

К. т. н. А. В. САДЧЕНКО, О. А. КУШНИРЕНКО, Е. К. КОШЕЛЕВ, В. И. БОНДАР

Украина, Одесский национальный политехнический университет

E-mail: koa@onu.ua

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ И КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В МОДЕМАХ С QPSK-МОДУЛЯЦИЕЙ

Предложен вариант технической реализации быстродействующего алгоритма восстановления несущей частоты методом непосредственной подстройки фазы опорного генератора с одновременным устранением неоднозначности фазы и выделением кадровой синхронизации в QPSK-модеме при использовании согласованных фильтров с последовательностями Баркера длиной 7.

Ключевые слова: QPSK-модем, согласованный фильтр, блок синхронизации, неоднозначность фазы, код Баркера.

Квадратурная фазовая манипуляция QPSK (quadrature phase shift keying) является одним из самых распространенных видов цифровой модуляции, она обеспечивает высокую помехоустойчивость и имеет относительно простую схему модулятора и демодулятора [1, 2].

Среди основных задач, возникающих при демодуляции QPSK [3–5], можно выделить проблему устранения неоднозначности фазы при восстановлении несущей частоты и обеспечение надежной кадровой синхронизации при заданной помехоустойчивости. Кроме того, при работе модема от автономного источника питания появляются дополнительные требования по снижению времени вхождения в синхронизм модулятора и демодулятора, связанные с обеспечением энергетической эффективности.

Задачи восстановления несущей частоты и восстановления синхронизации в существующих устройствах разделяются и решаются с помощью разных функциональных модулей, что не является оптимальным с точки зрения энергетической эффективности.

В настоящей работе предложена модернизация алгоритма работы блоков кадровой синхронизации и восстановления несущей частоты QPSK-модема для обеспечения высокого быстродействия при простоте схемной реализации.

Графическое представление QPSK-модуляции в виде сигнального созвездия представлено на **рис. 1**. Каждая сигнальная точка имеет свой номер (I–IV) и кодируется парой квадратур I , Q , которые могут принимать значения ± 1 на выходе фильтров низкой частоты (ФНЧ) с полосой Найквиста.

Для восстановления опорного колебания обычно применяются два основных подхода.

Первый заключается в снятии модуляции путем умножения частоты входного сигнала на M (число позиций фазы сигнала) и последующим делением на то же число. Второй подход состоит в подстройке частоты опорного генератора с помощью фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ).

Схему ФАПЧ, которая в литературе известна под названием «петля Костаса» [2] (**рис. 2**), проще реализовать в интегральном исполнении, чем схему умножения частоты. В каждую ветвь такой схемы включен регенератор и дополнительный перемножитель. Два других перемножителя выполняют перемножение выходных напряжений синфазного и квадратурного каналов, а их выходные напряжения складываются в противофазе в сумматоре. В результате такой обработки напряжение на выходе сумматора оказывается немодулированным и служит для управления фазой опорного генератора. При этом синфазный и квадратурный кана-

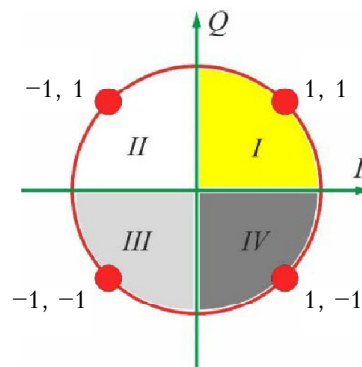


Рис. 1. Плоскость сигнального созвездия QPSK

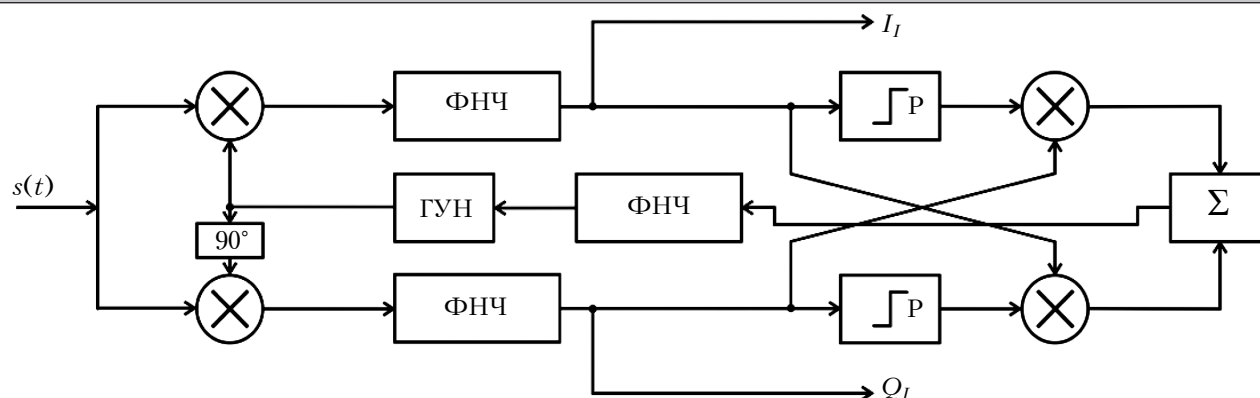


Рис. 2. Структурная схема восстановления несущей для QPSK-сигнала на основе петли Костаса:

ГУН — генератор, управляемый напряжением; Р — регенератор; $s(t)$ — входной сигнал с QPSK-модуляцией

лы должны иметь одинаковые импульсные характеристики и величину задержки.

Очевидно, что на выходе ГУН в схеме рис. 2 присутствует неоднозначность фазы, составляющая $360^\circ/M$. Для QPSK она равна 90° (поскольку $M = 4$), что делает необходимым предварительное дифференциальное кодирование на передаче и дифференциальное декодирование после демодуляции на приеме [6]. Другими словами, в сигнале с относительным кодированием исходная цифровая информация заключается не в значении символа, а в изменении этого значения.

С целью повышения эффективности системы связи с QPSK-модуляцией, работающей в импульсном режиме, предлагается следующий алгоритм, быстродействие которого выше, чем у петли Костаса.

Шаг 1. Вычисление модуля значений квадратур.

Шаг 2. Вычисление фазового сдвига плоскости сигнального созвездия относительно фазы опорного генератора с помощью функции $\arctg$.

Шаг 3. Вычисление разности фаз между требуемым и текущим значением положения точек сигнального созвездия.

Шаг 4. Формирование управляющего сигнала для регулируемого фазовращателя в соответствии с разностью фаз, вычисленной на шаге 3.

Практическая реализация предложенного алгоритма в виде схемы восстановления несущей частоты f_{out} приведена на рис. 3. Схема содержит два балансных перемножителя, фильтры низкой частоты с амплитудно-частотной характеристикой «приподнятый косинус» (Найквиста) для устранения межсимвольной интерференции, блоки вычисления модуля квадратуры ($|X|$), нерегулируемый стабильный кварцевый генератор, блок вычисления арктангенса и управляемый фазовращатель. Подстройка положения точки сигнального созвездия происходит за счет регулировки фазы выходного сигнала стабильного кварцевого генератора с помощью регулируемого фазовращателя. Необходимый фазовый сдвиг вычисляется как арктангенс отношения модулей напряжений квадратур. Вычисленное

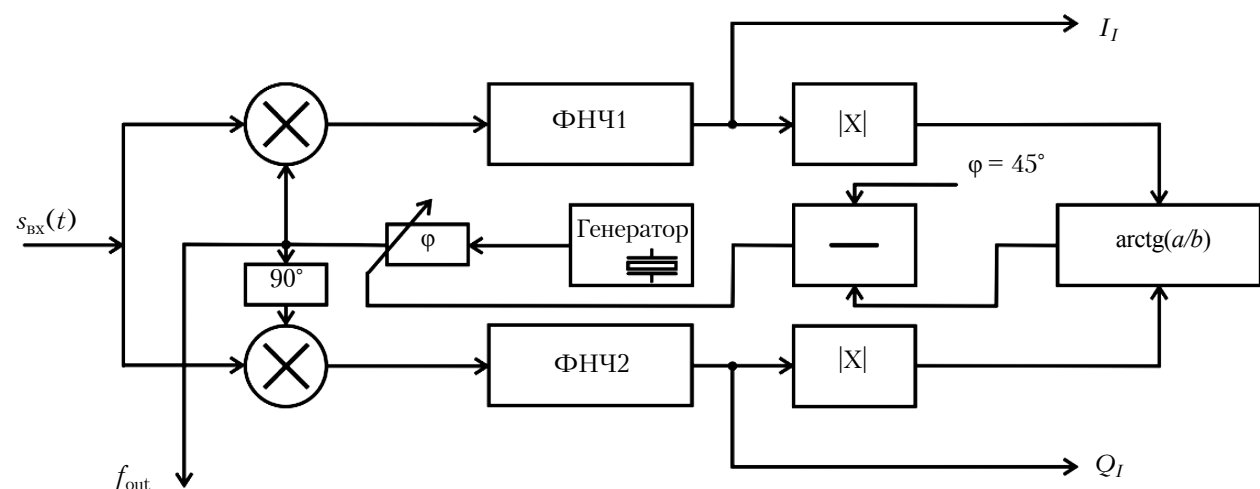


Рис. 3. Структурная схема восстановления несущей для QPSK-сигнала с регулируемым фазовращателем

значение вычитается из 45° , поскольку реальное значение точек созвездия соответствует 45° , 135° , 225° и 315° .

Нетрудно заметить, что данная схема сводит вычисления всех углов к анализу 1-й четверти, а критерием правильной настройки является равенство модулей квадратур $|I| = |Q|$. Таким образом, нулевой фазовый сдвиг регулируемого фазовращателя соответствует 45° ($\arctg 1 = 45^\circ$), а при невыполнении этого условия происходит компенсация фазы генератора на требуемый угол.

Схема восстановления несущей частоты на рис. 3 имеет, как и «петля Костаса», неоднозначность фазы, кратную 90° .

Для комплексного решения задачи восстановления фазы несущей частоты, а также выделения цикловой и битовой синхронизации необходимо выбрать синхропоследовательности с определенными свойствами, а именно:

- уровень боковых лепестков непериодической автокорреляционной функции (**НАКФ**) синхропоследовательности должен быть минимальным;

- последовательность не должна обладать свойством поворотной симметрии при фазовом сдвиге сигнального созвездия на угол, кратный 90° ;

- для восстановления битовой синхронизации синхрокод должен обеспечивать как можно большее число перескоков фазы или переходов сигнальной точки созвездия QPSK из одной четверти в другую;

- для устойчивости расположения сигнальных точек созвездия QPSK относительно осей I , Q необходимо, чтобы за время передачи одного синхрокода выполнялся «обход» всех четырех четвертей.

Всем перечисленным требованиям удовлетворяют последовательности Баркера.

В квадратурных каналах должны использоваться последовательности одинаковой длины, поскольку каждая сигнальная точка представляется парой квадратур. При использовании кода Баркера длиной 7 возможны три варианта записи: прямой, инверсный и «зеркальный». Форма огибающей данных кодов, обеспечивающих наилучшую АКФ, показана на **рис. 4**.

Возможные варианты реализации синхросигнала по квадратурам I , Q в этом случае приведены в **табл. 1**.

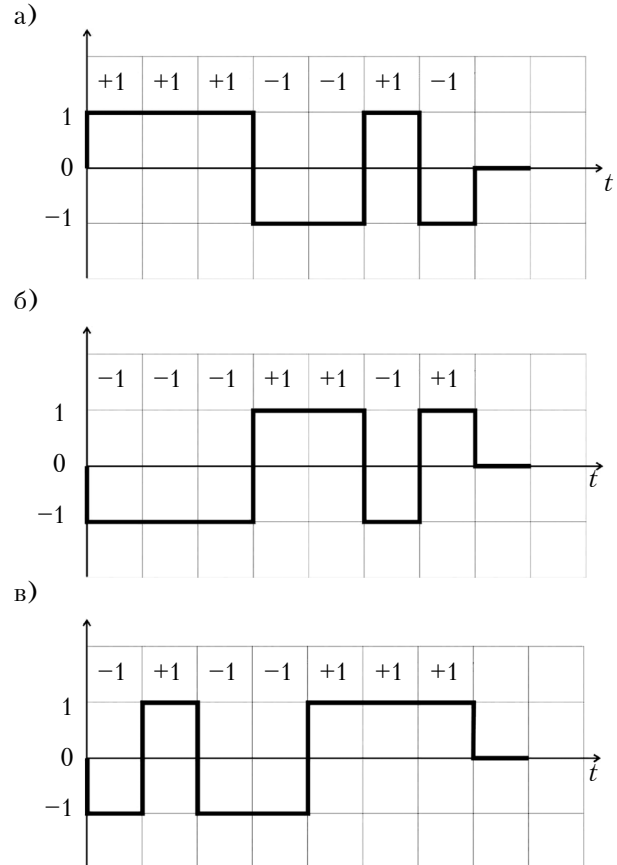


Рис. 4. Прямой (а), инверсный (б) и «зеркальный» (в) коды Баркера длиной 7

Из приведенных в табл. 1 данных следует очевидный вывод, что наилучшим для использования является сочетание прямого (инверсного) кода Баркера, передаваемого по квадратуре I , и зеркального, передаваемого по квадратуре Q . В этом случае сигнальная точка обходит все че-

Таблица 1

Варианты реализации синхросигнала по квадратурам I , Q

I	Q	I_0 Q_0	I_1 Q_1	I_2 Q_2	I_3 Q_3	I_4 Q_4	I_5 Q_5	I_6 Q_6	Переходы по четвертям	k
П	П	1 1	1 1	1 1	-1 -1	-1 -1	1 1	-1 -1	I → I → I → III → III → I → III	2
П	И	1 -1	1 -1	1 -1	-1 1	-1 1	1 -1	-1 1	IV → IV → IV → II → II → IV → II	2
П	З	1 -1	1 1	1 -1	-1 -1	-1 1	1 1	-1 1	IV → I → IV → III → II → I → II	4
И	И	-1 -1	-1 -1	-1 -1	1 1	1 1	-1 -1	1 1	III → III → III → I → I → III → I	2
И	З	-1 -1	-1 1	-1 -1	1 -1	1 1	-1 1	1 1	III → II → III → IV → I → II → I	4
З	З	-1 -1	1 1	-1 -1	-1 -1	1 1	1 1	1 1	III → I → III → III → I → I → I	2

Примечания: П — прямой; И — инверсный; З — зеркальный;
 k — количество четвертей, занимаемых сигнальной точкой за время передачи 1-го синхрокода

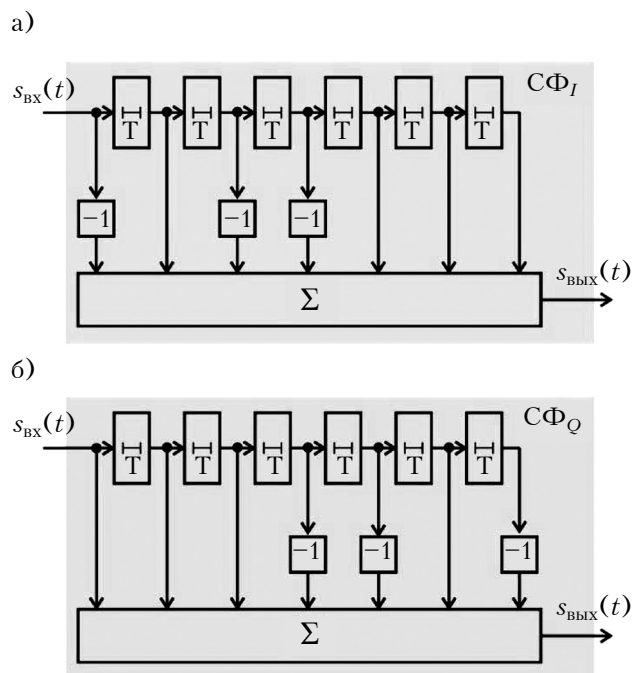


Рис. 5. Структурная схема согласованных фильтров для прямого (а) и зеркального (б) кодов Баркера (Т — линия задержки на такт; -1 — инвертор уровня сигнала)

тыре позиции сигнального созвездия, при этом обеспечивается наибольшее количество скачков фазы, равное 6.

Структурные схемы согласованных по низкой частоте согласованных фильтров (СФ) с прямым и зеркальным кодами Баркера для квадратур I и Q приведены на **рис. 5**. Их аппаратная реализация достаточно проста, поскольку в отводах линий задержек вместо умножителей используются инверторы уровней сигнала.

С учетом выбранных типов синхросигналов и соответствующих фильтров функциональная схема восстановления несущей частоты и выделения кадровой синхронизации имеет вид, представленный на **рис. 6**.

Принцип действия демодулятора следующий. Синхропоследовательности, представляющие собой коды Баркера, выделяются из информационного сообщения с помощью согласованных фильтров, работающих синхронно на низкой частоте $f_{\text{симв}}$. Поскольку с помощью блока восстановления несущей частоты ее фаза может восстанавливаться с точностью, кратной 90° , схема содержит четыре идентичных канала, настроенных на четыре возможных реализации поворота плоскости сигнального созвездия. Реализация относительного поворота сигнального созвездия входного сигнала на 90° , 180° и 270° осуществляется с помощью блоков функционального преобразования

(ротаторов) путем доворота на 1, 2, 3 четверти против часовой стрелки. На вход ротатора поступают низкочастотные сигналы квадратур I_{in} , Q_{in} с выхода аналоговых низкочастотных фильтров (фильтров Найквиста), устраняющих межсимвольную интерференцию. Преобразованные сигналы квадратур I_{out} , Q_{out} с выхода каждого функционального преобразователя поступают на идентичные пары согласованных фильтров (СФ_I, СФ_Q) и далее — на пороговые решающие устройства (РУ_I, РУ_Q) с порогом Z . Выходы решающих устройств для каждой пары I , Q подключены к схеме «И», на выходе которой возникает видеоимпульс в момент совпадения максимальных откликов на выходах одной из пар СФ. Кадровый синхроимпульс формируется с помощью четырехвходовой схемы «ИЛИ», входы которой подключены к выходам схем «И».

Дешифратор выполняет функцию выбора правильного расположения пары I , Q . Для этого он содержит сумматор, осуществляющий поворот плоскости сигнального созвездия (см. рис. 1) в зависимости от номера канала, в котором произошло превышение порога.

Таблицы истинности всех функциональных преобразователей приведены в **табл. 2**.

Проведем анализ работы схемы, изображенной на рис. 6, при всех возможных значениях угла поворота плоскости сигнального созвездия.

При любом повороте плоскости сигнального созвездия, кратном 90° , на выходах СФ одного из каналов формируется отклик в виде НАКФ, а на выходах фильтров остальных трех каналов формируются отклики в виде взаимнокорреляционной функции между исходной последовательностью и ее аффинным сдвигом. При этом под аффинным сдвигом понимается последовательность, полученная в результате смеще-

Таблица 2
Таблицы истинности функционального преобразователя

I_{in}	Q_{in}	Выходной сигнал блока ротатора при довороте против часовой стрелки на угол					
		90°		180°		270°	
		I_{out}	Q_{out}	I_{out}	Q_{out}	I_{out}	Q_{out}
-1	-1	1	-1	1	1	-1	1
-1	1	-1	-1	1	-1	1	1
1	-1	1	1	-1	1	-1	-1
1	1	-1	1	-1	-1	1	-1

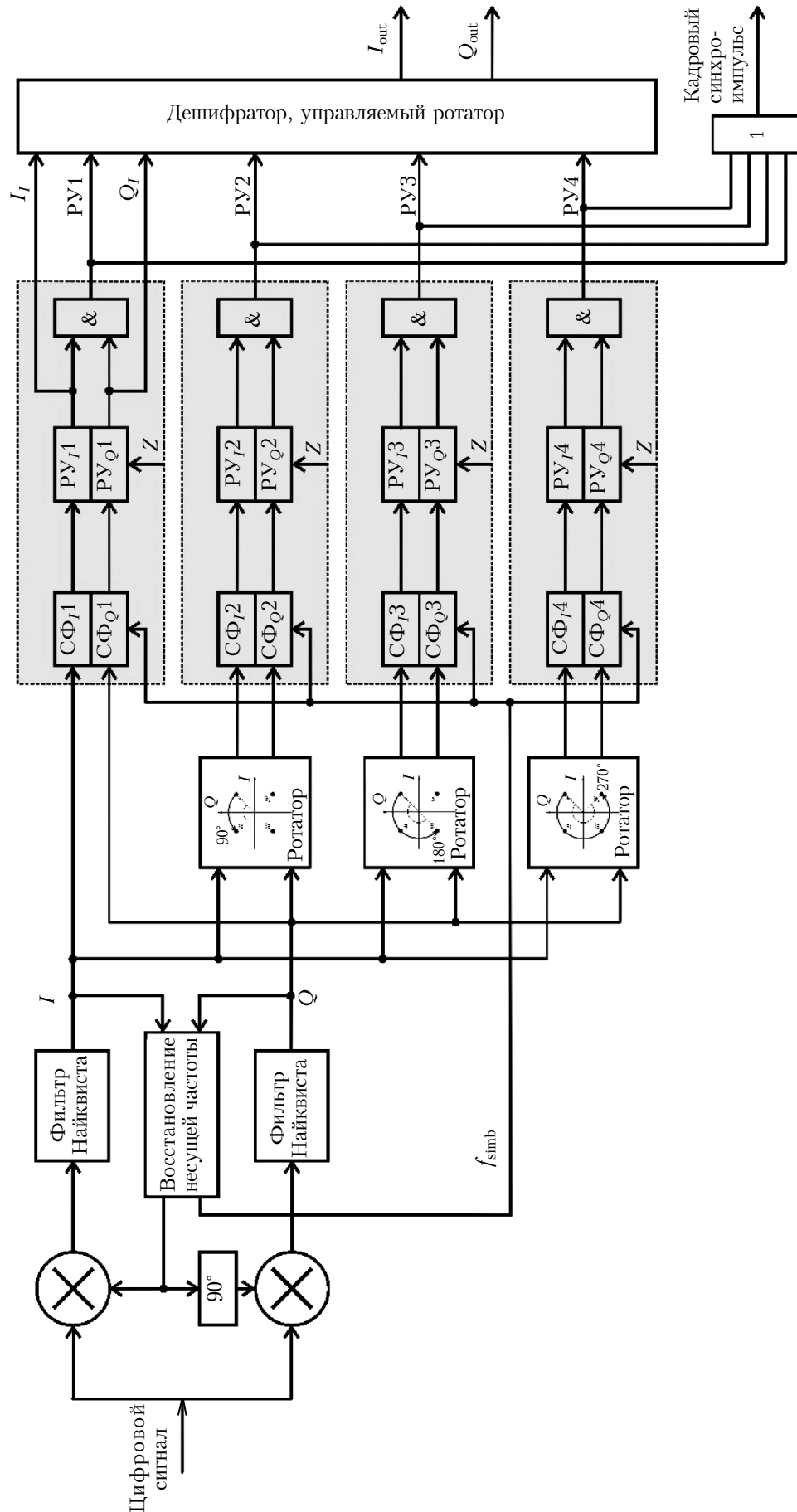
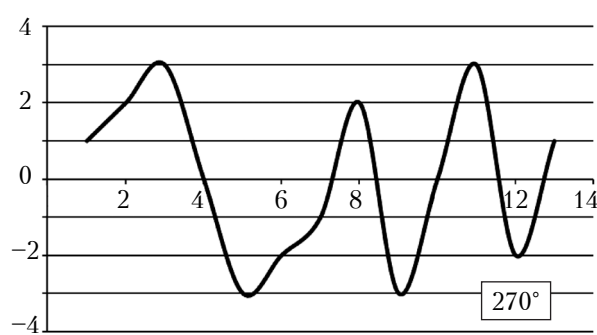
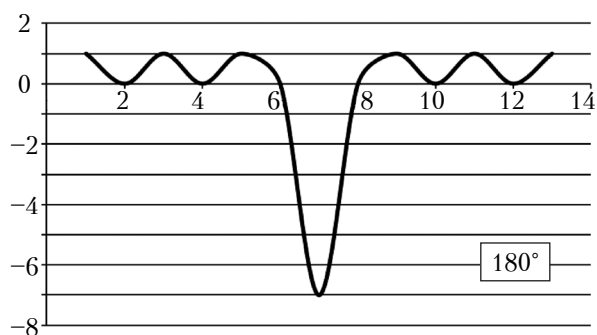
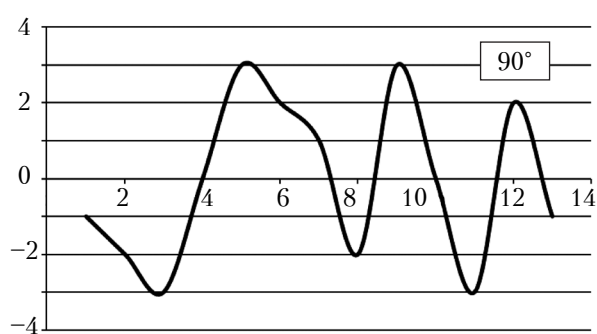
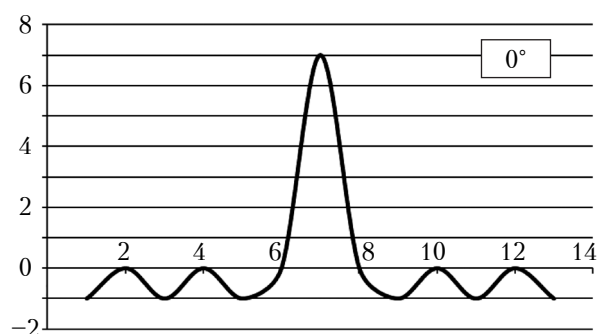


Рис. 6. Функциональная схема восстановления несущей частоты и выделения кадровой синхронизации

а)



б)

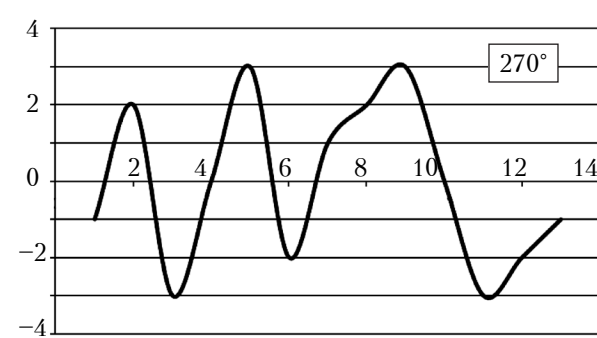
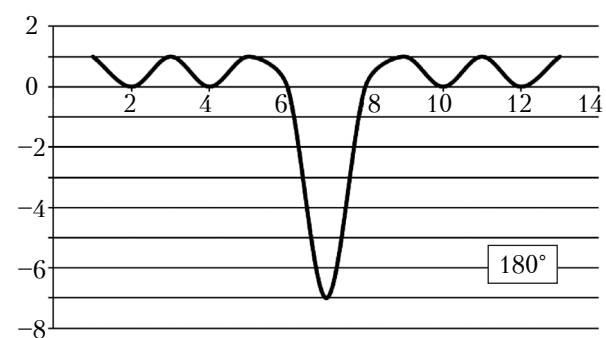
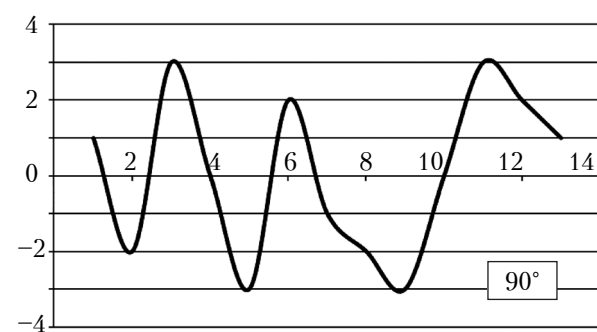
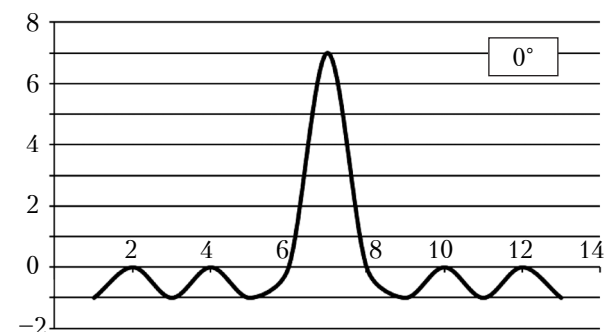


Рис. 7. Отклики на выходах СФ по I -кватратуре (а) и Q -кватратуре (б) при различных значениях угла поворота плоскости сигнального созвездия

Таблица 3
Переходы сигнальных точек при различных значениях начальной фазы синхросигнала

Угол поворота	I_0 Q_0	I_1 Q_1	I_2 Q_2	I_3 Q_3	I_4 Q_4	I_5 Q_5	I_6 Q_6	Переходы по четвертям
0°	1 -1	1 1	1 -1	-1 -1	-1 1	1 1	-1 1	IV→I→ IV→III→ II→I→II
90°	1 1	-1 1	1 1	1 -1	-1 -1	-1 1	-1 -1	I→II→I→ IV→ III→II→ III
180°	-1 1	-1 -1	-1 1	1 1	1 -1	-1 -1	1 -1	II→III→ II→I→ IV→III→ IV
270°	-1 -1	1 -1	-1 -1	-1 1	1 1	1 -1	1 1	III→IV→ III→II→ I→IV→I

ния начальной позиции сигнальной точки в другую четверть плоскости сигнального созвездия.

Отклики на выходах СФ одного их каналов при всех возможных начальных фазах синхросигнала по квадратурам I , Q приведены на рис. 7, а переходы сигнальных точек при различных начальных фазах синхросигнала показаны в табл. 3. Анализ сигнала на выходе согласованных фильтров показывает отсутствие поворотной симметрии и подтверждает целесообразность применения последовательностей Баркера длиной 7.

Выводы

Таким образом, исследования показали, что предложенный комбинированный алгоритм восстановления фазы несущей частоты и выделения кадровой синхронизации позволяет сократить время входа в синхронизм, делая его соизме-

римым с длительностью одного QPSK-символа. Необходимо также отметить, что это время не зависит от разности фаз принятого и исходного сигнального созвездия, а схемная реализация неперестраиваемого генератора существенно проще, чем используемая обычно реализация генератора, управляемого напряжением. Помехоустойчивость предложенной схемы синхронизации, благодаря использованию сигнально-кодовой конструкции на основе последовательностей Баркера длиной 7 с согласованной обработкой, также будет выше, чем при использовании в составе QPSK-модема «петли Костаса» с дифференциальным кодированием.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шевкопляс Б. В., Сухман С. М., Бернов А. В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. — Москва: Эко-Трендз, 2003.
2. Брени С. Синхронизация цифровых сетей связи. — Москва: Мир, 2003.
3. Садченко А.В., Кушниренко О.А., Ефимов О.И. и др. Корреляционная схема кадровой синхронизации в системах связи с QPSK-модуляцией // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2017. — № 6. — С. 22–28. — <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2017.6.22>
4. Sadchenko A.V., Kushnirenko O.A., Troyansky A.V. The algorithm of random length sequences synthesis for frame synchronization of digital television systems // Праці Одеського політехнічного університету. — 2015. — Вип. 3(47). — С. 97–103. — <http://dx.doi.org/10.15276/oru.3.47.2015.14>
5. Садченко А.В., Аверочкин В.А., Кушниренко О.А. Повышение надежности синхронизации систем связи с кодовым разделением каналов // Труды 12-й МНПК «Современные информационные и электронные технологии». — Украина, Одесса. — 2011. — С. 191.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — Москва: Издательский дом «Вильямс», 2003.

Дата поступления рукописи
в редакцию 30.01 2018 г.

А. В. САДЧЕНКО, О. А. КУШНИРЕНКО, Є. К. КОШЕЛЕВ, В. І. БОНДАР

Україна, Одеський національний політехнічний університет

E-mail: koa@oru.ua

ШВИДКОДІЮЧИЙ АЛГОРИТМ ВІДНОВЛЕННЯ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ І КАДРОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ У МОДЕМАХ З QPSK-МОДУЛЯЦІЄЮ

У системах зв'язку з QPSK-модуляцією, що працюють в імпульсному режимі, при демодуляції сигналів виникає проблема швидкого усунення неоднозначності фази опорного генератора і забезпечення надійної кадркової синхронізації при заданій завадостійкості. У більшості QPSK-модемів завдання відновлення несучої частоти і відновлення синхронізації поділяються і вирішуються за допомогою різних функціональних модулів, що не є оптимальним рішенням за критерієм підвищення енергетичної ефективності.

У даній роботі запропоновано алгоритм кадркової синхронізації і відновлення несучої частоти QPSK-модему, який має високу швидкість завдяки використанню послідовностей Баркера як синхросигналів у сукупності з узгодженою обробкою.

Проведено моделювання роботи комбінованої схеми, що дозволяє усунути неоднозначність фази опорного коливання з одночасним формуванням сигналу кадрової синхронізації при різних комбінаціях бінарних синхрокодів довжиною $N = 7$.

Для отримання опорного коливання використано стабільний кварцовий генератор, фаза якого змінюється стрибком за допомогою блоку зовнішнього регульованого фазообертача, а неоднозначність фази, яка є кратною 90° , усувається завдяки проведенню паралельного аналізу всіх можливих кутів повороту площини сигнального сузір'я в блоках, що містять пару фільтрів, узгоджених з сигналом, розподіленим по двох квадратурах.

Час входу в синхронізм для запропонованої схеми не залежить від початкової різниці фаз прийнятого та вихідного сигнального сузір'я, при цьому схемна реалізація неперебудовуваного генератора істотно простіше за реалізацію генератора, керованого напругою.

Ключові слова: QPSK-модем, узгоджений фільтр, блок синхронізації, неоднозначність фази, код Баркера.

DOI: 10.15222/TKEA2018.1.28
UDC 621.396.66

A. V. SADCHENKO, O. A. KUSHNIRENKO,
E. K. KOSHELEV, V. I. BONDAR

Ukraine, Odesa National Polytechnic University
E-mail: koa@opu.ua

HIGH-SPEED ALGORITHM FOR CARRIER FREQUENCY RECOVERY AND FRAME SYNCHRONIZATION IN QPSK-MODULATED MODEMS

When demodulating signals in communication systems with QPSK modulation operating in the pulsed mode, the following problems arise: rapid elimination of the reference oscillator phase ambiguity and ensuring reliable frame synchronization for a given noise immunity. In most QPSK modems, the carrier frequency recovery and synchronization recovery tasks are separated and solved with the help of different functional modules, which is not the optimal solution from the point of view of increasing the energy efficiency.

In this paper, we propose a fast algorithm for frame synchronization and recovery of the carrier frequency of a QPSK modem using Barker sequences as synchronization signals in conjunction with the coordinated processing.

The simulation of the combined circuit is performed, which allows to eliminate the phase ambiguity of the reference oscillation with the simultaneous formation of the frame synchronization signal for various combinations of binary sync codes of the length $N = 7$.

To obtain a reference oscillation, a stable quartz oscillator is used. An external adjustable phase shifter block abruptly changes the phase of the oscillator, and the phase ambiguity, which is multiple of 90° , is eliminated by parallel analysis of all possible rotations of the signal constellation plane in the units, each of which contains a pair of filters matched to the signal distributed over in two quadratures.

The timing for the proposed scheme does not depend on the initial phase difference between the received and the initial signal constellations, while the circuit realization of a non-tunable oscillator is much simpler than that for a voltage controlled oscillator.

Keywords: QPSK-modem, matched filter, synchronization unit, phase ambiguity, Barker code.

REFERENCES

1. Shevkoplyas B.V., Sukhman S.M., Bernov A.V. *Sinkhronizatsiya v telekommunikatsionnykh sistemakh. Analiz inzhenernykh reshenii* [Synchronization in telecommunication systems. Analysis of engineering solutions]. Moscow, Eko-Trends, 2003, 272 p. (Rus)
2. Breni S. *Sinkhronizatsiya tsifrovyykh setei svyazi* [Synchronization of digital communication networks]. Moscow, Mir, 2003, 418 p.
3. Sadchenko A. V., Kushnirenko O. A., Yefimov O. I., Punko V. V., Parovyi S. Y. Correlation scheme of frame synchronization in communication systems with QPSK-modulation. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy*

Apparature, 2017, no. 6, pp. 22-28. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2017.6.22>

4. Sadchenko A.V., Kushnirenko O.A., Troyansky A.V. The algorithm of random length sequences synthesis for frame synchronization of digital television systems. *Odes'kyi Politechnichnyi Universytet. Pratsi*, 2015, iss. 3(47), pp. 97-103. <http://dx.doi.org/10.15276/opu.3.47.2015.14>

5. Sadchenko A.V., Averochkin V.A., Kushnirenko O.A. *Proc. of 12th ISPC "Modern Information and Electronic Technologies"*, Ukraine, Odesa, 2011, p. 191. (Rus)

6. Sklyar B. *Tsifrovaya svyaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye* [Digital communication. Theoretical bases and practical application]. Moscow, Vil'yams, 2003, 1104 p.