

01;09

Передача информации через радиоканал с использованием маскирующих колебаний

© Э.В. Кальянов

Институт радиотехники и электроники РАН, Фрязино

В окончательной редакции 29 ноября 2000 г.

Рассмотрена схема передачи информации при ее маскировке хаотическими колебаниями. Записана математическая модель системы связи при излучении хаотических колебаний в двух разделенных полосах частот. Приведены результаты численного анализа. Показана возможность скрытной передачи информационного сигнала.

Использование хаотических колебаний для скрытной передачи информации является одним из перспективных направлений в современной технике связи. Исследованию этого вопроса посвящено в последнее время много работ [1–8]. Однако проблема качественного выделения информационного сигнала из хаоса нуждается в дальнейших исследованиях. В настоящей работе рассматривается новый способ скрытной передачи информации с помощью двух частотно-разделенных полос хаотических колебаний.

Рассматриваемый способ передачи информации пригоден как при использовании двух каналов связи, так и в случае одного канала. Сложнее осуществить одноканальную связь. Применительно к использованию одного канала связи рассматриваемый способ иллюстрируется блок-схемой рис. 1. На этой блок-схеме элементы 1–5 образуют передающее устройство, 6 — канал связи, а 7–13 — приемное устройство.

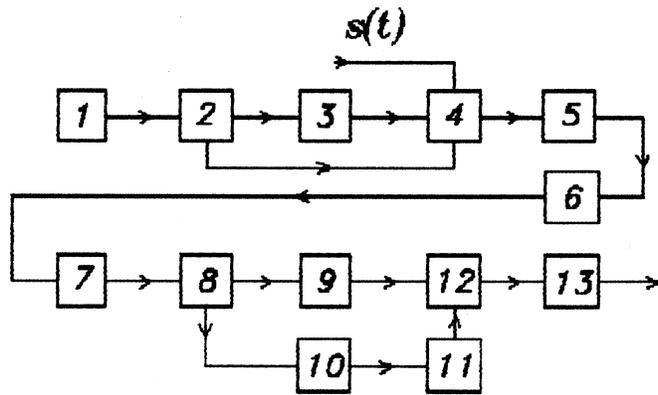


Рис. 1. Блок-схема скрытой передачи информации, состоящая из элементов передающего устройства (1–5), радиоканала (6) и приемного устройства (7–13): 1 — источник хаотических колебаний; 2, 8 — разветвители; 3, 10 — преобразователи частоты; 4 — сумматор; 5, 7 — усилители; 9, 11 — фильтрующие устройства; 12 — вычитающее устройство; 13 — детектор.

Маскирующие колебания формируются источником хаотических колебаний 1 и разветвляются в устройстве 2. Часть этих колебаний (половина) преобразуется (смещается по частоте или умножается) устройством 3 и поступает на сумматор 4. На этот же сумматор подаются непреобразованные хаотические колебания со второго выхода разветвителя 2 (вторая половина хаотических колебаний генератора 1), а также регулярные колебания, содержащие информационный сигнал. Суммарные колебания представляют собой хаотические (шумоподобные) колебания с повышенной спектральной плотностью мощности хаотических колебаний в двух разделенных полосах частот. Эти колебания усиливаются усилителем 5, а после прохождения канала 6 — усилителем 7 так, чтобы компенсировались потери и искажения в канале связи. Иными словами, сигнал на входе разветвителя 8 при отсутствии информационных колебаний (при $s(t) = 0$) должен поддерживаться равным хаотическому сигналу на входе усилителя 5.

Принятые хаотические колебания, содержащие информационный сигнал, разветвляются в устройстве 8. С одного выхода этого разветвителя часть принятых колебаний фильтруется устройством 9 для

выделения полосы частот, содержащей информационный сигнал. С другого выхода разветвителя сигнал преобразуется устройством 10, а затем фильтруется фильтром 11 для выделения хаотических колебаний в той же полосе частот. Это позволяет получить информационные колебания как результат разности колебаний в устройстве 12 с последующим детектированием в устройстве 13.

Преобразование маскирующих колебаний в устройстве 3 является своеобразным кодированием хаотических колебаний. Оно служит для того, чтобы через канал связи 6 можно было конфиденциально передать в одной полосе частот замаскированный хаосом информационный сигнал, а в другой — непреобразованные хаотические колебания. Наличие последних необходимо для выделения полезного сигнала после проведения отмеченных выше преобразований принятых двухполосных хаотических колебаний в устройствах 9–13.

Для маскировки информационного сигнала целесообразно использовать узкополосные хаотические колебания, формируемые источником малой мощности 1. В этом случае можно ограничиться малым смещением по частоте в преобразователях 3 и 10. Однако для иллюстрации рассматриваемого способа маскировки с помощью математической модели величина смещения принципиального значения не имеет. В то же время при математическом моделировании схемы рис. 1 существенно проще рассматривать в качестве кодирующего преобразования частоты эффект умножения, приводящий, естественно, к большому смещению средней частоты колебаний.

Рассмотрим математическую модель схемы рис. 1 при маскировке информационного сигнала хаотическими колебаниями, смещенными по диапазону частот с помощью умножителей частоты.

Удобные для анализа хаотические колебания можно получить с помощью системы с хаотическим поведением, описываемой в общем виде нелинейными уравнениями генератора с инерционностью [9]

$$\begin{aligned} \ddot{x}_1 + 2\delta\dot{x}_1 + \omega_0^2 x_1 &= -\omega_0 y_1 + \varphi(x_1, y_1), \\ \dot{y}_1 + b y_1 &= a x_1 + \psi(x_1). \end{aligned} \quad (1a)$$

Здесь x_1, y_1 — переменные, зависящие от времени t ; δ, ω, a, b — постоянные, $\varphi(x_1, y_1)$ и $\psi(x_1)$ — нелинейные функции. Точками обозначено дифференцирование по времени t .

Конкретными выражениями нелинейных функций определяются свойства генератора, описываемого уравнениями (1а). Если представить нелинейные функции в виде

$$\varphi(x_1, y_1) = -(1.5\omega_0 x_1 + 0.5x_1^2 + y_1)x_1 + \sigma(\alpha - 2r + 1)(x_1 + \omega_0), \quad (1б)$$

$$\psi(x_1) = (\sigma - 0.5b)x_1^2, \quad (1в)$$

причем так, что выполняются соотношения

$$2\delta = \sigma - \alpha, \quad \omega_0^2 = b(r - 1), \quad a = (2\sigma - b)\omega_0, \quad (1г)$$

то решениям уравнений (1а) может соответствовать хаотический аттрактор.

Кроме генератора, который описывается уравнениями (1), источник хаотических колебаний 1 содержит два последовательно включенных фильтрующих элемента. Эти фильтры описываются дифференциальными уравнениями

$$\ddot{x}_i + (\omega_i/Q_i)\dot{x}_i + \omega_i^2(x_i - \beta_i x_{i-1}) = 0, \quad (2)$$

когда $i = 2, 3$. При этом ω_i, Q_i — собственные частоты и добротности фильтров соответственно, β_i — параметры связи. Сигналы на выходах разветвителя 2 определяются величинами $\gamma x_3(t)$ и $(1-\gamma)x_3(t)$ при $\gamma < 1$.

Умножитель частоты 3 содержит входные и выходные фильтры, а также нелинейное устройство. Входные фильтры определяются уравнениями (2) при $i = 4, 5, 6$, а выходные — этими же уравнениями при $i = 8, 9, 10$. Нелинейное устройство характеризуется кубичным полиномом

$$x_j = \nu x_{j-1} + \mu x_{j-1}^3, \quad (3)$$

где ν, μ — постоянные, $j = 7$.

Колебательный процесс на выходе сумматора 4 описывается выражением $x_{11}(t) = x_{10}(t) + (1 - \gamma)x_3(t) + s(t)$, где $s(t)$ — регулярные колебания, промодулированные информационным сигналом. Их можно представить в виде $s(t) = [A_s + F(t)] \cos(\omega_s t)$, где A_s, ω_s — амплитуда и частота несущих колебаний, $F(t)$ — информационный сигнал.

Колебания $x_{11}(t)$ после прохождения через элементы 5 и 6 усиливаются в устройстве 7 так, чтобы сигнал $x_{12}(t)$ на одном из выходов разветвителя 8 был равен $x_{12}(t) = \gamma x_{11}(t)$. Этот сигнал подается

на систему последовательно включенных фильтров 9, описываемых уравнениями (2) при $i = 13, 14, 15, 16$. Сигнал со второго выхода разветвителя 8, равный $x_{17}(t) = (1 - \gamma)x_{11}(t)$, поступает на умножитель частоты 10. Последний подобен умножителю 3. Входные фильтры умножителя 10 описываются уравнениями (2) при $i = 18, 19, 20$, а выходные — теми же уравнениями при $i = 22, 23, 24$. Нелинейное устройство умножителя 10 характеризуется выражением (3) при $j = 21$. Колебания $x_{24}(t)$ с выхода умножителя 10 поступают на фильтрующее устройство 11, описываемое соотношениями (2) при $i = 26, 27, 28$.

Колебания $x_{29}(t)$ на выходе вычитающего устройства 12, равные $x_{29}(t) = x_{16}(t) - x_{28}(t)$, детектируются с целью выделения информационного сигнала. Детектирующее устройство 13 содержит нелинейный элемент, интегрирующую цепь и низкочастотный фильтр. Нелинейный элемент и интегрирующая цепь определяются соответственно соотношениями

$$x_k(t) = \xi_0 + \xi_1 x_{k-1}(t) + \xi_2 x_{k-1}^2(t), \quad (4)$$

$$\dot{x}_{k+1}(t) = \zeta [x_k(t) - x_{k+1}(t)], \quad (5)$$

где $\xi_0, \xi_1, \xi_2, \zeta$ — постоянные коэффициенты, $k = 30$. Фильтр детектирующего устройства описывается уравнением (2) при $i = 32$. При этом сигнал $x_{32}(t)$ определяет принятую информацию.

Уравнения (1)–(5) описывают математическую модель схемы, представленной на рис. 1. Относительно большое число связанных (последовательно включенных) фильтров, используемых в математической модели, обусловлено необходимостью получения при численном анализе достаточной фильтрации частотно-разделенных полос хаотических колебаний. При анализе удобно использовать низкочастотные фильтры. Фильтрация с помощью одного низкочастотного фильтра второго порядка, описываемого дифференциальным уравнением (2), мала даже при большой расстройке полос передаваемых частот из-за специфики формы резонансной кривой последовательного резонансного контура (малое ослабление в области низких частот). В то же время при узких полосах колебаний иллюстрация маскировки сигнала не наглядна. На практике реальные фильтры обеспечивают значительную фильтрацию, а шум с нормальным законом распределения, достаточно эффективно маскирующий передаваемый полезный сигнал, может быть узкополосным.

При расчете рассмотренной математической модели, описываемой уравнениями (1)–(5), использовались следующие значения параметров, определяющих режим работы хаотического генератора: $\sigma = 36$, $\alpha = 28$, $r = 7$, $b = 3$. Значения собственных частот ω_i фильтров с индексами $i = 2, 3, 4, 5, 6$ и $i = 18, 19, 20$ выбраны равными 10, а с индексами $i = 8, 9, 10$, $i = 13, 14, 16$ и $i = 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30$ — равными 30. Добротности фильтров с индексами $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ и $i = 18, 19, 20$ равны 4, а с индексами $i = 8, 9, 10$, $i = 13, 14, 16$ и $i = 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28$ равны 10. Коэффициенты связи равны $\beta_i = 0.1$ при $i = 2, 18$, $\beta_i = 0.2$ при $i = 6, 10, 20, 24$, $\beta_i = 0.25$ при $i = 14, 16, 26, 28$, $\beta_i = 0.3$ при $i = 5, 8, 19, 22$ и $\beta_i = 1$ при $i = 2, 18$. При этом полагалось, что $\gamma = 0.5$. Параметры, определяющие нелинейные характеристики умножителей и детектора, имеют следующие величины: $\nu = 0.01$, $\mu = 0.002$, $\xi_0 = 0.1$, $\xi_1 = 0.2$, $\xi_2 = 2$. Параметр интегрирующей цепи равен $\zeta = 1$. Информационный сигнал для наглядности записан в виде $F(t) = A_0 \cos(\Omega t)$. Выбраны следующие параметры регулярных колебаний: $A_s = 1$, $A_0 = 0.4$, $\omega_s = 30$, $\Omega = 1.2$. При этом параметры фильтра детектирующего устройства равны $\omega_{32} = 1.2$, $Q_{32} = \beta_{32} = 1$.

На рис. 2, *a* представлен спектр мощности колебаний на выходе сумматора 4, а на рис. 2, *b* — соответствующий ему фрагмент реализации колебаний в интервале времени $t \in [153, 173]$. На рис. 2, *c, d* показаны (в том же интервале времени) фрагменты реализаций передаваемого сигнала на входе передатчика (*c*) и на выходе приемника (*d*).

Как видно (рис. 2, *a*), максимумы спектра мощности $S(x_{11})$ наблюдаются вблизи частот $\omega = 10$ и $\omega = 30$. При этом регулярный сигнал $F(t)$ замаскирован. Фрагмент реализации рис. 2, *b* отображает хаотический колебательный процесс $x_{11}(t)$, причем регулярный сигнал также не просматривается. Из реализации рис. 2, *b*, не зная способа ее генерирования, невозможно выделить передаваемые гармонические колебания.

Выделенные в приемнике регулярные колебания $x_{32}(t)$ (рис. 2, *d*) имеют не только сдвиг по фазе относительно передаваемых (рис. 2, *c*), что естественно, но и некоторое искажение синусоиды. Последнее обусловлено недостаточной фильтрацией хаотических колебаний на частоте $\omega = 10$ и на третьей ее гармонике ($\omega = 30$) в каналах приемника. Один из этих каналов содержит фильтрующее устройство 9, а другой — устройства 10 и 11. При ослаблении (примерно на порядок) взаимного

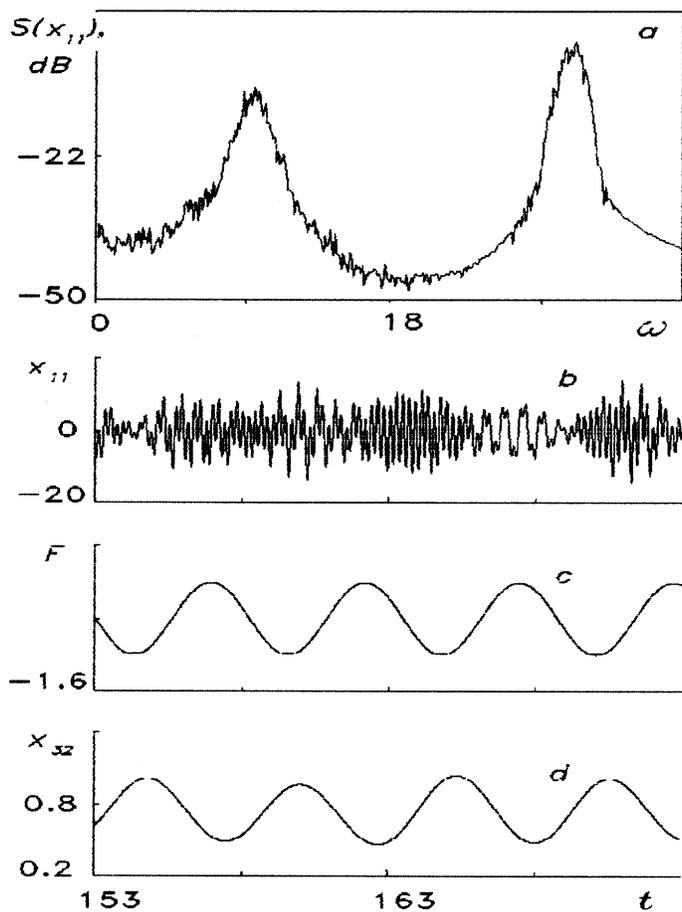


Рис. 2. Спектр мощности (a) и соответствующий ему фрагмент реализации (b), а также сигналы на входе передатчика (c) и на выходе приемника (d).

проникновения хаотических колебаний с максимумами мощности на частотах $\omega = 10$ и $\omega = 30$ в каналы приемника искажение передаваемого сигнала становится незаметным. Наоборот, при увеличении отмеченного взаимного проникновения колебательных процессов в каналы приемни-

ка искажения принимаемого сигнала возрастают. Эти искажения могут отсутствовать даже без фильтрации, если использовать два канала связи в тракте 6. Последнее возможно в случаях применения кабельных или стекловолоконных линий связи.

Проведенный анализ свидетельствует о потенциальной эффективности рассмотренного способа скрытой связи для передачи конфиденциальной информации через радиоканал. Достоинством этого способа является то, что для маскировки могут использоваться не только колебания, формируемые динамическими системами с хаотическим поведением, но и шумовые сигналы. Использование хаотических колебаний в математической модели целесообразно в связи с тем, что результаты расчетов являются воспроизводимыми. К тому же хаотические колебания, как уже отмечалось, широко исследуются применительно к использованию в системах связи.

При практическом использовании рассматриваемого способа скрытой передачи информации должен компромиссно решаться вопрос о дальности передачи информации и ее скрытности, так как влияют многие факторы. Как и при многих других способах обеспечения скрытой связи (например, [2,3,8]), маскирующие колебания должны не менее чем на порядок превышать информационный сигнал. Это в определенной мере затрудняет возможность использования больших мощностей на выходе передатчика и ограничивает применение способа ближней связью. Диапазон рабочих частот для рассматриваемого способа передачи информации, по-видимому, не имеет принципиальных ограничений, но представляется более целесообразным его использование в дециметровом диапазоне длин волн. При обеспечении работоспособности рассматриваемого способа передачи информации высокие требования предъявляются к идентичности кодирующих элементов передающего и приемного устройств: их различие не должно превышать 6–8%.

Следует отметить, что при большом смещении "средней" частоты хаотических колебаний целесообразно использовать два канала связи и соответственно отдельные усилители и две антенны. При большом разделении передаваемых полос хаотических колебаний рассмотренный способ маскировки представляется более перспективным при передаче информации с помощью кабельных или стекловолоконных линий связи. Является важным то, что в этом случае (при передаче каждой из полос хаотических колебаний по отдельному каналу), как уже отмечалось, не требуется фильтрующих устройств. Стекловолоконные линии пере-

дачи особенно перспективны, так как обладают малыми потерями и слабой дисперсией. При их использовании, естественно, необходимо переносить хаотические колебания в канале связи в оптический диапазон (после устройства 5) с помощью соответствующих оптоэлектронных преобразователей. Один канал связи целесообразно использовать при малом смещении средней частоты узкополосных хаотических колебаний, достигаемом, например, путем смещения колебаний. Именно в этом случае можно использовать одну антенну и неискажающие (линейные) усилители.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 98-07-90299).

Список литературы

- [1] *Kocarev L., Halle K.S., Eckert K. et al. // Int. J. of Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. N 3. P. 709–713.*
- [2] *Волковский А.Р., Рудьков Н.Ф. // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. В. 3. С. 72–77.*
- [3] *Матросов И.И. // Письма в ЖТФ. 1996. Т. 22. В. 23. С. 4–8.*
- [4] *Pecora L.M., Carroll T.L., Johnson G.A., Mar D.J., Heagy J.F. // Chaos. 1997. V. 7. N 4. P. 520–543.*
- [5] *Шалфеев В.Д., Осипов Г.В., Козлов А.К. и др. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1997. № 10. С. 27–49.*
- [6] *Кальянов Э.В. // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43. № 2. С. 206–217.*
- [7] *Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Панас А.И. и др. // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43. № 9. С. 1115–1128.*
- [8] *Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В. // Письма в ЖТФ. 1999. Т. 25. В. 16. С. 71–77.*
- [9] *Неймарк Ю.И., Ланда П.С. Стохастические и хаотические колебания. М.: Наука, 1987. 424 с.*