

## ДВУХКАНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ С УПРАВЛЯЕМОЙ СВЯЗЬЮ МЕЖДУ СИНФАЗНОЙ И КВАДРАТУРНОЙ СОСТАВЛЯЮЩИМИ

*Покровский П.С., к.т.н., инженер кафедры радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: paulps@list.ru.*

### TWO-CHANNEL UNIVERSAL ALGORITHM TO DEMODULATE SPECTRAL-EFFICIENT RADIO SIGNALS WITH CONTROLLED COUPLING BETWEEN IN-PHASE AND QUADRATURE COMPONENTS

*Pokrovskij P.S.*

*The demodulation of spectral-efficient radio signals (T-OQPSK, GMSK, FQPSK, and special synthesized) without processing the coupling between in-phase and quadrature components of complex envelope is described. It made possible the route of metric calculation changed to two-channel or three-channel filtering in Viterbi algorithm. It led to considerable decrease by 4 times required computational resources of filtering block as compared with optimal demodulation algorithm. It is shown the proposed two-channel universal algorithm to demodulate spectral-efficient radio signals has a maximum loss in noise immunity of less than 0,3 dB as compared with optimal demodulation algorithm in case bit error rate equals  $10^{-4}$ , while it has a gain by 2,6 dB relative to the single-channel algorithm under the same conditions.*

**Key words:** synthesis of demodulation device, universal shaper of radio signals, spectral efficient modulations, FQPSK, GMSK, T-OQPSK.

**Ключевые слова:** синтез устройства детектирования, универсальный формирователь радиосигналов, спектрально-эффективные виды модуляции, FQPSK, GMSK, T-OQPSK.

#### Введение

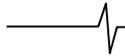
Дефицит частотного ресурса в настоящее время вынуждает создавать новые системы передачи информации, способные на вторичной основе работать в уже занятой полосе [1, 2]. Для реализации данного принципа проектируемые системы должны обладать высокими когнитивными способностями, широким функционалом средств радиомониторинга, а также значительной вариативностью параметров используемых радиосигналов [3]. Одним из возможных подходов к созданию подобных приемопередающих устройств является применение универсальных алгоритмов формирования и обработки радиосигналов [4].

Для большинства спектрально-эффективных видов модуляции, описанных в [5], подобные процедуры можно получить с использованием модели радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими (РУССКС). В частности, в [6] разработана схема универсального формирователя таких радиосигналов, как T-OQPSK, FQPSK и GMSK, относящиеся к спектрально-эффективным [5]. В [7] обосновано оптимальное многоканальное устройство обработки РУССКС, а в [8] – универсальный одноканальный блок детектирования подобных сигналов. При этом главным недостатком первого устройства является высокая вычислительная сложность, экспоненциально возрастаю-

*Рассмотрена возможность для приема спектрально-эффективных радиосигналов (T-OQPSK, GMSK, FQPSK и специально синтезированных) не учитывать на приемной стороне связь между синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей, что позволило свести расчет расстояний в алгоритме Витерби процесса детектирования к двухканальной или трехканальной фильтрации. Это привело к значительному (до четырех раз) сокращению требуемых вычислительных ресурсов блока обработки по сравнению с оптимальным алгоритмом. Показано, что предложенный двухканальный универсальный алгоритм детектирования спектрально-эффективных радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими характеризуется максимальным проигрышем в помехоустойчивости менее 0,3 дБ оптимальному алгоритму обработки при вероятности битовой ошибки на уровне  $P_0 = 10^{-4}$ , при этом выигрыш по данному показателю качества относительно одноканального алгоритма достигал 2,6 дБ при тех же условиях.*

щая с увеличением позиционности обрабатываемых сигналов. Данный недостаток существенно ограничивает возможности по практическому использованию РУССКС в системах с адаптацией к условиям функционирования в реальном масштабе времени.

Одноканальный алгоритм детектирования позволяет решить данную проблему, однако характеризуется существенным проигрышем в помехоустойчивости, который для отдельных видов модуляции может достигать 2,6 дБ [8]. В этой связи актуальной является разработка алгоритма обработки спектрально-эффективных радиосигналов, обобщающего достоинства этих двух устройств – высокая помехоустойчивость и низкая вы-



числительная сложность.

Таким образом, целью данной работы является разработка универсального алгоритма детектирования спектрально-эффективных радиосигналов с низкой вычислительной сложностью.

**Обоснование алгоритма детектирования**

Как известно [9], в случае действия аддитивного «белого» гауссовского шума (АБГШ) оптимальным по критерию максимума правдоподобия алгоритмом детектирования радиосигналов является алгоритм, максимизирующий следующую функцию:

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

где  $r(t)$  – комплексная огибающая принятой смеси сигнала и шума,  $s(t)$  – комплексная огибающая эталонного сигнала,  $N_0$  – спектральная плотность мощности действующего шума,  $C$  – нормировочный множитель,  $T_0$  – период анализа принимаемого сигнала.

Введем следующие обозначения –  $r(t) = I_r(t) + j \cdot Q_r(t)$  и  $s(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$ . При этом спектрально-эффективные радиосигналы, такие как T-OQPSK, GMSK и FQPSK [5], можно представить как РУССКС, синфазная и квадратурная составляющие которых определяются в виде [10]:

$$I(t) = I_1(t) - c_2 I_2(t) - c_3 I_3(t),$$

$$Q(t) = Q_1(t) - c_2 Q_2(t) - c_3 Q_3(t),$$

$$c_2 = (1 - A_1) / 2, \quad c_3 = (1 - A_2) / 2,$$

$$I_1(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i p_1(t - iT),$$

$$Q_1(t) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i p_1(t - iT - T/2),$$

$$I_2(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-1} + a_i) p_3(t - iT),$$

$$Q_2(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (b_{i-1} + b_i) p_3(t - iT - T/2),$$

$$I_3(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i |b_{i-1} + b_i| p_3(t - iT - T/2),$$

$$Q_3(t) = \sum_{i=0}^{N-1} b_{i-1} |a_{i-1} + a_i| p_3(t - iT).$$

Здесь  $A_1$  и  $A_2$  – коэффициенты, задающие соответственно «глубину» межсимвольной связи и связи между синфазной и квадратурной составляющими,  $T$  – длительность информационного символа,  $a_i$  и  $b_i$  символы информационных последовательностей  $\{a_i\}_0^{N-1}$  и  $\{b_i\}_0^{N-1}$ , соответственно передаваемых по каналу синфазной и квадратурной составляющих. Элементарные импульсы  $p_1(t)$  и  $p_3(t)$  описываются выражениями [10]:

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

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

где

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

С учетом длительности и свойств симметрии импульса  $p_1(t)$  составляющие  $I_1(t)$  и  $Q_1(t)$  можно представить в следующем виде:

$$I_1(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-1} + (a_i - a_{i-1})p_1(t - iT)) \cdot \operatorname{rect}(t / T - i),$$

$$Q_1(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (b_{i-1} + (b_i - b_{i-1})p_1(t - iT - T/2)) \cdot \operatorname{rect}(t / T - i - 1/2).$$

Интеграл корреляции из формулы (1) можно представить в виде

$$\int_0^{T_0} \operatorname{Re}\{r(t)s^*(t)\} dt = \int_0^{T_0} I_r(t)I(t) dt + \int_0^{T_0} Q_r(t)Q(t) dt. \quad (2)$$

Первое слагаемое в формуле (2) для рассматриваемого класса радиосигналов равно:

$$\int_0^{T_0} I_r(t)I(t) dt = \int_0^{T_0} I_r(t)I_1(t) dt - c_2 \int_0^{T_0} I_r(t)I_2(t) dt - c_3 \int_0^{T_0} I_r(t)I_3(t) dt. \quad (3)$$

Можно показать, что составляющие данного выражения описываются формулами:

$$\int_0^{T_0} I_r(t)I_1(t) dt = \sum_{i=0}^{L-1} (a_{i-1}I_{rM}[i] + (a_i - a_{i-1})I_{r1}[i]), \quad (4)$$

$$\int_0^{T_0} I_r(t)I_2(t) dt = \sum_{i=0}^{L-1} (a_{i-1} + a_i)I_{r3}[i], \quad (5)$$

$$\int_0^{T_0} I_r(t)I_3(t) dt = \sum_{i=0}^{L-1} a_i |b_{i-1} + b_i| I_{r3}[i + 1/2], \quad (6)$$

где  $L$  – количество информационных символов, попавших в интервал анализа  $T_0$ .

Здесь использованы следующие обозначения:

$$I_{rM}[i] = \int_0^T I_r(t + iT) dt, \quad I_{r1}[i] = \int_0^T I_r(t + iT) p_1(t) dt,$$

$$I_{r3}[i] = \int_0^T I_r(t + iT) p_3(t) dt.$$

С учетом выражений (4)–(6) формулу (3) можно представить в виде:

$$\int_0^{T_0} I_r(t)I(t) dt = \sum_{i=0}^{L-1} (a_{i-1}I_{rM}[i] + (a_i - a_{i-1})I_{r1}[i]) - c_2 \sum_{i=0}^{L-1} (a_{i-1} + a_i)I_{r3}[i] - c_3 \sum_{i=0}^{L-1} a_i |b_{i-1} + b_i| I_{r3}[i + 1/2].$$

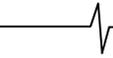
Аналогично для второго слагаемого формулы (2) в рамках рассматриваемого класса радиосигналов получаем выражение:

$$\int_0^{T_0} Q_r(t)Q(t) dt = \sum_{i=0}^{L-1} (b_{i-1}Q_{rM}[i + 1/2] + (b_i - b_{i-1})Q_{r1}[i + 1/2]) - c_2 \sum_{i=0}^{L-1} (b_{i-1} + b_i)Q_{r3}[i + 1/2] - c_3 \sum_{i=0}^{L-1} b_{i-1} |a_{i-1} + a_i| Q_{r3}[i].$$

Здесь использованы следующие обозначения:

$$Q_{rM}[i + 1/2] = \int_0^T Q_r(t + iT + T/2) dt,$$

$$Q_{r1}[i + 1/2] = \int_0^T Q_r(t + iT + T/2) p_1(t) dt,$$



$$Q_{r3}[i+1/2] = \int_0^T Q_r(t+iT+T/2)p_3(t)dt.$$

Энергия комплексной огибающей эталонного сигнала определяется формулой:

$$\int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt = \int_0^{T_0} I(t)I(t)dt + \int_0^{T_0} Q(t)Q(t)dt.$$

Представим синфазную и квадратурную составляющие комплексной огибающей эталонного сигнала соответственно в виде выражений:

$$I(t) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i(t-iT) - c_3 \sum_{i=0}^{N-1} u_i p_3(t-iT-T/2),$$

$$Q(t) = \sum_{i=0}^{N-1} y_i(t-iT-T/2) - c_3 \sum_{i=0}^{N-1} v_i p_3(t-iT).$$

Здесь

$$u_i = a_i |b_{i-1} + b_i|, \quad v_i = b_{i-1} |a_{i-1} + a_i|,$$

$$x_i(t) = (a_{i-1} + (a_i - a_{i-1})p_1(t) - c_2(a_{i-1} + a_i)p_3(t)) \cdot \text{rect}(t/T),$$

$$y_i(t) = (b_{i-1} + (b_i - b_{i-1})p_1(t) - c_2(b_{i-1} + b_i)p_3(t)) \cdot \text{rect}(t/T).$$

С учетом введенных обозначений энергия комплексной огибающей эталонного сигнала равна

$$\begin{aligned} \int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt &= \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T x_i^2(t)dt + \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T y_i^2(t)dt + \\ &+ c_3^2 \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T (u_i p_3(t))^2 dt + c_3^2 \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T (v_i p_3(t))^2 dt - \\ &- c_3 \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T x_i(t)(u_{i-1} p_3(t+T/2) + u_i p_3(t-T/2))dt - \\ &- c_3 \sum_{i=0}^{L-1} u_i \int_0^T p_3(t)(x_{i+1}(t-T/2) + x_i(t+T/2))dt - \\ &- c_3 \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T y_i(t)(v_{i+1} p_3(t-T/2) + v_i p_3(t+T/2))dt - \\ &- c_3 \sum_{i=0}^{L-1} v_i \int_0^T p_3(t)(y_{i-1}(t+T/2) + y_i(t-T/2))dt. \end{aligned}$$

С учетом монотонности экспоненциальной функции задача максимизации функции  $\Lambda(r(t))$  эквивалентна задаче минимизации функции вида:

$$\rho[L] = \int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt - 2 \int_0^{T_0} I_r(t)I(t)dt - 2 \int_0^{T_0} Q_r(t)Q(t)dt.$$

Анализ данного выражения с учетом слагаемых показывает, что при расчете метрик на интервале времени  $[iT, (i+1)T)$  учет межканальной связи требует наличия сведений об информационных символах  $a_{i-1}, a_i, a_{i+1}, b_{i-2}, b_{i-1}, b_i$  и существенно затрудняет обработку на приемной стороне.

В этой связи предлагается рассмотреть использование квазиоптимального универсального алгоритма детектирования спектрально-эффективных радиосигналов, где в качестве эталонного сигнала применяется отличающийся от передаваемого отсутствием управляемой связи между синфазной и квадратурной составляющими, т.е. значение коэффициента  $c_3 = 0$ .

В этом случае выражение для  $\rho[L]$  упрощается до следующего вида:

$$\rho[L] = \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T x_i^2(t)dt + \sum_{i=0}^{L-1} \int_0^T y_i^2(t)dt -$$

$$\begin{aligned} &- 2 \sum_{i=0}^{L-1} (a_{i-1} I_{rM}[i] + (a_i - a_{i-1}) I_{r1}[i]) + \\ &+ 2c_2 \sum_{i=0}^{L-1} (a_{i-1} + a_i) I_{r3}[i] - \\ &- 2 \sum_{i=0}^{L-1} (b_{i-1} Q_{rM}[i+1/2] + (b_i - b_{i-1}) Q_{r1}[i+1/2]) + \\ &+ 2c_2 \sum_{i=0}^{L-1} (b_{i-1} + b_i) Q_{r3}[i+1/2]. \end{aligned}$$

При практической реализации вычисление на приемной стороне значения  $\rho[L]$  целесообразно вести итеративно согласно формуле

$$\rho[L] = \sum_{i=0}^{L-1} \Delta \rho_i. \quad (7)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \Delta \rho_k &= \int_0^T x_k^2(t)dt + \int_0^T y_k^2(t)dt - 2(a_{k-1} I_{rM}[k] + \\ &+ (a_k - a_{k-1}) I_{r1}[k]) + 2c_2(a_{k-1} + a_k) I_{r3}[k] - \\ &- 2(b_{k-1} Q_{rM}[k+1/2] + (b_k - b_{k-1}) Q_{r1}[k+1/2]) + \\ &+ 2c_2(b_{k-1} + b_k) Q_{r3}[k+1/2]. \end{aligned}$$

Можно показать, что

$$\begin{aligned} \int_0^T x_i^2(t)dt &= 3(a_i - a_{i-1})^2 T / 8 + 3c_2^2(a_i + a_{i-1})^2 T / 8 + \\ &+ a_{i-1} a_i T - c_2 a_i (a_{i-1} + a_i) T - c_2 (a_i^2 - a_{i-1}^2) T / 2, \\ \int_0^T y_i^2(t)dt &= 3(b_i - b_{i-1})^2 T / 8 + 3c_2^2(b_i + b_{i-1})^2 T / 8 + \\ &+ b_{i-1} b_i T - c_2 b_i (a_{i-1} + b_i) T - c_2 (b_i^2 - b_{i-1}^2) T / 2. \end{aligned}$$

В случае четырех позиционных радиосигналов, к которым, в частности, относятся T-OQPSK, FQPSK и GMSK сигналы,  $a_k = \{\pm 1\}$ . Тогда данные выражения приводятся к следующему виду:

$$\int_0^T x_i^2(t)dt = T(2 + (1 + 3c_2^2 - 4c_2)(a_i a_{i-1} + 1)) / 4,$$

$$\int_0^T y_i^2(t)dt = T(2 + (1 + 3c_2^2 - 4c_2)(b_i b_{i-1} + 1)) / 4.$$

Дополнительно введем обозначения

$$I_{rj1}[k] = I_{rM}[k] - I_{r1}[k] - c_2 I_{r3}[k], \quad (8)$$

$$I_{rj2}[k] = I_{r1}[k] - c_2 I_{r3}[k],$$

$$Q_{rj1}[k + 1/2] = Q_{rM}[k + 1/2] - Q_{r1}[k + 1/2] - c_2 Q_{r3}[k + 1/2], \quad (9)$$

$$Q_{rj2}[k + 1/2] = Q_{r1}[k + 1/2] - c_2 Q_{r3}[k + 1/2].$$

С учетом сделанного допущения и введенных обозначений значение  $\Delta \rho_k$  вычисляется согласно формулы:

$$\begin{aligned} \Delta \rho_k &= T + T(1 + 3c_2^2 - 4c_2)(b_{k-1} b_k + a_{k-1} a_k + 2) \div \\ &\div 4 - 2(a_{k-1} I_{rj1}[k] + a_k I_{rj2}[k]) + \\ &+ b_{k-1} Q_{rj1}[k + 1/2] + b_k Q_{rj2}[k + 1/2]. \end{aligned} \quad (10)$$

Формула (7) в совокупности с выражением (10) позволяет реализовать квазиоптимальную обработку спектрально-эффективных радиосигналов на основе алгоритма Витерби. При этом используется автомат с четырьмя начальными состояниями, определяемыми значениями символов  $a_{k-1}$  и  $b_{k-1}$ . Из каждого состояния возможно четыре перехода согласно значениям символов

лов  $a_k$  и  $b_k$ . Таким образом, в данной структуре в отличие от алгоритма обработки, описанного в [7], сокращено число состояний, что снижает вычислительную сложность при практической реализации. Основное снижение требуемых аппаратных ресурсов достигается за счет реализации процедуры принятия решения на основе результатов фильтрации синфазной и квадратурной составляющих (согласно формуле (10)) вместо прямого вычисления значений расстояний между принятой смесью и каждой из возможных реализаций сигнала. Данный подход позволяет вести детектирование по двухканальной схеме обработки синфазной и квадратурной составляющих принятого радиосигнала в отличие от алгоритма, описанного в [7], число каналов которого составляет не менее 8-и и кроме того экспоненциально увеличивается с повышением позиционности принимаемого радиосигнала. Таким образом, предложенный алгоритм детектирования спектрально-эффективных радиосигналов по сравнению с оптимальным позволяет сократить до четырех раз вычислительные затраты.

**Вопросы практической реализации**

Целесообразно рассмотреть две реализации процедуры фильтрации синфазной и квадратурной составляющих. Первый вариант подразумевает получение значений  $I_{rf1}[k]$  и  $I_{rf2}[k]$ ,  $Q_{rf1}[k + 1/2]$  и  $Q_{rf2}[k + 1/2]$  согласно формул (8) и (9). При этом в каждом квадратурном канале используется три фильтра –  $\Phi_M$ ,  $\Phi_1$  и  $\Phi_3$ , импульсные характеристики которых равны соответственно:

$$h_M(t) = \text{rect}(t / T), \quad h_1(t) = p_1(T - t) \cdot \text{rect}(t / T),$$

$$h_3(t) = p_3(T - t).$$

Второй вариант реализации подразумевает получение значений  $I_{rf1}[k]$  и  $I_{rf2}[k]$ ,  $Q_{rf1}[k + 1/2]$  и  $Q_{rf2}[k + 1/2]$  непосредственно из сигналов  $I_r(t)$  и  $Q_r(t)$  при помощи фильтров  $\Phi_{f1}$  и  $\Phi_{f2}$  с импульсными характеристиками вида:

$$h_{f1}(t) = p_1(t) \text{rect}(t / T) - c_2 p_3(t),$$

$$h_{f2}(t) = (1 - p_1(t)) \text{rect}(t / T) - c_2 p_3(t).$$

Функциональные схемы, реализующие эти два подхода к реализации предложенного алгоритма обработки спектрально-эффективных радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими, показаны на рис. 1 и на рис. 2.

Здесь ОГ – опорный генератор, ЛЗ – линия задержки на величину  $T / 2$ , ключевые схемы работают под управлением непоказанной системы восстановления тактовой частоты, генерирующей импульсы с периодом  $T$ .

Преимущество первого подхода заключается в возможности в ходе сеанса связи динамически изменять параметры полезного радиосигнала. Вторая схема лишена данного свойства, но позволяет сократить требуемые на выполнение операции фильтрации аппаратные ресурсы.

Проведем сравнение по числу требуемых вычислительных операций предложенного алгоритма и оптимального алгоритма, описанного в [7]. Оптимальное устройство детектирования согласно работе [7] при анализе каждого символического интервала должно производить расчет расстояний между принятой смесью с 32-я

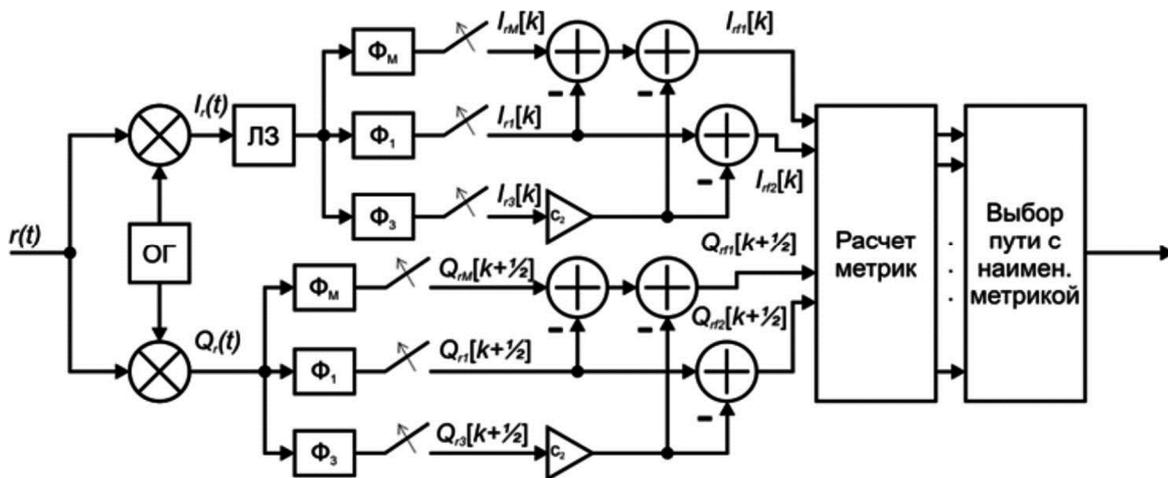


Рис. 1 – Вариант схемы предложенного квазиоптимального алгоритма приема спектрально-эффективных радиосигналов

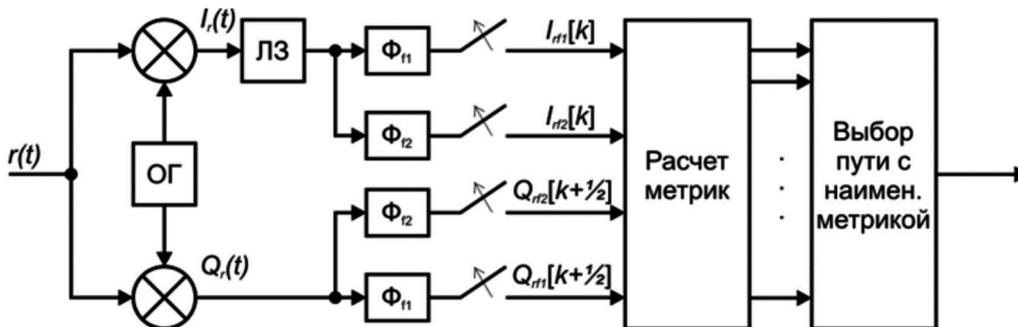


Рис. 2 – Вариант схемы предложенного квазиоптимального алгоритма приема спектрально-эффективных радиосигналов

Таблица 1. Количество вычислительных затрат

Вид операции	Оптимальный алгоритм	Трехканальная реализация	Двухканальная реализация
Умножений	$16 \times q$	$4 \times q + 2$	$4 \times q$
Сложений	$16 \times (q - 1) + 64$	$4 \times (q - 1) + 2 \times q + 6 + 32$	$4 \times (q - 1) + 32$
Суммарно	$32 \times q + 48$	$10 \times q + 34$	$8 \times q + 28$

возможными реализациями опорного сигнала. При этом с учетом свойств элементарных импульсов  $p_1(t)$  и  $p_3(t)$ , используемых для формирования РУССКС, можно показать, что в процессе детектирования для каждой квадратурной компоненты обрабатываемого сигнала необходимо вычислить всего по 8 коэффициентов корреляций.

При рассматриваемых условиях для реализации оптимального детектора РУССКС требуется выполнить  $(q \times 8 \times 2)$  операций умножения с накоплением, где  $q = T \cdot f_s$ ,  $f_s$  – частота дискретизации принятой смеси. Далее для получения искомого расстояний требуется к коэффициентам корреляции прибавить значения, учитывающие энергию представленных выше функций, т.е. требуется еще 32 операции сложения (8 исходных состояний, из каждого которого возможно 4 перехода [7]). Для определения «выживших» путей алгоритму Витерби необходимо произвести учет предыстории, что сопряжено с дополнительным выполнением 32-х операций сложения.

Трехканальная реализация предложенного алгоритма детектирования РУССКС требует на выполнение фильтрации в блоках  $\Phi_1$  и  $\Phi_3$  суммарно  $(q \times 2 \times 2)$  операций умножения с накоплением и  $q \times 2$  операций сложения в блоках  $\Phi_M$ . Кроме того, для формирования отсчетов  $I_{rf1}[k]$  и  $I_{rf2}[k]$ ,  $Q_{rf1}[k + 1/2]$  и  $Q_{rf2}[k + 1/2]$  необходимо выполнить еще 6 операций сложения и 2 операции умножения (см. рис. 1). Двухканальная реализация предложенного алгоритма детектирования РУССКС требует на выполнение процедур фильтрации  $(q \times 2 \times 2)$  операций умножения с накоплением (см. рис. 2). Для получения искомого расстояний, на основе результатов фильтрации для учета энергии возможных переходов вне зависимости от рассматриваемой схемы, необходимо дополнительно произвести 16 операций сложения (4 исходных состояния, из каждого которого возможно 4 перехода). Для определения «выживших» путей алгоритму Витерби требуется произвести еще 16 операций сложения.

Общие количества вычислительных операций, выполняемых за каждый символьный интервал при оптимальном приеме РУССКС, а также при трехканальной и двухканальной реализациях предложенного алгоритма детектирования, сведены в табл. 1.

Анализ данных табл. 1 показывает, что минимальный выигрыш в вычислительных затратах предложенного алгоритма детектирования РУССКС ( $q = 2$ ) по сравнению с оптимальным составляет для трехканальной

схемы более 2 раз, а для двухканальной – более 2,5 раз. По мере увеличения величины  $q$  для показанной на рис. 1 схемы данный выигрыш стремится к 3,2 раз, а для схемы, приведенной на рис. 2, – к 4 раз.

### Исследование характеристик предложенного алгоритма

Для исследования помехоустойчивости предлагаемого квазиоптимального алгоритма проведено компьютерное моделирование, в рамках которого произведен подсчет частоты возникновения битовых ошибок. При этом длина окна алгоритма Витерби равнялась 10, а статистика набиралась до тех пор, пока не будет накоплено 100 битовых ошибок. В качестве тестовых радиосигналов использовались сигналы с GMSK, FQPSK и T-OQPSK, а также специально синтезированные в [11] РУССКС по критерию минимума пик-фактора ( $\Pi_{\min}$ ) и по критерию минимума эффективной полосы частот ( $\beta_{\min}$ ). Результаты моделирования сведены в табл. 2 в виде проигрышей  $\delta g_S$ ,  $\delta g_K$  и  $\delta g_{FQPSK}$  в помехоустойчивости (при  $P_0 = 10^{-4}$ ) оптимальному алгоритму [7] соответственно предложенного устройства, устройства, обобщенного в [8], и FQPSK-детектора, описанного в [12].

Таблица 2. Проигрыш в помехоустойчивости

№	Вид сигнала	$\delta g_S$ , дБ	$\delta g_K$ , дБ	$\delta g_{FQPSK}$ , дБ
1	GMSK BT=0,3	0,0	0,2	0,5
2	GMSK BT=0,4	0,0	0,2	0,6
3	GMSK BT=0,5	0,0	0,0	0,7
4	FQPSK	0,3	0,9	0,8
5	T-OQPSK	0,0	1,3	0,8
6	$\Pi_{\min}$	0,2	0,5	0,5
7	$\beta_{\min}$	0,0	2,6	1,4

Кроме того, на рис.3, а..3, г для примера приведены кривые помехоустойчивости предложенного (кривые 1), описанного в [8] (кривые 2) и оптимального (кривые 3) детекторов [7] РУССКС.

Анализ представленных на рис. 3 зависимостей и данных табл. 2 показывает, что предложенный метод обработки выигрывает (до 1,3 дБ в случае T-OQPSK-сигнала и до 2,6 дБ в случае синтезированных по критерию минимума полосы частот радиосигналов при  $P_0 = 10^{-4}$ ) у одноканального метода, описанного в [8]. При этом проигрыш оптимальному методу приема зависит от глубины управляемой связи между синфазной и квадратурной составляющими полезного радиосигнала, но на рассматриваемой выборке не превышает 0,3 дБ в случае с FQPSK-сигналом при  $P_0 = 10^{-4}$ .

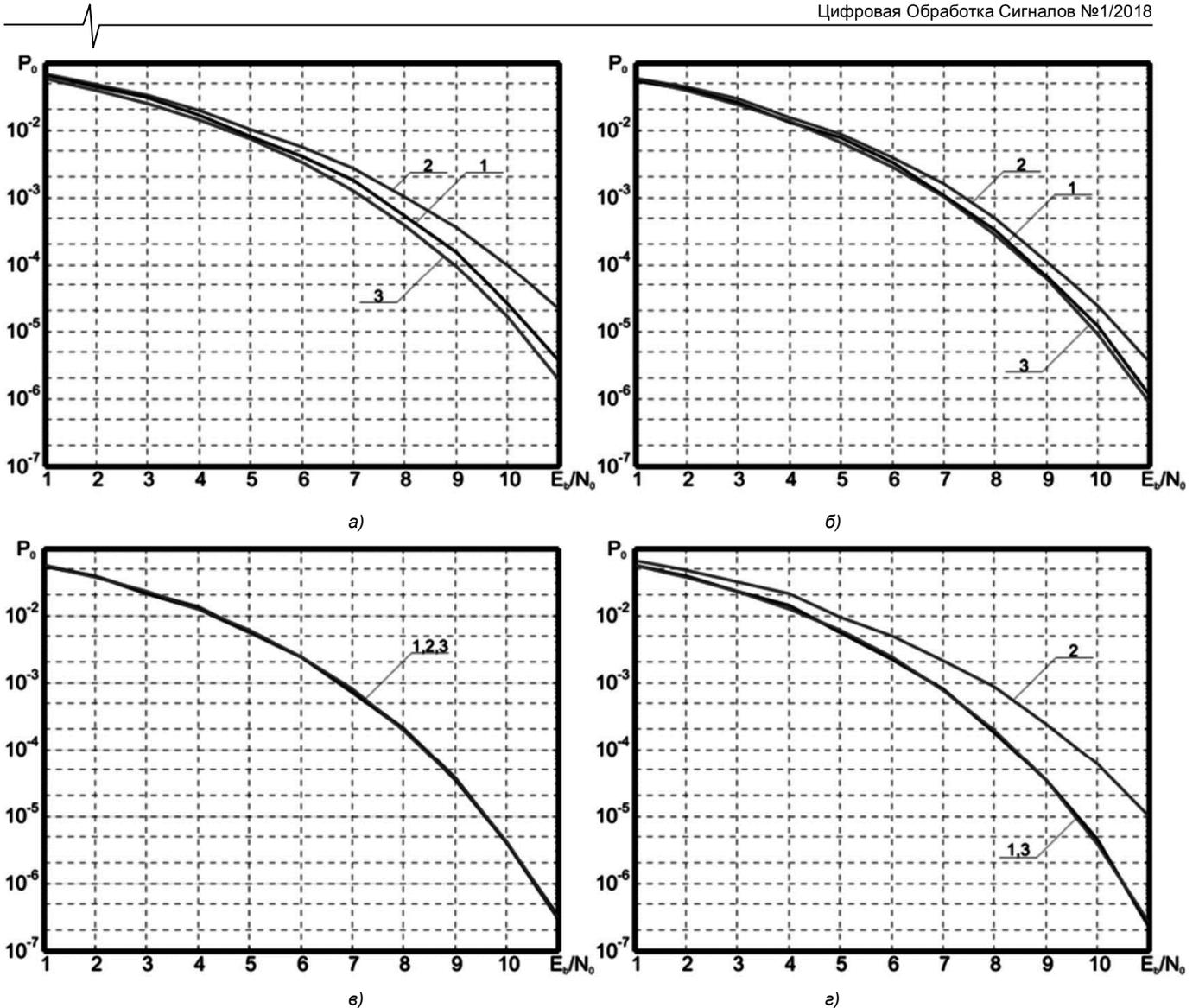


Рис.3. Характеристики помехоустойчивости синтезированного алгоритма обработки

спектрально-эффективных радиосигналов: FQPSK (под а), GMSKBT = 0,25 (под б), GMSKBT = 0,5 (под в), T-QPSK (под г)

## Заключение

В настоящей статье рассмотрена возможность для приема спектрально-эффективных радиосигналов (T-QPSK, GMSK, FQPSK и специально синтезированных в [11] РУССКК) использовать на приемной стороне эталонный сигнал, отличающийся от полезного отсутствием связи между синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей. Показано, что в подобном случае расчет расстояний в алгоритме Витерби процесса детектирования сводится к процедуре двухканальной или трехканальной фильтрации, что позволяет по сравнению с оптимальной схемой до 4-х или до 3,2 раз, соответственно, сократить требуемые вычислительные ресурсы блока обработки. При этом структура и сложность реализации узла расчета расстояний не зависят от позиционности принимаемых радиосигналов. Методом компьютерного моделирования показано, что предложенный двухканальный универсальный алгоритм детектирования спектрально-эффективных радиосигналов характеризуется незначительным проигрышем оптимальному алгоритму обработки, который на множестве рассматриваемых радиосигналов составил менее 0,3 дБ при вероятности битовой ошибки на уровне

$P_0 = 10^{-4}$ . При этом выигрыш по данному показателю качества относительно одноканального алгоритма достигал 2,6 дБ при тех же условиях.

Таким образом, на основе представления в виде РУССКК спектрально-эффективных радиосигналов, таких как T-QPSK, GMSK и FQPSK, обоснован двухканальный универсальный алгоритм детектирования, который целесообразно использовать наряду с универсальным формирователем, описанным в [6], для реализации перспективных когнитивных систем передачи информации.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-36538.2018.9.

## 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. Wygliski A.M., Nekovee M. HouY.Th. Cognitive Radio Communications and Networks. Principles and Practice. – London: Elsevier, 2010 – 714 p.

4. Кириллов С.Н., Бердников В.М., Покровский П.С., Семин Д.С. Проблемно-ориентированные платформы для реализации универсальных, адаптивных, структурно-защищенных радиосистем передачи информации // Радиотехника, № 5, 2015. С. 6-12.

5. 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>

6. Кириллов С.Н., Покровский П.С. Программно-управляемый формирователь радиосигналов с нелинейными видами модуляции // Нелинейный мир, № 3, 2013. С. 150-157.

7. Покровский П.С. Процедура детектирования радиосигналов с управляемой связью между квадратурными составляющими // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 3 (45). С. 110-113.

8. Покровский П.С. Синтез квазиоптимального алгоритма детектирования спектрально-эффективных радиосигналов // Материалы XXII ВНТК «Новые информационные технологии в научных исследованиях (НИТ-2017)». Рязань: РГРТУ, 2017. С. 113-114.

9. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000 – 800 с.

10. Кириллов С.Н., Покровский П.С. Двухкритериальный синтез шестнадцатипозиционных радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими // Успехи современной радиоэлектроники. №6. 2014. С. 18-25.

11. Покровский П.С. Процедура синтеза радиосигналов с управляемой связью между квадратурными составляющими по двум показателям качества // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. № 2 (выпуск 52). 2015. С.49-55.

12. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.

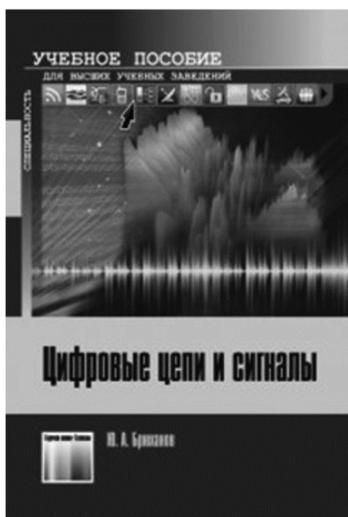
## НОВЫЕ КНИГИ

**Брюханов Ю.А.**

*Цифровые цепи и сигналы / Учебное пособие – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 3-изд. перераб. и доп., 2017 г. – 160 с.: ил.*

Приведен математический аппарат для анализа сигналов и цепей дискретного времени. Изложены спектральная теория периодических и непериодических цифровых сигналов, теория цепей дискретного времени. Подробно рассмотрены частотные свойства и временные характеристики базовых нерекурсивных и рекурсивных линейных цепей (цифровых фильтров) первого и второго порядков. Изложены методы изменения частоты дискретизации цифровых сигналов: децимация и интерполяция, а также способы их реализации. Уделено внимание теории случайных сигналов и процессов дискретного времени, протекающих в цифровых цепях. Рассмотрены эффекты квантования в цифровых сигналах и цепях.

Для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки «Радиофизика», «Радиотехника» и «Информационные технологии и системы связи».



**Афанасьев А.А., Рыболовлев А.А., Рыжков А.П.**

*Учебное пособие для вузов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 356 с.: ил.*

Изложены базовые теоретические и практические вопросы в области анализа, синтеза и экспериментального исследования систем цифровой обработки сигналов (ЦОС). Приведены основные методы расчета характеристик устройств ЦОС, показаны особенности их анализа в различных условиях функционирования, даны основные подходы к синтезу систем ЦОС, рассмотрены основные происходящие в них физические процессы. Изложенные теоретические сведения сопровождаются практическими примерами решения прикладных задач.

Для студентов вузов, обучающихся по укрупненной группе направлений подготовки 11.00.00 – «Электроника, радиотехника и системы связи».

