

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

Одесский национальный политехнический университет

Кафедра электрических машин

На правах рукописи

Насыпаная Елена Петровна

УДК 621.314.2

**МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОЕКТНЫЙ СИНТЕЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ
ТРАНСФОРМАТОРОВ С ЦИЛИНДРИЧЕСКИМИ СЛОЕВЫМИ
ОБМОТКАМИ**

05.09.01 – Электрические машины и аппараты

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель

Пуйло Глеб Васильевич,

доктор технических наук, профессор

Одесса – 2015

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	6
ВВЕДЕНИЕ	7
РАЗДЕЛ 1. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ УДЕЛЬНЫХ ПОТЕРЬ И НАМАГНИЧИВАЮЩЕЙ МОЩНОСТИ В НИХ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТАХ.....	14
1.1. Основные виды современных электротехнических сталей и их электромагнитные свойства.....	14
1.2. Существующие методы расчета удельных потерь в электротехнических сталях.....	20
1.3. Разработка математической модели удельных потерь и намагничивающей мощности в электротехнических сталях.....	27
1.3.1. Методика и алгоритм определения удельных потерь в электротехнических сталях.....	40
1.3.2. Математическая модель и алгоритм определения намагничивающей мощности в электротехнических сталях.....	44
Выводы по разделу 1.....	50
РАЗДЕЛ 2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ.....	52
2.1. Общие положения	52
2.2. Обобщенная математическая модель трансформатора.....	56
2.2.1. Приведение параметров реальных обмоток n -обмоточного трансформатора к параметрам эквивалентной обмотки.....	56
2.3. Зависимости между геометрией элементов активной части трансформатора и его параметрами.....	63
2.3.1. Площадь поперечного сечения стержня магнитной системы и длина ее образующей.....	63
2.3.2. Основные размеры и масса магнитной системы.....	65

	3
2.3.3. Основные размеры и масса проводникового материала цилиндрических слоевых обмоток.....	68
2.3.4. Математическая модель тепловой нагрузки обмоток.....	70
2.3.5. Зависимость размеров и параметров n -обмоточного трансформатора от напряжения рассеяния.....	73
2.3.6. Суммарный радиальный размер обмоток на фазу.....	75
2.3.7. Оптимизирующие соотношения размеров поперечного сечения стержня магнитной системы.....	76
2.4. Математическая модель потерь холостого хода.....	77
2.5. Математическая модель потерь в обмотках.....	78
2.6. Критерии проектной оптимизации.....	79
Выводы по разделу 2.....	90
РАЗДЕЛ 3. ОПТИМИЗАЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ СТАНДАРТНОЙ И ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ.....	91
3.1. Постановка задачи оптимального проектного синтеза трансформаторов.....	91
3.2. Организация процесса проектного синтеза и оптимизации трансформаторов.....	93
3.3. Анализ математических моделей и обоснование выбора метода оптимизации.....	96
3.4. Проектный синтез трансформаторов стандартной и повышенной частоты с магнитной системой из различных электротехнических сталей и обмотками из традиционных проводниковых материалов.....	99
3.4.1. Выбор рациональной марки электротехнической стали трансформаторов стандартной и повышенной частоты.....	104
3.4.2. Оптимизация рабочей частоты силовых трансформаторов с обмотками из традиционных проводниковых материалов.....	113
Выводы по разделу 3.....	120

РАЗДЕЛ 4. СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ СТАНДАРТНОЙ И ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ С ОБМОТКАМИ ИЗ ПРОВОДА С ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОЙ СВЕРХПРОВОДИМОСТЬЮ	121
4.1. Анализ возможных конструктивных решений для компоновки магнитных систем и обмоток трансформатора из высокотемпературных сверхпроводников.....	126
4.2. Оптимизация параметров ряда трансформаторов с обмотками из высокотемпературных сверхпроводников.....	131
4.3. Сравнение оптимальных вариантов трансформаторов с высокотемпературными сверхпроводниковыми обмотками и обмотками из традиционных проводниковых материалов.....	139
Выводы по разделу 4.....	149
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	150
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	155
ПРИЛОЖЕНИЕ А Зависимости фактора формы для некоторых видов электротехнических сталей при изменении частоты.....	179
ПРИЛОЖЕНИЕ Б Зависимости $p_{уд} = f(B)$ для некоторых видов электротехнических сталей при изменении частоты.....	180
ПРИЛОЖЕНИЕ В Методика расчета удельных потерь в стыках магнитных систем при различных частотах.....	181
ПРИЛОЖЕНИЕ Г Зависимости $q_{нам} = f(B)$ для некоторых видов электротехнических сталей при изменении частоты.....	183
ПРИЛОЖЕНИЕ Д Обобщенная математическая модель системы обмоток трансформатора при использовании обмоток из различных материалов.....	184
ПРИЛОЖЕНИЕ Е Формулы перехода от обобщенных параметров к параметрам реальных обмоток на примере 2-х обмоточного трансформатора.....	187
ПРИЛОЖЕНИЕ Ж Математические модели масс магнитных систем трансформаторов.....	190

ПРИЛОЖЕНИЕ К	Коэффициенты формы ψ' и отношение размеров α' для различных видов форм поперечного сечения обмоток.....	201
ПРИЛОЖЕНИЕ Л	Методика расчета потерь в МС с учетом влияния изменения рабочей частоты.....	203
ПРИЛОЖЕНИЕ М	Определение добавочных потерь в цилиндрических слоевых обмотках.....	205
ПРИЛОЖЕНИЕ Н	Методика расчета полной капитализированной стоимости....	212
ПРИЛОЖЕНИЕ Р	Схема технологического комплекса производства высокотемпературных сверхпроводников 1G и их характеристики.....	213
ПРИЛОЖЕНИЕ С	Технологический комплекс производства высокотемпературных сверхпроводников 2G и их характеристики.....	218
ПРИЛОЖЕНИЕ Т	Основные характеристики криогенных установок.....	221
ПРИЛОЖЕНИЕ Ф	Зависимости ориентировочных значений критической, рабочей плотностей тока и составляющих потерь короткого замыкания в обмотках из высокотемпературных сверхпроводников от составляющих магнитного поля рассеяния.....	224
ПРИЛОЖЕНИЕ Х	Доли стоимостей составляющих элементов трансформаторов 400/10 с высокотемпературными сверхпроводниковыми обмотками в полной капитализированной стоимости при 50 Гц и оптимальной частоте.....	226
ПРИЛОЖЕНИЕ Ц	Акт внедрения результатов диссертации	227

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ЭТС	Электротехническая сталь
ИЭТС	Изотропная электротехническая сталь
АЭТС	Анизотропная электротехническая сталь
ТУ	Трансформаторные устройства
МС	Магнитная система
ПМ	Проводниковый материал
ВТСП	Высокотемпературный сверхпроводник
ММ	Математическая модель
ЭМП	Электромагнитные преобразователи
ЭУ	Электромагнитные устройства
ИП	Исследовательское проектирование
ЦПС	Циклический по координатам спуск
УП	Управляемые переменные

ВВЕДЕНИЕ

Важнейшей проблемой современной электроэнергетики является проблема снижения затрат ресурсов и потерь энергии при ее производстве и распределении. Особое значение эта проблема имеет для энергетических систем Украины в связи с необходимостью скорейшего технического переоснащения распределительных электросетей и ввода в эксплуатацию новых трансформаторных мощностей и линий электропередач.

Потери электрической энергии в распределительных сетях Украины составляют около 20% от всей отпущенной с шин электростанций. Около 40% этих потерь составляют потери в трансформаторах напряжением 6-35 кВ [86].

Вследствие многократной трансформации электрической энергии, на производство электромагнитных устройств (ЭУ) расходуются сотни тысяч тонн электротехнических материалов (электротехнической стали, меди, алюминия и др.), значительная часть которых вкладывается в трансформаторы. Большое количество этих материалов расходуется также при производстве силовых трансформаторов для морских и наземных транспортных средств, сварочных и других устройств.

Поэтому задача совершенствования силовых общепромышленных трансформаторов и трансформаторов специального назначения на основе использования наиболее перспективных тенденций и инновационных технических решений в трансформаторостроении является весьма актуальной.

Анализ мировых достижений в трансформаторостроении показал, что ведущими мировыми научно-исследовательскими и трансформаторостроительными фирмами создан мощный арсенал перспективных электротехнических материалов, технологий и технических решений для всех компонентов трансформаторов. Эти инновации направлены на снижение уровня потерь, расхода электротехнических материалов, повышения надежности и экологичности. Однако возможности эффективного использования инновационных достижений всегда обусловлены комплексом организационных,

технологических, экологических и других факторов и должны быть экономически обоснованы в условиях конкретной производственной и экономической ситуации.

Поэтому необходим анализ того, какое сочетание перспективных технических мероприятий наиболее эффективно в условиях современной экономической ситуации, то есть по существу необходима оптимизация комплекса применяемых перспективных технических решений в разрабатываемых трансформаторах.

Основы теории оптимального проектирования трансформаторов представлены в работах К.К. Балашова, Ю.Б. Бородулина, С.Б. Васютинского, А.Г. Крайза, Л.В. Лейтеса, М. Лившица, Э.А. Манькина, И.В. Пентегова, Г.Н. Петрова, П.М. Пиотровского, И.М. Постникова, Г.В. Пуйло, Р. Рихтера, А.В. Сапожникова, В.М. Суханова, П.М. Тихомирова, А.В. Трамбицкого. Исследования, посвященные изучению влияния питающей частоты на показатели различных видов электромагнитных преобразователей, отражены в работах Р.Х. Бальяна, М.А. Бамдаса, А.И. Бертинова, Н.П. Ермолина, В.В. Курилова, В.П. Обрусника, С.В. Рымара. Вопросы, связанные с исследованием свойств трансформаторов и других электротехнических устройствах с высокотемпературными сверхпроводниковыми обмотками рассмотрены в работах В.Л. Гинзбурга, А. Мюллера, Г. Бернорца, Э.А. Джафарова, Ш.И. Лутидзе, S. Stavrev, Yinshun Wang, Xiang Zhao, Junjie Han, Xiaoyuan Chen, Wojciech A. Pluta.

Актуальность темы

Совершенствование силового трансформаторного оборудования идет по направлениям снижения потерь, расхода электромагнитных и конструкционных материалов, повышения надежности и экологичности, оптимизации технических решений и параметров.

Средства существенного повышения энерго- и ресурсоэффективности трансформаторных устройств (ТУ), которые могут быть реализованы в современных силовых трансформаторах:

- применение инновационных активных и изоляционных материалов – эффективных видов ЭТС и обмоток из высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП);
- оптимизация параметров преобразуемой электрической энергии;
- совершенствование математических моделей (ММ) электромагнитных параметров ЭТС;
- совершенствование ММ для синтеза и оптимизации силовых трансформаторов различных конструктивных исполнений.

В данной работе в качестве основных средств, на основе которых исследуются возможности снижения затрат ресурсов на производство силовых трансформаторов, снижения потерь электрической энергии и повышения экологичности, рассматривается целесообразность применения различных видов современных электротехнических сталей (ЭТС), различных проводниковых материалов, а также изменение уровня рабочей частоты на основе критериев технико-экономической эффективности.

Применение новых, более современных видов ЭТС (аморфной и ЭТС с лазерной обработкой), способствует совершенствованию конструктивных исполнений и технологий производства магнитных систем (МС) и позволяет снизить их массу и потери.

Использование ВТСП провода для обмоток трансформаторов позволяет значительно уменьшить массу обмоток и практически устранить нагрузочные потери. При этом масса и потери в МС также уменьшаются.

Наряду с этими мероприятиями дальнейшее и более существенное снижение массы и потерь в трансформаторах может быть достигнуто оптимизацией уровня рабочей частоты преобразуемого напряжения.

Для успешного внедрения инновационных технических решений в производство ТУ, необходимо решить проблему адекватного определения их параметров. Поэтому актуальной задачей является оптимизация комплекса применяемых технических решений путем проектных исследований, выполненных для системного синтеза и анализа трансформаторов с различными

сочетаниями инновационных технических решений, а также разработка новых ММ трансформаторов, учитывающих свойства современных ЭТС, новых видов обмоточных проводов и влияние рабочей частоты.

Связь работы с научными программами, планами, темами

Диссертационная работа выполнена на кафедре электрических машин Одесского национального политехнического университета в соответствии с планами научно-исследовательских работ: (1) “Розробка математичних моделей та дослідження процесів в електричних машинах і трансформаторах” (№ держреєстрації 0107U001962, 2007-2011 рр., № держреєстрації 0111U010457, 2012-2016 рр.); (2) “Удосконалення засобів автоматизованого проектування високоефективних електромагнітних, електромеханічних та електромеханотронних перетворювачів” (№ держреєстрації 0109U002616, 2009-2010 рр.).

Цель и задачи исследования

Целью исследования является разработка энерго- и ресурсоэффективных силовых трансформаторов на основе оптимального сочетания инновационных технических решений, совершенствования средств их математического моделирования и автоматизированного проектирования.

Для достижения цели исследования поставлены и решены следующие задачи:

- обзор существующих тенденций развития и инновационных достижений мирового трансформаторостроения с целью определения наиболее эффективных и перспективных технических решений, обеспечивающих повышение энерго- и ресурсоэффективности современных силовых трансформаторов;
- анализ известных методик определения электромагнитных характеристик ЭТС при различных частотах магнитного поля и разработка ММ и алгоритмов их определения с повышенной точностью;
- разработка обобщенных проектных ММ на основе агрегированных управляемых переменных для исследовательского проектного синтеза и оптимизации трансформаторов с цилиндрическими слоевыми обмотками,

инвариантных к числу обмоток, материалу обмоточного провода, конструктивному исполнению МС и рабочей частоте исследуемого трансформатора;

- формирование обобщенных ММ критериев оптимального проектного синтеза;
- синтез оптимальных вариантов трансформаторов с использованием инновационных средств энерго- и ресурсосбережения.

Объект исследования – электромагнитные и энергетические процессы в силовых трансформаторах.

Предмет исследования – проектный синтез силовых трансформаторов с цилиндрическими слоевыми обмотками с применением инновационных технических решений.

Методы исследования основываются на использовании основных научных положений теории электрических машин и трансформаторов, теории оптимизации и математического моделирования, аппроксимационных методов, методов системного анализа и теории принятия решений.

Научная новизна полученных результатов

Научная новизна работы определяется такими теоретическими результатами, полученными автором:

1. Получил дальнейшее развитие метод определения электромагнитных характеристик трансформаторных сталей при различных рабочих частотах в диапазоне 50-500 Гц.

2. Впервые разработаны обобщенные проектные ММ силовых трансформаторов с цилиндрическими слоевыми обмотками на основе агрегированных управляемых переменных, инвариантные к числу обмоток и схемам их размещения, конструктивному исполнению МС, материалу обмоточного провода, типу ЭТС и рабочей частоте проектируемого трансформатора.

3. Усовершенствована ММ критерия оптимизации.

4. Разработаны аналитические соотношения для оптимизации геометрии элементов МС по критерию минимума расхода активных материалов при различной форме поперечного сечения стержня МС.

Практическое значение полученных результатов

В диссертационной работе выполнен сравнительный анализ существующих методик проектного синтеза конструктивных элементов силовых трансформаторов. На основе выполненных исследований разработаны уточненная ММ и методика определения электромагнитных параметров ЭТС при различных частотах. Разработаны обобщенные ММ для проектного синтеза и оптимизации трансформаторов с цилиндрическими слоевыми обмотками, инвариантные к числу обмоток, к различному сочетанию проводниковых материалов обмоток, конструктивному исполнению МС и рабочей частоте исследуемого трансформатора, позволяющие с достаточной точностью и в кратчайшие сроки определять параметры трансформаторных устройств.

Выполнен оптимальный проектный синтез трансформаторов стандартной и повышенной частоты с обмотками из традиционных и ВТСП обмоточных материалов.

Определены экономически обоснованные диапазоны оптимальной рабочей частоты для трансформаторов с МС из различных ЭТС и обмотками из различных проводниковых материалов (ПМ).

Обоснована экономическая целесообразность применения трансформаторов повышенной частоты с ВТСП обмотками.

Впервые выполнен проектный синтез отрезков серии оптимальных трансформаторов с различным сочетанием средств энерго- и ресурсосбережения.

Результаты работы используются в учебном процессе кафедры электрических машин Одесского национального политехнического университета при выполнении курсового, дипломного проектирования и в лекционных курсах.

Личный вклад соискателя

Теоретические положения и основные результаты, представленные в работе, получены автором лично. В научных работах, опубликованных в соавторстве,

соискателю принадлежат: [95,97,175,176] – анализ особенностей определения удельных потерь в ЭТС; [120,128,129] – разработка математических моделей и алгоритма идентификации удельных потерь в ЭТС, [98,130,131] – анализ перспектив повышения энерго- и ресурсоэффективности силовых трансформаторов; [92,93,179,180] – разработка позиномиальных оптимизационных математических моделей трансформаторов; [94,96,177,178] – расчет основных показателей трансформаторов при изменении частоты.

Апробация результатов диссертации

Основные научные результаты и положения диссертационной работы докладывались и осуждались на международных конференциях, семинарах и публиковались в сборниках научных трудов: научно-практической конференции молодых ученых ОПУ “Сучасні інформаційні технології та телекомунікаційні мережі” (Одеса, 2004) [92]; международной научно-технической конференции студентов, аспирантов, молодых ученых “Електротехніка і електромеханіка” (Миколаїв, 2004) [94]; International Scientific Conference “Intelligence, Integration, Reliability” (Київ, 2010, 2011) [96,97]; международной научно-технической конференции “Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика” (Одеса, 2011) [128]; международной научно-технической конференции студентов и молодых ученых “Сучасні Інформаційні Технології 2012” (Одеса, 2012) [98].

Публикации

По материалам диссертационной работы опубликовано 18 печатных научных работ, в том числе 12 статей в специализированных научных изданиях [93,95,120,129-131,175-180], 6 в материалах докладов научно-технических конференций [92,94,96,97,98,128], 2 научных работы написаны автором лично.

Структура диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, перечня условных обозначений, четырех основных разделов, выводов, списка использованной литературы и 17 приложений. Работа представлена на 227 страницах, из которых 154 страницы основного текста, 58 рисунков, 17 таблиц, список использованной литературы из 217 наименований.

РАЗДЕЛ 1

**АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ
СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ.
РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ
УДЕЛЬНЫХ ПОТЕРЬ И НАМАГНИЧИВАЮЩЕЙ МОЩНОСТИ В НИХ
ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТАХ**

1.1. Основные виды современных электротехнических сталей и их электромагнитные свойства

Среди многих материалов, применяемых в электромашиностроении, ведущая роль принадлежит ЭТС. В зависимости от химического состава, условий обработки и структуры различают следующие группы ЭТС:

– изотропные (ИЭТС) (с неориентированным зерном), которые содержат от 0,4 до 5,0% легирующих элементов. Наиболее полезным легирующим элементом в электротехнической стали является кремний. Присадка кремния повышает электрическое сопротивление стали, что уменьшает потери на вихревые токи.

– анизотропные (АЭТС) (с ориентированным зерном), содержащие до 3,8 % кремния. Обычно анизотропная сталь толщиной 0,35 мм и менее используется для изготовления магнитопроводов трансформаторов, где магнитный поток направлен вдоль прокатки листа.

– ЭТС с аморфной структурой. Аморфные сплавы, по сравнению с традиционными кристаллическими металлами, являются сравнительно новым классом магнитных материалов. Аморфные магнитомягкие материалы являются магнетиками с неупорядоченным расположением атомов, получаемом наиболее часто в результате быстрой закалки расплава со скоростью охлаждения $10^4 \div 10^6$ °C в секунду. При таком процессе затвердевания расплава она имеет структуру металлического стекла. Металлические материалы с аморфной структурой представляют собой сплавы с применением металлов: легкоплавких (Pb, Sn, Al и др.), редкоземельных и переходных (Fe, Co, Ni, Mn, Cr и др.). Особенностью металлических аморфных сплавов является содержание

аморфообразующих (стеклообразующих) элементов (Si, S, B, P, C, N). Таким образом, аморфные сплавы содержат 75-85% одного или нескольких переходных металлов и 15-25% аморфизаторов [47,155]. По магнитным свойствам аморфные магнитомягкие материалы близки к электротехническим сталям. Аморфную сталь обычно производят толщиной 0,02-0,03 мм и применяют для изготовления магнитопроводов высокочастотных трансформаторов, сердечников индуктивных компонентов, различных высокочувствительных магнитных датчиков и магнитных ключей [31].

Известно, что совершенная кристаллографическая структура – основное условие получения высоких магнитных свойств ЭТС. Большое влияние на свойства ЭТС оказывает величина зерна. С увеличением размеров зерен уменьшаются потери на гистерезис и коэрцитивная сила, увеличивается магнитная проницаемость. Улучшение характеристик свойств стали происходит также за счет:

1) улучшения ориентации доменов. Холодная прокатка и отжиг при создании магнитной текстуры существенно улучшают свойства стали. О степени ее совершенства можно судить по величине углов отклонения оси [001] от направления прокатки. Сплавы железа с кремнием имеют объемцентрированную кубическую решетку и являются магнитотрехосным материалом с осями легкого намагничивания (ОЛН) типа [100]. В результате комбинаций механической и термической обработок зерна материала преимущественно ориентируются так, что плоскость [110] лежит в плоскости листа, а ось [100] расположена вдоль направления прокатки (ребровая текстура рисунок 1.1. а). В этом направлении в листе возникает результирующая ОЛН, что приводит к упрощению доменной структуры, возрастанию доли 180 – градусных доменных границ, ориентированных по ОЛН и способствует уменьшению потерь энергии [38,77,186].

При отклонении направления перемещения от направления прокатки потери энергии заметно возрастают. Это ограничивает применение сталей с ребровой текстурой. Поэтому разработана технология получения сталей с

плоскостной и кубической текстурами. В первом случае плоскость листа содержит разориентированные между собой грани куба (рисунок 1.1. б). Таким образом, сталь оказывается изотропной по своим свойствам. Но, поскольку в плоскости листа не содержится осей трудного намагничивания типа $[111]$, уровень свойств такого материала выше, чем нетекстурированной стали. Во втором случае текстура улучшается за счет выстраивания доменов вдоль направления прокатки осей типа $[100]$ (рисунок 1.1. в). В такой стали потери энергии минимальны в двух направлениях перемагничивания. Однако, сложность получения сталей с кубической текстурой заметно повышает их стоимость.

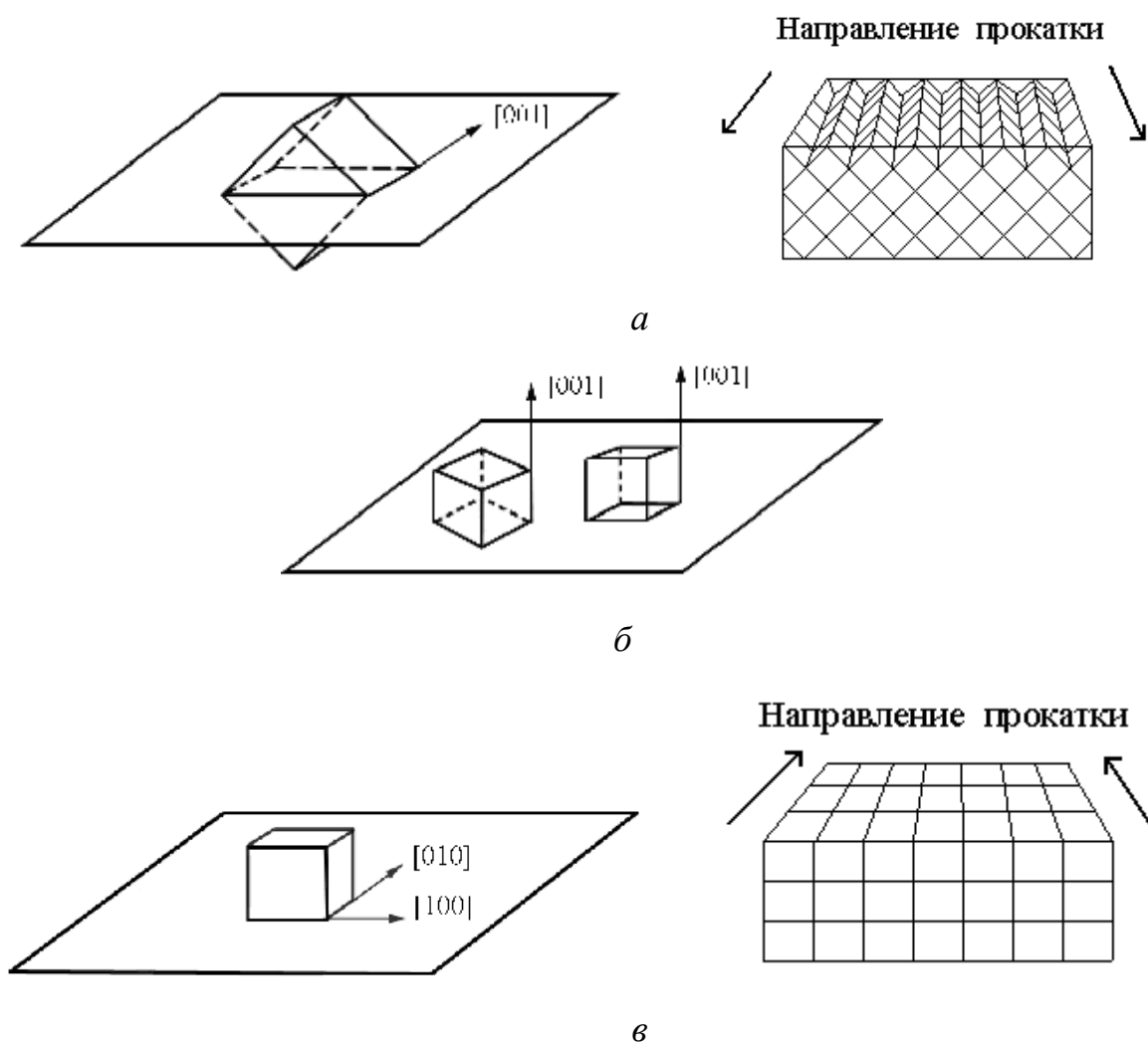


Рисунок 1.1 – Схематическое изображение ребровой (а), плоскостной кубической (б), кубической (в) видов кристаллической текстуры в ЭТС

2) очищения доменов с помощью обработки лазером поверхности листов [21];

3) уменьшения толщины листов [174].

Для изготовления магнитных систем трансформаторов промышленной частоты применяются холоднокатаные АЭС (ГОСТ 21427.1–83) марок 3405, 3406, 3407, 3407, 3409 с толщиной пластины или ленты 0,27; 0,30; 0,35 мм, а также М100 – 23Р, М110 – 23S, М120 – 23S и М127 – 23S (EN 10107) с толщиной 0,23 мм.

При повышенных частотах (до 3000 Гц) для изготовления магнитопроводов применяют тонколистовые материалы из холоднокатаной стали (ГОСТ 21427.4–78) марок 3421, 3422, 3423, 3424, 3425 толщиной 0,05; 0,08; 0,15 мм.

Для изготовления магнитопроводов трансформаторов, работающих на высоких частотах (до 1000 кГц) широко применяются аморфные стали на основе железа 2НСР (FeNiBSi), 9КСР (FeCoBSi), 30КСР (FeCoBSi), 71КНСР (CoBSiNiFe). Аморфные стали применяются также в силовых трансформаторах с навитыми магнитными системами. Успешные работы по склеиванию нескольких слоев стальной ленты до толщины 0,015 мм открывают возможность для использования аморфной стали и в шихтованных МС [31].

Эффективное практическое использование ферромагнитных электротехнических материалов основано на адекватной информации об их параметрах и характеристиках. Это необходимо прежде всего при расчетах потерь мощности в МС электромагнитных устройств, или же при решении задач, связанных с изучением распределения магнитного поля и вихревых токов внутри ферромагнитного материала.

Характеристика, отражающая зависимость величины магнитной индукции B в ЭТС от напряженности намагничивающего поля H , называется характеристикой намагничивания $B = f(H)$. Характер этой зависимости в значительной степени зависит от химического состава, типа и совершенства кристаллической решетки, величины зерна, количества включений и степени их дисперсности, толщины и качества поверхности стального листа, а также от частоты переманичивания.

Другой важной характеристикой ЭТС является магнитная проницаемость μ , которая выражается как отношение между напряженностью магнитного поля H и индукцией B

$$\mu = \frac{B}{H} = \mu_a \mu_o, \quad (1.1)$$

где μ_a – абсолютная магнитная проницаемость;

μ_o – относительная магнитная проницаемость.

Значение магнитной проницаемости у ферромагнитных материалов изменяется в широких пределах и главным образом зависит от напряженности магнитного поля. Различие между начальной и максимальной магнитной проницаемостью зависит от кривизны характеристики намагничивания.

Важнейшей характеристикой, определяющей как массогабаритные, так и электромагнитные характеристики силовых трансформаторов, являются удельные потери в стали. За время развития электротехнической промышленности, начиная с 1885 г. и по 2005 г. удельные потери $p_{y\partial}$ в ЭТС при частоте 50 Гц и индукции 1,5 Тл уменьшились с 4 Вт/кг до 0,4 Вт/кг, то есть в десять раз. На рисунке 1.2 представлена зависимость изменения свойств ЭТС начиная с 1885 г. [211].

Характеристики намагничивания $B = f(H)$, зависимости относительной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля $\mu_o = f(H)$, а также зависимости удельных потерь от индукции $p_{y\partial} = f(B)$ основных видов применяемых ЭТС различной толщины и кристаллической текстуры для промышленной частоты представлены в [89,116,165].

Образцы высокопроницаемых современных сталей типа Ni-W и CGO отличаются от стали марок 3407-3409 (рисунок 1.3) более высокой степенью совершенства кристаллографической текстуры и значительно меньшими удельными потерями (рисунок 1.4) [147].

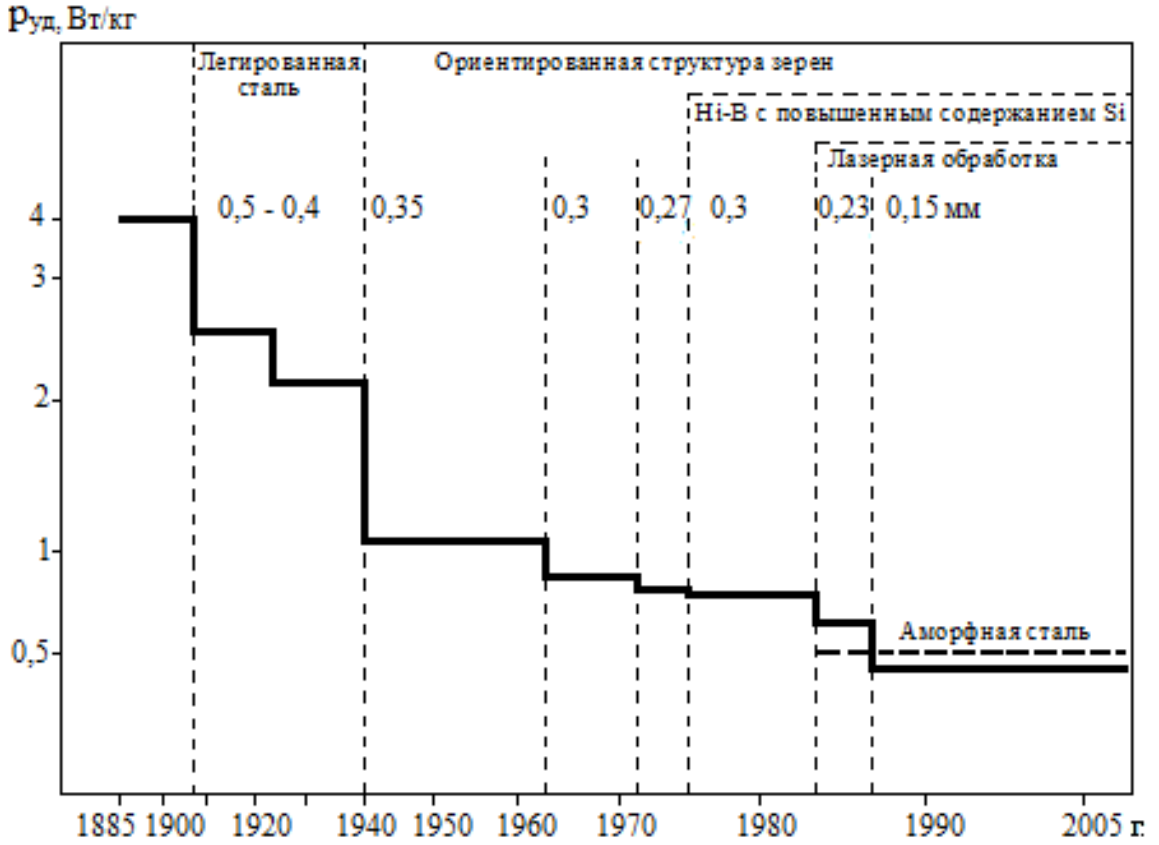


Рисунок 1.2 – Уменьшение уровня удельных потерь в ЭТС при $B = 1,5$ Тл и 50 Гц за период с 1885 г. по 2005 г. [211]

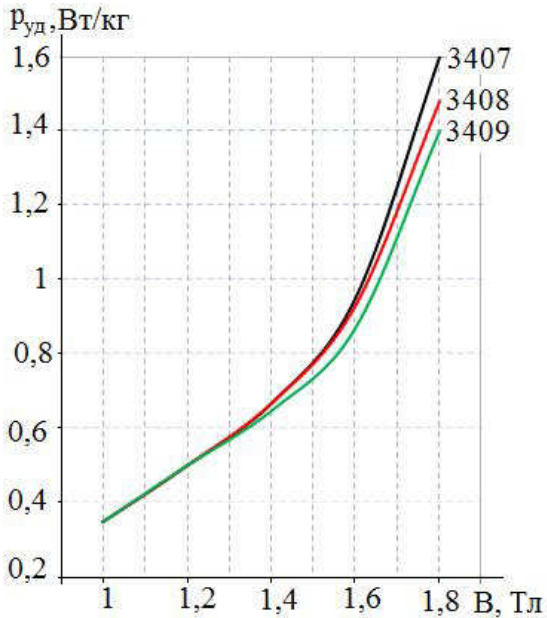


Рисунок 1.3 – Удельные потери в ЭТС марок 3407-3409 толщиной 0,27 мм при $f = 50$ Гц [116]

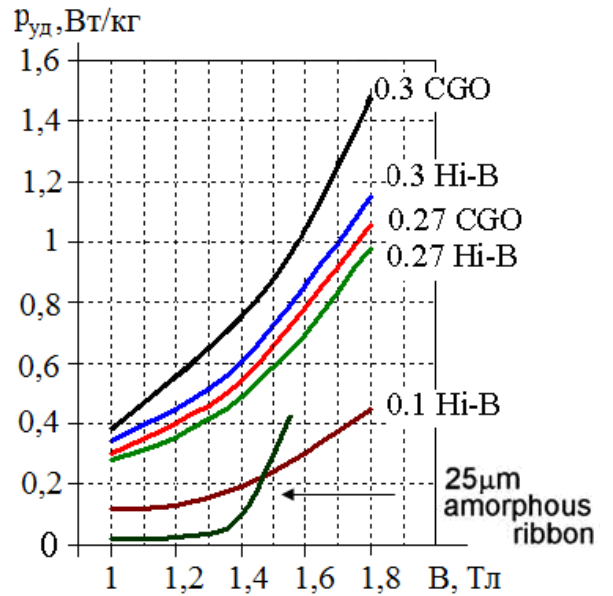


Рисунок 1.4 – Удельные потери в современных сталях марок Ni-B, CGO и аморфной ленте при $f = 50$ Гц [147]

1.2. Существующие методы расчета удельных потерь в электротехнических сталях

Анализ современных тенденций совершенствования электромагнитных и электромеханических преобразователей (ЭМП) энергии [65,107,126,150,151,184] показывает, что дальнейшее повышение их энергетической эффективности в значительной мере определяется возможностями существенного снижения потерь в их магнитных системах (МС), уровень которых обусловлен величиной удельных потерь в используемой ЭТС.

Для решения этой проблемы необходима прежде всего достаточно точная методика идентификации удельных потерь и намагничивающей мощности в ЭТС при различных уровнях индукции и частоты. Значимость проблемы адекватной идентификации удельных потерь и намагничивающей мощности в стали еще более повышается в связи с открытием и применением в ЭМП проводников с высокотемпературной сверхпроводимостью, поскольку в устройствах с ВТСП обмотками потери в МС остаются наиболее существенными.

Уровень потерь в стали прежде всего зависит от марки и толщины используемой ЭТС и от величины индукции. Каждому значению B соответствует определенное значение уровня удельных потерь в стали $p_{уд}$. Основные потери в стали можно разделить на две составляющие — гистерезисную $p_{гс}$ и вихревую $p_{вх}$. Это разделение позволяет определить потери в стали при частотах, отличных от промышленной, а также при несинусоидальном напряжении.

О постоянной актуальности проблемы достаточно точного определения величины удельных потерь в ЭТС при различных уровнях магнитной индукции и частоты свидетельствует то, что за период развития теории проектирования преобразователей электрической энергии предложено большое количество методик расчета удельных потерь в стали, основные расчетные зависимости наиболее часто применявшихся методик представлены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Расчетные соотношения наиболее применяемых методик для определения удельных потерь в ЭТС

<p>Дружинин В.В. [37]</p>	$p_{уд} = p_{гс} + p_{вх} = k_1 f B^n + k_2 f^2 B^2 a^2,$ <p>где k_1, k_2 – коэффициенты зависящие от свойств стали; f – частота приложенного напряжения; a – толщина листа стали; n – показатель степени, который для современных сталей (в зависимости от марки) составляет 2...2,5.</p>
<p>Чарлз Протеус Штейнмец [72]</p>	$p_{гс} = \eta f B^{1.6},$ <p>где η – постоянный коэффициент, который для современных ЭТС изменяется в широких пределах; f – частота переменного тока; B – амплитудное значение индукции магнитного поля.</p> $p_{вх} = k f^2 B^2 t^2,$ <p>где k – постоянный коэффициент; t – толщина листа стали.</p>
<p>Петров Г.Н. [109]</p>	$p_{гс} = \alpha f B + \beta f B = \sigma_h f B^2,$ <p>где α, β – коэффициенты, определяемые опытным путем и зависящие от свойств материала; σ_h – постоянная, зависящая от свойств материала.</p> $p_{вх} = \frac{4}{3\rho} (a \cdot f \cdot f_E \cdot B)^2 = \sigma_f f^2 B^2,$ <p>где ρ – удельное сопротивление ЭТС; a – толщина листа; f_E – коэффициент формы кривой ЭДС; σ_f – постоянная, зависящая от свойств материала.</p>

Продолжение таблицы 1.1

<p>Рихтер Р. [193]</p>	$p_{гс} = f(\alpha' B + \beta' B^2),$ <p>где α', β' - постоянные коэффициенты, которые для современных ЭТС изменяются в широких пределах.</p> $p_{вх} = \frac{\Delta^2}{4} \sqrt{\frac{\pi^3 f^3}{\rho \Pi}} B_{ср}^2,$ <p>где Δ - толщина стального листа; f - частота переменного тока; ρ - удельное сопротивление; Π - магнитная проницаемость материала; $B_{ср}$ - среднее значение индукции по толщине листа.</p>
<p>Васютинский С.Б. [25]</p>	$p_{гс} = \frac{k_1 f}{(4 S_{см} w)^n} \left(\frac{U_{ср}}{f} \right)^n,$ <p>где k_1 - коэффициент, зависящий от свойств стали, который может быть найден опытным путем; $S_{см}$ - поперечное сечение стержня; w - число витков; $U_{ср}$ - среднее значения приложенного напряжения; n - показатель степени.</p> $p_{вх} = B_{мср}^2 \frac{\omega k t \operatorname{sh} k t - \sin k t}{4 \mu \delta \operatorname{ch} k t - \cos k t},$ <p>где $B_{мср}$ - среднее значение индукции по толщине листа; ω - угловая частота переменного тока; k - комплексная постоянная; t - толщина стального листа; μ - магнитная проницаемость; δ - удельный вес стали.</p>

Продолжение таблицы 1.1

<p>Пиотровский Л.М. [111]</p>	$p_{\text{гс}} = \sigma_{\epsilon} f B_{\text{max}}^{\alpha},$ <p>где σ_{ϵ}, α - коэффициенты, зависящие от сорта железа и определяемые опытным путем;</p> <p>f - частота переменного тока;</p> <p>B_{max} - амплитуда магнитной индукции.</p> $p_{\text{вх}} = \sigma_{\phi} f^2 B_{\text{max}}^2,$ <p>где σ_{ϕ} - коэффициент, зависящий от свойств железа и определяемый опытным путем.</p> $p_{\text{уд}} = p_{\text{гс}} + p_{\text{вх}} = k_{\text{жс}} \left(\frac{f}{50} \right)^{\beta} B_{\text{max}}^2,$ <p>где $k_{\text{жс}}$ - удельные потери в ЭТС, при $B_{\text{max}}=1$ Тл, $f=50$ Гц и синусоидальной форме кривой приложенного напряжения;</p> <p>β - коэффициент, определяемый опытным путем.</p>
<p>Преображенский А.А. [115]</p>	$p_{\text{гс}} \approx \frac{H_c B_{\text{max}}}{\pi \gamma},$ <p>где H_c - коэрцитивная сила;</p> <p>B_{max} - амплитуда магнитной индукции;</p> <p>γ - удельная плотность материала.</p> $p_{\text{вт}} \approx \frac{4 B_{\text{max}}^2 f^2 a^2 k_f^2}{3 \gamma \rho},$ <p>где f - частота переменного тока;</p> <p>a - толщина листа;</p> <p>k_f - коэффициент формы кривой напряжения;</p> <p>ρ - удельное сопротивление.</p>
<p>Калиниченко И.С. [46]</p>	$p_{\text{уд}} = p_{10} B^{a+(B-1)^b},$ <p>где p_{10} - удельные потери при $B=1$ Тл;</p> <p>B - значение индукции магнитного поля;</p> <p>a, b - коэффициенты, зависящие от марки ЭТС.</p>

Продолжение таблицы 1.1

<p>ВИТ [157]</p>	$p_{уд} = aB^n + b,$ <p>где a, b, n - коэффициенты, зависящие от марки ЭТС и значения индукции. Для холоднокатаных сталей $2 \leq n \leq 6$; B - значение индукции магнитного поля.</p>
<p>Бальян Р.Х. [14]</p>	$p_{уд} = p_i f^{\vartheta} \left(\frac{B}{B_i} \right)^2,$ <p>где B - значение индукции, для которого необходимо определить удельные потери; B_i, p_i - ближайшая к B типовая индукция и соответствующие ей удельные потери; ϑ - частотный коэффициент, в первом приближении равный 1,5.</p>
<p>Пентегов И.В. [104]</p>	$p_{гс} = \frac{2}{b_c} \int_0^{\frac{b_c}{2}} \left(\frac{\omega B_m(x) H_{co}}{2} \left[1 + \left(\frac{B_m(x)}{B_c} \right)^{n_c} \right] \right) dx,$ <p>где H_{co}, B_c - коэффициенты с размерностями А/м и Тл соответственно; n_c - показатель степени.</p> $p_{вх} = \frac{(\omega B_m b_c)^2}{24\rho} F(\xi),$ <p>где ω - угловая частота магнитного потока в стальном листе; B_m - расчетное значение амплитуды магнитной индукции; b_c - толщина стального листа; $F(\xi)$ - поправочная функция, учитывающая влияние поверхностного эффекта.</p>

Продолжение таблицы 1.1

<p>Chen Y. [199]</p>	$p_{\text{гс}} = k_h f B^{(a+bB+cB^2)},$ $p_{\text{вх}} = k_e f^2 B^2,$ <p>где k_h, k_e - постоянные коэффициенты, зависящие от характеристик ЭТС и частоты; f - частота переменного тока; B - амплитудное значение магнитной индукции; a, b, c - постоянные коэффициенты, характеризующие изменения петли гистерезиса для различных ЭТС. Коэффициент c изменяется с изменением частоты.</p>
<p>Reinrt J. [208]</p>	$p_{\text{гс}} = C_m f^\alpha B^\beta,$ $p_{\text{вх}} = C_2 f^2 B^2,$ $p_{\text{уд}} = p_{\text{гс}} + p_{\text{вх}} = (C_m f_{\text{eq}}^{\alpha-1} B^\beta) f_r,$ <p>где C_m, C_2, α, β - постоянные коэффициенты ($1 < \alpha < 3, 2 < \beta < 3$); f_{eq}, f_r - эквивалентная частота и начальная частота перемагничивания; B - величина магнитной индукции.</p>
<p>Petcov R. [206]</p>	$p_{\text{уд}} = K_1 f^{K_2} B^{K_3},$ <p>где K_1, K_2, K_3 - постоянные коэффициенты, равные $K_1 = 16,7, K_2 = 1,3, K_3 = 2,5$; f - частота переменного тока; B - амплитудное значение магнитной индукции.</p>

Конец таблицы 1.1

<p>Wojciech A. Pluta [214]</p>	$p_{\text{гс}} = C_0 B_m^\alpha f,$ <p>где C_0 – постоянный коэффициент, характеризующий потери на гистерезис; B_m – амплитудное значение магнитной индукции. α – коэффициент, учитывающий уровень магнитной индукции; f – частота переменного тока;</p> $p_{\text{вх}} = \frac{\pi^2 a^2 B_m^2}{6\rho} f^2 = C_e B_m^2 f^2,$ <p>где C_e – постоянный коэффициент, характеризующий потери от вихревых токов.</p> $p_{\text{уд}} = p_{\text{гс}} + p_{\text{вх}} = C_m B_m^\alpha f^\beta,$ <p>где C_m – постоянный коэффициент, зависящий свойств материала; β – коэффициент, учитывающий изменение частоты. Некоторые авторы рекомендуют принимать значения коэффициентов α в диапазоне от 2 до 3, β – от 1 до 3, C_m – от 1 до 14.</p>
------------------------------------	---

Анализ расчетных зависимостей, представленных в таблице 1.1 позволяет сделать следующие выводы:

- в большинстве рассматриваемых методов удельные потери в стали определяются для синусоидального магнитного потока и без учета размагничивающего действия вихревых токов в стали, т.е. при равномерном распределении индукции по поперечному сечению стального листа;

- расчетные зависимости основываются на эмпирических данных и коэффициентах, которые должны быть определены экспериментально для

конкретной марки и толщины ЭТС в определенном диапазоне рабочей индукции и частоты;

– применение эмпирических коэффициентов затрудняет достаточно точное определение потерь в стали при частотах, отличных от промышленной, а также при несинусоидальном напряжении и не учитывает ряд других факторов.

Метод расчета удельных потерь, учитывающий изменение частоты и размагничивающее действие вихревых токов представлен в [103,104], однако при его применении требуется определение девяти коэффициентов аппроксимации, для нахождения которых необходимо составить три системы из трех уравнений и решить их.

Таким образом, рассмотренные зависимости не позволяют достаточно адекватно идентифицировать величину удельных потерь в ЭТС и других ее параметров при различных частотах только по характеристике намагничивания, представленной в каталогах производителей ЭТС.

1.3. Разработка математической модели удельных потерь и намагничивающей мощности в электротехнических сталях

Частота преобразуемого напряжения является одним из основных параметров используемой электрической энергии и в значительной мере определяет расход активных материалов во всех видах электрооборудования. Силовые трансформаторы применяются в широком диапазоне рабочих частот, следовательно и свойства используемых в них ЭТС необходимо знать в этом диапазоне. Поэтому определение магнитных свойств ЭТС в диапазоне частот от 50 Гц до 1000 Гц представляет существенный интерес. Далеко не всегда существует возможность найти в соответствующей справочной литературе необходимые электромагнитные характеристики ЭТС при различных частотах. Поэтому необходим метод, позволяющий определять удельные потери, используя имеющиеся в справочной литературе: зависимости, характеристику намагничивания $B = f(H)$ и зависимость относительной магнитной

проницаемости от напряженности магнитного поля $\mu_0 = f(H)$ (для соответствующей толщины, марки стали и промышленной частоты).

При повышении частоты приложенного напряжения усиливается размагничивающий эффект вихревых токов в стали. В этом случае увеличивается неравномерность распределения индукции по толщине листа, величина которой уменьшается от края к его середине.

Для тонкого листа электротехнической стали (рисунок 1.5) можно записать выражение для определения вектора плотности тока направленного параллельно поверхности листа J_z [196]

$$\frac{d^2 J_z}{dx^2} = j\omega\mu \frac{J_z}{\rho} = T^2 J_z, \quad (1.4)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота переменного тока;

μ – магнитная проницаемость;

$T = (1 + j)\sqrt{\frac{\pi f \mu}{\rho}}$ – комплексная постоянная.

При условии, что магнитная проницаемость стали является неизменной, решение уравнения (1.4) имеет вид

$$J_z = A \operatorname{sh}(Tx) + C \operatorname{ch}(Tx). \quad (1.5)$$

Постоянные интегрирования A и C могут быть найдены из граничных условий.

Принимается допущение, что плотность тока в середине стального листа равна нулю. По мере приближения к краям листа она увеличивается, но знаки ее у обоих краев различны, т.е. вихревые токи по краям листа направлены в противоположные стороны [185].

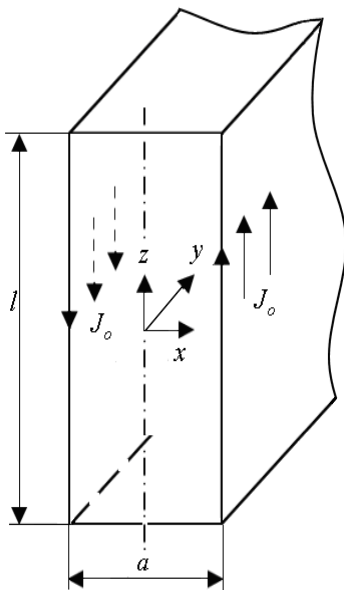


Рисунок 1.5 – Распределение плотности тока в элементе ЭТС

Поэтому

$$J_Z \Big|_{x=\frac{a}{2}} = J_o, \quad (1.6)$$

$$J_Z \Big|_{x=-\frac{a}{2}} = -J_o. \quad (1.7)$$

Тогда с учетом (1.6) и (1.7) можно записать систему уравнений

$$\begin{cases} J_o = A \operatorname{sh}(T \frac{a}{2}) + C \operatorname{ch}(T \frac{a}{2}) \\ -J_o = -A \operatorname{sh}(T \frac{a}{2}) + C \operatorname{ch}(T \frac{a}{2}) \end{cases}. \quad (1.8)$$

Решение системы уравнений (1.8) позволяет определить значения постоянных интегрирования $C = 0$, $A = \frac{J_o}{\operatorname{sh}(T \frac{a}{2})}$, тогда исходное выражение (1.5)

будет иметь вид

$$J_Z = J_o \frac{\operatorname{sh}(Tx)}{\operatorname{sh}(T \frac{a}{2})}. \quad (1.9)$$

Вихревые токи достигают максимального значения у поверхности листа. В этом случае часто вводится понятие о глубине проникновения. Под глубиной проникновения понимают толщину эквивалентного слоя стали, в котором возникают (при постоянной по величине плотности тока) те же потери, что и при действительном распределении вихревого тока. Эта постоянная по величине плотность вихревого тока равна его плотности на краю листа.

Эквивалентную глубину проникновения магнитного потока в стальном листе можно представить как

$$\delta = \frac{1}{k_R} \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}, \quad (1.10)$$

где k_R – коэффициент уменьшения глубины проникновения для нелинейной ферромагнитной среды, который близок к 1,34 [104].

С учетом глубины проникновения выражение (1.9) можно записать так

$$J_z = J_o \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{1+j}{\delta}\right)x}{\operatorname{sh}\left(\frac{1+j}{\delta}\right)\frac{a}{2}}. \quad (1.11)$$

где модуль плотности тока [196]

$$|J_z| = |J_o| \left| \frac{\operatorname{sh} \frac{x}{\delta} \operatorname{ch} \frac{x}{\delta} + j \operatorname{ch} \frac{x}{\delta} \operatorname{sh} \frac{x}{\delta}}{\operatorname{sh} \frac{a}{2\delta} \operatorname{ch} \frac{a}{2\delta} + j \operatorname{ch} \frac{a}{2\delta} \operatorname{sh} \frac{a}{2\delta}} \right| = |J_o| \left| \frac{\operatorname{sh}^2 \frac{x}{\delta} + \sin^2 \frac{x}{\delta}}{\operatorname{sh}^2 \frac{a}{2\delta} + \sin^2 \frac{a}{2\delta}} \right|^{\frac{1}{2}}. \quad (1.12)$$

При условии, что длина стального листа много больше, чем его толщина, значение плотности тока в комплексном виде можно представить как

$$J_o = \frac{j\omega\Phi}{2l\rho}, \quad (1.13)$$

где l – ширина стального листа (рисунок 1.5),

а абсолютная величина $|J_o|$ равна

$$|J_o| = \frac{\omega|\Phi|}{2l\rho}. \quad (1.14)$$

Тогда

$$|J_z| = \frac{\omega|\Phi|}{2l\rho} \sqrt{\frac{\operatorname{sh}^2 \frac{x}{\delta} + \sin^2 \frac{x}{\delta}}{\operatorname{sh}^2 \frac{a}{2\delta} + \sin^2 \frac{a}{2\delta}}}. \quad (1.15)$$

Выражение (1.15) представляет распределение плотности вихревого тока в листе электротехнической стали определенной толщины и является основой для определения удельных потерь от вихревых токов.

Исходя из (1.15) вихревая составляющая удельных потерь может быть определена следующим образом:

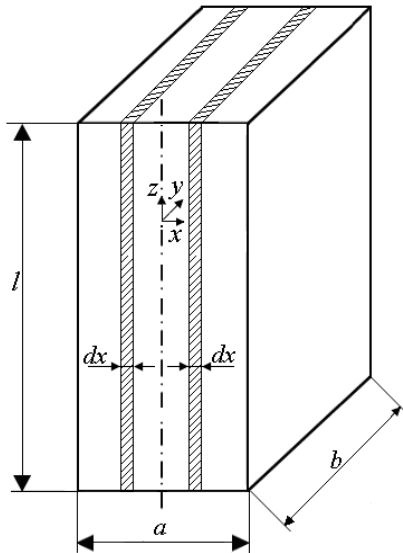
$$p_{\text{ex}} = \int_V \frac{\rho |J_z|^2}{2} dV, \quad (1.16)$$

где V – объем элемента ЭТС.

Потери во всем объеме листа (рисунок 1.6) можно получить, проинтегрировав выражение (1.16) по толщине листа

$$\begin{aligned}
 p_{\text{ex}} &= \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \frac{\rho |J_z|^2}{2} bl dx = 2 \int_0^{\frac{a}{2}} \frac{\rho |J_z|^2}{2} bl dx = \int_0^{\frac{a}{2}} \frac{\rho bl}{2} \left(\frac{\omega |\Phi|}{2l\rho} \right)^2 \left(\frac{\text{sh}^2 \frac{x}{\delta} + \sin^2 \frac{x}{\delta}}{\text{sh}^2 \frac{a}{2\delta} + \sin^2 \frac{a}{2\delta}} \right) dx = \\
 &= \frac{\rho bl}{2} \left(\frac{\omega |\Phi|}{2l\rho} \right)^2 \frac{1}{\text{sh}^2 \frac{a}{2\delta} + \sin^2 \frac{a}{2\delta}} \int_0^{\frac{a}{2}} \left(\text{sh}^2 \frac{x}{\delta} + \sin^2 \frac{x}{\delta} \right) dx = \frac{\omega^2 |\Phi|^2 b \delta}{8l\rho} \left(\frac{\text{sh} \frac{a}{\delta} - \sin \frac{a}{\delta}}{\text{ch} \frac{a}{\delta} - \cos \frac{a}{\delta}} \right). \quad (1.17)
 \end{aligned}$$

Относительное уменьшение потерь в стали от вихревых токов, вызванное размагничивающим действием этих токов [25], можно представить как



$$k_{\text{ex}}(\xi_f) = \frac{p_{\text{ex}}}{p_{\text{ex.o}}} = \frac{3}{\xi_f} \left(\frac{\text{sh} \xi_f - \sin \xi_f}{\text{ch} \xi_f - \cos \xi_f} \right), \quad (1.18)$$

где $\xi_f = \frac{a}{\delta}$ – отношение толщины стального листа к эквивалентной глубине проникновения магнитного потока в стальном листе.

Таким образом, уменьшение потерь от вихревых токов вследствие их размагничивающего действия является функцией параметра ξ_f .

Рисунок 1.6 – Элемент ЭТС

Если магнитный поток данной частоты, проходящий через лист активной стали, задан, т.е. задана индукция, то удельные вихревые потери в стальном листе можно определить из выражения [25,69]

$$p_{\text{ex}} = \frac{\omega^2 B^2 a \delta}{8\rho\gamma} \left(\frac{\text{sh} \xi_f - \sin \xi_f}{\text{ch} \xi_f - \cos \xi_f} \right) = \frac{\pi^2 f^2 a^2 B^2}{6\rho\gamma} k_{\text{вх}}(\xi_f), \quad (1.19)$$

где γ – плотность ЭТС.

При условии $\xi_f \ll 1$, размагничивающим действием вихревых токов можно пренебречь, тогда удельные вихревые потери в листе ЭТС будут определяться выражением:

$$P_{ex} = \frac{\omega^2 B^2 a^2}{24\rho\gamma} = \frac{\pi^2 f^2 a^2 B^2}{6\rho\gamma}. \quad (1.20)$$

При условии $\xi_f \gg 1$, размагничивающее действие вихревых токов необходимо учитывать, в этом случае вихревые потери в листе ЭТС определяются соотношением:

$$P_{ex} = \frac{\pi^{\frac{3}{2}} f^{\frac{3}{2}} B^2 a}{2\gamma k_R \sqrt{\mu\rho}}. \quad (1.21)$$

Удельные потери на гистерезис пропорциональны площади петли гистерезиса и обусловлены внутренней структурой ферромагнитного материала. Петля гистерезиса характеризует работу гистерезиса и выражает ее величину. Затраченная работа равна площади петли гистерезиса. Ее величина, выделяющаяся в единице объема за один цикл перемагничивания, равна [60,61,185]:

$$W_z = \int_V [\oint H dB] dV. \quad (1.22)$$

Для нахождения площади петли гистерезиса необходимо воспользоваться выражениями для определения индукции и напряженности в крайних точках петли гистерезиса B_m и H_m

$$B = B_m \sin \varphi, \quad (1.23)$$

$$H = a_0 H_m + a_1 H_m \cos \varphi + a_2 H_m \cos 2\varphi + \dots + a_n H_m \cos n\varphi \quad (1.24)$$

где a_0, a_1, \dots, a_n – коэффициенты “эллипсоподобной” функции, разложенной в ряд Фурье [60].

Так как индукция изменяется в пределах от $-B_m$ до $+B_m$ и возвращается в точку $-B_m$, площадь петли можно представить как [208]:

$$\begin{aligned}
 S &= \oint HdB = 2 \int_{-B_m}^{+B_m} HdB = 2 \int_0^\pi H_m B_m \sin \varphi (a_0 + a_1 \cos \varphi + a_2 \cos 2\varphi + \dots + a_n \cos n\varphi) d\varphi = \\
 &= 2H_m B_m \left(\sum_0^n \frac{2a_n}{1-n^2} \right) = 2H_m B_m S_f,
 \end{aligned} \tag{1.25}$$

где S_f – фактор формы петли гистерезиса, учитывающий изменение ее площади при изменении рабочей частоты. Зависимости $S_f = f(B)$ для некоторых видов ЭТС при изменении частоты представлены в приложении А.

Между напряженностью и индукцией существует известная зависимость

$$B_m = \mu H_m. \tag{1.26}$$

Тогда площадь петли гистерезиса равна

$$S = \frac{2B_m^2 S_f}{\mu}. \tag{1.27}$$

Однако, в справочной литературе чаще всего представлены только характеристики намагничивания ЭТС определенной марки и толщины и зависимости магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля, а петля гистерезиса отсутствует, что затрудняет определение фактора формы петли.

Реальную петлю гистерезиса можно заменить эквивалентным ей по площади эллипсом, который строится с помощью зависимостей $B = f(H)$ и $\mu = f(H)$. В полях, близких по значению к величине коэрцитивной силы, магнитная проницаемость достигает максимума. Поэтому, воспользовавшись зависимостью $\mu = f(H)$, можно определить напряженность магнитного поля $H_{\mu \max}$, в котором проницаемость достигает максимума (рисунок 1.7).

Коэрцитивная сила связана с напряженностью $H_{\mu \max}$ соотношением [51,52]

$$H_c = \frac{H_{\mu \max}}{(1,2 \dots 1,4)}, \tag{1.28}$$

где 1,2 – используется для аморфных и тонких ЭТС (толщиной 0,15 мм и менее);

1,4 – для ЭТС толщиной 0,23 мм и более.

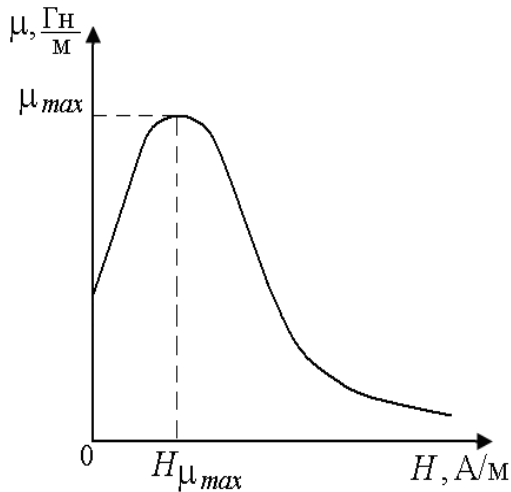


Рисунок 1.7 – Зависимость магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля

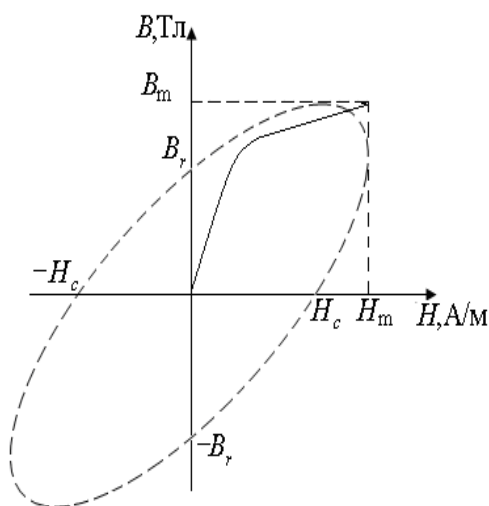


Рисунок 1.8 – Эллиптическая петля гистерезиса

Зависимость максимальной магнитной проницаемости от остаточной индукции и коэрцитивной силы можно представить следующим соотношением [132]

$$\mu_{\max} = \frac{1}{2} \frac{B_r}{H_c}. \quad (1.29)$$

Тогда остаточная индукция

$$B_r = 2\mu_{\max} H_c. \quad (1.30)$$

Площадь эллиптической петли гистерезиса (рисунок 1.8) равна

$$S = \pi B_m H_c. \quad (1.31)$$

Тогда фактор формы петли гистерезиса можно представить соотношением

$$S_f = \frac{\pi B_m H_c}{2 B_m H_m} = \frac{\pi H_c}{2 H_m}. \quad (1.32)$$

Магнитная энергия W_z элемента электротехнической стали (рисунок 1.5)

$$W_z = \frac{4lbS_f}{\mu} \int_0^{\frac{a}{2}} B_m^2(x) dx. \quad (1.33)$$

Значение индукции $B_m(x)$ определяется выражением [172]

$$B_m(x) = \frac{\sqrt{2}|\Phi|}{2l\delta} \left(\frac{\cos^2 \frac{x}{\delta} + \text{sh}^2 \frac{x}{\delta}}{\sin^2 \frac{a}{2\delta} + \text{sh}^2 \frac{a}{2\delta}} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (1.34)$$

Тогда

$$W_z = \frac{4lbS_f}{\mu} \int_0^{\frac{a}{2}} \frac{|\Phi|^2}{2l^2\delta^2} \left(\frac{\cos^2 \frac{x}{\delta} + \operatorname{sh}^2 \frac{x}{\delta}}{\sin^2 \frac{a}{2\delta} + \operatorname{sh}^2 \frac{a}{2\delta}} \right) dx =$$

$$= \frac{2bS_f |\Phi|^2}{\mu l\delta^2} \frac{1}{\sin^2 \frac{a}{2\delta} + \operatorname{sh}^2 \frac{a}{2\delta}} \int_0^{\frac{a}{2}} \left(\cos^2 \frac{x}{\delta} + \operatorname{sh}^2 \frac{x}{\delta} \right) dx = \frac{bS_f |\Phi|^2}{\mu l\delta} \left(\frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} + \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} - \cos \frac{a}{\delta}} \right). \quad (1.35)$$

Потери на гистерезис в единице объема равны

$$p_{zc} = fW_z = \frac{fS_f}{\mu} \frac{B^2 a}{\delta} \left(\frac{\operatorname{sh} \xi_f + \sin \xi_f}{\operatorname{ch} \xi_f - \cos \xi_f} \right) = \frac{2fS_f B^2}{\mu} k_{rc}(\xi_f), \quad (1.36)$$

где $k_{rc}(\xi_f) = \frac{\xi_f}{2} \left(\frac{\operatorname{sh} \xi_f + \sin \xi_f}{\operatorname{ch} \xi_f - \cos \xi_f} \right)$.

Удельные потери на гистерезис можно представить как

$$p_{zc} = \frac{2fS_f B^2}{\mu\gamma} k_{rc}(\xi_f). \quad (1.37)$$

При условии $\xi_f \ll 1$, удельные потери на гистерезис могут быть приняты равными

$$p_{zc} = \frac{2fB^2 S_f}{\mu\gamma}. \quad (1.38)$$

При условии $\xi_f \gg 1$, удельные потери на гистерезис могут быть приняты равными

$$p_{zc} = \frac{\pi^{\frac{1}{2}} f^{\frac{3}{2}} S_f B^2 a}{\gamma \sqrt{\mu\rho}}. \quad (1.39)$$

При изменении величины магнитной индукции в стальном листе изменяется величина магнитной проницаемости, поэтому с ростом частоты, необходимо определить величину магнитной проницаемости, соответствующую данной индукции и частоте. Для определения величины магнитной проницаемости необходимо учитывать эффект вытеснения магнитного потока к краю листа.

Амплитуда магнитной индукции при перемещении от поверхности внутрь листа убывает по закону (рисунок 1.9) [172]

$$B(x) = B_{\pi} \left[\frac{\operatorname{ch}\left(\frac{2\xi_f x}{a}\right) + \cos\left(\frac{2\xi_f x}{a}\right)}{\operatorname{ch}\xi_f + \cos\xi_f} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (1.40)$$

Амплитуду магнитной индукции на поверхности листа можно представить следующим соотношением [103,166]

$$B_{\pi} = \frac{B \xi_f}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\operatorname{ch}\xi_f + \cos\xi_f}{\operatorname{ch}\xi_f - \cos\xi_f}}. \quad (1.41)$$

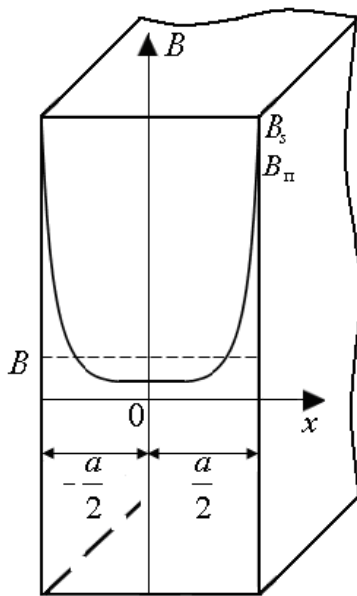


Рисунок 1.9 – Распределение индукции в стальном листе при увеличении частоты

Согласно этому выражению с увеличением частоты магнитного потока или толщины стального листа, значение амплитуды магнитной индукции на поверхности листа может значительно возрасти и приблизиться к индукции насыщения $B_s = 2,03$ Тл.

На высоких частотах ($f \geq 200$ Гц) величина $\xi_f \gg 1$, поэтому выражение (1.41) можно представить так

$$B_{\pi} = \frac{\xi_f B}{\sqrt{2}}. \quad (1.42)$$

Тогда величину магнитной проницаемости с учетом ограничений по насыщению можно уточнить по выражению

$$\mu = \frac{8\rho}{k_R^2 a^2 \pi f B^2}. \quad (1.43)$$

Для определения удельной намагничивающей мощности в единице объема элемента ЭТС можно воспользоваться подходом, представленным в [110], где

$$q_{\text{нам}} = \frac{I_d E_d}{S_{\text{эл}} l_{\text{эл}}} = \frac{E_d I_{\text{орд}}}{G_{\text{эл}}}, \quad (1.44)$$

где I_d - действующее значение намагничивающего тока;

E_d - электродвижущая сила, наводимая в обмотке;

$S_{\text{эл}}$ - сечение элемента ЭТС;

$l_{\text{эл}}$ - длина элемента ЭТС;

$G_{\text{эл}}$ - масса элемента ЭТС.

Величина действующего значения намагничивающего тока с учетом закона полного тока [99]:

$$I_d = \frac{H l_{\text{эл}}}{\zeta_{md} w}, \quad (1.45)$$

где $l_{\text{эл}}$ - средняя длина силовой линии элемента ЭТС;

ζ_{md} - коэффициент амплитуды, равный отношению амплитудного значения намагничивающего тока I_m к действующему значению при наличии высших гармоник;

w - число витков на стержне МС, создающее намагничивающую силу.

Для определения величины действующего значения намагничивающего тока при наличии высших гармоник можно воспользоваться зависимостью между индукцией и реактивной составляющей намагничивающего тока i_{μ} для данной марки и толщины ЭТС.

Зависимость $B = f(i_{\mu})$ (магнитная характеристика) достаточно точно может быть аппроксимирована выражением [109]

$$i_{\mu} = a_1 B + a_2 B^{\beta}, \quad (1.46)$$

где a_1 , a_2 , β - постоянные коэффициенты, зависящие от свойств сталей, которые могут быть найдены по начальному наклону и двум точкам характеристики $B = f(i_{\mu})$ (рисунок 1.10).

$$a_1 = \frac{i'_{\mu 1}}{B_1} = \frac{i'_{\mu 2}}{B_2}, \quad (1.47)$$

$$\gamma = \frac{\ln\left(\frac{i''_{\mu 1}}{i''_{\mu 2}}\right)}{\ln\left(\frac{B_1}{B_2}\right)}, \quad (1.48)$$

$$i''_{\mu 1} = i_{\mu 1} - i'_{\mu 1} = c_2 B_1^\beta, \quad i''_{\mu 2} = i_{\mu 2} - i'_{\mu 2} = c_2 B_2^\beta, \quad (1.49)$$

$$c_2 = \frac{i''_{\mu 1}}{B_1^\beta} = \frac{i''_{\mu 2}}{B_2^\beta}. \quad (1.50)$$

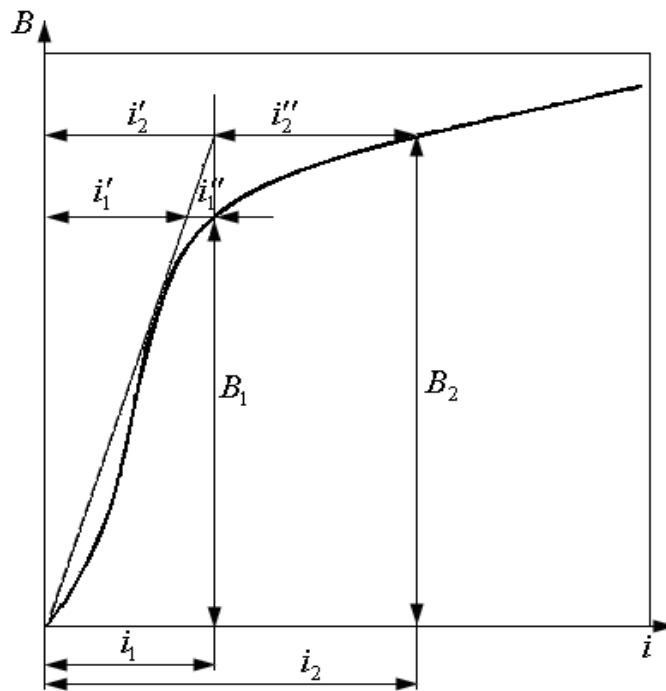


Рисунок 1.10 – Магнитная характеристика элемента ЭТС

Предполагая, что индукция изменяется по синусоидальному закону, выражение (1.46) можно представить зависимостью [110]

$$\begin{aligned} i_\mu &= a_1 B \sin \omega t + a_2 B^\beta \sin^\beta \omega t = \\ &= (a_1 B + a_2 B^\beta b_1) \sin \omega t + a_2 B^\beta b_3 \sin 3\omega t + \dots + a_2 B^\beta b_k \sin k\omega t =, \quad (1.51) \\ &= a_1 B \sin \omega t + \sum_{k=1}^n a_2 B^\beta b_k \sin k\omega t = I_{m1} \sin \omega t + \sum_{k=1}^n I_{mk} \sin k\omega t \end{aligned}$$

где B – амплитудное значение магнитной индукции;

b_1, b_3, \dots, b_k – коэффициенты, определяемые путем разложения функции $\sin^\beta \omega t$ в ряд Фурье [19];

$k = 1, 3, 5 \dots n$ – номер гармоники;

n - номер наибольшей учитываемой гармоники;

I_{m1}, \dots, I_{mk} – 1-ая и k -ая гармонические составляющие амплитудного значения намагничивающего тока.

Амплитудное значение намагничивающего тока [110]

$$I_m = I_{m1} + I_{m3} + \dots + I_{mk} = \sum_{k=1}^n I_{mk} = I_{m1} \sum_{k=1}^n \alpha_k = I_{m1} \sum_{k=3}^n (1 + \alpha_k), \quad (1.52)$$

где $\alpha_k = \frac{I_{mk}}{I_{m1}}$ - отношение соответствующей высшей гармонической

составляющей намагничивающего тока к первой;

Действующее значение намагничивающего тока при наличии высших гармоник [109]

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_{m1}^2 + I_{m3}^2 + \dots + I_{mk}^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^n I_{mk}^2} = \frac{I_{m1}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(1 + \sum_{k=3}^n \alpha_k^2\right)} \quad (1.53)$$

Тогда коэффициент амплитуды равен

$$\zeta_{md} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T idt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}} = \frac{I_m}{I_d} = \frac{\sqrt{2} \sum_{k=3}^n (1 + \alpha_k)}{\sqrt{\left(1 + \sum_{k=3}^n \alpha_k^2\right)}}. \quad (1.54)$$

Действующее значение ЭДС, наводимое вдоль элемента ЭТС [99]

$$E_d = k_\phi E_{cp} = 4wfS_{эл} Bk_\phi, \quad (1.55)$$

где k_ϕ – коэффициент формы кривой ЭДС.

Коэффициент формы кривой ЭДС

$$k_\phi = \frac{E_d}{E_{cp}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}}{\frac{2}{T} \int_0^T edt}, \quad (1.56)$$

где E_{cp} - среднее значение ЭДС;

e – величина синусоидальной (или гармонической) ЭДС представленная рядом Фурье, равная

$$e = \frac{4E_m}{\pi} \sin \omega t + \frac{4E_m}{3\pi} \sin 3\omega t + \dots + \frac{4E_m}{\pi k} \sin k\omega t = \frac{4E_m}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sin k\omega t, \quad (1.57)$$

где E_m – амплитудное значение ЭДС.

Тогда

$$k_\phi = \frac{\sum_{k=1}^n \left[\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{k} \sin(k\omega t) \right)^2 d(\omega t)} \right]}{\sum_{k=1}^n \left[\frac{2}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{k} \sin(k\omega t) d(\omega t) \right]} . \quad (1.58)$$

Для синусоидальной функции коэффициент формы кривой ЭДС равен $k_\phi = 1,11$.

С учетом выражений (1.45) и (1.55)

$$E_{д\text{орд}} I = \frac{4}{\zeta_{md}} k_\phi f S_{эл} l_{эл} BH . \quad (1.59)$$

Тогда удельная намагничивающая мощность элемента электротехнической стали равна

$$q_{нам} = \frac{4k_\phi f S_{эл} l_{эл} BH}{\gamma S_{эл} l_{эл} \zeta_{md}} = \frac{4k_\phi f BH}{\gamma \zeta_{md}} . \quad (1.60)$$

1.3.1. Методика и алгоритм определения удельных потерь в электротехнических сталях

На основе положений представленных в пункте 1.3.1 может быть сформирована математическая модель (ММ) удельных потерь в стали.

Суммарные удельные потери в листе электротехнической стали согласно (1.19) и (1.37)

$$p_{y\partial} = p_{ex} + p_{zc} = \frac{\pi^2 f^2 a^2 B^2}{6r\gamma} k_{bx}(\xi_f) + \frac{2fS_f B^2}{\mu\gamma} k_{rc}(\xi_f), \quad (1.61)$$

при $\xi_f \ll 1$, удельные потери в стали:

$$p_{y\partial} = \frac{\pi^2 f^2 B^2 a^2}{6r\gamma} + \frac{2fS_f B^2}{\gamma\mu}, \quad (1.62)$$

при $\xi_f \gg 1$ удельные потери в стали:

$$p_{уд} = \frac{\pi^{\frac{3}{2}} f^{\frac{3}{2}} B^2 a}{2\gamma k_R \sqrt{\mu\rho}} + \frac{\pi^{\frac{1}{2}} f^{\frac{3}{2}} S_f B^2 a}{\gamma \sqrt{\mu\rho}} = \frac{\pi^{\frac{1}{2}} f^{\frac{3}{2}} B^2 a}{\gamma \sqrt{\mu\rho}} \left(\frac{\pi}{2k_R} + S_f \right). \quad (1.63)$$

ММ, в которую вошли зависимости (1.61), (1.62) и (1.63), позволяет предложить методику автоматизированного определения потерь в ЭТС для любой заданной частоты при следующем наборе исходных данных:

- марка и толщина используемой ЭТС;
- зависимости $B = f(H)$ и $\mu = f(H)$ для соответствующей толщины, марки стали и некоторой частоты. При отсутствии зависимости $\mu = f(H)$ в справочной литературе, ее можно получить расчетным путем [120].

Алгоритм этой методики представлен на рисунке 1.11. Результаты расчетов удельных потерь по предложенному алгоритму при изменении частот в диапазоне от 50 до 500 Гц и индукций в диапазоне 0,2 - 2 Тл для сталей 3404, 3408 толщиной 0,35 мм и стали М120-S23 толщиной 0,23 мм представлены на рисунке 1.12.

Преимуществом предложенной методики является возможность идентифицировать удельные потери в стали при минимуме необходимых исходных данных (обычно каталожных) для какой-либо частоты в диапазоне от 50 до 500 Гц. Анализ результатов, полученных расчетным путем и сопоставление их с данными, полученными экспериментально [71,89,116,152,164], показывают, что предложенная методика обеспечивает достаточно высокую точность ($\pm 5\%$) при определении удельных потерь. Зависимости $p_{уд} = f(B)$ для некоторых видов ЭТС при изменении частоты представлены в приложении Б.

Хотя магнитные свойства холоднокатаной электротехнической стали постоянно улучшаются, сталь остается весьма чувствительной ко всякого рода механическим воздействиям, которые нарушают ориентацию кристаллов, при этом удельные потери и удельная намагничивающая мощность существенно увеличиваются. При резке пластин, особенно при затупившейся режущей части или плохо отлаженных ножницах, по кромкам пластин образуются заусенцы.

Если их размеры превышают допустимые (5 мкм), то они, перекрывая листы или нарушая изоляцию соседней пластины, образуют местные контуры для протекания токов, которые могут вызвать значительные местные нагревы при работе трансформатора, а также обуславливают дополнительные потери в стали.

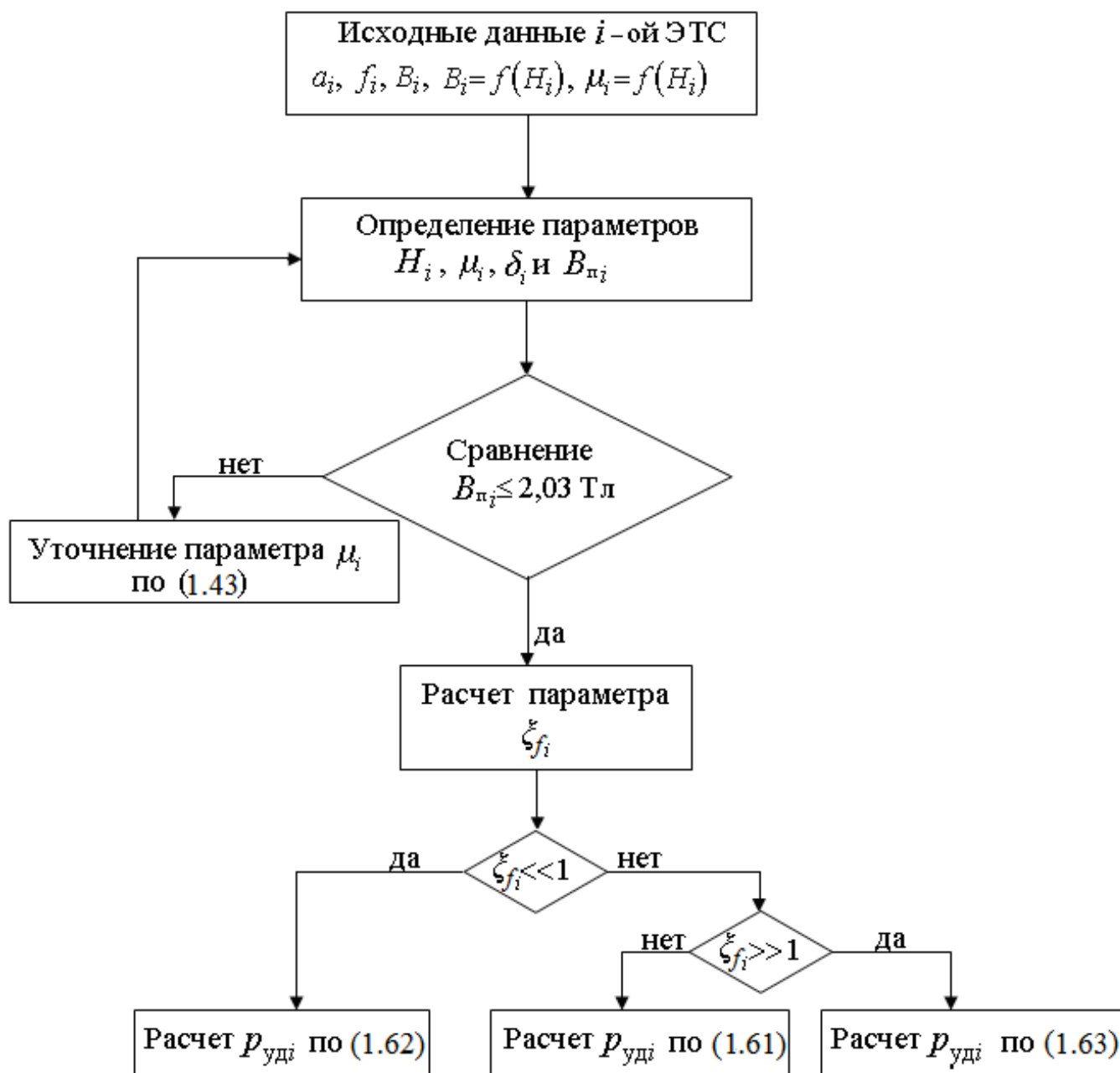


Рисунок 1.11 – Алгоритм методики расчета удельных потерь в ЭТС

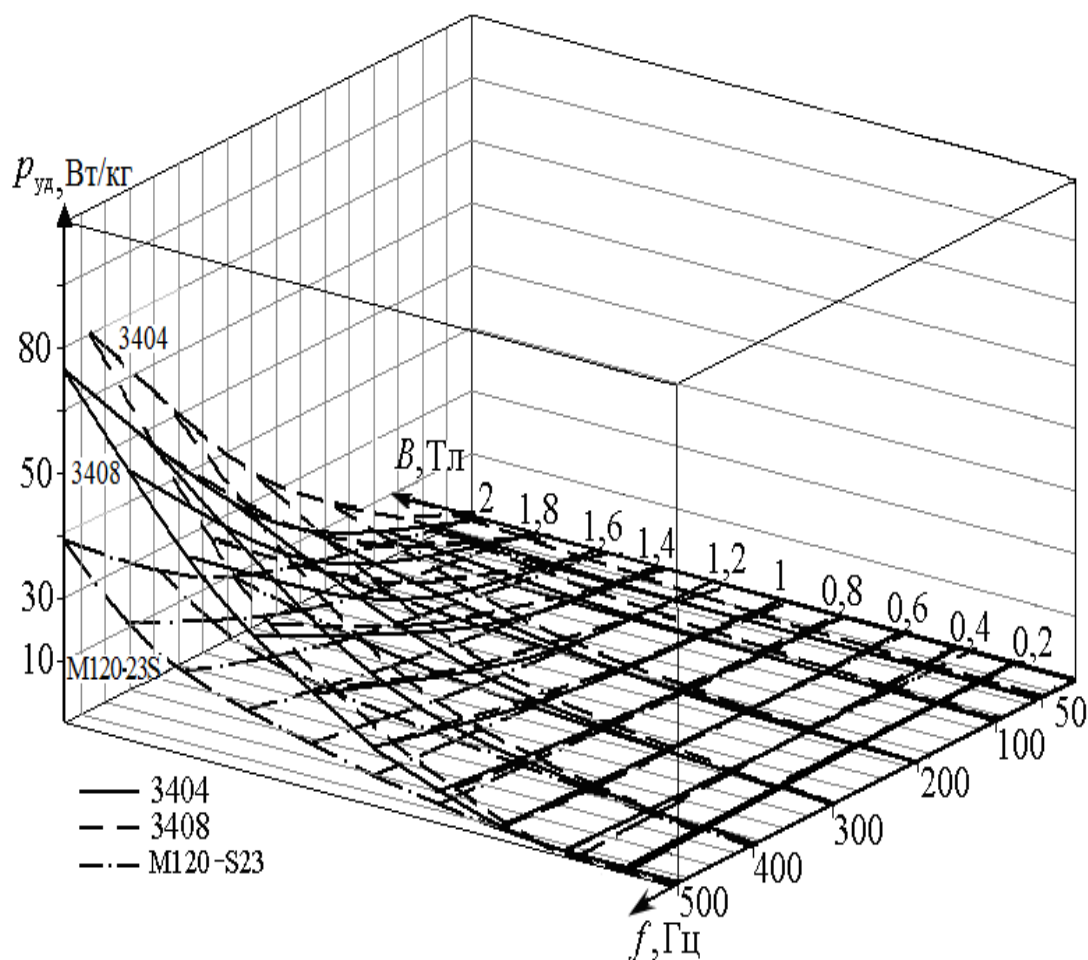


Рисунок 1.12 – Удельные потери в ЭТС 3404, 3408 толщиной 0,35 мм и M120-23S толщиной 0,23 мм в интервале частот 50-500 Гц в зависимости от индукции

Конструктивные и технологические факторы увеличивают удельные потери в МС на 10–20 %. Ввиду сложности аналитического описания влияния этих факторов в промышленном проектировании их учитывают с помощью эмпирических коэффициентов [38,135,165]. Коэффициент увеличения потерь является одним из важнейших показателей конструкторского и технологического уровня производства трансформаторов и составляет 1,15-1,2 [147]. Поэтому удельные потери в МС могут составлять

$$p_{уд.мс} = (1,15 \div 1,2) p_{уд} \quad (1.64)$$

В последние годы в трансформаторостроении разработаны новые конструктивные и технологические решения, которые позволяют существенно

уменьшить влияние этого коэффициента на уровень потерь и намагничивающей мощности в МС трансформаторов. Помимо применения электротехнических сталей с улучшенными свойствами, в качестве таких технических решений предложены более совершенные схемы шихтовки МС: технологии “STEP-LAP” и “Unicore” [90]. При схеме шихтовки «STEP-LAP» сборка пакетов производится в пять положений, со сдвигом их друг относительно друга ~15мм. При косом стыке направление магнитного потока в местах его поворота в большей степени совпадает с направлением проката стали, что позволяет снизить намагничивающую мощность и потери в МС. Но эта схема шихтовки очень трудоемка, т. к. необходимо большее количество типоразмеров пластин, и более сложна сборка магнитопровода [147]. Особенностью такой технологии является то, что стыковка половин МС при сборке выполняется не в одной плоскости, а по косой. Ступенчатая конструкция соединения стержней МС обеспечивает распределение зазоров по длине стержня, что приводит к снижению потерь в МС и улучшению ее характеристик [90]. Методика учета удельных потерь в стыках МС представлена в приложении В.

1.3.2. Математическая модель и алгоритм определения намагничивающей мощности в электротехнических сталях

В связи с ростом числа новых видов ЭТС, перспективой их дальнейшего совершенствования и необходимостью эффективного использования их электромагнитных свойств проблема совершенствования методов и средств адекватного математического моделирования характеристик ЭТС становится все более актуальной, а вследствие своей трудоемкости обуславливает необходимость создания в системах автоматизированного проектирования электромагнитных устройств (ЭУ) подсистем математического моделирования электромагнитных свойств ЭТС (ПАМЭСЭТС). Основное назначение такой подсистемы – автоматизированное формирование на основе каталожных данных (или данных производителя) и хранение в базе данных адекватных математических моделей характеристик ЭТС, описывающих их необходимые электромагнитные и другие

свойства ЭТС при различной частоте магнитного поля, с учетом физических свойств стали, состава, технологических особенностей производства, процесса обработки, прокатки, направления намагниченности, вида и способа покрытия и т.д.

Задача моделирования характеристик ЭТС в настоящее время решается на основе применения различных аппроксимационных и интерполяционных методов для аппроксимации прежде всего зависимости $B=f(H)$. Для этого предлагаются (и реализуются) два подхода [128]:

- интерполяционный, при котором для каждого сегмента напряженности $H \in [H_i, H_{i+1}]$ зависимость $B=f(H)$ интерполируют кубическим сплайном;
- аналитический, с помощью одной формулы, когда аппроксимацию выполняют на всем диапазоне напряженности $H \in [H_{\min}, H_{\max}]$.

Однако предложенные подходы не обеспечивают возможности получения многократно дифференцируемых функций зависимостей $H = f(B)$, $\mu = f(B)$, а также производных $\mu' = f_1(B)$, $\mu'' = f_2(B)$ и т.д., которые требуются в ряде эффективных методов оптимизации, расчетов магнитного поля и переходных процессов в ЭУ.

Эта проблема исключается при использовании аппроксимации с помощью пологих функций с экспоненциальным ядром, что позволяет получать семейство непрерывных дифференцируемых функций $B(H)$ и $H(B)$.

Идея такой аппроксимации состоит в замене переменной искомой функции, (в данном случае $B(H)$) на новую $B(\psi)$, которая, во-первых, нивелировала бы крутизну исходной зависимости $B=f(H)$, во-вторых нормировала бы диапазон изменения аргумента к единичному отрезку, т.е. $\psi \in [0,1]$. В итоге, задача поиска приближения зависимости $B(H)$, $H \in [H_{\min}, H_{\max}]$, сводится к поиску приближения зависимости $B(\psi) = \varphi(\psi)$.

Такую переменную логично назвать функцией нормирования аргумента. Простейшая функция, отвечающая требованию нормирования, это линейная функция вида:

$$\psi_{\text{лин}}(H) = \frac{H - H_{\min}}{H_{\max} + H_{\min}}. \quad (1.65)$$

Но линейная функция хоть и преобразует интервал $H \in [H_{\min}, H_{\max}]$ к единичному виду $\psi \in [0,1]$ но никак не влияет на форму исходной зависимости $B=f(H)$, а просто на отрезке $\psi \in [0,1]$ воспроизводит ее форму. Для изменения же формы (с целью снижения ее крутизны), целесообразно воспользоваться логарифмической функцией нормирования:

$$\psi_{\text{лог}}(H) = \frac{\ln(1 + H - H_{\min})}{\ln(1 + H_{\max} - H_{\min})}. \quad (1.66)$$

Функция (1.66) нивелирует крутизну практически любой кривой намагничивания, делая ее более пригодной для визуального анализа и подбора аппроксимирующих функций. К тому же очень хорошо отображаются оба колена кривой намагничивания (рисунок 1.13).

По подобию преобразованной кривой $B(\psi)$, была предложена пологая экспоненциальная функция с постоянным масштабом по оси Y , следующего вида

$$y(x) = M_y \cdot \exp[-(M_x(x - x_{sm}))^{2n}]; \quad x \in [0,1], \quad (1.67)$$

где M_y – параметр, который отвечает за масштаб (высоту) функции по оси Y ;

M_x – параметр, который отвечает за масштаб по оси X , с уменьшением которого график функции растягивается вдоль оси X ;

x_{sm} – смещение кривой по оси X (для подбора колена кривизны под исходный график);

n – степень крутизны кривой, (целочисленный параметр, при увеличении которого возрастает и крутизна графика функции на обоих коленах).

Функция (1.67) может быть представлена в более универсальном виде

$$y(x) = M_{yx}(x) \cdot M_y \cdot E(x); \quad x \in [0,1], \quad (1.68)$$

где $M_{yx}(x)$ – функция искажения амплитуды по оси Y ;

$E(x) = \exp[-(M_x(x - x_{sm}))^{2n}]$ – ядро аппроксимирующей функции,

определяющее пологость, крутизну и форму кривой в целом.

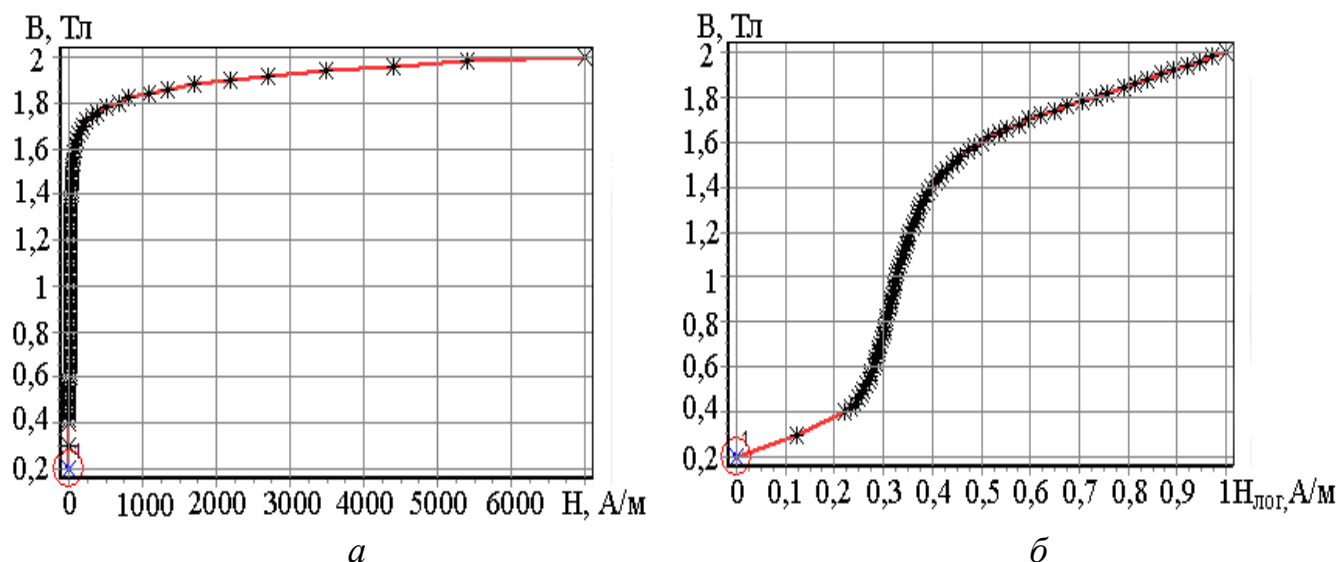


Рисунок 1.13 – Характеристика намагничивания для ЭТС 3404 0,35 мм:
a – исходной $B(H)$, *б* – преобразованной $B(\psi)$

Процесс формирования ММ по таблично заданной зависимости $B=f(H)$ представлен в виде блок-схемы на рисунке 1.14 [129].

Таким образом, для изначально заданной табличной зависимости $B=f(H)$ можно получить ММ, позволяющую определять такие зависимости, как $B'(H)$, $B''(H)$, $H(B)$, $H'(B)$, $H''(B)$.

В качестве примера представлена ММ зависимости $H = f(B)$ для стали 3404 толщиной 0,35 мм, которая в последствии может быть использована для определения удельной намагничивающей мощности:

$$H(B) = \varphi(\psi) = 12,28 + 30,82\psi^{1,1} + 260e^{-6,872 \cdot 10^{-8}(\psi-3,4)^{18}} + 40e^{-1,1 \cdot 10^{-8}(\psi-3,573)^{20}} + 5,5 \cdot 10^3 e^{-4,722 \cdot 10^{-15}(\psi-3,554)^{36}}, \quad (1.69)$$

где $\psi(B) = 0,6072B + 0,1518$ - аппроксимирующая функция.

Тогда, с учетом (1.69), выражение для определения удельной намагничивающей мощности можно записать так

$$q_{\text{нам}} = \frac{4k_{\phi} fBH}{\gamma} \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} H(B) dt}{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} H^2(B) dt}} = \frac{4k_{\phi} fBH}{\gamma} \frac{\sqrt{\pi} \int_0^{\pi} H(B) dt}{\sqrt{\int_0^{\pi} H^2(B) dt}}. \quad (1.70)$$

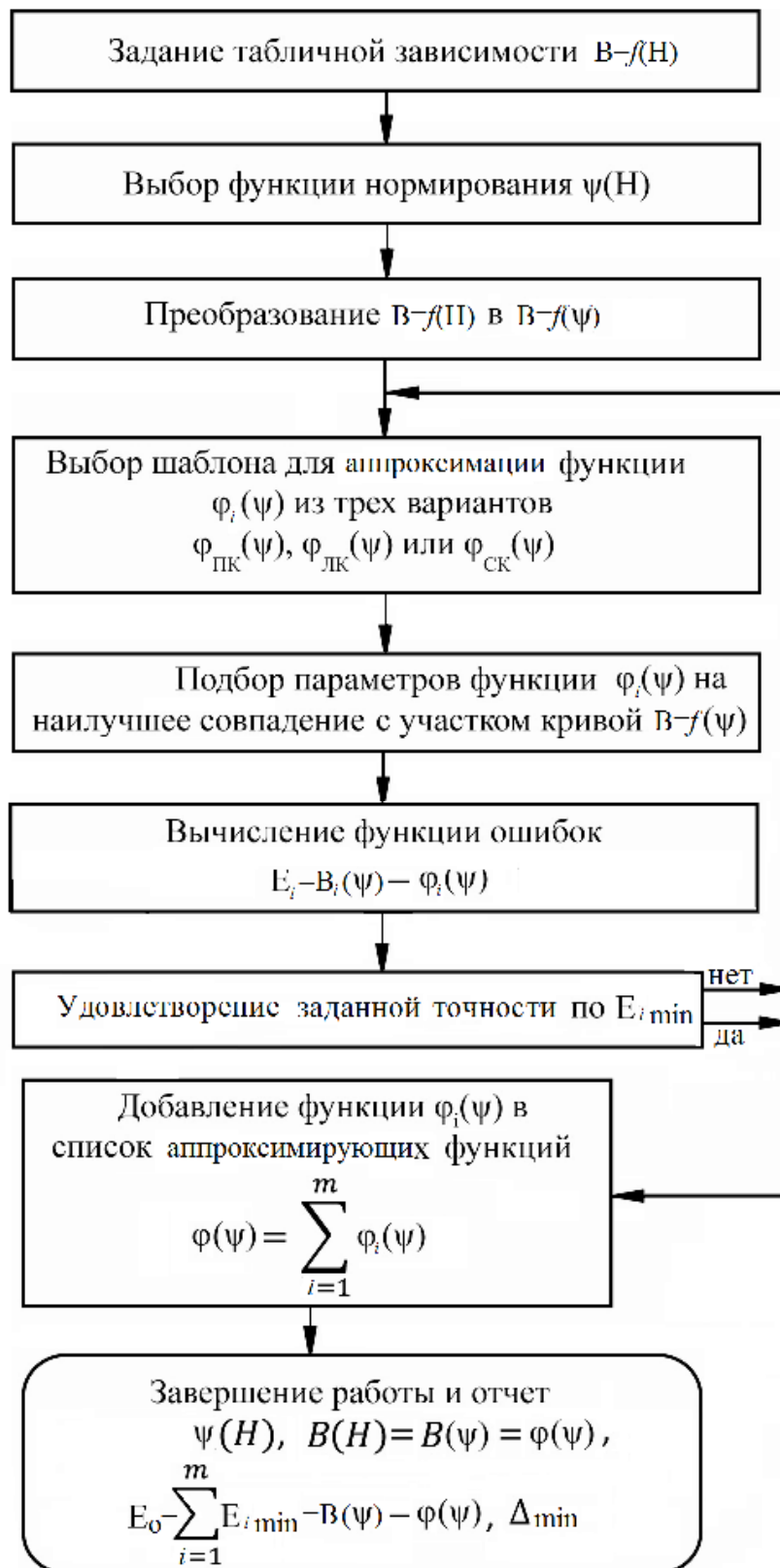


Рисунок 1.14 – Блок-схема процесса формирования ММ по исходной зависимости $B=f(H)$

Предложенный подход к формированию ММ таблично заданных характеристик намагничивания ЭТС позволяет обеспечить точность их аппроксимации до 0,5%. Эта точность зависит от количества выбранных шаблонов для аппроксимации искомых функций. Аналогичный подход используется при формировании ММ зависимостей удельной намагничивающей мощности от частоты и от индукции.

Для определения удельной намагничивающей мощности можно использовать упрощенную математическую модель (1.60) либо более точную (1.70). Расчеты по этим ММ удобно выполнять с помощью программного комплекса Mathcad. Зависимости $q_{\text{нам}} = f(B)$ для различных видов ЭТС при различных частотах, полученные расчетным путем, представлены в приложении Г.

Выводы по разделу 1

1. На основе анализа теоретических положений физического процесса возникновения удельных потерь в ЭТС и ряда методик их определения, предложены ММ и методика определения удельных потерь в ЭТС, позволяющие с достаточной степенью точности определять гистерезисную и вихревую составляющие удельных потерь для различных видов, марок и толщин ЭТС для различных частот магнитного поля при минимуме исходных данных.

2. Предложенная методика позволяет:

– определять удельные потери в ЭТС с учетом размагничивающего действия вихревых токов, т.е. при неравномерном распределении индукции по поперечному сечению стального листа с учетом глубины проникновения;

– определять удельные потери в ЭТС не только при ее намагничивании вдоль прокатки, но и при изменении угла намагничивания (при наличии характеристики намагничивания стали под соответствующим углом [89]).

– расчетным путем получить характеристику намагничивания ЭТС для частот, отличающихся от 50 Гц по исходной характеристике намагничивания.

3. Увеличение частоты сопровождается увеличением вихревой составляющей потерь, снижение которой можно обеспечить путем уменьшения толщины стального листа. Однако в этом случае гистерезисные потери в ЭТС возрастают, усложняется технология производства МС и уменьшается коэффициент заполнения МС сталью.

4. Уменьшение толщины ЭТС также приводит к ее удорожанию, а, следовательно, и к увеличению стоимости трансформатора.

5. Для каждой частоты целесообразно выбирать ЭТС оптимальной толщины, с учетом компенсации гистерезисных потерь и технологических факторов. Преимуществом ЭТС меньшей толщины является также то, что ее эффективная магнитная проницаемость с ростом частоты снижается меньше, чем у ЭТС с большей толщиной листа. Поэтому в трансформаторах, работающих при повышенных частотах, целесообразно использовать аморфную сталь или

тонколистовую электротехническую сталь с высокой проницаемостью и малыми удельными потерями.

6. Предложена ММ зависимости удельной намагничивающей мощности ЭТС от индукции при различных частотах питающего напряжения, обеспечивающая высокую точность совпадения с данными, представленными в каталогах производителей ЭТС [165].

7. На основе предложенных ММ разработаны методики, алгоритмы и программные модули для автоматизированного проектирования трансформаторов стандартной и повышенной частоты, которые могут использоваться при проектном синтезе и оптимизации силовых трансформаторов в диапазоне частот 25-500 Гц.

8. В производственных условиях предложенные ММ и методики позволяют уточнять расчетные зависимости удельных потерь и намагничивающей мощности от индукции по характеристикам намагничивания каждой партии поставляемых ЭТС, так как эти характеристики, как правило, не идентичны для каждой отдельной партии ЭТС.

РАЗДЕЛ 2

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

2.1. Общие положения

Тенденции развития мирового и отечественного трансформаторостроения [45,107,150,151,181] открывают новые возможности для дальнейшего совершенствования силовых трансформаторов на основе накопленного научного базиса, инновационных технических решений, новых электромеханических материалов и технологических процессов.

Однако для эффективного использования мировых достижений и накопленного опыта проектирования трансформаторов в конкретных проектных ситуациях необходим комплексный научный анализ, который обеспечивает при заданных технико-экономических требованиях оптимальное сочетание возможных инновационных и традиционных решений при формировании структуры разрабатываемого трансформаторного устройства.

Для решения этой задачи используется этап исследовательского проектирования (ИП) трансформатора. В жизненном цикле любой технической системы ИП – важнейшая и сложнейшая стадия, так как на этой стадии обосновываются концептуальные технические решения, которые определяют не только эффективность ее производства и эксплуатации, но и ее перспективность и конкурентоспособность. На стадии ИП трансформатора на основе анализа научно-технических достижений и имеющихся ресурсов определяется структурный облик трансформатора, создается параметрический базис проводимых исследований и формируется техническое задание, которое обуславливает реализацию всех последующих стадий жизненного цикла трансформатора.

Комплекс ММ компонентов трансформаторов должен представлять взаимосвязанную систему ММ конструктивных элементов и процессов, адекватно

отражающую структурные, конструктивные, технико-экономические свойства и физические процессы, возникающие в них при преобразовании электрической энергии.

В работах [85,33,93,121] показано, что такие обобщенные (агрегированные) ММ могут быть построены на основе функций позиномов. Естественная форма большинства функций, которые описывают компоненты трансформатора, является позиномиальной, другие виды ММ также могут быть преобразованы в позиномы. Тогда обобщенная форма представления компонентов проектных ММ реализуется в виде конечного множества позиномов. Эти ММ обеспечивают достаточно адекватное и компактное описание компонент объекта проектирования, которое на последующих этапах проектного синтеза может быть развернуто до любого необходимого уровня детализации и одновременно обеспечивает унификацию алгоритмов и программного обеспечения проектного синтеза.

В обобщенной форме комплекс позиномиальных ММ может быть представлен в следующем виде [53,118]

$$M_n = \{U_t; C_t\}, \quad t = \overline{1, z}, \quad (2.1)$$

где z – общее количество позиномов, входящих в ММ;

U_t – множество позиномов, описывающих компоненты объекта проектирования;

C_t – множество отношений, устанавливаемых для моделируемых компонентов объекта в соответствии с заданным множеством входных и выходных данных, а также состояний объекта.

$$U_t = \sum_{i=1}^{N_{pt}} B_{it} \prod_{j=1}^p x_j^{\alpha_{ijt}}, \quad (2.2)$$

где N_{pt} – число членов t -го позинома;

B_{it} – положительный постоянный коэффициент i -го члена t -го позинома;

p – число управляемых переменных в ММ;

x_j – j -ая независимая (управляемая) переменная ММ ($j = \overline{1, p}$);

α_{ijt} – показатель степени j -ой переменной в i -ом члене t -го позинома.

Если число позиномов в ММ z , тогда матрица-столбец постоянных позиномов, составляющих ММ, равна

$$U_z = [U_t], \quad t = \overline{1, z}. \quad (2.3)$$

Коэффициенты членов t -го позинома и показатели степеней могут быть сведены в матрицу-столбец коэффициентов \overline{B}_t и матрицу размерностей \overline{a}_t .

$$\overline{B}_t = [B_i], \quad i = \overline{1, N_{pt}}; \quad \overline{a}_t = [a_{ij}], \quad j = \overline{1, p}. \quad (2.4)$$

Особенности позиномиальной ММ:

1. Обобщенная форма представления компонентов ММ реализуется в виде конечного множества позиномов.

2. Эти обобщенные ММ обеспечивают компактное описание объекта проектирования, которое может быть развернуто до любого необходимого уровня детализации и одновременно обеспечивает унификацию алгоритмов и программ синтеза.

3. Преимущество таких ММ в их инвариантности – возможности охвата достаточно большого диапазона возможных типоразмеров конкретного вида электромеханического преобразователя.

4. Этот подход создает возможности автоматизированного синтеза различных структурных (технических) решений магнитных систем, обмоток (и др. компонентов) объекта проектирования на основе сочетания ММ модулей (блоков) различных компонентов (конструктивных элементов) с увязкой их по переменным.

5. Создается возможность автоматизированного формирования программных блоков ММ без необходимости их «ручного» программирования. Позиномиальная форма обобщенных ММ характерна для различных проектных критериев: приведенных затрат, полной капитализированной стоимости и т.д. Что позволяет при определенных условиях получить аналитические решения ряда задач в общем виде.

Однако в опубликованных работах [6,122,179] позиномиальные ММ компонентов трансформатора представлены только для трехфазных трехстержневых трансформаторов с планарной (плоской) магнитной системой и ступенчатой формой поперечного сечения стержня и ярма, которая вписывается в круг, а также с обмотками только катушечного и винтового видов.

Эти ММ предназначены для анализа трансформаторов с рабочей частотой только 50 Гц, не учитывают возможность ее вариации и соответствующего изменения удельных потерь в магнитной системе, а также возможность (или необходимость) применения в трансформаторе сочетания обмоток из различных проводниковых материалов.

За последнее десятилетие благодаря разработке новых, более совершенных видов электротехнических сталей в мировом трансформаторостроении получили применение планарные и пространственные магнитные системы не только с круглой формой поперечного сечения стержня, но и с эллиптической (овальной), прямоугольной, шестиугольной (рисунок 2.1). В силовых трансформаторах получили применение цилиндрические слоевые обмотки как из обычного провода, так и из фольги, и даже из провода, обладающего высокотемпературной сверхпроводимостью, более широкое применение получили силовые и специальные трансформаторы повышенной частоты (транспорт, сварочные установки), предложены и другие конструктивные решения для совершенствования трансформаторов.

Поэтому для решения задач ИП на современном этапе развития трансформаторостроения необходима дальнейшая разработка новых ММ трансформаторов, учитывающих указанные выше новые технические решения, конструктивные исполнения и инновационные электротехнические материалы.

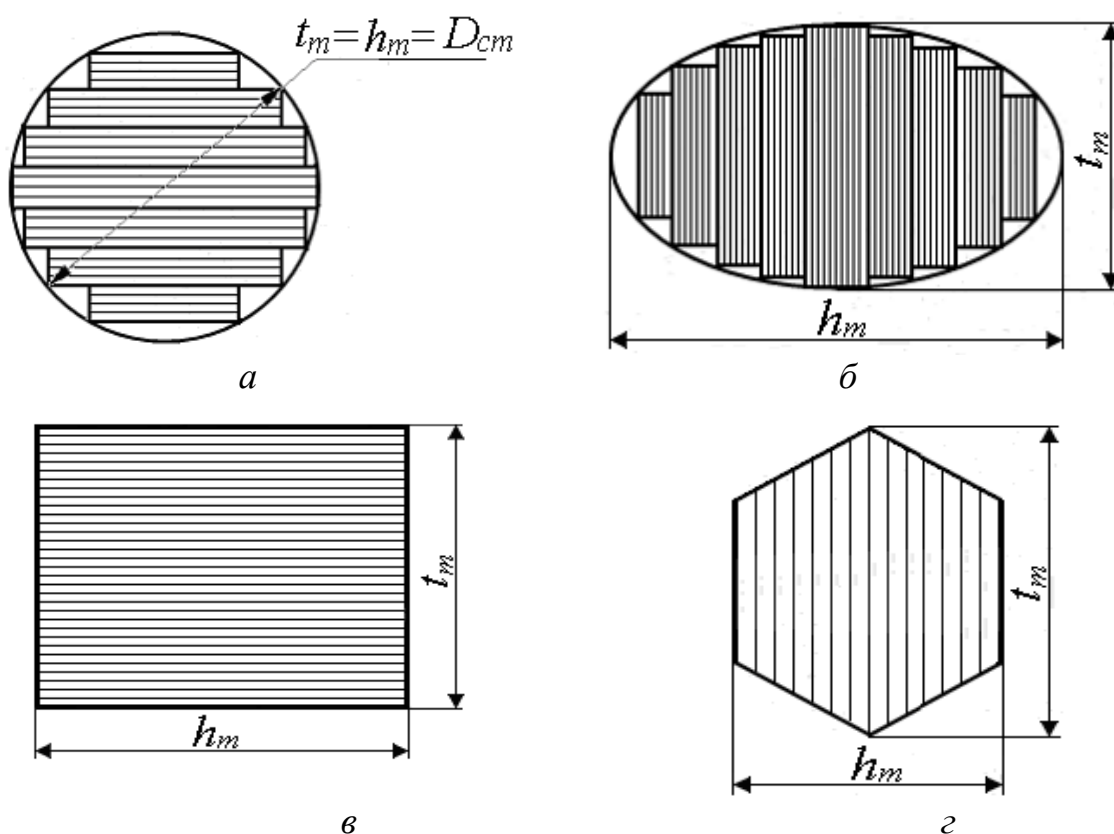


Рисунок 2.1 – Формы поперечного сечения стержня

2.2. Обобщенная математическая модель трансформатора

Для реализации проектных исследований в обобщенном виде и сокращения числа управляемых переменных (УП) на этапе ИП целесообразно использовать обобщенную ММ с одной (эквивалентной) обмоткой, которая заменяет множество реальных обмоток и позволяет существенно сократить размерность задачи исследовательского проектного синтеза за счет применения агрегированных управляемых переменных и упрощения структуры ММ [123].

2.2.1. Приведение параметров реальных обмоток n -обмоточного трансформатора к параметрам эквивалентной обмотки

Необходимый уровень адекватности обобщенной ММ [27,117] обеспечивается при удовлетворении следующих условий:

1. Полная мощность эквивалентной обмотки S_3 равна суммарной полной типовой мощности реальных обмоток

$$S_3 = \sum_{i=1}^n S_i, \quad (2.5)$$

где S_i – полная типовая мощность i -ой реальной обмотки;

n – число реальных обмоток.

2. Масса $G_{кэ}$ и основные потери $P_{кэ}$ эквивалентной обмотки равны соответственно суммарной массе и сумме потерь в реальных обмотках (при их нагрузке номинальными токами)

$$G_{кэ} = \sum_{i=1}^n G_{ki}, \quad (2.6)$$

$$P_{кэ} = \sum_{i=1}^n P_{ki}. \quad (2.7)$$

где G_{ki} – масса i -ой обмотки;

P_{ki} – основные потери i -ой обмотки.

3. Удельная тепловая нагрузка эквивалентной обмотки $q_{оэ}$ равна средней удельной тепловой нагрузке реальных обмоток

$$q_{оэ} = \frac{\sum_{i=1}^n q_{oi}}{n}, \quad (2.8)$$

где q_{oi} – средняя удельная тепловая нагрузка i -ой обмотки.

При этом принимается, что эквивалентная обмотка условно имеет то же число охлаждающих поверхностей, что и сумма реальных обмоток.

4. Высота эквивалентной обмотки принимается равной средней высоте реальных обмоток, а площадь поперечного сечения эквивалентной обмотки в “окне” трансформатора принимается равной суммарной площади в окне реальных обмоток

$$s_3 w_3 = \sum_{i=1}^n s_i w_i, \quad (2.9)$$

где s_3 – площадь условного поперечного сечения витка эквивалентной обмотки;

w_3 – условное число витков эквивалентной обмотки;

s_i, w_i – площадь поперечного сечения витка и полное число витков i -ой обмотки (с учетом регулировочных).

5. Если реальная обмотка разделена на отдельные концентры, то каждый концентр рассматривается как отдельная обмотка с мощностью, равной части мощности соответствующей реальной обмотки.

При выводе зависимостей между параметрами эквивалентной и реальных обмоток параметры реальных обмоток удобно привести к мощности одной из реальных обмотк (обычно наиболее мощной, как это принято в практике проектирования многообмоточных трансформаторов). Такое приведение может быть выполнено к мощности любой (i -ой) обмотки. Нумерация обмоток принимается от стержня (рисунок 2.2).

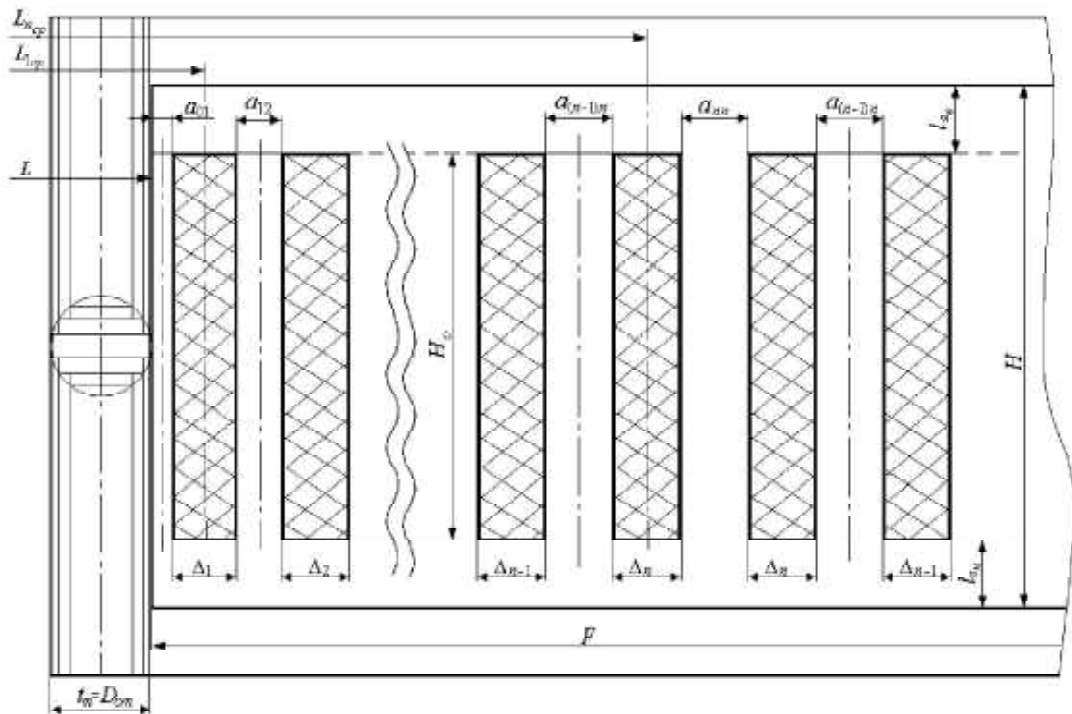


Рисунок 2.2 – Основные размеры и размещение обмоток в “окне” трехфазного трансформатора с планарной магнитной системой

При приведении мощностей реальных обмоток к мощности i -ой обмотки коэффициенты относительных мощностей выражаются отношениями

$$C_{1i} = \frac{S_1}{S_i} = \frac{I_1 w_1}{I_i w_i}; \quad C_{2i} = \frac{S_2}{S_i} = \frac{I_2 w_2}{I_i w_i}; \quad C_{ji} = \frac{S_j}{S_i} = \frac{I_j w_j}{I_i w_i}, \quad (2.10)$$

где $I_1, I_2, \dots, I_j, I_i$ – номинальные токи обмоток.

Из условия (2.5) следует, что

$$I_3 w_3 = \sum_{i=1}^n I_i w_i = I_i w_i \sum_{j=1}^n C_{ji} = I_i w_i l_{ci}, \quad (2.11)$$

где I_3 – условный ток эквивалентной обмотки;

$l_{ci} = \sum_{j=1}^n C_{ji}$ – обобщенный коэффициент суммы относительных мощностей реальных обмоток.

Для упрощения индексов зависимостей эквивалентной обмотки, выполним приведение параметров реальных обмоток к параметрам первой. Тогда, аналогично (2.10) и (2.11) коэффициенты относительных мощностей и произведение $I_3 w_3$ выражаются отношениями

$$C_{11} = \frac{S_1}{S_1} = \frac{I_1 w_1}{I_1 w_1}; \quad C_{21} = \frac{S_2}{S_1} = \frac{I_2 w_2}{I_1 w_1}; \quad C_{i1} = \frac{S_i}{S_1} = \frac{I_i w_i}{I_1 w_1}; \quad (2.12)$$

$$I_3 w_3 = \sum_{i=1}^n I_i w_i = I_1 w_1 \sum_{i=1}^n C_{i1} = I_1 w_1 l_{c1}. \quad (2.13)$$

Суммарную площадь поперечного сечения проводников эквивалентной обмотки в “окне” на фазу ($s_3 w_3$) можно выразить через суммарные размеры поперечного сечения реальных обмоток и коэффициент заполнения площади обмоток проводниковым материалом (рис. 2.2), либо через сумму площадей поперечного сечения в “окне” активных проводников реальных обмоток

$$s_3 w_3 = \sum_{i=1}^n s_i w_i = \varphi_k H_o F_o = s_1 w_1 \sum_{i=1}^n \frac{s_i w_i}{s_1 w_1}, \quad (2.14)$$

где φ_k – коэффициент заполнения площади обмоток в “окне” проводниковым материалом;

$H_o = H - l_o$ – средняя высота реальных обмоток в “окне”;

H – высота окна магнитной системы;

l_o – суммарный средний размер изоляции в “окне” между торцами обмоток и ярмами;

$F_o = \sum_{i=1}^n \Delta_i$ – суммарный радиальный размер обмоток на фазу в “окне”;

Δ_i – радиальный размер поперечного сечения i -ой обмотки в “окне”.

Из (2.14) следует, что коэффициент заполнения площади обмоток в “окне” проводниковым материалом можно выразить через их размеры

$$\varphi_k = \frac{\sum_{i=1}^n s_i w_i}{H_o F_o}. \quad (2.15)$$

Площадь поперечного сечения любой i -ой обмотки в “окне” зависит от ее рабочего тока (I_i), плотности тока (j_i) и числа витков. Коэффициент C_{i1} можно выразить через отношение плотностей токов i -ой обмотки к первой $k_{i1} = \frac{j_i}{j_1}$

$$C_{i1} = \frac{I_i w_i}{I_1 w_1} = \frac{j_i s_i w_i}{j_1 s_1 w_1} = k_{i1} \frac{s_i w_i}{s_1 w_1}. \quad (2.16)$$

Откуда следует, что

$$\sum_{i=1}^n \frac{s_i w_i}{s_1 w_1} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}}. \quad (2.17)$$

Тогда

$$s_3 w_3 = s_1 w_1 l_{n1}, \quad (2.18)$$

где $l_{n1} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}}$ – обобщенный параметрический коэффициент, учитывающий сумму относительных мощностей обмоток и их плотности токов.

Коэффициент заполнения площади поперечного сечения в “окне” проводниковым материалом i -ой обмотки равен

$$\varphi_{ki} = \frac{s_i w_i}{\Delta_i H_{oi}}, \quad (2.19)$$

где H_{oi} - высота i -ой обмотки.

Тогда средний коэффициент заполнения поперечного сечения обмоток в “окне” трансформатора проводниковым материалом на основе (2.15) можно выразить через коэффициенты заполнения площадей поперечного сечения реальных обмоток и их относительные плотности токов

$$\varphi_{\kappa} = \frac{\sum_{i=1}^n S_i W_i}{\sum_{i=1}^n \Delta_i H_{oi}} = \frac{\sum_{i=1}^n S_i W_i}{\sum_{i=1}^n \frac{S_i W_i}{\varphi_{\kappa_i}}} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}}}{\sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1} \varphi_{\kappa_i}}} = \frac{l_{n1}}{l_{\varphi 1}}, \quad (2.20)$$

$$\text{где } l_{\varphi 1} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1} \varphi_{\kappa_i}}.$$

Если (при одинаковом проводниковом материале обмоток) принять

$$j_1 = j_2 = \dots = j_n, \quad (2.21)$$

$$\text{то } k_{i1} = k_{i2} = \dots = k_{n1} = 1 \text{ и } l_{n1} = l_{c1}. \quad (2.22)$$

Из (3.13) и (3.18) следует также, что соотношение плотностей тока первой и эквивалентной обмоток определяется как

$$\frac{j_1}{j_{\varepsilon}} = \frac{l_{n1}}{l_{c1}}. \quad (2.23)$$

Таким образом, параметрический коэффициент l_{n1} учитывает не только относительные мощности отдельных обмоток трансформатора, но и влияние на их суммарные размеры в “окне” (а, значит, и на размеры “окна”) относительных величин плотностей токов отдельных обмоток k_{i1} , обусловленных материалом обмоточного провода, условиями охлаждения обмоток, их взаимным размещением в “окне” и условиями оптимизации параметров обмоток. Поэтому в процессе ИП значения k_{i1} обмоток могут быть скорректированы или оптимизированы с учетом указанных факторов.

Если обмотки трансформатора должны быть выполнены из различных проводниковых материалов, то исходные значения коэффициентов k_{i1} должны быть заданы с учетом свойств материалов проводов [130]. В этом случае при выборе начальных значений коэффициентов k_{i1} целесообразно исходить из следующих положений:

1. Стандарты на общепромышленные трансформаторы, как правило, предусматривают сохранение уровня потерь в трансформаторе независимо от материала обмоточного провода (медь, алюминий и т.д.). Это значит, что если при использовании для обмотки какого-либо из традиционных материалов основные

потери в ней составляли P_{ki} , то при другом материале провода эти потери P_{kin} не должны существенно изменяться.

2. В трансформаторах данного класса нагревостойкости изоляции перегрев обмоток (для эффективного использования материала провода и изоляции), по возможности, также должен быть одинаковым, что обеспечивается (при аналогичном конструктивном исполнении обмоток и способе их охлаждения) примерным равенством их средних удельных тепловых нагрузок

$$q_{o1} \cong q_{o2} \cong \dots \cong q_{oi} \cong \dots \cong q_{on}, \quad (2.24)$$

где $q_{oi} = \frac{k_{oi} P_{ki}}{k_{zi} S_i^{охл}}$ – средняя удельная тепловая нагрузка i -ой обмотки;

k_{oi} – средний коэффициент добавочных потерь в i -ой обмотке в расчетном режиме;

P_{ki} – основные потери в i -ой обмотке трансформатора;

k_{zi} – коэффициент закрытия поверхности охлаждения i -ой обмотки;

$S_i^{охл}$ – площадь эффективной поверхности охлаждения i -ой обмотки.

Поэтому при использовании другого материала для какой либо из обмоток (или группы обмоток), но с тем же классом нагревостойкости изоляции, это условие также должно выполняться.

В приложении Д показано, что эти условия удовлетворяются, если начальные значения k_{i1} выбираются равными отношениям удельных электрических сопротивлений проводниковых материалов соответствующих обмоток, т.е.

$k_{i1} = \frac{\rho_1}{\rho_i}$, либо $k_{ij} = \frac{\rho_j}{\rho_i}$. В процессе детальной оптимизации параметров обмоток

эти отношения могут быть скорректированы с учетом свойств материалов, конструктивных особенностей обмоток и их частных проектных критериев (приложение Е).

2.3. Зависимости между геометрией элементов активной части трансформатора и его параметрами

2.3.1. Площадь поперечного сечения стержня магнитной системы и длина ее образующей

Математические модели трансформатора для решения задач ИП должны обеспечивать возможности синтеза и анализа различных конструктивных исполнений структурных элементов активной части с требуемыми функциональными параметрами.

Геометрическая форма и размеры концентров обмоток, как правило, определяются формой и величиной площади поперечного сечения стержня МС – S_{cm} . Как показали многочисленные исследования [4,15,16,25,39,69,162], параметр S_{cm} является наиболее влиятельной (существенной) переменной в ММ геометрии трансформатора. Но при одном и том же значении S_{cm} форма поперечного сечения стержня МС и соотношение ее основных размеров могут быть различными (рисунок 2.1). Если форма поперечного сечения стержня МС не является кругом или квадратом, то длина (или периметр) образующей, описанной вокруг поперечного сечения стержня L , зависит от соотношения его основных размеров. Это, в свою очередь, обуславливает и различную величину средней длины витков концентров обмоток, расположенных на этом стержне. Для учета этого конструктивного фактора удобно использовать длину (или периметр) образующей, описанной вокруг поперечного сечения стержня, выраженную через его основные геометрические размеры – ширину t_m и высоту (толщину) h_m (рисунок 2.1), либо через один из основных размеров (например t_m) и отношение

$$\alpha = \frac{h_m}{t_m} :$$

$$L = \psi(t_m + h_m), \quad (2.25)$$

или

$$L = \psi t_m (1 + \alpha), \quad (2.26)$$

где ψ – коэффициент формы поперечного сечения стержня МС.

Величины ψ для каждой из форм поперечного сечения определяются из известных геометрических соотношений [19] и приведены в таблице 2.1.

Выражение (2.26) более целесообразно в ММ, так как величина α может быть предварительно задана или определена из оптимизационных соотношений.

Площадь поперечного сечения стержня в общем виде также можно выразить через основной размер t_m и отношение α

$$S_{cm} = \vartheta t_m^2, \quad (2.27)$$

где ϑ – коэффициент геометрических соотношений между S_{cm} и t_m , который для каждой из форм образующей может быть выражен через α и представлен в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Коэффициенты формы и коэффициенты геометрических соотношений для различных видов форм поперечного сечения МС

Форма поперечного сечения	Коэффициенты формы ψ	Коэффициент пропорциональности ϑ
прямоугольная	2	$\vartheta = \alpha$
квадратная	2	$\vartheta = \alpha$
эллиптическая	$\frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{\lambda^2}{4} + \frac{\lambda^4}{64}\right),$ $\lambda = \frac{h_m - t_m}{h_m + t_m} = \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}$	$\vartheta = \frac{\pi}{4} \alpha$
круглая	$\frac{\pi}{2}$	$\vartheta = \frac{\pi}{4} \alpha$
правильная многоугольная	$z \operatorname{tg} \frac{\pi}{2z}$	$\vartheta = \frac{z}{4} \alpha \sin \frac{\pi}{z}$

Для круглой и квадратной форм S_{cm} $\alpha = 1$, для правильных многоугольников

– $\alpha = \cos \frac{\pi}{z}$, где z – количество сторон многоугольника.

Таким образом, для длины (периметра) образующей поперечного сечения стержня МС различной формы может использоваться одна и та же ММ, то же следует и для площади поперечного сечения стержня.

2.3.2. Основные размеры и масса магнитной системы

Основные размеры МС определяются размерами “окна” и поперечного сечения стержня. Размеры “окна”, в свою очередь, обусловлены размерами обмоток и изоляции. Ширина “окна” МС определяется количеством фаз и концентроров обмоток в “окне”, а также суммой радиальных размеров главной изоляции (рисунок 2.2):

$$F = a_{nn} + k_{\phi} \left(\sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} + \sum_{i=1}^l b_{qi} + \sum_{i=1}^n \Delta_i \right), \quad (2.28)$$

где a_{nn} – изоляционное расстояние между крайними обмотками соседних фаз, для однофазного одностержневого трансформатора $a_{nn} = a_{on}$, a_{on} – изоляционное расстояние между магнитной системой и крайней обмоткой в “окне” в соответствии с ее классом напряжения;

k_{ϕ} – количество фазных обмоток в “окне” ($k_{\phi} = 2$ при трехстержневой МС и числе фаз трансформатора $m = 3$, $k_{\phi} = 1$ при $m = 1$);

$a_{(i-1)i}$ – изоляционное расстояние между i -ой и $(i-1)$ обмотками;

l – число вертикальных охлаждающих каналов между концентрирами обмоток;

b_{qi} – ширина вертикального охлаждающего канала между концентрирами i -ой обмотки.

Из (2.28) следует, что суммарная ширина обмоток одной фазы в окне

$$F_o = \frac{1}{k_{\phi}} (F - l_q), \quad (2.29)$$

где $l_q = a_{nn} + k_{\phi} \left(\sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} + \sum_{i=1}^l b_{qi} \right)$ – суммарный радиальный размер изоляции в “окне”.

Из рисунка 2.2 следует, что суммарный размер изоляции от торцов обмоток до ярм

$$l_o = l_{яв} + l_{ян}, \quad (2.30)$$

где $l_{яв}$ – изоляционное расстояние от верхнего ярма до обмоток;

$l_{ян}$ – изоляционное расстояние от нижнего ярма до обмоток.

Тогда высота “окна” МС

$$H = H_o + l_o. \quad (2.31)$$

Полная масса стали МС трансформатора равна сумме масс всех участков магнитной цепи

$$G_{мс} = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^z G_{ij}, \quad (2.32)$$

где G_{ij} – масса j -го участка i -го вида в МС;

z – число однотипных элементов данного вида (стержней, узлов, ярм) в МС;

p – число видов типовых элементов (участков) МС.

Масса стали при ступенчатой форме сечения стержня МС, с образующей в форме круга (рис. 2.2), через размеры “окна”

$$G_{мс} = G_{см} + G_{я} + G_y = \gamma_c \varphi_o S_{см} (n_{см} H + n_{я} k_y F + n_y t_m), \quad (2.33)$$

где $G_{см}$ – масса стержней;

$G_{я}$ – масса ярм;

G_y – масса углов;

γ_c – плотность электротехнической стали;

φ_o – коэффициент заполнения активной сталью площади поперечного сечения стержня;

$n_{см}$ – число стержней МС;

$n_{я}$ – число ярм;

$k_y = \frac{S_{я}}{S_{см}} = \frac{B_{см}}{B_{я}}$ – коэффициент усиления сечения ярма;

$S_{я}$, $B_{я}$ – площадь поперечного сечения ярма и индукция в ярме;

n_y – число углов МС;

$t_m = D_{cm}$ – диаметр образующей площади поперечного сечения стержня МС.

Для планарных трехфазных стержневых МС $n_{cm} = 3$, $n_y = 4$, $n_y = 6$.

При прямоугольной и эллиптической формах поперечного сечения стержня и ярма масса стали трехфазной трехстержневой МС также выражается зависимостью (2.33) (рисунок 2.3, 2.4).

ММ масс МС других конструктивных исполнений трансформаторов приведены в приложении Ж.

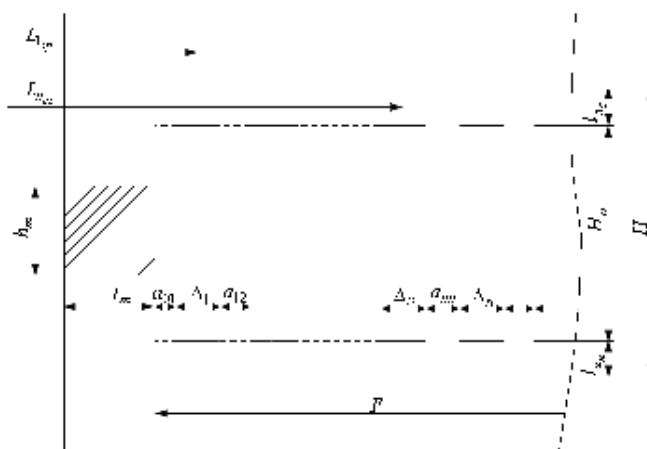


Рисунок 2.3 – Основные размеры и размещение обмоток в “окне” трансформатора с шихтованной (планарной) МС и прямоугольным поперечным сечением стержня

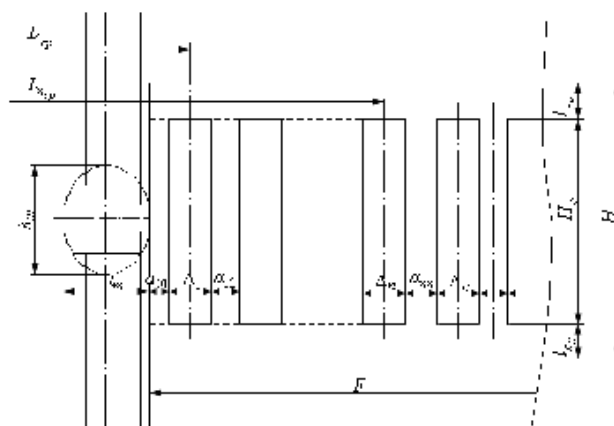


Рисунок 2.4 – Основные размеры и размещение обмоток в “окне” трансформатора с шихтованной (планарной) МС и эллиптической формой поперечного сечения стержня

2.3.3. Основные размеры и масса проводникового материала цилиндрических слоевых обмоток

Масса проводникового материала эквивалентной обмотки равна

$$G_{обмэ} = n_{cm} \sum_{i=1}^n \gamma_{обм_i} s_i w_i L_{ei} = n_{cm} \gamma_{обмэ} s_э w_э L_{ээ}, \quad (2.34)$$

где $\gamma_{обм_i}$, $\gamma_{обмэ}$ – плотность проводникового материала i -ой и эквивалентной обмоток;

L_{ei} , $L_{ээ}$ – средняя длина витка i -ой и эквивалентной обмоток.

Если обмотки изготовлены из одного проводникового материала, то

$$G_{обмэ} = n_{cm} \gamma_{обм} \sum_{i=1}^n s_i w_i L_{ei} = n_{cm} \gamma_{обм} s_э w_э L_{ээ}. \quad (2.35)$$

Средняя длина витка n -ой обмотки равна

$$L_{ээ} = \psi' \left[t_m + t_m \alpha + 4 \left(\sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} + \sum_{i=1}^n \Delta_i \right) - 2\Delta_n \right], \quad (2.36)$$

где Δ_i , Δ_n – радиальные размеры i -ой и n -ой обмоток.

ψ' – коэффициент формы витка обмотки (приложение К).

Радиальный размер i -ой обмотки на фазу в “окне”

$$\Delta_i = \frac{s_i w_i}{\varphi_{\kappa_i} H_{oi}} = \frac{\varphi_{\kappa} H_o F_o}{H_{oi} l_{n1}} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} = \frac{H_o F_o}{H_{oi} l_{\varphi 1} \varphi_{\kappa_i}} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} = \frac{F_o d_i}{l_{\varphi 1} \varphi_{\kappa_i}} \frac{C_{i1}}{k_{i1}}, \quad (2.37)$$

где $d_i = \frac{H_o}{H_{oi}} \cong 1$ – соотношение высот эквивалентной и i -ой обмоток.

Тогда

$$\Delta_i = \frac{F_o}{l_{\varphi 1} \varphi_{\kappa_i}} \frac{C_{i1}}{k_{i1}}. \quad (2.38)$$

Суммарный радиальный размер обмоток на фазу в “окне”

$$\sum_{i=1}^n \Delta_i = F_o = \frac{\sum_{i=1}^n s_i w_i}{\varphi_{\kappa} H_o}. \quad (2.39)$$

Для круга, квадрата, прямоугольника $\psi' = \psi$, а для эллипса

$$\Psi' = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{(\lambda')^2}{4} + \frac{(\lambda')^4}{64} \right), \quad (2.40)$$

$$\lambda' = \frac{\alpha' - 1}{\alpha' + 1}, \quad (2.41)$$

$$\alpha' = \frac{\alpha t_m + 2 \left(\sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} + \sum_{i=1}^n \Delta_i \right) - \Delta_n}{t_m + 2 \left(\sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} + \sum_{i=1}^n \Delta_i \right) - \Delta_n}. \quad (2.42)$$

Средняя длина витка эквивалентной обмотки равна

$$\begin{aligned} L_{\text{эз}} = \frac{1}{l_{n1}} \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} L_{\text{эи}} = \frac{\Psi'}{l_{n1}} & \left[(t_m + t_m \alpha) \left(\frac{C_{11}}{k_{11}} + \frac{C_{11}}{k_{11}} \cdot \frac{C_{21}}{k_{21}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) + \right. \\ & 4 \sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} \left(\frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \cdot \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) + 2 \sum_{i=1}^n \Delta_i \left(\frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \cdot \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \dots \right. \\ & \left. \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \Delta_i \left(\frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} \cdot \frac{C_{(i+2)1}}{k_{(i+2)1}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) \left. \right]. \quad (2.43) \end{aligned}$$

Тогда масса проводникового материала эквивалентной обмотки равна

$$\begin{aligned} G_{\text{обмэ}} = n_{\text{см}} \gamma_{\text{обм}} S_{\text{эз}} w_{\text{э}} \Psi' \frac{1}{l_{n1}} & \left[(t_m + t_m \alpha) \left(\frac{C_{11}}{k_{11}} + \frac{C_{11}}{k_{11}} \cdot \frac{C_{21}}{k_{21}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) + \right. \\ & 4 \sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} \left(\frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \cdot \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) + 2 \sum_{i=1}^n \Delta_i \left(\frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \cdot \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \dots \right. \\ & \left. \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \Delta_i \left(\frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} \cdot \frac{C_{(i+2)1}}{k_{(i+2)1}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) \left. \right]. \quad (2.44) \end{aligned}$$

где C_{n1} , k_{n1} - обобщенные параметрические коэффициенты, учитывающие соотношение мощностей и плотностей токов n -ой и первой обмоток.

В последние годы в качестве проводникового материала для обмоток применяется также алюминиевая фольга. Общепромышленным конструктивным исполнением обмоток из фольги в силовых трансформаторах можно считать слоевые обмотки, с шириной фольги, равной высоте катушки. Такое конструктивное исполнение позволяет повысить коэффициент заполнения окна магнитопровода и уменьшить добавочные потери. Кроме того, выполнение

обмоток трансформатора из фольги (ленты или полосы проводникового материала) позволяет улучшить охлаждение обмоток благодаря более равномерному распределению температуры во всему сечению концентри, уменьшить осевые усилия при коротком замыкании и увеличить стойкость к импульсным перенапряжениям, а также обеспечивается возможность механизации процесса намотки обмотки и уменьшение трудоемкости. Масса проводникового материала для таких обмоток рассчитывается аналогично.

2.3.4. Математическая модель тепловой нагрузки обмоток

Количество концентров обмоток трансформатора предопределяет площадь охлаждаемых поверхностей этих обмоток. В цилиндрических слоевых обмотках это вертикальные поверхности обмоток, в катушечных и винтовых – поверхности катушек или винтовых обмоток в радиальных каналах.

В силовых распределительных трансформаторах I и II габаритов применяются цилиндрические слоевые обмотки. Эти обмотки выполняются в виде полых цилиндров, концентрически расположенных на стержне магнитной системы один внутри другого (рис. 2.2). Количество концентров обмотки, отделенных друг от друга вертикальными изоляционными (и охлаждающими) каналами, обуславливает число охлаждающих поверхностей данной обмотки и схему их размещения в “окне”.

При определении параметров эквивалентной обмотки принято, что каждый из концентров реальной обмотки фазы рассматривается как отдельная обмотка, мощность которой составляет определенную долю $\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \dots, \frac{1}{K}\right)$ мощности соответствующей обмотки фазы, но сумма мощностей концентров данной фазы должна быть равна полной мощности обмотки фазы:

$$\sum_{j=1}^{K_i} S_{ij} = S_i, \quad (2.45)$$

где K_i – число концентров i -ой обмотки;

S_{ij} – мощность j -го центра i -ой обмотки.

Тогда условное число концентров эквивалентной обмотки K_{\circ} равно сумме концентров реальных обмоток

$$K_{\circ} = \sum_{i=1}^n K_i. \quad (2.46)$$

Отвод тепла от цилиндрических слоевых обмоток происходит только через вертикальные охлаждающие поверхности, поскольку их горизонтальные (торцевые) поверхности закрыты изоляцией.

Средняя удельная тепловая нагрузка обмоток трансформатора равна

$$q_o = \frac{\sum_{i=1}^n P_{ki} k_{\partial i}}{\sum_{i=1}^n S_i^{охл}}, \quad (2.47)$$

где P_{ki} – основные потери в i -ой обмотке трансформатора;

$k_{\partial i}$ – средний коэффициент добавочных потерь от вихревых и циркулирующих токов в обмотках в расчетном режиме;

$S_i^{охл}$ – площадь эффективных поверхностей охлаждения i -ой обмотки.

Суммарные потери в реальных обмотках трансформатора при протекании по ним номинальных токов равны

$$P_{кэ} = \sum_{i=1}^n P_{ki} k_{\partial i}. \quad (2.48)$$

Эффективность вертикальных поверхностей охлаждения различна и зависит от взаимного расположения обмоток, катушек, изоляционных цилиндров и каналов. Эквивалентная обмотка условно имеет такое же число эффективных охлаждающих поверхностей N_{\circ} , что и сумма реальных концентров обмоток

$$N_{\circ} = \sum_{i=1}^n N_i, \quad (2.49)$$

где N_i – число вертикальных поверхностей охлаждения i -ой обмотки.

Поскольку каждый концентр может иметь только две охлаждающих поверхности, то максимальное число охлаждающих поверхностей

$$N_{m_i} = 2K_i, \quad (2.50)$$

$$N_{m_3} = 2 \sum_{i=1}^n K_i = 2K_3. \quad (2.51)$$

Эффективность каждой вертикальной поверхности охлаждения i -ой обмотки характеризуется коэффициентом эффективности $k_{\text{эф}i}$, который показывает, насколько эффективная поверхность охлаждения меньше полной вертикальной поверхности, принимаемой за единицу. Для поверхностей с нормальными условиями отвода тепла на всех участках $k_{\text{эф}} = 0,8 \div 0,9$. Для полностью закрытых поверхностей $k_{\text{эф}} = 0$. В случае, когда обмотка намотана на мягком изоляционном цилиндре и ее внутренняя поверхность мало эффективна в отношении отвода тепла, $k_{\text{эф}}$ принимается равным 0,5 [7].

С учетом коэффициента эффективности количество эффективных поверхностей охлаждения i -ой обмотки равно

$$N_i = k_{\text{эф}1i} + k_{\text{эф}2i} + \dots + k_{\text{эф}pi} = \sum_{j=1}^{p_i} k_{\text{эф}ji}, \quad (2.52)$$

где $k_{\text{эф}ji}$ – коэффициент эффективности охлаждения j -ой поверхности i -ой обмотки, учитывающий насколько уменьшилась эффективная поверхность охлаждения обмоток из-за закрытия части поверхности обмотки рейками и другими изоляционными деталями;

$p_i = N_{m_i}$ – количество вертикальных поверхностей охлаждения i -ой обмотки, зависящее от взаимного расположения ее концентроров, изоляционных цилиндров и каналов в окне трансформатора.

Площадь эффективной поверхности охлаждения i -ой обмотки

$$S_i^{\text{охл}} = L_{\text{ei}} H_{\text{oi}} \sum_{j=1}^{N_{m_i}} k_{\text{эф}ji}, \quad (2.53)$$

где L_{ei} – средняя длина витка i -ой обмотки.

Тогда площадь вертикальной поверхности охлаждения эквивалентной обмотки

$$S_3^{\text{охл}} = \sum_{i=1}^n S_i^{\text{охл}} = H_o L_{\text{в3}} \sum_{i=1}^n N_i, \quad (2.54)$$

Подставив (2.48) и (2.54) в (2.47), получим

$$q_o = \frac{P_{кэ} k_o}{H_o L_{эз} \sum_{i=1}^n N_i}. \quad (2.55)$$

Предложенные ММ обеспечивают допустимый уровень нагрева обмоток для заданного класса нагревостойкости их изоляции за счет удовлетворения заданного уровня удельных тепловых нагрузок.

При проектном синтезе трансформаторов используются также ММ для теплового и механического расчетов, предложенные в [26,162].

2.3.5. Зависимость размеров и параметров n -обмоточного трансформатора от напряжения рассеяния

Соотношение геометрических размеров концентрических обмоток в “окне” трансформатора определяется величиной реактивных составляющих напряжения короткого замыкания U_s [102]. При наличии нескольких обмоток одинаковой высоты напряжение рассеяния любой пары обмоток (i, j) определяется выражением

$$U_{sij} = d_i \frac{L_{ij} a_{pij} K_{Rij} f}{U_i H_o}, \quad (2.56)$$

где $d_i = \frac{7,92 I_i w_i^2}{U_i}$

L_{ij} – средняя длина образующей канала рассеяния между обмотками i и j ;

a_{pij} – ширина приведенного канала рассеяния между обмотками i и j ;

K_{Rij} – коэффициент Роговского для обмоток i и j .

f – частота магнитного поля.

Из (2.56) следует, что наибольшее значение реактивной составляющей напряжения рассеяния существует между крайними обмотками в “окне” – первой и n -ой. Поэтому при заданном напряжении короткого замыкания $U_{к1n}$ (что предусмотрено существующими стандартами) по существу задана и величина

$U_{s_{1n}}$, так как в силовых трансформаторах $U_{s_{1n}} \gg U_{a_{1n}}$ и предварительно можно принять $U_{\kappa_{1n}} \approx U_{s_{1n}}$. При этом [25,109,162]

$$U_{s_{1n}} = U_{s_{12}} + U_{s_{23}} + \dots + U_{s_{(n-1)n}} = \sum_{i=2}^n U_{s_{(i-1)i}}. \quad (2.57)$$

Обмотки 1 и n , при заданных размерах главной изоляции, определяют размеры “окна”, их считают “базовой парой” обмоток при проектной оптимизации трансформатора и определении размеров ”окна” [3,110,163].

Средняя длина образующей канала рассеяния между первой и n -ой обмотками с учетом (2.36) равна

$$\begin{aligned} L_{1n} &= \frac{1}{2}(L_{e_1} + L_{e_n}) = \psi' \left[t_m + t_m \alpha + 2 \left(2 \sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} - a_{(n-1)n} + \sum_{i=1}^n \Delta_i \right) + \Delta_1 - \Delta_n \right] = \\ &= \psi' \left[t_m + t_m \alpha + 2 \left(2 \sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} - a_{(n-1)n} + F_o \right) + \frac{F_o}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_1}} \frac{C_{11}}{k_{11}} - \frac{F_o}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_n}} \frac{C_{n1}}{k_{n1}} \right]. \end{aligned} \quad (2.58)$$

Ширина приведенного канала рассеяния между первой и n -ой обмотками

$$a_{p1n} = a_{1n} + \sum_{i=1}^n \Delta_i - \frac{2}{3}(\Delta_1 + \Delta_n), \quad (2.59)$$

где $a_{1n} = \sum_{i=1}^{n-1} a_{i(i+1)} + \frac{1}{3} \sum_{i=1}^n b_{qi}$.

С учетом (2.38) и (2.39) ширина приведенного канала рассеяния

$$\begin{aligned} a_{p1n} &= a_{1n} + F_o - \frac{2}{3} \left(\frac{F_o}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_1}} \frac{C_{11}}{k_{11}} + \frac{F_o}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_n}} \frac{C_{n1}}{k_{n1}} \right) = \\ &= a_{1n} + F_o \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{C_{11}}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_1} k_{11}} + \frac{C_{n1}}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_n} k_{n1}} \right) \right] = a_{1n} + F_o b_n, \end{aligned} \quad (2.60)$$

где $b_n = \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{C_{11}}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_1} k_{11}} + \frac{C_{n1}}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa_n} k_{n1}} \right) \right]$.

С учетом (2.60) напряжения рассеяния между первой и n -ой обмотками трансформатора

$$U_{s_{1n}} = \frac{7,92 f I_1 w_1^2 L_{1n} (a_{1n} + F_o b_n) K_R}{U_1 H_o}. \quad (2.61)$$

2.3.6. Суммарный радиальный размер обмоток на фазу

Суммарный радиальный размер обмоток на фазу в “окне” можно определить из (2.61) с учетом (2.55) при условии, что

$$L_{1n} = \epsilon_{1n} L \quad (2.62)$$

$$\text{и } L_{\epsilon_3} = \epsilon_m L, \quad (2.63)$$

$$\text{где } \epsilon_{1n} = 1 + \frac{\Psi' \left[2 \left(2 \sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} - a_{(n-1)n} + F_o \right) + \frac{F_o}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa 1}} \frac{C_{11}}{k_{11}} - \frac{F_o}{l_{\phi 1} \phi_{\kappa n}} \frac{C_{n1}}{k_{n1}} \right]}{\Psi t_m (1 + \alpha)},$$

$$\epsilon_m = 1 + \frac{\Psi' \left[4 \sum_{i=1}^n a_{(i-1)i} \left(\frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \cdot \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) \right]}{\Psi (t_m + t_m \alpha) \left(\frac{C_{11}}{k_{11}} + \frac{C_{11}}{k_{11}} \cdot \frac{C_{21}}{k_{21}} + \dots + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right)} +$$

$$+ \frac{2 \sum_{i=1}^n \Delta_i \left(\frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \cdot \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \Delta_i \left(\frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} + \frac{C_{(i+1)1}}{k_{(i+1)1}} \cdot \frac{C_{(i+2)1}}{k_{(i+2)1}} + \dots + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right)}{\Psi (t_m + t_m \alpha) \left(\frac{C_{11}}{k_{11}} + \frac{C_{11}}{k_{11}} \cdot \frac{C_{21}}{k_{21}} + \dots + \prod_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} + \prod_{i=1}^{n-1} \frac{C_{i1}}{k_{i1}} \right)}.$$

Тогда

$$U_{s1n} = \frac{7,92 f I_1 w_1^2 \epsilon_{1n} (a_{1n} + F_o b_n) K_R}{U_1 H_o^2} \frac{P_{\kappa 3} k_{\delta}}{\epsilon_m q_o N_{\vartheta}} =$$

$$= \frac{7,92 m f I_1^2 w_1^2 \epsilon_{1n} (a_{1n} + F_o b_n) K_R}{S_H H_o^2} \frac{P_{\kappa 3} k_{\delta}}{\epsilon_m q_o N_{\vartheta}}. \quad (2.64)$$

Из (2.13) и (2.14)

$$\frac{I_1^2 w_1^2}{H_o^2} = \frac{\Phi_{\kappa}^2 F_o^2 j_{\vartheta}^2}{l_{c1}^2}. \quad (2.65)$$

С учетом (2.64) и (2.65)

$$b_n F_o^3 + a_{1n} F_o^2 - A = 0 \quad (2.66)$$

где A – коэффициент, который равен

$$A = \frac{S_H U_{s1n} \epsilon_m q_o N_{\vartheta} l_{c1}^2}{7,92 m^2 f \epsilon_{1n} j_{\vartheta}^2 K_R P_{\kappa 3} k_{\delta} \Phi_{\kappa}^2}. \quad (2.67)$$

Из (2.66) по формуле Кардано можно получить один действительный корень и два комплексно-сопряженных. В качестве решения принимается только действительный корень, который представлен выражением

$$F_o = \frac{1}{3b_n k_\phi} \left[\sqrt[3]{\frac{27}{2} Ab_n^2 - a_{1n}^3 + \frac{9}{2\sqrt{3}} b_n \sqrt{27A^2 b_n^2 - 4a_{1n}^3 A}} + \sqrt[3]{\frac{27}{2} Ab_n^2 - a_{1n}^3 - \frac{9}{2\sqrt{3}} b_n \sqrt{27A^2 b_n^2 - 4a_{1n}^3 A}} - a_{1n} \right] \quad (2.68)$$

2.3.7. Оптимизирующие соотношения размеров поперечного сечения стержня магнитной системы

Поскольку при $h_m \neq t_m$ расход активных материалов (и их стоимость) зависят от отношения α , то целесообразно определить, при каком значении $\alpha = \alpha_o$ обеспечивается минимальная масса или стоимость активных материалов [125]. Массу активных материалов $G_{ам}$ и стоимость $C_{ам}$ можно представить так

$$G_{ам} = G_{мс} + \sum_{i=1}^n G_{обм_i} = G_{мс} + G_{обм_\Sigma}, \quad (2.69)$$

$$C_{ам} = v_{мс} G_{мс} + v_{обм} G_{обм_\Sigma}. \quad (2.70)$$

где $v_{мс}$, $v_{обм}$ – удельные стоимости стали МС и материала обмоток с учетом их изготовления.

С учетом (2.26), (2.33), (2.35) и (2.63)

$$C_{ам} = v_{мс} \gamma_c \varphi_o S_{см} (n_{см} H + n_y k_y F + n_y t_m) + v_{обм} n_{см} \gamma_{обм} S_\Sigma w_\Sigma \epsilon_m \psi t_m (1 + \alpha). \quad (2.71)$$

Минимум $C_{ам}(G_{ам})$ в зависимости от соотношения размеров $S_{см}$ при $B_{см} = \text{const}$ и $j_i = \text{const}$ ($i = \overline{1, n}$) определяется из условия $\frac{\partial C_{ам}(G_{ам})}{\partial t_m} = 0$. Из чего

следует, что отношение сторон сечения МС t_m и h_m , соответствующее минимальной стоимости активных материалов, равно

$$\alpha_{opt} = 1 + 4,44 \frac{v_{мс} \gamma_c n_y m B_{см} j_1 f \varphi_o^2 S_{см}^2}{v_{обм} n_{см} \gamma_{обм} l_{n1} \epsilon_m S_n \psi}, \quad (2.72)$$

где m – число фаз.

Для определения $\alpha_{онм}$, соответствующего минимальной массе активных материалов, достаточно в (2.72) принять $v_{мс} = v_{обм}$.

2.4. Математическая модель потерь холостого хода

Потери энергии в магнитопроводе трансформатора при промышленном проектировании обычно рассчитываются как сумма потерь во всех элементах МС, определяемых с учетом влияния конструктивных и технологических факторов.

$$P_o = \sum_{j=1}^p \sum_{z=1}^r P_{o_{jz}}, \quad (2.73)$$

где p – количество разновидностей типовых магнитопроводящих элементов МС;

r – число однотипных элементов данного вида (стержней, ярм, углов, стыков);

$P_{o_{jz}}$ – потери в z -ом типовом элементе j -го вида.

Особенности конструкции и технологии изготовления МС при расчете потерь холостого хода в любом элементе магнитной системы обычно учитываются с помощью эмпирических коэффициентов.

Наиболее удобно выразить функцию потерь в стали в следующем виде [162,165]:

$$P_o = (G_{ст} + G_{я})\alpha_{мс}p_{ст} + G_y\alpha_{мy}p_y, \quad (2.74)$$

где $p_{ст}$, p_y – удельные потери в элементах МС;

$\alpha_{мс}$, $\alpha_{мy}$ – коэффициенты, учитывающие увеличение потерь в элементах МС за счет конструктивных особенностей МС и технологических факторов;

Для решения задач исследовательского проектирования необходим достаточно точный учет влияния технологических факторов на величину потерь в элементах МС. Поэтому, в основу математической модели потерь в МС трансформаторов положена промышленная методика расчета потерь [165] с учетом в расчетных коэффициентах влияния изменения рабочей частоты и представленная в приложении Л.

2.5. Математическая модель потерь в обмотках

Потери короткого замыкания являются важнейшим технико-экономическим показателем трансформатора, определяют срок службы и нагрузочную способность трансформатора. Поэтому проблема определения потерь короткого замыкания является актуальной, особенно в устройствах повышенной частоты. Предлагаемая модель определения потерь короткого замыкания позволяет определять потери в многообмоточных трансформаторах с учетом изменения частоты, при условии изменения формы поперечного сечения стержня.

Основные потери в обмотках многообмоточного трансформатора в каждом нагрузочном режиме определяются соответствующими плотностями их токов. Для расчета и оценки основных потерь обычно используется выражение [69]:

$$P_{\kappa} = m \sum_{i=1}^n \frac{\rho_{\theta}}{\gamma_{\text{обм}}} \beta_i^2 j_i^2 G_{\text{обм}_i}, \quad (2.74)$$

где $\beta_i = \frac{S_i}{S_n}$ - коэффициент загрузки i -ой обмотки [25];

S_i - мощность i -ой обмотки;

S_n - номинальная мощность трансформатора;

ρ_{θ} - удельное электрическое сопротивление металла обмоток при расчетной температуре θ ;

$G_{\text{обм}_i}$ - масса металла всех фаз i -ой обмотки;

j_i - плотность тока i -ой обмотки.

Основные потери в обмотках трансформатора при заданном режиме нагрузки можно выразить через основные параметры магнитной системы и каждой из обмоток с учетом их токов нагрузки

$$P_{\kappa} = \frac{\rho_{\theta}}{\gamma_{\text{обм}}} \frac{S_n n_{cm} \gamma_{\text{обм}} j_{\text{эл}} l_{\text{с1}} \epsilon_m \psi (1 + \alpha)}{4,44 m f \varphi_0 B \vartheta t_m} \sum_{i=1}^n \beta_i^2. \quad (2.76)$$

Расчет добавочных потерь в токоведущих частях трансформатора разделяют на потери от вихревых токов, замыкающихся в отдельных проводах обмоток и от циркулирующих токов, замыкающихся в параллельно соединенных ветвях

обмоток. Циркулирующие токи обычно сводятся к минимуму применением транспозиции, поэтому достаточно учитывать добавочные потери только от вихревых токов [25]. ММ для расчета добавочных потерь от вихревых токов в цилиндрических слоевых обмотках представлена в приложении М.

2.6. Критерии проектной оптимизации

Выбор проектных критериев является одним из наиболее важных этапов проектирования, поскольку точность решения задачи оптимального проектного синтеза зависит от обоснованности и точности ММ проектных критериев.

В процессе проектирования трансформаторных устройств в качестве критериев используются их различные характеристики, такие как масса стали магнитной системы, масса проводниковых материалов, стоимость активной части, потери холостого хода и короткого замыкания, коэффициент заполнения окна проводниковым материалом и др., которые позволяют улучшать конструктивные параметры элементов и узлов трансформаторных устройств, а также их технико-экономические показатели.

Опыт проектирования показывает, что существуют и такие частные критерии, которые явно не входят в систему показателей качества, но их оптимизация просто и наглядно реализуется при поэтапном проектном синтезе и обеспечивает эффективное достижение оптимальных значений некоторых показателей качества.

Поэтому целесообразно рассмотреть основные виды частных критериев трансформаторных устройств и определить необходимость их применения при автоматизированном проектном синтезе трансформаторов. При этом частные критерии проектного синтеза могут быть разделены на две группы. В первую группу входят частные критерии, являющиеся общими для всех видов трансформаторных устройств и практически независимыми от их назначения и уровня параметров. Во вторую группу могут быть включены специфические проектные критерии, обусловленные спецификой проектируемого

трансформаторного устройства (специальным назначением, конструктивными особенностями, особыми условиями применения).

а) Коэффициенты заполнения, характеризующие заполнение сечения или объема, занимаемого тем или иным конструктивным узлом трансформаторного устройства активным проводниковым материалом, являются информативными показателями при анализе его конструктивного совершенства.

Наиболее общей (агрегированной) характеристикой заполнения является коэффициент заполнения окна МС активным проводниковым материалом

$$\varphi_{ок} = \frac{k_{\phi} \sum_{i=1}^n s_i w_i}{HF}. \quad (2.76)$$

Для всех конструктивных исполнений трансформаторов величина $\varphi_{ок}$ находится в пределах $0 < \varphi_{ок} < 1$.

Коэффициент заполнения окна можно представить в виде произведения двух других коэффициентов заполнения [125]

$$\varphi_{ок} = \varphi_{об} \varphi_{к}, \quad (2.77)$$

где $\varphi_{об}$ – коэффициент заполнения “окна” трансформатора расположенными в нем обмотками, равный

$$\varphi_{об} = \frac{k_{\phi} H_o F_o}{HF}, \quad (2.78)$$

$$\text{а } \varphi_{к} = \frac{\sum_{i=1}^n s_i w_i}{F_o H_o}. \quad (2.79)$$

По мере совершенствования трансформаторов величина $\varphi_{ок}$ повышается за счет совершенствования изоляции и уменьшения ее размеров, применения более совершенных конструкций обметок и видов обмоточных проводов. При прямоугольной форме сечения провода максимум величины $\varphi_{к}$ при прочих разных условиях зависит от соотношения геометрических размеров проводников, обмоток, “окна” МС, изоляционных размеров в “окне”, изоляции обмоток и проводников.

Для каждого конструктивного типа обмоток трансформатора существуют соотношения геометрических размеров проводников, обмоток и изоляционных расстояний, обеспечивающие максимальное значение коэффициентов $\varphi_{об}$, φ_k , а, следовательно, $\varphi_{ок}$.

При заданных электромагнитных нагрузках и прямоугольном окне максимум $\varphi_{об}$ обеспечивается при условии, что [121]

$$H_o l_q = F_o l_o. \quad (2.80)$$

Условие (2.80) накладывает определенные ограничения на геометрию трансформатора, и при заданных мощности, электромагнитных нагрузках, конструктивном исполнении обмоток предопределяет величину напряжения рассеяния, однако в общем случае не совпадает с условиями минимума массы, стоимости и некоторых других критериев.

Коэффициент φ_k представлен в (2.20) как функция коэффициентов заполнения металлом сечений в окне отдельных обмоток φ_{ki} , их относительных мощностей и плотностей токов. В цилиндрической слоевой обмотке, выполненной из прямоугольного провода, величина коэффициента заполнения обмотки проводниковым материалом определяется через размеры обмоточного провода. При изменении размеров проводников (вследствие изменения плотности тока, числа параллельных проводов в витке) либо их изоляции, величина φ_k изменяется. Условие максимума φ_k в зависимости от отношения сторон площади поперечного сечения обмоточного провода (a, b) обеспечивается при соотношении $\frac{a}{b} \cong 1$ [121].

Изложенные особенности функций $\varphi_{об}$, φ_k , $\varphi_{ок}$ показывают, что как частные проектные критерии они обладают свойствами конкретности, измеримости, простоты, устойчивости, унимодальности и универсальности. Это обосновывает возможность использования коэффициентов $\varphi_{об}$, φ_k , $\varphi_{ок}$ в качестве частных проектных критериев на некоторых этапах процесса оптимизации при

автоматизированном синтезе конструктивных элементов трансформаторных устройств.

б) Критерии массы и стоимости активных материалов. Полная масса (или удельная масса по отношению к типовой мощности) для силовых трансформаторов классифицируется как конструктивный показатель качества и является одним из основных показателей функционально-технической эффективности.

Основную долю полной массы силового трансформатора составляет масса активных материалов. Ввиду высокой стоимости активных электротехнических материалов критерий массы активных материалов приобретает важнейшее значение.

Масса активных материалов

$$G_{ам} = G_{мс} + \sum_{i=1}^n G_{обм_i} \cdot \quad (2.81)$$

Стоимость активных материалов

$$C_{ам} = v_{мс} G_{мс} + v_{обм} \sum_{i=1}^n G_{обм_i} \cdot \quad (2.82)$$

Для оценки стоимости активных материалов трансформатора в качестве $v_{мс}$ и $v_{обм}$ используются цены соответственно электротехнической стали $C_{ст}$ и обмоточных проводов $C_{обм}$.

Критерии (2.81) и (2.82) дают вполне удовлетворительные результаты при параметрической оптимизации трансформаторов традиционных конструктивных исполнений и установившейся технологии.

Рост мощности и классов напряжения силовых трансформаторов приводит к возрастанию их конструктивной сложности и количества возможных конструктивных вариантов, подлежащих анализу при поиске оптимального решения. Для обоснованного выбора оптимального варианта по критерию стоимости в этих условиях необходимо учитывать не только затраты активных материалов, но другие виды затрат. Наиболее сложным является определение с достаточной точностью показателей трудоемкости обмоточного производства,

которые зависят от типа, параметров и детальных размеров обмоток. Для магнитной системы и изоляции показатели трудоемкости принимаются зависимыми от массы электротехнической стали и схемы шихтовки, а для изоляции – от массы обмоточного провода.

В этом случае полная себестоимость силового трансформатора равна

$$C_a = K_{np} \sum_{i=1}^r C_{ai} \quad (2.83)$$

где K_{np} – коэффициент, учитывающий непосредственные расходы;

r – количество учитываемых показателей себестоимости;

C_{ai} – i -ая составляющая себестоимости трансформатора.

Детальный учет составляющих затрат себестоимости трансформатора при его оптимальном синтезе наиболее эффективно реализуется при поэтапной оптимизации. При этом подходе на соответствующих этапах оптимизации в частных критериях более точно учитываются и оптимизируются соответствующие себестоимости. Частные критерии (2.81) и (2.82) являются основными и наиболее изменяющимися составляющими критерия (2.83), поэтому определение условий обеспечения их оптимальных (минимальных) значений является первоочередной задачей.

в) Критерии экономичности преобразования энергии. Экономичность преобразования электрической энергии в силовых трансформаторах характеризуется уровнем потерь энергии в них при эксплуатации, который является одним из основных показателей их эффективности и качества.

В общем случае полные потери энергии в трансформаторе в заданном расчетном режиме можно рассматривать как сумму потерь в этом режиме в его отдельных элементах [121]

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^t \sum_{j=1}^p \sum_{z=1}^s P_{ijz}, \quad (2.84)$$

где P_{ijz} – потери в z -ом типовом элементе j -го вида i -ой подсистемы (узла);

t – количество функциональных подсистем (узлов) трансформатора, в которых рассчитываются потери;

p – количество разновидностей типовых элементов данного узла;

s – число типов элементов данного вида j -ой подсистемы (узла).

При проектном синтезе трансформаторов в зависимости от назначения и условий их работы полные потери либо отдельные их составляющие могут рассматриваться как ограничения, либо как критерии. Поэтому для возможности анализа критериальных функций потерь и характера границ допустимой области, образуемых ограничениями по потерям, необходимо выразить полные потери и их составляющие в виде функциональных зависимостей от электромагнитных нагрузок, геометрических размеров, показателей режима работы и конструктивных параметров.

г) Полная капитализированная стоимость трансформатора. Основными направлениями при разработке новых силовых трансформаторов, определяющими их технический уровень, являются надежность, низкий уровень потерь и минимальные эксплуатационные затраты.

Снижение цены трансформатора может быть достигнуто путем уменьшения вложения активных материалов или применения материалов с худшими характеристиками и более низкой ценой, что приводит к увеличению потерь мощности и их стоимости. С другой стороны, снижение потерь и расходов на эксплуатацию трансформаторов связано с оптимизацией их конструкции, с применением материалов с лучшими характеристиками и более высокой ценой, что приводит к увеличению цены трансформатора. Между вариантами "низкая цена – высокие потери" и "высокая цена – низкие потери" имеется много промежуточных вариантов, среди которых и оптимальный, обеспечивающий минимальную стоимость трансформации электрической энергии.

При оптимизации проектируемого трансформатора в странах с рыночной экономикой используется технико-экономический критерий – “полная капитализированная стоимость” [23, 84, 147, 200, 217].

Полная капитализированная стоимость трансформатора представляет собой сумму стоимости трансформатора (включая стоимость эксплуатации и монтажа) и капитализированной стоимости потерь. Капитализированной стоимостью потерь

является сумма достаточная для оплаты стоимости потерь в каждом году срока службы трансформатора. Стоимость потерь в каждом году всего срока службы трансформатора может быть покрыта годовым доходом, полученным от суммы в банке, положенной под сложный процент при установке трансформатора [147]

$$C_k = C_{mp} + k_{xx}P_o + k_{кз}P_k, \quad (2.85)$$

где C_{mp} – стоимость трансформатора;

k_{xx} – удельная капитализированная стоимость потерь холостого хода;

$k_{кз}$ – удельная капитализированная стоимость нагрузочных потерь.

P_o – потери холостого хода;

P_k – потери короткого замыкания;

Удельная капитализированная стоимость потерь зависит от трех параметров:

- годового времени использования τ_u , включая его возможное увеличение;
- стоимости электроэнергии c_e , с учетом возможного увеличения;
- процентной ставки r , которая также подвержена изменению.

Потери холостого хода и короткого замыкания являются основными показателями, характеризующими экономичность работы трансформатора. Потери холостого хода принимаются постоянными и не зависящими от нагрузки за все время эксплуатации, поэтому удельная капитализированная стоимости этих потерь остается неизменной и определяется по формуле [23,147]

$$k_{xx} = \tau_u c_e m, \quad (2.86)$$

где m – коэффициент капитализации удельной стоимости потерь, который определяется за весь срок службы трансформатора [84] и равен

$$m = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{100}\right)^i} = \left(\frac{100}{r}\right) \left[1 - \left(1 + \frac{r}{100}\right)^{-n}\right], \quad (2.87)$$

где n – срок службы трансформатора (25-30 лет).

Потери короткого замыкания представляют собой сумму потерь в обмотках и дополнительных потерь в стенках бака и других металлических частях, вызываемых потоками рассеивания. Потери короткого замыкания являются

переменной составляющей полных потерь мощности, т.к. изменяются в зависимости от нагрузки трансформатора. Их удельная капитализированная стоимость определяется выражением [23,147]

$$k_{кз} = \tau_u c_3 m k_3^2, \quad (2.88)$$

где k_3 — максимальный коэффициент загрузки трансформатора, принимают изменяющимся в интервале от 0,6 до 0,9 и определяют как [160]

$$k_3 = \frac{S_{max}}{S_{ном}}, \quad (2.89)$$

где S_{max} — максимальная трансформируемая мощность;

$S_{ном}$ — номинальная мощность трансформатора.

Значения максимальной трансформируемой мощности и времени использования трансформатора определяются по фактическим или расчетным графикам годовых нагрузок [113,159].

Изложенный подход к расчету капитализированной стоимости трансформатора нашел широкое применение на территории стран СНГ. В западных странах (Австралии, США, Германии и т.д.) учет капитализированной стоимости потерь производится по методике, представленной в приложении Н.

Для формирования ММ критерия полной капитализированной стоимости, исходя из изложенных условий капитализации, необходимо выбрать управляемые (независимые) переменные для функции C_k и выразить ее через эти управляемые переменные (УП). В качестве УП критерия C_k целесообразно выбрать следующие переменные: отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода ξ , отношение стоимости обмоток трансформатора к стоимости его МС x и индукцию в стержне МС $B_{ст}$. Эти показатели выражаются так [6,7,10]

$$\xi = \frac{P_k}{P_o}, \quad (2.90)$$

$$x = \frac{c_o G_{обмэ}}{G_{мс}}, \quad (2.91)$$

где $c_o = \frac{K_{об} K_{из} \Pi_{об}}{K_{ст} K_{омх} \Pi_{ст}}$ – отношение стоимости 1 кг обмотки к стоимости 1 кг МС;

$K_{об}$ – коэффициент, показывающий, насколько стоимость изготовленной обмотки выше стоимости проводникового материала, из которого она изготовлена;

$K_{из}$ – коэффициент увеличения массы обмоточных проводов за счет их изоляции;

$K_{ст}$ – коэффициент, показывающий насколько стоимость изготовленной МС выше стоимости ее электротехнической стали;

$K_{омх}$ – коэффициент, учитывающий отходы стали при раскросе;

$\Pi_{пр}$, $\Pi_{ст}$ – цена обмоточного провода и ЭТС соответственно.

Оценку проектных вариантов целесообразно выполнять уже на том этапе, на котором известны только основные размеры трансформатора, а также массы активных материалов (электротехнической стали МС, проводникового материала обмоток и типов обмоточных проводов). Поэтому приближенный расчет стоимости трансформатора основывается на данных о массе и стоимости активных материалов:

$$\begin{aligned} C_{тр} &= K_m K_{пр.р} \Pi_{тр} = K_m K_{пр.р} (\Pi_{об} + \Pi_{мс}) = \\ &= K_m K_{пр.р} (c_o G_{обмэ} + G_{мс}) = K_m K_{пр.р} (1 + x) G_{мс}, \end{aligned} \quad (2.92)$$

где K_m – коэффициент, учитывающий стоимость монтажа и наладки трансформатора на месте установки;

$K_{пр.р}$ – коэффициент, учитывающий стоимость профилактических работ и обслуживания за весь срок эксплуатации трансформатора;

$\Pi_{тр}$ – отпускная цена трансформатора;

$\Pi_{об}$ – предварительная цена изготовленной обмотки;

$\Pi_{мс}$ – предварительная цена изготовленной МС.

Потери холостого хода на предварительном этапе можно представить как

$$P_o = \alpha_o G_{мс}, \quad (2.93)$$

где $\alpha_o = (1.15...1.2)p_{уд}$ – средние удельные потери в стали собранной МС;

$p_{уд}$ – удельные потери в ЭТС данной марки для расчетной индукции в стержне.

Потери короткого замыкания можно представить как [162]

$$P_{\kappa} = 10S_{н}u_a = \frac{\rho_{\theta}}{\gamma_{обм}} j_{\theta}^2 G_{обм}, \quad (2.94)$$

где u_a – активная составляющая напряжения короткого замыкания;

ρ_{θ} – удельное электрическое сопротивление материала обмоток;

$\gamma_{обм}$ – плотность проводникового материала обмоток.

Критерий, как функцию УП, можно представить зависимостью

$$C_{\kappa} = K_{м} K_{нр.р} (1+x) \frac{10S_{н}u_a}{\alpha_o \xi} + k_{xx} \frac{10S_{н}u_a}{\xi} + k_{кз} \xi \frac{10S_{н}u_a \gamma_{обм} c_o \alpha_o}{x \rho_{\theta} j_{\theta}^2} \quad (2.95)$$

$$\text{или } C_{\kappa} = \frac{K_{м} K_{нр.р} (1+x) 10S_{ном} u_a}{\alpha_o \xi} + \frac{10S_{ном} u_a x j_{\theta}^2 \rho}{\xi^2 \gamma c_o \alpha_o} k_{xx} + \frac{10S_{ном} u_a \gamma c_o \alpha_o \xi}{\rho j_{\theta}^2 x} k_{кз}. \quad (2.96)$$

Анализ функции $C_{\kappa} = f(\xi, x)$ показывает, что она имеет частные минимумы по переменным ξ и x . Минимум C_{κ} (при $x = \text{const}$, $B_{см} = \text{const}$) имеет место при условии $\frac{\partial C_{\kappa}}{\partial \xi} = 0$. Из этого условия следует, что минимуму C_{κ} соответствует

оптимальное значение ξ_o , приближенно определяемое из выражения (оптимизирующего соотношения):

$$\frac{\partial C_{\kappa}}{\partial \xi} = -\frac{K_{м} K_{нр.р} (1+x) 10S_{н}u_a}{\alpha_o \xi^2} - \frac{10S_{н}u_a}{\xi^2} k_{xx} + \frac{10S_{н}u_a \gamma_{обм} c_o \alpha_o}{\rho_{\theta} j_{\theta}^2 x} k_{кз}, \quad (2.97)$$

$$\xi_o = \sqrt{\frac{(K_{м} K_{нр.р} (1+x) + k_{xx} \alpha_o) \rho_{\theta} j_{\theta}^2 x}{k_{кз} \gamma_{обм} c_o \alpha_o^2}}. \quad (2.98)$$

Аналогично может быть получено оптимизирующее соотношение для x_o

$$x_o = \sqrt{\frac{k_{кз} \gamma_{обм}^2 c_o^2 \alpha_o^2 \xi^3}{K_{м} K_{нр.р} \gamma_{обм} c_o \xi \rho_{\theta} j_{\theta}^2 + k_{xx} \rho_{\theta}^2 j_{\theta}^4}}. \quad (2.99)$$

Ряд цен и стоимостных коэффициентов ($\Pi_{мс}$, $\Pi_{об}$, $K_{м}$, $K_{нр.р}$ и др.) на этапе исследовательского проектирования могут быть оценены только приближенно, поэтому соотношения (2.98) и (2.99) позволяют при поиске оптимального варианта,

на начальном этапе найти вариант близкий к оптимальному, т.е. вариант находящийся в зоне оптимальности.

Структура ММ проектного синтеза и оптимизации силовых трансформаторов с учетом технико-экономических критериев представлена на рисунке 2.5.

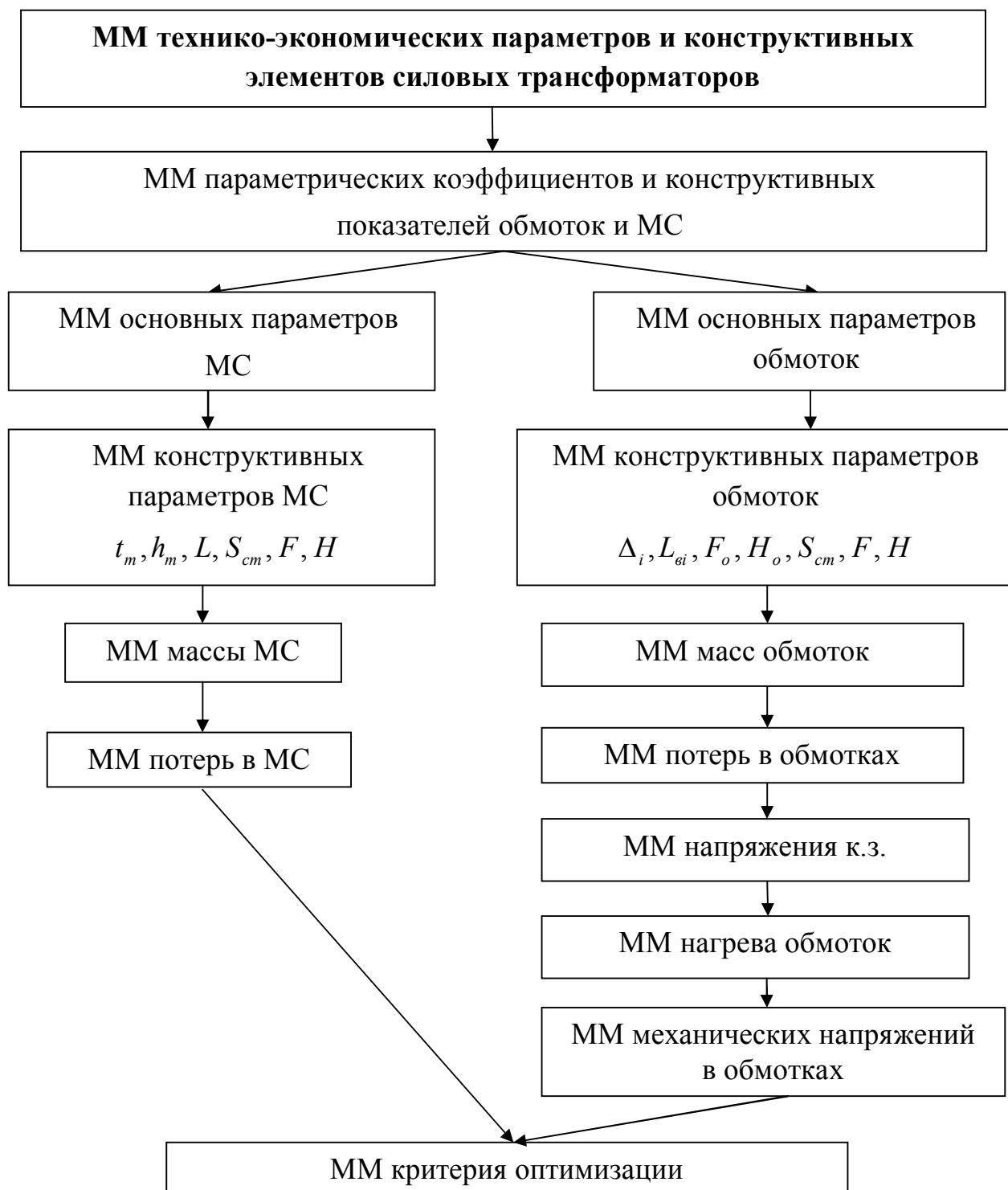


Рисунок 2.5 – Структура ММ проектного синтеза и оптимизации силовых трансформаторов

Выводы по разделу 2

1. Разработаны обобщенные проектные ММ силовых трансформаторов с цилиндрическими слоевыми обмотками на основе агрегированных управляемых переменных, инвариантные к числу концентроров обмоток и схемам их взаимного размещения, конструктивному исполнению МС, материалу обмоточного провода, виду ЭТС и рабочей частоте проектируемого трансформатора.

2. Разработанные ММ существенно упрощают структуру проектной ММ силового трансформатора, зависимости между геометрическими размерами, его управляемыми переменными и другими параметрами, а также значительно снижают размерность оптимизационной задачи. Предложенные аналитические соотношения обеспечивают переход от обобщенных показателей оптимального варианта к необходимому уровню детализации конкретных параметров его обмоток.

3. Предложены ММ частных и обобщенного критериев проектной оптимизации для поиска их оптимальных (минимальных) значений, при решении задач проектного синтеза трансформаторов с высокими показателями энерго- и ресурсоэффективности.

4. Разработанные ММ по своей структуре являются позиномами и обеспечивают возможность проектного синтеза, анализа и оптимизации трансформаторов с сочетанием обмоток из различных проводниковых материалов. Это позволяет оптимизировать не только параметры обмоток, но и их размещение в окне трансформатора.

РАЗДЕЛ 3

ОПТИМИЗАЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ СТАНДАРТНОЙ И ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

3.1. Постановка задачи оптимального проектного синтеза трансформаторов

Для проектного синтеза трансформаторов с высокими показателями энерго- и ресурсоэффективности необходимо выполнить комплекс проектных исследований – проектный синтез вариантов трансформаторов с использованием различных сочетаний факторов, обеспечивающих снижение ресурсозатрат и потерь энергии, среди которых и должны быть определены варианты с оптимальным (экономически обоснованным) сочетанием этих факторов.

Наиболее компактная формулировка такой задачи выполняется в терминах многомерных пространств [27,121]. Объекты многомерного пространства группируются по определенным признакам, соответствующим их физической природе и количество осей пространства соответствует количеству этих групп. Так как в рассматриваемой задаче объекты и условия их функционирования характеризуются численными значениями, то это пространство является метрическим и вся система входных величин отображается в виде метрического пространства входных параметров R_{xz} .

Система из p входных параметров, отражающая условия и допуски на гарантируемые показатели, образует p -мерное пространство независимых параметров $R_z \subset R_{xz}$. Совокупность этих параметров рассматривается как p -мерный вектор ситуации:

$$Z = \{z_j\}, (j = \overline{1, p}) \quad (3.1)$$

Система из l входных параметров управляемых переменных (УП), в свою очередь, образует l -мерное пространство $R_x \subset R_{xz}$, в котором набор значений УП представляется l -мерным вектором :

$$X = \{x_i\}, (i = \overline{1, l}) \quad (3.2)$$

Базисом для определения характеристик эффективности трансформатора являются его выходные функции – показатели $Q_j(x, z)$, которые и образуют векторный критерий оптимальности:

$$F(x) = [Q_j(x, z)], (j = \overline{1, k}), \quad (3.3)$$

где k – количество частных критериев.

Обычно входящие в векторный критерий (3.3) частные критерии представляются так, чтобы оптимальным было его минимальное значение.

При этих условиях задача оптимизации трансформатора является задачей векторной многокритериальной оптимизации и формулируется так:

Найти вектор $x^* = \{x_i^*\}, (i = \overline{1, n})$, который обеспечивает

$$\begin{aligned} F(x) &\rightarrow \min \\ x &\in R_s \\ R_s &: \begin{cases} Q(x) = Q_s \\ H(x) \leq H_s \end{cases} \end{aligned} \quad (3.4)$$

где R_s – множество допустимых значений x ;

n – количество УП;

$Q_j(x, z) = Q_{oj}, (j = \overline{1, r})$ – ограничения - равенства;

$H_j(x, z) \leq Q_{oj}, (j = \overline{1, t}), (H(x) \geq 0)$ – ограничения - неравенства.

Анализ процессов проектного синтеза технических и трансформаторных устройств [7,9,22,121,122] показывает, что в общем случае в набор УП, образующих пространства R_x входят параметры, которые отражают разные свойства объекта проектирования и выполняют различные функции в процессе проектного синтеза.

Поскольку одна часть УП в реальном проекте может изменяться только дискретно, а другая непрерывно, то в изложенной постановке задача синтеза оптимального трансформатора – это задача математического программирования с

дискретно и непрерывно изменяющимися УП и может классифицироваться как задача структурно-параметрической оптимизации [27,121].

3.2. Организация процесса проектного синтеза и оптимизации трансформаторов

В задаче структурно-параметрической оптимизации электромагнитных преобразователей энергии (ЭМП) [9,85,118] процесс проектного синтеза содержит две основные процедуры:

- процедуру структурного синтеза, которая состоит в определении перечня типов структурных компонентов конструкции ЭМП, их взаимного размещения в пространстве и связей между ними в рамках реализации трансформаторного эффекта электромагнитной индукции и поиска наилучшей (оптимальной) структуры по заданному критерию;

- процедуру параметрического синтеза, которая состоит в определении числовых значений параметров (и допусков на них) конструктивных элементов в рамках заданной структуры и функциональных требований к заданным выходным характеристикам, также обеспечивающих оптимальное значение заданного критерия.

Таким образом, важной особенностью задачи структурно-параметрической оптимизации трансформатора является то, что при её решении необходимо сопоставление структур трансформатора с оптимизированными параметрами, которые могут быть определены только в результате решения задач оптимального параметрического синтеза этих структур.

С другой стороны задача оптимального параметрического синтеза может быть решена только при заданной структуре трансформатора.

Поэтому оптимальный структурный и параметрический синтез – это взаимосвязанные задачи, которые должны решаться в системах автоматизированного проектирования в едином интерактивном процессе.

Этот процесс должен строиться как процесс поочерёдного решения задач – синтеза структуры, оптимизации параметров синтезированной структуры,

сопоставления данных трансформаторов с оптимизированной структурой с другими структурными решениями трансформаторов также с оптимизированными параметрами.

С учетом указанных особенностей решаемых задач процесс проектных исследований представляет собой последовательный поиск оптимальных решений и состоит из ряда этапов, в процессе реализации которых основные процедуры расчетного проектирования и оптимизации выполняются ЭВМ, оставляя исследователю решение творческих задач принятия решений.

На первом этапе из имеющихся аналогов или анализа множества возможных структурных решений формируется или выбирается конкретное структурное строение трансформатора и на основе модулей математического описания компонентов трансформатора в программном комплексе «Аметист 3300» [124,127] или Mathcad формируется обобщённая ММ трансформатора заданной структуры и выполняется её параметрический синтез исходя из предварительно заданных или рассчитанных по оптимизирующим соотношениям геометрических размеров и других параметров. На этом же этапе проверяется совместимость комплекса исходных данных.

В программном комплексе предусмотрена возможность оптимизации отдельных УП в соответствии с частными критериями или критерием полной капитализированной стоимости методом разделения переменных либо методом покоординатного спуска. В зависимости от проектной ситуации здесь предусмотрена возможность решения следующих оптимизационных задач:

1. Оптимизация УП трансформатора в соответствии с критерием полной капитализированной стоимости и удовлетворением всех поставленных технических ограничений.

2. Оптимизация УП трансформатора с минимизацией суммарной массы активных материалов, но также с удовлетворением всех проектных ограничений, в том числе и заданного стандартами уровня суммарных потерь.

3. Оптимизация УП при условии не превышения уровня суммарных потерь и других проектных ограничений, но по критерию минимума стоимости активных материалов.

В качестве УП выбраны: отношение потерь короткого замыкания и потерь холостого хода – ξ , отношение стоимости обмоток к стоимости магнитной системы – x и величина магнитной индукции в стержне – B_{cm} .

Поскольку компоненты проектной ММ выражены как функции – позиномы, а критерий полной капитализированной стоимости является строго выпуклой позиномиальной функцией [27], то оптимизация выполняется автоматически методом циклического покоординатного спуска (ЦПС) с выдачей информации об оптимальных значениях агрегированных УП, о ходе процесса поиска, о числе обращений к ММ. Процесс оптимизации очень быстро сходится, так как при поиске оптимальных значений переменных используется метод золотого сечения [85]. На основе оптимальных значений УП, полученных на первом этапе, на втором этапе автоматически формируются обобщенные данные оптимизированного варианта: основные размеры МС, обмоток, масса МС и обмоток, электромагнитные нагрузки в МС, плотности токов в концентраторах обмоток, предварительные величины потерь в МС и обмотках в заданном режиме.

На третьем этапе автоматически выполняется детальный синтез (раскладка) обмоток в рамках их размеров, определённых по результатам оптимизационного расчёта, но уже на основе частных критериев конструктивного качества обмоток (масса обмоточного провода, коэффициент заполнения обмоток проводниковым материалом, недоход количества витков в слое) и поверочный расчет.

При необходимости автоматически корректируется раскладка обмоток для обеспечения большей точности величины напряжения короткого замыкания, выполняется детальный расчет всех параметров трансформатора, поверочный расчет температур перегревов концентраторов и допустимость механических напряжений в обмотках от электродинамических усилий при коротком замыкании.

3.3. Анализ математических моделей и обоснование выбора метода оптимизации

Конкретная постановка оптимизационных задач в зависимости от технологических возможностей производителя и экономической (рыночной) ситуации может быть различной и отражается, прежде всего, в выборе совокупности основных критериев оптимальности и их ранжировании.

Поэтому для поиска энерго- и ресурсоэффективных ТУ на первом этапе предусматривается возможность реализации следующих стратегий их параметрической оптимизации:

1. Оптимизация параметров трансформатора по критерию полной капитализированной стоимости при удовлетворении всех технических и функциональных требований, в том числе не превышения заданного стандартами уровня потерь, т. е. $C_k \rightarrow \min, \Sigma P \leq \Sigma P_{\text{доп}}$.

Здесь критерий C_k является скалярным обобщенным критерием, и задача решается как однокритериальная.

2. Оптимизация параметров трансформаторов при удовлетворении всех технических и функциональных требований при условии обеспечения минимального значения второго критерия $F_2(x)$, например, уровня потерь энергии, то есть $\Sigma P = \Sigma P_{\text{min}}$.

Эта постановка предусматривает необходимость решения задачи как двухкритериальной на основе метода последовательных уступок [85,118,122]. В качестве первого критерия принимается критерий полной капитализированной стоимости, а суммарные потери (ΣP) являются вторым критерием.

Стратегия оптимизации в соответствии с методом последовательных уступок [27] состоит в последовательном решении следующих задач:

1. Найти

$$\begin{aligned} C_k &= \inf F_1(x) \\ x &\in R^n; \\ F_1(x) &< C_k + \Delta_y. \end{aligned} \tag{3.1}$$

2. Найти

$$\sum P = \inf_{x \in R^n} F_2(x) \quad (3.2)$$

где x – вектор УП;

Δ_y – уступка в минимальном значении критерия C_k .

Из (3.1) следует, что метод последовательных уступок применительно к рассматриваемой постановке оптимизационной задачи сводится к поочередной минимизации критериев C_k и $\sum P$ и выбору величины уступки Δ_y . Для назначения величины уступки Δ_1 необходимо исходить из взаимосвязей используемых критериев.

Задача оптимизации силового трансформатора относится к классу задач, где все частные критерии можно естественно ранжировать по важности, но не так просто, как при их лексикографическом упорядочении. Это обусловлено, прежде всего, такими факторами как разброс цен на электротехнические материалы, стохастический характер распределения реальных нагрузок силового трансформатора, колебания цен на потери и т.д. Кроме того, основной критерий – C_k в области оптимума отличается невысокой чувствительностью к изменению УП и квазисепарабельными свойствами [22,85,121].

Анализ зависимостей C_k от основных УП (ξ , x , B_{cm}) показывает, что в пределах отклонения $C_{k \min}$ всего лишь на $\pm 2\%$, значения таких частных критериев как суммарные потери ($\sum P$), масса активных материалов ($G_{ам}$), стоимость активных материалов ($C_{ам}$), масса или стоимость ЭТС МС ($G_{мс}$, $C_{мс}$), масса или стоимость обмоток ($G_{обм}$, $C_{обм}$) изменяются до 10 - 12 %.

Поэтому для определения целесообразного значения величины уступки Δ_1 исследуются зависимости $C_k = f(\xi)$, $C_k = f(x)$, $C_k = f(B_{cm})$, по которым ЭВМ автоматически определяет соответствующие зависимости $C_k = f(\sum P, G_{ам}, C_{ам}, G_{мс}, G_{обм}$ и т.д.). Из анализа этих зависимостей определяется экономически целесообразная величина уступки исходя из возможностей

конкретного производителя и экономических условий. Аналогическая стратегия используется и в тех случаях, когда вторым критерием выбраны не суммарные потери, а показатели ресурсозатрат ($G_{ам}, C_{ам}, G_{мс}, G_{обм}$).

Для поиска оптимума критерия C_k используется метод ЦПС, который реализуется по логической схеме, представленной на рисунке 3.1, стратегия поиска приведена в [85,127].



Рисунок 3.1 – Блок-схема оптимального синтеза трансформатора методом ЦПС

Таким образом, на первом этапе определяются оптимальные значения УП (ξ , x , B_{cm}) в соответствии с заданной постановкой оптимизационной задачи.

3.4. Проектный синтез трансформаторов стандартной и повышенной частоты с магнитной системой из различных электротехнических сталей и обмотками из традиционных проводниковых материалов

Существенный рост производства и потребления электрической энергии и, наряду с этим, старение силового электрооборудования энергетических систем ставят вопрос о необходимости модернизации энергосистем, о замене устаревшего оборудования на новое. По техническим показателям новое оборудование должно соответствовать современным требованиям, оно должно быть эффективным, надежным, пожаробезопасным, экологически приемлемым. Жесткие требования предъявляются также к ограничению площади, занимаемой электрооборудованием, что приводит к необходимости уменьшения его размеров.

Наиболее перспективными средствами совершенствования трансформаторного оборудования массовых серий, позволяющими существенно повысить энерго- и ресурсоэффективность являются следующие [45,126,147]:

- использование новых марок ЭТС с существенно пониженными потерями при достаточно высоком (оптимальном) уровне рабочей индукции;
- применение новых видов электроизоляционных материалов с повышенной термостойкостью и сроком эксплуатации для обмоточных проводов и деталей главной изоляции;
- использование для обмоток трансформаторов проводниковых материалов с высокотемпературной сверхпроводимостью;
- применение новых типов пожаробезопасных жидких диэлектриков, заменяющих минеральное масло в системах охлаждения трансформаторов;
- применение новых конструктивных и технических решений;
- оптимизация параметров преобразуемой электрической энергии (величины рабочей частоты, уровня напряжения);

– совершенствование расчетно-методического базиса и основанных на нем математического и программного обеспечения для автоматизации проектных исследований и оптимизации технических решений, параметров и процессов производства трансформаторов.

Внедрение многих из перечисленных и других существующих инновационных разработок требует существенного изменения традиционных технологических процессов в трансформаторостроении и значительных ресурсных и финансовых затрат. Поэтому необходим детальный, с учетом технико-экономических факторов, анализ целесообразности первоочередного использования некоторых из наиболее эффективных инновационных достижений, таких как:

- применение новых электротехнических материалов;
- оптимизация рабочей частоты силовых трансформаторов;
- оптимизация параметров трансформаторов как стандартной, так и повышенной частот.

Оптимизация рабочей частоты выполняется с целью определения значения частоты, при котором обеспечивается наилучшее (наименьшее) значение критерия оптимизации. Однако это значение может не соответствовать стандартным значениям повышенной частоты, принятым в промышленности. В этом случае следует выбрать стандартное значение повышенной частоты, наиболее близкое к оптимальному значению и выполнить оптимизацию параметров трансформатора со стандартной повышенной частотой. Для анализа зависимости технико-экономических параметров от значений стандартной повышенной частоты необходимо выполнить комплекс проектных исследований путем расчета оптимальных вариантов трансформаторов при различных стандартных значениях повышенной частоты в диапазоне 50-500 Гц. Поэтому решение задачи определения оптимальной частоты целесообразно выполнить в два этапа: на первом – определить уровень оптимальной рабочей частоты при выбранном сочетании активных материалов, а на втором – определить оптимальные технико-экономические параметры трансформатора при заданном

сочетании активных материалов и стандартных уровнях повышенных частот (в диапазоне 50-500 Гц).

Для определения эффективности использования этих инновационных мероприятий необходимо выполнить комплекс расчетных проектных исследований:

1. исследование влияния рабочей частоты (в диапазоне 50-500 Гц) на параметры трансформатора, МС которого изготовлена из обычной анизотропной ЭТС, а обмотки из алюминиевого провода;

2. исследование влияния рабочей частоты на параметры трансформатора, МС которого изготовлена из улучшенной анизотропной ЭТС, а обмотки из алюминиевого провода;

3. исследование влияния рабочей частоты на параметры трансформатора, МС которого изготовлена из аморфной и тонкой анизотропной ЭТС, а обмотки из алюминиевого провода;

4. исследование влияния рабочей частоты на параметры трансформаторов, МС которых изготовлены из различных ЭТС, а обмотки из традиционных проводниковых материалов (меди и алюминия);

5. исследование влияния рабочей частоты на параметры трансформаторов, МС которых изготовлены из различных ЭТС, а обмотки из ВТСП провода;

6. исследование влияния материала обмоточного провода на технико-экономические параметры трансформатора.

Анализ эффективности средств совершенствования трансформаторов выполняется на основе их структурно-параметрической оптимизации. Для ИП используется ММ электромагнитных характеристик ЭТС при различных частотах и обобщенная ММ проектного синтеза трансформаторов, которые представлены в разделах 1 и 2 [120,124,130]. При решении задач оптимального проектирования и проектных исследований использовалась подсистема автоматизированного синтеза силовых трансформаторов “Аметист”, разработанная в Одесском национальном политехническом университете, которая легко дополняется модулями новых конструктивных видов МС и обмоток трансформаторов, а также

программный комплекс Mahtcad. При разработке ММ в качестве основных управляемых переменных были выбраны переменные, характеризующие ресурсо-энергетические показатели трансформатора – отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода ξ и отношение стоимостей обмоток к стоимости МС x , а также индукция в стержне $B_{ст}$. В качестве критерия использовался обобщенный показатель экономической эффективности – полная капитализированная стоимость C_k , включающий в себя затраты на трансформацию электроэнергии, стоимость активных материалов и суммарные потери $\sum P$ [200].

Исследования выполнены для серии трехфазных силовых трансформаторов класса напряжения 6-10 кВ в диапазоне мощностей 63-630 кВА.

В связи с большим объемом расчетных результатов и аналогичных характером изменения полученных зависимостей силовых трансформаторов данного отрезка серии, исследования изменений массо-стоимостных показателей силовых трансформаторов представлены на примере трансформаторов ТМ400/10, МС которых изготовлены из различных ЭТС, а обмотки – из различных проводниковых материалов (алюминий, медь), при изменении уровня рабочей частоты в диапазоне 50-500 Гц. В качестве основного конструктивного исполнения МС принята наиболее технологичная планарная стержневая конструкция МС, а обмотки выполнены цилиндрическими слоевыми. Частота преобразуемого напряжения является одним из основных параметров используемой электрической энергии и в значительной мере определяет расход активных материалов во всех видах электрооборудования.

В качестве базовой единицы приняты технико-экономические параметры оптимального варианта трансформатора ТМ400/10 с плоской шихтованной МС, изготовленной из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм, цилиндрическими слоевыми обмотками из алюминиевого провода марки АПБ и рабочей частотой 50 Гц.

Блок-схема оптимального проектного синтеза исследуемых трансформаторов представлена на рисунке 3.2.

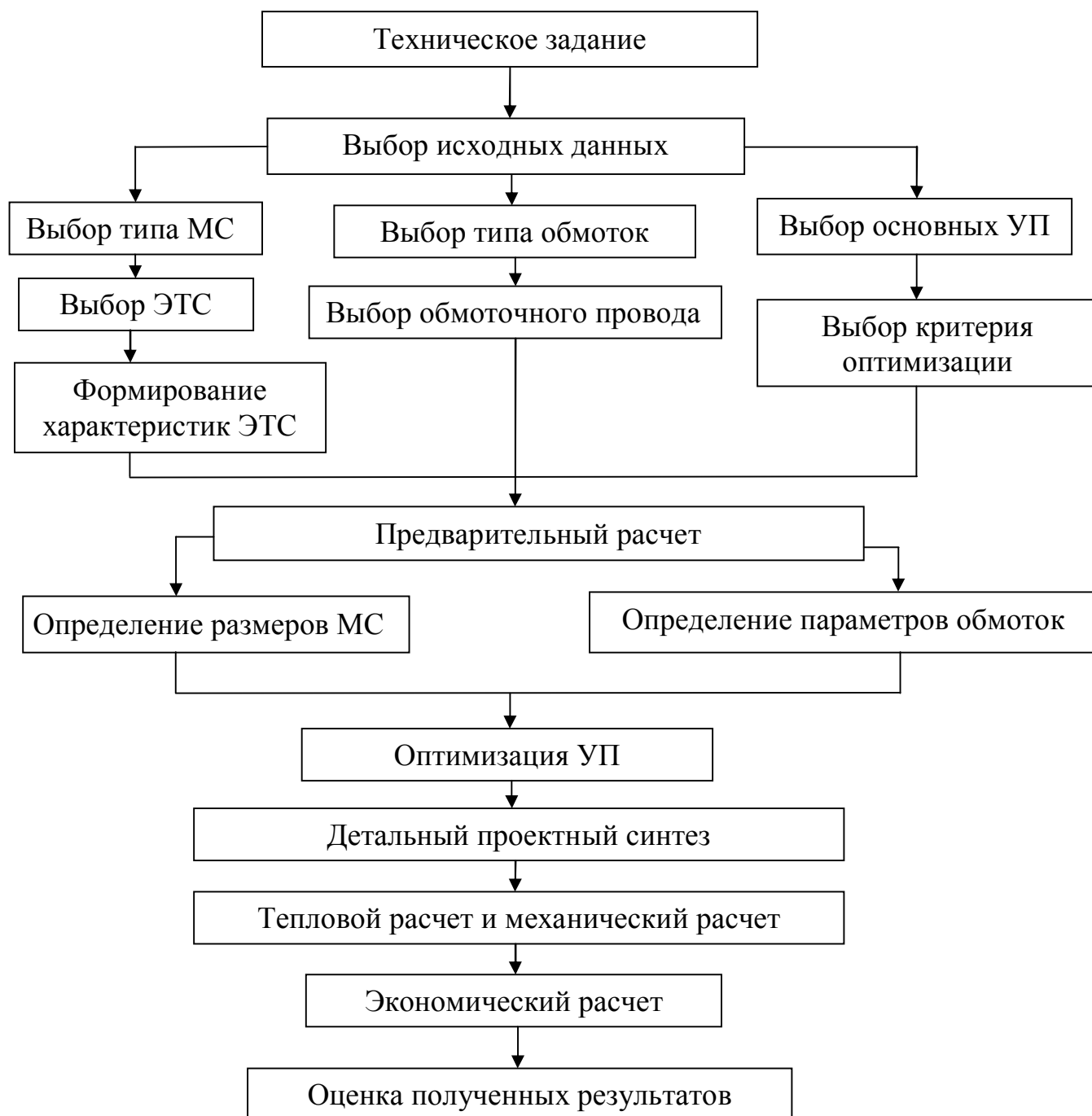


Рисунок 3.2. – Блок-схема проектного синтеза силовых трансформаторов

3.4.1. Выбор рациональной марки электротехнической стали трансформаторов стандартной и повышенной частоты

Результаты проектных исследований влияния рабочей частоты (в диапазоне 50-500 Гц) на параметры трансформатора, МС которого изготовлена из обычной анизотропной ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм, а обмотки из алюминиевого провода, представлены в таблице 3.1 и на рисунке 3.3.

Таблица 3.1 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС 3407 толщиной 0,35 мм и алюминиевыми обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,55	1,37	1,174	1,024	0,935	0,85
Отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, о.е.	4,75	3,1	2	1,39	1,04	0,9
Отношение стоимостей обмоток к стоимости МС, о.е.	0,62	0,65	0,578	0,48	0,387	0,3
Масса МС, кг	722	433	284	220	199	186
Масса обмоток, кг	194	119	66,7	44,7	31,7	24
Потери холостого хода, Вт	858	1076	1430	1872	2411	2687
Потери короткого замыкания, Вт	4075	3380	2900	2620	2480	2418
Полная капитализированная стоимость, грн.	163500	132500	126500	131100	145400	154100

Результаты исследования влияния рабочей частоты на параметры трансформатора, МС которого изготовлена из улучшенной анизотропной ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм, а обмотки из алюминиевого провода, представлены в таблице 3.2 и на рисунке 3.4.

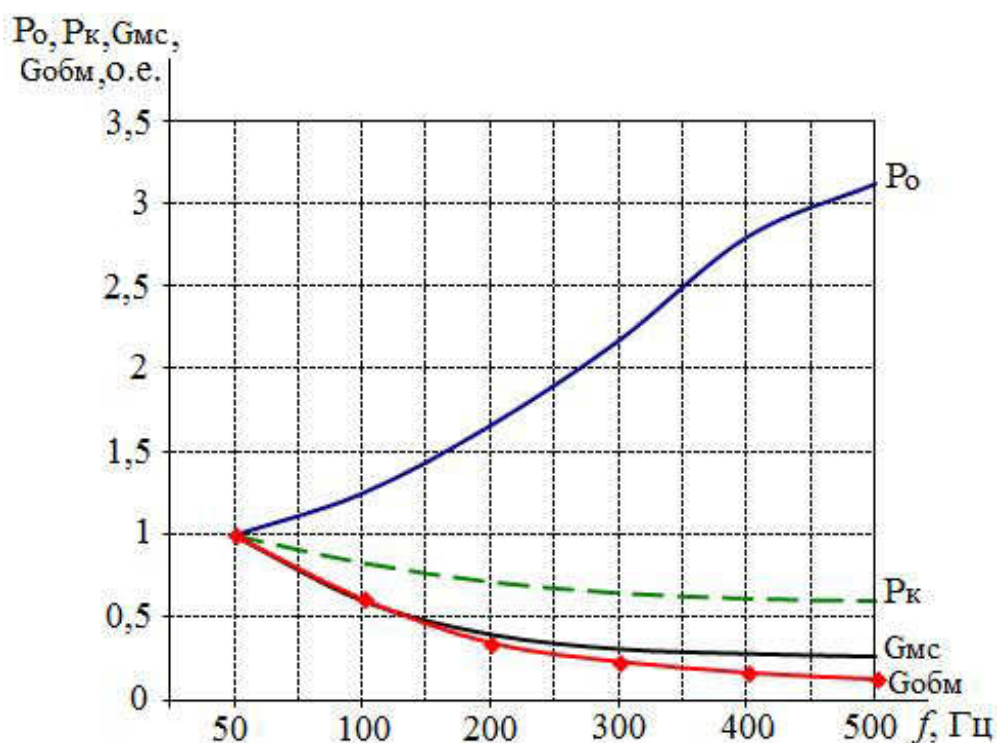


Рисунок 3.3 – Зависимость относительных значений P_o , P_k , G_{mc} , $G_{обм}$ оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм и обмотками из алюминиевого провода от рабочей частоты

Таблица 3.2 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС М120-23S толщиной 0,23 мм и алюминиевыми обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,65	1,50	1,36	1,22	1,10	0,98
Отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, о.е.	5,5	3,9	2,36	1,5	1,07	1
Отношение стоимостей обмоток к стоимости МС, о.е.	0,62	0,62	0,60	0,55	0,49	0,42
Масса МС, кг	712	406	258	183	159	155
Масса обмоток, кг	212	122	72	48	36	31
Потери холостого хода, Вт	685	757	1018	1416	1834	1890
Потери короткого замыкания, Вт	3765	3000	2410	2130	1960	1910
Полная капитализированная стоимость, грн.	155700	121700	102900	100700	104000	109000

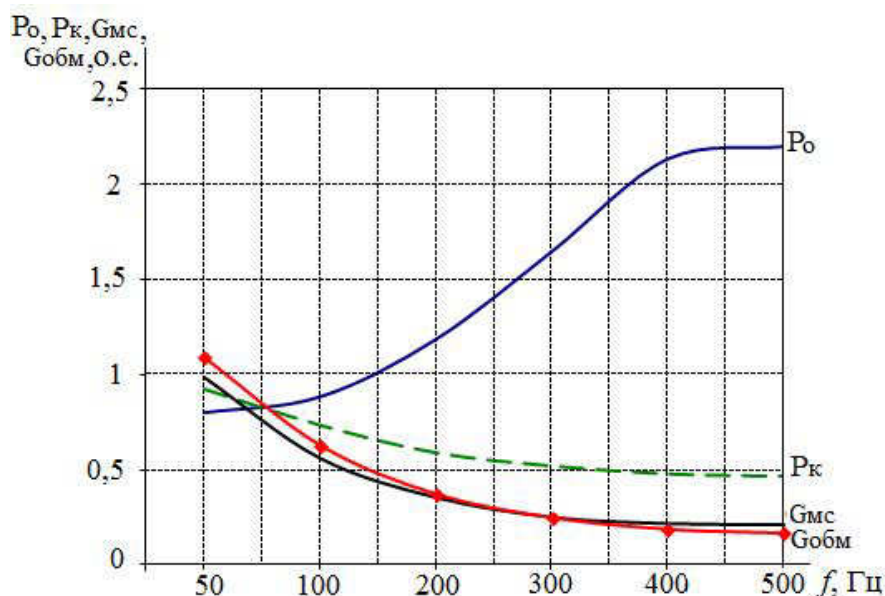


Рисунок 3.4 – Зависимость относительных значений P_o , P_k , $G_{мс}$, $G_{обм}$ оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм и обмотками из алюминиевого провода от рабочей частоты

Результаты проектных исследований влияния рабочей частоты на параметры трансформатора, МС которого изготовлена из ЭТС марки 3425 толщиной 0,05 мм и аморфной стали 2НСР, а обмотки из алюминиевого провода, представлены в таблице 3.3, 3.4 и на рисунке 3.5 и 3.6.

Таблица 3.3 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС 3425 толщиной 0,05 мм и алюминиевыми обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,60	1,40	1,30	1,20	1,10	1,00
Отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, о.е.	3,18	2,4	1,8	1,5	1,35	1,20
Отношение стоимостей обмоток к стоимости МС, о.е.	0,56	0,57	0,54	0,50	0,45	0,40
Масса МС, кг	689	401	259	199	170	159
Масса обмоток, кг	199	107	69	48	39	32
Потери холостого хода, Вт	1318	1356	1392	1427	1484	1559
Потери короткого замыкания, Вт	4200	3254	2454	2140	2004	1871
Полная капитализированная стоимость, грн.	169178	138000	109605	100256	97502	96306

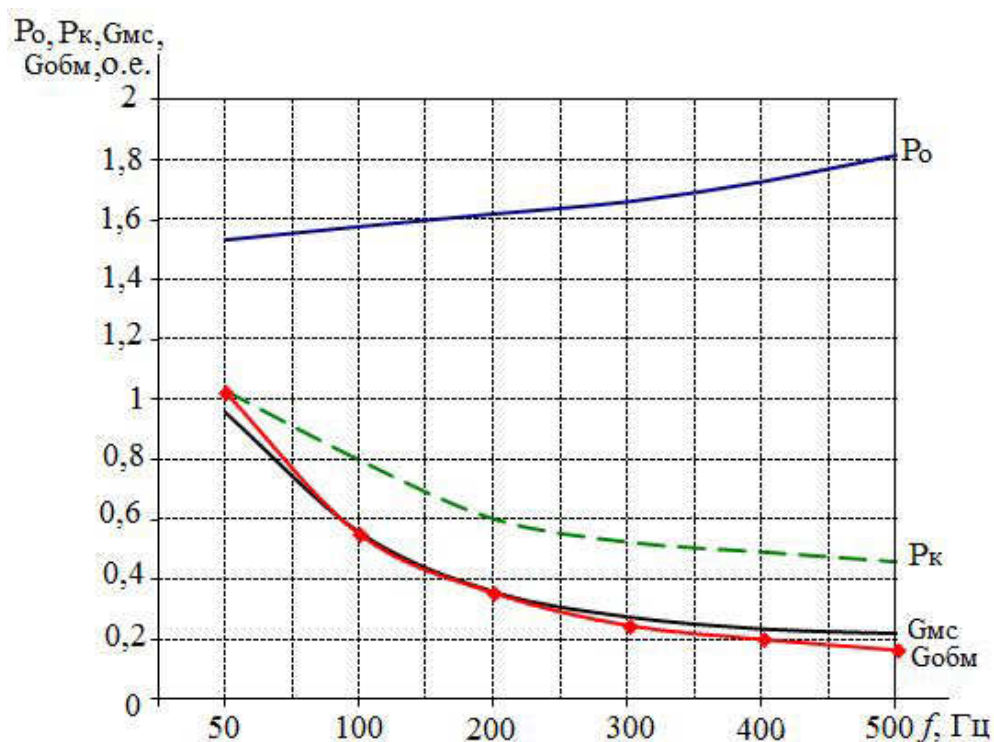


Рисунок 3.5 – Зависимость относительных значений P_{xx} , P_{K3} , $G_{МС}$, $G_{обм}$ оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС марки 3425 толщиной 0,05 мм и алюминиевыми обмотками от рабочей частоты

Таблица 3.4 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из аморфной стали 2НСР толщиной 0,025 мм и алюминиевыми обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,38	1,17	0,99	0,81	0,70	0,61
Отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, о.е.	9,50	7,4	5,6	5	4,7	4,6
Отношение стоимостей обмоток к стоимости МС, о.е.	0,50	0,60	0,60	0,52	0,42	0,36
Масса МС, кг	1032	621	428	388	379	366
Масса обмоток, кг	239	175	117	86	67	57
Потери холостого хода, Вт	315	290	269	263	262	261
Потери короткого замыкания, Вт	2995	2142	1500	1280	1225	1200
Полная капитализированная стоимость, грн.	141600	97200	70300	60750	56570	53490

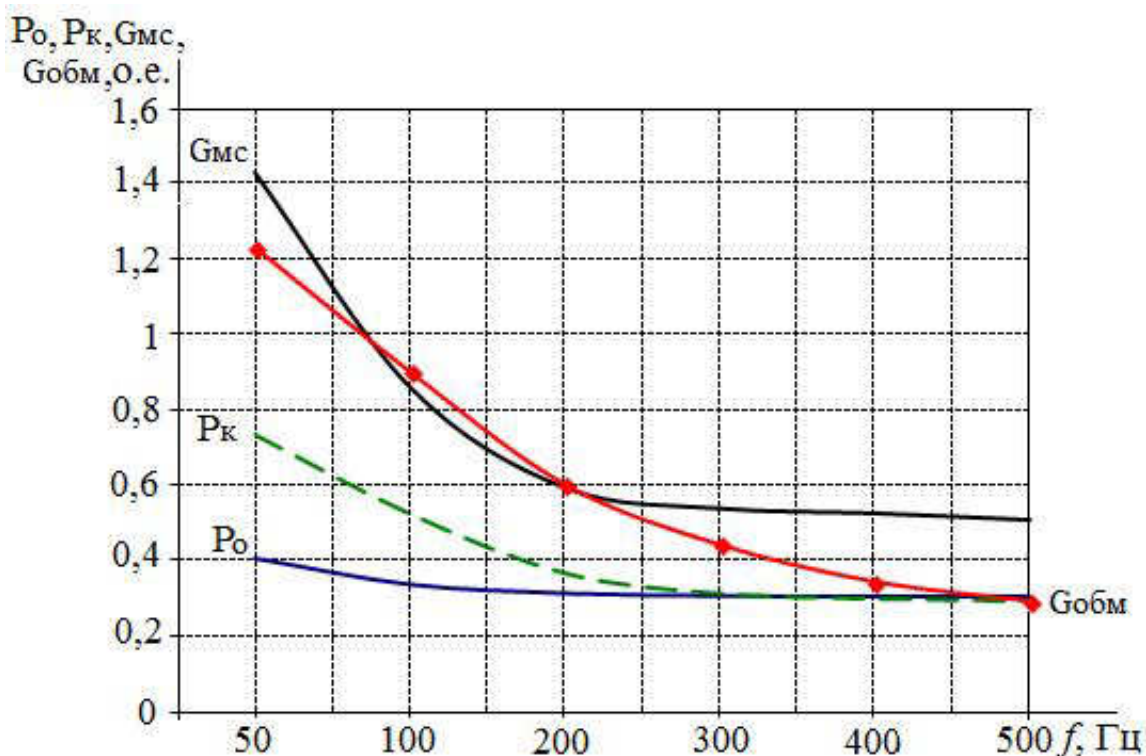


Рисунок 3.6 – Зависимость относительных значений P_o , P_k , G_{mc} , $G_{обм}$ оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из аморфной стали 2НСР толщиной 0,025 мм с обмотками из алюминиевого провода от частоты

Зависимости, характеризующие влияние качества ЭТС и рабочей частоты на оптимальные значения УП трансформатора, представлены на рисунках 3.7-3.12.

Зависимости, характеризующие влияние изменения номинальной мощности и уровня рабочей частоты на удельные показатели масс активных материалов трансформатора с обмотками из традиционных проводниковых материалов, представлена на рисунке 3.13.

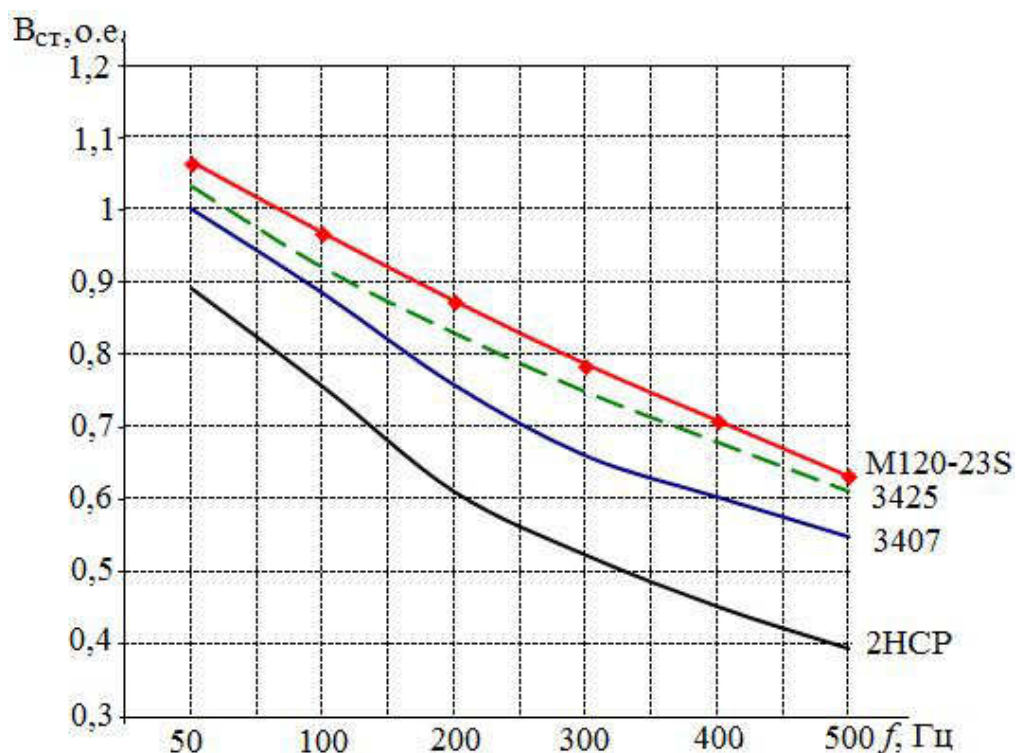


Рисунок 3.7 – Относительные значения оптимальной индукции для трансформаторов ТМ400/10 с МС из различных ЭТС и алюминиевыми обмотками при изменении рабочей частоты

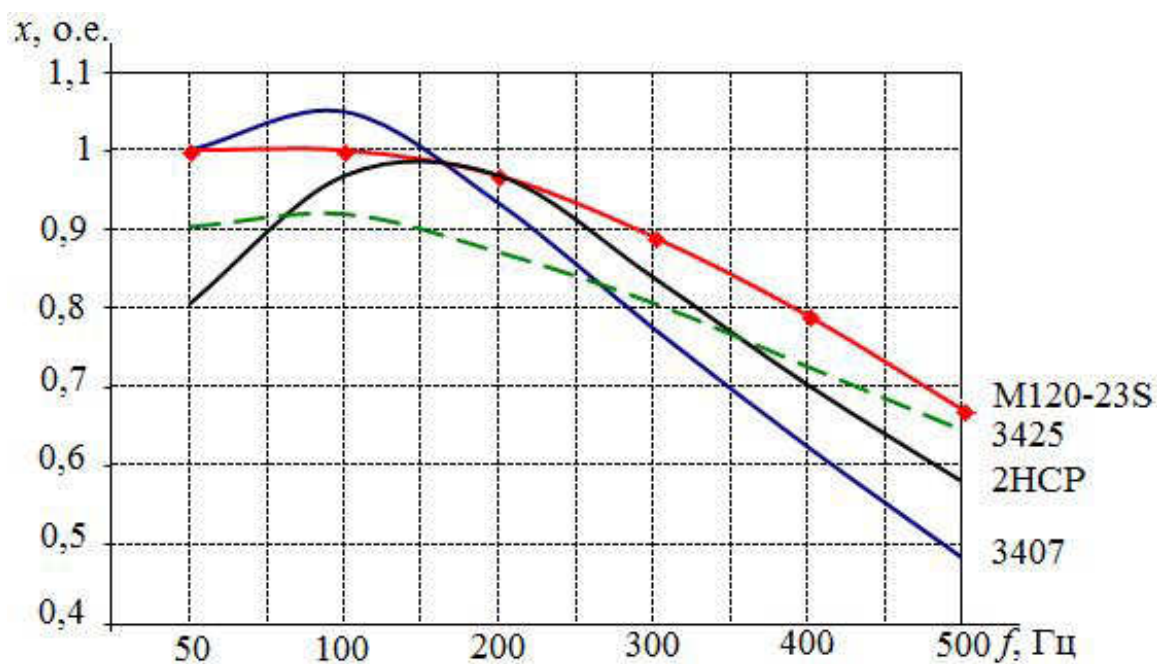


Рисунок 3.8 – Относительные значения x трансформаторов ТМ 400/10, оптимальных по C_k , с МС из различных ЭТС и алюминиевыми обмотками при изменении рабочей частоты

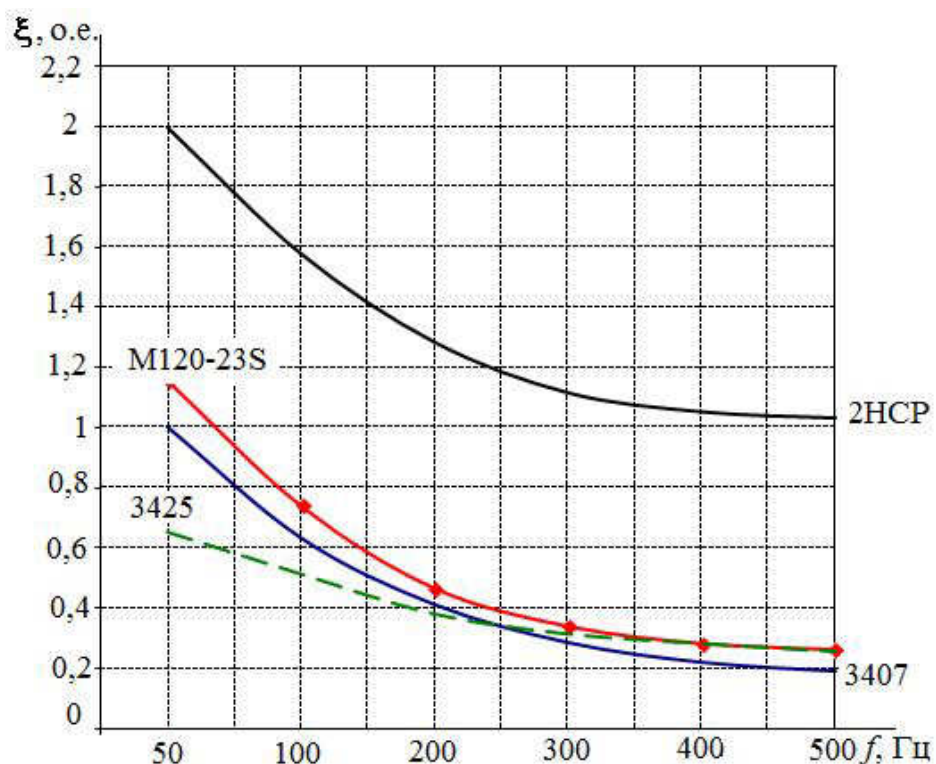


Рисунок 3.9 – Относительные значения ξ для трансформаторов ТМ 400/10, оптимальных по C_k , с МС из различных ЭТС и алюминиевыми обмотками при изменении рабочей частоты

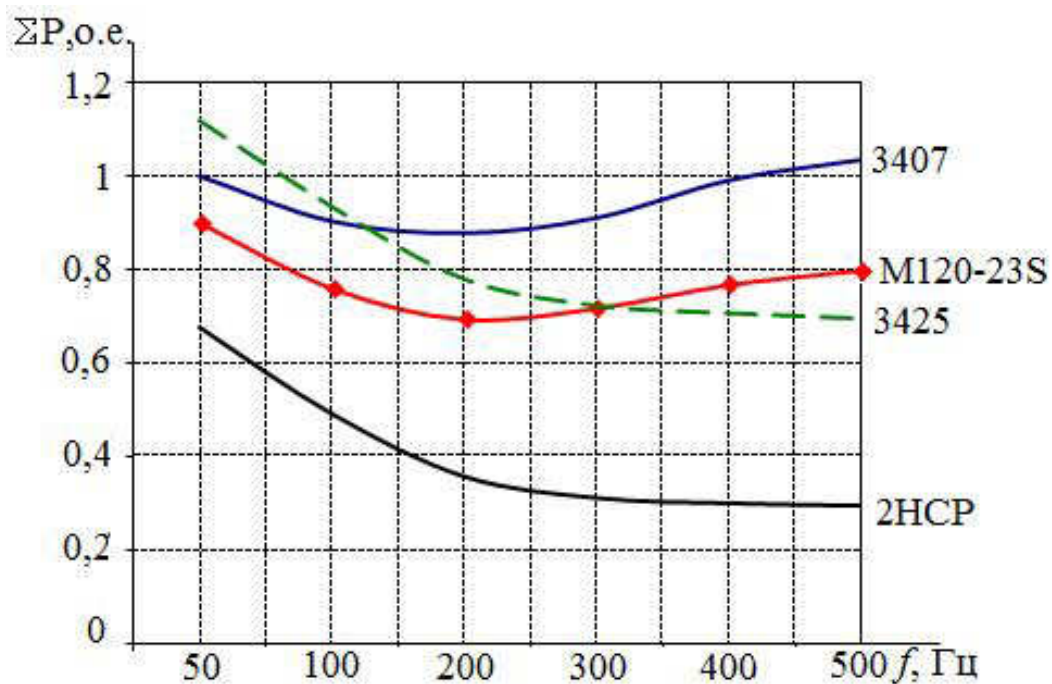


Рисунок 3.10 – Относительные значения ΣP оптимальных вариантов трансформаторов ТМ 400/10 с МС из различных ЭТС и алюминиевыми обмотками при изменении рабочей частоты

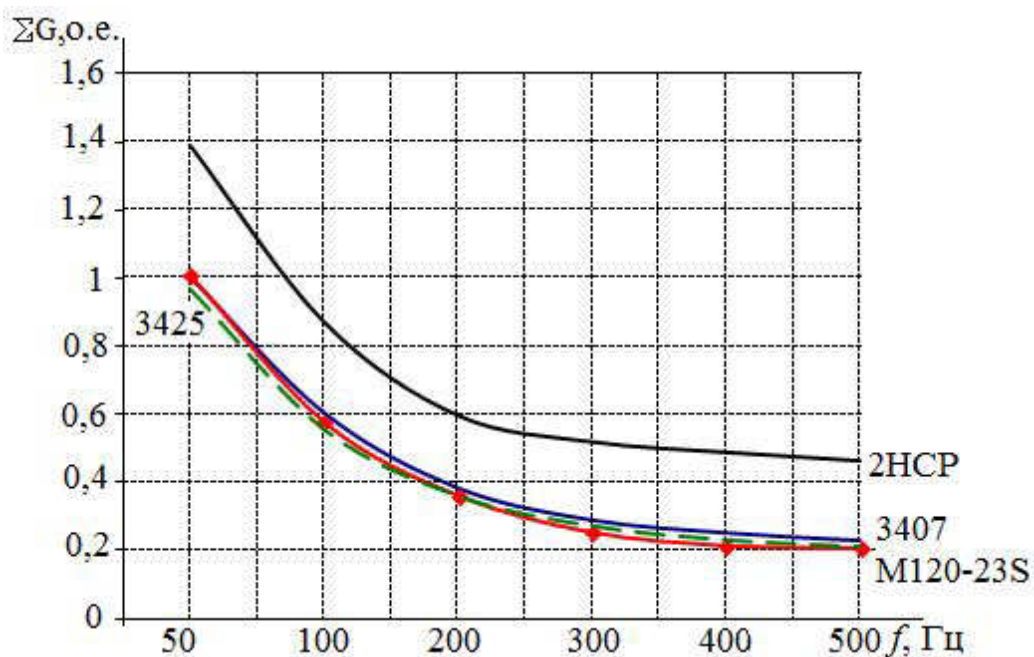


Рисунок 3.11 – Относительные значения ΣG оптимальных вариантов трансформаторов ТМ 400/10 с МС из различных ЭТС и алюминиевыми обмотками при изменении рабочей частоты

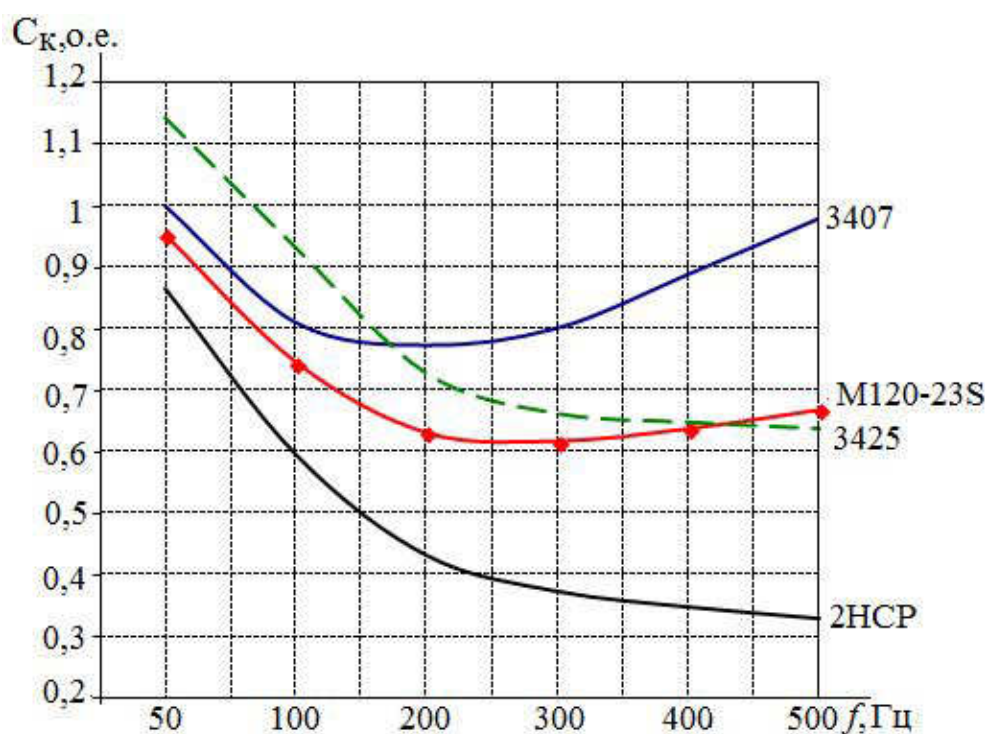


Рисунок 3.12 – Относительные значения C_k оптимальных вариантов трансформаторов ТМ 400/10 с МС из различных ЭТС и алюминиевыми обмотками при изменении рабочей частоты

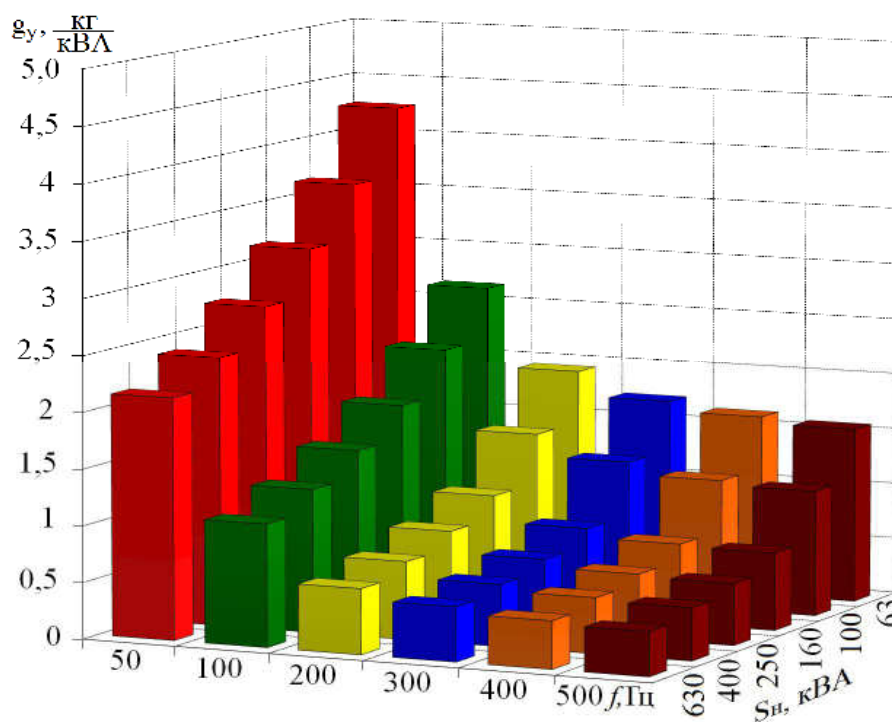


Рисунок 3.13. – Удельные значения масс активных материалов силовых трансформаторов разных мощностей с МС из ЭТС М120-S23 и алюминиевыми обмотками при различных рабочих частотах

Выполненные исследования позволяют сформулировать следующие выводы:

- анализ оптимизированных вариантов трансформаторов с разными рабочими частотами, МС которых изготовлена из ЭТС марки 3407, а обмотки из алюминиевого обмоточного провода, при повышенных рабочих частотах показывает, что оптимальной по критерию полной капитализированной стоимости является частота в диапазоне 150-200 Гц. У оптимального варианта с рабочей частотой 200 Гц суммарная масса активных материалов уменьшается на 62%, суммарные потери на 12 %, а стоимость на 23% по сравнению с базовым;
- применение более совершенных ЭТС (М120-23S) для трансформаторов с алюминиевыми обмотками и рабочей частотой 50 Гц обеспечивает увеличение оптимальной индукции в стержне на 5 % по сравнению с базовым вариантом, снижение суммарных потерь в трансформаторе на 10 %, полной капитализированной стоимости на 5 %, при такой же массе активных материалов. Причем, чем лучше свойства ЭТС, тем выше оптимальная рабочая частота. Для

данной ЭТС оптимальным является диапазон частот 200-300 Гц. У оптимального варианта трансформатора с частотой 300 Гц суммарные потери снижены на 28%, суммарная масса активных материалов на 75%, а стоимость на 38% по сравнению с базовым;

– применение тонких ЭТС (3425) для МС трансформаторов с алюминиевыми обмотками и рабочей частотой 50 Гц по сравнению с базовым, позволяет снизить массу активных материалов на 3%, однако приводит к увеличению суммарных потерь на 12 %, а стоимости на 14 % при неизменной величине индукции в стержне. Для данной ЭТС оптимальным является диапазон частот 500 Гц и выше. У оптимального варианта трансформатора с частотой 500 Гц суммарные потери снижены на 30%, суммарная масса активных материалов на 79%, а стоимость на 36% по сравнению с базовым;

– применение ЭТС из аморфных сплавов для МС трансформаторов с алюминиевыми обмотками и рабочей частотой 50 Гц позволяет снизить величину суммарных потерь на 32%, полной капитализированной стоимости 13%, однако приводит к увеличению суммарной массы активных материалов на 40 % и уменьшению индукции в стержне на 11 % по сравнению с базовым вариантом, поэтому использование аморфной стали на частоте 50 Гц не целесообразно. Оптимальной же является частота, превышающая 500 Гц. Однако при рабочей частоте, равной 500 Гц суммарные потери уменьшаются на 70%, суммарная масса активных материалов на 54%, а стоимость на 67% по сравнению с базовым. Таким образом, с учетом экономической эффективности, для изготовления МС трансформаторов работающих на частоте 500 Гц и выше, целесообразно применять тонкие ЭТС (3425) и ЭТС из аморфных сплавов, позволяющие значительно уменьшить габариты МС и стоимость трансформатора;

3.4.2. Оптимизация рабочей частоты силовых трансформаторов с обмотками из традиционных проводниковых материалов

Результаты исследование влияния рабочей частоты на параметры трансформаторов, МС которых изготовлены из обычной и улучшенной ЭТС, а

обмотки из традиционных проводниковых материалов (меди и алюминия), представлены в таблицах 3.5-3.7.

Таблица 3.5 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС 3407 толщиной 0,35 мм и медными обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,55	1,37	1,174	1,024	0,935	0,85
Отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, о.е.	5,00	3,10	2,00	1,40	1,10	1,00
Отношение стоимостей обмоток к стоимости МС, о.е.	1,12	1,13	1,03	0,92	0,80	0,70
Масса МС, кг	701	425	282	208	180	172
Масса обмоток, кг	253	151	89,3	59,1	46	39
Потери холостого хода, Вт	832	1048	1408	1819	2285	2510
Потери короткого замыкания, Вт	4161	3290	2770	2580	2514	2510
Полная капитализированная стоимость, грн.	182100	143500	133100	138400	147800	156600

Таблица 3.6 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС М120-23S толщиной 0,23 мм и медными обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,65	1,50	1,36	1,22	1,10	0,98
Отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, о.е.	4,85	3,9	2,8	1,93	1,43	1,15
Отношение стоимостей обмоток к стоимости МС, о.е.	1,18	1,23	1,18	1,11	1,03	0,95
Масса МС, кг	724	393	222	163	149	144
Масса обмоток, кг	307	174	91	65	56	51
Потери холостого хода, Вт	696	728	920	1160	1385	1553
Потери короткого замыкания, Вт	3376	2911	2560	2240	1980	1786
Полная капитализированная стоимость, грн.	174200	127700	108600	105000	107300	112800

Таблица 3.7 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора ТМ400/10 с МС из аморфной ЭТС 2НСП толщиной 0,025 мм и медными обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,40	1,16	0,95	0,79	0,68	0,59
Отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, о.е.	9,75	7,6	6	5,25	4,8	4,65
Отношение стоимостей обмоток к стоимости МС, о.е.	1,00	1,06	1,09	0,95	0,81	0,70
Масса МС, кг	1016	645	463	397	370	346
Масса обмоток, кг	311	222	163	125	101	86
Потери холостого хода, Вт	310	290	269	263	261	260
Потери короткого замыкания, Вт	2995	2142	1500	1280	1230	1210
Полная капитализированная стоимость, грн.	164900	115300	82390	70770	64870	61470

Зависимости, характеризующие влияние материала обмоточного провода на технико-экономические показатели трансформатора представлены на рисунках 3.14-3.19.

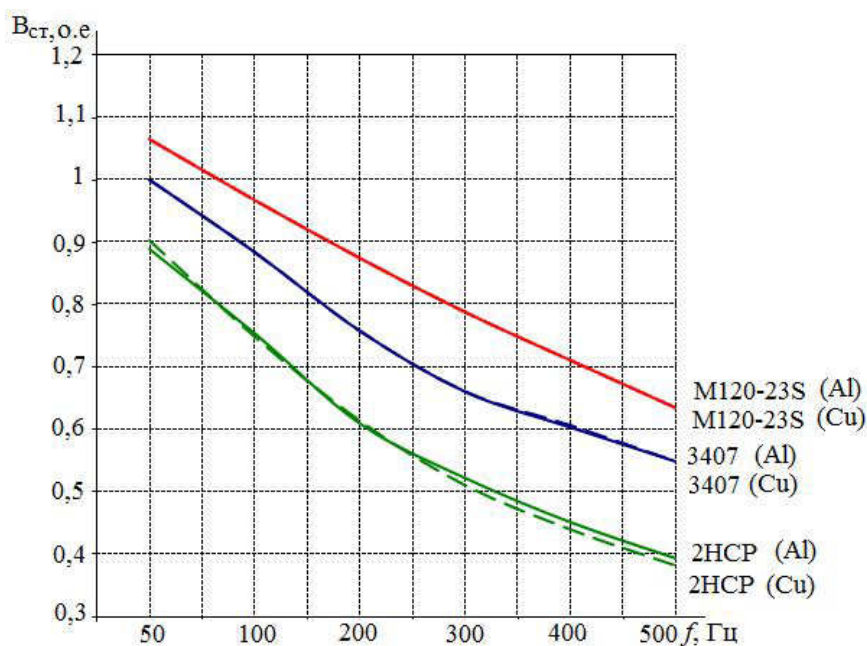


Рисунок 3.14 – Относительные значения оптимальной индукции для трансформаторов ТМ400/10 с МС из различных ЭТС и обмотками из традиционных проводниковых материалов при изменении рабочей частоты

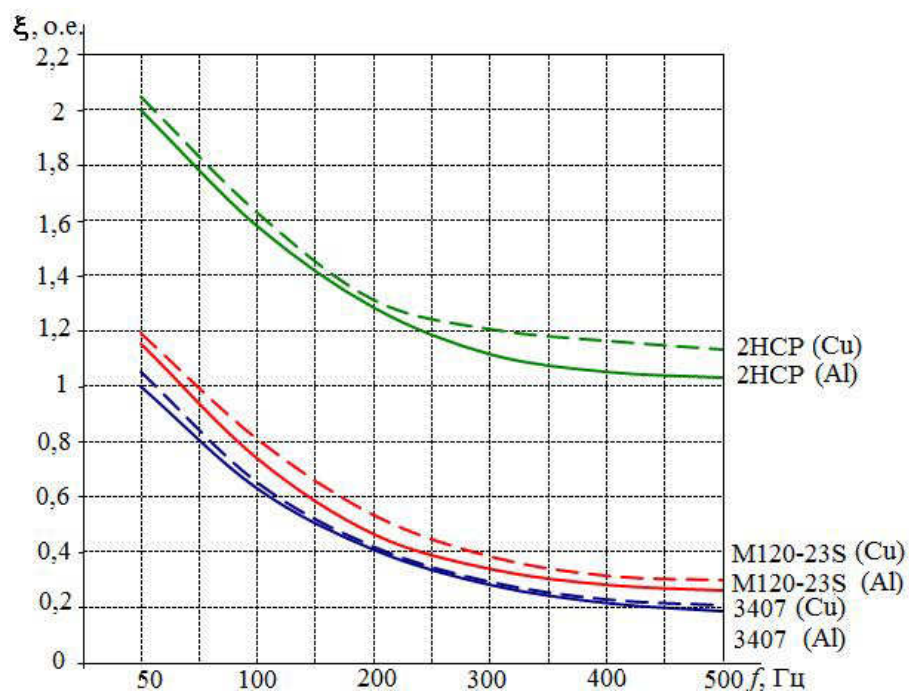


Рисунок 3.15 – Относительные значения ξ для трансформаторов ТМ400/10, оптимальных по C_k , с МС из различных ЭТС и обмотками из традиционных проводниковых материалов при изменении рабочей частоты

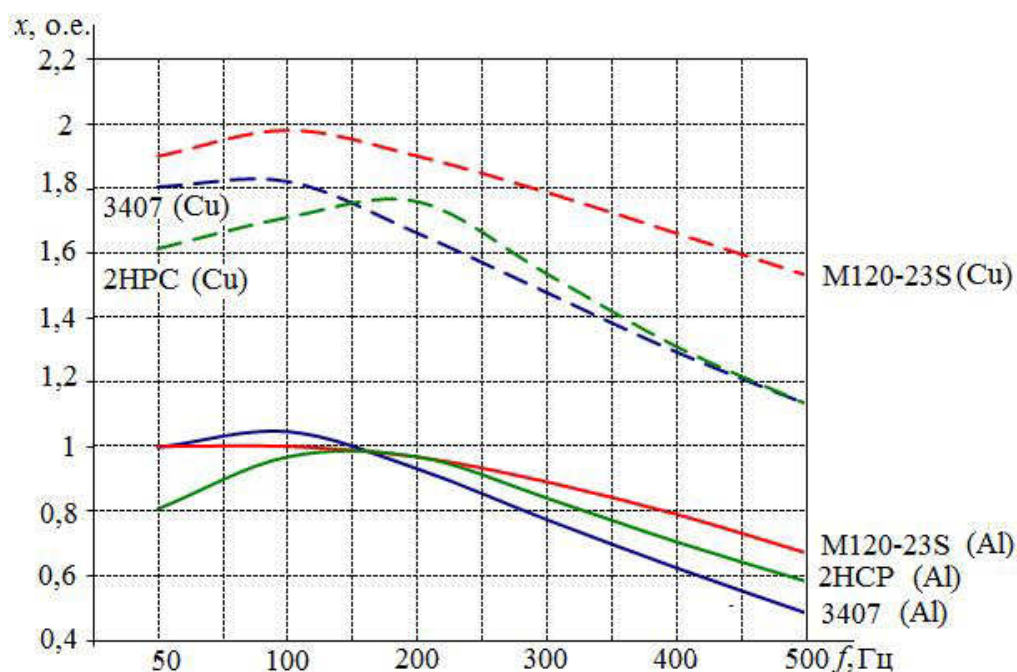


Рисунок 3.16 – Относительные значения x для трансформаторов ТМ400/10, оптимальных по C_k , с МС из различных ЭТС и обмотками из традиционных проводниковых материалов при изменении рабочей частоты

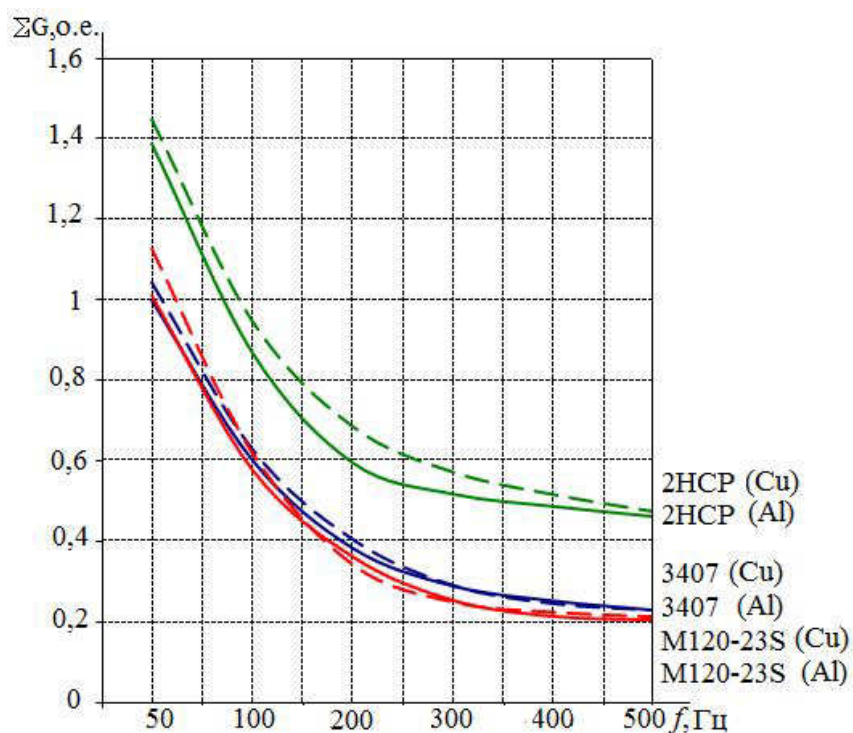


Рисунок 3.17 – Относительные значения ΣG оптимальных вариантов трансформаторов ТМ400/10 с МС из различных ЭТС и обмотками из традиционных проводниковых материалов при изменении рабочей частоты

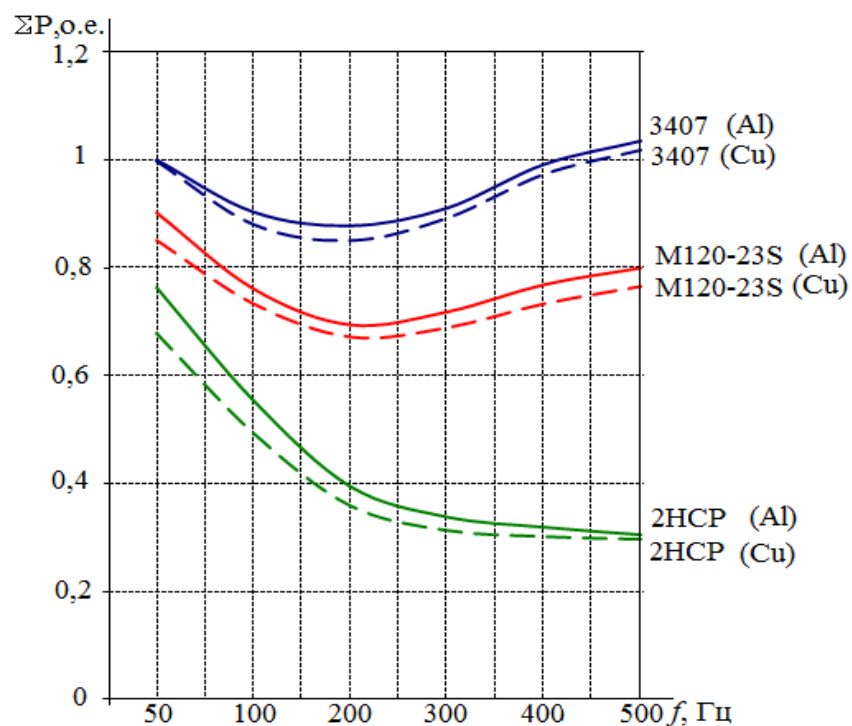


Рисунок 3.18 – Относительные значения ΣP оптимальных вариантов трансформаторов ТМ400/10 с МС из различных ЭТС и обмотками из традиционных проводниковых материалов при изменении рабочей частоты

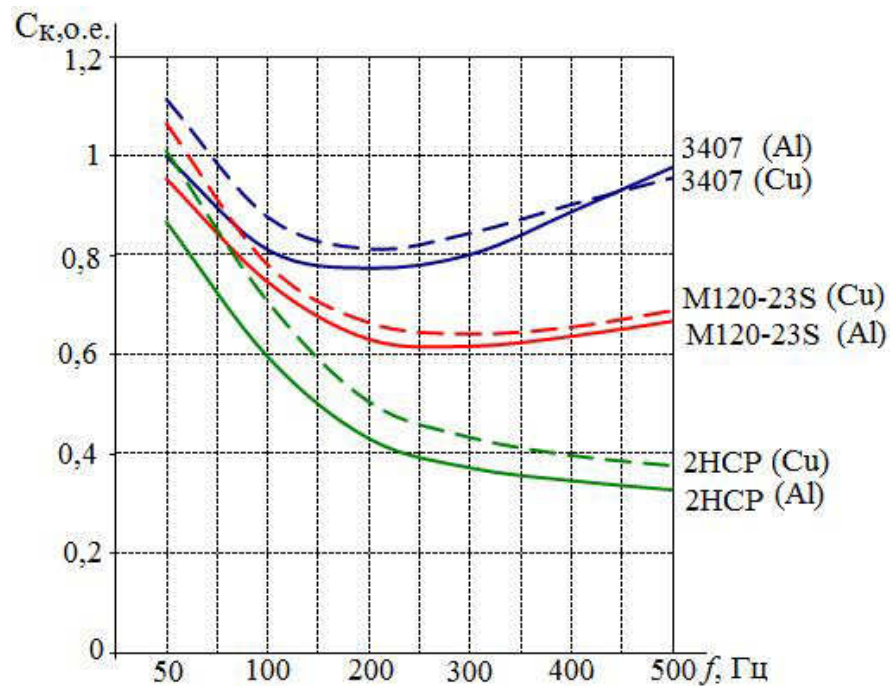


Рисунок 3.19 – Относительные значения C_k оптимальных вариантов трансформаторов ТМ400/10 с МС из различных ЭТС и обмотками из традиционных проводниковых материалов

Выполненные для силового трансформатора ТМ400/10 с обмотками из меди и алюминия проектные исследования служат основой для определения закономерностей изменения параметров исследуемого трансформатора в зависимости от рабочей частоты:

- применение медного обмоточного провода для трансформатора, МС которого изготовлена из ЭТС 3407 толщиной 0,35 мм с рабочей частотой 50 Гц приводит к увеличению суммарной массы активных материалов на 4% при неизменных суммарных потерях, а полной капитализированной стоимости на 11% по сравнению с базовым вариантом;

- в трансформаторах с медными обмотками и МС из ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм при частоте 50 Гц наблюдается снижение суммарных потерь на 15%, при увеличении массы активных материалов на 13%, а полной капитализированной стоимости на 7% по сравнению с базовым вариантом;

- применение медного обмоточного провода в трансформаторах с МС из аморфных сплавов (2НСП толщиной 0,025 мм) при рабочей частоте 50 Гц

- обеспечивает снижение суммарных потерь на 32%, при увеличении массы активных материалов на 45%, а полной капитализированной стоимости на 1% по сравнению с базовым;

- при применении медного обмоточного провода для трансформаторов, МС которых изготовлена из ЭТС марки 3407, оптимальная по критерию полной капитализированной стоимости частота находится в диапазоне 200-250 Гц. У оптимального варианта с рабочей частотой 250 Гц суммарная масса активных материалов уменьшается на 65%, суммарные потери на 13 %, а стоимость на 17% по сравнению с базовым;

- при применении медного обмоточного провода для трансформаторов с МС из ЭТС марки M120-23S, оптимальная частота равна 350 Гц. У оптимального варианта трансформатора с данной частотой суммарные потери снижены на 29%, суммарная масса активных материалов на 76%, а стоимость на 35% по сравнению с базовым;

- применение медного обмоточного провода для трансформаторов с МС из аморфной ЭТС 2НСР на частоте 500 Гц дает снижение суммарных потерь на 95%, суммарной массы активных материалов на 78%, а стоимости на 58% по сравнению с базовым вариантом.

Из полученных зависимостей следует, что применение медного провода для изготовления обмоток трансформатора смещает диапазон оптимальной частоты в сторону увеличения на 20-25%.

Зависимости, характеризующие влияние качества ЭТС, материала обмоточного провода и рабочей частоты на оптимальные значения УП, имеют монотонно-убывающий характер. Для рассмотренных трансформаторов оптимальные значения B_{cm} изменяются в пределах 1,65...0,61 Тл, x – 0,62...0,3, а ξ – 9,5...1,1. Зависимости оптимальных значений B_{cm} и ξ от частоты для медных и алюминиевых обмоток совпадают во всем частотном диапазоне, оптимальные значения x для алюминиевой обмотки на 80% меньше, чем для медной. Критерий C_k – это унимодальная функция, имеющая четко выраженный минимум. Оптимальные значения полной капитализированной стоимости трансформаторов с медными обмотками превышают значения C_k алюминиевых вариантов не более чем на 10% во всем диапазоне частот.

Выводы по разделу 3

1. При выполнении проектных исследований трансформаторов, работающих при различных частотах (50-500 Гц), сравнивались оптимальные варианты трансформаторов одинакового конструктивного исполнения, оптимизированные по критерию полной капитализированной стоимости. В качестве основных управляемых переменных были выбраны следующие переменные: соотношение потерь ХХ к потерям КЗ, соотношение стоимости обмоток трансформатора к стоимости МС и индукция в стержне. Для решения оптимизационных задач проектных исследований был выбран метод ЦПС. Полученные в результате детального проектного синтеза, оптимальные варианты трансформаторов соответствуют современным требованиям, предъявляемым к механической прочности и нагревостойкости обмоток и других частей трансформатора, а также экономичности его работы при эксплуатации [164].

2. По результатам проектных исследований, наиболее перспективным решением для снижения уровня затрат на производство и эксплуатацию силовых трансформаторов, является применение аморфных ЭТС для изготовления МС трансформаторов и увеличение уровня рабочей частоты. При таком сочетании, за счет особых свойств аморфной ЭТС, уже на частоте, оптимальной для базового варианта (200 Гц), обеспечивается уменьшение суммарных потерь на 60-64%, массы активных материалов на 32-41%, стоимости – на 50-57%, а при 500 Гц суммарные потери уменьшаются на 70%, сумма масс на 51-53%, стоимость на 62-67% (в зависимости от материала обмоточного провода).

3. Изменение уровня рабочей частоты в пределах 50-500 Гц позволяет уменьшить удельную массу активных материалов в 3-5 раз, в зависимости от номинальной мощности трансформатора.

Таким образом, результаты проектных исследований свидетельствуют о том, что наиболее перспективными направлениями совершенствования силовых трансформаторов являются применение современных электротехнических материалов и повышение рабочей частоты, что позволяет уменьшить габариты активной части трансформатора, тем самым значительно снизить расход активных материалов (при неизменном уровне потерь).

РАЗДЕЛ 4

СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ СТАНДАРТНОЙ И ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ С ОБМОТКАМИ ИЗ ПРОВОДА С ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОЙ СВЕРХПРОВОДИМОСТЬЮ

Анализ тенденций улучшения энергетических показателей силовых трансформаторов показал, что эта проблема успешно решается по направлениям снижения расхода электротехнических материалов, потерь, повышения надежности и экологичности. Существует ряд возможностей реализации этих тенденций.

Новые решения могут быть основаны на использовании сверхпроводниковых технологий, к которым уже обратились и достигли первых успехов все технически развитые страны мира, так как наиболее выгодное промышленное применение сверхпроводимости связано с генерированием, передачей и потреблением электроэнергии [142,143,144,146,182].

Впервые явление сверхпроводимости в металлах наблюдал голландский физик Х. Камерлинг-Оннес в 1911 г. Сверхпроводимость – свойство, которое проявляется у некоторых материалов в виде резкого падения удельного электрического сопротивления вплоть до нуля при температуре (T_K) ниже определённого (критического) значения [29,170]. Разработки по сильноточной прикладной сверхпроводимости начались еще в 1961 году. Эти разработки основывались на использовании так называемых низкотемпературных сверхпроводников (НТСП), для применения которых нужна система криообеспечения на основе жидкого гелия (4,2 К), неона (27,2 К) или водорода (20,3 К) [146,183]. К основным материалам для изготовления НТСП проводов в первую очередь относятся сплавы на основе Nb-Ti ($T_K=9,3$ К) и соединения Nb₃Sn ($T_K=17,9$ К). В 1986 г. швейцарцем А. Мюллером и немцем Г. Беднорцем была открыта высокотемпературная сверхпроводимость. Современный высокотемпературный, т. е. имеющий более высокую критическую температуру, сверхпроводник (ВТСП) представляет собой керамический материал

промышленного изготовления, а по химическому составу – оксид [20]. Устройства на основе ВТСП материалов могут работать при азотном уровне температур (77 К), что привело к замене жидкого гелия на жидкий азот (который обладает высокими диэлектрическими характеристиками и по своим электроизоляционным свойствам близок к трансформаторному маслу) и упрощению системы криостатирования а, следовательно, и сокращению связанных с нею эксплуатационных расходов (таблица 4.1). Кроме того, ВТСП-устройство более устойчиво к внешним возмущениям, а криогенная система азотного уровня более надежна в эксплуатации [28,57,82].

Таблица 4.1 – Сравнительные характеристики жидких хладагентов [91]

Характеристики	Азот	Гелий
Скрытая теплота испарения, МДж/м ³	161	2,58
Теплоемкость, кВт/м ²	115-180	9-10
Цена, \$/литр	0,11-0,3	5-10
Затраты мощности (ожижителя), Вт на отбор 1 Вт тепла	8-12	450-800

По своему поведению в магнитных полях ВТСП делятся на сверхпроводники 1-го и 2-го поколения. Провода 1-го поколения (1G) — это провода на основе серебряной матрицы с микроканалами, в которых находится сверхпроводящая керамика, как правило, Bi-Sr-Ca-Cu-O (висмут/стронций/кальций/медь/кислород) и обозначаются как Bi2223 ($\text{Bi}_2\text{-Sr}_2\text{-Ca}_2\text{-Cu}_3\text{-O}_x$) или Bi2212 ($\text{Bi}_2\text{-Sr}_2\text{-Ca-Cu}_2\text{-O}_x$). Схема процесса производства и характеристики которых представлены в приложении Р.

При производстве ВТСП материалов используются различные технологии. Провода, изготовленные по технологии “порошок в трубке”, обладают рядом недостатков: 1) необходимость деформировать ВТСП материал в процессе прокатки (отсюда - многократные отжиги); 2) токонесущая способность полученных проводов висмутовой системы падает уже в магнитных полях ~1 Тл (что ограничивает их применение в ряде устройств); 3) высокая стоимость, определяемая наличием в проводе 2/3 чистого серебра.

анизотропии свойств различных сверхпроводников (рисунок 4.2). С каждым годом происходит как количественный скачок объемов производства ВТСП проводов, так и качественный скачок в улучшении их свойств.

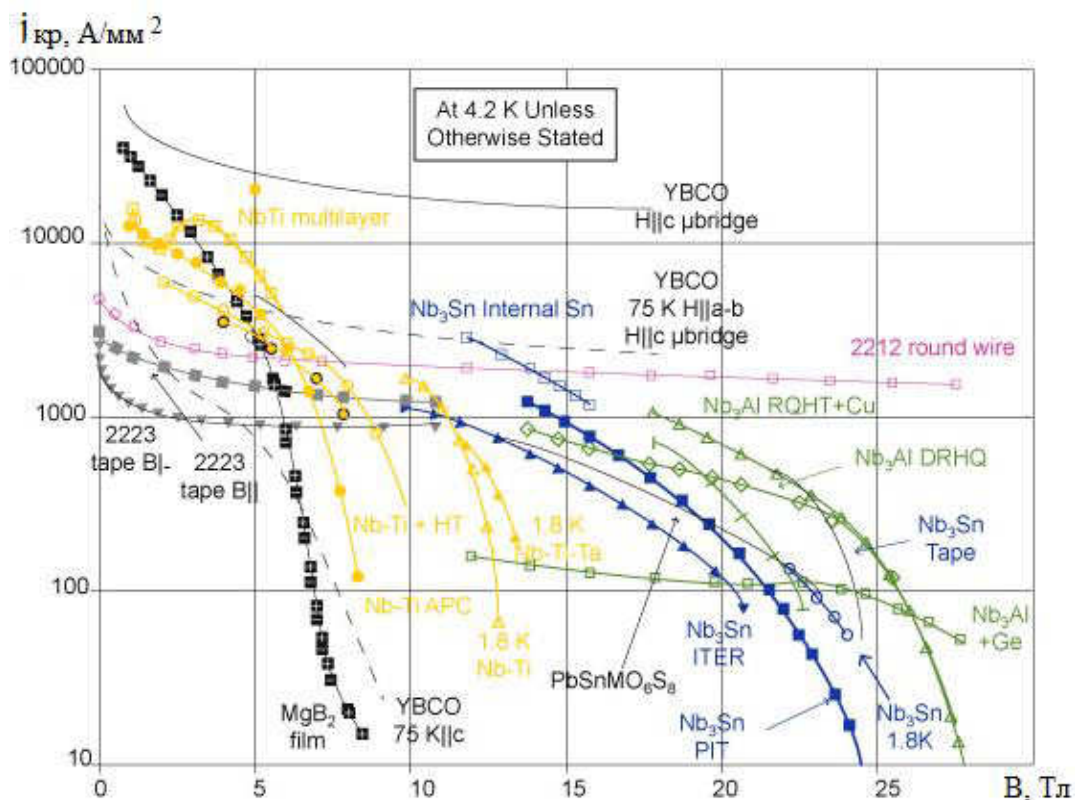


Рисунок 4.2 – Зависимость критической плотности тока от магнитной индукции для различных ВТСП материалов

Характеристики сверхпроводящих проводов остаются главным фактором, но рентабельность сверхпроводящего оборудования определяется их стоимостью. Стоимость сверхпроводников различных производителей представлена в таблице 4.2.

Сегодня ВТСП представлены в основном изделиями из сверхпроводников 1G, технология которых исторически развилась раньше. Однако, с экономической точки зрения ВТСП 2G более перспективны, так как они обладают улучшенными характеристиками и при дальнейшем увеличении объемов производства их стоимость значительно снизится (рисунок 4.3) [106,143,148].

Таблица 4.2 – Оценка текущей стоимости сверхпроводников различных производителей [139]

Проводник	Стоимость, \$/кА·м
Медь	~50
НТСП (4,2 К) ЗАО “СуперОкс” (*)	10
ВТСП 1G (77 К) Sumitomo	~300
ВТСП 2G (77 К)	
Theva	>1000
American Superconductor	~600
SuperPower	~400
ЗАО “СуперОкс” (*)	~60

* – при сравнимой токонесущей способности.

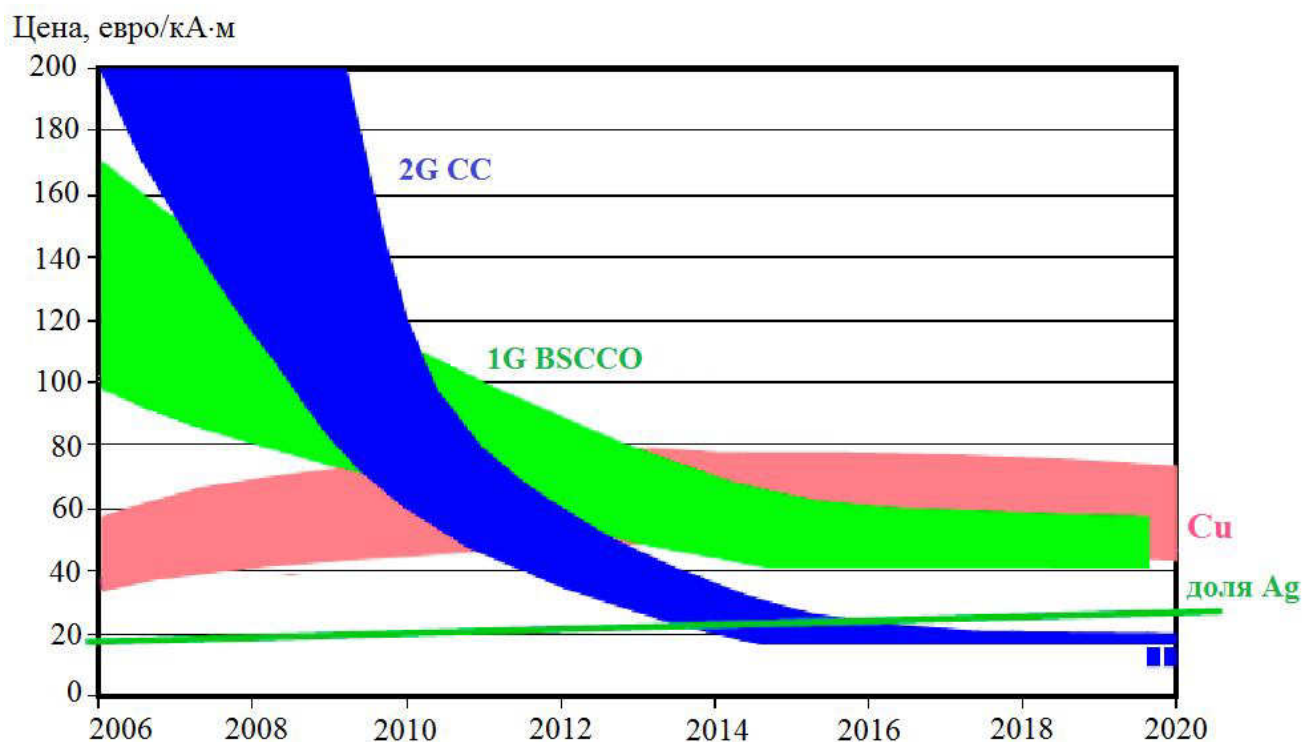


Рисунок 4.3 – Прогноз стоимости высокотемпературных сверхпроводников первого (1G) и второго (2G) поколений в сравнении со стоимостью медных проводников [106]

Таким образом, на сегодняшний день достигнуты значительные успехи в исследовании и создании сверхпроводниковых материалов. Однако дальнейшей глобальной целью является открытие такого материала, который сохранял бы

свои сверхпроводящие свойства при комнатной температуре. Такой материал мог бы избавить всю технику, использующую явление сверхпроводимости, от необходимости постоянного охлаждения проводника с помощью криогенных установок.

4.1. Анализ возможных конструктивных решений для компоновки магнитных систем и обмоток трансформатора из высокотемпературных сверхпроводников

Первые попытки изготовить трансформаторы со сверхпроводящими обмотками были сделаны ещё в начале 60-х годов. Обмотки изготавливали из проводов на основе ниобия и титана, невысокая токонесущая способность которых сильно снижалась с ростом внешнего магнитного поля. Мощность первых сверхпроводниковых трансформаторов оставалась невысокой, сводя на нет экономические преимущества от низких потерь. А высокая стоимость криогенного оборудования гелиевого уровня температур и энергозатраты на поддержание сверхпроводящего состояния делали эти трансформаторы неконкурентоспособными [146,183]. С появлением сверхпроводниковых материалов на основе висмута, в лабораториях крупных энергетических компаний и научно-исследовательских институтов промышленно развитых стран мира (США, Германия, Франция, Япония, Австралия, Швеция, Англия) стартовали проекты трёхфазных и однофазных ВТСП трансформаторов различной мощности и уровней напряжения, охлаждаемых жидким азотом. В таблице 4.3. представлены основные технические характеристики ВТСП трансформаторов различных фирм по годам выпуска.

Следует отметить, что на этой первой стадии использования ВТСП проводов в трансформаторах разрабатывались и исследовались только образцы со стандартной рабочей частотой (50-60 Гц).

Анализ результатов, полученных в [98,131] и разделе 3 для силовых трансформаторов повышенной частоты с обмотками из традиционных ПМ (медь и алюминий), показывает, что повышение частоты приводит к существенному

уменьшению расхода обмоточного провода. Общая масса активных материалов и габариты трансформатора существенно снижаются. Это преимущество может быть особенно существенным для трансформаторов со сравнительно дорогим обмоточным проводом из ВТСП.

Таблица 4.3 – Основные технические характеристики ВТСП трансформаторов [73]

Фирма	Страна, год разработки	Мощность, кВА	Напряжение, кВ	Тип	Число фаз
ABB	Швейцария, 1997	630	13,72/0,42	—	3
Fuji, SEC Kyushu University Group	Япония, 1997	500	6,6/3,3	Б	1
Waukesha Electric Systems	США, 1998	1000	—	Б	1
Soonchunhyang University Woosuk University Korea Polytechnic University Chonnam National University Seoul National University	Корея, 2001	10	0,44/0,22	С	3
Bergische Universitat Wuppertal SKODA VYZKUM Slovac Academy of Sciences	Германия Чехия Словакия, 2001	14	0,4/0,2	Б	1
Hyundai	Япония, 2005	60000	—	С	3
Ansaldo	Италия, 2005	10	—	Б	1

С — трансформатор стержневого типа; Б — трансформатор броневое типа.

Сфера использования сверхпроводников постоянно расширяется и охватывает не только электроэнергетику и электротехнику, но и воздушный, морской, наземный и подземный транспорт. При проектировании, например, подвижного состава железных дорог решающим фактором является снижение его массы, что позволяет обеспечить экономию электроэнергии и снизить расходы на содержание инфраструктуры. В этом аспекте весьма эффективным техническим решением можно считать использование высокочастотных сверхпроводящих тяговых трансформаторов [28,133], так как такие трансформаторы, даже вместе с их криостатами и запасом жидкого азота, будут иметь меньшую массу и суммарные потери по сравнению с обычными трансформаторами. Благодаря высокой пожаробезопасности, экологичности и малой массе применение таких

трансформаторов в условия шахт по добыче угля и других полезных ископаемых также является актуальным.

В [189,206,210] показано, что изменение частоты переменного тока в пределах 50-1000 Гц не оказывает существенного влияния на сверхпроводящие свойства ВТСП проводов.

Основными свойствами таких трансформаторов являются безопасность, надежность, малое воздействие на окружающую среду и низкие расходы на техническое обслуживание [197,212,215].

Применение ВТСП технологий на современных военных кораблях позволит снабдить их энергетической системой, способной обеспечивать бесперебойную работу двигателей судна и имеющегося современного вооружения при существенном уменьшении массы и габаритов энергетического оборудования. На подводных кораблях, при стесненных габаритах и ограниченном водоизмещении, можно установить легкое, компактное и в тоже время мощное электрооборудование на основе использования ВТСП и повышенной частоты.

Анализ возможных конструктивных решений для компоновки обмоток и магнитных систем трансформатора из ВТСП провода показал, что принципиальная структурная схема трансформатора с обмотками из ВТСП может оставаться традиционной, однако может иметь “теплое” или “холодное” исполнение.

“Холодное” исполнение предполагает расположение МС и обмоток внутри криостата, что с одной стороны, способствует упрощению конструкции криостата и уменьшению размеров магнитной системы, с другой стороны, вносит значительные дополнительные теплопритоки от потерь в МС, увеличивая энергозатраты на охлаждение. Снижение теплопритоков от МС достигается использованием в них аморфных сталей, имеющих очень низкие удельные потери (0,2 Вт/кг при 1,4 Тл и 100 К). Использование обычных ЭТС для таких МС является нецелесообразным, т.к. при переходе к азотному уровню температур, в них наблюдается значительное увеличение удельных потерь. Обмотки могут быть выполнены цилиндрическими, дисковыми, галетными (из фольги) и др. Жидкий

азот, служит одновременно и изоляцией, и охлаждающей средой. Рабочая температура трансформатора от 77,3 К до 64 К [73].

“Тёплое” исполнение предполагает расположение МС вне криостата (т.е. находящимся при комнатной температуре), что приводит к более сложной конструкции криостата, выполняемого в виде полого цилиндра, и некоторому увеличению размеров МС, но вместе с тем резко уменьшает теплопритоки в холодную часть. При этом в качестве материала магнитопровода можно использовать недорогую тонколистовую рулонную электротехническую сталь. Обмотки выполняются по галетной схеме (рисунок 4.4) и погружены в жидкий азот. Обмотки термически изолированы от элементов МС и окружающей среды с помощью двустенных контейнеров (криостатов) (рисунок 4.5), выполненных из эпоксиды, между стенками которых поддерживается вакуум, обеспечиваемый непрерывной работой насоса [32,73]. Для трансформаторов мощностью до 4000 кВА могут применяться цилиндрические обмотки [213,215], которые более технологичны.

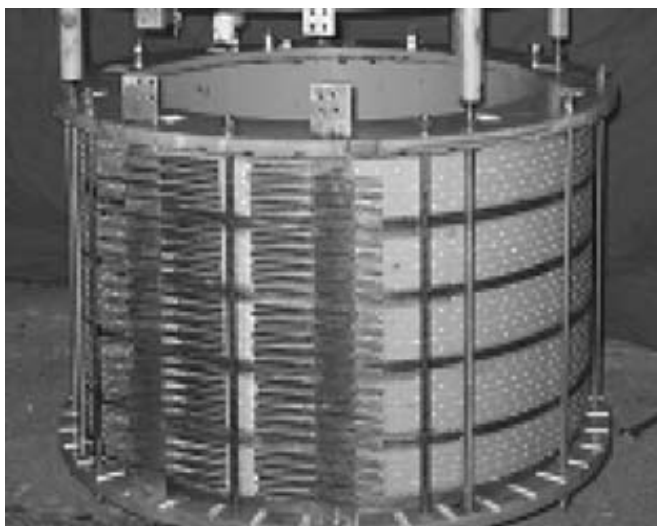


Рисунок 4.4 – Чередующиеся модули галет первичной и вторичной обмоток [73]

Для охлаждения сверхпроводниковых электротехнических устройств потребовалось новое криогенное оборудование, которое по своей надежности и удобству эксплуатации должно, как минимум, не уступать существующему, а по холодопроизводительности и КПД значительно превосходить его (рисунок 4.6).



Рисунок 4.5 – Криостаты [213]

Компания Stirling Cryogenics предлагает широкий модельный ряд криокулеров с механическим приводом, работающих по циклу Стирлинга, КПД которых более чем в 1,5 раза выше, чем у криокулеров, работающих по циклу Гиффорда МакМагона [192]. Отличительной особенностью криокулеров Stirling Cryogenics является их модульная конструкция, если криокулер типа LPC-1 RL состоит из одного модуля с холодопроизводительностью в 1 кВт при температуре 77 К, то криокулер LPC-8 RL включает в себя восемь таких модулей, и его холодопроизводительность при 77 К достигает 8 кВт. За счет модульности достигается удобство в монтаже и техническом обслуживании. Компания Stirling Cryogenics разработала несколько семейств криокулеров с различными рабочими температурами, схемами охлаждения и ценами, которые изменяются в пределах от 25€/W при 77 К до 400€/W при 20 К, что позволяет найти оптимальное криогенное решение для охлаждения практически любого ВТСП электротехнического устройства [198,201,203].

Основные характеристики криокулеров различных производителей приведены в приложении Т.

4.2. Оптимизация параметров ряда трансформаторов с обмотками из высокотемпературных сверхпроводников

Для определения наиболее эффективных технических решений совершенствования силовых трансформаторов, необходимо решить задачу анализа эффективности использования таких средств повышения энерго- и ресурсосбережения трансформаторных устройств, как применение обмоточных проводов из высокотемпературных сверхпроводящих материалов, и повышение рабочей частоты. В соответствии с программой проектных исследований, необходимо исследовать влияние рабочей частоты на параметры трансформаторов, МС которых изготовлены из различных анизотропных ЭТС, а обмотки из ВТСП провода.

Результаты проектных исследований представлены для трансформатора мощностью 400 кВА класса напряжения 10кВ с ВТСП обмотками, разработанного в “теплом” исполнении. Для обмоток выбран ВТСП провод компании American Superconductor Bi2223 в серебряной матрице с соотношением сторон 4.1×0.31 , критический ток которого 135 А, цена – 100\$/кА·м [139,143,187]. ММ для расчета потерь в обмотках из ВТСП представлены в приложении Ф. Для охлаждения обмоток используется криогенная установка РТ60 компании Cryomech, характеристики которой представлены в приложении Т.

В качестве базового варианта выбран оптимальный по критерию Z_k вариант трансформатора ТМ400/10 с алюминиевыми обмотками и МС из ЭТС 3407 толщиной 0,35 мм (таблица 3.1).

Результаты проектных исследований влияния рабочей частоты на параметры трансформаторов, МС которых изготовлены из обычной, улучшенной и аморфной ЭТС, а обмотки из ВТСП провода представлены в таблицах 4.1.-4.3 и на рисунках 4.7.-4.13.

Зависимости, характеризующие влияние изменения номинальной мощности и уровня рабочей частоты на удельные показатели масс активных материалов трансформаторов с ВТСП обмотками, представлены на рисунке 4.14.

Таблица 4.1 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора 400/10 с МС из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,30	1,12	1,00	0,90	0,85	0,82
Масса МС, кг	312	239	187	158	149	148
Масса обмоток, кг	59	46	31	24	20	16
Потери холостого хода, Вт	320	480	965	1440	1960	2466
Потери короткого замыкания, Вт	28	32	44	55	68	81
Полная капитализированная стоимость, грн.	582600	471600	331000	349000	386000	554800

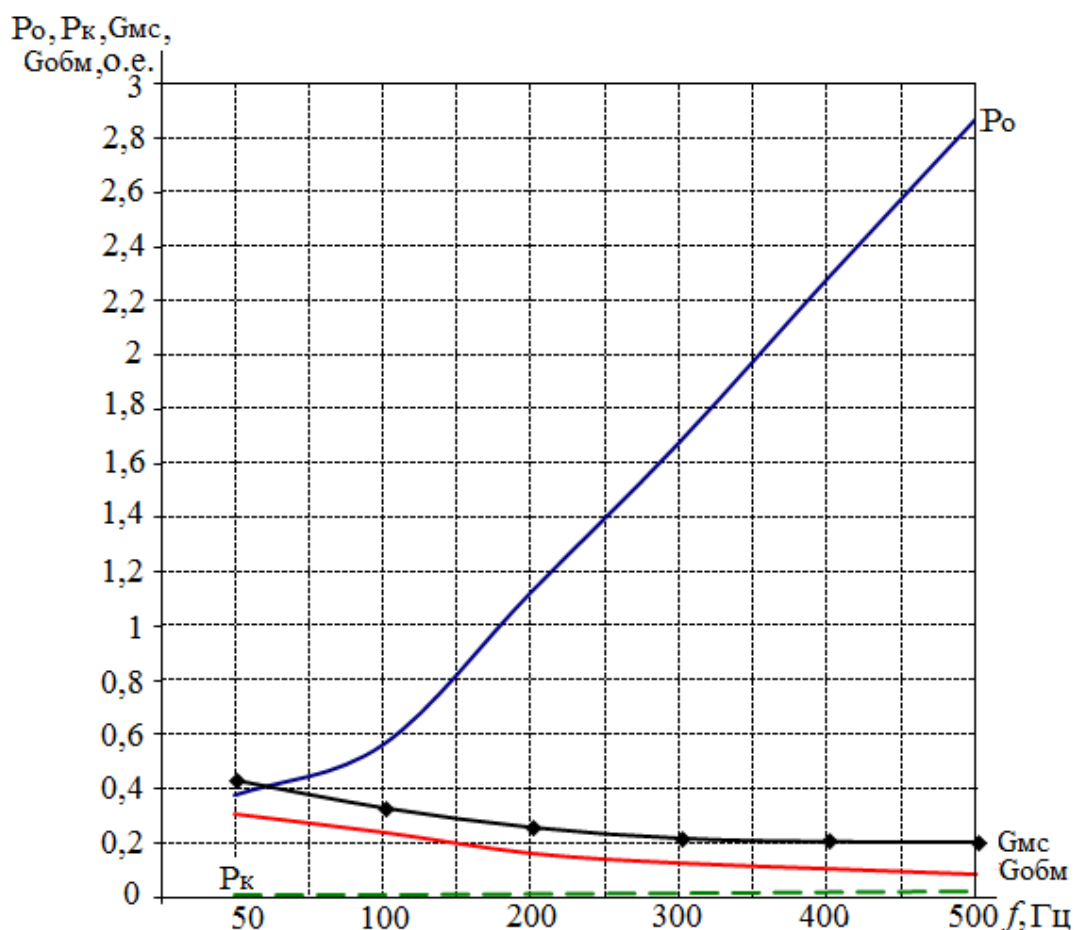


Рисунок 4.7 – Относительные значения P_o , P_k , G_{mc} , $G_{обм}$ оптимальных вариантов трансформатора 400/10 с МС из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм и ВТСП обмотками при рабочих частотах 50-500 Гц

Таблица 4.2 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора 400/10 с МС из ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,50	1,32	1,2	1,1	1,00	0,95
Масса МС, кг	249	203	159	145	142	140
Масса обмоток, кг	59	43	28	20	17	14
Потери холостого хода, Вт	243	334	520	1009	1499	1906
Потери короткого замыкания, Вт	31	42	60	79	96	111
Полная капитализированная стоимость, грн.	571700	535690	439900	446000	519400	526500

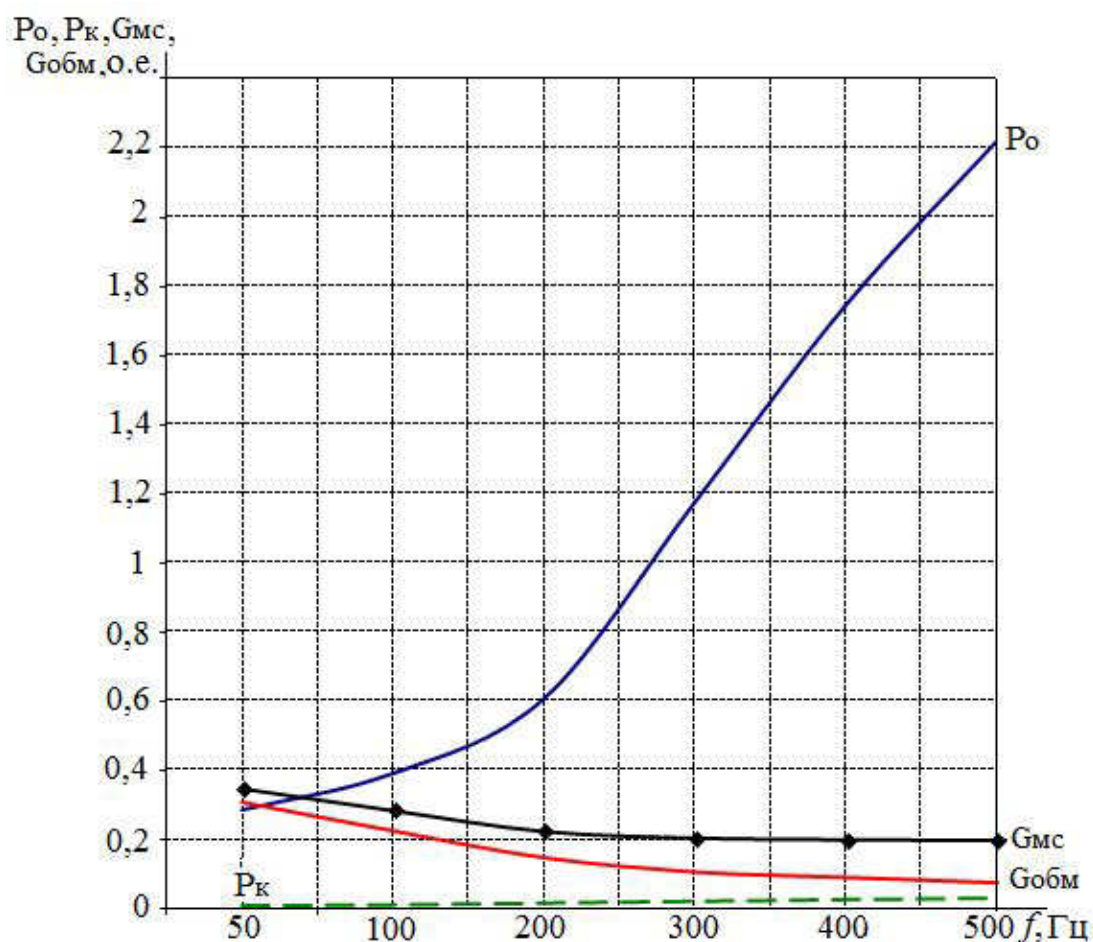


Рисунок 4.8 – Относительные значения P_o , P_k , G_{mc} , G_{obm} оптимальных вариантов трансформатора 400/10 с МС из ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

Таблица 4.3 – Основные технико-экономические данные оптимальных вариантов трансформатора 400/10 с МС из аморфной ЭТС марки 2НСР толщиной 0,025 мм и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

Частота, Гц	50	100	200	300	400	500
Индукция в стержне, Тл	1,2	1,02	0,891	0,8	0,75	0,7
Масса МС, кг	365	286	230	202	187	179
Масса обмоток, кг	84	56	34	26	24	23
Потери холостого хода, Вт	95	98	120	153	179	191
Потери короткого замыкания, Вт	23	31	42	53	62	73
Полная капитализированная стоимость, грн.	596000	466400	367600	335600	354000	485700

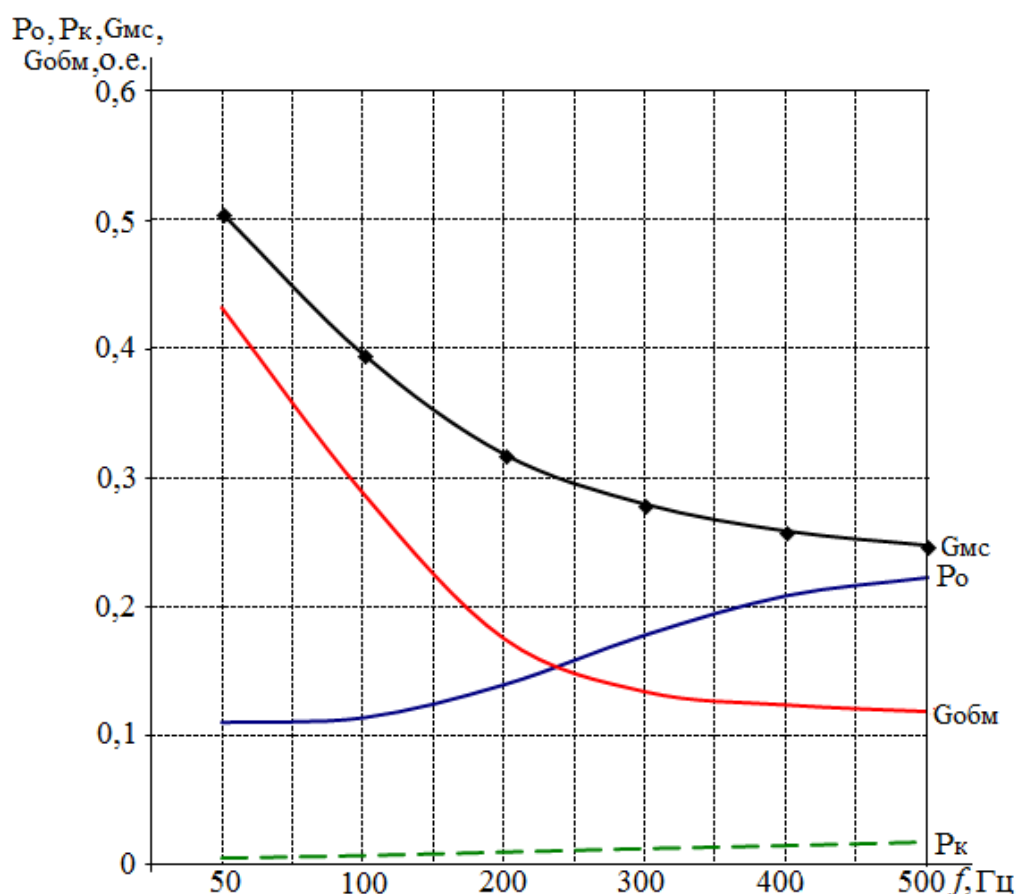


Рисунок 4.9 – Относительные значения $P_o, P_k, G_{мс}, G_{обм}$ оптимальных вариантов трансформатора 400/10 с МС из аморфной ЭТС 2НСР толщиной 0,025 мм и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

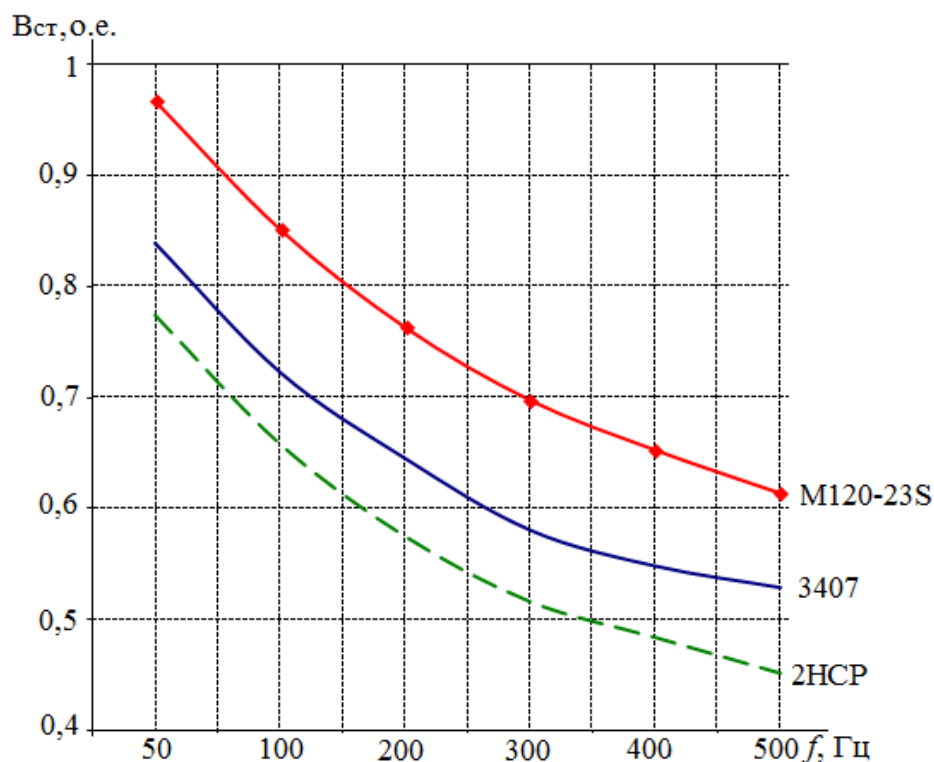


Рисунок 4.10 – Относительные значения оптимальной индукции $B_{см}$ для трансформаторов 400/10 с МС из различных ЭТС и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

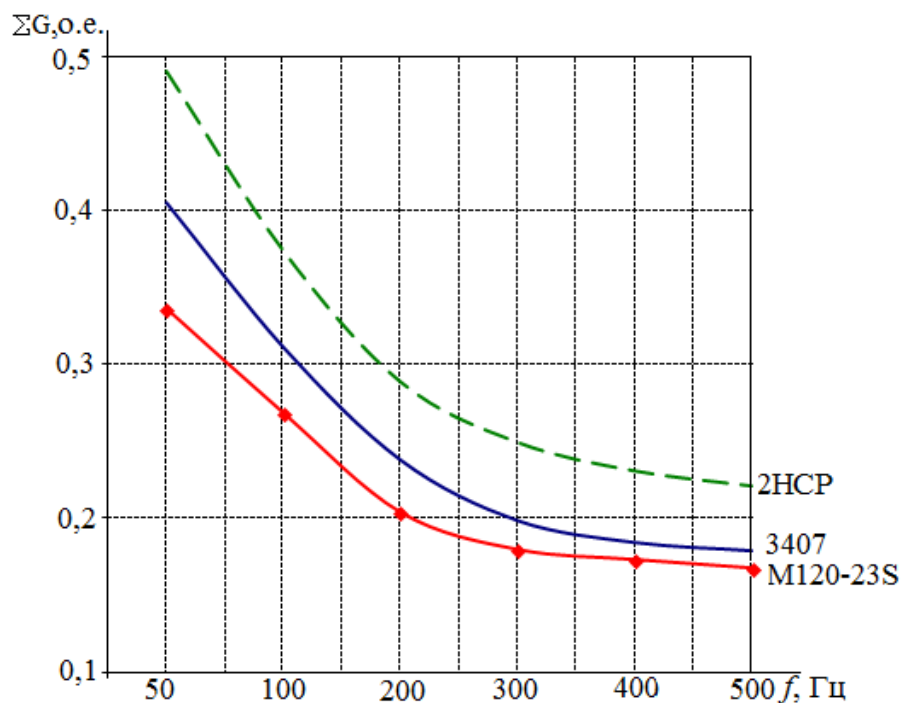


Рисунок 4.11 – Относительные значения масс активных материалов ΣG оптимальных вариантов трансформаторов 400/10 с МС из различных ЭТС и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

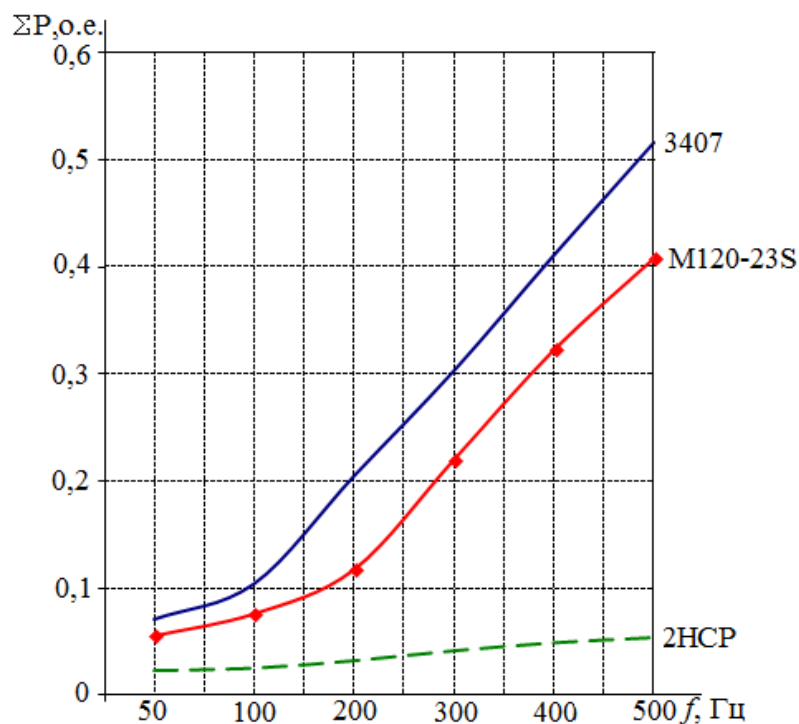


Рисунок 4.12 – Относительные значения суммарных потерь ΣP оптимальных вариантов трансформаторов 400/10 с МС из различных ЭТС и ВТСП обмотками при различных рабочих частотах

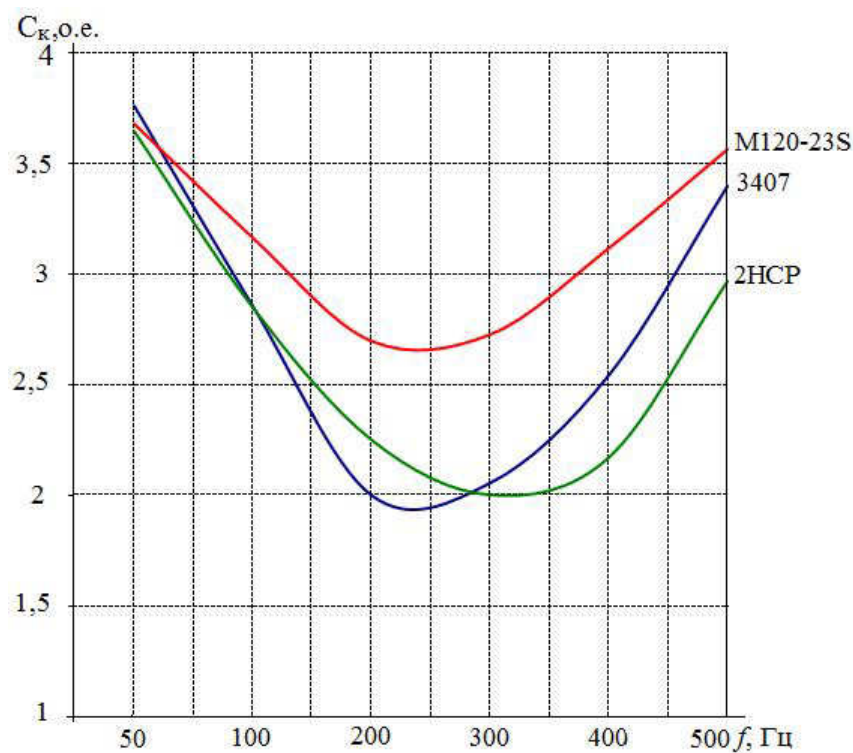


Рисунок 4.13 – Относительные значения C_k оптимальных вариантов трансформаторов 400/10 с МС из различных ЭТС и ВТСП обмотками для рабочих частот 50-500 Гц

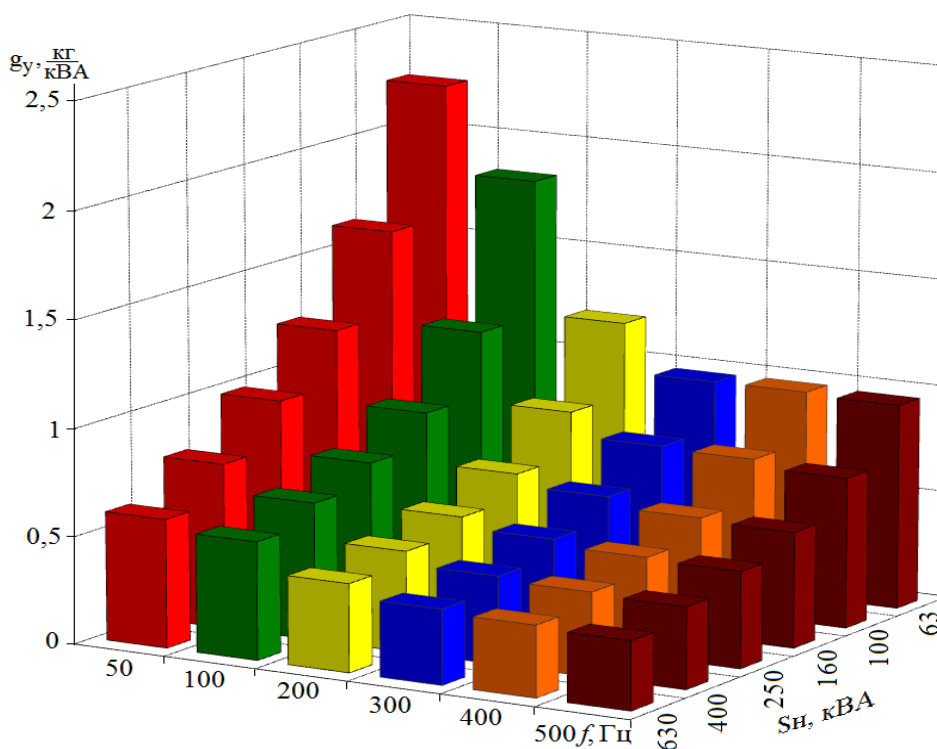


Рисунок 4.14 – Удельные значения масс активных материалов силовых трансформаторов разных мощностей с МС из ЭТС М120-S23 и обмотками из ВТСП провода

Полученные результаты позволяют сформулировать следующие выводы:

- применение обычной ЭТС для изготовления МС трансформаторов с ВТСП обмотками при промышленной частоте 50 Гц позволяет снизить суммарные потери на 93 %, массу активных материалов на 59 %, однако увеличивает стоимость в 3,1 раза (из-за дороговизны ВТСП проводов и системы охлаждения). Для данной ЭТС оптимальной по критерию полной капитализированной стоимости является частота 250 Гц. Применение ВТСП проводов для трансформаторов, МС которых изготовлена из ЭТС 3407, с рабочей частотой 250 Гц позволяет снизить суммарные потери на 75 %, массу активных материалов на 78 %, однако стоимость возрастает в 1,97 раза по сравнению с базовым вариантом;
- применение для обмоток ВТСП проводов и улучшенной ЭТС при промышленной частоте 50 Гц позволяет снизить суммарные потери на 94 %, массу активных материалов на 66 %, однако увеличивает полную

капитализированную стоимость в 3 раза. Применение для обмоток трансформатора ВТСП проводов при повышенной частоте 300 Гц уменьшает суммарные потери в трансформаторе на 78 %, расход активных материалов на 82 %, но увеличивает полную капитализированную стоимость в 2,46 раза;

– применение ВТСП обмоток и аморфной стали в трансформаторах при промышленной частоте 50 Гц позволяет снизить суммарные потери на 98 %, массу активных материалов на 51 %, но приводит к увеличению стоимости в 3,2 раза. Частота 350 Гц является оптимальной по критерию C_k для данной ЭТС. При повышенной частоте 350 Гц суммарные потери в трансформаторе снижаются на 96 %, расход активных материалов на 77 %, однако стоимость увеличивается в 1,9 раза. Применение ВТСП обмоток и аморфной стали для изготовления МС трансформаторов, работающих на повышенных частотах, позволяет значительно уменьшить размеры трансформатора и является наиболее эффективным путем для снижения уровня потерь и экономии активных материалов. Применение ВТСП провода также существенно повышает экологичность трансформаторов.

У всех полученных оптимальных вариантов трансформаторов наблюдается рост стоимости в 2-3 раза, что является особенностью данного технического решения. Такое увеличение полной капитализированной стоимости связано прежде всего с высокой стоимостью криогенных установок, однако влияние этого фактора может быть снижено с ростом объемов их производства. Доли стоимостей составляющих элементов трансформаторов 400/10 с ВТСП обмотками в полной капитализированной стоимости при оптимальных частотах представлены в приложении X.

Таким образом, результаты проектных исследований обуславливают вывод о том, что наиболее целесообразным для повышения энерго- и ресурсоэффективности энергетических систем является создание и внедрение трансформаторов с МС из современных (прежде всего аморфных) ЭТС с ВТСП обмотками в диапазоне рабочих частот 250-350 Гц, так как для автономных энергосистем наземных, водных и подводных транспортных средств нет иной

альтернативы существенного совершенствования электрооборудования, кроме повышения рабочей частоты.

4.3. Сравнение оптимальных вариантов трансформаторов с высокотемпературными сверхпроводниковыми обмотками и обмотками из традиционных проводниковых материалов

Результаты проектных исследований влияния материала обмоточного провода на технико-экономические параметры трансформатора представлены на рисунках 4.15-4.21 и в таблицах 4.4, 4.5.

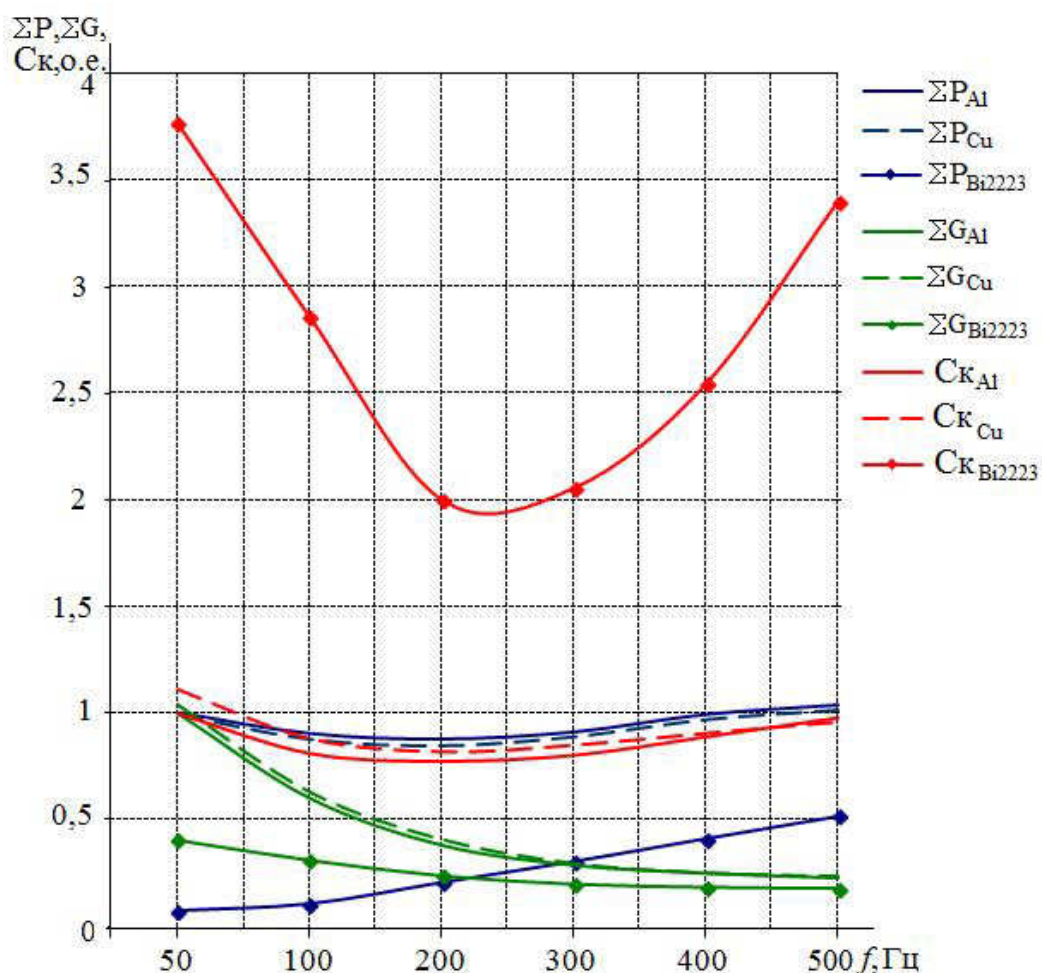


Рисунок 4.15 – Относительные значения ΣP , ΣG и C_k оптимальных вариантов трансформаторов 400/10 с обмотками из различных ПМ и МС из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35мм при изменении рабочей частоты

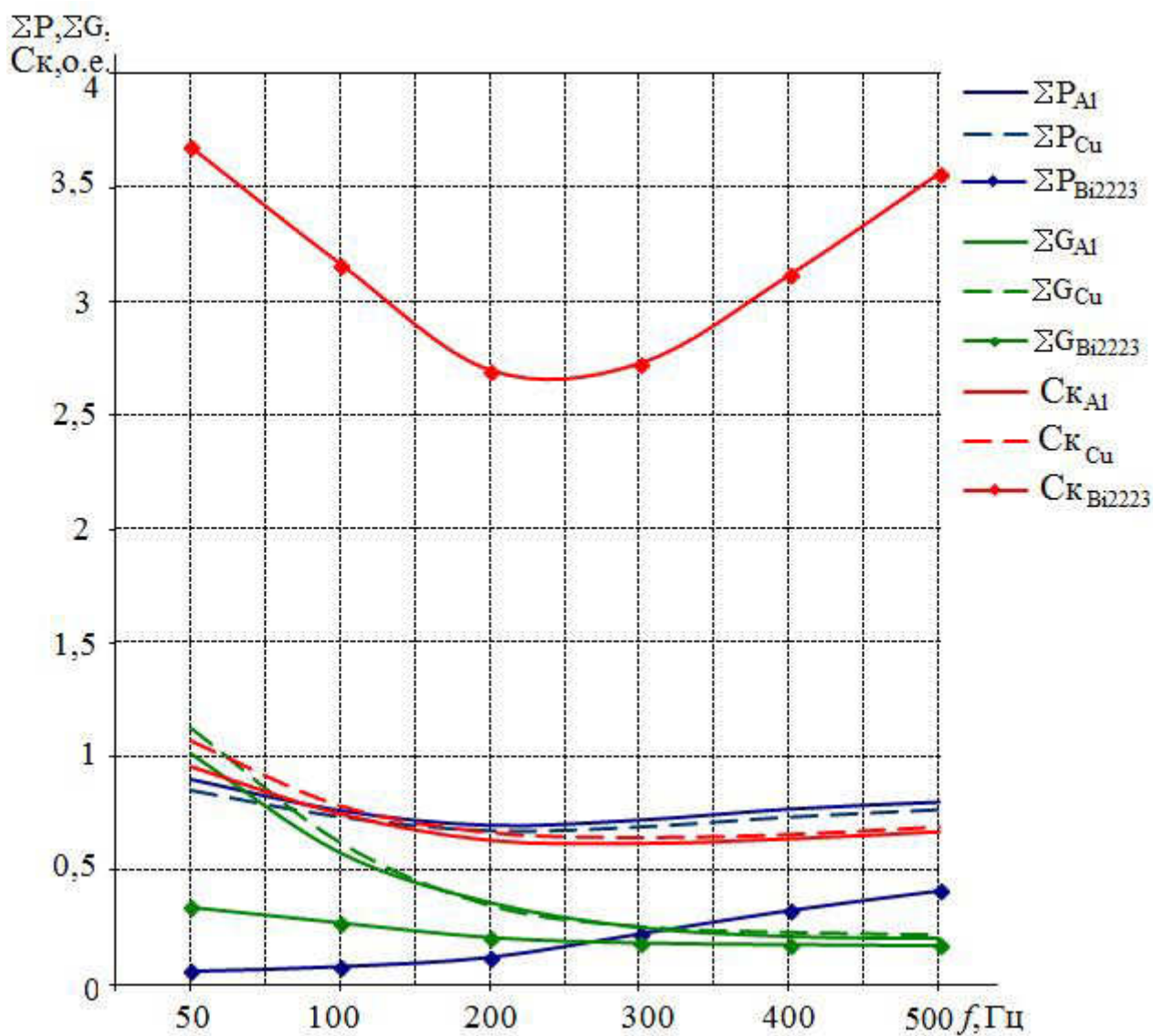


Рисунок 4.16 – Относительные значения ΣP , ΣG и C_{κ} оптимальных вариантов трансформаторов 400/10 с обмотками из различных ПМ и МС из ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм при изменении рабочей частоты

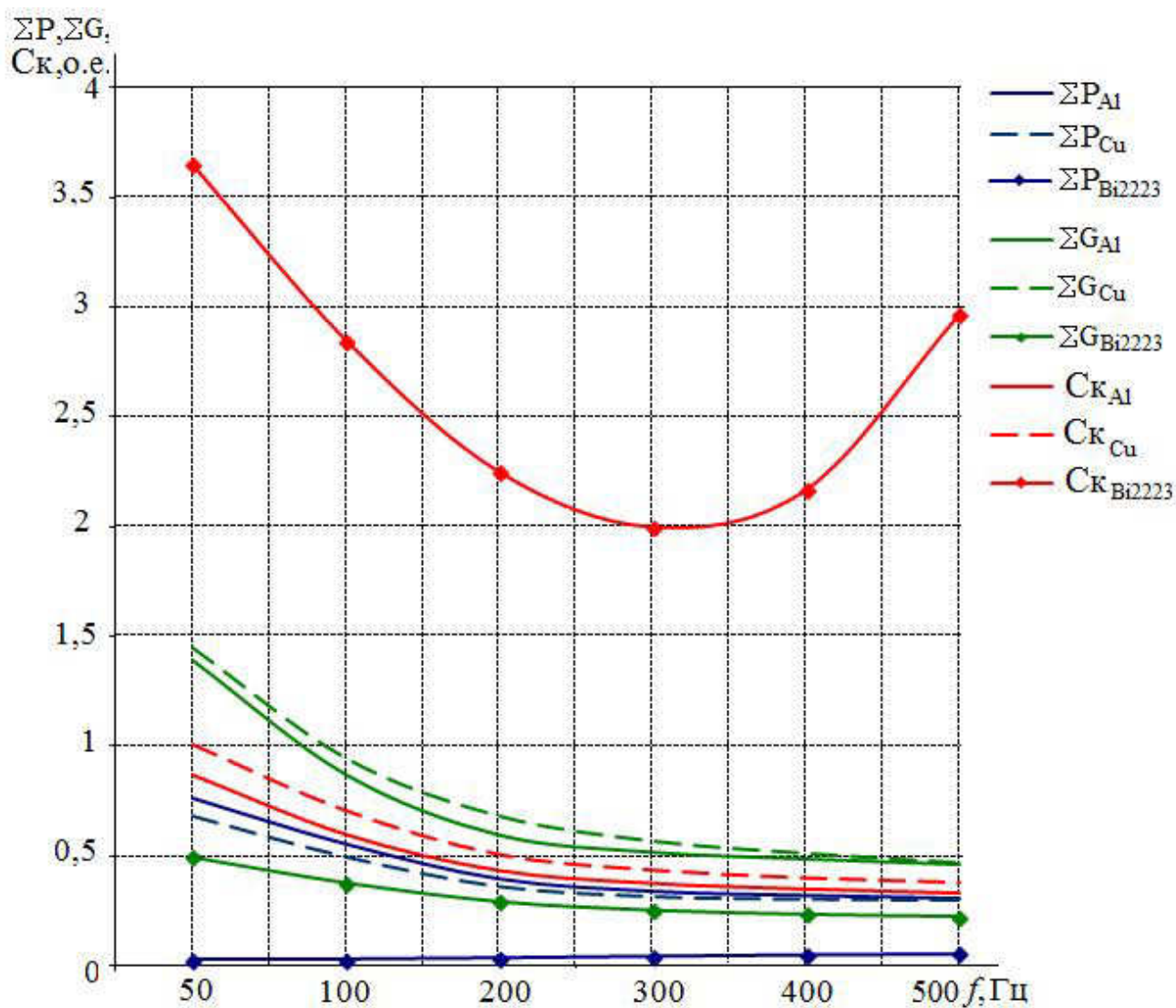


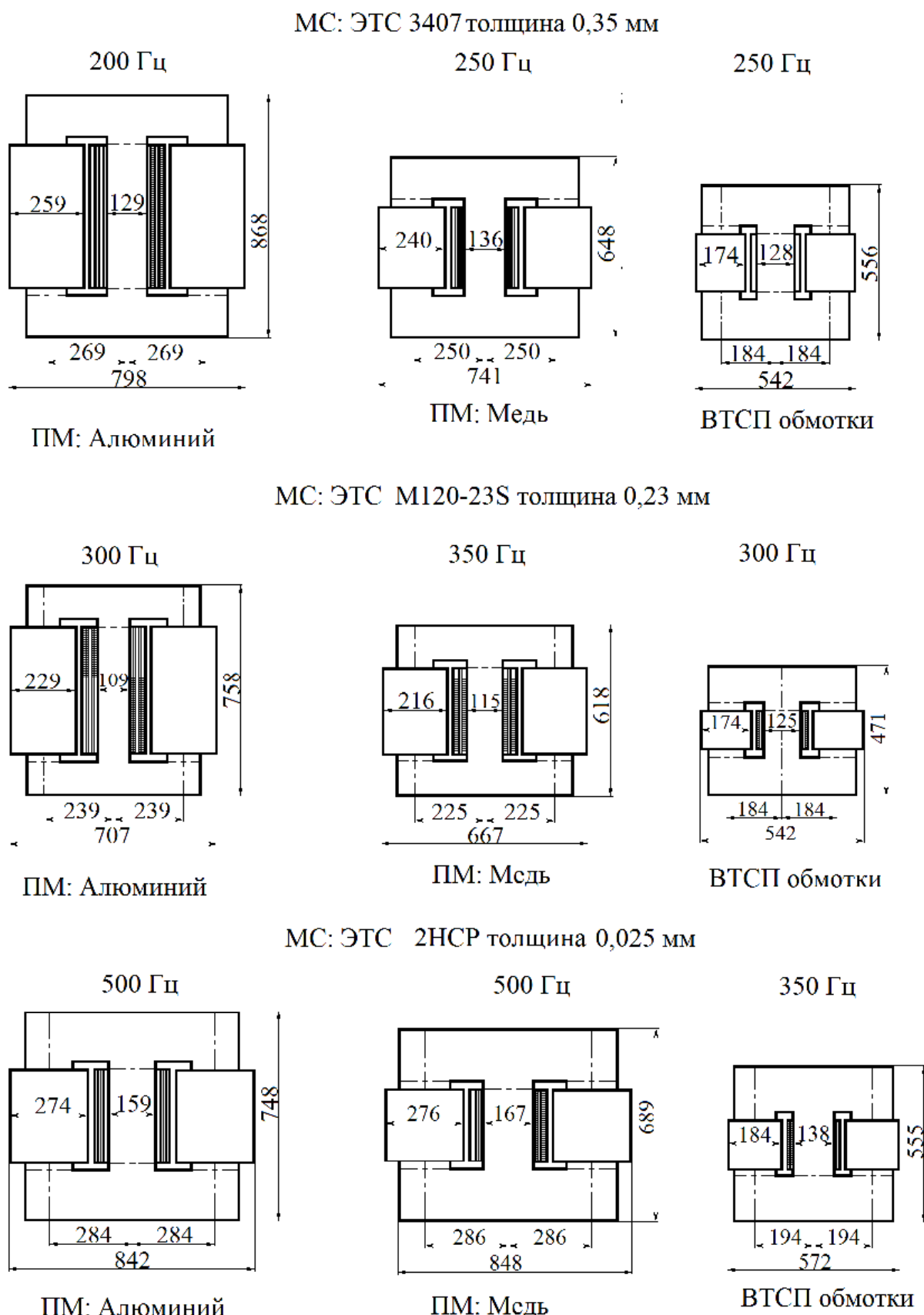
Рисунок 4.17 – Относительные значения ΣP , ΣG и C_k оптимальных вариантов трансформаторов 400/10 с обмотками из различных ПМ и МС из аморфной ЭТС 2НСР толщиной 0,025 мм при изменении рабочей частоты

Таблица 4.4 – Основные технико-экономические параметры оптимальных вариантов трансформаторов мощностью 400 кВА с МС из различных ЭТС и обмотками из различных ПМ при рабочей частоте 50 Гц

Показатель	Условные обозначения	Параметры								
		3407 толщина 0,35 мм			М120-23S толщина 0,23 мм			2НСР толщина 0,025 мм		
Материал МС	ЭТС	Al	Cu	ВТСП	Al	Cu	ВТСП	Al	Cu	ВТСП
ПМ	—	Al	Cu	ВТСП	Al	Cu	ВТСП	Al	Cu	ВТСП
Масса МС, кг	$G_{мс}$	722	701	312	712	724	249	1032	1016	365
Масса обмоток, кг	$G_{обм}$	194	253	59	212	307	58	239	311	84
Масса активных материалов, кг	$G_{ам}$	916	954	371	924	1031	307	1271	1327	449
Потери холостого хода, Вт	P_o	858	832	320	685	696	243	315	310	95
Потери короткого замыкания, Вт	P_k	4075	4161	28	3765	3376	31	2995	2995	23
Сума потерь, Вт	$\sum P$	4933	4993	348	4450	4072	274	3310	3305	118
Стоимость активных материалов, тыс. грн.	$C_{ам}$	51	64	357	57	76	348	70	84	378
Полная капитализированная стоимость, грн.	C_k	163500	182100	582600	155700	174200	571700	141600	164900	596000
Размеры активной части										
Диаметр стержня, мм	$D_{ст}$	189	205	156	183	206	140	224	237	160
Межосевое расстояние, мм	MO	387	377	213	385	392	198	473	425	223
Ширина обмоток, мм	T_m	377	367	203	375	382	188	463	415	212
Высота МС, мм	H_m	1044	816	738	1035	823	712	985	848	790
Габаритный объем активной части, м ³	V_m	0,45	0,34	0,094	0,45	0,37	0,078	0,64	0,45	0,11

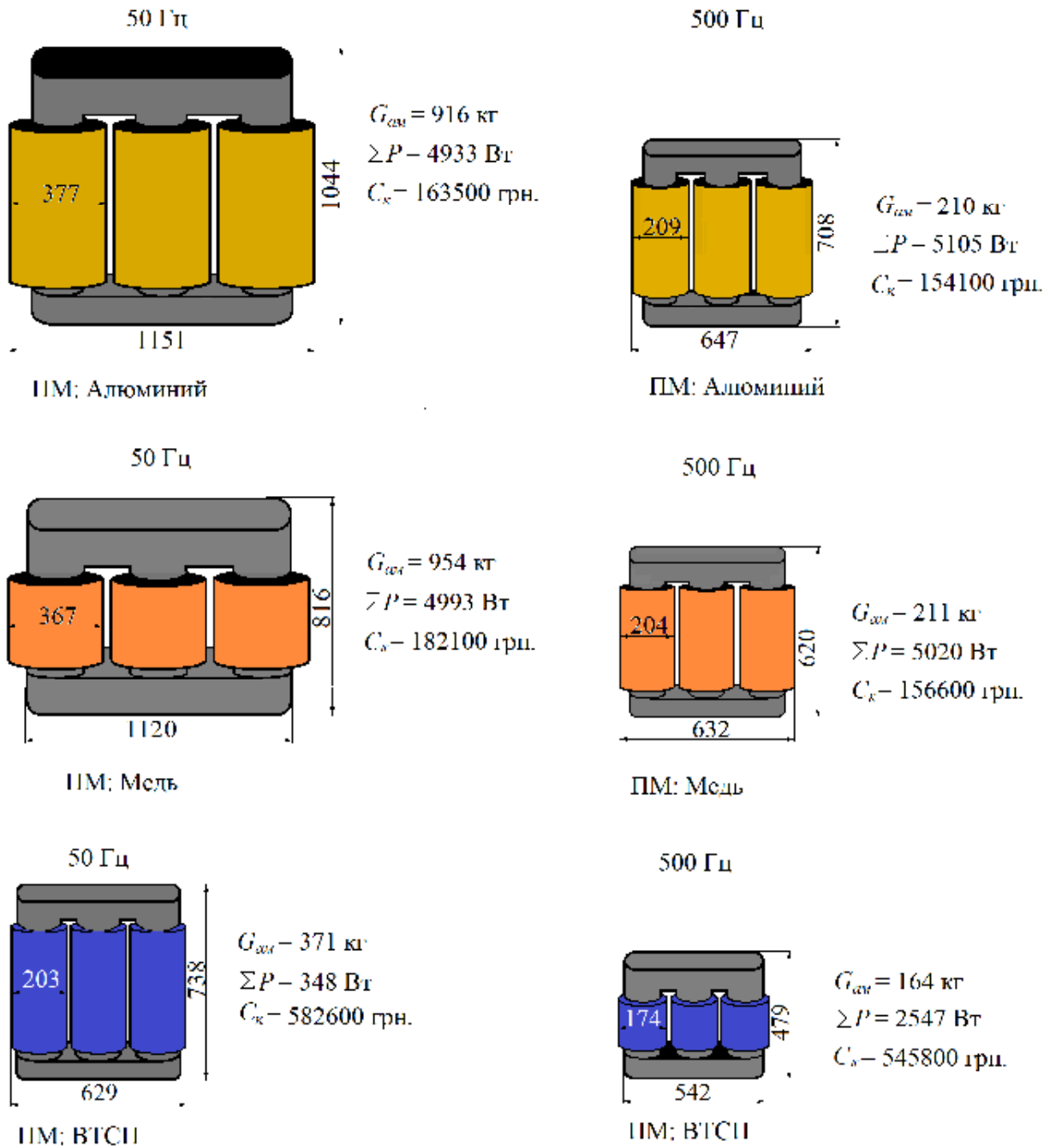
Таблица 4.5 – Основные технико-экономические параметры оптимальных вариантов трансформаторов мощностью 400 кВА с МС из различных ЭТС и обмотками из различных ПМ при оптимальных рабочих частотах

Показатель	Условные обозначения	Базовый вариант	Параметры								
			3407 толщина 0,35 мм			M120-23S толщина 0,23 мм			2НСР толщина 0,025 мм		
Материал МС	ЭТС	3407 0,35 мм									
Оптимальная частота, Гц	f	50	200	250	250	300	350	300	500	500	350
ПМ	—	Al	Al	Cu	ВТСП	Al	Cu	ВТСП	Al	Cu	ВТСП
Масса МС, кг	$G_{мс}$	722	284	245	173	183	156	145	366	346	195
Масса обмоток, кг	$G_{обм}$	194	66	74	28	48	61	20	57	86	25
Масса активных материалов, кг	$G_{ам}$	916	350	319	201	231	217	165	423	432	220
Потери холостого хода, Вт	P_o	858	1430	1614	1203	1416	1273	1009	261	260	166
Потери короткого замыкания, Вт	P_k	4075	2900	2675	50	2130	2110	79	1200	1210	58
Сума потерь, Вт	$\sum P$	4933	4330	4289	1253	3546	3383	1088	1461	1470	224
Стоимость активных материалов, тыс. грн.	$C_{ам}$	51	18	21	128	14	16	93	22	28	107
Полная капитализированная стоимость, грн.	C_k	163500	126500	135750	340000	100700	106150	446000	53490	61470	344800
Размеры активной части											
Диаметр стержня, мм	D_{cm}	189	129	136	128	109	115	125	159	167	138
Межосевое расстояние, мм	MO	387	269	250	184	239	225	184	284	286	194
Ширина обмоток, мм	T_m	377	259	240	174	229	216	174	274	276	184
Высота МС, мм	H_m	1044	868	648	556	758	618	471	748	689	555
Габаритный объем активной части, м ³	V_m	0,45	0,18	0,12	0,072	0,12	0,09	0,044	0,17	0,16	0,058



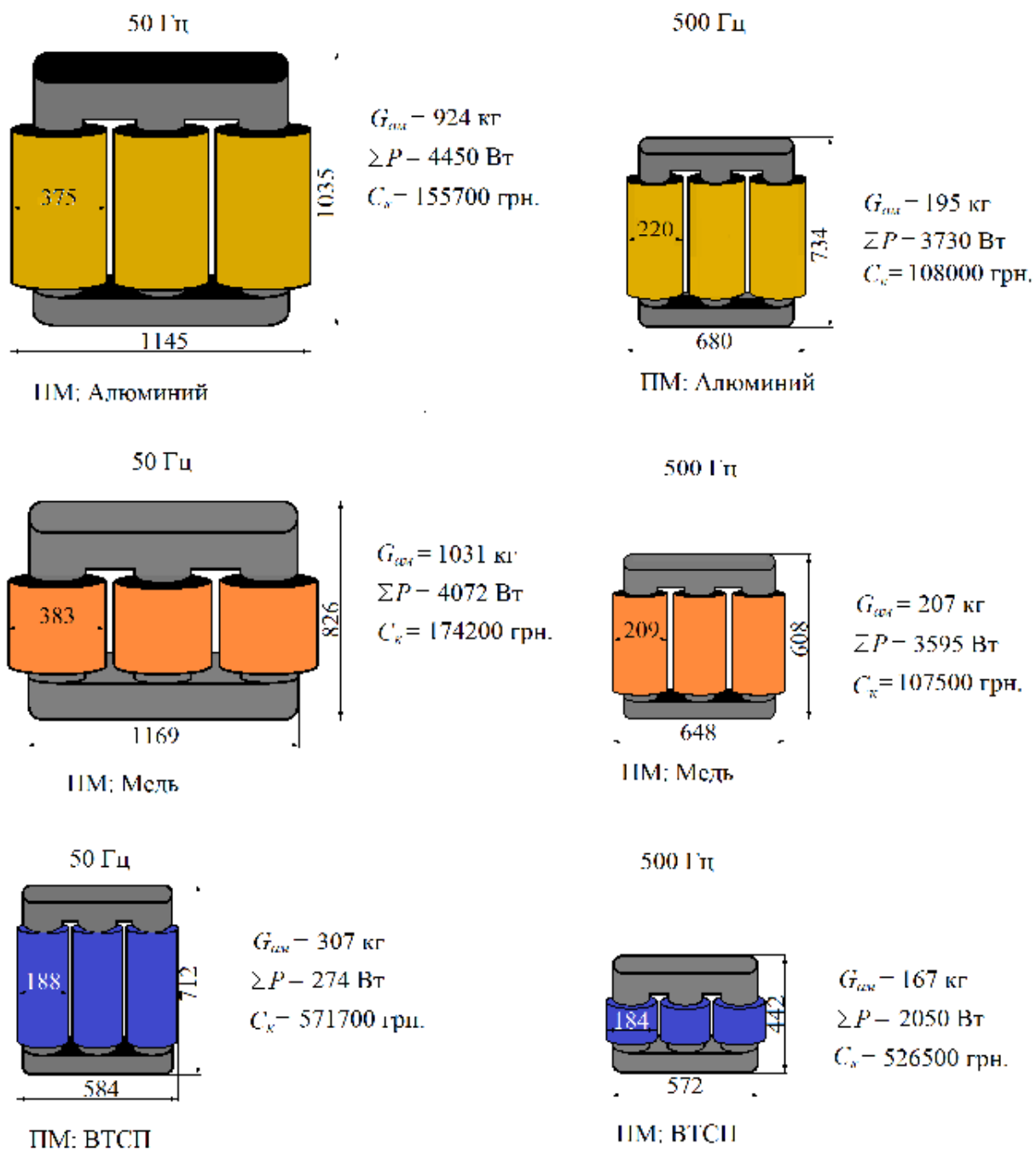
М 1:20

Рисунок 4.18 – Основные размеры активной части силовых трансформаторов мощностью 400 кВА с МС из различных ЭТС и обмотками из различных ПМ при оптимальных рабочих частотах



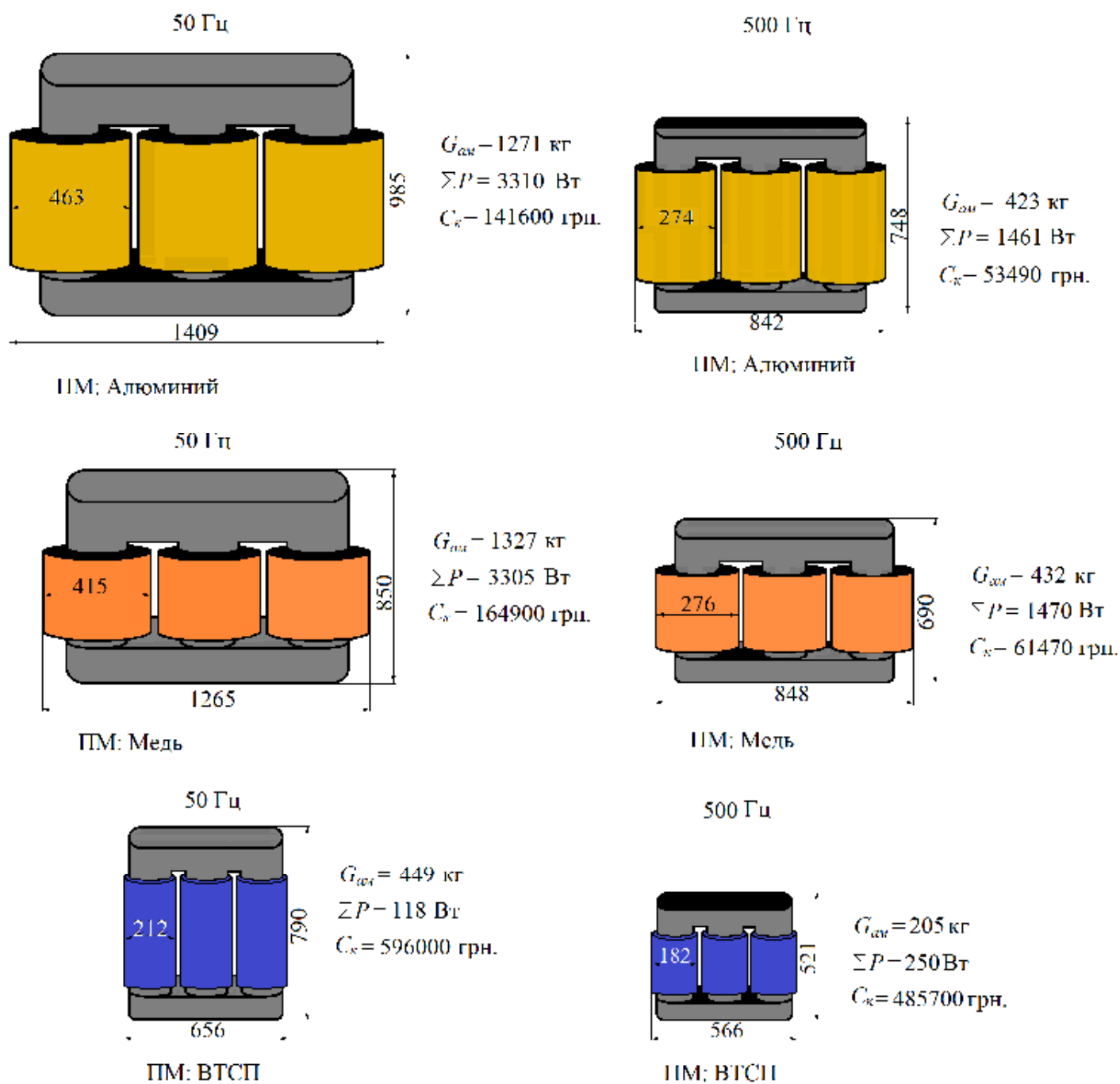
М 1:30

Рисунок 4.19 – Основные размеры активной части силовых трансформаторов мощностью 400 кВА с МС из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм и обмотками из различных ПМ при рабочих частотах 50 и 500 Гц



М 1:30

Рисунок 4.20 – Основные размеры активной части силовых трансформаторов мощностью 400 кВА с МС из ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм и обмотками из различных ПМ при рабочих частотах 50 и 500 Гц



М 1:30

Рисунок 4.21 – Основные размеры активной части силовых трансформаторов мощностью 400 кВА с МС из аморфной ЭТС марки 2НСР толщиной 0,025 мм и обмотками из различных ПМ при рабочих частотах 50 и 500 Гц

При применении повышенной частоты и традиционных обмоточных проводов в трансформаторах с МС из различных ЭТС, оптимальным по критерию C_k является частотный диапазон равный 150-300 Гц.

Применение ВТСП обмоточного провода сдвигает оптимальное значение частоты в диапазон 250-350 Гц, при этом для трансформатора, МС которого изготовлена из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм обеспечивается снижение расхода активных материалов на 78%, суммарных потерь на 75%, но C_k возрастают в 1,97 раза, а у трансформатора, МС которого изготовлена из ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм расход активных материалов снизился на 82%, величина суммарных потерь на 73%, однако стоимость возрастает в 2,46 раза.

Применение ВТСП обмоточных проводов в трансформаторах, МС которых изготовлена из аморфной стали 2НСР при рабочей частоте 350 Гц позволяет снизить массу активной части трансформатора на 76%, суммарные потери на 95,5%, но стоимость увеличивается в 1,9 раза.

Таким образом, применение повышенной частоты оказалось наиболее эффективным для технических решений трансформаторов с обмотками из ВТСП. Это обусловлено тем, что при повышении рабочей частоты количество витков в обмотках уменьшается и расход достаточно дорогого ВТСП провода становится меньшим, что приводит к уменьшению размеров обмоток и самой МС. Как следствие, существенно уменьшаются масса и потери в МС, а также на 39% уменьшается объем криостата, то есть уменьшается количество необходимого жидкого азота.

Выводы по разделу 4

Преимущества применения ВТСП обмоток для силовых трансформаторов состоят в следующем:

1. Значительное уменьшение потерь электрической энергии в (трансформаторах на 350 Гц на 75 % по сравнению с трансформаторами со стандартной рабочей частотой 50 Гц).

2. Снижение в 3-5 раз расхода активных материалов, так как при повышенной частоте резко уменьшается количество витков обмоток (расход ВТСП провода), размеры “окна“ трансформатора и МС. Это, в свою очередь, существенно уменьшает объем криостата, мощность (и стоимость) криокулера для создания необходимой температуры в криостате.

3. Замена экологически и пожароопасного трансформаторного масла жидким азотом, получаемым из воздуха, что обеспечивает надёжность, экономичность и высокую экологичность трансформаторных устройств.

4. Повышение срока службы изоляции трансформатора, так как при рабочей температуре ВТСП провода изоляция не стареет.

5. Повышение надежности трансформатора вследствие ограничения кратности токов короткого замыкания.

6. Уменьшение габаритов трансформаторов и необходимой площади для их размещения.

7. На современном этапе развития криогенной техники все еще остается достаточно высокой стоимость системы охлаждения трансформаторов с ВТСП обмотками, однако значение этого фактора уменьшается с ростом единичной мощности таких трансформаторов и объемов их производства.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполненные исследования позволяют сформулировать следующие положения:

1. Проблема повышения энерго- и ресурсоэффективности силовых трансформаторов является одной из наиболее актуальных для современных электроэнергетических систем Европы и Украины в связи с тем, что от 40 до 60% парка их силовых трансформаторов превысили нормативный срок эксплуатации, а потери в них составляют около 20% от трансформируемой мощности. Эти трансформаторы должны быть заменены более энерго- и ресурсоэффективными.

2. Мировая наука и современное трансформаторостроение создали мощный базис новых технических решений, электротехнических материалов, технологических новшеств и других средств для совершенствования силовых трансформаторов, но их применение связано с необходимостью реализации новых технических требований и значительными экономическими затратами.

Поэтому при обновлении парка трансформаторов целесообразно поэтапное решение этой проблемы на основе оптимального комплекса инновационных технических требований и решений с учетом экономической ситуации, обеспечивающего наибольшую эффективность при минимальных затратах.

На современном этапе развития преобразовательной техники и полупроводниковой элементной базы одними из основных путей увеличения удельной мощности и повышения качества устройств преобразования энергии являются преобразование напряжения и тока на повышенных частотах и применение высокотемпературной сверхпроводимости. Для определения наиболее эффективных путей решения этой проблемы в работе создана система обобщенных проектных ММ силовых трансформаторов с цилиндрическими слоевыми обмотками, инвариантных к возможным конструктивным исполнениям МС, схеме размещения обмоток, частоте рабочего напряжения и материалу обмоточного провода.

3. Разработанные ММ и алгоритмы позволяют с необходимой точностью определять удельные потери и намагничивающую мощность используемой ЭТС при различных частотах магнитного поля только на основе характеристики намагничивания.

4. Применение инвариантных обобщенных ММ существенно упрощает структуру проектной ММ силового трансформатора, зависимости между геометрическими размерами, его управляемыми переменными и другими параметрами трансформатора, а также значительно снижает размерность оптимизационной задачи. Предложенные аналитические соотношения обеспечивают переход от обобщенных показателей оптимального варианта к необходимому уровню детализации его конструктивного исполнения и обеспечивают возможность оптимизации конструктивных параметров в растущем пространстве управляемых переменных.

5. Инвариантность ММ к различным конструктивным исполнениям МС, схеме размещения обмоток, рабочей частоте и материалу обмоточного провода обеспечивается набором соответствующих моделей конструктивных компонентов (модулей ММ) для множества возможных видов конструктивных элементов и критериев. Базисный набор модулей может расширяться и дополняться по мере совершенствования электротехнических материалов и конструктивных исполнений компонентов трансформаторов.

6. Проектные исследования выполнены на основе реализации принципов и методов системного анализа, при котором ТУ анализируется и синтезируется как сложная многомерная система, предназначенная для преобразования посредством электромагнитной индукции электрической энергии одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем.

7. Результаты выполненных на основе созданного математического обеспечения проектных исследований по анализу и оптимизации силовых трансформаторов, позволяют сформулировать следующие выводы:

– разработанные ММ и предложенный подход к определению электромагнитных характеристик современных ЭТС с учетом вытеснения

вихревых токов позволяют рассчитывать эти характеристики точно не менее 1-3 % в диапазоне частот 25-500 Гц и более, что существенно повышает точность исследовательской ММ и результаты проектных исследований;

- анализ оптимизированных вариантов трансформаторов с МС из обычной ЭТС (3407 толщиной 0,35мм) и обмотками из традиционных проводниковых материалов (меди и алюминия) при повышенных рабочих частотах показывает, что оптимальной по критерию полной капитализированной стоимости является частота в диапазоне 150-250 Гц. У оптимального варианта с рабочей частотой 250 Гц суммарная масса активных материалов уменьшается на 65%, суммарные потери на 13 %, а полная капитализированная стоимость на 17% по сравнению с базовым вариантом, в качестве которого приняты технико-экономические параметры оптимального варианта трансформатора ТМ400/10 с МС из ЭТС марки 3407 толщиной 0,35 мм, алюминиевыми обмотками и рабочей частотой 50 Гц;

- применение более совершенных ЭТС (М120-23S) для трансформаторов с обмотками из традиционных материалов и рабочей частотой 50 Гц при детальной оптимизации параметров трансформатора и обмоток обеспечивает снижение суммарных потерь в трансформаторе на 10-15 %, полной капитализированной стоимости на 5-7 %, при такой же массе активных материалов для трансформатора с алюминиевыми обмотками, и увеличении массы активных материалов на 13% для трансформатора с медными обмотками, по сравнению с базовым вариантом. Для ЭТС марки М120-23S толщиной 0,23 мм оптимальной является частота в диапазоне 250-350 Гц. У оптимального варианта трансформатора с частотой 350 Гц, по сравнению с базовым, суммарные потери снижены на 29%, суммарная масса активных материалов на 76%, а стоимость на 35%;

- применение аморфных сплавов для изготовления МС трансформаторов с обмотками из традиционных ПМ и рабочей частотой 50 Гц позволяет снизить величину суммарных потерь на 15%, полной капитализированной стоимости на 11-13% однако приводит к увеличению суммарной массы активных материалов на 40-45 % по сравнению с базовым вариантом. Оптимальной же является

частота, превышающая 500 Гц. Однако при рабочей частоте равной 500 Гц суммарные потери уменьшаются на 70%, суммарная масса активных материалов на 54%, а стоимость на 67% для трансформатора с алюминиевыми обмотками. Для трансформатора с медными обмотками суммарные потери уменьшаются на 95%, суммарная масса активных материалов на 78%, а стоимость на 58% по сравнению с базовым вариантом;

- применение для обмоток ВТСП проводов и улучшенной ЭТС (M120-23S) при промышленной частоте 50 Гц позволяет снизить суммарные потери на 94 %, суммарную массу активных материалов на 66 %, однако увеличивает стоимость в 3 раза (из-за дороговизны ВТСП проводов и криогенной установки). Применение для обмоток трансформатора ВТСП проводов при повышенной частоте 300 Гц уменьшает суммарные потери в трансформаторе на 72 %, а расход активных материалов на 82 % по сравнению с базовым вариантом;

- применение ВТСП обмоток и аморфной стали в трансформаторах при промышленной частоте 50 Гц позволяет снизить суммарные потери на 98 %, суммарную массу активных материалов на 51 %, но приводит к увеличению стоимости в 3,2 раза. При повышенной частоте 350 Гц суммарные потери в трансформаторе уменьшаются на 95 %, расход активных материалов на 78 %, однако стоимость возрастает в 1,9 раза по сравнению с базовым вариантом.

8. Основные результаты выполненных исследований эффективности использования ряда возможных средств совершенствования силовых трансформаторов обуславливают вывод о том, что наиболее эффективным для повышения энерго- и ресурсоэффективности силовых трансформаторов является создание и внедрение трансформаторов с МС из наиболее совершенных ЭТС и ВТСП обмотками в диапазоне повышенных рабочих частот (300-350 Гц).

Несмотря на относительно высокую стоимость ВТСП провода, предложенное техническое решение наиболее перспективно в связи с постоянным совершенствованием и расширением сферы применения ВТСП проводов и в других электротехнических устройствах, что предопределяет дальнейшее увеличение их производства и снижение стоимости. Применение ВТСП провода

одновременно позволяет заменить трансформаторное масло жидким азотом, который имеет такие же изоляционные свойства, но является экологическим криоагентом, а повышение частоты существенно снижает расход относительно дорогого ВТСП провода.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Автоматизированное проектирование электрических машин: [учеб. пособ. для студ. вузов] / Бородулин Ю.Б. [и др.]. – М.: Высш. шк., 1989. – 280 с.
2. Акимов И.И. Сверхпроводящие материалы на основе ВТСП: технология, свойства, перспективы применения [Электронный ресурс] / И.И. Акимов, А.Е. Воробьева, А.К. Шиков // Сверхпроводимость: исследования и разработки. – 2002, №11. – С. 25-32. – Режим доступа к журн.: <http://web.ihep.su/library/pubs/aconf00/ps/y6-3.pdf>.
3. Амромин А.Л. Средняя длина витка при расчете индуктивности рассеяния трансформатора / А.Л. Амромин, Л.П. Кубарев, В.В. Павлов // Электротехника. – 1975. – №4. – С. 32-33.
4. Баев И.Г. Трансформаторы с оптимальной геометрией сердечников / И.Г. Баев // Электричество. – 1991. – №2. – С. 74-75.
5. Балашов К.К. Исследование магнитных свойств электротехнических сталей на повышенных частотах / К.К. Балашов, В.В. Курилов, В.П. Чайковский // Электротехника. – 1968. – №5. – С. 26-28.
6. Балашов К.К. Комплексный технико-экономический метод проектирования трансформаторов / К.К. Балашов // Электричество. – 1963. – №4. – С.19-21.
7. Балашов К.К. Оптимальная геометрия и экономическая устойчивость трансформаторов / К.К. Балашов, П.А. Цымбал // Электричество. – 1971. – №9. – С. 7-10.
8. Балашов К.К. Оптимальная частота силовых трансформаторов / К.К. Балашов, В.В. Курилов // Электротехника. – 1968. – №6. – С. 7-9.
9. Балашов К.К. Проектный синтез оптимальных трансформаторов повышенной частоты / К.К. Балашов, Г.В. Пуйло // Применение математических методов и вычислительной техники в народном хозяйстве: науч.-техн. конф.: тез. докл. – Кишинев, 1965. – С. 156-160.

10. Балашов К.К. Техничко-экономические основы проектирования трансформаторов: дис. ... д-ра техн. наук : 05.09.01 / Балашов Константин Константинович; Киев. политехн. ин-т. – Киев, 1962. – 463 с.
11. Бальян Р.Х. Аналитический метод геометрической оптимизации ферромагнитных устройств / Р.Х. Бальян, В.П. Обрусник // Электричество. – 1979. – № 9. – С. 40-46.
12. Бальян Р.Х. Изменение показателей сухих трансформаторов при повышении рабочей частоты / Р.Х. Бальян // Электричество. – 1989. – №6. – С. 39-46.
13. Бальян Р.Х. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств / Р.Х. Бальян, В.П. Обрусник. – Томск: Изд. Том. ун-та, 1987. – 168 с.
14. Бальян Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники / Бальян Р.Х. – М.: Изд. «Советское радио», 1971. – 720 с.
15. Белополюский И.И. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности / Белополюский И.И., Каретникова Е.И., Пикалова Л.Г. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
16. Бертинов А.И. Влияние частоты на размеры и потери трансформатора / А.И. Бертинов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 1958. – №1. – С. 107-113.
17. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле: [учеб. для студ. вузов] / Л. А. Бессонов. – М.: Высш. школа, 1978. – 231 с.
18. Борю Ю.И. Статистические характеристики обобщенной нагрузки силовых трансформаторов / Ю.И. Борю // Электротехника. – 1983. – №4. – С. 6-9.
19. Бронштейн И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
20. Буздин А. Страсти по сверхпроводимости в конце тысячелетия [Электронный ресурс] / А. Буздин, А. Варламов // Квант. – 2000. – № 1. – С. 2-8. – Режим доступа к журн.: kvant.mcsme.ru/pdf/2000/01/kv0100buzdin.pdf.

21. Буханова И.Ф. Лазерная обработка пластин магнитопроводов силовых трансформаторов / И. Ф. Буханова, В. В. Дивинский, В. М. Журавель // Электротехника. – 2004. – № 1. – С. 39-42.
22. Валькман Ю.Г. Интеллектуальные технологии исследовательского проектирования: формальные системы и семиотические модели / Валькман Ю.Г. – К.: Port-Royal, 1998 – 250 с.
23. Вареник Е.А. Оптимизация взрывобезопасных трансформаторных подстанций /Е.А. Вареник, И.Я. Чернов, В.В. Шилов // Взрывозащищенное электрооборудование: сб. науч. тр. – 2010. – №6 – С. 50-54.
24. Васильев В.В. Дробное исчисление и аппроксимационные методы в моделировании динамических систем / В.В. Васильев, Л.А. Симак. – К.: НАН Украины, 2008. – 256 с.
25. Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов / Васютинский С. Б. – Л.: Энергия, 1970. – 432 с.
26. Васютинский С.Б. Тепловые и механические расчеты трансформаторов: [учеб. пособ.] / С.Б. Васютинский, А.Д. Красильников. – Л.: ЛПИ, 1979. – 54 с.
27. Вермишев Ю.Х. Методы автоматического поиска решений при проектировании сложных технических систем / Ю.Х. Вермишев. – М.: Радио и связь, 1982. – 152 с.
28. Высокотемпературные сверхпроводники на железнодорожном транспорте [Электронный ресурс] // Железные дороги мира. – 2008. – №1.– С. 52-57. – Режим доступа к журн.: <http://www.zdmira.com/arhiv/2008/zdm-2008-no-01-2#ГОС-5>.
29. Гинзбург В.Л. Сверхпроводимость / В.Л. Гинзбург, Е.А. Андрюшин. – М.: Альфа-М, 2006. – 112 с.
30. Глибицкий М.М. Калориметрические измерения добавочных потерь в трансформаторах при повышенных частотах / М.М. Глибицкий, С.Ф. Кравцов // Электротехника. – 1975. – №4. – С. 60-61.

31. Данилевич Я.Б. Распределительные трансформаторы нового поколения из аморфных сталей / Я.Б. Данилевич, К.С. Иванов // Известия Российской академии наук. Энергетика. – 2006. – №5. – С. 53–56.
32. Данько В.Г. Використання високотемпературної надпровідності в електроенергетичному обладнанні: монографія / Данько В.Г., Полянська І.С., Гончаров Є.В. – Х.: НТМТ, 2011. – 248 с.
33. Даффин Р. Геометрическое программирование / Даффин Р., Питерсон Э., Зенер К. – М.: Мир, 1972. – 311 с.
34. Джафаров Э.А. Оптимизированные сверхпроводящие провода и сверхпроводящие обмотки с локализованным магнитным полем / Э.А. Джафаров // Инженерная физика. – 2007. – №2. – С. 36-42.
35. Джонс Дж.К. Методы проектирования / Джонс Дж.К.; пер.с англ. Т.П. Бурмистровой, И.В. Фриденберга – М.: Мир, 1981. – 456 с.
36. Дружинин В. В. Изучение нормальных составляющих индукции в текстурированной электротехнической стали / В.В. Дружинин, М.А. Малыгин, В.К. Чистяков // Физика металлов и металловедение. –1973. – Т.35, Вып. 5. – С. 973-977.
37. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали / Дружинин В.В. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.
38. Дружинин В.В. Исследование характеристик холоднокатаной электротехнической стали под разными углами к направлению прокатки / В.В. Дружинин, Л.К. Куренных, В.К. Чистяков// Электричество. – 1971. – № 3. – С. 49-54.
39. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности / Ермолин Н.П. – Л.: Энергия, 1969. – 192 с.
40. Загрядцкий В.И. Трансформаторы и преобразователи частоты / Загрядцкий В.И., Кобыляцкий Н.И., Шевчик В.Г. – Кишинев: Кишинев. политех. ин-т им. С. Лазо ”Штиинца”, 1991. – 146 с.
41. Зборовский И.А. Трансформаторы для преобразователей частоты / И.А. Зборовский // Электротехника. – 1999. –№7.– С. 3-13.

42. Зенер К. Геометрическое программирование и техническое проектирование / Зенер К.; пер.с англ. Д.А. Бабаева. – Москва: Мир, 1973. – 109 с.
43. Зубков Ю.С. Многомерная аппроксимация расчетно-теоретических данных для автоматизированного проектирования электрических машин / Ю.С. Зубков // Электронные модели. – 1983. – № 4. – С. 88-92.
44. Инверторный трансформатор повышенной частоты / С.М. Кацнельсон [и др.] // Электротехника. – 1965. – №7. – С. 3-6.
45. Інноваційні пріоритети паливно-енергетичного комплексу України / [під. ред. А. К. Шидловського]. – Київ: Українські енциклопедичні знання. – 2005. – 512 с.
46. Калиниченко И.С. Эмпирическая формула удельных потерь в трансформаторной стали / И.С. Калиниченко // Электротехника. – 1969. – 4. – С. 54-44.
47. Карасев В. В. Перспективы применения аморфной стали в отечественных распределительных трансформаторах / В. В. Карасев, А. Е. Филиппов // Электротехника. – 1996. – № 8. – С. 31-33.
48. Карасев В.В. Исследования добавочных потерь в мощных силовых трансформаторах: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Карасев В.В.; Всесоюз. электротехн. ин-т им. В.И. Ленина. – Москва, 1967. – 29 с.
49. Кацнельсон С.М. Добавочные потери в обмотках трансформаторов повышенной частоты при протекании тока несинусоидальной формы / С.М. Кацнельсон // Электротехника. – 1966. – №11. – С. 8-13.
50. Кириленко О.В. Математичне моделювання в електроенергетиці / Кириленко О.В., Сегеда М.С., Буткевич О.Ф., Мазур Т.А. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту "Львівська політехніка", 2010. – 608 с.
51. Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов / Кифер И. И. – М.: Энергия, 1969. – 182 с.
52. Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов / Кифер И. И. – М. –Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 544 с.
53. Клименко Б.В. Електричні та магнітні пристрої, електричні аксесуари,

електричні установки. Терміні, тлумачення, коментарі: [навч. посіб.] / Клименко Б.В. – Харків: Точка, 2009. – 272 с.

54. Ковалко М.П. Энергозбереження – пріоритетний напрямок державної політики України / [Ковалко М.П., Денисюк С.П.]; під. ред. А. К. Шидловського. – К.: УЕЗ, 1998. – 512 с.

55. Козулин А. Высокотемпературные сверхпроводниковые трансформаторы – новое поколение подстанционного оборудования [Электронный ресурс] / А. Козулин, А. Виноградов // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – 2008. – №12.– С. 7-9. – Режим доступа к журн.: <http://libserv.nsau.edu.ru/ugebnik/perevozki/content/img/.pdf>.

56. Колесников Э.В. Экспериментальное исследование и математические моделирование планарного перемангничивания холоднокатаной стали // Э.В. Колесников, А.Н. Ткачев, А.Ф. Горбунцов // Известия Вузов. Электромеханика. – 1983. – № 6.– С. 23-30.

57. Копылов С.И. Влияние сверхпроводниковых устройств на повышение надежности работ энергосистемы [Электронный ресурс] / С.И. Копылов, С.С. Иванов // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2007. – Т. 4, №2. – С. 4-6. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulleitein/php4E.pdf>

58. Корецкая С. Зарубежные компании: Trithor GmbH, Германия [Электронный ресурс] / С. Корецкая, А.Чернышева // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2006. – Т. 3, №1. – С. 9-12. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulleitein.php>.

59. Коржакова Т.В. Высоочастотное поверхностное сопротивление нормальных металлов и сверхпроводников / Коржакова Т.В. – М.: Информэлектро, 1977. – 36 с.

60. Король Е. Г. Метод определения параметров петли гистерезиса по экспериментальным данным / Е. Г. Король, В. С. Луников // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 6.– С. 48-52.

61. Кофман Д. Б. Расчет потерь в стали при несинусоидальной форме кривой напряжения питания / Д. Б. Кофман, И. К. Васильева, С. А. Кузнецов // Электротехника. – 1970. – № 11. – С. 46-49.
62. Кравченко А. Н. Снижение потерь холостого хода силовых трансформаторов / А. Н. Кравченко, А. И. Шугайло // Техническая электродинамика. – 1984. – № 2. – С. 5-7.
63. Курилов В.В. Проектная оптимизация силовых трансформаторов 1 и 2 габаритов нормальной и повышенной частоты: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Курилов В. В.; Одес. политехн. ин-т. – Одесса, 1969. – 21 с.
64. Курилов В.В. Техничко-економическіе показателі силових трансформаторов повышенной частоты / В.В. Курилов // Сб. трудов республик. межвузов. конф. по электромеханике. – Львов. – 1971. – С. 38-42.
65. Кустов С.С. Основные направления развития конструкций трансформаторов I-II габаритов / С.С. Кустов // Электрические станции. – 1995. – №8. – С. 62-67.
66. Лазарев В.И. Обобщение результатов исследований по проблеме динамической стойкости силовых трансформаторов // Технич. электродинамика – 2005. – №1. – С. 53-60.
67. Лазарев В.И. Електродинамічна стійкість силових трансформаторів : автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01 / Лазарев Віктор Іванович; НАН України, Ін-т електродинаміки. – Київ, 2006. – 32 с.
68. Левицкая Е.Л. Проблемы электродинамической стойкости трансформаторов при коротких замыканиях // Электротехника. – 2001. – №9. – С. 31-38.
69. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов / Лейтес Л. В. – М.: Энергия, 1981. – 392 с.
70. Лейтес Л.В. Оценка добавочных потерь в обмотках трансформатора, выполненных из фольги / Л.В. Лейтес, Л.А. Мاستрюков, Е.Л. Трухин // Электротехника. – 1975. – №4. – С. 50-52.

71. Лента стальная электротехническая холоднокатаная анизотропная. Технические условия: ГОСТ 21427.4-78. – [Введен в действие 1978-21-04]. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1978. – 28 с.

72. Лившиц М. Электрические машины. Расчет и определение размеров: [учеб. пособ. для энергетич. вузов] / Лившиц М.; пер. с немец. П.С. Сергеева – М.-Л.: ОНТИ, 1936. – Т. 3. – 410 с.

73. Лобынцев В.Сверхпроводниковые трансформаторы [Электронный ресурс] / В. Лобынцев // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2006 – Т. 3, №4. – С. 4-8. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein/php1DCE.pdf>.

74. Лутидзе Ш.И. Деграция сверхпроводника [Электронный ресурс]/ Ш.И. Лутидзе // Электро. – 2007. – №1. – С. 27-29. – Режим доступа к журн.: <http://www.elektro-journal.ru/archive/articles/560837392>.

75. Лутидзе Ш.И. Сверхпроводящие трансформаторы энергетического назначения [Электронный ресурс] / Ш.И. Лутидзе, Э.А. Джафаров // Фундаментальные проблемы высокотемпературной сверхпроводимости: междунар. науч.-техн. конф.: тез. докл. – 2004. – С. 277-278. – Режим доступа к журн.: fps04.lebedev.ru/jobs/Section_A/Dzhafarov_277.pdf.

76. Магнитные свойства холоднокатаной изотропной электротехнической стали при частотах 400-20000 Гц // Л.В. Миронов [и др.] // Электротехническая промышленность. Электрические материалы. – 1980. – №9 – С. 15-18.

77. Магнитные свойства электротехнических сталей и сплавов / [Казаджан Л. Б.]; под ред. В. Д. Дурнева.– М. : Наука и технологии, 2000. – 224 с.

78. Макарова А.В. Оптимальные соотношения размеров трансформаторов с магнитопроводом прямоугольного сечения / А.В. Макарова // Электротехника. – 1988. – №7. – С. 2-6.

79. Манькин Э.А. Добавочные потери на вихревые токи в обмотках трансформаторов / Э.А. Манькин, Д.Н. Морозов, А.В. Алферова // Электротехника. – 1965. – №10. – С. 16-19.

80. Манькин Э.А. Добавочные потери на вихревые токи в трехобмоточном трансформаторе / Э.А. Манькин // Вестник электропромышленности. – 1957. – №7. – С. 57-60.

81. Манькин Э.А. Потери на вихревые токи в обмотках трансформаторов при несинусоидальном токе / Э.А. Манькин // Электричество. – 1955. – №12. – С. 48-52.

82. Математическое и физическое моделирование процессов в сверхпроводниковых трансформаторах [Электронный ресурс] / Е.Н. Андреев [и др.] // Информационно-управляющие системы. – 2007. – № 1. – С. 25-32. – Режим доступа к журн.: http://www.i-us.ru/Files/Pdfs/2007_1.pdf.

83. Мелешкин В.Н. Методика расчета мощных высокочастотных трансформаторов / В.Н. Мелешкин, О.С. Ковырзина, А.П. Давыдов // Практическая силовая электроника. – 2007. – №26. – С. 34-37.

84. Мелешко И.Ю. Оптимизация трансформаторного оборудования / И.Ю. Мелешко // Техническая электродинамика. – 1992. – №2. – С. 57-64.

85. Методы оптимизации: [учеб. пособ. для вузов] / А.В. Аттетков [и др.]. – М.: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. – 440 с.

86. Мельникова Е.В. Энергосбережение в Европе: применение энергоэффективных распределительных трансформаторов [Электронный ресурс] / Е.В. Мельникова, В.С. Ионов // Энергосбережение. – 2003. – №6 – С. 66-71. – Режим доступа к журн.: http://www.abok.ru/for_spec/articles.php?nid=2281

87. Молотилов Б. В. Современное состояние проблемы трансформаторных сталей / Б. В. Молотилов, А. Г. Петренко, М. М. Петляков // Металловедение и термическая обработка металлов. – 1970. – № 4. – С. 29-43.

88. Молотилов Б.В. Современные электротехнические стали / Б.В. Молотилов, Л.В. Миронов // Электротехника.– 1983. – № 6. – С. 33-36.

89. Молотилов Б.В. Холоднокатаные электротехнические стали: спр. изд. / Молотилов Б.В., Миронов Б.В., Петренко А.Г. – М.: Металлургия, 1989. – 168 с.

90. Морозовский Ю. Новая технология Unicore для изготовления магнитопроводов [Электронный ресурс] / Ю. Морозовский // Компоненты и

технологии. – 2006. – №8. – С. 184-188. – Режим доступа к журн.: http://www.kite.ru/assets/files/pdf/2006_08_184.pdf.

91. Намер Л. ВТСП: что мы имеем [Электронный ресурс] / Л. Намер // Химия и жизнь. – 2004. – №10.– С.22-24. – Режим доступа к журн.: school-collection.edu.ru/catalog/res/f6ad70c3-11e8-b957-f668.../view/.

92. Насипана О.П. Дослідження позіноміальних математичних моделей силових трансформаторів / О.П. Насипана // Сучасні інформаційні технології та телекомунікаційні мережі: 39 наук.-практ. конф. молодих дослідників ОПУ-магістрів, 18-20 жовт. 2004 р.: тез. доп. – Одеса: ОНПУ, 2004. – С. 145.

93. Насипана О.П. Властивості оптимізаційної позіноміальної математичної моделі силових трансформаторів / О.П. Насипана // Електротехніка і електромеханіка: міжнар. наук.-техн. конф. студ., аспірантів, молодих вчених, 25-27 листоп. 2004 р. / Нац. ун-т. кораблебудування ім. адмірала Макарова. – М.: НКУ, 2004. – С. 11-13.

94. Насыпаная Е. П. Изменение показателей трансформатора при повышении частоты / Е. П. Насыпаная // Электромашинобудування та електрообладнання. – 2009. – № 73. – С. 102-106.

95. Насыпаная Е.П. Подход к расчету удельных потерь в электротехнических сталях / Е.П. Насыпаная // Тр. Одес. нац. политехн. ун.: Науч. и производственно-практический сб. по техн. и естествен. наукам. – 2010. – № 1. – С. 116-123.

96. Nasypanaya E. Optimum project synthesis and analysis of high frequency transformers / E. Nasypanaya // Интеллект, Интеграция, Надійність: сучасн. III міжнар. конф. студ. та молодих вчених, 19-21 квіт. 2010 р.: тез. доп. / М-во освіти і науки України, Нац. техн. ун-т України “КПІ” –К.: ІВЦ “Видавництво «Політехніка»”, 2010. – С. 42.

97. Nasypanaya E. Determination of the specific losses in steel of the high-frequency transformers for the optimization of induction level in their magnetic systems./ E. Nasypanaya // Интеллект, Интеграция, Надійність: сучасн. IV міжнар. конф. студ. та молодих вчених, 21-22 квіт. 2011 р.:тез. доп. / М-во освіти і науки

України, Нац. техн. ун-т України “КПІ” –К.: ІВЦ “Видавництво «Політехніка»”, 2011. – С. 36-37.

98. Насыпаная Е.П. Перспективы повышения ресурсо- и энергоэффективности силовых трансформаторов / Е.П. Насыпаная, Г.В. Пуйло // Сучасні інформаційні технології 2012: матеріали першої міжнар. конф. студ. і молодих науковців, 26-27 квіт. 2012 р.: тез. доп. / М-во освіти і науки, молоді та спорту України, Одес. нац. политехн. ун-т. – Одесса, Издательство, 2012. – С. 148-150.

99. Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники / Л.Р. Нейман, К.С. Демирчан – Л.: Энергия, 1967. – 408 с.

100. Никулин А.Д. ВТСП-проводники: от исследования к применению [Электронный ресурс] / А.Д. Никулин, А.К. Шиков, И.И. Акимов // XVI совещание по ускорителям заряженных частиц: науч.-техн. конф., 20-22 окт. 1998 г.: тез. докл. – Протвино: ГНЦ РФ Институт физики высоких энергий, 1998. – С. 13-19. – Режим доступа к журн.: <http://web.ihep.su/library/pubs/aconf98/ps/y7-2.pdf>.

101. Новые конструкции трехфазных трансформаторов с ленточными магнитопроводами / И.В. Пентегов [и др.] // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика.– Харків: НТУ "ХПІ".– 2002.– № 14.– С. 86-97.

102. Патлахов В.Е. Исследование и проектирование трансформаторов малой мощности повышенной частоты оптимальных по массе: дис. ...канд. техн. наук: 05.09.01 / Владимир Евгеньевич Патлахов. – Самара, 2007. – 169 с.

103. Пентегов И. В. Метод определения потерь в стали трансформатора, ориентированный на использование в САПР / И. В. Пентегов, С. В. Рымар // Техническая электродинамика. – 1995. – №6. – С. 35-40.

104. Пентегов И. В. Расчет удельных потерь в ферромагнитных материалах при повышенных частотах с учетом нелинейности магнитных характеристик среды / И. В. Пентегов, С. В. Рымар // Електротехніка і Електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 64–67.

105. Пентегов И.В. Оптимизация математических моделей трансформаторов и реакторов / И.В. Пентегов, С.В. Рымар // Электричество. – 2006. – №3. – С. 35-45.
106. Перспективы использования высокотемпературных сверхпроводников / В.В. Желтов [и др.] // Энергия: экономика, техника, экология. – 2011. – №6. – С. 11-22.
107. Перспективы развития электромеханики в XXI веке/ А.В. Иванов-Смоленский [и др.] // Электропанорама. – 2001. – № 1. – С. 14-15.
108. Петров Г. Н. Технично-экономическое обоснование расчета трансформаторов / Г.Н. Петров // Энергетик. – 1931. – № 1. – С. 11-16.
109. Петров Г. Н. Трансформаторы / Петров Г.Н. – М.–Л.: Госэнергоиздат, 1934. – 446 с.
110. Петров Г.Н. Электрические машины. Введение. Трансформаторы. Ч.1 / Г.Н. Петров – М.: «Энергия», 1974. – 240 с.
111. Пиотровский Л. М. Трансформаторы / Пиотровский Л. М. – Л.: ЛИИ, 1934. – 436 с.
112. Письменный А.С. Высокочастотные силовые трансформаторы для индукционных установок / А.С. Письменный, М.Е. Шинлов, Р.В Юхименко // Автоматическая сварка. – 2002. – № 9. – С. 38-42.
113. Поляков М.А. Определение и использование показателя режима нагрузки силового трансформатора в системе мониторинга и управления трансформатором / М.А. Поляков // Электротехника та Електромеханіка. – 2009. – №2. – С. 51-54.
114. Попова В.П. Исследование частотных характеристик электротехнических сталей / В.П. Попова // Электричество. – 1967. – №5. – С. 75-78.
115. Преображенский А.А. Магнитные материалы / Преображенский А.А. – М.: Энергия, 1965. – 235 с.
116. Прокат холоднокатаной тонколистовой электротехнической стали: [каталог]. – [Липецк: ОАО "НЛМК", 2013]. – 40 с.

117. Пуйло Г. В. Зависимости между геометрическими размерами и основными характеристиками многообмоточных трансформаторов / Г. В. Пуйло // *Электромашиностроение и электрооборудование*. – 1965. – № 1. – С. 36-44.

118. Пуйло Г. В. Декомпозиция в задачах проектного синтеза специальных трансформаторов / Г. В. Пуйло // *Известия Вузов. Электромеханика*. – 1991. – № 10. – С. 56-65.

119. Пуйло Г. В. Оптимальные соотношения размеров элементов активной части электромагнитных преобразователей / Г.В. Пуйло // *Електромашинобудування та електрообладнання*. – 1998. – № 51. – С. 25–29.

120. Пуйло Г. В. Идентификация удельных потерь в электротехнической стали магнитных систем преобразователей электрической энергии при различных рабочих частотах / Г.В. Пуйло, Е.П. Насыпаная // *Електромашинобудування та електрообладнання*. – 2011. – № 02(78). – С. 42-47.

121. Пуйло Г. В. Математическое моделирование и автоматизированный проектный синтез специальных трансформаторов: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01 / Пуйло Глеб Васильевич; Одес. политехн. ин-т. – Одесса, 1991. – 450 с.

122. Пуйло Г. В. Использование особенностей математических моделей трансформаторных устройств при их оптимальном проектном синтезе / Г.В. Пуйло // *Техническая электродинамика*. – 2000. – № 5. – С. 11-12.

123. Пуйло Г. В. Обобщенные математические модели для синтеза и анализа силовых трансформаторов со слоевыми обмотками / Г. В. Пуйло, Е.В. Трищенко // *Електротехніка та Електромеханіка*. – 2005. – № 2. – С. 42-45.

124. Пуйло Г.В. Подсистема автоматизированного синтеза силовых трансформаторов со слоевыми обмотками / Г.В. Пуйло, Д.М. Левин, Е.В. Трищенко // *Електротехніка і Електромеханіка*. – 2004. – №1. – С. 49-52.

125. Пуйло Г.В. Показатели конструктивной эффективности силовых трансформаторов / Г.В. Пуйло, Е.В. Трищенко, Н.М. Кокуца // *Электромашиностроение и электрооборудование*. – 2004. – № 63. – С. 94-98.

126. Пуйло Г. В. Современные тенденции совершенствования силовых трансформаторов / Г. В. Пуйло, И. С. Кузьменко, В. В. Тонгалюк // Электротехніка та Електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 48-52.

127. Пуйло Г.В. Автоматизированный проектный синтез силовых трансформаторов [Электронный ресурс]: учеб. пособ. для студ. вузов, обуч. по спец. “Электрические машины” / Г.В.Пуйло, И.С.Кузьменко, Е.П.Насыпаная. – Одесса: ОНПУ, 2009. – 153 с. – НІ 03102, №3312-РС-2009.

128. Пуйло Г.В. Автоматизированный синтез математических моделей характеристик электротехнических сталей / Г.В. Пуйло, Д.М. Левин, Е.П. Насыпаная // Электротехніка та комп'ютерні системи . – 2011. – № (03)79. – С. 305-306.

129. Пуйло Г.В. Математическое моделирование электромагнитных характеристик электротехнических сталей / Г.В. Пуйло, Д.М. Левин, Е.П. Насыпаная // Электротехніка і Електромеханіка. – 2011. – №6. – С. 29-32.

130. Пуйло Г.В. Оптимальный проектный синтез трансформаторов с комбинацией обмоток из различных проводниковых материалов / Г.В. Пуйло, Е.П. Насыпаная // Электротехнические и компьютерные системы. – 2014. – № 16(92). – С. 59-64.

131. Пуйло Г.В. Эффективность применения обмоток с высокотемпературной сверхпроводимостью в силовых трансформаторах / Г.В. Пуйло, Е.П. Насыпаная // Электротехнические и компьютерные системы. – 2014. – №14(90). – С.43-52.

132. Рабкин Л. И. Высокочастотные ферромагнетики / Рабкин Л. И. – М.: Физ-мат. изд., 1960. – 528 с.

133. Разработка трансформатора со сверхпроводниковыми обмотками для электроподвижного состава [Электронный ресурс] // Железные дороги мира. – 2008. – № 12. – С. 57-60. – Режим доступа к журн.: <http://www.zdmira.com/arhiv/2008/zdm-2008-no-12>.

134. Ридли Р. Потери в обмотках вследствие эффекта близости [Электронный ресурс] / Ридли Р. // Современная электроника. – 2005. – № 6. – С. 60-64. – Режим доступа к журн.: www.soel.ru

135. Родионов В.Г. Расчет потерь и тока холостого хода силовых трансформаторов из холоднокатаной стали / В.Г. Родионов, А.И. Шугайло, И.Я. Эйнгорн // Электротехника. – 1967. – № 8. – С. 57-61.

136. Рулевский В.М. Массогабаритные характеристики системы электропитания в функции от рабочей глубины телеуправляемого подводного аппарата / В.М. Рулевский, Ю.Н. Дементьев, О.В. Бубнов // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309, № 2. – С. 163-167.

137. Рулевский В.М. Системы электропитания телеуправляемых подводных аппаратов/ В.М. Рулевский, Ю.Н. Дементьев, О.В. Бубнов // Известия Томского политехнического университета. – 2004. – Т. 307, № 5. – С. 120-123.

138. Рымар С. В. Трансформаторы и реакторы устройств подавления высших гармоник тока: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01 / Рымар Сергей Владимирович; НАН Украины, Ин-т электросварки им. Е. О. Патона. – Киев, 2009. – 434 с.

139. Самойленко С. Развитие технологии ВТСП-лент 2-го поколения в ЗАО “СуперОкс” [Электронный ресурс] / С. Самойленко, А. Кауль, А. Кучаев. – Москва: ЗАО ” СуперОкс”, 2012. – Режим доступа: <http://www.superox.ru>.

140. Самойленков С.В. ВТСП материалы 2-го поколения [Электронный ресурс] / С.В. Самойленков // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2008. – Т. 5, №6. – С. 3-6. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein.php>.

141. Самойленков С.В. ВТСП проводники 2-го поколения. American Superconductor and SuperPower [Электронный ресурс] / С.В. Самойленков // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2007. – Т. 4, № 6. – С. 4-6. – Режим доступа к журн.: http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein/bulletein_v4_n6_2007.pdf.

142. Самойленков С.В. Новое семейство ВТСП материалов [Электронный ресурс] / С.В. Самойленков // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2008. –

Т. 5, №3. – С. 5-6. – Режим доступа к журн.: <http://perst.iss sph.kiae.ru/supercond/bulle tein.php>.

143. Самойленков С.В. Перспективы европейской сверхпроводимости [Электронный ресурс] / С.В. Самойленков // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2009. – Т. 6, №3. – С. 5-6. – Режим доступа к журн.: http://perst.iss sph.kiae.ru/ supercond/bulle tein.php?menu=bull_ arch.

144. Самойленков С.В. Сверхпроводниковая электротехника в Национальных Лабораториях США [Электронный ресурс] / С.В. Самойленков // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2008. – Т. 5, №1.–С. 1-4. – Режим доступа к журн.: http://perst.iss sph.kiae.ru/supercond/bulle tein/bulle tein_v5_n1_2008.pdf.

145. Самойлович М.И. Строение и высокотемпературная сверхпроводимость пленок $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_y$ [Электронный ресурс] / М.И. Самойлович, А.Ф. Беянин, А.Ю. Илющечкин // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 1. – С. 48-60. – Режим доступа к журн.: http://www.nbu v.gov.ua/portal/natural/tkea/texts/2007_4/48-60.pdf.

146. Сверхпроводники для электроэнергетики [Электронный ресурс] / [науч. ред. Н.А. Черноплеков]. – М.: НИЦ “Неотон”, 2004. – Т. 1, №1. – 14 с. – Режим доступа к журн.: http://perst.iss sph.kiae.ru/supercond/bulle tein/fsk_2004_10_01.pdf.

147. Силовые трансформаторы. Справочная книга / под ред. С. Д. Лизунова, А. К. Лоханина. – М.: Энергоиздат., 2004. – 616 с.

148. Смаев М.П. Мировой рынок сверхпроводников: история и прогнозы / [Электронный ресурс] / М.П. Смаев // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2008. – Т. 5, №2.– С. 8-9. – Режим доступа к журн.: http://perst.iss sph.kiae.ru/ supercond/bulle tein/bulle tein_v5_n2_2008.pdf.

149. Смаев М.П. Тенденции использования сверхпроводниковых технологий в Японии [Электронный ресурс] / М.П. Смаев // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2007 – Т. 4, №6. – С. 9-11. – Режим доступа к журн.: http://perst. iss sph.kiae.ru/supercond/bulle tein/bulle tein_v4_n6_2007.pdf.

150. Ставинский А.А. Перспективы и особенности дальнейшего усовершенствования индукционных электромеханических и статических преобразователей / А.А. Ставинский, И.А. Тищенко, Н.И. Зеленый // *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. – 2010. – № 01(77). – С. 64-69.

151. Ставинский А.А. Проблема и направления дальнейшей эволюции устройств электромеханики / А.А. Ставинский // *Електротехніка і Електромеханіка*. – 2004. – № 1. – С. 57-61.

152. Сталь электротехническая холоднокатаная анизотропная тонколистовая. Технические условия: ГОСТ 21427.1-83. – [Введен в действие 1983-21-06]. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1983. – 13 с.

153. Сталь электротехническая. Методы определения магнитных и электрических свойств: ГОСТ 12119-80. – [Введен в действие 1981-07-04]. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1981. – 38 с.

154. Стамбровский Л.Н. Новые серии распределительных трансформаторов / Л.Н. Стамбровский, П.Л. Шумра, А.А. Кочетков, Ю.В. Леус // *Трансформаторостроение – 2005: XI междунар. научн-техн. конф.: тез. докл.* – Запорожье: ОАО "ВИТ", ОАО НИЦ "ЗТЗ - Сервис", 2005. – С. 28.

155. Степанова Е.А. Магнитные свойства и состояние поверхности лент аморфных магнитомягких сплавов: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.11 / Степанова Елена Александровна; Уральск. гос. ун-т им. А.М. Горького. – Екатеринбург, 2004. – 24 с.

156. Суханов В.М. Методы совершенствования высоковольтных трансформаторов большой мощности: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Суханов Виктор Матвеевич; Одес. политехн. ин-т. – Одесса, 1973. – 52 с.

157. Суханов В.М. По поводу статьи "Эмпирическая формула удельных потерь в трансформаторной стали" / В.М. Суханов, Ю.Л. Бончковский, С.И. Майзус // *Электротехника*. – 1969. – № 4. – С. 59.

158. Тимофеев И.А. Удельные потери в ферромагнетике [Электронный ресурс] / Тимофеев И. А. // *Современные проблемы науки и образования* – 2007. – № 6. – С. 1-6. – Режим доступа к журн.: www.science-education.ru/23-753

159. Тимченко Б. С. К вопросу снижения затрат на трансформацию электроэнергии / Б.С. Тимченко // Промышленная энергетика. – 1986. – №2. – С. 28-30.

160. Тимченко Б. С. Стандартизация нагрузочной способности силовых масляных трансформаторов / Б.С. Тимченко // Электротехника. – 1983. – №4. – С. 2-5.

161. Тир Л.Л. Трансформаторы для установок индукционного нагрева повышенной частоты / Тир Л.Л. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 240 с.

162. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов: [учеб. пособ. для вузов] / Тихомиров П. М. – М. : Энергия, 1986. – 526 с.

163. Трамбицкий А. В. Расчет трансформаторов / Трамбицкий А.В. – Л.: ГОНТИ, 1938. – 382 с.

164. Трансформаторы силовые. Часть 1. Общие положения : ГОСТ 30830-2002. – [Введен в действие 2004-01-01]. – М.: Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 2002. – 28.

165. Трансформаторы силовые. Расчет потерь и тока холостого хода: РД 16 317-86. – [Введен в действие 1987-01-01].

166. Туровский Я. Техническая электродинамика / Туровский Я.; пер. с польск. Г.С. Тамоян – М.: Энергия, 1974. – 488 с.

167. Туровский Я. Электромагнитные расчеты элементов электрических машин / Туровский Я.; пер. с польск. Г.С. Тамоян – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200 с.

168. Тюрин Е. П. Трансформаторы повышенной частоты с медными и алюминиевыми обмотками / Е. П. Тюрин // Электротехника. – 1966. – №6. – С. 31-35.

169. Тюрин Е.П. Оптимальная геометрия и рабочие свойства силовых трансформаторов повышенной частоты: автореф. дис. ... канд. техн. наук: спец. 05.09.01 / Тюрин Е. П.; Одес. политехн. ин-т. – Одесса, 1966. – 19 с.

170. Уилсон М. Сверхпроводящие магниты / Уилсон М.; пер. с англ. Т.П. Сапожниковой – М.: Мир, 1983. – 405 с.

171. Учет эксплуатационных условий при проектировании силовых трансформаторов / В.Н. Гусев [и др.] // Электротехника. – 1965. – №12. – С. 21-28.

172. Ферромагнетизм / [Бозорт Р.]; под ред. Е.И. Кондорского, Б.Г. Лившица. – М.: Изд-во иностр. литературы, 1956. – 780 с.

173. Физическое моделирование электромагнитного поля мощных трансформаторов / [Кравченко А.Н., Нижник Л.П., Калайда Г.И., Сисуненко О.И.]. – К.: ИЭД, 1986. – 54 с.

174. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование / Химмельблау Д.; пер.с англ. И.М. Быховского, Б.Т.Вавиловой – М.: Мир, 1975. – 536 с.

175. Чайковский В. П. Определение потерь в стали трансформатора при различных частотах и несинусоидальности магнитного потока с учетом соотношения гистерезисных и вихревых потерь / В.П. Чайковский, Е.П. Насыпаная, А.И. Мартынюк // Электромашинобудування та електрообладнання. – 2008. – № 71. – С. 61-63.

176. Чайковский В. П. Определение потерь в ядрах пространственных магнитных систем при несинусоидальности магнитного потока / В.П. Чайковский, Е.П. Насыпаная, С.А. Игнатенко // Электромашинобудування та електрообладнання. – 2007. – № 69. – С. 46-49.

177. Чайковский В. П. Оптимальное значение плотности тока в обмотках трансформаторов 1-го и 2-го габаритов / В. П. Чайковский, В. А. Матухно, Е.П. Насыпаная // Збірник наукових праць. – Миколаїв: НУК, 2004. – № 3.– С.142-168.

178. Чайковский В. П. Оптимальные характеристики понижающих силовых трансформаторов / В. П. Чайковский, Е. П. Насыпаная, А. И. Мартынюк // Вісник Кременчуцького держ. політех. ун-ту ім. М. Остроградського. – 2008. – Ч. 1, № 6. – С. 20-22.

179. Чайковский В. П. Позинормальная оптимизационная математическая модель трехобмоточного трансформатора и ее анализ / В.П. Чайковский,

Е.П. Насыпаная, А.И. Мартынюк // *Електромашинобудування та електрообладнання*. – 2008. – № 70. – С. 82-86.

180. Чайковский В. П. Выбор начального уровня индукции в магнитных системах трансформаторов повышенной частоты / В.П. Чайковский, Е.П. Насыпаная, Ю.И. Доненко // *Електромашинобудування та електрообладнання*. – 2009. – № 74. - С. 63-65.

181. Чернов И.Л. Трансформаторы и трансформаторные подстанции во взрывозащищенном исполнении. Тенденции развития в Украине и за рубежом./ И.Л. Чернов // *Трансформаторостроение – 2005: XI междунар. научн-техн. конф.: тез. докл.* – Запорожье: ОАО "ВИТ", ОАО НИЦ "ЗТЗ - Сервис", 2005. – С. 30.

182. Черноплеков Н.А. Сверхпроводниковые технологии: современное состояние и перспективы практического применения [Электронный ресурс] / Н.А. Черноплеков // *Вестник российской академии наук*. – 2001. – Т. 71, №4, с. 303-319. – Режим доступа к журн.: <http://vivovoco.rsl.ru/VV/JOURNAL/VRAN/SUCO/SUCO.HTM>

183. Чернопленков Н.А. Сорок лет сверхпроводниковому электромашиностроению / Н.А. Черноплеков, Л.И. Чурбаева // *Электротехника 2030. Перспективные технологии электроэнергетики: IX симпозиум, 29-31 мая 2007 г.: тез. докл.* – М, 2007. – С. 1-13.

184. Шинкаренко В.Ф. Основи теорії еволюції електромеханічних систем / Шинкаренко В.Ф. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.

185. Шуйский В.П. Расчет электрических машин / Шуйский В.П. – Л.: Энергия, – 1968. – 732 с.

186. Шур Д.С. Доменная структура монокристаллов кремниевого железа в переменных электромагнитных / Д.С. Шур, Е.Б. Хан, В.А. Зайкова // *Физика металлов и металловедение*. – 1970. – Т. 29, Вып. 2. – С. 770-776.

187. Шутова Д.И. ВТСП технологии в Китае [Электронный ресурс] / Д.И. Шутова, А.Ю. Коваленко, И.Л. Иванова // *Сверхпроводники для электроэнергетики*. – 2008. – Т. 5, №6. – С. 1-3. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/super-cond/bulletein.php>.

188. Шутова Д.И. Сильноточные транспонированные ВТСП токонесущие элементы: разработки IRL и Karlsruhe [Электронный ресурс]/ Д.И. Шутова // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2008. – Т. 5, №6.– С. 6-8. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein.php>.

189. Шутова Д.И. Снижение потерь на переменном токе в ВТСП проводах 1-го и 2-го поколения [Электронный ресурс] / Д.И. Шутова// Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2008. – Т. 5, №5. – С. 6-8. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein.php>.

190. Шутова Д.И. Успехи IRL в разработке и производстве токонесущих элементов типа Roebel на основе ВТСП проводников 2-го поколения [Электронный ресурс]/ Д.И. Шутова// Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2011. – Т. 8, №1. – С. 1-4. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein.php>.

191. Щербаков В.И. Взгляд потребителя ВТСП-провода (примечание редактора) [Электронный ресурс] / В.И. Щербаков // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2011. – Т. 8, №3. – С. 6-7. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein.php>.

192. Щербаков В.И. Криогенное оборудование для сверхпроводниковых электротехнических устройств [Электронный ресурс] / В.И. Щербаков, В.В. Лобынцев // Сверхпроводники для электроэнергетики. – 2008. – Т. 5, №1. – С. 7-11. – Режим доступа к журн.: <http://perst.issph.kiae.ru/supercond/bulletein.php>.

193. Электрические машины. Расчетные элементы общего значения. Машины постоянного тока / [Рихтер Р.]; под ред. Ю.С. Чечета. – М-Л.: Изд. НКТП СССР, 1935. – Т. 1.– 600 с.

194. Электродинамическая стойкость трансформаторов и реакторов при коротких замыканиях / [состав. и науч. ред. Лурье А.И.]. – М.: «Знак», 2005. – 520 с.

195. Электромагнитный расчет трансформаторов и реакторов с обмотками из фольги / М.Ю. Виноградов [и др.] // Техническая электродинамика. – 1983. – №6. – С. 21-26.

196. Barranger J. Hysteresis and eddy-current losses of a transformer lamination viewed as an application of the pointing theorem [Электронный ресурс] / J. Barranger. – Washington: NASA Technical note. – November 1965. – Режим доступа к журн.: http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19660001049_1966001049.pdf
197. Berti R. Compararison of the ecoprofiles of superconducting and conventional 25 MVA transformers using the life cycle assessment methodology /Berti R., Barberis F., Rossi V., Martini L. // 20th International Conference on Electricity Distribution Prague, 8-11 June 2009.
198. Bi Y. F. Cooling and Cryocoolers for HTS Power Applications / Y. F. Bi // Applied superconductivity and electromagnetic – 20013. – Vol. 4 – No. 1. – pp. 97-180.
199. Chen Y. An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation / Y. Chen, P. Pillay // Industry Applications Conference, 37th IAS Annual meeting – 2002. – №2 – pp. 759-766.
200. Corhodzic S. Assessment of distribution transformers using loss capitalization formulae / S. Corhodzic, A. Kalam // Journal of Electrical and Electronics engineering, Australia, 2000. – Vol. 1. – pp. 43-48.
201. Gromoll B. Examples of cooling systems and economic considerations: part 2. Technical and economic demands on refrigerators – refrigerators in the market, new developments / B. Gromoll // Siemens AG, CT PS 3, 20 August 2004, SCENET_Salamanca_Part2.ppt.
202. Hata H. Development of a superconducting transformer for rolling stock / H. Hata, H. Kamijo, H. Fujimoto, K. Nagashima // Quarterly Report of Railway Technical Research Institute, Japan, 2006. – №41(1). – pp. 24 – 27.
203. Haberstroh Ch. Cryogenic Cooling Options for sc Applications [Электронный ресурс] / Ch. Haberstroh // Tampere sc conference. Technische Universität Dresden, 5th Novtmber 2010. – 30 p. – Режим доступа к журн.: <http://www.prizz.fi/sites/default/files/tiedostot/linkki2ID574.pdf>.

204. Kalsi Swarn Applications of high temperature superconductors to electric power equipment / Swarn S. Kalsi. – Wiley-IEEE Press, 2011. – 332 p.
205. Krasl M. Losses in Windings of Superconducting Traction Transformer, 2D and 3D Model /Krasl M., Rybar J. // Proceedings of the 6th WSEAS/IASME Int. Conf. on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines, Tenerife, Spain, December 16-18, 2006. – pp. 307-309.
206. Pefkov R. Optimum Design of a High-Power, High-Frequency Transformer / R. Pefkov // Transactions on power electronics, IEEE – 1996. – №11(1). – pp. 33-42.
207. Prasai Anish Methodologies for Design-Oriented Electromagnetic Modeling of Planar Passive Power Processors: Thesis submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of science in Electrical Engineering / A. Prasai. – Blacksburg, Virginia, 2006.– 164 p.
208. Reinert J. Calculation of losses in ferro- and ferromagnetic materials based on the modified Steinmetz equation / J. Reinert, A. Brockmeyer, R.W. De Doncker, Transactions on Industry applications, IEEE – 2001. – №37 – pp. 1055-1061.
209. Schwenterly S.W. HTS Power Transformer/ S.W. Schwenterly, S.P. Mehta, D.W. Hazelton // Oak Ridge National Laboratory, U.S. Department of Energy, Washington, 17 July 2002.
210. Stavrev S. Modelling of high-temperature superconductors for AC power applications / S. Stavrev, These No 2579 (2002), École Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL), Lausanne, 2002. – 207 p.
211. Seuter O. Kernblech-Innovationen / O. Seuter // Trafobrief – 1985. – №58. – C. 1-4.
212. Thomas L. Baldwin Design Optimization of high-temperature Superconducting Power Transformers /Thomas L. Baldwin, John I. Ykema, Cliff L. Allen, James L. Langston // Transactions on applied superconductivity, IEEE – 2003. – №13(2). – pp. 2344-2347.
213. Wang Yinshun Development and test in grid of 630 kVA three-phase high-temperature superconducting transformer / Yinshun Wang, Xiang Zhao, Junjie Han, Huidong LI, Yin Guan, Qing Bao, Xi Xu, Shaotao Dai, Naihao Song, Fengyuan Zhang,

Liangzhen Lin, Liye Xiao // *Frontiers of Electrical and Electronic Engineering in China* – 2009. – Vol. 4. – No. 1. – pp. 104-113.

214. Wojciech A. Pluta Core loss models in electrical steel sheets with different orientation [Электронный ресурс] / W. A. Pluta // *Przegląd elektrotechniczny (Electrical Review)* – 2011. – №9 – С. 37-42. – Режим доступа к журн.: <http://pe.org.pl/articles/2011/9b/8.pdf>.

215. Xiaoyuan Chen Development and Technology of HTS Transformers / Chen Xiaoyuan, Jin Center Jianxun // *Research Communication* – 2007. – Vol. 1 – No. 1. – pp. 6-7.

216. Weijers H. High-temperature superconductors in high-field magnets : PhD. thesis, University of Twente, The Netherlands, 2009 / H.Weijers [Электронный ресурс] / – Режим доступа: http://www.magnet.fsu.edu/library/theses/NHMFL_These-464.pdf.

217. Power Engineering Guide. Edition 7.1. [Электронный ресурс] // Siemens Energy Sector. – 535 p. – Режим доступа к журн.: <http://www.energy.siemens.com/hq/en/energy-topics/publications/power-engineering-guide/>.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
ЗАВИСИМОСТИ ФАКТОРА ФОРМЫ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ ВИДОВ ЭТС ПРИ
ИЗМЕНЕНИИ ЧАСТОТЫ

По ММ предложенным в разделе 1, были получены зависимости $S_f = f(B)$ для ЭТС 3407-3409 (ГОСТ 21427.1-83), 3421-3425 (ГОСТ 21427.4-78) и аморфных сталей. Некоторые из них представлены на рисунке А.1.

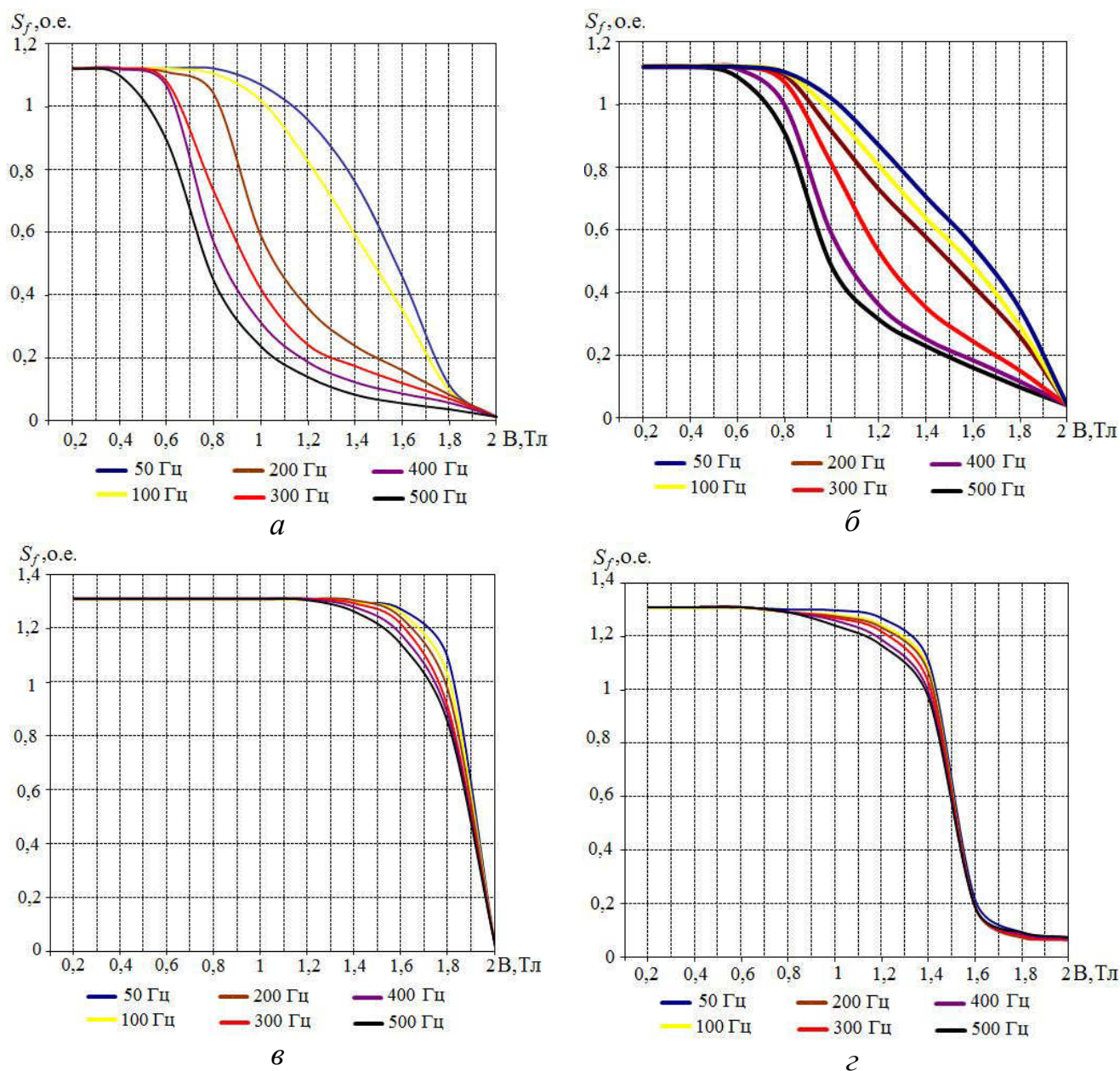


Рисунок А.1 – Зависимости $S_f = f(B)$ для некоторых марок ЭТС:
a – 3407 толщиной 0,35 мм; *б* – М120-23S толщиной 0,23 мм; *в* – 3425 толщиной 0,05 мм; *г* – 2НСР толщиной 0,025 мм

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

ЗАВИСИМОСТИ $p_{уд} = f(B)$ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ ВИДОВ ЭТС ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ЧАСТОТЫ

Для ЭТС 3407-3409 (ГОСТ 21427.1-83), 3421-3425 (ГОСТ 21427.4-78) и аморфных сталей, по предложенному в разделе 1 алгоритму, были получены зависимости $p_{уд} = f(B)$. Некоторые из них представлены на рисунке Б.1.

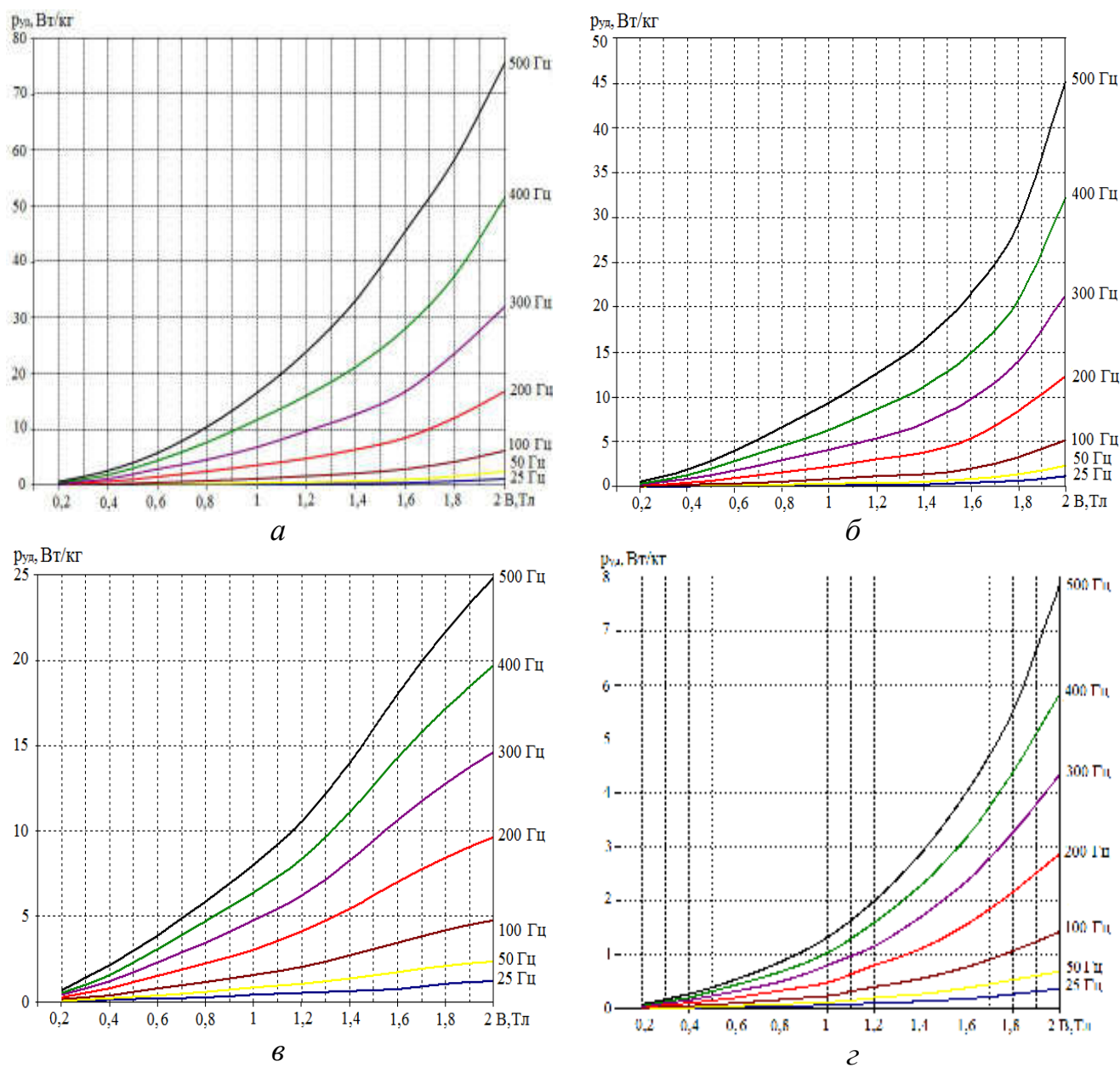


Рисунок Б.1 – Зависимости $p_{уд} = f(B)$ для некоторых марок ЭТС:

a – 3407 толщиной 0,35 мм; b – М120-23S толщиной 0,23 мм; v – 3425 толщиной 0,05 мм; z – 2НСР толщиной 0,025 мм

ПРИЛОЖЕНИЕ В

МЕТОДИКА РАСЧЕТА УДЕЛЬНЫХ ПОТЕРЬ В СТЫКАХ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТАХ

При производстве МС необходимо стремиться к совершенству конструкции МС и достижению минимальной величины этого коэффициента. В отечественном трансформаторостроении для мощных силовых трансформаторов чаще всего принята шихтованная планарная конструкция МС. Такой магнитопровод собирается из слоев, параллельных друг другу и состоящих из нескольких пластин, лежащих в одной плоскости.

Сборка шихтованного магнитопровода заключается в укладывании пластин друг на друга поочередно, слой шихтовки имеет толщину двух – трех листов. Стыки пластин могут быть выполнены под прямым углом, либо под углом 45° (косой стык). При шихтовке встык между сегментами остается зазор. Его величина зависит от качества обработки поверхностей в месте стыка и качества изолировки листов стали, как правило, она составляет примерно 0,05-0,25 мм. При шихтовке вперекрой силовые линии в месте стыка двух сегментов одного слоя переходят к сегменту соседнего слоя (рисунок В.1), тем самым зазор в месте стыка разгружается.

Зная распределение индукции по толщине стального листа в продольном и поперечном направлениях, а также в зазоре, можно определить удельные потери в стыке, вызванные продольным и поперечным потоками. При переменном магнитном потоке влиянием насыщения можно пренебречь, а удельные потери в стыке, вызванные поперечным потоком [185], можно определить следующим образом

$$\begin{aligned}
 p'_{cm} &= \frac{\omega^2 B_{qm}^2 h_o \delta}{8\rho} \left(\frac{sh \xi' - \sin \xi'}{ch \xi' - \cos \xi'} \right) = \frac{\omega^2 h_o \delta}{8\rho} \left(\frac{2a}{h_o} B_2 \right)^2 \left(\frac{sh \xi' - \sin \xi'}{ch \xi' - \cos \xi'} \right) = \\
 &= \frac{2\pi^2 f^2 a^2 B_2^2 \delta}{\rho h_o} \left(\frac{sh \xi' - \sin \xi'}{ch \xi' - \cos \xi'} \right).
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

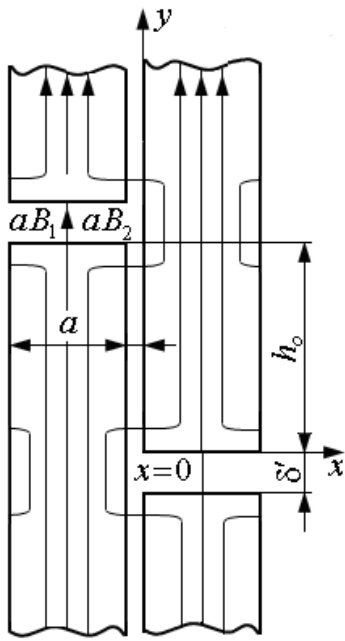


Рисунок В.1 – Стыки с перекрытием [185]

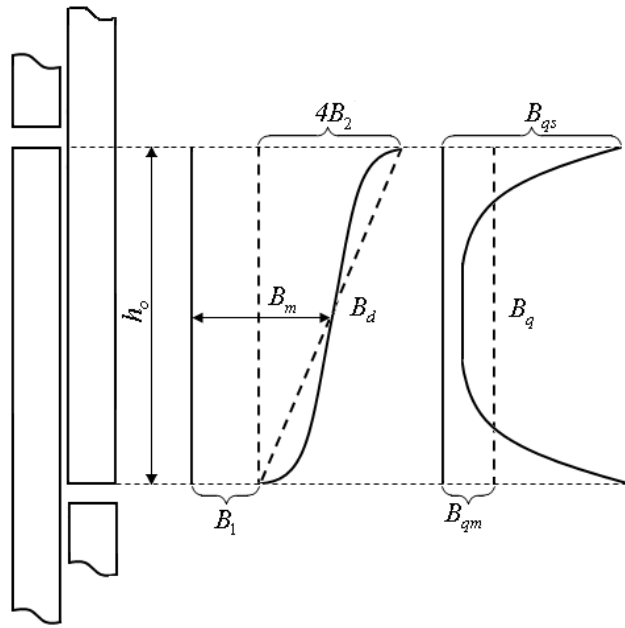


Рисунок В.2 – Характер распределения продольной и поперечной составляющих индукции магнитного поля в шихтованных МС при насыщенной (–) и ненасыщенной стали (---) [185]

Удельные потери в стыке, вызванные продольным полем [185], можно представить как

$$\begin{aligned}
 p''_{cm} &= \frac{\omega^2 B_{dm}^2 h_o \delta}{8\rho} \left(\frac{sh\xi' - \sin\xi'}{ch\xi' - \cos\xi'} \right) = \\
 &= \frac{\pi^2 f^2 h_o \delta}{2\rho} B_2^2 \left(1 - \frac{\delta}{h_o} \frac{sh\xi' - \sin\xi'}{ch\xi' - \cos\xi'} \right) \left(\frac{sh\xi' - \sin\xi'}{ch\xi' - \cos\xi'} \right).
 \end{aligned}
 \tag{B.2}$$

Суммарные удельные потери в стыке

$$p_{уд.см} = p'_{см} + p''_{см}.
 \tag{B.3}$$

Таким образом, для снижения потерь в стали трансформатора, кроме применения ЭТС с улучшенными характеристиками, необходимо совершенствовать схемы шихтовки.

Это подтверждается на примерах применения новых видов шихтовки типа “STEP-LAP” [147] и “Unicore” [90], которые обеспечивают снижение коэффициента добавочных потерь в стыках МС примерно на 50%.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

ЗАВИСИМОСТИ $q_{\text{нам}} = f(B)$ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ ВИДОВ ЭТС ПРИ
ИЗМЕНЕНИИ ЧАСТОТЫ

По предложенным в разделе 1 ММ получены зависимости $q_{\text{нам}} = f(B)$ для ЭТС 3407-3409 (ГОСТ 21427.1-83), 3421-3425 (ГОСТ 21427.4-78) и аморфных сталей. Некоторые из них представлены на рисунке Г.1.

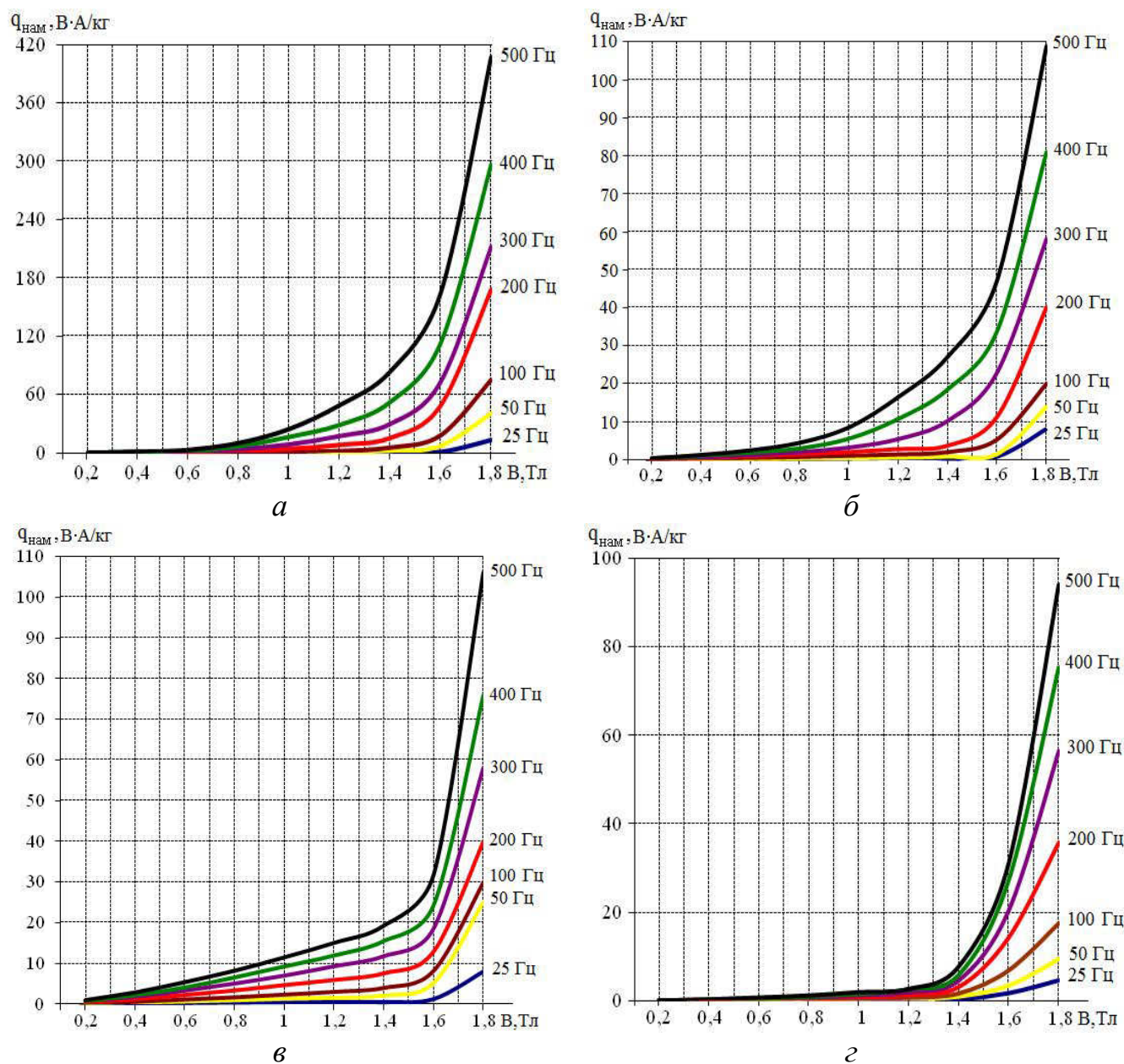


Рисунок Г.1 – Зависимости $q_{\text{нам}} = f(B)$ для некоторых марок ЭТС:

a – 3407 толщиной 0,35 мм; *б* – М120-23S толщиной 0,23 мм; *в* – 3425 толщиной 0,05 мм; *г* – 2НСР толщиной 0,025 мм

ПРИЛОЖЕНИЕ Д
ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ОБМОТОК
ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОБМОТОК ИЗ РАЗЛИЧНЫХ
МАТЕРИАЛОВ

Эквивалентная обмотка создает ту же критическую сумму намагничивающих сил, ту же массу, потери и среднюю удельную тепловую нагрузку, что и сумма реальных обмоток. Суммарная типовая мощность реальных обмоток принимается равной мощности эквивалентной обмотки.

Из этих условий следует, что

$$s_3 w_3 j_3 = I_3 w_3 = I_1 w_1 l_{c1} = s_1 w_1 j_1 l_{c1} = s_1 w_1 j_3 l_{c1}, \text{ т.е.} \\ j_3 = j_1 \frac{l_{c1}}{l_{n1}}, \quad (\text{Д.1})$$

где $s_3, s_1, w_3, w_1, j_3, j_1$ – площадь поперечного сечения, число витков и плотности токов эквивалентной и 1-ой обмоток соответственно;

I_3, I_1 – номинальные токи эквивалентной и 1-ой обмоток;

$l_{c1} = \sum_{i=1}^n \frac{I_i w_i}{I_1 w_1} = \sum_{i=1}^n C_{i1}$ – обобщенный коэффициент суммы относительных мощностей реальных обмоток;

$l_{n1} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}}$ – обобщенный параметрический коэффициент, учитывающий

сумму относительных мощностей обмоток и их плотности токов;

n – число реальных обмоток.

Аналогично можно выразить зависимость j_3 от коэффициентов приведения параметров обмоток, если приведение выполнить не к первой, а к параметрам любой (j -ой) обмотки. В этом случае

$$j_3 = j_j \frac{l_{cj}}{l_{nj}}, \quad (\text{Д.2})$$

где j_j – плотность тока j -ой обмотки (обмотки приведения);

$$l_{cj} = \sum_{i=1}^n C_{ij}, \quad l_{nj} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{ij}}{k_{ij}}.$$

Из условия равенства удельных тепловых нагрузок отдельных реальных обмоток (и их центров) и средней тепловой нагрузки эквивалентной обмотки следует:

$$q_{o1} = q_{o2} = \dots = q_{oi} \dots = q_{on} = q_{oэ} = \frac{P_{кэ}}{S_э^{охл}}. \quad (Д.3)$$

где $P_{кэ}$ – полные потери в эквивалентной обмотке;

$S_э^{охл}$ – площадь эффективной поверхности охлаждения эквивалентной обмотки.

Для любой обмотки основные потери равны:

$$P_{ки} = \frac{\rho_i}{\gamma_i} j_i^2 G_{ки} = \frac{\rho_i}{\gamma_i} j_i^2 n_{cm} \gamma_i S_i w_i L_{vi}. \quad (Д.4)$$

где ρ_i , γ_i – удельное электрическое сопротивление и плотность проводникового материала i -ой обмотки;

$G_{обм i}$ – масса провода i -ой обмотки;

n_{cm} – число стержней магнитной системы трансформатора;

L_{vi} – средняя длина витка i -ой обмотки.

Площадь эффективной поверхности охлаждения i -ой цилиндрической слоевой обмотки

$$S_i^{охл} = 2n_{ки} K_{oi} H_{oi} L_{vi}, \quad (Д.5)$$

где $n_{ки}$ – количество центров i -ой обмотки с двумя вертикальными поверхностями охлаждения;

K_{oi} – коэффициент, учитывающий закрытие части поверхности охлаждения i -ой обмотки;

H_{oi} – высота i -ой обмотки.

При обобщенном анализе можно принять, что

$$H_{o1} = H_{o2} = \dots = H_{on} = H_{oэ} = H_o, \quad (Д.6)$$

$$K_{o1} = K_{o2} = \dots = K_{on} = K_{oэ}, \quad (Д.7)$$

$$n_{к1} = n_{к2} = \dots = n_{ки} = n_{кэ}, \quad (Д.8)$$

где $n_{\kappa\vartheta} = n \cdot n_{\kappa i}$ – суммарное число вертикальных поверхностей охлаждения концентров реальных обмоток трансформатор.

При выполнении обмоток из различного проводникового материала

$$\rho_1 \neq \rho_2 \neq \dots \neq \rho_n \neq \rho_\vartheta, \quad (\text{Д.9})$$

где ρ_ϑ – условное удельное электрическое сопротивление материала провода эквивалентной обмотки.

Из (Д.9) следует, что для любой пары обмоток

$$\begin{aligned} q_{o1} = q_{oi} &= \frac{\rho_1 j_1^2 L_{\epsilon 1} s_1 w_1}{2n_{\kappa 1} K_{o1} H_{o1} L_{\epsilon 1}} = \frac{\rho_i j_i^2 L_{\epsilon i} s_i w_i}{2n_{\kappa i} K_{oi} H_{oi} L_{\epsilon i}}; \\ \frac{j_i^2}{j_1^2} &= \frac{\rho_1 s_1 w_1}{\rho_i s_i w_i}, \quad \frac{s_i w_i}{s_1 w_1} = \frac{I_i w_i j_1}{I_1 w_1 j_i} = \frac{j_i}{j_1} C_{i1}; \quad \frac{j_i}{j_1} = \frac{1}{C_{i1}} \frac{\rho_1}{\rho_i}, \\ \frac{s_1 w_1}{s_\vartheta w_\vartheta} &= \frac{1}{l_{n1}} \quad \text{или} \quad \frac{s_1 w_1}{s_\vartheta w_\vartheta} = \frac{j_\vartheta}{j_1} \frac{1}{l_{c1}}. \end{aligned} \quad (\text{Д.10})$$

Таким образом, при выполнении обмоток из различного материала и условия (Д.3) следует, что отношение плотностей токов, например, i -ой и 1-ой обмоток необходимо выбрать по соотношению (Д.10), то есть

$$k_{i1} = \frac{j_i}{j_1} = \frac{1}{C_{i1}} \frac{\rho_1}{\rho_i}. \quad (\text{Д.11})$$

Тогда коэффициенты l_{n1} и l_{nj} выразятся так

$$l_{n1} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} = \sum_{i=1}^n \frac{\rho_i}{\rho_1} C_{i1}^2, \quad (\text{Д.12})$$

$$l_{nj} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{ij}}{k_{ij}} = \sum_{i=1}^n \frac{\rho_i}{\rho_j} C_{ij}^2. \quad (\text{Д.13})$$

Из (Д.3) и (Д.10) для первой и эквивалентной обмоток также следует:

$$\begin{aligned} \frac{\rho_\vartheta j_\vartheta^2 s_\vartheta w_\vartheta}{n_{\kappa\vartheta} K_{o\vartheta}} &= \frac{\rho_1 j_1^2 s_1 w_1}{n_{\kappa 1} K_{o1}} \quad \text{или} \quad \frac{j_\vartheta^2}{j_1^2} = \frac{\rho_1 s_1 w_1 n_{\kappa\vartheta}}{\rho_\vartheta s_\vartheta w_\vartheta n_{\kappa 1}} = \frac{\rho_1}{\rho_\vartheta} n \frac{1}{l_{n1}} \quad \text{либо} \\ \frac{j_\vartheta^2}{j_1^2} &= \frac{\rho_1}{\rho_\vartheta} n \frac{j_\vartheta}{j_1} \frac{1}{l_{c1}}, \quad \frac{j_\vartheta}{j_1} = \frac{\rho_1}{\rho_\vartheta} n \frac{1}{l_{c1}}. \end{aligned} \quad (\text{Д.14})$$

Из (Д.13) и (Д.14) и (Д.4) следует, что

$$\rho_\vartheta = \rho_1 \frac{j_1}{j_\vartheta} n \frac{1}{l_{c1}} \quad \text{или} \quad \rho_\vartheta = \rho_1 n \frac{l_{n1}}{l_{c1}^2}, \quad (\text{Д.15})$$

$$\text{а} \quad \gamma_\vartheta = \frac{\rho_\vartheta}{P_{\kappa\vartheta}} j_\vartheta^2 \sum_{i=1}^n G_{обм i}. \quad (\text{Д.16})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ Е
ФОРМУЛЫ ПЕРЕХОДА ОТ ОБОБЩЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ К
ПАРАМЕТРАМ РЕАЛЬНЫХ ОБМОТОК НА ПРИМЕРЕ 2-Х
ОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

1. ОСНОВНЫЕ ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

- 1.1. Полная номинальная мощность трансформатора – S_n .
- 1.2. Число фаз – m .
- 1.3. Номинальные линейные высшие и низшие напряжения обмоток трансформаторов – $U_{л1}, U_{л2}$.
- 1.4. Схема и группы соединений обмоток.
- 1.5. Частота – f .
- 1.6. Материал обмоточного провода – Cu, Al, ВТСП.
- 1.7. Марка электротехнической стали.
- 1.8. Толщина электротехнической стали.
- 1.9. Магнитная индукция в стержне – $B_{ст}$.
- 1.10. Напряжение короткого замыкания – $U_{кз}$.
- 1.11. Тип магнитной системы.
- 1.12. Форма поперечного сечения стержня МС.
- 1.13. Число обмоток – $n = 2$.
- 1.14. Критерий оптимальности.

2. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДАННЫЕ

- 2.1. Плотность электротехнической стали – $\gamma_{ст} = 7,65$ кг/дм³.
- 2.2. Эквивалентная плотность проводникового материала обмоток ($\gamma_{Cu} = 8,9$ кг/дм³, $\gamma_{Al} = 2,7$ кг/дм³).
- 2.3. Эквивалентное удельное сопротивление материала обмоток ($\rho_{Cu} = 21,63$ мОм/м, $\rho_{Al} = 34,4$ мОм/м).

2.4. Начальные значения эквивалентной плотности тока обмоток ($j_{\text{э}Cu} = 3 \text{ А/мм}^2$, $j_{\text{э}Al} = 1,5 \text{ А/мм}^2$).

2.5. Коэффициент относительных мощностей

$$C_{ji} = \frac{S_j}{S_i} = \frac{I_j w_j}{I_i w_i} \quad (C_{11} = 1, C_{21} = 1,05). \quad (\text{E.1})$$

2.6. Обобщенный коэффициент суммы относительных мощностей реальных обмоток

$$l_{c1} = \sum_{i=1}^n C_{i1} = 2,05. \quad (\text{E.2})$$

2.7. Обобщенный параметрический коэффициент, учитывающий сумму относительных мощностей обмоток и их плотности токов

$$l_{n1} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1}} = 2,3. \quad (\text{E.3})$$

2.8. Отношение плотностей токов обмоток

$$k_{i1} = \frac{j_i}{j_1} \quad (k_{11} = 1, k_{21} = 0,8). \quad (\text{E.4})$$

2.9. Плотности токов реальных обмоток

$$j_1 = j_{\text{э}} \frac{l_{c1}}{l_{n1}} \quad \text{и} \quad j_2 = k_{21} j_1. \quad (\text{E.5})$$

2.10. Коэффициент заполнения витков обмоток проводниковым материалом φ_{κ} .

2.11. Обобщенный параметрический коэффициент, учитывающий сумму относительных мощностей обмоток, их плотности токов и заполнение поперечного сечения обмоток в "окне" трансформатора проводниковым материалом

$$l_{\varphi 1} = \sum_{i=1}^n \frac{C_{i1}}{k_{i1} \varphi_{\kappa i}} = \frac{l_{n1}}{\varphi_{\kappa}}. \quad (\text{E.6})$$

2.12. Площадь сечения витков обмоток

$$s_1 = \frac{I_{\phi 1}}{j_1}, \quad s_2 = \frac{I_{\phi 2}}{j_2}. \quad (\text{E.7})$$

2.13. Коэффициент пропорциональности между диаметром стержня и средним диаметром канала рассеяния ϵ_{1n} (медь – 1,37, алюминий – 1,51).

2.14. Коэффициент пропорциональности между диаметром стержня и средним диаметром обмоток ϵ_m (медь – 1,4, алюминий – 1,55).

2.15. Суммарный радиальный размер обмоток на фазу

$$F_o = \frac{1}{3b_n k_\phi} \left[\sqrt[3]{\frac{27}{2} Ab_n^2 - a_{1n}^3 + \frac{9}{2\sqrt{3}} b_n \sqrt{27A^2 b_n^2 - 4a_{1n}^3 A}} + \sqrt[3]{\frac{27}{2} Ab_n^2 - a_{1n}^3 - \frac{9}{2\sqrt{3}} b_n \sqrt{27A^2 b_n^2 - 4a_{1n}^3 A} - a_{1n}} \right]. \quad (\text{E.8})$$

2.16. Радиальный размер обмотки на фазу в “окне”

$$\Delta_1 = \frac{F_o}{l_{\phi 1}} \frac{C_{11}}{\Phi_{\kappa_i} k_{11}} \quad \text{и} \quad \Delta_2 = \frac{F_o}{l_{\phi 2}} \frac{C_{21}}{\Phi_{\kappa} k_{21}}. \quad (\text{E.9})$$

2.17. Высота обмоток в “окне” МС

$$H_o = \frac{7,98 I_{\phi_i} w_i^2 \epsilon_{1n} \psi t_m (1 + \alpha) (a_{1n} + F_o b_n) k_R f}{U_{\phi_i} U_{s1n}}. \quad (\text{E.10})$$

В соответствии с размерами обмоток, выполняется выбор размеров обмоточного провода на основе частных критериев оптимизации конструктивных параметров обмоток (максимального коэффициента заполнения $\Phi_{\kappa_{i\max}}$, минимального расхода обмоточного провода $G_{\kappa_{i\min}}$, минимального недохода витка в слое) [127].

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ МАСС МАГНИТНЫХ СИСТЕМ
ТРАНСФОРМАТОРОВ

1. Планарные витые магнитные системы

1.1. Витая стыковая 3-х фазная МС (рисунок Ж.1)

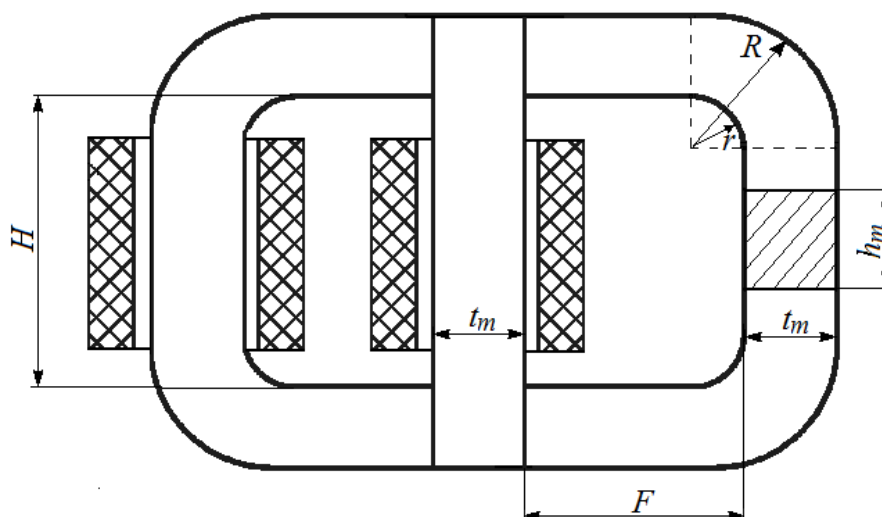


Рисунок Ж.1 – Витая стыковая 3-х фазная МС

Масса стержней МС

$$\begin{aligned} G_{cm} &= 2\gamma_c \varphi_o t_m h_m (H - 2r) + \gamma_c \varphi_o t_m h_m H = \\ &= \gamma_c \varphi_o t_m h_m (3H - 4r) = \gamma_c \varphi_o S_{cm} (3H - 4r), \end{aligned} \quad (\text{Ж.1})$$

где γ_c – плотность ЭТС;

φ_o – коэффициент заполнения активной сталью площади поперечного сечения стержня;

t_m – ширина поперечного сечения стержня;

h_m – высота (толщина) поперечного сечения стержня;

S_{cm} – площадь поперечного сечения стержня МС;

H – высота окна МС;

r – внутренний радиус скруглений.

Масса материала углов

$$G_y = n_y \gamma_c \varphi_o h_m \frac{90\pi}{360} (R^2 - r^2), \quad (\text{Ж.2})$$

где $n_y = 4$ – число углов МС;

R – внешний радиус скруглений.

Масса ярм МС

$$G_y = n_y \gamma_c \varphi_o t_m h_m (2F - 2r + t_m) = n_y \gamma_c \varphi_o S_{cm} (2F - 2r + t_m), \quad (\text{Ж.3})$$

где $n_y = 2$ – число ярм МС;

F – ширина окна МС.

Полная масса магнитной системы

$$\begin{aligned} G_{mc} &= G_{cm} + G_y + G_{\text{я}} = \\ &= \gamma_c \varphi_o t_m h_m (3H - 4r) + n_y \gamma_c \varphi_o h_m \frac{90\pi}{360} (R^2 - r^2) + n_y \gamma_c \varphi_o t_m h_m (2F - 2r + t_m) = \\ &= \gamma_c \varphi_o t_m h_m (3H - 4r + 2n_y F - 2n_y r + n_y t_m) + n_y \gamma_c \varphi_o h_m \frac{90\pi}{360} (R^2 - r^2) = \\ &= \gamma_c \varphi_o S_{cm} (3H - 4r + 2n_y F - 2n_y r + n_y t_m) + n_y \gamma_c \varphi_o h_m \frac{90\pi}{360} (R^2 - r^2). \end{aligned} \quad (\text{Ж.4})$$

1.2. Витая кольцевая МС (рисунок Ж.2)

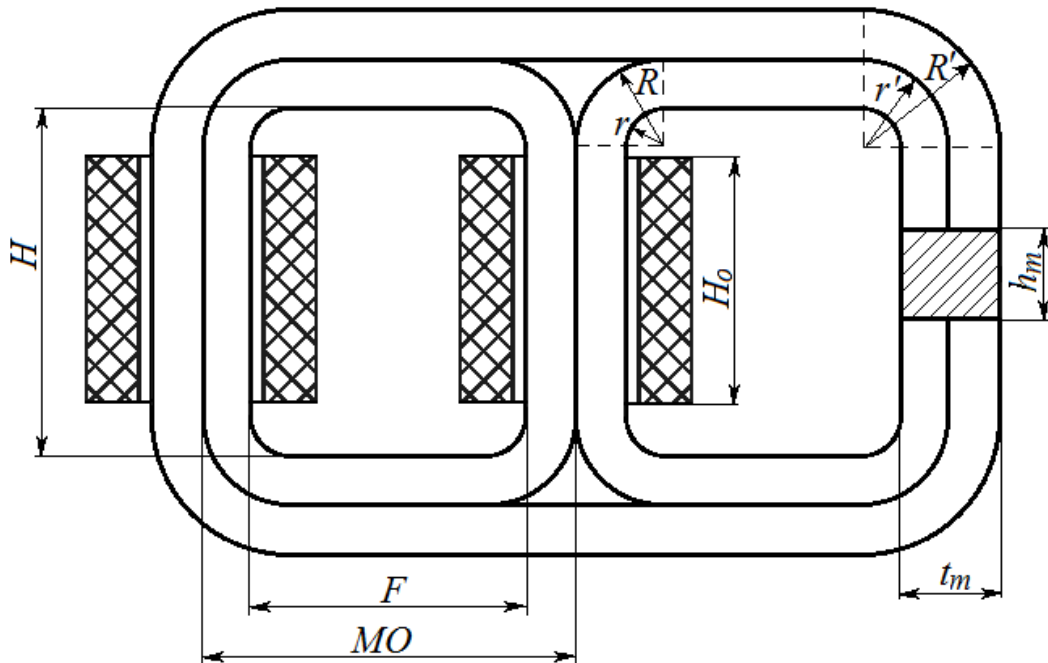


Рисунок Ж.2 – Трехфазная витая кольцевая МС

Масса стержней МС

$$G_{cm} = n_{cm} \gamma_c \varphi_o t_m h_m (H - 2r) = n_{cm} \gamma_c \varphi_o S_{cm} (H - 2r), \quad (\text{Ж.5})$$

где n_{cm} – число стержней МС.

Масса внутренних углов МС

$$G_{y1} = \gamma_c \varphi_o t_m h_m \pi (R + r), \quad (\text{Ж.6})$$

где R – внешний радиус скруглений внутренних углов;

r – внутренний радиус скруглений внутренних углов.

Масса внешних углов МС

$$G_{y2} = \frac{1}{2} \gamma_c \varphi_o t_m h_m \pi (R' + r'), \quad (\text{Ж.7})$$

где R' – внешний радиус скруглений внешних углов;

r' – внутренний радиус скруглений внешних углов.

Полная масса углов МС

$$\begin{aligned} G_y &= G_{y1} + G_{y2} = \gamma_c \varphi_o t_m h_m \pi (R + r) + \frac{1}{2} \gamma_c \varphi_o t_m h_m \pi (R' + r') = \\ &= \gamma_c \varphi_o S_{cm} \pi (R + r) + \frac{1}{2} \gamma_c \varphi_o S_{cm} \pi (R' + r'). \end{aligned} \quad (\text{Ж.8})$$

Масса внутренних ярем МС

$$G_{я1} = 2 \gamma_c \varphi_o t_m h_m (F - 2r). \quad (\text{Ж.9})$$

Масса внешних ярем МС

$$G_{я2} = \gamma_c \varphi_o t_m h_m (2F - 2r + t_m). \quad (\text{Ж.10})$$

Полная масса ярем МС

$$\begin{aligned} G_{я} &= G_{я1} + G_{я2} = 2 \gamma_c \varphi_o t_m h_m (F - 2r) + \gamma_c \varphi_o t_m h_m (2F - 2r + t_m) = \\ &= \gamma_c \varphi_o S_{cm} (2F - 4r) + \gamma_c \varphi_o S_{cm} (2F - 2r + t_m) = \gamma_c \varphi_o S_{cm} (4F - 6r + t_m). \end{aligned} \quad (\text{Ж.11})$$

Полная масса витой кольцевой 3-х фазной МС

$$\begin{aligned} G_{mc} &= G_{cm} + G_y + G_{я} = n_{cm} \gamma_c \varphi_o S_{cm} (H - 2r) + \gamma_c \varphi_o S_{cm} \pi (R + r) + \\ &+ \frac{1}{2} \gamma_c \varphi_o S_{cm} \pi (R' + r') + \gamma_c \varphi_o S_{cm} (4F - 6r + t_m) = \\ &= \gamma_c \varphi_o S_{cm} (n_{cm} H - 2n_{cm} r + 4F - 6r + t_m) + \gamma_c \varphi_o S_{cm} \pi \left(R + r + \frac{R' + r'}{2} \right). \end{aligned} \quad (\text{Ж.12})$$

2. Пространственные магнитные системы

2.1. Пространственная комбинированная магнитная система (рисунок Ж.3)

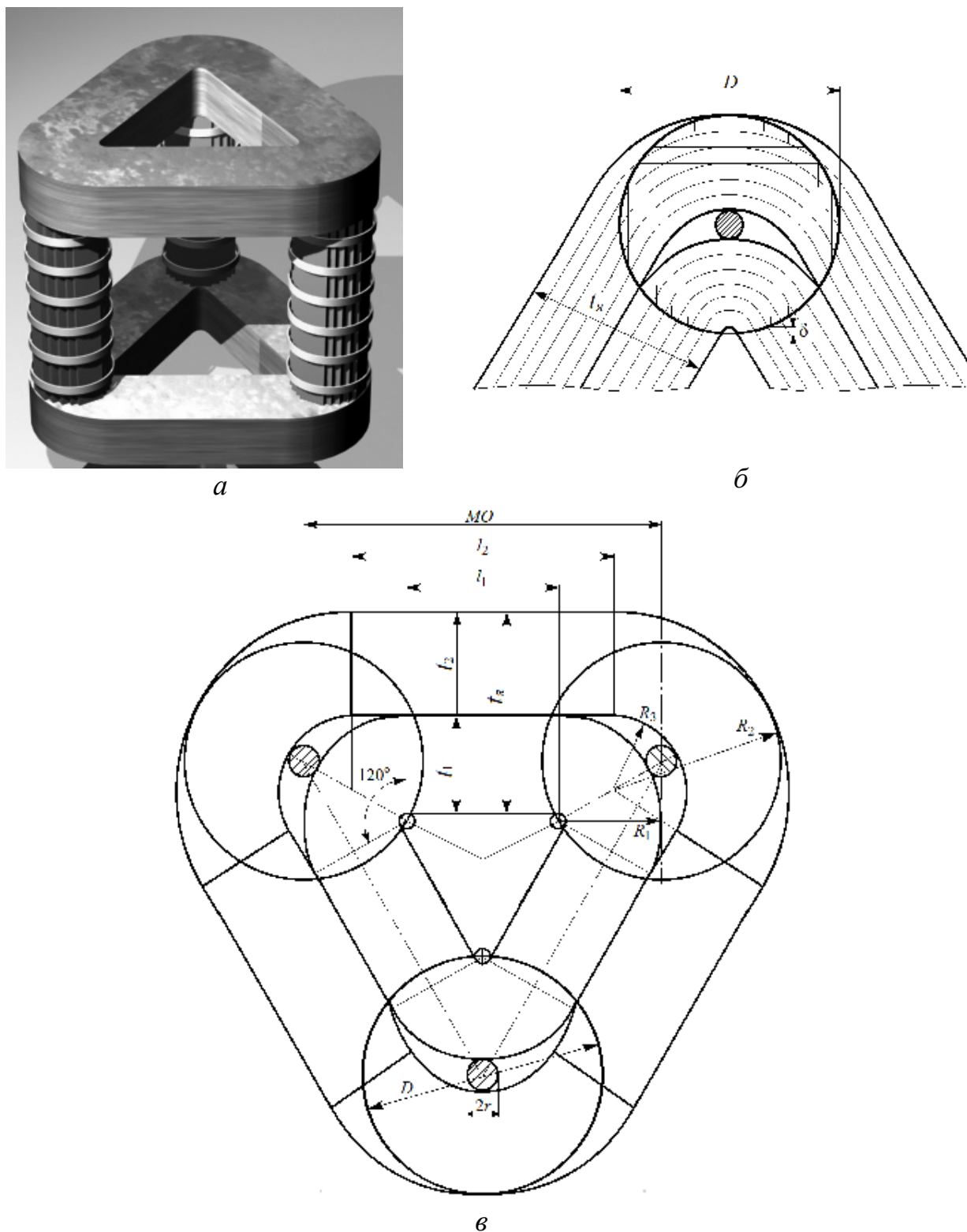


Рисунок Ж.3 – Пространственная комбинированная стыковая магнитная система со стержнями, собранными из плоских пластин и навитыми ярмами прямоугольного сечения [162]

Масса стержней МС

$$G_{cm} = n_{cm} \gamma_c \Phi_o S_{cm} H. \quad (\text{Ж.14})$$

Масса ярм МС

$$G_y = 2 \gamma_c \Phi_o h_y S'_y, \quad (\text{Ж.15})$$

где h_y – высота навитого ярма прямоугольного сечения, равная

$$h_y = \frac{S_y}{t_y} = \frac{S_{cm}}{\sqrt{3} t_y}, \quad (\text{Ж.16})$$

где S_y – сечение ярма МС, равное $S_y = \frac{S_{cm}}{\sqrt{3}}$, т.к. магнитный поток в навитом ярме

МС рассчитывается как $\Phi_y = \frac{\Phi_{cm}}{\sqrt{3}}$;

t_y – ширина навитого ярма, равная

$$t_y = D - 2 \cdot r - \delta, \quad (\text{Ж.17})$$

где D – диаметр стержня;

δ – высота сегмента;

r – центральное осевое отверстие в стержне, размер которого может быть найден в зависимости от диаметра стержня.

S'_y – площадь ярма, равная

$$S'_y = 3 \cdot t_1 \cdot l_1 + 3 \cdot t_2 \cdot l_2 + \pi \cdot R_1^2 + \pi \cdot R_2^2 - \pi \cdot R_3^2, \quad (\text{Ж.18})$$

где $t_1 = \frac{D}{2} - r - \delta$; $t_2 = \frac{D}{2} - r$; $l_1 = MO - D \cos 30^\circ$; $l_2 = MO - (D - 8r) \cos 30^\circ$;

$$R_1 = \frac{D}{2} - r; \quad R_2 = D - 4r; \quad R_3 = \frac{D}{2} - 3r;$$

Масса углов МС

$$G_y = n_y (S_{cm} + 4 \cdot r^2 - 10 \pi r^2) h_y \Phi_o \gamma_c. \quad (\text{Ж.19})$$

Полная масса магнитной системы

$$\begin{aligned} G_{mc} &= G_{cm} + G_y + n_y \cdot G_y = \\ &= n_{cm} \gamma_c \Phi_o S_{cm} H + 2 \gamma_c \Phi_o S'_y h_y + n_y (S_{cm} + 4 \cdot r^2 - 10 \pi r^2) h_y \Phi_o \gamma_c. \end{aligned} \quad (\text{Ж.20})$$

2.2. Пространственная навитая магнитная система (рисунок Ж.4)

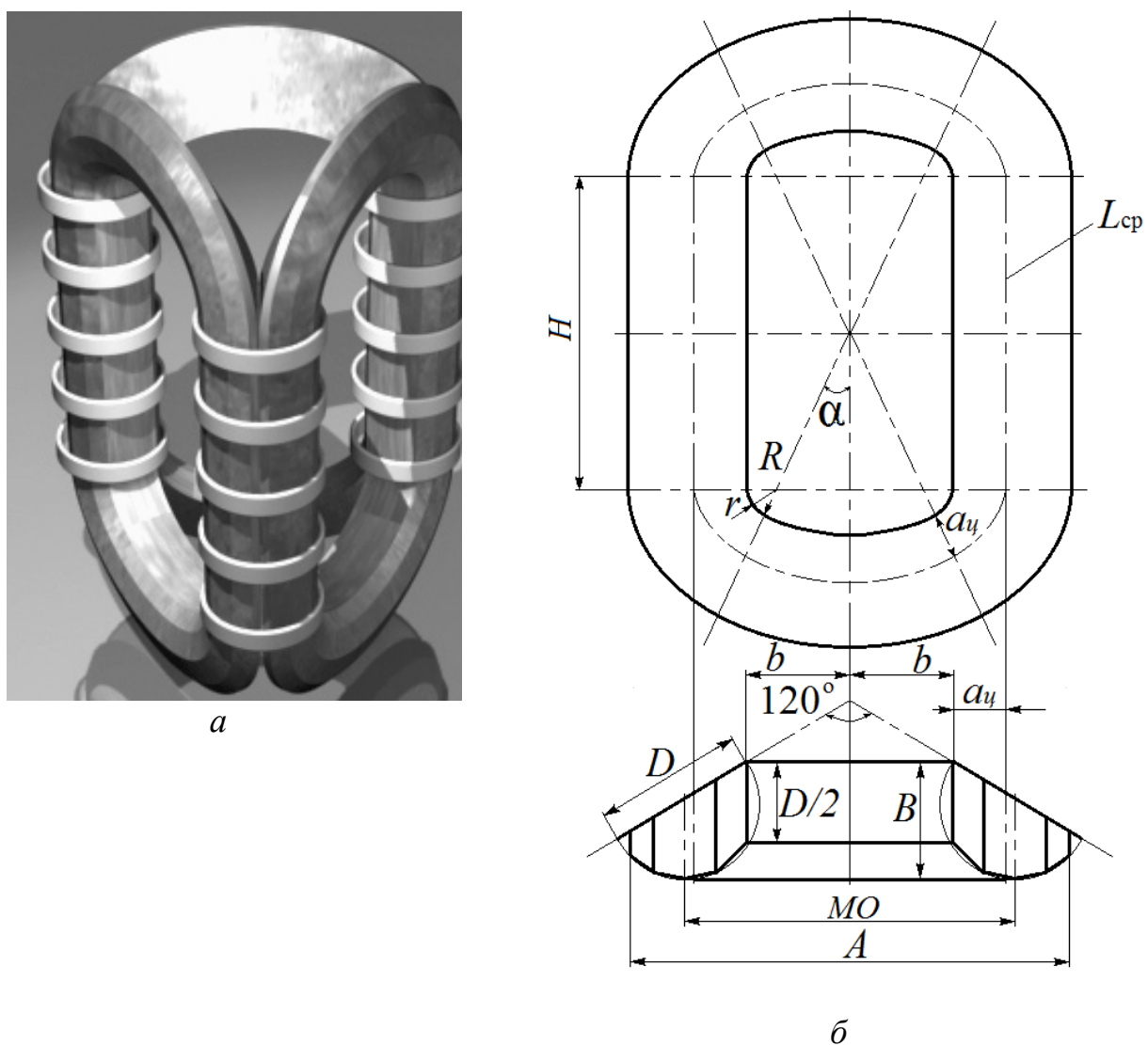


Рисунок Ж.4 – Пространственная трехфазная магнитная система, состоящая из трех навитых колец [162]

Активное сечение ярм у навитой неразрезной МС, состоящей из трех навитых колец, повторяет сечение стержней, т.е. $S_{cm} = S_y$.

Размеры кольца магнитной системы

$$A = MO + 0,71D; \quad B = 0,75D; \quad b = MO - 0,866D. \quad (\text{Ж.21})$$

Координата центра тяжести сечения стержня

$$a_y = 0,342D. \quad (\text{Ж.22})$$

Радиус закругления при переходе от стержня к ярму $r = 0,02 \dots 0,025 \text{ м}$.

Тогда

$$R = \sqrt{(b-r)^2 + \frac{H^2}{4}}, \quad (\text{Ж.23})$$

где $H = H_o + l_o + 2l_{\text{техн}}$, $l_{\text{техн}} = 0,03$ м.

Длина средней линии кольца по положению центра тяжести поперечного сечения

$$L_{cp} = 2 \left[H + \pi(r + a_y) \frac{90^\circ - \alpha}{90^\circ} + \pi(R + r + a_y) \frac{\alpha}{90^\circ} \right], \quad (\text{Ж.24})$$

где $\alpha = \arcsin\left(\frac{b-r}{R}\right)$.

Полная масса навитой МС

$$G_{mc} = \frac{3}{2} L_{cp} S_{cm} \rho_o \gamma_c. \quad (\text{Ж.25})$$

2.3. Пространственная асимметричная МС (рисунок Ж.5)

Масса стержней МС

$$G_{cm} = n_{cm} \gamma_c \rho_o \alpha t_m^2 H, \quad (\text{Ж.26})$$

где $\alpha = \frac{h_m}{t_m}$ – отношение ширины поперечного сечения стержня t_m к его высоте

(толщине) h_m .

Масса углов МС

$$G_y = \frac{1}{4} n_y \pi \gamma_c \rho_o \alpha t_m^3, \quad (\text{Ж.27})$$

где $n_y = 6$ – число углов МС.

Масса ярем

$$G_{ja} = n_{ja} \gamma_c \rho_o L_{ja} \alpha t_m^2, \quad (\text{Ж.28})$$

где $n_{ja} = 6$ – число ярем МС;

L_{ja} – длина ярем МС, равная

$$L_{ja} = AC + CD - AB, \quad (\text{Ж.29})$$

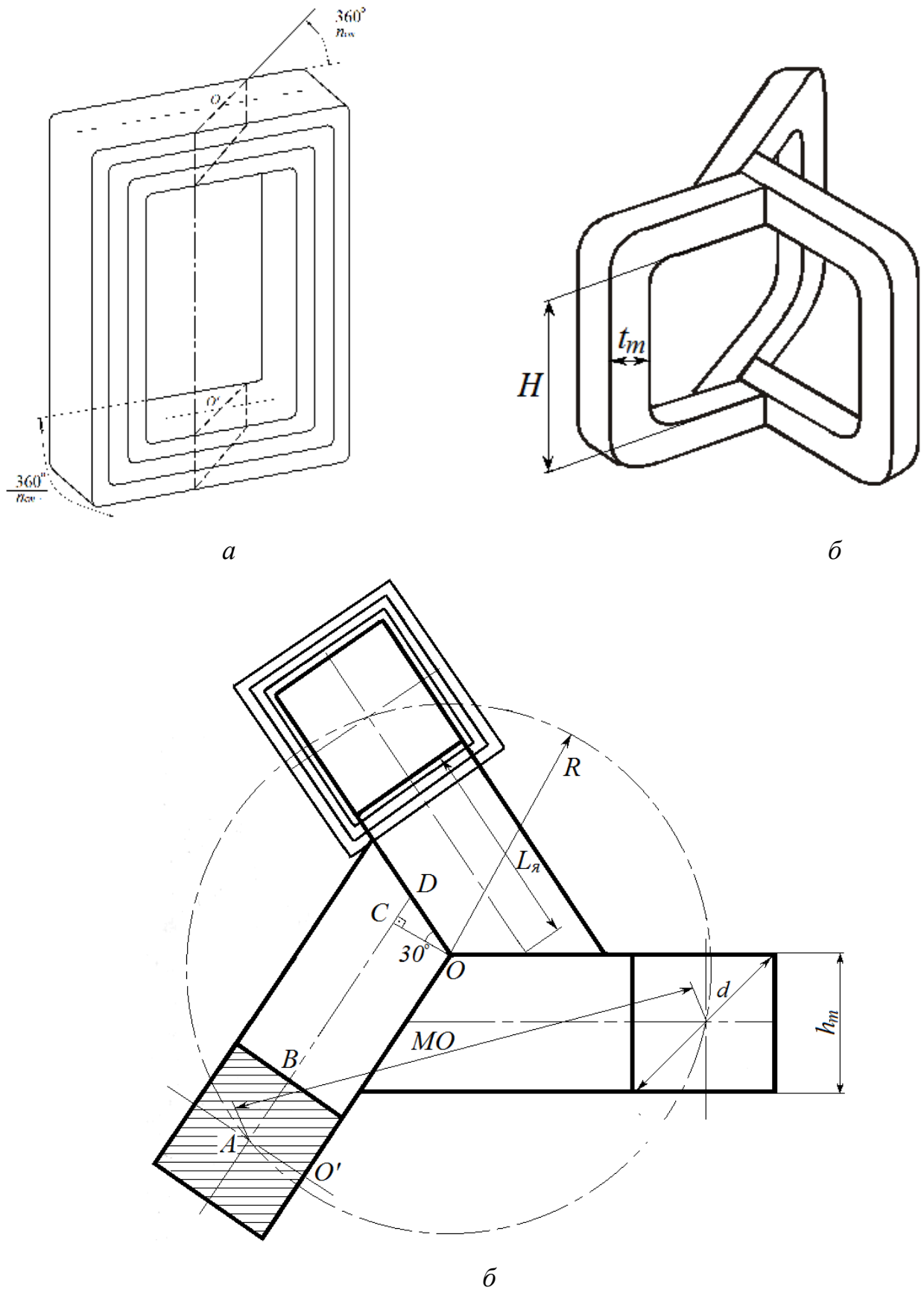


Рисунок Ж.5 – Пространственная асимметричная модель МС трансформатора: а – O-образная заготовка, б – общий вид, в – к расчету размеров МС [40]

где B и C – точки, принадлежащие отрезку AD соединяющему ось стержня и поверхность стыка, а

$$AC = \sqrt{R^2 - CO^2} = \sqrt{\left(\frac{MO}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{h_m}{2}\right)^2},$$

$$CD = CO \cdot \operatorname{tg} 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{6} h_m,$$

$$AB = \frac{t_m}{2},$$

MO – межосевое расстояние, равное

$$MO = d + k_\phi F_o + l_q = t_m \sqrt{1 + \alpha^2} + k_\phi F_o + l_q, \quad (\text{Ж.30})$$

где $d = \sqrt{t_m^2 + h_m^2}$ – диагональ поперечного сечения стержня МС ;

k_ϕ – количество фаз обмоток в “окне” МС трансформатора;

F_o – суммарная ширина обмоток одной фазы;

l_q – суммарный радиальный размер изоляции в “окне”.

Тогда

$$L_\gamma = \sqrt{\frac{MO^2}{3} - \frac{h_m^2}{4}} + \frac{h_m}{2\sqrt{3}} - \frac{t_m}{2}. \quad (\text{Ж.31})$$

Полная масса магнитной системы

$$G_{мс} = G_{см} + G_y + G_\gamma = 3\gamma_c \phi_o \alpha t_m^2 H + \frac{3}{2} \pi \gamma_c \phi_o \alpha t_m^3 + 6\gamma_c \phi_o L_\gamma \alpha t_m^2. \quad (\text{Ж.32})$$

2.4. Пространственная симметричная МС (рисунок Ж.6)

Масса стержней МС

$$G_{см} = 2n_{см} \gamma_c \phi_o \alpha t_m^2 H. \quad (\text{Ж.33})$$

Масса углов МС

$$G_y = \frac{1}{2} n_y \pi \gamma_c \phi_o \alpha t_m^3. \quad (\text{Ж.34})$$

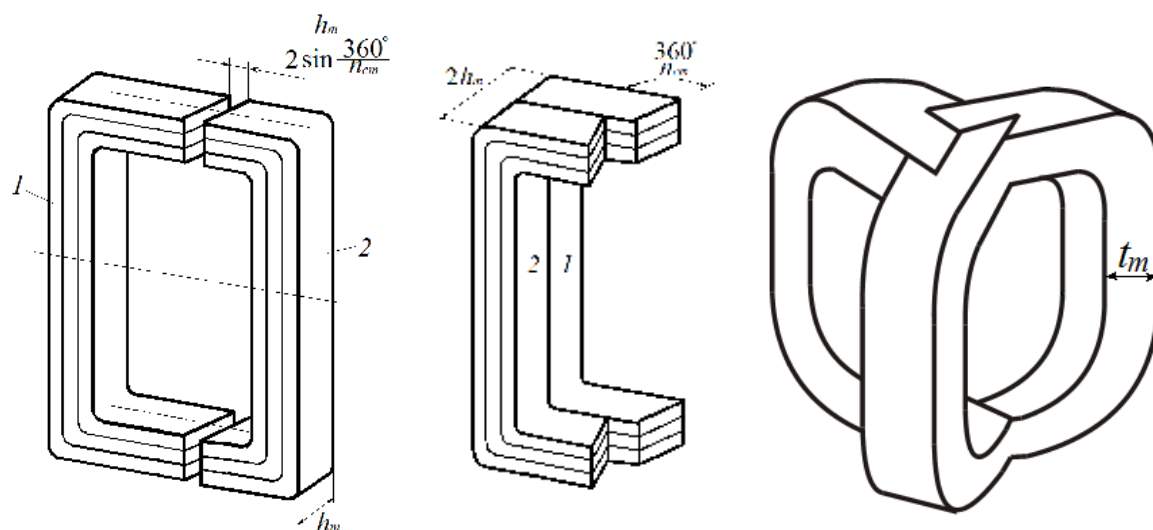


Рисунок Ж.6 – Пространственная симметричная модель МС трансформатора:

a – О-образная заготовка, *б* – стержень с зигзагообразным стыком,

в – общий вид МС [40]

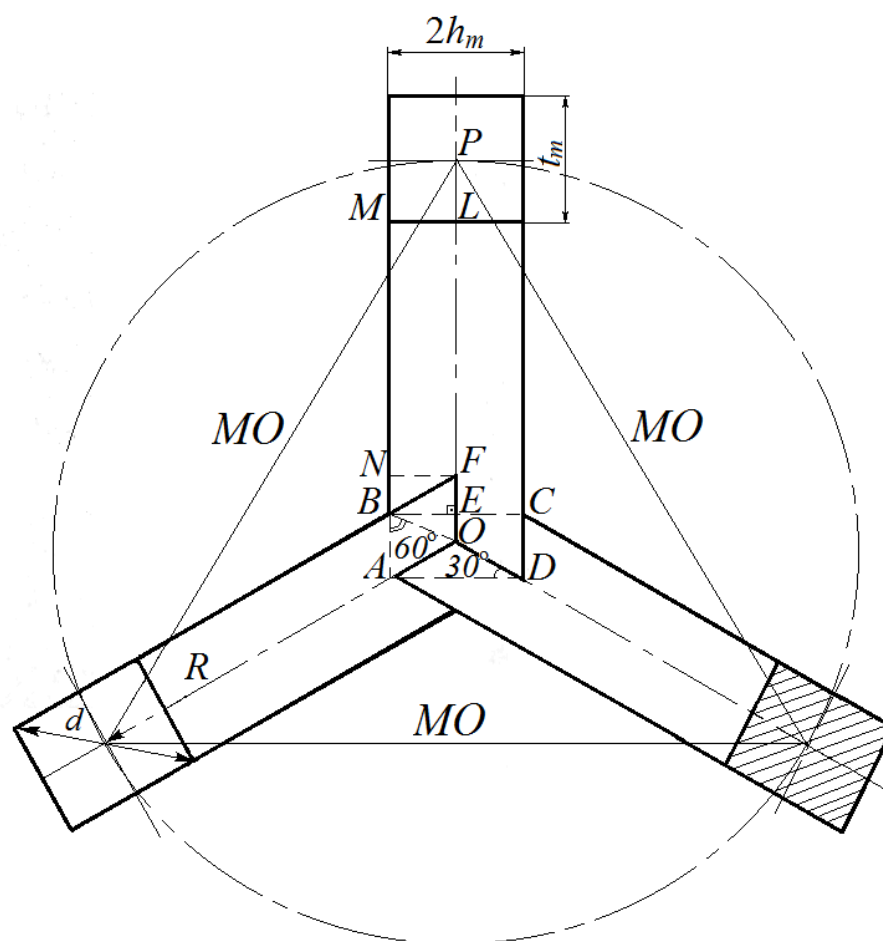


Рисунок Ж.7 – К расчету массы ярма МС

Масса ярм

$$G_{\text{я}} = n_{\text{я}} \gamma_{\text{с}} \varphi_o S_{\text{я}} t_m, \quad (\text{Ж.35})$$

где $S_{\text{я}}$ – площадь ярма МС, равная

$$S_{\text{я}} = (MB + LF) NF + AB \cdot BF \sin 60^\circ,$$

$$AB = CD = FO = AD \operatorname{tg} 30^\circ = \frac{2\sqrt{3}}{3} h_m,$$

$$BF = \frac{BE}{\cos 30^\circ} = \frac{2}{\sqrt{3}} h_m,$$

$$LF = R - \frac{1}{2} t_m - FO = \frac{\sqrt{3}}{3} MO - \frac{1}{2} t_m - \frac{2\sqrt{3}}{3} h_m,$$

$$NB = FE = BE \operatorname{tg} 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{3} h_m,$$

$$MB = LF + NB = \frac{\sqrt{3}}{3} MO - \frac{1}{2} t_m - \frac{\sqrt{3}}{3} h_m;$$

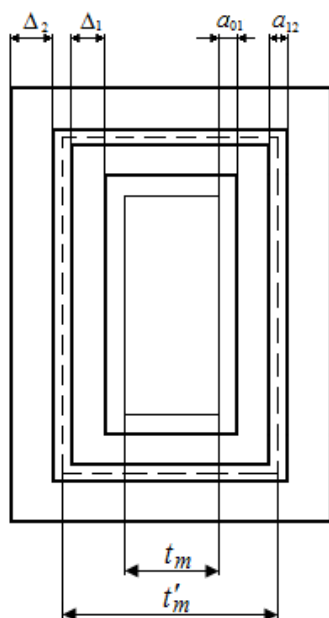
MO – межосевое расстояние, равное

$$\begin{aligned} MO &= d + k_{\phi} F_o + l_q = \sqrt{t_m^2 + 4h_m^2} + k_{\phi} F_o + l_q = \\ &= t_m \sqrt{1 + 4\alpha^2} + k_{\phi} F_o + l_q. \end{aligned} \quad (\text{Ж.36})$$

Тогда

$$\begin{aligned} S_{\text{я}} &= \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} MO - t_m h_m - \sqrt{3} h_m \right) h_m + \frac{2\sqrt{3}}{3} h_m^2 = \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{3} h_m MO - t_m h_m^2 - \frac{\sqrt{3}}{3} h_m^2 = \frac{2\sqrt{3}}{3} \alpha t_m MO - \alpha t_m^2 - \frac{\sqrt{3}}{3} \alpha^2 t_m^2. \end{aligned} \quad (\text{Ж.37})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ К

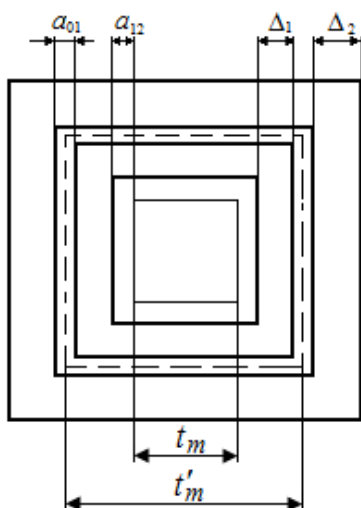
КОЭФФИЦИЕНТЫ ФОРМЫ ψ' И ОТНОШЕНИЕ РАЗМЕРОВ α' ДЛЯ
РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ФОРМ ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ ОБМОТОК

$$L_e = \psi(t_m + t_m \alpha + 4a_{01} + 4\Delta_1 + 2a_{12}) = \psi t_m' (1 + \alpha'), \quad (\text{K.1})$$

$$t_m' = t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}, \quad (\text{K.2})$$

$$\alpha' = \frac{\alpha t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}}{t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}}. \quad (\text{K.3})$$

Рисунок К.1 – Прямоугольная форма поперечного сечения

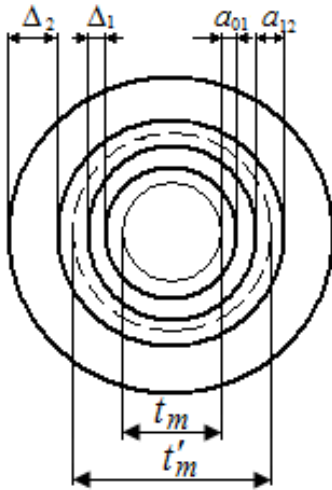


$$L_e = \psi(t_m + t_m \alpha + 4a_{01} + 4\Delta_1 + 2a_{12}) = \psi t_m' (1 + \alpha'), \quad (\text{K.4})$$

$$t_m' = t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}, \quad (\text{K.5})$$

$$\alpha' = \frac{\alpha t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}}{t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}} = 1. \quad (\text{K.6})$$

Рисунок К.2 – Квадратная форма поперечного сечения

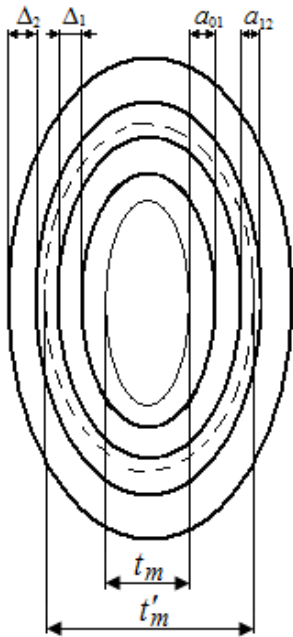


$$L_e = \psi(t_m + t_m \alpha + 4a_{01} + 4\Delta_1 + 2a_{12}) = \psi t'_m (1 + \alpha'), \quad (\text{K.7})$$

$$t'_m = t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}, \quad (\text{K.8})$$

$$\alpha' = \frac{\alpha t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}}{t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}} = 1. \quad (\text{K.9})$$

Рисунок К.3 – Круглая форма поперечного сечения



$$L_e = \psi'(t_m + t_m \alpha + 4a_{01} + 4\Delta_1 + 2a_{12}) = \psi' t'_m (1 + \alpha'), \quad (\text{K.10})$$

$$\psi' = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{\lambda^2}{4} + \frac{\lambda^2}{64} \right), \quad (\text{K.11})$$

$$\lambda' = \frac{\alpha' - 1}{\alpha' + 1}, \quad (\text{K.12})$$

$$\alpha' = \frac{\alpha t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}}{t_m + 2a_{01} + 2\Delta_1 + a_{12}}. \quad (\text{K.13})$$

Рисунок К.4 – Эллиптическая форма поперечного сечения

ПРИЛОЖЕНИЕ Л
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОТЕРЬ В МС С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ
ИЗМЕНЕНИЯ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

Потери холостого хода могут быть представлены следующими зависимостями [162,165]:

$$P_o = (p_{ст} G_{ст} + k_{ря} p_{я} G_{я} + k_{ук} p_{ук} G_{ук} + 1,2k_{ус} p_{ус} G_{ус} + n_c p_c S_{ст}) (1 + k_m \sigma_{ст}) k_n, \quad (Л.1)$$

где $p_{ст}, p_{я}, p_{ук}, p_{ус}, p_c$ – удельные потери в стержнях, ярмах, углах над крайними стержнями, углах над средним стержнем и в стыке соответственно, значения которых зависят от марки стали магнитопровода, ее толщины и индукции в элементах МС;

$k_{ря}$ – коэффициент увеличения потерь в ярме за счет механических воздействий на пакеты стали при изготовлении МС;

$k_{ук}, k_{ус}$ – коэффициент увеличения потерь в углах над крайними стержнями и коэффициент увеличения потерь в углах над средним стержнем при соответствующих расчетных индукциях, которые определяются в зависимости от марки стали и типа стыка;

$n_{ск}$ – число стыков в МС;

$G_{ст}, G_{я}, G_{ук}, G_{ус}$ – масса стержней, ярм без углов, углов над крайними стержнями и углов над средним стержнем соответственно;

k_m – коэффициент увеличения потерь в стали из-за опрессовки;

k_n – коэффициент увеличения потерь в МС из-за перешихтовки верхнего ярма;

$\sigma_{ст}$ – расчетное удельное давление прессовки МС.

Масса стали ярм без углов равна

$$G_{я} = G_{ян} - 2n_{ст} G_{y1}, \quad (Л.2)$$

где G_{y1} – масса стали одного угла МС, равная

$$G_{y1} = \gamma_c k_c \sum_1^{n_y} S_{iя} h_{iя} = \gamma_c k_c k_y \varphi_o S_{cm} h_я, \quad (\text{Л.3})$$

где k_c – коэффициент заполнения активной сталью ступенчатой фигуры стержня (выбирается в зависимости от марки и вида покрытия стали);

$S_{iя}$ – площадь поперечного сечения i -го пакета ярма;

$h_{iя}$ – высота i -го пакета ярма (равная ширине пакета стержня под которым расположен i -ый пакет ярма);

$n_я$ – количество пакетов ярем;

$h_я$ – высота центрального (наибольшего) пакета ярма.

Масса углов над крайними стержнями

$$G_{ук} = 4G_{y1} = 4S_{cm} \gamma_c \varphi_o k_c k_y h_я. \quad (\text{Л.4})$$

Масса углов над средним стержнем

$$G_{yc} = 2G_{y1} = 2S_{cm} \gamma_c \varphi_o k_c k_y h_я. \quad (\text{Л.5})$$

Масса активной стали ярем без углов

$$\begin{aligned} G_я &= n_я \gamma_c \varphi_o S_{cm} k_y (eF + n_{cm} t_m) - 2n_{cm} S_{cm} \gamma_c \varphi_o k_c k_y h_я = \\ &= S_{cm} \gamma_c \varphi_o k_y (n_я eF + n_я n_{cm} t_m - 2n_{cm} k_c h_я). \end{aligned} \quad (\text{Л.6})$$

Потери холостого хода равны:

$$P_o = (\alpha_o G_{cm} + k_{ря} \alpha_o G_я + k_{ук} \alpha_o G_{ук} + 1,2k_{yc} \alpha_o G_{yc} + n_c p_c S_{cm}) (k_n + k_m \sigma_{cm} k_n), \quad (\text{Л.7})$$

где $\alpha_o = (1,15 \dots 1,2) p_{уд} \cong p_{cm}, p_я, p_{ук}, p_{yc}$ – средние удельные потери в стали собранной МС.

ПРИЛОЖЕНИЕ М

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ В ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ СЛОЕВЫХ ОБМОТКАХ

Добавочные потери от вихревых токов в обмотках $P_{кв}$ принято рассчитывать как сумму двух составляющих [30,48,49]: добавочных потерь от вихревых токов, обусловленных продольной (осевой) составляющей поля рассеяния P_{ey}^d и добавочных потерь от радиальной (поперечной) составляющей поля рассеяния P_{ex}^q , то есть

$$P_{кв} = P_{ey}^d + P_{ex}^q. \quad (M.1)$$

Величина $P_{кв}$ зависит от интенсивности и характера распределения поля рассеяния, что, в свою очередь, определяется техническими данными трансформатора и комплексом конструктивных факторов (материалом и размерами элементарных проводников, взаимным расположением работающих обмоток, соотношением размеров обмоток и т.д.).

Зависимости потерь в обмотках трансформатора от основных переменных и конструктивных параметров можно определить предположив, что все n обмоток (концентров) выполнены из прямоугольного обмоточного провода, а строение обмоток по высоте равномерное, то есть массы обмоток также равномерно распределены по высоте. Примем также, что эпюры распределения продольной и радиальной составляющей поля рассеяния аппроксимированы кусочно-линейными функциями, то есть имеют либо треугольную, либо трапецеидальную, либо прямоугольную форму (рисунок М.1).

Пусть элементарная полоска провода средней обмотки многообмоточного трансформатора шириной dx , находится на расстоянии x от оси провода (рисунок М.1.), тогда добавочные потери от вихревых токов равны

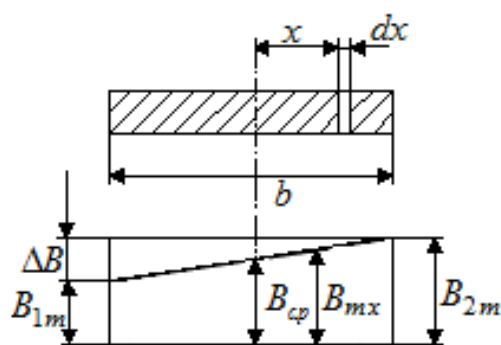


Рисунок М.1 – Трапецидальное распределение индукции в проводнике обмотки

$$P_{\text{кв}} = \frac{1}{b} \int_{\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} p_{\text{вх}} dx = \frac{\rho}{b} \int_{\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} J_x^2 dx, \quad (\text{M.2})$$

где b - ширина элементарного проводника;

$p_{\text{вх}}$ - добавочные потери от вихревых токов в точке x ;

J_x - действующее значение плотности вихревого тока в точке x .

Для определения действующего значения плотности вихревого тока в точке x , воспользуемся зависимостью плотности тока от индукции поля рассеяния [25]:

$$\rho \frac{\partial j_x}{\partial x} dx = -\frac{\partial B_x}{\partial t} dx, \quad (\text{M.3})$$

где j_x - плотность тока в точке x ;

$B_x = B_{mx} \sin \omega t$ - значение индукции в точке x , изменяющейся по синусоидальному закону;

$B_{mx} = B_{cp} + \Delta B \frac{x}{b}$ - амплитудное значение индукции в точке x ;

$B_{cp} = \frac{1}{2}(B_{1m} + B_{2m})$ - амплитудное значение индукции по оси провода;

$\Delta B = B_{2m} - B_{1m}$ - амплитудное значение индукции поля, созданного током рассматриваемого проводника;

B_{1m}, B_{2m} - амплитудные значения индукции с обеих сторон рассматриваемого проводника [25,109].

Продифференцировав выражение для значения индукции в точке x по t и подставив в (М.2), получим

$$\frac{\partial j_x}{\partial x} dx = \frac{\omega}{\rho} B_{mx} \cos \omega t dx. \quad (\text{M.4})$$

Считая вихревые токи чисто активными и полагая, что в момент времени $\omega t = \pi$ плотность тока достигает максимума,

$$\frac{\partial J_{mx}}{\partial x} dx = \frac{\omega}{\rho} \left(B_{cp} + \Delta B \frac{x}{b} \right) dx \quad (\text{M.5})$$

где J_{mx} - максимальное значение плотности тока в точке x .

Тогда, после интегрирования

$$J_{mx} = \frac{\omega}{\rho} \left(B_{cp} x + \Delta B \frac{x^2}{2b} \right) + C. \quad (\text{M.6})$$

где $C = -\frac{\omega \Delta B b}{24\rho}$ - постоянная интегрирования, полученная из условия равенства нулю всех вихревых токов в поперечном сечении.

Действующее значение плотности тока в точке x

$$J_x = \frac{\omega}{\rho} \left(B_{cp} x + \Delta B \frac{x^2}{2b} \right) - \frac{\omega \Delta B b}{24\rho} = \frac{\omega}{\sqrt{2}\rho} \left(B_{cp} x + \Delta B \frac{x^2}{2b} - \frac{\omega \Delta B b}{24\rho} \right) \quad (\text{M.7})$$

С учетом (M.1), добавочные потери от вихревых токов в прямоугольном проводе

$$P_{kv} = \frac{\omega^2 b^2}{24\rho} B_m^2 = \frac{\pi^2 f^2 b^2}{6\rho} B_m^2, \quad (\text{M.8})$$

где $B_m^2 = \left(B_{cp}^2 + \frac{\Delta B^2}{60} \right)$ - среднеквадратичное по ширине проводника значение индукции.

Для определения потерь в реальной обмотке трансформатора необходимо учитывать ее расположение по отношению к другим обмоткам (концентрам), так как средние по положению обмотки находятся в магнитном поле, создаваемом током не только самих рассматриваемых обмоток, но и крайних обмоток (рисунок M.2).

Тогда, значение индукция в точке с координатой x

$$B_x = B_1 \left(\frac{c-x}{c} \right) + B_2 \frac{x}{c}, \quad (\text{M.9})$$

где c - размер провода в радиальном направлении;

B_1 и B_2 - мгновенные значения индукции на краях рассматриваемой обмотки, равные

$$B_1 = B_{1m} \cos(\omega t + \varphi), \quad (\text{M.10})$$

$$B_2 = B_{2m} \cos \omega t, \quad (\text{M.11})$$

где B_{1m} , B_{2m} - амплитудные значения индукции на краях рассматриваемой обмотки;

φ - угол сдвига фаз между B_1 и B_2 .

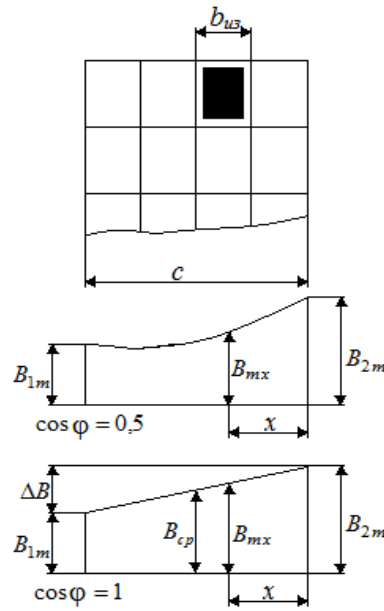


Рисунок М.2 – Распределение индукции в поперечном сечении обмотки [25]

Тогда

$$B_x = B_{1m} \left(\frac{c-x}{c} \right) \cos(\omega t + \varphi) + B_{2m} \frac{x}{c} \cos \omega t. \quad (\text{M.12})$$

Среднеквадратичное по ширине обмотки значение индукции

$$B_m^2 = \frac{1}{c} \int_0^c B_{mx}^2 dx, \quad (\text{M.13})$$

где

$$\begin{aligned} B_{mx}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} B_x^2 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \left[B_{1m}^2 \left(\frac{c-x}{c} \right)^2 \left(\frac{\omega t}{2} + \frac{\sin 2(\omega t + \varphi)}{4} \right) + B_{2m}^2 \frac{x^2}{c^2} \left(\frac{\omega t}{2} + \frac{\sin 2\omega t}{4} \right) \right. \\ &\quad \left. + 2B_{1m} B_{2m} \left(\frac{c-x}{c} \right) \frac{x}{c} \left(\frac{\omega t}{2} \cos \varphi + \frac{\sin 2(\omega t + \varphi)}{4} \right) \right] \Bigg|_0^{2\pi} = \\ &= B_{1m}^2 \left(\frac{c-x}{c} \right)^2 + 2B_{1m} B_{2m} \left(\frac{c-x}{c} \right) \frac{x}{c} \cos \varphi + B_{2m}^2 \frac{x^2}{c^2}. \end{aligned} \quad (\text{M.14})$$

Тогда

$$B_m^2 = \frac{1}{3} (B_{1m}^2 + B_{1m} B_{2m} \cos \varphi + B_{2m}^2). \quad (\text{M.15})$$

Добавочные потери от продольного поля рассеяния

$$P_{\text{кв}} = \frac{\pi^2 f^2 b^2}{18\rho} (B_{1m}^2 + B_{1m} B_{2m} \cos \varphi + B_{2m}^2). \quad (\text{M.16})$$

Добавочные потери от поперечного поля могут быть определены при помощи ММ, представленных в [79,80].

В обмотках из фольги следует учитывать добавочные потери у торцов, обусловленные поперечным полем рассеяния [70]. Вихревые токи в этом случае концентрируются в торцевых частях обмотки, создавая эффект вытеснения части тока нагрузки из внутренней области обмотки на поверхность. Слоистая структура обмоток из фольги не оказывает влияния на распределение токов, так как вихревые токи замыкаются только в пределах отдельных слоев.

Способы определения потерь в обмотках из фольги представлены в работах [69,134,167,195]. В [134], например, представлен расчет потерь в обмотках при условии, что магнитное поле параллельно оси обмотки и сохраняется постоянным по всей высоте обмотки. Тогда, согласно уравнению Доуэлла [134]

$$P_{\text{кв}} = H_o \sum_{i=1}^n I_i \frac{H_{\delta_i}^2}{\Delta_i \delta_i} [(1 + \alpha_i^2) g_1(\xi_i) - 4\alpha_i g_2(\xi_i)], \quad (\text{M.17})$$

где I_i - величина тока i -ой обмотки;

H_{δ_i} - напряженность поля в канале между i -ой и $i+1$ обмотками;

δ_i - эквивалентная глубина проникновения поперечного магнитного поля в i -ой обмотки;

α_i - коэффициент, характеризующий отношение напряженностей i -ой и $i+1$ обмоток;

$g_1(\xi_i)$, $g_2(\xi_i)$ - коэффициенты, зависящие от толщины обмотки и глубины проникновения, равные

$$g_1(\xi_i) = \xi_i \frac{\operatorname{sh} 2\xi_i + \sin 2\xi_i}{\operatorname{ch} 2\xi_i - \cos 2\xi_i}, \quad (\text{M.18})$$

$$g_2(\xi_i) = \xi_i \frac{\operatorname{sh} \xi_i \cos \xi_i + \operatorname{ch} \xi_i \sin \xi_i}{\operatorname{ch} 2\xi_i - \cos 2\xi_i}, \quad (\text{M.19})$$

где $\xi_i = \frac{h_i}{\delta_i}$ – отношение толщины обмотки глубине проникновения на заданной частоте.

В [167] добавочные потери определяются из выражения

$$P_{\text{кв}} = \sum_{i=1}^n \frac{\rho_{\theta} \Delta_i}{2} \int_0^{H_o} |J_{z_i}^2| dy, \quad (\text{M.20})$$

где J_{z_i} – плотность тока в i -ой обмотке, равная

$$J_{z_i} = \frac{kH_{m1_i}}{2} \left(\frac{\operatorname{ch} ky}{\operatorname{sh} \frac{kH_o}{2}} + \frac{\operatorname{sh} ky}{\operatorname{ch} \frac{kH_o}{2}} \right) + \frac{kH_{m2_i}}{2} \left(\frac{\operatorname{sh} ky}{\operatorname{ch} \frac{kH_o}{2}} - \frac{\operatorname{ch} ky}{\operatorname{sh} \frac{kH_o}{2}} \right), \quad (\text{M.21})$$

где $k = \frac{(1+j)}{\delta_i}$ – комплексная постоянная;

H_{m1_i} , H_{m2_i} – напряженности магнитного поля на поверхностях i -ой обмоток.

Представленные выражения являются достаточно сложными и их целесообразно использовать для детальных расчетов, когда уже выбран обмоточный провод.

Так как дополнительные потери в обмотках из фольги составляют небольшую часть основных потерь, их при обобщенных оптимизационных исследованиях достаточно оценивать по ММ, представленным в [70,167]:

$$P_{\text{кв}_i} \approx J_{o_i}^2 \Delta'_i H_o L_{ei} \rho_{\theta} \left[1 + \frac{4\Delta'_i}{NH_o} \left(1 + \frac{\delta_i \Delta'_i}{2N} \right) \right], \quad (\text{M.22})$$

где $J_{o_i} \approx \frac{I_i w_i}{\Delta_i H_o}$ – плотность тока i -ой обмотки;

Δ'_i – суммарная толщина проводников i -ой обмотки, без учета суммарной толщины изоляции;

N – расчетный коэффициент [167], равный

$$N = \pi \frac{\sum_{i=1}^n \Delta_i}{\sum_{i=1}^n \Delta_i + \sum_{i=1}^n a_i}. \quad (\text{M.23})$$

В выражении (M.21) эквивалентная глубина проникновения принимается равной

$$\delta_i = \sqrt{\frac{\rho_\theta}{\pi f \mu_o \varphi_k}}, \quad (\text{M.24})$$

где μ_o – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума), равная

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м};$$

φ_k - коэффициент заполнения площади поперечного сечения i -ой обмотки чистым проводниковым материалом.

ПРИЛОЖЕНИЕ Н

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОЛНОЙ КАПИТАЛИЗИРОВАННОЙ СТОИМОСТИ

Удельная капитализированная стоимость потерь холостого хода определяется выражением [200]

$$k_{xx} = m(p + 8760q), \quad (\text{Н.1})$$

где m – коэффициент капитализации, %;

$p = 12a$ – годовые отчисления за 1 кВт потребляемой мощности в часы максимума нагрузок, 350 €/кВт·год [217];

a – тариф за потребляемую мощность в часы максимума нагрузок в энергосистеме (в Австралии – 8,5 \$/кВт, на Кипре – 5,29 \$/кВт [154]);

q – тариф за потребляемую электроэнергию, учтенную приборами коммерческого учета, 0,25 €/кВт·ч [217].

Удельная капитализированная стоимость нагрузочных потерь [200]

$$k_{кз} = mk_з^2(p + 8760qk_{nn}), \quad (\text{Н.2})$$

где $k_з$ – коэффициент загрузки трансформатора;

$k_{nn} = 0,5k_n + 0,5 \cdot k_n^2$ – коэффициент нагрузочных потерь;

$k_n = \frac{k_{cp}}{k_{max}}$ – коэффициент перегрузки трансформатора;

k_{cp} – коэффициент средней загрузки трансформатора в течении суток;

k_{max} – коэффициент максимальной загрузки трансформатора в течении суток.

В таблице Н.2 приведены значения удельной капитализированной стоимости потерь для некоторых западных государств.

Таблица Н.2 – Значения удельной капитализированной стоимости потерь [200]

Страна	k_{xx} , \$/Вт	$k_{кз}$, \$/Вт
США	4.5...7.5/ 6.0*	1.5...3.5/ 2.0*
Германия	7.0...20/ 13*	1.5...8.0/ 3.0*
Великобритания	5.5...10/ 7.5*	1.0...2.0/ 1.5*
Австралия	5.0...7.2/ 6.3*	1.2...2.5/ 1.8*

* – значения, используемые чаще всего.

ПРИЛОЖЕНИЕ Р

СХЕМА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА ПРОИЗВОДСТВА ВТСП 1G И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Технологический процесс производства таких сверхпроводников основывается на методе производства НТСП, “порошок в трубке”, который включает 3 этапа: 1) заполнение серебряной трубки ВТСП порошком-прекурсором (в основном Bi -системы); 2) обжим и прокатка заполненной трубки; 3) многократные циклы “отжиг - плоская прокатка” (формирование ленты с характерным сечением и длиной) (рисунок Р.1).

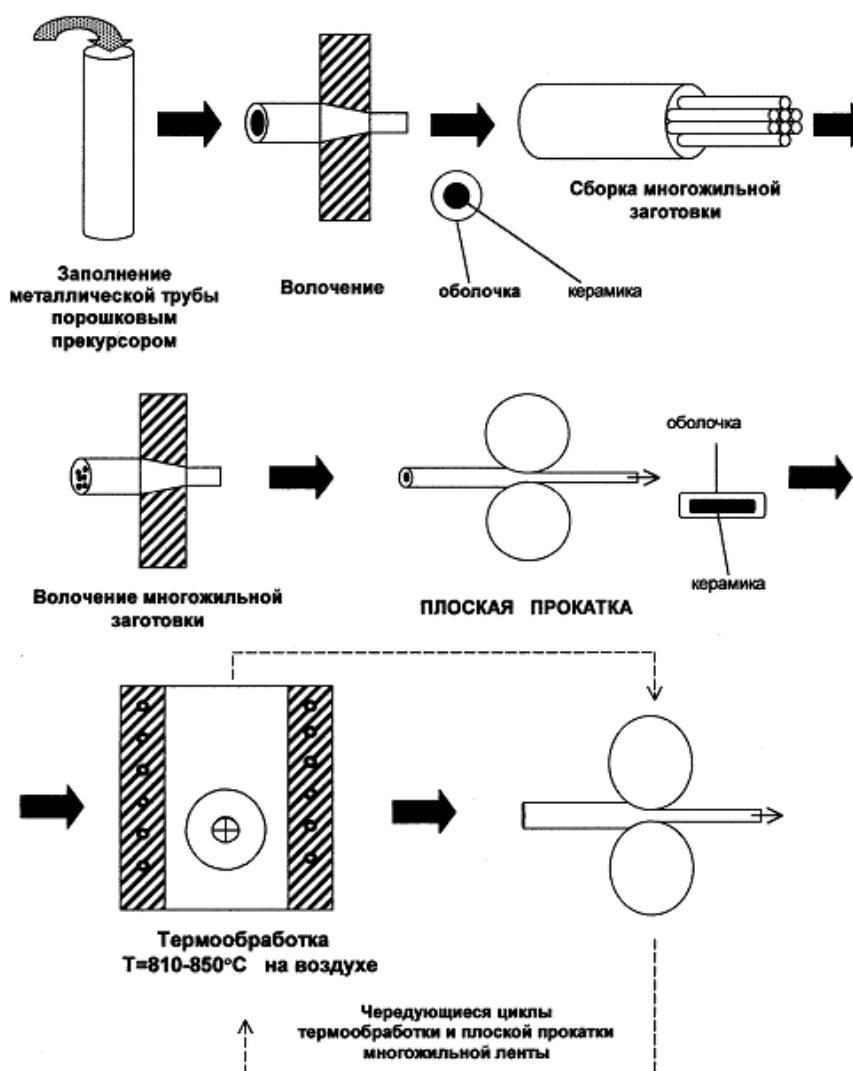


Рисунок Р.1 – Схема изготовления многожильных ленточных проводов методом “порошок в трубке” [2]

При изготовлении композиционных проводников обрабатывались как конструкции, т.е. оптимальные размеры поперечного сечения, число и размер жил, их взаиморасположение, так и технологические режимы обработки давлением как одножильных, так и многожильных заготовок "металл-порошок". Ряд полученных конструкций ВТСП-композитов представлен на рисунке Р.2.



Композиционные заготовки проводников



Одножильный проводник на основе Bi2223



Многожильный сверхпроводник на основе Bi2223



Проводники с круглым поперечным сечением диаметром 1 мм на основе Bi2223



Продольное сечение 19-жильного сверхпроводника Bi2223 диаметром 1 мм с твистированными жилами

Рисунок Р.2 – Поперечные сечения ВТСП-проводников различных конструкций (сечения лент $0,2(0,25) \times 3,0(3,5) \text{ мм}^2$) [100].

В настоящее время ведущими зарубежными фирмами-производителями ВТСП-проводников являются : "American Superconductor Company" и "Intermagnetic General Company" (США), "Nordic Superconductor Technologies " (Дания), "Siemens" (Германия), "BICC Cables" (Англия), "Australian Superconductor" (Австралия), "Sumitomo", "Hitachi", "Furukawa" (Япония), объем выпуска ВТСП-проводников которых составляет до 500 км в год. Характеристики ВТСП-проводников этих фирм представлены в таблицах Р.1, Р.2.

Во Всероссийском научно-исследовательском институте неорганических материалов (ВНИИНМ) создан опытный технологический комплекс полного цикла производства длинномерных ВТСП-композитов (рисунок Р.3), позволяющий изготавливать такие проводники с длиной единичного куска до 1 км и свойствами, вполне приемлемыми для начала разработок криогенных электротехнических устройств различного типа [2,100,182].

В таблице Р.3 представлены характеристики длинномерных сверхпроводников первого поколения, производимых в ВНИИНМ.

Таблица Р.1 – Характеристики ВТСП крупнейших производителей [216]

Производитель	NIMS	KIMM	AmSC	OST	OST
Страна	Япония	Корея	США	Великобритания	
Тип проводника	Bi2223	Bi2223	Bi2223	Bi2212	Bi2212
Материал оболочки	Ag	Ag	Ag	Ag	Ag
Ширина, мм	3	4.1	4.1	5.0	—
Толщина, мм	0.18	0.32	0.22	0.20	—
Диаметр, мм	—	—	—	—	0,8
Число жил	55	61	54	19	595
$I_{к}, А (0 Тл, 77 К)$	29	20	110	—	—
$j_{к}, А/мм^2 (0 Тл, 77 К)$	—	—	122	—	—
$j_{к}, А/мм^2 (0 Тл, 4,2 К)$	155	87-106	694	537	1172

NIMS - National Institute for Material Science;

KIMM – Korea Institute of Machinery and Materials;

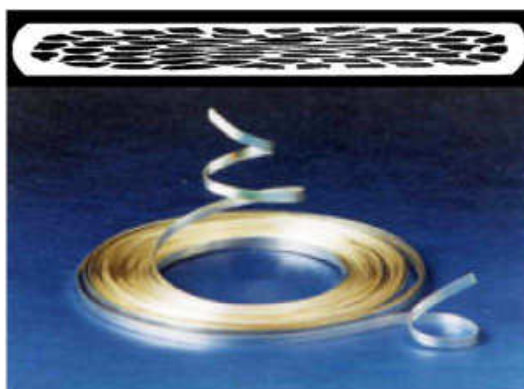
OST – Oxford Superconduction Technology;

$I_{к}$ – критический ток;

$j_{к}$ – плотность критического тока.

Таблица Р.2 – Параметры ВТСП провода TT-gold компании Trithor (Германия) [58]

Материал ВТСП жил	BSCCO 2223
Материал внутренней матрицы	Ag, Au
Материал внешней оболочки	Жесткий Ag, Au сплав
I_k , А (0 Тл, 77 К)	50,60,70,80,90 А
Размеры:	
ширина	4,0 мм
толщина	0,25 мм
Механические свойства	
Натяжение вдоль оси (95% сохранение I_k)	> 210 МПа (77 К), 100 МПа (300 К)
Плоское изгибание, критический радиус (95% сохранение I_k)	35 мм
Длина в одном куске (максимум)	1200 м
Электрическая изоляция	
Материал	фольга
Толщина изоляции	4 мкм (400В), 10 мкм (1кВ)



<i>Тип проводника</i>	Ленточный
<i>Материал оболочки</i>	Серебро, сплавы серебра с Mg, Ni, Al, Cu, Au, Sb
<i>Число жил</i>	61
<i>Поперечное сечение</i>	0,25x3,1 мм ²
<i>Объёмная доля ВТСП соединения в сечении</i>	30%
<i>Длина единичного куска</i>	до 1000 м
<i>Критический ток (77°К, 0 Тл)</i>	20-50 А
<i>Конструктивная плотность тока</i>	до 4 кА/см ² (77 К, 0 Тл)
<i>Критическая плотность тока</i>	до 7 кА/см ² (77 К, 0 Тл)
<i>Марка проводника</i>	B23-61-Л

Рисунок Р.3 – Сверхпроводник на основе соединения Bi2223 (поперечное сечение и внешний вид) и его характеристики [2,146]

Таблица Р.3 – Характеристики ВТСП первого поколения производимых
ВНИИНМ [100]

Тип проводника	Материал оболочки	Число жил	Длина, м	Поперечное сечение, мм ²	Критическая плотность тока короткого образца-аналога, А/см ²
Vi-2212	серебро	361	50	0,25x4,5	2,0·10 ⁵ (4,2К, 0Тл) 8,0·10 ⁴ (4,2К, 4Тл)
Короткий образец					
Vi-2223	серебро	1	0,03	0,18x3,4	4,0·10 ⁴ (77К, 0Тл) 1,3·10 ⁵ (4,2К, 5Тл)
Длинный образец					
Vi-2223	серебро	1	1,0	0,09x2,0	3,1·10 ⁴ (77К, 0Тл)
Vi-2223	сплав Ag-Ni-Y	19	110	0,17x4,9	1,2·10 ⁴ (77К, 0Тл)
Vi-2223	серебро	61	200	0,3x4,2	3,1·10 ⁴ (77К, 0Тл) 1,35·10 ⁵ (4,2К, 0Тл)
Vi-2223	серебро	703	50	0,25x4,5	—

ПРИЛОЖЕНИЕ С

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПРОИЗВОДСТВА ВТСП 2G И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

ВТСП провода второго поколения представляют собой многослойную структуру, которая напыляется на ленту из нержавеющей стали. Сверхпроводниковый элемент имеет строго определенную архитектуру. На первом этапе на металлическую подложку, задающую основные механические свойства ленты, наносится ряд тонких слоев (буферные слои) с целью получения биаксиально текстурированной поверхности и защиты подложки от окисления. Затем осуществляется эпитаксиальный рост пленки сверхпроводника (YBCO, ReBCO). Все функциональные слои имеют толщины микронного или нанометрового масштаба. На финальном этапе, в зависимости от конкретного применения ленты, наносятся защитные слои серебра и меди (рисунок С.1, С.2). Технологические этапы получения ВТСП провода второго поколения представлены на рисунке С.3 [32,141,146]. Характеристики изготавливаемых 2G ВТСП-проводников представлены в таблицах С.1 и С.2.

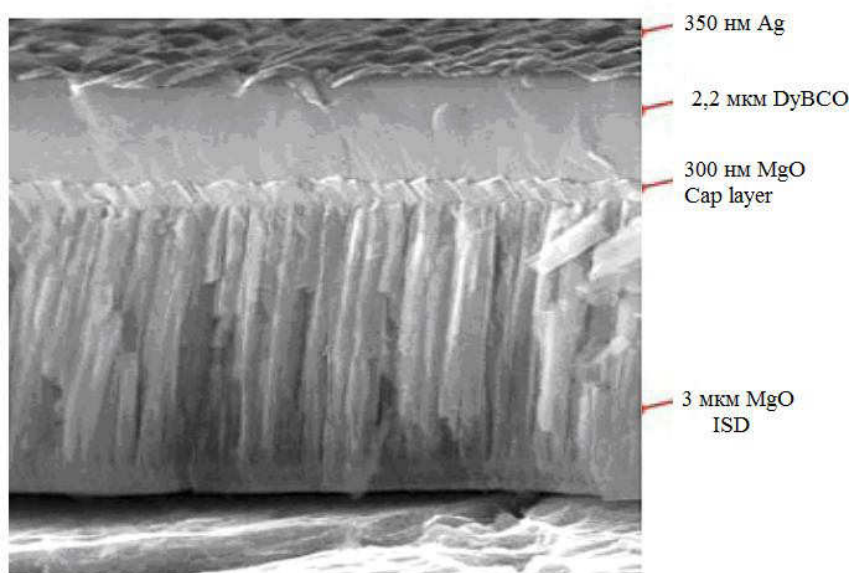
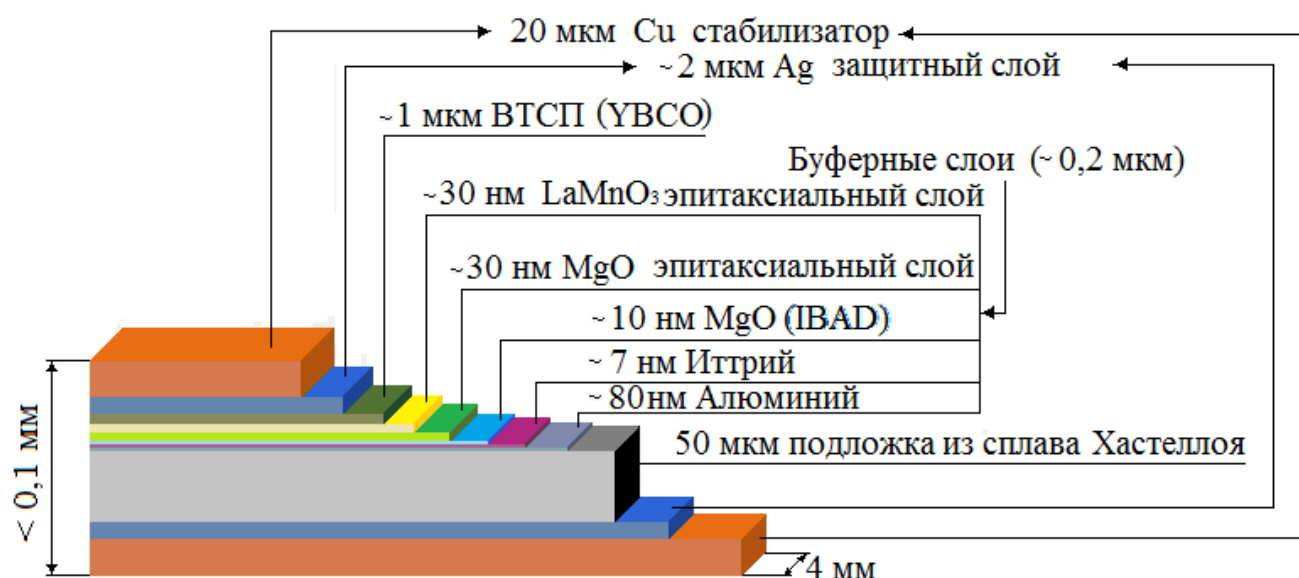


Рисунок С.1 – Поперечное сечение ВТСП 2-го поколения на основе DyBCO (диспрозий/барий/медь/кислород), производства компании THEVA (Германия) [29]



*IBAD (Ion Beam Assisted Deposition) – метод напыления покрытий (тонких пленок) в вакууме с ионным ассистированием

Рисунок С.2 – Многослойная структура 2G ВТСП провода производства компании SuperPower (США) [204].

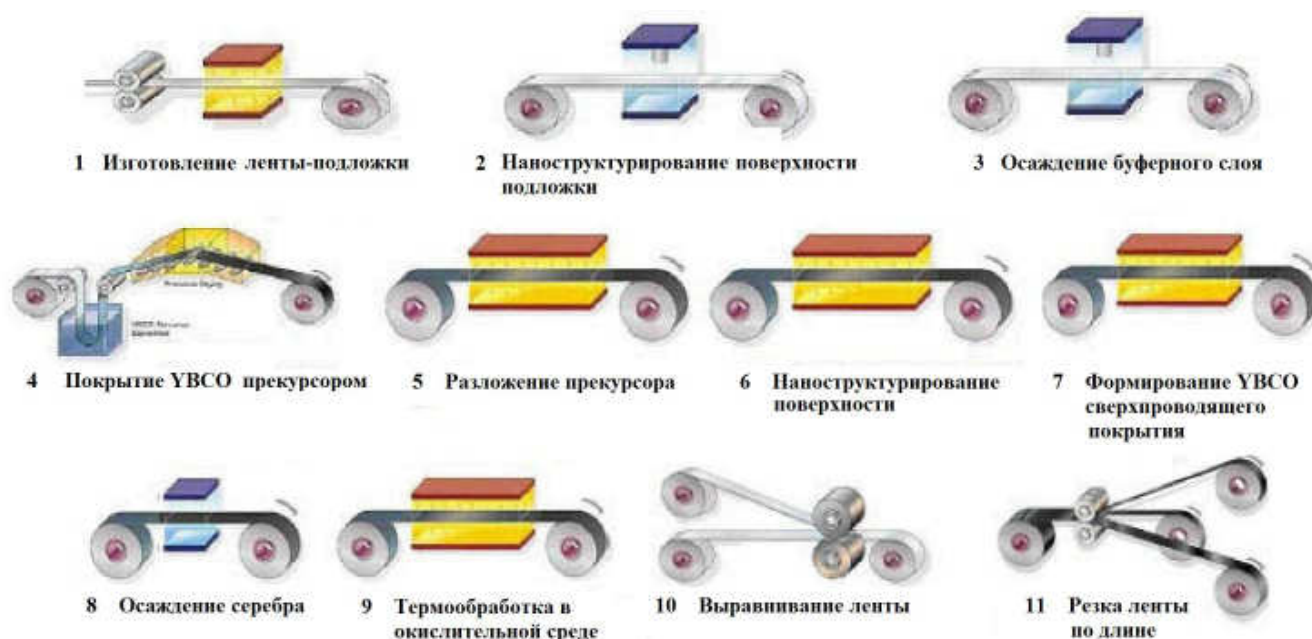


Рисунок С.3 – Технологические этапы получения 2G ВТСП проводов [146]

Таблица С.1 – Технические характеристики ВТСП 2-го поколения [216]

Производитель	AmSC	AmSC	AmSC	SuperPower
Страна	США	США	США	США
Тип проводника	YBCO	YBCO	DyBCO/YBCO	YBCO
Материал оболочки	Ni-5at%W	Ni-5at%W	Ni-5at%W	Hastelloy C276
Ширина, мм	4.05	4	4	4.0
Толщина, мм	0.15	0.075	0.075	0.095
Число жил	1	1	2	1
I_k , А (0 Тл, 77 К)	—	95	145	72-82
j_k , А/мм ² (0 Тл, 4,2 К)	711	320	480	—

Таблица С.2 – Технические характеристики ВТСП 2-го поколения в зависимости от длины образца [140]

Производитель	Страна	Тип проводника	Длинные образцы (0 Тл, 77 К)			Короткие образцы
			I_k , А/см	L, м	$I_k \cdot L$, А·м	I_k , А/см (j_k , МА/см ²)
SuperPower	США	YBCO	227	1030	233810	833 (2,44)
			302	630	190260	
Fujikura	Япония	GdBCO	350	504	176023	540 (2,2)
SRL	Япония	YBCO	213	245	52185	480 (1,2)
Sumitomo	Япония	HoBCO	205	200	41000	316 (1,8)
SWCC	Япония	YBCO	300	500	150200	370 (2,5)
AMSC	США	YBCO	350	94	32900	560 (4,0)
ЕНТС	Германия	YBCO	253	100	25300	574 (3,6)
Chubn	Япония	YBCO	215	157	33755	294 (1,6)
SRL	Япония	YBCO	250	56	14000	735 (2,4)
KERI	Корея	YBCO	305	27	8100	500 (2,3)

Предельно допустимые механические напряжения для ВТСП проводов компании SuperPower составляют 550-750 МПа, продукция Bruker выдерживает до 650 МПа. Для провода Amregium, ламинированного медью, компании AMSC допустимые механические напряжения составляют 150 МПа, и 200 МПа для Amregium, ламинированного бронзой [191].

ПРИЛОЖЕНИЕ Т
ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КРИОГЕННЫХ УСТАНОВОК

Характеристики криокулеров различных производителей представлены в таблицах Т.1 и Т.2 [198,201,203].

Таблица Т.1 – Характеристики криокулеров различных производителей [192]

Марка криокулера	Рабочая температура	Холодо-производительность	Потребляемая мощность
<i>Рабочая температура 4,2 К</i>			
Cryomech PT415	4,2/45 К	1,5/40 Вт	10,5 кВт
SHI Cryogenics RDK-415	4,2/50 К	1,5/35 Вт	7,2 кВт
<i>Рабочая температура 20-30 К</i>			
Leybold Coldpower 140 T	20 К	20 Вт	6,2 кВт
Leybold Coolpower 10 MD	20/80 К	18/110 Вт	6,5 кВт
Stirling Cryogenics LPC-1T RL (LPC-8T RL)	26 К	105 Вт (820 Вт)	11 кВт (90 кВт)
Stirling Cryogenics GPC-1 (GPC-4)	20/80 К	50/400 Вт (200/1600 Вт)	11 кВт (45 кВт)
<i>Рабочая температура 77 К</i>			
Cryomech AL600	80 К	620 Вт	15,5 кВт
Q-drive 2S362K	77 К	1000 Вт	21 кВт
Stirling Cryogenics LPC-1 FF (LPC-8 FF)	77 К	750 Вт (7400 Вт)	12 кВт (98 кВт)
Stirling Cryogenics LPC-1 RL (LPC-8 RL)	77 К	1000 Вт (8000 Вт)	11 кВт (88 кВт)

Для криокулеров двухступенчатого исполнения указаны два значения мощности, а для криокулеров Stirling Cryogenics – параметры самой маломощной и самой мощной модели в серии (в скобках).

Таблица Т.2 – Характеристики охлаждающих устройств и их стоимости [198,201]

Производитель	Тип	Принцип охлаждения	Охлаждающая мощность	Энергопотребление	COP: охлаждающая мощность/ энергопотребление	Стоимость 1 Вт охлаждающей мощности
<i>Рабочая температура 25 К</i>						
SCR	SPC-1T	Stirling 2-stage	50 Вт	11 кВт	0,45 %	1600\$
SCR	SPC-4T	Stirling 2-stage	200 Вт	44 кВт	0,45 %	800\$
Leybold	120T	GM 1-stage	25 Вт	6.3 кВт	0,4 %	720\$
Cryomech	Al330	GM 1-stage	50 Вт	7 кВт	0,7 %	1000\$
<i>Рабочая температура 77 К</i>						
Cryomech	AL300	GM	340 Вт	7 кВт	4,8 %	83\$
SCR	SPC-1T	Stirling 1-stage	1000 Вт	11 кВт	9%	77\$
	SPC-4T		4000 Вт	40 кВт		
Cryomech	PT60	Pulse tube GM-type	60 Вт	3 кВт	2%	285\$



Q-drive 2S362K (США)

система циркуляционного охлаждения
Stirling LPC-2 FF (Голландия)

Cryomech PT60



Stirling SPC-1T



Stirling SPC-4T

Рисунок Т.1 – Охлаждающие
установки различных
производителей [192,203,204]

ПРИЛОЖЕНИЕ Ф

ЗАВИСИМОСТИ ОРИЕНТИРОВОЧНЫХ ЗНАЧЕНИЙ КРИТИЧЕСКОЙ,
РАБОЧЕЙ ПЛОТНОСТЕЙ ТОКА И СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОТЕРЬ КОРОТКОГО
ЗАМЫКАНИЯ В ОБМОТКАХ ИЗ ВТСП ОТ СОСТАВЛЯЮЩИХ
МАГНИТНОГО ПОЛЯ РАССЕЯНИЯ

Основными техническими характеристиками сверхпроводников являются:

- критическая температура T_k , определяющая температуру, при которой планируется эксплуатировать сверхпроводник;
- критический ток I_k , определяющий максимально допустимый ток, протекающий по сверхпроводнику без разрушения сверхпроводящего состояния;
- плотность критического тока j_k .

Чаще всего в справочной литературе представлен лишь критический ток ВТСП при 0 Тл и 77 К или 0 Тл и 4,2 К и отсутствует плотность критического тока, которая является важнейшей характеристикой, позволяющей определить конструктивное исполнение обмоток.

Максимальное (критическое) значение индукции [74]

$$B_k = I_k \frac{\mu_0}{2(a+b)}, \quad (\Phi.1)$$

где μ_0 – относительная магнитная проницаемость;

a – высота элементарного проводника.

b – ширина элементарного проводника.

Ориентировочное значение плотности критического тока [34]

$$j_k = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_k}{b}, \quad (\Phi.2)$$

Рабочий ток в сверхпроводящих изделиях, как правило, составляет $0,5 - 0,9 I_k$ [106] в зависимости от условий эксплуатации, поэтому средняя (рабочая) плотность тока в обмотках равна

$$j_r = \frac{0,7I_\kappa}{2b(a+b)}. \quad (\Phi.3)$$

Потери в ВТСП обмотках делятся на: потери в собственном магнитном поле, потери от продольного и поперечного магнитных полей [170,205,212,213].

Потери в собственном магнитном [210,212]

$$P_{self} = I_\kappa^2 f \frac{\mu_0}{\pi} \left[\left(1 - \frac{I_\phi}{I_\kappa}\right) \ln \left(1 - \frac{I_\phi}{I_\kappa}\right) + \left(\frac{I_\phi}{I_\kappa} - \frac{I_\phi^2}{2I_\kappa^2}\right) \right], \quad (\Phi.4)$$

где I_ϕ – фазный ток i -ой обмотки;

f – частота.

Потери от продольного магнитного поля [212,213]

$$P_d = \begin{cases} \frac{2}{3} \frac{f\varphi_{ок}}{\mu_0 B_p} B_d^3, & \text{если } B_d \leq B_p \\ \frac{2}{3} \frac{f\varphi_{ок} B_p}{\mu_0} (3B_d - 2B_p), & \text{если } B_d > B_p, \end{cases} \quad (\Phi.5)$$

где $\varphi_{ок}$ – коэффициент заполнения площади окна проводниковым материалом;

B_d – продольная составляющая индукции магнитного поля, равная

$$B_d = \frac{\sqrt{2}\mu_0 I_\phi w}{H_o}; \quad (\Phi.6)$$

B_p – индукция внешнего магнитного поля, равная

$$B_p = 2\mu_0 j_\kappa b. \quad (\Phi.7)$$

Потери от поперечного магнитного поля [213]

$$P_q = Kf \frac{a^2 \pi}{\mu_0} B_\kappa B_q \left[\frac{2B_\kappa}{B_q} \ln \left(\operatorname{ch} \frac{B_q}{B_\kappa} \right) - \operatorname{th} \frac{B_q}{B_\kappa} \right], \quad (\Phi.8)$$

где K – геометрический коэффициент, равный 1,35 [213];

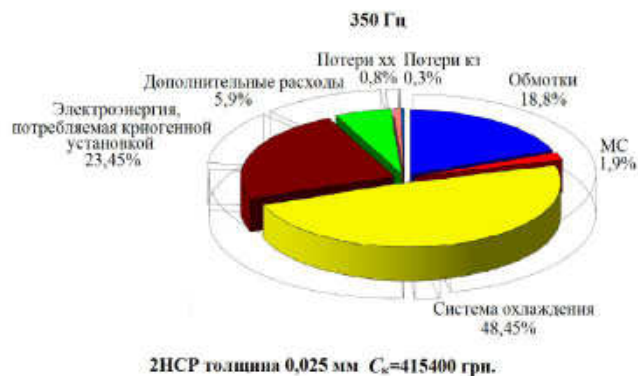
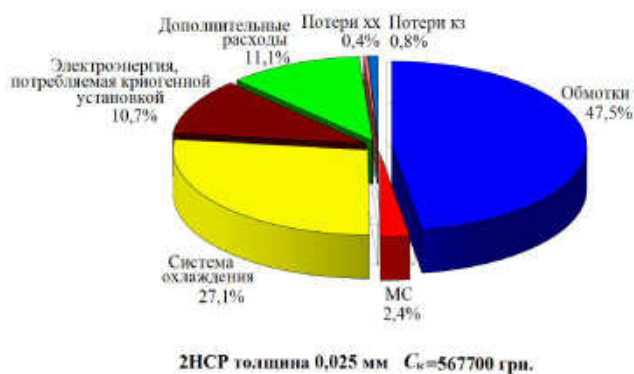
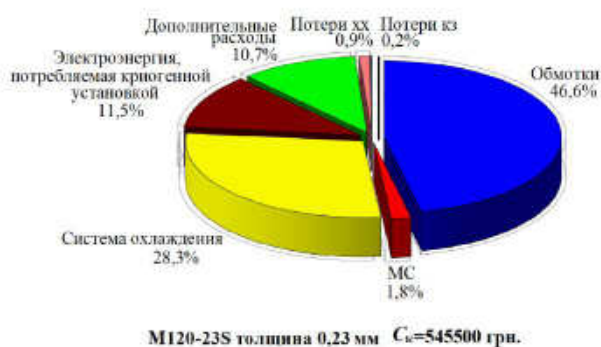
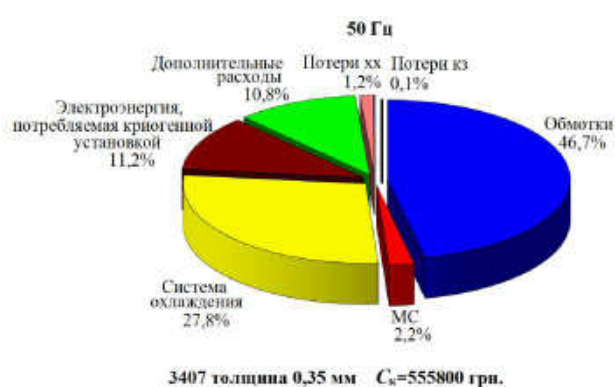
B_q – поперечная составляющая индукции магнитного поля, равная

$$B_q = \frac{\mu_0 I_\phi w}{\sqrt{2\pi} H_o} \ln \left(\frac{2H_o}{a} \right). \quad (\Phi.9)$$

Потери от вихревых токов [210,213]

$$P_{em} = \frac{B^2 \pi^2 f^2 b^3 a^2}{6\rho}. \quad (\Phi.10)$$

ПРИЛОЖЕНИЕ X
ДОЛИ СТОИМОСТЕЙ СОСТАВЛЯЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ
ТРАНСФОРМАТОРОВ 400/10 С ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫМИ
СВЕРХПРОВОДНИКОВЫМИ ОБМОТКАМИ В ПОЛНОЙ
КАПИТАЛИЗИРОВАННОЙ СТОИМОСТИ ПРИ 50 ГЦ И
ОПТИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТЕ



ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової та
науково-педагогічної роботи
Одеського національного
політехнічного університету
доктор технічних наук, професор



Дмитришин Д.В.

“ 4 ” червня 2015 р.

**АКТ**

про впровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи
Насипаної Олени Петрівни «Моделювання і проектний синтез енергоефективних
трансформаторів з циліндричними шаровими обмотками»,
поданої на здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук

На кафедрі електричних машин для підготовки спеціалістів та магістрів за спеціальностями «Електричні машини і апарати», «Електричний транспорт» та «Електротехнічні системи електроспоживання» у навчальний процес впровадженні результати дисертаційної роботи Насипаної Олени Петрівни «Моделювання і проектний синтез енергоефективних трансформаторів з циліндричними шаровими обмотками». Матеріали дисертаційної роботи використовуються в лекційних курсах з дисциплін «Електричні машини», «Основи автоматизованого проектування ЕМП и EMC», «Методи оптимізації EMC», «САПР та основи досліджень електричних машин». Насипана О.П. також є співавтором учбового посібника «Автоматизированный проектный синтез силовых трансформаторов» [Электронный ресурс] / Г.В.Пуйло, И.С.Кузьменко, Е.П.Насыпаная. – Одесса: ОНПУ, 2009. – 153 с. – НП 03102, №3312-РС-2009, що використовується в курсовому і дипломному проектуванні.

Зав каф. електричних машин
д.т.н., проф.



Петрушин В.С.