

# ДИНАМИЧЕСКИЙ ХАОС В РАДИОФИЗИКЕ И ЭЛЕКТРОНИКЕ

УДК 537.86

## КОДИРОВАНИЕ И ИЗВЛЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ, ЗАМАСКИРОВАННОЙ ХАОТИЧЕСКИМ СИГНАЛОМ СИСТЕМЫ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

© 2004 г. В. И. Пономаренко, М. Д. Прохоров

Поступила в редакцию 01.09.2003 г.

Исследованы различные способы кодирования и извлечения информации в системах связи, использующих хаотический сигнал системы с запаздывающей обратной связью в качестве несущей. Предложена методика извлечения сигнала скрытого сообщения в случае, когда параметры передатчика априорно не известны. Эффективность метода продемонстрирована на численных примерах при передаче частотно-модулированного гармонического сигнала, подмешанного в хаотический сигнал системы Маккея–Гласса, для различных конфигураций передающей системы.

### ВВЕДЕНИЕ

Открытие явления синхронизации хаотических динамических систем [1] привело к широкому развитию методов скрытой передачи информации, использующих хаотические сигналы в качестве несущей [2–9]. Интерес к хаотическим коммуникационным системам обусловлен тем, что хаотические системы обладают широкополосным спектром мощности, позволяют обеспечить высокую скорость передачи информации и работоспособны при малых отношениях сигнала к шуму. Кроме того, они допускают возможность простой аппаратурной реализации с большим выбором различных колебательных режимов. Однако оказалось, что многие системы связи, использующие хаотические сигналы, характеризуются в действительности ограниченной конфиденциальностью [10–14]. Для того чтобы повысить уровень защиты передаваемой информации, в [15–17] предлагаются осуществлять скрытую передачу данных на основе систем с запаздыванием, демонстрирующих хаотическую динамику очень высокой размерности. Однако как показано в [18–21], информационное сообщение, замаскированное хаотическим сигналом систем с запаздыванием, в ряде случаев все-таки может быть выделено сторонним наблюдателем.

В данной работе рассматриваем различные способы кодирования информации в системах связи, построенных на основе систем с запаздыванием, и предлагаем методику извлечения сигнала сообщения в случае, когда параметры передатчика не известны.

### 1. СХЕМЫ СВЯЗИ С НЕЛИНЕЙНЫМ ПОДМЕШИВАНИЕМ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА В СИСТЕМУ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

Блок-схема передатчика на основе системы с запаздыванием, представляющего собой кольцевую систему из трех элементов: нелинейного, инерционного и задержки, представлена на рис. 1. В случае, когда фильтр является низкочастотным фильтром первого порядка, передатчик при отсутствии информационного сигнала может быть описан дифференциальным уравнением с запаздыванием:

$$\varepsilon_0 \dot{x}(t) = -x(t) + f(x(t - \tau_0)), \quad (1)$$

где  $x(t)$  – состояние системы в момент времени  $t$ ;  $f$  – нелинейная функция;  $\tau_0$  – время запаздывания;  $\varepsilon_0$  – параметр, характеризующий инерционные свойства системы. Информационный сигнал  $m(t)$

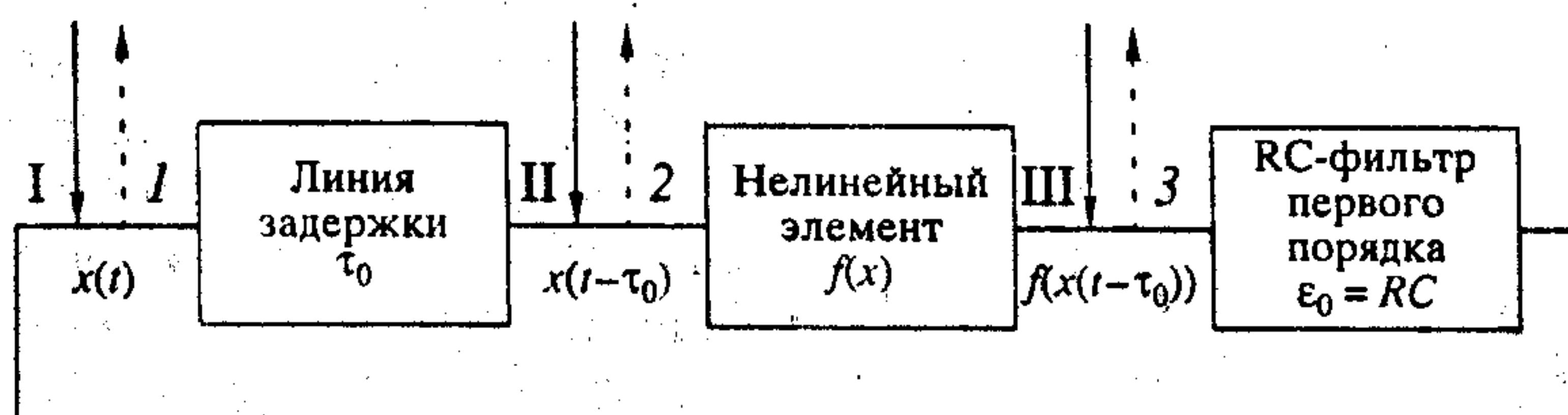


Рис. 1. Система с запаздывающей обратной связью, генерирующая хаотический сигнал. Римскими цифрами I–III отмечены точки, в которых информационный сигнал вводится в систему. Арабскими цифрами 1–3 отмечены точки, из которых сигнал передается в канал связи.

Значения разностного сигнала  $z(t)$  на выходе приемника для различных случаев ввода информационного сигнала в кольцо обратной связи передатчика и различных точек вывода сигнала в канал связи

Точка входа	Точка выхода		
	1	2	3
I	$m(t)$	$m(t - \tau_0)$	$f(x(t - \tau_0) + m(t - \tau_0)) - f(x(t - \tau_0))$
II	$\epsilon_0(\dot{y}(t) - \dot{x}(t)) + \frac{df(x(t - \tau_0))}{dx}m(t)$	$m(t)$	$f(x(t - \tau_0) + m(t)) - f(x(t - \tau_0))$
III	$x(t) - y(t)$	$x(t - \tau_0) - y(t - \tau_0)$	$m(t)$

можно ввести в кольцевую систему (1) в различных точках, обозначенных на рис. 1 цифрами I–III. В зависимости от точки, в которой сигнал сообщения вводится в кольцо обратной связи передающей системы, ее динамика описывается одним из следующих уравнений:

$$\epsilon_0 \dot{x}(t) = -x(t) + f(x(t - \tau_0) + m(t - \tau_0)) \quad (2)$$

для точки I.

$$\epsilon_0 \dot{x}(t) = -x(t) + f(x(t - \tau_0) + m(t)) \quad (3)$$

для точки II,

$$\epsilon_0 \dot{x}(t) = -x(t) + f(x(t - \tau_0)) + m(t) \quad (4)$$

для точки III.

Обратим внимание, что при таком нелинейном подмешивании информационный сигнал непосредственно участвует в формировании сложной динамики генератора хаоса. Сигнал  $s(t)$ , передаваемый в канал связи, также может быть взят из различных точек кольцевой системы, обозначенных на рис. 1 цифрами I–3. Таким образом, передающая система, изображенная на рис. 1, может быть реализована девятью способами.

Возможность выделения в приемнике информационного сигнала  $m(t)$  из передаваемого  $s(t)$  обсуждали в [17] для различных способов введения сигнала  $m(t)$  в систему с запаздывающей обратной связью и различных точек вывода сигнала  $s(t)$ . При этом предполагали, что принимающей стороне известна и конфигурация передатчика, и его параметры. Тем не менее в ряде случаев для выделения сообщения  $m(t)$  требовалась дополнительная обработка сигнала на выходе передатчика, связанная с нахождением обратной функции нелинейного элемента. Поскольку передаточная характеристика нелинейного элемента может и не быть взаимно однозначной, такое преобразование не всегда удается провести корректно. В этих случаях предлагаем использовать приближенный метод нахождения информационного сигнала, позволяющий обойтись без определения обратного преобразования. Кроме того, информационное сообщение может быть выделено из

временной реализации передаваемого сигнала  $s(t)$  без априорного знания параметров передатчика.

Рассмотрим различные конфигурации передающей системы, изображенной на рис. 1, и определим для них сигналы, получаемые на выходе приемника, состоящего из тех же элементов, что и передатчик. На рис. 2 приведен пример схемы связи для случая III/1. В точке III информационный сигнал  $m(t)$  при помощи сумматора вводится в кольцо обратной связи передающей системы, колебания которой описываются уравнением (4), а в канал связи передается сигнал  $s(t) = x(t)$  из точки I. На выходе вычитающего элемента приемника имеем сигнал  $z(t) = x(t) - y(t)$ .

В таблице приведены значения сигнала  $z(t)$ , наблюдавшиеся на выходе вычитающего элемента приемника, для различных конфигураций схемы передачи информации. В простейших случаях I/1, II/2 и III/3, при которых информационный сигнал  $m(t)$  при помощи сумматора вводится в кольцо обратной связи передатчика и одновременно передается в канал связи, на выходе приемника выделяется непосредственно сигнал сообщения  $z(t) = m(t)$ . При идентичности элементов принимающей и передающей систем качество восстановления сигнала  $m(t)$  не зависит от его амплитудных и частотных характеристик, что означает возможность передачи без искажений сложных информацион-

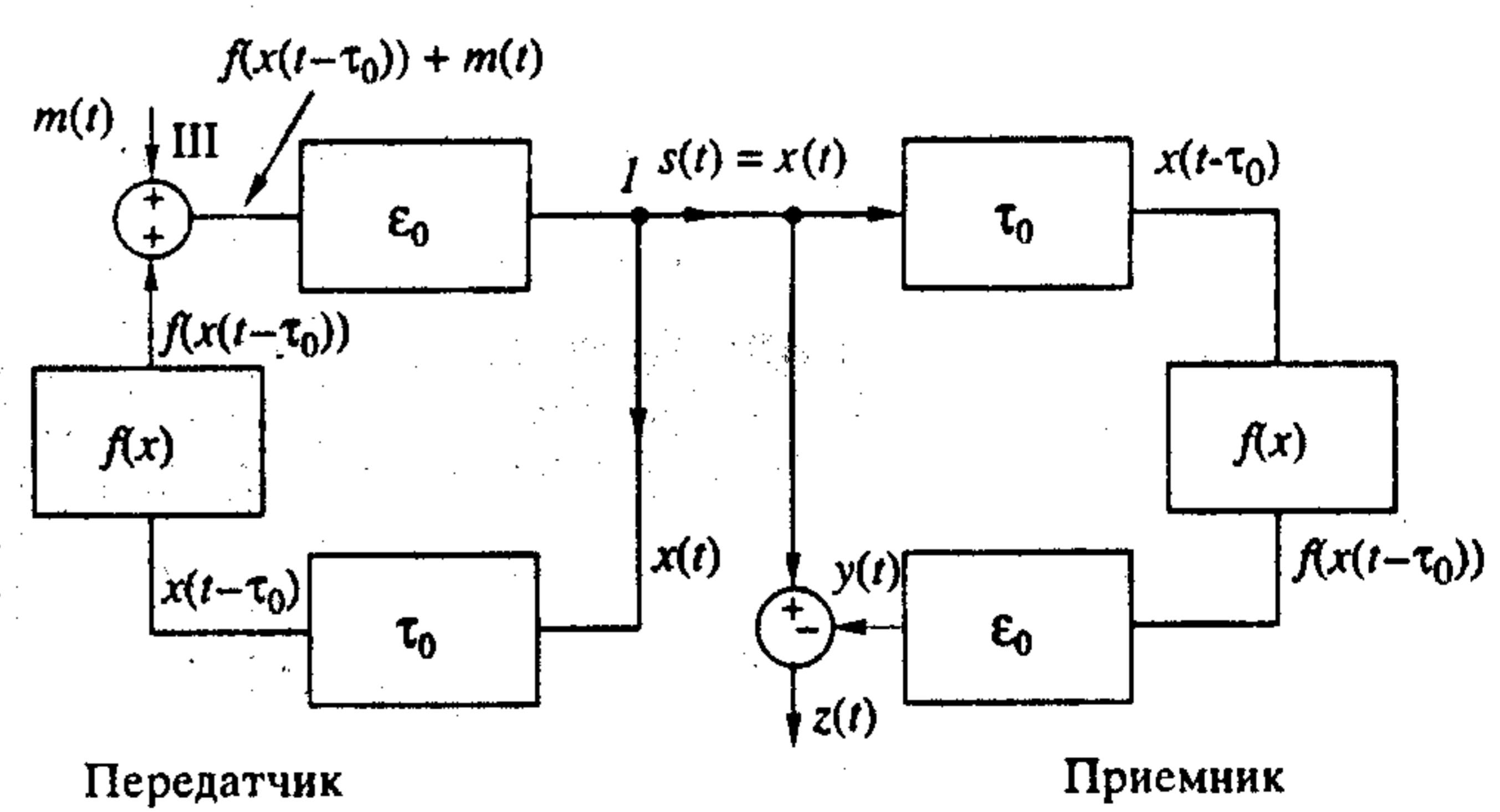


Рис. 2. Схема связи для случая, при котором информационный сигнал  $m(t)$  подмешивается к сигналу системы с запаздыванием в точке III передатчика, а в канал связи передается сигнал  $s(t)$  из точки I (схема III/1).

ных сигналов. В схеме вида I/2 сигнал сообщения также выделяется точно, но оказывается задержанным на время запаздывания  $\tau_0$ .

Для остальных пяти конфигураций схем связи выделение передаваемого сообщения оказывается более сложным, так как при этом требуется дополнительная обработка сигнала  $z(t)$  на выходе вычитающего элемента приемника. Например, для выделения сигнала сообщения в случае III/I, изображенном на рис. 2, запишем уравнение, описывающее динамику принимающей системы:

$$\varepsilon_0 \dot{y}(t) = -y(t) + f(x(t - \tau_0)), \quad (5)$$

и вычтем его из уравнения (4) передающей системы. При этом получим

$$m(t) = \varepsilon_0(\dot{x}(t) - \dot{y}(t)) - (x(t) - y(t)). \quad (6)$$

Учитывая, что  $z(t) = x(t) - y(t)$  (см. рис. 2), окончательно получаем следующую зависимость информационного сигнала  $m(t)$  от сигнала  $z(t)$  на выходе вычитателя приемника:

$$m(t) = \varepsilon_0 \dot{z}(t) - z(t). \quad (7)$$

Аналогичным образом можно получить формулу для нахождения сигнала  $m(t)$  для схемы вида III/2:

$$m(t) = \varepsilon_0 \dot{z}(t - \tau_0) - z(t - \tau_0). \quad (8)$$

Для случая II/I (см. таблицу) информационный сигнал  $m(t)$  может быть определен следующим образом:

$$m(t) = \frac{z(t) + \varepsilon_0 \dot{z}(t)}{df(x(t - \tau_0))/dx}. \quad (9)$$

В схеме передачи информации II/3 разностный сигнал на выходе вычитающего элемента имеет вид

$$z(t) = f(x(t - \tau_0) + m(t)) - f(x(t - \tau_0)). \quad (10)$$

В предположении малости информационного сигнала  $m(t)$  по сравнению с  $x(t)$  разложим первое слагаемое в формуле (10) в ряд Тейлора и ограничимся двумя первыми членами разложения:

$$\begin{aligned} f(x(t - \tau_0) + m(t)) &\approx \\ &= f(x(t - \tau_0)) + \frac{df(x(t - \tau_0))}{dx} m(t). \end{aligned} \quad (11)$$

Такое допущение является справедливым, поскольку в рассматриваемых схемах связи с нелинейным подмешиванием уровень информационного сигнала не должен быть большим, иначе его присутствие становится заметным в канале [4]. Из формул (10) и (11) следует

$$m(t) \approx \frac{z(t)}{df(x(t - \tau_0))/dx}. \quad (12)$$

Для схемы вида I/3 сигнал сообщения может быть также приближенно определен по форму-

ле (12), однако он оказывается задержанным на время запаздывания  $\tau_0$ .

## 2. ВОССТАНОВЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ПО ВРЕМЕННОМУ РЯДУ ПЕРЕДАВАЕМОГО СИГНАЛА

Скрытность хаотических коммуникационных систем основана на том, что параметры хаотической передающей системы известны только принимающей стороне, которая имеет точную копию передатчика. Покажем, что информационное сообщение может быть выделено третьей стороной, имеющей лишь временную реализацию передаваемого сигнала  $s(t)$ . Для этого потребуется восстановить параметры системы с запаздыванием вида (1), генерирующей маскирующий хаотический сигнал. Неизвестными в этом случае являются параметры  $\tau_0$ ,  $\varepsilon_0$  и нелинейная функция  $f$ .

Методика реконструкции по временному ряду переменной  $s(t)$  параметров передающей системы для случая, когда сигнал передается в канал связи из точки 1 схемы (рис. 1), описана в [19, 20]. Эта методика позволяет восстановить параметры передатчика и в случае, если его выходной сигнал передается из точки 2. Для случая, когда сигнал  $s(t)$  передается из точки 3 схемы, требуется другая процедура реконструкции. Поясним ее особенности сначала для случая отсутствия информационного сигнала ( $m(t) = 0$ ). При этом передаваемым сигналом является  $s(t) = f(x(t - \tau_0))$ .

Для восстановления по наблюдаемой реализации времени задержки  $\tau_0$  воспользуемся методом, предложенным в [22, 23], где показано, что во временной реализации  $x(t)$  систем с запаздыванием вида (1) практически отсутствуют экстремумы, удаленные друг от друга на  $\tau_0$ , так как при  $\dot{x}(t) = 0$  в общем случае выполняется условие  $\dot{x}(t - \tau_0) \neq 0$ . Но во временной реализации переменной  $f(x(t - \tau_0))$  также практически отсутствуют экстремумы, удаленные друг от друга на  $\tau_0$ .

так как  $\frac{df(x(t - \tau_0))}{dt} = \frac{df(x(t - \tau_0))}{dx} \dot{x}(t - \tau_0)$ . Тогда

для нахождения  $\tau_0$  необходимо для различных значений времени  $t$  определить число  $N$  пар экстремумов во временной реализации  $f(x(t - \tau_0))$ , удаленных друг от друга на  $\tau$ , и построить зависимость  $N(\tau)$ . Значению времени запаздывания  $\tau_0$  соответствует положение абсолютного минимума зависимости  $N(\tau)$ .

Для определения параметра инерционности  $\varepsilon_0$  и нелинейной функции  $f$  системы (1) отфильтруем принимаемый хаотический сигнал  $f(x(t - \tau_0))$  низкочастотным фильтром первого порядка с частотой среза  $v = 1/\varepsilon_0$  и построим зависимость  $f(x(t - \tau_0))$  от  $u(t - \tau_0)$ , где  $u(t - \tau_0)$  – сигнал на выходе

фильтра, сдвинутый на уже определенное нами время задержки  $\tau_0$ . Если частота среза фильтра  $\epsilon = 1/\epsilon_0$ , то  $u(t - \tau_0) = x(t - \tau_0)$  и на плоскости  $(x(t - \tau_0), f(x(t - \tau_0)))$  получим нелинейную функцию  $f$ . Поскольку величина  $\epsilon_0$  (и соответственно,  $v_0$ ) заранее не известна, приходится строить зависимости  $f(x(t - \tau_0))$  от  $u(t - \tau_0)$  для различных значений частоты среза фильтра  $v$ , добиваясь однозначной зависимости на плоскости  $(u(t - \tau_0), f(x(t - \tau_0)))$ , которая возможна лишь при  $\epsilon = \epsilon_0$ . В качестве количественного критерия однозначности при таком поиске  $\epsilon_0$  мы использовали минимальную длину линии  $L(\epsilon)$ , соединяющей точки на плоскости  $(u(t - \tau_0), f(x(t - \tau_0)))$ , упорядоченные по величине координаты  $u(t - \tau_0)$ . Минимум  $L(\epsilon)$  будем наблюдать при  $\epsilon = \epsilon_0$ , а построенная при этом значении зависимость  $f(x(t - \tau_0))$  от  $u(t - \tau_0)$  воспроизведет нелинейную функцию, которую можно аппроксимировать.

Предлагаемые методики позволяют определить параметры передатчика и в присутствии в передаваемом сигнале информационной компоненты небольшой амплитуды. В этом случае сигнал сообщения можно рассматривать как шум, приводящий к снижению качества восстановления параметров передающей системы. Описанный метод позволяет с хорошей точностью восстанавливать параметры передатчика при уровне шума до 10%. Уровень же информационного сигнала, как правило, выбирают значительно ниже, чтобы обеспечить конфиденциальность передаваемого сообщения.

### 3. ВЫДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА, ПОДМЕШАННОГО В ХАОСТИЧЕСКИЙ СИГНАЛ СИСТЕМЫ МАККЕЯ-ГЛАССА

Высокое качество восстановления скрытого сообщения без априорной информации о параметрах передающей системы продемонстрировано в [20] для наиболее простого случая I/I на численном примере и в экспериментальной системе при передаче гармонического сигнала, подмешанного в хаотический сигнал генератора с запаздывающей обратной связью. Проиллюстрируем эффективность предлагаемой методики выделения информационного сигнала по временному ряду сигнала в канале связи в более сложных случаях III/I и III/3.

Рассмотрим передающую систему с запаздыванием, описываемую эталонным уравнением первого порядка с запаздыванием – уравнением Маккея–Гласса

$$\dot{x}(t) = -bx(t) + \frac{ax(t - \tau_0)}{1 + x^c(t - \tau_0)}, \quad (13)$$

которое может быть приведено к виду (1) с  $\epsilon_0 = 1/b$  и

$$f(x(t - \tau_0)) = \frac{ax(t - \tau_0)}{b(1 + x^c(t - \tau_0))}. \quad (14)$$

Параметры системы (13):  $a = 0.2$ ,  $b = 0.1$ ,  $c = 10$ ,  $\tau_0 = 300$  соответствуют движению на хаотическом аттракторе высокой размерности. В качестве информационного сигнала, нелинейно подмешанного в систему (13), выберем частотно-модулированный (ЧМ) гармонический сигнал

$$m(t) = A \sin(2\pi f_c t - B \cos(2\pi f_m t)), \quad (15)$$

где параметр  $A$  определяет амплитуду сигнала сообщения;  $f_c$  – центральная частота спектра сигнала;  $B$  – индекс частотной модуляции,  $f_m$  – частота модуляции.

На рис. 3 для схемы вида III/I приведены фрагменты временных реализаций частотно-модулированного информационного сигнала (15) и хаотического сигнала  $s(t)$  на выходе передатчика, а также спектры мощности  $P$  этих сигналов. Временной ряд длиной 50000 точек получен при помощи метода Рунге–Кутты четвертого порядка с шагом интегрирования  $h = 1.0$  и интерполяцией промежуточных значений внутри шага интегрирования. Из рис. 3 видно, что амплитуда информационного сигнала составляет около 1% от амплитуды несущей и его присутствие незаметно в спектре мощности передаваемого сигнала  $s(t)$ .

Методика восстановления параметров передатчика для случая III/I аналогична методике, предложенной в [19, 20] для восстановления параметров передатчика в схеме вида I/I. Результаты применения этой методики для схемы III/I представлены на рис. 4. Исследуемая временная реализация  $s(t)$  содержит около 3000 экстремумов, на число которых нормировано  $N(t)$  (рис. 4а). При поиске экстремальных точек мы использовали для нахождения производной по временному ряду локальную параболическую аппроксимацию. Положение абсолютного минимума  $N(t)$  позволяет точно восстановить время запаздывания  $\tau_0' = 300$ .

При построении зависимости  $L(\epsilon)$ , представленной на рис. 4б, шаг изменения  $\epsilon$  выбран равным 0.1. Восстановленное по минимуму  $L(\epsilon)$  значение параметра инерционности  $\epsilon_0' = 10.1$  ( $\epsilon_0 = 1/b = 10$ ). Восстановленная при найденных  $\tau_0'$  и  $\epsilon_0'$  нелинейная функция изображена на рис. 4в. Для ее аппроксимации мы использовали полиномы различной степени. Аппроксимирующая функция достаточно точно совпадает с функцией (14) и обеспечивает хорошее качество восстановления сообщения при использовании полинома не ниже 12-й степени.

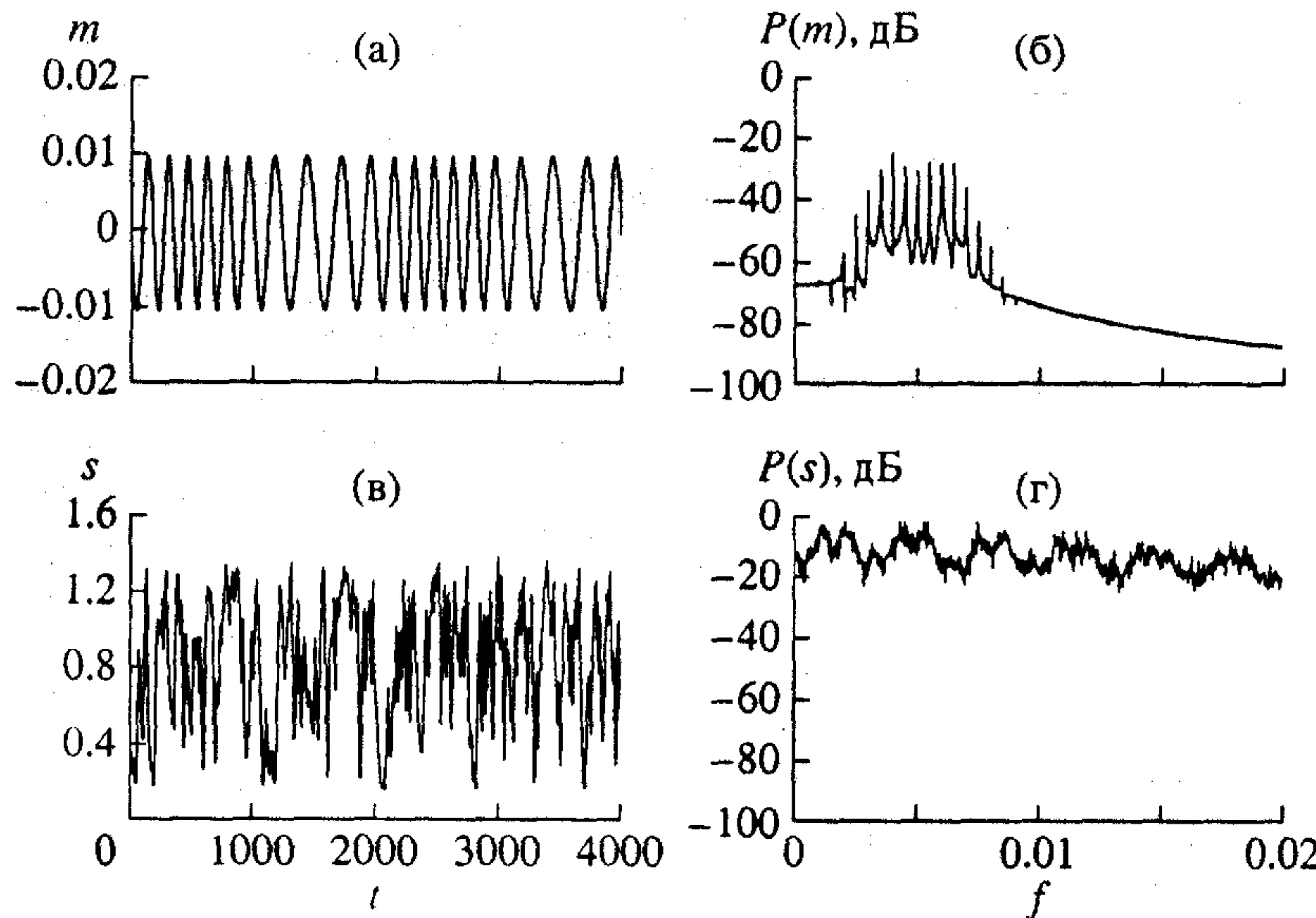


Рис. 3. Частотно-модулированный сигнал при  $A = 0.01$ ,  $B = 3$ ,  $f_c = 5 \times 10^{-3}$ ,  $f_m = 5 \times 10^{-4}$  (а), спектр мощности ЧМ-сигнала  $m(t)$  (б), сигнал  $s(t)$  на выходе передатчика для случая III/I (в) и его спектр мощности (г).

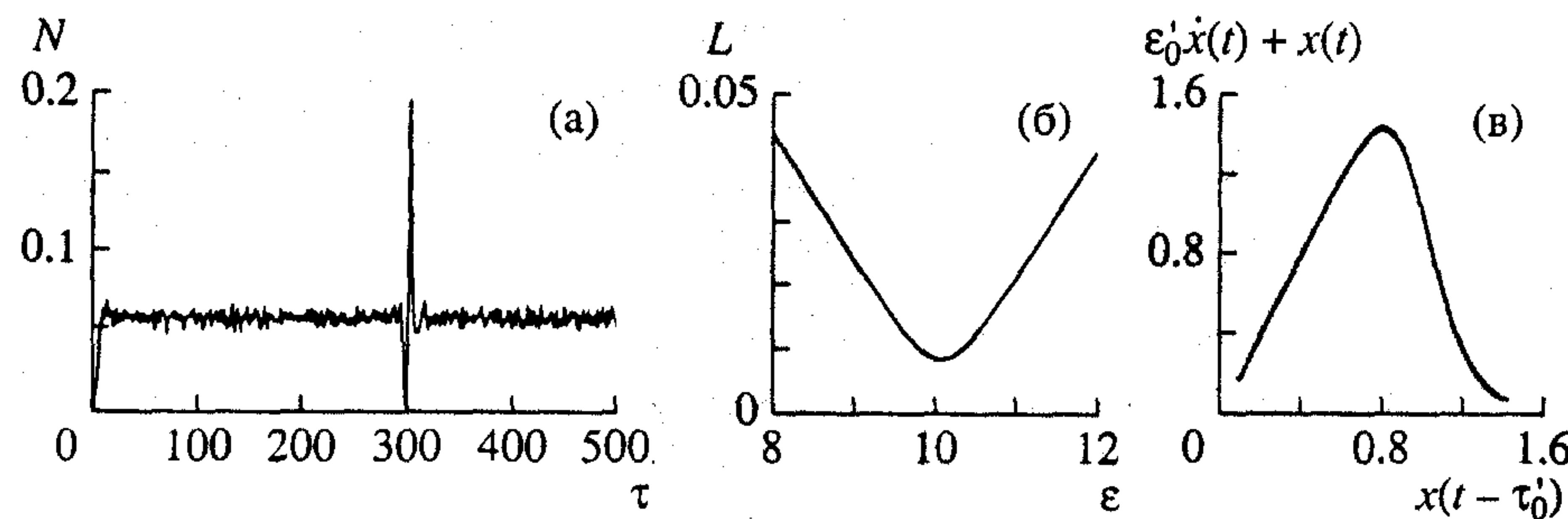


Рис. 4. Восстановление параметров передатчика для схемы связи вида III/I в случае нелинейного подмешивания ЧМ гармонического сигнала в хаотический сигнал системы Маккея–Гласса: а – число  $N$  пар экстремумов в реализации  $s(t)$  на удалении  $\tau$  друг от друга, нормированное на общее число экстремумов,  $N_{\min}(\tau) = N(300)$ ; б – длина  $L$  линии, соединяющей упорядоченные по величине  $x(t - \tau_0')$  точки на плоскости  $(x(t - \tau_0'), \epsilon \dot{x}(t) + x(t))$ , в зависимости от  $\epsilon$ , величина  $L(\epsilon)$  нормирована на число точек,  $L_{\min}(\epsilon) = L(10.1)$ ; в – восстановленная функция.

Определив параметры передающей хаотической системы, можем построить принимающую систему. Чем точнее удается восстановить параметры системы, тем выше качество выделяемого информационного сигнала. Фрагмент реализации выделенного информационного ЧМ гармонического сигнала  $m'(t)$ , полученного при использовании формулы (7), и спектр мощности этого сигнала показаны на рис. 5.

В качестве второго примера рассмотрим при тех же значениях параметров выделение ЧМ-сигнала (15), подмешанного в уравнение Маккея–Гласса (13), в схеме передачи информации вида II/3. Временная реализация передаваемого сигнала  $s(t) = f(x(t - \tau_0)) + m(t)$  качественно похожа на реализацию сигнала в предыдущем случае (рис. 3в). На рис. 6а приведена статистическая зависи-

мость  $N(\tau)$ . Минимум  $N(\tau)$  позволяет точно определить время запаздывания  $\tau_0' = 300$ . Минимум на графике  $L(\epsilon)$  (рис. 6б) наблюдается при  $\epsilon_0' = 10.0$ . На рис. 6в построена восстановленная при найденных  $\tau_0'$  и  $\epsilon_0'$  нелинейная функция, для аппроксимации которой мы использовали полином 15-й степени.

Фрагмент реализации выделенного информационного сигнала, полученного при использовании формулы (12), и его спектр мощности показаны на рис. 7. Из формулы (12) видно, что при значениях производной в знаменателе, близких к нулю, значение  $m(t)$  может быть вычислено с большой погрешностью. Для уменьшения эти-

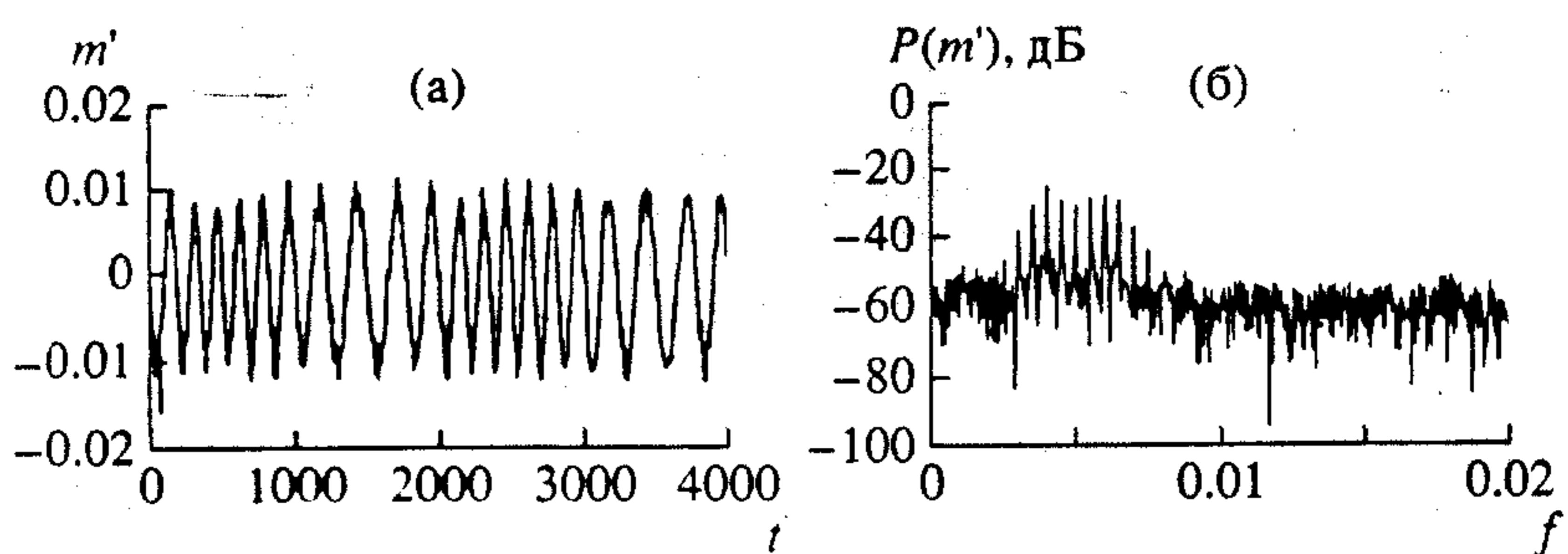


Рис. 5. Выделенный ЧМ гармонический сигнал (а) и его спектр мощности (б) для схемы связи вида III/1.

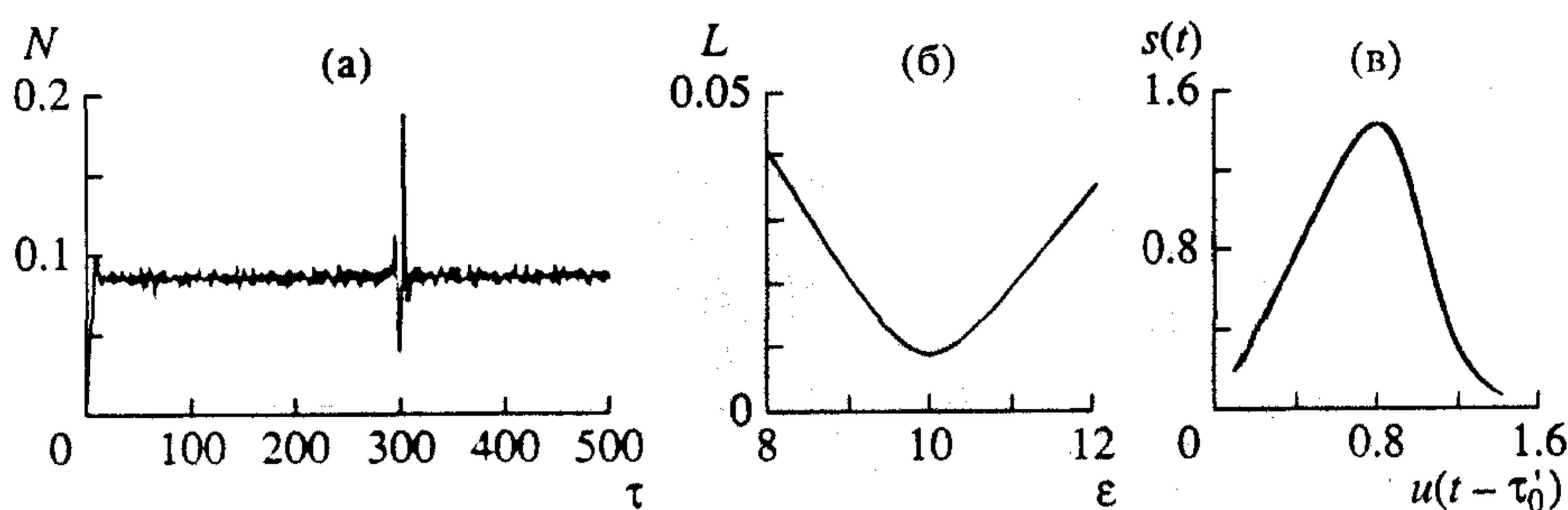


Рис. 6. Восстановление параметров передатчика для схемы связи вида II/3 в случае нелинейного подмешивания ЧМ гармонического сигнала в хаотический сигнал системы Маккея–Гласса: а – число  $N$  пар экстремумов в реализации  $s(t)$  на удалении  $\tau$  друг от друга, нормированное на общее число экстремумов,  $N_{\min}(\tau) = N(300)$ ; б – длина  $L$  линии, соединяющей упорядоченные по величине  $u(t - \tau'_0)$  точки на плоскости  $(u(t - \tau'_0), s(t))$ , в зависимости от  $\epsilon$ , величина  $L(\epsilon)$  нормирована на число точек,  $L_{\min}(\epsilon) = L(10.0)$ ; в – восстановленная функция.

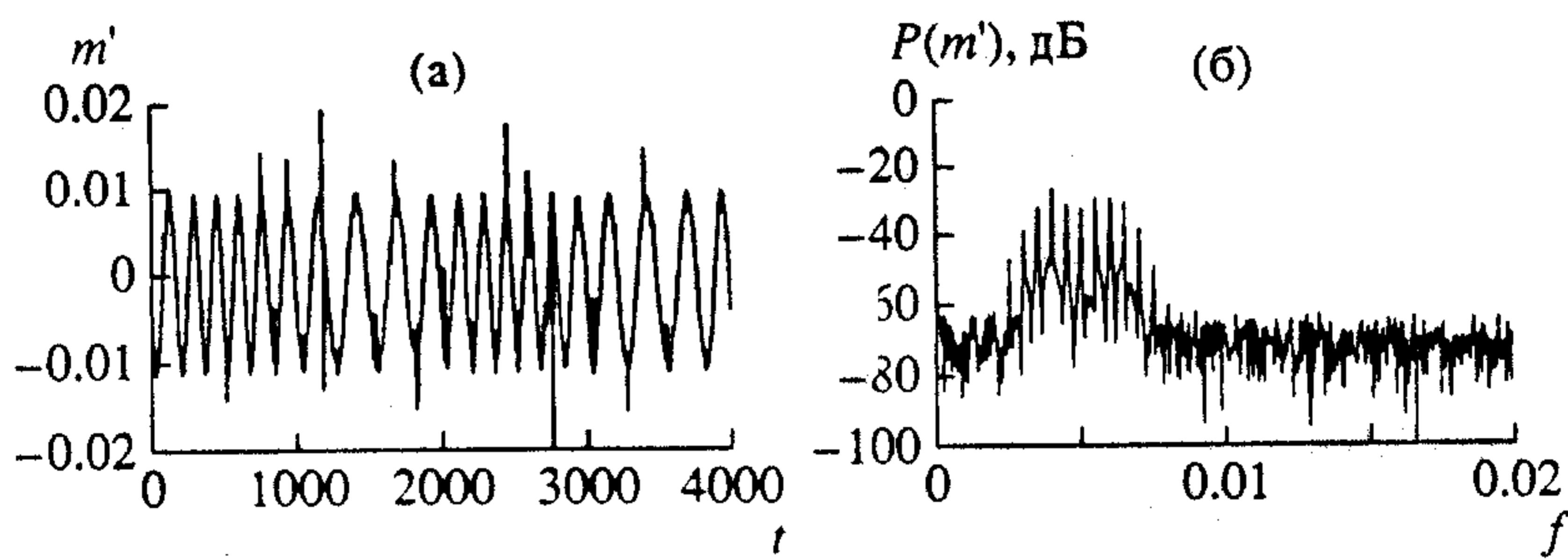


Рис. 7. Выделенный ЧМ гармонический сигнал (а) и его спектр мощности (б) для схемы связи вида II/3.

погрешностей можно провести частотную фильтрацию восстановленного сообщения.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен метод реконструкции систем с запаздыванием, позволяющий по сигналу, взятому из различных точек системы, восстановить с хорошей точностью время запаздывания, параметр инерционности и нелинейную функцию даже при подмешивании в систему с запаздыванием информационного сигнала небольшой амплитуды. Восстановление параметров передающих систем с запаздыванием открывает возможность выделения

сообщения в схемах связи, использующих для маскировки их хаотические сигналы. Таким образом, коммуникационные системы, использующие сигналы систем с запаздыванием, могут обладать недостаточной скрытностью, несмотря на очень высокую размерность и большое число положительных ляпуновских показателей хаотических аттракторов таких систем. Однако для случайного наблюдателя присутствие информационной компоненты в передаваемом по каналу связи хаотическом сигнале является незаметным, и предложенный метод может быть использован принимающей стороной для выделения информационного сообщения без априорного знания параметров пе-

редающей системы и без привлечения радиотехнической элементной базы.

Возможность выделения информационной компоненты хаотического сигнала системы с запаздыванием проиллюстрирована на примере систем связи с нелинейным подмешиванием информационного сигнала. Качественное восстановление сообщения продемонстрировано на численных примерах при передаче ЧМ гармонического сигнала, подмешанного в хаотический сигнал системы Маккея–Гласса для различных конфигураций передающей системы. Повышение скрытности передачи информации может быть достигнуто при одинаковой взаимной перестройке параметров передатчика и приемника во время сеансов связи или при использовании систем с запаздыванием высокого порядка.

Авторы выражают благодарность Б.П. Безручко за постоянное внимание к работе и ряд полезных замечаний.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 03-02-17593) и CRDF (грант № REC-006).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Pecora L.M., Carroll T.L.* // Phys. Rev. Lett. 1990. V. 64. № 8. P. 821.
2. *Kocarev L., Halle K.S., Eckert K. et al.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. № 3. P. 709.
3. *Cuomo K.M., Oppenheim A.V.* // Phys. Rev. Lett. 1993. V. 71. № 1. P. 65.
4. *Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1995. V. 5. № 4. P. 1249.
5. *Pecora L.M., Carroll T.L., Johnson G.A. et al.* // Chaos. 1997. V. 7. № 4. P. 520.
6. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. // Успехи современной радиоэлектроники. 1997. № 10. С. 4.
7. Шалфеев В.Д., Осипов Г.В., Козлов А.К., Волковский А.Р. // Успехи современной радиоэлектроники. 1997. № 10. С. 27.
8. Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В. // Письма в ЖТФ. 1999. Т. 25. № 16. С. 71.
9. Калянов Э.В. // Письма в ЖТФ. 2001. Т. 27. № 16. С. 1.
10. Pérez G., Cerdeira H.A. // Phys. Rev. Lett. 1995. V. 74. № 11. P. 1970.
11. Short K.M. // Int. J. of Bifurcation and Chaos. 1997. V. 7. № 7. P. 1579.
12. Zhou C.-S., Chen T.-L. // Phys. Lett. A. 1997. V. 234. № 6. P. 429.
13. Short K.M., Parker A.T. // Phys. Rev. E. 1998. V. 58. № 1. P. 1159.
14. Yang T., Yang L.-B., Yang C.-M. // Physica D. 1998. V. 124. № 1–3. P. 248.
15. Pyragas K. // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1998. V. 8. № 9. P. 1839.
16. Mensour B., Longtin A. // Phys. Lett. A. 1998. V. 244. № 1–3. P. 59.
17. Udal'tsov V.S., Goedgebuer J.-P., Larger L., Rhodes W.T. // Phys. Rev. Lett. 2001. V. 86. № 9. P. 1892.
18. Zhou C., Lai C.-H. // Phys. Rev. E. 1999. V. 60. № 1. P. 320.
19. Пономаренко В.И., Прохоров М.Д. // Письма в ЖТФ. 2002. Т. 28. № 16. С. 37.
20. Ponomarenko V.I., Prokhorov M.D. // Phys. Rev. E. 2002. V. 66. № 2. 026215.
21. Udal'tsov V.S., Goedgebuer J.-P., Larger L. et al. // Phys. Lett. A. 2003. V. 308. № 1. P. 54.
22. Безручко Б.П., Караваев А.С., Пономаренко В.И., Прохоров М.Д. // Phys. Rev. E. 2001. V. 64. № 5. 056216.
23. Караваев А.С., Пономаренко В.И., Прохоров М.Д. // Письма в ЖТФ. 2001. Т. 27. № 10. С. 43.