Обзор конструктивных решений для повышения эффективности планарных трансформаторов. Часть 1. Моделирование паразитных элементов схемы

Пуйя КОЛАЙЕН (Pouya KOLAHIAN),
Фердинанд ГРИММ (Ferdinand GRIMM),
Мехди БАГДАДИ (Mehdi BAGHDADI)
Перевод и адаптация: Алексей МОИСЕЕНКО

Как известно, традиционные магнитные компоненты с проволочной намоткой не подходят для применения в высокоэффективных и компактных силовых преобразователях, работающих на высоких частотах. В этой статье рассматриваются планарные магнитные технологии, обсуждаются преимущества и недостатки их конструкции.
Кроме того, предлагаются модели для планарных моточных изделий, а также несколько методов преодоления таких ограничений как потери на проводимость в обмотке, индуктивность рассеяния и межобмоточная емкость

Введение

Преобразователи мощности с высокими плотностью и эффективностью стали популярными в широком ряду промышленных применений, включая телекоммуникации, автомобилестроение, авиакосмическую промышленность и обработку данных. При необходимости обеспечить высокую энергетическую плотность неизбежно возникает потребность в использовании импульсных преобразователей. В состав импульсного преобразователя входят полупроводниковые приборы, моточные изделия и конденсаторы. Размеры всех этих элементов должны быть оптимизированы для обеспечения минимально возможного объема системы [1].

Магнитные компоненты, к которым относятся дроссели и трансформаторы, являются важными элементами каждого преобразователя. Несмотря на наличие других элементов, единственным решением для уменьшения размеров этих элементов является увеличение частоты переключения [2]. Благодаря появлению в последнее десятилетие силовых компонентов на основе полупроводников с широкой запрещенной зоной (wide-bandgap, WBG) появилась возможность использовать более высокие частоты. Для этого требуются более совершенные конструкции магнитных компонентов, используемых в высокочастотной коммутации, и устройства с меньшими габаритами.

По своим геометрическим свойствам магнитные устройства можно разделить на два класса: с проволочной и планарной обмотками. Магнитные устройства с проволочной обмоткой отличаются от планарных магнитных устройств, прежде всего, структурой сердечника и способами намотки [3]. Магнитные компоненты с проволочной обмоткой наматываются круглыми проводами, тогда как в планарных магнитных компонентах используется тонкая медная фольга, из которой изготавливаются плоские проводники на печатных платах (ПП) или на выводных рамках (lead frames). Использование печатных плат и выводных рамок обеспечивает надежную повторяемость при изготовлении магнитных компонентов.

В системах высокочастотного преобразования энергии все чаще применяются плоские магнитные устройства для замены традиционных трансформаторов и катушек индуктивности. К основным характеристикам, которые делают плоские магнитные компоненты особенно привлекательными [4] для промышленного применения, относятся:

- низкие профили;
- эффективное рассеивание тепла;
- простота изготовления;
- повторяемость;
- модульность;
- упрощенное выполнение чередования обмоток;
- предсказуемые паразитные параметры.

В отличие от магнитных компонентов с проволочной обмоткой, плоские компоненты имеют некоторые ограничения, среди которых – большая межобмоточная емкость [5]. Однако существуют методы преодоления этих ограничений. По сравнению с традиционными трансформаторами, планарные магнитные устройства становятся все более предпочтительным выбором благодаря превосходным характеристикам на более высоких частотах работы преобразователей напряжения.

Для объяснения физических явлений в планарных магнитных компонентах необходим системный подход и моделирование [6]. Обзор плоских магнитных компонентов представлен ниже. В этой части мы рассмотрим эквивалентные схемы, моделирование паразитной емкости и индуктивности рассеяния. В следующей части этой статьи обсуждаются структуры, используемые для оптимизации и устранения паразитных элементов, связанных с плоскими магнитными компонентами.

Определение характеристик плоских магнитных компонентов

Для моделирования плоских магнитных компонентов применяется эквивалентная схема, позволяющая выполнить математический анализ с сохранением всех их электрических характеристик.

Эти модели выражаются различными комбинациями паразитных составляющих, а аналитические результаты можно перепроверить методом конечных элементов (МКЭ).

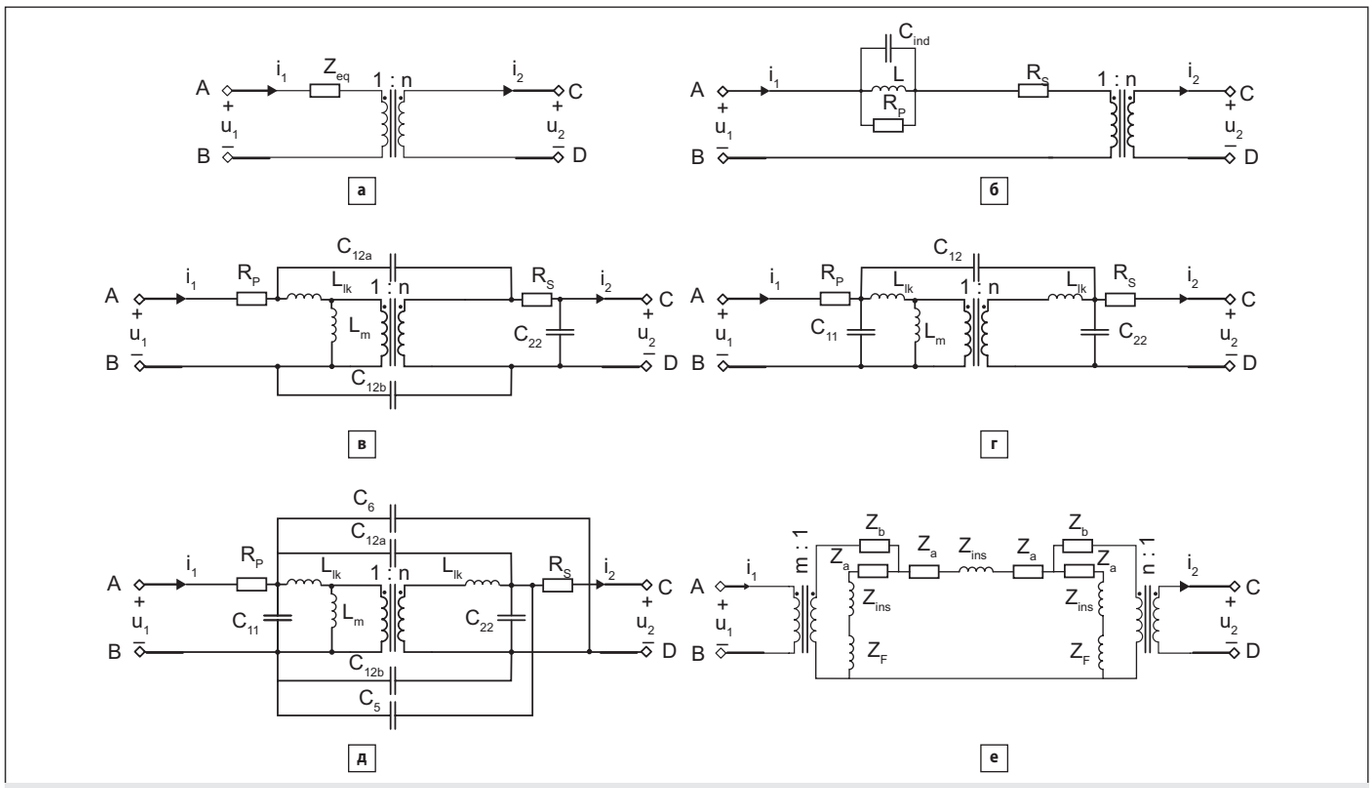


Рис. 1. Варианты эквивалентных схем трансформатора. Модель: а) с одним сопротивлением переменного тока; б) из [7]; в) из [8]; г) с сосредоточенными параметрами [9]; д) с шестью конденсаторами [10]; е) с сосредоточенными параметрами [11]

Эквивалентные схемы планарных трансформаторов

Для описания магнетизма в планарных структурах обмоток было использовано несколько эквивалентных схем [7–15]. В самом простом представлении используется только один импеданс, как показано на рис. 1а. В [7] предлагается более подробная модель (рис. 1б), которая состоит из двух резисторов, одной индуктивности и одной емкости. Параметры для этой модели вычислены на основе серии измерений, описанных в [7]. Авторы [7], используя сравнение с МКЭ и результатами эксперимента, показывают, что модель достоверно описывает общую емкость трансформатора, особенно в случае большего числа внутренних слоев в печатной плате.

В [8] рассматривается эквивалентная схема с двумя межобмоточными емкостями и одной внутриобмоточной емкостью (рис. 1в). Кроме того, в модели используются сопротивления и индуктивности обмоток, а также индуктивность намагничивания. Утверждается, что эта модель особенно точна, если обмотки трансформатора обладают сильной магнитной связью [8]. Для получения характеристик этой модели требуется меньше измерений в сравнении с традиционной моделью с шестью конденсаторами. Используя экспериментальную оценку, было показано, что эта модель описывает поведение схемы в широком диапазоне частот. Однако ее эффективность прогнозирования снижается, если рабочая частота становится слишком высокой.

Модель с тремя паразитными емкостями, которая показана на рис. 1г, была предложена в [9]. В целом, эта модель также обеспечивает хорошую точность для исследуемого диапазона рабочих частот.

Эквивалентная схема с шестью паразитными емкостями была предложена в [10] (рис. 1д). В этой модели – шесть паразитных емкостей для описания ее динамического поведения. Хотя модель с шестью конденсаторами обеспечивает более точные результаты по сравнению с предыдущими вариантами, ей требуется большее количество тестов и у нее более высокий динамический порядок, что затрудняет моделирование.

Другой подход к моделированию был предложен в [11–15]: в отличие от предыдущих вариантов, модель схемы была получена путем аппроксимации электромагнитных явлений внутри трансформатора одномерной стоячей волной и решения уравнений Максвелла для этого случая. Результирующая эквивалентная схема показана на рис. 1е. Поскольку она состоит из ряда нелинейных импедансов, ею трудно управлять. Кроме того, в этой модели нет паразитных емкостей. Эксперимент с использованием предложенной модели показал ее хорошую эффективность. У каждого импеданса в этой схеме имеется прямая физическая интерпретация. Параметры модели схемы можно получить из спецификации трансформатора с помощью подхода с одномерным распространением волн [11].

Паразитная емкость

В эквивалентных схемах для планарных магнитных элементов имеется множество емкостей. Их поведение должно быть тщательно изучено. Сначала мы рассмотрим паразитные емкости разных типов в плоских обмотках, места и механизмы их появления.

Как известно, конденсатор можно определить как любую пару проводящих объектов, связанных вместе электрическим полем. Таким образом, многочисленные емкости планарной обмотки образованы емкостями между различными частями обмотки, а также между обмоткой и окружающей средой. Эти емкости называются паразитными и должны быть тщательно учтены на стадии проектирования. На более высоких частотах конденсатор ведет себя в большей мере как резистор, находящийся на грани короткого замыкания. Таким образом, паразитная емкость представляет собой реальную проблему на высоких частотах, в то время как на более низких частотах она не оказывает существенного влияния [16]. Из рис. 2 видно, что паразитные емкости могут проявляться в трансформаторе между:

- первичной и вторичной обмотками ($C_{P–S}$);
- первичной обмоткой и сердечником ($C_{P–C}$);
- вторичной обмоткой и сердечником ($C_{S–C}$);
- обмотками/сердечником и землей ($C_{C–G}$).

Распределение емкости в значительной мере зависит от геометрии и пространственного распределения [17].

Из-за существенного перекрытия проводников в разных слоях обмоток плоского трансформатора появляется большая паразитная

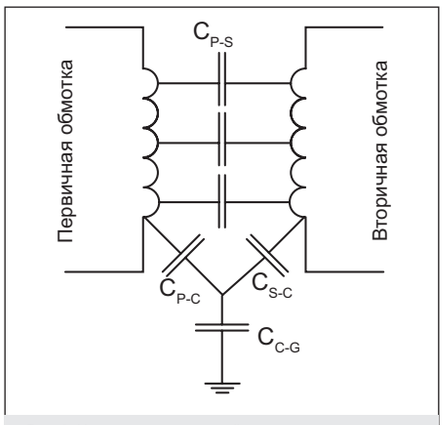


Рис. 2. Источники паразитной емкости в плоских трансформаторах

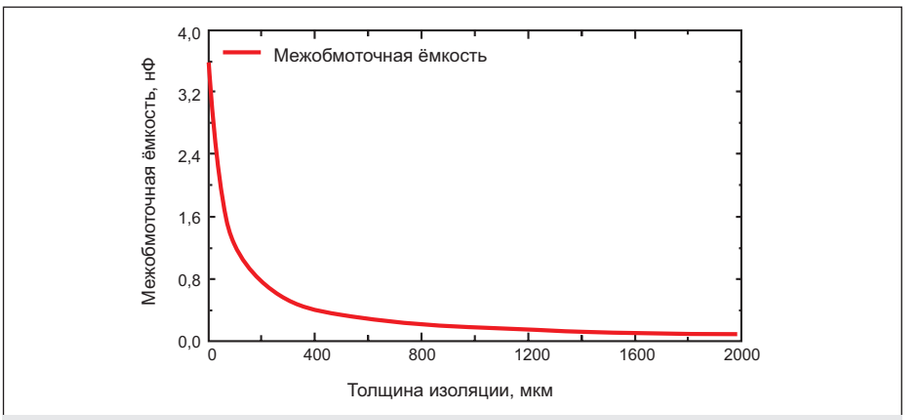


Рис. 3. . Гиперболическое изменение межобмоточной емкости в зависимости от толщины изоляции, доказывающее связь паразитных емкостей с геометрическими размерами обмотки [24]

емкость между слоями первичной и вторичной обмоток. На трансформатор также влияет нежелательная электростатическая связь между первичной и вторичной обмотками или между обмотками и сердечником, которая называется синфазным шумом. Паразитная емкость также возникает между сердечником и слоями обмоток, которые с ним соприкасаются. Поскольку напряжения перекрывающихся слоев быстро изменяются при высокочастотной коммутации, паразитные емкости имеют высокие значения dv/dt. Синфазный шум – результат этих колебательных токов, которые циркулируют по контуру на высоких частотах и вызывают электромагнитные помехи [18]. В [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 LLC-топологиях 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 (КУ) или модуляцию при высоких уровнях мощности и частотах. Поскольку в топологиях на основе двойного активного моста (DAB) эффект паразитных помех в переключателях усиливается, эффективность преобразователя может снизиться [24].

При работе на высокой частоте паразитная емкость в трансформаторах и дросселях вызывает проблемы из-за того, что она оказывает значительное влияние на импеданс. Таким образом, рабочая частота этих магнитных компонентов становится ограниченной [24]. Электромагнитные помехи и снижение КПД также обусловлены большими бросками тока при включении и высокочастотными колебаниями в цепи [5]. Кроме того, необходимо задать разумную величину коммутационного тока в интервале мертвого времени, чтобы обеспечить переключение MOSFET при нулевом напряжении [25]. Поскольку паразитные емкости вызывают высокочастотные колебания тока, понимание причин возникновения этих колебаний требуется для минимизации паразитных эффектов в устройствах. Модель паразитной емкости для плоских магнитных компонентов позволяет учесть эти эффекты.

В [24] приводятся рекомендации по определению допустимых значений паразитных емкостей в трансформаторах, которые соответствуют плавному переключению преобразователя. Рассматриваются два примера, иллюстрирующие влияние геометрии обмоток на параметры трансформатора. В первом из них использовалась печатная плата с минимально возможной толщиной, а во втором менялась высота выводов. Для уменьшения потерь индуктивности обоих трансформаторов были сведены к минимуму за счет чередования обмоток. Слои были расположены параллельно виткам первичной обмотки по всей ее длине, чтобы уменьшить плотность тока. Первый трансформатор был разработан для ограничения потерь в сердечнике и обмотке без учета ограничения емкости между витками. Вторая конфигурация была создана для оптимизации компромисса между потерями трансформатора и межвитковой емкостью.

Паразитные емкости в трансформаторах с чередующимися первичной/вторичной обмотками и большими медными проводниками можно оценить с помощью классического уравнения для плоского конденсатора [24]:

$$C_p = \frac{N_{face}\varepsilon_0\varepsilon_r S_{face}}{e_{FR4}}, \quad (1)$$

где N_{face} – количество параллельных поверхностей; S_{face} – площадь каждой поверхности; e_{FR4} – толщина изоляции; ε_0 – диэлектрическая постоянная; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость.

Кроме того, была создана электростатическая модель МКЭ для оценки паразитной емкости двухвиткового трансформатора, которая подтверждает величину C_p. Емкость между обмотками гиперболически возрастает с уменьшением толщины изоляции [24], как показано на рис. 3.

Индуктивность рассеяния

В этом разделе мы обсудим механизмы и места появления индуктивности рассеяния в плоских магнитных компонентах, а также формулы для ее оценки. Наконец, мы рассмотрим индуктивность рассеяния в зависимости от расстояния между слоями и сердечником.

Индуктивность рассеяния, появляющаяся в результате несовершенного магнитного соединения обмоток в схемной модели высокочастотного трансформатора, представляет собой индуктивный элемент [26], как видно из рис. 4. В [27] подробно обсуждается индуктивность рассеяния трансформаторов. Запасенная в индуктивности рассеяния энергия приводит к образованию скачков напряжения в ключах, что снижает эффективность и увеличивает потери в этих ключах [28]. Энергия в конструкции с низким уровнем рассеяния накапливается, главным образом, в обмотках и промежутках между ними. По сути, количество запасенной энергии в индуктивности рассеяния не зависит от геометрии сердечника и, в основном, определяется геометрией самих обмоток. Однако определенная геометрия сердечников может повлиять на геометрию обмоток и, таким образом, на индуктивность рассеяния.

Вопреки распространенному мнению, индуктивность рассеяния планарного трансформатора выше, чем у обычного трансформатора, что является неотъемлемым свойством [29]. Сравнение индуктивностей рассеяния плоской и стандартной структур в [28] показало, что у первой из них этот показатель почти в два раза больше, чем у второй. Для корректности эксперимента поперечное сечение сердечника, его объем, количество витков и толщина проводников не изменялись.

С увеличением размеров сердечника разница в индуктивностях рассеяния между двумя структурами возрастает. Главным образом это обусловлено тем, что средняя длина витка плоских обмоток больше. В [29], где плоская структура сравнивается с другими структурами обмоток, делается вывод, что в силу своей специфики плоские струк-

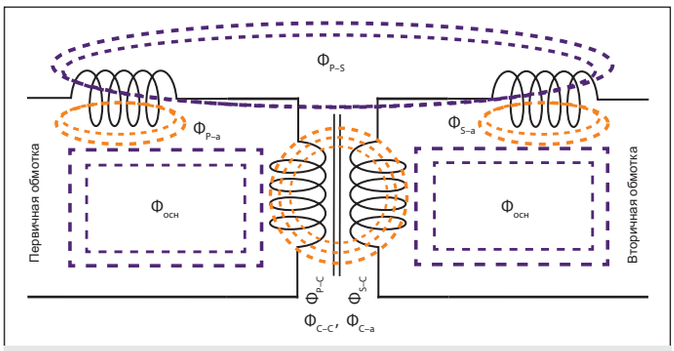


Рис. 4. Основной магнитный поток $\Phi_{осн}$ и магнитные потоки между: частями сердечника Φ_{C-C}, сердечником и воздухом Φ_{C-a}, первичной обмоткой и сердечником Φ_{P-C}, вторичной обмоткой и сердечником Φ_{S-C}, первичной обмоткой и воздухом Φ_{P-a}, вторичной обмоткой и воздухом Φ_{S-a}, первичной и вторичной обмотками Φ_{P-C}

туры не имеют низкой индуктивности рассеяния. Таким образом, следует рассматривать возможность использования других конструкций, например чередования, чтобы уменьшить индуктивность рассеяния.

Кроме того, плоская обмотка с более высоким отношением ширины проводника к его толщине, естественно, способствует появлению радиального эффекта, из-за которого уменьшается индуктивность рассеяния [30]. Существует необходимость в точном определении индуктивности рассеяния плоских трансформаторов, поскольку ширина обмотки в традиционном трансформаторе намного меньше ее высоты. Следовательно, для обеспечения максимальной эффективности требуется оптимизированная конструкция. В [31–35] анализируется индуктивность рассеяния в планарных трансформаторах LLC-преобразователей с хорошо подобранной резонансной частотой.

Цель исследований характеристик плоских трансформаторов заключалась в определении потерь в обмотках, в основном с помощью формулы Доуэлла [36]. Ее также можно использовать для измерения индуктивности рассеяния в стандартных трансформаторах. Соответственно, в [37] был предложен новый ряд формул для расчета собственной и взаимной индуктивностей плоской катушки на однородной ферромагнитной подложке. Заметим, что эти формулы не подходят для расчета обмоток печатных плат с сердечниками и предназначены для плоских обмоток с воздушным сердечником и толстопленочных трансформаторов.

Как уже упоминалось, распространенным заблуждением является то, что плоские трансформаторы по своей сути обладают низкой индуктивностью рассеяния в сравнении со стандартными аналогами. Поскольку средняя длина витка плоского трансформатора больше, чем у вертикальной конструкции [3], индуктивность рассеяния выше. Метод Доуэлла широко применялся для определения индуктивности рассеяния трансформаторов с проволочной обмоткой, тогда как погрешности расчета планарных трансформаторов с ее помощью были значительными. Перечислим основные причины этих ошибок.

1. При традиционном анализе учитывалась только индуктивность рассеяния на низкой частоте (не зависящая от частоты), тогда как высокочастотные вихревые токи игнорировались.
2. Изоляторы между слоями не фигурируют в традиционных аналитических выражениях из-за их небольшой толщины. Однако толщина меди, используемой в обмотке печатной платы (35–70 мкм) обычно намного меньше толщины ее диэлектрического слоя, которая обычно составляет 200 мкм. В результате аналитическая погрешность достигает примерно 30% или может оказаться даже больше этой величины [27] в зависимости от размеров компоновки.
3. Стандартные трансформаторы не подвергались воздействию радиального эффекта.

Токи, которые проходят вдоль внутреннего края плоских обмоток трансформатора, сосредотачиваются в направлении к центру проводников, что влияет на амплитуду магнитного поля, прилегающего к центру. В [30] предлагается новый аналитический метод для определения индуктивностей рассеяния в плоских трансформаторах, который сочетает в себе все три рассмотренных выше фактора, особенно с учетом радиальных эффектов. Такой подход разделяет эффект вихревых токов и радиальный эффект индуктивности рассеяния путем разложения магнитного потока рассеяния на продольное и поперечное поля. Благодаря предложенной формуле, учитывающей высокочастотные вихревые токовые эффекты и радиальные эффекты, можно точно определить индуктивность рассеяния в трансформаторах. Общая энергия рассеяния E_{total} учитывает накопленную энергию в каждом элементарном слое (2) [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; E_d – энергия, запасенная в слое диэлектрика. При одинаковой толщине слоя общую индуктивность рассеяния в каждом слое и определенном витке можно рассчитать следующим образом (3):

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

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

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

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

а 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; толщины первичной h_p и вторичной h_s обмоток равны друг другу; h_i – толщина диэлектрика; γ и μ_0 – постоянная распространения волны и магнитная проницаемость воздуха, соответственно.

В [30] сравниваются значения индуктивности рассеяния, полученные методом расчета Доуэлла [36] и расчета в [38]. Наряду с предлагаемым расчетом в [30] рассматривается моделирование МКЭ и результаты экспериментальных измерений. В упомянутых работах радиальным эффектом пренебрегали, что привело к завышению значения 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 слоями l_b показана на рис. 5. Изменяя величину зазора l_g, можно регулировать индуктивность намагничивания трансформатора. В этом методе используются две отдельные платы для первичной и вторичной обмоток, что обеспечивает дополнительную степень свободы в выборе l_b. Таким образом, l_b можно регулировать так, чтобы обеспечить точные значения индуктивности рассеяния, что является ключевым критерием проектирования резонансных преобразователей. Необходимо точно рассчитать длину воздушного зазора, чтобы получить корректные значения параметров трансформатора. Длина воздушного зазора рассчитывается следующим образом (7) [1]:

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

где N – количество витков первичной обмотки; L_m – индуктивность намагничивания; l_e и A_e – эффективная длина и площадь сердечника,

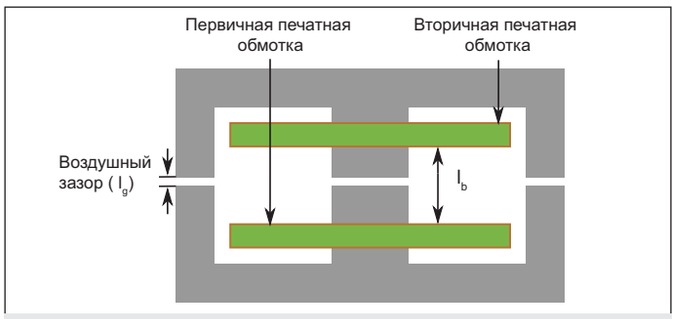


Рис. 5. Конструкция плоского трансформатора с регулируемой индуктивностью рассеяния и индуктивностью намагничивания [1]

соответственно; μ_0 и μ_r – воздушная и относительная магнитные проницаемости.

Установив параметры трансформатора, можно определить индуктивность рассеяния путем регулировки l_b. Чтобы рассчитать l_b, следует учесть длину вывода сердечника, воздушный зазор и толщину платы.

Анализ методом конечных элементов

Для моделирования параметров плоских трансформаторов использовалось несколько подходов. Для электромагнитного анализа были рассчитаны цифровые модели методом конечных элементов [11, 39–48]. Полученные модели обеспечивают точные результаты в сравнении с экспериментальными данными в [39, 47] и детально описывают распределение магнитных полей, создаваемых трансформатором. МКЭ позволяет также получить параметры, которые используются в описанных выше схемных моделях. Таким образом, можно определить индуктивность рассеяния [44] или всю матрицу импеданса [45] планарного трансформатора. Благодаря квазидвумерной структуре модель можно свести к двумерной, сократив объем вычислений [40]. Более того, можно определить набор моделей МКЭ для изменения параметров, чтобы использовать в качестве основы для проектирования и оптимизации трансформатора [42–43]. Можно распространить МКЭ на другие физические области, чтобы получить более точную картину. В [46] авторы построили численную тепловую модель плоского трансформатора методом конечных элементов. Если же требуется установить характеристики трансформатора с сердечником, в расчете МКЭ используется сердечник. Этот элемент можно моделировать в виде однородной среды, а эффекты неоднородностей слоистой структуры учитывать с помощью анизотропной проницаемости [48].

Более того, было показано, что пренебрежение любыми зажимами для сердечников существенно не уменьшает точности моделировании. Несмотря на то, что МКЭ является отличным средством, в некоторых случаях, например при использовании литцендрата, требуется 3D-модель, поскольку 2D-моделирование не обеспечивает точных результатов. Трехмерный анализ плоского магнитного устройства со структурой литцендрата требует сравнительно большей вычислительной мощности и времени моделирования, а также более точного геометрического представления структуры литцендрата [49].

Часть 2 этой статьи см. в следующем номере журнала.

Литература

1. Shen Z., Wang H., Shen Y., Qin Z., Blaabjerg F. An Improved Stray Capacitance Model for Inductors. IEEE Trans. Power Electron. 2019. 34.
2. Besri A., Chazal, H., Keradec, J.P. Capacitive Behaviour 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.
3. Lu, H. Y., Zhu, J.G., Hui, S.R. Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers. IEEE Trans. Power Electron. 2003. 18.
4. 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.
5. Chen, M., Araghchini, M., Afridi, K. K., Lang, J.H., Sullivan, C. R., Perreault, D. J. A Systematic Approach to Modelling Impedances and Current Distribution in Planar Magnetics. IEEE Trans. Power Electron. 2016. 31.
6. Tria, L. A. R., Zhang, D., Fletcher, J. E. High-Frequency Planar Transformer Parameter Estimation. IEEE Trans. Magn. 2015. 51. 8402604.
7. 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.
8. 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.
9. 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.
10. Hutchinson, P., Chaniotakis, P. Introduction to Electronics, Signals, and Measurement, Massachusetts Institute of Technology: Cambridge. MA. USA. 2004.
11. Ghahfarokhi, N. S. Minimising Capacitive Couplings and Distributing Copper Losses in Planar Magnetic Elements. Ph. D. Thesis, Queensland University of Technology. Brisbane. Australia. 2010.
12. Chu, Y., Wang, S. A Generalized Common-Mode Current Cancelation Approach for Power Converters. IEEE Trans. Ind. Electron. 2015. 62.
13. 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 Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference. Hong Kong. China. 2–6 October 2005. Volume 3.
14. 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.
15. 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. Electrif. 2017. 3.
16. 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.
17. 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.
18. 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.
19. Saket, M. A., Shafiei, N., Ordonez, M. LLC Converters with Planar Transformers: Issues and Mitigation. IEEE Trans. Power Electron. 2017. 32.
20. 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.
21. 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.
22. 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.
23. Ouyang, Z. Advances in Planar and Integrated Magnetics. Ph. D. Thesis. Technical University of Denmark (DTU). Lyngby. Denmark. 2011.
24. 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.

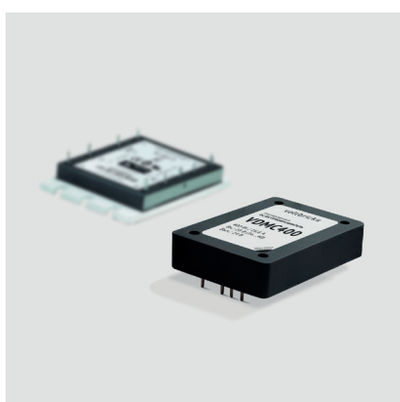
25. Ouyang, Z., Hurley, W. G., Andersen, M. A. Improved Analysis and Modelling of Leakage Inductance for Planar Transformers. IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron. 2018. 7.
26. Choi, J. M., Byen, B J., Lee, Y. J., Han, D. H., Kho, H. S., Choe, G. H. Design of Leakage Inductance in Resonant DC-DC Converter for Electric Vehicle Charger. IEEE Trans. Magn. 2012. 48.
27. 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.
28. Huang, D., Ji, S., Lee, F. C. LLC Resonant Converter with Matrix Transformer. IEEE Trans. Power Electron. 2013. 29.
29. 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.
30. Jung, J. H. Bifilar Winding of a Center-Tapped Transformer Including Integrated Resonant Inductance for LLC Resonant Converters. IEEE Trans. Power Electron. 2012. 28.
31. Dowell, P. Effects of Eddy Currents in Transformer Windings. In Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. IET: Stevenage. UK. 1966. Volume 113.
32. Hurley, W.G., Duffy, M.C. Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Magnetic Structures. IEEE Trans. Magn. 1995. 31.
33. Ouyang, Z., Andersen, M. A. E. Overview of Planar Magnetic Technology – Fundamental Properties. IEEE Trans. Power Electron. 2014. 29.
34. Ouyang, Z., Zhang, J., Hurley, W. G. Calculation of Leakage Inductance for High-Frequency Transformers. IEEE Trans. Power Electron. 2014. 30.
35. 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.
36. Djuric, S., Stojanovic, G., Damnjanovic, M., Radovanovic, M., Laboure, E. Design, Modeling, and Analysis of a Compact Planar Transformer. IEEE Trans. Magn. 2012. 48.
37. Aime, J., Cogitore, B., Meunier, G., Clavel, E., Marйchal, Y. Numerical Methods for Eddy Currents Modeling of Planar Transformers. IEEE Trans. Magn. 2011. 47.
38. 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.
39. Cove, S. R., Ordonez, M., Luchino, F., Quaicoe, J. E. Applying Response Surface Methodology to Small Planar Transformer Winding Design. IEEE Trans. Ind. Electron. 2013. 60.
40. 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.
41. 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.
42. 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.
43. 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.
44. 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.
45. 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.
46. Kolahian, P., Tazehkand, M. Z., Baghdadi, M. Design and Assessment of Track Structures in High-Frequency Planar Inductors. TechRxiv. 2022.
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.
48. Jurkovi´c, Z., Juriši´c, 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.
49. Kolahian, P., Tazehkand, M.Z., Baghdadi, M. Design and Assessment of Track Structures in High-Frequency Planar Inductors TechRxiv 2022.

voltbricks

Российские разработки.
Российское производство.

сделано в России

Сделано в России | ПП РФ №719 | ЕРРП | РРПП



396005, Россия, Воронежская обл.,
д. Медовка, ул. Перспективная, д. 1, оф.94
+7 (473) 211-22-80
info@voltbricks.ru
voltbricks.ru

РЕКЛАМА