



Омский Государственный
ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ



СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МОДЕМОВ С АМПЛИТУДНОЙ, ЧАСТОТНОЙ И ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Профессор кафедры ССиИБ ОмГТУ В.Л. Хазан

Аспирант каф. ССиИБ ОмГТУ Е.А. Сысолятин

Аспирант каф. ССиИБ ОмГТУ М.С. Завьялов

ЦЕЛЬ ПРОЕКТА

Повышение помехоустойчивости каналов связи при передаче дискретных сообщений с амплитудной, частотной и относительной фазовой манипуляцией с использованием штатных модемов за счет модернизации несущего колебания

КВИНТЭССЕНЦИЯ:

1. Представление несущего колебания в виде двух квадратур.
2. Манипуляция одной из квадратур несущего колебания по фазе меандром с частотой в 2 раза выше частоты манипуляции.
3. Деманипуляция манипулированной по фазе квадратуры на приемном конце радиолинии.
4. Синфазирование , суммирование квадратур и демодуляция сигнала обычными штатными демодуляторами.

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛА

Гармоническое колебание

$u(t) = A \cos(2\pi ft + \phi)$, которое используется в качестве несущей (или поднесущей в ЧМ модеме) при передаче дискретных сообщений может быть представлено в виде двух компонентов:

синфазного $u_c(t)$ и квадратурного $u_s(t)$.

$$u(t) = u_c(t) + u_s(t);$$

$$u_c(t) = 0.707 A \cos(2\pi ft + \phi_0)$$

$$u_s(t) = 0.707 A \sin(2\pi ft + \phi_0).$$

Производится манипуляция одной из квадратур, например, синфазной меандром $U_M(t)$, имеющим период T , где T – длительность элемента сообщения, таким образом, чтобы нечетные фронты меандра совпадали с фронтами последовательности, манипулирующей несущее колебание, а четные фронты меандра находились бы в центре передаваемых элементов сообщения. В этом случае несущее (**поднесущее в ЧМ модеме**) колебание, будет иметь вид:

$$u_H(t) = 0.707A(U_M(t)\cos(2\pi ft + \varphi_0) + \sin(2\pi ft + \varphi_0)).$$

Передаваемый в эфир сигнал при амплитудной модуляции описывается выражением:

$$u_{\text{перАМ}}(t) = S(t)0.707A(U_M(t)\cos(2\pi ft + \varphi_0) + \sin(2\pi ft + \varphi_0)).$$

Здесь $S(t)$ – бинарная последовательность, манипулирующая несущее колебание: $S(t) = 1$ или $S(t) = 0$.

Передаваемый в эфир сигнал при частотной модуляции описывается выражением:

$$U_{\text{перЧМ}}(t) = 0.707A(U_M(t)\cos(2\pi(f_1 + \Delta FS(t))t + \varphi_0) + \sin(2\pi(f_1 + \Delta FS(t))t + \varphi_0)).$$

Здесь f_1 – частота левой (на оси частот) поднесущей;
 $(f_1 + \Delta F)$ – частота правой (на оси частот) поднесущей.

Передаваемый в эфир сигнал при относительной фазовой модуляции описывается выражением:

$$u_{\text{перОФМ}}(t) = \text{sign}(0.5 - S(t))0.707A(U_M(t)\cos(2\pi ft + \varphi_0) + \sin(2\pi ft + \varphi_0)).$$

Синфазный компонент (одна квадратура)
несущего колебания в этом случае имеет вид:

$$u_{cm}(t) = 0.707AU_M(t)\cos(2\pi ft + \varphi_0).$$

А квадратурный компонент (вторая квадратура)
несущего колебания имеет, соответственно, вид:

$$u_{sm}(t) = 0.707A\sin(2\pi ft + \varphi_0).$$

- В точку приема сигнал приходит с некоторым затуханием K и некоторым запаздыванием, обусловленным временем распространения сигнала Δt от передатчика до приемника, и в присутствии аддитивных помех $n(t)$, которые имеют место в канале связи:

$$u_{\text{пр}}(t) = 0.707AK(U_M(t - \Delta t)\cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0) + \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0)) + n(t).$$

На входе приемника сигнал разветвляется. В одной линии разветвления стоит узкополосный фильтр, согласованный с гармоническим колебанием, имеющим длительность T . На его выход проходит только та квадратура принятого сигнала, которая не манипулирована по фазе бинарной последовательностью типа «меандр»:

$$u_{\text{прс}}(t) = 0.707AK(\sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0)) + n_s(t),$$

где $n_s(t)$ – квадратурный компонент шума.

В другой линии разветвления сначала стоит деманипулятор синфазной квадратуры манипулированной по фазе бинарной последовательностью типа «меандр».

После него имеет место сигнал:

$$u_{\text{пр}}^*(t) = 0.707AK(\cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0) + U_M(t - \Delta t)\sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0)) + n(t).$$

После деманипулятора сигнала по фазе стоит узкополосный фильтр, согласованный с гармоническим колебанием, имеющим длительность T . На его выход проходит только синфазная квадратура принятого сигнала, которая была деманипулирована по фазе:

$$u_{\text{прс}}(t) = 0.707AK(\cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0)) + \underline{n_c}(t),$$

где $n_c(t)$ – синфазный компонент шума.

Изменяем фазу синфазной квадратуры на 90° , в результате чего синфазуем обе квадратуры принятого сигнала. Суммируем обе синфазированные квадратуры после узкополосных фильтров. Результат суммирования $U_+(t)$ можно записать в виде:

$$\begin{aligned}
 U_+(t) &= u_{\text{пфс}}(t) + u_{\text{пфс}}(t) = \\
 &= 0.707AK(\sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0)) + n_s(t) + 0.707AK(\sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0)) + n_c(t) = \\
 &= \underline{1.4AK} \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi_0) + n(t).
 \end{aligned}$$

На входе приемного устройства имеет место отношение сигнал/помеха $h^2 = \frac{A^2}{2\sigma^2}$, где σ – СКО шума $n(t)$. Поскольку шумы квадратур независимы (коэффициент их взаимной корреляции равен нулю), то на выходе сумматора имеет место мощность шума σ^2 . Амплитуда же сигнала на выходе сумматора увеличивается и равна двум амплитудам квадратур ($0.7A + 0.7A = 1.4A$). Поэтому на выходе демодернизатора несущего колебания отношение сигнал/шум будет равно $h^2 = \frac{A^2}{\sigma^2}$.

Вероятности ошибок обычных АМ, ЧМ и ОФМ демодуляторов в условиях воздействия аддитивного гауссовского шума рассчитывается по формулам:

$$P_{\text{ошАМ}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{4}}, \quad P_{\text{ошЧМ}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}, \quad P_{\text{ошОФМ}} = \frac{1}{2} e^{-h^2}.$$

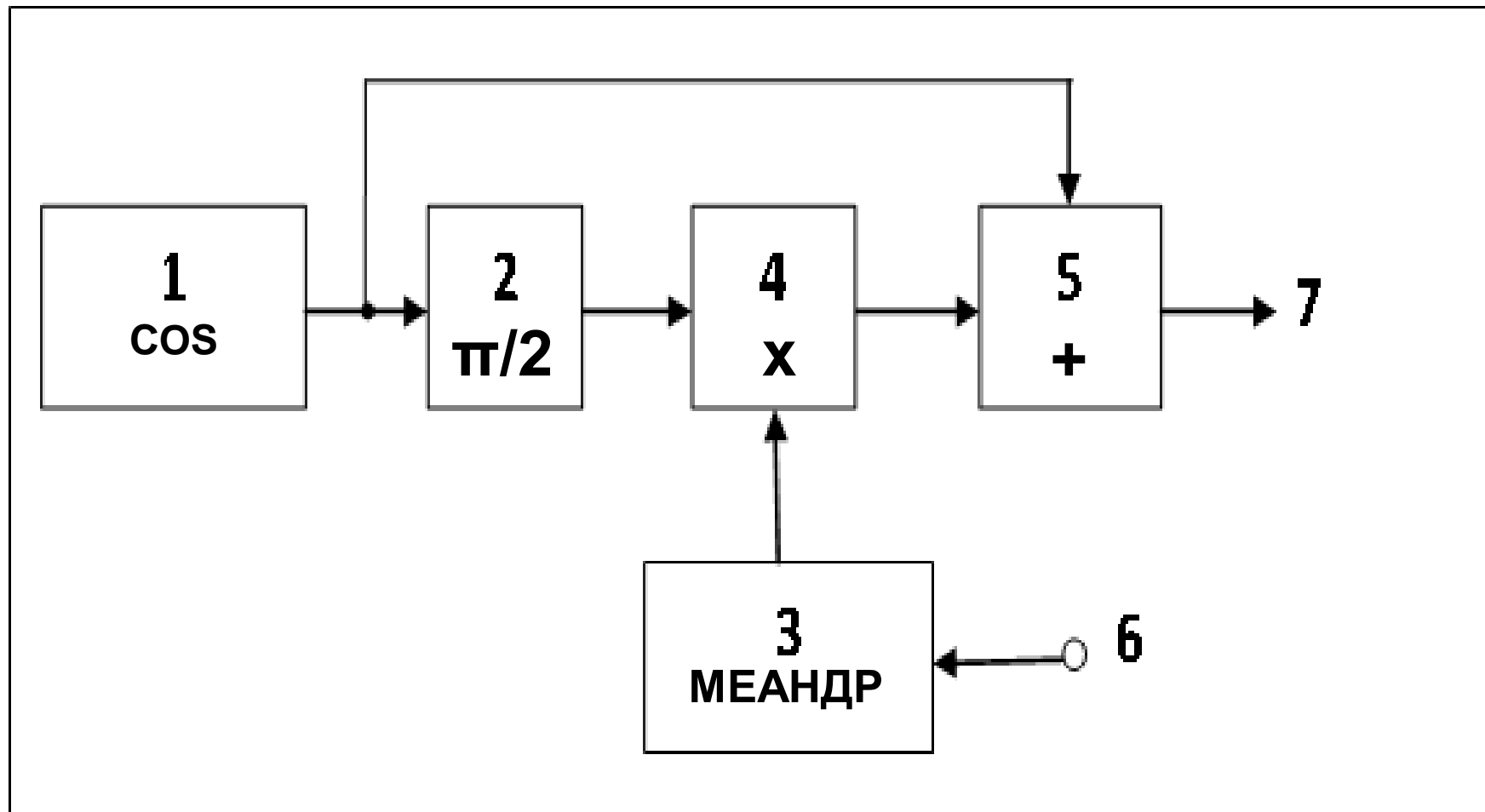
Здесь h^2 – отношение энергии активного элемента сообщения к спектральной плотности мощности шума (отношение мощностей сигнал/шум на выходе фильтра основной избирательности).

Для описываемого варианта работы модемов с модифицированными несущими вероятности ошибок для модемов с АМ, ЧМ и ОФМ нужно рассчитать в соответствии с приведенными выше доказательствами по формулам:

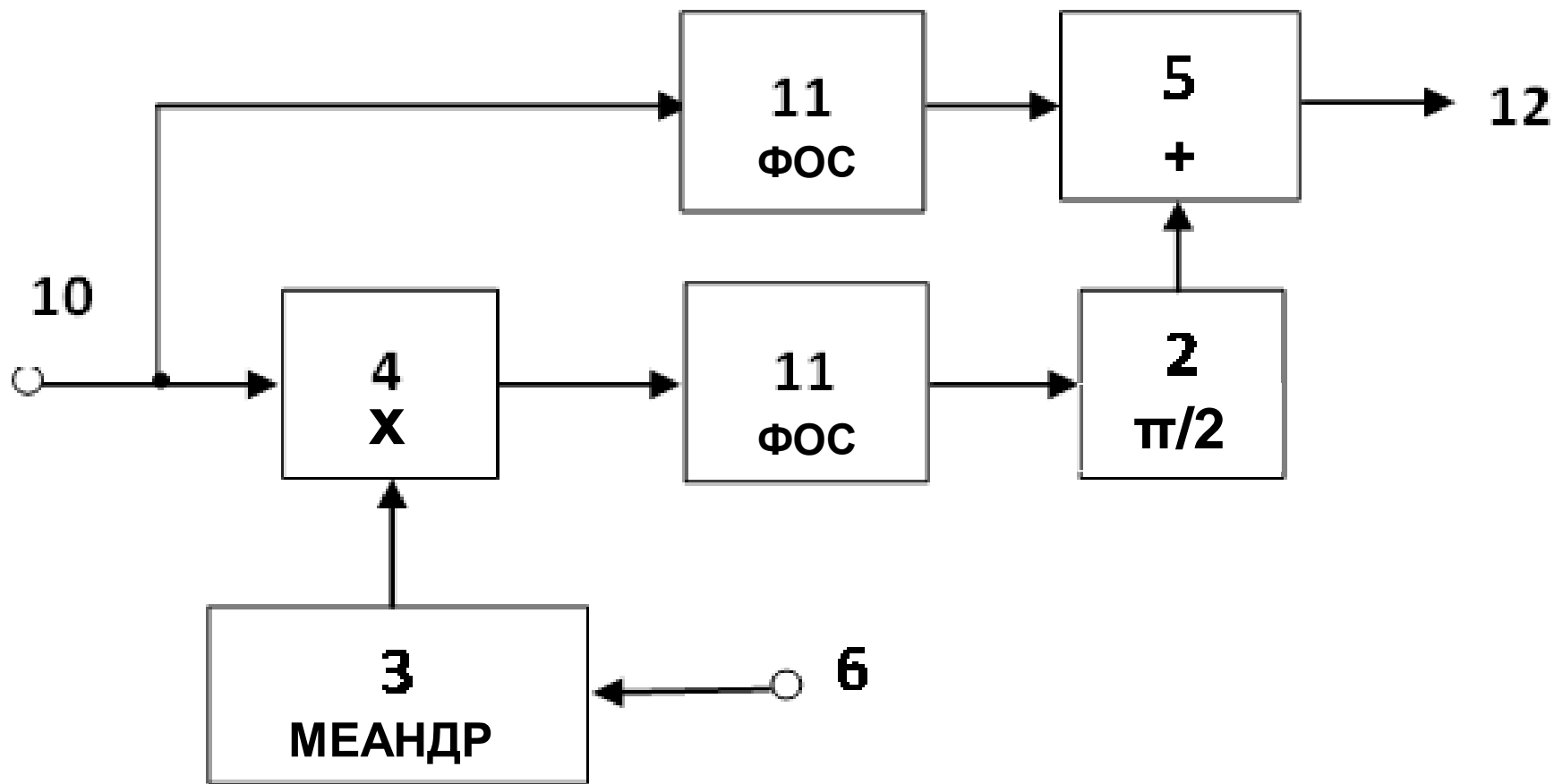
$$P_{\text{ошАМ}}(s) = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}, \quad P_{\text{ошЧМ}}(s) = \frac{1}{2} e^{-h^2}, \quad P_{\text{ошОФМ}}(s) = \frac{1}{2} e^{-2h^2}.$$

Из вышеприведенных формул следует, что энергетический выигрыш описываемого варианта передачи дискретных сообщений по сравнению с обычными вариантами АМ, ЧМ и ОФМ модемами составляет 2 раза, то есть 3 дБ.

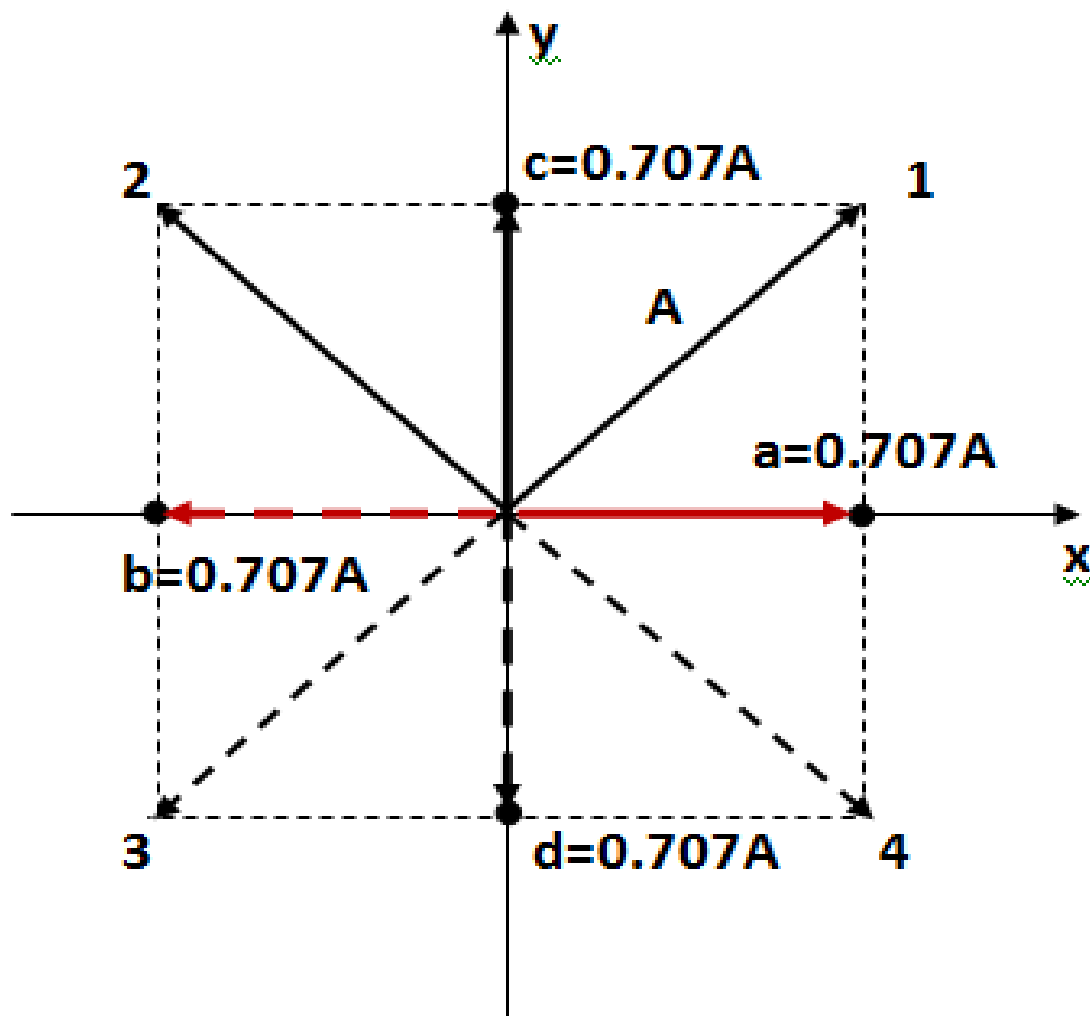
БЛОК-СХЕМА МОДЕРНИЗАТОРА НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ НА ПЕРЕДАЮЩЕМ КОНЦЕ РАДИОЛИНИИ



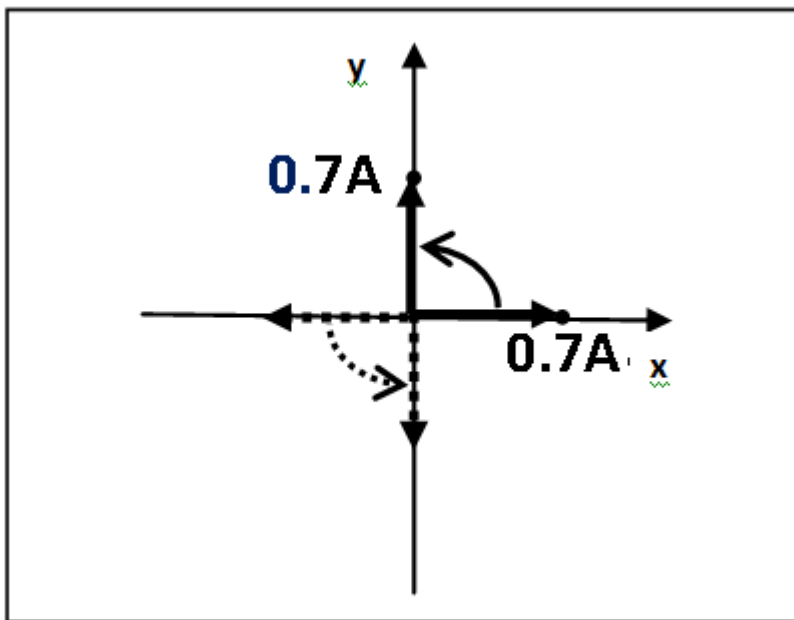
БЛОК-СХЕМА ДЕМОДЕРНИЗАТОРА НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ НА ПРИЕМНОМ КОНЦЕ РАДИОЛИНИИ



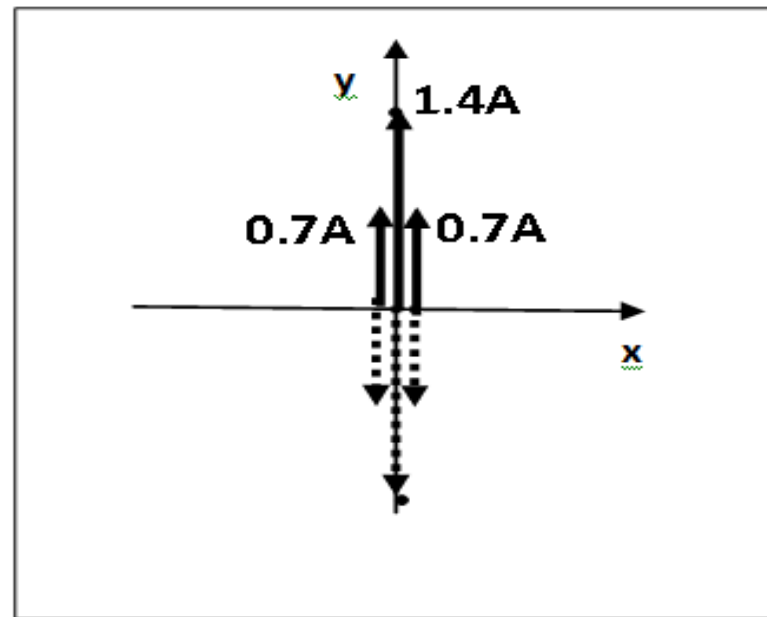
ВЕКТОРНАЯ ДАГРАММА КВАДАТУР НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ НА ВЫХОДЕ МОДЕРНИЗАТОРА



ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КВАДРАТУР СИГНАЛА НА ПРИЕМНОЙ СТОРОНЕ РАДИОЛИНИИ

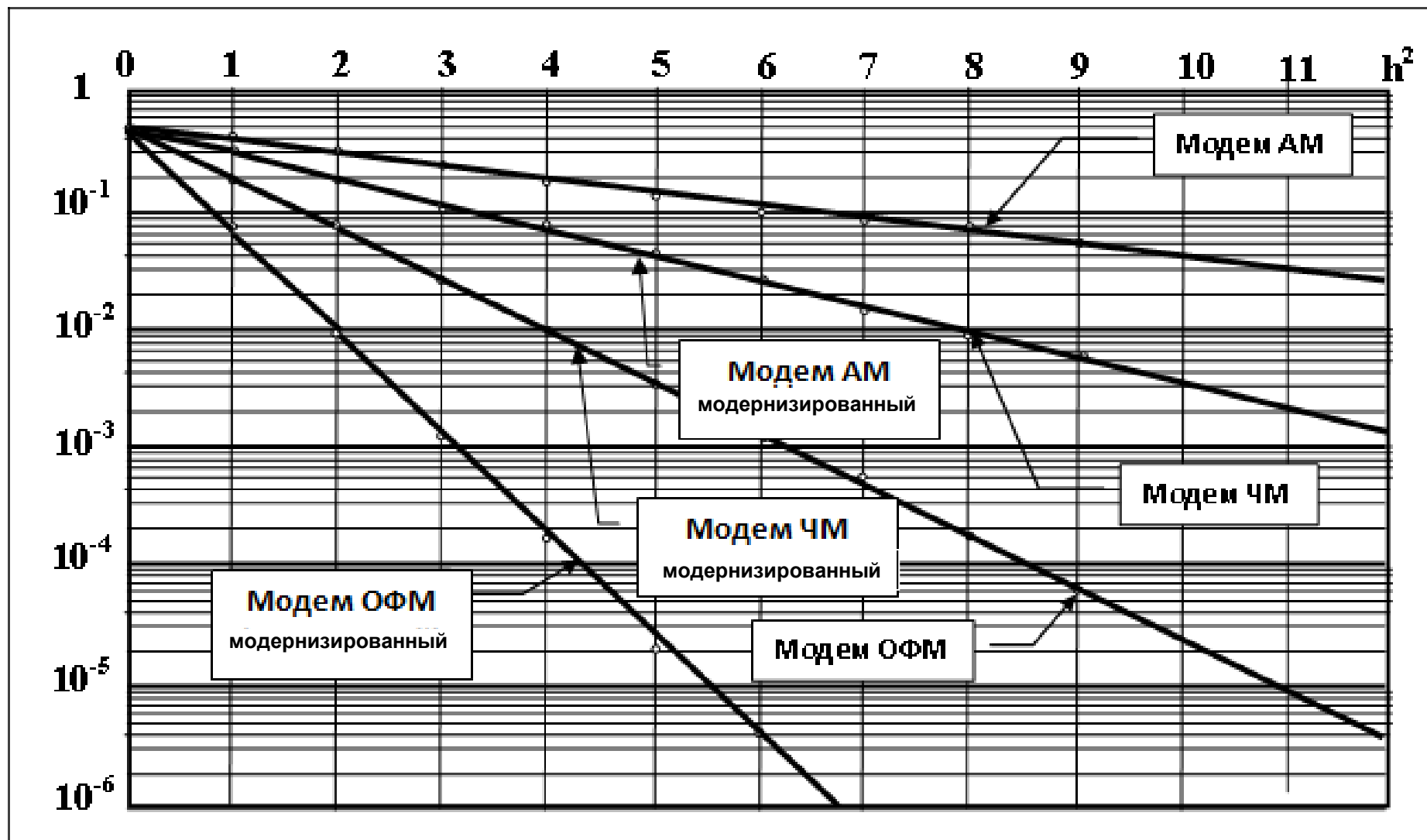


СИНФАЗИРОВАНИЕ КВАДРАТУР



СУММИРОВАНИЕ КВАДРАТУР

Зависимости вероятности ошибок в модемах АМ, ЧМ, ОФМ с обычной и модифицированной несущей.



**ПРЕДЛАГАЕМАЯ МОДЕРНИЗАЦИЯ
КВАДРАТУР НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ
ПОЗВОЛЯЕТ ПОЛУЧИТЬ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ВЫИГРЫШ ПРИ
АМПЛИТУДНОЙ, ЧАСТОТНОЙ И
ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ
МАНИПУЛЯЦИИ 3 дБ
(2 РАЗА ПО МОЩНОСТИ).**

СПАСИБО ЗА ВНИМАНИЕ

КОНТАКТ: vlhazan@yandex.ru

