

УДК 621.391

ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПРИЕМА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ С ПОМЕХАМИ

В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 19 ноября 2003

Обсуждаются результаты статистической теории оценивания когерентных и некогерентных сигналов с непрерывными и дискретными компонентами в условиях действия различных типов помех.

Ключевые слова: некогерентный прием, марковские процессы, оптимальная фильтрация, компенсаторы помех, помехоустойчивость, обратная связь по решению.

1. Введение

Для систем радиосвязи важной проблемой является повышение помехоустойчивости приема цифровых (дискретных) сигналов при комплексном воздействии помех с различной частотно-временной структурой (сосредоточенных, импульсных, флуктуационных). Частотно-временная дуальность таких помех предопределяет противоречивость мер борьбы с ними.

Вопросы оптимизации приема цифровых сигналов при комплексном воздействии помех впервые рассмотрены в работе [1]. Наиболее полное решение этой задачи дано в [2], где с позиций теории фильтрации дискретно-непрерывных марковских процессов получены алгоритмы квазикогерентного приема для различных каналов связи. Работы [1–4] включают ряд результатов, полученных ранее при решении общих и частных задач квазикогерентного приема и обработки сложных сигналов в каналах с флуктуационными помехами и простых сигналов в каналах с помехами негауссовского типа. Сложность оптимальных алгоритмов квазикогерентной обработки сигналов обусловлена необходимостью слежения за параметрами синхронизации генераторов сигналов, компенсаторов помех, что в конечном итоге делает устройство обработки чувствительным к отклонениям параметров от заданных и приводит к срывам слежения, нарушающим нормальный режим работы линии связи. В определенной мере робастные алгоритмы фильтрации упрощают структуру устройства обработки сигнала за счет исключения подстроек в компенсаторах помех [1], однако оставляют сложным собственно квазикогерентный приемник.

Известно [5], что алгоритмы некогерентного приема не требуют систем подстройки фазы в приемном устройстве. Вместе с тем при достаточно высоких требованиях к достоверности приема энергетический проигрыш некогерентного приема когерентному составляет не более 1 дБ. С учетом возможностей когерентного приема проигрыш больше на 3 дБ, поскольку в бинарных каналах обеспечивается когерентный прием противоположных сигналов, что не осуществимо известными алгоритмами некогерентного приема. При быстрых изменениях фазы (от одного информационного символа к другому) требуется ортогональность сигналов в усиленном

смысле [5], исключая фазовые методы манипуляции при передаче цифровых сообщений. Действительно, в случае, когда фаза входящего сигнала изменяется относительно медленно, анализ предшествующих элементов позволяет определить с требуемой точностью начальную фазу ожидаемых сигналов. Влияние шумов при этом уменьшается за счет увеличения времени накопления. При этом возникает возможность осуществлять прием сигналов с манипуляцией фазы на 180° за счет формирования опорного напряжения для фазового детектора. Формирователи опорного напряжения строятся по схемам Пистолькорса, Сифорова, Костаса, Прокиса [6]. Использование обратной связи по решению (ОСР) для восстановления несущей в системе фазовой автоподстройки частоты было предложено в 1964 г. Прокисом. Оптимальность алгоритма с обратной связью по дискретному параметру (ОСДП) была доказана в рамках теории фильтрации дискретно-непрерывных процессов [7, 8]. Идея обратной связи по решению оказывается плодотворной при некогерентном приеме фазоманипулированных сигналов [9].

Цель настоящей работы – на основе марковской теории нелинейной фильтрации дискретно-непрерывных процессов расширить класс алгоритмов оптимального некогерентного приема сигналов на каналы с интенсивными негауссовскими помехами.

2. Оптимальный квазикогерентный прием

Типичная задача оптимального приема сводится к оценке информативных параметров $\mathbf{X}(t)$ сообщений, содержащихся в сигнале $\mathbf{S}(t, \mathbf{X})$. Оценивание сопровождается действием помех $\mathbf{P}_Y(t)$. Для подробного описания математических моделей процессов вводится понятие состояния процесса, которое определяется набором данных о его настоящих и прошлых значениях и связанных с ними величин [10]. В теории оценивания элементы пространства состояний сообщений представляют конечные упорядоченные совокупности действительных величин, т.е. конечномерные векторы. Подобный вектор понимается в виде вектора-столбца (матрицы-столбца)

$$\mathbf{X}(t) = \{x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)\}^T, \quad (1)$$

где T — знак транспонирования; $x_i(t)$; $i = \overline{1, n}$ — компонента вектора-переменная состояния, являющаяся функцией времени. Если вектор состояния $\mathbf{X}(t)$ — функция непрерывного времени, то его движение в пространстве состояния определяется векторно-матричным дифференциальным уравнением 1-го порядка

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) = \mathbf{R}_X[t, \mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)] + \mathbf{G}_X[t, \mathbf{X}(t)] \mathbf{N}_X(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{U}^T(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_p(t)]$ — известный p -мерный вектор управления; $\mathbf{R}_X[t, \mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)]$ — известная нелинейная функция своих аргументов размером $(n \times 1)$; \mathbf{G}_X — матрица возмущений размером $(n \times r)$; $\mathbf{N}_X^T(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_r(t)]$ — r -мерный случайный вектор возмущения. Если $\mathbf{N}_X(t)$ является формирующим белым гауссовским шумом, то описание (2) вектора состояния $\mathbf{X}(t)$ совпадает с представлением $\mathbf{X}(t)$ в виде многокомпонентного марковского процесса [10].

Большинство задач оптимального приема сигналов укладывается в следующее представление вектора наблюдаемых процессов:

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{S}[t, \mathbf{X}(t)] + \mathbf{P}_Y(t), \quad (3)$$

где $\mathbf{S}[t, \mathbf{X}(t)]$ — известная векторная функция своих аргументов, называемая вектором полезных сигналов; $\mathbf{P}_Y(t)$ — вектор шумов наблюдения, который описывается стохастическим дифференциальным уравнением (СДУ) в форме Коши:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{\Pi}_Y(t) = \mathbf{R}_\Pi [t, \mathbf{X}(t), \mathbf{\Pi}_Y(t)] + \mathbf{G}_\Pi [t] \mathbf{N}_\Pi(t), \quad (4)$$

где $\mathbf{N}_\Pi(t)$ – вектор стандартных белых гауссовских шумов наблюдения; $\mathbf{R}_\Pi[\cdot]$ и $\mathbf{G}_\Pi[\cdot]$ – известные векторная и матричная функции соответственно.

С учетом уравнения (2), $\mathbf{U}(t) = 0$, независимости \mathbf{R}_Π от $\mathbf{X}(t)$ и равенства $\mathbf{\Pi}_Y(t) = \mathbf{Y}(t) - \mathbf{S}[t, \mathbf{X}(t)]$ запишем СДУ в форме Коши, определяющее вектор наблюдения:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{Y}(t) = & \frac{\partial \mathbf{S}(t, \mathbf{X})}{\partial t} + \frac{\partial \mathbf{S}(t, \mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{R}_X(t, \mathbf{X}) + \mathbf{R}_\Pi(t, \mathbf{Y} - \mathbf{S}) + \\ & + \frac{\partial \mathbf{S}(t, \mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{G}_X(t, \mathbf{X}) \mathbf{N}_X(t) + \mathbf{G}_\Pi(t, \mathbf{X}) \mathbf{N}_\Pi(t) \end{aligned} \quad (5)$$

Таким образом, совокупность уравнений (2) и (5) описывает математические модели векторов состояния и наблюдения. При заданных условиях задача оценивания (фильтрации) заключается в определении текущей оценки вектора состояния $\mathbf{X}(t)$ по результатам непрерывного наблюдения процесса $\mathbf{Y}(t)$ на отрезке времени $[t_0, t)$.

Апостериорная плотность вероятности АПВ вектора состояния $\mathbf{X}(t)$ является достаточной статистикой, позволяющей получить общее выражение для оптимальной оценки $\mathbf{X}^*(t)$ в соответствии с выбранным критерием. АПВ носит условный характер, т.е. $\mathbf{W}_{ps}(\mathbf{X}) \equiv \mathbf{W}(\mathbf{X} | \mathbf{Y})$.

Для априорных СДУ (2) и (5) АПВ описывается уравнением Стратоновича, в которое наряду с априорными данными, определяемыми уравнением (2), включает обновляемые наблюдением $\mathbf{Y}(t)$ данные, содержащиеся в производной по времени логарифма функции правдоподобия [10]:

$$F(t, \mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \mathbf{A}_Y^T \mathbf{B}_{YY}^{-1} \left(\frac{d\mathbf{Y}}{dt} - \frac{1}{2} \mathbf{A}_Y \right) - \frac{1}{2} \left\{ \mathbf{B}_{XY}^T \left(\frac{d}{d\mathbf{X}} \right)^T \right\} \mathbf{B}_{YY}^{-1} \mathbf{A}_Y - \frac{1}{2} \left\{ \mathbf{B}_{YY}^T \left(\frac{d}{d\mathbf{Y}} \right)^T \right\} \mathbf{B}_{YY}^{-1} \mathbf{A}_Y. \quad (6)$$

Здесь выражения в фигурных скобках представляют операторы, воздействующие на расположенные после этих скобок функции. При вычислении самих операторов используют обычные правила векторно-матричного исчисления, а производная по вектору–столбцу принимается как вектор–строка. Локальные характеристики диффузии \mathbf{B} и сноса \mathbf{A} процессов $\mathbf{X}(t)$ и $\mathbf{Y}(t)$ определяются следующими формулами:

$$\left. \begin{aligned} & \mathbf{B}_{YY} = \mathbf{G}_Y \mathbf{G}_Y^T; \quad \mathbf{B}_{XY} = \mathbf{G}_X \mathbf{G}_Y^T; \\ & \mathbf{A}_X(t, \mathbf{X}) = \mathbf{R}_X + \frac{1}{2} \left[\left\{ \mathbf{G}_X^T \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} \right)^T \right\}^T \mathbf{G}_X^T \right]^T; \\ & \mathbf{A}_Y(t, \mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \mathbf{R}_Y + \frac{1}{2} \left[\left\{ \mathbf{G}_Y^T \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{Y}} \right)^T \right\}^T \mathbf{G}_Y^T \right]^T. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В общем случае уравнение Стратоновича не решается, поэтому используют упрощающие условия: АПВ аппроксимируют гауссовским законом распределения, в котором апостериорные моменты второго порядка считаются не зависящими от текущего времени (условие ста-

ционарности режима фильтрации). При указанных условиях уравнение Стратоновича сводится к системе дифференциальных уравнений для квазиоптимальных оценок вектора $\mathbf{X}^*(t)$ и уравнений для моментов второго порядка, которые решаются при определенных усреднениях наблюдаемых данных [10].

Структурные схемы устройств приема сигналов определяются уравнениями для оценок $\mathbf{X}^*(t)$:

$$\frac{d\mathbf{X}^*(t)}{dt} = \tilde{\mathbf{A}}(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y}) + \tilde{\mathbf{K}} \left[\frac{\partial F(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y})}{\partial \mathbf{X}^*} \right]^T, \quad (8)$$

где $\tilde{\mathbf{K}}$ — матрица усредненных моментов второго порядка; локальная характеристика $\tilde{\mathbf{A}}(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y})$ определяется соотношением

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y}) = & \mathbf{A}_X(t, \mathbf{X}^*) + \mathbf{B}_{XY} \mathbf{B}_{YY}^{-1} \left(\frac{d\mathbf{Y}}{dt} - \mathbf{A}_Y \right) - \\ & - \frac{1}{2} \left[\left\{ \mathbf{B}_{XY}^T \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} \right)^T \right\}^T \mathbf{B}_{YY}^{-1} \mathbf{B}_{XY}^T \right]^T - \frac{1}{2} \left[\left\{ \mathbf{B}_{YY} \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{Y}} \right)^T \right\}^T \mathbf{B}_{YY}^{-1} \mathbf{B}_{XY}^T \right]^T. \end{aligned} \quad (9)$$

Квазиоптимальный алгоритм нелинейной фильтрации непрерывных сообщений, определяемый СДУ (8) и соотношением (9), конкретизируется для построения структурных схем квазикогерентной обработки сигналов в каналах с негауссовскими марковскими помехами [4].

При передаче цифровой информации вектор сообщений включает помимо непрерывнозначных компонент, соответствующих синхропараметрам сигнала, также и дискретные компоненты $\theta(t)$. Дискретный марковский процесс $\theta(t)$ может принимать одно из M возможных значений $\{\theta_i; i = \overline{1, M}\}$. В цифровых каналах связи интервал времени T , через который возможны смены состояний процесса $\theta(t)$, обычно фиксирован. При независимых случайных процессах $\mathbf{X}(t)$ и $\theta(t)$ совместное априорное смешанное распределение представляется в виде $W_i(t, \mathbf{X}) = P_i(t)W(t, \mathbf{X})$, где $W(t, \mathbf{X})$ — плотность вероятности процесса $\mathbf{X}(t)$; $P_i(t)$ — вероятность соотношения $\theta(t) = \theta_i$.

Смешанное апостериорное распределение $W_i(t, \mathbf{X} | \mathbf{Y}_{i0}^t)$ удовлетворяет уравнению Стратоновича, которое допускает два представления [1]:

$$W_i(t, \mathbf{X} | \mathbf{Y}_{i0}^t) = P_i(t | \mathbf{Y}_{i0}^t) W(t, \mathbf{X} | \mathbf{Y}_{i0}^t, \theta(t) = \theta_i), \quad (10)$$

$$W_i(t, \mathbf{X} | \mathbf{Y}_{i0}^t) = P_i(t | \mathbf{Y}_{i0}^t) W(t, \mathbf{X} | \mathbf{Y}_{i0}^t). \quad (11)$$

Представление (10) приводит к так называемому алгоритму переписывания, требующему пересчета параметров условных апостериорных плотностей вероятностей непрерывного процесса в моменты смены состояний дискретного процесса. Этот алгоритм включает $Mn(n+1)/2$ уравнений, необходимых для реализации устройства фильтрации.

При представлении (11) алгоритм упрощается за счет сокращения уравнений до $M + n(n+1)/2$, однако требует выполнения условия $\tau_{\text{кор}X} \gg T$, где $\tau_{\text{кор}X}$ — время корреляции непрерывного процесса $\mathbf{X}(t)$. Как правило, синхропараметры сигнала $s(t, \mathbf{X}, \theta)$ удовлетворяют этому условию, особенно в высокоскоростных системах передачи цифровых сообщений.

Уравнения для квазиоптимальных оценок непрерывных параметров в рассматриваемом случае имеют вид (8), где вместо функции $F(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y})$ необходимо подставлять ее значение $F_\theta(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y})$, усредненное по апостериорным вероятностям состояний $P_i(t | \mathbf{Y}_{t_0}^t, \mathbf{X}^*)$:

$$F_\theta(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y}) = \sum_{i=1}^M F_i(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y}) P_i(t | \mathbf{Y}_{t_0}^t, \mathbf{X}^*) \quad (12)$$

В первом приближении условные вероятности состояний дискретного процесса для текущего времени t определяются формулой [1]:

$$P_i(t | \mathbf{Y}_0^t, \mathbf{X}^*) = \frac{P_i(t_k + 0 | \mathbf{X}^*) \exp \int_{t_k}^t F_i(\tau, \mathbf{X}^*) d\tau}{\sum_{j=1}^M P_j(t_k + 0 | \mathbf{X}^*) \exp \int_{t_k}^t F_j(\tau, \mathbf{X}^*) d\tau} \quad (13)$$

Для стационарного режима, когда можно исключить уравнения для апостериорных моментов из структурной схемы, общее число уравнений сокращается до величины $(M + n)$, что существенно упрощает алгоритм фильтрации дискретно-непрерывных процессов.

Приведенные алгоритмы совместной фильтрации в отличие от известных [1, 2, 10] позволяют осуществлять синтез устройств квазикогерентного приема и обработки цифровых сигналов для каналов с негауссовскими марковскими помехами.

3. Оптимальный некогерентный прием на фоне комплекса помех

Точное решение задачи фильтрации возможно в частном случае, когда осуществляется оценка постоянного случайного параметра $\mathbf{X} = \text{const}$ на интервале $[t_0, t)$. Если совокупность параметров \mathbf{X} включает информационные \mathbf{X}_1 и независимые от них сопутствующие \mathbf{X}_2 параметры, то АПВ информационных параметров определяется путем усреднения совместной АПВ с априорной плотностью вероятности сопутствующих параметров $W(t_0, \mathbf{X}_2)$ [10]. Для некогерентного канала сопутствующими параметрами \mathbf{X}_2 являются случайная начальная фаза β и амплитуда B радиосигнала, представляющего квазигармоническое колебание

$$s(t, \mathbf{X}, \theta, B, \beta) = BA(t) \theta \cos[\omega_0 t + \psi(t, \mathbf{X}, \theta) + \beta], \quad (14)$$

где ω_0 — средняя частота спектра сигнала; $A(t)$ и $\psi(t, \mathbf{X}, \theta)$ — известные функции аргументов, β — случайная начальная фаза, которая имеет равномерную плотность вероятности $W(\beta)$ на интервале $[0, 2\pi]$; B — случайный коэффициент, отражающий эффект замираний сигнала и имеющий плотность вероятности $W(B)$.

Типичными для широкополосных цифровых каналов (ШЦК) являются импульсные и полосовые помехи, порождаемые сторонними радиоэлектронными системами. Полосовые помехи, как правило, представляют собой высокочастотные колебания, модулированные по частоте либо по амплитуде. В полосе ШЦК может оказаться $l \geq 1$ таких колебаний, образуя совокупную помеху с интенсивностью, превышающей интенсивность полезного широкополосного сигнала. Таким образом, наблюдаемую смесь сигнала (14) и помех можно представить в виде

$$y(t) = s(t, \mathbf{X}, \theta, B, \beta) + \sum_{k=1}^l a_k \cos[\omega_k t + \psi_k(t) + \beta_k] + \eta(t) + n_0(t), \quad (15)$$

где $a_k, \omega_k, \psi_k, \beta_k$ — параметры k -й полосовой помехи $n_k(t)$; $n_0(t)$ — белый гауссовский шум (внутренний шум приемника); $\eta(t)$ — импульсная помеха.

Задача оптимальной совместной фильтрации для фиксированных β и B в постановке (15) решена в [1] и сводится к построению компенсатора помех, который включает адаптивные активные фильтры помех на основе схем фазовой автоподстройки частоты с оценкой параметров β_k , ψ_k и a_k , $k = \overline{1, l}$.

В работе [12] предполагается, что общая полоса спектра $\Delta\omega$ может быть разделена на l участков с помощью полосовых фильтров (ПФ). Если на выходе каждого из l ПФ может появиться единственная полосовая помеха, то для ее оценки достаточно использовать нелинейный преобразователь (НП), характеристика которого $Z_{0i}(n_i)$, $i = \overline{1, l}$, определяется плотностью вероятности $W_n(n_i)$ мгновенных значений помехи:

$$Z_{0i}(n_i) = n_i + C \frac{d \ln W_n(n_i)}{dn_i}, \quad (16)$$

где C — произвольная постоянная, определяемая с учетом размерности процесса $n_i(t)$. В работе [12] предлагается принять $C = I_{\phi_i}^{-1}$, где I_{ϕ_i} — информация Фишера, соответствующая $W_n(n_i)$.

Общая схема компенсатора полосовых помех приведена на рис. 1, где ОПП $_i$ — обнаружитель i -й полосовой помехи, вырабатывающий решение $\theta_{ni}^* = \{0, 1\}$ о ее наличии или отсутствии за время T_0 . При наличии помехи $\theta_{ni}^* = 1$ и включается канал оценки помехи. На выходе множителя за счет нелинейного преобразования Z_{0i} образуются частотные составляющие помехи, лежащие за пределами полосы пропускания ПФ $_i$. Для исключения их влияния после множителей включаются ПФ $_i$, на выходе которых выделяется оценка полосовой помехи $\theta_{ni}^* n_i^*$. Для согласования задержек в канале обнаружения и оценивания помехи вводится элемент задержки T_0 в каждый канал. Прямой широкополосный канал с широкополосным фильтром ШФ $_0$ должен обеспечивать ФЧХ, согласованную с суммарной ФЧХ $\varphi(\omega)$ полосовых фильтров канала формирования оценок помех, что обеспечивается за счет выравнивания наклонов ФЧХ ПФ $_i$, $i = \overline{1, l}$, $d\varphi(\omega)/d\omega$, а также включения элементов задержки T_i в каждом канале оценки помехи.

Подавление импульсной помехи осуществляется с помощью ограничителя Огр, включаемого после компенсатора полосовых помех. Таким образом, компенсатор, изображенный на рис. 1, реализует две компоненты известной схемы ШОУ ("широкополосный, ограничитель, узкополосный") в условиях действия интенсивных полосовых помех. Компонента "узкополосный" определяется структурой дальнейшей обработки смеси $y_p(t) = s(t) + n_p(t)$, где помеха $n_p(t)$ включает БГШ и некомпенсированные остатки полосовых помех. Таким образом, синтез оптимального алгоритма некогерентной обработки сигнала можно проводить, полагая помеху на выходе компенсатора белым гауссовским шумом с известной спектральной плотностью $N_p/2$.

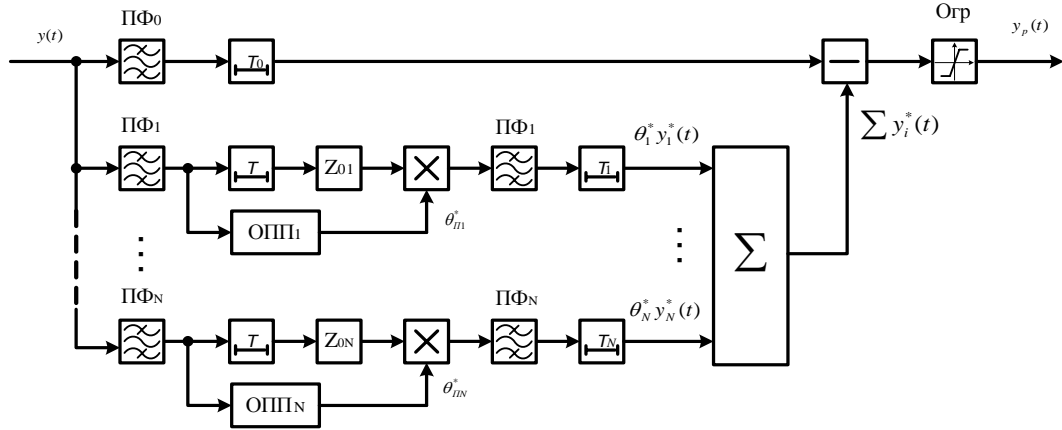


Рис. 1. Компенсатор суммы полосовых помех

При указанных условиях (случайной амплитуде и начальной фазе сигнала) достаточной статистикой, содержащей доступную информацию о параметрах сигнала, является функция [13]

$$L(\mathbf{X}, \theta) = \sqrt{I_c^2(\mathbf{X}, \theta) + I_s^2(\mathbf{X}, \theta)}, \quad (17)$$

определяемая корреляционными интегралами квадратурных составляющих сигнала (14)

$$\left. \begin{aligned} I_c^2(\mathbf{X}, \theta) &= \frac{2}{N_p} \int_0^T y_p(t) A(t, \mathbf{X}, \theta) \cos[\omega_0 t + \psi(t, \mathbf{X}, \theta)] dt, \\ I_s^2(\mathbf{X}, \theta) &= \frac{2}{N_p} \int_0^T y_p(t) A(t, \mathbf{X}, \theta) \sin[\omega_0 t + \psi(t, \mathbf{X}, \theta)] dt. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Согласно критерию идеального наблюдателя, решение о наличии сигнала $s_i(t)$ (при $\theta = \theta_i$) или сигнала $s_j(t)$ (при $\theta = \theta_j$) принимается на основе сравнения статистик $L(\mathbf{X}, \theta_i)$ и $L(\mathbf{X}, \theta_j)$. В работе [5] показано, что сигналы s_i и s_j различимы, если они удовлетворяют условию ортогональности в усиленном смысле, т.е.

$$\int_0^T s_i(t) s_j^*(t) dt = 0 \quad \int_0^T s_i(t) s_j(t) dt = 0, \quad (19)$$

где $s_j^*(t)$ — периодическая функция, сопряженная по Гильберту с периодически продолженной функцией $s_j(t)$. Соотношения (19) означают сохранение ортогональности при повороте фазы составляющих одного из сигналов на $\pi/2$ или любом другом сдвиге фаз.

По аналогии с алгоритмом квазикогерентного приема (8) и (12) фильтрация непрерывнозначных синхропараметров $\mathbf{X}(t)$ сигнала со случайной фазой и амплитудой осуществляется в соответствии с уравнениями

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \tilde{\mathbf{A}}(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y}) + \tilde{\mathbf{K}} \left[\frac{\partial \mathbf{V}_\theta(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y})}{\partial \mathbf{X}^*} \right], \quad (20)$$

где функция $\mathbf{V}_\theta(t, \mathbf{X}^*, \mathbf{Y})$ определяется с точностью до постоянного коэффициента выражением (17), куда входит оценка θ^* дискретного параметра.

Формирование оценки $\theta^* \equiv \theta^*(t)$ на основе сравнения статистик $L(\mathbf{X}^*, \theta_i)$ и $L(\mathbf{X}^*, \theta_j)$ на интервале $[t_k, t_k + T]$ исключает возможность демодуляции сигналов с фазовой манипуляцией (см. (19)), в том числе противоположных сигналов $s_1(t) = -s_2(t)$ для двоичных цифровых каналов связи, что предопределяет энергетический проигрыш некогерентного приема ортогональных сигналов когерентному противоположных сигналов. Действительно, функция $L(\mathbf{X}, \theta)$ в случае $s(t, \theta) = \theta s_1(t)$ инвариантна к знаку параметра θ , как и к значению начальной фазы β сигнала $s_1(t)$.

Вместе с тем в рамках теории оценивания можно можно построить решающее устройство для оценки θ^* на основе алгоритма максимального правдоподобия, приняв $\theta(t)$ непрерывнозначной (дифференцируемой) функцией. Решение $\theta_p^* = \{-1, 1\}$ для противоположных сигналов формируется по правилу

$$\theta_p^* = \text{sign} \left[I_c(\mathbf{X}^*, \theta_p^*) \frac{\partial I_c(\mathbf{X}^*, \theta_p^*)}{\partial \theta^*} + I_s(\mathbf{X}^*, \theta_p^*) \frac{\partial I_s(\mathbf{X}^*, \theta_p^*)}{\partial \theta^*} \right]. \quad (21)$$

С учетом того что время корреляции $\tau_{\text{кор}}$ процесса $\mathbf{X}(t)$ превышает длительность T информационного символа θ , а начальная фаза β и амплитудный коэффициент B сигнала остается неизменным в течение $\tau_{\text{кор}}$, время интегрирования в интегралах (18) может быть увеличено до $\tau_{\text{кор}} \gg T$. При этом обеспечивается уменьшение дисперсии выделяемых из шумов величин $\cos\beta$ и $\sin\beta$. Дифференцирование корреляционных интегралов в (18) исключает их явную зависимость от θ^* , и интегрирование сохраняется в пределах T .

4. Некогерентный прием широкополосных ФМ сигналов с инверсной модуляцией

Рассмотрим использование вышеприведенных алгоритмов на примере построения тракта обработки широкополосных фазоманипулированных сигналов (ФМ ШПС), которые применяются в системах CDMA. Существующие квазикогерентные алгоритмы приема таких сигналов предусматривают построение следящих колец ФАПЧ и слежения за задержкой сигнала. Начальная синхронизация колец автоподстройки обеспечивается пилот-сигналами.

Для некогерентного канала сигнал CDMA в упрощенном виде представляется как

$$s(t, \tau, \theta, \beta) = \theta g(t - \tau) \cos[\omega_0 t + \beta]. \quad (22)$$

Здесь $\tau \equiv \tau(t)$ — случайно изменяющаяся задержка, моделью которой является гауссовский марковский процесс

$$\frac{d\tau(t)}{dt} = -\alpha\tau(t) + n_\tau(t), \quad (23)$$

где α — коэффициент, характеризующий ширину спектра процесса $\tau(t)$; $n_\tau(t)$ — формирующий БГШ; $\theta \equiv \theta(t)$ — информационный параметр, принимающий значения ± 1 с тактовым интервалом T . Псевдослучайная последовательность (ПСП) $g(t)$ принимает значения ± 1 с тактовым интервалом $\tau_s = 1/f_T$, определяемым частотой генератора тактовой частоты (ГТЧ). ГТЧ управляет работой регистра сдвига с обратными связями (РСОС), формирующего кодовую ПСП; частота ω_0 считается известной на приемной стороне, фаза β — случайная величина, равномерно распределенная в интервале $[0, 2\pi]$.

На основании уравнений (20) и (21) с учетом (22) и (23) запишем алгоритмы фильтрации непрерывного параметра τ и выделения дискретного параметра $\theta(t)$:

$$\theta_p^* = \text{sign} \left\{ \begin{aligned} & \int_{\tau_{\text{ЭИВ}}}^{\tau_{\text{ЭИВ}}} y_p(t) \theta_p^* g(t - \tau^*) \cos \omega_0 t dt \int_T y_p(t) g(t - \tau^*) \cos \omega_0 t dt + \\ & + \int_{\tau_{\text{ЭИВ}}}^{\tau_{\text{ЭИВ}}} y_p(t) \theta_p^* g(t - \tau^*) \sin \omega_0 t dt \int_T y_p(t) g(t - \tau^*) \sin \omega_0 t dt \end{aligned} \right\};$$

$$\tau^*(t) = \frac{k}{p + \alpha} \left\{ \begin{aligned} & \int_{\tau_{\text{ЭИВ}}}^{\tau_{\text{ЭИВ}}} y_p(t) \theta_p^* g(t - \tau^*) \cos \omega_0 t dt \int_{\tau_{\text{ЭИВ}}}^{\tau_{\text{ЭИВ}}} y_p(t) \theta_p^* \frac{\partial g(t - \tau^*)}{\partial \tau^*} \cos \omega_0 t dt + \\ & + \int_{\tau_{\text{ЭИВ}}}^{\tau_{\text{ЭИВ}}} y_p(t) \theta_p^* g(t - \tau^*) \sin \omega_0 t dt \int_{\tau_{\text{ЭИВ}}}^{\tau_{\text{ЭИВ}}} y_p(t) \theta_p^* \frac{\partial g(t - \tau^*)}{\partial \tau^*} \sin \omega_0 t dt \end{aligned} \right\},$$

где $p \equiv d/dt$ — оператор дифференцирования.

В соответствии с этими уравнениями на рис. 2 построена структурная схема устройства приема противоположных ФМ ШПС. Операция интегрирования на интервале $\tau_{\text{кор}} \gg T$ разделяется на интервал T и $(\tau_{\text{кор}} - T)$. При этом в каналах с обратной связью по решению (ОСР) дополнительное накопление обеспечивает формирование значений $\cos\beta$ и $\sin\beta$ с требуемой ошибкой. За счет этого при увеличении $\tau_{\text{кор}}$ обеспечивается уменьшение вероятности ошибки P_e воспроизведения информационных символов θ . Первые интеграторы в прямых каналах вырабатывают значения отсчетов с интервалом T , поэтому последующая обработка может быть реализована на цифровых процессорах. Операция интегрирования в каналах с ОСР в этом случае вырождается в вычисление среднеарифметического значения отсчетов за N тактов, где $N = \tau_{\text{кор}} / T$.

На схеме рис. 2 введены обозначения: ФНЧ – фильтр нижних частот; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ГС – генератор сигнала (колебаний несущей частоты); РУ – решающее устройство (sign); КП – компенсатор помех. Для формирования дискриминационной характеристики (ДХ) схемы слежения за задержкой (ССЗ) используется сигнал $g'(t)$ типа "Манчестер", образуемый на выходе множителя меандра тактовой частоты $m(t)$ и синхронизированной ПСП $g(t - \tau^*) \equiv g^*$.

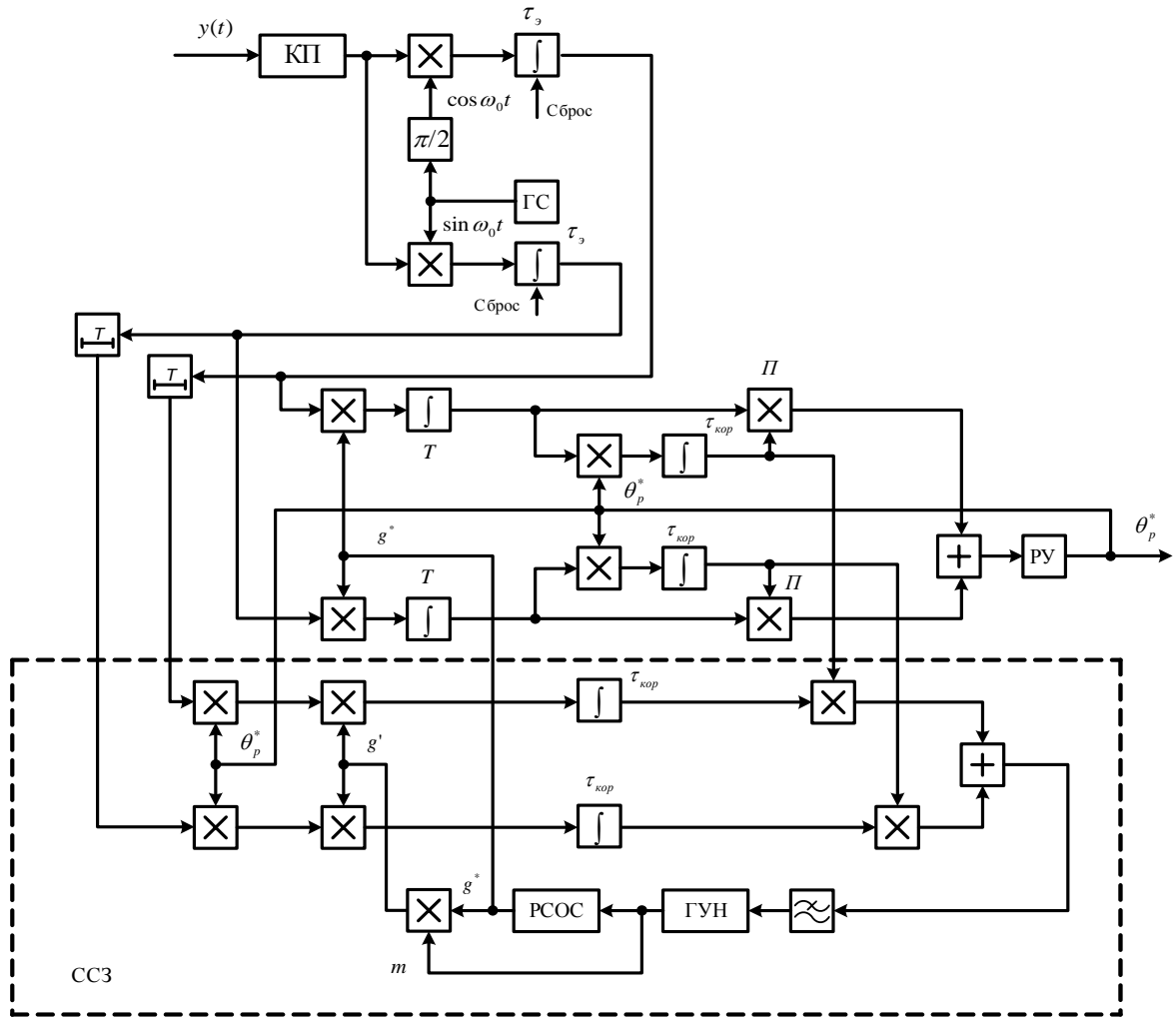


Рис. 2. Некогерентный приемник ФМ ШПС с инверсной модуляцией

Помехоустойчивость приема дискретных сообщений в рассматриваемом случае определяется отношением сигнал/шум $q_1 = 2E/N_p$ на выходе интегратора с интервалом интегрирования T , а также отношением сигнал/шум на выходе интегратора с интервалом $\tau_{kop} = NT$ $q_\tau = Nq_1$.

Отношение сигнал/шум q на выходе умножителей Π определяет вероятность ошибки в решающем устройстве:

$$P_e = 1 - \Phi \left(\left[\frac{Nq_1^2}{1 + q_1(1 + N)} \right]^{1/2} \right).$$

В последней записи $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left[-\frac{t^2}{2}\right] dt$ – интеграл вероятности.

При $N \gg 1$ имеем $q \approx q_1$, т.е. обеспечивается такая же помехоустойчивость, как и для когерентного приема противоположных сигналов. При $N \rightarrow 1$ помехоустойчивость снижается до уровня, соответствующего некогерентному приему ортогональных сигналов.

5. Заключение

Предложенные алгоритмы приема дискретных сигналов в каналах с интенсивными негауссовскими помехами позволяют существенно поднять запас помехоустойчивости каналов телекоммуникаций за счет эффективной компенсации комплекса помех и модернизации алгоритмов некогерентного приема сигналов. Возможность получения при этом энергетического выигрыша 3 дБ при использовании противоположных сигналов не исключает явления обратной работы, характерного для сигналов с абсолютной фазовой манипуляцией на π . Однако это явление устраняется за счет использования псевдослучайных сигналов с обычными методами относительного кодирования или применением пилот-сигналов.

Приведенные алгоритмы некогерентного приема оказываются работоспособными при использовании квадратурных методов модуляции сигналов, вместо QAM и QPSK.

OPTIMAL RECEIVING ALGORITHMS OF DIGITAL SIGNALS IN CHANNELS WITH INFLUENCES

V.A. CHERDYNTSEV

Abstract

Statistical theory of optimal estimation of coherent and noncoherent signals with continuous and discrete components in the conditions with various types of influences are discussed.

Литература

1. Чердынцев В.А. Статистическая теория совмещенных радиотехнических систем. Мн., 1980.
2. Чесноков М.Н. Современные методы приема цифровых сигналов в линиях радиосвязи. Л., 1988.
3. Фомин А.Ф., Хорошавин А.Н., Шелухин О.И. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. М., 1987.
4. Шелухин О.И. Негауссовские процессы в радиотехнике. М., 1998.
5. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М., 1963.
6. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. М., 2000.
7. Кулешов В.Н. Оптимальная нелинейная система приема сигналов со случайной фазовой манипуляцией и случайно меняющейся частотой // Методы помехоустойчивого приема ЧМ и ФМ: Сб. статей. М., 1970. С. 20–27.
8. Cherdyntsev V.A., Davies A.C // Electronics letters. 1971. Vol. 7, № 25. PP. 739–741.
9. Кусык Я.Б., Молоснов А.Н., Чердынцев В.А // Изв. Белорус. инж. акад. 2003. № 1(15). С. 41–46.
10. Ярлыков М.С., Миронов М.А. Марковская теория оценивания случайных процессов. М., 1993.
11. Апорович А.Ф., Чердынцев В.А. Радиотехнические системы передачи информации. Мн., 1985.
12. Чердынцев В.А., Деев Н.А // Изв. Белорус. инж. акад. 2002. № 2(14). С. 10–12.
13. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М., 1983.