

УДК 621.391.019

А.Л.Гельгор (4 курс, каф. РЭСЗИ), Е.А.Попов, к.т.н., доц.

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ЗАВИСИМЫХ СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Повышение эффективности передачи дискретных сообщений по радиоканалам в условиях ограниченных частотных ресурсов было и остается одной из основных задач, стоящих перед разработчиками аппаратуры передачи и приема сигналов. При этом существенно повысить эффективность возможно лишь за счет применения многопозиционных спектрально-эффективных сигналов, позволяющих обеспечить как требуемые характеристики компактности спектра, так и приемлемую помехоустойчивость приема.

Одним из путей достижения таких целей является использование зависимых сигналов, для которых форма колебания на текущем тактовом интервале зависит как от данного передаваемого символа канального алфавита, так и от ряда предыдущих и последующих символов.

Целью работы является исследование спектральных характеристик многопозиционных зависимых сигналов, построенных на основе квадратурной амплитудной манипуляции.

Рассматривая методы формирования сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ), следует отметить, что, вообще говоря, возможны 2 способа формирования таких сигналов: прямой и квадратурный. В первом случае на каждом тактовом интервале формируется как вид огибающей, так и значение начальной фазы несущей. Второй подход предполагает раздельное формирование квадратурных составляющих с последующим их суммированием. При этом использование того или иного метода обусловлено выбором элементной базы, и должно приводить к идентичным спектрально-временным характеристикам сигналов, поэтому далее будет рассмотрен квадратурный метод.

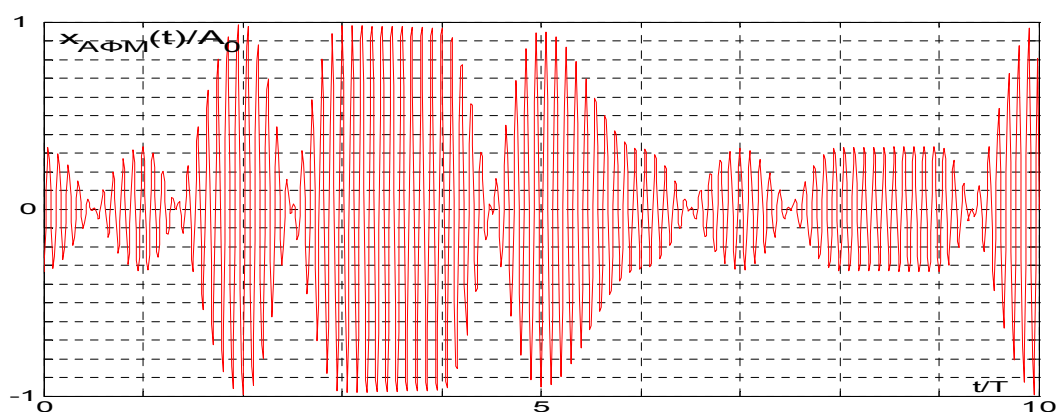


Рис. 1.

При использовании в каждой из квадратур сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ) значения символов равны $d_r = (m - 2r + 1)/(m - 1)$, $r = 1, \dots, m$, где m – объем канального алфавита. Тогда комплексная огибающая на интервале $[kT; (k + 1)T]$,

отражающем поступление символа $d_r^{(k)}$, при учете зависимости лишь от одного предыдущего символа $d_q^{(k-1)}$ имеет следующий вид:

$$y_c^{(k)}(t) = b_1(t - kT)(d_r^{(k)} + d_q^{(k-1)})/2 + b_2(t - kT)(d_c^{(k)} - d_c^{(k-1)})/2.$$

Следовательно, N-элементная последовательность многопозиционных зависимых сигналов с КАМ, следующих на несущей частоте ω_0 , может быть записана как

$$y_N(t) = \sum_{k=0}^{N-1} y_{c1}^{(k)}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + y_{c2}^{(k)}(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где y_{c1} и y_{c2} – комплексные огибающие, формируемые в квадратурных составляющих, а φ_0 – начальная фаза высокочастотного колебания, равномерно распределенная на интервале $[0; 2\pi]$.

На рис. 1 представлен вид 4-позиционных сигналов с АФМ, соответствующих передаваемой последовательности символов $\{1/3, -1, 1, 1, -1, -1/3, 1/3, -1/3, -1/3, 1\}$, формы огибающих которых на интервале $[0; T]$ определяются как $b_1(t) = A_0$ и $b_2(t) = -A_0 \cos(\pi t/T)$.

Как известно [1, 2], при условии независимости и равновероятности передаваемых символов d_r энергетический спектр случайных последовательностей сигналов с АФМ и, следовательно, построенных на их основе сигналов с КАМ пропорционален величине

$$|F_1(\omega - \omega_0) \exp[j(\omega - \omega_0)T/2] + F_2(\omega - \omega_0) \exp[-j(\omega - \omega_0)T/2]|^2.$$

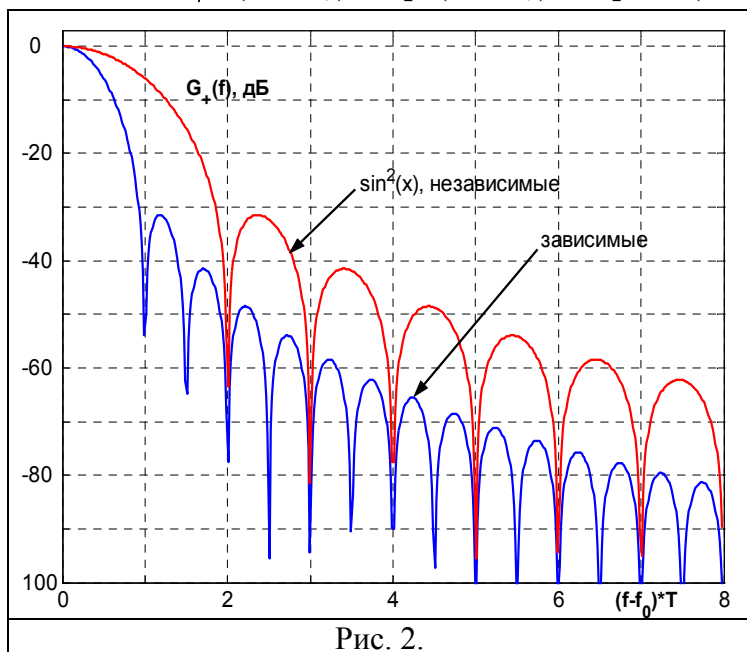


Рис. 2.

На рис. 2 представлен вид энергетических спектров для зависимых сигналов с КАМ и огибающими, введенными выше, а также, для сравнения, аналогичных независимых сигналов с огибающей $b_c(t) = A_0 \sin^2(\pi t/T)$, $t \in [0; T]$.

Как следует из анализа представленных кривых, зависимые сигналы обладают существенно лучшими спектральными характеристиками. Так, ширина полосы частот, в которой содержится не менее 95% энергии, при переходе от независимых к зависимым сигналам уменьшается от $1,11/T$ до $0,56/T$. Аналогично, полоса частот, определяемая по заданному уровню

внеполосных излучений, например, -40 дБ сужается от $2,8/T$ до $1,4/T$.

Следует заметить, что рассмотренные формы огибающих, выбраны, вообще говоря, из эвристических соображений, а не как решение какой-либо оптимизационной задачи. Кроме того, существует дополнительный резерв повышения частотной эффективности, связанный с выбором глубины зависимости сигналов, в частности, учет зависимости двух и более предшествующих и последующих сигналов. Однако, увеличение глубины зависимости неизбежно ведет к усложнению алгоритмов оптимального приема таких сигналов и снижению помехоустойчивости.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. – М.: Радио и связь, 1988.

2. Макаров С. Б., Уланов А. М., Цикин И. А. Эффективность применения ограниченных по спектру зависимых сигналов при передаче дискретных сообщений. // Электросвязь, 1988, № 5.