

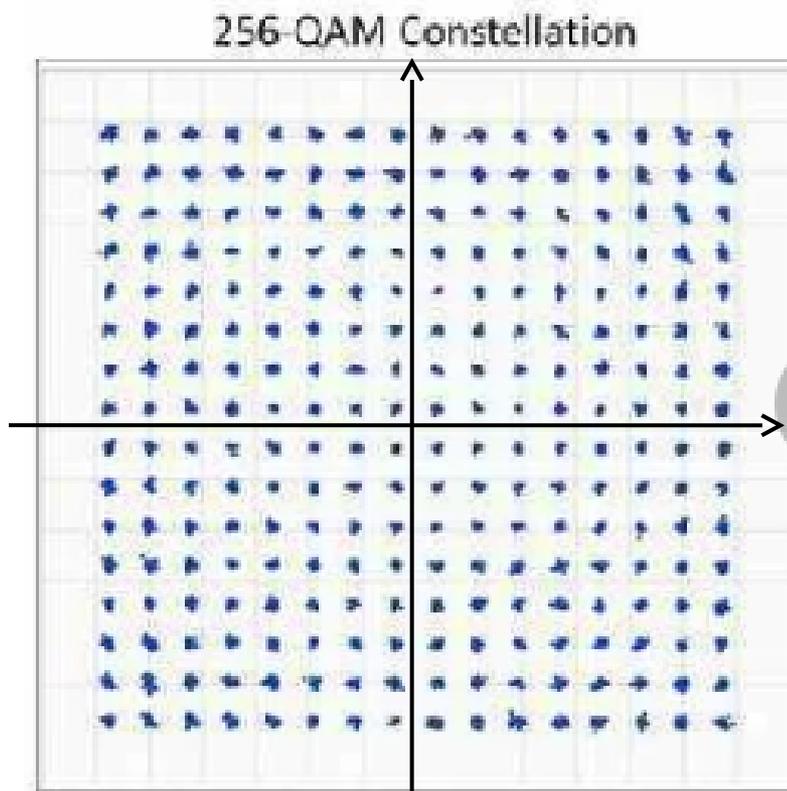


Омский Государственный  
ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ

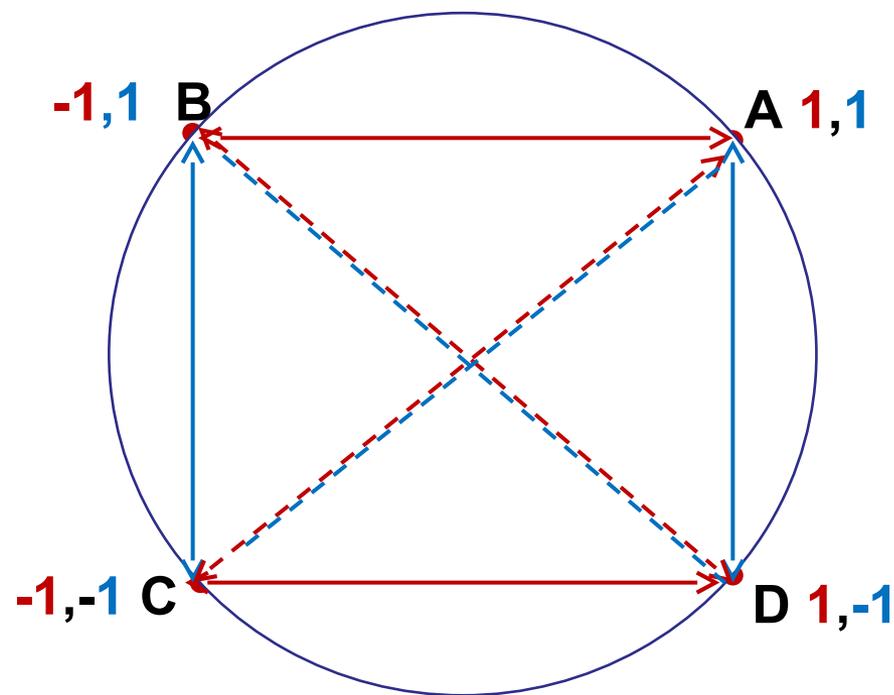
# МОДЕМ С КВАДРАТУРНОЙ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ (КВИФМ)

*Д.т.н., профессор ОмГТУ, в.н.с. АО «ОНИИП»  
Хазан Виталий Львович,  
Главный конструктор АО «ОНИИП»  
Дворянчиков Виталий Алексеевич,  
Ведущий инженер конструктор АО «ОНИИП»  
Завьялов Максим Сергеевич*

Предлагаемый модем с **квадратурной внутриимпульсной фазовой модуляцией (КВИФМ)** также как и модем с **квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ)** предназначен для передачи одним импульсом большого количества бит сообщения.



КВИФМ – 256  
(от 2-х до 256-и элементов)



# НЕДОСТАТКИ КАМ

- Так как при передаче сообщений амплитуда сигнала все время меняется от максимального до минимального значения, то это приводит к **энергетическим потерям** в среднем порядка **6 дБ**.
- При передаче сообщений с высокой скоростью существенно возрастает вероятность ошибок, поскольку с увеличением скорости передачи сообщения **уменьшается векторное расстояние между соседними вершинами сигнального созвездия**.
- Одиночные импульсы с КАМ **невозможно передавать в режиме ППРЧ**, поскольку для декодирования информации при КАМ необходимо знать начальную фазу радиоимпульса, которая в каждом одиночно принимаемом импульсе является неопределенной. В системах с КАМ для определения начальной фазы предварительно всегда необходимо передавать преамбулу, которая содержит информацию о начальной фазе несущего колебания.
- **У КВИФМ ОТСУТСТВУЮТ ВСЕ ЭТИ НЕДОСТАТКИ!**

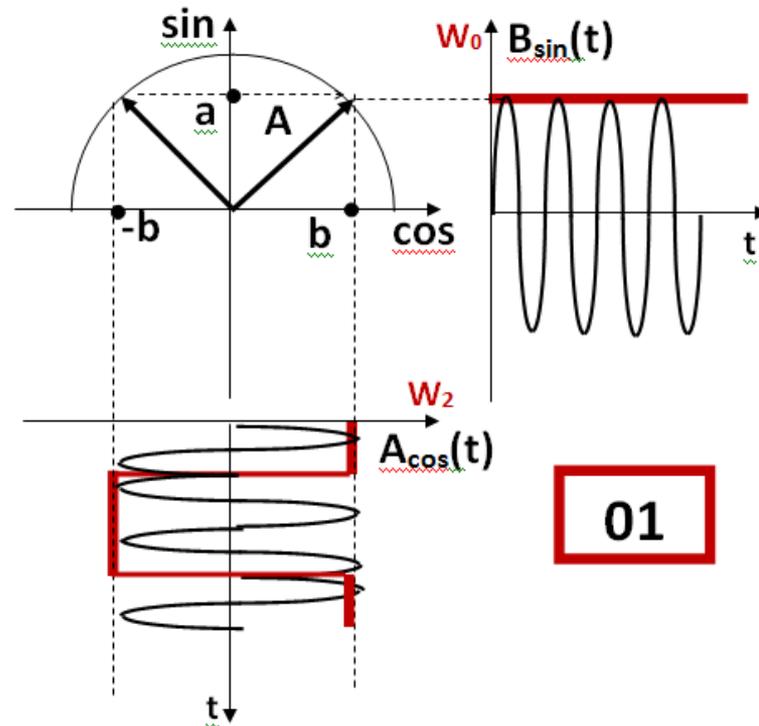
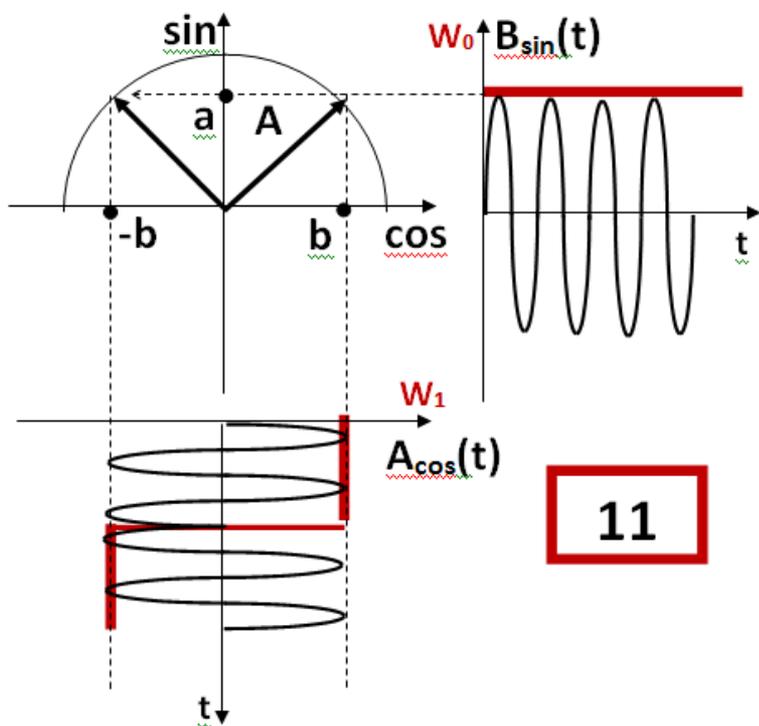
# ПРЕИМУЩЕСТВА КВИФМ

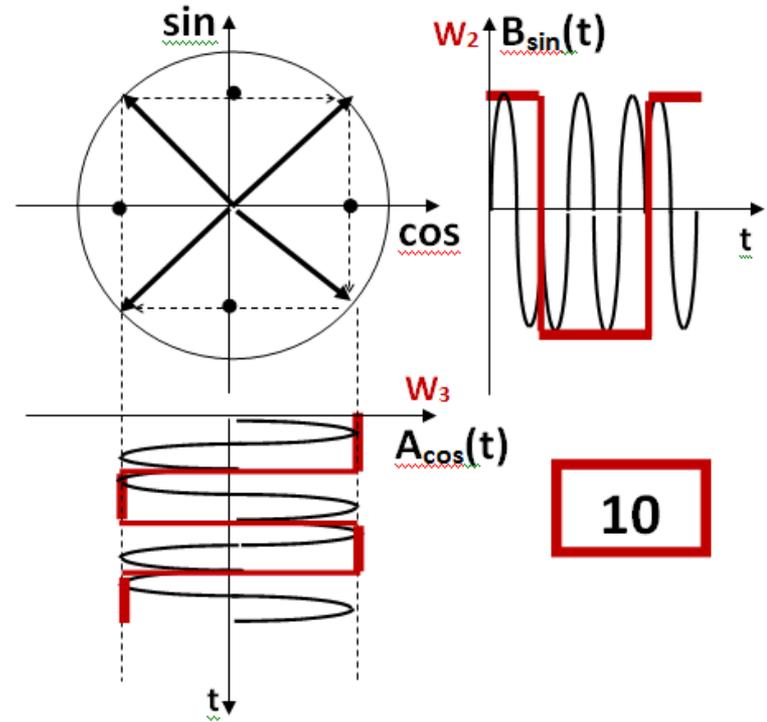
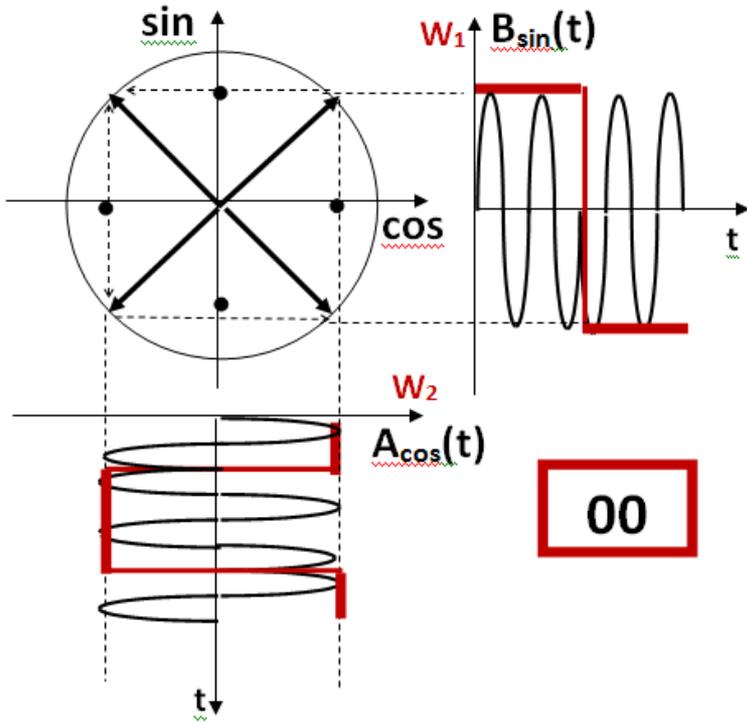
- При КВИФМ, в отличие от КАМ, одним индивидуальным радиоимпульсом (с внутриимпульсной фазовой манипуляцией) в режиме ППРЧ возможно передавать достаточно большое количество бит с **высокой достоверностью**. Это возможно благодаря тому, что передача каждого импульса производится с одной и той же **максимально возможной амплитудой** а **фильтр основной избирательности** рассчитан на длительность самого радиоимпульса и **имеет предельно возможную узкую полосу пропускания**.
- Каждый отдельный радиоимпульс содержит в себе передаваемую информацию, которая закладывается в конкретные формы взаимно ортогональных бинарных последовательностей, манипулирующих начальными фазами квадратур передаваемого радиоимпульса. Используя КВИФМ **возможно одним радиоимпульсом передавать достаточно большое количество бит**, которые могут представлять собой отдельные кодовые комбинации в том числе в режиме ППРЧ.
- Например, одним радиоимпульсом возможно передавать 8 бит (байт) и большее их количество. Если, с помощью КАМ модема передавать одним радиоимпульсом 8 бит, то необходимо использовать сигнальное созвездие, которое имеет  $2^8=256$  вершин. **В этом случае КВИФМ модем выигрывает энергетически у КАМ модема порядка 13 дБ!!!**

# КВИНТЭССЕНЦИЯ КВИФМ

- С помощью **двух взаимно-ортогональных бинарных последовательностей**, например, функций Уолша, соответствующих передаваемой кодовой комбинации производится **фазовая манипуляция квадратур** импульсного высокочастотного колебания.
- На **приемной** стороне канала связи осуществляется **деманипуляция фаз** этих квадратур и **их индивидуальная оптимальная фильтрация** с помощью согласованных с длительностью импульса интегральных (коммутируемых) фильтров.
- Полученные на выходе фильтров **гармонические колебания квадратур синфазизируются** и осуществляется их **когерентный взаимно-корреляционный прием**.
- Из **общего множества узкополосных фильтров**, соответствующих взаимно-ортогональным бинарным последовательностям по наибольшему уровню принятых сигналов **определяются два фильтра**, которые соответствуют манипулирующим квадратурам сигнала последовательностям и тем самым осуществляется идентификация принимаемой кодовой комбинации.

# ПРИМЕР КОДИРОВАНИЯ 2-Х ЭЛЕМЕНТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФУНКЦИЙ УОЛША 0-го, 1-го, 2-го и 3-го ПОРЯДКОВ







# ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛА НА ПЕРЕДАЮЩЕЙ СТОРОНЕ КАНАЛА СВЯЗИ

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

$$u_c(t) = A \cos(2\pi f t + \varphi_0);$$

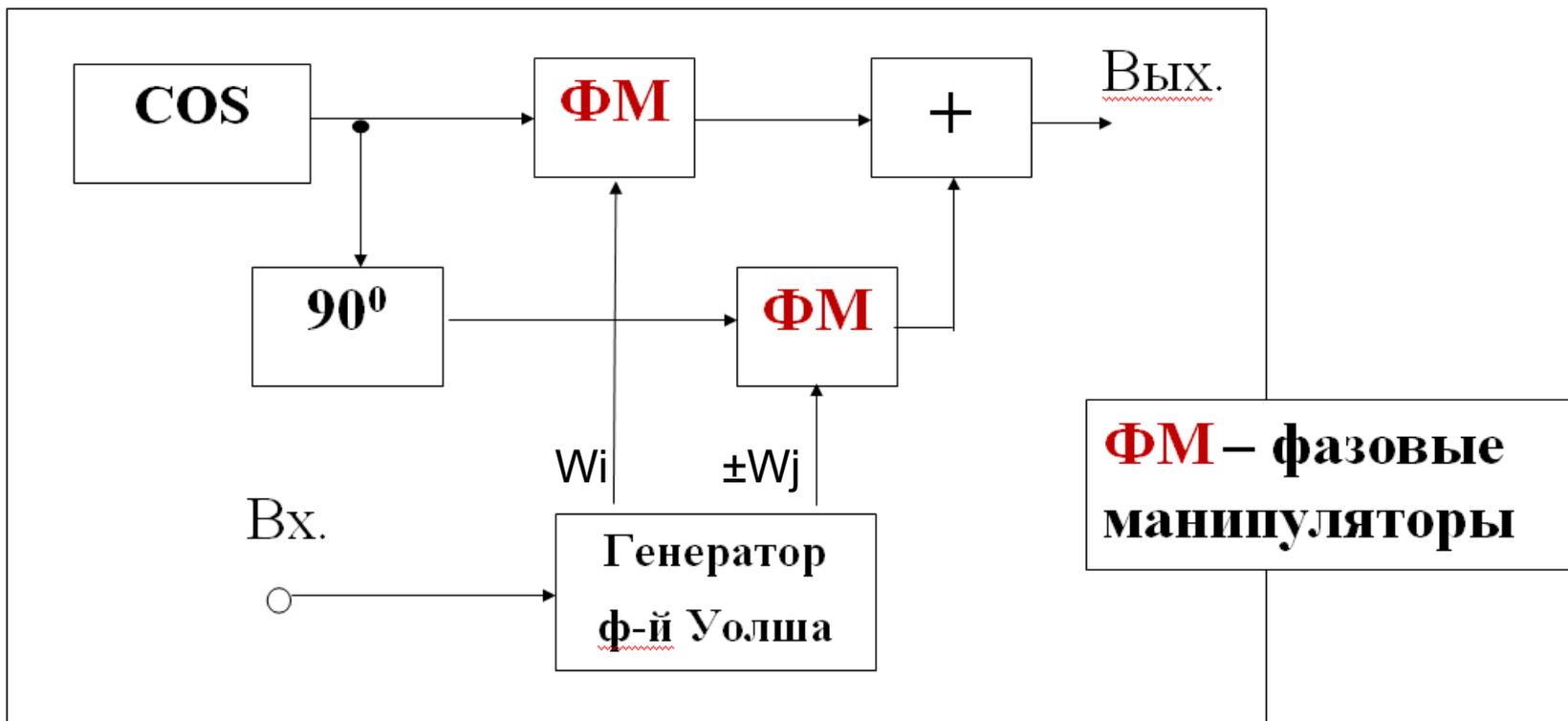
$$u_s(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi_0).$$

$$u_{cm}(t) = W_i(t) A \cos(2\pi f t + \varphi_0);$$

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

$$u_{\text{прд}}(t) = W_i(t) A \cos(2\pi f t + \varphi_0) + W_j(t) A \sin(2\pi f t + \varphi_0)$$

# БЛОК-СХЕМА МОДУЛЯТОРА КВИФМ



ПОРЯДКИ ФУНКЦИЙ УОЛША ПРИ ПЕРЕДАЧЕ К-ГО БАЙТА

$$i = K \bmod(2^7);$$

$$j = (K \bmod(2^7) + 2^7)(2^7 + 0.5 - K) / \text{abs}(2^7 + 0.5 - K)$$

**Известно, что произведение функций Уолша является новой функцией Уолша**

**Если порядки функций Уолша разные, то:  $w_i^* w_j = w_k$ ;**

**Если порядки функций Уолша равны, то:  $w_i^* w_i = w_0$ .**

**Если умножить гармоническое колебание на функцию Уолша  $W_0$ , то на входе УПФ будет не манипулированное гармоническое колебание, которое свободно проходит на выход УПФ, в то время, как манипулированные по фазе функциями Уолша радиоимпульсы на выходе узкополосных фильтров не вызывают никакой реакции.**

**Между квадратурами одного и того же импульса разность фаз равна  $\pm 90^\circ$  и с помощью фазовращателей эту разность фаз можно сделать равной нулю или  $180$  градусов.**

**Перемножая сфазированные квадратуры определяем максимальное напряжение на выходе перемножителей и полярность этого напряжения.**

**Пара идентифицированных узкополосных фильтров, соответствующая функциям Уолша  $W_i$  и  $W_j$  определяет конкретное значение принятого байта.**

# ДЕМОДУЛЯЦИЯ И ДЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛА НА ПРИЕМНОЙ СТОРОНЕ КАНАЛА СВЯЗИ

$$u_{np}(t) = K_3 [W_i(t-dt) A \cos(2\pi f(t-dt) + \varphi_0) + W_j(t-dt) A \sin(2\pi f(t-dt) + \varphi_0)].$$

$$u_{dm}(t) = W_r(t-dt) K_3 [W_i(t-dt) A \cos(2\pi f(t-dt) + \varphi_0) + W_j(t-dt) A \sin(2\pi f(t-dt) + \varphi_0)].$$

В случае, когда  $r = i$ , на выходе деманипулятора будет иметь место сигнал:

$$u_{dm} = K_3 [A \cos(2\pi f(t-dt) + \varphi_0) + W_k(t-dt) A \sin(2\pi f(t-dt) + \varphi_0)],$$

и на выходе узкополосного фильтра, который соответствует функции Уолша  $W_i(t)$  появится колебание:

$$u_{dmc} = K_3 A \cos(2\pi f(t-dt) + \varphi_0),$$

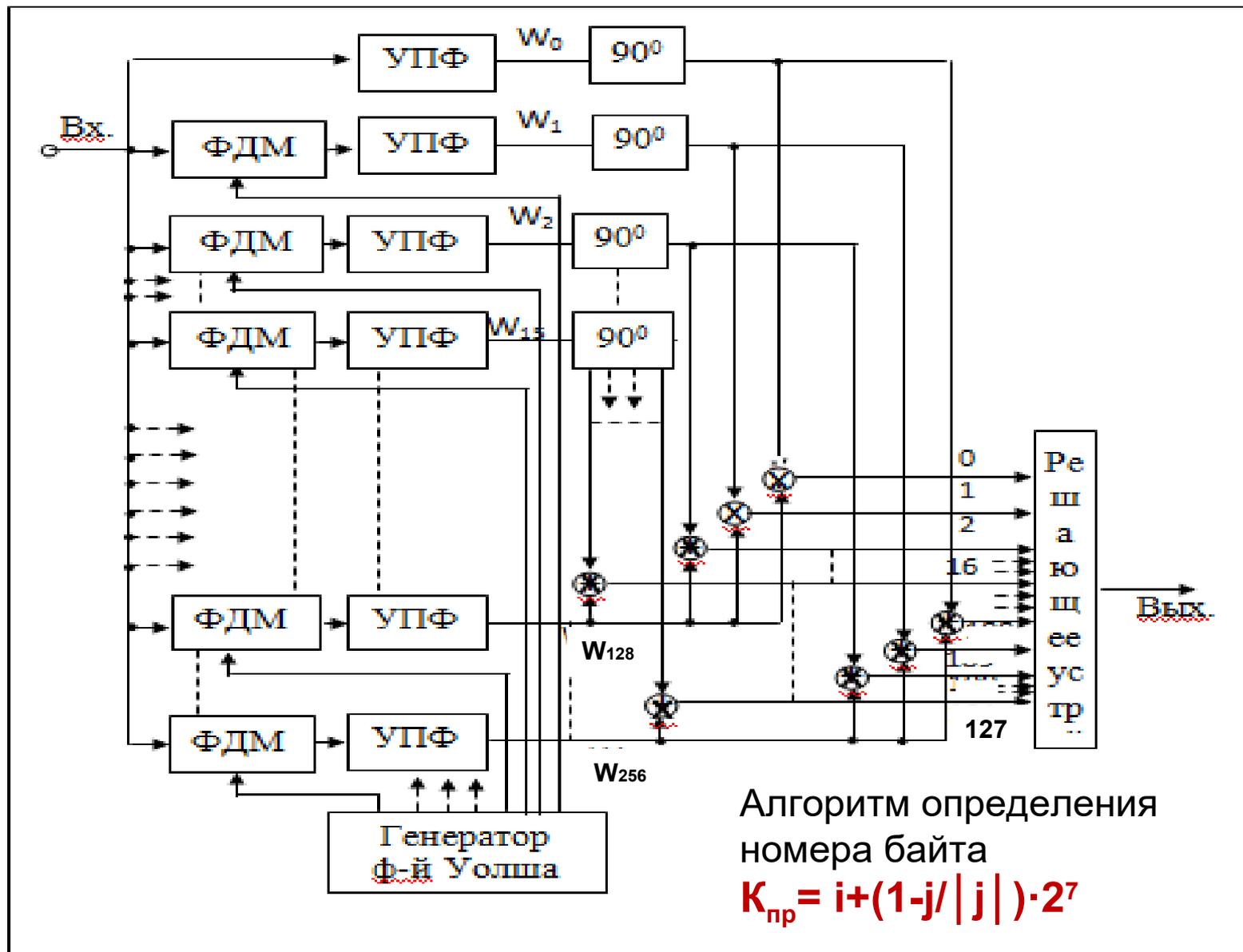
В случае, когда  $r = j$ , то на выходе деманипулятора будет иметь место сигнал:

$$u_{dm} = K_3 [W_k(t-dt) A \cos(2\pi f(t-dt) + \varphi_0) + A \sin(2\pi f(t-dt) + \varphi_0)].$$

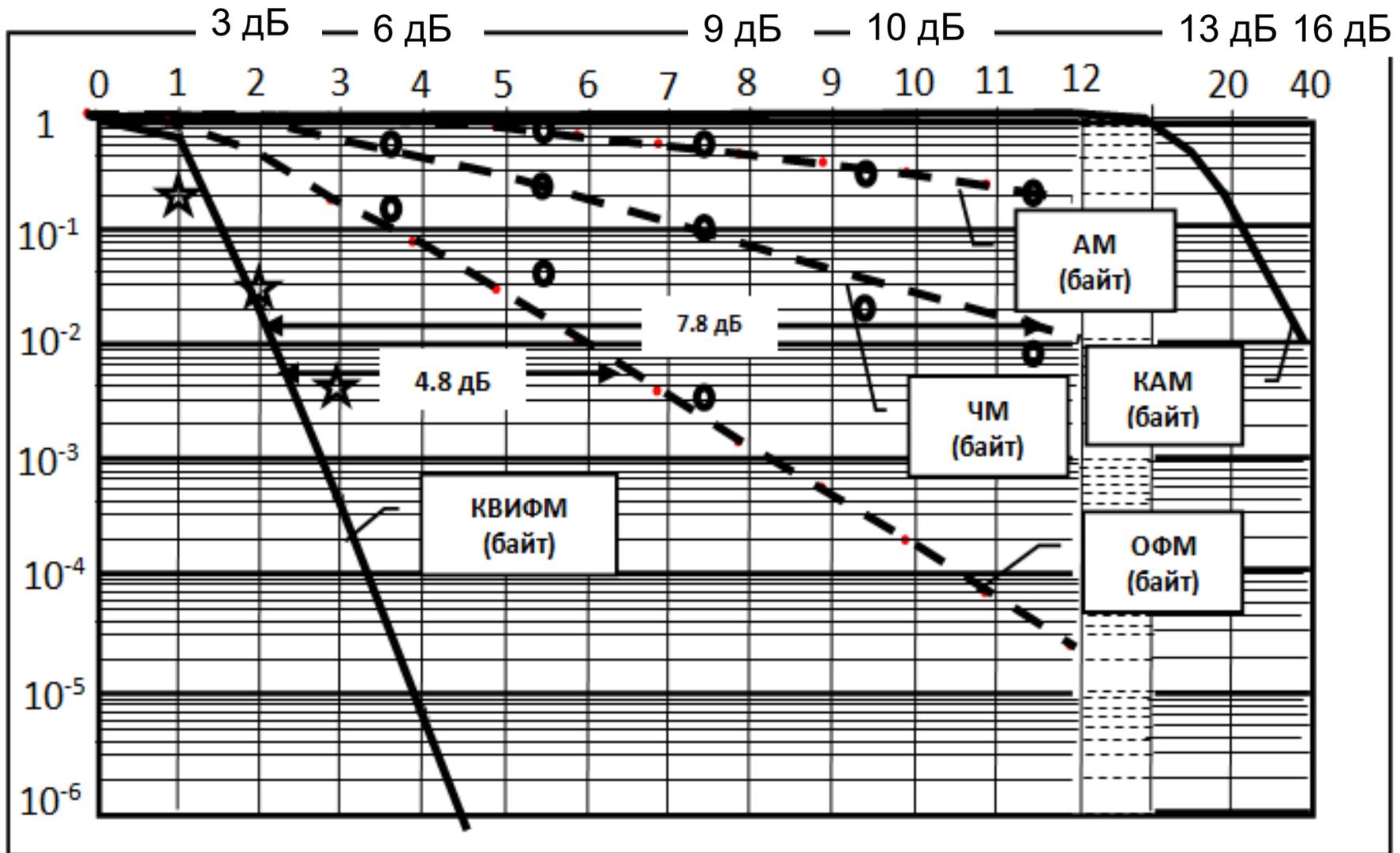
и на выходе узкополосного фильтра, который соответствует функции Уолша  $W_j(t)$  появится колебание:

$$u_{dms} = \pm K_3 A \sin(2\pi f(t-dt) + \varphi_0).$$

# БЛОК-СХЕМА ЛЕМОЛУПЯТОРА КВИФМ



# ЗАВИСИМОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК БАЙТОВ ОТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ДЛЯ МОДЕМОВ С КАМ, АМ, ЧМ, ОФМ И КВИФМ



Вероятность ошибки при определении полярности на выходе перемножителя определяется вероятностью ошибки при приеме сигналов с относительной фазовой манипуляцией:

$$P_{\text{ош1}} = \frac{1}{2} e^{-4h^2}.$$

Здесь учтен тот факт, что энергия сигнала КВИФМ, с помощью которого передается один байт сообщения, в 8 раз больше мощности одного бита при обычной относительной фазовой манипуляции

Вероятность ошибочного определения пары функций Уолша можно оценить с помощью выражения, описывающего вероятность ошибки при приеме ЧМ сигнала (с учетом восьмикратного увеличения мощности сигнала):

$$P_{\text{ош2}} = \frac{1}{2} e^{-4h^2}$$

С учетом этого вероятность ошибочного приема байта сообщения для модема с КВИФМ может быть оценена с помощью выражения:

$$P_{\text{ош,БАЙТ (КВИФМ)}} = 1 - (1 - P_{\text{ош2}})^{127} (1 - P_{\text{ош1}}) = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} e^{-4h^2}\right)^{128}.$$

# СКРЫТЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С КВИФМ

Для повышения скрытности систем связи с КВИФМ предлагается в качестве несущих колебаний использовать не гармонические колебания а использовать ЛЧМ сигналы, квадратуры которых можно также манипулировать по фазе взаимно-ортогональными бинарными последовательностями.

**СПАСИБО ЗА ВНИМАНИЕ**