

双信道光混沌通信系统的理论模型及性能研究^{*}

吴加贵 吴正茂 林晓东 张 毅 钟东洲 夏光琼[†]

(西南师范大学物理学院, 重庆 400715)

(2005 年 1 月 4 日收到, 2005 年 1 月 31 日收到修改稿)

针对一种新型的双信道光混沌通信系统实验方案,建立了描述其工作特性的理论模型,通过数值模拟结果与报道的实验结果的比较,证实了该理论模型的合理性.利用该模型,基于小信号微扰理论,推导出了激光器传输函数的表达式,研究了信号能在系统中很好传递对系统参量的要求,定量地分析了信道干扰对系统同步性能的影响.对 250MHz 的调制信号在系统中的传输和解调进行了数值研究,结果表明,信号在传输过程中能得到很好的隐藏,且在输出端易于解调.

关键词:光混沌通信,双信道,传输函数,信道干扰

PACC:4265T,4260B

1. 引 言

近年来,混沌保密通信受到人们的广泛关注^[1-6].由于光混沌的动力学行为复杂,对参数高度敏感,便于调制等特性,因此成为当前混沌保密通信的一个研究热点^[4].实验研究结果表明:基于半导体激光器(LD)的光混沌系统能解调出几个 GHz 的信息.但是由于混沌带宽的限制,要进一步提高单信道通信容量将很困难.为了突破这种限制,陆续有人提出利用波分复用的方式^[6-9],即在同一传输通道中传输多路信息的混沌通信构架,这对提高保密通信系统的信息容量、充分利用光纤巨大的带宽资源等具有重要的意义.

最近,Paul 等人^[6]提出了一种新颖的双信道光混沌系统通信方案,并在实验上实现了两个信道的复用.由于该系统信道间的干扰较小,且只需增加发射激光器的个数就可以推广为多个信道的复用,因而具有极大的应用前景;但是由于该系统结构较为复杂,相关的理论研究尚未见报道.本文针对文献[6]的实验系统,建立了描述其工作特性的理论模型,利用该模型对文献[6]中的部分实验结果进行了数值仿真,所得的结果与实验符合得很好,说明了该理论模型的合理性.另外,我们还对信号在该系统

中保证能很好传递条件下对系统参量的要求以及信道干扰对系统同步性能的影响进行了研究,所得结果对进一步提高系统性能具有指导意义.

2. 理论模型

基于外腔反馈单模半导体激光器的双信道光混沌保密通信实验系统模型如图 1 所示^[6].发射系统和接收系统由内部参数相同的单模半导体激光器组成.在发射系统中,发射激光器 1(TL1)以 1550nm 的中心波长振荡,发射激光器 2(TL2)以 1550.8nm 的中心波长振荡,这样两组发射激光器的工作频率间隔约为 100GHz.在合适的外腔反馈作用下,两个发射激光器将分别进入混沌态^[10].两组混沌信号通过分束器 3(BS3)同时耦合进同一传输通道中,再通过 BS4 注入接收激光器(RL)中;RL 的混沌信号通过 BS6 注入解调激光器(DEC)中.光路中所加的光隔离器,是为了保证信号的单向传输.通过调节温度和偏置电流使 RL 和 DEC 同时以 1550nm(或 1550.8nm)的中心波长工作,这样可使接收系统与 TL1(或 TL2)在同一信道(波长)上工作.调制信号 S_1 和 S_2 通过直接电流调制(CSK)方式分别加入到发射激光器 TL1,TL2 中,然后通过对 RL 和 DEC 的输出信号进行相减运算最终解调出信号 S_1 或 S_2 .

^{*} 重庆市自然科学基金和西南师范大学博士基金资助的课题.

[†] E-mail: gqxia@swnu.edu.cn

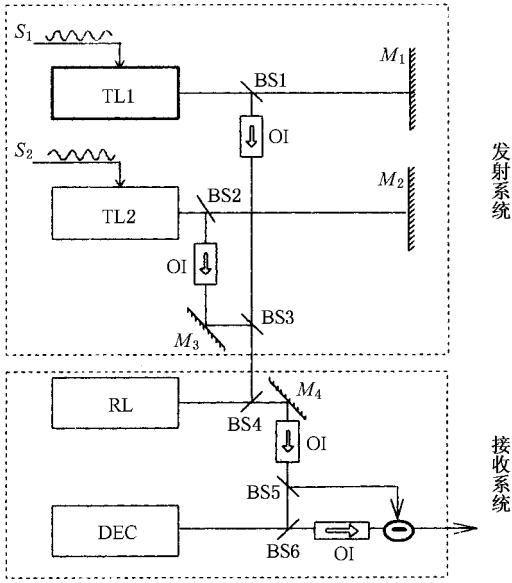


图1 双信道光混沌通信模型(TL1 为发射激光器 1, TL2 为发射激光器 2, RL 为接收激光器, DEC 为解调激光器; BS1—BS6 为分束器; M_1 — M_4 为反射镜; OI 为光隔离器; S_1, S_2 为调制信号)

在该方案中, 每一个信道均包括三个激光器: 发射激光器(TL1 或 TL2)、接收激光器(RL) 以及解调激光器(DEC)。对于发射激光器和解调激光器, 基于 Lang-Kobayashi 方程, 其速率方程可表示为

$$\begin{aligned} \frac{dE_{T_{1,2},D}(t)}{dt} &= \frac{1}{2}(G_{T_{1,2},D} - \gamma_P)E_{T_{1,2},D}(t) \\ &+ \frac{k_{T_{1,2},D}}{\tau_L}E_{T_{1,2},R}(t - \tau_{T_{1,2},D}) \\ &\times \cos[\theta_{T_{1,2},D}(t)] \\ &+ \sqrt{2\beta N_{T_{1,2},D}(t)}\zeta_{T_{1,2},D}(t), \\ \frac{d\Phi_{T_{1,2},D}(t)}{dt} &= \frac{\alpha}{2}(G_{T_{1,2},D} - \gamma_P) \\ &- \frac{k_{T_{1,2},D}}{\tau_L} \frac{E_{T_{1,2},R}(t - \tau_{T_{1,2},D})}{E_{T_{1,2},D}(t)} \\ &\times \sin[\theta_{T_{1,2},D}(t)], \\ \frac{dN_{T_{1,2},D}(t)}{dt} &= J_{T_{1,2},D} - \gamma_e N_{T_{1,2},D}(t) \\ &- G_{T_{1,2},D} |E_{T_{1,2},D}(t)|^2, \\ \theta_{T_{1,2}}(t) &= \omega_{T_{1,2}} \tau_{T_{1,2}} + \Phi_{T_{1,2}}(t) \\ &- \Phi_{T_{1,2}}(t - \tau_{T_{1,2}}), \\ \theta_D(t) &= (\omega_D - \omega_R)t + \omega_R \tau_D \\ &+ \Phi_D(t) - \Phi_R(t - T_D), \quad (1) \end{aligned}$$

其中, 下标 T (其下标 1, 2 代表两个不同的信道) D 和 R 分别代表发射激光器、解调激光器和接收激光器, E 是激光器的慢变场振幅, Φ 是慢变相位, N 为载流子数, N_0 为透明载流子数, $G = g(N - N_0)(1 + E^2/E_s^2)$ (g 为微分增益系数, E_s 为饱和光场), α 为线宽增强因子, γ_P 为光子损耗系数, γ_e 为载流子损耗系数, τ_L 为激光器内腔环行时间, τ_T 为发射激光器的外腔反馈时间, τ_D 为解调耦合时间, k_T 为外腔反馈系数, k_D 为 RL 到 DEC 的注入系数, β 为自发辐射率, ω 为激光器的中心角频率, J 表征注入载流子速率, ζ 为单位强度的朗之万噪声。

对于接收激光器, 从 TL1 和 TL2 的光信号同时注入到 RL 中, 由于 TL1 和 TL2 具有不同的中心波长, 因而对 DEC 的影响也不同, 表现为注入系数的不同。我们用 k_{ij} ($i, j = 1, 2$) 表征 TL_j 对 RL_i 的注入系数, 其速率方程可由下面的方程组来描述:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} E_{R1}(t) \\ E_{R2}(t) \end{pmatrix} &= \frac{1}{2} \left\{ \begin{pmatrix} G_{R1} & 0 \\ 0 & G_{R2} \end{pmatrix} - \gamma_P \right\} \begin{pmatrix} E_{R1}(t) \\ E_{R2}(t) \end{pmatrix} \\ &+ \frac{1}{\tau_L} \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{pmatrix} \\ &\times \begin{pmatrix} E_1(t - \tau_{inj} \cos[\theta_{R1}(t)]) \\ E_2(t - \tau_{inj} \cos[\theta_{R2}(t)]) \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} \sqrt{2\beta N_{R1}(t)}\zeta_{R1}(t) \\ \sqrt{2\beta N_{R2}(t)}\zeta_{R2}(t) \end{pmatrix}, \\ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{R1}(t) \\ \Phi_{R2}(t) \end{pmatrix} &= \frac{\alpha}{2} \left[\begin{pmatrix} G_{R1} \\ G_{R2} \end{pmatrix} - \gamma_P \right] - \frac{1}{\tau_L} \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{pmatrix} \\ &\times \begin{pmatrix} \frac{E_1(t - \tau_{inj})}{E_{R1}(t)} \sin[\theta_{R1}(t)] \\ \frac{E_2(t - \tau_{inj})}{E_{R2}(t)} \sin[\theta_{R2}(t)] \end{pmatrix}, \\ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} N_{R1}(t) \\ N_{R2}(t) \end{pmatrix} &= J - \gamma_e \begin{pmatrix} N_{R1}(t) \\ N_{R2}(t) \end{pmatrix} \\ &- \begin{pmatrix} G_{R1} & 0 \\ 0 & G_{R2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} |E_{R1}(t)|^2 \\ |E_{R2}(t)|^2 \end{pmatrix}, \\ \theta_{R1,R2}(t) &= (\Delta\omega)_{R1,R2}t + \omega_{1,2}\tau_{inj} \\ &+ \Phi_{R1}(t) - \Phi_{1,2}(t - \tau_{inj}). \quad (2) \end{aligned}$$

这里 $E_{R1,R2}(t)$, $\Phi_{R1,R2}(t)$, $N_{R1,R2}(t)$ 是接收激光器的慢变场振幅、慢变相位、载流子浓度, 下标“R1, R2”表示接收系统分别与 TL1 同步和与 TL2 同步两种情况 ($\Delta\omega)_{R1,R2}$ 是 RL 与 TL1, TL2 的频差, 即 $(\Delta\omega)_{R1} = \Delta\omega_R - \Delta\omega_1$, $(\Delta\omega)_{R2} = \Delta\omega_R - \Delta\omega_2$, τ_{inj} 为注入耦合时

间, $\zeta_{\text{RI}, \text{R2}}$ 为单位强度的朗之万噪声, 矩阵 $\begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{pmatrix}$ 能完备地表述存在信道间干扰时的注入耦合系数. 若假设系统对于两个信道是完全对称的, 则矩阵 $\begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{pmatrix}$ 可表述为 $\begin{pmatrix} k_{\text{inj}} & k_{\text{cro}} \\ k_{\text{cro}} & k_{\text{inj}} \end{pmatrix}$ 的对称形式 (k_{inj} 为同信道的注入耦合系数, k_{cro} 为交叉信道的耦合系数), 于是方程组 (2) 可分离为两个相同的方程组. 现假定接收系统与 TL1 同步情况 (2) 式可以简化为

$$\begin{aligned} \frac{dE_{\text{RI}}(t)}{dt} &= \frac{1}{2}(G_{\text{RI}} - \gamma_{\text{P}})E_{\text{RI}}(t) \\ &+ \frac{k_{\text{inj}}}{\tau_{\text{L}}}E_1(t - \tau_{\text{inj}})\cos[\theta_{\text{RI}}(t)] \\ &+ \frac{k_{\text{cro}}}{\tau_{\text{L}}}E_2(t - \tau_{\text{inj}})\cos[\theta_{\text{R2}}(t)] \\ &+ \sqrt{2\beta N_{\text{RI}}(t)}\zeta_{\text{RI}}(t), \\ \frac{d\Phi_{\text{RI}}(t)}{dt} &= \frac{\alpha}{2}(G_{\text{RI}} - \gamma_{\text{P}}) \\ &- \frac{k_{\text{inj}}}{\tau_{\text{L}}}\frac{E_1(t - \tau_{\text{inj}})}{E_{\text{RI}}(t)}\sin[\theta_{\text{RI}}(t)] \\ &- \frac{k_{\text{cro}}}{\tau_{\text{L}}}\frac{E_2(t - \tau_{\text{inj}})}{E_{\text{RI}}(t)}\sin[\theta_{\text{R2}}(t)], \\ \frac{dN_{\text{RI}}(t)}{dt} &= J - \gamma_e N_{\text{RI}}(t) \\ &- (G_{\text{RI}} - \gamma_{\text{P}})|E_{\text{RI}}(t)|^2, \\ \theta_{\text{RI}, \text{R2}}(t) &= (\Delta\omega)_{\text{RI}, \text{R2}}t + \omega_{1,2}\tau_{\text{inj}} \\ &+ \Phi_{\text{RI}}(t) - \Phi_{1,2}(t - \tau_{\text{inj}}). \quad (3) \end{aligned}$$

3. 传输函数

混沌通信系统中, 调制信号的解调一般通过比较接收端的输入信号和输出信号的强度差来实现的^[11, 12]. 因此, 为了有效地解调出信号, 需要信号在传输过程中衰减要小, 而在接收端衰减要足够大. 在本方案中, 信号解调是通过比较 DEC 的输入与输出的信号强度差来实现的, 因此信号在 DEC 应该有足够的衰减, 而在通过 RL 时需保留足够大的强度以利于信号解调. 信号在 RL 中的衰减可以通过 RL 的传输函数来描述. 当调节 RL, DEC 与 TL1 同步时, RL 所处状态类似于注入锁定状态^[13], 而调制信号强度一般相对于混沌信号强度又非常小 ($\leq 5\%$), 因此可采用微扰理论来推导 RL 的传输函数.

假定 RL 与 TL1 同步, RL 的锁定状态为 $(\overline{E_{\text{R}}}, \overline{\Phi_{\text{R}}}, \overline{N_{\text{R}}})$ 不考虑增益饱和效应, 则 $G = g(N - N_0)$, 并令 $E_1(t) = \overline{E_1} + \delta E_1(t)$, $E_{\text{RI}}(t) = \overline{E_{\text{RI}}} + \delta E_{\text{RI}}(t)$, $N_{\text{RI}}(t) = \overline{N_{\text{RI}}} + \delta N_{\text{RI}}(t)$, $\theta_{\text{RI}}(t) = \overline{\Phi_{\text{RI}}} + \delta \Phi_{\text{RI}}(t)$, $\theta_{\text{R2}}(t) = \overline{\Phi_{\text{R2}}} + \Delta\omega_{\text{R2}}(t) + \delta \Phi_{\text{R2}}(t)$, $\overline{E_2} = \overline{E_1}$, 代入 (3) 式中并忽略噪声的影响, 整理后得到

$$\begin{aligned} \frac{d\delta E_{\text{RI}}(t)}{dt} &= \frac{1}{2}[g(\overline{N_{\text{RI}}} - N_0) - \gamma_{\text{P}}]\delta E_{\text{RI}}(t) \\ &- \frac{k_{\text{inj}}}{\tau_{\text{L}}}\overline{E_1}[\sin(\overline{\Phi_{\text{RI}}}) + \frac{k_{\text{cro}}}{k_{\text{inj}}}\sin(\overline{\Phi_{\text{R2}}}) \\ &+ \Delta\omega_{\text{R2}}t] \delta \Phi_{\text{RI}}(t) \\ &+ \frac{k_{\text{inj}}}{\tau_{\text{L}}}\cos(\overline{\Phi_{\text{RI}}})\delta E_1(t - \tau_{\text{inj}}) \\ &+ \frac{1}{2}g\overline{E_{\text{RI}}}\delta N_{\text{RI}}(t), \\ \frac{d\delta \Phi_{\text{RI}}(t)}{dt} &= \frac{k_{\text{inj}}}{\tau_{\text{L}}}\frac{\overline{E_1}}{|E_{\text{RI}}|^2}[\sin(\overline{\Phi_{\text{RI}}}) + \frac{k_{\text{cro}}}{k_{\text{inj}}}\sin(\overline{\Phi_{\text{R2}}}) \\ &+ \Delta\omega_{\text{R2}}t] \delta E_{\text{RI}}(t) + \frac{\alpha}{2}g\delta N_{\text{RI}}(t) \\ &- \frac{k_{\text{inj}}}{\tau_{\text{L}}}\frac{\overline{E_1}}{E_{\text{RI}}}[\cos(\overline{\Phi_{\text{RI}}}) + \frac{k_{\text{cro}}}{k_{\text{inj}}}\cos(\overline{\Phi_{\text{R2}}}) \\ &+ \Delta\omega_{\text{R2}}t] \delta \Phi_{\text{RI}}(t) \\ &- \frac{k_{\text{inj}}}{\tau_{\text{L}}}\frac{1}{E_{\text{RI}}}\sin(\overline{\Phi_{\text{RI}}})\delta E_1(t - \tau_{\text{inj}}), \\ \frac{d\delta N_{\text{RI}}(t)}{dt} &= -\gamma_e\delta N_{\text{RI}}(t) - 2g\overline{E_{\text{RI}}}(\overline{N_{\text{RI}}} \\ &- N_0)\delta E_{\text{RI}}(t) - g|\overline{E_{\text{RI}}}|^2\delta N_{\text{RI}}(t). \quad (4) \end{aligned}$$

考虑到 TL1, RL 要实现很好地同步, 它们之间频差必须很小 (一般小于 10GHz)^[14], 此处可假定为 0GHz. 信道 1 和 2 的间隔为 0.8nm (约 100GHz), 则根据拉普拉斯变换, 在频域中含有 Φ_{R2} 项的影响将集中在 100GHz 附近, 而在我们关心的 0—10GHz 范围内, 影响极微. 因此可略去含有 $\Phi_{\text{R2}}(t)$ 的各项. 对方程 (4) 进行拉普拉斯变换, 得到信号传输函数

$$T(\omega) = \left| \frac{\delta E_{\text{RI}}(\omega)}{\delta E_1(\omega)} \right| = \sqrt{\frac{q_1^2 + q_2^2}{q_3^2 + q_4^2}}, \quad (5)$$

式中

$$q_1 = (B_3\omega^2 + B_1)\cos\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - B_2\omega\sin\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right),$$

$$q_2 = B_2\omega\cos\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) + (B_3\omega^2 + B_1)\sin\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right),$$

$$q_3 = \omega^2 + A_2\omega,$$

$$q_4 = A_3 \omega^2 + A_1, \quad (6)$$

其中

$$A_1 = \gamma [\Gamma_c (\Omega_c \Gamma_b - \Omega_s \eta) + \Lambda (\alpha \Omega_s - \Omega_c)],$$

$$A_2 = \Gamma_b \Gamma_c - \Omega_s \eta^2 + \Omega_c \gamma (\Gamma_b - \Gamma_c) - \Lambda,$$

$$A_3 = \Omega_c \eta - \Gamma_b + \Gamma_c,$$

$$B_1 = - \frac{k_{inj}}{\tau_l} \eta \Gamma_c,$$

$$B_2 = - \frac{k_{inj}}{\tau_l} \eta - \Omega_c \Gamma_c,$$

$$B_3 = \Omega_c, \quad (7)$$

以及

$$\Lambda = g^2 | \overline{E_{R2}} |^2 (\overline{N_{R1}} - N_0),$$

$$\Gamma_b = \frac{1}{2} [g (\overline{N_{R1}} - N_0) - \gamma_p],$$

$$\Gamma_c = g | \overline{E_{R1}} |^2 + \gamma_e,$$

$$\Omega_c = \frac{k_{inj}}{\tau_L} \cos(\overline{\Phi_{R1}}),$$

$$\Omega_s = \left[\frac{k_{inj}}{\tau_L} \sin(\overline{\Phi_{R1}}) \right]^2,$$

$$\eta = \frac{\overline{E_1}}{E_{R1}},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau_{inj}}. \quad (8)$$

4. 结果与讨论

4.1. 同一信道上的激光器混沌同步

采用四阶龙格-库塔法对速率方程组(1—3)进行数值求解. 计算中所用的各参量为: $g = 3.2 \times 10^3 \text{ s}^{-1}$, $\alpha = 3.0$, $N_0 = 1.25 \times 10^8$, $E_s = 2.0352 \times 10^3$, $\gamma_p = 2.38 \times 10^{11} \text{ s}^{-1}$, $\gamma_e = 6.21 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$, $\tau_L = 8.5 \text{ ps}$, $\tau = 4 \text{ ns}$, $\tau_{inj} = 4 \text{ ns}$, $\tau_D = 4 \text{ ns}$, $\beta = 5 \times 10^2 \text{ s}^{-1}$, $f_1 = \omega_1/2\pi = 1.9355 \times 10^5 \text{ GHz}$, $f_2 = \omega_2/2\pi = 1.9345 \times 10^5 \text{ GHz}$, $k_1 = k_{inj} = k_D = 0.187$, $J/J_{th} = 1.059$ (J_{th} 为激光器的阈值注入载流子速率, $J_{th} = 1.99 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$) (Δf)_b = $(\Delta\omega)_b/2\pi = 0 \text{ GHz}$, $\Delta f_{R1} = (\Delta\omega)_{R1}/2\pi = 0 \text{ GHz}$, $\Delta f_{R2} = (\Delta\omega)_{R2}/2\pi = 100 \text{ GHz}$. 此时 RL 和 DEC 与 TL1 处在同一信道上, 在未考虑噪声及信道间的干扰的情况

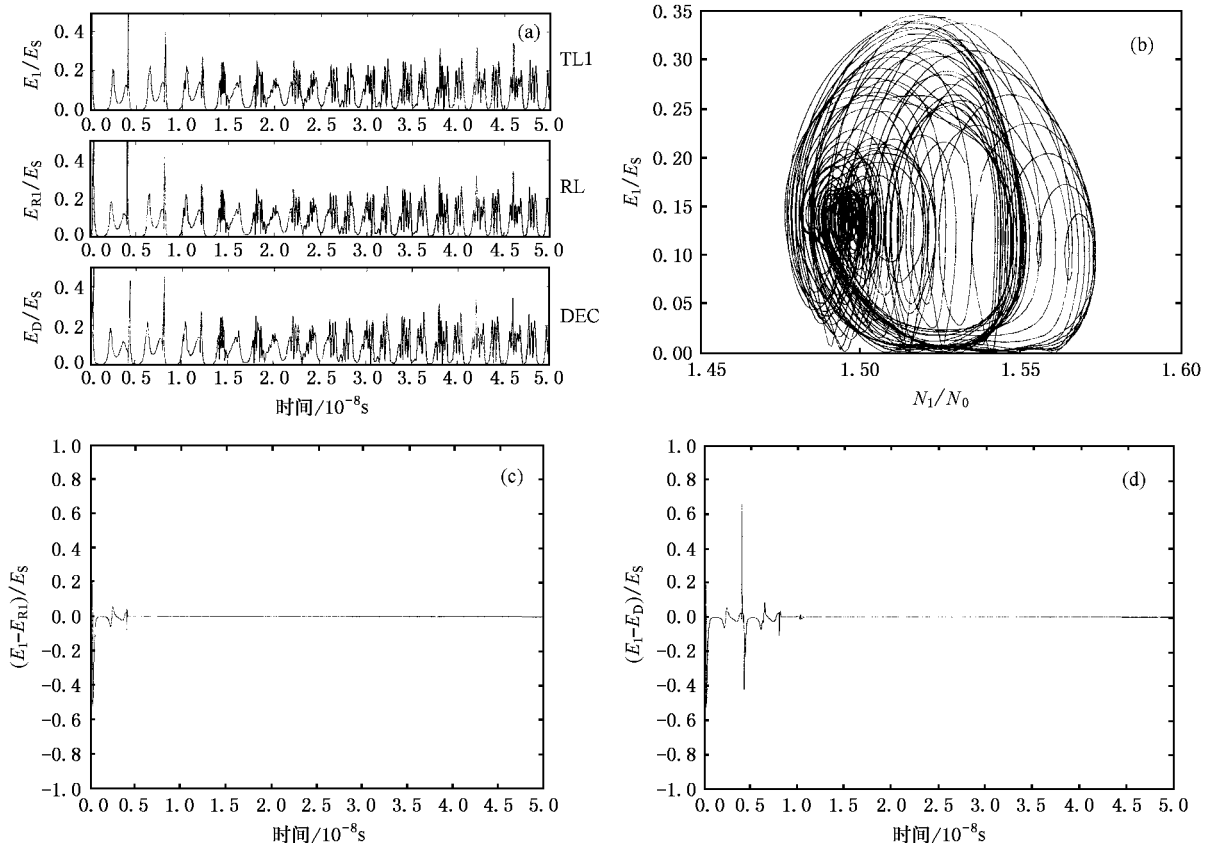


图2 (a) TL1, RL, DEC 的瞬态波形; (b) TL1 的混沌吸引子图; (c) TL1 与 RL 同步误差图; (d) TL1 与 DEC 同步误差图

下图 2 给出了 TL1, RL, DEC 瞬态波形以及 TL1 的混沌吸引子图以及和 TL1 与 RL 和 DEC 的同步误差图. 从图中可以看出, 经过一段时间(约 10—20ns)后 RL 和 DEC 均可以和 TL1 实现同步, 这与文献 [15] 实验结果符合.

4.2. 信号传输函数分析

从方程(5)可看出, $T(\omega)$ 与参数 k_{inj} , Δf_{R1} 和 Δf_{R2} 有关. 首先取 $\Delta f_{R1} = \Delta f_D = 0\text{GHz}$, $\Delta f_{R2} = \Delta f_{R1} + 100\text{GHz}$, $J/J_{th} = 1.059$, $k_{cro} = 0.1 \times k_{inj}$, 假定 $k_1 = k_{inj}$

$= k_D = k$, 在图 3(a)(b) 中分别给出了在不同 k 值和不同的 Δf_{R1} 值的传输函数随频率的变化曲线. 从图中可以看出, $k(\Delta f_{R1})$ 值对传输函数的分布有较大的影响, 不同的 $k(\Delta f_{R1})$ 值对应着不同的信号共振峰. 由此可见, 只要合理选取 k_{inj} , Δf_{R1} 值, 可以使调制信号在通过 RL 时得到不同程度的衰减. 对于信号通过 DEC 的衰减也可通过类似的方法求出. 因此, 可以通过合理选取 k_{inj} , Δf_{R1} 的值, 使信号通过 RL 时衰减尽可能小, 而通过 DEC 时尽可能大, 以期达到最佳的解调效果.

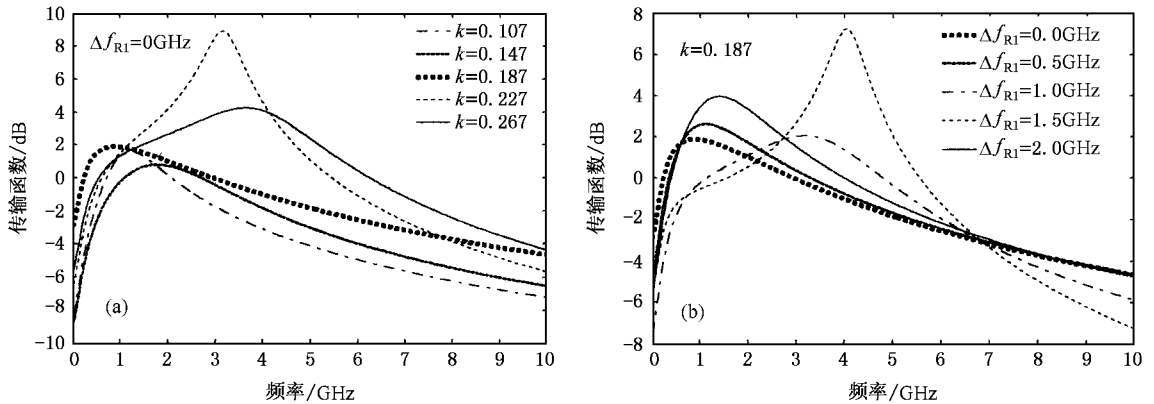


图 3 (a) k 取不同值时, RL 的传输函数分布; (b) Δf_{R1} 取不同值时, RL 的传输函数分布

4.3. 信道间干扰的数值分析

从方程(2)可以看出, 双信道之间会产生干扰, 从而影响同一信道的混沌同步质量. 同步质量可以通过关联函数 C 来表达,

$$C = \frac{((E_1(t)) - (E_1)) \cdot ((E_D(t)) - (E_D))}{\sqrt{((E_1(t)) - (E_1)) \cdot ((E_D(t)) - (E_D))}}, \quad (9)$$

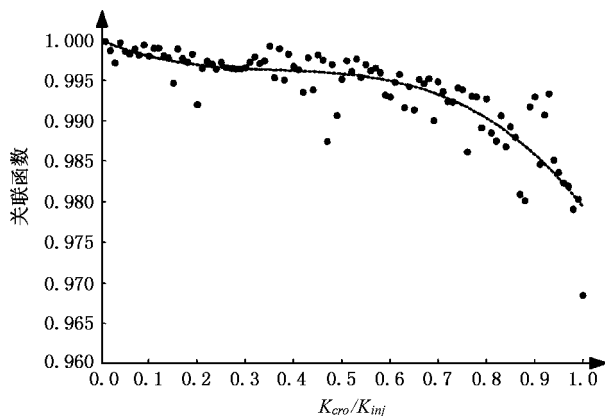


图 4 同步关联函数随 k_{cro}/k_{inj} 的变化

C 值越大, 同步质量越高; C 值为 1 时, 系统完全同步. 图 4 给出了 C 随 k_{cro}/k_{inj} 的变化. 从图中可见随着 k_{cro}/k_{inj} 的增大, 同步质量总体呈现逐渐下降的趋势; k_{cro}/k_{inj} 在 0—0.3 范围内信道的同步质量没有明显的下降, C 值保持在 0.99 以上; 随着进一步增大 k_{cro}/k_{inj} , 系统同步质量下降较为明显. k_{cro}/k_{inj} 的大小与信道间的频率间隔有关, 其具体的关系将是我们的后续工作. 根据对同步质量的要求可以确定波分复用信道的最小频率间隔.

4.4. 信号的传输

考虑到外腔长度对调制信号有效解调的影响^[16], 这里选取 250MHz 的正弦波作为调制信号, 调制深度为 0.6%, 其余参数为: $J/J_{th} = 1.059$, $k_{inj} = k_1 = k_D = 0.187$, $\Delta f_{R1} = \Delta f_D = 0\text{GHz}$, $\Delta f_{R2} = 100\text{GHz}$, $\beta = 5 \times 10^2 \text{s}^{-1}$, 由文献 [6] 可知信道干扰很小, 这里取 $k_{cro}/k_{inj} = 0.1$. 这时, RL 和 DEC 与 TL1 在同一信道上. 图 5(a)(b) 分别给出了 TL1 和 TL2 与 DEC 的线性关联图. 从图中可以看出, TL1 与 DEC 能实现很好的同步, 而 TL2 与 DEC 之间没有什么关联, 表明

信道间干扰的确很小. 图 6(a) 是同步后的 TL1, RL, DEC 的输出功率谱以及 RL 与 DEC 相减后的信号功率谱. 可看出调制信号很好地隐藏在三个激光器的混沌载波中, 而在解调出的调制信号功率谱中, 信号峰十分明晰. 经过四阶巴特沃斯低通滤波器滤波

后, 信号可以得到很好的恢复, 如图 6(b) 所示. 因此, 利用该方案可以很好地实现两个信道的复用. 可以预计, 该方案完全可以用于多个信道的复用, 只需在发射端添加激光器, 让其工作在不同的波长上就可以了.

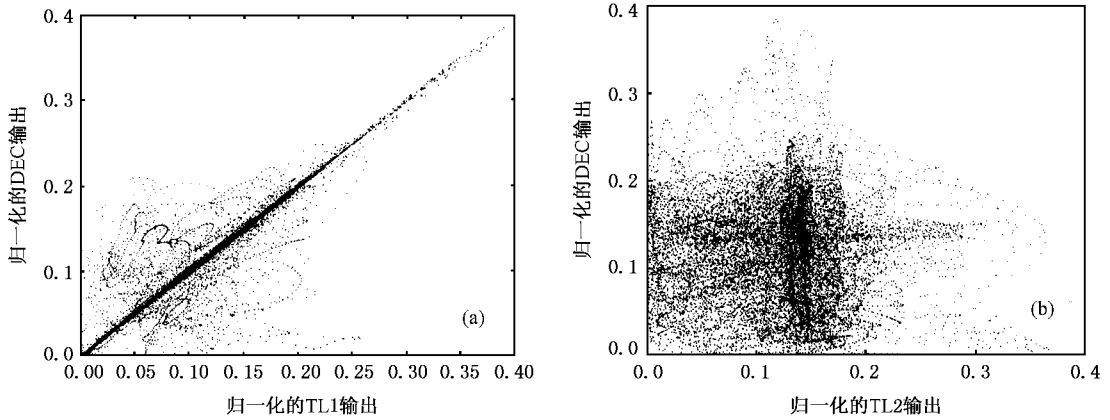


图 5 (a) DEC 与 TL1 的同步图 ; (b) DEC 与 TL2 的同步图

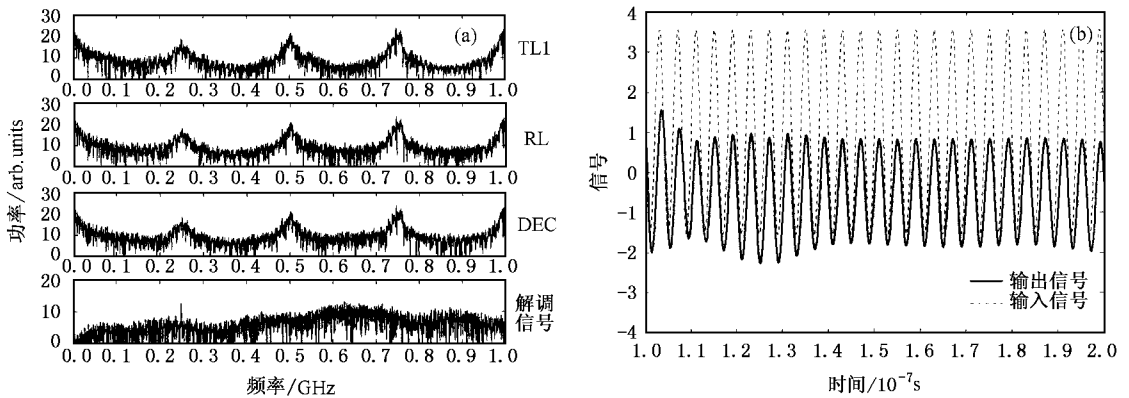


图 6 (a) TL1, RL, DEC 及解调信号的功率谱 (b) 经过四阶巴特沃斯低通滤波器滤波后得到的解调信号

5. 结 论

本文针对 Paul 等人提出的一种新型双信道光混沌通信实验系统, 建立了描述其工作特性的理论模型. 通过数值模拟结果与已有的实验结果比较, 证实了该理论模型的合理性. 利用该模型, 基于小信号微扰理论, 推导出了系统的传输函数的表达式, 研究了保证信号能在系统中很好传递的条件下对系统参量的要求, 对合理选择系统参量具有参考价值. 定

量地分析了信道干扰对系统同步性能的影响, 结果显示, 随着 k_{cro}/k_{inj} 的增大, 同步效果将变差, 当 k_{cro}/k_{inj} 在 0—0.3 范围内时系统可以达到很好的同步. 由于 k_{cro}/k_{inj} 与信道间的频率间隔直接相关, 因此, 所得结果对实际的波分复用系统中各信道的设置具有指导意义. 对调制频率取 250MHz 时系统的性能进行了数值研究, 结果表明信号在传输过程中可得到较好的隐藏, 而在解调端得到较好地恢复. 可以预计, 该方案可以推广到多个波长的混沌信号复用.

- [1] Fang J Q 1996 *Prog. Phys.* **16** 137 (in Chinese)[方锦清 1996 物理学进展 **16** 137]
- [2] Gu C M and Shen K 1998 *Acta Phys. Sin.* **47** 732 (in Chinese)[顾春明、沈柯 1998 物理学报 **47** 732]
- [3] Yan S L , Chi Z Y , Chen W J *et al* 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 1704 (in Chinese)[颜森林、迟泽英、陈文建等 2004 物理学报 **53** 1704]
- [4] Junji O 2002 *IEEE Quantum Electron.* **38** 1141
- [5] Paul J , Sivaprakasam S , Spencer P S *et al* 2002 *Electron. Lett.* **38** 28
- [6] Paul J , Sivaprakasam S and Shore K A 2004 *J. Opt. Soc. Am. B* **21** 514
- [7] Tsimring L S and Sushchik M M 1996 *Phys. Lett. A* **213** 155
- [8] Liu Y and Peter D 2000 *Phys. Rev. E* **61** 2176
- [9] Shahverdiev E M , Sivaprakasam S and Shore K A 2003 *Opt. Commun.* **216** 179
- [10] Agrawal G P and Dutta N K 1993 *Semiconductor Lasers* (New York : Van Nostrand Reinhold) p306
- [11] Tang S , Chen H F , Huang S K *et al* 2002 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **49** 163
- [12] Sivaprakasam S and Shore K A 2000 *IEEE Quantum Electron.* **36** 35
- [13] Atsushi U , Liu Y and Peter D 2003 *IEEE Quantum Electron.* **39** 963
- [14] Sivaprakasam S , Spencer P S , Rees P *et al* 2002 *IEEE Quantum Electron.* **38** 1155
- [15] Sivaprakasam S , Shore K A 2001 *Opt. Lett.* **26** 253
- [16] Paul J , Sivaprakasam S , Spencer P S *et al* 2003 *J. Opt. Soc. Am. B* **20** 497

Theoretical model and characteristics investigations of dual-channel optical chaotic communication system *

Wu Jia-Gui Wu Zheng-Mao Lin Xiao-Dong Zhang Yi Zhong Dong-Zhou Xia Guang-Qiong[†]

(School of Physics , Southwest Normal University , Chongqing 400715 , China)

(Received 4 January 2005 ; revised manuscript received 31 January 2005)

Abstract

A theoretical model characterizing a recent experiment of dual-channel optical chaotic communication has been presented , and is proved to be reasonable by comparing the numerical simulation with the experimental results. After deducing the transmission function of semiconductor laser by small-signal analysis , how to reasonably select the system parameters in order to realize the effective transmission of signal has been specified. Moreover , the cross talk between two channels has been analyzed quantitatively. For a 250MHz modulation message , the numerical simulation shows that it can be hidden efficiently during the transmission in the system and decoded easily.

Keywords : optical chaotic communication , dual-channel , transmission function , cross talk between two channels

PACC : 4265T , 4260B

* Project supported by the Natural Science Foundation of Chongqing City , China , and the PH. D. Fund of Southwest Normal University , China.

[†]E-mail : gqxia@swnu.edu.cn