

УДК 621.396.96

СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

А.В. МАРТИНОВИЧ, И.И. СКИБ, В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 12 декабря 2011

Рассмотрены алгоритмы и функциональные схемы устройств формирования и обработки фазоманипулированных сигналов с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. Приведены результаты математического моделирования квадратурного квазикогерентного демодулятора с псевдослучайной коммутацией накопительных элементов.

Ключевые слова: фазоманипулированный сигнал, прямой синтез частот, коммутатор, квадратурный фазовый демодулятор, трансверсальный фильтр, квазикогерентная демодуляция.

Введение

Системы радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) используются в КВ- и УКВ-диапазонах длин волн и обеспечивают требуемую надежность передачи дискретной информации в условиях радиопротиводействия. В работе [1] подробно описаны указанные системы радиосвязи, в которых передача дискретных сообщений осуществляется на основе частотной манипуляции (ЧМ) несущего колебания. Косвенный синтез несущих колебаний на основе перестраиваемых по частоте генераторов допускает квазикогерентный прием ФМ- и ЧМ-сигналов, однако при относительно большой скорости перестройки частот прибегают к устройствам некогерентной обработки. В этом случае используют ЧМ сигналы [1]. При передаче двоичных сообщений ортогональными сигналами (ЧМ) помехоустойчивость приема снижается на 3 дБ по сравнению с противоположными, например, фазоманипулированными (ФМн) сигналами [2].

Цель статьи состоит:

во-первых, в разработке алгоритмов и устройств формирования квадратурных ФМ-сигналов на основе прямого синтеза сетки частот для псевдослучайной их коммутации;

во-вторых, в синтезе алгоритмов приема и квадратурной демодуляции преобразованных на единую промежуточную частоту принятого ФМ-сигнала с псевдослучайно меняющейся частотой. Эта задача решается с помощью коммутируемых преобразователей частоты, каждый из которых формирует ФМ-сигнал на промежуточной частоте с псевдослучайно меняющейся начальной фазой.

В статье дается обоснование алгоритма и структурная схема квадратурного квазикогерентного демодулятора с коммутируемыми трансверсальными фильтрами их число соответствует числу используемых в ППРЧ частот.

Формирование квадратурного ФМ-сигнала с ППРЧ

Рассмотрим два источника информации (ИИ), на выходе каждого из которых вырабатывается двоичная последовательность $X_l = \pm 1$, $l = 1, 2$, длительность элемента последовательно-

сти – T . Тактовая синхронизация обоих источников информации обеспечивается генератором тактовой частоты (ГТЧ), который, в свою очередь, синхронизирует элементы псевдослучайной последовательности чисел (ПСПЧ), коммутирующих опорные генераторы ($\Gamma_j, j = \overline{1, M}$) синтезатора частот (прямой синтез частот) (рис. 1).

В дальнейшем рассматривается квадратурный ФМ-сигнал $s(t, X, \omega_n, \beta_n, A_0)$, несущий информацию о бинарных потоках $X_1(t)$ и $X_2(t)$. Этот сигнал формируется на определенной (промежуточной) частоте ω_n и описывается выражением

$$s(t, X, \omega_n, \beta_n, A_0) = A_0 [X_1(t) \cos(\omega_n t + \beta_n) + X_2(t) \sin(\omega_n t + \beta_n)]. \quad (1)$$

В соответствии с выражением (1) на рис. 1,а представлен модулятор квадратурного ФМ-сигнала на промежуточной частоте ω_n , генератор колебаний промежуточной частоты (ГКПЧ) и фазовращатель (ФВ) на $\pi/2$ обеспечивают постоянство начальной фазы β_n на интервале времени, определяемом стабильностью частоты ГКПЧ.

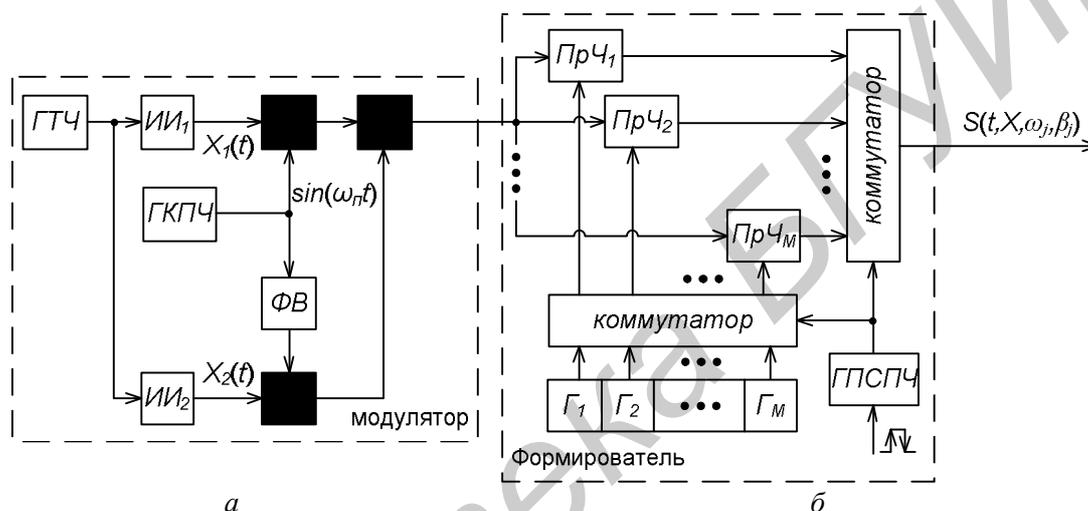


Рис. 1. Модулятор (а) и формирователь (б) псевдослучайной коммутации рабочей частоты

На рис. 1,б приведена схема формирователя колебаний сетки частот, включающая M генераторов (Γ) опорных колебаний, обеспечивающих работу преобразователей частоты $\text{ПрЧ}_j, j = \overline{1, M}$. Выходы генераторов Γ_j и преобразователей частоты ПрЧ_j коммутируются двумя синхронно действующими коммутаторами. Таким образом, за счет управления от генератора псевдослучайной последовательности чисел (ГПСПЧ) на выходе коммутаторов образуется квадратурный ФМ сигнал с псевдослучайным переключением частоты ω_j и начальной фазы β_j :

$$s(t, X, \omega_j, \beta_j, A_0) = A_0 [X_1(t) \cos(\omega_j t + \beta_j) + X_2(t) \sin(\omega_j t + \beta_j)], j = \overline{1, M}. \quad (2)$$

На рис. 2,а приведены временные диаграммы квадратурного ФМ-сигнала (1 – информационный поток $X_1(t)$, 2 – информационный поток $X_2(t)$, 3 – квадратурный ФМ-сигнал $s(t, X, \omega_n, \beta_n)$ на промежуточной частоте, 4 – квадратурный ФМ-сигнал $s(t, X, \omega_j, \beta_j)$ с ППРЧ); на рис. 2,б – спектральная диаграмма сигнала на промежуточной ω_n и несущих $\omega_j (j = \overline{1, M})$ частотах.

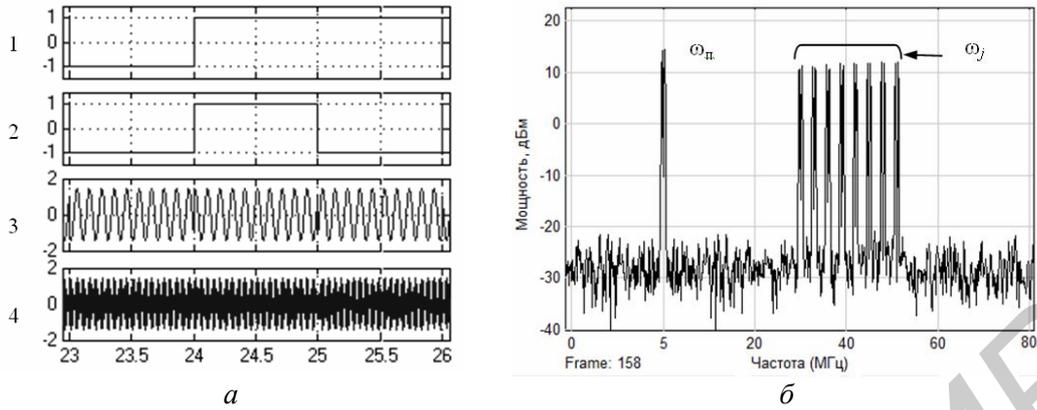


Рис. 2. Временные и спектральные диаграммы формирователя сигнала $s(t, X, \omega_j, \beta_j, A_0)$

Обработка квадратурного ФМ-сигнала с ППРЧ

Алгоритмы приема, преобразования и обработки ФМ-сигнала с ППРЧ отражают операции по формированию сигнала (2) на передающей стороне. Последовательность операций на приемной стороне: с выхода антенного устройства сигнал (2) поступает в одну из M входных цепей ($BxЦ_j, j = \overline{1, M}$) и усилитель (Y), настроенный на частоту ω_j действующего ФМ-сигнала.

Синхронизированный генератор ГПСЧ обеспечивает с помощью коммутатора 1 подключение соответствующего j -го преобразователя частоты (ПрЧ $_j$) к генератору Γ_j , вырабатывающего опорные колебания для ПрЧ $_j$. В результате преобразования на выходе ПрЧ $_j$ образуется процесс $r(t)$, содержащий сумму принятого квадратурного ФМ сигнала и шума $n(t)$ j -го усилителя:

$$r_j(t) = s(t, X, \omega_n, \beta_{nj}, A_0) + n_j(t) \quad (3)$$

В дальнейшем в качестве модели шума примем белый гауссовский шум со спектральной плотностью $N_0/2$.

Коммутатор 2 подключает выход ПрЧ $_j$ к демодулятору (Демод). Структурная схема на рис. 3 отражает описанные операции.

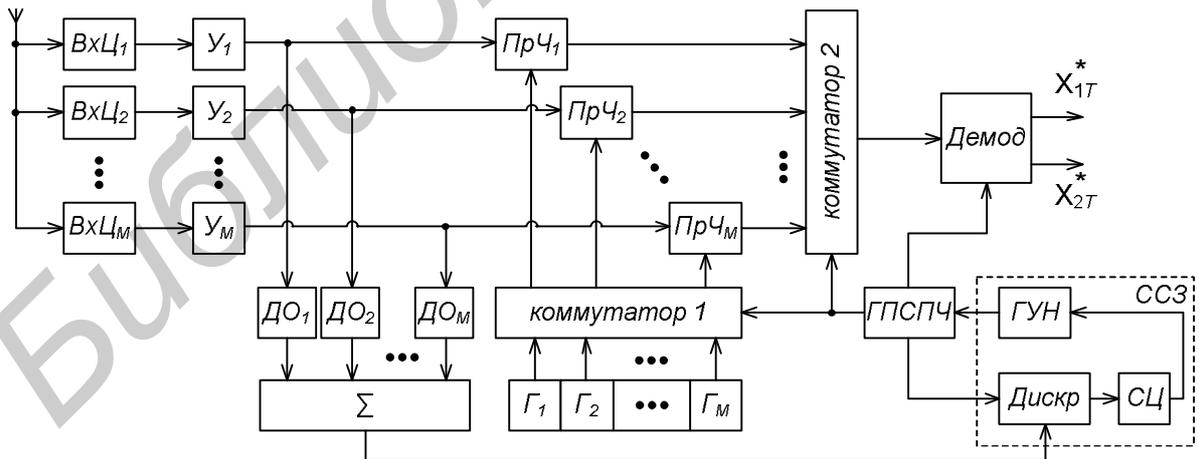


Рис. 3. Схема переноса сигнала ФМ с ППРЧ на промежуточную частоту

Упрощенная схема слежения за задержкой ПСПЧ (ССЗ), показанная на рис. 3, обеспечивает синхронизацию генератора ПСПЧ. Работа дискриминатора (Дискр) осуществляется за счет выделенных элементов ПСПЧ детекторами огибающих ($ДО_j, j = \overline{1, M}$) и опорной ПСПЧ, вырабатываемой генератором ГПСЧ. Управление задержкой ПСПЧ осуществляет управле-

мый напряжением генератор тактовой частоты (ГУН). Сглаживающие цепи (СЦ) обеспечивают требуемую динамику работы ССЗ.

Рассмотрим алгоритм построения и схему демодулятора.

Наблюдаемый процесс $r(t)$ на входе демодулятора имеет вид (3). Оценке подлежат информационные параметры X_1 и X_2 , амплитуда и фаза β_{nj} , которая меняет свое значение при изменении номера j частоты ω_j , $j = \overline{1, M}$. Предполагается, что после завершения периода псевдослучайной последовательности чисел возвращение на j -й элемент сопровождается возвращением прежнего значения начальной фазы β_{nj} . Иначе говоря, начальная фаза β_n представляет псевдослучайную многоуровневую (в пределах $[0, 2\pi]$) последовательность.

Задачу оценивания фаз сигнала можно свести к оцениванию амплитудных коэффициентов, т.е. к линейному оцениванию, что упрощает алгоритм, не снижая качества оценок [3].

Полагая $A_0 = 1$ запишем сигнал (1) в виде:

$$s(t, X, \omega_n, \beta_n) = X_1(t)(a_{cj} \cos(\omega_n t) - a_{sj} \sin(\omega_n t)) + X_2(t)(a_{cj} \sin(\omega_n t) + a_{sj} \cos(\omega_n t)), \quad (4)$$

где амплитудные параметры $a_{cj} = \cos(\beta_{nj})$, $a_{sj} = \sin(\beta_{nj})$, $j = \overline{1, M}$.

С учетом (4) достаточной статистикой для оценок параметров наблюдаемого сигнала вида (3) является корреляционный интеграл $J(a_{cj}, a_{sj}, X)$, который на интервале $[(k-1)\delta, k\delta]$ определяют k -й отсчет статистических данных. Полагаем, что в течение времени T , равно продолжительности информационного элемента X , образуется $L = T/\delta$ отсчетов $J_k(a_{cj}, a_{sj}, X)$ сгруппированных наблюдений [3]. Отсчеты оценок X_{1k}^* и X_{2k}^* должны быть накоплены в сумматоре-накопителе, и в момент окончания накопления принимается решение о знаке X_{1T}^* (индекс T указывает на момент окончания действия информационного элемента).

Запишем выражение для $J_k(a_{cj}, a_{sj}, X)$ с учетом представления (4) и указанных замечаний:

$$J_k(a_{cj}, a_{sj}, X) = X_1 [a_{cj} J_{cjk} - a_{sj} J_{sjk}] + X_2 [a_{cj} J_{sjk} + a_{sj} J_{cjk}], \quad (5)$$

$$\text{где } J_{cjk} = \int_{(k-1)\delta}^{k\delta} r(t) \cos(\omega_n t) dt; \quad J_{sjk} = \int_{(k-1)\delta}^{k\delta} r(t) \sin(\omega_n t) dt. \quad (6)$$

Оценки максимального правдоподобия [4] определяются следующей системой уравнений правдоподобия:

$$\left\{ \begin{aligned} a_{cjk}^* J_{sjk} + a_{sjk}^* J_{cjk} \Big|_{X_2^*} = 0; \quad a_{cjk}^* J_{cjk} - a_{sjk}^* J_{sjk} \Big|_{X_1^*} = 0; \quad X_1^* J_{cjk} + X_2^* J_{sjk} \Big|_{a_{cj}^*} = 0; \quad X_2^* J_{cjk} - X_1^* J_{sjk} \Big|_{a_{sj}^*} = 0. \end{aligned} \right. \quad (7)$$

Учитывая постоянство оцениваемых параметров a_{cj} и a_{sj} , отсчеты оценок a_{cjk}^* , a_{sjk}^* могут усредняться с учетом выборок из периодически повторяющихся (с периодом ПСПЧ T_n) фрагментов сигнала с одной и той же начальной фазой β_{nj} . Усреднительные устройства должны отключаться на время действия сигнала с частотой ω_i , $i \neq j$. Коммутацию обеспечивают коммутаторы входов и выходов усреднительных устройств. Такими устройствами являются коммутируемые трансверсальные фильтры (КТФ).

На выходах j -го КТФ образуются усредненные оценки

$$a_{cj}^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k a_{cjk}^*; \quad a_{sj}^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k a_{sjk}^*. \quad (8)$$

Схема коммутируемых трансверсальных фильтров показана на рис. 4,а. На рис. 4,б представлен входной коммутатор, на рис. 4,в – трансверсальный фильтр.

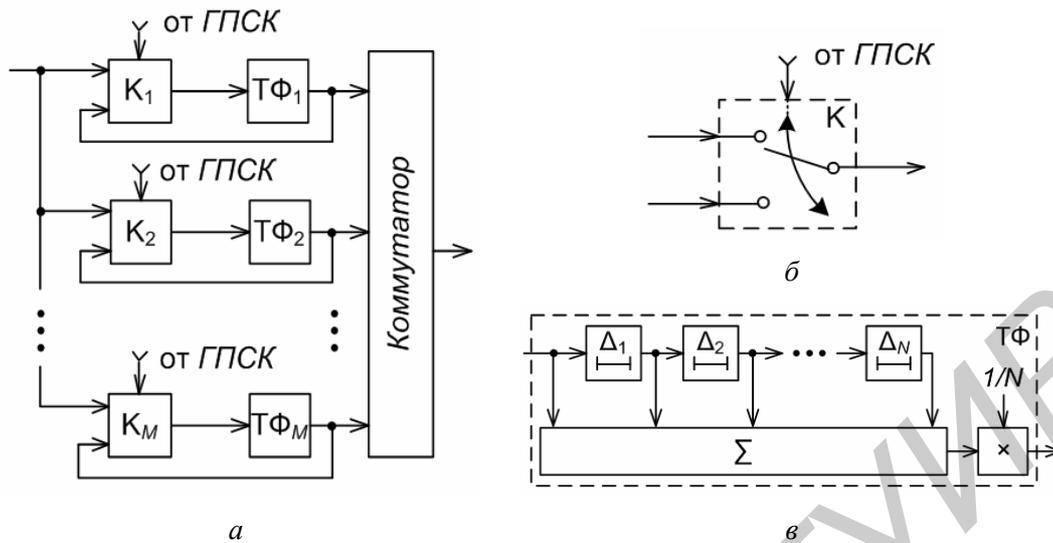


Рис. 4. Схема коммутируемых трансверсальных фильтров (а), входной коммутатор (б), трансверсальный фильтр (в)

Постоянство значений a_{cj} и a_{sj} обеспечивает возможность использовать при формировании их оценок обратную связь по принятому решению (ОСР) о значениях дискретных информационных параметров X_{1T}^* и X_{2T}^* , где индекс T означает запаздывание выделенного информационного элемента на время T по отношению к принимаемому. Здесь $T = n\delta$, где n – число выборок.

Таким образом, система уравнений (7) на основании (8) представляется в окончательном виде (9). Соответствующая уравнениям (9) функциональная схема квадратурного квази-когерентного демодулятора (на рис. 3 «Демод») ФМ-сигнала с ППРЧ приведена на рис. 5. На схеме: ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, $\Gamma_{ПЧ}$ – генератор промежуточной частоты, Инт – интегратор со сбросом, Σ_n – сумматор-накопитель, РУ – решающее устройство.

$$\begin{cases} X_1^* J_{cjk} + X_2^* J_{sjk} \Big|_{a_{cj}^*} = 0; & \left[\sum_{k=1}^n [a_{cjk}^* J_{sjk} + a_{sjk}^* J_{cjk}] \right] \Big|_{X_2^*} = 0; \\ X_2^* J_{cjk} - X_1^* J_{sjk} \Big|_{a_{sj}^*} = 0; & \left[\sum_{k=1}^n [a_{cjk}^* J_{cjk} - a_{sj}^* J_{sjk}] \right] \Big|_{X_1^*} = 0. \end{cases} \quad (9)$$

Особенность демодулятора состоит в наличии элементов задержки в информационных каналах для согласования с обратной связью по решению (ОСР) и блоков коммутируемых трансверсальных фильтров (КТФ). Наличие КТФ в синфазном и квадратурном каналах приводит к сохранению состояний о фазах принимаемого сигнала с ППРЧ.

Работоспособность квадратурного демодулятора подтверждается результатами моделирования. Временные диаграммы в характерных точках демодулятора, построенного по схеме рис. 5, для случая псевдослучайной коммутации двух частот приведены на рис. 6 (а, б – информационные потоки $X_1(t)$ и $X_2(t)$; в, г – выходы интеграторов; д, е – выходы КТФ квадратурного и синфазного каналов; ж, з – выходы сумматоров-накопителей; к – выход ГПСК).

Диаграммы рис. 6, д, е получены для времени накопления на трансверсальных фильтрах, в десять раз превышающем длительность информационных символов $X_1(t)$ и $X_2(t)$. Видно, что в момент переключения частот (время моделирования $t_1 = 5$, $t_2 = 20$, $t_3 = 25$, $t_4 = 30$, $t_5 = 35$) состояние о фазе принимаемого сигнала сохраняется.

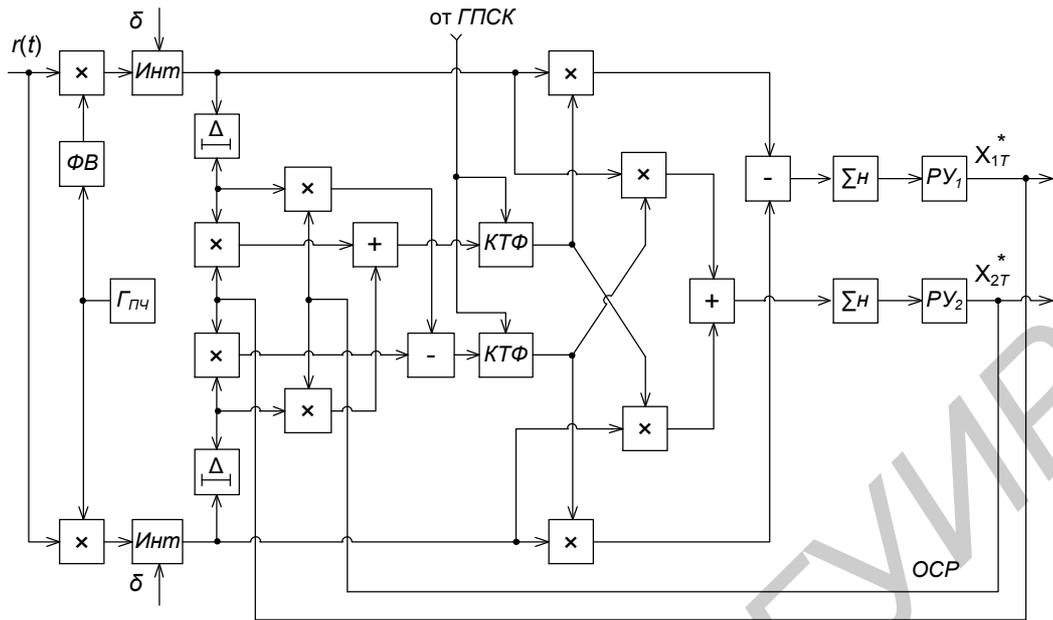


Рис. 5. Квадратурный квазикогерентный демодулятор

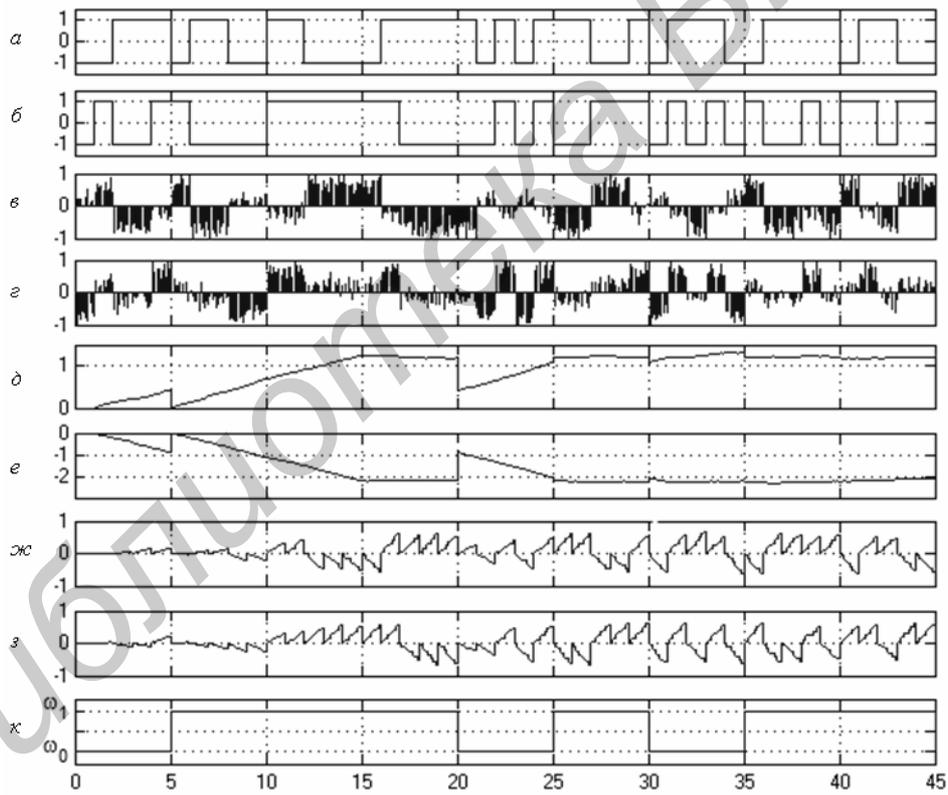


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу демодулятора

Выводы

1. Предложенные алгоритмы и устройства квадратурных фазоманипулированных сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты обеспечивают возможность квази-когерентного приема и демодуляции таких сигналов на приемной стороне за счет использования коммутируемых преобразователей частоты с прямым синтезом опорных колебаний преобразователей.

2. Обработка ФМ-сигналов основана на использовании предварительных преобразователей частоты принимаемого сигнала на единую промежуточную частоту за счет синхронной коммутации опорных генераторов преобразователей. Демодуляция преобразованных сигналов осуществляется квадратурным демодулятором с коммутируемыми по законам ПСПЧ трансверсальными фильтрами.

3. Особенностью квадратурного демодулятора является введение задержки на длительность информационных символов в каналах формирования оценок фазы компонент сигнала и обратной связи по решению (ОСР).

4. Полученные методы синтеза алгоритмов и устройств могут быть использованы для построения систем радиосвязи с ППРЧ сложных ФМ-сигналов и других сигнально-кодовых конструкций.

RADIOCOMMUNICATION SYSTEMS WITH PSEUDORANDOM FREQUENCY HOPPING OF PHASE-SHIFT KEYING SIGNALS

A.V. MARTSINOVICH, I.I. SKIB, V.A. CHERDYNTSEV

Abstract

Algorithm and functional diagrams of formatting and processing devices with PSK modulation and pseudorandom frequency hopping are considered. The mathematical modeling results of quadrature demodulator with pseudorandom buffer elements switching are resulted.

Список литературы

1. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации. Минск, 2009.
2. *Далабаев С.Д., Чердынцев В.А., Дубровский В.В.* // Докл. БГУИР. 2006. №4 (16). С. 34–41.
3. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М., 1991.
4. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. М., 1983.