

дом частотном канале. При этом достигаются энергетические выигрыши по сравнению с одночастотными системами междупериодной обработки. Анализ эффективности оптимальных систем позволяет установить предельные возможности обнаружения сигнала от цели для данного класса систем. Сравнительный анализ многоканальных систем обработки показывает, что предложенная в работе [1] система квазиоптимальной обработки на основе одноканального когерентного накопления хотя и уступает в пороговом отношении сигнал/шум оптимальной системе, но в отличие от нее является технически реализуемой.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Попов Д. И., Белокрылов А. Г. Синтез обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов // Радиоэлектроника.— 2001.— Т. 44.— № 11.— С. 33—40. (Изв. высш. учеб. заведений).
2. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: В 2 т.— М.: Сов. радио, 1962.— Т. 2.— 832 с.
3. Попов Д. И. Обработка многочастотных сигналов // Радиоэлектроника.— 2001.— Т. 44.— № 3.— С. 26—30. (Изв. высш. учеб. заведений).

Рязанская государственная радиотехническая академия. Поступила в редакцию 01.02.2002.

УДК 621.396.967

СЛЮСАР В. И., СМОЛЯР В. Г.

МЕТОД НЕОРТОГОНАЛЬНОЙ ДИСКРЕТНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ ДЛЯ УЗКОПОЛОСНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ

Предложены вычислительные процедуры, позволяющие осуществить частотное уплотнение узкополосных каналов связи на основе неортогональной частотной дискретной модуляции сигналов.

Получивший широкое распространение в системах связи метод ортогональной дискретной частотной модуляции сигналов (OFDM) ориентирован, как известно, на сравнительно широкополосные информационные магистрали. В случае узкополосных каналов связи OFDM теряет свою привлекательность.

Цель статьи — рассмотрение альтернативного методу OFDM подхода, который состоит в неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов и позволяет использовать более плотную расстановку несущих в спектральной области.

Как и в случае OFDM, будем полагать, что на передающей стороне формирование сигнала в соответствии с принципами частотой дискретной и квадратурно-фазовой модуляций (QAM) осуществляется с помощью сигнального процессора и цифро-аналогового преобразователя. При этом, в отличие от метода OFDM, разнос частот несущих не будем привязывать к максимумам АЧХ фильтров, которые следовало бы синтезировать на приемной стороне с помощью быстрого преобразования Фурье.

Получим далее процедуру демодуляции сигналов в приемнике сообщений при условии, что время начала сигнального пакета точно известно. Для этого, воспользовавшись методом максимального правдоподобия, в предположении о некоррелированности и гауссовском распределении шумов, запишем информационный эквивалент функции правдоподобия для вещественной формы представления суммы M гармонических сигналов

$$L = \sum_{s=1}^S \left\{ U_s - \sum_{m=1}^M a_m \cos(\omega_m \Delta t (s-1) + \varphi_m) \right\}^2 \quad (1)$$

или, обозначив $a_m^c = a_m \cos \varphi_m$, $a_m^s = a_m \sin \varphi_m$, $p_{ms} = \omega_m \Delta t (s-1)$,

$$L = \sum_{s=1}^S \left\{ U_s - \sum_{m=1}^M (a_m^c \cos p_{ms} - a_m^s \sin p_{ms}) \right\}^2 = \min, \quad (2)$$

где U_s — напряжение сигнальной смеси в s -м временном отсчете, a_m — амплитуда m -го гармонического сигнала, S — общее количество временных отсчетов, подвергаемых обработке ($S \geq 2M$), s — порядковый номер отсчета АЦП в пределах сигнальной выборки, ω_m — радиальная частота m -го сигнала, φ_m — его начальная фаза.

Здесь сделано допущение, что амплитуда сигналов на протяжении S отсчетов остается неизменной. Что касается оценок амплитуд, то их можно получить, решая систему уравнений правдоподобия:

$$\partial L / \partial a_m^c = 0, \quad \partial L / \partial a_m^s = 0. \quad (3)$$

На основании правила Крамера для решения линейных алгебраических систем уравнений можно записать:

$$a_m^c = D_m^c / D, \quad a_m^s = D_m^s / D, \quad (4)$$

$$\text{где } D = \begin{vmatrix} B_{11} & C_{12} & \dots & C_{1M} \\ C_{21} & B_{22} & \dots & C_{2M} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ C_{M1} & C_{M2} & \dots & B_{MM} \end{vmatrix}, \quad B_{nn} = \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^S \cos^2 p_{ns} & -0,5 \sum_{s=1}^S \sin 2p_{ns} \\ -0,5 \sum_{s=1}^S \sin 2p_{ns} & \sum_{s=1}^S \sin^2 p_{ns} \end{bmatrix}$$

$$C_{nm} = \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^S \cos p_{ns} \cos p_{ms} & -\sum_{s=1}^S \cos p_{ns} \sin p_{ms} \\ -\sum_{s=1}^S \cos p_{ms} \sin p_{ns} & \sum_{s=1}^S \sin p_{ns} \sin p_{ms} \end{bmatrix}, \quad C_{nm} = C_{mn}^T,$$

определители D_m^c, D_m^s получены из определителя D заменой соответствующего m -го четного (для D_m^c) или нечетного (для D_m^s) столбца вектором свободных членов

$$\left[W_1^c \quad W_1^s \quad W_2^c \quad W_2^s \quad \dots \quad W_M^c \quad W_M^s \right]^T,$$

где $W_m^c = -\sum_{s=1}^S U_s \cos p_{ms}, W_m^s = \sum_{s=1}^S U_s \sin p_{ms}.$

Таким образом, задача определения квадратурных составляющих амплитуд суммы M гармонических сигналов, представленных в вещественной форме, свелась к отысканию оценок (2) подстановкой известных значений p_{ms} . Для упрощения вычислительных операций и минимизации количества паразитных каналов приема удобно, как известно, использовать комплексное представление сигналов. Аппаратная реализация аналогового расквадратурирования сводится к использованию опорного генератора и умножителя сигналов в соответствии со схемой, приведенной на рис. 1 из [1].

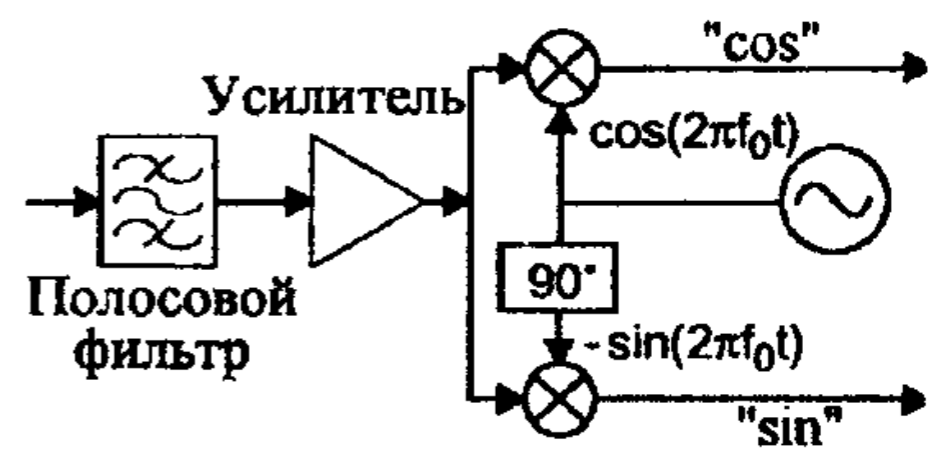


Рис. 1

После аналого-цифрового преобразования каждой из сформированных таким образом квадратур, процедура измерения амплитудных составляющих может быть получена в результате минимизации функционала:

$$L_M = \sum_{s=1}^S \left[\left\{ U_s^c - \sum_{m=1}^M a_m \cos(\omega_m \Delta t (s-1) + \varphi_m) \right\}^2 + \left\{ U_s^s - \sum_{m=1}^M a_m \sin(\omega_m \Delta t (s-1) + \varphi_m) \right\}^2 \right], \quad (5)$$

где U_s^c, U_s^s — квадратурные составляющие напряжения сигнальной смеси по выходу АЦП в s -м временном отсчете, или, с использованием обозначений (2),

$$L_M = \sum_{s=1}^S \left[\left\{ U_s^c - \sum_{m=1}^M (a_m^c \cos p_{ms} - a_m^s \sin p_{ms}) \right\}^2 + \left\{ U_s^s - \sum_{m=1}^M (a_m^c \sin p_{ms} + a_m^s \cos p_{ms}) \right\}^2 \right]$$

При этом в (4) для формирования оценок квадратурных составляющих амплитуд следует подставить следующие величины:

$$C_{nm} = \begin{bmatrix} \sum_{s=0}^{S-1} \cos(\omega_m - \omega_n) s \Delta t & -\sum_{s=0}^{S-1} \sin(\omega_m - \omega_n) s \Delta t \\ \sum_{s=0}^{S-1} \sin(\omega_m - \omega_n) s \Delta t & \sum_{s=0}^{S-1} \cos(\omega_m - \omega_n) s \Delta t \end{bmatrix}, \quad B_{nn} = \begin{bmatrix} S & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix}$$

а в вектор свободных членов — соответственно

$$W_m^c = \sum_{s=1}^S \left\{ U_s^c \cos \omega_m s \Delta t + U_s^s \sin \omega_m s \Delta t \right\}$$

и

$$W_m^s = \sum_{s=1}^S \left\{ U_s^s \cos \omega_m s \Delta t - U_s^c \sin \omega_m s \Delta t \right\}.$$

Определим далее потенциальную точность рассматриваемого метода оценивания квадратурных составляющих амплитуд, используя нижнюю границу Крамера—Рао. Для сокращения выкладок, следуя [2], обратимся к матричной записи, представив вектор вещественных отсчетов АЦП, используемых в (1), в бесшумовом виде

$$U = F \cdot A, \quad (6)$$

где $U = [U_1 \ U_2 \ \dots \ U_S]^T$ — вектор вещественных напряжений сигнальной смеси; $A = [a_1^c \ a_1^s \ a_2^c \ a_2^s \ \dots \ a_M^c \ a_M^s]^T$ — вектор квадратурных составляющих амплитуд сигналов,

$$F = \begin{bmatrix} \cos p_{11} & -\sin p_{11} & \cos p_{21} & -\sin p_{21} & \dots & \cos p_{M1} & -\sin p_{M1} \\ \cos p_{12} & -\sin p_{12} & \cos p_{22} & -\sin p_{22} & \dots & \cos p_{M2} & -\sin p_{M2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \cos p_{1S} & -\sin p_{1S} & \cos p_{2S} & -\sin p_{2S} & \dots & \cos p_{MS} & -\sin p_{MS} \end{bmatrix}$$

При этом, оптимальная оценка вектора квадратурных составляющих амплитуд, используемая для декодирования сообщений, может быть получена в более компактном, по сравнению с (4), матричном виде

$$A = \{F^T F\}^{-1} F^T U. \quad (7)$$

Используя выражение для матрицы Фишера, полученное в [2] на основе производной Нойдеккера, применительно к данному случаю можно записать

$$I = (1/\sigma_{\text{ш}}^2) \cdot F^T F, \quad (8)$$

где элементы квадратичной формы $F^T F$ тождественны элементам определителя D в (4).

В случае одночастотного сигнала

$$F^T F = \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^S \cos^2 p_{ns} & -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2p_{ns} \\ -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2p_{ns} & \sum_{s=1}^S \sin^2 p_{ns} \end{bmatrix}.$$

Интересующие оценки дисперсии амплитудных составляющих σ_a^2 находят обращением матрицы (8) как диагональные элементы обратной матрицы Фишера.

При комплексном представлении вектора цифровых отсчетов сигнальной смеси, задействованных в (5), компоненты матричного выражения (6) примут вид

$$U = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \vdots \\ \dot{U}_S \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} \exp(jp_{11}) & \exp(jp_{21}) & \dots & \exp(jp_{M1}) \\ \exp(jp_{12}) & \exp(jp_{22}) & \dots & \exp(jp_{M2}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \exp(jp_{1S}) & \exp(jp_{2S}) & \dots & \exp(jp_{MS}) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \vdots \\ \dot{a}_M \end{bmatrix}, \quad (9)$$

в результате чего для информационной матрицы Фишера получим

$$I = F^* F / \sigma_{\text{ш}}^2, \quad (10)$$

где

$$F^* F = \begin{bmatrix} S & \sum_{s=1}^S \exp[j(p_{2s} - p_{1s})] & \dots & \sum_{s=1}^S \exp[j(p_{Ms} - p_{1s})] \\ \sum_{s=1}^S \exp[j(p_{1s} - p_{2s})] & S & \dots & \sum_{s=1}^S \exp[j(p_{Ms} - p_{2s})] \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum_{s=1}^S \exp[j(p_{1s} - p_{Ms})] & \sum_{s=1}^S \exp[j(p_{2s} - p_{Ms})] & \dots & S \end{bmatrix},$$

«*» — символ комплексного сопряжения.

При одиночном гармоническом сигнале $M = 1$ и $F^* F = S$.

Сами оценки квадратурных составляющих амплитуд находятся, по аналогии с (7), в виде $A^c = \text{Re}\left(\{F^* F\}^{-1} \cdot F^* \cdot U\right)$, $A^s = \text{Im}\left(\{F^* F\}^{-1} \cdot F^* \cdot U\right)$, где

$$A^c = [a_1^c \quad a_2^c \quad \dots \quad a_M^c]^T, \quad A^s = [a_1^s \quad a_2^s \quad \dots \quad a_M^s]^T.$$

Для сохранения преемственности в представлении вектора амплитуд по отношению к выражению (7) комплексную запись модели сигнальной смеси (9) можно модифицировать:

$$\dot{U} = [U_1^c \quad U_1^s \quad U_2^c \quad U_2^s \quad \dots \quad U_M^c \quad U_M^s]^T;$$

$$F = \begin{bmatrix} \cos p_{11} & -\sin p_{11} & \cos p_{21} & -\sin p_{21} & \dots & \cos p_{M1} & -\sin p_{M1} \\ \sin p_{11} & \cos p_{11} & \sin p_{21} & \cos p_{21} & \dots & \sin p_{M1} & \cos p_{M1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \cos p_{1S} & -\sin p_{1S} & \cos p_{2S} & -\sin p_{2S} & \dots & \cos p_{MS} & -\sin p_{MS} \\ \sin p_{1S} & \cos p_{1S} & \sin p_{2S} & \cos p_{2S} & \dots & \sin p_{MS} & \cos p_{MS} \end{bmatrix};$$

$$A = [a_1^c \quad a_1^s \quad a_2^c \quad a_2^s \quad \dots \quad a_M^c \quad a_M^s]^T.$$

При этом оценки вектора A и информационную матрицу Фишера получают по тем же формулам (7), (8), что и для вещественного представления сигнальной смеси. Рассчитанная по выражениям (8), (10) нижняя граница Крамера—Рао позволяет определить предельные возможности предлагаемых методов демодуляции по частотному уплотнению сигналов.

Для изучения характера зависимости σ_a^2 с помощью пакета Mathcad был проведен вычислительный эксперимент. Сопоставление потенциальных точностей метода согласно (7) с нижней границей Крамера—Рао, рассчитанной для методов OFDM и его неортогональной модификации [3], показывает, что при равном количестве отсчетов, одинаковых значениях несущих и шума их точности совпадают. При этом в отличие от упомянутых решений предложенный здесь метод демодуляции может работать с произвольным количеством отсчетов, необязательно равным целой степени числа 2. Кроме того, он позволяет сократить вычислительные затраты за счет предварительного расчета проектирующего оператора $\{F^T F\}^{-1} \cdot F^T$ для известных частот сигналов и отказа от выполнения операции быстрого преобразования Фурье.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И. Идеология построения мультистандартных базовых станций перспективных систем связи // Радиоэлектроника.— 2001.— № 4.— С. 3—12. (Изв. вузов).
2. Слюсар В. И. Информационная матрица Фишера для моделей систем, базирующихся на торцевых произведениях матриц // Кибернетика и системный анализ.— 1999.— № 4.— С. 14—149.
3. Слюсар В. И., Смоляр В. Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрелевского разрешения сигналов // Радиоэлектроника.— 2003.— № 7.— С. 30—39. (Изв. вузов).

г. Киев.

Поступила в редакцию 28.10.03.

УДК 621.391

БЕЗРУК В. М., ГОЛИКОВ В. С., ТИХОНОВ В. А.

РАСПОЗНАВАНИЕ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ, ОПИСЫВАЕМЫХ АВТОРЕГРЕССИОННОЙ МОДЕЛЬЮ

Предложены методы распознавания заданных случайных сигналов при наличии неизвестных сигналов, которые основаны на описании сигналов обобщенной авторегрессионной моделью, учитывающей негауссовый характер распределения сигналов. Предложенные методы исследовались статистическим моделированием.

Особенности методов распознавания сигналов во многом определяются математической моделью, выбранной для описания сигналов. Во многих прикладных задачах, в частности, в вокодерной телефонии и сотовой связи, при распознавании речевых сигналов адекватной моделью сигналов служит авторегрессионная (АР) модель в виде авторегрессионных процессов [1—2]. Существует ряд методов распознавания сигналов, которые получены для традиционной постановки задачи распознавания и основаны на классической АР модели в рамках корреляционной теории сигналов [3—6].

Однако во многих случаях решения практических задач на распознавание могут предъявляться не только заданные сигналы, но и неизвестные сигналы, статистические характеристики которых не заданы и отсутствует возможность получения их обучающих выборок. Кроме того, на практике иногда необходимо учитывать негауссовый характер распределения сигналов с целью получения дополнительных признаков распознавания. В таких условиях существующие методы распознавания либо вообще не работают, либо дают низкое качество распознавания сигналов. Это определяет актуальность разработки методов распознавания сигналов для указанных нетрадиционных условий распознавания.