

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ МИКРОФОКУСНОЙ РЕНТГЕНОВСКОЙ ТРУБКИ

© 2019 г. А. А. Трубицын^а, Е. Ю. Грачев^а, Д. А. Морозов^а,
Б. А. Полонский^{а,*}, А. Е. Серебряков^а

^а Рязанский государственный радиотехнический университет
Россия, 390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1

*e-mail: b.polonsky@yandex.ru

Поступила в редакцию 22.01.2019 г.

После доработки 22.01.2019 г.

Принята к публикации 28.02.2019 г.

Разработан высоковольтный источник питания микрофокусной рентгеновской трубки с диапазоном регулировки выходного напряжения от 30 до 80 кВ при мощности от 20 до 240 Вт (ток эмиссии рентгеновской трубки до 3 мА). Источник построен на основе резонансного преобразователя напряжения, обеспечивающего переключение силовых ключей при нулевом напряжении или нулевом токе. В источнике применен метод управления выходным напряжением путем изменения напряжения питания силовой ступени резонансного преобразователя. Использование для высоковольтной изоляции элементов схемы современного кремнийорганического компаунда “Силагерм-2106” позволило еще больше уменьшить габариты схемы и разместить ее вместе с источником питания катода трубки и модулем связи с э.в.м. в типовом 19-дюймовом корпусе, масса прибора 21 кг.

DOI: 10.1134/S003281621904030X

ВВЕДЕНИЕ

Высоковольтные источники питания (в.в.и.п.) — ключевые компоненты многих аналитических приборов, в том числе рентгеновских аппаратов. Кроме в.в.и.п. аппаратура питания рентгеновских источников содержит также источники питания накала катодов, элементы защиты от перегрузки и пробоев. В данной статье представлен источник питания отрицательной полярности напряжением до 80 кВ, мощностью до 240 Вт (ток до 3 мА), разработанный для питания новой отечественной микрофокусной рентгеновской трубки (м.р.т.) [1], предназначенной для работы в составе опытной установки промышленной рентгеновской томографии.

Основной проблемой при создании высоковольтных преобразователей является компенсация паразитной емкости высоковольтного трансформатора. Многовитковая вторичная обмотка этого трансформатора даже при секционировании имеет большую собственную емкость, которая вносится в первичную обмотку с повышающим коэффициентом $(N_s/N_p)^2$ [2], где N_s и N_p — число витков вторичной и первичной обмоток соответственно. Если эту паразитную емкость перезаряжать в каждом полупериоде непосредственно от силовых ключей преобразователя, то в них могут появиться аномально высокие им-

пульсные токи, приводящие к выходу ключей из строя.

Кардинальным методом решения этой проблемы является использование резонансного режима работы высоковольтного преобразователя, когда паразитная реактивность трансформатора включается в состав резонансного контура в первичной обмотке. Такой режим позволяет организовать переключение силовых ключей при нулевом токе или нулевом напряжении на самих ключах, что приводит к значительному снижению мощности рассеяния на ключах и соответственно к росту к.п.д. преобразователя. Важными преимуществами резонансного режима являются также пониженный шум и отсутствие необходимости дополнительной защиты от короткого замыкания или отключения нагрузки (обрыва) [3, 4].

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ РЕЗОНАНСНОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Длительность тактовых импульсов должна равняться половине периода резонансной частоты контура первичной обмотки, чтобы переключение ключевых транзисторов происходило при пересечении нулевого уровня их токов или напряжений. Поскольку в процессе работы частота следования и длительность импульсов переключения силовых ключей не меняются, регулирова-

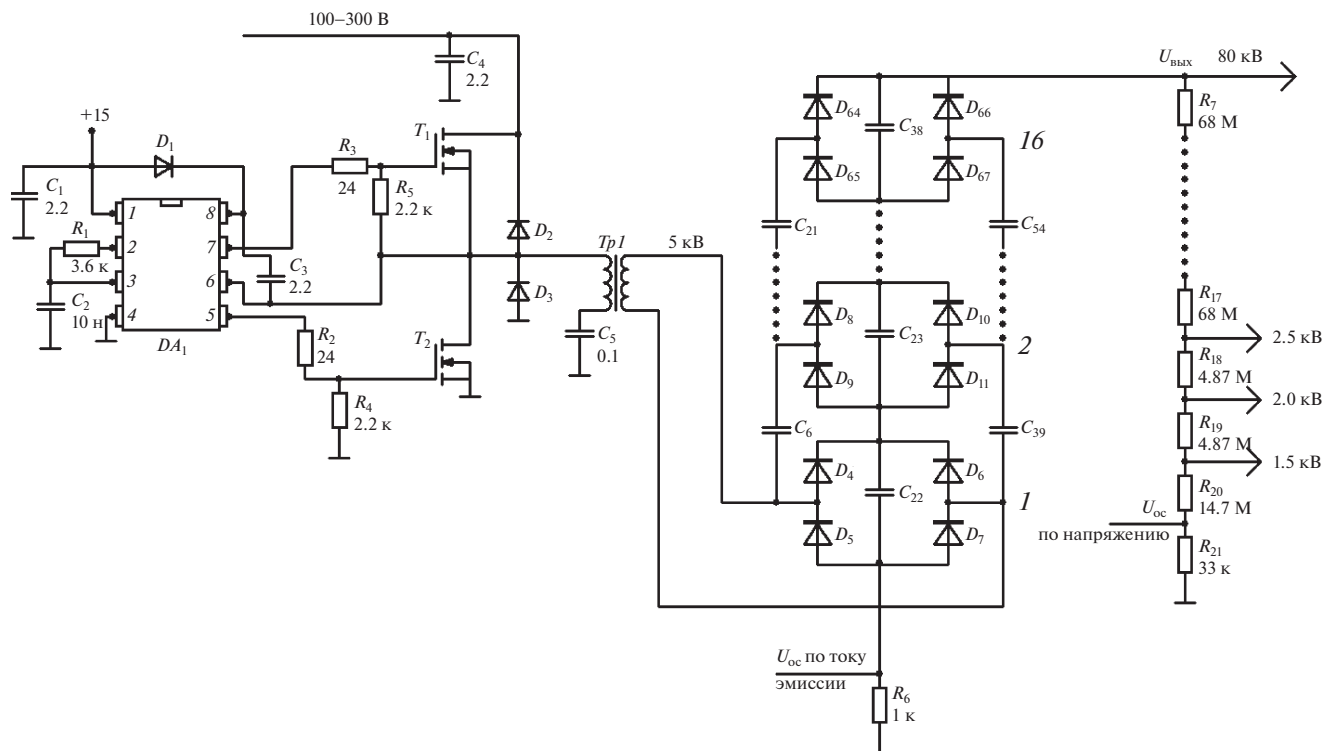


Рис. 1. Схема высоковольтного резонансного преобразователя. DA_1 – IR2153S; T_1, T_2 – IRFP460; D_1 – UF1004, D_2, D_3 – MUR460, D_4 – D_{67} – 2CL 18 kV/20 mA; C_5 – K73-11-0,1-1000B, C_6 – C_{54} – HVC-0262(10 кВ, 10 нФ, 20%).

ние выходного напряжения осуществляется изменением напряжения питания силовой резонансной ступени преобразователя.

Схема разработанного высоковольтного преобразователя приведена на рис. 1. Выходное высокое напряжение формируется диодно-емкостным множителем. В большинстве применений рабочее напряжение высокочастотных конденсаторов и допустимое обратное напряжение диодов ограничено значением 10 кВ. Это значит, что амплитуда выходного напряжения высоковольтного трансформатора должна находиться на уровне 5 кВ. Это же значение является максимально приемлемым для обеспечения электрической прочности трансформатора при небольших габаритах. Следовательно, для получения требуемого выходного напряжения 80 кВ необходимо 16 ступеней умножения.

Учитывая достаточно высокую выходную мощность в.в.и.п., следует выбрать симметричную двухполупериодную мостовую схему умножения, которая хотя и содержит повышенное число компонентов ($4n$ диодов и $3n$ конденсаторов, где n – число ступеней умножения), но отличается небольшими пульсациями и приемлемым выходным сопротивлением [4, 5]. Выходное сопротивление умножителя, его нагрузочная характеристика и амплитуда пульсаций на выходе оце-

нивались по результатам моделирования в программе схемотехнического моделирования LT Spice IV (Switcher CAD) [6]. Для частоты преобразования 20–25 кГц, номиналов высоковольтных емкостей 10 нФ выходное сопротивление умножителя составляет величину порядка 1.5–2 МОм; размах пульсаций на частоте преобразования при токе нагрузки 3 мА и выходном напряжении 80 кВ не превышает 100–120 В, т.е. менее 0.15%.

Что касается выбора схемного решения самого преобразователя, то общие подходы к выбору оптимальной схемы достаточно полно освещены в профильной литературе [7]. Для диапазона мощностей 200–500 Вт оптимальными схемными решениями являются двухтактная или полумостовая прямоходовые схемы. Эти схемы характеризуются достаточно высокой допустимой выходной мощностью (до нескольких киловатт), допустимым напряжением V_{DS} ключевых транзисторов, равным максимальному постоянному напряжению питания ключей. Они не требуют очень сильной магнитной связи между обмотками и используют сердечник высоковольтного трансформатора без воздушного зазора [3]. Поэтому схема несимметричного резонансного полумостового преобразователя [8] выполнена на основе специализированной микросхемы самотактируемого драйвера полумоста IR2153S (DA_1) в типовом включении [9].

Высоковольтный трансформатор собран на П-образном сердечнике М3000 НМС-1 ПК 30×16 . Первичная обмотка содержит 48 витков провода ПЭВ-2-0.5. Вторичная обмотка состоит из восьми секций по 120 витков, намотанных проводом ЛЭШО 21-0.05. Первичная и вторичная обмотки размещены на разных ядрах сердечника. Измеренные параметры трансформатора, приведенные к первичной обмотке [2], составляют: индуктивность намагничивания $L_m = 4.75$ мГн, индуктивность рассеяния $L_s = 0.54$ мГн, приведенная емкость вторичной обмотки 5.3 нФ, частота собственного параллельного резонанса на холостом ходу 32.5 кГц. Выше этой частоты трансформатор перестает выполнять свои функции и представляет собой емкостную нагрузку.

Передача через трансформатор мощности уровня 300 Вт при условии, что питание высоковольтного преобразователя осуществляется от источника напряжением 300 В (выпрямленное напряжение сети ~ 220 В), ограничивает максимальное значение характеристического сопротивления последовательного резонансного контура, образованного индуктивностью рассеяния трансформатора и внешней резонансной емкостью C_5 , величиной порядка $100\text{--}200$ Ом. Это позволяет определить величину емкости $C_5 \approx 0.1$ мкФ и оценить требуемую частоту последовательного резонанса и, следовательно, частоту коммутации ключей преобразователя $f = (2\pi\sqrt{L_s C_5})^{-1} \approx 20$ кГц, что в свою очередь позволяет определить номиналы частотозадающих элементов драйвера R_1 и C_2 .

На рис. 2 приведены эпюры напряжения V_d на стоке нижнего (по схеме) ключа T_2 и тока в резонансном контуре I_{LC} , полученные в результате моделирования в программе LT Spice для мощности в нагрузке 270 Вт (80 кВ, 3.4 мА) – рис. 2а и 27 Вт (80 кВ, 340 мкА) – рис. 2б. Как видно из результатов моделирования, в схеме реализуется режим включения силовых транзисторов при нулевом напряжении сток–исток. Выключение верхнего ключа T_1 до момента, когда ток в индуктивности контура спадет до нуля, приводит к “перехвату” тока шунтирующим диодом D_3 нижнего плеча полумоста. В результате напряжение сток–исток нижнего ключа T_2 при его открывании ограничивается напряжением на прямосмещенном диоде, что существенно снижает потери при питании преобразователя от источника с выходным напряжением в сотни вольт. Аналогично происходит включение верхнего транзистора силового каскада.

На рис. 2в приведены осциллограммы, полученные при макетировании реального преобразователя при мощности 27 Вт. Осциллограмма тока контура регистрировалась с помощью трансформатора тока, включенного последовательно с ре-

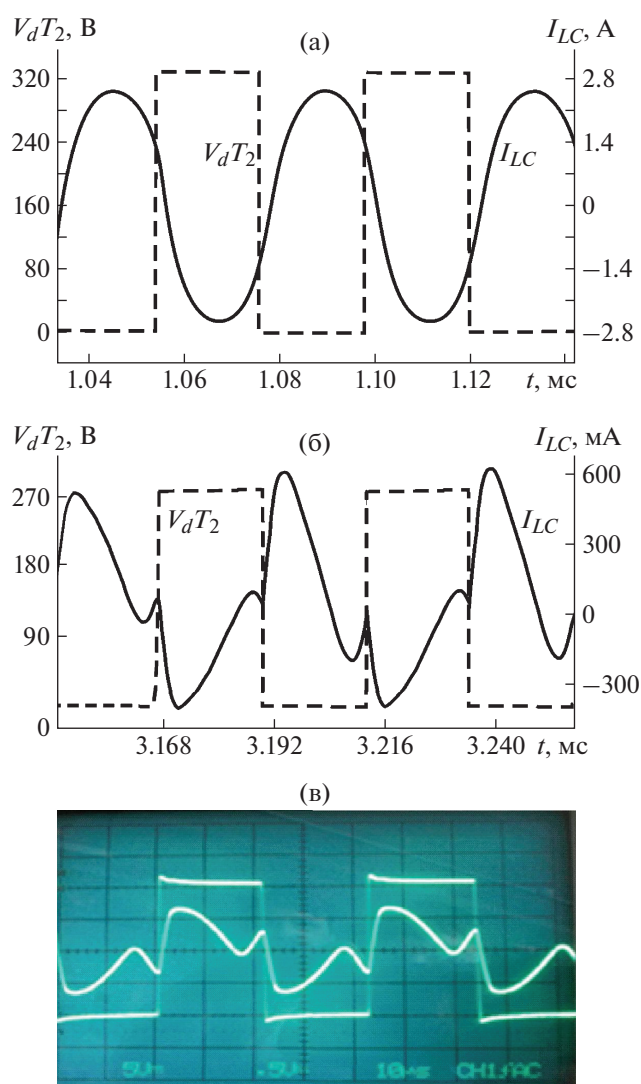


Рис. 2. Эпюры напряжения и тока в резонансном контуре силовой ступени преобразователя: а – результаты моделирования при мощности 270 Вт, б – при мощности 27 Вт; в – осциллограммы для реального преобразователя при мощности 27 Вт.

зонансным контуром. Следует отметить совпадение результатов макетирования и моделирования резонансной силовой ступени.

Возвращаясь к схеме преобразователя (рис. 1), отмечаем, что его высоковольтная часть, кроме описанного выше умножителя, включает высоковольтный делитель напряжения $R_7\text{--}R_{21}$, обеспечивающий получение ряда напряжений для фокусирующего электрода м.р.т. и напряжения обратной связи для первичного источника питания. Ток делителя выбран много меньшим тока эмиссии м.р.т., который в этом случае будет равен току умножителя. Это позволяет включить в цепь умножителя токоизмерительный резистор R_6 , с которого сни-

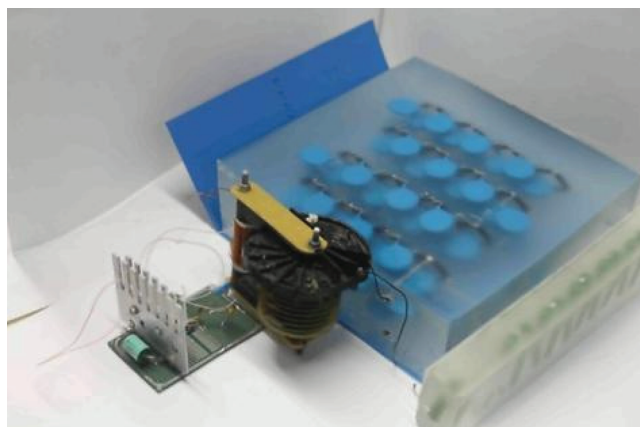


Рис. 3. Внешний вид макета высоковольтного резонансного преобразователя.

мается сигнал обратной связи для управления стабилизатором напряжения накала м.р.т.

Надежная и безопасная работа высоковольтных схем умножителя и делителя обеспечивается заливкой их силиконовым компаундом “Силагерм-2106”, электрическая прочность которого при нормальной температуре и влажности превышает 15 кВ/мм [10]. На рис. 3 показан внешний вид макета высоковольтного резонансного преобразователя, залитого компаундом “Силагерм-2106” и готового к установке в блок.

Для проведения настройки и испытания высоковольтного источника кроме самого источника использовались источник постоянного напряжения 0–300 В, двухканальный осциллограф (для настройки резонансного преобразователя) и цифровой вольтметр с калиброванным делителем (для измерения выходного напряжения). При изменении напряжения питания преобразователя в пределах от 100 до 270 В выходное напряжение умножителя изменялось от 30 до 80 кВ.

Оценка потерь в силовых ключах по результатам моделирования дает величину порядка 1.5 Вт и 0.1 Вт на каждый силовой м.о.п.-транзистор и шунтирующий диод соответственно. При этом величина потерь практически не зависит от уровня нагрузки преобразователя. Для проверки теплового режима силовой ступени и трансформатора на выход последнего включались мостовой выпрямитель, фильтрующая емкость и проволочное сопротивление, обеспечивающее нагрузку преобразователя около 250 Вт. Температура силовых ключей, установленных (каждый) на пластинчатый радиатор площадью 40 см², через 5 мин работы повысилась примерно на 15°С при естественном охлаждении и оставалась стабильной в течение дальнейшего наблюдения (30 мин).

УПРАВЛЯЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ СИЛОВОЙ СТУПЕНИ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Принципиальная схема управляемого источника питания силовой части высоковольтного резонансного преобразователя приведена на рис. 4. Он выполнен по типовой схеме полумостового преобразователя с использованием микросхемы контроллера с широтно-импульсной модуляцией (ш.и.м.) TL494 (DA_3), включенной по стандартной схеме [11]. Данная микросхема обладает хорошей помехоустойчивостью при приемлемых временных характеристиках и не требует специальных приемов экранирования и разводки “общих” проводников на плате готового источника. Дополнительным преимуществом этой микросхемы является принципиальное исключение возможности протекания сквозного тока через силовые ключи полумоста, т.е. время, когда оба ключа закрыты (“мертвая зона”), ни при каких условиях не может стать равным нулю.

Частота генерации ш.и.м.-контроллера определяется номиналами элементов R_4 , C_5 и составляет примерно 50 кГц. Элементы C_3 и R_2 обеспечивают плавный пуск контроллера. Напряжение обратной связи с высоковольтного делителя преобразователя через высокоомный изолирующий (DA_2) и корректирующий (DA_1) каскады поступает на вход контроллера, где сравнивается с управляющим напряжением модуля управления. В схеме используется трансформаторное управление цепями затворов силовых ключей полумостового преобразователя. Это обусловлено необходимостью обеспечения гальванической развязки локальной земли силового каскада данного источника, питающегося непосредственно от сети 220 В, и общего провода всего источника питания. В результате пропадает необходимость оптронной развязки в петле обратной связи и регулировки выходного напряжения. Использование трансформаторного управления затворами потребовало ввести дополнительный двухтактный усилительный каскад на транзисторах T_1 и T_2 . Элементы D_6 , D_7 , R_{14} и R_{15} формируют управляющее напряжение на затворах силовых ключей полумостового преобразователя.

Выпрямитель источника питания резонансного преобразователя выполнен по мостовой схеме на диодах D_8 – D_{11} . Трансформатор Tr_2 выполнен на сердечнике ЕТД 34/17/11 из феррита N87 фирмы Epcos, первичная обмотка содержит 30 витков в два провода ПЭВ-2-0.5, вторичная – 80 витков ПЭВ-2-0.5. Дроссель фильтра питания выполнен на таком же сердечнике с зазором 0.2 мм и содержит 30 витков ПЭВ-2-0.5. В схему введена защита от перегрузки по току. Датчиком является включенный последовательно с основным трансфор-

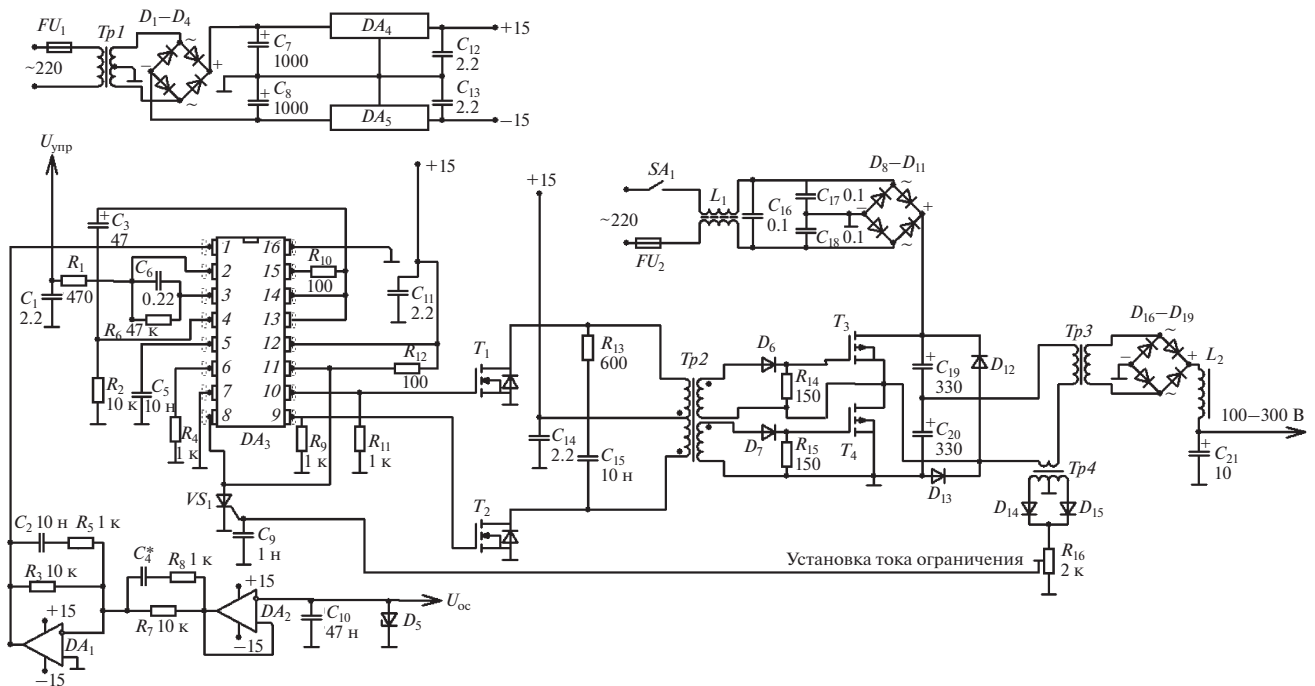


Рис. 4. Управляемый источник питания силовой части резонансного преобразователя. DA_1, DA_2 – OP177, DA_3 – TL494, DA_4 – LM7815, DA_5 – LM7915; T_1, T_2 – IRFL214, T_3, T_4 – IRFB4332; D_1 – D_4, D_8 – D_{11} – 1N5408, D_5 – KC156A, D_6, D_7, D_{14}, D_{15} – UF1004, D_{12}, D_{13}, D_{16} – D_{19} – MUR460; VS_1 – BT1490.

мотор тока $Tr4$. Сигнал с него подается на двухполупериодный выпрямитель и служит для открытия блокирующего работу ш.и.м.-контроллера тиристора VS_1 . Повторный запуск источника возможен только после полного отключения питания.

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ КАТОДА М.Р.Т. И МОДУЛЬ УПРАВЛЕНИЯ (СВЯЗИ С Э.В.М.)

На рис. 5 приведена схема питания электродов м.р.т., поясняющая взаимосвязь функциональных узлов в.в.и.п. Для поддержания эмиссии электронов в опытном образце м.р.т. применен импрегнированный W-Va-катод косвенного накала [1] в паре с подогревателем (U_n до 6.3 В, I_n до 1 А). Этот катодный узел обеспечивает получение тока эмиссии до 3 мА в широком диапазоне ускоряющих напряжений. Датчиком тока эмиссии является токоизмерительный резистор в схеме высоковольтного умножителя, а регулирование осуществляется изменением напряжения накала. Так как катод м.р.т. находится под высоким напряжением, высокочастотный ток накала подается на него через изолирующий трансформатор.

Требование высоковольтной изоляции вторичной обмотки накального трансформатора приводит к достаточно громоздкой конструкции и соответственно к серьезному росту паразитных реактивностей, приведенных к его первичной об-

мотке, аналогично высоковольтному трансформатору. Это приводит к необходимости использования резонансного преобразователя и для построения накальной цепи. Поэтому канал регулировки напряжения накала катода м.р.т. построен по схеме, аналогичной высоковольтному источнику. Отличие состоит в величине максимального выходного напряжения и мощности – 12 В и 50 Вт соответственно. Вторичная обмотка накального трансформатора также залита компаундом “Силагерм-2106”.

Модуль управления является аппаратным интерфейсом между источником питания м.р.т. и управляющим компьютером и содержит два стандартных цифроаналоговых преобразователя, сигналы которых в качестве управляющих подаются на управляемый источник питания силовой ступени высоковольтного резонансного преобразователя и стабилизатора напряжения накала. Для управления в.в.и.п. м.р.т. разработано программное обеспечение HV Control, совместимое с операционными системами Windows и Linux и позволяющее вводить с управляющей э.в.м. требуемые значения высокого напряжения и тока эмиссии м.р.т., а также контролировать их текущие значения. Предусмотрена возможность экстренного отключения высокого напряжения и накала м.р.т.

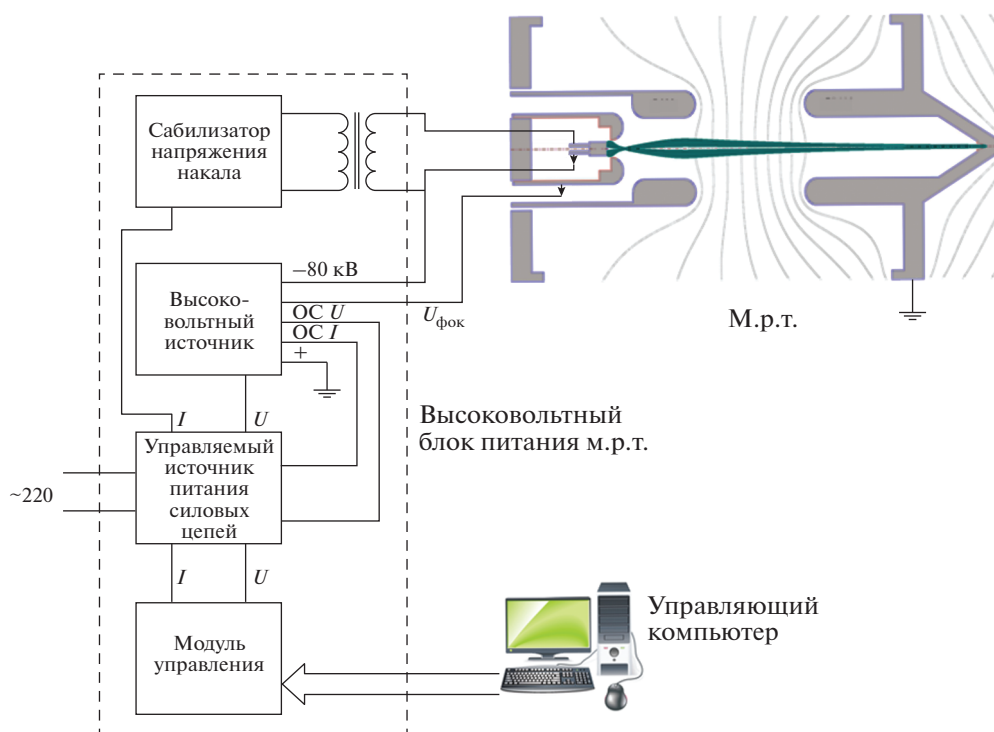


Рис. 5. Схема питания электродов микрофокусной рентгеновской трубки. *OC U* и *OC I* – сигналы обратной связи по напряжению и току эмиссии соответственно; “+” – положительный вывод высоковольтного преобразователя заземлен.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны схемы резонансных преобразователей напряжения для построения высоковольтных источников питания и стабилизаторов напряжения накала рентгеновских трубок. Резонансное преобразование позволяет производить переключение силовых ключей при нулевом токе или нулевом напряжении, что резко снижает уровень потерь в ключах, снижает габариты схемы, повышает ее отказоустойчивость и к.п.д. Отличительной особенностью разработанных преобразователей является управление с помощью изменения напряжения питания силовой ступени. Это значительно упрощает схему контроллера и повышает его надежность.

Благодаря высокому к.п.д. резонансных преобразователей и использованию передовых методов изоляции схемы получились достаточно компактными, что позволило весь блок собрать в типовом 19-дюймовом корпусе с размерами (Ш × Г × В) 483 × 475 × 160 мм. По техническим и массогабаритным характеристикам разработанный блок соответствует лучшим мировым аналогам, например [12].

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-10168).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Trubitsyn A.A., Grachev E.Yu., Morozov D.A., Serebryakov A.E., Kozlov E.A., Bochkov V.D., Panov P.V., Polonskiy B.A.* // Proceedings-Research monograph, 7-th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO2018). Budva, Montenegro. 10–14 June 2018. P. 545. doi 10.1109/MECO.2018.8405988
2. *Русин Ю.С.* Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. Л.: Энергия, 1973.
3. *Корис Р., Шмидт-Вальтер Х.* Справочник инженера-схемотехника. М.: Техносфера, 2008.
4. *Скэйпелатти К.* Высоковольтные источники питания для аналитической аппаратуры: Справочное руководство по высоковольтному оборудованию. Spellman High Voltage Electronics Corp. 2014. Ред. 4. С. 31–35.
5. *Костиков В.Г., Никитин И.Е.* Источники электропитания высокого напряжения РЭА. М.: Радио и связь, 1986.
6. www.linear.com/designtools/software/#LTspice
7. *Мэк Р.* Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. М.: Додэка-XXI, 2008.
8. *Мелешин В.И.* Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.
9. Self-Oscillating Half-Bridge Driver IR2153. International Rectifier Data Sheet № PD60062, rev.0.
10. www.silagerm.com/products/25651284
11. TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits. Texas Instruments Data Sheet, 2015.
12. <https://www.spellmanhv.com/ru/Products>