

## МОЩНЫЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

© 2019 г. В. Г. Гольдорт<sup>а</sup>, В. Н. Ищенко<sup>а</sup>, Н. Н. Рубцова<sup>а,\*</sup>

<sup>а</sup> Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО РАН  
Россия, 630090, Новосибирск, просп. Академика Лаврентьева, 13

\*e-mail: rubtsova@isp.nsc.ru

Поступила в редакцию 18.06.2018 г.

После доработки 18.06.2018 г.

Принята к публикации 30.07.2018 г.

Разработана линейка высоковольтных (20–50 кВ) источников постоянного тока мощностью 1–10 кВт по схеме высокочастотного преобразования с широкодиапазонным регулированием выходного напряжения перестройкой частоты преобразования. Синусоидальная форма тока обеспечивает коммутацию силовых транзисторов при нулевом токе и защиту от короткого замыкания в нагрузке. Источник обеспечивает выходное напряжение с малыми пульсациями и при питании от трехфазной сети не требуется сетевой сглаживающий фильтр.

DOI: 10.1134/S0032816219020101

### ВВЕДЕНИЕ

Интерес к разработкам и исследованиям в области преобразовательных источников постоянно растет несмотря на полувековую историю вопроса [1–3]. Причины этого – как в растущем спросе на такие источники в различных областях (рентгеновская техника, радиолокация, электронно-лучевые и плазменные технологии, лазерная техника), так и в значительных преимуществах именно преобразовательных методов на повышенных (20–50 кГц) частотах в сравнении с прямым трансформированием напряжения на промышленной частоте.

Прогресс в силовой электронике, появление полностью управляемых мощных твердотельных ключей, быстродействующих высоковольтных диодов и транзисторов [4] в последние годы обусловили радикальный скачок в разработке мощных (>1–10 кВт) высоковольтных (>10–100 кВ) источников с рекордной плотностью мощности (до 1–10 кВт/дм<sup>3</sup>) и надежностью, другими качественными показателями выходного напряжения/тока.

Цель данной работы – подтвердить реализуемость высоковольтного источника преобразовательного типа киловаттной мощности с напряжением в десятки киловольт на серийно выпускае-

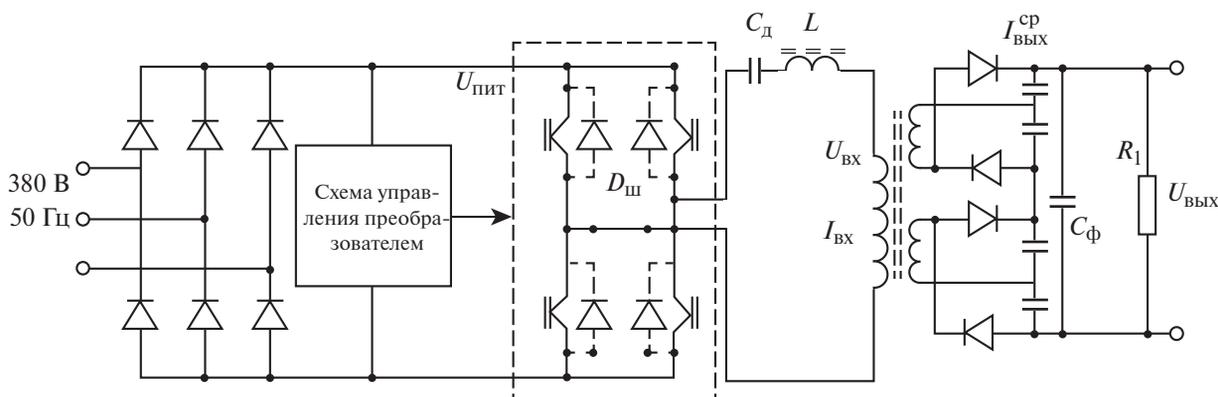
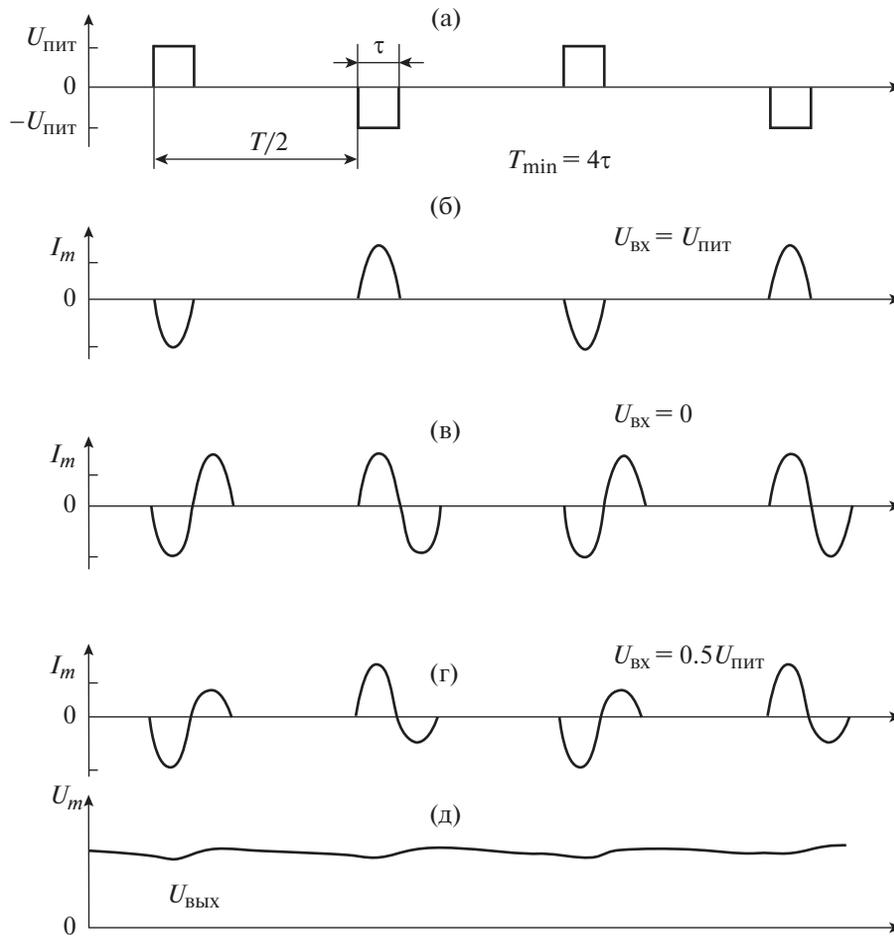
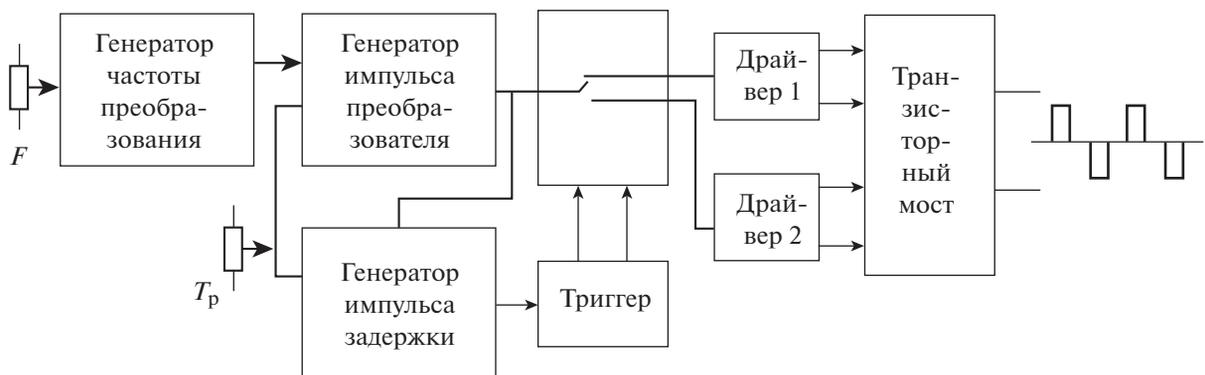


Рис. 1. Вариант высоковольтного источника с трехфазным питанием и без сетевого фильтра. Выходное напряжение 20 кВ. Штриховой линией выделен транзисторный преобразователь.



**Рис. 2.** Работа преобразователя на активную нагрузку (осциллограммы – расчетные, без учета омических потерь и паразитных реактивностей в высоковольтном трансформаторе): а – напряжение на активной нагрузке на выходе транзисторного моста; б–г – ток на входе трансформатора в различных режимах: в согласованном режиме,  $U_{\text{вх}} = U_{\text{пит}}$  (б), в режиме короткого замыкания,  $U_{\text{вх}} = 0$  (в) и при  $U_{\text{вх}} = 0.5U_{\text{пит}}$  (г); д – постоянное напряжение на выходе источника, пульсации на частоте преобразования.



**Рис. 3.** Схема управления преобразователем.

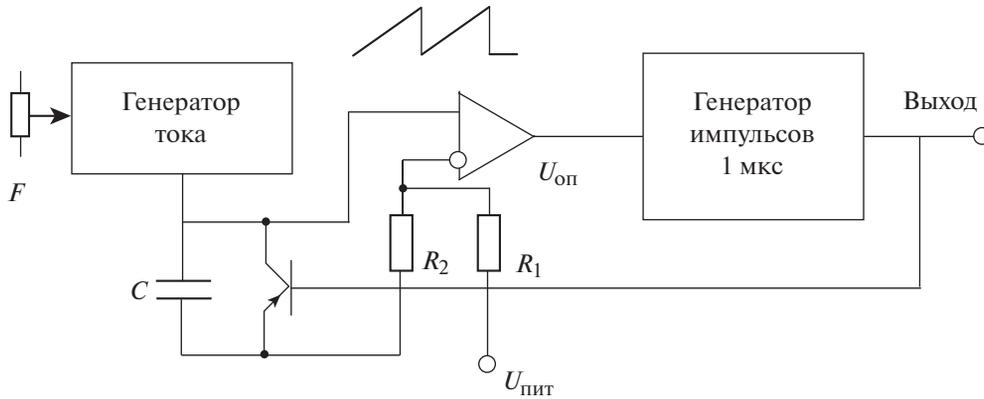


Рис. 4. Управляемый генератор частоты преобразования  $F$ .

мой элементной базе, показать эффективность метода широкодиапазонной частотно-импульсной модуляции для регулирования и стабилизации выходного напряжения, подавления низкочастотных пульсаций, представить конкретное решение схемы управления преобразователем.

РЕЗУЛЬТАТЫ

Источник (рис. 1) состоит из высоковольтного выпрямителя с повышающим трансформатором и мостового транзисторного преобразователя с соответствующей схемой управления, подключенного к нерегулируемому сетевому выпрямителю необходимой мощности (однофазному или трехфазному в зависимости от поставленной задачи).

Согласующая  $LC_d$ -цепь определяет синусоидальную форму и фиксированную длительность  $\tau' = \pi (LC_d)^{1/2}$  входящего импульса тока  $I_{вх}$  в первичной обмотке повышающего трансформатора, а также ограничивает его амплитуду при перегрузках, вплоть до режима короткого замыкания:

$$I_{вх}^{max} = (\pi U_{пит} C_d) / 2\tau' = U_{пит} / \rho,$$

где  $\rho = (L/C_d)^{1/2}$ , а  $U_{пит}$  – напряжение питания транзисторного преобразователя. Это означает автоматическую защиту преобразователя от всевозможных нештатных аварийных ситуаций в нагрузке и в высоковольтном выпрямителе в целом.

Синусоидальная форма импульса тока обеспечивает работу транзисторных ключей в режиме коммутации при нулевом токе, что снижает коммутационные потери, а также устраняет высшие гармоники тока в силовом тракте, улучшает помехозащищенность аппаратуры, уменьшает омические потери в обмотках трансформатора, дросселей.

Как видно из рис. 2, преобразователь, собранный по мостовой схеме на мощных быстродействующих транзисторах, формирует на входе вы-

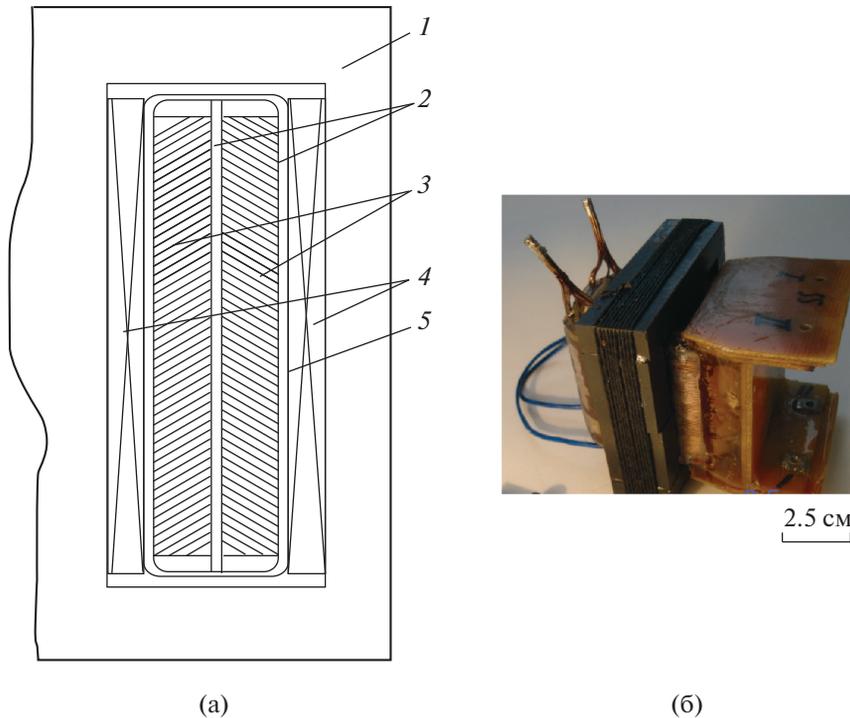
соковольтного блока последовательность прямоугольных разнополярных импульсов напряжения с амплитудой  $U_{пит}$  и длительностью  $\tau$ , следующих с частотой  $F$ , варьируемой с помощью электронного блока управления в диапазоне от  $F^{min} \sim 1 \text{ кГц}$  до  $F^{max} = 1/4\tau$ .

Форма импульсов тока нагрузки (упомянутого высоковольтного блока) представляет собой два полупериода синусоиды  $I_{вх} = \pm I_0 \sin(\pi t / \tau')$  ( $t = 0 - \tau'$ ), повторяющихся с частотой следования  $F$ . Длительность этих сигналов  $\tau' = \pi(LC_d)^{1/2} \leq \tau$ , пауза между ними превышает  $\tau$ , а амплитуда тока  $I_0 = \pi U_{пит} C / \tau'$  (в согласованном режиме, когда  $U_{пит} = U_{вх} = U_{вых} / n$ , где  $n$  – полный коэффициент трансформации выпрямителя, включая удвоение напряжения и число таких каскадов удвоения – число секций вторичной обмотки высоковольтного трансформатора). Таким образом, заряд, передаваемый в нагрузку за импульс, зависит только от  $U_{пит}$  и  $C_d$ , оставаясь стабильным при варьировании режима от согласованного до короткого замыкания, когда значительная часть этого заряда возвращается (рекуперация) в источник через шунтирующий обратный диод ( $D_{ш}$  на рис. 1), смонтированный в корпусе транзистора. Лишь при переходе к режиму холостого хода, когда  $U_{пит} < U_{вых} / n$  (за счет значительного увеличения сопротивления нагрузки), амплитуда и длительность импульса тока снижаются, падает средний ток нагрузки.

Следует отметить, что наличие упомянутой паузы, позволяя осуществлять рекуперацию энергии в силовом контуре и автоматическую защиту от перегрузок, ухудшает соотношение среднего значения тока, которое определяет максимальную среднюю мощность источника

$$P^{max} = U_{пит} I_{вх}^{cp}$$

и действующего тока, от которого зависит выбор сечения обмоток трансформатора. По оценкам,



**Рис. 5.** Повышающий трансформатор: **а** – схема расположения обмоток в окне ферритового магнитопровода (1 – феррит; 2 – высоковольтная изоляция из пленочного лавсана 50 мкм; 3 – две секции вторичной обмотки; 4 – параллельно включенные секции первичной обмотки снижают индуктивность рассеяния трансформатора; 5 – электростатический экран из 20-мкм медной фольги; обмотки и многослойная изоляция пропитаны эпоксидной смолой ЭД-20); **б** – трансформатор на сердечнике Ш20 × 28, феррит 2000 НМ, коэффициент трансформации (по виткам) 10, рабочее напряжение (рис. 1) 20 кВ, мощность 2 кВт.

при том же значении среднего тока  $I_{\text{вх}}^{\text{cp}}$  потребуются увеличение сечения проводов в  $\sim 2^{1/2}$  по сравнению с чисто синусоидальным током.

Средняя величина входного тока определяется зарядом  $q$  емкости  $C_{\text{д}}$ , т.е.  $I_{\text{вх}}^{\text{cp}} = 2qF = 4C_{\text{д}}U_{\text{пит}}F$  является функцией  $U_{\text{пит}}$  и  $F$ , соответственно выходное напряжение высоковольтного источника

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}}R_{\text{ч}} = (I_{\text{вх}}^{\text{cp}}/n)R_{\text{ч}} = (2C_{\text{д}}R_{\text{ч}}/n)U_{\text{пит}}F$$

оказывается пропорциональным  $U_{\text{пит}}F$ . Таким образом, меняя  $F$ , можно регулировать в необходимых пределах выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , используя нерегулируемый входной источник питания. Более того, если обеспечить независимость от времени произведения  $U_{\text{пит}}(t)F(t) = \text{const}$  соответствующим модулированием  $F(t)$ , можно компенсировать низкочастотную составляющую (100–300 Гц) пульсаций выходного выпрямленного напряжения без использования дорогостоящего и материалоемкого  $LC$ -фильтра на входе преобразователя.

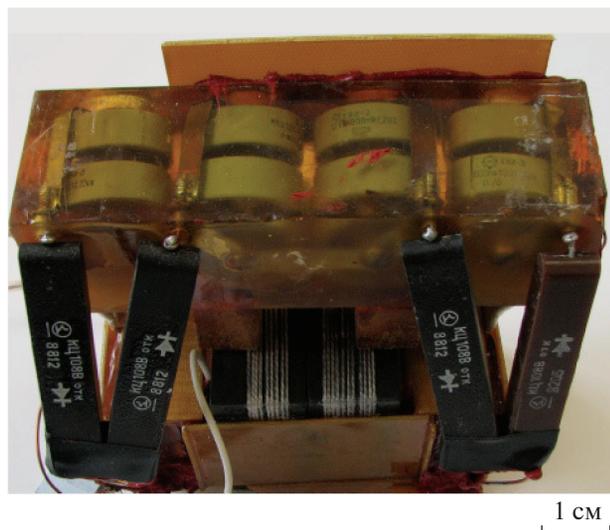
Функциональная схема управления преобразователем представлена на рис. 3. Управляемый генератор частоты запускает одновибратор, генерирующий импульс длительностью  $\tau$ . По его спа-

ду запускается одновибратор импульса задержки, обеспечивающего время  $T_{\text{р}}$ , необходимое для рекуперации неизрасходованной энергии контура  $LC_{\text{д}}$ . По спаду импульса задержки запускается триггер, переключающий импульс преобразования на два драйвера управления транзисторным мостом.

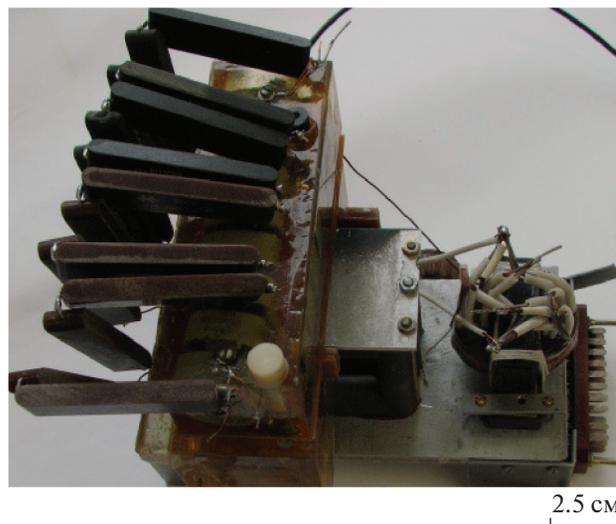
Одновибраторы собраны на микросхеме 1561АГ1, триггер – на 561ТМ2, переключатель – на 561ЛА7, драйверы – на IR2213. В зависимости от мощности источника питания могут использоваться полевые транзисторы или транзисторы IGBT. В частности, использованные в данной работе транзисторы IRG4PH40UD способны коммутировать средний ток  $>20$  А при  $U_{\text{пит}} \geq 500$  В, т.е. мощность преобразователя может достигать 10 кВт. Схема управления и внутренний источник питания “привязаны” к минусовому выходу сетевого выпрямителя.

Функциональная схема генератора частоты преобразования  $F$  представлена на рис. 4. Проведем оценку уровня пульсаций напряжения представленного в данной работе высоковольтного источника питания. Пренебрегая длительностью импульса 1 мкс, для периода генерации имеем:

$$T = U_{\text{оп}}(C/I) = U_{\text{м}} \cos \phi K(C/I), \quad (1)$$



**Рис. 6.** Высоковольтный выпрямитель по схеме рис. 1. Трансформатор на сдвоенном сердечнике Ш20 × 56, феррит 2000 НМ. Рабочее напряжение 25 кВ, мощность до 2 кВт, объем (без вентилятора) 1.5 дм<sup>3</sup>.



**Рис. 7.** Выпрямитель с четырьмя каскадами удвоения на трех сердечниках ПК40 × 18, сечение феррита 7 см<sup>2</sup>, окно (занятое обмотками) 8 см<sup>2</sup>, рабочее напряжение 50 кВ, мощность 2.5 кВт. Объем без системы обдува 2.5 дм<sup>3</sup>.

где  $K = R_2 / (R_1 + R_2)$ ,  $I$  – ток генератора тока, а  $U_{\text{оп}}$  – опорное напряжение. Считая, что частота преобразования много больше частоты сетевых пульсаций (300, 600 Гц ...), для среднего значения напряжения на выходе транзисторного прерывателя  $U_{\text{ср}}$  получаем выражение

$$U_{\text{ср}} = U_m \cos(\tau'/T), \quad (2)$$

после подстановки в которое  $T$  из (1) получаем  $U_{\text{ср}} = I\tau'/KC$  – не зависящее от  $U_m$  выражение, т.е. отсутствие зависимости  $U_{\text{ср}}$  от пульсаций выходного выпрямленного напряжения  $U_{\text{вых}}$ . Например, при опорном напряжении  $U_{\text{оп}} = 10$  В получаем  $K = 10/537$  и  $U_{\text{ср}} = 53.7I\tau'/C$ . Для длительности импульса имеем выражение  $\tau' \approx \pi(LC_d)^{1/2}$ , и далее ток генератора  $I$  и емкость фильтра  $C_\phi$  (рис. 1) определяют уровень пульсаций  $U_{\text{ср}}$ . В схеме использованы транзистор КТ3102, операционные усилители 544УД6 и мультивибратор 1561АГ1. Реально удалось получить уровень сетевых пульсаций на выходе высоковольтного источника питания <0.5%.

Введя обратную связь с выхода источника, можно обеспечить стабилизацию выходного напряжения или тока.

Наиболее ответственный узел – собственно высоковольтный выпрямитель с повышающим трансформатором и набором быстродействующих диодов (КЦ108В, КЦ105Д) и керамических конденсаторов (К15-5, КВИ-3). Основная сложность при конструировании и изготовлении этого выпрямителя, в первую очередь трансформатора, состоит в необходимости обеспечить изоляцию

на напряжение 20–50 кВ, что усугубляется высокой частотой преобразования – до 50 кГц.

Для уменьшения влияния паразитных емкостей обмоток, снижения требований к высоковольтной и высокочастотной изоляции использована схема суммирования напряжения нескольких каскадов удвоения (на рис. 1 показаны 2 каскада). Суммирование осуществляется по постоянному напряжению на выходе выпрямительных каскадов, а это позволяет на порядок уменьшить амплитуду высокочастотного напряжения на повышающих обмотках трансформатора, рассчитывать изоляцию в статике, без учета диэлектрических потерь на повышенной частоте, уменьшать объем изоляции в трансформаторе.

Заметное негативное влияние на работу трансформатора оказывает паразитная емкость повышающих обмоток, которая при обычной технологии намотки может достигать 1 нФ, что при пересчете в первичную обмотку и коэффициенте трансформации (по виткам)  $\geq 10$  сравнимо с емкостью дозирующего конденсатора  $C_d$ . Это приводит к значительным потерям энергии в контуре первичной обмотки, даже учитывая рекуперацию. Впрочем, рациональным размещением высоковольтных обмоток в окне ферритового сердечника и правильной фазировкой удалось снизить эту паразитную емкость до  $\leq 100$  пФ и уменьшить связанные с ней потери до приемлемого уровня.

С учетом вышеизложенного, оценку габаритной мощности высоковольтного трансформатора для выбранного магнитопровода [5, 6] можно произвести по обычным формулам [7, 8], но с

уменьшенной в полтора раза плотностью тока в обмотках, а также со сниженным коэффициентом заполнения окна по меди. Это снижение обусловлено необходимостью размещения в окне высоковольтной изоляции, исходя из заданного рабочего напряжения  $U_{\text{вых}}$ .

Схема расположения обмоток (соответствующая варианту рис. 1) и внешний вид трансформатора, обеспечивающего среднюю мощность 2 кВт при напряжении 25 кВ (по 6 кВ на секцию обмотки), представлены на рис. 5. Трансформатор собран на стандартном ферритовом сердечнике Ш20×28, намотка послойная бескаркасная на гильзе из 50-мкм лавсановой пленки, проклеенной эпоксидной смолой ЭД-20. Применение такой технологии позволило получить коэффициент заполнения окна по меди 0.3–0.35, что при рабочем напряжении 25–50 кВ является нетривиальной задачей.

Примеры реализации источников на 20 кВ, 2 кВт и 50 кВ, 5 кВт представлены на рис. 6 и 7 соответственно. Используются высоковольтные столбы КЦ108В и конденсаторы КВИ-3-12 кВ-1 нФ. Охлаждение воздушное (на рисунках не показано). Все высоковольтные части выпрямителя залиты эпоксидным компаундом таким образом, чтобы исключить возможность пробоя по поверхности заливки.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные выше результаты экспериментально подтверждают эффективность и надежность применения широкодиапазонной частотной модуляции для управления мощными преобразовательными источниками, в том числе высоковольтными.

Разработанная схема обеспечивает существенное упрощение и удешевление системы в целом за счет использования нерегулируемого сетевого

источника, компенсации низкочастотных пульсаций напряжения, нечувствительности преобразователя к перегрузкам. При необходимости схема может быть дополнена введением обратной связи для прецизионной стабилизации выходного напряжения/тока.

Использованная при изготовлении высоковольтного выпрямителя и, в первую очередь, трансформатора твердотельная изоляция на основе эпоксидного компаунда и лавсановой пленки, характеризующейся высокой пробивной прочностью [9], показала работоспособность при напряжении до  $\geq 50$  кВ и позволила достичь коэффициента заполнения окна по меди 0.3–0.35 и удельной плотности мощности трансформатора  $> 5$  кВт/дм<sup>3</sup>.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Разевич Д.В.* Техника высоких напряжений. М.: Энергия, 1963.
2. *Белов Г.А.* Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1987.
3. *Ланцов В., Владимиров Е.* // Силовая электроника. 2010. № 5. С. 64.
4. *Воронин П.А.* Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. М.: Издательский дом "Додэка XXI", 2001.
5. *Преображенский А.А.* Магнитные материалы и элементы. М.: Высшая школа, 1976.
6. Справочник по электротехническим материалам / Под ред. Ю.В. Корицкого. Т. 3. Л.: Энергия, 1976.
7. *Круг К.А.* Основы электротехники. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1946.
8. *Гольдина В.А., Девониский В.Ю.* Высоковольтные выпрямители малой мощности. М.: Энергия, 1976.
9. *Физические величины: Справочник / Под ред. И.С. Григорьева, Е.З. Мейлихова.* М.: Энергоатомиздат, 1991.