

ПРЯМАЯ ЦИФРОВАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ BPSK - СИГНАЛОВ

Герман Сорокин, Геннадий Бодян
Технический Университет Молдовы
ger_sor@mail.ru, gbodean@mail.ru

Abstract. *This article discusses an approach of demodulation the BPSK-signals using the high rate ADC and PLD. Computer simulation shows that incorporating of both I and Q data in the demodulation process gives a significant improvement in performance.*

Ключевые слова: BPSK-сигнал, дифференциальный демодулятор, АЦП, сдвиговый регистр, Simulink – модель.

I. Введение

Фазовая манипуляция (ФМ) в настоящее время находит широкое применение при высокочастотной передаче данных, в том числе и в спутниковых, телекоммуникационных системах. ФМ является одним из наиболее эффективных видов модуляции, так как обеспечивает высокую производительность передачи данных по каналам связи с высоким уровнем шума.

Теоретические основы построения демодуляторов сигналов с фазовой манипуляцией были разработаны достаточно давно [1,2]. Одним из наиболее распространенных методов демодуляции является схема Костаса. На рис.1 приведен демодулятор, предназначенный для детектирования сигналов с бинарной фазовой манипуляцией ФМ2 (BPSK – Binary Phase Shift Keyed).

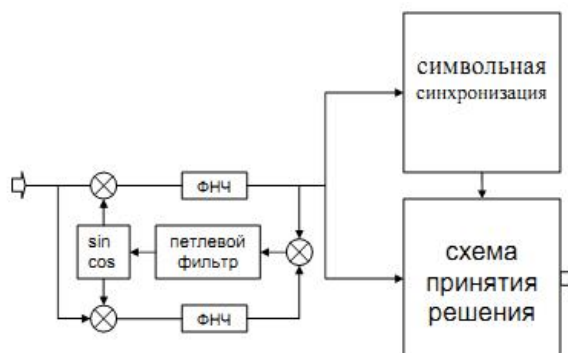


Рис.1. Схема Костаса для демодуляции сигналов с бинарной фазовой манипуляцией

Как видно из рис.1, классическая схема демодуляции ФМ - сигналов имеет достаточно сложную аппаратную базу, так как многочисленные замкнутые петлевые схемы автоподстройки требуют комплексной и взаимосвязанной настройки. Положение усугубляется и тем, что даже при правильной начальной фазировке в реальных каналах связи всегда имеются причины, вызывающие спонтанное «перескакивание» фазы опорного колебания и приводящие к «обратной работе» фазового детектора. Поэтому в последние годы резко возрос интерес к проектированию цифровых радиоприемных устройств, предназначенных для приема сигналов с фазовой манипуляцией и не имеющих перечисленных выше недостатков.

Причина такого внимания со стороны разработчиков – стремительное развитие элементной базы, например, быстродействующих аналого-цифровых преобразователей (АЦП), микросхем с программируемой структурой (Programmable Logic Devices, PLD),

которые предоставляют необходимые количественные и качественные аппаратные-ресурсы и позволяют реализовать современные алгоритмы цифровой демодуляции ФМ - сигналов, не требующих замкнутых многопетлевых схем автоподстройки [4,5,6]. Это объясняется еще и тем, что необходимо обеспечить обработку больших объемов принимаемой видеoinформации в режиме реального времени. Одним из примеров является орбитальное зондирование территории Республики Молдова (РМ), где время полетного задания составляет 50 секунд (время фотографирования территории РМ), а скорость передачи изображений - порядка 100 Мбит/сек.).

II. Основная часть

Для цифровой демодуляции сигнала с бинарной фазовой манипуляцией наиболее приемлема схема так называемого дифференциального детектора, представленная на рис.2.



Рис.2. Дифференциальный демодулятор ФМ2 сигнала

Поясним принцип действия демодулятора. В предположении, что несущая входного фазоманипулированного сигнала изменяется по гармоническому закону и для передачи битового значения используется один период несущей, входной сигнал может быть записан в следующем виде:

$$U_{\text{вх}}(t) = \text{Sin}(\omega_n t). \quad (1)$$

Тогда, сигнал на выходе линии задержки со временем задержки на один такт (на время передачи одного бита), можно записать в виде:

$$U_{\text{лз}}(t) = \text{Sin}(\omega_n t + \theta), \quad (2)$$

где θ – фазовый сдвиг сигнала на выходе линии задержки (см. рис.2) по отношению к фазе входного сигнала.

В этом случае сигнал на выходе умножителя, обозначенного на рис.2 символом \otimes , будет равен:

$$U_{\text{ум}}(t) = \text{Sin}(\omega t) \cdot \text{Sin}(\omega_n t + \theta). \quad (3)$$

Для сигнала с ФМ2 модуляцией угол θ равен 0° или 180° . Следовательно, сигнал на выходе умножителя может принимать два значения, однозначно определяющие переданный бит:

$$U_{\text{ум}}(t) = \text{Sin}(\omega t) \cdot \text{Sin}(\omega_n t) = \text{Sin}^2(\omega_n t), \quad (4)$$

если $\theta = 0^\circ$ (передана логическая единица),

$$U_{\text{ум}}(t) = \text{Sin}(\omega t) \cdot \text{Sin}(\omega_n t + 180^\circ) = -\text{Sin}^2(\omega_n t), \quad (5)$$

если $\theta = 180^\circ$ (передан логический ноль).

Схему демодулятора, представленную на рис.2, можно модифицировать (см. рис.3), введя в рассмотрение синфазные (I) и квадратурные (Q) компоненты сигнала. В данной схеме, в отличие от предыдущей, осуществляется *прямая* цифровая демодуляция фазоманипулированных сигналов. На рис.3 сигнал с выхода верхнего умножителя соответствует синфазной компоненте, а с нижнего умножителя – квадратурной компоненте сигнала.

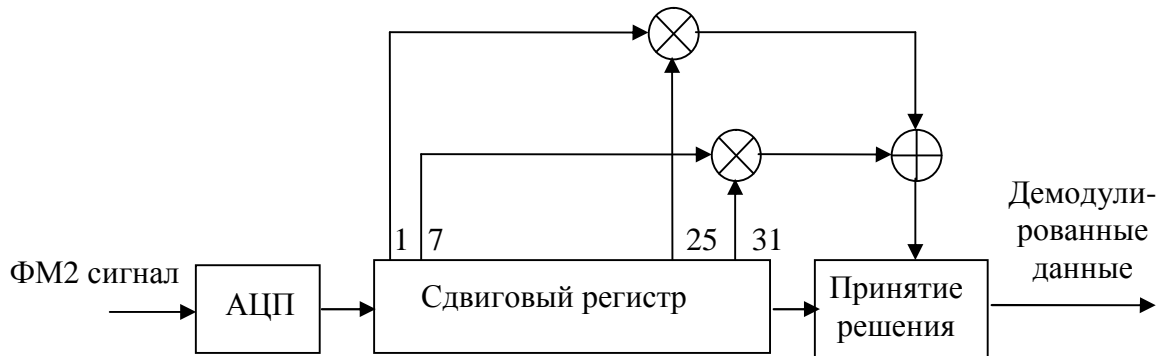


Рис.3. Предлагаемая схема демодулятора

Бинарный фазоманипулированный ФМ2 сигнал со скоростью передачи данных 100 Мбит/с. и несущей частотой 2,4 ГГц с помощью понижающего конвертора переносится на промежуточную частоту 100 МГц. АЦП преобразует несущее колебание с выхода конвертора в цифровую форму с частотой дискретизации 2,4 ГГц (24 отсчёта на период несущей). Цифровые данные с выхода АЦП поступают на сдвиговый регистр. Частота синхронизации сдвигового регистра такая же, как и частота стробирования АЦП.

Сигналы, появляющиеся на 1-ом и 25-ом выводах сдвигового регистра в этом случае, будут такими же, как и в схеме предыдущего демодулятора, т.е. соответствовать уравнениям (1) и (2) или синфазной компоненте демодулируемого сигнала. Сигналы, которые снимаются с 7-го и 31-го выводов сдвигового регистра, будут иметь фазовый сдвиг, равный 90° или соответствовать квадратурной, т.е. косинусоидальной компоненте сигнала.

Для корректной работы сумматора (см. символ \oplus на рис.3), данные с выхода умножителя синфазного канала задерживаются на четверть периода несущей по отношению к данным квадратурного канала. Следовательно, сигнал на выходе сумматора можно записать в следующем виде:

$$U_{cm}(t) = \text{Sin}(\omega t) \cdot \text{Sin}(\omega_n t + \theta) + \text{Cos}(\omega t) \cdot \text{Cos}(\omega_n t + \theta). \quad (6)$$

Как уже отмечалось, при ФМ2 зависимости от модулирующих данных, угол θ может принимать два значения 0° или 180° . В этом случае результирующий сигнал на выходе сумматора будет равен:

$$\begin{cases} U_{cm}(t) = \text{Sin}^2(\omega_n t) + \text{Cos}^2(\omega_n t) = 1, & \text{если } \theta = 0^\circ. \\ U_{cm}(t) = -\text{Sin}^2(\omega_n t) - \text{Cos}^2(\omega_n t) = -1, & \text{если } \theta = 180^\circ. \end{cases} \quad (7)$$

Работа предложенного ФМ2 - демодулятора была промоделирована в среде Matlab. Simulink – модель цифрового демодулятора BPSK – сигналов показана на рис.4.

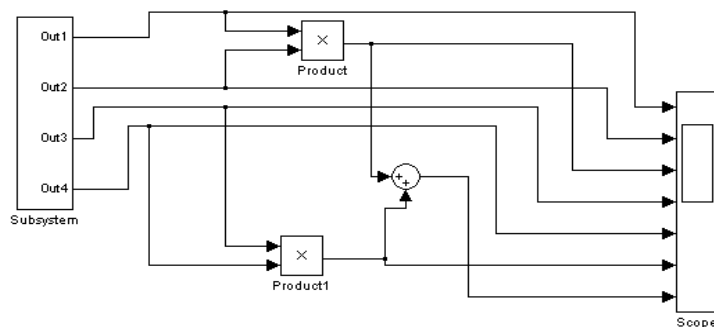


Рис.4. Simulink – модель демодулятора BPSK – сигналов

Блок “Subsystem” моделирует источник фазоманипулированных сигналов и сдвиговый регистр, у которого выходы “Out1” и “Out2” соответствуют синфазному (I) каналу демодулятора, а выходы “Out3” и “Out4” – квадратурному (Q) каналу. Временные диаграммы сигналов на соответствующих выводах демодулятора представлены на рис.5.

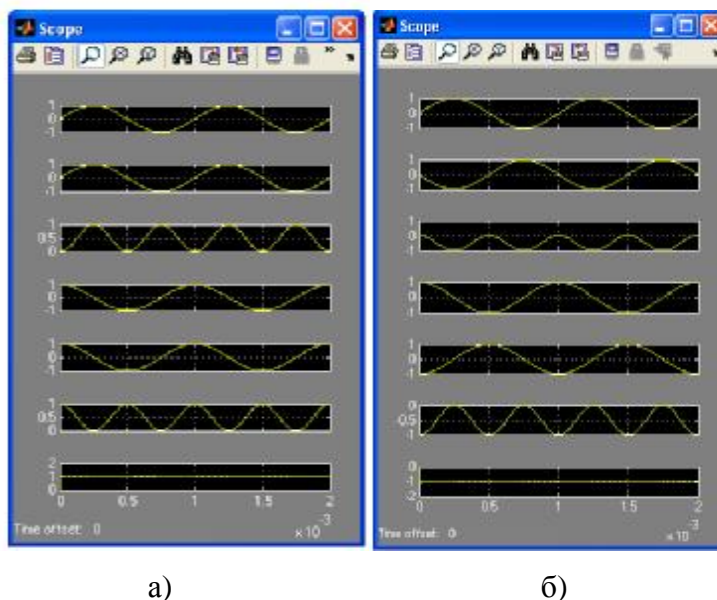


Рис.5. Сигналы на выходах цифрового демодулятора:
 а) при $\theta = 0^\circ$,
 б) при $\theta = 180^\circ$.

Осциллограммы на рис.5,а) соответствуют случаю, когда фазовый сдвиг между сигналами на выходе сдвигового регистра $\theta = 0^\circ$, а на рис.5,б) - случаю $\theta = 180^\circ$. Из осциллограмм видно, что пульсации с частотой $2\omega_n$ (третьи сверху осциллограммы) на выходе сумматора полностью подавляются. Таким образом, использование синфазных и квадратурных компонент сигнала позволяет удвоить величину выходного сигнала и одновременно уменьшить пульсации сигнала. Более того, так как для определения значения демодулированного бита используется 24 отсчетных значения несущей, система мало чувствительна к воздействию помех, к уходу частоты следования символов от номинальной, к нестабильности частоты дискретизации.

Например, при нарушении синфазности между стробирующими импульсами АЦП и началом символа (запаздывание на один такт дискретизации) последний, 24-й отсчет символа будет иметь отрицательное значение (-1), если битовые значения «N»-го и «N-1»-го символов отличаются. При опережении, 1-й отсчет символа также будет иметь

отрицательное значение, если битовые значения «N»-го и «N-1»-го символов отличаются. Эта особенность работы может использоваться для восстановления синфазности работы демодулятора.

Результаты моделирования позволили приступить к проектированию демодулятора. На рис.6 представлена структурно-функциональная схема ФМ-демодулятора, которая содержит высокочастотный АЦП с мультиплексированными выходами, микросхему PLD с программируемой структурой и генератор синхросигналов.

Применение АЦП с мультиплексированным выходом позволяет выполнять низкоскоростную обработку ИФ-радиосигнала, поступающего с down-конвертора.

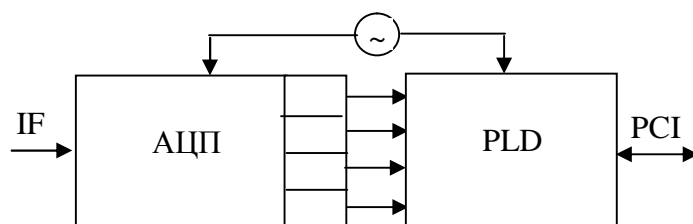


Рис. 6. Диаграмма ФМ2-цифрового демодулятора

Благодаря алгоритмической и схемной простоте демодулятора, достаточно CPLD-микросхему использовать для имплементирования предложенной цифровой демодуляции. Кроме BPSK-демодуляции, PLD также выполняет последовательно-параллельное преобразование данных, с последующей подачей сгенерированных байтов на шину PCI компьютера.

Во время передачи и приема фотоснимков данные записываются на жесткий диск. В последующем, сохраненные данные декодируются (с целью исправления ошибок) и конвертируются в BMP-формат.

III. Заключение

Предложенная схема демодулятора ФМ2 сигналов алгоритмически и схемотехнически достаточно просто реализуется с помощью PLD – структур. Проведено Matlab моделирование предложенного ФМ2-демодулятора, которое показало, что для произвольной промежуточной частоты частотный сдвиг на 25% от скорости передачи данных приводит к увеличению пульсаций выходного напряжения меньше чем 10%, а амплитуда выходного напряжения составляет более чем 70% от идеального случая.

Предложенная структура демодулятора ФМ2 сигналов будет применена при разработке наземного оборудования приемной станции SATUM.

IV. Библиография

1. Costas.J.P."Synchronous communications proceedings of the IRE", Vol.47, p.p.2058-2068, 1959.
2. Marc Stebber J. PSK Demodulation (Part 1), WJ Communications, Inc,2001.
3. Kikkert C.J. Digitally demodulating binary phase shift keyed data signals, In Practice, Canberra, 1999.
4. Стешенко В.Б. Цифровые разомкнутые схемы демодуляторов сигналов с частотной и фазовой манипуляцией // Цифровая обработка сигналов.- 2003.-№2, с.37-40.
5. Сорохтин М.М., Морозов О.А., Логинов А.А.Адаптивный цифровой алгоритм анализа фазы для приема и декодирования сигналов с фазовой и частотной манипуляцией //Вестник ННГУ им.н.и. Лобачевского, серия Радиофизика, Вып.2, 2007, с.105-110.