

УДК 621.396

*Буй Ле Нам*

## ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ ПРИ ПЕЛЕНГАЦИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

*Проведено сравнение эффективных потерь пеленгации при использовании сверхширокополосных сигналов. Показано, что возможно использование определенного типа сверхширокополосного сигнала, позволяющего значительно уменьшить эффективные энергетические потери пеленгации отраженного от объекта сигнала при фиксированном угловом секторе зондирующего сигнала антенной решетки.*

**Введение.** Как известно [1], использование сверхширокополосных (СШП) сигналов, имеющих 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, позволяет повысить такие важные характеристики радиотехнических систем, как помехоустойчивость, разрешающая способность по дальности, скрытность и др.

Форма СШП сигнала значительно влияет на указанные выше показатели качества радиотехнической системы [2], а также на диаграмму направленности антенной системы и возможность контроля отраженных сигналов одновременно в секторе угловых направлений в окрестности выбранного направления зондирования антенной решетки [3]. Отметим, что особый интерес вызывает вопрос о возможности контроля отраженных СШП сигналов, приходящих из различных секторов направлений.

**Цель работы** – анализ и сравнение эффективных энергетических потерь пеленгации различных СШП сигналов, определение модели СШП сигнала, имеющей минимальные эффективные энергетические потери.

**Модели СШП сигналов.** Известны [4] модели СШП сигналов в виде гауссовых импульсов:

$$S_{G_n}(t) = B \cdot G_n(t) e^{-t^2/2\Delta t_u^2}, \quad (1)$$

где  $G_n(t) = (-1)^n e^{-t^2/2} \cdot (d^n/dt^n) e^{-t^2/2}$  – полином гауссовой функции,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;  $B$  – нормировочный коэффициент, включающий в себя все постоянные величины. Для  $n = 0, 1, 2, 3$  полином имеет вид:  $G_0(t) = 1$ ;  $G_1(t) = t$ ;  $G_2(t) = t^2 - 1$ ;  $G_3(t) = t^3 - 3t$ ,  $\Delta t_u$  – величина, характеризующая половину длительности импульса на уровне

0,607;  $t$  – время. Формы и амплитудные спектры импульсов показаны соответственно на рис. 1 и 2.

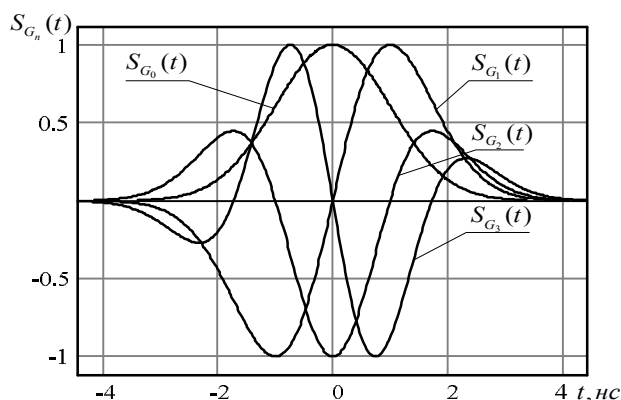


Рис. 1

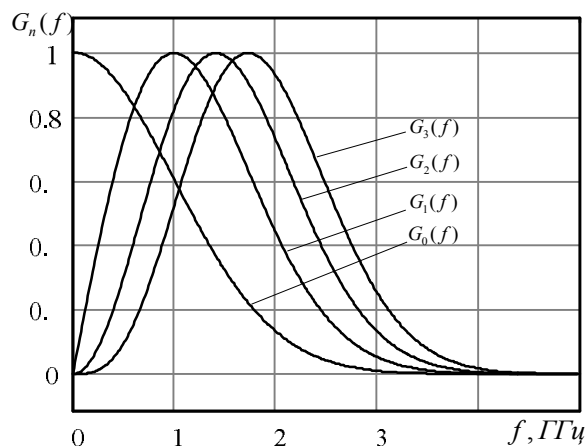


Рис. 2

В качестве модели СШП сигнала также используется двуполярный прямоугольный СШП квазирадиосигнал [4]:

$$s(t) = I(2t + \Delta t_u/2) - I(2t - \Delta t_u/2), \quad (2)$$

где  $I(t) = \begin{cases} 1, & |t| < \Delta t_u / 2, \\ 0, & |t| \geq \Delta t_u / 2. \end{cases}$  – функция включения

единичной длительности;  $\Delta t_u$  – эквивалентная длительность импульса.

СШП радиоимпульсы [4] – это импульсы с заполнением гармоническим колебанием, которые, как правило, имеют огибающую гауссовой функции, имеющей  $n=1$  [4], и содержат несколько периодов радиочастотного колебания. Ниже приведены формулы, описывающие радиоимпульс во временной и огибающую спектра мощности в частотной областях:

$$s(t) = A \cdot \sin(2\pi f_0 t) \cdot e^{-t^2/2\Delta t_u^2}, \quad (3)$$

$$G(f) = \left| \left( A \cdot \sin(2\pi f_0 t) \cdot e^{-t^2/2\Delta t_u^2} \right) \right|, \quad (4)$$

где  $A$  – амплитуда импульса;  $f_0$  – частота заполнения радиоимпульса.

Также известен [5] несимметричный сигнал:

$$s(t) = A(t/a)^n \left\{ M^{n+1} \exp[-(M \cdot t/a)^m] - \exp[-(t/a)^m] \right\} H(t), \quad (5)$$

где  $m > 0$ ,  $M > 1$ ,  $n > 0$ ,  $a$  – величины, характеризующие как форму, так и длительность СШП сигнала;  $H(t)$  – ступенчатая функция Хевисайда. Наличие множителей  $H(t)$  и  $(t/a)^m$  обеспечивает выполнение принципа причинности ( $s(t) = 0$  при  $t < 0$ ) и плавное включение СШП сигнала.

В [6] синтезирован полиномиальный СШП сигнал по критериям минимальной длительности:

$$s(t) = Ax + Bx^3 + Cx^5 + Dx^7, \quad (6)$$

где  $x = t \cdot \Delta t_u / 2$ ; коэффициенты  $A = 4,8622$ ,  $B = -18,8485$ ,  $C = 2,1103$ ,  $D = -9,124$  подобраны оптимальным способом исходя из требований к ширине диаграммы направленности при использовании эквидистантной антенной решетки.

**Экспериментальные исследования.** На рис. 3 представлено устройство обработки отраженного СШП сигнала от объекта, находящегося в некотором неизвестном угловом направлении, характеризуемом углом  $\alpha$ , отсчитанным от направления излучения зондирующего сигнала.

Как известно [3], корреляционная функция СШП сигнала имеет вид

$$K(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)S(t+\tau)dt. \quad (7)$$

Величина дополнительной задержки отраженных импульсов во времени, возникающая для главного направления зондирования, зада-

ваемого углом  $\alpha_0$ , и направления объекта, задаваемого углом  $\alpha_0 + \Delta\alpha$ , рассчитываются в соответствии с выражением [3]:

$$\Delta T \approx d(M-1) \cos(\alpha_0) \Delta\alpha / c, \quad (8)$$

где  $d$  – расстояние между элементами антенной решетки;  $c$  – скорость света;  $M$  – количество излучателей в решетке.  $\Delta\alpha$  – шаг сетки контрольных направлений антенной решетки.

Тогда суммарный отраженный СШП сигнал представим как

$$S_{omp}(t) = \sum_{j=1}^M S(t - (j-1)\Delta T / (M-1)), \quad (9)$$

где  $S_{omp}(t)$  – суммарный отраженный сигнал;  $S(t)$  – элементарный отраженный СШП импульс зондирования с формулами (1), (2), (3), (5), (6);  $\Delta T$  определяется согласно (8). Из (9) следует, что соседние элементарные отраженные импульсы, составляющие суммарный сигнал приемного канала, имеют относительную задержку  $\Delta T / (M-1)$ . Полагая, что  $\Delta T / (M-1)$  значительно меньше длительности исходного СШП импульса  $\Delta t_u$ , для (9) имеем

$$S_{omp}(t) = \frac{M}{\Delta T_3} \int_0^{\Delta T_3} S(t-\tau) d\tau, \quad (10)$$

где  $\Delta T_3 \approx d \cdot M \cdot \cos(\alpha_0) \cdot \Delta\alpha / c$ .

В соответствии с критерием Неймана – Пирсона и со структурой синтезированного адаптивного обнаружителя [3] пороговая статистика содержит сигнальную составляющую, пропорциональную сумме квадратов отсчетов  $S_{omp}(t)$ . В приближении, определяемом (10), для указанной сигнальной составляющей справедливо следующее выражение:

$$\widehat{R}_s = \int_{-\infty}^{\infty} S_{omp}^2(t) dt = 2 \frac{M^2}{\Delta T_3^2} \int_0^{\Delta T_3} \int_0^{\tau} K(\Delta\tau) d\Delta\tau dt, \quad (11)$$

где  $K(\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t+\Delta\tau)S(t)dt$  – корреляционная функция отдельного отраженного СШП импульса.

Величина эффективных энергетических потерь, возникающих вследствие рассогласования главного направления зондирования и направления на объект, определяется следующим выражением [3]:

$$r = \widehat{R}_s(0) / \widehat{R}_s(q), \quad (12)$$

где  $q = d \cdot M \cdot \cos(\alpha_0) \cdot \Delta\alpha / (c\Delta t_u)$  – параметр, характеризующий рассогласование направлений, или

$$\rho_1 = 10 \lg r = 10 \lg(\bar{R}_s(0)/\bar{R}_s(q)). \quad (13)$$

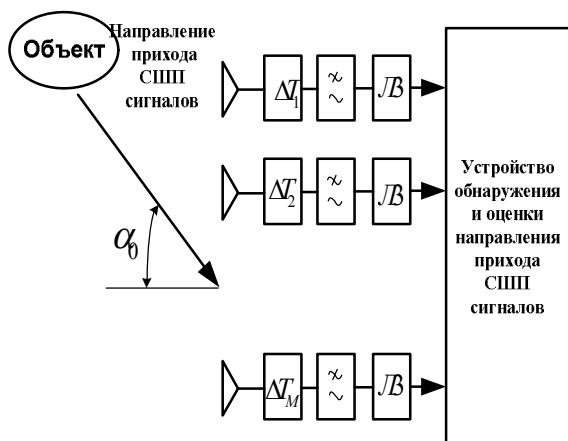


Рис. 3

Внутри класса СШП сигналов необходимо дополнительно выделить подкласс радиосигналов, для которых выполняется условие излучения. Математически оно связано с требованием нулевого значения спектральной функции любого радиосигнала  $s(t)$  на нулевой частоте [7]:

$$S(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-i\omega t) dt \Big|_{\omega=0} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) dt = 0. \quad (14)$$

Физически это условие соответствует требованию знакопеременности любого электромагнитного поля в свободном пространстве или невозможности излучения поля постоянного тока излучателем конечных размеров. СШП сигналы (1), (2), (3), (5), (6) удовлетворяют этому условию. Сравнение эффективных энергетических потерь  $\rho_1$  приведенных выше сигналов от параметра  $q$  представлены на рис. 4.

Результаты сравнения предложенных сигналов, усредненные  $\rho_{1cp}$  по каждому из эффективных потерь, можно свести в таблицу.

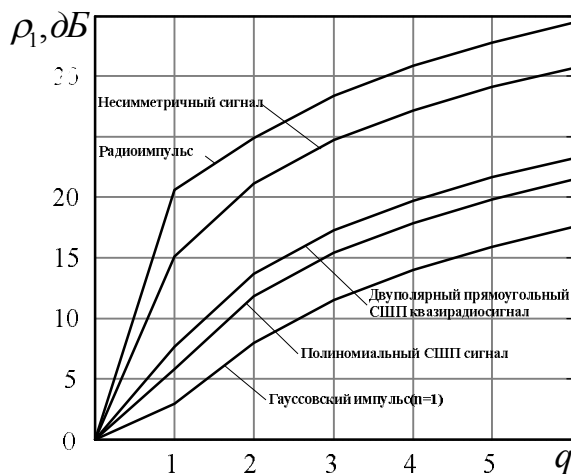


Рис. 4

Таблица

Сигналы	(1)	(2)	(3)	(5)	(6)
$\rho_{1cp}$ (дБ)	11,662	17,180	28,680	24,646	15,357

**Выводы.** Как следует из анализа таблицы, наилучшим по эффективной энергетической потере является сигнал в виде гауссова моноцикла, который на 3,695 дБ лучше, чем полиномиальный сигнал, однако гауссовский моноцикл трудно реализовать на практике в отличие от полиномиального сигнала.

Таким образом, проведено сравнение предложенных СШП сигналов по критерию минимума эффективных энергетических потерь и показано, что в классе реализуемых сигналов полиномиальный сигнал имеет минимальные потери.

**Библиографический список**

1. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006. 287с.
2. Иммооров И.Я. Сверхширокополосные радары: Новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. 1998. № 4. С. 25-56.
3. Аджемов С.С., Бокк Г.О., Зайцев А.Г., Миненко П.В. Техника пеленга зондирующих сверхширокополосных импульсов с полностью неизвестной формой // Радиотехника. 2004. № 5. С. 26-30.
4. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Модели сверхширокополосных сигналов // Радиотехника. 2006. № 6. С.43 – 49.
5. Корниенко А.В., Буй Ле Нам. Система передачи информации на основе сверхширокополосных сигналов // Информационно-измерительная и биомедицинская техника. Юбилейный сборник научных трудов. Рязань: РГРТА, 2005. С.145 – 152.
6. Корниенко А.В. Синтез модулированной последовательности сверхширокополосных сигналов для увеличения энергетической эффективности обработки // Вестник РГРТА. № 15. С.37 – 39.
7. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989. 192с.