

УДК 621.396.43.833

В.К. Маригодов, проф., д-р техн. наук

*Севастопольский национальный технический университет,
Студгородок, Севастополь, Украина, 99053*

Ю.В. Матвеев, доц. канд. техн. наук

*Севастопольский национальный институт ядерной энергии и промышленности
ул. Курчатова, Севастополь, Украина, 99033
sky10@hotmail.ru*

АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛОВ В РАДИОСИСТЕМАХ

Рассмотрено применение адаптивного корректирующего фильтра в передающем тракте радиосистемы при наличии в каналах связи многолучевости и аддитивных гауссовских помех. Определена эффективность предложенного метода коррекции.

В настоящее время для передачи информации наряду с системами, в которых применяется фазовая манипуляция, перспективным следует считать использование систем с многоуровневой квадратурной амплитудной модуляцией (МКАМ). При этом в канале связи имеют место аддитивные гауссовские помехи и селективные замирания [1].

Для повышения помехоустойчивости систем с МКАМ применяют различные методы, в том числе и методы адаптивного предсказания и коррекции сигналов [2 – 4]. Рассмотрим применение этих методов.

Адаптивный корректирующий фильтр (АКФ) включает в себя адаптивный фильтр (АФ) и устройство управления. Параметры АКФ выбираются таким образом, чтобы минимизировать среднеквадратичную ошибку выходного сигнала фильтра относительно некоторого искомого выходного сигнала.

Адаптивная коррекция искажений сигнала в приемном тракте может производиться как в полосе модулирующих частот, так и на промежуточной частоте $\omega_{\text{пр}}$.

В случае аналоговой реализации АФ при известных значениях нижней и верхней частот среза фильтра промежуточной частоты f_1 и f_2 соответственно, величина задержки Δt между отводами элементов задержки фильтра выбирается в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова В.А. такой, чтобы она была меньше значения $0,5/(f_2 - f_1)$. В результате КЧХ фильтра, реализуемого на промежуточной частоте, запишется как

$$H(jf) = \sum_{g=-m}^l h_g \exp[-jg\pi f / (f_2 - f_1)].$$

Вследствие того, что в системах с МКАМ модуляция и демодуляция выполняются с помощью квадратурных несущих частот, удобной является

концепция комплексной импульсной характеристики канала. Для коррекции такой характеристики канала требуется комплексный АКФ.

Схема АФ, входящего в комплексный АКФ, отличается от схемы рассмотренного выше корректора наличием дополнительной системы отводов от линии задержки v_g и соответствующего сумматора. Выходы сумматора основной системы отводов h_g и сумматора дополнительной системы отводов v_g подключены ко входу сумматора через фильтры с одинаковыми АЧХ и отличающимися на 90° ФЧХ. При этом коэффициенты h_g в каждом из фильтров служат для компенсации линейных искажений в синфазном и квадратурном каналах, а коэффициенты дополнительной системы отводов v_g — для компенсации межканальных искажений.

Окончательно с учетом задержки, вносимой фильтром, выражение КЧХ комплексного полосового АФ примет вид

$$H(jf) = \exp(-j\pi fm/f_2 - f_1) \sum_{g=-m}^l (h_g + jv_g) \exp(-jg\pi f/f_2 - f_1).$$

В зависимости от значений весовых коэффициентов основной системы отводов h_g и дополнительной системы отводов v_g возможно создание фильтров различного вида. Рассмотрим свойства симметричного фильтра, т.е. фильтра, имеющего одинаковое число отводов по обе стороны от центрального отвода ($l=m$).

1. Фильтр минимально-фазового (МФ) типа. Реализация фильтра данного типа возможна при следующих значениях коэффициентов комплексного АКФ: $h_{-g} = 0$, $v_{-g} = 0$ для $g=1...m$. Для обеспечения устой-

чивости фильтра необходимо выполнение условия $h_0^2 + v_0^2 \geq \sum_{g=1}^m (h_g^2 + v_g^2)$.

Схема такого АФ применяется при замираниях сигнала МФ типа в радиоканале.

2. Фильтр линейно-фазового (ЛФ) типа. Реализация фильтра данного типа возможна при следующих значениях коэффициентов комплексного АКФ: $h_{-g} = h_g$, $v_{-g} = v_g$ для $g=0...m$. Схема такого АФ может применяться для коррекции АЧХ канала.

3. Фильтр неминимально-фазового (МФ) типа. Реализация фильтра данного типа возможна при следующих значениях коэффициентов комплексного АКФ: $h_g = 0$, $v_g = 0$ для $g=1...m$.

В случае, если весовые коэффициенты отводов фильтра для МФ и НМФ типов являются зеркальными отражениями друг друга, т.е.

$$(h_g)_{\text{МФ}} = (v_g)_{\text{НМФ}} \text{ и } (-v_g)_{\text{МФ}} = (v_{-g})_{\text{НМФ}}$$

для $g=0...m$ АЧХ обоих фильтров получаются идентичными, т.е.

$$|H(jf)|_{\text{мф}} = |H(jf)|_{\text{нмф}} = \sqrt{A_1^2 + B_1^2},$$

где

$$A_1 = h_0 + \sum_{g=1}^m [h_g \cos(g\pi f / (f_2 - f_1)) + v_g \sin(g\pi f / (f_2 - f_1))];$$

$$B_1 = v_0 + \sum_{g=1}^m [v_g \cos(g\pi f / (f_2 - f_1)) + h_g \sin(g\pi f / (f_2 - f_1))].$$

Значение группового времени задержки (ГВЗ) получается разным в знаке, т.е.

$$(\text{ГВЗ})_{\text{мф}} = -(\text{ГВЗ})_{\text{нмф}} = d/df \left[\arctg \left(\frac{B_1}{A_1} \right) \right].$$

Если принять весовые коэффициенты равными $(h_g)_{\text{мф}} = 2(h_g)_{\text{лф}}$ и $(v_g)_{\text{мф}} = 2(v_g)_{\text{лф}}$, то АЧХ фильтра линейно-фазового типа определится как $|H(jf)_{\text{лф}}| \approx |H(jf)|_{\text{мф}} = |H(jf)|_{\text{нмф}}$.

Таким образом, использование комплексного АФ в структуре комплексного АКФ позволяет синтезировать АЧХ, универсальную для любых типов замираний.

Схема комплексного АФ для рассматриваемой системы изображена на рисунке 1, на котором обозначено: Δt - элемент задержки; $\otimes$ - перемножитель; Σ - сумматор; h_g - коэффициенты основной системы отводов.

Структурная схема комплексного АКФ показана на рисунке 2. Принятый сигнал с помощью двух полосовых фильтров Ф1 и Ф2 с одинаковыми АЧХ и отличающимися на 90° ФЧХ разделяется на синфазную и квадратурную составляющие. Затем комплексный сигнал дискретизируется с частотой символов (на рисунке схема отсчета не показана) в синфазном и квадратурном каналах и подается на комплексный АКФ, где происходит коррекция искажений сигнала. Далее с помощью интерполяционных фильтров Ф3 и Ф4 выборки синфазного и квадратурного сигналов восстанавливаются в непрерывные сигналы. Демодуляция сигналов осуществляется перемножителями и фильтрами нижних частот Ф5 и Ф6. На перемножители подаются квадратурные несущие частоты и сигналы синфазного и квадратурного каналов для выполнения операции комплексного умножения. Выходные сигналы с фильтров нижних частот подаются на решающие устройства РУ1 и РУ2, являющиеся квантователями. Назначение квантователя заключается в определении состояний двумерного сигнала, которые принимаются в момент квантования, и выдаче значений, соответствующих состоянию сигнала. В качестве квантователя может использоваться АЦП. Затем определяет-

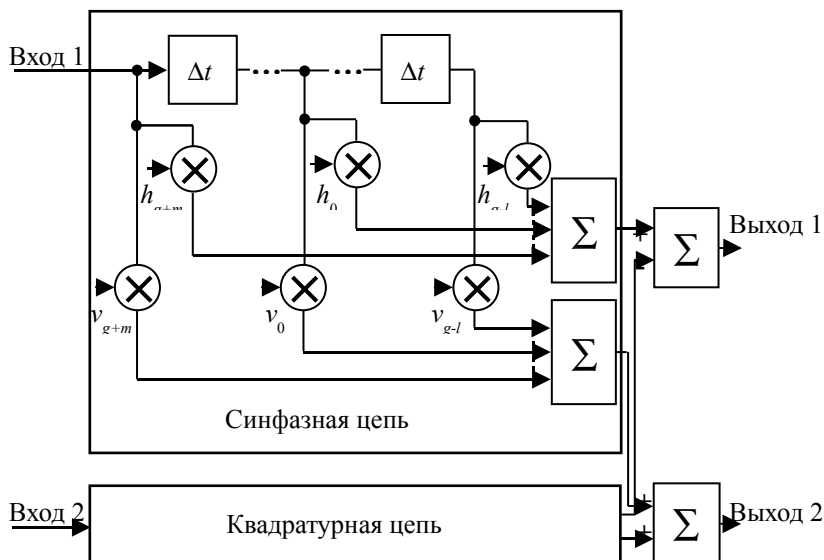


Рисунок 1 – Структурная схема комплексного АФ для системы с МКАМ

ся сигнал ошибки, являющийся разницей между входным и выходным сигналами квантователя. Далее сигнал комплексной ошибки повторно модулируется и вводится в алгоритм настройки устройства управления АКФ для определения значений весовых коэффициентов отводов. При этом сигнал ошибки модулируется с учетом информации о фазе восстановленной несущей частоты. Преимущество комплексного АКФ в полосе частот заключается в том, что он не вносит задержку в контур слежения по фазе, что дает возможность легче отслеживать быстрые дрожания фазы восстановленной несущей частоты.

При наличии в канале связи аддитивных гауссовских помех для повышения помехоустойчивости систем можно применить метод адаптивного оптимального линейного предсказания и корректирования. В соответствии с этим методом весовые коэффициенты комплексного АКФ определяются на приемной стороне и передаются через канал обратной связи на передающую сторону в однотипный АФ. Схема АФ на передаче отличается от схемы АФ на приеме наличием дополнительного сумматора синфазного и квадратурного сигналов. Из-за сложности формирования сигналов на передаче реализация метода адаптивного предсказания может решаться включением АФ на промежуточной частоте.

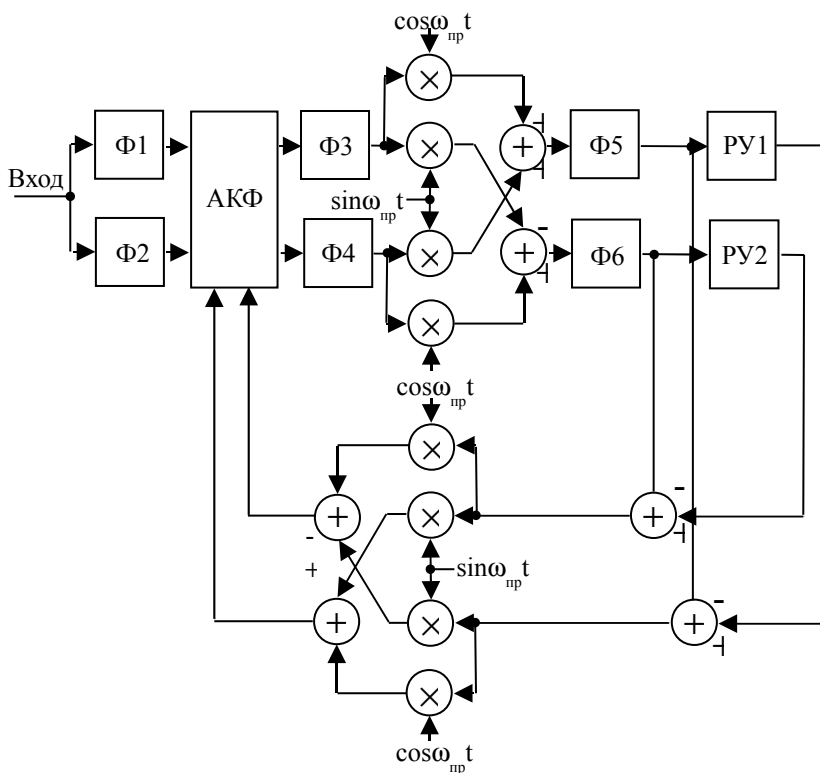


Рисунок 2 – Структурная схема комплексного АКФ

Оценим относительную пропускную способность информационного канала и канала обратной связи при условии действия в обоих каналах помехи типа белый шум $N(f)=N_0=\text{const}$.

Пропускная способность информационного канала с оптимальным линейным предсказанием и корректированием определяется формулой К.Шеннона

$$R_{\text{max ик}} = \Delta f_{\text{ик}} \log \left[1 + \frac{P_{s_{\text{ик}}}}{(N_0 \Delta f_{\text{ик}})} \right],$$

а для канала обратной связи она равна

$$R_{\text{max кос}} = \Delta f_{\text{кос}} \log \left[1 + \frac{P_{s_{\text{кос}}}}{(N_0 \Delta f_{\text{кос}})} \right],$$

где $P_{s_{\text{ик}}}$ и $P_{s_{\text{кос}}}$ - средние мощности сигнала соответственно в информационном канале и в канале обратной связи; $\Delta f_{\text{ик}}$ и $\Delta f_{\text{кос}}$ - эффективные полосы пропускания соответственно информационного канала и канала обратной связи.

Относительная пропускная способность информационного канала и канала обратной связи определится как

$$Q_{\text{пс}} = \frac{R_{\text{макс ик}}}{R_{\text{макс кос}}} = \frac{\Delta f_{\text{ик}} \log[1 + P_{\text{с ик}} / (N_0 \Delta f_{\text{ик}})]}{\Delta f_{\text{кос}} \log[1 + P_{\text{с кос}} / (N_0 \Delta f_{\text{кос}})]}.$$

Сделаем приближенную оценку помехоустойчивости канала обратной связи. Выберем значение эффективной полосы частот канала обратной связи с запасом и равным 3 кГц, а величину стандартной эффективной полосы частот информационного канала возьмем равной 30 МГц для диапазона частот 6,7 ГГц. При использовании, например, системы передачи информации с 16-ти уровневой квадратурной амплитудной модуляцией, мощность сигнала в канале обратной связи уменьшится в $\Delta f_{\text{ик}} / \Delta f_{\text{кос}}$ раз и относительная пропускная способность определится из соотношения $Q_{\text{пс}} = \Delta f_{\text{ик}} / \Delta f_{\text{кос}}$. После подстановки величин эффективных полос обоих каналов в последнее выражение, относительная пропускная способность информационного канала и канала обратной связи составит 10^{-4} или 0,01 %, что означает достаточно высокую помехоустойчивость канала обратной связи.

Оценим возможность осуществления метода адаптивного предсказания и корректирования. Верхняя частота сигнала управления равна высшей частоте смены стационарных участков квазистационарного процесса

$$f_{\text{у макс}} = 1/T_{\text{стац}},$$

где $T_{\text{стац}}$ - интервал стационарности анализируемого сигнала. Ввиду отсутствия в литературе данных о значении $T_{\text{стац}}$ для цифровой РРЛ с многоуровневой квадратурной амплитудной модуляцией сделаем приближенную оценку этой величины. В 99 % случаях глубина замираний меняется со скоростью не более, чем 100 дБ/с, а минимум глубины замираний - со скоростью 600 МГц/с, что указывает на медленный характер замираний по сравнению с длительностью тактового интервала [1]. Приняв за значение времени локальной стационарности величину, в течение которой глубина замираний изменяется на 0,1 дБ, $T_{\text{стац}}$ для цифровых РРЛ составит около 10 с. При общей скорости передачи данных 140 Мбит/с длительность тактового интервала в основной полосе частот любого из каналов составит 27 нс. С учетом того, что АФ сходится за 10^4 посылок [2], общее время сходимости составит $2,7 \cdot 10^{-4}$ с.

Сравнивая величины времен локальной стационарности и сходимости АФ, приходим к выводу о применимости алгоритмов адаптации фильтра, правильности приближенной оценки интервала стационарности и использовании адаптивного фильтра в целях предсказания сигналов.

Задачей дальнейших исследований может быть теоретико-игровая оценка эффективности адаптивной коррекции сигналов в условиях априорной неопределенности и конфликта.

Библиографический список

1. Беллами Дж. Цифровая телефония / Дж. Беллами. — М.: Радио и связь, 1986. — 544 с.
2. Маригодов В.К. Адаптивная коррекция и предсказание сигналов в каналах с межсимвольными искажениями и гауссовскими помехами / В.К. Маригодов, Ю.В.Матвеев // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2002. — Т. 46. — № 9. — С. 71 – 75.
3. Маригодов В.К. Теоретико-игровой синтез систем передачи информации с адаптивным нелинейным предсказанием сигналов / В.К. Маригодов, Ю.В.Матвеев // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2003. — Т. 47. — № 10. — С. 47-52.
4. Пат. 56075 А Україна, МКП⁷ Н04В1/62. Пристрій для передачі і приймання інформації / О.О. Кисельов, В.К. Марігодов, Ю.В. Матвєєв (Україна).- №2002108190; Заяв. 15.10.2002; Опубл. 15.04.2003, Бюл. №4.