

ГЕНЕРАТОР ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СОЕДИНЕНИЯ MOSFET С $U_{\max} = 4500$ В© 2024 г. А. Л. Деспотули^{а,*}, В. В. Казьмирук^а, А. А. Деспотули^а, А. В. Андреева^{а,**}^аИнститут проблем технологии микроэлектроники и особочистых материалов РАН (ИПТМ РАН)
Россия, 142432, Черноголовка, Московская обл., ул. Академика Осипьяна, 6

*e-mail: despot@iptm.ru

**e-mail: andreeva@iptm.ru

Поступила в редакцию 23.03.2023 г.

После доработки 13.05.2023 г.

Принята к публикации 25.06.2023 г.

Выявлены преимущества новой конструкции генератора высоковольтных прямоугольных импульсов. В отличие от аналогов, в предложенном авторами генераторе изменены схемы ключа, образованного последовательным соединением N транзисторов ($T_k, k = 1, \dots, N$) и сопряженного с ключом высоковольтного источника; он обеспечивает N ЭДС E_k ($E_i/E_j = \text{const}$ (i, j); $i \neq j$; $i, j = 1, 2, \dots, N$), которые питают T_k через нагрузочные резисторы R_k . Предложенная конструкция позволяет отказаться от резистивного делителя и снабберов, балансирующих равенство напряжений U_k на одинаковых T_k в генераторах-аналогах. Преимущества нового решения: 1) простота схемы и настройки ключа; 2) быстрый переход ON \rightarrow OFF (R_k малы); 3) высокая частота повторения импульсов; 4) значительное улучшение балансировки напряжений U_k , что позволяет задавать ЭДС E_k так, чтобы выполнялось условие $\sum U_k \approx \sum U_{k,\max}$ для разных по типу транзисторов ($U_{i,\max} \neq U_{j,\max}$). В генераторе использовались высоковольтные транзисторы разных типов с $U_{\max} = 4500$ В. В результате упрощена постановка высоковольтных экспериментов для поиска новых путей выполнения исследования. Выполнено сравнение вольт-амперных характеристик эмиссии (импульсный и стационарный режимы) из жидкого сплава на основе Ga.

DOI: 10.31857/S0032816224010098, EDN: FYQNSH

1. ВВЕДЕНИЕ

Слаботочные генераторы последовательностей высоковольтных (ВВ) прямоугольных импульсов широко востребованы в практике современной научной лаборатории. В биомедицине ВВ-импульсы используют для подавления/стимуляции жизнедеятельности биологических тканей, микроорганизмов и клеток и для модификации биологических структур [1]. В работе [2] ионный транспорт в подобных структурах отнесен к области “биологической наноионики”. Другой пример – применение ВВ-генераторов для возбуждения вакуумной импульсной эмиссии ионов/электронов (при напряжениях 3–8 кВ) из жидких металлов [3, 4]. Как показано в работах [5, 6], импульсные токи

вакуумной эмиссии щелочных ионов из твердотельных ионных проводников (цеолитов и алюмосиликатов) превышают токи стационарной эмиссии на порядок и более.

Целью изучения эмиссии в импульсном режиме может быть поиск новых материалов (например, среди твердых электролитов и суперионных проводников), перспективных для эмиттеров ионов и электронов. В ИПТМ РАН проводятся поисковые исследования по теоретической и прикладной наноионике [7], которая представляет собой быстрый ионный транспорт в неоднородном на наномасштабе потенциальном рельефе. Если эмиссия ионов описывается на языке быстрого ионного транспорта в наноструктурах, то работу можно

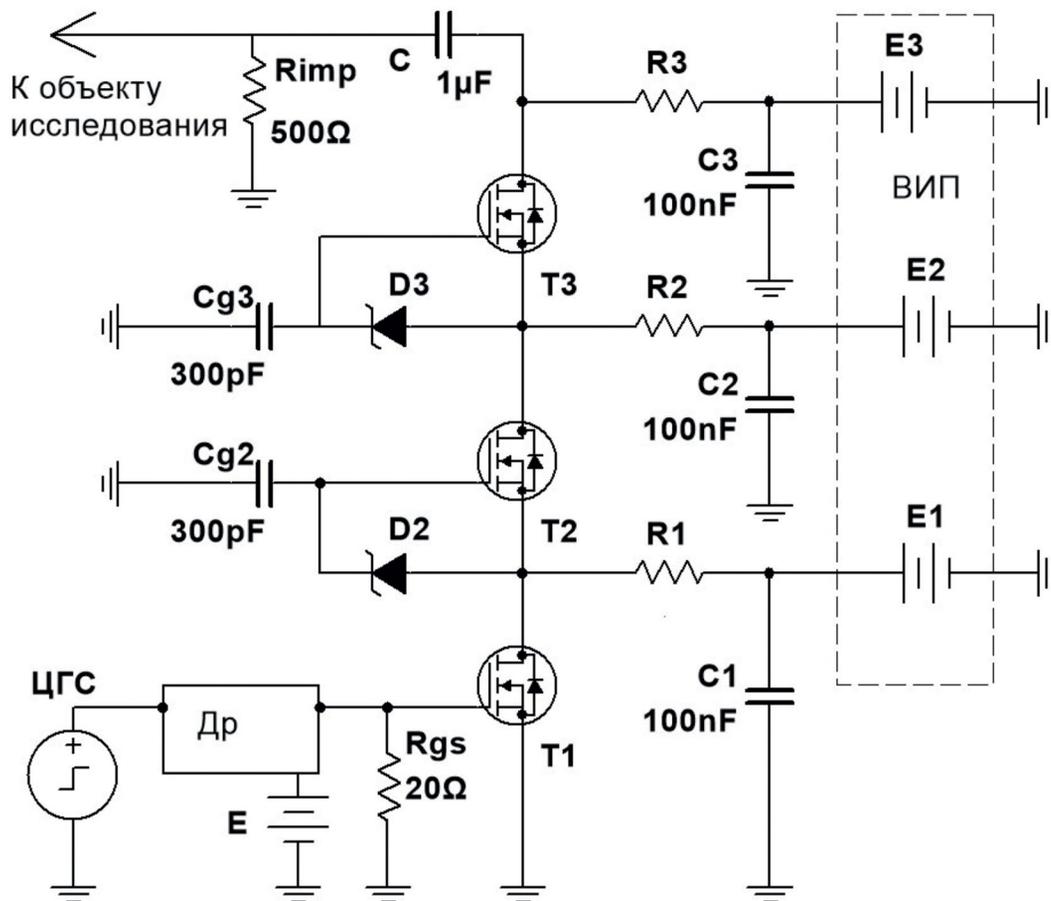


Рис. 1. Высоковольтный генератор с ключом 3×MOSFET. Транзисторы T_1 , T_2 и T_3 сопряжены с нагрузочными резисторами R_1 , R_2 и R_3 и с тремя ЭДС высоковольтного источника питания (ВИП). На объект исследования высоковольтные импульсы подаются с резистора $R_{\text{имп}}$.

отнести, например, к области “эмиссионной” или “биологической” наноионики [2, 8].

Импульсные генераторы, пригодные для проведения эмиссионных и ряда других экспериментов, производят несколько зарубежных и российских фирм [9, 10]. Приборы имеют монолитное (неразборное) исполнение, длительность переходов ON ↔ OFF составляет 50–100 нс, а у некоторых моделей – не более 10 нс. Стоимость монолитных высокотехнологичных приборов нельзя назвать бюджетной. Поэтому в экспериментальной практике возникает запрос на ключи, которые можно быстро сделать в обычной лаборатории, соединив последовательно N высоковольтных MOSFET (IGBT), далее обозначим их как $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$). Основные проблемы самодельных лабораторных приборов – обеспечение надежной

блокировки ВВ-напряжения и дизайн/наладка для выравнивания напряжений U_k на одинаковых транзисторах T_k ($k = 1, \dots, N$). При стандартном подходе влияние токов утечки транзисторов в состоянии OFF на напряжение U_k (статический режим) обычно устраняет цепочка (делитель) из N одинаковых сопротивлений r_k [11, 12], а в динамическом режиме – цепочки снабберов. Из-за неидеального выравнивания напряжений U_k амплитуда ВВ-импульсов составляет $\approx 0.7NU_{\text{max}}$ (U_{max} – максимальное рабочее напряжение T_k). Выбор схемы снаббера неоднозначен и является предметом исследований и дискуссий [13, 14]. Заметим, что в технике нет однозначных решений, так как сама постановка задачи включает учет конкретных условий практики.

В литературе отсутствует информация об использовании в ключах недорогих и доступных в продаже дискретных MOSFET с блокирующим напряжением $U_{\max} > 3.3$ кВ [15]. С повышением U_{\max} быстро растет $R_{\text{он}}$ (сопротивление канала T_k в состоянии ON), что ухудшает быстродействие высоковольтных транзисторов с изолированным затвором [16]. Для больших значений U_{\max} трудно предсказать переключающие характеристики $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$), поскольку в библиотеках программ схемотехнического моделирования Proteus, Micro Cap, Multisim и LTspice (версии 2023 г.) отсутствуют SPICE-модели MOSFET (IGBT) с $U_{\max} > 1.7$ кВ. Поэтому разработки, ориентированные на использование транзисторов с большими U_{\max} в $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$), актуальны для практики.

Цель статьи – показать преимущества и выявить недостатки новой конструкции ВВ-генератора прямоугольных импульсов с $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$).

2. СХЕМА БАЛАНСИРОВКИ ВВ-НАПРЯЖЕНИЙ

Генераторы с перенастраиваемыми по амплитуде и длительности ВВ-импульсами могут быть созданы как объединение следующих модулей: 1) цифровой генератор сигналов (ЦГС) с выходом на персональный компьютер; 2) импульсный ключ, т.е. $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$); 3) драйвер (Др) затвора ведущего транзистора ключа; 4) источник питания драйвера; 5) высоковольтный источник питания (ВИП) ключа.

На рис. 1 показана электрическая схема, которая отражает особенности конструкции разработанного генератора. Ключ $3 \times \text{MOSFET}$ функционирует без перенапряжения T_k ($U_k < U_{\max}$), поскольку выполняются два условия: (1) в состоянии ключа OFF напряжения U_k , на T_k задает ВИП с электродвижущими силами (ЭДС) E_1 , E_2 и E_3 ; (2) у MOSFET длительности переходов ON \rightarrow OFF зависят от величин нагрузочных резисторов R_1 , R_2 и R_3 , которые при переключениях OFF \rightarrow ON берут на себя большую часть напряжений, приложенных к соответствующим транзисторам T_1 , T_2 и T_3 в состоянии OFF ($U_1 \approx E_1$, $U_2 \approx E_2 - E_1$ и $U_3 \approx E_3 - E_2$). На рис. 1 показаны также резистор $R_{\text{имп}}$, с которого ВВ-импульсы поступают на объект исследования, и конденсатор C , который устраняет

постоянную составляющую напряжения на резисторе $R_{\text{имп}}$.

Если транзисторы в ключе различаются длительностью переходов ON \rightarrow OFF, то варьированием R_k можно сблизить времена переходов, обеспечивая условие балансировки $U_k < U_{k,\max}$. Величины R_k невелики, поэтому паразитные емкости схемы не сильно влияют на работу ключа. Амплитуда импульсов может быть повышена последовательным добавлением в схему транзисторов, соответствующих им ЭДС E_k и нагрузочных резисторов R_k . Однако нужно учитывать, что в состоянии ключа ON все токи I_{Rk} (I_{Rk} – ток на нагрузочном резисторе R_k) дают вклад в ток через T_j для $j < k$. Например, для $3 \times \text{MOSFET}$ ток I_1 в канале T_1 – это величина $I_1 \approx I_{R1} + I_{R2} + I_{R3}$, а в канале T_2 течет ток $I_2 \approx I_{R2} + I_{R3}$, т.е. некоторые транзисторы могут быть перегружены по току. Устранить перегрузку T_1 по току можно, если: 1) увеличить величины R_k (при этом длительность переключений ON \rightarrow OFF возрастет); 2) использовать T_1 с кратно большим током (по технической документации транзистора); 3) использовать вместо T_1 группу из нескольких параллельно соединенных транзисторов. Например, если ключ из-за перегрузки T_1 искажает ВВ-импульсы, то параллельное включение двух или трех транзисторов вместо одного не нарушит баланс между напряжениями U_k (как это произошло бы при стандартном выравнивании U_k с помощью резистивного делителя и снабберов), но уменьшит/устранит перегрузку ключа по току.

Величины R_1 , R_2 и R_3 (рис. 1) зависят от типа T_k и режима работы генератора. Например, при генерации одиночных ВВ-импульсов максимальной амплитуды ($\sum U_k \approx \sum U_{k,\max}$) значения R_k определяют два главных условия: $R_k > 10 \cdot R_{k,\text{он}}$, где $R_{k,\text{он}}$ – сопротивление канала T_k в состоянии ON (по документации на T_k), и $I_k < 3 \cdot I_{k,\max}$, где I_k – импульсный ток, протекающий через T_k , $I_{k,\max}$ – максимальный постоянный ток через T_k в состоянии ON (по документации). В свою очередь, ток I_k определяется суммой токов, $I_k \approx \sum I_j \approx \sum (E_j / R_j)$, где суммирование идет по индексу j , а нижний (верхний) предел суммирования равен k (N).

Таким образом, конструктивная новизна предложенной разработки состоит в отходе от балансировки всех U_k с помощью

стандартных выравнителей напряжений и переносе этой функции на ВИП, который подает несколько синхронизированных между собой ЭДС E_k на T_k через резистивные нагрузки R_k . Достижимое при этом значительное улучшение балансировки напряжений на всех T_k позволяет задавать такие ЭДС E_k , чтобы $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$) блокировал и выдавал в условиях $\sum U_k \approx \sum U_{k,\max}$ (даже при $U_{i,\max} \neq U_{k,\max}$) импульсы предельно высокой амплитуды. Создание в лабораторных условиях генератора представленной конструкции не требует знания тонкостей функционирования снабберов и опыта наладки ключей.

Анализ показывает: в настоящее время MOSFET IXTL2N450, IXTF1N450 и IXTH1N450HV ($U_{\max} = 4.5$ кВ) и IGBT IXBH12N300 ($U_{\max} = 3.0$ кВ) корпорации IXYS имеют самые высокие значения U_{\max} среди широкодоступных и бюджетных по стоимости транзисторов. Однако в литературе нет ни примеров применения этих транзисторов, ни результатов моделирования их поведения в $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$), что определяет актуальность разработки генератора с указанными транзисторами.

В качестве драйвера затвора T_1 (рис. 1) в работе использовались микросхемы FAN3122 и FAN3224 (Fairchild Semiconductor). Драйвер FAN3122 обеспечил для IXTL2N450 переход OFF \rightarrow ON (по уровню 10–90%) за время примерно 50 нс, что согласуется с документацией этого MOSFET. Связка “емкость–стабилитрон” [17] на затворах T_2 и T_3 синхронизирует работу T_1 , T_2 и T_3 в ключе. Для диодов Зенера DL4743 (напряжение стабилизации 13 В), DL4744 (15 В) и Д814Д (12 В) зафиксированы практически идентичные осциллограммы ВВ-импульсов.

Высоковольтный источник питания ВИП (рис. 1) выполнен на основе трансформатора с секционированной вторичной обмоткой. Числа витков в секциях определяют отношения E_2/E_1 и E_3/E_1 . В результате обеспечивается требуемый баланс напряжений на транзисторах в статическом и динамическом режимах работы $N \times \text{MOSFET}$ ($N \times \text{IGBT}$).

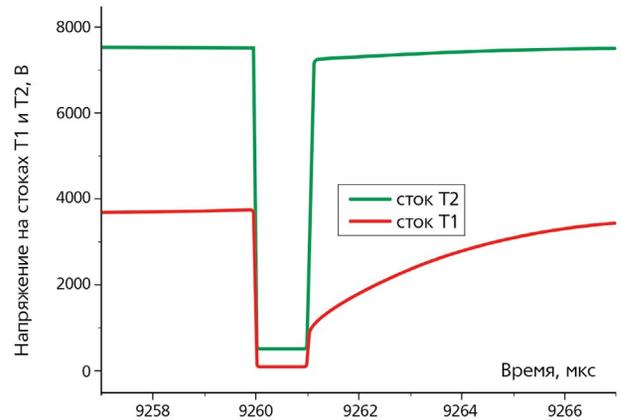


Рис. 2. Моделирование временных зависимостей напряжений на стоках IXTL2N450 (T_1) и IXTT1N450HV (T_2) в $2 \times \text{MOSFET}$. Выравнивание напряжений на T_1 и T_2 осуществляет делитель с двумя резисторами $r_1 = r_2 = 10$ кОм (стандартный подход), нагрузочный резистор ключа $R = 1.2$ кОм.

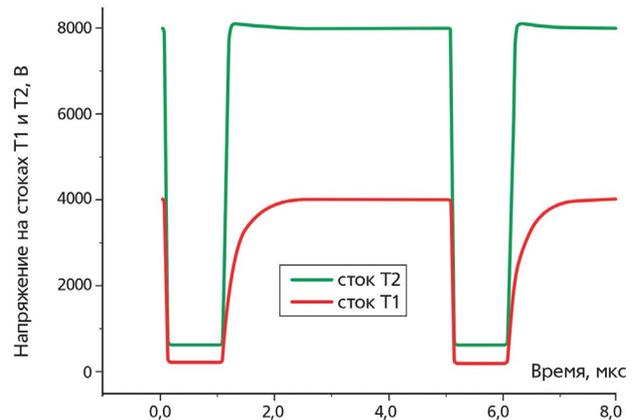


Рис. 3. Моделирование временных зависимостей напряжений на стоках IXTL2N450 (T_1) и IXTT1N450HV (T_2) в $2 \times \text{MOSFET}$. Выравнивание напряжений на T_1 и T_2 осуществляет ВИП с двумя ЭДС, ВИП питает T_1 и T_2 через нагрузочные резисторы транзисторов $R_1 = 220$ Ом (T_1) и $R_2 = 1.2$ кОм (T_2) (новое техническое решение, рис. 1).

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ВВ-ГЕНЕРАТОРА

На рис. 2, 3 показаны результаты моделирования в программе «Multisim» (версия 14.3) режимов ON \leftrightarrow OFF для $2 \times \text{MOSFET}$ (соответствующие SPICE-модели транзисторов имеются на сайте корпорации IXYS). На рис. 2 показаны временные зависимости напряжений U_1 и U_2 на стоках транзисторов разного типа T_1 и T_2 в ключе, где в режиме OFF напряжения на IXTL2N450 (T_1) и IXTT1N450HV (T_2) обеспечивает делитель

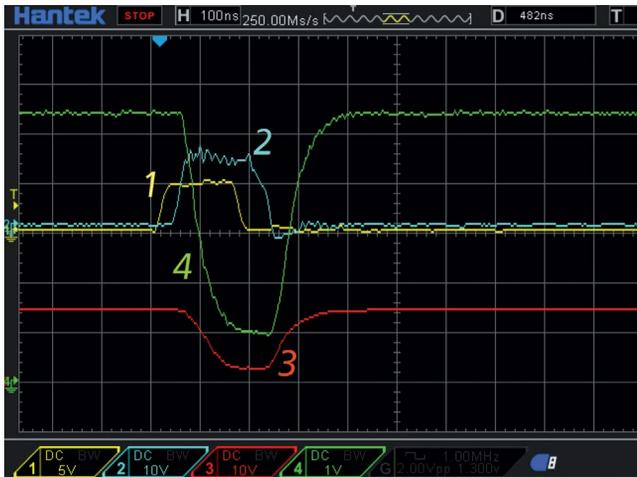


Рис. 4. Осциллограммы напряжений для 2×MOSFET: 1 – сигнал на входе драйвера FAN3224, который управляет затвором 2SK1317 (T_1), 2 – импульс на затворе T_1 , 3 – ВВ-импульс на стоке T_1 , ВИП подает ЭДС $E_1 = 1.45$ кВ на нагрузочный резистор $R_1 = 220$ Ом, регистрация высоковольтным пробником (100:1), 4 – ВВ-импульс на стоке T_2 (IXTF1N450), ВИП подает ЭДС $E_2 = 5.4$ кВ на нагрузочный резистор $R_2 = 1.2$ кОм, регистрация высоковольтным пробником (1000:1). Скорость развертки по горизонтали 100 нс/дел, масштаб по вертикали 1 кВ/дел.

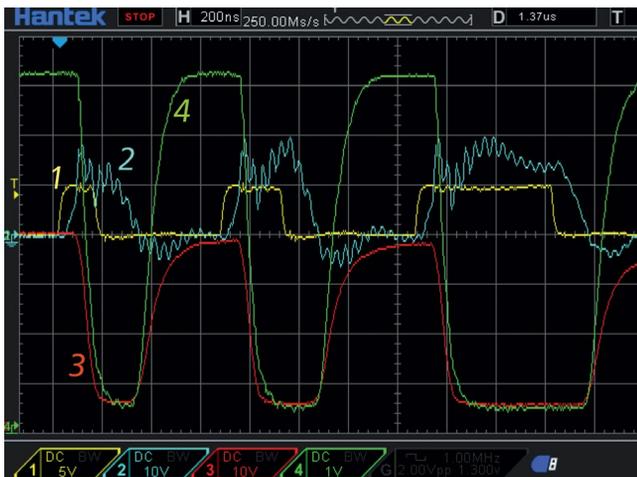


Рис. 5. Осциллограммы напряжений для 2×MOSFET: 1 – сигнал на входе драйвера FAN3122, который управляет затвором IXTL2N450 (T_1), 2 – импульс на затворе T_1 , 3 – ВВ-импульс на стоке T_1 , ВИП подает ЭДС $E_1 = 4.0$ кВ на нагрузочный резистор $R_1 = 220$ Ом, регистрация высоковольтным пробником (100:1), 4 – ВВ-импульс на стоке T_2 (IXTN1N450HV), ВИП подает ЭДС $E_2 = 7.3$ кВ на нагрузочный резистор $R_2 = 1.2$ кОм, регистрация высоковольтным пробником (1000:1). Скорость развертки по горизонтали 200 нс/дел, масштаб по вертикали 1 кВ/дел.

с двумя резисторами $r_1 = r_2 = 10$ кОм (стандартное техническое решение). На рис. 3, который соответствует предложенному техническому решению

(рис. 1), представлены временные зависимости U_1 и U_2 на стоках T_1 и T_2 в условиях, когда выравнивание напряжений на IXTL2N450 (T_1) и IXTT1N450HV (T_2) осуществляют ВИП ($E_2/E_1 = 2$) и нагрузочные резисторы R_1 и R_2 транзисторов T_1 и T_2 .

Рис. 2 соответствует 2×MOSFET, который в состоянии OFF потребляет ток (примерно 0.4 А), что может обеспечить ВИП большой мощности. Увеличение значений r_1 и r_2 ведет к снижению расхода энергии, но увеличивает время перехода ON → OFF у T_1 (идет разряд выходной емкости T_1 на ВИП через выравнивающий резистор r_2). Рис. 3 соответствует новому техническому решению (2×MOSFET с резисторами R_1 и R_2 + ВИП с двумя ЭДС E_2 и E_1). Результаты моделирования показывают преимущество предложенной конструкции генератора (упрощение схемы и настройки ключа, малость времени перехода ON → OFF у T_1 , повышение частоты повторения ВВ-импульсов) по сравнению со стандартным техническим решением.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА

Надежность работы генератора (электрическая схема на рис. 1) проверена для следующих конструкций: (1) 2×MOSFET с транзисторами 2SK1317 (T_1 , $U_{1,max} = 1.5$ кВ) и IXTF1N450 (T_2 , $U_{2,max} = 4.5$ кВ), ВИП подает регулируемые ЭДС с отношением $E_2/E_1 = 4$ на резисторы $R_1 = 200$ Ом (T_1) и $R_2 = 1.2$ кОм (T_2), соответствующие осциллограммы напряжений представлены на рис. 4; (2) 2×MOSFET с IXTL2N450 (T_1 , $U_{1,max} = 4.5$ кВ) и IXTN1N450HV (T_2 , $U_{2,max} = 4.5$ кВ), ВИП подает регулируемые ЭДС с отношением $E_2/E_1 = 2$ на резисторы $R_1 = 200$ Ом и $R_2 = 1.2$ кОм, соответствующие осциллограммы напряжений представлены на рис. 5; (3) 3×IGBT с IXVH12N300 ($U_{max} = 3.0$ кВ), ВИП подает регулируемые ЭДС с отношением $E_2/E_1 = 2$ и $E_3/E_1 = 3$ на одинаковые резисторы $R_k = 1.6$ кОм, соответствующие осциллограммы напряжений представлены на рис. 6. В экспериментах использовали ЦГС типа PSG9080 и цифровой осциллограф DSO4254C, произведенные в Китае.

На рис. 4, 5 показано, что амплитуды ВВ-импульсов на $\Delta \sim 0.5$ кВ меньше, чем величины ЭДС на стоках T_1 и T_2 в состоянии OFF. Расхождение Δ возникает из-за близости U_k к U_{max} , когда сопротивление канала может в несколько раз превышать значение R_{on} из документации на транзистор.

Величину Δ можно уменьшить, увеличивая значения R_1 и R_2 , но это вызовет увеличение длительности переходов ON \rightarrow OFF. Из сравнения экспериментальных осциллограмм (рис. 5) с данными моделирования (рис. 3) следует, что у IXTL2N450 длительность перехода ON \rightarrow OFF примерно в 3 раза меньше, чем у его SPICE-модели, функционирующей в той же электрической схеме (рис. 1).

На рис. 6 для ключа на трех последовательно соединенных IGBT, IXBH12N300 с $U_{max} = 3.0$ кВ показаны осциллограммы напряжений “коллектор–земля” для случая, когда ЭДС на все T_k подается через резисторы $R_1 = R_2 = R_3 = 1.6$ кОм. Видно, что после переключения ON \rightarrow OFF только на коллекторе T_3 напряжение на $\delta_3 \approx 0.2$ кВ меньше, чем ЭДС E_3 . Уменьшение величин резисторов до $R_1 = R_2 = R_3 = 200$ Ом (увеличение плотности тока в канале T_3 в состоянии ON) ведет к $\delta_3 \approx 0.6$ кВ (см. вставку к рис. 6).

В заключение уточним, что генератор новой конструкции с высоковольтными MOSFET ($U_{max} = 4.5$ кВ) и IGBT ($U_{max} = 3.0$ кВ) может создавать прямоугольные импульсы амплитудой около $U_{k,max} - \Delta$, где $\Delta = 0.5 - 1$ кВ. Минимальная длительность прямоугольных ВВ-импульсов (примерно 300 нс) определяется временами переключения ON \leftrightarrow OFF (100–200 нс) транзисторов. Этому соответствует теоретическая оценка: максимальная частота повторения импульсов примерно 0.1–0.2 МГц.

У новой конструкции генератора отсутствует проблема выравнивания напряжений на T_k в статическом и динамическом режимах. Генератор имеет простую конструкцию, а значительное улучшение балансировки напряжений на транзисторах позволяет беспрепятственно наращивать блокирующее напряжение ключа (путем увеличения числа транзисторов). Предложенное техническое решение может быть воспроизведено во многих научных лабораториях.

5. ЭКСПЕРИМЕНТЫ ПО ИМПУЛЬСНОЙ ЭМИССИИ ИОНОВ

Механизмы эмиссии ионов и электронов из жидких металлов определяют вольт-амперные характеристики (ВАХ). Участки ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением [18] соответствуют неустойчивым состояниям эмиттера из жидких металлов. Электродинамические неустойчивости не получают развития, если возбуждать эмиссию

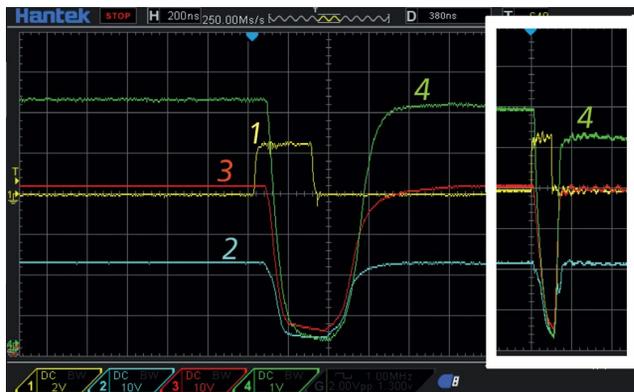


Рис. 6. Осциллограммы напряжений для 3×IGBT: 1 – сигнал на входе драйвера FAN3122, который управляет затвором T_1 (IXBH12N300), 2 – ВВ-импульс на коллекторе T_1 , ВИП подает ЭДС $E_1 = 2.3$ кВ на нагрузочный резистор $R_1 = 1.6$ кОм, регистрация высоковольтным пробником 100:1, 3 – ВВ-импульс на коллекторе T_2 (IXBH12N300), ВИП подает ЭДС $E_2 = 4.2$ кВ на нагрузочный резистор $R_2 = 1.6$ кОм, регистрация высоковольтным пробником 100:1, 4 – ВВ-импульс на коллекторе T_3 (IXBH12N300), ВИП подает ЭДС $E_3 = 6.3$ кВ на нагрузочный резистор $R_3 = 1.6$ кОм, регистрация высоковольтным пробником (1000:1). На вставке: $R_1 = R_2 = R_3 = 200$ Ом. Скорость развертки по горизонтали 200 нс/дел, масштаб по вертикали 1 кВ/дел.

отдельными ВВ-импульсами малой длительности. По этой причине статические и динамические ВАХ эмиссии из жидких металлов должны различаться. Генератор новой конструкции позволил быстро подтвердить в пробном эксперименте различие указанных ВАХ, что вызвало корректировку планов проблемной НИР по разработке новых эмиттеров ионов/электронов.

На первом этапе исследовалось поведение ионной эмиссии из жидкого (при комнатной температуре) сплава (Ga 68.5% In 21.5% Sn 10%). Эмиттеры – иглы металлов (нержавеющая сталь и W) с радиусом закругления наконечника 2–3 мкм, покрытые жидким металлом. Предмет исследования – регистрация ВАХ при возбуждении эмиссии разными типами высоковольтного напряжения: постоянным (U_c), импульсным (U_{imp}) и комбинированным ($U_c + U_{imp}$).

На рис. 7 (графики 1 и 2) представлены характерные ВАХ вакуумной эмиссии ионов при ее возбуждении регулируемым U_c . Подавление неустойчивости тока осуществляет балластный резистор $R_b = 1$ Гом (отрицательная обратная связь), что позволяет регистрировать данные на участке ВАХ с отрицательным

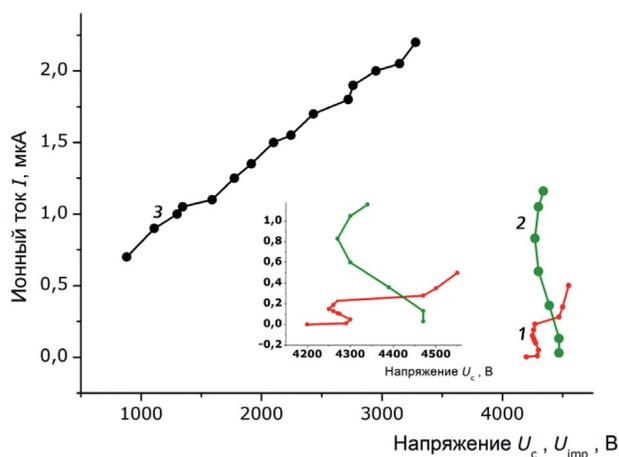


Рис. 7. ВАХ вакуумной эмиссии ионов из жидкого металла при различных режимах возбуждения. Графики 1 и 2 – эмиссия в условиях регулируемого U_c , прикладываемого к системе с балластным сопротивлением $R_b = 1$ ГОм. График 3 соответствует эмиссии в условиях $U_c + U_{imp}$ при $U_c = 1$ кВ ($R_b = 100$ МОм) и при увеличении амплитуды U_{imp} . На вставке: графики 1 и 2 показаны в увеличенном масштабе по оси напряжений.

дифференциальным сопротивлением. График 1 соответствует повышению, а график 2 – понижению напряжения в системе. На рис. 7 график 3 соответствует возбуждению $U_c + U_{imp}$ эмиссии (токи до 2.2 мкА) с длительностью U_{imp} импульсов 400 мкс (частота повторения 20 Гц).

Характерная линейность ВАХ (график 3) для $U_c + U_{imp}$ фиксируется вплоть до токов порядка 10^{-4} А, что указывает на подавление развития неустойчивостей в широкой области состояний эмиттера. Однако для проведения экспериментов в области малых амплитуд и длительностей импульсных токов необходимо применение методов выделения ионного тока эмиссии на фоне емкостных токов помех. Разработанная экспериментальная техника будет использована далее для регистрации импульсной эмиссии из твердотельных ионных проводников.

Таким образом, благодаря относительной легкости постановки высоковольтных экспериментов впервые выполнено сравнение вольт-амперных характеристик эмиссии (импульсный и стационарный режимы) из жидкого сплава на основе Ga. Описанный в статье ВВ-генератор, использующий современные доступные MOSFET с $U_{max} = 4.5$ кВ, может представлять интерес для широкого круга экспериментаторов – инженеров и ученых.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках госзадания № 075-01314-23-00.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Neumann E., Schaefer–Ridder M., Wang Y., Hofschneider P.H. // The EMBO Journal. 1982. V. 1. P. 841. <https://doi.org/10.1002/j.1460-2075.1982.tb01257.x>
2. Zhang J., Liu W., Dai J., Xiao K. // Adv. Sci. 2022. V. 9. P. 2200534. <https://doi.org/10.1002/advs.202200534>
3. Thompson S.P., Prewett P.D. // J. Phys. D: Appl. Phys. 1984. V. 17. P. 2305. <https://doi.org/10.1088/0022-3727/17/11/018>
4. Kissel J., Zscheeg H., Rudenauer F.G. // Appl. Phys. A. 1988. V. 47. P. 167. <https://doi.org/10.1007/BF00618881>
5. Pargellis A.N., Seidl M. // J. Appl. Phys. 1978. V. 49. P. 4933. <https://doi.org/10.1063/1.325529>
6. Matossian J., Seidl M. // J. Appl. Phys. 1982. V. 53. P. 6376. <https://doi.org/10.1063/1.331508>
7. Деспотули А.Л., Андреева А.В. // Нано и микросистемная техника. 2020. № 8. С. 403. <https://doi.org/10.17587/nmst.22.403-414>
8. Деспотули А.Л., Андреева А.В. // Нано и микросистемная техника. 2021. № 1. С. 6. <https://doi.org/10.17587/nmst.23.6-23>
9. <https://www.behlke.com/>
10. <http://www.paramerus.com>
11. SiC Power Devices and Modules. Application Note. No. 63AN102E, Rev.003. ROHM Co., Ltd, 2020.
12. Long T, Pang L., Li G., Zhou C., Ye M., Chen X., Zhang Q. // IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference. Jackson.WY. 2018. P. 383. <https://doi.org/10.1109/IPMHVC.2018.8936716>
13. Vechalapu K., Hazra S., Raheja U., Negi A., Bhattacharya S. // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, 2017. P. 808. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095868>
14. Snubber circuit design methods. Application Note. No. 62AN037E Rev.002. ROHM Co., Ltd, 2020.
15. Li C., Chen R., Chen S., Li C., Luo H., Li W., He X. // Energies. 2022. V. 15. P. 1722. <https://doi.org/10.3390/en15051722>
16. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. Москва: Изд. дом “Додэка XXI”, 2005.
17. Hess H.L., Baker R.J. // IEEE transactions on power electronics. 2000. V. 15. P. 923. <https://doi.org/10.1109/63.867682>
18. Дудников В.Г., Шабалин А.Л. // ЖТФ. 1985. Т. 55. С. 776.