

К вопросу построения мощных DC/DC-преобразователей,

ПИТАЮЩИХСЯ ОТ НИЗКОВОЛЬТНЫХ СЕТЕЙ

В мощных DC/DC-преобразователях, работающих от низковольтных источников питания, с минимальным количеством последовательно включенных в цепь силового тока полупроводниковых приборов, одним из основных факторов, определяющих режим работы и параметры элементов устройства и его КПД, является избыточная энергия, которая накапливается в индуктивностях рассеивания согласующих силовых трансформаторов. В статье рассматриваются вопросы рациональной утилизации этой энергии, приводятся схемные решения, позволяющие существенно повысить КПД таких устройств и жестко ограничить напряжения на силовых элементах.

**Анатолий Царенко,
к. т. н.
Дмитрий Серегин**

sedian19@umail.ru

Мощный DC/DC-преобразователь, работающий от низковольтного (10–50 В) источника питания (аккумуляторные батареи, водородные источники питания и т. д.), преобразует энергию постоянного тока с уровнем в сотни ампер. Не трудно убедиться, что в таких случаях статические потери энергии в полупроводниковых элементах преобразователя существенно, часто на порядок, превышают динамические. Таким образом, силовая схема преобразователя должна содержать минимальное количество последовательно включенных в цепь потребляемого тока силовых полупроводниковых приборов. Как правило, это однотактные схемы либо двухтактная схема с выводом нулевой точки первичной обмотки силового трансформатора.

Схема DC/DC-преобразователя, построенного на базе известного инвертора со средней точкой первичной обмотки силового трансформатора, представлена на рис. 1. В схеме для наглядности выделены индуктивности рассеивания обмоток силового трансформатора. Особенностью данной схемы, а также преобразователей, построенных на базе однотактных схем, является необходимость вывода энергии, накапливаемой в индуктивностях рассеивания силового трансформатора на этапах проводимости силовых транзисторов.

Для вывода энергии индуктивностей рассеивания в схеме необходимы дополнительные элементы. Если такой вывод энергии не обеспечивается, то ЭДС самоиндукции индуктивности рассеивания трансформатора при запираии силового транзистора схемы может вызвать на нем бросок напряжения, что приведет данный прибор к выходу из строя.

Простейшие устройства, обеспечивающие ограничение напряжения на силовых транзисторах, — это RCD-цепочки, показанные на рис. 1. Помимо ограничения напряжения на транзисторах они снижают потери энергии в транзисторах на этапе вы-

ключения, что при низковольтном питании не столь актуально.

Энергия, выводимая из индуктивностей рассеивания в конденсаторы C1, C2, при очередном включении транзисторов VS1, VS2 рассеивается в токоограничивающих резисторах R1, R2, что существенно (как будет показано ниже) снижает КПД устройства.

Режим работы RCD-цепочек, а соответственно, и уровень напряжения на конденсаторах C1, C2 и транзисторах VS1, VS2, в немалой степени зависит от режима работы инвертора, в частности, от коэффициента заполнения ключей, тока нагрузки и т. д. Не вдаваясь в подробности, укажем, что в зависимости от режима работы схемы наибольшее значение напряжения на транзисторах схемы может значительно превышать удвоенную величину напряжения питания. Последнее заставляет использовать в схеме силовые транзисторы с повышенным допустимым напряжением и, как следствие, с увеличенным падением напряжения на транзисторе в проводящем состоянии, что снижает КПД схемы.

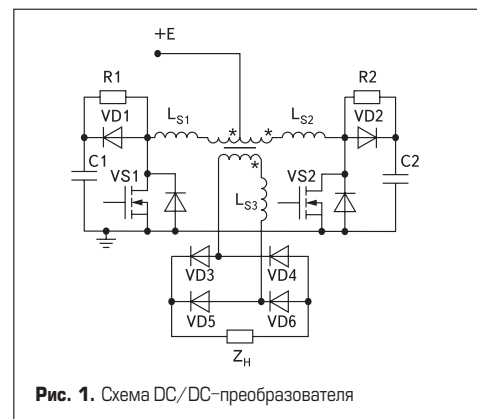
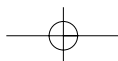
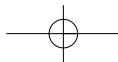


Рис. 1. Схема DC/DC-преобразователя





Не проводя детального анализа работы схемы, можно оценить соответствующую мощность, рассеиваемую в RCD-цепочках. Соответственно, эта мощность в режиме, близком к максимальному коэффициенту заполнения транзисторов, может быть приближенно оценена как

$$P_{RCD} = (L_{S1} + L_{S3}') \times (I_n')^2 \times f \times \frac{K_{np}^2 - 2 \times K_{np} + 5}{K_{np}^2} \quad (1)$$

где введены следующие обозначения: I_n' — ток нагрузки, пересчитанный в первичную обмотку (принимается, что Z_H имеет индуктивный характер, ток нагрузки хорошо сглажен и может быть принят постоянным на периоде работы схемы), L_{S1} — индуктивность рассеивания первичной обмотки, L_{S3}' — пересчитанная к первичной обмотке индуктивность рассеивания вторичной обмотки, f — частота работы преобразователя, K_{np} — коэффициент, характеризующий максимальное напряжение на конденсаторах C1, C2 (или, что то же самое, на транзисторах преобразователя) при максимальном токе нагрузки преобразователя, и равный

$$K_{np} = \frac{U_{C_{MAX}} - E}{E} \quad (1a)$$

где $U_{C_{MAX}}$ — максимальное напряжение на конденсаторах C1 и C2, E — величина напряжения питания.

Для оценки потерь в RCD-цепочках в соответствии с уровнем тока, частотой и индуктивностями рассеивания трансформатора (то есть конструкции трансформатора) необходимо получить зависимость величины индуктивностей рассеивания трансформатора от параметров схемы (в упрощенном варианте это могут быть частота, установленная мощность трансформатора, величина тока или величина напряжения).

С помощью известных методик расчета трансформатора [1, 2], выбрав материал для сердечника и обмоток, можно приближенно оценить величину индуктивности рассеивания обмоток. С учетом материала сердечника (феррит 2000 НМ) и обмоток (медь), конструкции трансформатора (броневой) были построены зависимости суммарной индуктивности рассеивания обмоток трансформатора $L_{S1} + L_{S3}' = L_{\Sigma\Sigma}$ пересчитанной к первичной обмотке (предполагается, что обмотки несекционированные) от установленной мощности трансформатора (S) для трех рабочих частот трансформатора (10, 20 и 30 кГц) для напряжений питания 24 и 12 В (рис. 2).

Имея зависимости рис. 2, можно оценить мощность, рассеиваемую в RCD-цепочках (P_{RCD}), через установленную мощность трансформатора (S). Далее полагаем, что мощность, передаваемая в нагрузку преобразователем (P), и установленная мощность трансформатора связаны известным соотношением

$$S = P \times k_{схемы} \quad (2)$$

где $k_{схемы}$ — коэффициент, зависящий от схемы и режима работы преобразователя [3, 4]. КПД преобразователя (определяемый в пред-

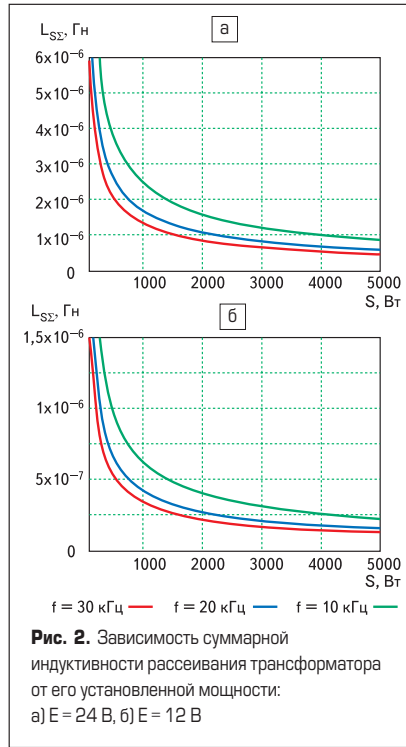


Рис. 2. Зависимость суммарной индуктивности рассеивания трансформатора от его установленной мощности: а) $E = 24$ В, б) $E = 12$ В

положении, что единственными потерями являются потери, рассеиваемые в RCD-цепочках) равен:

$$\eta_{RCD} = \frac{P}{P + P_{RCD}} = \frac{S}{S + P_{RCD} \times k_{схемы}} \quad (3)$$

Можно считать, что расчетная максимальная индукция в сердечнике $B(S, f)$, определяемая рабочей частотой и установленной мощностью трансформатора (при принятых для трансформатора конструкции и геометрических соотношениях), задает число витков первичной обмотки ω_1 , через напряжение на первичной обмотке. Предположим, что режимом с максимальной вольт-секундной площадью будет режим с напряжением на первичных обмотках в форме меандра с периодом, равным T (где T — период работы схемы), и амплитудой, которую можно считать равной напряжению питания E . Тогда можно записать:

$$\omega_1 = \frac{E}{4 \times S_c(S, f) \times B(S, f) \times f} \quad (4)$$

где $S_c(S, f)$ — площадь сечения сердечника, $B(S, f)$ — максимальная индукция в сердечнике. Таким образом, в силу известной приближенной формулы расчета индуктивностей рассеивания [1, 2], для суммарной индуктивности рассеивания, пересчитанной к первичной обмотке,

$$L_{\Sigma\Sigma} = k \times \frac{E^2}{S_c(S, f)^2 \times B(S, f)^2 \times f^2} \times l_{об}(S, f) \quad (5)$$

где k — коэффициент пропорциональности, $l_{об}(S, f)$ — средняя длина витка обмотки.

Приняв, что КПД преобразователя определяется только потерями в RCD-цепочках, считая коммутации пренебрежимо малыми, то-

ки обмоток и напряжения на обмотках имеющими прямоугольную форму, ток вторичной обмотки и напряжения на обмотках не имеющими пауз, можно считать, что приведенный к первичной обмотке ток нагрузки преобразователя равен

$$I_n' = \frac{P}{E} = \frac{S}{k_{схемы} \times E} \quad (6)$$

Тогда, пользуясь оценкой мощности, проходящей через индуктивности рассеивания, приведенной выше, можно оценить мощность, выделяющуюся в резисторах R1, R2, подставляя вместо $(L_{S1} + L_{S3}')$ суммарную индуктивность рассеивания трансформатора $L_{\Sigma\Sigma}$:

$$P_{RCD} = k \times \frac{E^2}{S_c(S, f)^2 \times B(S, f)^2 \times f^2} \times l_{об}(S, f) \times \left(\frac{S}{k_{схемы} \times E} \right)^2 \times f \times \frac{K_{np}^2 - 2 \times K_{np} + 5}{K_{np}^2} = k \times \frac{S^2}{S_c(S, f)^2 \times B(S, f)^2 \times f \times k_{схемы}^2} \times l_{об}(S, f) \times \frac{K_{np}^2 - 2 \times K_{np} + 5}{K_{np}^2} \quad (7)$$

Таким образом, в пределах сделанных предположений, P_{RCD} не зависит от E .

На рис. 3а приведены полученные зависимости мощности P_{RCD} для частот 10, 20 и 30 кГц от установленной мощности трансформатора. На рис. 3б показаны соответствующие оценки для КПД преобразователя η_{RCD} .

Зависимости, приведенные на рис. 3, позволяют сделать вывод о неперспективности применения защитных RCD-цепей в мощных преобразователях с низковольтным питанием. На практике преобразователи, выполненные по схеме рис. 1, мощностью более нескольких сотен ватт не применяются.

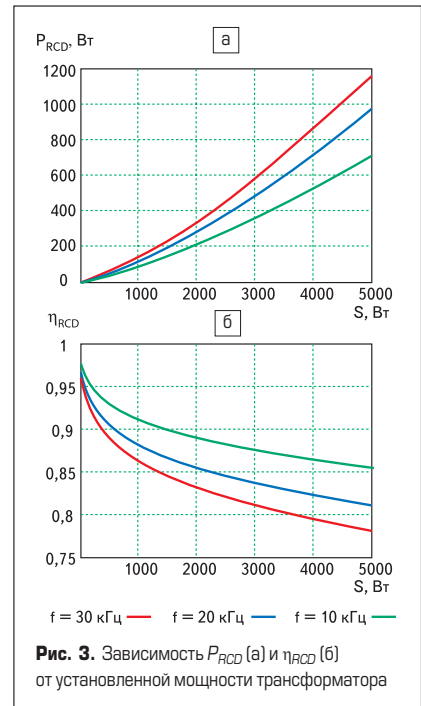
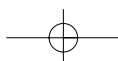


Рис. 3. Зависимость P_{RCD} [а] и η_{RCD} [б] от установленной мощности трансформатора



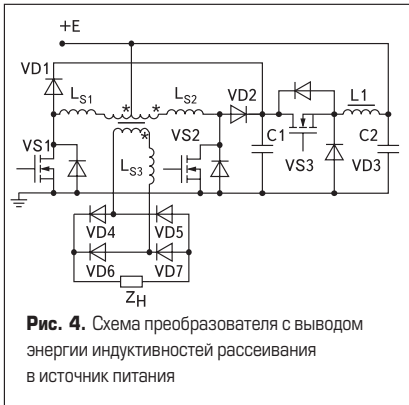


Рис. 4. Схема преобразователя с выводом энергии индуктивностей рассеивания в источник питания

Естественным решением, расширяющим области применения аналогичных преобразователей, является вывод энергии, накапливаемой в индуктивностях рассеивания трансформатора, в питающую сеть либо в нагрузку. Вывод энергии индуктивностей рассеивания в источник питания имеет то преимущество, что передаваемая таким путем мощность может варьироваться в широких пределах независимо от величины нагрузки преобразователя. Кроме того, вывод этой энергии в питающую сеть обеспечивается гораздо более простым схемным решением. На рис. 4 показана схема, реализующая указанный принцип. Энергия, накапливаемая в индуктивностях рассеивания трансформатора, выводится в конденсатор C1, напряжение на котором во всех режимах работы близко к двойному напряжению питания, всегда оставаясь несколько больше его. При этом максимальные напряжения на транзисторах жестко ограничены напряжением на конденсаторе C1.

Стабилизация напряжения на конденсаторе C1 на требуемом уровне обеспечивается за счет работы регулятора первого рода, выполненного на транзисторе VS3, диоде VD3 и дроселе L1. Установленная мощность регулятора первого рода, естественно, меньше установленной мощности основного преобразователя и определяется энергией, выводимой из индуктивностей рассеивания трансформатора.

Оценим мощность, на которую должен быть рассчитан регулятор первого рода, при допущении, что все полупроводниковые элементы схемы — идеальные ключи, потери энергии в элементах схемы отсутствуют.

Эквивалентная схема для этапа вывода энергии из индуктивностей рассеивания в конденсатор C1 изображена на рис. 5. Эта схема справедлива при условии малых пульсаций напряжения на конденсаторе C1. Тогда напряжение на конденсаторе U_C может быть принято постоянным, а конденсатор C1 эквивалентно за-

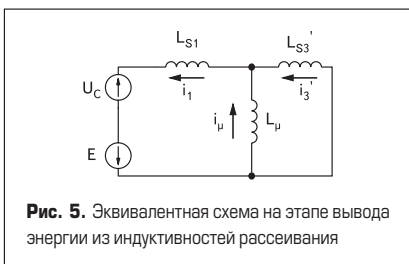


Рис. 5. Эквивалентная схема на этапе вывода энергии из индуктивностей рассеивания

менен источником напряжения, равным U_C . Кроме того, предполагаем, что выходной выпрямитель за счет индуктивности в нагрузке стягивается в точку на всем интервале вывода энергии. При этом выводимая энергия будет наибольшей.

Энергию, выводимую в конденсатор, можно представить как сумму энергии, накопленной к этому времени в индуктивностях рассеивания, и энергии, потребленной от источника питания на этапе вывода энергии в конденсатор. Пренебрегая током индуктивности намагничивания, можно считать, что ток индуктивностей рассеивания падает от величины I_n' до нуля линейно. Обозначая время спада тока как t_{cn} можно записать:

$$t_{cn} = \frac{I_n' \times (L_{s1} + L_{s3}')}{U_C - E} = \frac{I_n' \times L_{s\Sigma}}{U_C - E} \quad (8)$$

Мощность, потребляемая от источника, за время вывода энергии из индуктивностей рассеивания равна:

$$W_{номп} = \int_0^{t_{cn}} E \times i_1(t) dt = \int_0^{t_{cn}} E \times \left(I_n' - \frac{I_n'}{t_{cn}} \times t \right) dt = \frac{(I_n')^2 \times L_{s\Sigma}}{2 \times \left(\frac{U_C}{E} - 1 \right)} \quad (9)$$

Накопленная к моменту запираения транзистора в индуктивностях рассеивания энергия может быть оценена следующим образом:

$$W_{нак} = \frac{L_{s\Sigma} \times (I_n')^2}{2} \quad (10)$$

С учетом выражений (9) и (10) мощность, передаваемая вспомогательным преобразователем, равна:

$$P_{вспом} = 2 \times f \times (W_{номп} + W_{нак}) = f \times L_{s\Sigma} \times (I_n')^2 \times \frac{U_C}{U_C - E} \quad (11)$$

где f — частота работы преобразователя.

При $U_C = 2 \times E$ мощность $P_{вспом} = 2 \times f \times L_{s\Sigma} \times (I_n')^2$, при большем U_C мощность $P_{вспом}$ меньше.

Приращение напряжения на конденсаторе C1 за один цикл вывода энергии из индуктивностей рассеивания может быть оценено из условия, что вся выводимая энергия накапливается в конденсаторе и на интервале вывода передача энергии вспомогательным преобразователем пренебрежимо мала.

Приращение энергии в конденсаторе ΔW_C равно

$$\Delta W_C = \Delta U_C \times U_C \times C1 = W_{номп} + W_{нак} = \frac{(I_n')^2 \times L_{s\Sigma}}{2} \times \frac{U_C}{U_C - E} \quad (12)$$

где ΔU_C — приращение напряжения на конденсаторе C1.

Тогда

$$\Delta U_C = \frac{(I_n')^2}{2 \times (U_C - E)} \times \frac{L_{s\Sigma}}{C1} \quad (13)$$

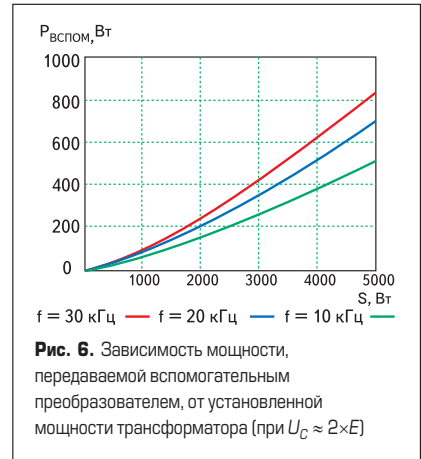


Рис. 6. Зависимость мощности, передаваемой вспомогательным преобразователем, от установленной мощности трансформатора (при $U_C \approx 2 \times E$)

На рис. 6 показаны зависимости мощности, передаваемой вспомогательным преобразователем, от установленной мощности трансформатора при $U_C \approx 2 \times E$.

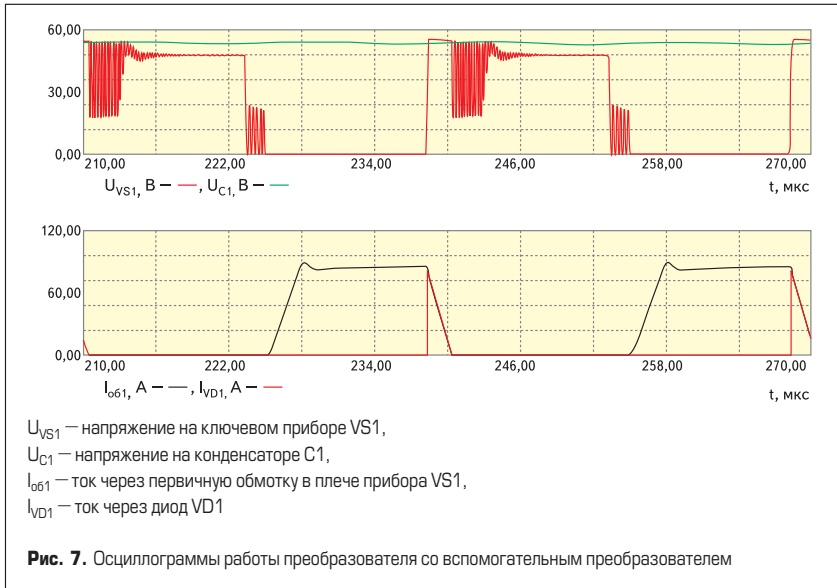
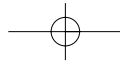
Для проверки эффективности приведенной выше схемы со вспомогательным преобразователем было проведено моделирование ее работы в системе моделирования MicroCap.

Для устройства приняты следующие параметры: напряжение питания 24 В, частота работы основного преобразователя 30 кГц, вспомогательного преобразователя — 60 кГц. Мощность, передаваемая в нагрузку, равна 1400 Вт. В модели трансформатора, рассчитанного по указанной выше методике, учтены индуктивности рассеивания и индуктивность намагничивания. В качестве управляемых полупроводниковых ключей VS1, VS2 использованы транзисторы IRFP2907, диоды VD1, VD2 — 35CGQ100. Вспомогательный преобразователь построен на транзисторе VS3 типа IRF1310 и диоде VD3 (также 35CGQ100). По результатам моделирования КПД схемы — 96%. Полученный КПД, в отличие от η_{RCD} (3), учитывает также потери в полупроводниковых элементах схемы.

Мощность, передаваемая вспомогательным преобразователем, — 285 Вт по результатам моделирования, по приведенной выше аналитической оценочной формуле — 324 Вт. Разница между результатами оценки и результатами моделирования может быть объяснена учетом потерь в полупроводниковых элементах схемы при моделировании.

На рис. 7 показаны полученные при моделировании осциллограммы. Преобразователь работает в режиме, близком к максимальному коэффициенту заполнения транзисторов основного преобразователя (коэффициент заполнения равен 0,87).

Моделирование показало, что включение ключа в одном из плеч схемы в то время, как в противоположном плече ток еще не спал, существенно замедляет спад этого тока, а также нарастание тока во включившейся обмотке. Это объясняется трансформацией напряжения на включившейся обмотке в противоположное плечо и трансформацией тока в обмотку включившегося плеча из обмотки противоположного. Поэтому предпочтительно включать ключевой прибор в одном из плеч не раньше, чем в противоположном плече ток спадет до достаточно малой величины.



Очевидно, что при уменьшении индуктивности рассеивания трансформатора снижается мощность вспомогательного источника, уменьшается длительность коммутации, что повышает КПД схемы и позволяет реализовать ее работу на более высокой частоте. Широко известным методом снижения индуктивности рассеивания является применение в трансформаторе секционированных обмоток. На рис. 8 показаны зависимости суммарной индуктивности рассеивания от установленной мощности трансформатора при $E = 24$ В для трансформатора с несекционированной обмоткой (аналогично рассматриваемому выше), рассчитанного на рабочую частоту 30 кГц, и для трансформаторов с секционированной обмоткой при числе элементов обмоток, равном двум [2], которые рассчитаны на частоты 30 и 50 кГц.

Следует заметить, что конструктивно выполнение мощного высокочастотного трансформатора с низковольтными (сильноточными) обмотками достаточно сложная задача.

Обычно сильноточные обмотки такого трансформатора выполняются в виде пластин с эффективной поверхностью охлаждения, часто обдуваемых с помощью внешнего вентилятора. В таких трансформаторах организация дополнительного силового вывода либо организация секционирования обмоток практически не усложняет его конструкцию, а следовательно, перспективно в этих применениях.

На рис. 9 приведены полученные при моделировании схемы с трансформатором с секционированными обмотками осциллограммы.

Снижение индуктивностей рассеивания предоставляет возможность сократить длительность интервалов коммутации, что в свою очередь позволяет реализовать работу преобразователя на большей частоте.

Для устройства приняты следующие параметры: напряжение питания 24 В, частота работы основного преобразователя 50 кГц, вспомогательного преобразователя — 100 кГц. Мощность, передаваемая в нагрузку, равна

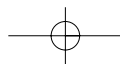
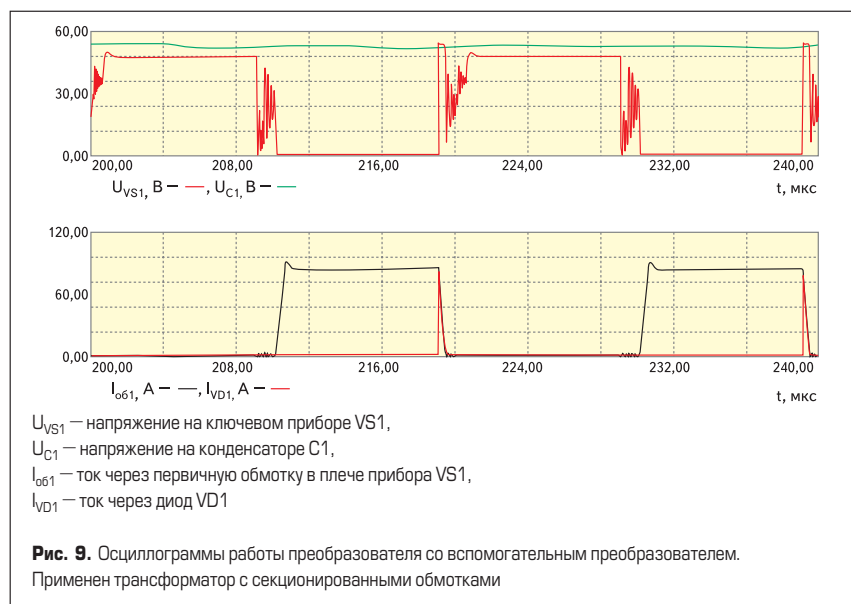
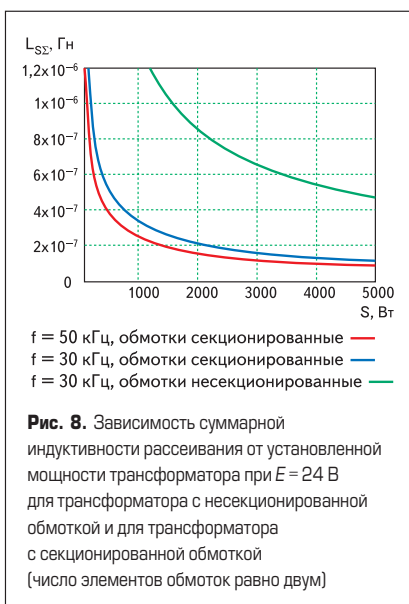
1700 Вт. По результатам моделирования КПД схемы достигает 97%.

Мощность, передаваемая вспомогательным преобразователем, — 77 Вт по результатам моделирования, по приведенной выше аналитической оценочной формуле — 97 Вт. Разница между результатами оценки и результатами моделирования здесь также может быть объяснена учетом потерь в полупроводниковых элементах схемы при моделировании.

Недостатком рассмотренной выше схемы со вспомогательным преобразователем является то, что на интервале спада тока в обмотке этот ток протекает через источник питания E . Вследствие чего энергия, которая поступает во вспомогательный преобразователь после каждого запирающего транзистора основного преобразователя, оказывается больше, чем энергия, накопленная в индуктивности рассеивания трансформатора перед запирающим транзистором. Если исключить из контура протекания тока обмотки источник питания на интервале спада тока, то энергия, выводимая в источник, уменьшится, то есть уменьшится мощность вспомогательного преобразователя. Схема с таким включением вспомогательного преобразователя показана на рис. 10. Уменьшение мощности вспомогательного преобразователя ведет к снижению стоимости и массогабаритных показателей его элементов, упрощению его конструкции.

В схеме на рис. 10 энергия из индуктивности рассеивания выводится в конденсатор C1, напряжение на котором U_C несколько больше E . C1 заряжен таким образом, что вывод отрицательной полярности подключен к средней точке трансформатора. Предполагается, что пульсации напряжения на C1 пренебрежимо малы по сравнению с величиной напряжения на C1. Стабилизация напряжения на конденсаторе C1 осуществляется за счет регулятора третьего рода, включающего транзистор VS3, диод VD3 и дроссель L1.

В предыдущей схеме (рис. 4) ток в обмотке трансформатора спадал под действием напря-



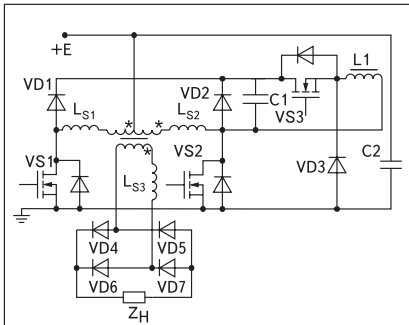


Рис. 10. Схема преобразователя с выводом энергии индуктивностей рассеивания в источник питания со вспомогательным преобразователем уменьшенной мощности

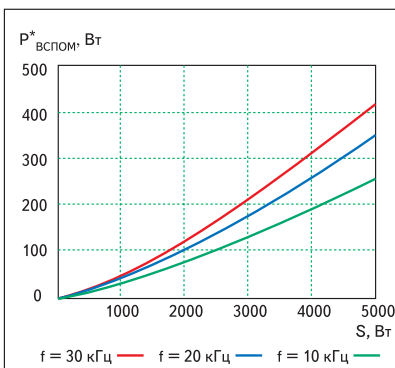


Рис. 11. Зависимость мощности, передаваемой вспомогательным преобразователем, от установленной мощности трансформатора для схемы с дополнительным преобразователем уменьшенной мощности

жения, равного разности напряжения на входном конденсаторе вспомогательного преобразователя ($C1$ на рис. 4) и напряжения питания. Эта разность несколько превышала E . В схеме на рис. 10 ток спадает под действием напряжения, равного напряжению на входном конденсаторе вспомогательного преобразователя, которое в этой схеме несколько превышает E . Таким образом, скорости спада тока в индуктивностях рассеивания в данных схемах, при одинаковых величинах самих индуктивностей рассеивания, очевидно, равны. Однако ток обмотки на этапе спада в схеме рис. 10 не протекает через источник питания E . В эквивалентной схеме на этапе вывода энергии из индуктивностей рассеивания, в отличие от рис. 5, необходимо учитывать лишь напряжение U'_{C1} . В соответствии со сказанным, $W'_{нотр} = 0$.

Для мощности, передаваемой вспомогательным преобразователем, можно получить:

$$P^*_{вспом} = 2 \times f \times W'_{нак} = f \times L_{S\Sigma} \times (I_n')^2. \quad (14)$$

Приращение напряжения на конденсаторе $C1$ в схеме рис. 10 может быть оценено следующим образом:

$$\Delta U^*_{C1} = \frac{(I_n')^2}{2 \times U^*_{C1}} \times \frac{L_{S\Sigma}}{C1}. \quad (15)$$

Зависимость мощности, передаваемой вспомогательным преобразователем, от установленной мощности трансформатора при применении таких же трансформаторов, что и для условий рис. 6, приведена на рис. 11. Как видно из (11) и (14), с учетом $U_C \approx 2 \times E$, эта мощность в два раза меньше мощности, передаваемой вспомогательным преобразователем, для условий рис. 6.

Было проведено моделирование в системе MicroCap работы преобразователя, построенного по схеме рис. 10.

Для устройства приняты следующие параметры: напряжение питания 24 В, частота работы основного преобразователя 30 кГц, вспомогательного преобразователя — 60 кГц. Мощность, передаваемая в нагрузку, равна 1400 Вт. В качестве управляемых полупроводниковых ключей VS1, VS2 также использованы транзисторы IRFP2907, диоды VD1, VD2 — 35CQG100. Вспомогательный преобразователь построен на транзисторе VS3 типа IRF1310 и диоде VD3 (также 35CQG100). Параметры трансформатора соответствуют трансформатору с несекционированными обмотками. По результатам моделирования КПД схемы — 96%.

Мощность, передаваемая вспомогательным преобразователем, — 157 Вт по результатам моделирования, по приведенной выше аналитической оценочной формуле — 162 Вт.

На рис. 12 показаны полученные при моделировании осциллограммы.

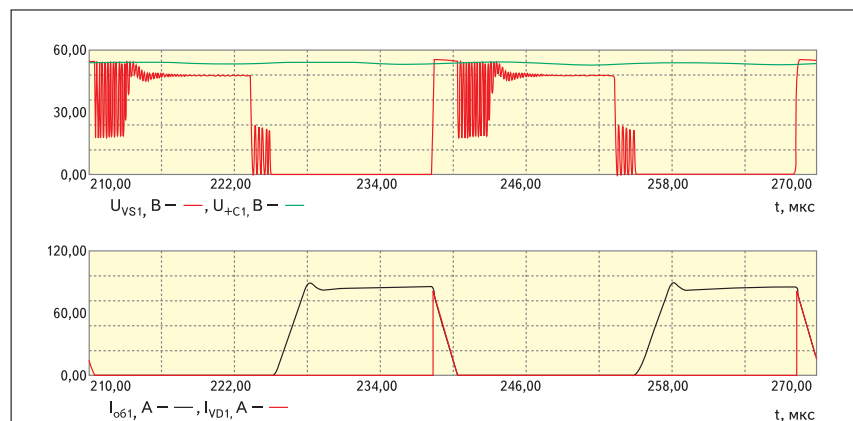
Выше были описаны возможные пути решения проблемы, возникающей при разработке схем ключевых преобразователей с выводом нулевой точки трансформатора — необходимости вывода энергии из индуктивностей рассеивания трансформатора. Требование повышения КПД преобразователя делает логичным обеспечение вывода этой энергии в первичный источник питания взамен ее рассеивания в потери. Расчеты величины данной энергии и мощности, передаваемой вспомога-

тельными преобразователями, проведенные для параметров схем, которые можно считать типичными для современных преобразователей такого типа, позволяют считать эффективным применение описанного решения.

Схема, рассмотренная здесь второй (рис. 10), позволяет снизить мощность вспомогательного преобразователя, не ухудшая режим преобразователя по сравнению со схемой рис. 4. Поэтому в большинстве случаев применение такой схемы представляется предпочтительным. Но в силу, например, конструктивных особенностей преобразователя может оказаться целесообразным применение и схемы рис. 4. Разумеется, приведенные оценки определяются выбранными конструкцией и материалами трансформаторов и могут варьироваться в широких пределах в зависимости от применяемых трансформаторов. Однако можно утверждать, что рассмотренные схемы позволяют в широком диапазоне параметров схем с выводом нулевой точки трансформатора существенно повысить КПД схемы, принципиально улучшить режим работы силовых транзисторов основного преобразователя, жестко ограничивая максимальное напряжение на них вблизи минимально необходимой величины, требуя при этом применения весьма простого дополнительного преобразователя.

Литература

1. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М.: Советское радио. 1971.
2. Горский А. Н., Русин Ю. С., Иванов Н. Р., Сергеева Л. А. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания. М.: Радио и связь. 1988.
3. Моин В. С. Лаптев Н. Н. Стабилизированный транзисторные преобразователи. М.: Энергия. 1972.
4. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И. М. Чиженко. Киев: Техника. 1978.



U_{VS1} — напряжение на ключевом приборе VS1,
 U_{C1} — напряжение между выводом положительной полярности конденсатора C1 и отрицательным выводом источника питания,
 I_{ob1} — ток через первичную обмотку в плече прибора VS1,
 I_{VD1} — ток через диод VD1.

Рис. 12. Осциллограммы работы преобразователя со вспомогательным преобразователем уменьшенной мощности