УДК 621.396

МИНИМИЗАЦИЯ ПИК-ФАКТОРА ЛЧМ-СИГНАЛА С УСЕЧЕННЫМ СПЕКТРОМ

А. Ф. Барышников, аспирант МТУСИ; tapa@nm.ru

Ключевые слова: *ЛЧМ-сигнал, пик-фактор, фазовая коррекция.*

Для ограничения внеполосного излучения в радиопередающих устройствах устанавливаются выходные фильтры. Однако при достаточно широких «хвостах» фазового спектра сигнала такие фильтры могут вносить искажения в передаваемый сигнал, в частности увеличивать его пик-фактор. Предлагаемый в данной статье метод позволяет путем коррекции фазового спектра уменьшить пик-фактор сигнала, а значит, повысить КПД выходных усилителей передатчика и увеличить скрытность сигнала.

Одним из достоинств сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) является минимальный для широкополосных сигналов пик-фактор. Тем не менее широкие «хвосты» таких сигналов требуют усечения спектра, что, в свою очередь, неизбежно ведет к увеличению пик-фактора. Частично компенсировать это увеличение поможет коррекция фазового спектра сигнала.

Сигнал с ЛЧМ можно представить в виде

$$s(t) = \sin\left(2\pi\left(f_0 + 0{,}5\Delta f\left(1 + t/T\right)\right)t\right),$$
$$t \in [-T/2; T/2],$$

где f_0 — несущая (минимальная) частота; Δf — частотная полоса сигнала; T — длительность сигнала.

Пик-фактор сигнала определяется по формуле

$$PF\left(s(t)\right) = \frac{\max s^2(t)}{T^{-1}\int s^2(t)\,dt},\quad t \in [-T/2; T/2].$$

Поскольку ЛЧМ-сигнал представляет собой синусоиду с переменной частотой, его пик-фактор равен 2.

Периодический сигнал можно представить через его амплитудный и фазовый спектры — $A(f)$ и $\varphi(f)$. Корректируя фазовый спектр, можно изменять пик-фактор сигнала:

$$s(t) = \int A(f)e^{i\varphi(f)}e^{2\pi i f t}df\,.$$

Найдем фазовый спектр сигнала, при котором пик-фактор минимален:

$$\underset{\varphi(f)}{\arg\min}\, PF\left(\int A(f)e^{i\varphi(f)}e^{2\pi i f t}df\right).$$

Данная задача может быть решена только численным методом, например с использованием генетического алгоритма оптимизации*, представляющего собой эвристический алгоритм поиска для решения задач оптимизации и моделирования путем последовательного комбинирования и вариации искомых параметров с применением механизмов, напоминающих биологическую эволюцию. Задача кодируется так, чтобы ее решение могло быть представлено в виде вектора (т. е. *генома,* или *набора хромосом*). Случайным образом создается некоторое количество начальных векторов (*начальная популяция*). Они оцениваются с помощью *функции приспособленности* — в данном случае функции оценки пик-фактора сигнала, в результате чего каждому вектору присваивается некоторое значение

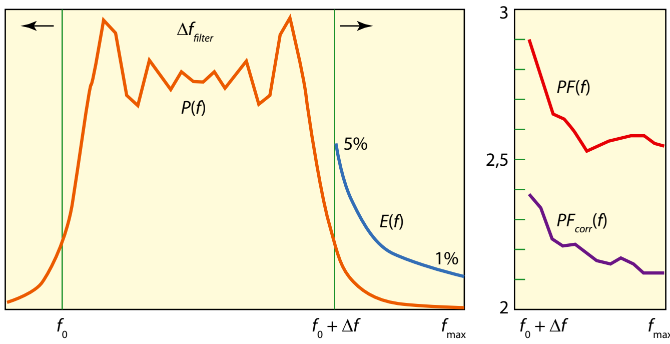

Рис. 1

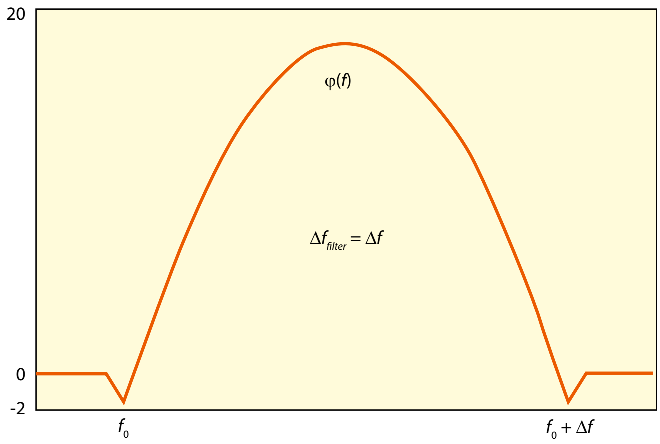

Рис. 2

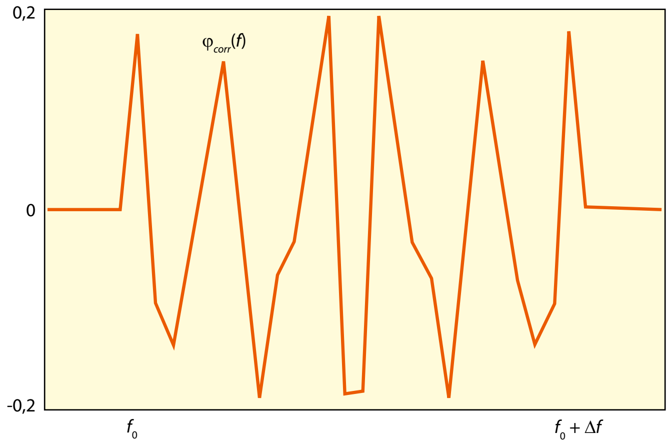

Рис. 3

* **Goldberg, David E .** Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning // Addison Wesley. — 1989.

приспособленности, от которого зависит вероятность выживания организма, представленного данным вектором. Чем меньше пик-фактор, тем выше вероятность выживания. После этого на основе значений приспособленности проводится *селекция*, т.е. отбираются векторы, к которым применяются *генетические операторы* (обычно это *мутация* и *скрещивание*), в результате чего создается следующее *поколение* векторов. Мутация изменяет один или несколько элементов вектора. Скрещивание перемешивает значения двух векторов, что позволяет создать два новых вектора. Векторы следующего поколения так же оцениваются, проводятся селекция, мутация и скрещивание. Так моделируется *эволюционный процесс*. Несмотря на то что предлагаемый алгоритм дает лишь приблизительное решение, он позволяет найти оптимум при большом и сложном пространстве поиска за приемлемое время и с приемлемой точностью.

Возможность фазовой коррекции продемонстрируем на примере, для чего примем $f_0 = 1$ МГц; $\Delta f = 0{,}05$ МГц; $T = 0{,}5$ мс, частота дискретизации 16,384 МГц (8192 точки на интервале T).

На рис. 1 показана спектральная плотность мощности ЛЧМ-сигнала (P), а также влияние полосы пропускания фильтра (Δf_{filter}) на: E — процент энергии сигнала, оставшейся за полосой пропускания фильтра; PF — пик-фактор усеченного ЛЧМ-сигнала; PF_{corr} — пик-фактор после фазовой коррекции.

ЛЧМ-сигнал, пропущенный через фильтр с полосой $\Delta f_{filter} = \Delta f$, будет обладать фазовым спектром φ (в радианах; разрывы фазы убраны) (рис. 2).

Фазовая характеристика ($\Delta\varphi_{corr}$) корректора, уменьшающего пик-фактор такого сигнала с 2,9 до 2,4, показана на рис. 3.

Для другой полосы пропускания фильтра фазовая характеристика корректора будет иной.

Таким образом, за счет фазовой коррекции пик-фактор ЛЧМ-сигнала с усеченным спектром удалось уменьшить примерно на 20%.

Получено 20.05.10

УДК 621.396.62

ЗАКОН РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СУММЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА И УЗКОПОЛОСНОГО ШУМА

Н.М. Ашимов, профессор Военного учебно-научного центра СВ «Общевойсковая академия ВС РФ», д.т.н.
В.И. Анисимов, старший научный сотрудник Военного учебно-научного центра СВ «Общевойсковая академия ВС РФ», д.т.н.; gizlew425@mail.ru

Ключевые слова: *полосовой фильтр, узкополосный шум, закон распределения узкополосного шума, сумма гармонического сигнала и узкополосного шума.*

Введение. Узкополосным называется шумовой (флюктуационный) процесс, ширина спектра которого во много раз меньше его средней частоты. Узкополосный шум образуется в результате прохождения шумового процесса с широким спектром (теоретически белого шума) через полосовой фильтр (ПФ). При этом средняя частота спектра узкополосного шума равна частоте настройки ПФ, а ширина спектра узкополосного шума будет совпадать с шумовой полосой пропускания ПФ.

Узкополосный шум образуется и присутствует практически в каждом радиоприемном устройстве и очень часто в сумме с гармоническим сигналом. При решении ряда задач необходимо знать закон распределения вероятности суммы гармонического сигнала и узкополосного шума. Однако нам не известны публикации по данному вопросу.

Цель статьи — определение закона распределения суммы гармонического сигнала и узкополосного шума.

Узкополосный шум как квазигармоническое колебание. Рассмотрим прохождение белого шума $\gamma(t)$ через ПФ с импульсной характеристикой

$$g(t) = 2G(t)\cos\omega_o t,\ t\in(0, \infty), \tag{1}$$

где $G(t)$ — импульсная характеристика фильтра нижних частот, являющегося низкочастотным аналогом ПФ; ω_o — частота настройки ПФ.

Узкополосный процесс на выходе ПФ определим путем свертки белого шума и импульсной характеристики:

$$x(t) = \int_0^\infty g(x)\gamma(t-x)dx = 2\int_0^\infty G(x)\cos\omega_o x\gamma(t-x)dx. \tag{2}$$

После замены переменных $t - x = y$ получаем

$$\begin{aligned} x(t) = 2\cos\omega_o t\int_{-\infty}^{t} G(t-y)\cos\omega_o y\gamma(y)dy + \\ +2\sin\omega_o t\int_{-\infty}^{t} G(t-y)\sin\omega_o y\gamma(y)dy. \end{aligned} \tag{3}$$

Обозначив

$$A(t) = 2\int_{-\infty}^{t} G(t-y)\cos\omega_o y\gamma(y)dy;$$

$$B(t) = -2\int_{-\infty}^{t} G(t-y)\sin\omega_o y\gamma(y)dy,$$

приходим к выражению для узкополосного шума:

$$x(t) = A(t)\cos\omega_o t - B(t)\sin\omega_o t = C(t)\cos[\omega_o t + \varphi(t)]. \tag{4}$$

Здесь $A(t)$ и $B(t)$ — независимые низкочастотные шумовые процессы с нормальным распределением и нулевой средней; $C(t)$ — огибающая; $\varphi(t)$ — фаза узкополосного шума.

Таким образом, узкополосный шум можно рассматривать как квазигармоническое колебание. Мощность низкочастотных процессов $A(t)$ и $B(t)$ по величине совпадает с мощностью узкополосного шума:

$$\overline{A^2(t)} = \overline{B^2(t)} = \overline{x^2(t)} = \sigma^2. \tag{5}$$