

Обзор конструктивных решений для уменьшения влияния паразитных параметров и повышения эффективности планарных трансформаторов

by
Pouya Kolahian

Перевод и адаптация: Алексей Моисеенко, ООО «АЕДОН»

Оглавление

Введение.....	3
1. Магнитные характеристики плоских магнитных компонентов.....	4
1.1. Эквивалентные схемы для планарных трансформаторов.....	4
1.2. Паразитная емкость.....	6
1.3. Индуктивность рассеяния.....	8
1.4. Анализ методом конечных элементов.....	12
2. Оптимизация плоских магнитных компонентов.....	13
2.1. Чередование.....	14
2.1.1. Полностью чередующиеся.....	15
2.1.2. Частично чередующиеся.....	18
2.1.3. Чередование парных слоев.....	21
2.2. Уменьшение ширины дорожки (УШД) и инвертированный УШД.....	23
2.3. Удаление внутренних витков (эффект пустоты).....	25
2.4. Смещение.....	27
2.5. Расположение катушки внутри слоев.....	28
2.6. Литцендрат.....	30
Заключение.....	33
Литература.....	35

Аннотация

Из-за необходимости в высокоэффективных и компактных силовых преобразователях для работы на более высоких частотах традиционные магнитные компоненты с проволоочной намоткой не подходят. В этой статье представлен всесторонний обзор планарных магнитных технологий, обсуждаются их преимущества, а также связанные с ними недостатки.

Представлен обширный обзор исследовательской литературы с целью предложить модели для планарных моточных изделий. Предложено несколько стратегий преодоления таких ограничений, как потери на проводимость в обмотке, индуктивность рассеяния и межобмоточная емкость. Цель этого исследования - предоставить инженерам и исследователям план действий для проектирования плоских магнитных устройств.

Ключевые слова: магнетизм; паразитная емкость; индуктивность рассеяния; эффект близости; потери на вихревые токи

Введение

Преобразователи мощности с высокой плотностью и высокой эффективностью стали популярными в широком спектре промышленных применений, включая телекоммуникации, автомобилестроение, аэрокосмическую промышленность и обработку данных. Когда дело доходит до достижения высокой энергетической плотности, неизбежно возникает необходимость в использовании импульсных преобразователей. Полупроводниковые приборы, моточные изделия и конденсаторы - все это компоненты импульсного преобразователя. Размеры всех этих элементов должны быть оптимизированы для достижения минимально возможного общего объема [1].

Магнитные компоненты, такие как катушки индуктивности и трансформаторы, являются важными элементами в каждом преобразователе. Несмотря на наличие других элементов, единственным решением для уменьшения размеров этих элементов является увеличение частоты переключения [2]. Благодаря появлению в последнее десятилетие более высокочастотных силовых компонентов (WBG «Wide-bandgap» — полупроводниковые материалы с широкой запрещенной зоной) стало возможным достижение более высоких частот. Это требует усовершенствования конструкции магнитных компонентов для использования высокочастотной коммутации и создания еще более компактных устройств. По своим геометрическим свойствам магнитные устройства можно разделить на два класса: магнитные устройства с проволоочной обмоткой и планарной. Магнитные устройства с проволоочной обмоткой отличаются от планарных магнитных устройств прежде всего структурой сердечника и способами намотки [3]. Магнитные компоненты с проволоочной обмоткой наматываются круглыми проводами, в то время как в планарных магнитных компонентах используется тонкая медная фольга, из которой изготавливаются плоские проводники на печатных платах (PCBs) или свинцовых каркасах (LFs - lead frames). Использование печатных плат и LFs обеспечивает надежную повторяемость при изготовлении магнитных компонентов.

В системах высокочастотного преобразования энергии все чаще используются плоские магнитные устройства для замены традиционных трансформаторов и катушек индуктивности. Основные характеристики, которые делают плоские магнитные компоненты особенно привлекательными [4] для промышленного применения, включают :

- (I) низкие профили;
- (II) эффективное рассеивание тепла;
- (III) простоту изготовления;
- (IV) повторяемость;

- (V) модульность;
- (VI) более простое выполнение чередования обмоток;
- (VII) предсказуемые паразитные параметры.

В отличие от магнитных компонентов с проволоочной обмоткой, плоские имеют некоторые ограничения, такие как большая межобмоточная емкость [5], но существуют методы преодоления этих ограничений. По сравнению с традиционными трансформаторами, планарные магнитные устройства становятся все более предпочтительными из-за их превосходных характеристик на более высоких частотах при проектировании преобразователей напряжения.

С появлением новых технологий и использованием высоких частот в импульсных преобразователях необходимо более глубокое понимание пассивных компонентов и поведения интегральных схем. Для объяснения физических явлений происходящих в планарных магнитных компонентах необходим системный подход и моделирование [6].

Обзор плоских магнитных компонентов представлен в разделе 2, включая эквивалентные схемы, моделирование паразитной емкости и моделирование индуктивности рассеяния. В качестве план действий для проектирования плоских магнитных компонентов, в разделе 3 обсуждаются структуры, используемые для оптимизации и устранения паразитных элементов, связанных с плоскими магнитными компонентами. В заключительном разделе отчета содержится краткое изложение выводов и предлагаются направления развития на будущее.

1. Магнитные характеристики плоских магнитных компонентов

Ранее мы оговаривали, что для моделирования плоских магнитных компонентов применяется эквивалентная схема, поскольку ее можно использовать для математического анализа сложной схемы плоских магнитных компонентов, сохраняя все их электрические свойства.

Эти модели выражаются различными комбинациями паразитных составляющих, и аналитические результаты могут быть перепроверены с помощью метода конечных элементов (МКЭ).

1.1. Эквивалентные схемы для планарных трансформаторов

Для описания магнетизма в планарных структурах обмоток было использовано несколько эквивалентных схем [7,8,9,10,11,12,13,14,15]. Самое простое описание предполагает использование только одного импеданса, как показано на рисунке 1а. В [7] была предложена более подробная модель, как показано на рис. 1б. Эта модель состоит из двух резисторов, одной индуктивности и одной емкости. Параметры для этой модели вычислены на основе серии измерений, описанных в [7]. Авторы, используя сравнение с FEM и результатами эксперимента, показывают, что модель может надежно предсказать общую емкость трансформатора, особенно в случае большего числа внутренних слоев в печатной плате.

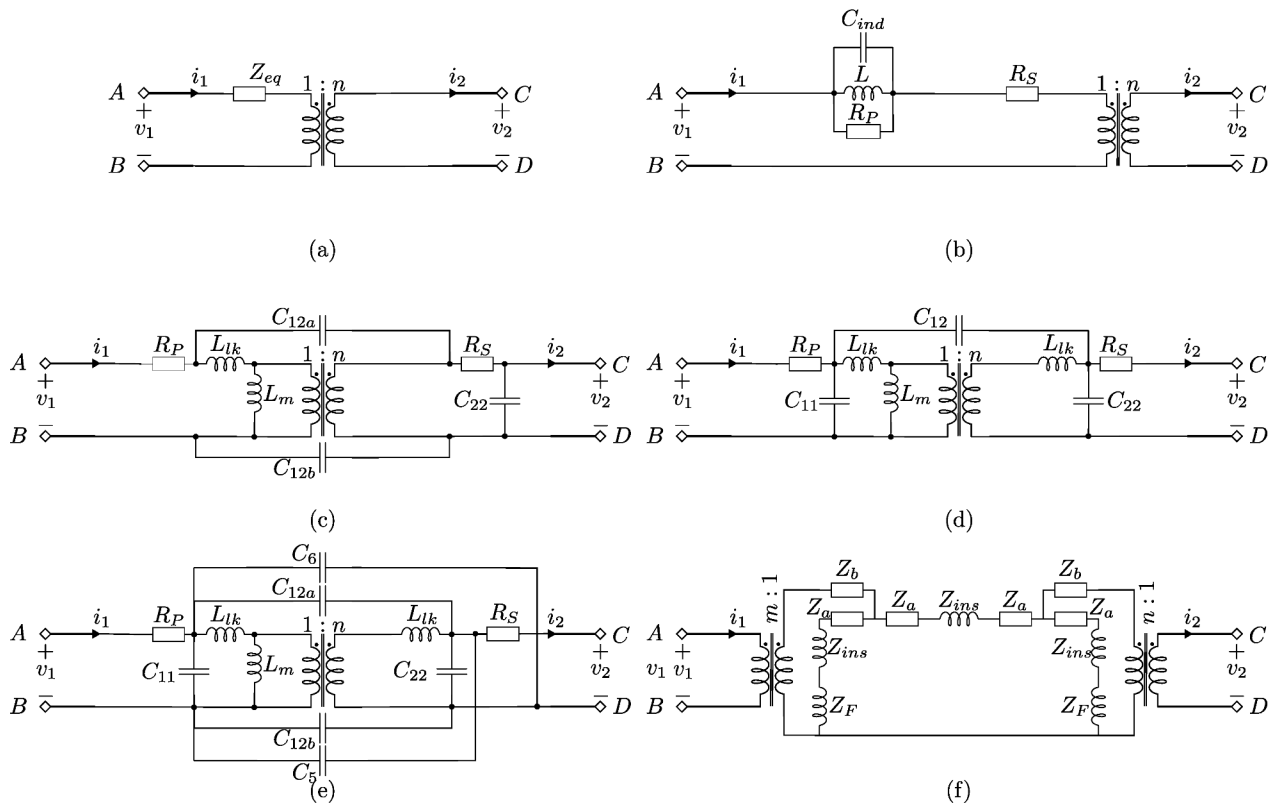


Рисунок 1: Обзор моделирования трансформатора. (a) Эквивалентная схема с одним эквивалентным сопротивлением переменного тока. (b) Эквивалентная схема модели, предложенной в [7]. (c) Эквивалентная схема модели, предложенной в [8]. (d) Эквивалентная схема сосредоточенной модели, предложенная в [9]. (e) Эквивалентная схема модели с шестью конденсаторами [10]. (f) Эквивалентная схема сосредоточенной модели, предложенная в [11].

В [8] была рассмотрена эквивалентная схема с двумя межобмоточными емкостями и одной внутриобмоточной емкостью (показана на рисунке 1c). Кроме того, в модели используются сопротивления и индуктивности обмоток, а также индуктивность намагничивания. Было заявлено, что эта модель особенно точна, если обмотки трансформатора обладают сильной магнитной связью [8]. Для характеристики этой модели требуется меньше экспериментов по сравнению с традиционной моделью с шестью конденсаторами. Используя экспериментальную оценку, было продемонстрировано, что эта модель может предсказывать поведение схемы в широком диапазоне частот. Однако ее эффективность прогнозирования снижается, когда рабочая частота становится слишком высокой.

Модель с тремя паразитными емкостями, которая показана на рисунке 1d, была предложена в [9]. Эта модель также обеспечивает в целом хорошую точность для исследуемых рабочих частот.

Эквивалентная схема с шестью паразитными емкостями была предложена в [10], как показано на рисунке 1e. Используя подход, основанный на энергии, была получена модель, использующая шесть паразитных емкостей для описания динамического поведения модели. Хотя модель с шестью конденсаторами обеспечивает более точные результаты по сравнению с предыдущими версиями, она требует большего количества тестов и имеет более высокий динамический порядок. Это приводит к более сложным регуляторам и более трудоемкому моделированию.

Другой подход к моделированию был предложен в [11,12,13,14,15]. В отличие от предыдущих подходов, авторы получили модель схемы путем аппроксимации

электромагнитных явлений внутри трансформатора одномерной стоячей волной и решения уравнений Максвелла для этого случая. Результирующая эквивалентная схема показана на рисунке 1f. Она состоит из ряда нелинейных импедансов и, таким образом, ей трудно управлять. Кроме того, можно видеть, что эта модель не включает паразитные емкости. По сравнению с экспериментом предложенная модель показала хорошую эффективность, и каждый импеданс имеет прямую физическую интерпретацию. Параметры модели схемы могут быть получены из спецификации трансформатора с использованием подхода к одномерному распространению волн, представленного в [11].

1.2. Паразитная емкость

Что касается различных эквивалентных схем для плоских витков, то здесь присутствуют многочисленные емкости, и поведение этих емкостей должно быть глубоко изучено. В этом разделе обсуждаются паразитные емкости, возникающие в плоских обмотках. Сначала обсудим какие типы паразитных емкостей существуют, где они возникают в цепях и какие механизмы их вызывают. Далее рассмотрим формулы и эксперименты, которые могут помочь оценить паразитные емкости, а также то, как их избежать. В конце, рассмотрим их влияние на преобразователи на основе планарных трансформаторов и их взаимодействие с другими компонентами.

С точки зрения теории электричества, конденсатор можно определить как любую пару проводящих объектов, соединенных вместе электрическим полем. Таким образом, многочисленные емкости планарной обмотки образованы емкостями между различными частями обмотки, а так же между обмоткой и окружающей средой. Эти емкости называются паразитными емкостями и должны быть тщательно учтены на стадии проектирования. На более высоких частотах конденсатор будет вести себя больше как резистор, находящийся на грани короткого замыкания. Таким образом, паразитная емкость представляет реальную проблему на высоких частотах, в то время как на более низких частотах она не оказывает существенного влияния [16]. Согласно рисунку 2, паразитные емкости могут проявляться в трансформаторе несколькими способами:

(I) межвитковая емкость между двумя витками в одной и той же обмотке или разных обмотках (CP-S),

(II) емкость между обмотками и магнитопроводами (CP-C, CS-C),

(III) емкость между обмотками/сердечником и землей (CC-G).

Распределение емкости сильно зависит от геометрии и пространственного распределения [17].

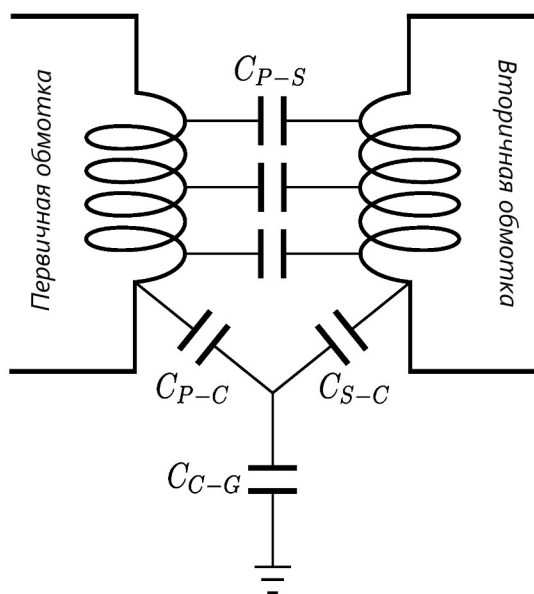


Рисунок 2: Источники паразитной емкости в плоских трансформаторах. В трансформаторах существует четыре вида паразитных емкостей. Паразитная емкость между первичной и вторичной обмотками (C_{P-S}), которая находится между обмотками. Паразитная емкость между первичной обмоткой и сердечником (C_{P-C}). Паразитная емкость между вторичной обмоткой и сердечником (C_{S-C}). Паразитная емкость между обмотками/сердечником и землей ($CC-G$).

Из-за значительного перекрытия дорожек в разных слоях обмоток плоского трансформатора существует большая паразитная емкость между слоями первичной и вторичной обмоток. На трансформатор так же влияет нежелательная электростатическая связь между первичной и вторичной обмотками или между обмотками и сердечником, которая называется синфазным шумом (СМ). Паразитная емкость также возникает между сердечником и слоями обмоток, которые соприкасаются с сердечником. Поскольку напряжения перекрывающихся слоев быстро изменяются в результате высокочастотного переключения, паразитные емкости имеют высокое значение dv/dt . Шум СМ является результатом этих колебательных токов, которые циркулируют по контуру на высоких частотах и вызывают проблемы с электромагнитными помехами [18]. В предыдущих исследованиях [7,19] были разработаны аналитические методы для оценки значений паразитной емкости в процессе проектирования. Эта модель также использовалась для проектирования и оптимизации изолированных преобразователей постоянного тока [20,21].

Проектирование плоских трансформаторов в топологиях LLC было предметом нескольких исследований [22,23]. Топологии, основанные на исследованиях резонанса, предполагают, что связи между генераторами и трансформатором не оказывают отрицательного влияния на коэффициент усиления или модуляцию при высоких уровнях мощности и частотах. Принимая во внимание, что в топологиях на основе двойного активного моста (DAB) они усиливают эффект паразитных помех в переключателях и могут ухудшить производительность преобразователя [24].

При работе на высокой частоте паразитная емкость в трансформаторах и катушках индуктивности становится проблемой из-за того, что паразитные емкости значительно влияют на импеданс. Таким образом, частота работы этих магнитных компонентов будет ограничена [24]. Электромагнитные помехи и снижение КПД также вызваны высоким пусковым током заряда и высокочастотными колебаниями в цепи [5]. Также необходимо обеспечить разумную величину коммутационного тока во время мертвого времени, чтобы достичь переключения при нулевом напряжении для МОП-транзисторов. [25]. Это приводит к тому, что паразитные емкости вызывают высокочастотные колебания тока, поэтому понимание того, как возникают эти колебания, важно для минимизации паразитных эффектов в устройствах. Поэтому необходимо разработать модель паразитной емкости для плоских магнитных компонентов, чтобы учесть эти эффекты.

В [24] были приведены рекомендации по определению допустимых значений паразитных емкостей в трансформаторах, которые соответствовали плавному переключению

преобразователя. Были представлены два примера, иллюстрирующих влияние геометрии обмоток на параметры трансформатора. В первом проекте использовалась печатная плата, с минимально возможной толщиной. Во втором проекте была скорректирована разная высота выводов на высоту изоляции, чтобы изучить различную геометрию. В обоих трансформаторах индуктивности были сведены к минимуму за счет чередования обмоток для уменьшения потерь. Слои были расположены параллельно виткам первичной обмотки по всей первичной обмотке, чтобы уменьшить плотность тока. Первый трансформатор был разработан для ограничения потерь в сердечнике и обмотке трансформатора без учета ограничения емкости между витками. Вторая конфигурация была разработана для нахождения оптимального компромисса между потерями трансформатора и емкостью намотки.

Можно оценить паразитные емкости в трансформаторах с чередующимися первичной/вторичной обмотками, с большими медными проводниками, используя классическое уравнение плоского конденсатора [24]:

$$C_p = \frac{N_{face} \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S_{face}}{\epsilon_{FR4}} \quad (1)$$

, где N_{face} - количество параллельных поверхностей, S_{face} - площадь поверхности каждой поверхности и расстояние между изоляцией ϵ_{FR4} , ϵ_0 - диэлектрическая постоянная, а ϵ_r - относительная диэлектрическая проницаемость.

Также была создана электростатическая модель FEM для оценки паразитной емкости двухвиткового трансформатора, которая подтверждает значение C_p . Емкость между обмотками гиперболически возрастает с уменьшением толщины изоляции [24], как показано на рисунке 3.

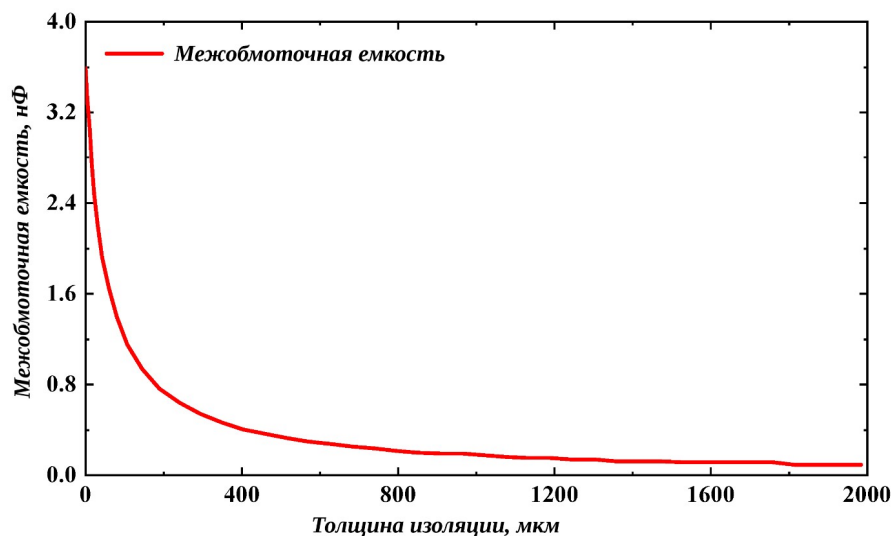


Рисунок 3: Гиперболическое изменение межобмоточной емкости, основанное на изменении толщины изоляции, что доказывает связь паразитных емкостей с геометрией обмотки. Воспроизведено с разрешения [24], IEEE, 2019.

1.3. Индуктивность рассеяния

Целью этого раздела является обсуждение индуктивности рассеяния в плоских магнитных компонентах. Определение местоположения в цепи и механизмов, ответственных за её появление. После этого будет представлен набор формул, которые можно использовать для оценки индуктивности рассеяния. Здесь индуктивность рассеяния будет рассмотрена как функция расстояния между слоями и сердечником.

Индуктивность рассеяния - это несовершенное магнитное соединение обмоток в схемной модели высокочастотного трансформатора, и она представляет собой индуктивный элемент в этой модели [26], как видно на рисунке 4. В [27] подробно обсуждается индуктивность рассеяния трансформаторов. Энергия, запасенная в индуктивности рассеяния, приводит к образованию скачков напряжения в переключателях, что приводит к снижению эффективности и увеличению потерь на переключателях [28]. Энергия в конструкции с низким уровнем рассеяния в основном накапливается в обмотках и промежутках между ними. Более того, количество запасенной энергии в индуктивности рассеяния по сути не зависит от геометрии сердечника и в основном определяется геометрией самих обмоток. Однако существует особая разница в геометрии обмотки, вызванная различной геометрией сердечника, которая может повлиять на индуктивность рассеяния.

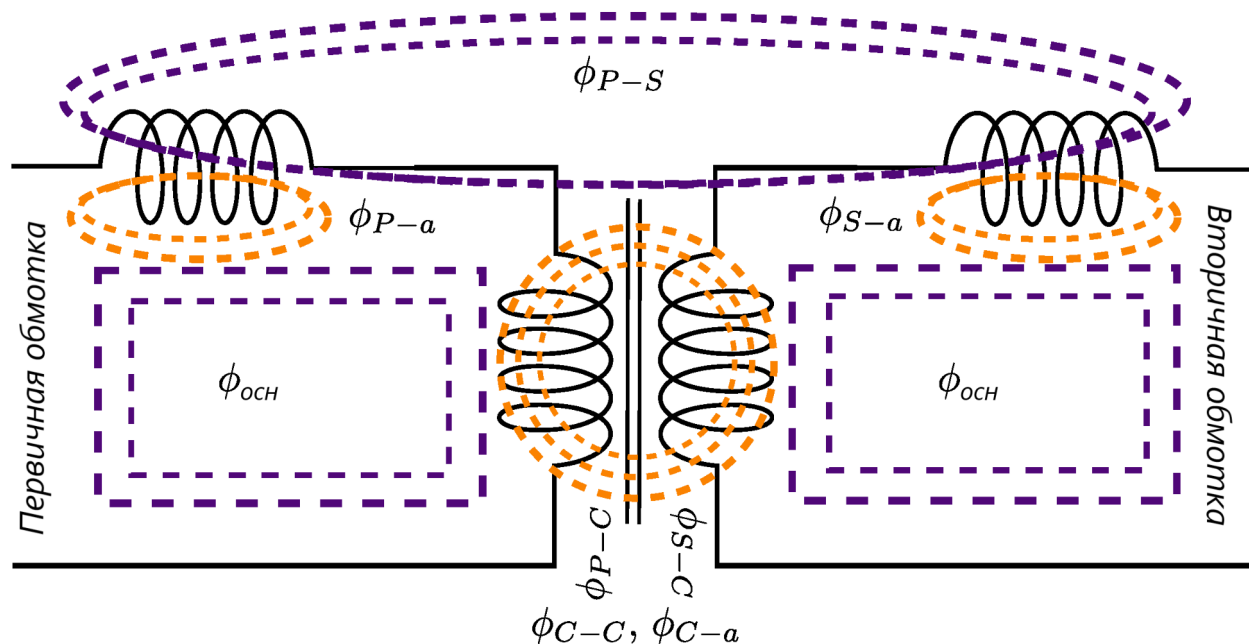


Рисунок 4: Поток рассеяния состоит из магнитного потока от сердечника к воздуху (ϕ_{C-a}), переходящем от части сердечника к другой части сердечника (ϕ_{C-C}), первичной обмотки к сердечнику (ϕ_{P-C}), вторичной обмотки к сердечнику (ϕ_{C-S}), от первичной обмотки к воздуху (ϕ_{P-a}), от вторичной обмотки к воздуху (ϕ_{S-a}), от первичной обмотки к вторичной обмотке (ϕ_{P-S}), и основного магнитного потока ($\phi_{осн}$)

Вопреки распространенному мнению, индуктивность рассеяния планарного трансформатора выше, чем у обычного трансформатора, это является неотъемлемым его свойством [29]. В [28] было проведено сравнение индуктивности рассеяния плоской и обычной структуры, в котором индуктивность рассеяния плоской структуры почти в два раза больше, чем у обычной. Для справедливости эксперимента поперечное сечение сердечника, объем сердечника, количество витков и толщина проводников были сохранены неизменными. С увеличением размеров сердечника разница в индуктивностях рассеяния между двумя структурами будет увеличиваться. Главным образом это связано с тем, что средняя длина витка (MTL- mean turn length) плоских обмоток больше. В [29] сравнивается плоская

структура с другими структурами обмоток и приходят к выводу, что плоские структуры не имеют низкой индуктивности рассеяния по своей конструкции; таким образом, следует рассматривать возможность использования других конструктивных методов, таких как чередование, для уменьшения индуктивности рассеяния.

Кроме того, плоская обмотка с более высоким соотношением ширины проводника к толщине проводника, естественно, будет иметь **“радиальный эффект”**, который уменьшает индуктивность рассеяния [30]. Существует необходимость в поиске точных прогнозов индуктивности рассеяния для плоских трансформаторов, поскольку ширина обмотки в традиционном трансформаторе намного меньше высоты обмотки. Следовательно, для достижения максимальной эффективности потребуются оптимизированная конструкция. Индуктивность рассеяния хорошо подобранная для резонансной частоты была исследована в планарных трансформаторах, для таких преобразователей, как LLC [31,32,33,34,35].

Исследования свойств плоских трансформаторов были сосредоточены на получении потерь в обмотках, в основном с использованием формулы Доуэлла [36]. Эта формула также может быть использована для измерения индуктивности рассеяния в обычных трансформаторах. Соответственно, в [37] был предложен новый набор формул для расчета собственной и взаимной индуктивностей плоской катушки на однородной ферромагнитной подложке. Следует отметить, что эти формулы не подходят для обмоток печатных плат с сердечниками и предназначены для плоских обмоток с воздушным сердечником и толсто пленочных трансформаторов.

Как упоминалось ранее, распространенным заблуждением является то, что плоские трансформаторы по своей сути обладают низкой индуктивностью рассеяния по сравнению с обычными аналогами. Плоский трансформатор имеет более длинную среднюю длину витка, чем вертикальная конструкция [3]; следовательно, индуктивность рассеяния увеличивается. Метод Доуэлла широко использовался для определения индуктивности рассеяния трансформаторов с проволочной обмоткой, в то время как при применении к планарным трансформаторам наблюдались значительные погрешности. Основными причинами этих ошибок являются:

1. При традиционном анализе учитывалась только индуктивность рассеяния на низкой частоте (не зависящая от частоты), в то время как высокочастотные вихревые токи игнорировались.

2. Изоляторы между слоями не фигурируют в традиционных аналитических выражениях из-за их небольшой толщины. Однако толщина меди намотки печатной платы (35-70 мкм) обычно намного меньше толщины его диэлектрического слоя, которая обычно составляет 200 мкм. Как следствие этого, аналитическая погрешность может составлять до $\approx 30\%$ или даже выше [27] в зависимости от размеров компоновки.

3. Обычные трансформаторы не подвергались воздействию **“радиального эффекта”**.

Токи, которые проходят вдоль внутреннего края плоских обмоток трансформатора, концентрируются по направлению к центру проводников. Это влияет на амплитуду магнитного поля, прилегающего к центру проводников. В [30] был предложен новый аналитический метод для определения индуктивностей рассеяния в плоских трансформаторах, который сочетает в себе все три фактора, рассмотренных выше, особенно для **“радиальных эффектов”**. Этот подход разделяет эффект вихревых токов и радиальный эффект индуктивности рассеяния путем разложения потока рассеяния на продольное и поперечное поля потока. Благодаря предложенной формуле, учитывающей как высокочастотные вихревые токовые эффекты, так и радиальные эффекты, можно точно предсказать индуктивность рассеяния в трансформаторах. Общая энергия рассеяния учитывает накопленную энергию от каждого элементарного слоя, которая может быть выражена с помощью следующей формулы [30]:

$$E_{total} = E_p + E_s + E_d \quad (2)$$

, где E_p - энергия, запасенная в первичной обмотке, E_s - энергия, запасенная во вторичной обмотке и E_d - энергия, запасенная в слое диэлектрика. При одинаковой толщине слоя в каждом слое и определенном витке общую индуктивность рассеяния можно рассчитать следующим методом:

$$L_{lk} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot n_p \cdot (n_p)^2 \cdot (k_1 + 2k_2) \cdot (n+1)}{3 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \gamma \cdot \sinh^2(\gamma h_p)} + \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot n_p \cdot (k_1 - 4k_2) \cdot (n+1)}{3 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) 2n \gamma \cdot \sinh^2(\gamma h_p)} + \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot n_p \cdot h_1}{3 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \cdot 2(n_p)^2 \cdot (n+1) + \frac{1}{n} + 1 \quad (3)$$

$$k_1 = \sinh(2\gamma h_p) - 2\gamma h_p \quad (4)$$

$$k_2 = \gamma h_p \cosh(\gamma h_p) - \sinh(\gamma h_p) \quad (5)$$

$$n = \frac{n_s}{n_p} \quad (6)$$

, где n_p и n_s - количество витков в первичной и вторичной обмотках. r_1 и r_2 - расстояния между центром и внутренним и внешним краями сердечника соответственно. h_p равен h_s , т.е. толщине первичной и вторичной обмоток. h_1 - толщина диэлектрика. γ и μ_0 - это постоянная распространения и проницаемость воздуха соответственно.

В [30] индуктивность рассеяния сравнивается между расчетом Доуэлла [36] и предыдущей работой, представленной в [38]. Наряду с предлагаемым расчетом в статье сообщается о моделировании МКЭ и экспериментальных измерениях. В упомянутых работах “радиальным эффектом” пренебрегали, что привело к завышению индуктивности рассеяния. В целом, экспериментальные измерения полностью соответствуют предложенному методу.

Влияние расстояния между слоями печатной платы на индуктивность

Конструкция плоского трансформатора с регулируемым воздушным зазором (l_g) и зазорами между различными слоями (l_b) показана на рисунке 5. Изменяя воздушный зазор l_g , можно регулировать индуктивность намагничивания трансформатора. В этом методе используются две отдельные платы для первичной и вторичной обмоток, что обеспечивает дополнительную степень свободы (l_b). В результате l_b может регулироваться для достижения точных значений индуктивности рассеяния, что является ключевым критерием проектирования резонансных преобразователей. Важно точно рассчитать длину воздушного зазора, чтобы получить правильные параметры трансформатора. Длина воздушного зазора рассчитывается следующим образом: [1]:

$$l_g = \frac{N^2}{L_m} - \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e} \mu_0 \cdot A_e \quad (7)$$

, где N - количество витков первичной обмотки. L_m - это индуктивность намагничивания. l_e и A_e - эффективная длина и площадь сердечника соответственно. μ_0 и μ_r - воздушная и относительная магнитные проницаемости.

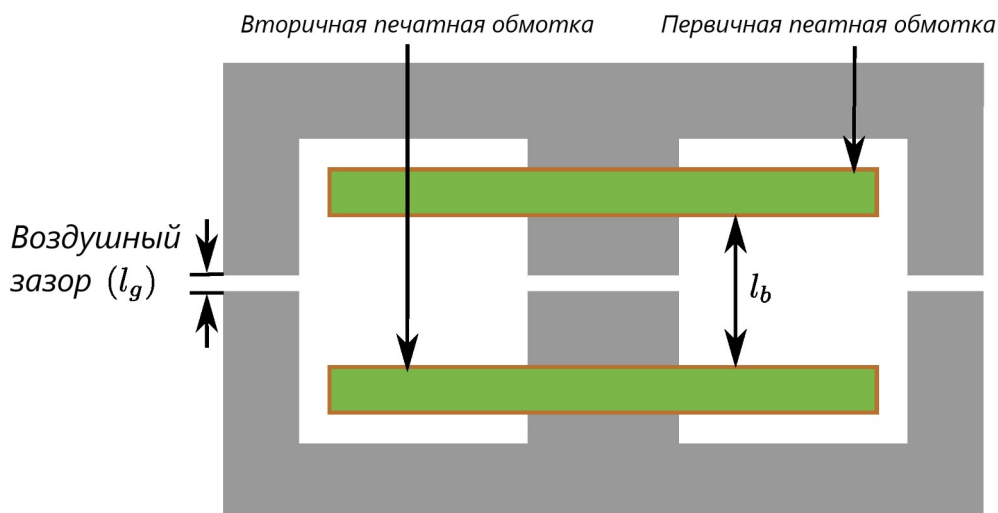


Рисунок 5: Конструкция плоского трансформатора с регулируемой индуктивностью рассеяния и индуктивностью намагничивания. l_g (для регулировки индуктивности намагничивания и индуктивности рассеяния) - это воздушный зазор, а l_b (для точной регулировки индуктивности рассеяния) - расстояние между первичной и вторичной обмотками. Воспроизведено с разрешения [1], IEEE, 2019.

Установив параметры трансформатора, затем можно определить индуктивность рассеяния с помощью настройки l_b . Чтобы рассчитать l_b , необходимо принять во внимание длину бокового керна сердечника, воздушный зазор и толщину платы.

1.4. Анализ методом конечных элементов

Для моделирования поведения плоских трансформаторов было применено несколько различных подходов. Для электромагнитного анализа были сделаны цифровые модели с помощью метода конечных элементов (МКЭ) для устройств из статей [11,39,40,41,42,43,44,45,46,47,48], данные модели обеспечивают точные результаты по сравнению с экспериментальным подтверждением в [39,47] и раскрывают детальное распределение магнитных полей, создаваемых трансформатором. Другое применение МКЭ заключается в получении параметров, которые используются в схемных моделях, представленных в предыдущем разделе. Таким образом, можно получить индуктивность рассеяния [44] или всю матрицу импеданса [45] планарного индуктора. Благодаря квазидвумерной структуре модель может быть сведена к двумерной для уменьшения вычислительной сложности [40]. Более того, набор моделей МКЭ может быть сформулирован для изменения параметров и служить основой для проектирования и оптимизации трансформатора [42,43]. Можно распространить МКЭ на другие физические области, чтобы получить более точную картину ситуации. В работе [46] авторы построили численную тепловую модель плоского индуктора на основе расчетов МКЭ. Когда поведение трансформатора с сердечником представляет интерес, сердечник может быть включен в МКЭ. Сердечник может быть смоделирован как однородная среда, и эффекты расслоения могут быть включены путем задания анизотропной проницаемости [48]. Более того, авторы показали, что любыми зажимами можно пренебречь при моделировании без существенного снижения точности. Несмотря на то, что МКЭ является отличным инструментом, для некоторых устройств, таких как структуры литцендрата, необходима 3D-модель, поскольку 2D-моделирование не может обеспечить точных результатов. Трехмерный анализ плоского магнитного устройства со структурой литцендрата сталкивается с двумя основными проблемами: вычислительной мощностью и временем, необходимыми для моделирования модели, а также требованием обеспечить точные геометрические представления структуры литцендрата [49].

2. Оптимизация плоских магнитных компонентов

Как упоминалось ранее, планарный трансформатор состоит из планарных слоев фольги на печатной плате, что ограничивает возможное количество витков. Между тем, требуется меньше витков из-за большей площади поперечного сечения магнитного компонента. Кроме того, плоская форма материала магнитного сердечника увеличивает площадь поверхности для отвода тепла. Благодаря тому, что обмотка выполнена в печатной плате, расстояние между витками и слоями очень равномерное. В результате емкость взаимной обмотки остается неизменной, а чередование обмоток способствует снижению потерь переменного тока. В свете всех этих факторов плоские трансформаторы эффективны и обладают превосходной повторяемостью.

Оптимизация плоских обмоток - сложная процедура, поскольку возможно огромное количество методов намотки и геометрий. Плоские обмотки могут быть смоделированы многими способами, требующими оптимизации на основе факторов, специфичных для конкретного применения. К ним относятся эффективность, удельная мощность и другие физические ограничения, такие как максимальная занимаемая площадь, сложность конструкции и возможности изготовления. В результате оптимизация плоских обмоток требует комплексного подхода, учитывающего множество факторов, включая производительность, технологичность и надежность. Оценивая компромиссы между этими факторами, можно достичь оптимального дизайна, отвечающего требованиям.

Изготовление даже простой плоской обмотки требует принятия большого количества сложных решений. Форма обмотки, внутренние и наружные размеры, количество витков, расстояние между проводниками, количество слоев, толщина проводника и ширина проводника - это лишь несколько важных решений. Каждое из этих решений может оказать значительное влияние на производительность продукта. Например, количество витков и расстояние между проводниками могут влиять на эффективность и удельную мощность конечного продукта. Аналогичным образом, количество слоев, а также ширина и толщина проводника могут влиять на максимальную занимаемую площадь и сложность изготовления. Для улучшения плоских магнитных свойств были использованы различные конструктивные приемы, такие как чередование, уменьшение ширины дорожки, удаление внутренних витков, сдвиг, изменение расположения обмоток и методы плетения, как показано на рисунке 6.

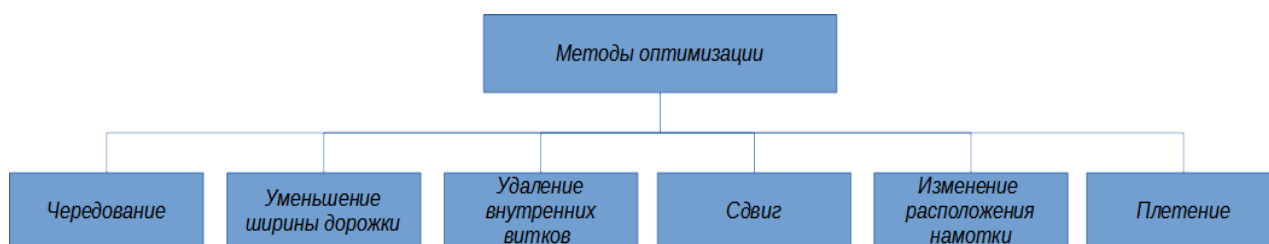


Рисунок 6: Обзор методов оптимизации, обсуждаемых в этой статье. Здесь описаны следующие методы: чередование [50,51,52,53], уменьшение ширины дорожки [54,55,56,57,58], удаление внутренних витков [59], сдвиг [17], изменение расположения намотки [17] и плетение [60,61,62,63,64].

Эти методы позволяют инженерам определить наиболее подходящие конструктивные параметры и конфигурации для оптимизации плоских магнитных компонентов для конкретного применения, что приводит к снижению индуктивности рассеяния, паразитной

емкости и сопротивления переменному току. Принимая во внимание различные факторы, влияющие на характеристики плоских магнитных компонентов, эти методы могут быть использованы для уменьшения общих потерь мощности. Например, чередование может уменьшить индуктивность рассеяния за счет укладки нескольких слоев обмоток вместе и уменьшения магнитодвижущей силы, в то время как уменьшение ширины дорожки может сократить общую длину дорожек, тем самым снижая сопротивление переменному току. Удаление внутренних витков, смещение и изменение расположения обмоток может помочь свести к минимуму индуктивность рассеяния и паразитную емкость. Наконец, методы плетения могут повысить эффективность плоских магнитных компонентов за счет снижения сопротивления переменному току. Вот краткое изложение методов, которые были использованы для оптимизации плоского магнитного компонента.

2.1. Чередование

Чередование включает в себя разделение обмоток на несколько частей и чередование первичной и вторичной части обмоток для уменьшения МДС (магнитодвижущей силы), как показано на рисунке 7.

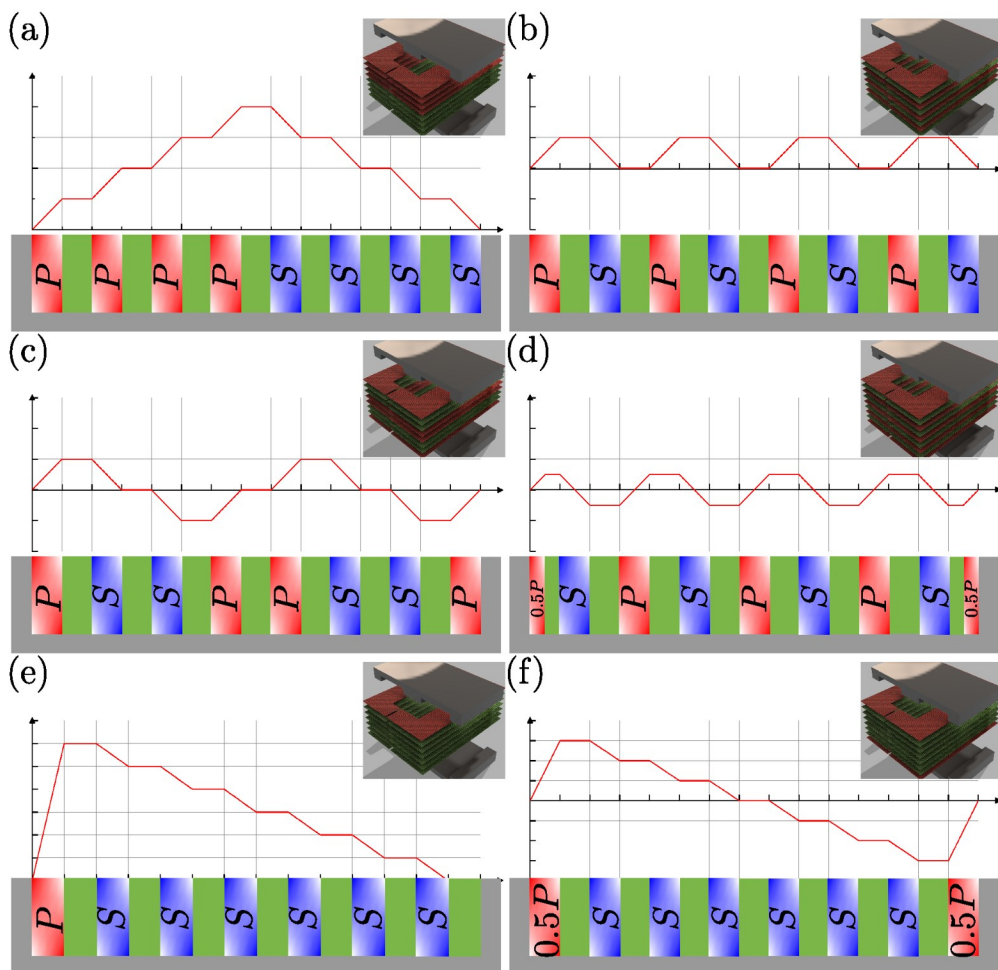


Рисунок 7: МДС распределения: (a) расположение без чередования ($P-P-P-P-S-S-S-S$), (b) полностью чередующееся расположение ($P-S-P-S-P-S-P-S$), (c) альтернативное чередующееся расположение ($P-S-S-P-P-S-S-P$), и (d) улучшенное чередующееся расположение ($0.5P-S-P-S-P-S-P-S-0.5P$), (e) расположение без чередования для требований к изоляции при более высоких напряжениях ($P-S-S-S-S-S-S$), (f) частично чередующаяся компоновка для требований к изоляции при более высоких напряжениях ($0.5P-S-S-S-S-S-S-0.5P$), где P – первичная обмотка, S – вторичная обмотка.

2.1.1. Полностью чередующиеся

Потери в обмотках трансформаторов резко возрастают на высоких частотах из-за вихревых токов, это делает детальную модель потерь в обмотках необходимой для проектирования или оптимизации трансформаторов, а так же для выбора диапазона частот и расположения обмоток. Потери переменного тока, такие как потери на эффекте близости и потери на скин-эффекте, отрицательно влияют на характеристики трансформатора в высокочастотных преобразователях мощности. Вихревые токи генерируются внутри проводника переменным магнитным полем, генерируемым током, оно в свою очередь стремится нейтрализовать поле, создаваемое первоначальным током. Ток в проводнике имеет более высокую плотность у поверхности, чем в центре, что приводит к увеличению сопротивления, известному как скин-эффект. Эффект близости возникает, когда по соседнему проводнику протекает ток, вызывая циркулирующий ток внутри проводника из-за изменяющегося во времени магнитного поля, создаваемого током в соседнем проводнике. Эффект близости и скин-эффект вызывают неравномерную плотность тока в поперечном сечении, что приводит к большему сопротивлению обмотки на более высоких частотах. Как показано в [65], скин-эффект бесконечного фольгированного проводника можно проиллюстрировать с помощью относительного сопротивления переменного тока к постоянному:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\xi}{2} \cdot \frac{\sinh(\xi) + \sin(\xi)}{\cosh(\xi) - \cos(\xi)} \quad (8)$$

, где $\xi = h/\delta$, δ и h - глубина скин слоя и толщина проводника. Выражение для сопротивления переменному току n -го слоя получено на основе предположений Доуэлла и решения для общего поля распределения плотности тока в бесконечном фольговом проводнике [65,66].

$$\frac{R_{ac,m}}{R_{dc,m}} = \frac{\xi}{2} \cdot \left[\frac{\sinh(\xi) + \sin(\xi)}{\cosh(\xi) - \cos(\xi)} + (2m-1)^2 \cdot \frac{\sinh(\xi) - \sin(\xi)}{\cosh(\xi) + \cos(\xi)} \right] \quad (9)$$

, где $R_{ac,m}$ и $R_{dc,m}$ - сопротивления обмоток переменному и постоянному току соответственно. m может быть определено как:

$$m = \frac{F(h)}{F(h) - F(0)} \quad (10)$$

, где $F(0)$ и $F(h)$ являются МДС на границе слоя.

Первое слагаемое в (9) совпадает с (8), которое представляет скин-эффект. Эффект близости представлен вторым слагаемым. Когда обмотка многослойная, потери от эффекта близости могут систематически перевешивать потери от скин-эффекта, в зависимости от m , который является функцией расположения обмоток. Если напряжения возбуждения первичной и вторичной обмоток совпадают по фазе, чередующиеся обмотки трансформатора могут значительно минимизировать потери на близость. Распределение МДС можно увидеть на рисунке 7 для чередующихся и не чередующихся схем намотки. Различные результаты могут быть достигнуты m для полностью чередующихся и не чередующихся структур, как показано на рисунке 7, на основе расчетов, выполненных по формуле (10).

Распределение тока внутри проводников можно исследовать с помощью инструмента МКЭ для объяснения эффекта вихревых токов в двух различных схемах. На рис. 8a и 8b показаны распределения тока для обмоток с чередованием и без него, соответственно, на частоте тока 50 кГц. Были построены двумерные плоские модели трансформаторов с цилиндрической симметрией вокруг оси Z, и все условия в обеих моделях одинаковы, за исключением расположения обмоток. Из рисунков видно, что плотность тока уменьшается по

мере удаления от оси Z из-за эффекта “спиральности” постоянного тока (неравномерное распределение постоянного тока по спирали). Повышенная плотность тока дополнительно усиливается за счет скин эффекта и эффекта близости при высокой частоте. Следовательно, цветовое разделение распределения тока является результатом эффекта спиральности постоянного тока, эффектов близости и скин-эффектов. Эффект спиральности постоянного тока не влияет на сопротивление переменному току. На рисунке 8а показано, что плотность тока в устройстве без чередования имеет тенденцию к повышению из-за эффекта близости. В слое, близком к границе раздела между первичным и вторичным слоями, наблюдается тенденция к смещению плотности тока к поверхности проводника; следовательно, площадь цветового градиента уменьшается, это означает о более высоком сопротивлении переменному току.

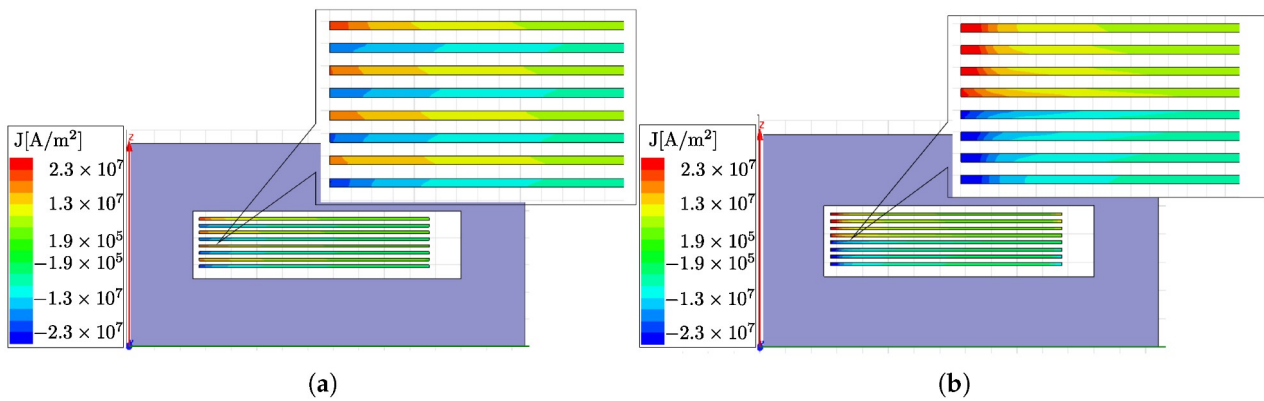


Рисунок 8: Сравнение распределения тока в (а) устройстве с полным чередованием и (б) устройстве без чередования. Цветовое разделение распределения тока является результатом эффекта спиральности постоянного тока, эффекта близости и скин-эффектов. Воспроизведено с разрешения [50], IEEE, 2010.

Суммарную индуктивность рассеяния можно рассчитать следующим образом:

$$L_{lk} = \mu_0 \cdot \frac{l_w}{b_w} \cdot \left[\frac{46(h_1 + h_2)}{3} + 44 h_{\Delta} \right] \quad (11)$$

, где h_1 и h_2 - толщина слоя первичной и вторичной обмотки соответственно, а h_{Δ} - высота слоя изолятора. l_w - это длина каждого поворота, а b_w - ширина каждого поворота.

Применяя ту же формулу для полностью чередующегося структуры, индуктивность рассеяния может быть определена следующим образом:

$$L_{lk} = \mu_0 \cdot \frac{l_w}{b_w} \cdot 4 \left[\frac{(h_1 + h_2)}{3} + h_{\Delta} \right] \quad (12)$$

Индуктивность рассеяния может быть значительно снижена с помощью полностью чередующейся структуры. В дополнение к структуре обмоток, определенные физические параметры, такие как толщина и ширина проводника, толщина изолятора и количество витков, также могут влиять на индуктивность рассеяния в плоских трансформаторах [49].

Паразитные элементы в трансформаторах вызывают индуктивность рассеяния, ограничивая наклон тока главного переключателя между нулем и номинальным значением, что снижает скорость коммутации между выходными диодами. Кроме того, энергия, запасенная в индуктивности рассеяния, высвобождается, генерируя скачки напряжения, которые могут вызвать проблемы с электромагнитными помехами на силовом транзисторе и увеличить потери при переключении, тем самым снижая его эффективность [67]. Общее полное чередование значительно снижает индуктивность рассеяния. Более низкое

отношение МДС (m) снижает сопротивление переменному току за счет ослабления эффекта близости между соседними слоями. В каждом слое МДС уменьшается (как показано на рис. 7b), что уменьшает энергию, связанную с индуктивностью рассеяния. Однако более высокую паразитную емкость можно обнаружить в семи местах пересечения вторичной и первичной обмоток. Новый метод чередования, показанный на рис. 7с, был введен в [24]. При такой компоновке емкость между витками ниже, чем при полностью чередующемся расположении, за счет незначительного увеличения емкости внутри витков.

Улучшенный метод чередования по сравнению с упомянутыми ранее методами был предложен в [50], который показан на рисунке 7d. Различные схемы намотки сравниваются с целью оценки как их плюсов, так и минусов.

Сравнение трех основных моделей методов чередования и без чередования показано на рисунке 9. Модель без чередования (рис. 7a) имеет самую высокую индуктивность рассеяния, но благодаря только одному пересечению между первичной и вторичной обмотками достигается минимальная паразитная емкость. В модели чередования P-S-P-S-P-S-S-P-S (рис. 7b) сопротивление переменного тока и индуктивность рассеяния значительно снижаются при полном чередовании. При использовании модели с полным чередованием общая МДС уменьшается по всей длине, но между первичной и вторичной обмотками больше пересечений, что приводит к более высокой паразитной емкости. В модели чередования P-S-S-P-P-S-S-P, также известной как альтернативное чередование (рис. 7с), распределение МДС аналогично распределению в модели с полным чередованием, в то время как количество пересечений меньше, и, как следствие, паразитная емкость меньше.

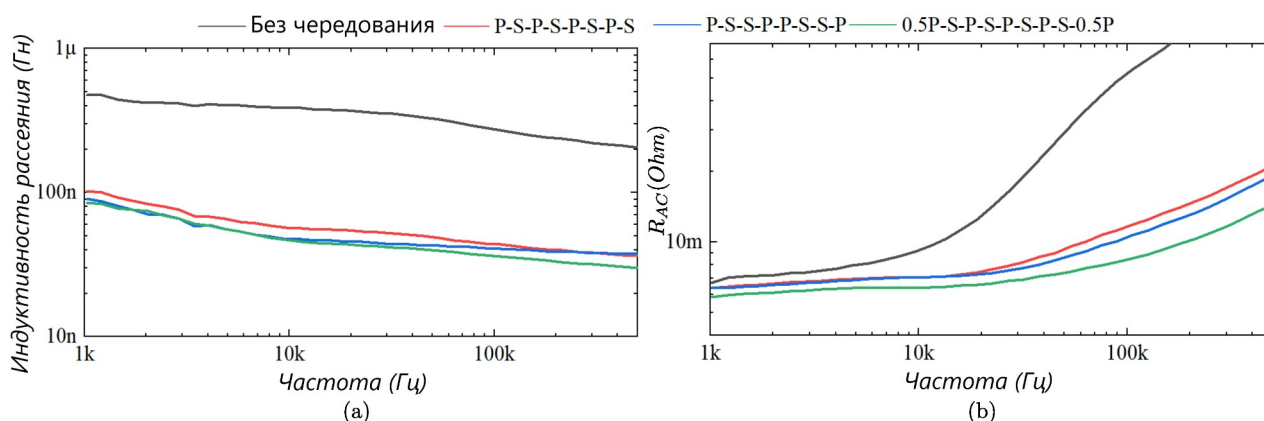


Рисунок 9 Сопоставление (a) индуктивности рассеяния и (b) измеренного сопротивления переменному току без чередования, полностью чередующейся конфигурации (P-S-P-S-P-S-P-S), альтернативным-чередованием (P-S-S-P-P-S-S-P) и улучшенной конфигурацией с чередованием (0.5P-S-P-S-P-S-0.5P).

Лучшей схемой чередования является модель чередования 0,5P-S-P-S-P-S-0,5P, в которой верхние и нижние витки расположены вместе в виде слоя, так что коэффициент МДС m еще больше уменьшается. Аналитическое распределение МДС этой модели проиллюстрировано на рисунке 7d. Коэффициенты МДС (m) на каждой ветви могут не превышать 0,5 из-за вероятных погрешностей в импедансах верхнего и нижнего слоев. Однако это соотношение (m) может быть снижено ниже 1. Таким образом, как показано на рисунке 9, на более высоких частотах можно наблюдать более низкое сопротивление переменному току, и можно наблюдать постепенную тенденцию к росту выше отметки частоты 100 кГц. Существенным преимуществом этого устройства является то, что оно уменьшает сопротивление переменному току и индуктивность рассеяния, а также уменьшает паразитную емкость по сравнению с альтернативными структурами чередования. Добавление четырехкратного чередования также приведет к $m=0,5$ путем расщепления витка первичной обмотки [50].

В таблице 1 сравниваются различные модели чередования с методом без чередования в качестве эталонной модели. Улучшенный способ уменьшает паразитную емкость, одновременно уменьшая индуктивность и сопротивление переменному току.

Таблица 1. Сравнение сопротивления переменного и постоянного тока, индуктивности рассеяния и паразитной индуктивности без чередования и трех различных структур чередования. Результаты нормализуются на основе конфигурации без чередования.

	Rac/Rdc	Индуктивность рассеяния	Паразитная емкость
Без чередования (P-P-P-P-S-S-S-S)	1/1	1	1
Полное чередование (P-S-P-S-P-S-P-S)	0,28/0,94	0,135	8,18
(P-S-S-P-P-S-S-P)	0,31/0,95	0,146	3,69
(0.5P-S-P-S-P-S-P-S-0.5P)	0,24/0,87	0,125	3,38

2.1.2. Частично чередующиеся

Трансформаторы с требованиями к изоляции (например, работающие с более высокими напряжениями) не выиграют от полного чередования обмоток. Следовательно, индуктивность рассеяния может быть уменьшена за счет использования частичного чередования. Частично чередующаяся структура представлена в [51]. Согласно расчетам МДС, частичное чередование (рис. 7f) снижает индуктивность рассеяния по сравнению со структурой без чередования (рис. 7e). Первичная и вторичная обмотки этих конструкций различаются в первую очередь толщиной изоляции, в то время как остальные параметры идентичны. При частично чередующейся структуре имеются две параллельные первичные обмотки и большая изоляция между первичной и вторичной обмотками, в то время как структуры без чередования имеют одну первичную обмотку и более тонкую изоляцию между первичной и вторичной обмотками. МДС в основном возникает в окне магнитного сердечника, потому что магнитное сопротивление в области внутри сердечника очень мало.

Предложенный способ был протестирован с использованием планарного трансформатора для лампового усилителя бегущей волны как с частично чередующейся, так и структурой без чередования. Результаты анализа данных, собранных как для частично чередующихся, так и для структур без чередования, представлены на рисунке 10, показывающем снижение индуктивности рассеяния примерно на 30%.

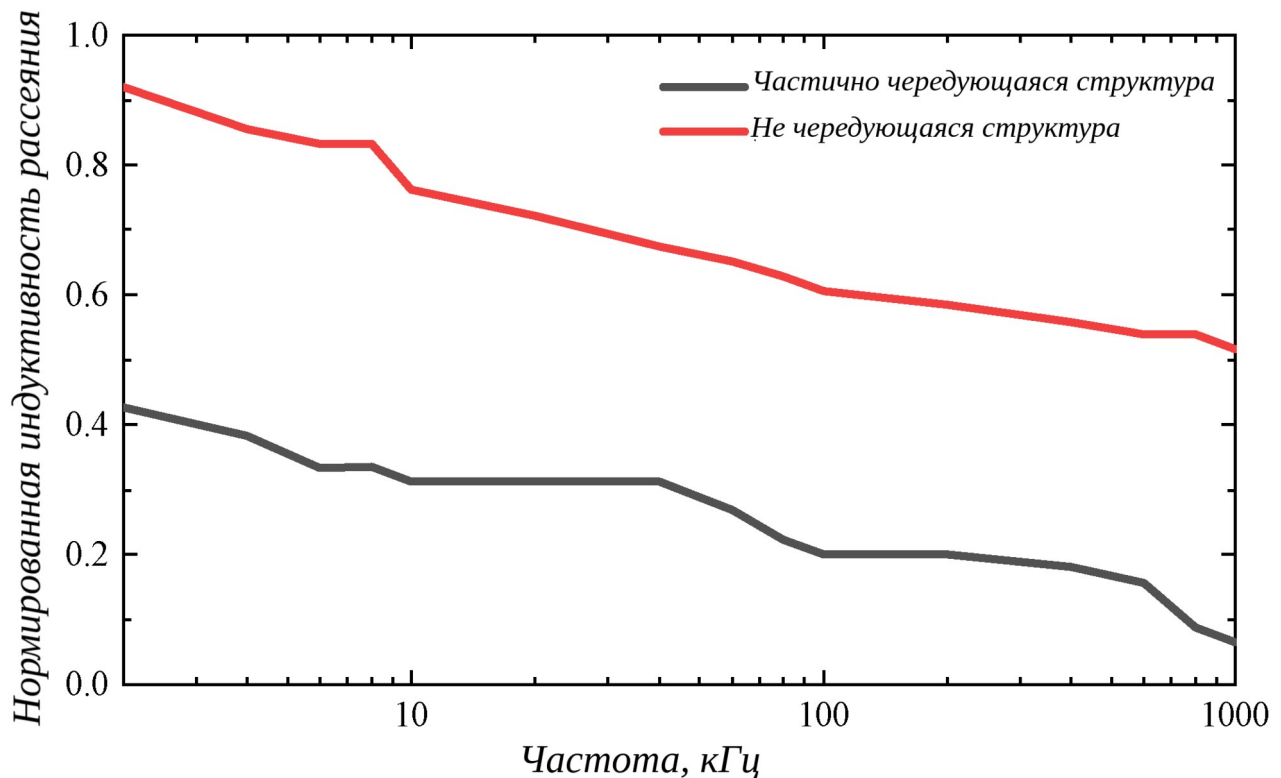


Рисунок 10: Нормированная индуктивность рассеяния в частично чередующихся и не чередующихся структурах. Видно, что индуктивность рассеяния была уменьшена примерно на 30% для частично чередующейся структуры. Воспроизведено с разрешения [51], IEEE, 2010.

Кроме того, трансформатор имел дополнительную первичную обмотку и более толстый слой изоляции, что увеличивало его сложность. Проанализировав результаты моделирования, можно констатировать, что предлагаемая частично чередующаяся структура приемлема для высоковольтных высокочастотных применений.

В работе [52] авторы работали с высоковольтным напряжением, используя плоские трансформаторы, и учитывали паразитные элементы. Была предложена улучшенная чередующаяся структура для многовыходного трансформатора в высоковольтных и высокочастотных приложениях. Предложенный метод был сравнен с несколькими другими методами с чередующимся дизайном и без него, как видно на рисунке 11.

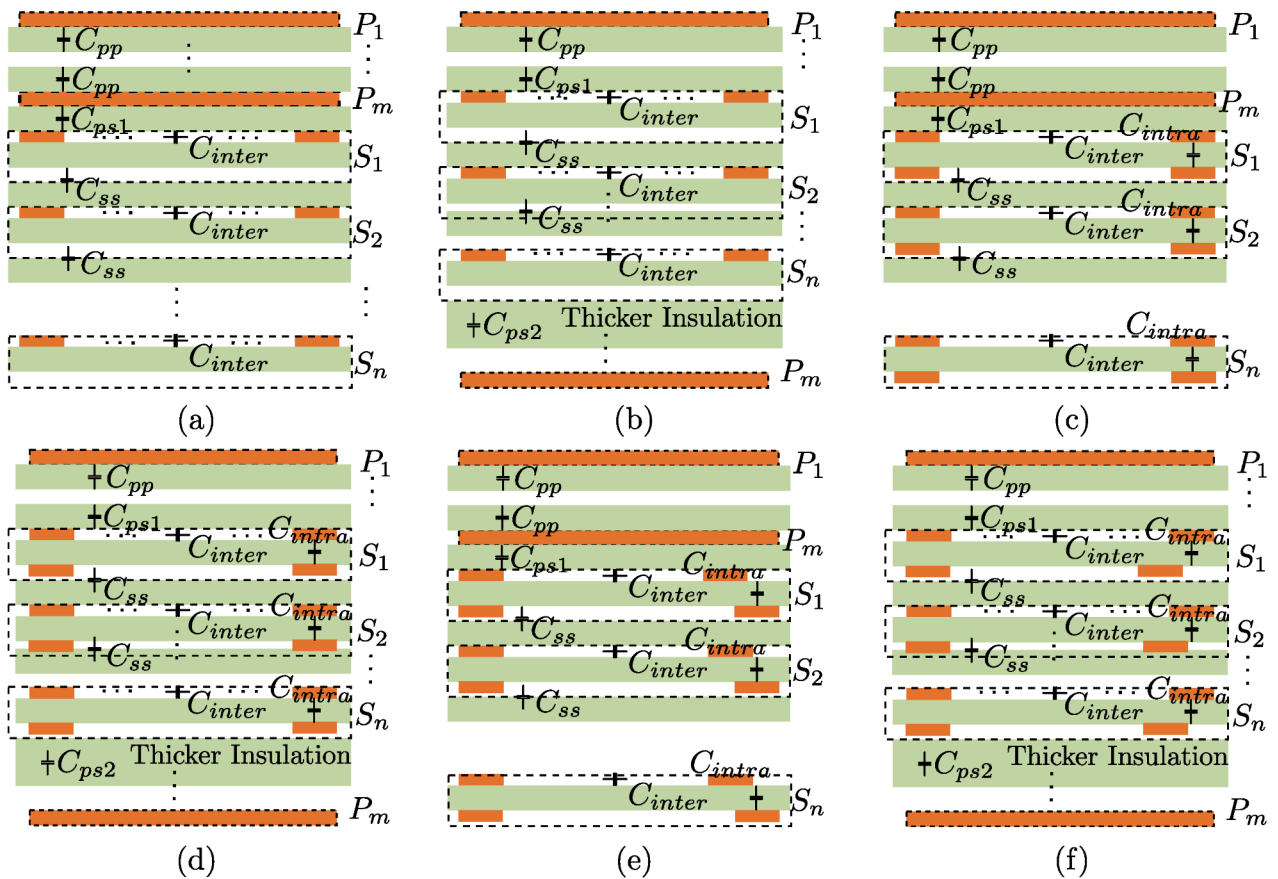


Рисунок 11: Многослойные трансформаторные конструкции для высоковольтных высокочастотных применений: (a) W1(без чередования, однослойный), (b) W2(частично чередующийся, однослойный), (c) W3(без чередования, двухслойный), (d) W4(частично-чередующийся, двухслойный), (e) W5(не чередующийся, не перекрывающийся), (f) W6(частично чередующийся, не перекрывающийся) [52].

Был проведен сравнительный анализ предлагаемой конструкции и других типичных конструкций по таким параметрам как, индуктивность рассеяния, сопротивление по переменному току (R_{AC}), R_{AC}/R_{DC} и емкость по переменному току (C_p). Индуктивность рассеяния была уменьшена вдвое при использовании частично чередующихся структур (W2, W4 и W6) по сравнению с не чередующимися структурами (W1, W3 и W5).

R_{AC}/R_{DC} может использоваться для отражения характеристик, связанных с высокими частотами. Степень чередования слоев (W2, W4 и W6) повлияла на результаты, касающиеся R_{AC}/R_{DC} . Несмотря на то, что было доказано, что W2 имеет самое низкое соотношение сопротивлений по переменному и по постоянному току, W4 имеет более низкое сопротивление по постоянному току, чем W2, что означает, что его сопротивление переменному току все еще ниже, чем W2. По сравнению со своими не чередующимися аналогами (W1, W3 и W5), частично чередующиеся структуры (W2, W4 и W6) демонстрируют превосходные высокочастотные характеристики. На низкой частоте (ниже 500 кГц) R_{AC} W4 является самым низким, главным образом в результате того, что имеет более низкое сопротивление по постоянному току. При увеличении частоты до 500 кГц R_{AC} W4 будет равен R_{AC} W2. И наоборот, при более высокой частоте переключения R_{AC} W4 будет больше, чем у W2, что приводит к меньшим потерям на более высоких частотах.

При работе на более высоких частотах можно сделать вывод, что частично чередующаяся однослойная структура W2 обладает лучшими высокочастотными свойствами и меньшими потерями в меди. Кроме того, частично чередующаяся структура обеспечивает снижение R_{AC} на 50% по сравнению с не чередующейся структурой. Однако возможно, что критическая частота отличается в зависимости от области применения.

В частично чередующихся структурах C_p больше, чем у соответствующей структуры без чередования из-за дополнительной емкости, создаваемой между ее первичной и вторичной обмотками. Среди трех частично чередующихся структур W4 имеет самую большую емкость C_p из-за своей высокой внутриобмоточной емкости (C_{intra}), а также самой большой площади перекрытия обмоток. С другой стороны, W6 имеет более низкую C_p из-за меньшей площади перекрытия по сравнению с W4, но существует значительная емкость внутри обмотки (C_{intra}), которая и отвечает за переменную емкость W6. W2 является наименее емкостной структурой среди всех частично чередующихся структур. Витки укладываются в один слой, а противоположный слой используется только для исходящей линии. За счет этого значительно уменьшается C_{intra} , и, следовательно, значительно снижается C_p однослойной структуры.

Исходя из таблицы 2, очевидно, что желательны W1 и W2 с низкой C_p . Соответственно, для оптимального проектирования плоского трансформатора с различных точек зрения необходимо найти компромиссы. Принимая все это во внимание, W2 представляется наиболее подходящим вариантом для высоковольтных и высокочастотных вариантов с несколькими выходами, благодаря низкому R_{ac} , низкому L_{lk} и низкому C_p .

Таблица 2. Сравнение индуктивности рассеяния, сопротивления переменному току и паразитной емкости схем обмоток W1–W6 (частично чередующиеся и не чередующиеся структуры), нормированных по W1.

Обмотки	L_{lk} (500 kHz)	R_{ac} (500 kHz)	C_p
W1	1	1	1
W2	0.48	0.52	0.145
W3	1.08	1.09	0.590
W4	0.47	0.50	0.594
W5	1.10	1.01	0.333
W6	0.52	0.51	0.359

2.1.3. Чередование парных слоев

Синфазный шум распространяется из-за больших паразитных емкостей между первичным и вторичным слоями планарного трансформатора, тем самым вызывая проблемы с электромагнитными помехами. Улучшенный способ намотки, описанный в [53], предназначен для устранения синфазного шума и нежелательной резонансной частоты в планарном трансформаторе LLC. Предлагаемый способ помог бы сделать преобразователи LLC тонкими и плоскими (с высокой плотностью мощности) за счет устранения необходимости в громоздких синфазных дросселях. Кроме того, новый метод намотки обеспечивает низкую индуктивность рассеяния и удельное сопротивление переменному току, которые также являются важнейшими характеристиками для высокоэффективных трансформаторов. Основные причины синфазного шума в трансформаторах LLC и комплексный подход, нацеленный на все источники синфазного шума в трансформаторе, рассмотрены в [53].

Цель этого подхода - свести синфазный шум практически к нулю, определив, откуда он исходит. Синфазный шум можно объяснить тремя основными причинами:

- (I) ВЧ ток I_{p-s} вызван перекрытием первичных и вторичных слоев,
- (II) ВЧ ток I_{p-c} вызван взаимодействием между первичными слоями и сердечником,

(III) ВЧ ток I_{p-c-s} вызван связью между первичным и вторичным слоями через сердечник.

При использовании метода чередования парных слоев витки с высоким dv/dt будут экранированы, а витки с одинаковым dv/dt будут перекрываться. Таким образом, возможно устранение циркулирующего тока между первичной и вторичной обмотками (известного как синфазный шум). Экспериментальные результаты предлагаемого метода намотки показывают снижение уровня синфазного шума по сравнению с традиционным методом намотки при той же паразитной емкости на 11-20 дБмкВ.

Эффект возникновения тока I_{p-s} возникает путем пересечения первичного и вторичного слоев трансформатора, и это вносит наибольший вклад в синфазный шум модуля в целом. Типичный сценарий показан на рисунке 12а, где два слоя, которые работают отдельно (от первичного и вторичного), пересекаются друг с другом. Модель электростатического взаимодействия может быть построена на основе шести конденсаторов, как показано на рис. 12b [53]. Общий генерируемый синфазный шум между этими слоями может быть определен путем суммирования токов в этих образованных конденсаторах C_{ac} , C_{ad} , C_{bc} и C_{bd} (синфазный шум не создается емкостями C_{ab} и C_{cd} , поскольку они находятся в одной и той же обмотке). Токи, протекающие через конденсаторы, следующие: [53]:

$$\begin{aligned} I_{ac} &= C_{ac} \frac{dv_a}{dt} - \frac{dv_c}{dt} \\ I_{ad} &= C_{ac} \frac{dv_a}{dt} - \frac{dv_d}{dt} \\ I_{bc} &= C_{bc} \frac{dv_b}{dt} - \frac{dv_c}{dt} \\ I_{bd} &= C_{bd} \frac{dv_b}{dt} - \frac{dv_d}{dt} \end{aligned}, \quad (13).$$

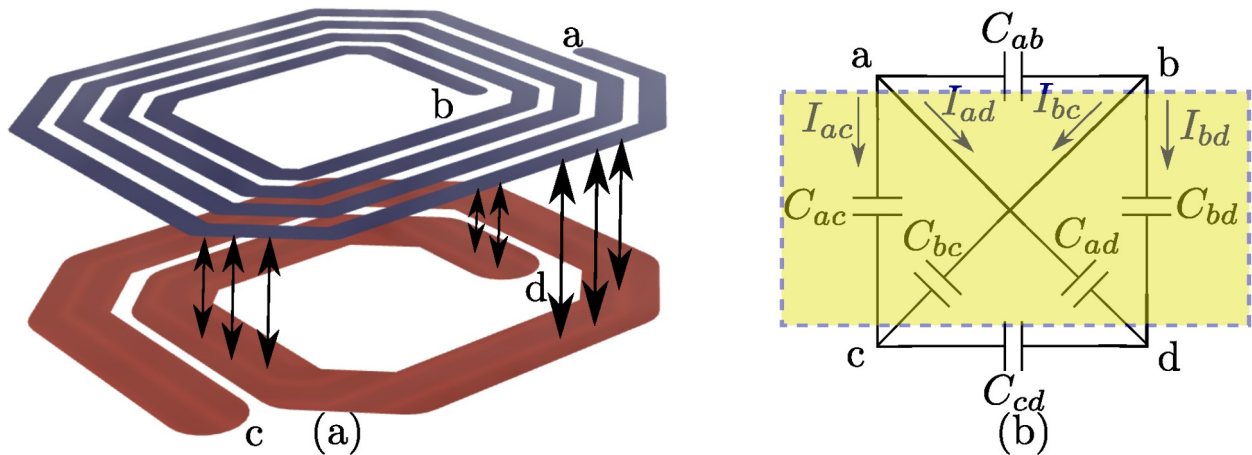


Рисунок 12: Генерация шума СМ при наложении первичного и вторичного слоев. (а) Физическое представление перекрытия. (b) Эквивалентная модель паразитной емкости, которая показывает, как генерируется синфазный шум.

Суммируя приведенные выше уравнения, мы можем получить общее количество токов которые в последствии и создадут синфазный шум. Чтобы достичь нулевого синфазного шума от перекрывающихся слоев, нужно определить условие, при котором это значение равно нулю [53]. Первое требование касается dv/dt между перекрывающимися слоями:

$$\frac{dv_a}{dt} = \frac{dv_c}{dt}, \quad \frac{dv_b}{dt} = \frac{dv_d}{dt}. \quad (14)$$

Достижение этих равенств требует выполнения двух условий. Крайне важно, чтобы перекрывающиеся слои имели одинаковое количество витков, а также одинаковое значение dv/dt на выводах перекрывающихся слоев. Это может быть достигнуто только перекрывая определенные участки первичных и вторичных витков и способ этот единственный. Принимая во внимание (11), можно исключить две переменные, что приводит к следующему уравнению:

$$I_{CM} = I_{ad} + I_{bc} \quad (15)$$

$$= C_{ad} \left(\frac{dv_a}{dt} - \frac{dv_d}{dt} \right) + C_{bc} \left(\frac{dv_b}{dt} - \frac{dv_c}{dt} \right) \quad (16)$$

$$= (C_{ad} - C_{bc}) \cdot \left(\frac{dv_a}{dt} - \frac{dv_b}{dt} \right) \quad (17)$$

Ни dv_a/dt , ни dv_b/dt не могут быть равны, потому что они принадлежат к одной и той же обмотке. Чтобы сделать (14) равным нулю, C_{bc} и C_{ad} должны быть равны. С помощью симметрии можно гарантировать, что C_{ad} и C_{bc} равны, а какого они значения все равно. Пока перекрывающиеся слои симметричны, количество витков и компоновка печатной платы будут одинаковыми, а обмотки будут повернуты на 180° .

Следующие уравнения могут быть справедливы благодаря симметрии:

$$C_{ad} = C_{bc}, \quad C_{ab} = C_{cd}. \quad (18)$$

При этих условиях синфазный шум будет равен нулю.

Существует также возможность распространения синфазного шума по сердечнику. Уровень синфазного шума, создаваемого перекрытием сердечника, намного меньше, чем тот, который генерируется первичным и вторичным слоями. Однако, чтобы еще больше уменьшить это количество, необходимо предотвратить образование синфазного шума в сердечнике. Кроме того, часть синфазного шума, которая генерируется из-за емкостной связи между первичной и вторичной обмотками через сердечник (I_{P-C-S}) может быть дополнительно уменьшена за счет защиты первичных слоев от помех [53]. В результате как верхний, так и нижний слои должны принадлежать вторичному слою, а первичные слои должны покрывать вторичные слои.

С помощью предлагаемого способа синфазный шум, создаваемый сердечником, сводится к минимуму независимо от конструкции трансформатора. Характеристики традиционных планарных трансформаторов с чередованием намного хуже из-за синфазного шума. Интегрируя это решение в конструкцию плоского трансформатора, можно решить хорошо известный компромисс между минимизацией сопротивления переменному току и минимизацией синфазного шума.

2.2. Уменьшение ширины дорожки (УШД) и инвертированный УШД

Было показано, что уменьшение ширины дорожки уменьшает индуктивность рассеяния до определенного минимума, после чего сопротивление начинает увеличиваться при дальнейших уменьшениях [68]. Для улучшения конструкции спиральных обмоток в плоских системах было предложено несколько подходов [54]. Был разработан аналитический

метод для расчета сопротивления спиральных обмоток, будь то круглых или прямоугольных, с изменяющейся шириной дорожки [55]. Индуктивности с квадратными спиралями для радиочастотных приложений также продемонстрировали преимущества изменения ширины дорожки. В [69] статье указаны различные методы определения размеров, модели сопротивления и закономерности изменения ширины которые используются для улучшения некоторых частных случаев более распространенной конструкции спиральной намотки.

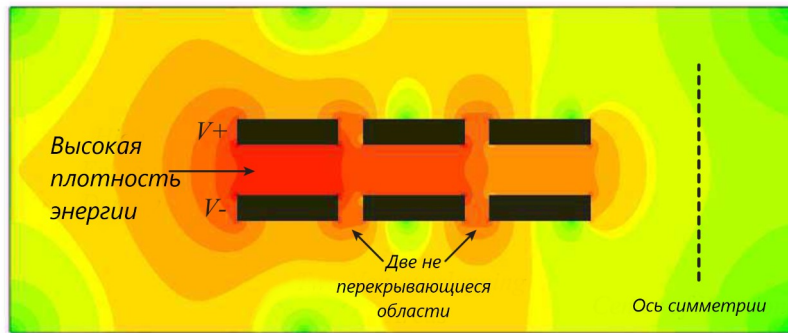
Высокая паразитная емкость, создаваемая массивом плоских проводников с высокой разностью потенциалов, уложенных друг на друга, может изменять форму сигнала и снижать частоты саморезонанса, что приводит к высоким пробивным токам.

Плоская спираль с обратным УШД была предложена в [56], где следующий слой имеет УШД меньше единицы, за которым следует УШД больше единицы для меньшего перекрытия меди между слоями, как показано на рис. 13. С помощью этого метода уменьшается количество перекрывающихся проводников, а также общий градиент напряжения между слоями, что приводит к уменьшению общей емкостной энергии спиральной обмотки. Конструкция прототипа плоской катушечной обмотки и анализ ее характеристик R , L и C показывают, что предлагаемый способ уменьшает паразитную емкость на ту же величину, что и обмотка контрольной катушки; это также значительно снижает сопротивление.

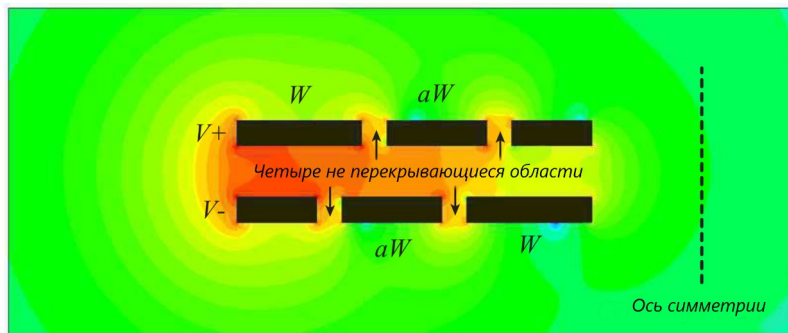


Рисунок 13: Плоская спиральная намотка двух смежных слоев без поворотных соединений для (а) традиционного УШД (верхний слой) и (б) перевернутого УШД (нижний слой). Этот тип обмотки обеспечивает меньшую индуктивность рассеяния в трансформаторе, поскольку ширина дорожки уменьшается с единицы, снижаясь до минимума, прежде чем увеличится сопротивление при дальнейшем уменьшении ширины дорожки.

С целью уменьшения тепловых потерь используя перевернутую спиральную структуру намотки УШД с планарной спиралью также можно уменьшить межслойную емкость [56]. При таком подходе один слой витков равномерно уменьшается снаружи внутрь в постоянном соотношении, а на следующем слое выполняется обратное. Это приводит к значительному уменьшению количества перекрывающихся участков меди и гораздо меньшему падению напряжения между самыми большими перекрывающимися участками. Исходя из размеров обмотки и деления слоев, показанных на рисунке 14, было продемонстрировано, что емкость может уменьшиться на 50% в то время как сопротивление переменному току может снизиться до 20% [56].



(a)



(b)

Рисунок 14: Рисунок 14. Поперечное сечение емкостной энергии МКЭ (а) традиционной планарной спиральной обмотки и (б) предлагаемой обратной планарной спиральной обмотки УЩД. На входных клеммах традиционной обмотки можно обнаружить область с чрезвычайно высокой емкостной энергией из-за перекрывающихся проводников. С предлагаемой обмоткой гораздо меньше энергии улавливается на входном выводе, поскольку обмотка обеспечивает удвоение площадей без перекрытия.

2.3. Удаление внутренних витков (эффект пустоты)

При наличии более высоких частот возникает сильное влияние на явление вихревых токов, что приводит к уменьшению эффективной площади сечения катушки по току и, таким образом, потерь переменного тока избежать невозможно [57]. Этот эффект либо вызван высокочастотными токами в проводнике, скин-эффектом, либо может быть результатом воздействия внешних проводников (эффект близости). На рисунке 15 показаны линии магнитного потока в типичной трехвитковой плоской спиральной намотки. Проиллюстрированные линии магнитного потока вызывают скин эффект и эффект близости[58]. На рисунке также показано особое явление, происходящее в центре обмотки, где все линии магнитного потока направлены в одном направлении. Следовательно, плоские проводники будут испытывать повышенные потери на вихревые токи при таком дополнительном потоке. Чтобы качественно оценить влияние этой проблемы, было использовано МКЭ моделирование. На рис. 16а вид сверху модели напряженности магнитного поля, она показывает, что на внутренних витках были вызваны высокочастотные потери, поскольку поле было самым сильным в центре спирали. Вид в поперечном сечении векторов магнитного потока показан на рисунке 16b. В центре обмотки имеются отчетливые области увеличенного магнитного потока, без особых расширений (по вертикали). Векторы

магнитного потока имеют уменьшающуюся радиальную силу до тех пор, пока не достигнут своей самой слабой точки за пределами обмоток, где они отталкиваются друг от друга.

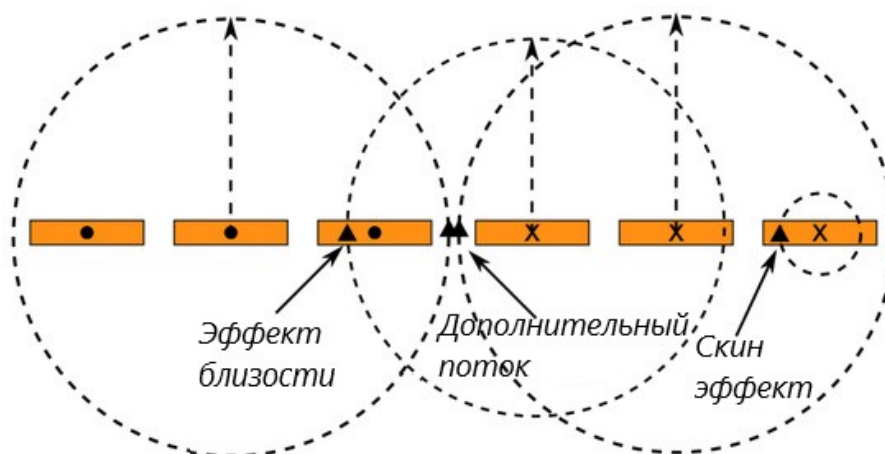


Рисунок 15: Идеализированные линии магнитного потока в 3-витковой плоской спиральной обмотке демонстрируют поверхностные эффекты, эффекты близости и дополнительный поток в центре обмотки. Направление тока обозначается точкой и крестиком [58].

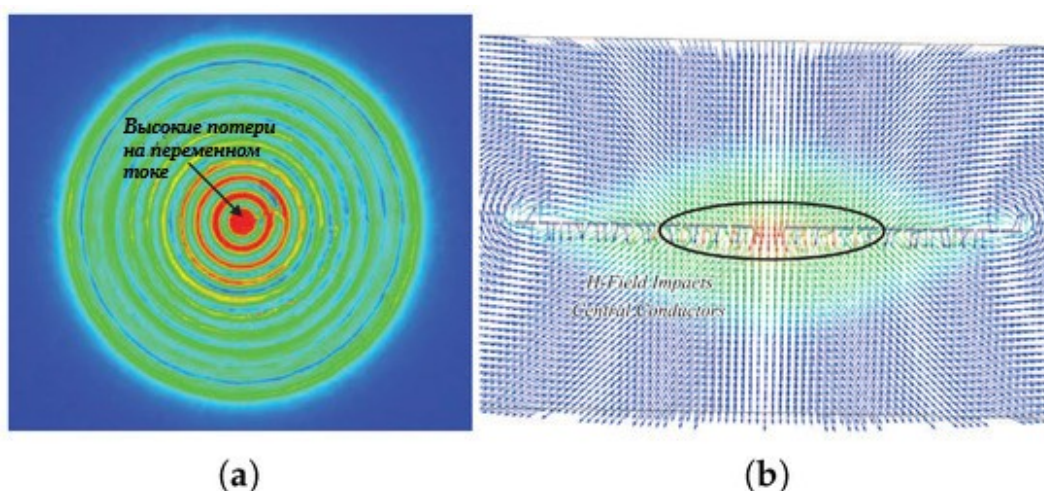


Рисунок 16: (а) Напряженность магнитного поля, H , для горизонтального поперечного сечения круглой плоской спиральной обмотки. (б) Вектор напряженности магнитного поля, H , для вертикального поперечного сечения круговой плоской спиральной обмотки [58].

Когда внутренние витки спиральной обмотки слишком широки, они вносят наибольший вклад в потери на сопротивление, тем самым снижая общую индуктивность, и, поскольку эта обмотка относительно мала по сравнению с внешней обмоткой, это создает критическую проблему. Для решения этой проблемы традиционно удалялись внутренние витки, чтобы уменьшить индуктивность в обмен на гораздо меньшее сопротивление (эффект пустоты) [59], что неприемлемо при беспроводной передаче мощности, учитывая что это резонансное решение и резонансная частота значительно изменится даже при изменении индуктивности на 5% или 10%.

В работе [58] были использованы два алгоритма для уменьшения сопротивления на внутренних витках: увеличение внутреннего радиуса и применение не единичного УШД. Поступая таким образом, внутренние витки будут препятствовать большему количеству магнитного потока, и обмотка будет иметь меньшую поверхность для соприкосновения с

этим потоком. Кроме того, предложенный способ позволил добиться 100%-ного улучшения добротности (Q) по сравнению с 20%-ным увеличением индуктивности и 50%-ным увеличением добротности для метода удаления витков. Без изменения площади обмотки нельзя настроить индуктивность путем только удаления витков. Оценка предлагаемой обмотки была проведена путем сравнения ее с традиционной спиральной обмоткой и той, в которой витки были удалены в беспроводной системе передачи мощности мощностью 5 Вт, частотой 110-200 кГц. КПД традиционной плоской спиральной катушки составлял 70% при номинальной нагрузке, в то время как катушка со снятыми витками имела КПД 80%. Между тем, полая плоская спиральная катушка с УЩД имела КПД 90%.

2.4. Смещение

Емкостная связь между плоскими слоями изменяется в зависимости от физической структуры. Смещение включает в себя изменение структуры для уменьшения паразитных емкостей. В работе [17] авторы подробно исследовали возможность относительных сдвигов между положениями плоских слоев. Общая площадь поверхности этих плоских дорожек, как показано на рис. 17, может быть уменьшена, если эти дорожки сдвинуть относительно друг друга. В результате они имеют уменьшенную емкостную связь. До тех пор, пока смещение слоев существенно не влияет на объем плоского элемента, смещение слоев желательно. Смещение в структуре относится к положению среднего слоя относительно неподвижных верхнего и нижнего слоев.

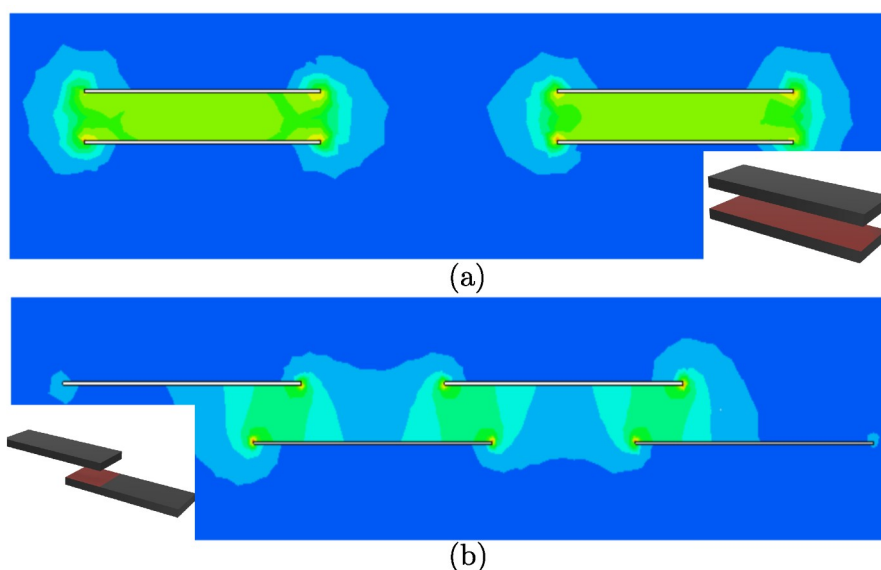


Рисунок 17: Эффективная общая площадь поверхности между двумя дорожками и сравнение результатов МКЭ для (а) несмещенных и (б) двухслойных структур со смещением. Смещение слоев уменьшает захваченную энергию между ними [17].

Первым аспектом, который следует исследовать при рассмотрении смещения, является емкостная связь между дорожками в одном и том же слое, которая обычно невелика из-за меньшей площади, обращенной друг к другу. На их емкости влияет не только расстояние между двумя дорожками, но и площадь, и необходимо учитывать экранирующий эффект среднего слоя. При смещении емкость в первом случае может увеличиваться или уменьшаться, но этот эффект невелик. Вторым случаем является емкость между дорожками двух соседних слоев, которая имеет наибольшее значение. При увеличении смещения может быть достигнуто значительное уменьшение емкостной связи между этими слоями. По мере

увеличения смещения уровень сцепления между дорожками до этого несмещенных слоев, может увеличиваться, поскольку степень их перекрытия возрастает.

Результаты 2D-моделирования, 3D-моделирования и расчетов представлены на рисунке 18, указывая на то, что смещение может уменьшить емкостную связь между дорожками до 50%. Если слой сдвинут более чем на 50%, то возникает случай перекрытия с дорожками которыми до этого перекрытия не было и емкостная связь будет расти .

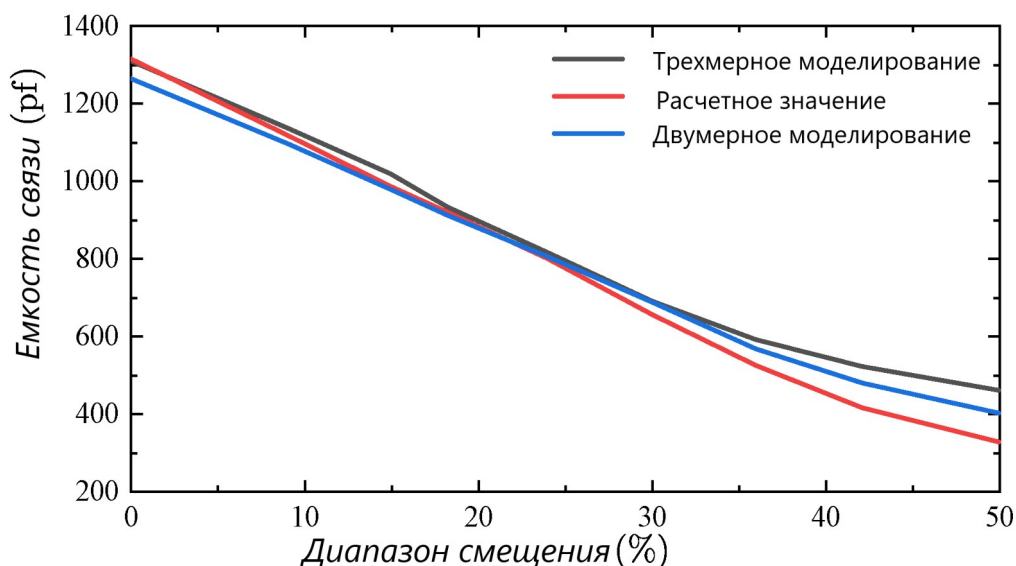


Рисунок 18: Моделирование емкостной связи и результаты расчетов для различных диапазонов смещения между слоями. Поскольку емкостная связь также зависит от расстояния между дорожками, смещение может быть эффективным только в ограниченном диапазоне [17]

2.5. Расположение намотки внутри слоев

Структура обмотки должна быть спроектирована таким образом, чтобы свести к минимуму емкостную связь между соседними слоями при максимальном экранирующем эффекте каждого слоя.

Магнитопровод, подключенный к нескольким обмоткам, напрямую влияет на величину эквивалентной емкости. Таблица 3 иллюстрирует некоторые возможные последовательные соединения для четырехслойного реактора и рассматривает различные соединения внутри слоев, описанные на рисунке 19.

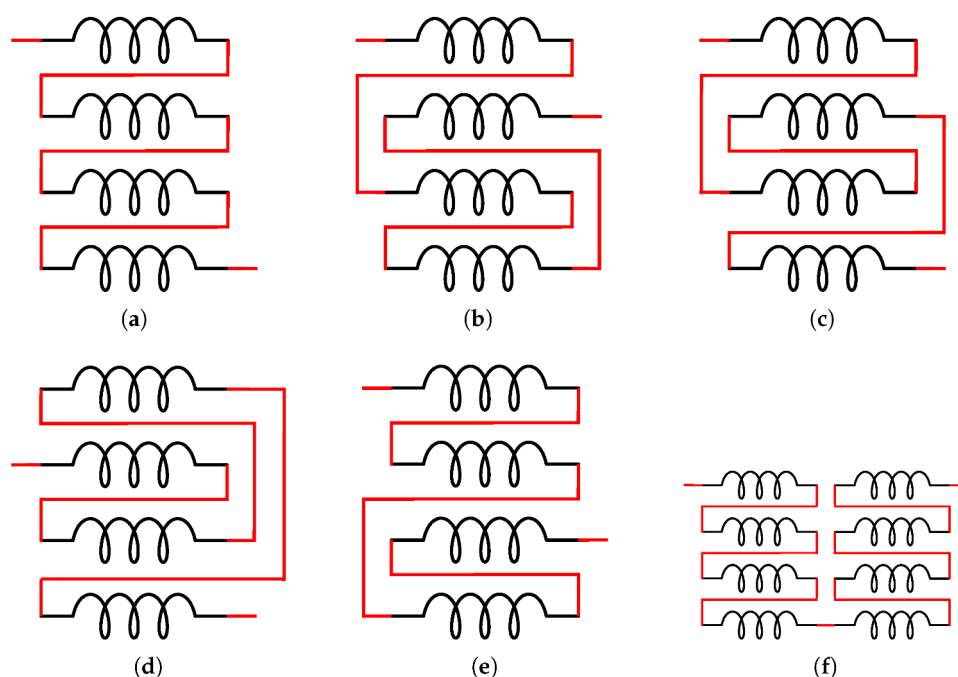


Рисунок 19: Различные последовательные соединения слоев печатной платы в виде обмоток для уменьшения емкостной связи. Это позволяет наматывать катушки индуктивности таким образом, чтобы их можно было разделить на несколько слоев, что уменьшает величину емкостной связи между слоями. Это приводит к более эффективной намотке и уменьшению потерь. (a) (1,2,3,4), (b) (1,3,4,2), (c) (1,3,2,4), (d) (2,3,1,4), (e) (1,2,4,3) и (f) раздельные соединения обмоток [17].

Таблица 3. Сравнение эквивалентных емкостей для различных расположений обмоток внутри слоев. На рисунке 19 показаны различные конфигурации, упомянутые здесь.

Намотка	Эквивалентная емкость
Типы последовательности расстановки	Проценты от расстановки типа (1, 2, 3, 4)
(1,2,3,4)	100
(1,3,4,2)	142
(1,3,2,4)	135
(2,3,1,4)	138
1,2,4,3)	110
Способ раздельной намотки	77

Согласно таблице 3, последовательные соединения между соседними слоями имеют меньшую эквивалентную емкость. Это можно объяснить тем фактом, что в результате каждого подключения происходит короткое замыкание некоторых паразитных конденсаторов. Паразитная емкость между соседними обмотками является наиболее значительной. Из-за этого конденсатор большего размера закорачивается, когда обмотки соединены ближе друг к другу, тем самым уменьшая эквивалентный конденсатор больше, чем при других соединениях.

Помимо количества параллельных слоев, другим параметром, влияющим на эквивалентную емкость, является количество последовательно соединенных слоев. При большем количестве слоев подключается больше паразитных емкостей, и, следовательно, паразитная емкость уменьшается. Концепция раздельной намотки была представлена в [17],

где каждый слой содержит две обмотки. Таблица 3 показывает, что паразитная емкость уменьшается для структур с раздельной намоткой. Однако по мере увеличения числа витков разница между паразитными емкостями при простом последовательном соединении и методе раздельной намотки уменьшается.

2.6. Литцендрат

Из-за эффекта близости и скин эффекта высокочастотные токи в сплошных проводниках имеют тенденцию концентрироваться на краях. Для борьбы с воздействием данных эффектов в качестве решения обычно используется проволока литцендрат. Структура литцендрата - это проводник, сконструированный по определенному образцу, плетением изолированных жил в пряди и прядей в «косу». Различные примеры плоских литц-структур показаны на рисунке 20. Таким образом, ширина проводника делится на множество продольных проводников, и эти проводники затем сплетаются вместе таким же образом, как и проволока в литцендрате. Если эти изолированные жилы провода сплести вместе в один более толстый проводник, то высокочастотное сопротивление проводника может быть уменьшено.

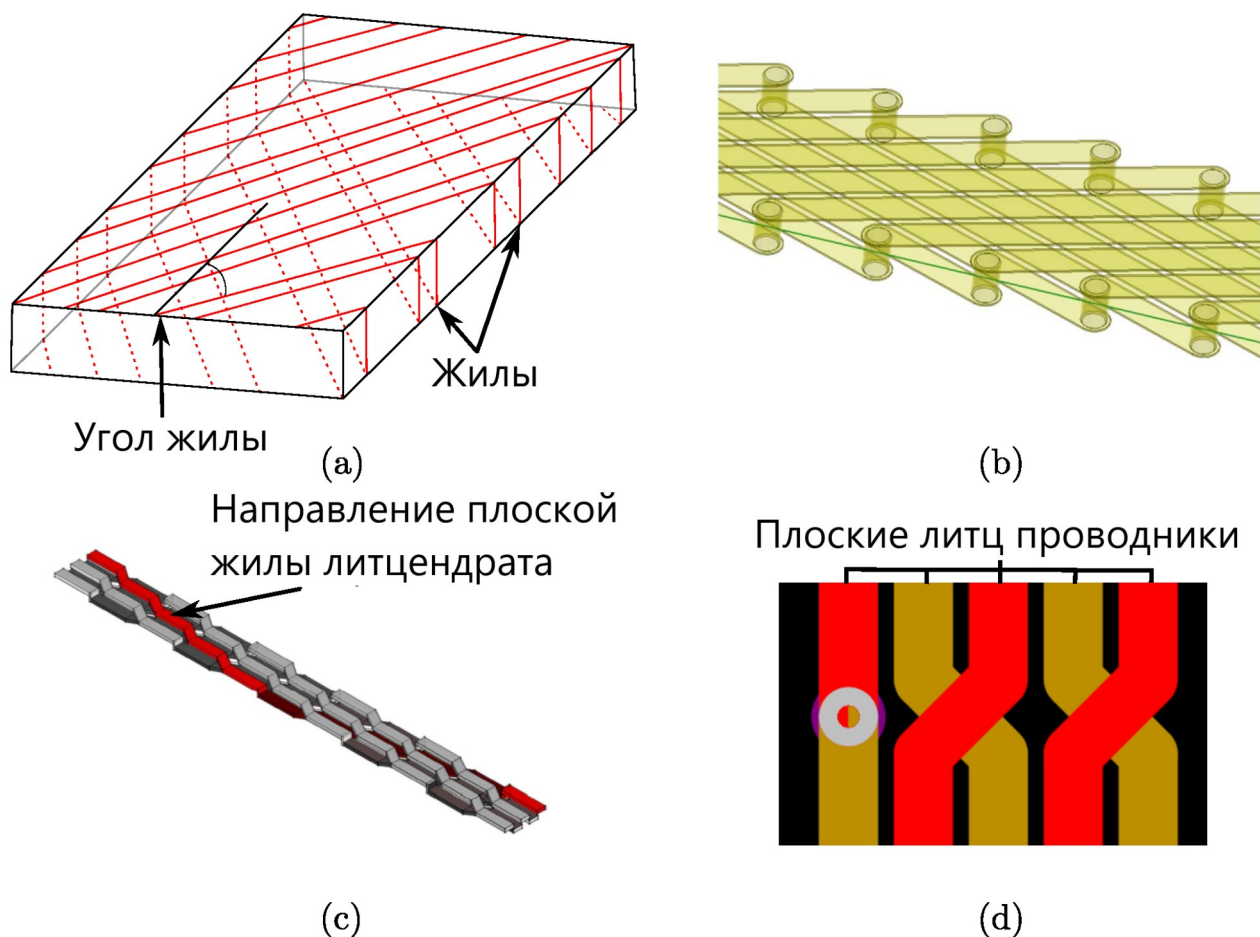


Рисунок 20: Литцендрат на основе печатных плат представляет из себя намотку проводников по определенному рисунку на печатной плате. Это обеспечивает более высокий уровень электромагнитной защиты и снижает сопротивление проводника переменному току. Этот эффект сильно выражен на более высоких частотах, что приводит к снижению сопротивления переменному току. Для литцендрата были предложены следующие структуры. (a) [62], (b) [63], (c) [63], (d) [63].

Плоский литцендрат был предложен в качестве альтернативы круглой проволоке литцендрату в работе [60]. Литцендрат способен снизить сопротивление переменному току в планарных обмотках [61].

В [62] даны некоторые рекомендации и определения для того, чтобы сформировать конструкцию литцендрат проводника. В плоской конфигурации структура литцендрата состоит из четырех основных компонентов: жил, проводников, угла жилы и направления жилы литцендрата (рис. 20). Жилы - это узкие проводники, используемые для построения литц-структур (рис. 20а). Угол наклона жилы измеряется относительно направления тока и направления проводника литцендрата (рис. 20а). Плоские линии литцендрата - это параллельные линии, равноудаленные по ширине плоского проводника (рис. 20с). В плоских литц-структурах множество изолированных жил провода сплетаются вместе таким образом, что образуется один большой токопроводящий проводник, также называемый плоским литц-проводником (рис. 20d). Расстояние между жилами и промежутки между ними будут определять максимальную ширину жилы.

Основываясь на [62], следующие утверждения описывают процесс проектирования плоского проводника литцендрата:

1. По сравнению со сплошным плоским проводником улучшение (даже в небольших частотных интервалах) является положительным с точки зрения уменьшения утечек и потерь.
2. Потребуется минимум два слоя.
3. Проводник из литцендрата с большим количеством жил будет более эффективным.
4. Для достижения равных сопротивлений и равных делений тока все жилы литцендрата должны иметь одинаковую длину и ширину.
5. В окне намотки проводник из литцендрата может быть намотан зигзагообразно таким образом, чтобы он полностью подвергся воздействию магнитного поля.
6. Соединение верхнего и нижнего слоев требует использования соответствующей техники.

В зависимости от конструкции плоской проволоочной обмотки конструкция из литцендрата может быть не такой физически гибкой, как у традиционного способа намотки. Первым недостатком использования по меньшей мере двух и более изолирующих слоев является то, что они снижают коэффициент заполнения окна. Однако это становится менее важным при использовании относительно толстых проводящих слоев. Кроме того, коэффициент заполнения медью уменьшается, когда проводник обмотки разделяется на отдельные жилы. Наконец, угол наклона жил приводит к увеличению сопротивления за счет удлинения пути тока. Однако традиционный проводник из литцендрата также обладает двумя последними недостатками. Из-за этих недостатков следует, что планарный литцендрат может плохо работать на низких частотах. С другой стороны, если частота достаточно высока, эффект близости может в конечном итоге нивелировать все недостатки обмотки из литцендрата по сравнению с обмоткой выполненной сплошным проводником [62]. Таким образом, преимущества очевидны только в том случае, если конструкция оптимизирована для соответствующей частоты. Например, в [62] при частоте 100 кГц для ширины медной жилы был выбран размер 0,51 мм (20 мил), что эквивалентно удвоенной глубине скин-слоя.

На сопротивление постоянному току напрямую влияет коэффициент заполнения, который уменьшается с увеличением расстояния. Таким образом, оптимальный выбор будет зависеть от области применения. Технологии производства печатных плат ограничивают выбор ширины жил и расстояния между ними [70]. В данной работе было продемонстрировано, что обмотка из литцендрата, как с сердечником, так и без него, превосходит обмотку со сплошным проводником в широком диапазоне частот. В этой конкретной конструкции сопротивление переменному току ниже в диапазоне от 20 до 700 кГц при использовании данной конкретной обмотки, чем использование цельного проводника. Использование обмоток из литцендрата вместо сплошных проводников на частоте 200 кГц может снизить сопротивление переменному току на целых 30%. В случае сердечника с зазором сопротивление обмотки переменному току быстро возрастает с увеличением частоты из-за эффекта выпячивания маг-

нитного поля вокруг воздушного зазора. Однако длина зазора практически не влияет на производительность обмотки из литцендрата.

В работе [63] был представлен новый плоский трансформатор из литцендрата и две конструкции катушек индуктивности без сердечника тоже из литцендрата, которые экономят много места и обладают меньшим сопротивлением по сравнению с обычными методами намотки. Чтобы получить структуру из литцендрата на основе печатной платы, необходимо использовать по крайней мере два слоя печатной платы [49]. Каждый из двух слоев может иметь по одному слою литцендрата. Как показано на рис. 20b и 20c, существует два способа организации перестановки дорожек. Похоже, что первая схема включает в себя значительное количество оплетающих дорожек, эта структура неудобна в тех случаях, когда дорожка имеет много углов или идет по кольцевой траектории, что довольно часто встречается при проектировании плоских обмоток. Последняя структура намотки может быть использована из-за того что у нее меньшее количество переходов в кольцевой плоской обмотке. На рисунке 20d показано что каждая дорожка обмотки может менять положение в слоях печатной платы, проходя через переходные отверстия или смещаясь под углом в сторону. Как говорилось ранее реактивное сопротивление имеет решающее значение, но количество изменений в структуре печатной обмотки должно быть ограничено относительно обыкновенной кольцевой обмотки, поскольку слишком большое количество изменений может увеличить количество переходных отверстий и, соответственно, сопротивление по постоянному току. Структура литцендрата может быть нарушена из-за недостаточного переплетения жил, приводящего к эффекту близости между жилами в одном и том же проводнике. На основании [64], было определено, что все дорожки должны менять свое положение по крайней мере три-четыре раза проходя по кругу обмотки. Однако в некоторых случаях к таким же результатам приводят и другие изменения в структуре обмотки.

Результаты электрического моделирования и тестирования подтверждают, что литцендрат обладает гораздо лучшими характеристиками в отношении сопротивления по переменному току, хотя у него более высокое сопротивление постоянному току из-за использования переходных отверстий и не только. Эксперименты из [63] показывают, что электромагнитное излучение обмотки было значительно уменьшено за счет добавления алюминиевого экрана толщиной 1 мм. Во время проверки сердечника с экраном, его индуцированное напряжение резко упало с 2,39 В до 0,09 В. В то же время как экранированный дроссель без сердечника имеет меньшую индуктивность из-за расстояния между его печатной платой и экраном, сопротивление практически такое же, как у обмотки без экрана. Следовательно, при правильном выборе зазора между платой и экраном можно сделать планарную обмотку, при этом избегая лишнего электромагнитного излучения.

Насыщение материала экрана, которое значительно снижает его эффективность, является более серьезной проблемой, которая не обсуждается в данной статье. Из-за небольшой толщины слоя высокопроницаемых материалов, использованных для экранирования, магнитный поток концентрируется на меньшей площади, тем самым усиливая эффект насыщения. Таким образом, можно получить плотность потока насыщения при относительно небольших значениях приложенного поля. Этого можно легко избежать, обеспечив достаточную толщину экрана для предотвращения насыщения, поскольку поток будет распространяться вокруг насыщенных областей и все еще будет эффективным [71].

Изучив различные схемы расположения проводников в [49] предлагаются применимые рекомендации для проводников в плоской обмотке. В данной работе были исследованы четыре конструкции (сплошная, многодорожечная, многослойно скрученная и литцендрат). Было проведено несколько исследований с использованием обмоток как с ферритовым сердечником, так и без, путем варьирования различных параметров. При оценке каждой конструкции учитывались три фактора — сопротивление переменному току, R_{AC}/R_{DC} и индуктивность. Было оговорено, что при выборе наилучшей структуры проводников решающее значение имеет баланс всех трех факторов в соответствии с предполагаемой рабочей частотой.

Заключение

В данной статье представлен обзор планарных магнитных компонентов с акцентом на моделирование их паразитных элементов. Были обобщены существенные преимущества планарных обмоток. Плоские магнитные компоненты обеспечивают более эффективное использование пространства, более высокую плотность мощности и улучшенное управление температурой по сравнению с обычными обмотками. Они также обладают потенциалом для уменьшения размеров и веса систем силовой электроники. Эти преимущества делают плоские магнитные компоненты привлекательным вариантом для многих применений в силовой электронике.

В этой статье обсуждаются присущие планарным магнитным компонентам свойства такие, как реактивное сопротивление, индуктивность рассеяния и емкость обмотки. Было изучено несколько методов для преодоления недостатков планарной обмотки. Эти методы включают либо изменение геометрии обмоток, либо расположение печатных плат определенным образом для уменьшения количества паразитных элементов и повышения эффективности устройства. Другие методы, такие как экранирование, также помогают снизить потери. На протяжении всей этой статьи рассматриваются методы чередования, шумоподавления синфазной помехи, уменьшения ширины дорожки, метод эффекта пустоты, сдвига и использование литцендрата. Кроме того, эти методы были оценены, показав, что они являются эффективными способами улучшения характеристик плоских магнитных компонентов. Ниже приводится краткое изложение обсуждаемых методов.

Исследования показывают, что плоский трансформатор по своей сути не обладает низкой индуктивностью рассеяния, но он имеет более высокую индуктивность рассеяния по сравнению с другими типами трансформаторов. Однако плоский трансформатор имеет то преимущество, что его первичная и вторичная обмотки могут быть относительно легко чередованы. Чередование обмоток может в значительной степени снизить сопротивление переменному току и индуктивность рассеяния. Первичная и вторичная обмотки в плоском трансформаторе обычно плоские и делаются на одной плате, что упрощает чередование. Увеличение магнитной связи между обмотками снижает сопротивление переменному току и индуктивность рассеяния, делая плоские трансформаторы более эффективными и надежными. Такие многослойные плоские структуры широко используются во встраиваемой электронике, в источниках питания микросхем, в микро- или наноразмерных интегрированных системах. Из-за неравномерного распределения магнитного потока, вызванного такой конструкцией, а также большого количества внешнего магнитного потока, проходящего через проводники, стандартный аналитический подход не может быть применен.

Трансформаторы с плоской обмоткой также имеют высокую емкость обмотки, которую нельзя игнорировать. Всегда необходимо соблюдать баланс между емкостью обмотки и индуктивностью рассеяния. Эти паразитные элементы возникают из-за потенциалов напряжения между витками, слоями обмотки, а также между обмоткой и сердечником. Следовательно, важно учитывать эти паразитные элементы для достижения оптимальной конструкции трансформаторов с плоской обмоткой. Использование плоских магнитных компонентов влечет за собой множество компромиссов для проектировщиков.

В данной статье был предложен подход, позволяющий свести синфазные помехи почти к нулю, не влияя на индуктивность рассеяния. Это достигается с помощью чередования парных слоев - метода, который уменьшает потенциалы напряжения между витками, слоями и сердечником за счет чередования соседних витков слоев обмотки.

Уменьшение ширины дорожки (УЩД) - это процесс, используемый для уменьшения размера дорожки печатной платы, что, в свою очередь, уменьшает ее индуктивность и

повышает производительность системы. Использование УШД подтвердило, что индуктивность рассеяния падает при уменьшении ширины дорожки от единицы до минимума, одновременно при дальнейшем уменьшении ширины дорожки сопротивление увеличивается. Существует несколько подходов к улучшению конструкции спиральной намотки на плоскости, например, путем уменьшения межслойной емкости за счет использования перевернутой структуры спиральной намотки УШД. Следовательно, перекрытие медью значительно уменьшается, и перепады напряжения между самыми большими перекрывающимися участками обычно намного меньше. Это говорит о том, что инвертированная структура УШД способна обеспечить лучшую производительность, чем традиционные структуры со спиральной намоткой, что приводит к повышению эффективности и надежности системы. Емкость может быть уменьшена на 50%, а сопротивление переменному току на 20%.

В сплошных проводниках ток высокой частоты имеет тенденцию концентрироваться по краям из-за эффекта близости и скин эффекта. Это связано с тем, что глубина скин слоя сплошного проводника зависит от частоты тока. На более высоких частотах глубина скин-слоя уменьшается, что означает, что большая часть тока концентрируется на краях проводника. Использование круглого литцендрата является распространенным решением для борьбы с воздействием на скин эффект и эффект близости в не планарных магнитных компонентах. В качестве альтернативы круглому литцендрату были предложены проводники из планарного литцендрата.

Большая часть существующей литературы по разработке магнитных компонентов фокусируется только на одном аспекте разработки, часто приводя к отличным решениям для этого аспекта, но игнорируя другие. Несмотря на компромиссы, лучшая конструкция должна учитывать все аспекты. Сочетание этих методов и использование их преимуществ может стать эффективным способом разработки конструкции планарных обмоток на будущее. Таким образом, важно учитывать целостный подход к проектированию, который объединяет множество аспектов комплексным и всеобъемлющим образом.

Литература

1. He, P.; Mallik, A.; Sankar, A.; Khaligh, A. Design of a 1-MHz High-Efficiency High-Power-Density Bidirectional GaN-Based CLLC Converter for Electric Vehicles. *IEEE Trans. Veh. Technol.* **2019**, *68*, 213–223. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
2. Zhang, H.; Yuan, L.; Tang, X.; Hu, J.; Sun, J.; Zhang, Y.; Zhang, Y.; Jia, R. Progress of ultra-wide bandgap Ga₂O₃ semiconductor materials in power MOSFETs. *IEEE Trans. Power Electron.* **2019**, *35*, 5157–5179. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
3. Ouyang, Z.; Andersen, M.A.E. Overview of Planar Magnetic Technology—Fundamental Properties. *IEEE Trans. Power Electron.* **2014**, *29*, 4888–4900. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
4. Gao, Y.; Sankaranarayanan, V.; Dede, E.M.; Zhou, Y.; Zhou, F.; Erickson, R.W.; Maksimovic, D. Modeling and Design of High-Power, High-Current-Ripple Planar Inductors. *IEEE Trans. Power Electron.* **2022**, *37*, 5816–5832. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
5. Saket, M.A.; Shafiei, N.; Ordonez, M. LLC Converters With Planar Transformers: Issues and Mitigation. *IEEE Trans. Power Electron.* **2017**, *32*, 4524–4542. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
6. Taha, M.; Oumar, D.; Abderahim, A.; Capraro, S.; Pietroy, D.; Chatelon, J.; Rousseau, J. Simulation, modeling, manufacturing, and characterization of a planar magnetic face to face integrated transformer. *IEEE Trans. Magn.* **2018**, *54*, 4002806. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
7. Shen, Z.; Wang, H.; Shen, Y.; Qin, Z.; Blaabjerg, F. An Improved Stray Capacitance Model for Inductors. *IEEE Trans. Power Electron.* **2019**, *34*, 11153–11170. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)][[Green Version](#)]
8. Besri, A.; Chazal, H.; Keradec, J.P. Capacitive behavior of HF power transformers: Global approach to draw robust equivalent circuits and experimental characterization. In Proceedings of the 2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Singapore, 5–7 May 2009; pp. 1262–1267. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)][[Green Version](#)]
9. Lu, H.Y.; Zhu, J.G.; Hui, S.R. Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers. *IEEE Trans. Power Electron.* **2003**, *18*, 1105–1112. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)][[Green Version](#)]
10. Duerbaum, T.; Sauerlaender, G. Energy based capacitance model for magnetic devices. In Proceedings of the APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181), Anaheim, CA, USA, 4–8 March 2001; Volume 1, pp. 109–115. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
11. Chen, M.; Araghchini, M.; Afridi, K.K.; Lang, J.H.; Sullivan, C.R.; Perreault, D.J. A Systematic Approach to Modeling Impedances and Current Distribution in Planar Magnetics. *IEEE Trans. Power Electron.* **2016**, *31*, 560–580. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
12. Tria, L.A.R.; Zhang, D.; Fletcher, J.E. High-Frequency Planar Transformer Parameter Estimation. *IEEE Trans. Magn.* **2015**, *51*, 8402604. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
13. Margueron, X.; Besri, A.; Lembeye, Y.; Keradec, J. Current Sharing Between Parallel Turns of a Planar Transformer: Prediction and Improvement Using a Circuit Simulation Software. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2010**, *46*, 1064–1071. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)][[Green Version](#)]
14. Schellmanns, A.; Fouassier, P.; Keradec, J.; Schanen, J. Equivalent circuits for transformers based on one-dimensional propagation: Accounting for multilayer structure of windings and ferrite losses. *IEEE Trans. Magn.* **2000**, *36*, 3778–3784. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
15. Keradec, J.; Cogitore, B.; Blache, F. Power transfer in a two-winding transformer: From 1-D propagation to an equivalent circuit. *IEEE Trans. Magn.* **1996**, *32*, 274–280. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
16. Hutchinson, P.; Chaniotakis, P. *Introduction to Electronics, Signals, and Measurement*; Massachusetts Institute of Technology: Cambridge, MA, USA, 2004. [[Google Scholar](#)]
17. Ghahfarokhi, N.S. Minimising Capacitive Couplings and Distributing Copper Losses in Planar Magnetic Elements. Ph.D. Thesis, Queensland University of Technology, Brisbane, Australia, 2010. [[Google Scholar](#)]
18. Chu, Y.; Wang, S. A generalized common-mode current cancellation approach for power converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2015**, *62*, 4130–4140. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
19. Biela, J.; Kolar, J.W. Using transformer parasitics for resonant converters—A review of the calculation of the stray capacitance of transformers. In Proceedings of the Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of

- the 2005 Industry Applications Conference, Hong Kong, China, 2–6 October 2005; Volume 3, pp. 1868–1875. [\[Google Scholar\]](#)
20. Saket, M.A.; Shafiei, N.; Ordonez, M. Planar transformer winding technique for reduced capacitance in LLC power converters. In Proceedings of the 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, USA, 18–22 September 2016; pp. 1–6. [\[Google Scholar\]](#)
21. Magambo, J.S.N.T.; Bakri, R.; Margueron, X.; Le Moigne, P.; Mahe, A.; Guguen, S.; Bensalah, T. Planar magnetic components in more electric aircraft: Review of technology and key parameters for DC–DC power electronic converter. *IEEE Trans. Transp. Electr.* **2017**, *3*, 831–842. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
22. Li, B.; Li, Q.; Lee, F.C. A novel PCB winding transformer with controllable leakage integration for a 6.6 kW 500 kHz high efficiency high density bi-directional on-board charger. In Proceedings of the 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 26–30 March 2017; pp. 2917–2924. [\[Google Scholar\]](#)
23. Chen, R.; Yu, S.Y. A high-efficiency high-power-density 1MHz LLC converter with GaN devices and integrated transformer. In Proceedings of the 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 4–8 March 2018; pp. 791–796. [\[Google Scholar\]](#)
24. Demumieux, P.; Avino-Salvado, O.; Buttay, C.; Martin, C.; Sixdenier, F.; Joubert, C.; Magambo, J.S.N.T.; Löher, T. Design of a Low-Capacitance Planar Transformer for a 4 kW/500 kHz DAB Converter. In Proceedings of the 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 17–21 March 2019; pp. 2659–2666. [\[Google Scholar\]](#)
25. Everts, J.; Krismer, F.; Van den Keybus, J.; Driesen, J.; Kolar, J.W. Optimal ZVS modulation of single-phase single-stage bidirectional DAB AC–DC converters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2013**, *29*, 3954–3970. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#) [\[Green Version\]](#)
26. Dang, Y.; Zhu, L.; Liu, J.; Zhan, C.; Long, L.; Ji, S. Module Integral Method for the Calculation of Frequency-Dependent Leakage Inductance of High-Frequency Transformers. *IEEE Trans. Power Electron.* **2022**, *37*, 7028–7038. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
27. Ouyang, Z.; Thomsen, O.C.; Andersen, M.A. The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer. In Proceedings of the 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, Taiwan, 2–5 November 2009; pp. 1143–1148. [\[Google Scholar\]](#)
28. Ouyang, Z. Advances in Planar and Integrated Magnetics. Ph.D. Thesis, Technical University of Denmark (DTU), Lyngby, Denmark, 2011. [\[Google Scholar\]](#)
29. Carsten, B. The low leakage inductance of planar transformers; fact or myth? In Proceedings of the APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181), Anaheim, CA, USA, 4–8 March 2001; Volume 2, pp. 1184–1188. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
30. Ouyang, Z.; Hurley, W.G.; Andersen, M.A. Improved Analysis and Modeling of Leakage Inductance for Planar Transformers. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2018**, *7*, 2225–2231. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#) [\[Green Version\]](#)
31. Choi, J.M.; Byen, B.J.; Lee, Y.J.; Han, D.H.; Kho, H.S.; Choe, G.H. Design of leakage inductance in resonant dc-dc converter for electric vehicle charger. *IEEE Trans. Magn.* **2012**, *48*, 4417–4420. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
32. Biela, J.; Kolar, J.W. Electromagnetic integration of high power resonant circuits comprising high leakage inductance transformers. In Proceedings of the 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551), Aachen, Germany, 20–25 June 2004; Volume 6, pp. 4537–4545. [\[Google Scholar\]](#)
33. Huang, D.; Ji, S.; Lee, F.C. LLC resonant converter with matrix transformer. *IEEE Trans. Power Electron.* **2013**, *29*, 4339–4347. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
34. Xu, X.; Khambadkone, A.M.; Leong, T.M.; Oruganti, R. A 1-MHz zero-voltage-switching asymmetrical half-bridge DC/DC converter: Analysis and design. *IEEE Trans. Power Electron.* **2006**, *21*, 105–113. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
35. Jung, J.H. Bifilar winding of a center-tapped transformer including integrated resonant inductance for LLC resonant converters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2012**, *28*, 615–620. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
36. Dowell, P. Effects of eddy currents in transformer windings. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*; IET: Stevenage, UK, 1966; Volume 113, pp. 1387–1394. [\[Google Scholar\]](#)

37. Hurley, W.G.; Duffy, M.C. Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures. *IEEE Trans. Magn.* **1995**, *31*, 2416–2422. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
38. Ouyang, Z.; Zhang, J.; Hurley, W.G. Calculation of leakage inductance for high-frequency transformers. *IEEE Trans. Power Electron.* **2014**, *30*, 5769–5775. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
39. Djuric, S.; Stojanovic, G.; Damjanovic, M.; Radovanovic, M.; Laboure, E. Design, Modeling, and Analysis of a Compact Planar Transformer. *IEEE Trans. Magn.* **2012**, *48*, 4135–4138. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
40. Aime, J.; Cogitore, B.; Meunier, G.; Clavel, E.; Maréchal, Y. Numerical Methods for Eddy Currents Modeling of Planar Transformers. *IEEE Trans. Magn.* **2011**, *47*, 1014–1017. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
41. Taylor, L.; Margueron, X.; Le Menach, Y.; Le Moigne, P. Numerical modelling of PCB planar inductors: Impact of 3D modelling on high-frequency copper loss evaluation. *IET Power Electron.* **2017**, *10*, 1966–1974. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
42. Cove, S.R.; Ordonez, M.; Luchino, F.; Quaiacoe, J.E. Applying Response Surface Methodology to Small Planar Transformer Winding Design. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2013**, *60*, 483–493. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
43. Deng, J.; Li, W.; Nguyen, T.D.; Li, S.; Mi, C.C. Compact and Efficient Bipolar Coupler for Wireless Power Chargers: Design and Analysis. *IEEE Trans. Power Electron.* **2015**, *30*, 6130–6140. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
44. Zhang, J.; Ouyang, Z.; Duffy, M.C.; Andersen, M.A.E.; Hurley, W.G. Leakage Inductance Calculation for Planar Transformers With a Magnetic Shunt. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2014**, *50*, 4107–4112. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)] [[Green Version](#)]
45. Zhang, X.; Ho, S.L.; Fu, W.N. Quantitative Analysis of a Wireless Power Transfer Cell With Planar Spiral Structures. *IEEE Trans. Magn.* **2011**, *47*, 3200–3203. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
46. Wrobel, R.; McNeill, N.; Mellor, P.H. Performance Analysis and Thermal Modeling of a High-Energy-Density Prebiased Inductor. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2010**, *57*, 201–208. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
47. Mu, M.; Zheng, F.; Li, Q.; Lee, F.C. Finite Element Analysis of Inductor Core Loss Under DC Bias Conditions. *IEEE Trans. Power Electron.* **2013**, *28*, 4414–4421. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
48. Jurković, Z.; Jurišić, B.; Župan, T. Fast Hybrid Approach for Calculation of Losses in Outer Packages of Transformer Core Due to Perpendicular Stray Flux. *IEEE Trans. Magn.* **2021**, *57*, 8401504. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
49. Kolahian, P.; Tazehkand, M.Z.; Baghdadi, M. Design and Assessment of Track Structures in High-Frequency Planar Inductors. *TechRxiv*, 2022; preprint. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
50. Ouyang, Z.; Thomsen, O.C.; Andersen, M.A.E. Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC–DC Converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2012**, *59*, 2800–2810. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
51. Zhao, B.; Wang, G.; Hurley, W.G.; Ouyang, Z. An interleaved structure for a high-voltage planar transformer for a Travelling-Wave Tube. In Proceedings of the 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, China, 22–26 May 2016; pp. 3695–3701. [[Google Scholar](#)]
52. Zhao, B.; Ouyang, Z.; Duffy, M.C.; Andersen, M.A.; Hurley, W.G. An improved partially interleaved transformer structure for high-voltage high-frequency multiple-output applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2018**, *66*, 2691–2702. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)] [[Green Version](#)]
53. Saket, M.A.; Ordonez, M.; Craciun, M.; Botting, C. Improving planar transformers for LLC resonant converters: Paired layers interleaving. *IEEE Trans. Power Electron.* **2019**, *34*, 11813–11832. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
54. Hsu, H.M.; Tseng, C.W. Design of on-chip transformer with various coil widths to achieve minimal metal resistance. *IEEE Electron Device Lett.* **2007**, *28*, 1029–1032. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
55. Huang, X.; Ngo, K.; Bloom, G. Design techniques for planar windings with low resistances. In Proceedings of the 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC'95, Dallas, TX, USA, 5–9 March 1995; Volume 2, pp. 533–539. [[Google Scholar](#)]
56. Cove, S.R.; Ordonez, M. Low-capacitance planar spiral windings employing inverse track-width-ratio. In Proceedings of the 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, USA, 18–22 September 2016; pp. 1–6. [[Google Scholar](#)]
57. Chen, Q.; Wang, J.; Zhang, X.; Fan, F.; Chen, W. Winding Layout Analysis of Planar Spiral Coils and Its

- Optimization in WPT System. In Proceedings of the 2021 IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium (PEAS), Shanghai, China, 13–15 November 2021; pp. 1–5. [\[Google Scholar\]](#)
- 58.Cove, S.R. Coreless Planar Magnetic Winding Structures for Power Converters: Track-Width-Ratio. Ph.D. Thesis, University of British Columbia, Vancouver, BC, Canada, 2016. [\[Google Scholar\]](#)
- 59.Su, Y.; Liu, X.; Lee, C.K.; Hui, S. On the relationship of quality factor and hollow winding structure of coreless printed spiral winding (CPSW) inductor. *IEEE Trans. Power Electron.* **2011**, *27*, 3050–3056. [\[Google Scholar\]](#)
- 60.de Rooij, M.; Strydom, J.; van Wyk, J. Planar Litz-A Method to Reduce High Frequency Conduction Losses in Integrated Components. In Proceedings of the CPES Annual Seminar, Blacksburg, VA, USA, 11–13 April 2003. [\[Google Scholar\]](#)
- 61.Acero, J.; Hernández, P.J.; Burdío, J.M.; Alonso, R.; Barragdan, L. Simple resistance calculation in litz-wire planar windings for induction cooking appliances. *IEEE Trans. Magn.* **2005**, *41*, 1280–1288. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
- 62.Wang, S.; De Rooij, M.A.; Odendaal, W.G.; Van Wyk, J.D.; Boroyevich, D. Reduction of high-frequency conduction losses using a planar litz structure. *IEEE Trans. Power Electron.* **2005**, *20*, 261–267. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
- 63.Zhang, R.; Zhang, D.; Dutta, R. Study on PCB Based Litz Wire Applications for Air-Core Inductor and Planar Transformer. In Proceedings of the 2019 9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES), Perth, WA, Australia, 10–12 December 2019; pp. 1–6. [\[Google Scholar\]](#)
- 64.Lope, I.; Acero, J.; Burdío, J.M.; Carretero, C.; Alonso, R. Design and implementation of PCB inductors with litz-wire structure for conventional-size large-signal domestic induction heating applications. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2014**, *51*, 2434–2442. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
- 65.Nan, X.; Sullivan, C.R. An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors. In Proceedings of the IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, PESC'03, Acapulco, Mexico, 15–19 June 2003; Volume 2, pp. 853–860. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
- 66.Ferreira, J.A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components. *IEEE Trans. Power Electron.* **1994**, *9*, 127–131. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
- 67.Grimm, F.; Kolahian, P.; Wood, J.; Bucknall, R.; Baghdadi, M. An Isolated Gate Driver for Multi-Active Bridges with Soft Switching. *arXiv* **2022**, arXiv:2204.01547. [\[Google Scholar\]](#)
- 68.Hsu, H.M. Analytical formula for inductance of metal of various widths in spiral inductors. *IEEE Trans. Electron Devices* **2004**, *51*, 1343–1346. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)
- 69.Lopez-Villegas, J.M.; Samitier, J.; Cané, C.; Losantos, P.; Bausells, J. Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2000**, *48*, 76–83. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#) [\[Green Version\]](#)
- 70.LaDou, J. Printed circuit board industry. *Int. J. Hyg. Environ. Health* **2006**, *209*, 211–219. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#) [\[PubMed\]](#)
- 71.O'Donoghue, K.; Cantillon-Murphy, P. Planar magnetic shielding for use with electromagnetic tracking systems. *IEEE Trans. Magn.* **2014**, *51*, 8500112. [\[Google Scholar\]](#) [\[CrossRef\]](#)