

УДК 621.391

**ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ В ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ**С. ДАЛАБАЕВ<sup>1</sup>, В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ<sup>2</sup>, В.В. ДУБРОВСКИЙ<sup>2</sup><sup>1</sup>*Синьцзянский университет, КНР*<sup>2</sup>*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь,**Поступила в редакцию 27 октября 2006*

Предложены методы повышения помехозащищенности приема в системах передачи цифровой информации за счет использования фазоманипулированных сигналов с межбитовой псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, а также адаптивных компенсаторов узкополосных помех в частотных подканалах обработки сигналов. Объектом разработки является компьютерно-измерительная система для анализа амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырехполюсников. Представлено описание внешнего вида и структурной схемы компьютерно-измерительной системы для анализа амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырехполюсников. Описан принцип работы компьютерно-измерительной системы и алгоритм измерения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырехполюсников. Представлено программное обеспечение, разработанное для компьютерно-измерительной системы.

*Ключевые слова:* псевдослучайная перестройка рабочей частоты, фазовая манипуляция, квазикогерентный прием, квадратурная обработка, помехозащищенный прием, адаптивный компенсатор помехи.

**Введение**

В существующих системах цифровой радиосвязи применяют расширение спектра сигнала на основе псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). Формирование и обработка таких сигналов предполагает, как правило, наличие случайной начальной фазы, поэтому для передачи информации используют ортогональные сигналы, а при приеме — некогерентную обработку [1].

Современная элементная база позволяет обеспечить передачу двоичной информации фазоманипулированными многочастотными сигналами с их квазикогерентной обработкой, т.е. вместо частотной (ЧМ) использовать фазовую манипуляцию (ФМ). За счет этого можно снизить вероятность ошибки приема информационных символов, а энергетической выигрыш при действии шумовой помехи составляет более 3 дБ по сравнению с некогерентным приемом ЧМ сигналов.

Как известно, интенсивная сосредоточенная (узкополосная) помеха, обусловленная действием внешних источников, при попадании в частотный подканал приема сигналов ППРЧ приводит к полному поражению информационного блока, что существенно снижает эффективность работы системы связи [1]. Вместе с тем, учитывая "свободные" от сигнала зоны в частот-

но-временной матрице сигнала с ППРЧ, можно обнаруживать узкополосную помеху и качественно оценивать ее параметры для последующей компенсации в зоне действия полезного сигнала. При этом возможно использовать алгоритмы нелинейной компенсации, инвариантные к частоте узкополосной помехи [2].

Цель статьи состоит в обосновании структурной схемы квазиогерентного приема ФМ сигналов с межсимвольной ППРЧ, обеспечивающего относительно высокую помехозащищенность в условиях действия сосредоточенных помех.

### Постановка задачи

Пусть на входе приемника действует аддитивная смесь  $r(t)$  сигнала  $s(t, X, \vec{\beta}, \vec{\omega})$  и помехи  $n(t)$

$$r(t) = s(t, X, \vec{\beta}, \vec{\omega}) + n(t). \quad (1)$$

Сигнал представляет известную функцию времени, информационного параметра  $X$  и сопутствующих векторных параметров  $\vec{\omega} = \{\omega_1, \dots, \omega_n\}$  – частоты и  $\vec{\beta} = \{\beta_1, \dots, \beta_n\}$  – начальной фазы, где  $n$  – число возможных значений частоты и фазы. Закон изменения рабочей частоты сигнала считается известным и определяется псевдослучайной последовательностью чисел (ПСПЧ). Структурная схема сигнально-кодовой конструкции с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) приведена на рис. 1. Схема включает генератор сетки частот  $\vec{\omega}$  (ГСЧ), источник информации (ИИ), многоканальный фазовый модулятор (МФМ), коммутатор (Ком.), управляемый генератором ГПСЧ.

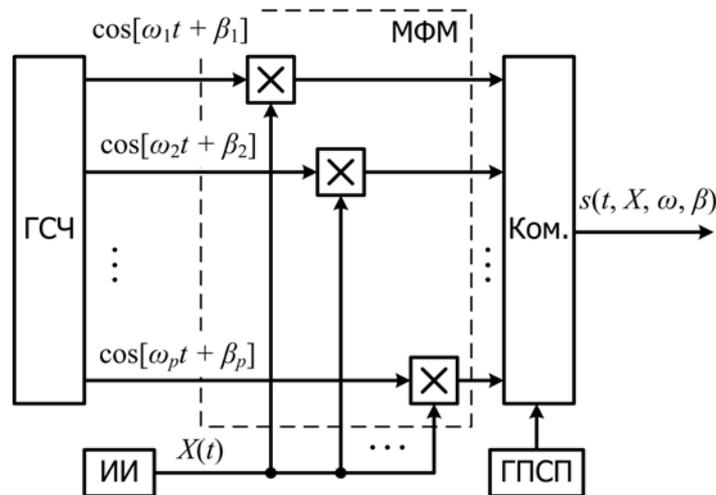


Рис. 1. Формирователь сигнала с ППРЧ

При фазовой манипуляции двоичной информационной последовательностью  $X(t) = \{\pm 1\}$  на входах коммутатора образуются колебания вида

$$s(t, X, \beta_i, \omega_i) = a_i X \cos[\omega_i t + \beta_i], \quad i = \overline{1, p}. \quad (2)$$

Схема многоканального фазового модулятора (МФМ) приведена на рис. 1. В дальнейшем будем считать начальные фазы  $\beta_i$  колебаний (2) случайными величинами на интервале времени  $T_\beta$ , равномерно распределенными в пределах  $[0, 2\pi]$ , а значения частот  $\omega_i$  и амплитуды  $a_i$  – известными.

Помеха  $n(t)$  представляет сумму белого гауссовского шума  $n_0(t)$  со спектральной плотностью  $N_0/2$ , импульсной помехи  $\eta(t)$  и гармонической помехи  $y(t)$  с неизвестной амплитудой  $a_{\Pi}$ , частотой  $\omega_{\Pi}$  и начальной фазой  $\beta_{\Pi}$ :

$$y(t) = \theta(t)a_{\Pi} \cos[\omega_{\Pi}t + \beta_{\Pi}]. \quad (3)$$

Здесь  $\theta(t) = \{0,1\}$  определяет наличие и отсутствие помехи.

С учетом указанных условий (1)–(3) необходимо определить алгоритм и структурные схемы приема и обработки сигнала с межсимвольной ППРЧ.

Для простоты представления рассматривается случай двухчастотной ППРЧ. Начальные фазы  $\beta_1$  и  $\beta_2$  и соответствующие частоты сигналов  $\omega_1$  и  $\omega_2$  считаются постоянными в течение сеанса связи. Предполагается, что начальная синхронизация генератора ПСП осуществлена с требуемой точностью.

Для  $i$ -го частотного подканала наблюдаемый процесс в начале представим в виде

$$r_i(t) = a_0 g_i(t - \tau) X(t) \cos[\omega_i t + \beta_i] + n_0(t), \quad i = 1, 2, \quad (4)$$

где  $g_i(t - \tau) = \{0,1\}$  – функция включения  $i$ -го подканала, зависящая от случайной задержки  $\tau_{\Pi}$ , определяется псевдослучайной последовательностью;  $X(t)$  – информационная последовательность. Таким образом, амплитуда принимаемого сигнала отлична от нуля в определенных границах, известных при идеальной синхронизации генератора ПСП. Во время сеанса связи также определенными являются паузы в передаче  $i$ -го символа. Минимальный интервал наличия (отсутствия) сигнала равен длительности  $T_g$  элемента ПСП  $g(t)$ . За время  $T_g$  укладывается  $N$  информационных символов  $X(t) = \{\pm 1\}$ , т. е.  $T_g = NT$ , где  $T$  – длительность информационного символа.

Априорные данные о случайных параметрах сигнала определим следующими уравнениями:

$$\frac{d\omega_i}{dt} = 0, \quad \frac{d\beta_i}{dt} = 0, \quad i = 1, 2; \quad (5)$$

$$\frac{d\tau(t)}{dt} = n_{\tau}(t). \quad (6)$$

Здесь задержка  $\tau(t)$  представление винеровским процессом, где  $n_{\tau}(t)$  – формирующий белый гауссовский шум со спектральной плотностью  $N_{\tau}/2$ .

### Алгоритмы и структурные схемы обработки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты

При указанных выше условиях алгоритмы оптимального приема могут быть получены на основе марковской теории нелинейной фильтрации [3]. Для наблюдаемого процесса (4), содержащего аддитивную шумовую помеху  $n_0(t)$ , уравнение для оценок параметров с учетом (5) и (6) представляются в следующем виде:

$$\frac{da_i^*(t)}{dt} = \sigma_a^2(t) \frac{2}{N_0} \left[ r(t) X^*(t) g(t - \tau^*) \cos[\omega_i t + \beta_i^*(t)] - \frac{a_i^*(t)}{2} \right]; \quad (7)$$

$$\frac{d\beta^*(t)}{dt} = -\sigma_{\beta}^2(t) \frac{2a_i^*(t)}{N_0} r(t) X^*(t) g(t - \tau^*) \sin[\omega_i t + \beta_i^*(t)]; \quad (8)$$

$$\frac{d\tau^*(t)}{dt} = \sigma_{\tau}^2(t) \frac{2a_i^*(t)}{N_0} r(t) X^*(t) \frac{\partial g(t - \tau^*)}{\partial \tau^*} \cos[\omega_i t + \beta_i^*(t)]; \quad (9)$$

$$X^*(t) = \text{sign } Z(t), \quad i = 1, 2; \quad (10)$$

$$Z(t) = P_1(t) - P_2(t) = th \left[ \frac{2a_i^*(t)}{N_0} \int_{(k-1)T}^{t \leq kT} r(t) g(t - \tau^*) \cos[\omega_i t + \beta_i^*(t)] dt \right]. \quad (11)$$

Здесь  $P_1$  и  $P_2$  – апостериорные вероятности состояний  $X = 1$  и  $X = -1$  соответственно;  $\sigma_a^2$ ,  $\sigma_{\beta}^2$ ,  $\sigma_{\tau}^2$  – апостериорные дисперсии оценок параметров сигнала, зависящие от времени.

Приведенные уравнения преобразуем с учетом квадратурной обработки сигнала в каждом из частотных подканалов, настроенных на частоты  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Поскольку амплитуда  $a_{0i}^*$  и начальная фаза  $\beta_i^*$  остаются постоянными или меняются относительно мало за время сеанса связи, то необходимые для качественной оценки интервалы  $T_{\beta, a}$  определяются исходя из максимально допустимых значений дисперсий  $\sigma_{\beta}^2(T_{\beta})$  и  $\sigma_a^2(T_a)$ :

$$\sigma_{\beta_i}^2(T_{\beta}) = \frac{N_0}{a_{0i}^* T_{\beta}}; \quad \sigma_a^2 = \frac{N_0}{T_a},$$

где  $T_{\beta}$ ,  $T_a$  — время усреднения параметров  $\beta$  и  $a$  соответственно.

Представим сигнал в (4) квадратурными составляющими  $S_c(t)$  и  $S_s(t)$ :

$$\begin{aligned} S_i(t) &= S_{ci}(t) \cos \beta_i + S_{si}(t) \sin \beta_i; \\ S_{ci}(t) &= a_i X(t) g(t - \tau^*) \cos \omega_i t; \\ S_{si}(t) &= -a_i X(t) g(t - \tau^*) \sin \omega_i t. \end{aligned} \quad (12)$$

Полагая, что  $T_a = T_{\beta} = MT$ ,  $N > M > 1$ , алгоритм оценивания приема сигнала в  $i$ -м частотном подканале на основании (7)–(11) можно представить в следующем виде:

$$X_{Ki}^* = \text{sign} \left\{ g(t - \tau^*) J_{cKi} \sum_{j=K-M}^K J_{cji} X_j^* g_i(t - \tau^*) - g_i(t - \tau^*) J_{sKi} \sum_{j=K-M}^K J_{sji} X_j^* g_i(t - \tau^*) \right\}, \quad (13)$$

где

$$J_{ci} = \int_{(k-1)T}^{kT} r(t) \cos \omega_i t dt, \quad J_{si} = \int_{(k-1)T}^{kT} r(t) \sin \omega_i t dt. \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\tau^*(t)}{dt} &= \frac{\sigma_{\tau}^2 a_i^*}{N_0 \Delta \tau} r(t) X^*(t) \left[ g(t - \tau^* + \Delta \tau) - g(t - \tau^* - \Delta \tau) \right] \times \\ &\quad \times \left[ \cos \omega_i t \cdot \cos \beta_i^* - \sin \omega_i t \cdot \sin \beta_i^* \right], \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$a_i^* = \sqrt{J_{c\Sigma i}^2 + J_{s\Sigma i}^2}; \quad (16)$$

$$\cos \beta_i^* = J_{c\Sigma i}^2 / a_i^*, \quad \sin \beta_i^* = J_{s\Sigma i}^2 / a_i^*; \quad (17)$$

$$J_{c\Sigma i} = \frac{1}{M} \sum_{j=k-M}^k J_{c j} X_j^* g_j(t - \tau^*), \quad J_{s\Sigma i} = \frac{1}{M} \sum_{j=k-M}^k J_{s j} X_j^* g_j(t - \tau^*). \quad (18)$$

Здесь  $\sigma_\tau^2$  — дисперсия оценки задержки.

На основании соотношений (13)–(18) на рис. 2 приведена структурная схема для двухчастотного сигнала с ППРЧ. В схеме слежения по задержке (ССЗ) осуществляется синхронизация генератора ПСП (ГПСП), формирующего последовательность  $g(t - \tau^*)$  в соответствии с выделяемой на выходе разностного устройства оценки элементов ПСП (см. (15)).

Полосовые фильтры (ПФ<sub>1</sub> и ПФ<sub>2</sub>) обеспечивают разделение частотных подканалов приема и независимую обработку сигналов. За счет синхронной коммутации выходов каналов на решающее устройство (РУ) поступают информационные посылки, не подверженные влиянию межканальных помех. Структура подканалов определяется соотношениями (13), (14). На рис. 2 не отражены формирователи оценок  $a_i^*, i = 1$  (16)–(18). Оценивание величины  $(\cos \beta)^*$  и  $(\sin \beta)^*$  (см. точки 1, 2, 1', 2') обеспечивается включением обратной связи по информационному параметру  $X^*$  и трансверсальных цифровых фильтров (ТЦФ).

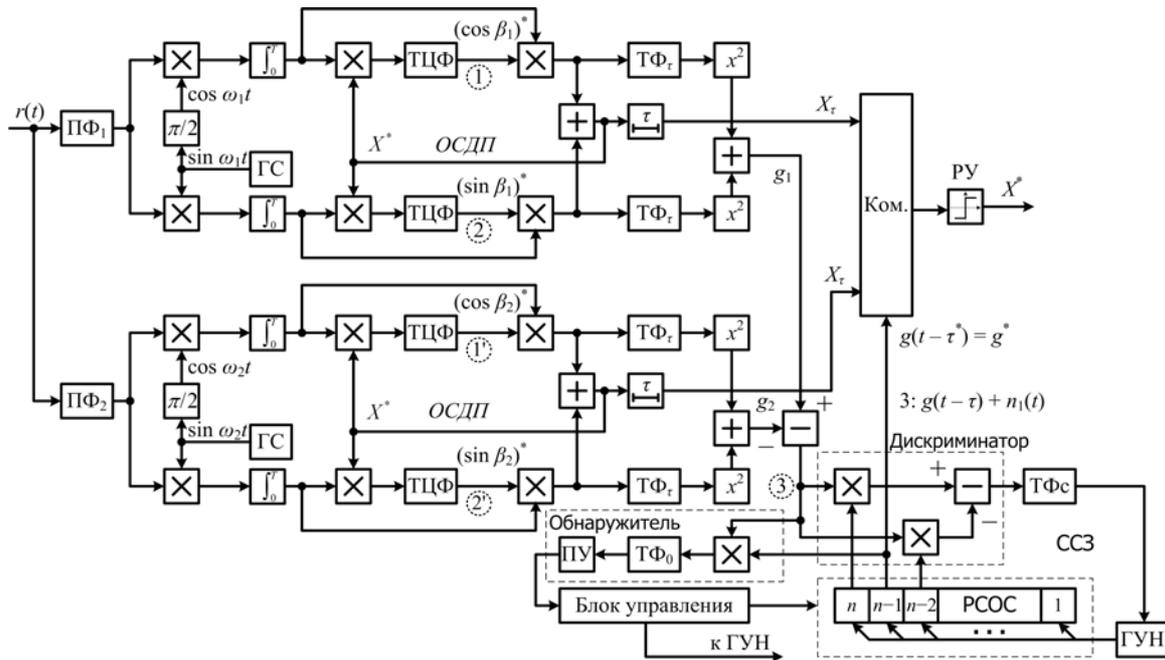


Рис. 2. Структурно-функциональная схема устройства приема и обработки ФМ сигнала с межсимвольной ПРЧ

### Помехоустойчивость приема сигналов с ПРЧ

В условиях действия интенсивных узкополосных помех в каналы приема включаются аддитивные компенсаторы помех (АКП), коммутация которых осуществляется в соответствии с

синхронизированной ПСП. Оценка амплитуды  $a_{П}^*$  помехи осуществляется в течение времени, пока полезный сигнал в подканале отсутствует, что обеспечивает относительно высокую степень компенсации помехи во время действия сигнала. Характеристики АКП  $i$ -го подканала определяются соотношениями [2]

$$Z_i(y) = k \left[ y_i - a_{i_i}^* \text{sign } y_i \right];$$

$$a_{i_i}^* = \frac{1}{T_g} \int_0^{T_a} |y_i(t)| dt. \quad (19)$$

Здесь  $k$  — произвольный коэффициент.

Во время включения подканала  $g_i=1$  на вход выключателя АКП поступает оценка помехи, сформированная на предыдущем интервале  $T_g$ . Полосовой фильтр  $\text{ПФ}_i$  подавляет продукты нелинейного преобразования помехи в коммутаторе (sign) АКП. Структурная схема  $i$ -го канала оценки узкополосной помехи с учетом включения полосовых фильтров приведена на рис. 3

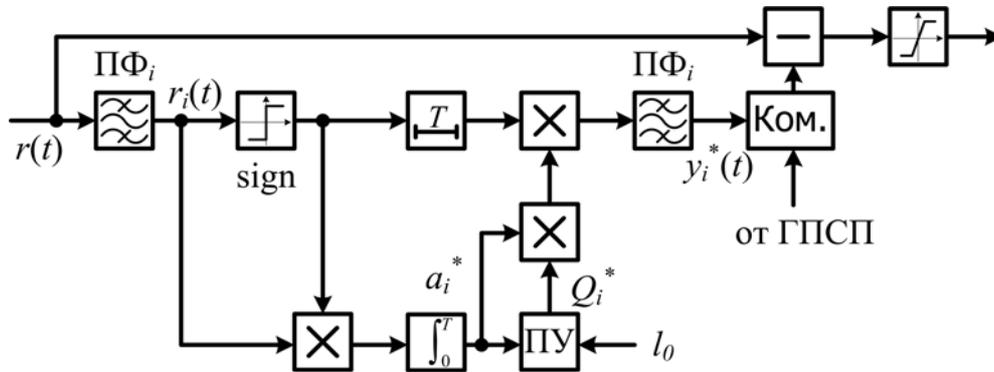


Рис. 3. Структурная схема нелинейного оценщика узкополосной помехи

Устройство позволяет оценивать узкополосную помеху, имеющую среднюю частоту спектра  $\omega_i \in \Delta\omega_i$ . Характеристика  $Z_{0i}(\cdot)$  обеспечивает инвариантность преобразования к частоте помехи. Вместе с тем при клиппировании смеси  $r_i(t)$  в спектре появляются составляющие на частотах  $\omega_i(2n-1)$ ,  $n=1, 2, 3, \dots$ ; компоненты спектра на частотах вне полосы  $\text{ПФ}_i$  подавляются (см. рис. 3), обеспечивая снижение ошибки оценивания узкополосной помехи. Коммутатор (Ком.) обеспечивает подключение компенсатора помехи (вычитателя) на время действия сигнала в подканале.

Показателем качества компенсации узкополосной помехи может служить коэффициент подавления помехи  $\mu^2$  на выходе компенсатора, определяемый соотношением

$$\mu_i^2 = \sigma_i^2 I_{\delta i} = \frac{1 + a_i^2 / \sigma_i^2}{1 + \sigma_a^2 / \sigma_i^2}. \quad (20)$$

Здесь  $\sigma_i^2$  — средняя мощность помехи на выходе фильтра  $\text{ПФ}_i$ ;  $I_{\Phi i}$  — информация Фишера;  $\sigma_a^2$  — дисперсия ошибки оценивания моды  $a_i$ .

Дисперсия  $\sigma_a^2$  определяется соотношением

$$\sigma_a^2 = \sigma_i^2 (2\tau_k / T), \quad (21)$$

где  $\tau_k$  — величина, зависящая от нормированной корреляционной функции  $\rho(t_1 - t_2)$  процесса  $y_i(t)$  и времени  $T$  интегрирования:

$$\tau_{\varepsilon} = \int_0^T dt_1 \int_0^T \rho(t_2 - t_1) dt_2 \quad (22)$$

При относительно большом времени интегрирования  $T \gg \tau_k$  дисперсия  $\sigma_a^2$  оценки моды может быть снижена до требуемой величины.

Рассмотрим теперь действие импульсной помехи в процессе обработки слабого сигнала. Если пиковая мощность импульсной помехи значительно превышает суммарную мощность составляющих, оставшихся в смеси  $r_k(t)$ , то целесообразно принять меры к подавлению импульсной помехи после компенсации узкополосных помех. Схема на рис. 3 может быть дополнена устройством подавления импульсной помехи  $\eta(t)$  — усилителем-ограничителем. На выходе компенсатора узкополосных помех  $r_k(t)$  представляет собой сумму полезного сигнала и импульсной помехи. Плотность распределения вероятности суммы импульсной помехи  $\eta(t)$  и шума  $n(t)$  в первом приближении представим комбинацией гауссовской и лапласовской ПРВ (распределение Хьюберта):

$$W(x) = \begin{cases} N(0, \sigma_n^2), & |x| < x_0; \\ L(0, \sigma_\eta^2), & |x| > x_0, \end{cases} \quad (23)$$

где  $x_0$  — заданная величина;  $N(0, \sigma_n^2)$  — гауссовская ПРВ с нулевым средним значением и дисперсией  $\sigma_n^2$ ;  $L(0, \sigma_\eta^2)$  — лапласовская ПРВ с нулевым средним значением и дисперсией  $\sigma_\eta^2$ .

В соответствии с (23) определяется характеристика  $Z_\eta(x)$  безынерционного нелинейного преобразователя (БНП), обеспечивающая максимальное отношение сигнал/помеха на входе преобразователя:

$$Z_\eta(x) = \begin{cases} bx, & |x| < x_0; \\ bx_0, & x > x_0; \\ -bx_0, & x < -x_0. \end{cases} \quad (24)$$

Амплитудная характеристика  $Z_\eta(x)$  соответствует жесткому ограничению процесса  $r_k(t)$  на уровне  $\pm bx_0$ . Этот уровень определяется соотношением между пиковой мощностью импульсной помехи и средней мощностью шума.

### Заключение

Предложенные алгоритмы и структурные схемы обработки сигналов с межбитовой ППРЧ обеспечивают повышение защищенности систем цифровой связи за счет использования фазовой информационной модуляции и квазикогерентного приема с компенсацией узкополосных помех. Фазовая манипуляция на  $180^\circ$  по сравнению с частотной манипуляцией повышает энергетическую эффективность системы как минимум на 3 дБ при действии флуктуационной помехи.

В каналах с сосредоточенными помехами (узкополосными и импульсными) адаптивные компенсаторы помех реализуют модифицированный вариант известной схемы ШОУ (широкополосный фильтр — ограничитель — узкополосный фильтр). При этом компенсация узкополосной помехи осуществляется намного эффективней, чем в известных вариантах за счет использования свободных от сигнала интервалов времени для оценивания параметров помехи. Благодаря этому из пораженного помехой частотного подканала имеется возможность выделить информацию.

# FORMATION AND PROCESSING OF PHASE-SHIFT KEYED SIGNAL WITH PSEUDORANDOM FREQUENCY HOPPING IN ANTI-INTERFERENCE COMMUNICATION SYSTEMS

S. DALABAEV, V.A. CHERDYNTSEV, V.V. DUBROVSKY

## Abstract

Methods of anti-interference receiving enhancement in digital communications systems are proposed. The enhancement is achieving at the expense of using phase-shift keyed signals with bit pseudorandom frequency hopping as well as adaptive balancers of narrow-band disturbances in signal processing frequency sub-channels.

## Литература

1. *Борисов В.И. и др.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М., 2000. 384 с.
2. *Чердынцев В.А. и др.* Прием сигналов на фоне помех. Минск, 1998. 174 с.
3. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов М., 1983. 320 с.