

Е.С. Герасименко

АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЙ КОГЕРЕНТНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

ALGORITHM FOR DIGITAL DEMODULATION OF COHERENT PHASE-SHIFT KEYED SIGNAL AND ITS CHARACTERISTICS

Проведен синтез устройства демодуляции фазоманипулированных сигналов, предложена модернизация цифрового алгоритма когерентной демодуляции фазомани-пулированных сигналов. Все блоки предложенного алгоритма возможно реализовать независимо друг от друга на базе программируемой логической интегральной схемы.

The synthesis device of demodulation of phase-shift keyed signals, a modernization of a digital algorithm for coherent demodulation of phase-shift keyed signals. All blocks of the proposed algorithm can be implemented independently from each other on the basis of programmable logic integrated circuits.

Введение. Проблема обработки сигналов и создания помехоустойчивой связи актуальна в системах радиосвязи, используемых органами внутренних дел. Устойчивость к различным видам искажений, увеличение быстродействия и повышение помехозащищенности являются важными задачами, которые ставят перед разработчиками аппаратуры приема и обработки сигналов.

Цель работы. Целью данной статьи является рассмотрение алгоритма, на основе которого возможно построение эффективного устройства цифровой когерентной демодуляции фазоманипулированных сигналов и анализ его характеристик.

Основная часть. Базовый быстрый цифровой алгоритм когерентной демодуляции Φ М сигналов [1] на каждом i-м периоде предусматривает вычисление величин

$$y_{i} = \sum_{k=0}^{N-1} \left(s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)} \right) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(i-k)} , \qquad (1)$$

где $s_{1(i-k)}$ и $s_{2(i-k)}$ — значения отсчетов s_1 и s_2 (рис. 1) для (i-k) -го периода,

$$x_{(i-k)} = s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}. (2)$$

Суммирование выполняется на интервале длительности символа, то есть за N периодов сигнала.

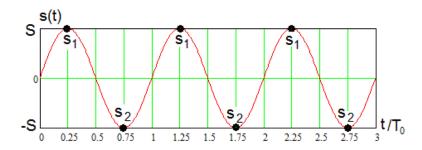


Рис. 1. Временная диаграмма квантования сигнала в синхронном режиме

Вычисление суммы (1) требует выполнения (*N*–*I*) суммирований, что неприемлемо. Для ускорения расчетов необходимо выполнять их поэтапно, суммируя и запоминая сначала по два соседних значения x_i и x_{i-1} , $a_{i1} = x_i + x_{i-1}$, затем по четыре значения $a_{i2} = x_i + x_{i-1} + x_{i-2} + x_{i-3} = a_{i1} + a_{(i-2)1}$, потом по восемь значений $a_{i3} = x_i + x_{i-1} + x_{i-2} + x_{i-3} + x_{i-4} + x_{i-5} + x_{i-6} + x_{i-7} = a_{i2} + a_{(i-4)2}$ и так далее. Всего необходимо выполнить

$$n = \log_2 N \tag{3}$$

таких суммирований, что значительно меньше (N-1).

Структурная схема базового алгоритма показана на рис. 2. Она удобна для программной реализации вычислений на базе сигнального процессора. На рис. 3 представлена структурная схема базового алгоритма, удобная для аппаратной реализации на базе ПЛИС.

Входной ФМ сигнал с двумя значениями начальной фазы $\psi=0$ или $\psi=\pi$ квантуется по времени АЦП, который формирует по два отсчета s_1 и s_2 на период, как показано на рис. 1.

Они запоминаются в многоразрядном регистре сдвига на два отсчета (MP2) и поступают в вычитатель (ВЫЧ), на выходе которого формируется их разность $x_i = s_{i1} - s_{i2}$, где i — номер текущего периода. Значение x_i складывается в сумматоре СУМ $_1$ с предшествующим значением x_{i-1} , полученным и записанным ранее в многоразрядном регистре сдвига MP $_1$ на одну ячейку, после чего оно заносится в MP $_1$ вместо x_{i-1} . Далее полученное значение $a_{i1} = x_i + x_{i-1}$ складывается с ранее полученной суммой $a_{(i-2)1} = x_{i-2} + x_{i-3}$ в сумматоре СУМ $_2$, после чего записывается в многоразрядный регистр сдвига на три ячейки MP $_2$, данные в котором предварительно сдвигаются, а значение $a_{(i-2)1}$ теряется. Далее процесс протекает аналогично. В сумматоре СУМ $_n$ складываются величина

$$y_{i} = \sum_{k=0}^{N/2-1} (s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)})$$
 (4)

с выхода сумматора $\text{СУM}_{\text{n-1}}$ и ранее полученное и записанное в регистре MP_{n} значение

$$y_{i-(N/2-1)} = \sum_{k=N/2}^{N-1} (s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}),$$
 (5)

формируя в результате отклик y_i (1). В блоке «Алгоритм обработки результатов» (АОР) формируются решения о принимаемых информационных сигналах.

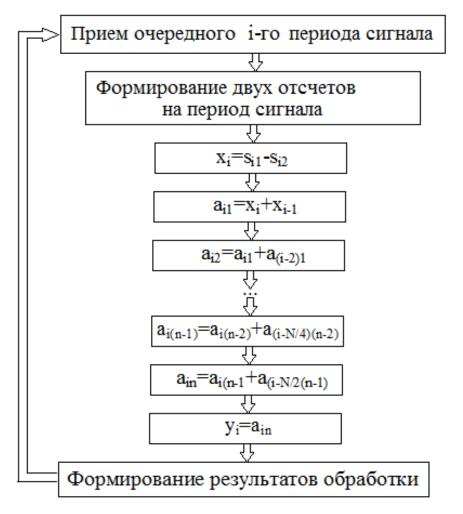


Рис. 2. Структурная схема базового алгоритма

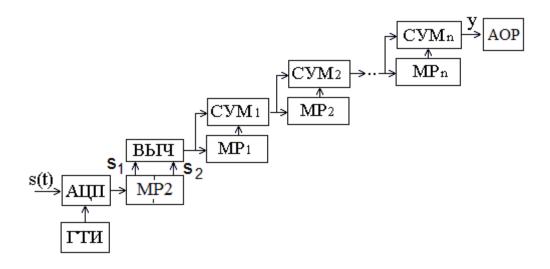


Рис. 3. Структурная схема аппаратной реализации на базе ПЛИС

Каждый из блоков алгоритма на рис. 3 может быть реализован отдельно аппаратно на ПЛИС, что позволит обрабатывать высокочастотные сигналы с выхода ПЧ приемника.

Преобразование отсчетов сигнала (1) соответствует цифровому рекурсивному фильтру [2—4], его структурная схема показана на рис. 4, где $\Pi 3_1$ — линия задержки на один такт АЦП, $\Pi 3_2$ — линия задержки на два такта (один период сигнала) (всего N-1 элементов), символом «+» обозначены сумматоры отсчетов, «1» — повторитель, а «-1» — инвертор отсчетов.

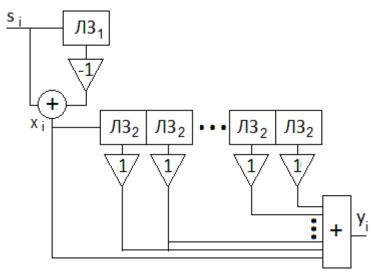


Рис. 4. Структурная схема цифрового рекурсивного фильтра

Импульсной характеристикой h_k (k — номер такта АЦП) цифрового фильтра [5] является его реакция на один единичный отсчет, результат его прохождения показан на рис. 5. Рассматриваемый фильтр представляет собой дифференциатор с последующим усреднением. Его импульсную характеристику можно записать в виде

$$h_k = \begin{cases} -\left(-1\right)^k & npu \quad 1 \le k \le 2N, \\ 0 & npu \quad k > 2N. \end{cases}$$
 (6)

Отклик фильтра можно представить соотношением

$$y_{i} = \sum_{n=1}^{N} \left(s_{i-2(n-1)} - s_{i-2(n-1)-1} \right) = \sum_{k=1}^{2N} h_{k} s_{i-k+1} .$$
 (7)

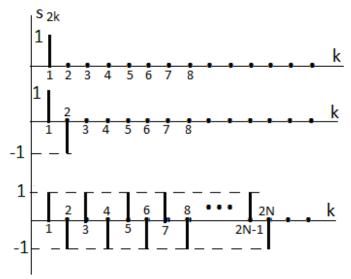


Рис. 5. Результат прохождения единичного отсчета

Под передаточной характеристикой H будем понимать отношение амплитуды отклика к амплитуде входного сигнала.

В терминах *z*-преобразования [6] получим

$$H(z) = \sum_{k=0}^{2N-1} h_{k+1} z^{-k} = 1 - z^{-1} + z^{-2} - z^{-3} \dots = \sum_{k=0}^{2N-1} \left(-\frac{1}{z^1} \right)^k = \frac{\left(z^{2N} - 1 \right)}{(1+z)} z^{-2N+1}.$$
 (8)

Это выражение можно записать в виде

$$H_0(z) = (1 - z^{-1})(1 + z^{-2})(1 + z^{-4})...(1 + z^{-N/4})(1 + z^{-N/2}).$$
 (9)

Из (9) вытекает структура алгоритма быстрого вычисления величин y (рис. 3). Первый сомножитель соответствует вычитанию двух соседних отсчетов через половину периода сигнала, второй требует суммирования полученных в соседних периодах разностей, третий — сложения этих сумм и так далее.

При подстановке в (8) $z=e^{j\omega T/2}$ найдем модуль $H(\omega)$ передаточной характеристики в виде

$$H(\omega) = \left| \frac{\sin\left(\frac{N\omega T_0}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega T_0}{4}\right)} \right| \tag{10}$$

или

$$H(f) = \frac{\sin\left(N\pi \frac{f}{f_0}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right)}.$$
 (11)

График частотной характеристики представлен на рис. 6, где пунктиром показана частотная характеристика узкополосного фильтра на базе одиночного колебательного контура.

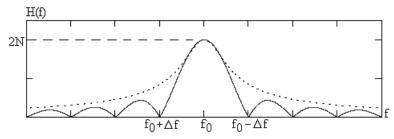


Рис. 6. График частотной характеристики

Полоса частот Π между ближайшими к f_0 нулями H(f) равна

$$\Pi = 2\Delta f = 2\frac{f_0}{N}.$$
 (12)

Максимум H(f) достигается на частотах

$$f = (1+2k)f_0, \quad k = \overline{0,\infty},\tag{13}$$

и равен

$$\max_{f} H(f) = 2N. \tag{14}$$

Передаточная характеристика H(f) базового алгоритма является периодической функцией частоты с интервалом $2f_0$.

Как видно, предлагаемая процедура обработки сигнала обеспечивает достаточно высокую частотную избирательность.

Выводы. В результате рассмотрения характеристик предлагаемого алгоритма можно сделать вывод о том, что процедура обработки сигнала обеспечивает достаточно высокую частотную избирательность. Данное свойство позволяет использовать рассмотренный алгоритм демодуляции в устройствах приема и обработки радиосигналов.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Basic algorithm for the coherent digital processing of the radio signals / A. N. Glushkov, V. P. Litvinenko, B. V. Matveev., O. V. Chernoyarov // International Conference on Space Science and Communication, IconSpace, Vol. 015-September. 2015. Article number 7283834. P. 389—392.
 - 2. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Бином Пресс, 2006. 656 с.
- 3. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.
- 4. Цифровая обработка сигналов : справочник / Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. М. : Радио и связь, 1985. 312 с.

- 5. Введение в цифровую фильтрацию / под ред. Р. Богнера и А. Константинидиса. М. : Мир, 1976. 216 с.
- 6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М. : Наука, 1970. 720 с.

REFERENCES

- 1. Basic algorithm for the coherent digital processing of the radio signals / A. N. Glushkov, V. P. Litvinenko, B. V. Matveev., O. V. Chernoyarov // International Conference on Space Science and Communication, IconSpace, Vol. 015-September. 2015. Article number 7283834. P. 389—392.
 - 2. Layons R. Tsifrovaya obrabotka signalov. M.: Binom Press, 2006. 656 s.
- 3. Rabiner L., Gould B. Teoriya i primenenie tsifrovoy obrabotki signalov. M. : Mir, 1978. 848 s.
- 4. Tsifrovaya obrabotka signalov : spravochnik / Goldenberg L. M., Matyushkin B. D., Polyak M. N. M. : Radio i svyaz, 1985. 312 s.
- 5. Vvedenie v tsifrovuyu filtratsiyu / pod red. R. Bognera i A. Konstantinidisa. M. : Mir, 1976. 216 s.
- 6. Korn G., Korn T. Spravochnik po matematike (dlya nauchnyih rabotnikov i inzhenerov). M.: Nauka, 1970. 720 s.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ

Герасименко Евгений Сергеевич. Адъюнкт кафедры инфокоммуникационных систем и технологий. Воронежский институт МВД России.

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 200-52-31.

Gerasimenko Evgeniy Sergeevich. Post-graduate cadet of the chair of Communication Systems and Technologies.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

E-mail: jenya35353@yandex.ru

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 200-52-31.

Ключевые слова: фазовая манипуляция; демодулятор фазоманипулированных сигналов; алгоритм демодуляции фазоманипулированных сигналов.

Key words: phase shift keying; phase-shift keyed signal demodulator; a demodulation algorithm for phase-shift keyed signals.

УДК 621.394