

**МЕТОД АНАЛИЗА КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ЭКВАЛАЙЗЕРА
В МОДЕМАХ С КАМ МОДУЛЯЦИЕЙ**

**ANALYSIS TECHNIQUE OF AN EQUALIZER CORRECTIVE CAPABILITY
FOR MODEMS WITH QAM MODULATION**

Аннотация. Разработан метод оценки корректирующих способностей корректора канала в модемах с КАМ модуляцией.

Summary. Estimation procedure of an equalizer corrective capability is designed in this article for modems with QAM modulation.

Использование высокоскоростных модемов (ВМ) для цифровизации металлического кабеля позволяет получить относительно высокую скорость и низкую вероятность ошибки данных в ограниченной полосе частот и тем самым дает возможность организовать цифровые потоки на существующих линейно-кабельных сооружениях [1]. Общей проблемой ограничения скорости передачи данных ВМ являются искажения сигнала проходящего по кабелю. Для увеличения скорости передачи данных в ВМ используют корректор сигнала (КС), и **возникает задача** оценить корректирующие возможности (остаточные искажения) корректора.

Из **анализа исследований**, посвященных КС [2],[3], можно сказать, что данную проблему решают, рассматривая КС как отдельное устройство, а корректирующие свойства КС оценивают отдельно от работы тактовой и несущей синхронизации. Однако синхронизации меняют начальные условия КС и тем самым влияют на работу корректора. Неправильная установка фазы тактового или несущего колебания воспринимаются КС как искажения и он будет тратить свои корректирующие возможности на исправления этих ошибок и как следствие этого потенциальный ресурс КС будет уменьшен.

Данная **статья посвящена** разработке метода, позволяющему оценить остаточные искажения КС в совместной работе с тактовой и несущей синхронизациями.

Рассмотрим структурную схему модели КАМ модема [4] для оценки корректирующих свойств КС, представленную на рис. 1 и 2. Для простоты моделирования модель разбита на модулятор и демодулятор.

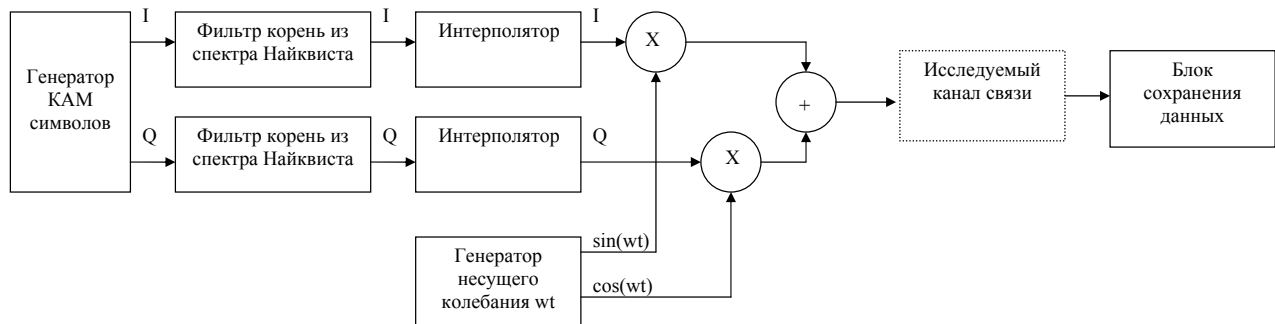


Рисунок 1 – Структурная схема модулятора КАМ сигнала

Модулятор состоит из генератора случайных чисел, которые проходят через нерекурсивный фильтр, имеющий амплитудно-частотную характеристику вида корень из спектра Найквиста и линейную фазо-частотную характеристику, интерполируются и поступают на квадратурный модулятор. Модулированный КАМ сигнал проходит через рекурсивный фильтр, имеющий амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики исследуемого канала связи, после чего КАМ сигнал сохраняется в файле для обработки его демодулятором.

Демодулятор изображен на рис. 2, он состоит из квадратурного демодулятора, фильтра, который имеет такие же параметры, как и фильтр, используемый в модуляторе. Фильтры модулятора и демодулятора совместно образуют амплитудно-частотную характеристику Найквиста, которая позволяет исключить межсимвольную интерференцию в моменты принятия решения.

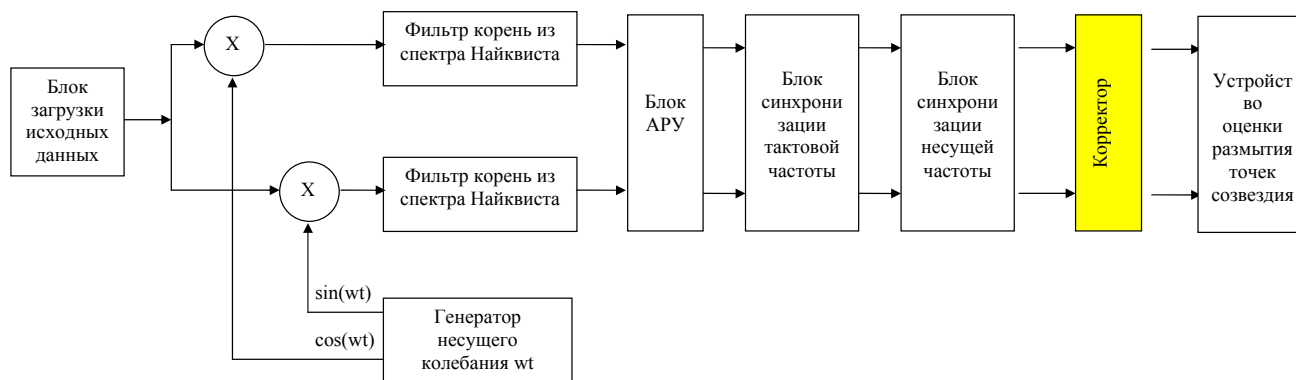


Рисунок 2 – Структурная схема демодулятора КАМ сигнала

Блок АРУ необходим для правильной работы решающего устройства. Тактовая синхронизация восстанавливает моменты принятия решения, которые сместились, проходя через канал связи. Блок синхронизации несущей частоты восстанавливает фазу несущей частоты, которую смещает задержка канала связи. После чего КС корректирует искажения в сигнале, и сигнал поступает на блок оценки качества сигнала. Рассмотрим подробнее эти блоки.

Восстановление тактовой частоты сведем к решению оптимизационной задачи:

$$\varphi_{opt} \Rightarrow \min(D_{total}), \quad (1)$$

где φ_{opt} – требуемая (оптимальная) фаза тактовой частоты; D_{total} – целевая функция.

Обобщенным показателем работы модема является вероятность ошибки, которая может быть получена из отношения сигнал-шум, и в качестве целевой функции удобно взять дисперсию ошибки принятого сигнала. Совокупность сигнальных точек образуют сигнальное созвездие. Далее рассмотрим системы синхронизации для квадратных созвездий.

Смещение фазы тактового колебания от оптимального значения приводит к размытию точек созвездия за счет интерференции (наложения) соседних импульсов. Размытие созвездия также может быть вызвано шумами и искажениями канала, так как эти процессы являются независимыми, то дисперсию размытия точек созвездия можно записать как

$$D_{total} = D_{noise} + D_{dist} + D_{clock}, \quad (2)$$

где D_{noise} – дисперсия размытия точек созвездия, вызванная шумами в канале; D_{dist} – дисперсия размытия точек созвездия, вызванная искажениями в канале; D_{clock} – дисперсия размытия точек созвездия, вызванная тактовой синхронизацией.

От фазы тактовой частоты зависит только составляющая D_{clock} , поэтому задача оптимизации (1) примет форму:

$$\varphi_{opt} \Rightarrow \min(D_{clock}). \quad (3)$$

Целевую функцию в этом случае можно представить следующим образом:

$$D_{clock} = \frac{2}{N} \times \sum_k^N \left((I_{Dk} - I_d)^2 + (Q_{Dk} - Q_d)^2 \right), \quad k = 1, 3, 5, \dots, N, \quad (4)$$

где I_d и Q_d – координаты ожидаемого значения в КАМ созвездия; I_{Dk} – значение I сигнала в k -й момент принятия решения; Q_{Dk} значение Q сигнала в k -й момент принятия решения.

Формула (4) в матричном виде примет вид:

$$D_{clock} = \frac{2}{N} \times (I_D - I_d) \times (I_D - I_d)^T + (Q_D - Q_d) \times (Q_D - Q_d)^T. \quad (5)$$

Для нахождения оптимальной фазы тактовой частоты, при которой значение дисперсии отклонений от ожидаемых значений минимально, использовался метод прохождения с постоянным шагом всего диапазона, в котором меняется фаза ($0-2\pi$), при этом значения между отсчетами находят при помощи интерполяции прямого и квадратурного канала. Так как целевая функция записывается в матричном виде, то такой метод нахождения минимума вычисляется быстрее, чем встроенная функция оптимизации в среде MATLAB. Такой метод позволяет находить глобальный минимум и

позволяет контролировать детекторную характеристику цепи тактовой синхронизации при различных искажениях в канале.

Описанный выше алгоритм настройки тактовой частоты не зависит от начальной фазы несущей частоты.

Восстановление частоты несущего колебания также сводится к решению оптимизационной задачи:

$$\varphi_{opt} \Rightarrow \min(D_{carr}), \quad (6)$$

где φ_{opt} – требуемая (оптимальная) фаза несущего колебания; D_{carr} – целевая функция.

Составим целевую функцию, основываясь на свойстве квадратных созвездий, при правильной установке угла несущего колебания математическое ожидание разности проекций (I и Q) в моменты принятия решений равно нулю, т.е.:

$$D_{carr} = \frac{2}{N} \times \sum_{k=1}^N (|I_{Dk}| - |Q_{Dk}|)^2, \quad k = 1, 3, 5, \dots, N. \quad (7)$$

Формула (9) в матричном виде примет вид:

$$D_{carr} = \frac{2}{N} \times (|I_D| - |Q_D|) \times (|I_D| - |Q_D|)^T. \quad (8)$$

Результат вычисления по приведенному алгоритму восстановления несущей частоты зависит от начальной фазы тактовой частоты, поэтому настройка несущей частоты должна выполняться после тактовой синхронизации.

Найдя минимальное значение функции D_{carr} способом, аналогичным нахождению минимума в тактовой синхронизации, мы определяем оптимальную фазу несущего колебания в приемнике. Далее поворачиваем созвездие на требуемый угол, т.е. находим новые значения I и Q сигналов:

$$I_{new} = \operatorname{Re}[(I + jQ) \cdot \exp(j\varphi_{opt})], \quad (9)$$

$$Q_{new} = \operatorname{Im}[(I + jQ) \cdot \exp(j\varphi_{opt})]. \quad (10)$$

Такой алгоритм синхронизации несущей частоты вводит неоднозначность по фазе несущей на угол $\frac{\pi}{2}$. Эта неоднозначность должна решаться с помощью дифференциального кодирования за счет избыточности помехоустойчивого кодирования или иным методом.

На рис. 3 приведены детекторные характеристики для сигнала без шума и с отношением сигнал/шум 15 дБ (нормальный белый шум) для сигнала КАМ-4.

Из этих рисунков видно, что характеристики детекторов являются гладкими и их минимумы не смещаются при воздействии на сигнал нормального белого шума, это так же справедливо и для КАМ сигналов более высокого порядка. Воздействие шума на сигнал приводит к незначительному уменьшению крутизны детекторной характеристики в районе минимума.

По результатам проведенных исследований можно сделать **вывод**, что рассмотренный выше метод позволяет оценить корректирующие свойства корректора с учетом влияния тактовой и несущей синхронизации (введением остаточной ошибки работы синхронизаций), с учетом искажений, присутствующих в канале связи, который задается рекурсивным фильтром. Также можно оценить влияние длины корректора на остаточные искажения после коррекции сигнала. Устойчивость рассмотренной тактовой и несущей синхронизации к шумам, позволяет оценивать работу корректора и с зашумленным сигналом.

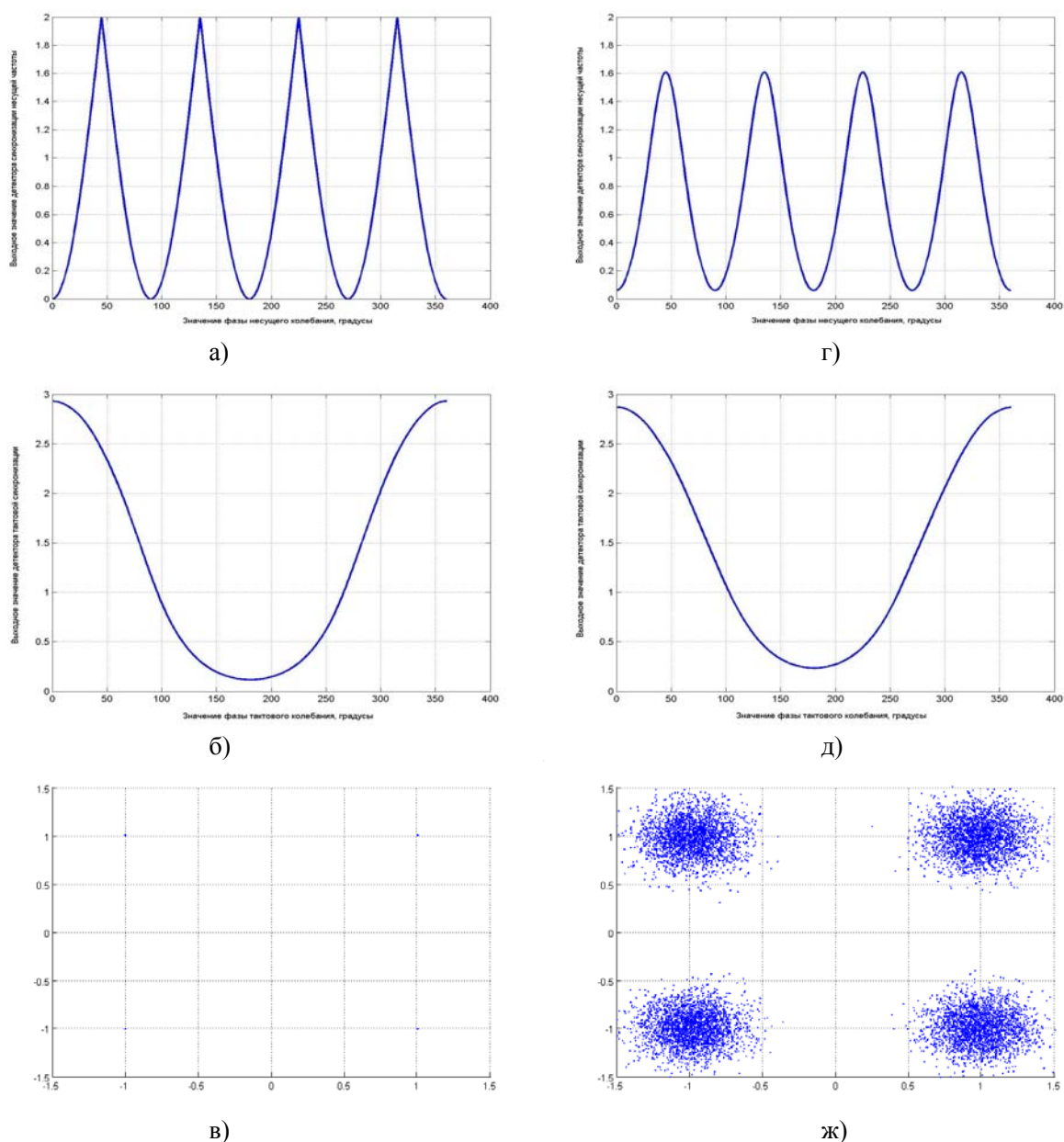


Рисунок 3 – Детекторные характеристики для сигнала КАМ-4: а) характеристика детектора синхронизации тактовой частоты без шумов; б) характеристика детектора синхронизации несущей частоты без шумов; в) созвездие принятого сигнала без шумов; г) характеристика детектора синхронизации тактовой частоты с отношением сигнал шум 15 дБ; д) характеристика детектора синхронизации несущей частоты с отношением сигнал шум 15 дБ; ж) созвездие принятого сигнала с отношением сигнал шум 15 дБ

Литература

1. Брескин В.А. Модерный метод модернизации линий передачи металлического кабеля первичной сети // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – Одесса, 2003. – №2. – С.55-58.
2. Haykin Simon. Adaptive filter theory. Forth edition. – N.J.: by Prentice-Hall, Inc., 2002. – 936 p.
3. Hanzo L., Webb W., Keller T. Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation: principles and application for personal communications, WLANs and broadcasting . – New York: by John Wiley and Sons, Ltd., 2000. – 739 p.
4. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.