

## МЕТОД СИМВОЛЬНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ МОДЕМОВ ПО ИНФОРМАЦИОННОМУ СИГНАЛУ

Сорокин Д.В., Витязев В.В.

Рязанская государственная радиотехническая академия, 390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1  
кафедра теоретических основ радиотехники,  
тел. (0912)-96-10-95 e-mail: tor@rgta.ryazan.ru

Как известно [1], для передачи дискретного сигнала по аналоговому каналу с ограниченной полосой пропускания требуется сформировать соответствующий аналоговый сигнал таким образом, чтобы канал связи не искажал форму передаваемых импульсов. При использовании обычного аналогового фильтра в сформированном для передачи сигнале появляются межсимвольные искажения, которых можно избежать, пользуясь методами цифровой фильтрации на этапе синтеза структуры передаваемого сигнала (фильтры Найквиста). В этом случае частота дискретизации исходного сигнала увеличивается до требуемой величины путем добавления на каждый исходный отсчет соответствующего количества нулевых отсчетов (для повышения частоты дискретизации в  $N$  раз требуется на каждый исходный отсчет добавить  $N-1$  нулей) – операция экспандирования. Затем выполняется НЧ фильтрация (интерполяция) полученного сигнала цифровым фильтром, импульсная характеристика которого принимает строго нулевые значения с интервалом, соответствующим периоду символов исходного сигнала. Тем самым исключаются межсимвольные искажения. Интерполяция неизбежно приводит к “размыванию” границ между отсчетами исходного сигнала что и порождает задачу поиска границ символов на приеме (задача тактовой или символьной синхронизации).

Предлагается методика обнаружения границ символов, основанная на использовании информации о свойствах формирующих фильтров [1,2]. Суть этой методики заключается в следующем. Принятый сигнал поступает с частотой дискретизации (7200Гц), кратной частоте следования исходных символов. Из этой последовательности выбираются отсчеты, следующие с частотой, равной частоте следования исходных символов 2400Гц (то есть каждый третий) – операция прореживания. Поскольку существуют варианты: с каким смещением (в 0, 1 или 2 отсчета) выбирать каждый третий отсчет, необходимо оценить, насколько прореженная последовательность соответствует исходной символьной последовательности. Для этого прореженная последовательность отсчетов подвергается интерполяции с помощью цифрового ФНЧ, спроектированного с учетом тех же критериев, что и формирующий фильтр на передающей стороне. Полученная интерполированная последовательность сравнивается с соответствующими отсчетами принятого сигнала. Результат этой проверки рассматривается как критерий соответствия прореженной последовательности передававшимся символам. Если прореженная последовательность выбрана неверно, то выполняется подстройка, которая заключается в изменении моментов времени, в которые из принятой последовательности выбираются прореженные отсчеты. Таким образом, требуется определить направление подстройки – в сторону запаздывания или опережения. Для выполнения этой задачи предлагается следующий алгоритм.

Из принятого сигнала  $\{R_N\}$  с задержкой выбираются две прореженные последовательности

отсчетов:  $\{X1_M\} = \left\{ R_{\frac{N-\tau}{v}} \right\}$  и  $\{X2_M\} = \left\{ R_{\frac{N+\tau}{v}} \right\}$  – опережающая и запаздывающая

последовательности, соответственно. Здесь  $v$  – коэффициент, равный отношению частоты дискретизации принимаемого сигнала и частоты следования символов;  $2\tau$  – задержка между первой и второй последовательностями, величина этой задержки ограничена сверху числом отсчетов на один символ (то есть значением коэффициента  $v$ ). Далее каждая из этих последовательностей проходит операцию интерполяции с использованием ФНЧ без межсимвольных искажений. Обозначим результаты интерполяции сигналов  $\{X1_M\}$  и  $\{X2_M\}$  –  $\{Y1_N\}$  и  $\{Y2_N\}$ , соответственно. Следующий этап алгоритма – вычисление дискретных взаимно-корреляционных функций  $K1$  и  $K2$ :

$$K1 = \sum_{k=0}^{v-1} y1_{n-k} \cdot r_{n-k} \quad \text{и} \quad K2 = \sum_{k=0}^{v-1} y2_{n-k} \cdot r_{n-k}, \quad n = v, 2 \cdot v, 3 \cdot v, \dots \quad (1)$$

Эти величины вычисляются на каждом символьном интервале заново. По результатам сравнения  $K1$  и  $K2$  принимается решение, как на следующем шаге формировать последовательности

$$\{X1_M\} = \left\{ R_{\frac{N-\tau+\varphi}{v}} \right\} \quad \text{и} \quad \{X2_M\} = \left\{ R_{\frac{N+\tau+\varphi}{v}} \right\} \quad (2)$$

– с задержкой относительно текущего состояния ( $K1 > K2$ ,  $\varphi$  увеличивается) или же с опережением ( $K1 < K2$ ,  $\varphi$  уменьшается). Под  $\varphi$  здесь понимается фаза символов, характеризующая положение их границ. Эта величина может принимать значения из диапазона  $[-\tau; \tau]$ . В состоянии

устойчивой работы  $K1 \approx K2$ , и последовательность информативных символов выбирается из входного сигнала по формуле:

$$\{X_M\} = \left\{ R_{\frac{N+\varphi}{v}} \right\} \quad (3).$$

Далее рассматриваются проблемы в реализации такого подхода к задаче тактовой (символьной) синхронизации и пути их разрешения.

Рассмотренный алгоритм будет эффективным в реальной аналого-цифровой системе передачи только при условии точного временного согласования работы ЦАП передатчика и АЦП приемника. В противном случае в принимаемом оцифрованном сигнале не будет отсчетов, равных по величине переданным символам, то есть не из чего будет выбирать верную последовательность символов. Данное обстоятельство приводит к необходимости синхронизации работы передатчика и приемника. Есть два пути решения этой задачи. Первый – принять, что  $\varphi$  – это фаза работы АЦП, то есть подстройку вести на аппаратном уровне. Второй – использовать отсчеты АЦП, работающего с фиксированной фазой для восстановления промежуточных (пропущенных АЦП) значений принимаемого сигнала. То есть повышать частоту дискретизации входного сигнала до уровня, когда ошибка восстановления символов будет приемлемой (достаточно малой для различения соседних по амплитуде символов).

Первый путь является наиболее эффективным в смысле вычислительных и программных затрат и разрешающей способности. Однако для развязки процессов тактовой синхронизации и эхо-компенсации потребуется усложнить аппаратуру модема, обеспечив эхо-компенсатор отдельным кодеком, как это описано в [3].

Второй путь был исследован с помощью программной модели на языке С. При отношении сигнал/шум 50дБ и коэффициенте интерполяции 20 получена средняя относительная ошибка восстановления передаваемых символов 2%. Это достаточно для работы на скорости 14400 бит/с, однако при повышении интенсивности шумов в канале растет и величина ошибки. Так, при уровне сигнал/шум в 30дБ ошибка восстановления символов возрастает до 7%, что ведет к необходимому снижению скорости передачи.

Структура модели устройства символьной синхронизации приведена на рис.1:

В этой структуре после интерполяции с коэффициентом 20 на один символ приходится 60 отсчетов частоты дискретизации. Далее из интерполированного сигнала формируются последовательности (2) (понижение частоты дискретизации в 60 раз, см. рис.1), которые затем интерполируются с помощью ФНЧ без межсимвольных искажений (повышение частоты дискретизации в 3 раза с последующей фильтрацией ФНЧ порядка  $N=31$ ). Затем эти сигналы совместно с принятым сигналом (прореживание в 20 раз) используются для вычисления дискретных взаимно-корреляционных функций (3) (перемножители и интеграторы, обнуляемые в начале каждого символьного интервала). Разность значений дискретных ВКФ (3) сглаживается в устройстве усреднения (УУ), накапливается в интеграторе, выход которого обрабатывается ограничителем амплитуды с пределами  $[-30;30]$ . Выход ограничителя – вычисленное значение фазы символов, которое используется для формирования последовательностей (2).

Устройство работает (находит и поддерживает синхронизм) по сигналу передачи на любой битовой скорости. При этом время вхождения в синхронизм зависит от входа – при регулярном сигнале с частыми переходами через ноль (на этапе вхождения в связь) это время ограничивается 15-20 шагами (символьными интервалами), при случайном сигнале – 100 - 120 шагами.

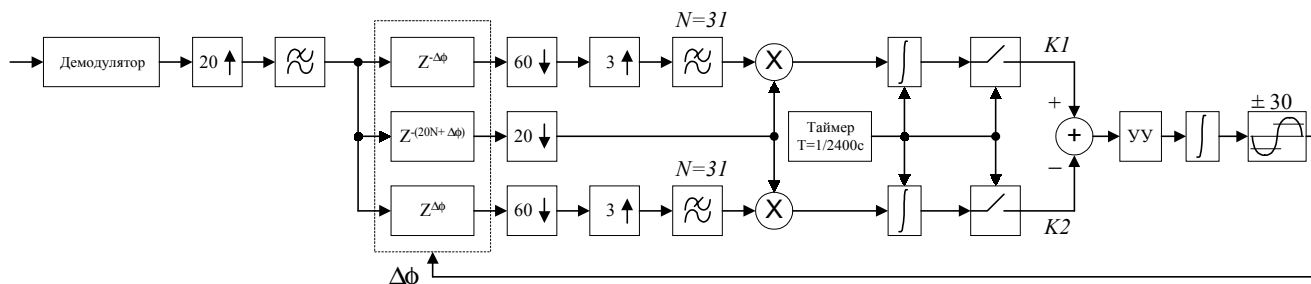


Рис.1

#### Литература.

1. Дж.Прокис, "Цифровая связь", М.: Радио и связь, 2000.
2. Гинзбург В.В., Каяцкас А.А. Теория синхронизации демодуляторов. - М.: "Связь", 1974.
3. В.К. Бочков, М.С. Кирюхин, и др. (Пенза) Двухпроводный дуплексный модем. Электросвязь. №7, 2000.

**THE METHOD OF MODEM SYMBOL RECOVERY USING INFORMATION SIGNAL**

Sorokin D., Vityazev V.

Ryazan State Radio Engineering Academy,  
390005, Ryazan, Gagarina str., 59/1  
department of theoretical basics of radio engineering,  
tel. (0912)-96-10-95 e-mail: tor@rgta.ryazan.ru

It is known [1] that for discrete signal transmission over analog channel with limited frequency band it is necessary to form corresponding signal with constrained frequency spectrum. The forming procedure is performed by a digital interpolation filter that has a frequency response matched to channel, and inserts no symbol interference in output upsampled signal. Such filters are known as Nyquist filters [1]. The signal shaped for transmission has no clear symbol bounds, so it is necessary to solve the symbol recovery problem.

It is suggested to recover symbols using the information about forming filters of the transmitter [1,2,3]. Firstly, the two decimated sequences are selected from the received signal  $\{R_N\}$  :

$\{X1_M\} = \left\{ R_{\frac{N-\tau}{v}} \right\}$  and  $\{X2_M\} = \left\{ R_{\frac{N+\tau}{v}} \right\}$ . They are named the leading sequence and the lagged sequence, respectively. Here  $v$  is a ratio of the receiver sampling frequency to symbol rate;  $2\tau$  – is a delay between leading and lagged sequences,  $2\tau \leq v$ .

Then each of these sequences  $\{X1_M\}$  and  $\{X2_M\}$  is formed by Nyquist FIR filter with results  $\{Y1_N\}$  and  $\{Y2_N\}$ , respectively. On each symbol interval the cross correlations  $K1$  and  $K2$  are calculated:

$$K1 = \sum_{k=0}^{v-1} y1_{n-k} \cdot r_{n-k} \quad , \quad K2 = \sum_{k=0}^{v-1} y2_{n-k} \cdot r_{n-k} \quad , \quad n = v, 2 \cdot v, 3 \cdot v, \dots \quad (1)$$

On the next-step the  $\{X1_M\}$  and  $\{X2_M\}$  are formed with delay ( $K1 > K2$ ,  $\varphi$  is increased) or with lead ( $K1 < K2$ ,  $\varphi$  is decreased) relative to current state:

$$\{X1_M\} = \left\{ R_{\frac{N-\tau+\varphi}{v}} \right\} \text{ и } \{X2_M\} = \left\{ R_{\frac{N+\tau+\varphi}{v}} \right\} \quad (2)$$

here  $\varphi \in [-\tau; \tau]$  is the symbol phase, which determines the symbol locations.

In the steady state  $K1 \approx K2$ , and the recovered symbols:

$$\{X_M\} = \left\{ R_{\frac{N+\varphi}{v}} \right\} \quad (3).$$

In the case of real time mixed-signal system the transmission signal passes through the DAC, analog channel and ADC. Due to channel delay and non-synchronous DAC and ADC working the received symbols became distorted. It is suggested to recover the shape of received signal  $\{R_N\}$  by means of interpolation technique. This will allow recovering symbols with tolerant distortions. The common structure for symbol recovery block is given in fig.1:

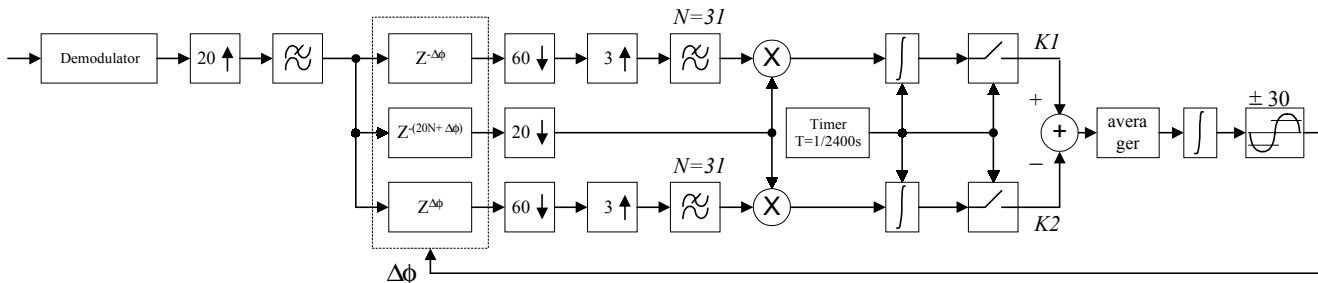


Fig.1

**References**

1. Proakis J. "Digital communications", 2000.
2. Ginsburg V.V., Kayatskas A.A. The thory of demodulators synchronization, 1974.
3. V.K. Bochkov, M.S. Kiryukhin, etc. 2-wire duplex modem// Electrosvyaz, #7, 2000.