

# Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания

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 большего 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 (Philips), N27 (Siemens), PC30 (TDK) и пр., имеют небольшие потери на частотах до 50–100 кГц. Для больших частот желательно использовать высокочастотные силовые ферриты, такие как 3F3 (Philips), N67 (Siemens), и т. д.

На рис. 2, 3 и 4\* приведены номограммы для определения удельных потерь в зависимости от пикового значения потока магнитной индукции для ферритов Philips 3С85, 3F3 и Siemens N27, N67.

На рис. 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, что ограничивает область их применения. Обычно сердечники из порошкового железа используются в дросселях, работающих при больших постоянных токах. При этом, как упоминалось выше, сердечник переманивается 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 используется 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

$$E = L \cdot I^2 \text{ (мкДж)}, \quad (16)$$

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 изготовлены из магнитного материала с низкой проницаемостью. При их расчете следует руководствоваться формулами (8)–(11), ограничивая  $V_{\text{макс}}$  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 удастся 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 сигнала помехи 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 В 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 его работу 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 однотактных 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

\*Опубликованы в журнале «Схемотехника» № 1, 2000 г.

“звона” и тепла. Кроме того, при разомкнутом состоянии силового ключа первичная обмотка тоже оказывается изолированной от низкочастотного источника входного питания, и емкость первичной обмотки тоже принимает участие в формировании высокочастотного “звона”. Поэтому трансформаторы для одноконтурных схем должны иметь минимально возможные значения  $L_s$ ,  $C_1$  и  $C_2$ . 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 приемлем. Согласно международным стандартам, первичная и вторичная обмотки в них должны быть надежно изолированы, испытание на пробой производится напряжением 3750 В 50 Гц в течение 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, в целях 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 при выполнении вторичной обмотки из обмоточного провода с тройной изоляцией. Такой провод выдерживает более 10 кВ и соответствует требованиям стандартов к изоляции (производитель Furukava Electric 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 замкнуть вторичные обмотки и измерить полученную 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. 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 уменьшить емкость обмотки можно 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  $T=1/50$  кГц=20 мкс, время включенного состояния ключа  $t_{вкл}=T/2=10$  мкс.

Предположим, что величина пульсаций тока через дроссель равна 10% от выходного тока,  $I_{пульс}=0,1 \cdot 2$  А=0,2 А. Используя выражение (15), определим минимально необходимую индуктивность дросселя

$$L = \frac{40 [В] \cdot 10 [мкс]}{0,2 [А]} = 2000 \text{ мкГн.}$$

Выберем ферритовый сердечник ETD34/17/11. Он имеет размер окна для намотки провода  $7,5 \cdot 24$  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):

$$g = \frac{1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \text{ А} \cdot 160}{0,001 \cdot 300 \text{ мТ}} = 1,47 \text{ мм.}$$

Округлим эту величину до большего значения:  $g=1,6$  мм. Немагнитная прокладка должна иметь толщину 0,8 мм. Эффективная длина сердечника  $l_e=78,6$  мм, эффективная проницаемость сердечника с зазором 1,6 мм составит  $m_e = 78,6 \text{ мм}/1,6 \text{ мм} = 49,1$ . Табличное значение  $A_L$  для сердечника без зазора ETD34/17/11 из феррита 3С85 равно 2,5 мкГн, при этом  $m_{e[табл]}=1600$ . Используя формулу (5), найдем параметр  $A_L$  для сердечника с зазором

$$A_L = \frac{2,5 \text{ мкГн} \cdot 78,6 \text{ мм}}{1600 \cdot 1,6 \text{ мм}} = 0,0767 \text{ мкГн.}$$

Если обмотка будет содержать 160 витков, то индуктивность составит  $L = 0,0767 \text{ мкГн} \cdot 160^2 = 1963 \text{ мкГн}$ . Немного меньшая, по сравнению с расчетной, величина индуктивности влечет чуть больший, чем 10%, уровень пульсации тока, что вполне 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:

$$B = 1000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot$$

$$0,2 \text{ А} \cdot 160 / 78,6 \text{ мм} = 25 \text{ мТ.}$$

При таком значении потока феррит 3С85 имеет удельные потери порядка 1 мкВт/мм<sup>3</sup> на частоте 50 кГц. Объем сердечника 7640 мм<sup>3</sup>, потери в сердечнике пренебрежимо малы: 1 мкВт/мм<sup>3</sup> · 7640 мм<sup>3</sup> = 7,64 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 преобразо-

вателя 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:

$$L = \frac{150 \text{ В} \cdot 12,5 \text{ мкс}}{0,0208 \text{ А}} = 90,14 \text{ (мГн)}$$

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:

$$B = 1000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 1700 \cdot \frac{0,0208 \text{ А} \cdot 218}{67 \text{ мм}} = 144,6 \text{ мТ}$$

Полученное 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  $L=1,9 \text{ мкГн} \cdot 260^2 = 128,44 \text{ мГн}$ . Величина тока через индуктивность первичной обмотки

$$I = \frac{150 \text{ В} \cdot 12,5 \text{ мкс}}{128440 \text{ мкГн}} = 0,0146 \text{ А}$$

Амплитуда потока магнитной индукции с новой обмоткой

$$B = 1000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 1700 \cdot \frac{0,0146 \text{ А} \cdot 260}{67 \text{ мм}} = 121 \text{ мТ}$$

Заметим, что при увеличении количества витков поток магнитной индукции уменьшился

пропорционально. Объем сердечника  $4000 \text{ мм}^3$ , по номограмме (рис. 2) находим, что феррит 3С85 на частоте 50 кГц имеет удельные потери приблизительно  $0,07 \text{ мВт}/\text{мм}^3$  при 120 мТ. Потери в сердечнике при частоте 40 кГц будут еще ниже и не превысят  $4000 \text{ мм}^3 \cdot 0,07 \text{ мВт}/\text{мм}^3 = 280 \text{ мВт}$ .

Для суммарного тока первичной обмотки  $0,416+0,0146=0,43 \text{ А}$  выберем провод диаметром 0,5 мм. Полная площадь окна сердечника для намотки провода  $6 \cdot 20=120 \text{ мм}^2$ , 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  $0,0903 \text{ Ом}/\text{м}$ , сопротивление первичной обмотки  $1,9 \text{ Ом}$ . Форма тока в обмотке – двуполярная прямоугольная, для расчета потерь в проводе ток можно считать постоянным. По формуле (12) потери в меди равны  $0,35 \text{ Вт}$ .

**Пример 3.** Рассчитать трансформатор для ИИП, работающего “на обратном ходе ключа”. Минимальное входное напряжение 9 В, выходное напряжение 5 В, 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  $5+0,8=5,8 \text{ В}$ . Ток нагрузки 1 А, мощность на вторичной обмотке  $5,8 \cdot 1 = 5,8 \text{ Вт}$ .

Ожидаемый КПД трансформатора 90%, мощность, потребляемая от источника питания,  $5,8/0,9=6,44 \text{ Вт}$ . При частоте 50 кГц в каждом цикле работы мы должны накапливать в сердечнике энергию не менее  $6,44/50 = 0,128 \text{ мДж}$ . На частоте 50 кГц при скважности 2 длительность открытого состояния ключа равна  $1/(2 \cdot 50 \text{ кГц})=10 \text{ мкс}$ . Подставив в выражение (16) правую часть выражения (15), получим  $E = U \cdot t \cdot I$ , откуда находим ток через первичную обмотку:

$$I = \frac{128 \text{ мкДж}}{9 \text{ В} \cdot 10 \text{ мкс}} = 1,42 \text{ А}$$

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

$$9 \text{ В} \cdot 10 \text{ мкс}$$

$$L_{\text{макс}} = \frac{1,42 \text{ А}}{63,4 \text{ мкГн}} = 1,42 \text{ А}$$

Выберем сердечник P14/8 (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):

$$A_L = \frac{2 \text{ мкГн} \cdot 19,8 \text{ мм}}{1250 \cdot 0,4 \text{ мм}} = 0,0792 \text{ мкГн}$$

Для получения индуктивности 63,4 мкГн требуется намотать 28,3 витка. Округляем значение до 28 витков, при этом индуктивность уменьшится до 62 мкГн, а ток возрастет до 1,45 А. Эффективная проницаемость сердечника  $\mu_e = 19,8 \text{ мм}/0,4 \text{ мм} = 49,5$ , максимальное значение потока магнитной индукции  $B = 127,6 \text{ мТ}$ . Объем сердечника  $495 \text{ мм}^3$ , удельные потери в феррите по номограмме (рис. 3) равны примерно  $0,05 \text{ мВт}/\text{мм}^3$ , потери в феррите  $495 \cdot 0,05 = 24,8 \text{ мВт}$ .

Количество витков во вторичной обмотке  $N_2=28 \cdot 5,8 \text{ В}/9 \text{ В} = 18$ . 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.

**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.

Алексей Кузнецов  
**akouz@senet.com.au**