

Связь индуктивности рассеяния трансформатора и потерь в снаббере обратноходового преобразователя

Дмитрий Бердников (Москва)

Рассмотрено влияние индуктивности рассеяния трансформатора на потери в снаббере обратноходового преобразователя. Выведена формула расчёта потерь через коэффициент связи трансформатора. Даны практические рекомендации по определению значения коэффициента связи по результатам измерений параметров трансформатора.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании обратноходового преобразователя возникает необходимость защиты ключа от выброса напряжения на этапе его запитывания. Как правило, эта задача решается за счёт использования специальной срезающей цепи (снаббера), которая не позволяет напряжению на ключе превысить определённого, безопасного для него уровня. Простейшим вариантом, часто применяемым в преобразователях небольшой мощности, является применение для этой цели стабилитрона (Zener-диода) либо TVS-диода (Transient Voltage Suppression). Поскольку энергия выброса при этом выделяется в снаббере, возникает необходимость количественно оценить рассеиваемую мощность в зависимости от параметров схемы. Кроме того, при проектировании (синтезе) полезно представлять, как на эти потери влияют значения либо соотношения определённых параметров схемы. Ниже рассматривается вывод некоторых соотношений для обратноходового преобразователя с широтно-импульсной модуляцией

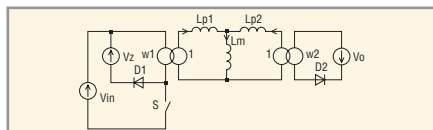


Рис. 1. Схема замещения обратноходового преобразователя

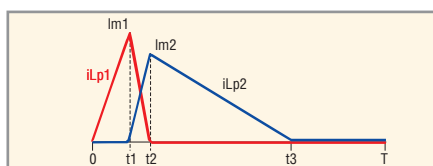


Рис. 2. Токи в L_{p1} и L_{p2}

ей второго рода (ШИМ-2), работающего в режиме прерывистого тока, позволяющих оценить эти зависимости и численно рассчитать величину потерь в снаббере.

Расчёт с Т-образной моделью трансформатора

Рассмотрим схему замещения обратноходового преобразователя для установившегося режима, показанную на рисунке 1. Двухобмоточный трансформатор показан в виде Т-образной схемы замещения, включающей индуктивность намагничивания L_m и индуктивности рассеяния обмоток L_{p1} и L_{p2} , приведённые к единичному витку. V_{in} – входное напряжение, V_o – выходное напряжение, V_z – напряжение на снаббере (стабилитроне).

Форма тока в катушках индуктивности L_{p1} и L_{p2} для случая режима прерывистого тока (РПТ) показана на рисунке 2.

На интервале $0 < t < t_1$ ключ S замкнут, диоды D1, D2 – разомкнуты. Происходит накопление энергии в L_m и L_{p1} , $iL_m = iL_{p1}$, $iL_{p2} = 0$. На этом интервале ток в ключе определяется как $i_s = iL_{p1}/w_1$.

На интервале $t_1 < t < t_2$ ключ S разомкнут, D1, D2 – замкнуты. Происходит передача энергии в источники V_z и V_o . Напряжение на ключе S ограничено на уровне $V_{in} + V_z$. Ток в L_{p1} спадает, в L_{p2} – нарастает. Токи в диодах определяются как $i_{D1} = iL_{p1}/w_1$, $i_{D2} = iL_{p2}/w_2$.

К моменту t_2 ток в D1 достигает нуля, и диод выключается (для простоты будем считать диоды безынерционными). Диод D2 продолжает про-

водить ток на интервале $t_2 < t < t_3$ до момента t_3 , когда ток в нём достигнет нуля и он выключится.

$$(L_{p1} + L_m) \frac{I_{m1}}{GT} = \frac{V_{in}}{w_1} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} L_{p1} + L_m & L_m \\ L_m & L_{p2} + L_m \end{pmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{I_{m1}}{G_2 T} \\ \frac{I_{m2}}{G_2 T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{V_z}{w_1} \\ -\frac{V_o + V_{d2}}{w_2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$(L_{p2} + L_m) \frac{I_{m2}}{G_3 T} = \frac{V_o + V_{d2}}{w_2} \quad (3)$$

$$\frac{I_{m2}}{2} (G_2 + G_3) \frac{1}{w_2} = I_o \quad (4)$$

Для рассмотренных интервалов справедливы соотношения (1)...(3), где $G = t_1/T$, $G_2 = (t_2 - t_1)/T$, $G_3 = (t_3 - t_2)/T$ – их относительные длительности, I_{m1} , I_{m2} – максимальные (пиковые) значения токов в L_{p1} и L_{p2} , показанные на рис. 1. Соотношение (4) определяет равенство среднего тока в диоде D2 току нагрузки I_o и позволяет получить замкнутое решение для установившегося режима. V_{d2} – падение напряжения на проводящем диоде D2 (считаем постоянной величиной). Отметим, что падением на диоде D1 мы пренебрегаем из-за очевидной малости по сравнению с V_z .

Для случая стабилизированного преобразователя считаем заданными параметры V_o , V_{d2} , I_o , V_z , V_{in} , w_1 , w_2 , L_{p1} , L_{p2} , L_m , T . Неизвестные – G , G_2 , G_3 , I_{m1} , I_{m2} – могут быть найдены решением системы (1)...(4).

Интересующая нас величина – потери в стабилитроне V_z – определяется уравнением (5) как произведение среднего тока диода D1 на напряжение V_z :

$$P_z = \frac{I_{m1}}{2} G_2 \frac{1}{w_1} V_z. \quad (5)$$

Для качественной оценки удобно воспользоваться относительной величиной $K_z = P_z/P_o$ – отношением потерь в снаббере к выходной мощности преобразователя. После решения системы (1)...(4) и подстановки полученных значений I_{m1} и G_2 в (5) при-

ходим к формуле для K_z в рамках данной модели – уравнению (6):

$$K_z = \frac{\left(1 + \frac{L_{p2}}{L_m}\right) \left(1 + \frac{L_{p1}}{L_m}\right) - 1}{\frac{V_z}{V_o + V_{d2}} - \frac{w_1}{w_2} \left(1 + \frac{L_{p1}}{L_m}\right)} \frac{V_z}{V_o}. \quad (6)$$

ОПРЕДЕЛЕНИЕ K_z ЧЕРЕЗ КОЭФФИЦИЕНТ СВЯЗИ

Как правило, величина рассеяния в двухобмоточном трансформаторе оценивается при помощи коэффициента связи K_c . Двухобмоточный трансформатор в общем случае описывается системой дифференциальных уравнений (7):

$$\begin{cases} u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ u_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

Коэффициент связи по определению – это уравнение (8). А через параметры Т-образной модели трансформатора на рис. 1 он может быть получен в виде уравнения (9):

$$K_c = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (8)$$

$$K_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{L_{p1}}{L_m} + 1\right) \left(\frac{L_{p2}}{L_m} + 1\right)}}. \quad (9)$$

Воспользовавшись этим соотношением и приняв, что $L_{p1}/L_m \ll 1$, получим из (6) формулу для вычисления относительных потерь в снаббере непосредственно через коэффициент связи (10):

$$K_z = \frac{1}{1 - \frac{w_1}{w_2} \frac{V_o + V_{d2}}{V_z}} \frac{V_o + V_{d2}}{V_z} \left(\frac{1}{K_c^2} - 1 \right). \quad (10)$$

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРА

Если индуктивность намагничивания для трансформатора может быть определена исходя из справочных данных на сердечник, то с определением индуктивностей рассеяния и коэффициента связи дело обстоит сложнее. В справочных данных можно встретить лишь оценочные величины индуктивности рассеяния определённых типов сердечников, да и то не всегда. Поэтому заранее, на этапе синтеза, оценить индуктивность рассеяния разработчик, как правило, может лишь на основе эмпирических данных, если они есть.

Правда, следует отметить, что существуют программы, позволяющие рассчитывать электромагнитные поля в трёхмерных и двумерных моде-

лях магнитных компонентов методом конечных элементов – Finite Element Analysis (FEA). Использование этих программ позволяет рассчитать характеристики магнитных компонентов, исходя из их геометрии [1].

Всё же самым достоверным методом определения параметров следует считать их экспериментальное измерение. Наиболее доступным и простым средством получения параметров трансформатора для вышеописанной модели является их измерение приборами – измерителями LRC [2]. Можно произвести измерения, например, индуктивности первичной обмотки при условиях разомкнутой либо замкнутой вторичной обмотки трансформатора (и наоборот) и определить затем параметры трансформатора по измеренным данным. Однако следует учитывать, что указанные приборы производят измерения, как правило, на частоте 1 кГц, которая гораздо ниже, чем рабочие частоты преобразователей. На низкой частоте измеряемое значение импеданса реактивной составляющей может оказаться сравнимо с активной составляющей (сопротивлением обмотки), что приведёт к недопустимой погрешности. Ниже предлагается методика определения параметров трансформатора по результатам измерения LRC-метром, учитывающая сопротивления обмоток и обеспечивающая высокую точность при определении коэффициента связи трансформатора.

Если учесть сопротивления обмоток, то двухобмоточный трансформатор будет описываться системой (11).

$$\begin{cases} u_1 = \frac{di_1}{dt} L_1 + \frac{di_2}{dt} M + i_1 r_1 \\ u_2 = \frac{di_2}{dt} L_2 + \frac{di_1}{dt} M + i_2 r_2 \end{cases}, \quad (11)$$

где r_1, r_2 – сопротивления обмоток.

Рассматривая эту систему, можно прийти к формуле для определения коэффициента связи через измеряемые величины (12):

$$K_c = \sqrt{\left(1 - \frac{L_b}{L_a}\right) \left[1 + \frac{r_c^2}{L_c^2 (2\pi f)^2}\right]}. \quad (12)$$

где: L_a – индуктивность первичной обмотки при разомкнутой вторичной обмотке; L_b – индуктивность первичной обмотки при замкнутой вторичной обмотке; L_c – индуктивность вторичной обмотки при разомкнутой первичной обмотке; r_c – сопротивление вторичной обмотки при разомкнутой первичной обмотке; f – частота измерения.

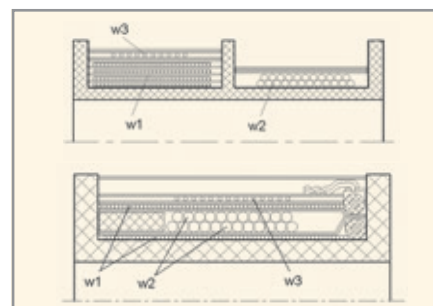


Рис. 3. Различные варианты размещения обмоток трансформатора:

- (а) на двухсекционном каркасе ($K_c=0,944$);
(б) на односекционном каркасе с переслоением ($K_c=0,993$)

Точно так же можно определить взаимную индуктивность M (13). Поскольку количество витков в обмотках трансформатора известно (w_1, w_2), теперь можно по измеренным данным определить параметры Т-образной модели трансформатора L_m, L_{p1}, L_{p2} – (14)–(16):

$$M = \sqrt{(L_a - L_b) \left[L_c + \frac{r_c^2}{L_c^2 (2\pi f)^2} \right]}, \quad (13)$$

$$L_m = \frac{M}{w_1 w_2}, \quad (14)$$

$$L_{p1} = \frac{L_a}{w_1^2} - L_m, \quad (15)$$

$$L_{p2} = \frac{L_c}{w_2^2} - L_m. \quad (16)$$

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА

Для двух трансформаторов с одинаковыми числами витков первичной и вторичной обмоток ($w_1 = 120, w_2 = 23$) и с одним и тем же сердечником (EFD-15), но с различным взаимным расположением обмоток (см. рис. 3) были проведены измерения коэффициента связи и параметров Т-образной модели трансформатора по вышеизложенной методике. Полученные значения K_c существенно различаются (0,944 для разнесённых обмоток и 0,993 для переслоенных), что подтверждает эффективность техники переслаивания обмоток для снижения рассеяния в трансформаторе [3].

Далее были получены экспериментальные осциллограммы для схемы, показанной на рис. 4, в равных условиях V_{in}, V_z, V_o, I_o для двух вариантов трансформатора ((а) и (б) на рис. 5).

На рис. 4 в качестве ключа и одновременно ШИМ-контроллера используется микросхема TOP232G, для заведения обратной связи применена обмотка управления w_3 , напряжение на TVS дио-

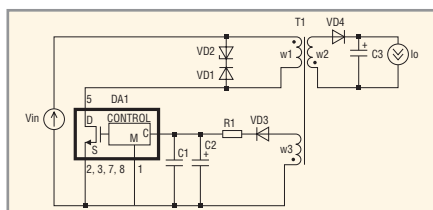


Рис. 4. Принципиальная схема макета

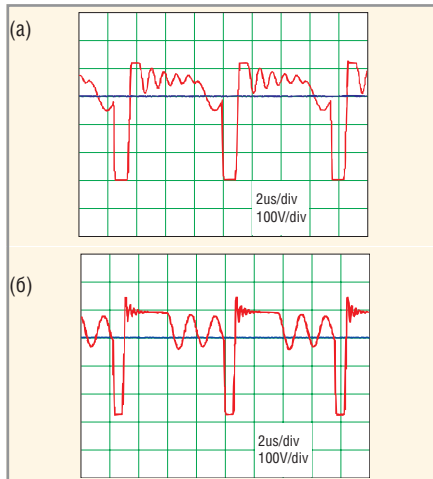


Рис. 5. Экспериментальные осциллограммы:
(а) при $K_c = 0,944$; (б) при $K_c = 0,993$

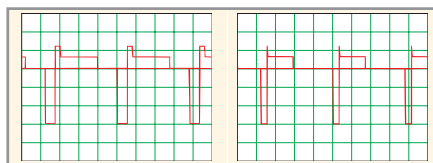


Рис. 6. Расчётные осциллограммы:
(а) при $K_c = 0,944$; (б) при $K_c = 0,993$

де VD2 – около 120 В (V_z). Осциллограммы на рис. 5 сняты при следующих значениях параметров: $V_{in} = 300$ В, $V_o = 12$ В, $I_o = 0,12$ А. На них красным цветом показано напряжение на ключе (выв. 5 DA1), а синим – напряжение V_{in} . Видно, что выброс по напряжению в случае (б) существенно уже при той же амплитуде.

Расчётные осциллограммы с Т-образной моделью трансформатора показаны на рис. 6. Исходные параметры для расчёта следующие (все величины даны в СИ):

Вариант (а): $V_{in} = 300$ В; $w_1 = 120$; $w_2 = 23$; $V_o = 12$ В; $V_{d2} = 0,7$ В; $I_o = 0,12$ А; $L_m = 2,088 \times 10^{-7}$ Гн; $L_{p1} = 6,306 \times 10^{-9}$ Гн; $L_{p2} = 1,865 \times 10^{-8}$ Гн; $T = 7,6 \times 10^{-6}$ с; $V_z = 120$ В.

Вариант (б): $V_{in} = 300$ В; $w_1 = 120$; $w_2 = 23$; $V_o = 12$ В; $V_{d2} = 0,7$ В; $I_o = 0,12$ А; $L_m = 9,694 \times 10^{-8}$ Гн; $L_{p1} = 1,61 \times 10^{-10}$ Гн; $L_{p2} = 1,166 \times 10^{-9}$ Гн; $T = 7,6 \times 10^{-6}$ с; $V_z = 120$ В.

Из сравнения результатов расчёта и эксперимента можно заключить, что длительности рабочих интервалов схемы отражены достаточно верно при

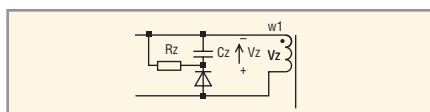


Рис. 7. RCD-снаббер

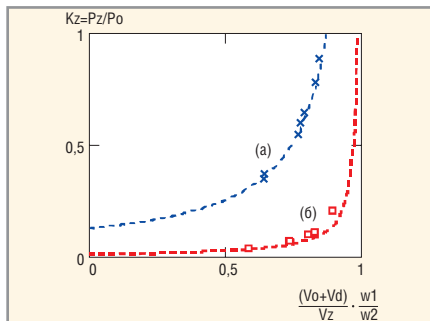


Рис. 8. K_z – сравнение теории и эксперимента при заданном K_c :
(а) $K_c = 0,944$ (– – формула, х – эксперимент);
(б) $K_c = 0,993$ (– – формула, п – эксперимент)

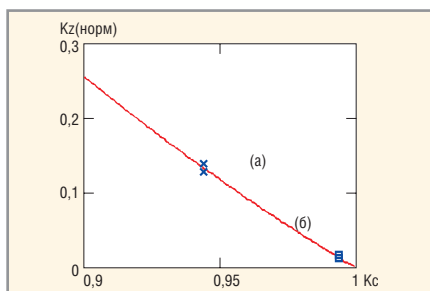


Рис. 9. Нормализованный K_z – зависимость от коэффициента связи трансформатора сплошная линия – теория:
(а) $K_c = 0,944$; (б) $K_c = 0,993$ – эксперимент

разных вариантах расположения обмоток трансформатора, и следовательно, подход справедлив, несмотря на то что он не учитывает паразитные ёмкости ключей (отсутствие осцилляций на теоретических осциллограммах).

Но следует ответить на вопрос: справедлив ли данный подход для расчёта потерь в снаббере? Расчёт с Т-образной моделью трансформатора по формуле (6) даёт следующие значения для рассмотренного случая: $P_z(a) = 0,432$ Вт, $P_z(b) = 0,047$ Вт. Расчёт по формуле (10) непосредственно через коэффициент связи даёт $P_z(a) = 0,416$ Вт, $P_z(b) = 0,048$ Вт – то есть весьма мало различающиеся значения.

К сожалению, экспериментальное измерение потерь в снаббере (рис. 4) затруднительно, поскольку напрямую измерить можно только напряжение V_z , но не протекающий через диод VD2 ток. Поэтому для экспериментальной проверки формулы (10) вместо Зенера-снаббера был использован RCD-снаббер, показанный на рис. 7. В этом случае потери в снаббере легко вычис-

лить: $P_z = V_z^2/R_z$. Отметим, что ёмкость C_z достаточно велика, чтобы пренебречь пульсацией напряжения на ней.

В схеме были проведены измерения потерь P_z при различных значениях входного напряжения и тока нагрузки. Сравнение теоретической кривой и экспериментальных точек показано на рис. 8. Показаны две кривые, построенные для трансформаторов с различными значениями K_c . По оси абсцисс отложен относительный параметр – отношение выходного напряжения (с учётом падения на диоде) к приведённому напряжению снаббера. Эта величина в явном виде присутствует в уравнении (10) и изменяется в эксперименте. Видно, что при увеличении этого параметра происходит рост потерь P_z .

На рисунке 9 показана нормализованная кривая относительных потерь (17) в зависимости от коэффициента связи трансформатора K_c . Сплошной линией показана теоретическая кривая, буквами «а» и «б» обозначены экспериментальные точки для двух вариантов трансформатора. Как видно из графика, все полученные значения при разных параметрах попадают практически в одну точку и хорошо согласуются с теоретической кривой:

$$K_z = \frac{K_z}{1 - \frac{w_1}{w_2} \frac{1}{V_z} (V_o + V_{d2})} \cdot \frac{V_o}{V_o} \quad (17)$$

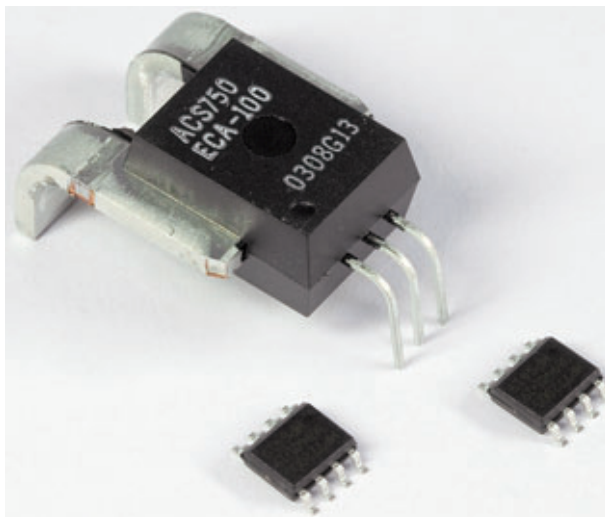
Выводы

Получена формула (10) для вычисления потерь в снаббере обратного преобразователя через коэффициент связи трансформатора. Исследованы и экспериментально подтверждены характеристики относительных потерь, следующие из (10). Приведена практическая методика измерения коэффициента связи трансформаторов импульсных преобразователей напряжения в случае использования стандартных измерителей LRC.

Литература

1. Матвеев К. Использование пакета Ansys для моделирования электромагнитных элементов импульсных преобразователей. Силовая электроника. 2004. № 2.
2. Цифровой измеритель иммитанса E7-22. Руководство по эксплуатации. М., 2004.
3. Optimizing the winding strategy of the transformer in a flyback converter. R. Prieto, J.A. Cobos, O. Garcia, R. Asensi, J. Uceda. IEEE PESC'96 Rec. 1996.

Датчики тока на эффекте Холла



Параметры датчиков тока Allegro

Наименование	Диапазон измеряемых токов (А)	Чувствительность (мВ/А)	Полоса рабочих частот (КГц)	Корпус
ACS704-005	±5	133	50	
ACS704-015	±15	100		
ACS752-050	±50	40		
ACS752-100	±100	20		
ACS754-050	±50	40	35	
ACS754-100	±100	20		
ACS754-130	±130	14,2		
ACS754-150	±150	13,3		
ACS754-200	±200	10		

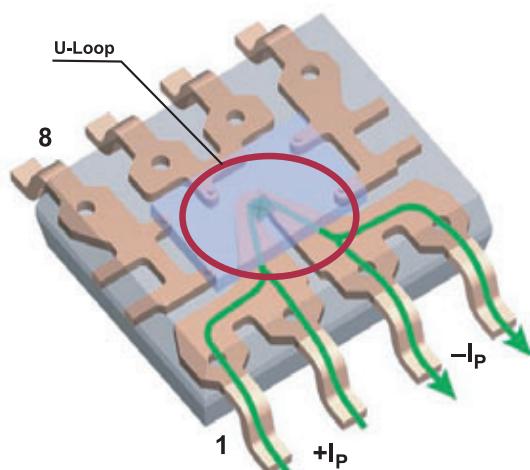


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

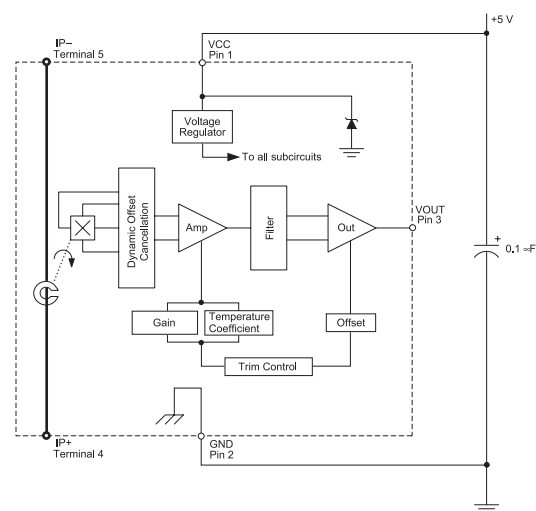
ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Диапазон измеряемых токов $\pm 5 \dots \pm 200 \text{ A}$
- Сверхнизкое сопротивление токовой шины
- Хорошая линейность
- Полоса частот до 50 кГц
- Промышленный диапазон температур $-40 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$
- Напряжение изоляции до 3кВ

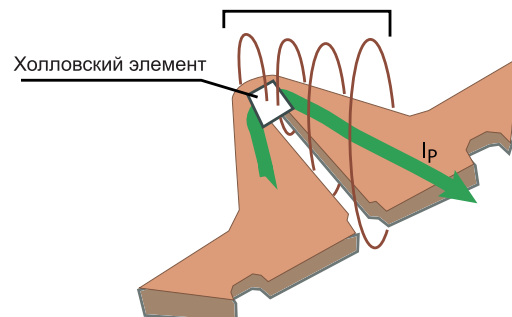
Области применения

- Источники вторичного электропитания
- Корректоры коэффициента мощности
- Автоэлектроника
- Системы промышленной автоматики
- Бытовая электроника

Конструкция датчиков тока Allegro



Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704