

УДК 621.391

АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ



[И.С. ШОСТКО](#), [ТАХА АЛМАКАДМА](#),

[Ю.Э. СОСЕДКА](#)

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Abstract — The radiation, reception and processing of signals in UWB systems is considerably different from the processes in narrow band systems. The main difference is due to the change in shape of the signal at its emission, distribution in space and at the reception. Changing the shape of the signal at the receiver, leading to difficulties in processing the correlate or matched filter. Changing the shape of the pulse, and hence the spectrum of the signal, reduces the reliability of the transmitted messages. The probability of occurrence bit error rate increases.

Thus, the quality of communication in telecommunication systems UWB radio, urgent problem of correcting the signal parameters in the process of emission and reception. To improve the spectral efficiency, with the concurrence of characteristics of UWB signal and the receiver in the spectrum, it is proposed to adjust the pulse spectrum, depending on the conditions of the signal in the radio channel. The paper proposes a systematic description of the models UWB signals and analysis of their characteristics. In the model introduced by the pulse scaling factor that allows you to change the shape of the pulse. By changing the pulse duration and the scale factor, you can control the central frequency and the width of the spectrum, which allows for maximum spectral efficiency, or adjust the spectral characteristics of the signal according to the problem under consideration. If the formation of the code sequence used pulses whose parameters can be adjusted using the scale factors, the characteristics of the code sequence and acquire new properties.

Анотація – Розглядається задача корекції параметрів надширокопозволого сигналу в процесі його випромінювання і при прийомі. У статті пропонується систематизований опис моделей сигналів і аналіз їх характеристик. У модель імпульсу введений масштабний коефіцієнт, який дозволяє змінювати форму імпульсу.

Аннотация – Рассматривается задача коррекции параметров сверхширокополосного сигнала в процессе его излучения и при приеме. В статье предлагается систематизированное описание моделей сигналов и анализ их характеристик. В модель импульса введен масштабный коэффициент, который позволяет изменять форму импульса.

Введение

Мир телекоммуникаций и передачи данных сталкивается с динамично растущим спросом на частотные и временные ресурсы. Эта тенденция в основном связана с увеличением объемов передаваемой информации. Полоса пропускания в расчете на одного пользователя стремительно увеличивается. Предполагается, что количество абонентов широкополосных беспроводных услуг может превысить два миллиарда в ближайшие несколько лет [1]. Мобильные терминалы будут наиболее широко используемыми устройствами для доступа и обмена информацией. Беспроводные мультимедийные услуги, такие как электронная почта, передача файлов, IP TV, VoIP, интерактивные игры, передача сообщений и служба трансляции уже сейчас занимают большую часть сетевого трафика. В этих условиях всё возрастающего количества абонентов телекоммуникационных сетей, объема передаваемых данных и предоставляемых услуг возникает необходимость в увеличении пропускной способности телекоммуникацион-

ных систем (ТКС). Большинство способов увеличения пропускной способности сводится к одному из методов уплотнения компонентных информационных потоков в один групповой (в пространстве, по времени, по частоте, по поляризации).

Аналогичные задачи возникают и в персональных беспроводных сетях, актуальность которых вызвана необходимостью подключения большого количества периферийных устройств к компьютеру, в том числе вывода видеосигнала на мониторы и телевизоры, а также увеличение скорости обмена информацией между устройствами в концепции цифрового дома. Одним из перспективных методов увеличения скорости передачи данных в персональных беспроводных сетях, является переход к телекоммуникационным системам сверхширокополосного радиодоступа.

Технология сверхширокополосной связи появилась в начале 90-х. Пионерами в этой области стали американские ученые Д. Росс, К. Роббинс, Л. Фуллертон. Аналогичные исследования велись в СССР и первоначально были связаны с радиолокационными приложениями. Разработке теории и техники сверхширокополосных телекоммуникационных и радиотехнических систем посвящены работы зарубежных и отечественных авторов [3- 8]. В этих работах показано, что сверхширокополосные сигналы (СШПС) достаточно эффективны для передачи больших объёмов цифровой информации и для защиты этой информации. Применение СШПС обеспечивает повышенную скорость передачи, скрытность и надёжность каналов связи. Однако дальность действия радиосвязи с СШПС не может быть большой из-за ограничений по электромагнитной совместимости и проблемы изменения формы сигналов в процессе прохождения канала связи. В работах Дж. Тейлора, И. Я. Иммореева, посвящённых применению СШПС, показано, что процессы излучения, приёма и обработки сигналов в этих системах значительно отличаются от аналогичных процессов, происходящих в узкополосных системах. Основное отличие связано с изменением формы сигнала при его излучении, распространении в пространстве и при приёме. Изменённая форма сигнала в приёмнике, затрудняет обработку в корреляторе или в согласованном фильтре. Для обеспечения качества связи в телекоммуникационных системах сверхширокополосного радиодоступа необходимо корректировать параметры сигнала в процессе его излучения и при приёме.

Таким образом, при разработке перспективных систем сверхширокополосного (СШП) радиодоступа возникает задача коррекции параметров сигнала в процессе его излучения и при приеме. В статье предлагается систематизированное описание моделей СШПС.

I. Модели одиночных сигналов

Описание СШПС может быть проведено с помощью следующих характеристик:

– $x(t)$ — функция времени, описывающая форму сигнала;

– $\Lambda_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt$ — спектр сигнала;

– $W(f) = |\Lambda_x(f)|^2$ — спектральная плотность энергии;

$$\begin{aligned}
 - R(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x(t+\zeta)dt && \text{— автокорреляционная функция;} \\
 - R_n(t) &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} x(t)x(t+\zeta)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)dt} && \text{— нормированная автокорреляционная функция.}
 \end{aligned}$$

В общем виде однополярный детерминированный СШПС можно представить выражением:

$$x(t) = Af\left(\frac{t}{\tau}\right), \quad (1)$$

где $A = \max x(t)$ – амплитуда сигнала;

$$\tau = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)dt}{\max x^2(t)} \text{ – эффективная длительность импульса;}$$

$f(t')$ – функция, которая описывает форму сигнала $\int_{-\infty}^{\infty} f(t')dt' = 1, t' = \frac{t}{\tau}$.

В соответствии с (1) характеристики СШПС можно выразить через $f(t')$.

СШПС могут иметь различную временную зависимость – однополярные видеоимпульсы, биполярные видеоимпульсы и радиочастотные импульсы [9, 11, 12]. В [13, 14] рассмотрен прямоугольный однополярный импульс. В качестве модели в [15] рассмотрен видеоимпульс колоколообразной формы.

Частотный спектр любого однополярного видеоимпульса имеет максимум на нулевой частоте. Основная энергия импульса сосредоточена между частотой $f_n = 0$ и f_v . Любая антенна не излучает в области частот, лежащих ниже некоторой частоты f_{\min} и выше f_{\max} . Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) антенн $H_a(f)$ в этой области проходит на уровне нуля. В результате АЧХ антенны и спектр сигнала $\Lambda_x(f)$ будут несогласованы (рис. 1).

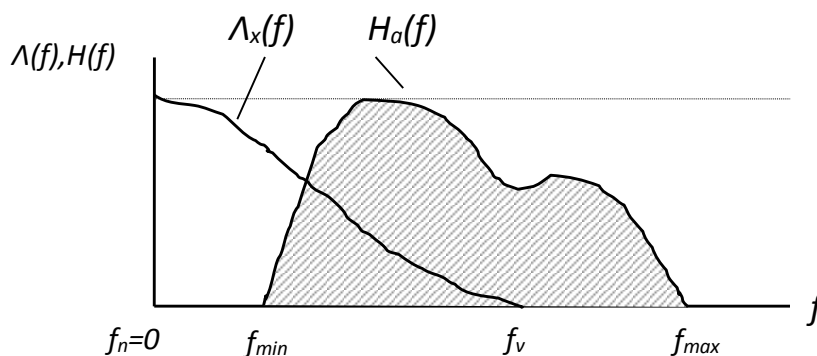


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика антенны и спектр сигнала

Поэтому энергия импульса используется не полностью. Антенна по отношению к сигналу является фильтром верхних частот. Для оценки этих потерь используется понятие спектрального КПД (коэффициента полезного действия) $\eta_{\Delta f}$. Этот КПД определяет относительную долю энергии импульса, попадающего в полосу частот антенны:

$$\eta_{\Delta f} = \frac{\mathcal{E}_{\Delta f_a}}{\mathcal{E}_u}, \quad (2)$$

где \mathcal{E}_u – полная энергия импульса, $\mathcal{E}_{\Delta f_a}$ – энергия составляющих спектра, попадающих в относительную полосу пропускания антенны:

$$\Delta f_a = \frac{f_v}{f_{\min}}, \quad (3)$$

где f_v – верхняя частота спектра видеоимпульса, а f_{\min} это минимальная частота АЧХ антенны.

Для повышения $\eta_{\Delta f}$ необходимо корректировать спектр импульса. Для этого, из спектра основного однополярного импульса $\Lambda_{x1}(f)$ нужно вычесть более узкополосный спектр $\Lambda_{x2}(f)$ корректирующего импульса. Таким образом форма и спектр результирующего сигнала определяется выражением:

$$\Lambda_x(f) = \Lambda_{x1}(f) - \Lambda_{x2}(f), \quad (4)$$

$$x(t) = x_1(t) - x_2(t), \quad (5)$$

где Λ_x – спектр сигнала, а $x(t)$ – форма сигнала. Низкочастотных составляющих станет значительно меньше, чем в исходном сигнале. Скорректированный импульс становится биполярным и называется СШП коротким радиосигналом.

Максимум $\eta_{\Delta f}$ теперь зависит не только от параметров исходного импульса, но и от корректирующего импульса. Кроме того, для каждой формы импульса $x_1(t)$ при заданной полосе от f_{\min} до f_v существует оптимальная длительность τ_{opt} , при которой $\eta_{\Delta f}$ максимален.

Биполярный прямоугольный СШП короткий сигнал [9] можно описать формулой:

$$f(t') = \Pi\left(2t' + \frac{1}{2}\right) - \Pi\left(2t' - \frac{1}{2}\right), \quad (6)$$

где Π описывает функцию действия прямоугольного импульса.

Спектральная плотность этого сигнала:

$$W(f) = \frac{\tau_u^2}{(\pi t')^2} [1 - \cos(\pi t')]^2, \quad (7)$$

где τ_u^2 – длительность сверхкороткого импульса (СКИ).

Для импульса гауссовой формы, с учётом корректирующего импульса, сигнал примет вид [8]:

$$x(t) = \frac{A}{1-\alpha} \left(\exp \left(-\pi \left[\frac{(t-t_0)}{\tau_u} \right]^2 \right) \right) - \alpha \exp \left(-\pi \left[\frac{\alpha(t-t_0)}{\tau_u} \right]^2 \right), \quad (8)$$

где α – масштабный коэффициент; A – пиковая амплитуда в момент времени $t = t_0$.
Для удобства обозначим этот сигнал как G2-импульс (рис. 2).

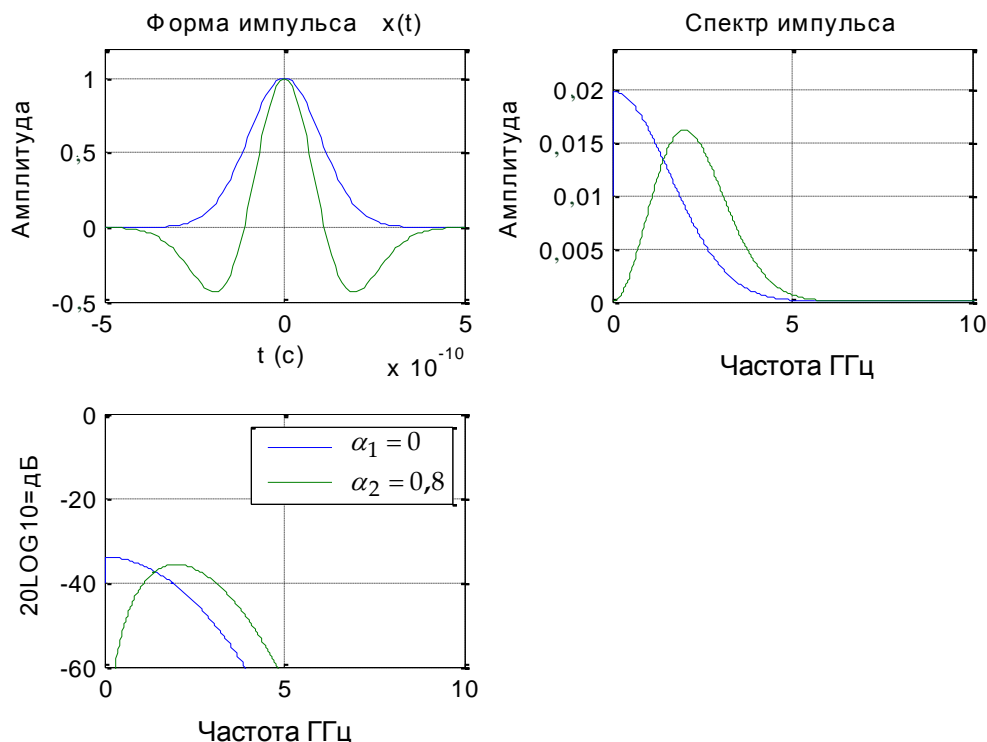


Рис. 2. Форма и спектр импульса G2 при разных значениях α

Прямое преобразование Фурье сигнала $x(t)$ определяется выражением:

$$\Lambda_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \frac{A \exp \left\{ -j2\pi t_0 \frac{f}{\Delta f} \right\}}{\Delta F(1-\alpha)} \left[\exp \left\{ -\pi \left(\frac{f}{\Delta f} \right)^2 \right\} - \exp \left\{ -\frac{\pi}{\alpha^2} \left(\frac{f}{\Delta f} \right)^2 \right\} \right], \quad (9)$$

где $\Delta f = 1/\tau_u$ – эффективная ширина полосы частот G2 импульса, а ΔF – полоса частот сигнала.

Автокорреляционная функция $R(t)$ одиночного G2 импульса:

$$R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x(t+\zeta)dt = A^2 \tau_u \sum_{k=0}^2 I_k \exp \left\{ -a_k \left[\frac{t-t_0}{\tau_u} \right]^2 \right\}, \quad -\infty < \zeta < \infty, \quad (10)$$

$$I_0 = \frac{1}{\sqrt{2}(1-\alpha)^2}, \quad a_0 = \frac{\pi}{2}, \quad (11)$$

$$I_1 = \frac{\alpha}{\sqrt{2}(1-\alpha)^2}, \quad a_1 = \frac{\pi\alpha^2}{2}, \quad (12)$$

$$I_2 = \frac{-2\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}(1-\alpha)^2}, \quad a_2 = \frac{\pi\alpha^2}{1+\alpha^2}. \quad (13)$$

Нормированный G2-импульс $x(t)/A$, нормированная автокорреляционная функция $R(t)/R(0)$ показаны на рис.3 для различных значений α : $\alpha=0$ – сплошная линия; $\alpha=0,6$ – точечная линия; $\alpha=2$ – штриховая линия.

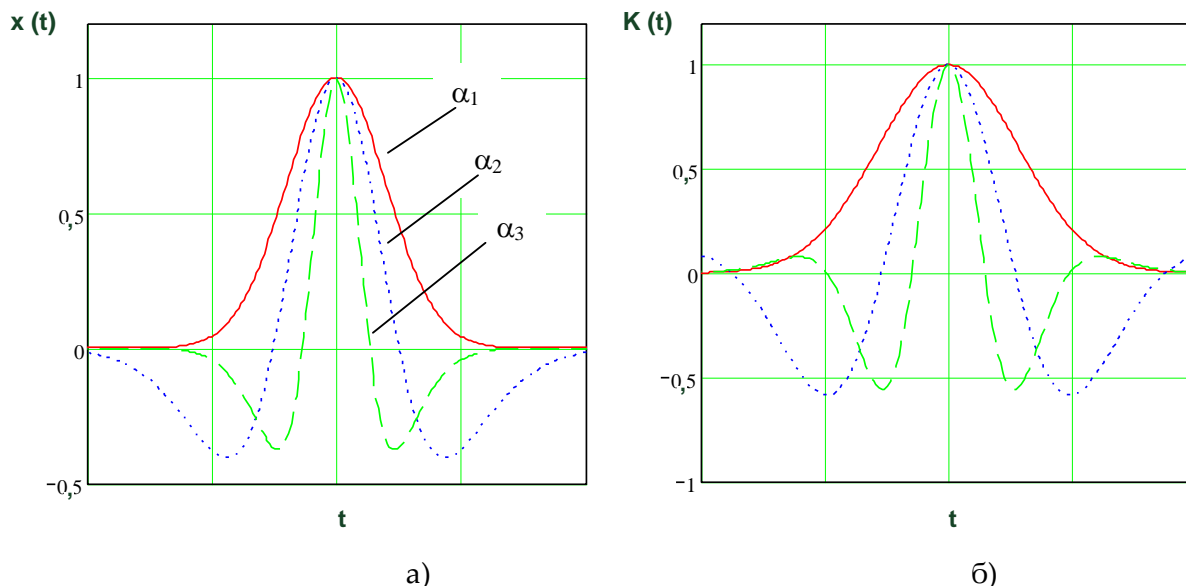


Рис. 3. Обобщенный гауссов импульс при $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 0,6$, $\alpha_3 = 2$ (а)
и его нормированная автокорреляционная функция (б)

Одной из наиболее универсальных и устойчивых оценок протяжённости детерминированных и случайных сигналов является их квадратический интервал корреляции τ_k . Он определяется выражением [12]:

$$\tau_k = \frac{\int_0^{\infty} |R(\tau)|^2 d\tau}{R(0)}. \quad (14)$$

Корреляционная длительность сигнала τ_k представляет собой частный вид нормированных функционалов протяжённости:

$$\tau_k = \frac{\pi \int_0^{\infty} |\Lambda_x(f)|^4 df}{2 \left[\int_0^{\infty} |\Lambda_x(f)|^2 df \right]^2}. \quad (15)$$

Оценка τ_k практически совпадает с наименьшим потенциально достижимым значением этого параметра при заданном модуле спектральной плотности сигнала не зависимо от наличия и вида внутримпульсной модуляции.

Энергия в импульсе определяется выражением:

$$\mathcal{E}_u = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) df, \quad (16)$$

где $W(f) = |\Lambda_x(f)|^2$ – спектральная плотность энергии.

Нормированный спектр плотности энергии приведен на рис.4:

$$W(\xi) = \frac{|\Lambda(\xi)|^2}{(A/\Delta f)^2}, \quad (17)$$

где $\xi = f/\Delta f$.

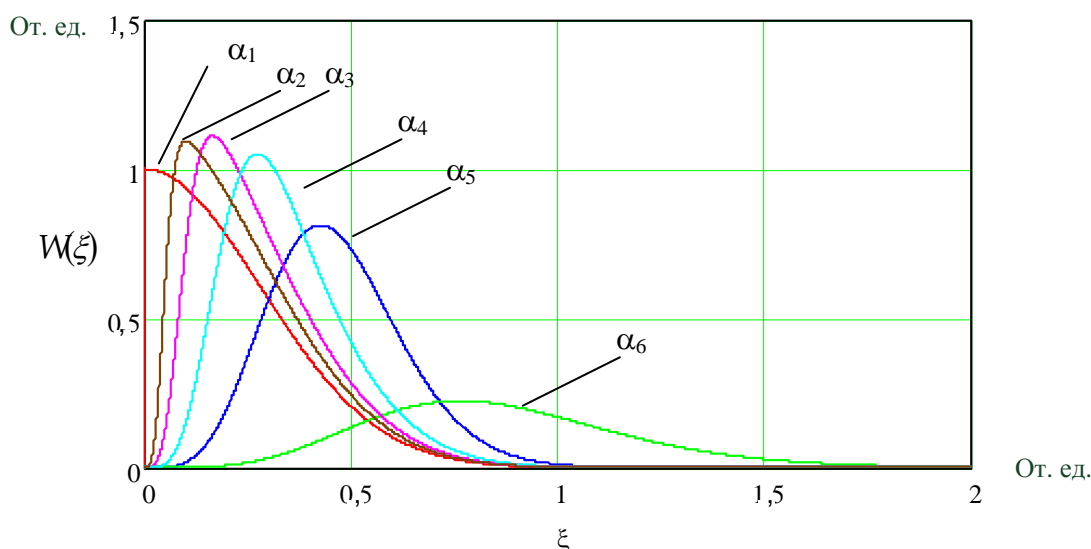


Рис. 4. Нормированный спектр плотности энергии G2 импульса при $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 0,08$, $\alpha_3 = 0,15$, $\alpha_4 = 0,3$, $\alpha_5 = 0,6$, $\alpha_6 = 2$

Для $\alpha = 0$, $x(t)$ – идеальный гауссов импульс и его спектр плотности энергии (рис. 4) включает постоянную составляющую на нормированной частоте ($f/\Delta f = 0$).

Изменяя длительность G2 импульса и его масштабный коэффициент, можно управлять его центральной частотой и шириной спектра, что позволяет достичь максимума $\eta_{\Delta f}$.

Спектральный КПД для G2 импульса запишем в виде:

$$\eta_{\Delta f} = \frac{\int_0^{f_v} W(f) df - \int_0^{f_{\min}} W(f) df}{\int_0^{\infty} W(f) df}, \quad (18)$$

переходя к обобщённой безразмерной переменной ξ :

$$\eta_{\Delta f} = \frac{\int_0^{\xi_{\hat{a}}} W(\xi) d\xi - \int_0^{\xi_{\min}} W(\xi) d\xi}{\int_0^{\infty} W(\xi) d\xi} = \frac{\int_0^{\xi_{\hat{a}}} W(\xi) d\xi - \frac{1}{\Delta f_a} \int_0^{\xi_{\hat{a}}} W\left(\frac{\xi}{\Delta f_a}\right) d\xi}{\int_0^{\infty} W(\xi) d\xi}, \quad (19)$$

где $\xi_{\hat{a}} = \frac{f_{\hat{a}}}{\Delta f}$, $\xi_{\min} = \frac{\xi_{\hat{a}}}{\Delta f_a}$.

При определении максимального значения $\eta_{\Delta f \max}$ относительная полоса частот определена требованием к полосе излучаемого сигнала. Экстремум $\eta_{\Delta f}$ находится по обобщённой переменной ξ :

$$\frac{d\eta_{\Delta f}(\xi_{\max})}{d\xi_{\max}} = W(\xi_{\max}) - \frac{1}{\Delta f_a} W\left(\frac{\xi_{\max}}{\Delta f_a}\right) = 0. \quad (20)$$

Так как $\xi > 0$, $W(\xi) > 0$ то:

$$W(\xi_{\max}) = \frac{1}{\Delta f_a} W\left(\frac{\xi_{\max}}{\Delta f_a}\right). \quad (21)$$

Корни этого уравнения ξ_{\max} соответствуют значениям, при которых $\eta_{\Delta f}$ принимает экстремальные значения. Из полученных значений в области $\xi > 0$ выбирается максимальное — $\eta_{\Delta f \max}$. Эффективность роста $\eta_{\Delta f}$ для скорректированного импульса по отношению к импульсу без коррекции будет расти с уменьшением полосы пропускания антенны Δf_a .

II. Модели сверхширокополосных сигналов с радиочастотным заполнением

Для более эффективного использования диапазона частот, передача данных осуществляется импульсами с заполнением гармоническим колебанием. Огибающая импульса может быть прямоугольной, гауссовой или другой формы.

Для сигнала гауссовой формы выражение, описывающее форму радиоимпульса и его спектральную плотность, имеют вид [10]:

$$x(t) = A \sin(2\pi f_s t) \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau_u^2}\right), \quad (22)$$

$$W(f) = \exp\left(-4\pi^2 \tau_u^2 (f - f_s)^2\right). \quad (23)$$

где f_s – частота несущей, а τ_u – длительность СКИ.

Радиоимпульс вида (22) может быть сформирован при ударном возбуждении антенны импульсом, пространственная длительность которого меньше длины антенны. В [16] предложена другая модель СШП короткого радиосигнала. Считается, что при возбуждении широкополосной антенны сверхкоротким импульсом (СКИ) в

пространство излучается колебание вида:

$$x(t) = A[\exp(-\alpha t) - \exp(-(\alpha + \beta)t)] \left\{ \begin{matrix} \sin \\ \cos \end{matrix} \right\} (2\pi f_a t), t \geq 0, \quad (24)$$

или

$$x(t) = A \exp(-\alpha t) [1 - \exp(-\beta t)] \left\{ \begin{matrix} \sin \\ \cos \end{matrix} \right\} (2\pi f_a t), t \geq 0. \quad (25)$$

Такое представление учитывает характеристики огибающей и наиболее полно соответствует эксперименту. Здесь α, β – постоянные затухания и нарастания огибающей, f_a – центральная частота полосы пропускания антенной системы. В табл. 1 приведены основные параметры СШП короткого радиосигнала (25) в общем случае и при $\alpha = \beta$.

Таблица 1 Параметры СШП короткого радиосигнала [9]

Параметр	$\alpha \neq \beta$	$\alpha = \beta = h$
Максимальная длительность сигнала t_{\max}	$-\left(\frac{1}{\beta}\right) \ln\left(\frac{\alpha}{\alpha + \beta}\right)$	$\cong 0,7h$
Максимальная амплитуда сигнала U_{\max}	$\left(\frac{A\beta}{\alpha + \beta}\right) \left(\frac{\alpha}{\alpha + \beta}\right)^{\alpha/\beta}$	$\frac{A}{4h}$
Энергия, \mathcal{E}_u	$\frac{(A\beta)^2}{2\alpha(\alpha + \beta)(2\alpha + \beta)}$	$\frac{A^2}{12h}$
Эффективная длительность, τ^2	$\frac{(2\alpha + \beta)^3 [(\alpha + \beta)^3 + \alpha^3] - 16\alpha^3(\alpha + \beta)^3}{2\alpha^2\beta^2(\alpha + \beta)^2(2\alpha + \beta)^2}$	$\cong \frac{6,25}{h^2}$
Спектр, $\Lambda(j\omega)$	$\frac{1}{\alpha + j\omega} - \frac{1}{\alpha + \beta + j\omega}$	$\frac{1}{h + j\omega} - \frac{1}{2h + j\omega}$
Корреляционная функция огибающей нормированная по энергии, $R_n(t)$	$\frac{\alpha + \beta}{\beta} \exp(-\alpha\zeta) - \frac{\alpha}{\beta} \exp(-(\alpha + \beta)\zeta)$	$2\exp(-\alpha\zeta) - \exp(-2\alpha\zeta)$

Значение величины β , определяется при анализе прохождения прямоугольного импульса длительностью τ через полосковую антенну с равномерной АЧХ в пределах $\pm \omega$ и линейной ФЧХ. Длительность фронта выходного сигнала t_f равна постоянному нарастанию СШПС $\beta = \frac{1}{t_f} = \frac{\omega}{2\pi}$, которая прямо пропорциональна верхней частоте в спектре СШП короткого радиосигнала. В зависимости от ширины спектра возбуждающего импульса и характеристик полосы пропускания антенны – $x(t)$ имеет вид радиоимпульса со сложной огибающей. Такой сигнал может быть сформирован

путём суммирования двух разнополярных импульсов, смещённых на $\Delta\tau$.

Характерная временная форма сигнала, предложенная компанией Texas Instruments в проекте UWB MultiBand OFDM, изменяется по закону:

$$x(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} [1 - \cos(2\pi\Delta f_s t)] \cos(2\pi f_{cn} t) \quad \text{при } 0 < t < \frac{1}{\Delta f_s}. \quad (26)$$

Частотная полоса, занимаемая импульсом, управляется двумя параметрами: f_c – центральная частота импульса, а Δf_s – величина порядка ширины спектра импульса, N – количество импульсов. Кроме того, вся используемая полоса 3,1-10,6 МГц разбивается на поддиапазоны, например ~ 500 МГц, и в каждом поддиапазоне выбираются свои параметры импульса, для того чтобы соседние поддиапазоны не перекрывались (рис. 5).

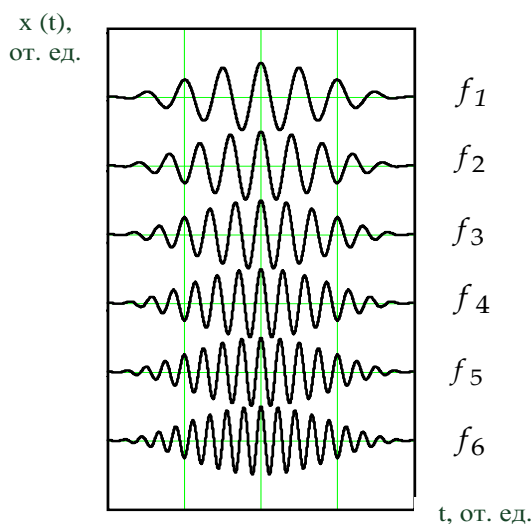


Рис. 5. Временная форма импульсов $x(t)$ длительностью 2 нс с центральной частотой $f_1 = 1$ ГГц, $f_2 = 2$ ГГц, $f_3 = 3$ ГГц, $f_4 = 4$ ГГц, $f_5 = 5$ ГГц, $f_6 = 6$ ГГц

Характерная эквивалентная форма импульса и спектр многополосной системы для $N=6$ представлены на (рис. 6). Центральная частота импульсов задана соответственно 1 ГГц, 2 ГГц, 3 ГГц, 4 ГГц, 5 ГГц и 6 ГГц. Длительность каждого импульса 2 нс.

Частотную характеристику многих пассивных излучающих структур можно аппроксимировать характеристикой эквивалентного резонансного контура с малой величиной добротности Q , равной 5...6. При $Q = \frac{2\pi f_c}{\alpha} \leq 10$ импульс считается СШП, при $Q \geq 15...20$ условие сверхширокополосности уже не выполняется [10].

В [18] использована экспоненциально-синусная модель СШПКРС:

$$x(t) = \begin{cases} A \exp(-\alpha t) \sin(2\pi f_c t), & t > 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases} \quad (27)$$

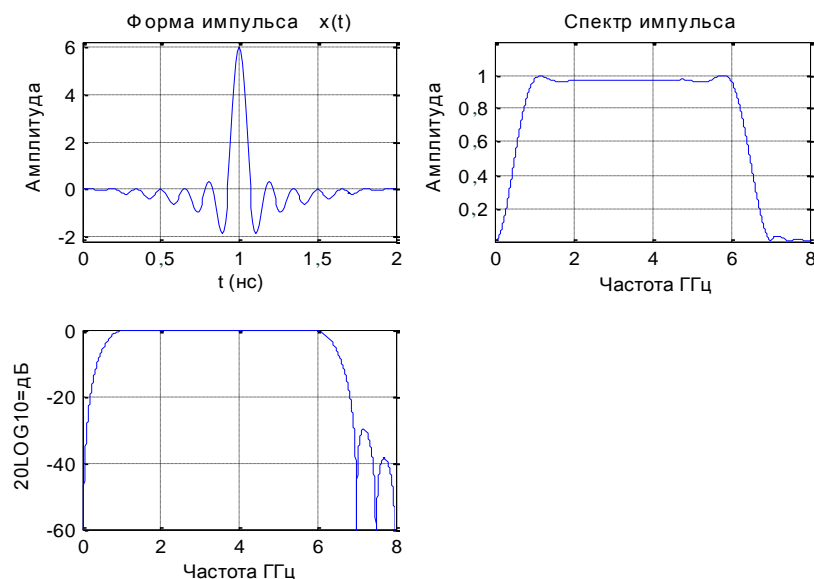


Рис. 6. Эквивалентная форма импульса и спектр многополосной системы

Такой импульс формируется при ударном возбуждении антенны очень коротким импульсом или перепадом с очень коротким фронтом [9]. Для моделирования изменения формы импульса при прохождении радиочастотного тракта модифицируем выражение (27) следующим образом:

$$x(t) = \begin{cases} A \exp(-(at)^2 \pm \beta t) \cos(2\pi f_c t), & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}, \quad (28)$$

где параметр α характеризует скорость затухания импульса, $\pm\beta$ регулирует асимметрию данного импульса.

Форма импульса и спектр сигнала представлены на (рис. 7).

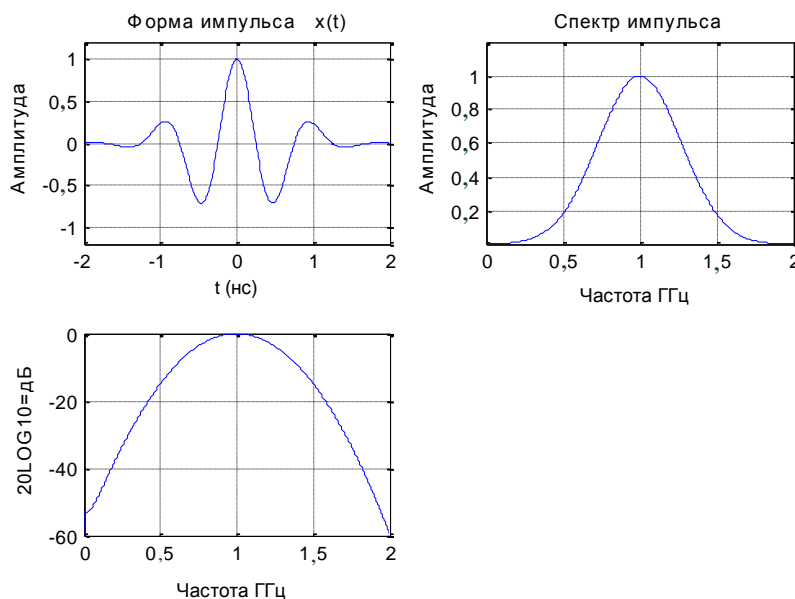


Рис. 7. Форма и спектр одиночного импульса при $\alpha = 1,2f_c$, $\beta = 0$ при частоте несущей 1 ГГц

Спектр сигнала (28) задается выражением:

$$\Lambda_x(\omega) = \frac{\sqrt{\pi}}{2\alpha} \left[\exp\left(\frac{(\beta - j(\omega - \omega_0))^2}{\alpha^2}\right) + \exp\left(\frac{(\beta - j(\omega + \omega_0))^2}{\alpha^2}\right) \right]. \quad (29)$$

При уменьшении параметра α ширина спектральной линии будет уменьшаться. Для многополосной системы $N = 6$, $\alpha = \Delta f_s$, длительности импульсов 2 нс, частоты несущих соответственно 1 ГГц, 2 ГГц, 3 ГГц, 4 ГГц, 5 ГГц и 6 ГГц. Эквивалентная форма и нормированный амплитудный спектр импульса показаны на рис. 8.

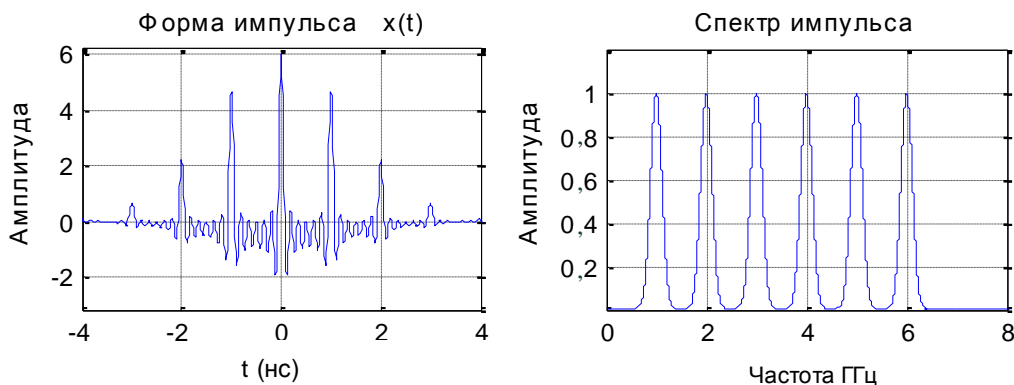


Рис. 8. Эквивалентная форма и нормированный амплитудный спектр импульса с длительностью 2 нс с центральной частотой 1 ГГц, 2 ГГц, 3 ГГц, 4 ГГц, 5 ГГц, 6 ГГц

Разделение на поддиапазоны предоставляет возможность динамически управлять спектром сигнала, исключая те поддиапазоны, в которых возможна нежелательная интерференция с мощными узкополосными сигналами, а также удовлетворять ограничениям, накладываемым на излучаемый спектр сигнала правилами, действующими в определенной стране или регионе. Так, на рис. 9 эквивалентная форма и нормированный амплитудный спектр импульса при отключении подканала на частоте 5 ГГц.

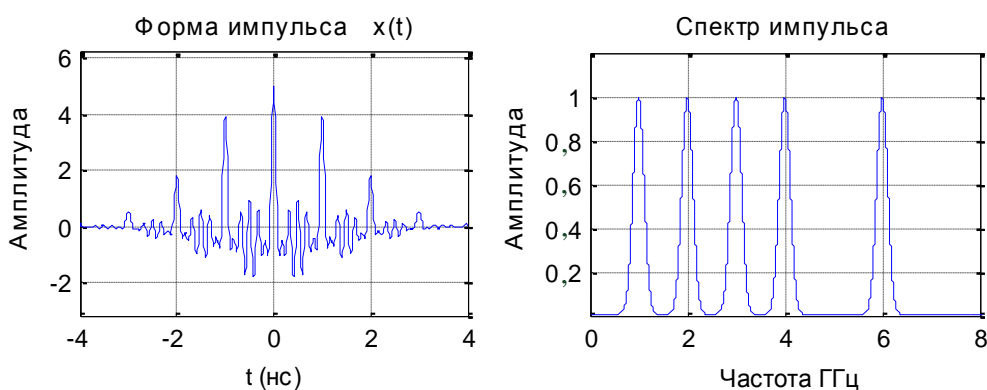


Рис. 9. Эквивалентная форма и нормированный амплитудный спектр импульса при отключении подканала на частоте 5 ГГц

Для увеличения спектрального КПД при выборе модели сигнала необходимо обеспечить условие излучения радиосигнала. Математически оно связано с требованием нулевого значения спектральной функции любого радиосигнала $x(t)$ на нулевой частоте:

$$\Lambda(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j\omega t) dt \Big|_{\omega=0} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) dt = 0. \quad (30)$$

Физически это условие соответствует требованию знакопеременности любого электромагнитного поля в свободном пространстве. Это условие достаточно хорошо выполняется для некоторых типов сигналов, рассмотренных выше. В частности, к СШП радиосигналам можно отнести биполярный видеоимпульс (8), а также импульсы с заполнением гармоническим колебанием (22 – 26)

Достоинством сигналов обобщённой гауссовой формы (8) является то, что за счет изменения длительности импульса τ_u и его масштабного коэффициента можно управлять его центральной частотой и шириной спектра, а за счет уменьшения периода повторения импульсов T можно снижать уровень усредненной спектральной плотности мощности. В СШП коротком радиосигнале (22, 24) имеется два управляющих параметра. Один из них определяет несущую частоту f_c , а второй – полосу сигнала Δf_s . Это позволяет реализовывать спектры мощности с заданными центральной частотой и полосой частот. Форма огибающей спектра определяется формой видеоимпульса, используемого при формировании сигнала. В моделях СШП короткого радиосигнала (23, 26) с помощью введения дополнительных коэффициентов α и β можно управлять формой сигнала и его амплитудным спектром.

III. Последовательности сверхширокополосных сигналов и их основные параметры

База сигнала определяется как произведение ширины его спектра Δf_s на его длительность импульса T_s :

$$B = \Delta f_s T_s. \quad (31)$$

База сигнала характеризует расширение спектра сигнала относительно спектра сообщения. База сигнала может достигать значений нескольких сотен или даже тысяч.

Все рассмотренные выше сигналы имеют базу $B_s \approx 1$. Для увеличения базы B_s рассмотренных сигналов, повышения помехоустойчивости и обеспечения многопользовательского режима в одном и том же частотном диапазоне при кодировании информационного символа в ТКС можно использовать не один СКИ, а пачки таких импульсов. База сигнала при этом увеличивается в K раз, где K – число импульсов в пачке. При формировании пачки СКИ параметры импульса и его положение относительно момента времени генерации синхроимпульса задаётся в соответствии с кодовой расширяющей последовательностью. Простейшую последовательность СШПС можно записать в виде:

$$x_p(t, t_0, T_0) = \sum_{g=0}^{K-1} x(t - t_0 - (g - \mu)T_0), \quad (32)$$

где t_0 – время прихода последовательности; T_0 – период повторения импульсов; μ – определяет точку в последовательности, по которой определяется t_0 .

При $\mu=0$ значение t_0 соответствует началу первого импульса последовательности, при $\mu=K-1$ – времени прихода последнего импульса последовательности. Спектр последовательности СШПС при $\mu=0$ (рис.10):

$$\Lambda_p(j\omega) = \Lambda(j\omega) \sum_{g=0}^{K-1} \exp(-jg\omega T_0) = \Lambda(j\omega) \frac{\exp(-j\omega T_0) - \exp(-j(K-1)\omega T_0)}{\exp(-j\omega T_0) - 1}, \quad (33)$$

где $\Lambda(j\omega)$ – спектр одиночного СШПС.

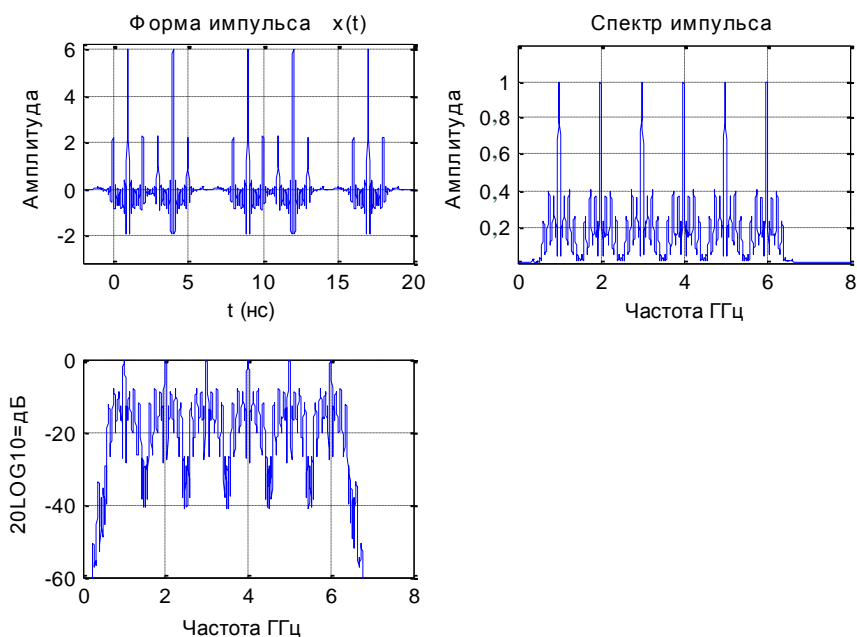


Рис. 10. Эквивалентная форма и нормированный амплитудный спектр кодовой последовательности из 5 импульсов (01010) длительностью 1 нс с центральной частотой 1 ГГц, 2 ГГц, 3 ГГц, 4 ГГц, 5 ГГц, 6 ГГц

В качестве примера при формировании кодовой последовательности 0 1 0 1 0 (5 импульсов) используется задержка $p_{pm} = 1 \cdot 10^{-9}$ для 0 bit и без задержки – 1 bit. Амплитудный спектр последовательности импульсов, заданных в соответствии с моделью (26), имеет выраженный «гребенчатый» характер.

IV. Псевдослучайные последовательности (ПСП)

Существует множество видов псевдослучайных последовательностей (ПСП), которые владеют разными характеристиками. Выбор псевдослучайной кодовой последовательности в радиотехнической системе передачи информации очень важный, поскольку при одной и той же длине кодовой последовательности параметры (в частности, помехоустойчивость) системы могут быть разными.

ПСП должны отвечать таким критериям, как непредсказуемость и случайность. При генерации ПСП необходимо обеспечить соответствие свойств этой последовательности четко определенным критериям случайности:

– сбалансированность: число единиц (n_1) и число нулей (n_0) должно быть приблизительно одинаковым и равным половине длины ПСП ($n_1 = n_0 + 1$).

Например, в ПСП вида 000111101011001 общее число разрядов $n = 15$, из них число единиц $n_1 = 8$, число нулей $n_0 = 7$;

– серийность. Серией называется группа с 0 или 1, что вытекают подряд. Появление другой цифры означает начало новой серии. Для ПСП характерно:

- длина приблизительно половины всех серий равняется 1;
- длина четвертой части всех серий – равняется 2 (группы с 2-х “1” или “0”);
- длина 1/8 всех серий – равняется 3 (группы с 3-х “1” или “0”);
- длина 1/16 всех серий – равняется 4 (группы с 4-х “1” или “0”) и т.д.

Например, в ПСП вида 000 1111 0 1 0 11 00 1 общее число серий из единиц и нулей равняется восьми (каждая из серий подчеркнута). Видно, что из восьми четыре серии длиной в один разряд (0; 1; 0; 1), две серии (четвертая часть из всех восьми) длиной в два разряда (11 и 00), одна серия (одна восьмая из всех) трехразрядная (000) и одна серия длиной в четыре разряда (1111).

Свойство корреляции – при поразрядном сравнении последовательностей, которые применяются циклически, разность числа совпадений и числа расхождений не должна превышать 1, т.е. модуль АКФ $R(\tau)$ не должен быть больше $1/N$. Иначе говоря, если значение разрядов ПСП (1 и 0) представленные в виде +1 и -1 соответственно (что обычно имеет место), то ее АКФ $R(\tau) = \frac{1}{K} \sum_{g=0}^{K-1} a_g a_{g-\tau}$ – периодическая, причем ее значение при $\tau = 0$ $R(0) = 1$ и при $\tau \neq 0$ $R(\tau) = 1/K$.

Доминирующее значение в выборе вида ПСП для формирования СШПС в системах подвижной радиосвязи будут играть, прежде всего, взаимные и автокорреляционные характеристики ансамбля сигналов, его объем, простота реализации устройств формирования и "сжатия" (свертки) сигналов в приемнике.

Рассмотрим варианты амплитудно-кодовой модуляции.

1. Модифицированные кодовые последовательности Баркера.

Коды Баркера $b_g = \{+1, -1\}$, $g = \overline{0, (K-1)}$ являются единственным представителем бинарных последовательностей, дискретная АКФ которых в районе побочных максимумов не превышает уровня $1/K$. Модифицированная последовательность Баркера строится по закону: $a_g = 1$, если $b_g = +1$, $a_g = 0$, если $b_g = -1$. Набор модифицированных кодовых последовательностей Баркера представлен в табл. 2.

Спектр циклического составного СШПС, для которого математическая модель каждого импульса задана в соответствии с выражением (26), где параметр $\alpha = 1/\tau_u = 10^9$, $\beta = 0$, для случая модуляции модифицированной кодовой последовательностью Баркера более сглажен, а величины гармоник значительно меньше, чем для регулярного случая (рис. 11). На этом же рисунке наглядно показано сжатие корреляционной функции сигнала при его модуляции модифицированной кодовой последовательностью Баркера.

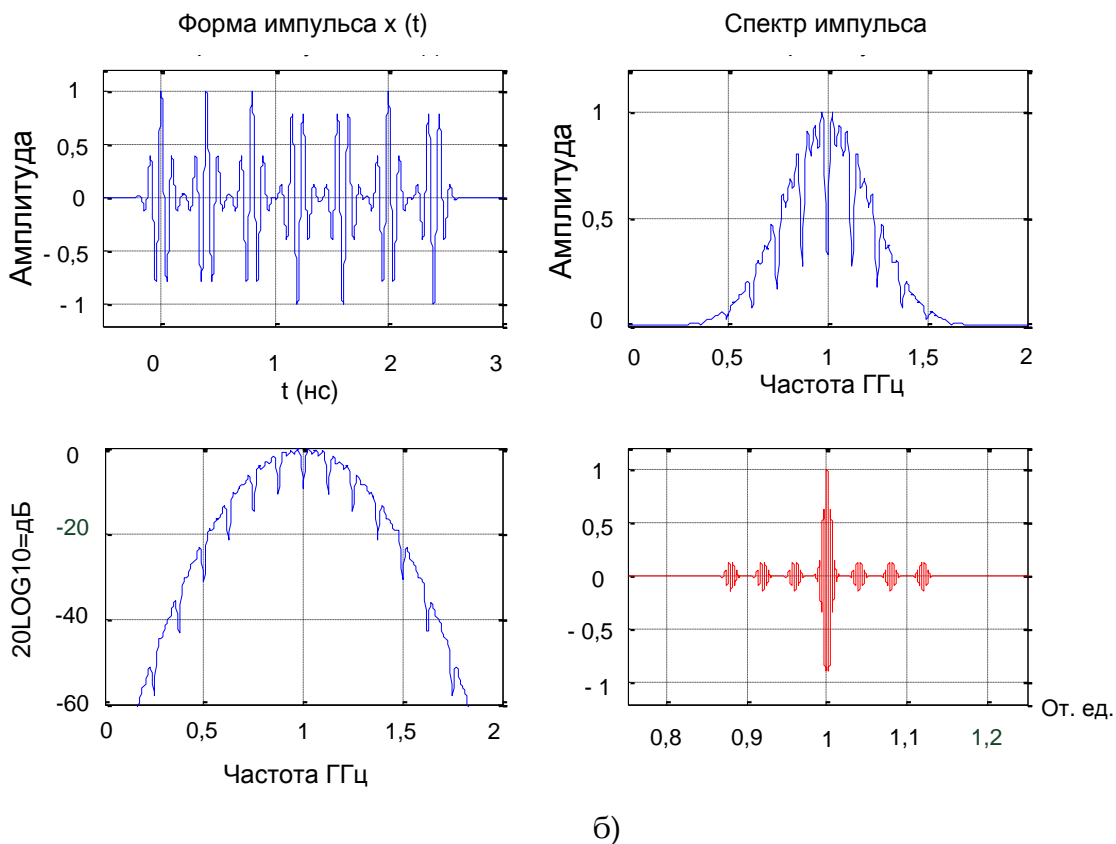
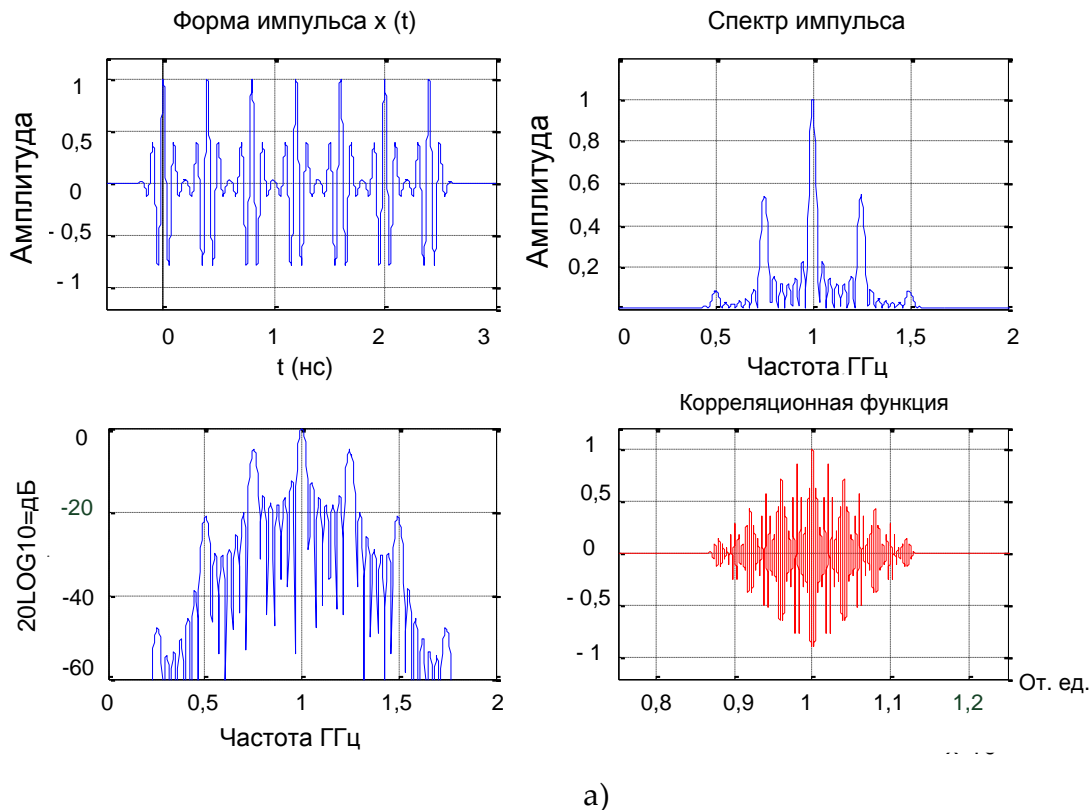


Рис. 11. Эквивалентная форма, нормированный амплитудный спектр и корреляционная функция кодовой последовательности для регулярного случая (а) и для последовательности Баркера (1110010)

Таблица 2. Модифицированные кодовые последовательности Баркера

Число позиций кода К	Число ненулевых эле- ментов m_z	Позиции ненулевых элементов кодовой последова- тельности
3	2	0,1
4	3	0,1,3
5	4	0,1,2,4
7	4	0,1,2,5
11	5	0,1,2,6,9
13	9	0,1,2,3,4,7,8,10,12

Выводы

В зависимости от решаемой задачи могут быть использованы различные типы СШПС и способы их формирования. Предложено систематизированное описание моделей СШП сигнала с учётом возможности внесения коррекции в его параметры и анализ их характеристик. Дан анализ особенностей формирования последовательностей СШПС.

1. Для одиночного сигнала выбрана модель импульса гауссовой формы с учётом корректирующего импульса. В модель импульса введен масштабный коэффициент, который позволяет изменять форму импульса. Изменяя длительность импульса и его масштабный коэффициент, можно управлять его центральной частотой и шириной спектра, что позволяет достичь максимума спектрального КПД или скорректировать спектральную характеристику сигнала в соответствии с решаемой задачей.

2. Для переноса спектра в более высокочастотную область применяются импульсы с заполнением гармоническим колебанием. Выбрана экспоненциально-синусная модель сигнала, в которую для коррекции формы импульса введены масштабные коэффициенты скорости затухания и асимметрии импульса.

3. Переход к сложным СШПС с разделением спектра на поддиапазоны позволяет управлять спектром, исключая нежелательные участки. Полоса каждого из поддиапазонов ограничена, следовательно, уменьшается степень искажения сигнала.

Список литературы:

1. Шахнович Н.В. Современные технологии беспроводной связи, 2-е изд. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
2. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А.В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2003. – 512 с.
3. Ширман Я.Д. О первых отечественных исследованиях по СШП локации // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т. 36, №1. – С. 96 - 100.
4. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника. – 2009. – Том. 54., №1 – С. 5 - 31.

5. Шостко И.С. Предложения по построению перспективных сетей доступа на основе концепции платформы сверхширокополосной беспроводной технологии передачи данных [Электронный ресурс] / И.С. Шостко // Проблемы телекоммуникаций. – 2010. – № 1 (1). – С. 126 – 140. – Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2010/1/1/101_shostko_uwb.pdf.

6. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и процессы: Монография. – Х.:ХНУ имени И.Н. Каразина, 2009. – 576 с.

7. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Мохсени Т.И. Сверхширокополосные сигналы для беспроводной связи // Радиотехника. – 2008. – № 8. – С. 83 – 90.

8. Астанин Л.Ю., Костылёв А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.

9. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. – М.: Радиотехника, 2009. – 288 с.

10. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. / под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.

11. Hussain M.G.M., Yedlin M.J. Active-array beam forming for ultra-wideband impulse radar // Radar Conference, 2000. The Record of the IEEE 2000 International. – Alexandria, USA. – 2000. – P. 267 - 272.

12. Хармут Х.Ф. Теория секвентного анализа: Пер. с англ. – М.: Мир, 1980. – 574 с.

13. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985, – 376 с.

14. Радченко Ю.С., Сохнышев С.В. Обобщённая функция неопределённости составных сверхширокополосных сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2001. – Т.4, №6. – С. 33 - 43.

15. Hussain M.G.M. Antenna patterns of no sinusoidal waves with the time variation of a Gaussian pulse // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1988. – V. EMC-30, №4. – P. 504 - 512.

16. Панько С.П. Сверхширокополосная радиолокация. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1991. – №1. – С.104–106.

17. Бункин Б.В., Кашин В.А. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС // Радиотехника. – 1995. – №4-5. – С.128-133.