

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



ОСИПОВ Александр Владимирович

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИ ЭФФЕКТИВНЫЕ РЕГУЛИРУЕМЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ
И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ТОПОЛОГИЙ

Специальность 05.09.12 – Силовая электроника

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант:
доктор технических наук,
доцент Рулевский В.М.

Томск – 2022

Оглавление

Введение	7
1 Топологии и способы регулирования выходных параметров резонансных преобразователей	19
1.1 Резонансные преобразователи в силовой электронике	19
1.2 Регулируемые резонансные инверторы.....	22
1.3 Резонансные преобразователи постоянного напряжения	33
1.3.1 Структуры резонансных преобразователей постоянного напряжения ...	33
1.3.2 Способы регулирования выходного напряжения изолированного резонансного преобразователя с активным выпрямителем.....	39
1.4 Последовательно-параллельные резонансные преобразователи.....	46
1.4.1 Резонансный <i>LLC</i> -преобразователь в режиме стабилизации выходного напряжения	48
1.4.2 Параметрические стабилизаторы тока на основе резонансного <i>LCL</i> -преобразователя	51
1.4.3 Резонансный <i>LCL</i> -преобразователь в режиме согласования выходных параметров инвертора и нагрузки	56
1.4.4 Резонансные <i>LCLC</i> -преобразователи в режиме генерации двухчастотного тока нагрузки	60
Выводы по главе 1	64
2 Резонансные преобразователи постоянного напряжения с частотно-широотно-импульсным регулированием	67
2.1 Свойства частотно-широотно-импульсного регулирования.....	67
2.2 Частотно-широотно-импульсное регулирование в изолированном преобразователе постоянного напряжения	71
2.2.1 Функции частотной подстройки при частотно-широотно-импульсном регулировании	74
2.2.2 Энергетические характеристики преобразователя постоянного напряжения при частотно-широотно-импульсном регулировании	79

2.3 Резонансный преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием при стабилизации выходного напряжения.....	82
2.3.1 Режимы ограничения мощности при стабилизации выходного напряжения изолированным преобразователем	82
2.3.2 Вольтодобавочный резонансный преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием	85
2.3.3 Вольтодобавочный резонансный преобразователь в режиме смешанного ограничения мощности	91
2.4 Динамические характеристики последовательного резонансного преобразователя	97
2.4.1 Динамические характеристики резонансного контура при возмущении входного напряжения	98
2.4.2 Динамические характеристики резонансного контура при возмущении частоты.....	103
2.4.3 Динамические характеристики резонансного преобразователя постоянного напряжения	109
Выводы по главе 2	115
3 Регулируемый резонансный <i>LCL</i> -преобразователь с активным выпрямителем при импедансном преобразовании нагрузки.....	117
3.1 <i>LCL</i> -топология резонансного контура в режиме параметрической стабилизации напряжения.....	117
3.2 Резонансный <i>LCL</i> -преобразователь постоянного напряжения с активным выпрямителем.....	120
3.3 Структуры построения резонансных <i>LCL</i> -преобразователей	124
3.4 Регулирование коэффициента передачи <i>LCL</i> -преобразователя в режиме параметрической стабилизации напряжения	127
3.4.1 Резонансный <i>LCL</i> -преобразователь с фазовым регулированием.....	127
3.4.2 <i>LCL</i> -преобразователь с широтно-импульсным регулированием	131
3.4.3 Вольтодобавочный резонансный <i>LCL</i> -преобразователь с широтно-импульсным регулированием	139

3.5 Резонансный <i>LCL</i> -преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием.....	145
3.5.1 Частотно-широотно-импульсное регулирование инвертором	145
3.5.2 Частотно-широотно-импульсное регулирование выпрямителем	154
3.6 Динамические свойства резонансного <i>LCL</i> -преобразователя при стабилизации выходного напряжения.....	160
4 Синтез двухчастотного выходного тока резонансным преобразователем на основе последовательно-параллельного <i>LCLC</i> -контура	169
4.1 Энергетические показатели резонансных преобразователей с суммированием параметров двух источников разной частоты	169
4.2 Синтез двухчастотного тока резонансным преобразователем на основе <i>LCLC</i> -топологии при последовательном включении инвертора с нагрузкой	174
4.2.1 Энергетические показатели резонансного преобразователя при формировании двухчастотного тока	174
4.2.2 Формирование двухчастотного напряжения многоуровневыми резонансными преобразователями	179
4.2.3 Одноуровневые способы формирования двухчастотного напряжения на основе многократной широтно-импульсной модуляции	188
4.3 Синтез двухчастотного тока резонансным преобразователем при включении инвертора в низкочастотную ветвь <i>LCLC</i> -контура.....	198
4.4 Энергетические характеристики двухчастотного преобразователя в условиях частотных искажений	209
4.4.1 Влияние импедансных свойств резонансного <i>LCLC</i> -контура на энергетические характеристики.....	209
4.4.2 Влияние импедансных свойств нагрузки на энергетические характеристики резонансного преобразователя.....	211
4.4.3 Моделирование характеристик преобразователя при коррекции АЧХ входного тока резонансного <i>LCLC</i> -контура.....	215
Выводы по главе 4	221

5 Резонансный <i>LCLC</i> -преобразователь в режиме согласования выходных параметров с нагрузкой	223
5.1 Свойства резонансного <i>LCLC</i> -контура с позиций обеспечения требуемого коэффициента передачи тока	224
5.2 Согласование на частоте параллельного парциального контура.....	228
5.3 Согласование на собственных частотах <i>LCLC</i> -контура	234
5.4 Регулирование тока резонансного <i>LCLC</i> -преобразователя в области нижней резонансной частоты	247
5.4.1 Зависимость характеристик регулирования от положения частоты параллельного парциального контура.....	247
5.5 Регулирование выходных параметров резонансного <i>LCLC</i> -преобразователя при изменяющейся нагрузке	252
5.5.1 Стабилизация тока <i>LCLC</i> -преобразователя при частотном регулировании	252
5.5.2 Стабилизация мощности нагрузки <i>LCLC</i> -преобразователем при частотном регулировании	258
5.5.3 Стабилизация мощности нагрузки резонансным <i>LCLC</i> -преобразователем при симметричной настройке контура.....	263
Выводы по главе 5	269
6 Практическая реализация энергетически эффективных режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей.....	271
6.1 Резонансный <i>LLC</i> -преобразователь для питания синтезатора частот космического аппарата.....	274
6.2 Вольтодобавочный резонансный <i>LC</i> -преобразователь энергии аккумулятора	278
6.3 Вольтодобавочный резонансный <i>LCL</i> -преобразователь с параметрической стабилизацией выходного напряжения.....	284
6.3 Изолированный <i>LCLC</i> -преобразователь с параметрической стабилизацией мощности для индукционной термообработки труб	291
Выводы по главе 6	300

Заключение	302
Список сокращений	305
Список литературы	306
Приложение. Акты внедрения	328

Введение

Актуальность исследования. Преобразователи электрической энергии со звеном повышенной частоты широко применяются в различных электротехнических системах альтернативной энергетики, электропитания, электрохимии, электротермии. Повышение энергетической эффективности этих систем является одним из важнейших вопросов силовой электроники, данной области посвящено значительное число научных исследований, среди которых можно отметить работы А.В. Кобзева, В.П. Обрусника, Г.Я. Михальченко, В.С. Моина, Ю.М. Казанцева, А.Г. Гарганеева, Ю.А. Шурыгина, Э.М. Ромаша, Б.А. Багинского, Г.С. Зиновьева, Д.И. Панфилова, С.А. Харитонова, Б.П. Соустина, В.Н. Мишина, В.Е. Тонкаля. Перспективным с позиций эффективности является активно развивающееся направление резонансных преобразователей, в которых паразитная индуктивность звена повышенной частоты компенсируется конденсатором с образованием резонансного контура, что позволяет минимизировать реактивную энергию и реализовать мягкое переключение транзисторов. Среди отечественных ученых, ведущих исследования резонансных преобразователей постоянного напряжения, можно отметить Г.А. Белова, В.Ф. Дмитрикова, Ю.М. Голембиовского, Л.Г. Зотова, за рубежом работы в этом направлении проводят R. De Doncker, M.M. Jovanovic, F. Krismer, J.W. Kolar, H. Park, B. Zhao, Q. Song, W. Liu, A. Hillers, D. Christen и др. Исследования и разработки в области резонансных преобразователей частоты для систем индукционного нагрева представлены работами А.С. Васильева, С.В. Дзлиева, С.К. Земана, Ю.М. Казанцева, Л.Э. Рогинской, Е.М. Силкина.

Энергетическая эффективность резонансного преобразователя зависит от циркулирующего в контуре тока, определяющего его статические потери и коммутационные условия переключения транзисторов, и тесно связана с применяемым способом регулирования: частотным, фазовым, широтно-импульсным (ШИР) или их комбинацией. Сложность и многообразие способов

регулируемого резонансным преобразователем затрудняет формирование общей концепции его реализации, которая в настоящее время отсутствует.

Важным свойством резонансных преобразователей с последовательно-параллельной топологией резонансного контура является параметрическое преобразование импеданса нагрузки. Классическим примером можно считать преобразователи на основе *LCL*-топологии, позволяющие стабилизировать ток изменяющейся нагрузки, что показано работами А.Н. Милях, И.В. Волкова. С позиций энергетической эффективности важен не сам факт стабилизации, а возможность за счет импедансного преобразования уменьшить требуемый диапазон импульсного регулирования, а соответственно и интервалы рекуперации, являющиеся причиной завышения статических потерь. Наличие у таких топологий нескольких резонансных частот требует шире рассмотреть данное явление, позволяющее формировать разные режимы работы преобразователя и его внешнюю характеристику.

В технологии индукционного нагрева последовательно-параллельные резонансные преобразователи имеют ряд специфических областей применения, в частности формирование двухчастотного тока для закалки деталей сложной поверхности или согласование параметров преобразователя с нагрузкой, что актуально при соединении сильноточной нагрузки длинным кабелем. Данным проблемам посвящены работы ученых W. Schwenk, B. Diong, S. Dieckerhoff, В. Руднева, С.В. Дзлиева, В.И. Лузгина. В указанных областях применения основные затруднения вызывает синтез энергетически эффективных режимов регулирования параметров тока индуктора при сложной последовательно-параллельной топологии резонансного контура.

Таким образом, актуальной является задача исследования и разработки энергоэффективных регулируемых резонансных преобразователей последовательных и последовательно-параллельных топологий. Решение этой задачи имеет важное практическое значение и возможно при развитии теории регулирования выходных параметров резонансных преобразователей, позволяющей с единых позиций рассмотреть их энергетическую эффективность.

В диссертационной работе обобщены научные, экспериментальные исследования и практические разработки автора, направленные на решение крупной научно-технической проблемы, заключающейся в повышении энергетической эффективности режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей.

Объект исследования: регулируемые резонансные преобразователи электрической энергии.

Предмет исследования: энергетическая эффективность способов регулирования выходных параметров резонансного преобразователя в установившемся режиме.

Цель работы: развитие теории регулирования выходных параметров резонансных преобразователей последовательных и последовательно-параллельных топологий, синтез режимов регулирования, позволяющих решить проблему повышения их энергетической эффективности.

Для достижения указанной цели поставлены и решены следующие **задачи:**

1. Формирование общей концепции синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей в условиях непрерывного тока резонансного контура, позволяющей обосновать пути улучшения энергетической эффективности.

2. Разработка способов импульсного регулирования выходных параметров преобразователя постоянного напряжения, построенного на основе последовательного резонансного инвертора и активного выпрямителя, позволяющих минимизировать ток резонансного контура и повысить энергетическую эффективность.

3. Разработка способов регулирования коэффициента передачи резонансного преобразователя постоянного напряжения с последовательно-параллельной топологией резонансного контура в условиях параметрического импедансного преобразования нагрузки, обеспечивающего минимизацию токов инвертора и выпрямителя.

4. Разработка принципа формирования двухчастотного тока нагрузки резонансным *LCLC*-преобразователем и регулирования его частотных составляющих, обеспечивающего комплексное улучшение энергетических характеристик.

5. Разработка способа согласования выходных параметров резонансного инвертора с нагрузкой на основе ее импедансного преобразования последовательно-параллельным резонансным контуром, обеспечивающего регулирование тока при уменьшенных статических потерях.

6. Разработка способа параметрической стабилизации мощности изменяющейся нагрузки последовательно-параллельным резонансным контуром, обеспечивающего уменьшение статических потерь и габаритной мощности силовых элементов инвертора.

7. Формирование практических рекомендаций для проектирования преобразовательных систем на основе последовательных и последовательно-параллельных резонансных преобразователей.

Научная новизна диссертационной работы

1. Предложена обобщенная концепция синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей, отличающаяся тем, что параметрическое импедансное преобразование нагрузки, осуществляемое последовательно-параллельной топологией резонансного контура, рассматривается как средство улучшения энергетической эффективности режима регулирования.

2. Разработан способ частотно-широтно-импульсного регулирования (ЧШИР) выходных параметров резонансного преобразователя постоянного напряжения с активным выпрямителем, отличающийся адаптивной подстройкой частоты, реализуемой по условию минимизации интервалов рекуперации энергии.

3. Установлено, что при реализации ЧШИР активным выпрямителем происходит изменение его входного сопротивления и приведенного

сопротивления резонансного контура, приводящее к увеличению добротности и уменьшению требуемой величины частотной подстройки.

4. Разработан способ широтно-импульсного регулирования коэффициента передачи резонансного *LCL*-преобразователя постоянного напряжения, отличающийся введением фазового смещения напряжения активного выпрямителя по условию формирования равных фаз тока в инверторе и выпрямителе.

5. Установлено, что при синтезе двухчастотного тока резонансным инвертором ток резонансного контура имеет частотные искажения, обусловленные непропорциональным потреблением синтезируемых гармоник, что является причиной ухудшения энергетической эффективности преобразования.

6. Разработан принцип формирования двухчастотного тока резонансным *LCLC*-преобразователем на основе многократной широтно-импульсной модуляции, отличающийся компенсацией вносимых нагрузкой частотных искажений импедансным преобразованием, осуществляемым резонансным контуром с разными коэффициентами передачи тока на синтезируемых частотах.

7. Предложен способ согласования выходных параметров регулируемого резонансного инвертора с нагрузкой, отличающийся настройкой *LCLC*-контура на нижнюю резонансную частоту, в области которой за счет импедансного преобразования формируется область увеличивающегося коэффициента передачи тока резонансного контура.

8. Разработан способ стабилизации мощности на изменяющейся нагрузке, отличающийся параметрическим преобразованием ее параметров резонансным *LCLC*-контуром, настроенным по условию образования области стабильного входного импеданса резонансного контура.

Практическая значимость работы

1. Предложенная концепция синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей позволяет за счет импедансного преобразования нагрузки уменьшить статические потери.

2. Разработанный способ ЧШИР напряжения резонансного преобразователя с активным выпрямителем позволяет уменьшить ток транзисторов и обеспечить их мягкую коммутацию.

3. Предложенный способ регулирования коэффициента передачи резонансного *LCL*-преобразователя постоянного напряжения позволяет уменьшить ток активного выпрямителя при сохранении режима мягкой коммутации.

4. Предложенный принцип формирования двухчастотного тока нагрузки резонансным *LCLC*-преобразователем позволяет за счет настраиваемых коэффициентов передачи тока на синтезируемых частотах достичь комплексного улучшения энергетической эффективности.

5. Предложенный способ согласования параметров преобразователя с нагрузкой на нижней частоте резонансного *LCLC*-контура позволяет уменьшить ток инвертора и его статические потери.

6. Разработанный способ стабилизации мощности резонансного преобразователя позволяет обеспечить стабильный входной импеданс *LCLC*-контура при изменяющейся нагрузке и минимизировать габаритную мощность инвертора.

Методы исследования

В качестве основных методов теоретического исследования использовались классические методы анализа электрических и магнитных цепей, теории электротехники и математического моделирования. Имитационные исследования проводились с применением программ MathCad15, PSpice пакета OrCad 9.2. Теоретические результаты подтверждены экспериментальными исследованиями, выполненными в лабораторных условиях и на опытно-промышленных образцах.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Концепция синтеза режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей, отличающаяся комплексным применением импульсного регулирования и импедансного преобразования, осуществляемого последовательно-параллельной топологией резонансного контура, что позволяет достичь улучшения энергетической эффективности.

2. Способ ЧШИР выходных параметров последовательного резонансного преобразователя постоянного напряжения и варианты его реализации при регулировании инвертором или активным выпрямителем, отличающийся адаптивной подстройкой частоты по условию минимизации интервалов рекуперации энергии, что позволяет ограничить ток резонансного контура.

3. Способ широтно-импульсного регулирования коэффициента передачи резонансного *LCL*-преобразователя, отличающийся фазовым смещением напряжения активного выпрямителя, которое позволяет сохранить заданный режим импедансного преобразования, параметрически уменьшающий ток выпрямителя во всем диапазоне регулирования.

4. Принцип синтеза двухчастотного тока нагрузки резонансным преобразователем на основе многократной широтно-импульсной модуляции, отличающийся компенсацией вносимых нагрузкой частотных искажений с помощью разных коэффициентов передачи резонансного контура на синтезируемых частотах, что позволяет достичь комплексного улучшения энергетических характеристик во всем диапазоне регулирования.

5. Способ согласования параметров резонансного инвертора с нагрузкой, отличающийся настройкой *LCLC*-контура на нижнюю резонансную частоту и осуществлением частотного регулирования в области увеличивающегося коэффициента передачи тока при положительных значениях его фазы, что позволяет уменьшить ток инвертора и обеспечить мягкое включение транзисторов.

6. Способ параметрической стабилизации мощности на изменяющейся нагрузке резонансным *LCLC*-контуром, отличающийся формированием на его

частотной характеристике области стабильного входного импеданса, что позволяет минимизировать диапазон регулирования инвертора и его габаритную мощность.

Достоверность научных положений, выводов и рекомендаций, представленных в работе, определяется строгим обоснованием принимаемых допущений, корректным использованием методов научных исследований и подтверждается экспериментальными исследованиями. Главы диссертационной работы логически взаимосвязаны, а выводы и рекомендации органически вытекают из материалов теоретических и экспериментальных исследований.

Личный вклад автора. Научные результаты, выносимые на защиту и составляющие основное содержание диссертации, получены автором самостоятельно. Работы [45, 85, 153, 167, 171] выполнены автором лично. В большинстве работ, написанных в соавторстве, автор формировал концепцию и идею проводимого исследования. В частности: в работах [21–23, 71, 101, 102, 180] автором исследованы свойства резонансного инвертора при импульсном регулировании его выходного тока в условиях изменяющегося импеданса нагрузки, в работах [49, 50, 61, 68, 69, 178] сформулированы принципы построения регулируемых преобразователей постоянного напряжения и формирования мягкого включения транзисторов, в работах [64–66, 84, 87, 86] исследованы способы регулирования выходного напряжения последовательного резонансного преобразователя, в публикациях [132–136, 156] предложены способы регулирования выходных параметров резонансного преобразователя с *LCL*-топологией резонансного контура, осуществляющей импедансное преобразование нагрузки, в работах [17–19] предложено применение импедансного преобразования для регулирования составляющих двухчастотного тока резонансного *LCLC*-преобразователя, в работе [168] впервые высказана идея согласования параметров инвертора и нагрузки на нижней резонансной частоте последовательно-параллельного *LCLC*-контура.

Реализация результатов диссертационной работы:

1) в аппаратуре системы электропитания синтезатора частот применен способ управления активным выпрямителем резонансного преобразователя, позволяющий минимизировать рекуперацию тока контура при мягком ZVS включении транзисторов;

2) в индукционно-нагревательном комплексе термической обработки сварного шва трубы газопровода используется резонансный преобразователь, обеспечивающий за счет импедансного преобразования параметрическую стабилизацию мощности, передаваемой в индуктор;

3) в системе оповещения населения применен стабилизатор напряжения питания звукового усилителя на основе резонансного преобразователя с расположением последовательно-параллельного контура во вторичной обмотке трансформатора, что позволяет минимизировать статические потери;

4) в учебном процессе в рамках курсов «Энергетическая электроника» и «Силовые цепи электронных устройств» на кафедре промышленной электроники ТУСУРа используются принципы построения структур регулируемых резонансных преобразователей с повышенной энергетической эффективностью.

Апробация результатов работы

Основные научные положения и результаты диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили одобрение: на международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы индукционного нагрева» (АРИН-05), г. Санкт-Петербург, 2005; международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии», Томск, 2001; VIII, IX, X, XV, XVI международных научно-практических конференциях студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии», Томск; международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 2003, 2007; IX и XII всероссийских научно-технических конференциях «Решетневские чтения», Красноярск, 2015, 2018; всероссийской научно-технической конференции «Научная сессия ТУСУР», Томск, 2010; научно-технической конференции молодых специалистов

«Электронные и электромеханические системы и устройства», Томск, 2013; XI и XIV международных научно-технических конференциях «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-2014), г. Саратов, (АПЭП-2018), г. Новосибирск; XX Международной конференции молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам (EDM 2019), г. Новосибирск; международной научно-технической конференции «Проблемы информатики, электроники и радиотехники» (ПИЭР – 2020), г. Новосибирск.

Связь темы диссертации с научно-техническими программами

Результаты диссертационной работы связаны с программами:

1) ОКР «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов» (постановление Правительства № 218 от 09.04.2010 г.), *договор между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.*

2) № П912 по теме «Разработка и создание автономных фотоэлектрических энергетических установок с экстремальным регулированием мощности солнечных батарей» от 26 мая 2010 года в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы»;

3) № 16.740.11.0067 по теме «Разработка и создание автономных энергетических установок с автоматическим слежением фотоэлектрических панелей за солнцем» от 01 сентября 2010 года в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы»;

4) № 14.В37.21.1493 по теме «Разработка контроллера заряда-разряда аккумуляторных батарей, обеспечивающего экстремальное регулирование мощности солнечных батарей автономных фотоэлектрических энергетических установок» от 12 октября 2012 года в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы».

Публикации. Результаты выполненных исследований опубликованы в 75 научных трудах: 30 статей в журналах, входящих в перечень ВАК РФ, 16 публикаций, индексируемых в реферативной базе SCOPUS, 20 патентов на

изобретения и полезные модели РФ, 18 тезисов докладов в материалах конференций различного уровня.

Структура и объём диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, шести глав основного текста, заключения, списка используемой литературы, включающего 182 наименования. Диссертация изложена на 327 страницах основного текста, содержит 191 рисунок, 14 таблиц, 1 приложение на 5 страницах.

Автор выражает благодарность д-ру техн. наук, профессору Шурыгину Ю.А., научному консультанту д-ру техн. наук, доценту Рулевскому В.М., канд. техн. наук, профессору Семенову В.Д. за помощь и советы при подготовке диссертации.

Автор благодарит своего первого научного руководителя, канд. техн. наук, доцента Земана С.К., под чутким руководством которого он делал свои первые шаги в силовой электронике.

Посвящается светлой памяти доктора технических наук, профессора Казанцева Юрия Михайловича, учителя и идейного вдохновителя этой работы, внесшего огромный вклад в профессиональное развитие автора.

1 Топологии и способы регулирования выходных параметров резонансных преобразователей

1.1 Резонансные преобразователи в силовой электронике

Исторически резонансные преобразователи применялись большей частью в электротермии, в частности в технологии индукционного нагрева [1–23], широко используемой в различных отраслях промышленности для термической обработки деталей, сварных соединений и т.д. Применение резонансного преобразователя в данном случае продиктовано необходимостью компенсации индуктивного импеданса индуктора, поэтому в системах индукционного нагрева нагрузкой преобразователя является резонансный контур, образованный индуктором и компенсирующим конденсатором. Топология резонансного инвертора может быть последовательной или параллельной, многие авторы предпочитают использовать параллельный инвертор [12–15], преимуществом которого является простота суммирования мощности, что позволяет применять бестрансформаторные структуры. Плавильные комплексы большой мощности, как правило, построены на инверторах тока [9–11]. С другой стороны, наличие входного дросселя, необходимость введения регулируемого звена постоянного тока являются недостатками этого решения.

Преобразователи на основе инверторов напряжения существенно выигрывают по массогабаритным показателям и установленной мощности силовых элементов на средних мощностях и высоких частотах. Построение преобразователей на одной инверторной ячейке не всегда позволяет получить требуемую выходную мощность, поэтому возникает потребность применения многоячейковых структур с суммированием напряжений в общем контуре с многозонным регулированием [21–23].

Новым направлением развития резонансных преобразователей является их применение в системах двухчастотного индукционного нагрева для закалки деталей со сложной формой поверхности. Данный процесс реализуется

резонансными преобразователями с контурами последовательно-параллельных *LCLC*-топологий. Необходимо отметить бурное развитие таких преобразователей в последние годы за рубежом [1–8] и в России [16–19] (рисунок 1.1).

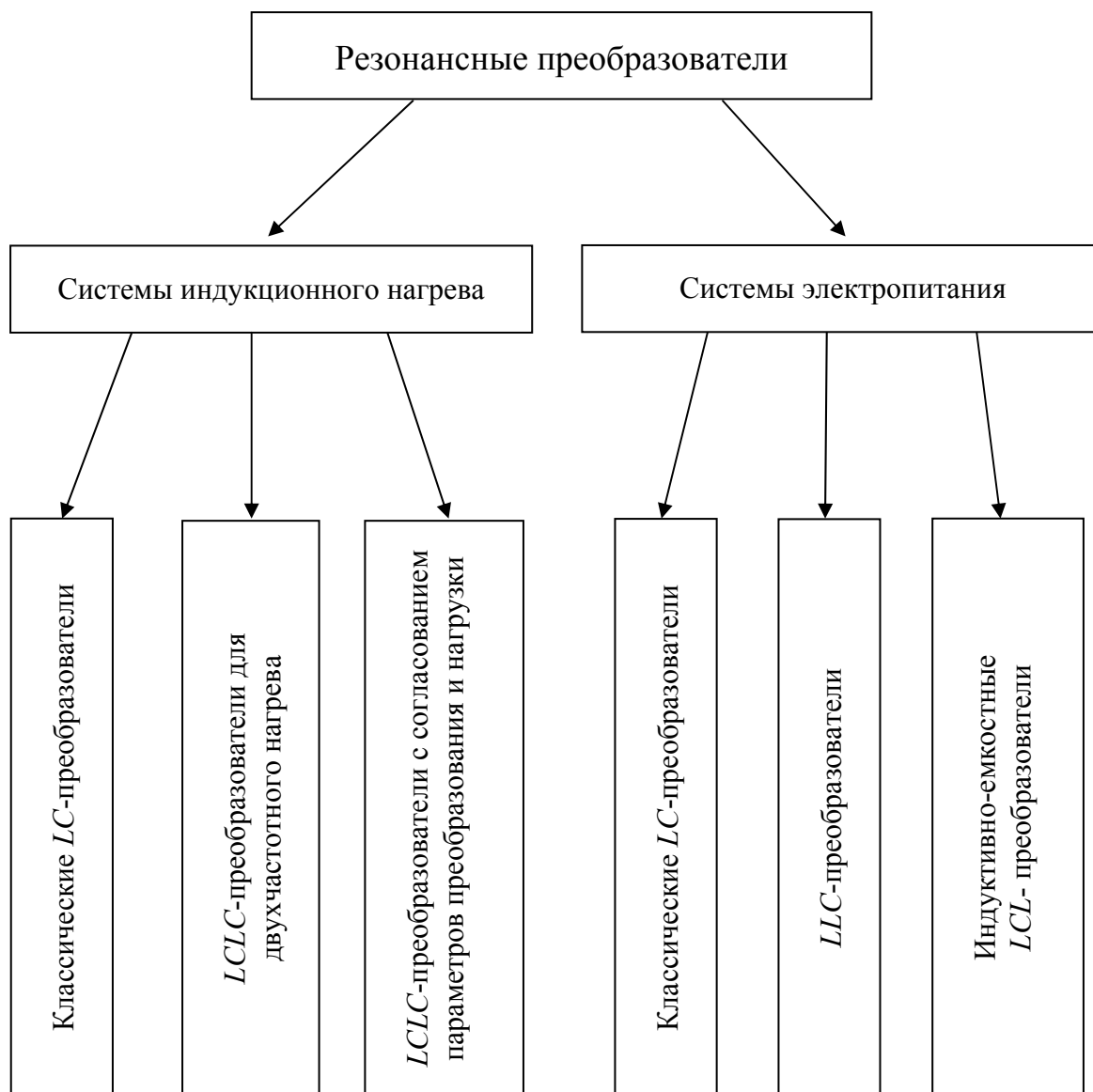


Рисунок 1.1 – Области применения резонансных преобразователей последовательных топологий

Резонансные преобразователи постоянного напряжения широко используются в различных областях, системах электропитания на возобновляемых источниках энергии, зарядных устройствах электромобилей, микросетях постоянного тока, что объясняется сравнительно простым достижением мягкого переключения транзисторов. Преобразователи постоянного

напряжения обычно построены на основе одного инвертора, хотя проводились исследования и многоячейковых структур [68, 69]. В целом можно отметить происходящее в последние годы расширение области применения изолированных резонансных преобразователей [24–34], хотя начало исследований в этой области следует отнести к 1980-м годам, в частности [35].

Изолированные структуры позволяют произвольно согласовывать уровни напряжения источника и нагрузки, поэтому находят применение в системах электроснабжения. В этой области резонансные преобразователи теснят широко применяемый изолированный преобразователь с широтно-импульсным регулированием, называемый за рубежом Phase Shifted Full Bridge Converter (PHFB) [36,37], основным недостатком которого является диодный выпрямитель, имеющий большие статические потери в низковольтных применениях. Наиболее простое введение активного выпрямителя обеспечивается в преобразователе двойного активного моста DAB (Dual Active Bridge) [40–44]. При этом симметричная структура позволяет легко реализовать двунаправленную передачу энергии, что используется для заряда-разряда аккумуляторов. Резонансный изолированный преобразователь является дальнейшим эволюционным развитием структуры DAB, при этом включение в цепь переменного тока резонансного контура уменьшает интервалы рекуперации и значения выключаемых токов.

Задача обеспечения ZVS в бестрансформаторных преобразователях эффективно решается применением режима реверса тока сглаживающего дросселя Triangular Current Mode (TCM). Такой режим позволяет получить ZVS и может быть применен в изолированных структурах [46, 47], buck-boost [48, 67], вольтодобавочных [49, 50]. Однако завышенная амплитуда пульсаций вызывает статические потери и увеличивает уровень выключаемого тока.

В системах электропитания используются и резонансные преобразователи последовательно-параллельных топологий. В частности, широко распространены *LLC*- и *LCC*-преобразователи с диодным выпрямителем [104–109], а также индуктивно-емкостные *LCL*-преобразователи [110–116]. Прототипом такого преобразователя можно считать параллельный резонансный *LC*-преобразователь,

названный именем французского электротехника Поля Бушера (Paul Boucherot), который предложил его для питания уличных фонарей стабильным током. Дальнейшее развитие этого направления связано с работами Милях А.Н., которым была представлена T-образная схема индуктивно-емкостного преобразователя [115], повысившая точностные и энергетические характеристики за счет магнитной связи дросселей. Однако энергетическую эффективность этих решений ухудшает наличие диодного выпрямителя, что сдерживает широкое распространение в системах электропитания. В силовой электронике также применяются *LCLC*- и *LCLCL*-преобразователи [117–126], в т.ч. для беспроводной передачи энергии [128–130], образованные элементами эквивалентной схемы трансформатора со слабой магнитной связью.

Общей задачей, решаемой при проектировании резонансного преобразователя в требуемом режиме питания нагрузки, является повышение его энергетической эффективности, которая определяется значением тока резонансного контура и возможностью обеспечения мягкого переключения транзисторов. Данные факторы тесно связаны со способом реализации регулирования выходных параметров, кроме того, на энергетическую эффективность оказывает существенное влияние импедансное преобразование нагрузки, осуществляемое последовательно-параллельной топологией резонансного контура.

1.2 Регулируемые резонансные инверторы

Простейшими преобразователями с выходом на переменном токе являются резонансные инверторы, применяемые в индукционном нагреве. Большая реактивная составляющая импеданса индуктора (являющегося нагрузкой инвертора) компенсируется резонансным конденсатором с образованием последовательного резонансного контура (рисунок 1.2,*а*).

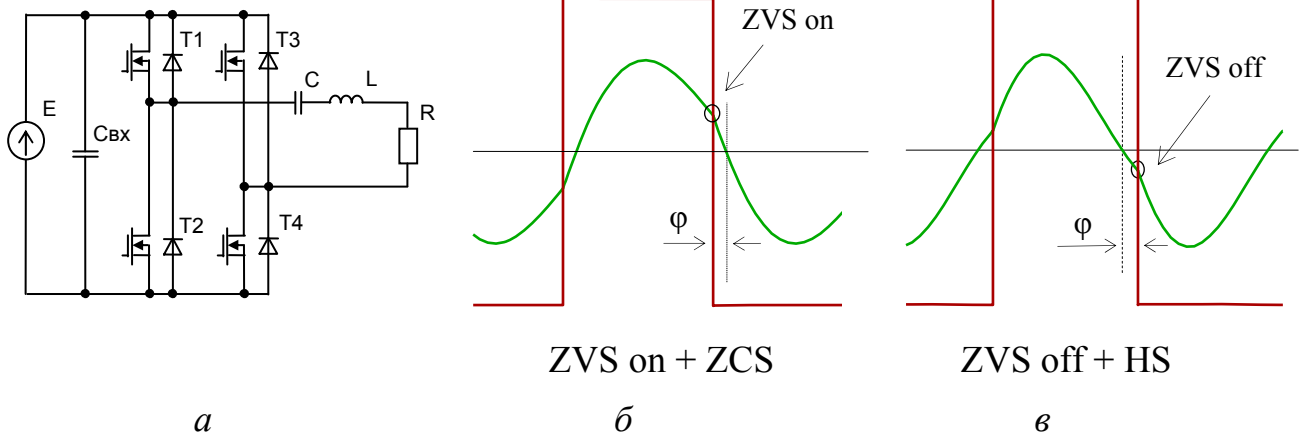


Рисунок 1.2 – Последовательный резонансный инвертор (а), ток и напряжение инвертора при опережающей (б) и запаздывающей (в) фазах

Резонансный преобразователь характеризуется потреблением только первой гармоники, что находит отражение в его энергетических показателях. Учитывая прямоугольную форму напряжения, коэффициент мощности:

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi, \quad (1.1)$$

т.е. в резонансном режиме его значение определяется коэффициентом формы $K_M \approx 0,9$. Другим оценочным параметром энергетической эффективности преобразования является габаритная мощность резонансного инвертора

$$P_r^* = \frac{I_{\max}}{I_{\text{cp}}} = \frac{\pi}{2 \cos \varphi}. \quad (1.2)$$

Коммутационные процессы в последовательном инверторе обусловлены синусоидальным током резонансного контура. Транзисторы закрываются в режиме ZCS при токе, близком к нулевому, но достаточном для обеспечения перезаряда паразитных емкостей транзисторов, что обеспечивает режим ZVS on (рисунок 1.2,б). Таким образом, для реализации ZVS включения транзисторов необходимо произвести коммутации до перехода тока контура через ноль. Выключение транзисторов инвертора после нуля тока (рисунок 1.2,в) происходит при открытых обратных диодах, т.е. при нуле напряжения ZVS off, и приводит к жесткому включению транзисторов.

Таким образом, основным фактором, определяющим как коммутационные процессы в инверторе, так и его энергетические показатели является фаза тока, под которой понимается разность фаз между током и напряжением инвертора.

Способы регулирования тока последовательного резонансного инвертора

Импульсные способы регулирования тока резонансного преобразователя могут быть основаны как на непрерывном, так и дискретном изменении параметров импульсов (рисунок 1.3). Классическим способом регулирования выходного тока резонансного инвертора является частотный, основанный на увеличении реактивной составляющей импеданса контура при изменении частоты, в результате чего появляется фаза тока инвертора (рисунок 1.4). Частотные свойства резонансного инвертора выражаются фазочастотной (ФЧХ) и амплитудно-частотной (АЧХ) характеристиками:

$$\varphi(\Omega) = \arctg \left(Q \frac{(\Omega^2 - 1)}{\Omega} \right), \quad (1.3)$$

$$I^*(\Omega) = \cos \left(\arctg \left(Q \frac{(\Omega^2 - 1)}{\Omega} \right) \right), \quad (1.4)$$

которые можно выразить через определяющую реактивный импеданс контура обобщенную расстройку ξ следующим образом:

$$\varphi(\xi) = \arctg \xi, \quad (1.5)$$

$$I^*(\xi) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}. \quad (1.6)$$

Регулирование выходного тока может быть достигнуто в диапазоне частот как ниже, так и выше резонансной, что определяет коммутационные свойства преобразователя. Режим ZVS off целесообразен для тиристорных инверторов, в которых переключение происходит после нуля тока. В транзисторных инверторах частотное регулирование реализуется в области выше резонансной.

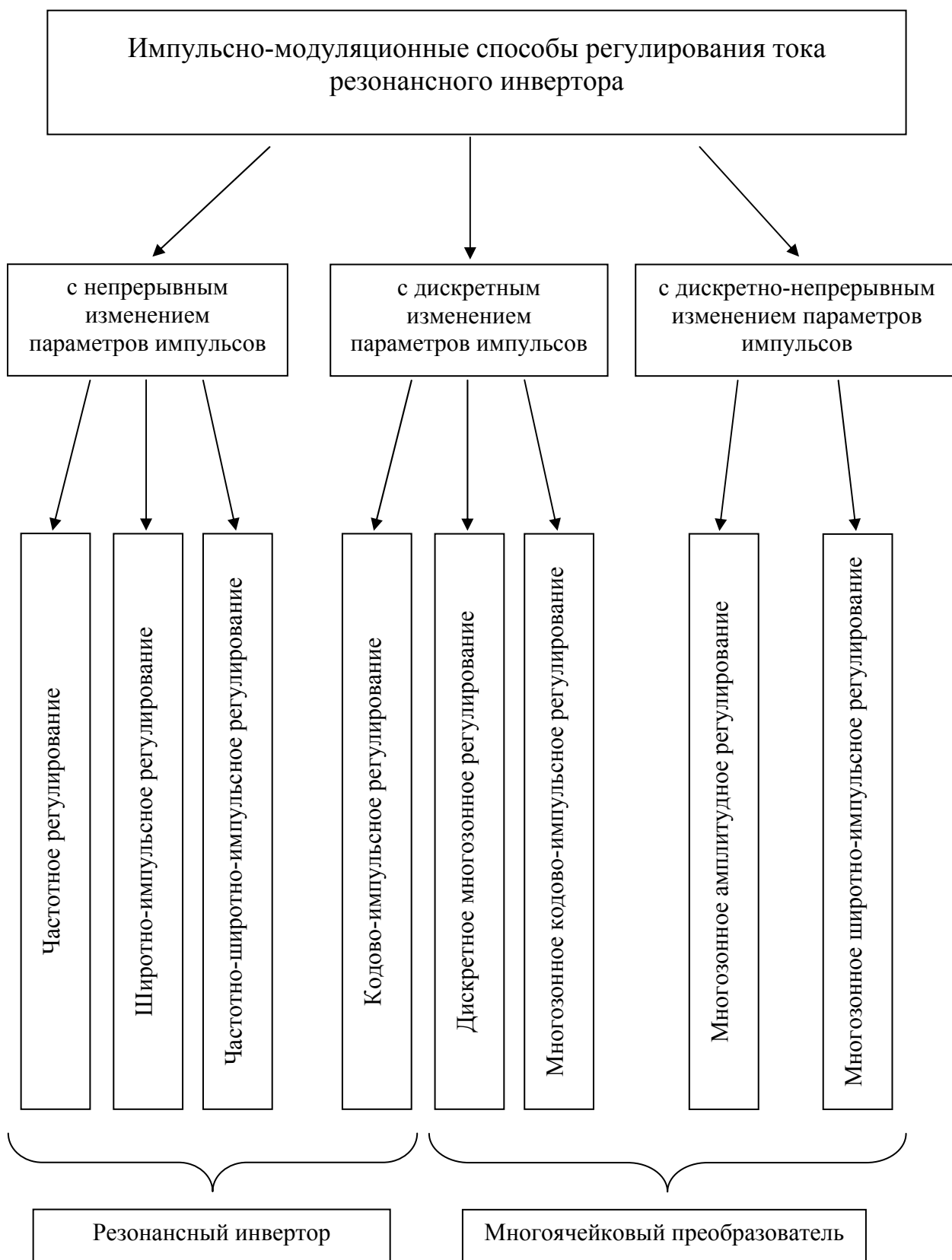


Рисунок. 1.3 – Способы регулирования резонансным преобразователем

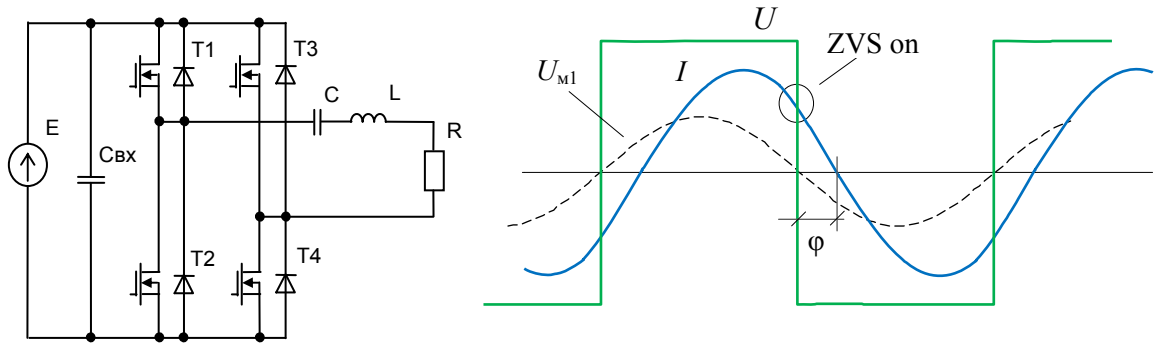


Рисунок 1.4 – Частотное регулирование в резонансном инверторе

ШИР тока резонансного инвертора реализуется фазовым сдвигом управляющих импульсов транзисторов стоек инвертора на угол β . На фиксированной частоте это обеспечивает синфазность первых гармоник тока и напряжения. Режимы коммутации транзисторов стоек инвертора различны. В опережающей стойке происходит жесткое выключение транзисторов, а включение – при условиях ZVS on. Транзисторы отстающей стойки выключаются мягко ZVS off, однако их включение является жестким (рисунок 1.5,а).

В данном режиме реактивная составляющая сопротивления нагрузки отсутствует, поэтому регулировочную характеристику можно записать в виде

$$I = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi R} \cos \frac{\alpha}{2}, \rightarrow I^* = \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (1.7)$$

Характеристика показана на рисунке 1.5,б.

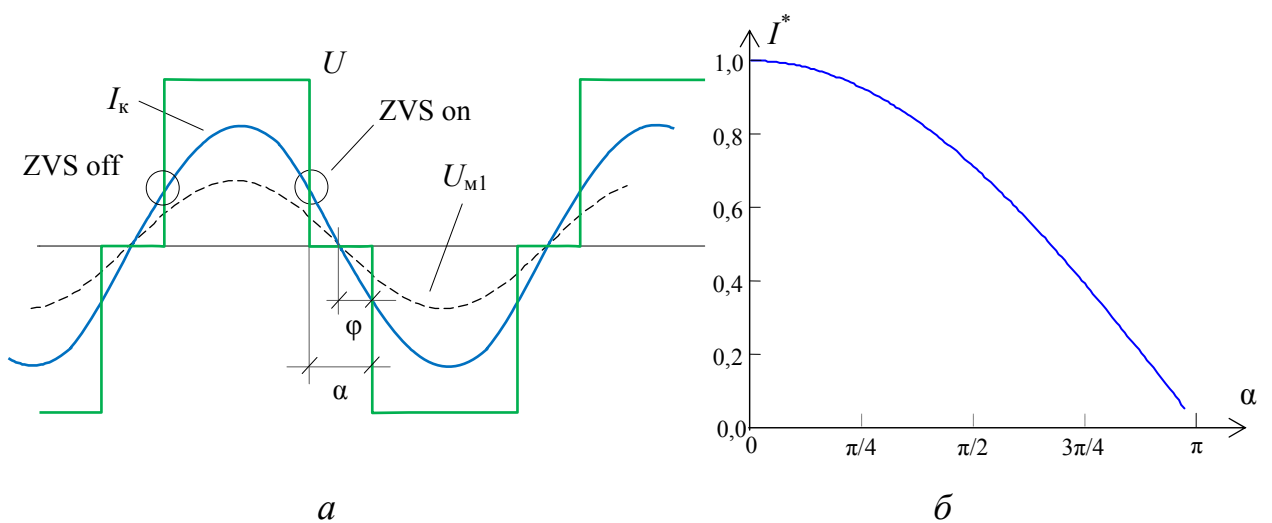


Рисунок 1.5 – Широтно-импульсное регулирование резонансным инвертором на фиксированной частоте (а), регулировочная характеристика (б)

Различие коммутационных режимов транзисторов в стойках инвертора не позволяет эффективно использовать ШИР в резонансных преобразователях. Поэтому для обеспечения ZVS включения ШИР применяется в комбинации с непрерывной подстройкой частоты, с образованием ЧШИР. Такие преобразователи с регулированием по двум параметрам (ширине и частоте импульсов) появились вначале 2000-х, рассмотрены в работах СПбГЭТУ «ЛЭТИ» [70], а также в [21, 56, 71], разновидность способа на основе время-импульсной модуляции показана в [72].

Необходимо отметить возможность дискретного кодово-импульсного регулирования (КИР) тока резонансного инвертора, заключающегося в чередовании на такте управления интервалов свободных и вынужденных колебаний, кратных периоду синусоидального тока [22, 57, 58] (рисунок 1.6). Различные сочетания этих интервалов образуют несколько кодово-импульсных комбинаций, формирующих управляющее воздействие. Данный метод регулирования заключается в управлении полупериодами тока резонансного контура и состоит в изменении числа полупериодов потребления тока от источника питания к числу полупериодов передачи тока в нагрузку [57].

Амплитуда тока резонансного контура при КИР меняется экспоненциально согласно декременту затухания $\delta = R/2L$. Пульсации амплитуды определяются добротностью контура и кратностью модуляции $\nu = T_m/T$; нормируя добротность к кратности модуляции $Q\nu = Q/\nu$, можно описать пульсации функцией (рисунок 1.6,б)

$$\Delta I(\gamma) = \frac{4}{\pi} \frac{E}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\pi}{Q\nu}\gamma}\right) \left(1 - e^{-\frac{\pi}{Q\nu}(1-\gamma)}\right)}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q\nu}}}. \quad (1.8)$$

Можно сделать вывод, что амплитуда пульсаций определяется добротностью, а достижение условия $\Delta I^* \rightarrow I_{\max}$ является максимально возможной пульсацией и границей перехода в режим прерывистого тока.

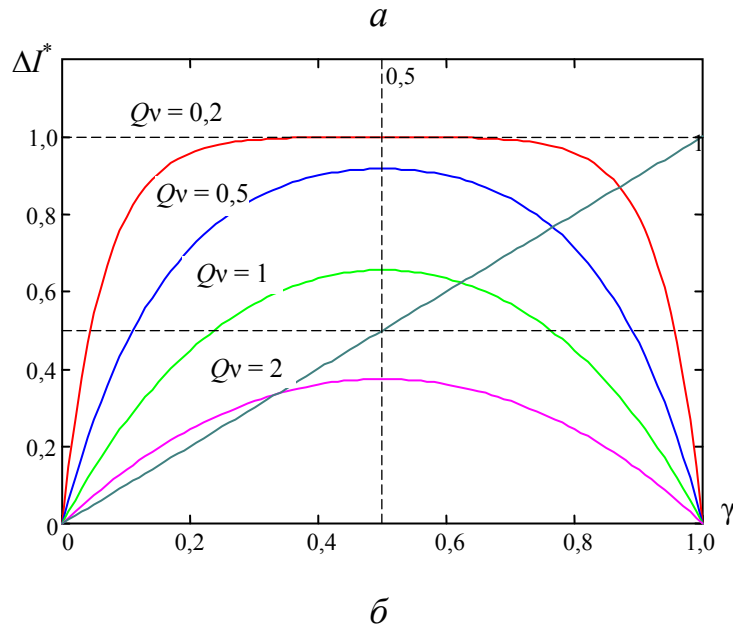
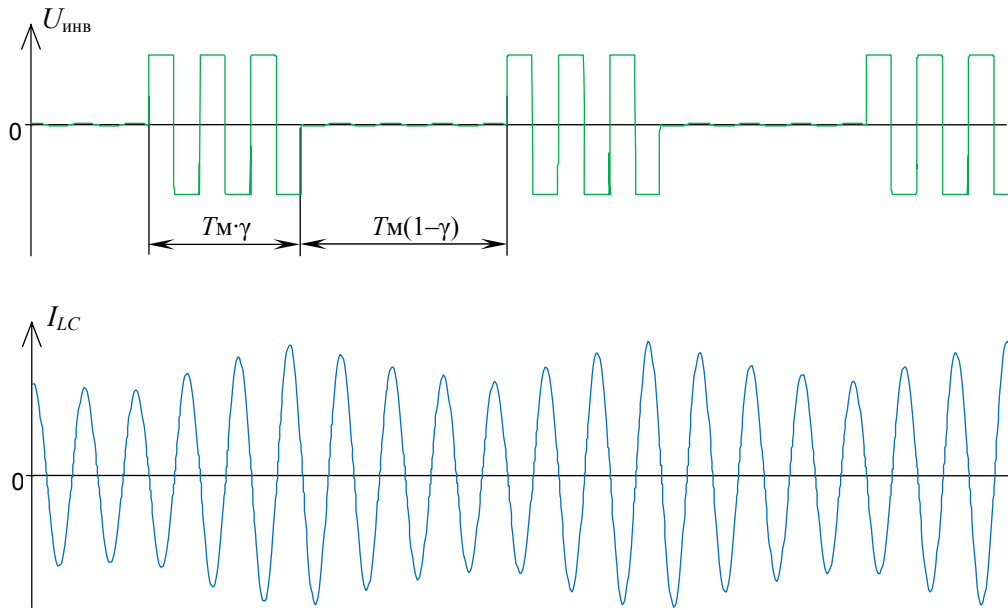


Рисунок 1.6 – Кодово-импульсное регулирование резонансным инвертором:

a – ток контура и напряжение инвертора;

б – пульсации амплитуды тока резонансного контура

Существенные пульсации тока, наличие субгармоник, низкая точность регулирования, необходимость индивидуальной настройки кодово-импульсных комбинаций на заданный технологический процесс являются факторами, сдерживающими развитие этого способа регулирования. Поэтому ввиду более простой реализации широкое распространение получило ШИР с частотной подстройкой.

Способы регулирования многоячейковым преобразователем

В системах индукционного нагрева большой мощности требуется суммирование энергии нескольких инверторов, которое осуществляется построением многоячейковых структур преобразователя. В таких структурах реализуется принцип суммирования напряжений ячеек в общем контуре [53–55]. В случае параллельно-последовательной структуры (рисунок 1.7) вторичные обмотки трансформатора соединены последовательно и образуют резонансный контур суммирования напряжения.

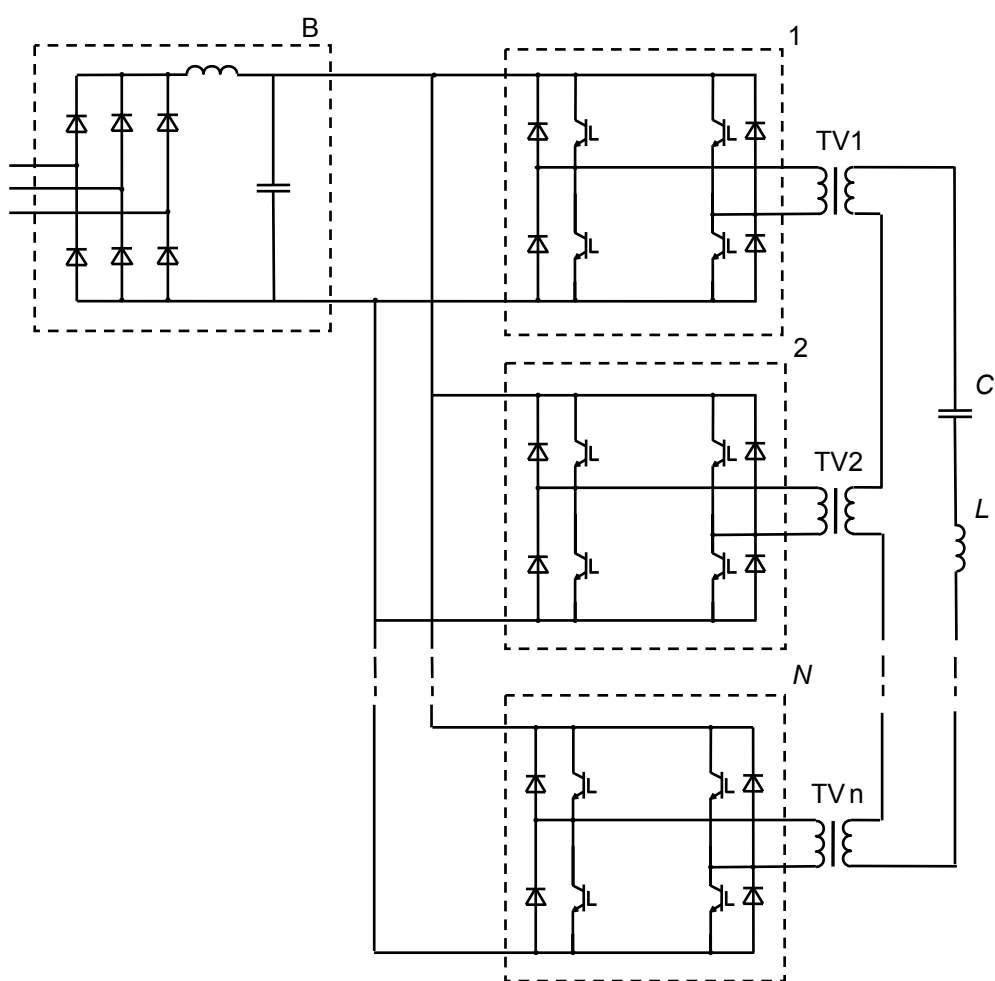


Рисунок. 1.7 – Многоячейковый резонансный преобразователь

При работе всех N ячеек в режиме передачи энергии выходные напряжения трансформаторов включаются в контур суммирования, и на нагрузке формируется максимальное напряжение

$$U_{\text{вых. max}} = \frac{E}{\sum_{k=1}^N K_{\text{тр.}k}}. \quad (1.9)$$

Токи инверторов определяются коэффициентами трансформации и пропорциональны выходному току, поэтому структура всегда находится под общим приведенным током нагрузки

$$I = \sum_{k=1}^N I_{\text{max.вых}} / K_{\text{тр.}k}. \quad (1.10)$$

Приведенный ток вызывает статические потери, и это обстоятельство существенно ухудшает энергетические характеристики преобразователя.

Регулирование напряжения в таких структурах основано на изменении состояний инверторных ячеек, которые могут передавать напряжение в контур суммирования или находиться в состоянии закоротки [54]. Дискретные способы регулирования сводятся к квантованию выходного напряжения с помощью этих состояний, а число возможных комбинаций состояний ячеек определяет количество образованных таким образом зон регулирования. При ограниченном количестве инверторных ячеек наибольшее число зон регулирования можно получить, задавая их напряжения согласно весовым коэффициентам двоичного кода $Z = 2^N - 1$. В этом случае точность регулирования определяется напряжением зоны регулирования, равным напряжению младшей ячейки $\Delta U_z = U_{\text{ия}1}$. На диаграммах (рисунок 1.8,а) показано формирование семи зон регулирования при трех ячейках ($N = 3$).

Дискретная многозонная модуляция не получила широкого распространения из-за большого количества инверторов, необходимого для обеспечения требуемой точности. Это привело к появлению комбинированных способов регулирования, основанных на введении в многоячейковую структуру «скользящей» ячейки. Согласно этой концепции различные сочетания состояний дискретно регулируемых инверторов образуют зоны регулирования выходного напряжения, внутри которых регулирование осуществляется «скользящим»

инвертором. Принцип работы такого преобразователя поясняется с помощью диаграмм (рисунок 1.8,б).

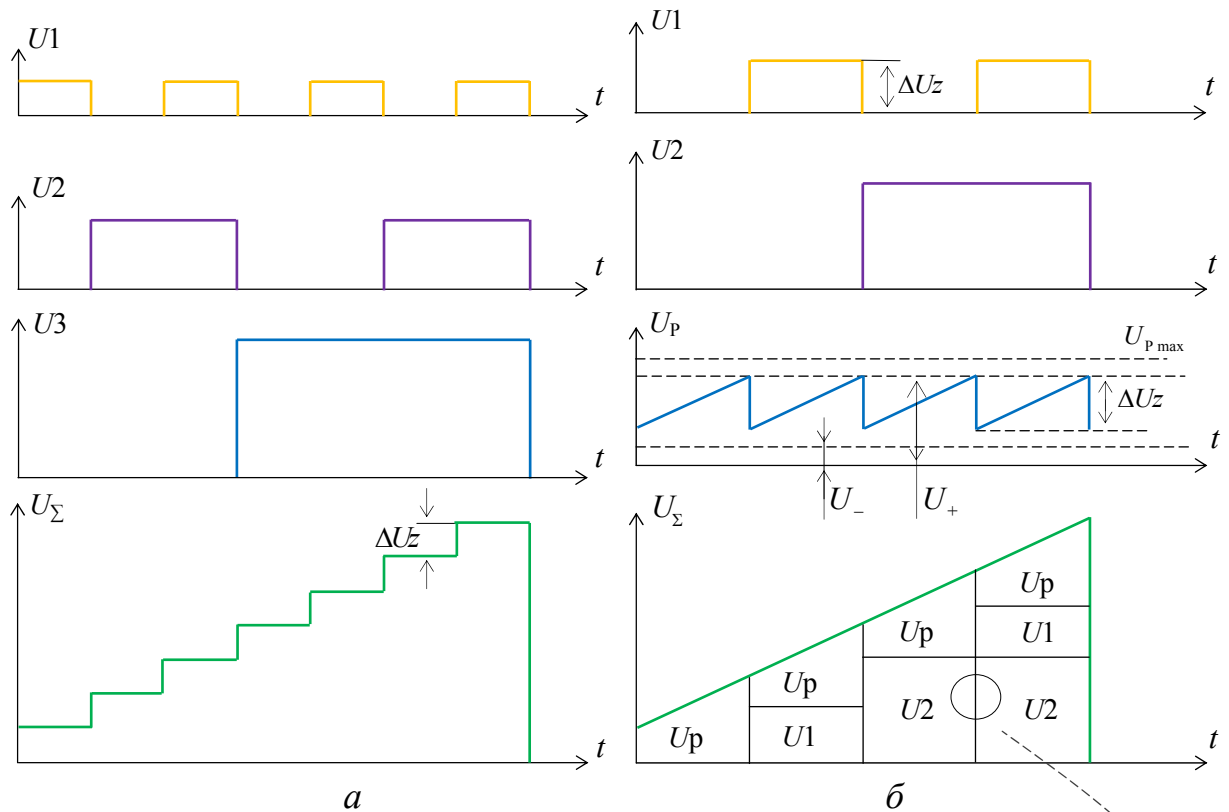


Рисунок 1.8 – Регулирование в многоячейковых преобразователях:

a – дискретное; b – со «скользящей» ячейкой; v – переход $U_2 + U_p \rightarrow U_2 + U_1 + U_p$ при амплитудном регулировании

Изменение состояний дискретно регулируемых инверторов приводит к смещению диапазона «скользящего» инвертора и инициирует его переход в

следующую зону, который происходит по условию достижения границ собственного диапазона регулирования, т.е. реализуется «скользящий» принцип регулирования [54].

В резонансном преобразователе регулирование «скользящего» инвертора может быть реализовано амплитудным способом, основанным на регулировании его входного напряжения дополнительным предвключенным преобразователем постоянного напряжения (данное решение рассмотрено в [23]). Переход в следующую зону регулирования происходит по условию достижения напряжением «скользящего» инвертора верхнего порогового уровня. Добавка напряжения дискретно регулируемого инвертора в контур суммирования приводит к уменьшению напряжения «скользящего» инвертора U_p , которое таким образом снова попадает в рабочий диапазон (рисунок 1.8,в).

Другим вариантом может быть дискретное квантование напряжения по времени, в этом случае инвертор вводится в режим КИР, на такте управления формируются два временных интервала с разными амплитудами суммарного выходного напряжения. Синтезируется дискретное регулирование с квантованием напряжения одновременно по уровню и по времени, что позволяет уменьшить пульсации и исключить режим прерывистого тока (рисунок 1.9) [22].

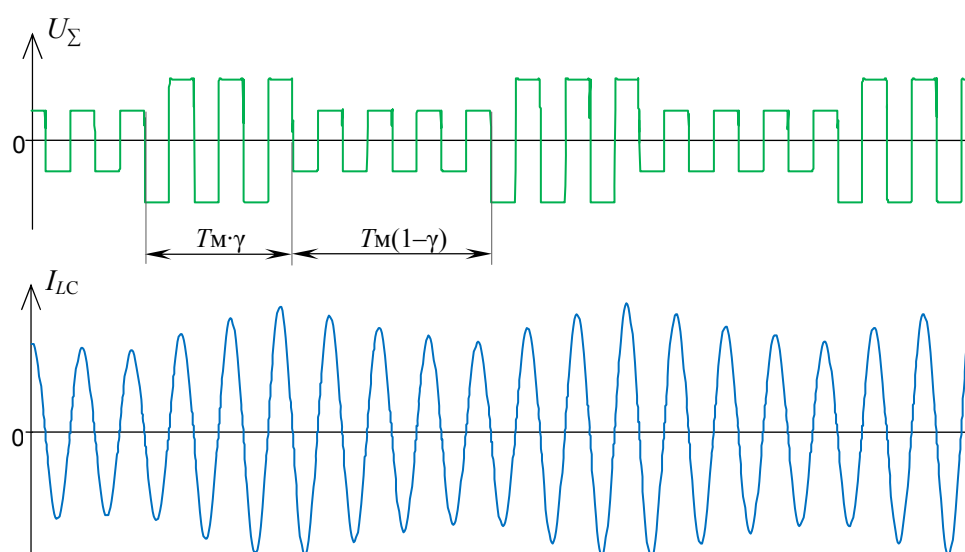


Рисунок 1.9 – Диаграммы работы многоячейкового преобразователя с кодово-импульсным регулированием

Преобразователь с многозонным ШИР рассмотрен в [55], регулирование основано на симметричном ШИР напряжения инвертора относительно выпрямителя-демодулятора. Адаптация этой структуры для работы в резонансном режиме проведена в [21, 56, 71], где с помощью подстройки частоты в преобразователе удалось реализовать многозонное ЧШИР.

Таким образом, принципы синтеза энергетически эффективных способов регулирования резонансных преобразователей заключаются в комплексном решении двух задач: минимизации интервалов рекуперации тока резонансного контура и реализации ZVS включения транзисторов.

1.3 Резонансные преобразователи постоянного напряжения

1.3.1 Структуры резонансных преобразователей постоянного напряжения

Построение резонансных преобразователей постоянного напряжения основано на эволюционном развитии известных изолированных преобразователей с промежуточным звеном переменного тока. Активно применяется топология изолированного преобразователя с диодным выпрямителем на основе инвертора с широтно-импульсным регулированием Phase Shifted Full Bridge (рисунок 1.10,*а*) [36, 37]. Регулирование напряжения преобразователя основано на фазовом сдвиге управляющих импульсов транзисторов стоек инвертора, в результате чего образуется интервал его закороченного состояния. Введение резонансного контура в изолированный преобразователь повышает его КПД за счет уменьшения рекуперации энергии, что достигается компенсацией реактивной энергии дросселя резонансным конденсатором (рисунок 1.10,*б*) [59, 60]. Резонансный преобразователь (как и PSFB) работает в режиме прерывистого тока, что реализуется в области частот ниже резонансной, однако, в отличие от PSFB, в резонансном преобразователе формируются идеальные коммутационные условия, так как достигается не только включение в нуле напряжения ZVS, но и выключение при нуле тока ZCS.

Введение в структуру преобразователя активного выпрямителя позволяет снизить статические потери, но при этом существенно усложняет его управление. Часто управление выпрямителем формируется сложением управляющих импульсов диагоналей инвертора (рисунок 1.11,а) [61, 62]. Реализация такого режима приводит к появлению двух интервалов – интервала передачи энергии в нагрузку и интервала закороченного состояния, в котором транзисторы выпрямителя замыкают ток дросселя. В преобразователе происходит жесткое включение транзисторов запаздывающей стойки инвертора, а включение транзисторов выпрямителя при ZVS on – за счет непрерывности тока дросселя.

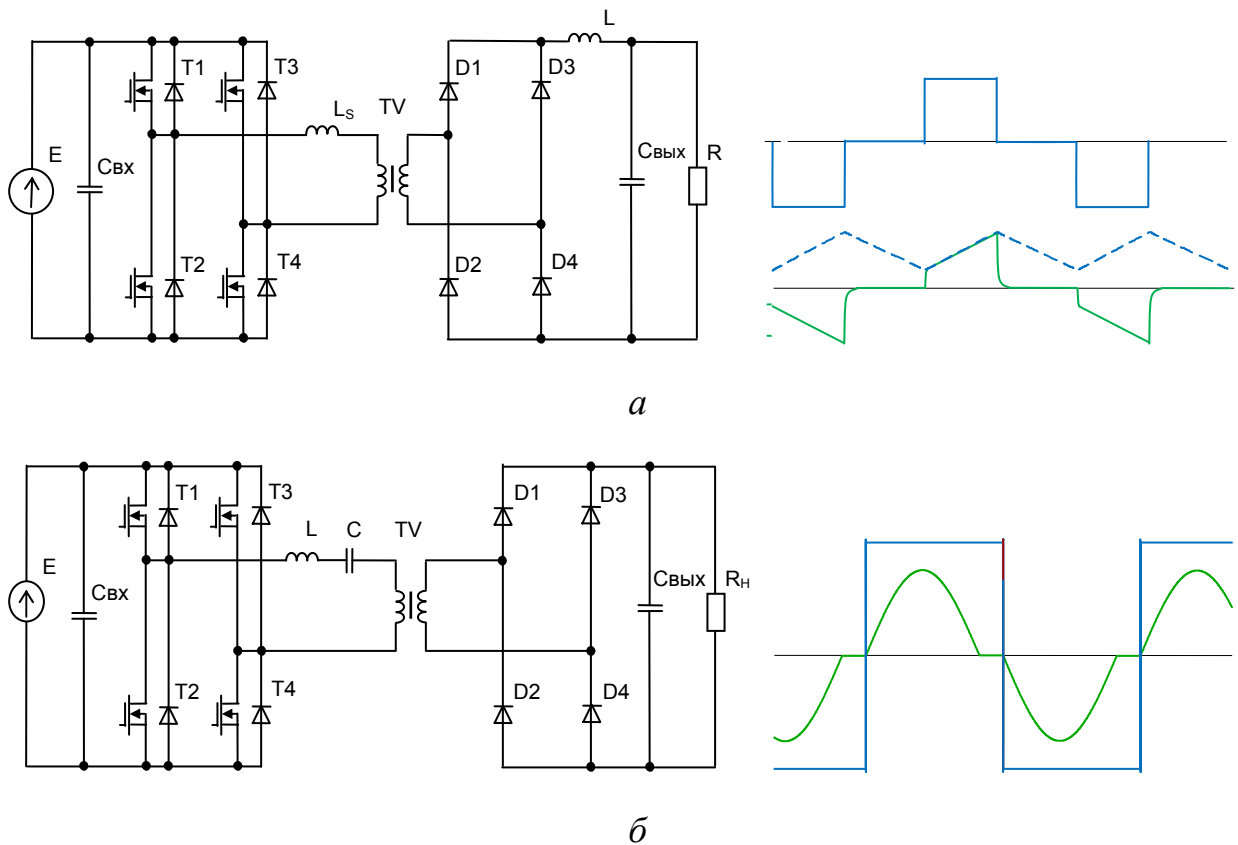


Рисунок 1.10 – Преобразователи с диодным выпрямителем:

a – изолированный преобразователь с ШИП (Phase Shifted Full Bridge);

б – резонансный преобразователь (Series Resonant Converter)

Реализация преобразователя с мягким включением всех транзисторов возможна в режиме реверса тока дросселя, т.е. TCM-режиме (triangular current mode). Это позволяет получить инверсное направление тока перед включением

транзистора и сформировать условия для его мягкого включения [46–50]. Однако проблема заключается в коммутационных перегрузках выключения транзисторов выпрямителя при инверсном направлении тока, что обусловлено индуктивностью рассеяния трансформатора [49]. Данную проблему удастся решить в структуре двухтактного push-pull преобразователя с входным расположением дросселя [50]. В такой топологии индуктивность рассеяния трансформатора суммируется с индуктивностью дросселя и не вызывает коммутационных перегрузок. Введение резонансного контура в структуру (рисунок 1.11,*а*) оказалось невозможным из-за выходного сглаживающего дросселя.

Вариантом реализации изолированного преобразователя, обеспечивающим ZVS транзисторов, является структура двойного активного моста DAB (Dual Active Bridge), которая впервые представлена Де Донкером [27] в 1991 году и исследована в [40–45]. Такой преобразователь имеет емкостной выходной фильтр, что обеспечивает симметрию структуры и топологические условия для введения активного выпрямителя. Преобразователь DAB представляет собой два мостовых преобразователя, связанных дросселем (рисунок 1.11,*б*), в качестве которого часто используется индуктивность рассеяния трансформатора, в данном случае не препятствующая ZVS-коммутации активного выпрямителя. Симметричная структура преобразователя позволяет осуществить двунаправленную передачу энергии, что широко используется для заряда-разряда аккумуляторов. Регулирование основано на фазовом сдвиге напряжения инвертора относительно выпрямителя, DAB в таком режиме имеет существенные интервалы рекуперации и большой выключаемый ток. Введение резонансного контура в DAB (рисунок 1.11,*в*) с образованием DAB SRC (Dual Active Bridge Series Resonant Converter) является дальнейшим развитием этой структуры, позволяющим уменьшить интервалы рекуперации и выключаемые токи за счет синусоидальной формы тока.

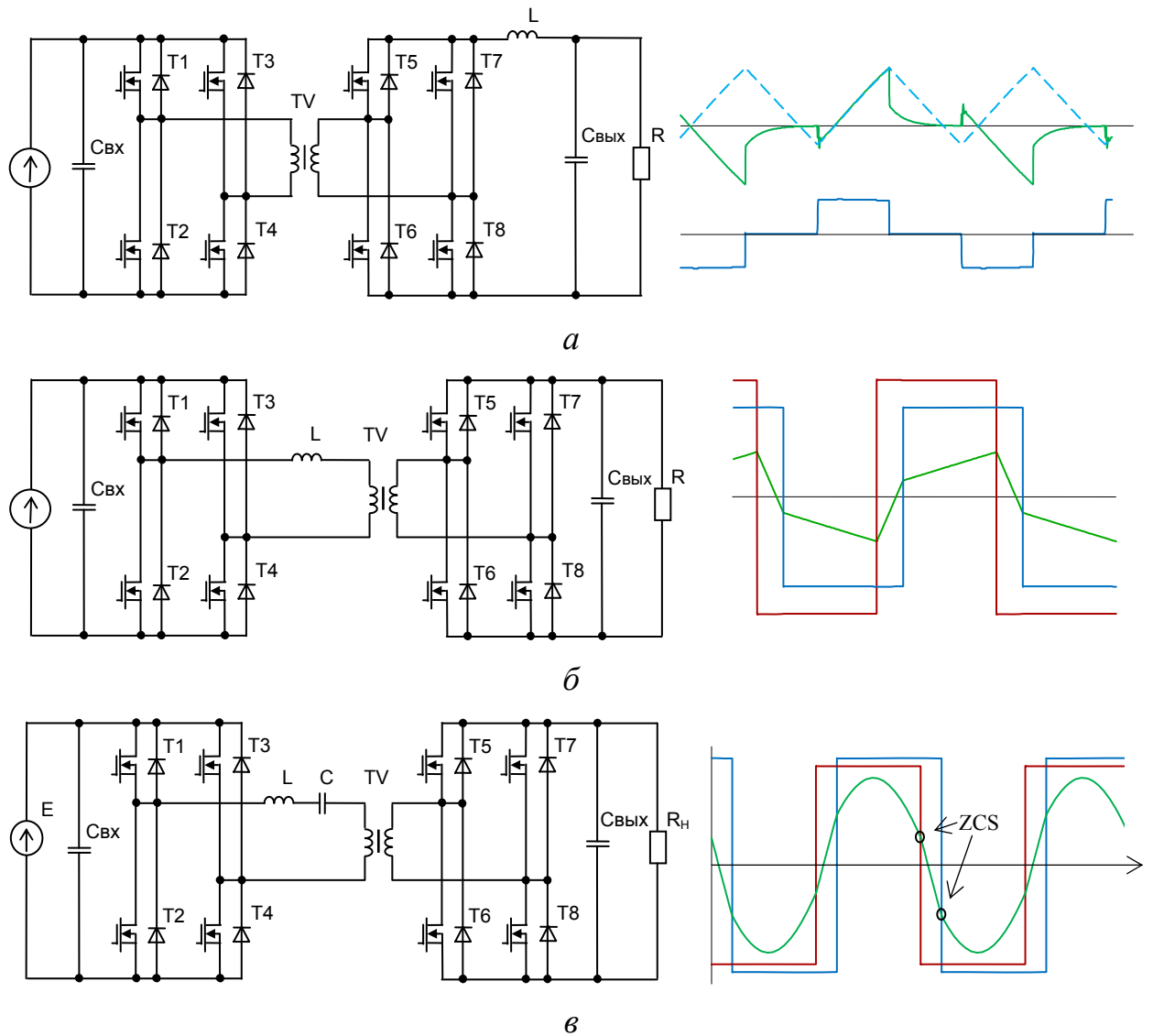


Рисунок 1.11 – Преобразователи с активным выпрямителем:

а – с реверсом тока сглаживающего дросселя (TCM); *б* – двойной активный мост (Dual Active Bridge); *в* – резонансный преобразователь (DAB SRC)

В зарядно-разрядных устройствах аккумуляторов при согласованности уровней входного и выходного напряжений эффективным является применение вольтодобавочных структур, имеющих высокий КПД за счет преобразования неполного потока энергии (рисунок 1.12). Напряжения инвертора и выпрямителя в таких структурах перераспределяются в процессе регулирования, а расположение выпрямителя может быть как в выходной (рисунок 1.12,а), так и во входной цепи (рисунок 1.12,б). Эффективность конкретного структурного построения зависит от условий ограничения мощности преобразователя, уровень которой может ограничиваться током аккумулятора или током нагрузки.

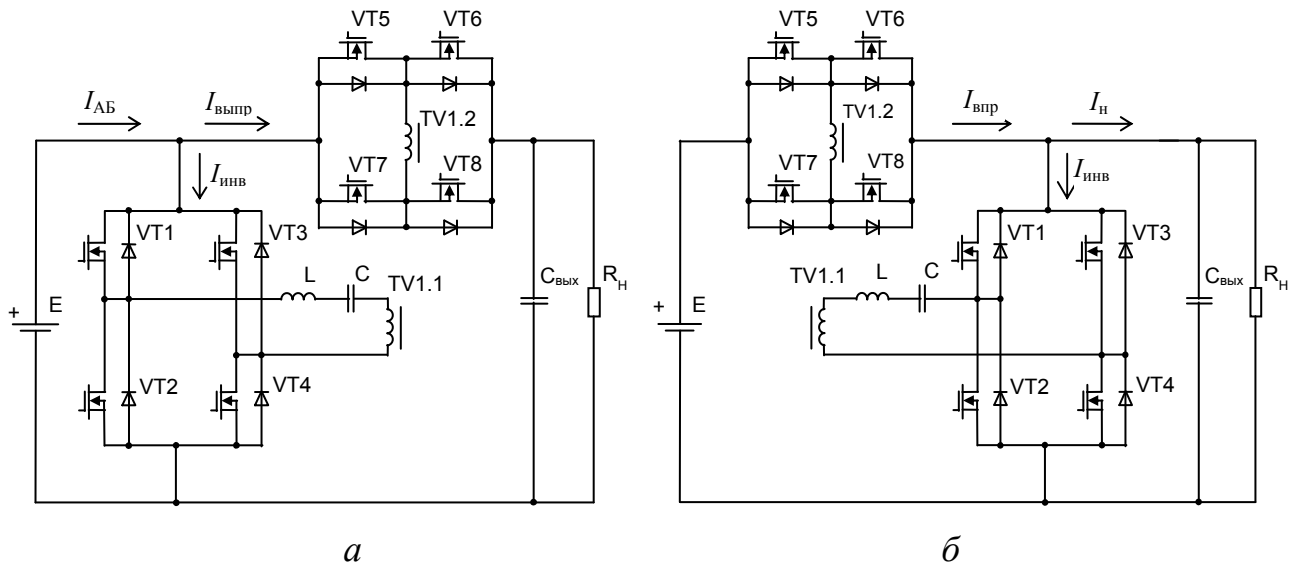


Рисунок 1.12 – Вольтодобавочный резонансный преобразователь:
а – выпрямитель в цепи нагрузки; *б* – выпрямитель во входной цепи

В бестрансформаторных преобразователях (рисунок 1.13) ток дросселя формируется однополярными импульсами напряжения, а выпрямление может осуществляться как классическим мостовым выпрямителем [66], так и активным однотактным, в котором одна полуволна тока контура протекает в нагрузку, другая закорачивается [134]. В таких преобразователях замыкание определенных комбинаций транзисторов позволяет получить повышающий и понижающий режимы регулирования. Невозможность передачи в нагрузку тока отрицательной полярности определяет двукратное завышение статических потерь в резонансном преобразователе (см. рисунок 1.13, *б*). Разрешить эти проблемы удастся применением преобразователей с двумя дросселями, отдельно для каждой полуволны тока [51, 52], полноценное регулирование достигается при каскадном включении нескольких преобразователей.

В двухтактных бестрансформаторных резонансных преобразователях передача энергии происходит на обеих полу волнах тока резонансного контура (рисунок 1.14), что позволяет формировать состояния потребления тока от источника и передачи тока контура в нагрузку [64, 65].

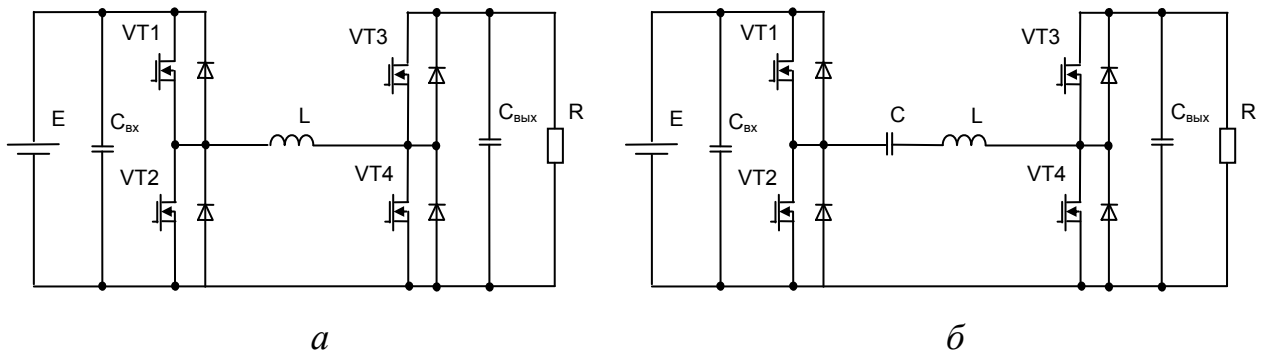


Рисунок 1.13 – Однотактный повышающе-понижающий преобразователь:
a – классический; *б* – резонансный

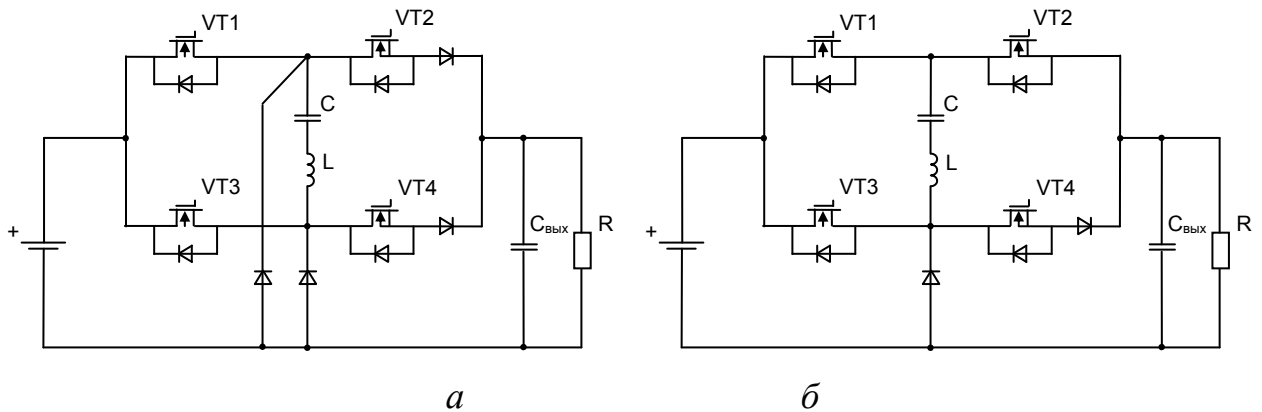


Рисунок 1.14 – Двухтактные бестрансформаторные преобразователи:
a – двухполярный; *б* – однополярный

Отсутствие трансформатора позволяет независимо регулировать ток положительной и отрицательной полуволн, не опасаясь его одностороннего намагничивания. Поэтому становится возможным как двухполярное (рисунок 1.14,*a*), так и однополярное (рисунок 1.14,*б*) регулирование. В данном преобразователе для реализации свободных колебаний необходимо обеспечить передачу энергии резонансного контура в нагрузку, что осуществляется выключением $VT3$ и протеканием тока контура по цепи $VD1$ – $VT2$. Нужно отметить, что это требует блокирования обратного диода $VT4$ диодом $VD2$, что нарушает ZVS-коммутацию.

Таким образом, для резонансных преобразователей целесообразно рассматривать в первую очередь трансформаторные (изолированные и вольтодобавочные) структурные построения.

1.3.2 Способы регулирования выходного напряжения изолированного резонансного преобразователя с активным выпрямителем

Применение частотного регулирования в преобразователях с активным выпрямителем невозможно из-за возникновения в выпрямителе и инверторе равных интервалов рекуперации. Поэтому в данном случае применяются фазовые способы регулирования. В [43] сравниваются три разновидности фазового способа регулирования, показанные на рисунке 1.15 [43]. Первый из этих методов – «прямоугольная» модуляция (rectangular mode) – формирует наиболее простое фазовое регулирование, реализуемое одним углом, т.е. фазовым сдвигом напряжения инвертора относительно выпрямителя (рисунок 1.15,а).

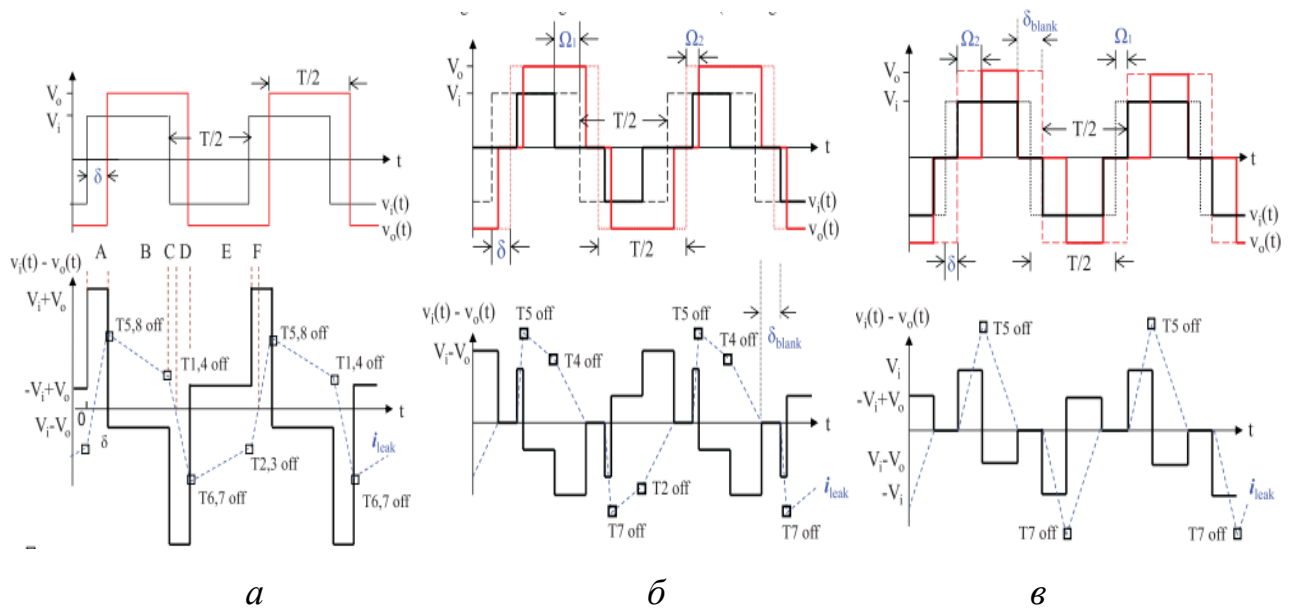


Рисунок 1.15 – Режимы регулирования DAB преобразователем:
 а – прямоугольная модуляция; б – трапецеидальная; в – треугольная

Другие методы регулирования основаны на введении двух углов фазового сдвига, таким образом в условиях прерывистого тока формируются «трапецеидальная» (trapezoidal mode) и ее частный случай – «треугольная» модуляция (triangular mode) (рисунок 1.15,б,в). В [43, 44] проведена оценка тока контура при этих способах регулирования, сделан вывод о расширении диапазона регулирования, уменьшении интервалов рекуперации и коммутируемого тока.

Реализация указанных способов регулирования в резонансном преобразователе отличается большим многообразием. Результаты исследований свойств фазового регулирования в резонансном преобразователе в режиме прерывистого тока приведены, например, в [78]. Режим регулирования triangular mode показан на рисунке 1.16 [82].

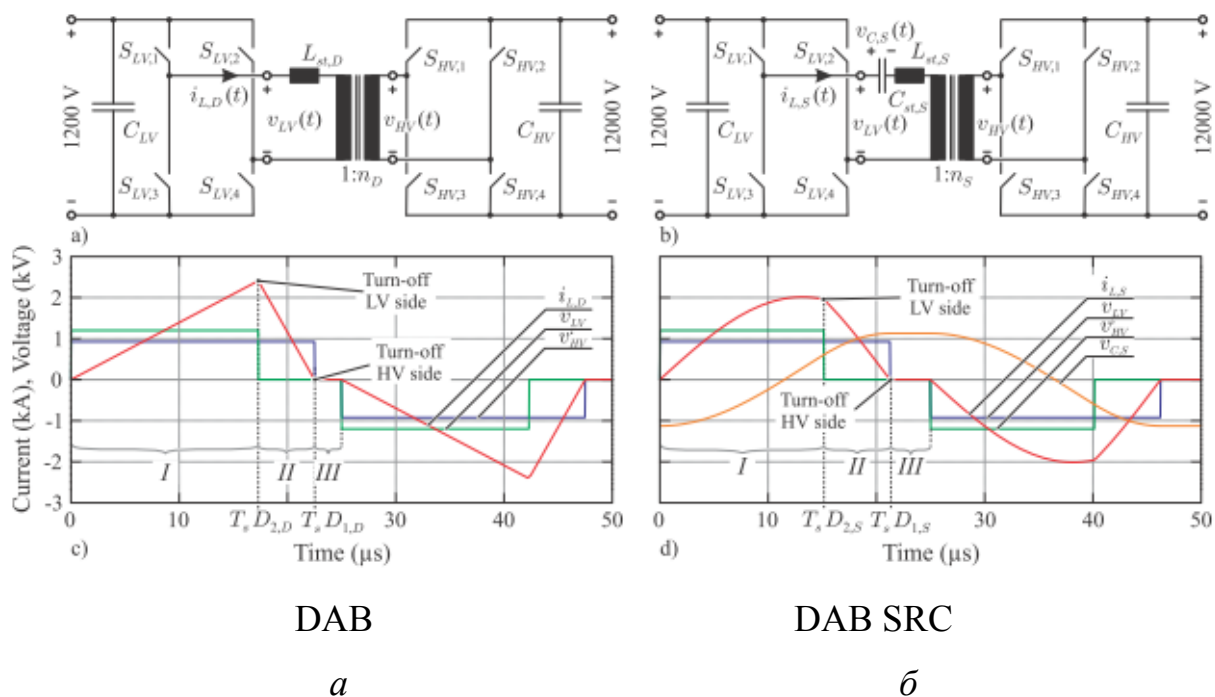


Рисунок 1.16 – Широтно-фазовое регулирование с интервалом прерывистого тока (triangular mode) в нерезонансном (*a*) и резонансном (*б*) преобразователях

Включение резонансного контура влияет на реализацию регулирования, формирование интервала нулевого тока контура требует выключения транзисторов инвертора и выпрямителя. Прерывистый режим искажает форму тока резонансного контура, увеличивает его действующее значение и статические потери. Способы регулирования выходного напряжения резонансного преобразователя отражены диаграммой (рисунок 1.17).

Фазовое регулирование в режиме непрерывного тока в резонансном преобразователе с активным выпрямителем реализуется за счет интервалов рекуперации, образующихся одновременно в инверторе и выпрямителе при фазовом смещении напряжения выпрямителя на угол β (рисунок 1.18).



Рисунок 1.17 – Способы регулирования выходного напряжения резонансного преобразователя

Коммутационные процессы, происходящие в активном выпрямителе, отличаются от коммутационных процессов в инверторе. В выпрямителе отрицательное (обратное) направление тока транзисторов является направлением питания нагрузки, при котором открытые транзисторы шунтируют собственные обратные диоды. Поэтому для обеспечения перезаряда паразитных емкостей транзисторов и формирования условий *ZVS* выключение транзисторов выпрямителя производится после перехода тока контура через ноль. Таким образом, коммутационные процессы определяются направлением тока резонансного контура на момент коммутации. Режим благоприятной коммутации достигается запаздыванием напряжения выпрямителя относительно напряжения инвертора, именно в этом случае фаза тока резонансного контура принимает благоприятное положение (см. рисунок 1.18). Поэтому диапазон фазового регулирования преобразователя в режиме *ZVS* ограничен. При этом возможно как

понижение (рисунок 1.18,б), так и повышение (рисунок 1.18,в) выходного напряжения. Случай равенства входного и выходного напряжений формируется при равных интервалах рекуперации (рисунок 1.18,а).

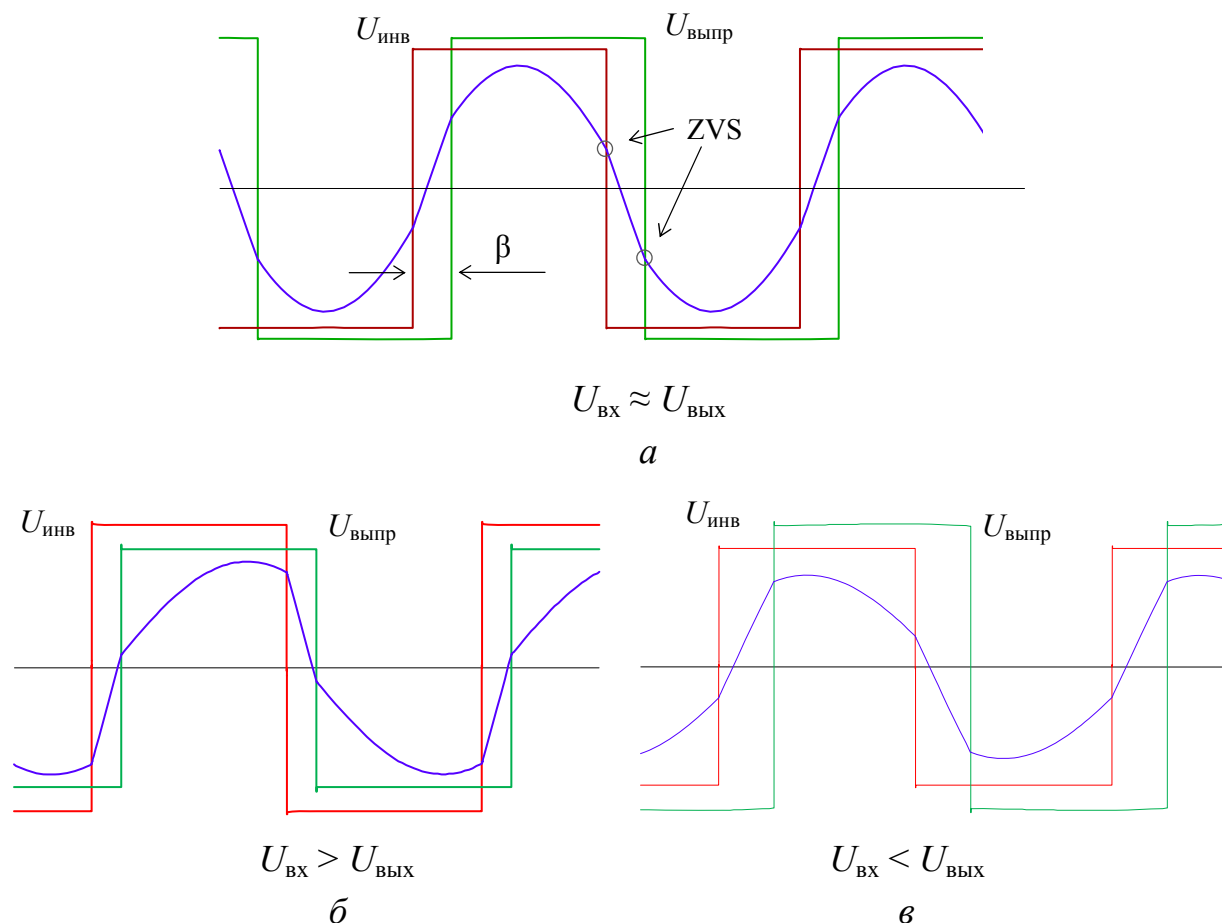


Рисунок 1.18 – Фазовое регулирование в резонансном преобразователе

С позиций энергетической эффективности интервалы рекуперации определяют реактивную мощность, которая циркулирует в преобразователе и проявляется в инверторе и выпрямителе в виде фазового сдвига тока контура. Увеличение реактивной мощности выражается в завышенных токах транзисторов по отношению к току нагрузки и в увеличении мощности согласующего трансформатора. Следовательно, можно констатировать прямую связь между фазой тока резонансного контура и энергетической эффективностью преобразования и сформулировать условие синтеза эффективного способа регулирования, заключающееся в минимизации фазы тока.

Фазоширотно-импульсное регулирование

Задача уменьшения фазы тока и выключаемых токов в резонансном преобразователе решается с помощью комбинированных способов регулирования с модуляцией по нескольким фазовым углам [77, 79, 80, 83]. В этом случае происходит изменение не только фазы, но и ширины импульсов напряжений инвертора или выпрямителя. Применительно к отечественной терминологии такую модуляцию можно классифицировать как фазоширотно-импульсную. В [79] предлагается использовать модуляцию по двум фазовым углам (dual phase shift modulation), а в [83] рассматривается регулирование по трем фазовым углам с позиций расширения диапазона, уменьшения циркуляции реактивной мощности и обеспечения минимального коммутуемого тока. Вариант фазоширотно-импульсной модуляции, реализуемой изменением фазы напряжения выпрямителя β и угла управления инвертором $\alpha_{\text{инв}}$, показан в [127] (рисунок 1.19).

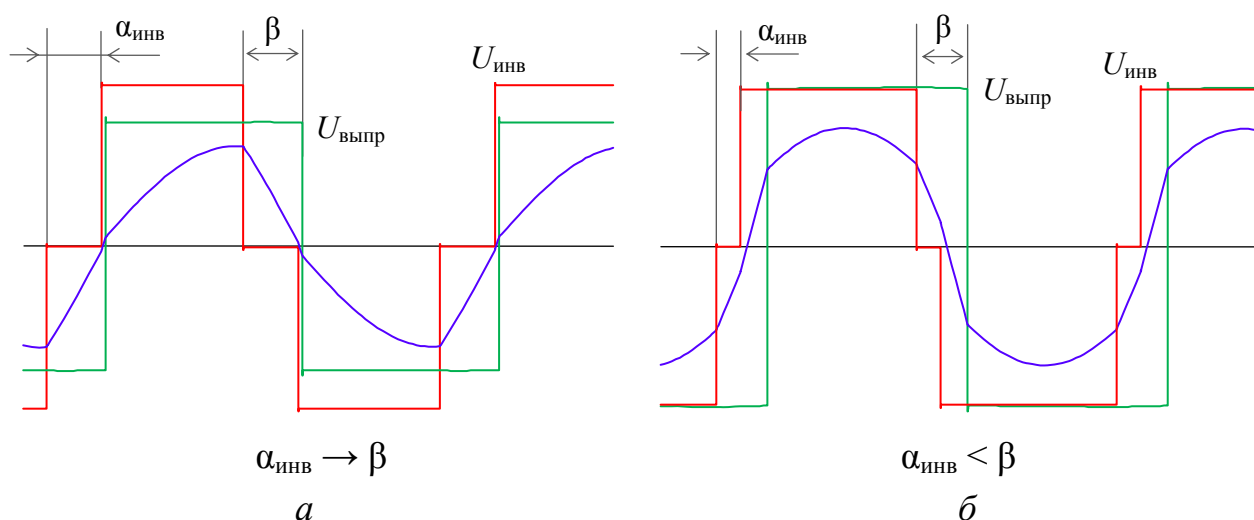


Рисунок 1.19 – Фазоширотно-импульсное регулирование в DAB SRC при непрерывном токе резонансного контура

В данном случае граница режима ZVS наступает при равенстве углов $\alpha_{\text{инв}} = \beta$ (рисунок 1.19,а), а выпрямитель не имеет интервалов рекуперации. При этом состоянии равенства входного и выходного напряжений (рисунок 1.19,б) характеризуется существенными интервалами рекуперации как в инверторе, так и в выпрямителе, увеличивающимися при расширении диапазона регулирования.

Таким образом, в приведенных работах достигнуты существенные результаты в направлении минимизации реактивной мощности, однако диапазон регулирования остается ограниченным условиями мягкой коммутации.

Фазочастотное регулирование

Радикальным решением проблемы является введение в качестве второго регулирующего параметра частоты и формирование т.о. фазочастотного способа регулирования. В условиях понижения выходного напряжения способ фазочастотного регулирования предложен в [75]. Согласно этому способу фазовое регулирование осуществляется при одновременной непрерывной частотной подстройке. Такой режим позволяет минимизировать интервалы рекуперации в выпрямителе и ограничить ток контура током нагрузки. При формировании равных напряжений на входе и выходе ($U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$) фазочастотное регулирование не требует интервалов рекуперации (рисунок 1.20,б), что выгодно отличает его от широтно-фазового способа (рисунок 1.19,б).

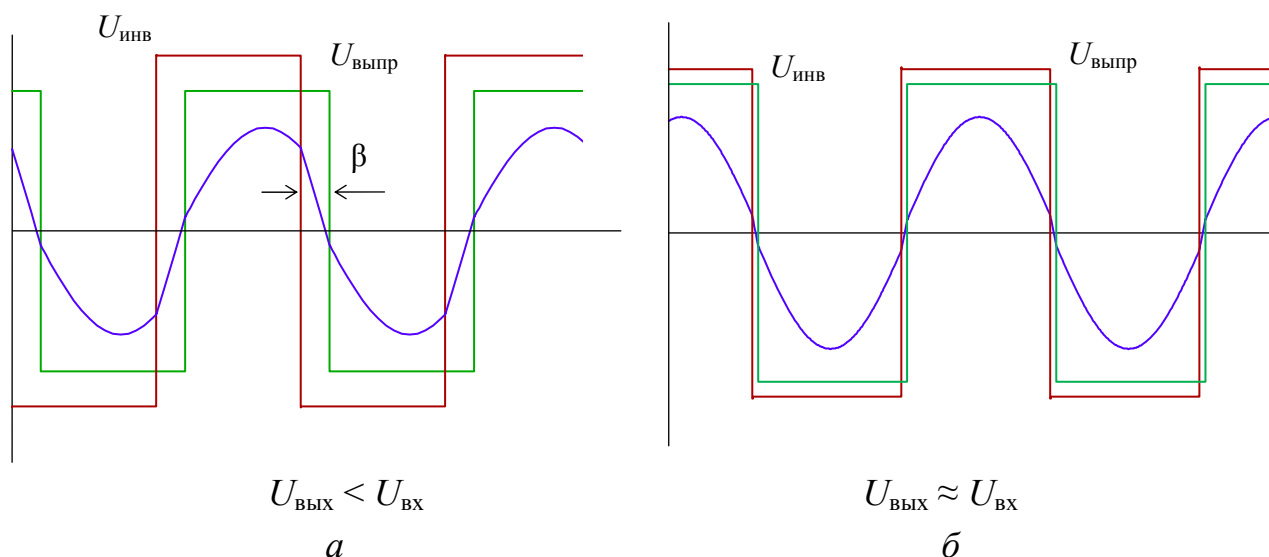


Рисунок 1.20 – Фазочастотное регулирование
в резонансном преобразователе

Таким образом, выпрямитель всегда находится в условиях нулевой фазы тока, что повышает его энергетическую эффективность. В общем случае частотная подстройка может осуществляться по условию синфазности с

напряжением инвертора, что позволяет синтезировать повышающий режим. В рамках развития данной идеи автором предложено частотно-широотно-импульсное регулирование [61, 85], основанное на введении в такт управления инвертором интервала закорачивания.

Кодово-импульсное регулирование

В резонансном преобразователе с дискретным КИР интервал вынужденных колебаний формируется подключением резонансного контура к инвертору, а интервал свободных колебаний – отключением контура от инвертора и его подключением к выпрямителю (рисунок 1.21,а).

В работах [64, 65] показано, что в преобразователе постоянного напряжения из-за наличия емкостного выходного фильтра изменение амплитуды тока контура происходит линейно, а не экспоненциально (как в резонансном инверторе), при этом размах пульсаций амплитуды тока ΔI_a определяется волновым сопротивлением контура. Переменная и постоянная составляющие амплитуды тока контура

$$\Delta I_a = \frac{\pi U_{\text{ВХ}}}{2 R_{\text{H}}} \pi \frac{\gamma(1-\gamma)}{Q_v}, \quad I_{\text{ср}} = \frac{\pi U_{\text{ВХ}}}{2 R_{\text{H}}} \gamma, \quad (1.11)$$

где Q_v – нормированная добротность резонансного контура.

Граница перехода в прерывистый режим тока соответствует равенству $\Delta I_a/2 = I_{\text{ср}}$ (рисунок 1.21), значение приведенной добротности $Q_v = \pi/2$ позволяет исключить режим прерывистого тока. Постоянная частота преобразователя позволяет обеспечить идеальный коммутационный режим ZVS+ZCS во всем диапазоне регулирования, однако низкая точность не всегда позволяет обеспечить требуемое качество выходного напряжения. Применение КИР рационально в изолированных зарядных устройствах аккумуляторов [65].

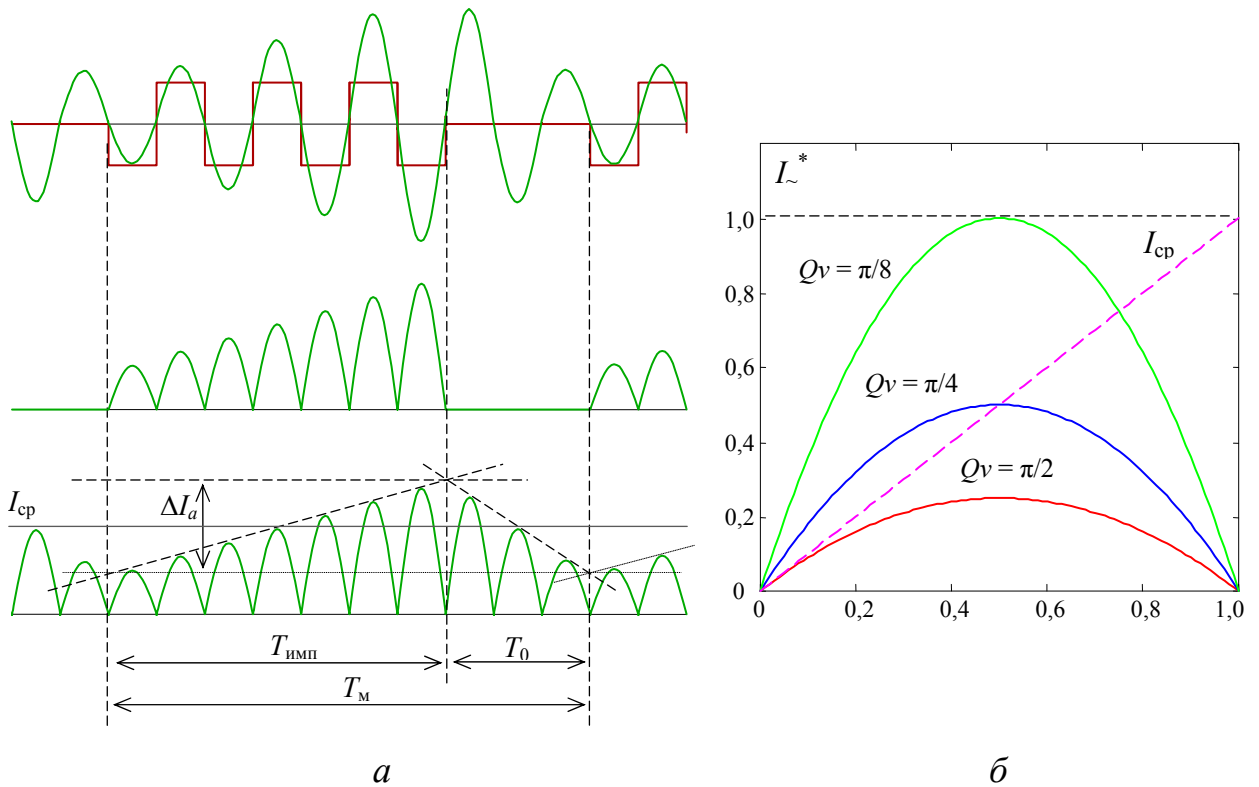


Рисунок 1.21 – Кодово-импульсное регулирование в резонансном преобразователе при $Qv = \pi/4$, $v = 5$, $\gamma = 0,7$ (а); пульсации амплитуды тока резонансного контура на постоянной нагрузке при разных Qv (б)

Таким образом, с позиций энергетической эффективности задача синтеза способов регулирования резонансным преобразователем постоянного напряжения с активным выпрямителем состоит в минимизации интервалов рекуперации тока резонансного контура и формировании благоприятных коммутационных условий транзисторов при регулировании.

1.4 Последовательно-параллельные резонансные преобразователи

Последовательно-параллельные резонансные преобразователи применяются для решения многих задач силовой электроники, прежде всего это преобразователи постоянного напряжения для систем электропитания (СЭП) альтернативной энергетики, построенные на LLC -, LCL -топологиях, индуктивно-емкостные LCL -преобразователи, преобразователи с двухчастотным током для

индукционного нагрева, преобразователи с согласованием параметров инвертора и нагрузки (рисунок 1.22).

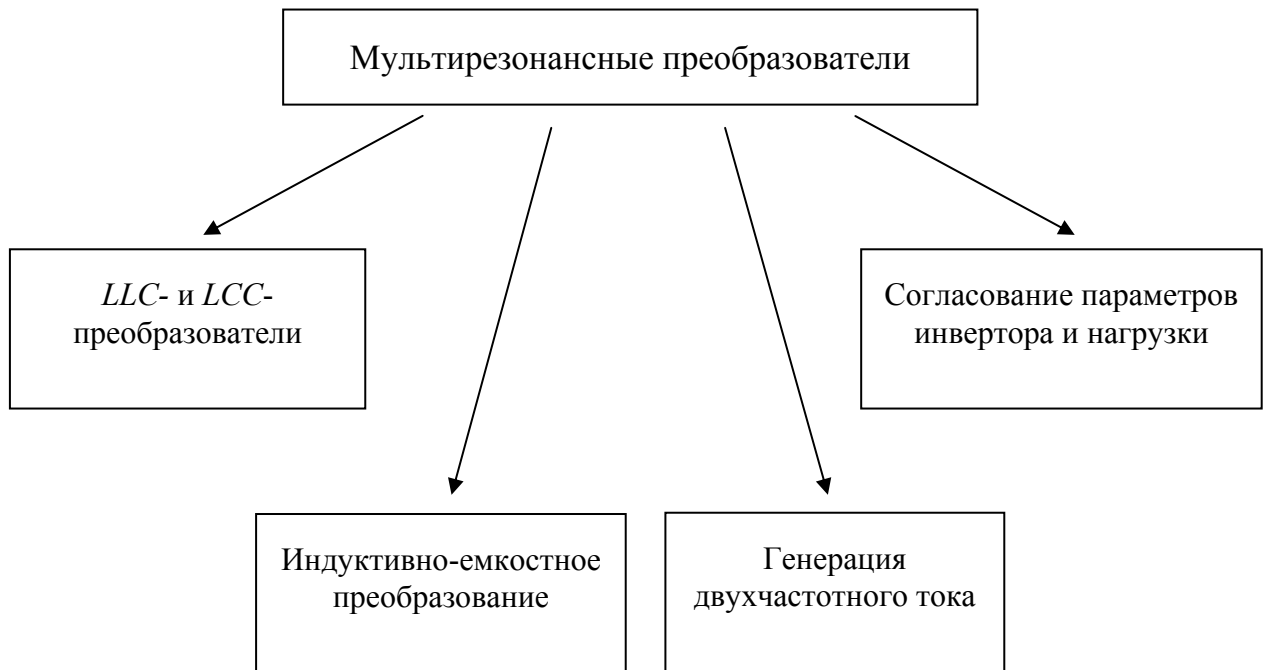


Рисунок 1.22 – Области применения последовательно-параллельных резонансных преобразователей

Последовательно-параллельные преобразователи обладают свойством импедансного преобразования нагрузки, которое в некоторой мере проявляется в *LLC*- и *LCC*-преобразователях с диодным выпрямителем [104–109], получивших широкое распространение из-за параметрического ограничения выходного тока при перегрузках. В электротехнике делались попытки параметрической стабилизации требуемого режима за счет импедансного преобразования параметров нагрузки. Наиболее значительные результаты получены в топологиях параллельного *LC*- и *LCL*-преобразователей [110–116], позволяющих обеспечить параметрическую стабилизацию тока. Однако необходимы более общие исследования последовательно-параллельных преобразователей с позиций энергетической эффективности для решения задач силовой электроники.

1.4.1 Резонансный LLC-преобразователь

в режиме стабилизации выходного напряжения

Резонансный LLC-преобразователь активно применяется в стабилизаторах выходного напряжения, его топология образована введением в последовательный LC-контур дополнительной шунтирующей индуктивности (рисунок 1.23).

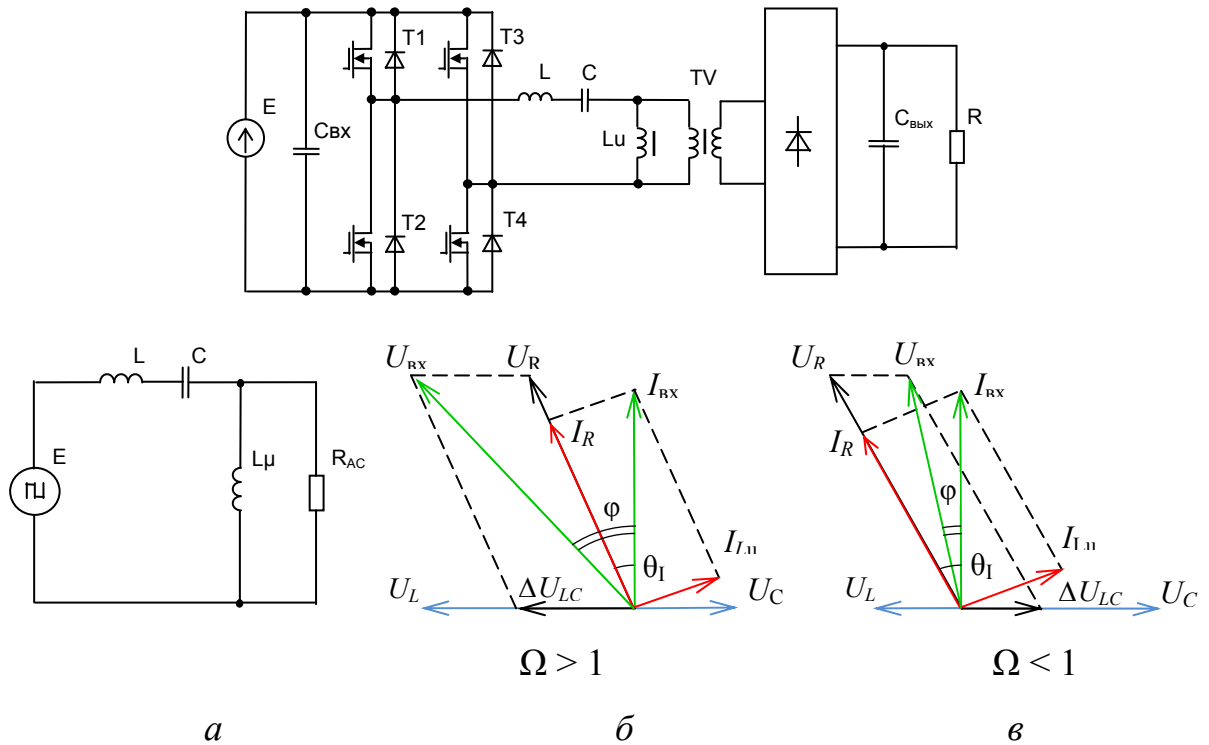


Рисунок 1.23 – Резонансный LLC-преобразователь

В LLC-преобразователе изменение частоты $\Omega \neq 1$ смещает вектор входного напряжения $U_{вх}$ относительно выходного U_R на угол опережения (рисунок 1.23,б) или запаздывания (рисунок 1.23,в). Особенность LLC-контура заключается в том, что из-за шунтирования L_μ вектор выходного тока I_R изначально смещен в сторону опережения относительно входного тока $I_{вх}$ на угол

$$\theta_I = -\arctg \frac{R}{\omega L_\mu} = -\arctg \frac{1}{Q\Omega m}, \tag{1.12}$$

поэтому смещение частоты в область $\Omega < 1$ приводит к уменьшению угла φ и увеличению выходного напряжения. В большинстве практических случаев

резонансный *LLC*-преобразователь применяется именно в режиме повышения при $\Omega < 1$, в котором он имеет большую эффективность. Импедансно-частотные характеристики контура:

$$Z(\omega) = \left(j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right) + \frac{j\omega L\mu \cdot R}{R + j\omega L\mu}, \quad (1.13)$$

$$\operatorname{Re} Z(\omega) = R_{\text{ac}} \frac{Q^2 \Omega^2 m^2}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2}, \quad \operatorname{Im} Z(\omega) = R_{\text{ac}} \left(\xi(Q, \Omega) + \frac{Q\Omega m}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right), \quad (1.14)$$

где $Q = \rho/R$ – добротность предвключенного *LC*-контура; $\Omega = \omega\sqrt{LC}$ – относительная частота; $m = L\mu/L$ – отношение индуктивностей. Функции АЧХ и ФЧХ входного тока *LLC*-контура:

$$I_{\text{вх}}(\omega) = \frac{U_{\text{вх}}}{|Z(\omega)|}, \quad \varphi(\omega) = \arctg \left(\frac{\operatorname{Im} Z(\omega)}{\operatorname{Re} Z(\omega)} \right), \quad (1.15)$$

$$I_{\text{вх}}(\Omega) = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{ac}}} \cdot \frac{1 + Q^2 \Omega^2 m^2}{\sqrt{(Q^2 \Omega^2 m^2)^2 + (\xi(Q, \Omega) \cdot (1 + Q^2 \Omega^2 m^2) + Q\Omega m)^2}}, \quad (1.16)$$

$$\varphi(\Omega) = \arctg \left(\frac{\xi(Q, \Omega) \cdot (1 + Q^2 \Omega^2 m^2) + Q\Omega m}{Q^2 \Omega^2 m^2} \right). \quad (1.17)$$

Коэффициент передачи *LLC*-контура по напряжению

$$K_U = \frac{\cos \varphi}{\cos \theta_1} = \sqrt{\frac{\operatorname{tg}^2 \theta_1 + 1}{\operatorname{tg}^2 \varphi + 1}}. \quad (1.18)$$

Характеристики *LLC*-контура показаны на рисунке 1.24.

В повышающем режиме максимальное значение коэффициента передачи напряжения K_U находится в области резонансной частоты Ω_0 и зависит от добротности контура, т.е. от сопротивления нагрузки. Регулирование осуществляется изменением частоты в диапазоне $[\Omega_0 \dots 1]$, при этом по мере

$\Omega \rightarrow 1$ увеличивается фаза входного тока (рисунок 1.24,б), которая в данном режиме является критерием оценки энергетической эффективности.

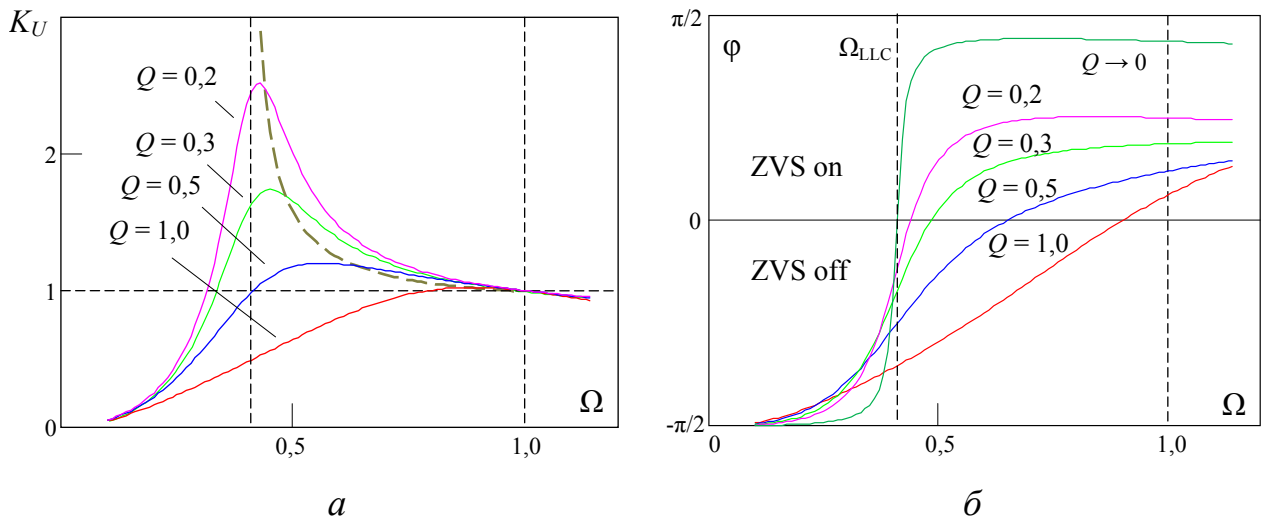


Рисунок 1.24 – Коэффициент передачи по напряжению и ФЧХ входного тока *LLC*-контура при $m = 5$ в области $\Omega < 1$

Аналитически связать фазу входного тока *LLC*-контура в точке $\Omega = 1$ с диапазоном регулирования можно решением уравнения $\varphi(\Omega) = 0$ с учетом функции максимумов $K_{U\max}(\Omega)$ (рисунок 1.24,а). Характеристики входного тока резонансного контура в функции от максимального коэффициента передачи показаны на рисунке 1.25.

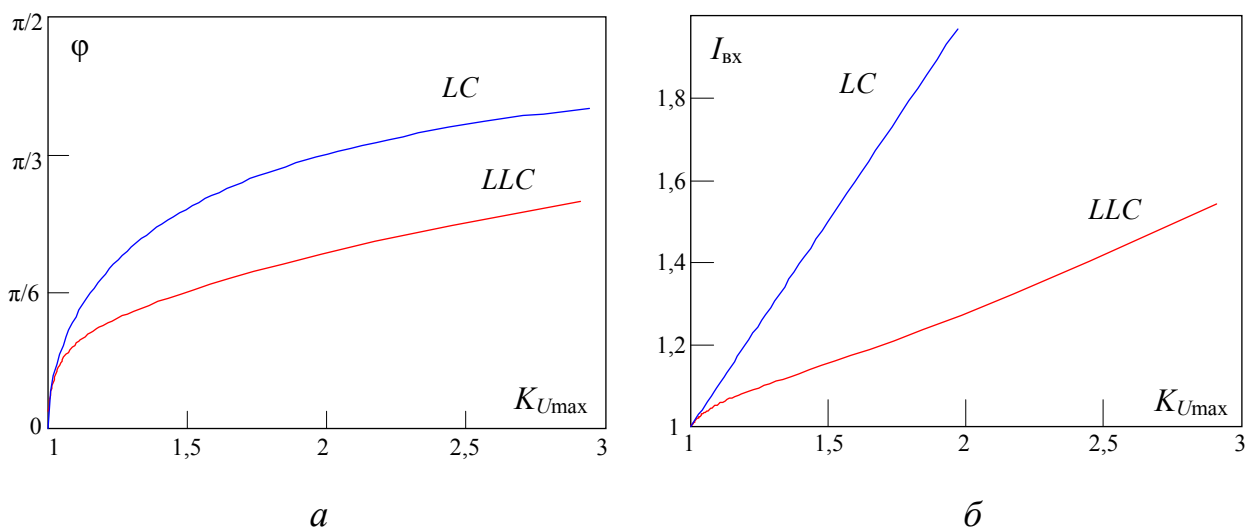


Рисунок 1.25 – Амплитуда и фаза входного тока при частотном регулировании в *LC*- и *LLC*-контуре при $m = 5$

Видно, что LLC -преобразователь при равном диапазоне регулирования имеет меньшие, чем LC -преобразователь, значения фазы и амплитуды тока инвертора, формирующие меньшие интервалы рекуперации. Данный эффект обусловлен преобразованием импеданса нагрузки, осуществляемым LLC -контуром за счет ее шунтирования дросселем L_{μ} . Представленный пример является идеализированным, но он отражает суть явления повышения энергетической эффективности за счет импедансного преобразования нагрузки, реализуемого контуром сложной топологии.

Применительно к LLC -преобразователю данный энергетический эффект присутствует на низких добротностях, на которых выпрямитель находится в режиме прерывистого тока. В таких условиях крайне затруднительно введение активного выпрямителя и синтез его управления с обеспечением ZVS включения транзисторов. Поэтому фактически почти всегда LLC -преобразователь выполняется с диодным выпрямителем, что вызывает рост статических потерь. Таким образом, применение LC -преобразователя, позволяющего обеспечить включение активного выпрямителя, при низковольтном выходе является более энергетически эффективным.

1.4.2 Параметрические стабилизаторы тока на основе резонансного LCL -преобразователя

Другой областью применения последовательно-параллельных резонансных преобразователей являются параметрические стабилизаторы тока. Прототипом таких топологий является параллельный резонансный LC -преобразователь (схема Бушера), отличающийся шунтированием нагрузки резонансным конденсатором (рисунок 1.26,*а*). В данном преобразователе вектор выходного тока I_R запаздывает относительно входного $I_{вх}$ на угол (рисунок 1.26,*б,в*)

$$\theta_1 = \arctg(R\omega C) = \arctg Q\Omega, \quad (1.19)$$

где $Q = R/\rho$ – добротность параллельного LC -контура.

Особенность параллельной LC -топологии состоит в стабильности угла между входным и выходным напряжениями, равного $\theta + \varphi = \pi/2$ при любом значении нагрузки на частоте $\Omega = 1$. Это приводит к параметрической стабилизации тока и является основным свойством схемы Бушера, называемым индуктивно-емкостным преобразованием [115, 116].

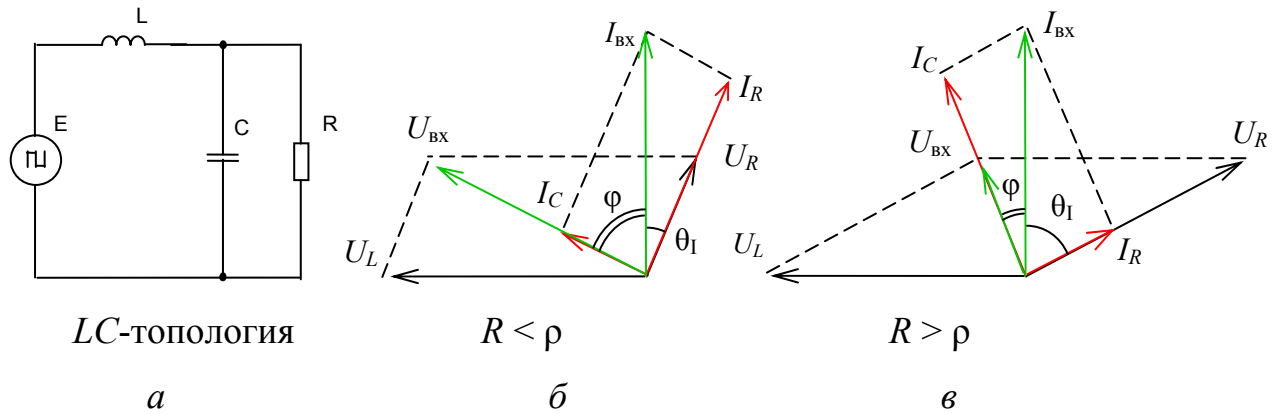


Рисунок 1.26 – Параллельный LC -преобразователь (а);
векторные диаграммы при $\Omega = 1$ (б, в)

Частотные характеристики параллельного LC -контура показаны на рисунке 1.27:

$$\varphi(\Omega) = \arctg\left(\frac{\Omega}{Q}(1 + Q^2(\Omega^2 - 1))\right), \quad K_U = \frac{Q}{\sqrt{Q^2(\Omega^2 - 1)^2 + \Omega^2}}. \quad (1.20)$$

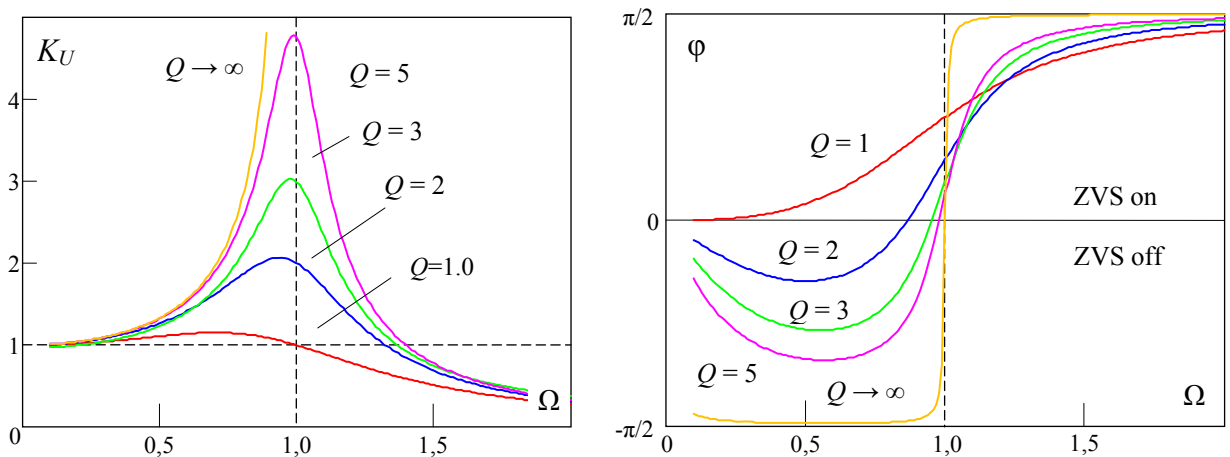


Рисунок 1.27 – Частотные характеристики параллельного LC -контура

Увеличение нагрузки приводит к увеличению фазы входного тока, а резонансная частота контура при этом уменьшается:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2 C^2}} \rightarrow \Omega_0 = \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}. \quad (1.21)$$

С позиций энергетической эффективности наличие больших значений фазы входного тока на частоте $\Omega = 1$ является негативным фактором, увеличивающим статические потери. Введение активного выпрямителя в данной топологии невозможно из-за включения резонансного конденсатора параллельно нагрузке, что требует реализации «выпрямителя тока».

Другим решением является построение стабилизатора тока на основе резонансного LCL -преобразователя (рисунок 1.28), в котором наличие дросселя L_n позволяет применение активного выпрямителя.

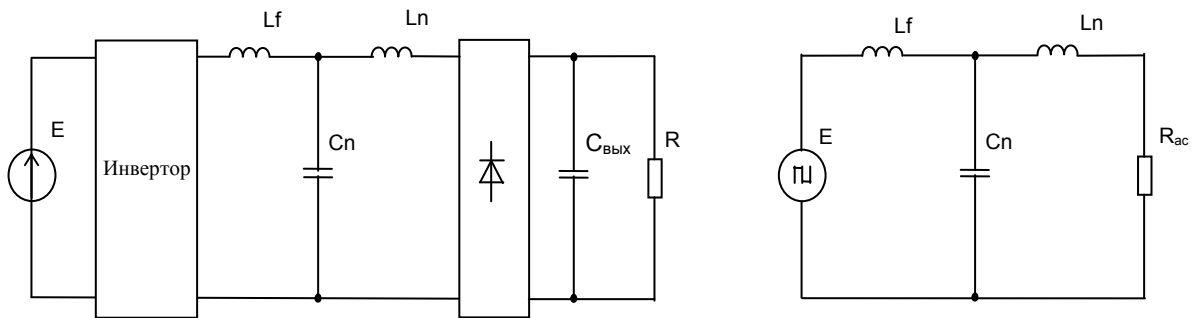


Рисунок 1.28 – Резонансный LCL -преобразователь

Импедансно-частотные характеристики LCL -контура при условии $L_f = L_n$ описываются соотношениями

$$\operatorname{Re} Z(\Omega) = R_{ac} \frac{Q^2}{\Omega^2 + Q^2(\Omega^2 - 1)^2} = R_{ac} \frac{Q^2}{\Omega^2} \frac{1}{1 + \xi^2(\Omega, Q)}, \quad (1.22)$$

$$\operatorname{Im} Z(\Omega) = \rho \left(\Omega + \frac{Q^2 \Omega (1 - \Omega^2) - \Omega}{\Omega^2 + Q^2 (\Omega^2 - 1)^2} \right) = \rho \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \frac{1 + Q \Omega \cdot \xi(\Omega, Q)}{1 + \xi^2(\Omega, Q)} \right), \quad (1.23)$$

$$\varphi(\Omega) = \arctg\left(\frac{\Omega}{Q}\left((\Omega^2 - 1) + Q^2(\Omega^2 - 1)^2 - Q^2(\Omega^2 - 1)\right)\right), \quad (1.24)$$

$$K_U = \sqrt{\frac{\Omega^2 + Q^2(\Omega^2 - 1)^2}{\Omega^2\left((\Omega^2 - 1) + Q^2(\Omega^2 - 1)^2 - Q^2(\Omega^2 - 1)\right)^2 + Q^2}}, \quad (1.25)$$

где $Q = \rho/R_{ac}$ – добротность частичного $L_n C_n$ -контура нагрузки. Характеристики показывают, что на частоте $\Omega = 1$ коэффициент передачи напряжения зависит от нагрузки и обеспечивает параметрическую стабилизацию выходного тока во всем диапазоне ее изменения при формировании условий нулевой фазы входного тока контура (рисунок 1.29).

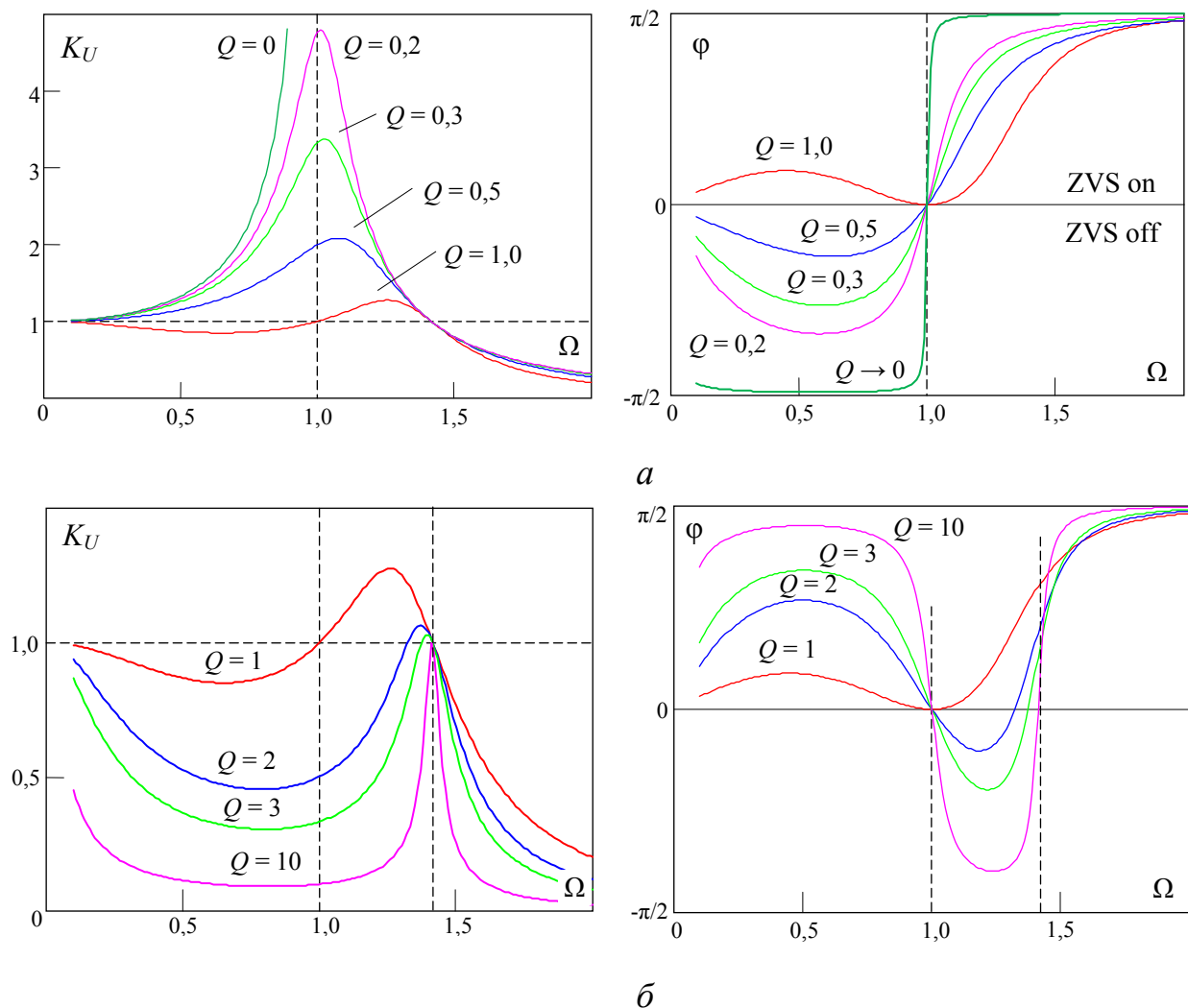


Рисунок 1.29 – Частотные характеристики LCL -контура: $Q < 1$ (а); $Q > 1$ (б)

Свойство параметрической стабилизации тока на резонансной частоте наглядно иллюстрировано векторными диаграммами (рисунок 1.30). Особенность LCL -топологии состоит в том, что введение дросселя L_n в цепь нагрузки приводит к появлению между векторами выходного напряжения U_R и напряжения конденсатора U_C угла, называемого углом нагрузки:

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\rho}{R_{ac}} = Q. \quad (1.26)$$

Это позволяет сформировать угол $\theta = \pi/2$ между векторами токов нагрузки I_R и инвертора I_{BX} и обеспечить нулевую фазу входного тока $\varphi = 0$ на частоте $\Omega = 1$ при любом значении сопротивления нагрузки. В частном случае, при $Q = 1$ следует равенство напряжений $U_R = U_{BX}$.

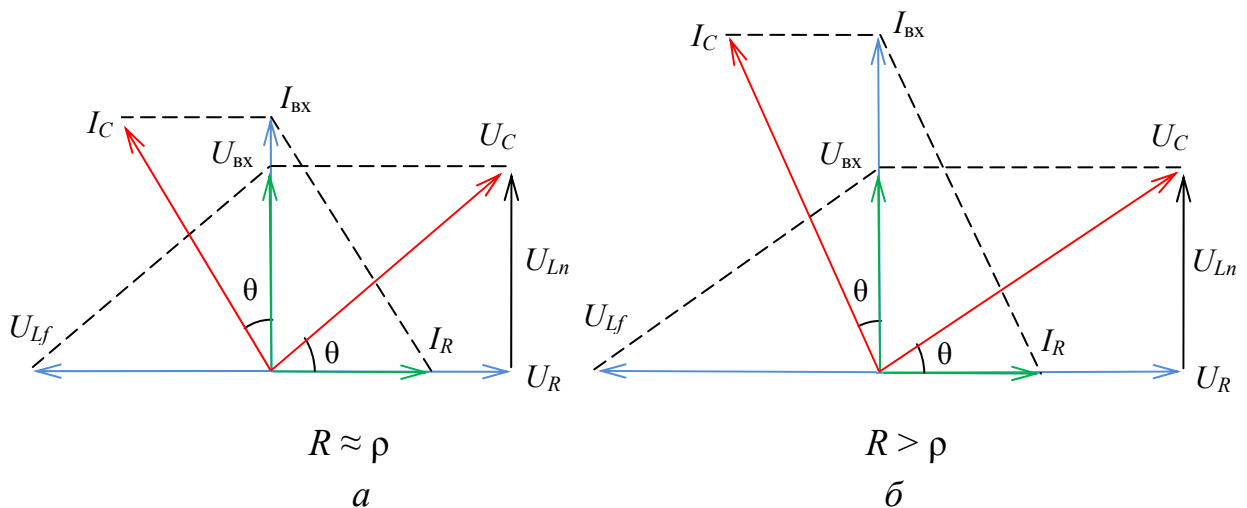


Рисунок 1.30 – Векторные диаграммы LCL -контура при $\Omega = 1$

Регулирование при параметрической стабилизации тока характеризуется частотной зависимостью коэффициента передачи «напряжение – ток», отнесенного к волновому сопротивлению (рисунок 1.31):

$$K_{U \rightarrow I} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \rho = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} R} \rho = K_U \cdot Q = \sqrt{\frac{\Omega^2 + Q^2(\Omega^2 - 1)^2}{\frac{\Omega^2}{Q^2} \left((\Omega^2 - 1) + Q^2(\Omega^2 - 1)^2 - Q^2(\Omega^2 - 1) \right)^2 + 1}}. \quad (1.27)$$

Функция $K_{U \rightarrow I}(\Omega)$ показывает, что при частотном регулировании теряется свойство параметрической стабилизации. Поэтому в LCL -преобразователе регулирование часто реализуется введением дополнительного предвключенного преобразователя, например, предложенного в [116], что нельзя считать эффективным решением.

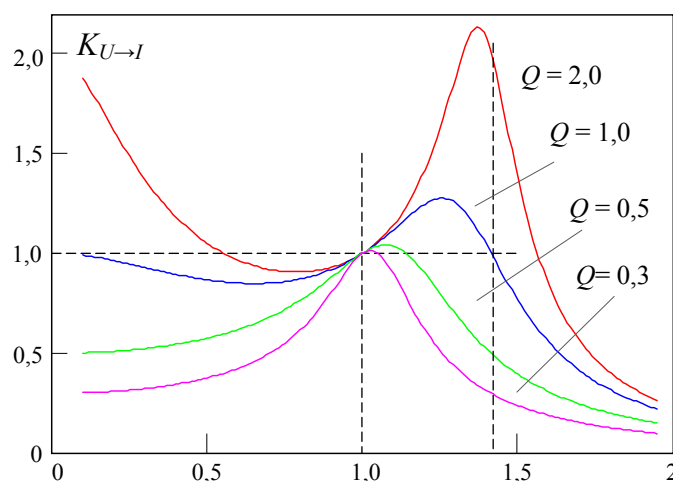


Рисунок 1.31 – Коэффициент передачи «напряжение – ток» LCL -контура

Таким образом, LCL -преобразователь может стабилизировать ток в условиях нулевой фазы тока инвертора, т.е. с минимальной рекуперацией энергии. В настоящее время параметрические стабилизаторы тока применяются с диодным выпрямителем в условиях прерывистого тока, который формирует сдвиг фаз тока и напряжения в цепи нагрузки и нарушает условие параметрической стабилизации.

1.4.3 Резонансный LCL -преобразователь в режиме согласования выходных параметров инвертора и нагрузки

Другое применение резонансных преобразователей с LCL -контуром – системы индукционного нагрева. При использовании индукторов с малым количеством витков большой ток ухудшает энергетическую эффективность преобразователя, так как увеличивает потери в соединениях с трансформатором.

Поэтому актуальным направлением является разработка режимов согласования индуктора и преобразователя с помощью резонансного контура. В таких конфигурациях LCL -контур свойственны большие добротности ($Q \gg 1$) и его частотные характеристики показывают наличие второй резонансной частоты (см. рисунок 1.29,б), которая используется для согласования тока индуктора с инвертором. LCL -преобразователь (рисунок 1.32,а) с согласованием на высокой частоте рассмотрен в [157–164], где режим согласования строится на регулировании коэффициента передачи контура по току с помощью соотношения индуктивностей дросселя и индуктора $L_f^* = L_f / L_n$. Настройка контура с помощью параметра L_f^* крайне удобна, так как его значение при больших добротностях ($Q \gg 1$) однозначно определяет положение высокой резонансной частоты:

$$\omega_{\text{вч}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_n L_f}{L_n + L_f} C_n}} \rightarrow \Omega_{\text{вч}} = \sqrt{\frac{L_f^* + 1}{L_f^*}}. \quad (1.28)$$

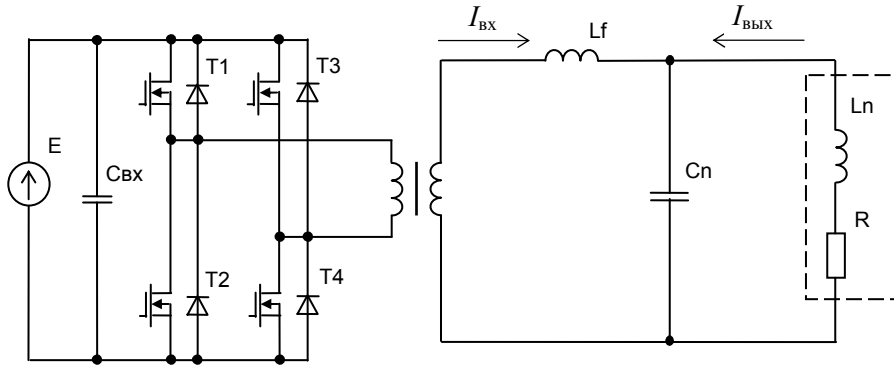
Коэффициент передачи контура по току в общем случае определяется выражением

$$K_I(\Omega) = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(\Omega)}{I_{\text{ВХ}}(\Omega)} = \sqrt{\frac{\text{Re} Z(\Omega)}{R}}, \rightarrow K_I(\Omega) = \frac{Q}{\Omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2(\Omega)}}, \quad (1.29)$$

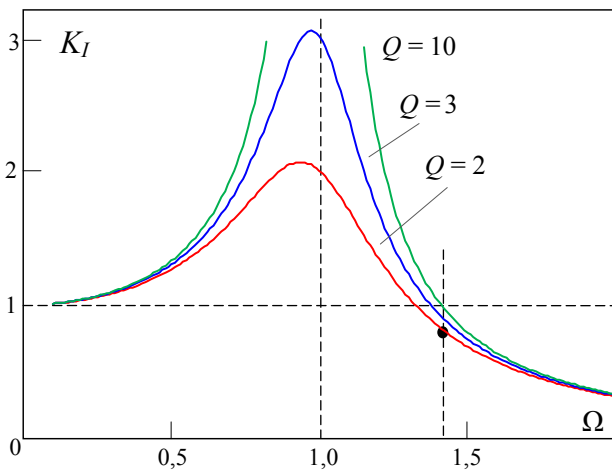
которое показывает, что K_I определяется частотной расстройкой внутреннего параллельного контура Ω (рисунок 1.32,б). Подстановка расстройки, соответствующей высокой частоте $\Omega_{\text{вч}}$, позволяет получить коэффициент передачи по току на высокой частоте

$$K_{I_{\text{вч}}} = Q \frac{L_f^*}{\sqrt{L_f^* (L_f^* + 1) + Q^2}}, \quad (1.30)$$

при $Q \gg L_f^*$ следует простое $K_{I_{ВЧ}} \approx L_f^*$. Можно интерпретировать, что на большой добротности формируется делитель тока между дросселем L_f и индуктором.

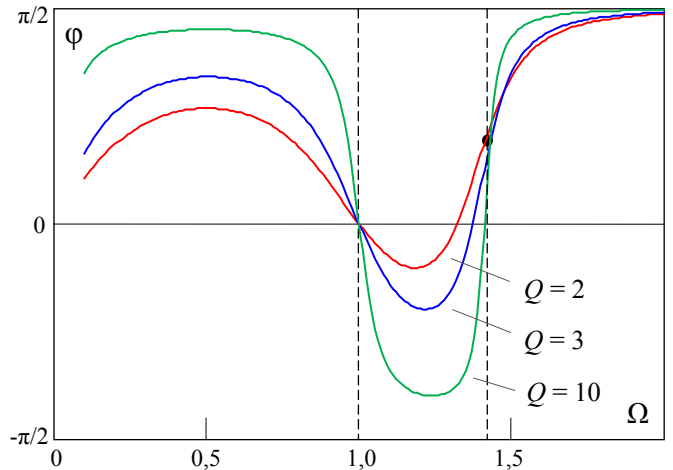


a



коэффициент передачи по току

б



ФЧХ при $L_f^* = 1$

в

Рисунок 1.32 – Резонансный LCL -преобразователь (a) и его частотные характеристики (б, в)

При добротностях $Q \rightarrow 1$ на частоте $\Omega_{ВЧ}$ присутствуют значительные фазы входного тока $I_{ВХ}$, уменьшающие коэффициент передачи $K_{I_{ВЧ}} < L_f^*$. Изменение значения дросселя L_f позволяет смещать частоту $\Omega_{ВЧ}$ в область больших коэффициентов передачи тока, что показано на рисунке 1.33. Диапазон возможного увеличения $K_{I_{ВЧ}}$ ограничен добротностью из-за условия $K_{I_{ВЧ}} < L_f^*$.

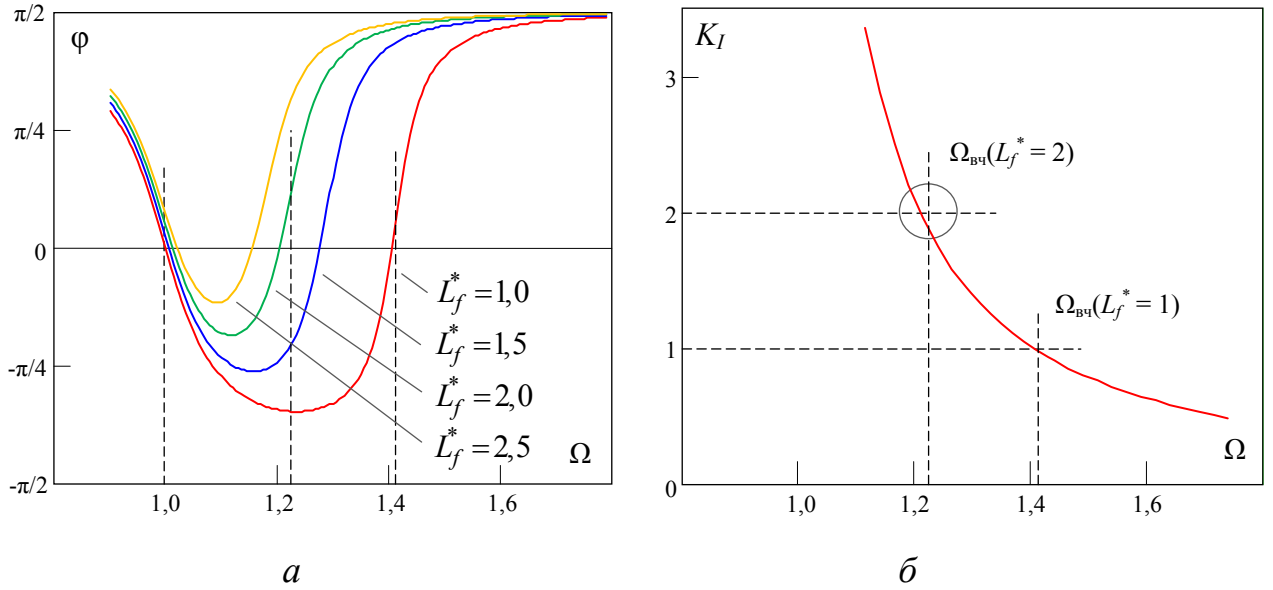


Рисунок 1.33 – Частотные зависимости LCL -контура при $Q = 6,5$ и разных L_f^*

В [168] проведено моделирование LCL -преобразователя при настройке частоты по условию нулевой фазы в инверторе $\varphi = 0$ (рисунок 1.34), результаты которого подтверждают адекватность выражения (1.30), значение $K_{I\text{вч}}$ при $L_f^* = 2$ показано на рисунке 1.33,б.

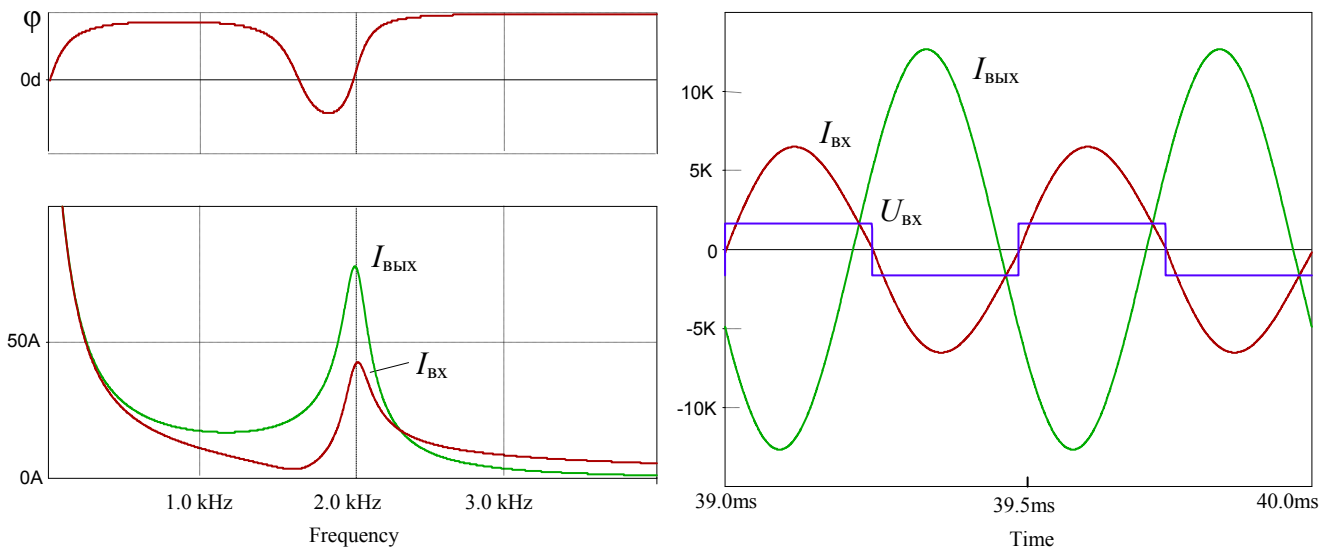


Рисунок 1.34 – Результаты моделирования LCL -преобразователя при $L_f^* = 2$, $f_0 = 1,64$ кГц, $Q = 6,5$ при настройке на частоту 2 кГц

Регулирование в преобразователе производится на частотах $\Omega > \Omega_{вч}$, что позволяет получить ZVS транзисторов инвертора. Проблемой согласования на верхней частоте является завышенная мощность реактивных элементов, что обусловлено емкостной расстройкой параллельного парциального контура. В таком режиме расположение резонансных частот не позволяет использовать преимущества импедансного преобразования, так как регулирование осуществляется в условиях уменьшающегося коэффициента передачи тока.

1.4.4 Резонансные *LCLC*-преобразователи в режиме генерации двухчастотного тока нагрузки

Последовательно-параллельная *LCLC*-топология контура является гибридом *LLC*- и *LCC*-топологий, в этом случае контур состоит из внешнего последовательного контура $L_f C_f$ и отдельного нагрузочного парциального контура $L_n C_n$, осуществляющего шунтирование нагрузки (рисунок 1.35,а).

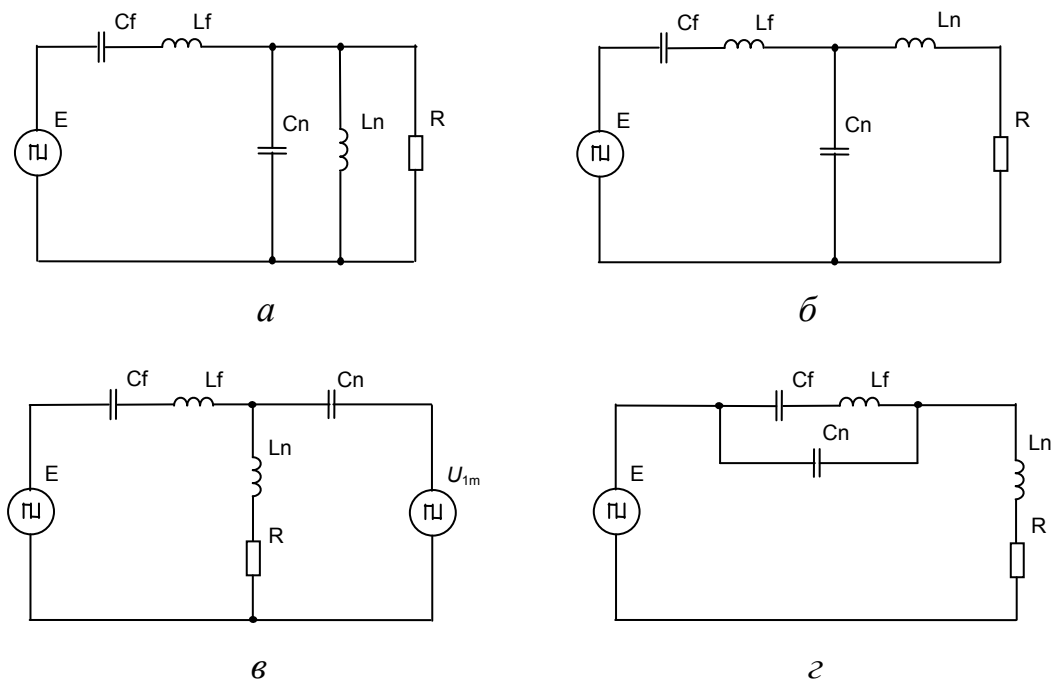


Рисунок 1.35 – Топологии резонансных *LCLC*-контуров: *а* – параллельная; *б* – последовательная; *в* – на основе двух источников; *г* – с включением источника в цепь нагрузки

Резонансный *LCLC*-преобразователь постоянного напряжения на основе параллельного контура, показанного на рисунке 1.35,а с диодным выпрямителем описан в [126]. Данный преобразователь имеет меньшие интервалы рекуперации, чем *LLC*-преобразователь, однако его практическое применение сдерживается невозможностью включения активного выпрямителя. Применение *LCLC*-топологии (рисунок 1.35,б) с диодным выпрямителем продемонстрировано в [120], где показаны преимущества, связанные с обеспечением режима холостого хода.

Наличие в резонансном *LCLC*-контуре нижней резонансной частоты позволяет использовать такие топологии в системах индукционного нагрева для формирования двухчастотного тока индуктора. Включение нагрузки в резонансный контур по схеме суммирования токов требует двух инверторов (рисунок 1.35,в), а включение инвертора и нагрузки в одну цепь (рисунок 1.35,г) позволяет строить преобразователь на основе одного инвертора [7, 18, 19]. В этом случае контур осуществляет фильтрацию паразитных гармоник тока индуктора и формирует ток требуемого гармонического состава. Для описания частотных свойств *LCLC*-контура введены относительные коэффициенты, учитывающие влияние последовательного контура $L_f C_f$ на реактивную составляющую импеданса: $\Omega_f = \omega_{0f} / \omega_{0n}$ – отношение резонансных частот, $P_f = \rho_f / \rho_n$ – отношение волновых сопротивлений последовательного и параллельного контуров. С учетом этих коэффициентов частотные характеристики *LCLC*-контура (рисунок 1.35,г) описываются выражениями

$$\operatorname{Re} Z(\Omega) = R, \quad \operatorname{Im} Z(\Omega) = R \cdot Q \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \frac{\left(1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_f^2}\right)}{\left(1 + \frac{1}{P_f}\right) - \frac{\Omega^2}{\Omega_f^2}} \right), \quad (1.31)$$

$$I_{\text{вх}}(\Omega) = \frac{U_{\text{вх}}}{|Z(\Omega)|}, \quad \varphi(\omega) = \arctg \left(\frac{\operatorname{Im} Z(\Omega)}{\operatorname{Re} Z(\Omega)} \right), \quad (1.32)$$

которые графически представлены на рисунке 1.36.

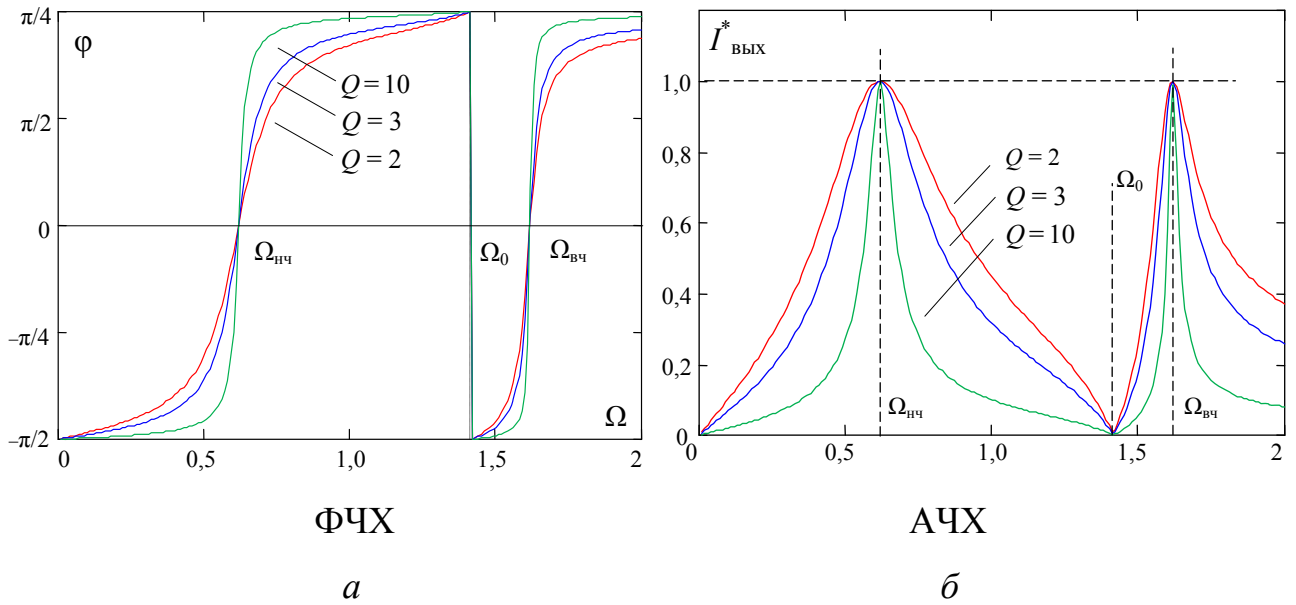


Рисунок 1.36 – Частотные характеристики последовательного $LCLC$ -контура с включением инвертора в цепь нагрузки (рисунок 1.35,з)

В такой топологии контур имеет две собственные резонансные частоты ($\Omega_{нч}$ и $\Omega_{вч}$) с равными коэффициентами передачи тока и центральную частоту подавления ω_0 , при которой $\text{Im } Z(\Omega) \rightarrow \infty$. Регулирование соотношения амплитуд синтезируемых гармоник реализуется многократной ШИМ [147–151], анализ модуляции с позиций энергетической эффективности к настоящему времени не проводился.

Для описания $LCLC$ -контура применен метод парциальных контуров [137], в соответствии с которым колебательную систему с двумя степенями свободы рассматривают как две отдельных парциальных системы (два отдельных парциальных контура), связанные друг с другом и имеющие свою парциальную резонансную частоту. Свойства метода можно проиллюстрировать расчетом резонансных частот $LCLC$ -контура. При выборе в качестве независимых координат токов контура $I_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$ по эквивалентной схеме (рисунок 1.37) частоты парциальных контуров можно представить в виде

$$v_1 = 1/\sqrt{L_n C_n}, \quad v_2 = 1/\sqrt{L_f \frac{C_f C_n}{C_f + C_n}}. \quad (1.33)$$

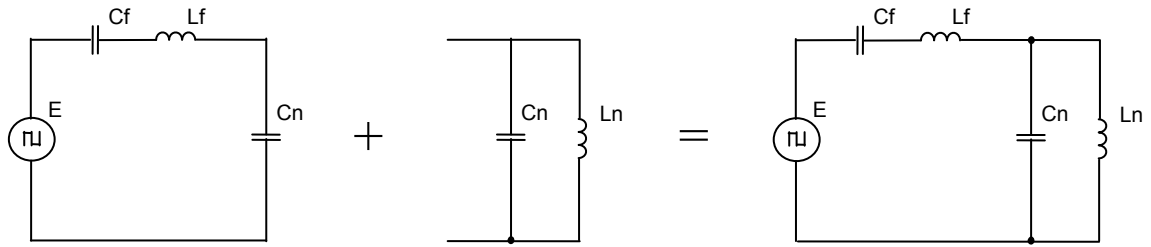


Рисунок 1.37 – Разложение $LCLC$ -контра на парциальные контуры

Так как контуры имеют общий элемент C_n , их коэффициенты связи

$$\alpha_1 = 1/C_n L_n, \quad \alpha_2 = 1/C_n L_f. \quad (1.34)$$

Собственные частоты двухчастотного контра можно связать с парциальными частотами соотношениями [137]

$$2\omega_{\text{вч}}^2 = v_1^2 + v_2^2 + \sqrt{(v_1^2 - v_2^2)^2 + 4\alpha_1\alpha_2},$$

$$2\omega_{\text{нч}}^2 = v_1^2 + v_2^2 - \sqrt{(v_1^2 - v_2^2)^2 + 4\alpha_1\alpha_2}.$$

Значения собственных резонансных частот через коэффициенты P_f и Ω_f :

$$2\Omega_{\text{нч,вч}}^2 = \left(\Omega_f^2 + \frac{\Omega_f}{P_f} + 1 \right) \pm \sqrt{\left(\Omega_f^2 + \frac{\Omega_f}{P_f} + 1 \right)^2 - 4\Omega_f^2}. \quad (1.35)$$

Рассмотренная топология с включением нагрузки в цепь инвертора обеспечивает единичные коэффициенты передачи на синтезируемых частотах и является самым распространенным решением формирования двухчастотного тока в системах индукционного нагрева. В то же время в [19] автором показано, что $LCLC$ -контур (см. рисунок 1.35,б) может формировать различные коэффициенты передачи на синтезируемых частотах и необходимое соотношение токов в индукторе, оказывая влияние на энергетическую эффективность преобразования.

Таким образом, актуален анализ $LCLC$ -топологии (см. рисунок 1.35,б) как в системах генерации двухчастотного тока, так и для систем согласования, в которых она является дальнейшим развитием концепции LCL -преобразователя.

Обобщая, можно заключить, что реализуемое резонансными контурами последовательно-параллельных топологий импедансное преобразование нагрузки оказывает влияние на энергетическую эффективность. Это отмечено во многих областях силовой электроники – как при построении преобразователей постоянного напряжения, так и в системах индукционного нагрева. Эффект заключается в минимизации фазы тока резонансного контура при параметрическом регулировании, это приводит к уменьшению амплитуды его тока и потерь в преобразователе. При этом диодный выпрямитель выступает фактором, вызывающим сдвиг гармоник тока и напряжения нагрузки и нарушающим режим импедансного преобразования. Проведенные в данном направлении исследования недостаточны, так как не позволяют в полной мере использовать свойства параметрического преобразования импеданса нагрузки.

Выводы по главе 1

Анализ современного состояния резонансных преобразователей и режимов регулирования их выходных параметров показывает активный интерес к данной области и подтверждает актуальность и необходимость развития данного направления.

Необходимо отметить следующее.

1. Обеспечение энергетической эффективности при импульсном регулировании заключается в минимизации амплитуды тока резонансного контура, что достигается уменьшением интервалов рекуперации и обеспечением фаз тока в инверторе и выпрямителе, создающих условия для ZVS включения транзисторов. Обеспечить данные условия можно непрерывной частотной подстройкой, однако эффективные решения регулируемых резонансных преобразователей постоянного напряжения с активным выпрямителем в настоящее время не созданы.

2. В последовательно-параллельных резонансных преобразователях возможно импедансное преобразование нагрузки, что позволяет параметрически

формировать требуемый режим, например, стабилизировать ток. Автором отмечено влияние импедансного преобразования на энергетическую эффективность, которое заключается в параметрическом уменьшении тока инвертора или выпрямителя при изменении нагрузки. Данное обстоятельство не учитывается при разработке резонансных преобразователей, особенно в структурах с активным выпрямителем.

3. Последовательно-параллельные резонансные преобразователи постоянного напряжения (*LLC*, *LCL*) чаще всего построены по структуре с диодным выпрямителем, что не является эффективным решением из-за статических потерь и прерывистого тока. Исследования импедансного преобразования в структурах с активным выпрямителем отсутствуют.

4. В области индукционного нагрева проблему эффективного регулирования последовательных *LC*-преобразователей в целом можно считать решенной. Развитие преобразователей для индукционного нагрева находится в плоскости разработки регулируемых последовательно-параллельных топологий. В этом отношении можно отметить два основных направления: *LCLC*-преобразователи с двухчастотным выходным током и *LCL*-преобразователи в режиме согласования по току индуктора с инвертором.

Таким образом, в настоящее время отсутствует единая концепция синтеза энергетически эффективных режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей. Предполагается, что энергетическая эффективность преобразования может быть повышена за счет одновременного комплексного применения импульсного регулирования и импедансного преобразования нагрузки.

Сформулированы направления совершенствования резонансных преобразователей с позиций энергетической эффективности, образующие предметные области исследования:

а) стабилизаторы напряжения, построенные на основе регулируемых последовательных резонансных преобразователей с активным выпрямителем;

- б) параметрические стабилизаторы тока или напряжения на основе резонансных преобразователей с контуром LCL -топологии;
- в) резонансные преобразователи на основе контура $LCLC$ -топологии, формирующего двухчастотный ток для систем индукционного нагрева;
- г) $LCLC$ -преобразователи, обеспечивающие согласование выходного тока инвертора и нагрузки для систем индукционного нагрева.

2 Резонансные преобразователи постоянного напряжения с частотно-широотно-импульсным регулированием

В главе рассмотрено широтно-импульсное регулирование с частотной подстройкой в резонансных преобразователях постоянного напряжения. Показано, что ЧШИР улучшает энергетические показатели по сравнению с фазовым регулированием за счет замены на такте управления интервала рекуперации интервалом закоротки тока резонансного контура. При этом ЧШИР формирует более благоприятные коммутационные условия, отличающиеся возможностью формирования ZVS всех транзисторов и ZCS в одной из стоек инвертора.

Получены функции частотной подстройки. Определено, что при регулировании выпрямителем добротность и активное сопротивление резонансного контура по переменному току являются функциями угла регулирования. Получены энергетические характеристики, показавшие уменьшение полной мощности на входе и выходе инвертора. Рассмотрены динамические характеристики резонансного преобразователя, описаны переходные процессы при воздействии амплитуды и частоты напряжения в условиях больших частотных расстройек.

Определены энергетические характеристики ЧШИР при регулировании инвертором и выпрямителем в установившемся режиме при стабилизации напряжения. Предложены энергетически эффективные режимы применения вольтодобавочной структуры построения резонансного преобразователя.

2.1 Свойства частотно-широотно-импульсного регулирования

ЧШИР является гибридом частотной и широтно-импульсной модуляции и обладает свойствами обоих методов [21, 56, 70]. При ЧШИР меняется ширина импульсов напряжения инвертора, а частота подстраивается по условию переключения транзисторов отстающей стойки в нуле тока. Таким образом, на

также управления инвертором формируется один несимметричный интервал его закороченного состояния, что приводит к смещению фазы первой гармоники тока контура (рисунок 2.1).

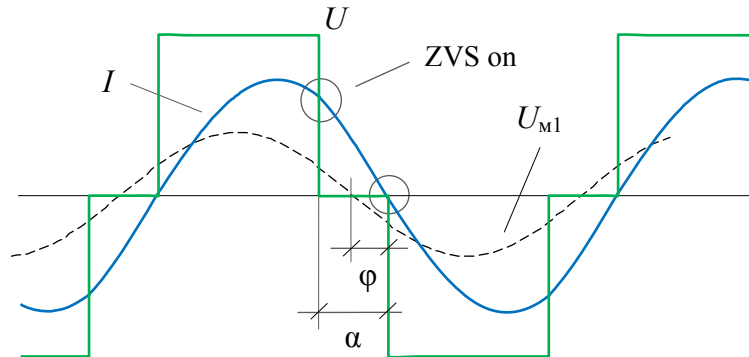


Рисунок 2.1 – Частотно-широтно-импульсное регулирование

Следовательно, при ЧШИР регулирование происходит как за счет изменения амплитуды первой гармоники напряжения, так и за счет смещения фазы тока. Учитывая, что при ЧШИР углы связаны соотношением $\varphi = \alpha/2$, амплитуда тока резонансного контура описывается выражением

$$I = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi Z} \cos \frac{\alpha}{2} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi R} \cos \varphi \cdot \cos \frac{\alpha}{2}, \quad \rightarrow \quad I^* = \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \quad (2.1)$$

а его частотная зависимость –

$$I^*(\Omega, Q) = \cos^2(\arctg \xi(\Omega, Q)) = \frac{1}{1 + \xi(\Omega, Q)}. \quad (2.2)$$

Связь частоты с углом регулирования обеспечивается ФЧХ. В последовательном резонансном инверторе функция частотной подстройки определяется уравнением обобщенной расстройки контура

$$\operatorname{tg}(\varphi) = Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} = \xi(\Omega, Q). \quad (2.3)$$

Характеристики последовательного резонансного инвертора при ЧШИР показаны на рисунке 2.2.

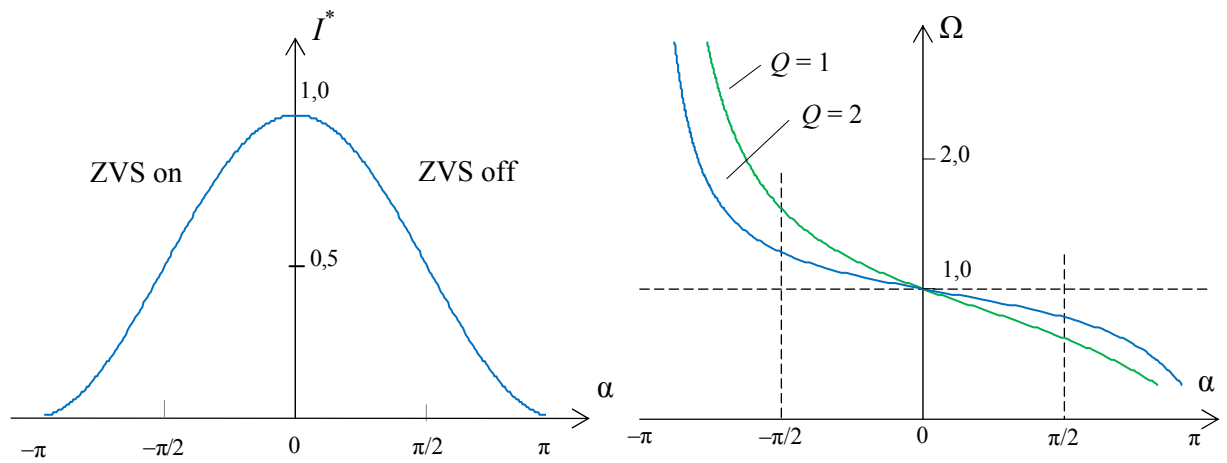


Рисунок 2.2 – Характеристики резонансного инвертора при частотно-широотно-импульсном регулировании

ЧШИР в общем случае может реализовываться положительным или отрицательным углом регулирования, при этом частотная подстройка может осуществляться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения частоты. Пределы частотной подстройки $\lim_{\alpha \rightarrow -\pi} \Omega(\alpha) \rightarrow \infty$, $\lim_{\alpha \rightarrow \pi} \Omega(\alpha) \rightarrow 0$ показывают, что регулирование в полном диапазоне в условиях ЧШИР фактически невозможно. При этом на величину подстройки частоты влияет добротность резонансного контура, определяемая нагрузкой. Регулирование при малых нагрузках требует подстройки частоты в более широком диапазоне.

Энергетические характеристики инвертора с ЧШИР получены определением его полной мощности путем вычисления действующего значения тока на входе инвертора. Инвертором потребляется прерывистый ток, поэтому производится интегрирование синусоиды на интервале, ограниченном углом регулирования [173]:

$$S = U \cdot I = E \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\alpha} \sin^2 \omega t \, dt = E \cdot I_{\max} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{4\pi}}. \quad (2.4)$$

Полная и активная мощности инвертора по отношению к мощности максимальных значений $P_r = I_{\max} \cdot E$ показаны на рисунке 2.3,а, коэффициент мощности – на рисунке 2.3,б. Прерывистый потребляемый ток приводит к снижению коэффициента K_m при регулировании.

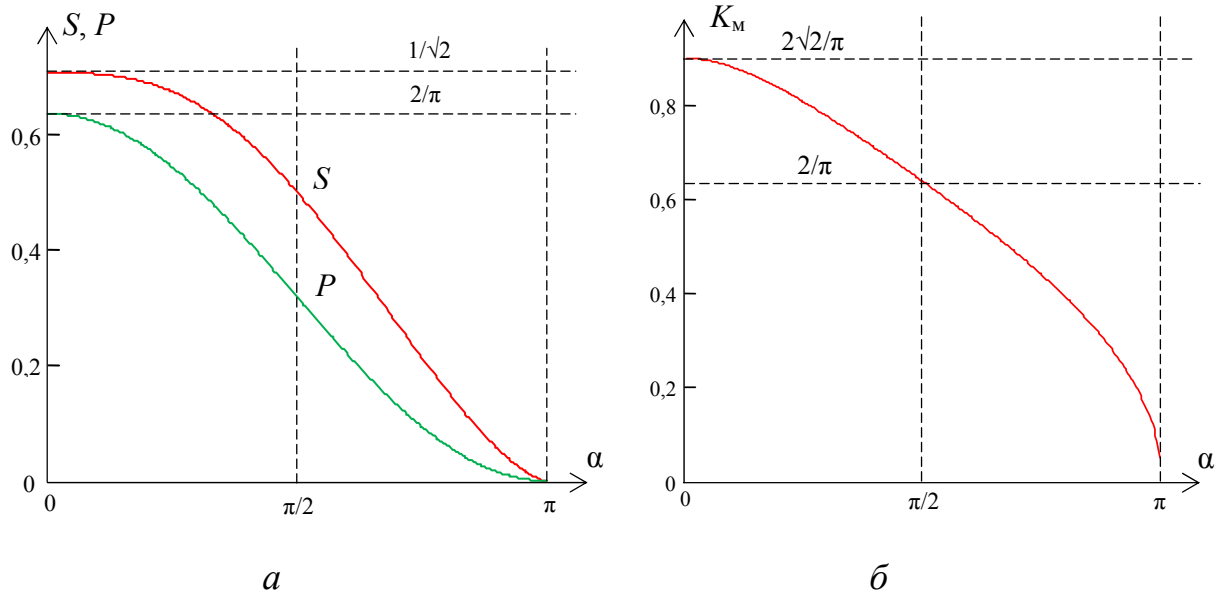


Рисунок 2.3 – Характеристики последовательного резонансного инвертора при ЧШИР: полная и активная мощность (а), коэффициент мощности (б)

Проведено сопоставление коэффициента мощности при ЧШИР и при частотном регулировании, которое отличается наличием интервалов рекуперации. При частотном регулировании осуществляется ввод в нагрузку инвертора реактивной составляющей импеданса контура, действующие значения тока на входе и выходе инвертора равны и зависимость $K_M(I^*)$ линейна. Коэффициент мощности в зависимости от глубины регулирования для ЧШИР и частотного регулирования показан на рисунке 2.4.

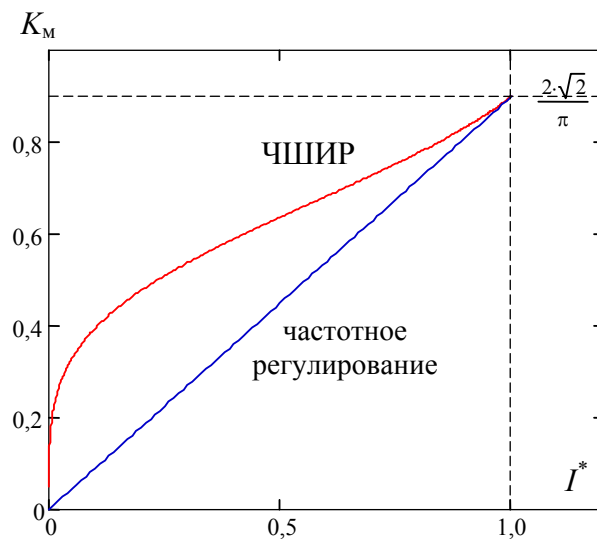


Рисунок 2.4 – Коэффициент мощности резонансного инвертора при ЧШИР и при частотном регулировании

Таким образом, ЧШИР позволяет достичь существенного уменьшения полной мощности на входе инвертора за счет замены интервала рекуперации интервалом закорачивания тока контура, физически это означает уменьшение тока конденсатора входного фильтра.

2.2 Частотно-широотно-импульсное регулирование в изолированном преобразователе постоянного напряжения

В резонансном преобразователе постоянного напряжения концепция ЧШИР реализуется при синфазном с током контура напряжении выпрямителя, что показано в [84, 85]. Регулирование реализуется вводом в такт управления инвертором интервала закороченного состояния, меняющего ширину импульса его напряжения (рисунок 2.5,*а*). Можно сказать, что ЧШИР является дальнейшим развитием идеи фазочастотного регулирования (ФЧР) [75]. Однако отличие состоит в замене интервала рекуперации на интервал закороченного состояния, при котором не происходит передача реактивной энергии, поэтому с энергетической точки зрения ЧШИР более предпочтительно.

Коммутационные процессы при ЧШИР происходят в условиях ZVS. Транзистор регулируемой стойки инвертора $VT1$ выключается при ненулевом токе, что обеспечивает перезаряд паразитных емкостей и ZVS транзистора $VT2$. Транзисторы нерегулируемой стойки инвертора переключаются в аналогичных коммутационных условиях, однако выключение происходит при токе контура, близком к нулю, в условиях ZCS. Коммутация транзисторов выпрямителя при ZVS обеспечивается после смены направления тока контура. Для этого вводится фазовый сдвиг между напряжениями инвертора и выпрямителя (рисунок 2.5,*а*).

В рамках концепции ЧШИР возможно регулирование не только инвертором, но и выпрямителем, в этом случае происходит формирование интервала закороченного состояния (рисунок 2.5,*б*). На этом интервале резонансный контур накоротко подключен к инвертору, что приводит к передаче в нагрузку только части тока резонансного контура.

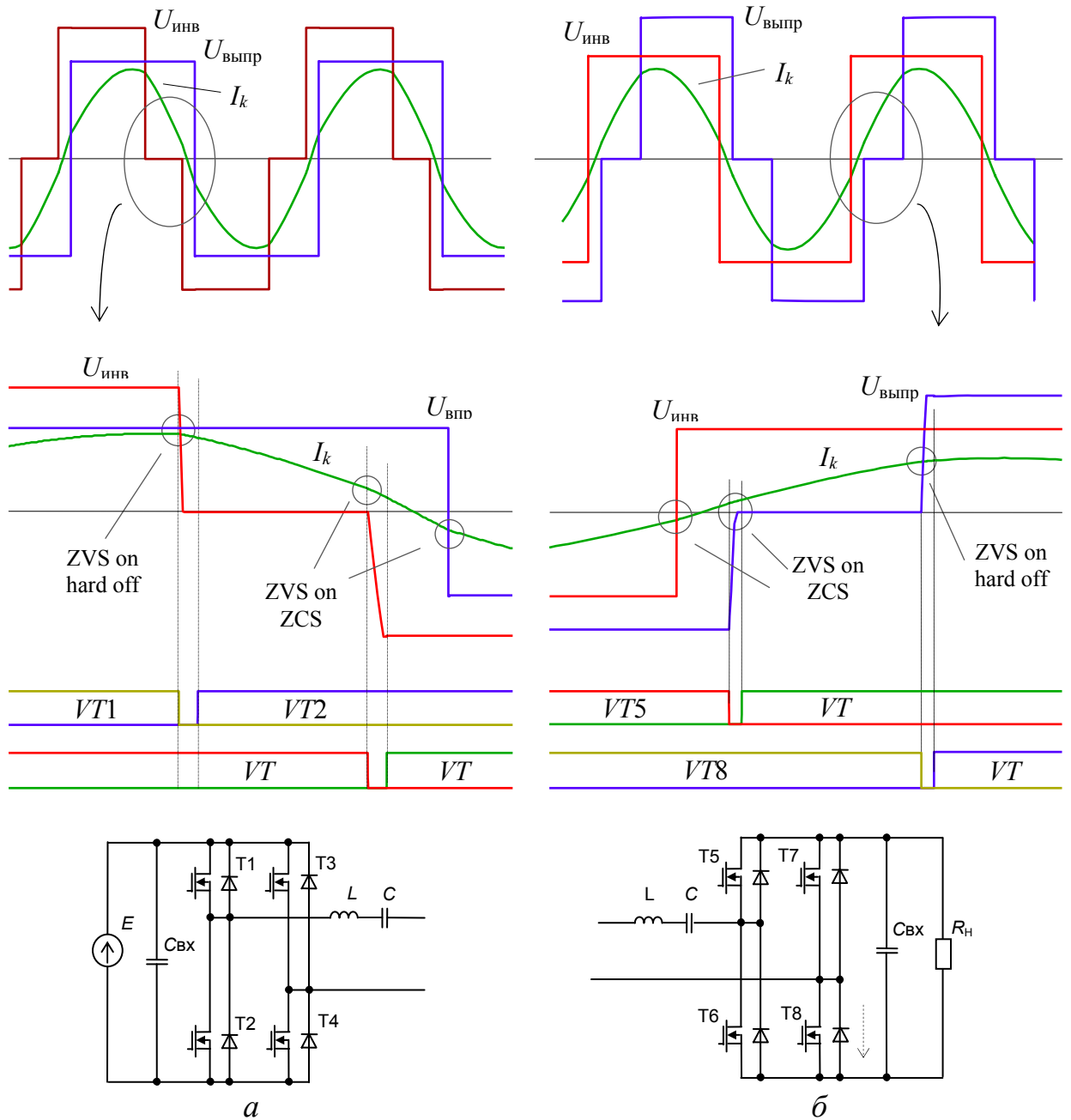


Рисунок 2.5 – ЧШИР в последовательном резонансном LC -преобразователе: при регулировании инвертором (а); выпрямителем (б)

Такой режим работы является повышающим и рассмотрен автором в [84, 85]. Выпрямитель при ЧШИР из-за сдвига гармоник тока и напряжения имеет комплексное сопротивление с емкостной составляющей

$$\dot{Z}_{\text{выпр}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{K_{\text{тр}}^2} R_{\text{н}} \cdot \cos^3 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} \cdot \cos \varphi - j \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{K_{\text{тр}}^2} R_{\text{н}} \cdot \cos^3 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} \cdot \sin \varphi,$$

$$Z_{\text{выпр}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{K_{\text{тр}}^2} R_{\text{н}} \cdot \cos^3 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}. \quad (2.5)$$

Учитывая, что в процессе регулирования выполняется условие нулевой фазы тока в инверторе $\varphi_{\text{инв}} = 0$, можно записать:

$$\frac{U_{\text{инв}}}{\text{Re } Z_{\text{выпр}}(\alpha)} = \frac{U_{\text{выпр}}}{Z_{\text{выпр}}(\alpha)} \rightarrow \frac{U_{\text{вх}}}{\cos^4 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}} = \frac{U_{\text{вых}} \cos \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}}{\cos^3 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}},$$

$$U_{\text{вых}}^*(\alpha) = \begin{cases} \cos^2 \frac{\alpha_{\text{инв}}}{2}, \\ 1 / \cos^2 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}. \end{cases} \quad (2.6)$$

Регулировочная характеристика при ЧШИР показана на рисунке 2.6.

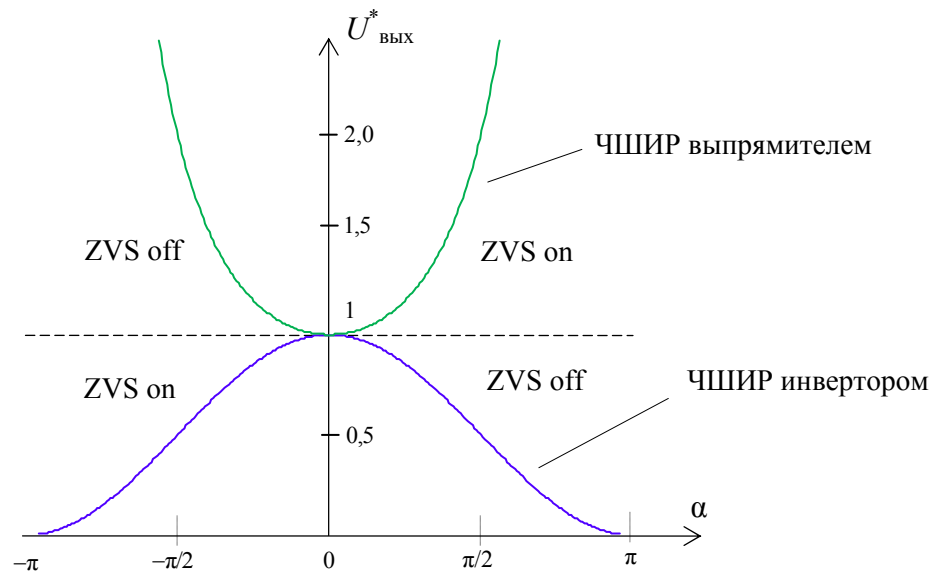


Рисунок 2.6 – Регулировочная характеристика резонансного преобразователя при ЧШИР инвертором и выпрямителем

Коммутационные процессы при регулировании выпрямителем для обеспечения ZVS требуют положительного угла регулирования $\alpha_{\text{выпр}} > 0$, при котором происходит запаздывание переключения транзисторов регулируемой стойки относительно нерегулируемой (см. рисунок 2.5,б). Учитывая, что при

передаче энергии выпрямителем направление протекания его тока сонаправлено с направлением включения обратных диодов, коммутации в выпрямителе благоприятны после перехода тока через ноль. Это обеспечивает жесткое выключение транзистора $VT8$ при ненулевом токе контура и ZCS выключение транзистора $VT5$. В обоих случаях происходит перезаряд паразитных емкостей транзисторов и их включение при ZVS on. Коммутационные процессы дуальны по отношению к процессам в инверторе.

Таким образом, при ЧШИР регулирование напряжения происходит за счет изменения как амплитуды, так и фазы первой гармоники тока, характер регулирования при ЧШИР инвертора понижающий, при ЧШИР выпрямителя повышающий.

2.2.1 Функции частотной подстройки при частотно-широотно-импульсном регулировании

Обеспечение требуемой фазы тока резонансного контура при ЧШИР обеспечивается подстройкой частоты, теоретические исследования в этом направлении проведены в [85]. Определение частоты основано на решении уравнения обобщенной расстройки резонансного контура в условиях заданного значения фазы тока, которое в общем виде можно записать как

$$\operatorname{tg} \varphi = Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} = \xi, \quad (2.7)$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{K_{тр}^2} R_H, \quad Q_0 = \frac{\rho}{R_{ac}} = \frac{\rho}{R_H} K_{тр}^2 \frac{\pi^2}{8},$$

где R_{ac} – активное сопротивление выпрямителя по переменному току. При ЧШИР инвертора требуемые значения фаз тока в мостах преобразователя $\varphi_{инв} = \alpha_{инв}/2$ и $\varphi_{выпр} = 0$, поэтому добротность контура – постоянная величина, т.е. можно принять $Q = Q_0$. Частотная подстройка при ЧШИР инвертора происходит в

условиях, аналогичных ЧШИР последовательного резонансного инвертора, и описывается выражением (2.3). В данном случае интересно провести сопоставление функций частотной подстройки при ФЧР и ЧШИР в условиях равной глубины регулирования. Отличия продиктованы разными регулировочными характеристиками и разными фазами тока: при ЧШИР $\varphi_{\text{инв}} = \alpha_{\text{инв}}/2$, а при ФЧР $\varphi_{\text{инв}} = \beta$. Функция фазы тока инвертора показана на рисунке 2.7,а. Аналитическую связь с частотой можно получить с учетом выражения (2.7), зависимость показана на рисунке 2.7,б. Таким образом, при равной глубине регулирования ЧШИР за счет введения интервала закоротки инвертора имеет меньшую фазу тока и требует меньшей частотной подстройки.

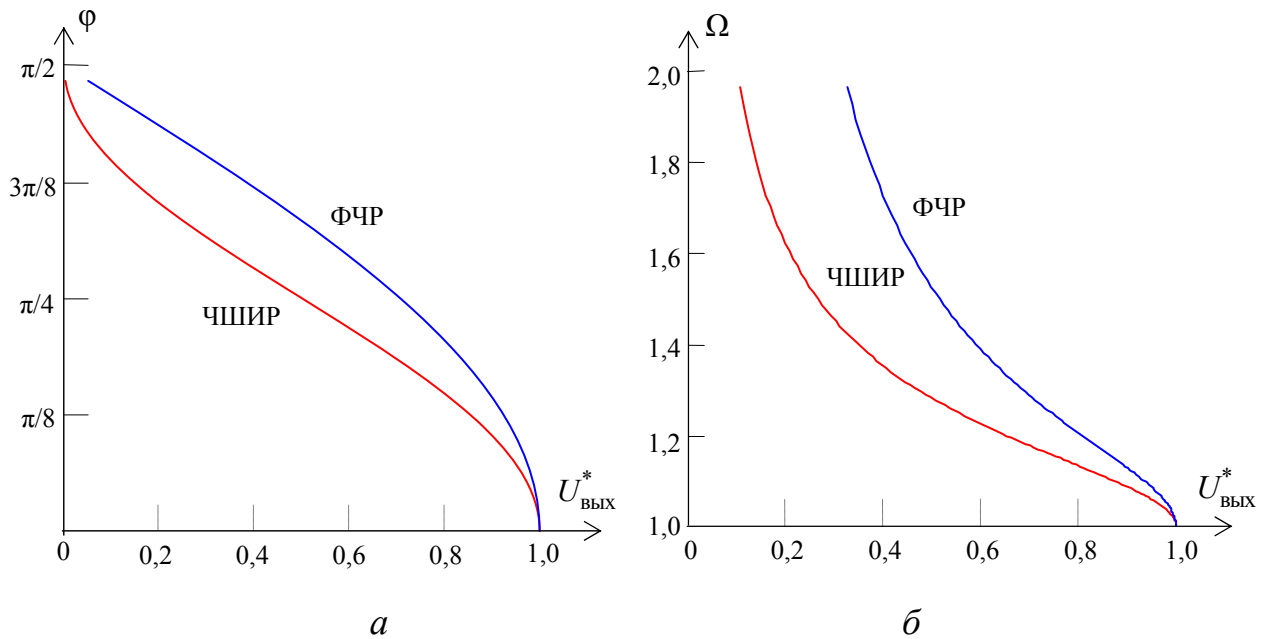


Рисунок 2.7 – Характеристики при регулировании инвертором: фаза тока в инверторе (а), подстройка частоты (б)

При регулировании выпрямителем частотная подстройка осуществляется для компенсации емкостной составляющей импеданса выпрямителя $\text{Im } Z_{\text{выпр}}$, возникающей при одностороннем характере регулирования (рисунок 2.8).

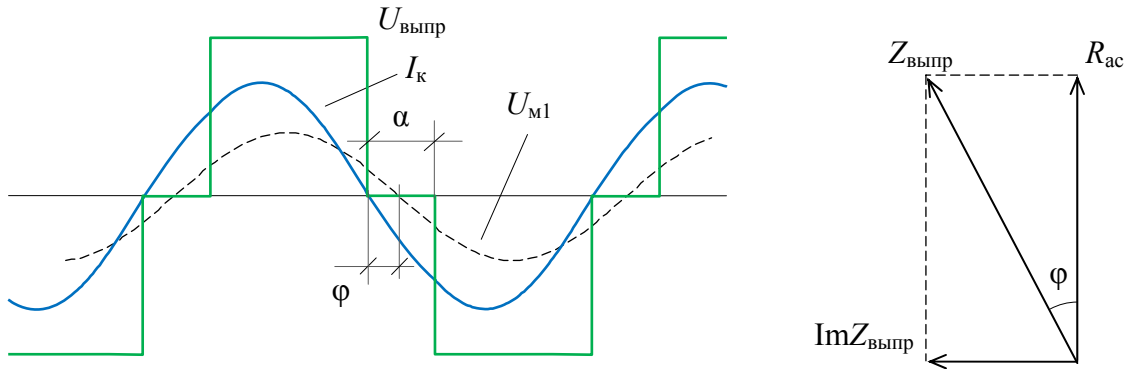


Рисунок 2.8 – Диаграммы работы активного выпрямителя при ЧШИР

Уравнение частотной подстройки можно сформулировать из условия нулевой фазы инвертора $\varphi_{\text{инв}} = 0$:

$$\text{Im}Z_{LC} + \text{Im}Z_{\text{выпр}} = 0 \rightarrow \rho \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + Z_{\text{выпр}} \cdot \sin \varphi_{\text{выпр}} = 0. \quad (2.8)$$

При ЧШИР выпрямителем $Z_{\text{выпр}}$ описывается выражением (2.5), поэтому

$$Q_0 \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \cos^3 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} \sin \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} = 0. \quad (2.9)$$

При регулировании выпрямителем фаза его тока имеет ненулевое значение, определяемое углом регулирования, соответственно функцией угла регулирования является активное сопротивление по переменному току и добротность. Следовательно, выражение (2.7) примет вид

$$\text{tg } \varphi = Q(\beta) \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} = \frac{\rho}{R_{\text{ac}}(\beta)} \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega}, \quad (2.10)$$

$$R_{\text{ac}}(\beta) = Z_{\text{выпр}} \cdot \cos \varphi_{\text{выпр}}. \quad (2.11)$$

При ЧШИР резонансному контуру оказывается сопротивление, описываемое выражением (2.5), поэтому

$$Q(\beta) = Q_0 \frac{1}{\cos^4 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}}. \quad (2.12)$$

Таким образом, получено уравнение частотной подстройки, идентичное формуле (2.9):

$$Q_0 \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} = \cos^4 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} \cdot \text{tg} \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}. \quad (2.13)$$

Физически зависимость добротности от угла регулирования объясняется появлением в выпрямителе интервала рекуперации при ФЧР или интервала закорачивания тока резонансного контура при ЧШИР, т.е. импульсным подключением нагрузки к контуру.

Графически решение уравнения (2.10) показано на рисунке 2.9 в виде зависимостей подстройки частоты от угла регулирования (рисунок 2.9,а) и глубины регулирования (рисунок 2.9,б), которая получена на основе выражения (2.10) с учетом регулировочной характеристики.

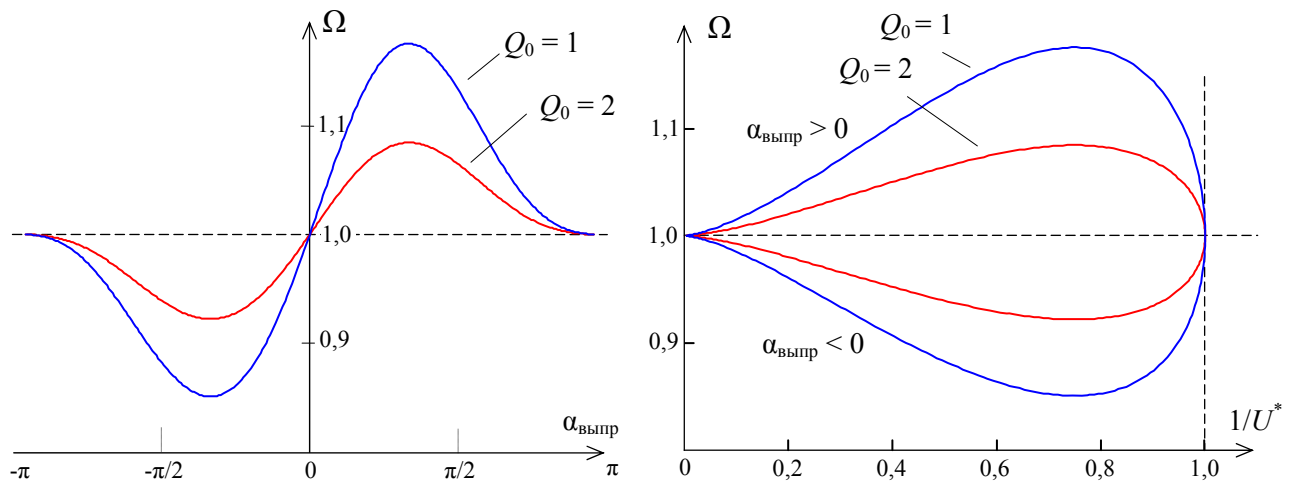


Рисунок 2.9 – Подстройка частоты в резонансном преобразователе при ЧШИР выпрямителя

Характер зависимостей (см. рисунок 2.9) объясняется увеличением добротности в процессе регулирования, что обеспечивает конечное значение максимальной величины частотной подстройки, соответствующее определенному постоянному углу регулирования. Таким образом, при ЧШИР выпрямителя диапазон частотной подстройки ограничен, что является принципиальным отличием от режима ЧШИР инвертором, при котором подстройка частоты

стремится к бесконечности при увеличении угла регулирования. Другим обстоятельством является изменение направления частотной подстройки в зависимости от знака угла регулирования: при $\alpha_{\text{выпр}} > 0$ выпрямитель вносит емкостную составляющую импеданса и требуется увеличение частоты; при отрицательном угле регулирования ($\alpha_{\text{выпр}} < 0$) выпрямитель имеет индуктивную составляющую, компенсируемую уменьшением частоты.

При анализе режима стабилизации выходного напряжения более удобна зависимость подстройки частоты от входного напряжения. Входное напряжение, соответствующее максимальному значению подстройки частоты, не зависит от нагрузки и соответствует $U_{\text{вх}}^* = 0,74$. Зависимость частотной подстройки при ФЧР можно получить, учитывая, что импеданс выпрямителя

$$Z_{\text{выпр}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{K_{\text{тр}}^2} R_{\text{н}} \cdot \cos\beta \rightarrow Q(\beta) = Q_0 \frac{1}{\cos^2\beta}. \quad (2.14)$$

Сопоставление частотной подстройки при ЧШИР и ФЧР показано на рисунке 2.10.

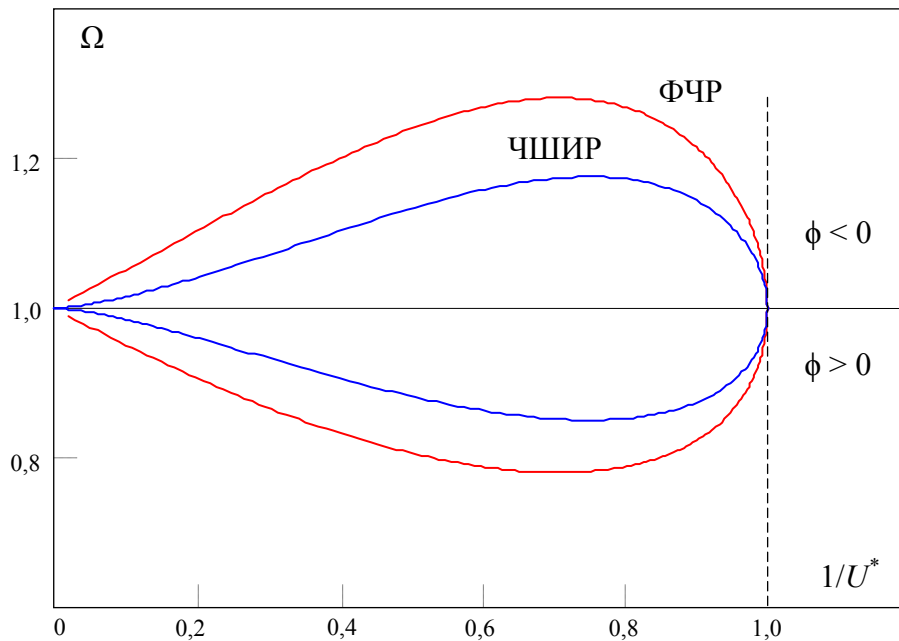


Рисунок 2.10 – Зависимость частотной подстройки в резонансном преобразователе в режиме стабилизации выходного напряжения при $Q_0 = 1$

Анализ характеристик подстройки частоты в резонансном преобразователе показывает их существенные отличия в режимах регулирования инвертором и выпрямителем. При этом отмечено, что частотная подстройка при ЧШИР меньше, чем при ФЧР, за счет отсутствия интервала рекуперации и меньшего угла фазового сдвига гармоник тока и напряжения.

2.2.2 Энергетические характеристики преобразователя постоянного напряжения при частотно-широтно-импульсном регулировании

Энергетическую эффективность резонансного преобразователя постоянного напряжения можно оценить расчетом полной мощности по постоянному и переменному току. При ЧШИР инвертором преобразователь потребляет прерывистый ток (рисунок 2.11,а), это завышает полную мощность на входе инвертора и нагружает входной фильтр. Аналогичный процесс происходит с выходным фильтром при регулировании выпрямителем (рисунок 2.11,б), в этом случае потребляется непрерывный ток, однако питание нагрузки производится прерывистым током.

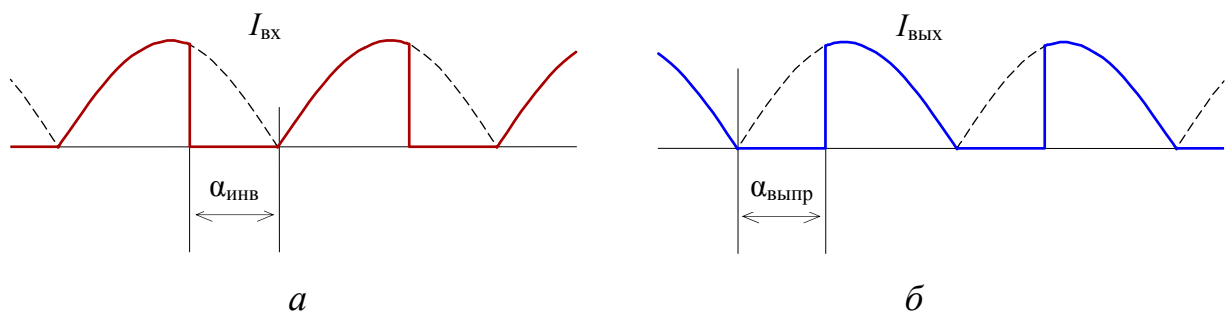


Рисунок 2.11 – Входной ток резонансного преобразователя при регулировании инвертором (а), выходной ток при регулировании выпрямителем (б)

Оценка мощности фильтра при ЧШИР инвертором или выпрямителем может быть характеризована одним параметром – полной мощностью по постоянному току S_{dc} , определяемым действующим значением потребляемого или выходного тока (см. рисунок 2.11) согласно выражению

$$S_{dc} = E \cdot I_d = E \cdot I_{max} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{4\pi}}. \quad (2.15)$$

Коэффициент мощности в случае преобразования постоянного напряжения является величиной обратной коэффициенту формы потребляемого тока:

$$K_{M_{dc}}(\alpha) = \frac{P}{S_{dc}} = \frac{1}{K_{f_{dc}}(\alpha)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos^2 \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{\pi}{(\pi - \alpha) + \frac{\sin 2\alpha}{2}}}. \quad (2.16)$$

Зависимости полной мощности и коэффициента мощности от угла регулирования показаны на рисунке 2.12, уменьшение K_M обусловлено искажениями формы входного тока.

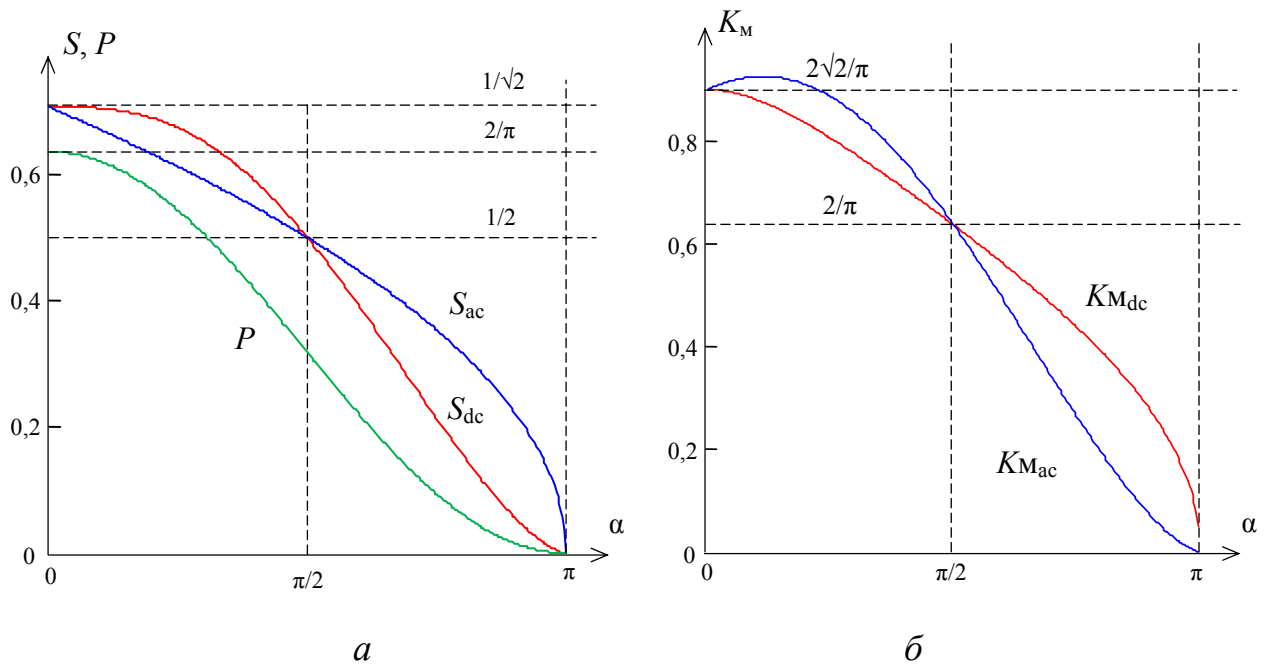


Рисунок 2.12 – Энергетические параметры резонансного преобразователя при ЧШИР: полная мощность (а), коэффициент мощности (б)

Действующий ток фильтрующего конденсатора по отношению к постоянной составляющей входного тока можно записать:

$$I_C^*(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{K_{M_{dc}}(\alpha)^2} - 1} = \sqrt{K_{f_{dc}}(\alpha)^2 - 1}. \quad (2.17)$$

Полная мощность звена переменного тока характеризует некомпенсированную реактивную энергию резонансного контура и определяет мощность согласующего трансформатора при его подключении к регулируемому мосту. Способ включения трансформатора может быть обусловлен требованием симметрирования его тока намагничивания или требованием расположения элементов резонансного контура в цепи с меньшим переменным током.

Полная мощность в звене переменного тока преобразователя определяется действующими значениями синусоидального тока и напряжения с импульсами регулируемой ширины:

$$S_{ac} = U \cdot I = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \cdot E \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (2.18)$$

Коэффициент мощности звена переменного тока:

$$K_{Mac}(\beta) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos^2 \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}}. \quad (2.19)$$

Зависимости полной мощности и коэффициента мощности от угла регулирования показаны на рисунке 2.12 и позволяют оценить циркуляцию реактивного тока в резонансном преобразователе.

Проведен сопоставительный анализ энергетических показателей резонансного преобразователя постоянного напряжения при ЧШИР и ФЧР. ФЧР с позиций реализации регулирования можно считать аналогом частотного регулирования, так как изменение выходного напряжения достигается исключительно введением реактивной мощности, т.е. интервалами рекуперации. Сопоставление с ЧШИР целесообразно проводить в функции от глубины регулирования. При ФЧР из-за интервалов рекуперации полная мощность постоянна ($S_{dc} = S_{ac}$) и не зависит от угла регулирования, поэтому зависимость $K_M(U^*)$ линейна. Результаты расчетов коэффициента мощности при ЧШИР и ФЧР показаны на рисунке 2.13.

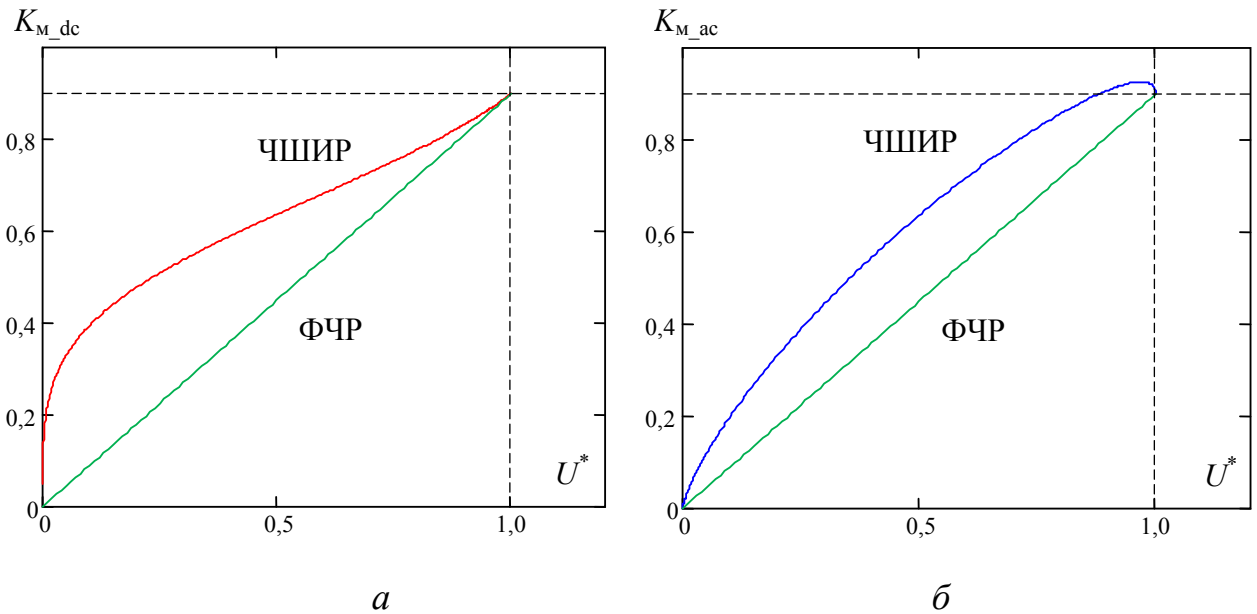


Рисунок 2.13 – Коэффициент мощности при ФЧР и ЧШИР резонансного преобразователя: *a* – по постоянному току; *б* – по переменному току

Энергетическая эффективность ЧШИР по сравнению с ФЧР обусловлена меньшим значением прикладываемого к трансформатору напряжения и, соответственно, меньшим значением его рабочей индукции. Кроме того, ЧШИР позволяет получить меньшее действующее значение тока фильтрующего конденсатора при регулировании. При ФЧР напряжение трансформатора и ток конденсатора сохраняют свое максимальное значение во всем диапазоне регулирования и вызывают избыточные потери.

2.3 Резонансный преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием при стабилизации выходного напряжения

2.3.1 Режимы ограничения мощности при стабилизации выходного напряжения изолированным преобразователем

Изолированные структуры построения резонансных преобразователей позволяют с помощью трансформатора произвольно согласовывать уровни напряжения источника и нагрузки как в понижающем, так и в повышающем режиме, реализуемом регулированием инвертором или выпрямителем. Это

позволяет произвольно выбирать режим ЧШИР резонансным преобразователем при любом расположении диапазона изменения напряжения аккумулятора относительно выходного напряжения. При этом нужно учитывать разные условия ограничения мощности входного источника, которые могут быть сведены к двум основным вариантам: непосредственное ограничение мощности нагрузки или ограничение мощности нагрузки допустимым разрядным током аккумуляторной батареи. В этой связи в различных режимах ограничения мощности большую роль играет правильный выбор режима регулирования резонансным преобразователем, так как при ЧШИР наличие интервалов закорачивания регулируемого моста приводит к завышению тока резонансного контура.

В режиме ограничения разрядного тока АБ при регулировании инвертором ток контура превышает разрядный ток АБ пропорционально относительному изменению напряжения аккумулятора:

$$I_k = \frac{\pi}{2} I_{АБ\max} \frac{U_{АБ\max}}{U_{АБ\min}} = \frac{\pi}{2} I_{АБ\max} \cdot \sigma U_{АБ}, \quad (2.20)$$

что завышает статические потери, ухудшает КПД. При регулировании выпрямителем $\varphi_{инв} = 0$, следовательно, ток контура ограничен током АБ:

$$I_k = \frac{\pi}{2} I_{АБ\max}. \quad (2.21)$$

Поэтому повышающий режим наиболее энергетически эффективен при ограничении разрядного тока АБ с позиций минимизации тока контура. Коэффициент трансформации рассчитывается по условию обеспечения стабилизируемого выходного напряжения при максимальном напряжении АБ:

$$K_{тр} = \frac{U_{АБ\max}}{U_{вых}}. \quad (2.22)$$

При уменьшении $U_{АБ}$ увеличивается угол регулирования выпрямителем, реализуется повышающий режим (рисунок 2.14).

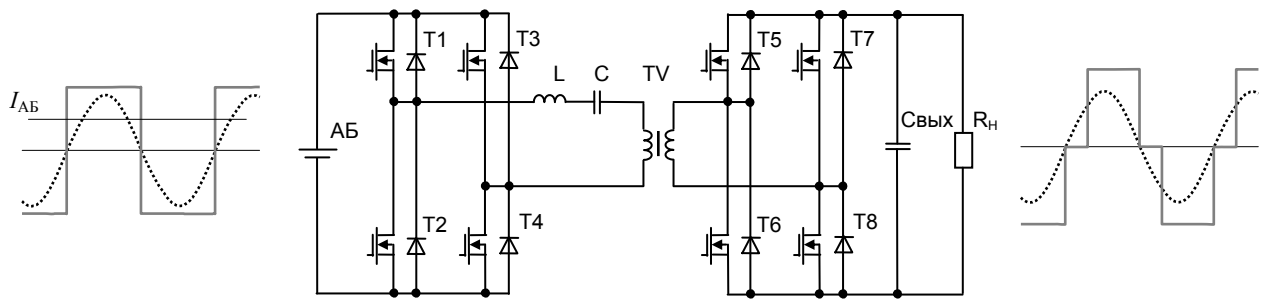


Рисунок 2.14 – Повышающий режим регулирования в преобразователе постоянного напряжения

Другим распространенным режимом является режим ограничения мощности нагрузки, ограничивающим параметром в этом случае выступает ее ток. Регулирование выпрямителем в данном случае завышает ток резонансного контура, в таких условиях более эффективен понижающий режим (рисунок. 2.15), реализуемый регулированием инвертором, поскольку позволяет ограничить ток резонансного контура приведенным током нагрузки

$$I_k = \frac{\pi}{2} I_{\text{вых max}} \frac{1}{K_{\text{тр}}} \quad (2.23)$$

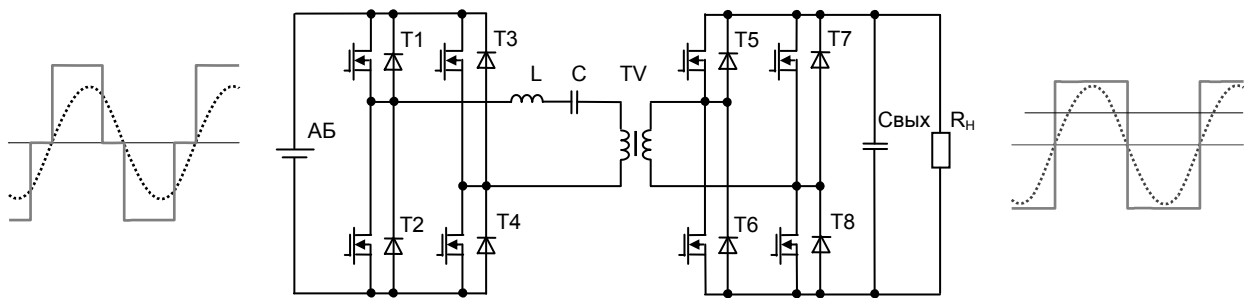


Рисунок 2.15 – Понижающий режим регулирования в преобразователе постоянного напряжения

При регулировании инвертором трансформатор обеспечивает требуемое выходное напряжение при минимуме напряжения AB:

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{ABmin}}}{U_{\text{вых}}} \quad (2.24)$$

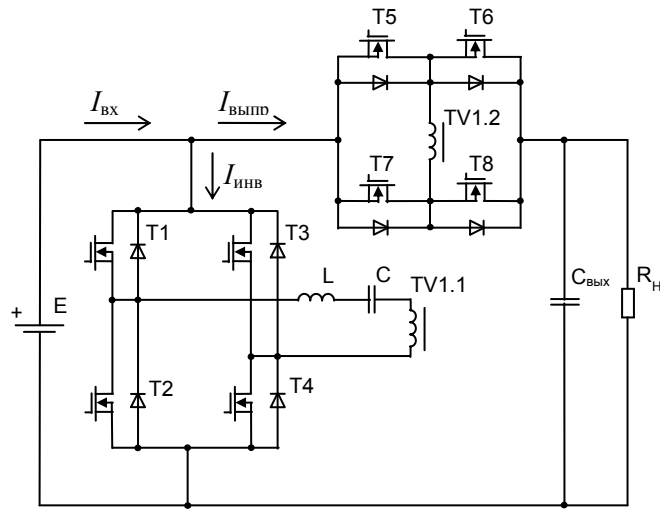
При увеличении напряжения U_{AB} вводится угол регулирования инвертором, что при уменьшающемся токе АБ не приводит к завышению тока контура. Таким образом, показано, что энергетическая эффективность преобразования во многом определяется условиями ограничения мощности.

2.3.2 Вольтодобавочный резонансный преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием

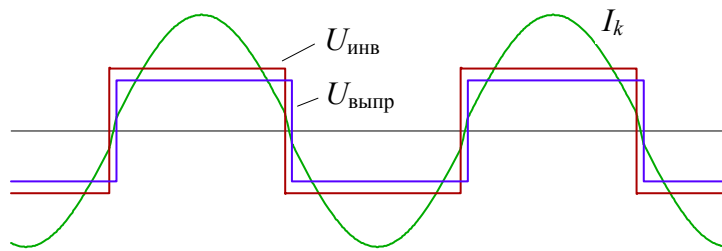
При близких значениях выходного напряжения и напряжения аккумулятора эффективным является применение вольтодобавочных преобразователей. Вольтодобавочный резонансный преобразователь подвергает высокочастотному преобразованию часть энергии аккумулятора, необходимую для формирования требуемого напряжения вольтодобавки. В процессе регулирования происходит перераспределение напряжений инвертора и выпрямителя. Структура с расположением выпрямителя в цепи нагрузки основана на формировании вольтодобавки к напряжению аккумулятора. В [86] автором проведено исследование резонансных преобразователей с ЧШИР при вольтодобавочной структуре построения. Показано, что при регулировании инвертором ток резонансного контура ограничен током нагрузки (рисунок 2.16). Коэффициент трансформации в вольтодобавочной структуре определяется условием максимальной добавки

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{АБmin}}}{U_{\text{вых}} - U_{\text{АБmin}}}. \quad (2.25)$$

В вольтодобавочной структуре коэффициент трансформации больше, чем в изолированном варианте, что уменьшает ток резонансного контура, находящийся в первичной обмотке трансформатора.

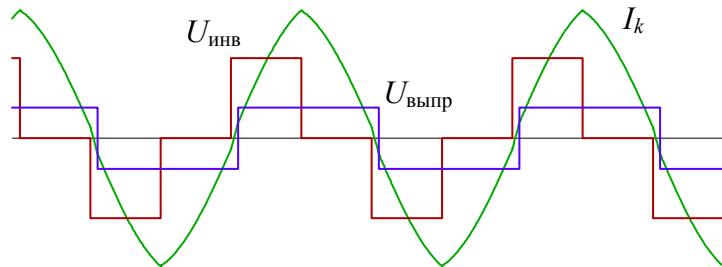


a



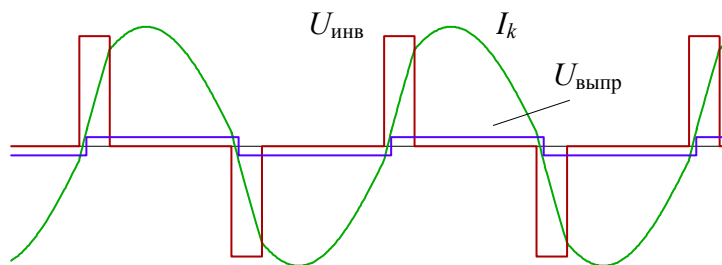
$$\gamma = 1, U_{AB}^* = 0,6, \Omega = 1$$

б



$$\gamma = 0,5, U_{AB}^* = 0,7, \Omega = 1,25$$

в



$$\gamma = 0,2, U_{AB}^* = 0,94, \Omega = 1,17$$

г

Рисунок 2.16 – Вольтодобавочный резонансный преобразователь (a),
диаграммы его работы при разных входных напряжениях

$$K_{тр} = 1,2 \text{ и } Q = 1 \text{ (б-г)}$$

При условии $U_{AB \max} \rightarrow U_{\text{вых}}$ можно получить связь относительного уменьшения тока контура в вольтодобавочной структуре с диапазоном изменения входного напряжения:

$$\sigma I_k = \sigma K_{\text{тр}} = \frac{1}{1 - U_{AB \min} / U_{AB \max}} = \frac{1}{1 - U_{AB \min}^*}. \quad (2.26)$$

Уменьшение тока резонансного контура является ключевым энергетическим преимуществом вольтодобавочной структуры построения, так как позволяет сократить статические потери в инверторе.

Ток резонансного контура определяется током нагрузки и не зависит от входного напряжения, его значение зависит от коэффициента трансформации и диапазона регулирования. Для токов инвертора и выпрямителя можно записать:

$$I_{VT \text{выпр}} = K_{\text{тр}} I_k = \frac{\pi}{2} I_{\text{вых}}, \quad I_{VT \text{инв}} = \frac{I_{VT \text{выпр}}}{K_{\text{тр}}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вых}} \frac{1 - U_{AB \min}^*}{U_{AB \min}^*}. \quad (2.27)$$

Регулировочная характеристика вольтодобавочного преобразователя отражает его ограниченный диапазон регулирования:

$$U_{\text{вых}} = U_{AB} \left(1 + \frac{1}{K_{\text{тр}}} \cos^2 \frac{\alpha}{2} \right). \quad (2.28)$$

В режиме стабилизации выходного напряжения можно выразить характеристику в функции входного напряжения и связать ее с длительностью импульсов напряжения инвертора $\alpha = \pi(1-\gamma)$ (рисунок 2.17,а):

$$U_{AB}^* = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{\text{тр}}} \cos^2 \frac{\alpha}{2}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{\text{тр}}} \sin^2 \frac{\pi\gamma}{2}}. \quad (2.29)$$

Условия ЧШИР в резонансном преобразователе обеспечивает подстройка частоты, определяемая сопротивлением контура по переменному току R_{ac} . Особенностью вольтодобавочной структуры (рисунок 2.16,а) является зависимость R_{ac} от напряжения выпрямителя, т.е. от напряжения АБ:

$$R_{ac}(U_{AB}^*) = \frac{8}{\pi^2} K_{тр}^2 \frac{U_{выпр}}{I_{вых}} = \frac{8}{\pi^2} K_{тр}^2 \frac{U_{вых} - U_{AB}}{I_{вых}} = \frac{8}{\pi^2} K_{тр}^2 (1 - U_{AB}^*) R_H. \quad (2.30)$$

Из выражения (2.30) можно получить фазу тока резонансного контура:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}(\varphi) &= \frac{\omega L - 1/\omega C}{R_{ac}} = \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} \frac{\pi^2}{8} \frac{\rho}{R_H} \frac{1}{K_{тр}^2} \frac{U_{вых}}{U_{вых} - U_{AB}}, \\ \operatorname{tg}(\varphi) &= Q_0 \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} \frac{1}{1 - U_{AB}^*}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

В данном случае фаза тока, в отличие от изолированного преобразователя, зависит от входного напряжения. С учетом регулировочной характеристики (2.29) полученное выражение связывает величину частотной подстройки Ω с углом регулирования:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}(\varphi) &= \frac{\pi^2}{8} \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} \frac{\rho}{R_H} \frac{1}{K_{тр}^2} \left(1 + \frac{K_{тр}}{\cos^2 \varphi} \right), \\ \operatorname{tg}(\varphi) &= Q_0 \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} \left(1 + \frac{K_{тр}}{\cos^2 \varphi} \right). \end{aligned} \quad (2.32)$$

В режиме стабилизации выходного напряжения функция подстройки частоты показана на рисунке 2.17,б.

Таким образом, частотная подстройка в вольтодобавочном резонансном преобразователе не увеличивается монотонно, а имеет максимум, зависящий от нагрузки, что обусловлено уменьшением активного сопротивления выпрямителя (увеличением добротности) при регулировании.

Энергетическую эффективность можно оценить коэффициентом мощности, описывающим качество потребляемой энергии. Определяющим фактором при определении K_M является форма входного тока преобразователя. Для вольтодобавочной структуры входной ток является суммой токов инвертора и выпрямителя, связанных коэффициентом трансформации (рисунок 2.18). При

регулировании инвертором составляющая входного тока, определяемая выпрямителем, синусоидальна.

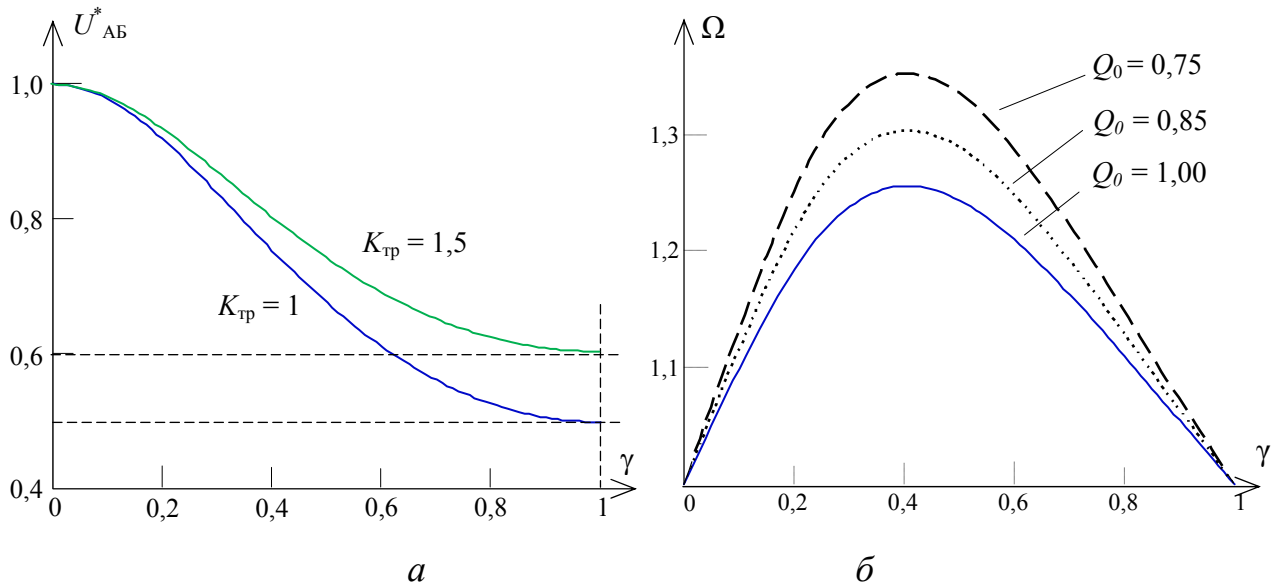


Рисунок 2.17 – Характеристики вольтодобавочного резонансного преобразователя при ЧШИР: регулировочная (а) и частотная (б) подстройка

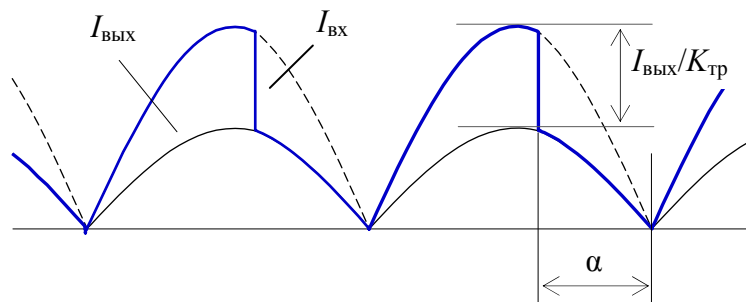


Рисунок 2.18 – Входной ток вольтодобавочного резонансного преобразователя при регулировании инвертором

Определить действующее значение входного тока можно с помощью соотношения (2.4):

$$S = U \cdot I = E \cdot I_{\max} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} + K_{\text{тр}}}}{1 + K_{\text{тр}}}, \quad (2.33)$$

$$P = U \cdot I = E \cdot I_{\max} \frac{2 \cos^2 \frac{\alpha}{2} + K_{\text{тр}}}{\pi (1 + K_{\text{тр}})}, \quad (2.34)$$

тогда коэффициент мощности вольтодобавочного преобразователя

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos^2 \frac{\alpha}{2} + K_{\text{тр}}}{\sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} + K_{\text{тр}}}}. \quad (2.35)$$

Полная и активная мощности инвертора по отношению к мощности максимальных значений $P_{\Gamma} = E \cdot I_{\max}$ при разных $K_{\text{тр}}$ показаны на рисунке 2.19,а, коэффициент мощности – на рисунке 2.19,б. Неполное высокочастотное преобразование существенно улучшает K_M , особенно при больших коэффициентах трансформации, т.е. узких диапазонах регулирования.

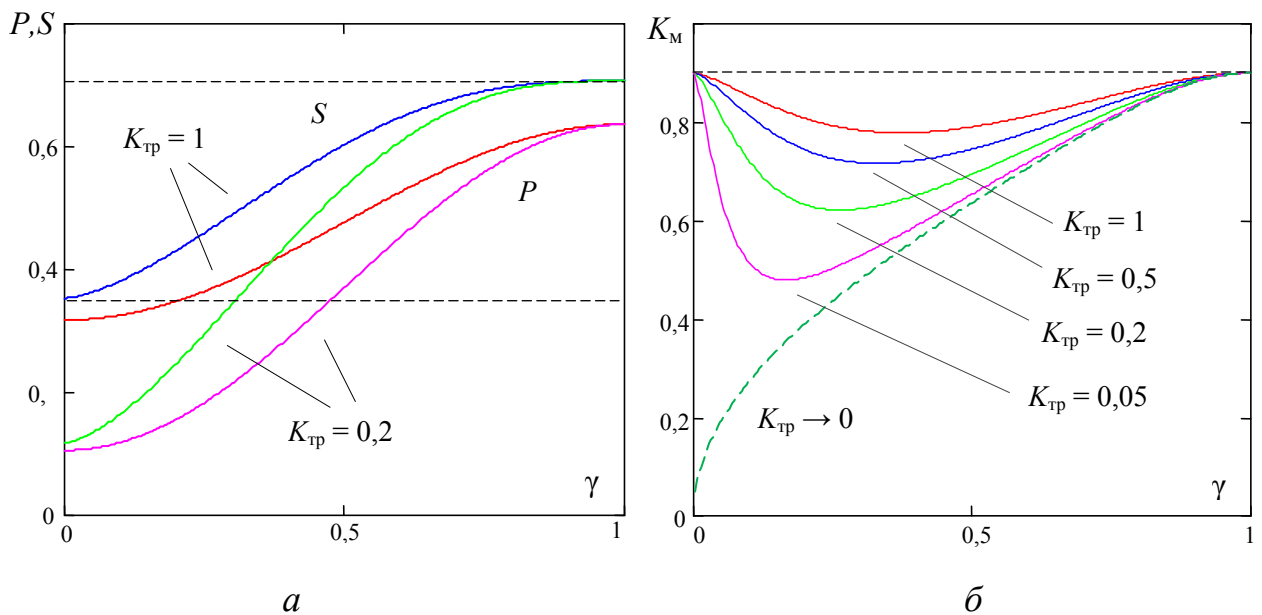


Рисунок 2.19 – Энергетические характеристики вольтодобавочного резонансного преобразователя: полная и активная мощности (а); коэффициент мощности (б)

В режиме стабилизации выходного напряжения более наглядны с практической точки зрения зависимости коэффициента мощности от входного напряжения. Прежде всего нужно отметить разную аналитическую связь угла регулирования с входным напряжением $U_{\text{АБ}}$. В вольтодобавочной структуре

присутствует полное использование диапазона регулирования (рисунок 2.20,*а*). Это находит отражение на характеристике K_M : границы диапазона регулирования имеют максимально возможное значение коэффициента: $K_M = 0,9$ (рисунок 2.20,*б*).

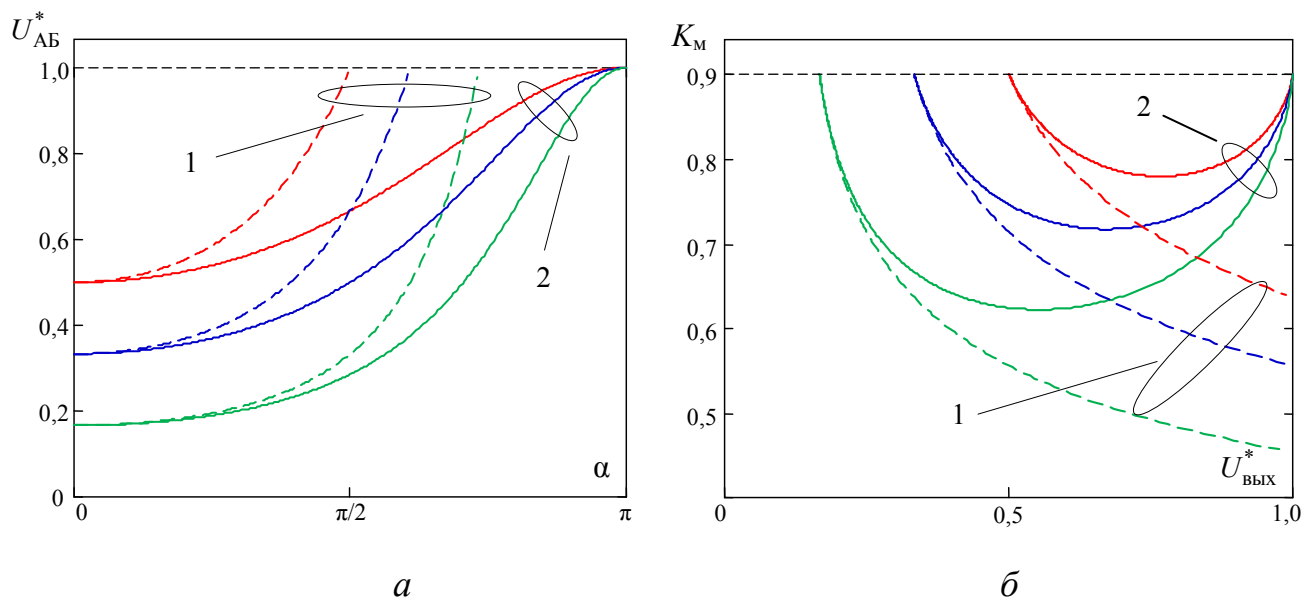


Рисунок 2.20 – Характеристики изолированного (1) и вольтодобавочного (2) резонансного преобразователя в режиме стабилизации выходного напряжения при разных диапазонах регулирования: входное напряжение (*а*) и коэффициент мощности (*б*)

Энергетические преимущества вольтодобавочного преобразователя обусловлены прежде всего ограничением диапазона регулирования, полным использованием возможностей преобразователя.

2.3.3 Вольтодобавочный резонансный преобразователь в режиме смешанного ограничения мощности

В режиме стабилизации выходного напряжения напряжение входного источника может изменяться в широких пределах, достигающих полного диапазона $U_{ВХ} = [0 \dots U_{ВЫХ}]$. Такая ситуация возникает при построении стабилизаторов напряжения энергии солнечной батареи (СБ), характеристики которой имеют участок стабильного тока, ограничивающего выходную мощность.

В данном режиме участок стабильного тока $I_{СБ}^* = 1$ ограничивает диапазон входного напряжения $U_{СБ}^* = [U_{\min}^* \dots 1]$, в котором возможен номинальный ток нагрузки. Таким образом, можно говорить о формировании смешанного режима ограничения мощности, состоящего из двух участков: ограничения тока нагрузки и ограничения тока источника (рисунок 2.21).

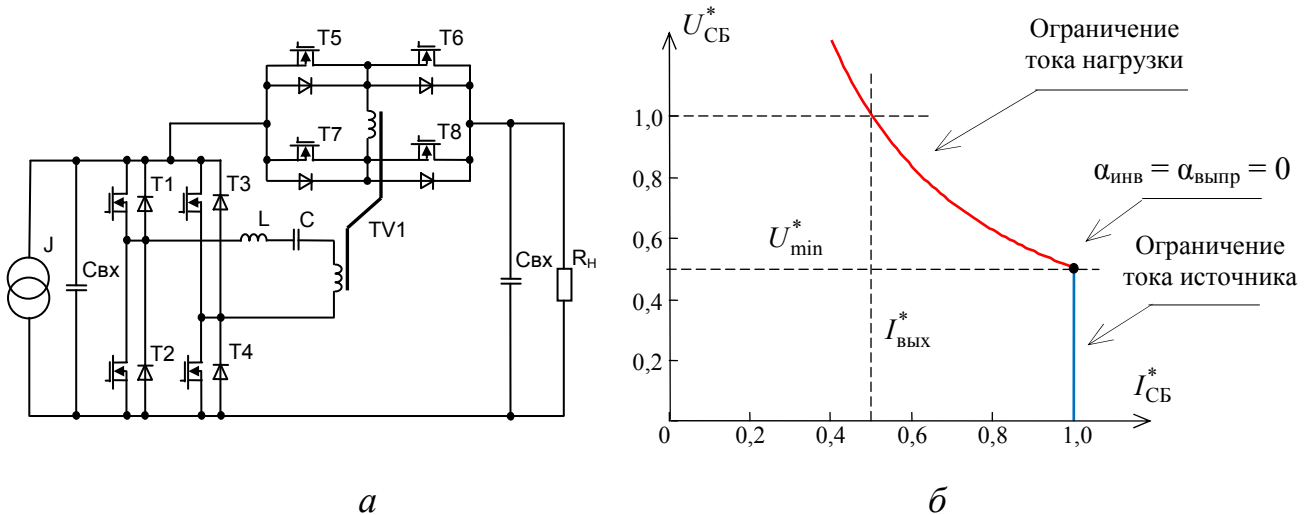


Рисунок 2.21 – Смешанный режим ограничения мощности:
 а – преобразователь; б – ограничительная кривая при $U_{\min}^* = 0,5$

В этом режиме затруднение использования классического вольтодобавочного преобразователя заключается в его ограниченном диапазоне регулирования, в свою очередь изолированная структура не позволяет воспользоваться свойством перераспределения входного тока между мостами и снизить ток резонансного контура. Чтобы разрешить это противоречие, для вольтодобавочной схемы (рисунок 2.21,а) предложен комплексный режим регулирования, заключающийся в разбиении диапазона регулирования на два интервала, в одном из которых реализуется режим регулирования инвертором, а в другом – режим регулирования выпрямителем.

Вариант реализации такого режима в вольтодобавочной структуре рассмотрен автором в [87]. Данный подход позволяет устранить главный недостаток вольтодобавочной топологии – ограничение диапазона

регулирования – и реализовать стабилизацию напряжения в полном диапазоне $U_{СБ} = [0 \dots U_{ВЫХ}]$. Регулировочная характеристика при рассматриваемом режиме работы описывается выражением

$$U_{СБ}^* = \begin{cases} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{тр}} \cos^2 \frac{\alpha_{ИНВ}}{2}}, \\ \frac{\cos^2 \frac{\alpha_{ВЫПР}}{2}}{\cos^2 \frac{\alpha_{ВЫПР}}{2} + \frac{1}{K_{тр}}} \end{cases} \quad (2.36)$$

согласно которому регулирование инвертором обеспечивает стабилизацию выходного напряжения при $U_{СБ}^* \in \left[K_{тр} / (K_{тр} + 1) \dots 1 \right]$, а регулирование выпрямителем – при $U_{СБ}^* \in \left[0 \dots K_{тр} / (K_{тр} + 1) \right]$. Коэффициент трансформации определяет точку сопряжения поддиапазонов регулирования и настраивается таким образом, чтобы режим ограничения тока нагрузки соответствовал области регулирования инвертором, а режим ограничения тока – области регулирования выпрямителем. В этом случае для вольтодобавочной структуры коэффициент трансформации можно записать в виде

$$K_{тр} = \frac{U_{\min}^*}{1 - U_{\min}^*}. \quad (2.37)$$

Регулировочная характеристика в смешанном режиме для вольтодобавочного и изолированного преобразователя при $U_{\min}^* = 0,5$ показана на рисунке 2.22,а.

Активные потери в инверторе определяются током резонансного контура, который для вольтодобавочной структуры определяется как

$$I_k = \frac{\pi}{2} I_{ВЫХ} \frac{1 - U_{\min}^*}{U_{\min}^*}, \quad I_k = \frac{\pi}{2} I_{ВЫХ} \frac{1 - U_{\min}^*}{1 - U_{\min}^* \sin^2 \frac{\alpha_{ВЫПР}}{2}}, \quad (2.38)$$

для изолированной структуры –

$$I_k = \frac{\pi}{2} I_{\text{ВЫХ}} \frac{1}{U_{\min}^*}, \quad I_k = \frac{\pi}{2} I_{\text{max}}. \quad (2.39)$$

Уменьшение тока резонансного контура (тока инвертора) обусловлено большим коэффициентом трансформации. Зависимость тока контура от углов регулирования показана на рисунке 2.22,б. На участке ограничения входного тока при регулировании выпрямителем ток контура увеличивается, можно отметить $I_{\text{out}} \rightarrow 1$ при $\alpha_{\text{выпр}} \rightarrow -\pi$. В сопоставлении с изолированным преобразователем, работающим в аналогичном смешанном режиме, вольтодобавочная структура позволяет в $(1 - U_{\min}^*)^{-1}$ раза снизить ток контура и статические потери.

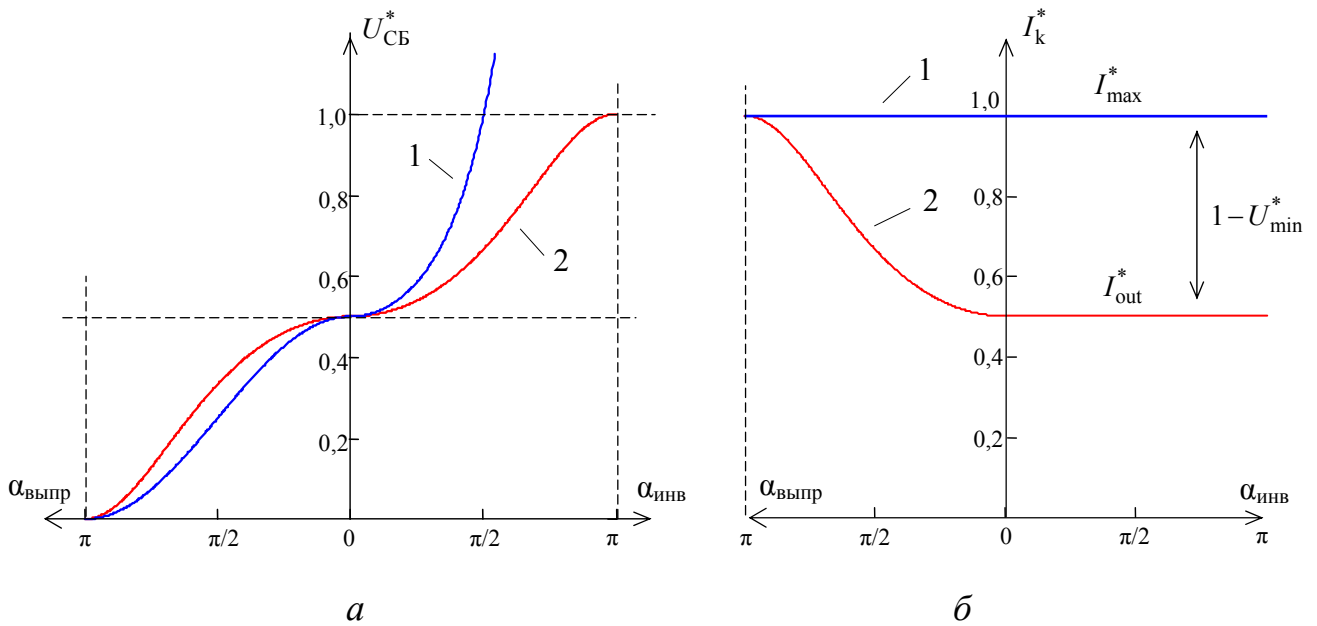


Рисунок 2.22 – Характеристики резонансных изолированного (1) и вольтодобавочного (2) преобразователей при $U_{\min}^* = 0,5$:
регулирующая характеристика (а), ток контура (б)

Частотная подстройка в вольтодобавочном преобразователе определяется выражением (2.1), однако в таком режиме следует учитывать зависимость добротности от угла регулирования:

$$\text{tg}(\varphi) = Q(\alpha) \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega}. \quad (2.40)$$

Для двухдиапазонного режима получены функции добротности $Q(\alpha)$:
при регулировании инвертором –

$$Q(\alpha_{\text{инв}}) = \frac{\rho}{R_{\text{ас}}(\alpha_{\text{инв}})} = Q_0 \frac{1}{1 - U_{\text{СБ}}^*(\alpha_{\text{инв}})} = Q_0 \left(1 + \frac{K_{\text{тр}}}{\cos^2 \frac{\alpha_{\text{инв}}}{2}} \right), \quad (2.41)$$

при регулировании выпрямителем –

$$Q(\alpha_{\text{выпр}}) = Q_0 \frac{1}{1 - U_{\text{СБ}}^*(\alpha_{\text{выпр}})} \frac{1}{\cos^4 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}} = Q_0 \frac{1}{\cos^4 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2}} \left(1 + K_{\text{тр}} \cos^2 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} \right), \quad (2.42)$$

где Q_0 – нормирующая добротность.

В вольтодобавочной структуре при регулировании выпрямителем приведенное сопротивление выпрямителя $R_{\text{ас}}$ определяется двумя факторами: напряжением выпрямителя и импульсным подключением нагрузки к резонансному контуру. Характеристики показаны при $U_{\text{min}}^* = 0,5$ ($K_{\text{тр}} = 1$) на рисунке 2.23,а.

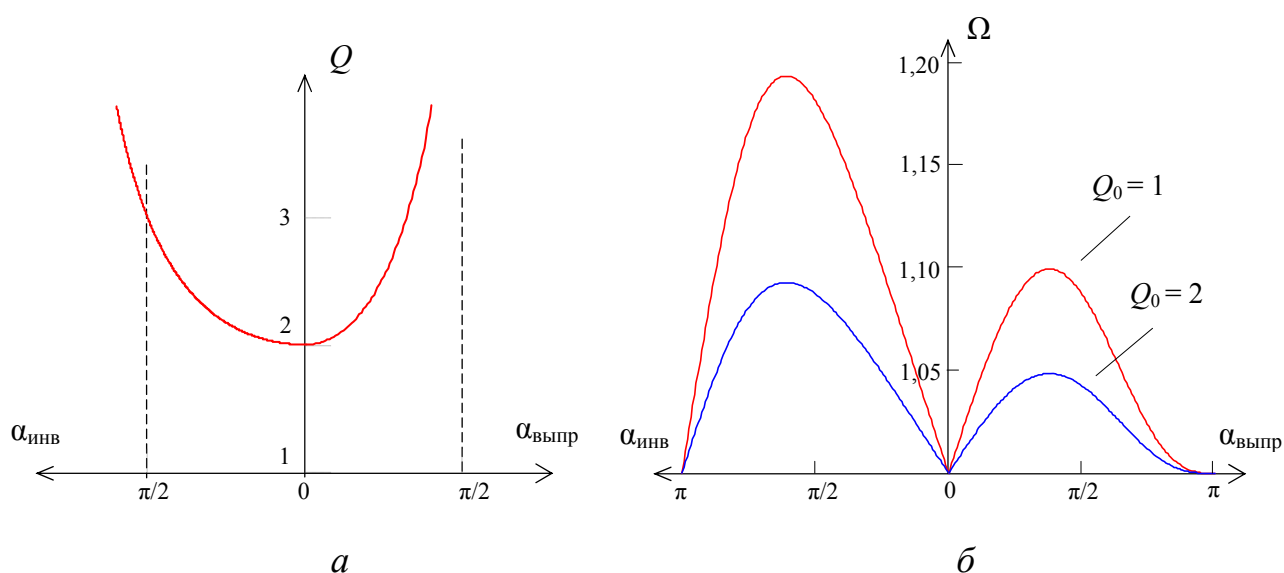


Рисунок 2.23 – Частотная подстройка в вольтодобавочном резонансном преобразователе при двухдиапазонном регулировании при $U_{\text{min}}^* = 0,5$ (б), добротность резонансного контура при $Q_0 = 1$ (а)

Минимальное значение добротности вольтодобавочного преобразователя в 2 раза больше нормирующей величины Q_0 , что означает возможность уменьшения волнового сопротивления контура в вольтодобавочной структуре по отношению к изолированной. Волновое сопротивление определяет массогабаритный показатель резонансного контура, что позволяет в 2 раза уменьшить реактивную мощность контура. Функции частотной подстройки показаны на рисунке 2.23,б. Регулирование выпрямителем требует меньшей частотной подстройки, что обусловлено присутствием в этом режиме фактора импульсного подключения нагрузки к резонансному контуру.

Оценку коэффициента мощности преобразователя на интервале регулирования выпрямителем можно провести при анализе формы входного тока (рисунок 2.24,а), который, как при регулировании инвертором, состоит из двух составляющих. Действующее значение может быть получено с использованием соотношения (2.4), тогда полная мощность на входе преобразователя

$$S = U \cdot I = E \cdot I_{\max} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{K_{\text{тр}} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha_{\text{выпр}}) + \sin 2\alpha_{\text{выпр}}}{2\pi}} + 1}{1 + K_{\text{тр}}}, \quad (2.43)$$

$$P = U \cdot I = E \cdot I_{\max} \frac{2}{\pi} \frac{K_{\text{тр}} \cos^2 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} + 1}{1 + K_{\text{тр}}}, \quad (2.44)$$

$$K_{\text{м}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{K_{\text{тр}} \cos^2 \frac{\alpha_{\text{выпр}}}{2} + 1}{K_{\text{тр}} \sqrt{\frac{2(\pi - \beta) + \sin 2\alpha_{\text{выпр}}}{2\pi}} + 1}. \quad (2.45)$$

Используя полученное выражение $K_{\text{м}}$ совместно с аналогичным выражением при регулировании инвертором (2.35), можно получить полное описание изменения коэффициента мощности во всем диапазоне (рисунок 2.24,б).

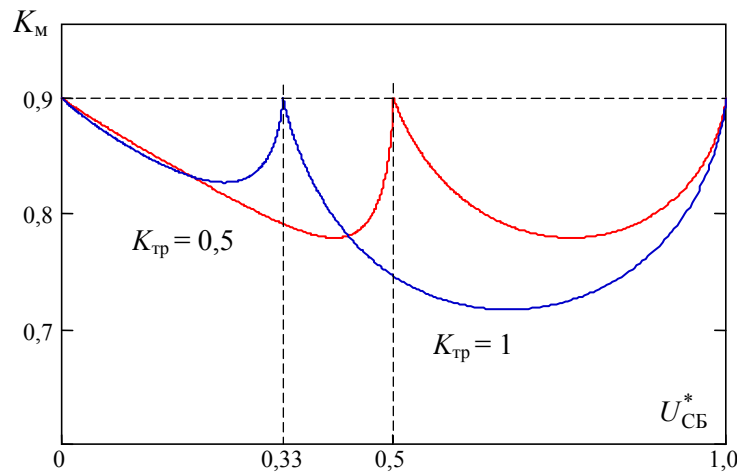
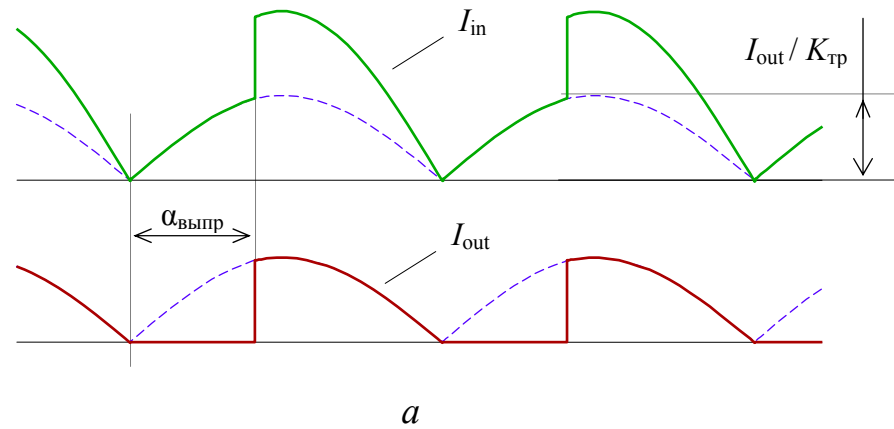


Рисунок 2.24 – Входной и выходной токи вольтодобавочного преобразователя при регулировании выпрямителем (а), коэффициент мощности (б)

Таким образом, применение вольтодобавочной структуры в смешанном режиме ограничения мощности при $U_{вх_max} \rightarrow U_{вых}$ позволяет комплексно улучшить энергетические характеристики резонансного преобразователя. Применение изолированного преобразователя является избыточным и имеет большие статические потери. Нужно отметить, что при регулировании выпрямителем искажения вносятся как во входной, так и в выходной ток.

2.4 Динамические характеристики последовательного резонансного преобразователя

Резонансные преобразователи имеют сложную динамику переходных процессов, обусловленную нелинейными характеристиками резонансного

контура, динамические свойства которого определяются добротностью и текущими частотными расстройками. Несмотря на наличие ряда работ, посвященных динамике резонансных преобразователей [88–102], проведенный анализ нельзя назвать полным. Динамические свойства резонансного преобразователя из-за своей сложности часто исследуются имитационным моделированием в MathLab [93, 94] или методом переменных состояния, позволяющим получить векторно-матричные соотношения и проводить поинтервальный расчет переходных процессов [95–98].

В настоящей работе рассматривается ЧШИР, особенностью которого является адаптивная подстройка частоты при регулировании, т.е. введение частоты в качестве управляющего воздействия. Поэтому при анализе динамики резонансного преобразователя рассматриваются процессы с существенными расстройками частоты в режиме непрерывного тока. Применен метод основной гармоники, основанный на преобразовании Лапласа, который дает понятное представление о происходящих процессах и позволяет получить аналитические выражения передаточных функций. При этом нужно отметить, что при описании переходного процесса фазы тока резонансного контура, все-таки приходится применять моделирование и численные методы [101, 102].

2.4.1 Динамические характеристики резонансного контура при возмущении входного напряжения

Переходный процесс тока колебательного LC -контура при воздействии входного напряжения можно описать коэффициентом передачи, которым в этом случае является импеданс резонансного контура (рисунок 2.25):

$$K(p) = \frac{\omega_0}{\rho} \frac{p}{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q}\right)^2 + \left(\omega_0 \frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q}\right)^2}. \quad (2.46)$$

При воздействии первой гармоники напряжения ток резонансного контура является его произведением на передаточную функцию:

$$\dot{i}(p) = \dot{U}(p) \cdot \dot{K}(p) = \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} \frac{\omega_0}{p} \frac{p}{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q}\right)^2 + \left(\omega_0 \frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q}\right)^2}. \quad (2.47)$$

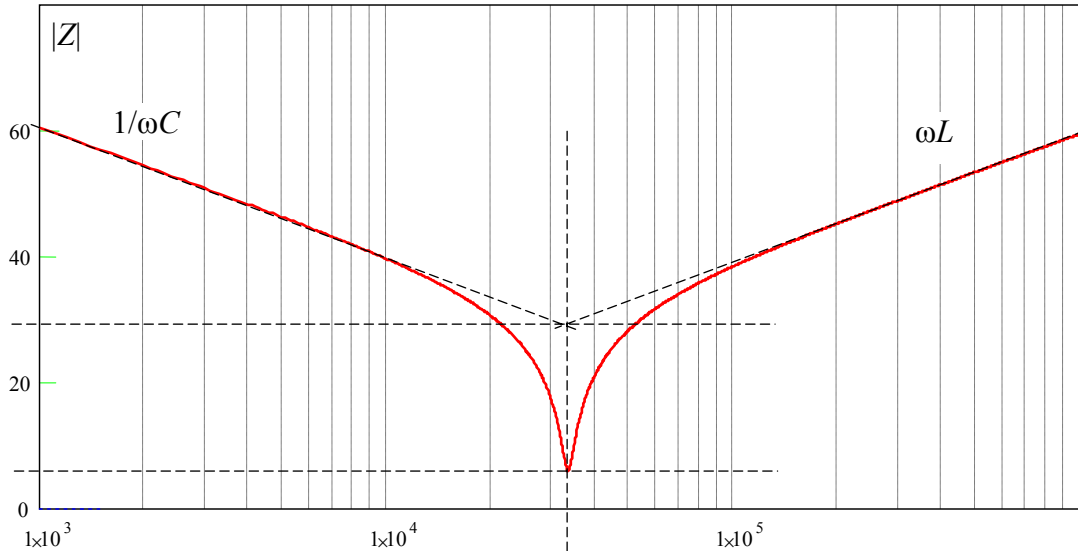


Рисунок 2.25 – Импедансно-частотная характеристика последовательного резонансного LC -контура

Оригинал тока резонансного контура, являющийся откликом на воздействие синусоидального напряжения, получен в [101] обратным преобразованием Лапласа от функции $I(p)$ и является суммой вынужденной и свободной составляющих:

$$I_{LC}(t) = \frac{U_{1m}}{R} I_{LC}^*(t) = \frac{U_{1m}}{R} (I_{\text{for}}^*(t) + I_{\text{free}}^*(t)), \quad (2.48)$$

$$I_{\text{for}}^*(t) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2(\omega, Q)}} \sin[\omega t - \arctg \xi(\omega, Q)],$$

$$I_{\text{free}}^*(t) = -\frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega_0 t - \arctg \sqrt{4Q^2 - 1} \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2 + 1}\right).$$

Вынужденная составляющая является статической характеристикой, а переходный процесс тока определяется затухающей свободной составляющей

(рисунок 2.26). Видно, что сумма синусоидальных составляющих разных частот приводит к появлению биений, с этой точки зрения переходный процесс можно представить произведением синусоидальных составляющих несущей частоты и частоты биения [103]. Исключением несущей частоты получена составляющая биения амплитуды тока резонансного контура

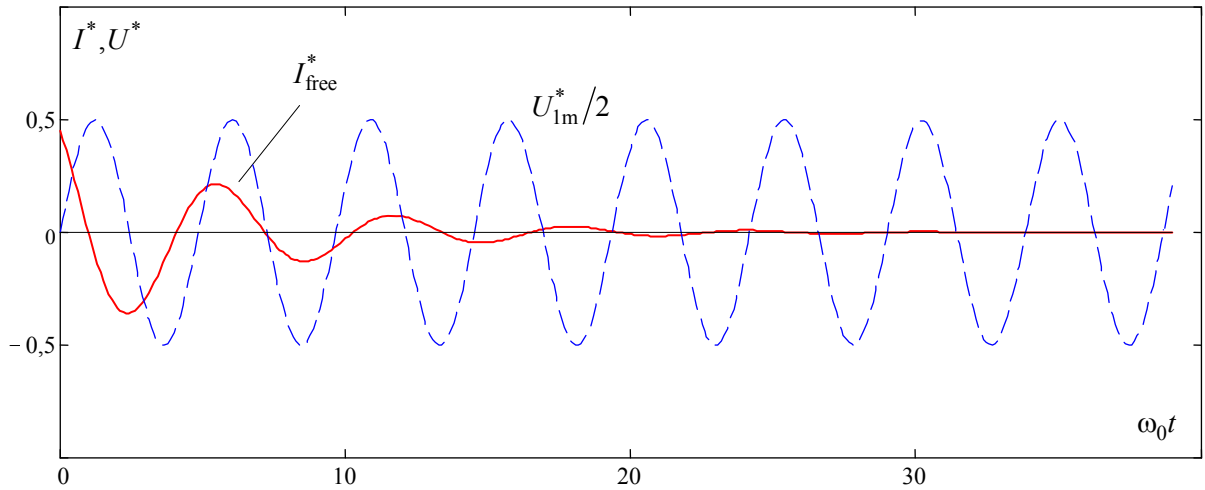
$$I_a^*(t) = 1 - e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \cdot \cos[(\omega - \omega_0)t] . \quad (2.49)$$

Колебания амплитуды происходят на частоте, равной разности вынужденной частоты и частоты свободных колебаний, которая определяет гармоническую составляющую переходного процесса. При этом экспоненциальная составляющая определяется добротностью контура (см. рисунок 2.26). Изображение амплитуды тока резонансного контура при воздействии напряжения единичной амплитуды и, соответственно, передаточную характеристику по току можно получить преобразованием Лапласа

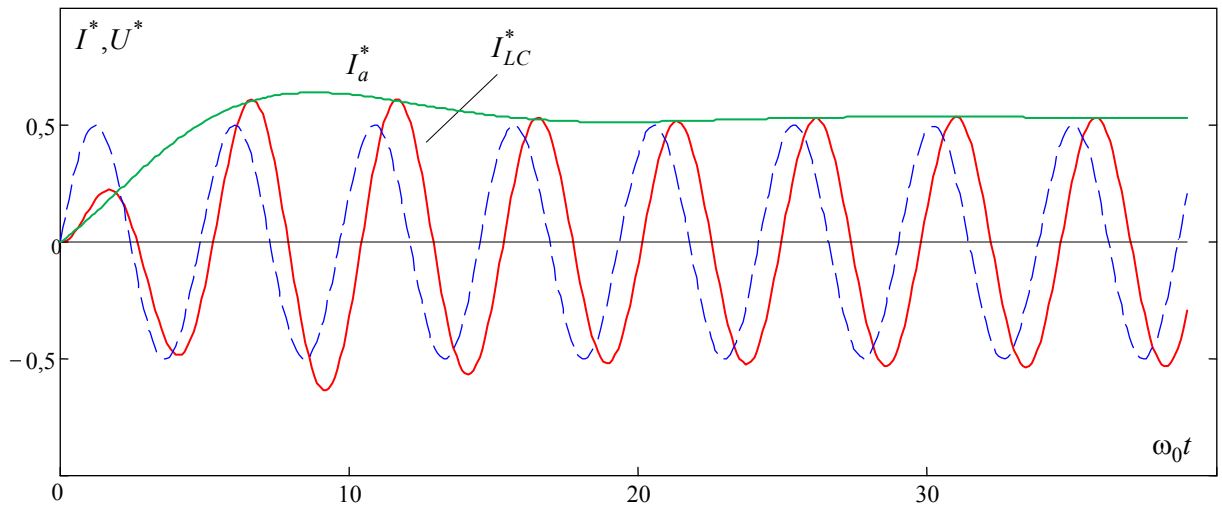
$$I(p) = \frac{1}{p} - \frac{p + \frac{\omega_0}{2Q}}{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q}\right)^2 + (\omega - \omega_0)^2} , \quad (2.50)$$

$$W_I(p) = \frac{\frac{\omega_0}{2Q} \left(p + \frac{\omega_0}{2Q}\right) + (\omega - \omega_0)^2}{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q}\right)^2 + (\omega - \omega_0)^2} . \quad (2.51)$$

Экстремум логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) на частоте, равной разности вынуждающей и свободной частот ($\omega - \omega_0$), обусловлен совпадением боковой частоты спектра разложения напряжения с резонансной частотой контура (рисунок 2.27), что приводит к усилению амплитуды колебаний, ограниченных активным сопротивлением контура.



а



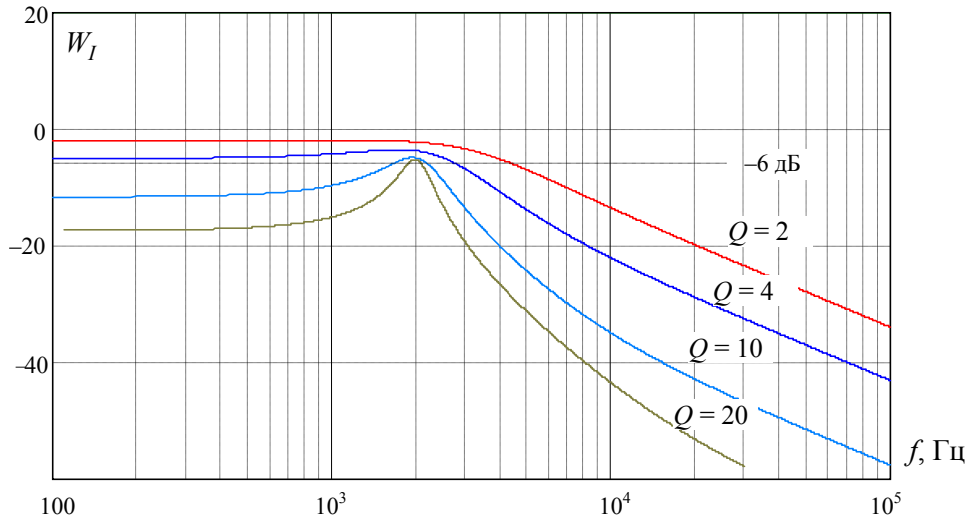
б

Рисунок 2.26 – Свободная составляющая (а) и переходный процесс тока резонансного контура (б) при $\Omega = 1,3$ и $Q = 3$

Математически случай воздействия на частоте биений можно проиллюстрировать разложением модулированных по амплитуде колебаний на сумму несущей и боковых частот. В этом случае напряжение воздействия на контур

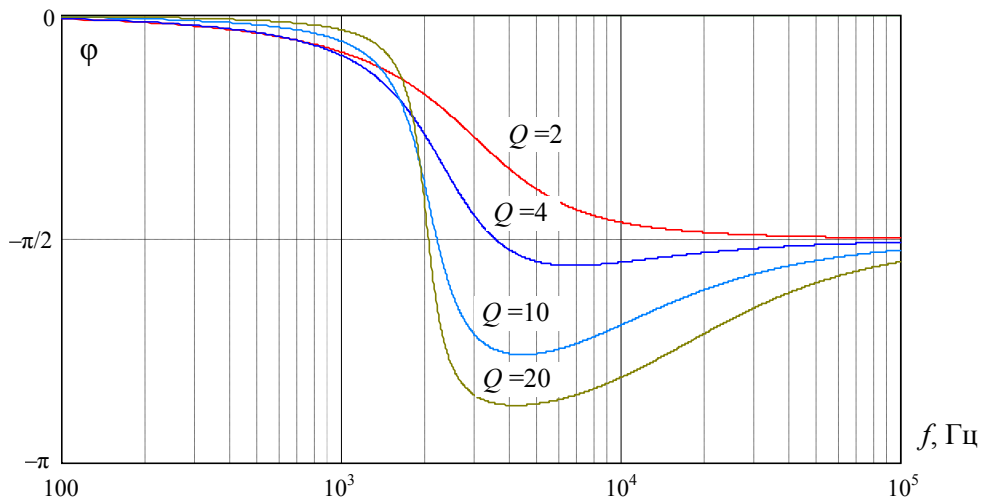
$$\begin{aligned}
 U_k^* &= (1 + m_a \cos \omega_{\text{am}} t) \sin \omega t = \sin \omega t + m_a \cos \omega_{\text{am}} t \cdot \sin \omega t = \\
 &= \sin \omega t + \frac{m_a}{2} \sin(\omega + \omega_{\text{am}}) t + \frac{m_a}{2} \sin(\omega - \omega_{\text{am}}) t,
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

где m_a – глубина, а ω_{am} – частота модуляции амплитуды.



ЛАЧХ

а



ЛФЧХ

б

Рисунок 2.27 – Частотные характеристики тока резонансного LC -контура при разных добротностях, $f = 12$ кГц, $f_0 = 10$ кГц

Разложение напряжения на частоте модуляции, соответствующей частоте разности (частоте биений), т.е. при $\omega_{am} = \omega - \omega_0$,

$$U_k^* = \sin \omega t + \frac{m_a}{2} \sin \omega_0 t + \frac{m_a}{2} \sin(2\omega - \omega_0)t, \quad (2.53)$$

показывает, что одна из боковых частот разложения попадает на резонансную частоту. Ток контура на частоте биения можно считать реакцией частотной расстройки

$$I_{\text{beat}}^* = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}} \sin \omega t + \frac{m_a}{2} \sin \omega_0 t + \frac{m_a}{2} \frac{1}{\sqrt{1+\xi_{(2\Omega-1)}^2}} \sin(2\omega - \omega_0)t. \quad (2.54)$$

Сгруппировав выражение с образованием частоты биений

$$I_{\text{beat}}^* = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}} \sin \omega t + m_a \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2\sqrt{1+\xi_{(2\Omega-1)}^2}} \right) \cos(\omega - \omega_0)t \cdot \sin \omega t, \quad (2.55)$$

можно выделить коэффициент передачи на частоте биений:

$$K_{\text{beat}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\sqrt{1+\xi_{(2\Omega-1)}^2}} \approx \frac{1}{2}. \quad (2.56)$$

На частоте биений в резонанс попадает только одна разностная боковая частота, другая имеет частотную расстройку $\xi_{2\Omega-1}$. Поэтому при $Q \gg 1$ коэффициент передачи $K_{\text{beat}} \rightarrow 1/2$ (рисунок 2.27,а). При нормировании коэффициента передачи биений по отношению к статическому коэффициенту передачи

$$K_{\text{beat}} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{1+\xi^2} + \frac{\sqrt{1+\xi^2}}{\sqrt{1+\xi_{(2\Omega-1)}^2}} \right) \approx \frac{\sqrt{1+\xi^2}}{2}. \quad (2.57)$$

2.4.2 Динамические характеристики резонансного контура при возмущении частоты

В резонансных преобразователях с ЧШИР управляющее воздействие включает в себя подстройку частоты, поэтому интересна динамика поведения тока резонансного контура при изменении частоты в области значительных частотных расстройках контура. При дискретном изменении частоты воздействия происходит переход из состояния с начальной Ω_1 в состояние с конечной Ω_2 частотной расстройкой. Напряжение в этом случае представляет собой сумму составляющих указанных частот:

$$U_{\Omega_1 \rightarrow \Omega_2}^*(t) = (\sin(\Omega_1 \omega_0 t) - \sigma(\omega_0 t - t_1) \sin(\Omega_1 \omega_0 t)) + \\ + \sigma(\omega_0 t - t_1) \sin(\Omega_2(\omega_0 t - t_1)). \quad (2.58)$$

Ток резонансного контура является функцией частотных расстройок Ω_1 , Ω_2 и по принципу суперпозиции при воздействии напряжения $U_{\Omega_1 \rightarrow \Omega_2}(t)$ может быть описан выражением

$$I_{\Omega_1 \rightarrow \Omega_2}(t) = I_{LC}(t, \Omega_1) - \sigma(t - t_1) I_{LC}(t - t_1, \Omega_1) + \sigma(t - t_1) I_{LC}(t - t_1, \Omega_2), \\ I_{\Omega_1 \rightarrow \Omega_2}(t) = I_{LC}(t, \Omega_1) - \sigma(t - t_1) [I_{LC}(t - t_1, \Omega_1) + I_{LC}(t - t_1, \Omega_2)], \quad (2.59)$$

где $t_1 = \frac{2\pi k}{\Omega_1}$ – момент времени; k – номер периода, соответствующий изменению частоты.

Таким образом, переходный процесс тока резонансного контура при возмущении частоты состоит из затухающего переходного процесса начальной частоты и стартового переходного процесса конечной. Переходные процессы фазы тока исследованы при участии автора в [101, 102], где построение динамической модели основано на решении численными методами MathCAD уравнения

$$I_{LC}^* = \sin(\omega_0 \Omega t + \varphi_2) - \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\frac{\omega_0}{2Q} t} \cdot \sin\left(\omega_0 \frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} t + \varphi_1\right) = 0, \quad (2.60)$$

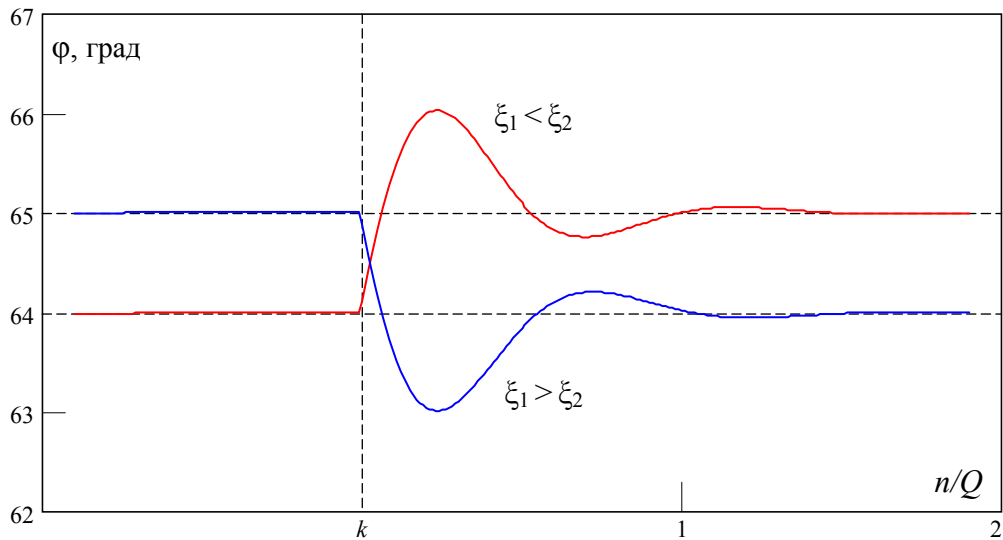
корни которого $t_\varphi[n]$ определяют координаты перехода тока контура через ноль и позволяют вычислить его фазу. При дискретном изменении частоты определение фазы тока резонансного контура производится при условии описания тока суммой составляющих различных частот:

$$\sigma(t) \cdot I_{LC}^*(t, \Omega_1) + \sigma\left(\omega_0 t - \frac{2\pi k}{\Omega_1}\right) \left[I_{LC}^*\left(\omega_0 t - \frac{2\pi k}{\Omega_1}, \Omega_2\right) - I_{LC}^*\left(\omega_0 t - \frac{2\pi k}{\Omega_1}, \Omega_1\right) \right] = 0.$$

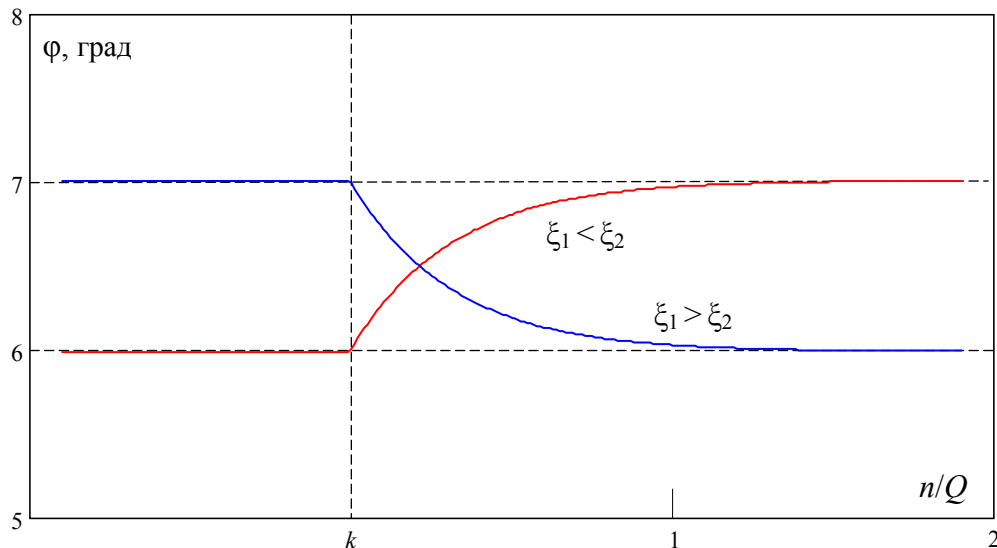
Решение уравнения определяет фазу тока в функции от числа периодов n при воздействии напряжения $U_{\Omega_1 \rightarrow \Omega_2}(n)$:

$$\varphi_{\Omega_1 \rightarrow \Omega_2}[n] = \begin{cases} \pi(2n+1) - \Omega_1 \cdot \omega_0 t_\varphi[n] & \text{при } n < k, \\ \pi \left[\frac{2k\Omega_2}{\Omega_1} + 2(n-k) + 1 \right] - \Omega_2 \cdot \omega_0 t_\varphi[n] & \text{при } n \geq k. \end{cases} \quad (2.61)$$

Результаты решения в виде переходной характеристики фазы при нормировании к добротности n/Q и частотной расстройке, приводящей к изменению фазы на один эл. градус, приведены на рисунке. 2.28.



a



б

Рисунок 2.28 – Переходный процесс фазы тока резонансного контура при частотном воздействии: *a* – $\xi = 2$; *б* – $\xi = 0,1$

Характер зависимостей определяется обобщенной расстройкой ξ , которую в рассматриваемой области можно считать единственным критерием качества переходного процесса. Переходный процесс фазы тока имеет затухающие колебания, условием возникновения которых является значение расстройки $\xi > 1$, что соответствует фазе тока $\varphi = 45^\circ$. Колебания фазы тока резонансного контура определяют ширину зоны нечувствительности в релейном элементе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). При этом динамические характеристики фазы тока являются фактором, ограничивающим величину дискретного изменения частоты.

Переходный процесс амплитуды тока резонансного контура при возмущении частоты определяется двумя свободными составляющими, одна из которых ($I_{\text{free}\Omega_1}$) препятствует сбросу начальной частоты, а другая ($I_{\text{free}\Omega_2}$) – возникновению конечной. Эти составляющие имеют одну частоту, но разные фазы (рисунок 2.29,а), поэтому переходный процесс можно определить их геометрической разностью (рисунок 2.29,б):

$$I_{\Sigma\text{free}}(t) = -I_{\text{free}0} \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \omega_0 t\right), \quad (2.62)$$

где $I_{\text{free}0}$ – амплитуда суммарной свободной составляющей.

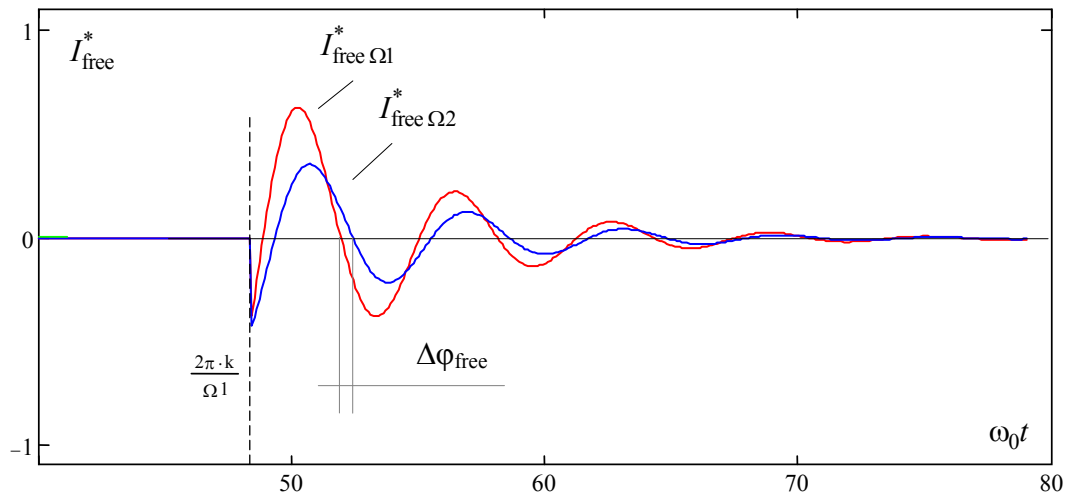
Общий переходный процесс при возмущении частоты показан на рисунке 2.30. Функция биений амплитуды тока контура в этом случае

$$I_{\text{af}}(t) = \frac{U_{1\text{m}}}{R\sqrt{1 + \xi_2^2}} - I_{\text{free}0} \cdot e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \cos[(\omega_2 - \omega_0)t], \quad (2.63)$$

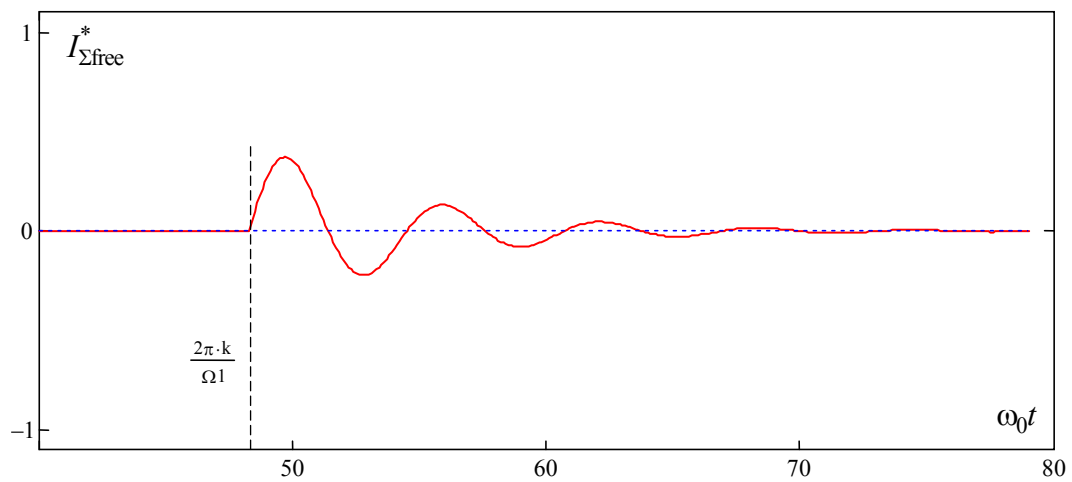
при частотном воздействии, формирующем условно единичное изменение амплитуды тока резонансного контура, –

$$I_{\text{af}}^*(t) = 1 - K_{\text{fr}}(\Delta\varphi_{\text{free}}) \cdot e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \cos[(\omega_2 - \omega_0)t], \quad (2.64)$$

где K_{fr} – коэффициент отношения геометрической и алгебраической сумм свободных составляющих переходного процесса.



а



б

Рисунок 2.29 – Свободные оставляющие переходного процесса тока:
 а – составляющие разных расстроек; б – суммарная составляющая

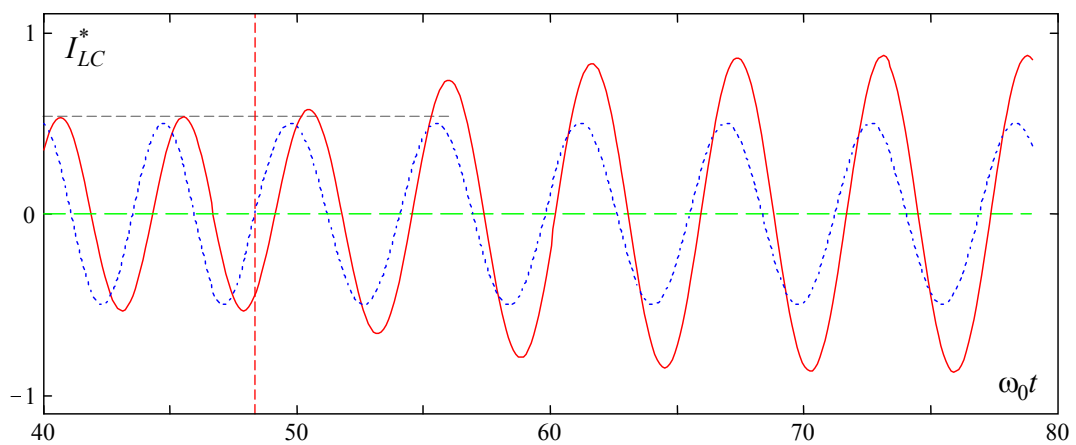


Рисунок 2.30 – Переходный процесс тока резонансного контура
 при возмущении частоты $\Omega_1 = 1,3$ $\Omega_2 = 1,1$ и $Q = 3$

Коэффициент отношения геометрической суммы свободных составляющих K_{fr} определяется разностью их фаз $\Delta\varphi_{free}$, которая в свою очередь зависит от добротности. При заданном относительном набросе тока контура $\delta I = \Delta I / I$ частотное воздействие, т.е. конечная частота, является его функцией $\Omega_2(\delta I)$. Это можно проиллюстрировать характеристикой $\Delta\varphi_{free}(Q)$, которая показана на рисунке 2.31,а. При увеличении добротности уменьшается разность фаз свободных составляющих $\Delta\varphi_{free}$. При предельном уменьшении величины частотного воздействия $\Omega_2 \rightarrow \Omega_1$, определяющего наброс тока $\delta I \rightarrow 0$,

$$K_{fr0}(Q) = \lim_{\delta I \rightarrow 0} K_{fr}(Q, \delta I). \quad (2.65)$$

Предел (2.65) вычислен в MathCad, зависимость $K_{fr0}(Q)$ показана на рисунке 2.31,б. Таким образом, на больших добротностях свободные составляющие имеют фактически равные фазы и $K_{fr0} \rightarrow 1$.

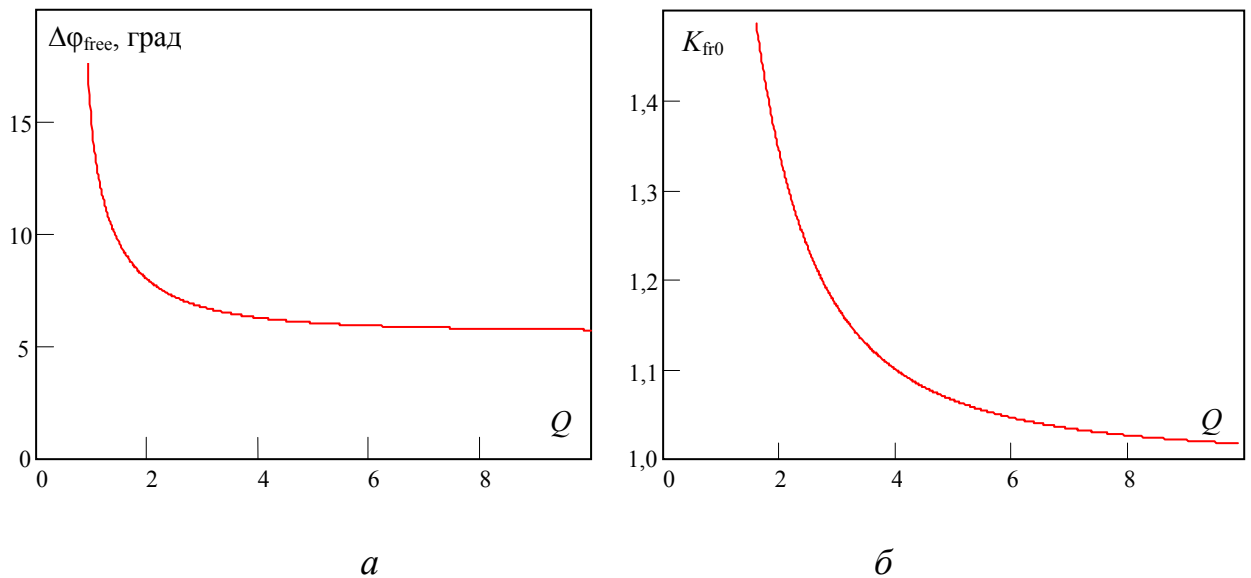


Рисунок 2.31 – Зависимость разности фаз свободных составляющих от добротности при $\Omega = 1,3$, $\delta I = 0,1$ (а), зависимость коэффициента геометрической разности K_{fr0} от добротности при $\Omega = 1,3$ (б)

Преобразование Лапласа от функции $I_{af}(t)$ с учетом предела (2.65) позволяет получить изображение амплитуды тока резонансного LC-контура при

возмущении частоты, формирующем единичное изменение амплитуды тока и передаточную характеристику по току

$$W_I(p) = 1 - K_{fr0}(Q) \frac{p \left(p + \frac{\omega_0}{2Q} \right)}{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q} \right)^2 + (\omega - \omega_0)^2}. \quad (2.66)$$

Эта характеристика показана на рисунке 2.32. Можно отметить, что отличия частотного воздействия от амплитудного локализованы в области частот выше резонансной.

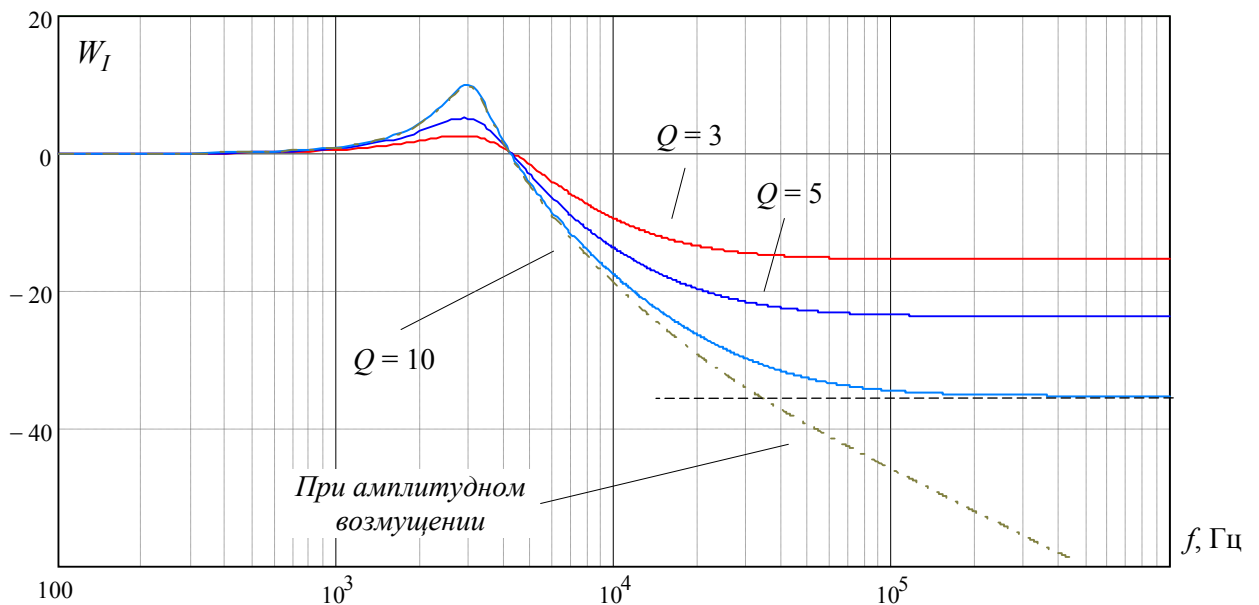


Рисунок 2.32 – ЛАЧХ тока резонансного контура при частотном возмущении и разных добротностях (при расстройке $\Omega = 1,3$ на частоте 10 кГц)

2.4.3 Динамические характеристики резонансного преобразователя постоянного напряжения

Введение в цепь резонансного контура активного выпрямителя оказывает влияние на динамические процессы из-за шунтирования нагрузки емкостным фильтром, воздействующим на амплитуду тока. В этом случае напряжение $u_{\text{вых}}$

является откликом фильтра $C_{\text{ВЫХ}}$ на единичное воздействие амплитуды тока контура несущей частоты:

$$u_{\text{ВЫХ}}^*(t) = \sigma(t) \frac{2}{\pi} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_{\text{ВЫХ}}}} \right), \quad (2.67)$$

поэтому влияние фильтра на динамику можно интерпретировать переменным характером добротности контура и выразить функцией

$$Q(t) = Q_0 \frac{1}{1 - e^{-\frac{t}{RC_{\text{ВЫХ}} + r^*}}}, \quad (2.68)$$

где r^* – приведенное активное сопротивление цепи переменного тока. С учетом вышесказанного передаточная функция тока резонансного контура

$$W_I(p) = \frac{\frac{\omega_0}{2Q_0} Z_{\text{rect}}(p) \left(p + \frac{\omega_0}{2Q_0} Z_{\text{rect}}(p) \right) + (\omega - \omega_0)^2}{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q_0} Z_{\text{rect}}(p) \right)^2 + (\omega - \omega_0)^2}, \quad (2.69)$$

где $Z_{\text{rect}}(p)$ – операторное входное сопротивление выпрямителя.

Введение емкостного фильтра увеличивает добротность на частоте свободной составляющей и, соответственно, коэффициента передачи на частоте биений. Однако сложность учета этого явления в $Z_{\text{rect}}(p)$ заключается в том, что выпрямитель оказывает разное сопротивление гармоникам резонансного контура, так как его ключи переключаются не на резонансной частоте, а на частоте вынужденных колебаний. Простая подстановка $Z_{\text{rect}}(p) = \frac{8R}{\pi^2} \frac{1}{\tau_f p + 1}$ приводит к совершенно неудовлетворительным результатам при больших частотных расстройках, хотя и справедлива при анализе на резонансной частоте. Это связано с тем, что коэффициент передачи на частоте биений в преобразователе с емкостным выходным фильтром $K_{\text{bтс}}$ имеет сложную зависимость и является функцией не только обобщенной расстройки контура, но и постоянной времени

выходного фильтра τ_f . Моделированием получена аппроксимация в виде функции

$$K_{\text{btc}}^*(\tau_f, \Omega, Q) = \frac{K_{\text{btc}}(\tau_f, \Omega, Q)}{K_{\text{bt}}} = \left(1 + \exp \left(\frac{2}{\pi} \log \left(\frac{1}{\xi(\Omega, Q)} \frac{\omega_0 \tau_f}{Q} \right) \right) \right), \quad (2.70)$$

позволяющей оценить относительное увеличение амплитуды биений при введении выпрямителя с фильтром. Тогда имеет место аналитическая связь

$$Z_{\text{rect}}(p) = \frac{8R}{\pi^2} \cdot \frac{1 - K_{\text{btc}}(\tau_f, \Omega, Q)^{-1} + K_{\text{btc}}(\tau_f, \Omega, Q)^{-1} (\tau_f p + 1)}{\tau_f p + 1}, \quad (2.71)$$

позволяющая явно определить передаточную функцию (2.69). В преобразователях достаточно большие постоянные времени фильтра, превышающие значения частотной расстройки, поэтому при условии $\tau_f \gg 1/(\omega - \omega_0)$ справедливо выражение

$$Z_{\text{rect}}(p) = \frac{8R}{\pi^2} \frac{1}{K_{\text{btc}}^*(\tau, \Omega, Q)}. \quad (2.72)$$

Влияние выходного фильтра на ЛАЧХ тока резонансного контура показано на примере преобразователя с параметрами $Q = 6$, $f = 120$ кГц, $f_0 = 100$ кГц, $\tau_f = 700$ мс (рисунок 2.33), отмечено существенное увеличение амплитуды возмущений тока на частоте разности $(\omega - \omega_0)$.

Передаточную функцию выходного напряжения с учетом того, что напряжение является откликом на воздействие тока на сглаживающий фильтр, можно записать:

$$W_{U_{\text{ВЫХ}}}(p) = W_I(p) \frac{1}{\tau_f p + 1}. \quad (2.73)$$

Влияние емкостного фильтра большей частью заключается в уменьшении сопротивления гармонике резонансной частоты, что увеличивает добротность контура и амплитуду биений.

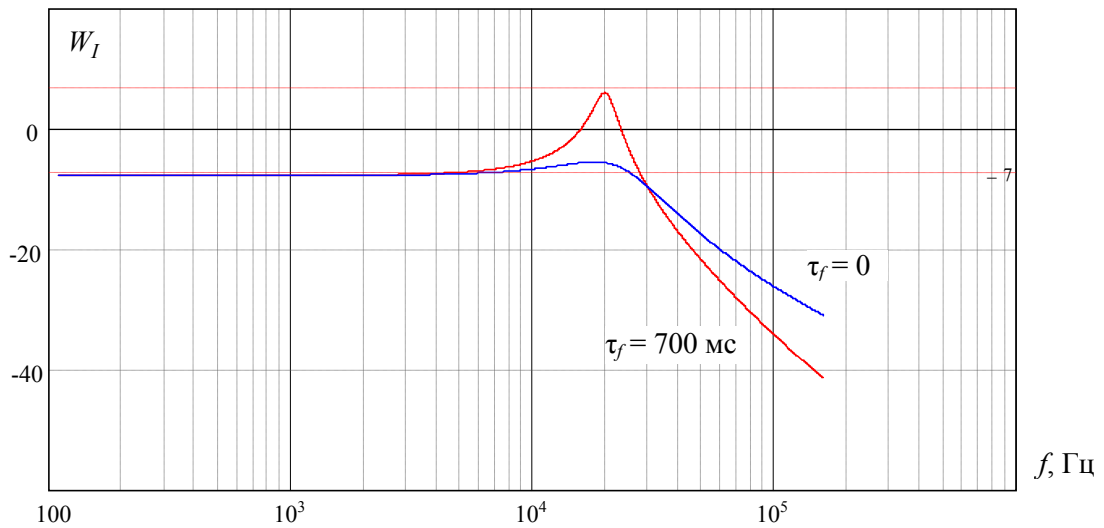


Рисунок 2.33 – ЛАЧХ тока резонансного контура преобразователя постоянного напряжения при $Q = 6$, $f = 120$ кГц, $f_0 = 100$ кГц, $\tau_f = 700$ мс

Для верификации полученных аналитических выражений проведено моделирование, основанное на измерении реакции выходного напряжения преобразователя на гармоническую модуляцию амплитуды возмущения согласно модели в MathLab (рисунок 2.34). Сопоставление результатов моделирования и аналитического расчета при разных параметрах показано на рисунках 2.35, 2.36 и демонстрирует высокую степень совпадения.

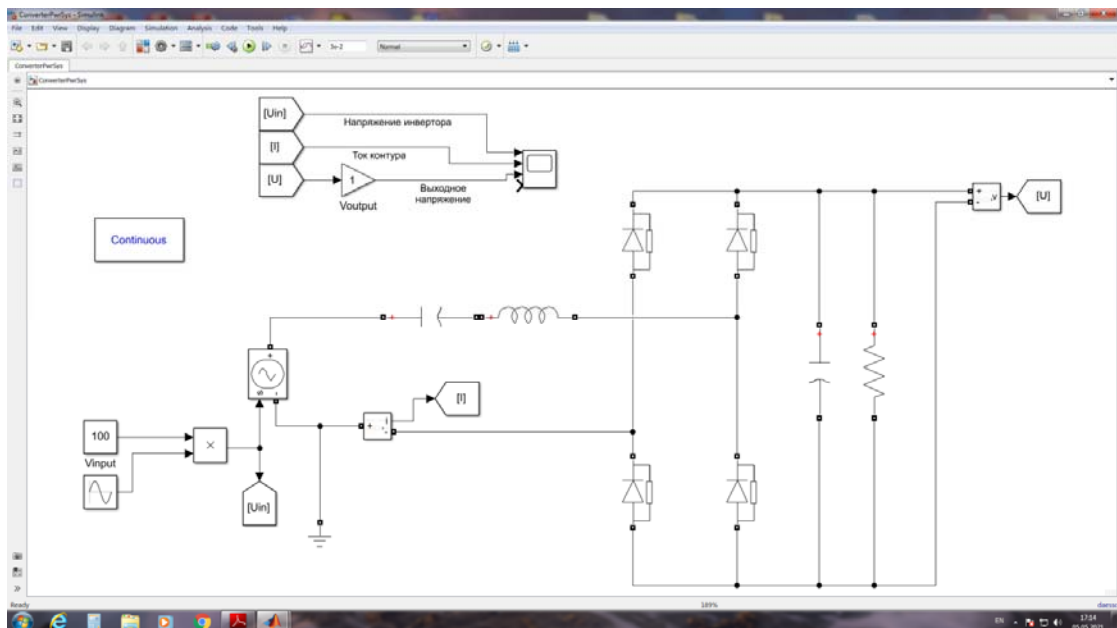


Рисунок 2.34 – Имитационная модель для построения частотных характеристик резонансного LC-преобразователя

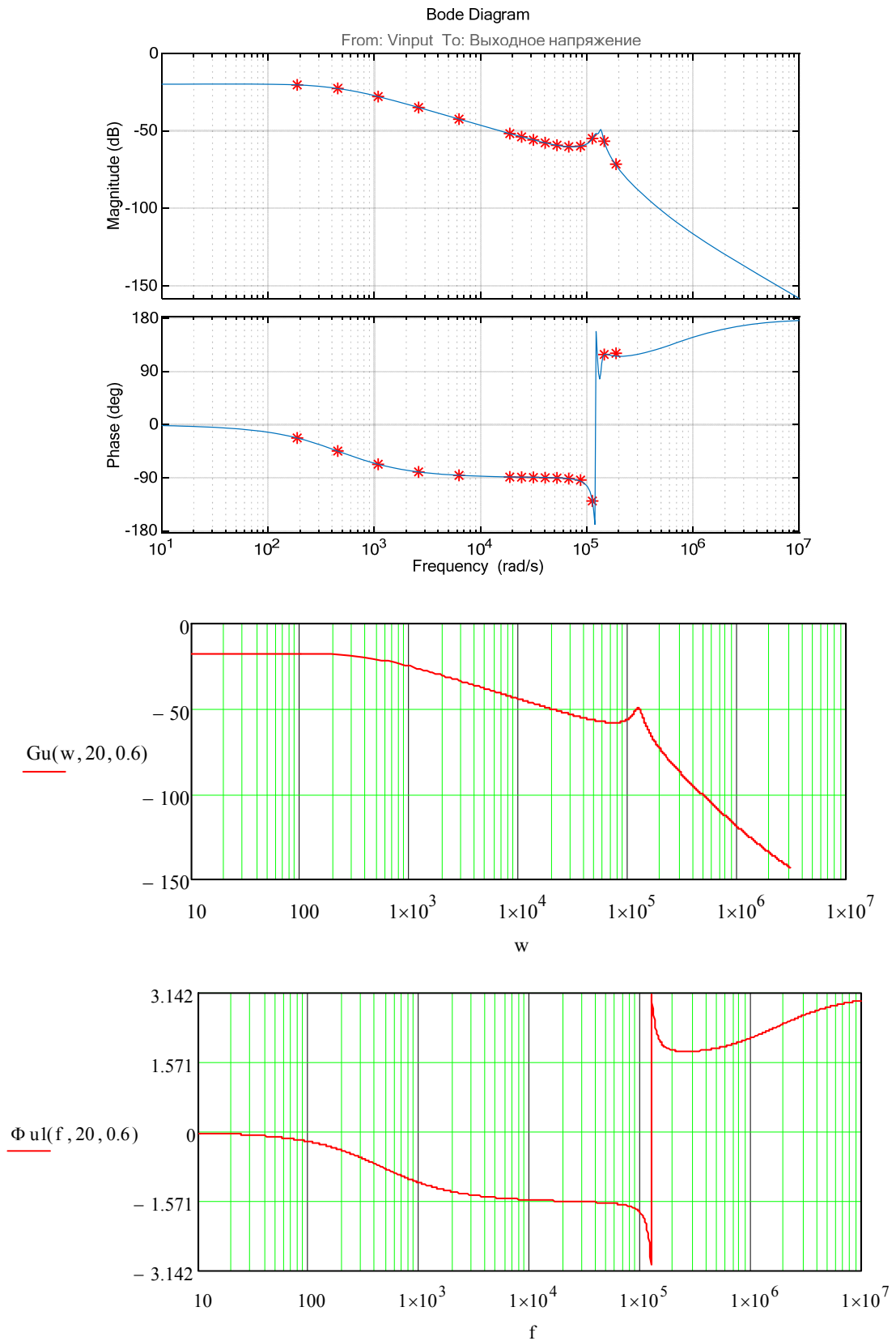


Рисунок 2.35 – Сопоставление результатов моделирования и расчета частотных характеристик при $Q = 20, f = 120$ кГц, $f_0 = 100$ кГц, $\tau_f = 2,2$ мс

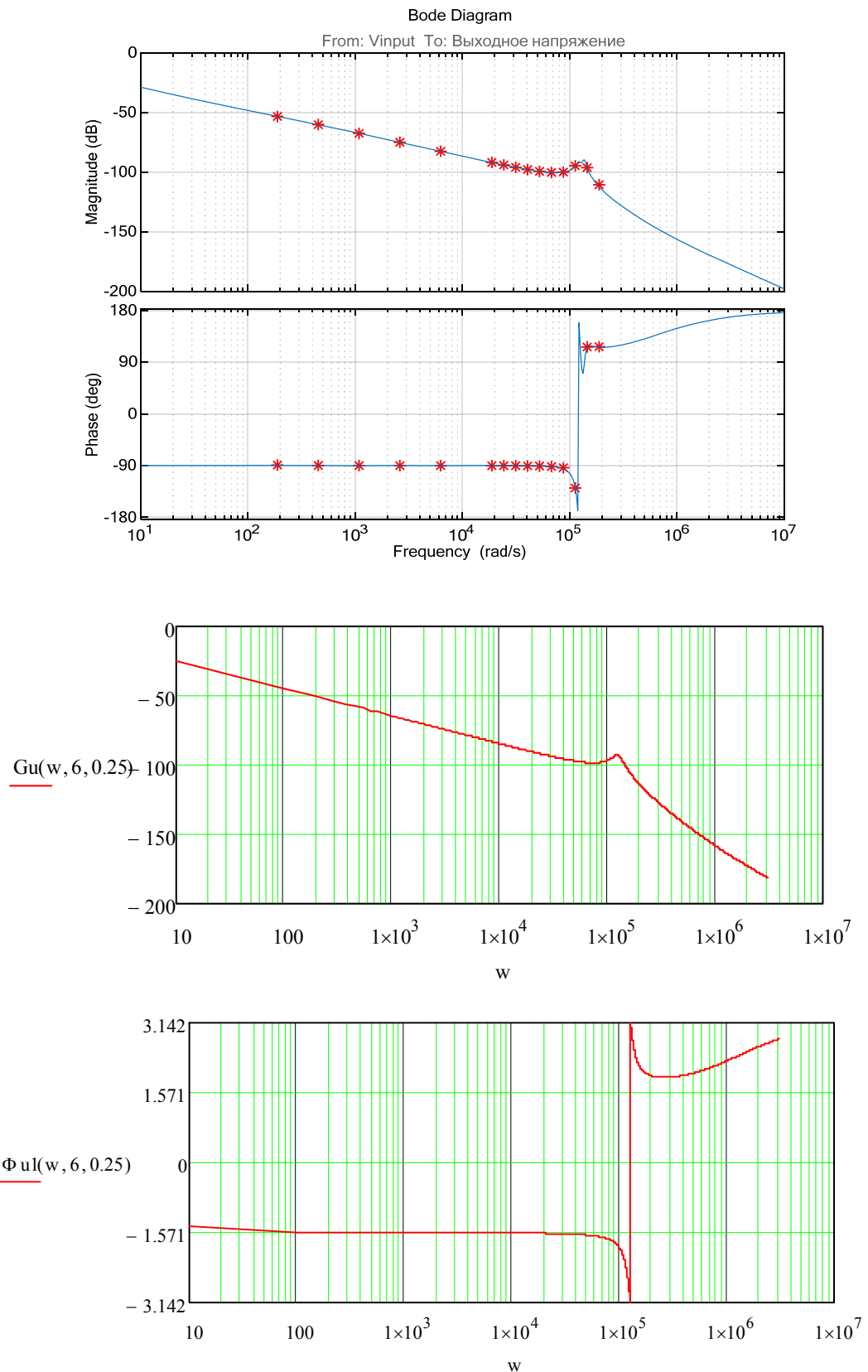


Рисунок 2.36 – Сопоставление результатов моделирования
и расчета частотных характеристик
при $Q = 6, f = 120$ кГц, $f_0 = 100$ кГц, $\tau_f = 700$ мс

Особенность динамики резонансного преобразователя постоянного напряжения состоит в том, что выходной емкостной фильтр оказывает влияние только на амплитуду тока резонансного контура, не затрагивая несущую частоту. Это позволяет моделировать амплитудное воздействие тока на фильтр через его передаточную функцию, исключив выпрямитель. Подход к анализу состоит в обратном преобразовании Лапласа тока резонансного контура, разделении оригинала на составляющие в виде биения (произведения частотных составляющих), исключения несущей частоты и получения изображения амплитуды тока резонансного контура. В практических случаях проектирования преобразователей постоянного напряжения следует избегать больших добротностей, поэтому амплитуда биений на частоте разности обычно незначительна.

Выводы по главе 2

1. Предложен способ ЧШИР напряжения резонансного преобразователя постоянного напряжения, основанный на введении интервала закорачивания тока резонансного контура в условиях частотной подстройки, что обеспечивает следующие энергетические преимущества:

- ограничение тока резонансного контура током источника или нагрузки и, таким образом, уменьшение статических потерь;
- формирование ZVS включения всех транзисторов и ZCS выключения транзисторов нерегулируемых стоек инвертора и выпрямителя;
- увеличение коэффициента мощности в сравнении с ЧФР за счет введения интервала закорачивания.

2. Показана возможность реализации ЧШИР в вариантах регулирования инвертором или выпрямителем. Исследованы частотные характеристики, показано, что при регулировании выпрямителем добротность и сопротивление резонансного контура по переменному току являются функциями угла регулирования, данные свойства ограничивают диапазон частотной подстройки.

При добротности контура $Q_0 = 1$ частотная подстройка не превышает значения $\Omega = 1,2$.

3. Разработан вольтодобавочный резонансный преобразователь с ЧШИР, обеспечивающий комплексное улучшение энергетических характеристик за счет ограничения диапазона регулирования. В частности, в режиме стабилизации выходного напряжения достигнуто:

- уменьшение тока транзисторов инвертора, определяемое глубиной регулирования;
- увеличение коэффициента мощности в среднем на 25–30%;
- уменьшение частотной подстройки, обусловленное зависимостью сопротивления контура по переменному току от входного напряжения.

5. Предложен двухдиапазонный режим регулирования в вольтодобавочном резонансном преобразователе, заключающийся в разбиении диапазона регулирования на два интервала, в одном из которых реализуется регулирование инвертором, а в другом – регулирование выпрямителем, что позволяет обеспечить полный диапазон регулирования при сохранении энергетических преимуществ вольтодобавочной структуры.

6. Анализ динамики резонансного преобразователя в условиях больших частотных расстроек колебательного контура показал наличие биений амплитуды тока резонансного контура, определяемых постоянной времени выходного фильтра. Установлено, что при возмущении частоты переходный процесс имеет две свободные составляющие с разными фазами, которые при больших добротностях можно считать равными.

3 Регулируемый резонансный *LCL*-преобразователь с активным выпрямителем при импедансном преобразовании нагрузки

Резонансные преобразователи последовательно-параллельных топологий могут обеспечить параметрическую стабилизацию требуемого параметра за счет импедансного преобразования параметров нагрузки. Классическим примером является стабилизация зарядного тока аккумуляторов с помощью индуктивно-емкостного преобразователя на основе *LCL*-контура [115, 116]. В данной главе рассмотрен режим дуального импедансного преобразования, заключающийся в параметрической стабилизации выходного напряжения при питании от источника тока, в роли которого выступает солнечная батарея (СБ). Применен принцип, согласно которому возмущения нагрузки компенсируются резонансным *LCL*-контуром, а нестабильность тока входного источника – импульсным регулированием. Свойство импедансного преобразования позволяет повысить энергетическую эффективность импульсного регулирования, так как компенсация изменений нагрузки осуществляется параметрически без введения интервалов рекуперации, завышающих токи инвертора и выпрямителя. Разработаны способы регулирования резонансным преобразователем с активным выпрямителем на основе *LCL*-топологии, позволяющие сохранить импедансное преобразование нагрузки на всем диапазоне регулирования. Рассмотрены динамические свойства, переходные процессы напряжения резонансного *LCL*-преобразователя при изменении нагрузки.

3.1 *LCL*-топология резонансного контура в режиме параметрической стабилизации напряжения

Впервые идея формирования стабильного напряжения при питании от источника тока высказана в [131], а затем развита автором в [132–136] для преобразования тока солнечных батарей в стабильное постоянное напряжение.

Наиболее простым решением задачи является параллельный резонансный контур (рисунок 3.1,а), который позволяет получить стабильное выходное напряжение на резонансной частоте $\Omega = 1$. Шунтирующее влияние нагрузки компенсируется увеличением тока дросселя, поэтому фаза входного тока $\varphi = (\pi/2 - \theta_I)$ (рисунок 3.1,б,в). В данной топологии волновое сопротивление резонансного LC -контра является инструментом согласования тока входного источника с выходным напряжением.

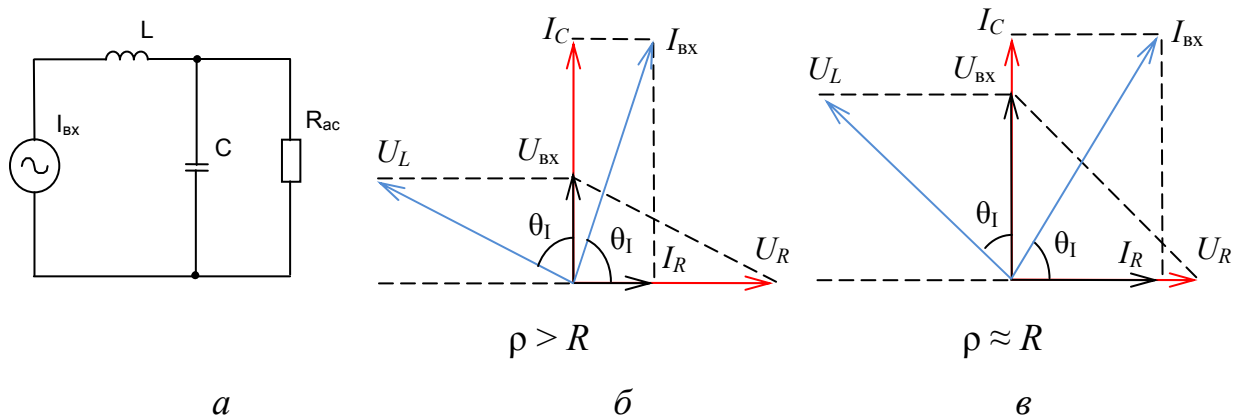


Рисунок 3.1 – Параллельный LC -контур при входном источнике тока

Применение LCL -топологии позволяет минимизировать фазу тока инвертора. Векторная диаграмма LCL -контра при стабилизации выходного напряжения и $\Omega = 1$ показана на рисунке 3.2. При равенстве индуктивностей $L_n = L_f$ падение напряжения на дросселе L_n позволяет сформировать между векторами токов нагрузки $I_{ввых}$ и инвертора $I_{вх}$ стабильный угол $\pi/2$, тем самым компенсируя реактивное напряжение и обеспечивая нулевую фазу входного тока $\varphi = 0$. Данное условие обеспечивается равенством прямоугольных треугольников, образованных векторами $U_{вх}$, U_{L_n} , U_C и U_R , U_{L_f} , U_C , из чего следует равенство $U_{L_f} = U_R$ и стабильность выходного напряжения.

При этом ток конденсатора сдвинут относительно тока инвертора на угол α , определяемый нагрузкой

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\rho}{R_{ac}} = Q. \quad (3.1)$$

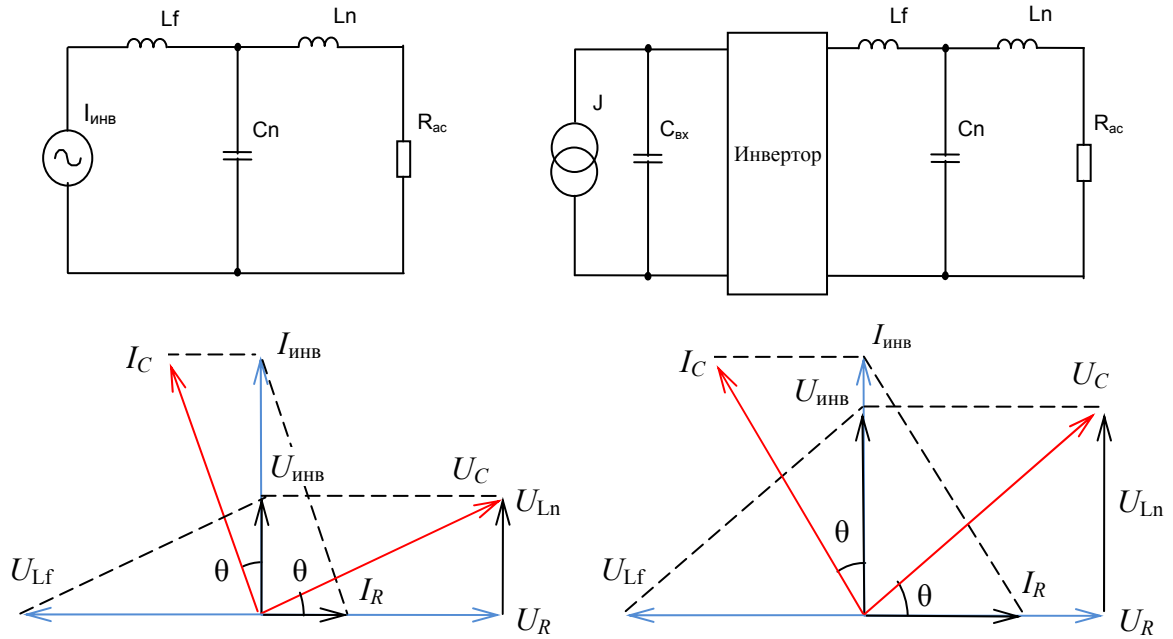


Рисунок 3.2 – Векторные диаграммы LCL -контура при $\Omega = 1$ и $L_n = L_f$

Для описания режима параметрической стабилизации введено понятие коэффициента передачи «ток – напряжение», который безразмерен, если соотнести его к волновому сопротивлению контура:

$$K_{I \rightarrow U}(\Omega) = \frac{U_R}{J} \cdot \frac{1}{\rho} = \frac{I_R R}{I_{\text{инв}} \cos \varphi(\Omega)} \cdot \frac{1}{\rho} = \frac{K_I(\Omega)}{\cos \varphi(\Omega)} \cdot \frac{1}{Q}, \quad (3.2)$$

$$K_{I \rightarrow U} = \sqrt{\frac{\frac{\Omega^2}{Q^2} \left((\Omega^2 - 1) + Q^2 (\Omega^2 - 1)^2 - Q^2 (\Omega^2 - 1) \right)^2 + 1}{\Omega^2 + Q^2 (\Omega^2 - 1)^2}}.$$

В выражении учтено, что в общем случае при $\Omega \neq 1$ ток инвертора имеет фазовый сдвиг φ относительно напряжения. Коэффициент передачи «ток – напряжение» LCL -контура показан на рисунке 3.3. Отмечено, что параметрическая стабилизация выходного напряжения обеспечивается на частоте $\Omega = 1$ во всем диапазоне изменения нагрузки:

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} \cdot \rho. \quad (3.3)$$

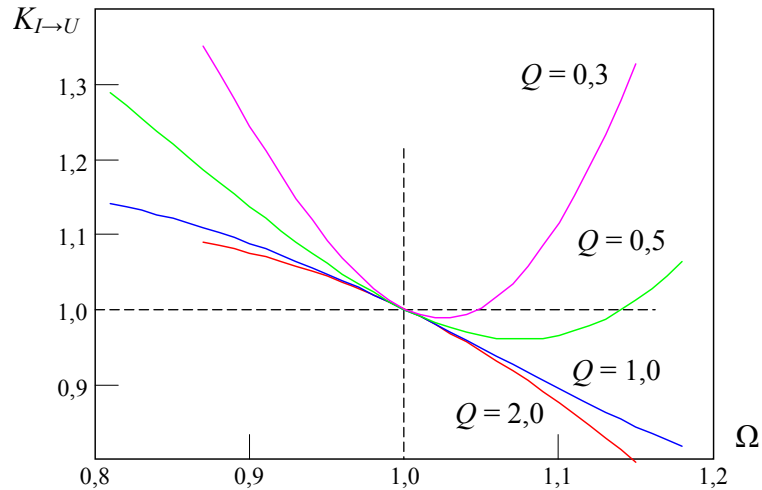
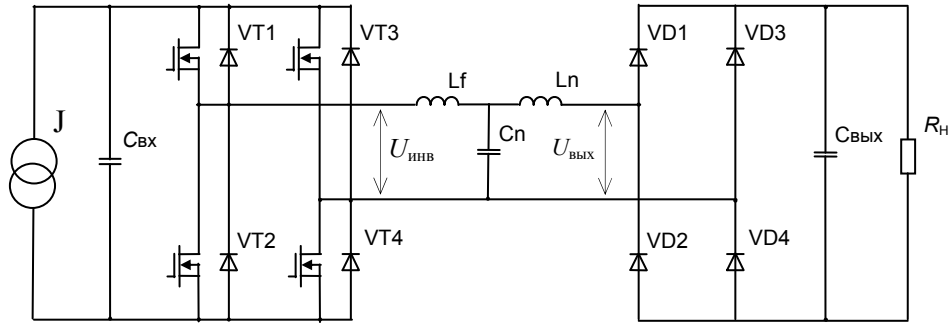


Рисунок 3.3 – Коэффициент передачи «ток – напряжение» LCL -контура

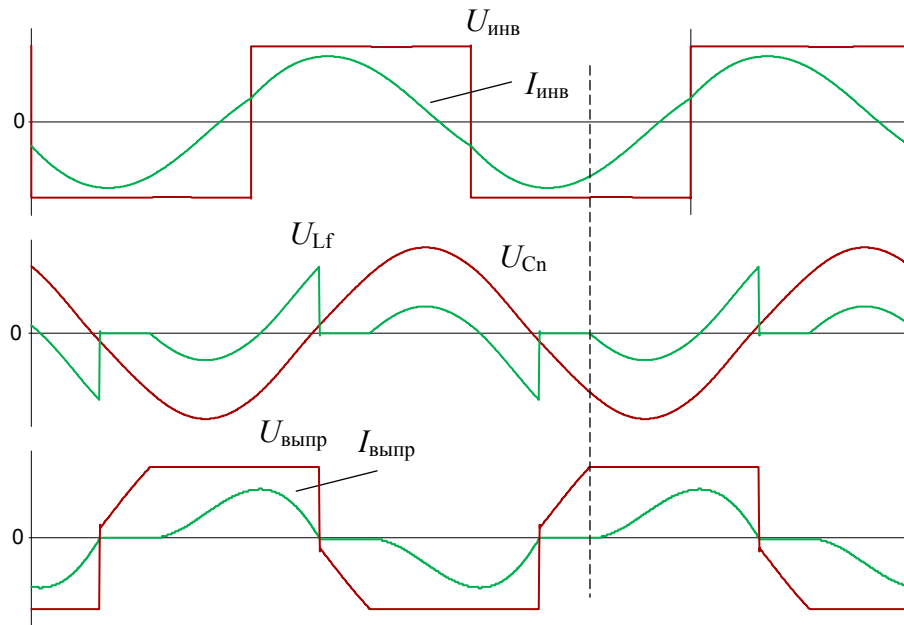
При этом входное напряжение может быть как меньше выходного при нагрузках $R > \rho$, так и больше выходного при $R < \rho$.

3.2 Резонансный LCL -преобразователь постоянного напряжения с активным выпрямителем

Включение выпрямителя существенно влияет на характеристики резонансного LCL -преобразователя, так как нагрузка контура по переменному току имеет фазовый сдвиг основных гармоник тока и напряжения. Применение диодного выпрямителя (рисунок 3.4,а) формирует режим прерывистого тока, который ярко выражен в области низких добротностей контура, т.е. в режимах, близких к холостому ходу. При этом искажается форма тока выпрямителя, в его цепь вводится существенный реактивный импеданс, что приводит к появлению фазы запаздывания тока выпрямителя и фазы опережения тока инвертора, выводящей инвертор из ZVS (рисунок 3.4,б). Кроме того, фаза тока нарушает режим параметрической стабилизации выходного напряжения, которое растет по мере уменьшения нагрузки, холостой ход в данном случае соответствует $U_{\text{вых}} \rightarrow \infty$. Устранить интервал прерывистого тока можно подстройкой частоты, подобные подходы показаны в [111, 114], однако при $R \rightarrow \infty$ это требует выполнения условия $\Omega \rightarrow \infty$, что является практически невозможным.



а



б

Рисунок 3.4 – Резонансный LCL -преобразователь с диодным выпрямителем СБ (а); диаграммы работы при $Q = 0,2$ (б)

В настоящей работе предлагается обеспечить непрерывность тока контура введением активного выпрямителя (рисунок 3.5,а) с принудительным фазовым смещением напряжения на $\pi/2$ относительно напряжения инвертора. Такой режим формирует интервалы рекуперации энергии выходного фильтра в резонансный контур, ток и напряжение активного выпрямителя показаны на диаграммах (рисунок 3.5,б). С учетом вышесказанного выходное напряжение LCL -преобразователя

$$\operatorname{Re}Z(\Omega_0) = \frac{\pi^2 \rho^2}{8 R_n} \rightarrow U_{\text{ввых}}^* = \frac{U_{\text{ввых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\pi^2 \rho}{8 \operatorname{Re}Z(\Omega_0)}. \quad (3.4)$$

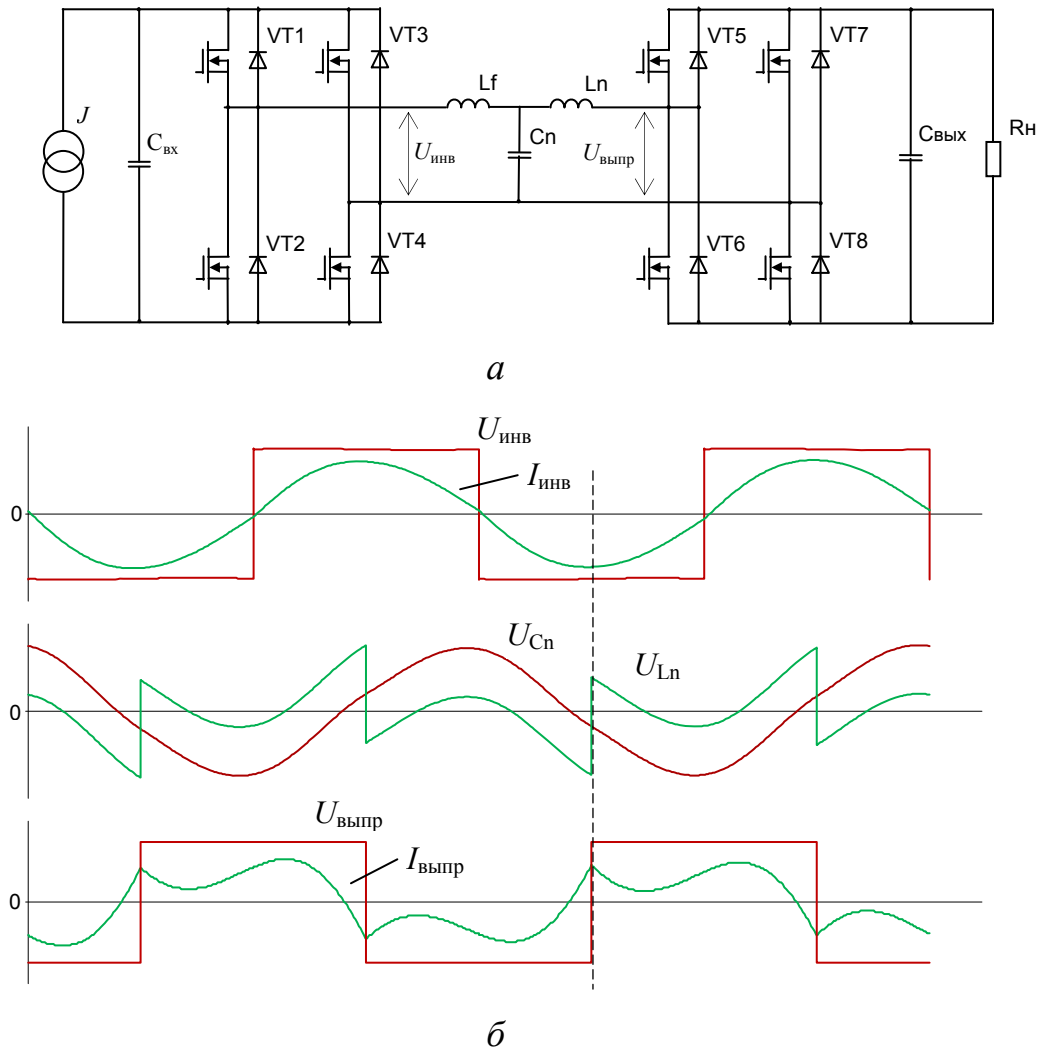


Рисунок 3.5 – Резонансный LCL -преобразователь с активным выпрямителем (а); диаграммы работы при $Q = 0,2$ (б)

Коэффициентом передачи контура является его волновое сопротивление, нормализованная нагрузка R_H^* обеспечивает условие $Q = 1$, т.е. равенство входного и выходного напряжений ($U_{вх} = U_{вых}$):

$$R_H^* = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_H}{\rho}, \quad Q = \frac{\rho}{R_{ac}} = \frac{1}{R_H^*}, \quad R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_H. \quad (3.5)$$

Характерной особенностью LCL -преобразователя с активным выпрямителем является квазисинусоидальная форма его тока, обусловленная воздействием на дроссель двух составляющих: прямоугольного напряжения выпрямителя и синусоидального напряжения резонансного конденсатора. Поэтому ток выпрямителя имеет синусоидальную и пилообразную составляющие:

$$I_{\text{выпр}}(t) = I_{\text{триан}}(t) + I_{\text{син}}(t) = \frac{\pi U_{\text{вых}}}{2 \omega L} \frac{2t}{T} + \frac{4 U_{\text{вых}}}{\pi \omega L} \frac{1}{\cos \theta} \cos(\omega t + \theta), \quad (3.6)$$

или по отношению к первой гармонике выходного напряжения

$$I_{\text{выпр}}^*(t) = \frac{\pi^2}{8} \frac{2t}{T} + \frac{1}{\cos \theta} \cos(\omega t + \theta). \quad (3.7)$$

Фактором, определяющим ток выпрямителя, является угол нагрузки θ , в режиме холостого хода в токе выпрямителя $\theta \rightarrow 0$. Диаграммы тока при различных нагрузках показаны на рисунке 3.6. На холостом ходу при $Q \rightarrow 0$ напряжение резонансного конденсатора C_n синфазно с напряжением выпрямителя и $\theta = 0$, поэтому пилообразная и синусоидальная составляющие тока имеют равные первые гармоники. Соответственно в выходном токе первая гармоника отсутствует, а средневывпрямленный ток равен нулю (рисунок 3.6,а), т.е. выполняются условия $R_n^* \rightarrow \infty$, $\theta = 0$, $I_{\text{выпр}_1\text{м}} = 0$.

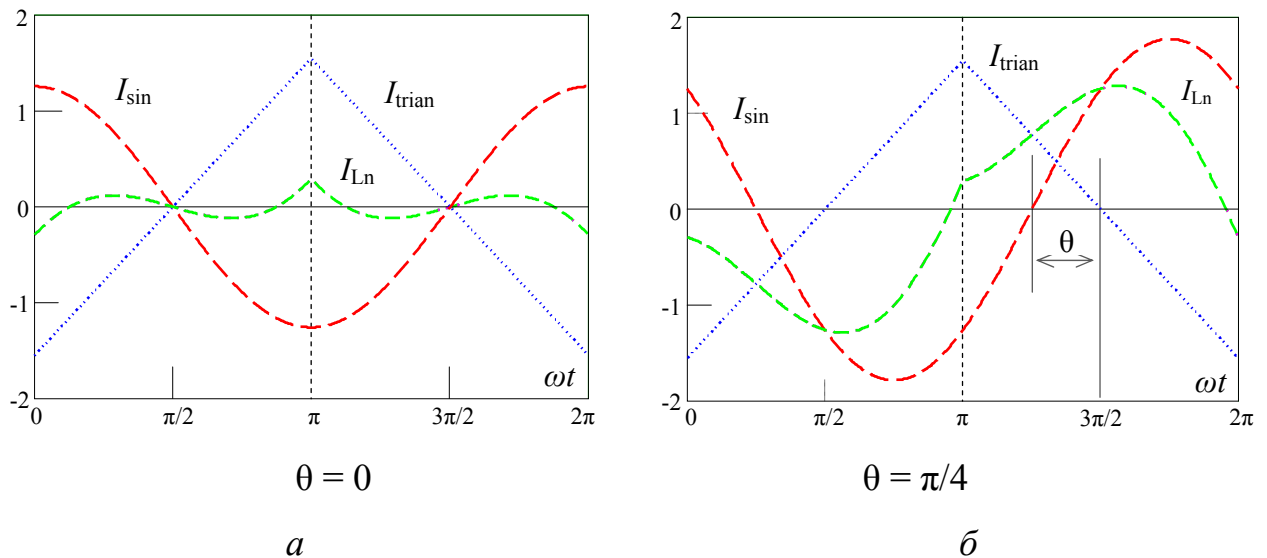


Рисунок 3.6 – Ток выпрямителя в режимах $Q \rightarrow 0$ (а) и нормализованной нагрузки $Q=1$ (б)

При увеличении нагрузки между напряжением конденсатора и выпрямителя появляется угол θ . В частном случае при нормализованной нагрузке $R_n^* = 1$, угол $\theta = \pi/4$, а ток выпрямителя содержит первую гармонику:

$$I_{\text{выпр}_1\text{м}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вх}}. \quad (3.8)$$

Таким образом, выходная мощность преобразователя определяется первой гармоникой, высшие гармоники компенсируют друг друга, т.е. при $\theta = 0$ активный выпрямитель не передает энергию в нагрузку.

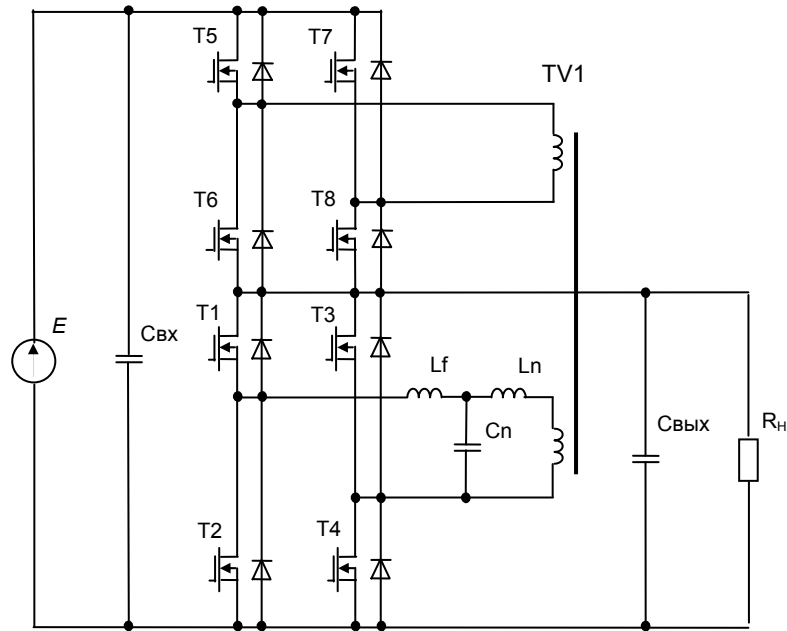
3.3 Структуры построения резонансных *LCL*-преобразователей

Структурное построение *LCL*-преобразователей в целом аналогично классическим резонансным *LC*-преобразователям. В частности, возможно применение вольтодобавочных структур (рисунок 3.7), позволяющих существенно уменьшить статические потери путем преобразования части потока энергии [133]. При этом возможно построение как понижающих (рисунок 3.7,а), так и повышающих (рисунок 3.7,б) структур. Понижающая структура адаптирована под импедансное преобразование «напряжение – ток», так как допускает режим короткого замыкания. Топология обеспечивает деление выходного тока между инвертором и выпрямителем, который перераспределяется в зависимости от величины нагрузки. В данном случае преобразованию подвергается часть входного напряжения

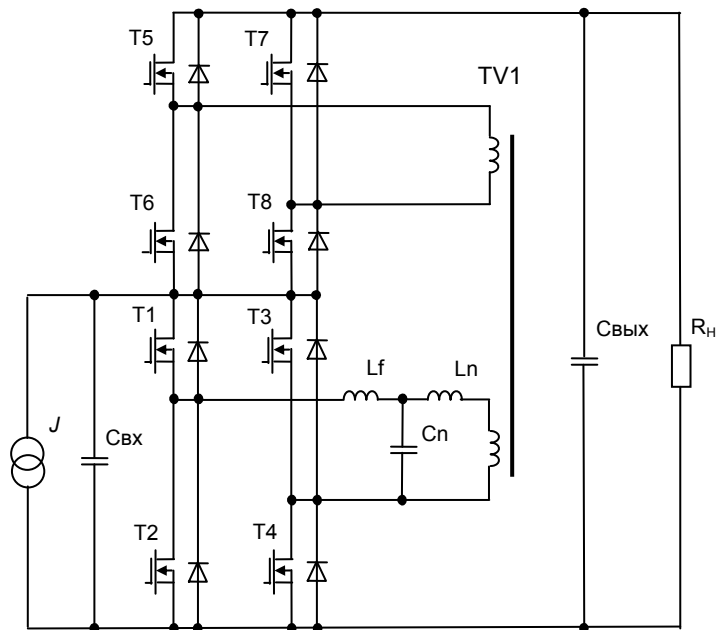
$$\frac{\pi^2}{8} \rho (I_{\text{ВЫХ}} - I_{\text{ВХ}}) = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}. \quad (3.9)$$

Процессы преобразования в повышающей структуре (см. рисунок 3.7,б) дуальны. В данном случае происходит обратное преобразование «ток – напряжение», структура обеспечивает режим холостого хода, необходимый для стабилизаторов напряжения. В структуре сохраняется свойство параметрической стабилизации, однако отличие состоит в том, что звено переменного тока параметрически стабилизирует разность напряжений $U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}$ пропорционально току инвертора, т.е. разности токов $I_{\text{ВХ}} - I_{\text{ВЫХ}}$, это можно отразить выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}} = \frac{\pi^2}{8} \rho (I_{\text{ВХ}} - I_{\text{ВЫХ}}). \quad (3.10)$$



а



б

Рисунок 3.7 – Вольтодобавочные резонансные LCL -преобразователи:
 а – понижающий; б – повышающий

Таким образом, для вольтодобавочного преобразователя выполняется условие параметрической стабилизации выходного напряжения, при этом максимальная нагрузка ограничивается значением $R_H^* = 1$. Свойства вольтодобавочной структуры обеспечивают деление входного тока между

инвертором и выпрямителем, который перераспределяется в зависимости от нагрузки. Это приводит к существенному снижению статических потерь.

В предельных случаях (рисунок 3.8):

при нормализованной нагрузке – $R_n^* \rightarrow 1$, $I_{\text{выпр}} \rightarrow I_{\text{вх}}$, $I_{\text{инв}} \rightarrow 0$;

на холостом ходу – $R_n^* \rightarrow \infty$, $I_{\text{выпр}} \rightarrow 0$, $I_{\text{инв}} \rightarrow I_{\text{вх}}$.

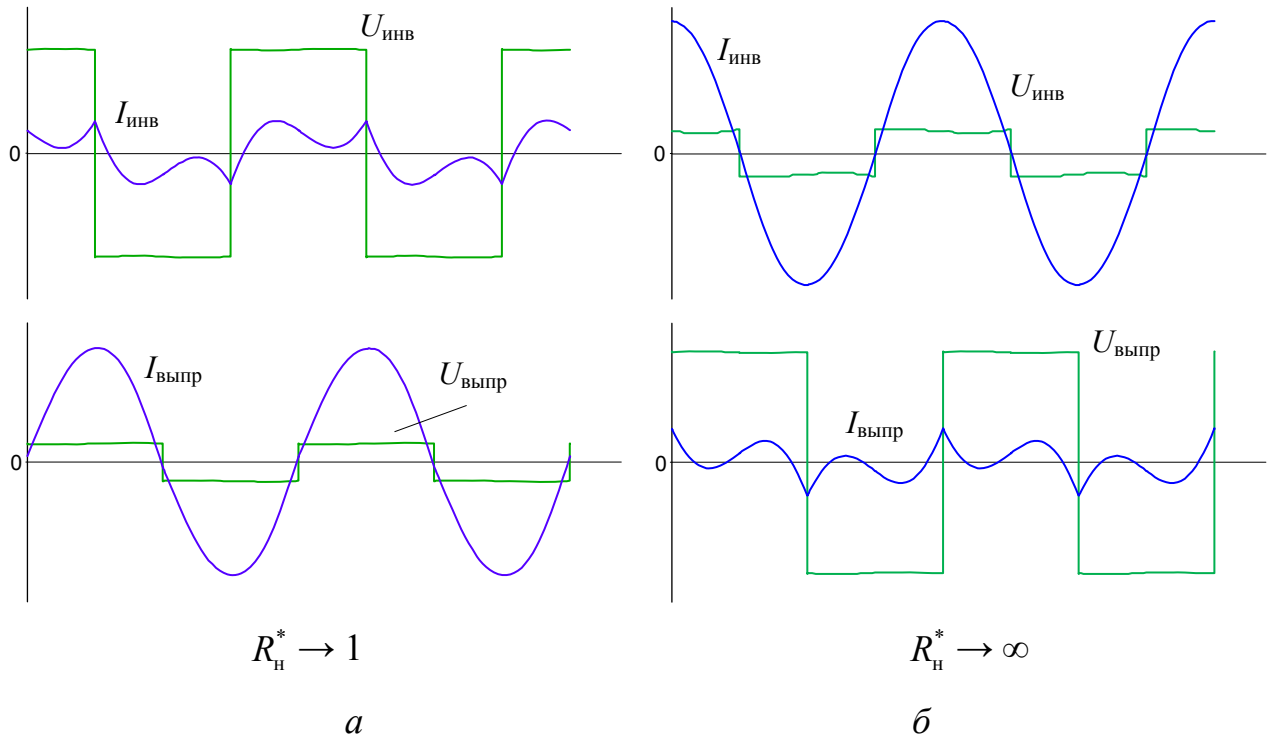


Рисунок 3.8 – Диаграммы работы вольтодобавочного резонансного *LCL*-преобразователя в режиме стабилизации напряжения

Однотактная бестрансформаторная структура построения резонансного *LCL*-преобразователя (рисунок 3.9) рассмотрена в [134]. Принцип работы отличается воздействием на резонансный *LCL*-контур однополярных импульсов напряжения, формируемых однотактным инвертором. При этом потребляемый инвертором ток имеет только положительную полуволну и образуется два интервала: передачи энергии в резонансный контур и закорачивания тока резонансного контура. Активный выпрямитель работает в режиме однополупериодного выпрямления, что требует введения в цепь инвертора проходного конденсатора C_f для устранения постоянной составляющей.

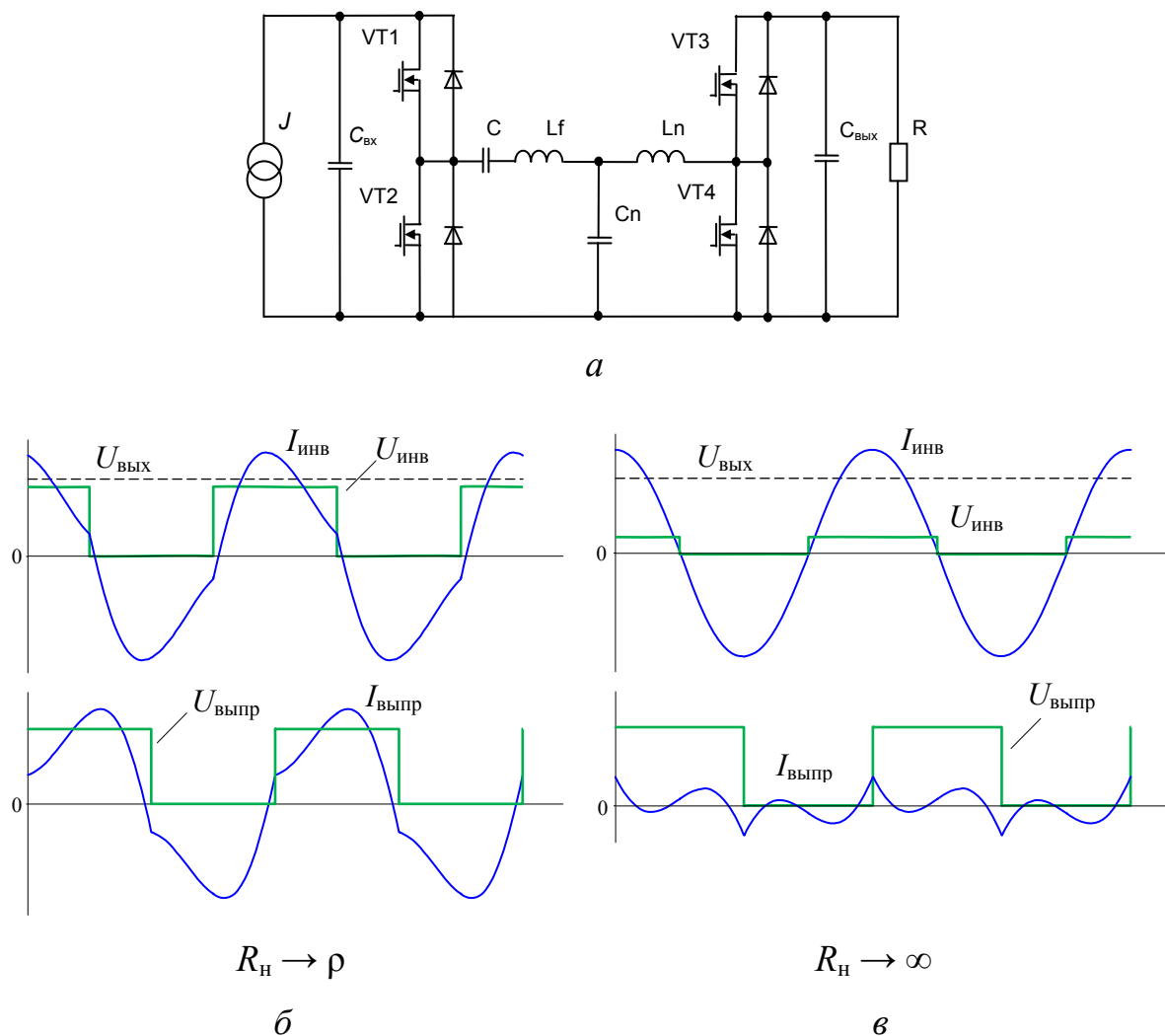


Рисунок 3.9 – Однотактный резонансный LCL -преобразователь

3.4 Регулирование коэффициента передачи LCL -преобразователя в режиме параметрической стабилизации напряжения

3.4.1 Резонансный LCL -преобразователь с фазовым регулированием

Импедансное преобразование позволяет параметрически стабилизировать напряжение при изменении нагрузки, однако для компенсации дрейфа тока входного источника необходимо импульсное регулирование. В данном случае возможно фазовое регулирование, основанное на смещении напряжения выпрямителя $U_{\text{выпр}}$ относительно напряжения инвертора $U_{\text{инв}}$ на некоторый дополнительный угол $\pi/2 + \beta$. В результате формируется интервал рекуперации

тока выпрямителя и происходит повышение выходного напряжения. Процесс регулирования в структуре (см. рисунок 3.5) представлен векторной диаграммой (рисунок 3.10,а).

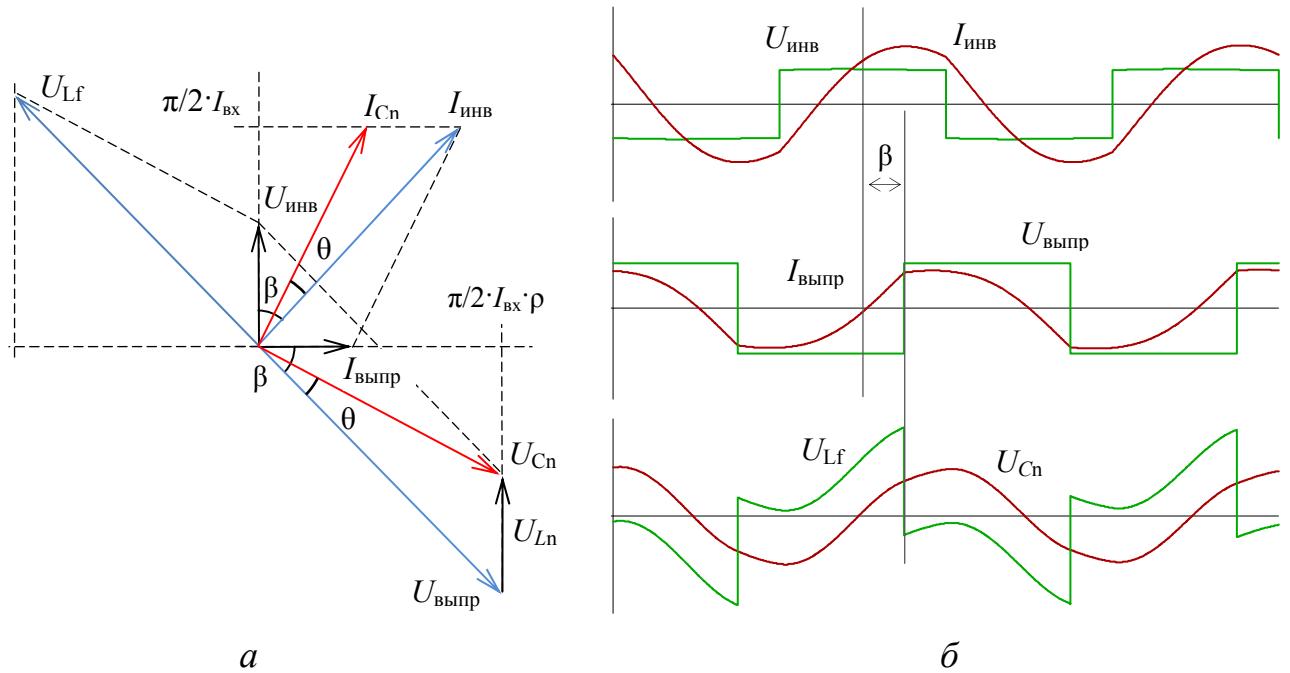


Рисунок 3.10 – Фазовое регулирование в резонансном LCL -преобразователе:
 а – векторная диаграмма; б – параметры при $\beta = \pi/4$, $R_n^* = 2$

Введение дополнительного фазового угла β приводит к симметричному сдвигу тока в мостах преобразователя (рисунок 3.10,б):

$$I_{\text{инв}} \wedge U_{\text{инв}} = \beta, \quad I_{\text{выпр}} \wedge U_{\text{выпр}} = -\beta. \quad (3.11)$$

Разные знаки фаз тока позволяют обеспечить включение транзисторов в условиях ZVS в процессе регулирования. Входной и выходной токи:

$$I_{\text{вх}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{инв}} \cos \beta, \quad I_{\text{н}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{выпр}} \cos \beta. \quad (3.12)$$

Анализ диаграммы показывает сохранение между напряжением инвертора и током выпрямителя угла $U_{\text{инв}} \wedge I_{\text{выпр}} = \pi/2$ при любом угле регулирования β , что обеспечивает параметрическую стабилизацию на всем его диапазоне. Регулирование приводит к увеличению векторов тока инвертора $I_{\text{инв}}$ и напряжения выпрямителя $U_{\text{выпр}}$, поэтому значение параметрически стабилизируемого выходного напряжения при стабильном входном токе

$$U_{\text{вых}} = \frac{\pi^2}{8} I_{\text{вх}} \rho \frac{1}{\cos \beta}. \quad (3.13)$$

В режиме параметрической стабилизации напряжения, учитывая симметрию схемы преобразователя и дуальность процессов импедансного преобразования, регулировочную характеристику удобно выразить через коэффициент передачи «напряжение – ток». В этом случае она описывает изменение входного тока при стабильном напряжении. При рассматриваемом фазовом регулировании

$$I_{\text{вх}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{\text{вых}}}{\rho} \cos \beta \quad \rightarrow \quad K_{U \rightarrow I} = \frac{I_{\text{СБ}}}{I_{\text{СБ } \beta=0}} = \cos \beta. \quad (3.14)$$

Поэтому $K_{U \rightarrow I}$ можно трактовать как входной ток по отношению к своему максимальному значению при нулевом угле регулирования ($\cos \beta = 0$).

Значения токов инвертора и выпрямителя можно получить расчетами по основной гармонике. При фазовом регулировании выпрямитель имеет импеданс

$$Z_{\text{выпр}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\text{н}} \cdot \cos \beta \quad \rightarrow \quad R_{\text{ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\text{н}} \cdot \cos^2 \beta. \quad (3.15)$$

Исходя из векторной диаграммы, коэффициент передачи контура по току

$$K_I = \frac{I_{\text{выпр}}}{I_{\text{инв}}} = Q(\beta) = \frac{\rho}{R_{\text{ac}}} \cos \beta = \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos \beta}, \quad Q = 1/R_{\text{н}}^*. \quad (3.16)$$

Таким образом, при стабилизации выходного напряжения в процессе регулирования сохраняется стабильность тока инвертора, соответствующего начальному углу $\beta = 0$, т.е. при $U_{\text{вых}} = \text{const}$ справедливо $I_{\text{инв}} = \text{const}$:

$$I_{\text{инв}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0}. \quad (3.17)$$

Выходной ток

$$I_{\text{н}} = \frac{I_{\text{СБ } \beta=0}}{R_{\text{н}}^*} \quad \rightarrow \quad I_{\text{выпр}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0} \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos \beta}. \quad (3.18)$$

Ток выпрямителя при фазовом регулировании определяется нагрузкой (рисунок 3.11,а), что дает энергетические преимущества перед LC -преобразователем, в котором ток выпрямителя равен приведенному току инвертора. Точка равенства входного и выходного напряжений $U_{ВХ} = U_{ВЫХ}$ определяет равенство токов $I_{ИНВ} = I_{ВЫПР}$ и при регулировании смещается в область $R_n^* > 1$. Критическое сопротивление нагрузки $R_n^* = 1/K_{U \rightarrow I}$.

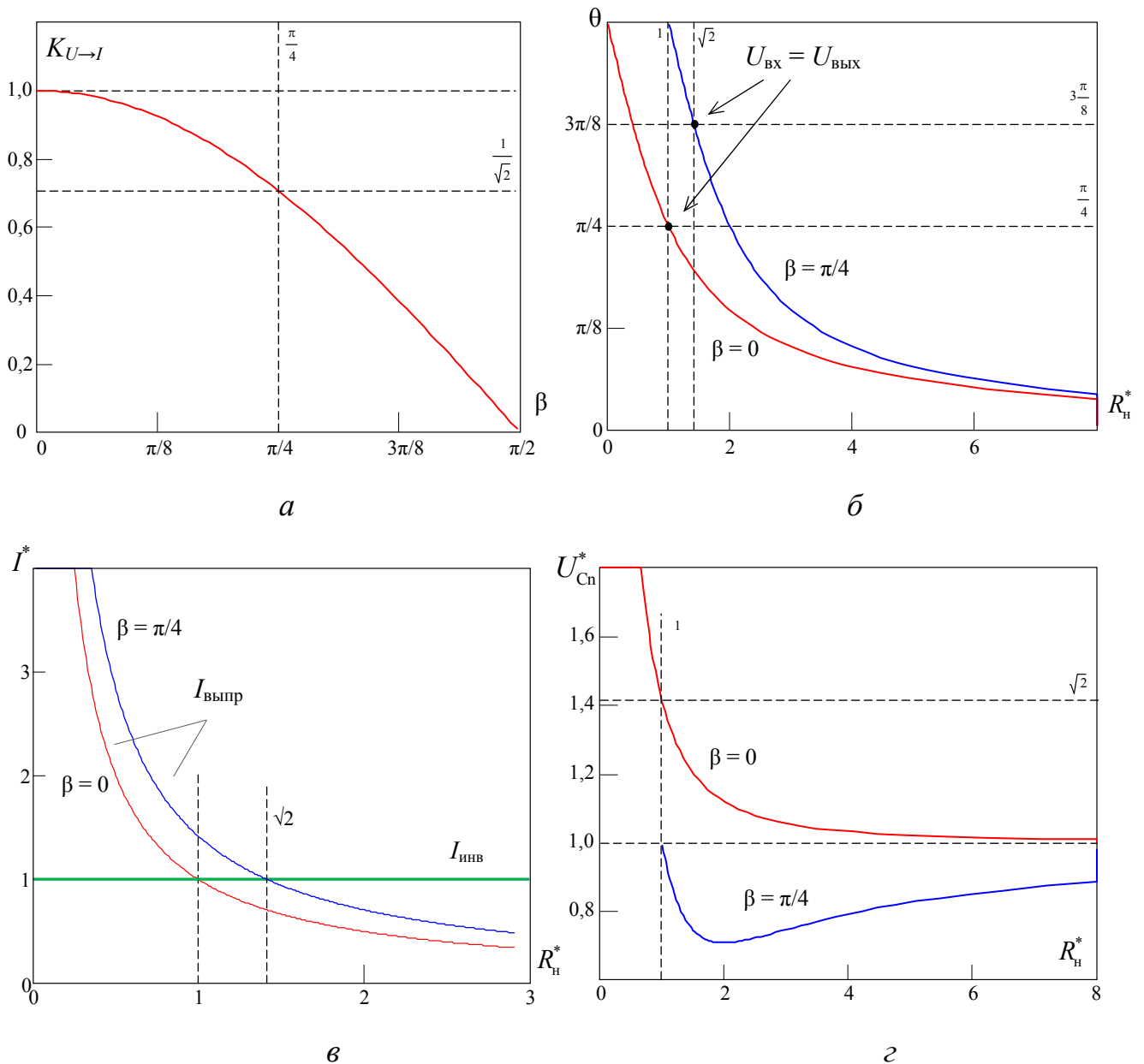


Рисунок 3.11 – Характеристики резонансного LCL -преобразователя при фазовом регулировании: a – коэффициент передачи; $б$ – угол нагрузки α ; $в$ – ток выпрямителя; $г$ – напряжение конденсатора U_{Cn}

С позиций энергетических показателей интересно напряжение резонансного конденсатора C_n , которое является функцией угла нагрузки и угла регулирования $U_{Cn}(\theta, \beta)$. При фазовом регулировании из диаграммы (рисунок 3.10,а) для угла получена аналитическая связь (рисунок 3.11,б):

$$\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg}(\beta - \theta) = \frac{I_{\text{выпр}}}{\frac{\pi}{2} I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \frac{1}{\cos \beta} = \frac{1}{R_H^* \cos^2 \beta}, \quad (3.19)$$

$$\theta = \beta - \operatorname{arctg} \left(\operatorname{tg} \beta - \frac{1}{R_H^* \cos^2 \beta} \right), \quad (3.20)$$

при $\beta = 0$ получено очевидное $\theta = \operatorname{arctg}(1/R_H^*) = \operatorname{arctg} Q$.

С помощью функции угла $\theta(R_H^*)$ получено напряжение конденсатора по отношению к выходному, приведенному к первой гармонике (рисунок 3.11,з):

$$U_{Cn} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вх}} \rho \frac{1}{\cos(\beta - \theta)}, \quad U_{Cn}^* = \frac{\pi}{4} \frac{U_{Cn}}{U_{\text{вых}}} = \frac{\cos \beta}{\cos(\beta - \theta)}. \quad (3.21)$$

Напряжение конденсатора при регулировании имеет минимум, который соответствует условию равенства углов $\theta = \beta$, что видно из векторной диаграммы. При $R_H^* \rightarrow \infty$ напряжение конденсатора стремится к значению $U_{Cn}^* \rightarrow 1$, так как $\theta \rightarrow 0$. Регулирование приводит к уменьшению напряжения конденсатора, что обусловлено уменьшением угла между векторами $I_{\text{инв}}$ и $I_{\text{выпр}}$. Диаграммы работы (см. рисунок 3.10,б) иллюстрируют случай минимума напряжения U_{Cn} при $\theta = \beta$, подтверждая вышесказанное, так как это условие выполняется при $R_H^* = 2$ и $\beta = \pi/4$. Фазы напряжения конденсатора и тока выпрямителя при этом совпадают.

3.4.2 *LCL*-преобразователь с широтно-импульсным регулированием

Широтно-импульсное регулирование отличается замена интервалов рекуперации интервалами закорачивания тока контура, в *LCL*-преобразователе

такое регулирование может быть реализовано как инвертором, так и выпрямителем (диаграммы работы показаны на рисунке 3.12).

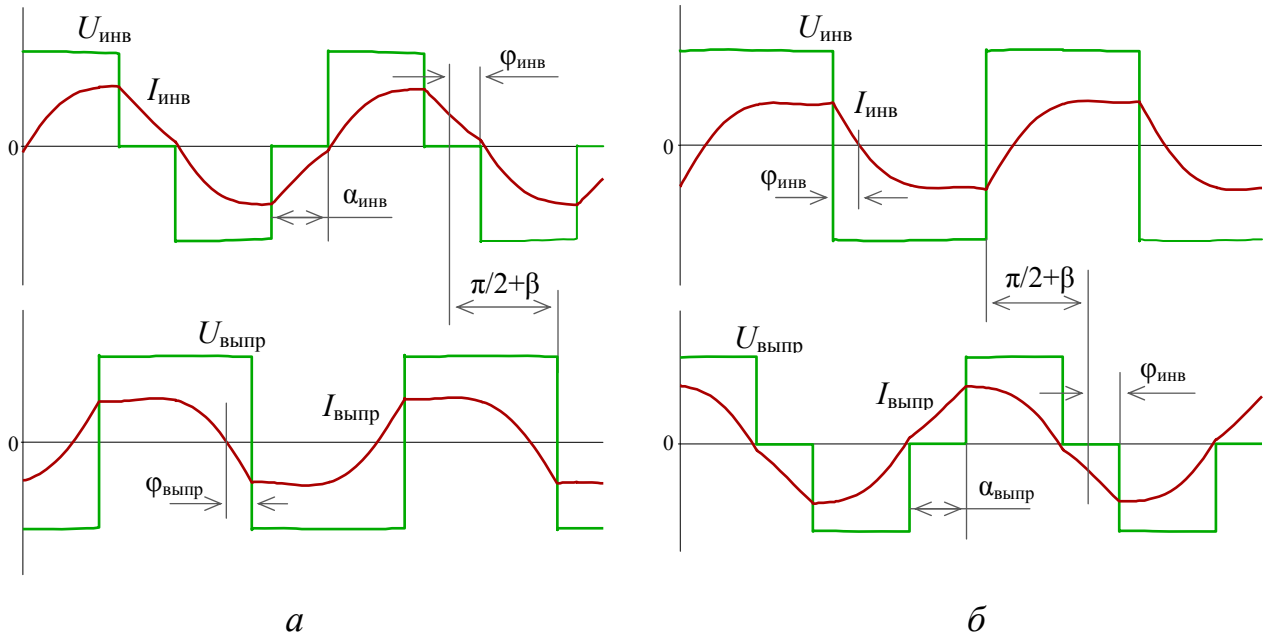


Рисунок 3.12 – Диаграммы работы LCL -преобразователя при широтно-импульсном регулировании: a – регулирование инвертором; b – регулирование выпрямителем; $R_n^* = \sqrt{2}$, $\beta = \pi/5,4$ в точке $U_{вх} = U_{вых}$

При ШИР инвертором на резонансной частоте обеспечение коммутационных условий ZVS+ZCS его транзисторов достигается дополнительным смещением фазы напряжения выпрямителя на величину $\beta = \alpha_{инв}/2$ (см. рисунок 3.12, a). Это условие позволяет сохранить равенство фаз тока в инверторе и выпрямителе согласно диаграмме (рисунок 3.10, a). При этом фазы тока определяются фазой напряжения выпрямителя $\beta = \varphi_{инв} = -\varphi_{выпр}$. При регулировании выпрямителем фазы токов и напряжения выпрямителя связаны с углом регулирования аналогичным образом $\beta = \alpha_{выпр}/2$ (см. рисунок 3.12, b).

Характеристики LCL -преобразователя при ШИР выпрямителем

При ШИР в вышеописанных условиях связь первых гармоник с выходными параметрами преобразователя удобно выразить через угол фазового смещения β равный углу регулирования первой гармоники $\beta = \alpha_1$. При ШИР выпрямителя

$$U_{инв} = \frac{4}{\pi} U_{вх}, \quad U_{выпр} = \frac{4}{\pi} U_{вых} \cdot \cos \beta, \quad (3.22)$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{инв}} \cos \beta, \quad I_{\text{н}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{выпр}} \cos^2 \beta. \quad (3.23)$$

Коэффициент передачи резонансного контура по току при ШИР с учетом комплексного сопротивления выпрямителя получен согласно выражениям

$$Z_{\text{выпр}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\text{н}} \cdot \cos^3 \beta \quad \rightarrow \quad R_{\text{ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\text{н}} \cos^4 \beta. \quad (3.24)$$

Следовательно, коэффициент передачи тока LCL -контура при ШИР выпрямителем:

$$K_I = \frac{I_{\text{выпр}}}{I_{\text{инв}}} = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} \frac{1}{\cos \beta}, \quad K_I = Q(\beta) = \frac{\rho}{R_{\text{ac}}} \cos \beta = \frac{1}{R_{\text{н}}^*} \frac{1}{\cos^3 \beta}. \quad (3.25)$$

Из полученных выражений можно записать регулировочную характеристику (рисунок 3.13,а):

$$U_{\text{вых}} = \frac{\pi^2}{8} I_{\text{вх}} \rho \frac{1}{\cos^2 \beta}, \quad (3.26)$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{\text{вых}}}{\rho} \cos^2 \beta, \quad K_{U \rightarrow I} = \cos^2 \beta. \quad (3.27)$$

При ШИР регулирование происходит как за счет изменения амплитуды первой гармоники напряжения выпрямителя, так и за счет фазы его тока:

$$I_{\text{н}} = \frac{I_{\text{СБ } \beta=0}}{R_{\text{н}}^*} \quad \rightarrow \quad I_{\text{выпр}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0} \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos^2 \beta}, \quad (3.28)$$

тогда ток инвертора

$$I_{\text{инв}} = \frac{I_{\text{выпр}}}{K_I} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0} \cdot \cos \beta, \quad (3.29)$$

$$I_{\text{инв}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0} \cdot K_{U \rightarrow I} \frac{1}{\cos \beta} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0} \cdot \cos \beta. \quad (3.30)$$

Ток инвертора уменьшается при регулировании (рисунок 3.13,в), что с энергетических позиций выгодно отличает ШИР от фазового регулирования.

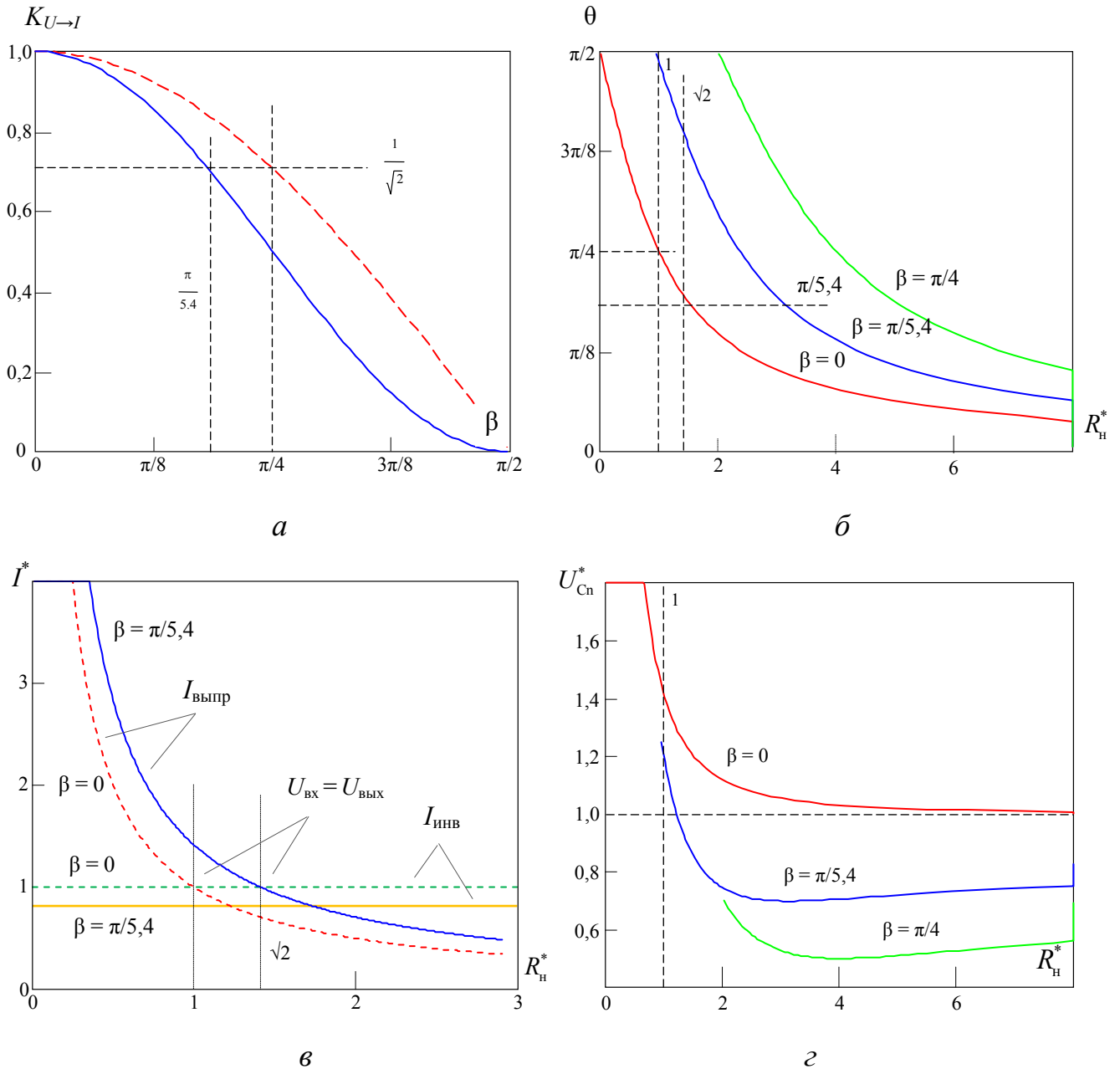


Рисунок 3.13 – Характеристики резонансного LCL -преобразователя при широтно-импульсном регулировании выпрямителем:
 а – регулировочная характеристика; б – угол нагрузки;
 в – ток выпрямителя; г – напряжение конденсатора

Для сопоставления с фазовым регулированием характеристики показаны при значении фазового угла $\beta = \pi/5,4$, обеспечивающем аналогичную глубину регулирования (рисунок 3.13,а). Можно отметить, что при ШИР выпрямителем коэффициент передачи тока больше, чем при фазовом регулировании.

Напряжение резонансного конденсатора определяется углом нагрузки, который при ШИР зависит от угла регулирования следующим образом:

$$\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg}(\beta - \theta) = \frac{I_{\text{выпр}}}{\frac{\pi}{2} I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} \frac{1}{\cos^2 \beta} = \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos^4 \beta}, \quad (3.31)$$

$$\theta = \beta - \operatorname{arctg} \left(\operatorname{tg} \beta - \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos^4 \beta} \right), \quad (3.32)$$

$$U_{\text{Сн}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{вх}} \rho \frac{1}{\cos(\beta - \theta)}, \quad U_{\text{Сн}}^* = \frac{\cos^2 \beta}{\cos(\beta - \theta)}. \quad (3.33)$$

Точка минимума напряжения конденсатора определяется равенством $\theta = \beta$, однако находится в области меньших нагрузок.

Характеристики LCL-преобразователя при ШИР инвертором

ШИР инвертором, как и ШИР выпрямителем, сохраняет условие симметрии фаз тока инвертора и выпрямителя ($\varphi_{\text{инв}} = -\varphi_{\text{выпр}} = \beta$) и режим параметрической стабилизации напряжения. Амплитуды первых гармоник напряжений инвертора и выпрямителя при ШИР инвертором:

$$U_{\text{инв}} = \frac{4}{\pi} U_{\text{вх}} \cos \beta, \quad U_{\text{выпр}} = \frac{4}{\pi} U_{\text{вых}}, \quad (3.34)$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{инв}} \cos^2 \beta, \quad I_{\text{н}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{выпр}} \cos \beta. \quad (3.35)$$

В сравнении с ШИР выпрямителя коэффициент передачи тока в данном случае имеет обратную связь, а активное сопротивление по переменному току меньше:

$$K_I = \frac{I_{\text{выпр}}}{I_{\text{инв}}} = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} \cos \beta, \quad R_{\text{ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_{\text{н}} \cos^2 \beta. \quad (3.36)$$

Коэффициент передачи тока контура зависит от угла β аналогично фазовому регулированию, так как выпрямитель нерегулируемый:

$$K_I = \frac{I_{\text{выпр}}}{I_{\text{инв}}} = Q(\beta) = \frac{\rho}{R_{\text{ac}}} \cos \beta = \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos \beta}. \quad (3.37)$$

Аналогичная фазовому регулированию глубина обеспечивается при меньших углах β , поэтому с позиций минимизации тока выпрямителя это самый энергетически эффективный способ регулирования. С помощью коэффициента K_I можно получить регулировочную характеристику

$$U_{\text{вых}} = \frac{\pi^2}{8} I_{\text{вх}} \cdot \rho \frac{1}{\cos^2 \beta}, \quad (3.38)$$

ток выпрямителя

$$I_{\text{н}} = \frac{I_{\text{СБ } \beta=0}}{R_{\text{н}}^*} \rightarrow I_{\text{выпр}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0} \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos \beta}, \quad (3.39)$$

и ток инвертора

$$I_{\text{инв}} = \frac{I_{\text{выпр}}}{K_I} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0}, \quad (3.40)$$

$$I_{\text{инв}} = I_{\text{СБ } \beta=0} K_{U \rightarrow I} \frac{\pi}{2} \frac{1}{\cos^2 \beta} = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \beta=0}. \quad (3.41)$$

Характеристики при ШИР инвертора показаны на рисунке 3.14.

Интересно отметить, что при ШИР как инвертора, так и выпрямителя регулировочные характеристики одинаковы, что кажется на первый взгляд сомнительным, так как это отличается от результатов, полученных для последовательного LC -преобразователя, где регулирование инвертором обеспечивает понижающий режим. Однако в LCL -топологии повышающий характер регулирования характеризуется существенной фазой тока выпрямителя, при этом входным параметром является ток, который при ШИР инвертором как раз повышается. Для угла нагрузки при ШИР инвертора можно записать:

$$\text{tg} \beta - \text{tg}(\beta - \theta) = \frac{I_{\text{выпр}}}{\frac{\pi}{2} I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{выпр}}}{I_{\text{инв}} \cos^2 \beta} = \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos^3 \beta}, \quad (3.42)$$

$$\theta = \beta - \text{arctg} \left(\text{tg} \beta - \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cos^3 \beta} \right). \quad (3.43)$$

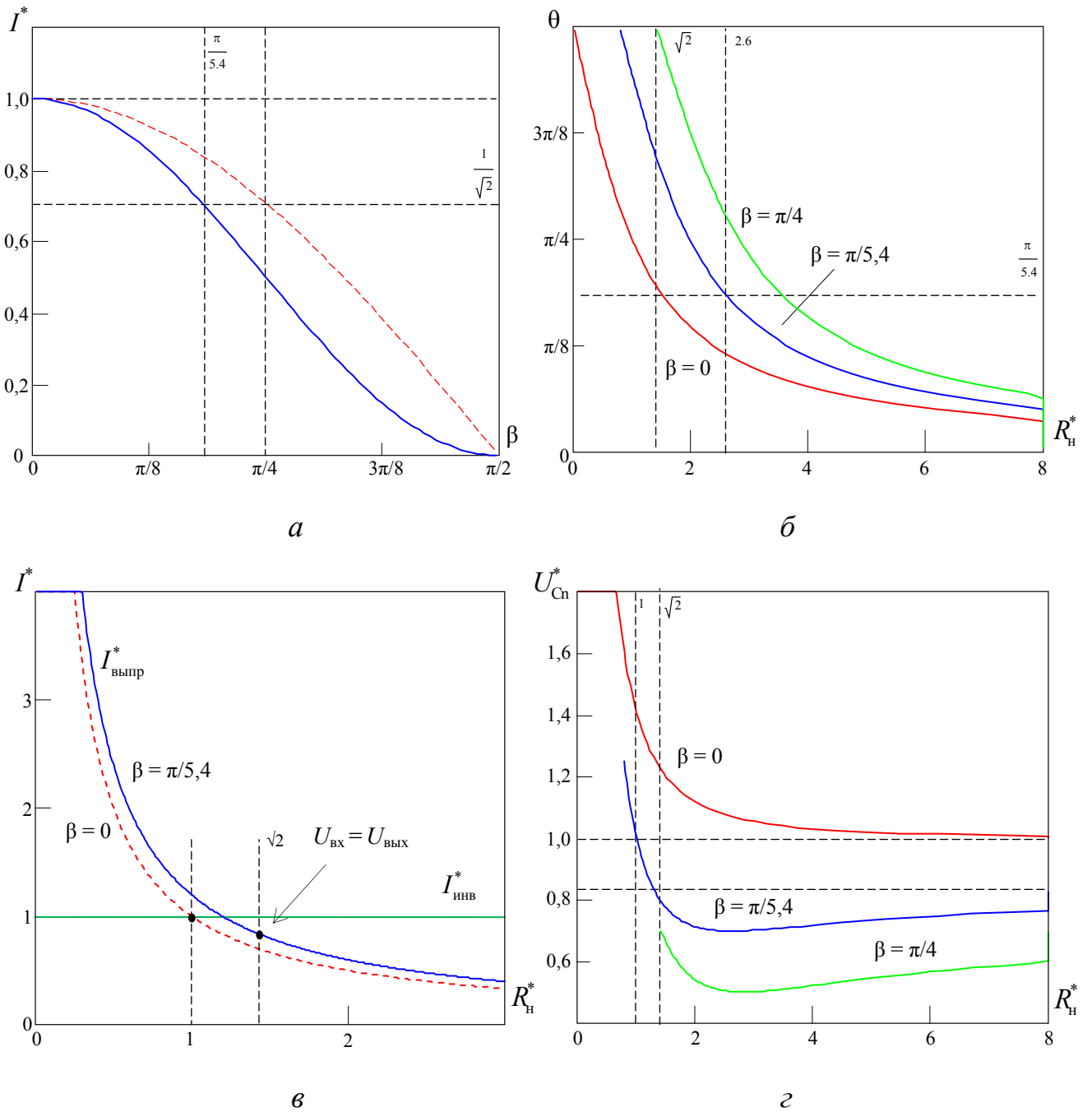


Рисунок 3.14 – Характеристики резонансного LCL-преобразователя при широтно-импульсном регулировании инвертором:
 а – регулировочная характеристика; б – угол нагрузки;
 в – ток выпрямителя; г – напряжение конденсатора

Смещение точки минимума напряжения конденсатора меньше, чем при регулировании выпрямителем, что дает незначительный выигрыш по напряжению резонансного конденсатора.

Таким образом, при сохранении частоты $\Omega = 1$ происходит сдвиг фаз токов в инверторе и выпрямителе на одинаковые углы, поэтому сохраняется свойство параметрической стабилизации во всех точках диапазона регулирования. Регулировочные характеристики идентичны при регулировании инвертором и выпрямителем. В случае ШИР по сравнению с фазовым регулированием при обеспечении равных коэффициентов передачи $K_{U \rightarrow I}$ угол регулирования меньше, что дает энергетические преимущества в виде уменьшения тока инвертора или выпрямителя.

Для сопоставления способов регулирования по статическим потерям приведены характеристики суммарного действующего значения токов инвертора и выпрямителя, полученные согласно выражению

$$I_{\Sigma}^* = \sqrt{I_{\text{инв}}^{*2} + I_{\text{выпр}}^{*2}}. \quad (3.44)$$

Можно отметить, что условие выбора способа регулирования определяется точкой равенства входного и выходного напряжений $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$, соответствующей нагрузке $R_{\text{н}}^* = 1/K_{U \rightarrow I}(\beta)$. Предпочтительность регулирования выпрямителем на малых нагрузках обусловлена уменьшением тока инвертора пропорционально $\cos \beta$, в то время как при регулировании инвертором ток инвертора равен току входного источника.

Таким образом, в условиях ограничения напряжения входного источника ($U_{\text{вх}} < U_{\text{вых}}$) большую энергетическую эффективность имеет регулирование выпрямителем. Максимальное значение действующего тока является функцией угла регулирования:

$$I_{\Sigma}^* = \sqrt{1 + \cos^2 \beta}. \quad (3.45)$$

При изменении нагрузки в полном диапазоне, т.е. в области $R_{\text{н}}^* \rightarrow 1$, на части диапазона будет присутствовать интервал $U_{\text{вх}} > U_{\text{вых}}$ и следует предпочесть регулирование инвертором, что уменьшит ток выпрямителя (рисунок 3.15,б).

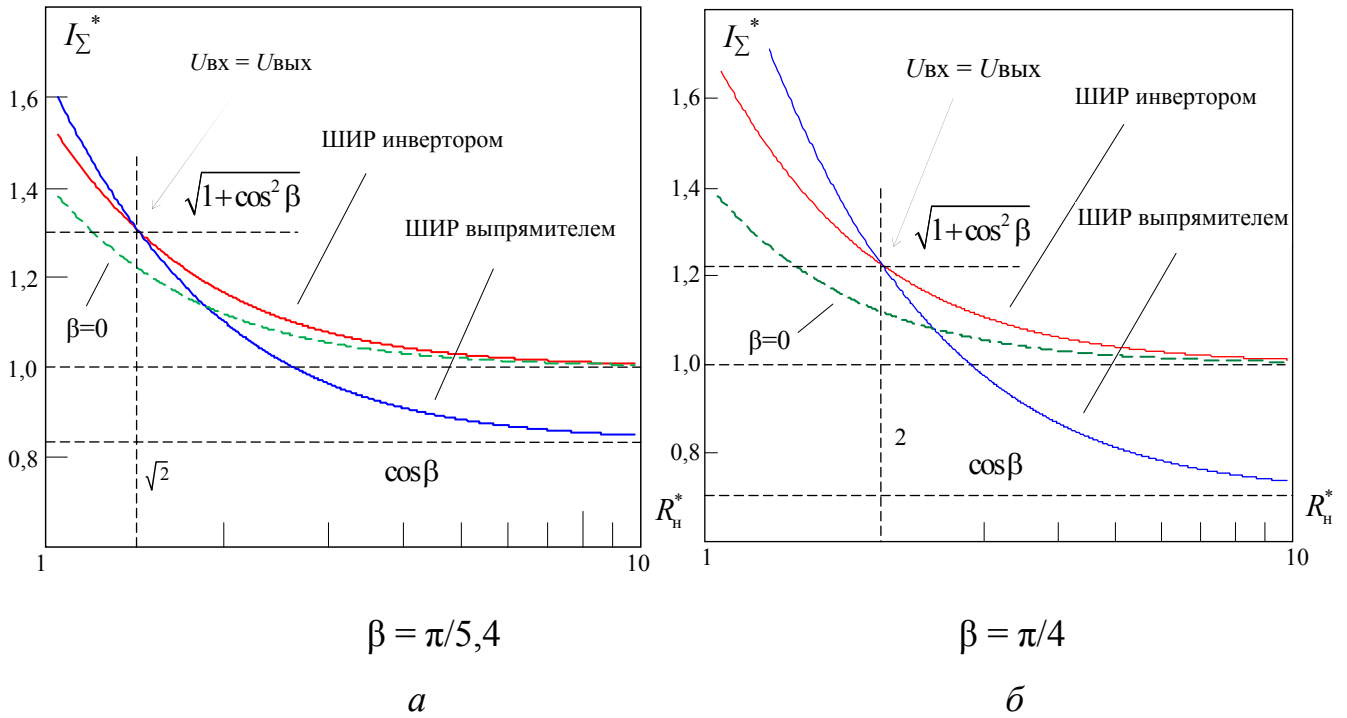


Рисунок 3.15 – Зависимости суммарного действующего тока инвертора и выпрямителя от нагрузки при разных вариантах реализации ШИП

3.4.3 Вольтодобавочный резонансный LCL -преобразователь с широтно-импульсным регулированием

В вольтодобавочном резонансном LCL -преобразователе, как и в изолированной структуре, односторонний характер ШИП приводит к появлению фаз тока выпрямителя и инвертора равных фазовому смещению напряжения выпрямителя $\varphi_{\text{инв}} = -\varphi_{\text{выпр}} = \beta$. Это позволяет сохранить во всем диапазоне регулирования условие $U_{\text{инв}} \wedge I_{\text{выпр}} = \pi/2$, согласно векторной диаграмме (рисунок 3.16,а) и свойство параметрической стабилизации. Учитывая, что преобразованию подвергается часть потока энергии, амплитуды первых гармоник напряжения инвертора и выпрямителя могут быть выражены в виде

$$U_{\text{инв}} = \frac{4}{\pi} U_{\text{вх}}, \quad U_{\text{выпр}} = \frac{4}{\pi} (U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}) \cos \beta, \quad (3.46)$$

$$(I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}}) = \frac{2}{\pi} I_{\text{инв}} \cos \beta, \quad I_{\text{вых}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{выпр}} \cos^2 \beta. \quad (3.47)$$

С учетом аналитической связи

$$U_{\text{вх}} = \frac{\pi^2}{8} I_{\text{вых}} \cdot \rho \frac{1}{\cos^2 \beta}, \quad U_{\text{выпр}} = \frac{\pi}{2} \frac{(I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}}) \rho}{\cos \beta}, \quad (3.48)$$

зависимость выходного напряжения от угла регулирования

$$U_{\text{вых}} = \frac{\pi^2}{8} I_{\text{вх}} \cdot \rho \frac{1}{\cos^2 \beta}. \quad (3.49)$$

В режиме стабилизации выходного напряжения входной ток

$$K_{U \rightarrow I} = \cos^2 \beta. \quad (3.50)$$

Регулировочная характеристика аналогична характеристике изолированной структуры, что объясняется равенством пропорций тока и напряжения, подвергаемых импедансному преобразованию. Топологическая особенность вольтодобавочной структуры состоит в невозможности формирования на выходе напряжения больше входного, соответственно входной ток является максимальным током нагрузки, а максимальная мощность уменьшается по мере регулирования. Диаграммы работы при регулировании (рисунок 3.16, в, г) показывают в преобразователе перераспределение токов, обеспечивающее уменьшение статических потерь.

Коэффициент передачи тока LCL -контура при ШИР выпрямителем

$$K_I = \frac{\rho}{R_{\text{ac}}} \cos \beta, \quad (3.51)$$

однако в вольтодобавочной структуре между сопротивлением выпрямителя по переменному току и нагрузкой образуется другая связь:

$$R_{\text{ac}} = \left(\frac{8}{\pi^2} R_{\text{н}} - \frac{\rho}{\cos^2 \beta} \right) \cos^4 \beta, \quad (3.52)$$

поэтому добротность и коэффициент передачи

$$1/Q = R_{\text{ac}}/\rho = \left(R_{\text{н}}^* - \frac{1}{\cos^2 \beta} \right) \cos^4 \beta, \quad K_I = Q \cdot \cos \beta = \frac{1}{\left(R_{\text{н}}^* - \frac{1}{\cos^2 \beta} \right) \cos^3 \beta}. \quad (3.53)$$

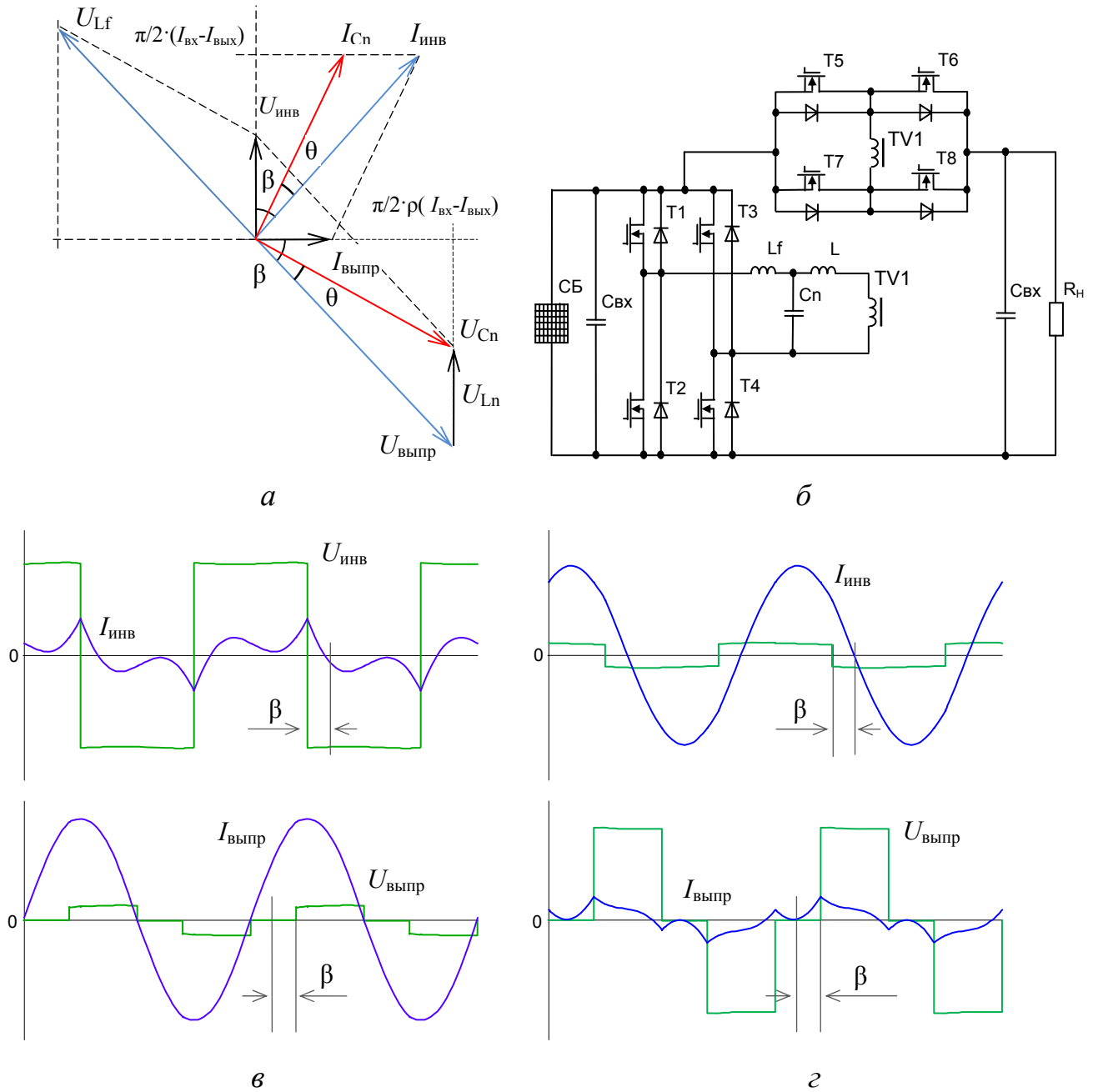


Рисунок 3.16 – Вольтодобавочный *LCL*-преобразователь при ШИР выпрямителем: *а* – векторная диаграмма; *б* – *LCL*-преобразователь; *в* – диаграммы работы $R_n^* \rightarrow 1$; *г* – диаграммы работы при $R_n^* \rightarrow \infty$

Связь угла нагрузки θ с углом β получена из векторной диаграммы

$$\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg}(\beta - \theta) = \frac{I_{\text{выпр}}}{\frac{2}{\pi}(I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}})} = K_I \frac{1}{\cos \beta} = \frac{1}{\left(R_n^* - \frac{1}{\cos^2 \beta}\right) \cos^4 \beta}, \quad (3.54)$$

далее после несложных преобразований

$$\theta = \beta - \arctg \left(\operatorname{tg} \beta - \frac{1}{R_H^* \cdot \cos^4 \beta - \cos^2 \beta} \right), \quad (3.55)$$

при $\beta = 0$ угол нагрузки $\theta = \arctg(R_H^* - 1)^{-1}$.

Введение угла регулирования влияет и на величину угла нагрузки α , аналитическое определение которого позволяет получить амплитуду напряжения резонансного конденсатора

$$U_{Cн} = \frac{\pi \rho (I_{ВХ} - I_{ВЫХ})}{2 \cos(\beta - \theta)}. \quad (3.56)$$

По отношению к выходному напряжению:

$$U_{Cн}^* = \left(\frac{I_{ВХ} - I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}} \right) \frac{\cos^2 \beta}{\cos(\beta - \theta)} = \left(1 - \frac{1}{R_H^* \cos^2 \beta} \right) \frac{\cos^2 \beta}{\cos(\beta - \theta)}. \quad (3.57)$$

Характеристики вольтодобавочного резонансного LCL -преобразователя показаны на рисунке 3.17.

Напряжение конденсатора представлено относительно выходного напряжения и имеет минимум, значение которого смещено относительно точки $\theta = \beta$ (рисунок 3.17,з) и соответствует равенству токов инвертора и выпрямителя. При $R_H \rightarrow \infty$ напряжение конденсатора стремится к значению $U_{Cн}^* = \cos \beta$, которое является максимальным. Таким образом, амплитуда напряжения резонансного конденсатора в вольтодобавочной структуре не превышает амплитуды первой гармоники выходного напряжения.

Возникающий при регулировании фазовый сдвиг между первыми гармониками тока и напряжения в инверторе и выпрямителе приводит к увеличению амплитуд токов $I_{ИНВ}$ и $I_{ВЫПР}$ относительно выходного тока, который в свою очередь при регулировании уменьшается. Получены аналитические выражения тока инвертора по отношению к входному току при $\beta = 0$:

$$I_{ИНВ} = \frac{\pi}{2} (I_{ВХ} - I_{ВЫХ}) \cos \beta, \quad I_{ИНВ}^* = \cos \beta - \frac{1}{R_H^* \cdot \cos \beta}, \quad (3.58)$$

$$I_{ИНВ} = \frac{\pi}{2} (I_{СБ \beta=0} K_{U \rightarrow I} - I_H) \frac{1}{\cos \beta} = \frac{\pi}{2} I_{СБ \beta=0} \left(\cos \beta - \frac{1}{\cos \beta} \frac{I_H}{I_{СБ \beta=0}} \right) \quad (3.59)$$

и тока выпрямителя:

$$I_{\text{н}} = \frac{I_{\text{СБ } \beta=0}}{R_{\text{н}}^*} \rightarrow I_{\text{выпр}} = \frac{1}{\cos^2 \beta} \frac{I_{\text{СБ } \beta=0}}{R_{\text{н}}^*}, \quad (3.60)$$

$$I_{\text{выпр}}^* = I_{\text{инв}}^* \cdot K_I = \frac{1}{R_{\text{н}}^* \cdot \cos^2 \beta}. \quad (3.61)$$

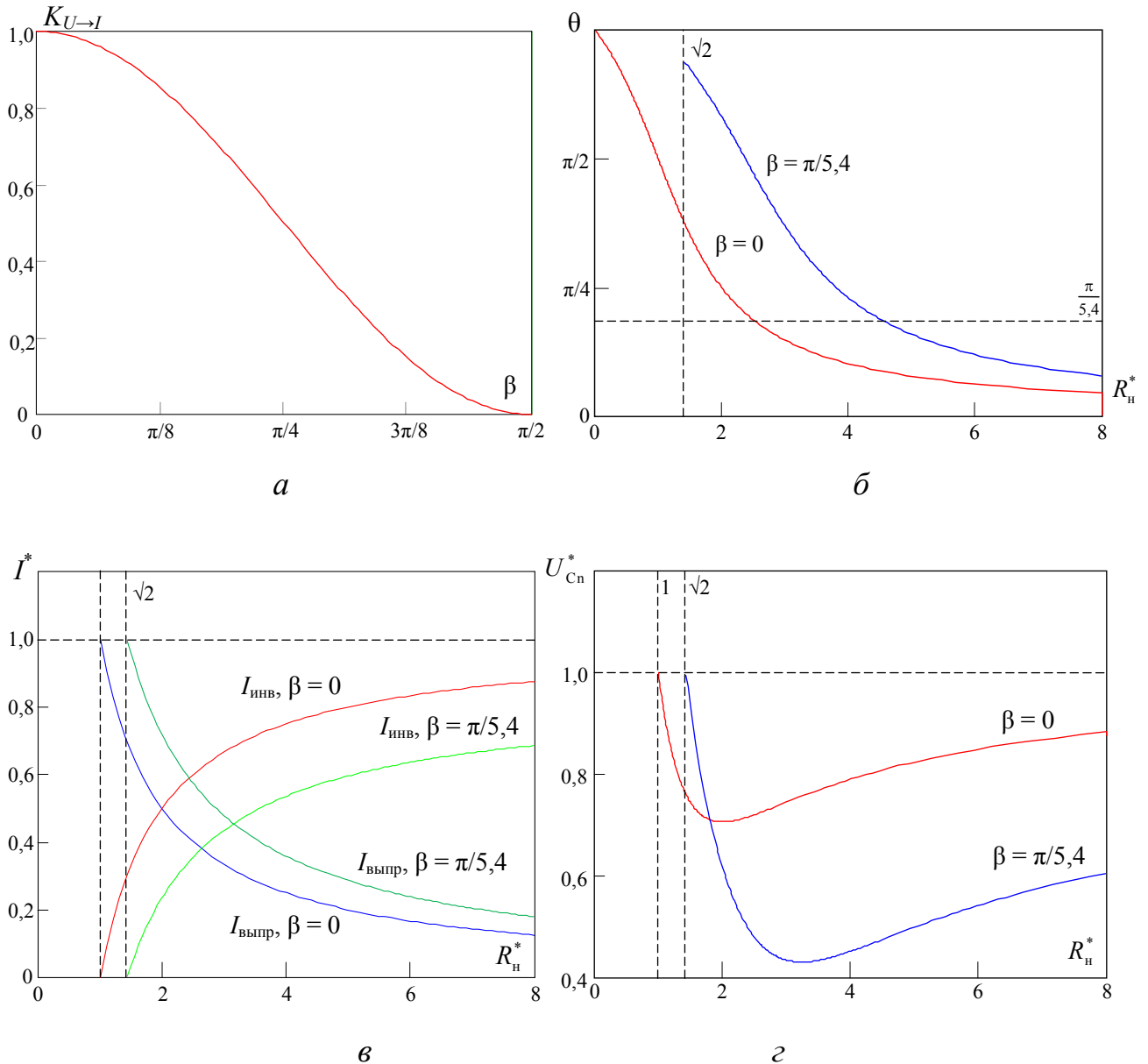


Рисунок 3.17 – Характеристики вольтодобавочного резонансного *LCL*-преобразователя при ШИР выпрямителем: *a* – регулировочная характеристика; *б* – угол нагрузки; *в* – токи инвертора и выпрямителя; *г* – напряжение конденсатора

Увеличение сопротивления нагрузки приводит к перераспределению токов: увеличению тока инвертора и уменьшению тока выпрямителя, что объясняется свойствами вольтодобавочной топологии. При этом алгебраическая сумма токов $I_{\text{инв}}, I_{\text{выпр}}$ при $\beta = 0$ равна току входного источника. Введение угла регулирования β уменьшает $I_{\text{инв}}$ и увеличивает $I_{\text{выпр}}$, так как формирование тока инвертора происходит согласно условию $I_{\text{инв}} \sim \cos \beta$, а в выпрямителе – $I_{\text{выпр}} \sim \cos^2 \beta$. Это обстоятельство приводит к уменьшению суммарного тока мостов в процессе регулирования (рис. 3.17,в). Суммарное действующее значение токов инвертора и выпрямителя показано на рисунке 3.18.

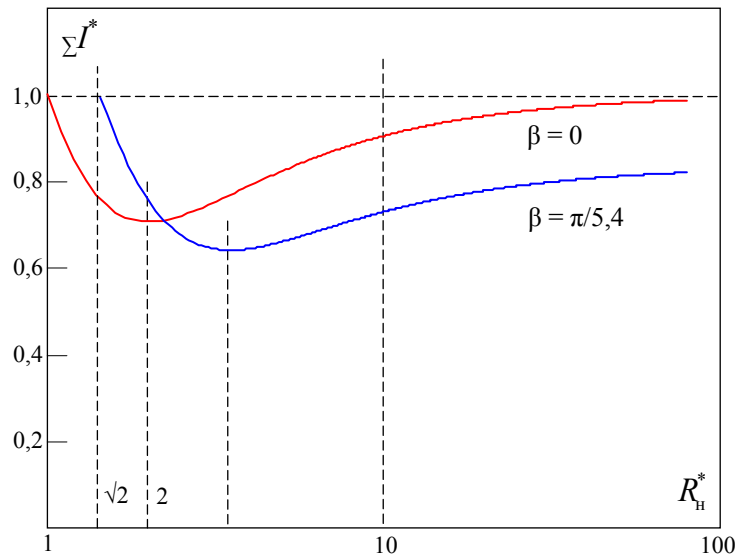


Рисунок 3.18 – Суммарное действующее значение тока в вольтодобавочном резонансном LCL -преобразователе

Таким образом, сопоставление характеристик резонансного LCL -преобразователя при ШИР выпрямителем в изолированной и вольтодобавочной топологии показывает энергетические преимущества последней.

3.5 Резонансный *LCL*-преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием

3.5.1 Частотно-широотно-импульсное регулирование инвертором

В резонансном *LCL*-преобразователе при ШИР инвертором на резонансной частоте происходит симметричный сдвиг фаз тока в инверторе и выпрямителе, что является причиной завышения тока последнего. Ненулевая фаза тока выпрямителя может быть минимизирована ($\varphi_{\text{выпр}} \rightarrow 0$) путем подстройки частоты, т.е. реализацией ЧШИР.

Частотная подстройка нарушает равенство фаз тока в мостах преобразователя, т.е. условие $\varphi_{\text{инв}} = -\varphi_{\text{выпр}}$. В данном случае при ЧШИР

$$\varphi_{\text{инв}} = \alpha_1, \quad \varphi_{\text{выпр}} = 0, \quad (3.62)$$

т.е. фаза тока в инверторе равна углу регулирования первой гармоники, который в данном случае более удобен для аналитического описания и связан с углом регулирования инвертором $\alpha_{\text{инв}} = 2\alpha_1$, при этом не равен фазе выпрямителя $\beta \neq \alpha_1$. Положение первых гармоник при ЧШИР инвертором отражено векторной диаграммой (рисунок 3.19).

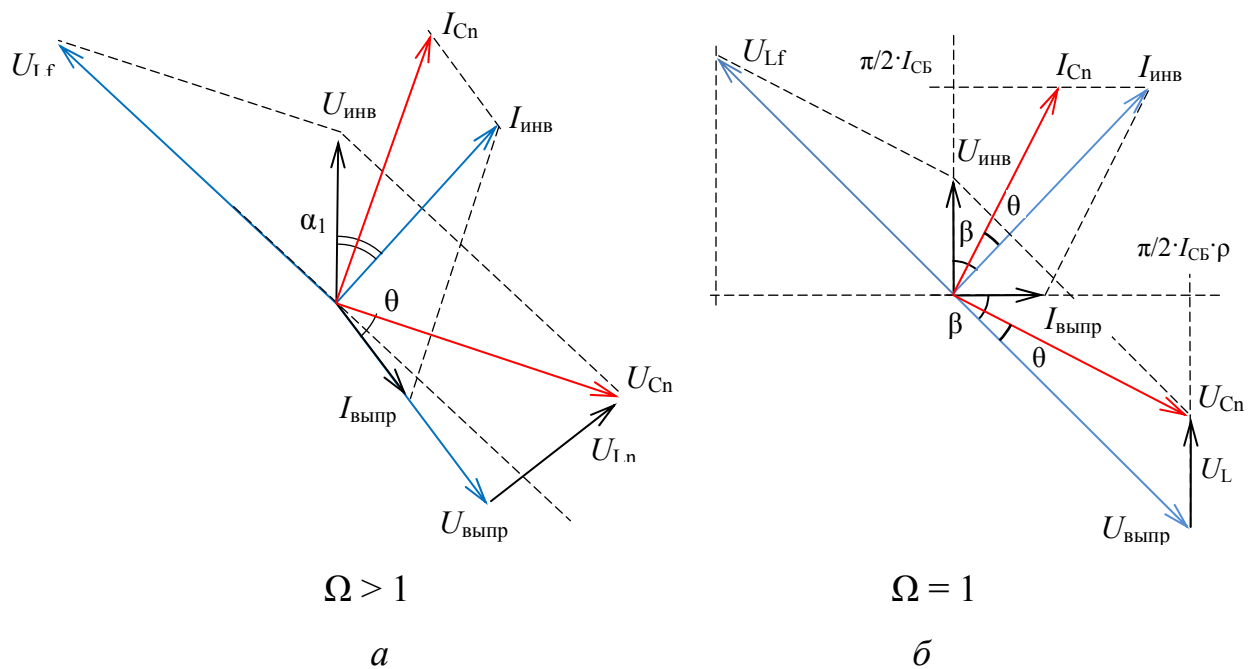


Рисунок 3.19 – Векторная диаграмма *LCL*-контура при частотной подстройке

При ЧШИР инвертора фаза тока выпрямителя $\varphi_{\text{выпр}} \rightarrow 0$, поэтому величину частотной подстройки определяет ФЧХ резонансного LCL -контура. Учитывая, что реактивная составляющая импеданса выпрямителя в этом случае отсутствует ($Z_{\text{выпр}} = R_{\text{ac}}$), ФЧХ определяется нагрузкой, т.е. $Q = 1/R_n^*$:

$$\operatorname{Re} Z(\Omega) = R_{\text{ac}} \frac{Q^2}{\Omega^2 + Q^2(1 - \Omega^2)^2}, \quad \operatorname{Im} Z(\Omega) = \rho \left(\Omega + \frac{Q^2 \Omega (1 - \Omega^2) - \Omega}{\Omega^2 + Q^2(1 - \Omega^2)^2} \right), \quad (3.63)$$

которую можно представить в виде явного выражения

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \frac{\Omega}{Q} \left((\Omega^2 - 1) + Q^2(1 - \Omega^2)^2 + Q^2(1 - \Omega^2) \right). \quad (3.64)$$

Особенностью резонансного LCL -контура является изменение квадрантов расположения ФЧХ при изменении нагрузки, причем в диапазоне нагрузок $R_n^* = [0 \dots 1]$ появляется вторая высокая резонансная частота (рисунок 3.20,а), значение которой при равных индуктивностях $L_n = L_f$ выражается в виде

$$\lim_{R_n^* \rightarrow 0} \Omega_{\text{вч}}(R_n^*) \rightarrow \sqrt{2}. \quad (3.65)$$

Определить функцию частотной подстройки в таком режиме регулирования можно наложением условия ЧШИР (3.62), заключающегося в равенстве фазы тока инвертора и угла регулирования. В результате расчетов в MathCad получена функция частотной подстройки $\Omega_{01}(\alpha_1, Q)$ (рисунок 3.20,б) в области $\Omega > 1$. Нужно отметить, что на участке $\Omega = [1 \dots \Omega_m]$ происходит смена квадрантов ФЧХ и образуется область отрицательных фаз тока с жестким включением транзисторов. Исключение этого участка из рабочего диапазона достигается ограничением нижнего предела частотной подстройки, т.е. начальное значение частотной подстройки является переменной величиной.

Регулировочная характеристика при ЧШИР инвертора в LCL -преобразователе может быть получена из общего выражения

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\alpha_1, \Omega, Q) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = I_{1M}^*(\alpha_1) \frac{1}{K_I(\Omega, Q)}, \quad (3.66)$$

где $I_{1M}^*(\alpha_1)$ – функция, связывающая первую гармонику тока инвертора с его ВХОДНЫМ ТОКОМ.

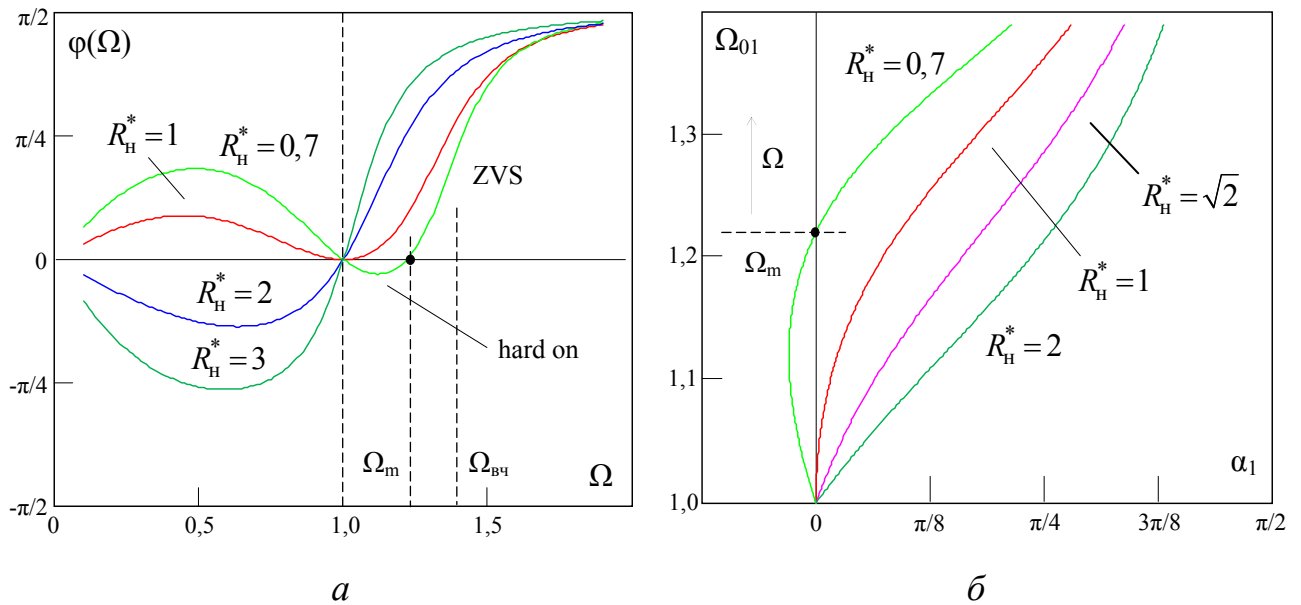


Рисунок 3.20 – Частотные характеристики LCL -преобразователя при регулировании инвертором с разными нагрузками

Таким образом, выражение (3.66) показывает, что в резонансном преобразователе сложной топологии при регулировании присутствуют два фактора: импульсное регулирование и импедансное преобразование, осуществляемое резонансным контуром. Поэтому в общем случае для определения регулировочной характеристики необходима функция коэффициента передачи тока резонансным контуром $K_I(\Omega, Q)$. При ЧШИР в последовательном LC -преобразователе (см. главу 2), ввиду свойств топологии принято $K_I(\Omega) = 1$, т.е. присутствовал только фактор импульсного регулирования, в данном случае $K_I(\Omega) \neq 1$. При ЧШИР инвертора справедливо $I_{1M}^* = \cos^2 \alpha_1$, поэтому

$$U_{\text{вых}}^*(\alpha_1, Q) = \cos^2 \alpha_1 \cdot \frac{1}{K_I(\Omega_{01}(\alpha_1, Q), Q)}. \quad (3.67)$$

В последнем выражении учтено, что частота является не постоянной величиной, а функцией, полученной согласно граничным условиям ЧШИР. Функция передачи

тока контура $K_I(\Omega_{01}(\alpha_1, Q), Q)$ определяется его топологией и при ЧШИР дополнительно зависит от частоты

$$K_I(\Omega_{01}(\alpha_1, Q), Q) = Q \frac{1}{\sqrt{\Omega_{01}(\alpha_1, Q)^2 + Q^2(1 - \Omega_{01}(\alpha_1, Q)^2)^2}}, \quad (3.68)$$

тогда

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\alpha_1, Q) = \cos^2 \alpha_1 \frac{1}{Q} \sqrt{\Omega_{01}(\alpha_1, Q)^2 + Q^2(1 - \Omega_{01}(\alpha_1, Q)^2)^2}. \quad (3.69)$$

В данном случае выражение можно интерпретировать как выходное напряжение *LCL*-преобразователя при ЧШИР инвертора.

В режиме импедансного преобразования целесообразно соотнести характеристику к нагрузке, в данном случае к $Q = 1/R_H^*$, что позволяет получить коэффициент передачи «напряжение – ток»

$$\begin{aligned} K_{U \rightarrow I}(\alpha_1, Q) &= Q \cdot U_{\text{ВЫХ}}^*(\alpha_1, Q) = \cos^2 \alpha_1 \sqrt{\Omega_{01}(\alpha_1, Q)^2 + Q^2(1 - \Omega_{01}(\alpha_1, Q)^2)^2} = \\ &= \cos^2 \alpha_1 \cdot \Omega_{01}(\alpha_1, Q) \sqrt{1 + \xi_{01}(\beta, Q)^2}. \end{aligned} \quad (3.70)$$

В частном случае ШИР на постоянной частоте при $\Omega = 1$ можно получить:

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\alpha_1, Q) = \frac{1}{Q} \cos^2 \alpha_1 \rightarrow K_{U \rightarrow I}(\alpha_1, Q) = Q \cdot U_{\text{ВЫХ}}^*(\alpha_1, Q) = \cos^2 \alpha_1. \quad (3.71)$$

Таким образом, с учетом функции частотной подстройки $\Omega_{01}(\alpha_1, Q)$ выражение (3.70) позволяет получить аналитическую связь входного тока *LCL*-преобразователя с углом регулирования α_1 в условиях стабильного выходного напряжения (рисунок 3.21). В отличие от случая ШИР с $\Omega = 1$, при ЧШИР нарушаются свойства параметрической стабилизации, что выражается в зависимости коэффициента передачи $K_{U \rightarrow I}$ от нагрузки. Интересно, что ЧШИР формирует участок повышения $K_{U \rightarrow I}$, обусловленный смещением частоты при регулировании.

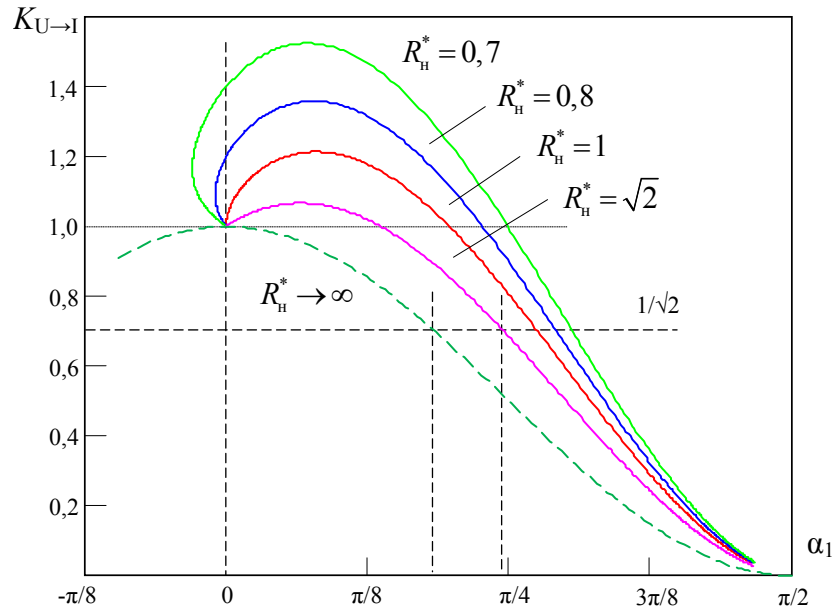


Рисунок 3.21 – Регулировочная характеристика LCL -преобразователя при ЧШИР инвертором и стабилизации выходного напряжения

При условии $R_H^* < 1$ на части характеристики присутствует $\alpha_1 < 0$, что локально приводит к потере свойств ZVS . В режиме, близком к холостому ходу ($R_H^* \rightarrow \infty$), образуется жесткая регулировочная характеристика

$$K_{U \rightarrow I} \rightarrow \cos^2 \alpha_1 . \quad (3.72)$$

При ЧШИР увеличение нагрузки приводит к росту угла регулирования, что вызвано частотной подстройкой. В частности, при $K_{U \rightarrow I} = 1/\sqrt{2}$ угол регулирования увеличивается от значения $\alpha_1 = \pi/5,4$ до $\alpha_1 = \pi/4,1$ (см. рисунок 3.21). С позиций энергетической эффективности это вызывает увеличение тока инвертора, зависимость которого от угла регулирования можно описать выражением (рисунок 3.22)

$$\begin{aligned} I_{\text{инв}}(\alpha_1, Q) &= \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \alpha=0} \cdot K_{U \rightarrow I}(\beta, Q) \frac{1}{\cos^2 \alpha_1} = \\ &= \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ } \alpha=0} \sqrt{\Omega_{01}(\alpha_1, Q)^2 + Q^2 (1 - \Omega_{01}(\alpha_1, Q))^2} . \end{aligned} \quad (3.73)$$

Завышение тока особенно существенно в области больших нагрузок и углов регулирования. Коэффициент передачи может быть задан уравнением

$$K_{U \rightarrow I}(\Omega, Q) = \cos^2 \varphi(\Omega, Q) \cdot \Omega \sqrt{1 + \xi(\Omega, Q)^2} = I_{\text{СБ}}^*, \quad (3.74)$$

при решении которого получена функция подстройки частоты и функция изменения угла α_1 в условиях формирования требуемого $K_{U \rightarrow I}$.

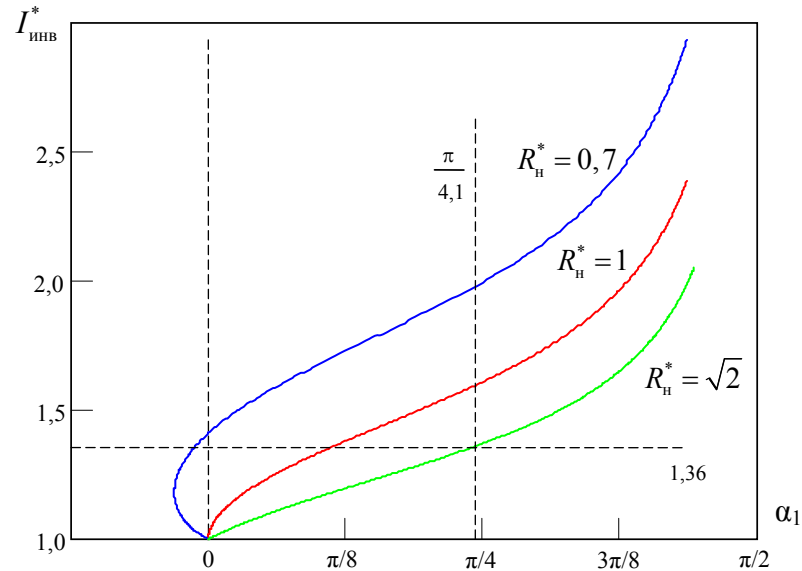


Рисунок 3.22 – Ток инвертора LCL -преобразователя при ЧШИР

Результаты решения при $I_{\text{СБ}}^* = 1/\sqrt{2}$ в MathCad показаны на рисунке 3.23, а, б. Можно отметить изменение угла регулирования в обозначенном на рисунке 3.21 диапазоне, при $K_{U \rightarrow I} = 1/\sqrt{2}$ нагрузка $R_n^* = \sqrt{2}$ соответствует равенству $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$. На основе функции подстройки частоты получены зависимости тока инвертора и выпрямителя от нагрузки:

$$I_n = \frac{I_{\text{СБ}}^* \alpha=0}{R_n^*} \rightarrow I_{\text{выпр}}(Q) = \frac{\pi}{2} I_{\text{СБ}}^* \alpha=0 \frac{1}{R_n^*}, \quad (3.75)$$

которые определяют энергетические показатели LCL -преобразователя и показаны совместно с ШИР на рисунке 3.23. Ток выпрямителя в таком режиме имеет свое минимально возможное значение, равное $1/R_n^*$, а ток инвертора завышен из-за увеличения угла регулирования.

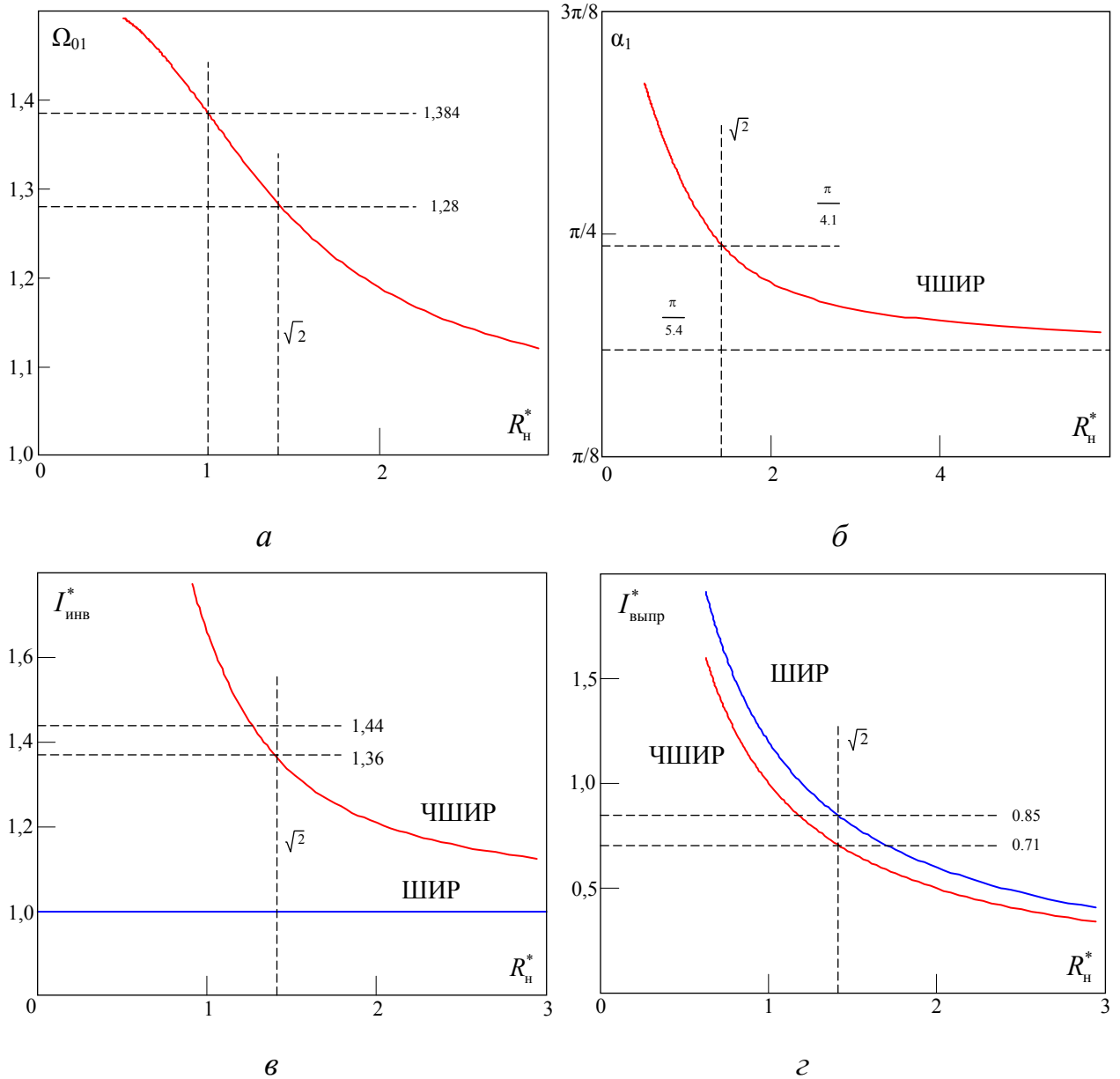


Рисунок 3.23 – Характеристики LCL -преобразователя при ЧШИР инвертором в условиях стабилизации $K_{U \rightarrow I} = 1/\sqrt{2}$

Вышесказанное можно проиллюстрировать имитационным моделированием, позволяющим уточнить данные результаты за счет учета искажений, вызванных наличием высших гармоник.

Моделирование резонансного LCL -преобразователя с ЧШИР

в режиме стабилизации выходного напряжения

при постоянной нагрузке $P = \text{const}$

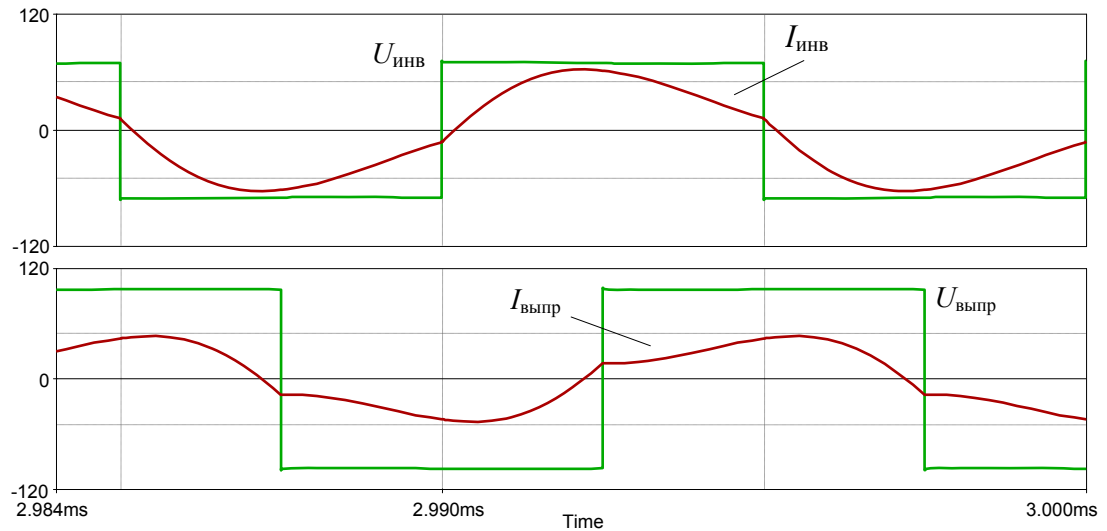
Моделирование резонансного LCL -преобразователя проведено в режиме стабилизации выходного напряжения при уменьшающемся токе входного

источника в пакете OrCad 9.2. В качестве ограничения мощности при моделировании принята нагрузка, обеспечивающая условие $U_{вх} = U_{вых}$ при минимальном токе источника, т.е. $R_n^* = 1/I_{СБ}^*$. Определены параметры резонансного контура $L = 15,6$ мкГн, $C = 0,16$ мкФ, формирующие выходное напряжение $U_{вых} = 100$ В при входном токе $J = 8,2$ А на частоте $f = 100$ кГц. Сопротивление нагрузки $R_n = 12,2$ Ом в этом случае можно считать номинальным. В условиях дрейфа входного тока $I_{СБ}^* = 1/\sqrt{2}$ необходим соответственно коэффициент передачи $K_{U \rightarrow I} = 1/\sqrt{2}$, а условие $U_{вх} = U_{вых}$ обеспечится при нагрузке $R_n^* = \sqrt{2}$, т.е. $R_n = 17$ Ом. Результаты моделирования начальной точки при токе $I_{СБ} = 8,2$ А и нагрузке $R_n = 17$ Ом с нулевым углом регулирования $\alpha_1 = 0$ показаны на рисунке 3.24,а.

Уменьшение тока входного источника в $\sqrt{2}$ раз для стабилизации выходного напряжения требует регулирования коэффициента передачи до уровня $K_{U \rightarrow I} = 0,71$. Результаты при ШИР приведены на рисунке 3.23,б. Показано, что требуется угол регулирования $\alpha_1 = \pi/5,4$. Отмечена существенная фаза тока выпрямителя $\varphi_{выпр}$, равная углу регулирования, и большой выключаемый ток. Параметры регулирования, а также значения действующего тока инвертора и выпрямителя показаны в таблице 3.1.

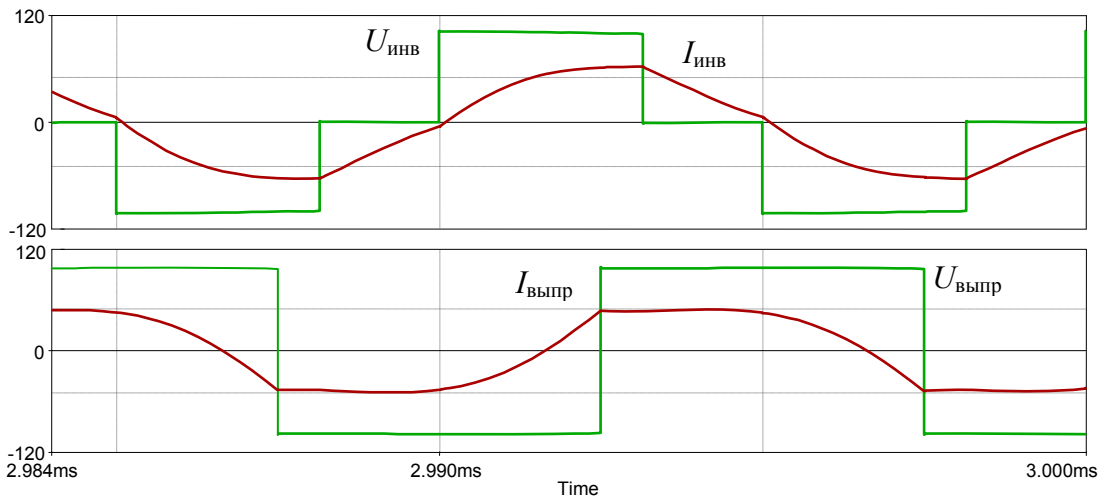
Результаты с регулирования коэффициента передачи до $K_{U \rightarrow I} = 0,71$ при ЧШИР представлены на рисунке 3.24,в, в этом случае за счет подстройки частоты до уровня $f = 131$ кГц достигается минимизация фазы тока в выпрямителе ($\varphi_{выпр} \rightarrow 0$) и формирование выключения транзисторов при ZCS. Однако при аналогичном входном токе возрастает угол регулирования (до $\alpha_1 = \pi/3,82$), что увеличивает ток инвертора и его статические потери.

Проведено моделирование в режиме ограничения мощности номинальной нагрузки при $R_n = 12,2$ Ом (см. таблицу 3.1). В этом случае завышение тока инвертора выглядит еще более существенным.



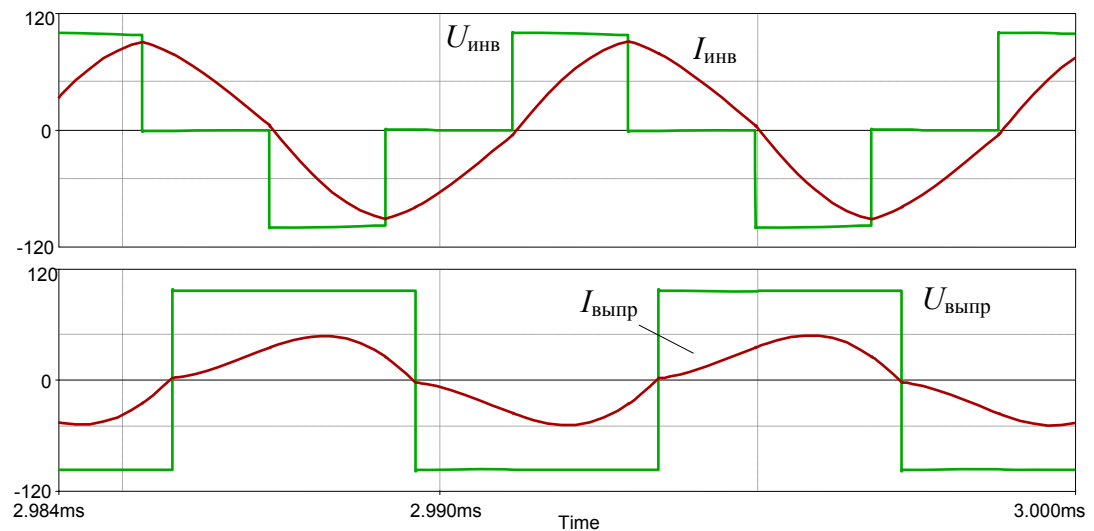
максимальный ток источника $J = 8,2 \text{ A}$, $K_{U \rightarrow I} = 1$

a



ШИР $J = 5,8 \text{ A}$, $K_{U \rightarrow I} = 1/\sqrt{2}$, условие $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$

б



ЧШИР $J = 5,8 \text{ A}$, $K_{U \rightarrow I} = 1/\sqrt{2}$, условие $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$

в

Рисунок 3.24 – Результаты моделирования *LCL*-преобразователя, $R_{\text{н}} = 17 \text{ Ом}$

Таблица 3.1 – Параметры преобразователя при регулировании инвертором

$$R_H = 17,25 \text{ Ом}$$

Режим регулирования	Ток входного источника	Угол регулирования	Частота	Ток инвертора	Ток выпрямителя
Без регулирования	$J = 8 \text{ А}$ $U_{ВХ} = 71 \text{ В}$	$\alpha_1 = 0$	100 кГц	8,94 А	6,46 А
ШИР	$J = 5,7 \text{ А}$ $U_{ВХ} = 100 \text{ В}$	$\alpha_1 = \pi/5,4$ (1,85 мкс)	100 кГц (10 мкс)	8,9 А	8 А
ЧШИР	$J = 5,7 \text{ А}$ $U_{ВХ} = 100 \text{ В}$	$\alpha_1 = \pi/3,82$ (2 мкс) ($t_{\text{выпр}} = 2,3 \text{ мкс}$)	131 кГц (7,65 мкс)	12,9 А	6,5 А

$$R_H = 12,2 \text{ Ом}$$

Режим регулирования	Ток входного источника	Угол регулирования	Частота	Ток инвертора	Ток выпрямителя
Без регулирования	$J = 8 \text{ А}$ $U_{ВХ} = 100 \text{ В}$	$\alpha_1 = 0$	100 кГц	8,9 А	8,9 А
ШИР	$J = 5,8 \text{ А}$ $U_{ВХ} = 141 \text{ В}$	$\alpha_1 = \pi/5,4$ (1,85 мкс)	100 кГц (10 мкс)	8,89 А	11 А
ЧШИР	$J = 5,6 \text{ А}$ $U_{ВХ} = 141 \text{ В}$	$\alpha_1 = \pi/3,45$ (2,1 мкс) ($t_{\text{выпр}} = 2,4 \text{ мкс}$)	138 кГц (7,24 мкс)	15,6 А	9,1 А

Таким образом, режим ЧШИР инвертором ввиду минимизации тока выпрямителя может быть полезен при питании удаленной нагрузки, предъявляющей наиболее строгие требования к элементам преобразователя, находящимся на вторичной стороне трансформатора.

3.5.2 Частотно-широотно-импульсное регулирование выпрямителем

ЧШИР выпрямителем является более сложным для математического описания из-за влияния частоты на регулировочную характеристику. Автором показано [135], что в этом случае импедансные характеристики включают реактивный импеданс выпрямителя и зависят от угла регулирования. Условие ЧШИР позволяет описать зависимость импеданса выпрямителя от угла регулирования:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} Z_{\text{выпр}}(\alpha_1) &= \frac{8}{\pi^2} R_{\text{H}} \cos^4 \alpha_1, \\ \operatorname{Im} Z_{\text{выпр}}(\alpha_1) &= \frac{8}{\pi^2} R_{\text{H}} \cos^4 \alpha_1 \cdot \operatorname{tg} \alpha_1. \end{aligned} \quad (3.76)$$

Соответственно импедансно-частотные характеристики резонансного *LCL*-контура с учетом реактивного импеданса выпрямителя:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} Z(\omega) &= \frac{R_{\text{ac}}}{R_{\text{ac}}^2 \omega^2 C^2 + (1 - \omega^2 LC + R_{\text{ac}} \omega C \cdot \operatorname{tg} \alpha_1)^2}, \\ \operatorname{Im} Z(\omega) &= \omega L + \frac{(\omega L - R_{\text{ac}} \cdot \operatorname{tg} \alpha_1) \cdot (1 - \omega^2 LC + R_{\text{ac}} \omega C \cdot \operatorname{tg} \alpha_1) - R_{\text{ac}}^2 \omega C}{R_{\text{ac}}^2 \omega^2 C^2 + (1 - \omega^2 LC + R_{\text{ac}} \omega C \cdot \operatorname{tg} \alpha_1)^2}, \end{aligned} \quad (3.77)$$

где R_{ac} – активное сопротивление выпрямителя по переменному току. В относительных единицах характеристики примут вид

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} Z(\Omega, \alpha_1) &= R_{\text{ac}} \frac{Q(\alpha_1)^2}{\Omega^2 + (Q(\alpha_1)(1 - \Omega^2) + \Omega \cdot \operatorname{tg} \alpha_1)^2}, \\ \operatorname{Im} Z(\Omega, \alpha_1) &= \rho \left(\Omega + \frac{(Q(\alpha_1) \cdot \Omega - \operatorname{tg} \alpha_1)(Q(\alpha_1)(1 - \Omega^2) + \Omega \cdot \operatorname{tg} \alpha_1) - \Omega}{\Omega^2 + (Q(\alpha_1)(1 - \Omega^2) + \Omega \cdot \operatorname{tg} \alpha_1)^2} \right). \end{aligned} \quad (3.78)$$

В приведенных выражениях добротность функция угла регулирования

$$Q(\alpha_1) = \frac{\rho}{R_{\text{ac}}} = \frac{\rho}{\frac{8}{\pi^2} R_{\text{H}} \cos^4 \alpha_1} = \frac{1}{R_{\text{H}}^* \cos^4 \alpha_1}. \quad (3.79)$$

На основе импедансных характеристик (3.78) получены ФЧХ, показанные при разных углах на рисунке 3.25,а. Функция частотной подстройки $\Omega_{01}(\alpha_1, Q_0)$ при ЧШИР формируется на основе уравнения $\operatorname{Im} Z(\Omega, \alpha_1) = 0$:

$$\operatorname{Im} Z(\Omega, Q, \alpha_1) = \rho \left(\Omega + \frac{(Q(\alpha_1) \cdot \Omega - \operatorname{tg} \alpha_1)(\xi(\alpha_1) + \operatorname{tg} \alpha_1) - 1}{\Omega \left((\xi(\alpha_1) + \operatorname{tg} \alpha_1)^2 + 1 \right)} \right) = 0, \quad (3.80)$$

$$\Omega^2 \left((\xi(\alpha_1) + \operatorname{tg} \alpha_1)^2 + 1 \right) + (Q(\alpha_1)\Omega - \operatorname{tg} \alpha_1)(\xi(\alpha_1) + \operatorname{tg} \alpha_1) - 1 = 0. \quad (3.81)$$

Из ФЧХ (рисунок 3.25) видно, что введение угла регулирования выпрямителем α_1 приводит к потере корней уравнением (3.81) на части диапазона регулирования, что выражается в невозможности получить нулевую фазу тока в инверторе.

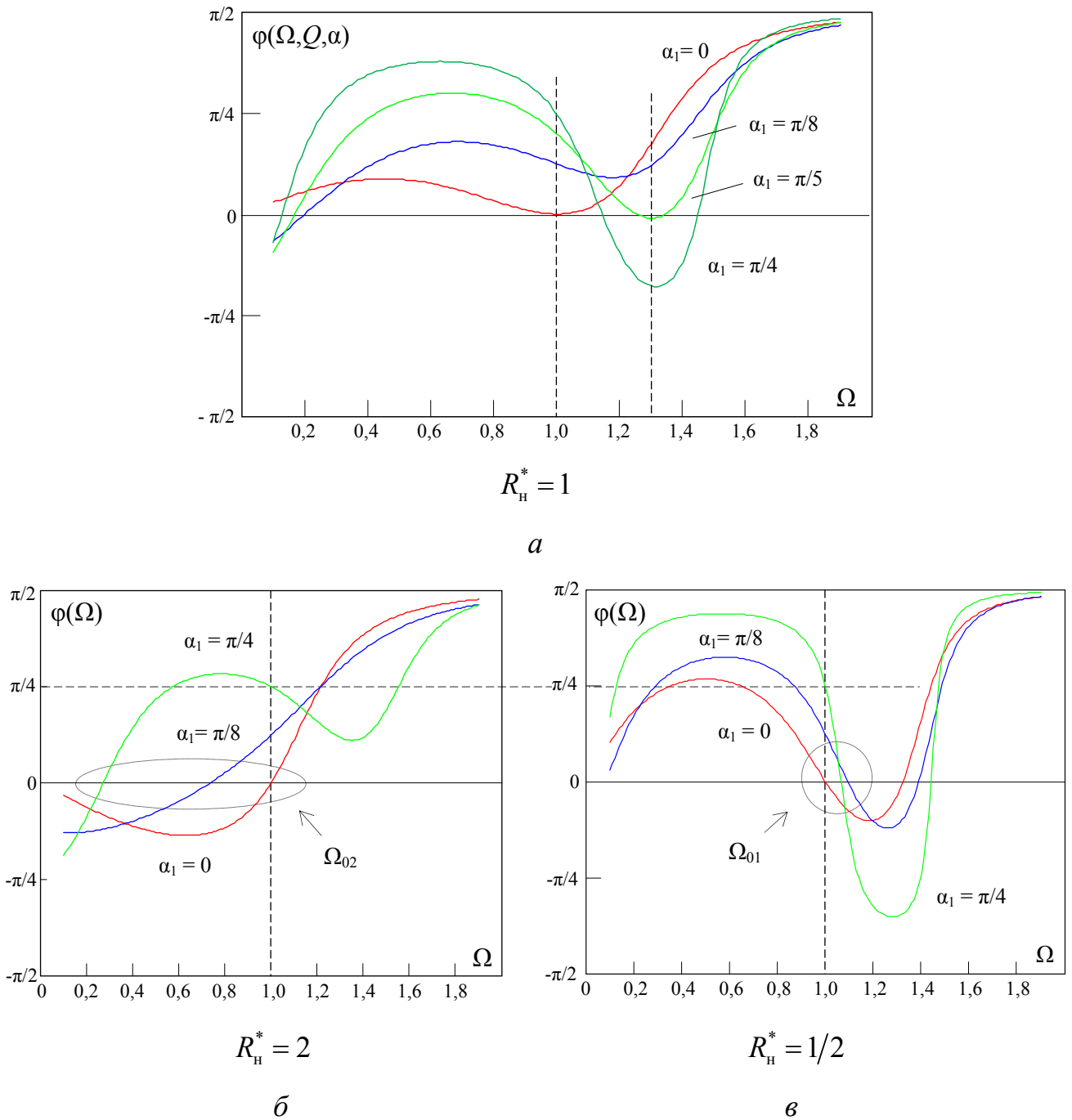


Рисунок 3.25 – Фазочастотная характеристика LCL -преобразователя с ЧШИР при разных углах регулирования выпрямителем

В случае $R_n^* = 1$ (рисунок 3.25,а) ограничение наступает при углах $\alpha_1 < \pi/5$. Интересно отметить, что при смещении нагрузки $R_n^* \neq 1$ корни уравнения (3.81) снова появляются в разных областях ФЧХ. При $R_n^* > 1$ это происходит в низкочастотной области (рисунок 3.25,б), а при $R_n^* < 1$ образуются сразу два корня (рисунок 3.25,в). Таким образом, диапазон регулирования при ЧШИР выпрямителя разбивается на два участка ($R_n^* > 1$ и $R_n^* < 1$) с разными частотными характеристиками. Введение в ФЧХ константы $\Omega = 1$ позволяет в частном случае получить режим ШИР выпрямителя на постоянной частоте.

Зависимости подстройки частоты от угла регулирования, позволяющие получить условие ЧШИР, т.е. нулевую фазу тока в инверторе, определены решением уравнения (3.81) численными методами и показаны на рисунке 3.26. Отмечено, что область частотной подстройки зависит от нагрузки: при $R_n^* > 1$ в диапазоне $\Omega < 1$, а при $R_n^* < 1$ в диапазоне $\Omega > 1$, из-за смены квадрантов ФЧХ при $Q = 1$. Из соображений энергетики большой интерес вызывает корень Ω_{01} (рисунок 3.26,б), обеспечивающий ZVS транзисторов.

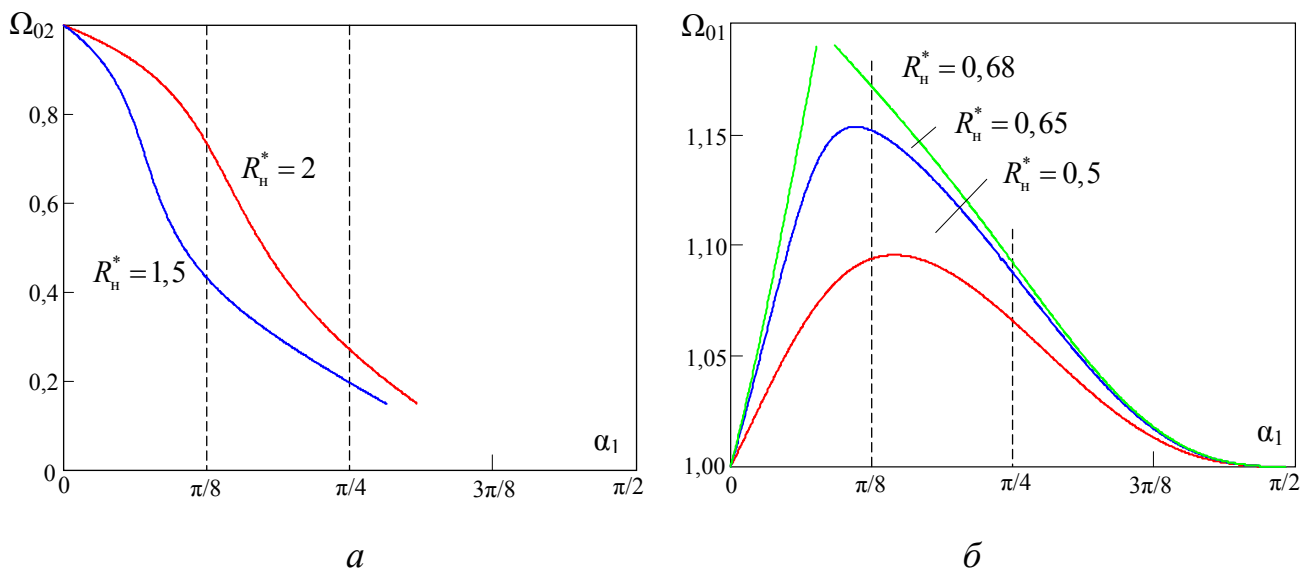


Рисунок 3.26 – Характеристики подстройки частоты при регулировании выпрямителем в *LCL*-преобразователе при разных нагрузках:

$$a - R_n^* > 1; \quad б - R_n^* < 1$$

Увеличение нагрузки минимизирует частотную подстройку $\Omega_{01} \rightarrow 1$, однако при $R_{\text{н}}^* \rightarrow 1$ уравнение (3.81) теряет корни, что вызывает разрывы функции подстройки частоты (рисунок 3.26,б). Путем моделирования определена критическая точка $R_{\text{н}}^* = 0,68$, являющаяся минимальным значением нагрузки, при котором осуществим режим ЧШИР выпрямителем (см. рисунок 3.26,б).

Выходное напряжение LCL -преобразователя при ЧШИР описывается выражением (3.66), в данном случае при регулировании выпрямителем его ток связан с током нагрузки соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{1}{\cos^2 \alpha_1} \frac{1}{K_I(\Omega, \alpha_1)}, \quad (3.82)$$

а коэффициент передачи тока LCL -контура зависит от угла регулирования, так как определяется добротностью

$$K_I(\Omega, \alpha_1) = Q(\alpha_1) \frac{1}{\sqrt{\Omega^2 + (Q(\alpha_1)(1 - \Omega^2) + \Omega \cdot \text{tg } \alpha_1)^2}}, \quad (3.83)$$

где $Q(\alpha_1) = Q_0 \cos^{-4} \alpha_1$ учитывает реактивную составляющую импеданса выпрямителя.

Совместное решение этого уравнения с функцией подстройки частоты в граничных условиях ЧШИР позволяет получить регулировочную характеристику

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\alpha_1, Q_0) = \frac{\cos^2 \alpha_1}{Q_0} \sqrt{\Omega_{01}(\alpha_1, Q_0)^2 + \left(Q_0 \frac{1 - \Omega_{01}(\alpha_1, Q_0)^2}{\cos^4 \alpha_1} + \Omega_{01}(\alpha_1, Q_0) \cdot \text{tg } \alpha_1 \right)^2} \quad (3.84)$$

которую можно выразить через обобщенную расстройку контура

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(\alpha_1, Q_0) = \cos^2 \alpha_1 \frac{\Omega_{01}(\alpha_1, Q_0)}{Q_0} \sqrt{1 + \xi(\Omega, Q_0, \alpha_1)^2}. \quad (3.85)$$

Регулировочная характеристика коэффициента передачи при ЧШИР

$$K_{U \rightarrow I}(\alpha_1, Q_0) = \cos^2 \alpha_1 \sqrt{\Omega_{01}(\alpha_1, Q_0)^2 + \left(\frac{1 - \Omega_{01}(\alpha_1, Q_0)^2}{R_H^* \cos^4 \alpha_1} + \Omega_{01}(\alpha_1, Q_0) \cdot \operatorname{tg} \alpha_1 \right)^2} \quad (3.86)$$

$$K_{U \rightarrow I}(\alpha_1, Q_0) = \cos^2 \alpha_1 \cdot \Omega_{01}(\alpha_1, Q_0) \sqrt{\operatorname{tg} \alpha_1 + \frac{\xi_0(\Omega, Q)^2}{\cos^2 \alpha_1}}. \quad (3.87)$$

Характеристика показывает понижающий режим регулирования на большей части диапазона (рисунок 3.27). Участок разрыва функции регулирования находится в области $K_{U \rightarrow I} > 1$, что позволяет обеспечить коммутационный режим ZVS на ограниченных углах регулирования. В целом при ЧШИР в *LCL*-преобразователе получен режим, близкий к режиму параметрической стабилизации, и имеет незначительную частотную подстройку.

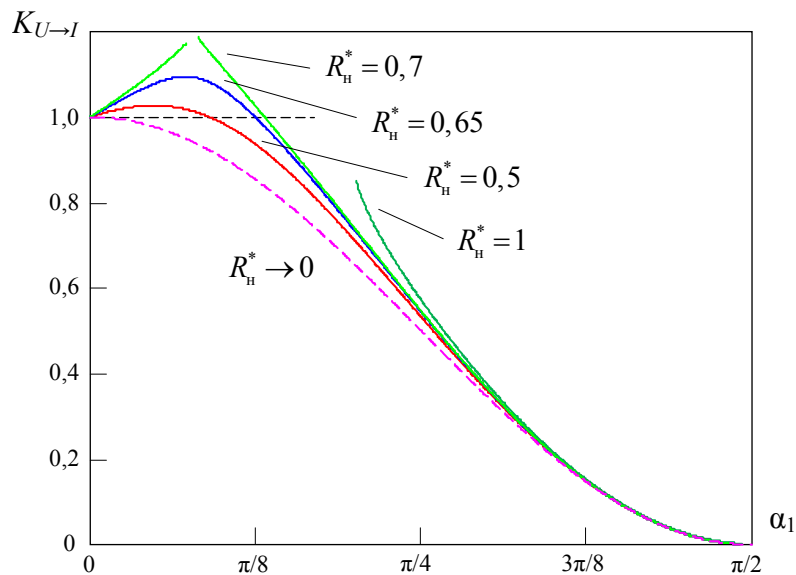


Рисунок 3.27 – Регулировочная характеристика при ЧШИР выпрямителя в *LCL*-преобразователе при разных нагрузках

Таким образом, при ЧШИР в *LCL*-преобразователе отмечено существенное влияние частоты на его коэффициент передачи. При ЧШИР инвертором частотная подстройка более значительна и нарушает режим параметрической стабилизации при частичном сохранении свойств импедансного преобразования. При ЧШИР

выпрямителем характеристики зависят от угла регулирования, в частности, регулировочная характеристика коэффициента передачи имеет разрывы, а регулирование в условиях ZVS может быть получено только в области $R_n^* < 1$.

3.6 Динамические свойства резонансного *LCL*-преобразователя при стабилизации выходного напряжения

Анализ динамики переходных процессов в резонансном *LCL*-преобразователе более сложен из-за высокого порядка контура [110, 111, 155]. Случай преобразования источника тока в источник напряжения вызывает затруднения из-за включения в динамическую модель не только выходного, но и входного фильтра. Для математического описания переходных процессов необходима модель, связывающая их с параметрами контура и позволяющая дать качественные и количественные оценки.

Анализ динамики резонансного *LCL*-преобразователя в общем виде требует обратного преобразования Лапласа от операторного сопротивления *LCL*-контура:

$$\dot{Z}_k(p) = Lp + \frac{Lp + R}{1 + LCp^2 + RCp}, \quad (3.88)$$

$$K(p) = \frac{1 + LCp^2 + RCp}{Lp(1 + LCp^2 + RCp) + Lp + R}, \quad (3.89)$$

$$K(p) = \frac{\omega_0}{\rho} \frac{\left(p + \frac{\omega_0}{2Q}\right)^2 + \left(\omega_0 \frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q}\right)^2}{p \left[\left(p + \frac{\omega_0}{2Q}\right)^2 + \left(\omega_0 \frac{\sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q}\right)^2 \right] + \left(p + \frac{\omega_0}{Q}\right) \omega_0^2}. \quad (3.90)$$

В частном случае при воздействии входного напряжения на резонансной частоте $\Omega = 1$ переходные процессы в *LCL*-преобразователе определяются его выходным фильтром:

$$i_{\text{вх}}(t) = \frac{R}{\rho^2} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_{\text{вых}}}} \right) \sin(\omega_0 t), \quad u_{\text{вых}}(t) = \frac{\pi R}{4 \rho} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_{\text{вых}}}} \right). \quad (3.91)$$

Режим параметрической стабилизации напряжения при питании от источника тока характеризуется более сложной динамикой из-за появления переменной составляющей входного напряжения, определяемой входным фильтром $C_{\text{вх}}$. Операторная модель входного импеданса инвертора получена определением его входного тока как отклика на напряжение функции Хевисайда:

$$i_{\text{инв}}(t) = \frac{8 R}{\pi^2 \rho^2} \left[1 - e^{-\frac{t}{RC_{\text{вых}}}} \right], \quad (3.92)$$

что позволяет получить его операторное входное сопротивление в виде

$$\dot{Z}_{\text{инв}}(p) = L_{\text{Э}} p + R_{\text{Э}} \quad (3.93)$$

и отразить динамические свойства инвертора эквивалентной схемой на основе последовательного соединения индуктивности $L_{\text{Э}}$ и сопротивления $R_{\text{Э}}$:

$$L_{\text{Э}} = \left(\frac{\pi^2}{8} \right)^2 \rho^2 C_{\text{вых}}, \quad R_{\text{Э}} = \left(\frac{\pi^2}{8} \right)^2 \frac{\rho^2}{R}. \quad (3.94)$$

С учетом входного фильтра $C_{\text{вх}}$ эквивалентная схема принимает вид параллельного колебательного контура (рисунок 3.28). В [156] проведены исследования динамических свойств LCL -преобразователя на основе данного подхода и показано, что переходные характеристики можно выразить через собственную частоту $\omega_{0\text{Э}}$ и добротность $Q_{\text{Э}}$ полученного резонансного контура:

$$\omega_{0\text{Э}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{Э}} C_{\text{вх}}}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{C}{\sqrt{C_{\text{вх}} C_{\text{вых}}}} \omega_0 = \frac{\omega_0}{k_{\omega}}, \quad (3.95)$$

$$\rho_{\text{Э}} = \sqrt{\frac{L_{\text{Э}}}{C_{\text{вх}}}} = \frac{\pi^2}{8} k_C \cdot \rho \rightarrow Q_{\text{Э}} = \rho_{\text{Э}} / R_{\text{Э}} = \frac{k_C}{Q},$$

где k_{ω} – отношение резонансных частот LCL - и эквивалентного контуров;

$k_C = \sqrt{C_{\text{вых}} / C_{\text{вх}}}$ – коэффициент отношения сглаживающих фильтров.

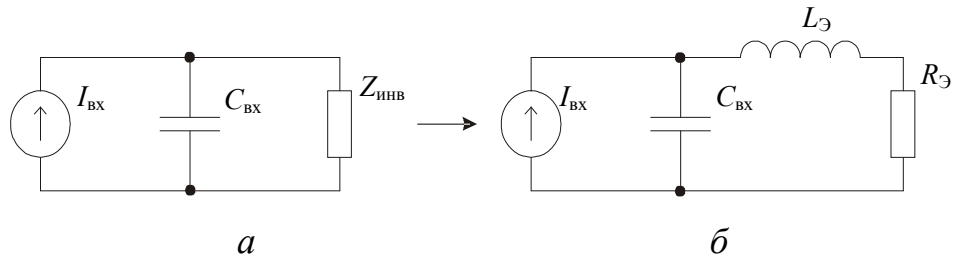


Рисунок 3.28 – Эквивалентная схема LCL -преобразователя с источником тока

Входной импеданс этой эквивалентной схемы с учетом входного фильтра

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(p) = \frac{1}{C_{\text{вх}}} \frac{p + \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}}{p^2 + \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}p + \frac{1}{L_{\text{Э}}C_{\text{вх}}}}, \quad (3.96)$$

или через параметры контура

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(p) = \rho_{\text{Э}} \omega_{0\text{Э}} \frac{p + \frac{\omega_{0\text{Э}}}{Q_{\text{Э}}}}{p^2 + \frac{\omega_{0\text{Э}}}{Q_{\text{Э}}}p + \omega_{0\text{Э}}^2}, \quad (3.97)$$

позволяет получить входное напряжение как операторное напряжение эквивалентного контура

$$\dot{U}_{\text{вх}}(p) = I_{\text{вх}} \frac{1}{p} \dot{Z}_{\text{вх}}(p). \quad (3.98)$$

Отклик на функцию Хэвисайда во временной области является обратным преобразованием Лапласа от этого выражения, вычисления произведены в [156], в зависимости от эквивалентной добротности $Q_{\text{Э}}$ входное напряжение может представлять как затухающие колебания, так и апериодический процесс:

$$u_{\text{вх}}^*(t) = Q \begin{cases} 1 - e^{-\frac{\omega_{0\text{Э}}}{2Q_{\text{Э}}}t} \left(\text{ch } \Omega_{0\text{Э}}t - \frac{2Q_{\text{Э}}^2 - 1}{\sqrt{1 - 4Q_{\text{Э}}^2}} \text{sh } \Omega_{0\text{Э}}t \right) & \text{при } Q_{\text{Э}} < \frac{1}{2}, \\ 1 - e^{-\frac{\omega_{0\text{Э}}}{2Q_{\text{Э}}}t} \left(\cos \Omega_{0\text{Э}}t - \frac{2Q_{\text{Э}}^2 - 1}{\sqrt{4Q_{\text{Э}}^2 - 1}} \sin \Omega_{0\text{Э}}t \right) & \text{при } Q_{\text{Э}} > \frac{1}{2}, \end{cases} \quad (3.99)$$

где $\Omega_{0Э} = \frac{\sqrt{|4Q_Э^2 - 1|}}{2Q_Э} \omega_{0Э}$ – резонансная частота колебаний эквивалентного контура, учитывающая его добротность. Выходное напряжение, являющееся откликом на единичный скачок входного тока, получено исключением гармонической составляющей из обратного преобразования Лапласа от произведения входного напряжения на передаточную функцию LCL -контура:

$$u_{\text{ВЫХ}}^*(t) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{\omega_{0Э}}{2Q_Э}t} \left(\text{ch } \Omega_{0Э}t + \frac{1}{\sqrt{1-4Q_Э^2}} \text{sh } \Omega_{0Э}t \right) & \text{при } Q_Э < \frac{1}{2}, \\ 1 - e^{-\frac{\omega_{0Э}}{2Q_Э}t} \left(\cos \Omega_{0Э}t + \frac{1}{\sqrt{4Q_Э^2 - 1}} \sin \Omega_{0Э}t \right) & \text{при } Q_Э > \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (3.100)$$

Установившееся значение выходного напряжения не зависит от нагрузки, что отражает свойство параметрической стабилизации выходного напряжения преобразователя, при этом входное напряжение определяется значением $R_Э$. Пусковые переходные процессы показаны при разных значениях добротности эквивалентного контура (рисунок 3.29).

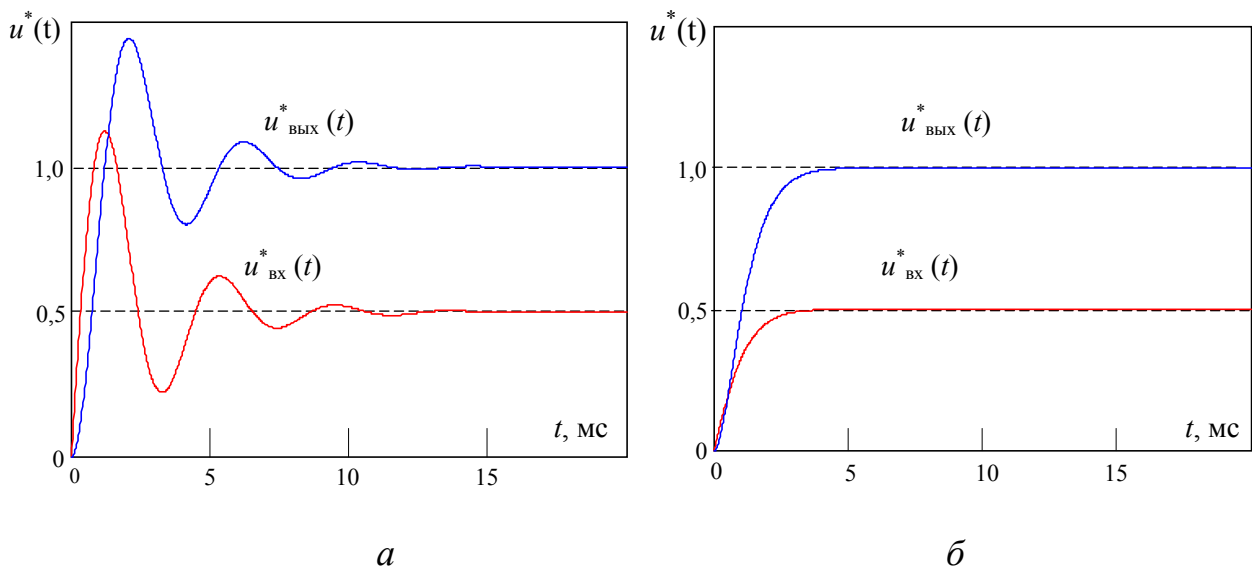


Рисунок 3.29 – Пусковые переходные процессы в LCL -преобразователе при параметрах $k_\omega = 400$, $Q = 0,5$: $a - Q_Э = 2,0$; $b - Q_Э = 0,5$

Добротность является параметром, однозначно определяющим характер переходного процесса. В данном случае Q_{Ω} варьировалась изменением отношения емкостей конденсаторов фильтров при постоянной нагрузке $Q = \text{const}$. Переходные процессы входного и выходного напряжений имеют схожий характер со сдвигом фазы колебаний на угол $\pi/2$. Учитывая, что выходной фильтр почти всегда больше входного ($Q_{\Omega} > 0,5$), процесс является колебательным, в этом отношении наиболее тяжелым является режим малых нагрузок, в предельном случае на холостом ходу $R_{\Omega} \rightarrow 0$ это приводит к незатухающим колебаниям.

Полученная эквивалентная схема позволяет провести анализ переходных процессов в LCL -преобразователе при мгновенном изменении нагрузки, которое является реакцией на выходной ток функции Хэвисайда в условиях стабильного входного тока. Дуальность схемы преобразователя позволяет интерпретировать такой процесс как пусковой процесс на нагрузку со стабильным выходным током и описать входное напряжение при смене нагрузки выражением стартового выходного напряжения (3.100) с теми же постоянными времени, нормируя величину воздействия тока нагрузки коэффициентом ее относительного изменения: $\delta R = \Delta R/R$ или $\delta R = \sigma R - 1$. Изменение нагрузки с холостого хода можно описать как $\delta R = -1$, поэтому

$$u_{\text{вх}}^*(t) = Q \left\{ 1 + \delta R \cdot e^{-\frac{\omega_0 \Omega t}{2Q_{\Omega}}} \left(\cos \Omega_{0\Omega} t + \frac{1}{\sqrt{4Q_{\Omega}^2 - 1}} \sin \Omega_{0\Omega} t \right) \right\}, \quad (3.101)$$

изменение напряжения на выходе преобразователя происходит в других начальных условиях при равных установившихся значениях, что позволяет исключить косинусную составляющую

$$u_{\text{вых}}^*(t) = 1 + \delta R \cdot e^{-\frac{\omega_0 \Omega t}{2Q_{\Omega}}} \frac{2}{\sqrt{4Q_{\Omega}^2 - 1}} \sin \Omega_{0\Omega} t. \quad (3.102)$$

Учитывая, что в практических случаях выходной фильтр всегда больше входного (поэтому $Q_{\Omega} \gg 1$) и возвращаясь к реальным единицам элементов

контура, можно получить несложные выражения для описания переходных процессов на резонансной частоте:

$$u_{\text{ВХ}}^*(t) = Q \left(1 + \delta R \cdot e^{-\frac{1}{2RC_{\text{ВЫХ}}}t} \left(\cos \frac{\omega_0}{k_{\omega}} t + \frac{Q}{2k_C} \sin \frac{\omega_0}{k_{\omega}} t \right) \right),$$

$$u_{\text{ВЫХ}}^*(t) = 1 + Q \frac{\delta R}{k_C} e^{-\frac{1}{2RC_{\text{ВЫХ}}}t} \cdot \sin \frac{\omega_0}{k_{\omega}} t. \quad (3.103)$$

В выражении присутствует экспоненциальная составляющая, определяемая выходным фильтром, и гармоническая с амплитудой колебаний, определяемой отношением фильтров k_C . Коррекция переходного процесса изменением k_C проиллюстрирована на рисунке 3.30.

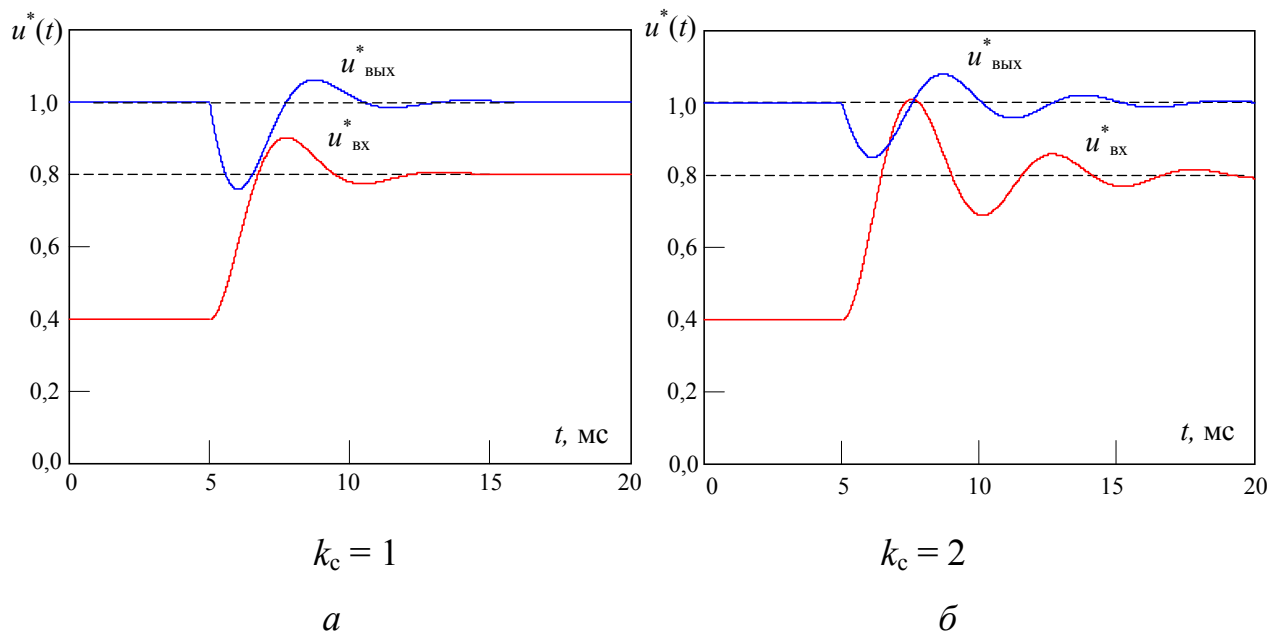
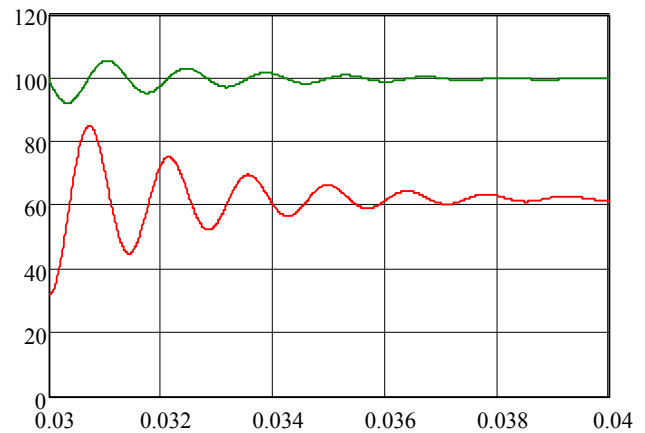
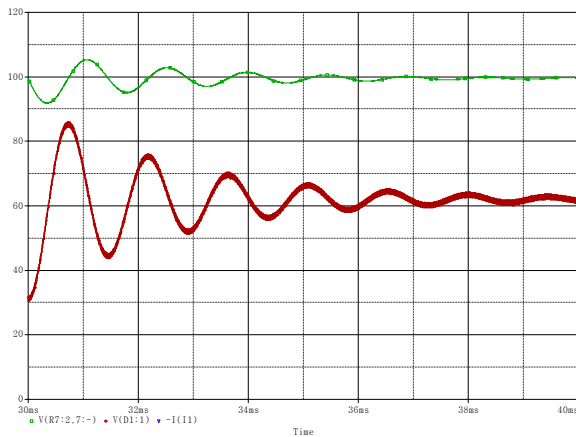


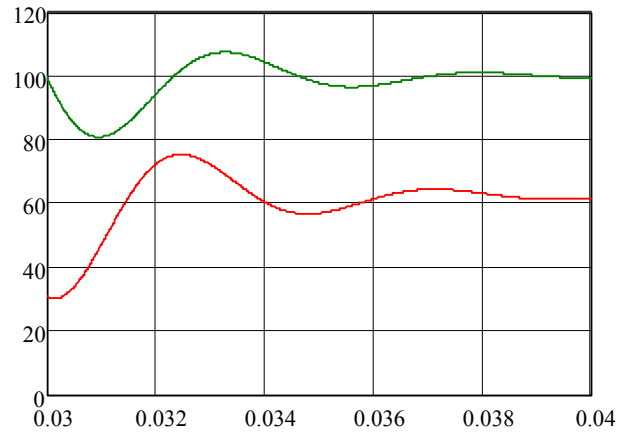
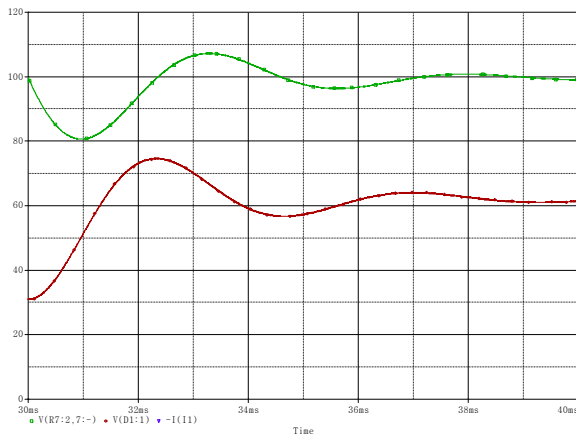
Рисунок 3.30 – Переходные процессы при изменении нагрузки,
 $Q = 0,8$, $k_{\omega} = 500$, $\delta R = -0,5$

Проведено имитационное моделирование переходного процесса при изменении нагрузки с параметрами $L = 16,9$ мкФ, $C = 0,15$ мкФ, $C_{\text{ВЫХ}} = 65$ мкФ. Сопоставление результатов моделирования и математического расчета при разных $C_{\text{ВХ}}$ демонстрирует их соответствие (рисунок 3.31).



$$C_{BX} = 5 \text{ мкФ}$$

a



$$C_{BX} = 50 \text{ мкФ}$$

б

Рисунок 3.31 – Переходные процессы при изменении нагрузки 40 Ом → 20 Ом

В реальных случаях активные потери в преобразователе приводят к более интенсивному затуханию переходного процесса, что существенно уменьшает его колебательность. Осциллограммы реакции стабилизируемого выходного напряжения 100 В при входном токе 7 А на изменение сопротивления нагрузки при входном фильтре $C_{BX} = 5 \text{ мкФ}$ приведены на рисунке 3.32. Увеличение выходного фильтра ведет к уменьшению перерегулирования, значение $C_{ВЫХ} = 300 \text{ мкФ}$ при заданном изменении нагрузки полностью его устраняет, динамическое отклонение не превышает статической ошибки, обусловленной потерями.

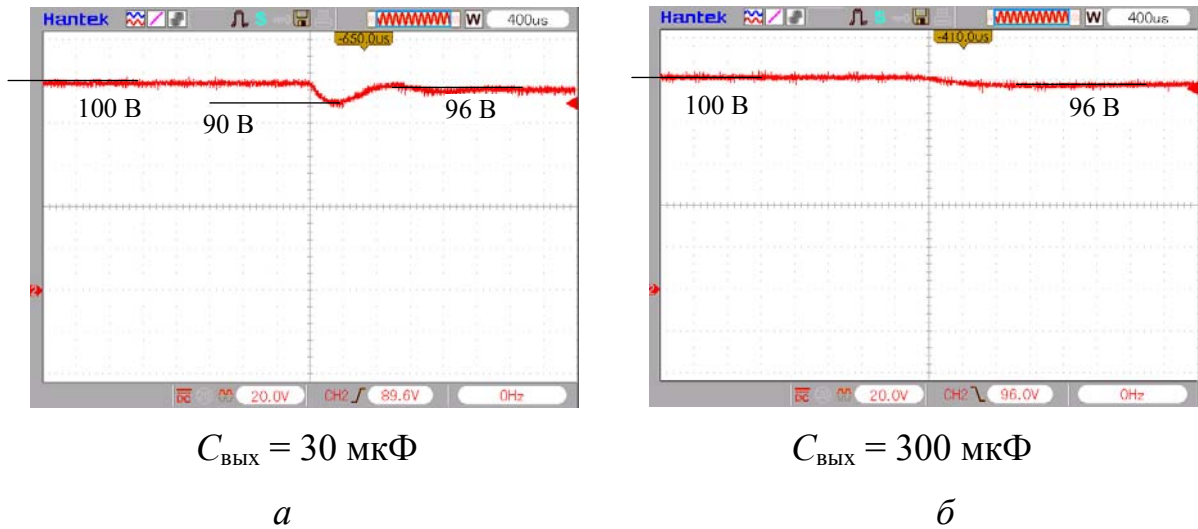


Рисунок 3.32 – Переходные процессы выходного напряжения LCL -преобразователя при набросе нагрузки $R = 40 \text{ Ом} \rightarrow 20 \text{ Ом}$

Соотношение сглаживающих фильтров является инструментом коррекции добротности эквивалентного контура Q_{Σ} , при этом реактивные элементы LCL -контура определяют статический коэффициент передачи преобразователя. Стоит заметить, что наилучшим вариантом коррекции является уменьшение входного конденсатора $C_{\text{ВХ}}$, так как увеличение $C_{\text{ВЫХ}}$ затягивает длительность переходного процесса. Зависимость обусловлена разным характером влияния фильтров на переходный процесс: входная емкость препятствует изменению входного напряжения, а выходная способствует стабильности выходного напряжения.

Выводы по главе 3

1. Предложен режим параметрической стабилизации выходного напряжения, реализуемый резонансным LCL -преобразователем в условиях питания от источника тока. Показано, что в данном режиме компенсация изменения нагрузки осуществляется ее непрерывным импедансным преобразованием и позволяет уменьшить ток выпрямителя.

2. Разработан LCL -преобразователь с активным выпрямителем, управление которым осуществляется принудительным фазовым сдвигом его напряжения

относительно напряжения инвертора, что обеспечивает непрерывность тока при сохранении коммутационных условий ZVS.

3. Разработаны способы импульсного регулирования коэффициента передачи «ток – напряжение» резонансного *LCL*-преобразователя на основе ШИР, которые обеспечивают:

– сохранение свойства параметрической стабилизации напряжения на резонансной частоте $\Omega = 1$ во всем диапазоне регулирования;

– формирование равных фаз тока в инверторе и выпрямителе, формирующих условия ZVS коммутации транзисторов.

Показана эффективность ШИР выпрямителем при условии $U_{\text{вх}} < U_{\text{вых}}$, которое позволяет уменьшить ток инвертора, а также эффективность ШИР инвертором в условиях ограничения нагрузки $R_n^* < 1$, позволяющего уменьшить ток выпрямителя.

4. Разработан вольтодобавочный резонансный *LCL*-преобразователь с ШИР, в котором за счет импедансного преобразования происходит перераспределение входного тока между инвертором и выпрямителем, в результате чего их суммарное значение не превышает ток входного источника и имеет минимум при $R_n^* = 2$.

5. Исследованы свойства ЧШИР в резонансном *LCL*-преобразователе. Показано, что в этом случае ток выпрямителя имеет нулевую фазу и позволяет уменьшить его до уровня тока нагрузки. При этом подстройка частоты приводит к увеличению угла регулирования и завышает ток инвертора.

6. Исследованы динамические характеристики *LCL*-преобразователя в режиме параметрической стабилизации напряжения на резонансной частоте. Получено описание переходных процессов выходного напряжения при изменении нагрузки с учетом входного фильтра.

4 Синтез двухчастотного выходного тока резонансным преобразователем на основе последовательно-параллельного *LCLC*-контура

Преобразователи с двухчастотным выходным током находят применение в индукционном нагреве деталей сложной формы поверхности. При закалке шестерни на высокой частоте осуществляется нагрев поверхности ее зуба, а на низкой – межзубовой впадины. Таким образом, двухчастотное воздействие позволяет сформировать требуемый температурный профиль поверхности и равномерную глубину закалки [1–8]. Другой областью применения двухчастотного нагрева являются системы плавки, в этом случае за счет низкочастотного воздействия реализуется перемешивание расплава [9–11, 13, 20].

Исследование *LCLC*-преобразователей в режиме синтеза двухчастотного тока является нетривиальной задачей, прежде всего из-за того, что в данном случае мощность передается на двух гармониках, потребление которых непропорционально, так как импеданс индуктора зависит от частоты, т.е. имеет разное значение на синтезируемых частотах. Это затрудняет применение классических подходов оценки энергетической эффективности, учитывающих только влияние паразитных гармоник.

В главе проведено исследование энергетической эффективности способов формирования и регулирования двухчастотного тока, анализ выполнен с учетом нелинейного потребления синтезируемых гармоник резонансным преобразователем. Предложены подходы к коррекции его частных характеристик за счет импедансного преобразования, осуществляемого *LCLC*-контуром. Показаны количественные оценки энергетических показателей при коррекции.

4.1 Энергетические показатели резонансных преобразователей с суммированием параметров двух источников разной частоты

Формирование двухчастотного тока индуктора суммированием параметров источников разной частоты обычно реализуется по принципу суммирования

токов инверторов напряжения (ИН), которые являются источниками синусоидального тока (рисунок 4.1). В [1–4, 16] представлена краткая характеристика преобразователей данной группы, преимуществом этого структурного решения является автономное включение инверторов в ветви контура, что сохраняет возможность независимого регулирования амплитуд гармоник тока путем модуляции напряжений инверторов. При этом элементы контура – это частотные фильтры, блокирующие обмен реактивным током (рисунок 4.1,а).

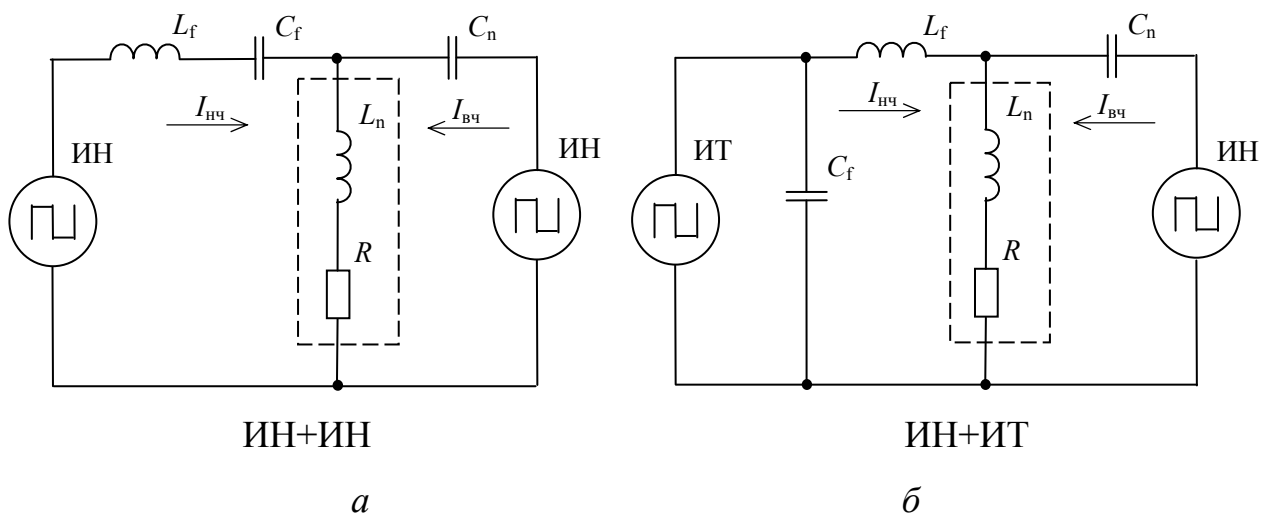
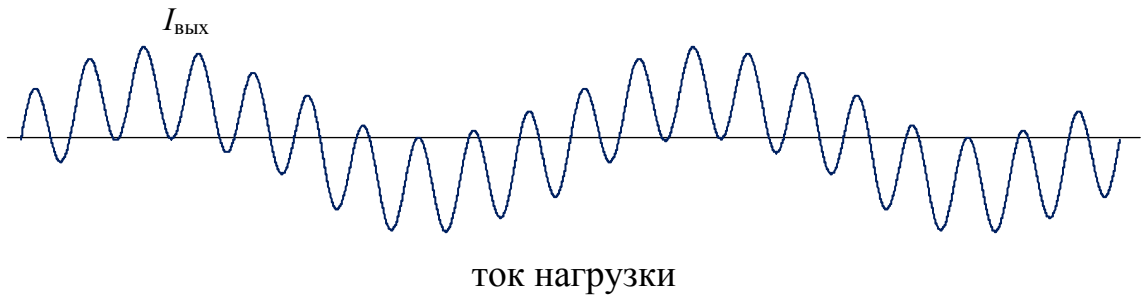


Рисунок 4.1 – Топологии на основе принципа суммирования токов разных частот в общем узле

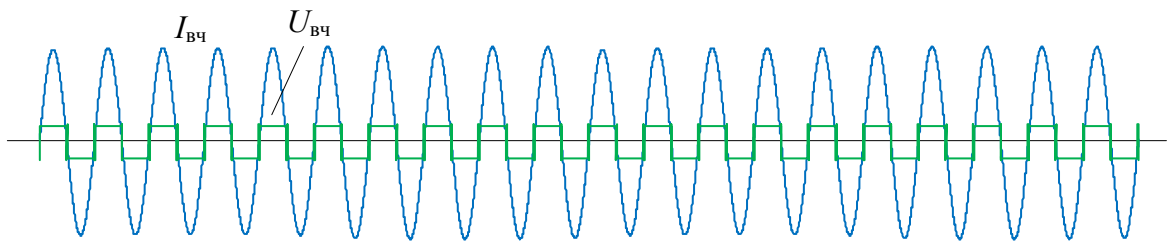
Наличие в низкочастотной ветви контура дросселя L_f позволяет реализовать низкочастотный инвертор на основе инвертора тока (ИТ) (рисунок 4.1,б). Диаграммы структуры с суммированием токов показаны на рисунке 4.2. Параметры инверторов определяются параметрами конденсатора C_f , его током при ИН (рисунок 4.2,в) и его напряжением при ИТ (рисунок 4.2,з). В обоих случаях дроссель L_f играет роль частотного фильтра, частично блокирующего протекание высокочастотного тока в низкочастотный инвертор.

Проникновение высокой частоты в низкочастотный инвертор искажает его параметры и оказывает негативное влияние на энергетические показатели. Это можно отметить искажениями формы тока ИН (см. рисунок 4.2,в), аналогично в

структуре (см. рисунок 4.1,б) искажается форма напряжения ИТ (см. рисунок 4.2,з).

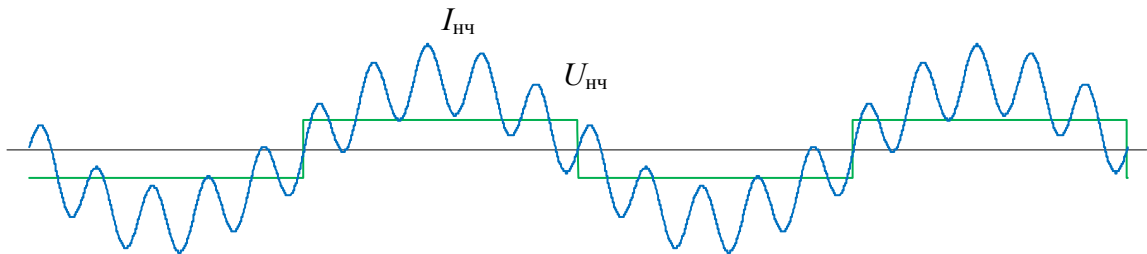


a



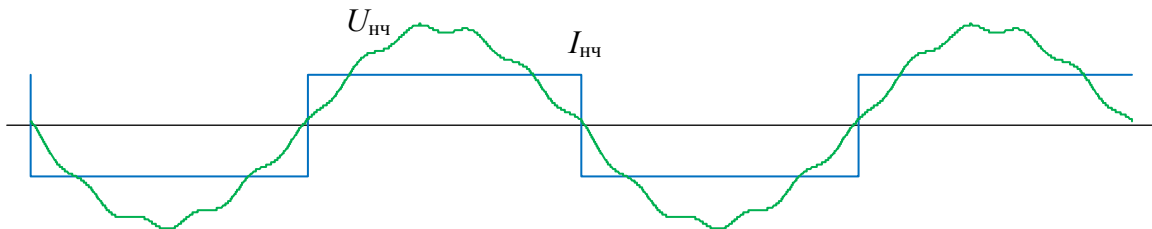
выходные параметры высокочастотного инвертора

б



выходные параметры низкочастотного инвертора при ИН+ИН (рисунок 4.1,а)

в



ток и напряжение низкочастотного инвертора при ИН+ИТ (рисунок 4.1,б)

з

Рисунок 4.2 – Диаграммы работы резонансного *LCLC*-преобразователя с суммированием токов в общем узле при $\sigma I_{\text{ВЫХ}} = 1$, $\Omega = 10$, $L_f^* = 2$

В варианте с ИН искажения более существенны, что объясняется частотными свойствами конденсатора, оказывающего разные сопротивления на разных частотах:

$$U_{C_f} = I_{C_f} \frac{1}{\omega C_f} \Rightarrow \sigma U_{C_f} = \sigma I_{C_f} \frac{1}{\Omega}, \quad (4.1)$$

таким образом, соотношение амплитуд частотных составляющих конденсатора по напряжению в Ω раз меньше, чем по току.

Оценка энергетических характеристик преобразователя проведена на основе коэффициента мощности и габаритной мощности транзисторов инвертора. Габаритная мощность инвертора НЧ с учетом того, что ток в инверторе равен току дросселя L_f :

$$P_{\Gamma_ИН}^* = \frac{P_{\Gamma_ИН}}{P_H} = \frac{E(I_{\max_ВЧ} + I_{\max_НЧ})}{E \cdot I_{НЧ}} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{I_{\max_ВЧ}}{I_{\max_НЧ}} + 1 \right) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\sigma I_{\text{ВЫХ}} L_f^*} + 1 \right). \quad (4.2)$$

Коэффициент мощности K_M в случае низкочастотного ИН можно записать:

$$K_{M_ИН} = \frac{P_{ИН}}{S_{ИН}} = \frac{\frac{4}{\pi\sqrt{2}} E \cdot I_{НЧ}}{E \sqrt{I_{ВЧ}^2 + I_{НЧ}^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\frac{I_{ВЧ}^2}{I_{НЧ}^2} + 1}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\sigma I_{\text{ВЫХ}}^2 \cdot L_f^{*2}} + 1}}. \quad (4.3)$$

Аналогично для инвертора тока выражения P_{Γ}^* и K_M :

$$P_{\Gamma_ИТ}^* = \frac{I(U_{\max_ВЧ} + U_{\max_НЧ})}{I \cdot U_{НЧ}} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{U_{\max_ВЧ}}{U_{\max_НЧ}} + 1 \right) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{I_{\max_ВЧ}}{I_{\max_НЧ}} \frac{1}{\Omega} + 1 \right) =$$

$$= \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\sigma I_{\text{ВЫХ}} L_f^* \Omega} + 1 \right), \quad (4.4)$$

$$K_{M_ИТ} = \frac{P_{ИТ}}{S_{ИТ}} = \frac{\frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{НЧ} I}{I \sqrt{U_{ВЧ}^2 + U_{НЧ}^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\frac{U_{ВЧ}^2}{U_{НЧ}^2} + 1}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\sigma I_{\text{ВЫХ}}^2 L_f^{*2}} \frac{1}{\Omega^2} + 1}}. \quad (4.5)$$

Зависимости коэффициента мощности K_M и габаритной мощности инвертора НЧ от L_f^* демонстрируют лучшие показатели схемы суммирования на основе ИТ во всем диапазоне изменения L_f (рисунок 4.3), что позволяет говорить о преимуществах структур суммирования параметров разнотипных инверторов.

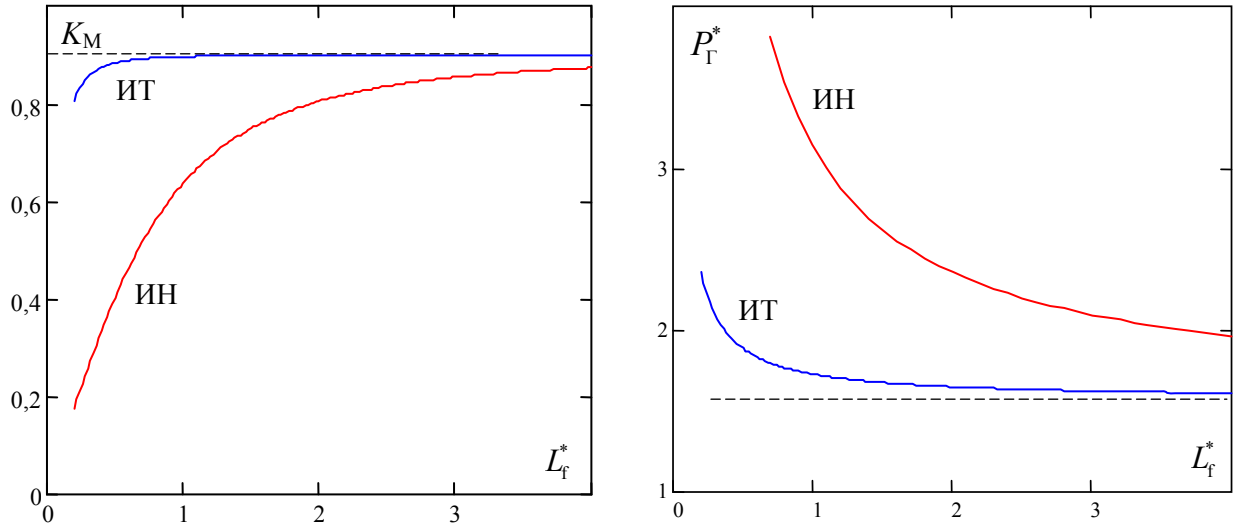


Рисунок 4.3 – Характеристики низкочастотного инвертора в преобразователе с суммированием токов

Однако с энергетических позиций реализацию ИТ затрудняет входной дроссель большой мощности и применение тиристоров, имеющих большие статические потери. Поэтому часто задача фильтрации высокочастотного тока решается увеличением дросселя L_f . В ряде случаев индукционного нагрева прежде всего при поверхностной закалке высокие значения дросселя L_f актуализируют создание других структур преобразователя, построенных на одном инверторе. В таких структурах воздействие осуществляется только на одну из ветвей резонансного $LCLC$ -контура [7] инвертором, генерирующим требуемый спектр напряжения с регулируемым соотношением синтезируемых гармоник.

4.2 Синтез двухчастотного тока резонансным преобразователем на основе *LCLC*-топологии при последовательном включении инвертора с нагрузкой

4.2.1 Энергетические показатели резонансного преобразователя при формировании двухчастотного тока

Синтез двухчастотного тока *LCLC* резонансным контуром при последовательном включении инвертора и нагрузки (рисунок 4.4) заключается в фильтрации паразитных гармоник и формировании таким образом тока требуемого гармонического состава [7, 18, 19].

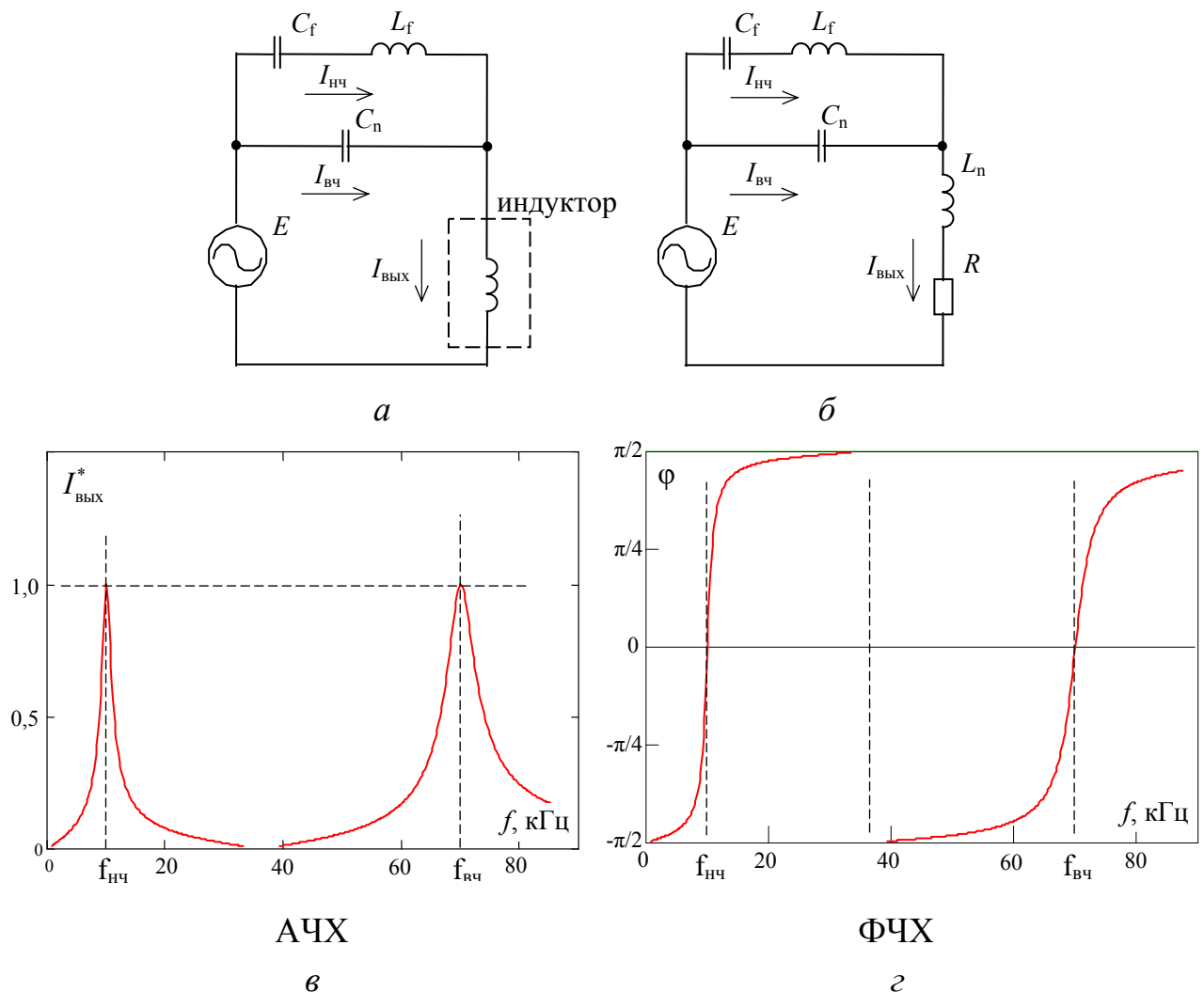


Рисунок 4.4 – Двухчастотный резонансный контур (а) и соответствующая ему схема замещения (б), частотные характеристики АЧХ (в), ФЧХ (з) при параметрах $L_n = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_n = 0,5$ мкФ, $L_f = 43$ мкГн, $C_f = 4,4$ мкФ

В этом случае контур имеет две резонансные частоты с высокими коэффициентами передачи и частоты ω_0 при $\text{Im } Z(\omega) \rightarrow \infty$. Частота ω_0 не зависит от индуктивности индуктора, а определяется частотоподающими ветвями $LCLC$ -контра и настраивается на область подавления паразитных гармоник – в данном случае 3-й и 5-й. Частотные характеристики (см. рисунок 4.4) отражают фильтрующие свойства $LCLC$ -контра, синтезирующего две резонансные частоты.

В общем случае математическая модель $LCLC$ -контра может быть описана методом парциальных частот [137], его применение для систем индукционного нагрева показано автором в [19]. Метод дает высокую точность, однако при существенной разнице синтезируемых частот $\omega_{вч} \gg \omega_{нч}$ парциальные контуры фактически не связаны друг с другом, что позволяет проводить анализ на основе схем замещения. Данный подход обоснован и использован, например, в [20].

При условии $\omega_{вч} \gg \omega_{нч}$ на высокой частоте сопротивление конденсатора C_f незначительно, что позволяет замкнуть его в высокочастотной схеме замещения (рисунок 4.5,а), а на низкой частоте можно исключить конденсатор C_n из низкочастотной схемы замещения (рисунок 4.5,б).

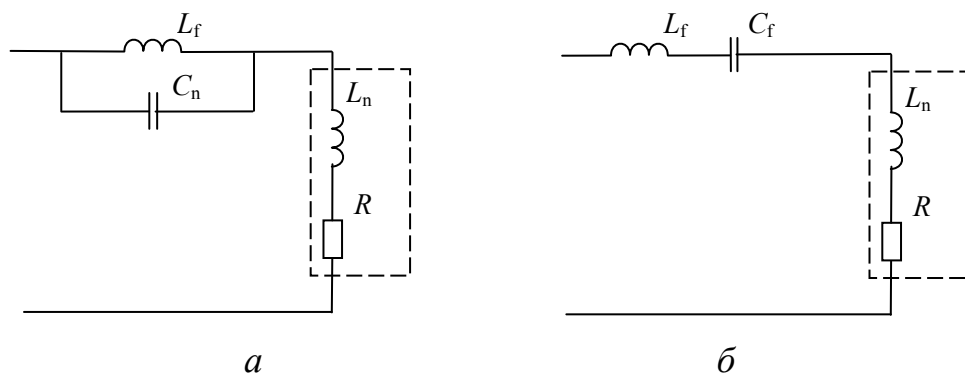


Рисунок 4.5 – Схема замещения двухчастотного резонансного контра:
на высокой частоте (а); на низкой частоте (б)

Таким образом, при сильно различающихся синтезируемых частотах

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{\text{нч}} = \frac{1}{\sqrt{(L_n + L_f)C_f}}, \\ \omega_{\text{вч}} = \sqrt{\frac{L_n + L_f}{L_f} \frac{1}{L_n C_n}}. \end{array} \right. \quad (4.6)$$

В рассматриваемой топологии (см. рисунок 4.4) нагрузка включена последовательно в одну цепь с преобразователем, поэтому единственным способом регулирования амплитуд синтезируемых токов является синтез напряжения требуемого гармонического состава. Анализ энергетической эффективности преобразователей, формирующих двухчастотное напряжение, имеет ряд особенностей, заключающихся в том, что полезная энергия передается на двух частотах и выходной ток состоит из двух гармоник. Оценку эффективности можно провести расчетом коэффициента мощности K_M , характеризующего качество энергии на выходе инвертора и циркуляцию реактивной мощности:

$$K_M = \frac{P}{S} = \frac{P_{\text{нч}} + P_{\text{вч}}}{U \cdot I}, \quad (4.7)$$

где $P_{\text{нч}}$, $P_{\text{вч}}$ – активная мощность на низкой и высокой частоте; U, I – действующие значения напряжения и тока на выходе преобразователя.

Учитывая, что токи синусоидальны:

$$K_M = \frac{I_{\text{нч}} U_{\text{нч}} \cos \varphi_{\text{нч}} + I_{\text{вч}} U_{\text{вч}} \cos \varphi_{\text{вч}}}{U \sqrt{I_{\text{нч}}^2 + I_{\text{вч}}^2}}, \quad (4.8)$$

где $\varphi_{\text{нч}}$, $\varphi_{\text{вч}}$ – фазы выходного тока согласно ФЧХ (рисунок 4.4,з).

В резонансном режиме можно принять $\varphi_{\text{нч}} = \varphi_{\text{вч}} = 0$, тогда для K_M можно записать:

$$K_M = \frac{I_{\text{нч}} U_{\text{нч}} + I_{\text{вч}} U_{\text{вч}}}{U \sqrt{I_{\text{нч}}^2 + I_{\text{вч}}^2}} = \frac{I_{\text{вч}} U_{\text{вч}} + I_{\text{вч}} U_{\text{вч}} \cdot \sigma I \sigma U}{U \sqrt{I_{\text{вч}}^2 + I_{\text{вч}}^2 \sigma I^2}} = \frac{U_{\text{вч}} (1 + \sigma I \sigma U)}{U \sqrt{1 + \sigma I^2}}, \quad (4.9)$$

где $U_{\text{нч}}$, $U_{\text{вч}}$, $I_{\text{нч}}$, $I_{\text{вч}}$ – действующие значения токов и напряжений; $\sigma U = U_{\text{нч}}/U_{\text{вч}}$ – отношение синтезируемых преобразователем гармоник напряжения; $\sigma I = I_{\text{нч}}/I_{\text{вч}}$ – отношение гармоник тока.

Выделяя в данном выражении множитель коэффициента искажения, можно привести его к форме

$$K_M = \frac{1 + \sigma I \sigma U}{\sqrt{1 + \sigma I^2} \sqrt{1 + \sigma U^2}} \frac{\sqrt{U_{\text{вч}}^2 + U_{\text{нч}}^2}}{U}. \quad (4.10)$$

В рассматриваемой топологии преобразователя (см. рисунок 4.4,а) выполняется условие равенства $I_{\text{вых}} = I_{\text{вх}}$ (контур играет исключительно роль фильтра паразитных гармоник). В частном случае равных сопротивлений нагрузки на синтезируемых частотах можно принять $\sigma U = \sigma I$ и определить коэффициент мощности коэффициентом искажения напряжения инвертора относительно генерируемого тока:

$$K_M = \frac{\sqrt{U_{\text{вч}}^2 + U_{\text{нч}}^2}}{U} = K_{2fИ}. \quad (4.11)$$

Учитывая, что полезный сигнал в данном случае состоит из двух гармоник, полученное выражение можно характеризовать как коэффициент искажения выходного напряжения преобразователя относительно двух синтезируемых гармоник. Потребление двух частотных составляющих приводит к тому, что коэффициент мощности может превышать значение $K_M = 0,9$, отражающее относительную мощность первой гармоники при условии полного подавления остальных, что характерно для классических LC -преобразователей. При прямоугольном напряжении для коэффициента мощности справедливо выражение

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{1 + \frac{1}{v^2}}, \quad (4.12)$$

где v – номер старшей синтезируемой гармоники.

Другим оценочным показателем энергетической эффективности является габаритная мощность преобразователя, определяемая максимальными значениями его тока и напряжения U_m , которая может быть описана относительным коэффициентом габаритной мощности:

$$\begin{aligned} P_{\Gamma}^* &= \frac{P_{\Gamma}}{P} = \frac{U_m \cdot \sqrt{2}(I_{\text{нч}} + I_{\text{вч}})}{I_{\text{нч}}U_{\text{нч}} + I_{\text{вч}}U_{\text{вч}}} = \frac{U_m}{U_{\text{вч}}} \frac{\sqrt{2}(\sigma I + 1)}{\sigma I \sigma U + 1} = \\ &= \sqrt{2} \frac{U_m}{U_{\text{нч}} + U_{\text{вч}}} \frac{(\sigma U + 1)(\sigma I + 1)}{\sigma I \sigma U + 1} = 2K_{2fA} \frac{(\sigma U + 1)(\sigma I + 1)}{\sigma I \sigma U + 1}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Аналогично расчету K_M в выражении (4.10) в данном случае присутствует множитель, учитывающий непропорциональность потребления гармоник при неравенстве $\sigma I \neq \sigma U$. Для топологии (см. рисунок 4.4) можно принять $\sigma U = \sigma I$, в этом случае выражение (4.13) примет вид

$$P_{\Gamma}^* = 2K_{2fA} \frac{(\sigma U + 1)^2}{\sigma U^2 + 1} = 2K_{2fA} \cdot K_S^2, \quad (4.14)$$

где K_{2fA} – отношение амплитуды напряжения преобразователя к сумме амплитуд синтезируемых гармоник, определяющее степень их содержания в выходном напряжении; K_S – отношение алгебраической суммы амплитуд синтезируемых гармоник к их геометрической (среднеквадратичной) сумме (рисунок 4.6), таким образом, наихудшим случаем является синтез равных по амплитуде гармоник, т.е. точка $\sigma U = 1$. Наилучшим достижимым значением габаритной мощности является $P_{\Gamma}^* = 2$, что отражает факт связи максимальной мгновенной мощности с ее средним значением.

Коэффициент K_{2fA} можно выразить через общепринятый коэффициент амплитуды K_a (крест-фактор):

$$K_{2fA} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{K_a}{K_M} \frac{\sqrt{\sigma U^2 + 1}}{\sigma U + 1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{K_a}{K_M} \frac{1}{K_S}. \quad (4.15)$$

Соответственно габаритная мощность

$$P_{\Gamma}^* = \sqrt{2} \frac{K_a}{K_M} \cdot K_s \cdot \quad (4.16)$$

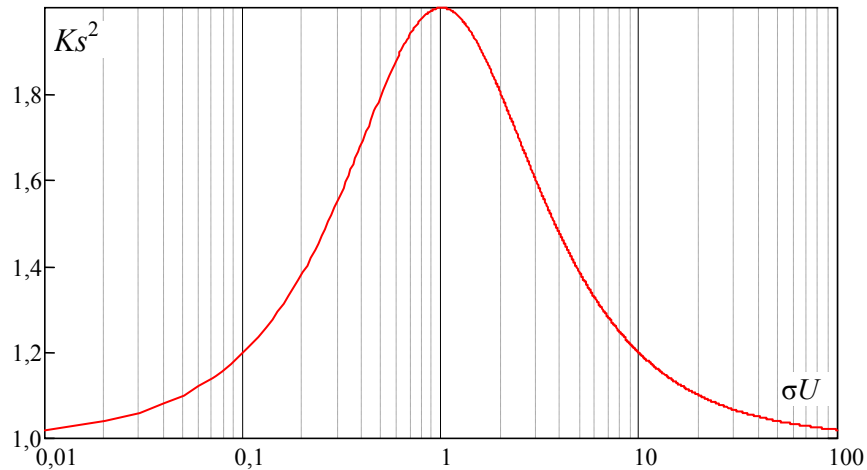


Рисунок 4.6 – Коэффициент среднеквадратичной суммы гармоник

Таким образом, форма напряжения инвертора является основным фактором, определяющим энергетическую эффективность преобразования на резонансных частотах, которая может быть оценена коэффициентами K_{2fi} , K_{2fA} . Поэтому основной задачей в данном случае является создание резонансного преобразователя, позволяющего генерировать двухчастотное напряжение с требуемыми показателями качества.

4.2.2 Формирование двухчастотного напряжения многоуровневыми резонансными преобразователями

Синтез напряжения, содержащего гармоники требуемых амплитуд, может осуществляться как одноуровневыми, так и многоуровневыми преобразователями. Классическим способом формирования напряжения требуемого гармонического состава является его гармонический синтез [17, 142], который осуществляется путем формирования ступенчатого напряжения многоуровневым преобразователем путем сложения прямоугольных напряжений

отдельных инверторов (рисунок 4.7). Принцип суммирования реализуется структурой с последовательным включением вторичных обмоток трансформаторов, которые определяют уровни синтезируемого напряжения, при этом угол управления каждого инвертора определяет длительность импульса напряжения соответствующего уровня.

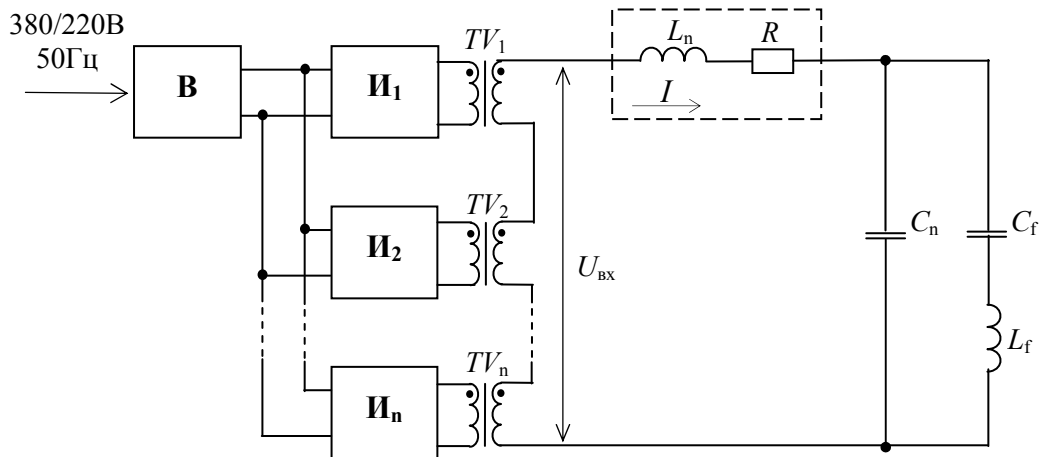


Рисунок 4.7 – Многоуровневый преобразователь с $LCLC$ -контуром

Гармонический состав прямоугольного напряжения одного инвертора

$$f(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \sin \frac{(2n+1)\alpha}{2} \cos(2n+1)\omega t, \quad (4.17)$$

где E – амплитуда прямоугольного напряжения; α – угол управления инвертором; $(2n+1)$ – номер гармоники.

Гармонический состав ступенчатого напряжения многоуровневого преобразователя является суммой составляющих его элементарных прямоугольных напряжений, поэтому амплитуду k -й гармоники ($k=(2n+1)$) при наличии m -ступенчатого напряжения можно определить как

$$U_k = \sum_{i=1}^m \frac{4E_i}{k\pi} \sin \frac{k\alpha_i}{2} (1 - (-1)^k), \quad (4.18)$$

где E_i и α_i – амплитуда уровня напряжения и угол управления i -й ступени.

Приравнивая нежелательные гармоники к нулю при заданном соотношении основных гармоник, можно синтезировать ступенчатое напряжение с требуемым гармоническим составом. При этом количество исключенных нежелательных гармоник непосредственно связано с количеством требуемых уровней напряжения, поэтому обычно исключаются только старшие гармоники.

Синтез 1-й и 7-й гармоник 4-ступенчатым напряжением формирует систему

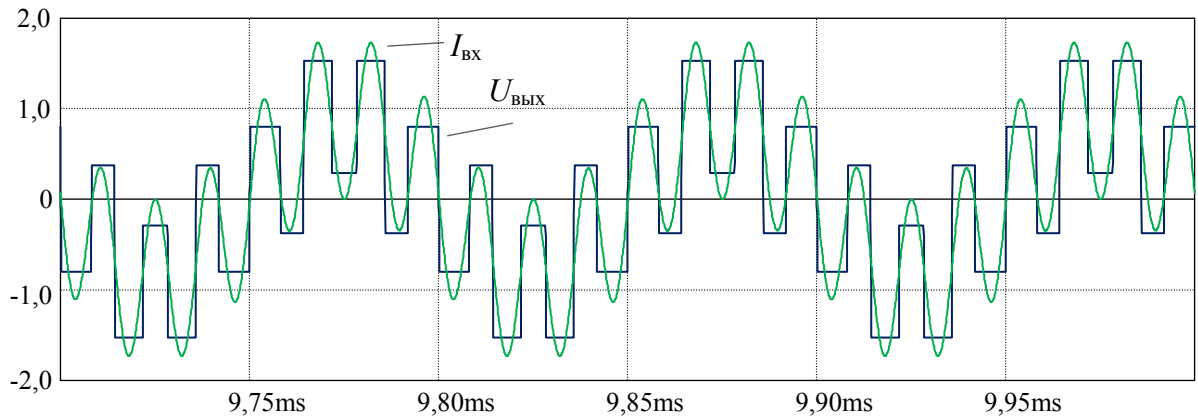
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{4E_1}{\pi} \sin \frac{\alpha_1}{2} + \frac{4E_2}{\pi} \sin \frac{\alpha_2}{2} + \frac{4E_3}{\pi} \sin \frac{\alpha_3}{2} + \frac{4E_4}{\pi} \sin \frac{\alpha_4}{2} = \sigma U \\ \frac{4E_1}{3\pi} \sin \frac{3\alpha_1}{2} + \frac{4E_2}{3\pi} \sin \frac{3\alpha_2}{2} + \frac{4E_3}{3\pi} \sin \frac{3\alpha_3}{2} + \frac{4E_4}{3\pi} \sin \frac{3\alpha_4}{2} = 0 \\ \frac{4E_1}{5\pi} \sin \frac{5\alpha_1}{2} + \frac{4E_2}{5\pi} \sin \frac{5\alpha_2}{2} + \frac{4E_3}{5\pi} \sin \frac{5\alpha_3}{2} + \frac{4E_4}{5\pi} \sin \frac{5\alpha_4}{2} = 0 \\ \frac{4E_1}{7\pi} \sin \frac{7\alpha_1}{2} + \frac{4E_2}{7\pi} \sin \frac{7\alpha_2}{2} + \frac{4E_3}{7\pi} \sin \frac{7\alpha_3}{2} + \frac{4E_4}{7\pi} \sin \frac{7\alpha_4}{2} = 1 \\ \frac{4E_1}{9\pi} \sin \frac{9\alpha_1}{2} + \frac{4E_2}{9\pi} \sin \frac{9\alpha_2}{2} + \frac{4E_3}{9\pi} \sin \frac{9\alpha_3}{2} + \frac{4E_4}{9\pi} \sin \frac{9\alpha_4}{2} = 0 \\ \frac{4E_1}{k\pi} \sin \frac{k\alpha_1}{2} + \frac{4E_2}{k\pi} \sin \frac{k\alpha_2}{2} + \frac{4E_3}{k\pi} \sin \frac{k\alpha_3}{2} + \frac{4E_4}{k\pi} \sin \frac{k\alpha_4}{2} = 0 \end{array} \right. , \quad (4.19)$$

решение которой при $\sigma U = 1$ показано в виде векторов с амплитудами уровней и углами управления:

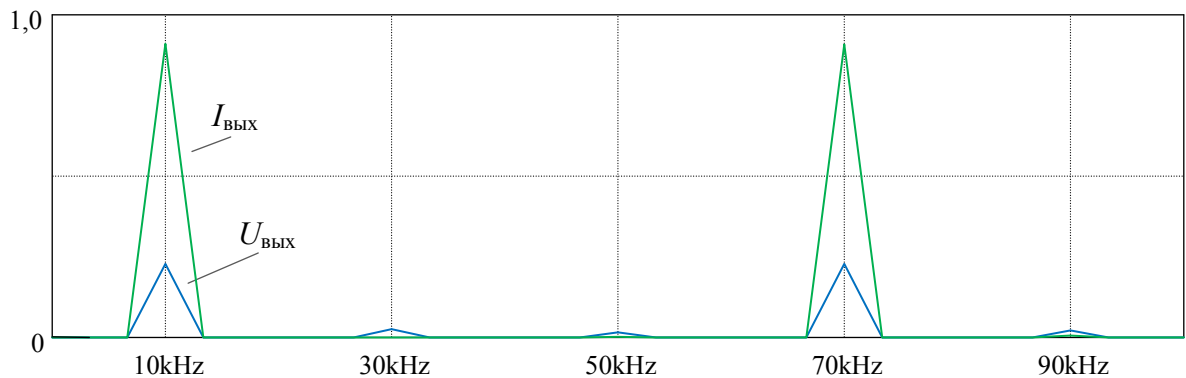
$$E = \begin{bmatrix} 1,00 \\ -1,47 \\ 2,38 \\ -1,55 \end{bmatrix}, \quad \alpha = \begin{bmatrix} \pi \\ 0,68\pi \\ 0,43\pi \\ 0,13\pi \end{bmatrix}. \quad (4.20)$$

Амплитуды ступеней имеют чередующиеся знаки, что формирует гармонику высокой частоты, а равномерное расположение углов управления позволяет решать только задачу определения уровней напряжения и упрощает вычисления. Аналитический расчет энергетических характеристик при гармоническом синтезе затруднителен в первую очередь из-за сложностей определения параметров входного напряжения контура, имеющего ступенчатую форму. По полученному решению произведено моделирование схемы в пакете

OrCad 9.2 при условии $\sigma U = 1$, результаты представлены на рисунке 4.8. Численное моделирование показало для этого случая $K_M = 0,93$, $P_r^* = 3,2$. Высокие характеристики обусловлены формой напряжения, практически повторяющей форму тока и почти полностью исключающей искажения.



a



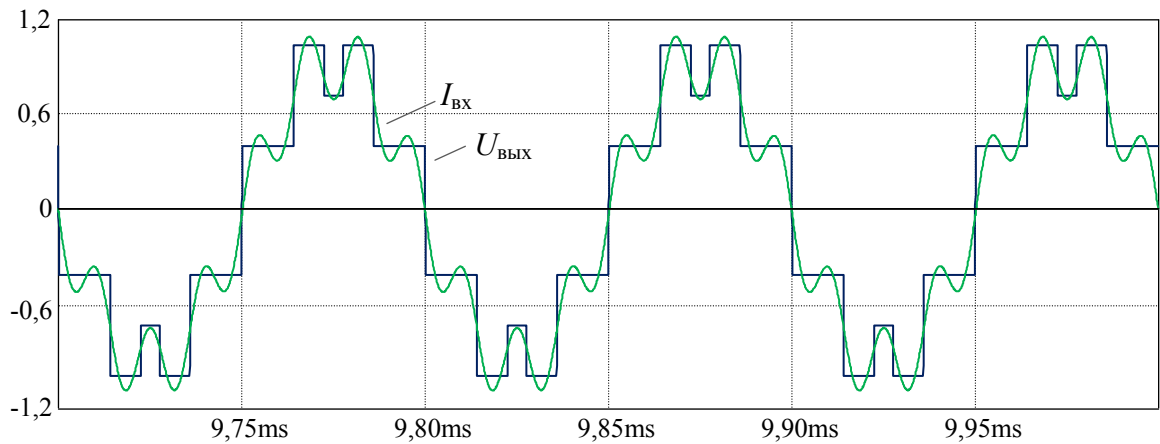
б

Рисунок 4.8 – Результаты синтеза 1-й и 7-й гармоник $\sigma U = 1$:
a – выходное напряжение преобразователя и ток; *б* – спектр

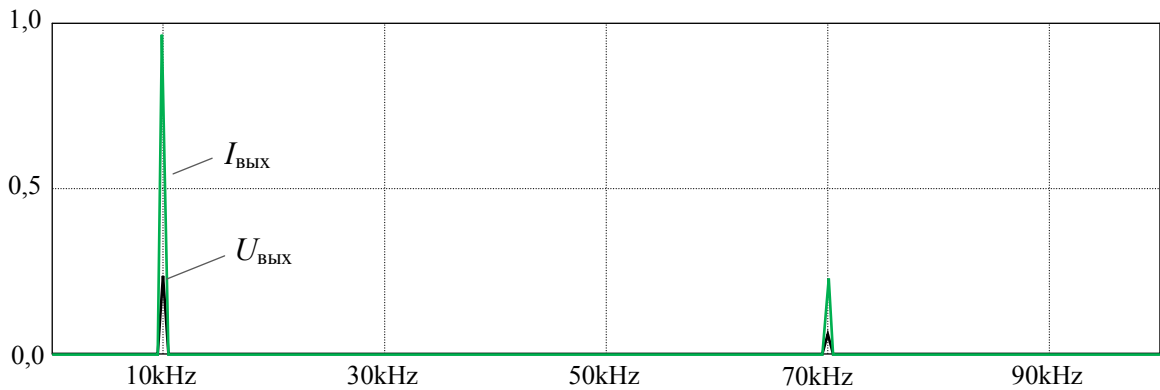
Другой частный случай гармонического синтеза при $\sigma U = 4$ представлен на рисунке 4.9, в этом случае для решения системы (4.19) достаточно трехступенчатого напряжения

$$E = \begin{bmatrix} 1,00 \\ 1,22 \\ -0,65 \end{bmatrix}, \quad \alpha = \begin{bmatrix} \pi \\ 0,43\pi \\ 0,13\pi \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Результаты моделирования показали значения коэффициента мощности $K_M = 0,98$ и габаритной мощности $P_r^* = 2,4$.



a



б

Рисунок 4.9 – Результаты синтеза 1-й и 7-й гармоник $\sigma U = 4$:
a – выходное напряжение преобразователя и ток; *б* – спектр

В целом метод гармонического синтеза требует решения системы уравнений (4.10) в каждой точке интервала регулирования σU , поэтому сложен в реализации: при больших соотношениях частот исключение промежуточных гармоник требует увеличения инверторов.

Суммирование напряжений двух синтезируемых частот

Принцип суммирования напряжений синтезируемых частот является частным случаем гармонического синтеза и позволяет сформировать двухчастотный ток двумя уровнями напряжения. Принцип реализуется

структурой (рисунок 4.10), а регулирование гармоник тока (в данном случае регулирование напряжений инверторов) – широтно-импульсной, частотной или амплитудной модуляцией.

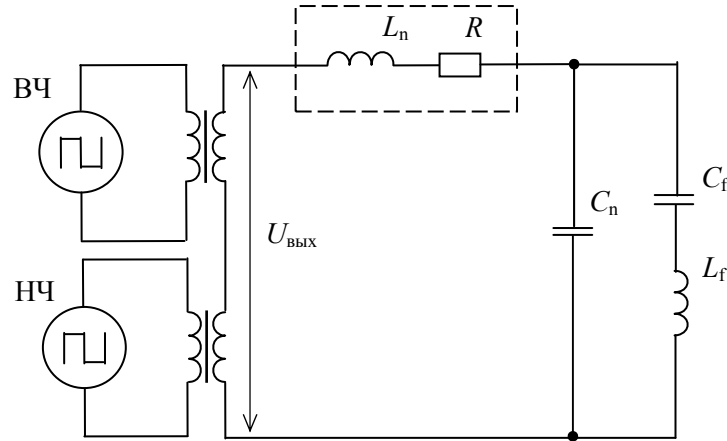


Рисунок 4.10 – Двухчастотный преобразователь с последовательным включением инверторов

Диаграммы работы при синтезе двухчастотного тока с соотношением частот $\nu = 7$ в случае амплитудного регулирования представлены на рисунке 4.11. В спектре напряжения присутствуют промежуточные гармоники, так как они содержатся в напряжении низкочастотного инвертора. Диапазон регулирования σU ограничен, так как высокая синтезируемая гармоника частично содержится в напряжении низкочастотного инвертора.

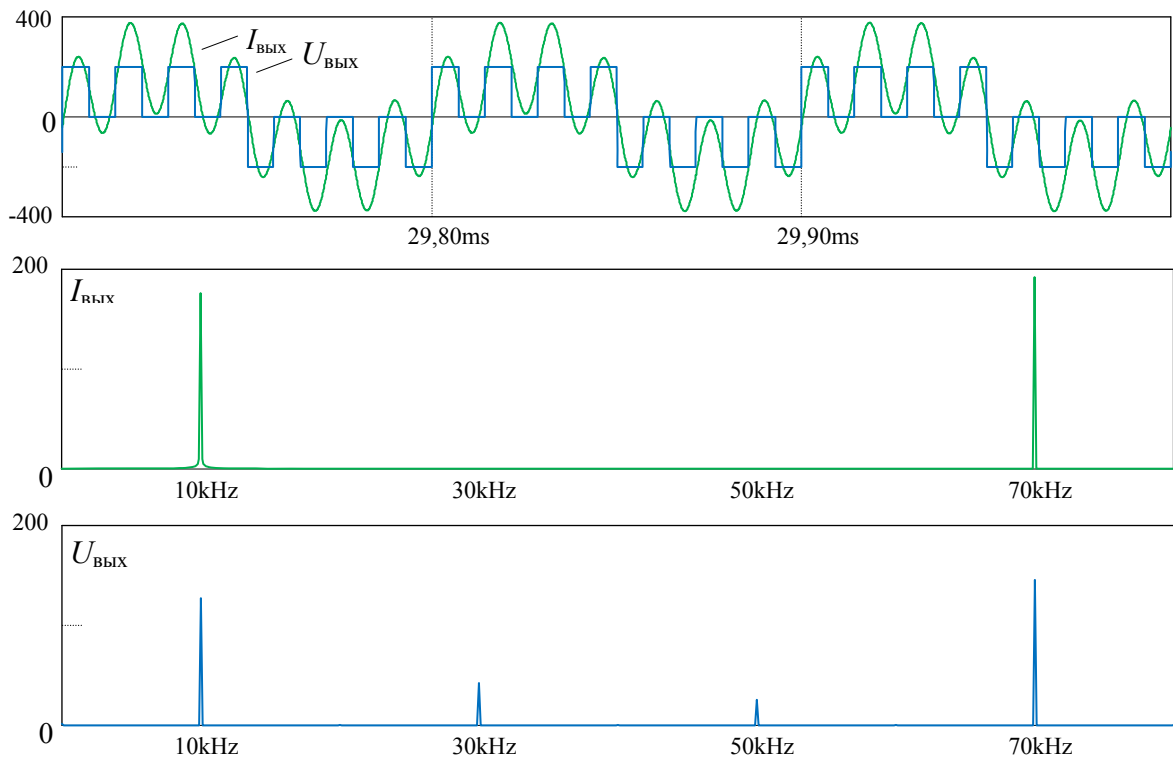
Отношение амплитуд гармоник частотных составляющих связано с отношением прямоугольных напряжений:

$$\sigma U = \frac{U_{\text{НЧ}}}{U_{\text{ВЧ}}} = \frac{E_{\text{НЧ}}}{E_{\text{ВЧ}} + E_{\text{НЧ}}/\nu} = \frac{\sigma E}{1 + \sigma E/\nu} \rightarrow \sigma E = \frac{\sigma U}{1 - \sigma U/\nu}, \quad (4.22)$$

где σE – соотношение выходных напряжений инверторов.

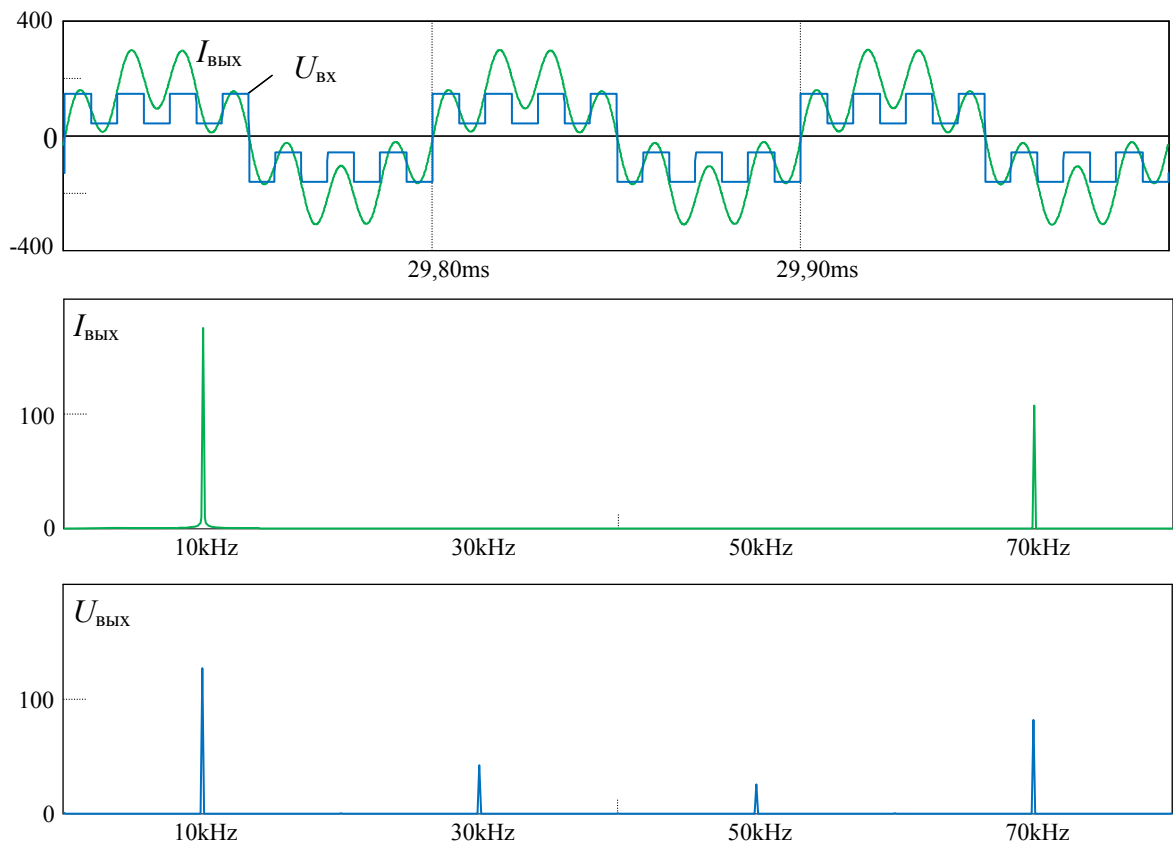
Действующее значение напряжения, формируемого преобразователем:

$$U_{\text{д}} = \sqrt{E_{\text{НЧ}}^2 + \frac{2}{\nu} E_{\text{НЧ}} E_{\text{ВЧ}} + E_{\text{ВЧ}}^2}, \quad U_{\text{ВЧ}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(E_{\text{ВЧ}} + \frac{E_{\text{НЧ}}}{\nu} \right), \quad U_{\text{НЧ}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_{\text{НЧ}}. \quad (4.23)$$



равные амплитуды суммируемых напряжений $\sigma E = 1$

a



амплитуды суммируемых напряжений $\sigma E = 2$

б

Рисунок 4.11 – Сложение регулируемых напряжений разной частоты

В данном случае выражения (4.22) и (4.23) позволяют аналитически определить энергетические характеристики:

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{E_{\text{НЧ}}^2 + \left(E_{\text{ВЧ}} + \frac{E_{\text{НЧ}}}{\nu}\right)^2}{E_{\text{НЧ}}^2 + \frac{2}{\nu} E_{\text{НЧ}} E_{\text{ВЧ}} + E_{\text{ВЧ}}^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{\sigma E^2 + (1 + \sigma E/\nu)^2}{\sigma E^2 + \frac{2}{\nu} \sigma E + 1}}. \quad (4.24)$$

Видно, что K_M превышает значение $2\sqrt{2}/\pi$, так как из прямоугольного напряжения потребляются сразу две гармоники при полном исключении высокочастотной составляющей $\sigma E \rightarrow \infty$ из-за потребления двух частот

$$K_M \rightarrow \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{1 + 1/\nu^2}, \quad \sigma U \rightarrow \nu. \quad (4.25)$$

Выражения для коэффициента K_{2f_A} выходного напряжения преобразователя:

$$K_{2f_A} = \frac{\pi}{2} \frac{\sigma E + 1}{\sigma E + 1 + \frac{\sigma E}{\nu}}, \quad K_{2f_A} = \frac{\pi}{2} \frac{\sigma U + 1 - \sigma U/\nu}{\sigma U + 1}, \quad (4.26)$$

$$P_{\Gamma}^* = \frac{\pi}{2} \frac{\sigma E + 1}{\sigma E + 1 + \frac{\sigma E}{\nu}} \frac{(\sigma U + 1)^2}{\sigma U^2 + 1}, \quad P_{\Gamma}^* = \frac{\pi}{2} \frac{(\sigma U + 1 - \sigma U/\nu)(1 + \sigma U)}{\sigma U^2 + 1}, \quad (4.27)$$

в частном случае при частотах $\nu \rightarrow \infty$

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}, \quad K_{2f_A} = \frac{\pi}{2}, \quad P_{\Gamma-VT}^* = \frac{\pi}{2} \frac{(1 + \sigma U)^2}{1 + \sigma U^2}. \quad (4.28)$$

Энергетические характеристики при синтезе 1-й и 7-й гармоник сложением регулируемых напряжений показаны на рисунке 4.12.

Способ сложения двух разночастотных напряжений позволяет независимо регулировать амплитуды частотных составляющих выходного тока. Завышение габаритной мощности в представленном решении обусловлено протеканием общего суммарного двухчастотного тока по транзисторам инверторов.

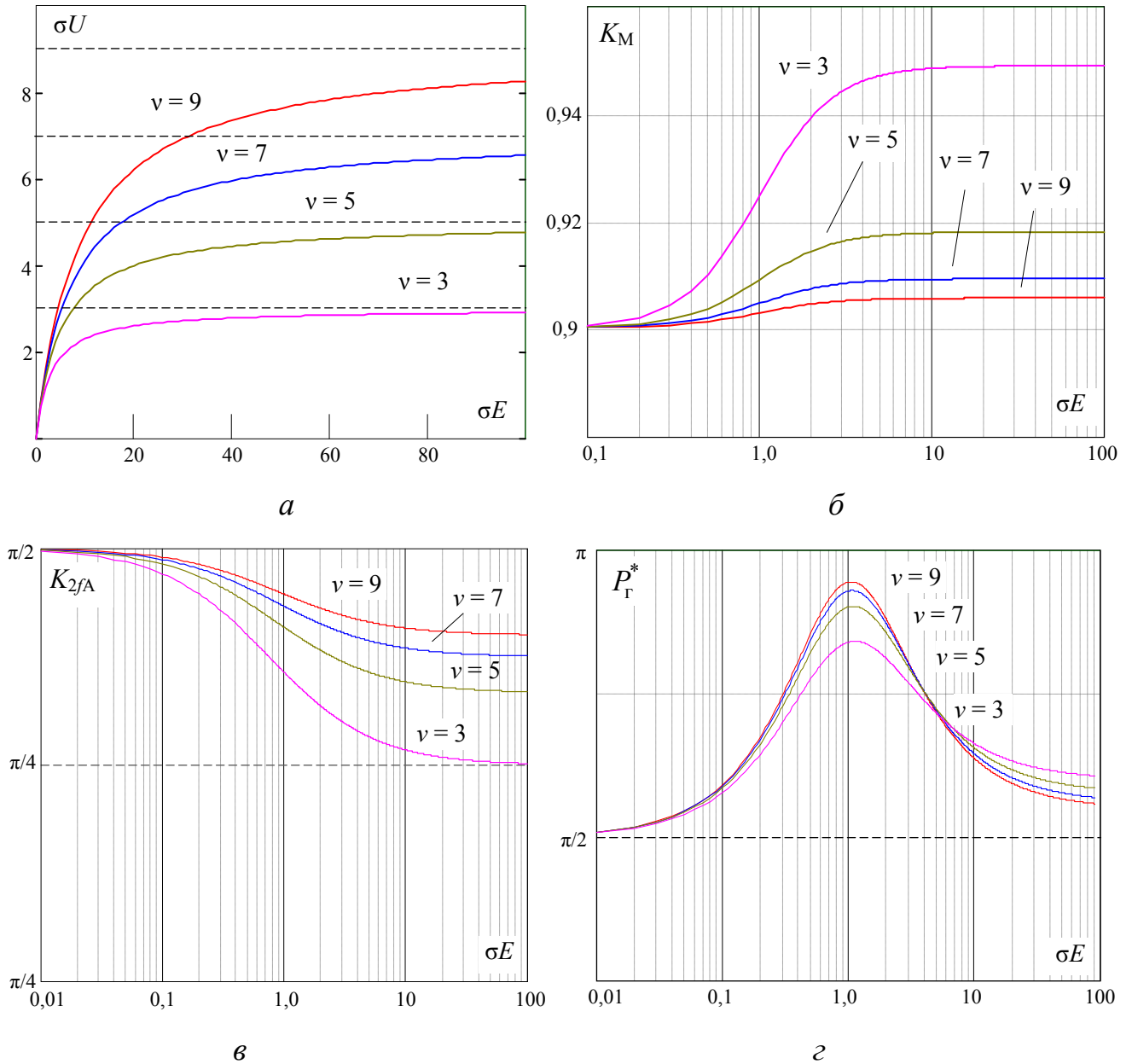


Рисунок 4.12 – Энергетические характеристики при сложении регулируемых напряжений разной частоты, $v = 7$

По мере преобладания одной из частотных составляющих над другой можно получить $K_S \rightarrow 1$ и $P_\Gamma^* \rightarrow \pi/2$. В многочастотном преобразователе инверторы имеют общий двухчастотный ток, однако приведенный подход не отражает циркуляцию реактивной мощности при обмене энергией между инверторами.

4.2.3 Одноуровневые способы формирования двухчастотного напряжения на основе многократной широтно-импульсной модуляции

Одноуровневые способы формирования двухчастотного напряжения основаны на применении многократной ШИМ напряжения инвертора [143–153]. Напряжение при амплитудной модуляции низкой частотой Ω_m может быть описано соотношением [154]

$$U = U_m (1 + m_a \cos \Omega_m t) \sin \omega t, \quad (4.29)$$

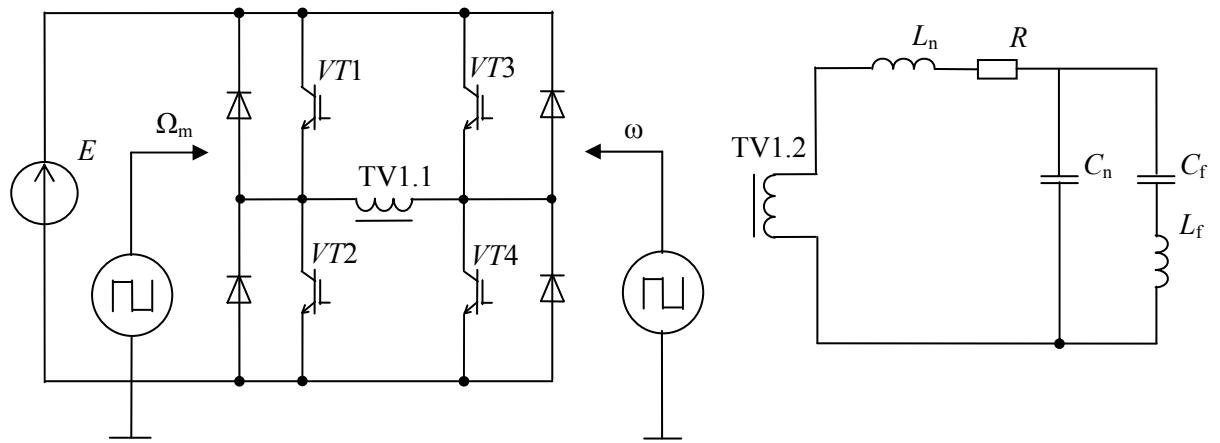
где m_a – глубина модуляции. В случае разложения модулированных по амплитуде колебаний на гармонические составляющие

$$\begin{aligned} U &= U_m (1 + m_a \cos \Omega_m t) \sin \omega t = U_m \sin \omega t + U_m \cos \Omega_m t \times \\ &\times \sin \omega t = U_m \sin \omega t + m_a \frac{U_m}{2} \sin(\omega + \Omega_m)t + \frac{U_m}{2} m_a \sin(\omega - \Omega_m)t \end{aligned} \quad (4.30)$$

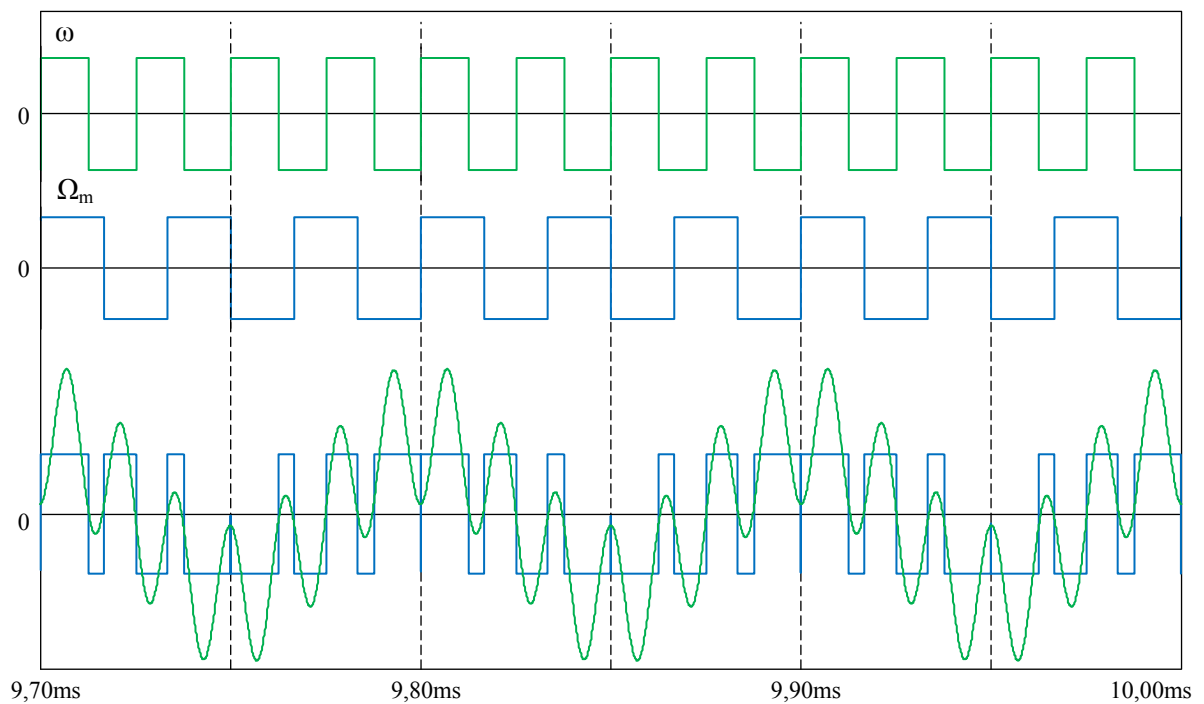
при полной глубине модуляции $m_a \rightarrow \infty$ спектр состоит только из двух частот:

$$U = U_m \cos \Omega_m t \cdot \sin \omega t = \frac{U_m}{2} \sin(\omega + \Omega_m)t + \frac{U_m}{2} \sin(\omega - \Omega_m)t. \quad (4.31)$$

Следовательно, модулированные по амплитуде колебания можно рассматривать в виде суммы колебаний, присутствующих на несущей частоте ω и на боковых частотах $(\omega + \Omega_m)$, $(\omega - \Omega_m)$. Это позволяет реализовать путем перемножения колебаний близких частот многократную модуляцию напряжения. Синтез выходного напряжения инвертора с многократной ШИМ реализован перемножением импульсов управления инвертором, т.е. коммутацией транзисторов одной стойки инвертора на несущей частоте ω , другой – на частоте модуляции Ω (рисунок 4.13,а). Результаты моделирования при $\omega = 2\pi \cdot 40$ кГц и $\Omega_m = 2\pi \cdot 30$ кГц представлены на рисунке 4.13,б. Показано, что выходной ток содержит две гармоники ($f_{нч} = 10$ кГц и $f_{вч} = 70$ кГц) с равными амплитудами.



а



б

Рисунок 4.13 – Многократная ШИМ при перемножении близких частот

Практическое применение неравномерной многократной ШИМ затруднено в первую очередь сложным алгоритмом реализации регулирования амплитуд синтезируемых гармоник и потерей главного преимущества неравномерной ШИМ – коммутации при нуле тока (см. рисунок 4.13).

Многократная однополярная ШИМ

Формирование двухчастотного тока нагрузки путем равномерной многократной модуляции выходного напряжения позволяет получить простое регулирование амплитуд синтезируемых гармоник. При однополярной ШИМ высокой синтезируемой частотой управляющее воздействие формируется сравнением двустороннего пилообразного напряжения несущей частоты U_{carrier} с опорным прямоугольным сигналом U_{ref} (рисунок 4.14). Полученная управляющая импульсная последовательность подается на одну из стоек инвертора $VT1, VT2$, определяемую как регулируемая, на другую стойку инвертора $VT3, VT4$ подается низкочастотный сигнал. В результате на такте управления инвертора образуются интервалы подключения входного напряжения к контуру и интервал его закороченного состояния, при котором ток замыкается верхней или нижней парой транзисторов. В резонансном режиме принципиальным является обеспечение двухсторонней проводимости транзисторов инвертора на интервале шунтирования $(1 - \gamma)$, так как ток контура может сменить полярность на полупериоде низкой частоты.

Путем изменения величины опорного напряжения U_{ref} достигается регулирование длительностей этих интервалов и, соответственно, амплитуд синтезируемых гармоник. По мере уменьшения γ амплитуда 1-й гармоники уменьшается, а 7-й увеличивается, что происходит до выполнения условия $\gamma = 0,5$, после чего уменьшаются обе гармоники. Синтез 1-й и 7-й гармоник при соотношении амплитуд $\sigma U = 2$ инвертором с однополярной многократной ШИМ проиллюстрирован на рисунке 4.14,а. Спектры выходного напряжения и тока, полученные путем моделирования в OrCad9.2 показывают фактически полное подавление паразитных гармоник (см. рисунок 4.14,б).

Характеристики многократной ШИМ определены автором в [153]. Для однополярной ШИМ вычислены амплитуды синтезируемых гармоник:

$$U_{m \text{ нч}} = U_{1m} = \frac{4E}{\pi} \gamma, \quad U_{m \text{ вч}} = U_{\text{pwm}} + U_{\text{vm}} = \frac{4E}{\pi} \left(\frac{\sin \pi \gamma}{2} + \frac{\gamma}{\nu} \right). \quad (4.32)$$

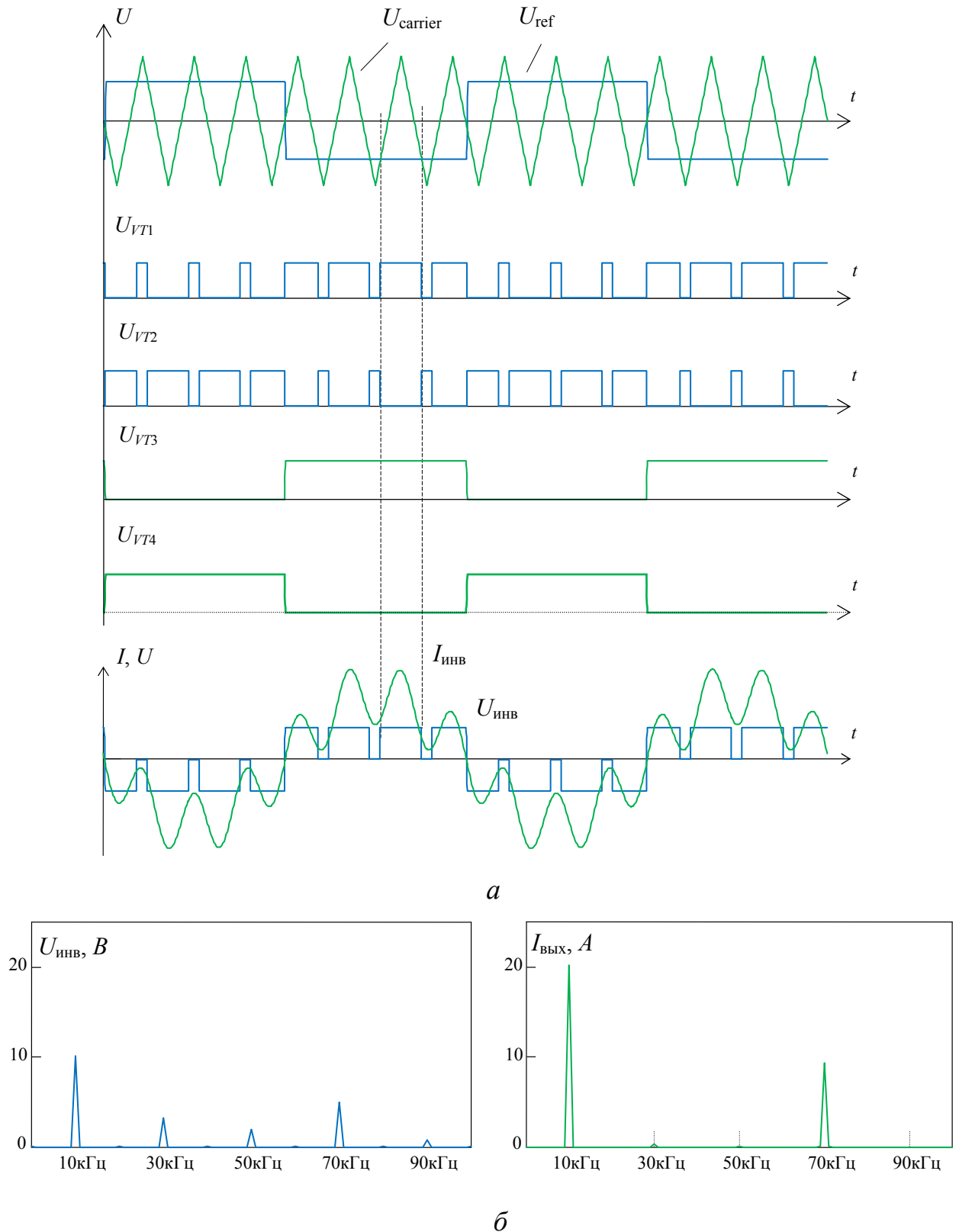


Рисунок 4.14 – Диаграммы резонансного $LCLC$ -преобразователя с однополярной многократной ШИМ при синтезе 1-й и 7-й гармоник (а); спектры выходного напряжения и тока при $L_n = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_n = 0,5$ мкФ, $L_f = 43,3$ мкГн, $C_f = 4,4$ мкФ (б)

Высокочастотная гармоника представлена суммой составляющей, формируемой несущей частотой U_{pwm} , и составляющей, содержащейся в низкочастотном напряжении U_{vm} . Регулировочная характеристика их соотношения

$$\sigma U = \frac{2\gamma}{\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma}{\nu}}. \quad (4.33)$$

Учитывая, что действующее значение напряжения инвертора по отношению к его амплитуде при однополярной многократной ШИМ

$$U^*(\gamma, \nu) = \begin{cases} \sqrt{\frac{(\nu-1)\gamma+1}{\nu}} & \text{при } \gamma > 0,5, \\ \sqrt{\frac{(\nu-1)\gamma+2\gamma}{\nu}} & \text{при } \gamma < 0,5, \end{cases} \quad (4.34)$$

можно определить энергетические коэффициенты напряжения инвертора:

$$K_{2f\Lambda} = \frac{\pi}{4} \frac{1}{\frac{\sin \pi\gamma}{2} + \gamma \left(1 + \frac{1}{\nu}\right)}, \quad (4.35)$$

$$K_{2f\text{н}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{\sin \pi\gamma}{2} + \frac{\gamma}{\nu}\right)^2}}{U^*(\gamma, \nu)}, \quad (4.36)$$

Применяя полученные коэффициенты совместно с выражениями (4.11, 4.14) можно получить энергетические характеристики, которые при синтезе 1-й и ν -й гармоник представлены на рисунке 4.15. Характеристики при $\gamma = 0,5$ ожидаемо сходятся с амплитудным регулированием при $\sigma E = 1$.

Таким образом, данный способ формирования двухчастотного тока обладает лучшей энергетической эффективностью при синтезе тока с большой низкочастотной составляющей, при этом амплитуда высокочастотной составляющей ограничена.

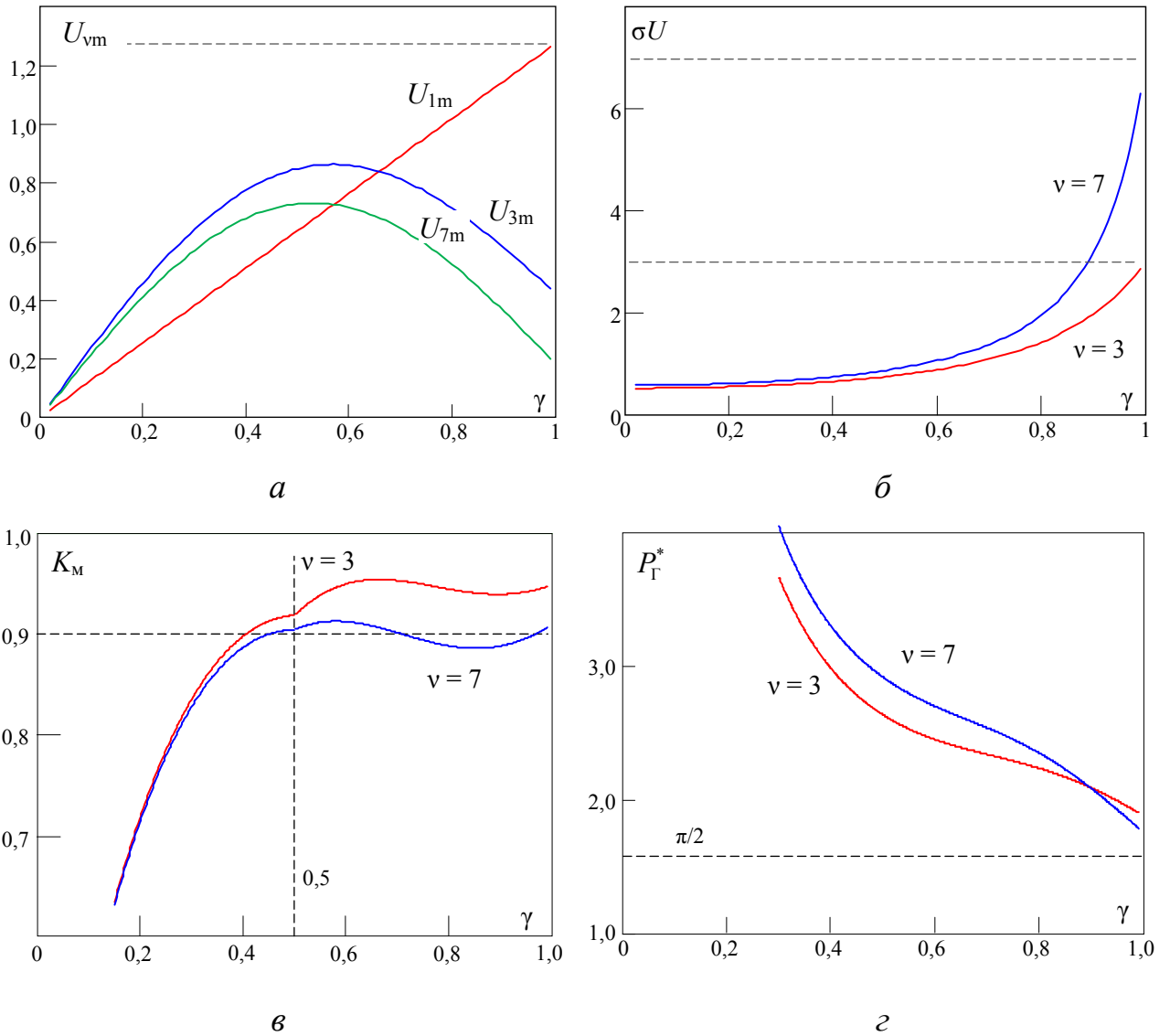
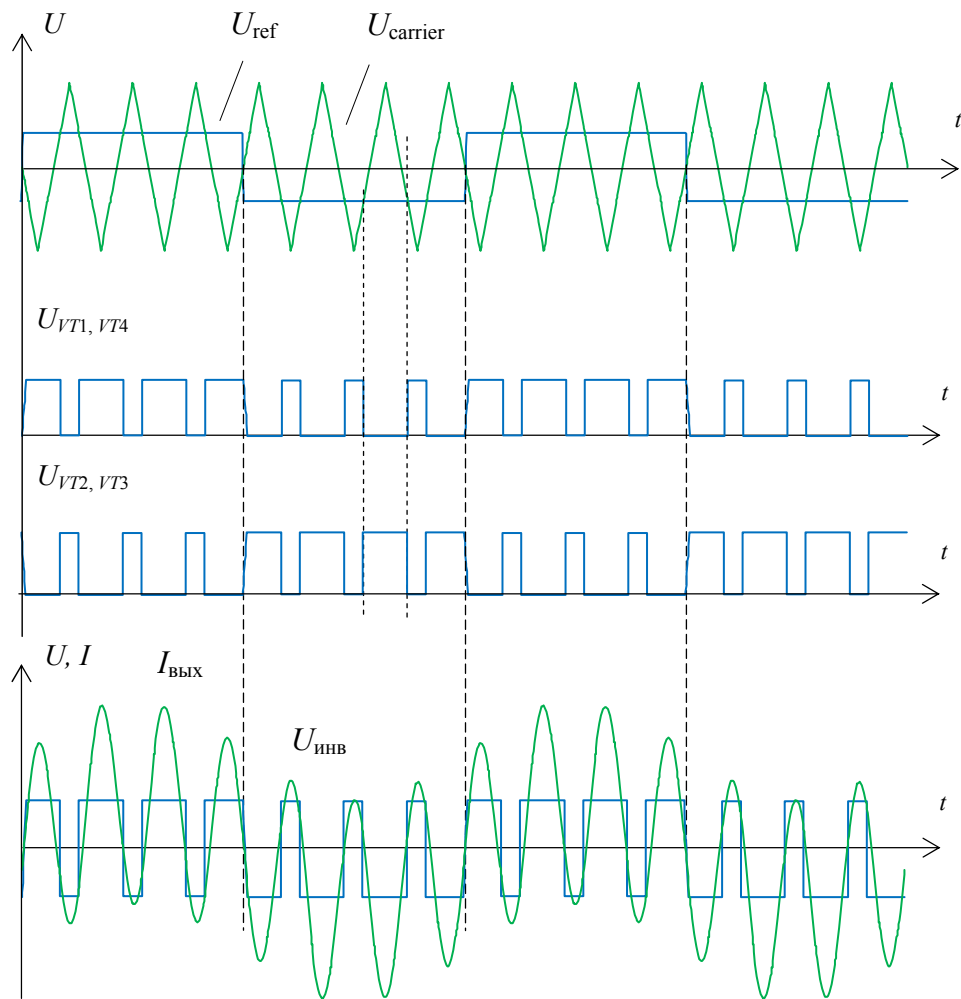


Рисунок 4.15 – Характеристики многократной однополярной равномерной ШИМ:
 а – амплитуды гармоник; б – регулировочная характеристика;
 в – коэффициент мощности; г – габаритная мощность

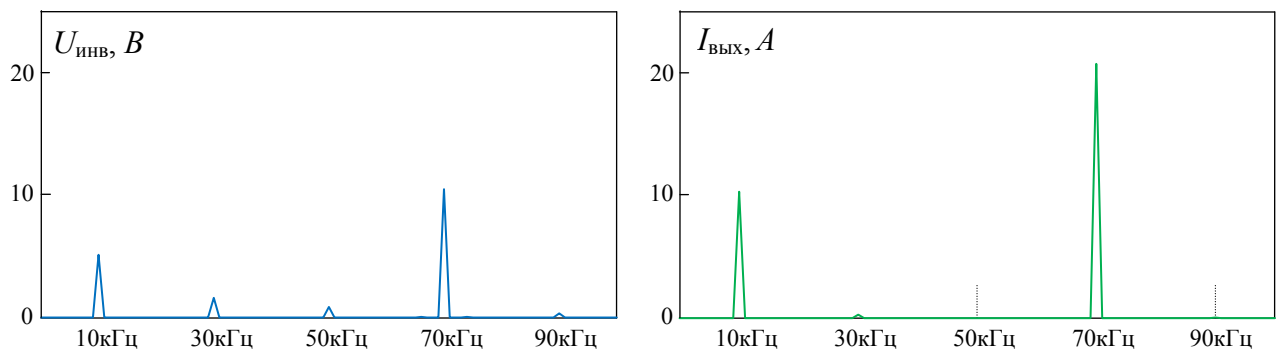
Многократная двухполярная равномерная ШИМ

Многократная двухполярная равномерная ШИМ формируется заменой интервала шунтирования нагрузки на интервал рекуперации, что позволяет увеличить высокочастотную составляющую синтезируемого тока (рисунок 4.16). При многократной двухполярной равномерной ШИМ амплитуды напряжений синтезируемых гармоник описываются соотношениями

$$U_{m \text{ нч}} = \frac{4E(2\gamma - 1)}{\pi}, \quad U_{m \text{ вч}} = \frac{4E}{\pi} \left(\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma - 1}{\nu} \right). \quad (4.37)$$



а



б

Рисунок 4.16 – Диаграммы резонансного $LCLC$ -преобразователя с двухполярной многократной ШИМ при синтезе 1-й и 7-й гармоник (а); спектры выходного напряжения и тока при $L_n = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_n = 0,5$ мкФ, $L_f = 43,3$ мкГн, $C_f = 4,4$ мкФ (б)

Регулировочная характеристика отношения амплитуд гармоник

$$\sigma U = \frac{2\gamma - 1}{\sin(\pi\gamma) + \frac{2\gamma - 1}{\nu}}. \quad (4.38)$$

Действующее значение напряжения инвертора в этом случае постоянно ($U = E$), коэффициенты искажения и амплитуды

$$K_{2fi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{(2\gamma - 1)^2 + \left(\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma - 1}{\nu} \right)^2}, \quad (4.39)$$

$$K_{2fA} = \frac{\pi}{4} \frac{1}{|2\gamma - 1| + \sin(\pi\gamma) + \left(\frac{2\gamma - 1}{\nu} \right)}. \quad (4.40)$$

Энергетические характеристики преобразователя при синтезе 1-й и 7-й гармоник двухполярной многократной ШИМ имеют симметричный характер относительно точки $\gamma = 0,5$, при переходе через которую низкочастотная составляющая меняет знак, вместе с ней меняет знак и высокочастотная гармоника низкочастотной составляющей U_{vm} (рисунок 4.17). Поэтому на интервале $\gamma = [0...0,5]$ формируется встречное включение составляющих напряжения, образующих меньшую высокочастотную гармонику $U_{m\text{вч}} = U_{\text{pwm}} - U_{vm}$, что увеличивает коэффициент K_{2fA} и ухудшает энергетические характеристики. Соответственно при $\nu \rightarrow \infty$ характеристики K_M и P_r^* являются полностью симметричными относительно $\gamma = 0,5$. Таким образом, работа в области $\gamma < 0,5$ при двухполярной ШИМ не имеет практического смысла.

Сопоставление характеристик однополярной и двухполярной модуляции следует производить в условиях формирования равных соотношений синтезируемых гармоник σU , соответствующие графические зависимости показаны на рисунке 4.18. Двухполярная многократная ШИМ обладает большим, чем однополярная ШИМ, содержанием синтезируемых гармоник напряжения при равной амплитуде прямоугольного напряжения, что и объясняет лучшие

показатели по габаритной мощности. Особенно нужно отметить участок преобладания высокочастотной составляющей $\sigma U < 1$, где применение однополярной многократной ШИМ является невозможным.

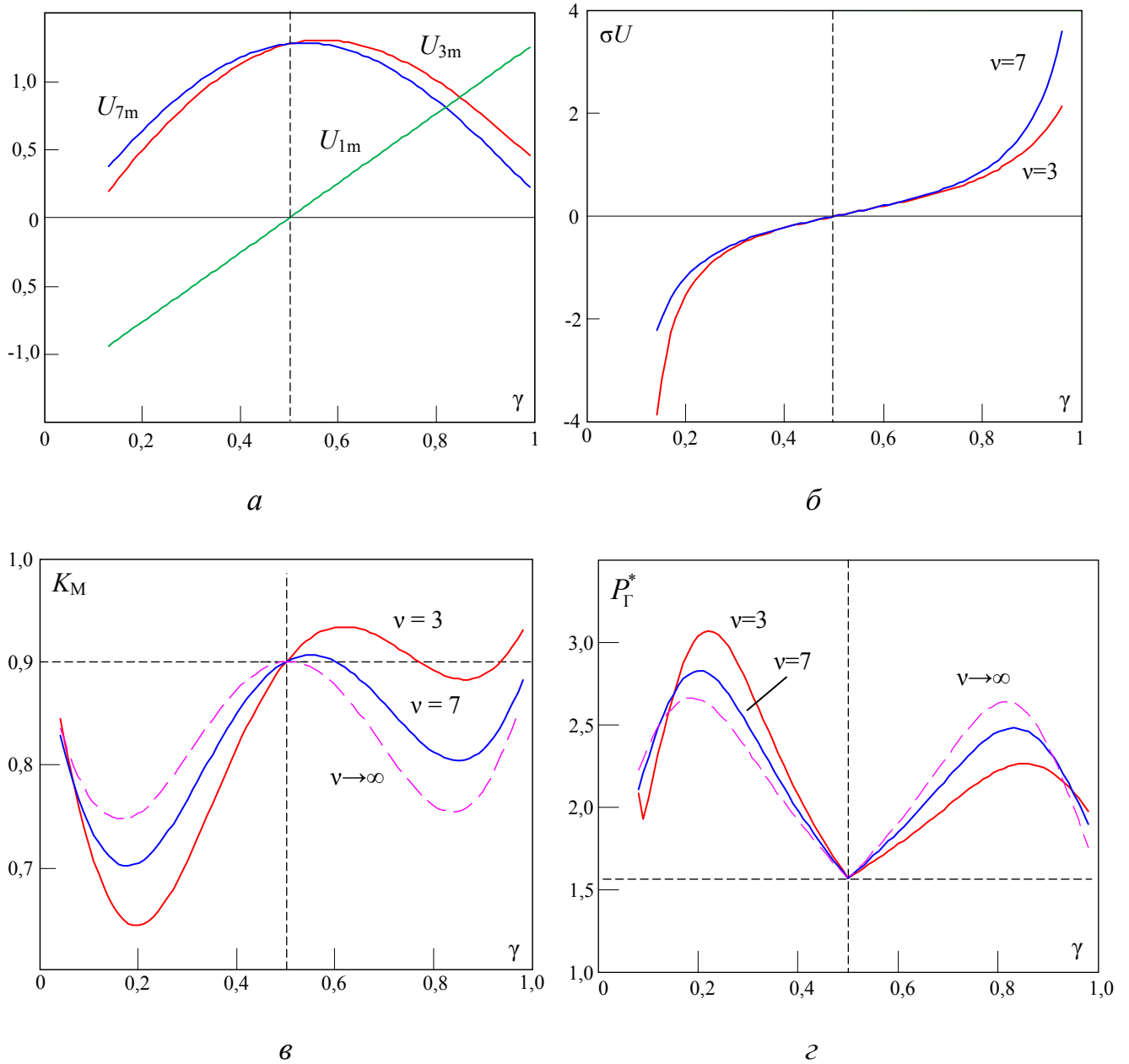


Рисунок 4.17 – Характеристики многократной двуполярной равномерной ШИМ:

a – амплитуды гармоник; *б* – регулировочная характеристика;

в – коэффициент мощности; *г* – габаритная мощность

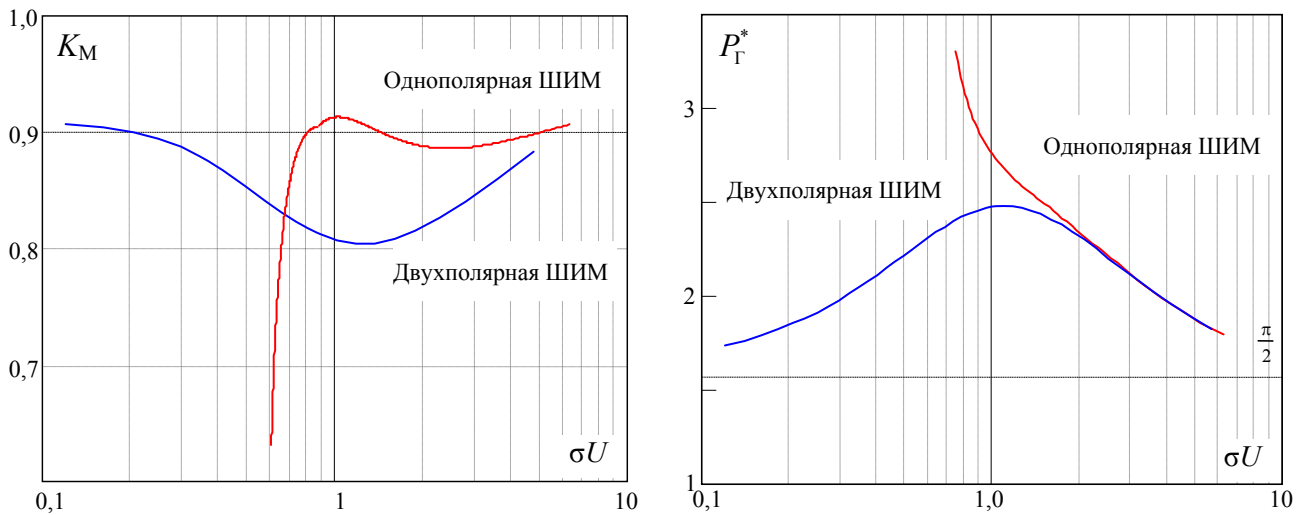


Рисунок 4.18 – Зависимость энергетических характеристик от формируемого соотношения амплитуд синтезируемых гармоник напряжения при $\nu = 7$

Однополярная ШИМ имеет большой коэффициент мощности в области $\sigma U > 1$ преобладания низких частот. Это объясняется вводом интервалов закоротки, уменьшающих действующее значение напряжения и полную мощность на входе резонансного контура, т.е. мощность трансформатора. Таким образом, эффективной областью применения однополярной ШИМ можно считать участок $\sigma U > 1$, а областью применения двухполярной – $\sigma U < 1$.

Выполнена верификация проведенных расчетов, на примере конфигурации *LCLC*-контура с параметрами $L_n = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_n = 0,5$ мкФ, $L_f = 43,3$ мкГн, $C_f = 4,4$ мкФ путем моделирования в OrCad 9.2, результаты приведены на рисунке 4.19. Можно отметить незначительные отклонения аналитического описания K_M от модели, обусловленные несинусоидальностью выходного тока и отклонениями при аппроксимации высокочастотной гармоники U_{pwm} , в точках $\gamma = 0$, $\gamma = 0,5$, $\gamma = 1$ совпадение можно считать полным.

Двухполярная ШИМ основана на вводе интервала рекуперации, поэтому полные мощности на входе инвертора и его выходе равны и описываются одной зависимостью. При однополярной ШИМ введение интервалов закорачивания приводит к уменьшению полной мощности на выходе инвертора. В практическом отношении это говорит об уменьшении действующего выходного напряжения и, соответственно, уменьшении мощности трансформатора.

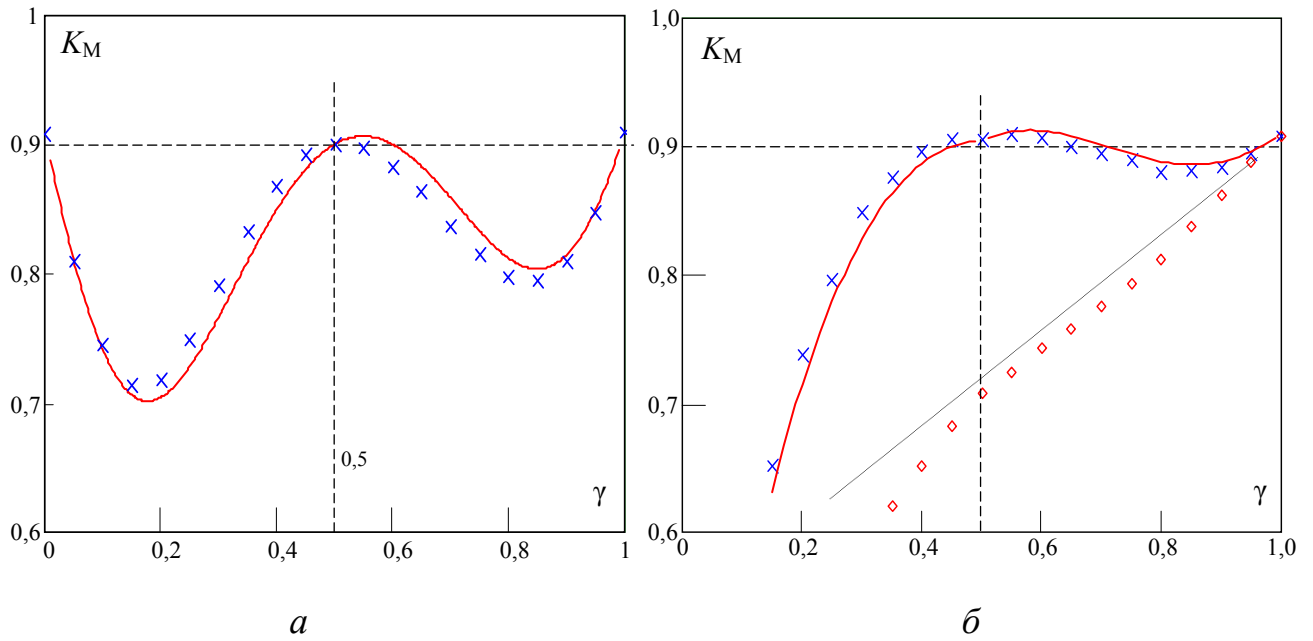


Рисунок 4.19 – Результаты моделирования K_M при $\nu = 7$:
двухполярная ШИМ (а); однополярная ШИМ – б

Способы синтеза двухчастотного тока на основе многократной ШИМ резонансным $LCLC$ -преобразователем позволяют регулировать соотношение синтезируемых гармоник тока в одноинверторных структурах. Ток инвертора является суммарным током двух частотных составляющих, что вызывает завышение габаритной мощности, уменьшающееся по мере преобладания одной частотной составляющей над другой. Важно отметить, что для определения энергетических характеристик преобразователя достаточно анализировать форму напряжения инвертора с помощью коэффициентов искажения и амплитуды.

4.3 Синтез двухчастотного тока резонансным преобразователем при включении инвертора в низкочастотную ветвь $LCLC$ -контура

Расположение инвертора в низкочастотной ветви последовательно-параллельного $LCLC$ -контура (рисунок 4.20,а) позволяет регулировать коэффициенты передачи тока на синтезируемых частотах и, соответственно, амплитуды гармоник тока нагрузки элементами резонансного контура. Первые исследования в этом направлении проведены автором в [19].

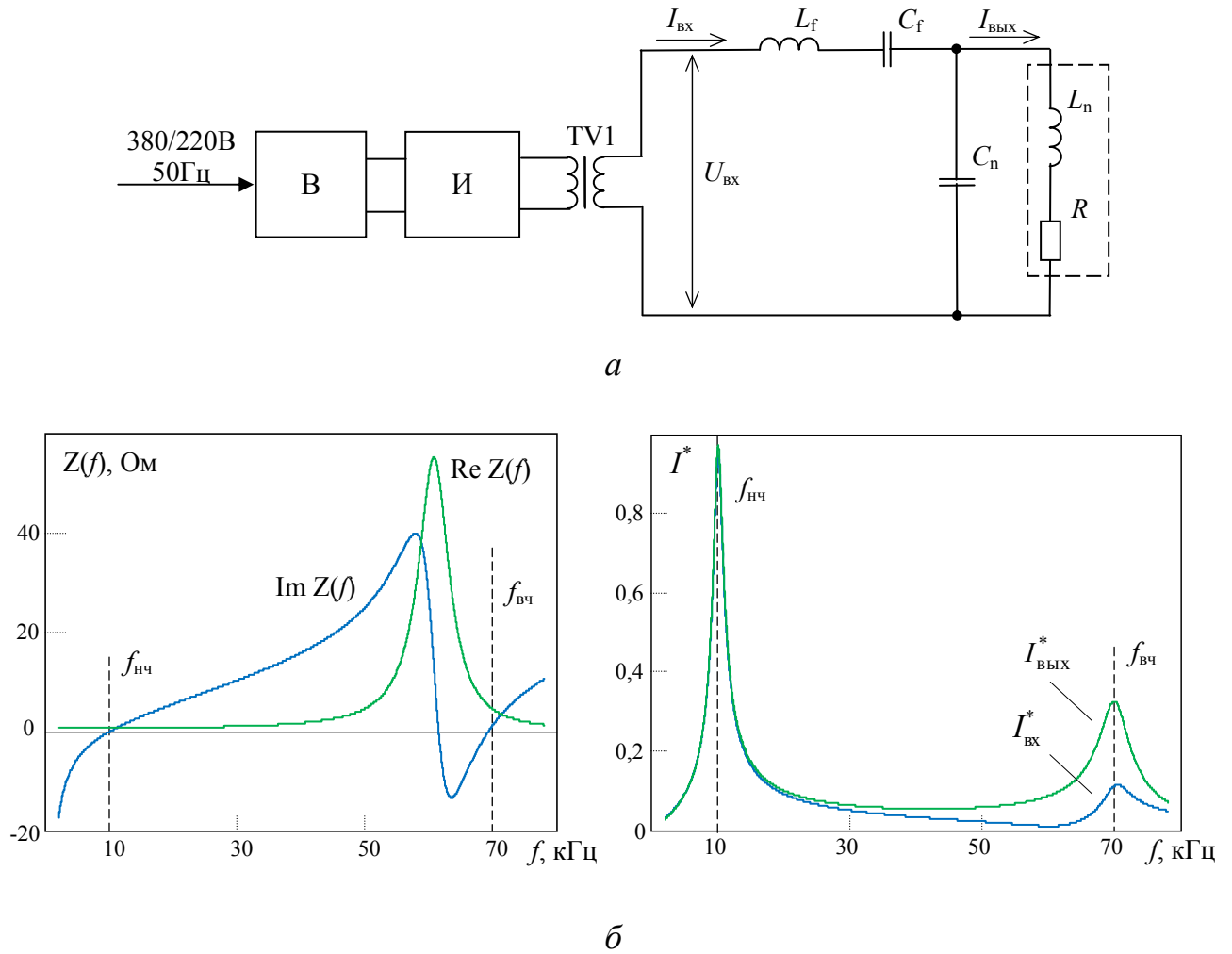


Рисунок 4.20 – Резонансный преобразователь при включении инвертора в низкочастотную ветвь $LCLC$ -контура: a – $LCLC$ -топология; b – импедансно-частотные характеристики при $f_0 = 60$ кГц, $Q = 10$, $L_n = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом, $C_n = 0,5$ мкФ, $L_f = 43$ мкГн, $C_f = 4,4$ мкФ

Резонансный $LCLC$ -контур при таком включении оказывает гармоникам входного напряжения разное сопротивление, что можно проиллюстрировать импедансно-частотными характеристиками (рисунок 4.20,б):

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} Z(\omega) &= \frac{R}{R^2 \omega^2 C_n^2 + (1 - \omega^2 C_n L_n)^2} = \frac{R}{\Omega^2 / Q^2 + (1 - \Omega^2)^2}, \\ \operatorname{Im} Z(\omega) &= \frac{\omega^2 L_f C_f - 1}{\omega C_f} + \frac{\omega L_n (1 - \omega^2 C_n L_n) - \omega C_n R^2}{R^2 \omega^2 C_n^2 + (1 - \omega^2 C_n L_n)^2}. \end{aligned} \quad (4.41)$$

Коэффициент передачи тока резонансным контуром определяется активной составляющей импеданса

$$K_I(\Omega, Q) = \sqrt{\frac{\operatorname{Re} Z(\Omega, Q)}{R}} = \frac{1}{\sqrt{\Omega^2/Q^2 + (1 - \Omega^2)^2}} = \frac{Q}{\Omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}. \quad (4.42)$$

LCLC-контур имеет разные коэффициенты передачи на резонансных частотах, что обусловлено разным входным сопротивлением $\operatorname{Re} Z(\Omega, Q)$. На основе выражений (4.15), (4.16) можно определить амплитудно-частотную характеристику входного и выходного токов контура по отношению к нормирующему току $I_0 = U_{\text{вх}}/R$ (см. рисунок 4.20, б):

$$I_{\text{вх}}^*(\Omega, Q) = \frac{R}{Z(\Omega, Q)} \rightarrow I_{\text{вх}}^*(\Omega, Q) = \frac{1}{K_I(\Omega, Q)^2} \cos \varphi(\Omega, Q), \quad (4.43)$$

$$I_{\text{вых}}^*(\Omega, Q) = K_I(\Omega, Q) \frac{R}{Z(\Omega, Q)} \rightarrow I_{\text{вых}}^*(\Omega, Q) = \frac{1}{K_I(\Omega, Q)} \cos \varphi(\Omega, Q). \quad (4.44)$$

На резонансных частотах выполняется условие $\operatorname{Im} Z(\Omega, Q) = 0$, поэтому значения входного тока и тока нагрузки можно записать:

$$I_{\text{вых_нч}}^*(\Omega_{\text{нч}}, Q) = \frac{1}{K_I(\Omega_{\text{нч}}, Q)}, \quad I_{\text{вх_нч}}^*(\Omega_{\text{нч}}, Q) = \frac{1}{K_I(\Omega_{\text{нч}}, Q)^2}, \quad (4.45)$$

$$I_{\text{вых_вч}}^*(\Omega_{\text{вч}}, Q) = \frac{1}{K_I(\Omega_{\text{вч}}, Q)}, \quad I_{\text{вх_вч}}^*(\Omega_{\text{вч}}, Q) = \frac{1}{K_I(\Omega_{\text{вч}}, Q)^2}. \quad (4.46)$$

Входное сопротивление контура на резонансных частотах определяется положением частоты параллельного контура ω_0 , а коэффициенты передачи тока зависят от полученных частотных расстроек. С этих позиций удобно ввести величину частотной расстройки параллельного контура $\Omega_0 = \omega_0/\omega_{\text{нч}}$, тогда относительные расстройки на нижней и верхней частоте

$$\Omega_{\text{нч}} = \frac{\omega_{\text{нч}}}{\omega_0}, \quad \Omega_{\text{вч}} = \frac{\omega_{\text{вч}}}{\omega_0},$$

$$\Omega_{\text{нч}} = \frac{1}{\Omega_0}, \quad \Omega_{\text{вч}} = \frac{\nu}{\Omega_0}. \quad (4.47)$$

Частотная зависимость активной составляющей входного сопротивления контура при разных частотных расстройках Ω_0 показана на рисунке 4.21,а.

С учетом введенных обозначений коэффициенты передачи примут вид

$$K_{I_{\text{нч}}} = \frac{\Omega_0^2}{\sqrt{\frac{\Omega_0^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - 1)^2}}, \quad K_{I_{\text{вч}}} = Q \frac{\Omega_0}{\sqrt{1 + \xi_0^2}}, \quad (4.48)$$

$$K_{I_{\text{вч}}} = \frac{\Omega_0^2}{\sqrt{\frac{\Omega_0^2 \nu^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - \nu^2)^2}}, \quad K_{I_{\text{вч}}} = Q \frac{\Omega_{0\nu}}{\sqrt{1 + \xi_{0\nu}^2}}, \quad (4.49)$$

а входной ток контура на синтезируемых частотах

$$I_{\text{вх_нч}}^* = \frac{1}{\Omega_0^4} \left(\frac{\Omega_0^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - 1)^2 \right) = \frac{1}{\Omega_0^2 Q^2} (1 + \xi_0^2), \quad (4.50)$$

$$I_{\text{вх_вч}}^* = \frac{1}{\Omega_0^4} \left(\frac{\Omega_0^2 \nu^2}{Q^2} + (\Omega_0^2 - \nu^2)^2 \right) = \frac{\nu^2}{\Omega_0^2 Q^2} (1 + \xi_{0\nu}^2), \quad (4.51)$$

где $\xi_0, \xi_{0\nu}$ – обобщенные расстройки параллельного парциального контура на нижней и верхней частоте; ν – кратность синтезируемых частот. Характеристики входного и выходного тока на резонансных частотах показаны на рисунке 4.21,б.

Импедансно-частотная характеристика (см. рисунок 4.21,а) отражает зависимость входного сопротивления на высокой частоте $\text{Re } Z(\Omega_{\text{вч}})$ от частотной расстройки параллельного контура Ω_0 при фактически единичном коэффициенте передачи на нижней частоте:

$$K_{I_{\text{нч}}} \approx 1 \quad \rightarrow \quad I_{\text{вх_нч}}^* \approx 1, \quad (4.52)$$

что позволяет увеличить диапазон регулирования высокочастотной составляющей тока. При этом существует частота единичного распределения амплитуд $\Omega\chi = \nu/\sqrt{2}$ с $\chi_{\text{вч}} = 1$.

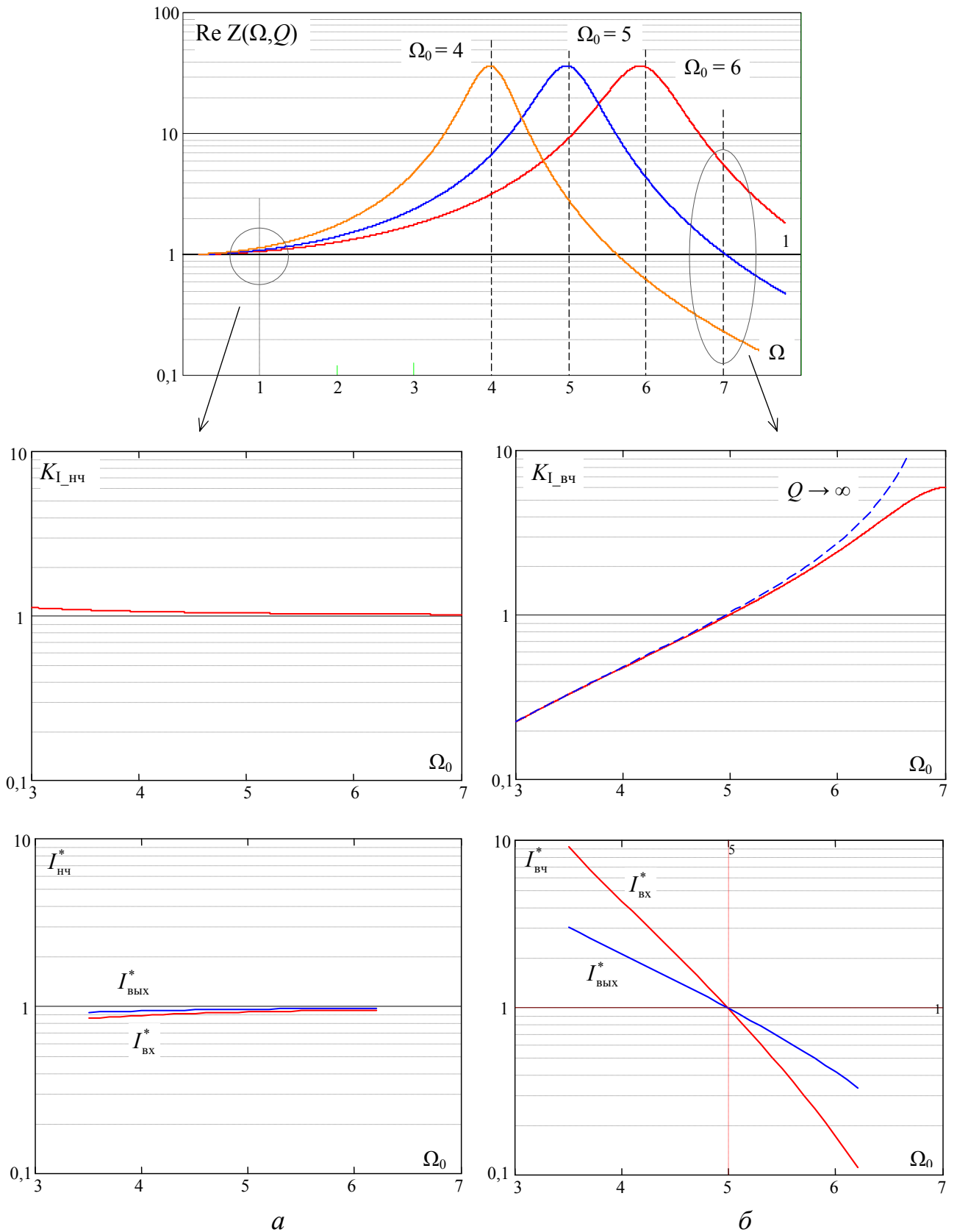


Рисунок 4.21 – Входной и выходной токи контура на резонансных частотах в зависимости от относительной расстройки Ω_0 при $\nu = 7, Q = 6$

На участке $\Omega_0 < \Omega_{\chi}$ слабая зависимость от добротности позволяет при $Q \gg 1$ пренебречь ее влиянием и вести расчеты из условия $Q \rightarrow \infty$. Для этого можно

воспользоваться коэффициентом распределения амплитуд тока между ветвями контура [137], который является величиной, обратной коэффициенту передачи тока:

$$\chi(\omega) = \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\alpha_1} = 1 - \Omega^2 \quad \rightarrow \quad K_I = \frac{1}{\chi} = \frac{1}{1 - \Omega^2}, \quad (4.53)$$

$$K_{I_{\text{нч}}} = \frac{\Omega_0^2}{\Omega_0^2 - 1}, \quad K_{I_{\text{вч}}} = \frac{\Omega_0^2}{\Omega_0^2 - v^2}, \quad (4.54)$$

$$I_{\text{вх_нч}}^* = \frac{(\Omega_0^2 - 1)^2}{\Omega_0^4}, \quad I_{\text{вх_вч}}^* = \frac{(\Omega_0^2 - v^2)^2}{\Omega_0^4}. \quad (4.55)$$

Таким образом, рассматриваемая топология *LCLC*-контура позволяет смещением частоты Ω_0 варьировать коэффициент передачи на высокой частоте $K_{I_{\text{вч}}}$ при фиксированном значении $K_{I_{\text{нч}}} \rightarrow 1$. Отношение коэффициентов передачи на резонансных частотах –

$$\sigma K_I = \frac{K_{I_{\text{нч}}}}{K_{I_{\text{вч}}}} = \frac{\Omega_0^2 - v^2}{\Omega_0^2 - 1}, \quad (4.56)$$

зависимость показана на рисунке 4.22.

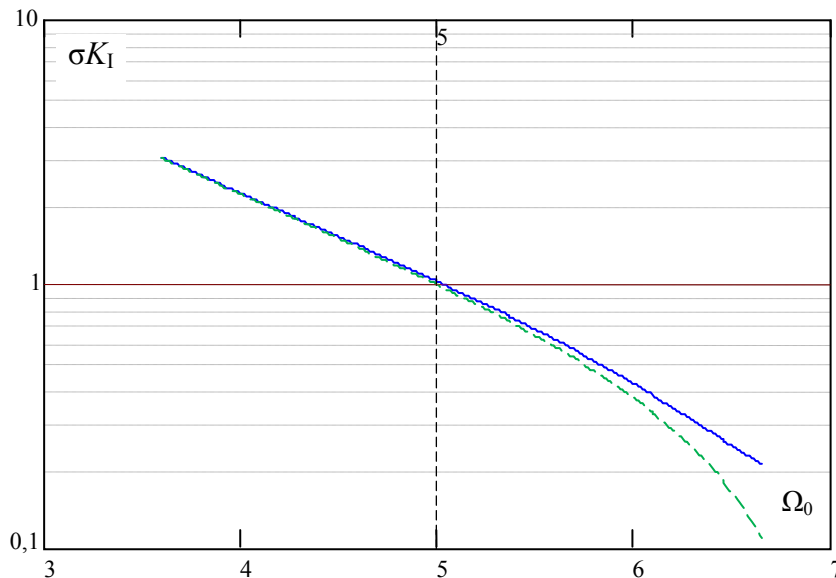


Рисунок 4.22 – Зависимости входного и выходного токов контура на верхней резонансной частоте от частоты параллельного контура при $v = 7$

В процессах индукционного нагрева индуктивность $LCLC$ -контура L_n является параметром индуктора и в условиях больших полей рассеивания не зависит от частоты. Поэтому элементом, задающим коэффициенты передачи тока на резонансных частотах, является резонансный конденсатор параллельного контура C_n , шунтирующий высокочастотную составляющую тока нагрузки. Зависимости $I_{вч}^*(C_n)$ при синтезе гармоник $f_{нч} = 10$ кГц, $f_{вч} = 70$ кГц и параметрах $L_n = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом показаны на рисунке 4.23, а, б.

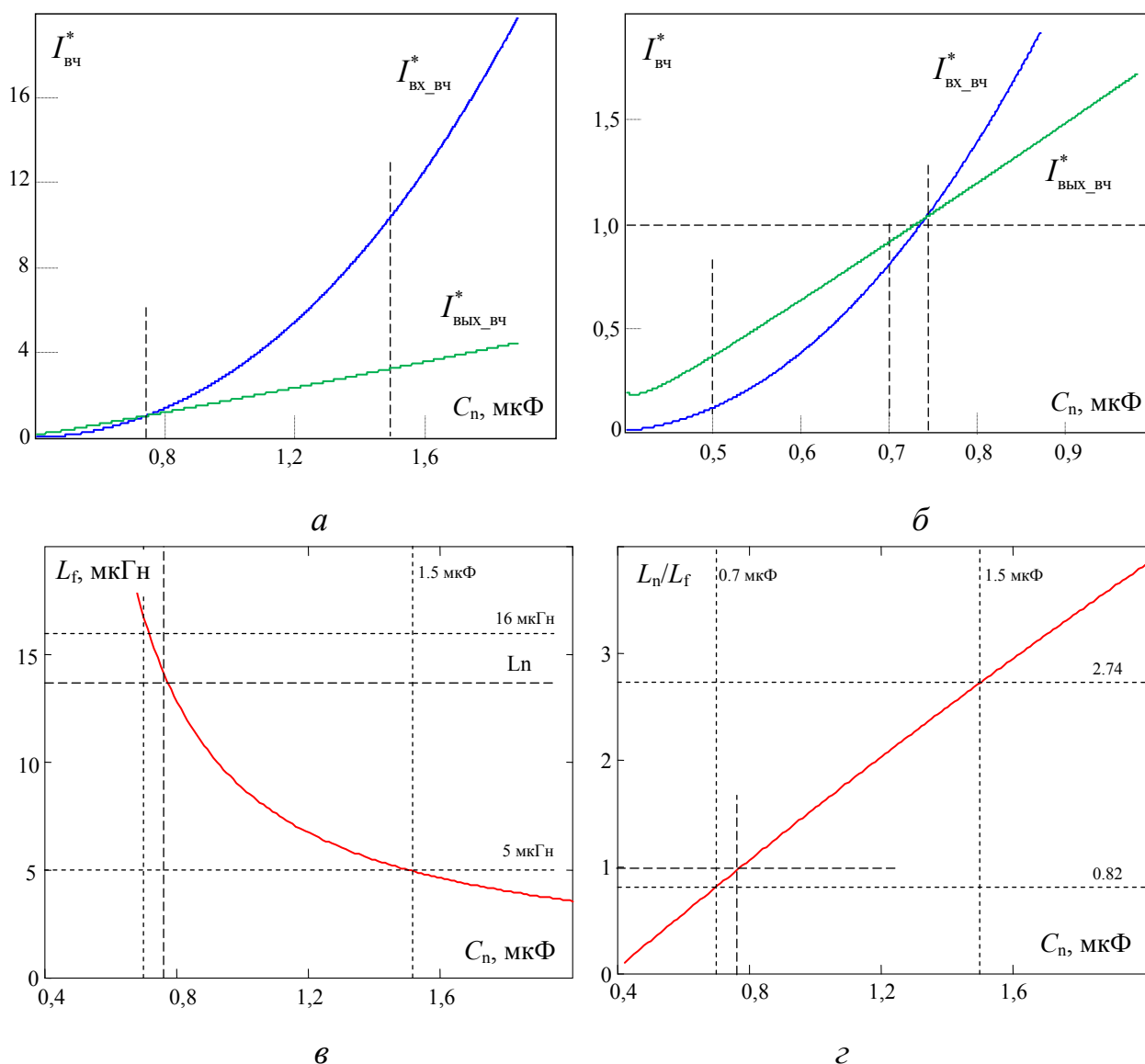


Рисунок 4.23 – Зависимости высокочастотной составляющей тока контура от емкости конденсатора C_n (а, б); зависимости индуктивности дросселя L_f от емкости конденсатора C_n (в, г) при $L_n = 13,7$ мкГн, $R = 0,5$ Ом

Зависимость выходного тока $I_{\text{ВЫХ_ВЧ}}(C_n)$ близка к линейной, а входного тока $\sigma I_{\text{ВХ_ВЧ}}(C_n)$ имеет форму параболы. Точка пересечения характеристик $I_{\text{ВЫХ}}^* = I_{\text{ВХ}}^* \approx 1$ соответствует значению конденсатора, обеспечивающему частоту единичной передачи $\Omega_0 = \Omega\chi$ на высокой частоте.

Резонансные частоты при варьировании C_n задаются элементами внешнего последовательного контура:

$$C_f = \frac{C_n}{L_f C_n (\omega_{\text{ВЧ}}^2 + \omega_{\text{НЧ}}^2 - 1/L_n C_n) - 1} = C_n \frac{\omega_0^2}{\frac{L_f}{L_n} (\omega_{\text{ВЧ}}^2 + \omega_{\text{НЧ}}^2 - \omega_0^2) - \omega_0^2},$$

$$L_f = \frac{1}{L_n C_n^2 (\omega_{\text{ВЧ}}^2 - 1/L_n C_n) (1/L_n C_n - \omega_{\text{НЧ}}^2)} = \frac{1}{C_n} \frac{\omega_0^2}{(\omega_{\text{ВЧ}}^2 - \omega_0^2) (\omega_0^2 - \omega_{\text{НЧ}}^2)}.$$

Между элементами C_n и L_f существует аналитическая связь (рисунок 4.23,в), которая позволяет выразить коэффициенты передачи $LCLC$ -контура через отношение дросселей:

$$\frac{L_n}{L_f} = \frac{(\omega_{\text{ВЧ}}^2 - \omega_0^2)(\omega_0^2 - \omega_{\text{НЧ}}^2)}{\omega_0^4} = \frac{(v^2 - \Omega_0^2)(\Omega_0^2 - 1)}{\Omega_0^4} = \frac{1}{K_{I_ВЧ} \cdot K_{I_НЧ}}. \quad (4.57)$$

В рассматриваемом частном случае при $\omega_0 \gg \omega_{\text{НЧ}}$ и $K_{I_НЧ} \approx 1$

$$L_f^* = \frac{L_f}{L_n} = \frac{\Omega_0^2}{v^2 - \Omega_0^2} = K_{I_ВЧ}. \quad (4.58)$$

Следовательно, отношение индуктивностей контура является коэффициентом передачи тока на высокой частоте.

Вышесказанное можно отразить схемами замещения (рисунок 4.24), на которых при $\omega_0 \rightarrow \omega_{\text{ВЧ}}$ значение конденсатора C_n позволяет пренебречь его током на низкой частоте:

$$K_{I_НЧ} = \chi_{\text{НЧ}} = 1,$$

а на высокой частоте закортить конденсатор C_f , тогда при $Q \gg 1$ справедливо

$$K_{I_ВЧ} = L_f^*.$$

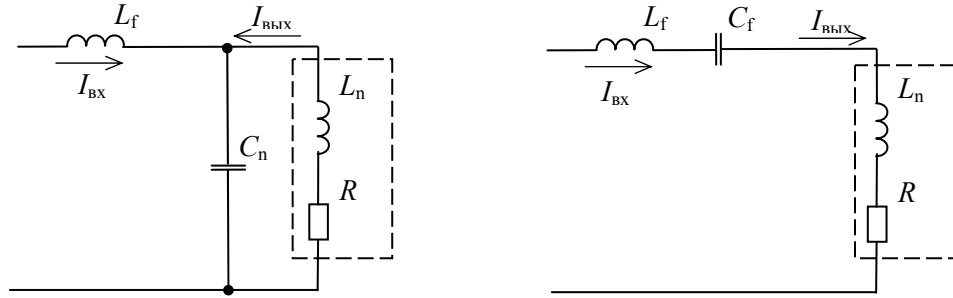


Рисунок 4.24 – Схемы замещения $LCLC$ -контура на высокой и низкой частоте

Таким образом, отношение синтезируемых токов можно связать с отношением индуктивностей резонансного контура:

$$\begin{cases} \sigma I_{\text{ВЫХ}} = \sigma U \cdot K_{I_{\text{ВЧ}}} = \sigma U \cdot L_f^*, \\ \sigma I_{\text{ВХ}} = \sigma U \cdot K_{I_{\text{ВЧ}}}^2 = \sigma U \cdot L_f^{*2}. \end{cases} \quad (4.59)$$

Амплитудно-частотные характеристики резонансного $LCLC$ -контура при разных значениях дросселя L_f показаны на рисунке 4.25.

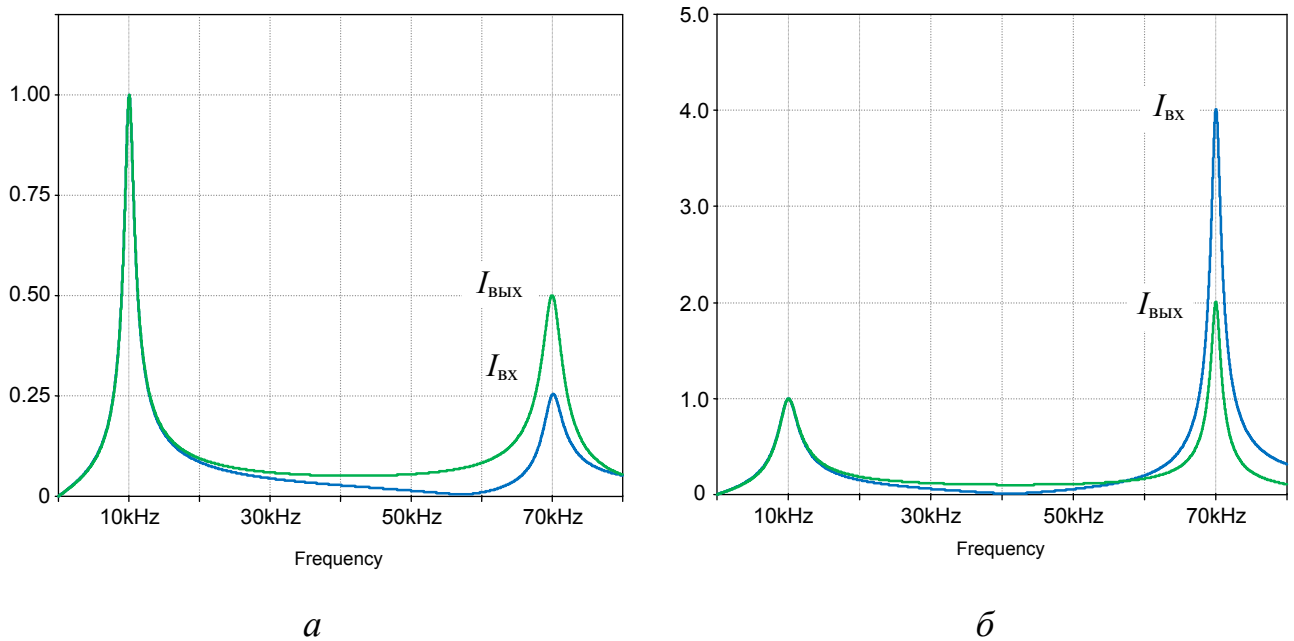


Рисунок 4.25 – АЧХ тока контура и индуктора при включении инвертора в низкочастотную ветвь контура при $L_f^* = 2$ (а) и $L_f^* = 0,5$ (б)

С целью верификации полученных результатов выполнено моделирование в пакете OrCad 9.2 для синтеза частот 10 кГц и 70 кГц при подаче на контур прямоугольного нерегулируемого напряжения. В данной конфигурации резонансный контур производит усиление 7-й гармоники, содержащейся в прямоугольном напряжении. Моделирование проводилось при двух значениях конденсатора $C_n = [0,7 \text{ мкФ}; 1,5 \text{ мкФ}]$ и нагрузке $L_n = 13,7 \text{ мкГн}$, $R = 0,5 \text{ Ом}$. Приведенные значения конденсатора C_n обеспечивают значения частоты Ω_0 и значения АЧХ тока на синтезируемых частотах (таблица 4.1). Результаты частотного анализа и моделирования по току контура представлены на рисунке 4.26.

Таблица 4.1 – Расчетные параметры АЧХ *LCLC*-контура при синтезе 1-й и 7-й гармоник

C_n	Ω_0	$I_{\text{ВХ_ВЧ}}, \text{ А}$	$I_{\text{ВЫХ_ВЧ}}, \text{ А}$	$I_{\text{ВХ_НЧ}}, \text{ А}$	$I_{\text{ВЫХ_НЧ}}, \text{ А}$
0,7	5,14	1,51	1,73	1,82	1,95
1,5	3,51	18,2	6,1	1,68	1,83

В данной конфигурации ток на низкой частоте не зависит от величины C_n и определяется сопротивлением нагрузки $R = 0,5 \text{ Ом}$. Высокочастотный ток определяется коэффициентом передачи, частота $\Omega_{\text{ч}}$ соответствует значению конденсатора $C_n = 0,76 \text{ мкФ}$. Исследуемые точки отмечены на характеристиках *LCLC*-контура (см. рисунок 4.23).

Результаты гармонического анализа сведены в таблицу 4.2, где приведены параметры синтезируемых составляющих тока *LCLC*-контура. В целом моделирование подтверждает сделанные аналитические выводы, коэффициент передачи тока на низкой частоте фактически неизменен, при этом коэффициент передачи на высокой частоте подвержен существенному изменению при варьировании C_n . Увеличение высокочастотной составляющей выходного тока сопровождается существенным увеличением высокочастотной составляющей входного тока и габаритной мощности инвертора.

синтезируемого тока. Возможность усиления высокочастотной гармоники резонансным контуром показана на примере моделирования (рисунок 4.26). В данном случае необходимо учитывать частотные искажения, вводимые непропорциональным потреблением синтезируемых гармоник. Из таблицы 4.2 видно, что $\sigma I_{\text{ВХ}} = 0,74$ при $\sigma U = 7$, можно отметить наличие интервалов рекуперации при $C_n = 1,5$ мкФ (рисунок 4.26,б).

4.4 Энергетические характеристики двухчастотного преобразователя в условиях частотных искажений

4.4.1 Влияние импедансных свойств резонансного *LCLC*-контра на энергетические характеристики

Входной импеданс резонансного *LCLC*-контра в общем случае ввиду свойств топологии контра или частотных свойств нагрузки может быть разным на синтезируемых частотах. Вызванные при этом частотные искажения влияют на энергетические характеристики преобразователя. На основе общих выражений (4.10), (4.13) вышесказанное можно отразить в виде

$$K_M = \frac{1 + \sigma U_{\text{ВХ}} \sigma I_{\text{ВХ}}}{\sqrt{1 + \sigma I_{\text{ВХ}}^2} \sqrt{1 + \sigma U_{\text{ВХ}}^2}} \frac{\sqrt{U_{\text{ВЧ}}^2 + U_{\text{НЧ}}^2}}{U} = K_{\text{иМ}} \cdot K_{2f_{\text{и}}}, \quad (4.60)$$

$$P_{\Gamma}^* = \frac{(1 + \sigma U_{\text{ВХ}})(1 + \sigma I_{\text{ВХ}})}{1 + \sigma I_{\text{ВХ}} \sigma U_{\text{ВХ}}} \cdot \sqrt{2} \frac{U_m}{U_{\text{НЧ}} + U_{\text{ВЧ}}} = K_{\text{иГ}} \cdot 2K_{2f_{\text{А}}}. \quad (4.61)$$

Энергетические показатели определяются двумя множителями, один из которых ($K_{2f_{\text{и}}}$, $K_{2f_{\text{А}}}$) описывает искажения напряжения инвертора, вызванные паразитными гармониками, а другой ($K_{\text{иМ}}$, $K_{\text{иГ}}$) характеризует непропорциональность потребления синтезируемых гармоник резонансным контуром, что обусловлено его разными входными сопротивлениями и нарушает равенство $\sigma I_{\text{ВХ}} = \sigma U_{\text{ВХ}}$. Коэффициенты $K_{\text{иМ}}$ и $K_{\text{иГ}}$ можно выразить через отношение

входных сопротивлений резонансного контура $\sigma R_{\text{вх}}$ и отношение мощностей σP , выделяемых на синтезируемых гармониках:

$$K_{\text{иМ}} = \frac{1 + \sigma U_{\text{вх}}^2 / \sigma R_{\text{вх}}}{\sqrt{1 + \sigma U_{\text{вх}}^2 / \sigma R_{\text{вх}}}} \rightarrow K_{\text{иМ}} = \frac{1 + \sigma P}{\sqrt{1 + \sigma P / \sigma R_{\text{вх}}} \sqrt{1 + \sigma P \sigma R_{\text{вх}}}}, \quad (4.62)$$

$$K_{\text{иГ}} = \frac{\left(1 + \sqrt{\sigma P / \sigma R_{\text{вх}}}\right) \left(1 + \sqrt{\sigma P \sigma R_{\text{вх}}}\right)}{1 + \sigma P}. \quad (4.63)$$

Частотные искажения, обусловленные неравенством коэффициентов передачи тока на синтезируемых частотах, описаны коэффициентом частотных искажений

$$\sigma R_{\text{вх}} = 1 / M_{2f}^2 \quad \rightarrow \quad M_{2f} = K_{\text{Ивч}} / K_{\text{Инч}} = 1 / \sigma K_1,$$

$$K_{\text{иМ}} = \frac{1 + \sigma P}{\sqrt{1 + M_{2f}^2 \sigma P} \sqrt{1 + \frac{\sigma P}{M_{2f}^2}}}, \quad K_{\text{иГ}} = \frac{\left(1 + \sqrt{M_{2f}^2 \sigma P}\right) \left(1 + \sqrt{\frac{\sigma P}{M_{2f}^2}}\right)}{1 + \sigma P}. \quad (4.64)$$

В топологии резонансного контура с расположением инвертора в низкочастотной ветви при условии $\Omega_0 < \Omega\chi$ справедливо $M_{2f} = L_f^*$, поэтому можно выразить коэффициенты через отношение дросселей:

$$K_{\text{иМ}} = \frac{1 + \sigma P}{\sqrt{1 + L_f^{*2} \cdot \sigma P} \sqrt{1 + \frac{\sigma P}{L_f^{*2}}}}, \quad K_{\text{иГ}} = \frac{\left(1 + L_f^* \sqrt{\sigma P}\right) \left(1 + \frac{1}{L_f^*} \sqrt{\sigma P}\right)}{1 + \sigma P}. \quad (4.65)$$

При включении инвертора в цепь нагрузки коэффициент $K_{\text{иГ}}$ примет вид коэффициента среднеквадратичной суммы K_S^2 . В рассматриваемой топологии равенство $K_{\text{иГ}} = K_S^2$ справедливо только при $L_f^* = 1$.

4.4.2 Влияние импедансных свойств нагрузки на энергетические характеристики резонансного преобразователя

В рассматриваемом процессе нагрузкой резонансного преобразователя является индуктор, импеданс которого описывается частотной зависимостью глубины проникновения в металл и нелинейной зависимостью магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля [181]. Индуктивная составляющая импеданса индуктора при нагреве деталей сложной формы близка к стабильной из-за больших рассеяний, обусловленных зазором между витками индуктора и нагреваемой средой, однако активная составляющая импеданса индуктора, напротив, характеризуется существенной зависимостью от частоты. Полученные таким образом на синтезируемых частотах искажения можно считать частотными искажениями тока, вносимыми нагрузкой.

В топологии резонансного контура с включением инвертора в цепь нагрузки (рисунок 4.4) справедливо выражение $\sigma R_{\text{вх}} = \sigma R_{\text{инд}}$. Функции коэффициентов $K_{\text{им}}(\sigma P)$ и $K_{\text{иг}}(\sigma P)$, построенные по соотношениям (4.27), (4.28), демонстрируют существенную зависимость от $\sigma R_{\text{инд}}$ при учете непропорционального потребления гармоник, что выражается как $K_{\text{им}} \ll 1$ и $K_{\text{иг}} \gg 2$ в точке $\sigma P = 1$, точке равенства частотных составляющих мощности индуктора (рисунок 4.27). Для получения адекватных результатов необходимо учитывать зависимость импеданса индуктора от частоты.

Вносимые индуктором частотные искажения оказывают существенное влияние на характеристики преобразователя при однополярной ШИМ. Можно проиллюстрировать смещение регулировочной характеристики, описывающей изменение выделяемых на гармониках составляющих мощности:

$$\sigma P(\gamma, \nu, \sigma R) = \frac{\sigma U(\gamma, \nu)^2}{\sigma R}, \quad (4.66)$$

где

$$\sigma U(\gamma, \nu) = \frac{2\gamma}{\sin \pi\gamma + \frac{2\gamma}{\nu}}. \quad (4.67)$$

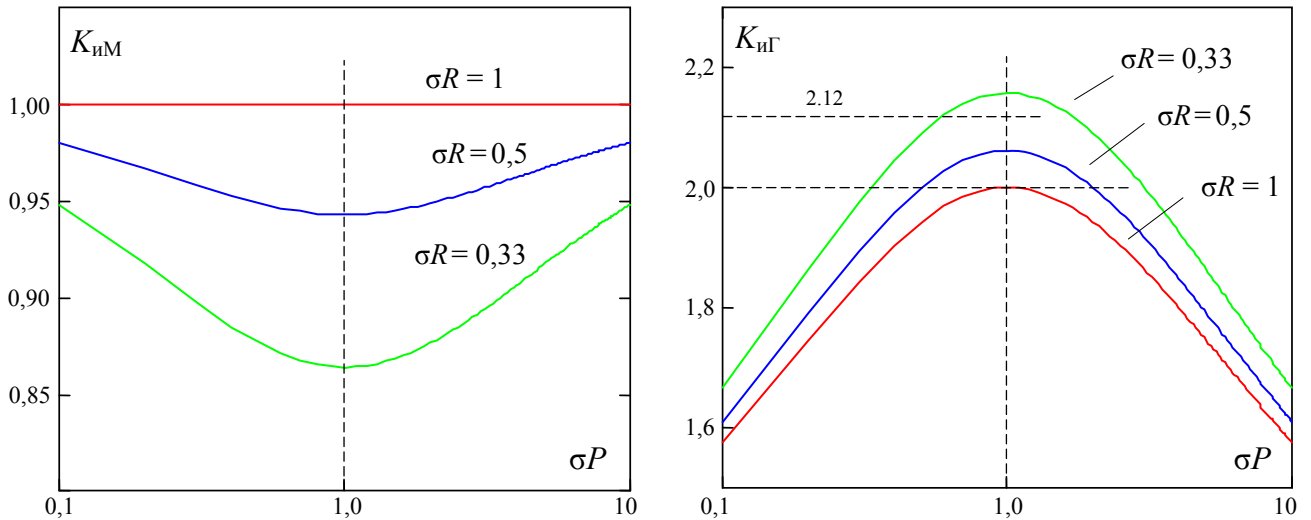
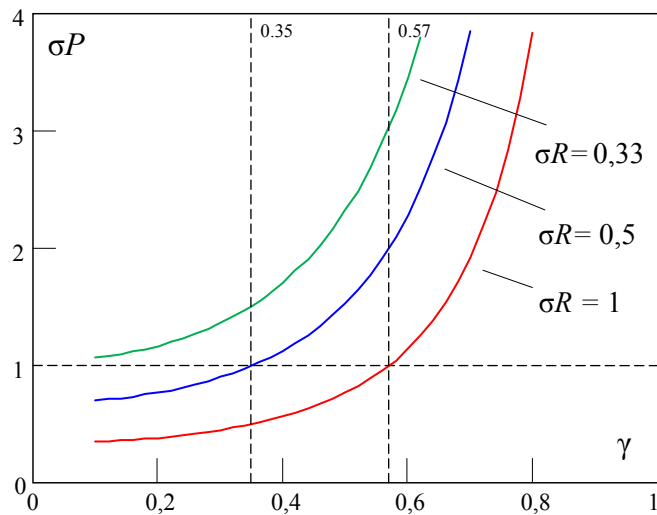


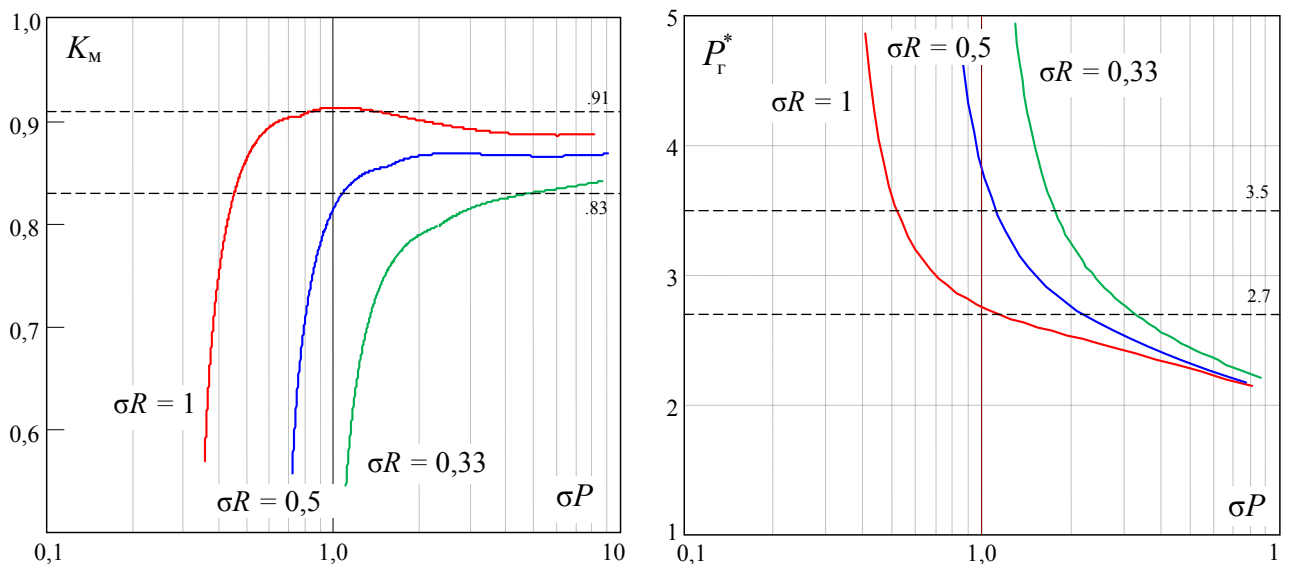
Рисунок 4.27 – Зависимость коэффициентов $K_{им}$ при разных соотношениях сопротивлений индуктора на синтезируемых частотах

Энергетические характеристики $K_M(\sigma P)$ и $P_\Gamma^*(\sigma P)$ получены на основе базовых выражений (4.60), (4.61) с учетом коэффициентов K_{2f_A} , $K_{2f_{и}}$ из (4.35), (4.36), характеризующих искажения однополярной ШИМ по паразитным гармоникам. Результаты вычислений представлены на рисунке 4.28,б при разных $\sigma R_{инд}$. Точка равенства мощностей синтезируемых гармоник $\sigma P = 1$ при учете отношения сопротивлений формируется при меньших γ и имеет худшие энергетические показатели. В некоторых случаях точка $\sigma P = 1$ вообще не может быть достигнута.

Аналогичные преобразования проведены для двухполярной ШИМ, полученные характеристики с учетом $\sigma R_{инд} \neq 1$ показаны на рисунке 4.29. Можно отметить, что при двухполярной ШИМ наличие больших амплитуд высокочастотной составляющей делает фактор частотных искажений менее значимым, хотя и достаточно ощутимым в окрестности $\sigma P = 1$.



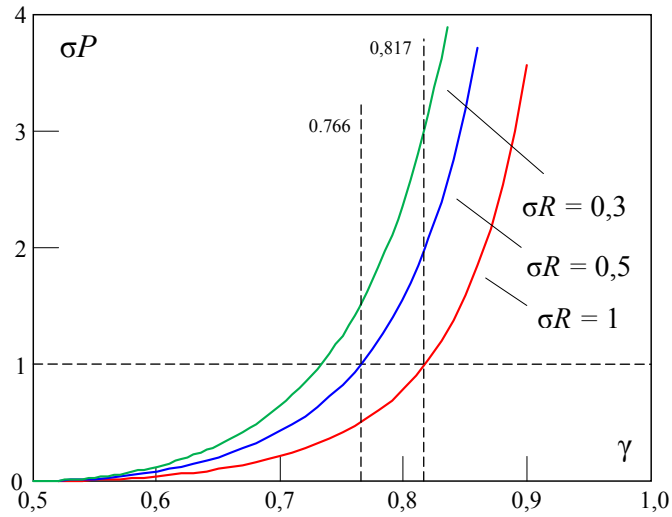
а



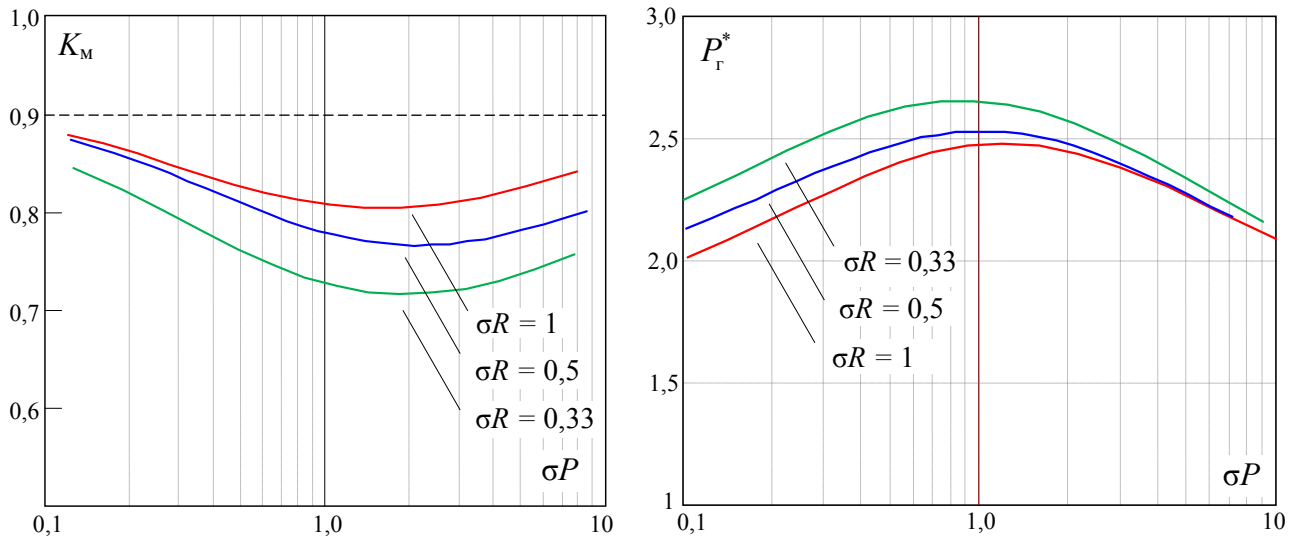
б

Рисунок 4.28 – Зависимости энергетических показателей от соотношения мощностей синтезируемых гармоник при однополярной ШИМ при $\nu = 7$

Радикальным способом улучшения энергетических показателей является коррекция частотной характеристики $LCLC$ -контура путем изменения его коэффициентов передачи на синтезируемых частотах, что позволяет скомпенсировать вносимые нагрузкой частотные искажения входного тока. Идея коррекции частотной характеристики заключается в формировании равных входных сопротивлений $LCLC$ -контура на синтезируемых частотах с помощью настройки коэффициента передачи на высокой частоте.



a



б

Рисунок 4.29 – Зависимость энергетических показателей от соотношения мощностей синтезируемых гармоник при двухполярной ШИМ, $\nu = 7$

Таким образом, с учетом выражения (4.59) можно получить условие настройки $LCLC$ -контура через эквивалентное входное активное сопротивление резонансного контура $R_{вх}$:

$$\begin{cases} R_{вх_нч} = R_{инд_нч} \\ R_{вх_вч} = K_{Iвч}^2 \cdot R_{инд_вч} \end{cases} \rightarrow \sigma R_{вх} \approx \sigma R_{инд} \frac{1}{K_{Iвч}^2}. \quad (4.68)$$

Учитывая, что $K_{Iвч} \approx L_f^*$, можно сформировать условие определения отношения дросселей резонансного $LCLC$ -контура

$$L_f^* \approx \sqrt{\sigma R_{\text{инд}}}. \quad (4.69)$$

Предложенный способ частотной коррекции позволяет получить пропорциональное потребление синтезируемых гармоник, т.е. обеспечить условие $\sigma R_{\text{вх}} = 1$ и, соответственно, условия $K_{\text{им}} = 1$, $K_{\text{иг}} = 1$, улучшающие энергетические характеристики (см. рисунки 4.28, 4.29). Зависимости токов контура при данном способе коррекции можно выразить через соотношение амплитуд гармоник входного напряжения

$$\sigma I_{\text{вх}} = \sigma U_{\text{вх}} \frac{L_f^{*2}}{\sigma R_{\text{инд}}}, \quad \sigma I_{\text{вх}} = \sigma I_{\text{вых}} \cdot L_f^*. \quad (4.70)$$

Таким образом, соотношение индуктивностей L_f^* определяет соотношение амплитуд частотных составляющих тока индуктора и входного тока контура.

4.4.3 Моделирование характеристик преобразователя при коррекции АЧХ входного тока резонансного *LCLC*-контура

Результаты частотной коррекции входного сопротивления можно иллюстрировать моделированием, проведенным на основе схемы замещения индуктора при воздействии двух гармоник. Общий подход к построению схемы замещения предложен в [16], согласно которому схема состоит из двух ветвей, каждая из них отражает свойства индуктора на заданной частоте. Для этого в схему замещения включаются заграждающие частотные фильтры, которые оказывают существенное влияние на импеданс индуктора и приводят к образованию паразитных резонансных частот. Более простым и эффективным является совмещение схемы замещения индуктора со схемой двухчастотного *LCLC*-контура, в которой роль фильтра играют сами элементы контура (рисунок 4.30). Такая эквивалентная схема позволяет расположить частотно-зависимые элементы (в данном случае $R_{\text{нч}}$, $R_{\text{вч}}$) в ветвях контура, содержащих ток соответствующей частоты. Например, в *LCLC*-контуре высокочастотная ветвь C_n

позволяет расположить $R_{вч}$. Однако из-за содержания в ветви $L_f C_f$ токов обеих частот это невозможно проделать для тока низкой частоты. Поэтому в эквивалентную схему контура вводится дополнительный конденсатор C_x , замыкающий высокую частоту, что позволяет выделить в конденсаторе C_f низкую частоту и расположить в его цепи $R_{нч}$.

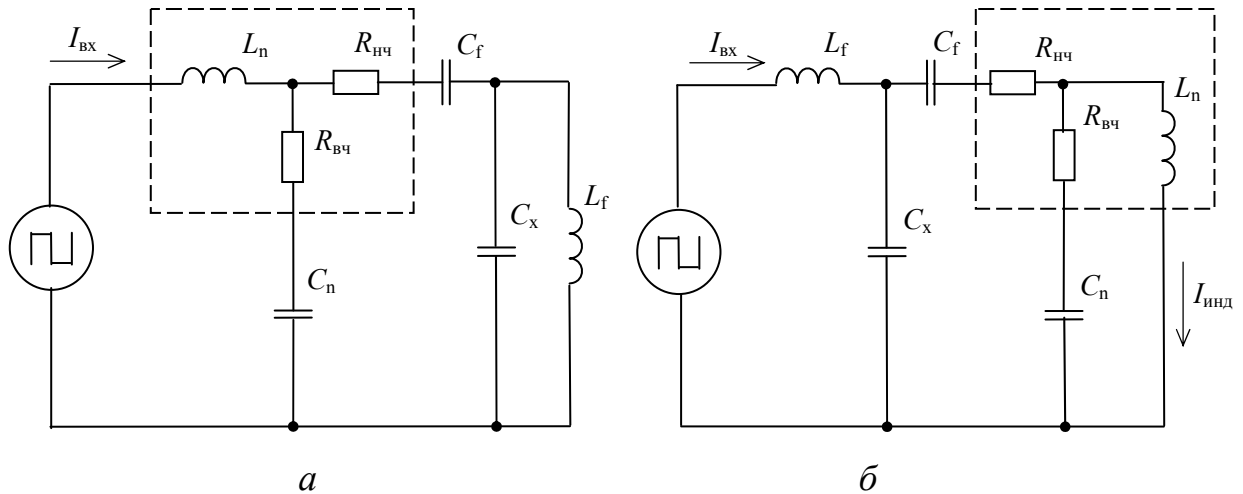


Рисунок 4.30 – Резонансный $LCLC$ -контур, совмещенный со схемой замещения индуктора: при включении инвертора в цепь индуктора (а); при включении инвертора в низкочастотную цепь резонансного контура (б)

Полученные на эквивалентных схемах (см. рисунок 4.30) результаты в виде частотных характеристик $LCLC$ -контура для случая $f_{нч} = 10$ кГц и $f_{вч} = 70$ кГц при $\sigma R = 0,5$ показаны на рисунке 4.31.

Моделирование без частотной коррекции показывает подавление высокой частоты согласно коэффициенту $\sigma R = 0,5$ (рисунок 4.30,а). Введение в схему замещения дросселя, обеспечивающего $L_f^* = 1/\sqrt{2}$, позволяет сформировать необходимый коэффициент передачи по току на высокой частоте и с его помощью уравнивать входные сопротивления на синтезируемых частотах (рисунок 4.30,б), при этом высокочастотная составляющая тока нагрузки увеличивается.

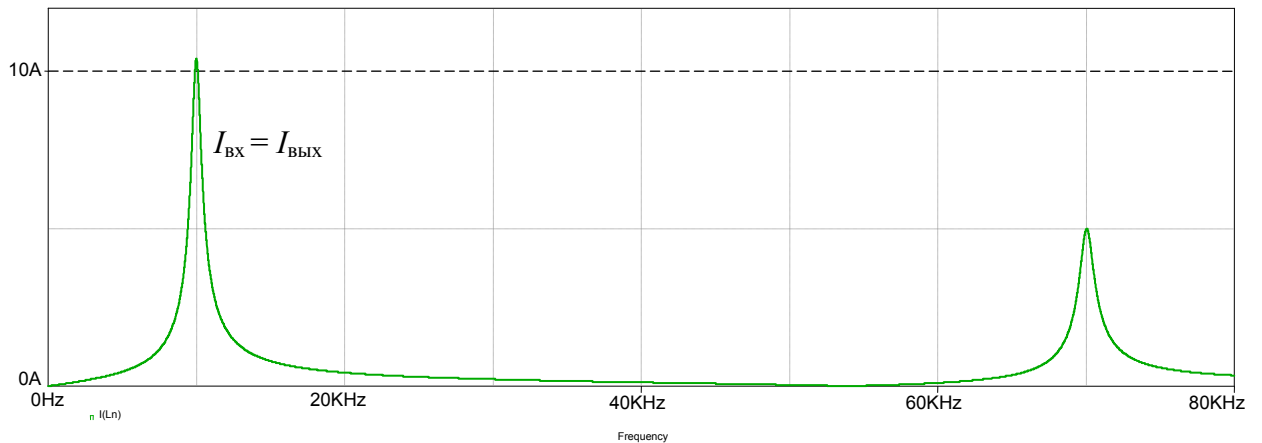
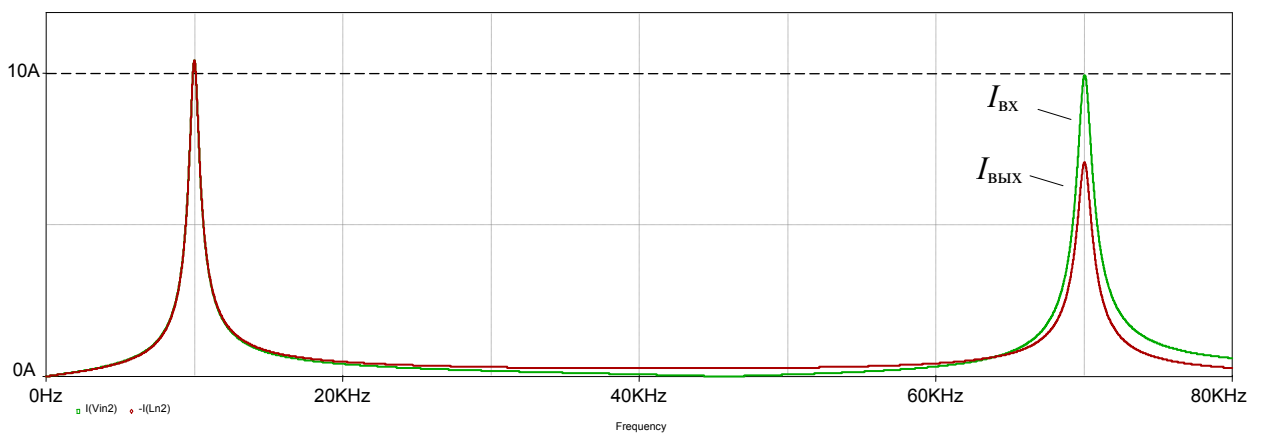
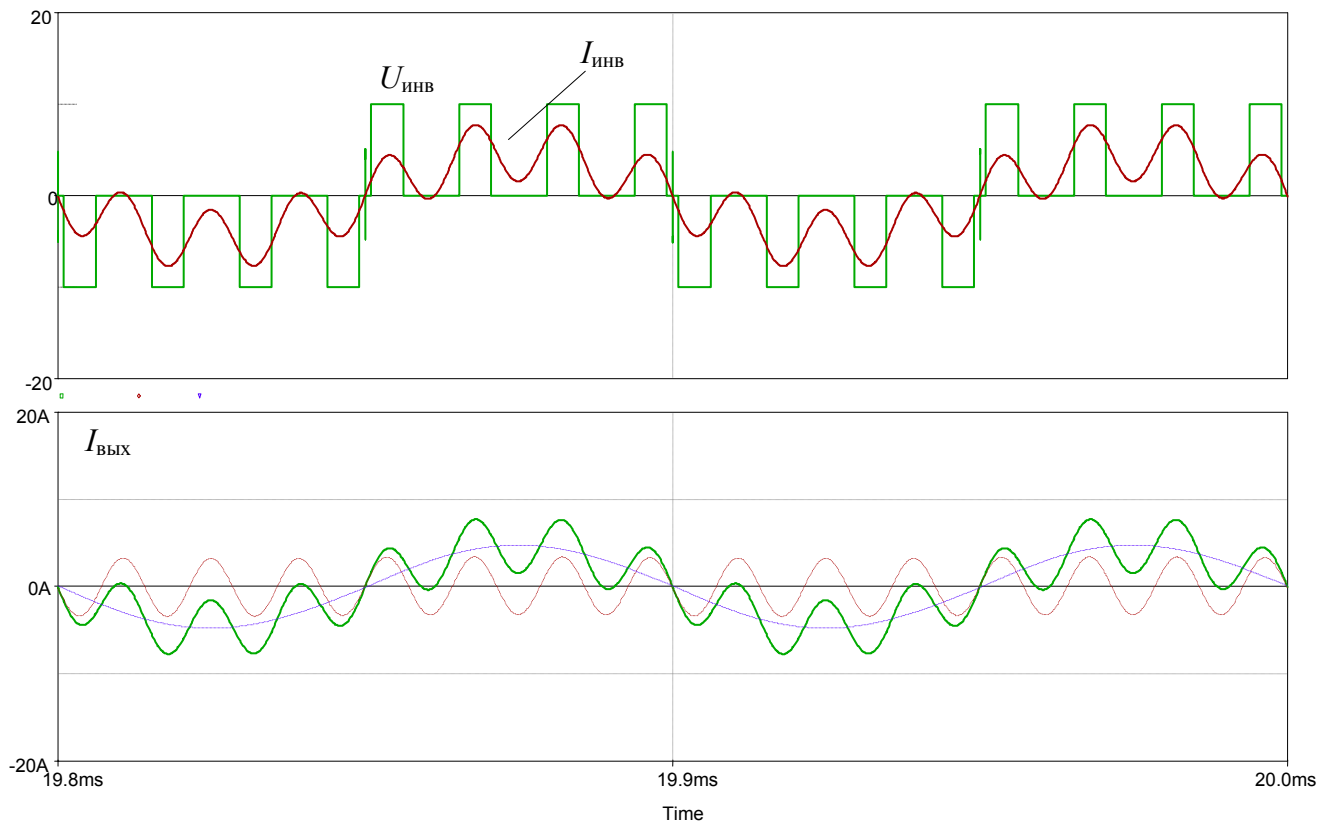
*a**б*

Рисунок 4.31 – Частотная коррекция амплитудно-частотной характеристики входного тока на частотах 10 кГц и 70 кГц при $\sigma R = 0,5$:

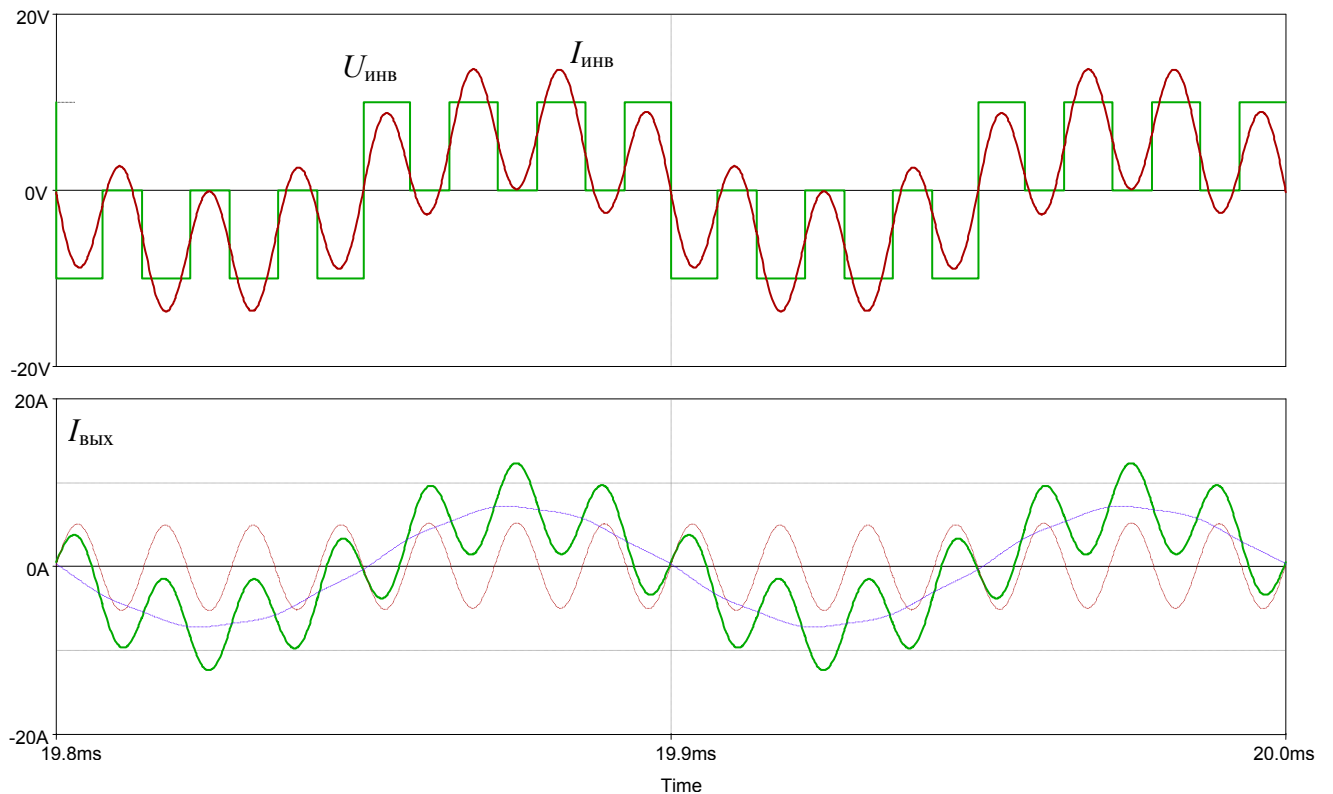
a – без коррекции $L_f^* = 1$; *б* – с коррекцией $L_f^* = 1/\sqrt{2}$

Проведено моделирование во временной области для индуктора с параметрами $L_n = 13,7$ мкГн, $R_{нч} = 0,1$ Ом, $R_{вч} = 0,2$ Ом при формировании равных мощностей, выделяемых на синтезируемых гармониках $\sigma P = 1$ с помощью однополярной ШИМ.

При моделировании без частотной коррекции по эквивалентной схеме (см. рисунок 4.30,*a*) получены характеристики (рисунок 4.32,*a*), равенство мощностей на синтезируемых частотах достигается при $\gamma = 0,36$. В целом результаты отвечают расчетам, показанным на рисунке 4.28.



a



б

Рисунок 4.32 – Результаты моделирования однополярной ШИМ на частотах 10 кГц и 70 кГц при $\sigma R = 0,5$ и равных мощностях гармоник $\sigma P = 1$:

a – без коррекции $L_f^* = 1$; *б* – с коррекцией $L_f^* = 1/\sqrt{2}$

Введение частотной коррекции достигается расчетом элементов *LCLC*-контура согласно условиям

$$\omega_{\text{ВЧ}} = \frac{1}{\sqrt{L_f C_x}} = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}}, \quad L_f = L_n \sqrt{\frac{R_{\text{НЧ}}}{R_{\text{ВЧ}}}},$$

$$\omega_{\text{НЧ}} = \frac{1}{\sqrt{(L_f + L_n) C_f}}.$$

Согласно этим выражениям при расчете получено $L_f^* = 1/\sqrt{2}$, результаты показаны на рисунке 4.32,б, равенство мощностей на синтезируемых гармониках соответствует значению $\gamma = 0,56$. Данные моделирования сведены в таблицу 4.3.

Таблица 4.3 – Энергетические характеристики *LCLC*-контура (результаты моделирования)

Параметр	Однополярная ШИМ		Двухполярная ШИМ	
	без коррекции	с коррекцией	без коррекции	с коррекцией
$K_{\text{М_ВХ}}$	0,62	0,73	0,75	0,79
$K_{\text{М_ВЫХ}}$	0,83	0,905	0,75	0,79
P_{Γ}^*	3,46	2,67	2,48	2,41
γ	0,36	0,56	0,756	0,81

Данные моделирования показывают комплексное улучшение энергетических характеристик преобразователя. Значение коэффициента мощности по выходу превышает значение по входу, что объясняется введением интервала закорачивания тока нагрузки в инверторе. При двухполярной ШИМ частотная коррекция также улучшает энергетические показатели, хотя эффект не такой значительный, как в случае однополярной ШИМ. Результаты моделирования показаны в таблице 4.3 и в целом отвечают расчетным характеристикам, показанным на рисунке 4.33.

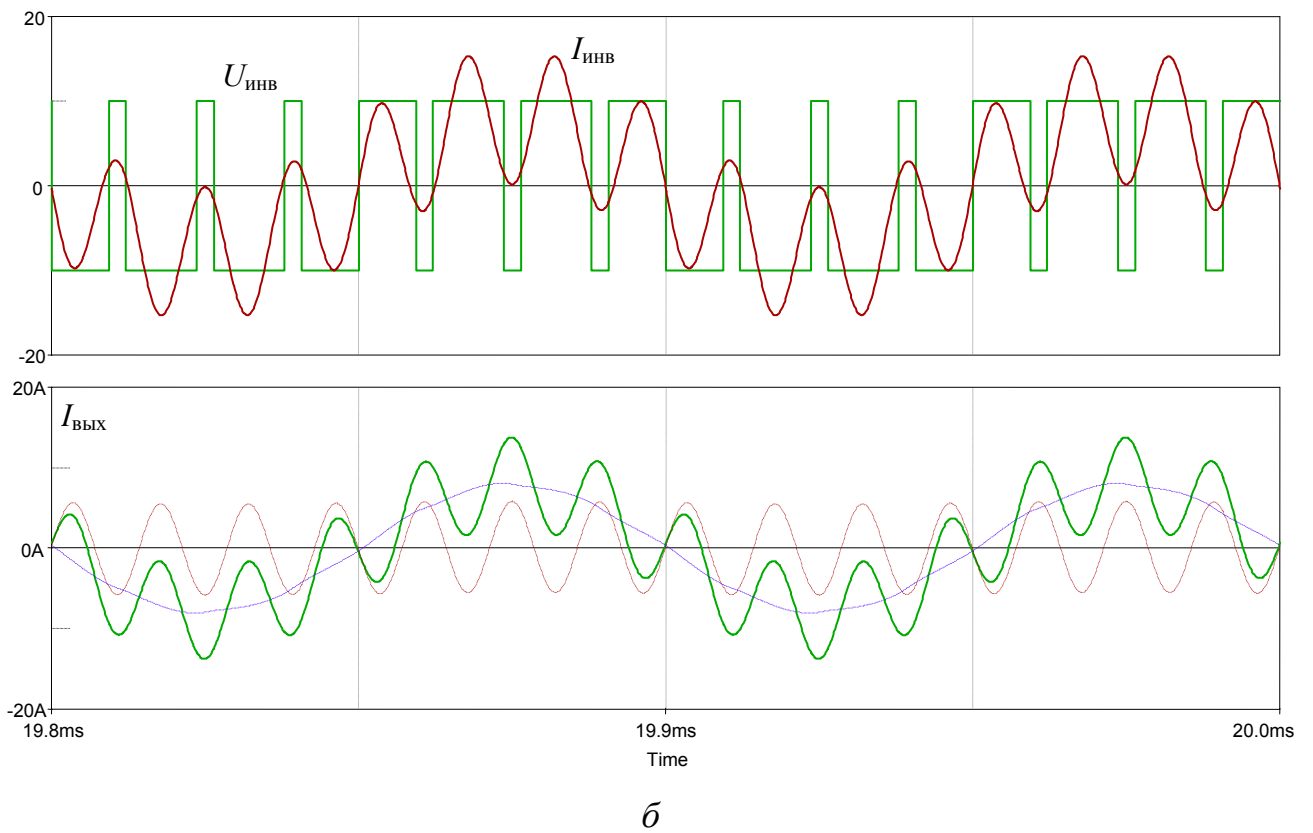
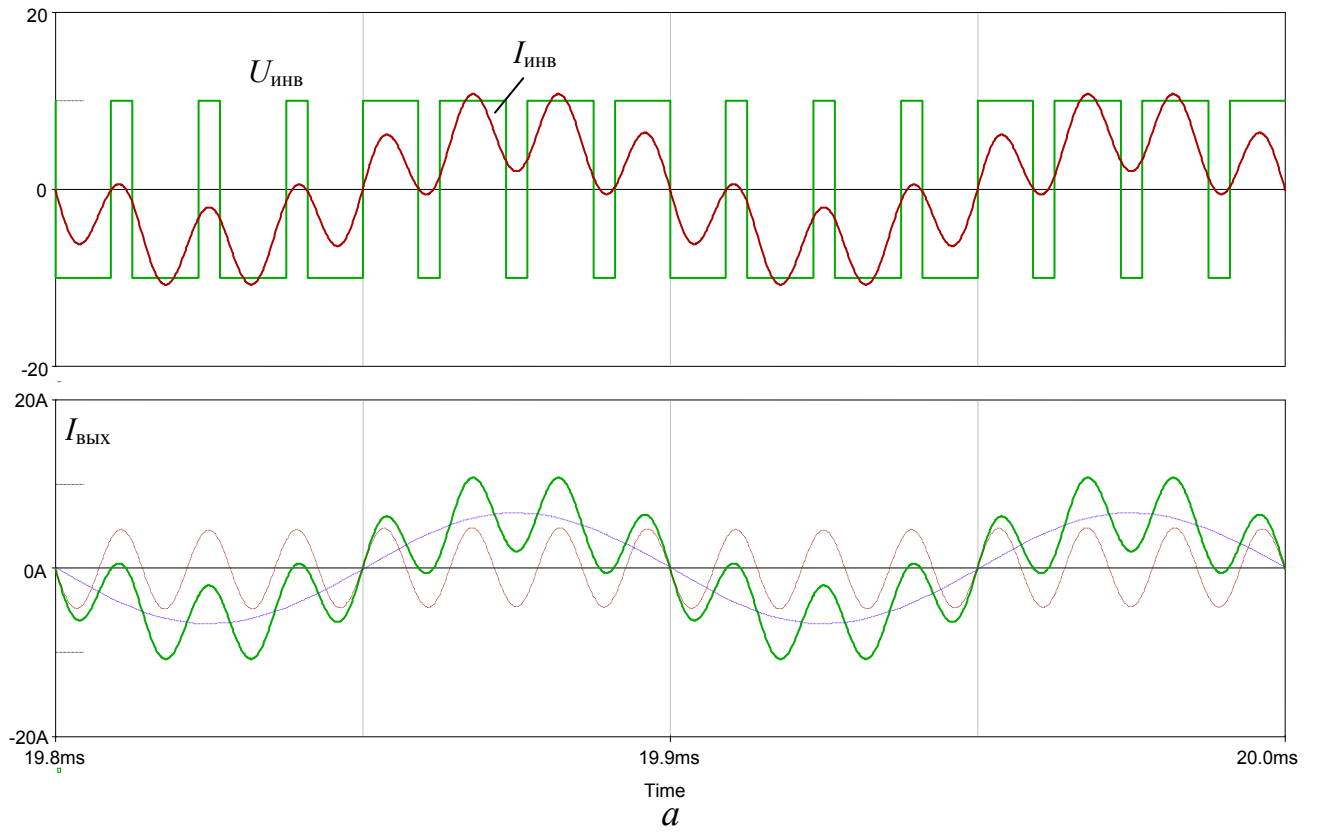


Рисунок 4.33 – Результаты моделирования однополярной ШИМ на частотах 10 кГц и 70 кГц при $\sigma R = 0,5$ и равных мощностях гармоник $\sigma P = 1$:
a – без коррекции; *б* – с коррекцией

Таким образом, топология с включением инвертора в низкочастотную ветвь резонансного *LCLC*-контура может эффективно использоваться для компенсации частотных искажений, вносимых индуктором, имеющим разный импеданс на синтезируемых частотах. Предлагаемый способ заключается в компенсации непропорционального потребления тока на синтезируемых гармониках с помощью коэффициентов передачи тока резонансного контура и позволяет повысить эффективность многократной ШИМ напряжения инвертора во всем диапазоне регулирования.

Выводы по главе 4

1. Предложен принцип формирования двухчастотного тока резонансным преобразователем, заключающийся в комплексном применении регулирования на основе многократной широтно-импульсной модуляции и импедансного преобразования параметров нагрузки *LCLC*-контуром на синтезируемых частотах.

2. Проведен анализ энергетической эффективности резонансного преобразователя в режиме генерации двухчастотного тока. Показано наличие частотных искажений, обусловленных не только наличием паразитных гармоник, но и непропорциональностью потребления на синтезируемых частотах.

3. Выявлено, что нелинейность импедансно-частотных характеристик нагрузки преобразователя является фактором, определяющим частотные искажения входного тока *LCLC*-контура. Разработана эквивалентная схема системы «резонансный контур – индуктор», позволяющая имитировать вносимые индуктором частотные искажения.

4. Разработан *LCLC*-преобразователь на основе топологии включения инвертора в низкочастотную ветвь резонансного контура, позволяющий за счет свойств импедансного преобразования формировать разные коэффициенты передачи тока на синтезируемых частотах.

5. Получена аналитическая модель резонансного *LCLC*-контура, показывающая, что регулирование коэффициентов передачи тока на

синтезируемых частотах достигается частотной расстройкой параллельного парциального контура. Показано, что при $Q \gg 1$ справедлива линейная модель, получены коэффициенты передачи тока $K_{I_{нч}} = 1$, $K_{I_{вч}} = L_f^*$ на синтезируемых частотах.

6. Предложен способ коррекции АЧХ входного тока *LCLC*-контура, основанный на компенсации частотных искажений с помощью его коэффициентов передачи. В результате коррекции по предложенному способу сформированы равные входные сопротивления контура и улучшены энергетические показатели: при $\sigma P = 1$ получено улучшение по габаритной мощности на 30% и по коэффициенту мощности на 8,4%.

5 Резонансный *LCLC*-преобразователь в режиме согласования выходных параметров с нагрузкой

Рассмотрен резонансный *LCLC*-преобразователь в режиме согласования его выходных параметров с нагрузкой, в частности согласования с индуктором в системах индукционного нагрева, показаны способы формирования требуемого коэффициента передачи тока.

Режимы согласования реализуются, как правило, на основе преобразователей *LCL*- и *LLC*-топологий, в [157–166] показана эффективность такого подхода, позволяющего уменьшить ток трансформатора. В главе предложено применение для решения задачи согласования *LCLC*-топологии, что является дальнейшим развитием этого направления. Показано, что *LCLC*-топология позволяет получить энергетически эффективный режим за счет работы на нижней резонансной частоте, на которой происходит частичная взаимная компенсация реактивной энергии последовательного и параллельного парциальных контуров. Проведено исследование характеристик регулируемого *LCLC*-преобразователя на изменяющейся нагрузке; показано, что на нижней резонансной частоте свойства импедансного преобразования позволяют достичь существенного уменьшения тока инвертора.

Практической областью применения предлагаемых режимов согласования являются технологические процессы с высокоточной удаленной нагрузкой. Согласование *LCLC*-контуром в данном случае позволяет уменьшить ток кабеля, соединяющего индуктор с преобразователем, и не требует включения в цепь индуктора сильноточного трансформатора, имеющего существенные габариты. Учитывая, что значение тока индуктора может достигать десятков килоампер, уменьшение входного тока контура является актуальной практической задачей. В настоящей главе проведен анализ регулируемого резонансного *LCLC*-преобразователя в условиях изменения импеданса индуктора, рассмотрены режимы, близкие к параметрическим режимам стабилизации мощности [171].

5.1 Свойства резонансного *LCLC*-контура с позиций обеспечения требуемого коэффициента передачи тока

Резонансный преобразователь с последовательно-параллельным *LCLC*-контурам при включении, позволяющем формировать произвольный коэффициент передачи тока, показан на рисунке 5.1.

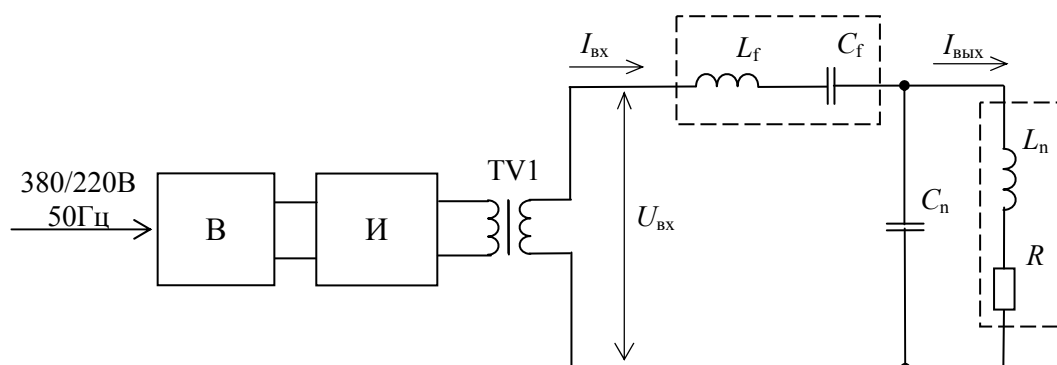


Рисунок 5.1 – Резонансный *LCLC*-преобразователь в режиме согласования

Резонансный *LCLC*-контур в этом случае можно разделить на составляющие его парциальные элементарные контуры: параллельный $L_n C_n$ и последовательный $L_f C_f$. Импедансно-частотные характеристики *LCLC*-контура описываются соотношениями

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} Z(\Omega, Q) &= R \frac{Q^2}{\Omega^2 + Q^2 (\Omega^2 - 1)^2} = R \frac{Q^2}{\Omega^2} \frac{1}{1 + \xi^2 (\Omega, Q)}, \\ \operatorname{Im} Z(\Omega, Q) &= P_f \rho_n \frac{(\Omega / \Omega_f)^2 - 1}{\Omega / \Omega_f} + \rho_n \frac{Q^2 \Omega (1 - \Omega^2) - \Omega}{\Omega^2 + Q^2 (1 - \Omega^2)^2}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

В данных соотношениях реактивный импеданс последовательного парциального контура выражен следующими коэффициентами: $\Omega_f = \omega_{0f} / \omega_{0n}$ – отношение резонансных частот; $P_f = \rho_f / \rho_n$ – отношение волновых сопротивлений парциальных контуров; Q – добротность параллельного $L_n C_n$ парциального контура.

Токи резонансного $LCLC$ -контура по отношению к нормирующему значению $U_{\text{вх1}m}/R$ определяются соотношениями

$$I_{\text{вх}}^*(\Omega, Q) = \frac{R}{\sqrt{\operatorname{Re} Z(\Omega, Q)^2 + \operatorname{Im} Z(\Omega, Q)^2}} = \frac{\cos \varphi(\Omega, Q)}{\operatorname{Re}^* Z(\Omega, Q)}, \quad (5.2)$$

$$I_{\text{вых}}^*(\Omega, Q) = K_U(\Omega, Q) = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{\operatorname{Re}^* Z(\Omega, Q)}}. \quad (5.3)$$

Таким образом, коэффициент передачи по току

$$K_I(\Omega, Q) = \frac{I_{\text{вых}}(\Omega, Q)}{I_{\text{вх}}(\Omega, Q)} = \sqrt{\frac{\operatorname{Re} Z(\Omega, Q)}{R}} = \sqrt{\operatorname{Re}^* Z(\Omega, Q)},$$

$$K_I(\Omega, Q) = \frac{1}{\sqrt{\Omega^2/Q^2 + (1 - \Omega^2)^2}} = \frac{Q}{\Omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2(\Omega, Q)}} \quad (5.4)$$

является функцией добротности и частотной расстройки при его выражении через элементы контура

$$K_I = \frac{1}{\sqrt{R^2 \omega^2 C_n^2 + (1 - \omega^2 C_n L_n)^2}}. \quad (5.5)$$

Коэффициент передачи и ФЧХ входного тока $LCLC$ -контура показаны на рисунке 5.2.

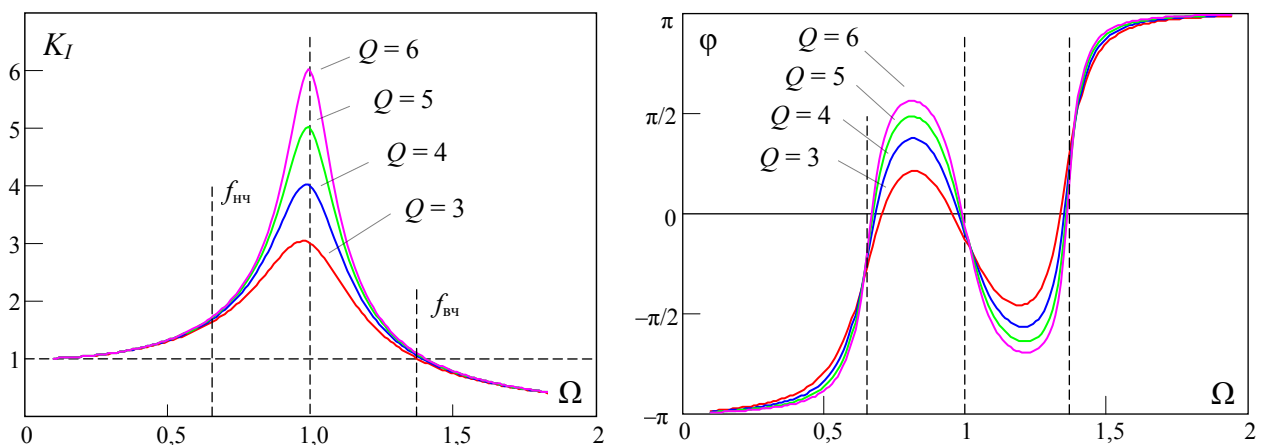


Рисунок 5.2 – Коэффициент передачи тока и ФЧХ резонансного $LCLC$ -контура при коэффициентах приведения $P_f = 1,8$, $\Omega_f = 0,9$

Коэффициент передачи тока имеет максимум на частоте параллельного контура $\Omega = 1$, в этом случае $K_I = Q$, т.е. его максимальное значение ограничено добротностью. Параметром, определяющим коэффициент передачи тока на резонансной частоте, является ее положение относительно $\Omega = 1$. АЧХ входного и выходного токов резонансного контура при разных добротностях показаны на рисунке 5.3. В данном случае положение резонансных частот обеспечивает на нижней частоте $f_{нч}$ больший коэффициент передачи, чем на верхней $f_{вч}$.

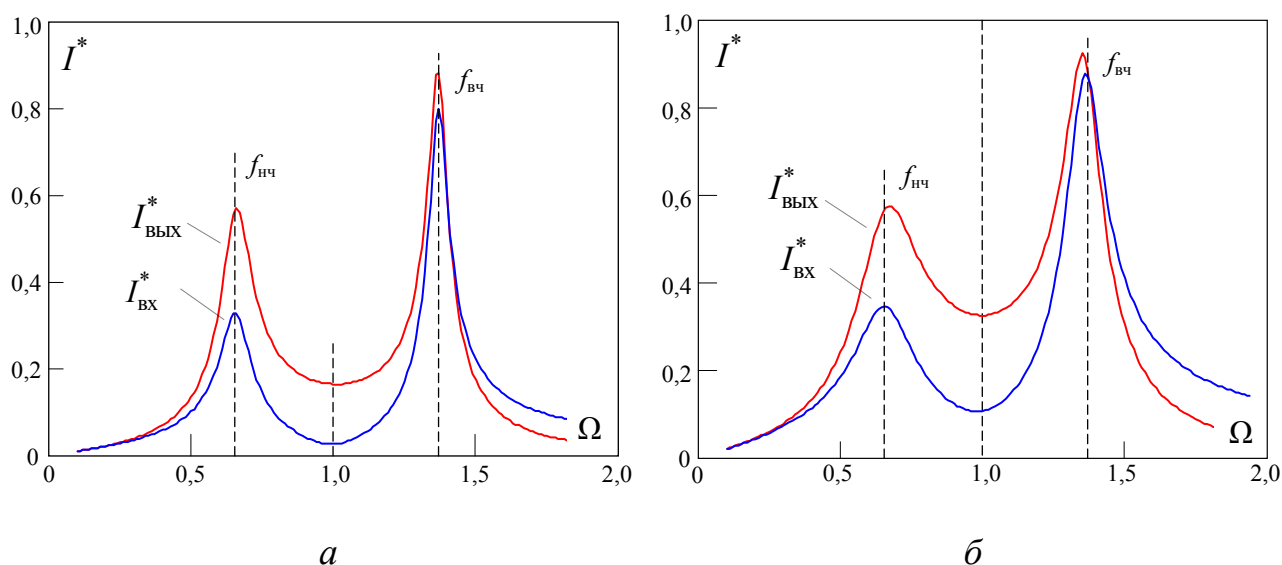


Рисунок 5.3 – Входной и выходной токи резонансного $LCLC$ -контура при коэффициентах приведения последовательного контура $P_f = 1,8$ $\Omega_f = 0,9$: $a - Q = 6$; $b - Q = 3$

Собственные резонансные частоты определяются решением уравнения $\text{Im } Z(\Omega) = 0$ или с помощью метода парциальных контуров [137]. В соответствии с этим методом колебательную систему с двумя степенями свободы можно рассматривать как две отдельные парциальные системы (два отдельных парциальных контура), имеющие одну степень свободы и связанные друг с другом коэффициентами связи. Значения собственных резонансных частот, выраженные через коэффициенты P_f и Ω_f , в этом случае

$$2\Omega_{нч,вч}^2 = \left(\Omega_f^2 + \frac{\Omega_f}{P_f} + 1 \right) \pm \sqrt{\left(\Omega_f^2 + \frac{\Omega_f}{P_f} + 1 \right)^2 - 4\Omega_f^2}. \quad (5.6)$$

Таким образом, резонансные частоты определяются коэффициентами приведения последовательного парциального контура. Для понимания принципа влияния параметров последовательного контура на положение резонансных частот удобно представить реактивную составляющую импеданса $\text{Im } Z(\Omega)$ в виде слагаемых: последовательного и параллельного парциальных контуров

$$\text{Im } Z(\Omega) = \text{Im } Z_f(\Omega) + \text{Im } Z_n(\Omega), \quad (5.7)$$

которые по отношению к волновому сопротивлению ρ_n записываются в виде

$$\text{Im}^* Z_f(\Omega) = \frac{1}{Q} \xi_{fj}, \quad \text{Im}^* Z_n(\Omega) = -\frac{1}{\Omega} \frac{Q \cdot \xi + 1}{1 + \xi^2}. \quad (5.8)$$

Реактивный импеданс параллельного парциального контура $\text{Im } Z_n(\Omega)$ определяется только его добротностью и не зависит от коэффициентов приведения, на частоте $\Omega = 1$ имеет фиксированное значение $\text{Im}^* Z_n = -1$ (рисунок 5.4). Реактивная составляющая $\text{Im}^* Z_f(\Omega)$ своим наклоном обеспечивает формирование точек $\text{Im}^* Z(\Omega) = 0$, т.е. собственных резонансных частот *LCLC*-контура (см. рисунок 5.4), координаты которых определяются коэффициентами приведения последовательного контура Ω_f , P_f . Коэффициент P_f определяет наклон $\text{Im}^* Z_f(\Omega)$ (рисунок 5.4,а,б), а резонансная частота последовательного контура Ω_f смещает $\text{Im}^* Z_f(\Omega)$ вдоль оси абсцисс (рисунок 5.4,в,г). Таким образом, варьируя переменными Ω_f и P_f , можно получить требуемые значения частотных смещений $(\Omega_{\text{вч}} - 1)$ и $(\Omega_{\text{нч}} - 1)$ и коэффициенты передачи тока на резонансных частотах.

Настройка резонансного *LCLC*-контура с позиций обеспечения требуемого коэффициента передачи тока базируется на положении, что его полностью определяет активная составляющая параллельного парциального контура (5.4), а коэффициенты приведения последовательного контура P_f , Ω_f задают положение резонансных частот (5.6). Таким образом, в общем случае можно говорить о трех возможных режимах согласования преобразователя с нагрузкой, соответствующих трем указанным резонансным частотам.

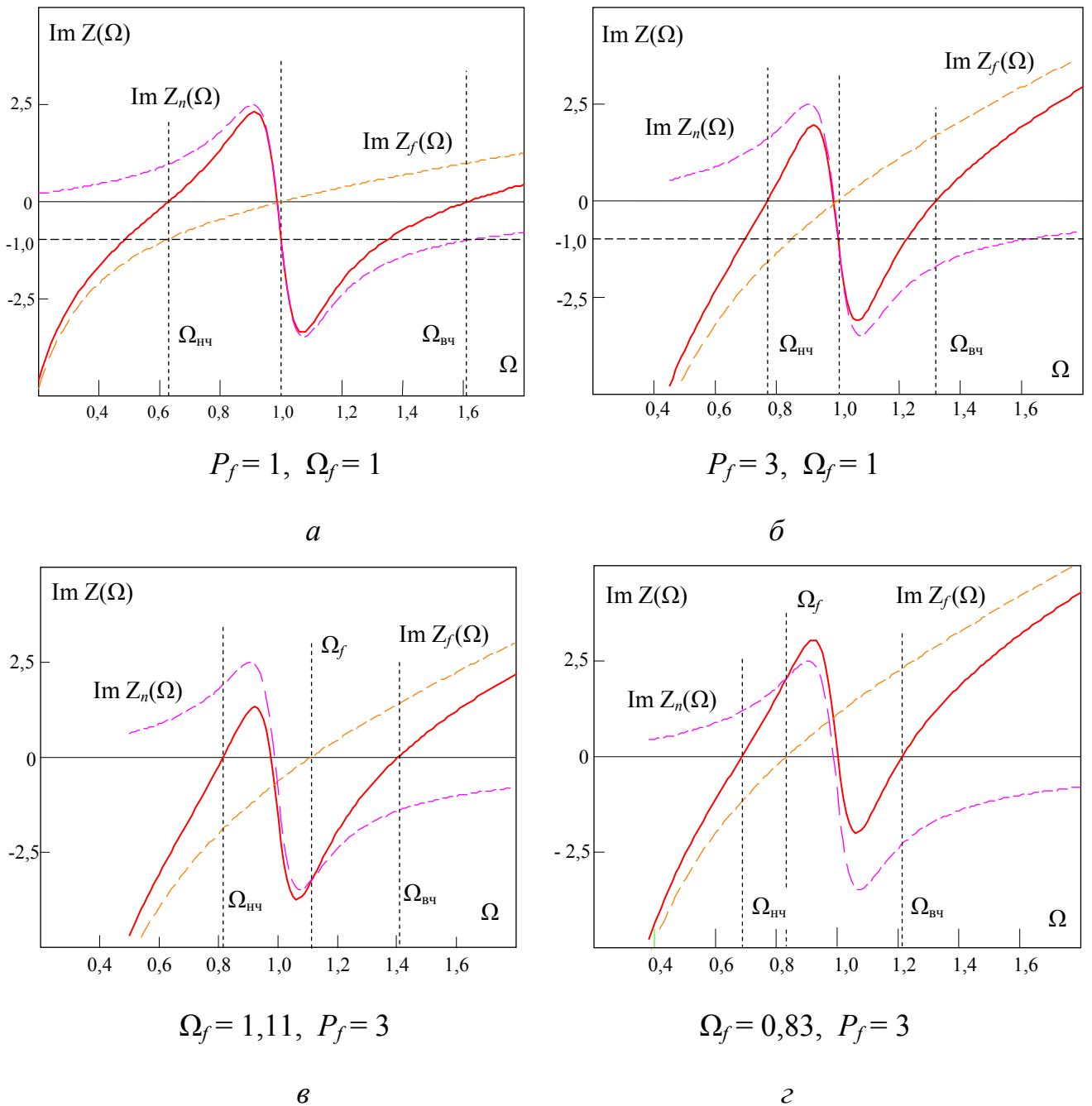


Рисунок 5.4 – Реактивная составляющая импеданса резонансного *LCLC*-контура при различных коэффициентах приведения $Q = 6$

5.2 Согласование на частоте параллельного частичного контура

Режим согласования на резонансной частоте параллельного контура $\Omega = 1$ наиболее очевиден, в этом случае активная составляющая импеданса $\text{Re } Z(\Omega)$ обеспечивает максимальный коэффициент передачи. Кроме того, частота параллельного контура обладает свойствами параметрической стабилизации тока,

так как активное входное сопротивление зависит от добротности. Данный аргумент часто является решающим при применении этого режима в системах индукционного нагрева, так как позволяет максимально уменьшить ток инвертора по отношению к току индуктора [14, 15].

Условие нулевой фазы входного тока на частоте $\Omega = 1$, которое необходимо для резонансного режима, связано с выполнением условия равенства реактивных сопротивлений входной и выходной ветвей контура. Для *LCLC*-топологии данное условие можно трактовать равенством

$$X_f = \omega L_f - \frac{1}{\omega C_f} = \omega L_n, \quad (5.9)$$

при котором обеспечивается единичное значение компенсирующего реактивного сопротивления $\text{Im}^* Z_f(1) = 1$:

$$\text{Im} Z_n + \text{Im} Z_f = 0 \quad \rightarrow \quad P_f \frac{(\Omega/\Omega_f)^2 - 1}{\Omega/\Omega_f} = 1, \quad (5.10)$$

$$\Omega_f^2 + \frac{\Omega_f}{P_f} - 1 = 0 \quad \rightarrow \quad \Omega_f = -\frac{1}{2P_f} + \sqrt{\frac{1}{4P_f^2} + 1}. \quad (5.11)$$

Выражение показывает связь параметров последовательного и параллельного парциальных контуров, требуемую для формирования резонансного режима на частоте параллельного контура, т.е. обеспечение $\text{Im} Z(\Omega) = 0$ при $\Omega = 1$. Вышесказанное можно проиллюстрировать импедансно-частотными характеристиками и ФЧХ, построенными при единичных коэффициентах приведения $\text{Im}^* Z_f(1) = 0$ (рисунок 5.5,б) и в условиях компенсации (рисунок 5.5,в) по выражению (5.9). При единичных коэффициентах $P_f = 1$, $\Omega_f = 1$ формируется $\text{Im}^* Z = -1$, что не позволяет получить нулевую фазу входного тока при $\Omega = 1$ (см. рисунок 5.5,б). Компенсация по выражению (5.10) приводит к $\text{Im}^* Z = 0$ и резонансному режиму. Таким образом, коммутационный режим на частоте $\Omega = 1$ и фаза входного тока определяются коэффициентами приведения P_f , Ω_f .

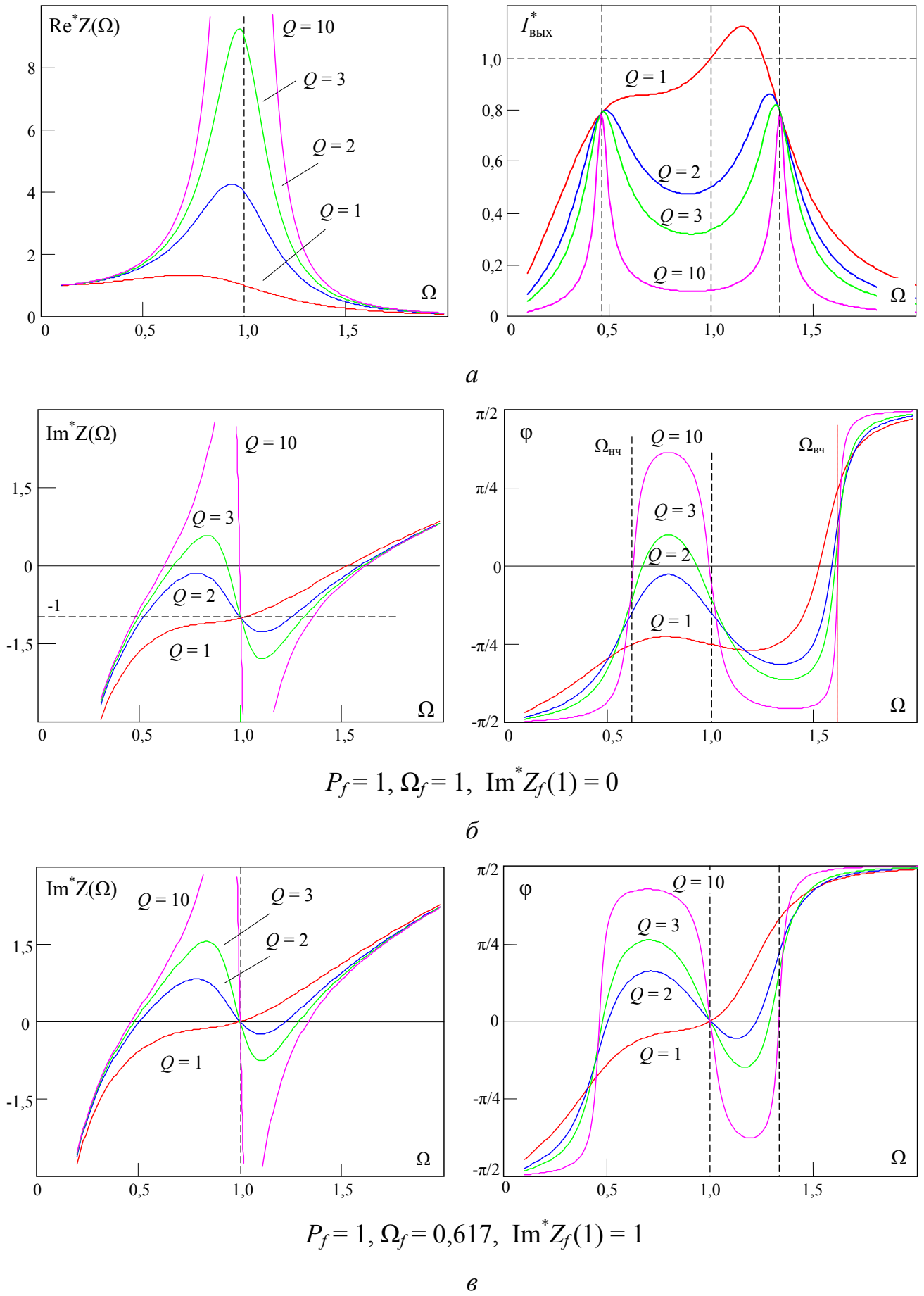
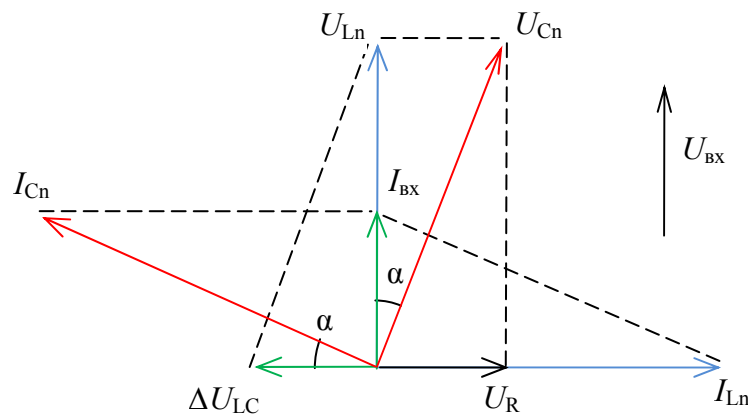


Рисунок 5.5 – Частотные характеристики последовательного LCLC-контура

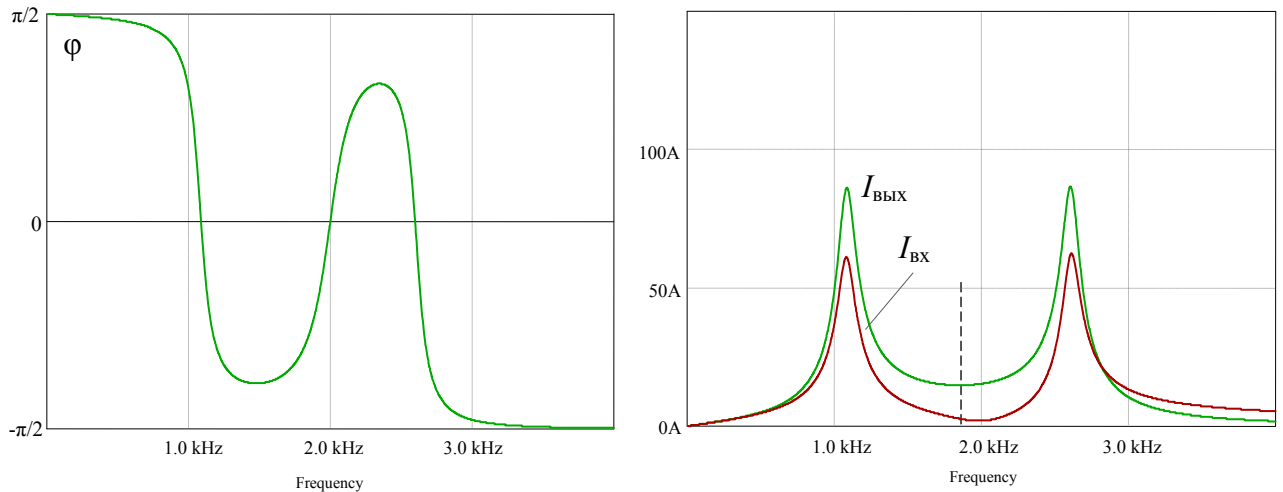
Элементы последовательного парциального контура при (5.9) можно выразить условием равенства реактивных напряжений ветвей $LCLC$ -топологии

$$\omega L_f - 1/\omega C_f = \omega L_n \rightarrow L_n C_n = (L_f - L_n) C_f, \quad (5.12)$$

обеспечивающим резонанс на частоте $\Omega = 1$ при любых нагрузках. Режим отражен векторной диаграммой (рисунок 5.6,а), на которой входной ток контура опережает ток нагрузки на угол $\pi/2$, а резонанс обеспечивается настройкой последовательного контура по условию (5.9).



а



б

Рисунок 5.6 – $LCLC$ -контур на частоте параллельного контура при настройке по условию нулевых фаз (5.10):

а – векторная диаграмма на частоте параллельного контура $\Omega = 1$;

б – частотные характеристики при $Q = 8$, $L_f^* = 2$

Условие (5.12) может быть выражено через отношение индуктивностей дросселей последовательного и параллельного контуров:

$$\Omega_f = \sqrt{\frac{L_f^* - 1}{L_f^*}}, \quad P_f = \sqrt{L_f^* (L_f^* - 1)}. \quad (5.13)$$

Частотные характеристики при $L_f^* = 2$ показаны на рисунке 5.6,б. В этом случае частоты минимумов токов $I_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вых}}$ не совпадают, что вызвано асимметрией положения частоты ω_0 относительно собственных резонансных частот контура. Для обеспечения условия симметрии т.е. условия $2\omega_0 = \omega_{\text{вч}} + \omega_{\text{нч}}$, необходимо выполнение соотношения:

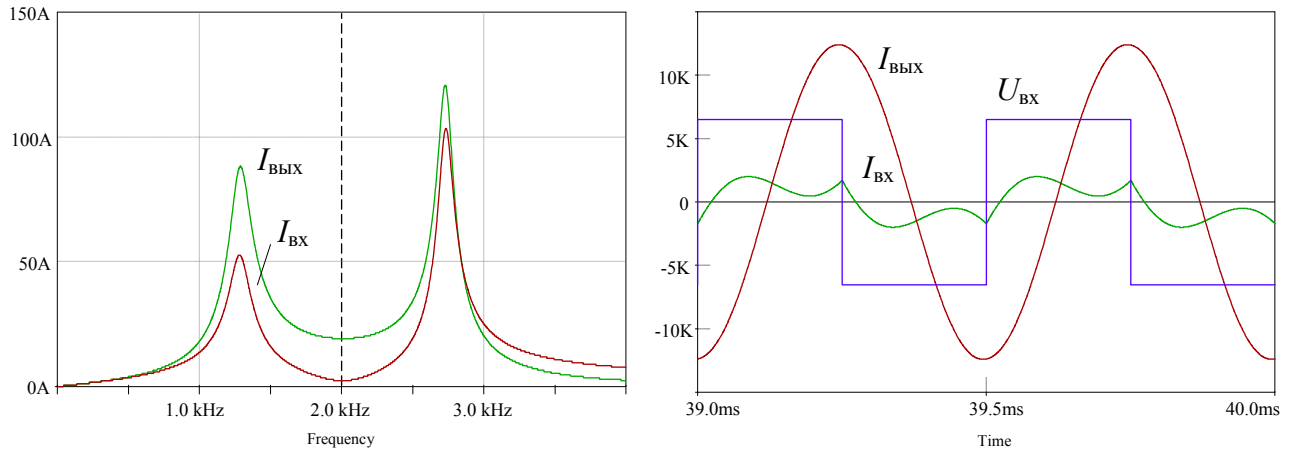
$$2L_n C_n = (2L_f - L_n) C_f, \quad (5.14)$$

параметры приведения первичного контура в этом случае:

$$\Omega_f = \sqrt{\frac{2L_f^* - 1}{2L_f^*}}, \quad P_f = L_f^* \sqrt{1 - \frac{1}{2L_f^*}}. \quad (5.15)$$

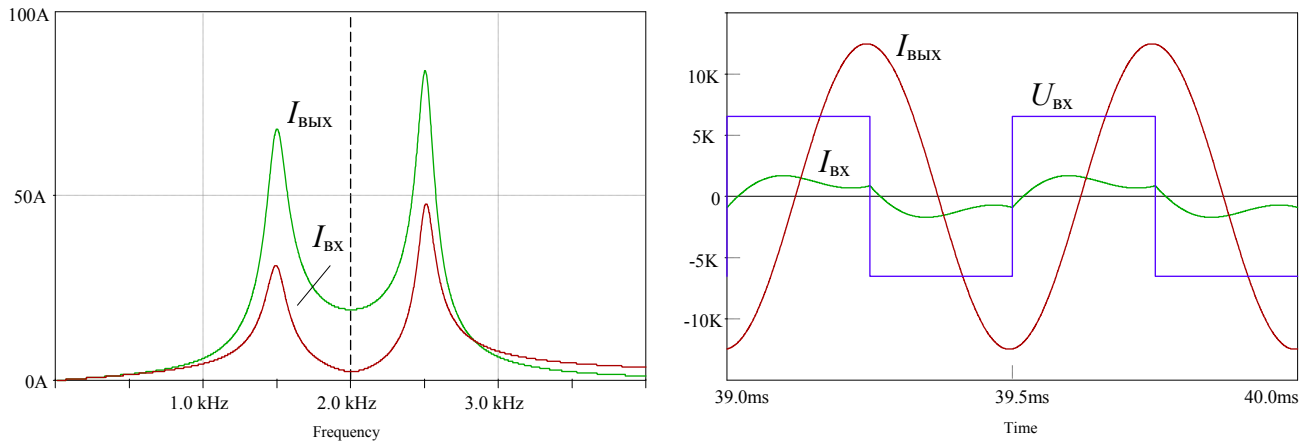
Характеристики *LCLC*-контура при условии симметричного расположения резонансных частот (5.14), выраженном параметрами $f_0 = 2$ кГц и $L_f^* = 2$, $C_n = 1220$ мкФ, $L_n = 5,2$ мкГн, показаны на рисунке 5.4,а. В данном режиме настройки *LCLC*-контура присутствуют существенные искажения формы входного тока, вызванные 3-й гармоникой, уменьшить которую можно увеличением дросселя L_f . Полученные при $L_f^* = 4$ результаты моделирования показаны на рисунке 5.7,б. При большом дросселе L_f , т.е. при $L_f^* \gg 1$, условия (5.12) и (5.14) совпадают ($\Omega_f \rightarrow 1$) и справедливо равенство $L_n C_n = L_f C_f$. Расчет величины L_f^* , ограничивающей содержание 3-й гармоники во входном токе, можно произвести с помощью импедансно-частотных характеристик. Входной ток контура на n -й гармонике определяется его реактивным сопротивлением

$$I_{\text{BX}_n} = U_n \frac{n}{n^2 - 1} \frac{v_1}{\omega_0^2 L_f} = U_n \frac{n}{n^2 - 1} \frac{1}{\omega_0 L_f} . \quad (5.16)$$



$$L_f^* = 2$$

а



$$L_f^* = 4$$

б

Рисунок 5.7 – Характеристики при условии симметрии на частоте ω_0

Учитывая, что на 1-й гармонике активный импеданс

$$I_{\text{BX}_1} = U_1 \frac{1}{Q^2 R} = U_1 \frac{1}{Q \cdot \omega_0 L_n} , \quad (5.17)$$

для прямоугольного напряжения ток n -й гармоники по отношению к 1-й гармонике можно записать:

$$I_{\text{BX}_n}^* = \frac{I_{\text{BX}_n}}{I_{\text{BX}_1}} = \frac{U_n}{U_1} \frac{n}{n^2 - 1} Q \frac{1}{L_f^*} = \frac{1}{n^2 - 1} Q \frac{1}{L_f^*} . \quad (5.18)$$

Таким образом, большое входное сопротивление контура на частоте ω_0 приводит к существенному усилению 3-й гармоники входного тока и требует увеличения входного дросселя L_f и компенсирующего его резонансного конденсатора C_f .

В целом именно высокое содержание 3-й гармоники является препятствием практической реализации такого режима согласования на основе LCL -топологии, так как верхняя резонансная частота расположена близко к 3-й гармонике входного напряжения. Кроме того, существуют сложности реализации ЧШИР из-за искажений тока, вызванных положением частоты ω_0 в области минимума АЧХ.

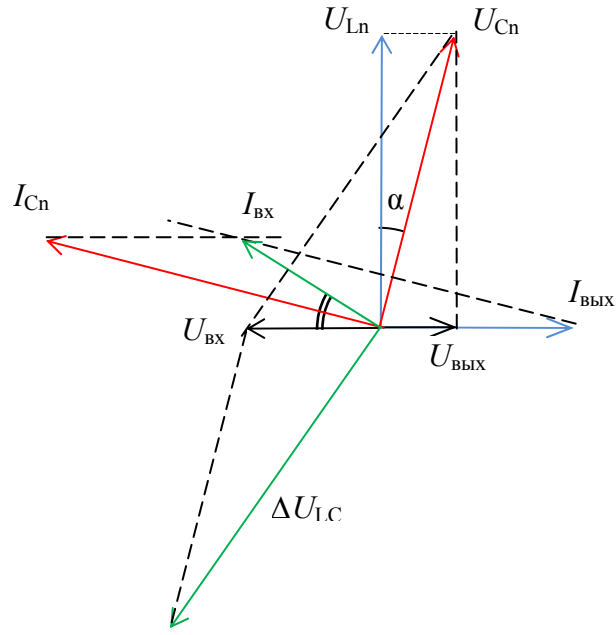
5.3 Согласование на собственных частотах $LCLC$ -контура

Собственные резонансные частоты, имеющие смещение относительно частоты параллельного контура ω_0 , позволяют формировать требуемые значения активного входного импеданса контура $\operatorname{Re} Z(\Omega)$ и коэффициента передачи тока в диапазоне $K_I = [1 \dots Q]$. В этом отношении возможна реализация режима согласования на верхней или нижней резонансной частоте.

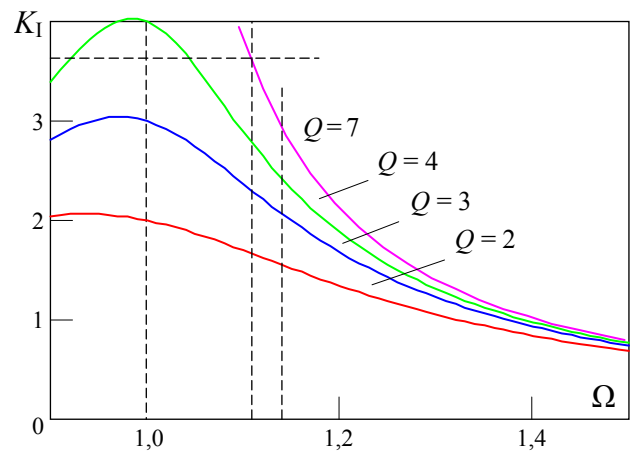
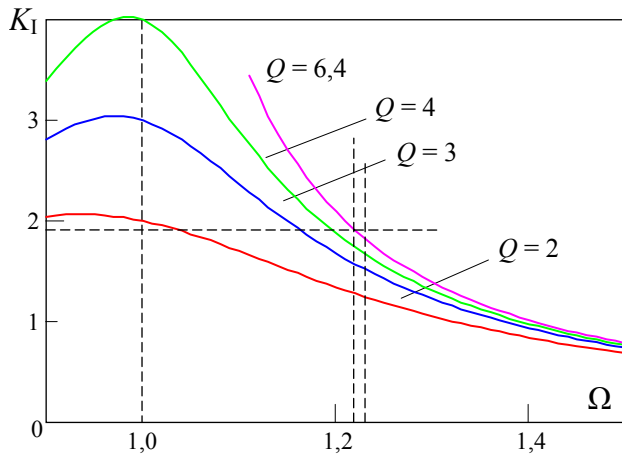
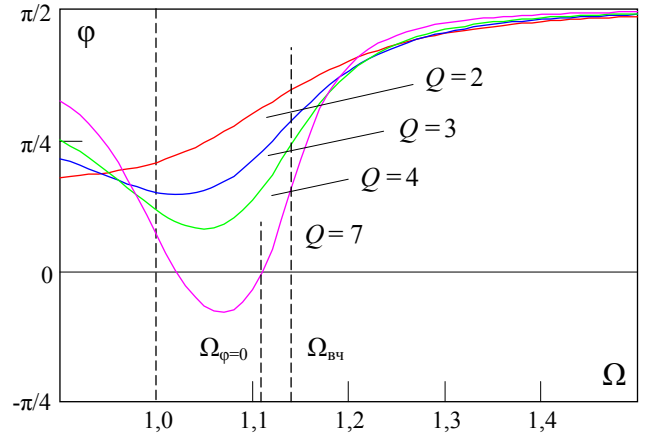
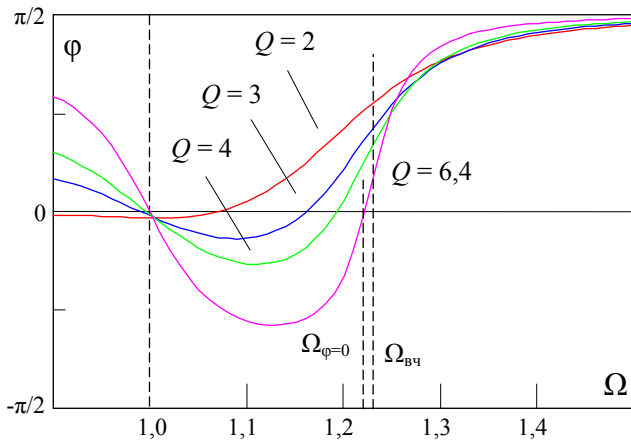
Согласование на верхней собственной резонансной частоте

Режим согласования на верхней собственной резонансной частоте $LCLC$ -контура характеризуется противофазным положением входного напряжения контура относительно выходного тока согласно векторной диаграмме (рисунок 5.8,а). Вектор входного тока (тока инвертора) имеет положительную фазу φ , определяемую частотным смещением $\Omega_{вч}$ и добротностью, что позволяет получить ZVS-коммутацию. Ток конденсатора является суммой выходного и входного токов, в частном случае при $Q \rightarrow \infty$ и $\varphi \rightarrow 0$ сумма является алгебраической.

Частотные характеристики при разных частотных расстройках показаны на рисунке 5.8б,в. Уменьшение смещения частоты $(\Omega_{вч} - 1)$ увеличивает угол φ и сдвигает рабочую точку в область больших значений K_I .



a



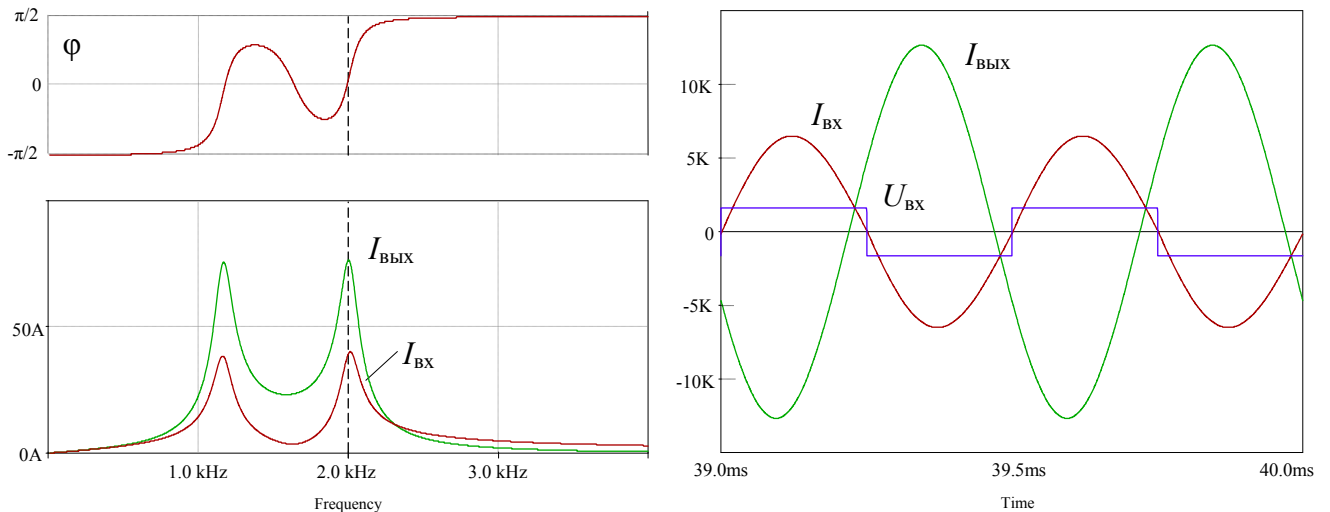
б

в

Рисунок 5.8 – Векторная диаграмма параметров контура на частоте $\Omega_{вч}$ (*a*); частотные характеристики при разных значениях верхней резонансной частоты $\Omega_{вч} = 1,23$ (*б*); $\Omega_{вч} = 1,1$ (*в*)

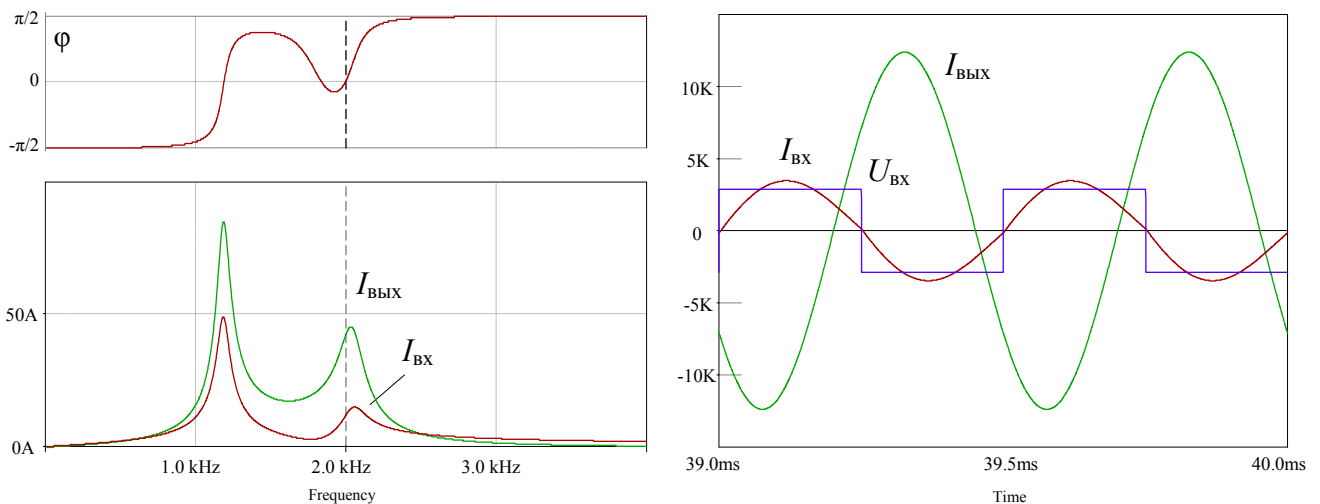
Показано, что ввиду ограниченного значения добротности частота нулевой фазы $\Omega_{\varphi=0}$ отличается от частоты $\Omega_{\text{ВЧ}}$. На малых добротностях при условии $\Omega_0 \rightarrow \Omega_{\text{ВЧ}}$ уравнение $\varphi(\Omega) = 0$ теряет корни (рисунок 5.8,б).

В OrCad9.2 проведено моделирование $LCLC$ -контура в описываемом режиме согласования при настройке частоты нулевой фазы $\Omega_{\varphi=0}$ на частоту 2 кГц при параметрах нагрузки $R = 8,2$ мОм, $L_n = 5,2$ мкГн (рисунок 5.9).



$$\Omega_{\text{ВЧ}} = 1,23 (\Omega_f = 0,88 P_f = 3,5), L_f^* = 4, C_f = 580 \text{ мкФ}, C_n = 1800 \text{ мкФ}$$

a



$$\Omega_{\text{ВЧ}} = 1,14 (\Omega_f = 0,76, P_f = 4,55), L_f^* = 6, C_f = 434 \text{ мкФ}, C_n = 1500 \text{ мкФ}$$

б

Рисунок 5.9 – Результаты моделирования $LCLC$ -контура в режиме деления тока на верхней резонансной частоте при разных значениях $\Omega_{\text{ВЧ}}$ и $R = 8,2$ мОм, $L_n = 5,2$ мкГн

Для заданной частотной расстройки $\Omega_{\text{вч}} = 1,23$ получены расчетные параметры добротности $Q = 6,4$ и элементов контура: $C_n = 1,8$ мФ, $C_f = 580$ мкФ; коэффициент передачи составил $K_I = 1,93$ при расчетном значении $K_I(\Omega_{\varphi=0}) = 1,91$.

В случае $\Omega_{\text{вч}} = 1,14$ ($\Omega_0 \rightarrow \Omega_{\text{вч}}$) получены параметры $C_n = 1,5$ мФ, $C_f = 434$ мкФ, $Q = 7$ и больший коэффициент $K_I = 3,56$ (рисунок 5.9,б) при расчетном $K_I(\Omega_{\varphi=0}) = 3,55$. Таким образом, можно констатировать увеличение коэффициента передачи тока при уменьшении частотной расстройки.

Характеристики при согласовании LCL-контуром

В частном случае при $C_f \rightarrow \infty$ LCLC-контур переходит в состояние LCL-топологии, которая позволяет реализовать режим согласования на верхней частоте. В этом случае в уравнении (5.1) влияние коэффициентов Ω_f и P_f отражено отношением дросселей L_f^* . Свойства LCL-топологии в режиме согласования эпизодично рассматривались в [157–166], а также автором в [168]. В указанных работах получены характеристики в условиях $Q \rightarrow \infty$ и $K_I \approx L_f^*$. Следует отметить, что в общем виде коэффициент передачи LCL-топологии по току зависит от добротности согласно выражению (5.4).

Реактивная составляющая входного импеданса LCL-контура и значение высокой резонансной частоты зависят от соотношения дросселей L_f^* :

$$\text{Im } Z(\Omega) = \rho\Omega \left(L_f^* + \frac{Q^2(1-\Omega^2)-1}{Q^2(1-\Omega^2)^2 + \Omega^2} \right), \quad (5.19)$$

$$\Omega_{\text{вч}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_n L_f}{L_n + L_f} C_n}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_f^*}{1 + L_f^*} L_n C_n}} \rightarrow \Omega_{\text{вч}} = \sqrt{\frac{L_f^* + 1}{L_f^*}}. \quad (5.20)$$

Выходной ток LCL-контура определяется выражением

$$I_{\text{вых}}^*(\Omega) = \frac{\cos \varphi(\Omega)}{K_I(\Omega)}, \quad (5.21)$$

имеет максимум на частоте $\Omega_{\text{вч}}$, равный $1/L_f^*$ и не зависящий от добротности (рисунок 5.10,а). При этом ФЧХ при изменении L_f^* показывает смещение высокой резонансной частоты (рисунок 5.10,б).

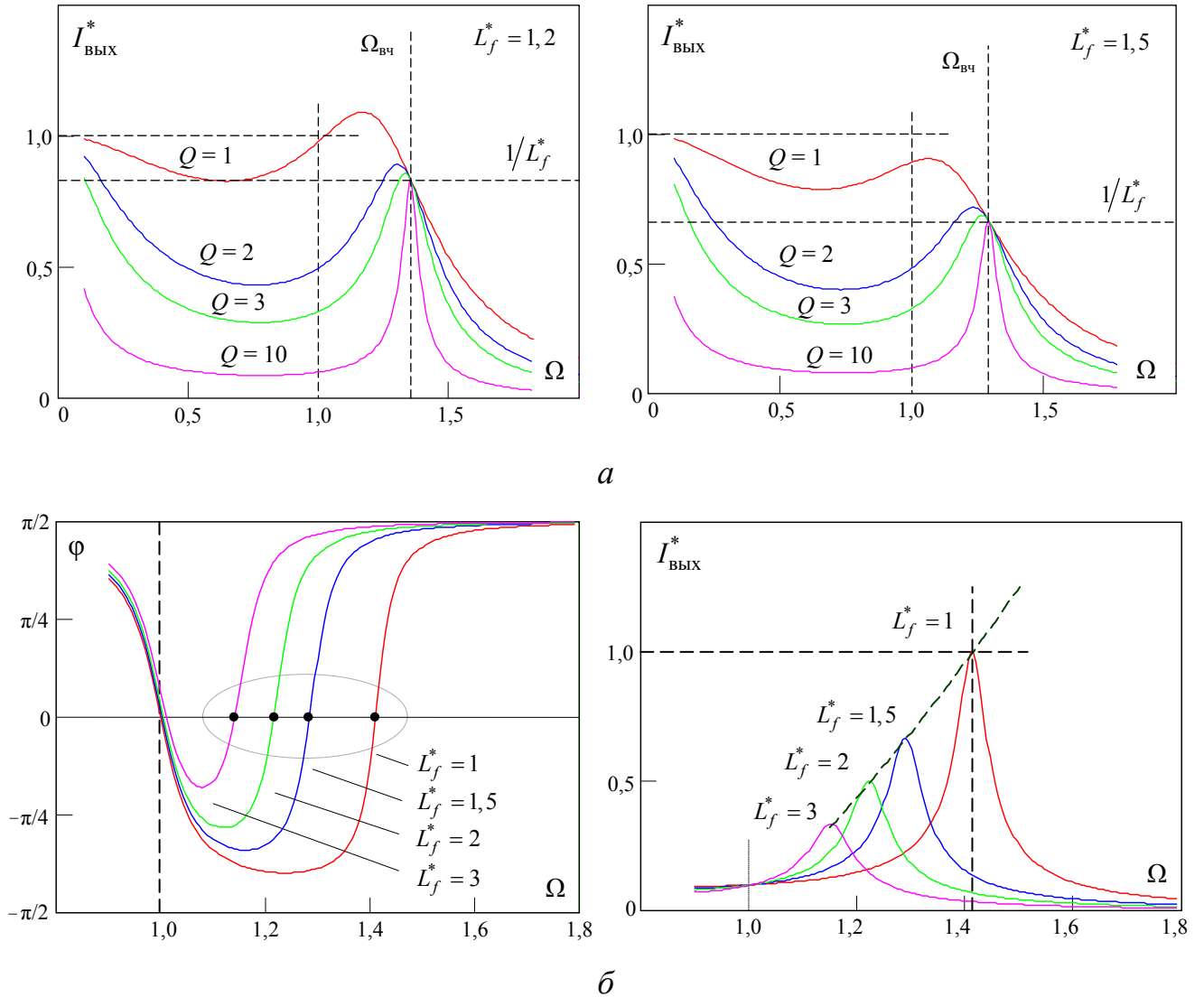


Рисунок 5.10 – Частотные зависимости LCL -контура при разных значениях L_f^* :

а – выходной ток LCL -контура при разных добротностях;

б – характеристики при $Q = 10$

Коэффициент передачи в точке нулевой фазы входного тока можно получить решением уравнения $\varphi(\Omega) = 0$. Соответствующая функция получена решением уравнения

$$\varphi(\Omega, L_f^*, Q) = 0 \rightarrow L_f^* \Omega + L_f^* \Omega \cdot \xi^2(Q, \Omega) - Q \cdot \xi(Q, \Omega) - 1 = 0. \quad (5.22)$$

Выбором корней, соответствующих диапазону $\Omega > 1$, получена зависимость частоты от соотношения дросселей в виде функции $\Omega_{\text{вч0}}(L_f^*, Q)$ (рисунок 5.11,а). Увеличение L_f^* ограничено точкой отрыва ФЧХ и выражается в потере корней уравнением (5.13). Показано, что чем ниже добротность контура, тем более узок допустимый диапазон изменения L_f^* . Формирование коэффициентов передачи $K_I > 1$ требует локализации частоты в области $1 < \Omega_{\text{вч0}} < \sqrt{2}$. С помощью функции $\Omega_{\text{вч0}}(L_f^*, Q)$ получена зависимость коэффициента передачи (рисунок 5.11,б)

$$K_{I_{\text{вч0}}}(L_f^*, Q) = \frac{Q}{\Omega_{\text{вч0}}(L_f^*, Q)} \frac{1}{\sqrt{1 + \xi_{\text{вч0}}^2(L_f^*, Q)}}. \quad (5.23)$$

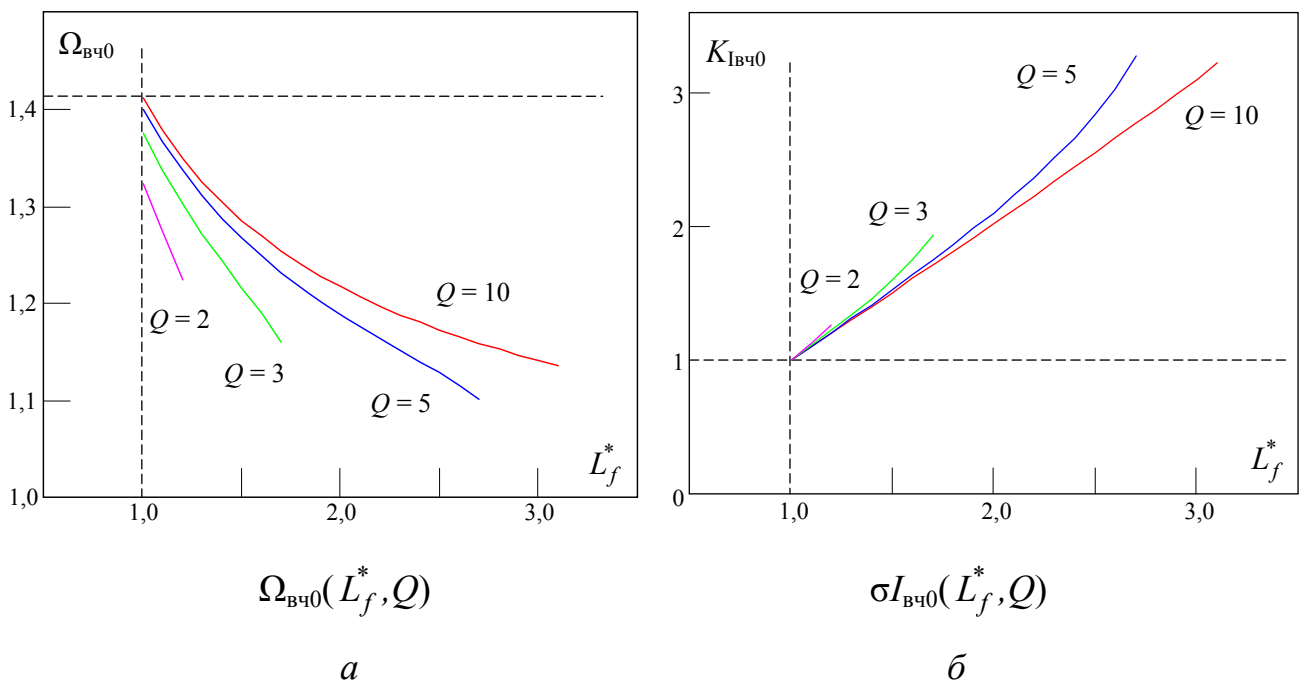


Рисунок 5.11 – Характеристики LCL -контура на частоте нулевой фазы $\Omega_{\text{вч0}}$ от соотношения индуктивностей L_f^*

Линейность зависимости $K_{I_{\text{вч0}}}(L_f^*, Q)$ сохраняется только при существенных добротностях $Q \rightarrow \infty$ и обусловлена образованием делителя тока между дросселями LCL -контура, в этом случае можно считать справедливым $K_I \approx -L_f^*$, однако влияние нагрузки приводит к нелинейности и ограничивает диапазон.

Таким образом, можно констатировать, что в общем случае зависимость K_I от соотношения индуктивностей L_f^* косвенная, так как эта переменная не присутствует явно в формуле (5.4), но при наложении условия $\varphi = 0$ является инструментом настройки требуемого $K_{I_{вч0}}$ в резонансном режиме.

Согласование на нижней резонансной частоте LCLC-контура

Режимы согласования на нижней и верхней резонансных частотах во многом аналогичны. Режим на верхней частоте проиллюстрирован векторной диаграммой (рисунок 5.12,а). Ток резонансного конденсатора C_n в этом случае является разностью входного и выходного токов, соответственно, конденсатор имеет меньшую мощность. Смещение резонансной частоты $\Omega_{нч} \rightarrow 1$ приводит к увеличению тока конденсатора C_n , в результате чего фаза входного тока смещается в сторону опережения, увеличивая коэффициент передачи тока K_I . Поэтому входной ток на частоте $\Omega_{нч}$ имеет отрицательную фазу относительно напряжения, определяемую добротностью параллельного контура, т.е. фазу жесткой коммутации. Диапазон регулирования тока в этом режиме локализован на ветви АЧХ, связывающей нижнюю частоту с частотой параллельного контура (т.е. ветви положительных фаз входного тока). Частотные характеристики в указанной области при разных значениях частоты $\Omega_{нч}$ показаны на рисунке 5.12,б. Необходимо отметить частоту нулевой фазы входного тока $\Omega_{нч0} = \Omega_{\varphi=0}$. Уменьшение расстройки частоты $\Omega_{нч} \rightarrow 1$ при малых добротностях приводит к увеличению смещения $\Omega_{нч0} - \Omega_{нч}$ при стабильности выходного тока ($I_{\text{вых}}^* = \text{const}$).

ФЧХ входного тока (рисунок 5.12) показывает, что при $\Omega_{нч} \gg \Omega_0$ и добротностях $Q > 4$ (см. рисунок 5.12,а) углом опережения φ в практических расчетах можно пренебречь и связать токи контура алгебраическим уравнением $I_{\text{вх}} + I_{Cn} = I_{\text{вых}}$, тогда, учитывая равенство напряжений $U_{Cn} = U_{LC}$, коэффициент передачи

$$K_I = \frac{1}{1 - \omega^2 C_n L_n} = \frac{1}{1 - \Omega^2}. \quad (5.24)$$

Однако при $\Omega_{нч} \rightarrow \Omega_0$ и малых добротностях это недопустимо (см. рисунок 5.12,б).

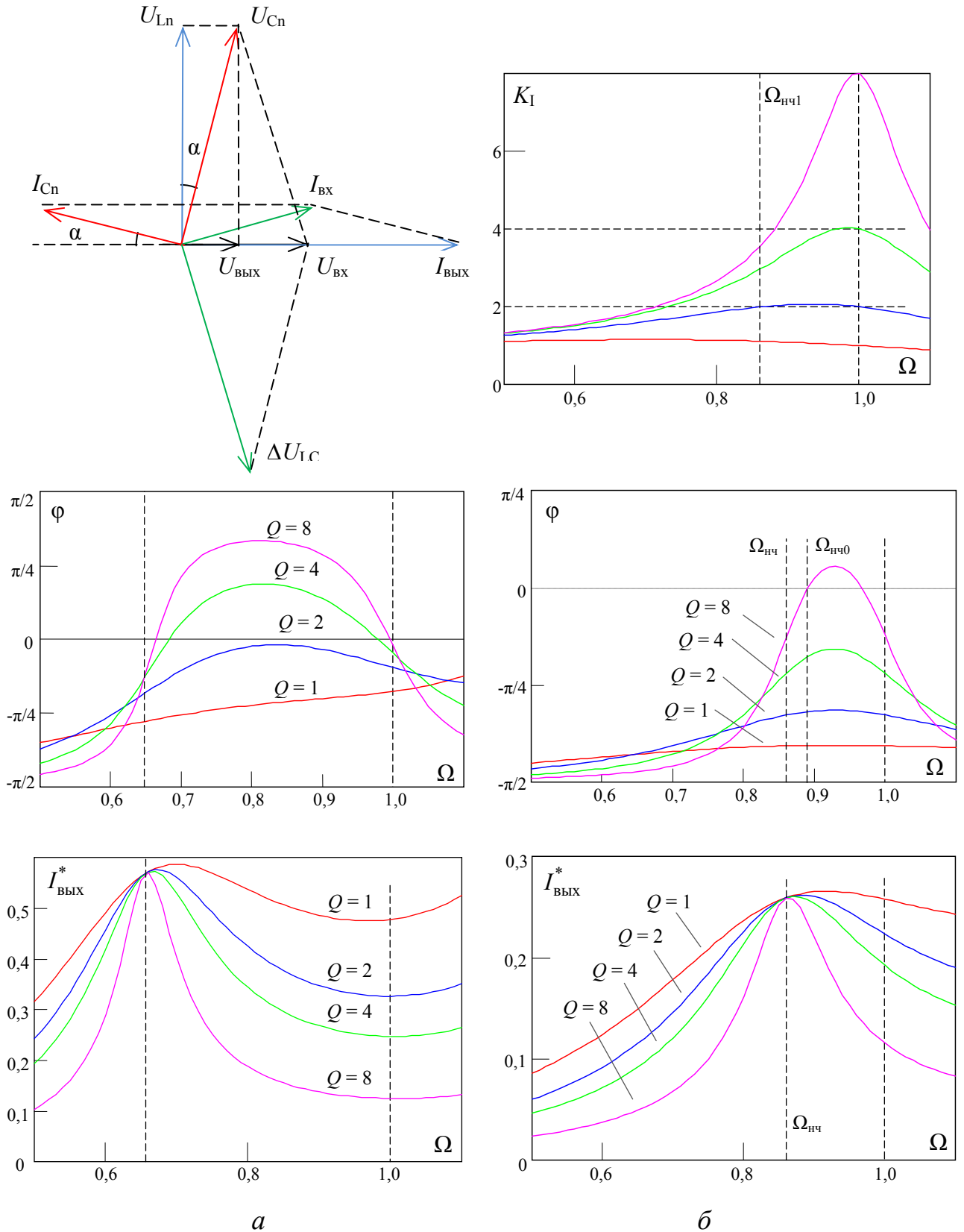
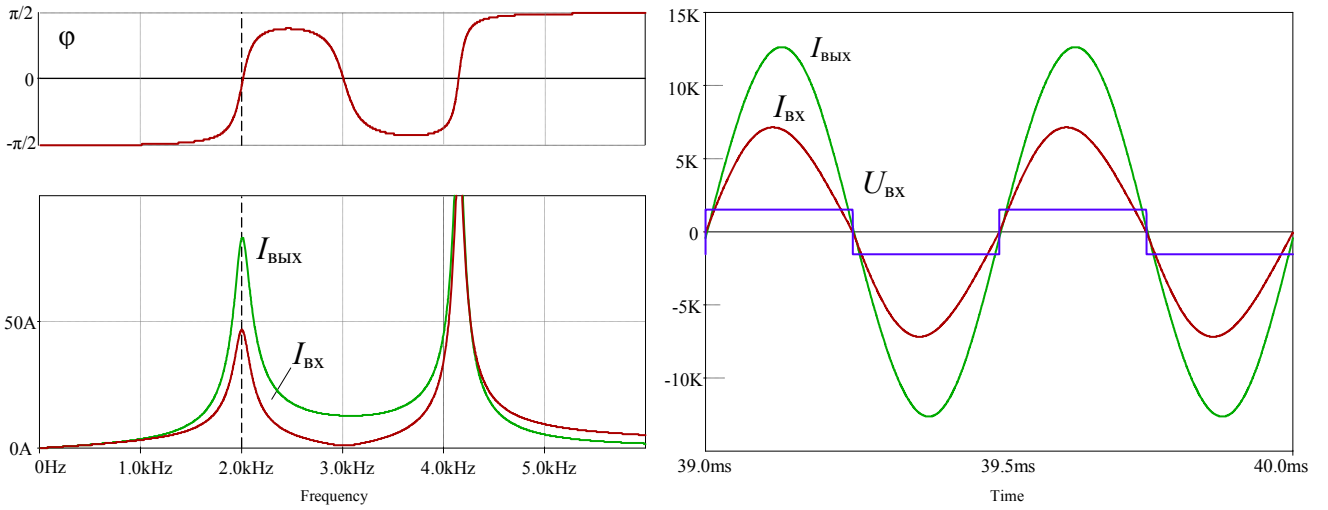


Рисунок 5.12 – Частотные характеристики при согласовании на нижней резонансной частоте при $\Omega_{нч} = 0,657$ ($\Omega_f = 1,11$, $P_f = 1.8$) (а); $\Omega_{нч} = 0,86$ ($\Omega_f = 1,46$, $P_f = 3$) (б)

Проведено моделирование $LCLC$ -контура при частотных расстройках $\Omega_{нч} = 0,657$ и $\Omega_{нч} = 0,86$ (см. рисунок 5.12) и настройке нижней резонансной частоты на 2 кГц при параметрах нагрузки $R = 8,2$ мОм, $L_n = 5,2$ мкГн. В этом режиме для частотной расстройки $\Omega_{нч} = 0,657$ получены расчетные параметры: добротность $Q = 12$, значения элементов контура $C_n = 535$ мкФ, $L_f^* = 2$, $C_f = 323$ мкФ. Результаты моделирования показали фактически нулевую фазу входного тока и значение коэффициента передачи $K_I = 1,8$, при аналитическом расчете получено $K_I = 1,78$.

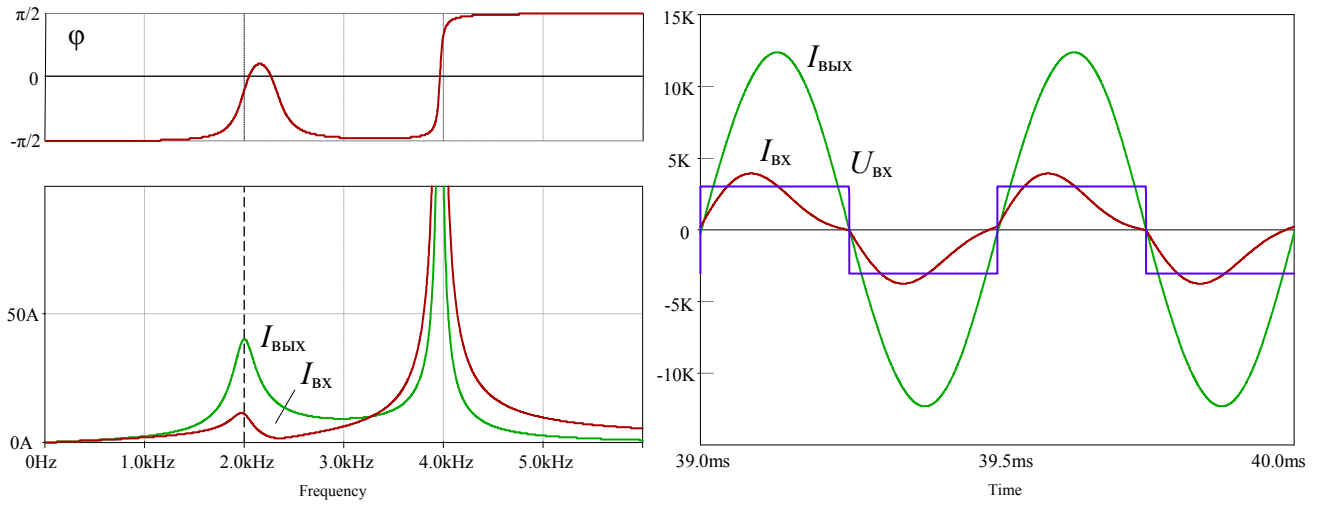
Частотная расстройка $\Omega_{нч} = 0,86$ соответствует меньшей добротности равной $Q = 9,3$, поэтому элементы контура: $C_f = 210$ мкФ, $C_n = 900$ мкФ, $L_f^* = 2$. Результаты моделирования показаны на рисунке 5.13,б,в. Получен коэффициент передачи тока $K_I = 3,8$ близкий к значению аналитического расчета $K_I = 3,6$ и отрицательная фаза первой гармоники входного тока. В данном режиме ZVS коммутация транзисторов достигается за счет искажений тока, вызванных высшими гармониками. Это можно проиллюстрировать моделированием при разных соотношениях дросселей L_f^* резонансного контура, определяющих коэффициент передачи на 3-й гармонике. Показаны результаты при $L_f^* = 2$, что обеспечивает нулевой ток включения (см. рисунок 5.13,б), и $L_f^* = 1$ при положительном токе включения (см. рисунок 5.13,в).

Таким образом, смещение частоты параллельного контура к нижней резонансной частоте $\Omega_{нч} \rightarrow 1$ увеличивает коэффициент передачи тока K_I , при этом фаза тока на резонансной частоте принимает ненулевые значения (рисунок 5.12,б), соответственно на характеристики начинает оказывать влияние добротность параллельного контура и соотношение токов определяется общим выражением (5.4). Результаты моделирования обобщены в таблице 5.1.



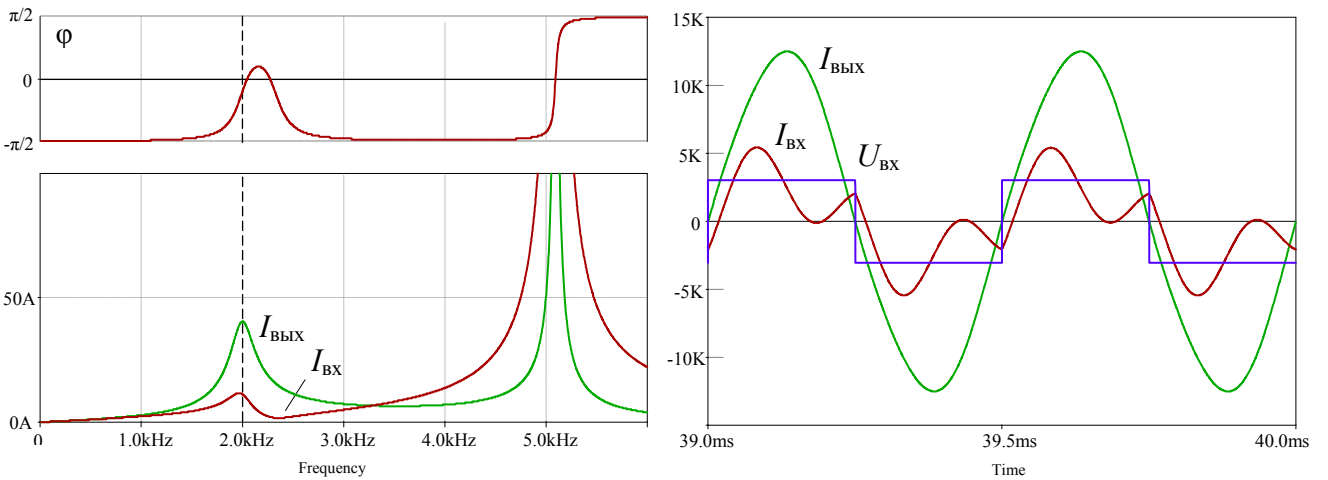
$\Omega_{\text{нч}} = 0,657, \Omega_f = 1,11, P_f = 1,8 (C_n = 535 \text{ мкФ}, L_f = 2L_n, C_f = 323 \text{ мкФ}), Q = 12$

a



$\Omega_{\text{нч}} = 0,86, \Omega_f = 1,46, P_f = 3 (C_f = 210 \text{ мкФ}, C_n = 900 \text{ мкФ}), Q = 9,3, L_f^* = 2$

б



$\Omega_{\text{нч}} = 0,86, \Omega_f = 0,89(1,12), P_f = 2 (C_f = 255 \text{ мкФ}, C_n = 900 \text{ мкФ}), Q = 9,3, L_f^* = 1$

в

Рисунок 5.13 – Результаты моделирования на нижней частоте при $f_{\text{нч}} = 2 \text{ кГц}$

Таблица 5.1 – Результаты моделирования режима согласования на нижней частоте при настройке $f_{\text{нч}} = 2 \text{ кГц}$ при $L_n = 5,2 \text{ мкГн}$, $R = 8,2 \text{ мОм}$

f_0 , кГц	C_n , мкФ	C_f , мкФ	$I_{\text{вх}}^*$, А	$I_{\text{вх}}^*$, А	K_I модель	K_I расчет
2,25	900	210	38	10	3,80	3,6
3,00	535	323	82	46	1,8	1,78

Частота касания резонансного LCLC-контура

Режимы согласования на собственных частотах LCLC-контура позволяют обеспечить нулевую фазу входного тока в диапазоне существенно меньшем, чем $K_I = [1 \dots Q]$, что объясняется искажениями ФЧХ, вызванными ограниченным значением добротности. При определенном значении добротности ФЧХ может не пересекать ось абсцисс и происходит потеря частоты нулевой фазы (рисунок 5.14,а). Соответствующую точке отрыва ФЧХ частоту можно назвать частотой касания (рисунок 5.14,б).

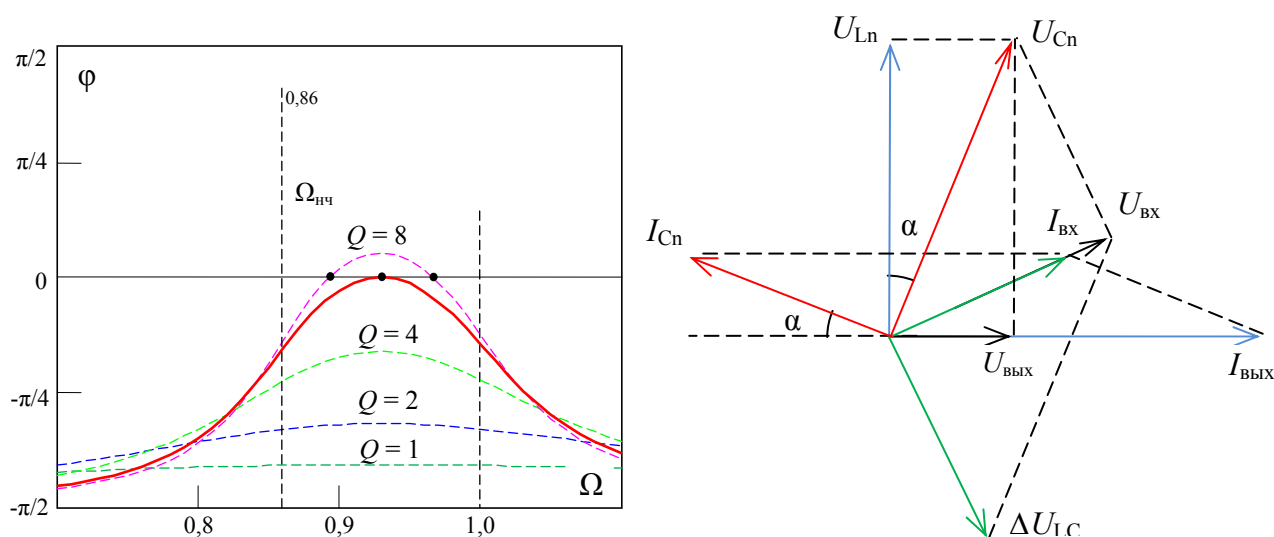


Рисунок 5.14 – Векторная диаграмма параметров контура и ФЧХ на частоте касания $\Omega_{\text{нч}} = 0,86$, $\Omega_f = 1,46$, $P_f = 3$, $L_f^* = 2$

Частоту касания f_t (touch) можно определить дифференцированием ФЧХ и решением уравнения

$$\frac{d\varphi(\Omega)}{d\Omega} = 0 \rightarrow \frac{d \operatorname{Im} Z(\Omega)}{d\Omega} = 0. \quad (5.25)$$

После громоздких, но несложных преобразований установлено, что частоту касания в диапазоне реальных значений добротности можно приближенно определить функцией

$$\Omega_t(Q) \approx \sqrt{1 \pm 1/Q}. \quad (5.26)$$

Коэффициенты Ω_f и P_f , обеспечивающие настройку резонансного контура на частоту касания, определяются выражением (5.4), а коэффициент передачи тока на Ω_t –

$$\begin{aligned} K_{It}(Q) &= \frac{1}{\sqrt{\Omega_t(Q)^2/Q^2 + (1 - \Omega_t(Q)^2)^2}} = \\ &= \frac{Q}{\sqrt{\Omega_t(Q)^2 + Q^2(1 - \Omega_t(Q)^2)^2}}. \end{aligned} \quad (5.27)$$

Частотные характеристики резонансного *LCLC*-контура на частоте касания показаны на рисунке 5.15.

С учетом выражения (5.26) можно получить зависимость K_{It} от добротности (рисунок 5.16). Коэффициент передачи по току в диапазоне практически применяемых добротностей составляет $K_{It} \approx 0,75Q$, что является предельно возможным значением K_I , достигаемым на собственных частотах в условиях нулевой фазы входного тока.

Обобщить полученные результаты можно зависимостью коэффициента передачи тока от частоты параллельного контура $K_I(f_0)$ при частоте согласования $f = 2$ кГц, обеспечивающей нормализованную добротность $Q_0 = 8$ (рисунок 5.17). Показаны области достижения нулевой фазы входного тока, которые на собственных резонансных частотах ограничены частотными расстройками, соответствующими частоте касания.

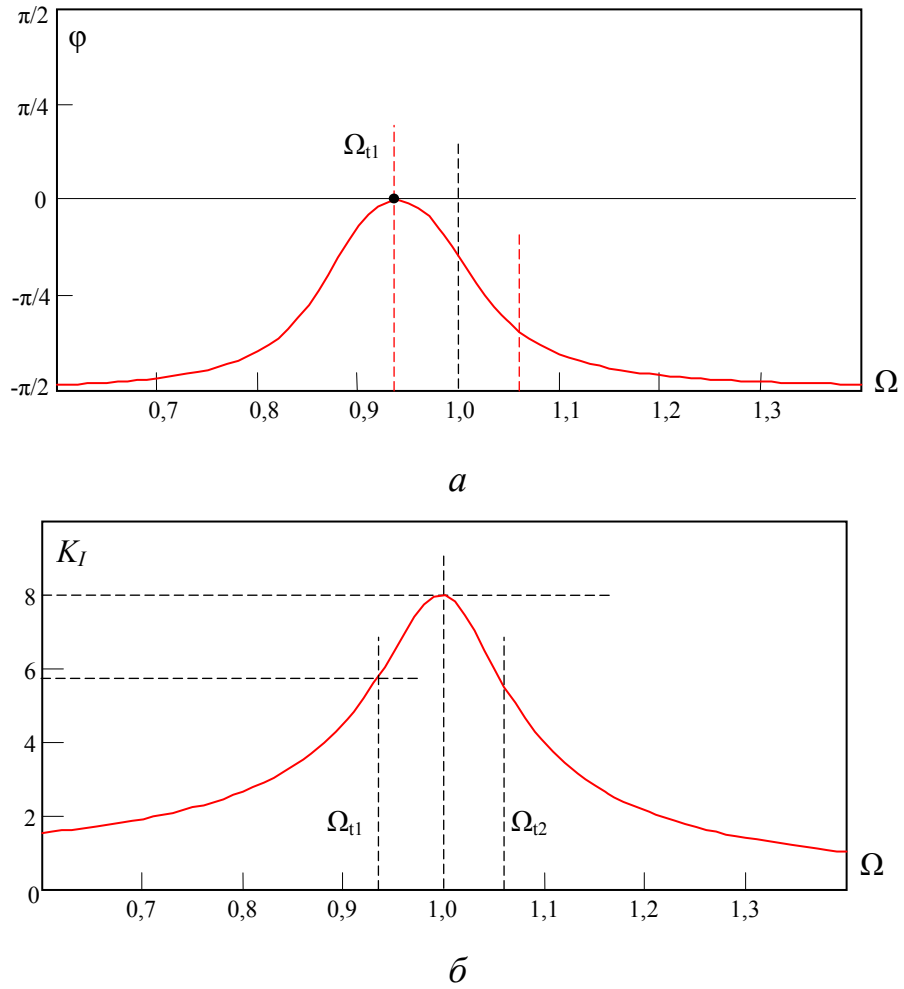


Рисунок 5.15 – Характеристики контура на частоте касания:
 a – коэффициент передачи; b – ФЧХ

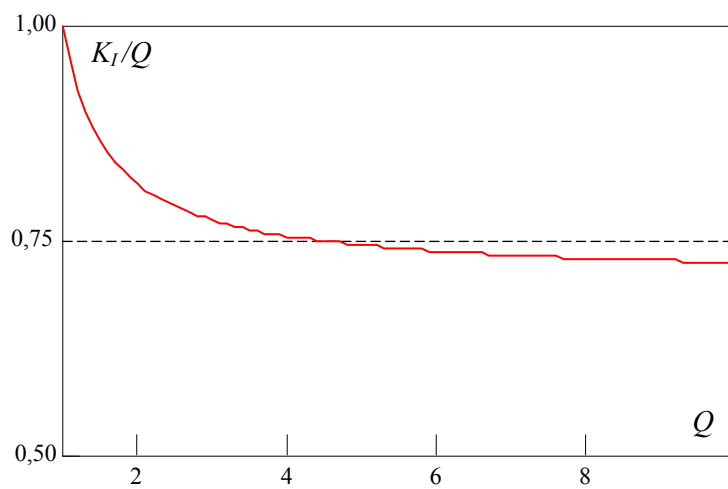


Рисунок 5.16 – Коэффициент передачи по току на частоте касания соотнесенный к добротности

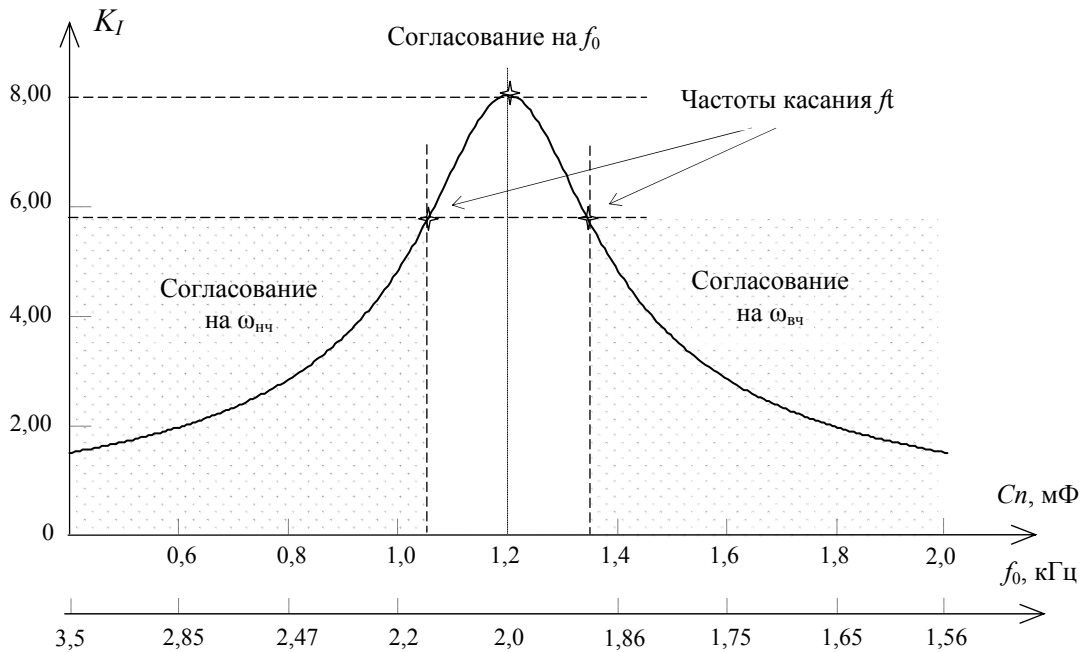


Рисунок 5.17 – Коэффициент передачи по току при рабочей частоте 2 кГц в функции от частоты параллельного частичного контура при $Q_0 = 8$

5.4 Регулирование тока резонансного *LCLC*-преобразователя в области нижней резонансной частоты

5.4.1 Зависимость характеристик регулирования от положения частоты параллельного частичного контура

Режим согласования на нижней частоте позволяет регулировать коэффициент передачи тока частотной расстройкой параллельного контура Ω_0 . Это отражено семейством частотных характеристик *LCLC*-контура, показанным при разных Ω_0 (рисунок 5.18). При фиксации нижней частоты значением $\Omega = 1$ в расчетах удобно задавать частотную расстройку в виде $\Omega_0 = \omega_0/\omega_{нч}$. Соответственно ток на резонансной частоте $I_{\text{вых}}^*(\Omega)$ также зависит от расстройки Ω_0 (рисунок 5.18,в). ФЧХ входного тока из-за влияния добротности контура при малых частотных расстройках демонстрирует свойства инерционности (рисунок 5.18,б). В частности, на рассматриваемом интервале $[1 \dots \Omega_0]$ при $\Omega_0 \rightarrow 1$ фаза входного тока не достигает угла $\varphi \rightarrow \pi/2$, а ограничивается некоторым

максимумом на частоте Ω_{rz} . При $\Omega_{вч} \gg \Omega_0$ частоту максимальной фазы можно считать средним значением частот

$$\Omega_{rz} = \frac{\Omega_0 + 1}{2\Omega_0}. \quad (5.28)$$

В целом частотная расстройка Ω_0 является параметром, полностью описывающим свойства контура на интервале нижней частоты $[1 \dots \Omega_0]$, использование общих параметров Ω_f , P_f является избыточным и определяет положение верхней резонансной частоты.

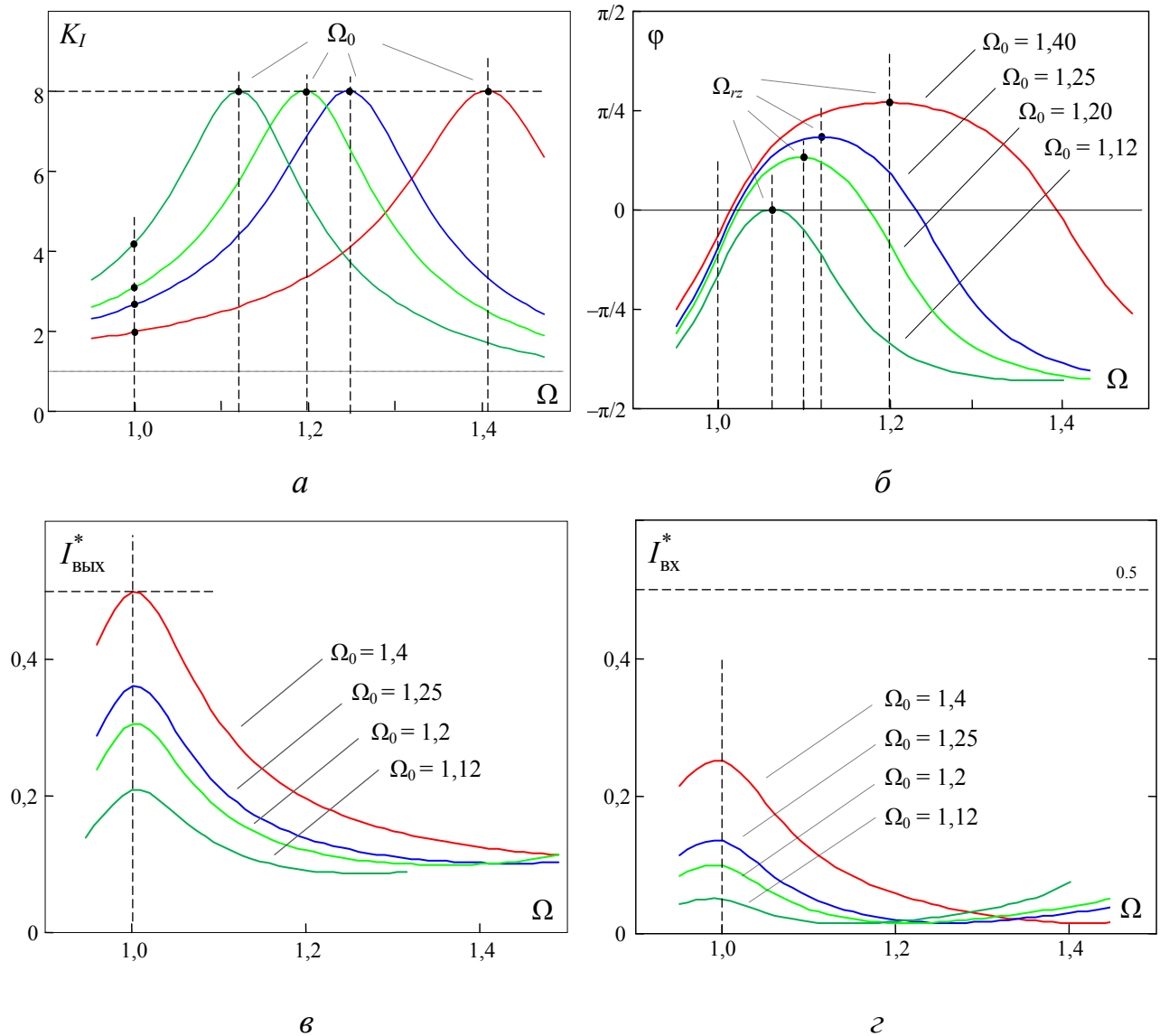


Рисунок 5.18 – Характеристики $LCLC$ -контура при смещении частоты параллельного контура Ω_0 и добротности $Q_0 = 8$

Частоты нулевых фаз $\Omega_{0нч}$ (частоты с $\varphi = 0$) имеют смещения относительно частоты $\Omega_{нч}$, которые увеличиваются с уменьшением расстройки Ω_0 . В предельном случае на частоте касания при $\Omega_0 = 1,12$ присутствует одна частота нулевой фазы $\Omega_{0нч}$ (см. рисунок 5.18,б).

Описанные инерционные свойства ФЧХ играют важную роль при регулировании выходного тока резонансного *LCLC*-преобразователя. При частотном регулировании выходной ток описывается АЧХ тока нагрузки (рисунок 5.18,в), входной и выходной токи, приведенные к общему максимуму, показаны на рисунке 5.19. Выходной ток описывается фактически одной кривой (рисунок 5.19,а), а входной ток зависит от расстройки параллельного контура Ω_0 (рисунок 5.19,б). При этом относительное уменьшение входного тока при регулировании существенно больше, чем выходного, что является следствием импедансного преобразования и позволяет уменьшить ток инвертора.

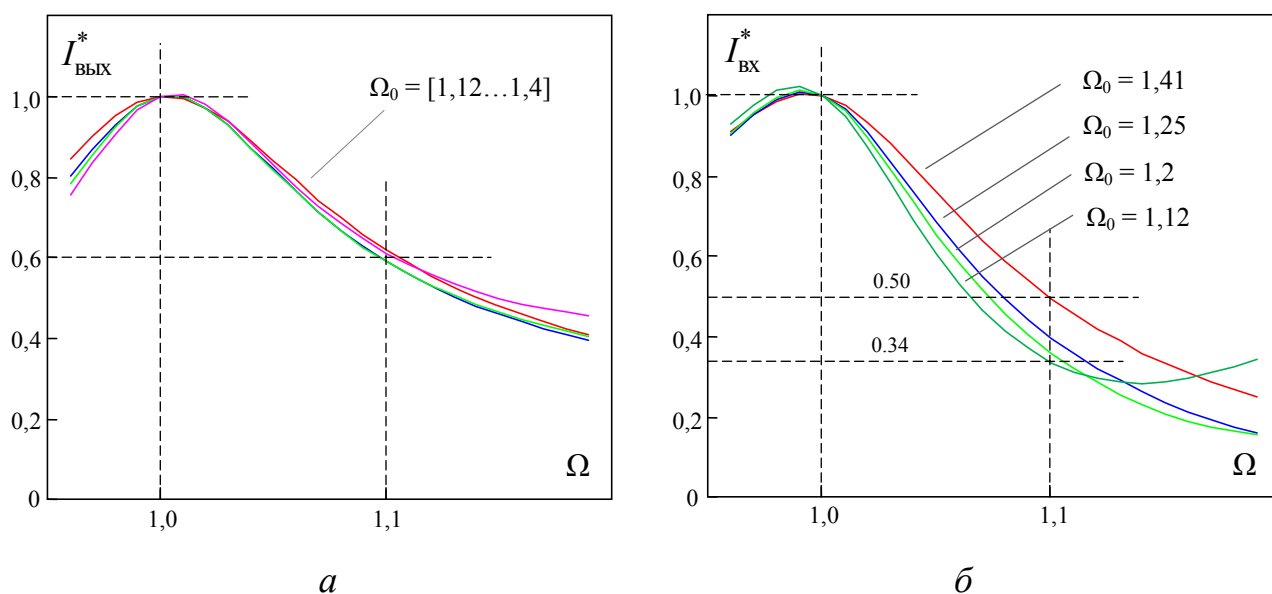


Рисунок 5.19 – Характеристики *LCLC*-преобразователя при частотном регулировании: выходной ток (а); входной ток (б)

Частотные зависимости выходного тока можно описать уравнением

$$I_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{1}{Z(\Omega, \Omega_f, P_f)} K_I(\Omega, \Omega_0) = \frac{\sqrt{\text{Re} Z(\Omega, \Omega_f, P_f)}}{Z(\Omega, \Omega_f, P_f)}. \quad (5.29)$$

При этом фаза входного тока и описывается (т.е. тока инвертора) определяет величину интервалов рекуперации и т.о. энергетическую эффективность преобразования (см. ФЧХ рисунок 5.18,б). Аналитически связать выходной ток с фазой входного тока можно уравнением

$$I_{\text{ВЫХ}}^* = \cos\left(\varphi\left(\Omega, \Omega_f, P_f\right)\right) \frac{1}{K_I\left(\Omega, \Omega_0\right)}, \quad (5.30)$$

в котором присутствует функция коэффициента передачи тока $K_I(\Omega, \Omega_0)$. Несмотря на наличие у функции $\varphi(\Omega, \Omega_f, P_f)$ аргументов Ω_f, P_f , на интервале $[1 \dots \Omega_0]$ их можно заменить на Ω_0 и исключить из уравнения фактически без потери точности вычислений. Полученная зависимость показана на рисунке 5.20,а. Изменение коэффициента передачи тока в процессе регулирования приводит к появлению максимума фазы, соответствующего частоте Ω_{rz} и ограничивающего доступный диапазон регулирования. Фаза тока инвертора при частотном регулировании определяется функцией $\varphi(\Omega, \Omega_0)$.

При ЧШИР регулирование осуществляется не только за счет изменения частоты, но и изменением амплитуды основной гармоники входного напряжения. Данное условие отражено уравнением

$$I_{\text{ВЫХ}}^* = \cos \alpha_1 \cdot \cos\left(\varphi\left(\Omega, \Omega_f, P_f\right)\right) \frac{1}{K_I\left(\Omega, \Omega_0\right)}, \quad (5.31)$$

$$I_{\text{ВЫХ}}^* = \cos \alpha_1 \cdot \cos\left(\varphi\left(\Omega, \Omega_f, P_f\right)\right) \frac{\Omega}{Q} \sqrt{1 + \xi_0^2}. \quad (5.32)$$

Свойство ЧШИР заключается в равенстве фазы тока углу регулирования, поэтому с учетом ФЧХ выражение (5.32) можно выразить в виде

$$I_{\text{ВЫХ}}^*(\Omega) = \cos^2\left(\varphi\left(\Omega, P_f, \Omega_f\right)\right) \sqrt{\frac{\Omega^2 \Omega_0^2}{Q^2} + \left(1 - \Omega^2 \Omega_0^2\right)^2}. \quad (5.33)$$

Характеристики представлены на рисунке 5.20,б. При ЧШИР, как и при частотном регулировании, за счет коэффициента передачи получено уменьшение входного тока по отношению к выходному в процессе регулирования. При

уменьшении выходного тока до уровня $I_{\text{ВЫХ}}^* = 0,6$ угол регулирования обеспечивает $I_{\text{ВЫХ}}^* = 0,53$ уже при $\Omega_0 = 1,4$ (см. рисунок 5.20,б), что является следствием импедансного преобразования нагрузки. Уменьшение расстройки Ω_0 приводит к большему уменьшению входного тока и, соответственно, сужению диапазона регулирования. При $\Omega_0 \gg 1$ коэффициент передачи тока $K_I \approx 1$ и характеристики соответствуют характеристикам LC -преобразователя. При этом ЧШИР за счет изменения амплитуды первой гармоники позволяет получить регулирование в полном диапазоне в области отрицательных углов.

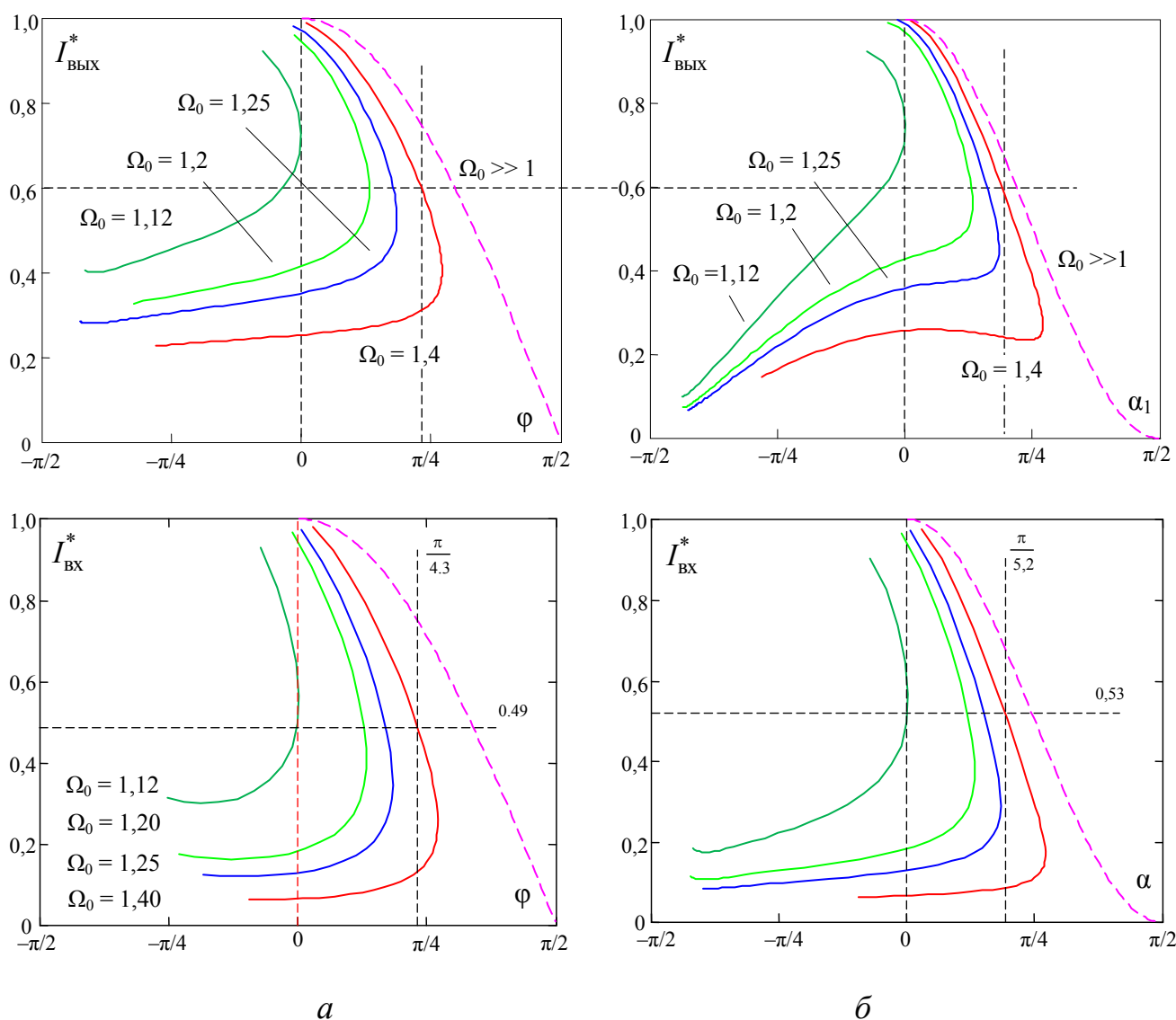


Рисунок 5.20 – Зависимости выходного тока $LCLC$ -преобразователя от фазы входного тока при разных смещениях частоты параллельного контура Ω_0 : а – частотное регулирование; б – ЧШИР

Показанные энергетические преимущества являются свойством режима согласования на нижней частоте резонансного *LCLC*-контура и основаны на импедансном преобразовании, происходящем при регулировании. При частотном регулировании из-за изменения частоты в более широком диапазоне данные свойства выражены более ярко и уменьшение тока инвертора более значительно.

5.5 Регулирование выходных параметров резонансного *LCLC*-преобразователя при изменяющейся нагрузке

Обеспечение требуемого режима передачи мощности часто осуществляется при изменяющейся в широком диапазоне нагрузке. В частности в процессах индукционного нагрева большинство образующихся при этом режимов можно свести к двум основным: режиму стабилизации тока нагрузки и режиму стабилизации мощности, последний особенно эффективен для реализации высокой скорости нагрева [181]. В резонансном *LCLC*-контуре, обладающем свойством преобразования импеданса, изменение нагрузки и, следовательно, добротности приводит к нелинейному изменению входных импедансно-частотных характеристик. Данные свойства влияют на диапазон изменения входного импеданса *LCLC*-контура, который в указанных условиях может отличаться от фактического диапазона изменения нагрузки и являться фактором, определяющим энергетическую эффективность преобразователя.

5.5.1 Стабилизация тока *LCLC*-преобразователя при частотном регулировании

Режим стабилизации тока на изменяющейся нагрузке можно продемонстрировать на примере частотного регулирования. Основные свойства такого режима показаны на примере классического *LC*-контура. Прежде всего нужно отметить, что добротность на изменяющейся нагрузке является ее функцией $Q(\sigma R) = Q_0 \cdot \sigma R$, где σR – относительное изменение нагрузки. АЧХ тока

контура при разных σR показана на рисунке 5.21,а. Решение уравнения в условиях стабилизируемого тока $I_s^* = \text{const}$

$$I_s^* = I^*(\Omega, Q_0, \sigma R) = \frac{\sigma R}{\sqrt{1 + \xi^2(\Omega, Q_0, \sigma R)}} = \sigma R \cdot \cos(\varphi(\Omega, Q_0, \sigma R)) \quad (5.34)$$

позволяет получить функцию изменения частоты при стабилизации тока $\Omega_f(\sigma R, Q_0, I_s^*)$, показанную на рисунке 5.21,б.

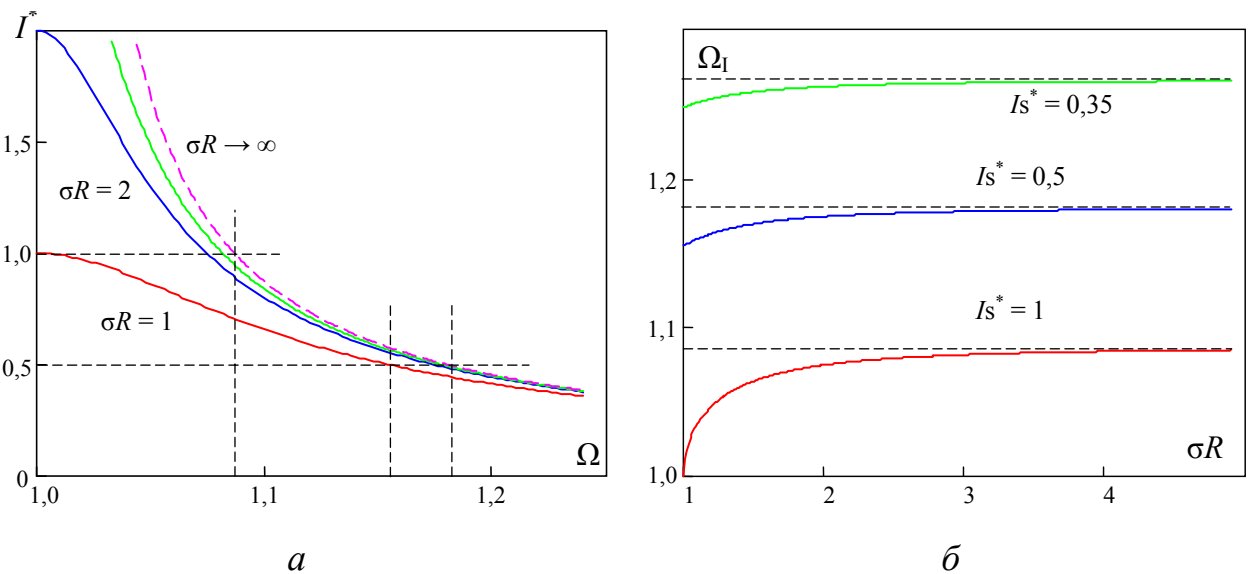


Рисунок 5.21 – Стабилизация тока в резонансном LC -преобразователе при частотном регулировании и $Q_0 = 6$

При предельном увеличении нагрузки $\sigma R \rightarrow \infty$ ток LC -контура описывается функцией $I^* = 1/\xi_0$, его стабилизация требует конечного изменения частоты, которая в таком режиме ограничена:

$$\lim_{\sigma R \rightarrow \infty} \Omega(\sigma R, Q_0, I_s^*) = \frac{1}{2Q_0 I_s^*} + \sqrt{\frac{1}{(2Q_0 I_s^*)^2} + 1}. \quad (5.35)$$

Особенность резонансного $LCLC$ -контура заключается во влиянии на процесс регулирования импедансного преобразования, что выражается в переменном коэффициенте передачи тока и особенно ярко выражено при малых частотных расстройках Ω_0 . Частотные характеристики при $\Omega_0 = 1,23$ и $Q_0 = 6$ на разных нагрузках показаны на рисунке 5.22. Нужно отметить характер функции

$K_I(\Omega, Q_0, \sigma R)$, которая в этом случае зависит не только от частоты, но и от нагрузки, особенно в области $\Omega \rightarrow \Omega_0$ (рисунок 5.22, б).

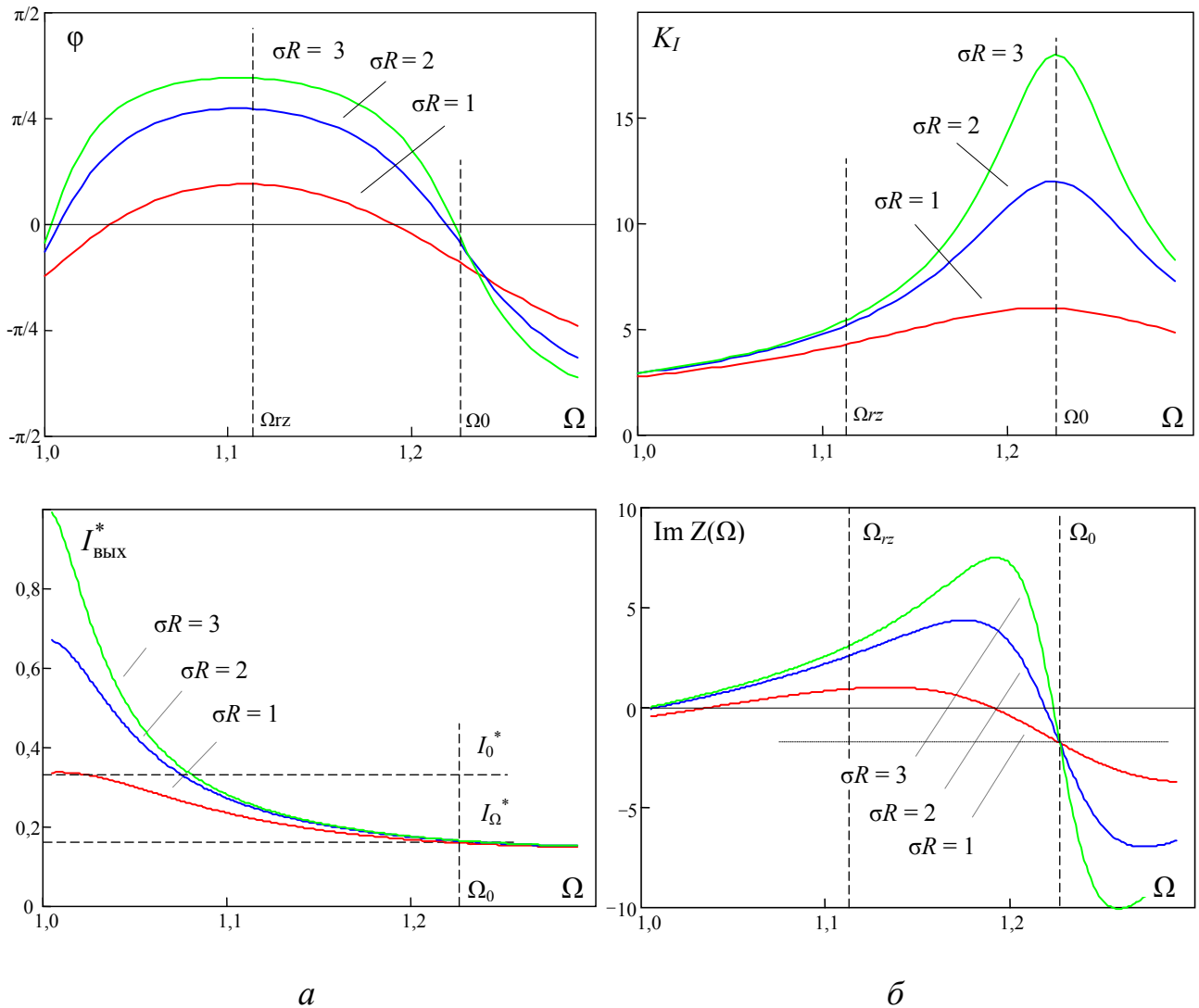


Рисунок 5.22 – Частотные характеристики $LCLC$ -контура на разных нагрузках при $\Omega_0 = 1,23$, $Q_0 = 6$, $K_{I_0} = 2,76$

В представленной конфигурации ($\Omega_0 = 1,23$ и $Q_0 = 6$) при стабилизации тока I_0 (соответствующего $\sigma R = 1$) коэффициент передачи тока нижней частоты $K_{I_{\Omega=1}} = 2,76$ определяет максимальное значение тока $I_0^* = 0,335$ ($I_{\text{ВЫХ}}$ показан по отношению к $U_{\text{ВХ1}m}/R$). Другой характерной точкой является ток I_{Ω}^* , соответствующий частоте Ω_0 , на которой свойства импедансного преобразования обеспечивают параметрическую стабилизацию тока. В области больших частотных расстройк ($\Omega_0 \gg 1$) $K_I \rightarrow 1$, свойства импедансного преобразования

отсутствуют, а характеристики $LCLC$ можно считать характеристиками LC -контура.

В режиме стабилизации выходного тока I_s^* функция изменения частоты $\Omega_1(\Omega_0, Q_0, \sigma R, I_s^*)$ может быть определена решением уравнения

$$I_s^* = I_{\text{ВЫХ}}^* (\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R) = \sigma R \frac{\cos(\varphi(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R))}{K_I(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)}, \quad (5.36)$$

входной ток контура в таком режиме – величина, обратная коэффициенту передачи:

$$I_{\text{ВХ}}^* (\Omega_0, Q_0, \sigma R, I_s^*) = \frac{1}{K_I(\Omega_1(\sigma R, \Omega_0, Q_0, I_s^*), Q_0, \sigma R)}. \quad (5.37)$$

Результаты решения численными методами MathCad при стабилизации разных значений тока в диапазоне $[I_0^* \dots I_{\Omega}^*]$ показаны на рисунке 5.23. Увеличение коэффициента передачи тока в процессе регулирования обеспечивает уменьшение входного тока (т.е. тока инвертора) и статических потерь. Кривая $I_s^* = I_{\Omega}^*$ соответствует минимальной частотной расстройке $\Omega \rightarrow \Omega_0$, в этом случае частота фактически неизменна, так как стабилизация достигается исключительно за счет импедансного преобразования (рисунок 5.23,а).

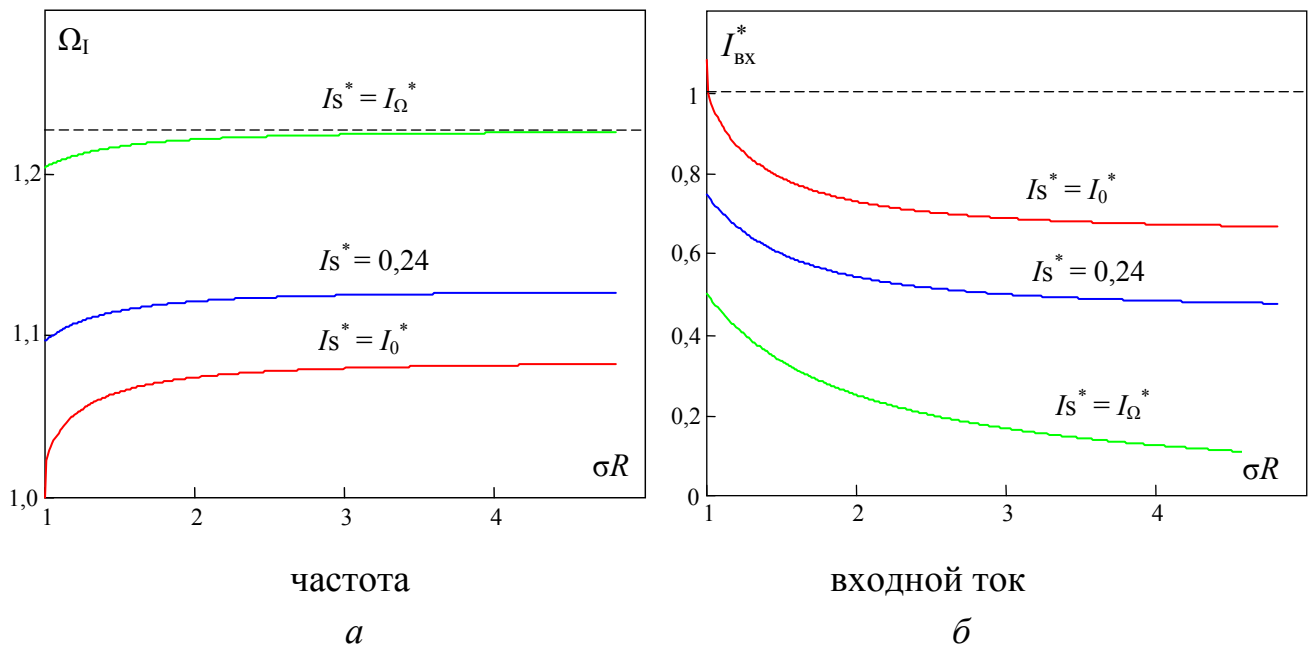


Рисунок 5.23 – Стабилизация выходного тока $LCLC$ -преобразователя при его разных значениях и $\Omega_0 = 1,23$, $Q_0 = 6$

Таким образом, стабилизация значения тока, близкого к току частоты параллельного контура I_{Ω}^* , является энергетически наиболее эффективным режимом, так как входной ток $I_{\text{вх}}^*$ $LCLC$ -контура, т.е. ток инвертора, существенно уменьшается при увеличении нагрузки (рисунок 5.23,б).

Диапазон частотной подстройки при стабилизации тока ограничен (как и в LC -преобразователе), что обусловлено увеличением добротности в процессе регулирования. При этом фаза входного тока описывается уравнением

$$\varphi(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R) = \arctg \left(Q(\sigma R) \frac{\text{Im} Z(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)}{\text{Re} Z(\Omega, Q_0, \sigma R)} \right), \quad (5.38)$$

результаты его решения при разных значениях стабилизируемого тока показаны на рисунке 5.24. Видно, что фаза входного тока $LCLC$ -контура при стабилизации I_{Ω}^* находится в области нулевых значений, что объясняет уменьшение тока при регулировании.

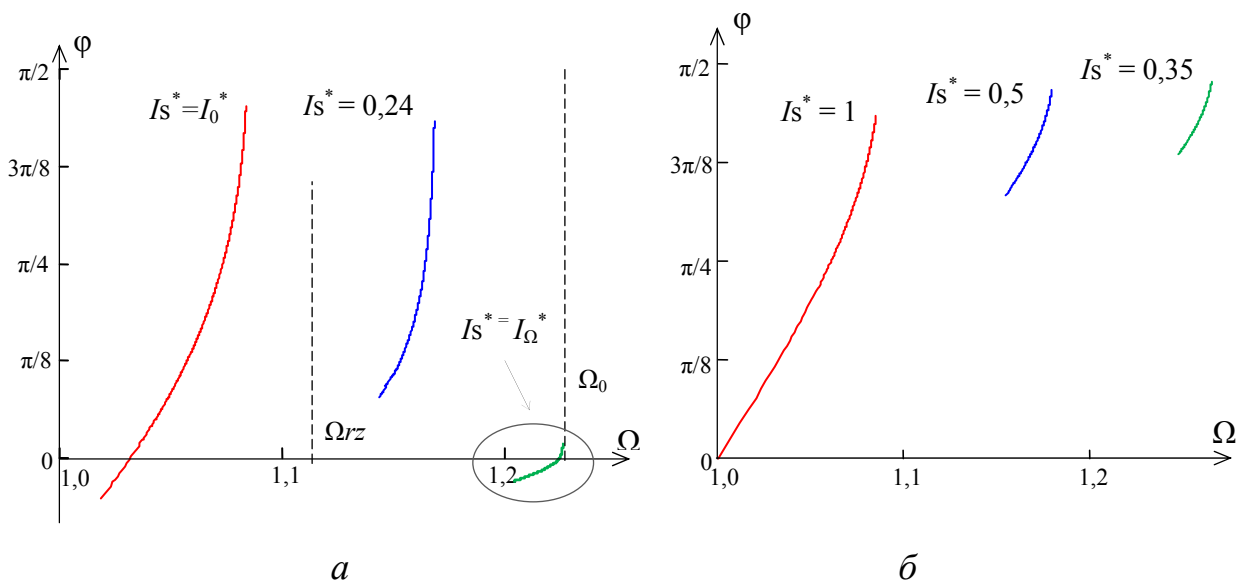


Рисунок 5.24 – Функции ФЧХ в режиме стабилизации тока на изменяющейся нагрузке при $\Omega_0 = 1,23$, $Q_0 = 6$ в разных преобразователях:
a – $LCLC$ -преобразователь; *б* – LC -преобразователь

Рассмотрено влияние частотной расстройки параллельного контура Ω_0 на свойства регулирования в режиме стабилизации тока. Результаты решения

уравнений (5.37), (5.38) при разных относительных расстройках Ω_0 показаны на рисунке 5.25. Уменьшение входного тока $LCLC$ -контура в процессе регулирования наиболее ярко выражено при малых расстройках $\Omega_0 \rightarrow 1$. Режим $\Omega_0 \gg 1$, соответствующий существенному удалению частоты параллельного контура Ω_0 , не имеет свойств импедансного преобразования, так как $K_I \rightarrow 1$ и характеристики тока инвертора соответствуют характеристикам LC -контура:

$$\varphi \rightarrow \arccos(1/\sigma R), \quad I_{\text{вх}}^* \rightarrow 1. \quad (5.39)$$

Смещение частоты параллельного контура к нижней резонансной частоте $\Omega_0 \rightarrow 1$ за счет свойств импедансного преобразования уменьшает фазу и амплитуду тока инвертора, но при этом следует отметить сужение диапазона регулирования тока.

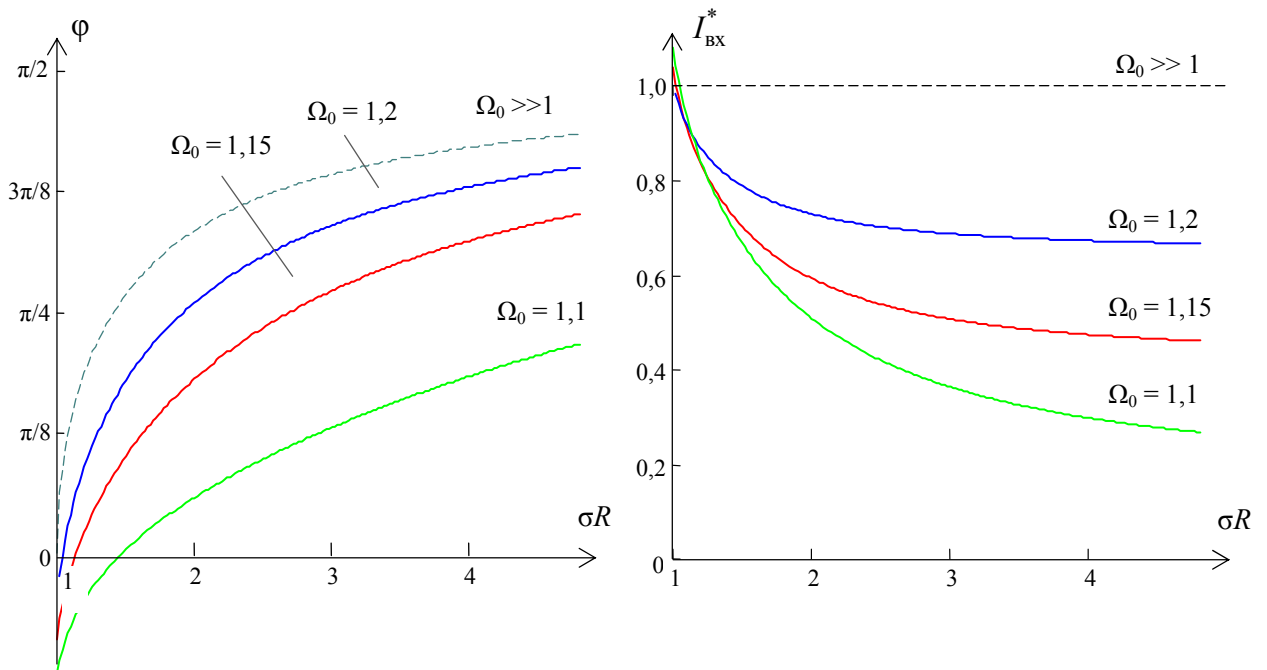


Рисунок 5.25 – Функции амплитуды и фазы входного тока $LCLC$ -контура в режиме стабилизации тока I_0^* при разных Ω_0 и $Q_0 = 6$

Полученные функции $\varphi(\sigma R)$ и $I_{\text{вх}}^*(\sigma R)$ определяют ток инвертора и, соответственно, его статические потери. С этих позиций наиболее энергетически эффективными являются режимы малых частотных расстроек $\Omega_0 \rightarrow 1$. Следует сказать, что в режиме стабилизации тока импедансное преобразование хотя и

уменьшает входной ток в процессе регулирования, но не может уменьшить габаритной мощности, так как максимальное значение тока определяется его начальным значением.

5.5.2 Стабилизация мощности нагрузки *LCLC*-преобразователем при частотном регулировании

Режим стабилизации мощности на изменяющейся нагрузке по аналогии с режимом стабилизации тока рассмотрен при частотном регулировании. В последовательном *LC*-контуре зависимости мощности от частоты на разных нагрузках описываются выражением

$$P_H^*(\Omega, \sigma R) = \sigma R \frac{1}{1 + \xi^2(\Omega, Q_0, \sigma R)} = \sigma R \cdot \cos^2 \varphi(\Omega, Q_0, \sigma R), \quad (5.40)$$

в котором обобщенная расстройка контура является функцией нагрузки, зависимости показаны на рисунке 5.26, *a*.

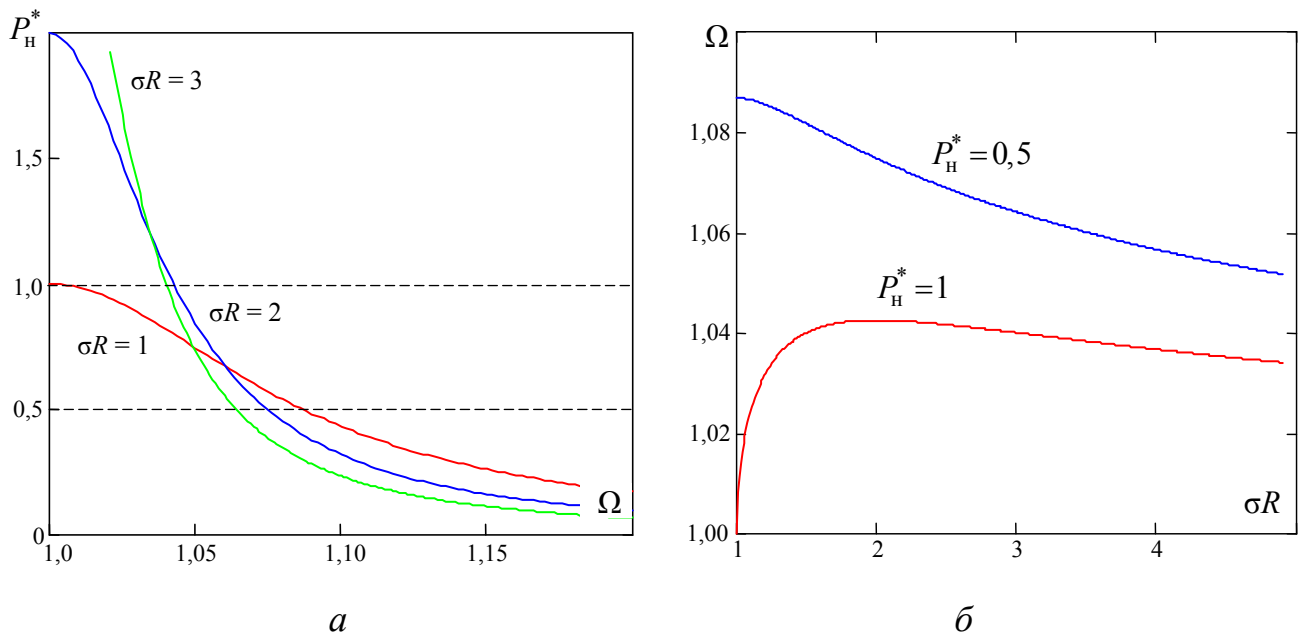


Рисунок 5.26 – Режим стабилизации мощности последовательного *LC*-преобразователя при начальной добротности $Q_0 = 6$

Частотные зависимости в режиме стабилизации мощности можно получить решением уравнения, связывающего мощность и сопротивление нагрузки

$$P_s^* = \sigma R \cdot \cos^2(\varphi(\Omega, Q_0, \sigma R)) = \text{const}. \quad (5.41)$$

Изменение частоты при частотном регулировании и стабилизации мощности имеет максимум (рисунок 5.26,б), обусловленный влиянием двух факторов: собственно зависимости мощности от частоты и увеличения добротности $Q(\sigma R)$, уменьшающей частотную подстройку:

$$\lim_{\sigma R \rightarrow \infty} \Omega_p(\sigma R, Q_0, P_s^*) = 1. \quad (5.42)$$

Амплитуда и фаза входного тока при стабилизации мощности P_s^*

$$I_{\text{вх}}^*(\sigma R) \rightarrow \sqrt{\sigma R \cdot P_s^*}, \quad \varphi(\sigma R) \rightarrow \arccos \sqrt{\frac{P_s^*}{\sigma R}}. \quad (5.43)$$

Таким образом, режим стабилизации мощности характеризуется завышением габаритной мощности относительно стабилизируемой и всегда реализуется в ограниченном диапазоне изменения нагрузки.

Стабилизация мощности в топологии резонансного $LCLC$ -контура заключается во влиянии импедансного преобразования, мощность нагрузки в этом случае зависит от коэффициента передачи тока

$$P_H^*(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R) = \sigma R \frac{\cos^2 \varphi(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)}{K_I^2(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)}. \quad (5.44)$$

Частотные характеристики при $\Omega_0 = 1,27$ и начальной добротности $Q_0 = 6$ показаны на рисунке 5.27. Уравнение, характеризующее режим стабилизации мощности для $LCLC$ -преобразователя, зависит от коэффициента передачи тока, который является функцией $K_I(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)$:

$$P_s^* = P_H^*(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R) = \sigma R \frac{\cos^2 \varphi(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)}{K_I^2(\Omega, \Omega_0, Q_0, \sigma R)}. \quad (5.45)$$

Решение уравнения (5.45) позволяет получить функцию изменения частоты при частотном регулировании $\Omega_p(\sigma R, \Omega_0, Q_0, P_s^*)$ в режиме стабилизации мощности (рисунок 5.28,а). Функция $\Omega_p(\sigma R, \Omega_0, Q_0, P_s^*)$ имеет схожий с LC -преобразователем характер, значение стабилизируемой мощности определяет начальную частоту подстройки. Стабилизация значения мощности меньше точки $P_{rz}^* = P_H^*(\Omega_{rz})$, например P_Ω^* , приводит к инверсии диапазона частотного регулирования, так как характер получаемого в данном случае импедансного преобразования имеет свойства параметрической стабилизации тока.

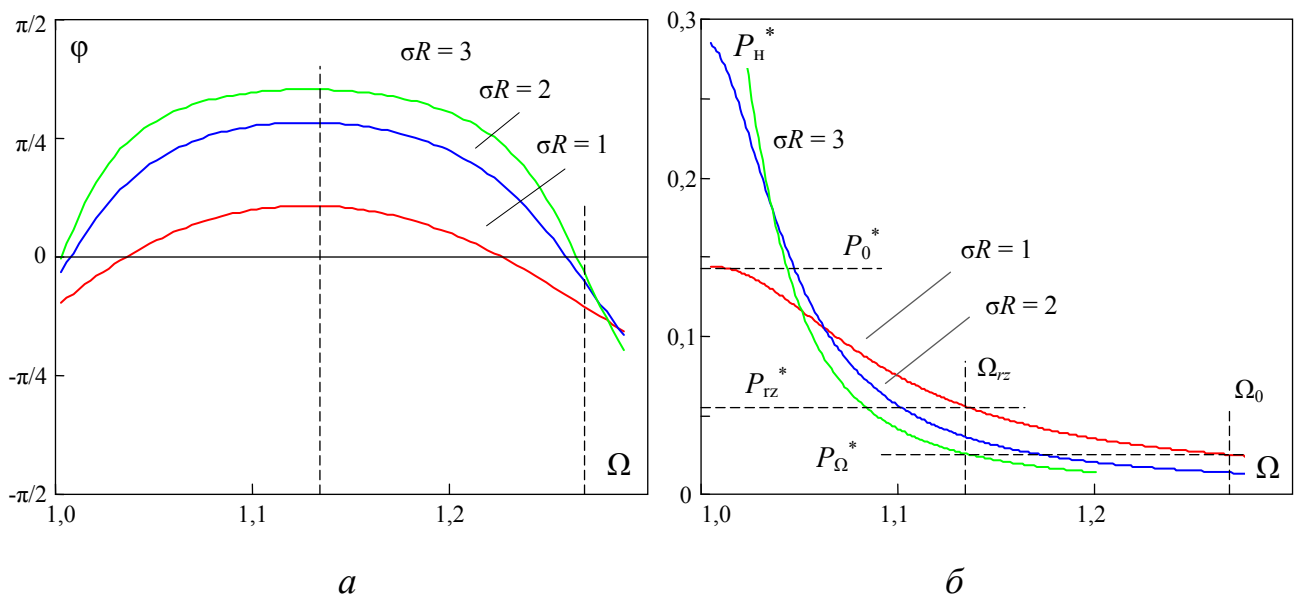


Рисунок 5.27 – Частотные характеристики и выходная мощность $LCLC$ -контура при изменяющейся нагрузке и параметрах $\Omega_0 = 1,27$, $Q_0 = 6$

С помощью функции $\Omega_p(\sigma R, \Omega_0, Q_0, P_s^*)$ и учетом частотных характеристик $LCLC$ -контура определен его входной ток при изменении нагрузки

$$I_{\text{вх}}^* \left(\Omega_0, Q_0, \sigma R, P_s^* \right) = \sigma R \frac{\cos \varphi \left(\Omega_p \left(\sigma R, \Omega_0, Q_0, P_s^* \right), \Omega_0, Q_0, \sigma R \right)}{K_I^2 \left(\Omega_p \left(\sigma R, \Omega_0, Q_0, P_s^* \right), \Omega_0, Q_0, \sigma R \right)}. \quad (5.46)$$

Решение уравнения представлено с учетом стабилизации разных значений выходной мощности на рисунке 5.28,б и показывает, что стабилизация мощности при увеличении нагрузки сопровождается ростом тока инвертора. В данном режиме энергетический эффект от импедансного преобразования заключается в

уменьшении его максимального значения (т.е. тока инвертора), что приводит к уменьшению габаритной мощности. При этом *LCLC*-преобразователь имеет меньшее значение тока, чем *LC*-преобразователь.

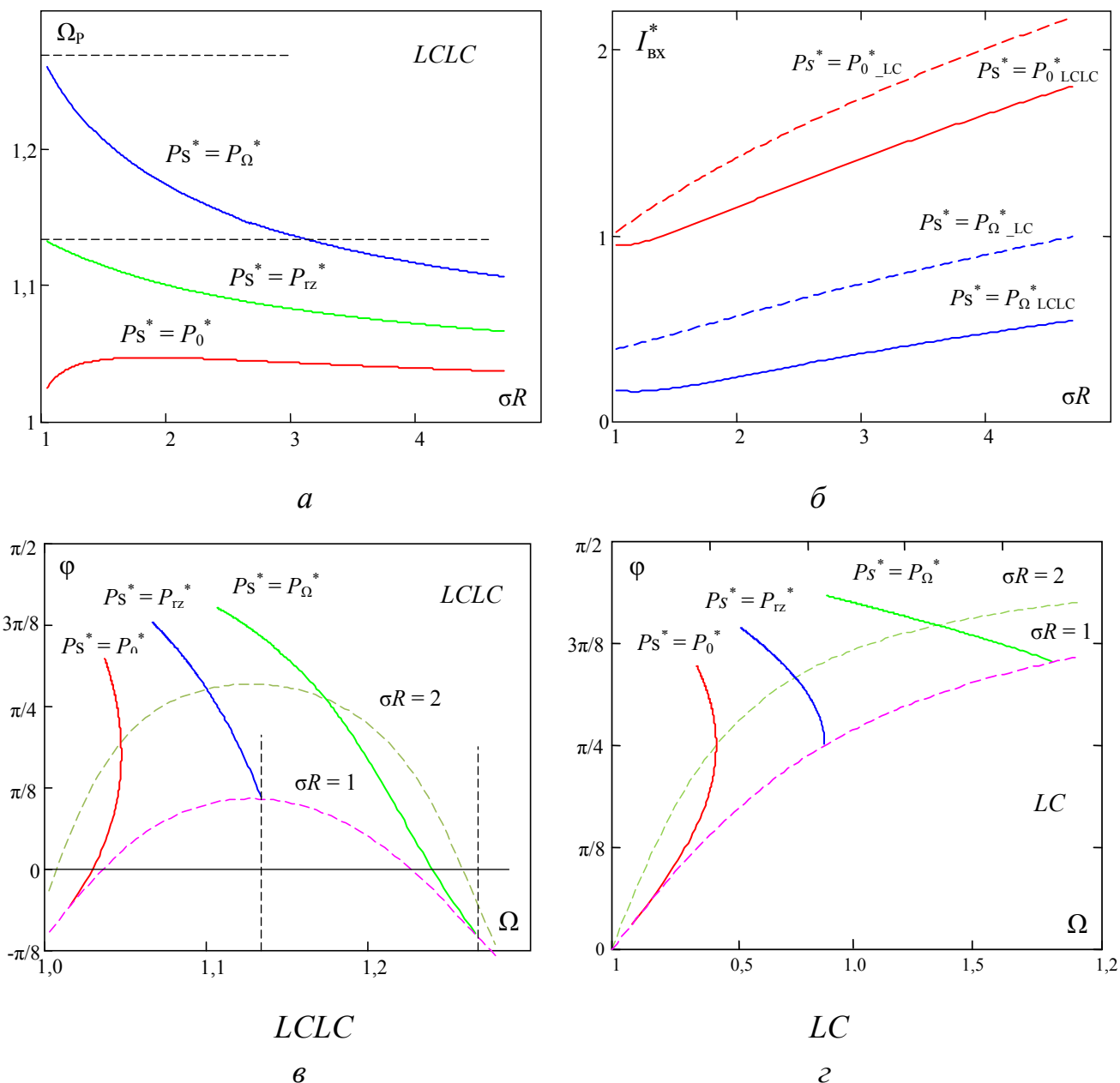


Рисунок 5.28 – Режим стабилизации мощности *LCLC*-преобразователем при изменяющейся нагрузке и параметрах $\Omega_0 = 1,27$, $Q_0 = 6$, $\sigma R = [1 \dots 4,7]$

Отдельного внимания заслуживают ФЧХ в режиме стабилизации мощности, полученные на основе общего выражения (5.38) с учетом функции $\Omega_p(\sigma R, \Omega_0, Q_0, P_s^*)$. ФЧХ входного тока для *LCLC* показана на рисунке 5.28,в, для *LC* – на рисунке 5.28,г.

Увеличение нагрузки смещает фазу тока в область $\varphi \rightarrow \pi/2$, причем как в LC -, так и в $LCLC$ -преобразователе. Однако форма ФЧХ $LCLC$ -контура позволяет уменьшить фазу входного тока в локальных областях (что видно из сопоставления ФЧХ для LC и $LCLC$), особенно это заметно в окрестности частоты Ω_0 при стабилизации значения P_{Ω}^* . При больших нагрузках ($\sigma R \gg 1$) энергетический эффект теряется, так как фаза тока $\varphi \rightarrow \pi/2$. Точка P_0^* при данной настройке контура фактически не имеет энергетических преимуществ из-за большой расстройки Ω_0 .

Проведен анализ параметров тока инвертора при стабилизации начальной мощности $P_S^* = P_0^*$ и разных частотных смещениях Ω_0 на интервале до частоты касания $\Omega_0 = 1,17$. Результаты решения уравнений при P_0^* показаны на рисунке 5.29.

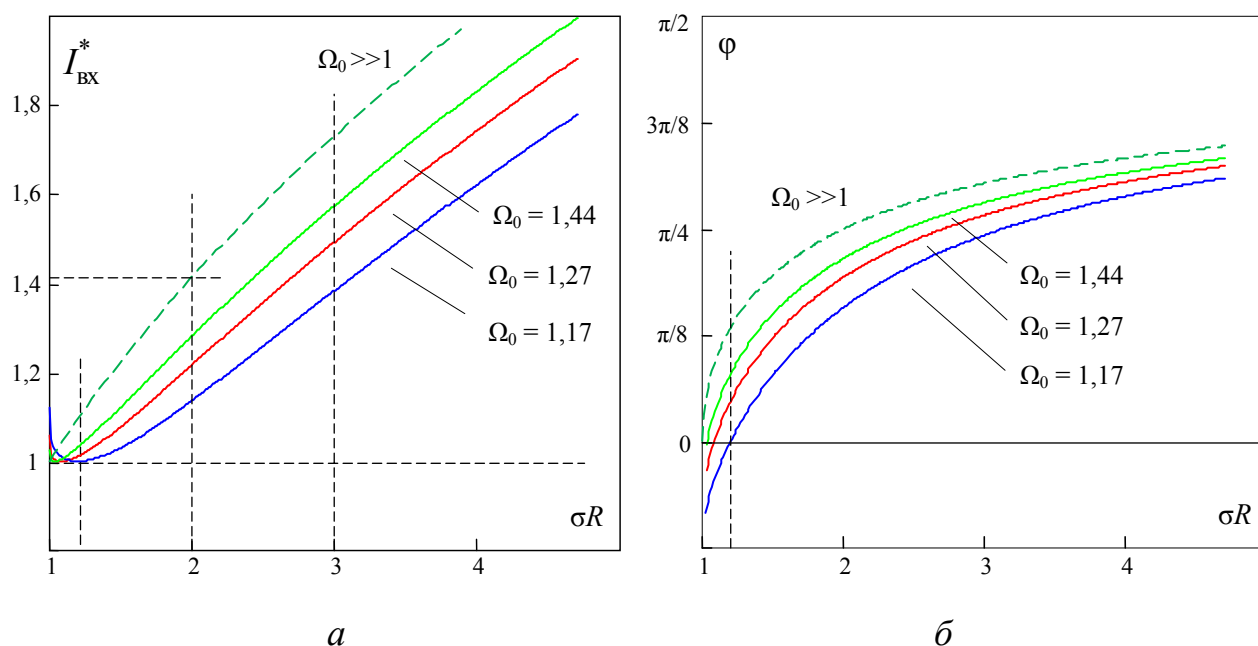


Рисунок 5.29 – Зависимости амплитуды и фазы входного тока от нагрузки в режиме стабилизации мощности P_0^* $LCLC$ -преобразователя при $Q_0 = 6$ и разных настройках Ω_0

В процессе регулирования уменьшение входного тока, происходящее за счет импедансного преобразования, наиболее ощутимо в области $\Omega_0 \rightarrow 1$. Кривая $\Omega_0 \gg 1$ соответствует существенной расстройке параллельного контура Ω_0 , в этой

области импедансное преобразование отсутствует. Частотная расстройка $\Omega_0 = 1,17$, при которой Ω_{rz} является частотой касания, является предельным значением, позволяющим получить максимальное уменьшение входного тока при положительной начальной фазе.

5.5.3 Стабилизация мощности нагрузки резонансным $LCLC$ -преобразователем при симметричной настройке контура

Свойства точки максимальных фаз ФЧХ

Фаза входного тока $LCLC$ -контура в общем случае описывается функцией $\varphi(\Omega, Q, P_f, \Omega_f)$, определяемой добротностью и параметрами приведения последовательного подконтура P_f, Ω_f :

$$\varphi(\Omega, Q, \Omega_f, P_f) = \operatorname{arctg} \left(Q \frac{\operatorname{Im} Z(\Omega, Q, \Omega_f, P_f)}{\operatorname{Re} Z(\Omega, Q)} \right). \quad (5.47)$$

Влияние добротности контура на его ФЧХ проявляется в свойстве инерционности, в частности, на рассматриваемом интервале $[1 \dots \Omega_0]$ фаза входного тока не достигает максимального значения $\varphi_m \rightarrow \pi/2$, а ограничивается некоторым существенно меньшим максимумом (см. рисунок 5.18,б). Частным случаем является частота касания (частота нулевой фазы), при которой максимальная фаза $\varphi_m(\Omega_0, \sigma R) = 0$. Таким образом, изменением параметров приведения последовательного контура P_f, Ω_f можно обеспечить требуемое значение максимальной фазы при заданной нагрузке. В условиях $\Omega_{вч} \gg \Omega_0$ для описания ФЧХ на участке $[1 \dots \Omega_0]$ при заданной добротности достаточно частотной расстройки Ω_0 , связанной с коэффициентами приведения выражением

$$\Omega_0(\Omega_f, P_f) = \frac{1}{\sqrt{\frac{P_f \cdot \Omega_f^2 + \Omega_f + P_f}{2P_f} - \sqrt{\left(\frac{P_f \cdot \Omega_f^2 + \Omega_f + P_f}{2P_f}\right)^2 - \Omega_f^2}}}. \quad (5.48)$$

Частота касания Ω_t является частным случаем частоты Ω_{rz} и достигается при нагрузке, обеспечивающей нулевую максимальную фазу $\varphi_m = 0$. При $\Omega_{вч} \gg \Omega_0$ равенство фаз $\varphi(\Omega_t) \approx \varphi(\Omega_{rz})$ позволяет принять условие

$$\Omega_t = \Omega_{rz} \rightarrow \Omega_{rz} = \frac{\Omega_0 + 1}{2\Omega_0}.$$

Таким образом, в случае симметричной настройки существует однозначная зависимость $\Omega_0(Q_0)$, определяемая уравнением

$$\varphi_m(\sigma R, Q_0, \Omega_0) = \arctg\left(Q_0 \sigma R \frac{\operatorname{Im} Z(Q_0, \sigma R, \Omega_0)}{\operatorname{Re} Z(Q_0, \sigma R)}\right) = 0. \quad (5.49)$$

Решая это уравнение в условии $\sigma R = 1$, можно определить частотную расстройку Ω_0 , обеспечивающую касание ФЧХ при заданной добротности Q_0 . С учетом заданной частотной расстройки $\Omega_0 = 1,25$ условие касания обеспечивается при значении нормализованной добротности $Q_0 = 4,4$. Построенные в этих условиях зависимости показаны на рисунке 5.30,а. Таким образом, в области частот $\Omega_t \approx \Omega_{rz}$ при симметричном относительно точки $\sigma R = 1$ изменении нагрузки диапазон изменения фазы входного тока симметричен относительно оси абсцисс. Такая настройка *LCLC*-контура эффективна с позиций минимизации максимального отклонения фазы и интервалов рекуперации тока инвертора.

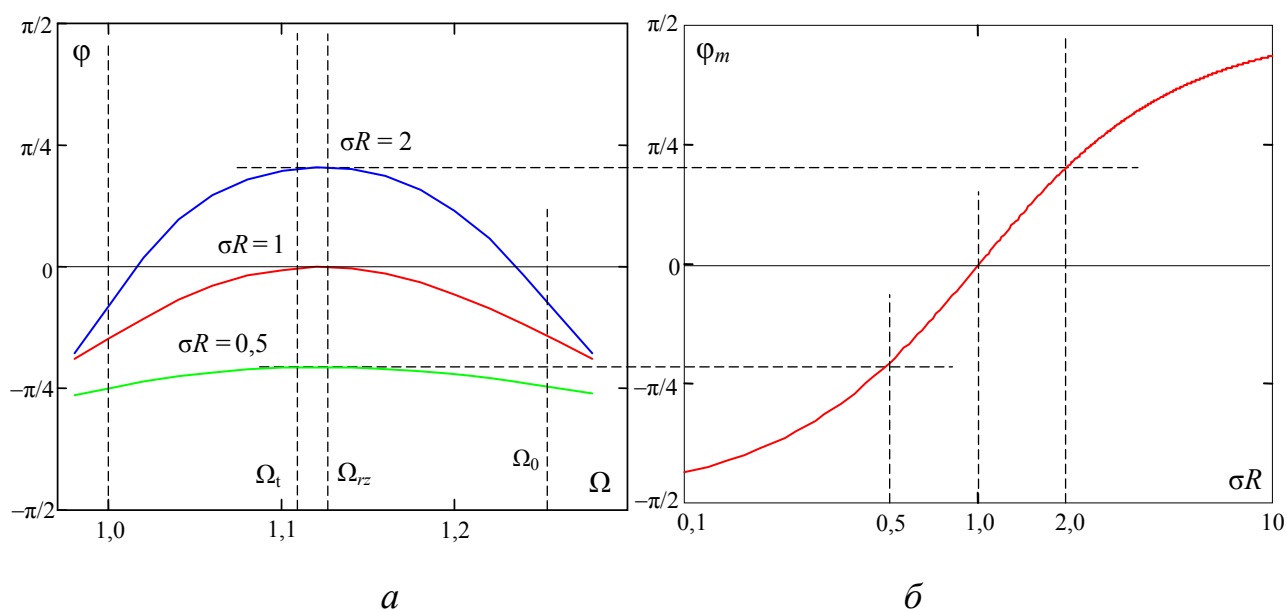


Рисунок 5.30 – ФЧХ при частоте $\Omega_0 = 1,25$, обеспечивающей $\sigma R = 1$ на частоте касания при $Q_0 = 4,4$ (а); точка максимальной фазы (б)

В общем виде зависимость максимального отклонения фазы тока от нагрузки в представленном симметричном режиме можно описать функцией $\varphi_m(\sigma R)$, полученной из уравнения (5.47) в виде $\varphi(\Omega_{rz}, \sigma R, Q_0, \Omega_0)$. Результаты решения показаны на рисунке 5.30,б. Полученная функция обладает свойством инвариантности к аргументам добротности Q_0 и частотной расстройкой Ω_0 , обеспечивающим режим симметрии. Следовательно, фаза тока определяется только нагрузкой, что позволяет непосредственно связать энергетические характеристики преобразователя диапазоном ее изменения.

Важным свойством точки максимальных фаз Ω_{rz} является неизменное значение входного импеданса резонансного контура при изменении нагрузки, что обеспечивает стабильность входного тока контура, его зависимость от частоты получена решением уравнения

$$I_{\text{вх}}^*(\Omega, \sigma R, \Omega_0) = \frac{R}{Z(\Omega, \sigma R, \Omega_0)} = \frac{\cos(\varphi(\Omega, \sigma R, \Omega_0))}{K_I^2(\Omega, \sigma R, \Omega_0)} \sigma R, \quad (5.50)$$

показанным при параметрах $\Omega_0 = 1,25$, $Q_0 = 4,4$ на рисунке 5.31,а. В общем случае равенство является нечетким, что объясняется приближенным характером $\varphi(\Omega_i) \approx \varphi(\Omega_{rz})$. Стабильность входного тока контура свидетельствует о возможности параметрической стабилизации мощности, которая на частоте Ω_{rz} может быть выражена уравнением

$$P_{\text{н}}^*(\Omega, \sigma R, \Omega_0) = I_{\text{вх}}^*(\Omega, \sigma R, \Omega_0)^2 \cdot \sigma R = \left(\frac{\cos(\varphi(\Omega, \sigma R, \Omega_0))}{K_I(\Omega, \sigma R, \Omega_0)} \right)^2 \sigma R, \quad (5.51)$$

показывающим незначительные отклонения мощности на Ω_{rz} (рисунок 5.31,б). В данном уравнении коэффициент передачи K_I определяется частотной расстройкой Ω_0 , обеспечивающей условие касания $\Omega_0(Q_0)$, что позволяет получить мощность в виде функции $P_{\text{н}}^*(\Omega_0, \sigma R)$ (рисунок 5.31,в). Полученная зависимость $P_{\text{н}}^*(\Omega_0, \sigma R)$ позволяет оценить нестабильность параметрически стабилизируемой мощности при заданном изменении нагрузки. Уменьшение мощности на краях диапазона изменения нагрузки обусловлено ненулевой фазой входного тока.

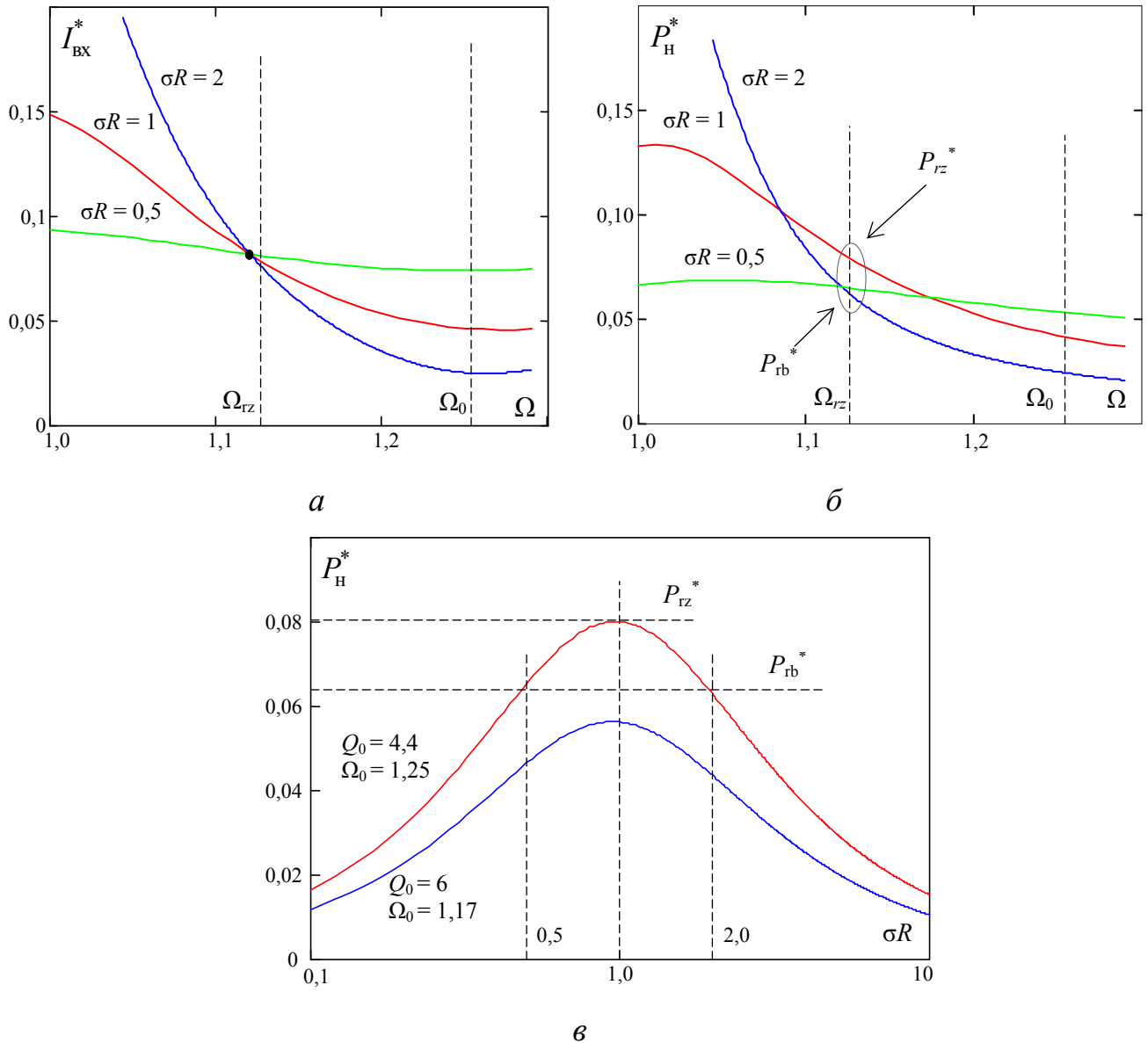


Рисунок 5.31 – Частотные зависимости $LCLC$ -контура в режиме Ω_{rz} :
 а – входной ток при $\Omega_0 = 1,25$, $Q_0 = 4,4$; б – мощность при $\Omega_0 = 1,25$, $Q_0 = 4,4$;
 в – мощность на нагрузке при частоте Ω_{rz} к E^2/R_0

В рассматриваемом случае при изменении нагрузки в 4 раза нестабильность составляет 7%. Значение стабилизируемой мощности в таком режиме зависит от положения частоты параллельного контура Ω_0 и не может быть изменено, так как добротность контура Q_0 является характеристикой нагрузки. Поэтому при параметрической стабилизации мощности в симметричном режиме теряется возможность произвольного задания коэффициента передачи тока.

Таким образом, резонансный *LCLC*-контур на частоте Ω_{rz} имеет квазистабильный входной импеданс при изменении нагрузки в широких пределах, что с энергетических позиций позволяет реализовать режим параметрической стабилизации мощности при минимальной габаритной мощности инвертора.

*Режим стабилизации мощности частотным регулированием
при симметричной настройке LCLC-контура*

Режим симметричного расположения диапазона изменения нагрузки относительно частоты касания позволяет минимизировать изменение тока инвертора при квазистабильной выходной мощности. Полностью устранить нестабильность мощности нагрузки в условиях симметричной настройки контура можно применением частотного регулирования. В этом случае возможна стабилизация мощности P_{rz}^* , соответствующей частоте касания, или мощности границ диапазона изменения нагрузки P_{rb}^* (см. рисунок 5.31,б). Частотное регулирование приводит к изменению амплитуды и фазы входного тока. Для получения частотных характеристик контура в симметричном режиме необходимо решить уравнение стабилизации мощности в области ее значений, соответствующих Ω_{rz} . Уравнение при стабилизации мощности частоты касания имеет вид

$$P_{rz}^* = P_H^*(\Omega_{rz}, \sigma R = 1) = \sigma R \cdot \frac{\cos^2(\varphi(\Omega, Q_0, \sigma R, \Omega_0))}{K_I^2(\Omega, Q_0, \sigma R, \Omega_0)}, \quad (5.52)$$

а при стабилизации мощности границ диапазона –

$$P_{rb}^* = P_H^*(\Omega_{rz}, \sigma R = R_{rb}) = \sigma R \cdot \frac{\cos^2(\varphi(\Omega, Q_0, \sigma R, \Omega_0))}{K_I^2(\Omega, Q_0, \sigma R, \Omega_0)}. \quad (5.53)$$

Решение уравнений позволяет получить при заданной расстройке Ω_0 зависимость частоты $\Omega(\sigma R, P_H^*)$ в функции от нагрузки и стабилизируемого значения мощности, а также фазу входного тока контура $\varphi(\sigma R, P_H^*)$. Результаты вычислений при $Q_0 = 4,4$, $\Omega_0 = 1,25$ показаны на рисунке 5.32.

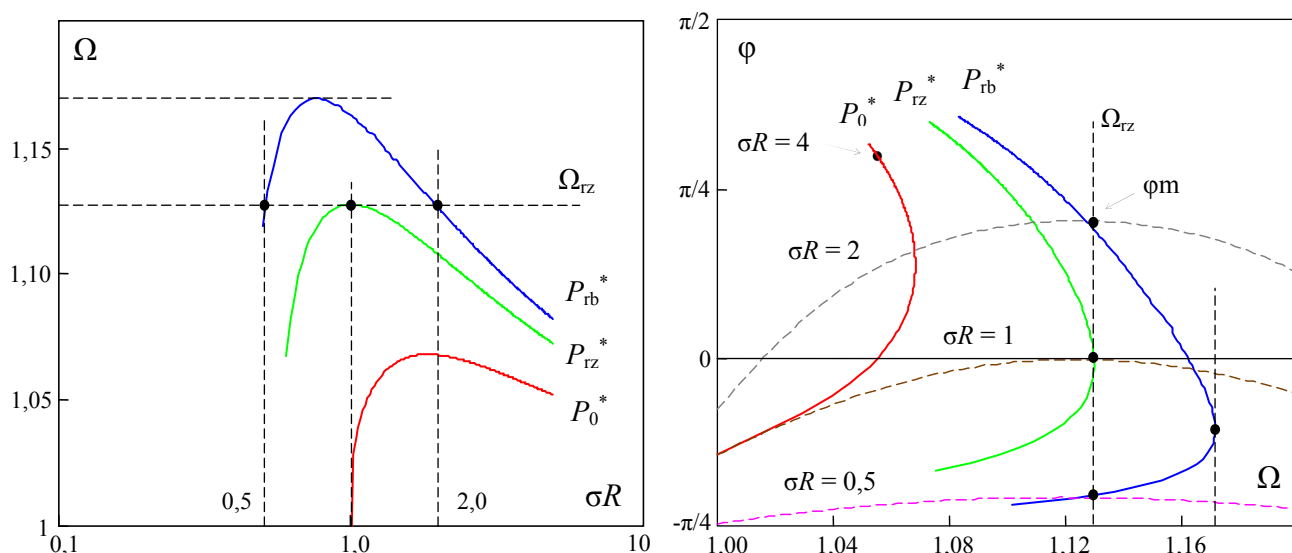


Рисунок 5.32 – Режимы стабилизации мощности при симметричной настройке диапазона изменения нагрузки относительно частоты касания, обеспечиваемой параметрами $Q_0 = 4,4$, $\Omega_0 = 1,25$

Режим стабилизации мощности точки касания P_{rz}^* ограничен в области малых нагрузок, значение $\sigma R = 0,62$ является предельным, так как изменение частоты не может обеспечить требуемый режим, что подтверждают и частотные характеристики (см. рисунок 5.31,б). Стабилизация мощности границ диапазона нагрузки обеспечивается частотным регулированием в области увеличения частоты, при этом выполняется условие симметрии – $\Omega(\sigma R_{rb}) = \Omega(1/\sigma R_{rb})$. Энергетическую эффективность описанных режимов можно оценить определением входного тока резонансного контура путем решения уравнения (5.13) в условиях (5.14). В результате получены функции амплитуды и фазы входного тока (рисунок 5.33).

Таким образом, энергетические характеристики режима стабилизации мощности на изменяющейся нагрузке могут быть существенно улучшены за счет импедансного преобразования, обеспечивающего минимизацию диапазона частотного регулирования в области Ω_{rz} .

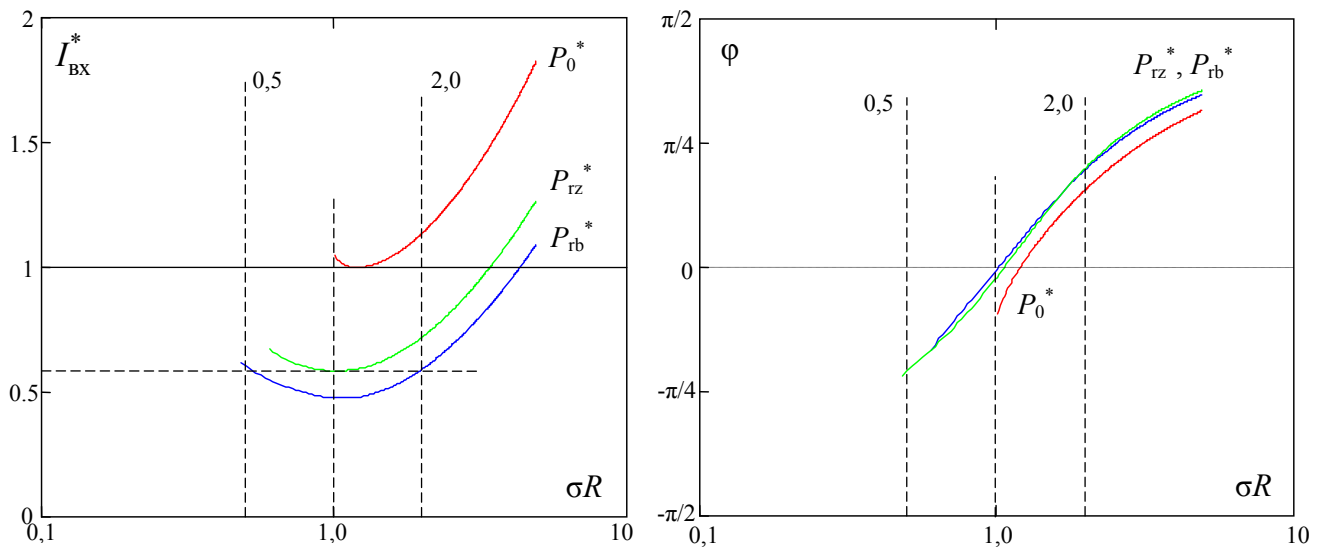


Рисунок 5.33 – Зависимости амплитуды и фазы входного тока от нагрузки в разных режимах стабилизации мощности при симметричной настройке резонансного $LCLC$ -контура и параметрах $Q_0 = 4,4$, $\Omega_0 = 1,25$

Выводы по главе 5

1. Предложен режим согласования параметров преобразователя с нагрузкой, основанный на параметрическом импедансном преобразовании на нижней частоте резонансного $LCLC$ -контура, данный режим позволяет регулировать коэффициент передачи тока смещением частоты параллельного парциального контура.

2. Разработан способ настройки $LCLC$ -контура, согласно которому коэффициент передачи тока задается параметрами параллельного парциального контура, при этом элементы последовательного парциального контура обеспечивают требуемое положение нижней резонансной частоты.

3. Получены энергетические и регулировочные характеристики $LCLC$ -преобразователя в режиме согласования на нижней резонансной частоте. Показано, что увеличение коэффициента передачи тока при регулировании позволяет параметрически уменьшить ток инвертора до 1,4 раза при $K_I = 6$.

4. Рассмотрен режим стабилизации мощности $LCLC$ -преобразователем при изменяющейся нагрузке на нижней резонансной частоте. Показано, что импедансное преобразование позволяет минимизировать фазу и амплитуду тока

инвертора и таким образом повысить энергетическую эффективность преобразования.

5. Исследованы характеристики резонансного *LCLC*-контура при изменяющейся нагрузке при сближении нижней и центральной резонансных частот. Показано, что при симметричном расположении максимумов фаз на частоте Ω_{rz} формируется квазипостоянное значение входного импеданса резонансного контура, что позволяет синтезировать режим, близкий к режиму параметрической стабилизации мощности. В частности, при изменении нагрузки $\sigma R = 4$ получена нестабильность мощности 20%.

6. Разработан способ параметрической стабилизации мощности *LCLC*-преобразователем в симметричном режиме, заключающийся в обеспечении равенства мощности на границах диапазона изменения нагрузки. Предложенный способ позволяет минимизировать изменение тока инвертора и является эффективным с позиций энергетического использования преобразователя.

6 Практическая реализация энергетически эффективных режимов регулирования выходных параметров резонансных преобразователей

В главе рассмотрены особенности практической реализации резонансных преобразователей при решении задач силовой электроники, в том числе для систем электропитания различного назначения. Проектирование преобразователей для мобильных систем предполагает приоритет минимизации массы, что продиктовано ограниченным объемом доступного пространства, поэтому в большинстве случаев применяются непосредственные преобразователи напряжения, имеющие минимальное количество транзисторов, однако не позволяющие обеспечить их ZVS-коммутацию. Особенно это актуально для радиационно стойких транзисторов, применяемых в условиях космоса и имеющих большие значения паразитных емкостей, увеличивающих коммутационные потери. Резонансные преобразователи изолированной структуры свободны от этих недостатков, что объясняет их активное применение в области вторичных источников питания. Другим преимуществом резонансных преобразователей является возможность согласования напряжений источника и нагрузки с помощью трансформатора и параметрическое ограничение тока резонансного контура при перегрузках, что существенно повышает их надежность. Кроме того, последовательное включения конденсатора в первичную обмотку трансформатора не допускает его одностороннего намагничивания и придает устойчивость в несимметричных режимах работы инвертора. Подробно такие режимы исследованы в [175], в [176] предложена конструкция трансформатора.

Резонансные преобразователи позволяют легко реализовать суммирование энергии нескольких источников при их произвольном согласовании с нагрузкой [68, 69, 138, 139, 178], идея использования этого свойства в СЭП космических аппаратов, где классически применяются непосредственные импульсные стабилизаторы [63], впервые озвучена в [139], развита в [177], а также в работах автора [68, 69, 178]. Существует мнение, что такое построение СЭП существенно уменьшает ее массу [174], однако в целом проектирование солнечных и

аккумуляторных батарей с нужным напряжением не вызывает затруднений, поэтому автором при практической реализации СЭП сделан акцент на вольтодобавочные структуры построения, позволяющие обеспечить введение резонансного контура при минимальных статических потерях [86, 133].

При проектировании резонансного преобразователя важным фактором является выбор топологии резонансного контура, который связан с характеристиками входного источника. Примером является солнечная батарея, имеющая нелинейную вольт-амперную характеристику с участком стабильного тока. Применение последовательного LC -преобразователя в этом случае при изменяющейся нагрузке требует больших диапазонов регулирования, а в режимах, близких к холостому ходу, низкая добротность приводит к практически недопустимым частотным подстройкам. Поэтому в данном случае эффективной является LCL -топология с параметрическим импедансным преобразованием источника тока в источник напряжения, впервые такая идея выдвинута в [131] и развита автором в [132–135].

В системах индукционного нагрева применение резонансных преобразователей продиктовано в первую очередь требованием компенсации реактивной энергии индуктора. Задачей проектирования в этом случае является обеспечение при регулировании коммутационного режима $ZVS+ZCS$, что необходимо для IGBT-транзисторов. Существуют варианты применения активных снабберов, например способ [179], основанный на введении дополнительных транзисторов и дросселя. Автору в этом отношении более гармоничным представляется обеспечение требуемого для перезаряда емкостей IGBT-транзисторов тока путем ограничения диапазона регулирования [180].

Эффективным является применение резонансных преобразователей для питания удаленной нагрузки. В ряде случаев соединение индуктора с преобразователем осуществляется длинным высокоточным кабелем, что увеличивает активные потери и ухудшает энергетическую эффективность системы. В этом отношении $LCLC$ -топология резонансного контура за счет импедансного преобразования позволяет осуществить согласование с требуемым

коэффициентом передачи тока, уменьшающим ток соединительного кабеля, что позволяет снизить его потери [168]. В системах индукционного нагрева обеспечение линейного роста температуры часто требует формирования режимов, близких к стабилизации мощности [181]. Реализация таких режимов затруднена изменяющимся характером нагрузки, что вызвано зависимостью свойств ферромагнитной детали от температуры, особенно при переходе точки Кюри. Применение в этом случае классического последовательного LC -контура приводит к низкому коэффициенту использования элементов преобразователя. В [21] показано, что завышение габаритной мощности преобразователя пропорционально глубине регулирования, определяемой в свою очередь диапазоном изменения нагрузки. При частотном регулировании это выражается в увеличении фазы тока инвертора и интервалов циркуляции реактивной мощности. В этом отношении применение $LCLC$ -топологии резонансного контура является решением, позволяющим за счет импедансного преобразования параметрически добиться требуемого изменения тока индуктора при стабильном токе инвертора. Режим параметрической стабилизации мощности $LCLC$ -контуром потенциально имеет большую энергетическую эффективность, так как входной импеданс контура изменяется в узком диапазоне, что соответственно приводит к уменьшению требуемого диапазона регулирования и габаритной мощности.

Таким образом, применение резонансных преобразователей последовательно-параллельных топологий наиболее полно отвечает современным требованиям энергоэффективности. В главе приведены примеры практических разработок с применением резонансных преобразователей в системах электротехники на основе резонансных контуров разных топологий.

6.1 Резонансный *LLC*-преобразователь для питания синтезатора частот космического аппарата

Результаты исследований использованы при разработке вторичного источника питания (ВИП) синтезатора частот космического аппарата, реализованного на основе изолированного резонансного *LLC*-преобразователя, параметры которого сведены в таблицу 6.1.

Таблица 6.1 – Параметры преобразователя

Параметр	Значение
Мощность	240 Вт
Входное напряжение, $U_{вх}$	100 ± 1 В
Выходное напряжение, $U_{вых}$	$6,5 \pm 0,2$ В
Выходной ток, $I_{вых}$	35 А
Резонансная частота, f_0	120 кГц

Основным требованием к ВИП является обеспечение высокого КПД, что обусловлено сложными условиями съема тепла в условиях космоса. Поэтому преобразователь построен на основе топологии DAB с активным выпрямителем (рисунок 6.1) и реализован на транзисторах GaN, имеющих низкие статические потери, что в сочетании с *ZVS* переключением транзисторов позволило получить КПД $\eta = 96\%$, достаточно высокий для низковольтного преобразователя. Важным аспектом применения активного выпрямителя являлось формирование непрерывного тока резонансного контура и обеспечение таким образом режима холостого хода. В преобразователе применена *LLC*-топология резонансного контура, образованная индуктивностью рассеяния планарного трансформатора, его индуктивностью намагничивания и керамическим конденсатором. Низкая добротность резонансного контура позволила уменьшить массу преобразователя, а индуктивность намагничивания трансформатора сформировать на холостом ходу ток контура, необходимый для формирования *ZVS* условий переключения транзисторов.

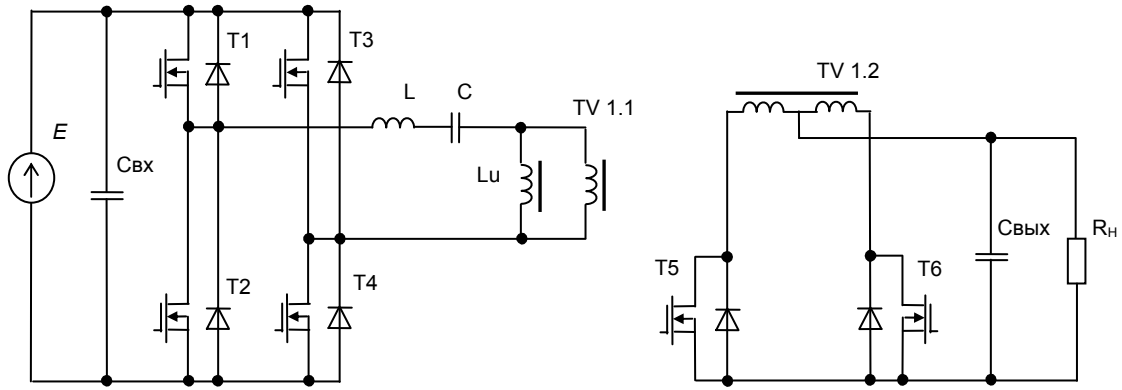
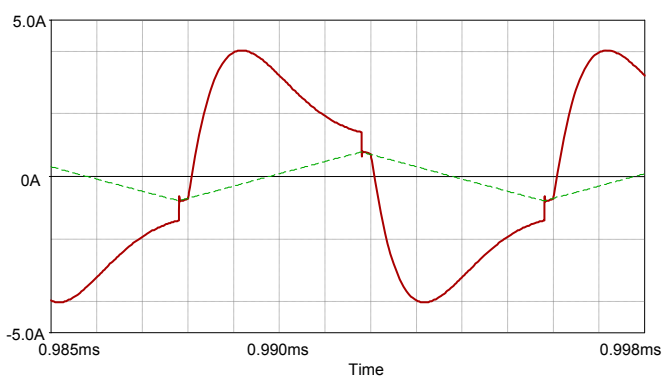


Рисунок 6.1 – Изолированный *LLC*-преобразователь

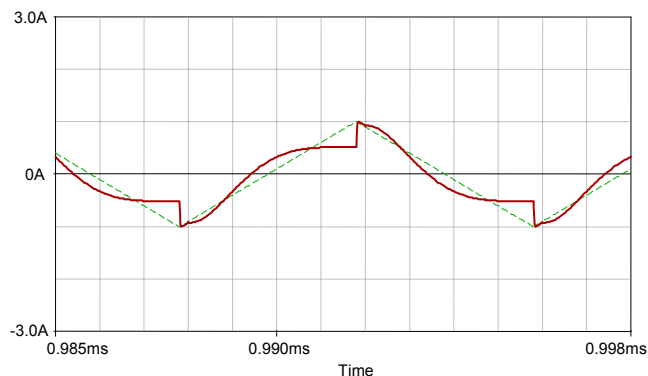
Особенностью спроектированного резонансного преобразователя является незначительный входной фильтр, который в сочетании с низким сопротивлением транзисторов выпрямителя приводит к появлению колебательного процесса, обусловленного обменом энергией между входным и выходным фильтрами через резонансный контур. Данный процесс искажает форму тока инвертора, который является суммой составляющей тока нагрузки и гармонической составляющей указанных колебаний.

Проведен анализ формы тока с помощью моделирования при параметрах резонансного контура – $Lr = 1,12$ мкГн, $Cr = 1,1$ мкФ, $L\mu = 240$ мкГн; значения фильтров – $C_{вх} = 1$ мкФ, $C_{вых} = 50$ мкФ; сопротивление транзисторов выпрямителя $R_{ds} = 2$ мОм. Результаты моделирования при номинальной нагрузке и на холостом ходу показаны на рисунке 6.2,а. Искажения тока инвертора присутствуют во всем диапазоне изменения нагрузки, но особенно отчетливо проявляются в режиме холостого хода в виде гармонической составляющей колебаний, определяемой величиной входного фильтра. Полученные на экспериментальном образце осциллограммы (рисунок 6.2,б) с высокой точностью подтверждают результаты моделирования.

Таким образом, результаты показывают, что при проектировании резонансного преобразователя с активным выпрямителем необходимо учитывать искажения формы тока инвертора, вызванные паразитными колебаниями.

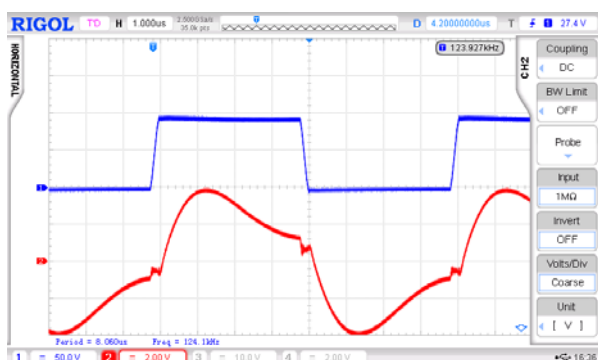


номинальная нагрузка $R_H = 170 \text{ мОм}$

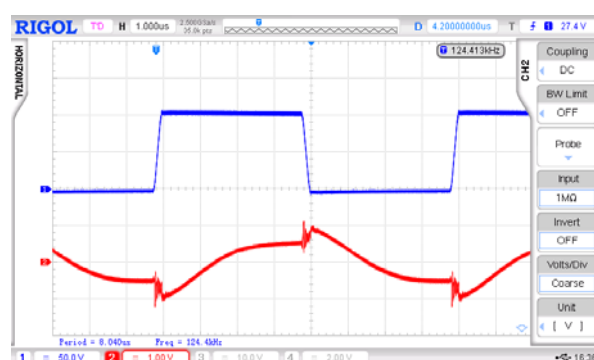


холостой ход $R_H \rightarrow \infty$

a



номинальная нагрузка $R_H = 170 \text{ мОм}$



холостой ход $R_H \rightarrow \infty$

б

Рисунок 6.2 – Ток инвертора резонансного *LLC*-преобразователя при номинальной нагрузке и на холостом ходу: результаты моделирования (*a*); экспериментальные результаты (*б*)

Другой аспект проектирования резонансного преобразователя состоит в формировании коммутационного режима *ZVS*, который обеспечивается индуктивностью L_μ , формирующей необходимое для перезаряда транзисторов значение тока резонансного контура. В данном случае собственное значение индуктивности трансформатора равно $L_\mu = 1 \text{ мН}$, не позволяет получить ток, достаточный для перезаряда паразитных емкостей транзисторов, поэтому процесс перезаряда не заканчивается на интервале паузы и транзисторы коммутируют остаточное напряжение (рисунок 6.3,б). Уменьшение индуктивности трансформатора до $L_\mu = 300 \text{ мН}$ позволяет увеличить ток перезаряда паразитных емкостей и получить благоприятный коммутационный *ZVS* процесс (рисунок 6.3,а).



$$L_{\mu} = 300 \mu\text{H}$$

a

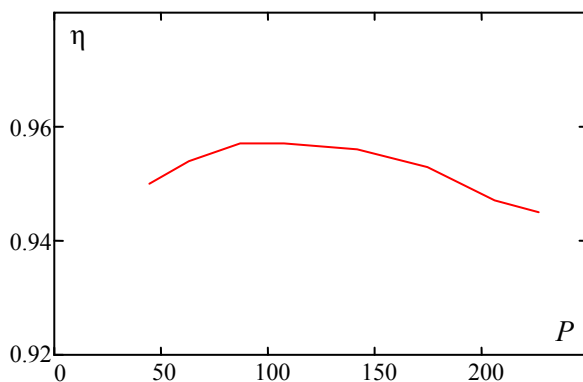


$$L_{\mu} = 1 \text{ mH}$$

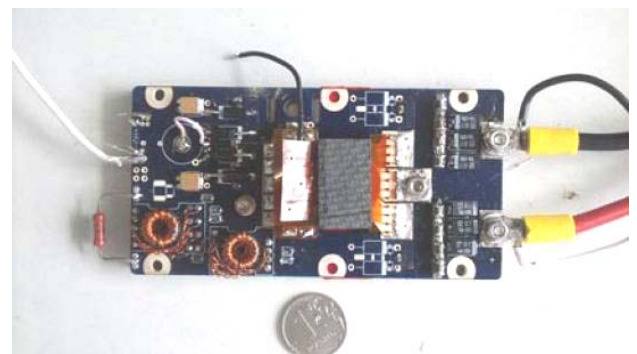
б

Рисунок 6.3 – Коммутационные процессы транзисторов: инвертор EPC2034
 $R_G = 6,8 \text{ Ом}$, выпрямитель EPC2020 $R_G = 4,7 \text{ Ом}$, $t_p = 200 \text{ ns}$

Проведено экспериментальное исследование зависимости КПД от нагрузки, результаты измерений показаны на рисунке 6.4,*a*. В данном режиме КПД характеризуется двумя основными факторами: постоянным значением потерь на перемагничивание трансформатора, определяемым постоянным значением индукции магнитопровода, и потерями в транзисторах преобразователя, квадратично зависящими от нагрузки. Установлено, что КПД имеет максимальное значение $\eta = 95,8 \%$, определяемое равенством указанных составляющих потерь.



a



б

Рисунок 6.4 – Резонансный преобразователь для питания синтезатора частот:
a – КПД; *б* – резонансный преобразователь

Представленные экспериментальные результаты показывают высокую энергетическую эффективность резонансного преобразователя (рисунок 6.4,б), имеющего в номинальном режиме КПД $\eta > 95 \%$, что для низковольтного преобразователя является существенным достижением. Аналогичный ВИП Vicor S110B8C150BL имеет меньший КПД 89% [182].

6.2 Вольтодобавочный резонансный LC-преобразователь энергии аккумулятора

Разработан резонансный преобразователь энергии аккумулятора, обеспечивающий стабилизацию выходного напряжения, параметры преобразователя приведены в таблице 6.2. В данном случае положение диапазона изменения входного напряжения создает условия для эффективного применения вольтодобавочной структуры построения преобразователя (рисунок 6.5).

Таблица 6.2 – Параметры преобразователя

Параметр	Значение
Мощность	700 Вт
Входное напряжение, $U_{вх}$	55–96 В
Выходное напряжение, $U_{вых}$	100 ± 1 В
Выходной ток, $I_{вых}$	7 А
Резонансная частота, f_0	100–200 кГц

В общем случае примененная структура позволяет реализовывать как понижающий, так и повышающий режим вольтодобавки. При ЧШИР условием выбора режима является фактор ограничения мощности, в роли которого может выступать максимальное значение разрядного тока АБ или максимальный ток самой нагрузки. В рассматриваемом случае преобразователь используется в режиме ограничения мощности $P_n = 700$ Вт, поэтому применение регулирования выпрямителем нецелесообразно из-за завышения тока резонансного контура, в то время как регулирование инвертором позволяет ограничить его ток номинальным значением $I_n = 7$ А и уменьшить таким образом статические потери.

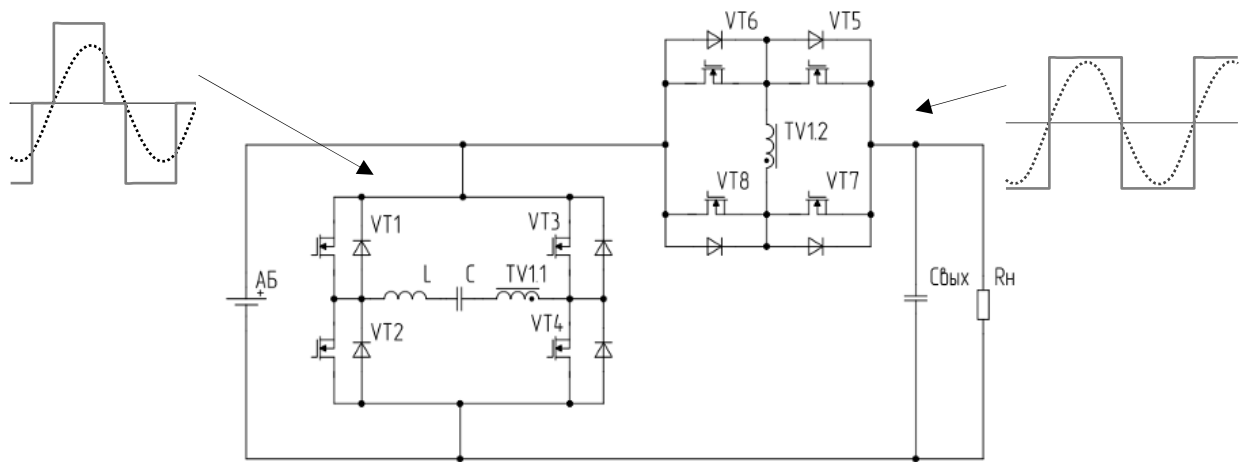


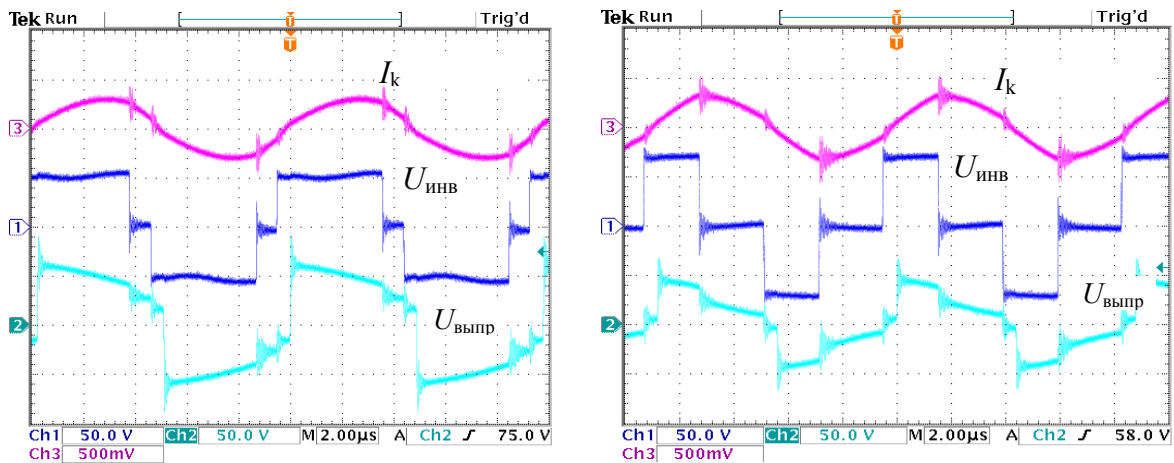
Рисунок 6.5 – Вольтодобавочный резонансный LC -преобразователь

Предлагаемый режим ЧШИР применен в вольтодобавочном резонансном преобразователе (рисунок 6.6), который выполнен на транзисторах IRFP4668 с выходной емкостью $C_{ds} = 1$ нФ, что делает актуальным формирование режима ZVS. Согласующий трансформатор с $K_{тр} = 1$ (ELP38 феррит N87) обеспечивает необходимую вольтодобавку для формирования напряжения 100 В при минимальном $U_{АБ} = 55$ В. Резонансный контур включает дроссель $L = 9$ мкГн (ELP38 N87) и резонансный конденсатор, состоящий из 5 конденсаторов К78-2-1000В-0,047мкФ с добротностью $Q \approx 1$ на максимальной нагрузке.



Рисунок 6.6 – Экспериментальный образец вольтодобавочного резонансного преобразователя

Осциллограммы тока резонансного контура, напряжения инвертора и выпрямителя при стабилизации выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 100 \text{ В}$ на нагрузке $R_{\text{н}} = 12 \text{ Ом}$ показаны на рисунке 6.7. Подтверждены сделанные в работе выводы: положительная фаза тока инвертора обеспечивает ZVS транзисторов его нерегулируемой стойки. Формирование ZVS включения транзисторов выпрямителя при отрицательном токе контура достигается смещением напряжения выпрямителя на $t_p = 400 \text{ нс}$. Искажения формы напряжения первичной обмотки трансформатора вызваны индуктивностью рассеяния трансформатора, которая является составляющей резонансного контура.



$$U_{\text{AB}} = 50 \text{ В}, \gamma = 0,9$$

a

$$U_{\text{AB}} = 75 \text{ В}, \gamma = 0,46$$

б

Рисунок 6.7 – Осциллограммы выходного напряжения инвертора и тока резонансного контура

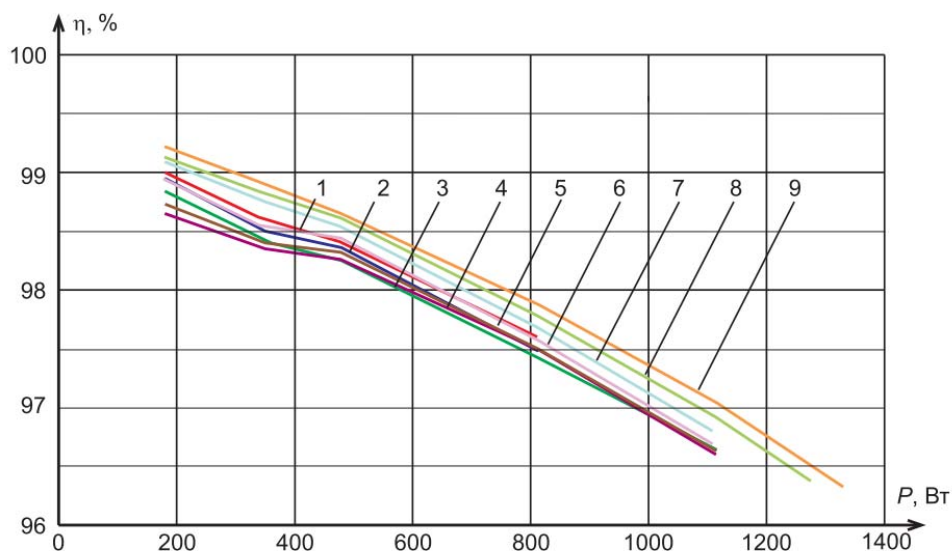
Измерение КПД преобразователя проведено на цифровом анализаторе мощности IntegraVision PA2200 Series Power Analyzers KEYSIGHT, результаты эксперимента при номинальной мощности представлены в таблице 6.3. Высокий КПД (более 96%) сохранен во всем диапазоне входного напряжения, что подтверждается характеристиками, представленными на рисунке 6.8,*a*. Слабая зависимость КПД от напряжения АБ объясняется линейной связью тока резонансного контура с током нагрузки независимо от глубины регулирования, что обеспечивает неизменность потерь при всех значениях напряжения АБ.

Таблица 6.3 – Результаты измерения КПД резонансного LC-преобразователя

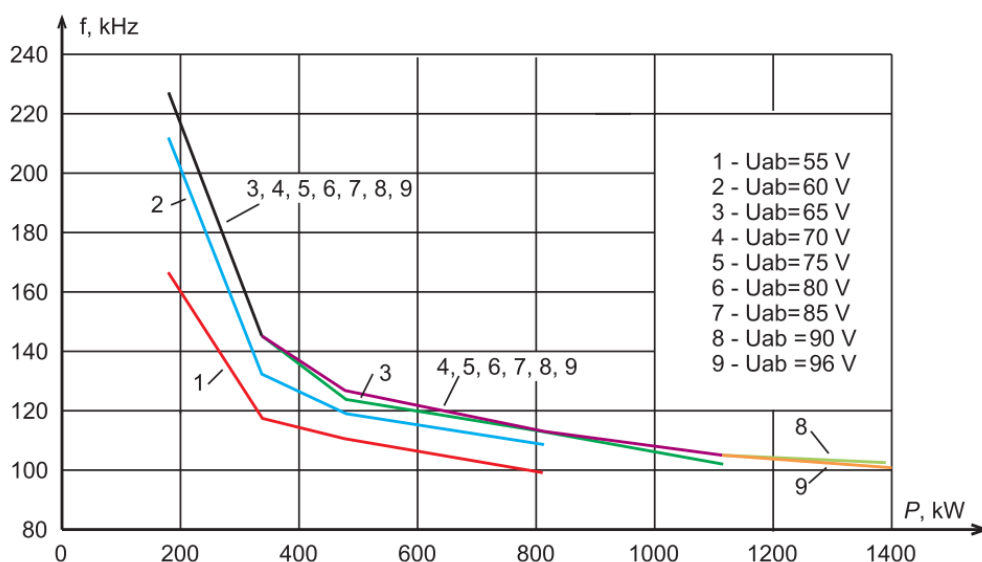
$$P_{\text{вых}} = 834 \text{ Вт} (R_{\text{н}} = 12 \text{ Ом})$$

$U_{\text{АБ}}, \text{ В}$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	$\Delta P_{\text{потерь}}, \text{ Вт}$	$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	$\eta, \%$
55	99,3	19,9	811,2	97,6
60	99,43	21,1	813,2	97,48
65	99,23	21,5	809,85	97,43
70	99,5	21,1	814,3	97,5
75	99,35	21,0	812,25	97,5
80	99,45	20,4	813,4	97,57
85	99,36	19,4	812,06	97,68
90	99,34	18,45	811,8	97,78
96	99,56	17,86	815,54	97,87

Проведено экспериментальное исследование зависимостей частотной подстройки при ЧШИР, данные приведены в таблице 6.4 и графически представлены на рисунке 6.8,б. Полученное увеличение подстройки частоты на малых нагрузках обусловлено уменьшением добротности резонансного контура и, соответственно, большим фазовым смещением между током и напряжением. Стабильность частоты при изменении входного напряжения отражает свойство вольтодобавочной топологии, заключающееся в уменьшении сопротивления выпрямителя по переменному току и, следовательно, увеличении добротности резонансного контура при регулировании. Нужно отметить, что в отличие от теоретической модели, построенной по первой гармонике (см. рисунок 2.17,б), в экспериментальной зависимости присутствует участок стабильной частоты при изменении входного напряжения. Это объясняется искажениями формы тока резонансного контура и тем, что в практических схемах подстройка частоты осуществляется не по фазе первой гармоники, а по точке перехода тока резонансного контура через ноль, обеспечивающей условия ZVS. В целом эксперимент подтверждает ограниченный характер подстройки частоты при ЧШИР в вольтодобавочной структуре резонансного преобразователя.



а



б

Рисунок 6.8 – Экспериментальные характеристики
 вольтодобавочного резонансного LC -преобразователя при ЧШИР:
 а – КПД от мощности нагрузки при различных входных напряжениях;
 б – зависимость частоты от мощности при различных входных напряжениях

Таким образом, введение частотной подстройки позволяет минимизировать интервалы рекуперации и сохранить режим ZVS, при котором обеспечивается высокая энергетическая эффективность. Применение ЧШИР в данном образце позволяет получить высокий КПД при подстройке частоты до $f = 230$ кГц при уменьшении выходной мощности до $P_{\text{вых}} = 180$ Вт.

Таблица 6.4 – Результаты измерения подстройки частоты

1) $U_{AB} = 55 \text{ В}$

$R_{\text{н}}, \text{ Ом}$	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	811,2	476,55	338,18	179,25	48,94
$f, \text{ кГц}$	99,21	110,62	117,37	166,67	132,28

2) $U_{AB} = 60 \text{ В}$

$R_{\text{н}}, \text{ Ом}$	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	813,2	479,5	337,08	179,56	49,07
$f, \text{ кГц}$	108,7	119,05	132,28	211,87	146,63

3) $E_{AB} = 65 \text{ В}$

$R_{\text{н}}, \text{ Ом}$	8,7	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	1115,6	809,85	479,32	337,13	179,85	48,9
$f, \text{ кГц}$	102,04	113,12	123,76	145,35	227,27	146,63

4) $U_{AB} = 70 \text{ В}$

$R_{\text{н}}, \text{ Ом}$	8,7	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	1114,4	814,3	477,7	337,07	179,89	48,76
$f, \text{ кГц}$	105,04	113,12	126,9	145,35	227,27	146,63

5) $U_{AB} = 75 \text{ В}$

$R_{\text{н}}, \text{ Ом}$	8,7	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	1114,9	812,25	478,48	337,2	180,29	49,05
$f, \text{ кГц}$	105,04	113,12	126,9	145,35	227,27	132,63

6) $U_{AB} = 80 \text{ В}$

$R_{\text{н}}, \text{ Ом}$	8,7	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	1108,5	813,4	478,84	337,9	179,54	49,03
$f, \text{ кГц}$	105,04	113,12	126,9	145,35	227,27	125

7) $U_{AB} = 85 \text{ В}$

$R_{\text{н}}, \text{ Ом}$	8,7	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	1108,5	812,06	477,41	338,79	179,72	49,11
$f, \text{ кГц}$	105,04	113,12	126,9	145,35	227,27	125

8) $U_{AB} = 90 \text{ В}$

$R_{н}, \text{ Ом}$	7	8,7	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	1380	1113,5	811,81	479,15	338,4	179,27	48,99
$f, \text{ кГц}$	102,67	105,04	113,12	126,9	145,35	227,27	125

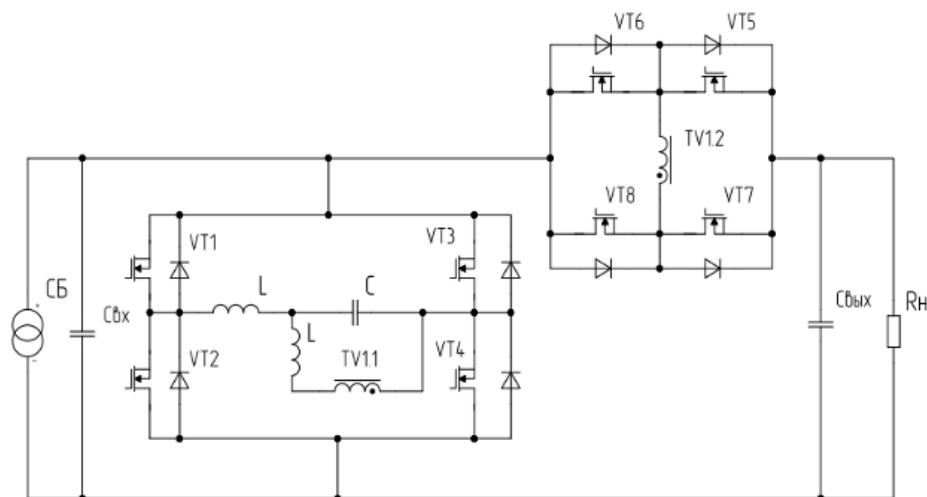
9) $U_{AB} = 96 \text{ В}$

$R_{н}, \text{ Ом}$	7	8,7	12,1	20,6	29,2	55	200
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	1402,3	1115,7	815,54	478,61	339,27	179,44	49,14
$f, \text{ кГц}$	100,81	105,04	113,12	126,9	145,35	227,27	125

6.3 Вольтодобавочный резонансный *LCL*-преобразователь с параметрической стабилизацией выходного напряжения

Разработан резонансный *LCL*-преобразователь, осуществляющий параметрическое преобразование тока солнечной батареи в постоянное напряжение. Преобразователь построен по вольтодобавочной структуре (рисунок 6.9), которая позволяет уменьшить статические потери и ограничить напряжение солнечной батареи значением выходного напряжения и таким образом исключить возможность пробоя в условиях вакуума [178]. Применение *LCL*-топологии в преобразователе позволяет с помощью параметрического импедансного преобразования компенсировать возмущения нагрузки, что уменьшает ток выпрямителя и статические потери. Характеристики преобразователя показаны в таблице 6.5.

Экспериментальный образец вольтодобавочного резонансного *LCL*-преобразователя построен на транзисторах IRFP4668 и трансформаторе с коэффициентом трансформации $K_{тр} = 1$ (ETD 59/31/2, феррит N87). Резонансный *LCL*-контур включает два дросселя $L_n = L_f = 8 \text{ мкГн}$ (ETD 55/28/21, феррит N87) и резонансную емкость, состоящую из 10 конденсаторов K78-2б-1000В-0,033 мкФ; контур имеет резонансную частоту $f_0 = 100 \text{ кГц}$.

Рисунок 6.9 – Вольтодобавочный резонансный LCL -преобразовательТаблица 6.5 – Параметры LCL -преобразователя

Параметр	Значение
Мощность	1400 Вт
Максимальный ток СБ, $I_{СБ}$	14 А
Выходное напряжение, $U_{ВЫХ}$	100 В
Входное напряжение, $U_{ВХ}$	0–100 В
Резонансная частота, f_0	100 кГц

Волновое сопротивление резонансного контура подобрано таким образом, что позволяет получить напряжение $U_{ВЫХ} = 100$ В при максимальном входном токе $I_{СБ} = 14$ А. В режиме стабилизации выходного напряжения при токе $I_{СБ} = 14$ А получены осциллограммы (рисунок 6.10,а). Показано, что на номинальной нагрузке $R_{н} = 8$ Ом выходное напряжение перераспределено между напряжением инвертора $U_{инв} = 85$ В и напряжением выпрямителя, формирующим требуемое напряжение вольтодобавки $U_{выпр} = 15$ В. При этом присутствует и перераспределение тока солнечной батареи, который преимущественно протекает через выпрямитель. В данном режиме в токе инвертора первая гармоника фактически отсутствует.

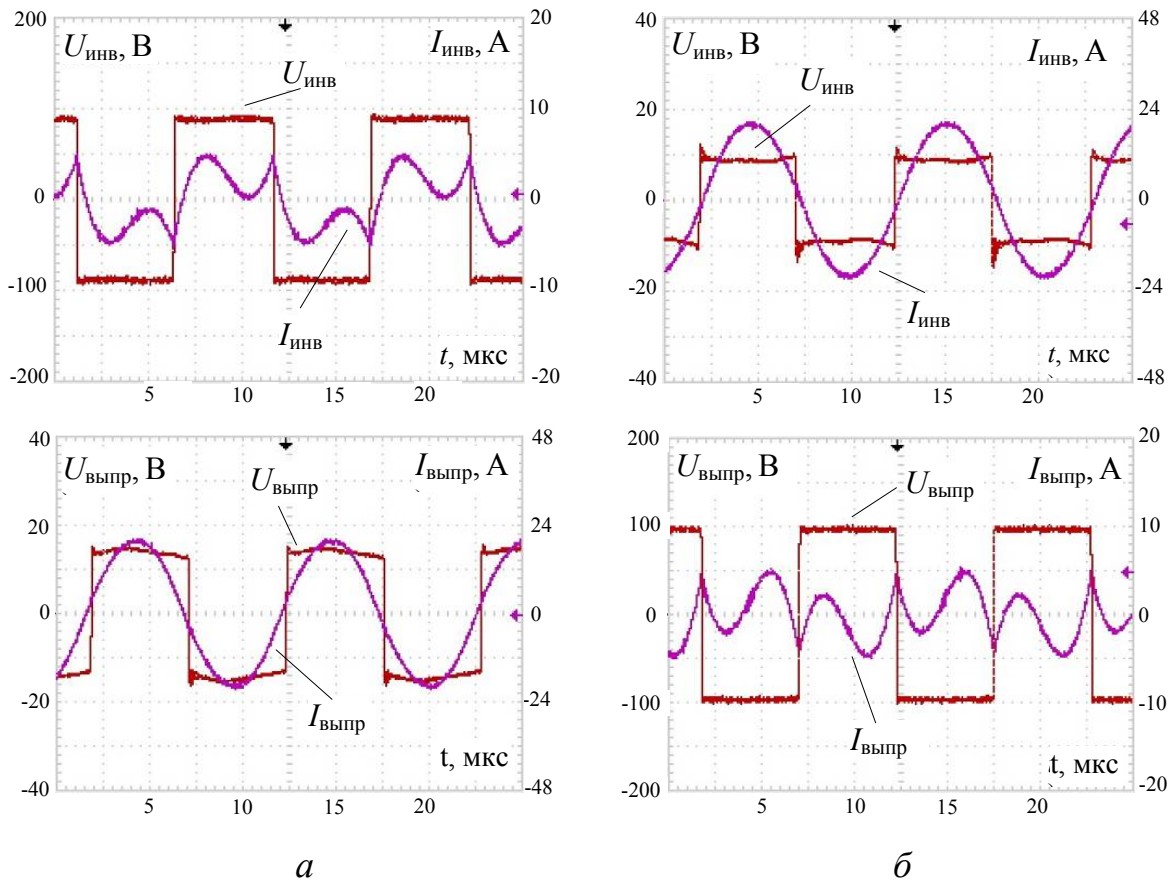


Рисунок 6.10 – Осциллограммы тока и напряжения LCL -преобразователя при различных значениях нагрузки и $I_{СБ} = 14\text{А}$: $R_n = 8\text{ Ом}$ (а); $R_n = 100\text{ Ом}$ (б)

При нагрузке, близкой к холостому ходу ($R_n = 100\text{ Ом}$, рисунок 6.10,б), токи и напряжения инвертора и выпрямителя имеют обратное распределение, что соответствует выводам главы 3. Необходимо отметить, что при изменении нагрузки в полном диапазоне перераспределение тока уменьшает статические потери и формирует фазы тока, обеспечивающие ZVS коммутацию.

В результате проведенного эксперимента получены зависимости выходного напряжения от мощности при максимальном токе $I_{СБ} = 14,8\text{ А}$ (таблица 6.6, рисунок 6.11). Незначительная нестабильность 4% при изменении нагрузки в полном диапазоне до холостого хода обусловлена статическими потерями в преобразователе и достигнута за счет свойств рекуперации активного выпрямителя.

Таблица 6.6 – Выходное напряжение LCL -преобразователя при $I_{СБ} = 14,8$ А

Мощность нагрузки, Вт	Выходное напряжение, В
26	103,9
295	103
328	102,9
370	102,8
435	102,6
527	102,3
663	101,8
913	101,1
1222	100,2
1273	100
1447	99,5

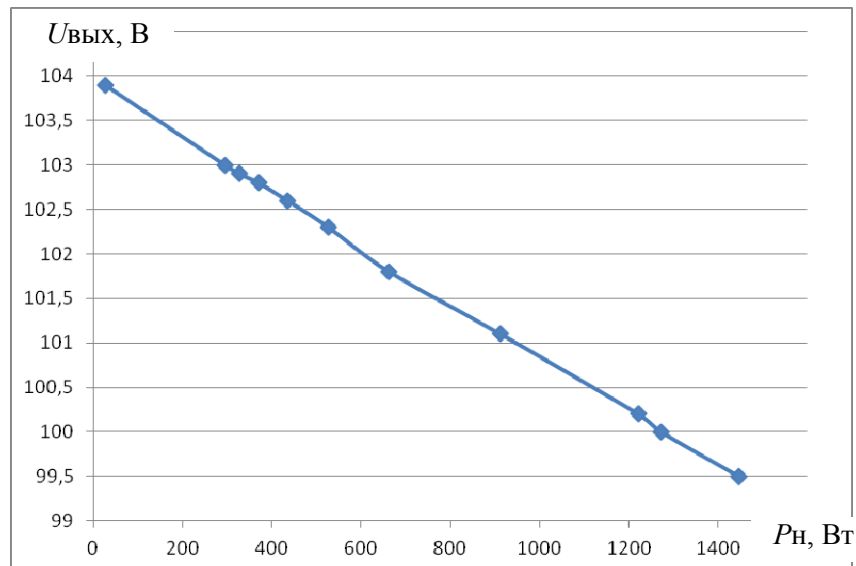


Рисунок 6.11 – Зависимость параметрически стабилизируемого LCL -преобразователем напряжения от мощности нагрузки при токе $I_{СБ} = 14,8$ А

Дрейф тока солнечной батареи компенсируется регулированием коэффициента передачи преобразователя, которое реализовано на основе предложенного ШИР с фазовым смещением напряжения выпрямителя, что обеспечивает равные фазы тока в инверторе и выпрямителе и коммутационные условия ZVS . Выбор режима ШИР выпрямителем обусловлен обеспечением минимальных статических потерь при регулировании в условиях $U_{ВХ} < U_{ВЫХ}$ и

полным энергетическим использованием входного источника согласно проведенным в главе 3 расчетам. Примененное ШИР выпрямителем реализуется передним фронтом, что позволяет достичь ZVS транзисторов согласно выводам главы 2. Результаты экспериментальных исследований резонансного *LCL*-преобразователя при ШИР напряжения выпрямителя представлены в виде осциллограмм напряжения и тока инвертора и выпрямителя при токе $I_{СБ} = 9,4$ А, $\gamma = 0,64$ на нагрузке $R_n = 20$ Ом (рисунок 6.12). В представленном режиме ШИР формирует равные фазы тока в мостовых преобразователях. Осциллограммы отражают состояние преобразователя при равном распределении напряжения между инвертором и выпрямителем, в этом случае получены минимальные значения их токов относительно токов нагрузки и источника.

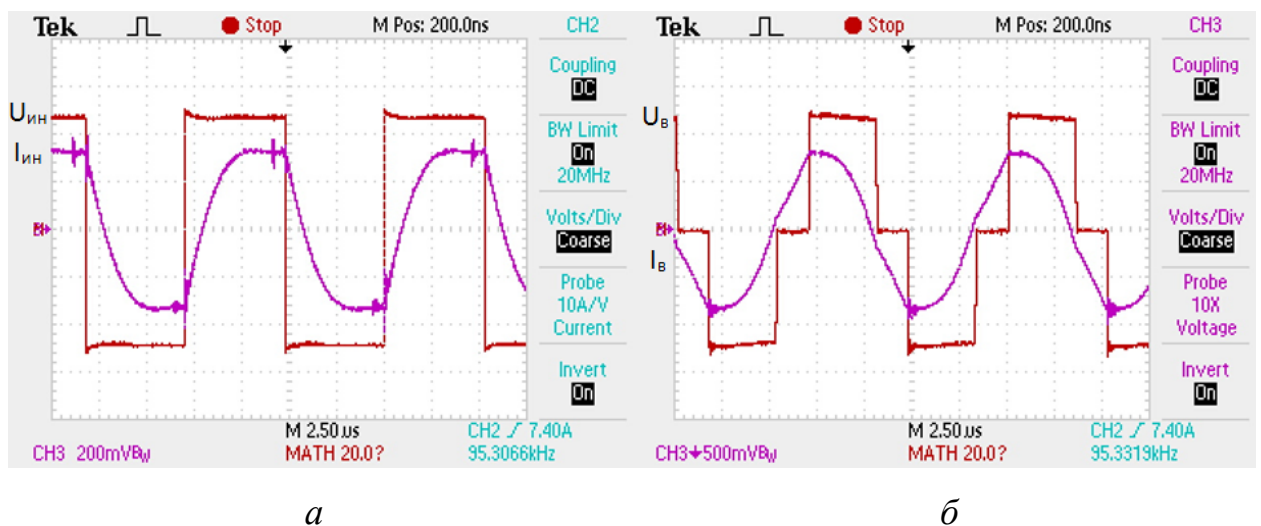


Рисунок 6.12 – Осциллограммы тока и напряжения *LCL*-преобразователя при $P_n = 440$ Вт, $R_n = 20$ Ом (20 В/кл. 5 А/кл.): *а* – инвертор; *б* – выпрямитель

Произведена оценка КПД вольтодобавочного резонансного *LCL*-преобразователя при изменении нагрузки (выходной мощности) и тока СБ, значения входной мощности и напряжения на нагрузке сведены в таблицу 6.7. На основе представленных данных построены зависимости значения КПД от мощности источника $\eta(P_n)$ для двух режимов: при максимальном входном токе $I_{БС} = 14,8$ А и токе $I_{СБ} = 9,4$ А, при котором реализуется ШИР (рисунок 6.13). Отмечено, что преобразователь обладает высоким значением КПД, потери имеют

минимум в середине диапазона изменения нагрузки при равномерном распределении тока источника между мостовыми преобразователями (см. рисунок 6.12). В крайних точках диапазона (режимы номинальной нагрузки и режим холостого хода) максимальную токовую нагрузку испытывает только один из мостовых преобразователей (инвертор или выпрямитель), что увеличивает потери, однако их значение не превышает $\Delta P = 26$ Вт при мощности до 1450 Вт.

Таблица 6.7 – КПД *LCL*-преобразователя и его потери

$I_{\text{БС}} = 14,8 \text{ А}$			
Номер измерения	Мощность, Вт	КПД, %	ΔP , Вт
1	26,0	0	26,0
2	295,0	93,9	17,9
3	328,0	94,8	16,9
4	370,0	95,7	16,0
5	435,0	96,6	14,9
6	527,0	97,2	14,5
7	663,0	97,8	14,5
8	913,0	98,3	15,5
9	1222,0	98,4	20,0
10	1273,0	98,4	21,0
11	1447,0	98,3	25,0
$I_{\text{БС}} = 9,4 \text{ А}$			
1	26,7	0	26,7
2	116,1	84,3	18,2
3	280,4	95,6	12,3
4	319,2	96,3	11,7
5	368,7	97,0	11,0
6	442,0	97,2	12,4
7	548,0	97,3	14,6
8	745,8	97,2	21,0

Представленные экспериментальные зависимости подтверждают теоретические выводы о перераспределении тока в вольтодобавочном *LCL*-преобразователе, что обеспечивает равенство потерь в преобразователе в режиме холостого хода и на полной нагрузке.

Подтверждена высокая энергетическая эффективность вольтодобавочного резонансного LCL -преобразователя, имеющего в номинальном режиме КПД свыше 98 %. Расхождение результатов теоретических и экспериментальных данных обусловлено высшими гармониками тока резонансного контура, не превышает 4% для случая максимального тока при угле $\beta = 0$ и достигает 9% при минимальном токе $I_{СБ} = 9,4$ А.

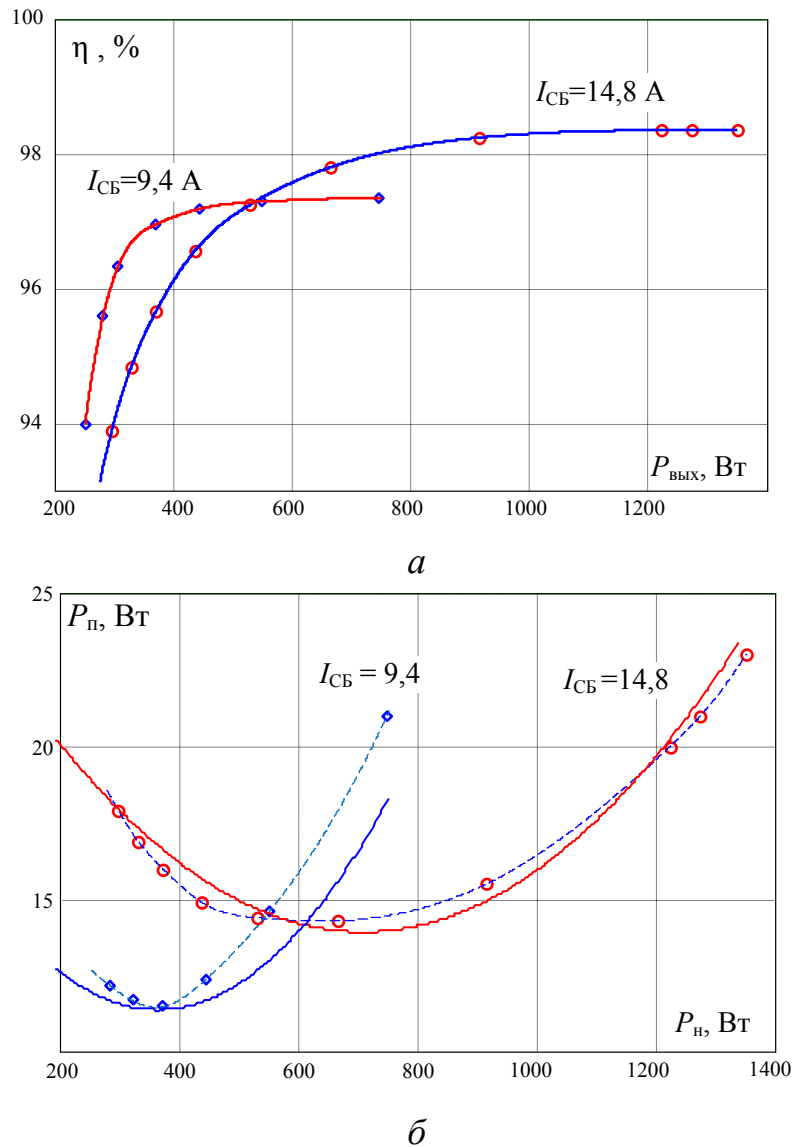


Рисунок 6.13 – Зависимости КПД (а), активных потерь (б) резонансного LCL -преобразователя от выходной мощности

6.3 Изолированный *LCLC*-преобразователь с параметрической стабилизацией мощности для индукционной термообработки труб

На основе теоретических исследований импедансных свойств *LCLC*-контура на изменяющейся нагрузке (см. главу 5) спроектирован индукционно-нагревательный комплекс термообработки сварного шва трубы газопровода. Требование обеспечения равномерности прогрева сварного шва привело к выбору достаточно низкой частоты 2 кГц, которая формирует большую глубину проникновения тока в металл. Применен предложенный способ параметрической стабилизации мощности индуктора, реализованный на основе резонансного *LCLC*-контура. Согласно данному способу осуществлена настройка контура на симметричный режим приближением частоты параллельного контура f_0 к нижней резонансной частоте $f_{нч}$ с образованием частоты касания. В данном случае при смещении частоты параллельного контура добротность является переменной величиной. Произведенный расчет симметричного режима отражен семейством частотных характеристик *LCLC*-контура, показанных при $f_{нч} = 2$ кГц и $f_0 = \text{var}$ и начальной добротности контура $Q_0 = 8$ (рисунок 6.14). Слабая магнитная связь в конструкциях индуктора подобного типа позволяет считать его индуктивность постоянной ($L_n = \text{const}$), поэтому изменение добротности параллельного контура и максимума функции $\text{Re } Z(\omega)$ можно считать линейными при изменении f_0 (рисунок 6.14,а). На основе характеристик определен входной ток контура $I_{вх}^*$ (рисунок 6.14,б), определяющий коэффициент передачи K_I и частоты касания холодной нагрузки $f = 2,2$ кГц и симметричного расположения максимумов фаз при $\sigma R = 2$ $f = 2,16$ кГц (рисунки 6.14,в,г).

Частотные характеристики *LCLC*-контура в крайних точках диапазона изменения нагрузки показаны на рисунке 6.15. Приведены результаты расчетов в режиме стабилизации мощности минимальной нагрузки $P_n^* = 1$ при $f_0 = 3,3$ кГц (рисунок 6.15,а) и в предлагаемом симметричном режиме, полученном при $f_0 = 2,16$ кГц (рисунок 6.15,б).

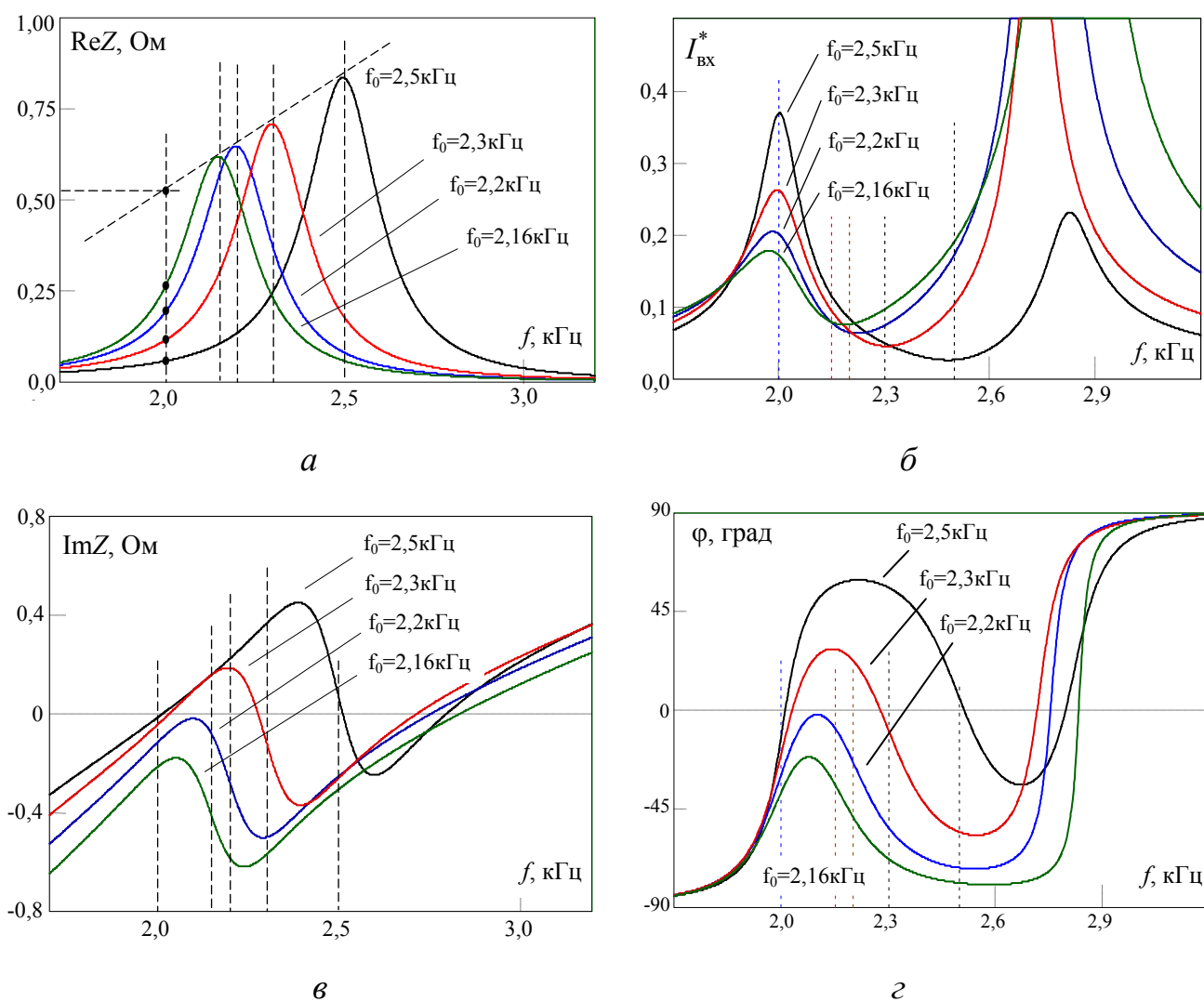


Рисунок 6.14 – Частотные характеристики $LCLC$ -контура при фиксированной нижней резонансной частоте и индуктивности нагрузки L_n , различных положениях частоты f_0 ($m = 10$, $L_n = 5,2$ мкГн, $R = 8$ мОм)

В режиме стабилизации мощности минимальной нагрузки ее увеличение компенсируется частотным регулированием в диапазоне Δf_r в области положительных фаз $\Delta\varphi_f = [2^\circ \dots 42^\circ]$. При симметричной настройке $LCLC$ -контура частота максимальных фаз совпадает с частотой параметрической стабилизации мощности $f_{rz} = f_P$ (см. рисунок 6.15,б). Это позволяет избежать большого однополярного отклонения фазы входного тока при изменении нагрузки и тем самым минимизировать его максимальное значение, в данном случае диапазон составил $\Delta\varphi_P = [-19^\circ \dots 19^\circ]$.

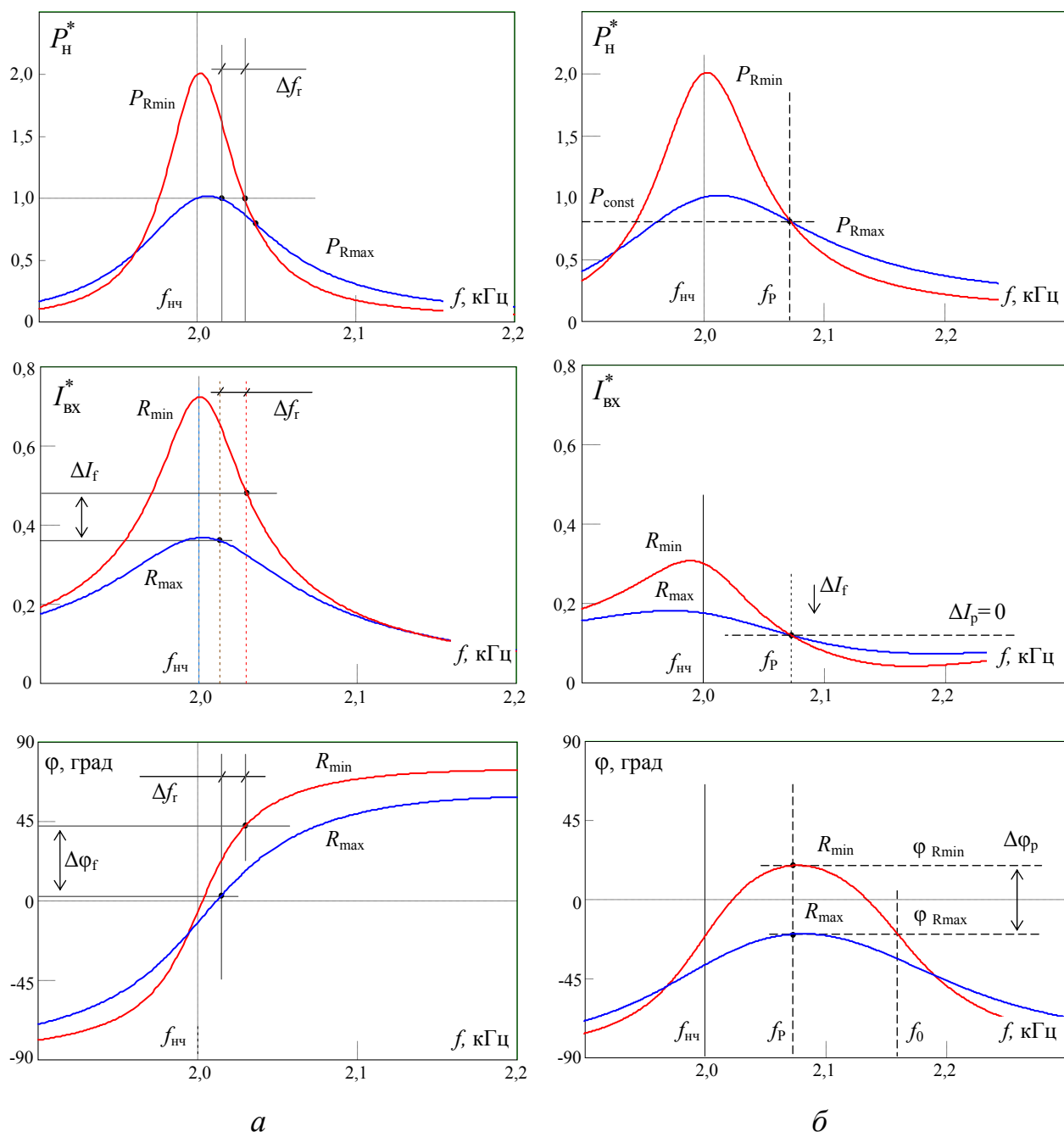


Рисунок 6.15 – Частотные зависимости $LCLC$ -контура в области низкой резонансной частоты $f_{нч} = 2\text{кГц}$ при симметричном расположении максимумов фаз: $f_0 = 3,3\text{ кГц}$ (а); $f_0 = 2,16\text{ кГц}$ (б)

Зависимости параметров входного тока $LCLC$ -контура в функции от нагрузки в исследуемых режимах дают более наглядное представление и показаны на рисунке 6.16. В обоих режимах стабилизация мощности осуществлена частотным регулированием, на частоте f_P мощность совпадает только на краях диапазона. В режиме стабилизации холодного максимума (режим

1) холодная нагрузка R_{\max} соответствует нулевой фазе ($\cos \varphi \rightarrow 1$), при уменьшении сопротивления до R_{\min} увеличение фазы вызывает уменьшение $\cos \varphi_{\min} = 0,74$ и рост входного тока. В симметричном режиме настройки входной ток имеет минимум, смещенный в область середины диапазона нагрузки, и максимальный $\cos \varphi = 1$, при этом на краях диапазона $\cos \varphi_{\min} = 0,94$, что существенно больше, чем в режиме стабилизации холодного максимума.

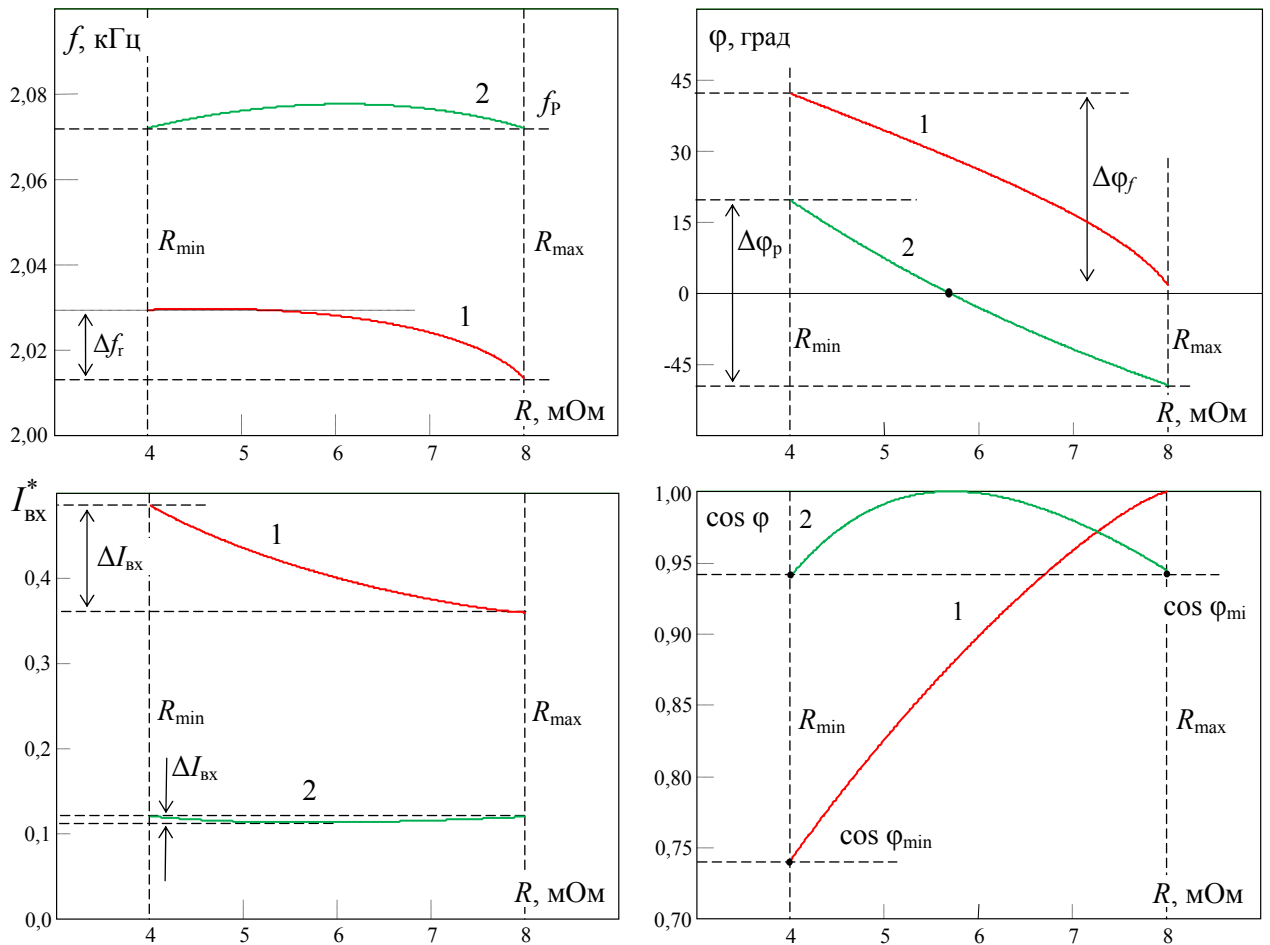


Рисунок 6.16 – Зависимости параметров преобразователя от сопротивления нагрузки в режиме частотного регулирования при $f_0 = 3,3$ кГц (1) и в режиме параметрической стабилизации мощности при $f_0 = 2,16$ кГц (2)

Таким образом, представленные результаты показывают, что в симметричном режиме настройки импедансные свойства резонансного $LCLC$ -контура обеспечивают уменьшение максимальных значений фазы тока инвертора и его более полное энергетическое использование.

*Определение энергетических показателей
в режиме стабилизации мощности*

Особенность режима стабилизации мощности заключается в завышении габаритной мощности преобразователя, определяемой максимальными значениями тока и напряжения:

$$P_H = I_{\max}^2 \cdot R_{\min} = I_{\min}^2 \cdot R_{\max}, \quad (6.1)$$

$$P_\Gamma = U_{\max} \cdot I_{\max} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \cdot P_H \rightarrow P_\Gamma^* = \sqrt{\sigma R}. \quad (6.2)$$

В резонансном преобразователе при частотном регулировании энергетические характеристики определяются частотными характеристиками контура

$$P_\Gamma(\sigma R) = E \cdot I_{\text{вх}}(\sigma R) = \frac{4}{\pi} \frac{E^2}{Z(\sigma R)} = \frac{4}{\pi} \frac{E^2}{\text{Re} Z(\sigma R)} \cos \varphi(\sigma R), \quad (6.3)$$

а габаритная мощность – максимальным отклонением фазы входного тока

$$P_\Gamma^* = \frac{1}{\cos \varphi_{\max}}, \quad (6.4)$$

что подтверждается характеристиками (см. рисунок 6.16), где при $\sigma R = 2$ стабилизация максимальной мощности требует смещения фазы тока $\varphi = 45^\circ$.

В последовательно-параллельной топологии резонансного контура при частотном регулировании условие стабилизации мощности можно записать:

$$P_H = \frac{8}{\pi^2} \frac{E^2}{Z(\Omega)} \cos \varphi = \frac{8}{\pi^2} \frac{E^2}{\text{Re} Z(\Omega)} \cos^2 \varphi(\Omega), \quad (6.5)$$

$$\frac{\cos^2 \varphi(R_{\max})}{\cos^2 \varphi(R_{\min})} = \frac{\text{Re} Z(R_{\max})}{\text{Re} Z(R_{\min})} = \sigma K_I^2 \cdot \sigma R,$$

в частном случае $K_I = 1$:

$$\cos \varphi = 1/\sqrt{\sigma R} \rightarrow P_\Gamma^* = \sqrt{\sigma R}. \quad (6.6)$$

При условии удаления резонансных частот $f_{нч} < f_0$ входной импеданс пропорционален активному сопротивлению нагрузки:

$$\operatorname{Re} Z(\Omega) \approx \frac{R}{(1 - \Omega^2)^2} \rightarrow \operatorname{Re} Z(\Omega) \sim R. \quad (6.7)$$

При условии сближения частот $f_0 \rightarrow f_{нч}$ контур проявляет свойство импедансного преобразования, а энергетические характеристики определяются на основе общих выражений. В предлагаемом симметричном режиме *LCLC*-контра $\varphi(R_{\max}) = \varphi(R_{\min})$, поэтому

$$\frac{K_1(R_{\max})^2}{K_1(R_{\min})^2} = \sigma R \rightarrow \operatorname{Re} Z(R_{\max}) = \operatorname{Re} Z(R_{\min}), \quad (6.8)$$

$$\xi(\Omega, Q_{\max})^2 = \sigma R.$$

Данное выражение показывает связь обобщенной расстройки контра с диапазоном изменения нагрузки в симметричном режиме. Габаритная мощность инвертора определяется функцией фазы входного тока $\varphi_{\max}(\sigma R)$, определяемой уравнением (5.47), решение которого приведено на рисунке 5.30.

Проведена оценка энергетических характеристик путем моделирования в условиях: диапазон нагрузки $R = [4 \dots 8 \text{ мОм}]$, значение стабилизируемой мощности $P = 400 \text{ кВт}$, частота $f_{нч} = 2 \text{ кГц}$. Для частотного регулирования при $f_0 = 3,3 \text{ кГц}$ результаты моделирования показаны на рисунке 6.17, данные сведены в таблицу 6.8. Моделирование подтверждает результаты расчетов в пределах 3% погрешности. В симметричном режиме при параметрической стабилизации мощности моделирование проведено в двух случаях – $L_f^* = 10$ и $L_f^* = 20$, результаты показаны на рисунке 6.18 и сведены в таблицу 6.8. Расчетные энергетические показатели равны на границах диапазона изменения нагрузки, что объясняется равенством фаз тока инвертора в этих точках.

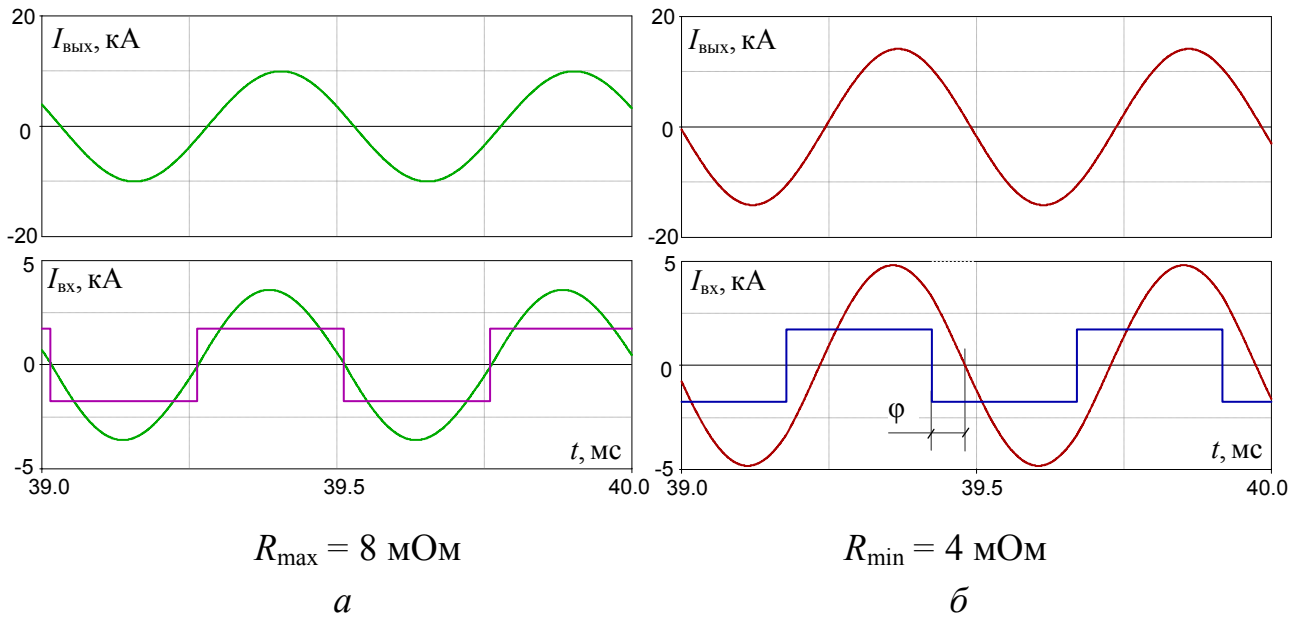


Рисунок 6.17 – Диаграммы стабилизации мощности частотным регулированием при параметрах $f_0 = 3,3 \text{ кГц}$, $L_n = 5,2 \text{ мкГн}$, $L_f = 52 \text{ мкГн}$, $C_n = 779,5 \text{ мкФ}$, $C_f = 95,3 \text{ мкФ}$

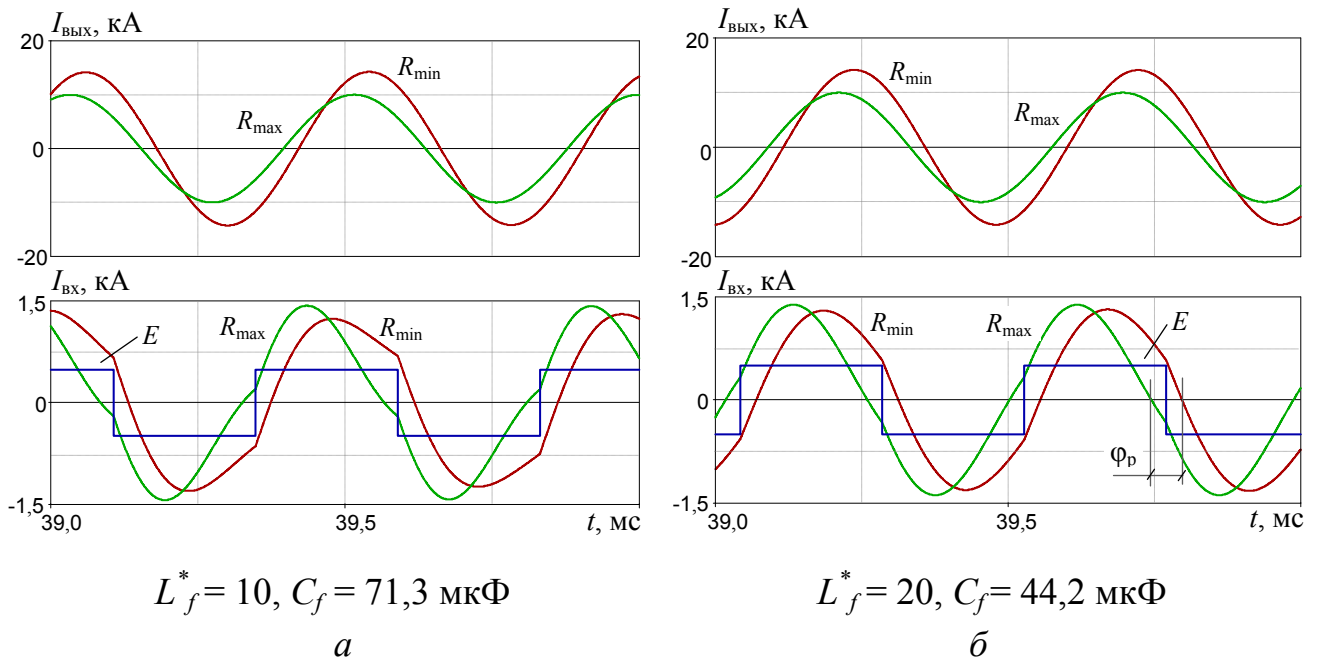


Рисунок 6.18 – Диаграммы работы преобразователя в симметричном режиме при $f_0 = 2,16 \text{ кГц}$

В режиме параметрической стабилизации мощности ($L_f^* = 10$) входной ток при R_{\max} и R_{\min} отличается, что объясняется искажениями его формы (рисунок 6.18,а). Это незначительно завышает габаритную мощность

(см. таблицу 6.8). Подавление искажений входного тока увеличением дросселя последовательного контура $L_f^* = 20$ выравнивает ток на границах диапазона нагрузки (рисунок 6.18,б) и позволяет уменьшить габаритную мощность.

Таблица 6.8 – Энергетические показатели преобразователя с $LCLC$ -контуром

Параметры преобразователя		$f_0 \gg f_{нч}$ $f_0 = 3,3$ кГц		$f_0 \rightarrow f_{нч}$ $f_0 = 2,16$ кГц		
		Расчет	Модель	Расчет	Модель $L_f^*=10$	Модель $L_f^*=20$
K_M	R_{max}	0,9	0,89	0,85	0,84	0,85
	R_{min}	0,63	0,65			
P_T	R_{max}	1,57	1,59	1,67	1,73	1,7
	R_{min}	2,22	2,15		1,6	1,63

Полученные результаты использованы при разработке индукционно-нагревательного комплекса термической обработки сварного шва трубы газопровода УИН 009-800 (рисунок 6.19). Построение преобразователя частоты ПЧ-800-6х2Ш6В-54200 на основе последовательно-параллельной топологии резонансного $LCLC$ -контура, обладающей свойствами импедансного преобразования, позволило параметрически сформировать режим близкий к режиму стабилизации мощности нагрузки.



Рисунок 6.19 – Комплекс индукционной термообработки труб на основе резонансного $LCLC$ -преобразователя

Для нагрева труб диаметром 1400 мм разработан одновитковый кольцевой индуктор эквивалентной индуктивностью $L_n \approx 2 \text{ мкГн}$, параллельно которому включен конденсатор $C_n = 529 \text{ мкФ}$, параметры последовательного парциального контура $C_f = 46 \text{ мкФ}$, $L_f = 20 \text{ мкГн}$. Указанные параметры обеспечивают симметричное расположение минимумов фазы входного тока $LCLC$ -контура. Осциллограммы тока индуктора и входного тока $LCLC$ -контура при приведенных выше параметрах и входном напряжении 300 В показаны на рисунке 6.20.

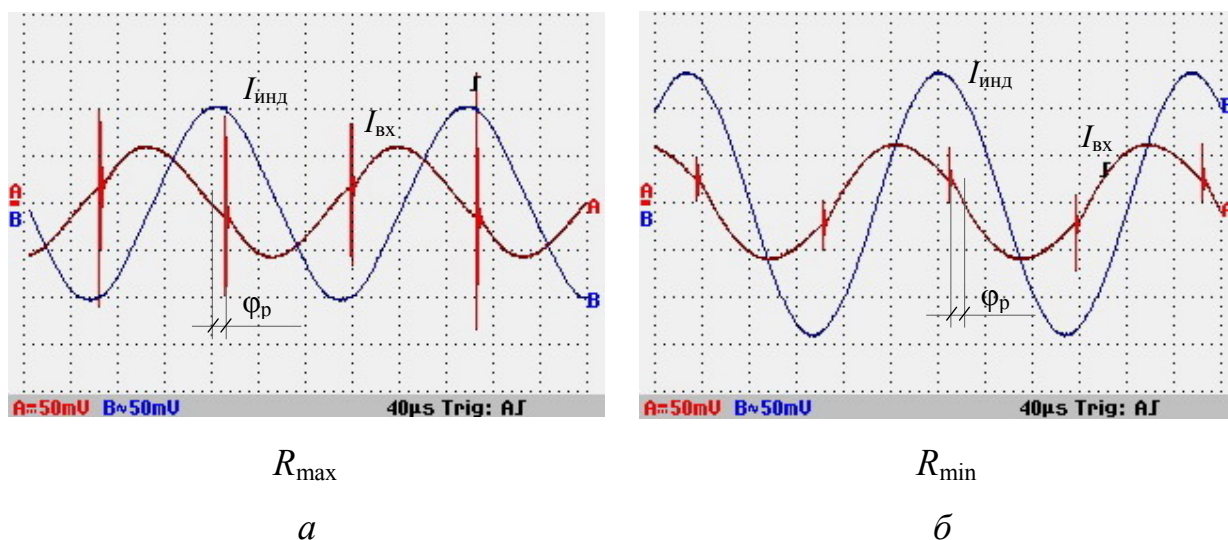


Рисунок 6.20 – Осциллограммы тока индуктора и входного тока контура в режиме параметрической стабилизации мощности:

$C_n = 529 \text{ мкФ}$, $C_f = 46 \text{ мкФ}$, $L_f = 20 \text{ мкГн}$, $I_{\text{инд}} 1 \text{ кл} - 2,5 \text{ кА}$, $I_{\text{вх}} 1 \text{ кл} - 1,65 \text{ кА}$

В процессе нагрева получен диапазон изменения фазы входного тока $\varphi = [-21-23^\circ]$ (таблица 6.9), что обеспечивает $\cos \varphi > 0,92$. Отмечена стабильная амплитуда входного тока контура, что в указанном диапазоне фаз говорит о незначительной нестабильности активной мощности нагрузки. Согласно осциллограммам изменение тока индуктора в процессе нагрева составляет $\sigma I_{\text{инд}} = 1,4$, что при изменении активной составляющей нагрузки $\sigma R = 2$, подтверждает факт стабильности выходной мощности. В результате измерений расхождение по входному току контура, определяющему габаритную мощность инвертора, составило 2–3%.

Таблица 6.9 – Энергетические показатели преобразователя с *LCLC*-контуром

Параметр	Диапазон изменения фазы тока инвертора	Относительное изменение тока инвертора
Расчет	-19° – 19°	1,057
Эксперимент	-21° – 23°	1,086

Таким образом, представленные осциллограммы соответствуют результатам моделирования и подтверждают правильность сделанных выводов.

Выводы по главе 6

На основе резонансных преобразователей с высокой энергетической эффективностью разработаны опытные и макетные образцы:

1) низковольтный изолированный резонансный *LLC*-преобразователь для питания синтезатора частот космического аппарата. Применение управляемого активного выпрямителя обеспечило режим холостого хода и фазу тока в инверторе и выпрямителе, формирующую *ZVS* коммутацию транзисторов. Комплексное уменьшение статических и динамических потерь позволило получить $\eta = 95\%$ при выходном напряжении 6 В;

2) вольтодобавочный резонансный преобразователь энергии аккумуляторной батареи с ЧШИР. Показано, что при регулировании инвертором ток резонансного контура и статические потери не зависят от напряжения аккумулятора. При номинальной мощности 700 Вт получен $\eta = 97,8\%$;

3) стабилизатор выходного напряжения на основе вольтодобавочного резонансного *LCL*-преобразователя, в котором за счет импедансных свойств резонансного контура изменение нагрузки приводит к перераспределению тока в инверторе и выпрямителе, что позволило получить $\eta = 98,2\%$;

4) резонансный *LCLC*-преобразователь для термической обработки сварного шва трубопровода с предложенным режимом параметрической стабилизации

мощности. В преобразователе удалось достичь стабилизации мощности с энергетическими показателями $\cos \varphi = 0,93$ и диапазоном изменения тока инвертора $I_{\text{вх}}^* = 1,08$ при $\sigma R = 2$, что позволило на 30% уменьшить установленную мощность.

Разработанные резонансные преобразователи обеспечивают улучшенные энергетические характеристики при заданных режимах работы и экспериментально подтверждают теоретически полученные результаты. Расхождение результатов для преобразователей систем индукционного нагрева с высокой добротностью составляет не более 4%, для преобразователей постоянного напряжения – не более 9%.

Заключение

В диссертации разработаны способы синтеза энергетически эффективных режимов регулирования параметров резонансных преобразователей. Выполненные научные исследования представлены следующими результатами.

1. Предложенная концепция синтеза энергетически эффективных режимов регулирования параметров резонансных преобразователей, основанная на применении осуществляемого последовательно-параллельным контуром импедансного преобразования, позволяет получить параметрическую компенсацию изменений нагрузки и за счет этого обеспечить улучшение энергетической эффективности, выраженное в уменьшении статических потерь.

2. На основе концепции п. 1 разработан ряд энергоэффективных регулируемых резонансных преобразователей:

- повышающее-понижающие резонансные преобразователи постоянного напряжения с ЧШИР;
- вольтодобавочные регулируемые резонансные преобразователи с параметрической стабилизацией выходного напряжения;
- резонансный преобразователь, формирующий двухчастотный выходной ток с регулируемым соотношением синтезируемых гармоник;
- регулируемый резонансный инвертор, обеспечивающий заданное согласование выходных параметров с нагрузкой;
- регулируемый резонансный инвертор с параметрической стабилизацией мощности нагрузки.

3. Разработан способ ЧШИР выходных параметров резонансного преобразователя в вариантах регулирования инвертором и выпрямителем, который имеет следующие характеристики:

- при регулировании инвертором достигнуто ограничение значения тока резонансного контура током нагрузки, при 50% диапазоне регулирования на нормализованной нагрузке с $Q = 1$ данный режим требует максимальной подстройки частоты на уровне $\Omega = 1,4$;

– при регулировании выпрямителем ограничение тока резонансного контура током источника достигается в полном диапазоне регулирования, на нормализованной нагрузке с $Q = 1$ данный режим требует подстройки частоты до значения $\Omega = 1,17$;

– при регулировании обеспечены значения фазы тока в инверторе и выпрямителе, формирующие мягкое включение транзисторов в условиях ZVS во всем диапазоне регулирования;

– получено увеличение коэффициента мощности, достигающее $\sqrt{2}$ раз при регулировании напряжения более чем на 50%.

4. Разработан способ ШИР коэффициента передачи LCL -преобразователя с активным выпрямителем, базирующийся на фазовом сдвиге напряжения выпрямителя относительно инвертора. В режиме параметрической стабилизации напряжения разработанный способ регулирования выпрямителем обеспечивает:

– стабильность напряжения при изменении нагрузки на резонансной частоте во всем диапазоне регулирования и мягкую ZVS коммутацию транзисторов;

– уменьшение суммарного действующего тока инвертора и выпрямителя в 1,2 раза по отношению к току источника при глубине регулирования в $\sqrt{2}$ раз.

5. На основе способа п. 4 разработан вольтодобавочный резонансный LCL -преобразователь с ШИР выпрямителем, в котором за счет параметрического импедансного преобразования происходит перераспределение тока входного источника между инвертором и выпрямителем, что ограничивает их суммарный действующий ток на уровне тока входного источника.

6. Разработан способ синтеза двухчастотного тока нагрузки $LCLC$ -преобразователем на основе многократной ШИМ, позволяющий за счет компенсации вносимых нагрузкой частотных искажений повысить энергетические показатели преобразователя по габаритной мощности на 30%, по коэффициенту мощности на 8,4%.

7. Разработанный способ согласования параметров инвертора и нагрузки резонансным $LCLC$ -контуром на нижней резонансной частоте позволяет достичь существенного уменьшения тока инвертора, определяемого заданным

коэффициентом передачи тока. Показано, что при стабилизации тока с $K_I = 6$ ток инвертора при регулировании может быть уменьшен в 1,4 раза.

8. Разработан способ параметрической стабилизации мощности резонансным *LCLC*-контуром, заключающийся в формировании стабильного входного импеданса резонансного контура при изменении нагрузки в широком диапазоне. Предложенный режим стабилизации мощности позволил получить изменение тока инвертора на 8% при изменении нагрузки в 2 раза, и таким образом уменьшить его габаритную мощность на 30%.

9. На основе предложенных способов регулирования спроектированы резонансные преобразователи, имеющие высокие показатели энергетической эффективности. Расхождение результатов теоретических расчетов и экспериментальных исследований для резонансных инверторов с высокой добротностью контура составило не более 4%, для преобразователей постоянного напряжения – не более 9%.

Список сокращений

АБ – аккумуляторная батарея

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ВИП – вторичный источник питания

ЗПЧ – звено повышенной частоты

ИЕП – индуктивно-емкостной преобразователь

ИН – инвертор напряжения

ИТ – инвертор тока

КИР – кодово-импульсное регулирование

КПД – коэффициент полезного действия

ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

ЛФЧХ – логарифмическая фазочастотная характеристика

СБ – солнечная батарея

СЭП – система электропитания

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФЧР – фазочастотное регулирование

ФЧХ – фазочастотная характеристика

ЧШИР – частотно-широотно-импульсное регулирование

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ШИР – широтно-импульсное регулирование

DAB – dual active bridge

DAB SRC – dual active bridge series resonant converter

PSFB – phase shifted full bridge

ZVS – zero voltage switch

ZCS – zero current switch

Список литературы

1. Induction heating inverter with simultaneous dual-frequency output / V. Esteve, J. Jordan, E. J. Dede [et al.] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2006. – Vol. 1, nr 5. – P. 1505–1509.
2. Schwenk, W. The simultaneous dual-frequency method of inductive gear hardening / W. Schwenk // Gear solutions. – 2003, May. – P. 24–31.
3. Peter, H.-J. Applications for surface induction hardening using SDF Induction Heat Treating / H.-J. Peter, W. Schwenk // Elektrowärme International. – 2002. – Nr 60. – P. 13–18.
4. Schwenk, W. Simultaneous Dual-Frequency Induction Hardening / W. Schwenk // Heat treating Progress. – 2003, Apr., May. – P. 35–38.
5. Investigation of Heat Treatment of Gears Using a Simultaneous Dual Frequency Induction Heating Method / D. Yun, H. Park, J. H. Koo [et al.] // IEEE Transactions on Magnetics. – 2015. – Vol. 51, nr 11. – P. 1–4.
6. Multilevel inverters with equal or unequal sources for dual-frequency induction heating / B. Diong, S. Basireddy, K. Corzine [et al.] // Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '04. Nineteenth Annual IEEE. – 2004. – Vol. 2. – P. 825–831.
7. A single-phase dual frequency inverter based on multi-frequency selective harmonic elimination / C. Zhao, D. Costinett, B. Trento [et al.] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – Long Beach, CA. – 2016. – P. 3577–3584.
7. Zhao, C. A phase-shift dual-frequency selective harmonic elimination for multiple AC loads in a full bridge inverter configuration / C. Zhao, D. Costinett // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2017. – P. 2880–2887.
8. Esteve, V. Comparative Study of a Single Inverter Bridge for Dual-Frequency Induction Heating Using Si and SiC MOSFETs / V. Esteve // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Vol. 62, nr 3. – P. 1440–1450.

9. Лузгин, В. И. Индукционные печи средней частоты нового поколения / В. И. Лузгин, А. Ю. Петров, Л. И. Фаерман // *Металлургия машиностроения*. – 2002. – № 1. – С. 4–13.

10. Патент № 2400018 Российская Федерация, МПК H05B6/04. Трехфазный с нулевым выводом двухчастотный инвертор тока для индукционного нагрева : № 2009120864/09 : заявл. 01.06.2009 : опубл. 20.09.2010 / Лузгин В. И., Петров А. Ю., Черных И. В., Щипицын В. В., Лопатин И. Е. ; патентообладатель УГТУ. – Бюл. № 26. – 9 с.: ил.

11. Патент № 2403688 Российская Федерация, МПК H05B6/04. Двухчастотное двухкаскадное однофазно-трехфазное преобразовательное устройство для индукционного нагрева и плавки металлов : № 2009134362/09 : заявл. 14.09.2009 : опубл. 10.11.2010 / Лузгин В. И., Петров А. Ю., Черных И. В., Щипицын В. В., Лопатин И. Е. ; патентообладатель ЗАО «РЭЛТЭК». – Бюл. № 31. – 14 с.: ил.

12. Силкин, Е. М. Применение нулевых схем инверторов тока с квазирезонансной коммутацией / Е. М. Силкин // *Силовая электроника*. – 2005. – № 3. – С. 84–87.

13. Силкин, Е.М. Реализация и способы управления ключами в инверторах тока преобразователей частоты для установок индукционного нагрева и плавки металлов / Е.М. Силкин // *Силовая электроника*. – 2007. – № 3. – С. 108–104.

14. Поляков, В. Д. Высокочастотный генератор для индукционного нагрева / В. Д. Поляков, Э. Чаколья // *Электротехника*. – 2000. – № 12. – С. 31–34.

15. Муркин, М. Н. Исследование коммутационных процессов в инверторе тока / М. Н. Муркин, С. К. Земан, Е. В. Ярославцев // *Изв. Томск. политехн. ун-та*. – 2009. – Т. 315, № 4. – С. 111–116.

16. Дзलिएв, С. В. Принципы построения систем питания установок индукционной закалки зубчатых колес при двухчастотном нагреве / С. В. Дзलिएв // *Актуальные проблемы теории и практики индукционного нагрева : материалы междунар. конф., 25–26 мая 2005 г., Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ»*. – СПб. : Изд-во «ЛЭТИ», 2005. – С. 193–201.

17. Патент № 2399168 Российская Федерация, МПК H05B6/06. Способ формирования двухчастотного тока индуктора и устройство для формирования двухчастотного тока индуктора : № 2009120734/09 : заявл. 2009.06.01; опубл. 2010.09.10 / Земан С. К., Казанцев Ю. М., Осипов А. В., Юшков А. В. ; патентообладатель ООО «Магнит». – Бюл. № 25. – 10 с.: ил.

18. Земан, С. К. Двухчастотный преобразователь частоты на основе широтно-импульсной модуляции / С. К. Земан, А. В. Осипов, А. В. Юшков // Научная сессия ТУСУР : материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск : В-Спектр, 2010. – С. 184–187.

19. Формирование двухчастотных колебаний тока в системах индукционного нагрева / С. К. Земан, Ю. М. Казанцев, А. В. Осипов [и др.] // Изв. Томск. политехн. ун-та. – 2009. – Т. 315, № 4. – С. 105–111.

20. Юшков, А. В. Энергетически эффективные преобразователи частоты для двухчастотной индукционной плавки : специальность 05.09.12 : дис. ... канд. техн. наук / Юшков Алексей Васильевич. – Томск, 2012. – 131 с.

21. Земан, С. К. Многоячейковые регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева / С. К. Земан, А. В. Осипов // Электротехника. – 2006. – № 4. – С. 49–56.

22. Патент № 2319282 Российская Федерация, МПК H02M7/527. Способ регулирования выходного напряжения преобразователя частоты : № 2006141429/09 : заявл. 23.11.2006; опубл. 10.03.2008 / Земан С. К., Осипов А. В., Сандырев О. Е. ; патентообладатель ООО «Магнит». – Бюл. № 7. – 10 с.: ил.

23. Патент № 2331151 Российская Федерация, МПК H02M7/493. Способ регулирования выходного напряжения многоячейкового преобразователя частоты : № 2007111443/09 : заявл. 28.03.2007; опубл. 10.08.2008 / Земан С. К., Осипов А. В. ; патентообладатель ООО «Магнит». – Бюл. № 22. – 8 с.: ил.

24. Li, X. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter / X. Li, A.K.S. Bhat // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, nr 4. – P. 850–862.
25. Chen, W. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss / W. Chen, P. Rong, Z. Y. Lu // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, nr 9. – P. 3075–3086.
26. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters / L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, nr 7. – P. 3266–3276.
27. Doncker, De R.W.A.A. A three phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for highpower applications / R.W.A.A. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala // IEEE Transaction on Industry Applications. – 1991. – Vol. 27, nr 1. – P. 63–73.
28. Jang, Y. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter / Y. Jang, M. M. Jovanovic // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, nr 5. – P. 987–994.
29. Nguyen, D. D. Dual-active-bridge series resonant converter: A new control strategy using phase-shifting combined frequency modulation. / D. D. Nguyen, D. T. Nguyen, G. Fujtta // IEEE Conference Publications. – 2015. – Nr 10. – P. 1215–1222.
30. Comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters / J. Burdio, F. Canales, P. Barbosa [et al.] // Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 2001. – Vol. 1. – P. 427–432.
31. Oggier, G. G. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses / G. G Oggier, G. O Garcia, A. R. Oliva // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, nr 7. – P. 1826–1838.
32. Watson, R. Analysis, design and experimental results of a 1-kW FB-ZVS-PWM converter employing magamp secondary side control / R. Watson, F. C. Lee // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1998. – Vol. 45, nr 5. – P. 806–814.

33. Ворох, Д. А. Резонансный преобразователь с широтно-импульсной регулировкой выходного напряжения / Д. А. Ворох, А. И. Махов // Вест. Самарского ун-та. Серия: Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. – 2016. – № 3. – С. 143–152.

34. Ишурин, А. Д. Резонансный dc/dc преобразователь большой мощности с широким диапазоном изменения нагрузки / А. Д. Ишурин, А. Кук // Электронные компоненты. – 2009. – № 8. – С. 19–21.

35. Белов, Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения / Г. А. Белов. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 120 с.

36. Hybrid Current-Mode Control of PSFB Converter to Compensate Slew Interval and Prevent Magnetic Saturation of Transformers / J.-H. Ko, S.-W. Baek, K.-M. Lee [et al.] // Electronics. – 2020. – Vol. 9. – P. 1395.

37. A phase-shift full-bridge converter with novel voltage oscillation clamping circuit for electric vehicle on-board charger / M. Lee, C. L. K. Kim, M. Park [et al.] // In Proceedings of the 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Busan, Korea. – 2019. – P. 2040–2045.

38. An alternative energy recovery clamp circuit for full-bridge PWM converters with wide ranges of input voltage / H. Cha, L. Chen, R. Ding [et al.] // IEEE Trans. Power Electron. – 2008. – Vol. 23. – P. 2828–2837.

39. Hsieh, Y. Li-ion battery charger based on digitally controlled phase-shifted full-bridge converter / Y. Hsieh, C. Huang // IET Power Electron. – 2011. – Vol. 4. – P. 242–247.

40. Krismer, F. Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application / F. Krismer, J. W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 57, nr 3. – P. 881–891.

41. Inoue, S. A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system / S. Inoue, H. Akagi // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, nr 2. – P. 535–542.

42. Chiu, H.-J. A bidirectional dc-dc converter for fuel cell electric vehicle driving system / H.-J. Chiu, L.-W. Lin // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 21, nr 4. – P. 950–958.

43. Wang, Y. Optimal operating ranges of three modulation methods in dual active bridge converters / Y. Wang, S. W. H. de Haan, J. A. Ferreira // IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2009. – P. 1397–1401.

44. Dual active bridge converter with large soft-switching range / K. Vangen, T. Melaa, A. K. Adnanes [et al.] // Fifth European Conference on Power Electronics and Applications. – 1993. – Vol. 3. – P. 328–333.

45. Осипов, А. В. Анализ структур преобразователя частоты для высокочастотного индукционного нагрева ферромагнитных материалов / А. В. Осипов // Современные техника и технологии : тр. 8-й междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, г. Томск : в 2 т. ; Томский политехнический университет. – Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та, 2002. – С. 133–135.

46. Knecht, O. Comparative Evaluation of a Triangular Current Mode (TCM) and Clamp-Switch TCM DC-DC Boost Converters / O. Knecht, D. Bortis, J. W. Kolar // ECCE 2016, IEEE. – 2016. – P. 18–22.

47. Marxgut, C. Interleaved Triangular Current Mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density / C. Marxgut, J. Biela, J. W. Kolar // Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, Sapporo. – 2010. – P. 1725–1732.

48. Waffler, S. A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck + Boost Converters / S. Waffler, J. W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, nr 6. – P. 1589–1599.

49. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с мягким переключением для систем электропитания / А. В. Осипов [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 108–117.

50. Soft Switching Stacked-Up Boost Push-Pull Converter / A. V. Osipov, A. A. Lopatin, R. A. Latypov [et al.] // XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). – 2018. – P. 148–151.

51. Изолированные системы электроснабжения для объектов сельского хозяйства / Л. Г. Зотов, Ю. В. Ким, А. Д. Мехтиев [и др.] // Актуальные проблемы современности. – 2015. – Т. 1. – С. 67–71.

52. Резонансные конвертеры постоянного тока на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных систем / Л. Г. Зотов, А. Д. Мехтиев В. В. Югай, [и др.] // Актуальные проблемы современности. – 2015. – Т. 3. – С. 88–91.

53. Кобзев, А. В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии / А. В. Кобзев. – Новосибирск : Наука, 1979. – 304 с.

54. Кобзев, А. В. Модуляционные источники питания РЭА / А. В. Кобзев, Г. Я. Михальченко, Н. М. Музыченко. – Томск : Радио и связь, Томск. отд., 1990. – 366 с.

55. А.с. 754635 СССР, МПК G05F1/22. Регулятор напряжения с промежуточным высокочастотным преобразованием / С. К. Земан, А. В. Кобзев, Ю. М. Шпак. – № 2480779/24-07 ; заявл. 26.04.1977 ; опубл. 07.08.1980, Бюл. № 24.

56. Осипов, А. В. Системы высокочастотного индукционного нагрева заготовок перед пластической деформацией : специальность 05.09.12 : дис. ... канд. техн. наук / Осипов Александр Владимирович. – Томск, 2004. – 138 с.

57. Земан, С. К. Кодово-импульсный способ регулирования технологического параметра преобразователя частоты установки индукционного нагрева / С. К. Земан О. Е. Сандырев // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2007. – Т. 310, № 1. – С. 191–196.

58. Патент № 2286000 Российская Федерация, МПК H02M7/527. Способ управления резонансным инвертором со встречно-параллельными

диодами : № 2005112039/09 : заявл. 21.04.2005; опубл. 20.10.2006 / Сандырев О. Е., Земан С. К., Ярославцев Е. В. ; патентообладатель ООО «Магнит». – Бюл. № 29. – 7 с.: ил.

59. Biela, J. Design of a 5kW, 1U, 10kW resonant DC-DC converter for telecom applications / J. Biela, U. Badstubner, J. W. Kolar // INTELEC 07 : 29th International Telecommunications Energy Conference. – 2007. – P. 824–831.

60. Ngo, K. D. T. Analysis of a series resonant converter pulse width-modulated or current-controlled for low switching loss / K. D. T. Ngo // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1988. – Vol. 3, nr 1. – P. 55–63.

61. Осипов, А. В. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с активным выпрямителем для заряда-разряда аккумулятора в системах электропитания / А. В. Осипов, И. С. Шемолин, В. Н. Школьный, Р. А. Латыпов // Доклады ТУСУР. – 2018. – № 1. – С. 119–126.

62. Nene, H. Digital control of a bi-directional DC-DC converter for automotive applications / H. Nene // Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2013. – P. 1360–1365.

63. Импульсный стабилизатор напряжения с цифровым управлением для автономной системы электропитания / Ю. В. Краснобаев, О. В. Непомнящий, В. И. Иванчура [и др.] // Известия ТПУ. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 11. – С. 61–73.

64. Осипов, А. В. Резонансные преобразователи постоянного напряжения с кодо-импульсным регулированием / А. В. Осипов, И. М. Журавлев // Доклады ТУСУР. – 2020. – № 2. – С. 97–102.

65. Журавлев, И. М. Резонансный преобразователь энергии солнечной батареи в системе электропитания малого космического аппарата / И. М. Журавлев, А. В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2020. – № 3. – С. 81–85.

66. Осипов, А. В. Резонансные преобразователи энергии солнечной батареи / А. В. Осипов, Ю. А. Шиняков, М. М. Черная, А. А. Ткаченко // Решетневские чтения. – 2015. – Т. 1. – С. 290–292.

67. Краснобаев, Ю. В. Анализ электромагнитных процессов в повышающе-понижающем преобразователе с возможностью реверса потока энергии и повышенным коэффициентом полезного действия / Ю. В. Краснобаев, В. В. Захаров, М. А. Карнаухов // Сибирский аэрокосмический журнал. – 2014. – № 3 (55). – С. 100–106.

68. Осипов, А. В. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты / А. В. Осипов, Ю. А. Шиняков, А. И. Отто, М. М. Черная // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2013. – Т. 323, № 4. – С. 126–132.

69. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых инверторов тока / А. В. Осипов, Ю. А. Шиняков, А. И. Отто [и др.] // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2014. – Т. 324, № 4. – С. 102–109.

70. Дзलिएв, С. В. Характеристики транзисторного резонансного инвертора напряжения при фазовом и частотном регулировании / С. В. Дзलिएв, Д. А. Патанов // Актуальные проблемы теории и практики индукционного нагрева: материалы междунар. конф., 25–26 мая 2005 г. ; Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ». – СПб. : Изд-во «ЛЭТИ». – 2005. – С. 363–369.

71. Земан, С. К. Анализ импульсно-модуляционных способов регулирования последовательного резонансного инвертора / С. К. Земан, А. В. Осипов, А. В. Юшков // Силовая электроника. – 2007. – № 4. – С. 88–97.

72. Афанасьев, А. М. Синхронный времяимпульсный способ управления резонансным инвертором с последовательной емкостной компенсацией нагрузки / А. М. Афанасьев, Ю. М. Голембиовский, А. В. Куликов // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 95–99.

73. Дудкин, М. М. Частотно-широотно-импульсный адаптивный регулятор переменного напряжения с интегрирующей системой управления / М. М. Дудкин, О. Г. Брылина, Л. И. Цытович, А. В. Тюгаев // Вест. Южно-Уральского гос. ун-та. Серия: Энергетика. – 2013. – Т. 13, № 2. – С. 45–52.

74. Li, X. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter / X. Li, A. K. S. Bhat // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, nr 4. – P. 850–862.

75. Duy-Dinh, N. Dual-active-bridge series resonant converter: A new control strategy using phase-shifting combined frequency modulation / N. Duy-Dinh, N. D. Tuyen, F. Goto, F. Toshihisa // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – 2015. – P. 1215–1222.

76. Zhao, B. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System / B. Zhao, Q. Song, W. Liu, Y. Sun // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, nr 8. – P. 4091–4106.

77. Hillers, A. Design of a Highly efficient bidirectional isolated LLC resonant converter / A. Hillers, D. Christen, J. Biela // 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC). – 2012. – P. 13-1–13-8.

78. Bidirectional Dual Active Bridge Series Resonant Converter with pulse modulation / Z. Pavlović, J. A. Oliver, P. Alou [et al.] // Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2012. – P. 503–508.

79. Seltzer, D. Modeling and control of the dual active bridge series resonant converter / D. Seltzer // A dissertation of the requirement for the degree of Doctor of Philosophy Department. – 2004. – P. 133.

80. Namadmalan, A. Dual-Active Bridge Series Resonant Electric Vehicle Charger: A Self-Tuning Method / A. Namadmalan, K. Rouzbehi, J. Escaño, Bordons // Electronics. – 2020. – Vol. 9, nr 2. – P. 1395.

81. Krismer, F. A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range / F. Krismer, J. Biela, J. W. Kolar // Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference. – 2005. – Vol. 1. – P. 599–606.

82. Ortiz, G. 1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications / G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis, J. W. Kolar // International Power Electronics Conference - ECCE ASIA. – 2010. – P. 3212–3219.

83. Minimum Current Operation of Bidirectional Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converters / L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, nr 7. – P. 3266–3276.

84. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов / А. В. Осипов, В. Н. Школьный, Ю. А. Шиняков [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110.

85. Осипов, А. В. Определение характеристик фазовой подстройки частоты в последовательном резонансном преобразователе при широтно-импульсном регулировании / А. В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 3. – С. 111–116.

86. Осипов, А. В. Вольтодобавочный последовательный резонансный преобразователь с изменяемой структурой для систем электропитания / А. В. Осипов, Е. В. Ярославцев, Е. Ю. Буркин, В. В. Свиридов // Изв. Том. политех. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 2. – С. 27–37.

87. Осипов, А. В. Вольтодобавочный резонансный преобразователь энергии солнечной батареи с активным выпрямителем / А. В. Осипов, И. М. Журавлев, М. Е. Хлыстунов, А. А. Лопатин // Решетневские чтения. – 2018. – Т. 1. – С. 297–299.

88. Dalala, Z. M. Modeling and Controller Design of a Bidirectional Resonant Converter Battery Charger / Z. M. Dalala, Z. U. Zahid, O. S. Saadeh, J. Lai // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 23338–23350.

89. Jang, J. Dynamic analysis and control design of optocoupler-isolated LLC series resonant converters with wide input and load variations / J. Jang, M. Joung, B. Choi, H. Kim // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – 2009. – P. 758–765.

90. Zhang, W. The analysis of piecewise PI compensation based on the digital control of half-bridge LLC / W. Zhang, P. Mao, J. Li // IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). – 2016. – P. 220–223.

91. Shah, S. S. Analog Compensator Design for Half Bridge LLC Resonant Converter / S. S. Shah, W. Sun, I. Tariq, S. Xu // IEEE 4th International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP). – 2019. – P. 313–317.

92. Павлов, Г. В. Резонансные преобразователи в энергоэффективных электротехнических системах / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов // Силовая электроника и электроэнергетика. – 2014. – Т. 9, № 128. – С. 13–23.

93. Калинин, Р. Г. Выбор корректирующего звена резонансного преобразователя на основе экспериментальной АЧХ по управляющему воздействию / Р. Г. Калинин, А. В. Кобзев, В. Д. Семенов, В. А. Федотов // Доклады ТУСУР. – 2013. – Т. 4, № 30. – С. 91–95.

94. Шарыгин, В. А. Однотактный резонансный преобразователь с частотным управлением / В. А. Шарыгин, В. Д. Семенов, В. А. Кабиров // Электронные средства и системы управления : XIV Междунар. науч.-практ. конф., 28–30 ноября 2018 г. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2018. – С. 186–191.

95. Столярова, А. А. Математическая модель резонансного LLC-преобразователя / А. А. Столярова, С. Г. Михальченко, В. И. Апасов // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 86–91.

96. Белов, Г. А. Анализ режимов преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в контуре / Г. А. Белов // Практическая силовая электроника. – 2016. – Т. 1, № 61. – С. 29–38.

97. Белов, Г. А. Расчет и моделирование переходных процессов в резонансном преобразователе постоянного напряжения типа LLC / Г. А. Белов, Г. В. Малинин, Л. С. Севриков, Ю. М. Семенов // Электротехника. – 2020. – № 8. – С. 23–30.

98. Белов, Г. А. Расчет и моделирование переходных процессов в резонансном преобразователе с простым последовательным колебательным контуром / Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова // Практическая силовая электроника. – 2020. – Т. 2, № 78. – С. 9–16.

99. Системы фазовой автоподстройки частоты с элементами дискретизации / под ред. В. В. Шахгильдяна. – М. : Связь, 1979. – 224 с.

100. Цыпкин, Я. З. Теория релейных систем автоматического регулирования / Я. З. Цыпкин. – М. : Гос. изд-во технико-теоретической литературы, 1955. – 456 с.

101. Земан, С. К. Исследование цифровых систем фазовой автоматической подстройки частоты последовательного резонансного инвертора / С. К. Земан, А. В. Осипов, М. С. Сахаров // Электротехника. – 2008. – № 1. – С. 28–35.

102. Земан, С. К. Исследование влияния параметров управляющего воздействия на характеристики системы фазовой автоматической подстройки частоты последовательного резонансного инвертора / С. К. Земан, А. В. Осипов, М. С. Сахаров // Электротехника. – 2008. – № 10. – С. 57–62.

103. Ревинская, О. Г. Сложение колебаний. Биения: учеб.-метод. пособие / О. Г. Ревинская, Н. С. Кравченко. – Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та, 2015. – 21 с.

104. Hsieh, G. Design Considerations for LLC Series-Resonant Converter in Two-Resonant Regions / G. Hsieh, C. Tsai, S. Hsieh // IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 2007. – P. 731–736.

105. Park, H. Design considerations of 1 MHz LLC resonant converter with GaN E-HEMT / H. Park, J. Jung // 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). – 2015. – P. 1–10.

106. LCC Resonant Converter Operating under Discontinuous Resonant Current Mode in High Voltage, High Power and High Frequency Applications / J. Liu, L. Sheng, J. Shi [et al.] // Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2009. – P. 1482–1486.

107. Gilbert, A. J. Rapid design of LCC current-output resonant converters with reduced electrical stresses / A. J. Gilbert, D. A. Stone, C. M. Bingham // European Conference on Power Electronics and Applications. – 2005. – P. 9.

108. Cheng, C. DC power supply based on half bridge LCC resonant converter / C. Cheng, Y. Lee // International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). – 2009. – P. 1102–1106.

109. Белов, Г. А. Анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC методом основной гармоники / Г. А. Белов, А. А. Павлова // Практическая силовая электроника. – 2018. – Т. 1, № 69. – С. 2–10.

110. Selvaperumal, S. Embedded Control of LCL Resonant Converter Analysis, Design, Simulation and Experimental Results / S. Selvaperumal, C. Christober, A. Rajan // Engineering. – 2009. – Vol. 1. – P. 1–54.

111. Zouggar, S. Neural control and transient analysis of the LCL-type resonant converter / S. Zouggar, H. Nait Charif, M. Azizi // The European Physical Journal Applied Physics с EDP Sciences. – 2000. – Vol. 11. – P. 21–27.

112. Bhat, A. K. S. Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter / A. K. S. Bhat // IEEE Transactions on Ind. Electronics. – 1994. – Vol. 41. – P. 118–124.

113. Chandrasekhar, P. Design of LCL Resonant Converter for Electrolyser / P. Chandrasekhar, S. Rama Reddy // The Annals of «Dunarea de Jos» University of Galati Fascicle. – 2010. – Vol. 33, nr 1. – P. 5–11.

114. Borage, M. Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply / M. Borage, S. Tiwari, S. Kotaiah // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2005. – Vol. 52, nr 6. – P. 1547–1554.

115. Милях, А. Н. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока / А. Н. Милях, Б. Е. Кубышин, И. В. Волков. – Киев : Наукова Думка, 1964. – 306 с.

116. Дозоров, С. А. Исследование и разработка индуктивно-емкостных источников питания : специальность 05.09.03 : дис. ... канд. техн. наук / Дозоров Сергей Анатольевич. – СПб., 2013. – 190 с.

117. LCLC resonant converter for hold up mode operation / Y. Chen, H. Wang, Z. Hu [et al.] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – 2015. – P. 556–562.

118. LCLC resonant converter with PWM control / A. M. Pernía, M. J. Prieto, P. J. Villegas [et al.] // 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). – 2019. – P. 1–9.

119. Zhao, B. Analysis of LCLC resonant converters for high-voltage high-frequency applications / B. Zhao, G. Wang, D. Wang, W.G. Hurley // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – 2016. – P. 1–8.

120. An LCLC resonant DC-DC converter with PWM control-analysis, simulation, and implementation / K. J. Singh, G. Bachmann, S. R. Doradla [et al.] // APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2002. – Vol. 2. – P. 1113–1119.

121. Forouzesh, M. Interleaved LCLC Resonant Converter with Precise Current Balancing Over a Wide Input Voltage Range / M. Forouzesh, Y.-F. Liu // IEEE Transactions on Power Electronics. 2021. – Vol. 36, nr 9. – P. 10330–10342.

122. Chen, Y. LCLC Converter With Optimal Capacitor Utilization for Hold-Up Mode Operation / Y. Chen, H. Wang, Z. Hu, Y.-F. Liu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – Vol. 34, nr 3. – P. 2385–2396.

123. Nam, I. Optimal design method for series LCLC resonant converter based on analytical solutions for voltage gain resonant peaks / I. Nam, R. Dougal, E. Santi // Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2013. – P. 1429–1437.

124. Lin, Y. The k-Q Analyze of LCLC Resonant Converter / Y. Lin, W. Zang, Q. Gao // International Conference on Intelligent Computing, Automation and Systems (ICICAS). – 2019. – P. 221–225.

125. Chen, W. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss / W. Chen, P. Rong, Z. Y. Lu // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57, nr 9. – P. 3075–3086.

126. Барегамян, Г. Исследование и оптимизация параметров резонансного инвертора / Г. Барегамян Н. Петросян // Силовая электроника. – 2012. – № 3. – С. 62–68.

127. A Phase-Shift Modulation Strategy for a Bidirectional CLLC Resonant Converter / W. Hua, H. Wu, Z. Yu [et al.] // 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia). – 2019. – P. 1–6.

128. Luh, M. Bidirectional soft-switching DC/DC converter for highly efficient EV chargers: Comprehensive analysis of a 20 kW CLLC converter prototype for Vehicle-to-Grid (V2G) / M. Luh, T. Blank, M. Weber // PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. – 2020. – P. 1–8.

129. Chang, H. Design and Implementation of Bidirectional DC-DC CLLC Resonant Converter / H. Chang, T. Liang, W. Yang // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – 2018. – P. 2712–2719.

130. Yu, S. A High Frequency CLLC Bi-directional Series Resonant Converter DAB Using an Integrated PCB Winding Transformer / S. Yu, C. Hsiao, J. Weng // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2020. – P. 1074–1080.

131. Кононов, С. П. Реактивные преобразователи источников тока в источники напряжения / С. П. Кононов, А. С. Белокопытов // Изв. Том. политехн. ин-та. – 1972. – Т. 242. – С. 235–239.

132. Osipov, A. V. LCL-T resonant converter based on dual active bridge topology in solar energy applications / A. V. Osipov, Y. A. Shinyakov, V. N. Shcolnyi, M. S. Sakharov // Journal of aerospace technology and management. – 2017. – Vol. 9, nr 2. – P. 248–254.

133. Осипов, А. В. Вольтодобавочный резонансный LCL-T преобразователь для автономных систем электропитания на возобновляемых источниках энергии / А. В. Осипов, С. А. Запольский // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 3. – С. 77–78.

134. Zapolskiy, S. A. Single-Cycle LCL-T Resonant Converter for Solar Battery / S. A. Zapolskiy, A. V. Osipov, I. M. Zhuravlev, M. E. Khlystunov // 14-th International scientific-technical conference on actual problems of electronic instrument engineering, Novosibirsk, Russia. – 2018. – P. 90–93.

135. Осипов, А. В. Резонансный LCL-преобразователь с частотно-широотно-импульсным регулированием / А. В. Осипов, В. М. Рулевский // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 2. – С. 77–83.

136. Патент № 2634612 Российская Федерация, МПК H02J7/34. Высоковольтная система электропитания космического аппарата с индуктивно-емкостным преобразователем : № 2016109680 : заявл. 17.03.2016 : опубл. 02.11.2017 / Осипов А. В., Шиняков Ю. А., Черная М. М. ; патентообладатель ТУСУР. – Бюл. № 31. – 7 с.

137. Мигулин, В. В. Основы теории колебаний / В. В. Мигулин, В. И. Медведев, Е. Р. Мустель, В. Н. Парыгин. – М. : Наука, 1978. – 392 с.

138. Голембиовский, Ю. М. Двухнаправленный трехпортовый высокочастотный DC/DC-конвертор / Ю. М. Голембиовский, Д. Ю. Луков, М. Г. Коваль // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 100–105.

139. Патент № 2396666 Российская Федерация, МПК H02J7/34. Система электропитания космического аппарата : № 2009124704/09, заявл. 29.06.2009, опубл. 10.08.10 / патентообладатель ОАО «Информационные спутниковые системы». – Бюл. № 22. – 8 с.

140. Duarte, J. L. Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems / J. L. Duarte, M. Hendrix, M. G. Simoes // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, nr 2. – P. 480–487.

141. Климов, В. П. Коэффициент мощности и нагрузочная характеристика ШИМ-инвертора в системах бесперебойного питания // В. П. Климов, А. Москалев // Силовая электроника. – 2007. – № 3. – С. 74–76.

142. Patent WO2005/008876. Methods and systems for simultaneous multiple frequency voltage generation : appl. date 09.07.2004 ; publ. date 27.01.2005; claims priority appl. 09.07.2003 / inventor Bill M. Diong.

143. Моин, В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.

144. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.

145. Стрижнев, А. Г. Синтез напряжений многократных ШИМ, созданных по трапецеидальной и синусоидальной функциям построения / А. Г. Стрижнев, А. Н. Русакович // Изв. высш. учеб. заведений и энергетических объединений СНГ. Энергетика. – 2013. – № 1. – С. 32–40.

146. Захаров, А. А. Расчет выходного фильтра ШИМ-инвертора на заданный коэффициент гармоник напряжения на нагрузке / А. А. Захаров // Силовая электроника. – 2005. – № 1. – С. 46–49.

147. Wu, M. Design of a PWM multiple switch control and high efficiency current mode DC to DC boost converter for portable devices / M. Wu, J. Lin, Y. Tsui, P. Kuan // International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering. – 2014. – P. 1408–1411.

148. Pongswatd S. Digital Technique to Generate Variable and Multiple PWM Signals / S. Pongswatd, A. Chaikla, P. Ukakimapurn, K. Tirasesth // Second International Conference on Innovative Computing, Informatio and Control. – 2007. – P. 457.

149. A multiple PWM GTO line-side converter for unity power factor and reduced harmonics / T. Sukegawa, K. Kamiyama, J. Takahashi [et al.] // Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. – 1991. – Vol. 1. – P. 279–284.

150. Hagiwara, M. PWM control and experiment of modular multilevel converters / M. Hagiwara, H. Akagi // IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 2008. – P. 154–161.

151. Okwi, A. Control method of PWM inverter for driving LSM to reduce the burden of output transformer / A. Okwi, S. Kaga, H. Ikeda // 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1998. – Vol. 1. – P. 571–577.

152. Шурыгин, Ю. А. Инвертор напряжения с принудительным формированием заданной формы тока / Ю. А. Шурыгин, Ю. А. Шиняков // Доклады ТУСУР. – 2011. – Т. 2, № 24. – Ч. 1. – С. 310–313.

153. Осипов, А. В. Синтез двухчастотного тока параллельно-последовательным резонансным *LCLC*-преобразователем с многократной

широтно-импульсной модуляцией / А. В. Осипов // Доклады ТУСУР. – 2021. – № 1. – С. 75–82.

154. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники / Л. А. Бессонов. – 9-е изд., доп. – М. : Высшая школа, 1996. – 638 с.

155. Белов, Г. А. Векторно-матричный метод расчета переходных процессов в резонансном преобразователе постоянного напряжения типа LCL-T / Г. А. Белов, Г. В. Малинин // Практическая силовая электроника. – 2020. – Т. 1, № 77. – С. 28–37.

156. Сахаров, М. С. Динамическая модель резонансного преобразователя с T-образным контуром / М. С. Сахаров, А. В. Осипов // Науч. вестник НГТУ. – 2017. – № 4. – С. 47–66.

157. Эспи Гуэрта, Ж. М. Проектирование L-ЛС резонансного инвертора для индукционного нагрева на основе эквивалентного ему последовательного резонансного инвертора / Ж. М. Эспи Гуэрта, Э. Ж. Д. Гарсия Сантамария, Р. Г. Джил, Д. К. Морена // Индукционный нагрев. – 2009. – № 3. – С. 17–24.

158. Dieckerhoff, S. Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating / S. Dieckerhoff, M. J. Ruan, R. W. De Doncker // IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting. – 1999. – P. 2039–2045.

159. Zgraja, J. Autonomous Energy Matching Control in an LLC Induction Heating Generator / J. Zgraja, G. Lisowski, J. Kucharski // Energies. – 2020. – Vol. 13. – P. 1860.

160. Zgraja, J. Susceptibility of the LLC Resonance Generator for Induction Heating on Changes in Load Parameters Caused by Heating the Charge / J. Zgraja // Conference on Electrotechnology: Processes, Models, Control Computer Science. – 2018. – P. 1–5.

161. Gao, Z. Research on switching losses for induction heating power supply with LLC resonant load / Z. Gao, Y. Zhou // International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology. – 2011. – P. 2474–2477.

162. Khemakhem, A. Z. An improved LLC resonant inverter for induction heating applications / A. Z. Khemakhem, F. Kourda // International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb. – 2014. – P. 1–7.

163. Rajaram, M. K. Resonant inverter for induction heating / M. K. Rajaram, N. Booma // International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies. – 2012. – P. 358–366.

164. Chudjuarjeen, S. An improved LLC resonant inverter for induction heating with asymmetrical control / S. Chudjuarjeen, Anawach Sangswang, C. Koumpai // IEEE International Symposium on Industrial Electronics. – 2009. – P. 1612–1617.

165. Zhou, Y. Induction heating appliances with phase-shifted control based on time-sharing control / Y. Zhou, Y. Li, R. Yang // 25th Chinese Control and Decision Conference. – 2013. – P. 2278–2283.

166. Tu, Z. Study of control for induction heating power supply with LLC resonant load based on DSP / Z. Tu, Y. Zhou, N. Zhang // 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks. – 2012. – P. 1313–1316.

167. Osipov, A. V. Energy-efficient operation modes of a frequency converter with a series-parallel resonant circuit under power stabilization at a variable load / A. V. Osipov // Russian Electrical Engineering. – 2017. – Vol. 88, Is. 6. – P. 381–387.

168. Земан, С. К. Согласование параметров индуктора и преобразователя частоты с помощью последовательно-параллельного резонансного контура / С. К. Земан, Ю. М. Казанцев, А. В. Осипов // Индукционный нагрев. – 2013. – № 2. – С. 25–32.

169. Ягудин, А. Ф. Особенности применения фильтров низкой частоты третьего порядка для автономных инверторов напряжения / А. Ф. Ягудин // Электричество. – 2010. – № 6. – С. 54–58.

170. Фролов, Н. А. О параметрической стабилизации автономного резонансного инвертора с помощью нагрузочного контура третьего порядка / Н. А. Фролов, А. Ф. Ягудин // Электричество. – 2009. – № 7. – С. 68–69.

171. Осипов, А. В. Энергетически эффективные режимы работы преобразователя частоты с последовательно-параллельным резонансным

контуром при стабилизации мощности на переменной нагрузке / А. В. Осипов // Электротехника. – 2017. – № 6. – С. 70–76.

172. Трубников, В. З. Особенности функционирования нагруженных резонансных контуров в системах передачи электрической энергии / В. З. Трубников, А. В. Соколов // Агротехника и энергообеспечение. – 2018. – № 4. – С. 7–22.

173. Лукутин, Б. В. Силовые преобразователи в электроснабжении: учебное пособие / Б. В. Лукутин, С. Г. Обухов. – Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та, 2007. – 144 с.

174. Козлов, Р. В. Методика оптимизации энергомассовых характеристик системы электропитания геостационарного космического аппарата / Р. В. Козлов, В. Г. Букреев, А. Т. Лелеков // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 1. – С. 83–90.

175. Земан, С. К. Особенности работы высокочастотного трансформатора в схеме последовательного резонансного инвертора / С. К. Земан, А. В. Осипов, О. Е. Сандырев // Силовая Электроника. – 2007. – № 1. – С. 67–72.

176. Полезная модель № 52540 Российская Федерация, МПК H02M7/537. Сильноточный многоячейковый трансформатор : № 2005126155/22; заявл. 17.08.2005; опубл. 27.03.2006 / С. К. Земан, А. В. Осипов, А. Н. Фещуков ; патентообладатель ООО «Магнит». – Бюл. № 9. – 2 с.

177. Патент № 2488933 Российская Федерация, МПК H02J7/34. Способ электропитания космического аппарата : № 2011141688/07; заявл. 13.10.2011; опубл. 20.04.2013 / Карплюк Д. С., Коротких В. В., Нестеришин М. В., Опенько С. И. ; патентообладатель ОАО «Информационные спутниковые системы». – Бюл. № 21. – 7 с.

178. Структуры построения высоковольтных систем электропитания космических аппаратов на основе инверторно-трансформаторных преобразователей / А. В. Осипов, Ю. А. Шиняков, В. Н. Школьный [и др.] // Электротехника. – 2016. – № 12. – С. 26–33.

179. Полезная модель № 85 045 Российская Федерация, H02M1/16. Активный снаббер для мостового/полумостового инвертора напряжения :

№ 2009109310/22; заявл. 13.03.2009; опубл. 20.07.2009 / С.А. Коростелев. – Бюл. № 20. – 2 с.

180. Патент № 2345474 Российская Федерация, МПК H02M5/453. Способ управления преобразователем частоты : № 2007136358/09 заявл. 01.10.2007; опубл. 27.01.2009 / Земан С. К., Осипов А. В., Юшков А. В., Лисицин С. А. ; патентообладатель ООО «Магнит». – Бюл. № 3. – 9 с.

181. Владимиров, С. Н. Особенности индукционного нагрева ферромагнитных сталей при различных режимах работы преобразователя частоты / С. Н. Владимиров, С. К. Земан, А. В. Осипов, В. П. Толстов // Изв. вузов. Электромеханика. – 2004. – № 1. – С. 50–54.

182. Vicor [Электронный ресурс]. – URL: http://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds_110vin-mini-family.pdf (дата обращения: 05.12.2020).

Приложение
Акты внедрения

УТВЕРЖДАЮ

Директор

ООО «Грифон»

С.В. Калашников /

_____ 2022г.



АКТ О ВНЕДРЕНИИ

результатов диссертационной работы Осипова А.В.

**«Энергетически эффективные регулируемые резонансные преобразователи
последовательных и последовательно-параллельных топологий»**

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы применены в научно-исследовательских и опытно-конструкторских работах ООО «Грифон», в частности при разработке стабилизатора напряжения питания звукового усилителя в системе оповещения населения «БУ-СГС-А», ГБНК. 465319.002.

Применение резонансного LLC преобразователя в качестве стабилизатора постоянного напряжения $\pm 85\text{В}$ при питании от аккумуляторной батареи напряжением $48\text{ В} \pm 6\text{В}$ обеспечило за счет свойств импедансного преобразования уменьшение статических потерь в инверторе при обеспечении мягкого включения транзисторов. Предложенная топология с расположением элементов резонансного контура во вторичной обмотке трансформатора позволяет уменьшить ток резонансного конденсатора и его габариты и использовать индуктивность рассеяния трансформатора в качестве резонансной.

Проведенные испытания показали соответствие преобразователя энергии аккумуляторной батареи техническому заданию и заданным условиям работы, а применение разработанных решений обеспечило высокую энергетическую эффективность. В частности получен КПД 95%, что позволило существенно уменьшить массу радиатора охлаждения, емкость и габариты аккумуляторной батареи, увеличить длительность непрерывной работы системы от резервного источника питания.

Результаты работы были внедрены при выполнении договора ЛСО-3/21 от 18.03.2021 с ООО «системотехника» на поставку технической продукции.

Заведующий отделом

Оптимальных и адаптивных систем управления

A handwritten signature in blue ink, appearing to be 'S.V. Kalashnikov'.

И.В. Калашников

УТВЕРЖДАЮ

Директор ООО НПК «Магнит М»



В.Е. Шумаев /

2022 г.

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

результатов диссертационной работы Осипова А.В.

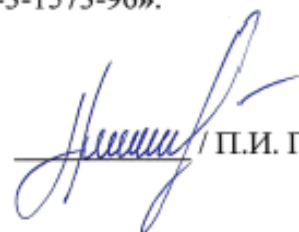
«Энергетически эффективные регулируемые резонансные преобразователи последовательных и последовательно-параллельных топологий»

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертации применены в научно-исследовательских и опытно-конструкторских работах ООО НПК «Магнит М», в частности при разработке индукционно-нагревательного комплекса термической обработки сварного шва трубы газопровода УИН 009-800. Построение преобразователя частоты ПЧ-800-6х2Ш6В-54200 на основе последовательно-параллельной топологии резонансного *LCLC* контура, обладающей свойствами импедансного преобразования, позволило параметрически сформировать режим близкий к режиму стабилизации мощности нагрузки. Испытания показали, что в предложенном режиме настройки *LCLC* контура нестабильность его входного тока не превышает 8% при изменении активной составляющей импеданса индуктора в 2 раза, что приводит к уменьшению габаритной мощности инвертора. Полученный в данном режиме коэффициент передачи тока резонансного *LCLC* контура позволил уменьшить ток согласующего трансформатора в 2,5-3,5 раза относительно тока индуктора, изменяющегося в пределах 5-7 кА, и соответственно уменьшить потери в кабеле, соединяющем трансформатор с резонансным контуром.

Таким образом, проведенные испытания показали соответствие индукционно-нагревательного комплекса техническому заданию и заданным условиям работы, применение разработанных решений обеспечило высокую энергетическую эффективность преобразования энергии.

Результаты работы были внедрены при выполнении договора №ПЭС-05-14 от 12.05.2014 с ЗАО «ПСКОВЭЛЕКТРОСВАР» на ОКР «Разработка режимов термообработки труб Ø1219×27 К56 10Г2ФБ ТУ 14-3-1573-96».

Технический директор
ООО НПК «Магнит М»

 / П.И. Гринькив /

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «РОССИЙСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»



Акционерное общество
«Научно-исследовательский институт
полупроводниковых приборов» (АО «НИИПП»)

✉ Россия, 634034, г. Томск, ул. Красноармейская, 99а, ИННКПП 7017084932/701701001

☎ (382-2) 288-288 (приемная), факс (382-2) 55-50-89.

E-mail: niipp@niipp.ru www.niipp.ru



УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
АО «НИИПП»

/ Е.А. Монастырев /

« 18 » 01 2022г.

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

результатов диссертационной работы
Осипова Александра Владимировича

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы использованы в проектно-конструкторской деятельности Научно-исследовательского института полупроводниковых приборов при разработке системы питания СВЧ приемников космического аппарата (14Ф152), шифр «АМЛА-Т» ЯЮКЛ.434855.013.

Вторичный источник питания СВЧ приемников выполнен на основе резонансного преобразователя с активным выпрямителем и построен по симметричной структуре двойного активного моста. Разработанный режим стабилизации напряжения позволяет достичь ZVS коммутации транзисторов, как инвертора, так и выпрямителя при минимальных статических потерях во всем диапазоне изменения сопротивления нагрузки. Проведенные испытания показали соответствие прибора техническому заданию и заданным условиям работы.

Применение разработанных решений обеспечило высокую энергетическую эффективность преобразования энергии, в частности достигнут КПД 95%, что имеет большое значение в системах питания космических аппаратов, имеющих ограниченные возможности съема тепловых потерь.

Результаты работы были внедрены при выполнении договора №1120187311701010128000310/770/711/155-2015 от 18.04.2015 с АО «ИСС» на СЧ ОКР «Разработка, изготовление и поставка приборов для АМЛА КА 14Ф152».

Начальник лаборатории 101-4

В.В. Терешков



УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТУСУР, д.т.н., доцент

/ В.М. Рулевский /

« 4/4 » 03 2022г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертации Осипова А.В.
«Энергетически эффективные регулируемые резонансные преобразователи
последовательных и последовательно-параллельных топологий»

Результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс при обучении бакалавров по направлению 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника» по профилю «Промышленная электроника» и магистрантов по направлению 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника» по профилю «Промышленная электроника и микропроцессорная техника» факультета Электронной техники ТУСУРа и используется в дисциплинах «Энергетическая электроника» и «Силовые цепи электронных устройств».

В учебном процессе применяются:

- принципы построения структур резонансного преобразователя, обеспечивающие высокую энергетическую эффективность;
- способы регулирования выходных параметров изолированных резонансных преобразователей;
- способы формирования благоприятных условий переключения транзисторов в регулируемых преобразователях со звеном повышенной частоты.

Декан факультета

Электронной техники

В.В. Каранский

Заведующий кафедрой

Промышленной электроники

д.т.н., доцент

С.Г. Михальченко



УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТУСУР, д.т.н., доцент

/ В.М. Рулевский /

«30» 03 2022г.

АКТ

использования результатов диссертации Осипова А.В.

«Энергетически эффективные регулируемые резонансные преобразователи последовательных и последовательно-параллельных топологий»

Изложенные в диссертационной работе научно-исследовательские результаты применены при выполнении контракта ОКР «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов» (постановление Правительства № 218 от 09.04.2010г.) согласно договору между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Разработан макетный образец резонансного преобразователя энергии солнечной батареи на основе контура LCL топологии, позволяющий обеспечить параметрическую стабилизацию выходного напряжения при возмущениях нагрузки. Предложенный способ регулирования коэффициента передачи резонансного преобразователя позволил обеспечить требуемый режим импедансного преобразования во всем диапазоне регулирования в условиях благоприятного переключения транзисторов. Полученные результаты позволяют достичь повышения энергетической эффективности преобразования энергии, в частности на макетном образце преобразователя получен КПД достигающий 98% на номинальной мощности.

Директор НИИ КТ ТУСУР

к.т.н.

А.И. Отто