УДК 681.5.015.52

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ КАНАЛОВ СВЯЗИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В.Д. Павленко
Одесский национальный политехнический университет
Украина, 65044, Одесса, просп. Шевченко, 1
E-mail: pavlenko_vitalij@mail.ru

В.А. Сперанский
Одесский национальный политехнический университет
Украина, 65044, Одесса, просп. Шевченко, 1
E-mail: speranskiyva@mail.ru

Ключевые слова: каналы связи, телекоммуникационные системы, нелинейные динамические системы, идентификация, модели Вольтерра, ядра Вольтерра, многомерные передаточные функции, многочастотные характеристики, полигармонические сигналы.

Предложена методика экспериментальных исследований непрерывного канала связи телекоммуникационной системы для идентификации амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) на основе модели Вольтерра. Методика основана на применении аппроксимационного метода идентификации нелинейной динамической системы с помощью составления линейных комбинаций откликов исследуемой системы на тестовые полигармонические сигналы с различными амплитудами. Разработанные программно-аппаратные средства, реализующие методику идентификации, применяются для построения информационной модели канала связи в виде АЧХ первого и второго порядка на основе данных эксперимента вход-выход с использованием тестовых гармонических и бигармонических сигналов.

1. Введение

Одним из наиболее важных требований, предъявляемых к системам связи, является верность передаваемой информации от источника сообщения к получателю. В практических условиях выполнению этого требования неизбежно препятствуют внешние помехи, поступающие на вход приемного устройства из канала связи, внутренние шумы, возникающие в самом приемном устройстве, а также искажения сигнала, связанные непосредственно с его прохождением по каналу. Для решения этой проблемы разрабатываются методы оптимального приема сигналов с учетом характеристик аппаратуры и КС [1]. Целесообразность применения системы связи зависит от того, насколько эффективно используются ее потенциальные возможности.

Характеристики используемого КС могут с течением времени меняться. Эти изменения в целях сохранения помехозащищенности и пропускной способности КС необходимо отслеживать, что требует использования в передающей и приемной частях системы связи дополнительных методов и алгоритмов, основанных на передаче в перерывах между полезными сигналами тестовых (испытательных) сигналов и цифровой обработке получаемых откликов для восстановления информационной модели КС. Поэтому разработка средств, обеспечивающих проведение исследований в данной области, является актуальной задачей.

Строго говоря, современные непрерывные телекоммуникационные каналы являются нелинейными инерционными (динамическими) системами [1]. Для моделирования нелинейных динамических систем в настоящее время широко используются интегро-степенные ряды Вольтерра (РВ) [2-5]. При этом нелинейные и динамические свойства системы полностью характеризуются последовательностью многомерных весовых функций – ядер Вольтерра (ЯВ) и задача идентификации системы – построения модели в виде РВ заключается в определении многомерных ЯВ на основе данных экспериментальных исследований системы вход-выход.

Применение моделей в виде РВ для идентификации и моделирования КС обусловлено принципиально важными их достоинствами: инвариантностью относительно вида входного воздействия (т.е. возможностью решения задачи для детерминированных и случайных входных сигналов); явными соотношениями между входными и выходными переменными; универсальностью – возможностью исследования нелинейных непрерывных во времени и нелинейных импульсных систем, стационарных и нестационарных, с сосредоточенными и распределенными параметрами, стохастических систем, а также многомерных систем (систем со многими входами и многими выходами); возможностью проведения исследований как в аналитическом так и вычислительном планах; одновременным и компактным учетом нелинейных и инерционных свойств систем; интерпретируемостью линейных систем как подкласса нелинейных, что позволяет распространять на нелинейные системы хорошо разработанные в теории линейных систем временные и спектральные методы, оперировать понятиями многомерных весовых и передаточных функций, амплитудно- и фазо-частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ).

Построение модели нелинейной динамической системы в виде РВ заключается в выборе формы тестовых воздействий и разработке алгоритма, который позволял бы по измеренным реакциям определять ЯВ или их Фурье-изображения (многомерные АЧХ и ФЧХ) соответственно для моделирования КС во временной или частотной области [7].

Целью данной работы является идентификация непрерывного КС в виде РВ в частотной области, т.е. определение его многочастотных характеристик на основе данных эксперимента вход-выход с использованием тестовых полигармонических сигналов.

2. Модели Вольтерра во временной и частотной областях

В общем случае соотношение типа вход–выход для нелинейной динамической системы может быть представлено интегро–степенным рядом Вольтерра вида [2-5]:

$$y[x(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} y_n[x(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int w_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{r=1}^{n} x(t-\tau_r) d\tau_r \, , \tag{1}$$

где $x(t)$ и $y[x(t)]$ – соответственно входной и выходной сигналы системы; $w_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ – импульсная переходная функция или ЯВ n–го порядка; $y_n[x(t)]$ – n-ая парциальная составляющая отклика системы.

На практике РВ заменяют полиномом и обычно ограничиваются несколькими первыми членами ряда. Идентификация нелинейной динамической системы в виде РВ состоит в определении n–мерных импульсных переходных функций $w_n(\tau_1,\dots,\tau_n)$ или их Фурье–образов $W_n(j\omega_1,\dots,j\omega_n)$ – n–мерных передаточных функции (ПФ), соответственно для моделирования системы во временной или частотной области.

Многомерное (n–мерное) преобразование Фурье для ЯВ n–го порядка (1) записывается в виде:

(2) $$W_n(j\omega_1,...,j\omega_n) = F_n\langle w_n(t_1,...,t_n)\rangle = \int\limits_{-\infty}^{+\infty}\dots\int w_n(t_1,...,t_n)\exp\left(-j\sum_{i=1}^{n}\omega_i t_i\right)\prod_{i=1}^{n} dt_i\ ,$$

где $F_n\langle\ \rangle$ – n–мерное преобразование Фурье; j – мнимая единица. Тогда модель нелинейной системы на основе РВ в частотной области можно представить в виде:

$$y[x(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} F_n^{-1}\left\langle W_n(j\omega_1, j\omega_2,...,j\omega_n)\prod_{i=1}^{n} X(j\omega_i)\right\rangle_{t=t_1=t_2=...=t_n},$$

где $F_n^{-1}\langle\ \rangle$ – обратное n–мерное преобразование Фурье; $X(j\omega_i)$ – Фурье–изображение входного сигнала.

Идентификация нелинейной системы в частотной области сводится к определению на заданных частотах значений модуля и фазы многомерной ПФ – многомерных АЧХ $|W_n(j\omega_1,j\omega_2\ldots,j\omega_n)|$ и ФЧХ $\arg W_n(j\omega_1,j\omega_2,...,j\omega_n)$, которые определяются по формулам:

$$|W_n(j\omega_1,\ \ldots,\ j\omega_n)| = \sqrt{[\mathrm{Re}(W_n(j\omega_1,\ \ldots,\ j\omega_n))]^2 + [\mathrm{Im}(W_n(j\omega_1,\ \ldots,\ j\omega_n))]^2}\ ,$$

$$\arg W_n(j\omega_1,\ \ldots,\ j\omega_n) = \mathrm{arctg}\,\frac{\mathrm{Im}(W_n(j\omega_1,\ \ldots,\ j\omega_n))}{\mathrm{Re}(W_n(j\omega_1,\ \ldots,\ j\omega_n))},$$

где Re и Im — соответственно вещественная и мнимая части комплексной функции n–переменных.

3. Аппроксимационный метод идентификации систем в виде моделей Вольтерра в частотной области

При идентификации ЯВ n-го порядка (n>1) существенное влияние на точность оказывают соседние члены РВ. Поэтому необходимо применять специальные приемы [7], позволяющие минимизировать это влияние. Идея такого приема заключается в конструировании из реакций системы на N (N≥n) тестовых входных сигналов с заданными амплитудами такого выражения, которое было бы с определенной точностью (с точностью до отброшенных членов порядка N+1 и выше) равно n–му члену РВ:

(3) $$y_n[x(t)] = \sum_{j=1}^{N} c_j y[a_j x(t)] = \sum_{n=1}^{\infty}\left(\sum_{j=1}^{N} c_j a_j^n\right)\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dots\int w_n(\tau_1,\tau_2,...\tau_n)\prod_{l=1}^{n} x(t-\tau_l)d\tau_l\ ,$$

где a_j – амплитуды тестовых сигналов, произвольные отличные от нуля и попарно различные числа; c_j – вещественные коэффициенты, которые выбираются так, чтобы в правой части (3) обращались в нуль все первые N членов, кроме n–го, а множитель при n–кратном интеграле стал равным единице. Это условие приводит к решению системы линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов $c_1, c_2, \ldots, c_N$:

(4) $$\left\{\sum_{j=1}^{N} c_j\cdot a_j^n = \delta_k^n = \begin{cases}1, & n=k;\\ 0, & n\neq k;\end{cases}\right.\ \text{где}\ 1\le k\le N.$$

Эта система всегда имеет решение, причем единственное, так как определитель системы только множителем $a_1a_2\cdot\ldots\cdot a_N$ отличается от определителя Вандермонда. Таким образом, при любых вещественных числах a_j, отличающихся от нуля и попарно различных, можно найти такие числа c_j, при которых линейная комбинация (3) из реакций системы равняется n-му члену РВ с точностью до отброшенных членов ряда.

Выражения (3), можно построить бесчисленным множеством способов, беря различные числа $a_1, a_2, \ldots, a_N$ и определяя по ним из (4) коэффициенты $c_1, c_2, \ldots, c_N$.

Выбор амплитуд a_j должен обеспечивать сходимость ряда (1) и минимум погрешности при выделении парциальной составляющей $y_n[x(t)]$ в соответствии с (3), определяемой остатком ряда (1) – членами степени N+1 и выше. Если $x(t)$ – тестовое воздействие максимально допустимой амплитуды, при котором ряд (1) сходится, то амплитуды a_j должны быть по модулю не больше единицы: $|a_j| \le 1$ для $\forall j=1, 2, \ldots n$.

В [6] показано, что предложенные для использования в аппроксимационном методе идентификации амплитуды тестовых полигармонических сигналов [7] не являются оптимальными, и обосновывается выбор амплитуд тестовых воздействий, обеспечивающих минимальную погрешность оценки многомерных ПФ (многомерных АЧХ и ФЧХ) идентифицируемой системы.

Для идентификации в частотной области применяются тестовые полигармонические воздействия, представляющие собой сигналы вида:

$$x(t) = \sum_{k=1}^{n} A_k \cos(\omega_k t + \varphi_k),$$

где n – порядок оцениваемой ПФ; A_k, ω_k и φ_k – соответственно амплитуда, частота и фаза k–ой гармоники. В исследованиях полагаем амплитуды A_k одинаковыми, а фазы φ_k равными нулю. При этом тестовый сигнал можно записать в комплексной форме:

$$x(t) = A\sum_{k=1}^{n} \cos(\omega_k t) = \frac{A}{2}\sum_{k=1}^{n}\left(e^{j\omega_k t} + e^{-j\omega_k t}\right) = \frac{A}{2}\left(\sum_{k=1}^{n} e^{j\omega_k t} + \sum_{k=1}^{n} e^{-j\omega_k t}\right).$$

Тогда n–ую парциальную составляющую в отклике системы можно записать в виде:

$$y_n(t) = \frac{A^n}{2^{n-1}}\sum_{m=0}^{\left[\frac{n}{2}\right]} C_n^m \underbrace{\sum_{k_1=1}^{n}\ldots\sum_{k_n=1}^{n}}_{n} e^{j\left(\sum_{l=1}^{m}\omega_{k_l} - \sum_{r=m+1}^{n}\omega_{k_r}\right)t} \left|W_n\left(-j\omega_{k_1},\ldots,-j\omega_{k_m}, j\omega_{k_{m+1}},\ldots j\omega_{k_n}\right)\right| \times$$

$$\times\cos\left(\left(-\sum_{l=0}^{m}\omega_{k_l} + \sum_{l=m+1}^{n}\omega_{k_l}\right)t + \arg W_n\left(-j\omega_{k_1},\ldots,-j\omega_{k_m}, j\omega_{k_{m+1}},\ldots, j\omega_{k_n}\right)\right), \quad (5)$$

здесь [] обозначает функцию выделения целой части числа.

Из отклика на тестовый сигнал (5) выделяется составляющая с частотой $\omega_1+\ldots+\omega_n$:

$$A^n\cdot|W_n(j\omega_1,\ldots,j\omega_n)|\cos[(\omega_1+\ldots+\omega_n)t+\arg W_n(j\omega_1,\ldots,j\omega_n)].$$

На основе анализа выражения (5) установлено, что при определении многомерных ПФ нелинейных систем необходимо учитывать ограничения, накладываемые на выбор частот тестового полигармонического сигнала, которые обеспечивают неравенство комбинационных частот в гармониках выходного сигнала (5) [7].

В [7] доказана теорема о выборе тестовых частот, согласно которой для однозначности фильтрации из n–ой парциальной составляющей отклика идентифицируемой системы гармоники с комбинационной частотой $\omega_1+\omega_2+\ldots+\omega_n$ необходимо и достаточно, чтобы она не равнялась другим комбинационным частотам вида $c_1\omega_1+c_2\omega_2+\ldots+c_n\omega_n$, при этом коэффициенты c_i – целые числа (i=1, 2, … n), удовлетворяют условиям: мощность множества c_i<0 принимает значения от 0 до $\left[\frac{n}{2}\right]$; $\sum_{i=1}^{n}|c_i| \le n$; $n - \sum_{i=1}^{n}|c_i| = 2p,\ p \in \mathbf{N}$; **N** – множество натуральных чисел.

Вследствие таких ограничений на выбор частот тестовых полигармонических сигналов, значения ПФ в этих “выколотых” точках многомерного пространства частот могут быть получены только с помощью интерполирования. При практической реализации метода идентификации нелинейной системы необходимо минимизировать число таких точек неопределенности на интервале построения многомерных ПФ, т.е. обеспечить минимум ограничений на выбор частот тестового сигнала. Предложенное условие выбора частот [7], определяющих возможность однозначной фильтрации искомой гармоники, позволяет максимально расширить множество допустимых тестовых частот. Так, при определении ПФ второго порядка требуется обеспечить между частотами входного сигнала выполнение не пяти, как в [5], а трех неравенств: $\omega_1 \neq 0$, $\omega_2 \neq 0$ и $\omega_1 \neq \omega_2$. При определении ПФ третьего порядка потребуется обеспечить между частотами входного сигнала выполнение 15–ти неравенств (вместо 45–ти – в [5]): $\omega_1 \neq 0$, $\omega_2 \neq 0$, $\omega_3 \neq 0$, $\omega_1 \neq \omega_2$, $\omega_1 \neq \omega_3$, $\omega_2 \neq \omega_3$, $2\omega_1 \neq \omega_2 + \omega_3$, $2\omega_2 \neq \omega_1 + \omega_3$, $2\omega_3 \neq \omega_1 + \omega_2$, $2\omega_1 \neq \omega_2 - \omega_3$, $2\omega_2 \neq \omega_1 - \omega_3$, $2\omega_3 \neq \omega_1 - \omega_2$, $2\omega_1 \neq -\omega_2 + \omega_3$, $2\omega_2 \neq -\omega_1 + \omega_3$ и $2\omega_3 \neq -\omega_1 + \omega_2$.

4. Методика и программно-аппаратные средства идентификации радиочастотного КС

Выполнены экспериментальные исследования КС УКВ диапазона с целью идентификации его многочастотных характеристик, характеризующих нелинейные и динамические свойства канала. Использована модель Вольтерра в виде полинома второй степени. При этом физические свойства КС характеризуются передаточными функциями $W_1(j\omega)$ и $W_2(j\omega_1, j\omega_2)$ – Фурье-образами весовых функций $w_1(t)$ и $w_2(t_1, t_2)$.

Реализация метода идентификации на базе компьютера IBM PC осуществлялась с помощью разработанного программного обеспечения на языке C++ с использованием классов CWaveRecorder, CWavePlayer, CWaveReader, CWaveWriter, которые позволяют обеспечить достаточно удобное взаимодействие с MMAPI Windows. Программные средства позволяют автоматизировать процесс формирования тестовых сигналов с заданными параметрами (амплитудами и частотами). Позволяют также передавать и принимать сигналы через выходной и входной тракт звуковой карты компьютера, производить сегментацию файла откликов на фрагменты, соответствующие реакциям исследуемого КС на тестовые полигармонические воздействия с различными амплитудами.

В экспериментальных исследованиях использовались две идентичные УКВ–радиостанции фирмы SOUTHBELL (диапазон рабочих частот 30−300 МГц) и компьютер IBM PC со звуковой платой Realtek High Definition Audio. Последовательно определялись АЧХ первого и второго порядков. Применялся метод идентификации с порядком аппроксимации N=4. Структурные схемы процедуры идентификации – определения АЧХ первого и второго порядков КС, представлены соответственно на рис. 1 и рис. 2. Общая схема программно–аппаратного комплекса идентификации КС на основе данных эксперимента вход–выход представлена на рис. 3.

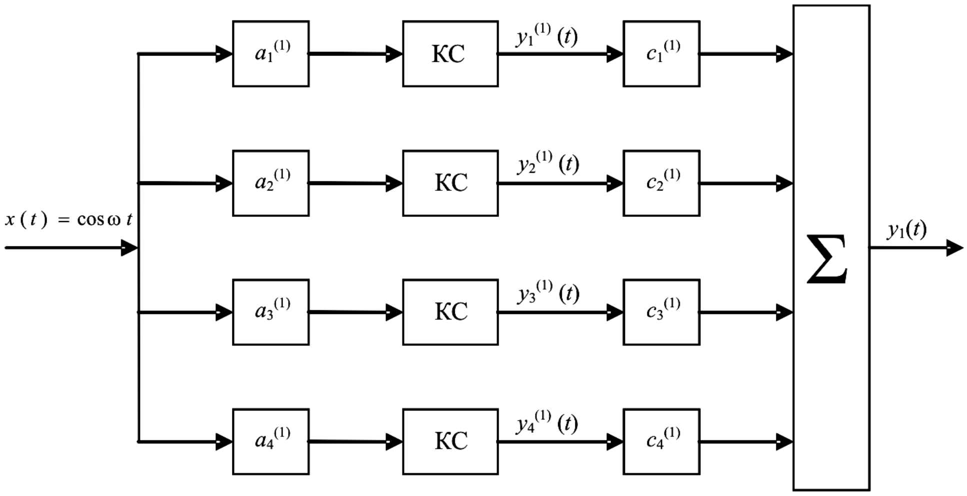

Рис. 1. Структурная схема процедуры идентификации АЧХ первого порядка.

Принятые отклики КС на тестовые сигналы (рис. 4) составляют группу сигналов, количество которых равно используемому порядку аппроксимации *N* (*N*=4). В каждой следующей группе частота сигналов увеличивается на величину выбранного шага. При формировании тестовых сигналов использованы амплитуды и соответствующие им коэффициенты, приведенные в [9].

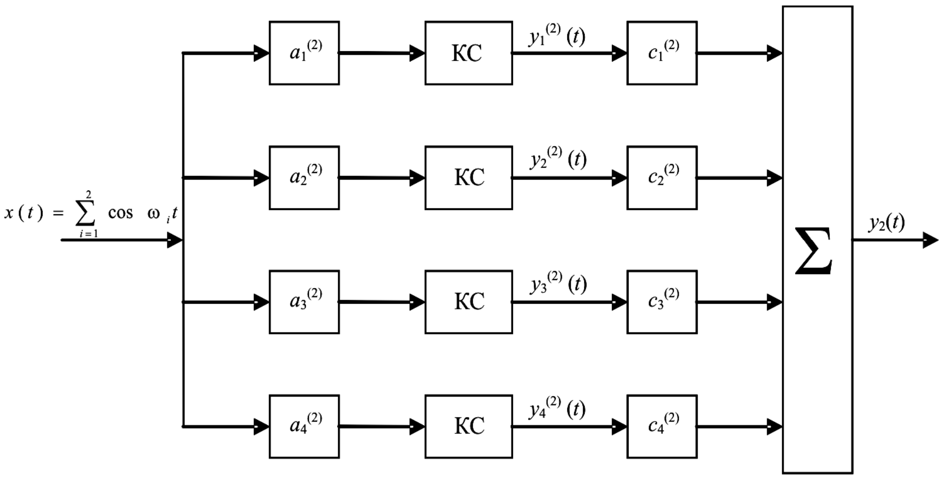

Рис. 2. Структурная схема процедуры идентификации АЧХ 2–го порядка.

Максимально допустимая амплитуда в экспериментальных исследованиях КС с использованием звуковой карты равнялась 0,677 В (определена на основе эксперимента). Используемый диапазон частот определялся полосой пропускания звуковой карты, а частоты тестовых сигналов выбирались из этого диапазона с учетом указанных выше ограничений. В эксперименте выбраны: начальная частота − 200 Гц; конечная частота − 1600 Гц; шаг изменения частоты – 27 Гц; при определении АЧХ второго порядка смещение по частоте $\omega_2 - \omega_1$ равно 25, 50 и 100 Гц.

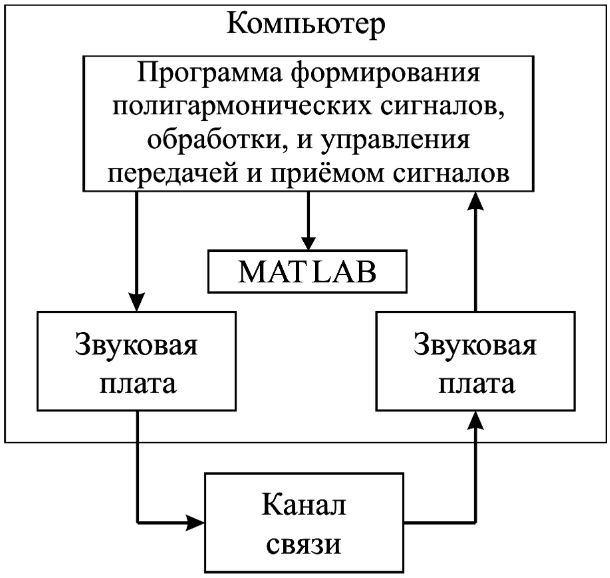

Рис. 3. Общая схема эксперимента.

Из принятых сигналов–откликов каждой группы формируется взвешенная сумма (рис. 1 и 2). В результате получаем парциальные составляющие отклика КС $y_1(t)$ и $y_2(t)$. Для каждой парциальной составляющей отклика находится преобразование Фурье (используется БПФ) и из полученных спектров выделяются только информативные гармоники, амплитуды которых представляют собой значения искомых характеристик АЧХ первого и второго порядков. АЧХ первого порядка $|W_1(j\omega)|$ получаем, выделяя в спектре парциального отклика КС $y_1(t)$ гармонику с частотой ω. АЧХ второго порядка $|W_2(j\omega_1,j\omega_2)|$ получим, выделив из спектра парциальной составляющей отклика КС $y_2(t)$ на тестовый сигнал $A\cos\omega_1 t + A\cos\omega_2 t$ гармонику с суммарной частотой $\omega_1+\omega_2$.

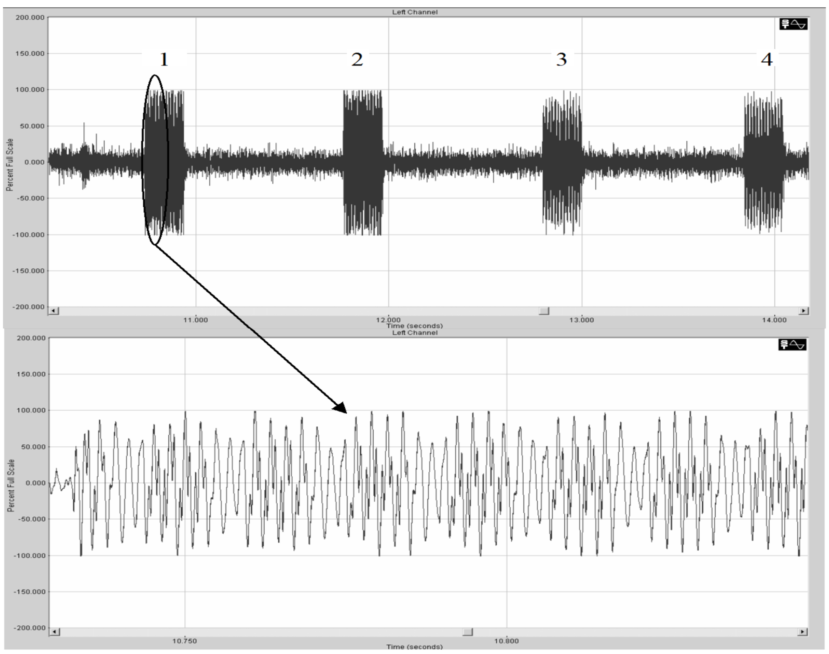

Рис. 4. Принятая группа сигналов – откликов, соответствующих амплитудам тестовых сигналов: 1 – a= –1; 2 – a=1; 3 – a =–0,644; 4 – a=0,644.

Результаты, полученные после цифровой обработки данных экспериментов по определению АЧХ первого и второго порядков после процедуры сглаживания представлены на рис. 5-8.

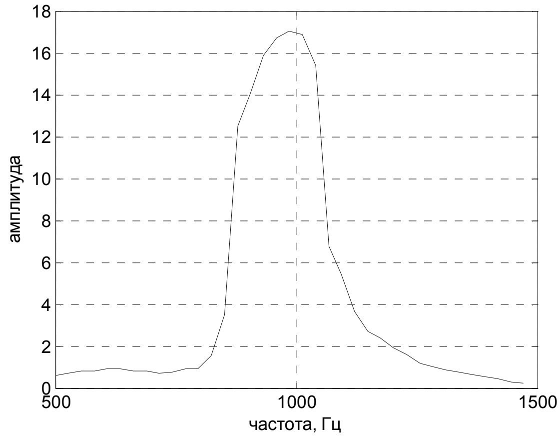

Рис. 5. АЧХ первого порядка после сглаживания.

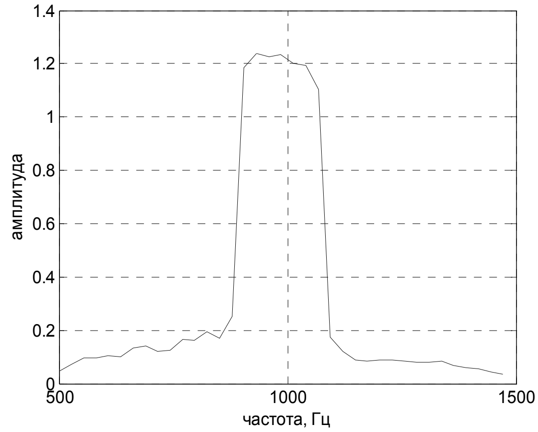

Рис. 6. Поддиагональное сечение АЧХ второго порядка после сглаживания при $\Delta\Omega$=25 Гц.

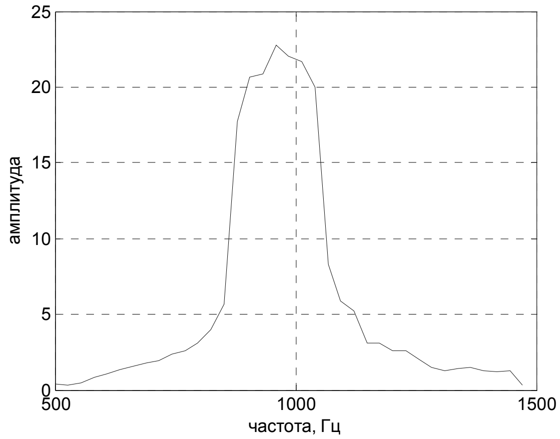

Рис. 7. Поддиагональное сечение АЧХ второго порядка после сглаживания при $\Delta\Omega$= 50 Гц.

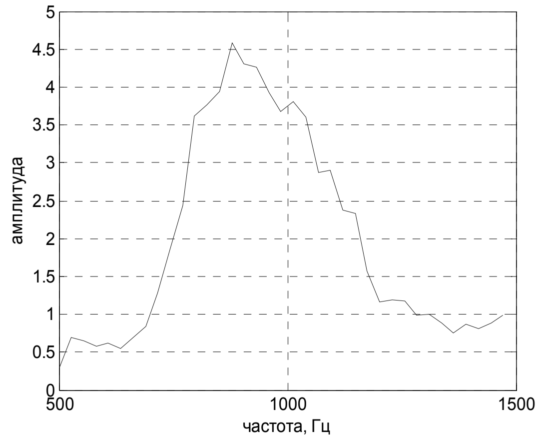

Рис. 8. Поддиагональное сечение АЧХ второго порядка после сглаживания при $\Delta\Omega$=100 Гц.

5. Заключение

Разработана методика экспериментальных исследований непрерывного канала связи телекоммуникационной системы для идентификации его характеристик с учетом нелинейных и динамических свойств на основе моделей в виде рядов Вольтерра в частотной области. Методика основана на применении аппроксимационного метода идентификации нелинейной динамической системы с помощью составления линейных комбинаций откликов системы на входные полигармонические сигналы различной амплитуд.

Разработаны программно–аппаратные средства, реализующие методику идентификации, и они применяются для построения информационной модели непрерывного канала связи в виде АЧХ первого и второго порядков на основе данных эксперимента вход-выход с использованием соответственно тестовых гармонических и бигармонических сигналов.

Полученные результаты исследований демонстрируют существенную нелинейность КС, что приводит к искажениям сигналов в радиотракте, снижает важные показатели телекоммуникационной системы: точность воспроизведения сигналов, пропускную способность, помехозащищенность.

В дальнейших исследованиях полученные частотные характеристики КС будут использованы для синтеза компенсаторов нелинейных искажений в телекоммуникационной системе.

Список литературы

1. Giannakis G.B., Serpedin E. A bibliography on nonlinear system identification and its applications in signal processing, communications and biomedical engineering // Signal Processing. 2001. Vol. 81, No. 3. P. 533-580.
2. Идентификация и оптимизация нелинейных стохастических систем / Под ред. Ю.С. Попкова. М.: Энергия, 1976. 440 с.
3. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления / Учеб. для вузов. В 5 т. / К.А. Пупков, Н.Д. Егупов. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. Т. 2. 638 с.
4. Doyle F.J., Pearson R.K., Ogunnaike D.A. Identification and Control Using Volterra Models. Springer Technology & Industrial Arts, 2001. 314 p.
5. Данилов Л.В., Матханов П.Н., Филиппов Е.С. Теория нелинейных электрических цепей. Л.: Энергоатомиздат, 1990. 256 с.
6. Павленко В.Д., Зиновьев А.А. Амплитуды тестовых сигналов для идентификации ядер Вольтерра // Труды Одесск. политехн. Ун-та. Одесса, 2001. Вып. 1. С. 35-41.
7. Павленко В.Д., Зиновьев А.А. Выбор тестовых частот при идентификации нелинейной системы рядом Вольтерры // Электронное моделирование. 2002. Т. 24, № 1. С. 16-24.