

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий»

На правах рукописи



МЕДНОВ Антон Александрович

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ НА
БАЗЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И
МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ**

2.4.2. Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Рогинская Любовь Эммануиловна

Уфа–2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 ТРЕБОВАНИЯ К ФУНКЦИЯМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК.....	10
1.1. Требования к функциям высокочастотных преобразователей	10
1.2. Электромагнитная совместимость преобразователей частоты: способы и особенности её обеспечения	23
1.3. Улучшение энергетических показателей выпрямительных устройств для электротехнологии	41
1.4. Возможности расширения функций преобразовательных устройств при совместной работе	47
ГЛАВА 2 РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ ПРИ КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ.....	50
2.1. Расширение функций полупроводниковых и электромагнитных преобразователей.....	50
2.2. Электромагнитные процессы в многофункциональном трансформаторе	54
2.3. Математическая модель	68
ГЛАВА 3 УЛУЧШЕНИЕ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧИСЛА ФАЗ В СОСТАВЕ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ.....	70
3.1. Повышение эффективности источника питания электротехнологической установки за счет совершенствования звена постоянного тока	70

3.2. Регулирование выходных параметров преобразователей числа фаз при применении выпрямительных трансформаторов с гибридными магнитными системами.....	77
3.3. Выбор параметров многофункциональных трансформаторов	82
ГЛАВА 4 ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ПРИ КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ ЕГО ЗВЕНЬЕВ: ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НА БАЗЕ ГИБРИДНЫХ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ.....	91
4.1. Особенности работы	91
4.2. Особенности расчета экспериментального трансформатора с гибридной магнитной системой	92
4.3. Описание экспериментальной установки.....	97
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	106
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	108
ПРИЛОЖЕНИЕ А	119
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	125
ПРИЛОЖЕНИЕ В	128
ПРИЛОЖЕНИЕ Г.....	129

ВВЕДЕНИЕ

Вопросам повышения производительности электротехнологических установок, включающих индукционный нагрев (ЭТУИН), начали уделять значительное внимание с момента запуска в эксплуатацию первой установки в 1890г. на предприятии «*Benedicks Bultfabrik*» в городе Йюсинге в Швеции. Производительность и энергоэффективность этой установки были крайне низкими по причине конструктивных особенностей и практически отсутствующей системы управления. Преобразование электроэнергии осуществлялось трансформатором от промышленной сети 50 Гц, вторичной обмоткой которого являлся подвергающийся плавке материал. Современные установки отличаются гораздо более сложной структурой, имеют существенно выше технические характеристики, но задачи, которые ставят перед собой разработчики подобных систем и ученые, ведущие разработки в области электротермии, остаются прежними – повышение производительности и энергоэффективности.

Как видно первые образцы источников питания ЭТУИН не отличались высоким техническим уровнем, имели неудовлетворительные показатели качества выдаваемой электроэнергии, большие массогабаритные показатели и ограниченный функционал.

В промышленном производстве разнообразие методов нагрева материалов определяется конструктивными и технологическими особенностями изготовления деталей и узлов. Некоторые из используемых методов демонстрируют высокие показатели эффективности, имея электрический КПД установки близкий к единице. Но необходимость использования таких установок индукционного нагрева ограничена в виду особенностей способа нагрева. Так, применение контактных методов нагрева не позволяет обеспечить исключительно поверхностный нагрев заготовки, так необходимый для ряда технологических операций и конструктивных особенностей деталей. Среди приоритетных методов передачи энергии, в том числе с целью нагрева, широкое распространение имеет индукционный способ. Обладая рядом специфических особенностей, он имеет при

этом весьма средний электрический КПД (усредненные показатели на уровне 50...70%) [1]. Элементная база источника питания также определяется величиной нагрузки и рабочей частотой электротехнологической установки. Узкими остаются некоторые области применения источников питания в виду особенностей их режимов работы. Тиристорные и транзисторные источники имеют свою ограниченную область использования, выход за границы которой сдерживают физически ограниченные возможности электронных ключей. Так, например, по данным [2] тиристорные преобразователи частоты хорошо зарекомендовали себя при использовании на частотах от 50 Гц до 20кГц и мощностях от 1 кВт до 10 МВт. Диапазон с более высокими частотами, но меньшими мощностями отданы на откуп транзисторным преобразователям. При этом остаются незакрытыми потребности в области мощных высокочастотных преобразователей. Главными факторами, ограничивающими потенциал роста частот и мощностей тиристорных преобразователей, остаются высокие коммутационные потери, длительный период восстановления коммутационных свойств мощных тиристоров, а для транзисторных схем барьером является величина предельных токовых нагрузок.

Актуальность темы исследования. ЭТУИН XXI века имеют широкий спектр сфер применения, среди которых закалка, пайка, плавка, сварка, нагрев перед сборкой (разборкой) сопряженных машиностроительных деталей, имеющих напряженные посадки; перед пластическим деформированием, для снижения вязкости нефтепродуктов или ликвидации обледенения важных исполнительных механизмов и узлов; для нанесения декоративных и защитных покрытий и др [1-5]. Актуальность исследований и разработок в данной области поддерживается значительными преимуществами индукционного нагрева над прочими видами нагрева, в число которых входит: высокая скорость прогрева объекта воздействия вне зависимости от структуры окружающей среды (жидкость, газ, вакуум), в которой он находится, так и при наличии некоторых твердотельных материалов со слабыми резистивными свойствами по отношению к электромагнитному излучению; возможность получения сверхчистого расплавленного металла благодаря его перемешиванию под действием магнитных полей и удержанию в

подвешенном состоянии; отсутствуют побочные продукты технологического процесса в расплаве; экологичность, отсутствие вредных выбросов; возможность изготовить индуктор для закалки деталей любой формы, а также для локального прогрева какой-либо её области; удобство управления температурой и мощностью; эффективность при конвейерной термообработке за счет простоты снятия и установки заготовок в индуктор и ряд других.

Степень разработанности темы; Работа над вопросами повышения энергоэффективности, улучшения электромагнитной совместимости, расширения функциональных возможностей, в том числе и увеличения диапазона рабочих частот, полупроводниковых преобразователей велась и ведется следующими учеными: А.М. Бамдас, Е.И. Беркович, Ю.М. Голембиовский, С.В. Дзлийев, Г.С. Зиновьев, Ю.Н. Казанцев, А.В. Осипов, Л.Э. Рогинская, С.В. Шапиро, В. Diong, N. Marham, L. Markegard и др.

Компании-производители индукционных установок: «UltraFlex power technologies» (США), ROBOTERM (Чехия), Heatking (Канада), EGES (Турция), ООО ТД «Мосиндуктор» (г.Москва), ООО НПП «Курай», АО ТД «Электротехнология» (г. Екатеринбург), АО «РЭЛТЕК» (г. Екатеринбург) и др.

Цели и задачи. Цель работы – совершенствование технических характеристик источников питания ЭТУИН для улучшения согласования его с сетью и нагрузкой и повышения энергоэффективности для случая каскадного соединения МТ и полупроводниковых преобразователей. Достижение поставленной цели возможно путем решения следующих задач:

1. Разработка схемных решений в области источников питания, включающих каскадное соединение высокоэффективных многофункциональных и полупроводниковых преобразователей электроэнергии.

2. Анализ существующих конструктивных особенностей входных выпрямительных трансформаторов и формирование на его основе энергоэффективных компоновочных решений.

3. Разработка математической и имитационной модели многофункционального трансформатора для исследования электромагнитных

процессов в данных преобразователях и моделирования режимов работы реальных устройств.

4. Экспериментальное обоснование теоретических положений об улучшении характеристик источников питания ЭТУИН на основе разработанной компоновочной схемы трансформаторно-выпрямительного устройства с гибридным магнитопроводом.

научная новизна темы диссертационного исследования:

1. Определены схемные решения, улучшающие функциональное состояние полупроводниковых инвертирующих модулей источника питания ЭТУИН за счет снижения коммутационной нагрузки и эффективного регулирования его входных параметров.

2. Сформированы уникальные технические решения выпрямительных трансформаторов (трансформатор с гибридной магнитной системой, трансформатор с минимальным потоком рассеяния, трансформатор с вращающимся магнитным полем) и их имитационные модели, отличающиеся повышенными показателями эффективности преобразования электроэнергии.

3. Разработаны и исследованы математическая и имитационная модели магнитной системы многофункционального трансформатора, отличающиеся методом их формирования.

4. Сформирована методика расчета обмоток трансформатора, отличающаяся получением минимальных значений потоков рассеяния в трансформаторе.

5. Сформулирована методика проектирования гибридных магнитных систем входных многообмоточных выпрямительных трансформаторов, отличающаяся подходом к определению соотношения магнитных материалов.

6. Подтверждена возможность применения гибридных магнитных систем в трансформаторах с целью улучшения их энергетических свойств.

7. Подтверждена возможность повышения энергетической эффективности и энергоемкости гибридной магнитной системы за счет регулирования напряженности магнитного поля в магнитной цепи входного многообмоточного выпрямительного трансформатора.

теоретическая и практическая значимость

1. Разработанные технические решения позволяют повысить КПД источника питания, обеспечивая простоту регулирования его входных и выходных параметров.

2. Математические и имитационные модели позволяют осуществлять синтез ключевых параметров многофункционального трансформатора и его магнитной системы, в частности.

3. Разработанные методики расчета обмоток трансформатора и расчета гибридной магнитной системы могут быть применены в процессе инженерного проектирования.

методология и методы исследования выбраны в соответствии с характером решаемых задач. Имитационное и схемотехническое моделирование выполнялось с использованием прикладных программ *Mathcad* и *ANSYS Electronics Desktop*. Адекватность выбранной методики исследования и достоверность полученных результатов подтверждается верификацией в экспериментальной части исследования.

положения, выносимые на защиту:

1. Источник питания с каскадным включением полупроводниковых преобразователей и многофункциональных трансформаторов с улучшенными энергетическими свойствами.

2. Исследования, проведенные на базе схемотехнических и имитационных моделей, подтверждающие:

- перераспределение магнитных потоков в гибридной магнитной системе выпрямительного трансформатора при изменении напряженности магнитного поля;

- получение требуемых свойств магнитного материала при синтезе гибридной магнитной системы;

- повышение энергетической эффективности преобразования электроэнергии

3. Результаты эксперимента, верифицирующие результаты компьютерного моделирования.

4. Методический аппарат расчета обмотки и гибридной магнитной системы, отличающийся своей уникальностью в отношении способа и объекта расчета соответственно.

степень достоверности и апробация результатов.

Ключевые результаты работы доложены на международных и российских конференциях: Международная научно-практическая конференция «Электротехнические комплексы и системы» ICOECS 2018, ICOECS 2019, ICOECS 2020 и ICOECS 2021 (Уфа, 2018-2021гг.), Завалишинские чтения (Санкт-Петербург, 2020г.); IV Международная научно-практическая конференция с онлайн-участием «Инновации в информационных технологиях, машиностроении и автотранспорте (ИИТМА-2020)» (г.Кемерово, 2020г.); XIII молодежная научная конференция Тинчуринские чтения (г.Казань, 2018г.); Гагаринские чтения 2018, 2019 и 2020 (Москва, 2018 – 2020гг.); 5-я Всероссийская научная конференция с международным участием, посвященная профессиональному празднику "День энергетика" «Актуальные проблемы энергетики» (г.Благовещенск, 2016г.);

Публикации. По теме диссертационного исследования опубликовано 49 работ, среди которых 3 в изданиях из Перечня рецензируемых научных изданий, рекомендованных ВАК, либо в научных изданиях, индексируемых базой данных RSCI, 14 статей в изданиях, включенных в базы данных Scopus и Web of Science, 27 статей в других изданиях. Получено 3 патента на полезную модель и 2 патента на изобретение.

Структура и объем диссертационной работы. Структура диссертации: введение, четыре главы, заключение, список литературы с 95 наименованиями и 4 приложения. Диссертация изложена на 129 страницах машинописного текста.

ГЛАВА 1 ТРЕБОВАНИЯ К ФУНКЦИЯМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

1.1. Требования к функциям высокочастотных преобразователей

Преобразователи частоты ЭТУИН обладают рядом специфических требований. Ввиду особого назначения каждой ЭТУИН источники их питания не могут быть строго унифицированы.

Во-первых, многие детали сложной формы, например, многоступенчатые валы или шестерни зубчатых передач (рисунок 1-1), требуют двух- и даже трехчастотного нагрева, тем самым предъявляя требование к источнику питания по генерации нескольких частотных диапазонов [6-9]. Схожие требования предъявляются и при проектировании электроустановок с двухсекционным индуктором, применяющимся с целью предварительного и основного нагрева заготовок, для технологических линий обработки на деформирующем оборудовании [10].

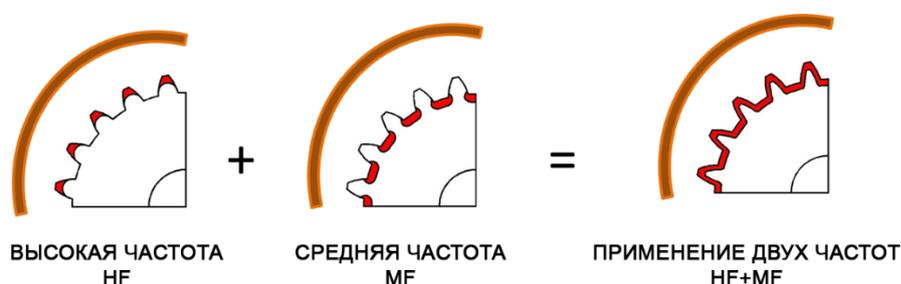


Рисунок 1-1 Закалка шестерни зубчатой передачи

Во-вторых, существенное значение для ЭТУИН имеет возможность регулирования выходных параметров. Данная особенность вызвана изменением физических свойств обрабатываемых заготовок в процессе нагрева. Так, например, значительное изменение свойств происходит при нагреве ферромагнитных сплавов до температур выше точки Кюри. Для оптимизации работы установки существует ряд решений по регулированию её выходных параметров. На рисунке 1-2 представлены схемы регулирования параметров на выходе источника питания при

изменении физических свойств нагреваемого тела. Распространенной является схема, где один из модулей – согласующий трансформатор T , имеющий несколько ступеней регулирования выходного напряжения, и батарея компенсирующих конденсаторов C_k , емкость которых в процессе нагрева можно варьировать. Известен способ, где регулирование осуществляется введением в схему управляемых полупроводниковых преобразователей таких как тиристорный регулятор BP . Для многовитковых индукторов применяются автотрансформаторные схемы регулирования, где перекоммутация осуществляется непосредственно на отводах индуктора I . Встречаются схемы с использованием вольтодобавочных трансформаторов T_b , а также комбинацией вольтодобавочного трансформатора и автотрансформатора. [11].

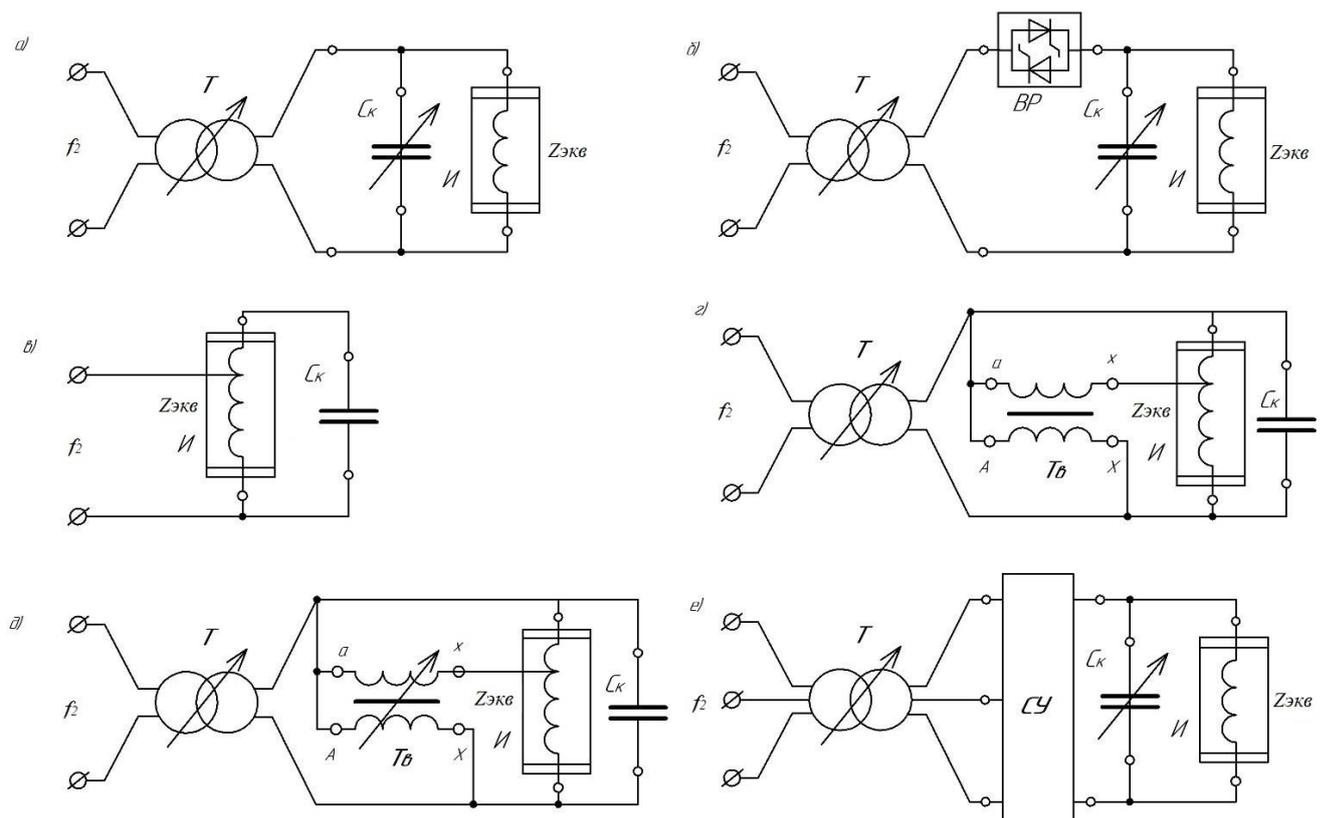


Рисунок 1-2 Схемы регулирования параметров на выходе преобразователя частоты в ЭТУИН

Весомое влияние на промышленную трехфазную сеть оказывает однофазная нагрузка. Для минимизации перекоса трехфазных систем применяются

симметрирующие устройства СУ, позволяющие распределить однофазную нагрузку равномерно по трем фазам питающей сети [11].

Для схемы, представленной на рисунке 1-2 а), составим схему замещения (рисунок 1-3).

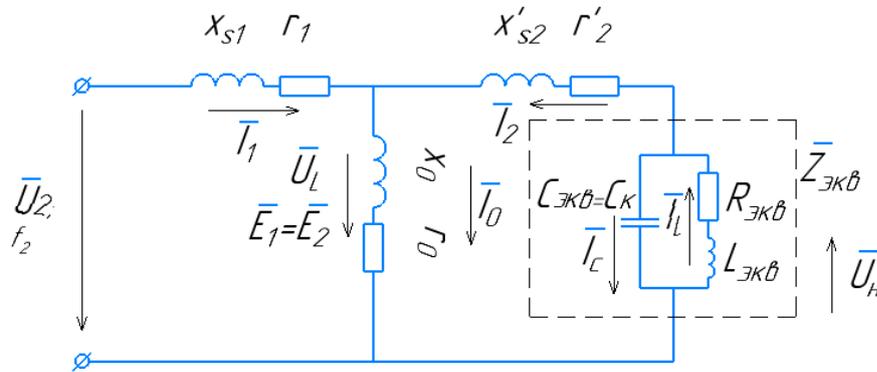


Рисунок 1-3 Схема замещения согласующего трансформатора и нагрузки по рисунку 1-2 а) [11]

Для схем по рисунку 1-2 а) (рисунок 1-3) и б) пиковая мощность на нагрузке достигается при частоте ω_p и максимальном эквивалентном активном сопротивлении $R_{экв}$. Согласование в таком случае можно осуществлять по близости к нулю сдвига фаз φ между током и напряжением нагрузочного колебательного контура или разности индуктивного и емкостного тока.

Принимая базовыми, или иначе, искомыми при экстремуме функции мощности, следующие значения для частоты, сопротивления, напряжения тока или мощности [60]:

$$\omega_\delta = \frac{1}{L_{ЭКВ} C_{ЭКВ}}; \quad (1.1)$$

$$R_\delta = R; \quad (1.2)$$

$$U_\delta = I_\delta R; \quad (1.3)$$

$$P_\delta = I_\delta^2 R; \quad (1.4)$$

Получим [60]:

$$P^* = R_{ЭКВ}^* = f_1(\omega^*); \quad (1.5)$$

$$\varphi = f_2(\omega^*); \quad (1.6)$$

$$I_L^* - I_C^* = f_3(\omega^*); \quad (1.7)$$

Здесь и далее обозначения со знаком «*» являются обозначениями величин в относительных единицах.

Для схемы с компенсирующими конденсаторами по рисунку 1-2 а) (рисунок 1-3) эти зависимости будут выглядеть следующим образом [60]:

$$P^* = R_{\text{ЭКВ}}^* = \frac{1}{\frac{(\omega^*)^2}{Q^2} + (1 - (\omega^*)^2)^2}; \quad (1.8)$$

$$(\omega_p^*)^2 = 1 - \frac{1}{2Q^2}; \quad (1.9)$$

$$\varphi = \text{arctg} Q \omega^* \left(1 - (\omega^*)^2 - \frac{1}{Q^2} \right); \quad (1.10)$$

$$I_L^* - I_C^* = \frac{1 - \omega^* \sqrt{(\omega^*)^2 + \frac{1}{Q^2}}}{\sqrt{\frac{(\omega^*)^2}{Q^2} + (1 - (\omega^*)^2)^2}}; \quad (1.11)$$

$$(\omega_{LC}^*)^2 = \frac{-1}{2Q^2} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^4}}; \quad (1.12)$$

где $Q = \rho / R_{\text{ЭКВ}} = \sqrt{L_{\text{ЭКВ}} / C_{\text{ЭКВ}}} / R_{\text{ЭКВ}}$ – добротность нагрузочного колебательного контура;

$\rho = \sqrt{L_{\text{ЭКВ}} / C_{\text{ЭКВ}}}$ – волновое сопротивление.

Для автотрансформаторной схемы по рисунку 1-2 б) они же будут выглядеть так [60]:

$$P^* = R_{\text{ЭКВ}}^* = n(1-n) + \frac{n^2}{\frac{(\omega^*)^2}{Q} + (1 - (\omega^*)^2)^2}; \quad (1.13)$$

$$(\omega_p^*)^2 = 1 - \frac{1}{2Q^2}; \quad (1.14)$$

$$\varphi = \arctg Q \omega^* \frac{(\omega^*)^4 (1-n) + (\omega^*)^2 \left[\frac{1-n}{Q^2} + n - 2 \right] + 1 - \frac{n}{Q^2}}{(\omega^*)^4 (1-n) + (\omega^*)^2 \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \right) (1-n) + 1}; \quad (1.15)$$

$$(\omega_\varphi^*)^2 = -0,5 \left(\frac{1}{Q} + \frac{n-2}{1-n} \right) \pm \sqrt{0,25 \left(\frac{1}{Q} + \frac{n-2}{1-n} \right)^2 - \frac{1}{1-n} + \frac{n}{(1-n)Q^2}}; \quad (1.16)$$

$$I_L^* - I_C^* = \frac{\sqrt{\left[1 - (1-n)(\omega^*)^2 \right]^2 + \frac{1-n^2(\omega^*)^2}{Q^2}}}{\sqrt{\frac{(\omega^*)^2}{Q^2} + (1-(\omega^*)^2)^2}} - \frac{n\omega^* \sqrt{(\omega^*)^2 + \frac{1}{Q^2}}}{\sqrt{\frac{(\omega^*)^2}{Q^2} + (1-(\omega^*)^2)^2}}; \quad (1.17)$$

$$(\omega_{LC}^*)^2 = \left[\frac{1-n}{2n-1} + \frac{n-0,5}{Q^2(2n-1)} \right] \pm \sqrt{\left[\frac{1-n}{2n-1} + \frac{n-0,5}{Q^2(n-1)} \right]^2 + \frac{1}{2n-1}}, \quad (1.18)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$.

Другим способом регулирования является регулирование параметров источника питания. В начале XXI века преимущественное положение среди источников питания ЭТУИН занимают источники с питанием от статического преобразователя частоты. Чаще всего такие схемы применяются для ЭТУИН, предназначенных для нагрева поверхностного слоя металлов. Одна из схем с полупроводниковым преобразователем частоты представлена на рисунке 1-4.

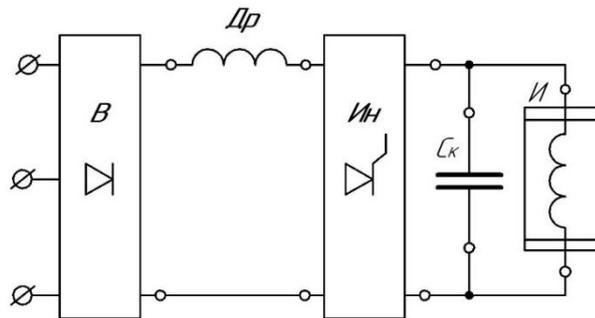


Рисунок 1-4. Источник питания ЭТУИН на базе статического преобразователя частоты
В-выпрямитель, Др-дроссель постоянного тока, Ин-инвертор, С_к-батарея компенсирующих конденсаторов, И-индуктор.

Долгое время статические преобразователи частоты выполнялись на основе электронных ламп. Но ввиду низкого КПД и негативно влияющего на здоровье человека излучения ламповых генераторов, долгое время применявшихся в качестве источников питания на частотах выше 300 кГц [12-16], их вытеснили транзисторные и тиристорные преобразователи частоты. Типовая конструкция таких преобразователей частоты состоит из двух основных блоков: выпрямителя и однофазного автономного инвертора, соединенных между собой через сглаживающий фильтр постоянного тока (часто включается в состав инвертора), [15]. Инверторы напряжения, выполненные с применением полупроводниковых управляемых ключей (транзисторов, тиристоров), включают в себя и систему управления, позволяющую регулировать мощность на выходе преобразователя частоты ЭТУИН. Для тиристоров и управляемых вентилях таковой является плата управления коммутацией, а для транзисторов роль регулятора их работы выполняет система широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Еще одним способом управления мощностью на выводах источника питания ЭТУИН является применение ферромагнитных преобразователей частоты (ФПЧ), также известных как многофункциональные трансформаторы (МТ). На рисунке 1-5. представлена структурная схема, отражающая способ расширения частоты при каскадном включении полупроводникового преобразователя частоты и многофункционального высокочастотного трансформатора – ферромагнитного умножителя частоты (УЧФ) в 2 раза.

Эти устройства позволяют регулировать параметры источника питания на стороне нагрузки в широком диапазоне благодаря изменению тока подмагничивания I_d в обмотке ФПЧ и тем самым обеспечивать высокую эффективность индукционного нагрева [17–20].

Дополнительным аргументом в пользу применения МТ в источниках питания ЭТУИН является снижение нагрузки на коммутационные элементы инверторов. Для обеспечения необходимой частоты в источниках питания, работающих на индуктор через согласующий трансформатор, полупроводниковые ключи инвертора обеспечивают коммутацию с частотами порядка сотен килогерц. Однако

известно, что с ростом частоты коммутации возрастают потери на переключение, а также требуется выбор ключей с меньшим временем восстановления запирающих свойств для обеспечения коммутации с требуемой частотой [19].

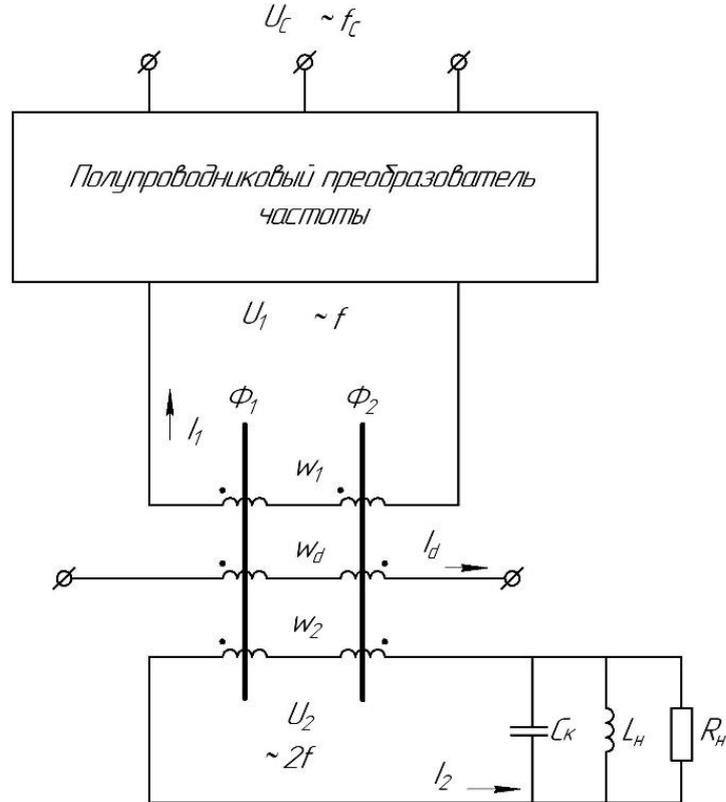


Рисунок 1-5. Преобразователь частоты с каскадным включением полупроводникового преобразователя и УЧФ.

U_c – напряжение питающей сети; U_f – напряжение питания УЧФ; U_2 – напряжение на выходе УЧФ; f_c – частота напряжения питающей сети; f – частота напряжения питания УЧ; Φ_1 и Φ_2 – магнитные потоки в первом и втором магнитопроводе УЧФ; I_1 , I_2 , I_d – токи в первичной, вторичной и подмагничивающей обмотке; w_1 , w_2 , w_d – первичная, вторичная и подмагничивающая обмотки; C_K – батарея компенсирующих конденсаторов; L_H – индуктивность нагрузочного контура; R_H – активное сопротивление нагрузочного контура.

В-третьих, преобразователь должен обеспечивать гальваническую развязку индуктора с источником питания для исключения электрического взаимовлияния процессов, происходящих в индукторе на чувствительные элементы электронных компонентов инвертора. При этом гальваническая развязка обеспечивает

определенную степень электробезопасности при нештатных ситуациях в работе ЭТУИН, таких как короткое замыкание или значительная перегрузка.

Четвертым важным пунктом в системе требований к высокочастотным преобразователям частоты является обеспечение высокой энергетической эффективности работы элетротехнологической установки, включающей индукционный нагрев. В условиях роста потребления электроэнергии промышленностью, а по некоторым данным доля электротермии в общем объеме потребления электроэнергии составляет не менее 15%, актуальными являются задачи эффективного использования данного вида ресурса [21,22]. Критическое отношение в этом аспекте к ЭТУИН в связи с высокой потребляемой мощностью установок данного вида. Единичные мощности данных электроустановок доходят до нескольких МВт, а номинальный коэффициент мощности $\cos\varphi$ при этом находится в районе 0,3. Несмотря на значительное развитие конструкций индукторов, тепловые потери в них составляют существенную долю потерь энергии, а при отсутствии оптимальной системы регулирования технологического процесса работы ЭТУИН потери энергии в установке увеличиваются в разы. Помимо тепловых потерь в индукторе, весомая их часть наблюдается в полупроводниковых элементах источника питания, в кабельных линиях, соединяющих элементы установки, в согласующих и многофункциональных трансформаторах, в батарее конденсаторов и др. Подобные проблемы имеют комплексный характер и поэтому должны иметь многокритериальное решение. В российской, а также в зарубежной литературе встречаются различные методы повышения производительности и энергоэффективности ЭТУИН. Так в работе [23] повышение энергоэффективности достигается путем оптимизации алгоритма управления преобразователем частоты методического действия в переходных режимах работы. В [24,25] предлагается повышение энергоэффективности за счет особых конструктивных решений, в [26] за счет конструктивно-технологических изменений, а в [27] благодаря использованию нового вида хладагента. Повышение КПД может быть обеспечено при использовании инновационных материалов в активных частях конструкций [28], а также применением новых схем

инвертирования в источниках питания [29-31]. В то же время при всем многообразии подходов к повышению технико-экономической эффективности индукционного нагрева ЭТУИН остаются системами с большими потенциальными возможностями в области энергосбережения.

Следующим важным требованием к преобразователям частоты является обеспечение согласования с сетью и нагрузкой. Как известно, форму индуктора определяют геометрические размеры заготовки. В свою очередь, геометрические размеры индуктора, а также материал заготовки определяют электрические параметры индуктора (напряжение, ток, коэффициент мощности, частота). Эти параметры не всегда совпадают с параметрами источника питания и могут изменяться в процессе разогрева заготовки, что требует их «стыковки» с помощью специальных устройств или алгоритмов управления. Часто для этих целей применяются согласующие трансформаторы и батареи конденсаторов. Однако регулировать параметры в процессе работы на таких устройствах затруднительно, а зачастую и просто невозможно. Согласование напряжения инверторных модулей с сетью также требует к себе особого внимания. Так в отечественной промышленности только ЭТУИН мощностью до 300кВт питаются от промышленной сети, а более мощные установки нуждаются в собственных системах генерирования и/или преобразования электроэнергии [9].

Немаловажным является и требование по обеспечению электромагнитной совместимости 'электрооборудования. Так электроустановки с нелинейными элементами могут вносить в сеть ряд высших гармоник, которые являются источником дополнительных потерь в электросетях и потребителях электроэнергии, осложняют компенсацию реактивной мощности, негативно влияют на ресурс электрооборудования, наводят высокочастотные помехи в системах связи и управления, снижают коэффициент мощности и вращающий момент на валу асинхронных электродвигателей. При совместной работе в источнике питания ЭТУИН нелинейных элементов и высокочастотных полупроводниковых преобразователей коэффициент нелинейных искажений может значительно возрасти. Несмотря на существующие варианты решения

данного рода проблем [32], задачи обеспечения электромагнитной совместимости остаются весьма актуальными.

Важным требованием к источникам питания современных ЭТУИН является возможность расширения частотного диапазона. Вызвано это требование как необходимостью получения нескольких выходных частот для двухчастотного нагрева, так и потребностью в снижении нагрузки на инвертирующие модули источников питания.

Существует ряд различных способов расширения частотного диапазона. Наиболее часто встречаются в отечественной литературе следующие способы [60]:

- изменение количества вентильно-конденсаторных ячеек (рисунок 1-б, а));
- применение отсекающего диода (рисунок 1-б, в));
- применение встречно-параллельных диодов (рисунок 1-б, б));
- каскадное включение с многофункциональным трансформатором – умножителем частоты (рисунок 2-1);
- и др.

Среди перечисленных способов можно выделить взаимодополняющие. Так, например, в преобразователе частоты для ЭТУИН, предложенным и описанным автором в следующей главе, на базе мостового резонансного инвертора, представленного на рисунке 1-б б), содержатся четыре встречно-параллельных диода соединенных параллельно с тиристорами и имеется МТ – ФПЧ в 2 раза.

Что касается современного состояния производства преобразователей частоты для ЭТУИН, то на рынке представлены устройства компаний «UltraFlex power technologies» (США), «ROBOTERM» (Чехия), ООО «Завод преобразователей частоты» (г. Екатеринбург), АО «РЭЛТЕК» (г. Екатеринбург) и др. Часть изделий указанных производителей и их технические характеристики представлены в таблицах 1-1–1-4.

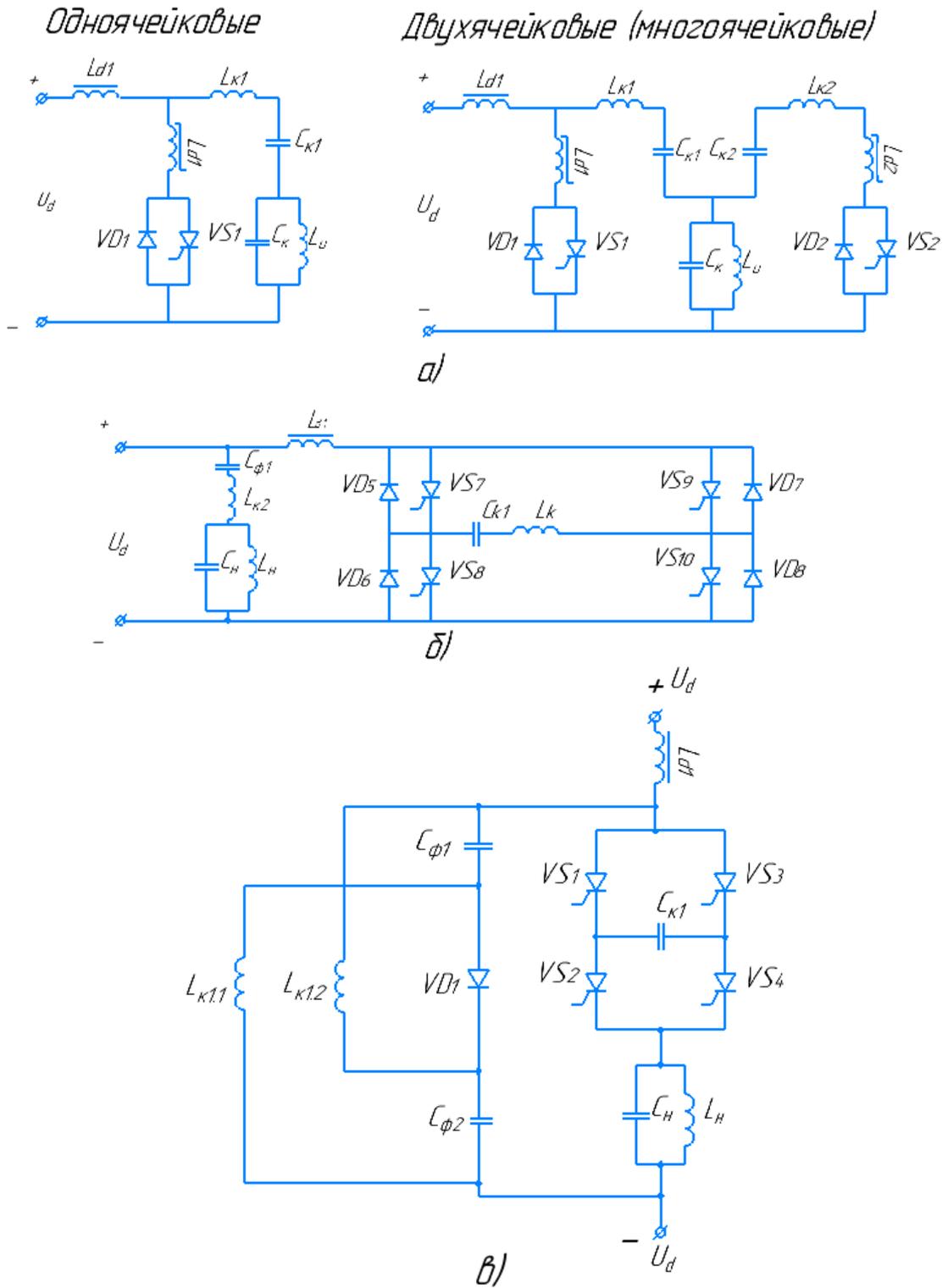


Рисунок 1-6 – Способы расширения частотного диапазона а) – преобразователи частоты на основе вентильно-конденсаторных ячеек; б) – преобразователи со встречно-параллельными диодами; в) – преобразователь с отсекающим диодом.

Таблица 1-1 Установки «UltraFlex power technologies» [61]

Наименование	Частота выходного напряжения, кГц	Входное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Прочее
UltraHeat S2 Series	30-400	1ф, 230	2	Наличие автоподстройки под параметры нагрузки и индуктора
UltraHeat SBT Series	700-1200	1ф, 230	3	
Smart Power	6-60; 40-200	3ф, 380	50-400	Модульная конструкция для увеличения мощности
Smart Power MEGA	3-30	3ф, 380	64-1000	Подключение до 4х индукторов; Наличие автоподстройки под параметры нагрузки и индуктора

Таблица 1-2 Установки АО «РЭЛТЕК» [62]

Наименование	Частота выходного напряжения, кГц	Входное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Инвертированное напряжение, В
ППВЧ-16-10	10	3ф, 380	16	260
ППВЧ-160-10	10	3ф, 380	160	500
ППВЧ-3-440	440	1ф, 220	3	500
ППВЧ-100-440	440	3ф, 380	100	500

Таблица 1-3 Установки ООО «Завод преобразователей частоты» [63]

Наименование	Диапазон частот выходного напряжения, кГц	Входное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Диапазон изменения инвертированного напряжения, В
ТПЧ-250-1,0	0,5-1,5	3ф, 380	250	100-800
ТПЧ-1800-0,25	0,25-1,0	3ф, 380	1800	150-1250

Таблица 1-4 Установки «ROBOTERM»[64]

Наименование	Диапазон выходного кГц	частот напряжения,	Номинальная мощность, кВт	Инвертированное напряжение, В
ТМК-F1	0,2-0,6		100	600
ТМК-F2	0,5-3		800	800

Исходя из проведенного краткого анализа предложений на рынке, видно, что наиболее популярными являются установки с диапазоном частот выходного напряжения в пределах 10 кГц, выходной мощностью приблизительно равной 800 кВт, но при этом востребованными являются необходимость регулирования частоты и напряжения на выходе источника питания.

Для преобразователей необходимо выбирать такие параметры и такой режим работы, при котором будет выполняться условие [33,60]:

$$U_{1don} > \frac{I_m \sin \omega_1 t_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} e^{-\delta/\omega_1} (2\pi + \omega_1 t_1 - \alpha)}{\sqrt{2} \sin \alpha}; \quad (1.19)$$

$$\frac{\partial u_{1don}}{\partial t} > \frac{I_m \sin \omega_1 t_1 e^{-\delta/\omega_1} (2\pi + \omega_1 t_1 - \alpha)}{\sqrt{2} C_0 \sin \alpha}, \quad (1.20)$$

где U_{1don} – допустимое напряжение на полупроводниковом приборе; $\frac{\partial u_{1don}}{\partial t}$ – допустимая скорость увеличения прямого напряжения на полупроводнике; I_m – максимальный рабочий прямой ток тиристора; $\omega_1 t_1$ – угол включения встречно-параллельных диодов; $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} - \frac{R_H^2}{4L_0^2}}$; C_0 – ёмкость коммутирующего конденсатора; $L_0 = L_K + L_3$ – суммарная индуктивность коммутирующего L_K и защитного L_3 дросселей; t_1 – период времени от момента перехода прямого тока встречно-параллельного диода через нуль и до момента обрыва обратного тока; α – угол, при котором через тиристор проходит максимальный ток; C_0 – ёмкость демпфирующего конденсатора защитной RC-цепочки; $\delta = R_H / 2L_0$; R_H – сопротивление нагрузки.

Таким образом требования к преобразователям частоты для ЭТУИН обоснованы их прямым функциональным назначением, необходимостью их энергоэффективной и безопасной работы при высокой производительности и отсутствии негативного влияния на окружающее электрооборудование.

1.2. Электромагнитная совместимость преобразователей частоты: способы и особенности её обеспечения

В современной технической литературе электромагнитная совместимость – это способность электрических устройств функционировать без потери основных технических характеристик при условии воздействия на него электромагнитных помех, а также минимизировать воздействия от генерирования этих помех в отношении окружающего электрооборудования [35,36].

Необходимость обеспечения электромагнитной совместимости обусловлена существенным негативным влиянием электромагнитных помех на ресурс и характеристики электроустановок. Принято считать, что это негативное влияние имеет две составляющие – электромагнитную и технологическую. К первой относятся повышение потерь активной мощности и, как следствие, перегрев, сокращение срока службы, причинение экономического ущерба. Ко второй относится снижение показателей эффективности [37]. Сущность этого влияния определяется характером работы источника питания ЭТУИН.

Потребление электроэнергии полупроводниковым преобразователем носит импульсный характер, что, в свою очередь, отражается во входной цепи питания преобразователя и в его нагрузке искажением формы кривой токов и напряжений (рисунок 1-7), увеличением коэффициента нелинейных искажений и появлением высших гармоник. Импульсы, порождаемые дискретным характером работы, при передаче в питающую сеть становятся причиной ухудшения качества генерируемой электроэнергии. В этом случае негативное влияние происходит на всё подключенное к генерирующему источнику электрооборудование. В случае

снижения качества электроэнергии на нагрузке наблюдается уменьшение КПД, ухудшаются показатели энергоэффективности.

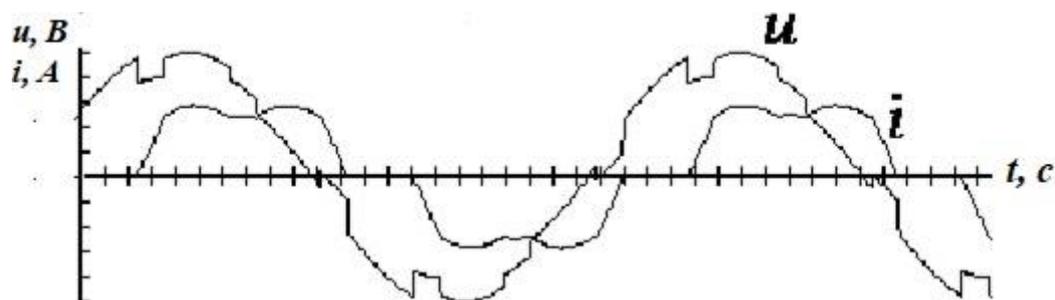


Рисунок 1-7 График фазного тока и фазного напряжения в цепи с полупроводниковым выпрямителем

Кроме того, высокочастотная коммутация полупроводниковых ключей вызывает электромагнитное излучение в окружающую среду, в которой зачастую присутствуют слаботочные цепи управления или информационные линии передач. Это приводит к появлению электромагнитных помех в указанных цепях, чем нарушает их нормальную работу и требует дополнительных затрат по экранированию.

Другим фактором, влияющим на обеспечение электромагнитной совместимости, являются высшие гармоники напряжения от нелинейных нагрузок в электросетях. Токи от высших гармоник в электросетях создают дополнительные падения напряжений на полных сопротивлениях. Поэтому гармонические составляющие токов и напряжений, а также полные сопротивления в электрической сети непостоянны [38]. Более того, нелинейные элементы в сети могут стать причиной появления и низкочастотных субгармонических составляющих токов и напряжений в сети и нагрузке.

В составе большинства преобразователей частоты для ЭТУИН используются реактивные элементы, предназначенные для управления режимом реактивной мощности сети. Реактивные мощности этих элементов при этом непосредственно зависят от величины напряжения и его частоты [60]:

$$Q_c = \omega C U^2; Q_L = \frac{U^2}{\omega L}, \quad (1.21)$$

где Q_c, Q_L – реактивные мощности емкостного и индуктивного накопительного элементов; ω – угловая частота сети; C – емкость; U – напряжение сети; L – индуктивность.

Из (1.21) видно, что отклонение напряжения и частоты непосредственно влияют на мощности нелинейных элементов. При этом изменение этих величин может оказывать непосредственное влияние на коэффициент мощности, что может стать причиной выхода из резонанса и соответствующего снижения электромагнитных характеристик.

В общем случае оценка электромагнитной совместимости нелинейных элементов с сетью производится на основании параметров качества электроэнергии, установленных ГОСТ 32144-2013 [38]. Оценка электромагнитной совместимости нелинейных элементов с нагрузкой регламентирована слабо. Так в ГОСТ 24376-91 устанавливаются требования к полупроводниковым инверторам только в части создания радиопомех при подключении их к сетям электроснабжения жилых домов, а в Нормах 8-95 то же при подключении к промышленным сетям [39,40]. Также мало внимания уделяется и оценке ущерба от качества электроэнергии. Так не существует методик оценки негативного влияния качества электроэнергии на многие виды промышленных потребителей [37].

На повышение качества электроэнергии и улучшение электромагнитной совместимости направлен ряд разработок и схемных решений. Основными способами при этом являются применение LC- и «активных» фильтров (компенсаторов мощности искажений), компенсаторов реактивной мощности, мощности несимметрии и других неактивных составляющих полной мощности, стабилизаторов напряжения, а также разработка конструкций преобразователей с минимальным влиянием на сеть и нагрузку.

Для улучшения электромагнитной совместимости источников питания ЭТУИН с сетью и нагрузкой необходимо улучшение формы графика функции зависимости потребляемого тока от тока нагрузки. Одним из вариантов, упомянутых ранее являются LC-фильтры. Выделяют три типа LC-фильтров: фильтр нижних частот, полосовой фильтр, резонансный фильтр [41].

Фильтр нижних частот ослабляет все гармоники тока с частотами, превышающими частоту первой гармоники. В простейшем варианте этот фильтр образуется из емкости батареи конденсаторов, подключенной к узлу сети, распределенной индуктивности сети по отношению к этому узлу, и индуктивности рассеивания трансформатора на входе вентильного преобразователя. Емкость конденсаторов выбирается из условия, чтобы резонансная частота контура сеть – конденсатор была меньше частоты наименьшей гармоники спектра входного тока вентильного преобразователя во избежание резонансных повышений напряжения на частотах гармоник тока преобразователя. При этом установленная мощность батареи конденсаторов оказывается сравнимой с мощностью вентильного преобразователя, что означает высокую стоимость этого решения [41].

Полосовые фильтры, широко применяемые в маломощных цепях в радиотехнике, в силовой электронике в обычных случаях не нашли применения в силу своей сложности [41].

В силу сложности и дороговизны полосовых фильтров и фильтров нижних частот наиболее рациональным считается применение резонансных фильтров, имеющих настройку только на генерируемые преобразователем паразитные гармоники.

Наиболее часто применяются резонансные фильтры, выполненные по схеме на рисунке 1-8. В шестипульсных выпрямительных устройствах трехфазного тока входные токи содержат гармоники порядка $6n \pm 1$.

На рисунке 1-8 а) резонансный фильтр исключает только одну гармонику, на рисунке 1-8 б) - две гармоники, а на рисунке 1-8 в) до трех гармоник.

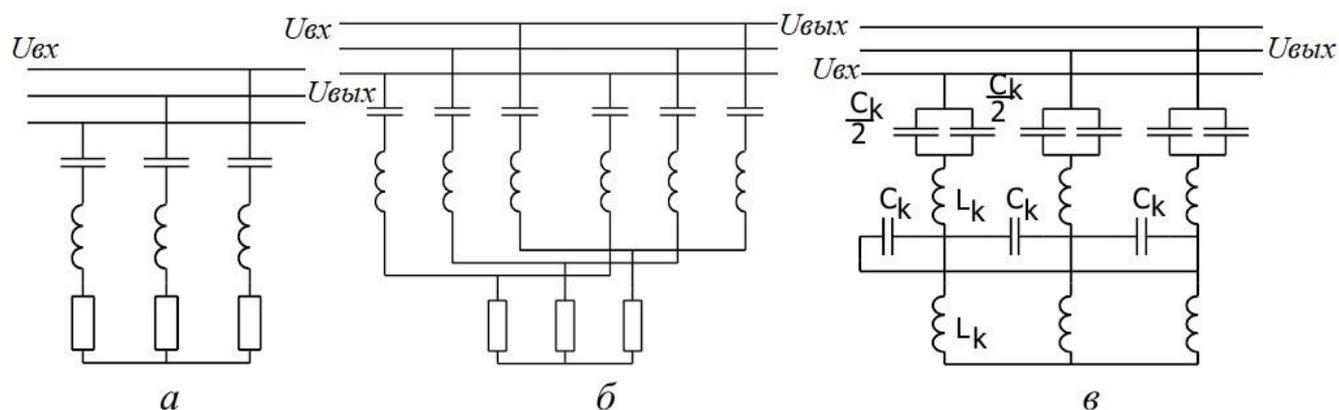


Рисунок 1-8 Схемы резонансных фильтров

а) – с фильтрацией одной гармонической составляющей; б) – с фильтрацией двух гармонических составляющих; в) – с фильтрацией трех гармонических составляющих

На рисунке 1-8 б) резисторы позволяют получить полосу пропускания резонансных контуров, которая образуется ввиду отклонений частоты питающего напряжения и погрешностей, вызванных неточным расчетом величины индуктивности и емкости элементов фильтра и несоответствием расчетной величины, а также несоответствием этой величины номиналам изготовленных индуктивностей и емкостей.

На рисунке 1-8 в) представлен резонансный фильтр для исключения 3-й и 7-й гармоник тока выпрямительного устройства. Для компенсации 3-й гармоники использованы реакторы L_k . (конденсатор C_k для 3-й гармоники представляет большое сопротивление). Для 7-й гармоники в цепи используются два параллельно соединенных конденсатора $C_k/2$, и соединенных последовательно с ними реактора L_k и конденсатора C_k , который на этой частоте исключает влияние нижнего реактора L_k .

В области компенсаторов реактивной мощности (КРМ), применяемых для улучшения электромагнитной совместимости преобразователей частоты и многофункциональных трансформаторов, применяются следующие виды [41]:

1. Компенсаторы на базе регуляторов переменного напряжения и реактивных элементов, работающих на частоте напряжения питающей сети.

2. Компенсаторы на базе преобразователей переменного тока в постоянный (и обратно) и реактивных элементов, работающих при нулевой частоте (в звене постоянного тока выпрямителя).

3. Компенсаторы на базе частотных преобразователей, а также реактивных элементов, функционирующих на частотах, отличных от частоты сети.

4. Комбинированные компенсаторы, использующие элементы из пп.1-3.

Компенсаторы первого типа включают в себя параллельное (рисунок 1-9,а) или последовательное (рисунок 1-9, б) соединение батареи конденсаторов C_k с тиристорным регулятором, соединенным последовательно с реактором L . К недостаткам компенсатора с последовательным соединением батареи конденсаторов C_k относится возможность компенсации реактивной мощности только одного вида (индуктивного или емкостного) характера, а также наличие удвоенного сетевого напряжения на тиристорном регуляторе ввиду остаточного напряжения на конденсаторной батарее. Недостатком компенсатора параллельного типа является высокая установленная мощность реактивных элементов. Однако регулятор позволяет изменять характер компенсации реактивной мощности.

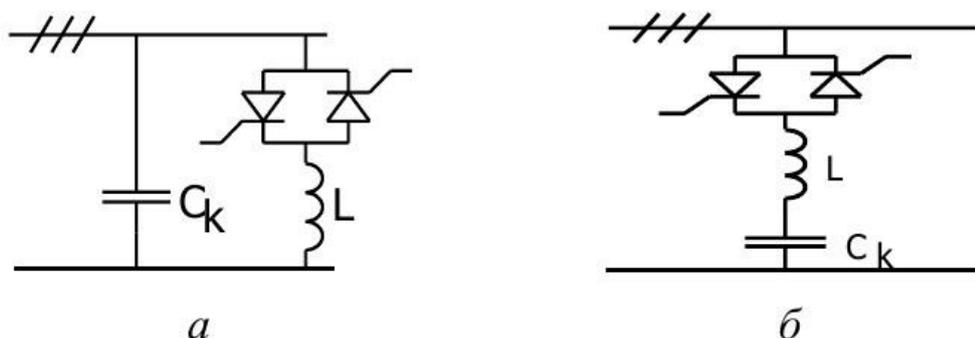


Рисунок 1-9 Компенсаторы реактивной мощности

а) – с параллельным и б) – последовательным соединением батареи конденсаторов

Второй тип компенсаторов реализуют либо на тиристорах, обладающих естественной коммутацией, либо на выпрямительно-инверторных структурах с принудительным переключением (транзисторы, управляемые тиристоры) [42].

Компенсаторы, выполненные по схеме на рисунке 1-10 а), имеет близкое к нулевому значению выпрямленное напряжение на выходе моста по причине потребления тока только активным сопротивлением дросселя L_d . При этом индуктивность L_0 сдвигает углы коммутации на 90° , а точность коммутации должна лежать в пределах 2° . В то же время такая схема не позволяет компенсировать гармоники порядка $6n \pm 1$. Улучшает коммутацию и минимизирует влияние упомянутых гармоник схема на рис. рисунке 1-10 б), благодаря введению дополнительного моста и уравнивающих реакторов L_1 и L_2 .

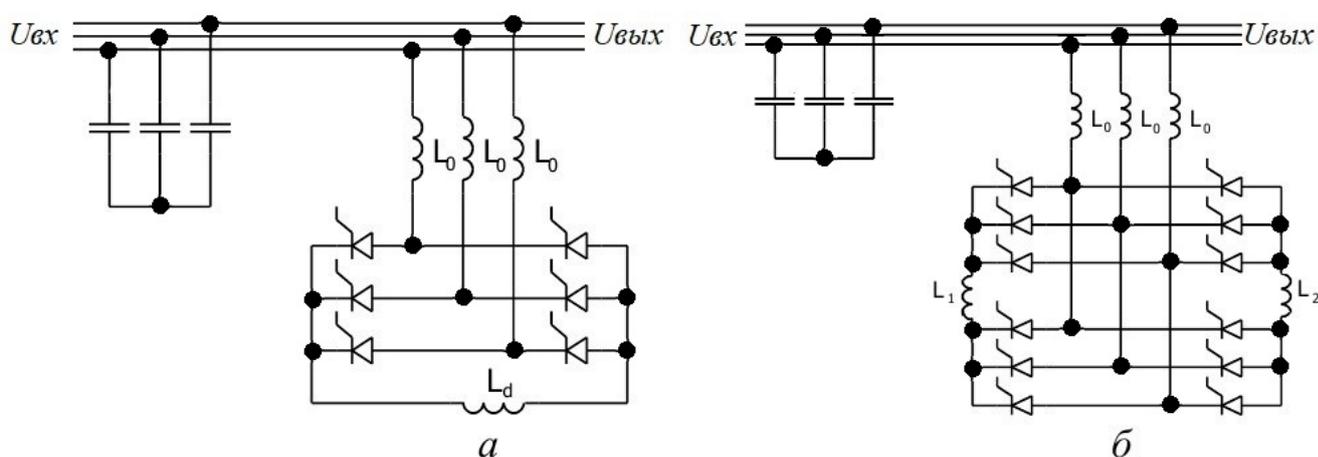


Рисунок 1-10 КРМ на базе преобразователей переменного тока в постоянный (и обратно) и реактивных элементов, работающих при нулевой частоте (в звене постоянного тока выпрямителя).

а) – с одним мостом; б) – с двумя мостами

Улучшения качества входного тока КРМ и снижения требований к точности работы систем управления двух предыдущих компенсаторов можно достичь в схеме компенсатора, образованного выпрямителем, работающим на зависимый инвертор через сглаживающий реактор L_d , при этом выпрямитель и зависимый инвертор запитываются от различных систем вторичных обмоток входного трансформатора [43].

Компенсатор на базе запираемых тиристоров или силовых транзисторов (рисунок 1-11 а,б) напоминает конструкцию инвертора напряжения, но работающего в обратном режиме [44]. Звено постоянного тока такого

компенсатора состоит только из одного конденсатора или дросселя постоянного тока и не имеет источника постоянного напряжения. Недостатком такой конструкции является высокая нагрузка на коммутационные элементы, частота переключения которых в 2-3 раза больше частоты сети питания, а для обеспечения этой коммутации необходим широтно-импульсный модулятор (ШИМ). С целью снижения потерь мощности в данной конструкции, вместо ШИМ управления напряжением (током) можно применять амплитудный способ, изменяя активную составляющую тока, от которой зависит величина напряжения на емкости или индуктивности фильтра [45,46]. К достоинствам относится скорость и плавность регулирования.

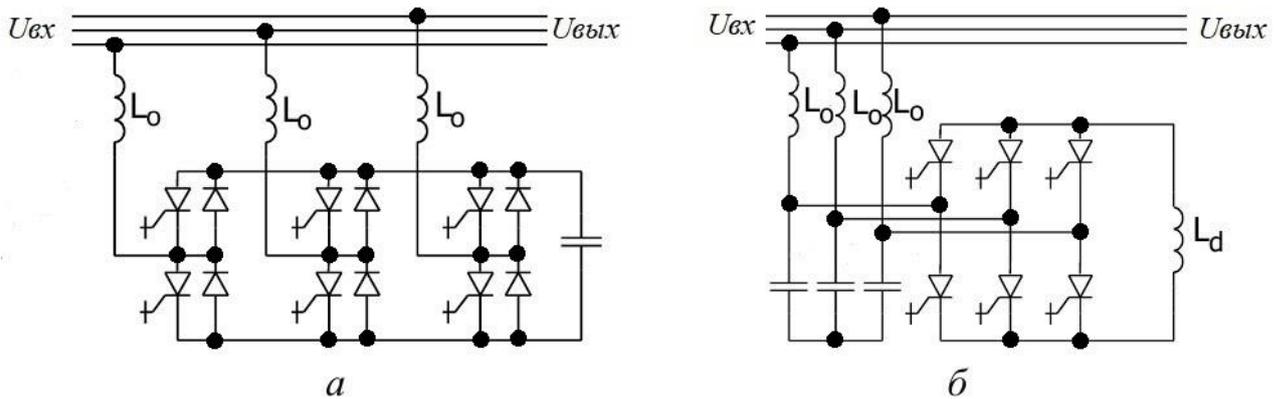


Рисунок 1-11 Компенсаторы на базе запираемых тиристоров а) или силовых транзисторов б)

Аналогичный подход отмечается в системе стабилизации напряжения, представленной в работе [47]. Коммутация полупроводниковых ключей в данной схеме (рисунок 1-12) при переключении между плечами должна происходить с выдержкой необходимой для прекращения протекания тока паузы. Результатом работы такой схемы является генерация напряжений противоположных полярностей на выводах переменного тока равных по величине напряжениям на конденсаторах $C4$ и $C5$.

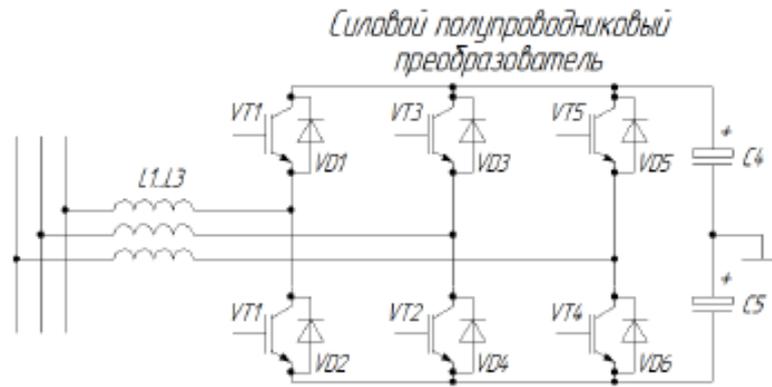


Рисунок 1-12 Силовая схема полупроводникового преобразователя

Третий тип компенсаторов создан на базе непосредственного преобразователя частоты (НПЧ). Основой такого компенсатора является источник напряжения E_k высокой частоты (например, инвертор) (рисунок 1-13 а), либо возбужденный от внешнего источника колебательный $L_k C_k$ -контур (рисунок 1-13 б) [48].

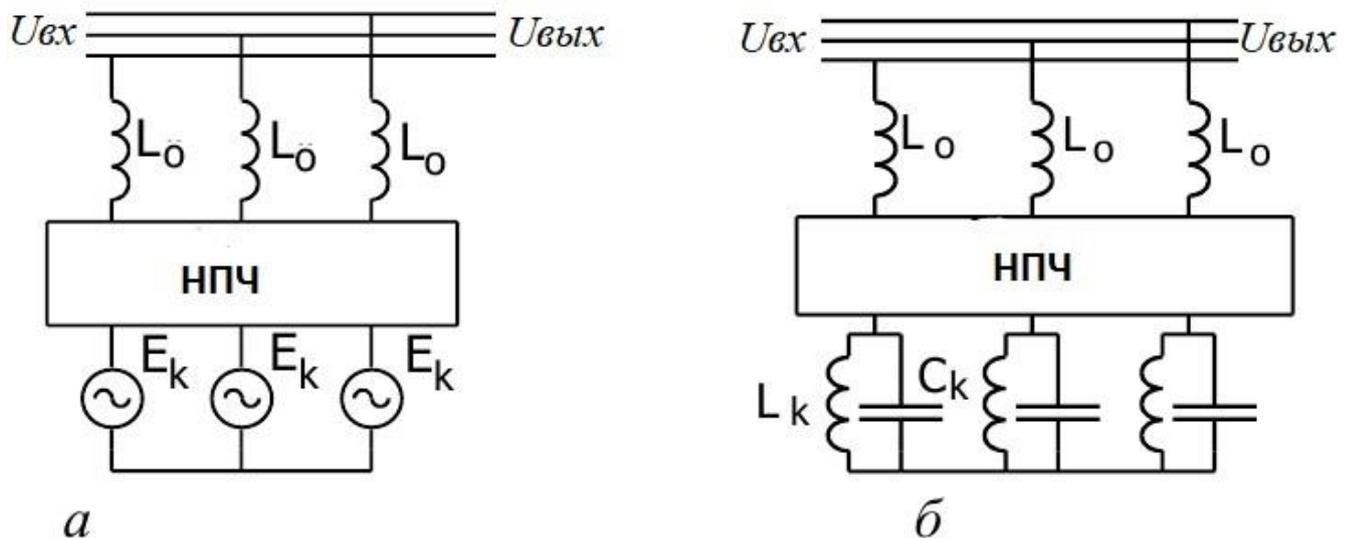


Рисунок 1-13 Компенсаторы на базе непосредственных преобразователей частоты с источником напряжения а) или с возбужденным колебательным контуром б)

Сам преобразователь частоты для данной схемы может быть выполнен как на тиристорах [49], так и на вентилях с полным управлением [50]. Возможна замена источников E_k реакторами при выполнении НПЧ на полностью управляемых вентилях [51].

Еще одной разновидностью компенсаторов такого типа является компенсатор (рисунок 1-14), выполненный в работе [52]. Сущность работы такого компенсатора заключается в анализе с помощью специального блока характера потребляемой в сети мощности и, в зависимости от этого, регулировании реактивной мощности в сети. Логика работы системы управления такого регулятора построена следующим образом: блок анализа сети генерирует в блок управления сигналы, на основании которых блок управления формирует квантованные по величине сигналы синусоидальной формы, совпадающие по фазе с корректируемым током. В момент включения фазы с максимальным током, происходит регулярная высокочастотная перекоммутация соседних фаз, пропорционально их силе тока. Коммутация ключей осуществляется так, чтобы токи полупроводниковых ключей и дросселей с зазором были сонаправлены. Направление потока реактивной мощности меняется за счет изменения сдвига фаз между синусоидальными сигналами от блока управления и сетевыми фазными напряжениями.

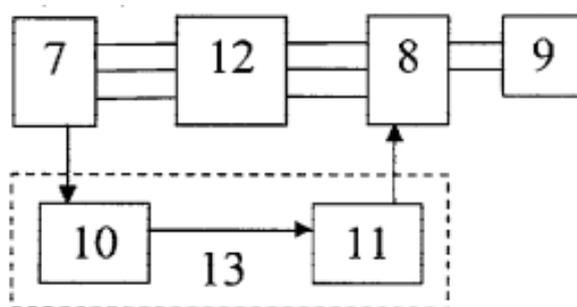


Рисунок 1-14 Трехфазный компенсатор реактивной мощности

7 – трехфазная сеть; 8 – блок полупроводниковых ключей; 9 – дроссель с зазором; 10 – блок анализа сети и генерации сигналов для блока полупроводниковых ключей; 11 – блок управления переключением полупроводниковых ключей; 12 – LC-фильтр высоких частот; 13 – блок управления полупроводниковыми ключами.

Достоинства компенсаторов такого типа – хорошая форма входного тока, минимальные затраты на реактивные элементы, включаемые на стороне высокой частоты. Недостатки – сложная конструкция и дороговизна.

Несмотря на видимую простоту LC -фильтров, они не способны подавлять субгармонические составляющие. С целью решения этой задачи были разработаны компенсаторы мощности искажений, также известные как «активные» фильтры. Принцип работы такого компенсатора основан на работе в противофазе появляющихся в сети помех и искажений [44,45]. По своей структуре они схожи с компенсаторами реактивной мощности, однако не имеют источника активной мощности в звене постоянного тока. Включение таких компенсаторов может осуществляться либо параллельно, либо последовательно, а также последовательно и параллельно с нелинейной нагрузкой. Фильтрация гармоник такого компенсатора происходит по несущей частоте ШИМ. Последовательно-параллельная схема получила наибольшее распространение среди компенсаторов данного типа. Одна из таких схем (рисунок 1-15) позволяет ко всему прочему осуществлять стабилизацию напряжения на нагрузке, в связи с чем получила название единого регулятора потока мощности ($UPFC$) [53].

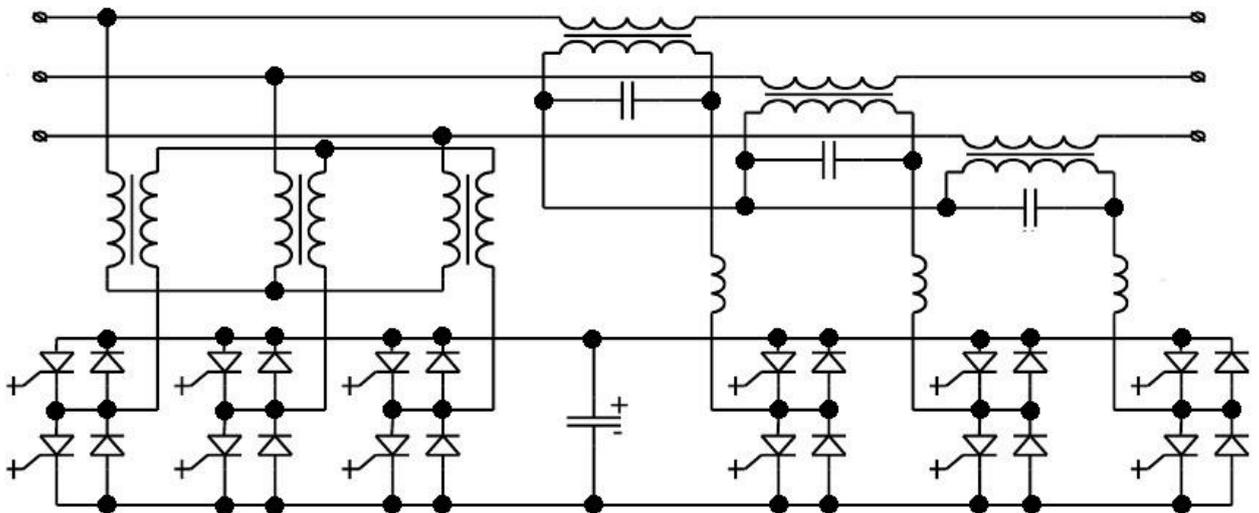


Рисунок 1-15 Фильтр с активным подавлением гармонических составляющих

К достоинствам всех видов описанных компенсаторов относится следящий способ формирования компенсирующей кривой токов и/или напряжений.

Традиционные варианты регуляторов переменного напряжения со встречно-параллельными тиристорами и фазовым регулированием при увеличении глубины

регулирования выходного напряжения снижают качество потребляемого сетевого тока и преобразованного напряжения [54].

Недостатком тиристорных регуляторов переменного напряжения по бестрансформаторной схеме является отсутствие возможности стабилизации выходного напряжения при отклонении напряжения вниз от номинального значения. При использовании схемы с трансформатором существенно увеличивается масса и габариты регулятора.

У регулятора, выполненного на базе вольтодобавочного трансформатора T , по рисунку 1-16 а) существует возможность регулирования напряжения в пределах номинального значения, изменяя скважность (рисунок 1-16 б)) при управлении ключами K_1 и K_2 . В состоянии разомкнутого ключа K_1 и замкнутого K_2 напряжение на выходе становится больше входного на величину напряжения на вторичной обмотке вольтодобавочного трансформатора T . Инверсная коммутация указанных ключей (K_1 замкнут, K_2 разомкнут) не ведет к изменению выходного напряжения по отношению к входному [55].

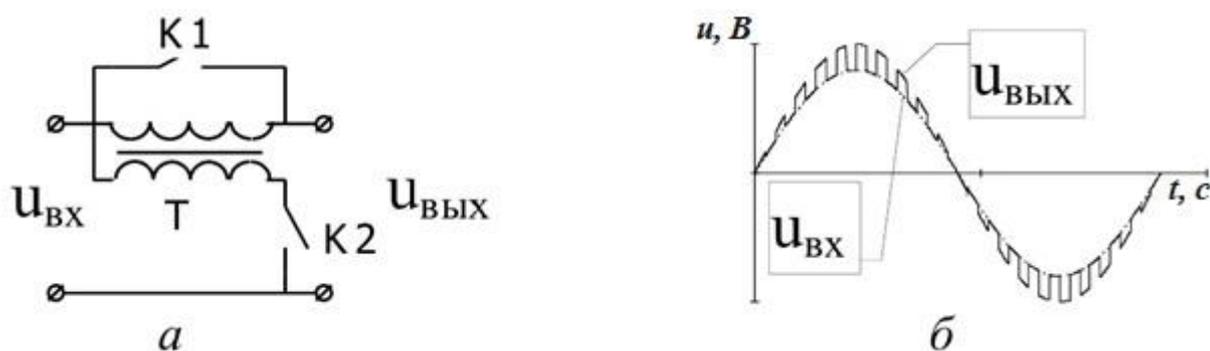


Рисунок 1-16 Регулятор (стабилизатор) переменного напряжения на базе вольтодобавочного трансформатора

а) – схема вольтодобавочного трансформатора; б) – график входного и выходного напряжения

С целью расширения диапазона регулирования вверх от номинального напряжения созданы схемы повышающего (рисунок 1-17 а) и повышающе-понижающего (рисунок 1-17 б)) регулятора. Ключи K_1 и K_2 в данных схемах имеют двустороннюю проводимость и импульсный характер включения, имитируя работу полупроводниковых ключей встречно-параллельно или через диодные мосты.

LC -фильтр (L_ϕ и C_ϕ) на входе повышающе-понижающего регулятора предназначен для сглаживания работы силового ключа K_1 в импульсном режиме. Максимальная частота регулирования таких регуляторов доходит до 10кГц при использовании управляемых ШИМ транзисторов [56]. Такой вариант не позволяет использовать более высокие частоты.

Другим способом улучшения электромагнитной совместимости является проектирование источников питания с улучшенными полупроводниковыми преобразователями [57-59]. При этом улучшению способствует не только качественные подходы, но и количественные. Так существуют варианты, где упомянутая задача решается увеличением числа эквивалентных фаз преобразователя. В этом случае за период совершается большее количество коммутаций, что увеличивает количество пульсаций за период в выпрямленном напряжении. При этом растут частоты высших гармоник, но уменьшается их относительная величина, что позволяет приблизить кривую входного тока к синусоидальной [35].

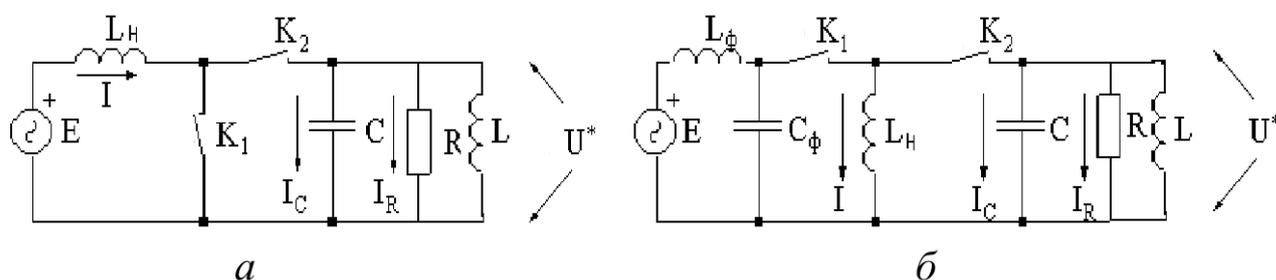


Рисунок 1-17 Однофазные регуляторы переменного тока повышающего а) и повышающе-понижающего б) типа

Широко распространенным является и применение схем преобразователей с улучшенной формой входного тока, где преобразователь выполнен на полностью управляемых вентилях и имеет путь для протекания тока во встречном направлении (например, рисунок 1-15 и рисунок 1-11 а).

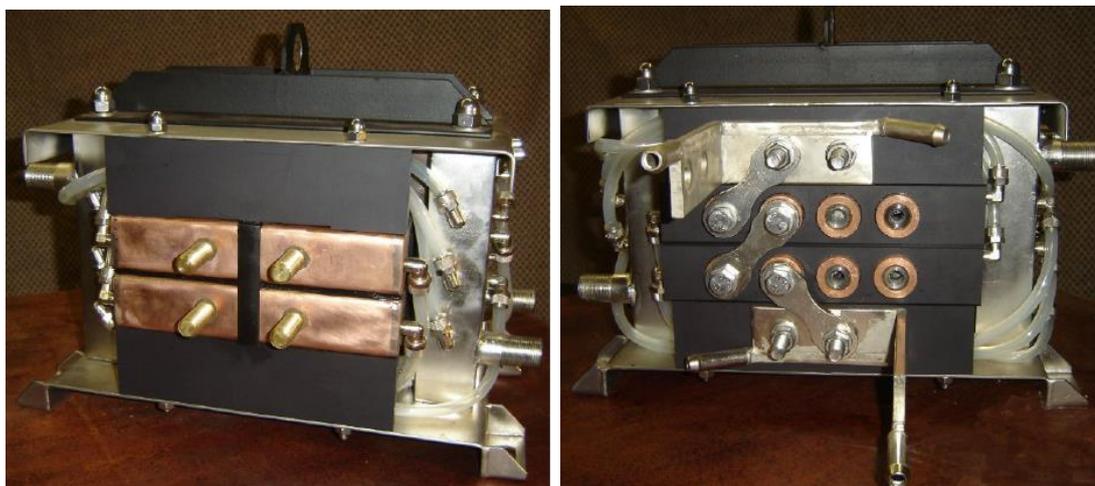
Большинство вышеупомянутых способов своей целью преследуют улучшение электромагнитной совместимости с сетью, однако, как упоминалось ранее, не менее важно обеспечить электромагнитную совместимость с нагрузкой.

Как известно, питание ЭТУИН осложнено нелинейным характером нагрузки в процессе нагрева. Рассогласование влечет за собой значительное снижение эффективности технологической операции, что является причиной высоких эксплуатационных расходов и наличия некачественного продукта термообработки. Поэтому обеспечение согласования источника питания с нагрузкой является важной и актуальной задачей.

Часто источники питания ЭТУИН содержат выпрямитель и один из вариантов инверторов: автономный инвертора тока, автономный инвертор напряжения, либо резонансный [60,65]. Однако данная структура не лишена недостатков: проблемы регулирования, большие потери при высокочастотных переключениях полупроводниковых ключей, отсутствие гальваноразвязки, а также проблемы согласования с сетью и нагрузкой и обеспечения электромагнитной совместимости.

Обеспечение электромагнитной совместимости и согласования с сетью и с нагрузкой возможно при реализации каскадного соединения всех блоков ЭТУИН. Этот способ позволяет обеспечить согласование параметров и осуществить гальваноразвязку источника питания от питающей сети и нагрузки.

Согласующий (также закалочный) (рисунок 1-18) трансформатор работает по принципу классического трансформатора, преобразуя напряжение на выходе на величину коэффициента трансформации. Также он позволяет регулировать выходное напряжение, но только путем механической перекоммутации, осуществлять гальваническую развязку, вносить в нагрузочный контур дополнительную индуктивность к значению индуктивности индуктора [60, 65]. Но главный недостаток у такой конструкции – отсутствие возможности регулирования в процессе работы ЭТУИН.



а)

б)

Рисунок 1-18 Закалочный трансформатор ТЗ1-400С2

а) – вид со стороны подключения первичной обмотки; б) – вид со стороны подключения вторичной обмотки, узла регулирования напряжения и подвода охлаждающей жидкости

На стыке XX и XXI века начало набирать популярность изготовление трансформаторов с магнитопроводами из нанокристаллических и аморфных сплавов, обладающих малой величиной потерь. За счет применения данных материалов удалось достичь более высокого значения коэффициента полезного действия (КПД) и улучшить энергетическую эффективность трансформаторных преобразователей (рисунок 1-19) [66-68].

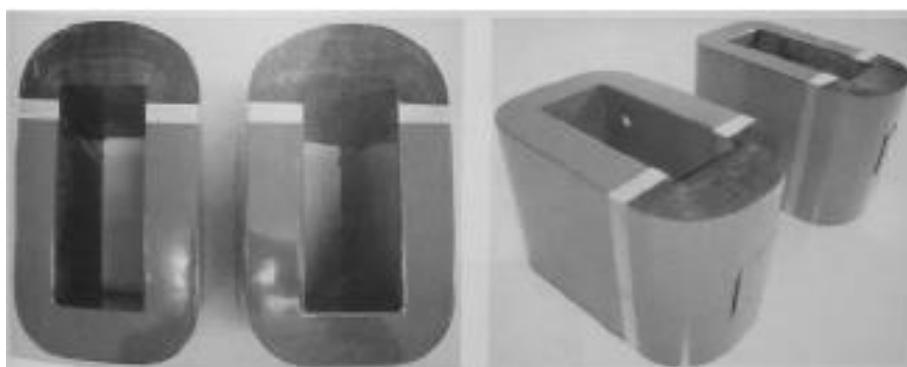


Рисунок 1-19 Магнитопроводы трансформаторов, изготовленные из аморфного сплава

В научно-технической литературе также встречается немало способов и устройств, предназначенных для согласования параметров преобразователя частоты ЭТУИН и нагрузки.

Известен входной согласующий трансформатор, магнитопровод которого аналогичен магнитопроводу статора электродвигателя. Во внутренней области этого магнитопровода установлен и зафиксирован магнитопровод, на котором намотана вторичная обмотка трансформатора. На наружном магнитопроводе (рисунок 1-20) намотана первичная обмотка [69, 70]. Конструкция обеспечивает симметричность магнитного поля, а также позволяет унифицировать производство магнитопроводов трансформаторов с производством статоров классических электродвигателей.

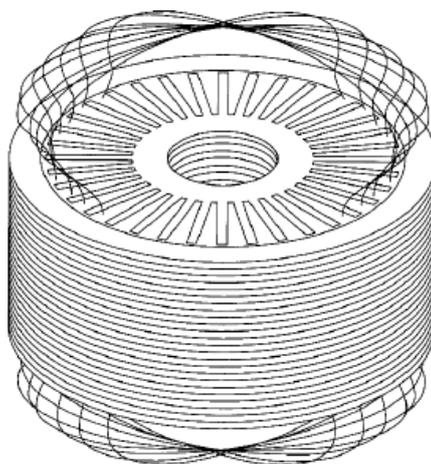


Рисунок 1-20 Трансформатор с вращающимся магнитным полем

Известным способом обеспечить симметричность магнитных потоков является применение пространственных магнитных систем (рисунок 1-21), описанных в [71]. Несмотря на заявленную экономию электротехнической стали до 10% по сравнению с классическими трехстержневыми магнитными системами, они не получили широкого распространения на рынке в виду более высокой трудоемкости их изготовления и низкой технологичности.

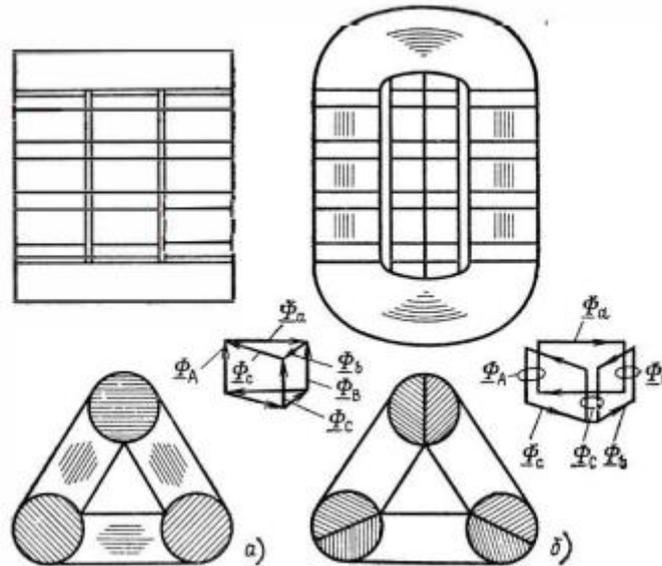


Рисунок 1-21 Пространственные магнитные системы с набранными из пластин стержнями и навитыми ярами а) и навитая неразрезная из трех навитых колец б)

Известны конструкции, где согласование параметров производится с помощью трансформаторов, магнитопровод которых выполнен с использованием комбинации материалов.

Так в работе [72] описывается подход к расчету составных конструкций магнитопроводов, магнитная цепь которых включает два или более параллельно включенных магнитопроводящих материала с идентичными геометрическими размерами и охватываемых общими обмотками. Считается, что индукция в таком магнитопроводе, состоящем из двух материалов определяется по формуле [72]:

$$B(H) = \frac{\Phi(H)}{S} = \eta_1 B_1(H) + \eta_2 B_2(H), \quad (1.22)$$

где $\Phi(H) = S_1 B_1(H) + S_2 B_2(H)$ – результирующий магнитный поток;

S_1 и S_2 – площади поперечных сечений магнитопроводов, суммарно составляющие общее сечение магнитопровода S ;

$B_1(H)$ и $B_2(H)$ – характеристики намагничивания каждого материала в отдельности;

$$\eta_1 = \frac{S_1}{S_1 + S_2}; \eta_2 = \frac{S_2}{S_1 + S_2}; \eta_1 + \eta_2 = 1.$$

Магнитная проницаемость такого магнитопровода равна [72]:

$$\mu_r = \frac{B(H)}{\mu_0 H} = \eta_1 \mu_1 + \eta_2 \mu_2, \quad (1.23)$$

где μ_1 и μ_2 – начальные магнитные проницаемости каждого из материалов.

Известен удвоитель частоты (рисунок 1-22) для источников питания ЭТУИН на базе трансформатора, в котором четыре первичные обмотки разбиты на пары. В каждой паре обмотки включены согласно с транзисторами, работа которых происходит только на начальном участке синусоиды питающего напряжения. Общие точки соединения транзисторов и общая точка соединения второй пары первичных обмоток образуют выводные концы фаз, а общая точка соединения первой пары первичных обмоток образует точку подключения нулевого проводника [73]. Данный преобразователь имеет подключение первой пары первичных обмоток на фазное напряжение и второй пары первичных обмоток на линейное напряжение, ввиду чего появляется асимметрия в конструкции и в магнитном потоке в магнитопроводе трансформатора.

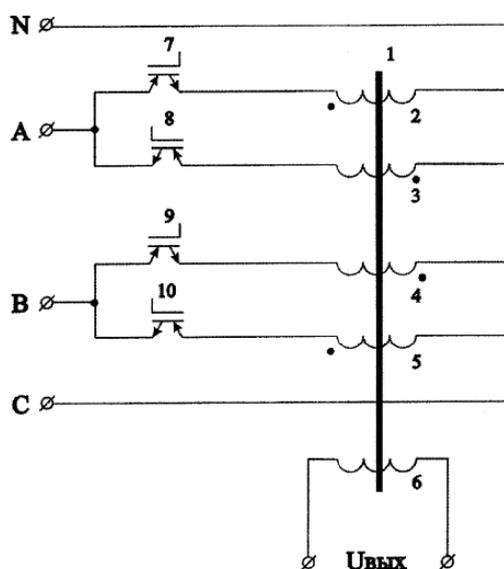


Рисунок 1-22 Удвоитель частоты

Можно сделать вывод, что основными проблемами в области электромагнитной совместимости преобразователей частоты для питания ЭТУИН являются несинусоидальность напряжения, а вместе с тем и его искажение, как в

процессе выпрямления – генерация гармонических и субгармонических составляющих в питающую сеть, так и в процессе инвертирования, когда выходное напряжение преобразователя должно соответствовать требованиям нормативов, а генерируемые электромагнитные помехи не должны вносить существенных для работы окружающего электрооборудования изменений. При этом важными задачами при обеспечении электромагнитной совместимости остаются исключение постоянной составляющей в кривой выходного напряжения, необходимость снижения частоты коммутаций полупроводниковых элементов инверторов, а также обеспечение согласования преобразователя частоты с нагрузочным модулем в процессе индукционного разогрева. Исходя из проведенного анализа, ближайшей альтернативой для согласования параметров преобразователя частоты и нагрузки является МТ, в том числе и УЧФ, который существенно превосходит по характеристикам и функционалу высокочастотные закалочные трансформаторы за счет исключительных особенностей. Среди особенностей УЧФ можно выделить способность кратно умножать выходную частоту до величины, в 9 раз превышающую её входное значение, возможность стабилизации/регулирования тока или напряжения на выводах индуктора [74-76]. Структурная схема УЧФ в 2 раза была представлена на рисунке 2-1.

1.3. Улучшение энергетических показателей выпрямительных устройств для электротехнологии

Мощность нагрузки выпрямительных устройств имеет несколько вариантов определения. С одной стороны, принято считать мощность постоянного тока P_d как произведение [77]:

$$P_d = U_d I_d, \quad (1.24)$$

где U_d – выпрямленное напряжение;

I_d – ток на выходе выпрямителя.

Однако, если обратиться к кривой выпрямленного напряжения (рисунок 1-23) и тока, то очевидно наличие пульсаций, характеризующихся мгновенными значениями u_d и i_d . При этом активная мощность за период T составит [77]:

$$P_d' = \frac{1}{T} \int_0^T u_d i_d dt, \quad (1.25)$$

Отличие в формулах прослеживается, если формулу (1.25) представить в виде [77]:

$$P_d' = P_d + \frac{1}{T} \int_0^T \Delta u_d \Delta i_d dt, \quad (1.26)$$

где Δu_d и Δi_d – переменные составляющие выпрямленного напряжения и тока.

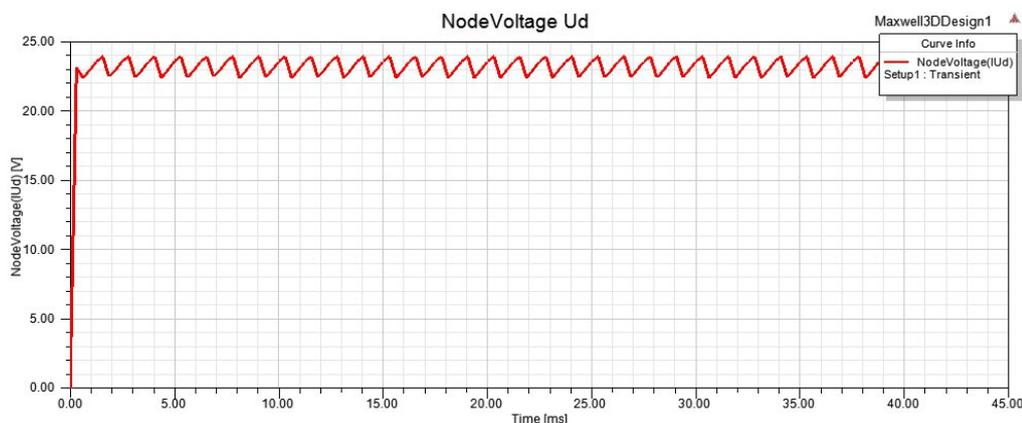


Рисунок 1-23 Кривая выпрямленного напряжения

Составляющая мощности от пульсаций напряжения является мощностью, относимой к дополнительным потерям. В трансформаторно-выпрямительных устройствах потери мощности наблюдаются в трансформаторе ΔP_T , полупроводниковых выпрямителях ΔP_V , а также во вспомогательных системах $\Delta P_{всп}$, например, вентиляции, защиты, управления. И в общем случае для оценки эффективности применима формула определения КПД [77]:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \Delta P_T + \Delta P_V + \Delta P_{всп}}. \quad (1.27)$$

Другой характеристикой энергетической эффективности выпрямительных устройств является коэффициент мощности, равный отношению активной к полной мощности. В то же время на значение данного коэффициента влияет несинусоидальность потребляемого из сети тока i_c . Приняв допущение для однофазного управляемого двухполупериодного выпрямительного устройства об идеальной сглаженности выпрямленного тока и угла коммутации равного нулю, а также выделив первую гармоническую составляющую тока i_{c1} , отстающую от сетевого напряжения u_c на угол φ_1 , можно определить его активную мощность [77]

$$P = U_c I_{c1} \cos \varphi_1, \quad (1.28)$$

где U_c – действующее значение напряжения питающей сети;

I_{c1} – действующее значение первой гармонической составляющей тока, потребляемого из сети.

Полная мощность равна [77]:

$$S = U_c I_c = U_c \sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}, \quad (1.29)$$

где I_c – действующее значение потребляемого тока;

I_{cn} – действующее значение n -ой гармонической составляющей тока.

По известным активной и полной мощности определяется значение коэффициента мощности [77]

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{I_{c1} \cos \varphi_1}{\sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}}, \quad (1.30)$$

где соотношение $\frac{I_{c1}}{\sqrt{I_{c1}^2 + \sum_{n=3}^{\infty} I_{cn}^2}} = \nu$ и называется коэффициентом искажения.

Поэтому уравнение (1.30) можно переписать в виде [77]

$$\chi = \nu \cos \varphi_1, \quad (1.31)$$

а мощность, вызванная наличием этих искажений, характеризуется значением мощности искажений T и равна [77]

$$T = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}, \quad (1.32)$$

где Q – реактивная мощность.

Повышение коэффициента мощности могут обеспечить реактивные элементы на входе выпрямителя, но такой способ улучшения характеристик выпрямителя считается дорогостоящим и не сыскал широкого применения на практике [77].

Другим способом повысить коэффициент мощности является применение выпрямительного трансформатора с отпайками на различные напряжения. Это позволяет вместо регулирования изменением угла отпирания управляемых выпрямителей изменять напряжение на входе выпрямительного блока. К недостаткам такого способа относят большую дискретность при регулировании, низкую надежность и долговечность ввиду наличия в таких устройствах механических переключателей между отпайками [77].

Повышение коэффициента мощности возможно и благодаря опережающему углу управления α , т.е. переводу выпрямителя в режим с генерацией емкостной мощности в сеть [78]. При этом способе ток через тиристор, приближающийся к моменту открытия, начинает протекать до момента закрытия тиристора, приближающегося к моменту естественной коммутации при $\alpha = 0$.

В целом построение выпрямительных схем осуществляется в русле нескольких типовых направлений, описанных в [79]:

1. Лучевые схемы с общим анодом или катодом, имеющие самую простую конструкцию и обеспечивающие низкоэффективное однополупериодное выпрямление;
2. Мостовые схемы с двухполупериодным выпрямлением;
3. Кольцевые схемы, более эффективные в части мощности потерь в полупроводниковых элементах;

4. Лестничные схемы, в которых имеются полупроводниковые ключи, соединенные анодами к одной трехфазной системе питающего напряжения, а катодами к другой;
5. Комбинированные схемы.

В зарубежной литературе встречаются схемы выпрямительных устройств на базе трансформаторов и уравнильных реакторов. К таким схемам относится 12-фазное выпрямительное устройство с трансформатором, четыре трехфазные вторичные обмотки которого соединены по схеме зигзаг, а нулевые точки этих обмоток соединены между собой через уравнильные реакторы как показано на рисунке 1-24 [80].

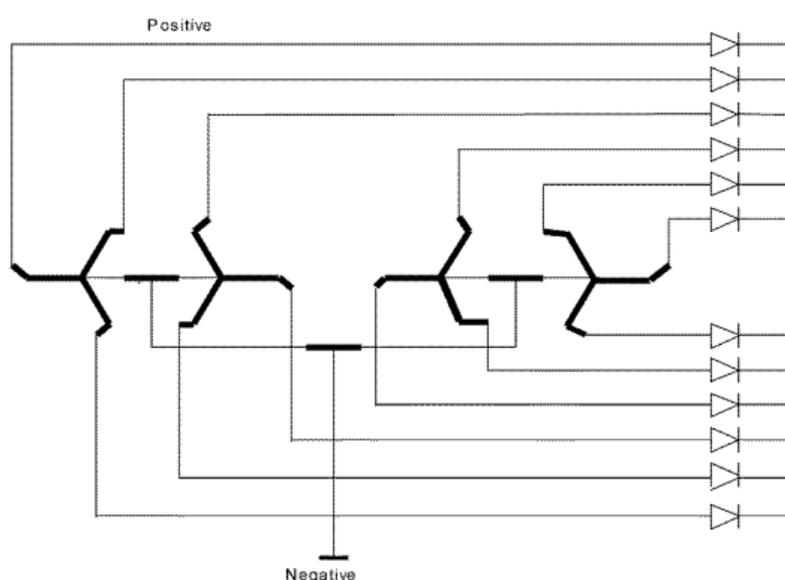


Рисунок 1-24 Выпрямитель на базе трансформаторов и уравнильных реакторов

Интерес представляет и схема выпрямительного устройства, где имеется многоступенчатый трансформатор, предназначенный для работы на полупроводниковые выпрямители (рисунок 1-25), с возможностью грубой и точной регулировки напряжения с помощью специальной обмотки, представленной обмоткой w_c для грубой регулировки и обмоткой w_t для точной регулировки напряжения под нагрузкой основного трансформатора 1. Первичная обмотка основного трансформатора, включающая обмотки w_1 и w_2 , соединена по схеме

зигзаг. Вторичная обмотка: высоковольтная обмотка w_5 дополнительного трансформатора 2 подключена к регулировочным обмоткам w_c и w_t основного трансформатора, а низковольтная обмотка w_4 основного трансформатора и низковольтная обмотка w_6 дополнительного трансформатора электрически соединены последовательно [81].

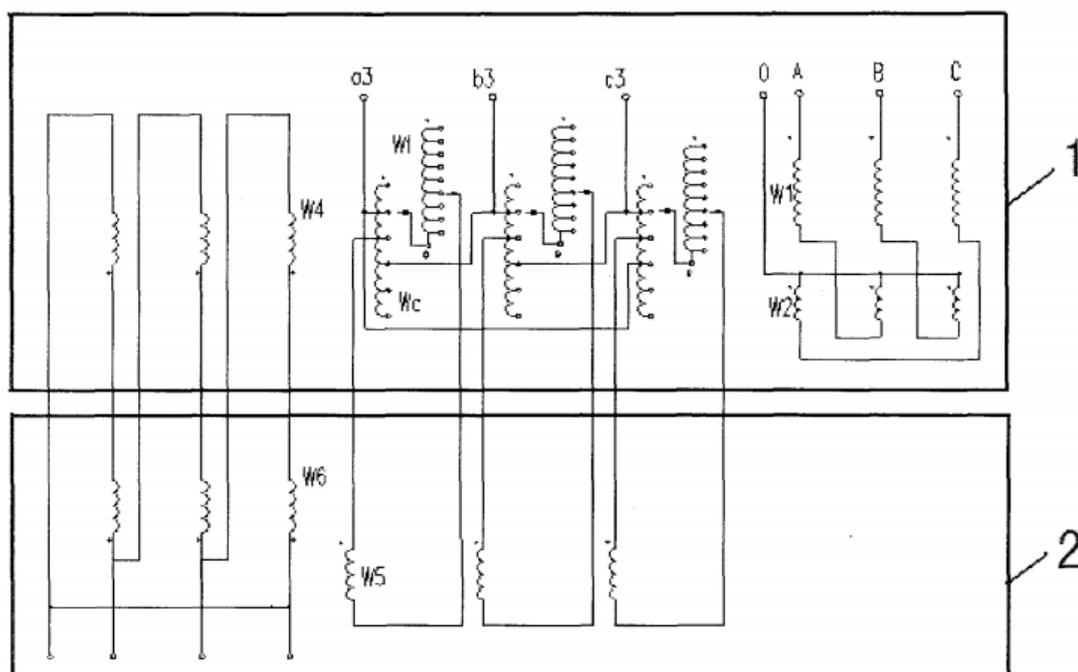


Рисунок 1-25 Многоступенчатый выпрямительный трансформатор

Таким образом, одной из составляющих потерь энергии в выпрямителях являются пульсации. Снижение амплитуды и частоты пульсаций является актуальной научно-технической задачей, решение которой видится в применении отличных конструктивных решений, позволяющих увеличить количество пульсаций выпрямленного напряжения и при этом снизить их частоту. Другим путём в направлении улучшения энергетических показателей выпрямительных устройств является определение взаимозависимости параметров и величины нагрузки с применяемыми конструктивными и схемными решениями, а также с конструкционными материалами.

1.4. Возможности расширения функций преобразовательных устройств при совместной работе

К расширению функций преобразовательных устройств источников питания, включающих индукционный нагрев, можно отнести ряд улучшений и особенностей в следующих областях:

1. Расширение частотного диапазона. Геометрические формы некоторых изделий и узлов, а также эффективность технологического процесса требуют изготовления индукторов сложной формы, позволяющих обеспечивать одновременный нагрев нескольких ступеней заготовки. Ряд заготовок показывает лучшие свойства при обработке двухчастотным нагревом одной и той же поверхности. А иногда заготовка требует очень тонкого слоя поверхностного прогрева. Обеспечение нескольких ступеней нагрева, двухчастотного нагрева, а также сверхтонких слоев поверхностного нагрева возможно при наличии специализированного источника питания. Задача изготовления таких источников питания, позволяющих расширить диапазон выходных частот в 2 и более раз, при сохранении величины нагрузки на полупроводниковые ключи инвертора, остается актуальной задачей.

2. Электромагнитная совместимость с сетью и нагрузкой. Обеспечение работы источника питания электротехнологической установки требует согласования его параметров с сетью. Многочисленные устройства для обеспечения согласования с сетью используют выпрямительные модули, функциональные особенности которых ухудшают электромагнитную совместимость путем искажения кривых тока и напряжения гармоническими и субгармоническими составляющими. К негативным последствиям наличия в сети гармонических и субгармонических составляющих относится увеличение мощности потерь, перегрев, генерация помех, снижение энергоэффективности и срока службы. Разработанные системы компенсации по-прежнему не позволяют обеспечить высокий уровень электромагнитной совместимости без

дополнительных затрат, а выпрямительные устройства по своей конструкции не позволяют снизить это негативное влияние на сеть.

3. Согласование с нагрузкой для источника питания также является важной технической задачей. Мало обеспечить согласование напряжений источника питания и индуктора, необходимо поддерживать постоянную мощность, изменяя ток и напряжение на нагрузке. Отдельные устройства позволяют осуществлять коррекцию мощности в процессе нагрева, но их функционал ограничен, а стоимость остается высокой. Улучшение электромагнитной совместимости, обеспечение согласования источника питания с нагрузкой, наличие гальваноразвязки нагрузки с источником питания для обеспечения защиты цепей при коротком замыкании на стороне нагрузки, расширение диапазона частот, регулирование и стабилизация мощности через изменение токов и напряжений в нагрузке – базовый функционал МТ.

4. Комбинированные конструкции. Инновации в области источников питания носят комплексный характер, что обуславливает их всестороннее развитие. Однако, принципиально важно обеспечение хороших показателей энергоэффективности и удельной мощности при относительно минимальных затратах. Популярные материалы в конструкции электромагнитных преобразователей могут иметь отличные показатели, например, по удельным потерям, но не отличаться высокими показателями, например, по индукции насыщения. Перспективным ввиду такого положения вещей является синтез гибридных конструкций, обладающих свойствами нескольких конструкционных материалов.

Постановка задач исследования

1. Разработка схемных решений источников питания, включающих каскадное соединение высокоэффективных многофункциональных и полупроводниковых преобразователей электроэнергии.

2. Анализ существующих конструктивных особенностей входных выпрямительных трансформаторов и на основе анализа формирование энергоэффективных компоновочных решений.

3. Разработка математической и имитационной модели многофункционального трансформатора для исследования электромагнитных процессов в данных преобразователях и моделирования режимов работы реальных устройств.

4. Экспериментальное обоснование теоретических положений об улучшении характеристик источников питания ЭТУИН на основе разработанной компоновочной схемы трансформаторно-выпрямительного устройства (ТВУ) с гибридным магнитопроводом.

ГЛАВА 2 РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ ПРИ КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

2.1. Расширение функций полупроводниковых и электромагнитных преобразователей

Для нагрузочных устройств, которыми в ЭТУИН являются индукторы с введенными в них обрабатываемыми заготовками, существует ряд особенностей при настройке совместимости с источником питания. Одной из них принято считать изменение физических свойств нагреваемого тела в процессе его разогрева. Учет этих свойств подразумевает введение регулирования и стабилизации выходных параметров в источниках питания ЭТУИН. Вместе с тем процесс разогрева, сопряженный с изменением электромагнитных и физических свойств, кратковременный, но в то же время играющий ключевую роль в термической обработке, является сложной и основополагающей задачей. Для оптимального режима нагрева важно поддерживать частоту инвертируемого напряжения на клеммах индуктора. Неконтролируемое изменение частоты приведет к нарушению технологического процесса и возможной отбраковке термообрабатываемого изделия ввиду несоответствия его требуемой прочности, например, по причине недостаточной глубины термообработки. Оптимальная частота для достижения необходимой глубины закаливаемого слоя определяется по соотношению [1]:

$$f_{opt} \approx \frac{1}{(15 \div 20)b_k^2}, \quad (2.1)$$

где b_k – необходимая глубина закаленного слоя.

Вторым существенным параметром, требующим согласования, а равно, и регулирования и стабилизации является подводимая мощность, непосредственно связанная с изменением сопротивления в нагрузке и соответствующим изменением напряжения и тока на входе индуктора. Рост активной составляющей

сопротивления заготовки ведет к снижению тока в индукторе. Однако линейный рост сопротивления от температуры приводит к изменению тока в цепи индуктора, влияние которого на подводимую мощность имеет нелинейную зависимость. При этом сложность регулирования напряжения на выходе многих современных источников питания заключается в необходимости перекоммутации обмоток согласующего трансформатора, необходимого для приведения напряжения питания инвертирующего модуля к напряжению питания индуктора, что при значительных токах в нагрузке требует более сложного коммутационного оборудования, часто имеющего ступенчатую систему регулирования, что отрицательно влияет на режим разогрева.

Решение системы уравнений для процесса нагрева сводится к поиску точек оптимального с точки зрения нагрева по частоте питающего напряжения и параметрам подводимой к индуктору мощности путем изменения токов и напряжений в цепи питания.

Как упоминалось в предыдущей главе, источник питания любой ЭТУИН состоит из выпрямительного блока, инвертирующего модуля, выполненного на базе автономного инвертора тока, инвертора напряжения или резонансного инвертора, и согласующего с нагрузкой устройства. Такая конструкция имеет стандартный набор недостатков: проблема регулирования, увеличение коммутационных потерь с ростом частоты инвертирования, не имеется гальваноразвязки и наличие сложности в обеспечении согласования источника питания с нагрузкой.

Способом, позволяющим обеспечить согласование с сетью и с нагрузкой, является каскадное включение основных элементов источника питания: блока выпрямителей, инвертора, МТ и нагрузки. Оно дает возможность обеспечить как согласование параметров, так и гальваноразвязки от питающей сети и от нагрузки.

Часто элементом, обеспечивающим согласование источника питания и нагрузки, является согласующий трансформатор, обеспечивающий требуемое напряжение на нагрузке – индукторе. Такой трансформатор по своей конструкции

повторяет структуру классического трансформатора напряжения, содержащего ответвления обмоток. При этом регулирование такого трансформатора может быть только при полном отключении питания, что в производственном процессе считается простым и влечет убытки с экономической точки зрения.

Решением ряда проблем, таких как согласование с нагрузкой, расширение диапазона частот при сохранении частоты коммутации полупроводниковых ключей, обеспечение гальванической развязки и регулирования/стабилизации выходных параметров, является применение УЧФ [87]. При каскадном соединении с УЧФ (рисунок 2-1) существенно снижаются динамические потери в полупроводниковых ключах инвертора за счет уменьшения количества коммутаций в единицу времени. А при условии сохранения максимального количества переключений УЧФ дает возможность преумножить инвертируемую частоту источника питания, что позволяет использовать его как в качестве инструмента для обеспечения поверхностной закалки, так и в качестве инструмента для сквозного нагрева заготовок. Подобный универсализм источника питания благородным образом сказывается в условиях работы малых и средних предприятий, где объем производства не столь велик и, при достаточно высоких ценах на ЭТУИН и их источники питания, позволяет существенно снизить затраты на закупку оборудования.

Близка по сущности к схеме на рисунке 2-1 схема [34], где представлен источник питания на базе УЧФ, первичные обмотки которого подключены к выходам двух мостовых инверторов, а подмагничивающие обмотки подключены к источнику питания постоянным током см. рисунок 2-2.

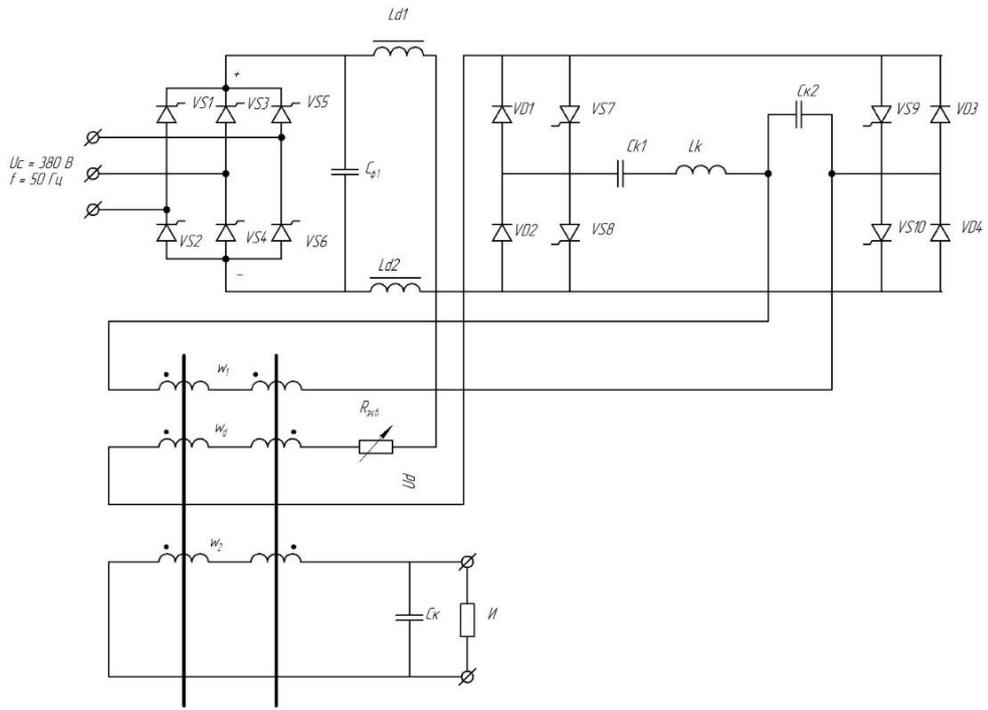


Рисунок 2-1 – Совместная работа полупроводникового и ферромагнитного преобразователя частоты

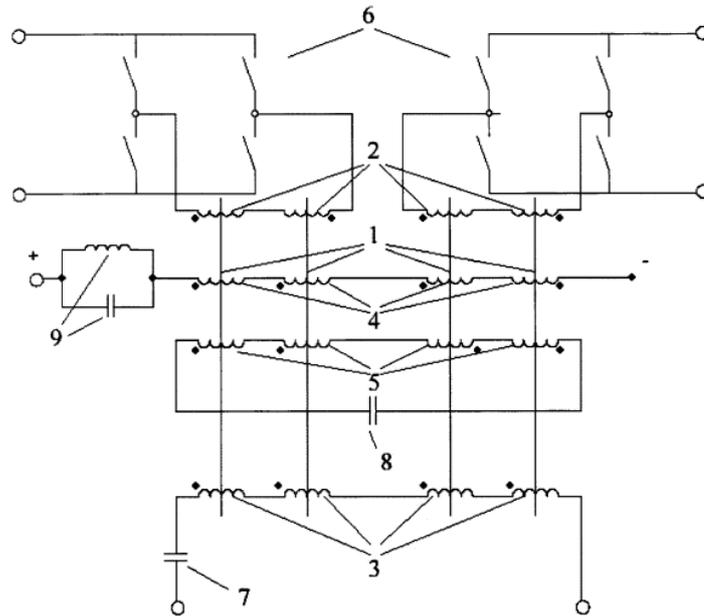


Рисунок 2-2 – Высокочастотный источник питания с полупроводниковым и ферромагнитным преобразователем частоты.

1 – магнитопровод; 2 – первичная обмотка; 3– вторичная обмотка; 4– обмотка подмагничивания постоянным током; 5 – обмотка самоподмагничивания; 6 – мостовой полупроводниковый инвертор; 7 – конденсатор продольной емкостной компенсации; 8 – конденсатор цепи самоподмагничивания емкостным током второй гармоники; 9 – фильтр-пробка.

Таким образом, применение преобразователей частоты с каскадным соединением полупроводниковых и ферромагнитных модулей позволяет решить ряд образовавшихся в области электротехнологии проблем, а именно:

- энергетическая разгрузка инвертирующего блока за счет снижения коммутационной нагрузки, часть которой компенсируется умножением частоты выходного напряжения в УЧФ;
- согласование выходных параметров полупроводникового преобразователя частоты с нагрузкой по основным электрическим параметрам;
- регулирование/стабилизация выходной мощности источника питания в процессе нагрева для обеспечения равномерного и постоянного нагрева;
- осуществление гальванической развязки полупроводникового преобразователя и нагрузки на случай возникновения нештатных ситуаций.

2.2. Электромагнитные процессы в многофункциональном трансформаторе

Работа УЧФ заключается в процессе сложного преобразования токов одной частоты в токи кратной частоты благодаря попеременному насыщению магнитопроводов. Именно благодаря наличию нелинейного участка – области насыщения кривой намагничивания возможно создание преобразователей подобного рода. При насыщении магнитопроводов в них появляются кратные гармонические составляющие. В то же время для получения четных гармонических составляющих необходимо, чтобы искажение синусоидального входного колебания носило асимметричный характер по своей амплитуде. В связи с этим УЧФ в кратное число раз требуют поляризации магнитной системы. Получение поляризации благодаря перенасыщению сердечника переменным магнитным полем является нецелесообразным ввиду повышения потерь в магнитопроводе. Поэтому задача чаще всего решается использованием постоянных магнитов, обмотки подмагничивания, питаемой постоянным током, или за счет постоянного

магнитного поля, возникающего в результате самопроизвольного возбуждения, при наличии нескольких колебаний с кратным и четным отношением их частот [88].

УЧФ каскадно подключается к выводам инверторов по схемам, представленным на рисунке 2-3 а), б). Для мостовой и полумостовой схем напряжение на выводах симметрично, но отличается по форме: синусоидальная для первого случая и прямоугольная во втором.

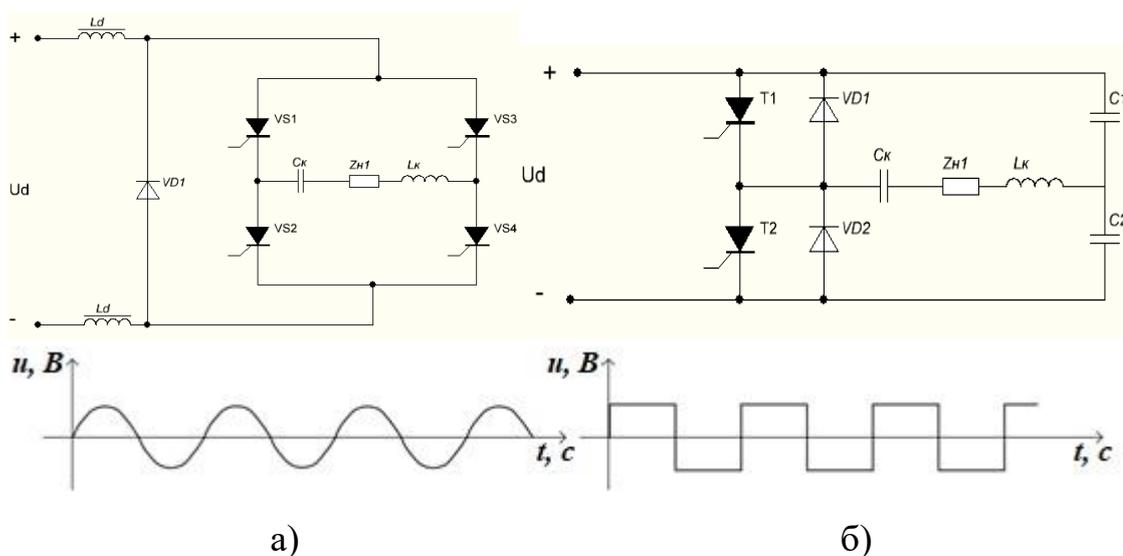


Рисунок 2-3 – Схемы полупроводниковых преобразователей, применяемых в источниках питания ЭТУИН и возможные формы кривых выходного напряжения: а) симметричная мостовая схема и синусоидальное выходное напряжение, б) полумостовая схема и импульсы прямоугольной формы на выходе преобразователя

Схема УЧФ в 2 раза приведена на рисунке 2-4 а)., а в четыре раза – на рисунке 2-4 б). Двухкратное увеличение частоты достижимо при использовании одного полупроводникового и одного УЧФ, а четырехкратное возможно только при наличии двух одинаковых инверторов равной выходной мощности, питание на вход которых должно подаваться с разностью в $1/4$ периода питающего напряжения, и двух УЧФ [90].

На рисунке 2-5 представлена функция изменения магнитных потоков при питании напряжением прямоугольной формы от времени в магнитной системе УЧФ в 4 раза, работающего на холостом ходу. Функция изменения напряжения и потока во времени по закону [90]:

$$2) T/4 < t_{\text{НАС}} \leq T/2;$$

$$3) T/2 < t_{\text{НАС}} \leq 3T/4;$$

$$4) t_{\text{НАС}} > 3T/4.$$

Величина магнитного потока в магнитопроводах определяется по следующим формулам:

для режима 1):

$$\Phi(t_{11}) = \frac{U}{8fw_1} = \frac{\Phi_m}{2}, \quad (2.5)$$

для режима 2):

$$\Phi(t_{12}) = 0, \quad (2.6)$$

для режима 3):

$$\Phi(t_{13}) = -\frac{\Phi_m}{2} \quad \Phi(t_{13}) = -\Phi_m/2. \quad (2.7)$$

График функции напряжения на выводах вторичных обмоток в режиме 1) (при $w_1 = w_2 = w_C$) представлен на рисунке 2-5 б).

При периодах насыщенного состояния в режиме 1) в насыщении находится один магнитопровод в течение $1/4 T$. При $t_{\text{НАС}} < T/4$ насыщение отсутствует. Напряжения U_C , U_2 и U_1 одинаковы по величине и по форме (рисунок 2-5 в)).

График функции магнитных потоков в режиме 2) представлен на рисунке 2-5, г). Во вторичных обмотках обоих УЧФ наблюдается напряжение прямоугольной формы, не содержащее постоянной составляющей. Напряжение U_2 равно нулю, а U_C – сумме напряжений на обмотках обоих УЧФ. Линейное изменение магнитного потока является причиной линейности функции зависимости среднего значения напряжения на выходных зажимах УЧФ для случая питания напряжением прямоугольной формы.

Особенностью режима 3) является одновременное насыщение трех магнитопроводов из четырех имеющихся. При этом u_C и u_2 такие же как при работе в режиме 1) (рисунок 2-5, д)).

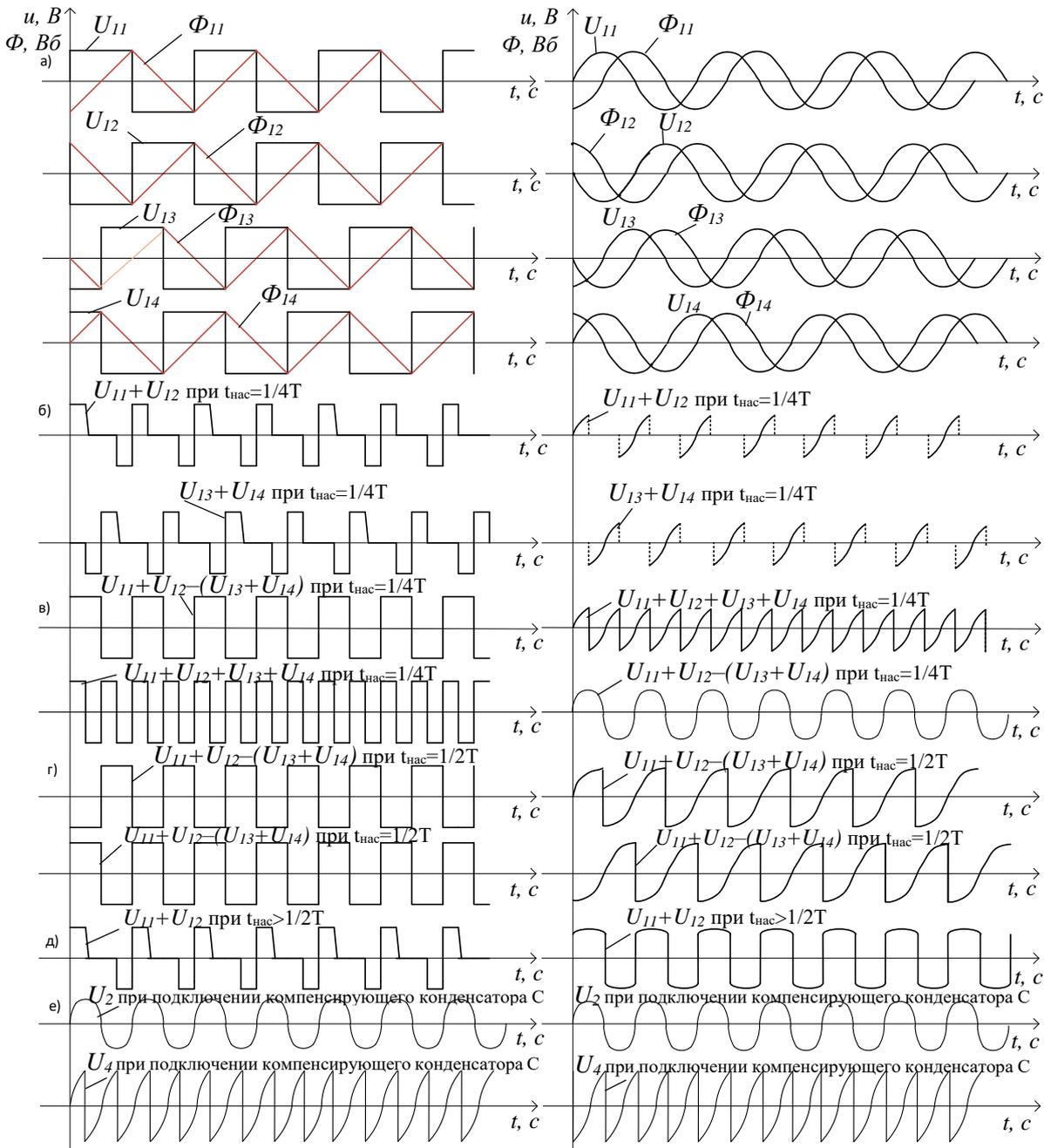


Рисунок 2-5 – Графики зависимостей основных электромагнитных величин в УЧФ при прямоугольной форме входного напряжения

Рисунок 2-6 – Графики зависимостей основных электромагнитных величин в УЧФ при синусоидальной форме входного напряжения

С целью повышения напряжения на выходе УЧФ относительно U_C применяют конденсатор. Благодаря емкостному току наблюдается рост второй гармонической составляющей магнитного потока. Итоговые зависимости на рисунке 2-5 e). При сохранении величины магнитного потока в режиме 1) мгновенное значение напряжения второй гармоники равно соответствующему значению мгновенного

напряжения четвертой гармонической составляющей. Продолжительность режима определяется отсутствием насыщенного состояния по переменной составляющей.

Графики на рисунке 2-6 отображают изменение магнитных потоков в магнитопроводах УЧФ при питании синусоидальным напряжением.

Если входное напряжение изменяется согласно зависимости:

$$u = w_1 \frac{d\Phi}{dt} = U_m \sin \omega t, \quad (2.8)$$

то переменный магнитный поток в установившемся режиме подчиняется зависимости:

$$\Phi = \frac{-U \cos \omega t}{fw_1 \pi \sqrt{2}}, \quad (2.9)$$

При этом максимальное значение определяется по формуле:

$$\Phi_m = \frac{U}{fw_1 \pi \sqrt{2}}. \quad (2.10)$$

Поток, создаваемый обмоткой подмагничивания вычисляется по (2.4), а режимы периодов насыщения неизменны. Для предельных периодов значения переменного магнитного потока находят по формулам:

для режима 1):

$$\Phi(t_{11}) = \frac{U}{2\pi fw_1} = \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}}, \quad (2.11)$$

для режима 2):

$$\Phi(t_{12}) = 0, \quad (2.12)$$

для режима 3):

$$\Phi(t_{13}) = -\frac{\Phi_m}{\sqrt{2}}. \quad (2.13)$$

Графики зависимости напряжений, полученные из расчетов для вторичных обмоток УЧФ, представлены на рисунке 2-6, б). Графики функции напряжения кусочно-синусоидальны по форме. Максимум напряжения равен $U_m/\sqrt{2}$. Напряжения u_C и u_2 имеют аналогичную кусочно-синусоидальную форму и максимальную величину напряжения, равную $U_m/\sqrt{2}$ (рисунок 2-6 в)). Для

режима 2) функция изменения напряжения – отрезки синусоидальной формы, а их максимальные значения $U_{Cm} = U_m/\sqrt{2}$, а $U_{2m} = U_m$. Гармонический состав напряжения удвоенной частоты состоит лишь из нечетных гармоник, а у напряжения на выходе лишь из четных составляющих.

Питание от источников напряжения синусоидальной и прямоугольной формы неизбежно отражается на выходных напряжениях. И на основании результатов анализа можно сделать вывод: в первом случае изменение выходного напряжения происходит более плавно и благоприятно.

При прямоугольном питающем напряжении для вторичных обмоток каждого УЧФ определим гармонические составляющие напряжения второго и четвертого порядка. На интервале от $(-\pi)$ до $+(\pi)$ по рисунку 2-6 б) функции U_{21} и U_{22} нечетные, а значение U_{C1m} равно значению U_{2m} :

$$U_{C1m} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} U (1 - \cos \omega t), (0 \leq \omega t \leq \pi), \quad (2.14)$$

$$U_{2m} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U \sin 2\omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} U (1 - \cos 2\omega t), (0 \leq \omega t \leq \pi). \quad (2.15)$$

Из (2.14) и (2.15) следует, что максимальная величина четвертой гармонической составляющей напряжения на выходных зажимах УЧФ наблюдается при $\omega t = \pi/2$, а $U_{2m} = 4U/\pi$. При этом наблюдается равенство выходного напряжения и напряжения на конденсаторе. Дальнейшее увеличение времени насыщенного состояния магнитной системы приводит к снижению величины напряжения (2.15). Когда $\omega t = \pi$, $U_2 = 0$, а $U_{Cm} = 8U/\pi$ (рисунок 2-5 г)). На вторичных обмотках в таком случае наблюдается зависимость изменения напряжения аналогично функциям на рисунках 2-5 б) – д). Для получения напряжения близкого по форме к синусоидальному необходимо параллельное подключение конденсатора к емкостной обмотке. Выходное напряжение в данном случае будет определяться отрезками синусоидальных форм (рисунок 2-5 е)) [88].

В случае подачи питающего напряжения синусоидальной формы значения U_{Cm1} и U_{2m1} равны:

$$U_{C1m} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U_m \sin 0,5\omega t \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} U_m \left(2 \sin(0,5\omega t) - \frac{\sin(1,5\omega t)}{2} \right), \quad (2.16)$$

$$U_{2m1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U_m \sin 0,5\omega t \sin 2\omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} U_m \left(\frac{1}{1,5} \sin(1,5\omega t) - 0,4 \sin(2,5\omega t) \right), \quad (2.17)$$

В момент времени ($\omega t = \pi/2, \pi$) напряжения соответственно равны: $U_{Cm1} = 0,3U_m$, а $U_{2m1} = 0,24U_m$ в случае $\omega t = \pi/2$.

Работа магнитной системы УЧФ строится путем попеременного суммирования магнитных потоков в одном магнитопроводе и их разности в другом. Поэтому результирующий магнитный поток содержит в основном четные гармоники, основными из которых являются вторая и четвертая.

В режиме холостого хода амплитуды второй и четвертой гармоник индукции определяются на основании приближенного гармонического анализа по методу Бесселя [84,88].

Определение коэффициентов аппроксимации для конкретной марки стали – первый шаг в решении поставленной задачи. Данные коэффициенты вычисляются по заранее известным значениям индукции насыщения B_s и соответствующему значению напряженности магнитного поля при данной индукции насыщения h_s по формулам:

$$\alpha = \frac{h_s}{200}; \beta = \frac{7,5}{B_s}. \quad (2.18)$$

Второй шаг – вычисление индукции второй гармоники. Для проведения этой операции потребуется разделение периода на четное число частей. Увеличение количества частей повышает точность расчета, но делает его более громоздким и более трудоемким. В рассматриваемом случае – деление на 16 частей:

$$B_{2(v=2)} = \left(\frac{1}{8} \right) \cdot \sum_{i=0}^{15} \left(\operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(B_1 \cos \omega t_i)} \right) \right) \cos 2\omega t_i, \quad (2.19)$$

где $B_{2(v)}$ – амплитудное значение индукции v -ой гармонической составляющей магнитного поля;

B_1 – амплитудное значение индукции магнитного поля, создаваемого первичной обмоткой w_1 УЧФ.

h_0 – амплитуда напряженности магнитного поля, генерируемого обмоткой подмагничивания w_d УЧФ.

Аналогично гармонической составляющей четвертого порядка:

$$B_{2(v=4)} = \left(\frac{1}{8}\right) \cdot \sum_{i=0}^{15} \left(ash \left(\frac{h_0}{ch(B_1 \cos \omega t_i)} \right) \cos 4\omega t_i \right) \quad (2.20)$$

Для перехода от рассматриваемых уравнений к уравнениям в абсолютных единицах используем коэффициенты (2.18) и, раскрывая формулу (2.19), получим:

$$B_{2(v=2)} = \frac{1}{8} \cdot \left(\begin{aligned} & ash \left(\frac{h_0}{ch(\beta B_1)} \right) \cdot \cos (0) + ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{\pi}{8} \right) \right)} \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{4} \right) + \\ & + ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{\pi}{4} \right) \right)} \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} \right) + ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{3\pi}{8} \right) \right)} \right) \cdot \\ & \cdot \cos \left(\frac{3\pi}{4} \right) + ash \left(\frac{h_0}{ch(0)} \right) \cdot \cos (\pi) + ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{5\pi}{8} \right) \right)} \right) \cdot \\ & \cdot \cos \left(\frac{5\pi}{4} \right) + ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{3\pi}{4} \right) \right)} \right) \cdot \cos \left(\frac{3\pi}{2} \right) + \\ & + ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{7\pi}{8} \right) \right)} \right) \cdot \cos \left(\frac{7\pi}{4} \right) \end{aligned} \right) \quad (2.21)$$

Преобразуем уравнение (2.21) к упрощенному виду:

$$B_{2(v=2)} = \left(\frac{1}{8}\right) \cdot \left(\begin{array}{l} 2ash \left(\frac{h_0}{ch(\beta B_1)} \right) + \sqrt{2}ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) - \\ -\sqrt{2}ash \left(\frac{h_0}{ch \left(\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) - 2ash(h_0) - \sqrt{2}ash \cdot \\ \cdot \left(\frac{h_0}{ch \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) + \sqrt{2}ash \left(\frac{h_0}{ch \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) \end{array} \right) \quad (2.22)$$

Для нахождения функции индукции по четвертой гармонической составляющей преобразование возможно осуществить схожим образом [90].

Нахождение второй и четвертой гармоники индукции в режиме работы с конденсатором продольной и/или поперечной емкостной компенсации также возможно на основании полученных выше выражений:

$$B_{2(v=2)} = \left(\frac{1}{8}\right) \cdot \left[\begin{aligned} & 2ash \left(\frac{h_0 - h_2}{ch(\beta B_1)} \right) + \sqrt{2}ash \left(\frac{h_0 - \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{ch \left(\beta B_1 \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) - \\ & - \sqrt{2}ash \left(\frac{h_0 + \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{ch \left(\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) - 2ash (h_0 + h_2) - \sqrt{2}ash \cdot \\ & \cdot \left(\frac{h_0 + \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{ch \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) + \sqrt{2}ash \left(\frac{h_0 - \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{ch \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) \end{aligned} \right], \quad (2.23)$$

где h_2 – амплитуда напряженности магнитного поля, генерируемого током при его протекании по вторичной обмотке w_2 в УЧФ.

Важную роль в конструкции ЭТУИН играет компенсирующий конденсатор или целая батарея конденсаторов при больших мощностях электроустановки. Определение его параметров – одна из системообразующих задач при синтезе источника питания для ЭТУИН. Для подбора конденсатора с целью обеспечения продольной и/или поперечной емкостной компенсации во вторичной цепи УЧФ необходимо знать значение тока I_k , протекающего через него. Найти данное значение представляется возможным после определения значения индукции подмагничивания B_0 и значения напряженности магнитного поля h_2 при индукции подмагничивания:

$$B_0 = \frac{1}{16} \left(\begin{aligned} & \left(\operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(\beta B_1)}\right) + \operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}\left(\beta B_1 \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)\right)}\right) + \operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}\left(\beta B_1 \cos\left(\frac{\pi}{4}\right)\right)}\right) - \right. \\ & + \operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}\left(\beta B_1 \cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)\right)}\right) + \operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(0)}\right) + \operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}\left(\beta B_1 \cos\left(\frac{5\pi}{8}\right)\right)}\right) + \\ & \left. + \operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}\left(\beta B_1 \cos\left(\frac{3\pi}{4}\right)\right)}\right) + \operatorname{ash}\left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}\left(\beta B_1 \cos\left(\frac{7\pi}{8}\right)\right)}\right) \right) \end{aligned} \right) \quad (2.24)$$

$$h_2 = \frac{1}{8} \left(\begin{aligned} & \left(\operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}(B_1) + \operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}\left(B_1 \frac{\pi}{8}\right) + \operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}\left(B_1 \frac{\pi}{4}\right) + \right. \\ & + \operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}\left(B_1 \frac{3\pi}{8}\right) + \operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}(0) + \operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}\left(B_1 \frac{5\pi}{8}\right) + \\ & \left. + \operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}\left(B_1 \frac{3\pi}{4}\right) + \operatorname{sh}(B_0)\operatorname{ch}\left(B_1 \frac{7\pi}{8}\right) \right) \end{aligned} \right) \quad (2.25)$$

По найденному h_2 рассчитывается ток I_k :

$$I_k = \frac{h_2 l_1}{w_2}, \quad (2.26)$$

где l_1 – длина средней линии магнитного потока в магнитопроводе.

Далее, подставив значение I_k , находится номинал емкости продольной и/или поперечной компенсации:

$$C = \frac{I_k}{-8\omega^2 w_2 \Phi_{2m}} \quad (2.27)$$

В формуле (2.27) знак « \rightarrow » отражает направление магнитного потока Φ_{2m} по отношению к условно положительному направлению потока Φ_{1m} .

Основным критерием для верификации математической модели является точность определения характеристик. Поэтому необходимо определить точность

аппроксимации, задавшись количеством частей для разбиения по формуле (2.19). С этой целью построен график зависимости намагничивания аморфного сплава марки 1СР по (2.22), представленный на рисунке 2-7. На нем же для верификации построена по экспериментальным данным кривая намагничивания этого сплава. Отклонение в сопоставимых данных не превышает 15% [88].

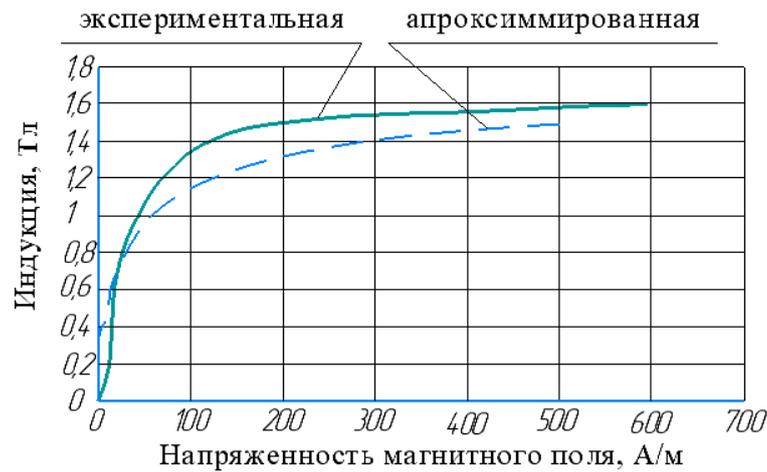


Рисунок 2-7 – Графики экспериментальной и аппроксимированной функции намагничивания аморфного сплава 1СР

Следующим этапом верификации является определение параметров спроектированного УЧФ в 2 раза. Для проверки правильности расчета по разработанной модели были определены исходные данные для расчета (таблица 2-1).

Таблица 2-1 Исходные данные УЧФ

<i>Наименование</i>	<i>Значение</i>
Входное 3-ф напряжение, В	400
Выходное 1-ф напряжение, В	215
Выходная мощность, кВт	10
Входная частота, Гц	33000
Выходная частота, Гц	66000
Ток подмагничивания, А	25
Марка стали	Аморфный сплав 1СР
Материал обмоток	медь

По результатам расчетов по (2.22) и (2.23) определены характеристики намагничивания магнитопроводов УЧФ в 2 раза. Зависимости $B_2 = f(h_0)$ и $B_2 = f(h_0; h_2)$ показаны на рисунках 2-8 и 2-9.

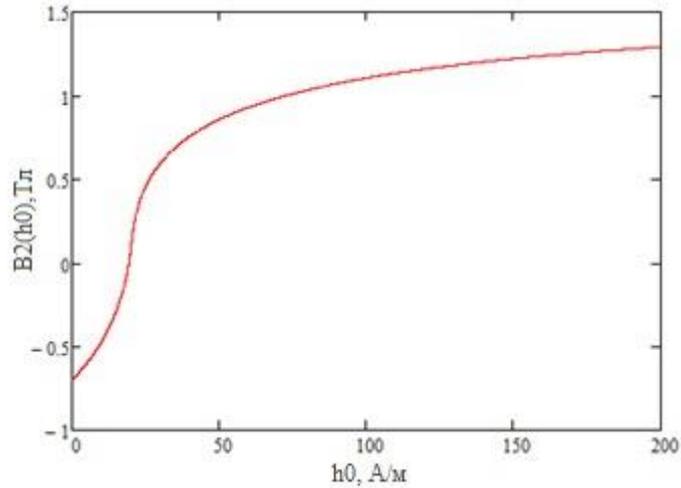


Рисунок 2-8 Зависимость индукции от напряженности, вносимой обмоткой подмагничивания

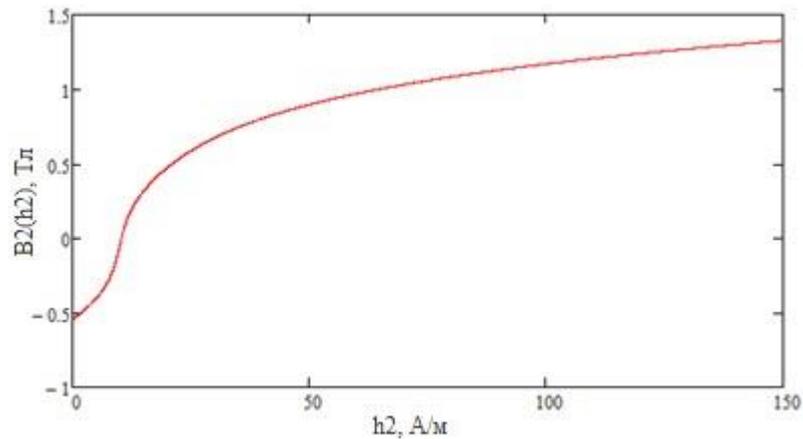


Рисунок 2-9 Зависимость индукции от напряженности, вносимой вторичной обмоткой при изменении нагрузки

График зависимости намагничивания на рисунках 2-8 и 2-9 имеет характерную для работы УЧФ в четное число раз N -образную форму. Данные зависимости важны для задач регулирования выходных параметров преобразователей частоты, особенно актуальных в виду значительного изменения параметров в нагрузке в результате разогрева материала-заготовки в индукторе.

Таким образом, разработанная при участии автора на основе метода Бесселя математическая модель намагничивания УЧФ позволяет определить его основные электромагнитные параметры, в числе которых индукция и напряженность магнитного поля. Также приведены зависимости, позволяющие вычислить ток через компенсирующий конденсатор и необходимую для обеспечения компенсации реактивной мощности емкость. Полученный график функции намагничивания для случая с разбиением на 16 равных частей получен с отклонением, не превышающем 15% от экспериментального графика функции. При этом, разработанная математическая модель отражает ключевые физические параметры УЧФ. Кроме того, представлены результаты моделирования рабочих процессов в УЧФ при разных периодах длительности насыщенного состояния для случаев питания напряжениями синусоидальной и прямоугольной формы, при этом установлено, что первый вариант является более благоприятным для работы преобразователя.

2.3. Математическая модель

Рассмотрим УЧФ в 2 раза с двумя магнитопроводами А и Б, на каждый из которых охватывают первичная, вторичная и подмагничивающая обмотки (рисунок 2-4 а)).

Математическая модель УЧФ в 2 раза:

$$U_1 = i_1 r_1 + w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_2}{dt} - w_2 \frac{d\Phi_1}{dt} + w_2 \frac{d\Phi_2}{dt} = i_2 r_2 + U_C; \quad (2.28)$$

$$F_1 = i_1 w_1 + i_d w_d + i_2 w_2; \quad (2.29)$$

$$F_2 = i_1 w_1 - i_d w_d - i_2 w_2; \quad (2.30)$$

$$U_C = U_H = U_L = i_H r_H = L_H \frac{di_H}{dt}, \quad (2.31)$$

$$i_2 = i_C + i_R + i_L; \quad (2.32)$$

$$i_C = C \frac{dU_C}{dt}; \quad (2.33)$$

$$i_{R(H)} = \frac{U_2}{R}; \quad (2.34)$$

$$i_{L(H)} = \frac{1}{L} \int U_c dt, \quad (2.35)$$

где r_1 и r_2 – активная составляющая сопротивления обмоток w_1 и w_2 ;

Φ_1 и Φ_2 – суммарные магнитные потоки в стержнях магнитопроводов А и Б;

w_d, w_1, w_2 – число витков обмоток подмагничивания, первичной и вторичной соответственно;

F_1, F_2 – суммарные МДС магнитопроводов А и Б соответственно;

Сумма и разность МДС, принимая во внимание (2.29) и (2.30) будет равна

$$F_1 + F_2 = 2i_1 w_1, \text{ а } F_1 - F_2 = 2i_2 w_2 + 2i_d w_d.$$

Поэтому в магнитных системах УЧФ одновременно происходят противоположные по существу процессы: в магнитопроводе А МДС складываются и результирующее значение равно двукратной величине МДС первичной обмотки, а в магнитопроводе Б имеет место разность МДС магнитопроводов, результирующее значение которой равно сумме двукратных МДС вторичной и подмагничивающей обмотки.

Таким образом, составленная математическая модель позволяет в полной мере определить как аналитически электромагнитные параметры УЧФ в 2 раза в процессе его проектирования, так и проанализировать их взаимозависимость. Кроме того, математическая модель отражает основные закономерности в процессе попеременного насыщения магнитопроводов, а именно, поочередный процесс перемагничивания с образованием в одном из магнитопроводов периода двукратного увеличения МДС, создаваемой первичной обмоткой, и во втором совпадающего периода с суммой двукратных МДС, создаваемых вторичной обмоткой и обмоткой подмагничивания.

Выводы, полученные в разделах 2.2 и 2.3 являются результатом совместной работы и частично отражены в работе [85].

ГЛАВА 3 УЛУЧШЕНИЕ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧИСЛА ФАЗ В СОСТАВЕ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

3.1. Повышение эффективности источника питания электротехнологической установки за счет совершенствования звена постоянного тока

В качестве звена постоянного тока в источниках питания, генерирующих на выходе повышенные частоты, для ЭТУИН применяются преобразователи числа фаз 3 в 6 как наиболее простой и экономически выгодный в изготовлении вариант. По конструкции данный преобразователь схож с классическим трехстержневым трехобмоточным трансформатором напряжения, однако имеет свои особенности, заключающиеся в его работе на полупроводниковые ключи, ввиду чего проявляется более скачкообразное изменение электрических и магнитных величин, вызванное циклическими коммутациями. Однако, как и в трансформаторе напряжения, в нём имеются схожие для данного типа преобразования недостатки, к числу которых относится наличие потоков рассеяния. На снижение данного вида потерь направлена следующая конструкция.

Разработанный при участии автора выпрямительный трансформатор (рисунок 3-1) состоит из магнитопровода 1, который может быть выполнен гибридным, вторичных обмоток 2 и 3, первичной обмотки 1 и изоляции между ними 5. Конструкция подразумевает расположение вторичных обмоток друг над другом в осевом направлении, сохраняя при этом равенство их объемов [82, 94].

Исходя из того, что площади в сечении равны (сечение одного проводника первой вторичной катушки приблизительно в два раза меньше сечения проводника второй вторичной катушки), а средняя длина одного витка приблизительно одинакова.

Обеспечить равенство МДС вторичных обмоток, намотанных проводами отличающихся сечений, при гарантированном одинаковом значении объемов, занимаемых этими катушками, возможно, следуя следующей методике (далее

индексы указывают на принадлежность к первой - 1 и второй - 2 вторичной катушке):

МДС обмоток равны

$$I_1 w_1 = I_2 w_2, \quad (3.1)$$

где I – токи вторичных обмоток,

w – число витков в катушках.

Когда одна вторичная обмотка по схеме соединена в «звезду», а вторая в «треугольник», то

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{q_2}{q_1} = \frac{w_1}{w_2}, \quad (3.2)$$

где площадь сечения единичного проводника катушки вычисляется по формуле:

$$q = \frac{\pi d^2}{4}. \quad (3.3)$$

Высоты катушек при допущении равенства коэффициентов их заполнения могут быть рассчитаны по формулам:

$$h_1 = d_1 w_{1сл}; h_2 = d_2 w_{2сл} \quad (3.4)$$

где $w_{сл}$ – число витков в одном слое катушки.

Общее число витков в катушке

$$w_1 = w_{1сл} n_{сл1}; w_2 = w_{2сл} n_{сл2}, \quad (3.5)$$

где $n_{сл}$ – число слоев в катушке.

После подстановки (3.3) в (3.2) и сокращения получившегося значения на $\frac{\pi}{4}$

имеем:

$$\frac{(d_2)^2}{(d_1)^2} = \frac{w_1}{w_2} \quad (3.6)$$

Откуда

$$w_2 (d_2)^2 = w_1 (d_1)^2 \quad (3.7)$$

Подстановкой (3.5) в (3.7) имеем

$$w_{2сл} n_{сл2} (d_2)^2 = w_{1сл} n_{сл1} (d_1)^2 \quad (3.8)$$

С учетом (3.4) имеем

$$h_2 n_{c12} d_2 = h_{1c1} n_{c11} d_1 \quad (3.9)$$

Размер катушки в радиальном направлении

$$\Delta = n_{c1} d \quad (3.10)$$

Подстановкой (3.9) в (3.10) определим

$$h_2 \Delta_2 = h_1 \Delta_1, \quad (3.11)$$

что представляет собой равенство площадей, занимаемых вторичными катушками

$$S_1 = S_2 \quad (3.12)$$

Средние длины витков вторичных катушек равны

$$l_{1cp} = l_{2cp} \quad (3.13)$$

В итоге имеем равенство объемов, занимаемых вторичными катушками

$$V_1 = V_2 \text{ или } S_1 l_{1cp} = S_2 l_{2cp} \quad (3.14)$$

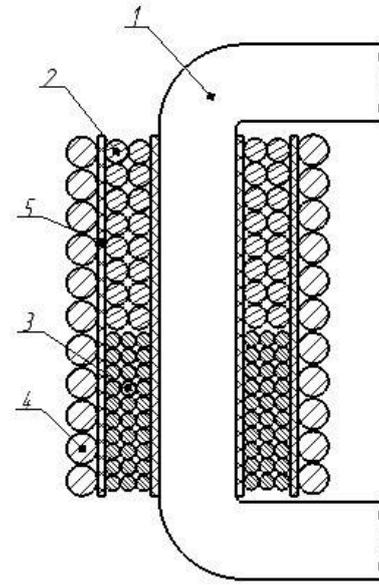
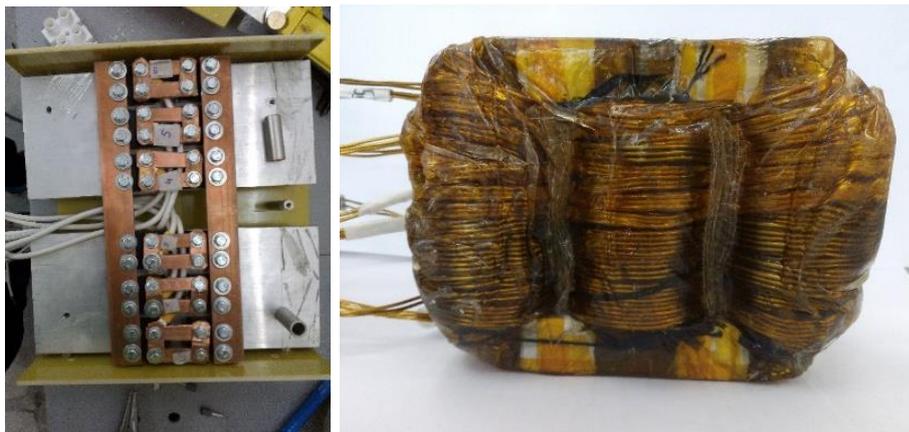


Рисунок 3-1 – Трансформатор, обладающий минимальными потоками рассеяния [82]

1 – магнитная система; 2, 3 – вторичные обмотки; 4 – сетевая обмотка;

5 – изоляционный материал

Упомянутый вариант трансформатора был реализован на базе гибридной магнитной системы и работал на выпрямительный блок, собранный по схеме Ларионова (рисунок 3-2).

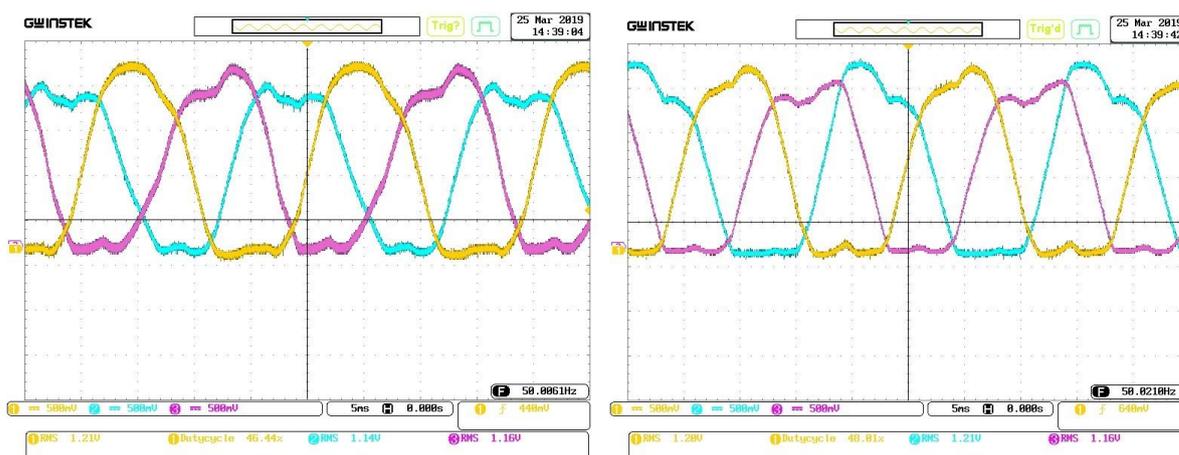


а)

б)

Рисунок 3-2 – Изготовленный вариант выпрямительного трансформатора с минимальным потоком рассеяния б) и его блока выпрямителей а).

Возможность реализации и работоспособность разработанной конструкции подтверждены испытанием трансформаторно-выпрямительного устройства номинальной мощностью 9кВт на пониженном напряжении с частотой 50 Гц в лаборатории кафедры Электромеханики ФГБОУ ВО УГАТУ. На выходе выпрямительного трансформатора получены фазные импульсы напряжения (рисунок 3-3) [94].



а)

б)

Рисунок 3-3 – Импульсы на выходе вторичных обмоток выпрямительного трансформатора а) – на обмотке, соединенной по схеме «звезда»; б) – на обмотке, соединенной по схеме «треугольник»

Несмотря на близость к синусоидальной форме напряжения, по рисунку видно существенное искажение кривых в моменты коммутации полупроводниковых ключей, влияние которых через магнитную систему осуществляется на сетевую обмотку и, соответственно, в сеть, что существенно снижает качество электроэнергии в ней.

Нерешенной для трехстержневых систем остается и проблема несимметрии магнитных потоков трансформатора, ввиду чего имеются отличия в значениях фазных токов в его обмотках.

Отсутствие магнитной несимметрии, а также более высокие электромагнитные характеристики показывает разработанный при участии автора выпрямительный трансформатор с вращающимся магнитным полем, в котором имеется симметрия магнитных потоков (рисунок 3-4,а)). Основные технические характеристики разработки сведены в таблицу 3-1 [95].

Таблица 3-1 – Технические характеристики трансформатора с вращающимся магнитным полем

Параметр	Значение
Питающее напряжение 3ф, В	115
Напряжение на выходе выпрямителя, В	12
Мощность на выходе выпрямителя, кВт	10
Частота питающей сети, Гц	400
Ток на выходе выпрямителя, А	330
Сталь	2421
Материал обмоточного провода	медь

Векторная диаграмма фазных напряжений, отражающая угловой сдвиг между векторами напряжений вторичных обмоток трансформатора с вращающимся магнитным полем изображена на рисунке (рисунок 3-4,б)), а схема соединения его обмоток на рисунке 3-6. Фазовый сдвиг между напряжениями вторичных обмоток составляет 20° , коэффициент пульсаций по (3.15) составляет $k_{\text{II}} = 0,05$, а максимальное значение индукции в магнитопроводе составляет 1,67 Тл (рисунок 3-5) [95].

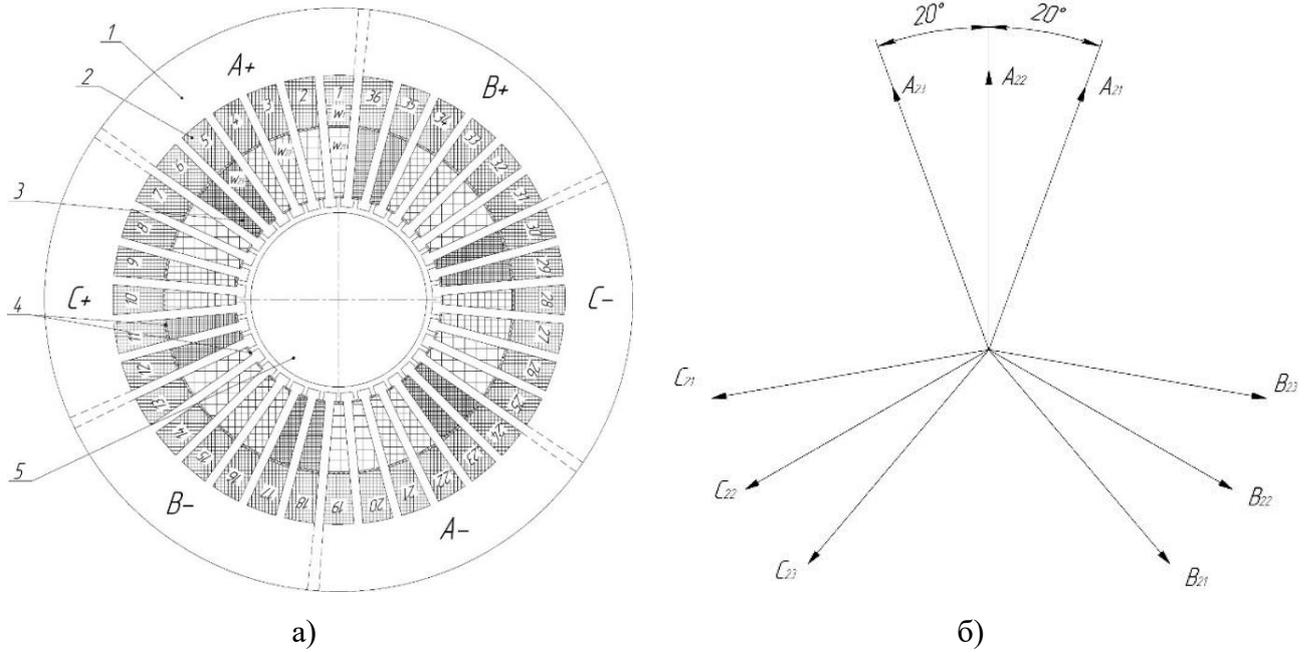


Рисунок 3-4 Выпрямительный трансформатор с вращающимся магнитным полем а) и векторная диаграмма напряжений на его вторичных обмотках б)

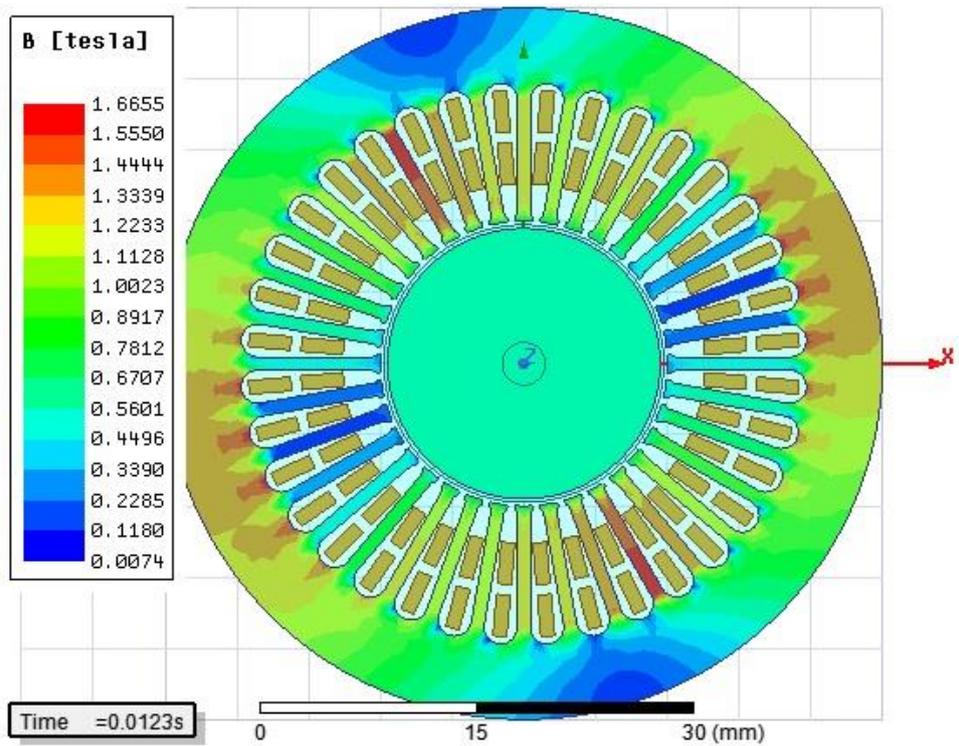


Рисунок 3-5 Модель выпрямительного трансформатора с вращающимся магнитным полем

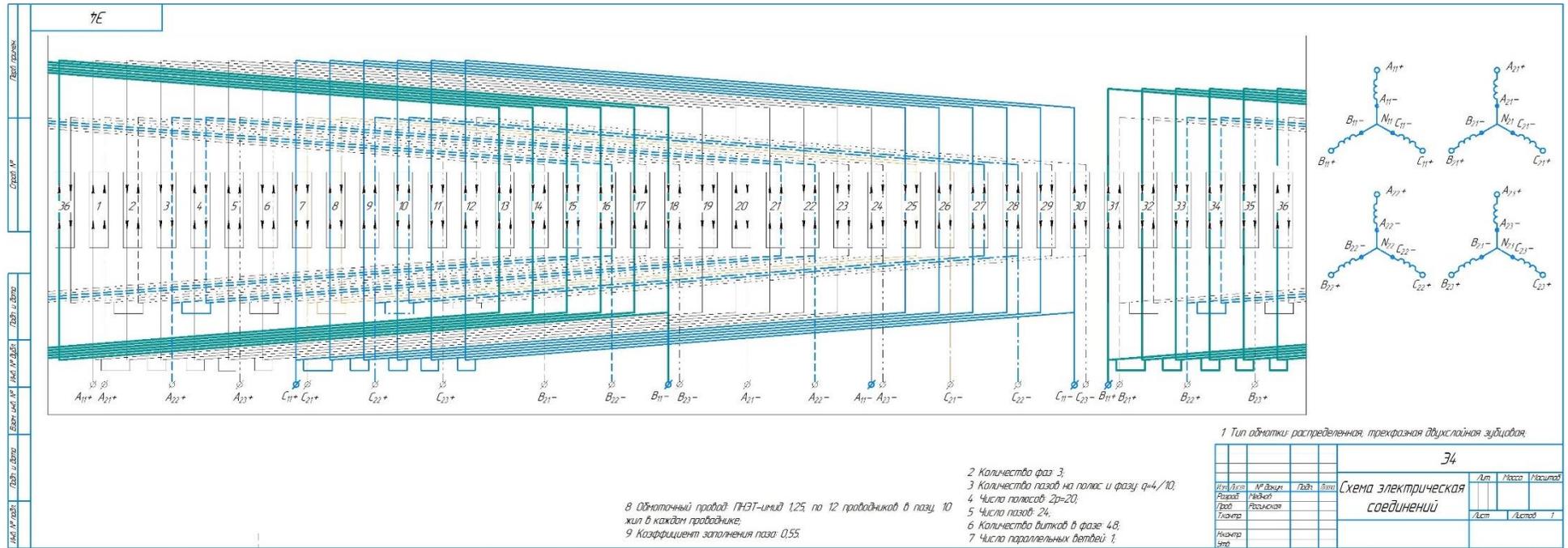


Рисунок 3-6 Схема соединения обмоток выпрямительного трансформатора с вращающимся магнитным полем

Таким образом, решения по способу намотки катушек трехстержневого выпрямительного трансформатора и переход к конструкции, обеспечивающей равенство магнитных потоков, направлены на повышение энергетической эффективности входного звена источника питания ЭТУИН. Снижение уровня потерь положительно сказывается на тепловом режиме энергосистемы. В целом выпрямительная система с вращающимся магнитным полем позволяет симметризовать токи в фазах сети, а разработанная система с минимальным потоком рассеяния позволяет повысить КПД преобразователя.

3.2. Регулирование выходных параметров преобразователей числа фаз при применении выпрямительных трансформаторов с гибридными магнитными системами

В отличие от классических магнитных систем, гибридные магнитные системы сочетают в себе положительные и отрицательные свойства всех используемых в конструкции материалов. При этом данные свойства будут распределяться в зависимости от объемов материалов в конструкции магнитопровода [89].

Основные электромагнитные параметры таких магнитных систем описываются следующими уравнениями (1.22) и (1.23).

В рамках научных исследований был разработан ряд перспективных гибридных магнитных систем. К таковым можно отнести магнитопровод кольцевого типа, набранный из листов различных магнитных материалов, обладающих отличающимися магнитными свойствами (рисунок 3-7). В изображенной на рисунке конструкции листы с материалом 1 и материалом 2 могут набираться с чередованием на технологическую оправку и склеиваться между собой клеем. Для случая хорошо свариваемых материалов могут быть предусмотрены специальные пазы для применения сварки, но листы при этом должны иметь электроизоляционное покрытие, обеспечивающее снижение влияния токов Фуко. Кольцевая конструкция может быть применена при

проектировании магнитных систем, например кольцевых трансформаторов или дросселей переменного тока.

Также аналогичная гибридная магнитная система может быть реализована для трансформатора с вращающимся магнитным полем по рисунку 3-4. Для этого листы должны иметь пазы для укладки обмотки как у вращающихся электрических машин.

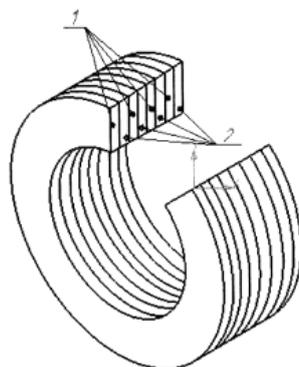


Рисунок 3-7 Магнитопровод из магнитных материалов 1 и 2.

Однако, с точки зрения технологичности изготовления кольцевых магнитных систем перспективным видится вариант магнитной системы, изготавливаемый из лент (рисунок 3-8). Поочередной намоткой магнитных материалов 1 и 2 друг на друга достигается цельная конструкция гибридного ленточного магнитопровода. Стоит отметить, что в подобных конструкциях целесообразно для применения лента из аморфного магнитомягкого материала на основе железа, обладающая низкими удельными потерями и имеющая толщину в несколько десятков микрон. Набор в пакет листов подобной толщины при выборе конструкции по рисунку 3-7 будет весьма трудоемкой задачей.

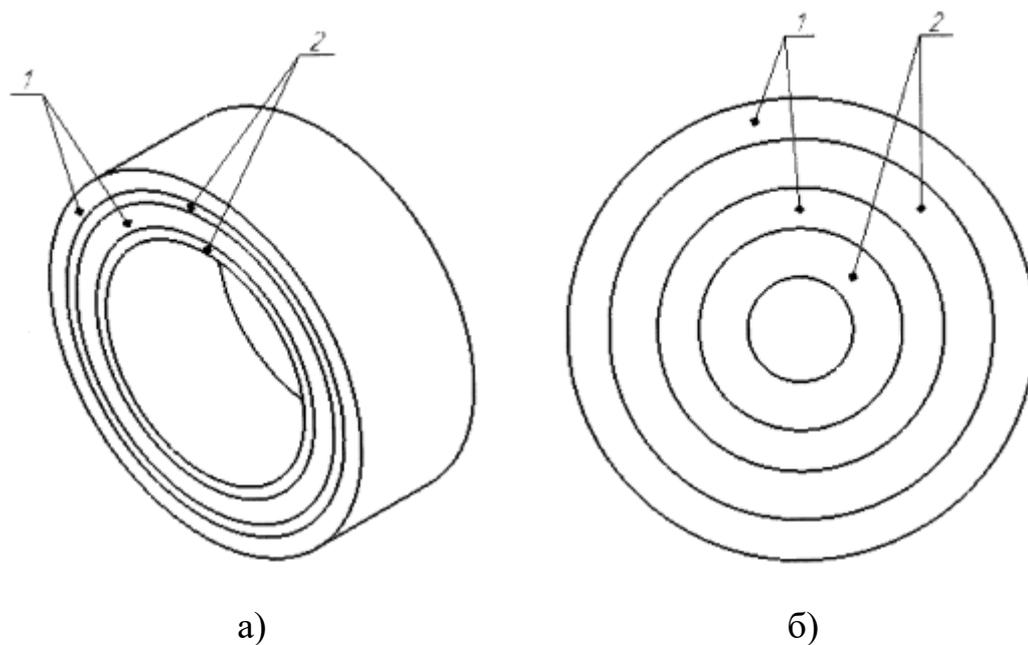


Рисунок 3-8 Кольцевой ленточный гибридный магнитопровод с различным соотношением магнитных материалов по толщине а) и с одинаковой толщиной б)

Ленточный гибридный магнитопровод может использоваться для создания трансформатора трехстержневой конструкции (рисунок 3-9). Для его реализации необходимо по-отдельности сформировать две одинаковые внутренние части, поверх которых намотать третью составную часть, стягивающую магнитную систему в цельный магнитопровод.

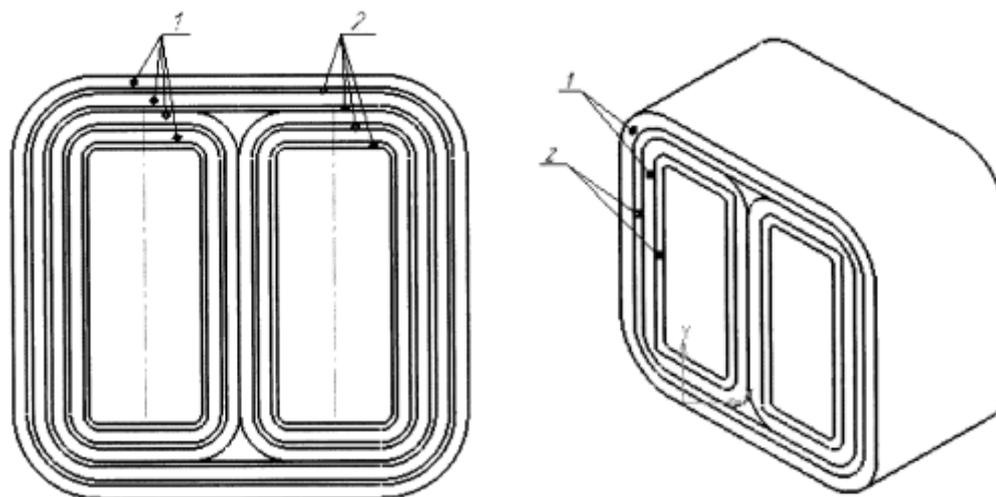


Рисунок 3-9 Трехстержневой ленточный гибридный магнитопровод трансформатора

Магнитные системы больших размеров могут быть набраны из отдельных сегментов, представляющих собой склеенные между собой ленточные прямоугольные магнитопроводы с различными материалами 1 и 2 (рисунок 3-10).

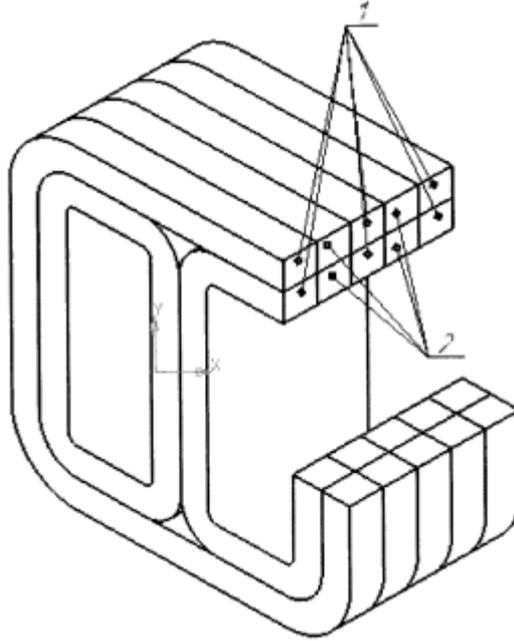


Рисунок 3-10 Ленточный трехстержневой сегментированный гибридный магнитопровод трансформатора

Физическое обоснование теоретических аспектов подтверждается моделированием электромагнитных процессов методом конечных элементов в программе *ANSYS Electronics Desktop*. Результаты моделирования представлены на рисунке 3-11. Из рисунка видно, что соотношение индукции в материалах магнитопровода отличается в 3,5-3,6 раза в левой части трансформатора и в 1,5-2 раза в правой его части.

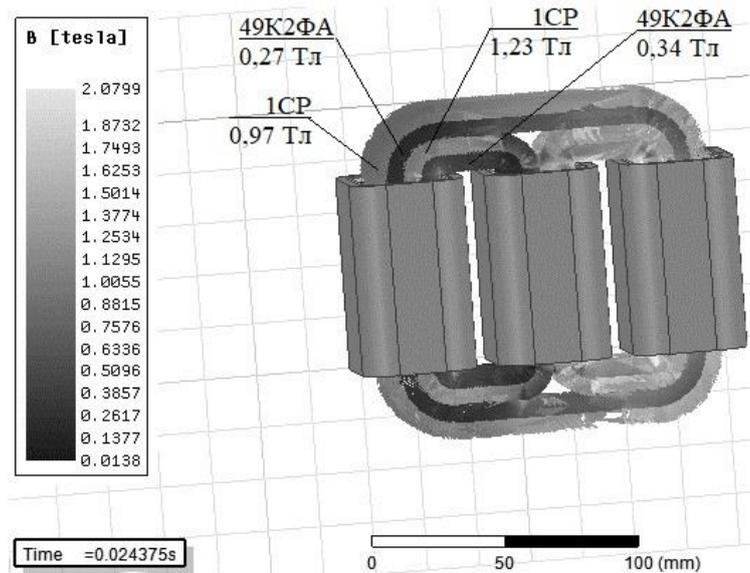


Рисунок 3-11 Выпрямительный трансформатор с гибридным магнитопроводом (патент РФ № 2656861)

Преимущества такой схемы работы кроются в использовании положительных свойств одного материала в одном режиме работы и других положительных свойств в другом режиме работы. Для пояснения по существу получаемых преимуществ рассмотрим сравнение кривых удельных потерь аморфного сплава и магнитомягкого прецизионного сплава (рисунок 3-12). Во всём диапазоне проанализированных частот удельные потери аморфного материала в 5-6 раз меньше аналогичного значения для прецизионного сплава. При этом наблюдается рост разрыва с увеличением частоты питающей сети. В то же время при анализе кривых магнитных индукций установлено, что при минимальных напряженностях магнитного поля этот материал больше задействован в проведении магнитного потока, а, следовательно, основная доля потерь в магнитопроводе происходит в аморфном сплаве, удельные потери которого минимальны. Обратную ситуацию можно наблюдать при работе в режимах с высокой напряженностью магнитного поля, где происходит перераспределение магнитных полей в пользу прецизионного сплава. Однако, в данном режиме работы проявляются лучше электромагнитные свойства магнитомягкого прецизионного сплава, что позволяет магнитопроводу показывать высокие энергетические характеристики [93].

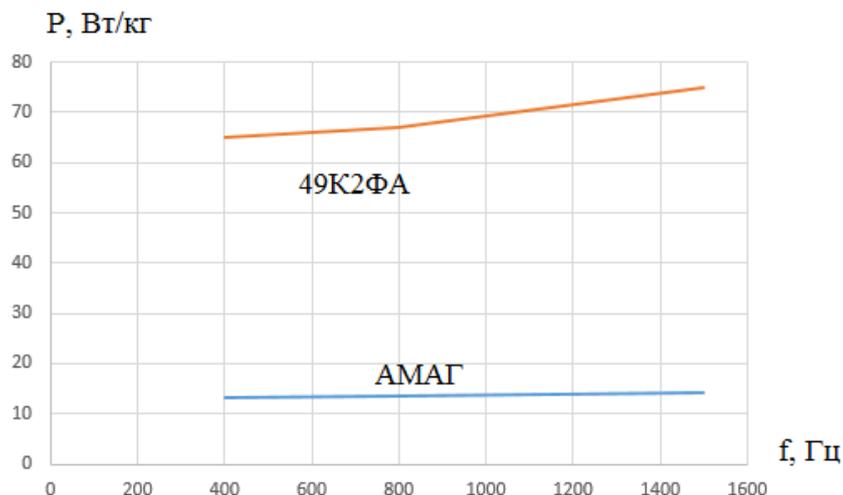


Рисунок 3-12 Зависимость удельных потерь от частоты питающей сети для аморфного и прецизионного сплава

Таким образом, при работе гибридных магнитных систем происходит непропорциональное насыщение магнитопроводов, сопровождающееся изменением их магнитного сопротивления, что позволяет в разных режимах работы магнитных систем задействовать достоинства каждой из составляющих магнитную систему материалов.

3.3. Выбор параметров многофункциональных трансформаторов

В рамках данного подраздела рассмотрим моделирование многофункционального трансформатора в программном комплексе ANSYS. Данное программное обеспечение позволяет в полной мере произвести оценку спроектированного трансформатора в части электромагнитных, тепловых, прочностных нагрузок, определить уровень шумового воздействия и провести ряд других видов расчетов. В частности, *ANSYS Electronics Desktop* позволяет оценить все необходимые ключевые электромагнитные характеристики, в числе которых индукция и потокосцепление в магнитопроводе, потери на гистерезис и токи Фуко, гармонический состав тока и напряжения, в том числе наведенного во вторичных обмотках, поверхностный эффект и эффект близости.

Современный этап научно-технического развития позволяет существенно облегчить процессы анализа и синтеза электромагнитных преобразователей энергии, осуществить малозатратный, но не менее эффективный подход к решению важных научных и прикладных задач.

Решение задачи по определению магнитной системы и её характеристик в программном комплексе *ANSYS Electronics Desktop* решается путем формирования трехмерной модели в CAD-системе и её последующей загрузке в рабочую среду программы моделирования либо путём формирования геометрии в рабочей среде программы. Для определения магнитных характеристик используем спроектированный выпрямительный трансформатор для ТВУ мощностью 9 кВт, верификация выполняемых расчетов которого описана в Главе 4.

Стоит отметить, что в качестве допущений при моделировании принимается отсутствие учета технологических особенностей изготовления и сборки магнитной системы, таких как наличие заусенцев, внутренних напряжений и деформаций листов, покрытия листов ферромагнитного материала.

В модели (рисунок 3-14) указывается тип и параметры изоляции катушек в пункте *Boundaries*. Для расчета было принято допущение, что изоляция катушек носит идеальный характер и имеет свойство полного отсутствия электропроводности. В пункте *Excitations* указываются параметры обмоток трансформатора: количество витков и параллельных жил. Здесь же каждой обмотке присваивается уникальное наименование, которое в дальнейшем будет использовано в *ANSYS Simplorer* при построении схемы соединения обмоток. Следующим этапом при создании компьютерной расчетной модели является этап построения тетраэдрической сетки в пункте *Mesh* в расчетной области. Размер минимальной стороны тетраэдрической ячейки задан равным 1 мм для магнитной системы и 0,25мм для обмотки. Размеры ячейки определяют точность решения нелинейной нестационарной задачи, но слишком малые значения ведут к неоправданно завышенной длительности решения. Кроме того, в пункте *Analysis* задается период времени моделирования и его дискретность. В пунктах *Results* и *Field overlays* устанавливаются формы вывода решений на экран в виде кривых и

математических функций либо в виде графического распределения полей на поверхности и в теле модели соответственно.

В дереве модели имеется возможность задания материалов каждому конструктивному элементу трехмерной модели. А ключевым элементом магнитопровода является ферромагнитный материал, непосредственной характеристикой которого является кривая намагничивания. Для наглядности сочетания свойств гибридных систем представим и присвоенные в программе кривые намагничивания для двух конструктивных материалов, применяемых в экспериментальном образце (рисунок 3-13). Кривые получены с помощью магнитоизмерительной установки МК-4Э на кафедре Электромеханики ФГБОУ ВО «УГАТУ». Для анализа кривых здесь и далее по тексту примем допущение, что при росте напряженности больше значения напряженности, равной значению при индукции насыщения, значение индукции выше индукции насыщения не растет.

Рассмотрим полученные кривые на двух участках. На первом участке намагничивание аморфного сплава происходит с явным преимуществом, что подтверждается наличием выпуклого участка на отрезке от 0 до 1 Тл. Такие характеристики обусловлены высокой начальной магнитной проницаемостью μ_r стали 1СР, что свидетельствует о меньшем значении сопротивления магнитной цепи при одинаковых значениях площади поперечного сечения и длины средней линии магнитного потока и, следуя закону Ома для участка магнитной цепи, больше магнитный поток по сердечнику из данного материала. На втором участке, начинающемся с точки пересечения кривых намагничивания двух сплавов, при увеличении напряженности магнитного поля происходит процесс обратного перераспределения магнитного потока, что обуславливается значительным уменьшением магнитной проницаемости аморфного сплава и соответствующем увеличением его магнитного сопротивления до значений, превышающих значения сопротивления магнитомягкого сплава 49К2ФА.

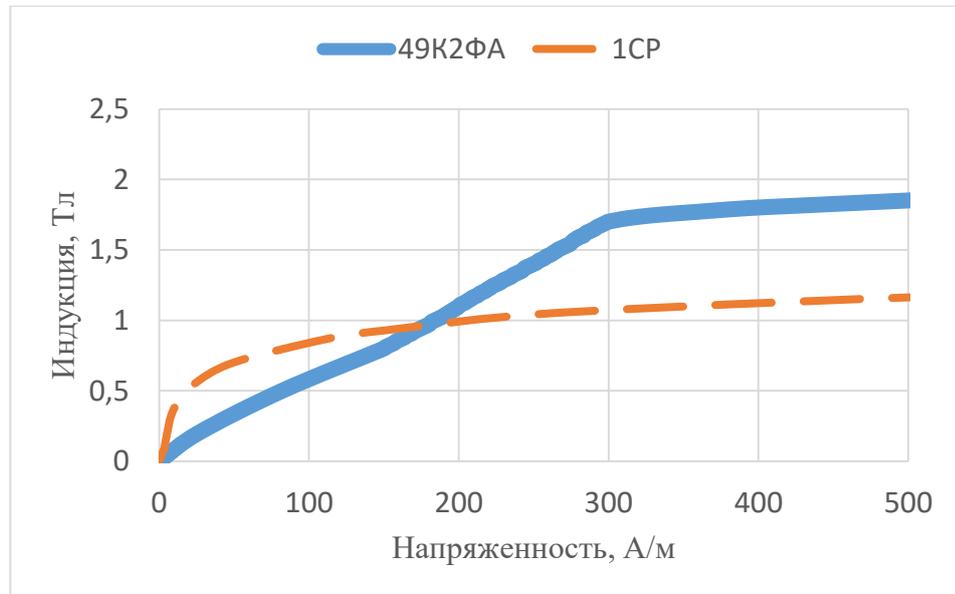


Рисунок 3-13- Графики зависимостей намагничивания аморфной стали марки 1СР и прецизионного магнитомягкого сплава марки 49К2ФА

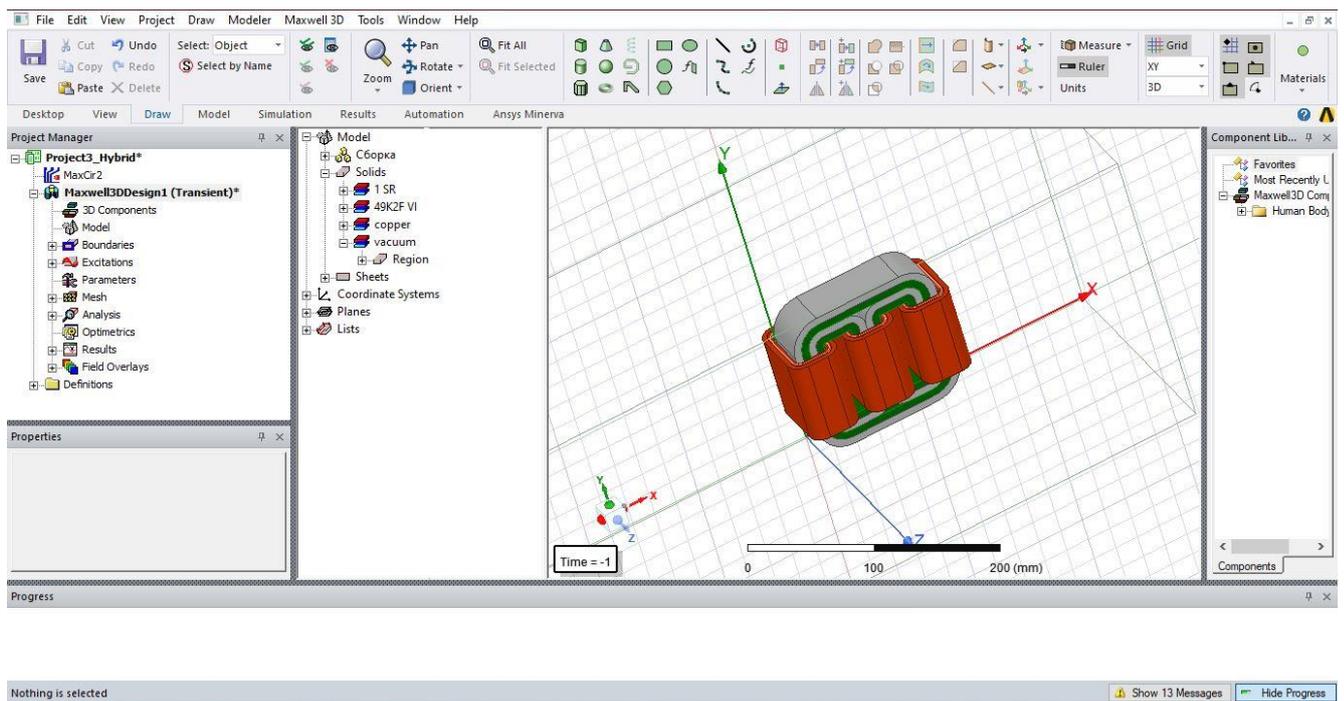


Рисунок 3-14 – Общий вид модели и окна моделирования

В зависимости от задач и объекта исследования трехмерную модель формируют только для части системы. В нашем случае таковым является выпрямительный трансформатор. Однако моделирование выпрямительного трансформатора не будет в полной мере адекватным без наличия системы выпрямителей и нагрузочного устройства. Симулировать работу

трансформаторно-выпрямительной системы в комплексе позволяет интеграция *Ansys Simplorer* в вычислительный процесс трехмерного моделирования. Для создания цепи питания первичной обмотки трансформатора использованы 3 источника *Voltage Source*, имитирующие фазы питающей сети 115В 400Гц, сдвинутые на 120° друг относительно друга (рисунок 3-15). Имитация катушек фаз трансформатора осуществляется элементами *LWinding*, *Resistor* и *Inductor*, которые позволяют учитывать при решении задачи активное сопротивление и индуктивность обмотки [91].

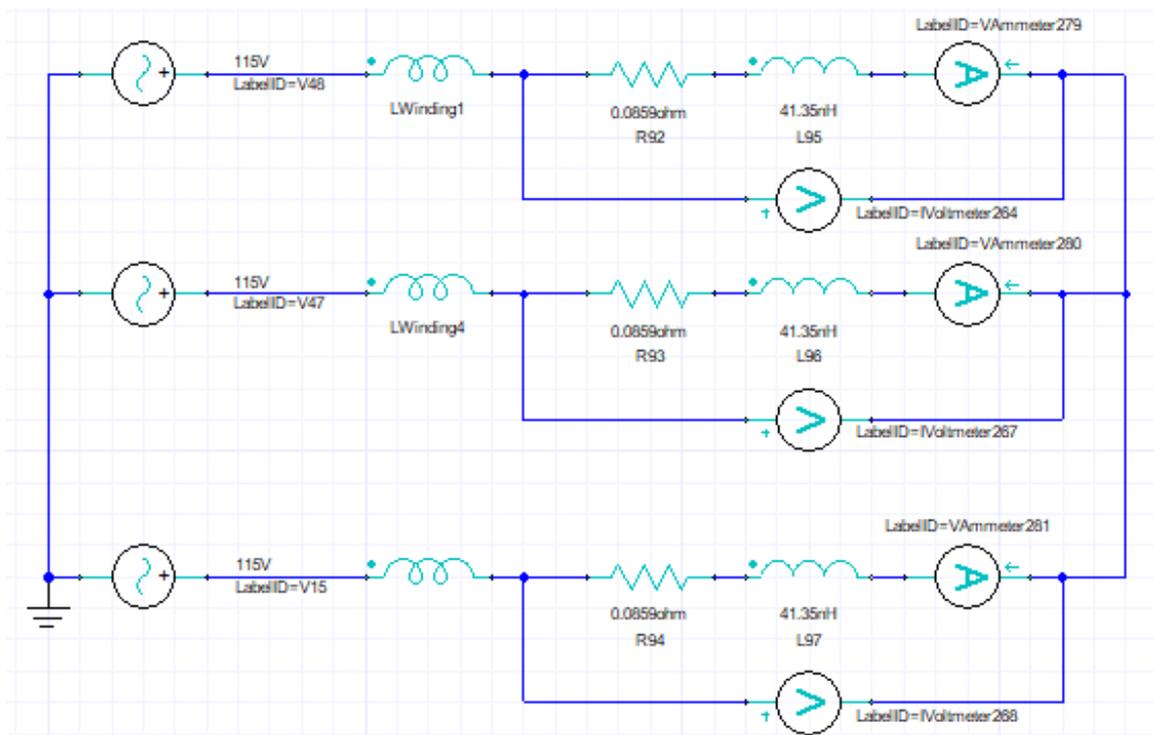


Рисунок 3-15 – Схема первичной обмотки в *Ansys Simplorer*

Для контроля параметров в процессе расчета в схему вводятся амперметры *VAmmetr* и вольтметры *IVoltmetr*. Вторичные обмотки трансформатора реализованы аналогично первичным за исключением схемы соединения второй вторичной обмотки (рисунок 3-16), соединенной в «треугольник». Обе вторичные обмотки работают на свой выпрямитель, соединенный по схеме Ларионова. С целью упрощения решаемой задачи учет потерь энергии в полупроводниковых элементах, на активном сопротивлении обмоток и в магнитопроводе не

производится, в связи с чем нагрузка на выходе выпрямителя задана, исходя из расчета получения мощности в цепи постоянного тока без учета КПД. Для контроля выходных параметров использованы амперметр и вольтметр.

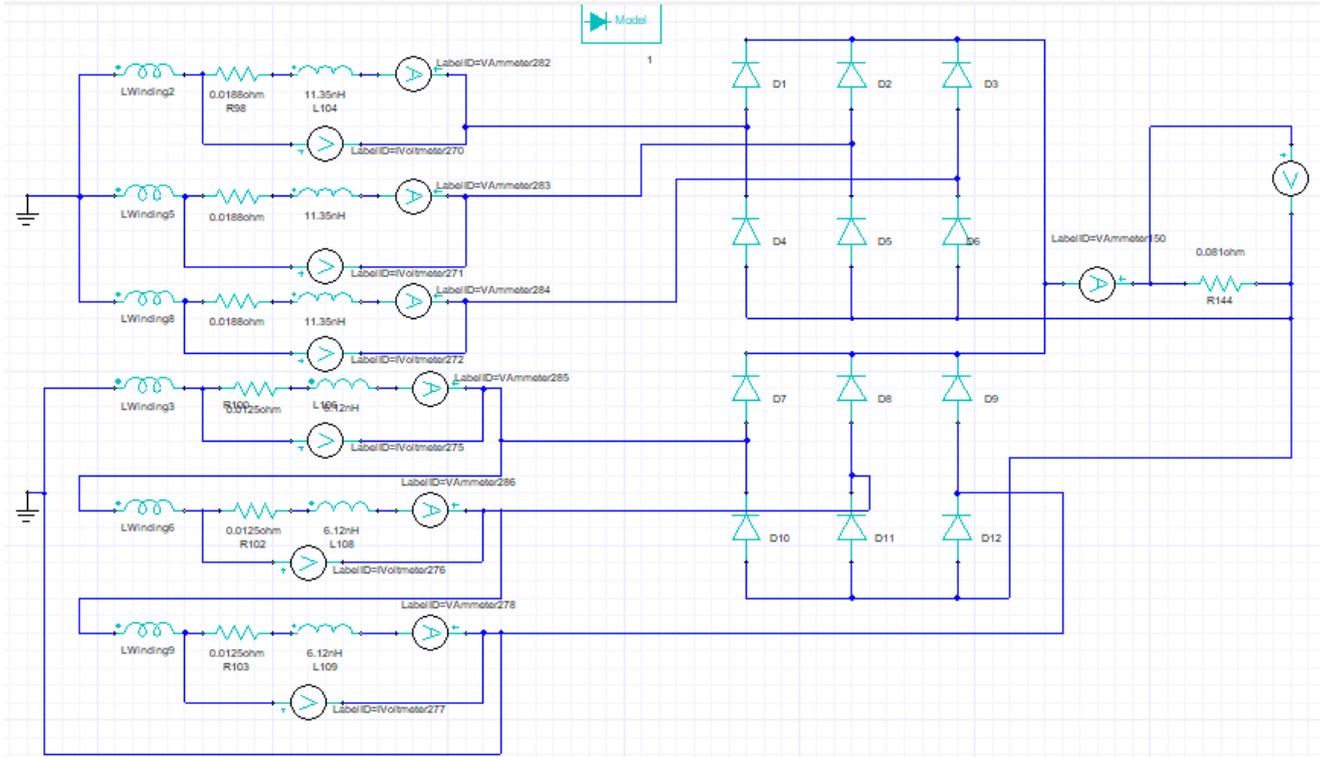


Рисунок 3-16 – Схема соединения вторичных обмоток с диодными мостами и нагрузкой в *Ansys Simplorer*

Блок *Model* в схеме является элементом обеспечения функционирования полупроводниковых ключей в схеме и пунктом, где можно учесть ряд особенностей работы выпрямителей, а именно, он позволяет задать такие параметры как ток насыщения диода I_S , учет его установившейся температуры T_{NOM} , температурный коэффициент тока насыщения X_{TI} , величину контактного сопротивления полупроводника R_S или падение напряжения в его переходе E_G , а также ряд других параметров (рисунок 3-17). Особенностью программы схемотехнической реализации является необходимость заземления всех независимых цепей для чего используется элемент *Ground* в каждой трехфазной обмотке рассматриваемого выпрямительного трансформатора.

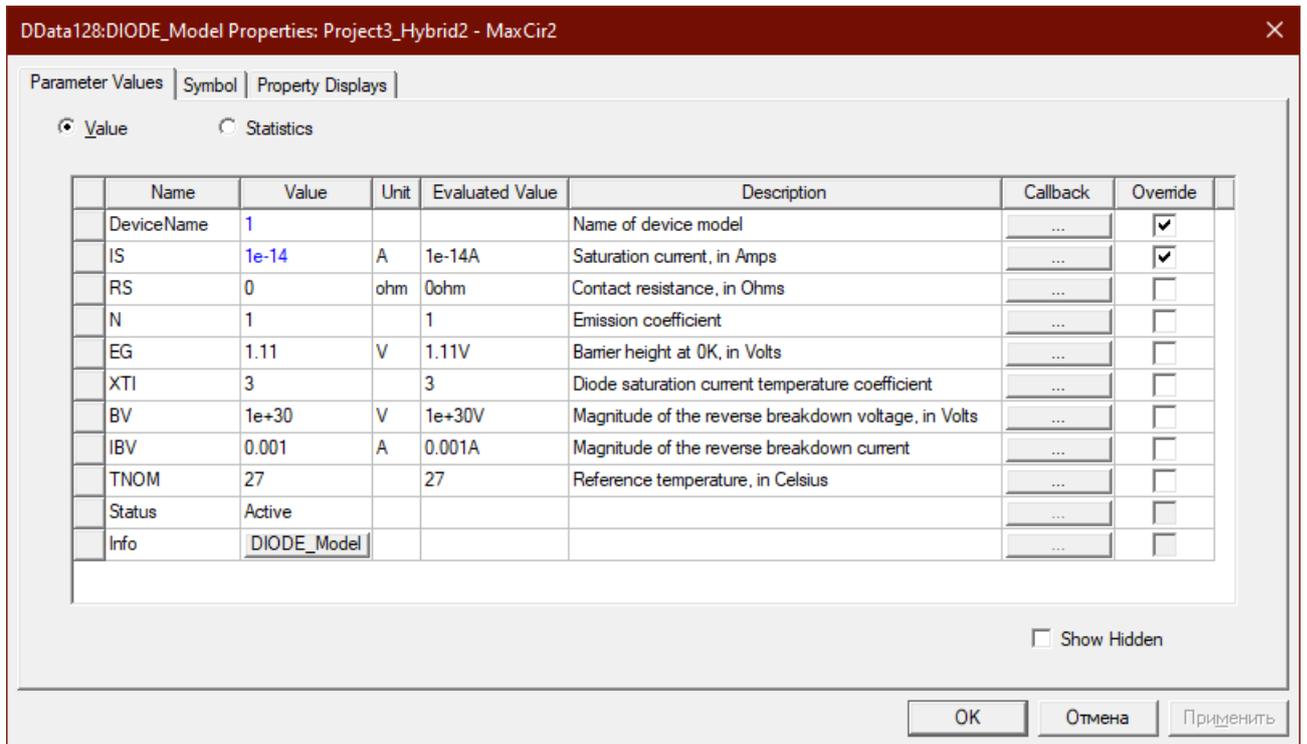


Рисунок 3-17 – Окно задания свойств полупроводниковых элементов

Решить задачу расчета потерь в магнитопроводе невозможно без информации об удельных потерях в используемом сплаве. Для применяемых сплавов 1СР и 49К2ФА значения удельных потерь определены с помощью магнитоизмерительной установки МК-4Э на кафедре Электромеханики ФГБОУ ВО «УГАТУ», позволяющей исследовать потери в ферромагнитных сплавах с частотой до 2 кГц. Данные измерений заносятся в таблицы формы и строятся графики зависимости, где по точкам на оси абсцисс откладываются значения индукции магнитного поля, а по оси ординат удельные потери (рисунок 3-18).

Далее в программном комплексе при синусоидальном магнитном потоке определение потерь в стали производится по уравнениям Штейнмеца:

$$P_v = P_h + P_c + P_e = K_h f (B_m)^2 + K_c (f B_m)^2 + K_e (f B_m)^{1,5}, \quad (3.15)$$

где P_h, P_c, P_e – потери на гистерезис, токи Фуко и добавочные потери;

K_h, K_c, K_e – коэффициенты потерь на гистерезис, токи Фуко и добавочных потерь, полученные на основании заданных графиков удельных потерь в зависимости от частоты перемагничивания и индукции магнитного поля в магнитопроводе трансформатора;

f – частота перемагничивания;

B_m – амплитудное значение индукции.

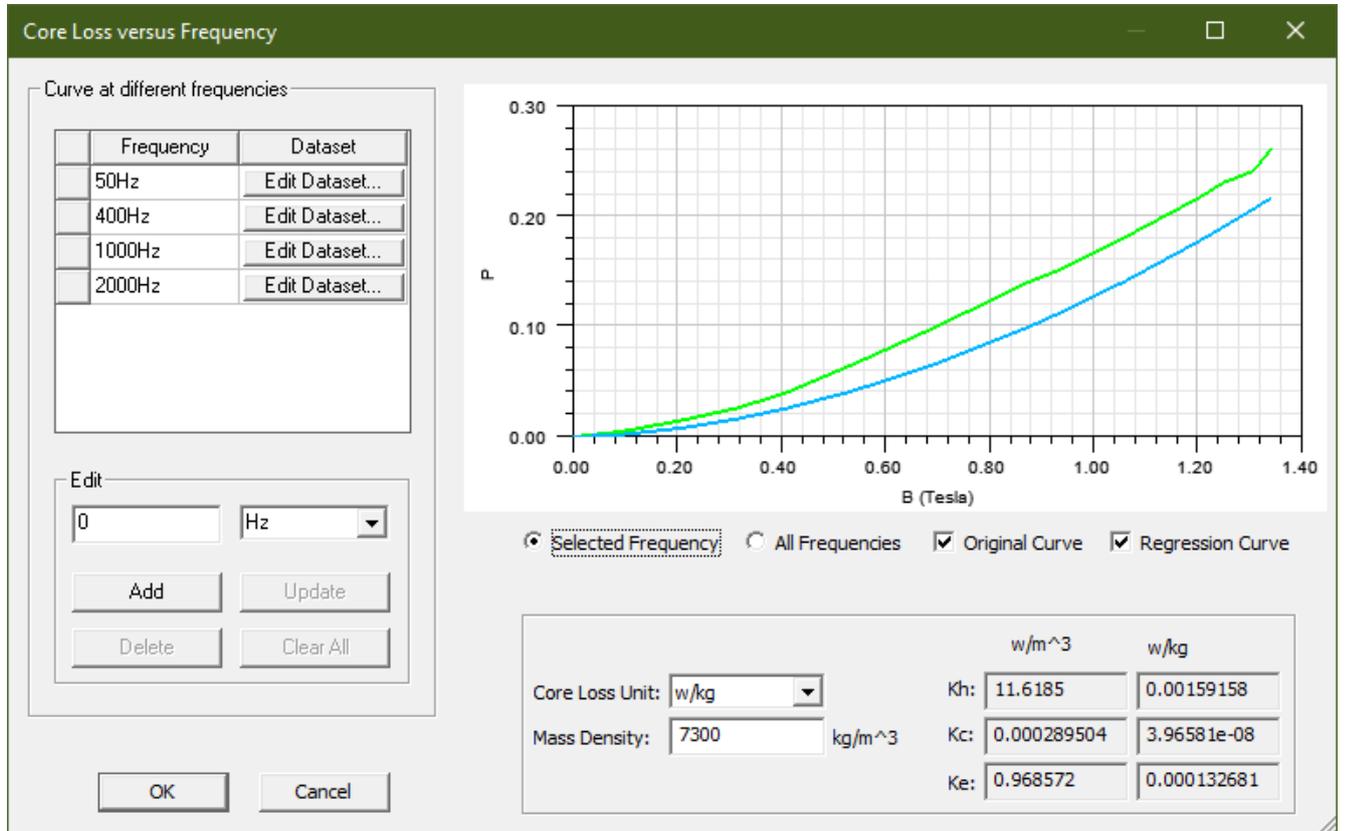


Рисунок 3-18 – Задание кривых удельных потерь для определения коэффициентов

Для случая наличия постоянной составляющей магнитного потока уравнение принимает вид:

$$P_v = C_{dc} K_h f (B_m)^2 + K_c (f B_m)^2 + K_e (f B_m)^{1.5}, \quad (3.16)$$

где C_{dc} – коэффициент постоянной составляющей, равный:

$$C_{dc} = \sqrt{\frac{K_{dc} |B_{dc}|}{B_m + 1}}, \quad (3.17)$$

где B_{dc} – компонента постоянной составляющей индукции магнитного поля;

K_{dc} – коэффициент подмагничивания, вносимого постоянной составляющей.

По уравнениям (3.15) – (3.17) методом конечно-элементного моделирования определяются амплитудные значения потерь и формируется график потерь в

магнитной системе от времени (рисунок 3-19). С помощью инструментов программы на график также можно вывести усредненное значение потерь за период времени, например, для установившегося режима работы [91].

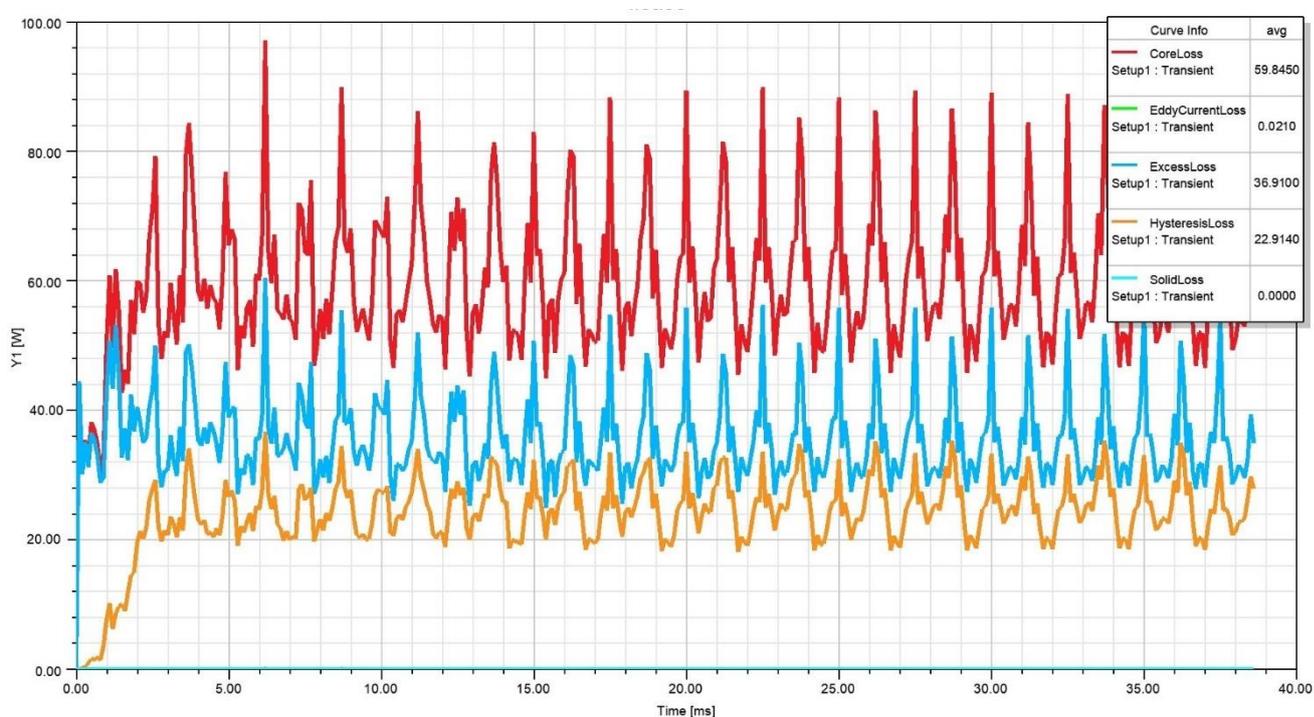


Рисунок 3-19 – График зависимости потерь в гибридном магнитопроводе трансформатора в режиме холостого хода

По рисунку 3-19 видно, что рассчитанная средняя величина потерь в магнитопроводе в установившемся режиме равна 59,8 Вт при частоте питающей сети 400 Гц и питающем напряжении 115/200 В.

Колебания амплитуды в графике потерь вызваны импульсным характером работы устройства и перемагничиванием с частотой коммутации ключей.

Таким образом, при выборе параметров многофункциональных трансформаторов выполнение моделирования позволяет верифицировать результаты расчета величины потерь и оценить тепловыделение в магнитопроводе.

ГЛАВА 4 ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ПРИ КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ ЕГО ЗВЕНЬЕВ: ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НА БАЗЕ ГИБРИДНЫХ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ

4.1. Особенности работы

Повышение энергетических характеристик – цель большинства научно-технических разработок в области электрооборудования. Одни предпочитают развивать методики, связанные со снижением потерь энергии в процессе работы электрооборудования, вторые внедряют инновационные конструкционные материалы, третьи разрабатывают энергосберегающие схемные и технические решения, а четвертые и вовсе пытаются предлагать кардинально новые способы получения результата работы электроустановки. Но, несмотря на столь широкое разнообразие вариантов достижения цели, каждый из этих путей не исчерпал себя в полной мере и имеет большие перспективы для дальнейшего развития. При этом общей чертой, определяющей эффективность разработки, для каждого из них является теоретическое и практическое подтверждение эффективности разработки.

Теоретические выкладки, приведенные в предыдущих главах, позволяют перейти к заключительному этапу обоснования эффективности разработки – экспериментальному исследованию, цель которого – экспериментальное подтверждение работоспособности и энергоэффективности разработанного при участии автора трансформаторно-выпрямительного устройства с гибридным магнитопроводом. Для доказательства приводимых ранее положений в исследовании использован разработанный на базе кафедры Электромеханика ФГБОУ ВО «УГАТУ» демонстрационный образец ТВУ с магнитопроводом из двух ферромагнитных сплавов, характеристики которых весомерно отличаются друг от друга. Выбор этих материалов для экспериментального образца магнитопровода был сделан и исходя из анализа их перспектив в области электротехники. Такой

подход позволил сочетать в себе достоинства применения инновационных материалов и конструктивных решений. Геометрические размеры трансформатора с гибридным магнитопроводом обусловлены расчетами, выполненными в рамках проведения СЧ НИОКР «Разработка РКД на трансформатор с магнитопроводом из аморфного железа для ТВУ-9-800» на кафедре «Электромеханика» ФГБОУ ВО УГАТУ для АО «УАПО». Проектирование трансформатора под сеть питания переменного напряжения с частотой 400 Гц продиктовано авиационными требованиями к системам электроснабжения летательных аппаратов.

Проведение экспериментального исследования включает в себя этапы: теоретические выкладки по основам расчета ТВУ с гибридным магнитопроводом, расчет гибридной магнитной системы выпрямительного трансформатора, описание экспериментальной установки и, собственно, сам эксперимент.

Таким образом, проведение эксперимента, выполненного в рамках СЧ НИОКР при участии автора, позволило верифицировать данные, полученные в результате компьютерного моделирования, и аналитические расчеты по методике [86] с учетом её адаптации для расчета гибридных магнитных систем, представленной в разделе 4.2. и в Приложении А

4.2. Особенности расчета экспериментального трансформатора с гибридной магнитной системой

При расчетах гибридных магнитных систем важно правильно определить пропорциональное соотношение применяемых в ней материалов. От этого в большей степени зависит эффективность работы трансформаторов в рабочих режимах. Поэтому существенное внимание стоит уделить методике расчета магнитной системы.

Методика расчета магнитной системы сводится к определению объема материала каждой из составляющих магнитной системы. В вышеупомянутых выражениях расчет сводится к соотношению площадей магнитных материалов в поперечном сечении. Однако потери целесообразнее учитывать в объёме. Для этого

было предложено вести расчет соотношения магнитных материалов исходя из следующего соотношения [83,92]:

$$\frac{V_{c2} B_{s2}}{V_{c1} B_{s1}} = \frac{P_{c2}}{P_{c1}}, \quad (4.1)$$

где V_{c1} – суммарный объем первого магнитного материала в n слоях;

V_{c2} – суммарный объем второго магнитного материала в n слоях;

B_{s1} – индукция насыщения первого материала;

B_{s2} – индукция насыщения второго материала;

P_{c1} – удельные потери первого материала;

P_{c2} – удельные потери второго материала.

То есть соотношение объемов равно

$$\frac{V_{c2}}{V_{c1}} = \frac{B_{s1} \cdot P_{c2}}{B_{s2} \cdot P_{c1}} \quad (4.2)$$

Определение соотношения объемов магнитных материалов по (4.2) не ограничивается расчетами по значениям индукции и удельным потерям и может быть определен по другим ключевым характеристикам, таким как, например, магнитная проницаемость.

Другим важным расчетным значением является коэффициент заполнения магнитопровода. Как известно значение данного коэффициента для разного рода ферромагнитных материалов может колебаться в широком диапазоне. от 0,7 до 0,97. В таком случае важно учесть, что в отличие от потерь, выделяющихся в объеме материала, коэффициент заполнения определяется в зависимости от способа изготовления магнитопровода, толщины пластин или ленты сплава. Для стандартных вариантов расчета предложена формула, отражающая зависимость коэффициента заполнения от соотношения площадей поперечных сечений, занимаемых различными материалами в магнитопроводе:

$$k_{32} = (S_1 + S_2 + \dots + S_n) \left(\frac{k_{31}}{S_1} + \frac{k_{32}}{S_2} + \dots + \frac{k_{3n}}{S_n} \right), \quad (4.3)$$

где k_{31}, k_{32}, k_{3n} – коэффициенты заполнения для каждого применяемого материала;

S_1, S_2, S_n – площади, заполняемые каждым из применяемых материалов.

По формуле (4.3) определяется некий усредненный коэффициент заполнения k_{32} , для всех применяемых n материалов в конструкции магнитопровода.

С целью определения оптимальной конструкции с точки зрения показателей массы, потерь в магнитопроводе и индукции насыщения по соотношению объемов используемых материалов были выполнены расчеты трансформаторов на номинальную мощность $S=10,5$ кВА с различным соотношением применяемых сплавов. При расчетах использовались стандартные типоразмеры проводов марки ПНЭТ-имид., а при расчете магнитопроводов учтены стандартные размеры лент, производимых ПАО «Ашинский металлургический завод» Расчеты сведены в таблицу 4-1 [92].

Таблица 4-1 Расчет параметров трансформатора

Соотношение объемов V_{c1}/V_{c2} для сплавов 1СР/49К2Ф А, %	$k_{3г}$	Масса магнитной системы, кг	Полная масса трансформатора, кг	Потери в магнитной системе, Вт	Полные потери в трансформаторе, Вт	Индукция в магнитной системе, Тл
0/100	0,85	1,51	3,78	50,56	429,4	2,19
30/70	0,82	1,89	4,07	45,92	410,78	1,99
50/50	0,8	2,37	4,43	43,29	387,6	1,82
70/30	0,78	2,28	4,62	27,84	419,1	1,68
100/0	0,75	3,02	5,48	10,85	424,7	1,46

При анализе таблицы 4-1 и построенных на её основе зависимостей (рисунок 4-1 – рисунок 4-2) видно, что увеличение доли аморфного сплава ведет к увеличению массы как магнитопровода, так и трансформатора в целом, при этом наблюдается общее снижение потерь холостого хода и расчетной индукции насыщения в номинальных режимах работы. Коэффициент заполнения гибридной магнитной системы изменяется линейно. Полные потери в трансформаторе имеют выраженный экстремум при равном соотношении материалов.



Рисунок 4-1 Зависимость полной массы трансформатора и его магнитной системы (слева) и полных потерь в трансформаторе (справа) при разных соотношениях материалов в магнитной системе

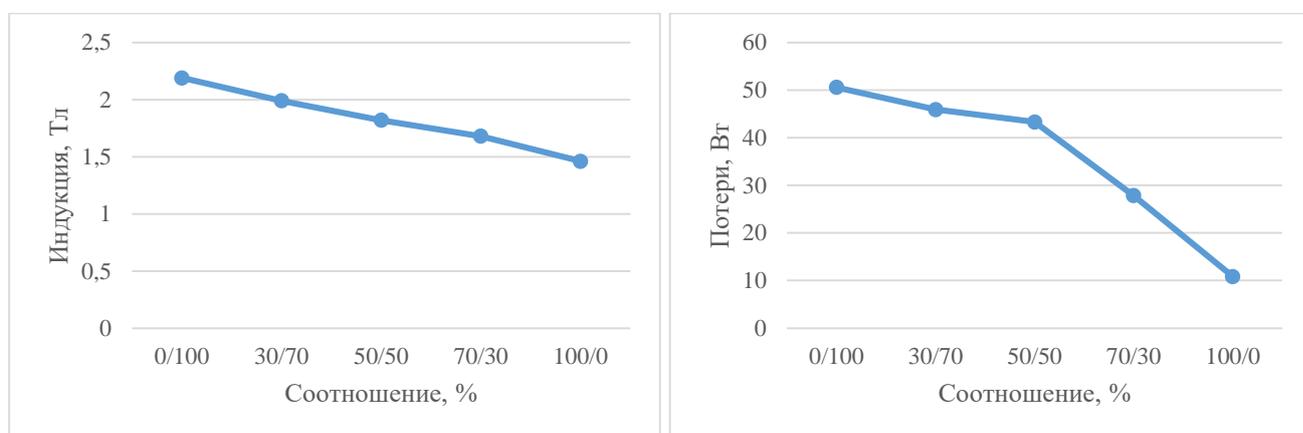


Рисунок 4-2 Индукция насыщения (слева) и потери (справа) в магнитной системе трансформатора при различных соотношениях применяемых материалов в конструкции магнитопровода

По результатам проведенных расчетов принято решение об изготовлении трансформатора с магнитопроводом, соотношение материалов в котором равно 50:50.

Данные для расчета трансформатора с гибридной магнитной системой:

- 1) Номинальная мощность – 10500ВА;
- 2) Напряжение – 115/200В;
- 3) Номинальное выпрямленное напряжение $U_d - 27В$;
- 4) Частота питающей сети $f - 360Гц$;
- 5) Выходная мощность $P_d - 9кВт$;

6) Число пульсаций выпрямленного напряжения – 12;

7) Схема соединения обмоток – Y/Y/Δ.

Расчет коэффициента заполнения по формуле (4.3) для случая двух равных по площади материалов в магнитопроводе трансформатора сводится к нахождению среднего коэффициента по формуле:

$$k_{32} = \frac{k_{31} + k_{32}}{2} = \frac{0,75 + 0,85}{2} = 0,8. \quad (4.4)$$

Номинальный ток в выходной цепи составляет:

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{9000}{27} = 333,3 \text{ А}. \quad (4.5)$$

Ток во вторичной обмотке, соединенной в звезду, при этом составит:

$$I_{22} = \frac{\sqrt{\left(\frac{2}{3}\right)} I_d}{2} = \frac{\sqrt{\left(\frac{2}{3}\right)} \cdot 333,3}{2} = 136,1 \text{ А}. \quad (4.6)$$

Ток в обмотке, соединенной в треугольник, при этом составит:

$$I_{21} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_d}{2} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{333,3}{2} = 78,6 \text{ А}. \quad (4.7)$$

С учетом схемы соединения обмоток определяется произведение площади стали и площади окна:

$$S_{ст} S_{ок} \approx \frac{P_{2(1/3)} \cdot 10^5}{2,22 f B \delta k_{32} k_m} = \frac{3,3 \cdot 10^5}{2,22 \cdot 360 \cdot 1,85 \cdot 8 \cdot 0,8 \cdot 0,26} = 134,1 \text{ см}^4, \quad (4.8)$$

где $P_{2(1/3)}$ – мощность вторичных обмоток одной фазы;

$B = \frac{B_{s1} + B_{s2}}{2}$ - индукция для гибридного магнитопровода, выполненного в

соотношении 50:50;

δ - плотность тока;

$k_m = (0,16 \dots 0,4)$ - коэффициент заполнения окна медью.

После чего по значению $S_{ст} S_{ок}$ производится либо непосредственный выбор размеров магнитопровода по существующим в справочной литературе

стандартным типоразмерам, либо определяется ориентировочный линейный размер по формуле:

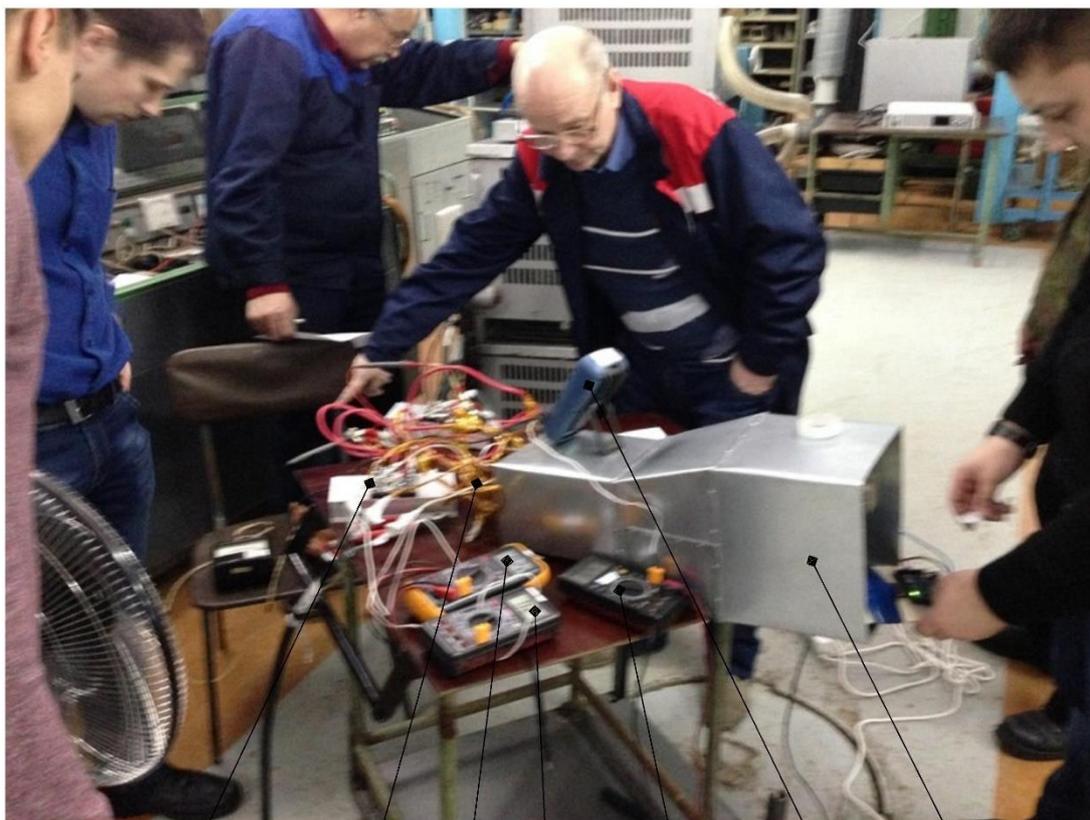
$$a \approx (0,67...0,8)\sqrt[4]{S_{cm}S_{ок}} \quad (4.9)$$

Прочие расчеты трансформатора выполняются по типовым методикам [86] и сведены в Приложение А.

Таким образом, расчет гибридной магнитной системы трансформатора заключается, главным образом, в определении соотношений объемов магнитопроводящих материалов, применяемых в конструкции, на основе их ключевых показателей – индукции насыщения и удельных потерь.

4.3. Описание экспериментальной установки

Экспериментальное исследование проведено в испытательном цехе АО УАПО г. Уфа. Экспериментальная установка состоит из трехфазного источника питания переменного тока *Croma* 61612 полной мощностью 18 кВА, диапазоном выходных частот от 0 до 1500 Гц и выходным напряжением от 0 до 300 В. В качестве измерительных приборов контроля выходных параметров были использованы мультиметры (поз.3–6 на рисунке 4-3: поз.3 – контроль температуры обмоток последовательным переключением для каждой фазы; 4 – контроль температуры блока выпрямителей и охлаждающего воздуха; 5 – контроль температуры магнитопровода; 6– контроль напряжения постоянного тока на выходе блока выпрямителей.). Выходные концы вторичных обмоток выпрямительного трансформатора подключены к блоку выпрямителей (поз.1 рисунок 4-3), соединенному по схеме Ларионова. В качестве выпрямителей использованы диоды Шоттки марки STPS24045TV, закрепленные на массивном алюминиевом радиаторе с ребрами охлаждения. Принудительное охлаждение трансформатора (поз.2) осуществляется с использованием диффузора поз.7 и вентилятора с блоком питания поз.8. В качестве нагрузки для ТВУ использован блок дискретно-регулируемых нагрузок на 27В постоянного тока с номинальной мощностью 30кВт. Подробнее об испытательном оборудовании в Приложении Б



1 2 3 4 5 6 7

Рисунок 4-3 Экспериментальная установка для испытания трансформаторно-выпрямительного устройства на базе трансформатора с гибридным магнитопроводом

Созданный трансформатор полной мощностью 10,5 кВА имеет гибридный магнитопровод (рисунок 4-4, а)), состоящий из двух идентичных ферромагнитных сердечников (рисунок 4-4, б)). Один выполнен из сплава 49К2ФА, а второй из аморфного сплава 1СР. Оба магнитопровода произведены из лент на базе ПАО «Ашинский металлургический завод». Для изоляции магнитопровода от обмотки и катушек в обмотке между собой и между слоями катушек использованы полиимидные пленки различных толщин марки ПМ-А, в том числе и пленки с клеевой основой марки П-ПМ/КО. В качестве обмоточного провода использован провод с полиимидной изоляцией марки ПНЭТ-имид с температурным индексом 220°С. Катушки трансформатора расположены концентрично и намотаны друг над другом в радиальном направлении относительно оси стержня магнитопровода.



а)

б)

Рисунок 4-4 Гибридная магнитная система а) выпрямительного трансформатора и её магнитопроводы б)

Эксперимент проводился в 3 этапа: проверка трансформатора в режиме холостого хода, проверка ТВУ при номинальной нагрузке и проверка ТВУ в режиме 1,5- и 2-х кратной перегрузки.

На этапе работы трансформатора в режиме холостого хода (ХХ) произведены измерения тока холостого хода и потерь холостого хода, которые также часто называют потерями в магнитопроводе. Измерения были проведены для двух значений рабочих напряжений, равных номинальному значению и значению с отклонением в 5%, находящемуся на границе предела зоны допустимых отклонений питающего напряжения. Кроме того, в ходе эксперимента при изменении напряжения были изменены и частоты питающего напряжения.

При запуске трансформатора с напряжением $U_{ном}=116,1$ В и частотой $f=400$ Гц (рисунок 4-5, а)) получены значения потерь холостого хода, равные 65,1 Вт, и токов холостого хода по фазам $I_A=1,478$ А, $I_B=1,262$ А и $I_C=1,5$ А, что по формуле для определения тока холостого хода трехфазного трансформатора составляет:

$$I_{ХХ} = \frac{I_A + I_B + I_C}{3} = \frac{1,478 + 1,262 + 1,5}{3} = 1,413 \text{А.} \quad (4.10)$$

Для случая запуска трансформатора с напряжением $U_{пит}=109$ В и частотой $f=800$ Гц (рисунок 4-5, б)) получены значения потерь холостого хода, равные 20,4 Вт, и токов холостого хода по фазам $I_A=0,224$ А, $I_B=0,181$ А и $I_C=0,226$ А, что по

формуле (4.10) равно $I_{XX}=0,21A$. При сравнении наблюдается снижение тока на 85%, а потерь на 68,7%.

3 Phase 150V LOCAL OUT					
OUTPUT SETTING					
#1	Vac = 116.1V	F = 400.00Hz			
#2	Vac = 116.1V	F = 400.00Hz			
#3	Vac = 116.1V	F = 400.00Hz			
MEASUREMENT					
V	= 116.13	Po = 8.2			
I	= 1.478	PF = 0.048			
V	= 116.11	Po = 18.9			
I	= 1.262	PF = 0.129			
V	= 116.13	Po = 38.0			
I	= 1.500	PF = 0.218			
V ₁₂	= 201.16	V ₂₃ = 201.08			
Σ V ₃₁	= 201.29	Po = 65.1			
Recall CH1	Recall CH2	Recall CH3	Recall CH4	Recall CH5	More 1 of 2
					2018/01/22 10:01:51

3 Phase 150V LOCAL OUT					
OUTPUT SETTING					
#1	Vac = 109.0V	F = 800.01Hz			
#2	Vac = 109.0V	F = 800.01Hz			
#3	Vac = 109.0V	F = 800.01Hz			
MEASUREMENT					
V	= 108.97	Po = 3.6			
I	= 0.224	PF = 0.149			
V	= 108.98	Po = 7.3			
I	= 0.181	PF = 0.370			
V	= 108.99	Po = 9.5			
I	= 0.226	PF = 0.385			
V ₁₂	= 188.44	V ₂₃ = 189.46			
Σ V ₃₁	= 188.46	Po = 20.4			
Recall CH1	Recall CH2	Recall CH3	Recall CH4	Recall CH5	More 1 of 2
					2018/01/22 11:05:02

а)

б)

Рисунок 4-5 Таблица заданных и измеренных параметров напряжения, тока и потерь в трансформаторе на холостом ходу при 116 В; 400 Гц а) и при 109 В; 800 Гц б)

На втором этапе экспериментального исследования проверялись номинальные режимы работы при значениях питающих напряжений 116,1 В; 400 Гц и 108 В; 800 Гц (рисунок 4-6 а) и б) соответственно). Проверка номинального режима осуществлялась ступенчатым нагружением с временем выдержки на каждой ступени в соответствии с данными в таблица 4-2. При этом осуществлялся контроль величины выпрямленного напряжения и температуры обмоток трансформатора.

Таблица 4-2 Результаты измерения при $U_{пит}=116,1В$; $f=400Гц$

Сила тока, А	Время выдержки, с	Выпрямленное напряжение, В	Температура обмоток по окончании времени выдержки, °С
50 + 10%	60+5	27,2	25
150 + 10%	60+5	26,3	25
330 + 10%	900+20	25	80

3_Phase 150V LOCAL OUT						
OUTPUT SETTING						Main
#1	Vac = 116.1V	F = 400.00Hz				
#2	Vac = 116.1V	F = 400.00Hz				
#3	Vac = 116.1V	F = 400.00Hz				
MEASUREMENT						OUTPUT: More Setting
#1	V = 116.06	Po = 3108.8				
	I = 27.64	PF = 0.969				
#2	V = 116.09	Po = 3136.9				
	I = 27.84	PF = 0.971				
#3	V = 116.12	Po = 3155.6				
	I = 28.03	PF = 0.969				
	V ₁₂ = 200.88	V ₂₃ = 201.55				
	V ₃₁ = 200.91	Po = 9401.3				
Recall CH1	Recall CH2	Recall CH3	Recall CH4	Recall CH5	More 1 of 2	2018/01/22 10:08:50

3_Phase 150V LOCAL OUT						
OUTPUT SETTING						Main
#1	Vac = 108.0V	F = 800.00Hz				
#2	Vac = 108.0V	F = 800.00Hz				
#3	Vac = 108.0V	F = 800.00Hz				
MEASUREMENT						OUTPUT: More Setting
#1	V = 108.01	Po = 2649.7				
	I = 25.29	PF = 0.970				
#2	V = 108.03	Po = 2666.6				
	I = 25.45	PF = 0.970				
#3	V = 108.03	Po = 2675.7				
	I = 25.53	PF = 0.970				
	V ₁₂ = 186.77	V ₂₃ = 187.80				
	V ₃₁ = 186.72	Po = 7989.7				
Recall CH1	Recall CH2	Recall CH3	Recall CH4	Recall CH5	More 1 of 2	2018/01/22 10:37:03

а)

б)

Рисунок 4-6 Таблица заданных и измеренных параметров напряжения, тока и потерь в трансформаторе при токе нагрузки 330А при 115 В; 400 Гц а) и при 108 В; 800 Гц б)

Для оценки качества напряжения и тока сняты осциллограммы кривых (рисунок 4-7). Здесь и на последующих осциллограммах оси абсцисс, соответствующие нулевому значению выпрямленного тока и напряжения, сдвинуты вниз с целью демонстрации формы кривых. Качество выпрямленного напряжения может определяться характеристикой – коэффициентом пульсаций в абсолютном выражении:

$$k_{\Pi} = \frac{\Delta U_d}{U_d}, \quad (4.11)$$

где ΔU_d – амплитуда пульсаций напряжения на выходе выпрямителя;

U_d – среднее напряжение на выходе выпрямителя.

Абсолютные коэффициенты пульсаций по формуле (4.11) при частоте 400 Гц – 0,04, а при частоте 800 Гц – 0,087.

На третьем этапе эксперимента проверены режимы перегрузки в 1,5 и в 2 раза (рисунок 4-8). Режим перегрузки в 1,5 раза выдержан в течение 5 минут, а режим перегрузки в 2 раза в течение 5с. Результаты измерений температуры обмоток и выпрямленного напряжения представлены в таблица 4-3. Осциллограммы выходных токов и выпрямленных напряжений при 1,5-кратной перегрузке на рисунке 4-9, при 2-кратной – на рисунке 4-10.

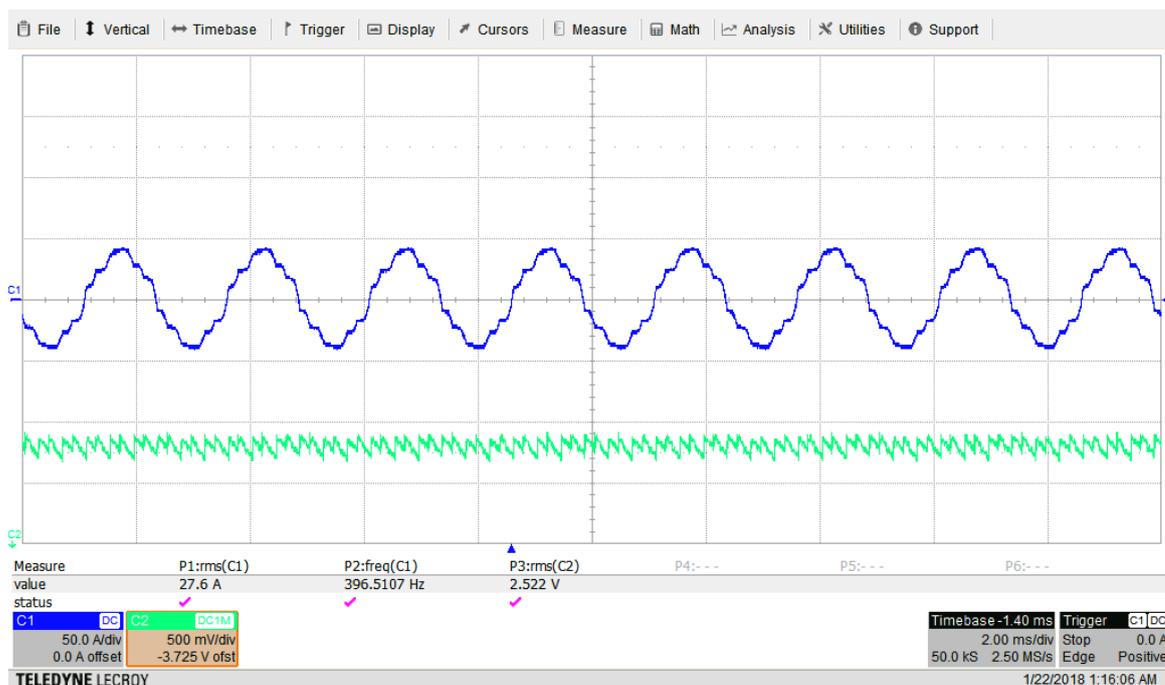


Рисунок 4-7 Осциллограммы тока (сверху) и напряжения (снизу) на выходе ТВУ при нагрузочном токе 330 А

3_Phase 150V LOCAL OUT		3_Phase 150V LOCAL OUT	
OUTPUT SETTING		OUTPUT SETTING	
#1 Vac = 108.0V	F = 800.00Hz	#1 Vac = 108.0V	F = 800.00Hz
#2 Vac = 108.0V	F = 800.00Hz	#2 Vac = 108.0V	F = 800.00Hz
#3 Vac = 108.0V	F = 800.00Hz	#3 Vac = 108.0V	F = 800.00Hz
MEASUREMENT		MEASUREMENT	
#1 V = 108.00	P _o = 3477.0	#1 V = 108.02	P _o = 4123.4
#1 I = 33.24	PF = 0.969	#1 I = 39.45	PF = 0.968
#2 V = 108.00	P _o = 3497.8	#2 V = 108.03	P _o = 4160.0
#2 I = 33.42	PF = 0.969	#2 I = 39.81	PF = 0.967
#3 V = 107.96	P _o = 3516.2	#3 V = 107.96	P _o = 4161.9
#3 I = 33.60	PF = 0.969	#3 I = 39.84	PF = 0.967
V ₁₂ = 186.79	V ₂₃ = 187.77	V ₁₂ = 186.84	V ₂₃ = 187.79
V ₃₁ = 186.63	P _o = 10491.5	V ₃₁ = 186.64	P _o = 12445.3
Recall CH1	Recall CH2	Recall CH3	Recall CH4
Recall CH3	Recall CH4	Recall CH5	More 1 of 2
2018/01/22 10:51:28		2018/01/22 10:59:04	

а)

б)

Рисунок 4-8 Таблица заданных и измеренных значений параметров напряжений и токов в фазах трансформатора при токе в нагрузке выпрямителя а) 450А и б) 600А

Таблица 4-3 Измерения в режиме перегрузок

Сила тока, А	Время выдержки, с	Выпрямленное напряжение, В	Температура обмоток по окончании времени выдержки, °С
150 + 10%	60+5	24,1	80
330 + 10%	900+20	22,8	80
450 + 10%	300+10	21,9	100
600 + 10%	5+2	19,5	100

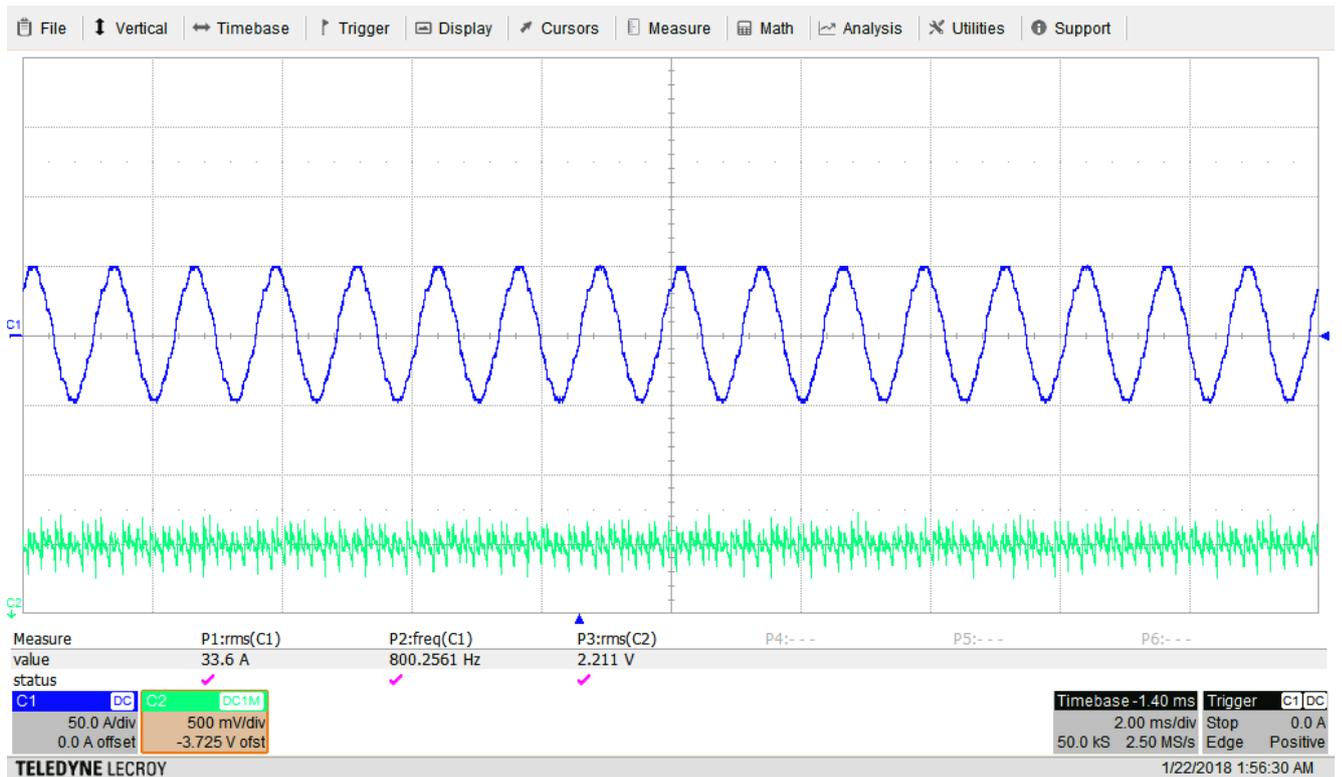


Рисунок 4-9 Формы выходного тока (сверху) и выпрямленного напряжения (снизу) на выходе ТВУ при нагрузочном токе 450 А

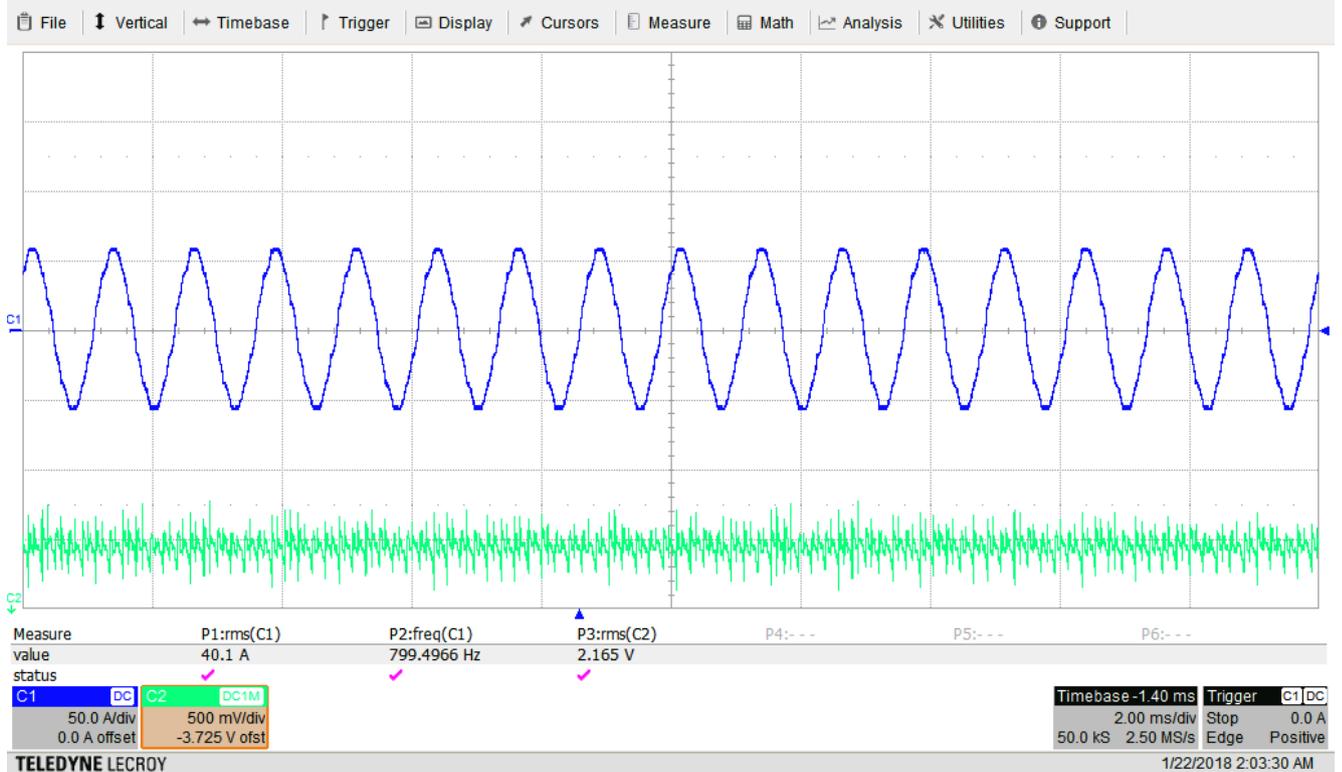


Рисунок 4-10 Формы выходного тока (сверху) и выпрямленного напряжения (снизу) на выходе ТВУ при нагрузочном токе 600 А

Для анализа энергетической эффективности ТВУ целесообразно выполнить расчет его КПД. Значения потребляемой мощности получены по данным измерительных приборов, а значения выходной мощности получены перемножением выходного напряжения и тока нагрузки, полученных также прямым измерением с мультиметра на выходе мостового выпрямителя и мультиметра, подключенного к измерительному шунту в цепи постоянного тока. Значения КПД получены из отношения выходной мощности к потребляемой мощности. Полученные значения сведены в таблица 4-4.

Таблица 4-4 Оценка КПД ТВУ

	Частота напряжения питания 400 Гц			Частота напряжения питания 800 Гц			
	Ток на выходе ТВУ 150 А	Ток на выходе ТВУ 330 А	Ток на выходе ТВУ 450 А	Ток на выходе ТВУ 150 А	Ток на выходе ТВУ 330 А	Ток на выходе ТВУ 450 А	Ток на выходе ТВУ 600 А
P_2 , Вт	1360	3945	8250	3615	7524	9855	11699
P_1 , Вт	1652,1	4532,6	9401,3	3839,6	7989,7	10491,5	12445,3
КПД на выходе ТВУ	0,82	0,87	0,87	0,94	0,94	0,94	0,94

Для сравнения, аналогичный ТВУ равной мощности, выполненный с магнитопроводом из аморфного сплава 1СР имеет КПД при напряжении питания 116 В, частоте 400 Гц и токах нагрузки 150 А – 0,82; 330 А – 0,85; 450 А – 0,84.

Таким образом, гибридный магнитопровод трансформатора позволяет использовать преимущества нескольких различных сплавов. В рассматриваемом случае получены значения потерь холостого хода, равные 20,4 Вт и тока холостого хода равного $I_{ХХ}=0,21$ А при 108 В и 800 Гц, а при 116,1 В и 400 Гц получены потери холостого хода 65,1 Вт и тока холостого хода $I_{ХХ}=1,413$ А. При подобном сравнении наблюдается снижение тока на 85%, а потерь на 68,7%, что подчеркивает перераспределение магнитных потоков в магнитопроводе трансформатора, а вместе с тем, и изменение магнитных сопротивлений в виду изменения напряженности магнитного поля. Немаловажно, что с ростом нагрузки разработанный вариант магнитопровода позволяет трансформатору становиться

энергоэффективнее за счет все того же перераспределения магнитных потоков между двумя материалами магнитной системы и в режимах, близких к номинальным нагрузкам и при небольших перегрузках имеет КПД выше аналога с магнитопроводом из аморфной стали в пределах 2-3%. Более того, работа трансформатора с такой магнитной системой в 12-пульсном преобразователе позволяет вести речь о высоком уровне электромагнитной совместимости с сетью, что подтверждают высокие показатели абсолютного коэффициента пульсаций в номинальном режиме работы, равного 0,04 для частоты 400 Гц и 0,087 для частоты 800 Гц. Такой подход позволяет существенно снизить издержки и повысить энергетические характеристики ТВУ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящая диссертация посвящена совершенствованию технических характеристик источников питания ЭТУИН для обеспечения согласования его с сетью и нагрузкой и повышения энергетической эффективности при каскадном соединении многофункциональных трансформаторов и полупроводниковых преобразователей энергии.

Основными результатами проделанной работы являются:

1. Сформулированы основные требования к входным многообмоточным и многофункциональным трансформаторам, в числе которых, кроме прямых функциональных требований, фигурируют необходимость обеспечения электромагнитной совместимости и согласования с сетью и нагрузкой, осуществление регулирования/стабилизации выходных параметров УЧФ, формирование входного напряжения на полупроводниковый преобразователь с минимальной величиной пульсаций, необходимость гальванической развязки с сетью и с нагрузкой.

2. Разработаны схемные решения источников питания, включающих каскадное соединение высокоэффективных многофункциональных и полупроводниковых преобразователей электроэнергии с улучшенными энергетическими характеристиками.

3. Разработаны и запатентованы уникальные технические решения выпрямительных систем для источников питания ЭТУИН, позволяющие обеспечивать преобразователь частоты выпрямленным напряжением, осуществить согласование источника с сетью и с нагрузкой. Кроме того, разработаны конструкции трансформаторов с гибридным магнитопроводом, с минимальным потоком рассеяния, с вращающимся магнитным полем, обеспечивающие повышение энергетических характеристик за счет перераспределения магнитных потоков, снижения потоков рассеяния за счет расчета обмотки по разработанной при участии автора методике, достижение симметричности токов и напряжений и

повышение качества электроэнергии за счет равенства средних длин линий магнитного потока.

4. Разработаны математическая и имитационная модель процесса намагничивания магнитопровода УЧФ с помощью аппроксимации по методу Бесселя. Полученная математическая модель при разбиении рассматриваемого периода перемагничивания на 16 равных частей позволяет получить решение с расхождением с экспериментальными данными в пределах 15%.

5. Сформированы и внедрены в учебный процесс методики расчета обмотки трансформатора, обладающего минимальным потоком рассеяния, и расчета гибридной магнитной системы выпрямительного трансформатора.

6. Получены результаты экспериментального исследования ТВУ с гибридным магнитопроводом, в ходе которого произведены замеры потерь холостого хода в магнитопроводе и впоследствии сопоставлены с результатами компьютерного моделирования. Полученные в результате моделирования значения находятся в пределах 10%-го отклонения от экспериментальных данных. Подтверждена работоспособность разработанного образца, доказана его энергетическая эффективность. КПД разработанного образца выше ближайшего аналога с магнитопроводом из аморфной стали марки 1СР в режимах перегрузки выше на 2-3%. Абсолютный коэффициент пульсаций при этом не превышает $k_{\Pi} = 0,04$ при частоте 400 Гц и $k_{\Pi} = 0,087$ при частоте 800 Гц. Результаты теоретических, прикладных и экспериментальных исследований в области гибридных магнитных систем выпрямительных трансформаторов высоко оценены научно-техническим советом и внедрены в АО УНПП «Молния».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Юдаев И. В., Живописцев Е. Н. Электрический нагрев: основы физики процессов и конструктивных расчетов: Учебное пособие. — СПб.: Издательство «Лань», 2022. — 196 с.: ил. — (Учебники для вузов. Специальная литература).
2. Установки индукционного нагрева: учеб. пособие / [В. С. Немков], В. А. Буканнин, М. В. Первухин [и др.]. - Красноярск : Сиб. федер. ун-т. 2018.-88 с.
3. Слухоцкий, А.Е. Индукторы / А.Е. Слухоцкий, под ред. А.Н. Шамова. – 5-е изд., перераб. и доп. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-е, 1989. – 69 с.: ил. — (Б-чка высокочастотника-термиста; Вып. 12).
4. Гайнетдинов, Т.А. Индукторно-трансформаторный комплекс для высокочастотной термообработки материалов (разработка и исследование): автореф. дис. ...канд. техн. наук: 05.09.03 / Гайнетдинов Тимур Айратович. – Уфа, 2010. – 19 с.
5. Totten G.E. Steel heat treatment: equipment and process design / G.E. Totten [etc.]; ed. by G.E. Totten. – Boca Raton [etc.]: CRC Press [etc.], 2007. – 714 p.
6. Земан, С.К. Формирование двухчастотных колебаний тока в системах индукционного нагрева / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов, А.В. Юшков // Известия Томского политехнического университета. – 2009. Т. 315. № 4. С. 105-111.
7. Pat. WO 1991/015935. IPC5 H05B 6/10 PCT/NO 1991/00053. Method and device for surface hardening of rotation symmetrical parts through inductive heating by means of at least two different frequencies / L. Markegard, W. Schwenk. Assert 10.04.1990; Publ. 17.10.1991. – 14 p.
8. Дзлиев, С.В. Принципы построения систем питания установок индукционной закалки зубчатых колес при двухчастотном нагреве / С.В. Дзлиев // Actual Problem Induction Heating 05: Матер. Междунар. конф. – СПб.: Издво СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – С. 193–201.

9. Pat. WO 2005/008876. IPC7 H02P PCT/US 2004/022238. Methods and systems for simultaneous multiple frequency voltage generation / В. Diong. Assert 09.07.2003; Publ. 09.07.2004. – 44 p.
10. Данилушкин, А.И. Оптимизация стационарного режима двухсекционного индукционного нагревателя / А.И. Данилушкин, В.А. Данилушкин, И.В. Васильев // Вопросы электротехнологии. – 2017. № 1 (14). С. 20-25.
11. Сафонов В.И. Электротехнологические установки: учебное пособие / В.И. Сафонов – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2014. – 124 с.
12. Силкин, Е.М. Параллельные инверторы напряжения для электротермии / Е.М. Силкин // Силовая электроника. – 2009. – №1. – С. 46–50.
13. Ромаш, Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Э.М. Ромаш – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.
14. Ловушкин, В.Н. Транзисторные преобразователи постоянного напряжения / В.Н. Ловушкин – М.: Энергия, 1967. – 112 с.
15. Беркович, Е.И. Тиристорные преобразователи высокой частоты / Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе. – Л.: Энергия, 1973. – 200 с.
16. Пейсахович, В.А. Оборудование для высокочастотной сварки металлов / В.А. Пейсахович. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 208 с.
17. Валенко, В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств / В.С. Валенко – М.: Додэка-XXI, 2001. – 368 с.
18. Розанов, Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
19. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному / Б.Ю. Семенов. – М.: Солон-Пресс, 2005. – 416 с.
20. Васильев, А. С. Статические преобразователи частоты для индукционного нагрева / А.С. Васильев. – М.: Энергоатомиздат, 1974. – 177 с.
21. Юдаев, И.В. Светотехника и электротехнология. Часть II «Электротехнология»: Электротермия: Курс лекций / И.В. Юдаев, А.М. Глушко. – Волгогр. гос. с.-х. акад., Волгоград, 2008 165 с.

22. Основные характеристики российской электроэнергетики // Официальный сайт Министерства энергетики Российской Федерации URL: <https://minenergo.gov.ru/node/532> (Дата обращения: 29.01.2020г.)
23. Мостовой, А. П. Повышение энергоэффективности нестационарных режимов индукционных нагревателей методического действия: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.10 / Мостовой Алексей Павлович. – Самара, 2015. – 147 с.
24. Кондратьев, Э.Ю. Электротермическая система обеспечения тепловых режимов оборудования нефтяных месторождений: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Кондратьев Эдуард Юрьевич. – Уфа, 2018. – 147 с.
25. Бежитский, С.С. Повышение технико-экономических показателей индукционных установок сквозного нагрева цветных металлов с использованием параметрической оптимизации / С.С. Бежитский, Е.А. Головенко, В.А. Горемыкин, Е.С. Кинев, Д.В. Хохлов // Сибирский журнал науки и технологий. 2010. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/povyshenie-tehniko-ekonomicheskikh-pokazateley-induktsionnyh-ustanovok-skvoznogo-nagreva-tsvetnyh-metallov-s-ispolzovaniem> (дата обращения: 30.01.2020).
26. Андрушкевич, В.В. Энергоэффективные технологии с применением индукционного нагрева в трубной промышленности: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.10 / Андрушкевич Владислав Витальевич. – СПб, 2016. – 141 с.
27. Злотников, И.И. Повышение эффективности работы устройств для индукционного нагрева / И. И. Злотников, И. В. Захаров // Вестник ГГТУ им. П.О. Сухого. 2015. №4 (63). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/povyshenie-effektivnosti-raboty-ustroystv-dlya-induktsionnogo-nagreva> (дата обращения: 30.01.2020).
28. Рогинская, Л.Э. Применение аморфных сплавов для улучшения энергетических показателей высокочастотных ферромагнитных модулей / Л.Э. Рогинская, А.С. Горбунов, А.А. Меднов // Архивариус. 2016. №9 (13). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/primenenie-amorfnyh-splavov-dlya>

uluchsheniya-energeticheskikh-pokazateley-vysokochastotnyh-ferromagnitnyh-moduley (дата обращения: 30.01.2020).

- 29.Малинов, В.Л. Источник питания установки индукционного нагрева / В.Л. Малинов, О.С. Савенко // ГВУЗ «Приазовский государственный технический университет». – 2016. №33. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/istochnik-pitaniya-ustanovki-induktsionnogo-nagreva> (дата обращения: 30.01.2020).
- 30.Esteve, V. Comparative study of a single inverter bridge for dual-frequency induction heating using Si and SiC MOSFETs / V. Esteve, J. Jordan, E. Sanchis-Kilders, E.J. Dede, E. Maset, J.B. Ejea, A. Ferreres // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. Т. 62. № 3. С. 1440-1450.
- 31.Голембиовский, Ю.М. Система адаптивного управления многомодульным преобразовательным комплексом для индукционной плавки металлов / Ю.М. Голембиовский, А.А. Костерев // Вестник Саратовского государственного технического университета. – 2013. Т. 3. № 1 (72). С. 102-107.
- 32.Гуляев, Е. Н. Электромагнитная совместимость полупроводниковых преобразователей с сетью и нагрузкой: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Гуляев Евгений Николаевич. – Уфа, 2010. – 19 с.
- 33.Колесниченко, А.Ф. Технологические МГД установки и процессы / А.Ф. Колесниченко. – Киев: Наукова думка, 1980.
- 34.Патент РФ на полезную модель №161623 U1 Умножитель частоты с расширенным частотным диапазоном / Л.Э. Рогинская, Р.Р. Исмагилов, А.Р. Латыпов. – Н02М 5/16 (2006.01). Заявка: 2015131607/07. заявл.: 29.07.2015 опубл.: 27.04.2016.
- 35.Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники: Учебник / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. Ч.1. – 199 с.
- 36.Исмагилов, Ф.Р. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике в вопросах и ответах: учеб. пособие / Ф.Р. Исмагилов, Д.В. Максудов. – Уфа: УГАТУ, 2005. – 85 с.

37. Жежеленко, И.В. Показатели качества электрической энергии и их контроль на промышленных предприятиях / И.В. Жежеленко. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 168 с.
38. ГОСТ 32144-2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. - М.: Стандартинформ, 2014. - 19 с.
39. ГОСТ 24376-91 Инверторы полупроводниковые. Общие технические условия. - М.: Издательство стандартов, 1991. – 30 с.
40. Нормы 8-95 с изменением №1 Радиопомехи промышленные. Электроустройства, эксплуатируемые вне жилых домов. Предприятия на выделенных территориях или в отдельных зданиях. Допустимые значения. Методы испытаний. – Москва, 1997 – 14 с.
41. Жежеленко, А.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / А.В. Жежеленко. - М.: Энергоатомиздат, 1994. - 272 с.
42. Грабовецкий, Г.В. Энергетический баланс как основа классификации вентильных преобразователей / Г.В. Грабовецкий, Г.С. Зиновьев, В.В. Семенов // Преобразовательная техника. – НЭТИ, Новосибирск, 1968. - Кн.1. - С. 6-20.
43. Зиновьев, Г.С. Проблемы энергооптимизации преобразовательных систем / Г.С. Зиновьев // Научный вестник НГТУ. - 1995. - Вып. 1. - С. 95-106.
44. Зиновьев, Г.С. Вентильные компенсаторы реактивной мощности, мощности искажений и мощности несимметрии на базе инвертора напряжения / Г.С. Зиновьев // Современные задачи преобразовательной техники. - Киев: ИЭД АН УССР, 1975. - Ч.2. - С. 247-252.
45. Зиновьев, Г.С. О работе инвертора напряжения в обращенном режиме / Г.С. Зиновьев // Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. - Киев: Наукова Думка. - 1973. - Ч.4. - С. 206-212.

46. Зиновьев, Г.С. Анализ инвертора напряжения как компенсатора реактивной мощности / Г.С. Зиновьев // Преобразовательная техника. – НЭТИ, Новосибирск, 1978. – С. 74-89.
47. Фаррахов, Д.Р. Система стабилизации напряжения и защиты магнитоэлектрического генератора: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Фаррахов Данис Рамилевич. – Уфа, 2016 – 142 с.
48. Джюджи, Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты / Л. Джюджи, Б. Пелли. - М.: Энергоатомиздат. - 1983. - 400 с.
49. Грабовецкий, Г.В. Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем / Г.В. Грабовецкий, О.Г. Куклин, С.А. Харитонов. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1997. - Ч.1. – 60 с.
50. Чехет, Э.М. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода / Э.М. Чехет, В.П. Мордач, В.Н. Соболев. - Киев: Наукова Думка. 1988. – 224 с.
51. Шидловский, А.К. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности / А.К. Шидловский, В.С. Федий. - Киев: Наукова Думка, 1980. - 304 с.
52. Патент РФ на изобретение №2368992 С1 Трехфазный компенсатор реактивной мощности и способ управления им / Л.Э. Рогинская, А.В. Стыскин, А.А. Караваев. – H02J3/18 (2006.01). Заявка: 2008116944/09; заявл.: 28.04.2008г. опубл.: 27.09.2009г.
53. Gyigyi, L. The unified power flow controller: a new approach to power transmission control. IEEE Trans. 1994. - V. EC - 9. - № 2. - P. 420-426.
54. Гельман, М.В. Тиристорные регуляторы переменного напряжения / М.В. Гельман, С.П. Лохов. - М.: Энергия. 1975. - 105 с.
55. Кобзев, А.В. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А.В. Кобзев, Ю.М. Лебедев, Г.Д. Михальченко и др. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 152 с.

56. Зиновьев, Г.С. Повышающие широтно-импульсные регуляторы переменного напряжения / Г.С. Зиновьев, А.Е. Обухов // Научный вестник НГТУ. - 1997. - № 3. - С. 111-120.
57. Маевский, О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей / О.А. Маевский. - М.: Энергия, 1978. - 320 с.
58. Денисов, В.Д. Вентильные преобразователи с улучшенным коэффициентом мощности / В.Д. Денисов, А.Н. Абрамов. - М.: Информэлектро, 1980. Ч. 1. - 72 с.
59. Зиновьев, Г.С. Основы преобразовательной техники. Ч.2. Выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности / Г.С. Зиновьев. – НЭТИ, Новосибирск, 1971. - 80 с.
60. Белкин, А.К. Тиристорные преобразователи частоты / А.К. Белкин, Т.П. Костюкова, Л.Э. Рогинская, А.А. Шуляк. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 263 с.
61. Официальный сайт «UltraFlex power technologies» [Электронный ресурс]. – URL: <https://ultraflexpower.com/induction-products/induction-heating-power-supplies/> (дата доступа: 01.07.2023).
62. Официальный сайт АО «РЭЛТЕК» [Электронный ресурс]. – URL: <http://reltec.biz/catalog/item/50> (дата доступа: 01.07.2023).
63. Официальный сайт ООО «Завод преобразователей частоты» [Электронный ресурс]. – URL: <https://ztvch.ru/tiristornyj-preobrazovatel-tpch/tpch-250-1-0.html> (дата доступа: 01.07.2023)
64. Официальный сайт «ROBOTERM» [Электронный ресурс]. – URL: <https://ru.roboterm.com/produkty/> (дата доступа: 12.10.2020).
65. Лавлесс, Дон Л. Обзор полупроводниковых источников питания для индукционного нагрева / пер. Ю.И. Болтовский, Г.И. Таназлы // Силовая электроника. – 2007. – № 4. – С. 73–76.
66. Гаммамат – продукция [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.gammamet.ru/ru/production.htm> (дата доступа: 12.12.2016).

67. Стародубцев, Ю.Н., Белозеров В.Я. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов / Ю.Н. Стародубцев, В.Я. Белозеров. – Екатеринбург: изд-во Урал. ун-та, 2002. – 384 с.
68. Стародубцев, Ю.Н. Аморфные металлические материалы / Ю.Н. Стародубцев, В.Я. Белозеров // Силовая электроника. – 2009. – № 2. – С. 35–40.
69. M. Rastogi, R. N. Osman, P. W. Hammond, M. F. Aiello, Three-phase multi-winding device, US Patent No. 7,948,340 (24 May 2011).
70. Шабанов, В.А. Сравнительный анализ конструктивных решений входных многообмоточных трансформаторов для многоуровневых преобразователей частоты / В.А. Шабанов, М.И. Хакимьянов // Электронный научный журнал "Нефтегазовое дело". 2012. №2. С. 12-21. URL: http://www.ogbus.ru/authors/Shabanov/Shabanov_10.pdf.
71. Тихомиров, П.М. Расчет трансформаторов: учебное пособие для студентов электротехнических и электромеханических специальностей вузов / П. М. Тихомиров. - Изд.7-е. - Москва : Ленанд, 2014. - 526, [1] с. : ил., табл.; 22 см.; ISBN 978-5-9710-1124-8 (в пер.)
72. Справочник по средствам автоматики / под ред. В.Э. Низэ и И.В. Антика. – М.: Энергоатомиздат, 1983. 504 с., ил.
73. Ядыкин, В.И., Ерина М.А., Рыльков К.П., Макаров В.П. Удвоитель частоты Патент № 2 279 177 Оpubл. 27.06.2006г Заявка от 09.03.2005г
74. Рогинская, Л.Э. Расширение частотного диапазона полупроводниковых преобразователей частоты для электротехнологических установок, включающих индукционный нагрев, с помощью многофункциональных трансформаторов / Л.Э. Рогинская, Р.Р. Исмагилов, Ю.В. Рахманова // Вестник Чувашского университета. – 2015. – № 1. – С. 96–103.
75. Рогинская, Л.Э. Многофункциональные силовые трансформаторные модули / Л.Э. Рогинская, Р.Р. Исмагилов // Электронные устройства и системы: межвуз. сб. Уфа: УГАТУ, 2008. – С. 54–58.

- 76.Меднов, А.А. Расширение частотного диапазона при каскадном соединении полупроводникового умножителя частоты и многофункционального трансформатора / А.А. Меднов, А.Х. Минияров // Повышение надежности и энергоэффективности электротехнических систем и комплексов Межвузовский сборник научных трудов (с международным участием). 2016. – С. 402–405.
- 77.Розанов, Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.: ил.
- 78.Розанов, Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергия, 1979г. – 392с.
- 79.Щуров, Н.И. Синтез и анализ многофазных вентильных преобразователей: монография / Н.И. Щуров, С.В. Мятаж. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2020.– 202с. – (Монографии НГТУ).
- 80.RailCorp Engineering Standard — Electrical Rectifier Transformer & Rectifier Characteristics 2013 p.20 (EP 03 00 00 01 TI rectifier transformer & rectifier characteristics Version 3.1 Issued May 2013 Owner: Chief Engineer, Electrical Approved by: Neal Hook Chief Engineer Electrical Authorised by:Neal Hook Chief)
- 81.Li Donglin. Tertiary winding multi-stage coarse and fine continuous voltage adjustment rectifier transformer CN101819854A от 01.09.2010г.
- 82.Рогинская Л.Э., Горбунов А.С., Меднов А.А. Обмотка трансформатора Патент на полезную модель №194636 U1 H01F 30/04 (2006.01) H01F 5/04 (2006.01). заявл.: 14.01.2019г. опубл.: 18.12.2019г.
- 83.Исмагилов Ф.Р., Хайруллин И.Х., Вавилов В.Е., Гусаков Д.В., Минияров А.Х., Меднов А.А. Магнитопровод трансформатора (варианты) Патент на изобретение №2656861 C1 от 07.06.2018г.
- 84.Бамдас, А.М. Ферромагнитные умножители частоты / А.М. Бамдас, И.В. Блинов, Н.В. Захаров, С.В. Шапиро – М.: Энергия, 1968. – 168 с.

85. Латыпов, А.Р. Высокочастотный многофункциональный источник питания для электротехнологии: дис. ... канд. техн. наук 05.09.03 / Латыпов Айдар Рифович. – Уфа. – 2018 – 156 с.
86. Белополюский, И.И., Каретникова Е.И., Пикалова Л.Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности / И. И. Белополюский, Е. И. Каретникова, Л. Г. Пикалова. - 3-е изд., стер., перепеч. с изд. 1973 г. - Москва : Альянс, 2008. - 398 с. : ил., табл.; 22 см.
87. Рогинская, Л.Э. Исследование работы многофункциональных трансформаторов в качестве устройств обеспечения электромагнитной совместимости / Л.Э. Рогинская, А.Р. Латыпов, А.А. Меднов, А.Х. Минияров // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. 2017. № 21. С. 36-48.
88. Рогинская, Л.Э. Выбор параметров многофункционального трансформатора / Л.Э. Рогинская, А.Р. Латыпов, А.А. Меднов // Вестник Московского энергетического института. Вестник МЭИ. 2019. № 1. С. 61-68.
89. Ismagilov, F.R. Research of materials for high temperature electromechanical energy converter / F.R. Ismagilov, V.E. Vavilov, A.K. Miniyarov, A.A. Mednov // Solid State Phenomena. – 2017. – Vol. 265. – PP. 385-391.
90. Рогинская, Л.Э. Преобразователи частоты для электротехнологических процессов, включающих индукционный нагрев / Л.Э. Рогинская, А.С. Горбунов, А.А. Меднов // Интеллектуальная электротехника. 2021. № 2 (14). С. 72-82.
91. Рогинская, Л.Э. Внешняя характеристика многофазных выпрямителей для электротехнологии / Л.Э. Рогинская, А.А. Меднов // В сборнике: Завалишинские чтения 20. Сборник докладов. 2020. С. 265-268.
92. Меднов, А.А. Аналитическое определение оптимальных соотношений материалов гибридных магнитных систем / А.А. Меднов, И.Ф. Саяхов, А.Х. Минияров // Инновации в информационных технологиях, машиностроении и автотранспорте (ИИТМА-2020). сборник материалов IV Международной

научно-практической конференции с онлайн-участием. Кемерово, 2020. С. 336-338.

93. Меднов, А.А. Трансформатор для трансформаторно-выпрямительных устройств нового поколения / А.А. Меднов // Гагаринские чтения - 2020. Сборник тезисов докладов. 2020. С. 569-570.
94. Меднов, А.А. Выпрямительный трансформатор с минимальным потоком рассеяния / А.А. Меднов // Гагаринские чтения - 2019. Сборник тезисов докладов XLV Международной молодежной научной конференции. Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет). 2019. С. 465-466.
95. Каримов, Р.Д. Моделирование магнитной системы трансформатора с вращающимся магнитным полем / Р.Д. Каримов, А.А. Меднов // Новые импульсы развития: вопросы научных исследований. Сборник статей VI Международной научно-практической конференции в 2-х частях. Саратов, 2020. С. 96-100.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

РАСЧЕТ ГИБРИДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Расчет выполнен в рамках договорных работ при выполнении составной части научно-исследовательской и опытно-конструкторской работы «Создание демонстраторов трансформаторов и дросселей с применением аморфной стали для перспективной системы электроснабжения», выполняемой для АО «УАПО».

Исходные данные:

$$S=10,5 \text{ кВА};$$

$$U_{\text{ВН}}=115/200 \text{ В};$$

$$U_d=27 \text{ В};$$

$$f=360 \text{ Гц};$$

$$\text{Нагрузка } P_d=9 \text{ кВт}.$$

Обмотка ВН соединена в звезду, имеются две вторичные обмотки со схемой соединения звезда (НН1) и треугольник (НН2).

Электромагнитный расчёт:

$$I_d = \frac{9000}{27} = 333,33 \text{ В}$$

Действующее значение линейного тока вентильных обмоток

$$I_{21л} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{333,3}{2} = 136,08 \text{ А}$$

$$I_{22л} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{333,3}{2} = 78,56 \text{ А};$$

Действующее значение первичного тока

$$I_{1л} = 1,577 \cdot \frac{333,33}{9,527 \cdot 2} = 27,52 \text{ А};$$

Для мостовой схемы соединения действующее значение фазных напряжений определяется

$$U_{21\phi} = \frac{U_d + U_v}{2,34} = \frac{27 + 2 \cdot 0,63}{2,34} = 12,07 \text{ В}$$

$$U_{22\phi} = \frac{U_d + U_v}{1,35} = \frac{27 + 2 \cdot 0,63}{1,35} = 20,93 \text{ В}$$

Коэффициент трансформации

$$k_{mp} = \frac{115}{12,07} = 9,53;$$

Находим основной расчётный параметр трансформатора

Выбираем магнитопровод формы, показанной на рисунке 1. Площадь сечения с учетом коэффициента заполнения $S_c = 7,9 \text{ см}^2$, $C = 26 \text{ мм}$, $A = 26 \text{ мм}$, $B = 77 \text{ мм}$, $h = 38 \text{ мм}$.

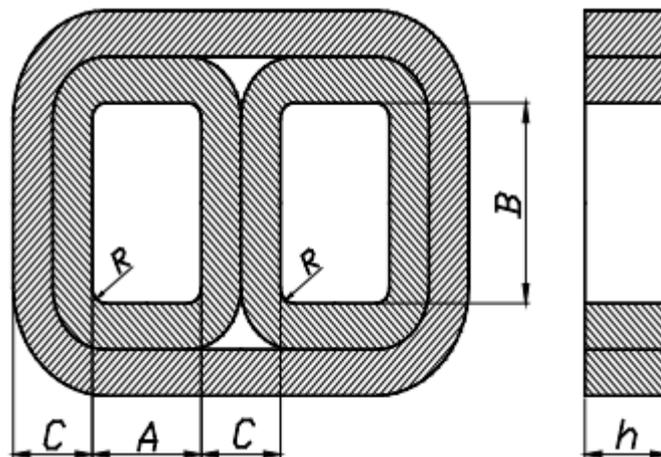


Рисунок 1 –Магнитопровод трёхстержневой формы

$$S_{акт} = C \cdot h \cdot k_3 = 26 \cdot 38 \cdot 0,8 = 7,9 \text{ см}^2$$

$$k_3 = 0,8$$

Расчетные параметры приведены для режима при частоте $f = 360 \text{ Гц}$

ЭДС в первичной обмотке трансформатора E_1 , В

$$e = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot S_{cm} = 4,44 \cdot 360 \cdot 1,85 \cdot 7,9 \cdot 10^{-4} = 2,326 \text{ В}$$

Предварительное число витков в первичной обмотке

$$w_1 = \frac{E_1}{e} = \frac{115}{2,326} = 49,44 \text{ витка}$$

принимаем 49 витков

Предварительное число витков во вторичной обмотке

$$w_{22} = \frac{E_2}{e} = \frac{20,93}{2,326} = 8,96 \text{ витка}$$

принимаем число витков 9.

$$w_{21} = \frac{12,07}{2,326} = 5,18 \text{ витка}$$

Принимается число витков равное 5

Уточненное число витков в первичной обмотке

$$w_1 = 49 \cdot \frac{9}{8,96} = 49,22 \approx 49$$

принимаем 49 витков.

$$w_{22} = 5 \cdot \frac{9}{8,96} = 5,02 \approx 5$$

Принимается число витков равное 5

Уточняем

$$e_{ym} = 2,326 \cdot \frac{8,96}{9} = 2,316 \text{ В}$$

$$B_{ym} = 1,85 \cdot \frac{8,96}{9} = 1,842 \text{ Тл}$$

Расчёт обмоток

Обмотка ВН

Плотность тока 8 А/мм²

$$S_{np} = \frac{27,52}{8} = 3,44 \text{ мм}^2$$

Выбираем круглый провод сечением $S=3,45$ мм, $d=1,6$ мм, 2 параллельные жилы, многослойная цилиндрическая обмотка.

Определяем фактическое значение плотности тока

$$j_1 = \frac{27,52}{3,45} = 7,977 \text{ А / мм}^2$$

Количество витков в слое

$$w_{сл} = \frac{75}{3,34} - 1 = 21,45 \text{ ВИТКОВ}$$

$$n_{сл} = \frac{49}{22} = 2,23 \approx 3 \text{ слоя}$$

Осевой размер витка

$$l_1 = 3,34 \cdot (22 + 1) \cdot 1,67 = 77,15 \text{ мм}$$

Радиальный размер

$$a_1 = 1,67 \cdot 3 = 5,01 \text{ мм}$$

НН1 (соединение треугольник)

Плотность тока 8 А/мм²

$$S_{нр} = \frac{78,56}{8} = 9,82 \text{ мм}^2$$

Выбираем круглый провод сечением $S=10,055 \text{ мм}^2$, $d=1,67 \text{ мм}$, 5 параллельных жил, однослойная цилиндрическая обмотка.

Определяем фактическое значение плотности тока

$$j_1 = \frac{78,56}{10,055} = 7,81 \text{ А / мм}^2$$

Осевой размер обмотки

$$l_1 = 8,35 \cdot (8 + 1) \cdot 1,05 = 78,91 \text{ мм}$$

НН2 (соединение звезда)

Плотность тока 8 А/мм²

$$S_{нр} = \frac{136,08}{8} = 17,01 \text{ мм}^2$$

Выбираем круглый провод $S=18,099 \text{ мм}^2$, $d=1,6 \text{ мм}$, 9 параллельных жил, однослойная цилиндрическая обмотка.

Определяем фактическое значение плотности тока

$$j_1 = \frac{136,08}{18,099} = 7,52 \text{ А / мм}^2$$

Осевой размер обмотки

$$l_1 = 15,03 \cdot (3 + 1) \cdot 1,05 = 63,13 \text{ мм}$$

Радиальные размеры обмоток

$$a_1 = 3,34 \text{ мм}$$

$$a_2 = 1,67 \text{ мм}$$

$$a_3 = 3,34 \text{ мм}$$

Средние линии обмоток

$$l_{cp1} = 2(26,6 + 38,6 + 3,14 \cdot \frac{3,34}{2}) = 140,89 \text{ мм}$$

$$l_{cp2} = 2(33,98 + 47,28 + 3,14 \cdot \frac{1,67}{2}) = 167,76 \text{ мм}$$

$$l_{cp3} = 2(38,02 + 52,62 + 3,14(\frac{3,34}{2})) = 191,77 \text{ мм}$$

Масса металла обмоток

$$M_{m1} = 140,89 \cdot 49 \cdot 36,07 \cdot 10^{-6} = 0,249 \text{ кг};$$

$$M_{m2} = 167,76 \cdot 9 \cdot 89,41 \cdot 10^{-6} = 0,135 \text{ кг};$$

$$M_{m3} = 191,77 \cdot 5 \cdot 160,6 \cdot 10^{-6} = 0,154 \text{ кг};$$

$$M = 0,249 \cdot 3 + 0,135 \cdot 3 + 0,154 \cdot 3 = 0,747 + 0,405 + 0,462 = 1,614 \text{ кг}$$

Потери в обмотках при температуре 200 °С

$$P_{m1} = 3,3 \cdot (7,977)^2 \cdot 0,249 = 47,5 \text{ Вт}$$

$$P_{m21} = 3,3 \cdot 7,81^2 \cdot 0,135 = 27,2 \text{ Вт}$$

$$P_{m22} = 3,3 \cdot 7,52^2 \cdot 0,154 = 28,7 \text{ Вт}$$

Суммарные потери

$$P_M = 47,5 \cdot 3 + 27,2 \cdot 3 + 28,7 \cdot 3 = 310,2 \text{ Вт}$$

Масса стали

$$M_{cb} = 7600 \cdot 0,8 \cdot 9,88 \cdot 210,7 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-3} = 1,26 \text{ кг}$$

$$M_{ca} = 7600 \cdot 0,8 \cdot 9,88 \cdot 309,51 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-3} = 1,86 \text{ кг}$$

$$M_c = 1,26 + 1,86 = 3,12 \text{ кг}$$

Потери в стали

$$p_c = p_{1,5/360} \cdot M_c = (3,1 + 33,4) / 2 \cdot 3,12 = 57 \text{ Вт}$$

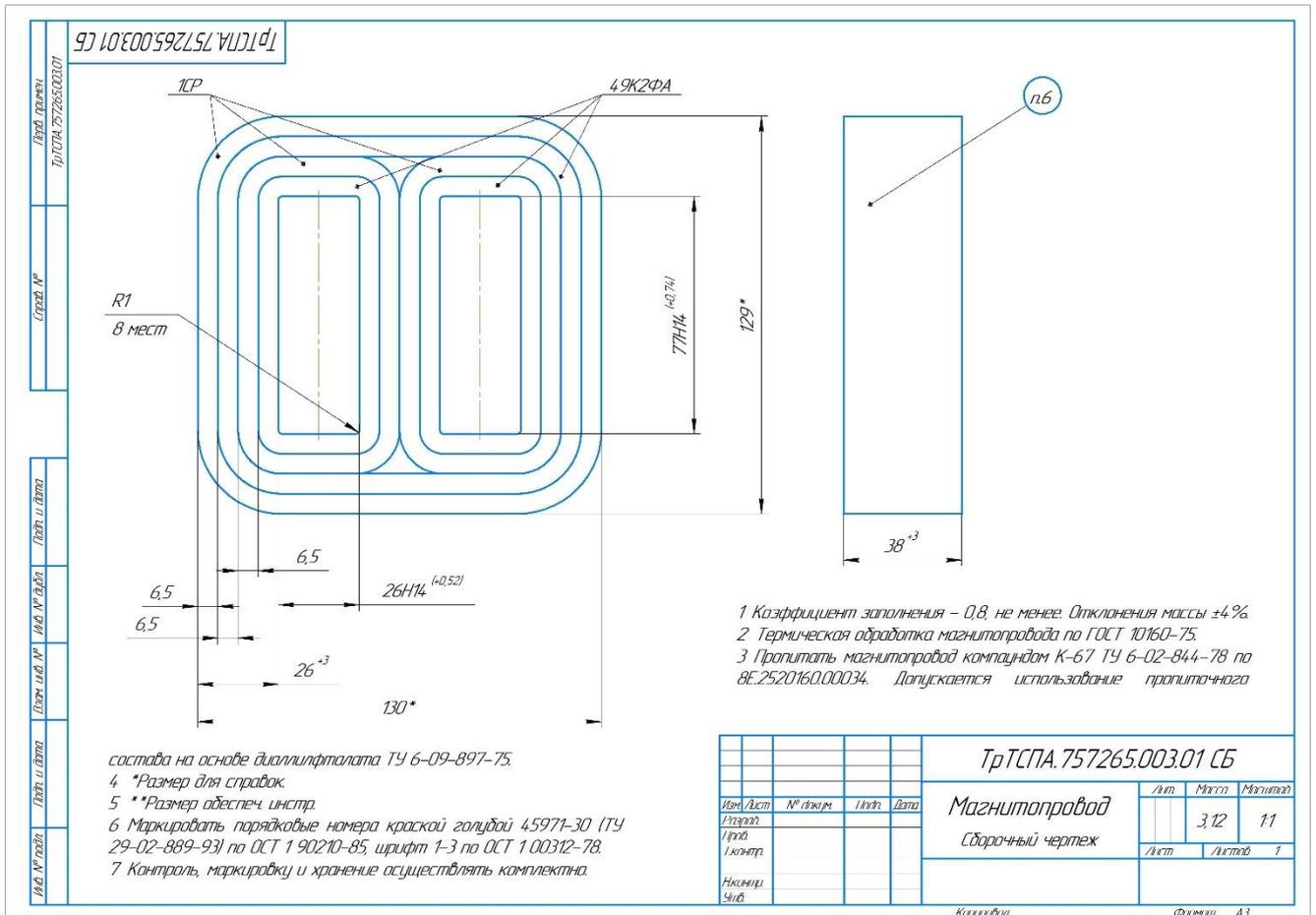


Рисунок 2 – Магнитопровод ленточный для трансформатора ТрТСПА-10,5-115 (360-800 Гц)

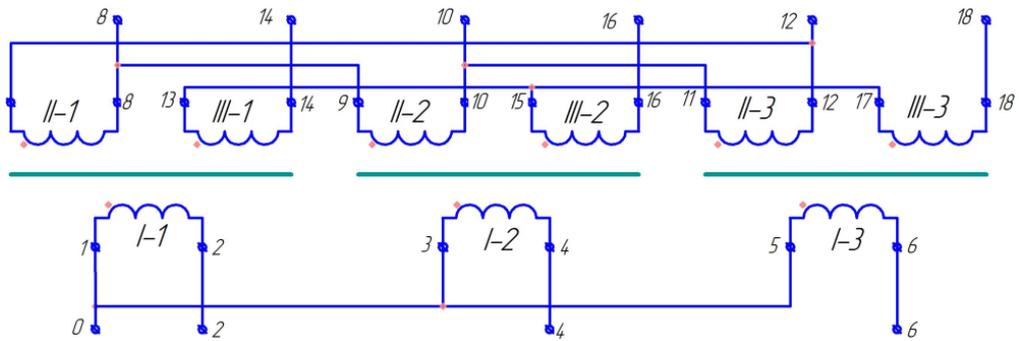


Рисунок 3 – Схема соединения обмоток трансформатора ТрТСПА-10,5-115 (360-800 Гц)

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

Трёхфазный источник питания переменного тока Croma 61612

Модель	61611	61612	61611+A615103	61612+A615103
Число выходных фаз	1 или 3, на выбор			
Номинальные параметры (переменный ток)				
Мощность, кВА	12	18	30	36
Мощность в одной фазе, кВА	4	6	10	12
Напряжение				
Предел, В	150 / 300 / Auto			
Погрешность	0,2%+0,2% F.S.			
Дискретность, В	0,1			
К-т искажений	0,3% при 50-60 Гц / 1% при 15~1 кГц / 1,5% при 1 кГц			
Нестабильность по сети питания	0,1 %			
Нестабильность по нагрузке	0,2%			
Температурный к-т	0,02% на один градус, начиная от 25°C			
Максимальный ток (в однофазном режиме)				
Действ. значение, А	96 / 48	144 / 72	240 / 120	288 / 144
Пиковое значение (CF=4), А	384 / 192	576 / 288	960 / 480	1152 / 576
Максимальный ток (каждой фазы в трёхфазном режиме)				
Действ. значение, А	32 / 16	48 / 24	80 / 40	96 / 48
Пиковое значение (CF=4), А	128 / 64	192 / 96	320 / 160	384 / 192
Частота				
Диапазон, кГц	DC, 15~1 кГц			
Погрешность	0,15%			
Фазовый угол				
Диапазон	0 ~ 360°			
Дискретность	0.3°			
Погрешность	<0.8° при 50/60 Гц			
Выходное напряжение постоянного тока (однофазный режим)				
Мощность, кВт	6	9	15	18

Напряжение, В	212 / 424			
Ток, А	48 / 24	72 / 36	120 / 60	144 / 72
Выходное напряжение постоянного тока (трёхфазный режим)				
Мощность, кВт	2	3	5	6
Напряжение, В	212 / 424			
Ток, А	16 / 8	24 / 12	40 / 20	48 / 24
Напряжение электропитания переменного тока				
Тип подключения	3-фазное, Δ или Y			
Диапазон напряжений, В	90~250 В, (Δ: L-L, Y: L-N)			
Диапазон частот, Гц	47-63			
Максимальный ток, А	Δ: 80 Y: 70	Δ: 120 Y: 90	Δ: 200 Y: 160	Δ: 240 Y: 180
Измерения				
Напряжение				
Предел, В	150 / 300			
Погрешность	0,2%+0,2% F.S.			
Разрешение, В	0,1			
Ток				
Предел, А	128 / 32 / 8	192 / 48 / 12	320 / 80 / 20	384 / 96 / 24
Погрешность (r.m.s.)	0,4%+0,3% F.S.			
Погрешность (пик.)	0,4%+0,6% F.S.			
Разрешение, А	0,1			
Мощность				
Погрешность	0,4%+0,4% F.S.			
Разрешение, Вт	0,1			
КПД	0,75			
Защита	UVP, OCP, OPP, OTP, FAN			
Интерфейс	GPIB, RS-232, USB, Ethernet (стандартный)			
Безопасность и ЭМС	CE			
Размеры (ВхШхГ), мм	1163x546x700		1163x546x700 x 2 модуля	
Вес, кг	229,4	242,4	480	495

Термопара К-типа МЕТЕОН 26001

Зонд	К-типа
Температурный диапазон	от -50 до + 400°C
Погрешность	не более 5%
Тип разъема	К-тип штекер
Диаметр зонда	3 мм
Длина зонда	12 мм
Длина провода	92 см
Вес	10 г

Мультиметр цифровой MASTECH M9508

Разрядность	2000 отсчетов
Измеряемое напряжение постоянного тока с точностью в указанных пределах	от 200 мВ до 200В: $\pm 0,5\%$, при 1000 В: $\pm 0,8\%$
Измеряемое напряжение переменного тока с точностью в указанных пределах	при 200 мВ: $\pm 1,2\%$, от 2 В до 200 В: $\pm 0,8\%$, при 700В: $\pm 1,2\%$
Измеряемое значение постоянного тока с точностью в указанных пределах	от 2 мА до 20 мА: $\pm 0,8\%$, при 200 мА: $\pm 1,2\%$, при 20 А: $\pm 2,0\%$
Измеряемое значение переменного тока с точностью в указанных пределах	при 200 мА: $\pm 1,8\%$, при 20 А: $\pm 3,0\%$
Измеряемое значение сопротивления с точностью в указанных пределах	от 200 Ом до 2МОм: $\pm 0,8\%$, при 20 МОм: $\pm 1,0\%$
Измеряемое значение емкости конденсаторов с точностью в указанных пределах	от 2 нФ до 20 мкФ: $\pm 4,0\%$
Измеряемое значение частоты с точностью в указанных пределах	до 20 кГц: $\pm 1,5\%$
Измеряемое значение температуры	-20°C ~ 1000°C
Измеряемое значение коэффициента усиления транзисторов по току	1-1000
Режим HOLD	+
Диодный тест, прозвонка соединений	+

Диоды Шоттки марки STPS24045TV

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	45	V	
$I_{F(RMS)}$	Forward rms current	170	A	
$I_{F(AV)}$	Average forward current, $\delta = 0.5$, square wave	$T_C = 80^\circ\text{C}$ Per diode	120	A
		$T_C = 70^\circ\text{C}$ Per device	240	
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10\text{ ms sinusoidal}$	1500	A
P_{ARM}	Repetitive peak avalanche power	$t_p = 10\ \mu\text{s}, T_J = 125^\circ\text{C}$	3096	W
T_{stg}	Storage temperature range	-55 to +150		°C
T_J	Maximum operating junction temperature ⁽¹⁾	150		°C

ПРИЛОЖЕНИЕ В

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

АО УНПП «Молния», г. Уфа

Дорфман Б. С.

« 09 » 2022 г.



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Меднова А. А.

Мы, нижеподписавшиеся, составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Меднова А. А. внедрены и используются в АО УНПП «Молния», а именно:

— разработка и экспериментальное исследование выпрямительных трансформаторов с гибридными магнитопроводами из аморфных и прецизионных сплавов для трансформаторно-выпрямительных устройств в качестве источника вторичного электропитания в системе электроснабжения.

С использованием результатов исследований диссертационной работы Меднова А.А., в рамках договора АП-ЭМ-10-18-ХК, на базе АО УНПП «Молния» для испытания аварийной системы генерирования летательного аппарата был разработан стенд, в составе оборудования которого входит трансформаторно-выпрямительное устройство с трансформатором, обладающим гибридной магнитной системой. Работа стенда, а вместе с тем и применяемого трансформатора, при испытаниях системы генерирования на основе генератора ГСА и блока ПЧА показали высокую эффективность технических решений, предложенных Медновым А. А.

Начальник отдела 175

A handwritten signature in blue ink, consisting of stylized letters.

В. Е. Балахонцев

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе

ФГБОУ ВО УГАТУ

Елизарьев А.Н.

2022 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Меднова А. А. на тему «Преобразователь параметров электроэнергии на базе полупроводниковых преобразователей и многофункциональных трансформаторов» в учебный процесс

Мы, нижеподписавшиеся, составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Меднова А. А. на тему «Преобразователь параметров электроэнергии на базе полупроводниковых преобразователей и многофункциональных трансформаторов» используются в лекционных курсах, а также при дипломном и курсовом проектировании, а именно:

— Обобщенная методика расчета обмотки, позволяющая определить обмоточные данные выпрямительного трансформатора с минимальным потоком рассеяния, и обобщенная математическая модель, описывающая процесс намагничивания магнитопровода ферромагнитного умножителя частоты, используются в лекционных курсах «Теория электромеханических преобразователей энергии» по направлению подготовки 13.05.02 «Специальные электромеханические системы».

— Обобщенная методика расчета гибридной магнитной системы выпрямительного трансформатора для трансформаторно-выпрямительного устройства используется в процессе дипломного проектирования, а также при курсовом проектировании по дисциплине «Теория электромеханических преобразователей энергии» по направлению подготовки 13.05.02 «Специальные электромеханические системы».

Зав. кафедрой электромеханики,
д.т.н., доцент

В. Е. Вавилов

Начальник Учебного управления,
к.т.н., доцент

Ю. В. Рахманова

Декан ф-та авионики, энергетики
и инфокоммуникаций
к.т.н., доцент

Ю.О. Уразбахтина