Устойчивый к эффекту Доплера прием М-ичных ортогональных хаотических широкополосных сигналов для мобильных мультимедийных систем передачи информации

Doppler-resistant reception of multifrequent M-ary orthogonal chaotic broadband signals for mobile multimedia communications

САЛТЫКОВ / SALTYKOV A.
Антон Радиевич
(kenigas@mail.ri)
аспирант СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург

Ключевые слова: М-ичные ортогональные многочастотные хаотические широкополосные сигналы – Multicarrier M-ary orthogonal chaotic spread spectrum signals; эффект Доплера – Doppler effect; мультимедийная система передачи информации – multimedia communication; квадратурные составляющие – quadrature components; канал с постоянными параметрами – channel with constant parameters; канал с независимыми Релеевскими замираниями – channel with uncorrelated Rayleigh fadind.

В этой статье рассматривается и анализируется применение новых М-ичных ортогональных многочастотных хаотических широкополосных сигналов (MC-MO-CSSS) для борьбы с доплеровским расширением спектра сигнала в условиях дискретной многолучевости. В результате компьютерного моделирования исследованы характеристики новых сигналов, показаны их преимущества по сравнению с сигналами, используемыми в современных мобильных мультимедийных системах передачи информации. На основе методов оптимальной нелинейной фильтрации смешанных дискретно-непрерывных Марковских процессов мы предлагаем структуру приемника таких сигналов. В заключительной части производятся аналитические оценки помехоустойчивости приема для постоянного канала и канала с независимыми Релеевскими замираниями на поднесущих.

In this paper the application of novel multicarrier M-ary orthogonal chaotic spread spectrum signals (MC-MO-CSSS) for Doppler spread spectrum resistant in the conditions of a discrete multi beam signal is considered and analyzed. Characteristics of MC-MO-CSSS with their benefits for modern mobile multimedia communications have been investigated and shown by means of computer simulations. We propose a reception of MC-MO-CSSS with evaluation of channel parameters based on the optimum nonlinear filtering theory methods with discrete-continuous Markov processes. Finally, the analytical estimations of the reception noise stability for both constant channel and channel with uncorrelated Rayleigh fading on subcarriers are carried out.

Рассмотрено и проанализировано применение М-ичных ортогональных многочастотных хаотических широкополосных сигналов (multicarrier M-ary orthogonal chaotic spread spectrum signals – MC-MO-CSSS) для борьбы с доплеровским расширением спектра сигнала в условиях дискретной многолучевости. На основе методов оптимальной нелинейной фильтрации смешанных дискретно-непрерывных Марковских процессов определена структура приемника таких сигналов. Произведена аналитическая оценка помехоустойчивости приема для постоянного канала и для случая независимых Релеевских замираний на поднесущих.

ВВЕДЕНИЕ

Системы передачи информации с использованием ортогонального частотного уплотнения (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) в силу удобства реализации процедур модуляции и демодуляции на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) и его инверсии нашли широкое применение в ряде стандартов: цифровое радиовещание (Digital Audio Broadcasting – DAB), наземное цифровое видеовещание (Digital Video Broadcasting – Terrestrial – DVB-T) и т.д. [1, 2]. Однако применение систем, построенных на основе этих стандартов для подвижных систем связи, оказывается неэффективным из-за появления межканальных и межсимвольных искажений, возникающих в результате доплеровского расширения спектра сигнала [3]. Для борьбы с этим явлением можно использовать М-ичные ортогональные многочастотные хаотические широкополосные сигналы (MC-MO-CSSS), методы формирования и приема которых, а также их свойства рассмотрены в работе [6].

Ключевым моментом при приеме таких сигналов является обеспечение оценивания параметров канала и квазикогерентное сложение составляющих сложного сигнала. Для этой цели целесообразно использовать аппарат оптимальной фильтрации дискретно-непрерывных Марковских процессов [6, 8]. Он позволяет определить структуру приемника с оцениванием параметров, близкую к оптимальной без наличия стандартного N-точечного БПФ на приемной стороне.

МОДЕЛЬ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ КАНАЛА СВЯЗИ

Канал связи с воздушным судном имеет свою специфику, определяемую в первую очередь высокой скоростью движения воздушного судна, которая может достигать 1000 км/ч и более, и возникающим при этом эффектом Доплера. Он приводит к двум явлениям: доплеровскому сдвигу спектра сигнала и доплеровскому расширению спектра сигнала.

Многолучевость в совокупности с эффектом Доплера приводит к селективным по времени и частоте замираниям. Скорость изменения огибающей и мгновенной частоты зависит от скорости движения воздушного судна, а также количества и расположения отражателей. В интересующем нас диапазоне скоростей передачи информации параметры сигнала могут изменяться на протяжении длительности информационных посылок. На разных частотах спектра сигнала значения огибающей и фазы различны. Указанные явления вызваны интерференцией лучей с различными изменяющимися во времени задержками распространения.

Аналитическое выражение для ансамбля MC-MO-CSSS имеет следующий вид [6]:

$$S_{ri}(t) = S(t, \dot{\bar{\theta}}^{r}(q)) =$$

$$= \mathrm{Re}\left\{ \sum_{i=1}^{m} \sum_{c=1}^{l} rect\left[t-(c-1)t\right] \dot{\theta}^{r}(q) e^{j\omega_i t} \right\}, \quad (1)$$

где $(q-1)T \le t \le qT$ – номер тактового интервала (ТИ) длительностью T; $r=\overline{1,M}$ – номер сигнала в ансамбле, i – номер частотной составляющей в сигнале; m – их количество; $c=\overline{1,l}$ – номер временного субэлемента сигнала (l – их количество на длительности Т), $t_i = \frac{T}{l}$ – длительность субэлемента сигнала;

$rect\left[t-(c-1)t_u\right] = \begin{cases} 1, & (c-1)t_u \le t < ct_u \\ & \text{при других } t \end{cases}$ – стробирующая функция;

$\dot{\theta}_{ic}^{\,r}(q) = \mu_{1ic}^{(r)}(q) - j\mu_{2ic}^{(r)}(q)$ – комплексные информационные параметры сигнала;

$\left\{\mu_{1ic}^{(r)}(q)\right\}, \left\{\mu_{2ic}^{(r)}(q)\right\}$ – матрицы аналоговых величин, определяющих r-й сигнал на q-м тактовом интервале из ансамбля. Эти матрицы вычисляются из условия ортогональности сигналов в ансамбле. Как следует из анализа, проведенного в работе [6], корреляционные свойства MC-MO-CSSS близки к свойствам шума. Это позволяет выделить отдельные лучи, обработать их, когерентно сложить и осуществить демодуляцию сигнала.

В дальнейшем ограничимся случаем параллельных широкополосных сигналов, т.е. будем полагать в (1) $l = 1$. С учетом дискретизации в моменты времени t_k принимаемую смесь можно записать в виде выражений:

$$y(t_k) = S^{(r)}(t_k) + n(t_k), \quad (2)$$

$$S^{(r)}(t_k) = \sum_{l=1}^{L} \gamma_l \sum_{d=d(1)}^{d(B)} g_l^d \left[t_k - dT - \right.$$

$$\left. - t_k(l)\right] \sum_{i=1}^{m} f(t_k - dT - \tau_k(l)) S_{V_{ik}}^{(r)}(l), \quad (3)$$

где: $S^{(r)}(t_k)$ r-й вариант сигнала на выходе многолучевого канала, причем в (3) l – номер луча; L – количество лучей; y_l – индикаторная переменная, принимающая значения 1 или 0 в зависимости от того, присутствует или отсутствует l-й луч; $g_l^d\left[t_k - dT - t_k(l)\right]$ – стробирующая функция; $t_k(l)$ – задержка l-го луча; $d(l)$, $d(B)$ – задают начало и окончание обработки сигнала.

В выражении (3) составляющие сигнала в l-м луче на i-й поднесущей с учетом различных коэффициентов передачи канала на поднесущих описываются как:

$$S_{V_{ik}}^{(r)}(l) = \lambda_{1ik}(l)S_{ik}^{(r)}(l) - \lambda_{2ik}(l)\tilde{S}_{ik}^{(r)}(l), \quad (4)$$

где $S_{ik}^{(r)}(l)$ и $\tilde{S}_{ik}^{(r)}(l)$ – сопряженные по Гильберту составляющие сигнала в l-м луче на i-й поднесущей с учетом эффекта Доплера. Так, $S_{ik}^{(r)}(l)$ имеет следующий вид:

$$S_{ik}^{(r)}(l) = \mu_{1ik}^{(r)}(l)\cos\left[(\omega_c + \omega_i)t_k + \phi_{lk} + \varphi_{lik}\right] + \\ + \mu_{2ik}^{(r)}(l)\sin\left[(\omega_c + \omega_i)t_k + \phi_{lk} + \varphi_{lik}\right]. \quad (5)$$

Квадратурные составляющие КС коэффициента передачи в l-м луче будем описывать следующими рекуррентными уравнениями:

$$\lambda_{1i(k+1)}(l) = \lambda_{1i0}(l) + \tilde{\lambda}_{1i(k+1)}(l), \quad (6)$$

$$\lambda_{2i(k+1)}(l) = \lambda_{2i0}(l) + \tilde{\lambda}_{2i(k+1)}(l), \quad (7)$$

где $\lambda_{1i0}(l)$ и $\lambda_{2i0}(l)$ – постоянные, известные значения квадратурных составляющих коэффициента передачи канала в l-м луче на i-й поднесущей. Переменные составляющие КС в l-м луче на i-й поднесущей будем описывать следующими рекуррентными стохастическими уравнениями (РСУ):

$$\tilde{\lambda}_{1i(k+1)}(l) = \alpha\tilde{\lambda}_{1ik}(l) + \sigma n_{1ik}(l), \quad (8)$$

$$\tilde{\lambda}_{2i(k+1)}(l) = \alpha\tilde{\lambda}_{2ik}(l) + \sigma n_{2ik}(l), \quad (9)$$

где $n_{1ik}(l)$, $n_{2ik}(l)$ – взаимно независимые для различных i, k, l случайные величины (СВ) с нулевыми математическими ожиданиями и единичными дисперсиями.

Изменение фаз в l-м луче в результате эффекта Доплера будем моделировать следующей системой РСУ:

$$\phi_{k+1}(l) = \psi_{k+1}(l) + \Delta\omega_{k+1}(l)t_{k+1}, \quad (10)$$

$$\psi_{k+1}(l) = \psi_k(l) + \rho\omega_{k(l)} + \sigma_2 n_{1k}(l) + \sigma_3 n_{2k}(l), \quad (11)$$

$$\omega_{k+1}(l) = \gamma_1\omega_k(l) + \sigma_1 n_{1k}(l), \quad (12)$$

$$\Delta\omega_{k+1}(l) = \Delta\omega_k(l), \quad (13)$$

$$\varphi_{ik+1}(l) = \gamma_\varphi\varphi_{ik}(l) + \sigma_\varphi n_{\varphi k}(l), \quad (14)$$

где $\phi_{k+1}(l)$ – общая фаза в l-м луче; $\Delta\omega_{k+1}(l)$ – постоянный частотный сдвиг в l-м луче; $\psi_{k+1}(l)$ – фазовый сдвиг в l-м луче, обусловленный флуктуациями частоты; $\rho, \sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_\varphi, \gamma_1, \gamma_\varphi$ – коэффициенты, определяющие мощность и ширину спектра флуктуации соответствующих параметров; $n_{1k}(l)$, $n_{2k}(l)$, $n_{\varphi k}(l)$ – взаимно независимые для различных i, k, l СВ с нулевыми математическими ожиданиями и единичными дисперсиями.

ПРИЕМНИК С ОЦЕНИВАНИЕМ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА

При построении приемника аналогично работе [6] был использован аппарат оптимальной нелинейной фильтрации дискретно-непрерывных Марковских процессов в дискретном времени и последующий переход к упрощенному алгоритму приема с обратной связью по решению АОСР. Фильтрации подлежит вектор непрерывных параметров в l-м луче:

$$\overline{x}_{k+1} = \{\lambda_{11(k+1)}(l), \lambda_{21(k+1)}(l), \varphi_{1(k+1)}(l), \ldots$$
$$\lambda_{1m(k+1)}(l), \lambda_{2m(k+1)}(l), \varphi_{m(k+1)}(l), \ldots$$
$$\psi_{k+1}(l), \omega_{k+1}(l), \Delta\omega_{k+1}(l), t(l), \tau_{k+1}(l)\}, \quad (15)$$

причем $l = \overline{1, L}$ и векторный информационный параметр $\dot{\theta}^{r}(q)$.

В результате, для сформулированной выше задачи был получен алгоритм приема, приведенный лишь частично. Так, соотношения для фильтрации КС имеют вид:

$$\tilde{\lambda}_{k+1}^{*(d-1)}\ l = \tilde{\lambda}_{1(k+1)}^{*(d-1)}\ l + \lambda_{10}\ l, \quad (16)$$

$$\tilde{\lambda}_{1i(k+1)}^{*(d-1)}(l) = \alpha\tilde{\lambda}_{1ik}^{*(d-1)} +$$
$$+ K_{\lambda}\{\gamma_l g_l^{(d-1)}[t_{k+1} - (d-1)T - t(l)] \times$$
$$\times f(t_{k+1} - (d-1)T - \tau_k(l)) \cdot [U_{il}^{(d-1)}(t_{k+1})\mu_{1i}^{(r)}(l) +$$
$$+ V_{il}^{(d-1)}(t_{k+1})\mu_{2i}^{(r)}(l)] - \sum_{c}\gamma_c \sum_{d=d(1)}^{d(B)} \gamma_l g_l^{(d-1)}[t_{k+1} -$$
$$-(d-1)T - t(l)] \cdot f(t_{k+1} - (d-1)T - \tau_k(l)) \times$$
$$\times[\lambda_{1i(k+1)}^{o}(c)a_{2i} + \lambda_{2i(k+1)}^{o}(c)a_{4i}]\}, \quad (17)$$

где:

$$a_{2i} = 0{,}5[\cos(\phi_{ic(k+1)}^{o} - \phi_{il(k+1)}^{o}) f_{1i}^{(r)}(c,l) -$$
$$-\sin(\phi_{ic(k+1)}^{o} - \phi_{il(k+1)}^{o}) f_{2i}^{(r)}(c,l)], \quad (18)$$

$$a_{4i} = 0{,}5[\cos(\phi_{ic(k+1)}^{o} - \phi_{il(k+1)}^{o}) f_{2i}^{(r)}(c,l) -$$
$$-\sin(\phi_{ic(k+1)}^{o} - \phi_{il(k+1)}^{o}) f_{1i}^{(r)}(c,l)], \quad (19)$$

$$f_{1i}^{(r)}(c,l) = \mu_{1i}^{(r)}(c)\mu_{1i}^{(r)}(l) + \mu_{2i}^{(r)}(c)\mu_{2i}^{(r)}(l), \quad (20)$$

$$f_{2i}^{(r)}(c,l) = \mu_{1i}^{(r)}(c)\mu_{2i}^{(r)}(l) - \mu_{1i}^{(r)}(l)\mu_{2i}^{(r)}(c). \quad (21)$$

Значками «о» обозначены предварительные оценки параметров для моментов времени t_{k+1}, вычисленные с использованием априорных уравнений параметров (13)–(15) известным образом [8].

Уравнения фильтрации Доплеровских параметров имеют вид:

$$\psi_{k+1}^{*}(l) = \psi_k^{*}(l) + \rho\omega_k^{*}(l) + (K_{\psi\psi} + K_{\psi\Delta\omega}t_k)F_{\psi}, \quad (22)$$

$$\omega_{k+1}^{*}(l) = \gamma_1\omega_k^{*}(l) + (K_{\omega\psi} + K_{\omega\Delta\omega}t_k)F_{\psi}, \quad (23)$$

$$\Delta\omega_{k+1}^{*}(l) = \Delta\omega_k^{*}(l) + (K_{\Delta\omega\psi} + K_{\Delta\omega\Delta\omega}t_k)F_{\psi}. \quad (24)$$

Выражения для функций F_{φ_i} и F_{ψ} здесь не приводятся. Правило принятия решения о приеме *r*-го варианта сигнала на интервале обработки с номером *d* имеет вид:

$$J_r^{(d)} > J_p^{(d)}, \quad (25)$$

т.е. принимается решение в пользу сигнала, для которого *r* наибольшее.

В (25) величины $J_r^{(d)}$ в вычисляются следующим образом:

$$J_r^{(d)} = \sum_{l=1}^{L}\gamma_l \sum_{d=d(1)}^{d(B)} \sum_{i=1}^{m} J_{ri}^{(d)}(l), \quad (26)$$

$$J_{ri}^{(d)}(l) = \lambda_{1i}^{*(d-1)}[\mu_{1i}^{(r)}(l)J_{11i}(l) + \mu_{2i}^{(r)}(l)J_{12i}(l)] -$$
$$-\lambda_{2i}^{*(d-1)}[\mu_{1i}^{(r)}(l)J_{12i}(l) - \mu_{2i}^{(r)}(l)J_{11i}(l)], \quad (26)$$

$$J_{11i}(l) = \Delta\sum g_l^{(d)}[t_{k+1} - dT - t(l)] f_i(t_{k+1} -$$
$$-dT - \tau_k(l))U_i^{d}(t_{k+1}), \quad (27)$$

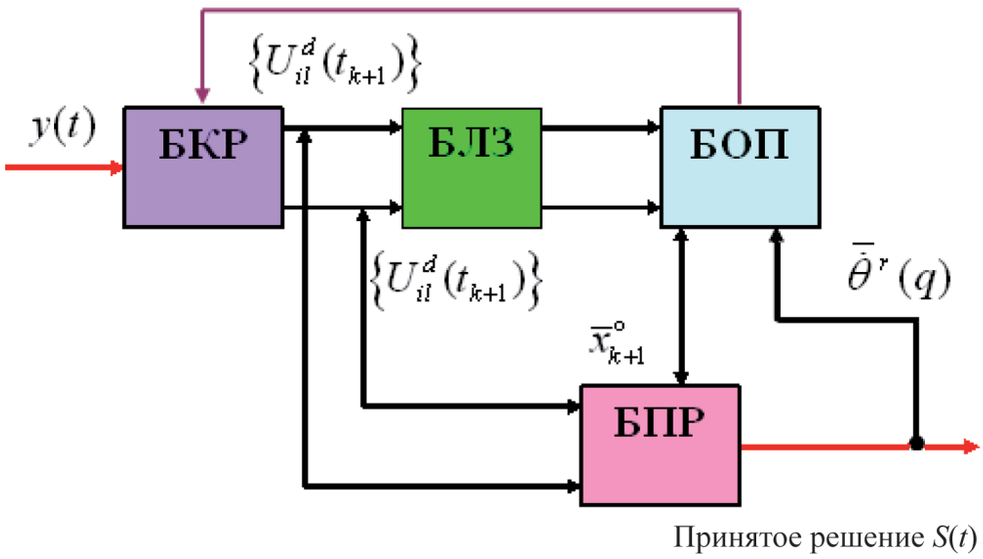


Рис. 1. Упрощенная блок-схема приемника

$$J_{12i}(l) = \Delta \sum g_l^{(d)} \left[t_{k+1} - dT - t(l) \right] f_i(t_{k+1} - \\ - dT - \tau_k(l)) V_i^d(t_{k+1}). \qquad (28)$$

Структура приемника, реализующая указанные уравнения, приведена на рис. 1. На входе блока квадратурных расщепителей (БКР) производится вычисление отсчетов квадратурных составляющих (КС) принимаемой смеси $y(t)$, при этом используются оценки параметров сигнала. В блоке принятия решения (БПР), работающем согласно (25), на q-м ТИ с использованием оценок на предыдущем ТИ принимается решение о номере r принятого сигнала $s(t)$. Оценка непрерывных параметров производится в блоке оценки параметров (БОП) согласно (16)–(24), как результат обработки КС, задержанных в блоке линий задержки (БЛЗ) на время T, с использованием принятого решения о дискретном информационном параметре $\bar{\dot{\theta}}^{r}(q)$. Как следует из вышеизложенного, при построении приемника не постулируется наличие на приемной стороне БПФ. Требуемые для работы приемника отсчеты КС могут быть вычислены с использованием известных рекуррентных БПФ. Работоспособность приемника была проверена путем моделирования на персональном компьютере (ПК).

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА

Оценка помехоустойчивости приема производилась аналитическим методом при следующих упрощающих предположениях: при идеальной точности оценивания доплеровских параметров и КС коэффициента передачи, а также для однолучевой модели. Рассмотрены модели канала: канал с постоянными параметрами и канал с некоррелированными замираниями на поднесущих по законам Релея.

Для случая постоянного канала, воспользовавшись верхней границей для случая М-ичных сигналов [9], можно показать, что вероятность ошибки на 1 бит удовлетворяет неравенству:

$$P_b \le \frac{M}{4}\left[1 - \phi\left(\sqrt{h_b^2 \log_2 M}\right)\right], \qquad (28)$$

$$\phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x e^{-\frac{\eta^2}{2}} d\eta, \qquad (29)$$

где h_b^2 – суммарное отношение «сигнал – шум» на входе приемника, приходящееся на 1 бит информации.

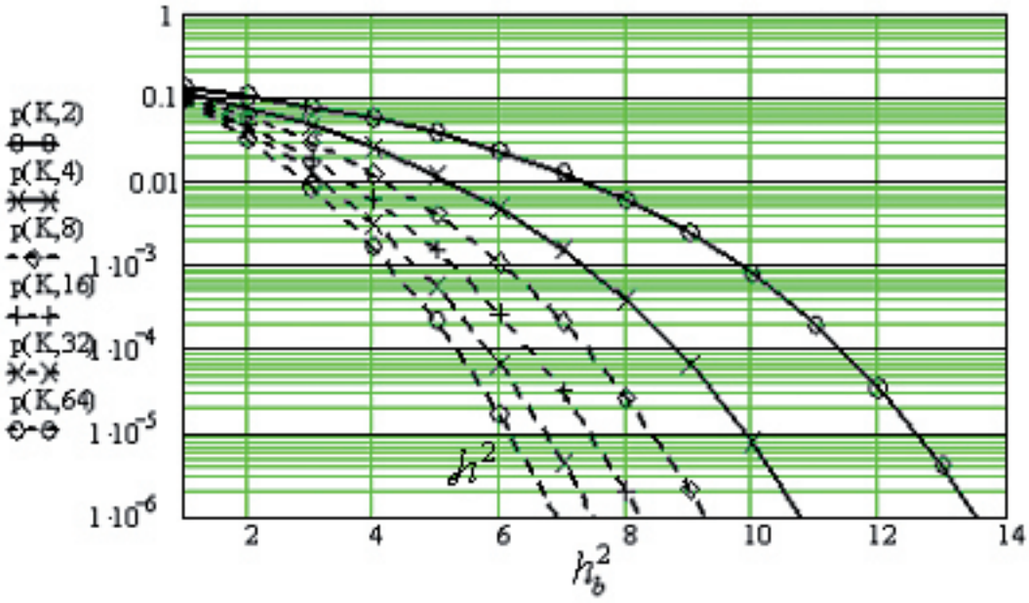
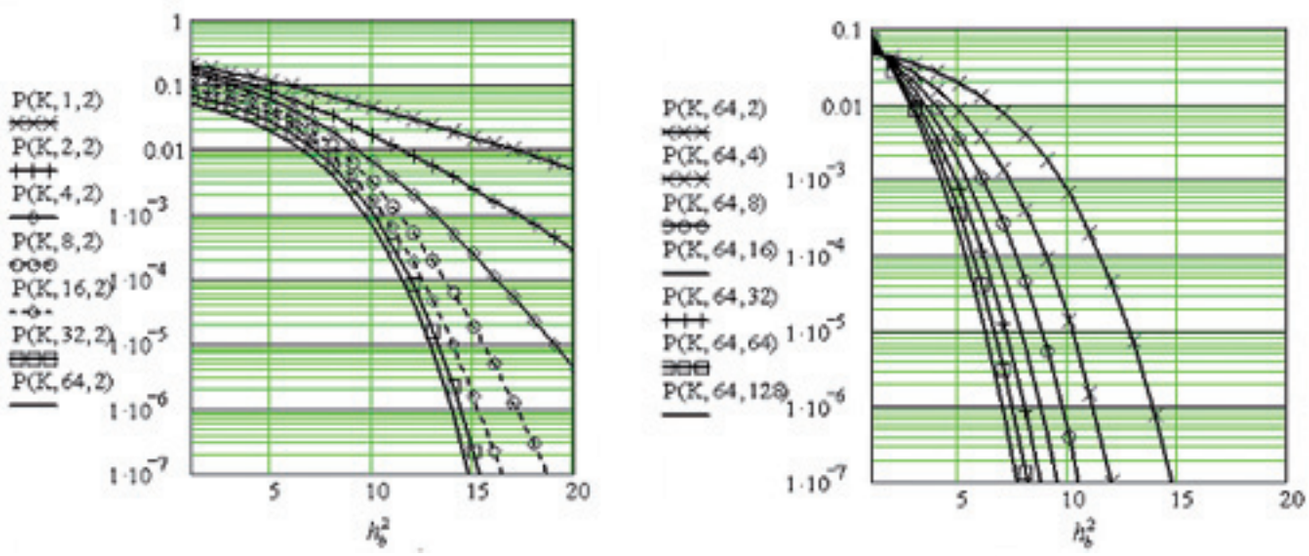


Рис. 2. Зависимости $P_b = f(h_b^2)$ для постоянного канала при различном числе сигналов в ансамбле



а *б*

Рис. 3. Зависимости $P_b = f(h_b^2)$ для канала с независимыми релеевскими замираниями; *а* – при различном числе поднесущих; *б* – при различном числе сигналов в ансамбле для m = 64

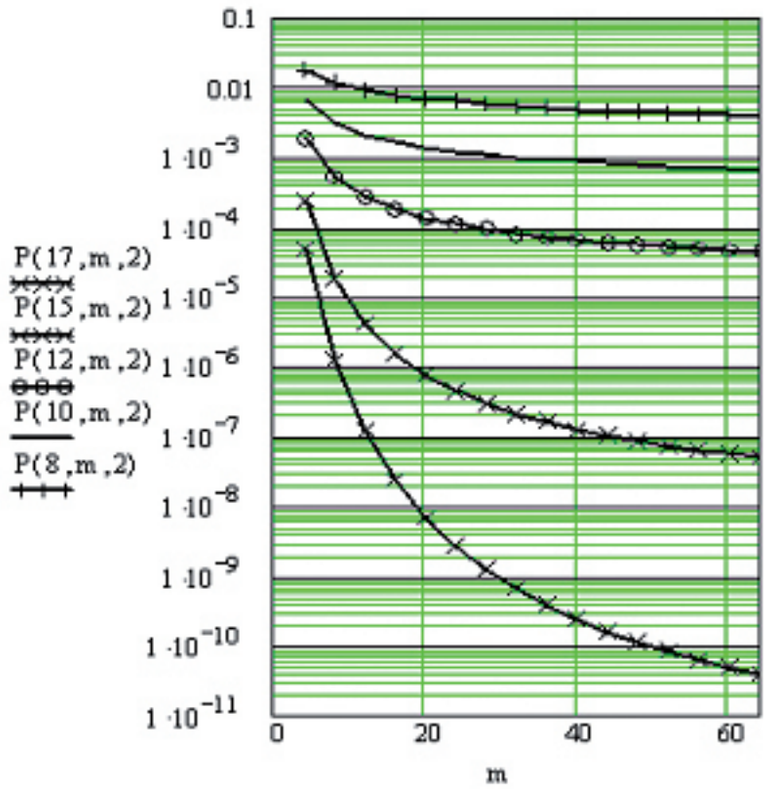


Рис. 4. Зависимости $P_b = f(m)$ для различных h_b^2 = 8, 10, 12, 15, 17 при M = 2 для канала с независимыми релеевскими замираниями на поднесущих

На рисунке 2 приведены графики зависимостей $P_b = f(h_b^2)$ для различных $M = 2–64$, которые свидетельствуют о наличии энергетического выигрыша при переходе к М-ичным сигналам при сохранении h_b^2. Для постоянного канала существует зависимость от h_b^2 безотносительно m.

Для канала с независимыми замираниями на поднесущих по закону Релея воспользуемся верхней границей для приема М-ичных сигналов [9] и соотношениями для вероятности ошибки для ортогональных сигналов [7]. В результате получим верхнюю границу вероятности ошибки на 1 бит:

$$P_b \le \frac{MC_{2m-1}^{m}}{2^{m+1}} \frac{1}{h_b k + 2} \left[1 + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{N} \prod_{j=1}^{i-1} \frac{(m+j)(0{,}5+j)}{i!(m+1+j)} \left(\frac{2}{h_b k + 2} \right)^{i} \right], \quad (32)$$

$$k = \frac{\log_2 M}{m}, \quad (33)$$

где h_b^2 – по аналогии с (26), k – коэффициент, учитывающий уменьшение средней мощности передатчика, приходящейся на одну поднесущую, с ростом m; N выбирается в зависимости от требуемой точности отсчетов.

На рисунке 3, *а* приведены зависимости $P_b = f(h_b^2)$ для различного числа поднесущих $m = 1–64$ для двоичных сигналов. Как видно из сравнения графиков на рис. 3, *а* и рис. 2, с увеличением m канал с переменными параметрами по помехоустойчивости приближается к каналу с постоянными параметрами.

На рисунке 3, *б* приведены зависимости $P_b = f(h_b^2)$ для различных $M = 2–128$ при $m = 64$. Отсюда видно, что вероятность ошибки уменьшается с ростом M и для канала с замираниями. На рисунке 4 показаны зависимости $P_b = f(m)$ для различных значений h_b^2 для двоичных сигналов. Отсюда видно, что в зависимости от значения k_b^2 целесообразно выбирать количество поднесущих, не превышающее определенной величины, выше которой помехоустойчивость растет незначительно.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рассмотрен один из возможных вариантов обеспечения устойчивого к эффекту Доплера приема для мультимедийных систем передачи информации. Использование MC-MO-CSSS и приемника, обеспечивающего оценивание параметров сигнала на поднесущих, разделение лучей многолучевого сигнала, их обработку с последующим сложением энергии лучей может обеспечить устойчивый к эффекту Доплера прием.

Моделирование на ПК предложенного приемника показало его работоспособность. Аналитическая оценка помехоустойчивости свидетельствует о хороших потенциальных возможностях как MC-MO-CSSS, так и алгоритма их приема.

Литература

1. *Floch B., Halbert-Lassalle R., Castelain D.* Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers // IEEE Trans. Consumer Electronics. – Vol. 73. – № 4. – P. 30-34.

2. *Russel M., Stuber G.* Terrestrial digital video broadcasting for mobile reception using OFDM // Special Issue on MCC, Wireless Personal Communication. – Vol. 2. – № 1, 2. – 1995. – P. 45–46.

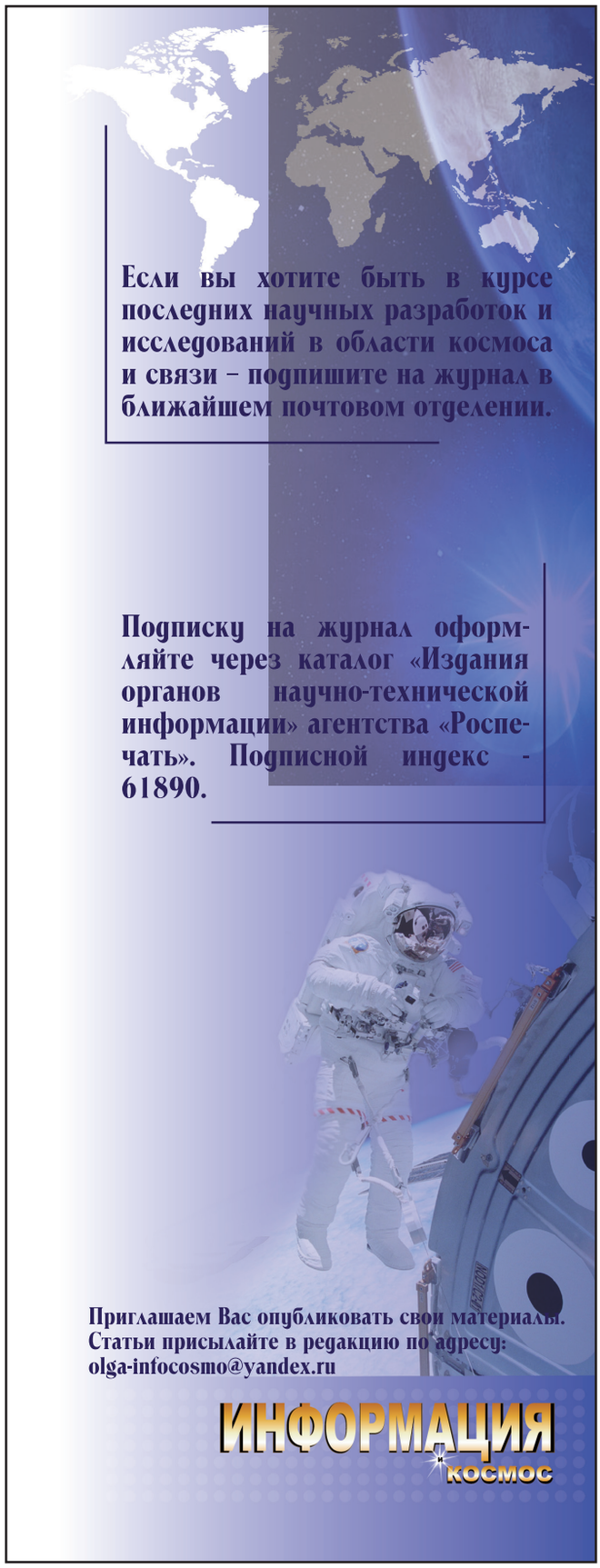
3. *Robertson P., Kaiser S.* Effects of Doppler Spreads in OFDM(A) Mobile Radio Systems // VTC Fall'99, Amsterdam.

4. *Tomasin S. et al*. Intercarrier interference cancellation channel estimation for mobile OFDM // IEEE Trans. Commun. – Vol. 4. – № 1. – January 2005.

5. *Zhao Y., Haggman S.-G.* Intercarrier interference selfcancellation scheme for OFDM mobile communication systems // IEEE Trans. Commun. – Vol. 49. – № 7. – P. 1185–1191. – July 2001.

6. *Chesnokov M.N.* New multifrequent M-ary orthogonal chaotic broadband signals and methods of their reception with channel features evalution // 8th International symposium on communication theory and applications. – 17–22 July 2005.

7. *Андронов И.С., Финк Л.М.* Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. – М.: Сов. радио, 1971.

8. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991.

9. *Прокис Д.* Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000.