ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ
Т. 56, № 8/2 ФИЗИКА 2013

УДК 519.71: 535

И.В. РОМАНОВ, И.В. ИЗМАЙЛОВ, Б.Н. ПОЙЗНЕР, Д.В. ГРИГОРЬЕВ

ПРИМЕНЕНИЕ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОТЯЖЁННОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ[1]

В контексте использования детерминированного хаоса обсуждается известный корреляционный способ определения протяжённости канала связи по времени запаздывания в нём. Рассматривается возможное влияние вида детерминированного хаоса на точность оценки этого времени запаздывания.

Ключевые слова: *протяжённость канала связи, принцип максимума правдоподобия, динамический хаос.*

Оценка протяжённости канала связи на практике сводится к задаче определения запаздывания в нём сигнала (радио-, оптического, акустического). Такая задача типична для телевидения (каналы синхронизации), цифровых систем мобильной связи (тактовая синхронизация, пилотные каналы), радиолокации (измерение дальности до цели), навигации космического и наземного базирования (измерение расстояния до маяков) и др [1]. Практически в любой современной системе обработки информации для нормальной работы требуется совмещение местной временной шкалы с системной, данные о которой должны извлекаться из принятого сигнала. Такая процедура есть ничто иное, как оценка запаздывания сигнала.

В настоящей работе рассматриваются принципы измерения протяжённости канала связи на основе оценки запаздывания сигналов хаотического вида и его схема (рис. 1). В ней ведущая динамическая система (ДС) может работать в режиме детерминированного хаоса, а источник опорного сигнала способен воспроизводить этот хаотический сигнал в режиме пассивной либо активной синхронизации.

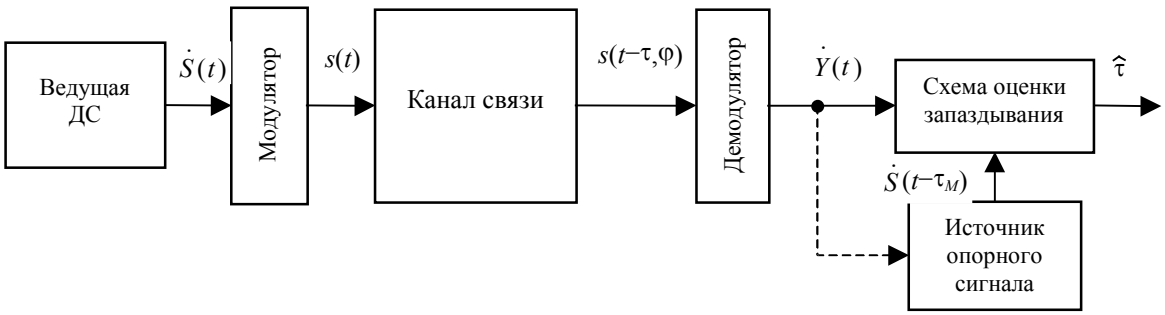

Рис. 1. Схема оценки запаздывания сигнала в канале связи

В канале связи производится обмен сообщениями с использованием радиосигналов формы

$$s(t) = S(t)\cdot\cos[2\pi f_0 t+\gamma(t)], \tag{1}$$

где $S(t)$ – действительная огибающая сигнала (амплитудная модуляция); $\gamma(t)$ – закон фазовой модуляции; f_0 – несущая частота. Для удобства анализа радиосигналов вводится комплексная огибающая $\dot{S}(t) = S(t)\cdot[\cos(\gamma(t))+j\cdot\sin(\gamma(t))] = S(t)\cdot\exp[j\cdot\gamma(t)]$, представляющая собой комплексную функцию времени t, которая объединяет в себе законы как амплитудной, так и угловой модуляции. Действительная $S(t)$- и комплексная $\dot{S}(t)$-огибающие фактически являются удобной математической абстракцией, тем не менее реальный сигнал выражается через неё как $s(t) = \mathrm{Re}[\dot{S}(t)\cdot\exp(j\cdot 2\pi f_0 t)]$.

Радиосигнал $s(t)$, имеющий начальную (на входе канала связи) фазу φ_0, распространяясь по каналу связи, приобретает неизвестные запаздывание τ и фазовый набег $2\pi f_0\tau$:

$$s(t, \tau, \varphi_0)=s(t-\tau, \varphi_0)=\mathrm{Re}(\dot{S}(t-\tau)\exp[j\cdot 2\pi f_0(t-\tau)+j\cdot\varphi_0]). \tag{2}$$

Фазу φ_0 можно считать случайной и равномерно распределённой на интервале $[-\pi, \pi]$, причём φ_0 не содержит информации о запаздывании τ. Начальная (на выходе канала связи) фаза есть $\varphi = -2\pi f_0\tau+\varphi_0$. Хотя она учитывает фазовый набег, обусловленный запаздыванием τ, но вследствие вклада φ_0 не содержит информации об измеряемом временном сдвиге. Тогда принятый сигнал может быть представлен как [1]

$$s(t-\tau, \varphi) = \mathrm{Re}[\dot{S}(t-\tau)\cdot\exp(j\cdot 2\pi f_0 t)\cdot\exp(j\cdot\varphi)]. \tag{3}$$

[1] Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 13-02-98037 р_сибирь_а, Госзадания ГР № 01201256281.

В (3) запаздывание τ является искомым параметром, а φ – случайной начальной фазой [1].

Задача определения запаздывания τ в канале связи (в присутствии мешающего фактора – начальной фазы φ) сводится к процедуре распознавания многочисленных эталонных сигналов, которые отличаются друг от друга лишь известными значениями временных сдвигов τ_i. Эти сигналы имеют форму комплексной огибающей, соответствующую сигналу (1), а распознавание производится с помощью банка корреляторов (рис. 2), анализирующих сходство огибающих этих сигналов с огибающей сигнала (3), пришедшего из канала связи. Запаздывание является неэнергетическим параметром. Поэтому приоритет некоторой копии перед остальными отдаётся, исходя из максимума её корреляции с комплексной огибающей сигнала $\dot{Y}(t)$ из канала. В качестве оценки запаздывания τ выбирается временной сдвиг τ_i этой копии [1].

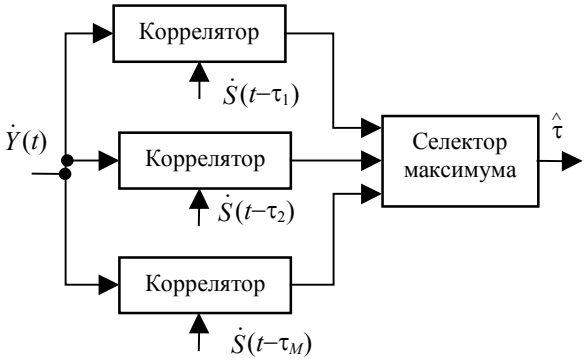

Рис. 2. Схема оценки запаздывания на основе использования корреляционных свойств сигналов

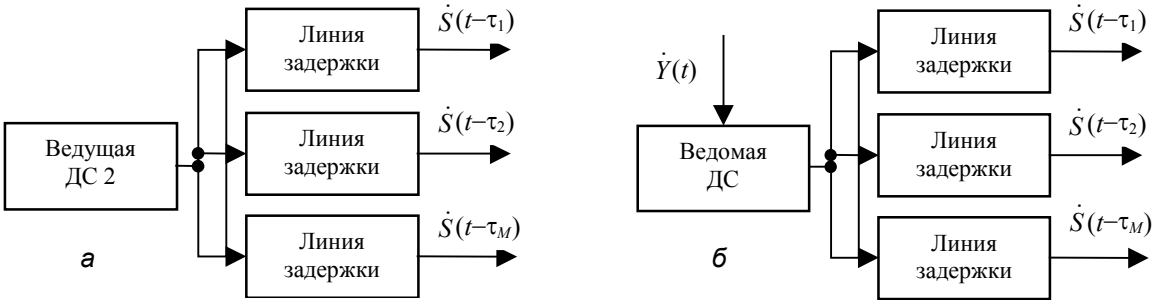

Рис. 3. Схема формирования опорного сигнала: на основе применения дополнительной ведущей системы (*а*), с помощью использования ведомой системы в режиме хаотического синхронного отклика (*б*)

Свойства корреляционных функций хаотических колебаний, порождаемых детерминированной динамикой динамических систем (ведущая ДС на рис. 1 и рис. 3, *а*) должны играть принципиальную роль в способности системы, представленной на рис. 1, оценивать запаздывание в канале связи. Убывание корреляционных функций хаотической динамики является следствием перемешивания. Таким образом, в ДС происходит потеря статистической взаимосвязи между состояниями системы, промежуток времени между которыми достаточно велик. Для хаотических динамических систем расщепление корреляций во времени связано с неустойчивостью хаотический траекторий и свойством системы производить энтропию [2].

Автокорреляционные свойства хаотических колебаний определяются конкретными свойствами динамической системы и будут различными для динамических переменных даже одной и той же системы [2]. Сложный характер зависимости автокорреляции от времени обусловлен многими факторами (неоднородностью свойств локальной неустойчивости в различных областях фазового пространства, наличием близких к периодичности осцилляций, присутствием эффектов переключательного характера и др.). Такие свойства характерны для хаотических аттракторов негиперболического типа.

Спиральные (фазово-когерентные) аттракторы возникают в окрестности петли сеператрисы седло-фокуса, формируются в результате бифуркации удвоения периода и относятся к хаотическим аттракторам негиперболического типа. Примером могут служить спиральные аттракторы в модели Рёсслера

$$\dot{x} = -y - z, \quad \dot{y} = x + \alpha y, \quad \dot{z} = \beta + z(x - \mu) \tag{4}$$

(при параметрах α=β=0,2, μ=6,5), в генераторе с инерционной нелинейностью Анищенко–Астахова, цепи Чуа и др. Хаотические аттракторы такого типа обладают свойствами зашумлённого предельного цикла [3]. Спектр мощности режима спирального хаоса характеризуется ярко выражен-

ным пиком на базовой частоте, вследствие чего огибающая автокорреляционной функции спадает относительно медленно (рис. 4, кривые *1* и *2*).

Для почти гиперболических аттракторов (квазигипербалических) скорость расцепления корреляций определяется не только скоростью экспоненциального разбегания траекторий, но и другими характеристиками хаотических колебаний. По сравнению со спиральным хаосом, для хаотического аттрактора винтового типа (в модели (4) аттрактор существует при параметрах $\alpha = \beta = 0{,}2$, $\mu > 8{,}5$) характерно более сложное вращение траекторий вокруг точки равновесия. Оно сопровождается сбоями значений мгновенной фазы, приводящими к немонотонной зависимости фазы от времени [4]. Поэтому огибающая автокорреляционной функции спадает значительно быстрее (кривые *3* и *4* на рис. 4). Кривые *1* и *3* (рис. 4) построены по данным [2, 5].

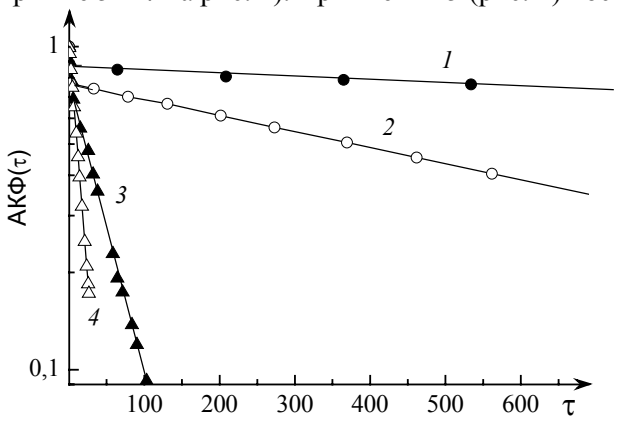

Рис. 4. Огибающие автокорреляционных функций в модели Рёсслера для случая спирального (кр. *1*, *2*) и винтового (кр. *3*, *4*) хаоса. Кр. *1*, *2*, *3*, *4* соответствуют значения μ: 6,5; 7,5; 8,5 и 9,5

Из сравнения положения кривых *1–4* на рис. 4 можно отметить, что в одной динамической системе реализуются хаотические колебания, отличающиеся корреляционными свойствами более чем на порядок. Для случая квазигиперболического хаоса (кривые *3* и *4*) наблюдается более резкий спад огибающей автокорреляционной функции, чем для негиперболического хаоса (кривые *1* и *2*). В устройстве определения протяжённости канала связи (или запаздывания τ сигнала) предпочтительно использовать сигнал $\dot{S}(t)$, обладающий слабыми внутренними корреляционными свойствами. То есть необходимо обеспечить быстрый спад автокорреляционной функции. Например, применять сигнал, близкий к белому шуму. Это позволит уменьшить длину посылки сигнала $s(t)$, а значит, и время, необходимое для определения длины канала связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
2. Анищенко В.С., Астахов В.В., Вадивасова и др. Нелинейные эффекты в хаотических и стохастических системах. – М.; Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2003. – 544 с.
3. Farmer I.D. // Phys. Rev. Lett. – 1981. – V. 47. – No. 3. – P. 179.
4. Anishchenko V.S. et al. // Phys. Rev. E. – 2002. – V. 65. – No. 3. – P. 036206.
5. Анищенко В.С., Вадивасова Т.Е. и др. // УФН. – 2005. – Т. 175. – № 2. – С. 163–179.

Национальный исследовательский Томский государственный университет,
г. Томск, Россия
E-mail: drsuvar@gmail.com

Поступила в редакцию 15.07.13.

Романов Илья Владимирович, к.ф.-м.н., мл. науч. сотр.;
Измайлов Игорь Валерьевич, к.ф.-м.н., доцент;
Пойзнер Борис Николаевич, к.ф.-м.н., профессор;
Григорьев Денис Валерьевич, к.ф.-м.н., доцент.

I.V. ROMANOV, I.V. IZMAILOV, B.N. POIZNER, D.V. GRIGORYEV

CHAOTIC SIGNALS AS A WAY TO JUDGE A LENGTH OF THE COMMUNICATION CHANNEL

The correlation properties of signals in a communication system with a dynamic chaos application are investigated. A method of the correlation analysis is used. The factors which determine a capability and accuracy of length recovery of communication channel between the transmitter and receiver are discussed.

Keywords: *length of the communication channel, maximum-likelihood estimation, deterministic chaos.*