

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА АПОСТЕРИОРНОЙ ВЕРОЯТНОСТИ АЛГОРИТМОВ СЕЛЕКЦИИ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПРИ БИНАРНОМ КВАНТОВАНИИ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ ФУРЬЕ-ПРОЦЕССОРА СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ

д.т.н. Г.В. Певцов, к.т.н. С.А. Галкин

Разработан метод синтеза оптимальных по критерию максимума апостериорной вероятности алгоритмов селекции радиоизлучений по частотным и временным признакам после бинарного квантования спектрограмм на выходе Фурье процессора систем анализа радиоизлучений. В качестве иллюстрации приведен пример синтеза частного алгоритма селекции по признаку «ширина спектра».

Постановка задачи. Современные системы анализа радиоизлучений обычно включают в себя устройства частотно-временного поиска радиосигналов и устройства дальнейшей обработки обнаруженных сигналов. Как правило, эти устройства строятся на основе Фурье-процессоров (ФП). Поиск радиосигналов проводится в широкой полосе частот, что приводит к высокой загрузке устройств обработки. Для снижения загрузки на выходе ФП проводится селекция сигналов по частотным и временным признакам (параметрам радиосигналов). До настоящего времени алгоритмы и устройства селекции сигналов разрабатывались без оптимизации относительно статистических критериев оптимальности.

Анализ последних достижений и публикаций. Общий подход к синтезу статистически оптимальных по критерию максимума апостериорной вероятности алгоритмов селекции разработан в [1]. В [2] разработана модель сигналов на выходе ФП устройств частотно-временного поиска. В [3] разработанный в [1] общий метод конкретизирован для случая многоуровневого квантования огибающей сигналов (спектрограмм) на выходе ФП.

Целью настоящей работы является развитие метода [1] на случай бинарного квантования спектрограмм на выходе ФП.

Пусть в соответствии с [1] рассматривается совокупность радиоизлучений, которые могут наблюдаться на выходе устройств частотно-временного поиска. Сигналы, которые априорно могут быть обнаружены, считаются объектами обработки. Все множество объектов обработки

делится на два непересекающихся подмножества – объекта селекции и объекта режекции. По шкале каждого из признаков объект селекции задается одним или несколькими эталонными дискретными значениями или интервалами значений. Объект обработки, значения признаков которого априорно принадлежит множеству заданных дискретных значений или интервалов значений на шкале каждого из признаков, считается принадлежащим объекту селекции. Если априорное значение хотя бы одного из признаков не соответствует заданным для объекта селекции, то объект обработки принадлежит объекту режекции. Рассматривается многомерное пространство признаков \mathbf{S} . Эталонное описание объекта селекции задается многомерной дифференциальной функцией распределения вероятностей вектора признаков в финитной области \mathbf{S}_0 признакового пространства \mathbf{S} .

В предположении независимости координат пространства \mathbf{S} эталонное описание объекта селекции представлено в виде произведения

$$w_0(\mathbf{s}) = \prod_{j=1}^{\tilde{3}} w_{0j}(s_j) \quad (1)$$

одномерных априорных плотностей $w_{0j}(s_j)$ распределения вероятности значений признака s_j ($w_{0j}(s_j) = 0$ при $s_j \notin [s_{hj}, s_{bj}]$; $w_{0j}(s_j) \geq 0$ при $s_j \in [s_{hj}, s_{bj}]$; $\int_{-\infty}^{+\infty} w_{0j}(s_j) ds_j = 1$). Априорное распределение эталонных значений признака s_j определено в виде:

$$w_j(s_j) = p_{0j}w_{0j}(s_j) + p_{1j}[p_{hj}w_{hj}(s_j) + p_{bj}w_{bj}(s_j)] \quad (2)$$

где $p_{0j} = P\{s_j \in S_{0j}\}$; $p_{1j} = P\{s_j \in S_{1j}\}$; $p_{0j} + p_{1j} = 1$; $p_{hj} + p_{bj} = 1$; $w_{hj}(s_j)$ – одномерная плотность распределения вероятности значений признака s_j , ($w_{hj}(s_j) \geq 0$ при $s_j \in [0, s_{hj}]$; $w_{hj}(s_j) = 0$ при $s_j \notin [0, s_{hj}]$); $w_{bj}(s_j)$ – одномерная плотность распределения вероятности значений признака s_j ($w_{bj}(s_j) \geq 0$ при $s_j \in]s_{bj}, \infty[$, $w_{bj}(s_j) = 0$ при $s_j \notin]s_{bj}, \infty[$). Для независимых признаков эталонное описание совокупности объектов обработки представлено в виде

$$w(\mathbf{s}) = \prod_{j=1}^{\tilde{3}} w_j(s_j) = \prod_{j=1}^{\tilde{3}} (p_{0j}w_{0j}(s_j) + p_{1j}[p_{hj}w_{hj}(s_j) + p_{bj}w_{bj}(s_j)]). \quad (3)$$

В предположении, что эталонное описание объекта селекции и объекта режекции задаются в непересекающихся финитных областях S_0 и S_1 пространства признаков \mathbf{S} , эталонное описание объекта режекции определено в виде разности между априорным распределением совокупности

объектов обработки и эталонным описанием объекта селекции:

$$w_1(\mathbf{s}) = \frac{1}{p_1} \cdot (w(\mathbf{s}) - p_0 \cdot w_0(\mathbf{s})). \quad (4)$$

При подстановке (1) и (3) в (4) получено эталонное описание объекта режекции:

$$w_1(\mathbf{s}) = \frac{1}{p_1} \cdot \left(\prod_{j=1}^3 (p_{0j} \cdot w_{0j}(s_j) + p_{1j} [p_{Hj} w_{Hj}(s_j) + p_{Bj} w_{Bj}(s_j)]) - p_0 \cdot \prod_{j=1}^3 w_{0j}(s_j) \right). \quad (5)$$

Проверяется сложная гипотеза о том, что наблюдаемая выборка \mathbf{x} принадлежит объекту селекции, против сложной альтернативы – наблюдаемая выборка не принадлежит объекту селекции. Необходимо синтезировать алгоритм, реализующий оптимальное по критерию максимума апостериорной вероятности разбиение выборочного пространства \mathbf{X} на две непересекающиеся области, соответствующие названным гипотезам. В отличие от [3] алгоритм должен позволять выбирать решения по совокупности бинарно квантованных спектрограмм на выходе ФП.

Для независимых выборочных значений признаков в соответствии с [1] общее правило принятия решения имеет вид:

$$\delta: \prod_{j=1}^3 \left(p_{0j} + p_{1j} \cdot p_{Hj} \frac{\int_0^{S_{Hj}} w_{Hj}(s_j) \cdot W_j(x_j | s_j) ds_j}{\int_{S_{Hj}} w_{0j}(s_j) \cdot W_j(x_j | s_j) ds_j} + p_{1j} \cdot p_{Bj} \frac{\int_{S_{Bj}}^{\infty} w_{Bj}(s_j) \cdot W_j(x_j | s_j) ds_j}{\int_{S_{Hj}} w_{0j}(s_j) \cdot W_j(x_j | s_j) ds_j} \right) \leq 2 \cdot p_0. \quad (6)$$

Дальнейшая конкретизация решающего правила заключается в учете особенностей сигналов на выходе ФП для случая бинарного квантования. Сигналы на выходе ФП представляют собой последовательность спектрограмм [2]. Огибающая каждой из спектрограмм дискретизируется по времени и подвергается бинарному квантованию. При этом значение частотных признаков может быть измерено с точностью Δf , определяемой периодом T_d дискретизации спектрограмм $\Delta f = \frac{T_d F_0}{\tau_{сп}}$ (F_0 – поло-

са анализа ФП, $\tau_{сп}$ – длительность спектрограммы), временных признаков – с точностью до периода следования спектрограмм – $T_{сп}$. Поэтому непрерывное множество значений признака s_j преобразуется в дискрет-

ное множество с числом членов, равным V_j , $V_j = \text{ent} \left(\frac{S_j}{\Delta s_{dj}} \right)$, где S_j – мак-

симально возможное значение признака s_j , Δs_{dj} – интервал дискретизации признака s_j . При этом эталонное описание можно представить в виде

$$w_{ij}(s_j) = \sum_{n=1}^{v_{ij}} p_{ijn} \delta(s_j - s_{ijn}); \quad \sum_{n=1}^{v_{ij}} p_{ijn} = 1; \quad i \in \{H, 0, B\}, \quad (7)$$

где $v_{Hj} = \text{ent}(s_{Hj} / \Delta s_{dj})$ – количество дискретных значений признака s_j , меньших s_{Hj} , соответствующих объекту режекции; $v_{0j} = \text{ent}((s_{Bj} - s_{Hj}) / \Delta s_{dj})$ – количество дискретных значений признака s_j , соответствующих объекту селекции; $v_{Bj} = \text{ent}((S_j - s_{Bj}) / \Delta s_{dj})$ – количество дискретных значений признака, больших s_{Bj} , соответствующих объекту режекции; $s_{ijn} = [\text{ent}(s_{Hj} / \Delta s_{dj}) - n] \cdot \Delta s_{dj}$; $n = 0 \dots v_{Hj}$ – дискретные значения признака, меньшие s_{Hj} , и соответствующие объекту режекции; $s_{0jn} = (\text{ent}[s_{Hj} / \Delta s_{dj}] + n) \cdot \Delta s_{dj}$; $n = 1 \dots v_{0j}$ – дискретные значения признака, соответствующие объекту селекции; $s_{Bjn} = (\text{ent}[s_{Bj} / \Delta s_{dj}] + n) \cdot \Delta s_{dj}$; $n = 1 \dots v_{Bj}$ – дискретные значения признака, большие s_{Bj} , соответствующие

объекту режекции; $p_{ijn} = \int_{s_{Hj(n+1)}}^{s_{Hjn}} w_{Hj}(s_j) ds_j$ – априорная вероятность того, что

признак s_j примет значение s_{ijn} ; $p_{0jn} = \int_{s_{0jn}}^{s_{0j(n+1)}} w_{0j}(s_j) ds_j$ – априорная вероят-

ность того, что признак s_j примет значение s_{0jn} ; $p_{Bjn} = \int_{s_{Bjn}}^{s_{Bj(n+1)}} w_{Bj}(s_j) ds_j$ – апри-

орная вероятность того, что признак s_j примет значение s_{Bjn} .

Подставляя (7) в (6), учитывая фильтрующее свойство дельта-функции, после преобразований получаем

$$\prod_{j=1}^3 \left(p_{0j} + p_{1j} \cdot p_{Hj} \cdot \frac{\sum_{n=0}^{v_{Hj}} p_{Hjn} W_j(x_j | s_{Hjn})}{\sum_{n=1}^{v_{0j}} p_{0jn} W_j(x_j | s_{0jn})} + p_{1j} \cdot p_{Bj} \cdot \frac{\sum_{n=1}^{v_{Bj}} p_{Bjn} W_j(x_j | s_{Bjn})}{\sum_{n=1}^{v_{0j}} p_{0jn} W_j(x_j | s_{0jn})} \right) \leq 2 \cdot p_0. \quad (8)$$

В соответствии с моделью [2] объектам наблюдения на выходе ФП в точках частотно-временной плоскости, размером $NM_i \times NP_i$, условно соответствуют некоторые последовательности импульсов единичной и нулевой амплитуды. Импульсы последовательности наблюдаются в моменты времени, отсчитываемые в дискретных точках координатных осей

$0m$ и $1p$, где $m = 1, 2, \dots, \text{ent}\{\theta_m/T_d\}, \dots, M$; $\theta_m = t - (p - 1)T_{cp}$; $M = \text{ent}(t_{cp}/T_d)$; $p = 1, 2, \dots, \text{ent}(t/T_{cp}) + 1, \dots, P$; $P = \text{ent}(t_a/T_{cp}) + 1$. При этом каждому из объектов наблюдения соответствуют видеоимпульсы единичной амплитуды на $m, m + 1, m + 2, \dots, m + NM_i$ равноотстоящих позициях спектрограммы в каждой из $p = 1, 2, \dots, NP_i$ спектрограмм. Пусть признаку «ширина спектра» соответствует $j = 1$, а признаку «длительность элемента сигнала» – $j = 2$. Тогда каждому $NM_i, i = 1, 2, \dots, V_1$, ставится в соответствие одно из V_1 возможных дискретных значений признака «ширина спектра сигнала» – $s_{n1n}, s_{01n}, s_{b1n}$, а каждому $NP_2, i = 1, 2, \dots, V_2$, соответствует одно из дискретных значений признака «длительность элемента сигнала» $s_{n2n}, s_{02n}, s_{b2n}$.

Следовательно, для рассматриваемой модели сигналов, эталонные значения $s_{ijn}, s_{0jn}, s_{bjn}$ признака s_j соответствуют векторам эталонных значений амплитуд сигнала в точках частотно-временной плоскости $s_{0jn} \leftrightarrow \mathbf{S}_{0jn} = \left\| (S_{0jn})_k \right\|^T, s_{ijn} \leftrightarrow \mathbf{S}_{ijn} = \left\| (S_{ijn})_k \right\|^T, s_{bjn} \leftrightarrow \mathbf{S}_{bjn} = \left\| (S_{bjn})_k \right\|^T$, а выборочное значение признака x_j определяется вектором выборочных значений $x_j \leftrightarrow \mathbf{U}_j = \left\| (U_j)_k \right\|^T$ огибающей $s_{\Phi\Pi}(t)$ сигнала на выходе ФП. При этом

$W_j(x_j|s_{ijn}) \leftrightarrow W_j(U_j|S_{ijn}), i \in \{n, 0, b\}$. Будем полагать, что для фиксированного j и любого n $W_j(U_j|S_{ijn})$ имеют одинаковую, максимальную из отмечаемых в объектах наблюдения по координатам m или p , мерность N_j .

После бинарного квантования огибающей сигналов на выходе ФП каждому элементу $(U_j)_k$ вектора выборочных значений амплитуды сигнала U_j ставится в соответствие индикатор $(d_j)_k$ [4] состояния квантизатора, $(d_j)_k = 1$, если $(U_j)_k \geq U_0$, и $(d_j)_k = 0$, если $(U_j)_k < U_0$, где U_0 – нормированный порог двоичного квантования.

Будем считать, что в точке последовательности, где должен быть импульс, индикатор состояния квантизатора равен логической единице, а в остальных точках последовательности – логическому нулю. Вектор $S_{ijn} (i \in \{0, n, b\})$, соответствующий значению признака s_{ijn} , определим так: элемент $(S_{ijn})_1 = 0$, следующие за ним $K = \frac{S_{ijn}}{\Delta s_d}$ элементов

$(S_{ijn})_2, (S_{ijn})_3, \dots, (S_{ijn})_{K+1}$ равны 1, остальные элементы

$((S_{ijn})_{K+2}, \dots, (S_{ijn})_N)$ равны нулю. Число элементов N_j , в векторах $S_{nn}, S_{0n},$

S_{bn} эталонных описаний последовательностей импульсов будем считать

равным $N_j = \frac{s_{0jv_{0j}}}{\Delta s_d} + 3$. Величину признака, превышающую s_{bj} , будем

задавать двумя дискретными значениями s_{bj1} и s_{bj2} , при этом, p_{bj1} – вероятность того, что значение признака s_j находится в пределах отрезка $[s_{bj1}; s_{bj2}]$, а p_{bj2} – вероятность того, что значение признака $s_j > s_{bj2}$. Таким образом, значение признака s_j , лежащее в пределах от 0 до Δs_d ($0 < s_j \leq \Delta s_d$),

можно представить в виде вектора $\left\| \left(\mathbf{S}_{hjn} \right)_k \right\|^T = \left\| 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0 \right\|^T$, значение

признака $\Delta s_d \leq s_j < 2\Delta s_d$ вектора – $\left\| \left(\mathbf{S}_{hjn} \right)_k \right\|^T = \left\| 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0 \right\|^T$ и т. д., значе-

нию признака $s_j > s_{bj2}$ соответствует вектор $\left\| \left(\mathbf{S}_{hjn} \right)_k \right\|^T = \left\| 0 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1 \right\|^T$.

Для нахождения оптимального решающего правила воспользуемся подходом, принятым при синтезе алгоритмов обнаружения пачки двоично квантованных импульсов [4]. Обозначим: $P(s_{ijnk})$ – вероятность того, что при дискретном значении признака s_{ijn} k -й элемент вектора $\mathbf{d}_i - (\mathbf{d}_i)_k = 1$; $i = 0, n, v$; $Q(s_{ijnk})$ – вероятность того, что при дискретном значении признака s_{ijn} k -й элемент вектора $\mathbf{d}_i - (\mathbf{d}_i)_k = 0$; $i = 0, n, v$.

Вероятность $P(s_{ijnk})$ определяется в виде:

$$P(s_{ijnk}) = \int_{U_0}^{\infty} W\left((U_j)_k \left| \left(\mathbf{S}_{ijn} \right)_k \right. \right) d(U_j)_k, \quad (9)$$

где $(\mathbf{S}_{ijn})_k$ – элемент вектора эталонных значений (математических ожиданий) амплитуды сигнала. Плотность вероятности $W(\dots)$ в рассматриваемом случае до квантования целесообразно определять законом Релея-Райса [3]. Вероятность $Q(s_{ijnk})$ может быть определена как $Q(s_{ijnk}) = 1 - P(s_{ijnk})$. Каждому из дискретных значений признака s_{ijn} ($i = n, 0, v$) поставим в соответствие векторы вероятностей $\mathbf{P}_{ijn} = \left\| \left(\mathbf{P}_{ijn} \right)_k \right\|^T$ и

$\mathbf{Q}_{ijn} = \left\| \left(\mathbf{Q}_{ijn} \right)_k \right\|^T$, где $(\mathbf{P}_{ijn})_k = P([s_{ijn}]_k)$; $(\mathbf{Q}_{ijn})_k = Q([s_{ijn}]_k)$.

Положим, что события, состоящие в наблюдении импульсов на выходе квантизатора в каждой из $m = 1, 2, \dots, M$ позиций r -й спектрограммы, или в каждой в m -й позиции в $p = 1, 2, \dots, P$ спектрограммах, независимы. Условные вероятности получения «единицы» или «нуля» на выходе бинарного квантизатора в m - p -ой точке частотно-временной плоскости определим биномиальным законом распределения вероятностей:

$$W_i(d_{mp}) = p^i (1-p)^{1-d_{mp}}, \quad d_{mp} \in \{0, 1\}. \quad (10)$$

Условные функции правдоподобия представим в виде:

$$W(x_j|s_{ijn}) \leftrightarrow W_i(d_j|s_{ijn}) = \prod_{k=1}^{N_j} \left([(\mathbf{P}_{ijn})_k]^{d_{lk}} \cdot [(\mathbf{Q}_{ijn})_k]^{1-d_{lk}} \right), \quad (11)$$

где $d_{lk} = d_{(m+k)p}$, $m = 1, 2, \dots, M - N_j$ – для частотных признаков;
 $d_{lk} = d_{m(p+k)}$, $p = 1, 2, \dots, P - N_j$ – для временных признаков.

Подставляя (11) в (8), имеем неравенство, определяющее решение задачи синтеза по критерию максимума апостериорной вероятности:

$$\prod_{j=1}^{\mathfrak{Z}} (p_{0j} + p_{1j} \cdot p_{Hj} \cdot L_{Hj} + p_{1j} \cdot p_{Bj} \cdot L_{Bj}) \leq 2 \cdot p_0, \quad (12)$$

где

$$L_{Hj} = \frac{\sum_{n=0}^{v_{Hj}-1} p_{Hjn} \cdot \prod_{k=0}^{N_j-1} \left([(\mathbf{P}_{Hjn})_k]^{(d_{1j})_k} \cdot [(\mathbf{Q}_{Hjn})_k]^{1-(d_{1j})_k} \right)}{\sum_{n=1}^{v_{0j}} p_{0jn} \cdot \prod_{k=0}^{N_j-1} \left([(\mathbf{P}_{0jn})_k]^{(d_{1j})_k} \cdot [(\mathbf{Q}_{0jn})_k]^{1-(d_{1j})_k} \right)}; \quad (13)$$

$$L_{Bj} = \frac{\sum_{n=1}^{v_{Bj}} p_{Bjn} \cdot \prod_{k=0}^{N_j-1} \left([(\mathbf{P}_{Bjn})_k]^{(d_{1j})_k} \cdot [(\mathbf{Q}_{Bjn})_k]^{1-(d_{1j})_k} \right)}{\sum_{n=1}^{v_{0j}} p_{0jn} \cdot \prod_{k=0}^{N_j-1} \left([(\mathbf{P}_{0jn})_k]^{(d_{1j})_k} \cdot [(\mathbf{Q}_{0jn})_k]^{1-(d_{1j})_k} \right)}; \quad (14)$$

$d_{lk} = d_{(m+k)p}$, $m = 1, 2, \dots, M - N_j$ – для частотных признаков;
 $d_{lk} = d_{m(p+k)}$, $p = 1, 2, \dots, P - N_j$ – для временных признаков.

Правило (12), (13), (14) определяет оптимальный алгоритм селекции сигналов по критерию максимума апостериорной вероятности при бинарном квантовании сигналов на выходе ФП.

Для иллюстрации разработанного метода синтезируем частный алгоритм селекции сигналов на выходе ФП по одному ($\mathfrak{Z} = 1$) признаку «ширина спектра сигнала» и реализующее его устройство. Ширина спектра объектов обработки составляет от $\Delta f_{\min} = 0,2$ кГц до $\Delta f_{\max} = 50$ кГц. Объектами селекции являются сигналы, ширина спектра которых лежит в пределах от $\Delta f_1 = 3$ кГц до $\Delta f_2 = 4$ кГц, т.е. $s_n = \Delta f_1 = 3$ кГц, а $s_b = \Delta f_2 = 4$ кГц. Будем считать, что период дискретизации спектрограмм выбран равным длительности элемента временного разрешения сигналов в спектрограмме ($T_a = [\tau_{\text{нп}} / F_0] \delta f_{\text{от}}$), где $\delta f_{\text{от}}$ – разрешающая способность ФП по частоте, т.е. $\Delta f = \Delta s_1 = \delta f_{\text{фп}} = 1$ кГц.

Исходные данные для синтеза и значения элементов векторов \mathbf{P}_{ijn} , \mathbf{Q}_{ijn} ($i \in \{н, 0, в\}$) представлены в табл. 1.

Таблица 1

Исходные данные для синтеза и значения элементов векторов P_{ijn} , Q_{ijn}

Априорные вероятности	$P_{n2} = 0.2$	$P_{n1} = 0.3$	$P_{n0} = 0.5$	$P_{01} = 0.5$	$P_{02} = 0.5$	$P_{b1} = 0.3$	$P_{b2} = 0.7$
Интервалы непрерывных значений признака «ширина спектра», кГц	$s_j = 0$ (сигнал отсутствует)	$]0; 1]$	$]1; 2]$	$]2; 3]$	$]3; 4]$	$]4; 5]$	$]5; \infty[$
Возможные дискретные значения признака, кГц	$S_{n2} = 0$	$S_{n1} = 1$	$S_{n0} = 2$	$S_{01} = 3$	$S_{02} = 4$	$S_{b1} = 5$	$S_{b2} = 6$
k	S_{n2} P_{n2} Q_{n2}	S_{n1} P_{n1} Q_{n1}	S_{n0} P_{n0} Q_{n0}	S_{01} P_{01} Q_{01}	S_{02} P_{02} Q_{02}	S_{b1} P_{b1} Q_{b1}	S_{b2} P_{b2} Q_{b2}
1	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0
2	0 P_0 Q_0	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1
3	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1
4	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1
5	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1
6	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	1 P_1 Q_1	1 P_1 Q_1
7	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	0 P_0 Q_0	1 P_1 Q_1

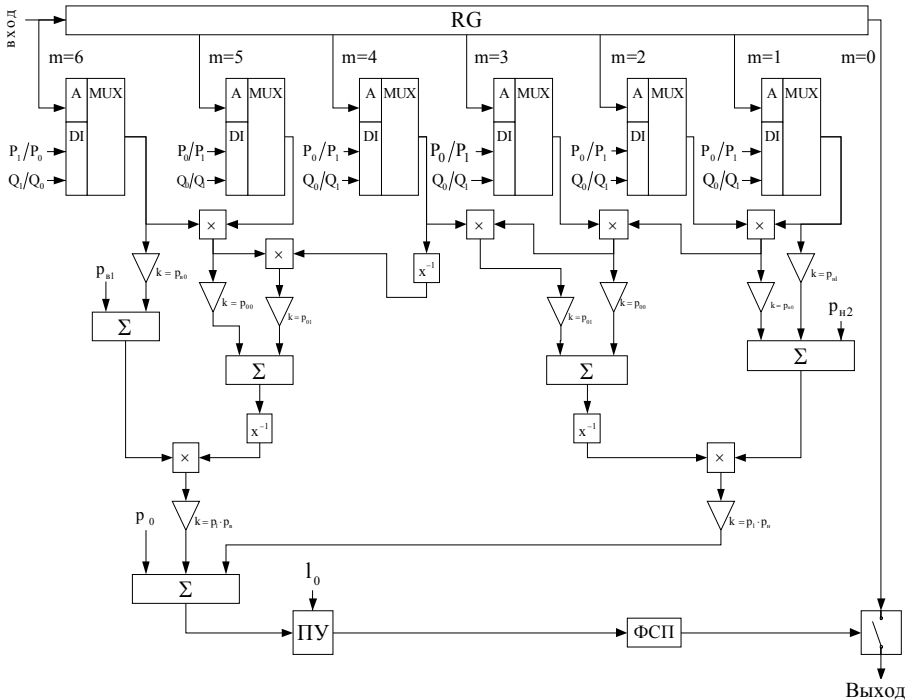


Рис. 1. Структурная схема устройства селекции сигналов по признаку «ширина спектра» после бинарного квантования на выходе ФП. Устройство реализует оптимальный по критерию максимума апостериорной вероятности алгоритм селекции

Подставив данные из табл. в выражения (12), (13), (14), получаем следующие решающие правила:

$$P_0 + P_1 \cdot (P_H \cdot L_H + P_B \cdot L_B) \leq 2 \cdot P_0, \quad (15)$$

где

$$L_{Hj} = \frac{P_{H2} + P_{H1} \cdot \left(\frac{P_1}{P_0}\right)^{d(m+1)p} \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_0}\right)^{1-d(m+1)p} + P_{H0} \cdot \left(\frac{P_1}{P_0}\right)^{d(m+1)p} \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_0}\right)^{1-d(m+1)p} \left(\left(\frac{P_1}{P_0}\right)^{d(m+2)p} \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_0}\right)^{1-d(m+2)p}\right)}{P_{00} \cdot \prod_{k=1}^3 \left(\frac{P_1}{P_0}\right)^{d(m+k)p} \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_0}\right)^{1-d(m+k)p} + P_{01} \cdot \prod_{k=1}^3 \left(\frac{P_1}{P_0}\right)^{d(m+k)p} \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_0}\right)^{1-d(m+k)p}}; \quad (16)$$

$$L_{Bj} = \frac{P_{Bj0} \cdot \left(\frac{P_0}{P_1}\right)^{d(m+6)p} \cdot \left(\frac{Q_0}{Q_1}\right)^{1-d(m+6)p} + P_{Bj1}}{\sum_{n=0}^1 P_{0jn} \cdot \prod_{k=4+n}^7 \left(\frac{P_0}{P_1}\right)^{d(m+k)p} \cdot \left(\frac{Q_0}{Q_1}\right)^{1-d(m+k)p}}. \quad (17)$$

Вариант структурной схемы устройства, реализующего (15 – 17), представлен на рис. 1.

Вывод. Таким образом, синтезируемые алгоритмы селекции радиоизлучений позволяют выделить заданную последовательность бинарно квантованных отсчетов спектрограмм на выходе ФП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Певцов Г.В., Галкин С.А. Синтез алгоритмов селекции радиоизлучений на основе оптимальной по критерию максимума апостериорной вероятности проверки статистических сложных гипотез // Радиоэлектроника. – 2001. – Т. 44, № 8 – С. 30 – 37 (Изв. высш. учебн. заведений).
2. Певцов Г.В., Калюжный Н.М., Галкин С.А. Модель сигналов на выходе Фурье-процессоров для синтеза устройств распознавания и селекции по спектрально-временным признакам // Вестник ХГПУ. – 1999. – Вып. 42. – С. 74 – 80.
3. Галкин С.А. Синтез оптимальных по критерию максимума апостериорной вероятности алгоритмов селекции радиоизлучений на выходе Фурье-процессора // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2002. – Вып. 127. – С. 137 – 145.
4. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1986. – 352 с.

Поступила 16.10.2003

ПЕВЦОВ Геннадий Владимирович, доктор техн. наук, ст. научный сотрудник, зам. нач. научного центра по научной работе. В 1983 году окончил Киевское ВИРТУ ПВО. Область научных интересов – обработка радиотехнических сигналов и информации.

ГАЛКИН Сергей Александрович, к.т.н., начальник научно-исследовательского отдела – зам. начальника научно-исследовательского управления научного центра.