БИОНИКА И СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА

ОЦЕНКА УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ НЕПРЕРЫВНЫМИ СИГНАЛАМИ С РАЗНЕСЕННЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

А.В. Панфилов, Е.А. Маврычев

Нижегородский госуниверситет

Разнесенная радиолокация имеет ряд преимуществ по сравнению с однопозиционными системами. В многопозиционной системе могут быть улучшены потенциальные характеристики измерения координат целей. В данной работе рассматривается измерение угловых координат близко расположенных целей с использованием методов повышенного разрешения.

Рассмотрим многопозиционную систему, состоящую из M передающих позиций и одной приемной позиции. Передающие антенны имеют изотропные диаграммы направленности. На прием используется антенная решетка (АР), состоящая из N изотропных излучателей. Передатчики излучают непрерывные сигналы с комплексными амплитудами $c_1(t),\ldots, c_M(t)$. Сигнал, отраженный от k-й цели, запишем:

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^{M} c_m(t-\Delta t_{km}) h_{km} \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} r_{km}\right),$$

где Δt_{km}, r_{km} – время задержки и разность хода сигнала, излученного m-ым передатчиком и отраженного k-ой целью, а h_{km} – коэффициент отражения k-ой цели для m-го сигнала.

Вектор сигнала размерности $N\times 1$, принимаемого АР, представляется в виде:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{Z}(t),$$

где $A=[\mathrm{a}(\theta_1)\ \mathrm{a}(\theta_2)\ \ldots\ \mathrm{a}(\theta_K)]$ – матрица, состоящая из векторов-фазоров плоских волн, отраженных от K целей; $\theta_1, \theta_2, \ldots, \theta_K$ – угловые координаты целей; $\mathbf{s}(t)=[s_1(t), s_2(t), \ldots, s_K(t)]^T$ – вектор комплексных амплитуд отраженных сигналов; $\mathbf{Z}(t)=[z_1(t), z_2(t), \ldots, z_N(t)]^T$ – вектор собственных шумов приемных устройств.

Корреляционную матрицу (КМ) входного процесса запишем как

$$\mathbf{R}_{xx} = E\left\{\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)\right\} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_0^2\mathbf{I}_N,$$

где $\mathbf{R}_{ss}=E\{\mathbf{s}(t)\ \mathbf{s}^H(t)\}$ – КМ отраженных сигналов, $\mathbf{I}_N$ – единичная матрица размерности $N\times N$.

Рассмотрим метод максимального правдоподобия (МП) для измерения угловых координат целей. Функция правдоподобия относительно вектора угловых положений $\boldsymbol{\theta}=[\theta_1, \theta_2,\ldots, \theta_K]$ представляется как

$$p(\mathbf{X}|\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{\left(2\pi\sigma_0^2\right)^{NL}} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma_0^2}\sum_{l=1}^{L}(\mathbf{X}(l)-\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(l))^H(\mathbf{X}(l)-\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(l))\right\}.$$

Максимизируя функционал правдоподобия, находим [1]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg\min_{\boldsymbol{\theta}} Tr\{\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta})\hat{\mathbf{R}}_{xx}\},$$

где $\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta})$ – матрица-проектор, $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ – оценка КМ, имеющие вид

$$\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\left(\mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\right)^{-1}\mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta}),$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l).$$

Метод МП дает наилучшие оценки координат, лежащие на границе Крамера–Рао, однако для его реализации требуется большой объем вычислений, который практически невозможен в реальном времени. Известно, что метод MUSIC дает точности оценок, близкие к границе Крамера–Рао для некоррелированных сигналов. Спектр, полученный методом MUSIC, равен [2]:

$$f_{MUSIC}(\theta) = \left[\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{a}(\theta)\right]^{-1},$$

где $\mathbf{E}_n$ – собственные векторы КМ соответствующие шумовому подпространству.

Пики функции соответствуют угловым направлениям на цели. Характеристики метода MUSIC заметно ухудшаются в случае сильной корреляции [1], что характерно для сигналов, отраженных от близко расположенных целей. Однако если цели облучаются несколькими передатчиками, то корреляция отраженных сигналов уменьшается с ростом числа передающих позиций, что позволяет применить проекционный метод измерения угловых координат.

Приведем результаты математического моделирования оценок угловых координат для случая двух близкорасположенных целей с релеевским коэффициентом отражения. Приемная АР состоит из N=10 элементов, на передачу используется различное число антенн. Зондирующими сигналами являются непрерывные сигналы со случайной двоичной фазовой манипуляцией. На рис. 1 показаны среднеквадратические отклонения ошибок оценивания в зависимости от отношения сигнал/шум для метода МП и метода MUSIC. В случае одной передающей антенны в силу корреляции сигналов MUSIC не разрешает цели, в то время как метод МП позволяет получить разрешение. При использовании двух и четырех передающих антенн происходит значительное улучшение точности оценок для обоих методов. Дальнейшее увеличение числа передающих антенн слабо улучшает точность и разрешение целей.

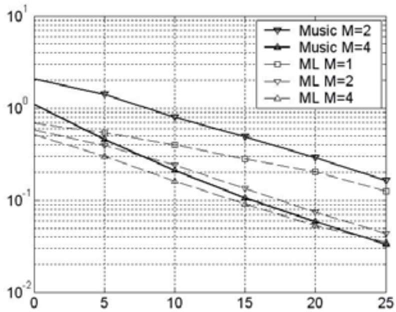

Рис. 1

[1] Stoica P. and Nehorai A. // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. 1989. V.37. P.720.

[2] Schmidt R.O. //Proc. RADC Spectral Estimation Workshop. New York: Griffiss AFBS, 1979.

СТОХАСТИЧЕСКИЙ “АНТИРЕЗОНАНС”

Н.В. Агудов, А.В. Кричигин

Нижегородский госуниверситет

Стохастический резонанс является одним из наиболее ярких примеров нетривиальной реакции нелинейной системы на внешнее воздействие. К настоящему времени эффект стохастического резонанса обнаружен в разнообразных нелинейных системах, относящихся к различным областям физики, таких, например, как лазерная физика, обработка сигналов, физика джозефсоновских переходов, модели нейронов и т.д. [1]. Однако в работе [2] на основе данных, полученных с помощью численного моделирования, обсуждалась возможность существования так называемого стохастического “антирезонанса”. Настоящая работа посвящена исследованию данного явления аналитическими методами.

Рассматривается нелинейная инерционная система, описываемая уравнением Ланжевена, на вход которой аддитивно поступают входной сигнал $s(t)$ и шум $\xi(t)$:

$$dx/dt = -d\Phi(x)/dx + s(t) + \xi(t),$$

где $\xi(t)$ – белый гауссовский шум: $\langle\xi(t)\rangle = 0$, $\langle\xi(t)\,\xi(t+\tau)\rangle = 2q\delta(\tau)$, $2q$ – интенсивность шума, $\Phi(x)$ – нелинейная функция, характеризующая саму систему, $s(t)$ – входной гармонический сигнал: $s(t) = A\cos(\Omega t)$, $x(t)$ – выходной процесс.

В работе [3] был предложен приближенный метод вычисления функции корреляции и спектральной плотности мощности, близкий к методам гауссова приближения и статистической линеаризации [4]. На основании этого метода и флуктуационно-диссипационных соотношений, полученных при помощи теории линейного отклика, были вычислены простые соотношения для усиления мощности выходного сигнала η и отношения сигнал–шум на выходе системы R:

$$\eta = \frac{D_{st}^2}{q^2}\frac{1}{1+(\Omega\tau_0)^2}, \tag{1}$$

$$R = \frac{\pi A^2 D_{st}}{2\tau_0 q^2}, \tag{2}$$

где D_{st} и τ_0 – точные выражения для дисперсии и времени корреляции [4], [5].

Рассмотрим следующий моностабильный потенциальный профиль, характеризующий исследуемую систему (рис.1):

$$\Phi(x) = \begin{cases} \varepsilon|x|, & |x| > L, \\ 0, & |x| > L. \end{cases}$$

Используя формулы для дисперсии и времени корреляции, можно найти выражения для усиления мощности выходного процесса (1) и отношения сигнал – шум (2). В данной работе эти выражения не приводятся в силу их чрезмерной громоздкости. На рис. 2 и 3 представлены графики зависимости усиления мощности выходного сигнала и отношения сигнал–шум на выходе системы от интенсивности входного шума q, нормированной на глубину провала потенциального профиля. Кривые на графиках соответствуют различным размерам потенциальных профилей: $L_1 = L_2 < L_3$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 < \varepsilon_2$.

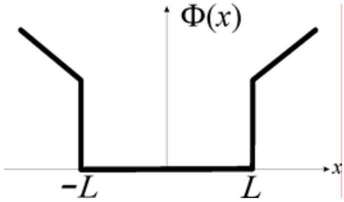

Рис. 1

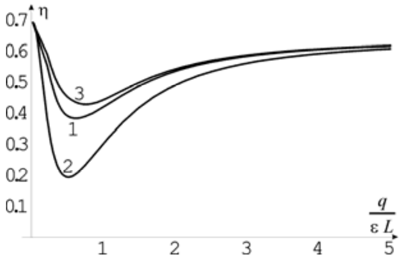

Рис. 2

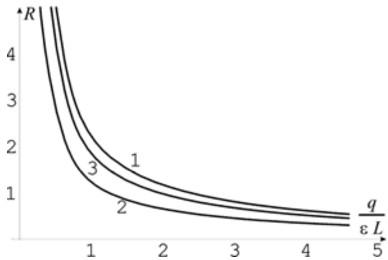

Рис. 3

Как видно из графиков, приведенных на рис. 2, при некотором значении интенсивности входного шума усиление мощности выходного сигнала достигает своего минимального значения. Данное явление было названо стохастическим “антирезонансом” в противоположность резонансу, соответствующему максимуму мощности выходного процесса при определенном уровне шума [2]. Отметим, что глубина минимума увеличивается при увеличении наклона потенциального профиля ε и уменьшается при увеличении ширины потенциала L.

Теперь посмотрим на зависимость отношения сигнал–шум от интенсивности входного шума (рис. 3). Видно, что данная величина монотонно спадает с увеличением шума. Это происходит потому, что в данном случае все определяется отношением D_{st}/τ_0, а это отношение для моностабильных систем практически пропорционально интенсивности входного шума q. Отметим также, что увеличение наклона ε или ширины L потенциала качественно влияет одинаковым образом, приводя к уменьшению отношения сигнал–шум.

Работа поддержана грантом РФФИ 05-02-16405-а.

[1] Анищенко В.С., Нейман А.Б., Мосс Ф., Шиманский-Гайер Л. // УФН. 1999. Т.169. С.7.
[2] Evstigneev V., Reimann P., Pankov V., Prince R.H. // Europhys. Lett. 2004. V.65. P.7.

[3] Агудов Н.В., Кричигин А.В. // Актуальные проблемы статистической радиофизики (Малаховский сборник). 2006. Т.5. С.103.
[4] Малахов А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. М: Сов. радио, 1978. 376 с.
[5] Дубков А.А., Малахов А.Н., Саичев А.И. // Изв. вузов. Радиофизика. 2000. Т.3. С.369.

ДВУХЭТАПНЫЙ МНОГООБЗОРНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ

А.В. Кричигин, Е.А. Маврычев

Нижегородский госуниверситет
Нижегородский государственный технический университет

Методы обнаружения трассы цели с использованием информации нескольких обзоров получили название «сопровождение до обнаружения» (track-before-detect) [1, 2]. Суть этих алгоритмов заключается в обнаружении трассы цели в течение нескольких циклов наблюдения, при этом не выносится решений о наличии сигнала в отдельных обзорах. В данной работе рассматривается алгоритм двухэтапного обнаружения движущихся целей.

Поиск цели производится в K циклах в заданном секторе пространства, состоящем из N_1 элементов разрешения. Пусть $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \ldots, \mathbf{x}_K$ – векторы комплексных амплитуд принятых сигналов за K обзоров, содержащих компоненты полезного сигнала и шума. Шумовые компоненты принятого сигнала задаются векторами комплексных амплитуд – $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \ldots, \mathbf{z}_K$. Шум полагается белым и подчиняется нормальному закону распределения с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Обнаружение траектории цели сводится к проверке гипотезы $H_0(n_1, n_2, \ldots, n_K)$ о том, что в K обзорах наблюдения в элементах разрешения $n_1, n_2, \ldots, n_K$ цель отсутствовала против альтернативы $H_1(n_1, n_2, \ldots, n_K)$ о наличии цели в элементах разрешения $n_1, n_2, \ldots, n_K$:

$$H_0(n_1, n_2, \ldots, n_K): \quad x_k(n_k) = z_k(n_k),\; k = 1, \ldots, K,$$
$$H_1(n_1, n_2, \ldots, n_K): \quad x_k(n_k) = a_k + z_k(n_k),\; k = 1, \ldots, K,$$

где a_k – случайная комплексная амплитуда сигнала в k-й обзор.

Для сигналов с независимыми флюктуациями амплитуды и случайными фазами оптимальной обработкой является некогерентное накопление принятой последовательности [3]. Это эквивалентно вычислению и сравнению с порогом следующего логарифма отношения правдоподобия:

$$L(n_1, n_2, \ldots, n_K) = \sum_{k=1}^{K} L_k(n_k) \underset{H_1(n_1, n_2, \ldots, n_K)}{\overset{H_0(n_1, n_2, \ldots, n_K)}{\begin{smallmatrix}<\\>\end{smallmatrix}}} L_K\,,$$

где $L_k(n_k)$ – логарифм отношения правдоподобия для n_k-го элемента разрешения в k-м обзоре наблюдения [3]:

$$L_k(n_k) = |x_k(n_k)|^2 .$$

В случае анализа всех возможных траекторий цели общее число гипотез определяется произведением размеров стробов $N_\Sigma=N_1\ N_2\ \ldots N_K$. Число проверяемых гипотез можно существенно уменьшить, используя двухэтапный алгоритм обнаружения. Суть его заключается в следующем. На первом этапе в каждом обзоре реализуется первичное обнаружение сигналов с достаточно высокой вероятностью ложной тревоги на каждом шаге ($p_k\approx10^{-1}\div10^{-3}$, k=1, …, K), а на втором этапе осуществляется многообзорное накопление. Математически алгоритм принятия решения о наличии траектории цели (n_1, n_2, …, n_K) представляется в следующем виде:

$$H_0(n_1,n_2,\ldots,n_K): \bigcup_{k=1}^{K}(L_k(n_k)<l_k)\bigcup(L(n_1,n_2,\ldots,n_K)<L_K),$$

$$H_1(n_1,n_2,\ldots,n_K): \bigcap_{k=1}^{K}(L_k(n_k)>l_k)\bigcap(L(n_1,n_2,\ldots,n_K)>L_K).$$

Общее число гипотез, которое необходимо проверить, определяется количеством всех возможных траекторий движения цели (N_1, N_2, …, N_K) и значениями порогов на первом этапе (p_k, k=1, …, K). Количество проверяемых гипотез является случайной величиной, среднее значение которой будет равно $N_\Sigma= p_1N_1\ p_2N_2\ \ldots\ p_KN_K$.

В качестве примера рассмотрим РЛС, осуществляющую поиск цели в $N_1=10^5$ элементах разрешения с обнаружением трассы по одному, двум и трем обзорам. Величины второго и третьего стробов выбраны $N_2=10^3$ и $N_3=10^2$ ($p_1=p_2=p_3=10^{-1}$, $p_1=p_2=p_3=10^{-2}$), частота ложной трассы $f_0=10^{-3}$. График зависимости вероятности обнаружения от отношения сигнал/шум изображен на рисунке. Сплошными кривыми на графике показаны вероятности, рассчитанные для случая суммарного накопления при отсутствии порогов на первом шаге для одного, двух и трех обзоров (соответствует цифровым указателям на рисунке). Штриховыми и пунктирными кривыми изображены кривые правильного обнаружения в зависимости от отношения сигнал/шум для двухэтапного алгоритма. При этом вероятность ложной тревоги на промежуточных шагах равна $p=10^{-1}$ (штрихи) и $p=10^{-2}$ (точки), а число обзоров для каждой кривой показано цифрой.

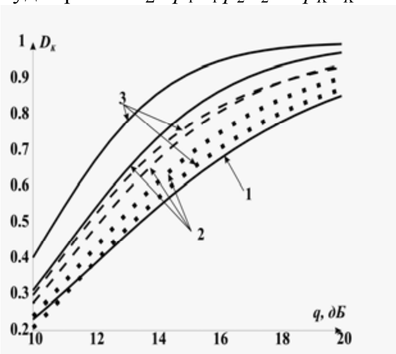

Рис.1

Таким образом, некогерентное накопление информации в нескольких обзорах позволяет улучшить характеристики обнаружения траектории цели.

[1] Johnston L.A., Krishnamurthy V. // IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems. 2002. V.38, No.1. P.228.
[2] Buzzi S., Lops M., Venturino L. // IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems. 2005. V.41, No.3. P.937.
[3] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

ФЛИККЕРНЫЙ ШУМ ТОКА УТЕЧКИ В НАНОРАЗМЕРНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРАХ

А.В. Беляков, А.В. Клюев, А.В. Якимов

Нижегородский госуниверситет

В работе исследуются фликкерные ($1/f$) электрические и оптические шумы лазеров на $In_{0,2}Ga_{0,8}As/GaAs/InGaP$ квантовых ямах (КЯ), изготовленных в Научно-исследовательском физико-техническом институте ННГУ [1].

Полный ток I через лазерный диод состоит из двух основных компонент $I = I_r + I_l$, здесь I_r – рекомбинационный ток, I_l – ток утечки [2]. В исследуемых образцах в роли основной компоненты выступает ток рекомбинации через КЯ.

При анализе вольт-амперных характеристик у всех образцов в дополнение к току, обусловленному рекомбинацией носителей через КЯ, обнаружено наличие тока утечки. В большинстве приборов утечка имеет нелинейный характер.

При исследовании токовых зависимостей спектров $1/f$ шумового напряжения показано, что наблюдаемый шум обусловлен флуктуациями тока утечки. Замечено, что ток утечки и спектр его фликкерного шума существенно различаются даже для образцов, имеющих одинаковую структуру.

На рис. 1 приведена ВАХ лазера №1. Точками показаны экспериментальные данные. Обнаружено, что экспериментальные данные удовлетворительно описываются двумя компонентами тока: рекомбинационной компонентой и компонентой тока утечки (выделены пунктиром).

Экспериментальные данные для спектра шумового напряжения (на частоте $f = 100$ Гц) лазера №1 в зависимости от полного тока I через образец показаны точками на рис. 2.

Для объяснения этой зависимости учтены шумы тока утечки (сплошная линия). Экспериментальные данные удовлетворительно описываются шумом тока утечки. Установлено, что электрические шумы тока утечки лазерного диода являются основным источником флуктуаций интенсивности спонтанного излучения.

Перейдем к анализу флуктуаций интенсивности излучения лазеров на квантовых ямах и их корреляции с электрическими шумами.

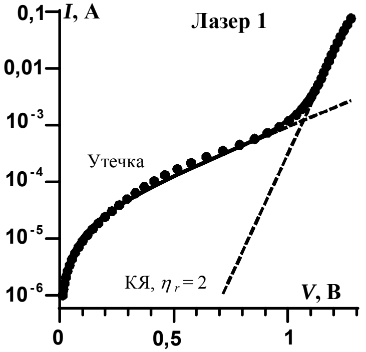

Рис. 1

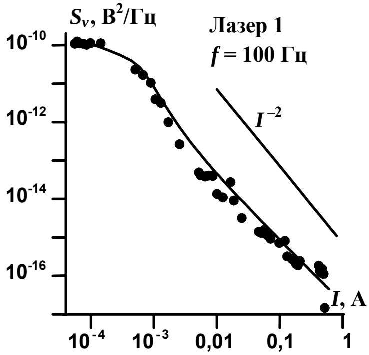

Рис. 2

Для удобства анализа используется функция когерентности

$$\Gamma_{vp}(f)=\frac{\left|S_{vp}(f)\right|}{\sqrt{S_v(f)S_p(f)}}. \tag{1}$$

Здесь $S_{vp}(f)$ – оценка взаимного спектра двух шумовых сигналов, электрического $v(t)$ и оптического $p(t)$:

$$S_{vp}(f)=\frac{2}{MT}\sum_{i=1}^{M}V_i(f)\cdot P_i^*(f), \tag{2}$$

Использовалось БПФ – 2048, дающее $M \approx 500$.

На рис. 3 представлена частотная зависимость функции когерентности для лазера №1. Очевидно наличие существенной корреляции шумов. Это означает, что шум тока утечки трансформируется в шум интенсивности излучения.

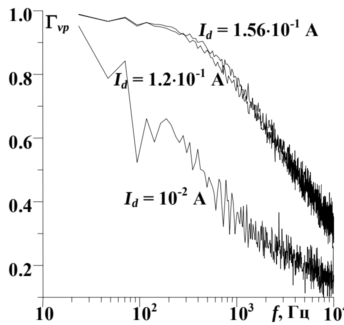

Рис. 3

Работа выполнена по программе НАТО «Наука ради мира», проект SfP-973799 Semiconductors и поддержана грантом РФФИ 04-02-16708-а, грантом Роснауки НШ-1729.2003.2 (Ведущие научные школы) и проектом 4616 научной программы «Развитие научного потенциала высшей школы» Федерального агентства по образованию.

[1] Клюев А.В., Якимов А.В. // X Нижегородская сессия молодых ученых. Естественно-научные дисциплины: Тез. докл. Н. Новгород, 2005. С.42.
[2] Нанавати Р.П. Введение в полупроводниковую электронику. М.: Связь, 1965. 342 с.

СРЕДНЯЯ СКОРОСТЬ ДИФФУЗИИ БРОУНОВСКИХ ЧАСТИЦ В НАКЛОННОМ ПЕРИОДИЧЕСКОМ ПОТЕНЦИАЛЕ

Н.В. Агудов, Д.А. Куликов

Нижегородский госуниверситет

Технические решения на основе систем ФАПЧ (фазовой автоподстройки частоты) широко используются при дизайне радиосхем. Анализ работы системы ФАПЧ может быть осуществлен на основе модели броуновской диффузии в потенциальном поле сил.

Рассмотрим поведение броуновской частицы в периодическом потенциале $u(\varphi)$. Координата броуновской частицы φ (которой соответствует разность фаз в системе ФАПЧ) подчиняется следующему уравнению Ланжевена:

$$\frac{d\varphi}{dt}=-\frac{du}{d\varphi}+\xi(t), \tag{1}$$

где $\xi(t)$ – АБГШ, $<\xi(t)>=0$, $<\xi(t)\xi(t+\tau)>=N\delta(\tau)$ и N – мощность шума.

Как известно (см. напр. [2]) уравнению (1) соответствует уравнение Фоккера–Планка для плотности вероятности $P(\varphi, t)$:

$$\frac{\partial P(\varphi,t)}{\partial t}=\frac{\partial}{\partial\varphi}[\frac{\partial u}{\partial\varphi}P(\varphi,t)]+\frac{N}{2}\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}P(\varphi,t) \tag{2}$$

со следующими граничными условиями $P(\varphi+2\pi, t)= P(\varphi, t)$. В настоящей работе рассматривается кусочно-линейный потенциальный профиль с периодом 2π и наклоном a:

$$u(\varphi)=a\varphi+\sum_{n=0}^{\infty}(-\mathrm{E}1(\varphi-\ell_1-2\pi n)+\mathrm{E}1(\varphi-l_2-2\pi n)). \tag{3}$$

Для такого потенциала, в отличие от гармонического, имеется возможность независимо изменять высоту и ширину потенциального барьера. Кроме того, изменение величины наклона не приводит к изменению его высоты и ширины. Это позволяет более детально исследовать влияние каждого параметра в отдельности на статистические характеристики процесса $\varphi(t)$.

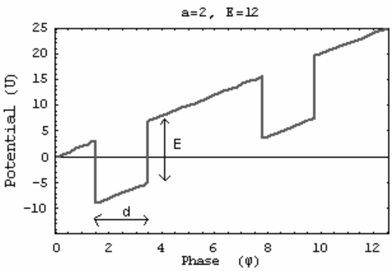

Рис.1

Для приведенного выше потенциала аналитически были получены следующие зависимости: стационарное распределение координаты броуновской частицы, среднее значение, дисперсия и средняя скорость. Сами выражения довольно громоздкие и поэтому здесь не приводятся. Зависимости средней скорости частицы от глубины ямы и от ширины ямы изображены на рис. 2 и 3 соответственно.

Рассмотрим влияние глубины ямы, нормированной на интенсивность шума, на среднюю скорость броуновской частицы. Эта зависимость представлена на рис. 2.

При нулевой глубине ямы средняя скорость частицы равна *a*, что соответствует движению частицы по наклонной прямой без барьеров (отсутствие синхронизации ФАПЧ).

При увеличении глубины ямы частица плавно приходит к состоянию с минимальной скоростью (режим захвата ФАПЧ). Минимальная скорость наблюдается при соотношении E/N (отношении глубины ямы к мощности шума) приблизительно равном 10 и более.

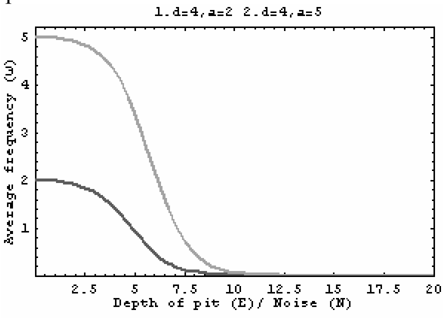

Рис. 2

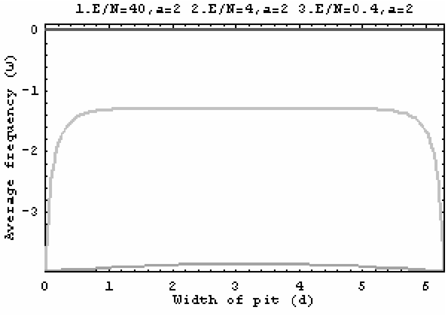

Рис. 3

Рассмотрим зависимость средней скорости частицы от ширины ямы (см. рис. 3). При ширине ямы, равной 0 или 2π, что соответствует отсутствию ямы, средняя скорость частицы также равна *a*, что отвечает движению частицы по наклонной прямой без барьеров. Следует обратить внимание, что зависимость является симметричной, т.е. при большой ширине ямы (близкой к 2π), но маленькой ширине барьера частица ведет себя так же, как и при маленькой ширине ямы (близкой к 0), но большой ширине барьера. Другими словами, функции средней скорости частицы от ширины ямы и от ширины барьера являются идентичными.

При определенных условиях на некотором интервале средняя скорость частицы перестает изменяться при изменении ширины ямы (плоские участки на рис. 3). В настоящей работе границы этого интервала также получены аналитически. Показано, что ширина плоского участка пропорциональна отношению $\sim a/N$, при $N \ll E$ (где E – глубина ямы).

Таким образом, для уменьшения скорости броуновской частицы (достижение синхронизации ФАПЧ) в ступенчатом потенциальном профиле необходимо увеличить глубину потенциальной ямы до величины порядка $E \sim 10N$. Кроме того, выбор параметров потенциального профиля, соответствующий прямолинейному участку на рис. 3 (область протяженного минимума скорости частицы), обеспечивает независимость минимальной средней скорости диффузии от ширины барьера (ямы).

Работа поддержана грантом РФФИ 05-02-16405-а.

[1] Малахов А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. М: Сов. радио, 1978. 376 с.
[2] Стратонович Р.Л. Избранные вопросы теории флюктуаций в радиотехнике. М: Сов. радио, 1961. 558 с.

ПОДХОДЫ К РЕАЛИЗАЦИИ РЕКОНФИГУРИРУЕМОЙ OFDM-СИСТЕМЫ СВЯЗИ

А.В. Катулин, В.А. Пестрецов, К.А. Чижов

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время широкое распространение получают технологии передачи данных по радиоканалу. Практически повсеместно для организации локальных беспроводных сетей используется технология Wi-Fi (IEEE 802.11 [1]), а также для эффективного решения проблемы «последней мили» активно внедряется и продвигается относительно новая технология WiMAX (IEEE 802.16 [2]). Для сохранения совместимости разрабатываемых устройств с уже развернутыми сетями радиосвязи желательна поддержка сразу нескольких стандартов в рамках одного устройства. Поэтому проблема построения приемопередающей OFDM-станции, поддерживающей работу в различных стандартах передачи данных, весьма актуальна и активно исследуется.

Возможны два подхода к решению данной задачи: использование нескольких микросхем, каждая из которых реализует конкретный стандарт, и осуществление их коммутации с помощью внешнего логического устройства при смене рабочего стандарта либо разработка специализированной микроархитектуры, реализующей поддержку сразу нескольких стандартов.

В случае применения во всех поддерживаемых стандартах одного вида модуляции, а именно OFDM, перспективным представляется второй метод, так как он позволяет минимизировать количество задействованных аппаратных ресурсов за счёт использования универсальных блоков, реконфигурируемых в соответствии с требуемым стандартом.

Для построения реконфигурируемой OFDM-системы предлагается архитектура, изображённая на рисунке. Некоторые алгоритмы, выполняемые при обработке сигналов в OFDM-системах различных стандартов, обладают достаточно простой вычислительной структурой для программной реализации на специализированных цифровых сигнальных процессорах (ЦСП). ЦСП временной области выполняет функции временной синхронизации, добавление и удаление защитного интервала. ЦСП частотной области выполняет функции коррекции канала, вставки и удаления пилотных поднесущих, а также QAM модуляцию и демодуляцию. Более вычислительно сложные алгоритмы, такие как прямое и обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ), перемежение, помехоустойчивое декодирование, трудно реализуемые с помощью программируемых решений, предлагается выполнить в параметризованной «жёсткой» логике. Для децимации, интерполяции и вспомогательной фильтрации сигнала вводится реконфигурируемый блок предварительной обработки. Промежуточный буфер отсчётов согласует регулярный поток отсчётов от блока предварительной обработки сигнала с пакетным способом обмена, характерного для остальных блоков тракта обработки.

Рис.

Весь тракт обработки сигнала находится под управлением программируемых контроллера управления доступом к среде и вспомогательного конфигурационного контроллера. Контроллер управления доступом к среде реализует функциональность соответствующего уровня, а также выполняет функции начальной конфигурации всех блоков в соответствии с рабочим стандартом, включая загрузку программ в программируемые блоки перед началом работы. Специальный конфигурационный контроллер осуществляет быстрое переключение блоков на приём или передачу в необходимые моменты времени для соответствия временной структуре протокола, определяемой рабочим стандартом. Выполнение специального конфигурационного контроллера по VLIW (Very Long Instruction Word) архитектуре позволяет дополнительно ускорить процесс управления за счёт параллельного обращения ко всем блокам.

Предложенная архитектура обеспечивает уменьшение затрат при аппаратной реализации OFDM-станции, поддерживающей работу в нескольких стандартах, что делает её особенно привлекательной для использования в портативных мобильных коммуникационных устройствах.

[1] IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems, Pt. 11: Wireless MAC and PHY Specifications, P802.11a, 1999.
[2] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Pt. 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, P802.16e, 2006.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ SVD И UCD ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ СХЕМ ДЛЯ СИСТЕМ С АДАПТИВНЫМИ АНТЕННАМИ

А.В. Давыдов, А.А. Мальцев

Нижегородский госуниверситет

Основной задачей при создании современных систем связи является увеличение помехоустойчивости и скорости передачи данных. Перспективный путь решения этой проблемы заключается в использовании систем с многоэлементными антеннами. В таких системах возможна одновременная передача данных по так называемым пространственным подканалам, формируемым с помощью адаптивных передающей и приемной диаграммообразующих схем. Наиболее популярным подходом к формированию таких подканалов является метод сингулярного разложения (SVD – Singular Value Decomposition) матрицы канала [1]. Диаграммообразующие весовые коэффициенты в этом случае задаются собственными векторами матрицы, а коэффициент усиления пространственных подканалов определяется квадратом соответствующего сингулярного числа. Основными преимуществами данного подхода является линейность обработки сигнала на передающем и приемном концах системы, а также максимальная пропускная способность системы. Стоит отметить, что при передаче информации по каналу с высокой пространственной корреляцией разброс сингулярных значений матрицы может быть существенным, что приводит к значительному различию в отношении сигнал–шум в каждом пространственном подканале, формируемом с помощью SVD-метода. Использование фиксированной модуляции и кодирования на все пространственные подканалы в этом случае приводит к снижению помехоустойчивости системы, а применение специальных процедур компенсации данного разброса требует разработки алгоритмов адаптации, а также вносит дополнительные затраты на передачу служебной информации. Альтернативным подходом к формированию пространственных подканалов является равномерное разложение (UCD – Uniform Channel Decomposition) канальной матрицы [2]. Данный метод позволяет сформировать пространственные подканалы с одинаковым отношением сигнал – шум без потерь в пропускной способности. Стоит отметить, что данный подход требует использования нелинейных алгоритмов обработки принятого сигнала, что приводит к усложнению реализации приемника.

Целью данной работы является количественная оценка и сравнительных анализ помехоустойчивости двух диаграммообразующих схем на примере WiMAX стандарта 802.16-2005 [3]. Число антенн на передающей станции составляло 4, а на приемной 2. Коэффициент корреляции сигнала на передающей и приемной антеннах составлял 0.7. Для каждой пары передающей и приемной антенны формировалась случайная реализация импульсной характеристики релеевского многолучевого канала со средним профилем мощности, задаваемым ITU рекомендациями [4]. Ширина полосы передачи сигнала в моделируемой системе составляла 10 МГц, а задержка передачи служебной информации 10 мс.

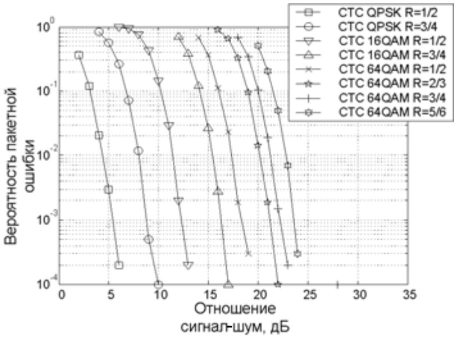

Рис. 1

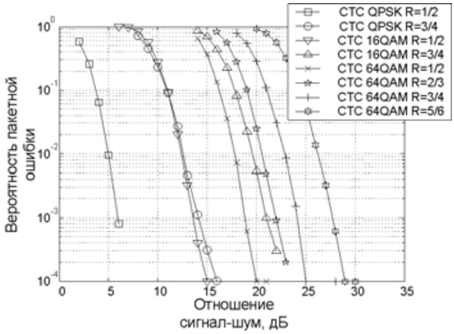

Рис. 2

Результаты моделирования для UCD- и SVD-методов формирования пространственных подканалов представлены на рис. 1 и рис. 2 соответственно. В качестве меры помехоустойчивости использовалась зависимость вероятности пакетной ошибки от отношения сигнал – шум для различных видов модуляции и кодирования, поддерживаемых стандартом 802.16-2005. Легко видеть, что UCD обеспечивает существенное повышение надежности передачи данных (порядка 1–3 дБ) по сравнению с SVD-методом.

[1] Andersen J.B. //IEEE Antennas Propagat. Magazine. 2000. V. 42, No.2. P.12.
[2] Yi J. //IEEE Trans. Signal Processing. 2005. V.53, No.11. P.4283.
[3] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Pt. 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1, 2005.
[4] Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

БЫСТРЫЙ АЛГОРИТМ МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ КВАЗИОРТОГОНАЛЬНЫХ КОДОВ

А.В. Давыдов, А.А. Мальцев

Нижегородский госуниверситет

Пространственно-временное кодирование в системах с многоэлементными антеннами – наилучший способ повышения спектральной эффективности системы и надежности передачи данных. Одной из основных задач при использовании таких схем является разработка эффективных процедур декодирования принятых сигналов. В силу высокой вычислительной сложности применение алгоритма максимально правдоподобной оценки, как правило, не рассматривалось для практических приложений. В данной работе предлагается процедура декодирования квазиортогональных кодов, обеспечивающая оптимальные характеристики помехоустойчивости и приемлемую для практической реализации сложность. Без ограничения общности рассмотрим алгоритм на примере квазиортогонального кода, полученного путем параллельной передачи двух ортогональных кодов Аламоути [1] (см. рис.). Пространственно-временной сигнал в этом случае может быть записан в следующем виде

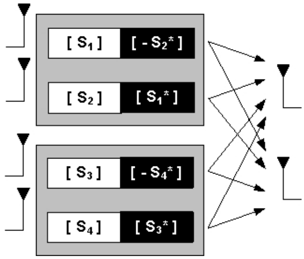

Рис.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & -s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{bmatrix},$$

где строки матрицы **C** соответствуют пространственным каналам, а столбцы – временному интервалу передачи. Модель принятого сигнала за два интервала времени можно представить в следующем виде

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \\ \mathbf{s}^{(2)} \end{bmatrix} + \mathbf{n} ,$$

где **y** – принятый сигнальный вектор, **H** – эквивалентная пространственно-временная матрица канала, $\mathbf{s}^{(1)} = [s_1\ s_2]^T$, $\mathbf{s}^{(2)} = [s_3\ s_4]^T$ переданные сигнальные векторы, соответствующие двум матрицам Аламоути, и **n** – аддитивный белый гауссовский шум. В силу структуры кода **C** матрица эквивалентного канала **H** может быть представлена в виде блочной матрицы

$$\mathbf{H} = [\mathbf{A} \vdots \mathbf{B}].$$

При этом выполняются следующие условия ортогональности $\mathbf{A}^H\mathbf{A} = \alpha\ \mathbf{I}$ и $\mathbf{B}^H\mathbf{B} = \beta\ \mathbf{I}$. Заметим, что в общем случае в силу квазиортогональности кода $\mathbf{A}^H\mathbf{B} \neq \gamma\ \mathbf{I}$.

Рассмотрим задачу максимально правдоподобной оценки переданного сигнального вектора для канала с аддитивным белым гауссовским шумом

$$\underset{\mathbf{s}^{(1)},\mathbf{s}^{(2)}}{\arg\min} \left\| \mathbf{y} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{s}^{(2)} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{s}^{(1)} \right\|^2 .$$

Вычислим для каждого возможного значения сигнала $\mathbf{s}^{(2)}$ максимально правдоподобную оценку $\mathbf{s}_e^{(1)}$

$$\mathbf{s}_e^{(1)}(\mathbf{s}^{(2)}) = \text{slice}\left\{ \alpha^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \left(\mathbf{y} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{s}^{(2)} \right) \right\},$$

где slice(·) является операцией жесткого детектирования сигнала, а α – скалярной величиной. Для полученного множества гипотез $G=\{\mathbf{s}_e^{(1)}(\mathbf{s}^{(2)})\}$ определяем пару сигналов $\mathbf{s}_e^{(1)}(\mathbf{s}^{(2)})$, обеспечивающую минимальное значение квадрата нормы расстояния между принятым сигналом и гипотезой. Сложность алгоритма в этом случае определяется мощностью множества G и составляет M^{N-2}, где M – число точек сигнального созвездия, N – число передающих антенн. Отметим, что сложность алгоритма, предложенного в работе [2], в рассматриваемом случае составляет M^{N-1}, что в M раз больше предложенного метода. Обобщение данного алгоритма на случай произвольного квазиортогонального кода очевидно.

[1] Alamouti S.M. //IEEE J. Select Areas Commun. 1998. V.16, No.8. P.1451.
[2] Lomnitz Y. // USA Patent Application P23744.

ПРИМЕНЕНИЕ ДИСКРИМИНИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИИ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНИВАНИЯ ПОРЯДКА ДВОИЧНОЙ МАРКОВСКОЙ ЦЕПИ

С.А. Авдашов, Е.А. Коньков

Нижегородский госуниверситет

Дискретные марковские модели, марковские цепи – это общий вид моделей для временных рядов. Как и для любой модели сигнала, важнейшей задачей здесь является оценивание их параметров. В первую очередь подлежит оценке порядок марковской цепи, который является ее самым важным параметром. На его основе строится сама модель, и определяются другие параметры.

В данной работе для оценки порядка двоичной марковской цепи предлагается использовать дискриминирующую функцию для биномиального распределения [1].

Введем обозначения:

$$x_l^m = (x_l, x_{l+1}, \ldots, x_{m-1}, x_m)\,,$$

где каждый отсчет случайного процесса x_l принимает значения из конечного множества $A = \{a_j | j = 0, 1\}$. Тогда стационарную дискретную марковскую модель порядка M можно задать набором переходных вероятностей:

$$P\{x_{l+1} = a_{i_{M+1}} \mid x_{l-M+1}^{l} = a_{i_1}^{i_M}\}\,,\ l = M,\ldots,n-1\,,$$

где n – длина выборки.

Метод заключается в использовании дискриминирующей функции для обнаружения различий в статистических свойствах марковских моделей, построенных на заданной выборке исследуемого процесса.

По заданной выборке последовательно строятся модели порядка k от 1 до k^*, где k^* - некое число, заведомо превышающее значение порядка M марковского процесса, из которого получена анализируемая выборка. Полученные модели описываются распределением переходных вероятностей размерности 2^{k+1}. Между соответствующими переходными вероятностями моделей соседних порядков рассчитывалось значение дискриминирующей функции по формуле

$$d(m_1,n_1,m_2,n_2)=\frac{\left(\frac{m_1+1}{n_1+2}-\frac{m_2+1}{n_2+2}\right)^2}{\frac{(m_1+1)(n_1-m_1+1)}{(n_1+2)^2(n_1+3)}+\frac{(m_2+1)(n_2-m_2+1)}{(n_2+2)^2(n_2+3)}+\left(\frac{m_1+1}{n_1+2}-\frac{m_2+1}{n_2+2}\right)^2},$$

где

$$m_1=N_n(a_{i_1}^{i_{k+1}}),\ n_1=N_{n-1}(a_{i_1}^{i_k}),\ m_2=N_n(a_{i_1}^{i_{(k+1)+1}}),\ n_2=N_{n-1}(a_{i_1}^{i_{k+1}}).$$

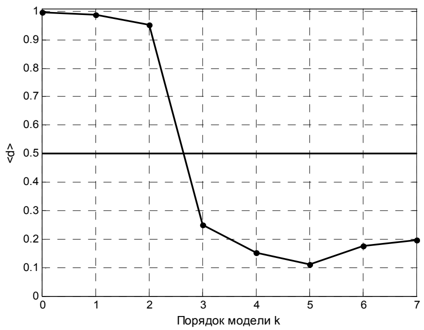

Рис. 1

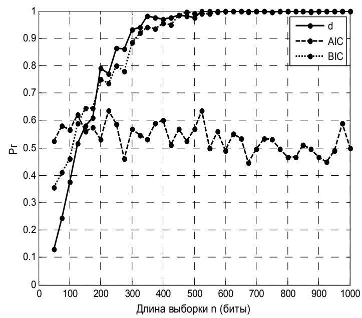

Рис. 2

Значения m_1, n_1, m_2, n_2 рассчитываются следующим образом:

$$N_n(a_{i_1}^{i_k})=\sum_{j=0}^{n-k}\delta(x_{j+1}^{j+k}=a_{i_1}^{i_k})$$

и представляют собой число повторений в анализируемой выборке соответствующих комбинаций бит

$$a_{i_1}^{i_k}=\{a_{i_1},a_{i_2},...,a_{i_k}\}.$$

В качестве критерия для оценки порядка марковского процесса предлагается использовать среднее значение дискриминирующей функции, посчитанное между моделями соседних порядков. Рисунок 1 иллюстрирует поведение предложенного критерия в зависимости от порядка модели (M=3, длина выборки 100000 бит).

Видно, что при $k \geq M$ среднее значение дискриминирующей функции становится меньше, чем при $k < M$. Также на рис. 1 показан порог, по пересечению с которым проводится оценивание марковского порядка.

На рис. 2 приведены результаты компьютерного моделирования. По вертикальной оси отложена вероятность правильного определения марковского порядка, по горизонтальной оси – длина анализируемой выборки. Зависимости построены для процесса второго порядка, усреднение проводилось по 200 выборкам. Из анализа зависимостей видно, что в данных условиях предложенный метод ведёт себя не хуже, чем метод, основанный на информационном критерии Байеса (BIC) [2], и лучше, чем метод, основанный на информационном критерии Акаике (AIC) [3].

[1] Бурланков Д. Е., Коньков Е. А.// Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Вып. IX-2. М.: РНТОРЭС, 2006. С.449.
[2] Csizár I., Shields P. // Ann. Statistics. 2000. V.28, No.6. P.1601.
[3] Tong H. //J. Appl. Prob. 1975. V.12, No.3. P.488.

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВОИЧНОЙ МАРКОВСКОЙ МОДЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ПОРЯДКА

Е.А. Коньков

Нижегородский госуниверситет

Марковская модель переменного порядка является обобщением традиционной марковской модели конечного порядка k (см. выражение (1)) и отличается тем, что при таком же эквивалентном марковском порядке k может иметь существенно меньшее количество параметров [1]. Это связано с тем, что в отличие от марковской модели конечного порядка

$$P\left(x_i \middle| x_{-\infty}^{i-1}\right) = P\left(x_i \middle| x_{i-k}^{i-1}\right) \tag{1}$$

глубина статистической зависимости не постоянна, а зависит от контекста:

$$P\left(x_i \middle| x_{-\infty}^{i-1}\right) = P\left(x_i \middle| c\left(x_{-\infty}^{i-1}\right)\right). \tag{2}$$

Оценивание параметров марковской модели переменного порядка заключается в оценивании по имеющемуся набору данных контекстной функции $c(\cdot)$ в (2) и традиционном частотном оценивании переходных вероятностей [1, 2].

В данной работе предлагается использовать для оценивания контекстной функции $c(\cdot)$ двоичной марковской модели переменного порядка итерационный алгоритм обрезки листьев контекстного дерева, в котором на каждом шаге решение об обрезке каждого листа принимается на основе сравнения дискриминирующей функции

$$d = \frac{(\langle\mu_1\rangle - \langle\mu_2\rangle)^2}{D\mu_1 + D\mu_2 + (\langle\mu_1\rangle - \langle\mu_2\rangle)^2} \tag{3}$$

с заданным порогом K [3]. В формуле (3) $\langle\mu_1\rangle$ и $\langle\mu_2\rangle$ – оценки параметров биномиального распределения, а $D\mu_1$ и $D\mu_2$ – дисперсии этих оценок, вычисленные по количествам соответствующих комбинаций нулей и единиц.

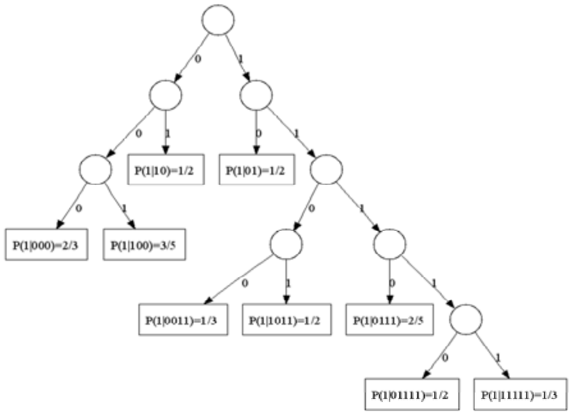

Рис. 1

Для изучения свойств предложенного метода было проведено компьютерное моделирование по схеме, изложенной в [1] на той же исходной двоичной марковской модели переменного порядка (рис. 1), ее эквивалентный марковский порядок k=5, а количество параметров существенно меньше, чем $2^k - 9$.

На рис. 2 приведены результаты компьютерного моделирования. По вертикальной оси отложено среднее значение отрицательного логарифма правдоподобия (NELL), по горизонтальной оси – значение порога K, которое использовалось при оценивании параметров модели. Точками обозначена экспериментальная зависимость отрицательного логарифма правдоподобия от параметра K. Видно, что зависимость имеет слабо выраженный минимум при K=0.8. Это оптимальное значение параметра для данных условий. Горизонтальная линия на рис. 2 – значение отрицательного логарифма правдоподобия для исходных сигналов при оптимальном значении K.

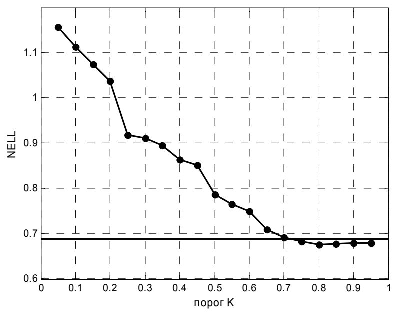

Рис. 2

Поведение зависимости на рис. 2 в целом аналогично поведению таких же зависимостей в [1] с тем отличием, что область допустимых значений параметра K в предложенном методе ограничена интервалом (0, 1).

[1] Buhlmann P., Wyner A.J. // Ann. Statistics. 1999. V. 27, No.2. P.480.
[2] Dalevi D., Dubhashi D., Hermansson M. // Stat. Appl. Genetics Molecular Biol. 2006. V.5, No.1.
[3] Бурланков Д.Е., Коньков Е.А.// Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Вып. IX-2. М.: РНТОРЭС, 2006. С.449.

ПРИМЕНЕНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО ПОДХОДА КЕЙПОНА В ЗАДАЧЕ ДЕМОДУЛЯЦИИ ЧМ-СИГНАЛОВ

А.А. Логинов, О.А. Морозов, Е.А. Солдатов, С.Л. Хмелев

НИФТИ, Нижегородский госуниверситет

Задача цифровой фильтрации возникает во многих областях науки и техники, в том числе связанных с приемом и анализом сигналов с различными видами модуляции (манипуляции). В задаче демодуляции частотно-манипулированных (ЧМ) сигналов фильтрация может быть использована для изменения представления обрабатываемого сигнала к виду, удобному для проведения декодирования переданной информационной последовательности. Для ЧМ-сигналов задача может быть сформулирована следующим образом: необходимо провести фильтрацию гармонического заполнения принятого сигнала таким образом, чтобы каждой из частот ЧМ-сигнала соответствовал некоторый постоянный уровень. В этом случае задача декодирования решается пороговым методом на основе критерия максимального правдоподобия.

Традиционные подходы к решению данной задачи основаны на использовании согласованных фильтров, что (особенно в условиях неизвестного сдвига спектра сигнала, вызванного, например, влиянием эффекта Доплера) предполагает использование схем автоподстройки частоты, что, с одной стороны, усложняет аппаратную реализацию, с другой – не позволяет обрабатывать короткие информационные сигналы. Применение полосовых фильтров, настроенных на каждую из частот ЧМ-сигнала, частично устраняет отмеченные проблемы, однако не является оптимальным с точки зрения обработки гармонических сигналов.

С другой стороны, могут быть предложены методы, основанные на модификации существующих подходов [1, 2] к синтезу фильтров, позволяющие учесть имеющуюся информацию об обрабатываемом сигнале и избежать использования схем автоподстройки частоты. Одним из таких подходов, применение которого оправдано для решения подобных задач [1, 2], является подход минимальной дисперсии Кейпона.

При обработке сигнала, в спектре которого могут быть выделены две частотные компоненты, подход Кейпона может быть модифицирован следующим образом. Необходимо найти такой вектор коэффициентов, который бы минимизировал дисперсию на выходе линейного фильтра при заданных коэффициентах пропускания b_1, b_2 на частотах f_1, f_2. Математически данная задача может быть сформулирована в следующем виде:

$$\begin{cases} \mathbf{c}^H \mathbf{e}(f_1) = b_1 \\ \mathbf{c}^H \mathbf{e}(f_2) = b_2 \\ \mathbf{c}^H \mathbf{R}\,\mathbf{c} \to \min \end{cases} \tag{1}$$

где $\mathbf{c}$ – вектор коэффициентов, $\mathbf{e}$ – вектор экспонент, $\mathbf{R}$ – автокорреляционная матрица сигнала, содержащего две синусоиды с частотами f_1, f_2.

Выполнение поставленных ограничений соответствует задаче обработки сигнала так называемого частотного телеграфа (ЧТ). Целью обработки является изменение формы представления сигнала, т.е. переход от его исходного вида к представлению, удобному для последующего анализа. В частности, по отклику фильтра могут быть произведены оценки параметров сигнала, выделение модулирующей последовательности или произведено обнаружение известного сигнала на фоне других сигналов и аддитивных шумов в условиях неизвестного сдвига спектра сигнала [3].

Система (1) допускает аналитическое решение на основе составления функционала Лагранжа. При этом предполагается, что АКМ сигнала невырождена и решение единственно, а порядок фильтра определяется количеством спектральных составляющих сигнала. При увеличении порядка фильтра вырождение АКМ приводит к существованию бесконечного множества решений, что позволяет выбрать из них одно, отвечающее некоторому критерию, который согласно общему математическому подходу должен быть выбран в виде функционала, оптимуму которого соответствует решение с требуемыми свойствами. Традиционным подходом в данном случае является замена обратной матрицы на псевдодобратную, что приводит к решению минимума нормы. Вместе с тем в задаче синтеза иноформационно-оптимального фильтра с ограниченным количеством коэффициентов в условиях недостатка информации может быть обосновано применение функционала энтропии Берга [4], выпуклость которого гарантирует единственность решения при линейных ограничениях.

Проведенные исследования устойчивости работы предлагаемого подхода по отношению к аддитивным шумам дают основания для применения описанного метода в задаче демодуляции ЧМ-сигналов в условиях неточного знания несущей частоты.

[1] Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. // Автометрия. 2006. Т.42, №4. С.91.
[2] Li J., Stoica P., Wang Z. // IEEE Trans. Signal Process. 2003. V.51, No.7. P.1702.
[3] Логинов А.А. // Сб. трудов Девятой международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Т.1. М., 2007.
[4] Джейнс Э.Т. // ТИИЭР. 1982. Т.70, № 9. С.33.

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК СИГНАЛОВ В СИЛЬНЫХ ШУМАХ

О.А. Морозов, Е.М. Сорохтин, М.М. Сорохтин

Нижегородский госуниверситет

Задача определения параметров многоканального распространения сигналов, таких как временной и частотный сдвиги, возникает во многих областях современной техники. Как правило, в приложениях, где исследование среды распространения сигналов является единственной задачей разрабатываемой системы, используются специальные виды сигналов и кодовых последовательностей, обладающих определенными корреляционными свойствами, и специальные методы их обработки, приводящие к сжатию информации и повышению отношения сигнал/шум. При обработке сигналов систем радиосвязи такая возможность, как правило, отсутствует. В условиях приема и исследования сигналов, специфических для систем связи, в частности – короткой длительности и с относительно узкой полосой частот на фоне шумов высокого уровня, разработка алгоритмов определения параметров многоканального распространения является актуальной задачей.

В условиях возможного изменения параметров исследуемого сигнала, в частности частоты заполнения, надежный алгоритм обнаружения может быть реализован на основе методов компенсации смещения спектра сигнала, например на основе анализа функции неопределенности [1] или методов обобщенной корреляции.

Задача формулируется следующим образом: для двух сигналов $v_1(t)$ и $v_2(t)$ необходимо определить временную задержку τ_0 и частотный сдвиг Δf_0. Применительно к данной задаче традиционно используемая функция неопределенности может быть записана следующим образом:

$$G(\Delta f, \tau) = \Im\{v_1(t)\cdot v_2(t+\tau)\} ,$$

где $\Im$ обозначает операцию преобразования Фурье.

В работе предлагается модификация метода определения временного и частотного сдвига сигналов на основе использования нелинейного спектрального оценивания методом максимальной энтропии с явным получением множителей Лагранжа.

В основе алгоритма построения функции неопределенности лежит спектральное преобразование. Наиболее известные подходы к получению оценок спектральной плотности мощности (СПМ) связаны с применением преобразования Фурье. Существенным их недостатком является вытекающая из принципа неопределенности несовместность требований состоятельной оценки СПМ и высокой разрешающей способности. Использование традиционных линейных алгоритмов спектрального оценивания на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) является наиболее простым для технической реализации, но накладывает ограничения на эффективность обнаружения в случае работы с короткими выборками сигналов, которые часто используются в современных системах цифровой радиосвязи и радиолокации.

Эти ограничения могут быть ослаблены путем использования нелинейного метода максимальной энтропии (МЭ). С математической точки зрения метод МЭ сводится к оптимизации функционала информационной энтропии в форме Берга или Шеннона с ограничениями в виде учтенных посредством лагранжевых множителей априорных данных, в данном случае – корреляционных ограничений:

$$\Phi(\boldsymbol{\lambda}) = -\int P(f)\ln P(f)\,df + \sum_{k=0}^{M}\lambda_k\Big(R_k - \int e_k(f)P(f)\,df\Big) \to opt ,$$

где $P(f)$ – спектральная плотность мощности, $\boldsymbol{\lambda}$ – вектор неопределенных множителей Лагранжа λ_k, M – длина автокорреляционной последовательности, $e_n(f)=\exp(2\pi inf)$. Далее решается вариационная задача и ее результат подставляется в корреляционные ограничения, решение получаемой системы нелинейных уравнений сводится к медленно сходящейся процедуре многомерной оптимизации.

В работе предлагается использовать метод МЭ с определением множителей Лагранжа в явном виде [2]. Данный метод позволяет свести количество операций к фиксированному значению и получить повышенное спектральное разрешение на коротких выборках данных.

Решение вариационной задачи метода МЭ можно переписать в матричном виде следующим образом:

$$\mathbf{p} = \exp(-\mathbf{E}\lambda), \quad E_{nk} = \exp(2\pi ikf_n),$$

где $\mathbf{p}$ – вектор-столбец значений спектральной оценки, $\boldsymbol{\lambda}$ – вектор-столбец неопределенных множителей Лагранжа, $\mathbf{E}$ – матрица комплексных экспонент с элементами E_{nk}. Корреляционные ограничения можно записать в следующем виде:

$$\mathbf{r} = \mathbf{E}^T\mathbf{p} = \mathbf{E}^T \exp(-\mathbf{E}\lambda),$$

где $\mathbf{r}$ – вектор-столбец отсчетов автокорреляционной последовательности. Отсюда можно получить с помощью несложных преобразований:

$$\boldsymbol{\lambda} = -\mathbf{E}^{-1} \ln((\mathbf{E}^T)^{-1}\mathbf{r}) = -\mathbf{E}^{+} \ln((\mathbf{E}^T)^{+}\mathbf{r}),$$

поскольку $\mathbf{E}$ – матрица комплексных экспонент и для нее обращение можно заменить на эрмитово сопряжение.

Численное моделирование предложенного алгоритма и сравнение результатов определения временного сдвига показали, что использование метода МЭ с явным вычислением множителей Лагранжа позволяет повысить эффективность при обработке коротких выборок сигналов, характеризуемых отношением сигнал/шум хуже -6 дБ при сравнимых вычислительных затратах.

[1] Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т. 2. М.: Мир, 1983. С.199.
[2] Аратский Д.Б., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. // Радиоэлектроника. 1992, №11. С.45.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА В УСТРОЙСТВЕ ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ

А.Б. Дюкин

Нижегородский госуниверситет

Цифровые синтезаторы частоты прямого синтеза отличаются высокой степенью точности воспроизведения требуемой частоты, низким показателем уровня шума и возможностью скачкообразной перестройки частоты при непрерывной фазе сигнала, что делает их более привлекательными по сравнению с другими типами синтезаторов [1].

Данная работа посвящена анализу возможности применения системы прямого цифрового синтеза (ПЦС) в устройстве измерения уровня фазовых шумов. Для этого необходимо определить величину вклада, вносимого конечной разрядностью аккумулятора системы ПЦС в стабильность частоты исследуемого сигнала. В качестве критерия стабильности используется величина вариации Аллана сигнала.

Оценку дисперсии Аллана для последовательности отсчетов можно произвести исходя из формулы:

$$\hat{\sigma}_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2(m-1)}\sum_{i=1}^{m-1}(\bar{y}_{i+1} - \bar{y}_i)^2, \tag{1}$$

где величина $\bar{y}$, называемая нормированной частотой, определяется как

$$\bar{y}_k = \frac{\varphi(t_k + \tau) - \varphi(t_k)}{2\pi\nu_0\tau}. \tag{2}$$

На основании оценок нестабильности частоты системы ПЦС можно сделать вывод, что лучшее соотношение разрядности блоков системы ПЦС и обеспечения высокого уровня стабильности сигнала дает схема цифрового синтезатора включающая в себя:

- 16-разрядный блок квантования фазы;
- 5-разрядный генератор псевдослучайной последовательности;
- каскад из 4-х оптимальных фильтров.

Предполагается использовать полученные результаты при разработке устройства измерения уровня фазовых шумов. Измерительная система должна обеспечивать минимальный уровень вносимых ею собственных шумов.

Для оценки спектра сигнала в достаточно узкой полосе удобно осуществлять перенос спектра в область низких частот с дальнейшим применением НЧ-фильтрации и децимации.

Опорным в схеме гетеродина является сигнал синтезатора прямого синтеза (рис. 1).

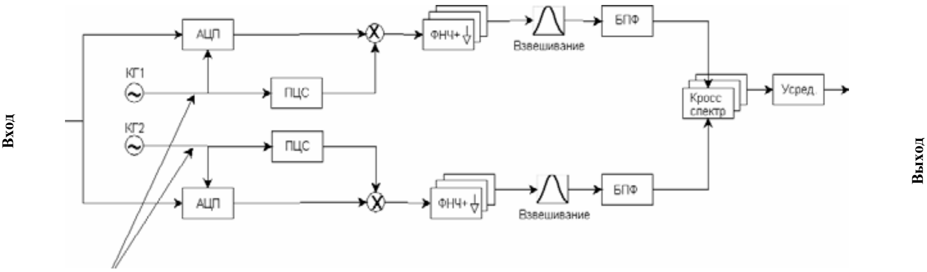

Рис. 1

Для подавления шумов опорного сигнала ПЦС предлагается ввести второй канал преобразования и использовать кросскорреляционную оценку спектра, в которой в силу некоррелированности шумы будут в значительной степени подавляться. Защиту от наложения спектров при децимации обеспечивает каскад оптимальных фильтров, включенных последовательно с гетеродином. После фильтрации используется периодограммная оценка с взвешиванием окном Хемминга.

Применение кросскорреляционной обработки позволяет добиться снижения некоррелированной шумовой составляющей в спектре на 10…15 дБ.

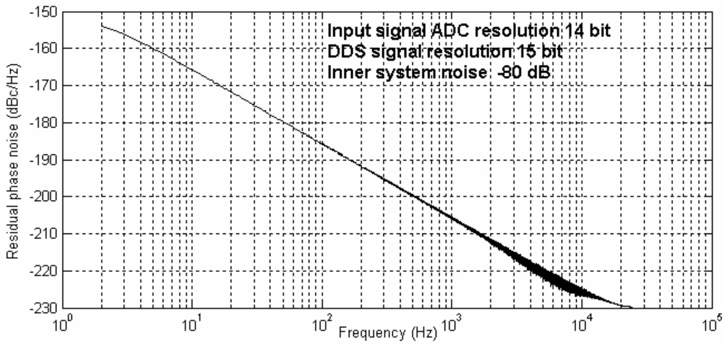

Рис. 2

На рис. 2 показан промоделированный вид спектра выходного сигнала измерительной системы, полученного при подаче на вход синусоиды с нулевым уровнем фазового шума. Шум генераторов, тактирующих синтезаторы прямого синтеза, полагался равным -80 дБ.

Основными результатами можно считать:

- определение влияния разрядности синтезатора прямого синтеза на стабильность выходного сигнала;
- разработку схемы устройства измерения уровня фазовых шумов с использованием синтезатора прямого синтеза.

[1] Brandon D. DDS Design. Analog Devices – EDN, 2004. P.71.