



СИСТЕМА СВЯЗИ С ХАОТИЧЕСКОЙ НЕСУЩЕЙ НА ЦИФРОВОМ СИГНАЛЬНОМ ПРОЦЕССОРЕ ADSP-2181

В.Э. Шиманский

Рассматривается задача реализации на цифровых сигнальных процессорах коммуникационной системы с использованием в качестве несущей хаотического сигнала. Для двух изучаемых архитектур, использующих цифровые генераторы хаотических колебаний с разрывной нелинейностью, получены условия устойчивости хаотической синхронизации приемной и передающей подсистем. Проанализировано влияние искажений в канале передачи на качество связи. Приведены некоторые результаты экспериментов по передаче через аналоговый канал речевых сигналов с хаотической модуляцией.

Введение

За последние годы во всем мире значительно возросли как размеры потоков передаваемой информации, так и требования к качественным свойствам средств коммуникаций. Среди последних немалое значение имеют такие параметры, как скорость передачи данных, емкость каналов и обеспечение приватности сообщений. Использование хаотических сигналов позволяет строить системы связи, обладающие всеми этими и многими другими свойствами систем с шумоподобными сигналами, и обеспечивать высокую информационную защищенность передаваемых данных (см., например, обзоры [1,2]). Одним из основных преимуществ таких систем перед классическими системами с аналогичными свойствами является относительная простота технической реализации, которая обусловлена обычно несложностью структуры используемого генератора хаотических колебаний (см. [3–10]). Вместе с тем, использование хаотических сигналов имеет ряд особенностей. В частности, практически любая из известных схем передачи данных с хаотической несущей оказывается очень требовательной к качеству физического канала передачи. Это обусловлено локальной неустойчивостью отдельных траекторий странных аттракторов генератора хаоса, которая приводит к потере устойчивости синхронизации приемопередатчиков. Искажения, вносимые каналом в передаваемый сигнал, можно подразделить на два типа: компенсируемые и не компенсируемые. Под первыми понимаются обычно линейные (неравномерность частотных характеристик канала) и детерминированные нелинейные искажения, связанные с зависимостью передаточных свойств канала от амплитуды сигнала. Эти влияния, по крайней мере, в принципе, допускают коррекцию путем усложнения алгоритмов приема. Не компенсируемые искажения – это лобовые, не детерминированные

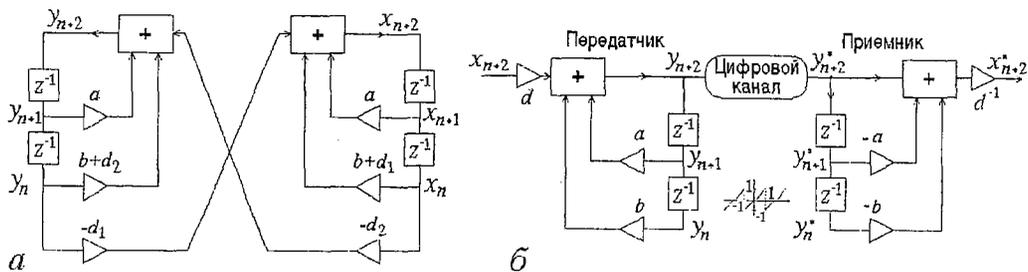


Рис. 1. Блок-схемы симметричной (а) и асимметричной (б) систем

изменения в канале передачи, которые нельзя точно учесть и скомпенсировать. Основной их представитель – помеховый аддитивный шум.

В настоящей работе рассматриваются две различные модели цифровых коммуникационных систем с хаотическими сигналами: симметричного и асимметричного типа (рис. 1), в которых используются цифровые генераторы с разрывной периодической нелинейностью. Первая из них может использоваться при построении, например, систем связи с переключением хаотических режимов [1]. Для этой системы получены условия глобальной устойчивости по вероятности синхронных хаотических режимов, изучены переходные процессы. Вторая модель основана на принципе синхронного хаотического отклика [1] с нелинейным подмешиванием информационного сигнала и, как оказалось, более удобна для передачи аналоговых сигналов с помощью хаотической несущей. Для последней модели показана глобальная устойчивость всех синхронных (в том числе, хаотических) режимов, получены аналитические и численные оценки влияния паразитных шумовых искажений в канале передачи на качество связи. Приведен пример реализации физической модели системы передачи аналогового сигнала с использованием в качестве генератора хаотических колебаний нелинейного цифрового фильтра с пилообразной нелинейностью сумматора. Для передачи модулированного хаотического сигнала, содержащего в себе полезную информацию, используется аналоговый низкочастотный (20 Гц–24 кГц) канал, в модели которого учитываются только линейные искажения. Технически модель реализована с использованием платы (EZ-KIT Lite) сигнального процессора ADSP-2181 фирмы Analog Devices совместно с микросхемой аналогового ввода/вывода AD-1847, объединяющей в себе двухканальные ЦАП и АЦП с максимальной частотой дискретизации 48 кГц ([4,12–14]).

1. Устойчивость хаотической синхронизации в симметричной системе

Блок-схема системы симметрично связанных цифровых генераторов приведена на рис. 1, а, на котором символами Z^{-1} показаны элементы задержки, треугольниками – умножители, а прямоугольниками со знаком «+» нелинейные сумматоры. Математической моделью этой системы без учета эффектов квантования является отображение вида

$$\begin{cases} x_{n+2} = f(ax_{n+1} + bx_n + d_1(x_n - y_n)), \\ y_{n+2} = f(ay_{n+1} + by_n + d_2(y_n - x_n)), \end{cases} \quad (1)$$

где a и b параметры парциальных фильтров, d_j – коэффициенты связи между генераторами. Очевидно, что в такой системе всегда существуют синхронные режимы, когда $x_n \equiv y_n$, так как при таком условии уравнения системы (1) становятся идентичными. Функция $f(z)$ определяется реализацией и в нашем случае имеет вид (рис. 2)

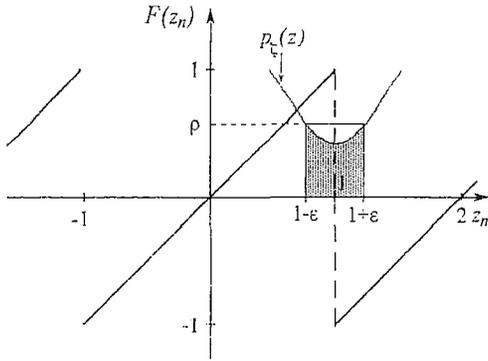


Рис. 2. Окрестность точки разрыва характеристики сумматора

позволяет сколь угодно близкую окрестность хотя бы одной точки разрыва. Это означает, что применение локального анализа [3,9] для исследования устойчивости хаотической синхронизации невозможно ввиду отсутствия производной $f'(z)$ в точках разрыва. Можно, однако, получить условия устойчивости по вероятности хаотических синхронных режимов, опираясь на свойство ограниченности инвариантной меры $P_\zeta(z)$ величины $z_n = ay_{n+1} + by_n$ в любой ϵ – окрестности точек разрыва и статистическую независимость z_n и z_m при $n \neq m$. В самом деле, строя разность

$$u_{n+2} = f(ay_{n+1} + by_n + d_1 u_n + a u_{n+1} + b u_n) - f(ay_{n+1} + by_n - d_2 u_n), \quad (3)$$

где $u_n = x_n - y_n$, нетрудно показать, что вероятность бесконечно большого числа «всплесков» u_n , когда аргументы функций в (3) соответствуют разным линейным участкам $f(z)$, равна нулю для параметров a и b , лежащих в области устойчивости линеаризованного уравнения (3), и единице в противном случае. Таким образом, можно сформулировать следующее утверждение.

Теорема 1. Синхронный хаотический режим $x_n \equiv y_n$ в системе (1) глобально асимптотически устойчив по вероятности, то есть для любого $\epsilon > 0$ и почти любых начальных условий $u_{0,1}$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P\{|u_n| > \epsilon\} = 0,$$

для параметров a и b , лежащих в области $D_s = T_2 \setminus T_1$, где

$$T_1: \begin{cases} b > -1, \\ b < 1 - |a|, \end{cases} \quad T_2: \begin{cases} b > -1 - (d_1 + d_2), \\ b < 1 - |a| - (d_1 + d_2). \end{cases} \quad (4)$$

Вид области D_s приведен на рис. 3. Аналогичным образом можно получить условия устойчивости антисинхронного хаотического режима, для которого $x_n + y_n = 0$.

Теорема 2. Антисинхронный хаотический режим $x_n \equiv -y_n$ в системе (1) существует при условии $d_1 = d_2$ и глобально асимптотически устойчив по вероятности, то есть для любого $\epsilon > 0$ и почти любых начальных условий $u_{0,1}$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P\{|u_n| > \epsilon\} = 0,$$

для параметров a и b , лежащих в области $D_a = T_1 \setminus T_2$, где

$$T_1: \begin{cases} b > -1, \\ b < 1 - |a|, \end{cases} \quad T_2: \begin{cases} b > -1 - (d_1 + d_2), \\ b < 1 - |a| - (d_1 + d_2). \end{cases} \quad (5)$$

$$f(z) = z - 2\{[z + \text{sign}(z)]/2\}. \quad (2)$$

Хорошо известно [7], что парциальные отображения системы (1) с параметрами a и b , лежащими вне области локальной устойчивости нулевого решения и $b \neq \pm a + 1$, порождают хаотические колебания. Причем при $|b| > 1$ они представляют собой эргодический случайный процесс с квазиравномерной инвариантной мерой, а при $|b| < 1$ – с ограниченной мерой. Очевидно, что разрывы характеристики $f(z)$ существенно образом участвуют в формировании неустойчивых траекторий и, следовательно, любая хаотическая траектория системы посе-

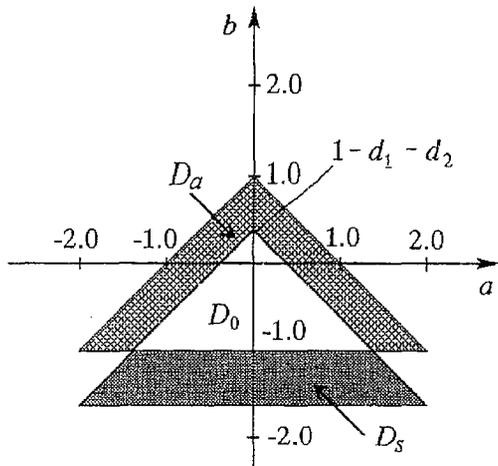


Рис. 3. Области плоскости параметров, соответствующие синхронным хаотическим режимам

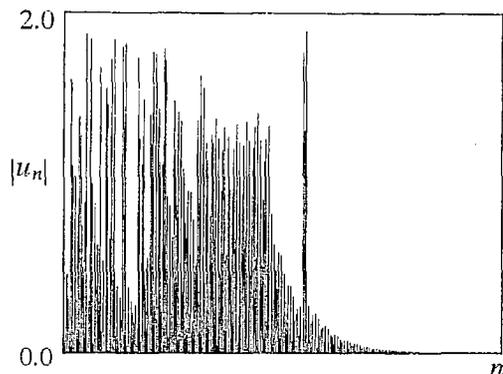


Рис. 4. Вид участка переходного процесса ($a=0.4$, $b=-1.5$, $d_1=0.3$, $d_2=0.3$, $x_0=0.2$, $x_1=0.3$, $y_0=0.4$, $y_1=0.3$)

Область D_a изображена на рис. 3. Символом D_0 на этом рисунке обозначена область устойчивости нулевого решения $x_n=y_n=0$ системы (1).

Наличие разрывов в характеристике генераторов обуславливает специфический характер переходных процессов в системе (1), длительность которых оказывается псевдослучайной функцией начального возмущения (u_0, u_1) . На рис. 4 показана часть переходного процесса, завершающегося переходом системы в синхронное состояние. Из него видно, что поведение величины ошибки $|u_n|$ в переходном процессе носит неупорядоченный характер: затухающие осцилляции $|u_n|$ случайным образом перемежаются всплесками, соответствующими скачкам u_n через точки разрывов характеристики генераторов. Закономерный характер носит лишь усредненная по возмущению длительность переходного процесса, которая имеет минимальное значение в глубине области устойчивости и стремится к бесконечности при приближении значений параметров к ее границам.

2. Математическая модель асимметричной системы

Структурная схема рассматриваемой асимметричной системы представлена на рис. 1, б. Передатчик выполнен по схеме нелинейного цифрового фильтра второго порядка с нелинейностью пилообразного типа и нелинейным способом подмешивания информационного сигнала x_{n+2} . Символами y_k обозначены отсчеты цифрового сигнала, формируемые как нелинейная смесь информационных отсчетов и составляющей собственных колебаний фильтра, a и b – коэффициенты умножителей в цепи обратной связи. Приемник построен в виде нелинейного согласованного цифрового фильтра, имеющего аналогичную передатчику нелинейность сумматора. Отсчеты $y_{n+2}^* = y_{n+2} + \xi_n$, где величина искажений ξ_n обусловлена влиянием канала, поступают на вход согласованного фильтра, который выделяет из них информационную составляющую x_{n+2}^* . Математической моделью данной схемы является система разностных уравнений вида

$$\begin{cases} y_{n+2} = f(ay_{n+1} + by_n + dx_{n+2}), \\ dx_{n+2}^* = f(y_{n+2}^* - ay_{n+1}^* - by_n^*), \end{cases} \quad (6)$$

где параметр d ($0 < d < 1$) – амплитудный множитель входного сигнала (полагам,

что $|x| \leq 1$), а разрывная периодическая функция $f(z)$ имеет аналитическое представление (2) (см. рис. 2).

Такая асимметричная схема относится к классу систем, использующих явление синхронного хаотического отклика – особый тип хаотической синхронизации, характерной особенностью которого является локальная устойчивость синхронного режима для любых аттракторов, то есть при всех значениях параметров a , b и d . Динамические свойства генератора, определяемого первым уравнением системы (6), анализировались в [7]. Использование именно такой модели обусловлено целым рядом ее полезных свойств. Некоторые из них перечислены ниже:

- В пространстве параметров осциллирующей системы существуют обширные области с хаотическими режимами, имеющими квазиоднородную инвариантную меру в фазовом пространстве и близкий к равномерному спектр мощности.
- Нет строгих ограничений на малость величины амплитуды входного сигнала d . (Необходимость таких ограничений для гладких динамических систем отмечается, например, в [3].)
- Эта модель обеспечивает простой способ построения широкополосных и шумоподобных систем связи, поскольку ширина спектра выходного хаотического сигнала определяется только параметрами генератора и частотой дискретизации и практически не зависит от спектра информационного сигнала.
- Функциональность (в частности, степени информационной защищенности) системы можно увеличить путем наращивания порядка фильтров, то есть введением дополнительных звеньев, число которых в принципе не ограничено.
- Согласованный цифровой фильтр схемы обладает тем свойством, что позволяет почти без искажений принимать речевые сигналы, не «закодированные» генератором хаотических колебаний, то есть поступающие в канал без обработки. Это можно объяснить особенностью речевых сигналов, спектральная плотность мощности которых далека от равномерной.
- Относительно проста реализация на ЦСП, что позволяет увеличить общую производительность и, следовательно, скорость обработки потока данных.

Предположим вначале, что цифровая модель канала передачи идеальна, то есть канал не вносит никаких искажений и $y_k = y_k^*$, тогда, учитывая (6), выходной сигнал можно выразить следующим образом

$$dx_{n+2}^* = f(f(ay_{n+1} + by_n + dx_{n+2}) - ay_{n+1} - by_n^*), \quad (7)$$

откуда, имея в виду вид функции (2), получим

$$dx_{n+2}^* = f(2k + dx_{n+2}) = f(dx_{n+2}), \quad (8)$$

где k – целое число. Из последнего соотношения видно, что $x_{n+2}^* = x_{n+2}$, поскольку $|dx_{n+2}| < 1$. Таким образом, в отсутствие искажений при передаче синхронизм передатчика и приемника наступает сразу после переходного процесса длительностью $N\tau$, где τ – период дискретизации, а N – порядок фильтров, то есть имеет место глобальная устойчивость всех синхронных режимов.

Пусть теперь канал передачи вносит искажения, тогда $y_k^* = y_k + \xi_k$. Величину ξ_k можно рассматривать как некоторую случайную помеховую составляющую, закон распределения которой в общем случае не известен. Однако, если предположить, что ξ_k распределена по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ , то можно показать, что после преобразования в линейной части согласованного фильтра приемника ее математическое ожидание не изменится, а

дисперсия станет равной $\sigma^* = \sigma(1+a^2+b^2)^{1/2}$. То есть для всех a и b дисперсия ξ_k увеличивается. Это явление приводит к возрастанию вероятности появления значительных ошибок при приеме, поскольку увеличиваются окрестности точек разрыва функции (2), из которых возможен ошибочный «скачок» через разрыв, порождающий существенную импульсную помеху. Другими словами, происходит локальный срыв синхронного режима, так как согласованный фильтр «избирает» неверную траекторию аттрактора. Это одна из основных проблем, поскольку она имеет место в случае не компенсируемых искажений. Формулу для σ^* можно обобщить на случай использования фильтров порядка N

$$\sigma^* = \sigma(1 + \sum_{k=1}^N a_k^2)^{1/2}, \quad (9)$$

где a_k – коэффициенты умножителей. Это выражение фактически определяет ограничение как на порядок системы N , так и на возможные значения коэффициентов a_k , поскольку недопустима ситуация, когда $\sigma^* \gg \sigma$.

На рис. 5 представлены результаты экспериментального измерения ошибок, порождаемых согласованным фильтром (с учетом нелинейности сумматора) при аддитивном добавлении в канал передачи гауссового и равномерно распределенного помехового шума. Следует отметить, что на рисунках приведена усредненная характеристика результирующей ошибки, так как она позволяет оценить частоту локальных выбросов (из которых и состоит сигнал ошибки), и именно она в случае передачи воспринимаемых на слух сообщений определяет качество связи. Из графиков видно, что при малых значениях амплитуды шума зависимости имеют линейный характер с коэффициентом наклона равным $(1+a^2+b^2)^{1/2}$. Это означает, что нелинейность сумматора слабо влияет на усредненную картину ошибок, то есть упомянутые выше ложные «скачки» в согласованном фильтре достаточно редки. При увеличении амплитуды шума графики выходят на насыщение, поскольку из-за ограниченности характеристики сумматора (2), ошибка не может превышать 1. Наиболее интересным является ярко выраженный колебательный характер сходимости графиков (в случае равномерно распределенного шума) при достаточности больших a . При этом, на целых множествах значений среднеквадратической ошибки помехи можно наблюдать ситуацию, когда результирующая ошибка оказывается значительно меньшей при больших значениях a .

Рассмотрим теперь ту часть искажений, которая может быть компенсирована. В частности, детерминированную составляющую линейных искажений $L(\xi_k)$ будем рассматривать как следствие фильтрации сигнала $S(t)$ частотно зависимым каналом передачи с частотной характеристикой $H_k(e^{j\omega})$. Компенсация таких искажений достигается включением в приемник амплитудно-фазового корректора с характеристикой

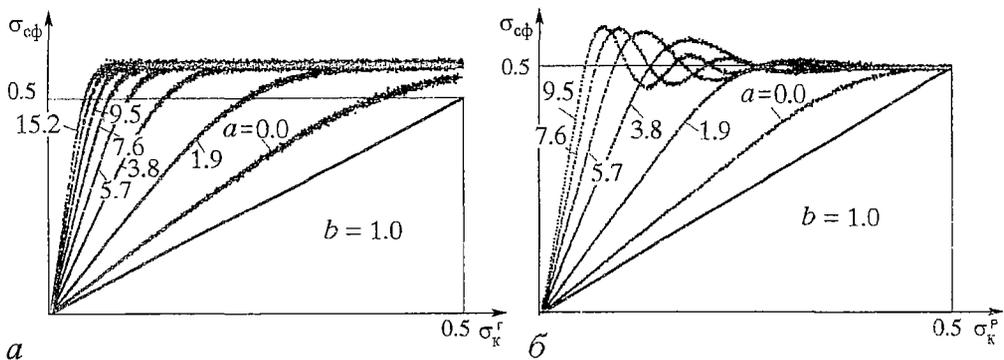


Рис. 5. Зависимости среднеквадратической ошибки согласованного фильтра от таковой помехового шума с нормальным (а) и равномерным (б) законами распределения в канале передачи при $b=1$

$$H(e^{j\omega}) = H_k^{-1}(e^{j\omega}) = H_k^{-1}(\omega)e^{-j\Delta\phi_k(\omega)}, \quad (10)$$

где $\omega = f/(2f_{\max})$ – нормированная частота, $H_k(\omega)$ и $\Delta\phi_k(\omega)$ – соответственно амплитудно- и фазо-частотная характеристики канала, которые допускают оценку путем измерения в течение процедуры инициализации. Очевидно, что измерить эти функции возможно лишь на конечном множестве значений частоты с погрешностью тем большей, чем меньше время измерения. Корректор представим в виде рекурсивного цифрового фильтра с переменным числом коэффициентов b_k , $k=0,1,\dots,N-1$. Для достижения точной компенсации частотных искажений этот фильтр должен иметь бесконечный набор коэффициентов, поэтому выберем k_{\max} из условия $|b_k| < \epsilon$ для всех $k > k_{\max}$ и некоторого заданного $\epsilon > 0$. Вектор коэффициентов $\mathbf{b} = \{b_k\}$ получим, минимизируя функционал вида [11]

$$G(\mathbf{b}) = \int_0^{0.5} q(\omega)[H(e^{j\omega}) - \Phi(e^{j\omega}, \mathbf{b})]^2 d\omega, \quad (11)$$

где $q(\omega)$ – весовой множитель, а $\Phi(e^{j\omega}, \mathbf{b}) = \sum_{l=0}^{N-1} b_l e^{-j2\pi\omega l}$ – аппроксимирующая функция, определяющая частотную характеристику корректора. Поскольку в нашем случае практически одинаковое значение имеет компенсация на любой частоте, положим в (11) $q(\omega) \equiv 1$, тем самым определяются искомые коэффициенты корректирующего фильтра

$$b_i = 2 \int_0^{0.5} H_k^{-1}(\omega) \cos[-\Delta\phi_k(\omega) + 2\pi\omega i] d\omega. \quad (12)$$

Таким образом, измеряя амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики канала передачи, можно, используя (12), построить амплитудно-фазовый корректор линейных частотных искажений.

3. Реализация системы на ЦСП

Для реализации физической модели коммуникационной системы (6) была использована плата EZ-KIT Lite цифрового сигнального процессора ADSP-2181 фирмы Analog Devices, которая объединяет в себе 16-разрядный ЦСП с фиксированной точкой и микросхему AD-1847, содержащую 16-разрядные двухканальные сигма-дельта ЦАП и АЦП с максимальной частотой дискретизации 48 кГц. ADSP-2181 с тактовой частотой 33 МГц построен на основе модифицированной гарвардской архитектуры и содержит на кристалле 80 кБ оперативной памяти (16К 16-битных слов памяти данных и 16К 24-битных слов памяти программ), имеет аппаратную поддержку операций умножения, кольцевых массивов, цикловых операций, параллельного выполнения ортогональных команд, частично поддержку операций с плавающей точкой и расширенное управление потреблением энергии (подробнее см. [12–14]). На кристалле также расположены два последовательных порта, один из которых, в нашем случае, используется для передачи данных в микросхему ЦАП/АЦП, а второй обеспечивает связь с внешним компьютером через интерфейс RS-232. Оба порта поддерживают механизм автобуферизации, что дает возможность существенно оптимизировать обработку потока отчетов, поступающих через порт, поскольку в этом случае программа может работать сразу с целым блоком данных, а не с отдельными словами. Для обеспечения работы устройства необходимо согласование между быстродействием ЦСП и сложностью алгоритмов обработки. Абсолютное большинство команд процессора выполняются за один машинный цикл, поэтому на обработку одного отчета, поступающего из АЦП, приходится около 690 команд. Этого оказывается вполне достаточно, чтобы реализовать относительно сложные алгоритмы обработки.

Структурная схема коммуникационной системы представлена на рис. 6.

Передатчик и приемник реализованы в виде программ, выполняющихся на одном процессоре, но использующие разные каналы ЦАП/АЦП. Такой способ позволяет полностью моделировать работу двух отдельных устройств (передатчика и приемника), каждое из которых выполнено на отдельном ЦСП и удалено друг от друга, а также выполнять измерительные процедуры в виде подпрограмм, анализирующих работу алгоритмов приемника и передатчика. На вход системы (см. рис. 6) поступает аналоговый информационный сигнал, который после оцифровки с частотой дискретизации 8 кГц модулирует хаотический сигнал цифрового генератора. Отсчеты хаотического

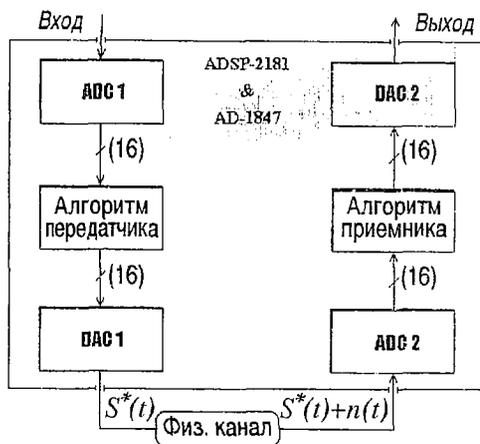


Рис. 6. Блок-схема коммуникационной системы

сигнала на выходе передатчика должны быть отображены через виртуальный цифровой канал передачи на вход приемника. Приемник, в свою очередь, выделяет информационную составляющую из хаотического сигнала, которая поступает на ЦАП. Символами $S(t)$ и $S^*(t)+n(t)$ обозначены аналоговые сигналы, соответственно на входе (сформированный ЦАП с частотой дискретизации 48 кГц) и на выходе физического канала. При этом в понятие физического канала мы включаем также аналоговые цепи ЦАП/АЦП, которые тоже являются источником искажений. Таким образом, основной задачей алгоритмов приемника и передатчика (помимо хаотической модуляции/демодуляции) является создание виртуального цифрового канала. Учитывая существенные ограничения на ширину спектра в канале ($f_{\max}=24$ кГц) использование корреляционных методов оказалось неэффективным из-за низкой скорости передачи данных. В связи с этим был применен когерентный метод, использующий специальный вид амплитудной модуляции, что обеспечило передачу сигнала с достаточно малой базой, равной 4. Выбор значения базы обусловлен, с одной стороны, исходными требованиями на ширину спектра информационного сигнала ($f'_{\max}=4$ кГц, что вполне достаточно для передачи речи) и, с другой стороны, стремлением минимизировать амплитудные и частотно-фазовые искажения, вносимые схемами ЦАП/АЦП, которые становятся существенными для частот выше 20 кГц.

Для трансляции хаотического сигнала через аналоговый канал была использована однопериодная амплитудная модуляция с несущей на частоте 8 кГц, суть которой состоит в том, что отсчеты данных отображаются на амплитуду одного периода гармонического колебания, формируемого по шести отсчетам табличным методом. При этом не происходит разрыва фазы колебания, что позволяет алгоритму приемника осуществить синхронизацию по пересечению напряжением гармонического колебания порогового уровня. Значения амплитуды на приемной стороне извлекаются из принятых отсчетов по следующей формуле

$$A_j = \{4x_2^2(x_1x_3 - x_2^2) / [(x_1 + x_3)^2 - 4x_2^2]\}^{1/2}, \quad (13)$$

где x_k – отсчеты сигнала на входе приемника. Поскольку всего на один период приходится около шести отсчетов (так как частоты дискретизации приемника и передатчика в общем случае могут немного различаться), то вычисляются три значения A_j , которые затем усредняются, образуя оценку амплитуды текущего периода. Осциллограмма и спектр мощности сигнала в канале передачи приведены на рис. 7 для случая $a=1.0$, $b=1.0$, $d=1$, соответствующего хаотическому режиму в динамической системе (6) с равномерной спектральной плотностью и корреляционной размерностью близкой к 2. Отметим, что размерность фазового пространства генератора также равна 2, а близость корреляционной размерности

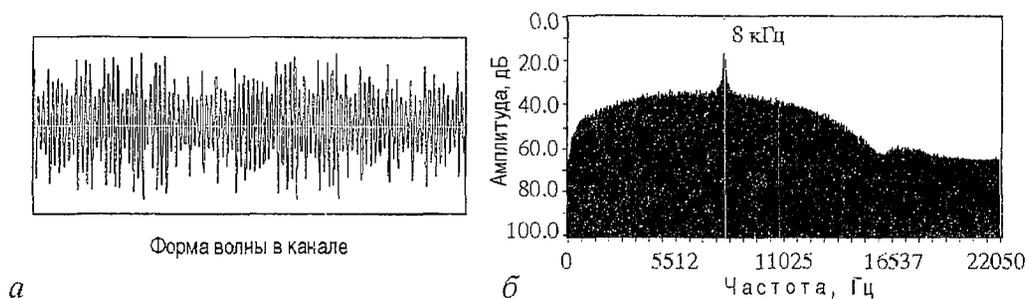


Рис. 7. Осциллограмма (а) и спектр мощности (б) сигнала в физическом канале

аттрактора к размерности фазового пространства системы говорит о развитии хаосе.

Устройство начинает свою работу с выполнения процедуры инициализации канала передачи, посылая тест-сигнал известной амплитуды, с тем, чтобы настроить коэффициент усиления в приемнике. Этот параметр обеспечивает компенсацию активного затухания сигнала и устраняет тем самым основную составляющую компенсируемых искажений.

Проведенные эксперименты по передаче звуковых сигналов на построенной модели, в которой в качестве физического канала использовалась проводная линия с резистивным ослаблением, продемонстрировали стабильность работы системы. Отношение сигнал/шум на выходе приемника достигало 25 дБ (уровень шума измерялся при передаче нулевого сигнала). Большие значения этого параметра могут быть достигнуты лишь после введения в алгоритмы обработки процедур коррекции частотных искажений, поскольку даже слабая неравномерность АЧХ канала передачи (1–2 дБ) может приводить к большим ошибкам при согласованной фильтрации в приемнике.

Отметим, что приватность передаваемых таким способом сообщений вполне удовлетворительна, так как статистические и спектральные свойства сигнала в канале не зависят (по крайней мере, простым образом) от вида и амплитуды входного сигнала, а модуляция методом нелинейного подмешивания ограничивает применение адаптивных методов определения параметров генератора. Кроме того, как уже отмечалось, простым увеличением порядка фильтров (числа параметров или длины ключа) легко добиться значительного улучшения закрытости канала связи.

Автор благодарит С.Д. Глызина и С.А. Кащенко за постановку задачи, а также С.О. Старкова и С.В. Емеца за полезное обсуждение результатов.

Работа частично поддержана грантом Российского фонда фундаментальных исследований № 97–01–00399.

Библиографический список

1. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. Динамический хаос как парадигма современных систем связи // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. М.:ИПРЖР, 1997. № 10. С. 3.
2. Шалфеев В.Д., Осипов Г.В., Козлов А.К., Волковский А.В. Хаотические колебания – генерация, синхронизация, управление // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. М.:ИПРЖР, 1997. № 10. С.27.
3. Дмитриев А.С., Старков С.О., Широков М.Е. Синхронизация ансамблей диссипативно связанных отображений. Препринт № 9(609). Москва: ИРЭ РАН, 1995. 38 с.
4. Дмитриев А.С., Емец С.В., Панас А.И., Старков С.О. Эксперименты по

применению сигнальных процессоров для передачи информации с использованием хаотических колебаний. Препринт № 4(618). Москва: ИПЭ РАН, 1997. 49 с.

5. *Gotz M., Kelber K., Schwarz W.* Discrete – time chaotic coders for information encryption. Part 1: Statistical approach to structural design // Proc. NDES'96, Seville, Spain, June 27–28, 1996.

6. *Kelber K., Gotz M., Schwarz W. and Kiliass T.* Discrete – time chaotic coders for information encryption. Part 2: Continuous – and discrete–value realization // Proc. NDES'96, Seville, Spain, June 27–28, 1996.

7. *Ogorzalek M.J.* Complex behaviour in digital filters // Int. J. Bif. and Chaos. 1992. Vol. 2, № 1.

8. *Кальянов Э.В.* Детерминированная и хаотическая взаимные синхронизации связанных автостохастических систем // РЭ. 1996. Т. 41, № 5. С.575.

9. *Shirokov M.* Multiplex communications system with chaotic carriers // NDES'97: Posters. 1997. P. 404.

10. *Шиманский В.Э.* Синхронные устойчивые режимы в системах цифровых осцилляторов второго порядка // Моделирование и анализ информационных систем. Вып.4. Ярославль, 1997. С.101.

11. *Гольденберг Л.М., Левчук Ю.П., Поляк М.Н.* Цифровые фильтры. М.: Связь, 1974.

12. *Марков С.* Цифровые сигнальные процессоры. Кн. 1. М.: МИКРОАРТ, 1996.

13. ADSP–2100 Family User's Manual. Analog Devices, Inc., 1995.

14. ADSP–2100 Family EZ–KIT Lite Reference Manual. Analog Devices, Inc., 1995.

Ярославский государственный
университет

Поступила в редакцию 4.08.98

COMMUNICATION SYSTEM WITH CHAOTIC CARRIER ON THE DIGITAL SIGNAL PROCESSOR ADSP–2181

V.E. Shimansky

The realization of a communication system with a chaotic signal as carrier using digital signal processors is considered. The conditions of chaotic synchronization stability for reception and transmitting subsystems for two investigated architecture using the digital chaos generators with sawtooth nonlinearity are obtained. The influence of distortions in the transmission channel to communication quality is analysed. Some issues of experiments on speech signals transmission with chaotic modulation through the analog channel are shown.



Шиманский Владислав Эдуардович – родился в 1976 году в Котласе, с отличием окончил физический факультет Ярославского государственного университета (1998). Область научных интересов – нелинейная динамика цифровых радиофизических систем. Автор трех научных статей по данной тематике.