

Проектирование планарных силовых трансформаторов

В предыдущей статье были рассмотрены преимущества применения планарных трансформаторов в малогабаритных и мобильных устройствах. Также были приведены характеристики ферритовых сердечников, применяемых для конструирования планарных трансформаторов. В этой публикации предлагается методика расчета планарных трансформаторов для импульсных преобразователей прямого и обратного хода.

Сергей Шихов

support@npf-abris.ru

Введение

Планарные трансформаторы могут выполняться как навесные компоненты, в виде сборки однослойных печатных плат или небольшой многослойной платы, либо встраиваться в многослойную печатную плату источника питания.

Важными преимуществами планарных магнитных компонентов являются:

- очень малые размеры;
- великолепные температурные характеристики;
- малая индуктивность утечки;
- отличная повторяемость свойств.

Измерения рабочих параметров планарных трансформаторов с Ш-образными сердечниками и обмотками, выполненными на базе многослойной печатной платы, показывают, что тепловое сопротивление этих устройств значительно (до 50%) ниже по сравнению с обычными трансформатора-

ми с проволочной намоткой при том же эффективном объеме сердечника V_e . Это обусловлено более высоким отношением площади поверхности сердечника к его объему. Таким образом, имея повышенную охлаждающую способность, планарные трансформаторы способны справиться с большей плотностью проходной мощности, при этом удерживая рост температуры в допустимых пределах.

В настоящей статье описывается быстрый и простой метод проектирования планарных силовых трансформаторов, а также рассматриваются примеры устройств, разработанных с применением данного метода.



Рис. 1. Планарный трансформатор в разобранном виде

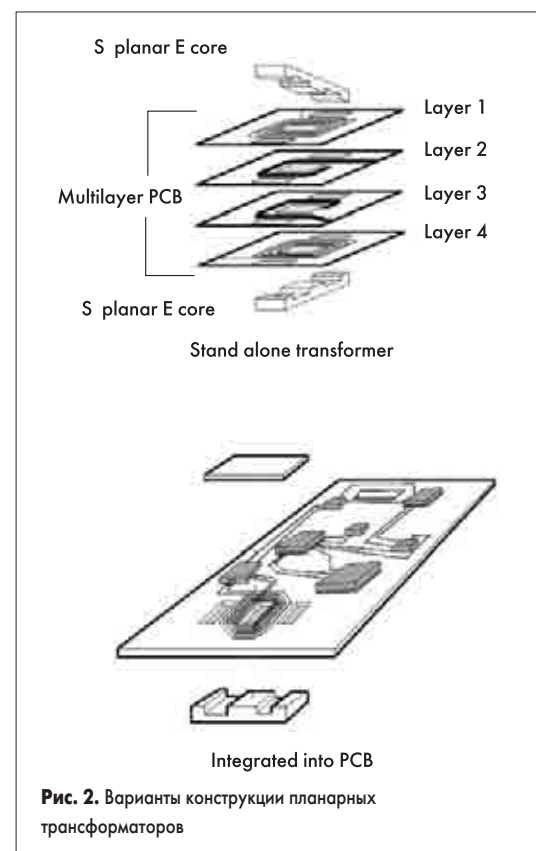


Рис. 2. Варианты конструкции планарных трансформаторов

Результаты тестирования в рабочем режиме показывают, что измеренный рост температуры хорошо согласуется с данными расчетов.

Процедура расчета

Определение максимальной магнитной индукции

Потери в сердечнике и медном проводнике при работе трансформатора приводят к росту температуры. Величина этого роста не должна превышать допустимого предела, чтобы избежать повреждения трансформатора или остальной цепи. При тепловом равновесии величина суммарных потерь в трансформаторе P_{trafo} связана с ростом температуры трансформатора ΔT соотношением, аналогичным закону Ома:

$$P_{trafo} = \frac{\Delta T}{R_T} \quad (1)$$

где R_T — это температурное сопротивление трансформатора. Фактически, P_{trafo} можно представить как охлаждающую способность трансформатора.

Можно установить эмпирическую формулу, напрямую связывающую значение теплового сопротивления трансформатора с эффективным магнитным объемом V_3 используемого ферритового сердечника [1]. Данная эмпирическая формула справедлива для трансформаторов с проволочной обмоткой, имеющих сердечники формы RM и ETD. Аналогичное соотношение найдено теперь и для планарных трансформаторов с Ш-образными сердечниками.

С помощью этого соотношения можно оценить рост температуры трансформатора как функцию магнитной индукции в сердечнике. По причине ограниченности доступного пространства намотки для планарных магнитных компонентов, рекомендуется использовать максимально возможные значения магнитной индукции.

Предположив, что половину суммарных потерь в трансформаторе составляют потери в сердечнике, можно выразить максимальную плотность потерь в сердечнике P_{core} как функцию допустимого роста температуры трансформатора следующим образом:

$$P_{core} = \frac{12 \times \Delta T}{\sqrt{V_3}} [MBm/cm^3] \quad (2)$$

Потери мощности в наших ферритах измерялись в зависимости от частоты (f , Гц), пиковой магнитной индукции (B , Тл) и температуры (T , °C). Плотность потерь в сердечнике можно приблизительно рассчитать по следующей формуле [2]:

$$P_{core} = C_m \times f^x \times B_{peak}^y \times (ct_0 - ct_1 T + ct_2 T^2) = C_m \times C_T \times f^x \times B_{peak}^y [MBm/cm^3] \quad (3)$$

Здесь C_m , x , y , ct_0 , ct_1 и ct_2 — это параметры, найденные путем аппроксимации эмпирической кривой потерь. Эти параметры специ-

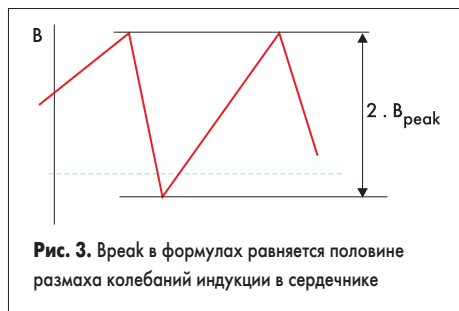


Рис. 3. B_peak в формулах равняется половине размаха колебаний индукции в сердечнике

фичны для конкретного материала. Размеры их выбраны так, что при температуре 100 °C значение C_T оказывается равным 1.

В таблице 1 приведены значения перечисленных выше параметров для нескольких марок мощных ферритов компании Ferroxcube. Максимально допустимое значение P_{core} вычисляется по формуле (2). Это значение затем подставляется в уравнение (3).

Теперь можно вычислить максимально допустимую магнитную индукцию B_{peak} , переписав уравнение (3) в следующем виде:

$$B_{peak} = \left[\frac{P_{core}}{C_m \times C_T \times f^x} \right]^{1/y} [Тл] \quad (4)$$

Примечание: максимально допустимое значение B можно найти и другим путем — написав компьютерную программу, вычисляющую потери мощности для произвольной формы сигнала по формуле (3) при заданных значениях параметров аппроксимации [3]. Преимущество этого подхода в том, что он позволяет рассчитывать потери с учетом реальной формы колебаний B , а также выбрать оптимальную марку феррита для конкретного случая.

Рекомендации по распределению витков в пространстве намотки

Определив максимально допустимую пиковую магнитную индукцию, можно рассчитать количество витков первичной и вторичной обмоток по известным формулам, включающим топологию преобразователя и тип трансформатора (например, обратного и прямого хода).

Необходимо принять решение о том, как будут распределены обмотки между имеющимися слоями. Токи, протекающие в дорожках, будут вызывать повышение температуры печатной платы. Из соображений распространения тепла рекомендуется распределять витки обмоток во внешних слоях симметрично по отношению к виткам обмоток во внутренних слоях.

С точки зрения магнетизма оптимальным вариантом было бы перемежать первичные и вторичные слои. Это уменьшит так называемый эффект близости (см. стр. 4). Однако малая высота обмотки в планарном исполнении и требуемое для конкретного приложения количество витков не всегда позволяют выбрать оптимальную конструкцию.

С точки зрения затрат рекомендуется выбирать печатные платы со стандартной толщиной слоя меди. Распространенные значения толщины, используемые производителями печатных плат — 35 и 70 мкм. От толщины слоев меди существенным образом зависит рост температуры в обмотке, индуцированный протекающими токами.

Стандарты безопасности, например стандарт МЭК 950, требуют расстояния 400 мкм в материале печатной платы (FR2 или FR4) для обеспечения развязки вторичной обмотки от сети питания. Если развязка от сети не требуется, достаточно расстояния в 200 мкм между слоями обмотки. Кроме того, необходимо еще учесть слой для трафарета — по 50 мкм с обеих сторон платы.

Ширина дорожек, формирующих обмотки, определяется исходя из величины тока и максимально допустимой плотности тока. Расстояние между витками зависит от возможностей и бюджета производства. Существует практическое правило: для дорожек толщиной 35 мкм ширина дорожек и расстояние между ними должны быть более 150 мкм, а для дорожек толщиной 70 мкм — более 200 мкм.

В зависимости от производственных возможностей изготовителя печатных плат, размеры могут быть и меньшими, но это, скорее всего, повлечет за собой значительный рост стоимости печатной платы.

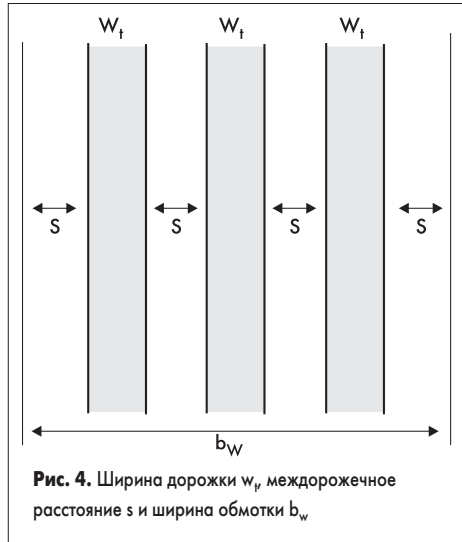
Количество витков в одном слое и расстояние между витками обозначаются соответственно N_l и s . Тогда при доступной ширине намотки b_w ширину дорожки w_l можно вычислить по следующей формуле (см. рис. 4):

$$w_l = \frac{[b_w - (N_l + 1) \times s]}{N_l} \quad (5)$$

Если требуется развязка от сети питания, ситуация несколько изменяется. Сердечник рассматривается как часть цепи первичной обмотки и должен быть отделен расстоянием в 400 мкм от вторичной цепи. Поэтому длина пути тока утечки между вторичными об-

Таблица 1. Параметры аппроксимации для вычисления плотности потерь в сердечнике

Марка феррита	f, кГц	C _m	x	y	ct ₂	ct ₁	ct ₀
3C30	20–100	7,13×10 ⁻³	1,42	3,02	3,65×10 ⁻⁴	6,65×10 ⁻²	4
	100–200	7,13×10 ⁻³	1,42	3,02	4×10 ⁻⁴	6,8×10 ⁻²	3,8
3C90	20–200	3,2×10 ⁻³	1,46	2,75	1,65×10 ⁻⁴	3,1×10 ⁻²	2,45
3C94	20–200	2,37×10 ⁻³	1,46	2,75	1,65×10 ⁻⁴	3,1×10 ⁻²	2,45
	200–400	2×10 ⁻⁹	2,6	2,75	1,65×10 ⁻⁴	3,1×10 ⁻²	2,45
3F3	100–300	0,25×10 ⁻³	1,63	2,45	0,79×10 ⁻⁴	1,05×10 ⁻²	1,26
	300–500	2×10 ⁻⁵	1,8	2,5	0,77×10 ⁻⁴	1,05×10 ⁻²	1,28
	500–1000	3,6×10 ⁻⁹	2,4	2,25	0,67×10 ⁻⁴	0,81×10 ⁻²	1,14
3F4	500–1000	12×10 ⁻⁴	1,75	2,9	0,95×10 ⁻⁴	1,1×10 ⁻²	1,15
	1000–3000	1,1×10 ⁻¹¹	2,8	2,4	0,34×10 ⁻⁴	0,01×10 ⁻²	0,67



мотками, близкими к левой и правой части сердечника, и самим сердечником должна составлять 400 мкм. В этом случае ширину дорожки следует вычислять по формуле (6), поскольку из доступной ширины обмотки необходимо вычесть 800 мкм:

$$w_t = \frac{[b_w - 0,8 - (N_l - 1) \times s]}{N_l} \quad (6)$$

В формулах (5) и (6) все размеры даны в мм.

Определение роста температуры печатной платы, вызванного протекающими токами

Последний шаг, который предстоит сделать — это определить рост температуры в медных дорожках, вызванный протекающими токами. Для этого необходимо вычислить эффективные (среднеквадратичные) значения токов, исходя из входных данных и желаемых выходных параметров. Метод расчета зависит от используемой топологии. В разделе примеров приведены расчеты для стандартной прямой и обратной технологии преобразователя. Пример связи между ростом температуры и эффективными значениями токов при разных площадях поперечного сечения проводников печатной платы показан на рис. 5. В случаях, когда имеется единственный проводник или когда индуктивности расположены не слишком близко, из этой диаграммы можно непосредственно определять ширину, толщину и площадь поперечного сечения проводника, а также максимально допустимые токи для различных заданных значений роста температуры.

Недостаток этого способа проектирования заключается в предположении, что тепло, выделяющееся в обмотке, вызывается протеканием постоянного тока, в то время как в реальности имеется переменный ток, вызывающий скин-эффект и эффект близости.

Скин-эффект обусловлен наличием в проводнике магнитного поля, создаваемого током, который протекает в самом этом проводнике. Быстрое изменение тока (при высокой частоте) наводит переменную индукцию, которая вызывает вихревые токи. Эти вихревые токи, которые вносят вклад в основной ток, имеют противоположное ему направле-

ние. Ток обращается в ноль в центре проводника и движется по направлению к поверхности. Плотность тока экспоненциально снижается от поверхности к центру.

Глубина поверхностного слоя δ — это расстояние от поверхности проводника в направлении его центра, на котором плотность тока уменьшается в e раз. Глубина поверхностного слоя зависит от таких свойств материала, как электропроводность и магнитная проницаемость, и она обратно пропорциональна квадратному корню из частоты. Для меди при температуре 60 °C глубина поверхностного слоя может быть приблизительно вычислена по следующей формуле:

$$\delta [\text{мкм}] = 2230 / (f [\text{кГц}])^{1/2}$$

Если берется проводник с толщиной w_t меньшей, чем 2δ , вклад этого эффекта будет ограничен. Это дает ширину дорожки меньше 200 мкм для частоты 500 кГц. Если при требуемом числе витков доступна большая ширина обмотки, наилучшим решением с точки зрения магнетизма будет разделить их на параллельные дорожки.

В реальных ситуациях в проводниках будут присутствовать вихревые токи, вызванные не только меняющимся магнитным полем собственного тока (скин-эффект), но и полями других проводников, расположенных поблизости. Этот эффект носит название *эффекта близости*. Если первичные и вторичные слои чередуются, влияние этого эффекта оказывается гораздо меньше. Дело в том, что токи в первичной и вторичной обмотках текут в противоположных направлениях, так что их магнитные поля взаимно уничтожаются. Тем не менее, соседние проводники одного слоя все же будут вносить некоторый вклад в эффект близости.

Эмпирические результаты

Измерения температуры в нескольких типах конструкций печатных плат при протекании в обмотках переменных токов показывают с приемлемой точностью, что на частотах до 1 МГц каждое увеличение частоты на 100 кГц дает повышение температуры печатной платы на 2 °C больше по сравнению со значениями, определенными для случая постоянных токов.

Цель состоит в том, чтобы спроектировать строчный трансформатор с параметрами, приведенными в таблице 2.

В качестве первого шага делается предположение, что при данной частоте можно взять большое значение пиковой магнитной индукции — 160 мТл. Позже мы проверим, возможно ли это при заданных значениях потерь в сердечнике и роста температуры.

Таблица 2. Расчет конструктивных параметров нескольких строчных трансформаторов

Сердечник	A_e , мм ²	V_e , мм ³	N_1	N_2	N_{IC}	G , мкм	Прочие рассчитанные параметры
E-PLT14	14,5	240	63	7,4	7,2	113	$L_{prim} = 638$ мкГн
E-E14	14,5	300	63	7,4	7,2	113	$I_p(\text{эфф.}) = 186$ мА
E-PLT18	39,5	800	23	2,7	2,6	41	$I_p(\text{эфф.}) = 1593$ мА
E-E18	39,5	960	23	2,7	2,6	41	
E-PLT22	78,5	2040	12	1,4	1,4	22	
E-E22	78,5	2550	12	1,4	1,4	22	

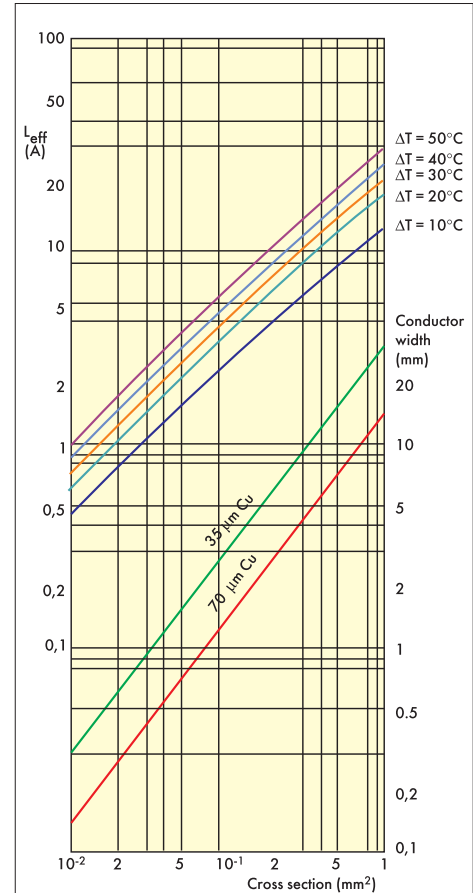


Рис. 5. Связь между током, размерами дорожек печатной платы и ростом температуры

Пример 1. Трансформатор обратного хода

Параметр	Обозначение	Значение
Минимальное входное напряжение	U_{min}	70 В
Выходное напряжение	U_o	8,2 В
Дополнительный выход первичной обмотки	U_{PIC}	8 В
Рабочий цикл первичной обмотки	δ_{prim}	0,48/0,5
Рабочий цикл вторичной обмотки	δ_{sec}	0,48/0,5
Частота переключения	f	≈ 120 кГц
Выходная мощность	P_{max}	8 Вт
Окружающая температура	T_{amb}	60 °C
Допустимый рост температуры	ΔT	35 °C

В таблице 2 указано рассчитанное количество витков для шести самых малоразмерных стандартных комбинаций планарных Ш-образных сердечников и пластин фирмы Ferroxcube. Кроме того, приведены значения собственной индуктивности первичной обмотки, ширины воздушного зазора и токов, рассчитанные по формулам из врезки 1.

Из таблицы 2 можно видеть, что требуемое число витков первичной обмотки для комплектов сердечников E-E14 и E-PLT14 оказывается слишком большим, чтобы об-

Врезка 1. Формулы, использованные для расчетов в примерах

Список используемых обозначений:

A_e — эффективная площадь поперечного сечения

B_{peak} — пиковая магнитная индукция

f — частота переключения

I_p (эфф.) — ток в первичной обмотке

I_o (эфф.) — ток во вторичной обмотке

I_{mag} — ток намагничивания (прямой трансформатор)

L_{prim} — собственная индуктивность первичной обмотки

l_e — эффективная длина пути

G — ширина воздушного зазора

N_1 — число витков первичной обмотки

N_2 — число витков вторичной обмотки

N_{IC} — число витков для напряжения IC

P_{max} — выходная мощность

U_{imin} — минимальное входное напряжение

U_o — выходное напряжение

U_{IC} — напряжение IC

δ — рабочий цикл (прямой трансформатор)

δ_{prim} — рабочий цикл первичной обмотки

δ_{sec} — рабочий цикл вторичной обмотки

μ_a — амплитудная магнитная проницаемость

μ_e — эффективная магнитная проницаемость

μ_0 — магнитная проницаемость свободного пространства

Формулы для расчета трансформаторов

обратного хода

$$N_1 = \frac{U_{imin} \times \delta_{prim}}{2 \times f \times B_{peak} \times A_e}$$

$$N_2 = \frac{N_1 \times U_o \times \delta_{sec}}{U_{imin} \times \delta_{prim}}$$

$$N_{IC} = \frac{U_{IC} \times N_1}{U_{imin}}$$

$$L_{prim} = \frac{(U_{imin} \times \delta_{prim})^2}{2 \times P_{max} \times f}$$

$$G = \frac{\mu_0 \times N_1^2 \times A_e}{L_{prim}}$$

$$I_o(\text{эфф.}) = \frac{P_{max}}{U_o} \times \sqrt{\frac{4}{3 \times \delta_{sec}}}$$

I_{mag} — неприменимо

$$I_p(\text{эфф.}) = \frac{U_{imin} \times \delta_{prim}}{f \times L_{prim}} \times \sqrt{\frac{\delta_{prim}}{3}}$$

Формулы для расчета трансформаторов прямого хода

$$N_1 = \frac{U_{imin} \times \delta}{2 \times f \times B_{peak} \times A_e}$$

$$N_2 = \frac{N_1 \times U_o}{U_{imin} \times \delta}$$

N_{IC} — неприменимо

$$L_{prim} = \frac{\mu_0 \times \mu_a \times N_1^2 \times A_e}{I_e}$$

G — неприменимо

$$I_o(\text{эфф.}) = \frac{P_{max}}{U_o} \times \sqrt{\delta}$$

$$I_{mag} = \frac{U_{imin} \times \delta}{f \times L_{prim}}$$

$$I_p(\text{эфф.}) = \frac{I_o(\text{эфф.})}{r} + \frac{I_{mag}}{2} \times \sqrt{\delta}$$

мотку можно было выполнить на базе многослойной печатной платы. Поэтому оптимальным вариантом выглядят комбинации сердечников E-E18 и E-PLT18. Округление результатов расчета N_1 , N_2 и N_{IC} дает числа 24, 3 и 3 соответственно.

Для определения потерь в случае однополярной треугольной волны индукции с частотой 120 кГц, пиковой индукцией 160 мТл и рабочей температурой 95 °С использовалась программа, основанная на выражении (3). Для мощных ферритов 3С30 и 3С90 ожидаемые потери в сердечнике равны соответственно 385 мВт/см³ и 430 мВт/см³.

Допустимая плотность потерь при $\Delta T = 35$ °С составляет 470 мВт/см³ для E-PLT18 и 429 мВт/см³ для E-E18 (из выражения (1)).

Вывод состоит в том, что ферриты 3С30 и 3С90 можно использовать в обеих комбинациях сердечников. Менее качественные ферриты с большими потерями мощности приведут к слишком большому росту температуры.

24 витка первичной обмотки можно распределить симметрично по 2 или 4 слоям. Доступная ширина обмотки для сердечников E-18 составляет 4,6 мм. Отсюда видно, что вариант с двумя слоями по 12 витков в каждом будет сложен в исполнении, а потому и дорог. Для этого потребуются использовать очень узкие дорожки с весьма малым шагом. Поэтому выбирается вариант с четырьмя слоями, по 6 витков в каждом. Меньшее количество слоев в многослойной печатной плате приведет к меньшей себестоимости. Поэтому мы предусмотрим еще 3 витка первичной обмотки (для напряжения IC) и 3 витка вторичной обмотки, и на каждую из них — один слой. Таким образом, можно построить конструкцию с шестью слоями, как показано в таблице 3.

Таблица 3. Пример конструкции трансформатора с шестью слоями

Слой	Число витков	35 мкм	70 мкм
трафарет		50 мкм	50 мкм
первичная	6	35 мкм	70 мкм
изоляция		200 мкм	200 мкм
первичная	6	35 мкм	70 мкм
изоляция		200 мкм	200 мкм
первичная IC	3	35 мкм	70 мкм
изоляция		400 мкм	400 мкм
вторичная	3	35 мкм	70 мкм
изоляция		400 мкм	400 мкм
первичная	6	35 мкм	70 мкм
изоляция		200 мкм	200 мкм
первичная	6	35 мкм	70 мкм
трафарет		50 мкм	50 мкм
ИТОГО		1710 мкм	1920 мкм

В зависимости от количества тепла, генерируемого протекающими токами, можно выбрать толщину медных дорожек 35 мкм или 70 мкм. Между слоями первичной и вторичной обмотки требуется расстояние 400 мкм для обеспечения развязки от сети. Комбинация E-PLT18 имеет минимальное окно намотки 1,8 мм. Это достаточно при толщине дорожек 35 мкм, которая дает суммарную толщину печатной платы около 1710 мкм.

Для удешевления конструкции мы выбрали расстояние между дорожками, равное

300 мкм. Вычисление ширины дорожки вторичной обмотки по формуле (5) дает результат 1,06 мм, включая развязку от сети.

Воспользовавшись диаграммой на рис. 5 и рассчитанным (см. табл. 2) эффективным значением тока во вторичной обмотке, равным 1,6 А, получаем рост температуры 25 °С для дорожек толщиной 35 мкм и около 7 °С для дорожек толщиной 70 мкм.

Мы приняли, что рост температуры, вызванный потерями в обмотке, составляет около половины суммарного роста температуры, в данном случае 17,5 °С. Очевидно, что при толщине дорожек 35 мкм рост температуры, вызываемый эффективным током 1,6 А, будет слишком велик, поэтому придется использовать дорожки толщиной 70 мкм.

Ширину дорожек витков первичной обмотки можно вычислить по формуле (5). Она окажется равной приблизительно 416 мкм. При такой ширине дорожек эффективный ток величиной 0,24 А в первичной обмотке вряд ли приведет к какому-либо повышению температуры.

Поскольку частота равна 120 кГц, ожидается дополнительный рост температуры печатной платы величиной около 2 °С по сравнению с ситуацией, когда протекают только постоянные токи. Суммарный рост температуры печатной платы, вызванный только протекающими токами, будет оставаться на уровне ниже 10 °С.

Шестислойная печатная плата с дорожками толщиной 70 мкм должна функционировать в соответствии с рассчитанными параметрами. Номинальная толщина печатной платы составит около 1920 мкм, что означает, что стандартная комбинация E-PLT18 из Ш-образного сердечника и пластины в данном случае не подойдет. Можно использовать стандартную комбинацию E-E18 из двух Ш-образных сердечников с окном намотки 3,6 мм. Однако столь большое окно намотки представляется здесь излишним, так что более элегантным решением был бы нестандартный сердечник, имеющий окно размером около 2 мм.

Измерения, проведенные на сравнимой конструкции с сердечником из двух Ш-образных половин из феррита 3С90, зафиксировали суммарный рост температуры 28 °С. Это согласуется с нашими расчетами, которые дали рост температуры 17,5 °С за счет потерь в сердечнике и 10 °С за счет потерь в обмотке.

Связь между первичной и вторичной обмотками является хорошей, поскольку индуктивность утечки составляет всего 0,6% от индуктивности первичной обмотки.

Пример 2. Трансформатор прямого хода

Параметр	Обозначение	Значение
Входные и выходные напряжения	—	48 В/5 В, 48 В/3,3 В, 24 В/5 В, 24 В/3,3 В
Выходная мощность	P_{max}	≈ 18 Вт
Рабочий цикл	δ	≈ 0,46
Частота переключения	f	≈ 500 кГц
Окружающая температура	T_{amb}	40 °С
Допустимый рост температуры	ΔT	50 °С

Таблица 4. Расчет конструктивных параметров нескольких прямых трансформаторов

Сердечник	V _{in}	V _{out}	N ₁	N ₂	L _{prim} , мкГн	I _{о(эфф.)} , мА	I _{магр} , мА	I _{р(эфф.)} , мА
E-PLT14	48 В	5 В	14	3,2	690	2441	60	543
	48 В	3,3 В	14	2,1	690	3699	60	548
	24 В	5 В	7	3,2	172	2441	121	1087
	24 В	3,3 В	7	2,1	172	3669	121	1097
E-E14	48 В	5 В	14	3,2	855	2441	48	539
	48 В	3,3 В	14	2,1	855	3669	48	544
	24 В	5 В	7	3,2	172	2441	97	1079
	24 В	3,3 В	7	2,1	172	3669	97	1080

Здесь цель состоит в том, чтобы разработать прямой трансформатор с возможностью выбора одного из четырех коэффициентов трансформации, которые часто используются в маломощных преобразователях постоянного тока. Желаемые характеристики приведены выше в таблице.

Сначала необходимо проверить, подходят ли для данного случая комбинации сердечников наименьшего размера из стандартной номенклатуры — E-PLT14 и E-E14. Вычисляя максимально допустимую плотность потерь в сердечнике при росте температуры 50 °С, получаем 1095 мВт/см³ для комбинации E-E14 из двух Ш-образных сердечников и 1225 мВт/см³ для комбинации E-PLT14 из Ш-образного сердечника и пластины. Далее вычисляем плотность потерь в сердечнике по формуле (3) в случае однополярной треугольной волны индукции с частотой 500 кГц для нескольких значений пиковой индукции. Полученные результаты показывают, что при пиковой магнитной индукции около 100 мТл потери оказываются меньше максимально допустимых, вычисленных по формуле (2).

Расчет количества витков и эффективных токов осуществляется по формулам, приведенным во врезке 1. При пиковой магнитной индукции 100 мТл и заданных выше параметрах оказывается, что на частоте 530 кГц комбинации E-E14 и E-PLT14 пригодны для использования, и число витков является приемлемым. Результаты вычислений приведены в таблице 4.

Окончательное определение плотности потерь в сердечнике при рабочей температуре 100 °С для указанной формы волны индукции с частотой 530 кГц дает результаты 1030 мВт/см³ для феррита 3F3 и 1580 мВт/см³ для феррита 3F4. Очевидно, что лучшим вариантом является 3F3. Рост температуры в сердечнике E-PLT14 составляет:

$$\left(\frac{\text{рассчитанная плотность потерь в 3F3}}{\text{допустимая плотность потерь}} \right) \times \frac{1}{2} \Delta T = \left(\frac{1030}{1225} \right) \times 25 \text{ } ^\circ\text{C} = 21 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Для комбинации E-E14 рост температуры равен 23,5 °С. Для первичной обмотки в зависимости от входного напряжения требуется 7 или 14 витков. В случае обычного прямого трансформатора такое же количество витков требуется для размагничивающей (восстанавливающей) обмотки. Чтобы можно было использовать 7 или 14 витков и то же количество витков для размагничивающей обмотки, выбрана конструкция с 4 слоями по 7 витков в каждом. Когда нужны 7 витков первичной и размагничивающей обмоток,

витки двух слоев соединяются параллельно. Это даст дополнительный эффект — уменьшение в два раза плотности тока в дорожках обмотки.

Когда нужны 14 витков первичной и размагничивающей обмоток, витки двух слоев соединяются последовательно, так что эффективное количество витков становится равным 14.

Доступная ширина обмотки для сердечника E-14 составляет 3,65 мм. Для экономичной конструкции с расстоянием между дорожками 300 мкм ширина дорожки при 7 витках на слой равна 178 мкм.

Толщина дорожек должна быть 70 мкм, поскольку при напряжении на входе 24 В эффективный ток в первичной обмотке составит около 1,09 А. Это дает (см. табл. 2) при эффективной ширине дорожки 356 мкм (ширина удваивается в результате параллельного соединения частей обмотки при использовании 7 витков) рост температуры 15 °С. Входное напряжение 48 В создаст эффективный ток приблизительно 0,54 А. В этом случае вклад потерь в обмотке в общий рост температуры составит при ширине дорожки 178 мкм (14 витков, соединенные последовательно) около 14 °С.

Ширина дорожек, равная 178 мкм, с расстоянием между ними 300 мкм при толщине дорожек 70 мкм несколько отклоняется от приведенного нами практического правила (расстояние между дорожками и ширина дорожек > 200 мкм). Это может привести к несколько большим затратам на изготовление многослойных печатных плат. Для вторичной обмотки требуется 3 или 2 витка. Когда на каждый из витков выделяется один слой, ширина дорожки составляет соответственно 810 и 1370 мкм. Эффективные токи во вторичной обмотке, равные 2,44 и 3,70 А, вызывают рост температуры в обмотках величины приблизительно 25 °С, что с учетом роста температуры в первичных обмотках оказывается слишком много. В этом случае наилучшим решением будет использовать по 2 слоя для обеих обмоток. Когда эти слои, в каждом из которых по 3 витка, соединяются параллельно, плотность тока уменьшается в два раза. Из рис. 5 можно определить, что вклад потерь в обмотке в суммарный рост температуры в этой ситуации составит около 6 °С. Суммарный рост температуры в печатной плате будет равен приблизительно 21 °С плюс дополнительный рост, вызванный потерями на переменном токе. Поскольку частота равна 500 кГц, необходимо добавить еще примерно 10 °С, то есть в итоге температура печатной платы повысится на 31 °С.

Количество витков и ширина для каждого слоя данной конструкции приведены в таблице 5. По меньшей мере один слой, обозначенный в таблице как дополнительный, необходим для выполнения соединений.

Однако это даст нам в сумме 9 слоев, что с точки зрения производства равносильно 10 слоям (следующее четное число). По этой причине верхний и нижний слои печатной платы используются как дополнительные — также и потому, что это дает дополнительное преимущество: плотности токов в дорожках уменьшаются в два раза. Дорожки на этих слоях соединяются с дорожками во внутреннем слое через омедненные отверстия и «подводят» входы и выходы первичной и вторичной обмоток к двум сторонам печатной платы. В зависимости от того, как соединены входы и выходы на первичной и вторичной сторонах, можно получить 4 различных значения коэффициента трансформации.

Совокупная номинальная толщина печатной платы составит около 2,6 мм, что превышает размер доступного окна намотки комбинации сердечников E-PLT14, равный 1,8 мм. Можно использовать комбинацию E-E14, однако она имеет минимальное окно намотки 3,6 мм — гораздо больше, чем в действительности требуется. Более удачным решением был бы нестандартный сердечник с уменьшенной величиной окна.

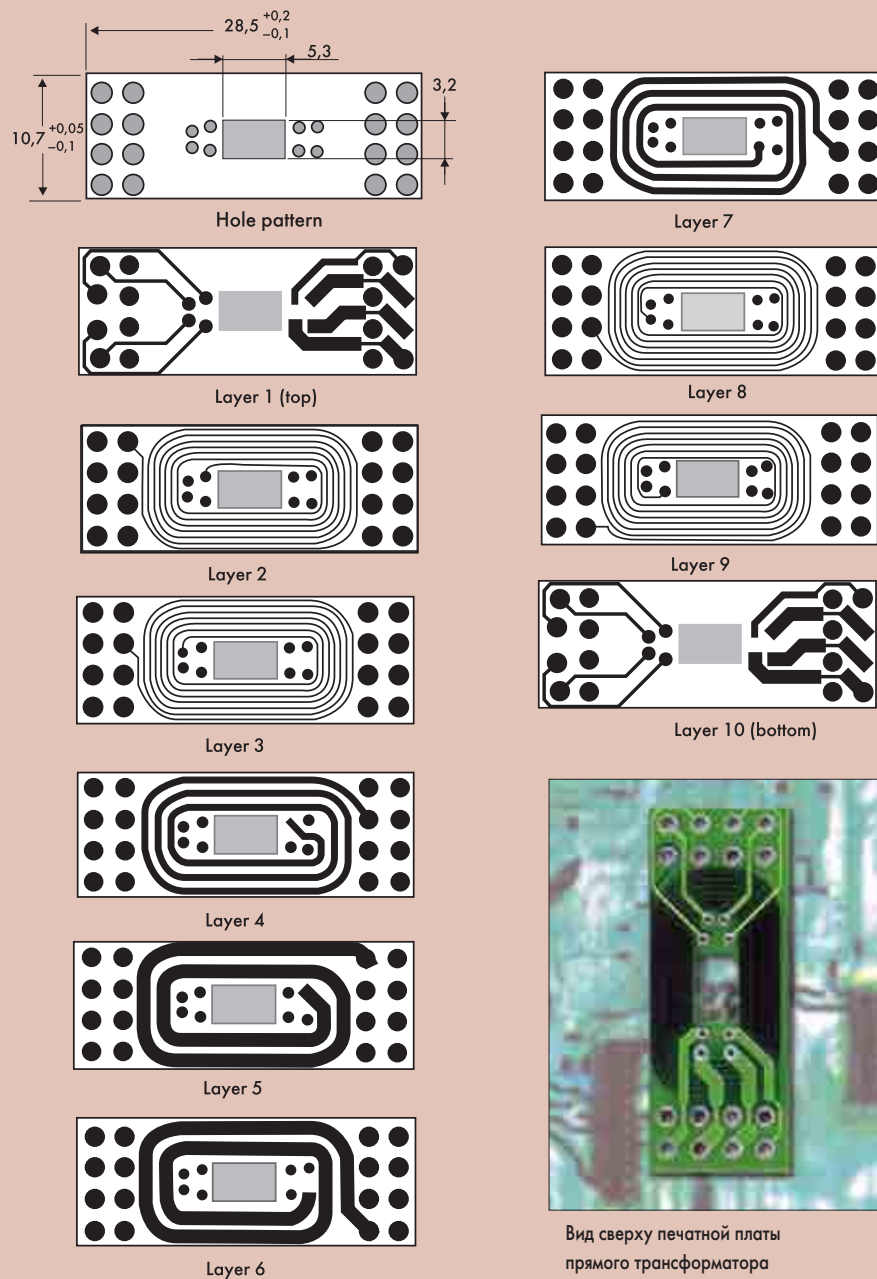
Измерения температуры данной печатной платы производились с помощью термопар при различных условиях. Для проверки использовался вариант с преобразованием 24/5 В, дающий наивысшие плотности токов.

Сначала в первичную и вторичную обмотку были раздельно поданы постоянные токи, равные рассчитанным. Постоянный ток в первичной обмотке, равный 1079 мА, дал рост температуры 12,5 °С, а ток во вторичной обмотке, равный 2441 мА, дал рост температуры 7,5 °С. Как и можно было ожидать, когда оба тока были поданы на печатную плату одновременно, рост температуры оказался равен 20 °С.

Описанная выше процедура была повторена для переменных токов нескольких частот с эффективными значениями, равными рассчитанным. На частоте 500 кГц суммарный рост температуры в печатной плате составил 32 °С. Наибольший дополнительный рост температуры (7 °С), вызванный потерями на переменном токе, наблюдался во вторичных обмотках. Это логично, поскольку влияние скин-эффекта сказывается больше в широких дорожках вторичных обмоток, чем в узких дорожках первичных обмоток.

Наконец, были проведены температурные измерения при установленных на печатную плату стандартных сердечниках (комбинация E-E14) в условиях, соответствующих рабочим условиям прямого трансформатора. Рост температуры печатной платы составил 49 °С; точка максимального нагрева сердечника находилась на его верхней стороне, и температура в ней равнялась 53 °С. В центральной части сердечника и его внешней ча-

Врезка 2. Рисунки слоев печатной платы для планарного прямого трансформатора с сердечниками E 14



сти наблюдался рост температуры 49 °С и 51 °С соответственно.

Как и предсказывали вычисления, данная конструкция является в некотором роде кри-

стической для набора из двух Ш-образных сердечников, поскольку в точке максимального нагрева была зафиксирована температура 53 °С, что выше 50 °С. Однако при ис-

Таблица 5. Пример конструкции с 10 слоями

Слой	Число витков	70 мкм
трафарет		50 мкм
дополнительный слой		70 мкм
изоляция		200 мкм
первичная размагничивающая	7	70 мкм
изоляция		200 мкм
первичная	7	70 мкм
изоляция		200 мкм
вторичная	3	70 мкм
изоляция		200 мкм
вторичная	2	70 мкм
изоляция		200 мкм
вторичная	2	70 мкм
изоляция		200 мкм
вторичная	3	70 мкм
изоляция		200 мкм
первичная	7	70 мкм
изоляция		200 мкм
первичная размагничивающая	7	70 мкм
изоляция		200 мкм
дополнительный слой		70 мкм
трафарет		50 мкм
ИТОГО:		2600 мкм

пользовании более плоских (нестандартных) Ш-образных сердечников температура оказывается внутри допустимых пределов.

В следующей статье мы рассмотрим пример расчета 25-ваттного DC/DC-конвертера на основе планарного трансформатора.

Литература

- Mulder S. A. Application note on the design of low profile high frequency transformers. Ferroxcube Components. 1990.
- Mulder S. A. Loss formulas for power ferrites and their use in transformer design. Philips Components. 1994.
- Durbaum Th., Albach M. Core losses in transformers with an arbitrary shape of the magnetizing current. EPE Sevilla. 1995.
- Brockmeyer A. Experimental evaluation of the influence of DC premagnetization on the properties of power electronic ferrites. Aachen University of Technology. 1995.
- Ferroxcube Components technical note. 25 Watt DC/DC converter using integrated planar magnetics. 9398 236 26011. 1996.