



УДК 621.391.8

С.Б. Макаров, С.В. Завьялов

## ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

S.B. Makarov, S.V. Zavjalov

### IMPROVING BER PERFORMANCE FOR COHERENT DETECTION OF NONORTHOGONAL MULTIFREQUENCY SIGNALS

Проведено исследование помехоустойчивости когерентного поэлементного приема неортогональных многочастотных сигналов с ФМ-4. Предложен алгоритм поэлементного когерентного приема с компенсацией межканальной интерференции (и его многшаговая модификация) и по диаграмме состояний.

НЕОРТОГОНАЛЬНЫЕ МНОГОЧАСТОТНЫЕ СИСТЕМЫ; КОГЕРЕНТНЫЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ; КОМПЕНСАЦИЯ МЕЖКАНАЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ; ДИАГРАММА СОСТОЯНИЙ; ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА.

Research of the BER performance of multifrequency PSK-4 signals with nonorthogonal location of subcarriers has been conducted. Elementwise coherent detection algorithm with compensation for inter-channel interference (and multistep modification) and algorithm according to the state diagram are proposed.

NONORTHOGONAL MULTIFREQUENCY SYSTEMS; COHERENT DETECTION ALGORITHM; COMPENSATION FOR INTER-CHANNEL INTERFERENCE; STATE DIAGRAM; BER PERFORMANCE.

Применение многочастотных сигналов с неортогональным частотным разносом (часто используемые обозначения N-OFDM или Fast-OFDM [1–3]) позволяет повысить спектральную эффективность многочастотных систем передачи сообщений за счет уменьшения занимаемой полосы частот по сравнению с системой передачи с ортогональным частотным разносом. Повышение спектральной эффективности приводит к дополнительным энергетическим потерям в канале с постоянными параметрами, коэффициентом передачи  $\mu$  и прямоугольной формой амплитудно-частотной характеристики [4]. Снижение энергетических потерь возможно путем применения алгоритмов когерентного поэлементного приема, учитывающих межканальную интерференцию.

Цель настоящей работы – исследование помехоустойчивости поэлементного когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов длительностью  $T$  при использовании алгоритма обработ-

ки с компенсацией межканальной интерференции и алгоритма с последовательной процедурой вычислений, на примере 4-позиционных сигналов с фазовой манипуляцией (ФМ-4).

#### Алгоритмы поэлементного когерентного приема

В общем виде  $j$ -я реализация из  $N$  сдвинутых по частоте сигналов ФМ-4 с амплитудой  $A_0$ , произвольным частотным разносом между поднесущими  $\Delta f$ , средней несущей частотой  $\omega_0$  при условии независимого формирования квадратурных составляющих может быть записана на интервале  $[-T/2; T/2]$  следующим образом:

$$s_j(t) = s(t; d_{i(-N/2)}, d_{q(-N/2)}; \dots; d_{i(N/2)}, d_{q(N/2)}) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} s(t, d_{in}, d_{qn}), \quad (1)$$

где  $j = 1, 2, 3, \dots, 4^N$ , а значения символов сообщения  $d_{in}$  зависят от индекса  $i = 1, 2$

и индекса  $n = -(N - 1)/2, \dots, (N - 1)/2$ ;  $N = 1, 3, 5, \dots$ . В частности,  $d_{1n} = 1$ ;  $d_{2n} = -1$ . В (1) имеем:

$$s(t, d_{in}, d_{qn}) = s(t, d_{in}) + s(t, d_{qn}) = A_0 [d_{in} \cos((\omega_0 + n\Delta\omega)t) + d_{qn} \sin((\omega_0 + n\Delta\omega)t)].$$

При неортогональном разное поднесу- щих частот каждому значению канального символа  $d_{in}$  на рассматриваемом интервале времени будет соответствовать одна из  $4^N$  возможных форм сигнала  $s_j(t)$  (1).

Рассмотрим поэлементный прием сиг- нала ФМ-4, расположенного на частоте  $\omega_0$ . На форму этого сигнала оказывают влияние сигналы на поднесущих частотах  $\omega_0 + n\Delta\omega$  ( $n = \pm 1, \dots, \pm(N-1)/2$ ). При наличии на входе приемного устройства смеси полезного сигнала и аддитивного гауссовского шума  $n(t)$  со спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ , имеем:

$$x(t) = A_0 \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} [d_{in} \cos((\omega_0 + n\Delta\omega)t) + d_{qn} \sin((\omega_0 + n\Delta\omega)t)]n(t). \quad (2)$$

Тогда функционал отношения правдо- подобия может быть записан следующим образом:

$$\Delta_{pr} = \frac{\exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)[y_l^{(-)}(t) + s_p(t) + y_l^{(+)}(t)]dt \right\}}{\exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)[y_l^{(-)}(t) + s_r(t) + y_l^{(+)}(t)]dt \right\}} \rightarrow -\frac{1}{N_0} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [y_l^{(-)}(t) + s_p(t) + y_l^{(+)}(t)]^2 dt \left. \right\} \left. \right\}, \quad (3)$$

$$\rightarrow -\frac{1}{N_0} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [y_l^{(-)}(t) + s_r(t) + y_l^{(+)}(t)]^2 dt \left. \right\} \left. \right\},$$

где  $s_p(t) = A_0 [d_{i0} \cos(\omega_0 t) + d_{q0} \sin(\omega_0 t)]$ ;  $p = 1, 2, 3, 4$ ;

$$y_l^{(-)}(t) = A_0 \sum_{n=-(N-1)/2}^{-1} [d_{in} z_{in}(t) \cos(\omega_0 t) + d_{qn} z_{qn}(t) \sin(\omega_0 t)]; l = 1, 2, \dots, 4^{N/2};$$

$$y_l^{(+)}(t) = A_0 \sum_{n=1}^{(N-1)/2} [d_{in} z_{in}(t) \cos(\omega_0 t) + d_{qn} z_{qn}(t) \sin(\omega_0 t)]; l = 1, 2, \dots, 4^{N/2};$$

$z_{in}(t)$  и  $z_{qn}(t)$  – вещественные огибающие сигналов ФМ-4  $s(t, d_{in}, d_{qn})$  ( $n \neq 0$ ) на под- несущей частоте  $\omega_0$ .

Для конкретной  $l$ -й реализации сигна- лов, расположенных слева  $y_l^{(-)}(t)$  и справа  $y_l^{(+)}(t)$  по оси частот от анализируемого  $s_p(t)$ , усредняя числитель и знаменатель по всем комбинациям  $y_l^{(-)}(t)$  и  $y_l^{(+)}(t)$  в (3) получим:

$$\sum_{\substack{\{d_{in}, d_{qn}\} \\ n \neq 0}} \exp \left\{ B_{pl}(t) - \frac{1}{N_0} E_{pl} \right\} > \sum_{\substack{\{d_{in}, d_{qn}\} \\ n \neq 0}} \exp \left\{ B_{rl}(t) - \frac{1}{N_0} E_{rl} \right\}, \quad (4)$$

где  $y_l(t) = y_l^{(-)}(t) + y_l^{(+)}(t)$

$$y_l(t) = A_0 \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} [d_{in} z_{in}(t) \cos(\omega_0 t) + d_{qn} z_{qn}(t) \sin(\omega_0 t)],$$

$$B_{pl}(t) = \frac{2}{N_0} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)[s_p(t) + y_l(t)]dt;$$

$$E_{pl} = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [s_p(t) + y_l(t)]^2 dt.$$

При условии что сигналы, расположен- ные на соседних поднесущих частотах, яв- ляются помехой, алгоритм поэлементного когерентного приема сигналов на поднесу- щей частоте  $\omega_0$  имеет следующий вид:

$$A_0 \int_{-T/2}^{T/2} x(t) a(t) \cos(\omega_0 t) dt \underset{d_{20}}{\overset{d_{10}}{>}} 0;$$

$$A_0 \int_{-T/2}^{T/2} x(t) a(t) \sin(\omega_0 t) dt \underset{d_{20}}{\overset{d_{10}}{>}} 0, \quad (5)$$

где  $x(t)$  определяется (2), а  $d_j = -d_j$ .

Рассмотрим алгоритм когерентного по- элементного приема с компенсацией меж- канальной интерференции. Положим, что

при приеме квадратурной составляющей  $s(t, d_{i0})$  (или  $s(t, d_{q0})$ ) сигнала  $s(t, d_{i0}, d_{q0})$  в (1), все символы последовательности сигналов  $y_i(t)$  приняты правильно. Тогда, используя (4), для  $s(t, d_{i0})$  получим из (5):

$$A_0 \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)a(t)[d_{10} \cos(\omega_0 t)]dt - \frac{E_{1l}^*}{2} \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} d_{10} \\ d_{20} \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} d_{10} \\ d_{20} \end{matrix} A_0 \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)a(t)[d_{20} \cos(\omega_0 t)]dt - \frac{E_{2l}^*}{2},$$

или

$$\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)s_{i0}(t)dt - E_{ip}^* \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} d_{10} \\ d_{20} \end{matrix} \geq 0, \quad (6)$$

где

$$E_{il}^* = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (s(t, d_{i0}) + y_{il}^*(t))^2 dt, \quad i = 1, 2;$$

$$y_{il}^*(t) = A_0 \sum_{\substack{n=-(N-1)/2 \\ n \neq 0}}^{(N-1)/2} d_{in}^* z_{in}(t) \cos(\omega_0 t);$$

$s_{i0}(t) = A_0 a(t) \cos(\omega_0 t)$ ;  $E_{ip}^* = (E_{1l}^* - E_{2l}^*) / 4$ ;  $d_{in}^*$  – оценки принятых информационных символов при использовании алгоритма приема (5).

Аналогично можно получить алгоритм приема для другой квадратурной составляющей  $s(t, d_{q0})$  сигнала  $s(t, d_{i0}, d_{q0})$ .

Рассмотрим многошаговую модификацию алгоритма когерентного поэлементного приема с компенсацией межканальной интерференции. На первом шаге используется алгоритм (5). На втором шаге применяется алгоритм (6). В качестве оценок принятых символов используются решения, полученные на первом шаге. На каждом последующем шаге будут использоваться оценки принятых символов, полученные на предыдущем шаге. На последнем шаге формируются решения о принятых информационных символах. Для удобства записи алгоритма обозначим оценку принятого символа на  $r$ -м шаге  $d_{in}^*(r)$ . Тогда имеем:

на первом шаге

$$\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)s_{i0}(t)dt - \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} d_{i0}^*(1) \\ d_{20}^*(1) \end{matrix} \geq 0;$$

на  $r$ -м шаге

$$\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)s_{i0}(t)dt - E_{ip}^*(r-1) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} d_{i0}^*(r) \\ d_{20}^*(r) \end{matrix} \geq 0, \quad (7)$$

$$r = 2 \dots L - 1;$$

на последнем  $L$ -м шаге

$$\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)s_{i0}(t)dt - E_{ip}^*(L-1) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} d_{10} \\ d_{20} \end{matrix} \geq 0,$$

где

$$E_{il}^*(r-1) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left( s(t, d_{i0}) + A_0 \sum_{\substack{n=-(N-1)/2 \\ n \neq 0}}^{(N-1)/2} d_{in}^*(r-1) z_{in}(t) \cos(\omega_0 t) \right)^2 dt \quad (8)$$

$$i = 1, 2; \quad s_{i0}(t) = A_0 a(t) \cos(\omega_0 t);$$

$$E_{ip}^*(r-1) = (E_{1l}^*(r-1) - E_{2l}^*(r-1)) / 4.$$

При реализации алгоритма приема (7) используется  $N$  каналов ( $\omega_0 \pm n\Delta\omega$ ,  $n = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$ ) приема многочастотных сигналов ФМ-4 (рис. 1 а). В каждом канале применяются корреляторы (рис. 1 б), в которых в качестве опорного напряжения перемножителя используются сигналы  $\cos((\omega_0 + n\Delta\omega)t)$  и  $\sin((\omega_0 + n\Delta\omega)t)$ . С выходов корреляторов значения результатов корреляционной обработки через линии задержки  $r\Delta T_0$  ( $r = 0, 1, \dots, L-1$ ) и вычитающие устройства поступают на входы решающих устройств РУ. В РУ происходит сравнение результата корреляционной обработки с нулевым порогом. На выходах РУ формируются оценки  $d_{in}^*(r)$  принятых информационных символов.

В блоках памяти  $E_{ip}^*(k)E_{qp}^*(k)$  записаны значения разности энергий (8), с помощью

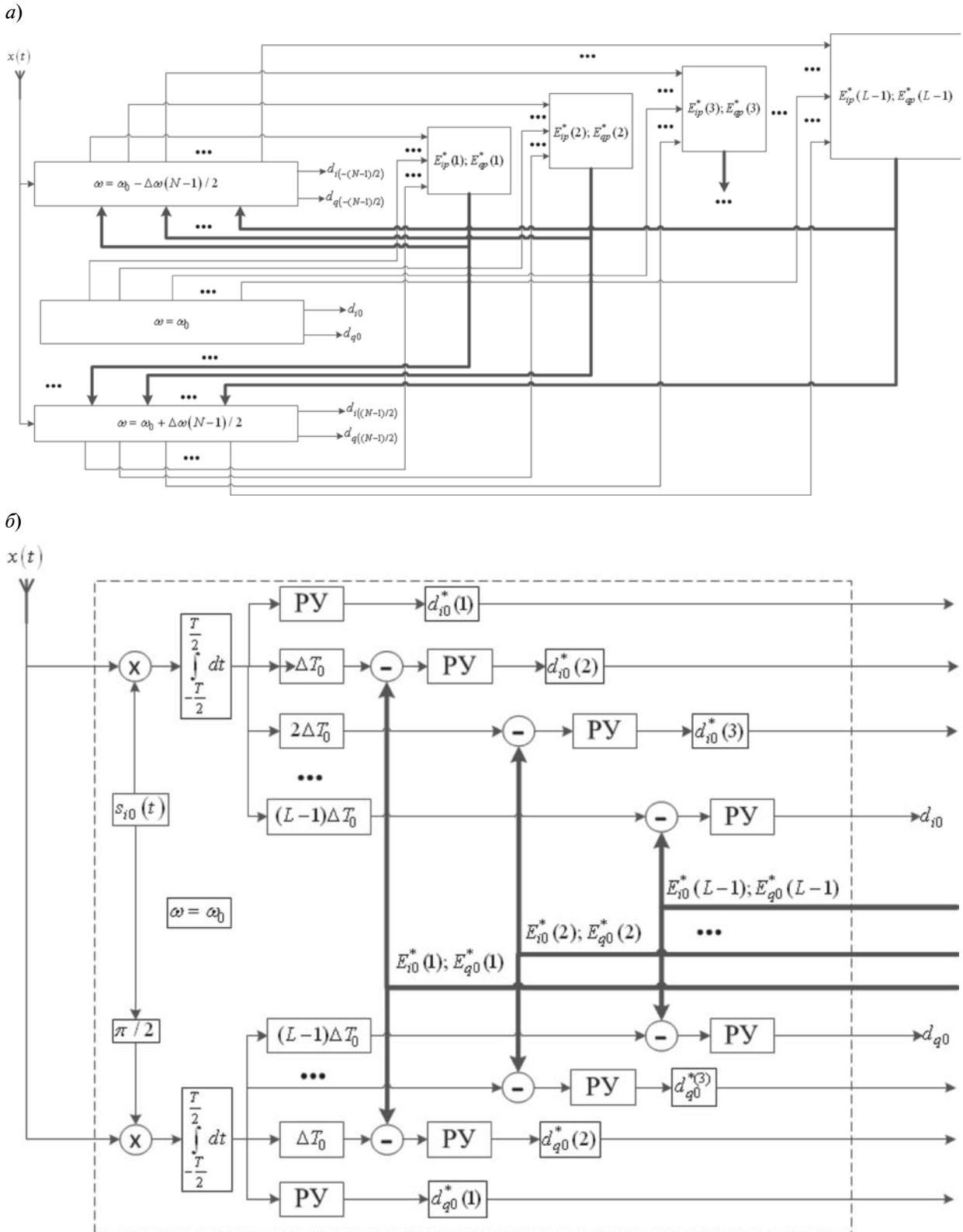


Рис. 1. Блок-схема алгоритма когерентного приема с компенсацией межканальной интерференции (7)

которых происходит компенсация межканальной интерференции. Такая компенсация осуществляется по цепи обратной связи. Линии задержки (рис. 1 б) необходимы для компенсации временной задержки, вызванной считыванием величин  $E_{ip}^*(k-1); E_{qp}^*(k-1)$  из блоков памяти.

При правильных значениях оценок принятых символов происходит коррекция результатов корреляционной обработки путем вычитания значений разности энергий (8) в соответствии с алгоритмом (7). При ошибочных значениях оценок, наоборот, условия приема сигналов существенно ухудшаются.

Рассмотрим алгоритм когерентного поэлементного приема многочастотных неортогональных сигналов по диаграмме состояний [6, 7]. Необходимо найти последовательность символов  $d_{i(-N-1)/2}, d_{q(-N-1)/2}, \dots, d_{i(N-1)/2}, d_{q(N-1)/2}$ , которая минимизирует значение целевой функции [9]:

$$Q = \int_{-T/2}^{T/2} |x(t) - s(t, d_{i(-N-1)/2}, d_{q(-N-1)/2}; \dots; d_{i(N-1)/2}, d_{q(N-1)/2})| dt, \quad (9)$$

где  $x(t)$  определяется из (2).

Диаграмма состояний приведена на рис. 2. В узлах данной диаграммы расположены все возможные комбинации символов  $d_{in}$  и  $d_{qn}$  (+1 +1; -1 +1; +1 -1; -1 -1), которые передаются на каждой поднесущей частоте  $\omega_0 + n\Delta\omega$  ( $n = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2$ ). Общее количество узлов равно  $4N$ . Из каждого выбранного узла возможно четыре перехода к узлам, соответствующим комбинациям символов, передаваемых на

соседних поднесущих частотах. Каждый путь по диаграмме состояний образуется от узла  $d_{i(-N-1)/2}, d_{q(-N-1)/2}$  до узла  $d_{i(N-1)/2}, d_{q(N-1)/2}$  и соответствует последовательности символов, по которой производится определение целевой функции (9). Количество возможных переходов между узлами в диаграмме состояний растет экспоненциально с ростом  $N$ .

Рассмотрим последовательное вычисление целевой функции (9). Для этого представим (9) в форме последовательной процедуры вычислений (по аналогии с алгоритмом Витерби).

На каждом шаге обработки производится расчет промежуточных значений целевой функции (обработка производится от поднесущей с номером  $-(N-1)/2$  до поднесущей с номером  $(N-1)/2$ ):

$$Q(r) = \int_{-T/2}^{T/2} |x(t) - s(t, d_{i(-N-1)/2}, d_{q(-N-1)/2}; \dots; d_{i(r)}, d_{q(r)})| dt \quad (10)$$

$$s(t, d_{i(-N-1)/2}, d_{q(-N-1)/2}; \dots; d_{i(r)}, d_{q(r)}) = \sum_{n=-(N-1)/2}^r s(t, d_{in}, d_{qn}),$$

$$r = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2.$$

Рекуррентная запись выражения (10) имеет вид:

$$Q(r) = Q(r-1) + V(r),$$

$$V(r) = \int_{-T/2}^{T/2} |x(t) - s(t, d_{ir}, d_{qr})| dt,$$

$$r = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2.$$

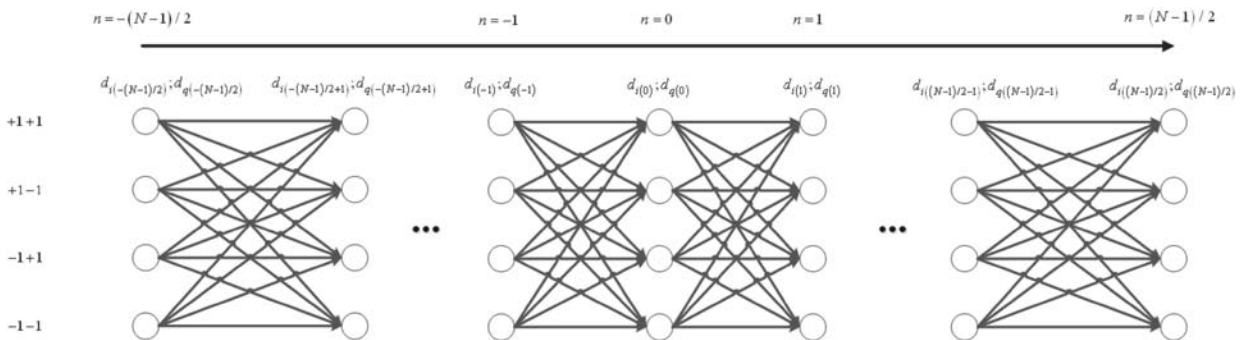


Рис. 2. Диаграмма состояний

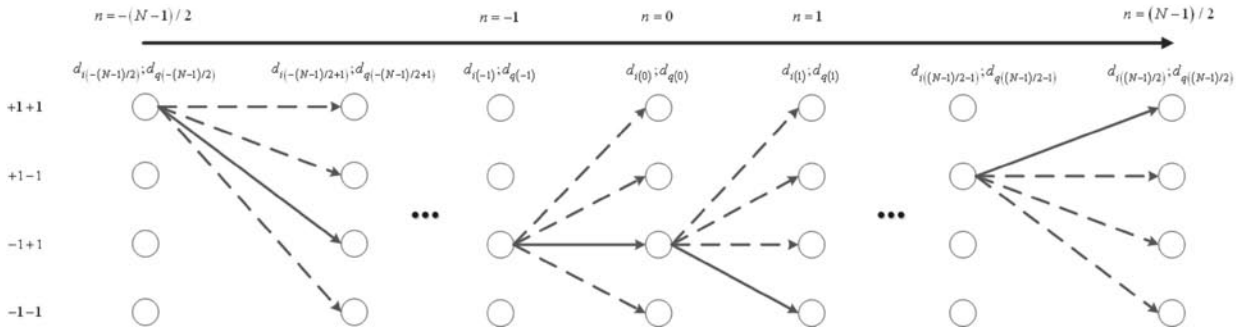


Рис. 3. Диаграмма состояний и переходов для случая последовательной процедуры вычисления целевой функции (10)

$$Q(-(N-1)/2) = V(-(N-1)/2) = \int_{-T/2}^{T/2} |x(t) - s(t, d_{i(-(N-1)/2)}, d_{q(-(N-1)/2)})| dt.$$

Таким образом, на каждом переходе между соседними поднесущими необходимо использовать при вычислении целевой функции сигналы, соответствующие уже принятым символам на предыдущих поднесущих частотах и всем возможным символам, передаваемым на данной поднесущей частоте.

Диаграмма состояний для случая выполнения последовательной процедуры вычисления целевой функции приведена на рис. 3. На каждом шаге вычисляется промежуточное значение целевой функции (10) для каждого из четырех возможных переходов. Далее выбирается переход, реализующий минимальное значение целевой функции. При любых принятых впоследствии символах результирующее значение целевой функции этих путей не станет лучше значения целевой функции «выжившего» пути (на рисунке обозначено сплошной линией). Таким образом, в памяти устройства обработки всегда содержится четыре пути, один из которых наиболее правдоподобный.

При реализации последовательной процедуры можно перейти от вычисления промежуточных значений целевой функции к вычислению метрики для каждого пути на основании следующего выражения:

$$D_n^k = \sqrt{\int_{-T/2}^{T/2} (x(t) - s(t, d_{i(-(N-1)/2)}, d_{q(-(N-1)/2)}; \dots; d_{i(k-1)}, d_{q(k-1)}, d_{ik}, d_{qk}))^2 dt}. \quad (11)$$

### Помехоустойчивость приема

Рассмотрим алгоритм (5) поэлементного когерентного приема сигналов на поднесущей частоте  $\omega_0$ , когда сигналы, передаваемые на соседних поднесущих, являются помехой. Определим вероятность ошибок при приеме сигналов на одной квадратурной составляющей в (5). Подставляя (2) в (5), получим:

$$A_0^2 \int_{-T/2}^{T/2} a^2(t) \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} [d_{in} \cos((\omega_0 + n\Delta\omega)t) + d_{qn} \sin((\omega_0 + n\Delta\omega)t)] \cos((\omega_0)t) dt + A_0 \int_{-T/2}^{T/2} n(t) a(t) \cos((\omega_0)t) dt \stackrel{d_{10}}{\geq} \stackrel{d_{20}}{<} 0. \quad (12)$$

Пусть  $a(t)$  имеет прямоугольный вид. Тогда (12) можно записать следующим образом:

$$\xi(t) \stackrel{>}{<} - E_0 d_{i0} - E_0 \sum_{\substack{n=-(N-1)/2 \\ n \neq 0}}^{(N-1)/2} \frac{d_{in}}{n\Delta\omega} \frac{T}{2} \sin\left(n\Delta\omega \frac{T}{2}\right), \quad (13)$$

где  $E_0 = \frac{1}{2} A_0^2 T$ ;  $\xi(t) = A_0 \int_{-T/2}^{T/2} n(t) \cos((\omega_0)t) dt \in$

$\in N \left\{ 0, \frac{N_0}{2} E_0 \right\}$  – случайная величина, имеющая нормальное распределение.

Используя следующее обозначение:

$$\alpha(d_{in|n \neq 0}) = \sum_{\substack{n=-(N-1)/2 \\ n \neq 0}}^{(N-1)/2} \frac{d_{in}}{n \Delta \omega \frac{T}{2}} \sin \left( n \Delta \omega \frac{T}{2} \right), \quad (14)$$

из (12) получим:

$$\xi(t) \underset{<}{\geq} - E_0 [d_{ik} + \alpha(d_{in|n \neq 0})]. \quad (15)$$

Вероятность ошибочного приема сигнала, расположенного на поднесущей частоте  $\omega_0$ , вычисляется по следующей формуле:

$$p_0(d_{in|n \neq 0}) = \frac{1}{2} - \frac{1}{4} \Phi \{ -\sqrt{2} h_0 [-1 + \alpha(d_{in|n \neq 0})] \} + \frac{1}{4} \Phi \{ -\sqrt{2} h_0 [1 + \alpha(d_{in|n \neq 0})] \}, \quad (16)$$

где  $h_0 = \sqrt{E_0 / N_0}$ .

Полная вероятность ошибочного приема на поднесущей частоте  $\omega_0$  может быть получена путем усреднения (16) по всем возможным реализациям символов, передаваемых на соседних поднесущих частотах. В частном случае ортогонального разнеса между поднесущими ( $\Delta f = 1/T$ ) формула (12) легко приводится к [5, 8]:

$$\alpha(d_{in|n \neq 0}) \Big|_{\Delta \omega = \frac{2\pi}{T}} = 0,$$

$$p_0 \Big|_{\Delta \omega = \frac{2\pi}{T}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \Phi \{ \sqrt{2} h_0 \}.$$

Зависимости полной вероятности ошибок  $p$  от отношения сигнал/шум для  $N = 5$  при разных значениях  $\Delta f T$  для алгоритма (5) приведены на рис. 4 а. Как следует из анализа представленных кривых, уменьшение частотного разнеса между поднесущими (значения  $\Delta f T$ ) приводит к появлению дополнительных энергетических потерь по отношению сигнал/шум при фиксированной вероятности ошибок. Так, например, при переходе от значения  $\Delta f T = 0,9$  к значению  $\Delta f T = 0,825$  в области вероятностей ошибок  $p = 10^{-3} - 10^{-4}$  дополнительные энергетические потери составляют более 5 дБ.

Определим помехоустойчивость приема при использовании алгоритма (8) с компенсацией межканальной интерференции путем имитационного моделирования для  $N = 5$  (рис. 4 б). Видно, что при использовании (8) для  $\Delta f T = 0,875$  дополнительные энергетические потери в области  $p = 10^{-3} - 10^{-4}$  составляют не более 1 дБ. При разнесе частот между поднесущими  $\Delta f = 0,75/T$  для  $p = 10^{-3}$  дополнительные энергетические потери составляют уже около 13 дБ. Данные результаты согласуются с [1, 2], согласно которым предельным

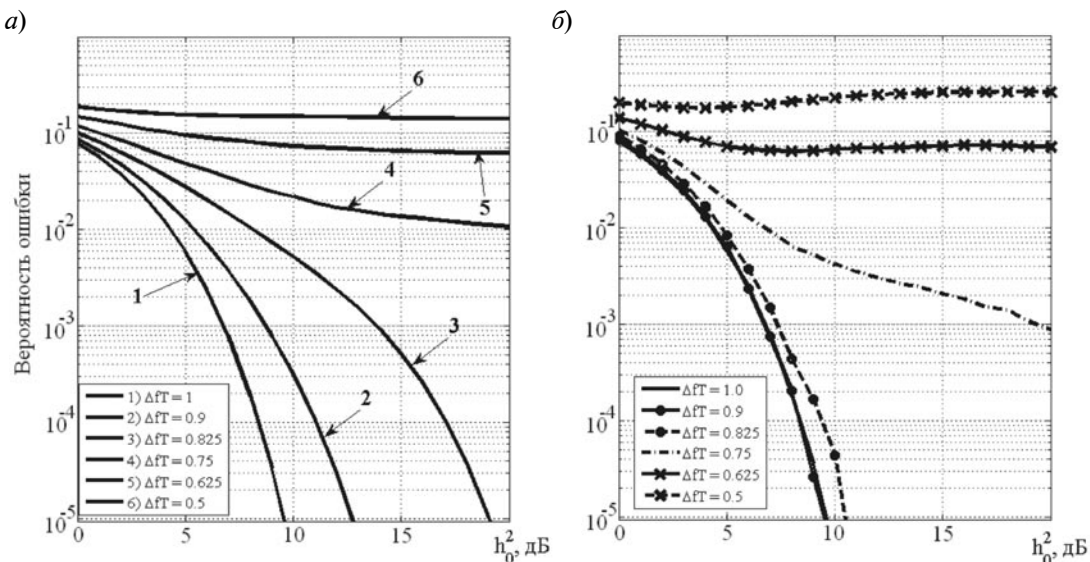


Рис. 4. Помехоустойчивость приема при использовании алгоритма (5) для  $N = 5$  (а); результаты имитационного моделирования приема сигналов в соответствии с алгоритмом (8) с компенсацией межканальной интерференции для  $N = 5$  (б)

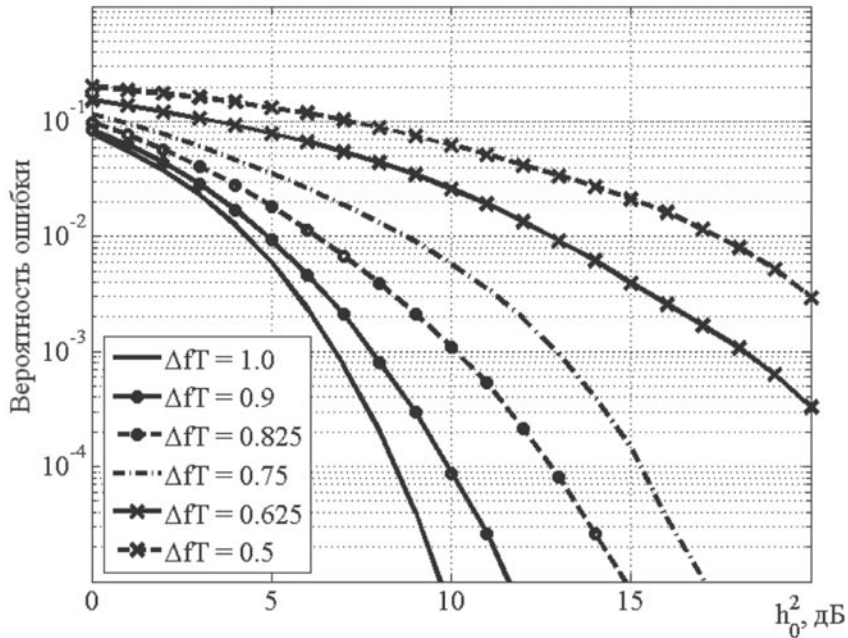


Рис. 5. Помехоустойчивость приема для алгоритма (10) при  $N = 5$

значением  $\Delta f$ , при котором помехоустойчивость приема сопоставима с помехоустойчивостью приема ортогональных сигналов, является  $\Delta f = 0,802/T$  (при дальнейшем уменьшении частотного разнеса наблюдается значительное увеличение энергетического проигрыша относительно ортогонального разнеса частот).

При еще большем уменьшении разнеса частот между поднесущими достоверность приема существенно снижается и при значении  $\Delta f = 0,5/T$  применение алгоритма (8) с компенсацией межканальной интерференции становится неэффективным. Заметим, что при использовании алгоритма с компенсацией межканальной интерференции из-за наличия цепи обратной связи (см. рис. 1) должен проявляться пороговый эффект, связанный с явлением группирования ошибочных решений символов  $d_{in}^*$ . Это приводит к тому, что эффективность применения алгоритма (8) должна становиться меньше, чем алгоритма (6). Как показывают результаты имитационного моделирования, данный эффект проявляется в областях малых (меньше единицы) отношений сигнал/шум.

Перейдем к оценке помехоустойчивости приема при использовании последователь-

ной процедуры вычислений (10). Результаты имитационного моделирования для  $N = 5$  приведены на рис. 5. Как видно, в отличие от алгоритма с компенсацией межканальной интерференции при уменьшении значения  $\Delta fT$  до значения 0,5 данный алгоритм остается эффективным.

При значении  $\Delta fT = 0,5$  дополнительные энергетические потери оказываются достаточно высокими и составляют в области  $p = 10^{-3}$  не менее 15 дБ. Кроме того, при значениях  $\Delta fT = 0,9$  алгоритм (10) оказывается менее эффективным, чем алгоритм с компенсацией межканальной интерференции (см. рис. 4 и 5). Это связано с тем, что при использовании последовательной процедуры вычислений (10) не удается в значительной степени компенсировать межканальную интерференцию в отличие от алгоритма (8).

Для повышения помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов предложен алгоритм с компенсацией межканальной интерференции. Структура такого алгоритма предполагает использование обратной связи по решению.

Получена последовательная процедура



вычислений целевой функции, на основе которой найдены диаграммы состояний. Последовательная процедура вычислений позволяет существенно повысить достоверность когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов.

Показано, что при использовании алгоритма с компенсацией межканальной интерференции для  $\Delta fT = 0,875$  дополнительные энергетические потери в области

$p = 10^{-3} - 10^{-4}$  составляют не более 1 дБ.

Для последовательной процедуры вычисления целевой функции при значении  $\Delta fT = 0,5$  дополнительные энергетические потери составляют в области вероятностей ошибок  $p = 10^{-3}$  не более 15 дБ. Кроме того, при значениях  $\Delta fT = 0,9$  эта процедура оказывается менее эффективной, чем алгоритм с компенсацией межканальной интерференции.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kanaras Y., Chorti A., Rodrigues M., Darwazeh I. An overview of optimal and sub-optimal detection techniques for a non orthogonal spectrally efficient FDM // LCS/NEMS'09. London, 2009.
2. Clegg R.G., Isam S., Kanaris I., Darwazeh I. A practical system for improved efficiency in frequency division multiplexed wireless networks // IET Communications. 2012. Vol. 6. Iss. 4. Pp. 449–457.
3. Слюсар В.И. Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов. Ч. 1. // Технологии и средства связи. 2013. № 5. С. 1–7.
4. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. М.: Радио и связь, 1988.
5. Макаров С.Б., Рашич А.В. Снижение пик-фактора сигналов с ортогональным частотным уплотнением // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2008.

№ 2(55). С. 79–84.

6. Макаров С.Б., Рашич А.В. Метод формирования спектрально-эффективных OFDM-сигналов на основе неортогональных базисных функций // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2009. № 2(76). С. 94–98.

7. Макаров С.Б., Рашич А.В. Формирование и прием спектрально-эффективных сигналов с OFDM // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2011. № 6-2(138). С. 19–26.

8. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.

9. Макаров С.Б., Марков А.М. Прием в «целом» случайных последовательностей частотно-манипулированных сигналов с межсимвольной интерференцией // Радиотехника. 2011. № 3. С. 46–51.

#### REFERENCES

1. Kanaras Y., Chorti A., Rodrigues M., Darwazeh I. An overview of optimal and sub-optimal detection techniques for a non orthogonal spectrally efficient FDM. *LCS/NEMS'09*, London, UK, 2009.
2. Clegg R.G., Isam S., Kanaris I., Darwazeh I. A practical system for improved efficiency in frequency division multiplexed wireless networks, *IET Communications*, 2012, Vol. 6, Iss. 4, Pp. 449–457.
3. Slyusar V.I. Neortogonalnoye chastotnoye multipleksirovaniye (N-OFDM) signalov. Chast 1, *Tekhnologii i sredstva svyazi*, 2013, No. 5, Pp. 1–7. (rus)
4. Makarov S.B., Tsikin I.A. Peredacha diskretnykh soobshcheniy po radiokanalam s ogranichennoy polosoy propuskaniya. Moscow: Radio i svyaz Publ., 1988. (rus)
5. Makarov S.B., Rashich A.V. Snizheniye pik-faktora signalov s ortogonalnym chastotnym

uplotneniyem, *Nauchno-tekhnicheskiye vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie*, St. Petersburg: SPbGPU Publ., 2008, No. 2(55), Pp. 79–84. (rus)

6. Makarov S.B., Rashich A.V. Metod formirovaniya spektralno-effektivnykh OFDM-signalov na osnove neortogonalnykh bazisnykh funktsiy. *Nauchno-tekhnicheskiye vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie*, St. Petersburg: SPbGPU Publ., 2009, No. 2(76), Pp. 94–98. (rus)

7. Makarov S.B., Rashich A.V. Formirovaniye i priyem spektralno-effektivnykh signalov s OFDM. *Nauchno-tekhnicheskiye vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie*, St. Petersburg: SPbGPU Publ., 2011, No. 6-2(138), Pp. 19–26. (rus)

8. Feyer K. Besprovodnaya tsifrovaya svyaz. Metody modulyatsii i rasshireniya spektra. Per. s angl.

Moscow: Radio i svyaz Publ., 2000, 520 p. (rus)

9. **Makarov S.B. Markov A.M.** Priyem v  
«tselom» sluchaynykh posledovatelnostey chastotno-

manipulirovannykh signalov s mezhsimvolnoy  
interferentsiyey, *Radiotekhnika*, 2011, No. 3,  
Pp. 46–51. (rus)

---

**МАКАРОВ Сергей Борисович** — директор *Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета*, доктор технических наук, профессор.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

**MAKAROV, Sergey B.** *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

**ЗАВЬЯЛОВ Сергей Викторович** — ассистент кафедры радиоэлектронных средств защиты информации, *Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.*

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

E-mail: sz5@mail.ru

**ZAVYALOV, Sergey V.** *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

E-mail: sz5@mail.ru