



Алгоритм цифровой демодуляции двухпозиционных фазоманипулированных сигналов с управлением по фазе

В.А. Кистанова¹, В.И. Оганов²

¹ ООО «Высокотехнологичные системы», Москва, Россия

² Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Цели работы – синтез алгоритма когерентной цифровой демодуляции неравномерно распределенных радиосигналов с абсолютной двухпозиционной фазовой манипуляцией, обладающего небольшой вычислительной сложностью, и разработка на его основе миниатюрного малопотребляющего демодулятора. Актуальность исследования определяется отсутствием аналогичных устройств на российском радиоэлектронном рынке. Алгоритм основан на принципе цифровой фазовой автоподстройки частоты. Его основная идея – удержание оптимального амплитудного соотношения между квадратурами принимаемого сигнала при помощи пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора. В результате работы было получено цифровое устройство, обладающее заявленными техническими характеристиками.

Ключевые слова: абсолютная фазовая манипуляция, демодуляция, схема Костаса, фазовая автоподстройка, ПИД-регулятор, программируемая логика, алгоритм CORDIC

Для цитирования:

Кистанова В.А., Оганов В.И. Алгоритм цифровой демодуляции двухпозиционных фазоманипулированных сигналов с управлением по фазе // Радиопромышленность. 2018. Т. 28, № 4. С. 15–20. DOI: 10.21778/2413-9599-2018-28-4-15-20

© Кистанова В.А., Оганов В.И., 2018



Phase control algorithm for demodulation of binary phase-shift keying signals

V.A. Kistanova¹, V.I. Oganov²

¹High Technology Systems LLC, Moscow, Russia

²Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

The purpose of this paper is to synthesize an algorithm for coherent digital demodulation of non-uniformly distributed radio signals with absolute two-position phase shift keying, which has a small computational complexity, and to develop a miniature low-power demodulator on its basis. The relevance of the study is determined by the absence of similar devices in the Russian radio electronic market. The algorithm is based on digital phase-locked-loop frequency control. Its basic idea is to retain the optimal amplitude ratio between the phase quadrature of the received signal using a proportional-integral-differential controller. A digital device with the stated technical characteristics was obtained as a result of the study.

Keywords: absolute phase-shift keying, demodulation, Costas circuit, phase-locked-loop, three-term controller, proportional-integral-differential controller, programmable logic, CORDIC algorithm

For citation:

Kistanova V. A., Oganov V. I. Phase control algorithm for demodulation of binary phase-shift keying signals. Radiopromyshlennost, 2018, vol. 28, no. 4, pp. 15–20. (In Russian). DOI: 10.21778/2413-9599-2018-28-4-15-20

Введение

Известно, что абсолютная двухпозиционная фазовая манипуляция (BPSK – binary phase-shift keying) обладает наибольшей среди других типов модуляции устойчивостью к шумам [1]. Это свойство делает ее применение при передаче информации в спутниковом теле- и радиовещании и телеметрии особенно выигрышным. Однако использование данного преимущества возможно только в случае обеспечения прецизионно когерентного приема. Наиболее распространенным методом обеспечения временной синхронизации является схема Костаса [1]. В ней в качестве частотного детектора используют перемножитель квадратур в цепи обратной связи,

выходной сигнал которого задает частоту генератора, управляемого напряжением (ГУН). Блок-схема петли Костаса представлена на рис. 1.

Тем не менее петля Костаса обладает рядом недостатков – во-первых, это аналоговая схема, и ее техническая реализация сопряжена со свойственными аналоговым схемам сложностями в настройке. Во-вторых, ширина полосы удержания обратно пропорциональна ширине полосы петлевого фильтра [2], что увеличивает вероятность срыва слежения в сложной помеховой обстановке. В-третьих, схема имеет склонность к так называемой обратной работе [3], выражающейся в ошибочном сопоставлении точек фазового созвездия

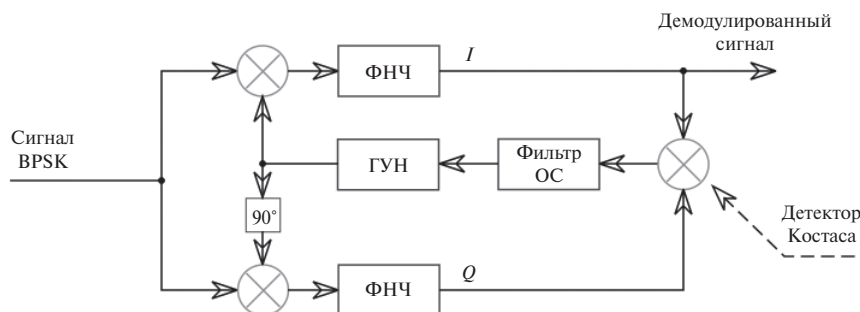


Рисунок 1. Схема Костаса для демодуляции фазоманипулированных сигналов: I – синфазный сигнал; Q – квадратурный сигнал; ФНЧ – фильтр нижних частот; ОС – обратная связь; 90° – фазовращатель; ГУН – генератор, управляемый напряжением

Figure 1. Costas circuit for demodulation of phase-shift keyed signals: I – common-mode signal; Q – quadrature signal; ФНЧ – low-pass filter; ОС – feedback; 90° – phase-shifting unit; ГУН – voltage-controlled oscillator

передаваемым данным в связи с произвольным начальным состоянием сигнала. Вследствие этого данную схему используют только с применением предварительной битовой синхронизации, обеспечиваемой путем помехоустойчивого кодирования, дополнения данных корреляционным словом или преамбулой, что в свою очередь дополнительно усложняет техническую реализацию приемно-передающей аппаратуры.

В данной статье рассматриваются алгоритм и прототип устройства демодуляции двухпозиционных фазоманипулированных сигналов, лишенные означенных недостатков за счет использования средств цифровой обработки сигналов.

Алгоритм демодуляции

При синтезе алгоритма было принято решение добиться его реализуемости в программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) небольшого объема, в пределах 20000 логических элементов. За прототип была взята схема Костаса для BPSK, рассмотренная в [5], которую подвергли ряду модификаций. Во-первых, для ввода в схему входной сигнал предварительно оцифровывали. Во-вторых, аналогом генератора, управляемого напряжением, в цифровых системах является прецизионное устройство прямого цифрового синтеза частоты (УПЦС), реализуемое в ПЛИС с помощью просмотрных таблиц. И, в-третьих, для управления синтезатором в цепи обратной связи вместо перемножителя квадратур реализовали блок вычисления и обработки фазы. Блок-схема рассматриваемого алгоритма представлена на рис. 2.

Вычисление и обработку фазы осуществляют путем нахождения арктангенса амплитуд квадратурных сигналов. В ПЛИС данная операция может быть реализована через алгоритм CORDIC. Ее результатом является значение, лежащее в диапазоне $[-\pi, \pi]$. Данный сигнал представляет собой разность фаз, возникающую ввиду частотного рассогласования генераторов опорной частоты приемника

и передатчика, и претерпевает скачки на π рад под действием модулирующей информационной последовательности. Если аппроксимировать радиосигнал аддитивным белым гауссовым шумом, данный сигнал может быть описан формулой

$$\varphi'(t) = \frac{2\pi}{f_s} f'(t) + \pi C(t) + \theta. \quad (1)$$

Здесь $\varphi'(t)$ – дифференциал фазы по времени, рад/с; f_s – частота дискретизации демодулятора, Гц; $f'(t)$ – дифференциал несущих частот модулятора (передатчика) и демодулятора (приемника) по времени, Гц/с; $C(t)$ – модулирующая информационная последовательность; θ – аддитивный белый гауссов шум, рад.

Для фазовой автоподстройки УПЦС из данного сигнала требуется устранить модуляцию [4], что реализуют путем взятия модуля от разности $\pi/2$ радиан и модуля сигнала. Для данной операции существует выражение

$$\varphi_n = \left| \frac{\pi}{2} - |\varphi| \right|, \quad (2)$$

где φ – исходное значение разности фаз, рад; φ_n – нормированное значение разности фаз, рад.

При этом скачкообразные изменения, вызванные модуляцией, устраняются, но динамический диапазон сигнала сужается до интервала $[0, \pi/2]$. Тем не менее результирующий сигнал однозначно определяет амплитудное соотношение между квадратурными каналами, поэтому после сглаживания и низкочастотной фильтрации он может быть использован в качестве сигнала обратной связи в цепи управления УПЦС. Полосу пропускания фильтра для сглаживания данного сигнала выбирают в соответствии с максимально допустимой величиной частотного рассогласования тактовых генераторов, которое определяется механическими и конструктивными особенностями используемых устройств. Наконец, отфильтрованный сигнал вычитается из порогового значения $\varphi_{ж}$,

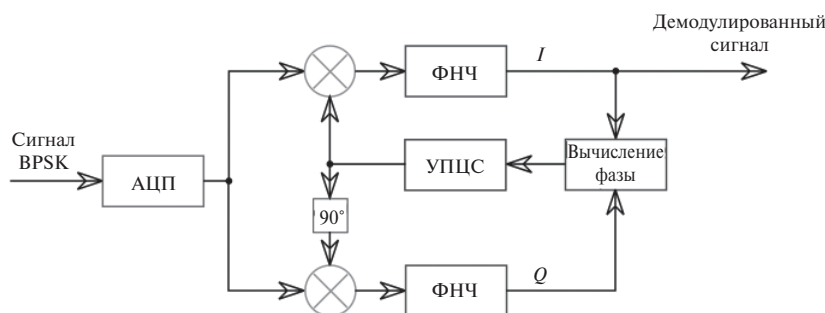


Рисунок 2. Функциональная схема алгоритма демодуляции: АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Figure 2. Functional diagram of the demodulation algorithm: АЦП – analog-to-digital converter

определяющего желаемое амплитудное соотношение между квадратурными сигналами в зависимости от величины частотного рассогласования и отношения сигнал/шум. Так, если желаемое соотношение установлено равным 6 дБ, средняя амплитуда квадратурной составляющей, с которой производят снятие информационного сигнала (см. рис. 2), должна быть в 4 раза больше среднего уровня помехи в канале. Результатом сравнения с $\varphi_{ж}$ является сигнал ошибки стабилизации фазы e опорной частоты, формируемой УПЦС, который в свою очередь поступает на вход пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора, вырабатывающего сигнал управления для УПЦС. Алгоритм вычисления и обработки фазы представлен на рис. 3.

Проведение исследования

Оценка качества проводилась путем лабораторных и полевых испытаний разработанного устройства.

Экспериментальный стенд состоял из передатчика двухпозиционного фазоманипулированного радиосигнала, приемника, сконструированного на основе вышеописанного алгоритма, и спектроанализатора. При помощи спектроанализатора был проведен предварительный радиомониторинг окружающей среды, и была выявлена плотность мощности помех, попадающих в рабочую полосу приемного устройства. Мощность передаваемого сигнала была обусловлена конструктивными особенностями передатчика и составляла 0,7 Вт. Таким образом, можно определить зависимость мощности принимаемого сигнала от расстояния между устройствами в условиях прямой видимости согласно формуле (3), известной как уравнение Фрииса:

$$P_R = P_T \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi d)^2}. \quad (3)$$

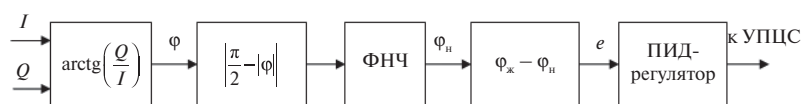


Рисунок 3. Функциональная схема алгоритма вычисления и обработки фазы:

$\arctg\left(\frac{Q}{I}\right)$ – тригонометрическая функция арктангенса; φ – исходное значение разности фаз;

$\left|\frac{\pi}{2} - |\varphi|\right|$ – операция нормализации

Figure 3. Functional diagram of the algorithm for computing and processing the phase:

$\arctg\left(\frac{Q}{I}\right)$ – trigonometric arctangent function; φ – initial value of the phase difference;

$\left|\frac{\pi}{2} - |\varphi|\right|$ – normalization operation

Здесь P_R – мощность, полученная от приемной антенны, Вт; P_T – мощность, подаваемая на передающую антенну, Вт; G_T – коэффициент усиления передающей антенны; G_R – коэффициент усиления приемной антенны; $\lambda = c/f$ – длина волны, м; c – скорость света в вакууме, м/с; f – частота, Гц; d – расстояние, м.

Методика ведения экспериментальных исследований заключалась в равномерном удалении передающего устройства от приемника, зафиксированного в точке, где был проведен предварительный радиомониторинг, вычислении отношения сигнал/шум на основании данных о расстоянии между устройствами и вероятности ошибочного приема символа P_B как отношения количества ошибочно принятых символов к общему числу принятых символов. Результаты экспериментальных исследований были сведены в график зависимости P_B от отношения сигнал/шум (рис. 4б).

Теоретическая оценка вероятности ошибки P_B при приеме двоичных фазоманипулированных сигналов может быть получена из формулы

$$P_B = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{2E_b/N_0}}^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du. \quad (4)$$

В выражении (4) E_b – энергия сигнала, приходящаяся на 1 бит принимаемого сообщения, Вт; N_0 – энергетическая спектральная плотность шума, Вт; $u = z - a_{(1,2)}/\sigma$; z – значение принятого сигнала; $a_{(1,2)}$ – сигнальная компонента принятого сигнала z при передаче двоичного символа; σ – дисперсия шума. Выражение (4) носит название гауссова интеграла ошибок и не может быть вычислено аналитически. График зависимости P_B от значения отношения сигнал/шум, полученный путем приближенного вычисления гауссова интеграла ошибок, приведен на рис. 4а. Стоит отметить, что оценка P_B , полученная таким образом, достоверна только в том

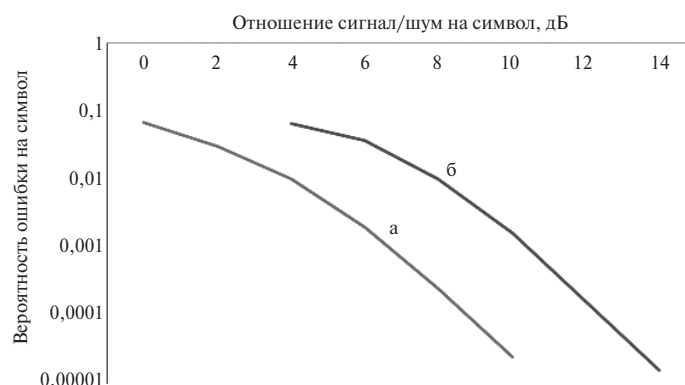


Рисунок 4. Зависимость вероятности ошибочного приема символа P_B от отношения сигнал/шум, полученная в результате: а – приближенного вычисления гауссова интеграла ошибок;

б – экспериментальных исследований

Figure 4. Dependence of the probability of incorrect P_B symbol reception on the signal-to-noise ratio resulting from: a – approximate calculation of the Gauss error integral; b – experimental studies

случае, если условная вероятность приема передаваемого двоичного символа $s_{(1,2)}$, $P(z|s_{(1,2)})$ известна и не равна нулю. В практическом смысле это значит, что для достижения теоретических значений P_B требуется построение оптимального когерентного демодулятора с использованием корреляторов или согласованных фильтров, что в свою очередь подразумевает, что характер передаваемого сигнала (плотность распределения априорной вероятности $P(s_{(1,2)})$) должен быть заранее известен.

Выводы

Описываемый алгоритм демодуляции был реализован на базе ПЛИС Cyclon IVE от Intel. Дизайн, выполненный на языке описания аппаратуры Verilog, имел размеры в 15 000 логических элементов. При проводном соединении приемника и передатчика через шаговый аттенуатор было выявлено, что разработанный демодулятор обладает чувствительностью по входному сигналу, равной -98 дБм (2 мкВ).

Основная задача, поставленная при проектировании описываемого демодулятора, заключалась в реализации схемы Костаса на цифровой элементной базе, а также увеличении полосы захвата и степени помехоустойчивости схемы таким образом, чтобы количество требуемых вычислительных ресурсов было минимальным. Кроме того, обязательным свойством демодулятора должна быть его способность детектировать переданный сигнал без

какой-либо информации о характере передаваемых данных.

В результате был синтезирован описываемый алгоритм. В соответствии с ним был разработан прототип демодулятора, обладающий свойствами, среди которых:

- возможность поддерживать известное амплитудное соотношение между квадратурными сигналами и таким образом однозначно детектировать переданные данные, в результате чего достигается повышение помехоустойчивости, увеличение полосы допустимого частотного несогласования между частотами принимаемого сигнала и управляемого синтезатора; уменьшение вероятности срыва слежения за фазой в сложной помеховой обстановке;
- способность осуществлять детектирование неравномерно распределенных данных, из чего следует возможность передавать информационные сообщения с преобладающим количеством нулей или единиц, без дополнительной битовой синхронизации через преамбулы или синхрослова, что в свою очередь снимает ограничения с алгоритма передающего устройства;
- реализуемость в программируемой логике ввиду отсутствия сложных математических операций, что позволяет минимизировать количество используемых ресурсов и увеличить скорость работы.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Прохис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М. и др.: Вильямс, 2003. 1104 с.
3. Сорохтин Е.М., Сорохтин М.М. Алгоритм цифровой демодуляции многопозиционных фазоманипулированных сигналов для реализации в программируемой логике // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. № 5 (2). С. 389–392.

4. *Применение* адаптивной фильтрации в задаче демодуляции многопозиционных фазоманипулированных сигналов / Д.С. Марычев, О.А. Морозов, В.Р. Фидельман, С.Л. Хмелев // Известия вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 634–640.
5. *Best R. Costas Loops. Theory, Design, and Simulation.* Springer International Publishing, Oberwil, Switzerland, 2018.

REFERENCES

1. Prokis J. *Tsifrovaya svyaz* [Digital communications]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 2000. 800 p. (In Russian).
2. Sklar B. *Tsifrovaya svyaz. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye* [Digital communications. Fundamentals and applications]. Moscow etc., Vilyams Publ., 2003. 1104 p. (In Russian).
3. Sorokhtin E. M., Sorokhtin M. M. Algorithm of digital demodulation of multiposition phase shift keyed signals for implementation in programmable logic. *Vestnik Nizhegorodskogo universiteta im. N.I. Lobachevskogo*, 2010, no. 5 (2), pp. 389–392. (In Russian).
4. Marychev D. S., Morozov O. A., Fidelman V. R., Khmelev S. L. Application of adaptive filtering in the problem of demodulation of multipositional phase shift keyed signals. *Izvestiya vuzov. Radiofizika*, 2012, vol. 55, no. 9, pp. 634–640. (In Russian).
5. Best R. *Costas Loops. Theory, Design, and Simulation.* Springer International Publishing, Oberwil, Switzerland, 2018.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Кистанова Василиса Алексеевна, инженер-программист, ООО «Высокотехнологичные системы», 105005, Москва, ул. Бауманская, д. 58, стр. 4, тел.: +7(915) 203-35-42, e-mail: kistanova@htsys.ru.

Оганов Владимир Игоревич, доцент, Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, 105005, Москва, ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, тел.: +7(495) 726-88-60, e-mail: oganov@bmstu.ru.

AUTHORS

Vasilisa A. Kistanova, software engineer, High Technology Systems LLC, 58, stroenie 4, Baumanskaya ulitsa, Moscow, 105005, Russia, tel.: +7(915) 203-35-42, e-mail: kistanova@htsys.ru.

Vladimir I. Oganov, associate professor, Bauman Moscow State Technical University, stroenie 1, 5, 2-ya Baumanskaya ulitsa, Moscow, 105005, Russia, tel.: +7(495) 726-88-60, e-mail: oganov@bmstu.ru.

Поступила 03.09.2018; принята к публикации 01.10.2018; опубликована онлайн 23.11.2018.
Submitted 03.09.2018; revised 01.10.2018; published online 23.11.2018.