

1. Относительно-фазовая манипуляция

Недостаток характерный для сигналов ФМн устранен в системах относительно-фазовой манипуляции (ОФМн). У данного метода манипуляции информация заложена не в абсолютном значении начальной фазы, которое имеет свойство неопределенности, а в разность начальных фаз соседних посылок, которая остается неизменной. Т.е. информация вложена в относительное значение между переданным в данный момент и предыдущим сигналом, что позволяет устранить или ослабить влияние непредсказуемых изменений параметров сигнала. В связи с этим для передачи первого двоичного символа в системах ОФМн необходима одна дополнительная посылка сигнала, передаваемая перед началом передачи информации и играющая роль отсчетной.

Относительно-фазовой манипуляцией (ОФМн) называется процесс изменения фазы несущего колебания в соответствии с законом изменения амплитуды дискретного информационного сигнала, предварительно перекодированного относительным кодом.

В соответствии с этим определением процесс формирования сигнала с ОФМн можно свести к случаю формирования сигнала с ФМн путем перекодирования передаваемой двоичной последовательности относительным кодом. Алгоритм перекодировки прост: если обозначить $s_c^n = \pm 1$ как информационный символ подлежащей передаче на n -ом единичном элементе сигнала, то перекодированный в соответствии с правилами ОФМн символ $s_{отн}^n$ на n -ом единичном элементе сигнала определяется следующим рекуррентным правилом: $s_{отн}^n \Leftarrow s_c^n \Leftarrow s_{отн}^{n-1}$.

Для получения сигнала ОФМ достаточно умножить полученный (перекодированный) сигнал $s_{отн}^n$ на несущее колебание.

На рисунке 1 представлены временные и спектральные диаграммы формирования сигналов ОФМн: а) непериодический информационный сигнал; б) информационный сигнал в относительном коде; в) несущее колебание; г) сигнал ОФМн на выходе модулятора.

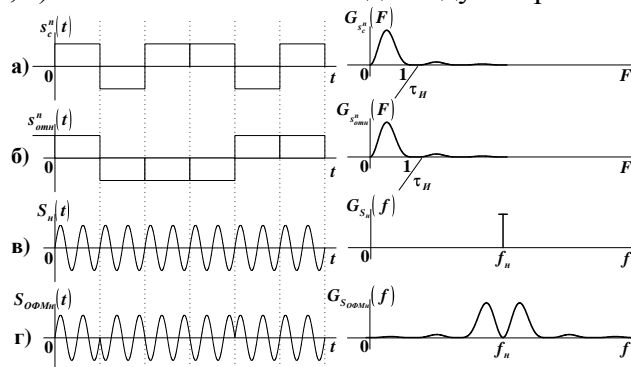


Рис. 1. Временные и спектральные диаграммы формирования сигналов ОФМн

2. Принцип формирования сигнала с многократной относительной фазовой манипуляцией

Важным параметром на выходе модулятора является число вариантов модулируемого параметра m выходного сигнала. Это число называется позиционностью сигнала или способа модуляции.

Когда говорят: m -позиционная фазовая модуляция, это означает, что каждый элемент сигнала на выходе модулятора имеет одну из m допустимых начальных фаз. Если все m вариантов сигнала равновероятны, то производительность модулятора как источника информации на входе непрерывного канала связи прямо пропорционально двоичному логарифму числа m : $N = \log_2 m$.

Эту величину называют кратностью модуляции, ибо она показывает, сколько двоичных единиц информации содержится в каждом элементе сигнала при данном способе модуляции или во сколько раз (крат) увеличится информационная емкость данной системы по сравнению с двухпозиционной (однократной) системой при той же длительности элементарного сигнала. Наиболее часто позиционность выбирают так, чтобы она равнялась целой степени числа два, тогда кратность N – целое число.

Например, N -кратная фазовая модуляция означает, что в каждом элементарном сигнале на выходе модулятора содержится N бит информации, а фаза сигнала на входе непрерывного канала имеет $m = 2^N$ допустимых значений. Если длительность элементарного сигнала в модуляторе равна T , то скорость формирования элементов (скорость модуляции) равна $\frac{1}{T}$ элементов; эта скорость в бодах. Соответственно скорость формирования информации на выходе модулятора (бит/с) при равновероятных сигналах:

$$B = \frac{N}{T} = \log_2 \frac{m}{T} = V \cdot \log_2 m \text{ [бит/с]},$$

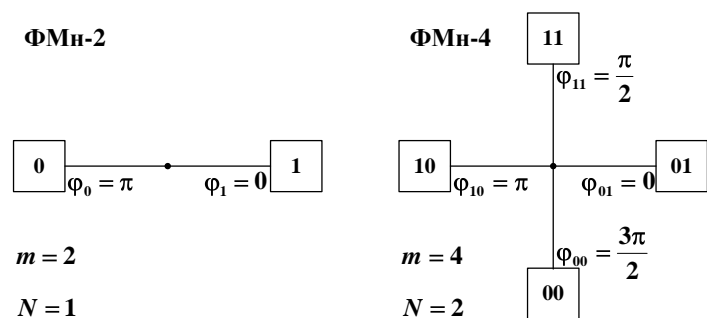


Рис. 2. Векторное представление ФМН- m сигналов

под которой понимается количество кодовых символов в единицу времени. В зависимости от числа уровней модулирующего сигнала различают двухуровневую и многоуровневую манипуляции.

Четырехпозиционная (двухуровневая) модуляция ФМН (ДФМН) предполагает передачу двух двоичных символов одновременно (рис. 2), в таблице 1 приведены допустимые значения начальных фаз для ФМН-2 и ФМН-4.

Таблица 1. Допустимые значения начальных фаз для ФМН-2 и ФМН-4

ФМН-2	ФМН-4
$\varphi_i = 0; \pi$	$\varphi_i = 0; \pi/2; \pi; 3\pi/2$, или $\pi/4; 3\pi/4; 5\pi/4; 7\pi/4$

Ширина спектра ОФМН- m радиосигнала, определяемая длительностью радиоимпульса T зависит от скорости передачи информации B и числа уровней манипуляции m :

$$\Delta F_{\text{ОФМН}} = \frac{B}{\log_2 m}.$$

Очевидно, что при увеличении числа уровней манипуляции полоса частот необходимая для ОФМН радиосигнала уменьшается. Так, при ОФМН-4 полоса частот вдвое меньше, чем при ОФМН-2 при одинаковой скорости передачи информации. Для двоичных сигналов $m = 2$ длительность радиоимпульса T равна длительности единичного элемента ПЭС T_c , а ширина спектра радиосигнала ОФМН-2 пропорциональна скорости передачи цифровой информации:

$$\Delta F_{\text{ОФМН}} = B = V = \frac{1}{T} \text{ [бод]}.$$

В случае многоуровневой манипуляции ($m > 2$) длительность T сигнала оказывается равной $T = T_c \cdot \log_2 m$, что приводит к соответствующему сокращению в $\log_2 m$ полосы занимаемых частот.

3. Квадратурная относительная фазовая манипуляция (КОФМ).

Формирование модулируемого цифрового сигнала удобно описать на основе квадратурного представления сигналов. Смысл его заключается в представлении гармонического колебания с произвольной фазой – линейной комбинацией синусоидального и косинусоидального колебания, что вытекает из тригонометрического равенства: $\sin(\omega t + \varphi) = \cos \varphi \sin \omega t + \sin \varphi \cos \omega t$, где $\sin \varphi$, и $\cos \varphi$ – коэффициенты.

Манипуляция осуществляется в двух каналах на несущих, которые имеют относительный угловой сдвиг 90° ($\sin \omega t$ и $\cos \omega t$ – базисные функции разложения), т.е. находящихся в квадратуре (откуда и название метода модуляции).

Метод ОФМ можно рассматривать как обычную фазовую модуляцию на 180° при условии предварительного перекодирования исходного сообщения:

$$x(t) = x_1(t) \cos \omega t + x_2(t) \sin \omega t. \quad (1)$$

Поэтому для простоты будем считать, что в сообщениях, представленных функциями x_1 и x_2 в (1) перекодирование произведено, и для передачи исходного сообщения теперь необходимо лишь осуществить ФМн на 180° соответствующих высокочастотных колебаний.

Исходная последовательность двоичных информационных символов разделяется на последовательности четных x_{2k} , и нечетных x_{2k+1} (по порядку следования) символов длительностью элементов $T = T_c \cdot \log_2 m$. Так например исходная последовательность двоичных элементов длительностью T_c с помощью кодера модулятора преобразуется в совокупность 2-х последовательностей двоичных элементов длительностью $2T_c$. Тогда передаваемое сообщение x (рис. 3,а), можно представить в виде суммы четных x_{2k} (рис. 3,б), и нечетных x_{2k+1} (рис. 3,в) составляющих:

$$x = x_{2k} + x_{2k+1} - T_c$$

Последовательность передаваемых сигналов S представляется в виде:

$$S = S_{2k} + S_{2k+1} - T_c, \quad (2)$$

где $S_{2k} = \left(\frac{A_0}{\sqrt{2}} \right) \cdot x_{2k} \cos \omega_0 t + \pi/4$,

$$S_{2k+1} - T_c = \left(\frac{A_0}{\sqrt{2}} \right) \cdot x_{2k+1} - T_c \sin \omega_0 t + \pi/4$$

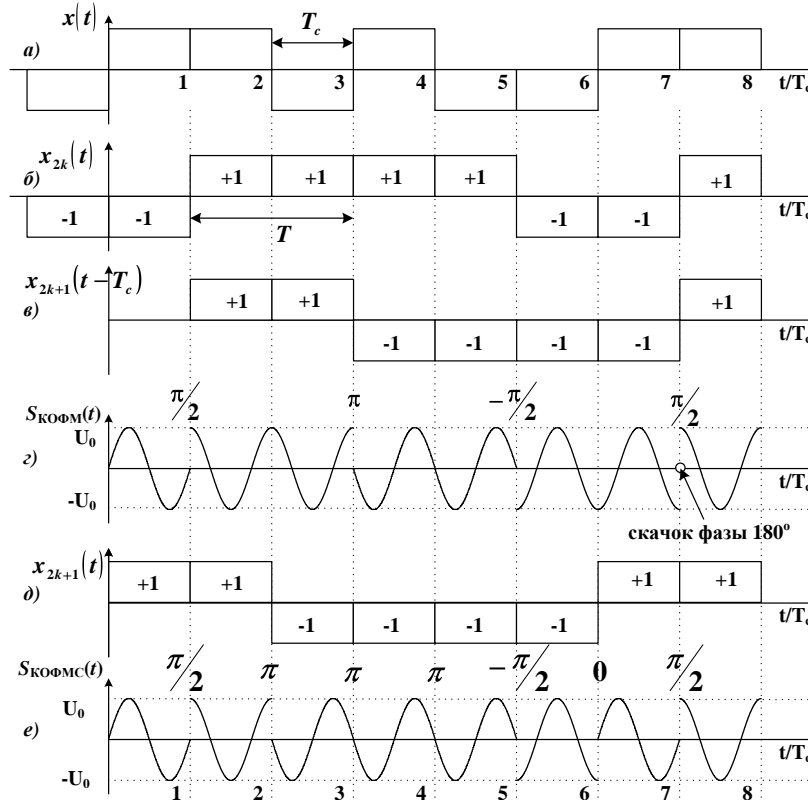


Рис. 3. Диаграммы формирования сигналов: КОФМ и КОФМС

Комбинации двоичных элементов полученных последовательностей x_{2k} и x_{2k+1} используются при кодировании фазового сдвига при ОФМн. Значения начальной фазы φ колебания S (рис. 3, г) в (2) при различных сочетаниях передаваемых символов x_{2k} и x_{2k+1} приведены в таблице 2.

Таблица 2. Значения начальной фазы колебания S

x_{2k}	-1	+1	+1	-1
x_{2k+1}	+1	+1	-1	-1
φ	0	$\pi/2$	π	$-\pi/2$

При одновременной смене символов в обоих каналах модулятора в сигнале КОФМ происходят скачки начальной фазы на 180° (как, например, в момент $t = 7T_c$ на (рис. 3, г). При прохождении последовательности таких сигналов через узкополосные фильтры в моменты скачков фазы колебания на 180° возникает глубокая паразитная амплитудная модуляция огибающей сигнала (в ней появляются провалы огибающей до нуля), приводящая к дополнительным искажениям при нелинейных режимах усиления, может увеличить энергию боковых полос и увеличить помехи в соседних каналах.

Для снижения уровня такой паразитной амплитудной модуляции при $m=4$ разработана модификация метода КОФМн, называемая квадратурной относительной фазовой модуляцией со сдвигом (КОФМС). В этом случае колебание $S(t)$, и отличие от (2), формируется в виде:

$$S(t) = S_{2k}(t) + S_{2k+1}(t), \quad (3)$$

$$\text{где } S_{2k}(t) = \left(\frac{A_0}{\sqrt{2}} \right) \cdot x_{2k}(t) \cos(\omega_0 t + \pi/4),$$

$$S_{2k+1}(t) = \left(\frac{A_0}{\sqrt{2}} \right) \cdot x_{2k+1}(t) \sin(\omega_0 t + \pi/4).$$

Как видно из (2) и (3), а также из рисунка 3, б и д, знак любой из функций $x_{2k}(t)$ или $x_{2k+1}(t)$ может меняться лишь в те моменты, когда значение другой функции сохраняется неизменным. Такой сдвиг по времени моментов возможной смены знака модулирующих последовательностей (чем и обусловлено название метода модуляции) приводит к существенному отличию результирующего колебания $S(t)$ (рис. 3, е) при КОФМС по сравнению с КОФМ.

Как следует из (рис. 3, е), скачки начальной фазы φ колебания $S(t)$ возможны лишь на $\pm \pi/2$, что снижает паразитную амплитудную модуляцию при прохождении сигнала через полосовые цепи. Заметим, что длительность радиосигнала T_c КОФМС равна длительности исходного информационного символа T_c , т.е. вдвое меньше, чем при КОФМ. Однако это не приводит к расширению спектра последовательности $S(t)$ по сравнению с использованием КОФМ. Последнее объясняется тем, что ширина спектра колебания $S(t)$ определяется шириной спектра квадратурных составляющих $S_{2k}(t)$ и $S_{2k+1}(t)$ в (3), которая остается той же, что и при КОФМ (2).