

ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи



Веретенников Николай Юрьевич

**МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ
В ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ**

Специальность 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук,
Башкиров Алексей Викторович

Воронеж — 2025

Оглавление

Оглавление.....	2
Введение.....	4
1. Распределение высокочастотных токов в проводниках.....	21
1.1. Скин-эффект.....	21
1.2. Эффект близости в проводниках.....	23
1.3. Обзор существующих методов расчета высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов.....	27
1.3.1. Расчет высокочастотных потерь при синусоидальной форме тока в обмотках	27
1.3.2. Расчет высокочастотных потерь при произвольной форме тока в обмотках	32
1.4 Расчет потерь в трансформаторе с чередующимися обмотками	34
1.5 Метод эквивалентной цепи.....	38
Выводы	40
2. Способ вычисления потерь в магнитных компонентах с чередующимися обмотками при протекании тока произвольной формы	43
2.1 Расчет потерь в трансформаторе с чередующимися обмотками при одновременном протекании тока произвольной формы	43
2.1.1 Распределение поля в трансформаторе с чередующимися обмотками при одновременном протекании тока	43
2.1.2 Моделирование трансформатора с произвольной конфигурацией поля на границах слоев	46
2.2 Расчет потерь в магнитном компоненте с чередующимися обмотками при поочередном протекании тока.....	52
2.2.1 Распределение поля в трансформаторе с чередующимися обмотками при поочередном протекании тока.....	52
2.2.2 Моделирование магнитного компонента с поочередно протекающими токами в обмотках.....	57
2.3 Методика моделирования высокочастотных потерь в обмотках магнитного компонента	58
Выводы	62

3. Реализация способа оптимизации потерь в обмотках магнитного компонента	63
3.2 Реализация метода эквивалентной цепи	70
Выводы	76
4. Верификация методов определения потерь.....	78
4.1 Описание экспериментальной установки	78
4.2 Расчет потерь в сердечнике магнитного компонента	83
4.2.1 Расчет потерь в сердечнике понижающего преобразователя.....	83
4.2.2 Расчет потерь в сердечнике обратного преобразователя.....	87
4.3 Результаты экспериментальных измерений.....	90
4.4 Моделирование потерь в дросселе понижающего преобразователя.....	94
4.4.1 Моделирование потерь в дросселе с помощью метода эквивалентной цепи	94
4.4.2. Моделирование потерь в дросселе с помощью Ansys Maxwell.	97
4.4.3 Моделирование потерь в обмотках обратного трансформатора с помощью Ansys Maxwell	100
Выводы	104
Заключение	107
Список литературы	109
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Акты внедрения	117
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ	125

Введение

Актуальность темы исследования. Радиотехника является одним из динамично развивающихся направлений науки и техники. Миниатюризация радиоэлектронной аппаратуры, увеличение её сложности и рост энергопотребления приводят к ужесточению требований к массогабаритным параметрам источников питания, и как следствие, к повышению их рабочих частот с целью снижения габаритных размеров магнитопровода трансформаторов и дросселей. В то же время, критичным параметром становятся тепловые потери, для уменьшения которых разработчики стремятся максимально повышать КПД разрабатываемых изделий.

Рабочая частота современных транзисторных преобразователей составляет сотни килогерц, а иногда достигает 1 МГц и выше. Это приводит к существенному увеличению динамических потерь в полупроводниковых компонентах, а также к значительным сложностям в расчете и моделировании силовых трансформаторов и дросселей, от эффективности которых зависят основные параметры изделий. Со снижением габаритов увеличивается плотность тока в проводниках, что в сочетании с ростом частоты и усилением влияния высокочастотных эффектов приводит к значительным погрешностям при использовании традиционных методик расчета.

В настоящее время существует несколько способов оценки и моделирования потерь в проводниках трансформаторов и дросселей. Самым распространенным и наиболее простым способом является оценка потерь по среднеквадратичному току, протекающему в витках магнитного компонента. Однако, с усилением влияния скин-эффекта и эффекта близости такой способ начинает давать существенную ошибку в расчетах даже на относительно низких рабочих частотах. В силу этого для расчета высокочастотных потерь в магнитных компонентах часто прибегают к моделированию с помощью специализированных программных комплексов, использующих в своих расчетах метод конечных элементов [1 – 4]. Такой способ расчета обладает высокой точностью и показывает результаты

достаточно близкие к потерям в реальном изделии, однако, применение подобных программных пакетов связано с ростом трудоемкости и повышенным требованиям к вычислительной мощности ЭВМ, что оборачивается существенным увеличением временных затрат при проектировании изделия. К тому же, для выбора оптимальной топологии витков трансформатора и толщины проводника требуется многократное итеративное построение геометрической модели, либо изменение уже существующей модели, с последующим численным моделированием, что существенно увеличивает трудоемкость и время проектирования изделия.

Другим распространенным способом моделирования высокочастотных потерь, вызываемых вихревыми токами в обмотках трансформаторов и дросселей, является применение формулы Доуэлла [5] для токов синусоидальной формы или её модификации для токов произвольной формы, предложенной Б. Карстеном [6]. При этом трехмерная модель магнитного компонента преобразуется в одномерную, что существенно упрощает расчеты. За счет такого упрощения данный подход является менее требовательным к вычислительной мощности ЭВМ и обладает намного большим быстродействием, однако вместе с тем обладает меньшей точностью по сравнению с моделированием в конечных элементах. При этом, представленный способ позволяет выбрать оптимальную толщину проводника и произвести первичную оценку потерь в магнитных компонентах при условии, что их обмотки не чередуются между собой. Несмотря на перечисленные преимущества, данный способ не может быть применен к трансформаторам с чередующимися обмотками, а также, к магнитным компонентам с поочередно протекающими токами (таким как связанные дроссели), а следовательно, не позволяет выбрать оптимальное взаимное расположение витков магнитного компонента, что накладывает существенные ограничения на его применение в разработке устройств.

Задача снижения потерь, вызываемых эффектом близости и скин-эффектом, в витках трансформаторов рассматривалась в работах Е. Н. Кобзарь [7, 8],

О. И. Сахно [9,10], Л. И. Сахно, Д. И. Лихачева [10 – 16] применительно к инверторам машин контактной сварки. В работах были получены формулы для расчета индуктивности рассеяния и сопротивления по переменному току трансформатора с произвольной конфигурацией поля на границах слоев. Однако, представленная в работе методика расчета потерь не может быть применена в полной мере для импульсных источников питания, поскольку токи, протекающие в обмотках трансформатора, носят не синусоидальную форму.

Таким образом, анализируя представленное выше заключение можно прийти к выводу, что разработка новой методики моделирования высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов, которая будет устранять недостатки известных методов, совмещая их сильные стороны на сегодняшний день является актуальной задачей.

Степень научной разработанности. Явления скин-эффекта и эффекта близости в проводниках, вызванные током синусоидальной формы, рассматривались П. Доуэллом в пятидесятых годах прошлого века. Было получено уравнение, позволяющее с достаточной точностью определять сопротивление проводника в дросселе по переменному току. Однако, в импульсных источниках питания мы сталкиваемся с не синусоидальной формой тока, что приводит к дополнительным потерям вследствие возникновения высокочастотных гармоник. В 1986 году Б. Карстен расширил анализ потерь, разложив токи прямоугольной и треугольной формы в ряд Фурье и применив формулу Доуэлла к каждой гармонике ряда.

Задача расчета и оптимизации витков трансформатора в машинах контактной сварки рассматривалась Л. И. Сахно, О. И. Сахно и Д. И. Лихачевым. В работах были получены формулы для расчета сопротивления по переменному току трансформатора, а также представлена методика оптимизации высокочастотных потерь в трансформаторах с произвольной конфигурацией поля на границах слоев. Однако, представленная методика не может быть применена в полной мере для оптимизации трансформаторов источников питания, поскольку токи, протекающие в обмотках, имеют не синусоидальную форму для большинства

топологий импульсных преобразователей. К тому же, представленная в работах методика расчета сопротивления по переменному току не учитывает возможности поочередного протекания токов в первичной и вторичной обмотках, как это происходит в магнитном компоненте обратноходового преобразователя.

Таким образом, приближенные методики расчета высокочастотных потерь не нашли широкого применения среди разработчиков и исследователей. Основной причиной этого являются их ограниченные возможности. Так с помощью формулы Доуэлла могут быть с достаточной точностью вычислены потери в многослойных проводниковых структурах. Однако, при проектировании трансформаторов используется ряд приемов, позволяющих существенно снизить высокочастотные потери, таких как чередование слоев или сегментация первичной и вторичной обмоток. При этом может быть достигнут значительный эффект в виде снижения потерь, который совершенно не может быть описан в рамках рассматриваемого математического аппарата. На сегодняшний день в доступной литературе отсутствует описание полноценных методик, позволяющих оценивать высокочастотные потери в трансформаторах с учетом указанных конструктивных особенностей.

Цели и задачи исследования. Целью диссертационного исследования является разработка методик расчета высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов, позволяющих снизить временные затраты на моделирование и повысить эффективность проектирования импульсных источников питания.

При разработке методик необходимо исходить из фундаментальных законов и методов электродинамики и теории поля, а также опираться на классическую теорию трансформаторов, изложенную в работах В. В. Афанасьева, С. Н. Кризе, С. Б. Васютинского, Л. В. Лейтеса, П. Н. Матханова, С. С. Вдовина, а также учитывать результаты исследования поверхностного эффекта в электронных устройствах, изложенные в работах А. Зоммерфельда, И. Ламмеранера и М. Штафля, П. Доуэлла и Б. Карстена.

Для ее достижения представляется необходимым решить следующие задачи.

1. Выполнить анализ известных методов и средств оценки потерь в магнитных компонентах, вызванных эффектом близости и скин-эффектом. Выявить основные преимущества и недостатки известных методик, а также определить возможные пути их устранения.

2. Разработать методику расчета и моделирования потерь в витках магнитных компонентов импульсных источников питания, учитывающую возможность чередования обмоток трансформаторов с целью снижения влияния эффекта близости, а также позволяющую производить оценку потерь в магнитных компонентах с произвольной конфигурацией поля на границах слоев обмоток.

3. Разработать методику расчета и моделирования высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов с поочередно протекающими токами в обмотках, учитывающую возможность чередования обмоток магнитного компонента и позволяющую обеспечить высокий уровень производительности вычислений при сохранении достаточного уровня точности.

4. Разработать методику аппроксимации эффекта близости с помощью эквивалентной схемы замещения с заданной точностью для анализа потерь в магнитном компоненте во временной области.

5. Провести экспериментальную проверку эффективности разработанных методик расчета потерь в обмотках путем измерения потерь в магнитном компоненте понижающего и обратноходового преобразователя, а также моделирования с помощью специализированных САПР и сравнения полученных результатов с результатами разработанных методик.

Научная новизна результатов исследования. В работе получены следующие результаты, характеризующиеся научной новизной.

1. Методика аппроксимации эффекта близости во временной области, отличающаяся алгоритмом поиска номиналов компонентов схемы замещения и позволяющая проводить аппроксимацию зависимости сопротивления компонента от частоты с заданной точностью.

2. Методика расчета и моделирования потерь в витках магнитных компонентов с чередующимися обмотками, отличающаяся возможностью аналитического расчета потерь в трансформаторах с произвольной конфигурацией поля на границах слоев обмоток.

3. Методика расчета и моделирования потерь в витках магнитных компонентов с поочередно протекающими токами в обмотках, обеспечивающая возможность оценки эффективности топологии магнитного компонента и выбора оптимальной толщины проводника до его численного моделирования.

Теоретическая значимость работы состоит в создании методик, позволяющих произвести численную оценку рассеиваемой мощности в магнитных компонентах. При этом используется аналитический подход, основанный на решении уравнений Максвелла для поля с произвольной конфигурацией на границах слоев обмотки.

Практическая значимость работы заключается в разработке программных решений для численной оценки потерь в обмотках магнитного компонента. Такой подход позволяет выбрать оптимальную топологию при проектировании трансформатора и существенно сокращает время на разработку радиотехнических устройств в части моделирования и оптимизации высокочастотных потерь, вызываемых скин-эффектом и эффектом близости в обмотках трансформаторов и дросселей.

Диссертационное исследование соответствует следующим пунктам области исследования паспорта специальности **2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»**: (1) «Исследование процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств и систем», (14) «Разработка и исследование методов моделирования радиотехнических устройств и систем, включая системы цифрового телевидения высокой, сверхвысокой, ультравысокой четкости и других форматов, для телевизионного вещания и специальных применений», (16) «Разработка научных и технических основ проектирования, конструирования, технологии производства,

испытания и сертификации радиотехнических и телевизионных устройств и систем, включая чернобелые, цветные, спектрональные, инфракрасные, терагерцевые и многоракурные телевизионные системы, пассивные и активные системы объемного телевидения».

Методология и методы исследования. В диссертационном исследовании использованы методы электродинамики, теории цепей, математического моделирования, методы численного моделирования с помощью САПР и программирования на языках Python и MATLAB.

Положения, выносимые на защиту.

1. Применение методики моделирования высокочастотных потерь в обмотках трансформаторов импульсных источников питания с чередующимися обмотками и произвольной формой протекающего тока позволяет снизить потери, возникающие в витках трансформаторов путем многовариантного анализа полученных значений рассеиваемой мощности для различных структур витков магнитного компонента, обеспечивая при этом отклонение от экспериментальных результатов в пределах 16%. При этом, время, затрачиваемое на моделирование, существенно сокращается.

2. Применение методики моделирования высокочастотных потерь в обмотках магнитного компонента с чередующимися обмотками при поочередно протекающих токах в обмотках позволяет снизить потери в трансформаторе обратного преобразователя до 12%.

3. Использование методики аппроксимации эффекта близости во временной области с использованием метода эквивалентной схемы, позволяет повысить точность вычислений по сравнению с аналитическими методами, вследствие расчета потерь в обмотке в составе схемы конечного изделия. Разработанный алгоритм аппроксимации эффекта близости в виде эквивалентной схемы позволяет аппроксимировать частотные характеристики с погрешностью до 0,1 %. К примеру, для аппроксимации эффекта близости в обмотке дросселя понижающего преобразователя с использованием десяти звеньев эквивалентной схемы относительное отклонение во всем требуемом диапазоне частот не превышало 1%.

Степень достоверности и апробация результатов подтверждается сопоставлением результатов, полученных с помощью разработанных методик с результатами известных методик и способов моделирования, а также результатами экспериментальных измерений.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях, совещаниях и семинарах:

- Международная молодежная научная конференция «Физика. Технологии. Инновации (ФТИ-2021)». 2021 г, Екатеринбург;
- Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2021)». 2021 г, Воронеж;
- Международная конференция «International Conference on IT in Business and Industry, ITBI 2021». 2021 г, USA, Detroit;
- Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2022)». 2022 г, Воронеж;
- Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2023)». 2023 г, Воронеж.
- Международная конференция «IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)», 2024 г, республика Алтай.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 11 печатных работ, из них 4 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 7 работ опубликовано в сборниках трудов международных и всероссийских научно-технических конференций (три из которых включены в базу данных Scopus). Имеется 2 зарегистрированных программы для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, включающего 64 наименования. Основная часть работы изложена на 126 страницах, содержит 47 рисунков и 25 таблиц.

Во введении обоснована актуальность темы диссертации, сформулированы цель и задачи диссертационного исследования, определены научная новизна и практическая значимость работы, предложены и обоснованы пути решения поставленных задач, приведено краткое описание работы, изложены основные научные положения и результаты, выносимые на защиту.

В первой главе работы выполнен анализ литературных источников на тему моделирования и уменьшения высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов. А именно описываются механизмы возникновения скин-эффекта и эффекта близости в проводниках, а также рассматриваются основные методы и средства оценки высокочастотных потерь, вызываемых скин-эффектом и эффектом близости, в обмотках магнитных компонентов. Для решения данной проблемы многие предприятия прибегают к использованию специализированных программных комплексов, с помощью которых можно моделировать различные высокочастотные эффекты, возникающие в обмотках и магнитопроводе трансформаторов и дросселей. Тем самым определяется эффективность той или иной топологии витков магнитного компонента. Однако, моделирование с использованием подобных пакетов требует построения новой геометрической модели магнитного компонента для каждой итерации проектирования, к тому же, численное моделирование отличается повышенными требованиями к вычислительным ресурсам ЭВМ, что существенно увеличивает временные затраты на проектирование изделий.

Во второй части раздела рассматриваются известные аналитические методы оценки потерь в обмотках трансформаторов и дросселей. Рассматриваются преимущества и недостатки каждого из аналитических методов, происходит конкретизация проблематики работы.

Во второй главе кандидатской работы показаны теоретические данные, на которых базируется представленное научное исследование. В частности, представлен способ определения потерь в трансформаторах с чередующимися обмотками при одновременном протекании токов в обмотках. Основной особенностью представленного способа является нахождение коэффициентов напряженности

поля на границах каждого слоя обмотки в трансформаторах с произвольной конфигурацией слоев обмоток с последующим нахождением вектора Пойнтинга, на границах слоя обмотки. Таким образом, рассеиваемая в каждом проводящем слое обмотки мощность рассчитывается как сумма потерь по нескольким гармоникам [6] по формуле

$$P_i(d) = P_{ACi}(d) + P_{DCi}(d), \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} P_{ACi}(d) &= \sum_n P_{ACin}(d) = \\ &= \sum_n \operatorname{Re} \left\{ \frac{m_n l_i I_n^2}{h\sigma} \cdot \left((n_{1i}^2 + n_{2i}^2) \operatorname{cth}(m_n d) - \frac{2|n_{1i}||n_{2i}|}{\operatorname{sh}(m_n d)} \right) \right\}, \\ P_{DCi}(d) &= (q_i I_{DCi})^2 R_{DCi} = \frac{(q_i I_{DCi})^2 l_i}{hd\sigma}, \end{aligned}$$

где P_i — мощность, рассеиваемая в слое i , P_{ACi} — потери по переменному току в слое i , P_{DCi} — потери по постоянному току в слое i , P_{ACin} — мощность, рассеиваемая в слое i для n -й гармоники, d — толщина слоя i , $m_n = \sqrt{j\omega_n \mu_0 \sigma}$, $\omega_n = 2\pi f_n$, f_n — частота гармоники тока n , σ — удельная проводимость меди, l_i — длина витка слоя i , I_n — среднеквадратичный ток n -й гармоники в соответствующей (первичной или вторичной) обмотке, h — высота окна сердечника, n_{1i} — коэффициент напряженности поля на внешней границе слоя i , n_{2i} — коэффициент напряженности поля на внутренней границе слоя i , q_i — количество витков в слое i , I_{DCi} — постоянная составляющая тока в обмотке, соответствующей слою i , R_{DCi} — сопротивление по постоянному току слоя i .

Во второй части главы представлена методика моделирования и минимизации высокочастотных потерь в витках трансформаторов с поочередно протекающими токами в обмотках. Как и ранее в рассматриваемой методике необходимо найти коэффициенты напряженности поля на границах слоев обмоток трансформатора на каждом отдельном такте его работы. Затем необходимо определить потери на каждом такте работы трансформатора и усреднить полученные

значения рассеиваемой мощности пропорционально длительности каждого такта.

$$P_i(d) = P_{i1}(d)D + P_{i2}(d)(1 - D) + P_{DCi}(d), \quad (2)$$

где $D = \frac{t_u}{T}$ — коэффициент заполнения импульса преобразователя, t_u — время прямого такта работы преобразователя (время импульса), T — период работы преобразователя, $P_i(d)$ — мощность, рассеиваемая в i -м слое, $P_{DCi}(d)$ — потери по постоянному току в слое i . $P_{i1}(d)$ и $P_{i2}(d)$ — потери на прямом и обратном такте работы преобразователя.

Таким образом, варьируя значение параметра d можно построить график зависимости рассеиваемой мощности от толщины (диаметра) проводника и определить оптимальное значение толщины, соответствующее минимуму потерь на графике для заданной топологии трансформатора.

В третьей главе представлена программная реализация способа моделирования высокочастотных потерь в магнитных компонентах на примере трансформатора обратного преобразователя. Для трансформатора, выполненного на сердечнике ER14.5 с двумя различными топологиями обмоток определены коэффициенты напряженности поля для каждого такта работы преобразователя. Наглядно показано, что в следствие минимизации квадрата напряженности поля на границах слоев на периоде работы преобразователя, топология с чередующимися слоями обмоток (P-S-S-P) является более эффективной с точки зрения минимизации потерь, вызываемых эффектом близости. Далее представлены результаты вычислений рассеиваемой мощности в зависимости от толщины проводника в каждой обмотке для двух выбранных топологий. Результаты расчетов при использовании провода диаметром 0,16 мм представлены в таблице 1

Таблица 1

Рассеиваемая мощность в каждом слое трансформатора

Обозначение слоя	Топология P-P-S-S	Топология P-S-S-P
P1	121,25 мВт	122,1 мВт

P2	169,98 мВт	235,6 мВт
S1	158,89 мВт	86,45 мВт
S2	190,73 мВт	118,6 мВт
Суммарные потери в обмотках	640,86 мВт	562,77 мВт

Таким образом, чередование слоев обмоток помогает снизить суммарные потери в магнитном компоненте на 78 мВт или на 12 %, что может существенно повысить КПД конечного изделия.

Во второй части главы рассматривается реализация метода эквивалентной цепи, позволяющего выполнять анализ высокочастотных потерь в обмотках во временной области, тем самым убрав необходимость разложения тока произвольной формы по гармоническим составляющим. Предложен новый алгоритм, позволяющий аппроксимировать зависимость сопротивления обмотки от частоты с помощью эквивалентной схемы с заданной точностью.

Основным критерием аппроксимации выбрана относительная ошибка

$$Err = \frac{|R_{ac}(\omega) - Z(\omega)|}{R_{ac}(\omega)}. \quad (4)$$

Где $Z(\omega) = \text{Re}(Z(j\omega))$ – действительная часть импеданса эквивалентной схемы, $R_{ac}(\omega)$ – зависимость сопротивления обмотки магнитного компонента от частоты.

Далее представлена программная реализация представленного алгоритма, выполненная на языке Python. Также показан пример использования эквивалентной схемы в SPICE симуляторе качестве элемента, задающего сопротивление обмотки. При сравнении значений исходных данных с аппроксимированной кривой видно, что измеренная зависимость сопротивления от частоты близка к исходным данным, а относительная ошибка (3) не превышает значения 1% в заданных точках.

В четвертой главе производится верификация предложенных способов определения потерь. Для нахождения потерь в обмотках магнитного компонента

из рассеиваемой в изделии мощности вычитались все источники потерь, кроме искомого, а именно, потери в силовых транзисторах и диодах схемы, измеряемые в ходе эксперимента, а также потери в магнитопроводе, вычисляемые с помощью уравнения Штейнметца. В первой части главы представлены схемы и основные параметры макетов, используемых для верификации представленных методов расчета потерь. Произведено описание экспериментальной установки, а также методики проведения эксперимента.

Во второй части главы представлены расчеты потерь в сердечнике понижающего и обратноходового преобразователя. Для этого исходя из измеренной индуктивности силового дросселя для понижающего преобразователя или индуктивности первичной обмотки трансформатора для обратноходового преобразователя рассчитывается пульсация тока, а также максимальное и минимальное значения тока. Затем, с помощью полученных данных рассчитываются минимальное и максимальное значения магнитной индукции, определяющие рабочую точку магнитного компонента, а также размах индукции, определяющий потери в сердечнике. Полные потери в сердечнике определяются как

$$P_{core} = P_v V = C_m f^x \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^y C_T V \quad (4)$$

где V — объем сердечника, P_v — удельная рассеиваемая мощность на единицу объема, f — частота работы магнитного компонента, ΔB — размах магнитной индукции сердечника, C_m , X , Y — эмпирические коэффициенты Штейнметца (предоставляются производителем материала сердечника). C_T — температурный коэффициент.

В третьей части главы представлены результаты экспериментальных измерений потерь в полупроводниковых компонентах испытательных макетов понижающего и обратноходового преобразователя, а также приведены результаты вычислений потерь в магнитопроводе и обмотке магнитного компонента. Для нахождения потерь на каждом из транзисторов (или на диоде) с помощью тепловизора фиксировалась их температуры в рабочем режиме. Затем находи-

лась мощность, при которой корпус компонента нагревался до той же температуры, что и в установившемся рабочем режиме. Для этого через полупроводниковый прибор пропусклся постоянный ток до достижения установившегося значения измеренной ранее температуры. Потери в компоненте определялись как произведение постоянного тока и падения напряжения на полупроводниковом приборе. Результаты эксперимента по определению потерь в обмотке дросселя понижающего преобразователя представлены в таблице 2.

Таблица 2

Результаты измерения потерь в обмотках дросселя
понижающего преобразователя.

Суммарные потери в преобразователе, мВт		3475
Потери в транзисторах, мВт	Верхний ключ (VT1)	742,76
	Нижний ключ (VT2)	2183,85
Потери в сердечнике, мВт		292
Потери в обмотке, мВт		256,39

Аналогичные измерения были проведены и для обратноходового преобразователя с двумя различными топологиями трансформатора. Экспериментальные значения потерь представлены в таблице 3 для топологии без чередования слоев (P-P-S-S) и в таблице 4 для топологии с чередующимися слоями (P-S-S-P).

Таблица 3

Результаты измерения потерь в обмотках трансформатора
обратноходового преобразователя топологии P-P-S-S.

Суммарные потери в преобразователе, мВт		1826
Потери в силовом транзисторе (VT1), мВт		403
Потери в выпрямительном диоде (VD1), мВт		659,9
Потери в сердечнике, мВт		7,5
Потери в обмотке, мВт		755,6

Таблица 4

Результаты измерения потерь в обмотках трансформатора
обратноходового преобразователя топологии P-S-S-P.

Суммарные потери в преобразователе, мВт		1500
---	--	------

Потери в силовом транзисторе (VT1), мВт	236,4
Потери в выпрямительном диоде (VD1), мВт	621,3
Потери в сердечнике, мВт	7,4
Потери в обмотке, мВт	634,9

В четвертой части главы производится моделирование потерь в дросселе понижающего преобразователя с помощью метода эквивалентной схемы. Для этого нелинейный элемент, задающий сопротивление обмотки в зависимости от частоты протекающего тока, устанавливается последовательно с идеальным индуктивным элементом в составе силового каскада преобразователя. Также показана возможность моделирование высокочастотных потерь, путем задания переменного напряжения, прикладываемого к дросселю или тока, протекающего в обмотке. Далее производится верификация предлагаемого метода расчета путем анализа потерь с помощью численного моделирования в программе Ansys Maxwell. Для этого создается двумерная модель дросселя, включающая в себя сердечник и обмотку. Ток в обмотке дросселя формируется с помощью источника тока и определяется кусочно-заданной функцией, повторяющей форму тока в исследуемом макете. В результате моделирования были построены распределение напряженности поля в магнитном компоненте, а также распределение плотности тока в витках, а также определена средняя рассеиваемая мощность. Основные результаты экспериментальных измерений и различных способов моделирования представлены в таблице 5. Для каждого значения рассеиваемой мощности рассчитано относительное отклонение от экспериментальных значений. Моделирование потерь с использованием метода конечных элементов дает относительное отклонение от экспериментального значения в – 11.37 %. Полученное отклонение можно объяснить точностью моделирования САПР, а также точностью самого эксперимента, определяемой погрешностью измерительных приборов, в частности тепловизора, а также инерционностью передачи тепла от кристаллов полупроводниковых компонентов к корпусу. Существенные различия результатов моделирования с помощью метода эквивалентной схемы с исполь-

зованием источника тока и экспериментальных измерений объясняются искажениями формы напряжения, прикладываемого к дросселю при таком способе задания рабочей точки. Таким образом, наиболее близким к экспериментальным результатам является моделирование с помощью метода эквивалентной схемы в составе силового каскада преобразователя.

Таблица 5

Сравнение результатов моделирования и экспериментальных значений

Способ определения потерь		Рассеиваемая мощность	Относительное отклонение
Экспериментальные измерения		256,4 мВт	-
Аналитический метод расчета		279,7 мВт	9,09 %
Метод эквивалентной схемы	Моделирование в составе схемы силового каскада	270,6 мВт	5,54 %
	Моделирование с источником напряжения	274,3 мВт	6,98 %
	Моделирование с источником тока	307,5 мВт	19,93 %
Моделирование в Ansys Maxwell		225,5 мВт	-12,05 %

Также в четвертой части главы производится верификация методики определения потерь в трансформаторе обратного преобразователя с помощью численного моделирования в среде Ansys Maxwell. Для этого создается двумерная модель магнитного компонента, включающая в себя сердечник и две обмотки. При этом топология обмоток совпадает с топологией трансформаторов, используемых при аналитических расчетах и в эксперименте. В результате моделирования трансформаторов с двумя топологиями витков было построено распределение напряженности поля на границах обмоток, а также определена рассеиваемая мощность для каждой из топологий. Результаты экспериментальных измерений, а также численного моделирования и аналитических расчетов для обратного трансформатора двух топологий представлены в таблице 6. Из таблицы видно, что предлагаемый аналитический метод расчета дает отклонение от экспериментальных значений в пределах 16 %, а результаты моделирования с помощью САПР отличается от экспериментальных результатов максимум на

16,52 %, что можно считать допустимым для оценки эффективности топологии витков при проектировании магнитного компонента.

Таблица 6

Сравнение результатов моделирования и экспериментальных значений

Топология витков	Способ определения потерь	Рассеиваемая мощность	Относительное отклонение
P-P-S-S	Экспериментальные измерения	755,6 мВт	-
	Аналитический метод расчета	640,9 мВт	-15,18 %
	Моделирование в Ansys	704,8 мВт	-6,72 %
P-S-S-P	Экспериментальные измерения	634,9 мВт	-
	Аналитический метод расчета	562,8 мВт	-11,36 %
	Моделирование в Ansys	530 мВт	-16,52 %

В заключении представлены основные выводы и результаты работы.

1. Распределение высокочастотных токов в проводниках

1.1. Скин-эффект

При высокой частоте преобразования потери, вызванные паразитными индуктивностями и вихревыми токами, могут значительно ухудшить параметры схемы. Эти эффекты являются следствием возникновения магнитного поля при протекании тока высокой частоты по обмоткам трансформаторов и проводникам схемы.

На рисунке 1.1 показано распределение магнитного поля вокруг проводника с постоянным током или током низкой частоты. При достаточном отдалении от других проводников силовые линии магнитного поля \mathbf{B} будут образовывать концентрические окружности с центром на оси проводника. При изменении силы тока форма силовых линий поля остается прежней, поэтому в каждой точке внутри проводника производная $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ направлена по касательной к соответствующей линии индукции магнитного поля. Следовательно, линии $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ также являются концентрическими окружностями.

При низкой частоте потери энергии на проводимость значительно превышают энергию магнитного поля, и ток распределен равномерно по сечению проводника, так как уменьшение общей энергии требует минимизацию потерь в сопротивлении [30].

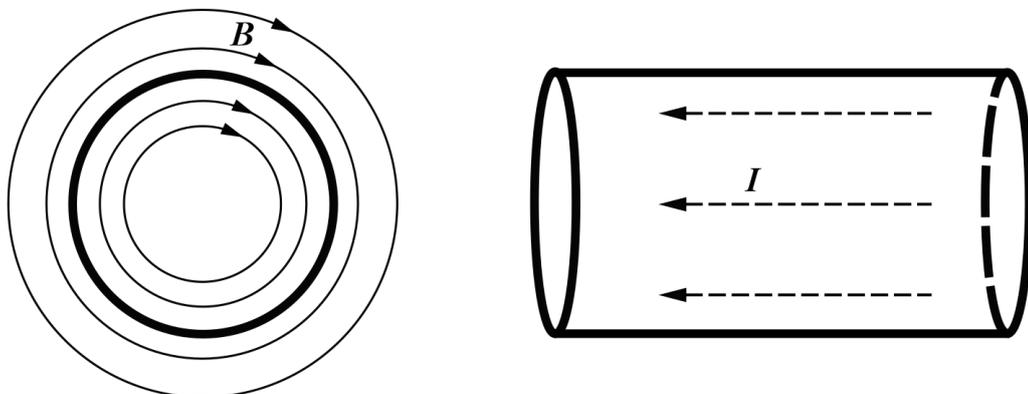


Рисунок 1.1. — Изолированный проводник на низкой частоте

При высоких частотах резко изменяющееся поле по закону электромагнитной индукции

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

создает электрическое индуцированное поле, силовые линии которого представляют собой замкнутые кривые вокруг линии магнитного поля (рисунок 1.2).

Для плоского однородного бесконечного проводника с током, текущим в направлении оси X вдоль его поверхности, лежащей в плоскости XZ решая систему уравнений Максвелла с учетом дифференциального закона Ома можно получить распределение тока в проводнике [31]:

$$j_x(y, t) = j_0 e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y),$$

где $\alpha = \sqrt{\sigma \mu_0 \omega / 2}$, а j_0 — амплитуда плотности тока на поверхности проводника.

Таким образом, плотность тока при удалении от поверхности проводника экспоненциально убывает. Расстояние от поверхности, на котором плотность тока уменьшится в e раз называют глубиной проникновения или толщиной скин-слоя:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \mu_0 \omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}}$$

где ρ — удельное сопротивление проводника, а σ — удельная электрическая проводимость.

Видно, что с увеличением частоты переменного тока скин-эффект усиливается, и ток сосредотачивается во все более тонком слое вблизи поверхности проводника. Рост проводимости (уменьшение удельного сопротивления материала проводника) проводника также приводит к уменьшению толщины скин-слоя [28, 33].

Несмотря на то, что ток экспоненциально убывает от поверхности к центру проводника, принято считать, что сопротивление (и потери) при высокой частоте постоянные от поверхности до глубины проникновения, а затем резко увеличи-

ваются до бесконечности. Таким образом, главной токопроводящей частью проводника на высокой частоте является поверхностный слой толщиной δ [28 – 31, 33]. Следовательно, активное сопротивление проводника по переменному току резко увеличивается.

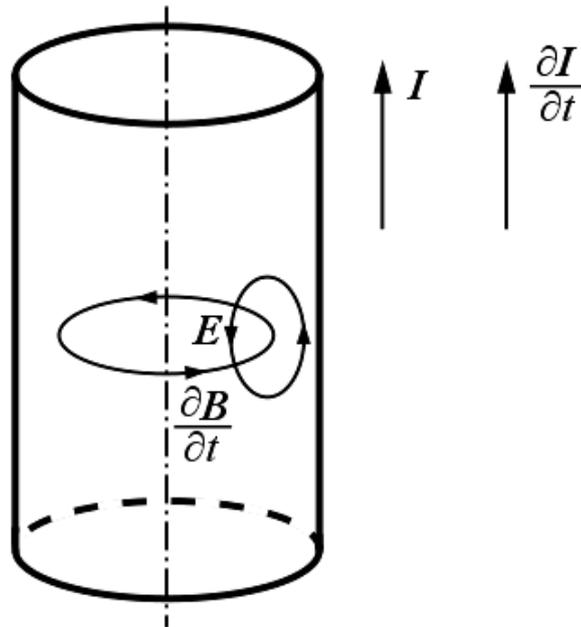


Рисунок 1.2. — Вихревые токи в проводнике на высокой частоте

1.2. Эффект близости в проводниках

Из математического определения толщины скин-слоя можно сделать вывод, что если мы не будем использовать провода толщиной большей, чем глубина проникновения δ , то влияние скин-эффекта на рассеиваемую мощность будет незначительно. К сожалению, это не так. Если мы будем рассматривать не одиночный проводник в свободном пространстве, а несколько проводников, находящихся в непосредственной близости друг от друга, то реальные потери в обмотке будут намного выше [18, 32, 33].

Такая ситуация обусловлена эффектом близости, вызывающем дополнительные потери в проводниках, находящихся вблизи других проводников, проводящих ток. Когда один проводник размещается в непосредственной близости

от другого, их поля векторно складываются. Напряженность поля вблизи поверхности проводника становится неоднородной, как и распределение тока в проводнике.

Рассмотрим эффект близости на примере двух плоских шин (рисунок 1.3). Значок «+» показывает направление тока внутрь верхней полосы, а «·» — из нижней. Сплошные стрелки представляют напряженность поля, создаваемого верхней пластиной, а пунктирные — нижней. Из рисунка видно, что в пространстве между пластинами напряженности складываются, а снаружи — вычитаются, устремляя результирующее поле к нулю.

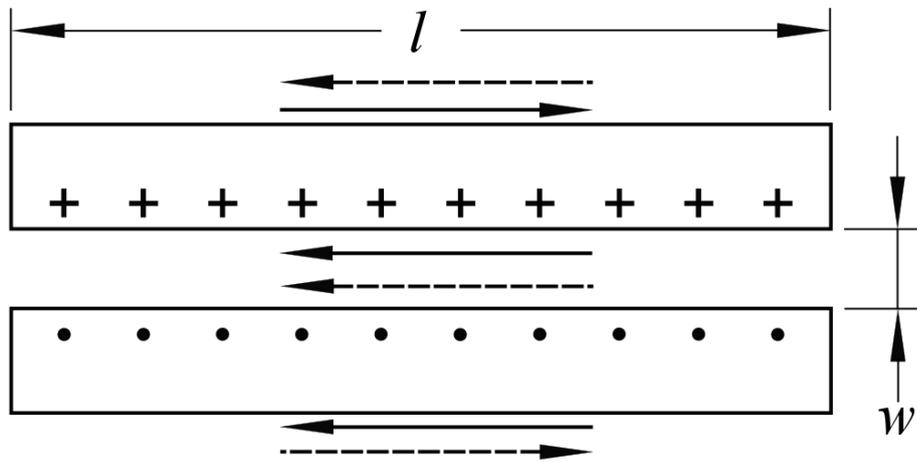


Рисунок 1.3. — Распределение тока в близко расположенных проводниках

Если ширина полос значительно больше расстояния между ними, то напряженность поля внутри полос можно считать равной $2H$, а снаружи — равной нулю. Таким образом, почти вся энергия сконцентрирована между двумя пластинами и ток течет только по их внутренней стороне.

На рисунке 1.4 показан трансформатор с четырьмя витками однослойной первичной обмотки и одним витком вторичной обмотки. Если пренебречь током намагничивания, то сумма ампер-витков всех обмоток трансформатора должна

быть равной нулю. Если через первичную обмотку протекает ток в 1 А, то магнитодвижущая сила $F = \oint \mathbf{H} dl = NI$ по любому пути составит 4 ампер-витка. Таким образом, ток через вторичную обмотку должен быть равен 4 А.

При высокой частоте вся энергия поля замкнута в сердечнике, обладающем высокой магнитной проницаемостью [30]. В отсутствие зазора в сердечнике поле отсутствует не только снаружи первичной обмотки, но и внутри вторичной и проявляется только между первичной и вторичной обмоткой. Ток концентрируется на внешней стороне вторичной обмотки и на внутренней стороне первичной обмотки, аналогично рисунку 1.3.

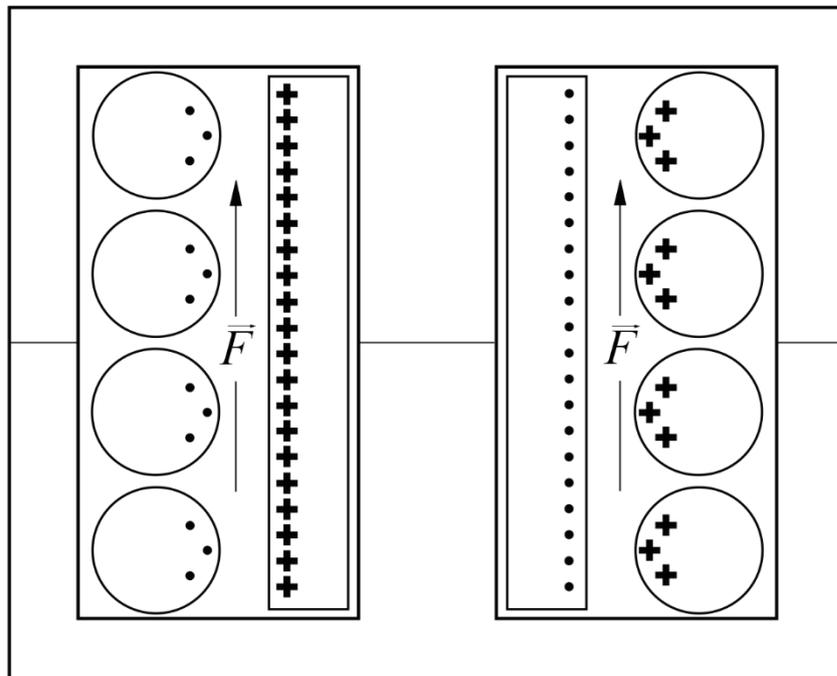


Рисунок 1.4. — Распределение тока в обмотках трансформатора

Для многослойных обмоток, распределение токов будет иметь более сложный вид, чем при однослойной обмотке [33, 34]. На рисунке 1.5 показан разрез одной стороны многослойного дросселя и соответствующая ему диаграмма распределения магнитодвижущей силы. Пусть по трем слоям обмотки протекает суммарный ток 1 А. В левой части слоя 1 магнитодвижущая сила равна нулю. В правой части — между первым и вторым слоем $F = 1$ ампер-витку. Вследствие

эффекта близости, ток протекает только со стороны поля на глубине проникновения δ . На наружной поверхности второго слоя присутствует вихревой ток, созданный током, протекающим в первом слое. Однако, при магнитодвижущей силе равной нулю в центре слоя, замкнутый ток также должен быть равен нулю. Соответственно, в правой части второго слоя суммарный ток достигает 2 А. При этом, полный ток во втором слое равен полному току в первом слое.

Ток в третьем слое также складывается из двух составляющих: во внешней стороне слоя протекает вихревой ток, равный 2 А и направленный противоположно полному току. По внутренней стороне протекает составляющая 3 А, сохраняя результирующий ток равным 1 А.

По квадрату токов, протекающих в проводнике, можно судить о мощности, рассеиваемой в каждом слое. Видно, что во втором слое рассеивается в 5 раз большая мощность, чем в первом, а в третьем — в 13 раз больше.

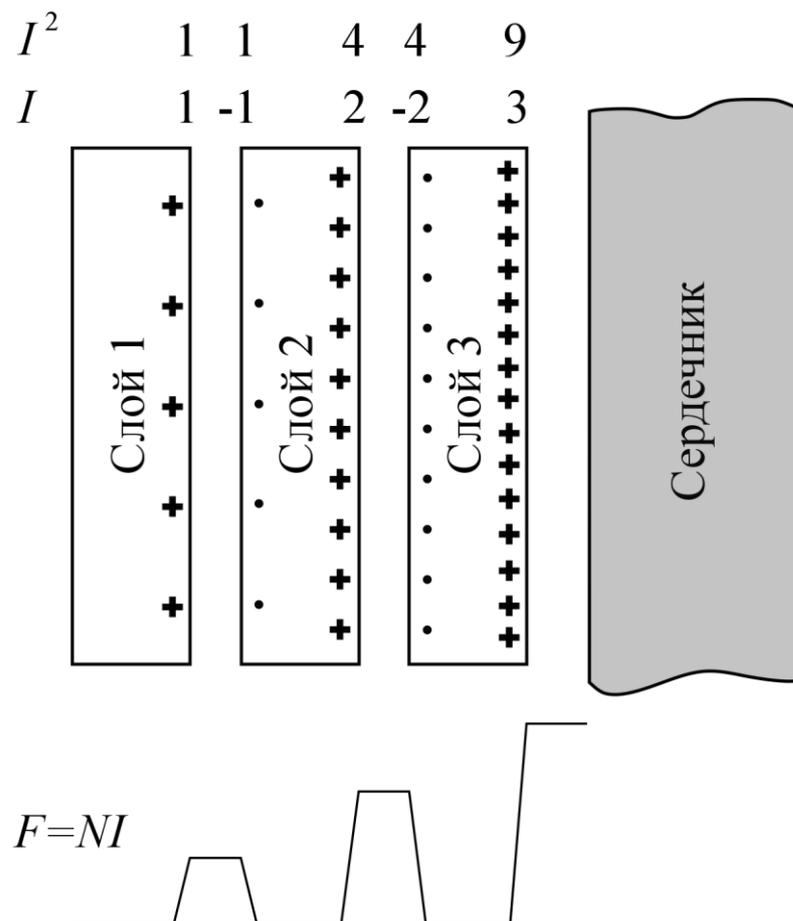


Рисунок 1.5. — Распределение токов в трехслойной обмотке дросселя

Таким образом, эффект близости имеет тенденцию становиться доминирующим [30, 32, 35] в формировании потерь в магнитных компонентах на высоких частотах, особенно при использовании многослойных обмоток.

1.3. Обзор существующих методов расчета высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов

1.3.1. Расчет высокочастотных потерь при синусоидальной форме тока в обмотках

Широко известен аналитический метод расчета высокочастотных потерь, вызванных скин-эффектом и эффекта близости в магнитных компонентах, предложенный П. Доуэллом [5] в пятидесятых годах прошлого века и заключающийся в представлении слоя обмотки магнитного компонента в виде плоской фольги.

Если слой образован не однородным проводником прямоугольного сечения, а несколькими отдельными проводниками, то они должны быть аппроксимированы [36] в прямоугольную фольгу с эквивалентной толщиной d и эквивалентной проводимостью

$$\sigma = \eta \sigma_0, \quad (1.1)$$

где σ_0 — удельная проводимость материала проводника, а η — коэффициент, показывающий, какую часть ширины обмотки занимают проводники с прямоугольным сечением (рисунок 1.6).

Проводник с круглым сечением диаметром d_0 будет иметь такую же площадь, как проводник квадратного сечения со стороной

$$d = w = \sqrt{\frac{\pi}{4}} d_0. \quad (1.2)$$

q таких проводников в одном слое будут иметь высоту qd , что соответствует фольге прямоугольного сечения такой же высоты. Коэффициент заполнения высоты окна высотой h в данном случае равен

$$\eta = \frac{qd}{h} = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \frac{qd_0}{h}. \quad (1.3)$$

Для плоских проводников

$$\eta = \frac{qw}{h}. \quad (1.4)$$

Общая длина аппроксимированного проводника в обмотке равна

$$l = \frac{l_0}{q}, \quad (1.5)$$

где l_0 — длина цилиндрического проводника, а l — эквивалентная длина прямоугольной фольги.

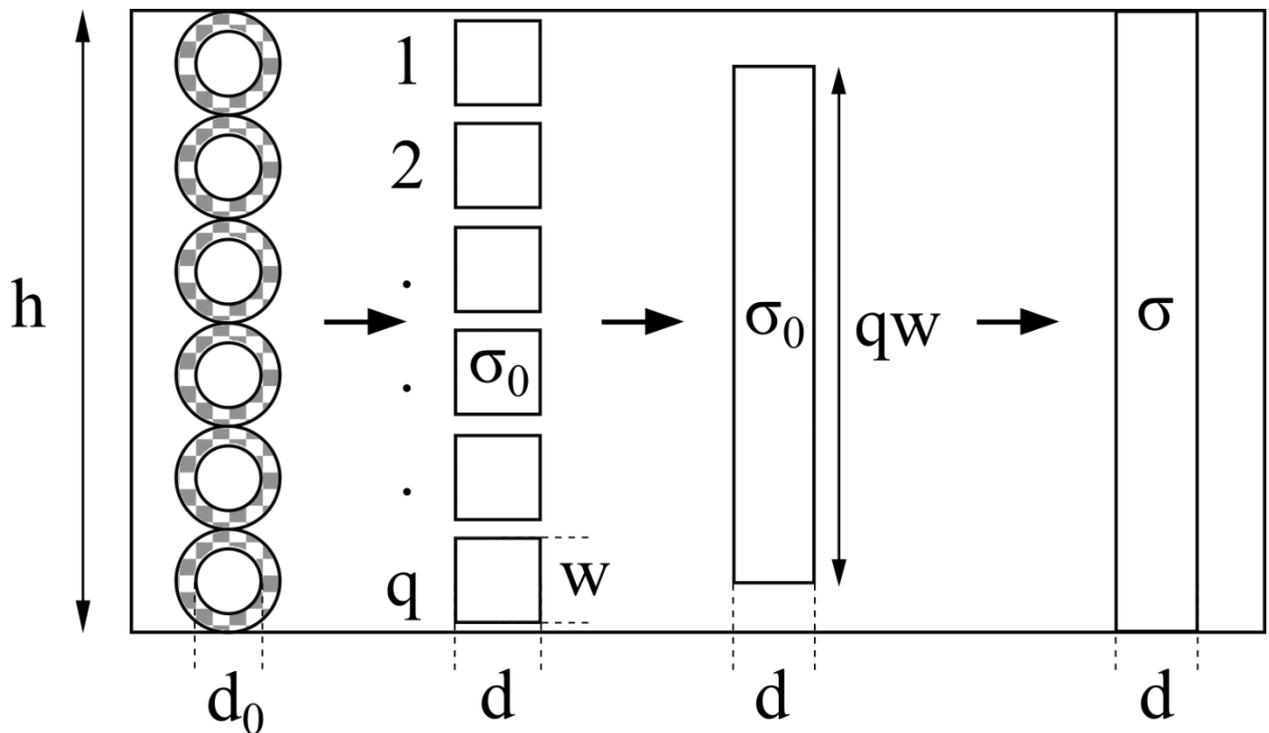


Рисунок 1.6. — Аппроксимация цилиндрических проводников в прямоугольную фольгу

Теоретические вычисления высокочастотных потерь базируются на условии, что магнитное поле параллельно оси обмотки и имеет одинаковую интенсивность по всей длине. Если используется сердечник закрытого типа, то дивергенция поля на краях обмоток уменьшается и краевыми эффектами можно пренебречь, что позволит считать поле однородным на всем протяжении слоев [32].

В способе вычисления сопротивления по переменному току, предложенным Доуэллом предполагается, что слои обмоток намотаны друг за другом и представляют собой проводники из плоской фольги. Тогда, следуя логике распределения вихревых токов (и напряженности магнитного поля) на рисунке 1.5 можно записать граничные условия для произвольного слоя n (рисунок 1.7). Таким образом, решая уравнения Максвелла с данными граничными условиями можно получить формулу для определения отношения сопротивления по переменному току к сопротивлению по постоянному току [5, 36, 37]:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Delta \left[\frac{\text{sh}(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\text{ch}(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + \frac{2(p^2 - 1)}{3} \frac{\text{sh}(\Delta) - \sin(\Delta)}{\text{ch}(\Delta) + \cos(\Delta)} \right], \quad (1.6)$$

где R_{ac} — сопротивление обмотки по переменному току, R_{dc} — сопротивление по постоянному току, p — количество слоев в обмотке, $\Delta = d/\delta$ — отношение толщины слоя обмотки к глубине скин-слоя на данной частоте.

Выражение 1.6 называется формулой Доуэлла и может быть применена для оценки влияния эффекта близости на формирование потерь в магнитных обмотках.

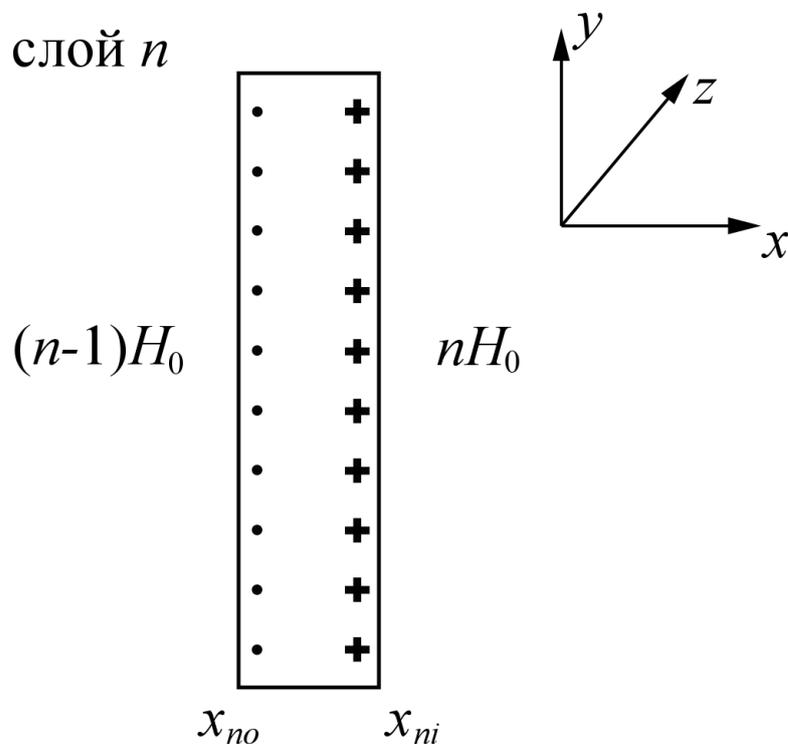


Рисунок 1.7. — Проводящий слой в обмотке

Таким образом, общие потери в обмотке магнитного компонента вычисляются как

$$P = P_{dc} + P_{ac} = (qI)^2(R_{dc} + R_{ac}) = (qI)^2 R_{dc} \left(1 + \frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)$$

$$P = \frac{(qI)^2 l}{hd\sigma} \left(1 + \Delta \left[\frac{\text{sh}(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\text{ch}(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + \frac{2(p^2 - 1)}{3} \frac{\text{sh}(\Delta) - \sin(\Delta)}{\text{ch}(\Delta) + \cos(\Delta)} \right]\right), \quad (1.7)$$

где q — количество витков в одном слое, I — среднеквадратичное значение тока в обмотке, h — высота окна сердечника, d — толщина слой обмотки, l — общая длина прямоугольного проводника.

Если проанализировать зависимость отношения сопротивлений по переменному и постоянному току (1.6) от величины Δ , можно заметить ряд закономерностей (рисунок 1.8):

- При толщине проводника значительно меньшей, чем толщина скин-слоя ($\Delta \ll 1$), отношение сопротивлений близко к 1. То есть, сопротивление проводника почти полностью определяется сопротивлением по постоянному току;

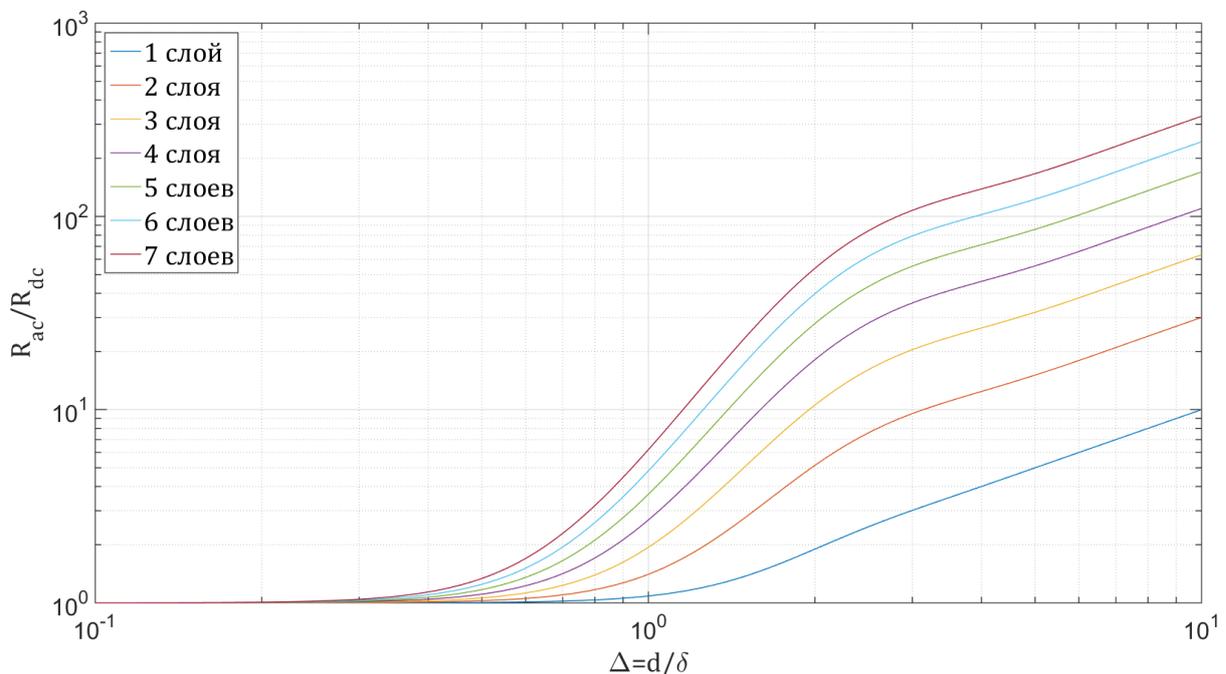


Рисунок 1.8 — Зависимость отношения сопротивлений по переменному и постоянному току от толщины проводника

- В окрестности $\Delta = 1$, когда толщина проводника и толщина скин-слоя имеют одинаковый порядок, сопротивление по переменному току резко возрастает при незначительном изменении толщины проводника. При этом для большего числа слоев обмотки этот эффект проявляется даже при меньшей толщине проводника, увеличивая сопротивление в несколько раз.

- При $\Delta \gg 1$ толщина проводника намного больше толщины скин-слоя, а кривые отношения сопротивлений становятся параллельными друг другу [33].

Для более наглядного представления можно нормировать отношение сопротивлений (1.6) на величину $\Delta = d/\delta$.

$$K_r = \frac{\delta F_r}{d} = \frac{R_{dc} F_r}{R_{dc}|_{d=\delta}} = \frac{R_{ac}}{R_{dc}|_{d=\delta}} \quad (1.8)$$

Выражение 1.8 имеет смысл отношения сопротивления по переменному току к сопротивлению по постоянному току проводника с толщиной равной δ и позволяет определить, вклад эффекта близости в формирование потерь по сравнению с вкладом скин-эффекта. Построив зависимость K_r от Δ , можно увидеть, что для многослойных обмоток недостаточно использовать проводник с толщиной равной толщине скин-слоя, а оптимальная толщина (диаметр) проводника существенно уменьшается с увеличением количества слоёв в обмотке (рисунок 1.9).

Данный способ позволяет определить оптимальную толщину проводника путем итеративных вычислений и варьирования параметра d . Однако, представленный способ вычисления потерь имеет ряд недостатков:

- 1) способ предполагает расчет потерь только для токов синусоидальной формы;

- 2) в способе принимаются допущения, что все слои обмоток намотаны подряд и не чередуются между собой, что делает его неприменимым для трансформаторов с чередующимися обмотками;

- 3) данный способ не предполагает расчета потерь в магнитных экранах, а также в трансформаторах с поочередным протеканием тока в обмотках (как например обратногоходовой трансформатор).

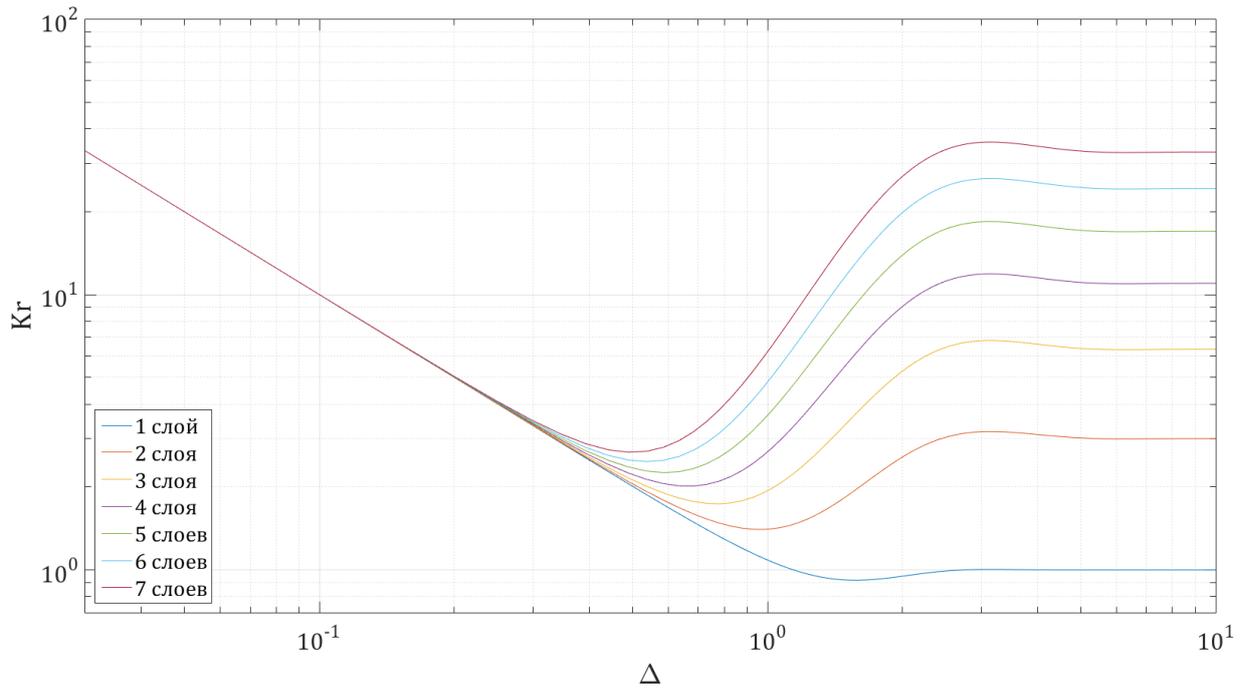


Рисунок 1.9. — Отношение AC сопротивления слоя к DC сопротивлению проводника толщиной δ

Таким образом, формула Доуэлла применима только для грубой оценки потерь по первой гармонике в магнитных дросселях и трансформаторах, намотанных без чередования слоев.

1.3.2. Расчет высокочастотных потерь при произвольной форме тока в обмотках

В большинстве импульсных преобразователей электроэнергии ток, протекающий в трансформаторе или дросселе имеет форму отличную от синусоидальной. Причем, высокочастотные гармоники тока могут вносить существенный вклад в формирование потерь.

В 1986 г. Б. Карстеном был предложен способ расчета высокочастотных потерь в обмотках для тока произвольной формы [6]. Такой ток, может быть разложен на гармонические составляющие с использованием преобразования Фурье.

$$I(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t), \quad (1.9)$$

где $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ — основная частота токового сигнала, N — максимальное число гармоник ряда.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} I(t) \cos n\omega_1 t dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} I(t) \sin n\omega_1 t dt. \quad (1.10)$$

Тогда амплитуда каждой n -ой гармоники равна

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}. \quad (1.11)$$

Для использования уравнения Доуэлла необходима среднеквадратичная величина тока в обмотке. Для n -ой гармоники

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (A_n \sin n\omega_1 t)^2 dt}. \quad (1.12)$$

Посчитав толщину скин-слоя для каждой частоты по формуле (1.3), подставим полученные значения в формулу Доуэлла (1.6) и в уравнение для полной рассеиваемой мощности (1.7).

$$Fr_n = \frac{R_{acn}}{R_{dc}} = \Delta_n \left[\frac{\text{sh}(2\Delta_n) + \sin(2\Delta_n)}{\text{ch}(2\Delta_n) - \cos(2\Delta_n)} + \frac{2(p^2 - 1)}{3} \frac{\text{sh}(\Delta_n) - \sin(\Delta_n)}{\text{ch}(\Delta_n) + \cos(\Delta_n)} \right]; \quad (1.13)$$

$$P = \sum_{n=0}^N (NI_n)^2 R_{dc} Fr_n, \quad (1.14)$$

где Fr_n — отношение сопротивления по переменному току для i -ой гармоники к сопротивлению по постоянному току, Δ_n — отношение толщины слоя обмотки к толщине скин-слоя на частоте n -ой гармоники.

При этом, Fr_0 принимается равным 1.

Нормализованное отношение сопротивлений для токового сигнала произвольной формы примет вид

$$K_r = \frac{\sum_{n=1}^N I_n^2 F_{rn}}{I_{rms}^2 \Delta} \quad (1.14)$$

Данный способ расчета потерь устраняет только первый недостаток формулы Доуэлла в части применимости для токов произвольной формы. Представленный метод подходит для вычисления рассеиваемой мощности в дросселях или трансформаторах, где обмотки намотаны без чередования [38]. Однако, чередование обмоток является наиболее эффективным способом снижения влияния эффекта близости на потери в обмотках, поскольку при чередовании слоев магнитное поле, вызываемое первичной обмоткой, компенсируется полем противоположного направления, вызываемым вторичной обмоткой [38, 39, 40].

Таким образом, основные недостатки, присущие формуле Доуэлла присутствуют и в данном способе, что сильно ограничивает его применение для расчета и оптимизации потерь в трансформаторах импульсных источников питания.

1.4 Расчет потерь в трансформаторе с чередующимися обмотками

Из анализа графиков 1.8, 1.9, следующих из формулы Доуэлла, можно сделать вывод, что наиболее очевидным способом снижения потерь в обмотках будет снижение количества слоев за счет использования сердечника с большей высотой окна с последующим выбором оптимальной толщины провода [38, 43]. Другой путь снижения потерь состоит в разбиении обмоток на секции с последующим чередованием первичной и вторичной обмоток [35]. Однако, формула Доуэлла, в силу своей специфики, не может быть применима напрямую для магнитных компонентов с чередующимися обмотками.

В работах Л. И. Сахно, О. И. Сахно, Д. И. Лихачева рассматривается способ расчета сопротивления по переменному току, а также индуктивности рассеяния трансформатора с чередующимися слоями обмоток. В работе [15] рассматривается трансформатор с броневым сердечником, и дисковыми обмотками. Поскольку линии магнитного поля в таком сердечнике между слоями обмоток

близки к прямым, картина поля может быть идеализирована для упрощения расчетов. Поскольку медь занимает не все пространство дисков обмотки, то удельная электрическая проводимость слоев обмотки находится аналогично формулам (1.4 – 1.5) и рисунку 1.6., а сами проводники могут быть представлены в виде плоской фольги, занимающей всю ширину окна сердечника.

Таким образом, расчет потерь в любом диске обмотки трансформатора сводится к одномерной задаче расчета электромагнитного поля в рассматриваемом диске (рисунок 1.10).

Решая уравнение

$$\frac{d^2 H}{dz^2} = m^2 H,$$

где $m = \sqrt{j\omega\mu_0\sigma}$ с граничными условиями $H = H_1$ при $z = 0$, $H = H_2$ при $z = d$ получим решение в виде

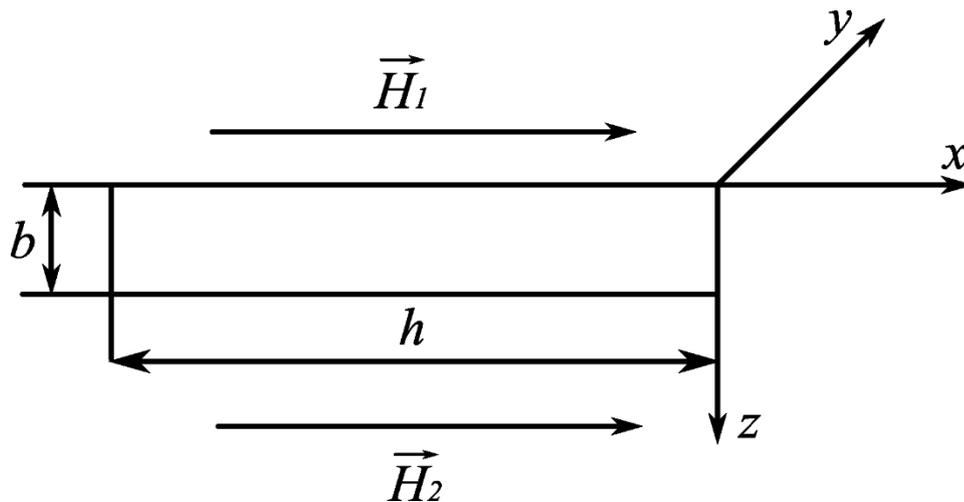


рисунок 1.10 — Расчетная модель диска

$$H = \frac{H_1 e^{md} - H_2}{e^{md} - e^{-md}} e^{-mz} + \frac{H_2 - H_1 e^{-md}}{e^{md} - e^{-md}} e^{mz}$$

Напряженность электрического поля получается в виде

$$E = \frac{m H_1 e^{md} - H_2}{\sigma e^{md} - e^{-md}} e^{-mz} - \frac{m H_2 - H_1 e^{-md}}{\sigma e^{md} - e^{-md}} e^{mz}$$

На границах листа при $z = 0$ и $z = d$ напряженность поля равна

$$E_1 = \frac{m H_1 (e^{-md} + e^{md}) - 2H_2}{\sigma \frac{e^{md} - e^{-md}}{e^{md} - e^{-md}}};$$

$$E_2 = \frac{m 2H_1 - H_2 (e^{-md} + e^{md})}{\sigma \frac{e^{md} - e^{-md}}{e^{md} - e^{-md}}}.$$

Таким образом, поток вектора Пойнтинга сквозь боковые поверхности листа принимает вид

$$S = \frac{mhl}{\sigma} \cdot \left((H_1^2 + H_2^2) \operatorname{cth}(md) - \frac{4H_1H_2}{e^{md} - e^{-md}} \right)$$

Рассеиваемая мощность в слое обмотки равна:

$$P = \operatorname{Re} \left\{ \frac{mhl}{\sigma} \cdot \left((H_1^2 + H_2^2) \operatorname{cth}(md) - \frac{4H_1H_2}{e^{md} - e^{-md}} \right) \right\}.$$

Для дальнейших преобразований и выделения действительной и мнимой части можно представить md как

$$md = d \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0 \sigma}{2}} (1 + j) = \Delta(1 + j)$$

Для начала выразим действительную и мнимую часть гиперболических функций и экспоненциальных выражений:

$$e^{md} - e^{-md} = \cos\Delta(e^\Delta - e^{-\Delta}) + j\sin\Delta(e^\Delta + e^{-\Delta}) = 2\cos\Delta\operatorname{sh}\Delta + 2j\sin\Delta\operatorname{ch}\Delta$$

$$e^{md} + e^{-md} = \cos\Delta(e^\Delta + e^{-\Delta}) + j\sin\Delta(e^\Delta - e^{-\Delta}) = 2\cos\Delta\operatorname{ch}\Delta + 2j\sin\Delta\operatorname{sh}\Delta$$

тогда

$$\operatorname{cth}(md) = \frac{2\cos\Delta\operatorname{ch}\Delta + 2j\sin\Delta\operatorname{sh}\Delta}{2\cos\Delta\operatorname{sh}\Delta + 2j\sin\Delta\operatorname{ch}\Delta} = \frac{\operatorname{ch}\Delta\operatorname{sh}\Delta - j\cos\Delta\sin\Delta}{\operatorname{ch}^2\Delta - \cos^2\Delta}$$

$$\frac{4}{e^{md} - e^{-md}} = 2 \frac{\cos\Delta\operatorname{sh}\Delta - j\sin\Delta\operatorname{ch}\Delta}{\operatorname{ch}^2\Delta - \cos^2\Delta}$$

Подставив выражения получим

$$S = \frac{hl}{d\sigma} \Delta(1 + j) \cdot \left((H_1^2 + H_2^2) \frac{\operatorname{ch}\Delta\operatorname{sh}\Delta - j\cos\Delta\sin\Delta}{\operatorname{ch}^2\Delta - \cos^2\Delta} - 2H_1H_2 \frac{\cos\Delta\operatorname{sh}\Delta - j\sin\Delta\operatorname{ch}\Delta}{\operatorname{ch}^2\Delta - \cos^2\Delta} \right)$$

$$S = \frac{hl}{d\sigma} \cdot \left[\left((H_1^2 + H_2^2)\phi_1 - H_1H_2\psi_1 \right) + j \left((H_1^2 + H_2^2)\phi_2 - H_1H_2\psi_2 \right) \right],$$

где

$$\phi_1 = \Delta \frac{ch2\Delta + \sin2\Delta}{ch2\Delta - \cos2\Delta}; \psi_1 = 2\Delta \frac{\cos\Delta sh\Delta + \sin\Delta ch\Delta}{ch^2\Delta - \cos^2\Delta};$$

$$\phi_2 = \Delta \frac{sh2\Delta - \sin2\Delta}{ch2\Delta - \cos2\Delta}; \psi_2 = 2\Delta \frac{\cos\Delta sh\Delta - \sin\Delta ch\Delta}{ch^2\Delta - \cos^2\Delta}.$$

Таким образом, потери по переменному току в диске составят

$$P = \frac{hl}{d\sigma} \cdot ((H_1^2 + H_2^2)\phi_1 - H_1H_2\psi_1)$$

Воспользовавшись законом полного тока

$$I = (H_2 - H_1) \frac{h}{w},$$

где w — количество витков в слое, получим формулу сопротивления диска обмотки по переменному току

$$R = \frac{lw^2}{d\sigma h} \cdot \frac{(H_1^2 + H_2^2)\phi_1 - H_1H_2\psi_1}{(H_2 - H_1)^2}.$$

Напряженности поля на границах слоев определяются по формулам:

$$H_{1j} = \frac{I_1}{h} \sum_{i=1}^{j-1} kw_i,$$

$$H_{2j} = H_{1j+1},$$

где I_1 — действующее значение тока в первичной обмотке, $k = 1$, если диск принадлежит первичной обмотке, $k = -\frac{N_1}{N_2}$, если диск принадлежит вторичной обмотке и $k = 0$, если ток в диске отсутствует, N_1 — число витков первичной обмотки, N_2 — число витков вторичной обмотки.

Данный способ устраняет недостаток формулы Доуэлла, в части возможности расчета потерь в магнитных компонентах с чередующимися обмотками. Однако, несмотря на это, его применение для расчета и оптимизации магнитных компонентов импульсных источников питания все еще сильно ограничено, поскольку для большинства топологий импульсных источников питания ток, протекающий в магнитном компоненте будет иметь форму отличную от синусоидальной.

В статье [15] описывается применение данного способа для расчета потерь в трансформаторе инверторного источника питания, в котором используется выпрямитель со средней точкой. Поскольку каждый диск вторичной обмотки проводит ток только в течение половины периода работы магнитного компонента, в расчете принято допущение, что ток протекает только в одном диске вторичной обмотки. Такой способ расчета может быть применен, когда ток всегда протекает в первичной и вторичной обмотках (хотя бы в одной из частей), а топология магнитного компонента симметрична. То есть, поле, создаваемое в разных частях вторичной обмотки одинаково. Тем не менее, в обратных преобразователях на одном такте работы ток протекает только в первичной обмотке, а на втором — только во вторичной. В данном случае, магнитный компонент работает в режиме связанного дросселя, накапливая энергию в первом такте своей работы и отдавая в нагрузку во втором такте. Таким образом, данный способ расчета не применим для расчета потерь в магнитных компонентах с поочередно протекающими токами в обмотках.

1.5 Метод эквивалентной цепи

Альтернативой разложению тока в обмотках по гармоническим составляющим является моделирование эффекта близости во временной области. Для этого магнитный компонент представляется в виде эквивалентной схемы с сопротивлением, равным сопротивлению обмотки на каждой частоте (рисунок 1.11). Подобную схему можно включить в любой SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) симулятор в составе схемы силового каскада преобразователя. При этом, при протекании через такую схему тока произвольной формы, мощность, рассеиваемая в этой схеме будет равна потерям в обмотке магнитного компонента. Таким образом, анализ потерь переносится из частотной области во временную.

К недостаткам такого метода можно отнести необходимость нахождения зависимости сопротивления по переменному току от частоты для каждой конкретной топологии магнитного компонента. К тому же, определение номиналов компонентов схемы является нетривиальной задачей, требующей решение большого количества уравнений [32, 41]. К тому же, в силу особенностей, при добавлении в схему дополнительного звена импеданс цепи существенно меняется, что требует полный пересчет номиналов всех предыдущих компонентов схемы. Ранее для упрощения нахождения номиналов компонентов RL цепи была предложена нейронная сеть [42], позволяющая аппроксимировать сопротивление обмотки с погрешностью до 8,8 %. Такая точность является допустимой для первичной оценки эффективностимоточного изделия, однако для более точного моделирования магнитного компонента необходимо повысить точность его аппроксимации.

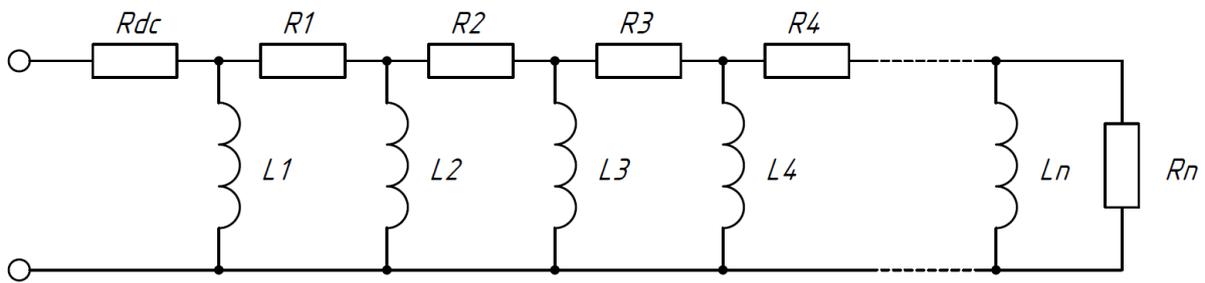


Рисунок 1.11 — Эквивалентная схема лестничного типа

Предлагаемый метод предполагает использование в качестве эквивалентной цепи последовательно соединенные элементы R_{dc} , сопротивление которого равно сопротивлению обмотки по постоянному току, и цепочек из параллельных элементов $(L_i \parallel R_i)$, отражающих сопротивление проводника по переменному току (рисунок 1.12). Импеданс такого звена равен

$$Z_i(j\omega) = \frac{j\omega L_i}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{0i}}}, \quad (1.15)$$

где

$$\omega_{0i} = \frac{R_i}{L_i} \quad (1.16)$$

При частоте $\omega \ll \omega_{0i}$ формула (1.15) упростится и импеданс $Z_i(j\omega)$ примет вид:

$$Z_i(j\omega) \approx j\omega L_i. \quad (1.17)$$

При частоте $\omega \gg \omega_{0i}$ получим

$$Z_i(j\omega) \approx \omega_{0i} L_i = R_i \quad (1.18)$$

Таким образом, расчет импеданса нового звена цепи существенно упрощается. Поскольку все звенья схемы соединяются между собой последовательно, то при добавлении нового звена ($L_i \parallel R_i$) несложно будет предсказать его влияние на импеданс всей цепи.

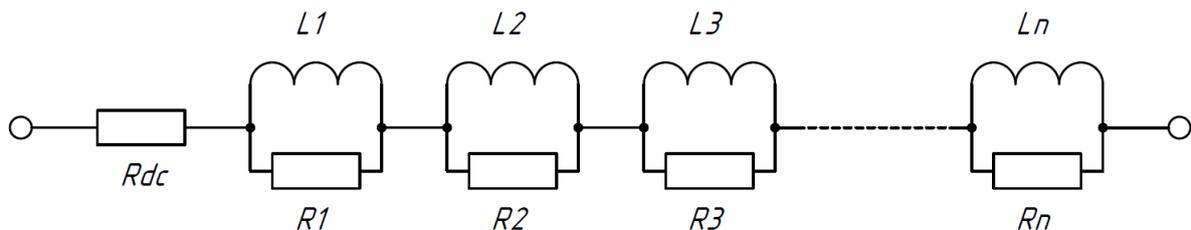


Рисунок 1.12 — Эквивалентная схема «последовательного» типа

Выводы

В процессе проектирования импульсных источников питания часто приходится прибегать к оптимизации топологии магнитного компонента с целью повышения его эффективности и снижения тепловых потерь. Основными потерями в трансформаторах и дросселях импульсных преобразователей, как правило, являются высокочастотные потери, вызываемые скин-эффектом и эффектом близости в обмотках.

Во многих случаях решение задачи оптимизации толщины провода и топологии витков трансформатора требует большого числа итеративных вычисле-

ний с варьированием параметров и поэтому сопряжено со значительными временными затратами. Наиболее часто для моделирования высокочастотных эффектов в магнитных компонентах используются программные пакеты ANSYS или FEMM, использующие для моделирования метод конечных элементов (МКЭ). Такие пакеты являются мощными инструментами для инженерных расчетов и моделирования распределения полей в магнитном компоненте. Однако, моделирование с использованием метода конечных элементов требует построения новой геометрической модели для каждой итерации, что существенно усложняет решение оптимизационной задачи, увеличивая временные затраты. Кроме того, при численном моделировании почти полностью занимается вычислительный ресурс ЭВМ, что также может рассматриваться как фактор увеличения нежелательных затрат на разработку.

В свою очередь вычисление высокочастотных потерь с помощью известных аналитических методов расчета [5, 6] позволяет проводить вычисления с значительно меньшими затратами ресурсов ЭВМ и временными затратами, что делает их более удобными для решения оптимизационной задачи и первичной проработки топологии магнитного компонента. Однако известные аналитические методы обладают рядом недостатков, делающих невозможным их применение для расчета и оптимизации потерь в магнитных компонентах с экраном и трансформаторах с чередующимися обмотками. В связи с этим особую актуальность приобретает задача разработки способа определения высокочастотных потерь и оптимизации топологии магнитных компонентов с произвольной конфигурацией обмоток. Также актуальной является задача разработки способа оптимизации потерь в трансформаторах с поочередным протеканием тока в обмотках с учетом высоких требований к уровню скорости вычислений.

Альтернативой разложения тока в трансформаторе на гармонические составляющие с последующим использованием формулы Доуэлла является метод эквивалентной схемы, позволяющий моделировать потери в любой рабочей точке магнитного компонента, не прибегая к преобразованию Фурье. При этом, исходная зависимость сопротивления обмотки от частоты может быть получена

как аналитически (с помощью формулы Доуэлла или подобной), так и с помощью специализированных САПР (например, FEMM или ANSYS). Недостатком данного метода является затруднение оптимизации топологии и толщины витков магнитного компонента. Это обусловлено тем, что для каждой новой топологии или диаметра провода номиналы элементов эквивалентной схемы будут отличаться. Однако, данный способ обладает ощутимым преимуществом перед методом Карстена в части учета влияния высокочастотных составляющих в формировании потерь в схеме. Кроме того, такая эквивалентная схема может быть использована при моделировании силового каскада схемы преобразователя, что позволит учесть влияния паразитных параметров элементов схемы преобразователя на форму тока в магнитном компоненте.

2. Способ вычисления потерь в магнитных компонентах с чередующимися обмотками при протекании тока произвольной формы

2.1 Расчет потерь в трансформаторе с чередующимися обмотками при одновременном протекании тока произвольной формы

2.1.1 Распределение поля в трансформаторе с чередующимися обмотками при одновременном протекании тока

Из анализа графиков 1.8, 1.9, следующих из формулы Доуэлла, можно сделать вывод, что наиболее очевидным способом снижения потерь в обмотках будет снижение количества слоев за счет использования сердечника с большей высотой окна с последующим выбором оптимальной толщины провода [38, 43]. Другой путь снижения потерь состоит в разбиении обмоток на секции с последующим чередованием первичной и вторичной обмоток [35].

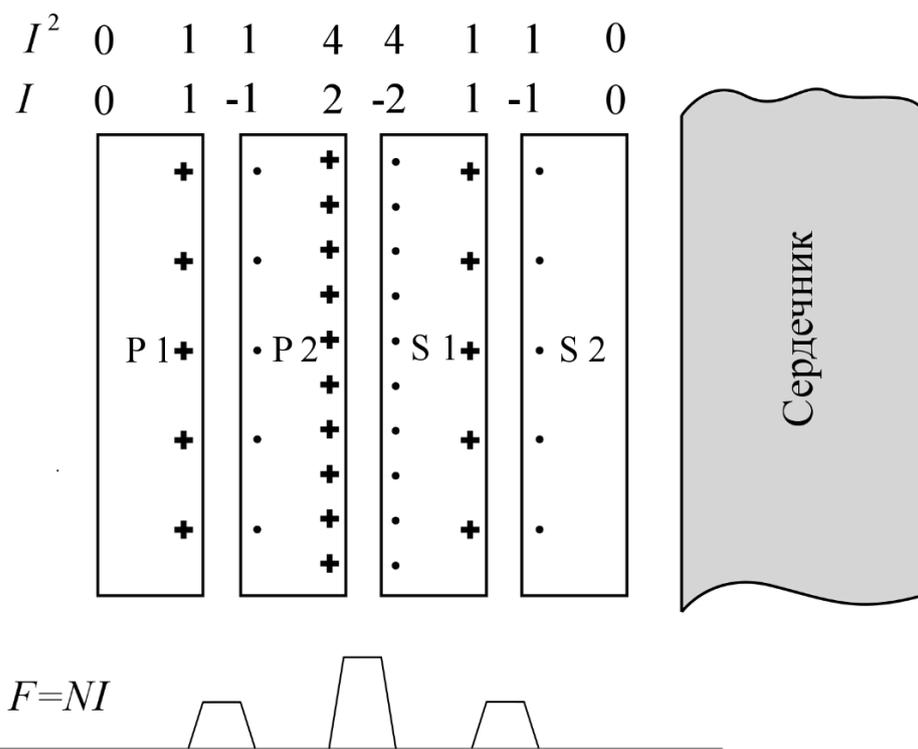
Рассмотрим трансформатор с двумя слоями первичной обмотки и двумя слоями вторичной, как показано на рисунке 2.1.a. Пусть в первичной обмотке протекает ток 1 А. Поскольку коэффициент трансформации k_{tr} равен 1, то во вторичной обмотке тоже протекает ток величиной 1 А. Однако, направление этого тока противоположно направлению тока в первичке. Магнитодвижущая сила, как и напряженность магнитного поля между слоями, будет расти с каждым последующим слоем первичной обмотки, аналогично случаю с дросселем (рисунок 1.6). Для слоя P1 коэффициенты напряженности поля будут равны $n_{11} = 0$, $n_{21} = 1$. В слое P2 напряженность поля на внешней границе слоя будет равна напряженности поля на внутренней границе слоя P1. Поскольку, в слое P2 суммарный ток должен быть равен 1 А, то на внутренней границе слоя возникает вихревой ток 2 А. Следовательно, напряженность поля на границе слоя P2 будет в два раза больше напряженности на внутренней границе слоя P1. То есть, $n_{12} = 1$, $n_{22} = 2$. Таким образом, между слоями P2 и S1 напряженность поля будет в два раза

больше, чем напряженность поля между слоями P1 и P2. На внешней границе слоя S1 возникает вихревой ток -2 А. Поскольку ток во вторичной обмотке противоположен по знаку току в первичной обмотке, то на внутренней части приповерхностной области слоя S1 возникает вихревой ток 1 А. Таким образом, напряженность поля снижается, а коэффициенты на границах слоя равны $n_{13} = 2$, $n_{23} = 1$. Аналогично для слоя S2 $n_{14} = 1$, $n_{23} = 0$.

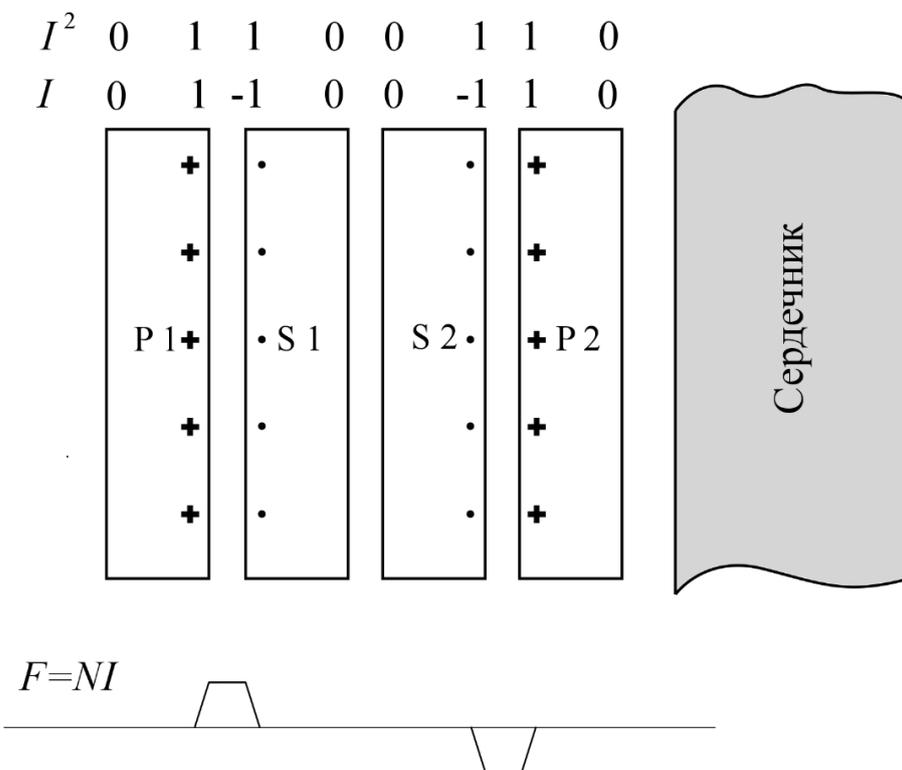
Если разделить первичную обмотку на две равные части и расположить вторичную обмотку между двумя слоями первичной, как показано на рисунке 2.1.б, то вихревые токи на границах слоев, как и модуль напряженности поля значительно снизятся. Для слоя P1 коэффициенты напряженности по-прежнему равны $n_{11} = 0$, $n_{21} = 1$. Однако, теперь второй слой в топологии трансформатора занимает вторичная обмотка. Для слоя S1 коэффициенты составляют $n_{12} = 1$, $n_{22} = 0$. Таким образом, напряженность поля между слоями S1 и S2 равна нулю. Однако, поскольку через вторичную обмотку должен протекать ток, равный -1 А, то магнитодвижущая сила между слоями S2 и P2 становится отрицательной, а коэффициенты $n_{13} = 0$, $n_{23} = -1$. Для слоя P2 $n_{14} = -1$, $n_{24} = 0$.

Из рисунка видно, что напряженность поля на границах слоев доходит только до половины уровня на рисунке 2.1.а и меняет знак при переходе через границу двух секций вторичной обмотки. При этом, суммарный модуль магнитодвижущей силы уменьшается в два раза по сравнению с рисунком 2.1.а. Поскольку рассеиваемая мощность зависит от квадрата токов, то можно сделать вывод, что при подобной конфигурации влияние эффекта близости в слоях P2 и S2 уменьшается в пять раз, а суммарно во всем трансформаторе — в три раза. Индуктивность рассеяния при этом также заметно снижается [30, 33, 35].

Из данного примера видно, что напряженность поля (как и магнитодвижущая сила) на границах слоев увеличивается с каждым слоем первичной обмотки и уменьшается с каждым слоем вторичной обмотки. Таким образом, можно сформулировать правила, по которым определяются коэффициенты напряженности поля на внешней (n_{1i}) и внутренней (n_{2i}) границах слоев:



а)



б)

Рисунок 2.1 — Распределение поля в прямоходовом трансформаторе

- $n_{11} = 0$ — для внешнего слоя обмотки ($i = 1$);
- $n_{1i} = n_{2(i-1)}$ — для всех остальных слоев ($i > 1$);
- $n_{2i} = n_{1i} + q_i$ — для первичной обмотки;
- $n_{2i} = n_{1i} - q_i / k_{tr}$ — для вторичной обмотки,

где q_i — количество витков в слое i , $k_{tr} = N_2 / N_1$ — коэффициент трансформации, N_1 и N_2 — количество витков в первичной и вторичной обмотке соответственно.

Поскольку сейчас все коэффициенты напряженности поля определялись относительно напряженности H_0 , создаваемой током первичной обмотки (это было сделано в целях удобства вычисления коэффициентов), а при расчетах потерь во вторичной обмотке напряженность поля H_0 будет определяться током вторичной обмотки, то в дальнейшем коэффициенты напряженности для вторичной обмотки следует преобразовать, умножив их на коэффициент трансформации k_{tr} .

Значения коэффициентов напряженности поля на границах слоев увеличиваются с каждым слоем первичной обмотки и уменьшаются с каждым слоем вторичной обмотки. Таким образом, модуль магнитного поля между слоями может быть уменьшен путем чередования обмоток. Это необходимо для уменьшения вклада эффекта близости в формирование потерь в обмотках.

2.1.2 Моделирование трансформатора с произвольной конфигурацией поля на границах слоев

Для упрощения расчетов трансформируем трехмерную модель магнитного компонента в одномерную. Каждый слой обмотки будем рассматривать как единый проводник прямоугольного сечения, размеры которого не меняются в плоскости XY. Если же слой обмотки состоит из нескольких проводников прямоугольного или круглого сечения, то он может быть аппроксимирован плоским проводником с высотой, равной высоте окна сердечника (рисунок 1.6). При этом,

его толщина и проводимость должны быть заменены на эквивалентные по формулам (1.1 – 1.5).

Также для упрощения расчетов предположим, что магнитное поле параллельно оси обмотки и имеет одинаковую интенсивность по всей длине. Если используется сердечник закрытого типа, то дивергенция поля на краях обмоток уменьшается и краевыми эффектами можно пренебречь, что позволит считать поле однородным на всем протяжении слоев [7].

Уравнения Максвелла в линейной однородной изотропной среде для такой системы примут вид [17, 31, 33, 37]:

$$\text{rot } \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (2.1)$$

$$\text{rot } \vec{H} = \sigma \vec{E}. \quad (2.2)$$

Если ток в обмотке имеет синусоидальную форму $I = \text{Re}\{I_0 e^{j\omega t}\}$, то уравнения могут быть преобразованы следующим образом:

$$\text{rot } \vec{E} = -j\omega\mu_0 \vec{H}, \quad (2.3)$$

$$\text{rot}(\text{rot } \vec{H}) = -\nabla^2 \vec{H} = \sigma \text{rot } \vec{E},$$

$$\nabla^2 \vec{H} = j\omega\sigma\mu_0 \vec{H}. \quad (2.4)$$

С учетом сделанных ранее приближений считаем, что магнитное поле \mathbf{H} имеет только y -компоненту ($H_x = H_z = 0$). Тогда электрическое поле \mathbf{E} имеет только z -компоненту. Распишем по компонентам уравнения (2.2) и (2.3)

$$\vec{k}\sigma E_z = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & H_y & 0 \end{vmatrix} = -\frac{\partial H_y}{\partial z} \vec{i} + \frac{\partial H_y}{\partial x} \vec{k},$$

$$\sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x}. \quad (2.5)$$

$$-j\omega\mu_0 H_y = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & E_z \end{vmatrix} = \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{j},$$

$$j\omega\mu_0 H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x}. \quad (2.6)$$

Выразим E_z из (2.5) и подставим в (2.6). Таким образом получим дифференциальное уравнение, которое является частным случаем уравнения (2.4)

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = j\omega\sigma\mu_0 H_y. \quad (2.7)$$

Общее решение уравнения имеет вид

$$H_y(x) = Ae^{-mx} + Be^{mx}, \quad (2.8)$$

где $m = \sqrt{j\omega\mu_0\sigma}$.

С учетом распределения полей в результате эффекта близости запишем граничные условия для i -го слоя:

$$\begin{aligned} H(0) &= n_{1i}H_0, \\ H(d) &= n_{2i}H_0, \end{aligned} \quad (2.9)$$

где d — толщина i -го слоя (рисунок 2.1), n_{1i} и n_{2i} — коэффициенты напряженности поля на внешней и внутренней границе слоя соответственно, а $H_0 = \frac{I}{h}$ — поле на внутренней границе первого слоя. Таким образом, 0 и d — координаты внешней и внутренней границ i -го слоя.

Подставив граничные условия (2.9) в (2.8), получим систему уравнений, относительно переменных A и B :

$$\begin{cases} A + B = n_{1i}H_0, \\ Ae^{-md} + Be^{md} = n_{2i}H_0. \end{cases} \quad (2.10)$$

Решение системы:

$$A = \frac{H_0(n_{1i}e^{md} - n_{2i})}{e^{md} - e^{-md}}, \quad (2.11)$$

$$B = \frac{H_0(n_{2i} - n_{1i}e^{-md})}{e^{md} - e^{-md}}, \quad (2.12)$$

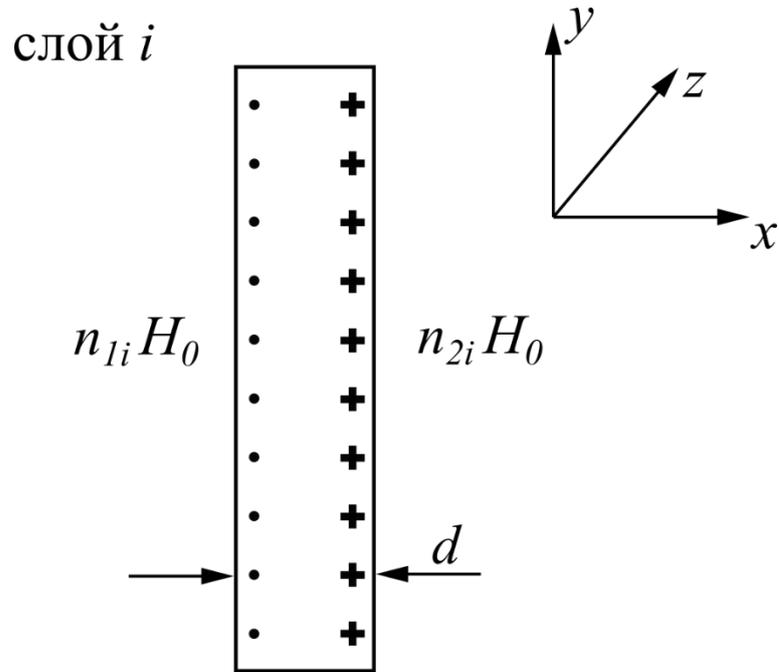


Рисунок 2.2. — Напряженность поля на границах слоя обмотки трансформатора

Подставив (2.8) в (2.5), найдем распределение напряженности электрического поля от координаты x

$$E_z(x) = \frac{m}{\sigma} (B e^{mx} - A e^{-mx}). \quad (2.13)$$

Вектор Пойнтинга [18, 20, 44] $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ показывает плотность потока энергии через единичную площадь в единицу времени. В прямоугольной системе координат, изображенной на рисунке 2.2 модуль вектора Пойнтинга равен $E(x)H(x)$ внутри слоя и $-E(x)H(x)$ снаружи слоя [36].

Так как $H(x)$ и $E(x)$ получены в комплексной форме, то мощность на единицу длины слоя равна

$$P(0) = \operatorname{Re}\{-E(0)H(0)h\}, \quad (2.14)$$

$$P(d) = \operatorname{Re}\{E(d)H(d)h\}, \quad (2.15)$$

где h — ширина проводника.

подставив значения $E(0)$, $H(0)$, $E(d)$, $H(d)$ получим

$$P(0) = \operatorname{Re} \left\{ -h \frac{m}{\sigma} (B - A) n_{1i} H_0 \right\} =$$

$$\begin{aligned}
&= \operatorname{Re} \left\{ -\frac{mhH_0^2 n_{1i}}{\sigma} \cdot \frac{n_{2i} - n_{1i}e^{-md} - (n_{1i}e^{md} - n_{2i})}{e^{md} - e^{-md}} \right\} = \\
&= \operatorname{Re} \left\{ -\frac{mhH_0^2 n_{1i}}{\sigma} \cdot \frac{2n_{2i} - n_{1i}(e^{md} + e^{-md})}{e^{md} - e^{-md}} \right\}, \\
&P(d) = \operatorname{Re} \left\{ h \frac{m}{\sigma} (Be^{md} - Ae^{-md}) n_{2i} H_0 \right\} = \\
&= \operatorname{Re} \left\{ \frac{mhH_0^2 n_{2i}}{\sigma} \cdot \frac{(n_{2i} - n_{1i}e^{-md})e^{md} - (n_{1i}e^{md} - n_{2i})e^{-md}}{e^{md} - e^{-md}} \right\} = \\
&= \operatorname{Re} \left\{ \frac{mhH_0^2 n_{2i}}{\sigma} \cdot \frac{n_{2i}e^{md} - n_{1i} - n_{1i} - n_{2i}e^{-md}}{e^{md} - e^{-md}} \right\} = \\
&= \operatorname{Re} \left\{ \frac{mhH_0^2 n_{2i}}{\sigma} \cdot \frac{n_{2i}(e^{md} + e^{-md}) - 2n_{1i}}{e^{md} - e^{-md}} \right\}.
\end{aligned}$$

Таким образом, мощность, рассеиваемая в i -м проводящем слое равна

$$\begin{aligned}
P_{ACi}(d) &= (P(0) + P(d))l_i = \\
&= \operatorname{Re} \left\{ \frac{mhl_i H_0^2}{\sigma} \cdot \frac{n_{2i}^2(e^{md} + e^{-md}) - 4n_{1i}n_{2i} + n_{1i}^2(e^{md} + e^{-md})}{e^{md} - e^{-md}} \right\} = \\
&= \operatorname{Re} \left\{ \frac{mhl_i H_0^2}{\sigma} \cdot \frac{(n_{1i}^2 + n_{2i}^2)(e^{md} + e^{-md}) - 4n_{1i}n_{2i}}{e^{md} - e^{-md}} \right\} = \\
&= \operatorname{Re} \left\{ \frac{mhl_i H_0^2}{\sigma} \cdot \left((n_{1i}^2 + n_{2i}^2) \operatorname{cth}(md) - \frac{2n_{1i}n_{2i}}{\operatorname{sh}(md)} \right) \right\},
\end{aligned}$$

где l_i — длина i -го слоя [45].

При выводе формулы предполагалось, что коэффициенты напряженности поля на границах слоя n_{1i} и n_{2i} больше нуля, либо равны ему. Однако, в реальности они могут принимать любые рациональные значения. Поэтому в дальнейшем заменим их на $|n_{1i}|$ и $|n_{2i}|$ соответственно. Наконец, подставим значение напряженности поля на внутренней границе первого слоя $H_0 = \frac{I}{h}$:

$$P_{ACi}(d) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{ml_i I^2}{h\sigma} \cdot \left((n_{1i}^2 + n_{2i}^2) \operatorname{cth}(md) - \frac{2|n_{1i}||n_{2i}|}{\operatorname{sh}(md)} \right) \right\}. \quad (2.16)$$

Формула 2.16 показывает, мощность, рассеиваемую в i -м слое. Таким образом, полная рассеиваемая мощность в обмотках магнитного компонента при протекании через него синусоидального тока равна

$$P_{ACi}(d) = \sum_i P_{ACi}(d) = \sum_i \operatorname{Re} \left\{ \frac{ml_i I^2}{h\sigma} \cdot \left((n_{1i}^2 + n_{2i}^2) \operatorname{cth}(md) - \frac{2|n_{1i}||n_{2i}|}{\operatorname{sh}(md)} \right) \right\}. \quad (2.17)$$

Если форма тока в обмотках магнитного компонента отлична от синусоидальной, то этот ток должен быть разложен на гармонические составляющие с помощью преобразования Фурье по формулам (1.9 – 1.12). Тогда мощность, рассеиваемая в слое будет определяться как сумма потерь по нескольким гармоникам тока [6]:

$$P_i(d) = P_{ACi}(d) + P_{DCi}(d), \quad (2.18)$$

где

$$P_{ACi}(d) = \sum_n P_{ACin}(d) = \sum_n \operatorname{Re} \left\{ \frac{m_n l_i I_n^2}{h\sigma} \cdot \left((n_{1i}^2 + n_{2i}^2) \operatorname{cth}(m_n d) - \frac{2|n_{1i}||n_{2i}|}{\operatorname{sh}(m_n d)} \right) \right\},$$

$$P_{DCi}(d) = (q_i I_{DCi})^2 R_{DCi} = \frac{(q_i I_{DCi})^2 l_i}{hd\sigma},$$

где P_{ACi} — потери по переменному току в слое i , P_{ACin} — мощность, рассеиваемая в слое i для n -й гармоники, $m_n = \sqrt{j\omega_n \mu_0 \sigma}$, I_n — среднеквадратичный ток n -й гармоники в соответствующей (первичной или вторичной) обмотке, q_i — количество витков в слое i , I_{DCi} — постоянная составляющая тока в обмотке, соответствующей слою i , R_{DCi} — сопротивление по постоянному току слоя i .

Таким образом, изменяя толщину слоя d и применяя формулу 2.17 или 2.18 для расчета рассеиваемой мощности можно найти оптимальное значение толщины (или диаметра) проводника для заданного режима работы магнитного компонента.

2.2 Расчет потерь в магнитном компоненте с чередующимися обмотками при поочередном протекании тока

2.2.1 Распределение поля в трансформаторе с чередующимися обмотками при поочередном протекании тока

Если магнитный компонент работает в режиме с поочередным протеканием тока в обмотках, как например, трансформатор в обратноходовом преобразователе (рисунок 2.3). Когда ключ SW открыт, к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение источника питания U_{ex} и начинает протекать ток. При этом, в магнитном компоненте начинает накапливаться энергия. Наведенная во вторичной обмотке ЭДС запирает диод VD и ток во вторичной обмотке в прямом такте не протекает. В обратном такте, при размыкании ключа SW ток в первичной обмотке пропадает. Однако, поскольку магнитный ток в катушке не может изменяться мгновенно, то во вторичной обмотке начинает протекать ток, отпирающий диод. Так, энергия передается из трансформатора в конденсатор C и нагрузку R_n . Таким образом, магнитный компонент в обратноходовом трансформаторе работает как двухобмоточный дроссель [46 – 49].

Для оценки потерь в трансформаторе обратноходового преобразователя следует разбить период его работы на время прямого такта, когда ключ SW открыт и время обратного такта, когда ключ SW закрыт (время импульса и время паузы) и рассматривать распределение поля отдельно на каждом из этих участков (рисунок 2.4).

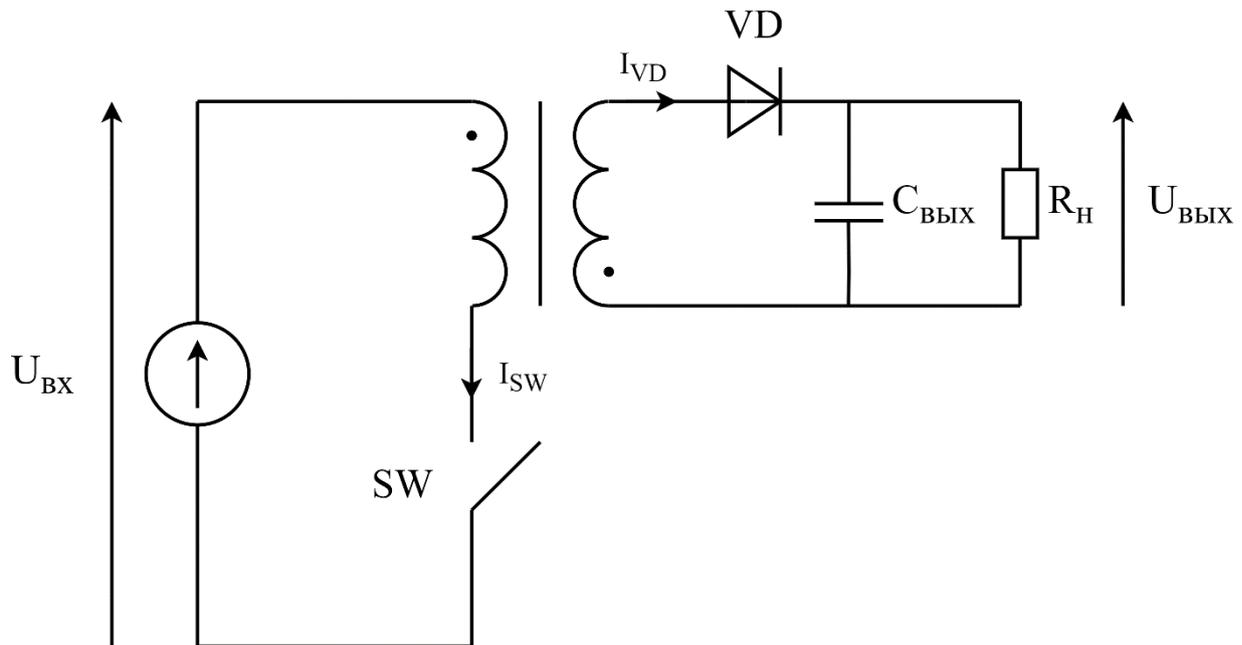


Рисунок 2.3 — Схема силового каскада обратного преобразователя

Рассмотрим обратный трансформатор с топологией без чередования обмоток (P-P-S-S), (рисунок 2.5). Во время прямого хода ток протекает только в первичной обмотке. Коэффициенты n_{1i} и n_{2i} для первичной обмотки определяются аналогично случаю с прямым трансформатором (рисунок 2.2). Вторичная обмотка при этом выступает в роли пассивного слоя и работу по переносу тока не совершает [30, 33]. Согласно правилу Ленца, магнитное поле, вызванное током первичной обмотки, индуцирует вихревой ток во вторичной обмотке [23–27, 47, 50]. Однако, поскольку суммарный ток через вторичную сторону равен нулю, на обратной стороне вторичной обмотки тоже индуцируется вихревой ток, противоположный по значению, а напряженность поля на границах слоев S1 и S2 вторичной обмотки такая же, как и на внутренней стороне слоя P2. Таким образом, вихревой ток в пассивном слое становится значительно больше, чем в проводящем слое.

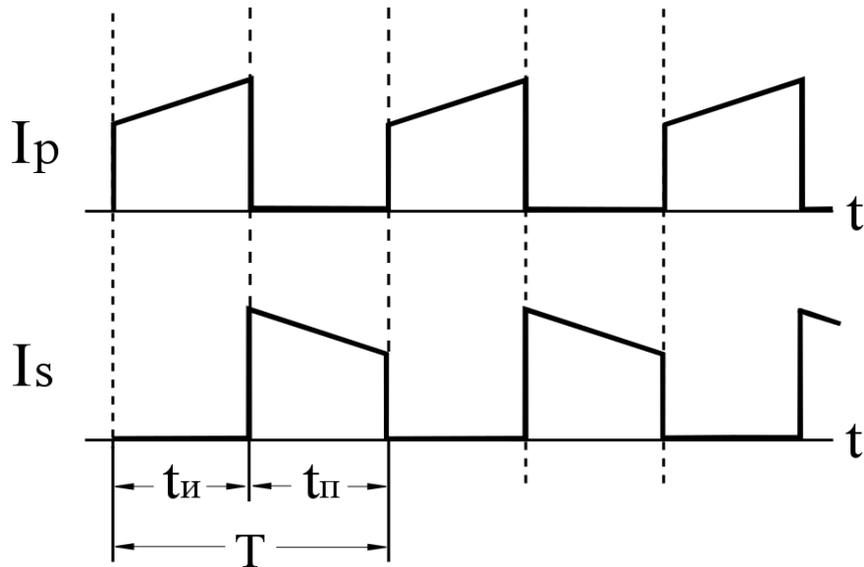


Рисунок 2.4. — Ток в трансформаторе обратного преобразователя

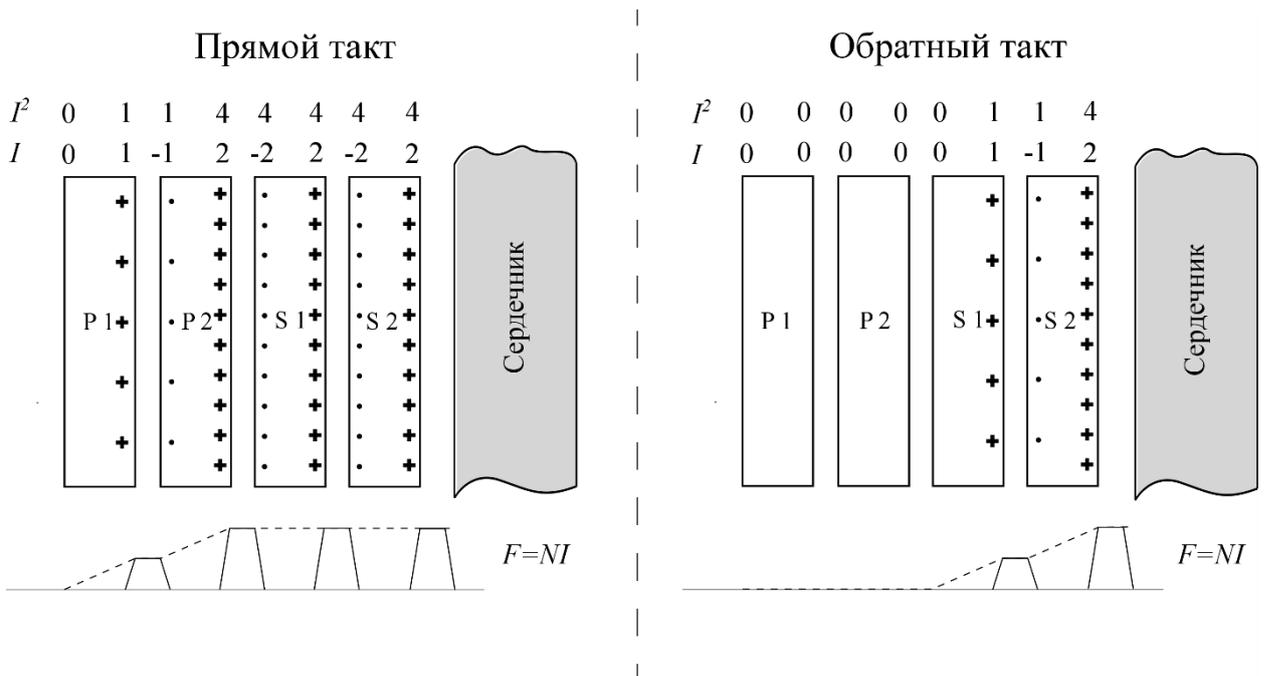


Рисунок 2.5. — Распределение поля в обратном преобразователе топологии P-P-S-S

Во время обратного такта ток течет только во вторичной обмотке. Поскольку направление тока в обмотке совпадает с направлением тока в первичной

обмотке в прямом такте, напряженность поля растет по мере приближения к центральному керну сердечника. Суммарный ток в первичной обмотке равен нулю. Однако, поскольку поле снаружи внешнего слоя вторичной обмотки отсутствует, то вихревой ток в первичке тоже не индуцируется и потери в обратном такте происходят только во вторичной обмотке [47].

При использовании конфигурации вида P-S-S-P получим следующую картину распределения поля (рисунок 2.6). За счет чередования слоев и размещения вторичной обмотки между двумя витками первички, поле, как и суммарный вихревой ток, во время прямого такта существенно уменьшатся. При этом, напряженность поля также растет с каждым слоем первичной обмотки и остается неизменной на границах слоев вторичной обмотки.

В обратном такте потери в слое P1 также отсутствуют. Однако, за счет размещения слоя P2 между вторичной обмоткой и центральным керном сердечника, где поле максимально, получим существенное увеличение потерь в первичной обмотке, по сравнению с обратным тактом рисунок 2.5.

При этом, если просуммировать абсолютные значения индексов токов на границах слоев видно, что среднее поле за период остается таким же, как и в случае без чередования обмоток. Это связано с тем, что токи в обмотках не протекают одновременно, и поле, создаваемое первичной обмоткой, не может быть скомпенсировано полем противоположного направления, как в случае с одновременным протеканием тока в обмотках. Тем не менее, при чередовании слоев можно перераспределить поле между обмотками, добившись снижения квадрата напряженности поля, а вместе с ним и квадрата токов, и таким образом снизить высокочастотные потери в обмотках. Так, по результатам моделирования за счет чередования обмоток трансформатора обратного преобразователя [51] удалось добиться снижения высокочастотных потерь в магнитном компоненте на 30% по сравнению с топологией без чередования слоев.

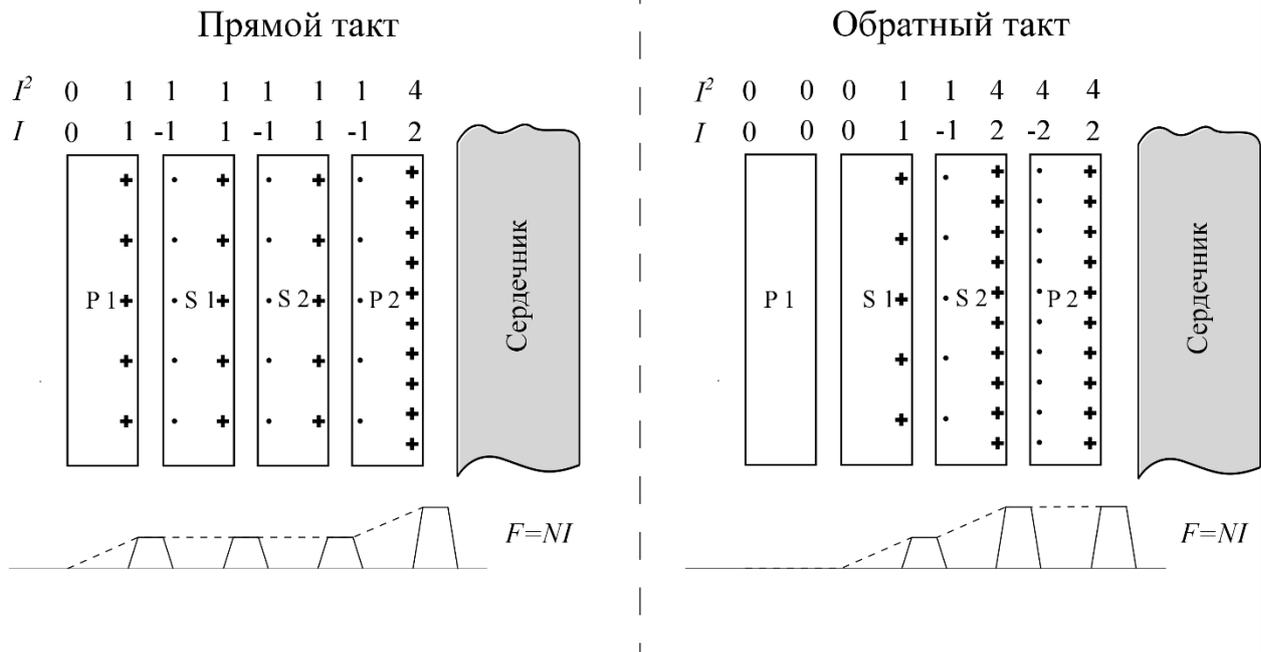


Рисунок 2.6. — Распределение поля в обратномходовом трансформаторе топологии P-S-S-P

По аналогии со случаем для одновременного протекания тока в обмотках можно определить правила, по которым рассчитываются коэффициенты напряженности поля на границах слоёв магнитного компонента. Поскольку распределение поля будет существенно отличаться в зависимости от состояния ключа SW, имеет смысл ввести два набора коэффициентов и правил для их определения:

- В прямом такте (ток протекает только в первичной обмотке):
 - $n_{111} = 0$ — для внешнего слоя обмотки ($i = 1$).
 - $n_{1i1} = n_{2(i-1)1}$ — для всех остальных слоев ($i > 1$).
 - $n_{2i1} = n_{1i1} + q_i$ — для первичной обмотки.
 - $n_{2i1} = n_{1i1}$ — для вторичной обмотки.
- В обратном такте (ток протекает только во вторичной обмотке):
 - $n_{112} = 0$ — для внешнего слоя обмотки ($i = 1$).
 - $n_{1i2} = n_{2(i-1)}$ — для всех остальных слоев ($i > 1$).
 - $n_{2i2} = n_{1i2}$ — для первичной обмотки.

- $n_{2i2} = n_{1i2} + q_i$ — для вторичной обмотки.

Во время прямого такта значения коэффициентов напряженности поля на границах слоев увеличиваются с каждым слоем первичной обмотки и не меняются при добавлении слоев вторичной обмотки.

Во время обратного такта значения коэффициентов напряженности поля на границах слоев увеличиваются с каждым слоем вторичной обмотки и не меняются при добавлении слоев первичной обмотки. Таким образом, суммарная напряженность поля за период (или сумма коэффициентов n_{1i1} , n_{2i1} , n_{1i2} , n_{2i2}) не может быть уменьшена путем чередования слоев обмоток. Однако, при чередовании обмоток могут быть уменьшены квадраты напряженности поля между слоями, что также снижает потери, вызванные эффектом близости.

2.2.2 Моделирование магнитного компонента с поочередно протекающими токами в обмотках

Так как для трансформатора с поочередным протеканием тока в обмотках распределение поля существенно меняется в течение периода T и присутствуют два набора коэффициентов напряженности поля на границах слоев обмоток, то формулы 2.17 и 2.18 напрямую неприменимы. Однако, имеет смысл определить потери на каждом такте, а затем усреднить полученные значения рассеиваемой мощности пропорционально времени каждого такта [52].

$$P_i(d) = P_{i1}(d)D + P_{i2}(d)(1 - D) + P_{DCi}(d), \quad (2.19)$$

где $D = t_u/T$ — коэффициент заполнения импульса, $P_i(d)$ — мощность, рассеиваемая в i -м слое, $P_{DCi}(d)$ — потери по постоянному току в слое i .

$P_{i1}(d)$ и $P_{i2}(d)$ определяются по формуле:

$$P_{ik}(d) = \sum_n P_{ikn}(d) = \sum_n \operatorname{Re} \left\{ \frac{m_n l_i I_{kn}^2}{h\sigma} \cdot \left((n_{1ik}^2 + n_{2ik}^2) \operatorname{cth}(m_n d) - \frac{2|n_{1ik}||n_{2ik}|}{\operatorname{sh}(m_n d)} \right) \right\}, \quad (2.20)$$

где P_{ik} — мощность, рассеиваемая в слое i на такте k , P_{ikn} — мощность, рассеиваемая в слое i на такте k для n -й гармоники, I_{kn} — среднеквадратичный ток n -й гармоники на такте k (при $k = 1$ используется ток первичной обмотки, при $k = 2$ используется ток вторичной обмотки), n_{1ik} и n_{2ik} — коэффициенты напряженности поля на такте k на внешней и внутренней стороне i -го слоя соответственно.

Полная мощность, рассеиваемая в обмотках будет равна сумме потерь в каждом слое магнитного компонента:

$$P(d) = \sum_i P_i(d). \quad (2.21)$$

Таким образом, варьируя значение параметра d можно построить график зависимости рассеиваемой мощности от толщины (диаметра) проводника и определить оптимальное значение толщины, соответствующее минимуму потерь на графике для заданной топологии трансформатора.

2.3 Методика моделирования высокочастотных потерь в обмотках магнитного компонента

На основе представленных методик расчета рассеиваемой мощности предлагается методика моделирования и минимизации потерь, вызванных вихревыми токами в обмотках магнитных компонентов с произвольной конфигурацией поля на границах слоёв обмоток.

1. Определить необходимое количество витков первичной и вторичной обмоток N_1 и N_2 , а также коэффициент трансформации $k_{tr} = N_2/N_1$ исходя из требуемых параметров изделия;

2. Выбрать начальную топологию витков трансформатора. Для уменьшения модуля напряженности поля между обмотками рекомендуется чередовать слои первичной и вторичной обмоток;

3. Определить коэффициенты напряженности поля на внутренней (n_{1i}) и внешней (n_{2i}) границах слоев по соответствующим правилам в зависимости от

режима работы магнитного компонента (с одновременным или поочередным протеканием тока в обмотках);

4. Изменить конфигурацию обмоток таким образом, чтобы сумма квадратов коэффициентов n_{1i} и n_{2i} на границах слоев i была минимальна. Полученная конфигурация витков является оптимальной для минимизации эффекта близости в обмотках магнитного компонента. Минимизация эффекта близости позволяет снизить высокочастотные потери в обмотках.

5. Если трансформатор работает в режиме с одновременным протеканием тока в первичной и вторичной обмотке, то следует преобразовать коэффициенты напряженности n_{1i} и n_{2i} для вторичной обмотки умножив их на коэффициент трансформации k_{tr} ($n_{1i} = k_{tr}n_{1i}$; $n_{2i} = k_{tr}n_{2i}$). Для обратного трансформатора этот этап пропускается.

6. Поскольку при моделировании по умолчанию рассматриваются слои обмоток, представляющие собой проводники прямоугольного сечения, расположенные по всей высоте окна, причем каждый слой обмотки содержит только один проводник ($q_i = 1$ для всех слоев). Если слой обмотки состоит из проводников круглого сечения или нескольких плоских проводников, то диаметр провода d_0 и проводимость материала проводника σ_0 должны быть заменены на их эквивалентные значения в соответствии с формулами 1.1 – 1.5.

7. Для каждого слоя i , варьируя его толщину d вычисляется рассеиваемая мощность по формуле 2.18 как сумма потерь по нескольким гармоникам тока. Если магнитный компонент работает в режиме с поочередным протеканием тока в обмотках, и на этапе 3 были определены два набора коэффициентов n_{1ik} и n_{2ik} , то вместо формулы 2.18 рассеиваемая мощность рассчитывается на каждом такте по формуле 2.20, а затем усредняются по формуле 2.19.

8. Формируется график зависимости рассеиваемой мощности P_i от толщины слоя d и выбирается толщина слоя, соответствующая минимальному значению потерь в обмотках, с учетом ограничений геометрии сердечника. Для проводника круглого сечения выполняется обратное преобразование толщины слоя d в диаметр d_0 :

$$d_0 = \sqrt{\frac{4}{\pi}} d. \quad (2.22)$$

Полученное значение диаметра проводника d_0 будет оптимальным для данного режима работы магнитного компонента с точки зрения оптимизации высокочастотных потерь в обмотках для данной топологии трансформатора и повышения КПД изделия.

9. Далее определяются суммарные потери в обмотках трансформатора как сумма потерь в каждом слое для выбранных значений толщины слоя d .

Общий алгоритм методики моделирования потерь представлен на рисунке 2.7.

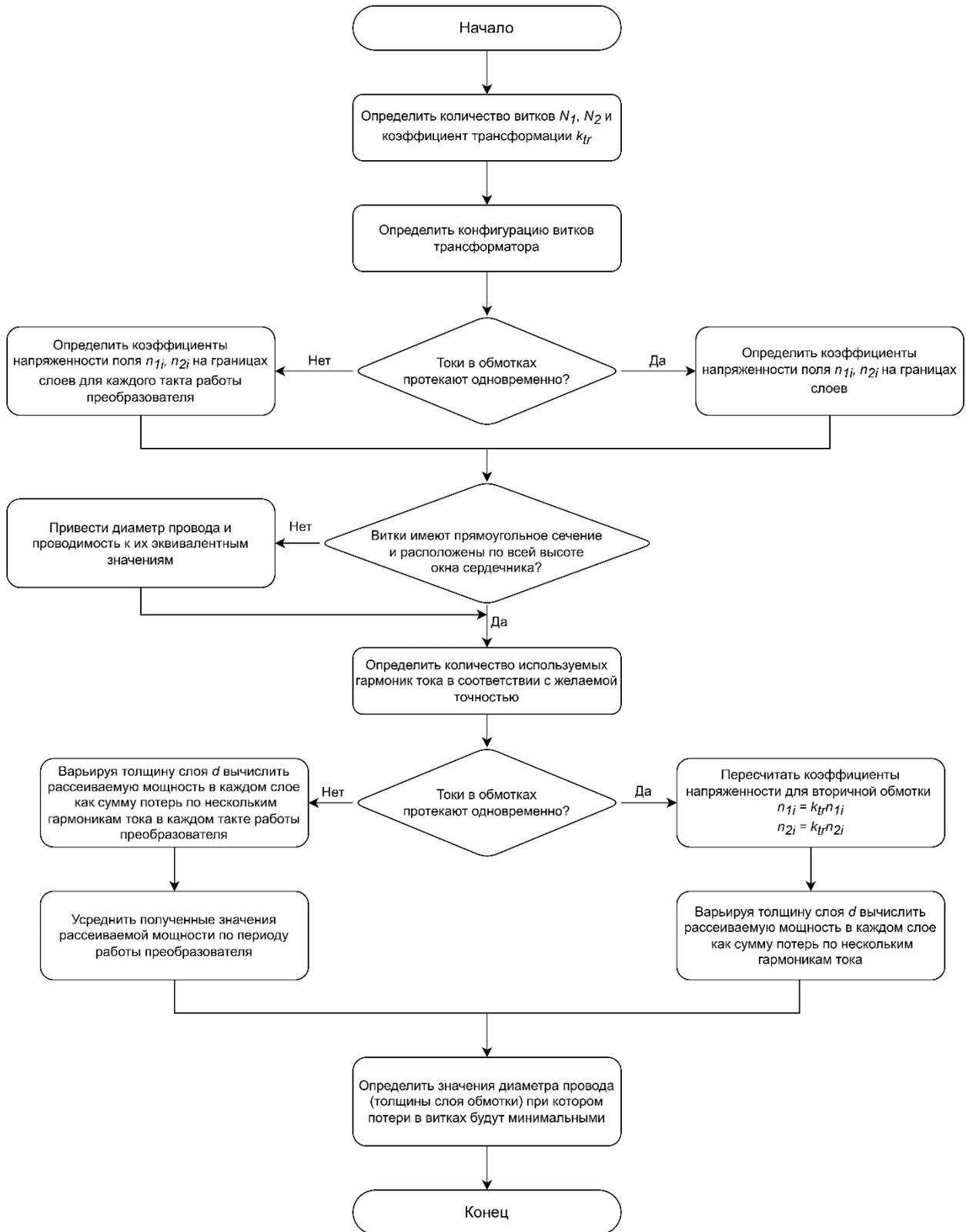


Рисунок 2.7 — алгоритм моделирования высокочастотных потерь в обмотках магнитного компонента

Выводы

1. Рассмотрен вопрос аналитического моделирования высокочастотных потерь, вызванных эффектом близости и скин-эффектом в трансформаторе с чередующимися обмотками. Ввиду невозможности использования известных аналитических методов моделирования предложен новый способ расчета потерь, позволяющий оптимизировать топологию трансформатора при чередовании обмоток. Также предложен способ определения коэффициентов напряженности поля на границах слоёв обмоток трансформатора.

2. Рассмотрен вопрос аналитического определения потерь, вызванных вихревыми токами в магнитном компоненте с поочередным протеканием тока в обмотках. Предложен новый аналитический способ расчета потерь в трансформаторе импульсного обратного преобразователя. Также предложен способ определения коэффициентов напряженности поля на границах слоёв обмоток трансформатора.

3. Аналитически подтверждена зависимость величины потерь от чередования слоев обмоток трансформатора. Показана эффективность чередования обмоток с целью снижения потерь в магнитных компонентах с поочередным протеканием тока в обмотках.

4. Предложенные способы расчета потерь позволяют устранить основные ограничения известных аналитических формул в части возможностей определения потерь в магнитных компонентах с чередующимися обмотками, а также в части возможности расчета потерь в магнитных компонентах с поочередным протеканием тока в обмотках.

3. Реализация способа оптимизации потерь в обмотках магнитного компонента

В качестве примера реализации способа рассмотрим трансформатор обратного преобразователя, выполненный на сердечнике ER14.5/3/7-3F36-A100-S [53] с 20 витками первичной обмотки и 20 витками вторичной обмотки, намотанных проводом диаметра $d_0 = 0.16$ мм по 10 витков в каждом слое. Диаграммы токов, протекающих в обмотках трансформатора представлены на рисунке 3.1.

Для начала рассмотрим топологию без чередования обмоток (P-P-S-S) (рисунок 3.2). Вычислим значения коэффициентов напряженности поля на границах слоев обмоток для прямого и обратного такта по соответствующему правилу. Значения вышеуказанных коэффициентов представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Значения коэффициентов напряженности поля на границах слоев обмоток при топологии P-P-S-S

№ слоя	Обозначение слоя	Первый такт		Второй такт	
		n_{1i1}	n_{2i1}	n_{1i2}	n_{2i2}
1	P1	0	10	0	0
2	P2	10	20	0	0
3	S1	20	20	0	10
4	S2	20	20	10	20

Если разбить первичную обмотку на две части, расположив между ними вторичную обмотку, получим топологию витков типа P-S-S-P (рисунок 3.3). Значения коэффициентов напряженности поля для неё представлены в таблице 3.2.

Просуммировав квадраты коэффициентов напряженности поля получим значения 2200 в первом такте и 600 во втором такте для топологии P-P-S-S. Для топологии с чередованием обмоток квадраты коэффициентов равны 1000 для прямого такта и 1400 для обратного такта. Поскольку сумма квадратов

коэффициентов n_{1i1} , n_{2i1} , n_{1i2} , n_{2i2} для топологии P-S-S-P меньше, чем для топологии P-P-S-S, то можно сделать вывод, что она будет наиболее оптимальна для минимизации эффекта близости в обмотках трансформатора.

Таблица 3.2

Значения коэффициентов напряженности поля на границах слоев обмоток при топологии P-S-S-P

№ слоя	Обозначение слоя	Первый такт		Второй такт	
		n_{1i1}	n_{2i1}	n_{1i2}	n_{2i2}
1	P1	0	10	0	0
2	S1	10	10	0	10
3	S2	10	10	10	20
4	P2	10	20	20	20

Далее преобразуем d_0 и σ_0 в их эквивалентные значения как

$$d = \sqrt{\frac{\pi}{4}} d_0, \sigma = \frac{qd}{h} \sigma_0.$$

Теперь необходимо вычислить рассеиваемую на каждом такте мощность по формуле 2.20 и усреднить полученные значения в соответствии с формулой 2.19.

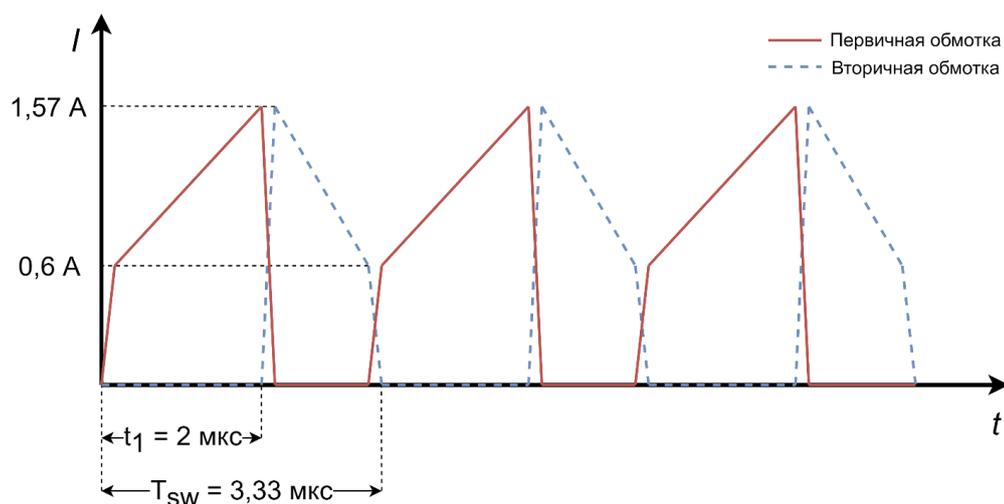


Рисунок 3.1 — диаграммы токов в обмотках обратноходового трансформатора

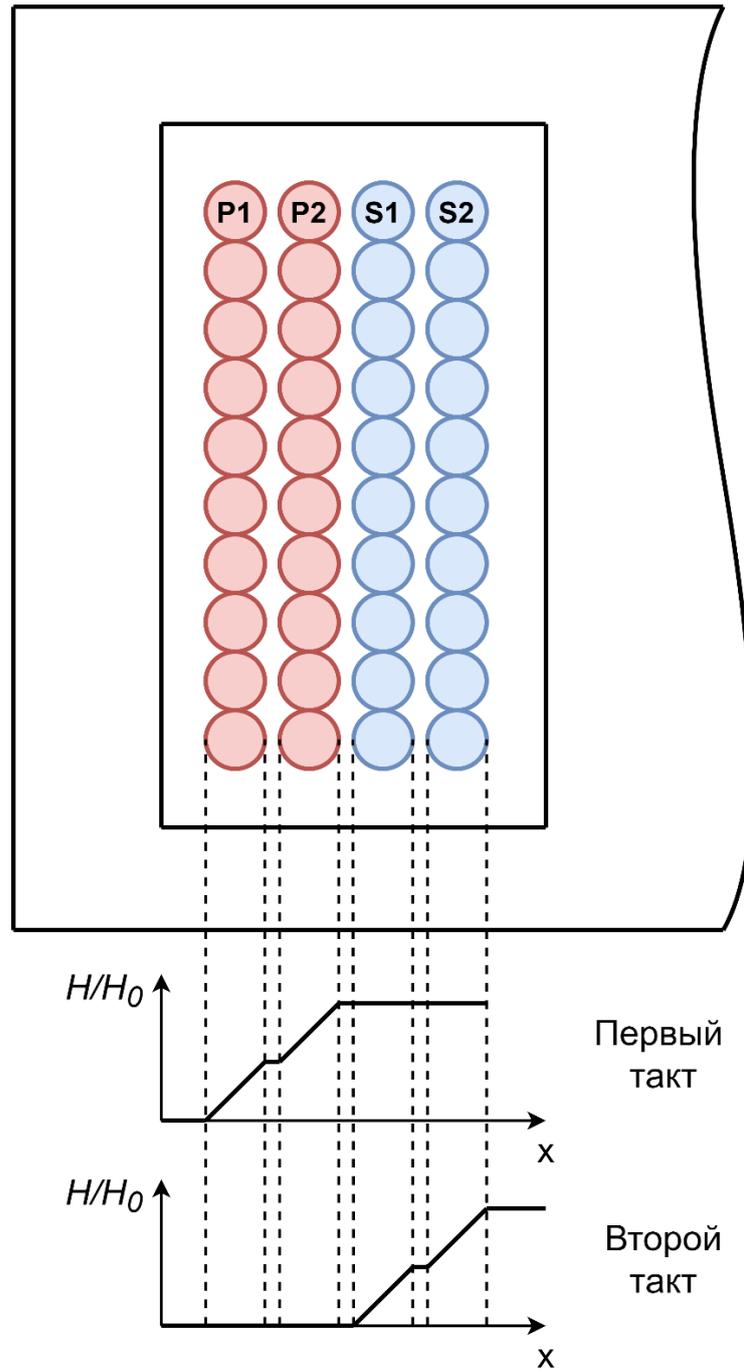


Рисунок 3.2 — Обратный трансформатор топологии P-P-S-S и диаграммы напряженности поля

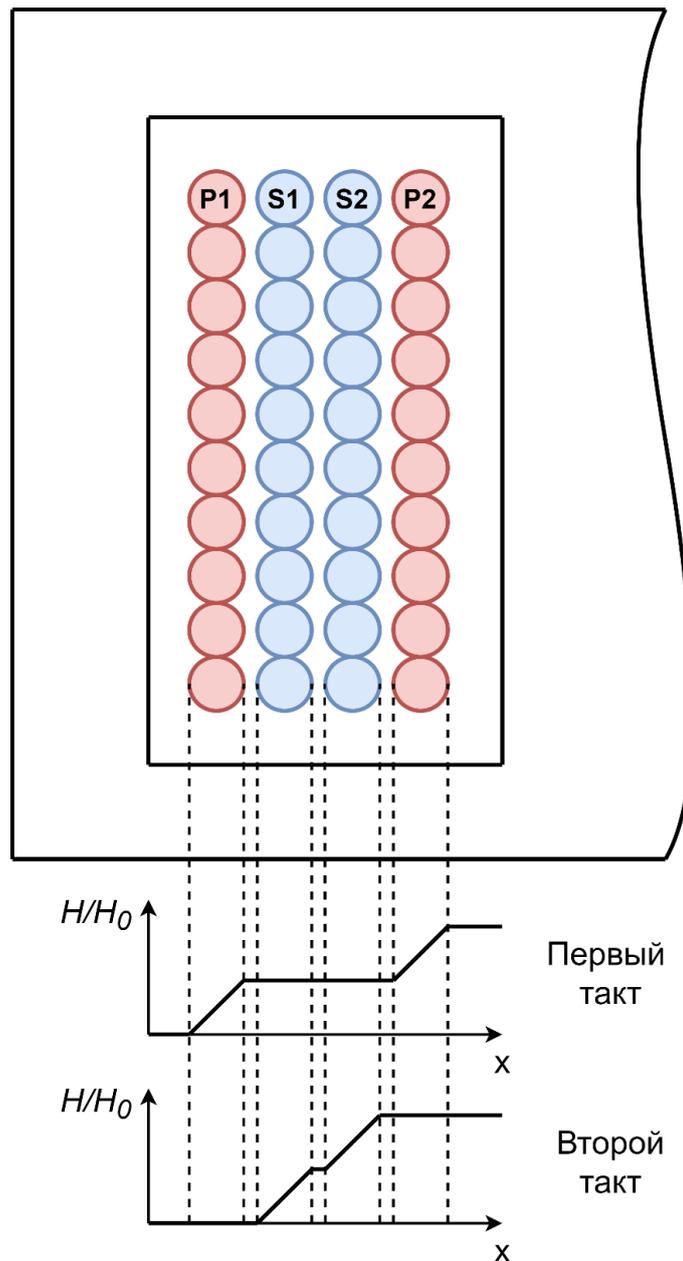


Рисунок 3.3 — Обратный трансформатор топологии P-S-S-P и диаграммы напряженности поля

Для ускорения расчетов и для возможности дальнейшего решения оптимизационной задачи с помощью построения графиков воспользуемся математическим пакетом MATLAB (от англ. Matrix Laboratory). Код блока вычисления потерь в обмотках обратного преобразователя, а также функции вычисления рассеиваемой мощности в слое с произвольной конфигурацией поля на границах представлен в листингах 3.1 и 3.2

Функция вычисления потерь в трансформаторе с поочередным протеканием тока в обмотках

```

function [P_total, Fr, P_layer, Fr_layer] = flyback(n1,n2,q,p,h,d,l,sigma,f,D,Irms1, Irmsn1, Irmsn2)
%=====
%Функция считает потери по переменному току, общие потери, а также коэффициенты сопротивления для каждого слоя
%P_total - общие потери (АС и DC)
%Fr - коэффициент сопротивления Rac/Rdc
%f - частота работы магнитного компонента
%d - толщина слоя обмотки
%sigma - удельная проводимость (эквивалентная)
%h - высота окна сердечника
%q - количество витков в слое
%p - количество слоев
%Irms1 - среднеквадратичный ток в активной обмотке
%Irmsn1 - среднеквадратичное значение гармоник тока в прямом такте
%Irmsn2 - среднеквадратичное значение гармоник тока в обратном такте
%n1 - коэффициенты распределения тока на границах слоев обмотки в прямом такте (время импульса)
%n2 - коэффициенты распределения тока на границах слоев обмотки в обратном такте (время паузы)
%=====
mu0=4e-7*pi;
for j=1:length(sigma)
%сопротивление по постоянному току на единицу длины фольги для каждой толщины d
Rdc(j)=1/(h*d(j)*sigma(j));
%потери по постоянному току на единицу длины фольги в 1 слое
Pdc1(j)=(q*Irms1)^2*Rdc(j);

for i=2:length(Irmsn1)
%потери каждого слоя для каждой гармоники и толщины выдает массив из p чисел
% суммирование потерь по слоям с усреднением (умножаем на коммутационную функцию)
P1(:,i,j)=LPower(n1,Irmsn1(i),h,d(j),f*(i-1),sigma(j))*D; %в прямом такте
P2(:,i,j)=LPower(n2,Irmsn2(i),h,d(j),f*(i-1),sigma(j))*(1-D); %в обратном такте
end
for k=1:p
%полные потери каждого слоя (с учетом длины фольги l)
P_layer(k,j)=(sum(P1(k,:,j))+sum(P2(k,:,j)))+(q*Irmsn1(1))^2*Rdc(j)*l;

%Отношение сопротивлений Rac/Rdc для каждого слоя
Fr_layer(k,j)=P_layer(k,j)/(Pdc1(j)*l);
end
%Полные потери в проводнике
P_total(j)=sum(P_layer(:,j));
%Отношение Rac/Rdc
Fr(j)=sum(Fr_layer(:,j))/p;
end
end

```

Функция расчета потерь по переменному току в слое с произвольной конфигурацией поля на границах

```

function P=LPower(n,l,h,d,f,sigma)
%I - Среднеквадратичный ток
%n_i - коэффициенты распределения поля в каждом из слоев (снаружи и внутри)
%h - высота окна
%d - толщина слоя
%f - частота гармоники [Гц]
%sigma - эквивалентная проводимость слоя

mu0=4e-7*pi;
m=sqrt(1i*2*pi*f*mu0*sigma);

```

```

for i=1:size(n,1)
    P(i)=real((m/h/sigma)*I^2*((n(i,1)^2 + n(i,2)^2)*coth(m.*d) - 2*n(i,1)*n(i,2)/sinh(m*d)));
end
end

```

Варьируя толщину проводника d и сопоставив соответствующие ей значения диаметра провода построим график зависимости рассеиваемой мощности от диаметра d_0 для каждой обмотки для топологий без чередования обмоток (рисунок 3.4) и для топологии с чередующимися обмотками (рисунок 3.5). По графикам можно выбрать оптимальный диаметр проводника для каждой обмотки, учитывая при этом возможность намотки провода выбранного диаметра в окно сердечника [53].

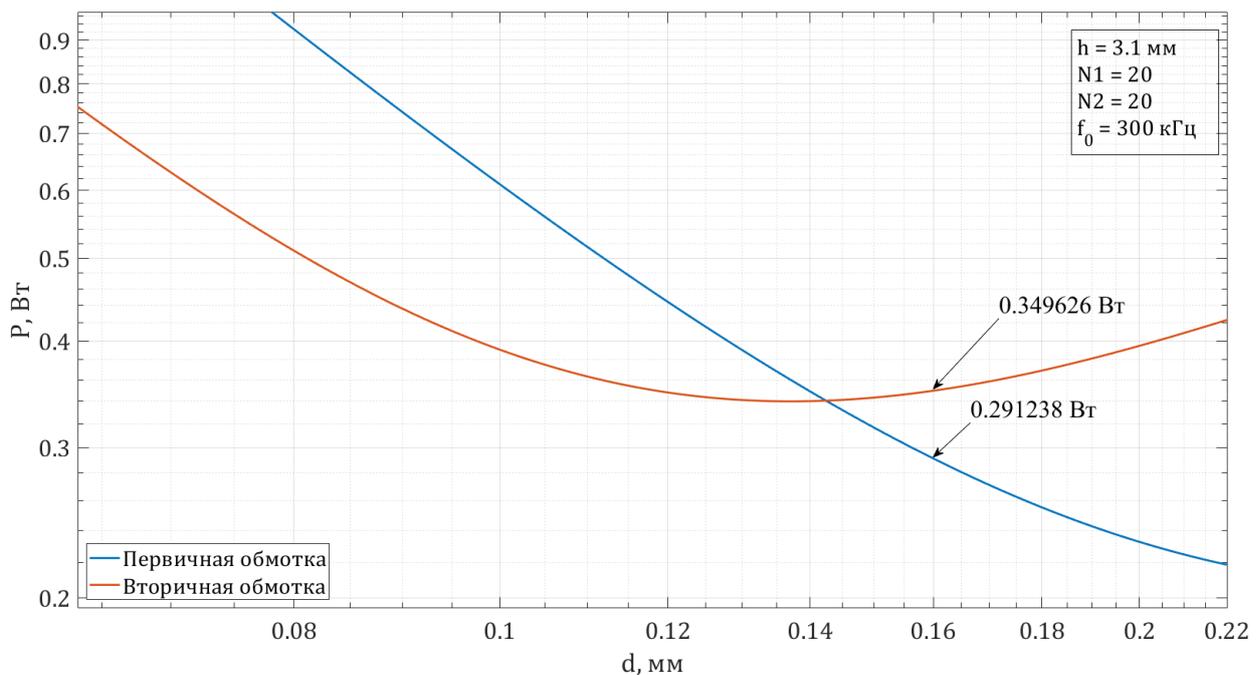


Рисунок 3.4 — зависимость потерь в обмотках от диаметра проводника для трансформатора топологии P-P-S-S

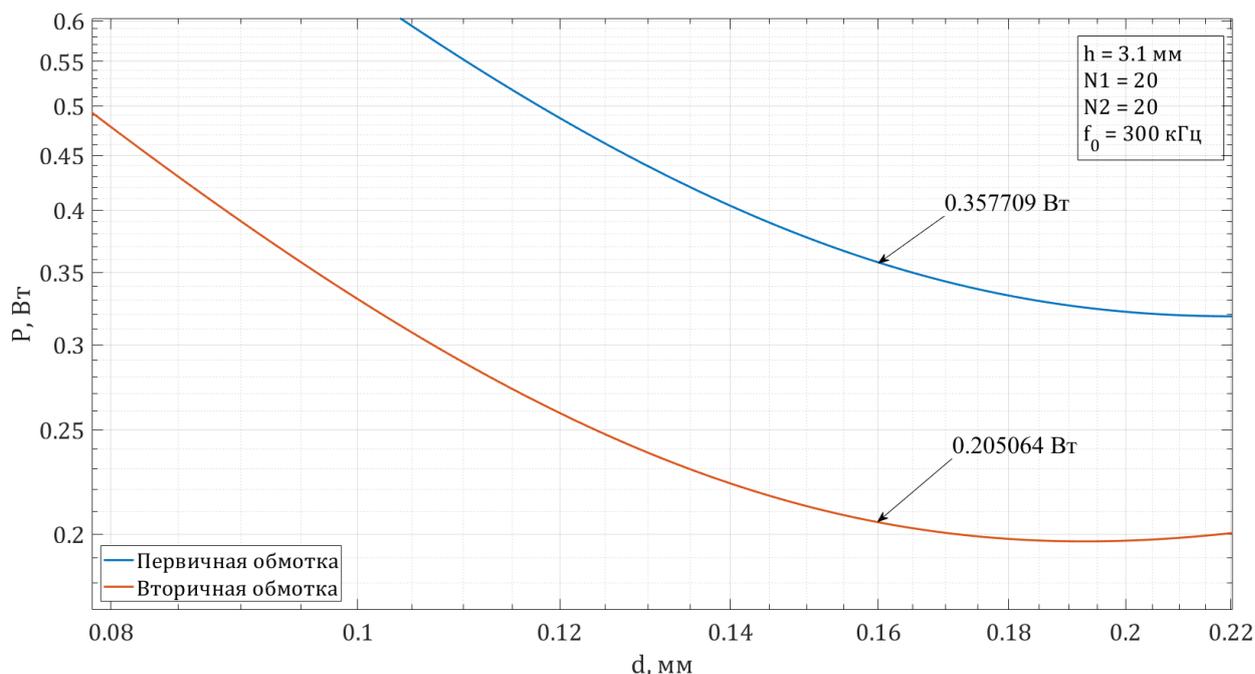


Рисунок 3.5 — зависимость потерь в обмотках от диаметра проводника для трансформатора топологии P-S-S-P

Из графиков 3.4 и 3.5 видно, что для топологии без чередования слоев (P-P-S-S) для первичной обмотки оптимально использовать провод как можно большего диаметра. Однако, для данного сердечника максимальный диаметр проводника ограничен $d_0 = 0.16$ мм. Для вторичной же обмотки оптимальным будет выбор провода $d_0 = 0.14$ мм, что позволит немного снизить потери, вызываемые эффектом близости. Однако, при чередовании слоев обмоток суммарная рассеиваемая мощность будет намного меньше, чем при использовании оптимального провода без чередования обмоток. Также из рисунка 3.5 видно, что из-за уменьшения влияния эффекта близости на формирование потерь в обмотках, оптимальное значение диаметра провода сдвинулось вправо. Однако, в силу ограничений по высоте сердечника предлагается использовать провод диаметром $d_0 = 0.16$ мм для обеих обмоток как максимально возможный.

Результаты вычислений рассеиваемой мощности в каждом слое трансформатора для провода диаметром 0.16 мм представлены в таблице 3.3

Рассеиваемая мощность в каждом слое трансформатора

Обозначение слоя	Топология P-P-S-S	Топология P-S-S-P
P1	121,25 мВт	122,1 мВт
P2	169,98 мВт	235,6 мВт
S1	158,89 мВт	86,45 мВт
S2	190,73 мВт	118,6 мВт
Суммарные потери в обмотках	640,86 мВт	562,77 мВт

Таким образом, чередование слоев обмоток помогает снизить суммарные потери в магнитном компоненте на 78 мВт или на 12 %, что может существенно повысить КПД конечного изделия.

3.2 Реализация метода эквивалентной цепи

На рисунке 3.6 представлен алгоритм работы программы [54], генерирующей номиналы элементов R_i , L_i . Изначально импеданс Z равен сопротивлению по постоянному току R_{dc} . Стоит отметить, что для аппроксимации нам важна только действительная часть импеданса $Z(\omega) = \text{Re}(Z(j\omega))$, так как именно она будет участвовать в формировании потерь. Затем для всех частот, внутри границ аппроксимации считается относительная ошибка.

$$Err = \frac{|R_{ac}(\omega) - Z(\omega)|}{R_{ac}(\omega)}. \quad (3.1)$$

По мере того, как относительная ошибка выходит за заданные границы погрешности, в цепь добавляются новые звенья и импеданс Z пересчитывается.

Если в ходе расчетов в цепи генерируются два звена с одинаковыми частотами $\omega_{0i} = \omega_{0j} = \omega_0$, то их суммарный импеданс может быть пересчитан как:

$$Z_{ij}(j\omega) = Z_i(j\omega) + Z_j(j\omega) = \frac{j\omega(L_i + L_j)}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}} \quad (3.2)$$

Следовательно эти звенья могут быть заменены на одно эквивалентное звено следующим образом:

$$\begin{aligned} L_{ij} &= L_i + L_j, \\ R_{ij} &= \omega_0 L_{ij}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Новые узлы добавляются до тех пор, пока относительная ошибка (3.1) не будет укладываться в заданный интервал на всех частотах [55].

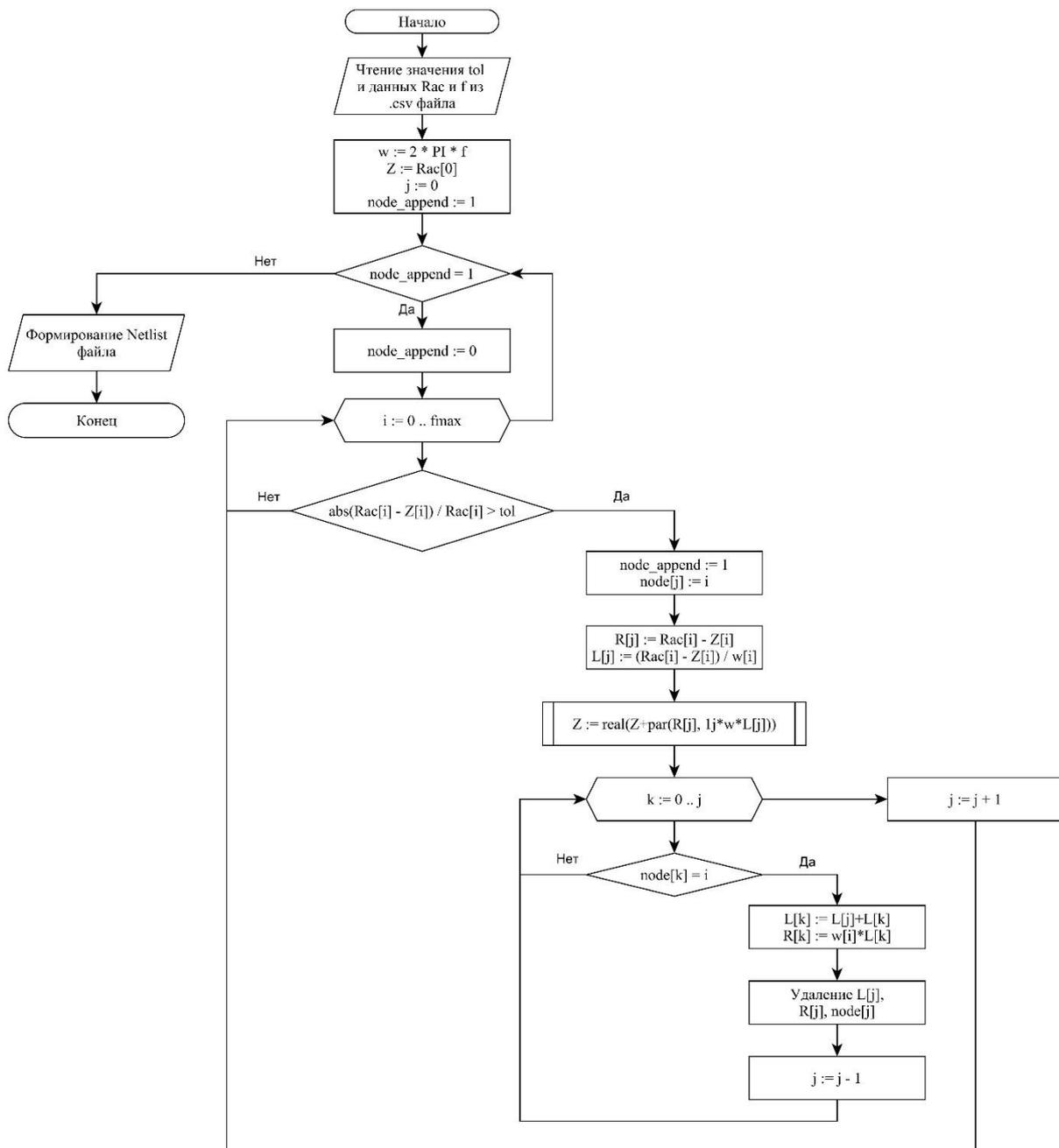


Рисунок 3.6 — Алгоритм работы программы

Подобный алгоритм позволяет аппроксимировать сопротивление по переменному току с помощью эквивалентной цепи с любой заданной точностью.

В качестве примера работы алгоритма вычислим рассеиваемую мощность в обмотке дросселя для разных частот с помощью пакета FEMM. Зная величину пропускаемого через обмотку тока, получим зависимость сопротивления R_{ac} от частоты для двадцати точек. С помощью предложенного ранее алгоритма, реализованного на языке Python, аппроксимируем значения $R_{ac}(\omega)$ задавшись максимальным отклонением в 1%. Сгенерируем эквивалентную цепь и вычислим её импеданс $Z(\omega)$ для каждой заданной частоты.

Код блока генерации звеньев цепи и номиналов компонентов R_i и L_i представлен в листинге 3.3

Листинг 3.3

Блок генерации звеньев эквивалентной схемы

```
import numpy as np
import pandas as pd
from RL_chain.utils import par, log_sample
from matplotlib import pyplot as plt

class DataTable:
    def __init__(self, filename, f_name, R_name):
        try:
            data = pd.read_csv(filename)
            self.r = data[R_name]
            self.freq = data[f_name]
        except FileNotFoundError:
            print("Файл " + str(filename) + " не найден")
            self.r = pd.Series(data=0, index=[0])
            self.freq = pd.Series(data=0, index=[0])
        except KeyError:
            print("Неверно подписаны столбцы в файле " + str(filename))
            self.r = pd.Series(data=0, index=[0])
            self.freq = pd.Series(data=0, index=[0])

class Winding(DataTable):
    def __init__(self, filename, f_name, R_name):
        super().__init__(filename, f_name, R_name)
        self.N = 10 # Начальное число точек выборки
        self.R0 = self.r[0] # Присваиваем R0 сопротивление на самой низкой частоте
        self.Err = np.full(self.N, 1e6) # относительная ошибка

        self.L = []
        self.R = []
        self.node = []
        self.Netlist = ""
        self.chain_length = 0
```

```

self.Rac = np.zeros(self.freq.size, float)
self.Z = np.zeros(self.freq.size, float)
self.w = np.zeros(self.freq.size, float)
self.f = np.zeros(self.freq.size, float)

def init_array(self):
    # очистка графиков
    plt.clf()
    # Инициализация массивов
    self.L = []
    self.R = []
    self.node = []
    i = log_sample(self.freq.size, self.N)
    self.f = np.array(self.freq[i - 1], float)
    # Формируем массив из частот
    self.w = np.array(2 * np.pi * self.f, float)
    self.Rac = np.array(self.r[i - 1], float)
    self.Z = np.full(self.f.size, self.R0, float) # Заполняем Z значениями R0

def node_gen(self, tol):
    node_append = 1
    j = 0
    while node_append == 1:
        node_append = 0
        for i in range(self.w.size):
            # Проверка условия Error > tol
            if abs(self.Rac[i] - self.Z[i]) / self.Rac[i] > tol:
                # Добавляем узел к массиву
                self.node.append(i)
                node_append = 1
                # Вычисление параметров параллельной RL цепи
                self.R.append(self.Rac[i] - self.Z[i])
                self.L.append(self.R[j] / self.w[i])
                # Добавление параллельного звена в общую цепь
                self.Z = self.Z + par(self.R[j], 1j * self.w * self.L[j])
                self.Z = self.Z.real
                plt.plot(self.f, self.Z) # построение Z на каждом этапе (для наглядности)

            # Схлопывание звеньев с одинаковыми узлами (частотами)
            for k in range(j):
                if self.node[k] == i:
                    self.L[k] = self.L[j] + self.L[k]
                    self.R[k] = self.w[i] * (self.L[k])
                    self.R.pop(j)
                    self.L.pop(j)
                    self.node.pop(j)
                    j -= 1
            j += 1

def error_calc(self):
    # Пересчитываем импеданс (для проверки работы)
    self.w = np.array(2 * np.pi * self.freq, float)
    self.Rac = np.array(self.r, float)
    self.chain_length = np.size(self.R)
    self.Z = np.full(self.freq.size, self.R0, float)
    for k in range(self.chain_length):
        self.Z = self.Z + par(self.R[k], 1j * self.w * self.L[k])
        self.Z = self.Z.real
    # Вычисляем ошибку
    return abs(self.Rac - self.Z) / self.Rac * 100

def chain_calc(self, tol=0.01):
    while max(self.Err) > tol * 100:
        # Инициализация массивов
        self.init_array()
        # Генерация узлов
        self.node_gen(tol)
        # Вычисление ошибки
        self.Err = self.error_calc()
        # Увеличиваем число точек N для следующей итерации
        self.N = self.N + 1

```

При сравнении значений исходных данных с аппроксимированной кривой видно, что относительная ошибка (3.1) не превышает значения 1% в заданных точках (рисунок 3.7).

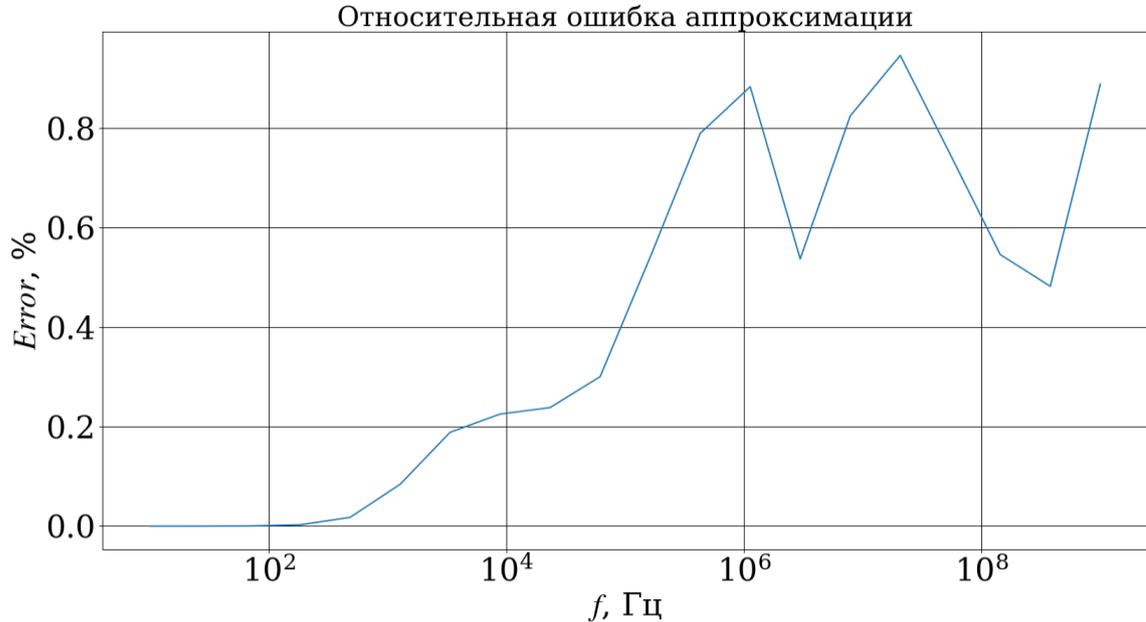


Рисунок 3.7 — Относительная ошибка аппроксимации.

В результате работы программы формируется netlist-файл с описанием нелинейного элемента для SPICE-симулятора. Код блока генерации netlist-файла представлен в листинге 3.4.

Листинг 3.4

Блок генерации netlist-файла

```

# Генерация Netlist файла для субмодели
def netlist_gen(self, filename):

    header = '.subckt RL PORT1 PORT2'

    # создаем строку R0
    R0_row = '\nR0' + ' PORT1' + ' N1' + ' ' + str(self.R0)

    # Создаем строки с последними звеньями
    L_row = '\nL' + str(self.chain_length) + ' N' + str(self.chain_length) \
        + ' PORT2' + ' ' + str(self.L[self.chain_length - 1]) + ' Rser=0'
    R_row = '\nR' + str(self.chain_length) + ' N' + str(self.chain_length) \
        + ' PORT2' + ' ' + str(self.R[self.chain_length - 1])

    # Генерация всех остальных строк
    for j in range(self.chain_length - 1):
        L_row = L_row + '\nL' + str(j + 1) + ' N' + str(j + 1) \
            + ' N' + str(j + 2) + ' ' + str(self.L[j]) + ' Rser=0'

```

```

R_row = R_row + '\nR' + str(j + 1) + ' N' + str(j + 1) \
+ ' N' + str(j + 2) + ' ' + str(self.R[j])

self.Netlist = header + R0_row + R_row + L_row + '\n.ENDS'
with open(filename, "w") as file:
file.write(self.Netlist)

```

С помощью режима AC Analysis, встроенного в симулятор LTspice измерим сопротивление элемента U1 в диапазоне частот от 10 Гц до 1 ГГц (рисунок 3.8). Полученные данные должны соответствовать $Z(j\omega)$. Сравним действительную часть измеренного импеданса с исходными данными $R_{ac}(\omega)$ (рисунок 3.9). Из рисунка видно, что зависимость сопротивления от частоты, измеренная в LTspice совпадает с исходными значениями в точках, по которым производилась аппроксимация. Таким образом, можно аппроксимировать зависимость сопротивления от частоты, вызываемую эффектом близости, с помощью эквивалентной схемы [55].

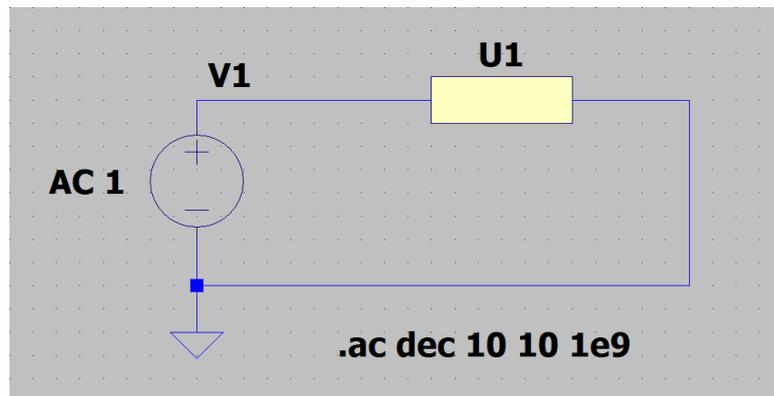


Рисунок 3.8 — Проверка работы программы с помощью SPICE-модели.

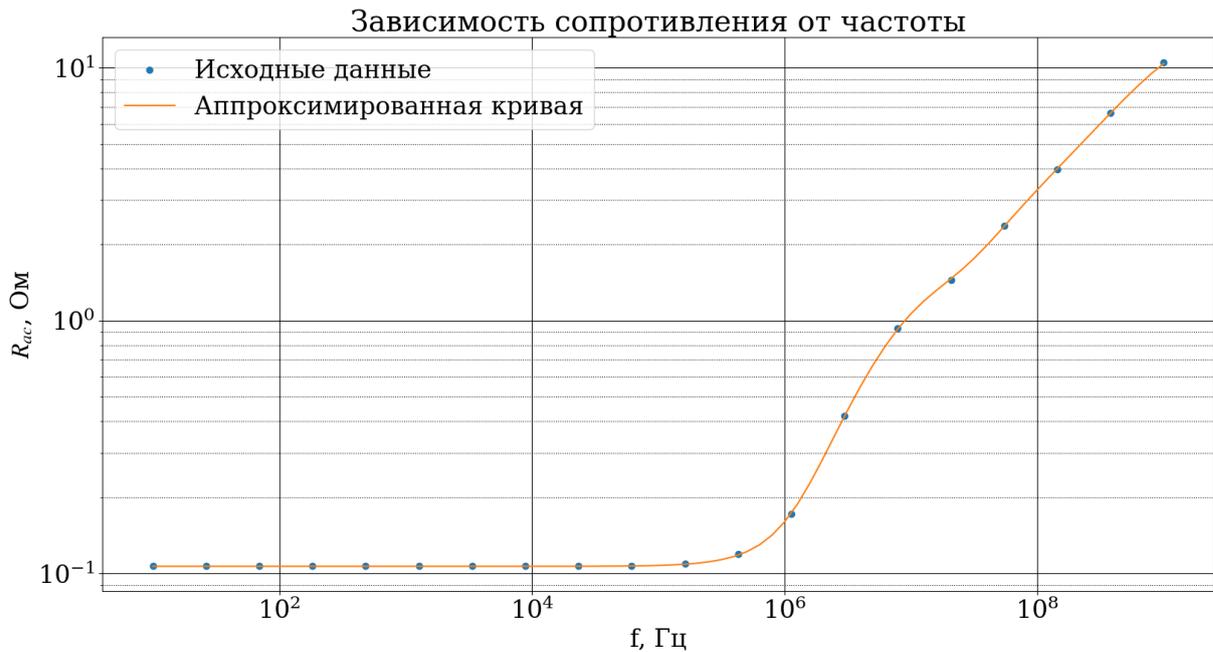


Рисунок 3.9 — Аппроксимация сопротивления по переменному току с помощью эквивалентной схемы.

Выводы

1. Рассмотрен вопрос компьютерной реализации аналитического метода определения потерь, вызванных вихревыми токами в магнитном компоненте с поочередным протеканием тока в обмотках на примере трансформатора обратного преобразователя. Показан пример реализации способа оптимизации высокочастотных потерь в обмотках трансформатора. В результате расчета показана эффективность чередования обмоток с целью снижения потерь, вызываемых эффектом близости.

2. Рассмотрен вопрос компьютерной реализации метода эквивалентной схемы. Предложена программа для аппроксимации эффекта близости во временной области [54]. Указанная программа генерирует netlist файл нелинейного элемента для SPICE симулятора. При этом, сопротивление этого элемента равно сопротивлению обмотки магнитного компонента в требуемом диапазоне частот.

3. Показан пример вычисления потерь в обмотках с помощью метода эквивалентной схемы и симулятора LTspice. В результате расчета показано, что предлагаемый алгоритм позволяет генерировать эквивалентную схему, отражающую

сопротивление обмотки с заданной точностью. Однако, при росте точности аппроксимации также повышается количество звеньев эквивалентной схемы.

4. Верификация методов определения потерь

4.1 Описание экспериментальной установки

Потери в импульсных DC/DC преобразователях можно разделить на несколько частей по месту их возникновения [56]:

- Потери в силовых ключах и выпрямителе
- Потери в магнитном компоненте
 - Потери в сердечнике
 - Потери в обмотке
- Потери в управляющей части
 - ШИМ-контроллер
 - Драйверы силовых транзисторов
- Прочие потери

Для нахождения потерь в обмотке магнитного компонента, необходимо из всей мощности, рассеиваемой в изделии, вычесть все источники потерь, кроме искомого.

Для верификации метода определения потерь в обмотках с помощью метода эквивалентной схемы был изготовлен макет понижающего DC/DC преобразователя [57]. Схема макета понижающего преобразователя представлена на рисунке 4.1. Микросхема IRS2011SPBF обеспечивает питание верхнего драйвера D2 и формирует задержки между затворными сигналами транзисторов VT1 и VT2. Сами транзисторы управляются драйверами LM5112SD. В качестве основного силового ключа VT1 и транзистора синхронного выпрямителя VT2 использовались транзисторы n-типа IRFB4127PbF.

Для того чтобы пренебречь потерями в конденсаторах входного и выходного фильтра, были использованы керамические конденсаторы с низким последовательным сопротивлением (ESR). Кроме того, требуемая емкость выходного

фильтра была получена путем объединения нескольких конденсаторов параллельно друг другу, для еще большего снижения последовательного сопротивления и связанных с ним потерь.

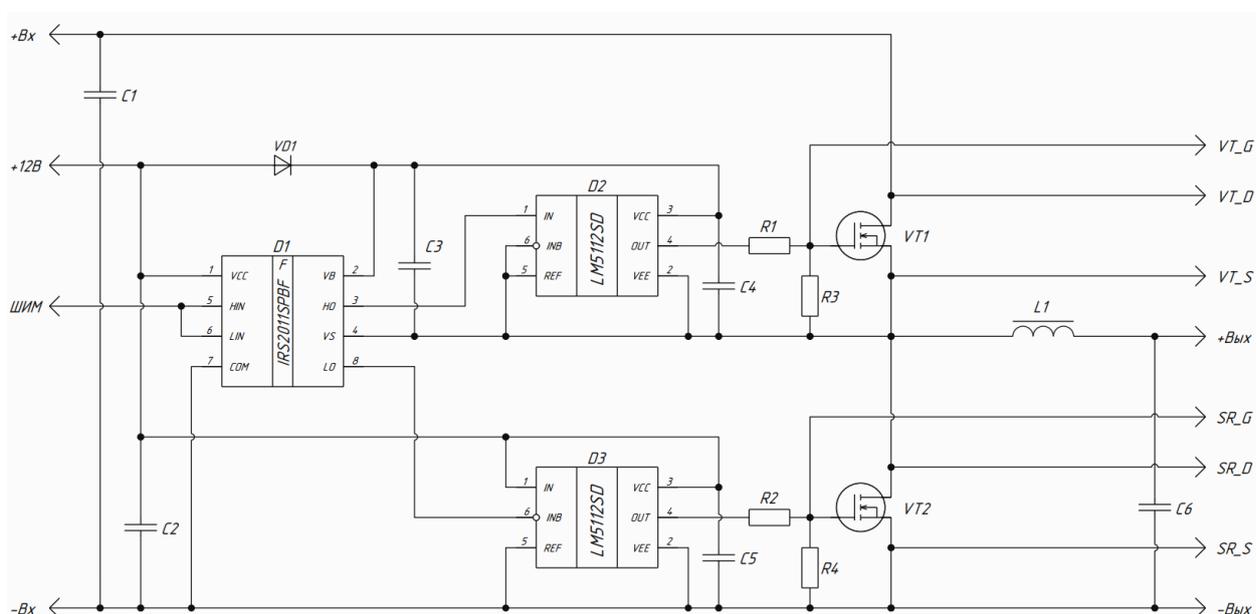


Рисунок 4.1 — Схема макета понижающего преобразователя

Основные параметры преобразователя представлены в таблице 4.1.

Таблица 4.1

Основные параметры макета понижающего преобразователя

Параметр	Значение	Ед.
Входное напряжение	48	В
Выходное напряжение	24	В
Выходной ток, I_{out}	3	А
Номинальная выходная мощность	72	Вт
Частота преобразования, f_{sw}	1000	кГц
Коэффициент заполнения импульса	0,505	-
Количество витков дросселя	6	-

Дроссель преобразователя реализован на сердечнике ER14.5/3/7-3F36-A100-S [53]. Параметры сердечника приведены в таблице 4.2

Параметры сердечника ER14.5/3/7-3F36-A100-S

Параметр	Значение	Ед.
Эффективная площадь сечения, A_e	17,6	мм ²
Индуктивность на виток ² , A_L	100	нГн
Объем сердечника, V_e	333	мм ³

При изготовлении макета для снижения рассеиваемой мощности в проводниках схемы использовались полигоны как можно большего сечения и как можно меньшей длины. Таким образом, потерями в проводниках схемы можно также пренебречь ввиду их малости по сравнению с остальными потерями [58].

Схема экспериментальной установки представлена на рисунке 4.2. Для того чтобы не учитывать потери в управляющей части схемы, питание драйвера силового транзистора осуществляется от внешнего источника, а для формирования ШИМ-сигнала используется внешний генератор сигналов специальной формы GW Instek MFG-72110. В качестве вольтметров и амперметров использовались мультиметры GW Instek GDM-78341 [59].

Также для проверки работоспособности способа определения потерь в магнитных компонентах с поочередно протекающим током в обмотках был спроектирован макет обратноходового преобразователя. Схема макета представлена на рисунке 4.3. Магнитный компонент реализован на основе сердечника ER14.5/3/7-3F36-A100-S производства Ferroxcube [53].

Для того чтобы обеспечить достаточный нагрев компонентов в рабочей точке в качестве силового транзистора VT1 был использован n-канальный транзистор с изолированным затвором BSC320N20NS3 G, а в качестве выпрямительного диода — G51XT.

Основные параметры макета обратноходового преобразователя представлены в таблице 4.3, а схема экспериментальной установки представлена на рисунке 4.4.

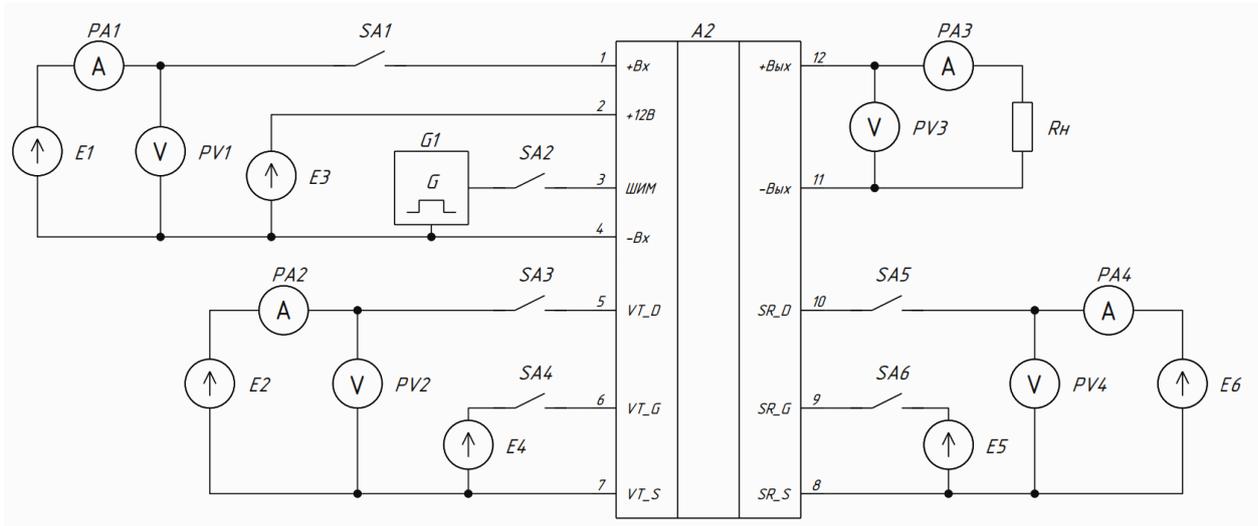


Рисунок 4.2 — Схема экспериментальной установки для понижающего преобразователя

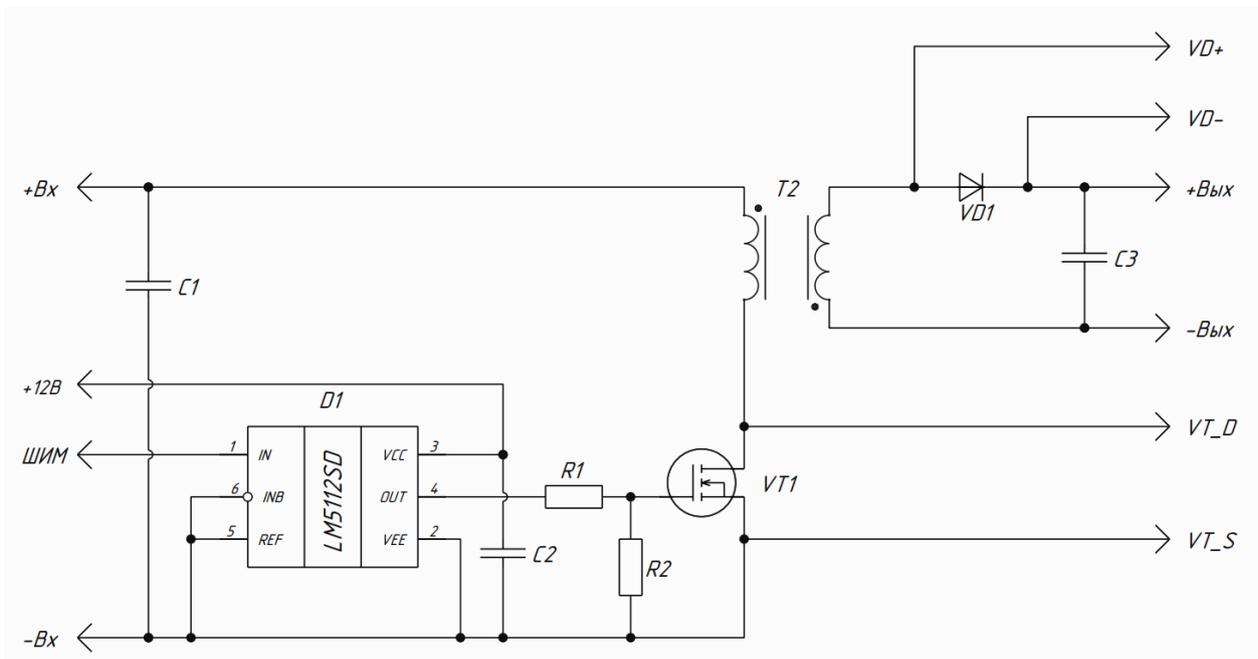


Рисунок 4.3 — Схема макета обратноходового преобразователя

Основные параметры макета обратноходового преобразователя

Параметр	Значение	Ед.
Входное напряжение	18	В
Выходное напряжение	24	В
Выходной ток, I_{out}	0,416	А
Номинальная выходная мощность	10	Вт
Частота преобразования, f_{sw}	300	кГц
Коэффициент заполнения импульса	0,588	-
Количество витков первичной обмотки N_1	20	-
Количество витков вторичной обмотки N_2	20	-

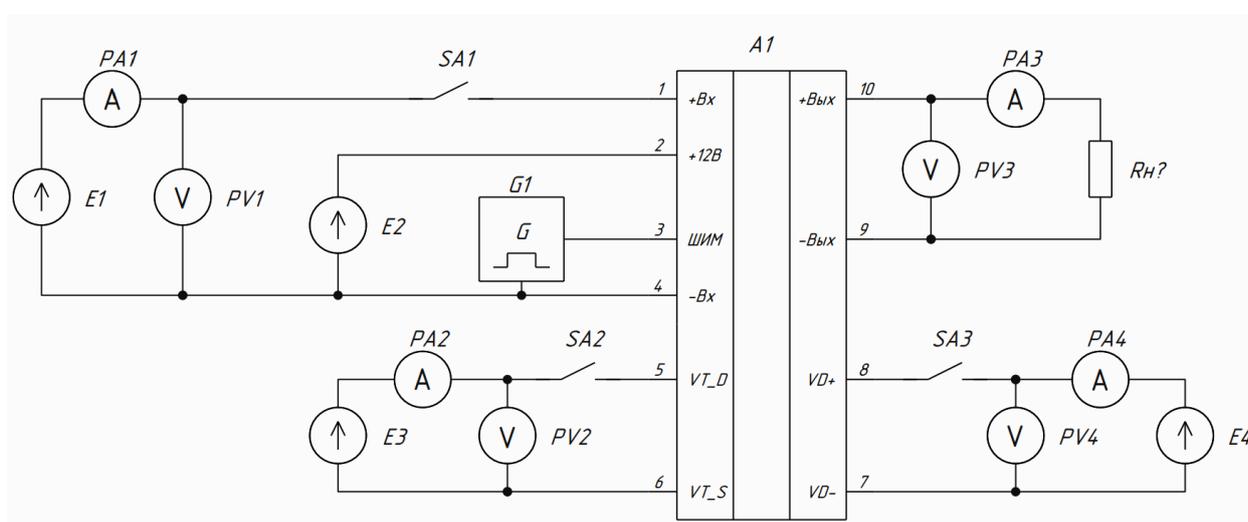


Рисунок 4.4 — Схема экспериментальной установки
для обратноходового преобразователя

Ниже представлено описание последовательности проведения эксперимента.

- Для заданной рабочей точки преобразователя с помощью прецизионных приборов измерялась входная и выходная мощность. Одновременно с этим с помощью тепловизора Testo 875-1i [60] регистрировалась температура полупроводниковых компонентов (силового транзистора и выпрямительного диода) [61]. Общие потери в преобразователе представляют собой разницу между измеренной входной и выходной мощностью;

- Затем определялась рассеиваемая мощность в полупроводниках с целью ее дальнейшего вычитания из общей рассеиваемой мощности в преобразователе. Информация о температуре, полученная с тепловизора в ходе эксперимента, была использована для сопоставления конкретной рассеиваемой мощности с заданной температурой, соответствующей рассматриваемой рабочей точке. Для этого, через транзистор в открытом состоянии или выпрямительный диод пропускался постоянный ток до достижения той же температуры, которая наблюдалась во время работы преобразователя. Если температура окружающей среды во время эксперимента оставалась неизменной, то рассеиваемая в транзисторе или диоде мощность будет равна потерям в нем во время работы преобразователя. Поскольку ток, протекающий через полупроводник теперь постоянный, не трудно вычислить рассеиваемую в нем мощность, как $P = IU$.
- Потери в трансформаторе (включающие в себя потери в обмотке и потери в сердечнике) вычисляются как разница между общей рассеиваемой мощностью и потерями в полупроводниковых компонентах схемы.
- Потери в сердечнике вычисляются аналитически исходя из рабочей точки преобразователя и параметров сердечника с использованием уравнения Штейнметца [62].
- Наконец, потери в обмотках вычисляются как разность между общей рассеиваемой мощностью в преобразователе, потерями в полупроводниковых компонентах схемы и потерями в сердечнике.

4.2 Расчет потерь в сердечнике магнитного компонента

4.2.1 Расчет потерь в сердечнике понижающего преобразователя

За время открытого состояния транзистора VT1 ток в дросселе L1 изменяется на величину

$$\Delta I_L = \frac{(U_{in} - U_{out})t_{on}}{L} = \frac{(U_{in} - U_{out})D}{Lf_{sw}} \quad (4.1)$$

где ΔI_L — размах пульсаций тока в дросселе, U_{in} — входное напряжение, U_{out} — выходное напряжение, t_{on} — время открытого состояния ключа, L — индуктивность дросселя, D — коэффициент заполнения импульса, f_{sw} — частота переключения транзистора VT1.

Стоит отметить, что реальная измеренная индуктивность дросселя может отличаться от расчетной из-за неплотного прилегания половинок сердечника друг к другу и разбросов параметра магнитного материала.

При этом, минимальный и максимальный ток в дросселе считаются по формулам:

$$\begin{aligned} I_{max} &= I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2}, \\ I_{min} &= I_{out} - \frac{\Delta I_L}{2}, \end{aligned} \quad (4.2)$$

где I_{out} — средний выходной ток преобразователя

Тогда минимальные и максимальные значения индукции сердечника можно определить по формулам

$$\begin{aligned} B_{max} &= B_{dc} + \frac{\Delta B}{2} \\ B_{min} &= B_{dc} - \frac{\Delta B}{2} \end{aligned} \quad (4.3)$$

где

$$\begin{aligned} B_{dc} &= I_{out} N \frac{A_L}{A_e}, \\ \Delta B &= \Delta I_L N \frac{A_L}{A_e}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

где ΔB — размах индукции в сердечнике, B_{dc} — постоянная индукция намагничивания, N — количество витков в дросселе, A_L — индуктивность на виток², A_e — эффективная площадь сечения магнитопровода.

Для расчета потерь воспользуемся уравнением Штейнметца

$$P_v = C_m f^x B_{max}^y C_T \quad (4.5)$$

где P_v — удельная рассеиваемая мощность на единицу объема, X и Y — эмпирические коэффициенты Штейнметца (предоставляются производителем материала сердечника). C_T — температурный коэффициент.

$$C_T = \frac{Ct_2 T^2 - Ct_1 T + Ct}{1000}, \quad (4.6)$$

где Ct_2 , Ct_1 и Ct — эмпирические коэффициенты.

Для используемого в макете материала 3F36 [63] эмпирические коэффициенты Штейнметца для различных диапазонов частот представлены в таблице 4.4 [64]

Таблица 4.4

Эмпирические коэффициенты Штейнметца для материала 3F36

Параметр	Значение		
	100кГц–500кГц	500кГц–800кГц	800кГц–1200кГц
C_m	6,83	$1,12499 \cdot 10^{-4}$	$2,23928 \cdot 10^{-7}$
X	1,43902	2,19515	2,61053
Y	3,26718	2,71986	2,49772
Ct	1,232717265	1,28161335	1,010843873
Ct_1	0,010783518	0,011719438	$6,141983 \cdot 10^{-3}$
Ct_2	$8,3946 \cdot 10^{-5}$	$8,92639 \cdot 10^{-5}$	$6,11871 \cdot 10^{-5}$

Уравнение Штейнметца и его эмпирические коэффициенты изначально представлены для синусоидального тока. То есть, сердечник симметрично перемагничивается относительно нуля и постоянное подмагничивание отсутствует. То есть, размах индукции $\Delta B = 2B_{max}$. Поскольку потери в магнитопроводе определяются не постоянным смещением магнитной индукции, а её изменением, то для режима работы, с постоянным подмагничиванием в формуле (4.5) следует заменить B_{max} на $\Delta B/2$.

Таким образом, полные потери в сердечнике определяются как

$$P_{core} = P_v V = C_m f^x \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^y C_T \quad (4.7)$$

где V — объем сердечника.

Для описанного выше режима работы преобразователя диаграммы тока в дросселе и напряжения сток-исток транзистора VT1 представлены на рисунке 4.5. Параметры тока в дросселе и магнитной индукции в сердечнике представлены в таблице 4.5. Стоит отметить, что все расчеты проведены с учетом измененного значения индуктивности дросселя $L = 3,287$ мкГн. При этом, если измерить температуру сердечника в ходе эксперимента можно посчитать температурный коэффициент и рассеиваемую мощность по формулам 4.6 и 4.7 соответственно.

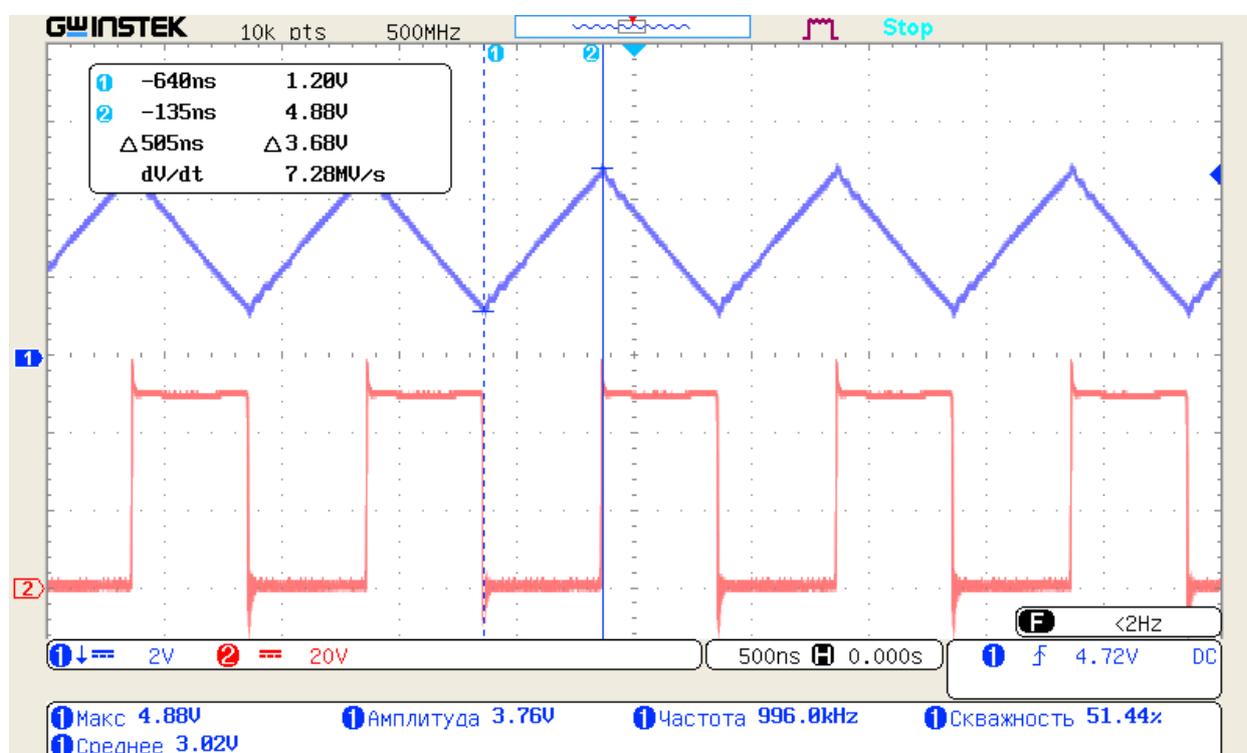


Рисунок 4.5 — Осциллограммы тока в дросселе и напряжения на стоке транзистора VT1 макета понижающего преобразователя.

Таблица 4.5

Параметры тока и индукции реактора понижающего преобразователя

Параметр	Значение	Ед.
Минимальный ток реактора, I_{min}	1,2	А
Максимальный ток реактора, I_{max}	4,8	А
Размах тока в реакторе, ΔI	3,8	А

Минимальная индукция сердечника, B_{min}	39,54	мТл
Максимальная индукция сердечника, B_{max}	165	мТл
Размах индукции в сердечнике, ΔB	125,45	мТл

4.2.2 Расчет потерь в сердечнике обратноходового преобразователя

Для трансформатора топологии P-S-S-P, по 10 витков в каждом слое, требуемое выходное напряжение достигается при коэффициенте заполнения $D = 0.5988$. Значения входных и выходных параметров преобразователя, а также его КПД представлены в таблице 4.6.

Таблица 4.6

Параметры преобразователя с трансформатором топологии P-S-S-P

Параметр	Значение	Ед.
Входное напряжение, U_{in}	17,835	В
Входной ток, I_{in}	0,6488	А
Входная мощность, P_{in}	11,57193	Вт
Выходное напряжение, U_{out}	23,948	В
Выходной ток, I_{out}	0,4205	А
Выходная мощность, P_{out}	10,07242	Вт
КПД, η	87,04	%
Рассеиваемая мощность, P_{loss}	1,49951	Вт

Зная средний входной ток преобразователя и индуктивность первичной обмотки можно рассчитать параметры тока в обмотках для последующего аналитического или численного моделирования. За время открытого состояния ключа ток в первичной обмотке успевает изменяться на значение

$$\Delta I = \frac{U_{in} t_{on}}{L_p} = \frac{U_{in} D}{L_p f_{sw}}, \quad (4.7)$$

где L_p — индуктивность первичной обмотки.

Принимая во внимание то, что ток в первичной обмотке протекает только во время открытого состояния ключа, можно найти минимальный и максимальный токи в обмотке аналогично рисунку 3.1:

$$I_{max} = \frac{I_{in}}{D} + \frac{\Delta I}{2},$$

$$I_{min} = \frac{I_{in}}{D} - \frac{\Delta I}{2},$$
(4.8)

где I_{max} — максимальный ток в обмотке, I_{min} — минимальный ток в обмотке.

Используя данные таблицы 4.6, можно найти максимальную и минимальную индукцию в сердечнике, задающие рабочую точку, а также размах индукции, определяющий потери в сердечнике.

$$B_{max} = \frac{N_p A_L I_{max}}{A_e},$$

$$B_{min} = \frac{N_p A_L I_{min}}{A_e},$$

$$\Delta B = \frac{N_p A_L \Delta I}{A_e} = \frac{U_{in} D}{A_e N_p f_{sw}},$$
(4.9)

где B_{max} — максимальная индукция, B_{min} — минимальная индукция, ΔB — размах индукции в сердечнике.

Для трансформатора топологии P-S-S-P измеренная индуктивность первичной обмотки составила $L_p = 36,66$ мкГн. Таким образом, реальная индуктивность на виток² составляет 91,65 нГн. Параметры тока и индукции представлены в таблице 4.7.

Таблица 4.7

Параметры тока и индукции трансформатора топологии P-S-S-P

Параметр	Значение	Ед.
Минимальный ток первичной обмотки, I_{min}	0,598	А
Максимальный ток первичной обмотки, I_{max}	1,569	А
Размах тока в первичной обмотке, ΔI	0,971	А
Минимальная индукция сердечника, B_{min}	62,278	мТл
Максимальная индукция сердечника, B_{max}	163,41	мТл
Размах индукции в сердечнике, ΔB	101,133	мТл

Аналогичные расчеты были проведены для преобразователя с трансформатором топологии P-P-S-S. Поскольку КПД преобразователя с данным трансформатором отличается от КПД преобразователя с топологией P-S-S-P, параметры рабочей точки будут отличаться от представленных в таблице 4.6. Поскольку целью эксперимента является сравнение эффективности обмоток, а также верификация метода расчета потерь, то решено зафиксировать коэффициент заполнения импульса для обеих топологий. Основные параметры рабочей точки преобразователя представлены в таблице 4.8. Параметры тока и индукции трансформатора представлены в таблице 4.9.

Таблица 4.8

Параметры преобразователя с трансформатором топологии P-P-S-S

Параметр	Значение	Ед.
Входное напряжение, U_{in}	18	В
Входной ток, I_{in}	0,647	А
Входная мощность, P_{in}	11,645	Вт
Выходное напряжение, U_{out}	23,522	В
Выходной ток, I_{out}	0,4174	А
Выходная мощность, P_{out}	9,819	Вт
КПД, η	84,32	%
Рассеиваемая мощность, P_{loss}	1,826	Вт

Таблица 4.9

Параметры тока и индукции трансформатора топологии P-P-S-S

Параметр	Значение	Ед.
Минимальный ток первичной обмотки, I_{min}	0,603	А
Максимальный ток первичной обмотки, I_{max}	1,558	А
Размах тока в первичной обмотке, ΔI	0,955	А
Минимальная индукция сердечника, B_{min}	64,382	мТл
Максимальная индукция сердечника, B_{max}	166,45	мТл
Размах индукции в сердечнике, ΔB	102,068	мТл

Воспользовавшись полученными значениями размаха индукции в сердечнике и коэффициентами Штейнметца для материала сердечника и выбранной рабочей частоты магнитного компонента из таблицы 4.4, можно найти рассеиваемую мощность в магнитопроводе по формуле 4.6.

4.3 Результаты экспериментальных измерений

Для измерения потерь на силовых полупроводниковых компонентах необходимо измерить и зафиксировать температуру на них в установившемся режиме работы преобразователя. Для регистрации температуры сердечника и полупроводниковых приборов использовался тепловизор Testo 875-i, закрепленный на штативе (рисунок 4.6). Для того чтобы уменьшить влияние случайных колебаний воздуха на температуру компонентов, в ходе эксперимента также дополнительно использовался вентилятор.

Для нахождения потерь на каждом из транзисторов необходимо найти мощность, при которой его корпус будет нагреваться до той же температуры, что и в установившемся рабочем режиме. Для этого на затвор транзистора подается напряжение, необходимое для полного открытия канала. Далее через открытый канал транзистора пропускается постоянный ток до достижения установившихся значений ранее измеренной температуры (рисунок 4.7). Поскольку ток, протекающий через транзистор постоянный, то можно легко посчитать рассеиваемую мощность. Значения измеренной температуры, а также тепловых потерь в транзисторах понижающего преобразователя представлены в таблице 4.10.

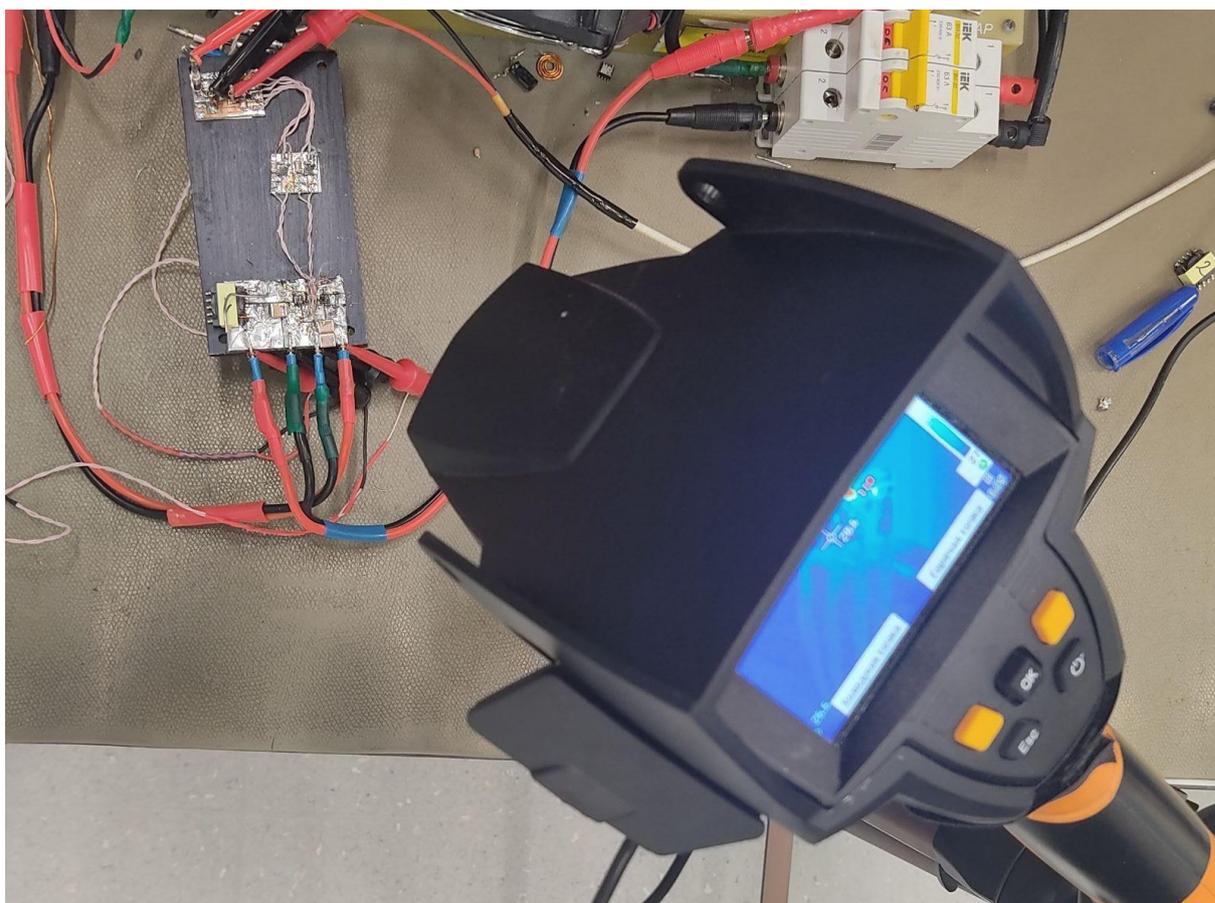


Рисунок 4.6 — Макет понижающего преобразователя



Рисунок 4.7 — Температура на верхнем (а) и нижнем (б) транзисторе в рабочем режиме

Таблица 4.10

Мощность, рассеиваемая на транзисторах понижающего преобразователя

Компонент	Температура, °С	Напряжение, мВ	Ток, А	Рассеиваемая мощность, мВт
Верхний ключ (VT1)	110	198,6	3,74	742,76
Нижний ключ (VT2)	65,7	379,8	5,75	2183,85

Температура магнитопровода в ходе эксперимента составила 54.4 °С. Подставив это значение в формулу 4.6 можно посчитать температурный коэффициент для уравнения Штейнметца 4.7, что позволит в свою очередь вычислить потери в сердечнике. Суммарные потери в преобразователе, а также мощность, рассеиваемая в каждом компоненте схемы представлены в таблице 4.11.

Таблица 4.11

Результаты измерения потерь в обмотках дросселя
понижающего преобразователя.

Суммарные потери в преобразователе, мВт		3475
Потери в транзисторах, мВт	Верхний ключ (VT1)	742,76
	Нижний ключ (VT2)	2183,85
Потери в сердечнике, мВт		292
Потери в обмотке, мВт		256,39

Аналогичные измерения были проведены и для обратноходового преобразователя с двумя различными топологиями трансформатора. Значения измеренной температуры в рабочем режиме преобразователя, а также рассеиваемая мощность в силовом транзисторе и выпрямительном диоде для обеих топологий представлены в таблице 4.12

Температура сердечника в ходе эксперимента составила 44,5 °С для топологии с чередующимися слоями обмоток (P-S-S-P) и 52 °С для топологии без че-

редования (P-P-S-S). Полученные различия в температуре при близких значениях размаха индукции можно объяснить передачей тепловой энергии от более горячей обмотки к сердечнику.

Таблица 4.12

Мощность, рассеиваемая на транзисторе и выпрямительном диоде
обратноходового преобразователя

Компонент	Температура, °С	Напряжение, мВ	Ток, А	Потери, мВт
Топология P-P-S-S				
Силовой ключ (VT1)	38,2	103,2	3,91	403
Выпрямительный диод (VD1)	51,7	1141,9	0,58	659,9
Топология P-S-S-P				
Силовой ключ (VT1)	33,8	77,5	3,05	236,4
Выпрямительный диод (VD1)	47,3	1129,6	0,55	621,3

Суммарные потери в преобразователе, а также мощность, рассеиваемая в каждом компоненте схемы представлены в таблицах 4.13 и 4.14 для топологий P-P-S-S и P-S-S-P соответственно.

Таблица 4.13

Результаты измерения потерь в обмотках трансформатора
обратноходового преобразователя топологии P-P-S-S.

Суммарные потери в преобразователе, мВт	1826
Потери в силовом транзисторе (VT1), мВт	403
Потери в выпрямительном диоде (VD1), мВт	659,9
Потери в сердечнике, мВт	7,5
Потери в обмотке, мВт	755,6

Результаты измерения потерь в обмотках трансформатора
обратноходового преобразователя топологии P-S-S-P.

Суммарные потери в преобразователе, мВт	1500
Потери в силовом транзисторе (VT1), мВт	236,4
Потери в выпрямительном диоде (VD1), мВт	621,3
Потери в сердечнике, мВт	7,4
Потери в обмотке, мВт	634,9

4.4 Моделирование потерь в дросселе понижающего преобразователя

4.4.1 Моделирование потерь в дросселе с помощью метода эквивалентной цепи

Для моделирования потерь в дросселе понижающего преобразователя по методу эквивалентной схемы была аналитически определена зависимость сопротивления от частоты. При этом, потери для провода диаметром 0.5 мм, намотанного по 3 витка в 2 слоя составили 279,7 мВт. Затем, с помощью предложенного алгоритма был сгенерирован netlist-файл нелинейного элемента U1, с сопротивлением, соответствующим эквивалентной схеме «последовательного» типа. Полученный нелинейный элемент был импортирован в симулятор LTspice и включен в схему силового каскада понижающего преобразователя последовательно с реактором L1 (рисунок 4.8). Для более точной имитации режима работы преобразователя в схему введены цепи, формирующие мертвое время между открытием силового транзистора и ключа синхронного выпрямителя. Коэффициент заполнения импульса ШИМ модулятора подобран таким образом, чтобы на затворе верхнего ключа время открытого состояния совпадало с временем открытого состояния в макете. Таким образом, введенное в схему мертвое время компенсируется большим коэффициентом заполнения импульса D так, чтобы на ключах D составлял 0.505. Потери, измеренные на элементе U1 на интервале 1 мс составили 270,6 мВт.

С целью упрощения моделирования режима работы в необходимом рабочем режиме, а также ускорения вычислений можно отказаться от моделирования транзисторов VT1 и VT2 и заменить их на источник напряжения прямоугольной формы с необходимой частотой и коэффициентом заполнения импульса (рисунок 4.9). Потери в обмотке (в элементе U1) при таком способе моделирования составили 274,3 мВт, что достаточно близко к аналитическому результату и к экспериментальным значениям.

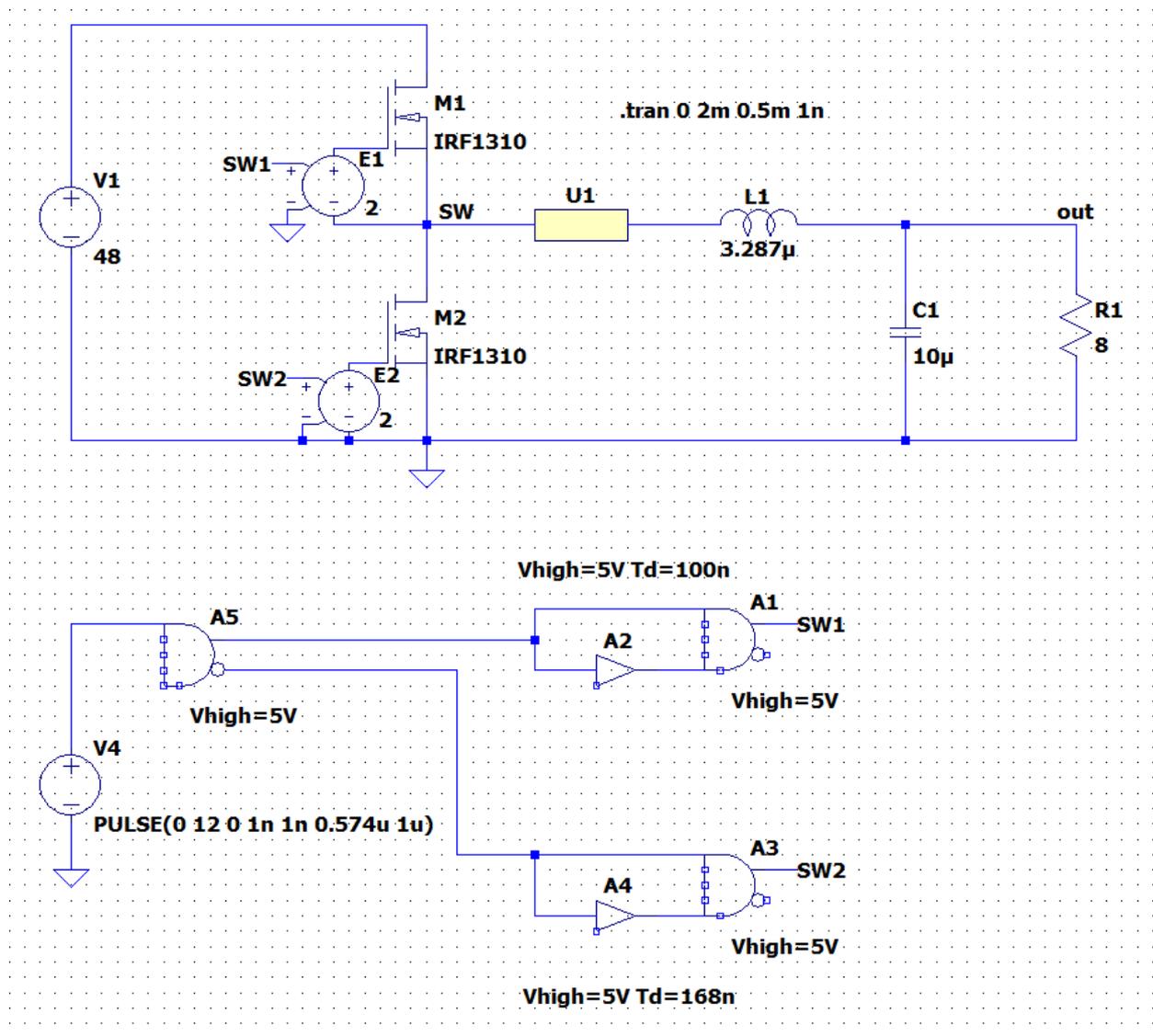


Рисунок 4.8 — компьютерная модель понижающего преобразователя

Также если заранее известен ток, протекающий через индуктивность, источник напряжения можно заменить на источник тока (рисунок 4.10). В нашем случае, этот способ будет наиболее близок по входным параметрам к аналитическому расчету и модели в конечных элементах, поскольку во всех случаях задаются параметры тока, протекающего через обмотку магнитного компонента. Потери на элементе U1 в данном случае составляют 307,5 мВт. Существенные различия с экспериментальными значениями в данном случае можно объяснить искажениями формы напряжения, прикладываемого к дросселю.

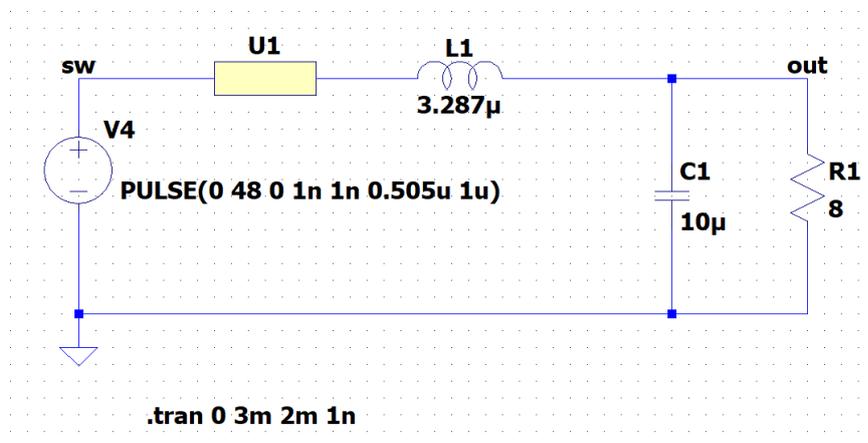


Рисунок 4.9 — моделирование потерь в обмотке понижающего преобразователя с использованием источника напряжения

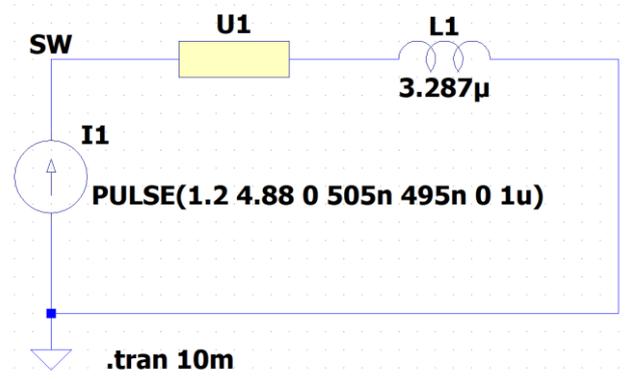


Рисунок 4.10 — моделирование потерь в обмотке понижающего преобразователя с использованием источника тока.

4.4.2. Моделирование потерь в дросселе с помощью Ansys Maxwell.

Для расчета потерь в обмотке дросселя понижающего преобразователя с помощью численного моделирования воспользуемся специальным программным пакетом Ansys Maxwell, использующим для расчетов метод конечных элементов. Для этого, создадим двумерную модель дросселя, включающую в себя сердечник и обмотки. Ток в обмотке формируется с помощью источника тока, и определяется кусочно-заданной функцией, повторяющей ток в исследуемом макете (рисунок 4.11).

В результате моделирования были построены распределение напряженности поля в магнитном компоненте, а также распределение плотности тока в витках (рисунки 4.12 и 4.13 соответственно). Из рисунков видно, что напряженность поля достигает своего максимума в зазоре дросселя. При этом, на внутренней границе второго слоя напряженность значительно больше, чем между первым и вторым слоем обмотки. Модуль плотности тока в обмотках при этом увеличивается на границах слоев по мере приближения к центральному керну сердечника.

На рисунке 4.14 представлена картина распределения потерь в обмотках во временной области, а также средняя рассеиваемая мощность за пять периодов.

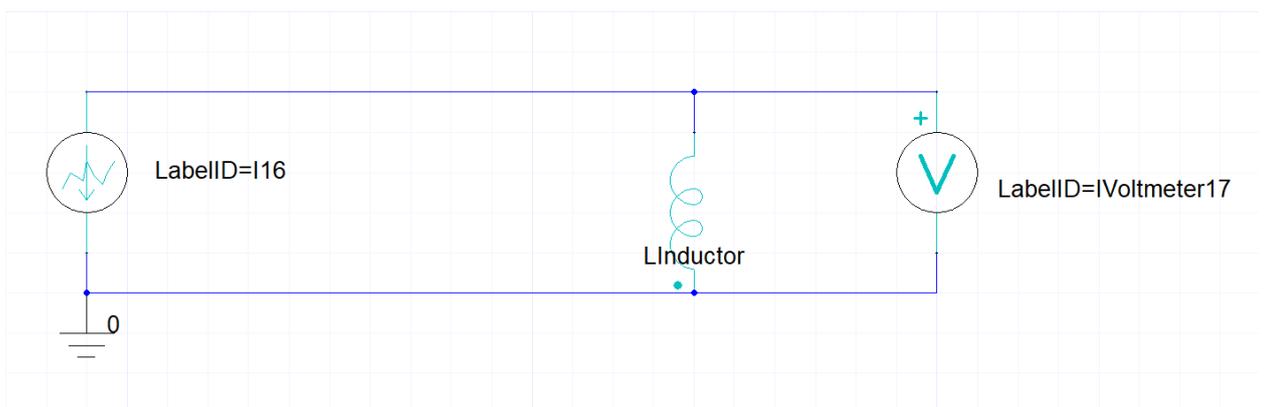


Рисунок 4.11 — схема подключения обмотки дросселя

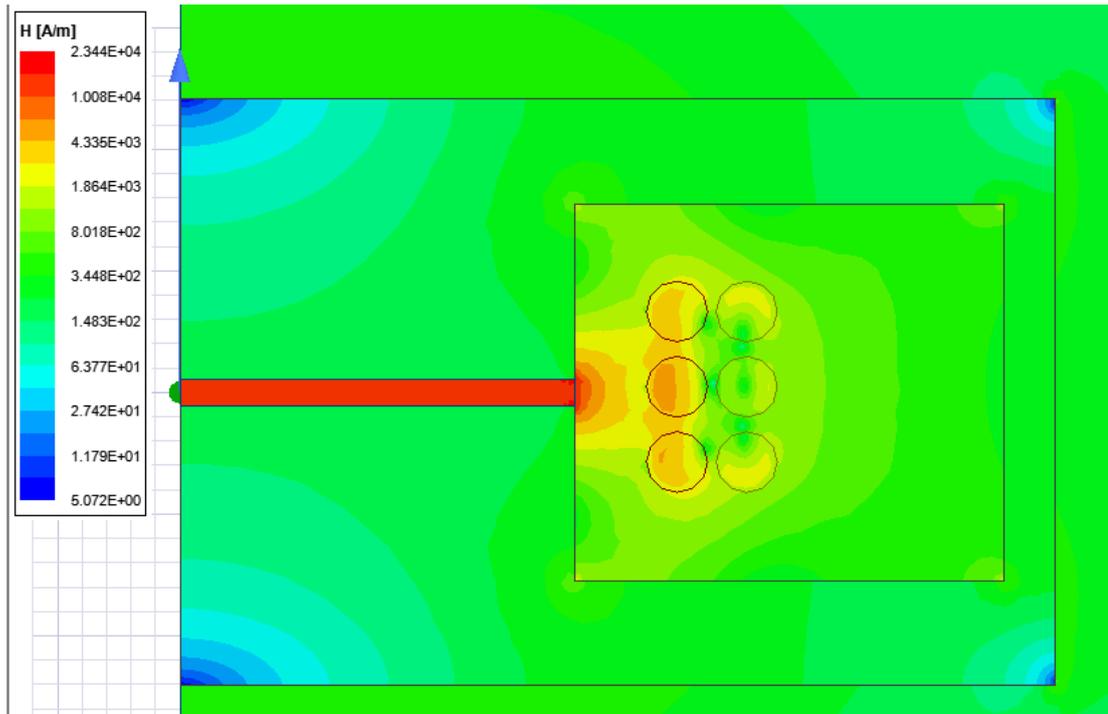


Рисунок 4.12 — Распределение напряженности поля в дросселе понижающего преобразователя

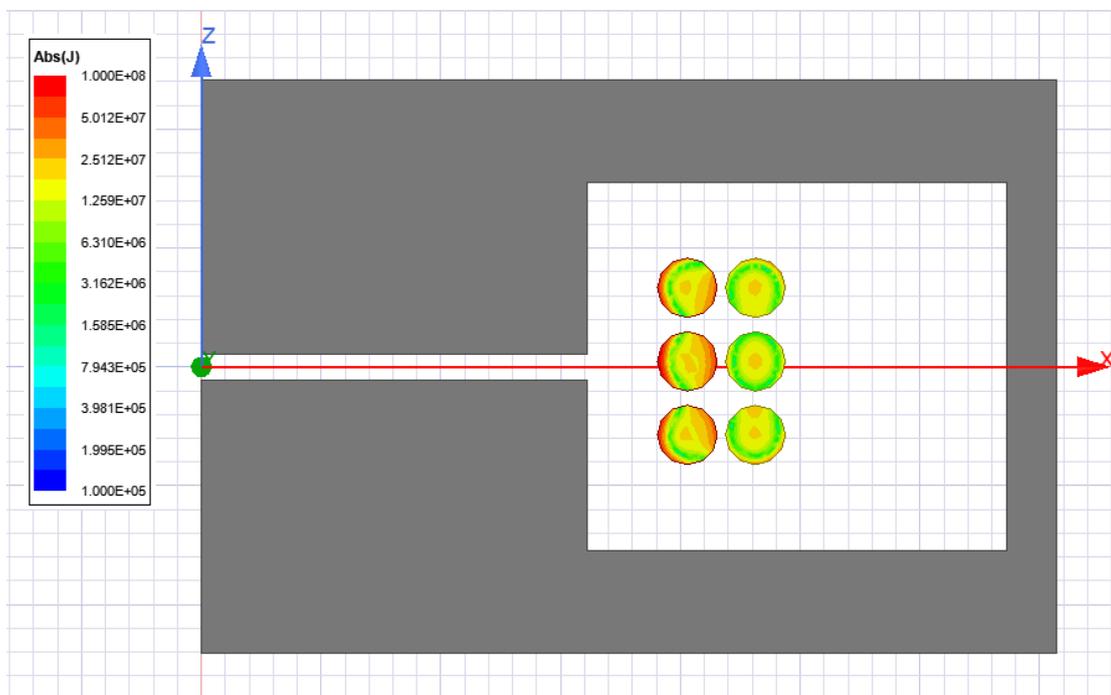


Рисунок 4.13 — Распределение плотности тока в витках дросселя понижающего преобразователя

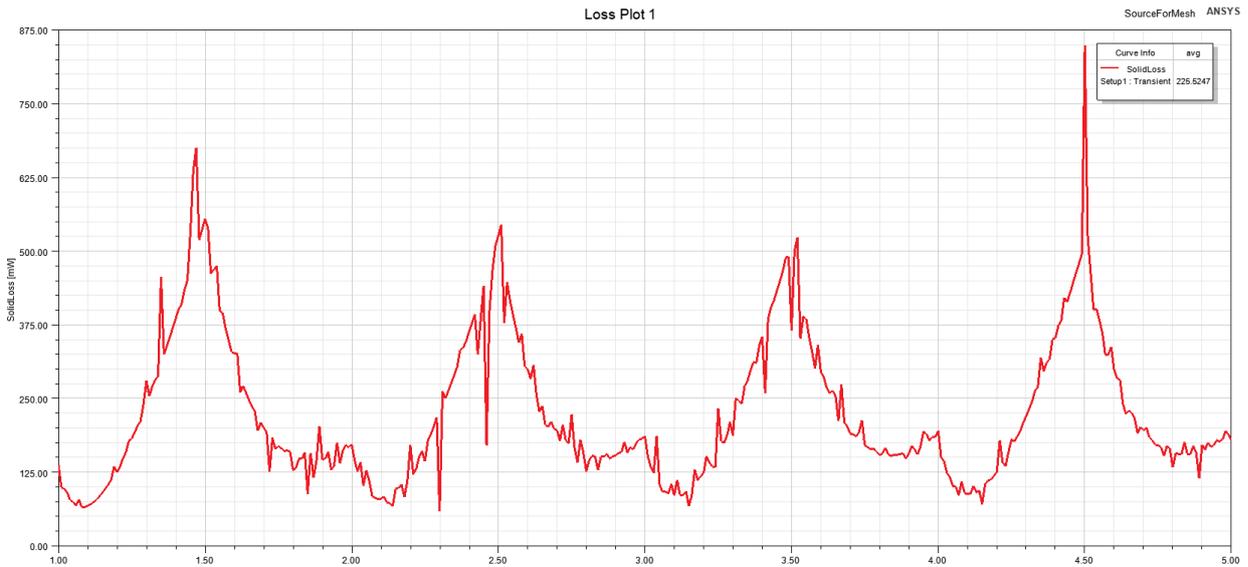


Рисунок 4.14 — распределение потерь в обмотке дросселя во временной области

Таким образом, потери в обмотке дросселя, вычисленные с помощью метода конечных элементов, составляют 225,5 мВт.

В таблице 4.15 представлены сравнительные результаты экспериментальных измерений, а также различных способов моделирования потерь в обмотке реактора понижающего преобразователя. Для каждого значения рассеиваемой мощности рассчитано относительное отклонение от экспериментальных значений. Моделирование потерь с использованием метода конечных элементов дает относительное отклонение от экспериментального значения в – 12,05 %. Полученное отклонение можно объяснить точностью моделирования САПР, а также точностью самого эксперимента, определяемой погрешностью измерительных приборов, в частности тепловизора, а также инерционностью передачи тепла от кристаллов полупроводниковых компонентов к корпусу.

Таблица 4.15

Сравнение результатов моделирования и экспериментальных значений

Способ определения потерь	Рассеиваемая мощность	Относительное отклонение
Экспериментальные измерения	256,4 мВт	-
Аналитический метод расчета	279,7 мВт	9,09 %

Метод эквивалентной схемы	Моделирование в составе схемы силового каскада	270,6 мВт	5,54 %
	Моделирование с источником напряжения	274,3 мВт	6,98 %
	Моделирование с источником тока	307,5 мВт	19,93 %
Моделирование в Ansys Maxwell		225,5 мВт	-12,05 %

4.4.3 Моделирование потерь в обмотках обратноходового трансформатора с помощью Ansys Maxwell

Для моделирования высокочастотных потерь в обмотке магнитного компонента обратноходового преобразователя была создана двумерная модель трансформатора в среде Ansys Maxwell, аналогично модели для реактора понижающего преобразователя. Для ускорения моделирования ток в обмотках магнитного компонента задавался с помощью источников тока (рисунок 4.15).

В результате моделирования трансформаторов с двумя различными топологиями витков было построено распределение напряженности поля в магнитном компоненте для каждого такта работы трансформатора. Из рисунка 4.16 для топологии P-P-S-S (обозначение обмоток ведется от внешнего слоя обмотки к внутреннему) видно, что во время первого такта напряженность поля возрастает с каждым слоем первичной обмотки по мере приближения к центральному керну сердечника. При этом, вторичная обмотка не компенсирует поле, создаваемое первичной, выступая в роли экрана. Во время второго такта, когда ток протекает только во вторичной обмотке, поле на границах слоев первичной обмотки незначительно, и создается лишь вторичной обмоткой, увеличиваясь с каждым слоем по мере приближения к сердечнику.

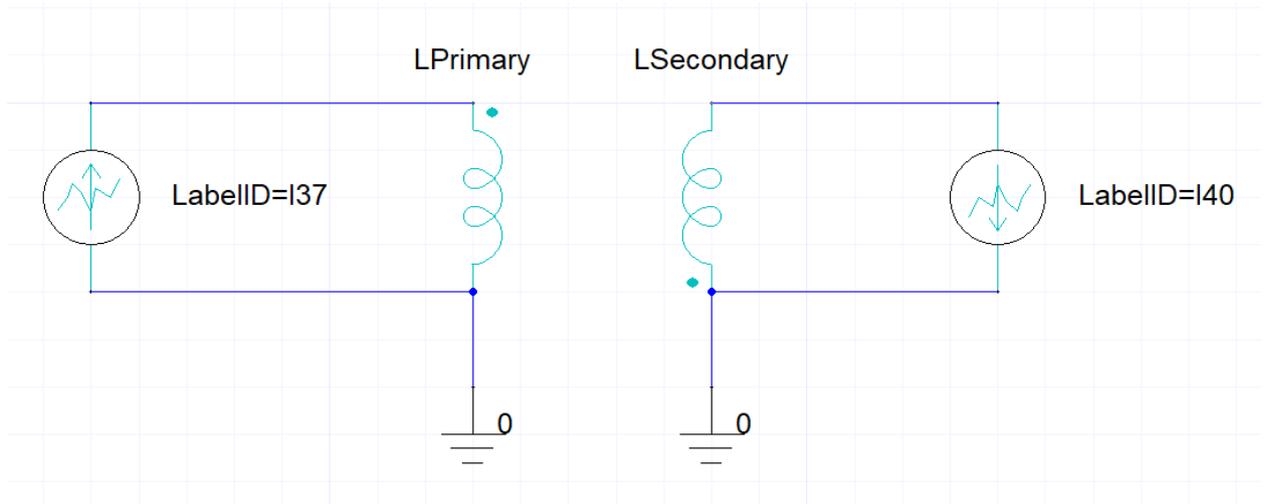
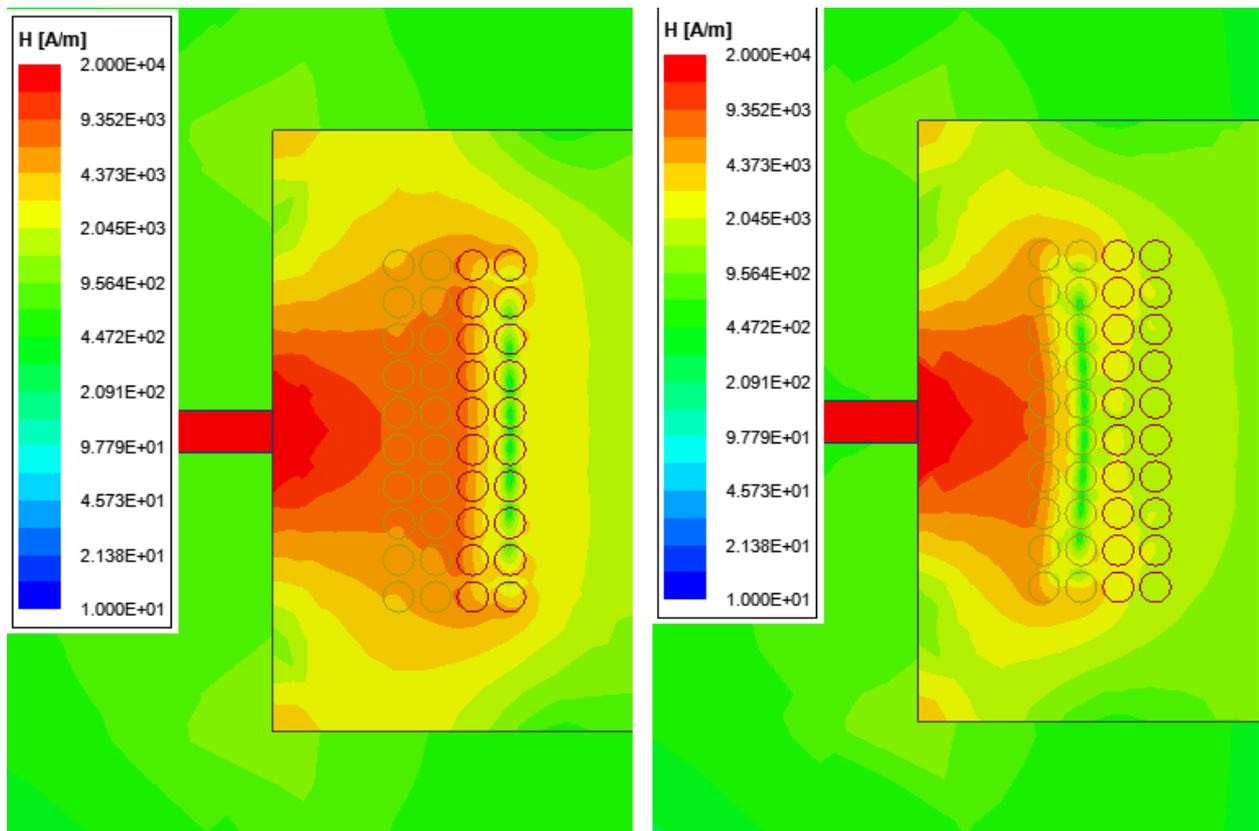


Рисунок 4.15 — схема подключения обмоток обратноходового трансформатора



а)

б)

Рисунок 4.16 — Распределение напряженности магнитного поля в трансформаторе обратноходового преобразователя топологии P-P-S-S в прямом такте (а) и в обратном такте (б)

На рисунке 4.17, показывающем распределение магнитного поля в трансформаторе с чередующимися обмотками (P-S-S-P), в первом такте поле увеличивается с каждым слоем первичной обмотки, однако, поскольку вторичная обмотка теперь расположена между двумя слоями первичной, потери в ней на этом такте будут меньше, чем для топологии P-P-S-S. Во время второго такта поле на границах внешнего слоя первичной обмотки будет также незначительно. При этом, внутренний слой первичной обмотки, находящийся возле центрального ядра сердечника, на этом такте будет выступать в качестве экрана, что вносит значительный вклад в формирование высокочастотных потерь.

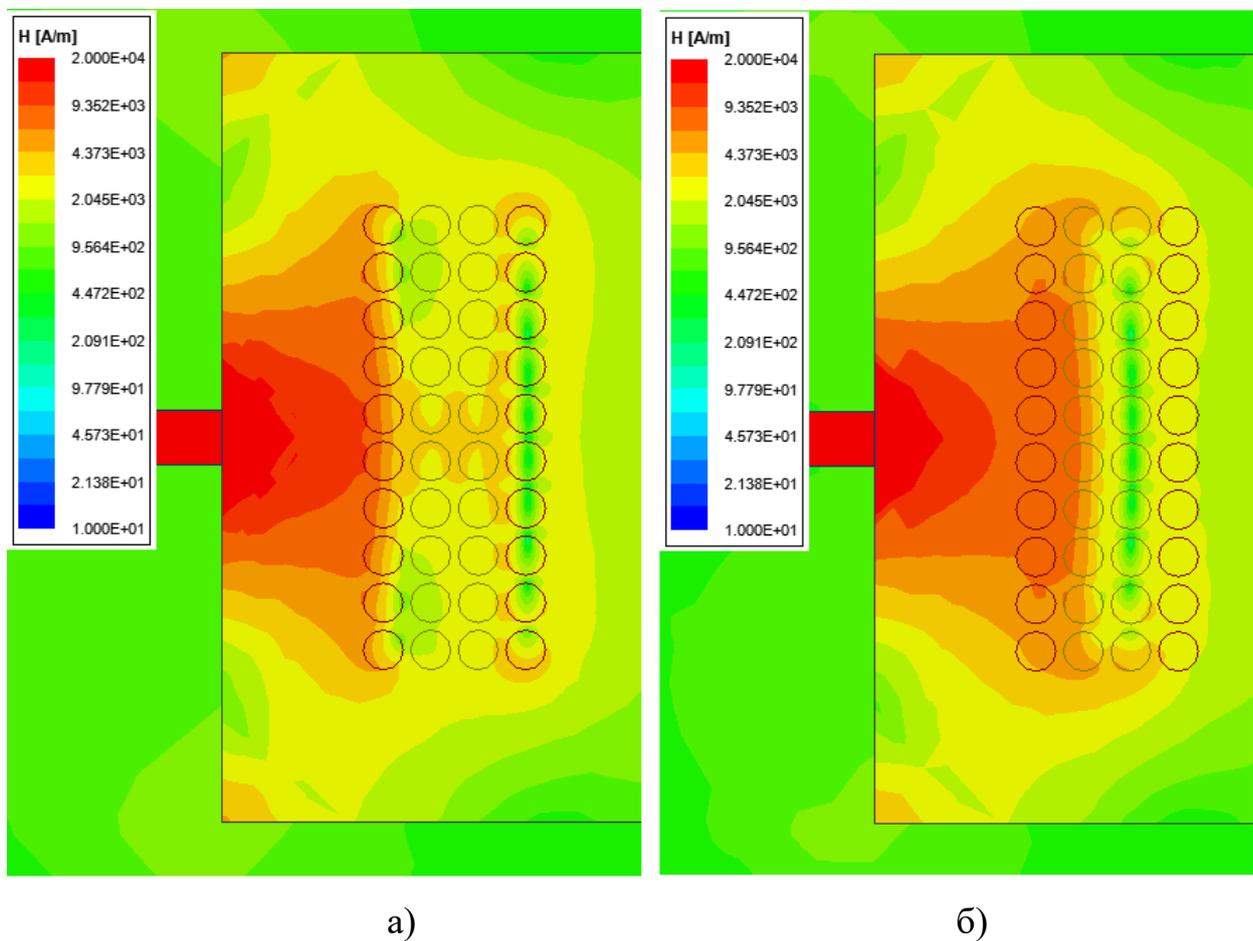


Рисунок 4.17 — Распределение напряженности магнитного поля в трансформаторе обратноходового преобразователя топологии P-S-S-P в прямом такте (а) и в обратном такте (б)

Также из рисунков 4.16, 4.17 видно, что напряженность поля на внутренней стороне обмотки вблизи зазора существенно больше, чем по её краям, что дополнительно усиливает высокочастотные потери, создаваемые магнитным полем в витках трансформатора.

На основе десяти периодов работы магнитного компонента для обеих топологий была определена средняя рассеиваемая мощность. Для топологии P-P-S-S потери составляют 704,8 мВт (рисунок 4.18), в то время как для топологии P-S-S-P средняя рассеиваемая мощность 530 мВт (рисунок 4.19).

Результаты экспериментальных измерений, а также численного моделирования и аналитических расчетов для обратноходового трансформатора двух топологий представлены в таблице 4.16. Из таблицы видно, что предлагаемый аналитический метод расчета дает отклонение от экспериментальных значений в пределах 16 %, а результаты моделирования с помощью САПР отличается от экспериментальных результатов максимум на 16,52 %, что можно считать допустимым для оценки эффективности топологии витков при проектировании магнитного компонента.

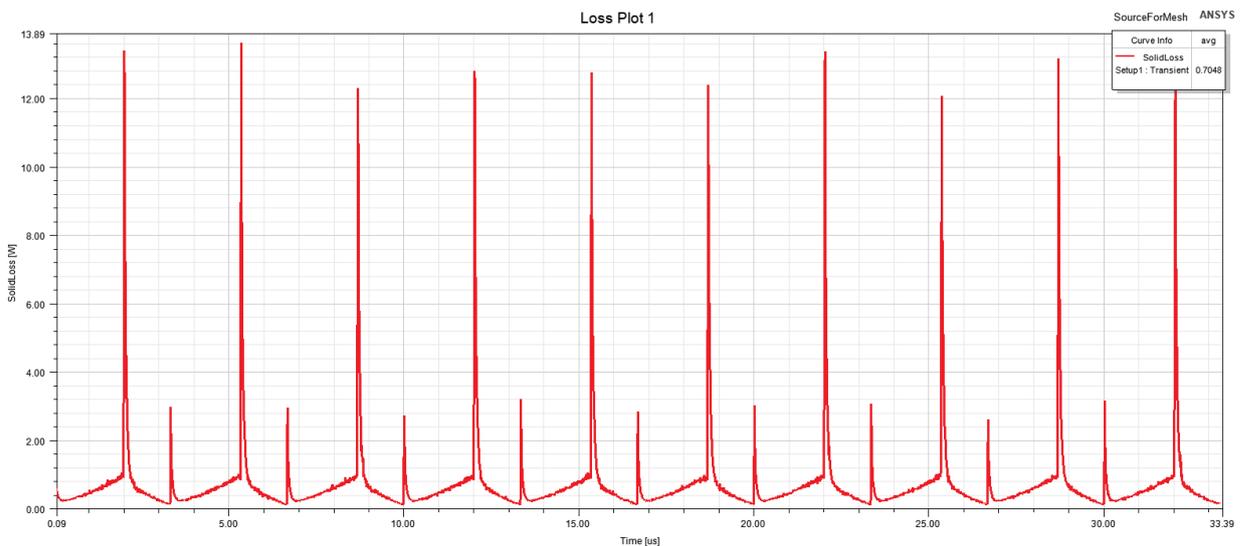


Рисунок 4.18 — картина распределения потерь в обмотках обратноходового трансформатора топологии P-P-S-S во временной области

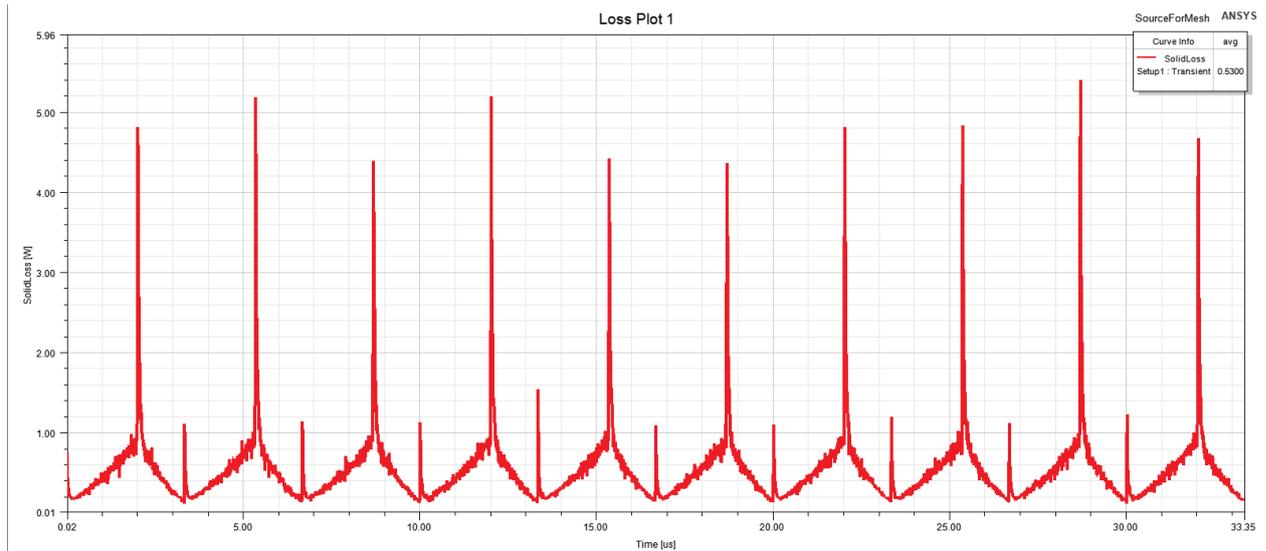


Рисунок 4.19 — картина распределения потерь в обмотках обратноходового трансформатора топологии P-S-S-P во временной области

Таблица 4.16

Сравнение результатов моделирования и экспериментальных значений

Топология витков	Способ определения потерь	Рассеиваемая мощность	Относительное отклонение
P-P-S-S	Экспериментальные измерения	755,6 мВт	-
	Аналитический метод расчета	640,9 мВт	-15,18 %
	Моделирование в Ansys	704,8 мВт	-6,72 %
P-S-S-P	Экспериментальные измерения	634,9 мВт	-
	Аналитический метод расчета	562,8 мВт	-11,36 %
	Моделирование в Ansys	530 мВт	-16,52 %

Выводы

1. Проведено экспериментальное определение потерь в обмотках магнитного компонента для дросселя понижающего преобразователя и для трансформатора обратноходового преобразователя. В результате эксперимента подтверждена эффективность чередования обмоток обратноходового трансформатора для снижения высокочастотных потерь в магнитном компоненте и повышения КПД преобразователя.

2. Проведено моделирование потерь в дросселе понижающего преобразователя во временной области с использованием метода эквивалентной схемы для трех различных способов задания тока в магнитном компоненте. С помощью пакета Ansys Maxwell спроектирована двумерная осесимметричная модель магнитного компонента понижающего преобразователя и проведено численное моделирование потерь с использованием метода конечных элементов.

3. Проведен сравнительный анализ результатов экспериментальных измерений и различных способов моделирования потерь в обмотке реактора понижающего преобразователя. Для каждого значения рассеиваемой мощности рассчитано относительное отклонение от экспериментальных значений. Наиболее близким к экспериментальным значениям оказался метод эквивалентной схемы при подключении нелинейного элемента в состав схемы силового каскада преобразователя, а также при моделировании с использованием источника напряжения вместо силовых ключей. Форма тока и напряжения, прикладываемого к дросселю при данном способе моделирования достаточно близка к экспериментальным значениям. Следовательно точность данного способа будет определяться по большей части способом получения исходных данных зависимости сопротивления от частоты, используемых для формирования схемы замещения, а также точностью моделирования SPICE симулятора.

Также достаточно близкий к экспериментальным значениям результат показывает аналитический метод. Однако, его точность будет зависеть от многих факторов, таких как количество витков в слое обмотки (при малом количестве витков краевые эффекты будут вносить больший относительный вклад в распределение поля и формирование потерь), а также количества гармоник, используемых при расчете.

Стоит отметить, что сам экспериментальный способ измерения потерь в обмотках тоже имеет свою погрешность, измерения, определяемую, по большей части, ценой деления тепловизора и задержкой в передаче тепла от кристалла полупроводникового компонента к его корпусу.

Наибольшее отклонение от экспериментальных значений показал способ моделирования с помощью эквивалентной схемы при подключении к дросселю источника тока и формирования тока в реакторе с помощью кусочно-заданной функции. Полученный результат можно объяснить тем, что при подобном подходе напряжение, прикладываемое к дросселю, имеет форму отличную от прямоугольной, что существенно влияет на рассеиваемую мощность.

4. Проведена экспериментальная верификация аналитического способа расчета потерь обмотках магнитных компонентов с поочередным протеканием тока в обмотках на примере трансформатора обратного преобразователя. Для этого был спроектирован макет обратного преобразователя с использованием трансформаторов с различными топологиями обмоток. Также для верификации аналитического метода было произведено моделирование потерь в обмотках трансформатора с помощью пакета Ansys Maxwell.

5. Для каждого значения рассеиваемой мощности рассчитано относительное отклонение от экспериментальных значений. По результатам относительного отклонения значений моделирования и результатов предлагаемого аналитического способа оценки потерь от экспериментальных значений можно сделать вывод о достаточной эффективности аналитического метода для первичной оценки топологии витков магнитного компонента при его проектировании. Однако, для получения более точных результатов рекомендуется использовать моделирование с использованием специализированных САПР.

Отклонение результатов аналитических вычислений от экспериментальных значений можно объяснить влияние зазора сердечника на поле на границах слоев обмоток, что приводит к увеличению высокочастотных потерь и расхождению экспериментальных данных и аналитических вычислений. На отклонение экспериментальных результатов от аналитических расчетов и результатов моделирования может также влиять дополнительный зазор по боковым кернам сердечника, который может образовываться в результате склейки его половинок.

Заключение

В работе получены следующие основные результаты:

1. В результате анализа известных методов оценки и оптимизации высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов предложен способ оценки эффективности топологии трансформатора с точки зрения минимизации эффекта близости, основанный на минимизации квадрата напряженности поля между слоями обмоток, без использования численного моделирования.

2. Предложена методика моделирования потерь в обмотках магнитных компонентов во временной области с помощью метода эквивалентной схемы. Разработан алгоритм определения номиналов компонентов эквивалентной схемы для аппроксимации эффекта близости во временной области. На основе алгоритма написана «программа для аппроксимации эффекта близости во временной области», получено свидетельство № 2023618086 от 18.04.2023 о государственной регистрации программы для ЭВМ.

3. Разработана методика расчета и оптимизации потерь в магнитных компонентах с чередующимися обмотками, отличающаяся расчетом коэффициентов напряженности поля на границах обмоток, минимизацией квадратов коэффициентов путем чередования обмоток и последующим применением аналитической формулы для расчета потерь в меди, обеспечивающий возможность оптимизации топологии магнитного компонента, а также толщины проводника или диаметра провода без использования метода конечных элементов.

4. Разработана методика расчета и оптимизации потерь в магнитных компонентах с поочередно протекающим током в обмотках, отличающаяся расчетом коэффициентов напряженности поля на границах обмоток в каждом такте работы преобразователя, минимизацией суммы квадратов коэффициентов напряженности в каждом такте путем чередования обмоток магнитного компонента, применением аналитической формулы с усреднением рассеиваемой мощности по периоду работы магнитного компонента. На основе методики написана «программа для оптимизации эффекта близости», получено свидетельство

№2024688704 от 26.11.2024 о государственной регистрации программы для ЭВМ.

5. Получены экспериментальные результаты измерения потерь в обмотках дросселя понижающего преобразователя, а также трансформатора обратноходового преобразователя. Результаты экспериментальных измерений отличаются от аналитических расчетов и результатов моделирования с помощью метода эквивалентной схемы в допустимых пределах, что подтверждает работоспособность предложенных методик для оценки и оптимизации высокочастотных потерь в магнитных компонентах.

Список литературы

1. Матвеев, К. Использование пакета Ansys для моделирования электромагнитных элементов импульсных преобразователей / К. Матвеев // Силовая электроника. — 2004. — № 2. — с. 92.
2. Finite Element Method Magnetics [Электронный ресурс]: [сайт] содержит статьи, справочную информацию. — Режим доступа: <https://www.femm.info/wiki/Documentation/> (10.05.2024).
3. Сахно, Л.И. Использование метода конечных элементов для комплексного расчета трансформаторов машин контактной сварки / Л. И. Сахно, О. И. Сахно, С. Д. Дубицкий [и др.] // Сварочное производство. — 2016. — № 1. — С. 16-22.
4. Sakhno, L. I. Using the finite element method for calculating transformers for resistance welding machines / L. I. Sakhno, O. I. Sakhno, S. D. Dubitskiy [et al.] // Welding International. — 2017. — Vol. 31, No. 1. — P. 58-63.
5. Dowell, P. L. Effect of Eddy Currents in Transformer Windings / P. L. Dowell — IEE Proc., 1966. — pp 1387 – 1394
6. Carsten, B. High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics / B. Carsten — HFPC '86 Record, Virginia Beach, VA, May 1986.
7. Сахно, Л.И. Методика расчета токов и потерь в секциях первичной обмотки трансформаторов для точечной контактной сварки / Л. И. Сахно, О. И. Сахно, Е. Н. Кобзарь, Е. Д. Парамонов // Глобальная энергия. — 2023. — Т. 29, № 2. — С. 102-116.
8. Кобзарь, Е.Н. Исследование поверхностного эффекта в обмотках мощного тороидального трансформатора для стыковой контактной сварки оплавлением труб / Е. Н. Кобзарь, Н. В. Коровкин, Л. И. Сахно [и др.] // Известия НТЦ Единой энергетической системы. — 2022. — № 1(86). — С. 122-133.
9. Сахно, Л. И. Методика расчета и измерения активных мощностей и потерь в трансформаторах контактной стыковой сварки оплавлением труб / Л. И.

Сахно, О. И. Сахно, М. С. Крылов // Материаловедение. Энергетика. — 2021. — Т. 27, № 4. — С. 68-84.

10. Сахно, Л.И. Инженерный метод расчета критической толщины дисков обмоток трансформаторов машин контактной сварки / Л.И. Сахно, О.И. Сахно, Д.И. Лихачев // Сварочное производство. - 2010. - №1. - С. 17-18.

11. Сахно, Л.И. Метод расчета магнитного поля в магнитопроводе двухобмоточного трансформатора при установившемся режиме короткого замыкания / Л.И. Сахно, Д.И. Лихачев // Электричество. — 2011. — №11. — С. 55-65.

12. Сахно, Л. И. Оптимизация конструкции трансформатора для инверторного источника питания машины контактной сварки / Л. И. Сахно, Д. И. Лихачев // Электричество. — 2013. — № 5. — С. 28-36.

13. Лихачев, Д. И. Аналитический расчет индуктивности рассеяния трансформаторов машин контактной сварки / Д. И. Лихачев // Евразийский союз ученых. — 2015. — № 12-5(21). — С. 70-72.

14. Сахно, Л. И. Расчет потерь в обмотках электрических машин с учетом поверхностного эффекта и эффекта близости / Л. И. Сахно, Д. И. Лихачев // Евразийский союз ученых. — 2015. — № 12-5(21). — С. 72-75.

15. Сахно, Л. И. Аналитический расчет импеданса трансформатора машины контактной сварки / Л.И. Сахно, О.И. Сахно, Ю.В. Варламов, Д. И. Лихачев // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. — 2016. — № 1(238). — С. 57-64.

16. Сахно, Л. И. Влияние частоты инвертора на массу трансформатора машины контактной сварки / Л. И. Сахно, Д. И. Лихачев, А. С. Сибирко // Сварочное производство. — 2011. — № 12. — С. 14-19.

17. Ландау, Л. Д. Теоретическая физика т. 2: Теория поля / Л. Д. Ландау, Е. М. Лившиц — 6-е изд., исп. и доп. — М.: Наука, 1973 — 504 с.

18. Солнышкин, Н. И. Теоретические основы электротехники. Основы теории электромагнитного поля / Н. И. Солнышкин — Псков: Псковский государственный университет, 2013. — 140 с.

19. Демирчан, К. С. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. Том 1. — 4-е изд. / К. С. Демирчан, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. — СПб.: Питер, 2003.— 463 с.
20. Демирчан, К. С. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. Том 3. — 4-е изд. / К. С. Демирчан, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. — СПб.: Питер, 2003. — 377 с.
21. Афанасьев, В. В. Трансформаторы тока / В. В. Афанасьев, Н. М. Адоньев, В. М. Кибель и др. — 2-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. — 416 с.
22. Кризе, С. Н. Расчет маломощных силовых трансформаторов и дросселей фильтров / С. Н. Кризе. — М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1950. — 45 с.
23. Васютинский, С. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов / С.Б. Васютинский — Л.: Энергия, 1970. - 432 с.
24. Васютинский, С. Б. Тепловые и механические расчеты трансформаторов / С.Б. Васютинский, А.Д. Красильников. - Л.: ЛПИ им. М.И. Калинина, 1979. — 56 с.
25. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов / Л.В. Лейтес. — М.: Энергия, 1981. - 392 с.
26. Матханов, П. Н. Расчет импульсных трансформаторов / П. Н. Матханов, Л. З. Гоголицын. — Л.: Энергия, 1980. — 112 с.
27. Вдовин, С. С. Проектирование импульсных трансформаторов. — Л.: Энергия, 1971. — 148 с.
28. Зоммерфельд А. Электродинамика / А. Зоммерфельд; под ред. С.А. Элькинда. — Москва: Издательство иностранной литературы, 1958. — 504 с.
29. Ламмеранер И. Вихревые токи / И. Ламмеранер, М. Штафль. — М.: Энергия, 1967. — 208 с.

30. Dixon, L. H., Jr. Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring / Lloyd H. Dixon, Jr. // Texas Instruments. — 2003.
31. Матвеев, А. Н. Электродинамика: Учеб. Пособие. — 2-е изд., перераб. и доп. / А. Н. Матвеев — М.: Высшая школа, 1980. — 383 с
32. Ridley, R. Proximity Loss in Magnetics Windings / Dr. R. Ridley // Switching Power Magazine. — 2005.
33. Kazimierczuk, M. High-Frequency Magnetic Components / M. K. Kazimierczuk — John Wiley & Sons, Ltd, 2009 — 508 p.
34. Bennett, E. Effective Resistance to Alternating Currents of Multilayer Windings / E. Bennett, S. C. Larson // Electrical Engineering. — 1940. — Vol. 59. — pp 1010 — 1016.
35. Billings, K. Switchmode Power Supply Handbook / K. Billings, T. Morey — Third Edition — McGraw-Hill Companies, 2011 — 832 p.
36. Hurley, W. G. Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms / W. G. Hurley, E. Gath, J. G. Breslin // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2000. — Vol. 15 № 2. — pp 369 – 376.
37. Iyer, K. Transformer Winding Losses with Round Conductors and Foil Windings for Duty-Cycle Regulated Square Waveform Followed by Winding Design and Comparison for Sinusoidal Excitation / K. Iyer, N. Mohan — University of Minnesota, 2013. — 65 p.
38. Веретенников, Н. Ю. Улучшение конструктивных и энергетических параметров импульсных источников питания путем оптимизации высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов / Н. Ю. Веретенников, О. Ю. Денисов, А. В. Башкиров, О. Ю. Макаров // Вестник Воронежского государственного технического университета. — 2022. — Т. 18, № 3. — С. 100-105.
39. Bashkirov, A. V. Analysis of methods and means for estimating losses in magnetic components caused by proximity effect and skin effect / A. V. Bashkirov, V. V. Glotov, N. Y. Veretennikov [et al.] // Journal of Physics: Conference Series, — Novosibirsk, 2021. — P. 012001

40. Glotov, V. V. Winding loss optimization technique for magnetic components / V. V. Glotov, A. V. Bashkirov, A. B. Antilikatorov, N. Y. Veretennikov, T. S. Glotova // AIP Conference Proceedings: 8, — Ekaterinburg, 2022. — P. 040002
41. Vorperian, V. "A fractal model of anomalous losses in ferromagnetic materials" / V. Vorperian // 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1277-1283, 1992.
42. Моисеенко, А. А. Моделирование высокочастотных потерь в магнитных компонентах с использованием нейросетевых алгоритмов / А. А. Моисеенко, Н. Ю. Веретенников // Радиолокация, Навигация, Связь: Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова: 6 т. — Воронеж, 2022 — стр. 96–105
43. McLyman, C. Transformer and Inductor Design Handbook / C. Wm. T. McLyman — Third Edition — New York: Marcel Dekker, Inc., 2004 — 556 p.
44. Ландау, Л. Д. Теоретическая физика т. 2: Теория поля / Л. Д. Ландау, Е. М. Лившиц — 6-е изд., исп. и доп. — М.: Наука, 1973 — 504 с.
45. Веретенников, Н. Ю. Методика расчета и оптимизации высокочастотных потерь в магнитных компонентах / Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова, Воронеж, 28–30 сентября 2021 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 185-193.
46. Макашов, Д. Обратногоходовый преобразователь [Электронный ресурс] — режим доступа:
<https://bludger.narod.ru/smps/Flyback-R01.pdf> (11.05.2024)
47. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин — М.: Техносфера, 2005 — 632 с.
48. Vandelaç, J. P. A Novel Approach for Minimizing High-Frequency Transformer Copper Losses / J. P. Vandelaç, P. D. Zoigas // IEEE Transactions on Power Electronics. — 1988. — Vol. 3 № 3. — pp 266 – 277.

49. Picard, J. Under the Hood of Flyback SMPS Designs / J. Picard / Texas Instruments Power Supply Design Seminar, — 2010. — 41 p.

50. Стародубцев, Ю. Н. Теория и расчет трансформаторов малой мощности / Ю. Н. Стародубцев — М.: ИП РадиоСофт, 2005 — 320 с.

51. Веретенников, Н. Ю. Оптимизация высокочастотных потерь в медных проводниках при уменьшении габаритных размеров трансформаторов в обратных преобразователях электроэнергии / Н. Ю. Веретенников, А. В. Турецкий, В. М. Питолин, К. Д. Ципина // Радиотехника. — 2022. — Т. 86, № 7. — С. 20-24.

52. Veretennikov N. Yu. Loss Optimization Approach in Flyback Transformer Windings / N. Yu. Veretennikov, Ya. V. Skitsky // Proceedings – International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2024.

53. ER14.5/3/7 [Электронный ресурс]: содержит справочную информацию. — режим доступа:

https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/Pr_ds/ER14.5_3_7.pdf

(10.05.2024).

54. Веретенников, Н. Ю. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023618086 Российская Федерация. Программа для аппроксимации эффекта близости во временной области: № 2023616087: заявл. 30.03.2023: опубл. 18.04.2023 / Н. Ю. Веретенников; заявитель Общество с ограниченной ответственностью «АЕДОН».

55. Веретенников, Н. Ю. Моделирование высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов во временной области / Н. Ю. Веретенников // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 140-147.

56. Герасимов, А. А. Электромагнитные компоненты преобразователей напряжения / А. А. Герасимов, М. Ю. Кастров // Практическая силовая электроника. — 2001. — № 1

57. Веретенников, Н. Ю. Верификация метода расчета потерь в обмотке дросселя понижающего преобразователя / Н. Ю. Веретенников, Я. В. Скитский // Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы: сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции, Воронеж, 19 октября 2023 года. – Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России., 2023. – С. 258-262.

58. Башкиров, А. В. Измерение высокочастотных потерь в магнитных обмотках понижающего преобразователя / А. В. Башкиров, Я. В. Скитский, Н. Ю. Веретенников // Вестник Воронежского государственного технического университета., 2023. – Т. 19, № 2. – С. 119-123.

59. GDM-78341, GDM-78342 [Электронный ресурс]: содержит справочную информацию. — режим доступа:

https://kiptm.ru/images/Production/GW_Instek/voltmeters_ammeters/GDM_78341/Description_type.pdf

60. Testo 875-1i [Электронный ресурс]: содержит справочную информацию. — режим доступа:

<https://static.testo.com/image/upload/HQ/testo-875-data-sheet.pdf>

61. Holguin, F. A. Analytical winding power loss calculation in gapped magnetic components / F. A. Holguin, R. Prieto, R. Asensi, J. A. Cobos // Electronics. – 2021. – Vol. 10., №. 14. – p. 1683.

62. Venkatachalam, K. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters / K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, H. Tacca, Proc. IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002 – pp. 36-41

63. 3F36 [Электронный ресурс]: содержит справочную информацию. — режим доступа:

<https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3f36.pdf> (10.05.2024).

64. Ferroxcube [Электронный ресурс]: [сайт] содержит справочную информацию. — режим доступа:

https://www.ferroxcube.com/en-global/design_tool/index (10.05.2024).

ПРИЛОЖЕНИЕ А. Акты внедрения

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по науке
и инновациям

ФГБОУ ВО «ВГТУ»

д.т.н, доцент

А.В. Башкиров

« 26 » 2025 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертации

в учебный процесс Воронежского государственного технического
университета

Наименование диссертации: Методика моделирования высокочастотных потерь в импульсных источниках питания

Автор: Веретенников Николай Юрьевич

Научный руководитель: Башкиров Алексей Викторович

Диссертация выполнена в Воронежском государственном техническом университете на кафедре конструирования и производства радиоаппаратуры, а рамках основного научного направления — Перспективные радиоэлектронные и лазерные устройства и системы передачи, приема, обработки и защиты информации.

Результаты научно-исследовательской работы внедрены в учебный процесс ВГТУ на основании решения кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры от « 3 » июня 2025 г., протокол №15.

Вид результатов, внедренных в учебный процесс:

- методика аппроксимации эффекта близости во временной области с использованием метода эквивалентной схемы;
- методика моделирования потерь в магнитных компонентах с чередующимися обмотками при произвольной конфигурации поля на границах слоев обмоток;
- рекомендации по экспериментальному определению потерь в трансформаторах и дросселях.

Область применения:

- лекционные, лабораторные и практические занятия, а также курсовое проектирование по дисциплине «Магнитные материалы и компоненты» направления подготовки 11.04.03 Конструирование и технология электронных средств (профиль «Силовая электроника»)

Форма внедрения:

- методические указания по лабораторным работам;
- методические указания для курсового проектирования.

Основные публикации по теме диссертации:

1) Веретенников, Н. Ю. Оптимизация высокочастотных потерь в медных проводниках при уменьшении габаритных размеров трансформаторов в обратноходовых преобразователях электроэнергии / Н. Ю. Веретенников, А. В. Турецкий, В. М. Питолин, К. Д. Ципина // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 7. – С. 20-24.

2) Башкиров, А. В. Измерение высокочастотных потерь в магнитных обмотках понижающего преобразователя / А. В. Башкиров, Я. В. Скитский, Н. Ю. Веретенников // Вестник Воронежского государственного технического университета., 2023. – Т. 19, № 2. – С. 119-123.

3) Веретенников, Н. Ю. Методика расчета и оптимизации высокочастотных потерь в магнитных компонентах / Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова, Воронеж, 28–30 сентября 2021 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 185-193.

Эффект от внедрения: повышение качества образования, достигаемое за счет новых знаний в области теории проектирования магнитных компонентов; получения профессиональных компетенций в области новых методов проектирования конструкций, навыков решения задач минимизации потерь и повышения КПД при проектировании трансформаторов и дросселей РЭС.

Проректор по учебной работе

 А.И. Колосов

« 3 » 06 2025 г.

Декан факультета ФРТЭ

 В.А. Небольсин

« 3 » 06 2025 г.

Заведующий кафедрой КИПР

 А.В. Башкиров

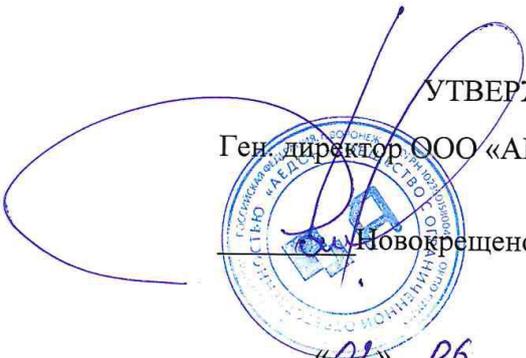
« 3 » 06 2025 г.

УТВЕРЖДАЮ

Ген. директор ООО «АЕДОН»

Новокрещенов Р. А.

«06» 06 2025 г.



АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы Веретенникова
Николая Юрьевича «Методика моделирования высокочастотных потерь
в импульсных источниках питания»

Работа представлена на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13. «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.»

Комиссия в составе:

- | | |
|---------------------------|---|
| - председатель комиссии — | - Свиридов Дмитрий Сергеевич, главный инженер ООО «АЕДОН»; |
| - члены комиссии: | - Водвуд Андрей Олесяевич, начальник отдела схемотехники; |
| | - Негреба Олег Леонидович, начальник лаборатории перспективных исследований |

Рассмотрела результаты диссертационной работы Веретенникова Николая Юрьевича «Методика моделирования высокочастотных потерь в импульсных источниках питания», включающие:

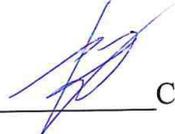
- 1) методику моделирования высокочастотных потерь в магнитных компонентах с чередующимися обмотками;
- 2) методику моделирования потерь в обмотках магнитных компонентов во временной области,

опубликованные автором в научных работах в открытых журналах и изданиях:

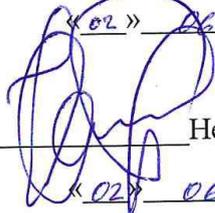
- 1) Веретенников, Н. Ю. Моделирование высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов во временной области / Н. Ю. Веретенников // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 140-147.
- 2) Veretennikov N. Yu. Loss Optimization Approach in Flyback Transformer Windings / N. Yu. Veretennikov, Ya. V. Skitsky // Proceedings – International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2024.
- 3) Веретенников, Н. Ю. Методика расчета и оптимизации высокочастотных потерь в магнитных компонентах / Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова, Воронеж, 28–30 сентября 2021 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 185-193.

Представлены Веретенниковым Николаем Юрьевичем на безвозмездной основе и использованы ООО «АЕДОН» при проектировании и конструировании импульсных источников питания.

Внедрение вышеуказанных методик способствовало повышению скорости проектирования импульсных источников питания


Свиридов Д. С.
«02» 06 2025 г.


Водвуд А. О.
«02» 06 2025 г.


Негреба О. Л.
«02» 06 2025 г.



Акционерное общество
научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК»
(АО НВП «ПРОТЕК»)

Почтовый адрес: ул. Базовая, д. 6, г. Воронеж, 394028
тел. (473)220-47-22, (473)220-47-23, факс (473)220-47-24

Интернет-адрес: www.protek-vrn.ru E-mail: protek@protek-vrn.ru
ОКПО 41211944 ОГРН 1023601555097 ИНН 3665017521 КПП 366301001

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор
АО НВП «ПРОТЕК»

кандидат технических наук,
доцент



В.А. Шуваев

« 3 » июня 2025 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Веретенникова Николая Юрьевича «Методика моделирования высокочастотных потерь в импульсных источниках питания», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Комиссия, назначенная распоряжением генерального директора АО НВП «ПРОТЕК» от 03 июня 2025 года в составе:

- председатель комиссии - заместитель генерального директора*
по научной работе,
доктор технических наук,
старший научный сотрудник
Журавлев Александр Викторович;
- члены комиссии:
 - начальник научно-технического управления № 2
кандидат технических наук, доцент
Кузьменко Юрий Владимирович;
 - Начальник отдела № 109
кандидат технических наук, доцент
Кирюшкин Владислав Викторович

составила акт о следующем:

1. Результаты диссертационной работы Веретенникова Николая Юрьевича «Методика моделирования высокочастотных потерь в импульсных источниках питания», включающие:

1) методику моделирования высокочастотных потерь в магнитных компонентах обратноходовых преобразователей;

2) методику экспериментального определения высокочастотных потерь в магнитных компонентах,

опубликованные автором в научных работах в открытых журналах и изданиях:

1) Veretennikov N. Yu. Loss Optimization Approach in Flyback Transformer Windings / N. Yu. Veretennikov, Ya. V. Skitsky // Proceedings – International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2024.

2) Веретенников, Н. Ю. Методика расчета и оптимизации высокочастотных потерь в магнитных компонентах / Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова, Воронеж, 28–30 сентября 2021 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 185-193.

3) Башкиров, А. В. Измерение высокочастотных потерь в магнитных обмотках понижающего преобразователя / А. В. Башкиров, Я. В. Скитский, Н. Ю. Веретенников // Вестник Воронежского государственного технического университета., 2023. – Т. 19, № 2. – С. 119-123,
представлены Веретенниковым Николаем Юрьевичем на безвозмездной основе и использованы АО НВП «ПРОТЕК» при проектировании и конструировании импульсных источников питания.

2. Внедрение вышеуказанных методик способствовало по оценкам экспертов:

- повышению скорости проектирования радиоэлектронных модулей из состава импульсных источников питания в зависимости от функциональной и конструктивной сложности на 5-7%

- повышению точности анализа высокочастотных потерь в магнитных компонентах в зависимости от функциональной и конструктивной сложности на 20-30%.

Председатель комиссии



А.В. Журавлев

Члены комиссии:



Ю.В. Кузьменко



В.В. Кирюшкин

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор

АО НПП «Автоматизированные системы связи»
(г. Воронеж)

Кандидат технических наук

Пендюрин В. А.

«04» 06 2025 г.

АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы Веретенникова Николая Юрьевича «Методика моделирования высокочастотных потерь в импульсных источниках питания», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Комиссия, назначенная распоряжением генерального директора АО НПП «Автоматизированные системы связи» от 4 июня 2025 года в составе:

- | | |
|---------------------------|---|
| - председатель комиссии — | - заместитель генерального директора по науке, к.т.н., доцент Коровин Алексей Вячеславович; |
| - члены комиссии: | начальник сектора Гусев Борис Леонидович; |

составила акт о следующем:

1. Результаты диссертационной работы Веретенникова Николая Юрьевича «Методика моделирования высокочастотных потерь в импульсных источниках питания», включающие:

- 1) методику моделирования высокочастотных потерь в обмотках трансформаторов с произвольной формой тока;

2) рекомендации по проектированию высокочастотных трансформаторов, позволяющие снизить потери, вызываемые эффектом близости в обмотках,

опубликованные автором в научных работах в открытых журналах и изданиях:

1) Веретенников, Н. Ю. Оптимизация высокочастотных потерь в медных проводниках при уменьшении габаритных размеров трансформаторов в обратноходовых преобразователях электроэнергии / Н. Ю. Веретенников, А. В. Турецкий, В. М. Питолин, К. Д. Ципина // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 7. – С. 20-24.

2) Веретенников, Н. Ю. Методика расчета и оптимизации высокочастотных потерь в магнитных компонентах / Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова, Воронеж, 28–30 сентября 2021 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 185-193.

3) Веретенников, Н. Ю. Улучшение конструктивных и энергетических параметров импульсных источников питания путем оптимизации высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов / Н. Ю. Веретенников, О. Ю. Денисов, А. В. Башкиров, О. Ю. Макаров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2022. – Т. 18, № 3. – С. 100-105.

Представлены Веретенниковым Николаем Юрьевичем на безвозмездной основе и использованы АО НПП «Автоматизированные системы связи» при проектировании и конструировании импульсных источников питания.

2. Внедрение вышеуказанных методик способствовало по оценкам экспертов:

- повышению скорости анализа высокочастотных потерь в магнитных компонентах в зависимости от функциональной и конструктивной сложности на 20-30%.

Председатель комиссии

Коровин А. В.

Члены комиссии:

Гусев Б. Л.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б.

Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024688704

Программа для оптимизации эффекта близости

Правообладатель: *Общество с ограниченной
ответственностью «АЕДОН» (RU)*Автор(ы): *Веретенников Николай Юрьевич (RU)*

Заявка № 2024688339

Дата поступления 26 ноября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 ноября 2024 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023618086

**Программа для аппроксимации эффекта близости во
временной области**

Правообладатель: **Общество с ограниченной
ответственностью «АЕДОН» (ООО «АЕДОН») (RU)**

Автор(ы): **Веретенников Николай Юрьевич (RU)**

Заявка № **2023616087**

Дата поступления **30 марта 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **18 апреля 2023 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

