

В. И. Казанцев, С. А. Платонов,  
В. Г. Сергеев

## **ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ НА РАЗБРОС НАПРЯЖЕНИЙ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ КЛЮЧАХ, ПОСТРОЕННЫХ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ СХЕМЕ**

*Рассмотрены высоковольтные твердотельные импульсные модуляторы, используемые в цепях питания мощных генераторных и усилительных электровакуумных приборов СВЧ, построенные по последовательной схеме. Проанализированы факторы, влияющие на разброс напряжений, прикладываемых к отдельным транзисторам. Предложен способ выравнивания этих напряжений.*

**E-mail: pserg01@list.ru**

**Ключевые слова:** модулятор, твердотельный высоковольтный ключ, лампа бегущей волны, клистрон.

Высоковольтные твердотельные ключи — основной элемент современных модуляторов СВЧ мощных импульсных радиопередающих систем (РПДС) радиолокационных станций (РЛС), использующих генераторные и усилительные электровакуумные приборы [1]. В выходных каскадах РПДС современных РЛС используются три вида СВЧ электровакуумных приборов (ЭВП): магнетроны; клистроны; лампы бегущей волны (ЛБВ).

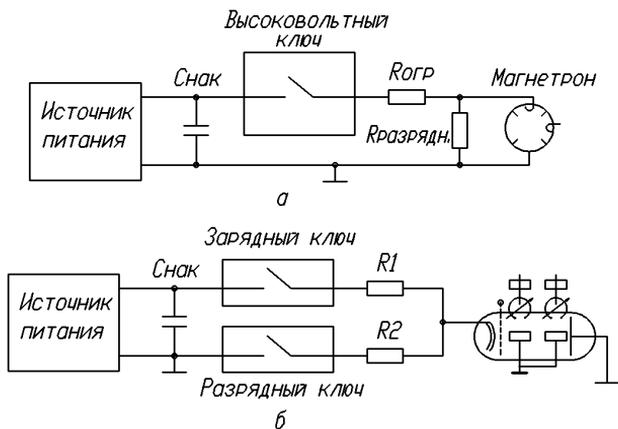
По типу накопителя энергии различают модуляторы с емкостным и индуктивным накопителем. В настоящее время преимущественно используют модуляторы с емкостным накопителем, так как они обеспечивают лучшую форму импульса напряжения и обладают меньшими массой и габаритами.

Емкостные накопители в свою очередь подразделяют на накопители с полным или частичным разрядом. Накопители с полным разрядом не позволяют оперативно (от импульса к импульсу) изменять параметры импульсов, что делает их применение в современных многофункциональных РЛС не приемлемым.

По особенностям нагрузки и режимам работы различают два вида модуляторов [2—7]: анодные и сеточные. Анодные модуляторы, осуществляющие коммутацию полного напряжения питания электровакуумного прибора, бывают одноктактные (для магнетронов) и двухтактные (для клистронов и ЛБВ). Структурные схемы одноктактного и двухтактного анодных модуляторов представлены на рис. 1. Одноктактные модуляторы (рис. 1, а) формируют фронт импульса и его пло-

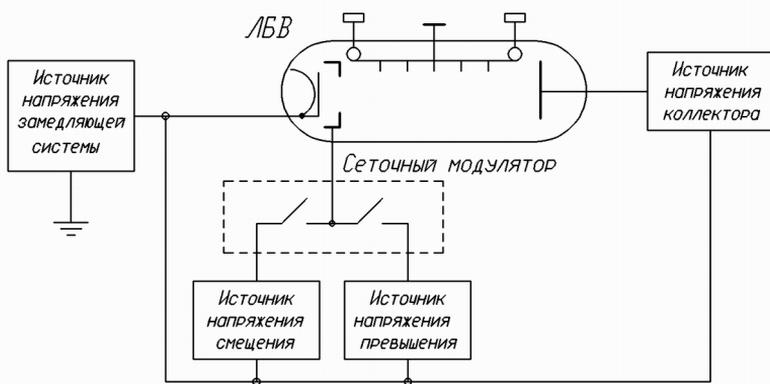
скую часть. Спад импульса формируется за счет разрядного резистора, через который разряжаются паразитные емкости. Двухтактные модуляторы (рис. 1, б) формируют как фронт, так и спад импульса. Через ключи анодного модулятора протекает полный катодный ток ЭВП.

Сеточные модуляторы осуществляют коммутацию сравнительно небольшого напряжения на управляющем электроде лампы, но находятся при этом под высоким потенциалом катода. Структурная схема сеточного модулятора представлена на рис. 2. Такие модуляторы должны быть двухтактными, так как необходимо жестко формировать фронт и спад импульса управления лампой.



**Рис. 1. Структурные схемы анодных модуляторов:**

*a* — однотактного; *б* — двухтактного



**Рис. 2. Структурная схема сеточного модулятора**

Сеточная модуляция выгодно отличается от анодной меньшими управляющими напряжениями и, как следствие, меньшими потерями на перезаряд паразитных емкостей. Поскольку по цепи управляющего электрода протекает сравнительно небольшой ток (порядка единиц

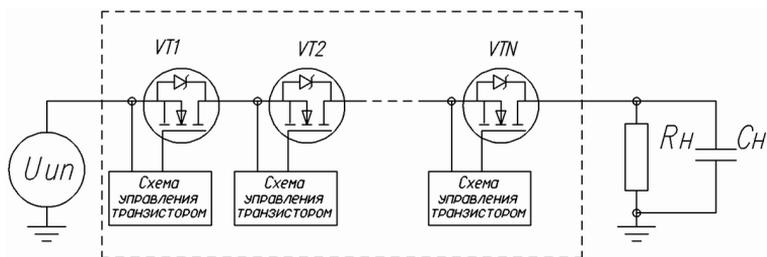
миллиампер), то основной вклад в мощность потерь здесь вносят токи перезаряда паразитной емкости, протекающие на фронте импульса и его спаде. Благодаря этому при сеточной модуляции удается получить высокие частоты повторения импульсов (вплоть до 1 МГц) при допустимых потерях. Однако при использовании ЭВП с управляющим электродом увеличивается вероятность возникновения пробоя внутри ЭВП, так как высокое ускоряющее напряжение непрерывно приложено между катодом и корпусом прибора. К ЭВП с анодной модуляцией во время пауз между импульсами не прикладывается ускоряющее напряжение.

Рассмотрим подробнее высоковольтные твердотельные ключи. Ранее в качестве коммутирующих приборов в модуляторах использовались мощные импульсные электровакуумные лампы, в основном тетроды [1, 3]. Они обеспечивают высокое быстродействие и мощность, однако не удовлетворяют требованиям по надежности – срок их службы весьма ограничен. Кроме того, в открытом состоянии падение напряжения на ключевых лампах слишком велико. Определенные затруднения возникают и с питанием оказывающихся под высоким потенциалом накальных цепей ключа.

Современные требования к многофункциональным РЛС заставляют переходить от модуляторов, построенных на лампах, к твердотельным [2—4]. Дискретные полупроводниковые приборы не способны работать с напряжениями порядка десятков киловольт, поэтому для переключения таких напряжений используют их последовательное включение. На рис. 3 приведена структурная схема твердотельного ключа, построенного по последовательной схеме на базе полевых транзисторов с изолированным затвором (МОП транзисторов). Число транзисторов в ключе, как правило, выбирается из соотношения

$$N = [U_{\text{ИП}} / U_{\text{max вых}}] k_3,$$

где  $U_{\text{ИП}}$  — напряжение высоковольтного источника питания системы;  $U_{\text{max вых}}$  — максимально допустимое рабочее напряжение одного транзистора;  $k_3$  — коэффициент запаса по напряжению, как правило  $k_3 = 1,1 \dots 1,3$ .



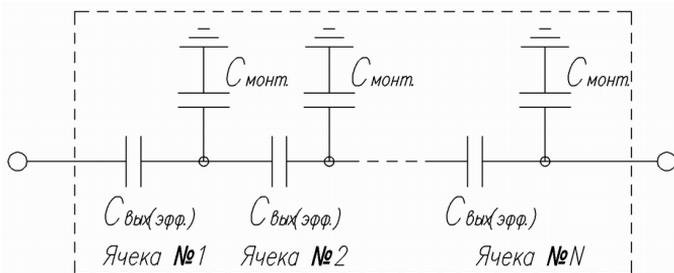
**Рис. 3. Структурная схема высоковольтного твердотельного ключа, построенного по последовательной схеме**

Рассмотрим подробнее особенности работы твердотельных ключей на примере однотактного модулятора. Процесс работы твердотельного модулятора можно разделить на четыре стадии: 1) закрытое состояние; 2) формирование фронта импульса; 3) формирование плоской части импульса; 4) формирование спада импульса.

В закрытом состоянии транзисторы ключа разомкнуты, их внутреннее сопротивление составляет от 1 МОм до 10 ГОм, что, как правило, много больше сопротивления полезной нагрузки. Поэтому к ключу прикладывается полное напряжение высоковольтного источника питания, при этом падение напряжения на каждом отдельном транзисторе, составляющем ключ, обычно близко к максимально допустимому для него. Превышение напряжением на отдельном транзисторе максимально допустимого значения приводит к выходу этого транзистора из строя, что влечет за собой поломку всего ключа. Внутренние сопротивления транзисторов в закрытом состоянии сильно зависят от температуры и могут значительно отличаться друг от друга в выборке транзисторов из-за возможных технологических неточностей. Для того чтобы избежать появления перенапряжений на отдельных транзисторах в этом режиме, можно проводить выравнивание напряжений, подключая параллельно каждому транзистору резистор, сопротивление которого много меньше внутреннего сопротивления транзистора.

При формировании фронта импульса происходит замыкание ключа. На управляющие электроды транзисторов, составляющих ключ, подается открывающее напряжение. Внутреннее сопротивление ключа постепенно уменьшается, напряжение, прикладываемое к нему, падает, ток через него возрастает. При протекании фронта происходит заряд емкости нагрузки  $C_n$ , собственная емкость ключа  $C_k$  разряжается через внутренние сопротивления транзисторов.

Упрощенная эквивалентная схема твердотельного ключа для данного режима приведена на рис. 4.



**Рис. 4. Эквивалентная схема ключа при формировании фронта импульса:**

$C_{\text{вых(эфф.)}}$  — эффективная по энергии выходная емкость одного транзистора;  $C_{\text{монт}}$  — паразитная емкость отдельных транзисторов на корпус ключа

Выходная емкость  $C_{\text{вых(эфф)}}$  определяется как постоянная емкость, на заряд которой до напряжения  $0,8U_{\text{мах вых}}$  затрачивается столько же энергии, сколько необходимо для заряда выходной емкости транзистора до того же напряжения. Значение этой емкости приводится изготовителем в документации на приборы [7].

При формировании плоской части импульса транзисторы ключа полностью открыты. Их сопротивление составляет  $0,1 \dots 10$  Ом, что, как правило, много меньше сопротивления нагрузки. Через них протекает полный ток нагрузки. Падение напряжения на ключе мало и не превышает значения максимально допустимого напряжения для одного транзистора.

При формировании спада импульса происходят процессы, аналогичные протекающим на фронте импульса. Ключ закрывается. Транзисторы, составляющие ключ, размыкаются. Разряжается паразитная емкость нагрузки, заряжается собственная емкость ключа.

Использование последовательной схемы позволяет создавать твердотельные ключи практически на любые напряжения. Однако для их нормальной работы необходимо выполнение следующих условий: 1) должна быть обеспечена синхронность управления отдельными транзисторами ключа; 2) транзисторы, составляющие ключ, должны иметь минимальные различия внутренних параметров; 3) отсутствие перенапряжений на отдельных транзисторах.

Синхронное управление отдельными транзисторами ключа необходимо для того, чтобы исключить ситуацию, когда часть транзисторов ключа находится в открытом состоянии, а остальные в закрытом. Внутреннее сопротивление транзисторов в закрытом состоянии велико, а в открытом состоянии составляет единицы ом. Поэтому при возникновении рассинхронизации напряжение, прикладываемое к твердотельному ключу, будет преимущественно распределяться между закрытыми транзисторами, что вызовет появление перенапряжений на этих транзисторах. В результате эти транзисторы могут выйти из строя, что впоследствии приведет к выходу из строя всего ключа.

Синхронность управления транзисторами определяется разбросом задержек передачи управляющего сигнала от схемы управления к входным цепям транзисторов. Для разных видов схем управления эти задержки различаются.

Внутренние параметры транзисторов, такие, как входная и выходная емкости, существенно влияют на характер переключения транзисторов. Разброс значений входных емкостей приводит к неодновременному изменению напряжений на управляющих электродах транзисторов. В результате их открытие и закрытие происходит в различные моменты времени, что может привести к появлению перенапряжений, аналогичных возникающим при несинхронном управ-

лении транзисторами. В динамическом режиме падения напряжений на транзисторах будут определяться параметрами емкостного делителя (см. рис. 4), образованного выходными емкостями транзисторов. При наличии разброса значений выходных емкостей также возможно появление перенапряжений на транзисторах.

Разброс значений входных и выходных емкостей обусловлен технологическими неточностями изготовления кристаллов транзисторов. Как правило, внутри одной партии транзисторов разброс этого параметра не превышает 2 %, что существенно не влияет на работу ключа. При сборке ключа желательно проводить входной контроль транзисторов по этим параметрам. Однако даже в тех случаях, когда управление транзисторами осуществляется синхронно и транзисторы абсолютно одинаковы, наличие паразитной емкости их корпусов на корпус ключа приводит к появлению разброса напряжений, прикладываемых к транзисторам в динамическом режиме. Для того чтобы убедиться в существенном влиянии данной емкости на характер распределения напряжений, прикладываемых к транзисторам ключа, выполним приближенный расчет этих напряжений на основе упрощенной схемы ключа для динамического режима (см. рис. 4).

Предварительно определим собственную емкость твердотельного ключа, состоящего из  $N$  транзисторов. Учитывая, что твердотельные ключи в модуляторах одним полюсом подключаются к накопителю (емкость которого, как правило, много больше выходной емкости одного транзистора) или к корпусу модулятора, получаем, что емкость ключа, состоящего из одного транзистора,  $C_k(1) = C_{\text{вых(эфф)}} + C_{\text{монт}}$ . Емкость ключа, состоящего из  $N$  транзисторов, вычисляют по следующей формуле:

$$C_k(N) = (C_k(N-1)C_{\text{вых(эфф)}}) / (C_k(N-1) + C_{\text{вых(эфф)}}) + C_{\text{монт}}. \quad (1)$$

На рисунке 5 приведена зависимость емкости ключа от количества транзисторов при  $C_{\text{вых(эфф)}} = 100$  пФ и  $C_{\text{монт}} = 5$  пФ.

При малых значениях  $N$  емкость ключа можно приближенно вычислить по формуле

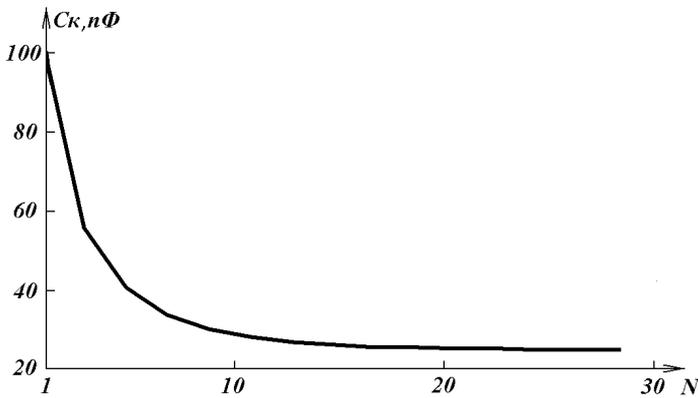
$$C_k(N) = C_{\text{вых(эфф)}} / N + C_{\text{монт}} N / 2.$$

Данная формула справедлива для значений  $N$ , меньших  $N_{\text{гр}} = \sqrt{2C_{\text{вых(эфф)}} / C_{\text{монт}}}$ . Как видно на рис. 5, выражение (1) при больших  $N$  имеет предел

$$\frac{C_k C_{\text{вых(эфф)}}}{C_k + C_{\text{вых(эфф)}}} + C_{\text{монт}} = C_k \rightarrow$$

$$\begin{aligned} \rightarrow (C_k - C_{\text{МОНТ}})(C_k + C_{\text{ВЫХ(эфф)}}) - C_k C_{\text{ВЫХ(эфф)}} &= 0 \rightarrow \\ \rightarrow C_k^2 - C_k C_{\text{МОНТ}} - C_{\text{ВЫХ(эфф)}} C_{\text{МОНТ}} &= 0 \rightarrow \\ \rightarrow C_k = \left( C_{\text{МОНТ}} + \sqrt{C_{\text{МОНТ}}^2 + 4 C_{\text{МОНТ}} C_{\text{ВЫХ(эфф)}}} \right) / 2. \end{aligned}$$

Таким образом, емкость твердотельных ключей, состоящих из большого количества транзисторов, не зависит от числа ячеек. Следует отметить, что с увеличением числа транзисторов в ключе при постоянном напряжении питания уменьшается напряжение, прикладываемое к выходным электродам отдельных транзисторов. Емкость  $C_{\text{ВЫХ(эфф)}}$ , как правило, увеличивается с уменьшением этого напряжения, что в конечном итоге может привести к росту емкости ключа.



**Рис. 5. Зависимость емкости ключа от количества транзисторов**

Рассчитаем электрический заряд, накопленный в системе:

$$Q_k = C_k U_{\text{ИП}}.$$

Каждая добавленная ячейка уменьшает собственную емкость ключа. Представим схему, изображенную на рис. 4, в виде последовательно включенных конденсаторов (рис. 6). Здесь емкость схемы  $C_x(N)$  равна некоторой добавочной емкости, которую необходимо подключить последовательно к ключу, состоящему из  $(N - 1)$  ячеек, чтобы суммарная емкость была равна емкости, рассчитанной по формуле (1). Тогда  $C_x(N)$  находят следующим образом:

$$C_k(N) = \frac{C_k(N-1)C_x(N)}{C_k(N-1) + C_x(N)} \rightarrow C_k(N)[C_k(N-1) + C_x(N)] =$$

$$\begin{aligned}
 &= C_k(N-1)C_x(N) \rightarrow C_k(N)C_k(N-1) = \\
 &= C_k(N-1)C_x(N) - C_k(N)C_x(N) \rightarrow C_k(N)C_k(N-1) = \\
 &= [C_k(N-1) - C_k(N)]C_x(N) \rightarrow C_x(N) = \frac{C_k(N)C_k(N-1)}{C_k(N-1) - C_k(N)}.
 \end{aligned}$$

Напряжение, прикладываемое к каждому конденсатору (ячейке ключа) рассчитывают по формуле

$$U(N) = Qk / C_x(N).$$

На рисунке 7 приведена зависимость  $U(N)$  в относительных величинах для  $C_{\text{вых(эфф)}} = 100$  пФ,  $C_{\text{монт}} = 5$  пФ и  $N = 20$ ;  $U_0$  — напряжение, прикладываемое к ключу.

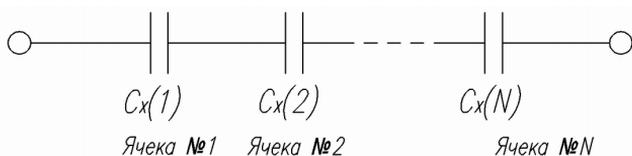


Рис. 6. Эквивалентная схема для расчета напряжений на ячейках

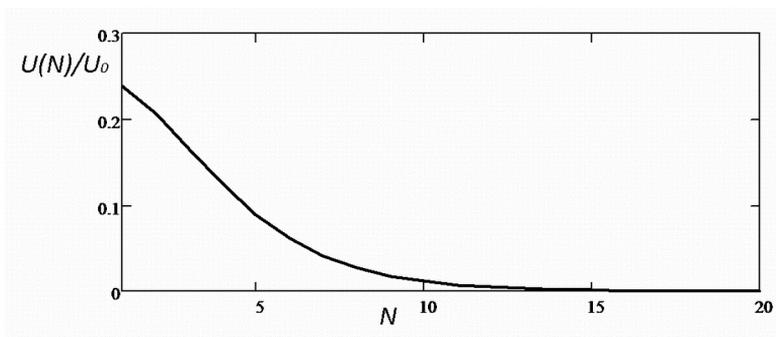


Рис. 7. Зависимость напряжения, прикладываемого к ячейке, от ее номера

Анализ упрощенной эквивалентной схемы ключа (без учета зависимости выходной емкости транзисторов от напряжения, прикладываемого к выходным электродам) для динамического режима показывает, что напряжение, прикладываемое к транзисторам, сильно зависит от места их расположения в ключе. Необходимо применять специальные схемы выравнивания напряжений между транзисторами. В настоящее время наибольшее распространение получили схемы, использующие ограничительные (защитные) диоды [8—10]. В этом случае параллельно транзистору подключается специальный прибор — ограничитель напряжения, принцип действия которого аналогичен стабилитрону. Данные приборы обладают высоким быст-

родействием, низким дифференциальным сопротивлением, что позволяет жестко фиксировать максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору. Однако в динамическом режиме через эти диоды протекают большие токи перезаряда емкостей, что может привести к их перегреву и последующему выходу из строя.

Возможно использование способа выравнивания напряжений, прикладываемых к транзисторам в динамическом режиме, когда параллельно транзисторам подключаются дополнительные емкости, значение которых зависит от номера транзистора. Подключив параллельно транзисторам емкости, вычисляемые по формуле  $C(N) = N^2 C_{\text{монт}} / 2$ , и произведя повторно расчет напряжений, прикладываемых к транзисторам, убеждаемся в том, что напряжения на транзисторах равны друг другу. Таким образом, использование выравнивающих емкостей устраняет разброс напряжений, обусловленный наличием паразитной емкости корпусов транзисторов на корпус ключа.

Приведенный расчет не учитывает влияния ряда факторов, которые на практике имеют место: выходная емкость транзисторов нелинейно зависит от напряжения, прикладываемого к их выходным электродам. Не учтено также наличие эффекта Миллера и то обстоятельство, что параллельно выходным емкостям транзисторов подключены их собственные сопротивления.

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы:

- наличие паразитных емкостей транзисторов на корпус ключа приводит к разности падений напряжения на отдельных транзисторах. Чем больше величина этой емкости, тем больше разность напряжений;
- применение дополнительных конденсаторов, подключенных параллельно транзисторам высоковольтного твердотельного ключа, позволяет значительно уменьшить разброс напряжений на транзисторах. Это в свою очередь уменьшает вероятность возникновения таких перенапряжений на транзисторах, которые могут привести к выходу их из строя. В результате повышается надежность работы твердотельных ключей.

Эти выводы неоднократно проверялись при проектировании и наладке высоковольтных твердотельных ключей, использованных в различных РПДС. Их справедливость подтвердилась положительными результатами высоковольтных испытаний.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вамберский М. В., Казанцев В. И., Шелухин С. А. Передающие устройства СВЧ: / Под ред. М.В. Вамберского. – М.: Высш. шк., 1984. – 448 с.
2. Solid-state High Voltage Pulse Modulators for High Power Microwave Applications. Dr. Marcel P.J. Gaudreau, Dr. Jeffrey Casey, J. Michael Mulvaney, Michael A. Kempkes / Diversified Technologies, Inc., USA // Proceedings of EPAC. 2000, Vienna, Austria. – P. 3134–3136.

3. High Performance, Solid State High Voltage Radar Modulators. M. Gaudreau, J. Casey, P. Brown, T. Hawkey, J. Mulvaney, M. Kempkes / Diversified Technologies, Inc., USA // IEEE. Pulsed Power Conference, 2005. – P. 839–842.
4. Solid-state Radar Modulators. Dr. Marcel P.J. Gaudreau, Dr. Jeffrey A. Casey, J. Michael Mulvaney, Michael A. Kempkes / Diversified Technologies, Inc., USA // 24-th International Power Modulator Symposium, June 2000.
5. High-Voltage Modulator System/ Lawrence W. Goins, El Dorado Hills, CA (US); Daniel Goluszek, El Dorado Hills, CA (US). No. US 2010/0135047 A1 Jun. 3, 2010.
6. К а з а н ц е в В. И. Практика разработки современных радиопередающих систем для мощных импульсных РЛС СВЧ и КВЧ диапазонов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. – 2009. – № 2.
7. В о р о н и н П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. – 384 с.
8. Высоковольтный импульсный модулятор со стабилизацией амплитуды импульсов и электронный ключ для него (варианты) / В.А. Алексеев, В.И. Казанцев, В.Г. Сергеев и др. Патент № 2339185.
9. К а з а н ц е в В. И., А л е к с е е в В. А., С е р г е е в В. Г. и др. Радиопередающие системы для мощных импульсных РЛС // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. – 2009. – № 2.
10. Высоковольтная система электропитания (варианты) и электронный ключ для нее / В.А. Алексеев, В.И. Казанцев, В.Г. Сергеев и др. Патент № 2315387.

Статья поступила в редакцию 17.09.2012