

Рис. 1. Векторные диаграммы сигналов и помех для двухпозиционной (а) и четырёхпозиционной (б) ФМн: U_{c0}, U_{c1} — векторы напряжений сигналов при передаче информационных символов 0 и 1 соответственно; $U_{c00}, U_{c01}, U_{c10}, U_{c11}$ — векторы напряжений сигналов при передаче комбинаций из двух информационных символов 00, 01, 10, 11 соответственно; U_n — вектор напряжения помехи; U_s — вектор суммы напряжений сигнала и помехи. Штриховкой отмечены области, в которых сигнал с наложенной помехой может быть правильно принят приёмным устройством.

методы основаны на квадратурном способе получения модуляции. Фазоманипулированный сигнал (1) может быть представлен в виде суммы двух квадратурных составляющих:

$$U(t) = U_0 \sin \Phi(t) \cos(\omega_0 t + \Phi_0) + U_0 \cos \Phi(t) \sin(\omega_0 t + \Phi_0). \quad (5)$$

Следовательно, для получения ФМн сигнала может использоваться схема, в которой производится суммирование двух квадратурных сигналов. В ФМн со сдвигом переключения фазы в одном из квадратурных каналов задерживается на половину тактового интервала ($T/2$). В четырёхпозиционной ФМн со сдвигом фазы результирующего сигнала изменяется не более чем на 90° , но переключения фазы имеют место каждые $T/2$ секунд. Исключение скачков фазы на 180° приводит к более резкому спадению спектра за пределами необходимой полосы пропускания. Дополнит. улучшение спектральных характеристик может быть достигнуто путём полного исключения любых разрывов фазы. Существует целый класс видов модуляции с непрерывной фазой. В этих видах модуляции фаза колебания внутри тактового интервала не остаётся постоянной, а плавно изменяется, причём нач. значение фазы на k -ом тактовом интервале совпадает с конечным значением фазы на $(k-1)$ -ом тактовом интервале. Если внутри тактового интервала фаза изменяется по линейному закону, то частота колебаний на каждом тактовом интервале остаётся постоянной. Изменение частоты в этом случае может иметь место только на границах тактовых интервалов, причём в момент скачкообразного изменения частоты разрыва фазы не происходит. Этот вид ФМ наз. частотной модуляцией с непрерывной фазой (ЧМНФ). Составляющая полной фазы колебаний $\Phi(t)$ в (1) для сигнала ЧМНФ имеет вид

$$\Phi(t) = \frac{b_k \pi D [t - (k-1)T]}{T} + \pi D \sum_{i=1}^{k-1} b_i, \quad (6)$$

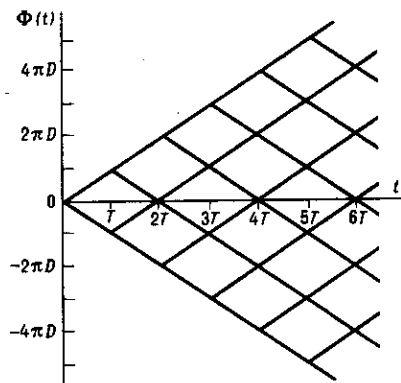
$(k-1)T \leq t < kT, k = 1, 2, 3, \dots$

где T — длительность тактового интервала; $D = \Delta f T$ — индекс манипуляции; Δf — отклонение частоты, соответствующее передаче разл. информац. символов; $b_k = \pm 1$ — последовательность информац. символов. При $D = 0,5$ относит. набег фазы за время одного символа равен 90° . Такая модуляция наз. манипуляцией с мин. сдвигом (ММС).

«Дерево» возможных изменений относит. набег фазы бинарного ЧМНФ сигнала для случая линейного изменения фазы внутри тактового интервала показано на рис. 2. На границах тактовых интервалов может иметь место разрыв производной фазы (скачок частоты). Скорость спадения спектральной плотности ср. мощности (СПМ) для

достаточно больших отстроек относительно центр. частоты тем выше, чем больше кол-во непрерывных производных имеет ф-ция изменения фазы. Для увеличения скорости спадения СПМ выбирается такая форма изменения набег фазы, при которой обеспечивается непрерывность изменения производных этой ф-ции как внутри тактового интервала, так и на его границах. Сглаживание фазовой характеристики по к.-л. закону осуществляется при помощи соответствующей фильтрации.

Рис. 2. «Дерево» возможных изменений относительного набег фазы при линейном изменении фазы внутри тактового интервала.



Существенно более высокая скорость спадения СПМ обеспечивается в случае задания фазовой характеристики на основе кодирования информац. цифровой последовательности. Напр., фазовая характеристика может быть задана законом

$$\Phi(kT + T) - \Phi(kT) = \frac{\pi}{2} (b_{k-1}/4 + b_k/2 + b_{k+1}/4). \quad (7)$$

Этот вид модуляции наз. управляемой частотной модуляцией (УЧМ). На рис. 3 показано изменение фазы $\Phi(t)$ при

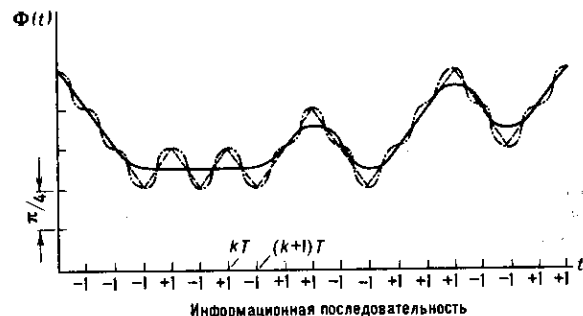


Рис. 3. Изменение фазы $\Phi(t)$ при модуляции ММС (штриховая линия), ММС с синусоидальным сглаживанием (пунктирная линия) и УЧМ (сплошная линия).



Рис. 4. Спектральная плотность средней мощности при передаче последовательности случайных независимых символов модуляцией ММС (штриховая линия), ММС с синусоидальным сглаживанием (пунктирная линия) и УЧМ (сплошная линия).