

Рассогласование параметров накачки связанных хаотических лазеров и ошибки восстановления сигнала в схеме передачи сообщений на их основе

В.И.Леденев

Численно определены импульсные характеристики хаотического CO₂-лазера с периодической накачкой. Исследованы ошибки восстановления функции кодирования в линии передачи информации на основе двух оптически связанных хаотических CO₂-лазеров в зависимости от рассогласования амплитуд и частот модуляции накачки лазеров. Показано, что ошибка восстановления минимальна при совпадении параметров накачки передатчика и приемника. Показано также, что рассогласование амплитуд накачки приемника и передатчика влияет на ошибку восстановления значительно слабее, чем рассогласование их периодов. Найдены зависимости ошибки восстановления от глубины модуляции сигнала. Установлено, что вид восстановленной функции кодирования определяется типом отклоненного параметра.

Ключевые слова: динамический хаос, передача информации, инжекция внешнего сигнала.

В последнее время синхронизация хаотических лазеров исследуется как теоретически [1–4], так и экспериментально [1, 5, 6], поскольку это явление используется в схемах скрытой передачи информации [7–12]. Исследование синхронизованных хаотических систем показало близость их временного поведения при условии идентичности самих систем даже в случае некоторого искажения сигнала, поступающего от излучающей системы к приемной [13]. В результате была предложена схема передачи информации, в которой излучение после выхода из излучателя модулируется по амплитуде функцией кодирования, а в точке расположения приемника восстанавливается исходный сигнал и затем, по исходному и инжектированному сигналам, – кодирующий сигнал [7]. Модели линий связи, работающие по такой схеме, созданы для Nd:YAG- и CO₂-лазеров, а также для полупроводниковых лазеров [7–9]. Для эрбиевых кольцевых волоконных лазеров и полупроводниковых лазеров проведены эксперименты по передаче информации по предложенной схеме [10, 11].

Считается, что линия связи на основе синхронизованных хаотических режимов генерации оптически связанных лазеров обладает новыми возможностями маскировки процесса передачи информации. Авторы работ [7, 8] связывали это с трудностью обнаружения слабой амплитудной модуляции последовательности импульсов со случайными интервалами между ними и случайными амплитудами. Сейчас к достоинствам этих линий связи относят не только защиту информации, но и эффективное использование полосы пропускания канала, снижение числа компонентов в схеме и др. [9, 12]. Считается также, что такие линии связи могут конкурировать с квантовыми линиями связи [12].

В.И.Леденев. Институт проблем лазерных и информационных технологий РАН, Россия, 140700 Шатура, Московская обл., ул. Святоозерская, 1; e-mail: ledenev_ilit@rambler.ru

Поступила в редакцию 9 июля 2003 г., после доработки – 13 мая 2004 г.

Одной из проблем в области линий связи на основе синхронизованных хаотических режимов генерации оптически связанных лазеров являются ошибки восстановления сигнала приемником, параметры которого отличаются от параметров передатчика. В работе [4] исследованы ошибки, связанные с различием собственных частот резонаторов передающего и принимающего CO₂-лазеров. В настоящей работе численно исследуются ошибки восстановления функции кодирования и ее вид в зависимости от рассогласования амплитуд и частот модуляции накачки CO₂-лазеров. Такое исследование позволяет оценить допустимое рассогласование параметров накачки приемника и передатчика с точки зрения сохранности информации и затронуть проблему настройки параметров приемника.

Предполагалось, что исследуемая линия связи (рис. 1) состояла из лазеров Т и R (передатчика и приемника) с периодической накачкой, глубина модуляции которой составляла 100 %, а частота была близка к собственной частоте релаксации колебательной энергии. Для описания кинетики коэффициента усиления было выбрано приближение заданной накачки и одного эффективного времени релаксации. Таким образом, схема передачи опи-

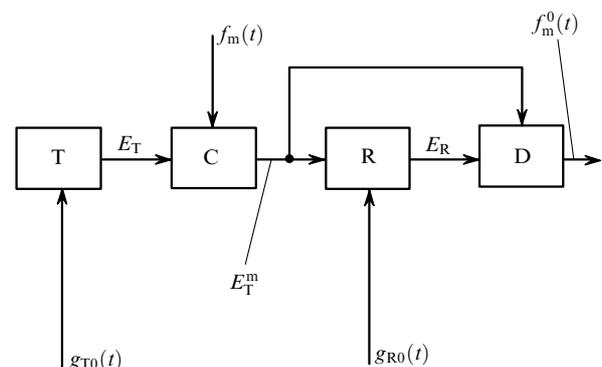


Рис.1. Схема канала связи:

Т – передатчик; R – приемник; С – кодер; D – декодер.

сывалась известной системой дифференциальных уравнений [8]:

$$\tau \frac{dg_{T1}(t)}{dt} = g_{T0}(t) - g_{T1}(t)(1 + |E_T|^2), \quad (1)$$

$$\frac{dE_T}{dt} = \frac{1}{2}(g_{T1} - g_{thT})E_T, \quad (2)$$

$$\tau \frac{dg_{R1}(t)}{dt} = g_{R0}(t) - g_{R1}(t)(1 + |E_R|^2), \quad (3)$$

$$\frac{dE_R}{dt} = \frac{1}{2}(g_{R1} - g_{thR})E_R + M\{[1 + f_m(t)]E_T - E_R\}, \quad (4)$$

$$g_{T0}(t) = A_T \left(1 + \sin \frac{2\pi t}{T_T}\right), \quad g_{R0}(t) = A_R \left(1 + \sin \frac{2\pi t}{T_R}\right). \quad (5)$$

Здесь $E_{T,R}$ – комплексные амплитуды поля; $g_{T1,R1}$ – коэффициенты усиления излучения; $g_{T0,R0}(t)$ – скорости накачки; $g_{thT,thR}$ – пороги генерации; $A_{T,R}$ и $T_{T,R}$ – амплитуды и периоды модуляции накачки излучателя и приемника; τ – эффективное время релаксации активной среды; M – коэффициент связи; f_m – функция кодирования. В уравнениях (1)–(4) время нормировано на пролетное время резонатора $\tau_r = 2L/c$, усиление нормировано умножением на удвоенную длину резонатора $2L$, амплитуды полей излучателя и приемника нормированы так, что при интенсивности насыщения они равны единице. Такая нормировка была выбрана для удобства сравнения с работами [2, 4, 8].

Сигнал излучателя E_T модулировался по амплитудной схеме меандром с амплитудой A_c и периодом T_c :

$$f_m(t) = A_c \text{sign} \left(\sin \frac{2\pi t}{T_c} \right), \quad (6)$$

где $\text{sign}(x) = 2\theta(x) - 1$; $\theta(x)$ – функция Хевисайда. Модулированный сигнал $E_T^m(t) = E_T[1 + f_m(t)]$ инжектировался в резонатор управляемого лазера. Для восстановления функции кодирования использовалась формула [8]

$$f_m^0(t) = \frac{|E_T^m(t)| - |E_R(t)|}{|E_R(t)|}, \quad |E_R(t)| \neq 0. \quad (7)$$

Отметим, что в (7) входят только поля, имеющиеся на приемном конце линии связи. Ошибки E_f между восстановленной функцией кодирования (7) и заданной ее формой (6) находились по формуле

$$E_f = \left\{ \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_1} [f_m^0(t) - f_m(t)]^2 dt \right\}^{1/2}, \quad (8)$$

где $\Delta t = t_1 - t_0$; t_0 и t_1 – времена начала и конца исследования соответственно.

В расчетах использовались время релаксации усиления $\tau/T_T = 2$ и период модуляции меандра $T_c/T_T = 1$ (т. е. расчеты велись для канала с высокой пропускной способностью при максимальной ошибке восстановления функции кодирования при изменении T_c [8]). Пороги генерации излучателя и приемника считались одинаковыми. Предполагалось, что при $t = 0$ коэффициенты усиления лазеров равны нулю, а действительные и мнимые части полей малы (равны 10^{-8}). Времена $t_0/T_T = 8$, $t_1/T_T = 48$.

Система уравнений (1)–(6) решалась методом Рунге – Кутты четвертого порядка точности с малым постоянным шагом интегрирования по времени. Этот шаг выбирался так, чтобы отклонения, вносимые схемой интегрирования в ошибку восстановления сигнала, были меньше 0.5 %. В качестве теста для схемы численных расчетов была также решена задача (1) работы [2] для соответствующих значений параметров. При тестировании графики рис.1 из [2] хорошо воспроизводились по форме, периоду и амплитуде. Все исследования, т. е. изучение импульсных характеристик, определение ошибок восстановления (8) и сравнение форм переданного и восстановленного сигналов, проводились по временным последовательностям импульсов без начального участка, содержащего переходный процесс.

Вначале исследовались импульсные характеристики генератора (1), (2), т. е. средние значения амплитуд импульсов E_p и интервалов между ними T_p , а также соответствующие среднеквадратичные отклонения σ_E и σ_T в зависимости от амплитуды модуляции накачки (бифуркационного параметра $B = A_T/g_{thT} - 1$). Величины T_p и σ_T определялись по уровню 0.5 от средней интенсивности импульсов для каждого значения B . На рис.2 представлены зависимости E_p , T_p , σ_E и σ_T от параметра B . Для скрытой передачи сообщений может быть использована

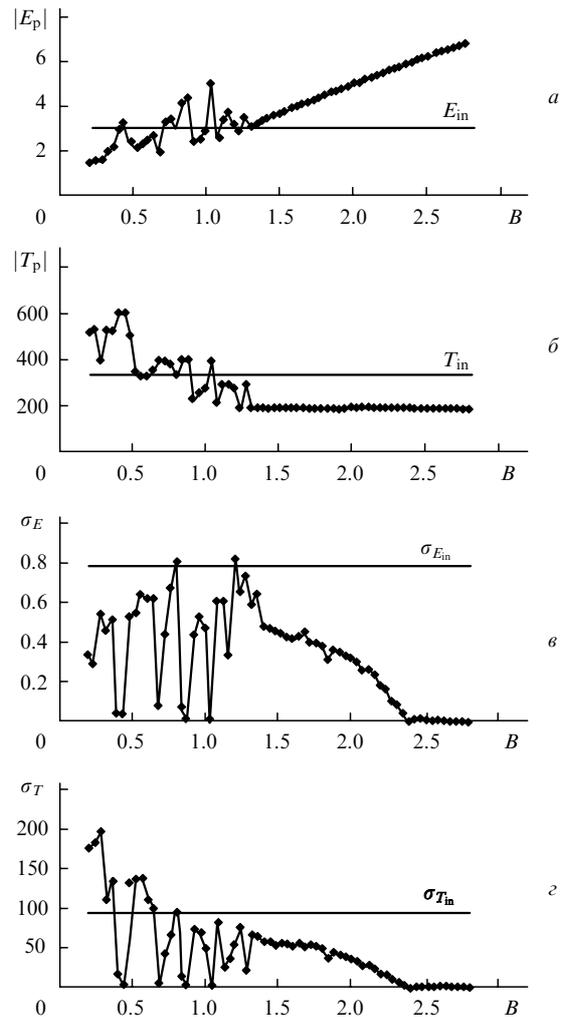


Рис.2. Зависимости от бифуркационного параметра $B = A_T/g_{thT} - 1$ амплитуд импульсов E_p (а), интервалов между импульсами T_p (б), а также среднеквадратичных отклонений σ_E (в) и σ_T (г).

любая хаотическая последовательность импульсов излучателя с периодом модуляции накачки T_T . Однако для увеличения пропускной способности линии связи частота следования импульсов не должна быть слишком мала. Кроме того, можно предположить, что в случае амплитудного кодирования наиболее благоприятны для маскировки сообщений последовательности импульсов с максимальным разбросом амплитуд. Исходя из сказанного, ошибки восстановления функции кодирования исследовались при $B = 0.8$ ($A_T = 0.9$), соответствующем одному из локальных максимумов σ_E (рис.2,в).

Проведенные расчеты позволяют рассмотреть и обратную задачу. Пусть на приемном конце линии связи амплитуда модуляции накачки передатчика неизвестна (или каким-то образом изменилась и стала неизвестной), а остальные параметры генератора остались прежними. Тогда можно определить характеристики E_{in} , T_{in} , $\sigma_{E_{in}}$ и $\sigma_{T_{in}}$ поступающего сигнала и найти для каждой из них набор значений бифуркационного параметра B , определяемых из рис.2 как точки пересечения горизонтальных линий с кривыми. Таких точек пересечения может быть довольно много для каждой характеристики. Однако только малая часть значений B будет совпадать у всех четырех характеристик. Наиболее отчетливо это видно на рис.2,в, г: прямая $\sigma_{E_{in}}(B)$ пересекается с кривой $\sigma_E(B)$ при больших B , а прямая $\sigma_{T_{in}}(B)$ – с кривой $\sigma_T(B)$ при малых B . Общим является одно значение $B = 0.8$, для него и проводились расчеты. Затем по значениям B и g_{inT} можно найти A_T . Если учитывать разброс характеристик $\sigma_E(B)$ и $\sigma_T(B)$, совпадений может оказаться больше и будет найдено несколько приближенных значений B и A_T .

Зависимости ошибки восстановления E_f от рассогласования $A_R - A_T$ исследовались для $A_c = 0.01, 0.04$ и 0.08 (рис.3). Из рис.3,а видно, что зависимости $E_f(A_R - A_T)$ имеют минимумы при $A_R = A_T$. С увеличением глубины модуляции сигнала A_c острота минимума $E_f(A_R - A_T)$ уменьшается за счет роста ошибки в окрестности $A_R =$

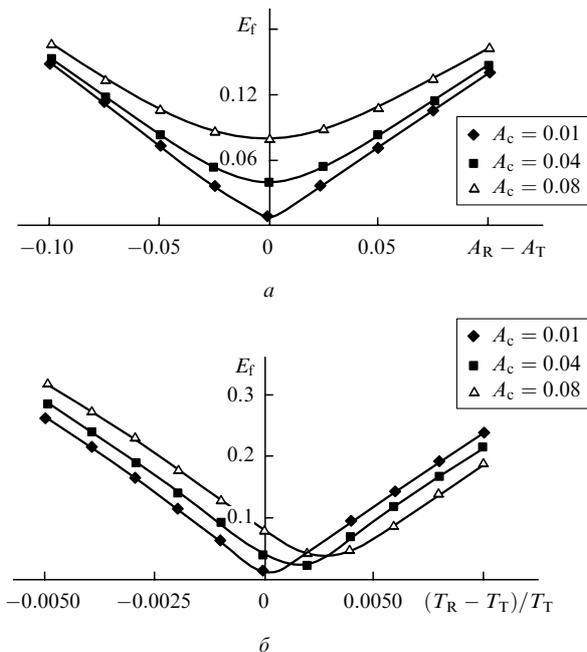


Рис.3. Зависимости ошибки восстановления сигнала E_f от рассогласования амплитуд накачки приемника и передатчика $A_R - A_T$ (а) и относительного рассогласования их периодов накачки $(T_R - T_T)/T_T$ (б) при различных A_c .

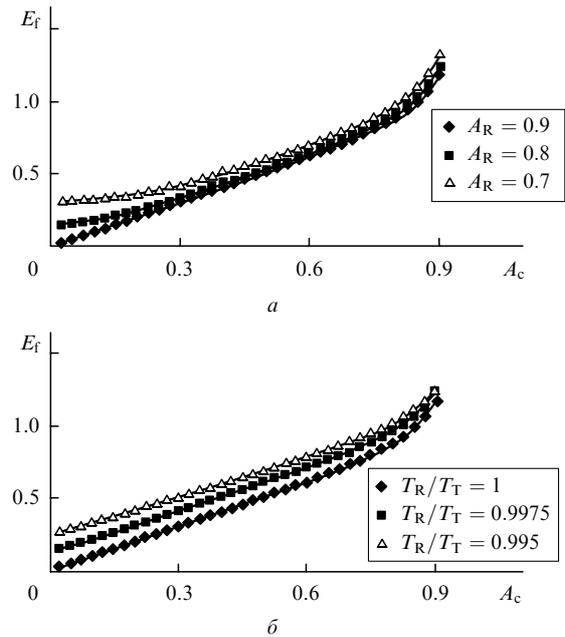


Рис.4. Ошибка восстановления сигнала E_f в зависимости от глубины модуляции меандра A_c при различных A_R (а) и T_R/T_T (б) для $A_T = 0.9$.

A_T . Зависимость ошибки E_f от относительного изменения периода модуляции приемника T_R имеет минимум при $T_R/T_T = 1$, если $A_c = 0.02$. С увеличением A_c глубина минимума $E_f(T_R/T_T = 1)$ уменьшается и его положение смещается в сторону больших значений T_R (рис.3,б).

На рис.4 показаны зависимости ошибки восстановления E_f функции кодирования от глубины модуляции сигнала A_c . Видно, что $E_f \sim A_c$ в отсутствие отклонения параметров приемника от параметров излучателя почти во всем диапазоне глубин модуляции. Небольшое рассогласование амплитуд модуляции передатчика и приемника (рис.4,а) увеличивает ошибки восстановления E_f при малых глубинах модуляции A_c (до ~ 0.2). С увеличением A_c влияние рассогласования уменьшается (область $0.2 \lesssim A_c \lesssim 0.8$). Наконец, при очень больших глубинах модуляции сигнала ($A_c \geq 0.8$) возникают ошибки, наведенные модуляцией и проявляющиеся как при рассогласовании параметров, так и при их совпадении (рис.4,а). Рассогласование периодов модуляции передатчика и приемника (рис.4,б) увеличивает ошибки восстановления E_f во всем диапазоне A_c за исключением очень больших глубин модуляции ($A_c \geq 0.8$).

Представленные результаты можно объяснить действием двух факторов. С одной стороны, инжектируемое излучение навязывает приемнику временное поведение передатчика. С другой стороны, отклонение амплитуды или периода накачки приемника от соответствующего значения для передатчика приводит к различию в аттракторах систем (в случае свободной генерации системы имели бы разное временное поведение, т. к. траектории притягивались бы к разным предельным множествам). В результате действий этих факторов временное поведение приемника отличается от поведения передатчика (рис.5).

Чем значительнее рассогласование параметров, тем больше возмущения поля $E_R(t)$ и тем труднее восстановить по нему функцию кодирования (рис.6, 7). При точном равенстве параметров лазеров Т и R восстановлен-

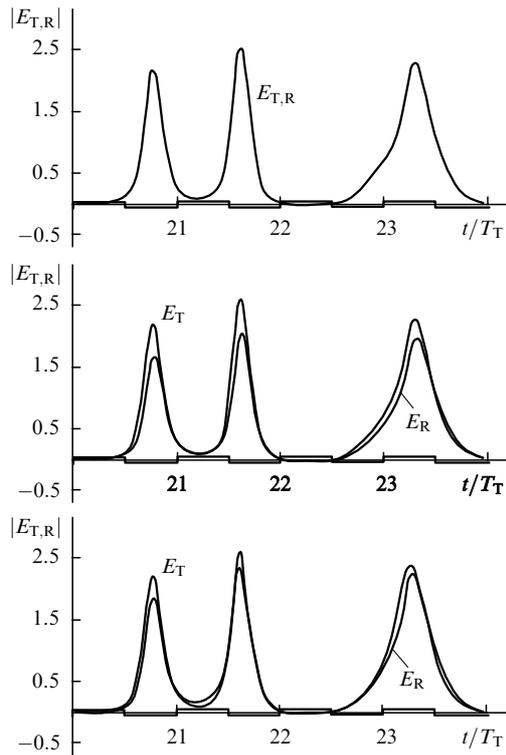


Рис.5. Временные зависимости полей передатчика и приемника для четырех периодов меандра при совпадении параметров (а), отклонении амплитуды накачки приемника $A_R - A_T = 0.2$ (б) и относительном отклонении периода накачки приемника $(T_R - T_T)/T_T = 0.005$ (в).

ная зависимость $f_m^0(t)$ не совпадает с заданной зависимостью $f_m(t)$ (рис.6,а) и вместо плоских участков содержит положительные пики, совпадающие с передними фронтами импульсов меандра, и отрицательные пики, совпадающие с задними фронтами его импульсов (рис.6,а). Амплитуды этих пиков достаточно велики и превышают глубину модуляции меандра. Значения восстановленной временной функции f_m^0 в промежутках между пиками, как правило, меньше значений меандра f_m в те же моменты времени и могут даже не совпадать по знаку. Из рис.6,б,в и рис.7,а,б видно, что отклонения амплитуды и периода накачки приемника от амплитуды и периода накачки излучателя приводят к росту сигнала в промежутках между пиками. Однако вид зависимостей при больших отклонениях этих параметров различен. На рис.6,в виден случайный сигнал, а на рис.7,б – осциллирующая зависимость. Таким образом, характер рассогласования параметров можно определить по соответствующим признакам, а величину отклонений (при малых отклонениях) – по амплитуде пиков.

Функцию кодирования f_m можно реконструировать при малых отклонениях параметров. Для этого в промежутках между положительными и отрицательными пиками значения сигнала можно положить равными некоторой положительной величине A_c , а в противоположном случае – величине $-A_c$. Малое превышение амплитудами пиков промежуточных значений сигнала затрудняет реконструкцию f_m . Если считать, что восстановление f_m может быть осуществлено при превышении амплитудами пиков фоновых значений в два раза, то допустимыми оказываются отклонения $\sim 3\%$ для амплитуды накачки и $\sim 0.01\%$ для периода накачки приемника. Таким образом, форма функции кодирования значительно чув-

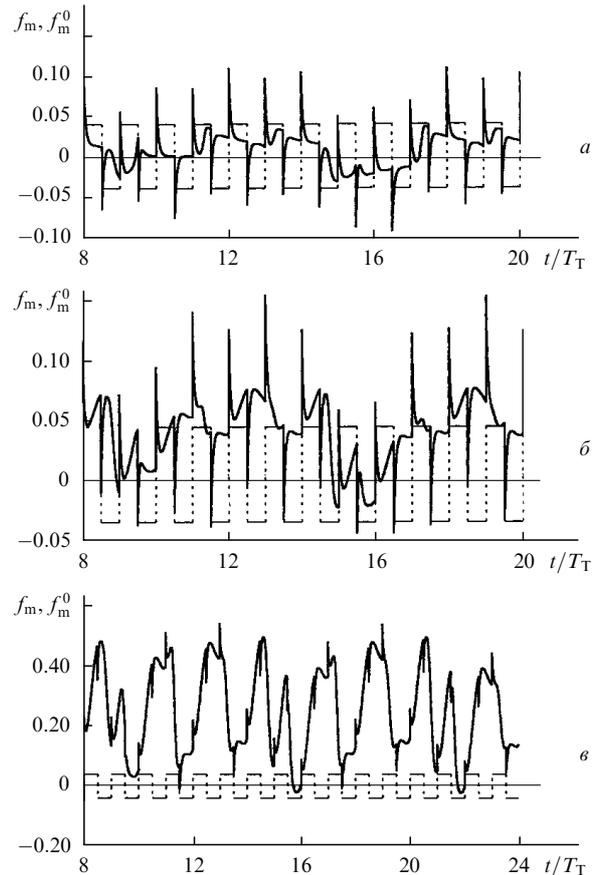


Рис.6. Временные зависимости меандра f_m и восстановленного по формуле (7) сигнала f_m^0 при рассогласовании амплитуд накачки приемника и передатчика $A_R - A_T = 0$ (а), -0.025 (б) и -0.2 (в).

ствительнее к отклонению периода накачки, чем к отклонению амплитуды.

Проведенные исследования показали, что ошибка восстановления минимальна при совпадении параметров

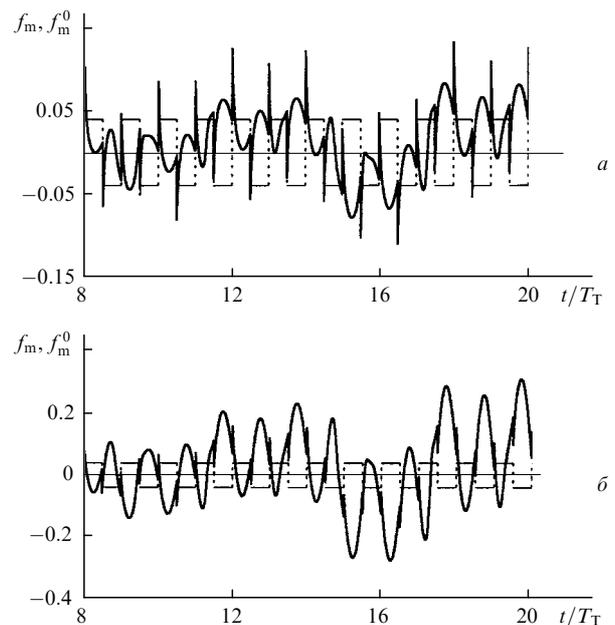


Рис.7. Временные зависимости меандра f_m и восстановленного по формуле (7) сигнала f_m^0 при относительном рассогласовании периодов накачки приемника и передатчика $(T_R - T_T)/T_T = 0.001$ (а) и 0.005 (б).

накачки передатчика и приемника. Различие параметров лазеров приводит к увеличению ошибки восстановления функции кодирования. Рассматривая направления дальнейших исследований, следует отметить два момента. Во-первых, возможность определения приближенного значения амплитуды накачки по импульсным характеристикам и последующего его уточнения заставляет сомневаться в том, что восстановление параметров передатчика по принятому сигналу невозможно. Во-вторых, пропускная способность одной линии связи на CO₂-лазерах невелика, т. к. мала частота релаксации верхнего лазерного уровня. Следовательно, важными направлениями исследований остаются защита информации в линиях связи и повышение их пропускной способности.

1. Бондаренко А.В., Глова А.Ф., Козлов С.Н., Лебедев Ф.В., Лиханский В.В., Напартович А.П., Письменный В.Д., Ярцев В.П. *ЖЭТФ*, **95**, 807 (1989).
2. Лиханский В.В., Напартович А.П., Сухарев А.Г. *Квантовая электроника*, **22**, 47 (1995).
3. Likhanskii V.V., Napartovich A.P., Sukharev A.G. *Proc. SPIE Int. Soc. Opt. Eng.*, **2800**, 16 (1996).
4. Напартович А.П., Сухарев А.Г. *ЖЭТФ*, **115**, 1593 (1999).
5. Roy R., Thornburg K.S. Jr. *Phys. Rev. Lett.*, **72**, 2009 (1994).
6. Sivaprakasam S., Spenser P.S., Ress P., Shore K.A. *IEEE J. Quantum Electron.*, **38**, 1155 (2002).
7. Colet P., Roy R. *Opt. Lett.*, **19**, 2056 (1994).
8. Напартович А.П., Сухарев А.Г. *Квантовая электроника*, **25**, 85 (1998).
9. Liu J., Chen H., Tang S. *IEEE J. Quantum Electron.*, **38**, 1184 (2002).
10. VanWiggeren G.D., Roy R. *Science*, **279**, 1198 (1998).
11. Tang S., Chen H. *Opt. Lett.*, **26**, 1843 (2001).
12. Donati S., Mirasso C.R. *IEEE J. Quantum Electron.*, **38**, 1138 (2002).
13. Cuomo K.M., Oppenheim A.V. *Int. J. Bifurcation and Chaos*, **3**, 1629 (1993).
14. Глова А.Ф., Козлов С.Н., Лиханский В.В., Ярцев В.П. *Квантовая электроника*, **17**, 894 (1990).