

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ КОММУТАТОРОВ НА ОСНОВЕ ТРАНЗИСТОРОВ В ПОЛУМОСТОВОЙ СХЕМЕ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ВЫСОКОЙ СКОРОСТЬЮ НАРАСТАНИЯ

© 2021 г. Я. Е. Жарков^а, И. Е. Ребров^{а, *}, В. Ю. Хомич^а, В. А. Ямщиков^а

^а *Институт электрофизики и электроэнергетики РАН
Россия, 191186, Санкт-Петербург, Дворцовая наб., 18*

**e-mail: rbrv.igor@gmail.com*

Поступила в редакцию 07.06.2021 г.

После доработки 13.07.2021 г.

Принята к публикации 15.07.2021 г.

Описан драйвер цепи управления твердотельного высоковольтного коммутатора, используемого в полумостовых схемах высоковольтных импульсных генераторов. Разработанный драйвер позволяет существенно уменьшить негативное влияние емкостных связей, таких как емкость Миллера и паразитные емкости высоковольтного коммутатора на землю. Минимизация влияния этих факторов позволила обеспечить характерные времена фронтов импульсов напряжений, создаваемых генератором, равными нескольким десяткам наносекунд.

DOI: 10.31857/S0032816221060239

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время импульсные высоковольтные генераторы с напряжением в десятки киловольт, токами в сотни ампер и мгновенными мощностями в несколько мегаватт находят широкое применение в различных областях электрофизики и, в частности, используются как источники питания для актуаторов с диэлектрическим барьерным разрядом [1–4], входят в состав установок с импульсным коронным разрядом [5, 6], используемых для очистки газовых сред [7, 8], применяются в составе систем электроформования волокнистых материалов [9, 10]. Одним из наиболее важных параметров работы такого рода генераторов является крутизна фронта нарастания сигнала и его длительность. От этих параметров зависит эффективность накачки систем газоразрядных лазеров [11], количество лекарственного препарата, доставляемого путем электропорации через клеточные мембраны [12], степень однородности плазмы атмосферного барьерного разряда [13].

Описанные выше области применения импульсных генераторов связаны с их работой на нагрузку с емкостным характером. Поэтому, для получения крутых фронтов напряжений они должны обладать высокими предельными крутизнами рабочих токов, необходимыми для быстрого приращения заряда нагрузки.

Среди высоковольтных импульсных генераторов широкое распространение получили устройства, выполненные на базе последовательного соединения дискретных транзисторов – высоковольтных ключей (в.в.к.). Применение твердотельных сборок обосновывается тем, что их состояние является полностью управляемым, а проводимость зависит от сигнала цепи управления (напряжения на затворе). Последовательное соединение множества транзисторов позволяет увеличить коммутируемые напряжения пропорционально числу компонентов при сохранении времени коммутации единичного прибора [14]. Несмотря на полную управляемость и высокое быстродействие, недостатком таких сборок является влияние их внутренних параметров (емкости Миллера, индуктивностей контактов) на общее быстродействие генератора, что выражается в задержках включения, сквозными токами, увеличении фронтов генерируемых импульсов, а также сложностью процесса синхронного открытия [15]. Поэтому совершенствование систем управления в.в.к. и создание генераторов на их основе, обеспечивающих фронты высоковольтных импульсов в десятки наносекунд, является актуальной на сегодняшний день задачей.

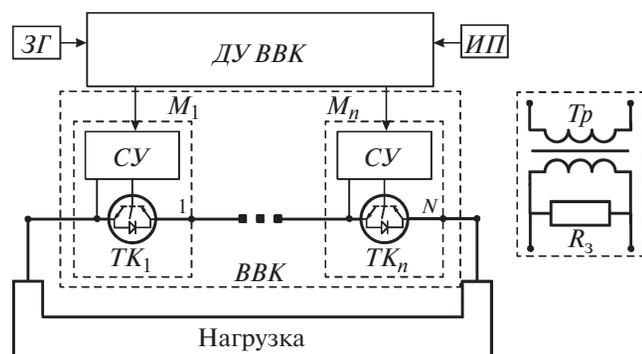


Рис. 1. Структурная схема высоковольтного ключа *ВВК*. *ЗГ* – задающий генератор, *М* – модуль, *СУ* – схема управления, *ИП* – источник питания, *ДУ* – драйвер управления.

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КОММУТАТОРОВ НА ОСНОВЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Принцип работы составного в.в.к. схож с работой единичного транзистора, рассчитанного на высокое напряжение, и может быть проиллюстрировано схемой, приведенной на рис. 1. В.в.к. состоит из составных модулей M_1 – M_n , каждый из которых содержит транзистор соответственно TK_1 – TK_n (полевой или биполярный транзистор с изолированным затвором с блокируемым напряжением 600–1200 В) и схему его управления (*СУ*), включающую сопротивление затвора R_3 и высоковольтный одновитковый трансформатор Tr . Также в состав высоковольтного коммутатора входит драйвер управления (*ДУ*) в.в.к., задающий генератор (*ЗГ*) и источник питания (*ИП*). Совместная работа *ДУ* и *СУ* обеспечивает открытие каждого дискретного элемента в ключе, а трансформатор Tr в составе *СУ* служит в качестве гальванической развязки их контуров.

Для изменения состояния транзисторов в.в.к. и формирования импульсов напряжения на нагрузке, на *ДУ*, соединенный с источниками питания *ИП*, поступают сигналы от задающего генератора *ЗГ*. Эти сигналы посредством одновиткового трансформатора передаются в цепь управления транзистором. Переходной процесс в *СУ* приводит к изменению напряжения на затворе каждого дискретного прибора, их открытию и формированию высоковольтного импульса на выходе.

Наиболее типичная топология исполнения генератора высоковольтных прямоугольных наносекундных импульсов на основе двух в.в.к. приведена на рис. 2. Она состоит из источника высокого напряжения (*ИПВН*), токоограничивающего резистора $R_{то}$ и включенных по полумостовой схеме двух коммутаторов – верхнего плеча (*ВВКв*) и

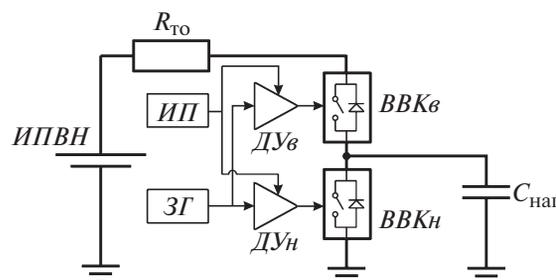


Рис. 2. Схема генератора с в.в.к., включенными по полумостовой схеме. *ИПВН* – источник высокого напряжения.

нижнего плеча (*ВВКн*) с драйверами (соответственно *ДУв* и *ДУн*), а также емкостной нагрузки $C_{наг}$.

Полумостовое включение *ВВК* позволяет обеспечить универсальность работы схемы с разными типами нагрузки без привязки к полярности высокого напряжения, а также обеспечивать широкие диапазоны рабочих частот и скважности формируемых импульсов. Формирование высоковольтных прямоугольных импульсов на емкости $C_{наг}$ происходит в два этапа. В начальный момент времени оба *ВВК* находятся в закрытом состоянии, а емкость находится под фиксированным потенциалом. После поступления сигнала от *ЗГ* на *ДУн* нижнего ключа, *ВВКн* переходит в проводящее состояние и разряжает емкость нагрузки до тех пор, пока подача сигнала от *ДУн* не прекратится и *ВВКн* не изменит состояния на непроводящее. На втором этапе сигнал управления от *ЗГ* на верхнем *ДУв* открывает *ВВКв*, и емкость нагрузки заряжается до напряжения источника питания *ИПВН*. По окончании сигнала от *ДУв* *ВВКв* переходит в непроводящее состояние, фиксируя заряд на емкости нагрузки.

Описанная топология позволяет варьировать длительность высоковольтных импульсов, изменять напряжение, регулировать фронты. Однако при протекании в полумосте коммутационных процессов с крутизной выходных напряжений, составляющей сотни вольт в наносекунду, начинают активно сказываться паразитные параметры силовых цепей, такие как индуктивности силовых линий, емкости между радиаторами транзисторов ключей и землей, собственные параметры дискретного прибора. Это также может приводить к таким нежелательным эффектам, как неравномерное распределение потенциалов по транзисторам в составе в.в.к. и протекание сквозного тока, вызванное ложным отпиранием всех силовых ключей из-за наличия емкости Миллера. Добавление выравняющих цепочек позволяет решить ряд возникающих проблем, однако они ограничивают скорость переходных процессов и предельную частоту следования импульсов.

Для оценки амплитуды индуцированных напряжений на затворах транзистора в.в.к. была построена электрическая модель одного модуля в.в.к. в расчетной среде SPICE. В модели (рис. 3) учитывались схема управления транзистором, схема измерения напряжения, параметры измерительного пробника.

Для верификации модели использовался полумостовой генератор, состоящий из двух в.в.к. с блокируемым напряжением 19.2 кВ. На верхний ключ подавалось высокое напряжение и производилось его открытие. Нижний ключ выступал в качестве нагрузки, а его цепь управления не задействовалась и представляла трансформатор на холостом ходу. Модель включает сопротивление затвора R_3 , собственную индуктивность одновиткового трансформатора $L_{тр}$, а также активного сопротивления $R_{и}$ и емкости $C_{и}$, примененных для предварительной фильтрации сигнала, транзистор Z модели IRGPS40B120UD. Форма напряжения $U_{ист}$ воспроизводила экспериментальные данные напряжения на коллекторе транзистора.

Сравнение результатов численного расчета с осциллограммами, полученными в ходе экспериментальных исследований, приведено на рис. 4. Регистрация осциллограмм напряжения коллектора и затвора проводилась на последнем транзисторе нижнего ключа с заземленным эмиттером при помощи пробников Tectronix 6015a и 6501 с полосой пропускания 75 и 500 МГц, а также осциллографа LeCroy WR 6051 с полосой пропускания 500 МГц и частотой дискретизации 5 ГГц.

Как видно из представленных зависимостей, расчетные и экспериментальные данные имеют коэффициент детерминации $R^2 = 0.97$, что позволяет экстраполировать результаты моделирования для определения индуцированных напряжений на затворах остальных транзисторов, находящихся под плавающим потенциалом и при различных скоростях нарастания напряжения. Для этого в модели элемент источника напряжения $U_{ист}$, который имитирует возникающее в ходе коммутации напряжение на транзисторе в.в.к., задан функцией гиперболического тангенса $U_{0th}(kt)$, где параметр k определял длительности фронта $\tau_{0.1-0.9}$. Амплитудное значение напряжения источника U_0 принималось равным 1000 В. Активное сопротивление R_3 регулирует скорость диссипации заряда емкости затвора транзистора Z , ограничивая пиковое индуцированное значение напряжения затвора.

Кривые, полученные по расчетам параметров модели и иллюстрирующие негативное влияние емкости Миллера, приведены на рис. 5. Из данных зависимостей видно, что с уменьшением длительности фронта импульса источника $U_{ист}$, пиковые значения индуцированных напряжений на затворах могут превышать пороговые напряжения от-

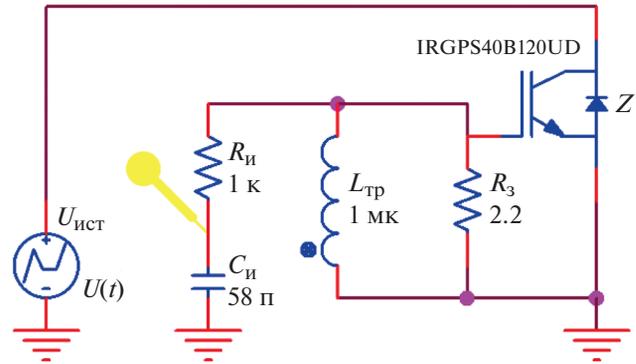


Рис. 3. Расчетная схема для оценки амплитуды индуцированных напряжений на затворах транзистора в.в.к.

крытия для данных транзисторов. Допустимые значения номиналов резисторов не должны превышать 6.8 Ом, так как для ряда транзисторов 15 В является предельным значением напряжения затвора. Однако с уменьшением сопротивления падает и индуцированное напряжение, и одновременно возрастает ток в первичной цепи CU для перевода в.в.к. в открытое состояние. Это в свою очередь затягивает переходный процесс, что негативно сказывается на фронтах высоковольтного импульса. Устранение этого эффекта возможно лишь при активном подавлении эффекта Миллера.

Вторым фактором, который оказывает влияние на скорость коммутационных процессов, является наличие паразитной емкости между радиаторами, коллекторами и землей транзисторов в.в.к. [16]. Для оценки его влияния были получены экспериментальные зависимости потенциалов коллекторов (рис. 6) на нижнем ключе в процессе нарастания напряжения на емкостной нагрузке. Для его определения на вход нижнего ключа, находящегося в закрытом состоянии, в ходе открытия верхнего ключа на нижний ключ поступал импульс напряжения с высоким значением крутизны фронта. Данное напряжение с амплитудой 19 кВ, распределяясь по узлам включения коллекторов, приводит к индуцированию напряжений на затворах.

Из приведенного на рис. 6 графика видно, что имеет местонеоднородность в распределении напряжений коллекторов как в ходе коммутационного процесса, так в статическом режиме по дискретным приборам высоковольтного ключа. К транзисторам, находящимся ближе к емкостной нагрузке, прикладывается большее напряжение, достигающее до 6% от входного (19.2 кВ). Это также означает и большее индуцированное напряжение на их затворах. В момент времени, когда напряжение затвора одного или нескольких транзисторов достигает порогового значения, нижний в.в.к. переходит в состояние с существенно большей проводимо-

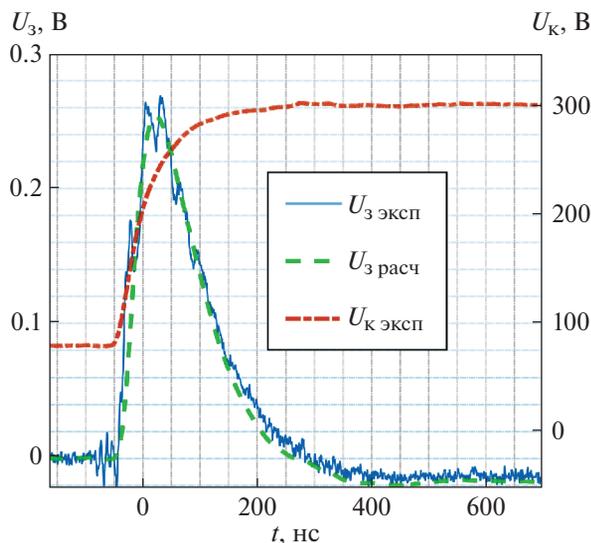


Рис. 4. Расчетные и экспериментальные осциллограммы напряжения на затворе (U_3) и коллекторе (U_k) транзистора Z.

стью, приводящему к росту тока и затягиванию фронта напряжения на нагрузке. В данном состоянии нижний в.в.к. будет находиться до тех пор, пока напряжение на нагрузке не перестанет возрастать либо до момента окончания сигнала от верхнего драйвера управления.

Все описанные выше процессы приводят к повышенным потерям на дискретных приборах в.в.к. и их разогреву, что снижает порог открытия, увеличивает токи утечки и повышает сопротивление открытого состояния [17–21]. С одной стороны, перечисленные факторы позволяют перераспределять потенциал между узлами, не допускать пробоя транзисторов и использовать в.в.к. без выравнивающих цепочек. С другой – приводит к повышенным потерям на транзисторах, уменьшению эквивалентного сопротивления в.в.к. и его самопроизвольному открытию, что еще больше повышает температуру и, в худшем варианте, приводит к выходу из строя.

Подводя итог вышеописанного, стоит заметить, что при формировании высоковольтных импульсов с фронтами в десятки наносекунд для избегания сквозных токов и пробоя отдельных транзисторов драйверы управления в.в.к. должны быть разработаны таким образом, чтобы отвечать двум требованиям. Первое – это изменение напряжений на затворах всех транзисторов в составе в.в.к. должно происходить с высоким уровнем синхронизации, и второе – схемотехническая реализация драйвера управления не должна допускать самопроизвольное открытие в.в.к. и при этом не препятствовать перераспределению блокируемого напряжения.

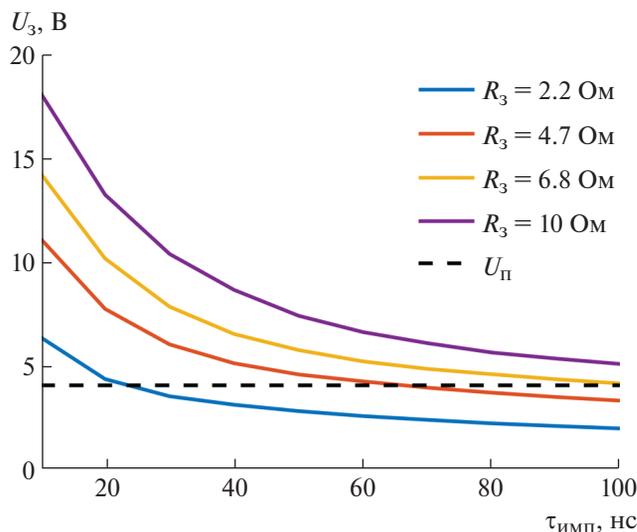


Рис. 5. Зависимость максимального напряжения на затворе U_3 от длительности фронта импульса $\tau_{\text{имп}}$ напряжения источника $U_{\text{ист}}$.

ДРАЙВЕР УПРАВЛЕНИЯ В.В.К.

Разработанная электрическая схема драйвера управления высоковольтным ключом, которая удовлетворяет сформулированным выше требованиям, приведена на рис. 7. Она состоит из блока источников питания, задающего генератора ЗГ, драйвера управления в.в.к. и n транзисторов $Qp1-Qpn$, входящих в состав в.в.к. Блок источников питания состоит из DC_n и DC_b источников питания с диапазоном регулирования напряжений 0–30 В и 0–600 В соответственно. Драйвер содержит четыре биполярных транзистора с изолированным затвором (б.т.и.з.) IRG4BC20UD ($Qc1-Qc4$), включенных по мостовой схеме, накопительную емкость C_n , сопротивления $R_{\text{откр}}$, $R_{\text{закр}}$ и одновитковые трансформаторы $Tr1-Trn$. Данный драйвер позволяет формировать на затворах транзисторов в.в.к. двухуровневый сигнал – положительный для синхронного открытия, отсутствие сигнала для сохранения закрытого состояния в статическом режиме и отрицательный сигнал для защиты от самопроизвольного открытия.

Последовательность работы драйвера управления может быть разделена на два этапа, связанных с процессами включения и отключения в.в.к. На первом этапе (перехода в.в.к. в проводящее состояние) на драйвер DY_1 поступает сигнал открытия $Откр$ от задающего генератора ЗГ по каналу $Ch1$, который открывает б.т.и.з. $Qc1$ и $Qc3$.

Открытие $Qc1$ и $Qc3$ приводит к возникновению коммутационного процесса в цепи источника DC_b , емкости C_n , сопротивления $R_{\text{откр}}$ и трансформаторов Tr . В ней развивается переходный ток $i_{\text{откр}}(t)$, который создает разность потенциалов

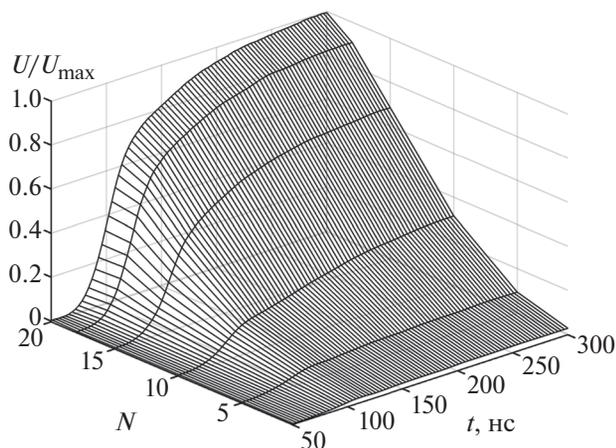


Рис. 6. Экспериментальное распределение приведенного напряжения по коллекторам транзисторов нижнего в.в.к. в процессе формирования высоковольтного импульса в зависимости от времени и положения транзистора (N).

(≥ 15 В) на затворах транзисторов Q_p . Значения DC_B и $R_{откр}$ подбирают так, чтобы максимизировать скорость открытия транзисторов в составе в.в.к. и обеспечить требуемую разность потенциалов.

На втором этапе работы драйвера управления в.в.к., который начинается после окончания сигнала $Откр$ от ЗГ, происходит переход транзисторов Q_p в непроводящее состояние. Закрытие $Qc1$ и $Qc3$ влечет за собой спад тока $i_{откр}(t)$, который индуцирует в $СУ Qp1-Qpn$ э.д.с. противоположной полярности, ведущую к спаду напряжений на емкостях затворов транзисторов и их последующему закрытию. Помимо этого, процессу спада напряжения на затворах также способствуют сопротивление затворов транзисторов $R_{з1}-R_{зn}$.

С целью противодействия ранее рассмотренному влиянию паразитных емкостей в.в.к. при их совместной работе в полумостовой схеме, в драйвер управления каждого коммутатора включен управляющий контур, содержащий транзисторы $Qc2$, $Qc4$ (обозначен штрихпунктирной линией протекания тока $I_{закр}$ на рис. 7). Для нивелирования влияния индуцированных напряжений на затворах транзисторов $Qp1-Qpn$ и поддержания одного в.в.к. в закрытом состоянии при открытии другого коммутатора полумостовой схемы, сигнал включения $Откр$ интерпретируется драйвером данного в.в.к. как сигнал на принудительное закрытие $Закр$. Данный сигнал поступает от ЗГ по каналу $Ch2$ на $ДУ_2$, что приводит к возникновению тока $i_{закр}(t)$, который индуцирует отрицательную разность потенциалов на затворах транзисторов ключа, тем самым поддерживая нахождение рассматриваемого в.в.к. в закрытом состоянии во время резкого нарастания напряжения на его входах.

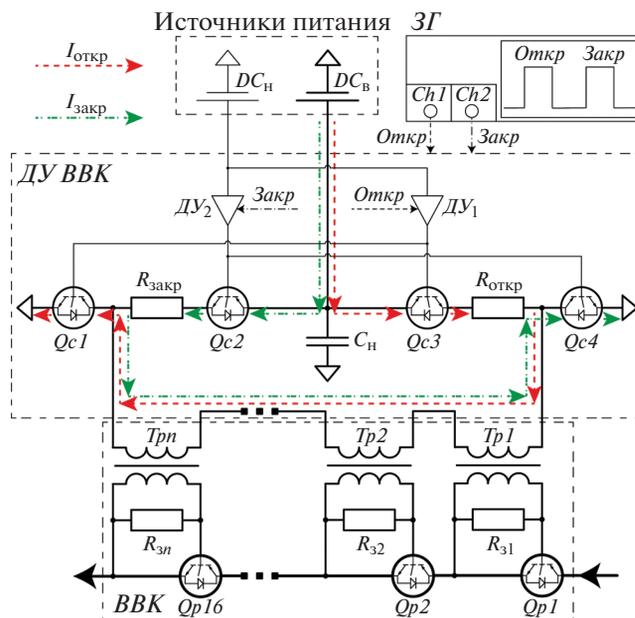


Рис. 7. Электрическая схема в.в.к. и его драйвера управления.

Таким образом, разработанная схема высоковольтного ключа, построенная по мультитрансформаторной схеме с единой первичной обмоткой, а также последовательность работы его драйвера управления позволяют добиться высокой синхронизации работы транзисторов и противодействовать самопроизвольному открытию в.в.к.

ГЕНЕРАТОР НА ОСНОВЕ ПОЛУМОСТОВОЙ СХЕМЫ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КОММУТАТОРОВ

На рис. 8 приведена электрическая схема экспериментального генератора, выполненного на базе полумостовой схемы включения в.в.к., а на рис. 9 – внешний вид сборки коммутаторов с драйверами управления.

Приведенная схема содержит высоковольтный источник питания ИПВН напряжением 0–20 кВ, сглаживающий R_1 и стоковый R_2 резисторы, три буферных емкости – керамические $C_{к1}$, $C_{к2}$ с низким внутренним сопротивлением и пленочный конденсатор C_n , токоограничивающий резистор $R_{то}$ и токоизмерительный шунт $R_{ш}$, а также два в.в.к. с рассмотренным ранее драйвером управления. Напряжение источников питания драйверов в.в.к. DC_n и DC_B составляло 15 В и 600 В соответственно. $СУ$, в соответствии со схемой на рис. 7, включает однофазный трансформатор, выполненный на ферритовом кольце из материала N87, и резистор $R_3 = 2.2$ Ом.

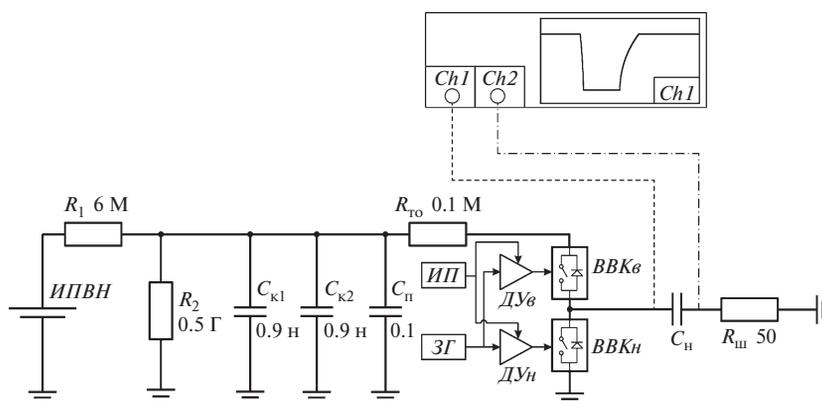


Рис. 8. Электрическая схема генератора с в.в.к., включенными по полумостовой схеме, и драйверами управления.

Активное подавление наведенного потенциала на затворах блокируется обратным импульсом управления через резистор $R_{\text{закр}} = 400 \text{ Ом}$ и устанавливается в районе -3 В , что блокирует самопроизвольное открытие и не мешает выравниваться потенциалам на самых нагруженных транзисторах. Были реализованы две пары высоковольтных ключей, включенных по полумостовой схеме, выполненные из 16 модулей на б.т.и.з. IRGPS40B120UD и IRG7PH42UD с блокируемым напряжением 19.2 кВ. Выбор транзисторов подробно описан в [20]. По результатам более 500 ч работы наиболее быстрые в.в.к. на основе IRG7 показали высокие скорости переключения, а также надежность в эксплуатации.

На рис. 10–12 представлены полученные на созданном генераторе нормированные осциллограммы напряжения на емкостной нагрузке, а также кривые времен подъема и спада высоковольтного импульса в зависимости от амплитуды питающего напряжения.

Согласно результатам измерений было получено, что при длительности импульса открытия, равной 50 нс, длительность времени спада напряжения по уровню 0.1–0.9 (рис. 10) имеет линейно-возрастающую зависимость от величины входного высокого напряжения. Это может быть обосновано достижением предельной крутизны тока транзистора, которая ограничивает скорость разрядки емкости нагрузки. Характер кривой нарастания напряжения (рис. 11) имеет более сложную природу. Это связано с изменением эквивалентной емкости верхнего в.в.к. и, как следствие, изменением резонансных частот всей высоковольтной части. При снижении длительности импульса открытия до 30 нс, как видно из рис. 12, работа в.в.к. ограничивается достижением предельной крутизны тока б.т.и.з., что приводит к неполной перезарядки емкости нагрузки. Однако ширина импульса становится менее 100 нс, что позволяет повысить

частоту высоковольтного сигнала до 10 МГц в пачке импульсов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе были рассмотрены особенности схемотехнической реализации высоковольтных генераторов на базе высоковольтных коммутаторов, включенных по полумостовой схеме. Разработаны и созданы решения для увеличения эффективности и повышения частоты работы высоковольтных генераторов на основе полумостового включения последовательно соединенных дискретных транзисторов.

На примере демонстрационного моделирования и экспериментальных схем были показаны эффекты влияния паразитных параметров единичного модуля на работу в.в.к. Приведена и реализована

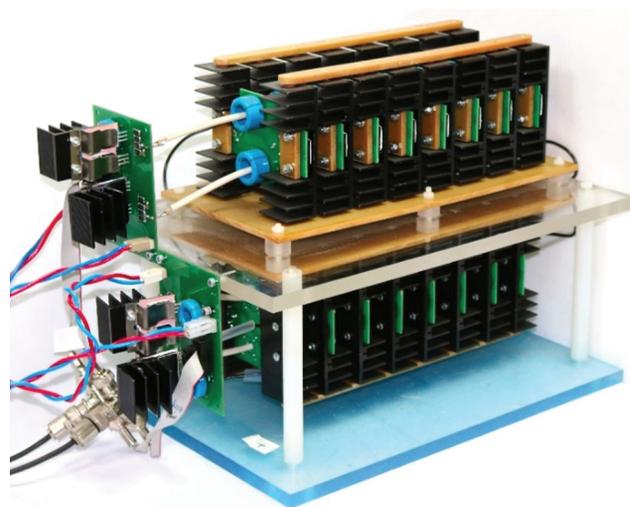


Рис. 9. Внешний вид коммутатора с рабочим напряжением 19.2 кВ и током 100 А на основе б.т.и.з. IR7GPH42UD.

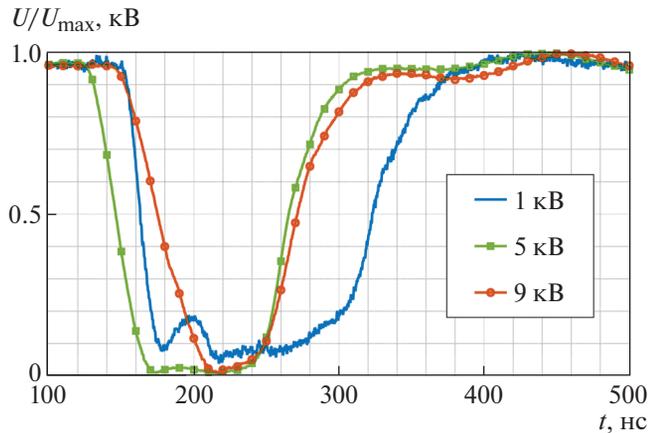


Рис. 10. Усредненные осциллограммы напряжений на нагрузке при длительности импульса открытия 50 нс.

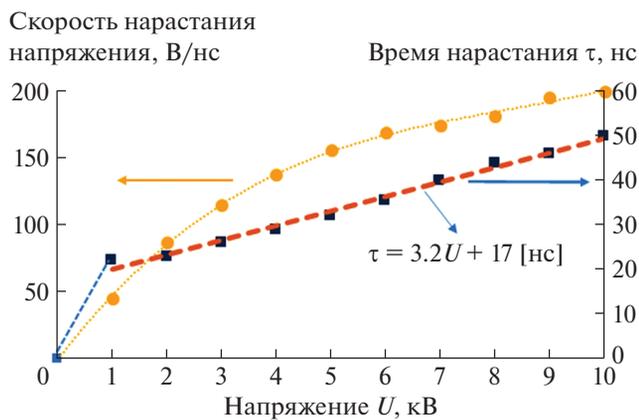


Рис. 11. Зависимость времени нарастания напряжения на нагрузке от значения напряжения источника.

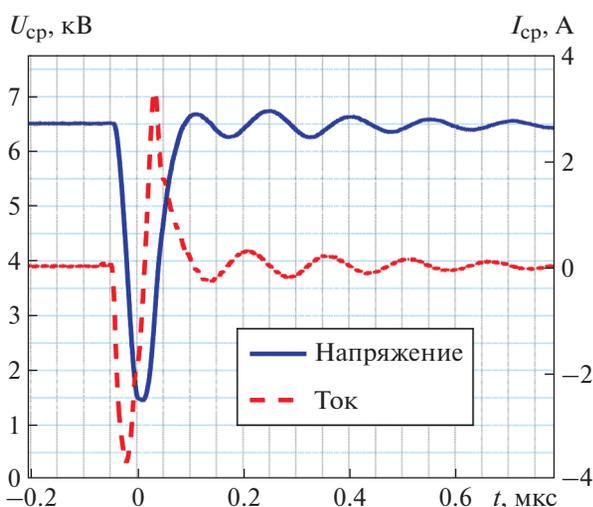


Рис. 12. Усредненные осциллограммы напряжения и тока шунта при напряжении источника питания 7 кВ при длительности импульса открытия 30 нс.

схема драйвера управления, последовательность работы которого приводит к активному подавлению эффекта Миллера, существенно ограничивающего скорость нарастания высоковольтного импульса и частоту работы генератора. Создан импульсный генератор с напряжением питания до 19.2 кВ, импульсным током до 100 А, рабочей частотой коммутации – до 100 кГц и до 10 МГц в (пачкоимпульсном) режиме следования импульсов и со скоростью нарастания импульса до 200 В/нс.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований 18-29-17066 мк.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Benard N., Moreau E. // Appl. Phys. Lett. 2012. V. 100 (19). 193503. <https://doi.org/10.1063/1.4712125>
2. Starikovskii A.Y., Nikipelov A.A., Nudnova M.M., Roupassov D.V. // Plasma Sources Science and Technology. 2009. V. 18 (3). 034015. <https://doi.org/10.1088/0963-0252/18/3/034015>
3. Shintaro Sato, Masayuki Takahashi, Naofumi Ohnishi // Appl. Phys. Lett. 2017. V. 110. 194101. <https://doi.org/10.1063/1.4983370>
4. Corke T.C., Enloe C.L., Wilkinson S.P. // Annual Rev. Fluid Mechanics. 2010. V. 42. № 1. P. 505. <https://doi.org/10.1146/ANNUREV-FLUID-121108-145550>
5. Ding Z.W., Li Y.W., Pang L., Zhuang Z., Ma W., Zhang B.L. // Физика плазмы. 2019. Т. 45. № 8. С. 727. <https://doi.org/10.1134/S0367292119070047>
6. Ребров И.Е., Хомич В.Ю. // Прикладная физика. 2020. № 1. С. 5.
7. Filatov I.E., Uvarin V.V., Kuznetsov D.L. // Technical Physics. 2018. V. 63 (5). P. 680. <https://doi.org/10.1134/S1063784218050079>
8. Sun Y., Montenegro A., Tobin T. // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2020. V. 27 (1). P. 206. <https://doi.org/10.1109/TDEI.2019.008386>
9. Ребров И.Е., Кашин А.В., Луканина К.И., Антипова К.Г., Хомич В.Ю., Григорьев Т.Е. // Прикладная физика. 2019. № 3. С. 98.
10. Rebrov I.E., Lukanina K.I., Grigoriev T.E., Bakirov A.V., Krashenninnikov S.V., Dmitryakov P.V., Kamyshinsky R.A., Antipova C.G., Chvalun S.N., Khomich V.Yu. // Chemical Engineering J. 2021. V. 418. 126561. <https://doi.org/10.1016/j.cej.2020.126561>
11. Soldatov A.N., Sukhanov V.B., Fedorov V.F., Yudin N.A. // Atmospheric and Oceanic Optics C/C of Optika Atmosfery i Okeana. 1995. V. 8. P. 894.
12. Reberšek M., Miklavčič D. // Automatika, 2011. V. 52 (1). P. 12. <https://doi.org/10.1080/00051144.2011.11828399>

13. Малашин М.В., Мошкунов С.И., Хомич В.Ю., Шершунова Е.А. // ПТЭ. 2016. № 2. С. 71.
<https://doi.org/10.7868/S0032816216020099>
14. Мошкунов С.И., Ребров И.Е., Хомич В.Ю. // Успехи прикл. физики. 2013. Т. 1. С. № 5. 630.
15. Малашин М.В., Мошкунов С.И., Ребров И.Е., Хомич В.Ю., Шершунова Е.А. // ПТЭ. 2014. № 2. С. 53.
<https://doi.org/10.7868/S0032816214010285>
16. Казанцев В.И., Платонов С.А., Сергеев В.Г. // Инженерный журнал: наука и инновации. 2012. № 8 (8). С. 60.
17. Vakun I., Čobanov N., Jakopović Ž. // Automatika. 2011. V. 52. № 4. P. 295.
<https://doi.org/10.7305/automatika.52-4.104>
18. Guo C., Cai W., Li J., Wang S., Wei L., Li Y. // J. Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2019. V. 1237. № 4. P. 042076.
<https://doi.org/10.1088/1742-6596/1237/4/042076>
19. <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgps40b120ud.pdf>
20. Storasta L., Matthias S., Kopta A., Rahimo M. // 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. IEEE., 2012. P. 157.
<https://doi.org/10.1109/ispd.2012.6229047>
21. Scofield J., Merrett J.N., Richmond J., Agarwal A., Leslie S. // Additional Papers Presentations 2010 HITEC. P. 1–8.
<https://doi.org/10.4071/HITEC-JScofield-WP22>
22. Мошкунов С.И., Ребров И.Е., Хомич В.Ю., Шершунова Е.А. // ПТЭ. 2018. № 6. С. 62.
<https://doi.org/10.1134/S0032816218050257>