

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ»

П.А. Трифонов,
Ю.С. Радченко

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ
И ИХ ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА**

Учебное пособие

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2016

Содержание

Введение.....	4
1. Модели и энергетические спектры сверхширокополосных сигналов.....	5
2. Последовательности сверхширокополосных сигналов и их основные параметры.....	16
Заключение	30
Библиографический список	31

при анализе длинных серий результатов многократных наблюдений в неизменных условиях для многих реальных сигналов проявляется статистическая закономерность. Суть ее в том, что при возможном существенном различии результатов отдельных наблюдений их средние значения в достаточно больших сериях оказываются устойчивыми. Возникающая ситуация неопределенности результата отдельного наблюдения обычно допускает вероятностное описание.

Сначала рассмотрим детерминированные сверхширокополосные сигналы. В настоящее время классификация таких типов сигналов практически отсутствует. Эти сигналы могут быть как радио-, так и видеоимпульсами, осуществлять перенос информации по радиоканалу, по проводникам, выполняя вспомогательные функции внутри системы.

Имеется несколько определений СШПС. В [8] сверхширокополосность определяют по величине относительной полосы частот η_0 :

$$\eta_0 = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \frac{f_A - f_I}{f_A + f_I}, \quad (1.1)$$

где $\Delta f = f_A - f_I$ – полоса частот, f_A , f_I – верхняя и нижняя частота спектра, $f_0 = (f_A + f_I)/2$ – центральная частота спектра. Радиолокационные сигналы, для которых $\eta_0 \approx 1$, считают сверхширокополосными.

Известно несколько иное определение относительной полосы частот:

$$\eta_1 = \frac{f_e - f_n}{f_e + f_n}, \quad (1.2)$$

при этом сигналы, у которых $\eta_1 \leq 0,01$, относят к узкополосным, $0,01 \leq \eta_1 \leq 0,25$ – к широкополосным, $0,25 \leq \eta_1 \leq 1$ – к сверхширокополосным.

Федеральной комиссией связи (США) в 2002 году было предложено определение, касающееся только СШП системы (передатчика), а не СШПС как такового. Считается, что сверхширокополосным является излучатель, имеющий относительную полосу частот излучения больше 0,25 или абсолютную полосу частот, измеряемую по уровню – 10 дБ относительно максимума излучения, более 500 МГц независимо от относительной полосы частот. Данное определение опирается не только на частотные свойства сигнала, но и подразумевает наличие определенной разрешающей способности по дальности. Однако его общность из-за сложности отделения узкополосных сигналов по относительному значению полосы все-таки снижается.

Отметим некоторую ограниченность определений (1.1), (1.2) в отношении СШП систем. Так, системы, излучающие короткие радиоимпульсы (например, с шириной спектра 1 ГГц), с частотой заполнения, в несколько раз превышающей ширину спектра (например, 3 ГГц), будут относиться к узкополосным. В то же время очевидно, что они обладают рядом свойств СШП систем. Чтобы подчеркнуть данное обстоятельство, системы и сигналы такого типа называют короткоимпульсными, или сверхкороткими.

Однако возникает естественный вопрос, какой импульс можно считать коротким и с чем его сравнивать? Известно, что расширение полосы частот повышает информативность системы в случае, когда пространственная длительность сигнала $c\tau$ меньше размера излучающей (приемной) структуры или отражающего объекта L . Поэтому более точное и физически обоснованное разграничение сигналов и систем по ширине полосы дает следующее определение: при $L/c\tau \ll 1$ система и сигнал являются узкополосными, при $L/c\tau \approx 1$ – широкополосными и при $L/c\tau \gg 1$ – сверхширокополосными. Согласно последнему, сверхкороткие импульсы могут как относиться, так и не относиться к СШПС. Здесь опять подразумевается величина разрешения по дальности, сравниваемая с антенной или объектом. То есть один и тот же сигнал может быть сверхширокополосным для одного объекта и не быть таковым для другого.

Обсудив особенности и ограничения каждого из применяемых подходов, будем далее для определенности использовать подход, характеризующийся (1.1), и рассмотрим два возможных пути представления и преобразования СШП радиосигналов.

Первый состоит в применении хорошо разработанных методов исследования на базе комплексных моделей узкополосных радиосигналов с получением количественных оценок эффектов, возникающих из-за ослабления неравенства $\Delta f / f_0 \ll 1$. Согласно [4] комплексную модель сигнала принципиально можно построить при любом значении показателя широкополосности вплоть до $\eta_0 = 2$. Однако по мере увеличения η_0 появляется необходимость в вычислении преобразования Гильберта от неузкополосного сигнала, что связано с громоздкостью аналитических выкладок. С другой стороны, современные быстродействующие элементы радиоэлектронной аппаратуры обладают временной дискретностью, составляющей малые доли периода колебаний в СВЧ-диапазоне, поэтому операция детектирования, традиционно выполняемая с целью определения составляющих комплексной модели – функций огибающей $A(t)$ и фазы $\varphi(t)$, может быть вовсе исключена.

Второй путь к построению описания СШПС основан на отказе от комплексной модели сигналов и устранении ограничений на относительную широкополосность их спектра $\Delta f / f_0$. Любой сигнал, как функция времени, допускает описание с помощью вещественной функции $s(t)$. Процесс измерения такого радиосигнала, по существу, состоит в осциллографировании величин, пропорциональных напряженности электромагнитного поля в некоторой точке пространства, и осуществляется, как уже отмечалось, бездетекторным устройством. Использование данной модели сигнала в совокупности с изменением принципов построения аппаратуры вызывает ряд следствий в теории СШПС. Остановимся на наиболее общих из них, свойственных вещественной модели радиосигнала $s(t)$.

Рассмотрим импульсные СШПС, представляющие собой финитные радиоимпульсы длительностью τ и включающие N квазиполупериодов (иначе – временных лепестков) высокочастотного заполнения при средней частоте f_0 (рис. 1.1). Ширину спектра таких импульсов в области положительных частот оценим как $\Delta f = f_s - f_n = 2/\tau$, тогда показатель широкополосности

$$\eta_0 = \Delta f / f_0 \approx 4 / N. \quad (1.3)$$

Для радиоимпульса, изображенного на рис. 1.1,а, наглядность комплексного представления с использованием огибающей $A(t)$, например, треугольной формы и начальной фазы $\varphi_0 = -\pi/2$, возможно, будет оставаться удовлетворительной. При уменьшении числа временных лепестков комплексная огибающая уже не отражает форму сигнала (рис. 1.1,б, в), поэтому применение комплексной модели СШПС становится нецелесообразным.

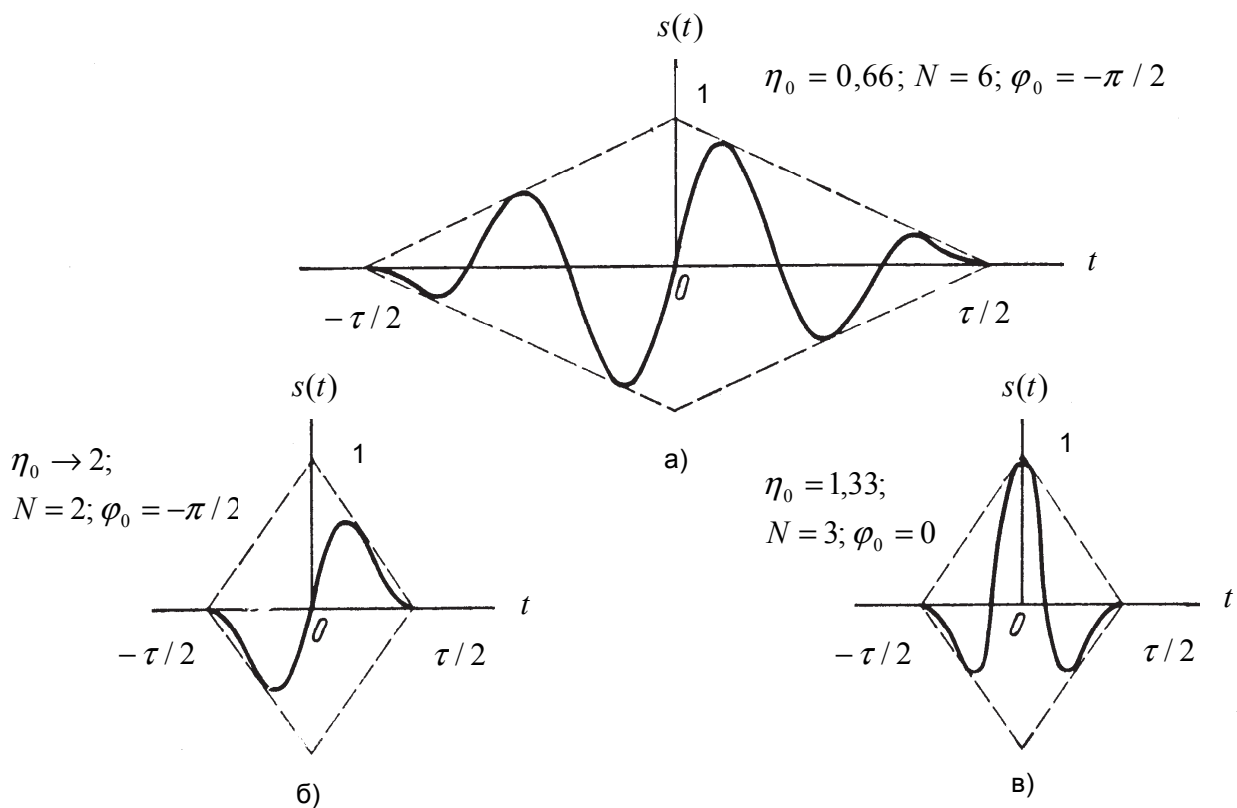


Рис. 1.1

Описание СШПС может быть проведено с помощью следующих характеристик.

1. $s(t)$ – функция времени, описывающая форму сигнала.

2. $S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j\omega t) dt$ – спектр сигнала.

3. $\tilde{G}_s(\omega) = |S(j\omega)|^2$ – спектр мощности (спектральная плотность), которая характеризует распределение энергии СШПС по частоте, либо нормированная функция $G_s(\omega) = |S(j\omega)|^2 / \max |S(j\omega)|^2$.

4. $\tilde{R}_s(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\lambda)dt$ – автокорреляционная функция, либо нормированная функция $R_s(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\lambda)dt / \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt$.

Анализ известной литературы [3] позволяет предложить следующую классификацию СШПС:

- сверхширокополосные видеосигналы (СШПВС), описываемые знакопостоянными функциями времени;
- сверхширокополосные квазирадиосигналы (СШПКРС), описываемые знакопеременными функциями времени.

Внутри этих двух классов возможно выделение подклассов в зависимости от решаемой задачи, например, по наличию аналитических свойств:

- регулярные сигналы, описываемые непрерывными функциями времени;
- разрывные сигналы, описываемые функциями времени, имеющими конечное число разрывов непрерывности первого рода.

Рассмотрим возможные представления СШПС. Часто в общем виде эти сигналы удобно представлять следующей функцией:

$$s(t) = Af(t/\tau). \quad (1.4)$$

Здесь $A = \max s(t)$ – амплитуда сигнала, $\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt / \max s^2(t)$ – эквивалентная длительность импульса; функция $f(x)$ описывает форму сигнала и нормируется так, что $\max f(x) = 1$ и $\int_{-\infty}^{\infty} f^2(x)dx = 1$. В соответствии с (1.4) другие характеристики СШПС можно выразить через характеристики функции $f(x)$.

Например, спектр запишется как: $S(j\omega) = A\tau F(j\omega\tau)$, где $F(jy) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\exp(-jxy)dx$, при этом спектр мощности соответственно будет:

$\tilde{G}_s(\omega) = A^2\tau^2 G_f(\omega\tau)$, $G_f(y) = |F(jy)|^2$. Автокорреляционная функция принимает вид: $\tilde{R}(\lambda) = A^2\tau R_f\left(\frac{\lambda}{\tau}\right)$, здесь $R_f(y) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)f(x-y)dx$, и $R_s(\lambda) = R_f(\lambda/\tau)$.

Сверхширокополосные сигналы могут иметь различную временную зависимость – известны видеоимпульсы положительной и отрицательной полярности, а также биполярные видеоимпульсы, радиочастотные импульсы.

В [3] рассмотрен прямоугольный однополярный импульс длительностью τ (на рис. 1.2 изображен пунктиром), который можно получить, по-

ложив в (1.4) $f(x) = I(x)$, где $I(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 0, & |x| \geq 1/2 \end{cases}$ – индикатор единичной длительности. Таким образом, однополярный импульс можно представить как:

$$s(t) = A \begin{cases} 1, & |t| < \tau/2, \\ 0, & |t| \geq \tau/2. \end{cases} \quad (1.5)$$

Нормированная спектральная плотность этого сигнала равна:

$$G_s(f) = \frac{\sin^2 \pi x}{\pi^2 x^2}, \quad x = f\tau \text{ и показана на рис. 1.2 пунктиром.}$$

В качестве модели СШПС также используются видеоимпульсы колокольной формы, а именно:

$$s(t) = \exp(-\pi t^2 / 2\tau^2), \quad (1.6)$$

имеющие нормированную спектральную плотность $G_s(f) = \exp(-4\pi^2 x^2)$, $x = f\tau$.

Обобщением описания однополярного прямоугольного видеоимпульса и видеоимпульса колокольной формы является выражение [7]

$$f(x) = \begin{cases} \exp\left[-\frac{\pi}{2\delta^2}\left(x - \frac{\alpha}{2}\right)^2\right], & x > \alpha/2, \\ 1, & |x| < \alpha/2, \alpha = 1 - \delta, \\ \exp\left[-\frac{\pi}{2\delta^2}\left(x + \frac{\alpha}{2}\right)^2\right], & x < -\alpha/2. \end{cases} \quad (1.7)$$

Здесь параметр $\delta \leq 1$ определяет относительную долю полной энергии импульса, сосредоточенную в его фронтах. В частности, при $\delta = 1$ квазипрямоугольный импульс (1.7) принимает колокольную форму (рис. 1.3) и совпадает с (1.6), а при $\delta \rightarrow 0$ переходит в прямоугольный импульс (1.5) (рис. 1.2). Импульс (1.5) – разрывный, остальные – регулярные.

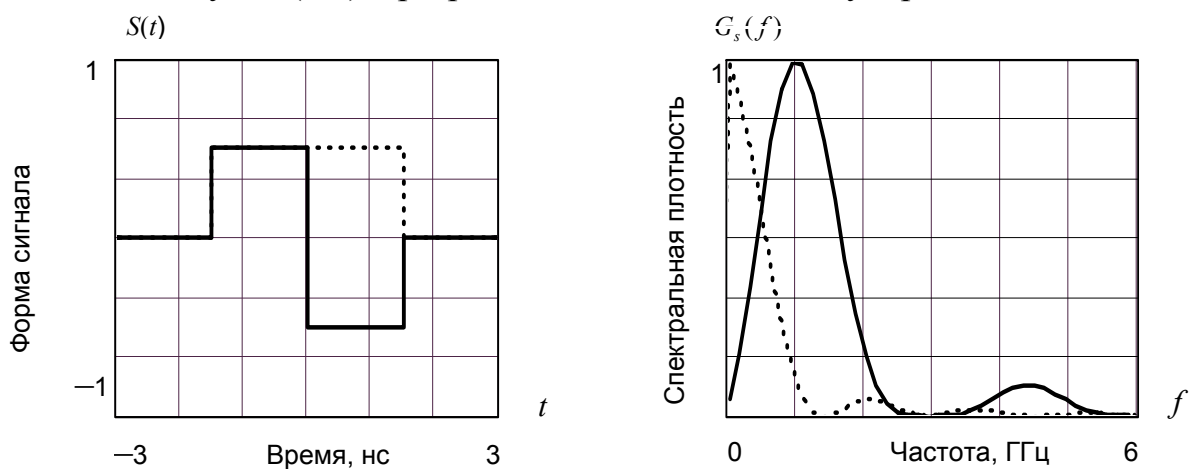


Рис. 1.2