

УДК 621.39

В. Г. ЗЕВИГ, И. В. КУЗНЕЦОВ, А. Х. СУЛТАНОВ

КРИТЕРИАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ НЕСТАЦИОНАРНОГО ВТОРИЧНОГО КАНАЛА СВЯЗИ

Рассмотрено вторичное уплотнение телекоммуникационной системы на основе разложения сигналов в обобщенный ряд Фурье по нестационарному ортонормированному базису, позволяющее передавать небольшие по объему сообщения без организации дополнительных каналов связи в ТС, сигналы в которых носят нестационарный характер. *Нестационарное вторичное уплотнение ; телекоммуникационная система ; нестационарный ортонормированный базис*

Одним из методов увеличения информационной емкости ТС является метод вторичного уплотнения сигналов, предложенный в работе [1], позволяющий передавать короткие сообщения небольшого содержания (например, команд управления, идентификации, аутентификации и т. д.) без организации дополнительных каналов связи. Основная идея метода заключается в инкапсуляции (смешивании) нескольких сигналов подобных по своим свойствам и характеристикам в лакунарных областях.

1. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА

Предлагаемый в работе [1] метод вторичного уплотнения заключается в наложении друг на друга эргодических, неортогональных в гильбертовом пространстве сигналов основного и вторичного каналов с пересекающимися спектрально-временными характеристиками на бесконечном интервале наблюдения, что обуславливает существенные ограничения на свойства уплотняемых сигналов. Также предложенный метод не учитывает ряд существенных особенностей функционирования систем связи, а именно:

- 1) в системах связи имеет место существенная нестационарность уплотняемых сигналов;
- 2) критичность к задержкам в процессе передачи сообщений;
- 3) нестационарность трактов передачи;
- 4) передача информации ведется по цифровым каналам связи.

Следовательно, актуальным остается вопрос разработки методов вторичного уплотнения с

учетом нестационарности процессов, протекающих в системах связи. В дальнейшем данную задачу будем называть задачей синтеза характеристик нестационарного вторичного канала ТС.

В основе дальнейших исследований предлагается использовать методику разложения сигналов в нестационарный обобщенный ряд Фурье, позволяющий преодолеть вышеуказанные ограничения.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим математическую модель (аналогичную описанной в [1]) нестационарного вторичного уплотнения сигналов, структурная схема которой приведена на рис. 1.

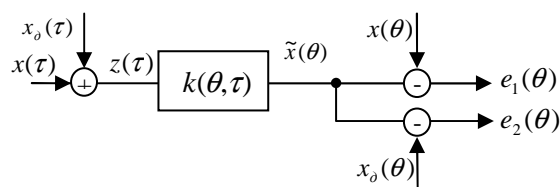


Рис.1. Структурная схема нестационарного вторичного уплотнения

На рис. 1 $x(\tau)$ – нестационарный сигнал основного канала, для которого существует и известна его нестационарная спектральная характеристика (НСХ) $X(i, t)$, ($i = 0, 1, 2, \dots$); $x_0(\tau)$ – нестационарный сигнал дополнительного канала связи, для которого также существует НСХ $X_0(i, t)$, ($i = 0, 1, 2, \dots$), подлежащая определению; $\tilde{x}(\theta)$ – сигнал оценки основного канала.

Составляющие НСХ $X(i, t)$ $X_{\delta}(i, t)$ представляют собой коэффициенты разложения сигналов $x(\tau)$, $x_{\delta}(\tau)$ в обобщенный ряд Фурье по нестационарному ортонормированному базису $\psi(i, t, \tau)$, определенному на нестационарном отрезке $[t - T(t), t]$ и содержащему в общем случае комплексные функции. НСХ $X(i, t)$, $X_{\delta}(i, t)$ сигналов $x(\tau)$, $x_{\delta}(\tau)$ определяются по формуле:

$$\begin{aligned} X(i, t) &= \int_{t-T(t)}^t \psi^*(i, t, \tau) x(\tau) d\tau, \\ X_{\delta}(i, t) &= \int_{t-T(t)}^t \psi^*(i, t, \tau) x_{\delta}(\tau) d\tau, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\psi^*(i, t, \tau)$ – комплексно-сопряженный нестационарный ортонормированный базис, определенный на нестационарном отрезке $[t - T(t), t]$ [2].

Переход от нестационарной спектральной характеристики к функции времени осуществляется по формуле обратного перехода

$$\begin{aligned} x(\tau) &= \sum_i X(i, t) \psi(i, t, \tau), \\ (t - T(t) \leq \tau \leq t). \end{aligned} \quad (2)$$

Сумма сигналов

$$z(\tau) = x(\tau) + x_{\delta}(\tau)$$

поступает на вход взвешивающего фильтра с известной импульсной передаточной функцией $k(\theta, \tau)$. Взвешивающий фильтр должен быть физически реализуем и асимптотически устойчив, необходимым условием чего является выполнение неравенства $\tau > \theta$.

Вторичный сигнал $x_{\delta}(\tau)$ вносит искажения в исходный сигнал $x(\tau)$, т. е. выступает в качестве помехи. Задача формирования вторичного канала состоит в определении желаемой НСХ сигнала вторичного канала $X_{\delta}(i, t)$, ($i = 0, 1, 2 \dots$), при которой обеспечивалось бы его ограниченное влияние на основной. С математической точки зрения необходимо обеспечить выполнение функционального равенства вида

$$J_1(t) = \int_{t-T(t)}^t e_1^2(\tau) d\tau = c(t), \quad (3)$$

где $e_1(\tau) = \tilde{x}(\tau) - x(\tau)$ – сигнал на выходе первого элемента сравнения (ошибка воспроизведе-

ния сигнала основного канала), $c(t)$ – функция времени, ограниченная сверху некоторым значением $\inf(c(t)) \leq c$.

С другой стороны, $x(\tau)$ также искажает сигнал вторичного канала связи $x_{\delta}(\tau)$. Для того чтобы обеспечить уверенное выделение сигнала вторичного канала связи из суммы $z(\tau)$ на приемной стороне, необходимо обеспечить минимум функционала вида

$$J_2(t) = \int_{t-T(t)}^t e_2^2(\tau) d\tau,$$

где $e_2(\tau) = \tilde{x}(\tau) - x_{\delta}(\tau)$ – сигнал на выходе второго элемента сравнения.

Найдем аналог первого критерия (3) в спектральной области. Первый функционал можно представить в виде

$$J_1(t) = \int_{t-T(t)}^t e_1(\tau) e_1(\tau) d\tau = c(t).$$

Выразим один из множителей в подынтегральном выражении через его НСХ, с помощью формулы обратного перехода

$$J_1(t) = \int_{t-T(t)}^t \sum_i E_1(i, t) \psi(i, t, \tau) e_1(\tau) d\tau = c(t).$$

Так как составляющие НСХ сигнала на выходе первого элемента сравнения находятся по формуле

$$E_1(i, t) = \int_{t-T(t)}^t \psi^*(i, t, \tau) x(\tau) d\tau,$$

то выражение

$$\int_{t-T(t)}^t \psi(i, t, \tau) x(\tau) d\tau = E_1^*(i, t)$$

определяет сопряженную НСХ сигнала. Таким образом, первый функционал будет иметь вид

$$J_1(t) = \sum_i E_1(i, t) E_1^*(i, t) = c(t). \quad (4)$$

Второй функционал в спектральной области по аналогии определим как

$$J_2(t) = \sum_i E_2(i, t) E_2^*(i, t).$$

Следует отметить, что количество элементов НСХ сигнала в общем случае является бесконечным. Однако для практических приложений можно ограничить количество составляю-

щих НСХ некоторым конечным числом n , позволяющим получить требуемую точность описания нестационарного сигнала. Определение числа n в каждом конкретном случае является отдельной подзадачей, требующей дополнительного исследования.

В итоге задача определения характеристик вторичного канала связи формулируется следующим образом: необходимо найти НСХ $X_{\theta}(i, t)$, ($i=0..n$) сигнала вторичного канала связи с учетом заданной импульсной передаточной функции $k(\theta, \tau)$, $\tau > \theta$ взвешивающего фильтра, в общем случае нестационарного, известной НСХ сигнала основного канала $X(i, t)$, ($i=0..n$).

Для решения поставленной задачи необходимо найти минимум следующего функционала

$$J(t, \alpha) = J_1(t) + \alpha(t)J_2(t) = \sum_{i=0}^n (E_1(i, t)E_1^*(i, t) + \alpha(t)E_2(i, t)E_2^*(i, t)) \quad (5)$$

где $E_1(i, t)$ – НСХ ошибки в основном канале, $E_2(i, t)$ – НСХ ошибки во вторичном канале, $E_1^*(i, t)$, $E_2^*(i, t)$ – комплексно-сопряженные НСХ основного и вторичного каналов, $\alpha(t)$ – множитель Лагранжа.

3. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Уравнения, описывающие процессы в рассматриваемой ТС (рис.1), имеют вид

$$z(\tau) = x(\tau) + x_{\theta}(\tau), \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}(\theta) &= \int_{t-T(t)}^t k(\theta, \tau)z(\tau)d\tau = \\ &= \int_{t-T(t)}^t k(\theta, \tau)(x(\tau) + x_{\theta}(\tau))d\tau. \end{aligned} \quad (7)$$

По формуле обращения имеем:

$$x(\tau) = \sum_i X(i, t)\psi(i, t, \tau), \quad (8)$$

$$(t - T(t) \leq \tau \leq t).$$

$$x_{\theta}(\tau) = \sum_i X_{\theta}(i, t)\psi(i, t, \tau), \quad (9)$$

$$(t - T(t) \leq \tau \leq t),$$

где ($i=0..n$).

Подставим (8), (9) в (7) и, учитывая определение нестационарной сопряженной передаточной функции

$$H(i, t, \theta) = \int_{t-T(t)}^t \psi(i, t, \tau)k(\theta, \tau)d\tau,$$

получим следующее выражение для сигнала оценки первого канала

$$\begin{aligned} \tilde{x}(\theta) &= \int_{t-T(t)}^t k(\theta, \tau) \sum_i X(i, t)\psi(i, t, \tau)d\tau + \\ &+ \int_{t-T(t)}^t k(\theta, \tau) \sum_i X_{\theta}(i, t)\psi(i, t, \tau)d\tau \\ &= \sum_i \{(X(i, t) + X_{\theta}(i, t))H(i, t, \theta)\}. \end{aligned}$$

Учитывая структурную схему системы (рис.1), определим выражение для сигнала ошибки на выходе первого элемента сравнения:

$$e_1(\theta) = \tilde{x}(\theta) - x(\theta) = \sum_i \{(X(i, t) + X_{\theta}(i, t))H(i, t, \theta) - x(\theta)\}.$$

Умножим левую и правую части данного уравнения на $\psi^*(h, t, \theta)$, проинтегрируем по $d\theta$ и просуммируем по h . В итоге получим

$$\begin{aligned} \sum_h \int_{t-T(t)}^t e_1(\theta)\psi^*(h, t, \theta)d\theta &= \sum_h E_1(h, t) = \\ &= \sum_h \sum_i \{(X(i, t) + X_{\theta}(i, t)) \int_{t-T(t)}^t H(i, t, \theta)\psi^*(h, t, \theta)d\theta\} - \\ &- \sum_h \int_{t-T(t)}^t x(\theta)\psi^*(h, t, \theta)d\theta = \\ &= \sum_h \sum_i \{(X(i, t) + X_{\theta}(i, t))W(h, i, t, t)\} - \sum_h X(h, t), \end{aligned}$$

где

$$W(h, i, t, t) = \int_{t-T(t)}^t d\theta \int_{t-T(t)}^t \psi^*(h, t, \theta)\psi(i, t, \tau)k(\theta, \tau)d\tau$$

– двумерная нестационарная передаточная функция (ДНПФ) взвешивающего фильтра; $E_1(h, t)$ – составляющие НСХ сигнала на выходе первого элемента сравнения, ($h=0..n$).

Выражение для спектральной характеристики сигнала на выходе второго элемента сравнения имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \sum_h E_2(h, t) &= \\ &= \sum_h \sum_i \{(X(i, t) + X_{\theta}(i, t))W(h, i, t, t)\} - \sum_h X_{\theta}(h, t), \\ &(h=0..n). \end{aligned}$$

Таким образом, функционал (5) с учетом последних формул будет выглядеть следующим образом:

$$J(t) = J_1(t) + \alpha(t)J_2(t) = \\ = \sum [\sum_i \{(X(i,t) + X_\delta(i,t))W(h,i,t)\} - X(h,t)] \times \\ \times [\sum_h \{(X^*(i,t) + X_\delta^*(i,t))W^*(h,i,t)\} - X^*(h,t)] + \\ + \alpha(t) \sum_i [\sum_h \{(X(i,t) + X_\delta(i,t))W(h,i,t)\} - X_\delta(h,t)] \times \\ \times [\sum_h \{(X^*(i,t) + X_\delta^*(i,t))W^*(h,i,t)\} - X_\delta^*(h,t)],$$

где $X^*(i,t)$, $X_\delta^*(i,t)$ – сопряженные НСХ сигналов основного и дополнительного каналов.

Необходимым условием минимума функционала является равенство нулю его первой производной [3].

Вычислим частную производную $dJ(t)/X_\delta^*(v,t)$, где $v=(0..n)$ принимает все значения дискретной переменной ортонормированной системы функций, относительно которой определена НСХ сигнала вторичного канала, и приравняем её к нулю (для упрощения записи опустим индексы времени t):

$$\frac{dJ}{dX_\delta^*(v)} = (1 + \alpha) [\sum_h \sum_i (X(i) + X_\delta(i))W(h,i) - \\ - \sum_h (X(h) + \alpha X_\delta(h))W^*(h,v) - \\ - \alpha \sum_h (X(h) + X_\delta(h))W(v,h) - \alpha X_\delta(v) = 0.$$

Перенесем в правую часть слагаемые, имеющие в качестве множителя НСХ сигнала основного канала:

$$(1 + \alpha) \sum_h \sum_i X_\delta(i)W(h,i)W^*(h,v) - \alpha \sum_h X_\delta(h)W^*(h,v) - \\ - \alpha \sum_h X_\delta(h)W(v,h) - \alpha X_\delta(v) = \\ = -(1 + \alpha) \sum_h \sum_i X(i)W(h,i)W^*(h,v) + \\ + \sum_h X(h)W^*(h,v) + \alpha \sum_h X(h)W(v,h),$$

где $(v=0..n)$, $(h=0..n)$, $(i=0..n)$. В итоге получим n уравнений относительно всех элементов матрицы НСХ сигнала вторичного канала.

Для решения данной системы уравнений можно воспользоваться методом Крамера. Для этого необходимо представить данную систему уравнений в виде произведения матриц: $AX_\delta = B$.

Диагональные элементы матрицы A определяются выражением:

$$A(v,h) = (1 + \alpha) \sum_i [W(i,h)W^*(i,v)] - \\ - \alpha [W^*(h,v) + W(v,h) - 1], \quad (v=h),$$

остальные элементы – выражением

$$A(v,h) = (1 + \alpha) \sum_i [W(i,h)W^*(i,v)] - \alpha [W^*(h,v) + W(v,h)], \\ (v=0..n), (h=0..n), (i=0..n).$$

Элементы матрицы B определяются:

$$B(v) = -(1 + \alpha) \sum_h \sum_i X(i) [W(h,i)W^*(h,v)] + \\ + \sum_h X(h) [W^*(h,v) + \alpha W(v,h)], \\ (v=0..n), (h=0..n), (i=0..n).$$

Формальное решение системы уравнений относительно искомым элементов матрицы НСХ сигнала вторичного канала по формуле Крамера имеет вид:

$$X_\delta(i,t,\alpha) = \frac{\Delta_i}{\Delta},$$

где $\Delta = \det A$ – определитель матрицы A , Δ_i – алгебраическое дополнение, получаемое путем замены i -го столбца в Δ столбцом $[B(0)...B(n)]^T$, α – множитель Лагранжа.

После определения НСХ сигнала вторичного канала необходимо вычислить значение множителя Лагранжа, который, в общем случае, является функцией времени. Для этого необходимо подставить найденное значение НСХ $X_\delta(i,t,\alpha), (i=0..n)$ сигнала вторичного канала в уравнение (4) и решить его относительно неизвестного множителя Лагранжа $\alpha(t)$.

На рис. 2 представлена модель организации одноканальной ТС с нестационарным вторичным уплотнением. На структурной схеме условными знаками обозначено: ИС, ПС – соответственно источник и получатель первичных и вторичных сообщений; СП – типовая система передачи (на данной модели изображена идеальная СП, передаточная функция которой равна 1, в реальных же системах необходимо учитывать искажения, вносимые СП в сигнал воспроизведения основного канала); $x(\tau)$, $x_\delta(\tau)$, $\tilde{x}(\tau)$, $\tilde{x}_\delta(\tau)$ – соответственно сигналы основного, вторичного каналов и сигналы воспроизведения основного и вторичного каналов; $X(i,t)$, $X_\delta(i,t)$, $(i=0..n)$ – НСХ сигналов основного и вторичного каналов; $\psi(i,t,\tau)$, $(i=0..n)$ – нестационарные ортонормированные базисные функции; $k(\theta,\tau)$, $k_1(\theta,\tau)$, $(t-T(t) \leq \tau \leq t)$, $(t-T(t) \leq \theta \leq t)$ – импульсные передаточные функции, соответственно взвешивающего фильтра и фильтра выделения сигнала вторичного канала на приемной стороне. Задача опре-

деления функции $k_1(\theta, \tau)$ по сути является прямой задачей оптимальной фильтрации и в рамках данной работы не рассматривается.

Характерной особенностью предложенной модели является уменьшение длины T_1 интервала, на котором производится анализ сигнала основного канала, до величины приемлемой для функционирования ТС реального времени.

Пример. Пусть сигнал основного канала описывается во временной области уравнением $x(\tau) = \tau$. В качестве звена ТС используется апериодическое звено первого порядка, дифференциальное уравнение которого имеет вид

$$a(\theta) \frac{d}{d\theta} \hat{x}(\theta) + \hat{x}(\theta) = b(\theta)z(\theta), \quad (10)$$

$$(t - T(t) \leq \theta \leq t),$$

где $a(\theta), b(\theta)$ – некоторые функции времени, описывающие поведение системы.

ДНПФ нестационарного апериодического звена определяется следующим выражением

$$W_{an}(h, i, t, t) = \frac{B(h, i, t, t)}{A(h, i, t, t)P(h, i, t, t) + 1},$$

где $A(h, i, t, t)$, $B(h, i, t, t)$ – матрицы ДНПФ усилительных звеньев, коэффициенты которых являются соответствующими коэффициентами дифференциального уравнения (10), $P(h, i, t, t)$ – двумерная НСХ оператора (звена) дифференцирования, $W_{an}(h, i, t, t)$ – ДНПФ нестационарного апериодического звена.

Матрицы ДНПФ усилительных звеньев определяются по формулам

$$A(h, i, t, t) = \int_{t-T(t)}^t a(\theta) \psi^*(h, t, \theta) \psi(i, t, \theta) d\theta,$$

$$B(h, i, t, t) = \int_{t-T(t)}^t b(\theta) \psi^*(h, t, \theta) \psi(i, t, \theta) d\theta.$$

Для стационарного апериодического звена первого порядка значения $A(h, i, t, t)$ и $B(h, i, t, t)$ заменяются на коэффициенты a и b . Положим в примере, для простоты, $a = b = \alpha = 1$.

НСХ сигнала основного канала определяется по формуле (1). Определим её относительно полиномов Лежандра [2]. В итоге матрица НСХ сигнала основного канала примет вид (ограничимся в примере первыми двумя членами $i=0,1$):

$$X(i, t) = t \sqrt{t} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \sqrt{3} \\ 6 \end{bmatrix}.$$

Матрица ДНПФ дифференцирующего звена примет следующий вид

$$P(h, i, t, t) = \frac{1}{t} \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & 3 \end{pmatrix}.$$

Матрица ДНПФ апериодического звена первого порядка будет иметь следующие значения:

$$W(h, i, t, t) = t \begin{pmatrix} \frac{1}{1+t} & \frac{1}{\sqrt{3}+t} \\ \frac{1}{-\sqrt{3}+t} & \frac{1}{3+t} \end{pmatrix}.$$

Сопряженная матрица ДНПФ апериодического звена первого порядка имеет следующие значения:

$$W^*(h, i, t, t) = t \begin{pmatrix} \frac{1}{1+t} & \frac{1}{-\sqrt{3}+t} \\ \frac{1}{\sqrt{3}+t} & \frac{1}{3+t} \end{pmatrix}.$$

Матрица A в данном примере примет вид:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{3t^4 + 4t^3 - 3}{(1+t)^2(t^2 - 3)} & \frac{2t(t^2 - 3)}{(\sqrt{3}+t)(1+t)(3+t)} \\ \frac{2t(t^2 - 3)}{(-\sqrt{3}+t)(1+t)(3+t)} & \frac{3(8t^2 + 4t^3 + t^4 - 9)}{(3+t)^2(t^2 - 3)} \end{bmatrix}$$

Матрица B имеет следующие значения:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{t^3(27t+9t^2+9t^3-3\sqrt{3}t^2+\sqrt{3}t^3+\sqrt{3}t^4+3t^4-3\sqrt{3}t+36)}{3\sqrt{t}(3+t)(t^2-3)(1+t)^2} \\ \frac{t^3(-27t-18\sqrt{3}-9t^2+9t^3+3t^4+9\sqrt{3}t+\sqrt{3}t^4+2\sqrt{3}t^2+7\sqrt{3}t^3)}{-3\sqrt{t}(3+t)^2(t^2-3)(1+t)} \end{bmatrix}$$

Конечные значения элементов НСХ сигнала $x_\theta(\tau)$ дополнительного канала примут вид

$$X_\theta(0) = \frac{\Delta_0}{\Delta} = \frac{-t^3}{3\sqrt{t}} \left[\frac{3t^7 + 42t^6 + 159t^5 + 144t^4 + 9t^3 + 162t^2 - 27t - 324}{-198t^4 + 36t^2 + 96t^5 + 156t^6 - 144t^3 + 48t^7 + 5t^8 + 81} + \frac{3\sqrt{3}(t^7 + 4t^6 - 3t^5 - 24t^4 + 36t^2 + 27t)}{-198t^4 + 36t^2 + 96t^5 + 156t^6 - 144t^3 + 48t^7 + 5t^8 + 81} \right],$$

$$X_{\delta}(1) = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{-t^3}{3\sqrt{t}} \left[\frac{3t^7 + 12t^6 - 9t^5 - 72t^4 - 27t^3 + 108t^2 + 81t}{-198t^4 + 36t^2 + 96t^5 + 156t^6 - 144t^3 + 48t^7 + 5t^8 + 81} + \frac{\sqrt{3}(t^7 + 16t^6 + 69t^5 + 54t^4 - 93t^3 - 36t^2 + 135t + 54)}{-198t^4 + 36t^2 + 96t^5 + 156t^6 - 144t^3 + 48t^7 + 5t^8 + 81} \right].$$

Из сравнения матриц НСХ сигналов основного и дополнительного каналов можно заключить, что сигналы основного $x(\tau)$ и дополнительного $x_{\delta}(\tau)$ каналов не отвечают принципу линейной суперпозиции, что говорит о возможности их разделения на приемной стороне. Следует отметить, что в данном примере получено строгое математическое решение для НСХ сигнала вторичного канала. При анализе первичного сигнала на конечных участках времени все действия выполняются в численном виде, что значительно упрощает реализацию данного метода на ЭВМ, позволяя избежать символьных операций.

В ходе исследования было проведено компьютерное моделирование предложенного метода в программном пакете Matlab 7.04. В качестве сигнала ИС первичного канала использовалась последовательность прямоугольных импульсов, имитирующая низкоскоростной канал передачи с единичной амплитудой и частотой

следования 1 Гц (меандр). Интервал наблюдения был выбран равным двум секундам. В качестве фильтра предискажения использовалось аperiodическое звено первого порядка. Количество базисных функций, по которым производилось разложение поступающего сигнала в обобщенный ряд Фурье, было ограничено 20. В качестве базисных ортонормированных функций были выбраны ортонормированные нестационарные полиномы Лежандра.

На первом этапе было проведено прямое и обратное преобразование сигнала основного канала с целью визуальной оценки возникающей при этом ошибки. Результат представлен на рис. 3. На данном рисунке восстановленный сигнал после разложения в усеченный нестационарный обобщенный ряд Фурье представлен сплошной линией, входной сигнал (меандр) – пунктирной.

Следующим этапом было произведено вычисление нестационарной спектральной характеристики сигнала вторичного канала $X_{\delta}(i,2)$ (множитель Лагранжа в этом примере принят равным единице) и синтез временной реализации сигнала на интервале две секунды по формуле (2).

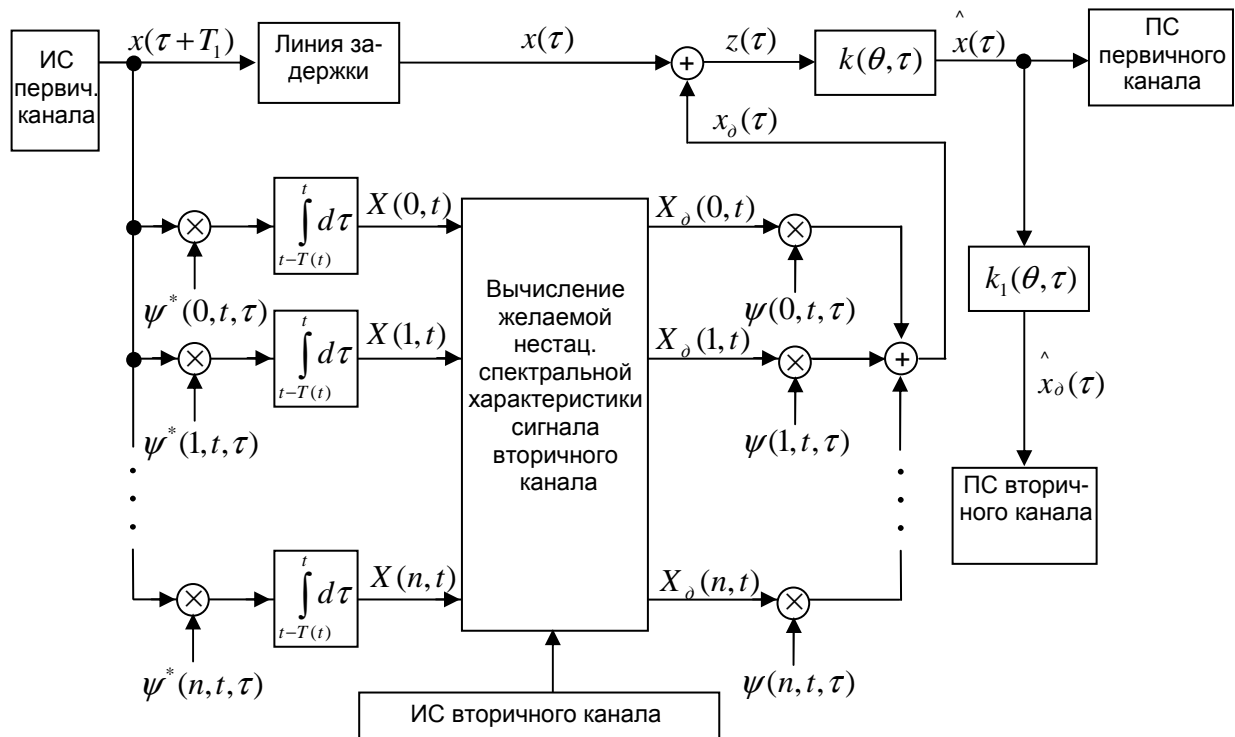


Рис.2. Модель организации одноканальной ТС с нестационарным вторичным уплотнением

Затем по формуле (7) была определена временная реализация сигнала оценки основного канала $\tilde{x}(\tau)$. Результаты представлены на рис. 4 и 5.

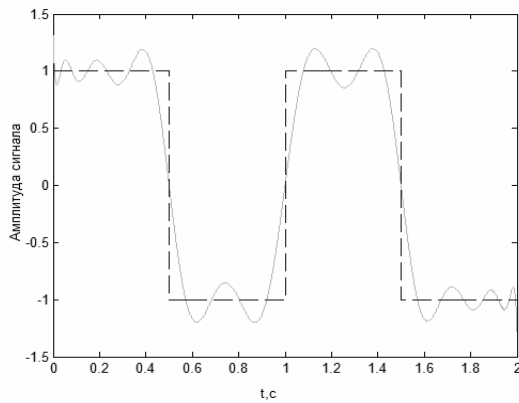


Рис. 3. Входной сигнал и восстановленный сигнал после разложения в усеченный нестационарный обобщенный ряд Фурье

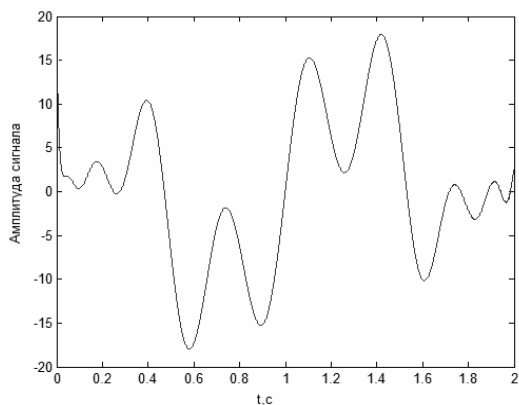


Рис. 4. Синтезированный сигнал дополнительного канала на интервале 2 сек.

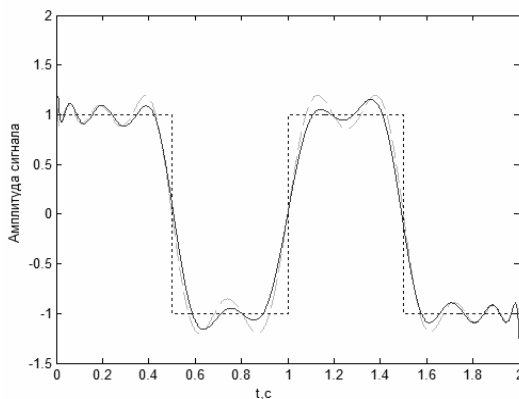


Рис. 5. Сигнал $\tilde{x}(\tau)$ оценки основного канала на интервале 2 сек.

На рис. 5 точками представлен сигнал $x(\tau)$ основного канала (меандр), пунктирной линией представлен сигнал основного канала, восстановленный после разложения в усеченный нестационарный обобщенный ряд Фурье, сплошной линией – сигнал $\tilde{x}(\tau)$ оценки основного канала. Из рис. 5 видно, что форма сигнала $\tilde{x}(\tau)$ оценки основного канала, содержащего в себе информацию 2 каналов (основного и дополнительного), приближается к форме сигнала $x(\tau)$ основного канала, что свидетельствует о возможности организации вторичного уплотнения рассмотренным методом, без нарушения нормальной работы существующей ТС. При этом система передачи вторичных сообщений является дискретной. Как пример, система передачи вторичных сообщений может функционировать следующим образом: передаче логической единицы вторичного сообщения соответствует передача искаженного сигнала (т.е. сигнала оценки основного канала $\tilde{x}(\tau)$), передаче логического нуля – неискаженного сигнала основного канала $x(\tau)$. При этом следует отметить, что выбор скорости передачи сообщений по вторичным каналам должен производиться исходя из условия обеспечения выделения сигналов вторичного канала на приемной стороне.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан метод критериального синтеза спектральных характеристик сигналов нестационарного вторичного канала, позволяющий применить принципы вторичного уплотнения к ТС, сигналы которой носят нестационарный характер (ТС реального времени, ТС с переменными параметрами и т.д.). Данный метод позволяет избежать больших задержек на передающей и приемной стороне, связанных с анализом характеристик сигнала основного канала и синтезом вторичных сигналов. Также, за счет анализа характеристик сигнала основного канала на более коротком промежутке, становится возможным получить большую скорость передачи сообщений по вторичному каналу, при фиксированном уровне искажения сигнала основного канала, относительно метода, представленного в работе [1].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сулганов, А. Х. Сигнальные и структурные методы повышения информационной ёмкости те-

лекоммуникационных систем / А. Х. Султанов, И. В. Кузнецов, В. В. Блохин. М.: Радио и связь, 2006. 325 с.

2. **Солодовников, В. В.** Спектральная теория нестационарных систем управления / В. В. Солодовников, В. В. Семенов. М.: Наука, 1974. 335 с.

3. **Цейтлин, Я. М.** Проектирование оптимальных линейных систем / Я. М. Цейтлин. Л.: Машиностроение, 1973. 240 с.

ОБ АВТОРАХ



Султанов Альберт Ханович проф., зав. кафедрой телекоммуникац. систем. Дипл. инженер по многоканальн. электросвязи (Новосибирск. электротехн. ин-т связи, 1973). Д-р техн. наук (УГАТУ, 1996). Иссл. в обл. телекоммуникац. систем, опто-электронных аэрокосмических систем.



Кузнецов Игорь Василиевич, доц. каф. телекоммуникац. систем. Дипл. инж. по инф.-измерит. системам. Канд. техн. наук по системам обработки информации и управления (УГАТУ, 1999). Иссл. в обл. теории передачи, обработки сигналов и управления.



Зевиг Владимир Георгиевич асс. каф. телекоммуникац. систем. Дипл. инж. по средствам связи с подвижными объектами (УГАТУ, 2006). Иссл. в обл. повышения информационной емкости ТС.