

УДК 621.373

Э.В. Семенов, В.С. Поздняков, К.М. Полторыхин, А.А. Березин

Увеличение выходной мощности двухтактных обострителей импульсов на диодах с накоплением заряда

Предложенные нами двухтактные обострители импульсов характеризуются относительно небольшой выходной мощностью (1,5 Вт). Это ограничивает применение таких обострителей по прямому назначению – для наблюдения малых нелинейных сверхширокополосных откликов от объектов в диагностических, измерительных и локационных системах. В статье рассмотрен способ увеличения выходной мощности обострителя за счет того, что выходной импульс создается не разрядом емкости на нагрузку, а перебросом в нагрузку тока, протекающего через индуктивный накопитель энергии. При ограниченных (источниками смещения) напряжениях в схеме токовое накопление энергии позволяет увеличить выходную мощность обострителя до 3,4 Вт, а скорость нарастания выходного напряжения – с 34 до 46 В/нс.

Ключевые слова: пикосекундные импульсы, обострители, диоды с накоплением заряда, нелинейные импульсные измерения.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-3-7-13

Представляется, что методы нелинейных импульсных измерений имеют значительный потенциал развития [1–4]. Они используются для характеристики и построения поведенческих моделей видеоимпульсных цепей [1], позволяют решать задачи по обнаружению латентных дефектов в проводниках и диэлектриках [2], обнаруживать электронные устройства радиолакационными методами [3–4].

Селекция нелинейного отклика на видеоимпульсные сигналы в большинстве случаев выполняется методом сравнения откликов на импульсы разной полярности [3–4]. Для такого тестирования требуются генераторы пар импульсов противоположной полярности [5].

В принципе, генераторы пар импульсов противоположной полярности могут быть структурно построены в двух вариантах. Первый вариант подразумевает использование двух отдельных формирователей импульсов положительной и отрицательной полярности с последующим их суммированием. В такой схеме к сумматору предъявляются весьма жесткие требования по полосе пропускаемых частот, а также по развязке входных портов [6]. В результате сумматор приходится выполнять по мостовой схеме, в которой половина мощности рассеивается на балластном резисторе. В целом схема получается громоздкой и сложной, поэтому такая структура имеет смысл лишь при генерировании импульсов большой мощности (десятки ватт и более).

Второй вариант предполагает использование двух ключей, включенных по переменному току встречно-параллельно и срабатывающих попеременно [5]. В качестве ключей эффективней всего применять диоды с накоплением заряда (ДНЗ).

Однако неактивный на данной фазе работы генератора диод приходится запира́ть отрицательным смещением (для исключения его паразитного срабатывания). В результате амплитуда выходного импульса оказывается заметно меньше напряжения пробоя диодов. Такая схема тем не менее позволяет

генерировать импульсы мощностью до нескольких ватт, что достаточно для ряда задач нелинейных импульсных измерений.

В настоящей работе рассматривается способ увеличения выходной мощности двухтактных обострителей импульсов на диодах с накоплением заряда.

Исходная принципиальная схема двухтактного обострителя импульсов

В исходной схеме двухтактного обострителя импульсов (рис. 1, без индуктивности $L1$) [5] диоды VD1 и VD2 включены встречно-параллельно по переменному току. Запуск обострителя обеспечивается сигналом меандра, который подается на входной порт от генератора импульсов.

Если катод VD1 и анод VD2 заземлить, то работа обострителя будет невозможной, поскольку запира́ние диода VD1 отрицательным входным напряжением будет сразу приводить к открыванию диода VD2. В итоге выходное напряжение на выходе обострителя не превысит прямого напряжения на диодах в их открытом состоянии.

Для увеличения выходного напряжения обострителя импульсов катод VD1 и анод VD2 находятся под постоянным запирающим напряжением U_0 , обусловленным зарядом конденсаторов C1 и C2 прямым током диодов. Стабилизация напряжения на расчетном уровне обеспечивается стабилитронами VD3 и VD4.

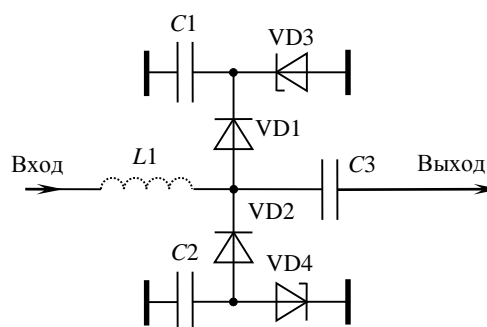


Рис. 1. Исходная схема обострителя импульсов

Значение напряжения U_0 выбирается из условия обеспечения заданного тока накачки ДНЗ I_0 . Он определяется по формуле

$$I_0 = (U_T - U_0 - U_d)/R_T, \quad (1)$$

где U_T и R_T – амплитуда напряжения холостого хода и внутреннее сопротивление генератора меандра, U_d – прямое напряжение на диоде.

В открытом состоянии диода (например, VD1) конденсатор $C3$ заряжен до напряжения $U_0 + U_d$. Сразу после ступенчатого запирающего диода в цепи «генератор меандра – $C3$ – нагрузка» оказывается два источника напряжения – напряжение холостого хода генератора U_T и напряжение на конденсаторе $C3$, равное $U_0 + U_d$. Общее напряжение в цепи оказывается равным $U_T + U_0 + U_d$. Оно приложено к сумме внутреннего сопротивления генератора R_T и сопротивления нагрузки R_n . В результате выходной ток I_n обострителя равен

$$I_n = (U_T + U_0 + U_d)/(R_T + R_n).$$

Соответственно, выходное напряжение U_n в этот момент (равное амплитуде формируемого импульса)

$$U_n = (U_T + U_0 + U_d) R_n / (R_T + R_n). \quad (2)$$

R_n и R_T обычно равны, в результате (2) упрощается

$$U_n = (U_T + U_0 + U_d)/2. \quad (3)$$

Окончательную формулу для выходного напряжения получим, выразив U_0 из (1) с дальнейшей подстановкой в (3):

$$U_n = U_T - I_0 R_T / 2. \quad (4)$$

В [5] использован ДНЗ КД524Б с током накачки 0,02 А. Генератор меандра (National Instruments PXI-5422) имеет напряжение $U_T = 12$ В при $R_T = 50$ Ом. В результате получаем амплитуду выходного напряжения 11,5 В.

Отметим, что амплитуда выходного напряжения на практике оказывается заметно меньше рассчитанной по (4). Это связано с тем, что выключение ДНЗ происходит в момент окончания экстракции из базовой области тех неосновных носителей заряда, которые не успели рекомбинировать или накопиться в дефектах кристаллической решетки (глубоких энергетических центрах).

После выключения ДНЗ продолжается медленный процесс возврата заряда в эмиттер [7]. В результате напряжение U_n достигается не в момент окончания быстрой части фронта, а значительно позже, когда оно уже не дает эффекта импульсного зондирования исследуемого объекта. Графически сказанное иллюстрирует рис. 2.

На нем приведен график выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$ макета формирователя, выполненного по схеме, представленной на рис. 1 (без индуктивности $L1$). В схеме использованы ДНЗ КД524Б, напряжение стабилизации стабилитронов составляет 10 В, емкость конденсатора $C3$ равна 500 пФ. Максимальное выходное напряжение 11 В достигается лишь спустя 4 нс после начала фронта сигнала. Амплитуда быстрой части фронта составляет 8,7 В (см. рис. 2, кривая 1).

Модификация схемы обострителя импульсов

Рассмотрим компьютерную модель (рис. 3) напряжения на одном из диодов (например, VD2) в окрестности момента выключения другого диода (например, VD1). Видно, что на диоде остается запирающее напряжение, почти равное амплитуде быстрой части фронта импульса. Это значит, что амплитуда фронта импульса в данной схеме может быть практически удвоена без опасности открывания соседнего (не активного на фронте данной полярности) диода. В количественном выражении напряжение на запертом диоде составляет $-(2U_0 + U_d)$. Диод будет открыт только при напряжении U_d . То есть максимальное изменение напряжения на нем составит $2(U_0 + U_d)$. Эта величина почти вдвое превышает вычисленную по (3).

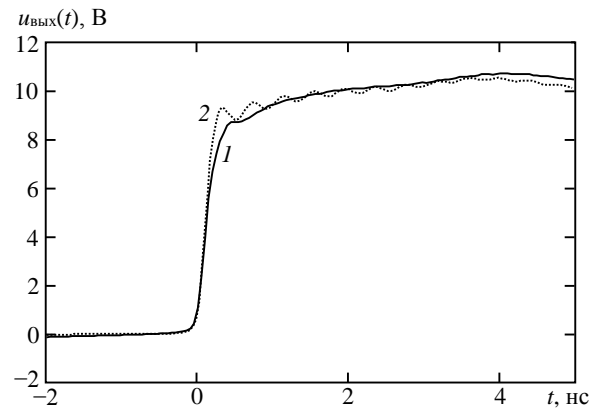


Рис. 2. Выходное напряжение (положительный импульс) исходной схемы формирователя импульсов. Кривые получены при разных вариантах топологической реализации

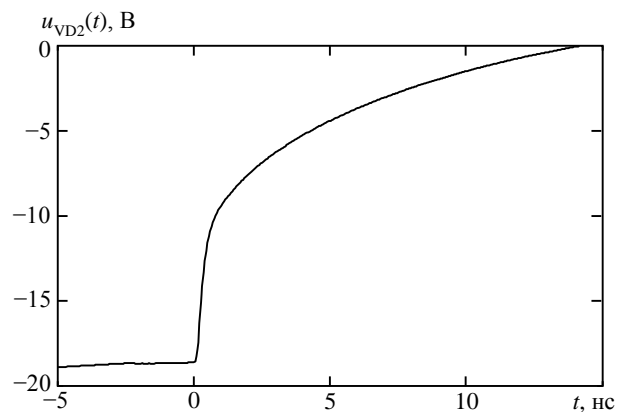


Рис. 3. Напряжение на диоде VD2 в окрестности момента выключения диода VD1

Предлагаемое схемотехническое средство для увеличения амплитуды выходного напряжения основано на том наблюдении, что в рассмотренной схеме ток через открытый диод перед его закрыванием значительно превышает пиковый ток в нагрузке. Действительно пиковый ток нагрузки I_n , исходя из (4), равен

$$I_n = [U_T - I_0 R_T / 2] / R_n.$$

Если $R_n = R_T$, то получим

$$I_n = U_T / R_n - I_0 / 2. \quad (5)$$

Ток через диод перед его запирающим определяется исходя из того, что на всем протяжении, пока диод открыт, напряжение на нем составляет U_d . Поэтому на входе обострителя поддерживается напряжение $U_0 + U_d$ (либо $-(U_0 + U_d)$ на другой фазе). При этом если ток накачки ДНЗ выбран правильно, то напряжение холостого хода генератора в момент выключения диода составляет $-U_r$ (либо U_r на другой фазе). Соответственно, выходной ток генератора I_r (равный току диода) меандра в этот момент равен

$$I_r = (U_0 + U_d + U_r)/R_r. \quad (6)$$

Эта величина примерно вдвое больше, чем вычисленная по (5).

Использовать ток, представленный формулой (6), можно, если установить проходную индуктивность на входе обострителя ($L1$ на рис. 1). В соответствии с законом коммутации ток индуктивности при ступенчатом закрывании диода не изменяется, но перебрасывается в нагрузку обострителя. Соответственно, в нагрузке можно ожидать увеличение напряжения до двух раз по сравнению со схемой без индуктивности.

Применение индуктивных накопителей энергии с последующей их коммутацией ключом на размыкание в принципе известно [8–10], однако в данном случае имеется специфика параметрического синтеза схемы для обеспечения максимальной выходной амплитуды, а также получения монотонного спада импульса.

В частности, установка индуктивности $L1$ при большом значении емкости $C3$ (длинном спаде импульса) приводит к формированию выброса на спаде импульса с постоянной времени разряда индуктивности $L1$ τ_{L1} . Дальнейший спад импульса определяется постоянной времени разряда конденсатора $C3$ τ_{C3} . Поскольку обостритель используется для радиоизмерительных задач, резкий излом на спаде импульса (из-за разницы постоянных времени разряда индуктивности и конденсатора) нежелателен. Отсюда получаем ограничение на верхнее значение емкости $C3$ (и, соответственно, на верхнее значение длительности спада импульса). Представляется допустимым выбрать

$$\tau_{C3} \leq 10 \tau_{L1}. \quad (7)$$

Оборотная сторона установки индуктивности состоит также в том, что максимальный ток в открытом диоде устанавливается за большее время, чем без нее. На протяжении всего времени нарастания тока разряда диода этот диод должен поддерживать себя в открытом состоянии за счет накопленного в нем заряда. Соответственно, заряд диода потребует увеличения за счет увеличения тока накачки. Это достигается путем уменьшения U_0 , вслед за чем ток I_r также несколько уменьшится. Отсюда понятно, что индуктивность следует выбирать минимально достаточной.

Нижняя граница индуктивности $L1$ выбирается исходя из того, чтобы она удерживала ток примерно постоянным на всем протяжении времени выключения диода τ_b . При запертом диоде разряд индуктивно-

сти происходит по цепи с сопротивлением $R_r + R_n$. Отсюда постоянная времени разряда индуктивности составляет

$$\tau_{L1} = L1/(R_r + R_n). \quad (8)$$

Если допустить снижение тока $L1$ за время τ_b не более чем на 20%, то должно выполняться условие $\tau_{L1} \geq 4,5\tau_b$.

Время выключения диодов КД524Б с учетом их параллельного включения составляет около 300 пс. Отсюда, с учетом (8), находим минимально достаточное значение индуктивности $L1$. Оно получается равным 135 нГн.

Для данного значения $L1$ из (7) получаем значение емкости $C3$ не более 135 пФ. Окончательно примем $C3 = 100$ пФ.

Можно рассчитать индуктивность $L1$ и из других соображений. Для каждого ДНЗ существует предельно допустимый ток накачки. В частности, для диодов КД524Б он составляет 0,04 А. Он достигается при определенном значении U_0 (в нашем случае около 9 В). При фиксированном токе накачки индуктивность $L1$ можно выбрать вариационным методом. Ее уменьшение приводит к спаду тока индуктивности за время выключения диода. При увеличении индуктивности ее ток не успевает достигнуть максимального значения за время экстракции заряда, накопленного в ДНЗ при данном токе накачки. В итоге максимум выходного тока будет наблюдаться при некотором оптимальном значении индуктивности.

Выбрать оптимальное значение $L1$ проще на компьютерной модели обострителя. Для того чтобы модель ДНЗ была в данной ситуации адекватной, нужно правильно учитывать время выключения ДНЗ. Как показано в [7], это обеспечивается только неквазистатическими [11–13] моделями диодов. Кроме того, как следует из вышесказанного, для правильного предсказания амплитуды выходного сигнала нужно учитывать количество рекомбинировавшего и накопленного в глубоких энергетических центрах заряда. Это позволяют сделать неквазистатические модели уровня III [7, 11].

Вычислительные эксперименты моделью ДНЗ КД524Б уровня III показывают, что оптимально по значению индуктивности получается достаточно тупой. При изменении $L1$ в пределах 100...200 нГн амплитуда выходного импульса составляет 13,4...13,6 В. На рис. 4 приведена модель выходного импульса при $L1 = 100$ нГн (см. рис. 4, кривая 1). В этом случае мощность импульса (3,6 Вт) оказывается в 2,6 раза больше, чем в этой же схеме без индуктивности $L1$ (1,4 Вт).

Особенности топологической реализации двухтактного обострителя импульсов

Выходной спектр обострителя импульсов достаточно широк (несколько ГГц). Используемые диоды имеют емкость около 3 пФ. Совместно даже с небольшой (несколько нГн) монтажной индуктивностью такая емкость дает резонанс внутри генерируемого спектра частот. Например, индуктивности величиной 1 нГн соответствует резонансная частота

2,9 ГГц. На рис. 2 кривой 2 приведен сигнал на выходе одного из вариантов топологической реализации обострителя, при которой длина печатных проводников между выводами диодов и конденсаторами $C1$ и $C2$ составляла несколько миллиметров. На вершине импульса виден достаточно длинный резонансный цуг.

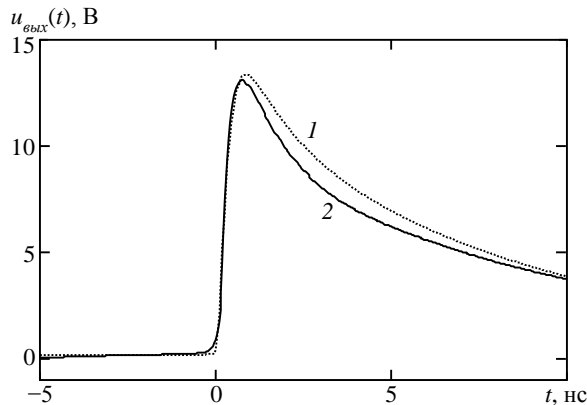


Рис. 4. Выходное напряжение (положительный импульс) двухтактного формирователя импульсов с дополнительной индуктивностью на входе: 1 – модель, 2 – эксперимент

Как видно из кривой 2 на рис. 2, индуктивность диодов и монтажа можно было бы использовать как средство уменьшения длительности фронта. Однако при этом практически не меняется максимальная крутизна сигнала, которая определяет зондирующий эффект в ряде радиоизмерений. Кроме того, параметры наблюдаемого резонансного эффекта сложно контролировать. Они определяются не только добротностью контура «емкость диода – индуктивность», но и тем, что таких контуров два (между резонансами в них возникают интерференционные эффекты). Небольшое отклонение параметров этих контуров друг от друга приводит к значительному изменению амплитуды и положения максимума резонансного цуга. Поэтому гораздо разумней предпринять меры для подавления этих резонансов.

Отметим, что часть паразитной индуктивности является индуктивностью собственно диода. Диоды КД524Б имеют индуктивность около 0,7 нГн [14]. Поэтому во внешней цепи допустима индуктивность не более 0,3 нГн.

Обычно в схемах обострителей импульсов один из выводов диода стараются гальванически соединить с общим проводом для минимизации монтажной индуктивности. В данном случае это невозможно, поскольку на этот вывод подается постоянное запирающее напряжение. Поэтому к конденсаторам $C1$ и $C2$ на рис. 1 предъявляются требования малой индуктивности (не более 0,3 нГн).

Типично индуктивность чип-конденсаторов составляет около 1 нГн [15]. Отсюда понятно, что необходимо включать параллельно как минимум четыре конденсатора. Вариант топологии, реализующий минимальную монтажную индуктивность и индуктивность за счет растекания тока по общему проводу,

представлен на рис. 5. Здесь выводы диодов, на которые подается смещение, выведены на заземленную сторону платы. Конденсаторы $C1$ и $C2$ составлены из четырех параллельно включенных и размещены в виде гроздьев вокруг выводов диода (вместе со стабилитронами).

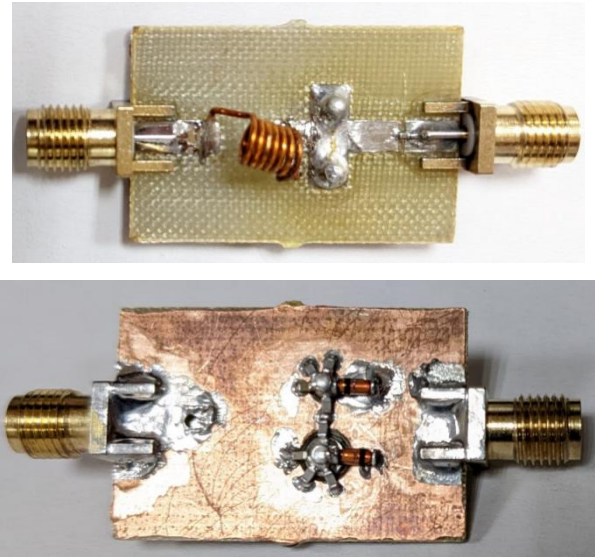


Рис. 5. Топологическая реализация двухтактного формирователя импульсов с увеличенной выходной мощностью

Экспериментальные результаты

На рис. 4 кривая 2 представляет результат измерения выходного сигнала двухтактного формирователя импульсов с проходной индуктивностью на входе. Амплитуда выходного сигнала составляет 13,1 В, что соответствует выходной мощности 3,4 Вт. Амплитуда сигнала без индуктивности на входе составляет 8,7 В (мощность 1,5 Вт). Таким образом, экспериментально выходную мощность удалось увеличить в 2,3 раза.

Длительность фронта импульса увеличилась с 0,29 до 0,39 нс. Представляется, что это связано с увеличением тока накачки диодов. В результате все этапы процесса экстракции неосновных носителей заряда в эмиттерную область растягиваются по времени. Дополнительно на рис. 2 видно, что фронт сигнала сокращен за счет индуктивности диодов и монтажа. На рис. 4 этот эффект практически незаметен.

Несмотря на увеличение длительности импульсов в новом варианте схемы, происходит увеличение крутизны фронта импульса. Это важно, поскольку сверхширокополосные антенны и малоразмерные зондируемые объекты обладают дифференцирующими свойствами по отношению к действующему на них сигналу. Зондирующий эффект сигнала в таких радиоизмерениях обусловлен скоростью нарастания сигнала, а не его амплитудой. Скорость нарастания сигнала увеличивается с 34 до 46 В/нс (в 1,4 раза). Поскольку в нелинейных измерениях амплитуда нелинейного отклика от объекта как минимум квадратично зависит от действующего параметра тестового сигнала, можно ожидать увеличения нелинейного отклика примерно вдвое.

Можно видеть также, что неквазистатическая модель ДНЗ уровня III [7] достаточно хорошо показывает себя в части предсказания амплитуды и крутизны фронта тестового сигнала (см. рис. 4). По результатам моделирования амплитуда сигнала составляет 13,4 В, экспериментально – 13,1 В.

Заключение

Итак, показано, что известный прием использования индуктивных накопителей энергии совместно с ключами на размыкание (ДНЗ) позволяет существенно (в 2,3 раза) увеличить мощность выходного сигнала двухтактного обострителя импульсов. В данном случае, однако, это обстоятельство нуждалось в специальной проверке, поскольку увеличенная амплитуда выходного сигнала потенциально могла приводить к паразитному открыванию неактивного в данной фазе диода.

Кроме того, индуктивность в подобных схемах обычно используется в составе резонансных контуров. В данном случае это представляется нецелесообразным, так как ведет к возникновению значительных осцилляций сигнала на спаде импульса. Это нежелательно, поскольку обостритель используется для радиоизмерительных задач. В схемах с формированием импульсов одной полярности такие осцилляции могут быть подавлены диодными ключами на выходе обострителя. В данном случае это невозможно, поскольку выходная ступень обострителя должна одинаково работать для обоих направлений протекания тока.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2021-0015).

Литература

1. Non-Linear System and Subsystem Modelling in The Time Domain / M.I. Sobhy, E.A. Hosny, M.W.R. Ng, E.-S.A. Bakkar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44, No. 12. – P. 2571–2579.
2. Pat. 7 230 970 US, IPC H 04 B 1/69, H 04 M 1/24. Apparatus and Method for Locating Nonlinear Impairments in a Communication Channel by Use of Nonlinear Time Domain Reflectometry / Bryant P.H. (US); assignee Chaos Telecom, Inc. – No. 10/612,175; filed 2.7.2003; date of patent 12.06.2007.
3. Baikalova A.E. Means and Methods for Decoupling of Receiving and Transmitting Paths of Nonlinear Baseband Pulse Radar / A.E. Baikalova, E.V. Semyonov // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves: proc. of Int. IEEE Conf. – Divnomorskoe, Russia, 2023. – 4 p.
4. Авдеев В.Б. Сверхкороткоимпульсная сверхширокополосная нелинейная радиолокация / В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, С.Н. Панычев // Телекоммуникации. – 2006. – № 8. – С. 23–27.
5. Березин А.А. Двухтактный обостритель импульсов на диодах с накоплением заряда // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо–2022): матер. 32-й Междунар. конф. – Севастополь: СевГУ, 2022. – С. 247–248.
6. Pozdnyakov V.S. Fully Matched and Isolated Combiner on Suspended Striplines / V.S. Pozdnyakov, E.V. Semyonov // Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE 2023): proc. of XVI IEEE International Scientific

Technical Conference. – Novosibirsk: NSTU, 2023. – [In print].

7. Семенов Э.В. Неквазистатическая модель диода с учетом токов экстракции и рекомбинации неравновесных носителей заряда / Э.В. Семенов, О.Ю. Малаховский, В.Г. Божков // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 4. – С. 26–32.

8. Иванов П.А. Высоковольтные дрейфовые диоды с резким восстановлением на основе 4H-SiC: теоретическая оценка предельных параметров / П.А. Иванов, И.В. Грехов // Журнал технической физики. – 2015. – Т. 85, вып. 6. – С. 111–117.

9. Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением / А.В. Афанасьев, Ю.А. Демин, Б.В. Иванов, В.А. Ильин, В.В. Лучинин, К.А. Сергушичев, А.А. Смирнов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2015. – Вып. 3. – С. 21–24.

10. Ultra-short Pulse Generator with Back Edge Shaper / A.M. Bobreshov, A.S. Zhabin, V.A. Stepkin, G.K. Uskov // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves: proc. of Int. IEEE Conf. – Divnomorskoe, Russia, 2019. – P. 204–207.

11. Yang A.T. An Efficient Non-Quasi-Static Diode Model for Circuit Simulation / A.T. Yang, Yu Liu, J.T. Yao // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 1994. – Vol. 13, No. 2. – P. 231–239.

12. Tseng K.J. Modelling of Diode Forward Recovery Characteristics Using a Modified Charge-Control Equation // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 84, No. 5. – P. 437–444.

13. Lauritzen P.O. A Simple Diode Model with Reverse Recovery / P.O. Lauritzen, C.L. Ma // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1991. – Vol. 6, No. 2. – P. 188–191.

14. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные, диоды импульсные, оптоэлектронные приборы: справочник / А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев, В.В. Мокряков, В.М. Петухов, А.К. Хрулев; под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1988. – 592 с.

15. Cain J. Parasitic Inductance of Multilayer Ceramic Capacitors: Technical Paper. – A Kyocera Group Company, 2020. – 5 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.avx.com/docs/techinfo/CeramicCapacitors/parasitc.pdf>, свободный (дата обращения: 25.09.2023).

Семенов Эдуард Валерьевич

Д-р техн. наук, с.н.с. Института сильноточной электроники (ИСЭ) СО РАН, проф. Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Академический пр-т, д. 2/3, г. Томск, Россия, 634055

ORCID: 0000-0001-5470-1185

Тел.: +7 (382-2) 49-15-44

Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Поздняков Владислав Сергеевич

Мл.н.с. ИСЭ СО РАН, аспирант ТУСУРа

Академический пр-т, д. 2/3, г. Томск, Россия, 634055

ORCID: 0000-0003-1775-4987

Тел.: +7 (382-2) 49-15-44

Эл. почта: 25pozdneyakov.v.s@gmail.com

Полторыхин Кирилл Михайлович

Мл.н.с. ИСЭ СО РАН, ассистент ТУСУРа
 Академический пр-т, д. 2/3, г. Томск, Россия, 634055
 ORCID: 0000-0002-2149-1035
 Тел.: +7 (382-2) 49-15-44
 Эл. почта: kpoltorykhin@inbox.ru

Березин Андрей Александрович

Мл.н.с. ИСЭ СО РАН, лаборант ТУСУРа
 Академический пр-т, д. 2/3, г. Томск, Россия, 634055
 Тел.: +7 (382-2) 49-15-44
 Эл. почта: berezin.a.182-m@e.tusur.ru

Semyonov E.V., Pozdnyakov V.S.,
 Poltorykhin K.M., Berezin A.A.

Increasing the Output Power of Two-Stroke Pulse Sharpeners Based on Step Recovery Diodes

The proposed two-stroke pulse sharpeners have a relatively low output power (1.5 W). This limits the use of such sharpeners for their intended purpose: for observing small nonlinear ultrawideband responses from objects in diagnostic, measuring and radar systems. In the article an approach to increase the output power of a sharpener is considered. At this approach the output pulse is created not by discharging the capacitance to the load, but by switching the current flowing through an inductive energy storage to the load. When the voltages in the circuit are limited (by bias sources), energy storage in the current form makes it possible to increase the output power of the sharpener to 3.4 W, and the slew rate of the output voltage from 34 to 46 V/ns.

Keywords: picosecond pulses, sharpeners, step recovery diodes, nonlinear pulse measurements.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-3-7-13

References

1. Sobhy M.I., Hosny E.A., Ng M.W.R., Bakkar E.-S.A. Non-Linear System and Subsystem Modelling in The Time Domain. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1996, vol. 44, no. 12, pp. 2571–2579.
2. Pat. 7 230 970 US, IPC H 04 B 1/69, H 04 M 1/24. Apparatus and Method for Locating Nonlinear Impairments in a Communication Channel by Use of Nonlinear Time Domain Reflectometry / Bryant P.H. (US); assignee Chaos Telecom, Inc. No. 10/612,175; filed 2.7.2003; date of patent 12.06.2007.
3. Baikalova A.E., Semyonov E.V. Means and Methods for Decoupling of Receiving and Transmitting Paths of Nonlinear Baseband Pulse Radar. *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*. Proceedings of International IEEE Conference. Divnomorskoe, Russia, 2023, 4 p.
4. Avdeev V.B., Berdyshev A.V., Panychev S.N. *Sverhkorotkoimpul'snaja sverhshirokopolosnaja nelinejnaja radiolokacija* [Ultra-Short-Pulse Ultra-Wideband Nonlinear Radar]. *Telekommunikacii* [Telecommunications], 2006, no. 8, pp. 23–27 (in Russ.).
5. Berezin A.A. *Dvuhtaktnyj obostritel' impul'sov na diodah s nakopleniem zarjada* [Two-Stroke Step Recovery Diode Pulse Sharpener]. SVCh-tehnika i telekommunikacionnye tehnologii (CriMiCo 2022). Materialy 32 Mezhdunarod. konf. [Microwave & Telecommunication Technology. Proceedings of 32 International Conference]. Sevastopol, SevSU, 2022, pp. 247–248 (in Russ.).
6. Pozdnyakov V.S., Semyonov E.V. Fully Matched and Isolated Combiner on Suspended Striplines. *Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE 2023)*. Proceedings

of XVI IEEE International Scientific-Technical Conference. Novosibirsk, NSTU, 2023 [in print].

7. Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu., Bozhkov V.G. Non-Quasi-Static Diode Model Taking into Account Extraction and Recombination Currents of Non-Equilibrium Charge Carriers and Its Use for Characterization of Step Recovery Diodes. *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 4, pp. 26–32 (in Russ.).

8. Ivanov P.A., Grehov I.V. *Vysokovol'tnye drejfovyje diody s rezkim vosstanovleniem na osnove 4H-SiC: teoreticheskaja ocenka predel'nyh parametrov* [High-Voltage Drift Diodes with Sharp Recovery Based on 4H-SiC: Theoretical Assessment of Limiting Parameters]. *Zhurnal tehnichekoj fiziki* [Journal of Technical Physics], 2015, vol. 85, iss. 6, pp. 111–117 (in Russ.).

9. Afanasiev A.V., Demin Ju.A., Ivanov B.V., Ilin V.A., Luchinin V.V., Serguibchev K.A., Smirnov A.A., Kardosysoev A.F. [Megawatt Generator of Nanosecond Impulses on the Basis of Carbide-Silicon Drift Diodes with Sharp Restoration]. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2015, iss. 3. pp. 21–24 (in Russ.).

10. Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Stepkin V.A., Uskov G.K. Ultra-short Pulse Generator with Back Edge Shaper. *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*. Proceedings of International IEEE Conference Divnomorskoe, Russia, 2019, pp. 204–207.

11. Yang A.T., Liu Yu, Yao J.T. An Efficient Non-Quasi-Static Diode Model for Circuit Simulation. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 1994, vol. 13, no. 2, pp. 231–239.

12. Tseng K.J. Modelling of Diode Forward Recovery Characteristics Using a Modified Charge-Control Equation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998, vol. 84, no. 5, pp. 437–444.

13. Lauritzen P.O., Ma C.L. A Simple Diode Model with Reverse Recovery. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991, vol. 6, no. 2, pp. 188–191.

14. Gitcevic A.B., Zajcev A.A., Mokryakov V.V., Petuhov V.M., Hrulev A.K. *Poluprovodnikovye pribory. Diody vysokochastotnye, diody impul'snye, optoelektronnye pribory: spravochnik* [Semiconductor devices. High-frequency diodes, pulse diodes, optoelectronic devices: reference book]; ed. by A.V. Golomedov. Moscow, Radio and Communications Publ., 1988, 592 p. (in Russ.).

15. Cain J. Parasitic Inductance of Multilayer Ceramic Capacitors: Technical Paper. A Kyocera Group Company, 2020. 5 p. Available at: <https://www.avx.com/docs/techinfo/CeramicCapacitors/parasitc.pdf> (Accessed: September 25, 2023).

Edward V. Semyonov

Doctor of Science in Engineering, Senior Researcher,
 Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of the
 Russian Academy of Sciences, Professor, Tomsk State
 University of Control Systems and Radioelectronics
 2/3, Akademicheskij pr., Tomsk, Russia, 634055
 ORCID: 0000-0001-5470-1185
 Phone: +7 (382-2) 49-15-44
 Email: edwardsemyonov@narod.ru

Vladislav S. Pozdnyakov

Junior Researcher, Institute of High Current Electronics,
Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences,
Postgraduate student, Tomsk State University
of Control Systems and Radioelectronics
2/3, Akademichesky pr., Tomsk, Russia, 634055
ORCID: 0000-0003-1775-4987
Phone: +7 (382-2) 49-15-44
Email: 25pozdnyakov.v.s@gmail.com

Andrey A. Berezin

Junior Researcher, Institute of High Current Electronics,
Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences,
Laboratory Assistant, Tomsk State University
of Control Systems and Radioelectronics
2/3, Akademichesky pr., Tomsk, Russia, 634055
ORCID: 0000-0002-8589-0289
Phone: +7 (382-2) 49-15-44
Email: berezin.a.182-m@e.tusur.ru

Kirill M. Poltorykhin

Junior Researcher, Institute of High Current Electronics,
Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences,
Assistant, Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics
2/3, Akademichesky pr., Tomsk, Russia, 634055
ORCID: 0000-0002-2149-1035
Phone: +7 (382-2) 49-15-44
Email: kpoltorykhin@inbox.ru