

Метод формирования сверхкоротких радиоимпульсов

С. С. ШИБАЕВ, А. В. ПОМАЗАНОВ, Д. П. ВОЛИК

Южный федеральный университет, Таганрог, Россия, e-mail: DVLbest@mail.ru

Рассмотрен способ получения коротких наносекундных радиоимпульсов из последовательности длинных радиоимпульсов. Показано, что предложенный способ можно использовать в соответствующих лабораторных исследованиях и испытаниях аппаратуры, предназначенной для приёма и обработки широкополосных и сверхширокополосных радиоимпульсных сигналов. Предложен алгоритм и схема формирования коротких радиоимпульсов. Приведены подробный теоретический вывод аналитических выражений, описывающих форму коротких радиоимпульсов, а также расчёт допустимых пределов амплитудной и фазовой погрешностей синусоидальных сигналов, используемых для формирования радиоимпульсов.

Ключевые слова: радиоимпульс, сверхкороткий импульс, генератор.

A method of short nanosecond width radiopulses creation out of long radiopulses sequence is considered. It's shown that the method may be utilized in corresponding laboratory researches and acceptance tests of equipment for receiving and processing wideband and ultra wideband radiopulse signals. The algorithm and the scheme of short radiopulses forming are proposed. The detailed theoretical derivation of the analytical expressions describing the form of short radiopulses, and the calculation of permissible limits of amplitude as well as phase errors of sinusoidal signals used for forming of radiopulses were carried out.

Key words: radio pulse, super short pulse, generator.

При проведении настройки, регулировки, а также испытаний аппаратуры для приёма и обработки широкополосных и сверхширокополосных сигналов на соответствие техническим условиям необходимы соответствующие генераторы высокочастотных сигналов. Широкополосные и сверхширокополосные сигналы излучаются радиолокационными, радионавигационными, радиосвязными и другими радиоэлектронными средствами. Например, в качестве аппаратуры оценки параметров таких сигналов перспективным считается применение акустооптических измерителей параметров радиосигналов [1–3]. Указанные измерители реализуют различные алгоритмы измерений [4, 5].

Генераторы пико- и наносекундных радиоимпульсов выпускаются рядом производителей контрольно-измерительных приборов, в частности фирмой Keysight Technologies (США), однако по причине высокой стоимости они не всегда доступны. Несколько дешевле генераторы радиоимпульсных сигналов, длительность импульсов которых составляет десятки и сотни наносекунд, а длительность фронта – единицы наносекунд. Так, аналоговый генератор E8663D сигналов высокой частоты (ВЧ) работает в диапазоне частот от 100 кГц до 9 ГГц с разрешением 0,001 Гц. Данный генератор формирует сигналы с амплитудной, частотной, фазовой и импульсной модуляциями. При модуляции короткими импульсами типовые значения параметров импульса составляют по времени нарастания (спада) 6 нс и длительности 20 нс в диапазоне несущих частот от 10 МГц до 9 ГГц.

В работах [6, 7] рассмотрена возможность формирования зондирующего сигнала радиолокатора на основе современного стандартного оборудования компании Rohde&Schwarz (Германия). Оборудование включает в себя сверхвысо-

кочастотный (СВЧ) смеситель, генератор сигналов СВЧ-диапазона SMB100A и генератор модулирующих сигналов AFQ100B. Высокочастотный сигнал от генератора SMF100A поступал на один вход смесителя, а на другой вход подавался меандр от генератора модулирующих сигналов AFQ100B. Смеситель в данной схеме играл роль перемножителя, на выходе которого формировалась последовательность радиоимпульсов. Стоимость такой экспериментальной установки очень высока.

В настоящей работе обсуждаются результаты экспериментальных исследований метода формирования сверхкоротких радиоимпульсов из относительно длинных радиоимпульсов ВЧ-генератора сигналов. Несущая частота этих сигналов определяется метрологическими характеристиками данного генератора. Схема метода представлена на рис. 1.

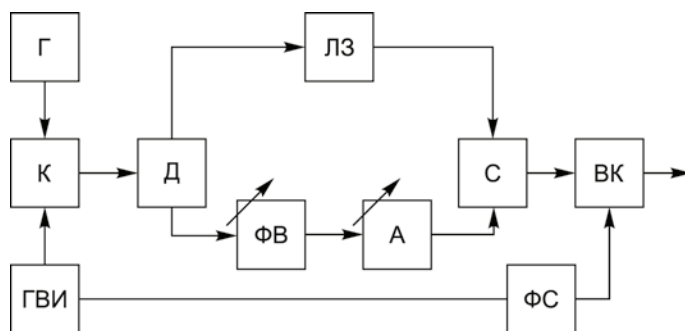
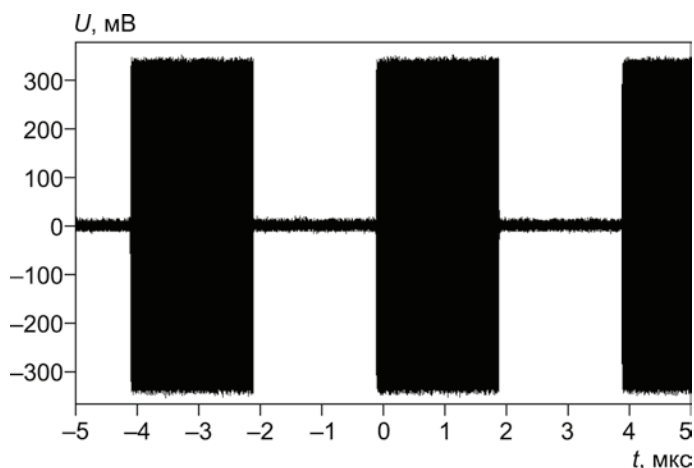
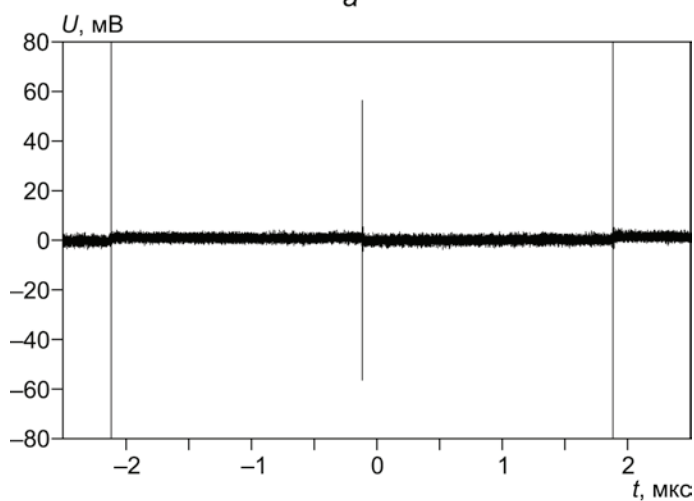


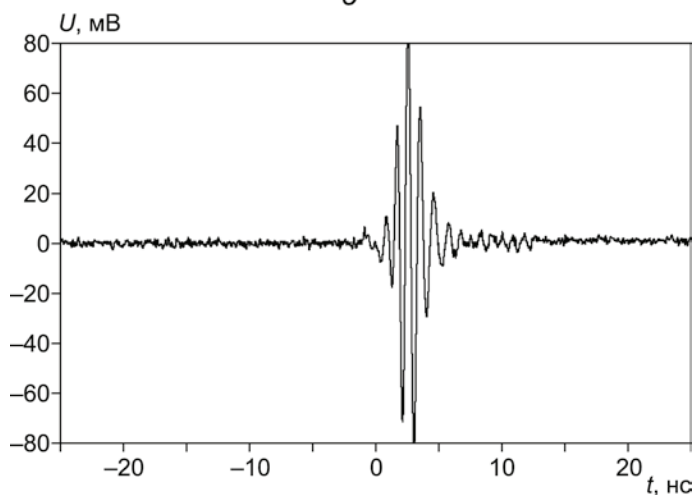
Рис. 1. Схема формирования коротких радиоимпульсов: Г – генератор гармонических колебаний; К – коммутатор; ГВИ – генератор видеоимпульсов; Д – делитель мощности; ЛЗ – линия задержки; С – сумматор; ФВ – фазовращатель; А – аттенюатор; ВК – выходной коммутатор; ФС – формирователь строба



а



б



в

Рис. 2. Формирование коротких радиоимпульсов: осциллограмма исходной последовательности (а); сигнал на выходе сумматора (б); сформированный короткий радиоимпульс (в)

Принцип работы заключается в амплитудно-фазовой обработке уже имеющихся длинных радиоимпульсов, которые сформировать обычным коммутационным способом относительно

просто. Источником длинных импульсов может служить либо ВЧ-генератор с внутренней модуляцией, либо генератор гармонических колебаний G с внешним коммутатором K , управляемым генератором видеоимпульсов $ГВИ$. Генератор видеоимпульсов задаёт период повторения и длительность исходных радиоимпульсов. Длительность этих импульсов может быть сколь угодно большой. Она ограничивается лишь требуемым периодом повторения искомой импульсной последовательности. Исходная последовательность разбивается делителем мощности D на два канала, один из которых содержит линию задержки $ЛЗ$. Время задержки Δt определяет длительность радиоимпульсов, которые требуется сформировать. Далее сигналы двух каналов складываются сумматором C и при необходимости усиливаются (усилитель на схеме не показан).

Если обеспечить условия, когда на сумматор сигналы приходят в противофазе и с одинаковой амплитудой, то в области их временного пересечения сигналы взаимно компенсируют друг друга, а за пределами этой области останутся без изменений. Для этого в любом из каналов устанавливается фазовращатель $\PhiВ$, а в канал с большей амплитудой — аттенуатор A . В итоге из фронтов и спадов исходных сигналов формируются два коротких радиоимпульса.

Экспериментальный макет, разработанный авторами, в общих чертах соответствовал схеме (см. рис.1). В качестве источника исходных длинных радиоимпульсов, осциллограмма которых приведена на рис. 2, а, использовался генератор фирмы Agilent (ныне Keysight Technologies) с внутренней модуляцией. Фазовращатель с цифровым управлением обеспечивал установку фазы с шагом $22,5^\circ$ и погрешностью $\pm 5^\circ$. При таком значительном шаге не представлялось возможным добиться строгой противофазности сигналов, поэтому тонкая фазовая подстройка осуществлялась плавным изменением несущей частоты в окрестности 1000 МГц.

На выходе сумматора формировался сигнал, показанный на рис. 2, б: пересекающиеся во времени сигналы компенсировались, формируя короткие области на фронтах и спадах исходной последовательности. Нетронутые (некомпенсированные) отрезки фронта исходного импульса в одном канале и спада — в другом представляют собой те короткие радиоимпульсы, следующие с удвоенной частотой повторения по отношению к исходной последовательности, которые и требуется сформировать. На рис. 2, в укрупнённо показана структура сформированного описанным способом радиоимпульса длительностью в несколько наносекунд. Данный радиоимпульс получен на спаде исходного сигнала. Амплитуда радиоимпульса меньше исходной ввиду использования только части спада. Следует также отметить, что радиоимпульс получается тем более размытым, чем длиннее фронты (спады) исходной последовательности.

Эксперимент показал, что таким способом можно формировать радиоимпульсы длительностью значительно короче не только вершины исходного импульса, но и его фронтов. Основная работа происходит на отрезке фронта и, чем исходный фронт короче, тем качественнее и мощнее, при прочих равных условиях, получается радиоимпульс. При этом метрологические свойства формировате-

ля в части диапазона несущих частот и точности установки частоты сформированного сигнала остаются неизменными и определяются параметрами генератора.

Проанализируем процесс формирования коротких радиоимпульсов. Мгновенное значение исходного длинного радиоимпульса на одном из входов сумматора можно описать выражением

$$s_1(t) = A_1 \left[h(t) \left(1 - e^{-t/\tau_k} \right) - h(t - \tau_0) \left(1 - e^{-(t-\tau_0)/\tau_k} \right) \right] \times \cos(\omega_0 t + \varphi_1), \quad (1)$$

где A_1 – амплитуда радиоимпульса; $h(t)$ – функция Хэвисайда; t – временная переменная; τ_0 – длительность радиоимпульса; ω_0 – круговая частота несущей; τ_k – время реакции коммутатора; φ_1 – начальная фаза сигнала.

Сигнал на втором входе сумматора, смещённый линией задержки относительно $s_1(t)$ на время, равное требуемой длительности короткого радиоимпульса $\tau = \Delta t$, можно записать аналогично (1), но со смещением на τ :

$$s_2(t) = A_2 \left[h(t - \tau) \left(1 - e^{-(t-\tau)/\tau_k} \right) - h(t - \tau - \tau_0) \left(1 - e^{-(t-\tau-\tau_0)/\tau_k} \right) \right] \times \cos(\omega_0 t + \varphi_2). \quad (2)$$

На выходе сумматора при выполнении условий равенства амплитуд и противофазности сигналов (1), (2), т. е. когда $A_1 = A_2$, $\varphi_2 - \varphi_1 = \pi$, имеем

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = A_1 \left[h(t) \left(1 - e^{-t/\tau_k} \right) - h(t - \tau) \left(1 - e^{-(t-\tau)/\tau_k} \right) - h(t - \tau_0) \left(1 - e^{-(t-\tau_0)/\tau_k} \right) + h(t - \tau - \tau_0) \left(1 - e^{-(t-\tau-\tau_0)/\tau_k} \right) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_1). \quad (3)$$

Ввиду того, что $(\tau, \tau_k) \ll \tau_0$, выражение (3) представляет собой два коротких радиоимпульса длительностью близкой к τ . Первый импульс сформирован первой парой слагаемых в квадратных скобках, а второй – последней. В промежутке между этими импульсами при условии противофазного равноамплитудного суммирования сигнал отсутствует. Невыполнение этого условия приведёт к появлению нескомпенсированного (остаточного) паразитного гармонического сигнала между двумя полезными. Определим амплитуду остаточного сигнала.

Сигналы в межимпульсном интервале можно описать обычными гармоническими функциями одной частоты:

$$S_1(t) = A_1 \cos(\omega_0 t - \varphi_1); S_2(t) = A_2 \cos(\omega_0 t - \varphi_2).$$

Тогда, согласно [8], их сумму представим как

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t) = A \cos(\omega_0 t - \varphi),$$

где φ – фаза суммарного колебания, а его амплитуда

$$A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}. \quad (4)$$

Введём относительную погрешность равенства амплитуд исходных сигналов

$$\delta_A = (A_2 - A_1)/A_1,$$

а также абсолютную погрешность их противофазности

$$\Delta_\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 - \pi.$$

Тогда равенство (4) перепишем в виде

$$A = A_1 \sqrt{1 + (1 + \delta_A)^2 + 2(1 + \delta_A) \cos(\pi + \Delta_\varphi)}.$$

После преобразования оно примет вид

$$A = A_1 \sqrt{4(1 + \delta_A) \sin^2(0,5 \Delta_\varphi) + \delta_A^2}. \quad (5)$$

Из (5) следует, что в случае идеально противофазных сигналов ($\Delta_\varphi = 0$) амплитуда паразитного сигнала линейно зависит от амплитудной погрешности $A = A_1 \delta_A$, а при $\delta_A = 0$ то же справедливо по отношению к фазовой погрешности:

$$A = 2A_1 \sin(0,5 \Delta_\varphi) \approx A_1 \Delta_\varphi.$$

Оценим величины допустимых погрешностей δ_A , Δ_φ по условию равенства мощности паразитного сигнала некоторому уровню P_N , выбираемому в качестве порогового.

Мощность паразитного сигнала с учётом (5) представим как

$$P_A = A^2 / (2R_0) = P_1 [4(1 + \delta_A) \sin^2(0,5 \Delta_\varphi) + \delta_A^2],$$

где $P_1 = A_1^2 / 2R_0$ – мощность сигнала на одном из входов сумматора; R_0 – волновое сопротивление линии.

Получим условие

$$P_N / P_1 \geq 4(1 + \delta_A) \sin^2(0,5 \Delta_\varphi) + \delta_A^2, \quad (6)$$

определяющее область допустимых погрешностей установки амплитуд сигналов и их противофазности.

В общем случае область допустимых погрешностей соответствует области, ограниченной осями координат и графиком функции

$$\Delta_\varphi(\delta_A) = 2 \arcsin \left[\sqrt{(P_N / P_1 - \delta_A^2) / (4(1 + \delta_A))} \right].$$

В качестве примера оценим погрешности в случае, когда пороговым уровнем P_N является мощность теплового шума [9]:

$$P_N = kT\Delta f, \quad (7)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; Δf – полоса пропускания формирователя.

Таким образом, для $T = 295$ К, $P_1 = 1$ мВт, $\Delta f = 1$ ГГц из выражений (6), (7) получим оценку погрешностей

$$4(1 + \delta_A) \sin^2(0,5 \Delta_\varphi) + \delta_A^2 \leq 4 \cdot 10^{-9},$$

из которой следует, что для полной (в рамках заданных условий) очистки сформированного сигнала от паразитного, к фазовращателю и аттенюатору формирователя должны предъявляться довольно жёсткие требования. Для выполнения этих требований необходимо применять устройства с плавной регулировкой.

Для снижения уровня паразитного сигнала, а также для устранения лишнего импульса в рассмотренную схему (см. рис. 1) может быть введён дополнительный – выходной коммутатор *ВК* с управлением от формирователя строга *ФС*. Требования к быстродействию указанных коммутатора и формирователя невысоки, поскольку длительность строга может достигать значения, практически равного периоду повторения.

Для теоретической оценки точности установки длительности и амплитуды сформированного радиоимпульса необходимо задаться видом функции, аппроксимирующей фронты и срезы первоначальных протяжённых радиоимпульсов. Вариантов моделирования фронтов на данный момент применяется множество, и выбор наиболее подходящего возможен лишь в контексте конкретного устройства. Рассмотренный способ позволяет при минимальном парке оборудования, имеющемся практически в любой лаборатории, формировать радиосигналы длительностью единицы наносекунд. При этом представляется возможным вместо высокочастотных генераторов использовать менее дорогостоящие синтезаторы гармонических сигналов.

Л и т е р а т у р а

1. **Шибает С. С., Помазанов А. В., Роздобудько В. В.** Акустооптические измерители параметров радиосигналов.

Монография. Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2014.

2. **Парыгин В. Н., Балакший В. И.** Оптическая обработка информации. М.: Изд-во МГУ, 1987.

3. **Ушаков В. Н.** Оптические устройства в радиотехнике: Учебное пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2005.

4. **Шибает С. С., Помазанов А. В., Волик Д. П.** Способ снижения систематической погрешности акустооптических измерителей радиочастоты // Измерительная техника. 2014. № 4. С. 34–37.

5. **Шибает С. С., Помазанов А. В., Вольфовский Б. Н.** Акустооптические процессоры. Алгоритмы и погрешности измерений. Монография. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015.

6. **Вдовин В. А., Кулагин В. В., Митрофанов Е. В., Черепенин В. А.** Исследование характеристик экспериментального макета радара с наносекундной длительностью зондирующего радиоимпульса // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2012. № 12. С. 15. [Электрон. версия]: <http://jre.cplire.ru/jre/dec12/18/text.html> (Дата обращения: 08.04.2017).

7. **Вдовин В. А., Кулагин В. В., Митрофанов Е. В., Черепенин В. А.** Некоторые экспериментальные результаты, полученные с помощью макета наносекундного радара, в применении к радиовидению // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014. Т. 19. № 2. С. 62–67.

8. **Горелик Г. С.** Колебания и волны / Под ред. С. М. Рытова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 1959.

9. **Тетерич Н. М.** Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. М.: Энергия, 1968.

Дата принятия: 02.06.2017.

