

УДК 621.396.67

ФАЗОВЫЙ ДИСКРИМИНАТОР СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ**Покровский Павел Сергеевич**кандидат технических наук; доцент кафедры радиоуправления и связи
Рязанского государственного радиотехнического университета.

E-mail: paulps@list.ru.

Адрес: 390005, Россия, г. Рязань, ул. Гагарина, 59, корп. 1.

Аннотация: Рассмотрена задача синтеза фазового дискриминатора спектрально-эффективных радиосигналов, таких как TOQPSK, FQPSK и GMSK, по критерию максимума усреднённой по реализациям передаваемой информационной последовательности функции правдоподобия. При этом, на приёмной стороне не учитывается свойственная подобным сигналам связь между синфазной и квадратурной составляющими. Получено выражение для сигнала ошибки фазовой системы синхронизации, на основе которого предложена функциональная схема трёхканальной реализации фазового дискриминатора указанных спектрально-эффективных радиосигналов. В аналитическом виде получены выражения для расчета крутизны дискриминационной характеристики, а также дисперсии сигнала на выходе предложенной схемы. С использованием среды MATLAB проведены расчеты корреляционной функции выходного сигнала. Показано, что собственный шум предложенного дискриминатора для рассматриваемых видов спектрально-эффективных радиосигналов на нулевой частоте равен нулю. Построены дискриминационные характеристики для некоторых спектрально-эффективных видов радиосигналов, доказывающие возможность применения синтезированного устройства для оценки фазы с неоднозначностью, кратной 180° .

Ключевые слова: фазовый дискриминатор, спектрально-эффективные радиосигналы, система синхронизации, GMSK, FQPSK, TOQPSK.

Введение

Современным трендом развития беспроводных систем передачи информации является переход к интеллектуальным устройствам, способным в широких пределах адаптироваться под постоянно меняющиеся условия эксплуатации [1, 2]. Создаваемые в рамках данного направления приёмопередающие устройства должны иметь возможности быстрой перестройки вида модуляции сигналов с учетом информации о текущей помеховой обстановке. При этом основой для реализации подобных радиотехнических средств выступает технология программно-определяемого радио, а одним из способов создания гибких приёмопередающих модулей является внедрение универсальных алгоритмов формирования и обработки спектрально-эффективных радиосигналов, таких как T-OQPSK, FQPSK и GMSK [3]. Данные алгоритмы получают за счет представления перечисленных видов модуляции на основе радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими [4].

Однако универсальные алгоритмы требуют обеспечения режима когерентного приема полезных радиосигналов. Как известно [5, 6], для решения данной задачи широко применяются системы фазовой автоподстройки частоты, ключевым элементом которых является фазовый дискриминатор. Для использования в интеллектуальных системах передачи информации данный дискриминатор должен также быть универсальным по отношению к виду модуляции полезного радиосигнала. Кроме того, это устройство должно функционировать в условиях априорной неопределённости относительно передаваемой информационной последовательности.

Таким образом, целью работы является обоснование структуры фазового дискриминатора для спектрально-эффективных радиосигналов, формируемых на основе управляемой связи между синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей.

Теоретическая часть

При синтезе фазовых дискриминаторов, как правило, применяют метод максимизации функции правдоподобия, которая определяется в следующем виде [6]:

$$\Lambda(r(t) | \hat{\theta}) = C \exp\left(-\frac{1}{N_0} \left(\int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt - \int_0^{T_0} 2 \cdot \operatorname{Re}\{(r(t) \exp(-j\hat{\theta}))s^*(t)\} dt\right)\right), \quad (1)$$

где C – нормировочный множитель, $r(t)$ и $s(t)$ – соответственно комплексные огибающие принятой смеси сигнала и шума, а также опорного сигнала, $\hat{\theta}$ – оценка фазового сдвига θ между опорным генератором приёмника и несущим колебанием, N_0 – спектральная плотность действующего аддитивного «белого» гауссовского шума, T_0 – интервал анализа.

В рамках поставленной задачи для получения универсального устройства в качестве опорного сигнала, относящегося к одному из спектрально-эффективных видов модуляции (Т-ОQPSK, GMSK, FQPSK [3]), будем рассматривать радиосигнал, формируемый на основе управляемой связи между синфазной $I(t)$ и квадратурной $Q(t)$ составляющими комплексной огибающей [7, 8]. В этом случае справедливы следующие формулы:

$$I(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-1} + (a_i - a_{i-1})p_1(t - iT) - c_2(a_{i-1} + a_i)p_3(t - iT)) \cdot \operatorname{rect}(t/T - i) - c_3 \sum_{i=0}^{N-1} a_i |b_{i-1} + b_i| p_3(t - (i + 1/2)T), \quad (2)$$

$$Q(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (b_{i-1} + (b_i - b_{i-1})p_1(t - (i + 1/2)T) - c_2(b_{i-1} + b_i)p_3(t - (i + 1/2)T)) \cdot \operatorname{rect}(t/T - (i + 1/2)) - c_3 \sum_{i=0}^{N-1} b_{i-1} |a_{i-1} + a_i| p_3(t - iT), \quad (3)$$

где a_i и b_i – соответственно, информационные символы последовательностей синфазного $\{a_i\}_0^{N-1}$ и квадратурного $\{b_i\}_0^{N-1}$ каналов, T –

межсимвольный интервал, $p_1(t)$ и $p_3(t)$ – специальные элементарные импульсы, которые определяются выражениями

$$p_1(t) = \operatorname{rect}(t/(2T)) \cdot (1 - \cos(\pi t/T))/2,$$

$$p_3(t) = \operatorname{rect}(t/T) \cdot (1 - \cos(2\pi t/T))/2,$$

при этом

$$\operatorname{rect}(u) = \begin{cases} 1 & u \in [0, 1), \\ 0 & u \notin [0, 1). \end{cases}$$

Представим формулу (1) в следующем виде:

$$\Lambda(r(t) | \hat{\theta}) = C \exp\left(-\sum_{i=0}^{L-1} \Delta E_i / N_0\right) \times \exp\left(2 \sum_{i=0}^{L-1} \Delta \rho_i(\hat{\theta}) / N_0\right), \quad (4)$$

где ΔE_i и $\Delta \rho_i$ – энергия комплексной огибающей и коэффициент корреляции опорного сигнала с принятой смесью, рассчитанные на интервале времени $t \in [iT, (i+1)T)$, L – количество целых символьных интервалов, лежащих в границах интервала наблюдения $t \in [0; T_0]$. С использованием формул (2) и (3) коэффициент корреляции можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \Delta \rho_i(\hat{\theta}) = & a_{i-1} I_{rM}[i, \hat{\theta}] + (a_i - a_{i-1}) I_{r1}[i, \hat{\theta}] - \\ & - c_2(a_{i-1} + a_i) I_{r3}[i, \hat{\theta}] + b_{i-1} Q_{rM}[i + 1/2, \hat{\theta}] + \\ & + (b_i - b_{i-1}) Q_{r1}[i + 1/2, \hat{\theta}] - c_2(b_{i-1} + b_i) \times \\ & - c_3 a_i |b_{i-1} + b_i| I_{r3}[i + 1/2, \hat{\theta}] - c_3 b_{i-1} |a_{i-1} + \\ & + a_i| Q_{r3}[i, \hat{\theta}]. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь использованы следующие обозначения:

$$\begin{aligned} I_r(t, \hat{\theta}) &= \operatorname{Re}\{r(t) \exp(-j\hat{\theta})\}, \\ Q_r(t, \hat{\theta}) &= \operatorname{Im}\{r(t) \exp(-j\hat{\theta})\}. \end{aligned} \quad (6)$$

$$I_{rM}[i, \hat{\theta}] = \int_0^T I_r(t + iT, \hat{\theta}) \cdot \operatorname{rect}(t/T) dt, \quad (7)$$

$$I_{r1}[i, \hat{\theta}] = \int_0^T I_r(t + iT, \hat{\theta}) \cdot \operatorname{rect}(t/T) \cdot p_1(t) dt, \quad (8)$$

$$I_{r3}[i, \hat{\theta}] = \int_0^T I_r(t + iT, \hat{\theta}) p_3(t) dt, \quad (9)$$

$$Q_{rM}[i + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] = \int_0^T Q_r(t + (i + \frac{1}{2})T, \hat{\theta}) \times \text{rect}(t/T) dt, \quad (10)$$

$$Q_{r1}[i + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] = \int_0^T Q_r(t + (i + \frac{1}{2})T, \hat{\theta}) \times \text{rect}(t/T) \cdot p_1(t) dt, \quad (11)$$

$$Q_{r3}[i + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] = \int_0^T Q_r(t + (i + \frac{1}{2})T, \hat{\theta}) \times p_3(t) dt. \quad (12)$$

Для упрощения дальнейшего анализа примем допущение, что в опорном сигнале отсутствует связь между синфазной и квадратурными составляющими. Кроме того, введём следующие обозначения:

$$Q_{rf1}[k, \hat{\theta}] = Q_{rM}[k, \hat{\theta}] - Q_{r1}[k, \hat{\theta}] - c_2 Q_{r3}[k, \hat{\theta}],$$

$$Q_{rf2}[k, \hat{\theta}] = Q_{r1}[k, \hat{\theta}] - c_2 Q_{r3}[k, \hat{\theta}],$$

$$I_{rf1}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] = I_{rM}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] - I_{r1}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] - c_2 I_{r3}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}],$$

$$I_{rf2}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] = I_{r1}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] - c_2 I_{r3}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}].$$

С учетом сделанного допущения и введённых обозначений коэффициент корреляции, описываемый выражением (5), равен:

$$\Delta \rho_k(\hat{\theta}) = a_{k-1} I_{rf1}[k, \hat{\theta}] + a_k I_{rf2}[k, \hat{\theta}] + b_{k-1} Q_{rf1}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] + b_k Q_{rf2}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}]. \quad (13)$$

В условиях отсутствия сведений о передаваемой кодовой последовательности для оценки фазы несущего колебания усредним функцию правдоподобия (1) по реализациям символов a_k и b_k , $k = \overline{0; (L-1)}$. Результат операции усреднения можно представить в виде:

$$\Lambda_2(r(t) | \hat{\theta}) = C_A \prod_{i=0}^{L-1} \text{ch}(2(I_{rf1}[i, \hat{\theta}] + I_{rf2}[i-1, \hat{\theta}]) / N_0) \cdot \text{ch}(2(Q_{rf1}[i + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[i - \frac{1}{2}, \hat{\theta}]) / N_0),$$

где $C_A = C \cdot \exp \sum_{i=0}^{L-1} \Delta E_i$, а $\text{ch}(\cdot)$ – функция гиперболического косинуса.

Тогда оценка фазы $\hat{\theta}$ принимаемого сигнала определяется путем максимизации усреднённой функции правдоподобия, т.е.

$$\max_{\hat{\theta}} \Lambda_2(r(t) | \hat{\theta}),$$

что с учетом монотонности логарифмической функции эквивалентно задаче [5, 6]:

$$\max_{\hat{\theta}} \ln \Lambda_2(r(t) | \hat{\theta}). \quad (14)$$

Здесь

$$\ln \Lambda_2(r(t) | \hat{\theta}) = \sum_{i=0}^{L-1} \ln(\text{ch}(2(I_{rf1}[i, \hat{\theta}] + I_{rf2}[i-1, \hat{\theta}]) / N_0)) + \sum_{i=0}^{L-1} \ln(\text{ch}(2(Q_{rf1}[i + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[i - \frac{1}{2}, \hat{\theta}]) / N_0)) + \ln C_A. \quad (15)$$

Применяя итерационный подход при практической реализации системы синхронизации, реализующей решение задачи (14), получим следующее выражение для оценки фазового рассогласования на k -м шаге алгоритма [6]:

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} - \gamma e[k-1].$$

Для целевой функции вида (15) аналогично работе [6] сигнал ошибки равен

$$e[k] = \partial(\ln(\text{ch}(2(I_{rf1}[i, \hat{\theta}] + I_{rf2}[i-1, \hat{\theta}]) / N_0)) + \ln(\text{ch}(2(Q_{rf1}[i + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[i - \frac{1}{2}, \hat{\theta}]) / N_0))) / \partial \hat{\theta}. \quad (16)$$

С учетом формул (6)...(12) данное выражение имеет вид:

$$e[k] = \text{th}(2(I_{rf1}[k, \hat{\theta}] + I_{rf2}[k-1, \hat{\theta}]) / N_0) \times - (2(Q_{rf1}[k, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[k-1, \hat{\theta}]) / N_0) - \text{th}(2(Q_{rf1}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[k - \frac{1}{2}, \hat{\theta}]) / N_0) \times \times (2(I_{rf1}[k + \frac{1}{2}, \hat{\theta}] + I_{rf2}[k - \frac{1}{2}, \hat{\theta}]) / N_0), \quad (17)$$

где $\text{th}(\cdot)$ – функция гиперболического тангенса.

В случае высокого отношения сигнал-шум приближённо выполняется равенство $\text{th} u \approx \text{sgn} u$ [5, 6], тогда сигнал ошибки с точностью до постоянного множителя можно представить в виде:

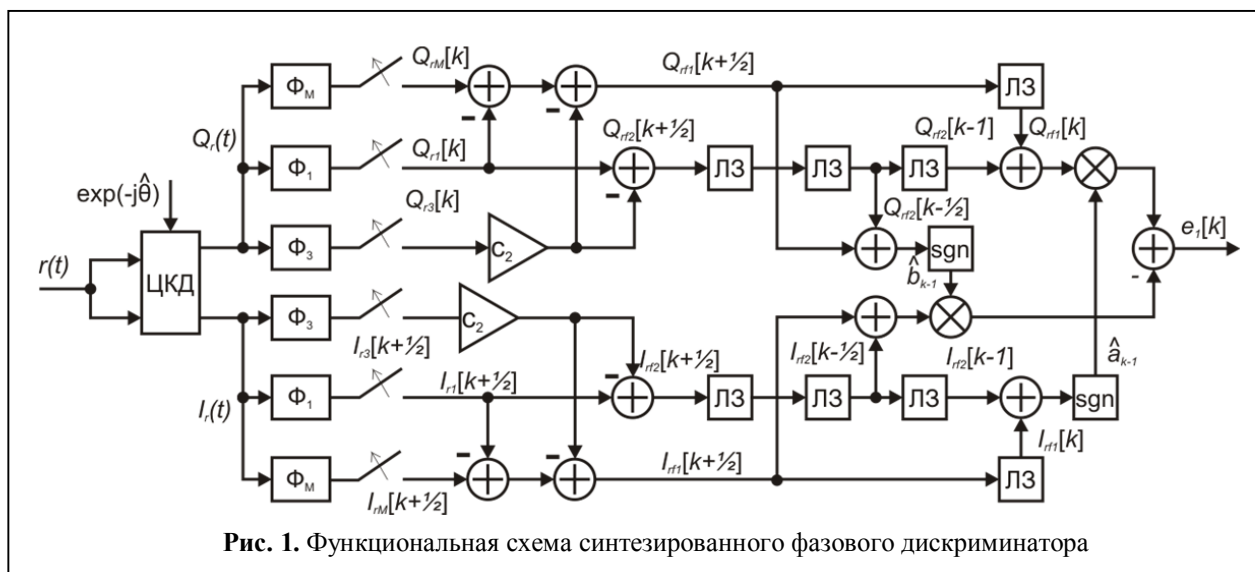


Рис. 1. Функциональная схема синтезированного фазового дискриминатора

$$e_i[k] = \text{sgn}(I_{rf1}[k, \hat{\theta}] + I_{rf2}[k-1, \hat{\theta}]) (Q_{rf1}[k, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[k-1, \hat{\theta}]) - \text{sgn}(Q_{rf1}[k+1/2, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[k-1/2, \hat{\theta}]) \times (I_{rf1}[k+1/2, \hat{\theta}] + I_{rf2}[k-1/2, \hat{\theta}]). \quad (18)$$

При низком отношении сигнал-шум имеет место примерное равенство $\text{th } u \approx u$ [5, 6], тогда сигнал ошибки с точностью до постоянно-го множителя можно представить в виде:

$$e_2[k] = (I_{rf1}[k, \hat{\theta}] + I_{rf2}[k-1, \hat{\theta}]) (Q_{rf1}[k, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[k-1, \hat{\theta}]) - (Q_{rf1}[k+1/2, \hat{\theta}] + Q_{rf2}[k-1/2, \hat{\theta}]) \times (I_{rf1}[k+1/2, \hat{\theta}] + I_{rf2}[k-1/2, \hat{\theta}]). \quad (19)$$

На практике обычно имеет место случай высокого отношения сигнал-шум, поэтому далее рассмотрим синтезированный фазовый дискриминатор для спектрально-эффективных радиосигналов, реализующий формулу (18). На рис. 1 представлена функциональная схема данного алгоритма оценки величины фазового рассогласования.

Здесь ЛЗ – линия задержки на время $T/2$, ЦКД – цифровой квадратурный демодулятор, Φ_M, Φ_1, Φ_3 – фильтры, согласованные с функциями $\text{rect}(t/T), p_1(t), p_3(t)$, соответственно. Тактирование ключей осуществляется последовательностью импульсов, следующих с периодом $T/2$, которую генерирует непоказанная схема восстановления тактовой частоты.

Исследование характеристик предложенного дискриминатора

Рассмотрим характеристики предложенного дискриминатора. В случае отсутствия шума принятая смесь равна

$$r(t) = s(t) \exp(+j\theta).$$

Обозначим через φ ошибку оценки на приемной стороне фазового рассогласования, т.е. $\varphi = \theta - \hat{\theta}$. Тогда синфазная и квадратурная составляющие входного сигнала дискриминатора описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} I_r(t, \hat{\theta}) &= I(t) \cos \varphi - Q(t) \sin \varphi; \\ Q_r(t, \hat{\theta}) &= I(t) \sin \varphi + Q(t) \cos \varphi. \end{aligned} \quad (20)$$

Для этого случая с помощью вычислительной среды MATLAB проведены расчеты дискриминационной характеристики, а также корреляционной функции выходного сигнала дискриминатора при различных спектрально-эффективных видах полезного радиосигнала, в том числе GMSK при изменениях относительной полосы пропускания ВТ предмодуляционного фильтра, FQPSK и TOQPSK. Полученные в точке $\varphi = 0$ для случая $T = 1$ результаты в виде значений крутизны R_p дискриминационной характеристики, дисперсии σ_p^2 , а также нормированных отсчетов корреляционной

Таблица 1. Характеристики собственных шумов разработанного дискриминатора

Вид сигнала	R_p	σ_p^2	$K_N[1]$	$K_N[2]$
GMSK BT = 0,5	0,977	0,075	-0,500	-0,000
GMSK BT = 0,4	1,001	0,099	-0,500	-0,000
GMSK BT = 0,3	1,042	0,151	-0,499	-0,001
GMSK BT = 0,25	1,073	0,192	-0,498	-0,002
FQPSK	1,104	0,259	-0,496	-0,004
TOQPSK	1,500	0,489	-0,500	-0,000

функции $K_N[k] = K_p[k] / \sigma_p^2$ ($k = \overline{1;2}$) выходного сигнала сведены в таблицу 1.

Анализ представленных в таблице корреляционных характеристик показывает, что спектральная составляющая собственного шума дискриминатора на нулевой частоте для рассматриваемых видов спектрально-эффективных радиосигналов равна нулю. То есть за счет использования узкополосных фильтров высоких порядков в системе синхронизации имеется возможность практически полностью исключить случайную ошибку оценки фазы принимаемого сигнала.

В формуле (18) множители со знаковой функцией можно рассматривать как оценки \hat{a}_{k-1} и \hat{b}_{k-1} информационных символов a_{k-1} и b_{k-1} соответственно. Тогда посредством усреднения выражения (18) и последующего дифференцирования по φ в окрестностях точки $\varphi = 0$ получим аналитическое выражение для расчета крутизны дискриминационной характеристики:

$$R_p = T(3c_2^2 / 2 + c_2c_3 / 4 - 2c_2 - c_3 / 2 + 3 / 2 - 4c_3 / (3\pi)). \quad (21)$$

В рамках данных допущений также получена формула для оценки дисперсии выходного сигнала дискриминатора:

$$\sigma_p^2 = T^2(0,08594c_2^4 - 0,7406c_2^3 + 0,2813c_2^2c_3^2 + 2,231c_2^2 - 0,375c_2c_3^2 - 1,904c_2 + 0,125c_3^2 + 0,4889). \quad (22)$$

Анализ показывает, что применение аналитических выражений (21) и (22) дает результа-

ты, аналогичные получаемым в ходе точных расчетов в среде MATLAB.

Методом компьютерного моделирования для дискриминатора, описываемого формулой (18), построены дискриминационные характеристики для некоторых видов спектрально-эффективных радиосигналов при отношении $E_b / N_0 = 75$ дБ, $E_b / N_0 = 15$ дБ и $E_b / N_0 = 10$ дБ, где E_b – средняя энергия бита полезного сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности аддитивного «белого» гауссова шума. Статистика для каждого значения ошибки фазы φ набиралась по выборке из 10 000 символов, значение величины $T = 16$. Рассчитанные с использованием описанных выше формул, а также полученные в ходе компьютерного моделирования при $E_b / N_0 = 75$ дБ, $E_b / N_0 = 15$ дБ и $E_b / N_0 = 10$ дБ дискриминационные характеристики приведены на рис. 2, а, б, в и г, соответственно. Здесь кривые 1 соответствуют радиосигналам с GMSK BT = 0,5; кривые 2 – GMSK BT = 0,25; кривые 3 – FQPSK; кривые 4 – TOQPSK.

Анализ представленных зависимостей показывает, что расчётные дискриминационные характеристики соответствуют полученным в результате моделирования; при уровнях отношения E_b / N_0 от 10 до 15 дБ для всех рассматриваемых видов спектрально-эффективных радиосигналов обеспечивается однозначность получаемых фазовых оценок. В случае более высоких отношений сигнал-шум для TOQPSK-сигналов имеется побочная ус-

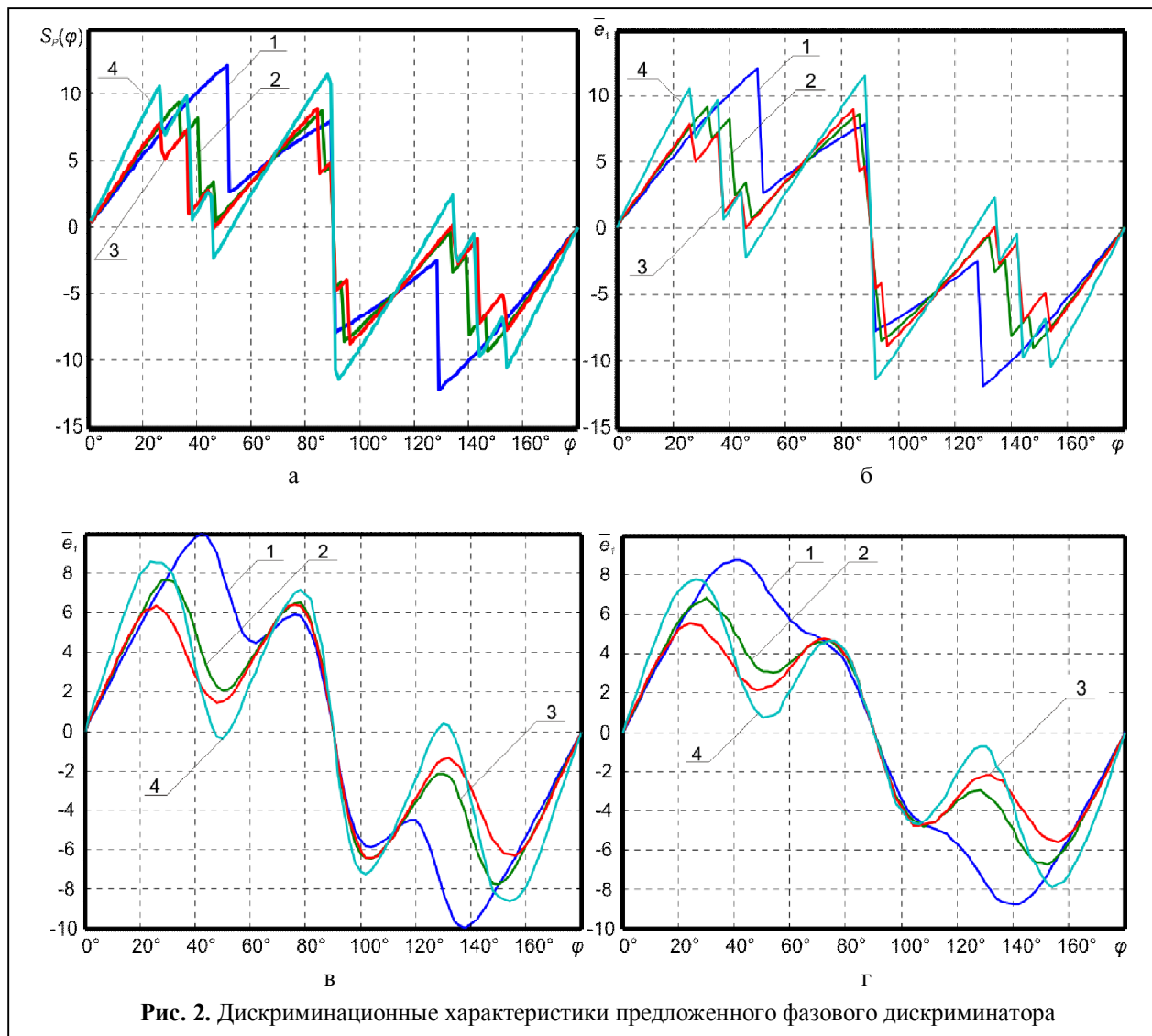


Рис. 2. Дискриминационные характеристики предложенного фазового дискриминатора

тойчивая точка системы синхронизации при $\varphi \approx 53^\circ$. Однако при достаточном уровне полезного сигнала, как известно [5, 6], данная проблема эффективно решается применением соответствующих алгоритмов обнаружения и первичной оценки параметров радиосигнала.

Заключение

Рассмотрена задача синтеза фазового дискриминатора спектрально-эффективных радиосигналов по критерию максимума усреднённой по реализациям передаваемой информационной последовательности функции правдоподобия без учета на приёмной стороне связи между синфазной и квадратурной составляющими. В

результате решения данной задачи получено выражение для сигнала ошибки фазовой системы синхронизации. На основе этого выражения предложена функциональная схема трёхканальной реализации фазового дискриминатора спектрально-эффективных радиосигналов, формируемых с использованием управляемой связи между синфазной и квадратурной составляющими.

В аналитическом виде получены выражения для расчёта крутизны дискриминационной характеристики, а также дисперсии сигнала на выходе предложенной схемы. С использованием среды MATLAB доказана адекватность полученных выражений, а также проведены расчёты корреляционной функции выходного

сигнала. Показано, что собственный шум предложенного дискриминатора для рассматриваемых видов спектрально-эффективных радиосигналов на нулевой частоте равен нулю. За счет использования узкополосных фильтров высоких порядков в системе синхронизации имеется возможность практически полностью нивелировать случайную ошибку оценки фазы принимаемого сигнала. Методом компьютерного моделирования построены дискриминационные характеристики для некоторых видов спектрально-эффективных видов радиосигналов, доказывающих возможность применения синтезированного устройства для оценки фазы с неоднозначностью, кратной 180° .

Таким образом, предложенный фазовый дискриминатор целесообразно применять в интеллектуальных системах передачи информации, использующих спектрально-эффективные радиосигналы, формируемые на основе управляемой связи между синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3658.2018.9.

Литература

1. *Mitola J.* Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications // *Mobile Multimedia Communications*. 1999. (MoMuC'99) 1999 IEEE International Workshop on. IEEE. 1999. Pp. 3-10.
2. *Sun H.* et al. Wideband spectrum sensing for cognitive radio networks: a survey // *IEEE Wireless Communications*. 2013. Vol. 20. No. 2. Pp. 74-81.
3. *Simon M.K.* Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications. Jet Propulsion Laboratory. California Institute of Technology. URL: <https://descanso.jpl.nasa.gov/monograph/se-ries3/complete1.pdf>.
4. *Кириллов С.Н., Покровский П.С., Семин Д.С.* и др. Проблемно-ориентированные платформы для реализации универсальных, адаптивных, структурно-защищенных радиосистем передачи информации // *Радиотехника*. 2015. №5. С.6–12.
5. *Прокус Дж.* Цифровая связь. Пер с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М. : Радио и связь, 2000. 800 с.
6. *Mengali U., D'Andrea A.N.* Synchronization Techniques for Digital Receivers. New York : Plenum Press. 1997. 520 p.
7. *Кириллов С.Н., Покровский П.С.* Программно-управляемый формирователь радиосигналов с нелинейными видами модуляции // *Нелинейный мир*. 2013. № 3. С. 150–157.
8. *Кириллов С.Н., Покровский П.С.* Двухкритериальный синтез шестнадцатипозиционных радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2014. №6. С. 18–25.

Поступила 3 мая 2018 г.

English

PHASE DISCRIMINATOR OF SPECTRUM-EFFICIENT RADIO SIGNALS

Pavel Sergeevich Pokrovskiy – Candidate of Technical Sciences; Associate Professor, Department of Radio Control and Communications, Ryazan State Radio Engineering University.

E-mail: paulps@list.ru.

Address: 390005, Ryazan, Gagarin St., 59/1.

Abstract: The phase discriminator synthesis task is examined here within the framework of the problem of creating data communication intelligent systems based on universal algorithms for the formation and processing of spectrum-efficient radio signals, such as TOQPSK, FQPSK and GMSK. The required versatility of the developed device is based on the application of the general representation of these types of radio signals by dirigible linkage signals between the in-phase and quadrature components. The phase discriminator synthesis is performed by maximizing the likelihood function as per implementation-averaged transmitted data sequence. However, the linkage between the in-phase and quadrature components on the receiving side is not taken into account though it is common for these signals. With regard to this assumption, the expression for the error signal of the phase synchronization system was obtained on the basis of which the functional chart for the phase discriminator three-channel implementation of the above spectrum-efficient radio signals was proposed. Analytical expressions are substantiated for the discriminator curve slope calculation, as well as the signal dispersion at this discriminator output in a bid to investigate the developed chart. The output signal correlation function was calculated using MATLAB. The calculation results analysis testified that the self-noise spectral component of the proposed discriminator at zero frequency for this sort of spectral-

efficient radio signals under consideration is equal to zero. Thus, using high-order narrow-band filters in the synchronization system enables to almost completely neutralize the random error of the received signal phase estimation. Discriminator curves for some spectral-effective radio signal types are constructed, approving the synthesized device application for the phase evaluation with many-valuedness factor of 180°.

Key words: phase discriminator, spectral-efficient radio signals, synchronization system, GMSK, FQPSK, TOQPSK.

References

1. *Mitola J.* Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications / Mobile Multimedia Communications. 1999. (MoMuC'99) 1999 IEEE International Workshop on. IEEE. 1999. Pp. 3–10.
2. *Sun H.* et al. Wideband spectrum sensing for cognitive radio networks: a survey // IEEE Wireless Communications. 2013. Vol. 20. No. 2. Pp. 74–81.
3. *Simon M.K.* Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications. Jet Propulsion Laboratory. California Institute of Technology. URL: <https://descanso.jpl.nasa.gov/monograph/series3/complete1.pdf>
4. *Kirillov S.N., Pokrovskiy S.P., Semin D.S.* and other colleagues. Problem-oriented implementation platform for the multi-purpose, adaptive, structural-secured communication systems // Radiotekhnika. 2015. No. 5. Pp. 6–12.
5. *Proakis Jh.* Digital Communications. Transl. from English. / Ed. by D.D. Klovsky. M. : Radio i svyaz, 2000. 800 p.
6. *Mengali U., D'andrea A.N.* Synchronization Techniques for Digital Receivers. New York : Plenum Press. 1997. 520 p.
7. *Kirillov S.N., Pokrovskiy P.S.* Software-controlled Radio Signal Generator with nonlinear modulations // Nelineyny mir. 2013. No. 3. Pp. 150–157.
8. *Kirillov S.N., Pokrovskiy P.S.* Two-criterion synthesis of sixteen-position dirigible linkage radio signals between the in-phase and quadrature components // Uspekhi sovremennoy radioelektroniki. 2014. No. 6. Pp. 18–25.