

# Квазирезонансные источники вторичного электропитания:

## проблемы, новый взгляд

**В историческом аспекте кратко рассмотрены особенности развития квазирезонансных преобразователей напряжения (КвРП) в зависимости от продвижения новых идей, схемотехнических решений и развития элементной базы. Описана основная схема, принцип действия и характер протекающих в ней процессов. Рассмотрены некоторые особенности топологии схемы и расчета параметров силового трансформатора. Приводятся рекомендации по оптимизации индуктивности намагничивания и емкости первичной обмотки трансформатора. Рассмотрены особенности выбора оптимальной рабочей частоты КвРП и источников вторичного электропитания на их основе.**

**Саркис Эраносян, к. т. н.**

sergera840@mail.ru

**Владимир Ланцов**

vvlantsov@list.ru

### История вопроса

История развития средств вторичного электропитания, в частности источников вторичного электропитания (ИВЭ) и преобразовательных устройств, началась в 50-х годах XX века. Развитие и совершенствование этого класса устройств и приборов проходило одновременно по нескольким направлениям по мере их изменения:

1. Совершенствование отдельных типов и разновидностей структур схемных решений. При этом происходило улучшение технических характеристик в таких разных классах устройств, как, например, импульсные (ключевые) стабилизаторы и всевозможные преобразователи одного вида и формы напряжения в другой, отличающийся по форме и величине. Для получения в ИВЭ улучшенных выходными параметрами исследовались различные типы преобразователей – от одноктактных до двухтактных полумостовых и мостовых. Кроме этого, в блоках питания применялись различные комбинации вышеназванных структур. Например, использовались методы стабилизации (регулирования) как входных напряжений путем установки стабилизатора перед узлом преобразования энергии, так и регуляторов, устанавливаемых после преобразующего звена. В частности, они могли питаться и от вторичных обмоток силового трансформатора преобразователя.
2. Помимо упомянутого класса устройств можно выделить средства электропитания, работающие от сети переменного тока без использования силового ( сетевого) трансформатора (тогда в Советском Союзе они получили название «бестрансформаторных» ИВЭ). В дальнейшем ИВЭ этого класса получили более распространенное название (и у нас, и за рубежом) — переключательные устройства электропитания (Switching Mode Power Supply – SMPS) или импульсные сетевые ИВЭ.

Целесообразность выделения этих устройств в отдельный класс оправдана тем, что проблемы, решаемые

в них, весьма существенны и специфичны по отношению к другим типам блоков питания. Это, например, проблема безопасного включения и отключения блока питания; зарядка конденсатора фильтра, установленного после сетевого выпрямителя, работающего от повышенного напряжения от 150 до 300 и даже 570 В. Величина этого выпрямленного напряжения зависит от параметров входного переменного: ~115, ~127, ~220 или ~380 В с частотой 50, 60, 400, 500 или 1000 Гц, что определяется видом радиоэлектронной аппаратуры и ее назначением. Серьезные вопросы, которые решались в сетевых ИВЭ, связаны с управлением силовыми ключами (транзисторами), гальванически привязанными к высокопотенциальному входному сетевому напряжению. Отсюда понятно, каким важным обстоятельством является обеспечение напряжения электроизоляции между выходными цепями ИВЭ, связанными с нагрузкой и потенциалом первичной обмотки силового высокочастотного преобразователя. Здесь также остро стоит вопрос получения безопасного тока утечки на шину заземления.

Весь технический прогресс в устройствах электропитания по существу заключался в уменьшении габаритов и повышении КПД при практически непрерывном улучшении качественных показателей выходных стабилизированных напряжений. Как правило, к новым разработкам ИВЭ предъявлялись повышенные требования, например, адаптация этих блоков к различным типам нагрузок от постоянных и активных до импульсных, в том числе индуктивного и емкостного характера. Решать эти серьезные задачи разработчикам ИВЭ приходилось в рамках следующих направлений развития силовой электроники:

- совершенствование схемотехнических приемов, синтез новых структур и разновидностей систем преобразования и стабилизации выходного напряжения;
- улучшение параметров элементной (компонентной) базы и ферромагнитных материалов, поиск новых

технологий изготовления средств электропитания и методик расчетов, применяемых при проектировании источников питания.

При этом в ряде случаев кардинально изменились принципы, применяемые при решении конкретных технических проблем, которые возникали на пути построения надежных, высокочастотных преобразователей. Например, появление нового класса мощных полевых транзисторов (MOSFET) вместо используемых ранее в качестве силовых ключей биполярных транзисторов практически «похоронило» годами создававшуюся систему схем управления для базовых цепей, поскольку системы с пропорционально-токовым, трансформаторным управлением, широко применяемые в оптимальных схемах включения и отключения биполярного транзистора, оказались ненужными. Или, к примеру, на современном этапе развития мощных источников питания, когда на входе ИВЭ (с высокочастотным преобразователем) применяется устройство коррекции коэффициента мощности ККМ (PFC), то, по существу, снимается проблема «ударных» токов зарядки накопительного конденсатора большой емкости, подключенного к выходу сетевого выпрямителя. Дело в том, что повышающий стабилизатор напряжения в системе ККМ выполняет эту функцию в процессе своей работы при включении ИВЭ. С другой стороны, многие важные вопросы, связанные с надежностью работы блоков питания, решаются на принципиально другом технологическом уровне. Можно привести, например, схемы различного вида защит от токовых перегрузок силовых транзисторов, схемы плавного пуска, то есть подъема выходного напряжения при включении источника. К этой же категории относятся схемы защиты системы управления и всего ИВЭ при работе от недопустимо низких напряжений питания и т. п. В настоящее время задачи, прежде решаемые этими схемами аппаратно, теперь реализованы в качестве отдельных функций в кристалле многофункциональных специализированных интегральных микросхем. Еще большие возможности возникают при применении микропроцессорных систем для различных структур преобразователей.

Однако есть структуры и типы схемотехнических решений, которые принадлежат к категории особо привлекательных с точки зрения уникальности имеющихся в них свойств. Речь идет о резонансных системах, применяемых в средствах электропитания. В данной статье более подробно будет рассмотрена система с квазирезонансным способом преобразования в источниках электропитания. Авторы считают, что прообразом подобной системы могла служить схема заряда емкостного накопителя от источника ограниченной мощности, предложенная в 1969 году Ю. А. Полищуком [1].

Оригинальная преобразовательная схема Ю. А. Полищука представлена на рис. 1 (в упрощенном виде). Однако, как будет показано ниже, этот рисунок позволяет полностью раскрыть основные идеи, заложенные в этой схеме. Основной принцип почти оптимальной

схемы зарядки накопительного конденсатора от источника питания ограниченной мощности заключается в следующем. Согласно схеме (рис. 1) транзисторный преобразователь на ключах (Т1 ÷ Т4), выполненный по мостовой схеме, подключен к источнику постоянного напряжения  $E$ , например, к аккумуляторной батарее. Преобразователь нагружен на силовую трансформатор Тр.с с двумя вторичными обмотками. Каждая вторичная обмотка через свой выпрямительный диод D1 (или D2) нагружена на свой «дозированный» конденсатор C1 (или C2), причем общая точка вторичных обмоток через дроссель Др1 соединена с общей точкой конденсаторов C1 и C2. Следует подчеркнуть, что заряд «дозированных» конденсаторов происходит в режиме резонансного процесса, причем дроссель Др1 выполняет функцию резонансного индуктивного элемента (Lp). Одновременно с зарядом конденсаторов C1 (C2), который происходит строго в «свой» полупериод работы преобразователя напряжения, попеременно, также в «свой» полупериод включаются «сбрасывающие» ключи, выполненные на тиристорах VT1 и VT2. При этом синхронизация работы тиристорных ключей, например, в момент включения VT1 происходит разряд конденсатора C1 и осуществляется «сброс» энергии, полученной в результате резонансного заряда C1 в накопительный конденсатор Cо через дроссель Др2. Подчеркнем, что элементы (Др2 и Cо), по существу, образуют сглаживающий LC-фильтр, работающий в режиме непрерывного тока дросселя, причем функцию нулевого (коммутирующего) диода выполняет элемент D3. Таким образом, накопление энергии в выходном конденсаторе Cо происходит «ступенчато» благодаря поочередному сбросу энергии конденсаторов C1 (C2), через открывающиеся тиристоры VT1 и VT2. Выключение тиристорных ключей обеспечивается как пассивным процессом (при снижении силового тока тиристора до величины ниже тока удержания), так и процессом активного запирающего одного тиристора при включении другого. Это происходит тогда, когда максимальное напряжение одного из конденсаторов, например C2, через открывающийся тиристор VT2 прикладывается (как обратное) к тиристор VT1 через уже разряженный конденсатор C1.

После достижения на конденсаторе Cо заданного напряжения, а значит и заданной накопленной энергии, включается разрядное устройство (РУ), благодаря чему происходит, например, разряд выходного конденсатора

на мощную кварцевую лампу, которая передает световую энергию на оптический квантовый генератор (лазер).

Таким образом, схема емкостного накопителя по рис. 1 обеспечивает постоянство потребления энергии от первичного источника питания ( $E$ ) в процессе заряда выходного конденсатора Cо, что весьма важно для нормальной работы от источников питания ограниченной мощности. Если обозначить емкость «дозированного» конденсатора как  $C_D$ , то энергия в дозе  $W_D$  будет:

$$W_D = (C_D \times U_{CD}^2) / 2,$$

где  $U_{CD}$  — это максимальное напряжение на конденсаторе  $C_D$ , полученное в результате резонансного процесса заряда.

Если  $U_{CD}$  пропорционально  $E$  (источник ЭДС), например, с коэффициентом  $k$ , а частота дозирования составляет  $F$ , то мощность ( $P$ ), потребляемая от первичного источника питания, определяется по формуле:

$$P = (k^2 \times F \times C_D \times E^2) / 2.$$

Теперь, уважаемый читатель, посмотрим на эту оригинальную схему, разработанную почти 40 лет назад, с «высоты» знаний нашего времени, нынешнего XXI века.

Для того чтобы привести схему на рис. 1 к классической квазирезонансной схеме, необходимо внести следующие изменения:

1. Исключить одну из вторичных обмоток силового трансформатора, например нижнюю обмотку, при этом исключаются элементы — D2, C2, VT2.
2. Исключить тиристор VT1, а общую точку D1 и C1 соединить с общей точкой D3 и Др2.
3. Двухтактный преобразователь на ключах (Т1 ÷ Т4) в этом варианте трансформируется в одноктактный, например, выполненный на ключах (Т1 и Т4).

Следует подчеркнуть, что оптимизация схемы рис. 1 произошла исключительно благодаря «отсечению» лишних элементов, разумеется, с точки зрения уровня схемотехники сегодняшнего дня. Возникает законный вопрос, почему разработчики 70-х годов прошлого века «пропустили» такую возможность «изобрести» квазирезонансную схему на 15 лет раньше господина Р. Vinciarelli [2]? Этот вопрос совсем не простой, возможно, он затрагивает «нераскрытые» законы творческого процесса в науке и технике. Как и какими путями происходит рождение новых, экстраординарных идей?

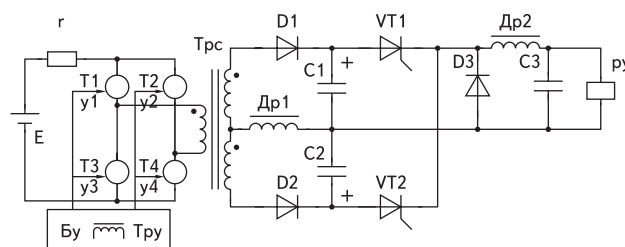


Рис. 1

На взгляд авторов, «тормозящим» моментом в описанном нами конкретном историческом случае явилось следующее обстоятельство. Дело в том, что в 70-х годах прошлого века разработчики были под «гипнозом» преимуществ двухтактных схем, особенно для мощных преобразователей. Кстати, и в настоящее время любителей двухтактных схем не мало. Объяснялось это возможностью использовать «полный» цикл перемагничивания ферромагнитного материала магнитопровода силового трансформатора. При этом, учитывая относительно низкие частоты преобразования (до 5–10 кГц), на которых потери в магнитопроводе были невелики, удавалось значительно уменьшать габариты мощного трансформатора. Однако, как только частота преобразования возросла до десятков и сотен килогерц, а также с учетом появления качественных ферритовых сердечников, стали особенно заметными недостатки двухтактных схем [3]. В то же время оказалось, что совершенно невозможно использовать широкий диапазон изменения индукции ( $\Delta B$ ) в процессе перемагничивания сердечника силового трансформатора. Дело в том, что в современных мощных преобразователях приходится задавать  $\Delta B$  не более 0,1 Тл при частотах преобразования до 300 кГц — даже при использовании сердечников лучших японских фирм, которые обладают минимальными потерями на высоких рабочих частотах. Кроме того,

«низкочастотность» преобразователей 70-х годов прошлого века, конечно, оправдывалась и уровнем тогдашней элементной базы, в первую очередь силовых транзисторов и диодов.

Для того чтобы перейти к проблемам, с которыми сталкиваются разработчики квазирезонансных преобразователей, рассмотрим основную классическую схему [2]. Кратко опишем принцип ее действия и процессы по эквивалентной схеме, а также приведем основные определения и формулы, описывающие ключевые режимы работы квазирезонансного преобразователя (КвРП) в терминах первоисточника. На рис. 2 представлены:

- а) упрощенная схема силовой части КвРП;
- б) эквивалентная схема КвРП;
- в) диаграмма on/off электронного ключа (К);
- г) диаграмма работы коммутирующего диода  $D_2$ ;
- д) форма тока  $I_2$  во вторичной обмотке трансформатора (сумма резонансного тока  $I_p$  конденсатора  $C_p$  и тока нагрузки  $I_n$ );
- е) форма напряжения ( $V_{cp}$ ) на конденсаторе  $C_p$ .

На рис. 2а представлена схема однотактного прямоходового преобразователя с током  $I_1$  в виде полуволны резонансного процесса, протекающим через силовой ключ К, причем регулирование выходного напряжения ( $V_{вых}$ ) осуществляется способом частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) работы ключа.

Автором патента США [2] приведены формулы для определения основных параметров

КвРП, которые получены путем решения системы из двух дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} V_{вх} = L_1 \times dI_1 - M \times dI_2 \\ V_{cp} = -L_2 \times dI_2 + M \times dI_1 \end{cases}, \quad (1)$$

где  $V_{вх}$  — входное постоянное напряжение, поступающее на первичную обмотку трансформатора (Тр) через ключ К;  $L_1, L_2$  — индуктивности обмоток Тр первичной ( $W_1$ ) и вторичной ( $W_2$ ) соответственно; ( $I_1, I_2$ ) и ( $dI_1, dI_2$ ) — токи первичной и вторичной обмоток Тр, а также первые производные этих токов соответственно;  $V_{cp}$  — напряжение на конденсаторе  $C_p$ ;  $M$  — параметр трансформатора — коэффициент взаимной индуктивности обмоток  $W_1$  и  $W_2$ .

При этом параметр  $M$  можно найти по формуле:

$$M = W_1 \times W_2 \times [\mu \times (S/l)],$$

где  $\mu, S, l$  — это параметры сердечника трансформатора: магнитная проницаемость, площадь поперечного сечения магнитопровода и длина средней силовой линии магнитного потока соответственно.

После ряда преобразований автор патента получил следующие важные выражения при условии постоянного тока нагрузки  $I_n$ :

$$I_2(t) = I_n + (2\pi/Tp) \times Cp \times V_{вх} \times (M/L_1) \times \sin[(2\pi/Tp) \times t], \quad (2)$$

$$\text{где } I_p(t) = (2\pi/Tp) \times Cp \times V_{вх} \times (M/L_1) \times \sin[(2\pi/Tp) \times t] \quad (3)$$

— это резонансная составляющая  $I_p(t)$  тока вторичной обмотки трансформатора  $I_2(t)$ .

Выражения (2) и (3) действительны для интервала времени в течение  $t_2 \leq t \leq t_5$ .

$$V_{cp} = V_{вх} \times (M/L_1) \times \{1 - \cos[(2\pi/Tp) \times t]\} \quad (4)$$

Выражение (4) действительно для интервала времени в течение  $t_2 \leq t \leq t_5$ .

Кроме того, было получено важное соотношение для вычисления длительности времени процесса до прекращения тока  $I_2$ . Это соотношение было получено из формулы (2) при граничном условии  $I_2(t_5) = 0$  для режима постоянного тока нагрузки.

$$(t_5 - t_2) = [Tp/(2\pi)] \times \arcsin\{[(-I_n) \times (Tp \times L_1)] / [(2\pi) \times Cp \times V_{вх} \times M]\}, \quad (5)$$

где  $Tp$  — период резонансной частоты, который можно найти по формуле:

$$Tp = (2\pi) \times \sqrt{Lp \times Cp}. \quad (6)$$

Отметим, что в формулах (1–6) обозначения приняты такими же, как в первоисточнике и на рис. 2.

Для более четкого понимания процессов, протекающих в квазирезонансном преобразователе (рис. 2, с ÷ f), определим и опишем характерные («опорные») точки ( $t_i$ ), в кото-

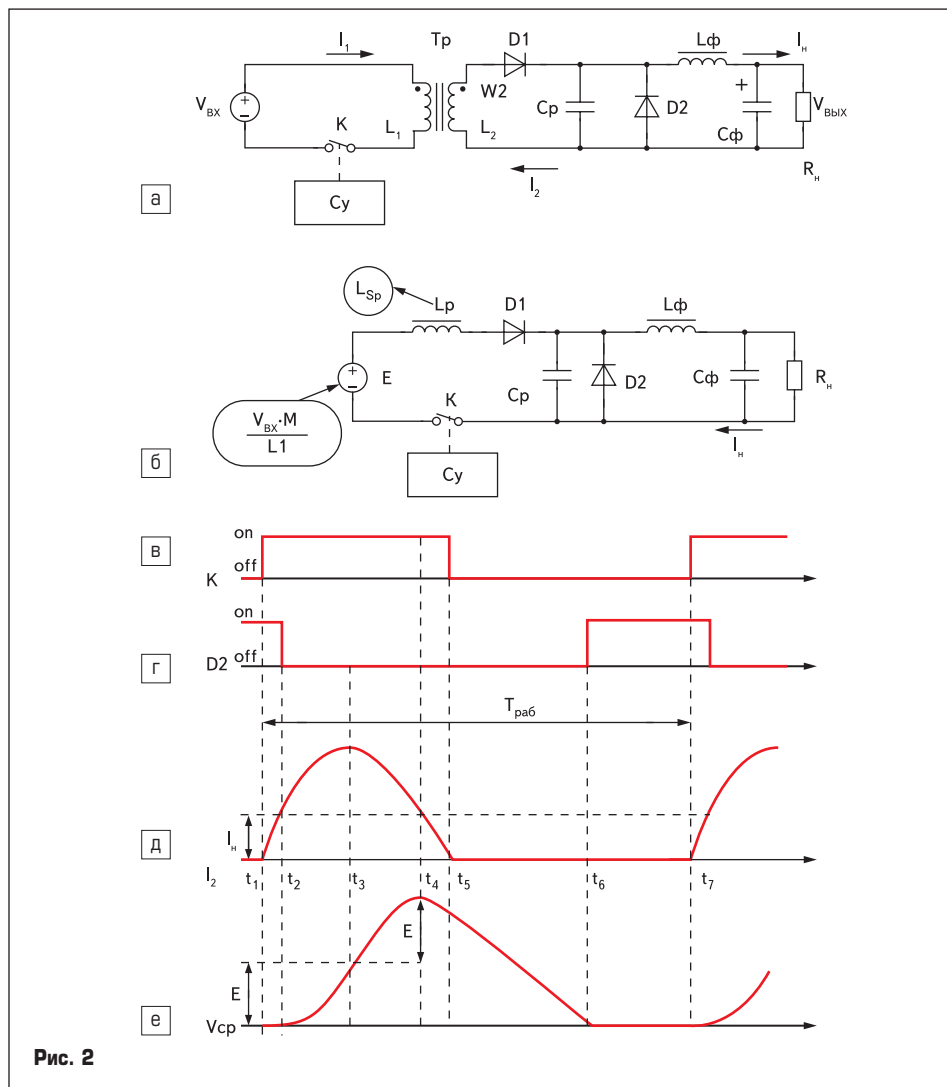


Рис. 2

рых происходят важные изменения рабочего процесса в КвРП:

1.  $t_1$  — силовой ключ К включен (он).
2.  $t_2$  — ток  $I_2$  во вторичной обмотке  $W_2$  достигает значения тока нагрузки  $I_n$ , который протекал через коммутирующий (нулевой) диод  $D_2$ . При этом запирается диод  $D_2$ , и начинается процесс заряда резонансного конденсатора  $C_p$ .
3.  $t_3$  — резонансный ток  $I_p$  достигает максимума.
4.  $t_4$  — напряжение на резонансном конденсаторе  $V_{cp}$  достигает максимума.
5.  $t_5$  — напряжение на резонансном конденсаторе  $V_{cp}$  несколько снижается. Это обусловлено тем, что резонансная составляющая  $I_p$  тока вторичной обмотки  $I_2$  изменяет знак (точка  $t_4$ ), тем самым компенсируя ток нагрузки  $I_n$  в формуле (2) до тех пор, пока ток  $I_2$  не уменьшится до нулевого значения. Начало линейного разряда  $V_{cp}$ .
6.  $t_6$  — окончание линейного разряда  $V_{cp}$  резонансного конденсатора постоянным током нагрузки  $I_n$ . const на выходной фильтр (Lф, Cф); открывание диода  $D_2$  током нагрузки  $I_n$ .
7.  $t_7$  — силовой ключ К включен (он), начало следующего цикла работы квазирезонансного преобразователя.

В диаграммах, представленных на рис. 2, приняты следующие допущения: работа ключа К и диода  $D_2$  показаны условно, как изменение их состояния: включен/он К (или  $D_2$ ) или выключен/off К (или  $D_2$ ); напряжения в открытом состоянии ключа К и диода  $D_2$  приняты нулевыми.

### Особенности разработки квазирезонансных преобразователей

Перейдем к вопросам разработки квазирезонансного преобразователя. На начальной стадии создания КвРП встает вопрос оптимизации его технических параметров с учетом требований технического задания (ТЗ). В ТЗ приводятся условия эксплуатации и основные выходные характеристики ИВЭ, определяющие конкурентоспособность по отношению к имеющимся на свободном рынке аналогам. В общем случае при этом можно определить следующие главные параметры, приводимые для аналогов передовыми фирмами (лидерами продаж на рынке) в секторе продукции аналогичного назначения:

- удельная мощность или плотность энергии  $P_v$  (Вт/дм<sup>3</sup>);
- коэффициент полезного действия (Efficiency) — КПД ( $\eta$ );
- коэффициент мощности (Power Factor) — КМ/PF;
- показатель надежности — средняя наработка на отказ ( $T_{cp}/MTBF$ );
- удельная цена  $P_3$  (руб./Вт или у.е./Вт) — должна быть меньше на 20–30% по сравнению со среднерыночной величиной.

Разумеется, приведенный перечень конкурентоспособных параметров вновь разрабатываемых ИВЭ в каждом случае будет свой.

Для получения более высоких выходных параметров в новых разрабатываемых ИВЭ при-

меняются передовые схемотехнические решения. К числу последних можно отнести использование квазирезонансного принципа построения регулируемых преобразователей. При этом для получения высокого КПД при минимальном объеме ИВЭ разработчики оптимизируют один из важнейших параметров работы КвРП — рабочую частоту преобразования.

Как видно из рис. 2, полный цикл преобразования включает в себя сумму следующих интервалов времени:

- длительность полупериода резонансной частоты — от точки  $t_2$  до  $t_4$ ;
- время нарастания тока во вторичной обмотке трансформатора до значения тока нагрузки — от точки  $t_1$  до  $t_2$ ;
- время, в течение которого ток вторичной обмотки снижается до нуля — от точки  $t_4$  до  $t_5$ ;
- время разряда резонансного конденсатора в выходной цепи (Lф, Cф) до нуля — от точки  $t_5$  до  $t_6$ .

Анализируя изложенную сумму интервалов времени, можно сделать следующие выводы: 1. Новый цикл преобразования можно начинать сразу после передачи энергии, накопленной в резонансном конденсаторе в нагрузку (точка  $t_6$ ).

2. Максимальная длительность рабочего цикла преобразования (Траб) при номинальном токе нагрузки определяется исходя из необходимости равенства вольт-секундного интеграла в первичной обмотке силового трансформатора при открытом ключе К, и при выключенном ключе будет несколько больше периода резонансной частоты  $T_p$ . Таким образом, максимальная рабочая частота КвРП в режиме частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) будет:

$$f_{раб. м} < f_p, \quad \text{где } f_p = 1/[2\pi \times \sqrt{L_p \times C_p}]. \quad (7)$$

Сделаем несколько важных замечаний и пояснений. В общем случае в КвРП имеет место относительное выравнивание всех потерь мощности при изменении входного питающего напряжения:

- при номинальном токе нагрузки будет максимальная частота работы, но при минимальном входном напряжении;
- в другом режиме при максимальном входном напряжении будет минимальная частота работы;
- при токе нагрузки  $0,5I_n$  КПД, как правило, снижается всего на 3–5% от его величины при номинальном режиме.

Словом, КПД в ИВЭ на основе КвРП при изменении входного питающего напряжения в пределах  $\pm 20\%$  изменяется в пределах от 3 до 7%, причем чаще всего максимальный КПД достигается при номинальном входном напряжении. Особое значение имеет то обстоятельство, что в КвРП практически отсутствуют динамические потери мощности в силовых транзисторах и ударные токи в выпрямительных диодах в процессе их перекоммутации. Это резко повышает надежность работы мощных силовых элементов, а также приводит к значительному уменьшению электромагнитных помех на выходе ИВЭ [3].

Вернемся к вопросу выбора оптимальной частоты преобразования в КвРП. В качестве одного из способов оптимизации частоты можно предложить следующую процедуру [4]:

1. Разрабатывается сквозной алгоритм расчета потерь мощности во всех узлах и элементах преобразователя. В результате определяется прогнозируемый вариант КПД ИВЭ.
2. Затем выполняется расчет прогнозируемого объема ИВЭ на основе выбранной номенклатуры элементной базы, а также рассчитанных моточных изделий (трансформаторы и дроссели). В итоге рассчитывается прогнозируемый параметр — удельная мощность по объему ( $P_v$ ).
3. Далее выполняются вычислительные процедуры (расчеты согласно п. 1 и 2) при разных значениях задаваемой частоты преобразования в КвРП. Сравнительным анализом полученных результатов выявляется вероятная оптимальная рабочая частота с точки зрения критерия: максимум КПД при максимуме удельной мощности —  $P_v$ .

После нахождения оптимальной рабочей частоты КвРП, как правило, следует этап макетирования преобразователя с целью уточнения основных технических характеристик ИВЭ. Обычно этот этап не вызывает особых проблем у создателей блоков питания, однако разработчики ИВЭ на основе КвРП на этапе макетирования могут столкнуться с неожиданными серьезными проблемами в части практической реализации высокочастотного силового трансформатора с заданными техническими параметрами.

Сущность этой проблемы заключается в следующем. Как известно, силовой трансформатор КвРП конструируется таким образом, чтобы иметь фиксированное значение индуктивности рассеяния, которое, по сути, есть компонент резонансного контура — резонансный дроссель  $L_p$  в формуле (7). Таким образом, разработчик силового трансформатора «уходит» от необходимости проектирования непростого магнитного изделия специально резонансного дросселя с большой переменной составляющей на очень высокой частоте. С другой стороны, реализация  $L_p$  в структуре силового трансформатора позволяет использовать во благо паразитный параметр трансформатора — его индуктивность рассеяния  $L_s$ . Как известно, индуктивность рассеяния все равно существует в любом трансформаторе. При этом речь идет исключительно о повторяемости параметра (индуктивность рассеяния) в процессе изготовления серийных образцов силового высокочастотного трансформатора. Разумеется, получение стабильного значения индуктивности рассеяния — задача технически непростая, но, как показывает опыт ведущих разработчиков моточных изделий, все-таки решаемая.

Другим важным параметром трансформатора КвРП является его индуктивность намагничивания  $L_m$ . Расчет параметров первичной обмотки силового трансформатора квазирезонансного преобразователя начинается с задания диапазона изменения магнитной индукция  $\Delta B$ . Обычно для частот преобразования от 150 до 300 кГц  $\Delta B$  принимается рав-

ной 0,05–0,1 Тл. Именно при таких величинах  $\Delta B$  удается получить приемлемые потери в магнитопроводе сердечника трансформатора из лучших отечественных марок ферритов, например, 2500НМС1, а также лучшего японского феррита типа Н704. Для расчета индуктивности намагничивания  $L\mu$  сперва по методике [4] определяется количество витков первичной обмотки  $W_1$  силового трансформатора при заданных значениях напряжения, длительности импульса,  $\Delta B$  и сечения магнитопровода  $S_{ст}$ . Потом по известной формуле находится индуктивность этой обмотки, то есть индуктивность  $L\mu$ . Заметим, что  $L\mu$  пропорциональна квадрату витков ( $W_1^2$ ). Поэтому чем выше питающее напряжение, тем труднее минимизировать величину индуктивности намагничивания.

Необходимо особо подчеркнуть, что для квазирезонансного преобразователя величина индуктивности намагничивания должна быть по возможности небольшой. Это связано с тем, что в процессе перемагничивания сердечника трансформатора большие значения имеют параметры колебательного контура  $L\mu - C_1$ , где  $C_1$  — это приведенная емкость первичной обмотки. Принимая во внимание известную формулу для собственной частоты колебательного контура, нетрудно заметить, что, чем больше  $L\mu$ , тем ниже частота колебательного процесса и, следовательно, больше требуемый интервал времени перемагничивания сердечника трансформатора. С другой стороны, при снижении  $L\mu$  возрастает ток намаг-

ничивания трансформатора, а значит, растут потери мощности в трансформаторе. Поэтому разработчики КвРП вынуждены искать разумный компромисс при выборе параметров  $L\mu, C_1$ , имея целью минимизацию времени перемагничивания. В результате этого достигается возможность получения более высокой рабочей частоты квазирезонансного преобразователя.

И, наконец, еще одним из важнейших параметров трансформатора КвРП является емкость первичной обмотки силового трансформатора. Именно ее также необходимо минимизировать при уже заданном значении индуктивности намагничивания. Здесь уже идет речь о практической возможности функционирования, а по существу — о фактической реализации КвРП при работе на оптимальной частоте преобразования. В противном случае силовой трансформатор сам «задаст», то есть ограничит, максимальную рабочую частоту разрабатываемого преобразователя.

В связи с изложенным авторы предлагают методику оценки максимально допустимой величины емкости первичной обмотки силового трансформатора, которая позволит получить заданную рабочую частоту преобразования КвРП. Для решения задачи определения допустимой (наибольшей) величины емкости первичной обмотки силового трансформатора рассмотрим схему (рис. 3) однотактного КвРП.

На рисунке представлены:

а) упрощенная схема силовой части однотактного КвРП;

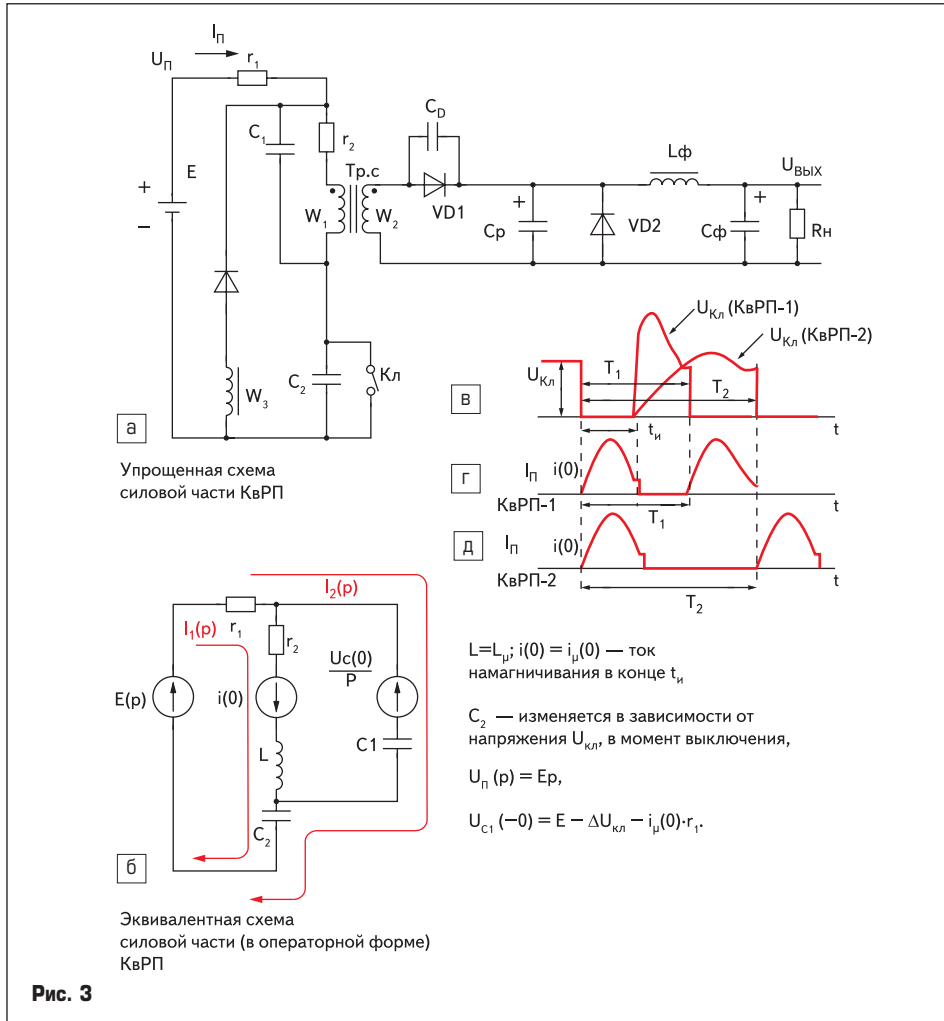


Рис. 3

б) эквивалентная схема силовой части (в операторной форме);

в) диаграмма напряжения на электронном ключе ( $U_{кн}$ ) для двух вариантов исполнения (силового трансформатора) в преобразователях: КвРП-1 и КвРП-2;

г) диаграмма тока  $I_n$  в преобразователе КвРП-1;

д) диаграмма тока  $I_n$  в преобразователе КвРП-2.

Элементы и параметры на рис. 3 обозначены следующим образом:

- $E$  — ЭДС источника питания преобразователя;
- $r_1$  — эквивалентное активное сопротивление первичного источника питания, а также цепей защиты и монтажа;
- $r_2$  — эквивалентное активное сопротивление первичной обмотки ( $W_1$ ) трансформатора  $Tr.c$  в режиме разомкнутой вторичной обмотки ( $W_2$ );
- $L\mu = L$  — индуктивность намагничивания трансформатора  $Tr.c$ , то есть индуктивность его первичной обмотки  $W_1$ ;
- $C_1$  — приведенная емкость первичной обмотки трансформатора (величина этой емкости может изменяться в зависимости от полярности напряжения на обмотке  $W_2$ ; при этом необходимо учитывать емкость диода  $C_D$  («обратная» емкость перехода диода  $VD1$ ) и емкость резонансного конденсатора  $C_p$ );
- $C_2$  — эквивалентная (интегральная) выходная емкость электронного ключа, например, емкость «сток-исток» транзистора типа MOSFET или емкость «коллектор-эмиттер» биполярного транзистора (величина этой емкости зависит от величины напряжения на транзисторе, которое изменяется в процессе его запирающего практически от 0 до  $2E$  — при условии, что  $W_3 = W_1$ );
- токи  $I_1(p)$  и  $I_2(p)$  — изображения в операторной форме токов в соответствующих контурах 1 и 2, показанных на рис. 3б;
- $i(0)$  — источник тока, численно равный току намагничивания первичной обмотки трансформатора в момент, когда ключ  $Kл$  начинает запирается (время окончания импульса  $t_i$ );
- $[U_C(0)]/p$  — источник ЭДС, численно равный напряжению на конденсаторе  $C_1$  в момент начала запирающего ключа  $Kл$ , причем  $U_C(0) \approx E$ .

На рис. 3с показаны (косвенно) процессы перемагничивания трансформатора (кривая напряжения на запорном ключе — это сумма входного напряжения и напряжения на первичной обмотке трансформатора). Поэтому на оси абсцисс приведены два процесса изменения напряжения на ключе  $U_{кн}$  КвРП-1 и  $U_{кн}$  КвРП-2 для каждого из вариантов преобразователя. А на рис 3д и 3е показаны периоды работы ключа  $Kл$  ( $T_1$  и  $T_2$ ) для двух вариантов КвРП соответственно. Заметим, что трансформатор КвРП-2 имеет емкость первичной обмотки больше, чем аналогичная емкость в трансформаторе КвРП-1. Отсюда следует, что максимальную частоту работы ключа можно получить только в варианте преобразователя КвРП-1, период которого равен  $T_1$ .

На основе анализа эквивалентной схемы рис. 3б составим соответствующие уравнения

для комплексных величин сопротивлений и ЭДС в двух контурах, где протекают токи  $I_1(p)$  и  $I_2(p)$ . После этого, проведя ряд преобразований, получим изображения в операторной форме, описывающие токи для двух контуров эквивалентной схемы.

(Эти уравнения получены при участии преподавателя математики Л. Е. Купинской.)

Ток первого контура  $I_1(p)$  представляется в следующем виде: (8)

Ток второго контура  $I_2(p)$  представляется следующим образом: (9)

По существу эти уравнения позволяют после перехода от изображений функций к их оригиналам исследовать переходные процессы в эквивалентной схеме, которая описывает состояние квазирезонансного преобразователя в момент окончания рабочего цикла передачи энергии от первичного источника постоянного напряжения, то есть в момент выключения силового ключа преобразователя.

Упростим формулы (8) и (9) следующим образом.

В части  $I_1(p)$ : из многочлена числителя вынесем множитель  $i(0)$ , а также поделим числитель и знаменатель на выражение  $L \times r_1 \times c_1 \times c_2$ .

В части  $I_2(p)$ : из многочлена числителя вынесем множитель  $[-i(0)]$ , а также поделим числитель и знаменатель на выражение  $L \times r_1 \times c_1 \times c_2$ .

В результате этих преобразований получим следующие выражения (10), (11)

Формулы (10) и (11) получены с учетом следующих принятых обозначений:

- коэффициенты:  $K_1 = R_{E0} / r_1$ , где  $R_{E0} = E / [i(0)]$ ;
- $K_2 = R_{C0} / r_1$ , где  $R_{C0} = U_{C0} / [i(0)]$ , причем  $U_{C0}$  — напряжение на  $C_1$  сразу после записания ключа  $K_1$ ;
- $K_r = r_2 / r_1$ ;  $K_{r\Sigma} = (r_1 + r_2) / r_1$ ;
- постоянные времени:  $\tau_0 = L / R_{E0}$ ;  $\tau_1 = r_1 \times c_1$ ;
- $\tau_{0c} = L / R_{C0}$ ;  $\tau_3 = r_1 \times c_3$ , а  $c_3 = (c_1 \times c_2) / (c_1 + c_2)$ ;
- $\tau_2 = L / r_2$ ;  $\tau_3 = r_1 \times c_2$ ;
- круговые частоты:  $\omega_1 = 1 / \sqrt{L \times c_1}$ ;
- $\omega_2 = 1 / \sqrt{L \times c_2}$ ;  $\omega_3 = 1 / \sqrt{L \times c_3}$ .

И, наконец, приняв ряд допущений, которые не должны существенно влиять на общее время цикла перемагничивания, получим: (12), (13).

Формулы (12) и (13) получены при следующих условиях:

$$r_1 = r_2; K_1 = K_2; K_r = 1; \tau_0 = \tau_{0c}$$

так как  $R_{E0} \approx R_{C0}$ ;

$$\tau_3 = r_2 \times c_2; K_1 = R_{E0} / r_2; \tau_3 = r_2 \times c_3;$$

$$\tau_1 = r_2 \times c_1; c_3 = (c_1 \times c_2) / (c_1 + c_2);$$

$$\tau_0 = L / R_{E0}; R_{E0} = E / [i(0)]; \tau_2 = L / r_2;$$

$$\omega_1 = 1 / \sqrt{L \times c_1}; \omega_2 = 1 / \sqrt{L \times c_2};$$

$$\omega_3 = 1 / \sqrt{L \times c_3}.$$

Процедура расчета максимального значения емкости первичной обмотки силового трансформатора может быть такая:

1. Рассчитывается оптимальная частота работы КвРП.
2. Проводится расчет потерь мощности и параметров силового трансформатора, в результате чего будут получены:  $i(0)$ ,  $r_2$ ,  $L$ ,  $R_{E0}$ ,  $K_1$ ,  $\tau_0$ ,  $\tau_2$ .
3. Рассчитывается теоретическая величина емкости первичной обмотки силового трансформатора  $C_1$ , например, по [3].
4. Аппроксимируется ступенчатой функцией кривая, описывающая зависимость емкости перехода (сток-исток) для полевого транзистора  $C_2 = f(U_{c-и})$  или (коллектор-эмиттер) для биполярного транзистора  $C_2 = f(U_{к-э})$ . Интегральная оценка величины емкости  $C_2$  на каждой ступени принимается постоянной. Как правило, достаточно для аппроксимации трех ступеней.
5. Рассчитываются  $\tau_1$ ,  $\tau_3$ ,  $\tau_3$ ,  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_3$ .
6. Многочлен знаменателя формул (12) и (13) раскладывается на множители в соответствии с найденными корнями кубического уравнения. Подчеркнем, что кубическое

уравнение не имеет общего решения, но имеет в нашем случае один вещественный корень и два комплексных корня. Решение такого уравнения возможно методом Горнера [5] или методом касательных [6].

7. Производится разложение оригиналов операторных функций на простые (табличные), например, с помощью теоремы о вычетах. В результате обратного преобразования получим оригиналы аналитических функций, описывающие процессы в схеме КвРП в заданном временном интервале.
8. Варьируя величину емкости  $C_1$  в процессе решения уравнений (12) и (13), определяем ее максимальную величину  $C_{1max}$ , при достижении заданного минимального времени перемагничивания сердечника трансформатора.
9. После этого проектируется силовой трансформатор с заданным значением индуктивности рассеяния  $L_s$ , который должен иметь значение емкости первичной обмотки в соответствии с выражением  $C_1 \leq C_{1max}$ .

Подводя итоги, ретроспективно отметим, что аналогичная задача по оптимизации параметров силового высокочастотного трансформатора была успешно решена под руководством одного из авторов в 1989 году на предприятии НПО «Дальняя связь» (Ленинград) в рамках научно-исследовательской работы по созданию малогабаритных высокоэффективных источников вторичного электропитания. Исследования проводились группой разработчиков (руководитель группы — старший научный сотрудник А. А. Чумаков, один из ведущих специалистов по ИВЭ). Трансформаторы для квазирезонансных преобразователей проектировал известный специалист по точным изделиям различного назначения Ю. И. Товпинец. Эта разработка была направлена на создание ряда импульсных ИВЭ мощностью 15–24 Вт, работающих на частоте 300 кГц и предназначенных для экс-

$$I_1(p) = \frac{p^2 Li(0)r_1c_1c_2 + p[Li(0)(c_1 + c_2) + U_{C0}r_1c_1c_2] + [Ec_2 + U_{C0}c_1]}{p^3 Lr_1c_1c_2 + p^2 [L(c_1 + c_2) + r_1c_1r_2c_2] + p[r_1c_2 + r_2(c_1 + c_2)] + 1}, \quad (8)$$

$$I_2(p) = \frac{p^2 [ELc_1c_2 - Uc(0)Lc_1c_2 - i(0)Lr_1c_1c_2] + p[Er_2c_1c_2 - Uc(0)(r_1 + r_2)c_1c_2 - i(0)Lc_1] - Uc(0)c_1}{p^3 Lr_1c_1c_2 + p^2 [L(c_1 + c_2) + r_1c_1r_2c_2] + p[r_1c_2 + r_2(c_1 + c_2)] + 1}, \quad (9)$$

$$I_1(p) = \frac{[i(0)] \times \{p^2 + p[(1/\tau_3) + (1/\tau_0)] + (K_1 \times \omega_3^2)\}}{p^3 + p^2[(1/\tau_3) + (1/\tau_2)] + p[\omega_1^2 + (K_r \times \omega_3^2)] + (\omega_2^2/\tau_1)}, \quad (10)$$

$$I_2(p) = \frac{[-i(0)] \times \{p^2(1 + K_2 - K_1) + p[(1/\tau_3) + K_{r\Sigma} \times (1/\tau_{0c}) - K_r \times (1/\tau_0)] + (K_2 \times \omega_2^2)\}}{p^3 + p^2[(1/\tau_3) + (1/\tau_2)] + p[\omega_1^2 + (K_r \times \omega_3^2)] + (\omega_2^2/\tau_1)}, \quad (11)$$

$$I_1(p) = \frac{[i(0)] \times \{p^2 + p[(1/\tau_3) + (1/\tau_0)] + (K_1 \times \omega_3^2)\}}{p^3 + p^2[(1/\tau_3) + (1/\tau_2)] + p[\omega_1^2 + \omega_3^2] + (\omega_2^2/\tau_1)}, \quad (12)$$

$$I_2(p) = \frac{[-i(0)] \times \{p^2 + p[(1/\tau_3) + (1/\tau_0)] + (K_1 \times \omega_3^2)\}}{p^3 + p^2[(1/\tau_3) + (1/\tau_2)] + p[\omega_1^2 + \omega_3^2] + (\omega_2^2/\tau_1)}, \quad (13)$$

плуатации в аппаратуре средств связи. Разработанные блоки питания были рассчитаны на входную сеть постоянного тока напряжением  $24 \text{ В} \pm 20\%$  и  $60 \text{ В} \pm 20\%$ .

На рис. 4 представлены обработанные кривые функций тока намагничивания  $I_\mu(t)$  и напряжения  $U_{C1}(t)$  для двух вариантов силовых трансформаторов макета КвРП. Макеты ИВЭ имели следующие параметры:  $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$ ,  $I_n = 3,0 \text{ А}$ ,  $U_{\text{вх}} = (60 \text{ В} \pm 20\%)$ . Силовой транзистор типа 2Т862Б, частота преобразования – 300 кГц.

Данные вариантов силовых трансформаторов:

- вариант 1:  $L_\mu = 2,8 \text{ мГн}$ ,  $C_1 = 230 \text{ пФ}$ , сердечник  $K20 \times 12 \times 6 \text{ М2000НМ1}$ ,  $W_1 = 48$ ;
- вариант 2:  $L_\mu = 2,3 \text{ мГн}$ ,  $C_1 = 150 \text{ пФ}$ , сердечник  $K10 \times 5 \times 2,4$  (4 кольца)  $\text{М2000НМ1}$ ,  $W_1 = 14$ .

Как видно на рис. 4, для трансформатора по варианту 1 максимальное время перемагничивания — 3,9 мкс, а для варианта 2 это время равно 2,3 мкс.

Отсюда следует, что максимально допустимая емкость первичной обмотки трансформатора  $C_1$  должна быть не более 150 пФ.

### Заключение

Выскажем несколько соображений по рассмотренной тематике.

Системы с резонансными и квазирезонансными преобразователями на протяжении всего времени их развития постоянно переживают подъемы и спады всеобщего интереса к ним.

Объясняется это, в первую очередь, сложностью самой схемы КвРП, а также непростыми методиками расчета режимов основных элементов в квазирезонансном преобразователе. Несомненную сложность представляет расчет параметров силового трансформатора КвРП, в частности, решение проблемы с повторяемостью его важного параметра — индуктивности рассеяния первичной обмотки. Также существует трудность с выбором типа резонансного конденсатора. Это обусловлено «тяжелым» режимом работы резонансного конденсатора  $C_p$  — сочетание двух самых напряженных параметров конденсаторов: высокая частота работы и одновременно большая допустимая реактивная мощность. Отметим, что эти параметры должен иметь конденсатор с почти прецизионной емкостью (отклонения не хуже  $\pm 5\%$  от номинала). И, наконец, чрезмерные токи, протекающие через высокочас-

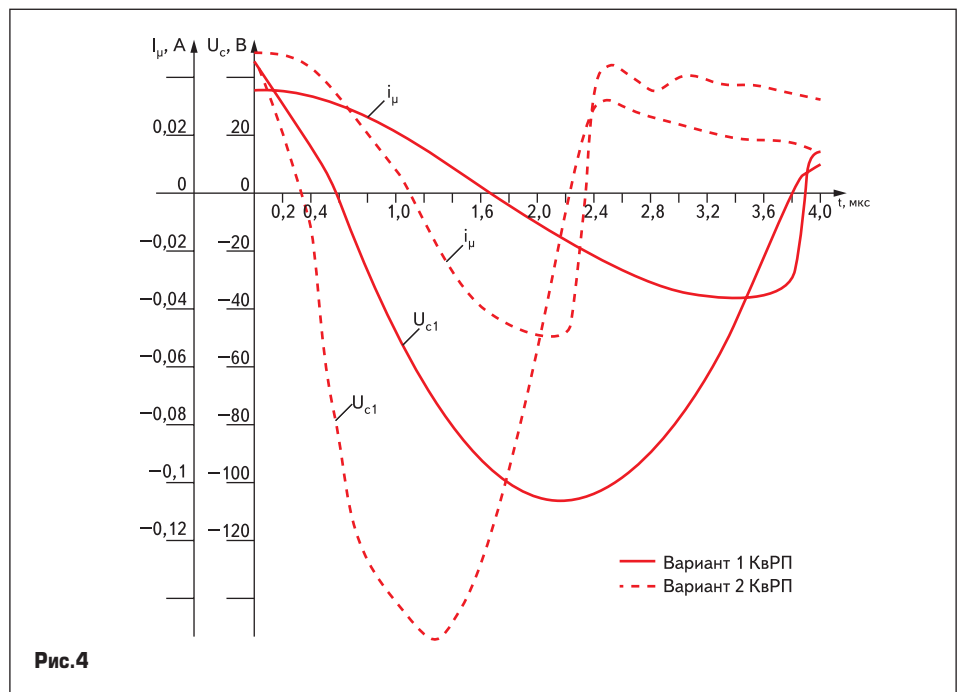


Рис.4

тотный выпрямительный диод (в 2,5–3,5 раза больше, чем амплитуда тока при ШИМ-преобразователе).

Но, с другой стороны, есть и бесспорные преимущества КвРП. Это чрезвычайно комфортный режим работы силового транзистора, который приводит к резкому возрастанию его эксплуатационной надежности. ИВЭ на основе квазирезонансной схемы не боится перегрузок по току, которые больше допустимого значения (это значение определяется максимальной энергией, накапливаемой в  $C_p$ ). При повышенном токе нагрузки напряжение на выходе блока питания просто начинает падать.

И, наконец, важнейшее свойство источников питания на основе КвРП — это практическое отсутствие в спектре выходного напряжения высокочастотных импульсных помех. Подчеркнем, что в этих блоках стабильно высокое значение КПД в широком диапазоне изменения тока нагрузки.

Поэтому разработчики будут постоянно стремиться к возможности использования в источниках питания схем резонансного типа. На наш взгляд, ИВЭ на основе КвРП могут занять нишу применения в мощных блоках питания с универсальным входом, а также в различных системах для бесперебойного питания радиоэлектронных и вычислительных комплексов аппаратуры.

Авторы по мере возможности постараются заполнить своими публикациями определенный информационный пробел в области решения проблем, которые имеют место при разработках ИВЭ с квазирезонансными преобразователями.

### Литература

1. Полищук Ю. А. К исследованию систем зарядки емкостных накопителей от источника ограниченной мощности // Устройства преобразовательной техники. Вып. 1, Институт электродинамики АН УССР, Киев 1969.
2. Vinciarelli P. Forward Converter Switching At Zero Current. United States Patent N4. 415. 959, Vicor Corporation, Now. 15, 1983.
3. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 3 // Силовая электроника. 2007. № 2.
4. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат, 1991.
5. Курош А. Г. Курс высшей алгебры. Государственное издательство физико-математической литературы, Москва, 1962.
6. Очков В. Ф. Mathcad 12 для студентов и инженеров. СПб.: БХВ-Петербург, 2005.