

**НОВЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ СИНТЕЗА
ЛИНЕЙНЫХ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ТЕХНОЛОГИИ xDSL**

**NEW POSSIBILITIES of SYNTHESIS
LINEAR DIGITAL SIGNALS of the TECHNOLOGY xDSL**

Аннотация. Предлагается методика сужения полосы частот линейных цифровых сигналов в результате преобразования кода ЧПИ дополнительным звеном КИХ-фильтра на передаче и на приеме с эквивалентными задержками на тактовом и полутактовом интервалах. Полученный выигрыш в области НЧ-ВЧ – составляет порядка 10 дБ (13дБ) в полосе $0...0,1\omega_T, 0,9\omega_T... \omega_T$.

Summary. The technique of contraction of a band of linear digital signals is offered as a result of a code conversion ЧПИ by an additional link of a FIR filter on transmission and on reception with equivalent delays on clock and tick an interval. The obtained scoring in the field of LF-VЧ – makes about 10 дБ (13dB) in a bar $0...0,1\omega_T, 0,9\omega_T... \omega_T$.

Двухуровневые цифровые сигналы не могут быть переданы по электропроводным цепям связи без существенных межсимвольных искажений и ошибок. Поэтому возникает проблема преобразований двухуровневого цифрового сигнала в сигнал, который был бы менее чувствителен к указанным искажениям, т.е. в сигнал, согласованный с параметрами линии связи – линейный цифровой сигнал (ЛЦС) [1, 2].

Вид преобразования определяется следующими основными требованиями [1]:

- простое разделение ЛЦС и тока дистанционного питания;
- ЛЦС должен иметь четное число уровней символов для уменьшения влияния попутных потоков (потоков отражения от неоднородностей согласования волновых сопротивлений);
- оборудование линейного тракта не должно вносить существенных искажений формы ЛЦС, приводящих к снижению вероятности безошибочного приема (декодирования);
- полоса частоты ЛЦС должна быть уже полосы частот исходного (преобразуемого) сигнала, что позволит существенно увеличить длину регенерационного участка и повысить экономическую эффективность внедрения xDSL-технологий;
- простота выполнения преобразования, так как оно должно выполняться на каждом пункте (оконечном, промежуточном);
- относительно простое выделение тактовой частоты (хронирующего сигнала) – необходимого для восстановления амплитуды, длительности и временного положения символов ЛЦС;
- простая реализация устройства обнаружения и исправления одиночных и пакетных ошибок.

Среди известных и хорошо зарекомендовавших себя на практике методов преобразования кодирования двухуровневых сигналов в ЛЦС [2, 3] ни один не имеет преимуществ перед другим по всем вышеуказанным требованиям. Поэтому в разных ЦСП применяются различные ЛЦС. Тем не менее, на практике в технологиях xDSL симметричного доступа наиболее распространены коды типа; 2B1Q; TC-РАМ; CAP [2, 4], а в ЦСП плездохронной цифровой иерархии кода типа ЧПИ, АМІ, HDB-3, КВП-3.

Основные требования к преобразователям кода (ЛЦС) – это исключение постоянной соответствующей и снижение НЧ-составляющих для реализации возможности передачи совместно с данными речевых сигналов и уменьшение полосы частот для увеличения длины регенерационного участка. Это требование обусловлено техническими трудностями «врезки» регенераторов в несколько пар многопарного кабеля ТСОП.

Наиболее целесообразно для внедрения в xDSL-модемов новой разработки является код TC-РАМ. Однако он имеет один недостаток – наличие постоянно НЧ-составляющих с уровнем не позволяющим организовывать совместно по одной паре передачу данных и речевых сигналов.

В связи с указанным, целью работы является разработка метода формирования ЛЦС без постоянной и НЧ-составляющих, а также с зауженной относительно кода HDB3 (ЧПИ) полосой частот и тем самым уменьшения влияния помех и межсимвольных отношений. На отношение сигнал/помеха и уменьшения электромагнитного влияния между параллельно работающими системами передачи.

Изохронный двухуровневый сигнал на выходе кодера ЦСП можно представить выражением с равновероятными символами «1», «0»:

$$C(t) = \sum_{k=1}^M a_k \cdot U_k(t), \quad (1)$$

где $U_k(t)$ – огибающая двухуровневого сигнала, в простейшем случае представляемая выражением:

$$U_k(t) = \begin{cases} 1, & kT < \tau < (k+1)T; \\ 0, & t \leq kT; t \geq (k+1)T, \end{cases} \quad (2)$$

где T – длительность тактового интервала; τ – длительность символа двухуровневого сигнала; M – количество символов реализованного фрагмента ЛЦС; a_k – случайные (изохронные) некорректированные значения амплитуды k -го символа двухуровневой последовательности в простейшем случае символы «1» или «0», обусловленные статистическими свойствами передаваемой информации.

Повышение помеховой устойчивости ЛЦС при качественной передаче информации по телефонной сети общего пользования (ТСОП) без применения регенераторов достигается такими методами:

1. Сужение полосы частот ЛЦС-ЦСП обеспечивает увеличение длины регенерационного участка – за счет сужения полосы частот в НЧ- и ВЧ-областях.

2. Применение ЛЦС-xDSL с четным числом уровней символов, что снижает влияние помех ТСОП (в частности попутных потоков – отражения от неоднородности согласования сопротивления аппаратуры-кабель) с разным диаметром жилы.

Рассмотрим повышение помехоустойчивости ЛЦС за счет уменьшения полосы частот xDSL-технологий симметричного доступа со скоростью не более 2320 кбит/с, так как большая скорость требует применения модуляции типа дискретного множества частот (ДМТ).

Поэтому применительно к поставленной задаче уменьшения влияния ЦСП плезиохронной цифровой иерархии (ЦСП ИКМ-120) на спектр кода CAP (полоса 40 ... 250 кГц) приводит к необходимости разработки новых методов компенсации переходных влияний. Это может быть достигнуто, если найти способ уменьшения энергии двухуровневого сигнала в НЧ-области без снижения качества передачи информации в ЦСП [3].

Известно, что энергетический спектр $G(\omega)$ изохронной последовательности символов произвольно выбранной, но фиксированной формы равен произведению двух сомножителей:

$$G(\omega) = G_k(\omega) \cdot G_\delta(\omega), \quad (3)$$

где $G_k(\omega)$ – квадрат модуля спектра кодового сигнала; $G_\delta(\omega)$ – энергетический спектр последовательности δ -функций (символов), зависящий от статистических свойств информационного сигнала, определяемый значениями амплитуды a_k (1).

Из выражения (3) следует три пути снижения энергии НЧ-ВЧ составляющих:

- 1) уменьшение в сомножителе $G_k(\omega)$;
- 2) воздействие на форму и спектр $G_\delta(\omega)$;
- 3) комбинирование методов 1 и 2.

Рассмотрим возможности снижения энергии НЧ-составляющих в спектре δ -функции. Наиболее известен метод уменьшения НЧ-составляющих в спектре ЛЦС – это воздействие на $G_\delta(\omega)$ в принудительном чередовании полярности символов с помощью кодов: АМИ, ЧПИ, КВП-2, КВП-3, HDB-3 [1].

Недостаточность подавления НЧ-составляющих кода ЧПИ привела к разработке кода ОБС (относительный биимпульсный сигнал) [2, 3]. Сущность метода заключается в пропуске этого сигнала через цепь с определенной передаточной функцией – однозвенного КИХ-фильтра (рис. 1).

$$F(\omega) = 1 - e^{-i\omega\tau} = 2ie^{-i\omega T/2}. \quad (4)$$

Пренебрегая масштабным множителем «2» в формуле (4) для (3) получим:

$$|G_{\gamma H}(\omega)| = |G_{\gamma \text{ЧПИ}}(\omega)| \sin^2 \frac{\omega T}{2}, \quad (5)$$

где $G_{\gamma H}(\omega)$ и $G_{\gamma \text{ЧПИ}}(\omega)$ – сомножители типа $G_\delta(\omega)$.

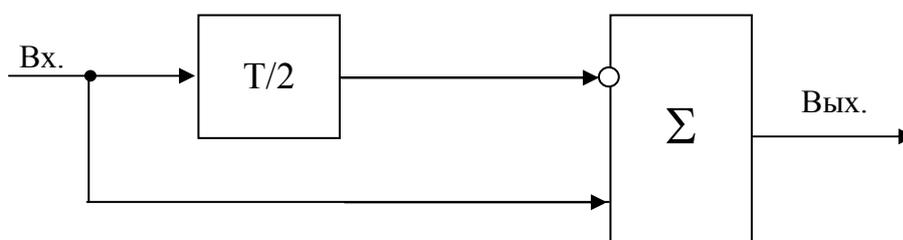


Рисунок 1 – Однозвенный фильтр с короткой импульсной характеристикой КИХ (передатчик)

Подавление НЧ-составляющих в коде ЧПИ достигается при этом за счет множителя $\sin^2 \frac{\omega T}{2}$, который имеет нулевые весовые значения (нули второй кратности) при $\omega_0 = 0$ (постоянная и НЧ-примыкающие, составляющие), а также при ω_T (тактовая частота). На частотах близких к $\frac{\omega_T}{2}$ (расчетная частота) множитель $\sin^2 \frac{\omega T}{2}$ обращается в единицу (близкие значения к единице) и поэтому не оказывает существенного влияния на энергетику кода ЧПИ.

Преобразование кода ЧПИ однозвенным КИХ-фильтром превращает 3-уровневый («-1», «0», «1») ЛЦС в 5-уровневый («-2», «1», «0», «1», «2»), сохраняет энергию в области расчетной частоты и уменьшает в области частоты ω_0 и ω_T .

При этом простым расчетом получаем для частоты $\omega = \left(0,1 \frac{2\pi}{T}\right) \cdot \left(0,9 \frac{2\pi}{T}\right)$ уменьшение на 10,2 дБ по сравнению с частотой $\omega_p = \frac{\pi}{T}$.

Соответствующие диаграммы алгоритма кодирования передатчика по схеме рис. 1 в соответствии с выражением (5) приведены на рис. 2.

При введении в схему рис. 1 задержки $T/2$ этот выигрыш можно увеличить, а спектр ЧПИ может быть записан выражениями:

– для передаточной функции: $F'(\omega) = 2ie^{-i\omega \frac{T}{4}} \cdot \sin \omega \frac{T}{4}$, (6)

– для энергетического спектра: $|G_{\delta H}(\omega)|^2 = |G_{\delta \text{чпи}}(\omega)|^2 \sin^2 \omega \frac{T}{4}$. (7)

При этом подавление в области НЧ-ВЧ увеличивается, а соответственно выигрыш на частотах $0,1 \frac{2\pi}{T}$ и $0,9 \frac{2\pi}{T}$ составляет порядка 13,2 дБ.

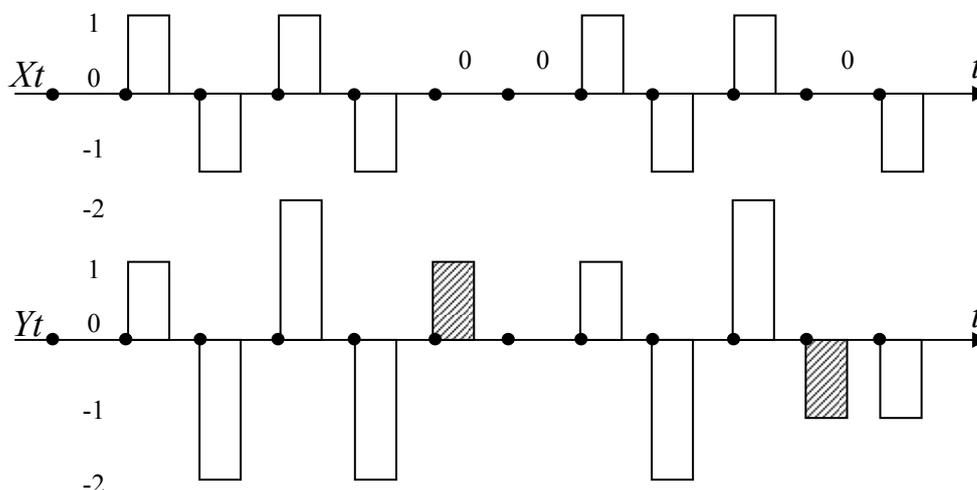


Рисунок 2 – Алгоритм кодирования кода ЧПИ однозвенным КИХ-фильтром

Прием ЛЦС в условиях отсутствия межсимвольной интерференции наилучшим образом обеспечивается согласованной фильтрацией. Но в данном случае применение согласованной фильтрации неприемлемо, так как сквозная передаточная характеристика тракта равна произведению трех передаточных характеристик: кабеля; корректора и спектра символа – переносчика длительностью $T/2$ и приближенно удовлетворяет критерию Найквиста. Это значит, что сигнал при декодировании представляет собой отклик с кратными эквидистантными нулями, следующими через T -интервал. Но появление 5-уровневого цифрового потока и заштрихованных символов (рис. 2), сдвинутых относительно основных символов на интервал $T/2$ порождает взаимовлияние. Поэтому на приеме необходимо включить преобразователь, который свернет оба цифровых потока в один (хотя бы и 5-уровневый) с символами, следующими друг за другом через тактовый интервал T и не интерферирующих между собой. Такая схема реализуется схемой однозвенного КИХ-фильтра без инверсии сигнала на выходе звена задержки $T/2$ (рис. 3).

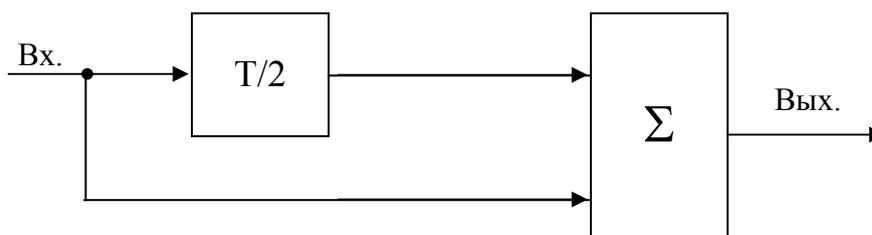


Рисунок 3 – Однозвенный КИХ-фильтр (приемник)

Схема рис. 3 имеет передаточную функцию вида:

$$H(\omega) = 1 + e^{-i\omega T/2} = 2e^{-i\omega T/4} \cos \omega \frac{T}{4}. \quad (8)$$

Сквозная передаточная функция схем рис. 1 и 3 записывается:

$$Z(\omega) = F(\omega)H(\omega) = (1 - e^{-i\omega T/2})(1 + e^{-i\omega T/2}) = 1 - e^{-i\omega T}. \quad (9)$$

Эта функция хорошо известна в теории систем с частичным откликом. Соответствующая импульсная реакция в тактовый момент имеет два независимых отсчета (условия Найквиста – нарушено), ЛЦС формируется из ЧПИ при помощи однозвенной цепи $Z(\omega)$. Так как ЛЦС нерекурсивный, то его детектирование может быть выполнено детектором Витерби, либо линейным детектированием, но с потерей помехозащищенности порядка 3 дБ.

Важным достоинством предложенного метода является то, что передаточная функция $Z(\omega)$ имеет два устройства, одно – установлено на передаче $(1 - e^{-i\omega T/2})$, а второе – на приеме $(1 + e^{-i\omega T/2})$. Модуль передаточной функции $(1 + e^{-i\omega T/2}) \cos \omega T/4$ равный с точностью до постоянного множителя $|\cos \omega T/4|$ и имеет завал в области частот близких к тактовой частоте $\omega_T = 2\pi/T$, и поэтому существенно уменьшает действие шума в этой области частот, который был “вытянут” корректором АЧХ ЦСП.

В заключение отметим, что применение однозвенных КИХ-фильтров с задержками, кратными тактовому и полутактовому интервалам позволяет: а) сузить полосу частот линейного цифрового сигнала; б) сформировать сигналы ЛЦС без постоянной и НЧ-составляющей; в) обеспечить передачу речевых сигналов совместно с данными и увеличить длину регенерационного участка.

Литература

1. Левин Л.С., Плоткин М.А. Цифровые системы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1982. – 216 с.
2. Павличенко Ю.А., Пашолок П.О. Системы доступа до інформаційних ресурсів. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2002. – 174 с.
3. Ситняковский И.В., Прохоров О.Н., Нехаев А.И. Цифровые системы передачи абонентских линий. – М.: Радио и связь, 1987. – 216 с.
4. Парфенов Ю.А., Кайзер Л.И. Первые экспериментальные результаты ТС-РАМ // Вестник связи. – 2001. – № 4. – С. 110-114.