

УДК 548.552.24.

А.М.Марков (5 курс, каф. РЭСЗИ), С.Б.Макаров, д.т.н., проф.

## ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ С МИНИМАЛЬНЫМ СДВИГОМ ЧАСТОТЫ

ABSTRACT: Algorithms receiving noise proof feature for signals with MSK, QPSK and PM-2 has been analyzed. Near optimal algorithms has been derived in the presence of band-pass filter of radio transmitter. The results comparison has been carried out.

Цель работы – исследование помехоустойчивости приема сигналов с ММС, КФМС и ФМ-2 при использовании подоптимальных алгоритмов и при наличии частотно-ограничивающего фильтра радиопередатчика.

Во многих системах, например в спутниковой и сотовой связи, используется частотное разделение каналов. Поэтому при использовании полосового фильтра на выходе передатчика применение спектрально-эффективных сигналов (сигналов, имеющих узкий спектр частот) позволяет получить более высокую помехоустойчивость приема по сравнению с сигналами, имеющих более широкий спектр. Сигналы с минимальным сдвигом частоты (ММС) относятся к спектрально-эффективным сигналам. Значение произведения полосы частот сигнала, в которой сосредоточено 90% мощности случайной последовательности сигналов, на длительность информационного символа  $T$  для сигналов ММС составляет 0.78, для сигналов с КФМС (квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом) – 0.85, а для сигналов с ФМ-2 (фазовая манипуляция на  $180^\circ$ ) – 1.7.

Случайная последовательность символов  $u(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \psi_T(t-kT)d_r^{(k)}$ , поступает в модулятор со скоростью  $1/T$ , где  $T$  – длительность одного символа сообщения.

Сигнал с ФМ-2 имеет вид:  $s(t) = A_0 \sum_{k=0}^{N-1} \psi_T(t-kT)d_r^{(k)} \cos(\omega_0 t)$ .

В сигнале с ФМ-2 происходят скачки фазы на  $\pi$  при смене символов.

Сигнал с КФМС имеет вид  $s(t) = y_1(t) + y_2(t)$ , где

$$y_1(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2}} u_1(t) \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}); \quad y_2(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2}} u_2(t) \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4});$$

$$u_1(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \psi_{2T}(t-2kT)d_r^{(2k)}; \quad u_2(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \psi_{2T}(t-(2k+1)T)d_q^{(2k+1)}$$

В сигнале с КФМС отсутствуют скачки фазы на  $\pi$ .

Сигнал с ММС имеет вид:  $s(t) = A_0 \sum_{k=0}^{N-1} \psi_T(t-kT) \cdot \cos(2\pi f_0 t + d_r^{(k)} \frac{\pi}{2T}(t-kT) + \frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{k-1} d_q^{(i)})$ .

Сигнал с ММС – сигнал с частотной манипуляцией с минимальным сдвигом частоты.

Символу  $d_1^{(k)} = 1$  соответствует частота  $f_0 + 1/4T$ , а символу  $d_1^{(k)} = -1$  – частота  $f_0 - 1/4T$ .

При этом сигнал с ММС обладает непрерывной фазой колебания.

Модель канала передачи, используемая при расчете помехоустойчивостей приема, имеет вид: источник сообщения – модулятор – фильтр  $H(j\omega)$  – канал – демодулятор – получатель.

Передаточная характеристика полосового фильтра:

$$H(j\omega) = 2\alpha_k \cdot \frac{j\omega}{(j\omega)^2 + 2\alpha_k j\omega + \omega_0^2}, \text{ где } \alpha_k = \frac{1}{2RC} - \text{затухание контура.}$$

Алгоритм приема сигналов с ФМ-2:

$$d_r^{(k)} \int_{kT+\tau}^{(k+1)T+\tau} x(t) \cos(\omega_0 t) dt > 0. \quad x(t) = A_0 s_{\text{вых}}(t) + n(t) - \text{сигнал, приходящий в демодулятор,}$$

$s_{\text{вых}}(t)$  - сигнал на выходе фильтра передатчика.

Наличие величины  $\tau$  в алгоритме приема связано с задержкой сигналов после их прохождения полосового фильтра. Значение  $\tau$  определяется для каждого значения полосы пропускания фильтра.

Алгоритм приема сигналов с КФМС:

$$d_r^{(2k)} \int_{2kT+\tau}^{(2k+2)T+\tau} x(t) \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}) dt > 0; \quad d_q^{(2k+1)} \int_{(2k+1)T+\tau}^{(2k+3)T+\tau} x(t) \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}) dt > 0.$$

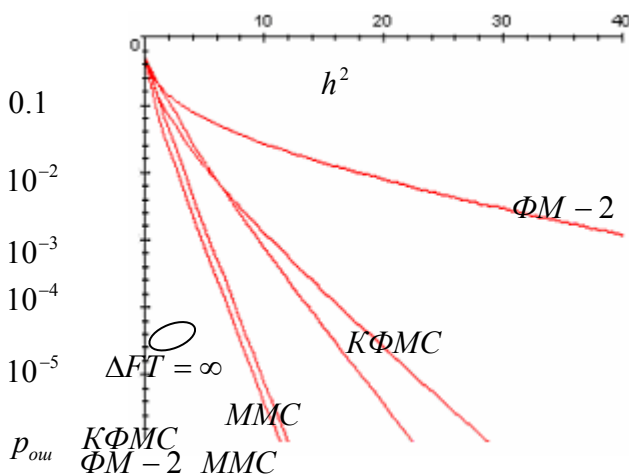
Алгоритм приема сигналов с ММС:

$$d_r^{(2l)} \int_{(2l-1)T+\tau}^{(2l+1)T+\tau} x(t) \cos(\frac{\pi(t-\tau)}{2T}) \cos(\omega_0 t) dt \cdot \int_{2lT+\tau}^{(2l+2)T+\tau} x(t) \sin(\frac{\pi(t-\tau)}{2T}) \sin(\omega_0 t) dt < 0$$

$$d_q^{(2l+1)} \int_{2lT+\tau}^{(2l+2)T+\tau} x(t) \sin(\frac{\pi(t-\tau)}{2T}) \sin(\omega_0 t) dt \cdot \int_{(2l+1)T+\tau}^{(2l+3)T+\tau} x(t) \cos(\frac{\pi(t-\tau)}{2T}) \cos(\omega_0 t) dt < 0$$

В работе использовалась следующая последовательность символов: 101100010111. Вероятности ошибочного приема вычислялись для каждого символа, по приведенным алгоритмам в условии нормального белого шума на входе приемника, затем вычислялась средняя величина вероятности ошибочного приема при условии равновероятного и независимого поступления символов в канал.

На рисунке представлен график зависимости средней вероятности ошибочного приема от величины  $h^2 = A_0^2 T / (2N_0)$  для сигналов с ФМ-2, КФМС и ММС для  $\Delta FT = 0.5$ , где  $\Delta F$  - полная полоса пропускания фильтра по уровню  $1/\sqrt{2}$ .



В таблице приведены значения  $h^2$  для  $P_{\text{ош}}=10^{-4}$ .

$\Delta$	$h^2$ , ММС	$h^2$ , КФМС	$h^2$ , ФМ-2
$\infty$	7.6	6.9	6.9
1.0	9.2	9.8	17.3
0.5	13.6	16.4	71

На выходе фильтра амплитуда сигналов с ФМ-2 уменьшается до нуля, что связано с наличием в сигнале скачков фазы на  $\pi$ . В сигнале с КФМС нет скачков фазы на  $\pi$ , благодаря чему амплитудные искажения этих сигналов меньше, чем для ФМ-2. Сигнал с ММС обладает непрерывной фазой колебания, в результате амплитудные искажения огибающей для этих сигналов на выходе фильтра меньше, чем для сигналов с КФМС и ФМ-2.

#### ЛИТЕРАТУРА:

1. С.Б. Макаров, И.А. Цикин. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. – М.: Радио и связь, 1988.
2. Дж. Спилкер. Цифровая спутниковая связь. – М.: Связь, 1979.