

ТРАНСФОРМАТОРЫ И ДРОССЕЛИ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее трудных вопросов возникающих в процессе конструирования ИИП является вопрос расчета трансформаторов и катушек индуктивности, в том числе и дросселей. Как известно, дроссель - это катушка индуктивности, но выполненная таким образом что может выдерживать большие токи и имеющая незначительные потери в рабочем режиме. Чаще всего дросселями называют катушки индуктивности работающие при большом уровне постоянного тока, протекающего через обмотку. Трансформатор тоже является разновидностью катушки индуктивности. Для краткости далее везде катушки индуктивности будем обозначать КИ.

Изложенный ниже материал дает возможность не только создавать КИ самостоятельно. Автор надеется также что читатели будут использовать эту информацию для проверки и изменения КИ при повторении и ремонте радиолюбительских или промышленных конструкций. Ведь часто главным препятствием для этого являются трудности в приобретении ферритовых сердечников указанного типа или намоточного провода определенного диаметра.

Следует оговориться что приводимые ниже формулы и таблицы могут применяться про расчете любых КИ, а не только при расчете дросселей и трансформаторов для ИИП. Точность расчета параметров КИ на основе изложенной ниже методики составляет 25-35%, что в большинстве случаев достаточно для практических целей. Встречаемые же иногда в литературных источниках претензии на более высокую точность расчета вызывают недоверие автора, поскольку справочные данные изготовителей сердечников сами по себе имеют точность порядка 25%, и только некоторые ферриты для сигнальных цепей определены более точно.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Основными электрическими характеристиками КИ являются индуктивность, омическое сопротивление обмотки, максимальный рабочий ток и величина потерь в сердечнике. Кроме того, небезинтересными характеристиками являются габаритные размеры и вес, а также цена и трудоемкость изготовления.

Требования к КИ варьируются в зависимости от конкретного места применения. Например, для многих понижающих преобразователей и для большинства помехоподавляющих фильтров индуктивность дросселя может быть выбрана большей чем требуется по расчету. При этом качество работы преобразователя или фильтра не ухудшается, напротив, становится лучше. В то же время дроссели для инвертирующих преобразователей и для повышающих преобразователей должны иметь определенную, довольно строго заданную расчетом, величину индуктивности. В таких случаях существенное отклонение индуктивности примененный КИ от требуемой - как ее уменьшение так и увеличение - приводит к нежелательным режимам работы ИИП, излишним потерям и перегрузкам полупроводниковых приборов.

Аналогичная картина наблюдается и для трансформаторов. В некоторых применениях, таких как двухтактные преобразователи и одноктактные преобразователи с передачей энергии "на прямом ходе ключа", индуктивность первичной обмотки трансформатора не является критичной и всегда может быть увеличена или, при соблюдении некоторых условий, даже уменьшена. В то же время одноктактные преобразователи "на обратном ходе ключа", которые по своей сути являются инвертирующими преобразователями, весьма чувствительны к величине индуктивности трансформатора. В этом случае трансформатор фактически является видоизмененным дросселем.

Что касается максимального рабочего тока и сопротивления обмоток, то здесь предела хорошему нет, практически любой дроссель или трансформатор можно успешно заменить на дроссель или трансформатор с большим максимально допустимым током и с меньшим сопротивлением обмоток.

ИНДУКТИВНОСТЬ

Индуктивность КИ рассчитывается по формуле:

$$L = A_L * N^2 \text{ [мкГн]} \quad (1)$$

где A_L - справочный параметр сердечника, [мкГн]
 N - количество витков в обмотке

Для кольцевого сердечника с замкнутым магнитным сердечником без зазора параметр A_L легко вычислить самостоятельно по формуле

$$A_L = \mu_0 * \mu_i * \frac{s_e}{l_e} \text{ [мкГн]} \quad (2)$$

где μ_i - начальная магнитная проницаемость материала сердечника
 μ_0 - абсолютная магнитная проницаемость вакуума, физическая константа имеющая значение $1.257 * 10^{-3}$ [мкГн/мм]
 s_e - эффективная площадь сечения магнитопровода, [мм²]
 l_e - эффективная длина сердечника, [мм]

Справочные данные ряда сердечников без зазора приведены в таблицах 1-4. Там же указаны эффективные геометрические параметры сердечников l_e и s_e , а также относительная магнитная проницаемость феррита. При использовании материала с другим значением магнитной проницаемости значение параметра A_L следует пересчитать:

$$A_L = A_{L \text{ [табл]}} * \mu_i / \mu_{i \text{ [табл]}} \quad (3)$$

где $A_{L \text{ [табл]}}$ - табличное значение коэффициента индуктивности сердечника
 $\mu_{i \text{ [табл]}}$ - магнитная проницаемость феррита указанная в таблице
 μ_i - магнитная проницаемость используемого материала

Известно что обозначение марки отечественных ферритов включает в себя указание на их начальную магнитную проницаемость, например, феррит 1000НМ имеет магнитную проницаемость $\mu_i = 1000$, и так далее. Типичный диапазон проницаемости для ферритов лежит в пределах 100-10000. Практически все разъемные сердечники для силовой электроники выполняются из ферритов с высокой магнитной проницаемостью, 1500 и более. Следует иметь в виду, что чем выше магнитная проницаемость феррита тем выше потери в сердечнике на высоких частотах. Разъемные сердечники из материала с низкой проницаемостью предназначены для сигнальных цепей, их не рекомендуется использовать в силовых цепях ИИП.

Технические данные некоторых зарубежных ферритов приведены в таблице 5. Из-за недостатка места относительно подробный перечень приведен только для ферритов фирмы Philips, для других фирм автор ограничился популярными силовыми ферритами для разъемных сердечников ИИП.

Наиболее часто для разъемных сердечников ИИП употребляются марганец-цинковые ферриты следующих марок:

- 3С85, 3С90, 3F3 фирмы Philips;
- N27, N41, N47, N67 фирмы Siemens;
- PC30, PC40 фирмы TDK;
- B50, B51, B52 фирмы Thomson-LCC;
- F44, F5, F5A фирмы Neosid, и т.д.

Никель-цинковые ферриты предпочтительны для использования на высоких частотах, 2 [МГц] и более, это вне рабочего диапазона частот большинства современных ИИП. Как видно из приводимой таблицы, ферриты разных изготовителей имеют схожие параметры и образуют взаимозаменяемые семейства. В том числе их можно заменить и отечественными ферритами марок 1500ММ, 2000ММ, 2500ММ.

Кольца фирм Philips и Siemens имеют пластиковую оболочку, цвет которой указывает на марку феррита или порошкового железа. На разъемных сердечниках марка материала как правило указана в текстовом виде. К сожалению, не все магнитные сердечники имеют надлежащую маркировку. Приблизительно оценить магнитные свойства феррита можно следующим образом: как правило ферриты с более высокой проницаемостью темные, почти черные, они обнаруживают заметно зернистую структуру на сколах и разломах, тогда как ферриты с относительно низкой проницаемостью имеют серый цвет и более однородную структуру.

Значение A_L для сердечников с зазором тоже можно получить на основе табличных данных. При увеличении зазора эффект получается такой же как если бы магнитная проницаемость материала сердечника уменьшалась. Даже сравнительно небольшие зазоры уменьшают проницаемость сердечника в десятки и сотни раз. Получающаяся при этом эффективная магнитная проницаемость μ_e зависит в основном от геометрических размеров и почти не зависит от магнитной проницаемости материала:

$$\mu_e = \frac{l_e}{g} \quad (4)$$

где l_e - эффективная длина средней магнитной линии сердечника, [мм]
 g - суммарная толщина зазора, [мм]

Формула (4) справедлива при выполнении следующих условий: μ_e много меньше проницаемости материала сердечника μ_i , а зазор g много меньше размеров поперечного сечения сердечника.

Обратите внимание что для разъемных сердечников в таблицах 2-4 помимо значения магнитной проницаемости феррита μ_i приведено и значение эффективной магнитной проницаемости μ_e для сердечника без зазора, которое имеет меньшую величину. Дело в том что реально разъемный сердечник всегда имеет некий зазор, хоть и очень маленький. Кроме того, часть магнитных линий проходит мимо сердечника, особенно если размеры его малы, а форма значительно отличается от кольцевой.

При очень малых зазорах или малой проницаемости феррита соотношение (4) неточно, ведь даже при нулевом зазоре эффективная магнитная проницаемость не может превысить магнитной проницаемости материала сердечника. При очень больших зазорах форма магнитного поля в зазоре искажается, что приводит к дополнительным погрешностям при использовании этого выражения. Значение "много меньше" подразумевает отношение в 5-10 раз, и более того. Пусть читателей не смущает кажущаяся ограниченность области применения формулы (4), она покрывает подавляющее большинство практических случаев.

Например, возьмем сердечник состоящий из двух Ш-образных магнитопроводов E20/10/5, изготовленных из материала 3С85, т.е. из феррита с проницаемостью $\mu_i = 2000$. Длина средней магнитной линии сердечника 42.8[мм], размеры поперечного сечения 3.5[мм] * 5[мм] в тонкой части магнитопровода. Введем в сердечник прокладку из немагнитного материала толщиной 0.25[мм], толщина зазора получится $2 * 0.25[мм] = 0.5[мм]$. Эффективная магнитная проницаемость сердечника с зазором $\mu_e = 42.8 / 0.5 = 85.6$. При этом условия применимости формулы (4) соблюдены: $\mu_e = 85.6$ много меньше чем 2000, зазор $g = 0.5[мм]$ много меньше 3.5[мм].

Окончательная формула для расчета параметра A_L сердечника с зазором такова:

$$A_L = \frac{A_{L \text{ [табл]}} * l_e}{\mu_e \text{ [табл]} * g} \quad (5)$$

где $A_{L \text{ [табл]}}$ и $\mu_e \text{ [табл]}$ - табличные значения, а условия применимости такие же как у формулы (4)

Продолжим приведенный выше пример с сердечником E20/10/5 из феррита 3С85. Его табличные значения $A_{L \text{ [табл]}} = 1.3 \text{ [мкГн]}$, $\mu_e \text{ [табл]} = 1430$. После введения зазора 0.5[мм] формула (5) дает результат $A_L = 0.074 \text{ [мкГн]}$.

Ограниченный объем журнальной статьи не позволяет поместить данные всех имеющихся на рынке видов сердечников. Выход из положения подсказывают следующие рассуждения.

Значение A_L зависит только от двух факторов: магнитной проницаемости и геометрии сердечника. Практически любой замкнутый сердечник можно рассматривать как "деформированное кольцо". Например, сердечник состоящий из двух Ш-образных половин можно представить так: большое кольцо разрезали вдоль на два тонких кольца, затем эти тонкие кольца деформировали в прямоугольники и составили вместе в виде "восьмерки". Очень важно что при таком геометрическом (топологическом) преобразовании параметр A_L изменяется незначительно. Следовательно, любой замкнутый сердечник сложной формы можно мысленно подвергнуть и обратному преобразованию в кольцо.

Таким образом, становится ясно как поступать с сердечниками не описанными в таблицах: надо измерить их геометрические размеры, вычислить длину средней магнитной линии и усредненное поперечное сечение магнитопровода, а затем найти A_L сердечника по формуле (2).

Например, для того же сердечника E20/10/5, имеющего длину средней магнитной линии приблизительно 45[мм] и усредненное сечение магнитопровода приблизительно 5[мм] * 6[мм] = 30[мм²], расчет по формуле (2) дает результат $A_L = 1.257 \text{ [мкГн]}$. Это недалеко от "истинной" табличной величины $A_L = 1.3 \text{ [мкГн]}$, которая сама по себе имеет точность 25%.

Кроме того, есть и другой путь. Нетрудно найти значение A_L по результатам измерения индуктивности пробной обмотки. Намотайте небольшую обмотку на проверяемый сердечник, например, 10 витков ($N=10$). Затем измерительным мостом или LC-метром измерьте получившуюся индуктивность L и рассчитайте A_L по формуле:

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad (6)$$

Найти сколько витков должна иметь обмотка для получения заданной индуктивности можно по формуле:

$$N = (L / A_L)^{1/2} \quad (7)$$

Легко видеть что обе последние формулы являются простыми преобразованиями формулы (1).

НАСЫЩЕНИЕ СЕРДЕЧНИКА

Если через катушку с сердечником протекает большой ток, то магнитный материал сердечника может войти в насыщение. При насыщении сердечника его относительная магнитная проницаемость резко уменьшается, что влечет за собой пропорциональное уменьшение индуктивности. Уменьшившаяся индуктивность вызывает дальнейший ускоренный рост тока через КИ, и т.д. В большинстве ИИП насыщение сердечника крайне нежелательно и может приводить к следующим негативным явлениям:

- увеличенный уровень потерь в материале сердечника и увеличенный уровень омических потерь в проводе обмотки приводят к неоправданно низкому КПД ИИП;
- дополнительные потери вызывают перегрев КИ, а также расположенных поблизости радиодеталей; уместно будет упомянуть что надежность электронной аппаратуры обычно снижается вдвое при увеличении температуры на каждые 6 градусов;
- сильные магнитные поля в сердечнике в сочетании с его уменьшившейся магнитной проницаемостью являются многократно усиленным по сравнению с нормальным режимом работы источником помех и наводок на малосигнальные цепи ИИП и другие приборы;
- ускоренно нарастающий ток через КИ вызывает ударные токовые перегрузки ключей ИИП, повышенные омические потери в ключах, их перегрев и преждевременный выход из строя;
- ненормально большие импульсные токи КИ влекут за собой перегрев электролитических конденсаторов фильтров питания а также увеличенный уровень помех излучаемых проводами и дорожками печатной платы ИИП.

Список можно продолжить, но и так уже ясно что следует избегать работы сердечника в режиме насыщения. Ферриты входят в насыщение если величина плотности потока магнитной индукции превышает 300 [мТ] (миллитесла), причем эта величина не так уж сильно зависит от марки феррита. То есть 300 [мТ] является как бы врожденным свойством именно ферритов, другие магнитные материалы имеют другие величины порога насыщения. Например, трансформаторное железо и порошковое железо насыщаются при примерно 1 [Т], то есть могут работать в гораздо более сильных полях. Более точные значения порога насыщения для разных ферритов указаны в таблице 5.

Величина плотности потока магнитной индукции в сердечнике рассчитывается по следующей формуле:

$$B = 1000 * \mu_0 * \mu_e * \frac{I * N}{l_e} \text{ [мТ]} \quad (8)$$

где μ_0 - абсолютная магнитная проницаемость вакуума, $1.257 * 10^{-3}$ [мкГн/мм]

μ_e - относительная магнитная проницаемость сердечника (не путать с проницаемостью материала сердечника!)

I - ток через обмотку, [А]

N - количество витков в обмотке

l_e - длина средней магнитной линии сердечника, [мм]

Несложное преобразование формулы (8) поможет найти ответ на практический вопрос - какой максимальный ток может проходить через дроссель до того как сердечник войдет в насыщение:

$$I_{\text{макс}} = 0.001 \frac{B_{\text{макс}} * l_e}{\mu_0 * \mu_e * N} \text{ [А]} \quad (9)$$

где $B_{\text{макс}}$ - табличное значение, вместо которого можно использовать значение 300[мТ] для любых силовых ферритов

Для сердечников с зазором удобно подставить сюда выражение (4), после сокращений получаем:

$$I_{\text{макс}} = 0.001 \frac{B_{\text{макс}} * g}{\mu_0 * N} \text{ [А]} \quad (10)$$

Результат получается на первый взгляд довольно парадоксальный: величина максимального тока через КИ с зазором определяется на отношение размера зазора к количеству витков обмотки, и не зависит от размеров и типа сердечника. Однако этот кажущийся парадокс просто объясняется. Ферритовый сердечник настолько хорошо проводит магнитное поле, что все падение напряженности магнитного поля приходится на зазор. При этом величина потока магнитной индукции, одинаковая и для зазора и для сердечника, зависит лишь от толщины зазора, тока через обмотку и количества витков в обмотке, и не должна превышать 300 [мТ] для обычных силовых ферритов.

Для ответа на вопрос, какой величины суммарный зазор g надо ввести в сердечник чтобы он выдержал без насыщения заданный ток, преобразуем выражение (10) к следующему виду:

$$g = \frac{\mu_0 * I * N}{0.001 * B_{\text{макс}}} \text{ [мм]} \quad (11)$$

Чтобы нагляднее показать влияние зазора, приведем следующий пример. Возьмем сердечник E30/15/7 без зазора, феррит 3С85, магнитная проницаемость $\mu_e=1700$. Расчитаем количество витков, необходимое для получения индуктивности 500 [мкГн]. Сердечник согласно таблице имеет $A_L=1.9$ [мкГн], воспользовавшись формулой (7) получаем чуть более 16 витков. Зная эффективную длину сердечника $l_e=67$ [мм], по формуле (9) вычислим максимальный рабочий ток, $I_{\text{макс}}=0.58$ [А].

Теперь введем в сердечник прокладку толщиной 1[мм], зазор составит $g=2$ [мм]. Эффективная магнитная проницаемость уменьшится, после несложных расчетов по формулам (5) и (7) находим что для получения индуктивности 500 [мкГн] нам надо намотать 125 витков. По формуле (10) определяем максимальный ток КИ, он увеличился до 3.8 [А], то есть более чем в 5 раз!

Отсюда следует и практическая рекомендация для читателей, самостоятельно конструирующих дроссели. Чтобы получить катушку индуктивности, работающую при максимально возможном токе, заполняйте сердечник проводом полностью, а затем вводите в сердечник максимально возможный зазор. Если при проверочном расчете окажется что дроссель имеет чрезмерный запас по току, то выбирайте меньший размер сердечника, или, по крайней мере, уменьшайте количество витков в обмотке чтобы снизить потери в меди, и одновременно уменьшайте зазор в сердечнике. Важно подчеркнуть, что эта рекомендация не относится к трансформаторам, в которых ток через первичную обмотку состоит из двух составляющих: тока, передаваемого во вторичную обмотку, и небольшого тока, намагничивающего сердечник (ток магнетизации).

Как видим, зазор в сердечнике дросселя играет исключительно важную роль. Однако не все сердечники позволяют вводить прокладки. Кольцевые сердечники выполнены неразъемными, и, вместо того чтобы "регулировать" эквивалентную магнитную проницаемость при помощи зазора, приходится выбирать кольцо с определенной магнитной проницаемостью феррита. Этим и объясняется факт большого разнообразия типов

магнитных материалов, применяемых промышленностью для изготовления колец, тогда как разъемные сердечники для ИИП, куда легко ввести зазор, почти всегда выполнены из ферритов с высокой магнитной проницаемостью. Наиболее употребительными для ИИП оказываются два типа колец: с низкой проницаемостью (в пределах 50...200) - для дросселей, и с высокой проницаемостью (1000 и более) - для трансформаторов.

Порошковое железо оказывается наиболее предпочтительным материалом для кольцевых неразъемных сердечников дросселей, работающих при больших токах подмагничивания. Проницаемость порошкового железа обычно находится в пределах 40...125, чаще всего встречаются кольца выполненные из материалов с проницаемостью 50...80. В таблице 7 приведены справочные данные кольцевых сердечников из порошкового железа фирмы Филипс.

Проверить - входит ли сердечник в насыщение при работе обычного ИИП - несложно, достаточно проконтролировать форму тока протекающего через КИ при помощи осциллографа. Датчиком тока может служить низкоомный резистор или трансформатор тока. КИ работающая в нормальном режиме будет иметь геометрически правильную треугольную или пилообразную форму тока. В случае же насыщения сердечника форма тока будет искривлена.

ПОТЕРИ В ПРОВОДЕ ОБМОТКИ

Приведенный пример показывает что введение зазора в сердечник дает возможность значительно увеличить максимальный ток через КИ. Чем больше зазор тем больший ток сможет выдержать катушка. Чтобы сохранить при этом неизменной индуктивность, обмотка должна содержать больше витков. Однако, увеличивая число витков, мы увеличиваем сопротивление обмотки. Это ведет к дополнительным потерям мощности в проводах ("потери в меди"):

$$P_{обм} = R_{обм} * I^2 \text{ [Вт]} \quad (12)$$

где $R_{обм}$ - сопротивление обмотки, [Ом]

I - ток через обмотку, [А]

Для расчета потерь в обмотке требуется учитывать форму тока через КИ. Например, через дроссели в фильтрах питания и во многих понижающих преобразователях течет практически постоянный ток. Для них переменная составляющая тока через КИ относительно мала и составляет 10-20% от величины постоянного тока через обмотку. Для расчета потерь в меди переменной составляющей тока можно пренебречь и использовать формулу (12) непосредственно, подставляя в нее усредненное значение тока, протекающего через дроссель.

Форма тока в первичной обмотке трансформатора двухтактного преобразователя имеет близкую к прямоугольной форму. Если обмотка имеет две половины, то каждая половина будет рассеивать 1/2 часть мощности найденной по формуле (12).

В ИИП с прерывистым током дросселя ток будет иметь треугольную форму с паузами, в таком случае потери в проводе надо рассчитывать по формуле:

$$P_{обм} = 1/3 * \frac{R_{обм} * I_{ампл}^2 * t_1}{t_0 + t_1} \text{ [Вт]} \quad (13)$$

где $I_{ампл}$ - амплитудное значение тока, [А]

t_1 - время в течении которого через обмотку протекает ток треугольной формы, [мкс]

t_0 - время в течении которого ток через обмотку отсутствует, [мкс]

Используя более толстый обмоточный провод можно уменьшить сопротивление обмотки. В таблице 6 приведены параметры обмоточных проводов, в том числе для толстых проводов указано их сопротивление на частоте 40 [кГц], являющейся довольно типичной рабочей частотой ИИП. Увеличение сопротивления с ростом частоты обусловлено так называемым скин-эффектом: на высоких частотах протекающий ток вытесняется на наружную поверхность провода. Наиболее заметно скин-эффект проявляется именно для толстых проводов, имеющих высокое отношение площади поперечного сечения к длине наружной поверхности сечения провода. Для проводов диаметром менее 0.5 [мм] влияние скин-эффекта на частотах до 100 [кГц] пренебрежимо мало. В качестве практической меры борьбы со скин-эффектом можно рекомендовать намотку в несколько проводов, причем диаметр каждого проводника желательно выбирать не более 1 [мм]. Одновременно это облегчит и процесс намотки, поскольку совладать с толстыми проводами не так-то просто. Но не следует впадать и в другую крайность, набирая очень много тонких проводников в пучок, так как при этом процесс намотки становится чрезмерно сложным, а выигрыш незначителен. В ИИП, работающих на частотах ниже 100 [кГц], не дает практических преимуществ и использование литцендрата, то есть провода заводского изготовления состоящего из пучка тонких изолированных проводников в общей шелковой оплетке, который предназначен для радиочастотных

цепей. Опять-таки, форма тока через обмотку должна приниматься во внимание, и для большинства дросселей влияние скин-эффекта можно игнорировать.

Невозможно увеличивать сечение обмоточных проводов беспредельно, иначе обмотку не удастся разместить на сердечнике. В таком случае необходимо использовать сердечник большего размера. Большой сердечник будет иметь больше размер окна для намотки провода, а заодно, как правило, и большую величину A_L . Значит надо будет намотать меньше витков чтобы получить ту же индуктивность. Меньше витков - меньше поток магнитной индукции в сердечнике, значит, можно уменьшить и величину зазора (в случае когда зазор необходим). Это увеличит эквивалентную магнитную проницаемость сердечника и даст еще большую величину A_L , и т.д. Обратное тоже верно: если сердечник слишком велик, то провода потребуется немного, но габариты и стоимость КИ окажутся высокими. Вообще, степень заполнения сердечника проводом может служить неплохим косвенным признаком качества конструирования трансформатора или дросселя. Если сердечник заполнен проводом менее чем наполовину, то скорее всего это свидетельствует о том что конструкция КИ далека от оптимальной.

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Эквивалентная схема трансформатора приведена на фиг.1. Без учета омического сопротивления обмоток и потерь в сердечнике трансформатор может быть представлен в виде индуктивности первичной обмотки L , индуктивности рассеяния L_s , емкости первичной обмотки $C1$ и приведенной емкости вторичной обмотки $C2$ ". Когда трансформатор используется для прямой передачи энергии из первичной обмотки во вторичную, то его стремятся сконструировать таким образом чтобы L имела максимально возможную величину. Вообще говоря, индуктивность L не играет никакой "положительной" роли в таких случаях. Увеличивая индуктивность, тем самым уменьшают собственный ток КИ, что делает ее "менее заметной" для схемы. Большая индуктивность имеет большее реактивное сопротивление и в меньшей степени шунтирует передаваемые через трансформатор импульсы. Намагничивание сердечника трансформатора происходит только тем током, который ответвляется в индуктивность первичной обмотки. Электрическая энергия в трансформаторе передается из первичной обмотки во вторичную непосредственно, как бы минуя сердечник и не намагничивая его. Соответственно, даже сравнительно малые трансформаторы способны передавать значительную мощность в нагрузку, если они имеют большую индуктивность первичной обмотки и малые потери в проводах.

Чтобы получить наибольшую индуктивность первичной обмотки, для трансформаторов используют сердечники без зазора и магнитные материалы с высокой проницаемостью. Это обеспечивает максимальные величины A_L сердечника. Кроме того, трансформаторы как правило должны иметь сравнительно большое число витков в первичной обмотке. Однако некоторые схемы управления ИИП работают в режиме "жесткого старта" в момент включения питания, при этом длительность импульсов может быть намного больше чем в рабочем режиме. В результате, при запуске ИИП сердечник без зазора входит в насыщение, силовые транзисторы могут выйти из строя, а работа цепей обратной связи ИИП нарушается. Простым решением проблемы "жесткого старта" может служить введение небольшого зазора в сердечник трансформатора. Однако ни в коем случае не следует рассматривать такое решение как универсальное, поскольку зазор, помогая при старте, в нормальном режиме вызывает дополнительные потери в меди обмоток и в силовых ключах ИИП. Хорошо сконструированная схема управления обеспечит "мягкий старт" и позволит ИИП надежно работать без зазоров в сердечнике. Исходные стадии расчета трансформаторов подробно освещены в литературных источниках. Полученное в результате таких расчетов значение минимальной необходимой индуктивности первичной обмотки следует преобразовать в конструкцию трансформатора на основе изложенной выше для КИ методики, то есть выбрать из таблицы сердечник, рассчитать требуемое количество витков по формуле (7) и выбрать намоточные провода для первичной и вторичной обмоток.

После этого следует проверить не входит ли сердечник в насыщение. Зная величину индуктивности первичной обмотки, максимальную длительность импульса и максимальное рабочее напряжение на первичной обмотке, можно вычислить максимальный ток через индуктивность первичной обмотки ИИП (ток магнетизации):

$$I_{\text{макс}} = \frac{U * t}{L} \text{ [A]} \quad (14)$$

где U - напряжение на первичной обмотке, [В]
 t - длительность импульса, [мкс]
 L - индуктивность первичной обмотки, [мкГн]

Подставляя полученное значение в выражение (8) находим величину плотности потока магнитной индукции в сердечнике. Как отмечалось выше, для ферритов она не должна превышать 300 [мТ].

Выражение (14) можно преобразовать таким образом, чтобы определить требуемую величину индуктивности первичной обмотки при заданном токе магнетизации:

$$L = \frac{U * t}{I} \text{ [мкГн]} \quad (15)$$

где U - напряжение на КИ, [В]
 t - длительность импульса, [мкс]
 I - ток через КИ, [А]

ПОТЕРИ В СЕРДЕЧНИКЕ

Однако недостаточно только лишь избежать насыщения сердечника. Это обязательно необходимое условие нормальной работоспособности КИ, но кроме этого необходимо обеспечить приемлемый уровень потерь в материале сердечника ("потери в железе")

Никакой магнитный материал не является идеальным. Некоторые ферриты имеют относительно низкое удельное сопротивление, что вызывает потери за счет вихревых токов в сердечнике. Кроме того, при перемагничивании магнитный материал не возвращается точно в исходное состояние, кривая намагниченности всегда имеет петлю гистерезиса. Поэтому в каждом цикле работы сердечник отбирает часть энергии ИИП и превращает ее в тепло. Чем меньше ширина петли гистерезиса, тем меньше потери в магнитном материале. Одновременно, чем меньше частота работы ИИП, тем меньше циклов перемагничивания и меньше потерь. Кроме того, чем меньше объем сердечника тем меньше сумма потерь в нем при той же амплитуде изменения магнитного поля.

Ширина петли гистерезиса зависит от марки материала, а также от амплитуды изменения потока магнитной индукции в сердечнике. Для дросселей, работающих при больших, но преимущественно постоянных токах обмотки, потерями в сердечнике часто можно пренебречь. Магнитное поле сердечника у таких дросселей почти постоянное, а перемагничивание происходит по так называемой частной петле гистерезиса, имеющей малую площадь и, соответственно, малые потери.

Однако это верно не всегда и, например, некоторые простейшие схемы понижающих преобразователей перемагничивают сердечник своего дросселя по большому циклу, от нуля до амплитудного значения. Для трансформаторов поток магнитной индукции меняется или от нуля до амплитудного значения (однотактные преобразователи), или от отрицательного до положительного амплитудного значения (двухтактные преобразователи). В таких случаях потери в феррите могут быть очень велики. Мне встречались неудачные конструкции трансформаторов, в которых при длительной работе пластиковый каркас обмотки расплавлялся из-за нагрева феррита.

Суммарные потери в магнитном материале пропорциональны объему (массе) сердечника и частоте переключений, потери возрастают при увеличении амплитуды изменения потока магнитной индукции. В справочниках фирм-производителей ферритов приведены номограммы для определения удельных потерь. Сердечник большого размера должен иметь больше потерь просто за счет своего объема, но это компенсируется тем что максимальное значение потока в нем можно сделать меньше. Как правило, ферриты с большей магнитной проницаемостью имеют и большие потери, их следует использовать в ИИП работающих на низких частотах или при малых плотностях потока индукции.

Для получения умеренного уровня потерь в феррите рекомендуется рассчитывать КИ таким образом чтобы в рабочем режиме амплитуда изменения потока магнитной индукции в сердечнике не превышала 100-150 [мТ]. Наиболее популярные марки силовых ферритов, такие как 3С85 (Филипс), N27 (Сименс), РС30 (ТДК) и пр., имеют небольшие потери на частотах до 50-100 [кГц]. Для больших частот желательно использовать высокочастотные силовые ферриты, такие как 3F3 (Филипс), N67 (Сименс), и т.д.

На фиг. 2, 3 и 4 приведены номограммы для определения удельных потерь в зависимости от пикового значения потока магнитной индукции для ферритов Филипс 3С85, 3F3 и Сименс N27, N67.

На фиг. 5 представлены номограммы для определения потерь в сердечниках из порошкового железа фирмы Филипс. Нетрудно видеть, что потери в таких материалах существенно выше чем в ферритах, это ограничивает их область применения. Обычно сердечники из порошкового железа используются в дросселях, работающих при больших постоянных токах. Как упоминалось выше, при этом сердечник перемагничивается по частной петле, амплитуда изменения потока сравнительно невелика и потери в сердечнике малы. Постоянное же подмагничивание порошковое железо выдерживает гораздо лучше ферритов и не насыщается при потоках до 0.95...1.6 [Т].

ТРАНСФОРМАТОРЫ С НАКОПЛЕНИЕМ МАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ

Помимо рассмотренных выше "обычных" трансформаторов, в некоторых разновидностях ИИП используются другой тип трансформаторов. Речь идет о преобразователях с передачей энергии в нагрузку "на обратном ходе ключа". В таких преобразователях при открытом состоянии силового ключа (транзистора) сердечник трансформатора накапливает энергию в форме энергии магнитного поля, а при закрытом состоянии ключа накопленная энергия передается в нагрузку. Величина энергии, запасенной в КИ, определяется выражением

$$E = \frac{L * I^2}{2} \quad [\text{мкДж}] \quad (16)$$

где L - индуктивность первичной обмотки, [мкГн]

I - ток через первичную обмотку, [А]

Максимальная мощность такого ИИП прямо пропорциональна рабочей частоте, но только до тех пор пока в каждом цикле на прямом ходе ток в индуктивность может возрасти до желаемого значения, а на обратном ходе накопленная энергия может быть полностью передана в нагрузку. При расчете прямого и обратного ходов можно использовать формулы (14) и (15).

Такие трансформаторы должны иметь сравнительно небольшую индуктивность первичной обмотки, иначе за время открытого состояния ключа ток в катушке, определяемый выражением (14), не сможет достичь требуемой величины. Эти трансформаторы, в отличие от "обычных", обязательно имеют зазор в сердечнике или используют магнитный материал с низкой проницаемостью. При их расчете следует руководствоваться формулами (8)-(11), ограничивая $B_{\text{макс}}$ на уровне менее 200 [мТ] и выбирая несколько меньшую частоту работы, чем для трансформаторов двухтактных ИИП. При этом получаются сопоставимые потери в феррите, а вредное влияние индуктивности рассеяния удается существенно уменьшить. Иногда для таких трансформаторов применяют сердечники из специальных разновидностей порошкового железа с малыми потерями.

Полезно упомянуть еще один довод в пользу выбора рабочей частоты ИИП, равной 40 [кГц]. По требованиям европейских стандартов на электромагнитную совместимость электронные устройства не должны "шуметь" на частотах выше 150 [кГц]. Выбрав рабочую частоту ИИП равной 40 [кГц], удастся удержать третью гармонику помехового сигнала ниже границы контролируемого диапазона. Заметим, что в США нижняя граница контролируемого на электромагнитную совместимость диапазона равна 400 [кГц].

ИНДУКТИВНОСТЬ РАССЕЯНИЯ И ЕМКОСТЬ

Для обычных трансформаторов влияние индуктивности рассеяния и емкости обмоток приходится учитывать только при высоких напряжениях или больших частотах работы ИИП. При напряжениях менее 100[V] и частотах менее 100 [кГц] ими можно пренебречь.

Индуктивность рассеяния L_s и приведенная емкость вторичной обмотки C_2'' образуют LC-фильтр низких частот, нагруженный на приведенное сопротивление нагрузки R_n'' . Для низких выходных напряжений, когда количество витков невелико и, соответственно, мала емкость вторичной обмотки, частота среза этого фильтра как правило оказывается намного выше рабочей частоты ИИП и не оказывает на работу ИИП заметного влияния. Кроме того, в обычном двухтактном трансформаторе нагрузка через выпрямительный мостик большую часть времени подключена к его вторичной обмотке. При этом нагрузка эффективно демпфирует упомянутый LC-фильтр, забирая накапливаемую в реактивных элементах энергию.

В одноктактных же трансформаторах нагрузка подключается ко вторичной обмотке только в одном полупериоде, когда выпрямительный диод находится в проводящем состоянии. В другом полупериоде LC-фильтр оказывается незадемпфированным. После возбуждения фронтом сигнала в нем возникают медленно затухающие колебания большой амплитуды, энергия которых не передается в нагрузку, а рассеивается в виде "звона" и тепла. Кроме того, при разомкнутом состоянии силового ключа первичная обмотка тоже оказывается изолированной от низкоомного источника входного питания, и емкость первичной обмотки тоже принимает участие в формировании высокочастотного "звона". Поэтому трансформаторы для одноктактных схем должны иметь

минимально возможные значения L_s , $C1$ и $C2$ ". Для уменьшения их вредного влияния приходится использовать более низкую рабочую частоту ИИП.

Чтобы добиться малых L_s необходимо обеспечить хорошую магнитную связь между первичной и вторичной обмотками, например, наматывать первичную и вторичную обмотки одновременно, "в два провода". Для трансформаторов, первичная обмотка которых находится под сетевым напряжением, этот путь не всегда неприемлем. Согласно международным стандартам, в них первичная и вторичная обмотки должны быть надежно изолированы, испытание на пробой производится напряжением 3750 [В] 50 [Гц] в течении 1 минуты. Минимальное расстояние по поверхности изолятора между токопроводящими частями первичной и вторичной цепей должно быть не менее 5 [мм], обычная эмалевая изоляция провода засчитывается как 0.5 [мм] пути.

Обычно для выполнения требований к изоляции, первичную и вторичную обмотки располагают на разных секциях каркаса, но при этом L_s оказывается большой. Способ намотки с "изоляционной границей" позволяет несколько уменьшить L_s , но он сложен и трудоемок. Хороших результатов можно достичь если вторичную обмотку выполнить из обмоточного провода с тройной изоляцией. Такой провод выдерживает более 10 [кВ] и соответствует требованиям стандартов к изоляции (производитель Фурукава Электрик и др). Используя провод с тройной изоляцией можно даже выполнять обмотки сетевых трансформаторов "в два провода".

Меньшие значения L_s удастся получить при использовании сердечников с меньшим отношением l_e/s_e , а также броневых сердечников.

Измерить L_s нетрудно, для этого надо закоротить вторичные обмотки и измерить получившуюся индуктивность первичной обмотки. Из эквивалентной схемы видно что при этом измеряется индуктивность параллельно включенных индуктивностей первичной обмотки L и индуктивности рассеяния L_s . Поскольку $L \gg L_s$ то влиянием индуктивности первичной обмотки можно пренебречь и принять результат измерения за L_s .

Для уменьшения емкости обмоток рекомендуется выполнять их "виток к витку", так как при намотке "внавал" витки начала и конца обмотки могут оказаться рядом друг с другом. Для обмоток с большим количеством витков следует использовать провода с более толстой изоляцией, например, ПЭЛШО или ПЭВШО, а также одножильные обмоточные провода с монолитной фторопластовой изоляцией. Дополнительно можно уменьшить емкость обмотки вводя сравнительно толстые изолирующие прокладки между слоями обмотки. Емкость между соседними витками вносит сравнительно малый вклад в суммарную емкость обмотки, основная доля приходится на емкость между слоями и емкость между витками имеющими большую разность потенциалов. Впрочем, для низковольтных низкочастотных ИИП влиянием емкостей часто пренебрегают.

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА

ПРИМЕР 1. Рассчитать дроссель для понижающего преобразователя с ШИМ, работающего на постоянной частоте 50 [кГц] при входном напряжении 40 [В] и выходном токе 2 [А].

Для понижающих преобразователей такого типа наибольший уровень пульсаций тока в дросселе возникает при скважности импульсов равной 2 (попутно отметим, что при этом выходное напряжение равно половине входного напряжения). Период коммутации $T=1/50[\text{кГц}]=20$ [мкс], время включенного состояния ключа $t_{\text{вкл}}=T/2=10$ [мкс].

Зададимся величиной пульсации тока через дроссель равной 10% от выходного тока, $\text{Ипульс}=0.1*2[\text{А}]=0.2$ [А]. Используя выражение (15) определим минимально необходимую индуктивность дросселя

$$L = \frac{40[\text{В}] * 10[\text{мкс}]}{0.2[\text{А}]} = 2000 [\text{мкГн}]$$

Выберем ферритовый сердечник ETD34/17/11. Он имеет размер окна для намотки провода 7.5x24 [мм]. При заполнении окна проводом на 70% в нем можно разместить не менее 160 витков диаметром 1.12 [мм]. Чтобы избежать насыщения сердечника введем в него зазор вычисленный согласно (11):

$$g = \frac{1.257*10^{-3} * 2.2[\text{А}] * 160}{0.001 * 300[\text{мТ}]} = 1.47 [\text{мм}]$$

Округлим эту величину до большего значения, $g=1.6$ [мм]. Немagnetная прокладка должна иметь толщину 0.8[мм]. Эффективная длина сердечника $l_e=78.6$ [мм], эффективная проницаемость сердечника с зазором 1.6 [мм] составит $\mu_e=78.6[\text{мм}]/1.6[\text{мм}]=49.1$. Табличное значение A_L для сердечника без зазора ETD34/17/11 из феррита 3С85 равно 2.5 [мкГн], при этом $\mu_{e[\text{табл}]}=1600$.

Используя формулу (5) найдем параметр A_L для сердечника с зазором

$$A_L = \frac{2.5[\text{мкГн}] * 78.6[\text{мм}]}{1600 * 1.6 [\text{мм}]} = 0.0767 [\text{мкГн}]$$

Если обмотка будет содержать 160 витков, то индуктивность составит $L = 0.0767 \text{ [мкГн]} * 160^2 = 1963 \text{ [мкГн]}$. Немного меньшая по сравнению с расчетной величина индуктивности влечет чуть больший чем 10% уровень пульсации тока, это приемлемо.

Потери в феррите можно не учитывать, так как пульсации тока малы. Тем не менее, для проверки определим потери в феррите. Максимальная амплитуда пульсаций тока в катушке 0.2 [А], следовательно, амплитуда изменения плотности потока в сердечнике:

$$B = 1000 * 1.257 * 10^{-3} * 49.1 \frac{0.2[A] * 160}{78.6[\text{мм}]} = 25 \text{ [мТ]}$$

При таком значении потока феррит 3С85 имеет удельные потери порядка 1 [мкВт/мм³] на частоте 50 [кГц]. Объем сердечника 7640 [мм³], потери в сердечнике пренебрежимо малы: $1[\text{мкВт/мм}^3] * 7640[\text{мм}^3] = 7.64 \text{ [мВт]}$.

Для оценки потерь в проводе вычислим сопротивление обмотки. При заполненном проводом окне сердечника ETD34 средний диаметр витка приблизительно равен 18 [мм], средняя длина витка 56.5 [мм], а общая длина провода при 160 витках составит около 9 [м]. Сопротивление провода диаметром 1.12 [мм] равно 0.018 [Ом/м], сопротивление 9 метров провода составит 0.162 [Ом]. При токе 2 [А] потери в проводе не превысят 0.65 [Вт].

ПРИМЕР 2. Рассчитать первичную обмотку трансформатора двухтактного полумостового преобразователя с выходной мощностью 50 [Вт], работающего на частоте 40 [кГц] от напряжения 300 [В], т.е. непосредственно от выпрямленного сетевого напряжения.

Для полумостового преобразователя амплитуда сигнала в первичной обмотке равна половине от напряжения питания, в нашем случае это будет 150 [В]. Следует ожидать КПД преобразователя порядка 80%, мощность потребляемая от источника $P_{вх} = 50[\text{Вт}] / 0.8 = 62.5 \text{ [Вт]}$. Ток, проходящий через первичную обмотку, составит $I_{перв} = 62.5[\text{Вт}] / 150[\text{В}] = 0.416 \text{ [А]}$.

При расчете зададим ток через индуктивность первичной обмотки (ток магнетизации) порядка 5% от $I_{перв}$, то есть 20.8 [мА]. Длительность импульсов при частоте 40 [кГц] составляет $t = 12.5 \text{ [мкс]}$ в каждом полупериоде. По формуле (14) найдем минимальную требуемую индуктивность первичной обмотки:

$$L = \frac{150[\text{В}] * 12.5[\text{мкс}]}{0.0208[\text{А}]} = 90.14 \text{ [мГн]}$$

Выберем сердечник E30/15/7 изготовленный из феррита 3С85, табличное значение $A_L = 1.9 \text{ [мкГн]}$. По формуле (7) найдем количество витков в первичной обмотке:

$$N = (90140[\text{мкГн}] / 1.9[\text{мкГн}])^{1/2} = 218 \text{ [витков]}$$

Эффективная длина сердечника 67 [мм], эффективная проницаемость 1700, по формуле (8) находим амплитуду потока магнитной индукции:

$$B = 1000 * 1.257 * 10^{-3} * 1700 \frac{0.0208[\text{А}] * 218}{67[\text{мм}]} = 144.6 \text{ [мТ]}$$

Получившееся значение несколько выше чем хотелось бы иметь для малых потерь в феррите. Чтобы уменьшить поток магнитной индукции увеличим количество витков на 20%, до 260. Новое значение индуктивности $L = 1.9[\text{мкГн}] * 260^2 = 128.44 \text{ [мГн]}$. Величина тока через индуктивность первичной обмотки

$$I = \frac{150[\text{В}] * 12.5[\text{мкс}]}{128440[\text{мкГн}]} = 0.0146 [\text{А}]$$

Амплитуда потока магнитной индукции с новой обмоткой

$$B = 1000 * 1.257 * 10^{-3} * 1700 \frac{0.0146[\text{А}] * 260}{67[\text{мм}]} = 121 [\text{мТ}]$$

Заметим, что при увеличении количества витков поток магнитной индукции уменьшился пропорционально. Объем сердечника 4000 [мм³], по номограмме фиг.2 находим что феррит 3С85 на частоте 50 [кГц] имеет удельные потери приблизительно 0.07 [мВт/мм³] при 120 [мТ]. Потери в сердечнике при частоте 40 [кГц] будут еще ниже и не превысят 4000[мм³] * 0.07[мВт/мм³] = 280 [мВт].

Для суммарного тока первичной обмотки 0.416+0.0146=0.43 [А] выбираем провод диаметром 0.5 [мм]. Полная площадь окна сердечника для намотки провода 6х20=120 [мм²], так что мы без труда разместим первичную обмотку в одной половине сердечника, на отдельной секции каркаса. Средняя длина витка составляет приблизительно 80 [мм], длина 260 витков - приблизительно 21 [м]. Сопротивление провода 0.0903 [Ом/м], сопротивление первичной обмотки 1.9 [Ом]. Форма тока в обмотке - двуполярная прямоугольная, для расчета потерь в проводе ток можно считать постоянным. По формуле (12) потери в меди равны 0.35 [Вт].

ПРИМЕР 3. Расчитать трансформатор для ИИП работающего "на обратном ходе ключа". Минимальное входное напряжение 9 [В], выходное напряжение 5 [В], максимальный ток нагрузки 1 [А], частота 50 [кГц], максимальная скважность 2.

Напряжение на вторичной обмотке должно быть выше выходного на величину падения напряжения на выпрямительном диоде. Используем диод Шоттки с максимальным прямым падением напряжения 0.8 [В], напряжение на обмотке 5+0.8=5.8 [В]. Ток нагрузки 1 [А], мощность на вторичной обмотке 5.8 * 1 = 5.8 [Вт].

Ожидаемый КПД трансформатора 90%, мощность потребляемая от источника питания 5.8/0.9=6.44 [Вт]. При частоте 50 [кГц] в каждом цикле работы мы должны накапливать в сердечнике энергию не менее 6.44/50=0.128 [мДж]. На частоте 50 [кГц] при скважности 2 длительность открытого состояния ключа равна 1/(2*50[кГц])=10 [мкс]. Подставив в выражение (16) правую часть выражения (15) получим $E = U * t * I / 2$, откуда находим ток через первичную обмотку:

$$I = \frac{2 * 128[\text{мкДж}]}{9[\text{В}] * 10[\text{мкс}]} = 2.84 [\text{А}]$$

Используя выражение (15), определим максимально допустимую индуктивность первичной обмотки:

$$L_{\text{макс}} = \frac{9[\text{В}] * 10[\text{мкс}]}{2.84[\text{А}]} = 31.7 [\text{мкГн}]$$

Выберем сердечник Р14/8 (российский аналог - Б14) из материала 3F3 (в качестве аналога можно взять 1500ММ) и введем в него прокладку толщиной 0.2 [мм], суммарный зазор 0.4 [мм]. Согласно формуле (5):

$$A_L = \frac{2[\text{мкГн}] * 19.8[\text{мм}]}{1250 * 0.4[\text{мм}]} = 0.0792 [\text{мкГн}]$$

Для получения индуктивности 31.7 [мкГн] требуется намотать 20 витков. Эффективная проницаемость сердечника $\mu_e = 19.8[\text{мм}]/0.4[\text{мм}] = 49.5$, максимальное значение потока магнитной индукции $B = 180 [\text{мТ}]$. Объем сердечника 495 [мм³], удельные потери в феррите по номограмме фиг.3 равны примерно 0.1 [мВт/мм³], потери в феррите 495*0.1=50 [мВт].

Количество витков во вторичной обмотке $N_2 = 20 * 5.8[\text{В}]/9[\text{В}] = 13$. При таком соотношении витков обеспечивается полная передача накопленной в сердечнике энергии в нагрузку за вторую половину периода (т.е. за 10 [мкс]) при напряжении на вторичной обмотке 5.8 [В].

Выбор провода обмоток и расчет потерь в нем предоставим читателям в качестве самостоятельного упражнения.

ПРИМЕР 4. Рассчитать трансформатор для измерения величины тока, протекающего через ключ мощного ИИП. Частота работы ИИП 20 [кГц], максимальный ток ключа 5 [А], требуемое напряжение на выходе токового трансформатора 100 [мВ].

Для трансформаторов тока удобно использовать неразъемный сердечник. Чтобы получить умеренные размеры трансформатора выберем кольцо RСС9/6/3 с эффективной длиной 22.9 [мм].

Определим магнитную проницаемость феррита при которой сердечник еще не будет входить в насыщение. Первичная обмотка токового трансформатора содержит 1 виток, то есть толстый провод "первичной обмотки" просто проходит сквозь кольцо. На основе выражения (8) находим

$$\mu_e (\text{макс}) = \frac{300[\text{мТ}] * 22.9[\text{мм}]}{1000 * 1.257 * 10^{-3} [\text{мкГн/мм}] * 5[\text{А}] * 1} = 1093$$

Выбираем феррит 4А11 у которого $\mu_i = 700$, кольцо TN9/6/3 из этого материала имеет $A_L = 0.17$ [мкГн]. Чтобы обеспечить приемлемую точность измерения будем стремиться к тому чтобы через индуктивность вторичной обмотки протекал ток величиной не более 1% от тока уходящего в нагрузку. Ток вторичной обмотки зависит от коэффициента трансформации, $I_{\text{втор}} = I_{\text{перв}} * N_1 / N_2$. Ток через индуктивность вторичной обмотки при заданном выходном напряжении зависит от индуктивности вторичной обмотки, $I_{2L} = U_2 / (2 * \pi * f * L_2)$, где $\pi = 3.1416$, $f = 20$ [кГц].

Индуктивность вторичной обмотки $L_2 = A_L * N_2^2$. Приравняв с учетом 1% доли тока, получаем $1\% * (I_{\text{перв}} * N_1 / N_2) = U_2 / (2 * \pi * f * A_L * N_2^2)$, откуда путем простейшего преобразования находим требуемое количество витков вторичной обмотки:

$$N_2 = \frac{U_2}{1\% * I_{\text{перв}} * N_1 * 2 * \pi * f * A_L} = \frac{0.1[\text{В}]}{0.01 * 5[\text{А}] * 1 * 2 * 3.1416 * 20000[\text{Гц}] * 0.17[\text{мкГн}]} = 93.6$$

Округляем результат до 100 витков чтобы получить удобный для расчетов коэффициент трансформации. При такой вторичной обмотке максимальный ток в нагрузке составит $I_{\text{втор}} = 5 * 1 / 100 = 0.05$ [А]. Для получения выходного напряжения 100 [мВ] вторичная обмотка должна быть нагружена резистором 2 [Ом].

Если требуется более высокая точность измерения тока, то можно увеличить количество витков или уменьшить сопротивление нагрузочного резистора. Подобный токовый трансформатор, но выполненный на кольце большего размера и выдерживающий без насыщения большие токи, является исключительно полезным инструментом для налаживания ИИП. В частности, с его помощью удобно контролировать насыщение магнитных сердечников.

ЛИТЕРАТУРА

1. PHILIPS. Soft Ferrites Data Handbook MA01, 1998. Eindhoven, The Netherlands. Document order number 536910/30 000/pp880.
2. SIEMENS MATSUSHITA COMPONENTS. Ferrites and Accessories Data Book 1997. Munchen, Germany. Document ordering No. B461-P6151-X-X-7600.
3. TDK. Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter, 1989. Japan
4. THOMSON LCC . Soft Ferrites Selection Guide, 1989. Courbevoie Cedex, France.