

МЕТОД БОРЬБЫ С ДОПЛЕРОВСКИМ СМЕЩЕНИЕМ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

Д.Н. Левин, генеральный директор ОАО «Ринет», к.т.н.

В.Б. Малинкин, профессор СибГУТИ, д.т.н.

С.С. Абрамов, доцент СибГУТИ, к.т.н.

Введение. Метод борьбы с доплеровским сдвигом заключается в применении фазо-разностной модуляции второго порядка (ФРМ-2) и стандартных корректирующих устройств. Использование ФРМ-2 приводит к снижению помехоустойчивости. Кроме того, данный метод можно применять при передаче двоичных сигналов.

При использовании классических корректирующих устройств на основе обратного моделирования параметров неизвестной системы необходимо знать сигнал передачи. Однако, если эти сигналы известны на приемной стороне, то необходимость коррекции отпадает.

В [1] приведен метод передачи сигналов, позволяющий бороться с амплитудно-частотными и фазочастотными искажениями (АЧИ и ФЧИ) канала связи. В данной статье предлагается метод передачи, позволяющий бороться с АЧИ и ФЧИ канала связи и доплеровским смещением частотного спектра на основе выявленных инвариантов [2].

Постановка задачи. Имеется канал связи с доплеровским смещением частотного спектра. Информационные сигналы представлены блоками $S_i(nT)$. Требуется синтезировать алгоритм передачи, для которого неизвестны образцы сигнала передачи на приемной стороне. Синтезируемый алгоритм должен быть нечувствительным к параметрам канала связи.

Решение задачи. Синтезируем алгоритм в частотной области обработки.

Поскольку информационный сигнал $S_i(nT)$ представлен блоками, содержащими N отсчетов в каждом блоке, то мы вправе с помощью операций дискретного или быстрого преобразования Фурье (ДПФ или БПФ) преобразовать его в энергетический спектр [3]:

$$S_i(jk\omega_1) = \sum_{n=0}^{N-1} S_i(nT) \exp(-j \frac{2\pi}{N} nk), \quad (1)$$

где $S_i(nT)$ — совокупность двоичных сигналов на i -м блоке передачи; N — количество информационных отсчетов в каждом блоке; n, k — текущие переменные.

После преобразования сигнала $S_i(nT)$ в z -изображение запишем сигнал, подлежащий передаче, как $S_i(z)$.

В [2] доказано, что отношение инвариантных равенств z -изображений на трех соседних блоках обработки на входе канала с переменными параметрами и на его выходе есть величина постоянная.

Если обозначить через $S_{\text{пер}i}(z)$ z -изображение сигнала передачи, а через $Y_{\text{пр}}(z)$ — z -изображение сигнала приема, то справедливо соотношение [2]:

$$\frac{S_{\text{пер}i}(z)}{S_{\text{пер}i-1}(z)} \cdot \frac{S_{\text{пер}i-1}(z)}{S_{\text{пер}i-2}(z)} = \frac{Y_{\text{пр}i}(z)}{Y_{\text{пр}i-1}(z)} \cdot \frac{Y_{\text{пр}i-1}(z)}{Y_{\text{пр}i-2}(z)}. \quad (2)$$

Использование равенства (2) позволяет одновременно демодулировать сигнал передачи, бороться не только с АЧИ и

ФЧИ, но и с доплеровским сдвигом частотного спектра. Однако для перечисленных выше процедур необходимо произвести модуляцию сигнала передачи в отношении инвариантных равенств, определяемое соотношением (2). Рассмотрим эти процедуры более подробно.

Модуляция сигнала. В соответствии с равенством (2) на станции А сигнал передачи $S_i(z)$ должен промодулировать отношение инвариантных равенств энергетических спектров передачи. На рис. 1 изображена структурная схема инвариантного модулятора, в котором используются четыре стандартные операции: преобразование аналогового сигнала в цифровой; обратное преобразование из цифрового эквивалента в аналоговый сигнал; преобразование сигнала из временной области в частотную область; преобразование сигнала из частотной области обработки во временную область. В силу очевидности этих операций исключаем их из рассмотрения.

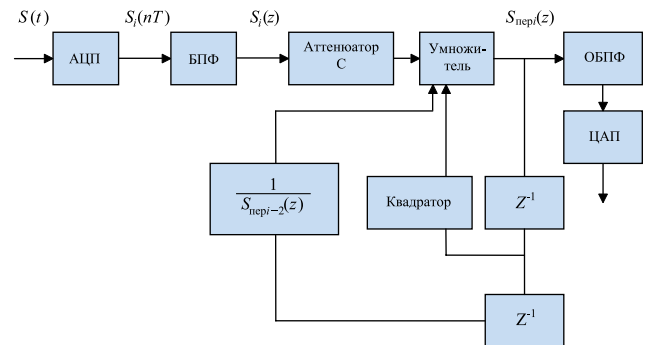


Рис. 1

Выходной сигнал на i -м блоке обработки:

$$S_{\text{пер}i}(z) = C S_i(z) S_{\text{пер}i-1}^2(z) \frac{1}{S_{\text{пер}i-2}(z)}, \quad (3)$$

где $S_{\text{пер}i}(z)$, $S_{\text{пер}i-1}(z)$ и $S_{\text{пер}i-2}(z)$ — z -изображения сигналов передачи соответственно на i -м, $(i-1)$ - и $(i-2)$ -х блоках обработки; $S_i(z)$ — z -изображение модулирующего сигнала; C — коэффициент передачи.

Для исключения переполнения разрядной сетки служит коэффициент C . В соотношении (3) делитель определяется z -изображением сигнала, задержанного на два блока. В этой связи для исключения деления на ноль необходим контроль за величиной делителя. Помимо этого, при первоначальном включении следует линии задержки отключать ровно на два блока и обнулять.

Демодуляция сигналов приема. На соседних блоках обработки при доплеровском сдвиге частот передаточные характеристики канала связи не равны, а отношения передаточных характеристик равны постоянному множителю [5]:

$$\frac{H_i(Z)}{H_{i-1}(Z)} = \frac{H_{i-1}(Z)}{H_{i-2}(Z)} = \frac{H_{i-k}(Z)}{H_{i-k-1}(Z)} = Q(Z), \quad (4)$$

где $H_i(Z)$, $H_{i-1}(Z)$, $H_{i-k}(Z)$ — передаточные характеристики соответственно на i -м, $(i-1)$, ..., $(i-k)$ -х блоках обработки; $Q(Z)$ — z -изображение постоянного множителя.

В соответствии с общеизвестным подходом при расчете сигнала приема в z -области, z -изображение сигналов приема на трех блоках обработки составит [3]:

$$\begin{aligned} Y_{\text{при}}(Z) &= S_{\text{пер}}(Z)H_i(Z); \\ Y_{\text{при-1}}(Z) &= S_{\text{пер-1}}(Z)H_{i-1}(Z) = S_{\text{пер-1}}(Z)H_i(Z) \div Q(Z); \\ Y_{\text{при-2}}(Z) &= S_{\text{пер-2}}(Z)H_{i-2}(Z) = \\ &= S_{\text{пер-2}}(Z)H_{i-1}(Z) \div Q(Z). \end{aligned} \quad (5)$$

На рис. 2 приведена структурная схема демодулятора, осуществляющего демодуляцию сигналов приема совместно с компенсацией доплеровского сдвига частот. Схема состоит из двух линий задержек и трех делителей.

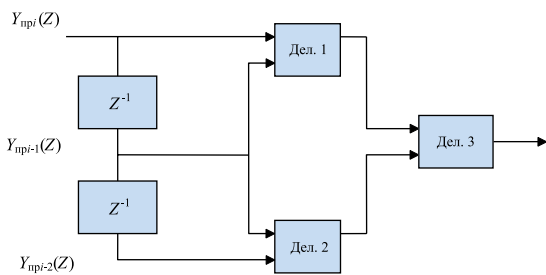


Рис. 2

Проведем анализ работы на i -м блоке обработки. На выходе первой линии задержки будет присутствовать сигнал $Y_{\text{при-1}}(Z)$, а на выходе второй линии задержки — $Y_{\text{при-2}}(Z)$.

На выходе первого делителя, с учетом выражения (5), результат деления

$$\frac{Y_{\text{при}}(Z)}{Y_{\text{при-1}}(Z)} = \frac{S_{\text{пер}}(Z)H_i(Z)Q(Z)}{S_{\text{пер-1}}(Z)H_i(Z)} = \frac{S_{\text{пер}}(Z)Q(Z)}{S_{\text{пер-1}}(Z)}. \quad (6)$$

Аналогично на выходе второго делителя

$$\frac{Y_{\text{при-1}}(Z)}{Y_{\text{при-2}}(Z)} = \frac{S_{\text{пер-1}}(Z)H_{i-1}(Z)Q(Z)}{S_{\text{пер-2}}(Z)H_{i-1}(Z)} = \frac{S_{\text{пер-1}}(Z)Q(Z)}{S_{\text{пер-2}}(Z)}, \quad (7)$$

на выходе третьего делителя

$$\frac{Y_{\text{при}}(Z)}{Y_{\text{при-1}}(Z)} \cdot \frac{Y_{\text{при-1}}(Z)}{Y_{\text{при-2}}(Z)} = \frac{S_{\text{пер}}(Z)}{S_{\text{пер-1}}(Z)} \cdot \frac{S_{\text{пер-1}}(Z)}{S_{\text{пер-2}}(Z)} = CS_i(Z). \quad (8)$$

Следует заметить, что на выходе третьего делителя доплеровский сдвиг отсутствует. Кроме этого, демодулированный сигнал передачи $S_i(Z)$ и скомпенсированы АЧИ и ФЧИ.

В силу того, что алгоритмы формирования сигналов передачи и демодуляции сигналов приема оперируют с блоками, равными N отсчетов, то каждый элемент задержки произво-

дит задержку ровно на один блок. Кроме этого предполагается, что при демодуляции сигналов приема между двумя станциями имеется цикловой синхронизм, который необходим для работы всех цифровых телекоммуникационных систем.

Технические характеристики метода. 1. *Влияние шумов квантования.* В данном методе используются по два АЦП и ЦАП, следовательно, мощность шумов квантования удваивается.

2. *Появление перерывов связи.* Пусть i -й блок приема потерян, тогда

$$Y_{\text{при}}(Z) = \Delta,$$

где Δ — шаг квантования.

Появление перерыва связи при приеме одного информационного блока приведет к появлению ошибки демодуляции на трех блоках.

3. *Погрешность в работе.* В расчетах предполагалось, что импульсная реакция канала связи $h(nT)$ имеет N_2 информационных и N_1 нулевых отсчетов. В действительности $h(nT)$ бесконечна. Усечение $h(nT)$ до конечных размеров приводит к появлению дополнительных шумов. Погрешность в работе из-за этого явления составляет

$$\begin{aligned} \eta = & \frac{2 \sum_{k=0}^{N-1} S(kT)h(nT-kT) \sum_{k=N}^{\infty} S(kT)h(kT-nT)}{\sum_{k=0}^{N-1} [S(kT)h(kT-nT)]^2} + \\ & \frac{\sum_{k=N}^{\infty} [S(kT)h(kT-nT)]^2}{\sum_{k=0}^{N-1} [S(kT)h(kT-nT)]^2}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $S(nT)$ — сигналы передачи; $h(nT)$ — импульсная реакция канала связи. При больших N ($N > 1000$) данная погрешность будет несущественной.

4. *Дисперсия шума.* Если из канала связи поступает белый шум, распределенный по нормальному закону, то дисперсия шума утраивается.

Разработанный метод передачи с одновременной коррекцией параметров канала связи и компенсацией сдвига частотного спектра несомненно может найти широкое применение в телекоммуникационных системах.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Малинкин В.Б., Левин Д.Н., Абрамов С.С.** Об одном методе передачи сигналов // Электросвязь. — 2008. — №2.
2. **Малинкин В.Б.** Повышение помехоустойчивости модифицированных фильтров Калмана в относительных компенсационных методах / Докторская диссертация. — Омск: ОмГТУ, 2003.
3. **Гольденберг Л.М., Малюшкин Б.Д., Поляк М.Н.** Цифровая обработка сигналов. — М.: Радио и связь, 1990.
4. **Петрович Н.Т.** Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. — М.: Советское радио, 1965.
5. **Окунев Ю.Б.** Системы связи с инвариантными характеристиками помехоустойчивости — М.: Связь, 1973.

Получено 28.04.08