УДК 621.391

С. В. Дворников, Е. В. Казаков, А. А. Устинов, А. П. Чихонадских

ВЫБОР МОДЕЛИ СЕКВЕНТНОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Представлены результаты исследования моделей секвентных сигналов, сформированных на основе сверхкратковременных импульсов, для использования в системах связи. Определены параметры, обеспечивающие наилучшее распределение плотности спектральной энергии. Обоснован выбор двуполярного сигнала на основе импульсов Гаусса с минимальным сдвигом между их медианными значениями.

Ключевые слова: *системы связи, секвентные сигналы, спектральное распределение.*

С середины 20-го века активно ведутся работы по созданию использующих широкополосные или „шумоподобные“ сигналы систем связи, обеспечивающих высокую энергетическую скрытность по отношению к комплексам радиомониторинга.

Как правило, формирование „шумоподобных“ сигналов основывается на технологии расширения спектра. Расширение спектра обусловлено тем, что полоса частот, используемая для передачи сигнала, намного шире минимальной, необходимой для передачи данных [1]. Между тем свойство широкополосности присуще и так называемым секвентным сверхкратковременным импульсам (ССИ) нано- и пикосекундной длительности [2].

Наиболее полно вопрос увеличения количества информации, передаваемой в канале связи, за счет уменьшения длительности сигнала был рассмотрен Х. Хармутом [2], который ввел название „секвентный сигнал“, т.е. сигнал без несущей, относящийся к классу сверхширокополосных. К основным достоинствам систем связи, использующих ССИ, следует отнести:

— высокую скорость передачи данных (до сотен мегабит/с);

— защищенность от активных узкополосных и широкополосных помех;

— возможность использования многолучевого распространения радиоволн для повышения качества связи за счет временного разделения прямых и переотраженных сигналов и их последующего накопления;

— низкую спектральную плотность средней излучаемой мощности, что обеспечивает повышение скрытности самого факта работы формирующих их радиоэлектронных средств.

Следует отметить, что до сих пор нет четкой концепции применения ССИ в системах связи. Наиболее удачное математическое описание различных моделей сверхширокополосных сигналов применительно к передаче информации связи было сделано в работе [3]. Затем в статье [4] одна из полученных моделей на основе сглаженного манчестерского импульса была рассмотрена в качестве информационной единицы. Между тем данный вопрос требует серьезного исследования с целью выработки общих принципов применения ССИ. В настоящей статье затронут один из аспектов, связанный с обоснованием выбора модели рассматриваемых сигналов с позиций их спектральной эффективности.

Одним из основных показателей, характеризующих свойство широкополосности сигнала, является его база. Сигнал считается широкополосным, если его база больше единицы. Между тем секвентные сигналы нано- и пикосекундной длительности не являются широкополосными, поскольку их база равна единице. Однако при этом спектральные свойства ССИ близки к свойствам сигналов, база которых значительно больше единицы [1]. В связи с этим широкополосность сигналов целесообразно рассматривать с позиций относительной величины полосы частот, занимаемой сигнальной выборкой.

Согласно работе [5], для передачи информации на основе ССИ используется время-импульсная модуляция (ВИМ), в которой значение логической единицы или нуля определяется временным положением полезного сигнала в пределах фрейма. Когда сигнальная выборка равна длительности фрейма, простейший способ информационного кодирования реализуется путем излучения или не излучения полезного сигнала в пределах фрейма. Другой подход к информационному кодированию заключается в жестком определении позиций слотов, в пределах которых размещаются или логические единицы, или логические нули.

Кроме того, интересным представляется информационное кодирование на основе нескольких полезных сигналов. Указанный подход, предусматривающий наличие правила, согласно которому происходит отбор фреймов для формирования информационного бита, обеспечивает определенную структурную скрытность передаваемых сообщений.

Рассмотренный принцип информационного кодирования в системах связи, использующих ССИ, позволяет заключить, что характер их работы определяет форма полезного сигнала.

С одной стороны, желательно, чтобы ССИ имел относительно простое аналитическое описание, позволяющее осуществлять реализацию быстрых алгоритмов его синтеза; с другой — он должен обладать рядом положительных свойств, делающих его применение эффективным с точки зрения выбранной целевой установки. К таким свойствам относятся однородность плотности спектральной энергии в пределах заданной полосы, неразрывность фазовых характеристик, максимальная концентрация спектральной мощности в пределах главного „лепестка“ и др.

Полезный сигнал в виде ССИ $s(t)$ характеризуется тем, что аналитическая функция представления содержащей его выборки всегда равна нулю вне слота (временного интервала) существования:

$$z(t)=\begin{cases} s(t), & \text{если} \quad t=\tau_0; \\ 0, & \text{если} \quad t\neq\tau_0, \end{cases} \tag{1}$$

где τ_0 — длительность импульса.

Спектральная плотность ограниченного во времени непрерывного ССИ (1) описывается спектральной функцией:

$$\dot{A}(f)=\int\limits_{-\infty}^{+\infty} z(t)\exp(-j2\pi ft)\,\mathrm{d}t=\int\limits_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} s(t)\exp(-j2\pi ft)\,\mathrm{d}t\,. \tag{2}$$

Результат в выражении (2) является комплексной функцией. Для случая, когда τ_0 достаточно мало, значение $\exp(\pm j2\pi f\tau_0/2)$ стремится к единице. В работе [3] доказано, что для рассматриваемого случая значение $\exp(\pm j2\pi f\tau_0/2)$ приближается к единице только при $\tau_0 << T_0$, где T_0 — период, соответствующий частоте $f(T_0-\tau_0)$, $\tau_0=1/f$.

Анализ полученных результатов показывает, что одиночный импульс независимо от своей формы всегда имеет сплошной спектр, энергия которого пропорциональна энергии импульса в пределах того интервала частот, в котором его период остается относительно большим по сравнению с длительностью самого импульса. Однако с повышением частоты, когда величина T_0 практически сравнима со значением τ_0, функция (2) асимптотически убывает.

Одну из самых простых аналитических моделей имеет манчестерский импульс, используемый, в частности, для кодирования данных в информационных сетях передачи (вычислительных сетях):

$$z(t)=\begin{cases}U, & \text{если} \quad t\in[-\tau_0/2;\,0];\\ -U, & \text{если} \quad t\in[0;\,\tau_0/2];\\ 0, & \text{если} \quad t\notin[-\tau_0/2;\,\tau_0/2].\end{cases} \qquad (3)$$

Здесь U — амплитуда импульса.

Для расчета спектра манчестерского импульса подставим значение (3) в выражение (2) и после преобразований получим

$$\dot{A}(f)=\int\limits_{-\tau_0/2}^{0} U\exp(-j2\pi ft)\,\mathrm{d}t-\int\limits_{0}^{\tau_0/2} U\exp(-j2\pi ft)\,\mathrm{d}t=\frac{jU}{\pi f}(1-\cos(\pi f\tau_0)).$$

На практике удобней работать с модулем спектральной плотности импульса (амплитудным спектром) $|A(f)|$, характеризующего распределение энергии импульса вдоль частотной оси.

Для систем связи, использующих ССИ, особый интерес представляют так называемые гладкие радиоизлучения с более равномерным распределением спектральной плотности мощности в частотном диапазоне.

В работе [3] обоснована спектральная эффективность полезных сигналов на основе гауссианов различной формы, что подтверждается и в [4]. Применительно к рассматриваемой проблематике можно аналитически представить функцию Гаусса в следующем виде:

$$s(t)=\exp(-\alpha t^2), \qquad (4)$$

где α — коэффициент масштабирования. Учитывая, что эффективная длительность гауссова импульса определяется из условия десятикратного уменьшения мгновенного значения сигнала [3], рассчитаем область допустимых значений α, определив $0{,}1=\exp(-\alpha(t/2)^2)$. Логарифмируя данное выражение, получим $\ln(0{,}1)=-\alpha(t/2)^2$, откуда $t\sqrt{\alpha}=2\sqrt{-\ln(0{,}1)}=3{,}035$.

В общем случае функция (4) безгранична на области определения своего аргумента t, поэтому для синтеза двуполярного импульса путем объединения двух формирующих функций (импульсов) на ее основе (в дальнейшем двуполярный гауссиан) ограничим область определения аргумента пределами $[-\tau_0/2;\,\tau_0/2]$. В итоге аналитическая модель для двуполярного гауссиана будет иметь следующий вид:

$$z(t)=\begin{cases}U\exp(-\alpha(t+\tau_0/\beta)^2), & \text{если} \quad t\in[-\tau_0/2;\,0];\\ -U\exp(-\alpha(t-\tau_0/\beta)^2), & \text{если} \quad t\in[0;\,\tau_0/2];\\ 0, \quad \text{если} \quad t\notin[-\tau_0/2;\,\tau_0/2]. & \end{cases} \qquad (5)$$

Здесь множитель β определяет расстояние между медианами формирующих импульсов. Тогда, в соответствии с (2), для $U=1$ спектр гауссова импульса представим как

$$\dot{A}(f)=\int\limits_{-\tau_0/2}^{\tau_0/2} z(t)\exp(-j2\pi ft)\,\mathrm{d}t=$$

$$=\int\limits_{-\tau_0/2}^{0}\exp(-\alpha(t+\tau_0/\beta)^2)\exp(-j2\pi ft)\,\mathrm{d}t-\int\limits_{0}^{\tau_0/2}\exp(-\alpha(t-\tau_0/\beta)^2)\exp(-j2\pi ft)\,\mathrm{d}t. \qquad (6)$$

Согласно [3], выражение (6) преобразуется к виду:

$$\dot{A}(f) = \sqrt{\pi / \alpha}\left(\exp\left[\frac{(j\alpha\tau_0 - 2\pi f)\pi f}{2\alpha}\right] - \exp\left[\frac{-(j\alpha\tau_0 + 2\pi f)\pi f}{2\alpha}\right]\right). \qquad (7)$$

Анализ спектральной функции (7) показывает, что она во многом определяется отношением f/α и значением τ_0, а также величиной сдвига положения максимумов двуполярного гауссиана относительно друг друга на временной оси. Так, максимальный сдвиг (рис. 1), обеспечивающий минимальное перекрытие формирующих функций, будет получен при $\beta = 4$. Спектр двуполярного гауссиана (распределение плотности спектральной энергии) при максимальном сдвиге (кривая *1*) между формирующими функциями в сравнении с нормированным спектром манчестерского импульса (кривая *2*) представлен на рис. 2.

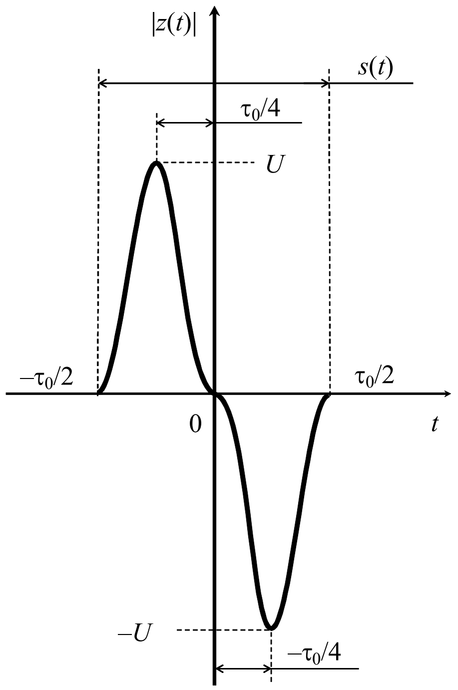

Рис. 1

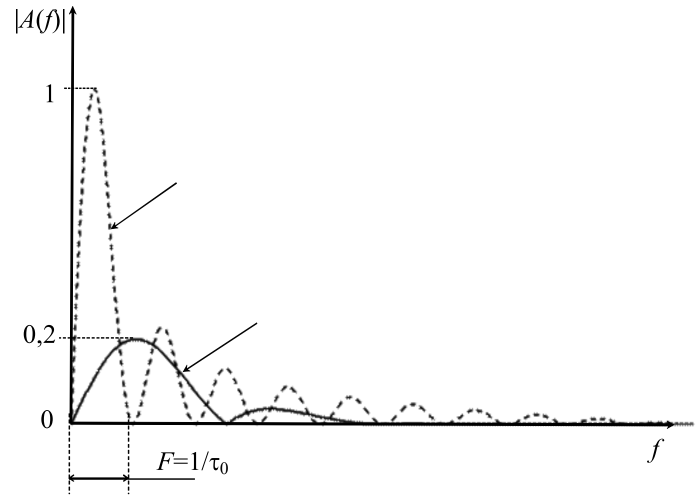

Рис. 2

Форма огибающей (7) непосредственно зависит от величины сдвига между положениями максимумов формирующих двуполярный гауссиан функций Гаусса на временной оси (см. рис. 1). Между тем на рис. 2 видны ярко выраженные провалы в функции спектральной плотности двуполярного гауссиана, что является нежелательным явлением для практического применения рассматриваемого импульса в качестве модели ССИ.

Избежать указанных провалов, обусловленных разрывом формирующей функции в точке ноль, возможно за счет повышения гладкости формирующей функции. Так, на рис. 3 представлен двуполярный гауссиан, сформированный путем максимального перекрытия формирующих функций. Поскольку функция, представленная на рис. 3, обладает максимальной степенью гладкости, то ее спектр (рис. 4, *1* — двуполярный гауссиан, *2* — манчестерский импульс) не имеет провалов (энергия сосредоточена в пределах главного „лепестка“; „лепесток“ только один).

Анализируя характер спектральной функции, определим значения ее частотных границ $\Delta F_э$, охватывающих, например, 99 % энергии импульса. Поскольку данная функция монотонно убывает справа, то предлагается диапазон $\Delta F_э$ определять по граничному значению $f_в$.

Важным параметром спектральной функции является ее максимальное значение $f_м$, чтобы его определить, необходимо найти производную от (7) по параметру f. Согласно расчетам, максимальное значение U, соответствующее $f_м$, составляет 0,177 от нормированной величины спектральной функции манчестерского импульса. Причем максимальный спектральный компонент $f_м$ делит диапазон $\Delta F_э$ в соотношении $1/3$, а амплитудное соотношение $f_в / f_м = 0{,}05$.

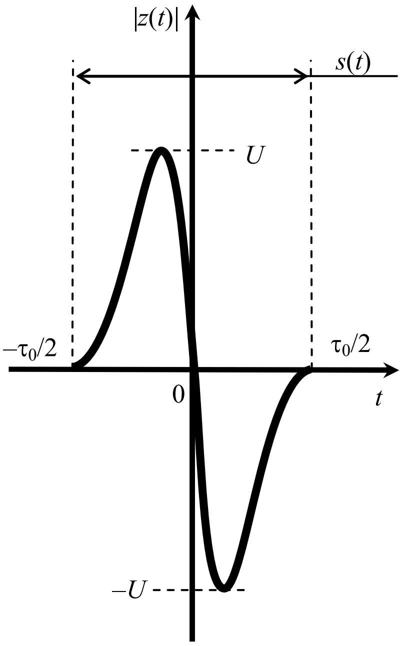

Рис. 3

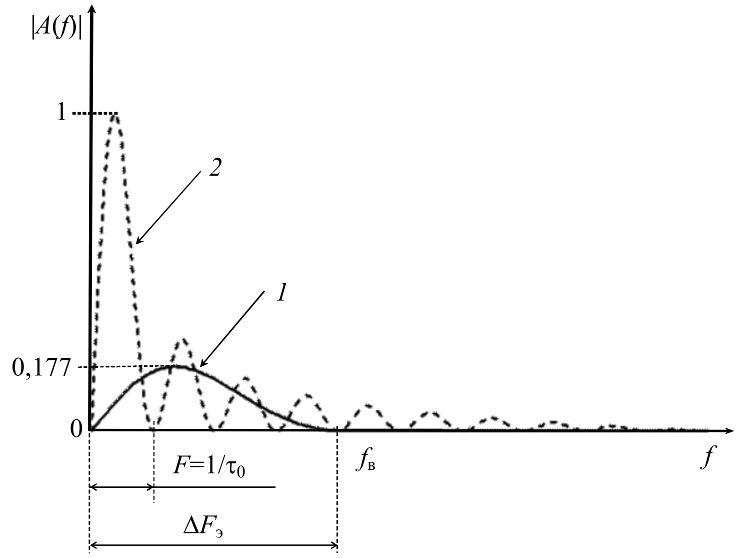

Рис. 4

Отметим также, что спектр двуполярного гауссиана при минимальном сдвиге формирующих функций в 4,6 раза шире первого „лепестка“ спектра прямоугольного импульса той же длительности.

Экспериментально установлено, что максимальное расстояние между медианами формирующих импульсов, при котором итоговый спектр еще носит „однолепестковый“ характер, не должно превышать $\tau_0 / 5$.

Анализ расчетов и результатов моделирования показал, что в качестве моделей ССИ целесообразно использовать двуполярные моноимпульсы, полученные на основе формирующих функций Гаусса, взятых с противоположным знаком и имеющих минимально возможный сдвиг между их медианными значениями. Такой выбор позволит обеспечить максимальную спектральную эффективность сигналов в частотном диапазоне с точки зрения равномерности распределения энергии.

По мнению авторов, целесообразно также рассмотреть модели ССИ на основе производных формирующих функций и степенных преобразований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Григорьев В. А.* Сигналы современных зарубежных систем электросвязи. СПб: ВАС, 2007. 368 с.

2. *Хармут Х.* Теория секвентного анализа. Основы и применения. М.: Мир, 1980. 576 с.

3. *Дворников С. В., Железняк В. К.* Основы теории модулированных колебаний. СПб: ГУАП, 2006. 160 с.

4. *Челышев В. Д., Потапов С. Г., Фокин А. О.* UWB — начальные представления во временной и спектральной областях // Информация. Космос. 2007. № 1. С. 45—59.

5. *Иморев И. Я., Судаков А. А.* Сверхширокополосная помехоустойчивая система скрытой связи с высокой скоростью передачи данных // Тр. Всеросс. науч. конф. „Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике“ (СРСА 2003). Муром, 2003. С. 435—440.

Сведения об авторах

Сергей Викторович Дворников — д-р техн. наук, доцент; Государственный научно-исследовательский институт прикладных проблем, Санкт-Петербург; старший научный сотрудник; E-mail: practicdsv@yandex.ru

Евгений Валерьевич Казаков — Государственный научно-исследовательский институт прикладных проблем, Санкт-Петербург; начальник лаборатории; E-mail: kazakov@fstec-szfo.ru

Андрей Александрович Устинов — д-р техн. наук, профессор; Государственный научно-исследовательский институт прикладных проблем, Санкт-Петербург; ведущий научный сотрудник; E-mail: ustinov.a@yandex.ru

Александр Павлович Чихонадских — канд. техн. наук, старший научный сотрудник; Государственный научно-исследовательский институт прикладных проблем, Санкт-Петербург; начальник центра; E-mail: spchih@mail.ru

Рекомендована кафедрой радиоэлектроники ВАС

Поступила в редакцию 22.05.12 г.