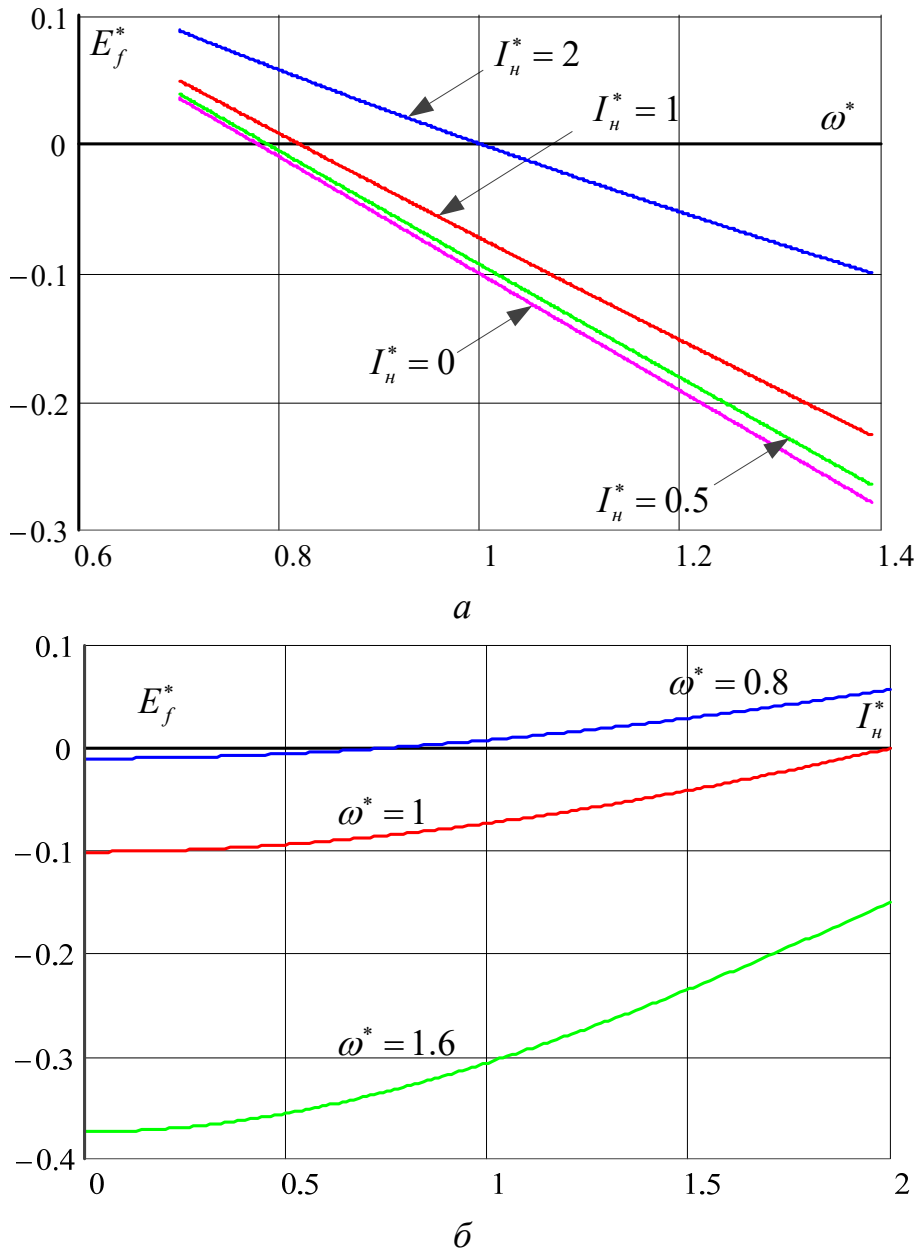


Рисунок 2.51 – Зависимости относительного значения ЭДС E_f^* от относительных значений частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_H^* (b)

На рисунке 2.52 для $M = 1$, $k_{\text{пер}} = 2$ показана зависимость частоты ω_0^* от величины тока нагрузки для двух значений тока короткого замыкания $I_{\text{кз0}}^*$. Значительное изменение величины ω_0^* наблюдается в диапазоне токов $I_H^* \in \{k_{\text{пер}}, I_{\text{кз0}}^*\}$, при этом с увеличением заданного тока короткого замыкания возрастает значение ω_0^* .

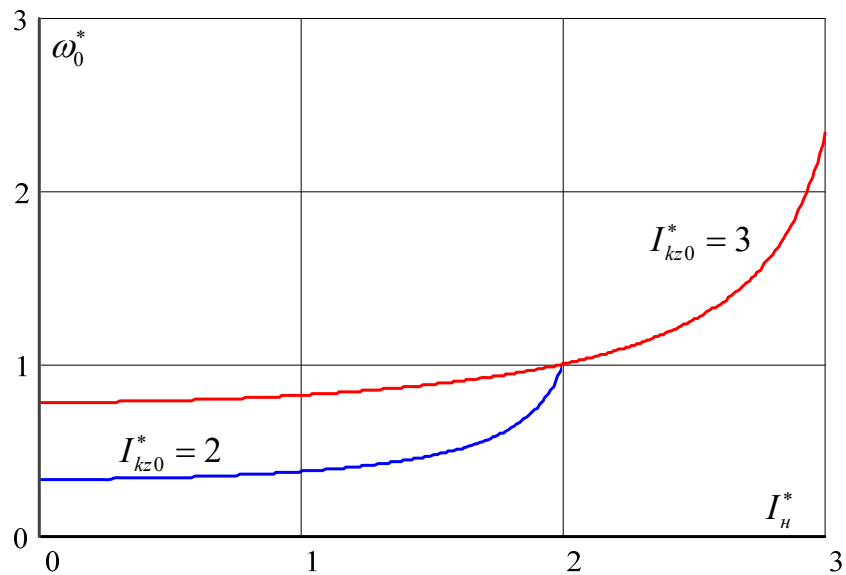


Рисунок 2.52 – Зависимость значения частоты ω_0^* от величины тока нагрузки для двух значений тока короткого замыкания $I_{кз0}^*$

На рисунке 2.53 отражена зависимость тока короткого замыкания в СГК $I_{кз}^*$ от частоты ω , полученная в предположении «внезапного» короткого замыкания, перед которым ток в нагрузке составлял $I_H^* = 2$.

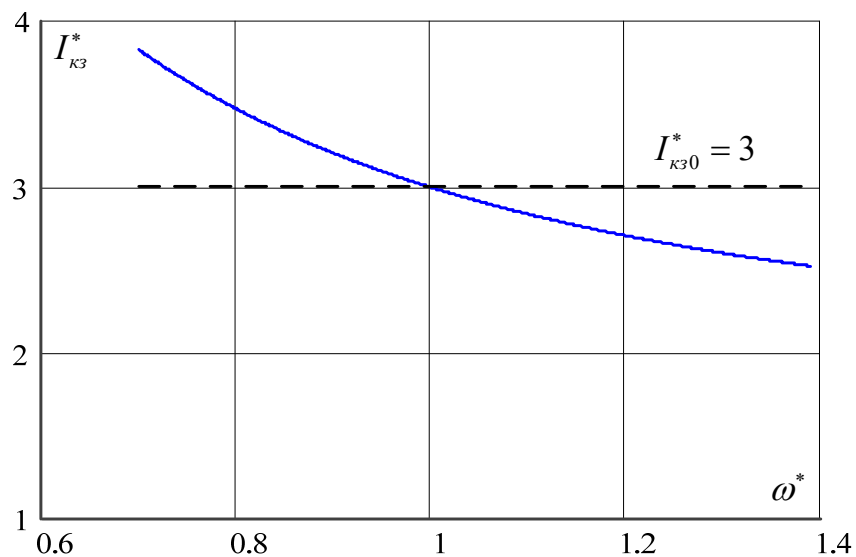


Рисунок 2.53 – Зависимость тока короткого замыкания в СГК $I_{кз}^*$ от частоты ω^*

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.

Как следует из рисунка 2.53, ток $I_{кз}^*$ может быть больше тока $I_{кз0}^*$. Так, в случае реализации стратегии управления, когда $\|I_{f\max}^+\| = \|I_{f\max}^-\|$, получим максимальное значение этого тока: $I_{кз}^*(\omega_{\min opt}^*) = 4,16$.

Вариант № 2

Для данного варианта выберем величину потокосцепления Ψ_0 при $\omega = \omega_{\min}$, когда $\Psi_f = 0$, полагая, что на этой частоте необходимо обеспечить режим перегрузки ($I_H = I_{Hпер} = k_{пер} I_{Hном}$). Учитывая данные соображения и соотношение (2.1), получим:

$$\omega_{\min} \Psi_0 = E_{0ном} = \sqrt{(k_u M U_H)^2 + \left(\omega_{\min} L \frac{k_{пер} I_{Hном}}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.80)$$

Как и в первом варианте, примем, что при режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГ равен нулю, тогда необходимая величина тока короткого замыкания на выходе СГЭ ПТ должна обеспечиваться только потокосцеплением Ψ_0 . Его значение определится с помощью соотношения (2.55), откуда следует, что эта величина не зависит от частоты ω .

Подставляя формулу (2.55) в соотношение (2.80) и разрешая его относительно $E_{0ном}$, получим:

$$E_{0ном} = \omega_{\min} \Psi_0 = \frac{k_u M U_H}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{пер} I_{Hном}}{3k_u M I_{кз0}} \right)^2}}. \quad (2.81)$$

Таким образом, соотношения (2.55) и (2.80) позволяют однозначно определить Ψ_0 и L генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания $I_{кз}$. Ранее полученные соотношения (2.51)–(2.57) могут быть использованы, если в них в качестве базовой частоты принять $\omega_6 = \omega_{\min}$.

На рисунках 2.54–2.56 для $M = 1$, $I_{кз0} = 3$, $X_0^* = 0,152$, $k_{\text{пер}} = 2$ приведены зависимости относительных значений потокосцеплений Ψ_{Σ}^* и Ψ_f^* , а также угла θ от относительных значений частоты ω^* и тока в нагрузке I_H^* .

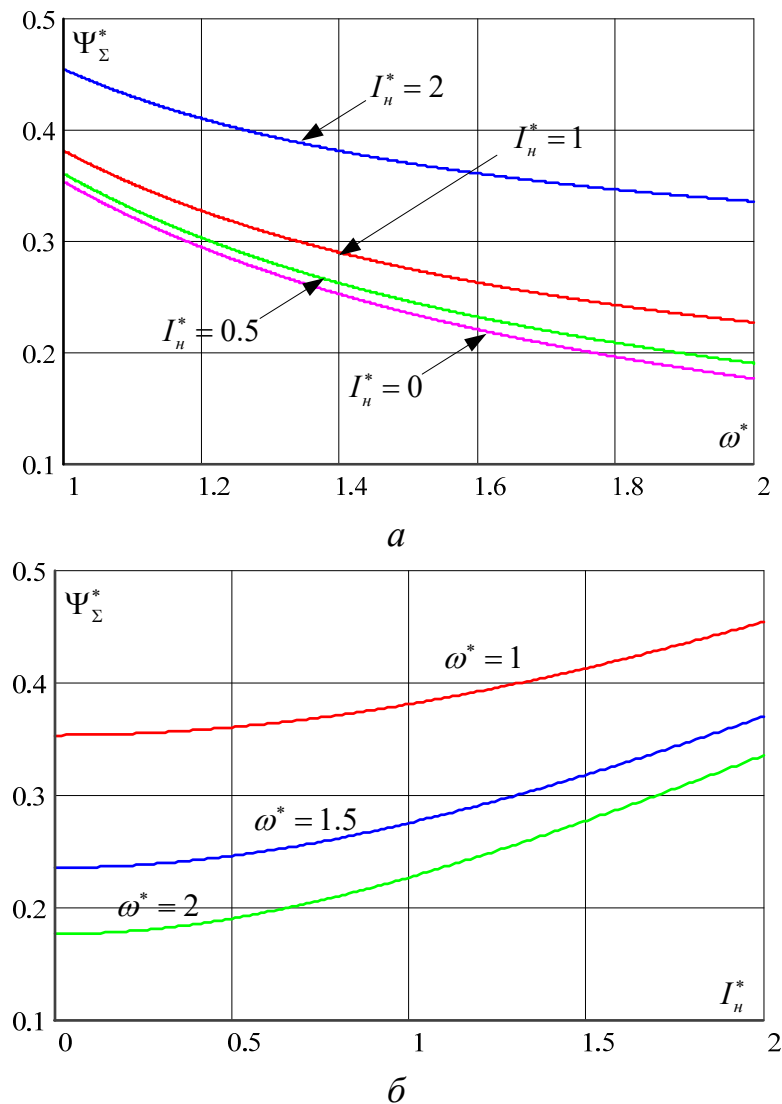


Рисунок 2.54 – Зависимости относительного значения потокосцепления Ψ_{Σ}^* от относительных значений частоты ω^* (а) и тока в нагрузке I_H^* (б)

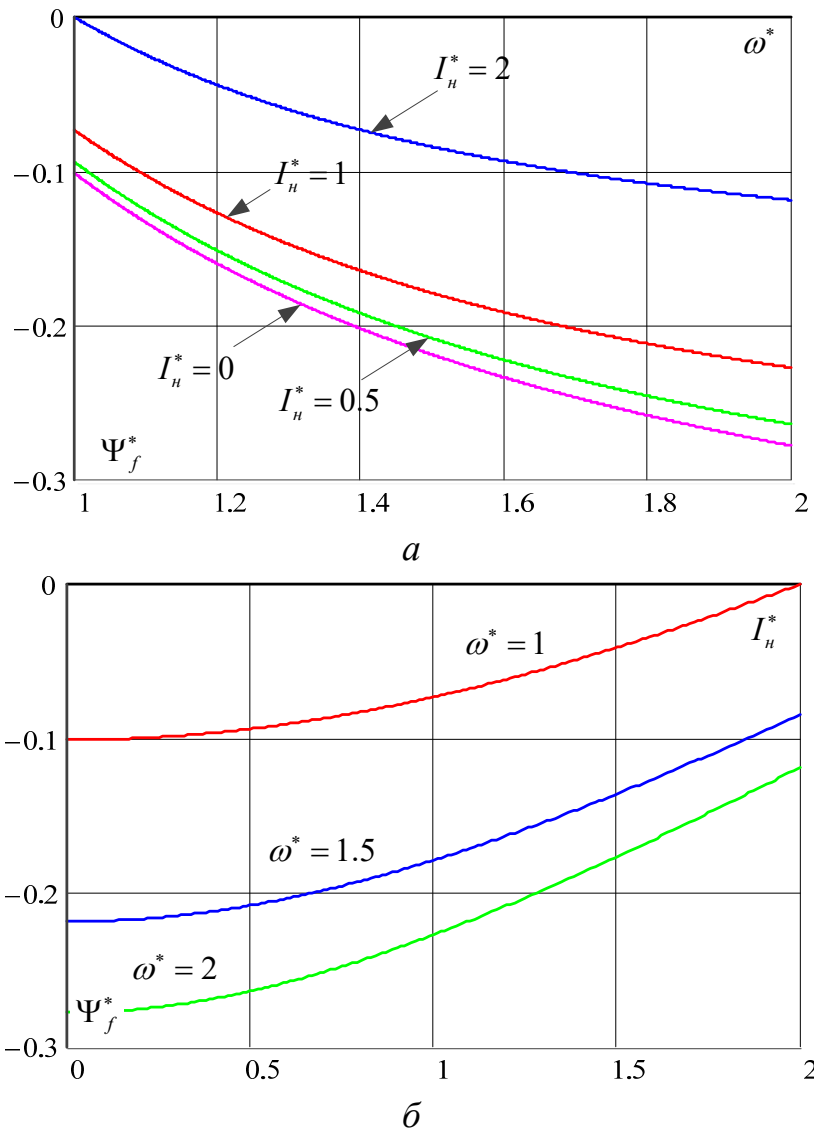


Рисунок 2.55 – Зависимости относительного значения
 потокосцепления Ψ_f^* от относительных значений
 частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_n^* (b)

Как следует из рисунков 2.54, a и 2.55, a , а также из условия определения варианта 2 и принятых алгоритмов управления СГК и АВН, суммарное потокосцепление Ψ_Σ^* и потокосцепление обмотки возбуждения Ψ_f^* с увеличением частоты ω уменьшаются, что обеспечивает стабилизацию напряжения на нагрузке и равенство нулю реактивной составляющей тока генератора. При увеличении тока нагрузки, напротив, эти два потокосцепления увеличиваются (рисунки 2.54, b и 2.55, b), что позволяет компенсировать реакцию якоря. Ток возбуждения имеет одно направление и

создает потокосцепление, направленное встречно с потокосцеплением от постоянных магнитов.

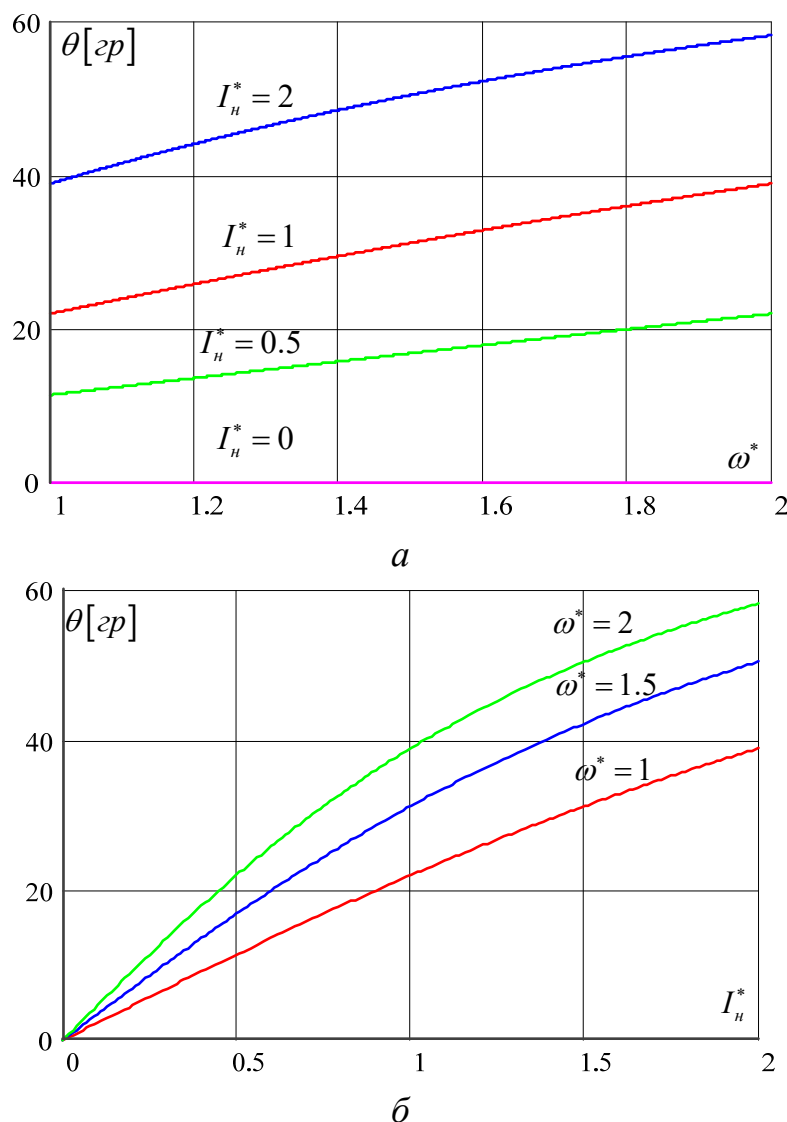


Рисунок 2.56 – Зависимости угла θ от относительных значений частоты ω^* (а) и тока в нагрузке I_n^* (б)

Характер изменения угла θ при изменении частоты и тока в нагрузке достаточно очевиден (см. рисунок 2.56), в качестве вывода можно отметить, что он лежит в диапазоне 0–60 градусов.

Максимальное значение потокосцепления Ψ_f^* при изменении частоты (см. рисунок 2.54,а) имеет место при $I_n^* = 0$. Зависимость коэффициента $k_{\psi_{\max}}$, определяющего отношение максимального значения потокосцепления, создаваемого обмоткой возбуждения,

к потокоцеплению постоянных магнитов, определяется соотношением

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

Зависимость коэффициента $k_{\Psi \max}$ от диапазона частот D при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$ и при $M = 1, I_{\text{кз0}} = 3, X_0^* = 0,152, k_{\text{пер}} = 2$ представлена на рисунке 2.57.

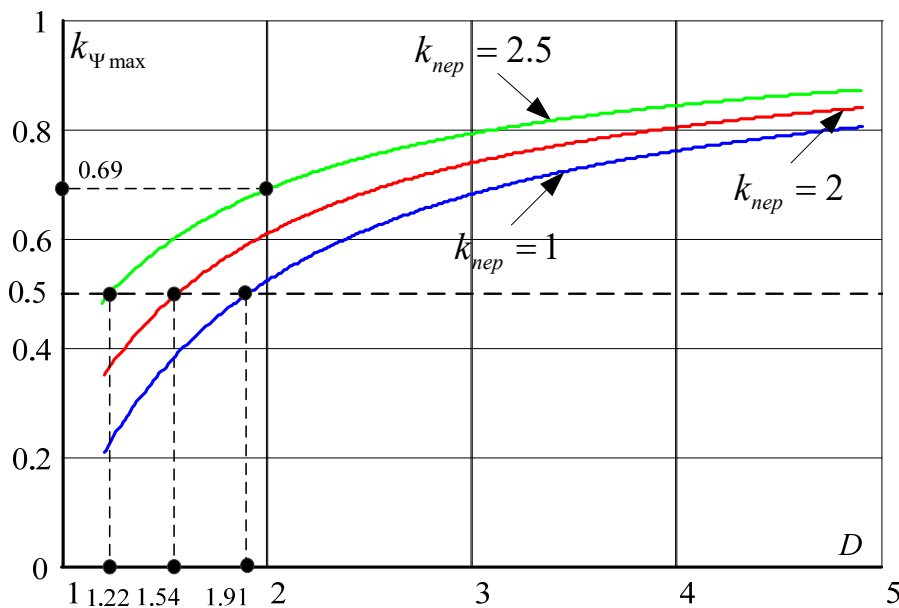


Рисунок 2.57 – Зависимость коэффициента $k_{\Psi \max}$ от значения диапазона частот D при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$

Тенденции изменения коэффициента $k_{\Psi \max}$ в зависимости от величин D и $k_{\text{пер}}$ 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 потокоцепления Ψ_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 $k_{\text{пер}} = 2,5$ и $I_{\text{н}}^* = 0$.

На рисунках 2.58 и 2.59 для $M = 1$, $I_{\text{кз0}} = 3$, $X_0^* = 0,152$, $k_{\text{пер}} = 2$ приведены зависимости относительных значений ЭДС E_{xx}^* и E_f^* от относительных значений частоты ω^* и тока в нагрузке $I_{\text{н}}^*$.

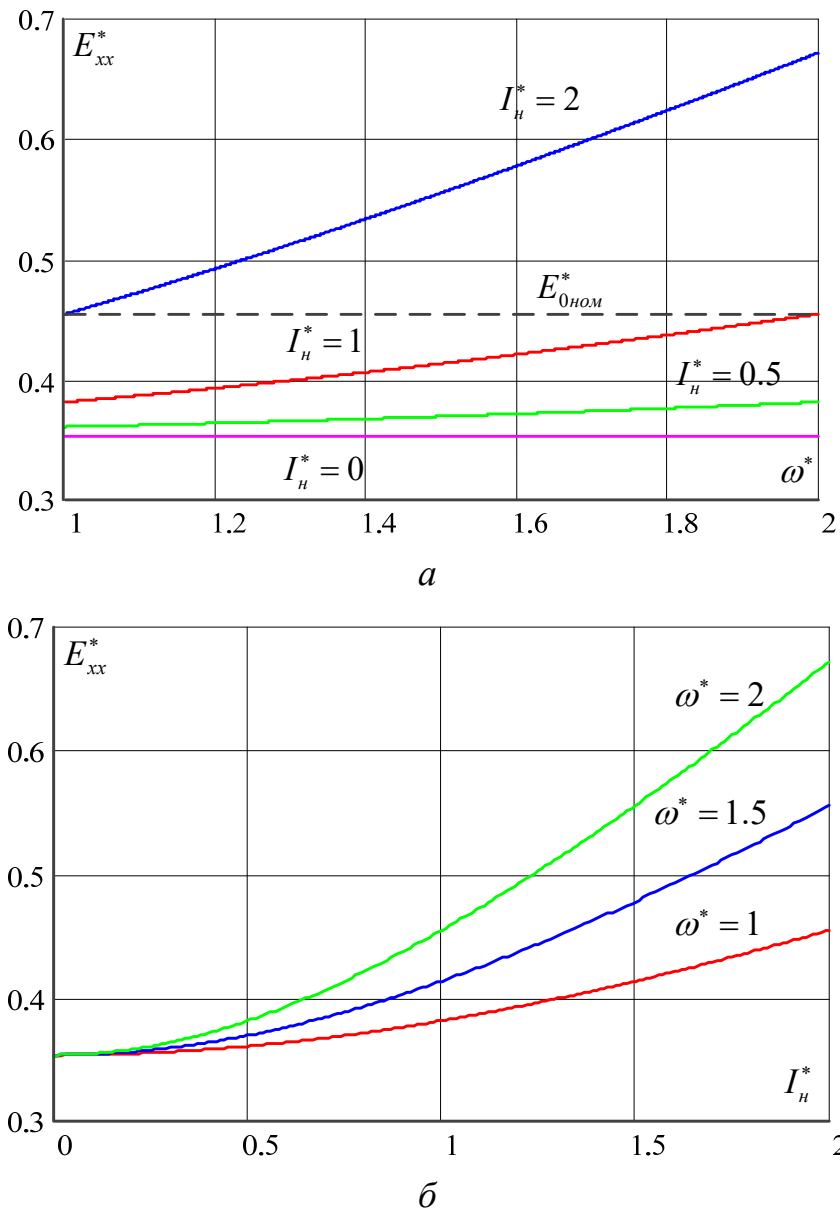


Рисунок 2.58 – Зависимость относительного значения ЭДС E_{xx}^* от относительных значений частоты ω^* (а) и тока в нагрузке $I_{\text{н}}^*$ (б)

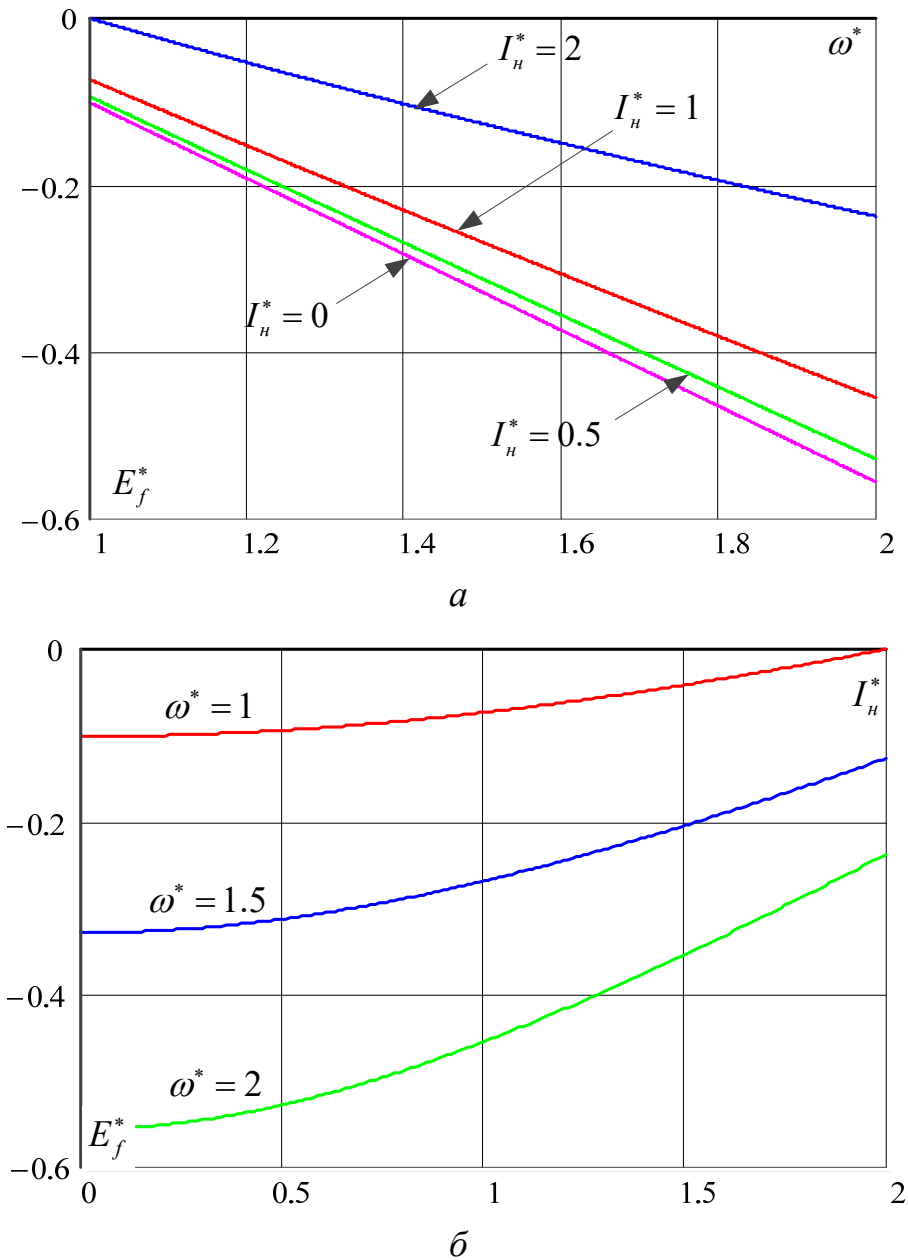


Рисунок 2.59 – Зависимость относительного значения ЭДС E_f^* от относительных значений частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_H^* (b)

Анализируя рисунки 2.58 и 2.59, можно заключить, что в диапазоне $D \leq 2$ при токах в нагрузке $I_H^* < 1$ ЭДС E_{xx}^* не превышает величины $E_{0ном}^*$, в то же время при $I_H^* \rightarrow I_{Hmax}^* = k_{пер}$, а также на частотах $\omega^* \rightarrow \omega_{max}^*$ будем иметь $E_{xx}^* > E_{0ном}^*$. Относительно ЭДС E_f^* можно отметить очевидное: его знак не изменяется.

В данном варианте ток «внезапного» короткого замыкания $I_{кз}^*$ будет меньше тока $I_{кз0}^*$, потокосцепление Ψ_f уменьшает потоко-
сцепление от постоянных магнитов Ψ_0 .

Вариант № 3

В данном варианте выберем величину потоко-сцепления Ψ_0 при $\omega = \omega_{\max}$, когда $\Psi_f = 0$, полагая, что на этой частоте необходимо обеспечить режим перегрузки ($I_{\text{н}} = I_{\text{нпер}} = k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}$). Учитывая данные соображения и соотношение (2.1), получим:

$$\omega_{\max} \Psi_0 = E_{0\text{ном}} = \sqrt{(k_u M U_{\text{н}})^2 + \left(\omega_{\max} L \frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3k_u M} \right)^2}. \quad (2.82)$$

Как и в предыдущих вариантах, примем, что при режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величиной тока короткого замыкания на выходе СГЭ ПТ должна обеспечиваться только потоко-сцеплением Ψ_0 . Его значение определится с помощью соотношения (2.10), т. е. не будет зависеть от частоты ω .

Подставляя формулу (2.10) в соотношение (2.82) и разрешая его относительно $E_{0\text{ном}}$, получим:

$$E_{0\text{ном}} = \omega_{\max} \Psi_0 = \frac{k_u M U_{\text{н}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_{\text{пер}} I_{\text{нном}}}{3k_u M I_{кз0}} \right)^2}}. \quad (2.83)$$

Таким образом, соотношения (2.10) и (2.83) позволяют однозначно определить потоко-сцепление Ψ_0 и индуктивность L генератора при заданных параметрах нагрузки, а также необходимом токе короткого замыкания $I_{кз}$.

Как и в случае варианта № 2, ранее полученные соотношения (2.4)–(2.14) могут быть использованы, если в них в качестве базовой частоты принять $\omega_6 = \omega_{\max}$.

На рисунках 2.60–2.62 для $M = 1$, $I_{кз0} = 3$, $X_0^* = 0,152$, $k_{пер} = 2$ приведены зависимости относительных значений потокосцеплений Ψ_Σ^* и Ψ_f^* , а также угла θ от относительных значений частоты ω^* и тока в нагрузке I_H^* .

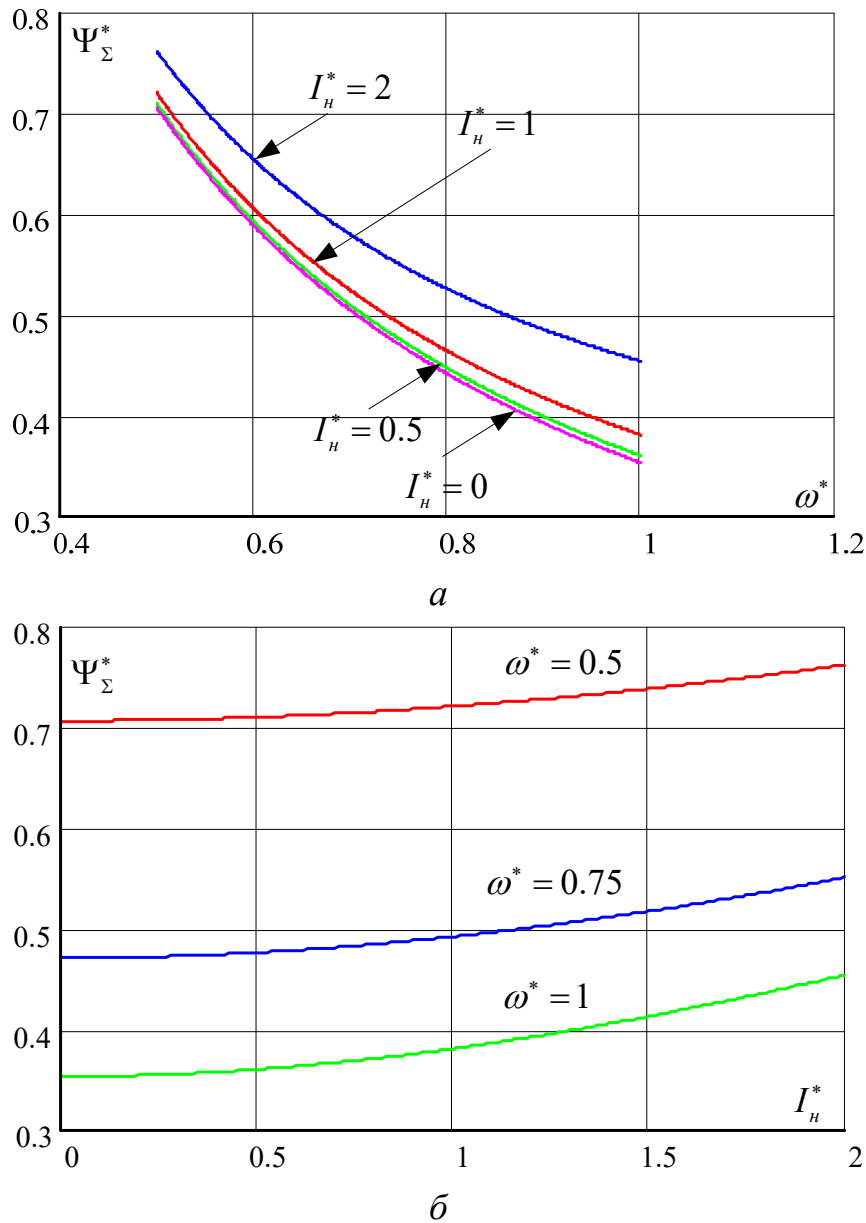


Рисунок 2.60 – Зависимость относительного значения потокосцепления Ψ_Σ^* от относительных значений частоты ω^* (а) и тока в нагрузке I_H^* (б)

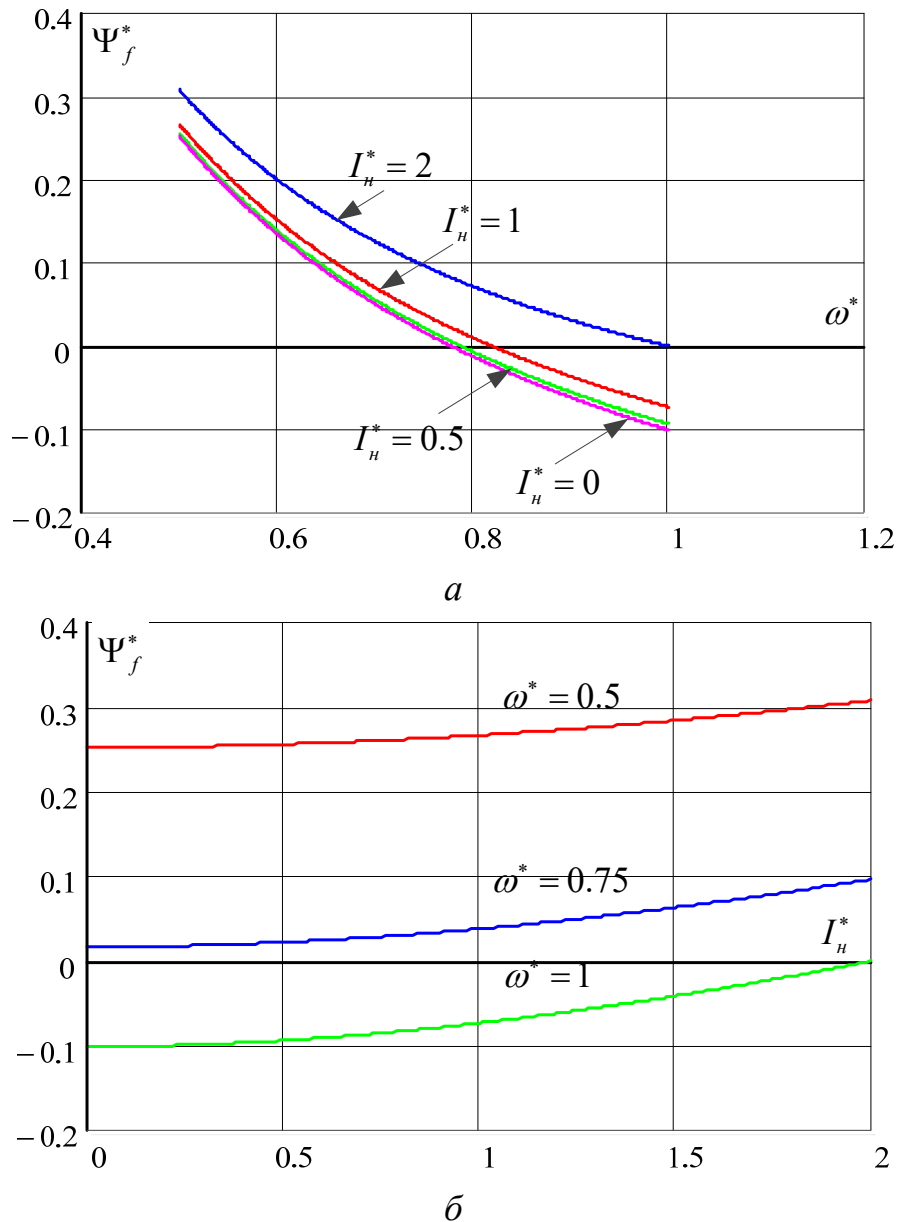


Рисунок 2.61 – Зависимость относительного значения
 потокосцепления Ψ_f^* от относительных значений
 частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_n^* (b)

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

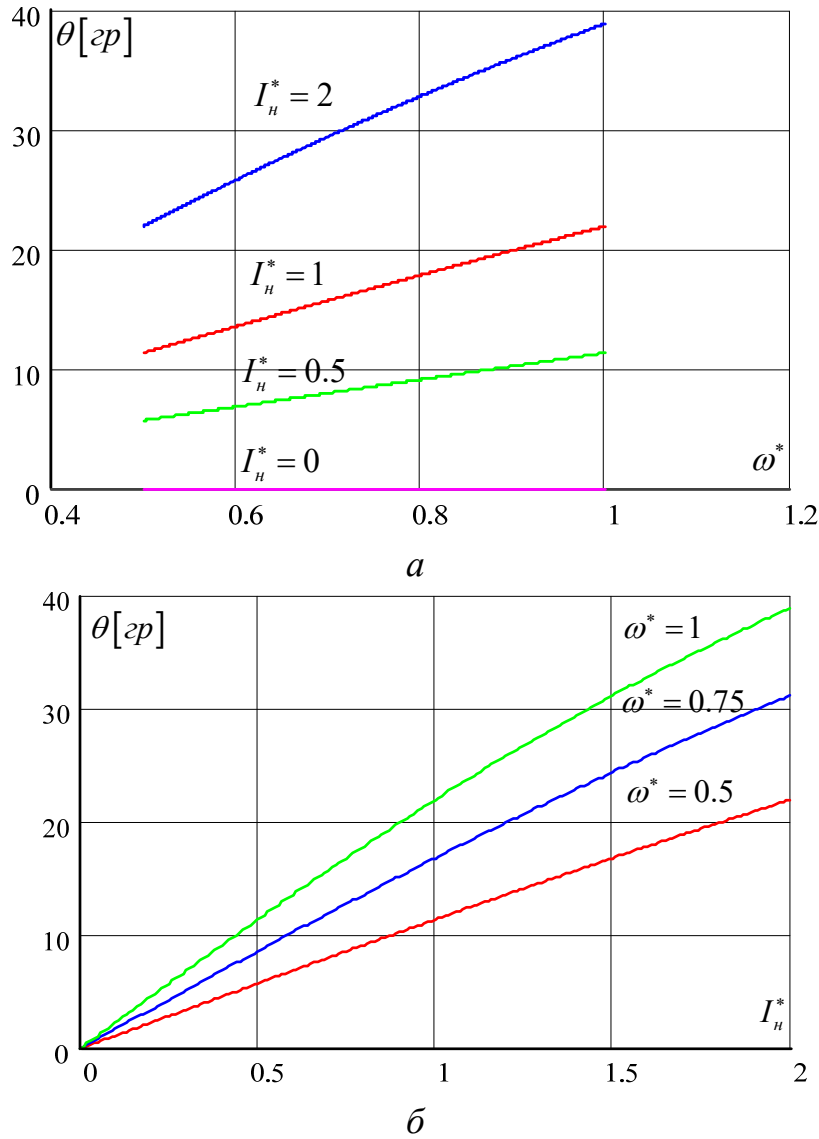


Рисунок 2.62 – Зависимость значения угла θ от относительных значений частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_H^* (δ)

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

$$\omega_0^* = \frac{k_u M}{\sqrt{\left(E_{0\text{ном}}^*\right)^2 - \left(\frac{X_0^* I_H^*}{3k_u M}\right)^2}}. \quad (2.84)$$

На рисунке 2.63 для $I_{кз0}^* = 3$ приведена зависимость частоты ω_0^* от величины тока нагрузки для двух значений коэффициента перегрузки: $k_{пер} = 1,5$ и $k_{пер} = 2$.

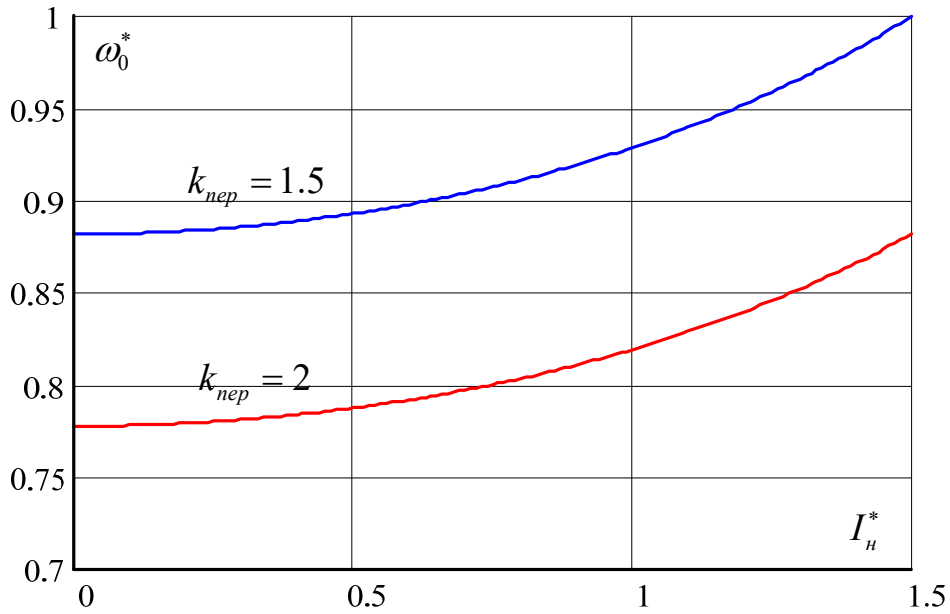


Рисунок 2.63 – Зависимость частоты ω_0^* от величины тока нагрузки для двух значений коэффициента перегрузки $k_{пер} = 1,5$ и $k_{пер} = 2$

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

$$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} = \frac{\Psi_f^* \left(\omega_{\min}^* \right)_{I_n^* = k_{пер} = 1}}{E_{0ном}^*}. \quad (2.85)$$

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 2.64.

Тенденции изменения коэффициента $k_{\Psi \max}$ в зависимости от величин D , $k_{пер}$ и I_n^* отличаются от аналогичных изменений для

предыдущих вариантов проектирования, а именно большее значение коэффициента наблюдается при $k_{\text{пер}} = 1$. Такая особенность зависимости $k_{\Psi \text{ max}}(D)$ определяется более существенным изменением Ψ_f^* от частоты.

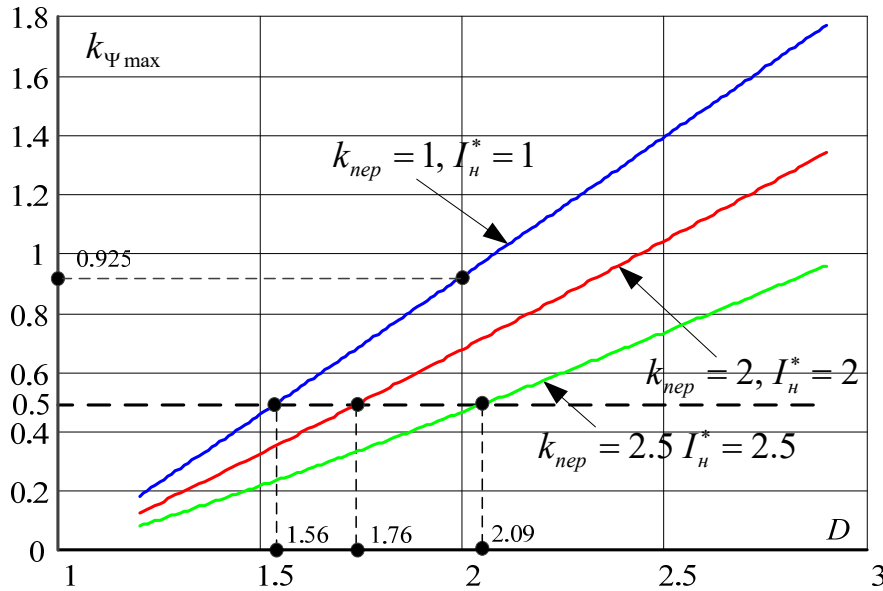


Рисунок 2.64 – Зависимость коэффициента $k_{\Psi \text{ max}}$ от значения диапазона частот D

Уровень $k_{\Psi \text{ max}} \% = 50$ данный коэффициент превышает при $D \in \{1,5, 2,1\}$, что незначительно отличается от варианта 2. Для диапазона $D = 2$ максимальное значение данного коэффициента достигает величины $k_{\Psi \text{ max}} = 0,925$ при $k_{\text{пер}} = I_n^* = 1$.

На рисунках 2.65 и 2.66 для $M = 1$, $I_{\text{кз0}} = 3$, $X_0^* = 0,152$, $k_{\text{пер}} = 2$ приведены зависимости относительных значений ЭДС E_{xx}^* и E_f^* от относительных значений частоты ω^* и тока в нагрузке I_n^* .

Анализируя рисунки 2.65 и 2.66, можно заключить, что в диапазоне $D \leq 2$ при токах в нагрузке $I_n^* \leq 2$ ЭДС E_{xx}^* не превышает величины $E_{0\text{ном}}^*$. ЭДС E_f^* в зависимости от частоты изменяет свой знак вследствие изменения знака потокосцепления Ψ_f^* . Частота,

при которой происходит изменения знака, определяется соотношением (2.84).

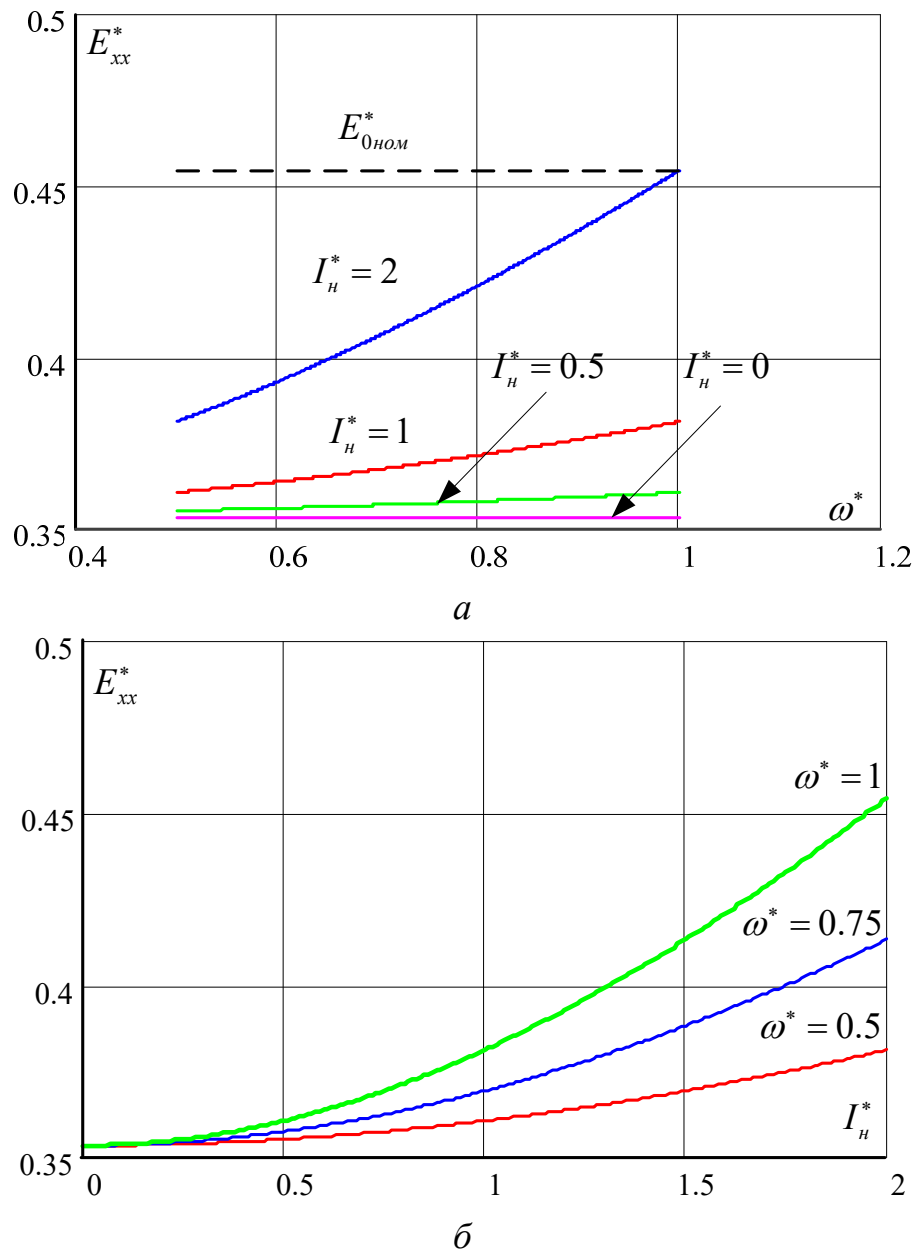


Рисунок 2.65 – Зависимость относительного значения ЭДС E_{xx}^* от относительных значений частоты ω^* (а) и тока в нагрузке I_H^* (б)

На рисунке 2.67 приведена зависимость тока короткого замыкания $I_{кз}^*$ от частоты ω : этот эффект возникает при коротком замыкании в нагрузке во время протекания в ней тока $I_H^* = 2$.

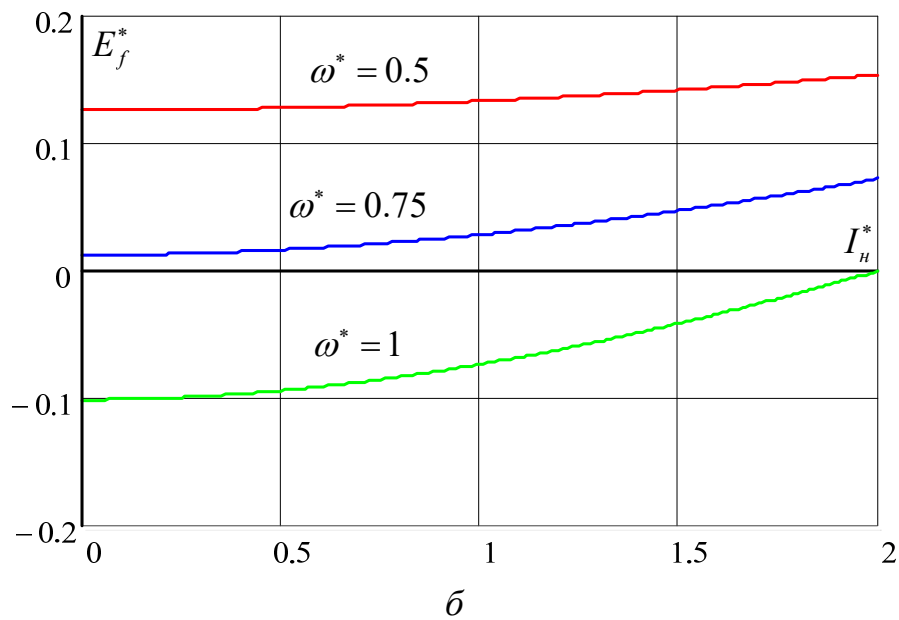
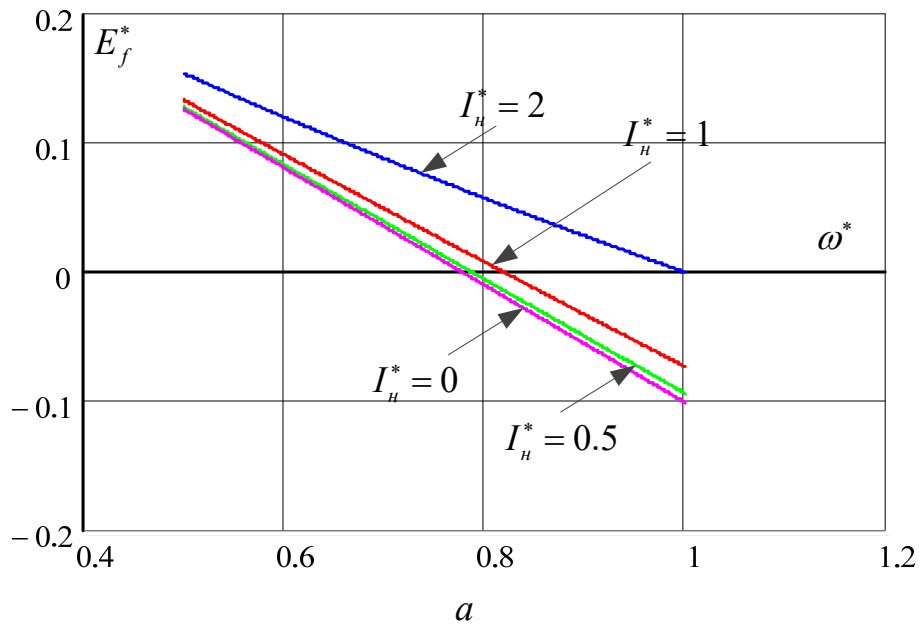


Рисунок 2.66 – Зависимость относительного значения ЭДС E_f^* от относительных значений частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_H^* (b)

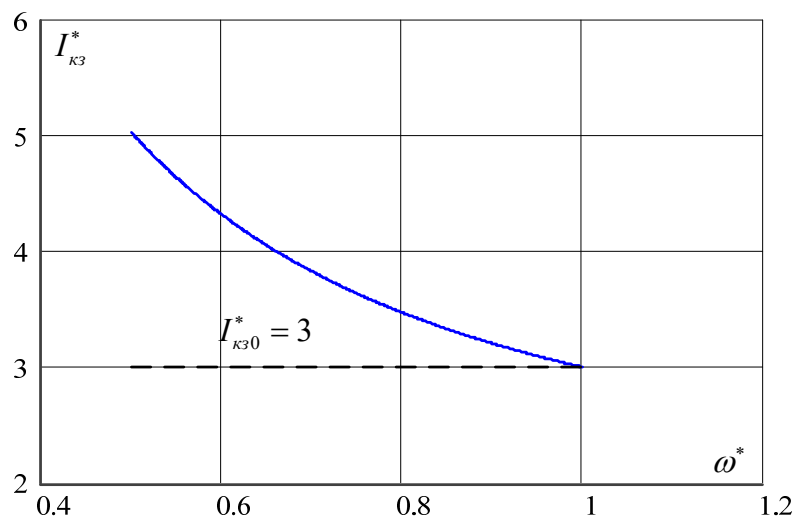


Рисунок 2.67 – Зависимость тока короткого замыкания $I_{кз}^*$ от частоты ω

Как следует из рисунка 2.67, ток $I_{кз}^*$ значительно превышает величину тока $I_{кз0}^*$ и это очевидно, так как в данном варианте потокосцепление Ψ_f увеличивает потокосцепление от постоянных магнитов Ψ_0 при уменьшении частоты ω .

Сравнение основных характеристик и параметров трех вариантов

При проектировании СГЭ 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_f , одинакова во всех вариантах. В переходных режимах ток короткого замыкания может достигать существенно больших величин (см. рисунки 2.15 и 2.31). И, как следует из этих рисунков, максимальное значение тока короткого замыкания ($I_{кз}^*$) может быть в системе, спроектированной по варианту № 3, в то же время 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 2.2, максимальное напряжение, прикладываемое

к транзисторам, характерно для варианта № 2, а минимальное – для варианта № 3. При этом максимальное напряжение будет определяться величиной $\omega_{\max} \Psi_0$.

Таким образом, с методической точки зрения в системе, спроектированной по варианту № 1, установленная мощность транзисторов будет минимальной, если ее 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 параметры $\omega_{\max}$, $E_{0\text{ном}}$ одинаковы во всех вариантах проектирования, $\omega_0 = \frac{\omega_{\min} + \omega_{\max}}{2}$ и, кроме того, воспользуемся для сравнения величиной диапазона изменения частоты $D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}$.

В таблице 2.2 для рассматриваемых вариантов приведены потокосцепления Ψ_0 , выраженные в функции от D и $\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$ (столбец 2), а также максимальные значения коэффициента $k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0}$ при $D = 2$ (столбец 3). В столбцах 4 и 5 для $D = 2$ приведены, соответственно, значение $\Psi_{f \max}$ в функции отношения $\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$ и величина $\Psi_{f \max} / \left(\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \right)$ для различных вариантов проектирования.

Как следует из таблицы 2.2, максимальное потокосцепление от постоянных магнитов характерно для варианта № 2, а минимальное, как уже отмечалось, соответствует варианту № 1. При этом потокосцепление, создаваемое обмоткой возбуждения, имеет максимальную величину в вариантах 2 и 3.

Таблица 2.2 – Соотношения основных величин для различных вариантов проектирования электромагнитной системы СГК

Номер сцена- рия	Ψ_0	$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} \quad D = 2$	$\Psi_{f \max}$ $D = 2$	$\Psi_{f \max} / \left(\frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \right)$ $D = 2$
1	2	3	4	5
1	$\Psi_0 = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_0} = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} \left(\frac{2}{1 + \frac{1}{D}} \right)_{D=2} =$ $= 1,33 \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	0,413	$0,549 \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	0,549
2	$\Psi_0 = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\min}} = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}} D_{D=2} =$ $= 2 \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	0,69	$1,38 \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	1,38
3	$\Psi_0 = \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	0,925	$0,925 \frac{E_{0\text{ном}}}{\omega_{\max}}$	0,925

Если принять, что в оговоренных условиях сравнения установленная мощность синхронного генератора 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 СГЭ ПТ следует, что с точки зрения установленной мощности АВН и СГК предпочтительным является вариант №1.

2.7 Управление явнополюсным синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения

В данном подразделе основное внимание уделено векторной реализации алгоритмов управления; кроме этого, учитываются процессы, протекающие на частоте ШИМ.

Так как выше 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 напряжения и тока нагрузки $U_6 = U_{\text{нном}}$, $I_6 = I_{\text{нном}}$, а также номинальное сопротивление нагрузки $Z_6 = R_{\text{нном}}$ и номинальную мощность нагрузки $S_6 = P_{\text{нном}} = U_{\text{нном}} I_{\text{нном}}$. В качестве базового значения частоты примем циклическую частоту напряжения СГК, на которой определяется потокосцепление Ψ_0 исходя из номинального режима работы нагрузки при отсутствии потокосцепления обмотки возбуждения:

$$\begin{aligned} (\Psi_f = 0), \omega^* = \frac{\omega}{\omega_6}, E_{xx}^* = \frac{E_{xx}}{U_6}, E_0^* = \frac{E_0}{U_6}, E_f^* = \frac{E_f}{U_6}, u^* = \frac{u}{U_6}, i^* = \frac{i}{I_6}, \\ \Psi_f^* = \frac{\Psi_f}{U_6/\omega_6}, \Psi_0^* = \frac{\Psi_0}{U_6/\omega_6}. \end{aligned} \quad (2.86)$$

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

$$\begin{aligned} k_x &= \frac{L_{aq}}{L_{ad}}; \\ \sigma &= \frac{L_\sigma}{L_{ad}}; \\ k_L &= \frac{L_q}{L_d} = \frac{\sigma + k_x}{\sigma + 1}. \end{aligned} \quad (2.87)$$

Попутно отметим, что при необходимости учета влияния индуктивности фидера между СГК и АВН, или специально установленного дросселя, величина их индуктивности может быть прибавлена к L_σ .

Принимая во внимание соотношения (2.86) и (2.87), получим:

$$\begin{aligned} X_{do}^* &= \frac{\omega_\delta L_d}{Z_\delta}, \quad X_q^* = \frac{X_q}{Z_\delta} = \omega^* X_{qo}^* = \omega^* k_L X_{do}^*, \\ X_d^* &= \frac{X_d}{Z_\delta} = \omega^* X_{do}^*, \quad Z_\delta = Z_{\text{нном}}. \end{aligned}$$

Учитывая относительные единицы и введенные обозначения, уравнения (1.3) примут вид:

$$\begin{aligned} u_d^* &= -\omega^* X_{do}^* \frac{di_d^*}{d\vartheta} + \omega^* k_L X_{do}^* i_q^*; \\ u_q^* &= -\omega^* k_L X_{do}^* \frac{di_q^*}{d\vartheta} - \omega^* X_{do}^* i_d^* + E^*, \end{aligned} \quad (2.88)$$

где $\vartheta = \omega t$.

Следует отметить, что величины $u_d^* = \frac{u_d^*}{U_H}$ и $u_q^* = \frac{u_q^*}{U_H}$ 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

$$\begin{cases} P^* = P_{\text{н}}^* = \frac{3}{2} e^* i_{qo}^*, \\ Q_o^* = \frac{3}{2} (u_{do}^* i_{qo}^* - u_{qo}^* i_{do}^*); \\ S_o^* = \left[(P_o^*)^2 + (Q_o^*)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \end{cases} \quad (2.89)$$

Здесь учтено, что токи и напряжения для основных гармоник в установившемся режиме в dq -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 ($P_{\text{н}}^*$)) необходимо иметь в виду, что в dq -координатах величины определяют амплитудное значение.

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

$$\begin{cases} S^* = U_{\text{д}}^* I_{\text{д}}^*; \\ Q^* = \sqrt{(S^*)^2 - (P_{\text{н}}^*)^2}, \end{cases}$$

где $U_{\text{д}}^*, I_{\text{д}}^*$ – действующие значения тока и напряжения СГК.

Далее строчными буквами будем обозначать мгновенные значения токов, напряжений и потокосцеплений, а амплитудное, действующее и среднее значения этих величин – прописными (заглавными) буквами, причем для действующих значений добавляется нижний индекс «д».

Коэффициент мощности в сечениях СГК определим с помощью соотношения

$$\chi = \frac{P_{\text{н}}^*}{S^*} = v_i v_u \cos \varphi, \quad (2.90)$$

где

$$v_i = \frac{I_{(1)\text{д}}^*}{I_{\text{д}}^*}, \quad v_u = \frac{U_{(1)\text{д}}^*}{U_{\text{д}}^*};$$

v_i, v_u, φ – коэффициенты искажения тока и напряжения, а также угол сдвига между основными гармониками тока и напряжения соответственно; $I_{(1)д}^*, I_{д}^*, U_{(1)д}^*, U_{д}^*$ – действующие значения основных гармоник и полных значений тока и напряжений СГК.

В установившемся режиме уравнения (2.88) для основных гармоник тока и напряжения примут вид:

$$\begin{aligned} u_{do}^* &= u_o^* \sin \theta = \omega^* k_L X_{do}^* i_{qo}^* = \omega^* k_L X_{do}^* i_o^* \cos \beta; \\ u_{qo}^* &= u_o^* \cos \theta = -\omega^* X_{do}^* i_{do}^* + E_f^* + E_0^* = -\omega^* X_{do}^* i_o^* \sin \beta + \omega^* (\Psi_f^* + \Psi_0^*), \end{aligned} \quad (2.91)$$

где

$$u_o^* = \sqrt{(u_{do}^*)^2 + (u_{qo}^*)^2} = k_u M, \quad i_o^* = \sqrt{(i_{do}^*)^2 + (i_{qo}^*)^2}; \quad (2.92)$$

$$I_{н}^* = \frac{3}{4} M i_o^* \cos \varphi = k_i M i_o^* \cos \varphi; \quad i_o^* = \frac{I_{н}^*}{k_i M \cos \varphi}; \quad k_i = \frac{3}{4}; \quad I_{н}^* - \text{относи-}$$

тельная величина среднего значения тока нагрузки.

Если в соотношениях (2.91) токи и напряжения интерпретировать как векторы в декартовой системе dq -координат, то уравнениям (2.91) будет соответствовать векторная диаграмма, представленная на рисунке 2.68.

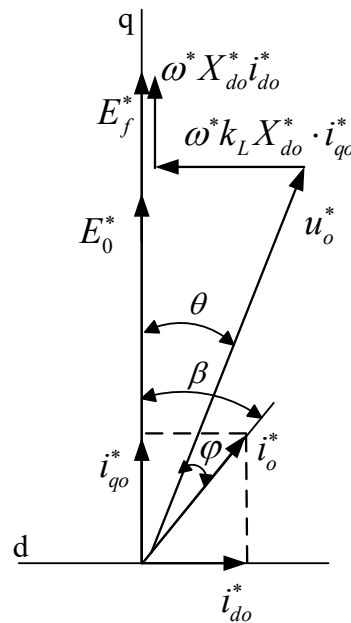


Рисунок 2.68 – Векторная диаграмма токов и напряжений СГК

Угол между основными гармониками ЭДС холостого хода и напряжением генератора θ в соответствии с векторной диаграммой определится соотношением

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

Угол β , используя векторную диаграмму и выводы [26], найдем из соотношений:

$$\begin{aligned} \cos \beta &= \frac{u_o^* \cos \varphi}{\sqrt{\left(u_o^* \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* i_{qo}^*\right)^2 + \left(u_o^* \cos \varphi\right)^2}}; \\ \sin \beta &= \frac{U_H \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* i_{qo}^*}{\sqrt{\left(u_o^* \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* i_{qo}^*\right)^2 + \left(u_o^* \cos \varphi\right)^2}}; \\ \operatorname{tg} \beta &= \frac{u_o^* \sin \varphi + \omega^* k_L X_{do}^* i_{qo}^*}{u_o^* \cos \varphi}. \end{aligned} \quad (2.93)$$

Пользуясь соотношениями (2.91), 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 ω , потокосцеплении от постоянных магнитов (Ψ_0) и желаемом $\cos \varphi$ СГК. Учитывая выражения (2.91)–(2.93), получим:

$$\begin{aligned} \Psi_f^* &= -\Psi_0^* + \frac{1}{\omega^*} \left[\frac{\left(u_o^*\right)^2 + u_o^* \omega^* X_{do}^* i_o^* (1 + k_L) \sin \varphi + k_L \left(\omega^* X_{do}^* i_o^*\right)^2}{\sqrt{\left(u_o^*\right)^2 + 2u_o^* \omega^* k_L X_{do}^* i_o^* \sin \varphi + \left(\omega^* k_L X_{do}^* i_o^*\right)^2}} \right], \\ \Psi_{f\text{д}}^* &= \frac{\Psi_f^*}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (2.94)$$

Как и ранее, примем, что при режиме короткого замыкания в нагрузке ток возбуждения СГК равен нулю, тогда необходимая величина тока короткого замыкания на выходе СГЭ ПТ должна обеспечиваться только потокосцеплением Ψ_0 . В этом случае будем иметь:

$$I_{кз0} = \frac{\Psi_0 \omega_6}{\omega_6 L_d}, \quad I_{кз0}^* = \frac{\Psi_0^*}{X_{do}^*}, \quad (2.95)$$

где $I_{кз0}^*$ – относительное амплитудное значение тока короткого замыкания СГК при $\Psi_f = 0$.

Номинальное значение ЭДС холостого хода СГК ($E_{0ном}^*$) найдем при $\Psi_f = 0$, $\omega = \omega_6$ в режиме перегрузки, когда $I_H = I_{Hmax} = k_{пер} I_{Hном}$, или в относительных единицах: $i_{omax}^* = \frac{k_{пер}}{k_i M \cos \varphi}$. Используя соотношение (2.94), получим для любого значения угла φ :

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

$$E_{0номд}^* = \frac{E_{0ном}^*}{\sqrt{2}}. \quad (2.96)$$

Учитывая, что в относительных единицах $E_{0номд}^* = \Psi_{0д}^*$, откуда $X_0^* = \frac{E_{0номд}^*}{I_{кз0д}^*}$, и принимая во внимание соотношение (2.95) для заданного значения коэффициента k_L , получим следующее трансцендентное выражение для определения $E_{0ном}^*$:

$$E_{0номд}^* = \frac{(k_u M)^2 + k_u M \frac{E_{0номд}^*}{I_{кз0д}^*} \frac{k_{пер}}{k_i M \cos \varphi} (1 + k_L) \sin \varphi + k_L \left(\frac{E_{0номд}^*}{I_{кз0д}^*} \frac{k_{пер}}{k_i M \cos \varphi} \right)^2}{\sqrt{(k_u M)^2 + 2k_u M k_L \frac{E_{0номд}^*}{I_{кз0д}^*} \frac{k_{пер}}{k_i M \cos \varphi} \sin \varphi + \left(k_L \frac{E_{0номд}^*}{I_{кз0д}^*} \frac{k_{пер}}{k_i M \cos \varphi} \right)^2}}. \quad (2.97)$$

Таким образом, соотношения (2.95) и (2.97) при заданных значениях тока короткого замыкания и тока перегрузки в нагрузке, а также при заданных значениях коэффициента k_L , $\cos \varphi$ и ω_6 позволяют оценить такие параметры СГК, как $\Psi_{0д}$, $E_{0номд}$, L_d . Зная вышеуказанные параметры и используя выражения (2.91) и (2.92), можно определить токи и напряжения в СГЭ ПТ при $\omega = \omega_6$, а в соответствии с формулой (2.15) найдем основные энергетические характеристики.

Обратимся к рассмотрению влияния потока обмотки возбуждения на режимы работы СГЭ ПТ и основные энергетические характеристики.

Рассмотрим некоторые частные режимы работы.

2.7.1 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 2.69.

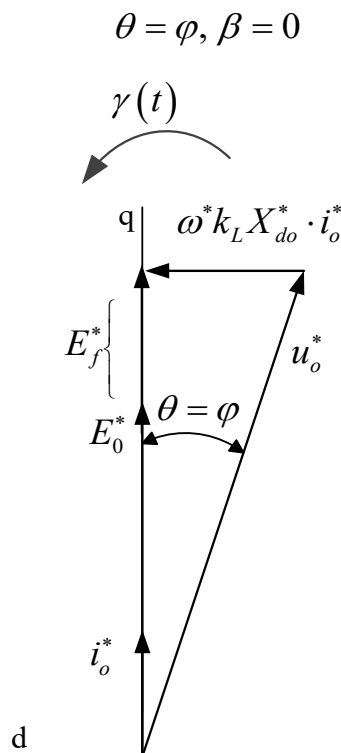


Рисунок 2.69 – Векторная диаграмма для амплитудных значений основных гармоник тока и напряжения СГК

Как следует из диаграммы, в этом режиме будут выполняться условия:

$$\begin{aligned}
 i_{do}^* &= 0, \quad i_{qo}^* = i_o^*, \quad \beta = 0, \quad \theta = \varphi; \\
 u_{do}^* &= u_o^* \sin \theta = \omega^* X_{qo}^* i_o^*, \quad X_{qo}^* = \frac{\omega_6 L_q}{Z_6}; \\
 u_{qo}^* &= u_o^* \cos \theta = E_{xx}^* = E_f^* + E_0^* = \omega^* (\Psi_f^* + \Psi_0^*); \\
 \theta &= \arctg \frac{u_{do}^*}{u_{qo}^*} = \arctg \frac{\omega^* X_{qo}^* i_o^*}{E_{xx}^*} = \arctg \frac{\omega^* X_{qo}^* i_o^*}{E_f^* + E_0^*}.
 \end{aligned} \tag{2.98}$$

В данном режиме баланс активных мощностей запишется следующим образом:

$$U_H I_H = \frac{3}{2} E_{xx} i_o, \tag{2.99}$$

откуда получим:

$$i_o^* = \frac{2}{3} \frac{I_H^*}{E_{xx}^*}. \tag{2.100}$$

Далее будет принято обозначение $I_d^* = \frac{i_o^*}{\sqrt{2}}$.

Следует отметить, что в данном режиме активный выпрямитель воспринимается генератором как емкостная нагрузка, т. е. ток i_o опережает по фазе напряжение синхронного генератора.

Определим величину потокосцепления Ψ_f^* , необходимую для поддержания постоянства напряжения на нагрузке, т. е. $U_H = U_{Hном}$. Принимая во внимание векторную диаграмму на рисунке 2.69 и соотношения (2.98), (2.99), получим следующее би-квадратное уравнение относительно ЭДС E_{xx}^* :

$$\left(E_{xx}^*\right)^2 = (k_u M)^2 - \left(\frac{2}{3} \omega^* X_{qo}^* \frac{I_H^*}{E_{xx}^*}\right)^2. \tag{2.101}$$

Физически приемлемое решение уравнения (2.101) относительно E_{xx}^* будет иметь вид

$$E_{xx}^* = \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \omega^* X_{qo}^* I_H^*\right)^2}}. \quad (2.102)$$

Тогда суммарное потокоцепление определится из соотношения

$$\Psi_\Sigma^* = \frac{1}{\omega^*} \left[\sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \omega^* X_{qo}^* I_H^*\right)^2}} \right]. \quad (2.103)$$

Из формулы (2.103) несложно получить выражение для тока возбуждения:

$$I_f = \frac{1}{L_f} \left\{ -\Psi_0 + \frac{U_H}{\omega} \left[\sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \frac{\omega L_q I_H}{U_H}\right)^2}} \right] \right\} = F\{\omega, M, U_H, I_H\}. \quad (2.103a)$$

Определим напряжение холостого хода $E_{0номд}^*$ из ранее указанных условий, т. е. для $\omega^* = 1$, $\Psi_{fd}^* = 0$, $I_H^* = k_{пер}$. Тогда из соотношения (2.102) получим:

$$E_{0ном}^* = \Psi_0^* = \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} X_{qo}^* k_{пер}\right)^2}}. \quad (2.104)$$

Величину индуктивности L_d определим исходя из обеспечения необходимого тока короткого замыкания при нулевом значении тока возбуждения, то есть

$$I_{кз0} = \frac{\Psi_0}{L_d} = \frac{E_{0ном}}{\omega_0 L_d} = \frac{E_{0ном}}{X_{do}}, \quad I_{кз0}^* = \frac{\Psi_0^*}{X_{do}^*}. \quad (2.105)$$

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 сопротивления на базовой частоте X_{do}^* , X_{qo}^* формально не являются взаимозависимыми, определяют различные физические процессы и выбираются из разных соотношений, а именно из (2.14) и (2.105). Из соотношения (2.14) можно определить максимальную величину сопротивления X_{qo}^* при заданной глубине модуляции M и коэффициенте перегрузки $k_{пер}$:

$$X_{qo \max}^* = \frac{3 (k_u M)^2}{4 k_{пер}}. \quad (2.106)$$

Зависимость $X_{qo \max}^*$ от коэффициента перегрузки $k_{пер}$ при различных значениях глубины модуляции M представлена на рисунке 2.70. Качественный характер этих зависимостей достаточно очевиден, интерес представляют лишь количественные соотношения.

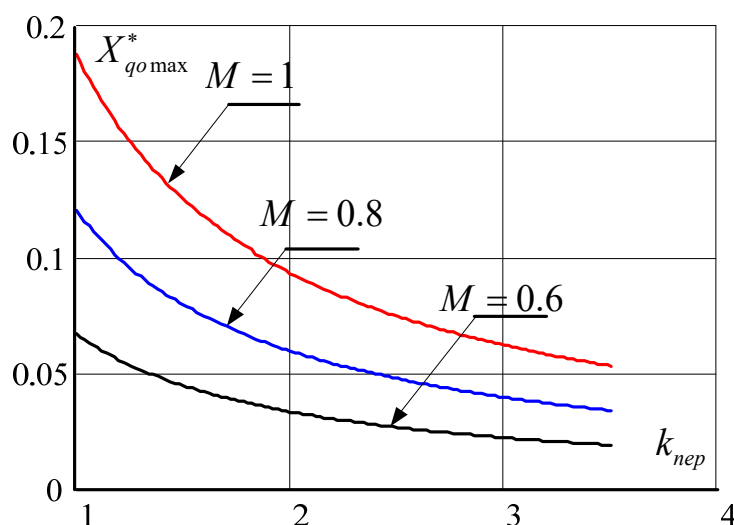


Рисунок 2.70 – Зависимость $X_{qo \max}^*$ от коэффициента перегрузки $k_{пер}$ при различных значениях глубины модуляции M

На рисунках 2.71 и 2.72 для режима с $M=1$ приведена зависимость $E_{ном}^*$ 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 (2.104) величина $E_{0ном}^*$ зависит от произведения переменных X_{qo}^* и $k_{пер}$.

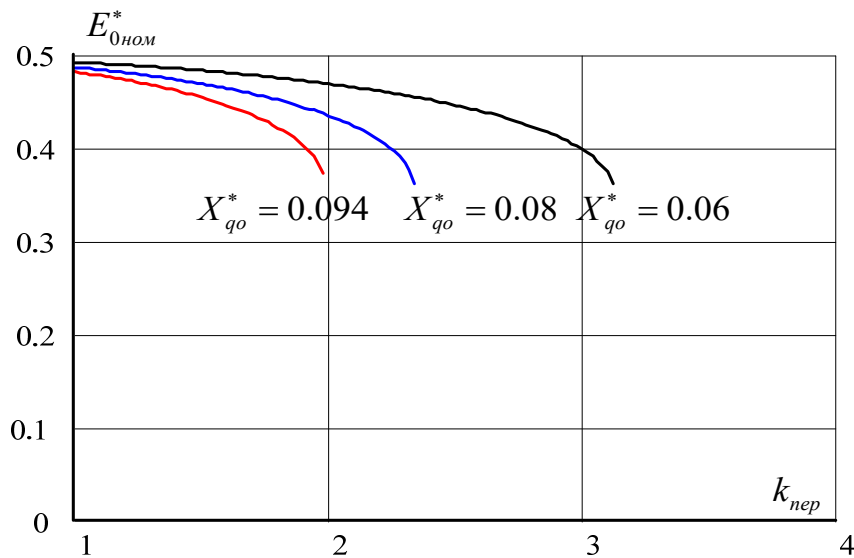


Рисунок 2.71 – Зависимость $E_{0ном}^*$ от коэффициента перегрузки $k_{пер}$ при различных значениях величины X_{qo}^*

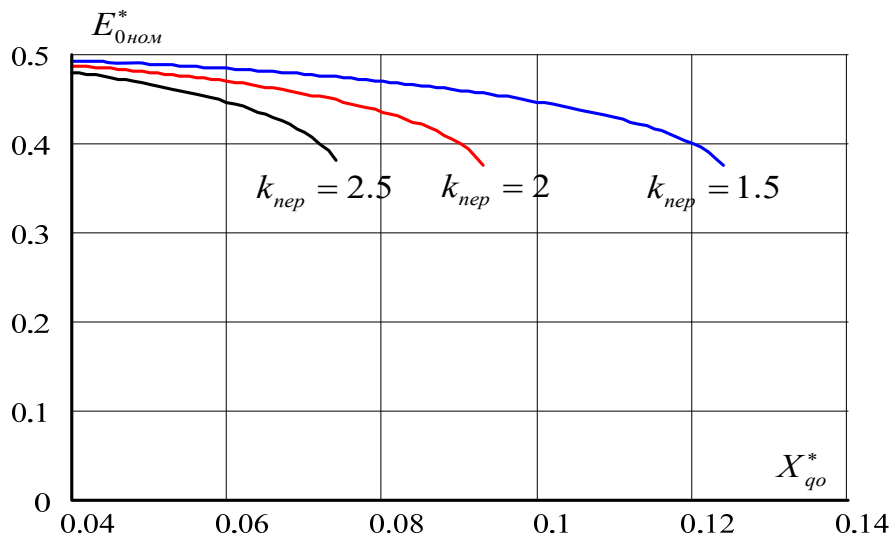


Рисунок 2.72 – Зависимость $E_{0ном}^*$ от величины X_{qo}^* при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{пер}$

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 [59–61]. В этом случае предпочтительно реализовать алгоритм управления АВН во вращающейся с частотой ω 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} (см. рисунок 2.69). 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 2.73,б. Данный алгоритм представляет собой типичную систему подчиненного регулирования, где внутренним контуром является контур тока, реализованный во вращающейся системе dq -координат. При этом задание $i_{задq} = 0$ обеспечивает ориентацию тока по ЭДС E_{xx} , а задание на составляющую тока по оси d определяется выходным сигналом внешнего контура регулирования по напряжению на выходе АВН. Структура такого регулятора совпадает с ранее представленной на рисунке 2.42,в. Рассмотренный принцип управления обеспечит в статическом режиме стабилизацию выходного напряжения и создаст предпосылки для обеспечения условия $\cos\beta = 1$. Однако, чтобы во всех режимах обеспечить соблюдение этого условия, необходимо специальным образом управлять dc/dc преобразователем.

Управление dc/dc преобразователем производится так же, 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) (см. рисунок 2.43).

Данная обратная связь образована с помощью схемы сравнения СС и регулятора тока РТ.

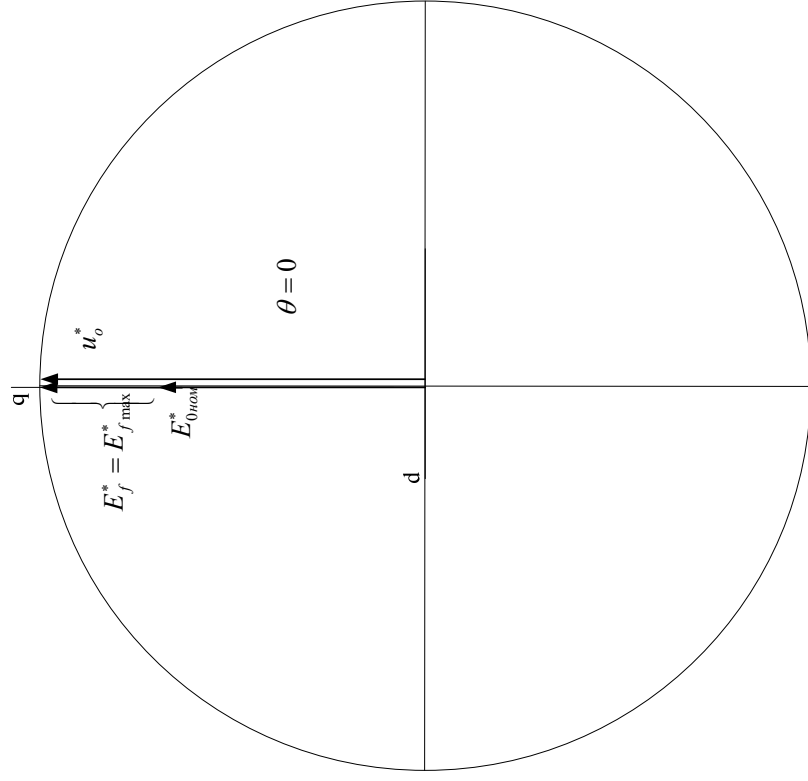


Рисунок 2.74 – Режим холостого хода, $E_f^* = E_{f\max}^*$

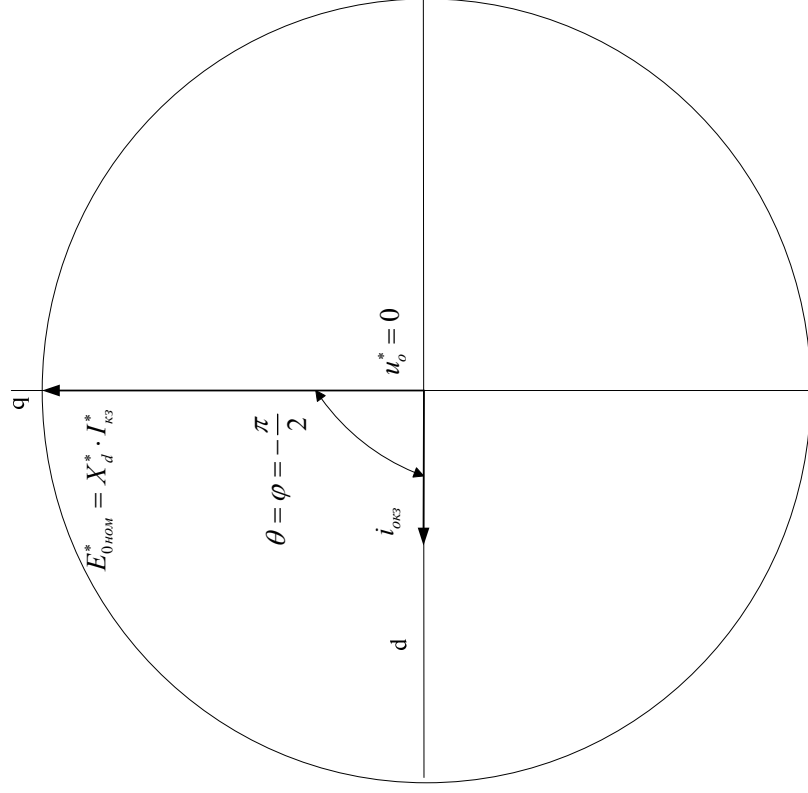


Рисунок 2.75 – Режим короткого замыкания, $E_f^* = 0, u_o^* = 0$

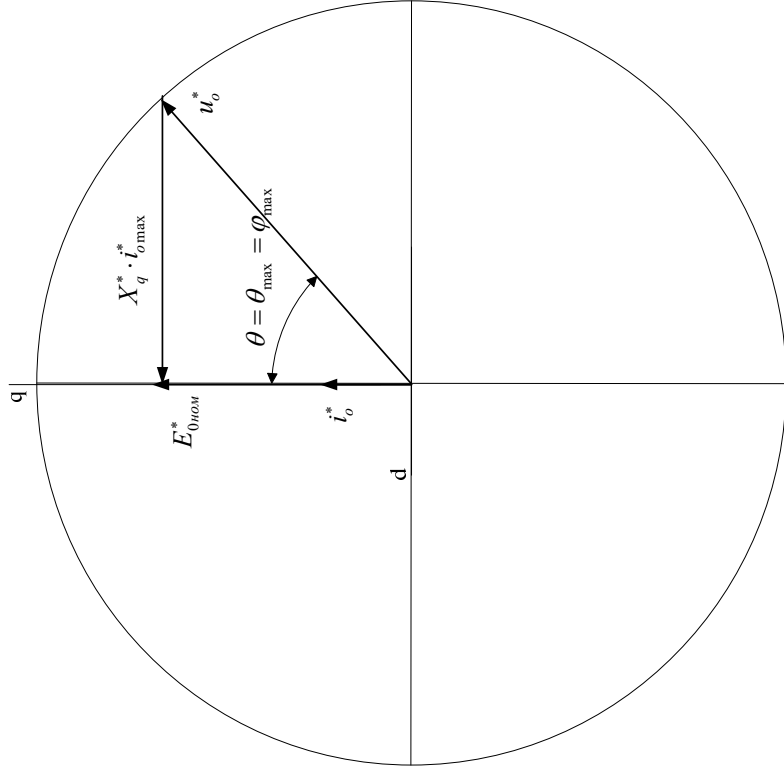


Рисунок 2.76 – Режим перегрузки, $E_f^* = 0$

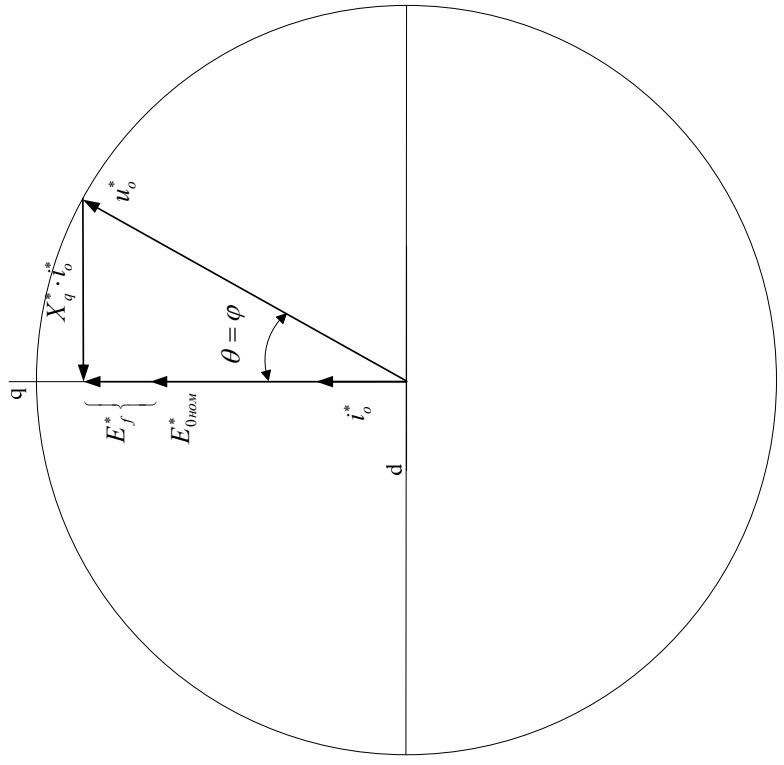


Рисунок 2.77 – Режим промежуточный,
 $E_{f\text{max}}^* > E_f^* > 0$

Режимы перегрузки $i_o^* = i_{o\max}^* = k_{\text{пер}}$ и короткого замыкания выбираются из условия $E_f^* = 0$, т. е. они должны обеспечиваться при нулевом значении тока возбуждения. В режиме холостого хода должно выполняться равенство $u_o^* = E_{0\text{ном}}^* + E_{f\max}^*$.

Из рисунков 2.75 и 2.76 следует:

$$E_{0\text{ном}}^* = X_d^* i_{o\text{кз}}^* = \sqrt{(u_o^*)^2 - (X_q^* i_{o\max}^*)^2}, \quad (2.107)$$

откуда получим:

$$\begin{aligned} u_o^* &= \sqrt{(X_d^* i_{o\text{кз}}^*)^2 + (X_q^* i_{o\max}^*)^2} = X_d^* \sqrt{(i_{o\text{кз}}^*)^2 + (k_L i_{o\max}^*)^2}; \\ \frac{k_u M}{X_d^*} &= \sqrt{(i_{o\text{кз}}^*)^2 + (k_L i_{o\max}^*)^2}; \\ k_L &= \frac{1}{i_{o\max}^*} \sqrt{\left(\frac{k_u M}{X_d^*}\right)^2 - (i_{o\text{кз}}^*)^2}. \end{aligned} \quad (2.108)$$

Соотношение (2.108) позволяет определить величину k_L . Для того чтобы это соотношение имело решение, необходимо выполнение неравенства

$$\frac{k_u M}{X_d^*} \geq i_{o\text{кз}}^*, \quad (2.109)$$

откуда получим ограничение на величину сопротивления X_d^* :

$$X_d^* \leq \frac{k_u M}{i_{o\text{кз}}^*}. \quad (2.110)$$

Для примера: при $M = 1$, $k_u = \frac{1}{2}$, $i_{o\text{кз}}^* = 3$ будем иметь:

$$X_d^* \leq 0,167.$$

На рисунке 2.78 приведена зависимость допустимого значения коэффициента k_L от относительного значения сопротивления X_d^* .

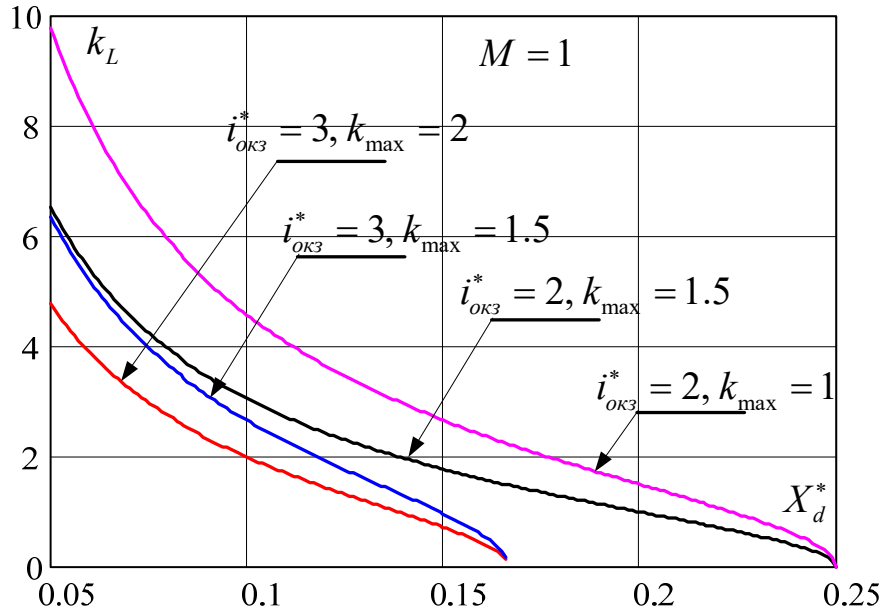


Рисунок 2.78 – Зависимость коэффициента k_L от относительного значения сопротивления X_d^*

При постоянной частоте величины $E_{0ном}^* = \Psi_0^*$, $I_{кз0}^*$ и $X_{qо max}^*$ определяются соотношениями (2.104), (2.105).

Учитывая, что в относительных единицах

$$E_{xx}^* = \Psi_{\Sigma}^* = E_f^* + E_{0ном}^*, \quad (2.111)$$

получим:

$$E_f^* = \Psi_f^* = -E_{0ном}^* + \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2}} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} X_q^* i_H^*\right)^2}. \quad (2.112)$$

На рисунках 2.79–2.81 представлены графики зависимостей E_f^* и E_{xx}^* от относительного значения тока нагрузки I_H^* для различных значений $k_{пер}$ и X_q^* . Как следует из этих графиков, величины E_f^* и E_{xx}^* слабо зависят от I_H^* до величины тока $I_H^* \approx 1$, затем они существенно уменьшаются. Со снижением параметров $k_{пер}$ и X_q^* происходит уменьшение E_f^* .

На рисунке 2.82 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 $k_{\Psi}(I_H^*)$ идентичен зависимости $E_f^*(I_H^*)$, причем $k_{\Psi} \rightarrow k_{\Psi \max}$ при $X_q^* \rightarrow X_{q \max}$ (см. выражение (2.106)).

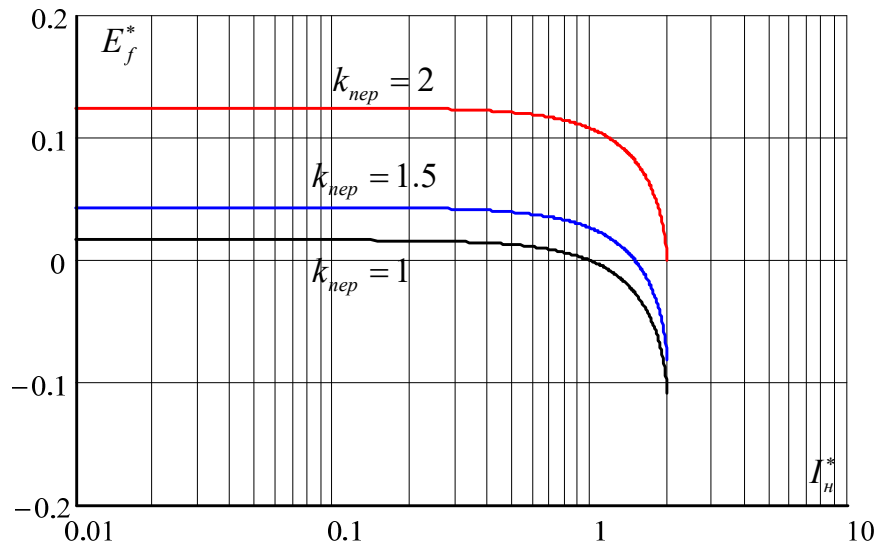


Рисунок 2.79 – Зависимость E_f^* от I_H^* для различных значений $k_{\text{пер}}$

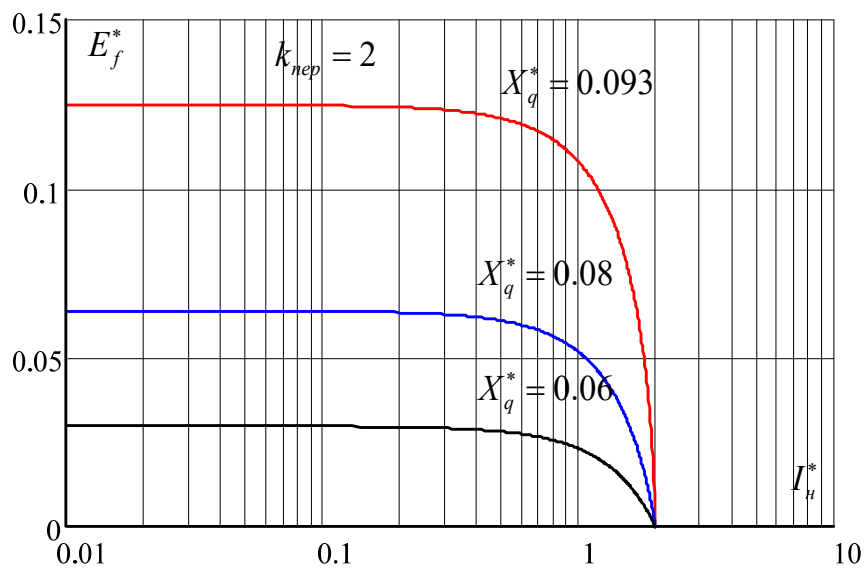


Рисунок 2.80 – Зависимость E_f^* от I_H^* для различных значений X_q^*

Расчеты показывают, что если выбрать $E_{0\text{ном}}^*$ из условия $E_f^* = 0$ при $i_o^* = 1,5$, $X_q^* = 0,07$ и принять $i_{o\text{мах}}^* = 2$, то, как следует

из графика зависимости $E_f^*(I_H^*)$ (рисунок 2.83), 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 $I_B \in \{I_{B\max}, -I_{B\max}\}$.

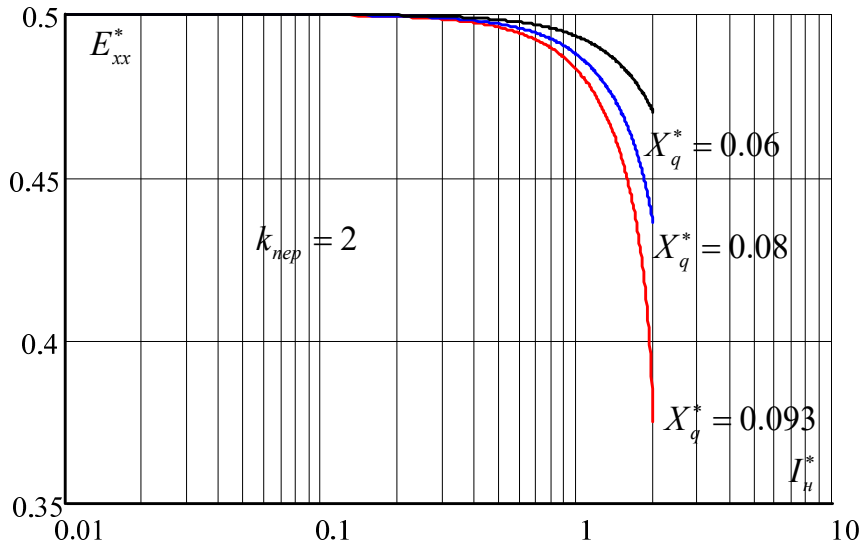


Рисунок 2.81 – Зависимость E_{xx}^* от I_H^* для различных значений X_q^*

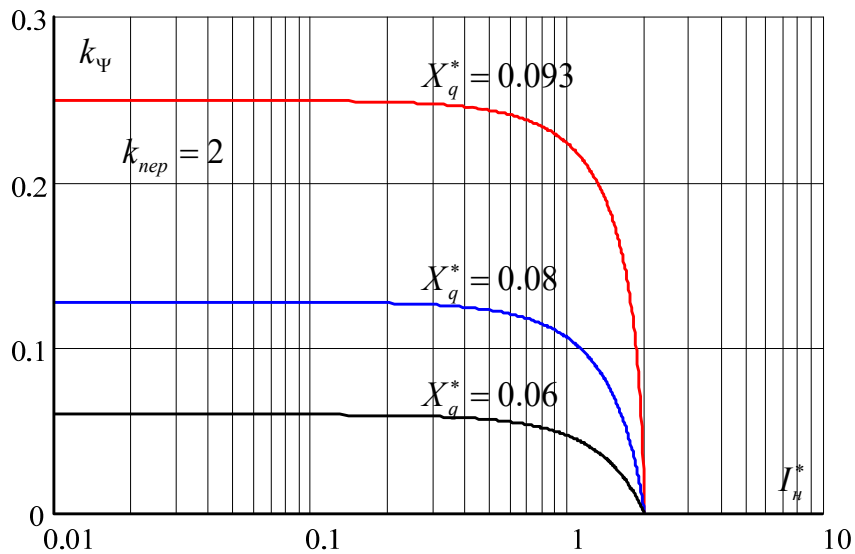


Рисунок 2.82 – Зависимость k_Ψ от I_H^* для различных значений X_q^*

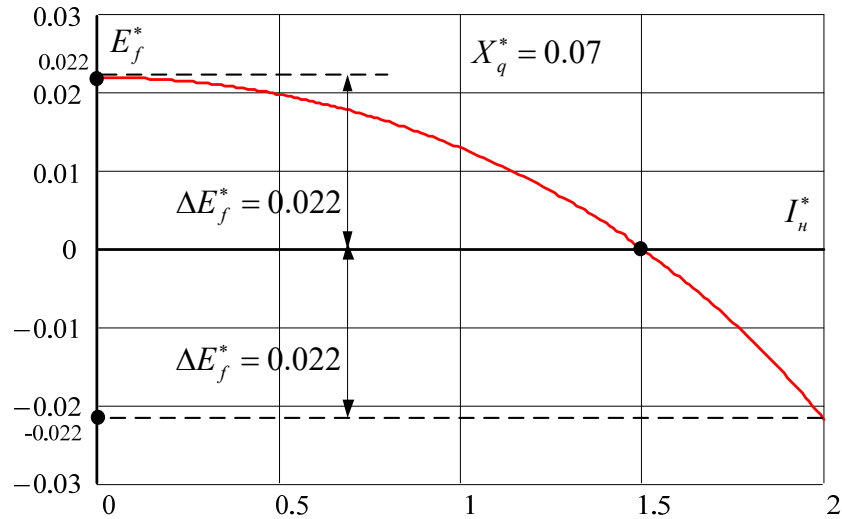


Рисунок 2.83 – Зависимость $E_f^*(I_n^*)$

Рассмотрим некоторые интегральные энергетические характеристики системы. Относительные величины действующих значений тока (I_d^*) и напряжения ($U_{од}^*$) синхронного генератора определяются следующим образом:

$$I_d^* = \frac{i_o^*}{\sqrt{2}}, \quad U_{од}^* = \frac{k_u M}{\sqrt{2}}. \quad (2.113)$$

Относительные величины активной (P^*) и полной (S^*) мощности синхронного генератора вычислим с помощью соотношений

$$P^* = P_n^* = I_n^*, \quad S^* = 3U_{од}^* I_d^* = \frac{3}{2} i_o^* k_u M. \quad (2.114)$$

В соотношении (2.46) учтено, что при принятых допущениях активные потери в активном выпрямителе равны нулю.

Учитывая формулы (2.113) и (2.114), получим следующее выражение для расчета коэффициента мощности χ генератора:

$$\chi = \frac{P^*}{S^*} = \frac{2}{3} \frac{I_n^*}{i_o^* k_u M}. \quad (2.115)$$

На рисунках 2.84–2.86 приведены зависимости от относительного значения тока нагрузки I_n^* величин I_d^* , S^* и χ при $i_{o\max}^* = 2$ ($k_{\text{пер}} = 2$) для различных значений X_q^* .

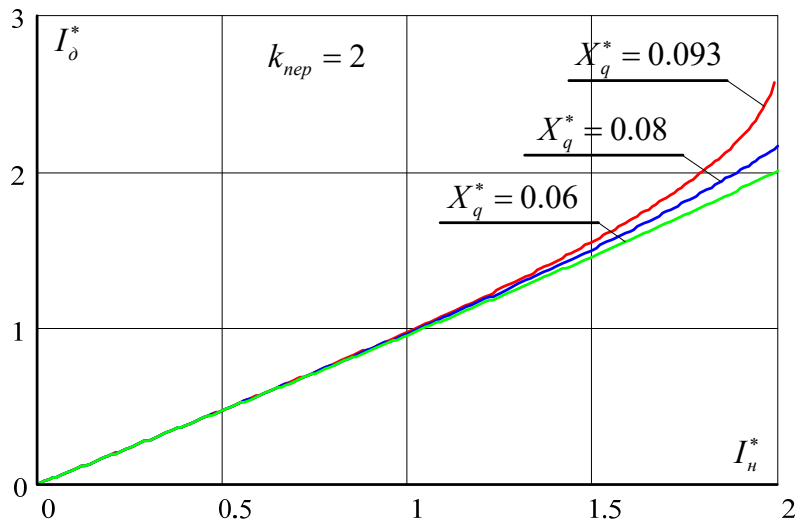


Рисунок 2.84 – Зависимость I_d^* от I_n^* для различных значений X_q^*

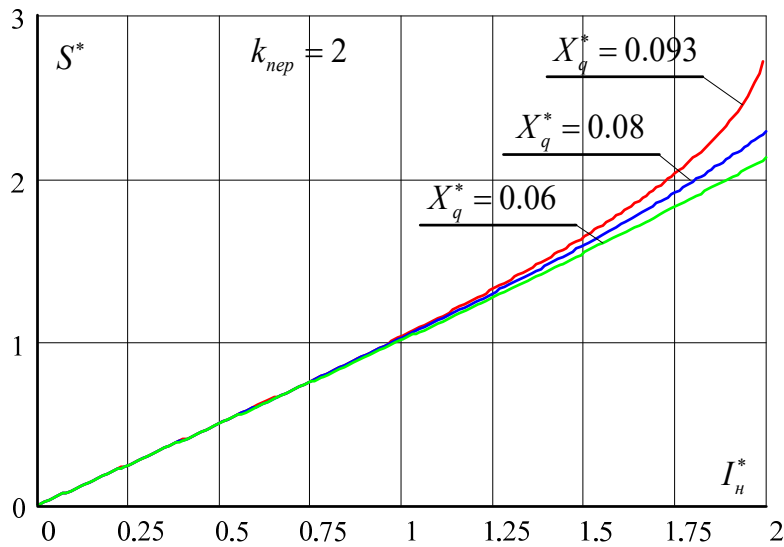


Рисунок 2.85 – Зависимость S^* от I_n^* для различных значений X_q^*

Как следует из рисунков 2.84 и 2.85, величины I_d^* и S^* до относительного значения тока $I_n^* \approx 1,25$ практически линейно возрастают при увеличении тока I_n^* и не зависят от величины X_q^* . В этом же диапазоне тока I_n^* (см. рисунок 2.86) коэффициент мощности синхронного генератора $\chi \geq 0,94$. При дальнейшем уве-

личении I_H^* коэффициент мощности существенно уменьшается при $X_q^* \rightarrow X_{qo\max}^*$.

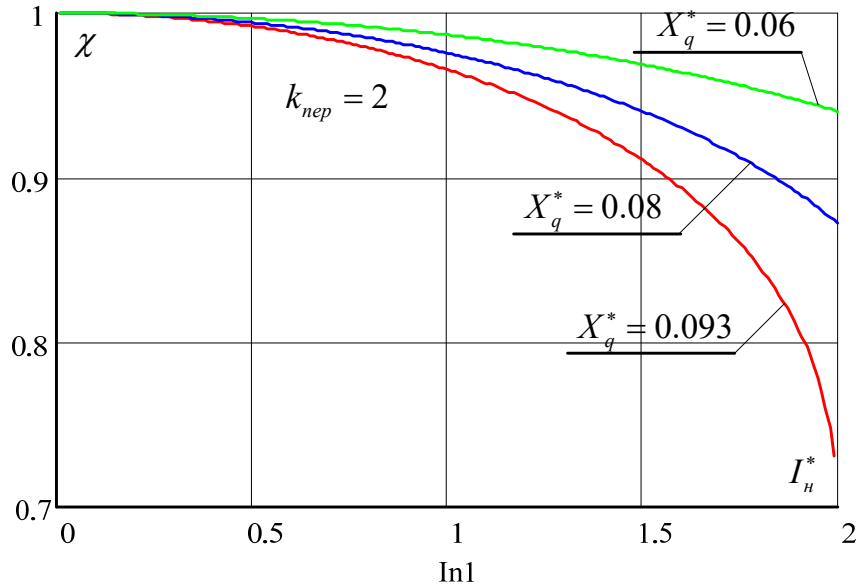


Рисунок 2.86 – Зависимость χ от I_H^* для различных значений X_q^*

Рассмотрим работу системы на переменной частоте $\omega = \text{var}$.

Определим относительные значения ЭДС E_f^* и потокосцепления Ψ_Σ^*, Ψ_f^* . Принимая во внимание соотношения (2.104) и (2.106), можно записать:

$$E_{xx}^* = E_f^* + E_0^* = E_f^* + \omega^* E_{0\text{ном}}^*. \quad (2.116)$$

Откуда, учитывая выражение (2.104) и соотношение

$$\Psi_\Sigma^* = \Psi_f^* + \Psi_0^* = \frac{E_f^*}{\omega^*} + E_{0\text{ном}}^*, \quad (2.117)$$

получим:

$$E_f^* = -\omega^* E_{0\text{ном}}^* + \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \omega^* X_{qo}^* i_H^*\right)^2}}, \quad (2.118)$$

$$\Psi_f^* = \Psi_0^* + \left[\frac{1}{\omega^*} \sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \omega^* X_{qo}^* i_H^*\right)^2}} \right]. \quad (2.119)$$

На рисунках 2.87–2.89 для $M = 1$, $I_{кз0} = 3$, $X_{q0}^* = 0,093$, $k_{пер} = 2$ приведены зависимости относительных значений потокосцеплений Ψ_{Σ}^* и Ψ_f^* , а также угла θ от относительных значений частоты ω^* и тока в нагрузке I_H^* .

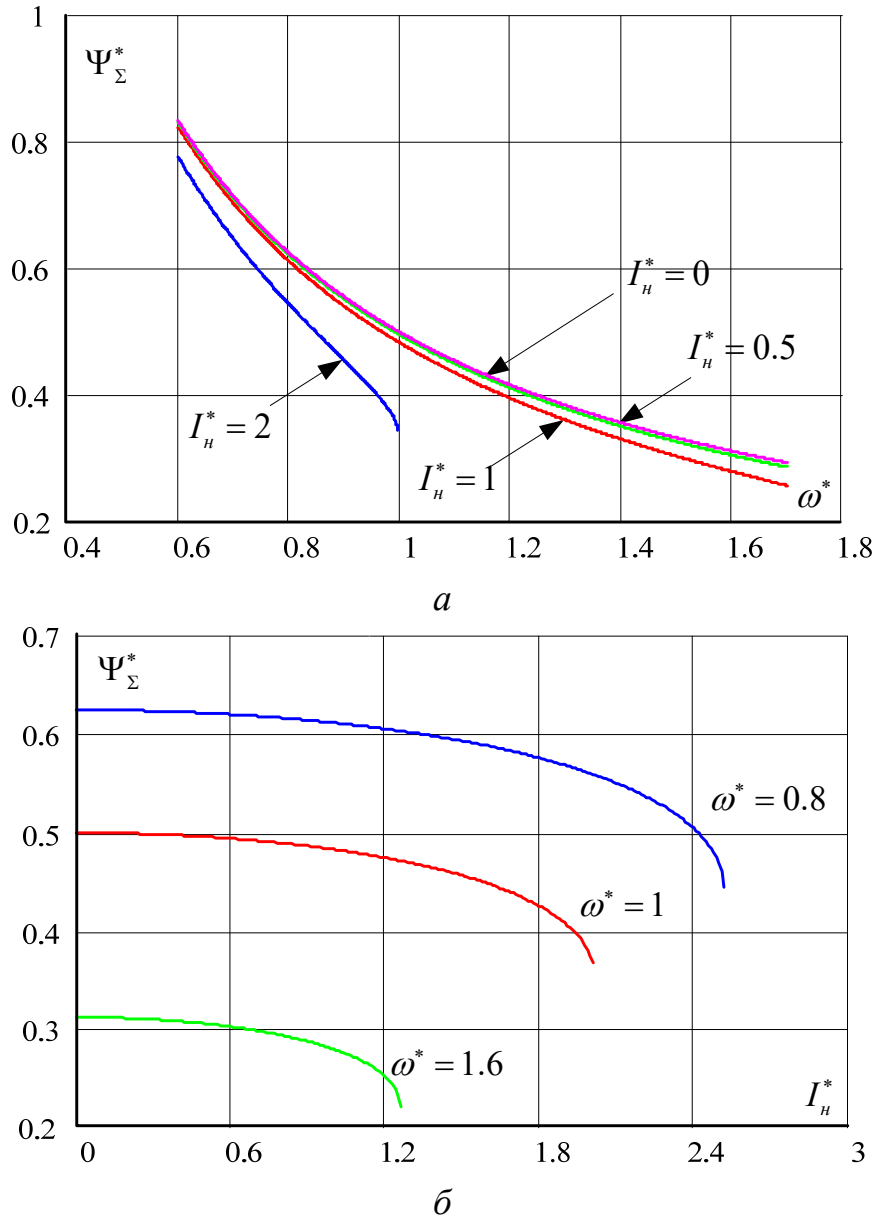


Рисунок 2.87 – Зависимость суммарного потокосцепления СГК Ψ_{Σ}^* от относительного значения частоты ω^* (a) и тока нагрузки I_H^* (б)

Зависимости наглядно иллюстрируют, как при данном режиме происходит стабилизация напряжения на нагрузке при изменении

частоты и величины тока в нагрузке путем изменения потоко-сцепления в обмотке возбуждения (Ψ_f^*) и угла сигнала управле-ния активным выпрямителем (θ). При этом напомним, что фаза тока генератора совпадает с фазой ЭДС холостого хода, т. е. ори-ентирована по оси q .

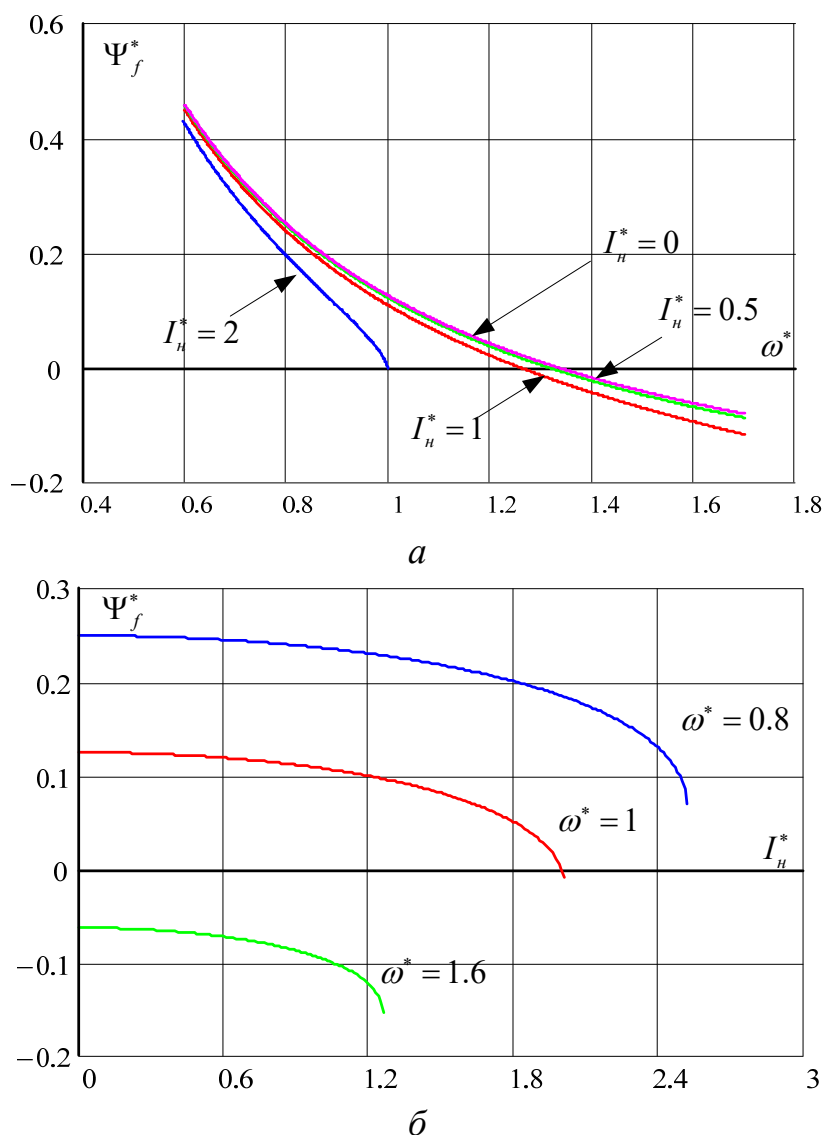


Рисунок 2.88 – Зависимость потоко-сцепления возбуждения СГК Ψ_f^* от относительного значения частоты ω^* (a) и тока нагрузки I_n^* (b)

Как следует из рисунка 2.87, a , при рассматриваемом управ-лении невозможен первый способ выбора параметров, когда $\omega_0 \in \{\omega_{\min}, \omega_{\max}\}$ для случая $X_{qo}^* = X_{qo\max}^*$, так как при $I_n^* = k_{\text{пер}}$

частота $\omega_0 \approx \omega_{\min}$. Однако если $X_{qo}^* < X_{qo\max}^*$ – этот способ становится возможным. Данное утверждение подтверждается рисунком 2.90, где графики рассчитаны для $M = 1$, $I_{к30} = 3$, $X_{qo}^* = 0,07$, $k_{\text{пер}} = 2$, при этом $X_{qo\max}^* = 0,094$.

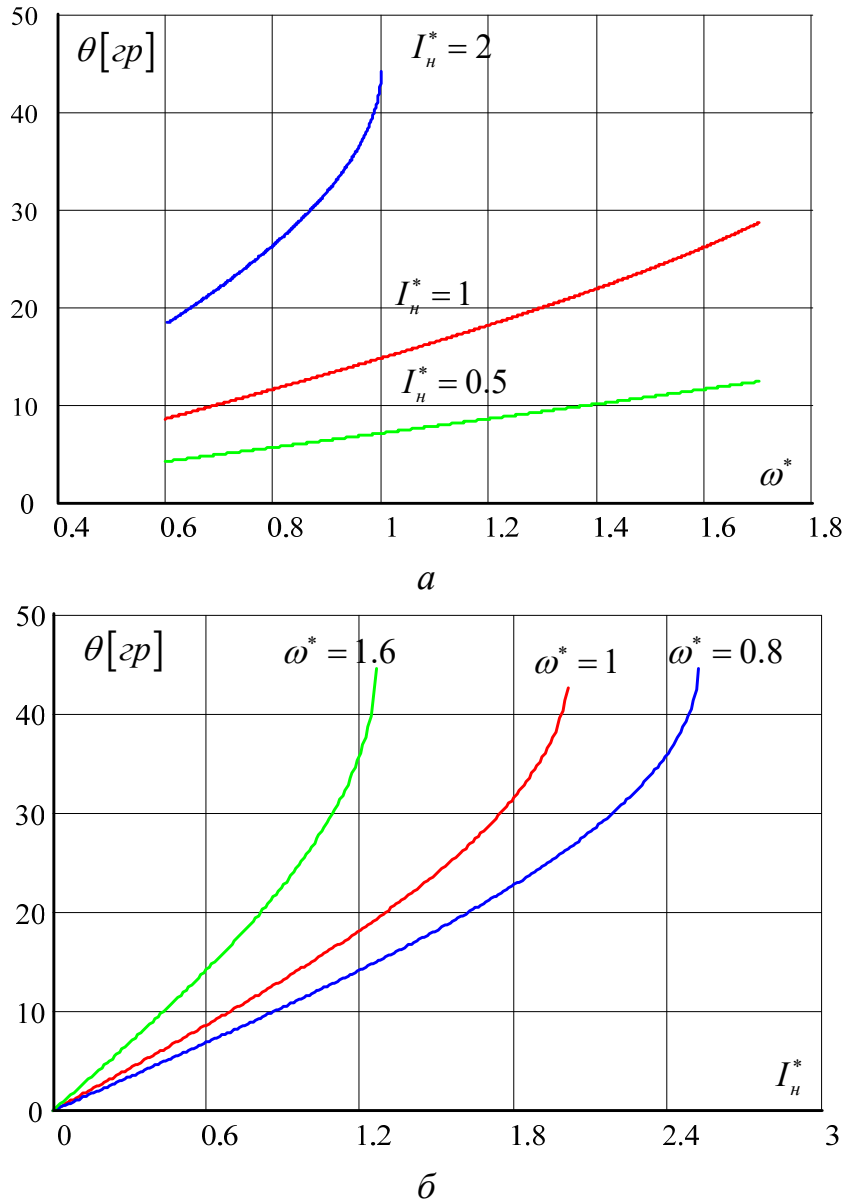


Рисунок 2.89 – Зависимость угла θ от относительного значения частоты ω^* (а) и тока нагрузки I_n^* (б)

Очевидно, при таком сочетании параметров ток возбуждения генератора будет изменять свое направление. Тогда из рисунка 2.88,а следует необходимость обеспечения равенства:

$$\Psi_f^* \left(\omega_{\min}^* \right)_{I_H^*=0} = \left\| \Psi_f^* \left(\omega_{\max}^* \right)_{I_H^*=k_{\text{пер}}} \right\|. \quad (2.120)$$

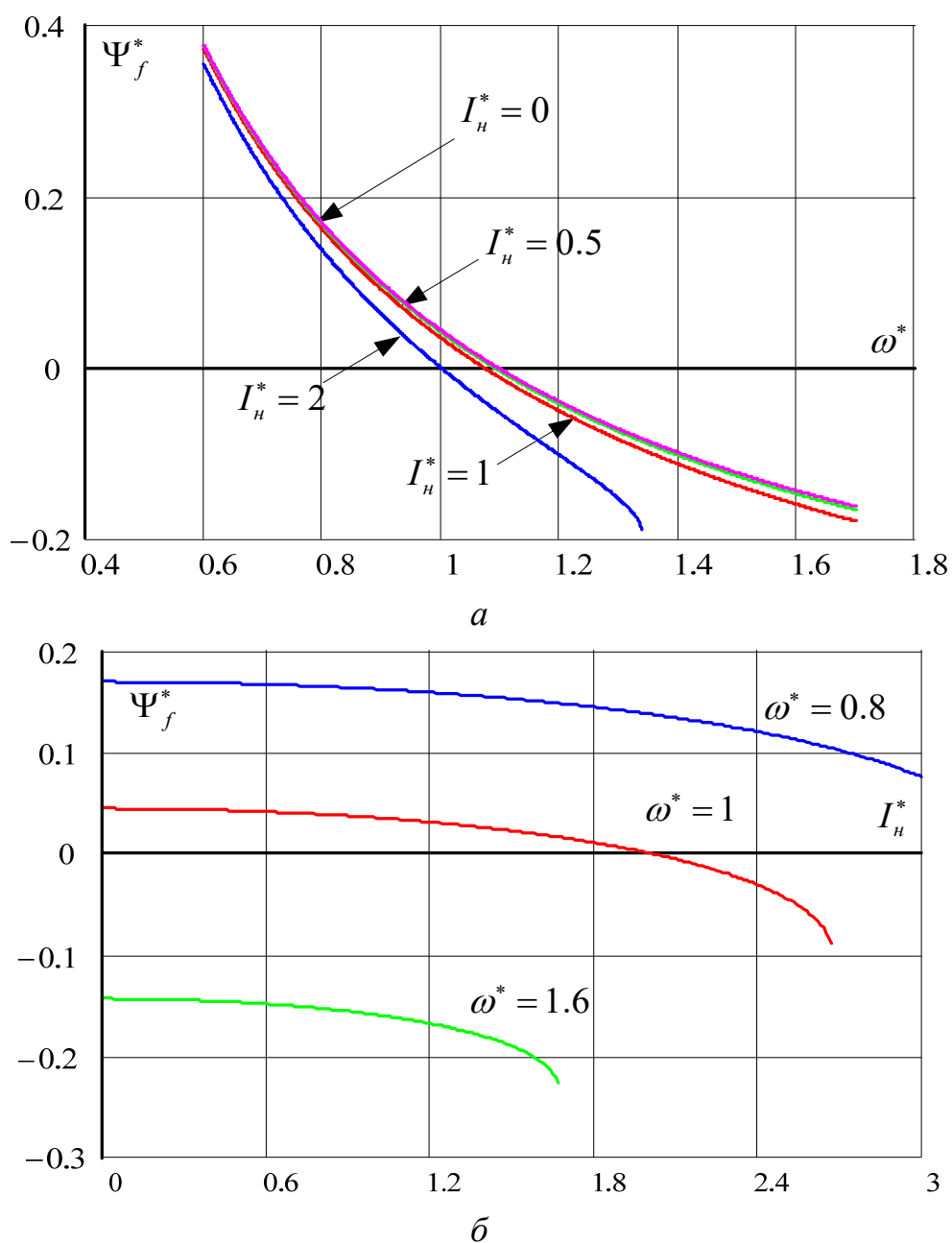


Рисунок 2.90 – Значения тока нагрузки I_H^* при разных потокосцеплениях возбуждения СГК Ψ_f^* и относительной частоты ω^* (a); значения относительной частоты ω^* при разных потокосцеплениях возбуждения СГК Ψ_f^* и токе нагрузки I_H^* (b)

Из приведенного ниже соотношения можно определить величины частот $\omega_{\max}^*$ и $\omega_{\min}^*$, связанные между собой заданной величиной диапазона частот D : $(\omega_{\max}^* = D\omega_{\min}^*)$. Далее определенные таким образом частоты будем считать оптимальными. Используя формулу (2.119), получим следующее выражение для определения $\omega_{\min \text{opt}}^*$:

$$\begin{aligned} \Psi_f^* &= -E_{0\text{ном}}^* + \frac{k_u M}{\omega_{\min \text{opt}}^*} = \\ &= E_{0\text{ном}}^* - \frac{1}{\omega_{\min \text{opt}}^* D} \left[\sqrt{\frac{(k_u M)^2}{2}} + \sqrt{\frac{(k_u M)^4}{4} - \left(\frac{2}{3} \omega_{\min \text{opt}}^* D X_{qo}^* k_{\text{пер}} \right)} \right]. \end{aligned} \quad (2.121)$$

Соотношение (2.121) представляет собой уравнение четвертого порядка относительно неизвестной частоты $\omega_{\min \text{opt}}^*$, поэтому практичнее его решать численными методами. Определив величины $\omega_{\min \text{opt}}^*$ и $\omega_{\max \text{opt}}^* = D\omega_{\min \text{opt}}^*$, можно найти среднюю частоту $\omega_{0\text{opt}}^* = \frac{\omega_{\min \text{opt}}^* + \omega_{\max \text{opt}}^*}{2} = \omega_{\min \text{opt}}^* \frac{1+D}{2}$, которую разумно принять за базовую.

На рисунке 2.91 для $M = 1$, $I_{\text{кз0}} = 3$, $X_{qo}^* = 0,07$ приведены зависимости $\omega_{\min \text{opt}}^*$, $\omega_{\max \text{opt}}^*$, $\omega_{0\text{opt}}^*$ от диапазона частот D при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$.

Анализируя рисунок, можно отметить, что с увеличением значения диапазона частот D величина $\omega_{\min \text{opt}}^*$ уменьшается, при этом ее значение от коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$ зависит достаточно слабо. Следует также упомянуть, что величина $\omega_{0\text{opt}}^*$ мало зависит от D и $k_{\text{пер}}$.

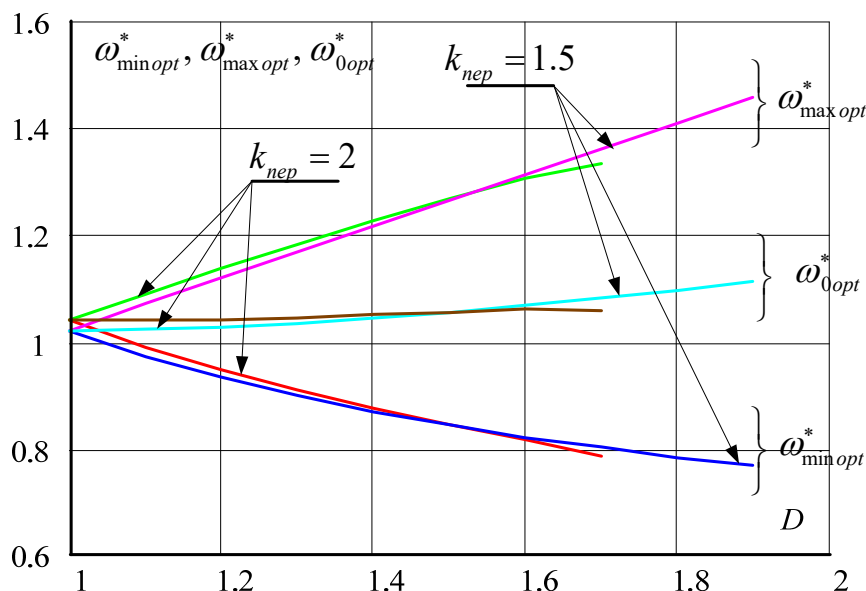


Рисунок 2.91 – Зависимость значения $\omega_{\min opt}^*$ от диапазона частот D

На рисунке 2.92 приведена зависимость относительного значения потокосцепления, создаваемого обмоткой возбуждения (Ψ_f^*), при различных значениях тока нагрузки и $M = 1$, $I_{к30} = 3$, $X_{q0}^* = 0,07$, $D = 1,7$ от относительного значения частоты. При этом в качестве базового значения частоты выбрана $\omega_{0 opt}^*$.

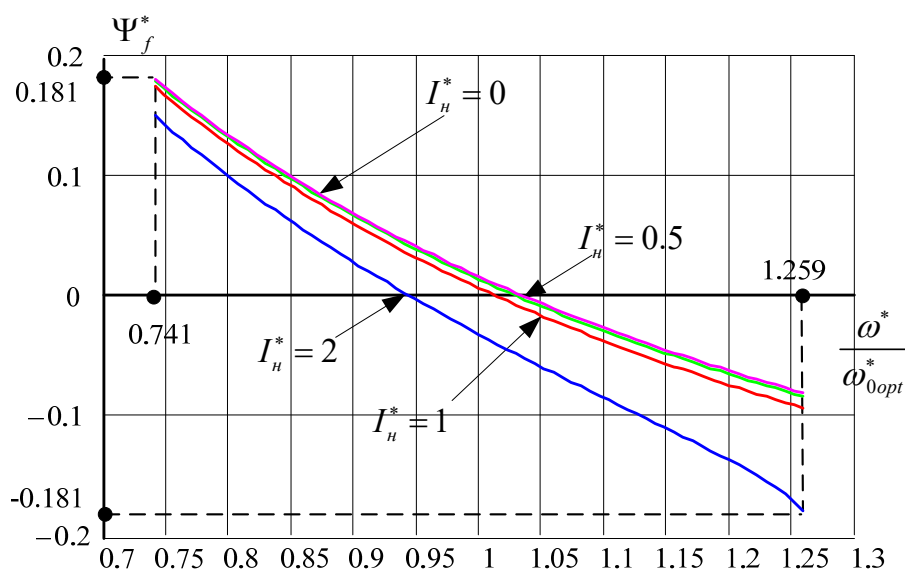


Рисунок 2.92 – Зависимость относительного потокосцепления возбуждения Ψ_f^* от относительного значения частоты $\omega_{0 opt}^*$

Из данного графика следует, что значения потокосцепления Ψ_f^* в начале и в конце частотного диапазона одинаковы по модулю и отличаются знаком, причем $\|\Psi_f^*\| = 0,181$.

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

$$k_{\Psi \max} = \frac{\Psi_{f \max}}{\Psi_0} = \frac{\Psi_f^* \left(\omega_{\min \text{ opt}}^* \right)_{I_H^*=0}}{E_{0\text{ном}}^*}. \quad (2.122)$$

Зависимость коэффициента $k_{\Psi \max}$ от значения диапазона частот D при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$ и при $M = 1, I_{\text{кз0}} = 3, X_{q0}^* = 0,07, D = 1,7$ представлена на рисунке 2.93.

Тенденции изменения коэффициента $k_{\Psi \max}$ в зависимости от величин D и $k_{\text{пер}}$ с физической точки зрения достаточно очевидны, а именно: величина этого коэффициента возрастает.

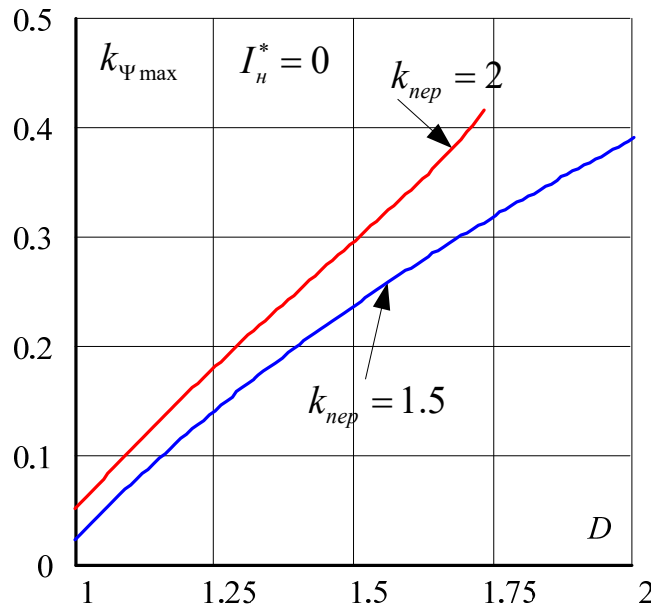


Рисунок 2.93 – Зависимость коэффициента $k_{\Psi \max}$ от значения диапазона частот D при различных значениях коэффициента перегрузки $k_{\text{пер}}$ и при $M = 1, I_{\text{кз0}} = 3, X_{q0}^* = 0,07, D = 1,7$

На рисунках 2.94, 2.95 для $M = 1$, $I_{кз0} = 3$, $X_{q0}^* = 0,152$, $k_{пер} = 2$ приведены зависимости относительных значений ЭДС E_{xx}^* и E_f^* от относительных значений частоты ω^* и тока в нагрузке I_H^* .

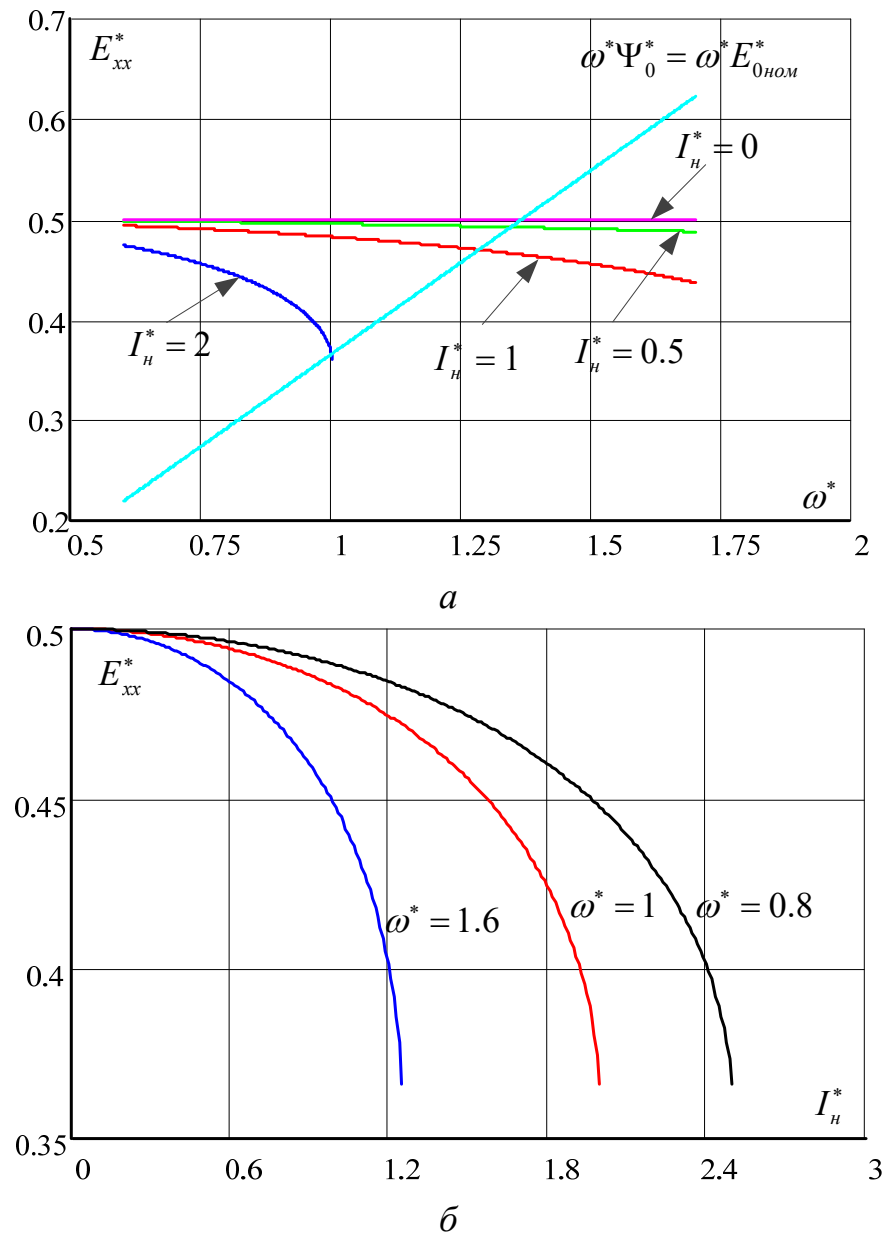


Рисунок 2.94 – Зависимость относительной ЭДС E_{xx}^* от относительной частоты ω^* (а) и тока в нагрузке I_H^* (б)

Анализируя рисунок 2.94, можно заключить, что при $I_H^* > 0$ 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 $\omega^* = \omega_0^*$:

$$\omega_0^* = \frac{1}{\Psi_0^*} \sqrt{(k_u M)^2 - \left(\frac{2}{3} \frac{X_{qo}^* k_{\text{пер}}}{\Psi_0^*} \right)}. \quad (2.123)$$

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

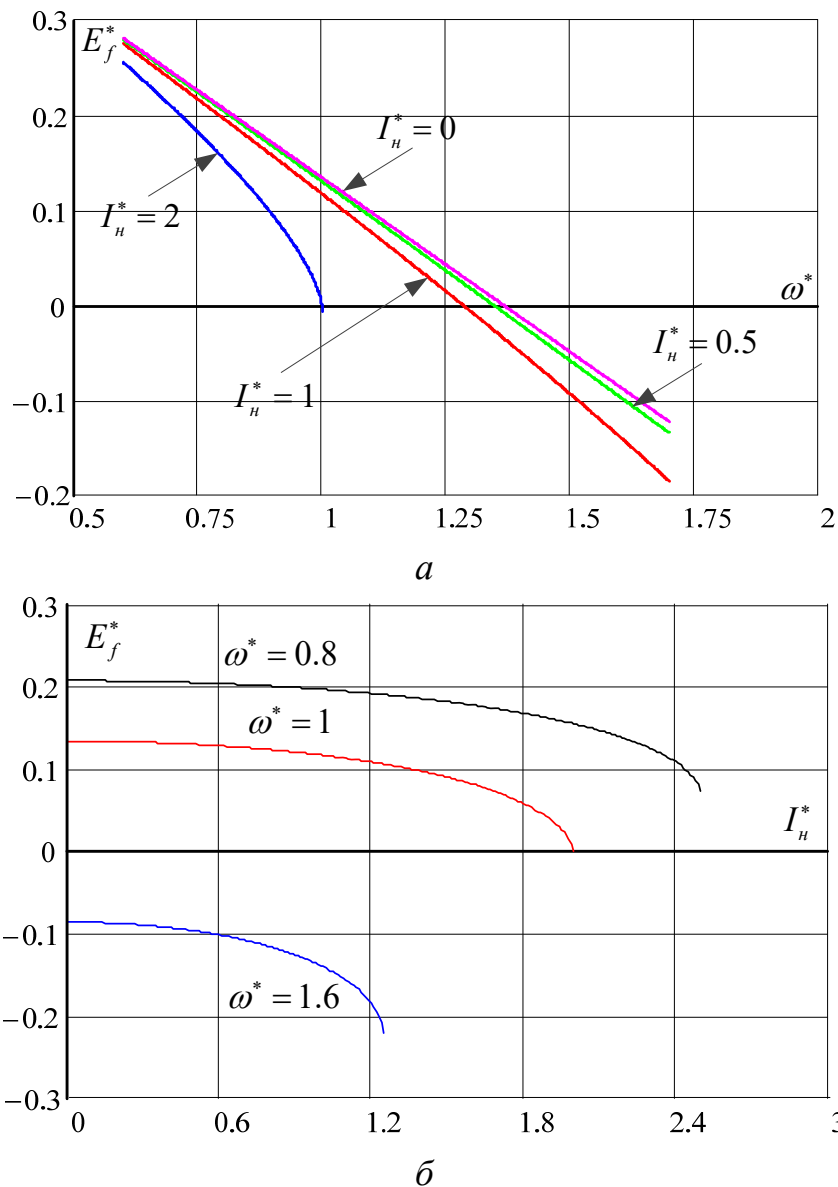


Рисунок 2.95 – Зависимость относительной ЭДС E_f^* от относительной частоты ω^* (a) и тока в нагрузке I_n^* (б)

На рисунке 2.96 для $M = 1$, $X_{q0}^* = 0,094$ приведена зависимость значения частоты ω_0^* от величины тока нагрузки для двух коэффициентов перегрузки $k_{пер}$.

Значительное изменение величины ω_0^* наблюдается при $I_H^* > 1$.

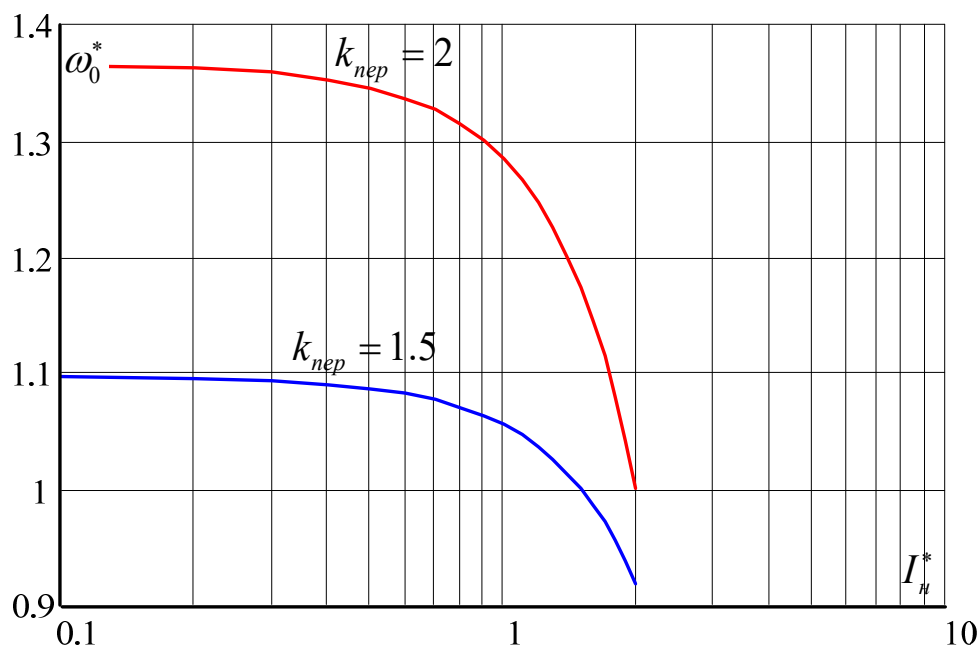


Рисунок 2.96 – Зависимость значения частоты ω_0^* от величины тока нагрузки

На рисунке 2.97 показаны зависимости относительного значения тока генератора от относительных значений частоты и тока нагрузки. Для такого способа управления характерно большое значение тока генератора, особенно для режима перегрузки.

На рисунке 2.98 приведены зависимости относительного значения тока короткого замыкания генератора от относительных значений частоты и тока нагрузки. В значительном диапазоне изменения частот ω^* выполняется неравенство $I_{кз}^* > I_{кз0}^*$.

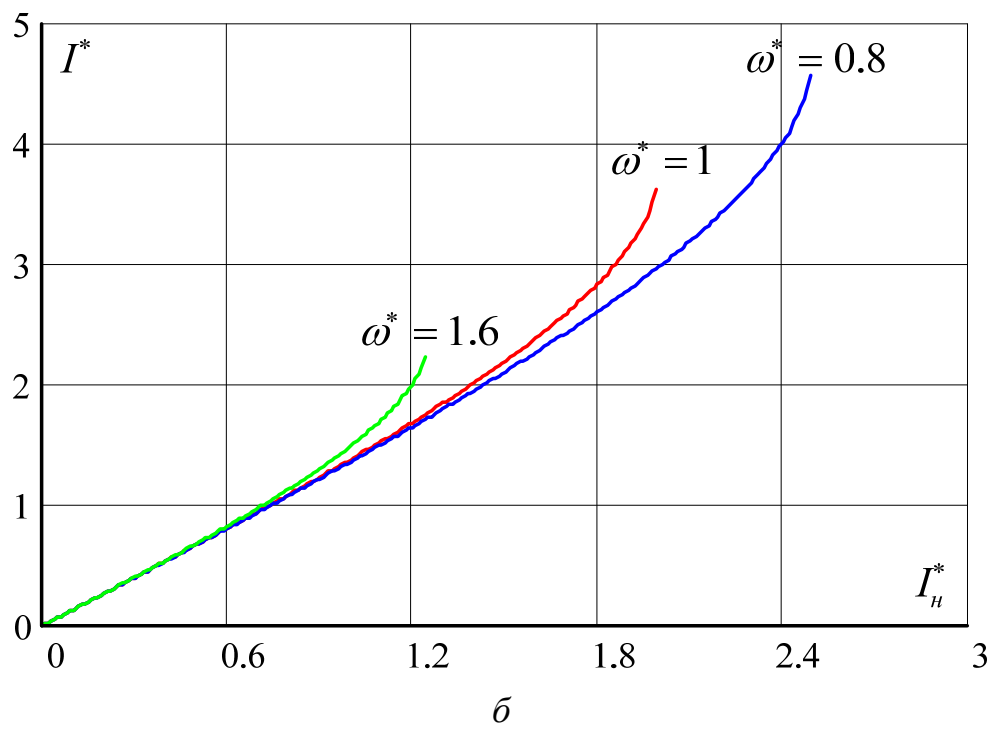
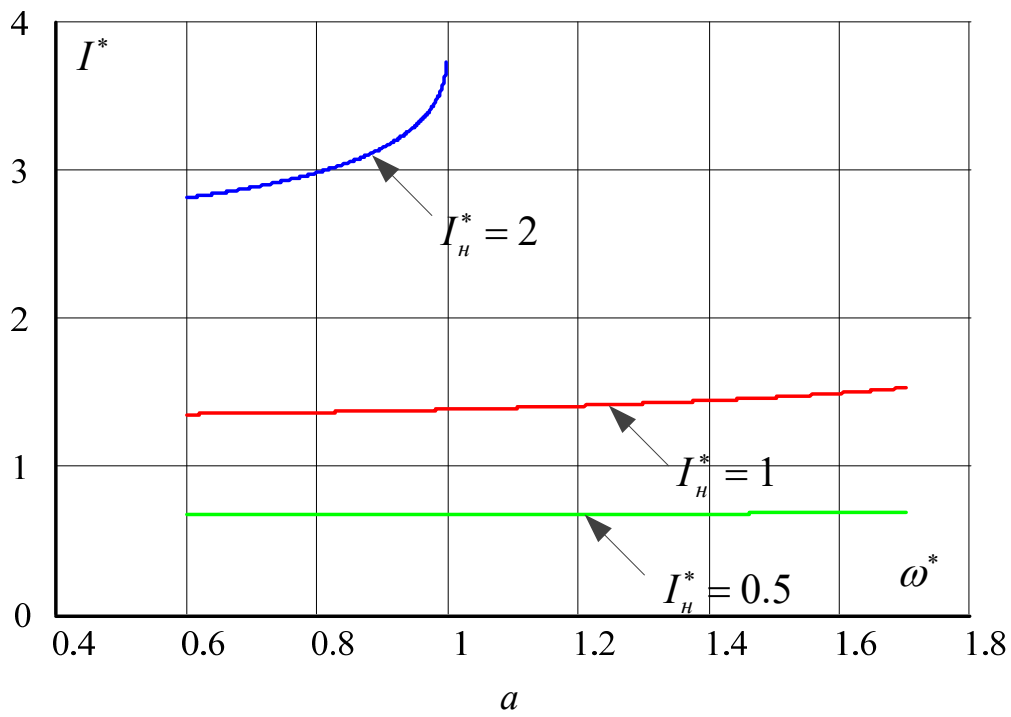


Рисунок 2.97 – Зависимость относительного значения тока генератора I^* от относительного значения частоты ω^* (a) и относительного значения тока нагрузки I_H^* (b)

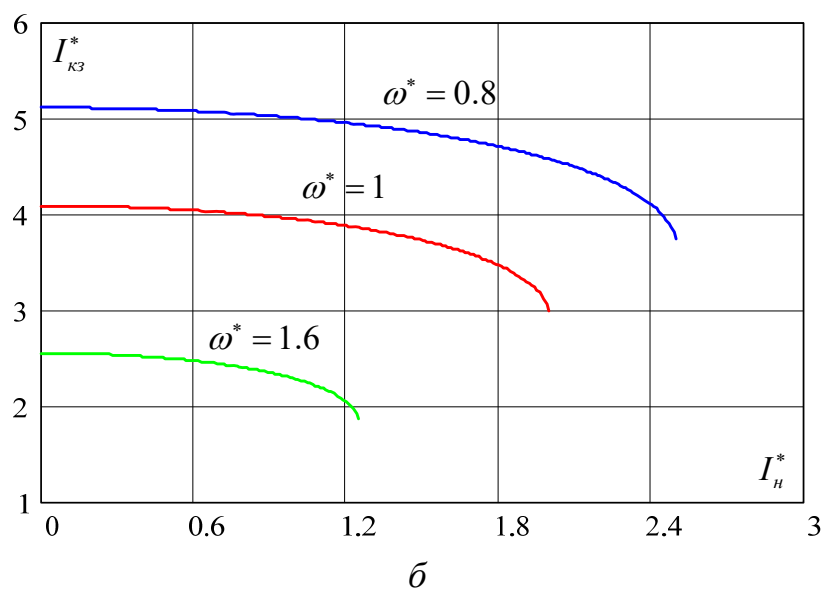
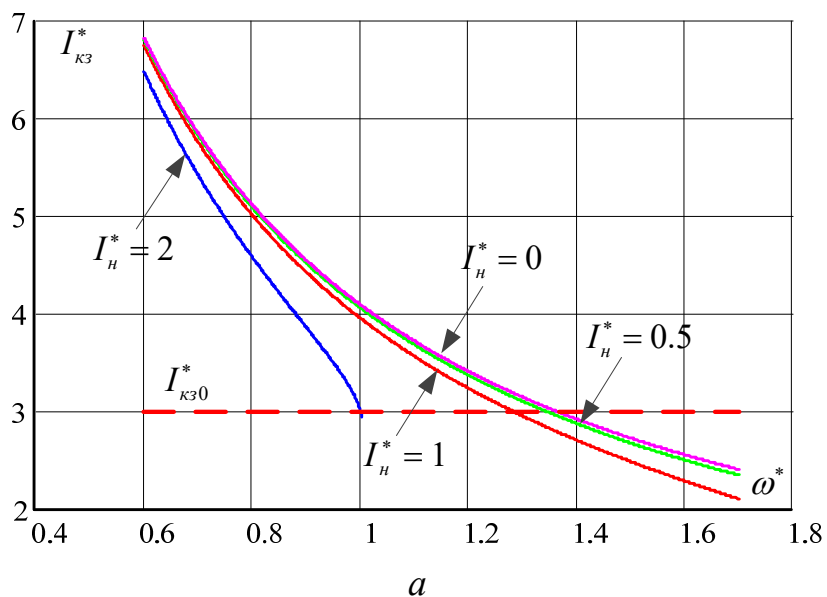


Рисунок 2.98 – Зависимость относительного значения тока короткого замыкания $I_{кз}^*$ от относительного значения частоты ω^* (а) и относительного значения тока нагрузки I_H^* (б)

Из проведенных исследований можно сделать вывод, что данный алгоритм управления позволяет обеспечить работоспособность СГЭ ПТ при меньших значениях E_{xx} , но при этом возрастает ток СГК, который по фазе опережает напряжение. Так как напряжение на зажимах генератора определяется напряжением на нагрузке и, следовательно, оно остается практически постоянным, то полная мощность, потребляемая СГК, возрастает, а также уменьшается коэффициент мощности на входе СГК по сравнению с алгоритмом управления, описанным в подразделе 2.6.

При выборе первого способа задания параметров системы реализация данного алгоритма управления возможна лишь при определенном сочетании индуктивностей L_d и L_q .

Заключение по разделу 2

Рассмотрен параметрический алгоритм управления СГЭ ПТ в генераторном режиме, теоретически обеспечивающий поддержание на зажимах СГК условие $\cos \varphi = 1$. Для данного алгоритма подвергнуты детальному анализу три варианта проектирования СГЭ ПТ, получены выражения для токов и напряжений в системе.

Выявлено, что вариант № 1 проектирования СГЭ 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.

Рассмотрен алгоритм управления неявнополюсным синхронным генератором с комбинированным возбуждением при работе на активный выпрямитель напряжения, позволяющий реализовать в широком диапазоне изменения частоты напряжения генератора и величины тока нагрузки энергооптимальный режим работы с минимальным потреблением тока от генератора.

Литература

1. Электрооборудование летательных аппаратов. Т. 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов / С.А. Грузков [и др.]. М.: Изд-во МЭИ, 2005. 568 с.
2. Электрический самолёт: от идеи до реализации: моногр. / А.В. Левин [и др.]. М.: Машиностроение, 2010. 288 с.
3. Моделирование неисправностей и диагностика в системе генерирования электрической энергии / Н.В. Бедина [и др.] // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. Силовая электроника и энергоэффективность. Киев, 2007. Ч. 1. С. 19–22.
4. Энергосистема гибридных самолетов авиации общего назначения / С.П. Халютин [и др.] ; Национальный институт авиационных технологий // Журнал «Авиационная промышленность». М., 2017. № 1. С. 42–51.
5. Халютин С.П., Давидов А.О., Жмуров Б.В. Электрические и гибридные самолеты: перспективы создания / Национальный исследовательский университет МЭИ // Электричество. М., 2017. № 9. С. 4–16.
6. Analysis of coupled inductors in AC variable frequency generation system / D.V. Makarov [et al.] // 14 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2013), Altai, Erlagol, 1 – July 2012. Novosibirsk: NSTU, 2012. P. 310–314.
7. Электрический самолет: концепция и технологии [Электронный ресурс] / А.В. Левин [и др.] ; Уфимский государственный авиационный технический университет. Уфа: УГАТУ, 2014.
8. Макаров Д.В., Харитонов С.А., Юхнин М.М. Исследование системы генерирования переменной частоты постоянной амплитуды на базе магнитоэлектрического генератора и полупроводникового преобразователя // Техническая электродинамика. Киев, 2012. № 3, май-июнь. С. 65–66.
9. 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. Киев, 2009. Ч. 1. С. 24–26.

10. 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.

11. 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. Вып. 18. С. 35–60.

12. Электрификация самолётов. Современное состояние и тенденции / С.П. Халютин [и др.] // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. 2014. № 1. С. 555–558.

13. Халютин С.П. К оценке объёма энергии для полностью электрического самолета // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2015. Т. 2. С. 85–87.

14. Халютин С.П. Электрический самолёт. Системный подход // Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского. 2015. № 2. С. 72–76.

15. 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.

16. 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.

17. Давидов А.О., Жмуров Б.В. Метод диагностики авиационных электрохимических аккумуляторных батарей // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2016. № 2. С. 78–80.

18. Халютина О.С., Харьков В.П., Халютин С.П. Электромеханический рулевой привод системы управления электрического самолёта с режимом рекуперации как объект управления // Ин-

новационные, информационные и коммуникационные технологии. 2016. № 1. С. 341–342.

19. 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.

20. Электрический самолет: концепция и технологии / А.В. Левин [и др.]. Уфа: УГАТУ, 2014. 388 с.

21. Воронович С.А., Жмуров Б.В. Тенденции развития электроэнергетических систем беспилотных летательных аппаратов // Интеграл. 2010. № 2. С. 8–11.

22. Электрификация самолетов. Современное состояние и тенденции / С.П. Халютин [и др.] // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. 2014. № 1. С. 555–558.

23. Жмуров Б.В., Халютин С.П. Структурно-функциональное моделирование электроэнергетических систем самолета // Проблемы безопасности полетов. 2009. № 6. С. 45–52.

24. Жмуров Б.В., Халютин С.П., Корнилов С.В. Развитие структурно-функционального моделирования электроэнергетических систем самолета // Проблемы безопасности полетов. 2009. № 8. С. 53–62.

25. Халютин С.П., Халютин О.С. Новые возможности самолетов на электрической тяге // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2017. Т. 2. С. 291–294.

26. James D. Heidmann. NASA Investments in Hybrid-Electric Technologies for Large Commercial Aircraft. 2015. E&NA.

27. Malkin P. Multi-megawatt power systems for aircraft propulsion. 2016. E&NA.

28. Husband M. Bringing the technology gap for hybrid-electric. 2016. E&NA.

29. Jakovsky A. Building blocks for transport class hybrid and turboelectric vehicles. 2016. E&NA.

30. Benzakein M.J. Electric propulsion: challenges and opportunities. 2016. E&NA.

31. Stromayer A. Aircraft design for hybrid-electric flight.

32. Бедина Н.В. Диагностика авиационного оборудования. Обзор современных методов // Электроника Сибири. Журнал для молодежи. 2007. № 2. С. 31–34.

33. Кейко А.В. Становление прогнозных технологических исследований в энергетике // Системные исследования в энергетике. Ретроспектива научных направлений СЭИ-ИСЭМ. Новосибирск: Наука, 2010. С. 127–146.

34. Электрооборудование летательных аппаратов. Т. 2. Элементы и системы электрооборудования – приемники электрической энергии / С.А. Грузков [и др.]. М.: Изд-во МЭИ, 2008. 552 с.

35. Бессонов И.О. Синтез контура регулирования тока для понижающего DC/DC преобразователя // 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.

36. Mitcham A.J., Cullen J.A. Permanent Magnet Generator Options for the More Electric Aircraft // International Conference on Power Electronics, Machines, and Drives. 2002. N 487. P. 241–245.

37. Elbuluk M.E., Kankam M.D. Potential Starter / Generator Technologies for Future Aerospace Application // IEEE AES Systems Magazine. 1996. P. 16–24.

38. Generation system with variable frequency and constant amplitude / D.V. Makarov [et al.] // Energetics (IYCE), Proceeding of the 2011 3rd International Youth Conference on, 7 – 9 July 2011. 2011. P. 1–9.

39. Стартерный режим работы трёхкаскадного бесконтактного генератора / Сапсалева А.В. [и др.] // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии (ИНФО–2019): сб. тр. 16-й междунар. науч.-практ. конф., Сочи, 1–10 окт. 2019 г. М.: Ассоц. выпускников и сотр. ВВИА им. проф. Жуковского, 2019. С. 11–15.

40. Starting mode of three-stage brushless generator operation / M.A. Zharkov [et al.] // 17 International Ural conference on AC Electric Drives (ACED): proc. Ekaterinburg, 26–30 March 2018. USA: IEEE, 2018. 4 p.

41. Стартер-генераторная система для вспомогательной силовой установки / С.А. Харитонов [и др.] // 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.

42. 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) // International Conference and Seminar on, June 30 2010 – July 4 2010. 2010. P. 464–469.

43. Харитонов С.А., Харитонов А.С., Бачурин П.А. 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 материалам 15-й Всерос. науч.-техн. конф. М.: Изд. дом акад. им. Н. Е. Жуковского, 2018. № 6. С. 433–442.

44. Анализ электромагнитных процессов в системе генерирования постоянного тока на базе магнитоэлектрического генератора и активного выпрямителя / С.А. Харитонов [и др.] // Электропитание. 2017. № 4. С. 4–10.

45. Жданов П.С. Вопросы устойчивости электрических систем / под ред. Л.А. Жукова. М.: Энергия, 1979. 456 с.

46. Калужский Д.Л., Харитонов А.С., Суров В.Ю. Синхронные машины с комбинированным возбуждением // Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского. 2016. № 4. С. 230–239.

47. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: моногр. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. 536 с.

48. Стартер-генераторная система постоянного тока. Имитационная модель и результаты математического эксперимента (Ч. 1. Генераторный режим) / Д.В. Коробков [и др.] // Электропитание. 2017. № 2. С. 30–45.

49. Kharitonov S.A. An Analytical Analysis of a Wind Power Generation System Included Synchronous Generator with Permanent Magnets, active rectifier and Voltage Source Inverter. Wind Power / ed. S.V. Mueeen. 2010. P. 23–72.

50. Харитонов С.А. Методики электромагнитного анализа в многоуровневых преобразователях в составе активных силовых фильтров // Материалы рег. науч.-техн. семинара, Новосибирск, 9 дек. 2016 г. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. С. 51–60.

51. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. Новосибирск: Изд-во НГУ, 1990. 220 с.

52. Дунаевский С.Я., Крылов О.А., Мазия Л.В. Моделирование элементов электромеханических систем. М.–Л.: Энергия, 1966. 304 с.

53. Результаты разработки и испытаний системы генерирования электрической энергии на базе синхронного генератора с возбуж-

дением от постоянных магнитов и инвертора напряжения / Н.И. Бородин [и др.] // Техническая электродинамика. Темат. вып. Силовая электроника и энергоэффективность. Киев, 2007. Ч. 1. С. 15–18.

54. Колесников А.А. Синергетические методы управления сложными системами. Энергетические системы. М.: КомКнига, 2006. 248 с.

55. 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): тр. конф. Самара: Самарский научный центр РАН, 2012. С. 449–451.

56. Kharitonov S.A., Kharitonov A.S., Bachurin P.A. 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. 2018. P. 593–597. DOI: 10.1109/EDM.2018.8435097.

57. Analytical research of electromagnetic processes in direct current starter-generator system «Synchronous generator with combined excitation – active rectifier» (generation mode) / S.A. Kharitonov // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018): тр. 14-й 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. DOI: 10.1109/APЕIE.2018.8545947.

58. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1974. 832 с.

59. Po-ngam S., Sangwongwanich S. Stability and Dynamic Performance Improvement of Adaptive Full-Order Observers for Sensorless PMSM Drive // IEEE Trans. Power. Electr. 2012. Vol. 27. P. 588–600.
60. Hongryel Kim, Jubum Son, Jangmyung Le. A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM // IEEE Trans. Ind. Electr. 2011. Vol. 58. P. 4069–4077.
61. Smidl V., Peroutka Z. Advantages of Square-Root Extended Kalman Filter for Sensorless Control of AC Drives // IEEE Trans. Ind. Electr. 2012. Vol. 59. P. 4189–4196.
62. Размадзе Ш.М. Преобразовательные схемы и системы. М.: ВШ, 1967. С527 с.

Оглавление

Введение	3
1 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ.....	12
1.1 Математическая модель синхронного генератора с комбинированным возбуждением при работе на активный выпрямитель напряжения	13
1.1.1 Математическая модель регулируемого синхронного генератора с комбинированным возбуждением во вращающейся системе координат	14
1.1.2 Упрощенная математическая модель синхронного генератора с комбинированным возбуждением в осях abc.....	16
1.2 Математическая модель активного выпрямителя напряжения.....	19
1.2.1 Математическая модель активного выпрямителя напряжения в ортогональной системе координат.....	19
1.2.2 Упрощенная математическая модель активного выпрямителя в осях abc.....	27
1.3 Математическая модель dc/dc преобразователя	28
1.4 Математические модели нагрузок.....	30
1.4.1 Математическая модель нагрузки переменного тока	30
1.4.2 Математическая модель нагрузки постоянного тока.....	33
1.5 Полная математическая модель системы	34
Заключение по разделу 1.....	37
2 АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ.....	38
2.1 Принцип действия системы постоянного тока, режимы ее работы.....	38
2.2 Основные допущения, математическое описание системы....	44
2.3 Количественная оценка электрических параметров системы генерирования электроэнергии постоянного тока.....	47
2.4 Параметрические законы управления системой синхронным генератором с комбинированным возбуждением ...	48
2.4.1 Управление потокосцеплением СГК в функции изменения частоты напряжения синхронного генератора.....	48

2.5 Сравнение основных характеристик и параметров трех способов параметрического управления синхронным генератором с комбинированным возбуждением.....	104
2.6 Управление синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения с нулевым значением реактивного тока генератора	108
2.7 Управление явнополюсным синхронным генератором с комбинированным возбуждением и активным выпрямителем напряжения.....	144
2.7.1 Алгоритм управления системой (фаза основной гармоники тока АВН совпадает с фазой ЭДС СГК).....	150
Заключение по разделу 2	178
Литература	179

Учебное издание
Харитонов Андрей Сергеевич
Лопатин Александр Александрович
Савочкин Никлай Андреевич
ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА.
СИСТЕМА ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ
ПОСТОЯННОГО ТОКА
Учебное пособие

Подписано в печать 15.09.26. Формат 60х84/16.
Усл. печ. л. 10,93. Тираж 100 экз. Заказ № 116.
Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
Тел. (3822) 533018.