

注入半导体激光器混沌调制性能与内部相位 键控编码方法研究

颜森林

(南京晓庄学院物理系, 南京 210017)

(2006 年 4 月 3 日收到, 2006 年 7 月 28 日收到修改稿)

研究注入半导体激光混沌调制解调及其性能特性, 提出外部光注入半导体激光器混沌内部相位编码方法. 小信号调制分析了系统混沌调制响应函数和解调响应函数以及解调因子. 系统的调制解调响应函数以及解调因子在 60 MHz 有一个峰值, 系统在高频调制时, 响应函数和解调因子明显下降. 理论推导出混沌调制解调方程, 给出了小信号调制时的信息信号的解. 数值分析出系统在低频有一个调制解调峰值, 高频调制解调效果下降, 但系统仍可以进行 10^9 Hz 频率调制解调. 数值模拟并证明了系统在较大的参数范围内都能实现同步. 模拟了混沌调制速率 200 Mb/s 和调制频率 1.4 GHz 的保密通信应用. 还通过键控调制注入光的相位相移对激光混沌态进行了编码, 通过同步与非同步进行混沌解码. 数值模拟了具有调制速率 10 Mb/s 的混沌相位键控编码通信应用.

关键词: 混沌, 同步, 激光器, 相位

PACC: 0545, 4255P, 4260

1. 引 言

混沌现象广泛存在于现实世界中, 具有对初值极其敏感特性, 表面上呈现无规律特性. 20 世纪 90 年代初, 混沌同步和混沌控制方法被提出后, 混沌同步和混沌控制理论得到了统一^[1], 混沌理论及其应用研究取得了许多重要的进展^[2-5]. 其中, 混沌系统在保密通信中的应用受到人们的广泛关注, 提出了各种各样的混沌编码保密通信系统^[6-9]. 全光激光混沌系统有大的带宽和低的衰减, 且动力学系统比较复杂以及系统对参数具有极高的敏感性, 有更高的保密性能, 非常适合高速远程保密通信^[5-9]. 文献^[5-9]分别提出了半导体激光器激光混沌开环闭环同步通信系统、反馈同步通信系统、延时反馈同步通信系统、光电延时反馈同步通信系统、掺铒光纤激光器混沌通信系统等. 混沌编码主要有混沌隐藏、混沌调制和混沌键控等方法. 目前对混沌隐藏和混沌键控编码方法及其调制特性都有了比较多的深入研究^[5-9]. 由于混沌隐藏是线性叠加编码方法, 即信息信号隐藏在混沌信号中以达到保密的目的. 而混沌调制是非线性编码方法, 对混沌系统中的某个参数进行小信号编码调制, 即调制的信息信号和混

沌信号通过系统的非线性作用而达到保密的目的. 为了研究半导体激光器混沌调制性能, 本文以注入分布反馈半导体激光器为例^[10], 研究激光混沌电流编码调制方法以及调制系统的性能特性, 理论推导调制解调信息信号的解以及数值模拟系统的数字和模拟编码通信的调制解调, 并提出外部光注入半导体激光器混沌内部相位编码新方法.

2. 同 步

混沌保密通信调制解调的必要条件是发射和接收系统要同步, 其外部光注入半导体激光器全光激光混沌负反馈同步模块系统如图 1 所示, 发射系统和接收系统由相同的主、副分布反馈半导体激光器^[11]所组成(图中主、副激光器分别用 M-LD 和 S-LD 表示), 且接收系统 S-LD 有一负反馈回路. M-LD 激光 $E_m \exp[-j\omega_m t]$ 注入驱动 S-LD 可使激光 $E(t) \exp\{-[j\omega_m t + \phi(t)]\}$ 进入混沌态^[11]. 接收和负反馈的平衡是必要的^[10-13], 设接收和负反馈系数均取为 f , 这样发射和接收系统 S-LD 激光可由下列方程组描述^[10-13]:

$$\frac{dE_{1,r}}{dt} = \frac{1}{2}(G_{1,r} - \gamma_p)E_{1,r} + \frac{k}{\tau_L}E_m \cos(\omega_m t - \phi_{1,r})$$

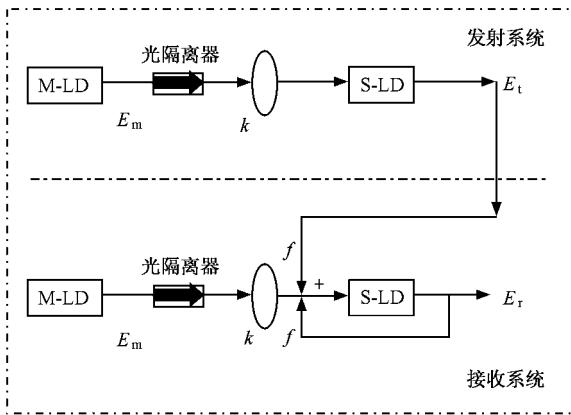


图 1 同步模块示意图

$\Gamma = V/V_p$ 是限制因子, V 是腔体积, V_p 是激光模式体积, E_s 是饱和光子场强. γ_p 是光子损耗速率,

$$\gamma_p = v_g(\alpha_m + \alpha_{int}),$$

其中 α_m 是镜面损耗, α_{int} 是内部光子损耗. γ_e 是载流子损耗速率,

$$\gamma_e = A_{nr} + B(N/V) + C(N/V)^2,$$

其中 A_{nr} 是非辐射复合速率, B 是辐射复合因子, C 是俄歇复合因子.

$$N_{th} = n_{th} V$$

是激光透明时的载流子数, 其中 n_{th} 是它的密度值.

$$\Delta\omega_m = \omega_m - \omega_{th}$$

可认为是外部注入光频率和激光光场频率的频差.

$$\tau_L = 2n_g L/c$$

是光在激光腔长 L 内来回一周的时间, 其中 c 是真空中光速, $n_g = c/v_g$ 是群速折射率.

如果选取适当的参数, 当时间 $t \rightarrow \infty$ 时, 绝对值 $|E_t - E_r| \rightarrow 0, |\phi_t - \phi_r| \rightarrow 0, |N_t - N_r| \rightarrow 0$, 即接收系统和发射系统同步就实现了. 表 1 是激光器参量, 数值模拟中激光振幅(场强)已归一化. 应用表 1 的参数, 同步的数值结果如图 2 所示. 图 2(a)(b)分别是发射系统和接收系统的混沌波形变化, 经若干纳秒后, 两混沌波形已完全相同, 数值计算得出, 在 20 ns 以后同步误差已完全等于零, 系统实现了完全的同步. 图 2(c)是同步过程图, 它表示同步在经过一段弛张振荡后才能实现. 图 3 是发射和接收系统同步后混沌信号频谱图, 它们的频谱结构特点是完全相同的.

$$\begin{aligned}
 &+ n_r \frac{f}{\tau_L} [E_t \cos(\phi_t - \phi_r) - E_r], \\
 \frac{d\phi_{t,r}}{dt} &= \frac{1}{2} \beta_c (G_{t,r} - \gamma_p) + \frac{k}{\tau_L} \frac{E_m}{E_{t,r}} \sin(-\phi_{t,r}) \\
 &- \Delta\omega_m + n_r \frac{f}{\tau_L} \frac{E_t}{E_r} \sin(\phi_t - \phi_r), \\
 \frac{dN_{t,r}}{dt} &= \frac{I}{q} - \gamma_{et,r} N_{t,r} - G_{t,r} V_p E_{t,r}^2, \quad (1)
 \end{aligned}$$

式中, 下标 t 和 r 分别表示发射和接收系统, 对于发射系统 $n_r = 0$, 对于接收系统 $n_r = 1$. 这里, N, E 和 ϕ 分别是激光器载流子数以及光场的振幅和相位, I 是驱动电流, q 是单位电荷, β_c 是光线宽增强因子, k 是光注入指数, G 是模式增益,

$$G = (\Gamma v_g a / V) (N - N_{th}) \sqrt{1 + E^2/E_s^2},$$

其中, v_g 激光腔内光子的群速度, a 是增益常数,

表 1 激光器参数^[11]

参 数	取值	参 数	取值
腔长 $L/\mu\text{m}$	350	辐射复合因子 $B/10^{-10} \text{ cm}^3 \cdot \text{s}^{-1}$	1.2
腔宽 $w/\mu\text{m}$	2	俄歇复合因子 $C/10^{-29} \text{ cm}^6 \cdot \text{s}^{-1}$	3.5
腔厚 $d/\mu\text{m}$	0.15	饱和光子场强 $E_s/10^{11} \text{ m}^{-3/2}$	1.6619
压缩和限制因子 Γ	0.29	增益常数 $a/10^{-16} \text{ cm}^2$	2.3
群速折射率 n_g	3.8	光线宽增强因子 β_c	6
镜面损耗 α_m/cm^{-1}	29	频差 $\Delta\omega/10^9 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	2π
内部光子损耗 $\alpha_{int}/\text{cm}^{-1}$	20	驱动电流 I/mA	25
透明时载流子密度 $n_{th}/10^{18} \text{ cm}^{-3}$	1.2	光注入指数 k	0.396
非辐射复合速率 $A_{nr}/10^8 \text{ s}^{-1}$	1.0	主激光器输出光场 $E_m/10^{11} \text{ m}^{-3/2}$	0.2077

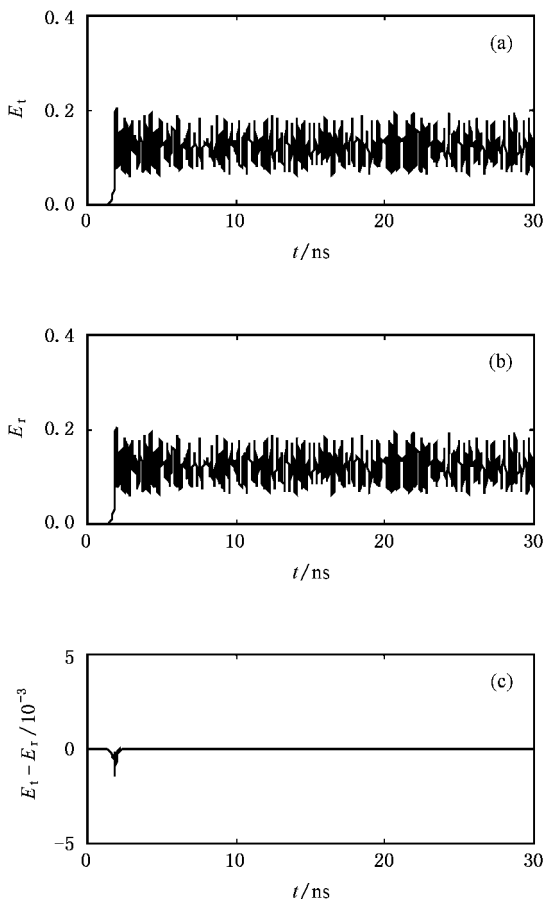


图 2 混沌波与同步 (a)为发射系统波形 (b)为接收系统波形 (c)为同步

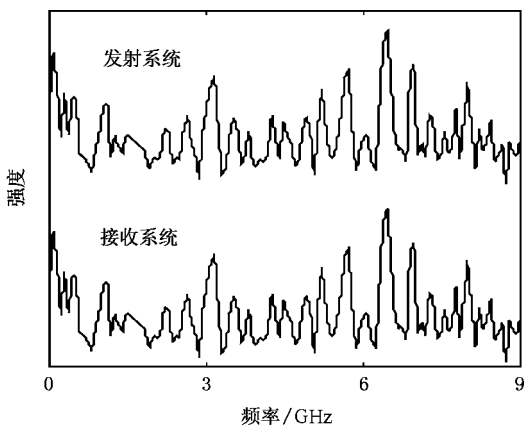


图 3 同步时发射和接收系统激光的频谱

3. 混沌调制与解调

混沌具有对初值的敏感特性且波形变化复杂无序,具有随机振荡特点,其长期行为是不可预测的,

所以可应用在保密通信中.这里给出激光混沌驱动电流调制,类似于激光混沌同步(图 1),现对发射系统激光器 S-LD 的驱动电流进行正弦信号调制,即进行混沌编码调制,调制后的驱动电流为

$$I_m = I + \delta I = [1 + A_m \sin(2\pi f_m t)], \quad (2)$$

式中调制项

$$\delta I = IA_m \sin(2\pi f_m t).$$

这里的 \$A_m\$ 和 \$f_m\$ 分别是调制深度和频率.调制后的混沌激光发射到接收系统,系统同步后,信息信号通过减法即可解调出来.

3.1. 调制响应分析

在方程(1)中,对于发射系统,驱动电流用(2)式代替,这样可对发射系统进行混沌调制特性小信号分析.在混沌通信中,为了保密,调制信号是非常小的,即 \$|\delta I| \ll I\$,这样小信号分析是可行的.设发射系统激光器不动点是 \$E_0, \phi_0\$ 和 \$N_0\$,对应不动点的扰动项分别为 \$\delta E_t, \delta \phi_t\$ 和 \$\delta N_t\$.由方程(1)得到一次近似下的发射系统激光器混沌调制扰动方程

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta E_t \\ \delta \phi_t \\ \delta N_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta E_t \\ \delta \phi_t \\ \delta N_t \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \delta I. \quad (3)$$

这里,

$$\begin{aligned} A_{11} &= \frac{1}{2}(G_0 - \gamma + E_0 G_E), \\ A_{12} &= \frac{k}{\tau_L} E_m \sin(-\phi_0), \\ A_{13} &= \frac{1}{2} E_0 G_N, \\ A_{21} &= \frac{1}{2} \beta_c G_E - \frac{k}{\tau_L} \frac{E_m}{E_0^2} \sin(-\phi_0), \\ A_{22} &= -\frac{k}{\tau_L} \frac{E_m}{E_0} \cos(-\phi_0), \\ A_{23} &= \frac{1}{2} \beta_c G_N, \\ A_{31} &= -2G_0 E_0 V_p - E_0^2 V_p G_E, \\ A_{32} &= 0, \\ A_{33} &= -\gamma_{c0} - N_0 \gamma_{eN} - E_0^2 V_p G_N, \end{aligned}$$

其中,

$$G_N = \left. \frac{\partial G}{\partial N} \right|_{N=N_0, E=E_0},$$

$$G_E = \left. \frac{\partial G}{\partial E} \right|_{N=N_0, E=E_0},$$

$$\gamma_{eN} = \left. \frac{\partial \gamma_e}{\partial N} \right|_{N=N_0},$$

$$G_0 = \frac{(\Gamma v_g a/V) (N_0 - N_{th})}{\sqrt{1 + E_0^2/E_s^2}},$$

$$\gamma_{e0} = A_{nr} + B(N_0/V) + C(N_0/V)^2.$$

定义激光混沌小信号分析调制响应函数

$$\alpha(\omega) = \frac{\delta E(\omega)}{\delta K(\omega)}, \quad (4)$$

由(2)式得

$$\alpha(\omega) = \frac{j\omega A_{13} + \omega^2(A_{22}A_{13} - A_{12}A_{23})}{j\omega^3 B_3 + \omega^2 B_2 + j\omega B_1 + 1}, \quad (5)$$

式中

$$B_1 = -(A_{11} + A_{22} + A_{33}),$$

$$B_2 = A_{31}A_{13} + A_{12}A_{21} - A_{11}A_{22} - A_{33}A_{11} - A_{33}A_{22},$$

$$B_3 = A_{31}A_{12}A_{23} - A_{31}A_{13}A_{22} + A_{33}A_{11}A_{22} - A_{33}A_{12}A_{21}.$$

响应函数幅值为

$$|\alpha(\omega)| = \sqrt{\frac{\omega^2 A_{13}^2 + \omega^4 (A_{22}A_{13} - A_{12}A_{23})^2}{(\omega^3 B_3 + \omega B_1)^2 + (\omega^2 B_2 + 1)^2}}. \quad (6)$$

归一化后的响应函数幅值的数值结果如图4所示(由(6)式得到),其中响应函数幅值约在0.06 GHz处有一个峰值.说明激光混沌在小信号调制时,调制频率在0.06 GHz处有一个最佳调制响应.从图4还可以看到,调制带宽有可能达到 10^9 Hz,但在高频调制时,调制响应幅值急剧下降,说明高频调制响应效应不明显,也就是激光混沌高频调制响应结果不理想.

定义一般的激光混沌调制响应函数

$$G_m(f_m) = \frac{E_{im}(f_m)}{E_t}, \quad (7)$$

则

$$G_m(f_m) - 1 = \frac{E_{im} - E_t}{E_t}. \quad (8)$$

定义激光混沌调制响应因子

$$\Delta_{im} = |G_m(f_m) - 1| = \frac{|E_{im} - E_t|}{|E_t|}. \quad (9)$$

为了了解激光混沌解调性能调制,进一步定义一般

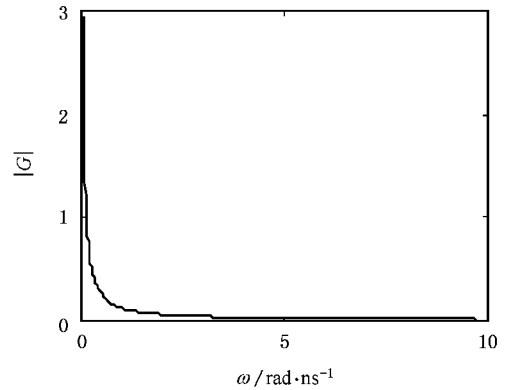


图4 小信号分析调制响应函数

的激光混沌解调响应函数

$$G_r(f_m) = \frac{E_{rm}}{E_r}, \quad (10)$$

则

$$G_r(f_m) - 1 = \frac{E_{im} - E_r}{E_r} = \frac{s(f_m)}{E_r}, \quad (11)$$

式中 $s(f_m) = E_{im} - E_r$ 是混沌同步解调出来的信息信号.

定义一般的激光混沌解调响应因子

$$\begin{aligned} \Delta_{rm} &= |G_r(f_m) - 1| \\ &= \frac{|E_{im} - E_r|}{|E_r|} \\ &= \frac{|s(f_m)|}{|E_r(f_m)|}. \end{aligned} \quad (12)$$

当调制深度为1%时,由(12)式得到的数值模拟结果如图5所示.从图5可以看到,解调响应因子约在0.06 GHz处有一个峰值,说明激光解调频率在0.06 GHz处有一个最佳解调响应结果.从图5还可以看到,解调带宽有可能达到3 GHz,但在高频解调

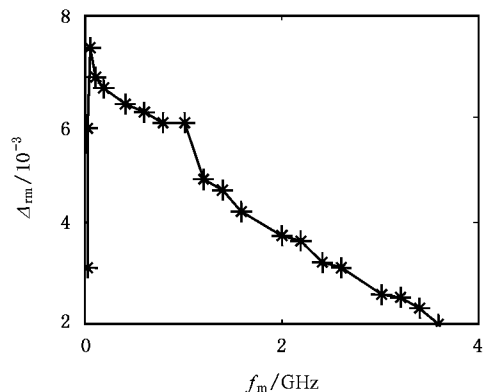


图5 解调响应因子

时解调响应因子急剧下降,说明高频解调响应效应不明显,也就是激光混沌高频解调响应结果不理想.这也可以从图 4 中得到理解,由于高频调制效应不明显,所以高频解调效果才不理想.

3.2. 调制解调方程及其特性分析

在混沌通信中,一般要求发射系统和接收系统有相同的参数,在稳定态时有

$$\begin{aligned} E_{i0} &= E_{r0} = E_0, \\ \phi_{i0} &= \phi_{r0} = \phi_0, \\ N_{i0} &= N_{r0} = N_0. \end{aligned}$$

由方程(1)可以得到一次近似下的同步误差方程

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta E_t - E_r \\ \delta \phi_t - \phi_r \\ \delta N_t - N_r \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} B_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & B_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta E_t - E_r \\ \delta \phi_t - \phi_r \\ \delta N_t - N_r \end{pmatrix}, \quad (13) \end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned} B_{11} &= A_{11} - f/\tau_L, \\ B_{22} &= A_{22} - f/\tau_L. \end{aligned}$$

数值计算出当 $f = 0.39$ 时,方程(13)的特征方程的根为 $(-3.9, -111.5 + j2.5, -111.5 - j2.5)$,根的实部都为负,系统(1)是同步的,图 2 和图 3 也表明这一点.进一步的数值计算表明,当 $0.05 < f < 1$ 时,方程(13)的特征方程根的实部也都为负,说明系统(1)在较大系数范围内同步是可以实现的.在混沌调制通信中,混沌调制是小信号调制,混沌同步实时解调出来的信息信号可以写成

$$\begin{aligned} s(t) &= E_i(t) - E_r(t) \\ &\approx (\delta E_t + E_0) - (\delta E_r + E_0) \\ &\approx \delta E_t - E_r, \end{aligned}$$

所以一次近似下的调制解调方程为

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta E_t - E_r \\ \delta \phi_t - \phi_r \\ \delta N_t - N_r \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} B_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & B_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta E_t - E_r \\ \delta \phi_t - \phi_r \\ \delta N_t - N_r \end{pmatrix} + \delta I \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (14) \end{aligned}$$

为了将方程(14)写为激励方程,可令

$$\delta e = \delta E_t - E_r,$$

$$\begin{aligned} b_1 &= -(B_{11} + B_{22} + A_{33}), \\ b_2 &= -A_{31}A_{13} + B_{11}B_{22} - A_{12}A_{21} \\ & \quad + A_{33}B_{11} + A_{33}B_{22}, \\ b_3 &= A_{31}A_{13}B_{22} - A_{31}A_{12}A_{23} \\ & \quad - A_{33}B_{11}B_{22} - A_{33}A_{12}A_{21}, \\ b_4 &= -A_{13}B_{22} + A_{12}A_{23}. \end{aligned}$$

有信号调制时的一次近似下的调制解调方程表达式为

$$\begin{aligned} & \frac{d^3}{dt^3} \delta e + b_1 \frac{d^2}{dt^2} \delta e + b_2 \frac{d}{dt} \delta e + b_3 \delta e \\ &= b_4 \delta I + A_{13} \frac{d}{dt} \delta I. \quad (15) \end{aligned}$$

显然 $\delta e(t) \approx s(t)$, 可把调制信号写成复数形式

$$\delta I = I A_m \exp(-j\omega_m t),$$

其中 $\omega_m = 2\pi f_m$. 同步解调出来的信息信号也应该具有 δI 的形式,否则,信息信号解调将是不成功的.系统同步后,可设

$$\delta e(t) = a \exp(-j\omega_m t),$$

则解调出来的信息信号及其幅值、相位差分别为

$$a = \frac{(-j\omega_m A_{13} + b_4) I A_m}{-j\omega_m^2 - \omega_m^2 b_1 - j\omega_m b_2 + b_3}, \quad (16)$$

$$|a| = \sqrt{\frac{\omega_m^2 A_{13}^2 + b_4^2}{(\omega_m^2 + \omega_m b_2)^2 + (\omega_m^2 b_1 - b_3)^2}} I A_m, \quad (17)$$

$$\varphi = \arctan \left[\frac{b_4(b_3 - \omega_m^2 A_{13}^2) + \omega_m A_{13}(\omega_m^3 + \omega_m b_2)}{-\omega_m A_{13}(b_3 - \omega_m^2 A_{13}^2) + b_4(\omega_m^2 + \omega_m b_2)} \right], \quad (18)$$

即解调出来的信息信号与调制信号有一个固定的相位差 φ . 混沌调制解调特性数值结果如图 6 所示(其中调制深度为 1%),低频段有较高的峰值,即混沌在低频调制解调时可以有较理想的解调结果,而在高频段调制解调效果下降,但在 1—3 GHz 范围

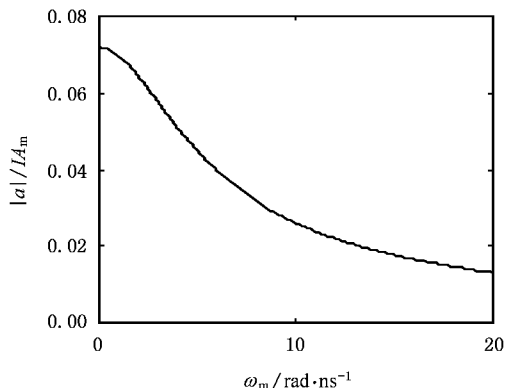


图 6 解调因子

内,信息解调还是可以实现的.数值模拟结果如图7、图8所示,参数取 $A_m = 1\%$ 和 $f_m = 1.4 \text{ GHz}$, $\Delta_m = 0.0046$, 尽管 Δ_m 的数值也较小,但调制解调还是可以实现.图7(a)和(b)是混沌调制发射时的波形变化和频谱,其中发射机信号已包含调制信息,这里的频谱图已不同于图3,这是由于信息信号的调制,混沌已受到扰动,频谱结构发生变化是必然的.但是,无论在时域还是在频域,信息信号都具有较好的保密性能.图8是系统同步解调出来的信息信号

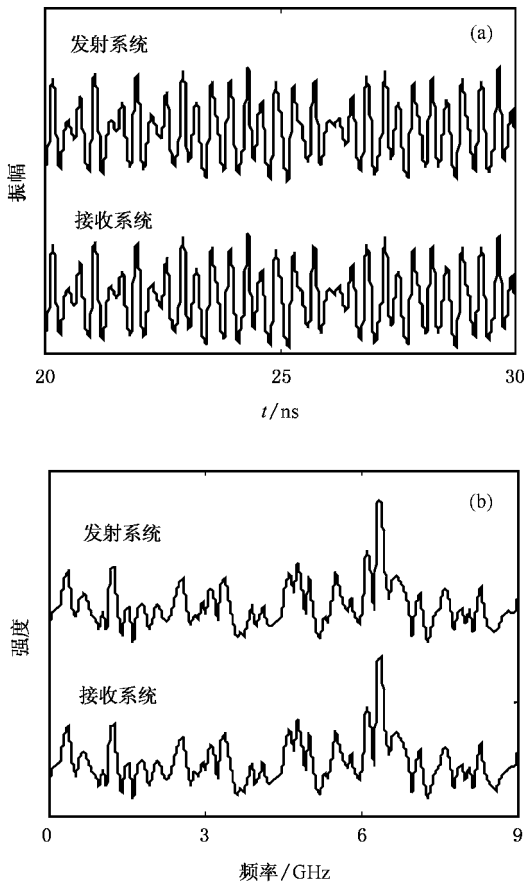


图7 混沌调制波及其频谱 (a)为波形 (b)为频谱

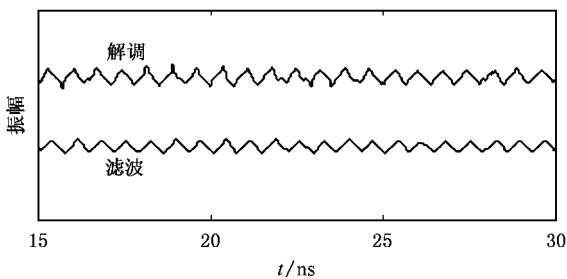


图8 经解调和滤波后的信号波形

(为了清楚,图中同步解调后的信号已向上作了平移)其中同步解调出来的信息信号经过滤波后具有较好的波形,说明混沌调制解调带宽在 10^9 Hz 还是比较理想的.图9给出了数字调制解调结果(为了清楚,图中同步解调后信号也向上作了平移),其中调制深度为 1% , 调制速率为 200 Mb/s . 经过多次数值模拟发现,调制速率一般不超过 1 Gb/s , 否则,信息信号解调出来的波形会有明显的失真.需要指出的是,系统调制深度不能超过 2% , 否则,信息信号解调出来的波形有较大的失真,当调制深度较小时,提取解调信号也比较困难.较理想的调制深度是在 $0.5\% - 1.5\%$ 之间,这样系统调制解调有较好的效果.

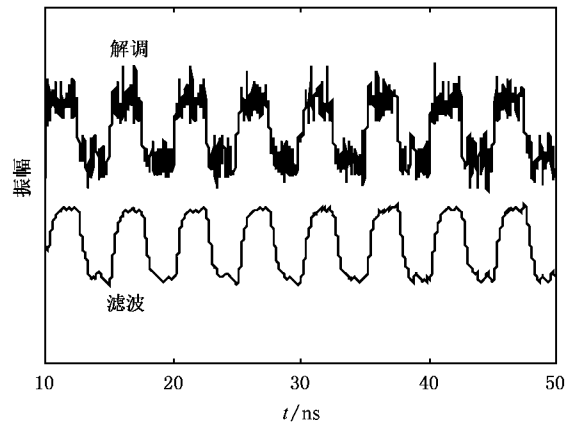


图9 数字信号解调

4. 相位键控编码解码

我们曾提出混沌外部相移编码方法^[12],这里提出的是混沌内部相位相移编码与同步非同步解码方法,类似于图1,编码发射系统可以使用图10的混沌相位调制控制系统模块,编码方法是让相位控制器控制通过它的注入光场相位相移 $\Omega(t)$ 分别是 0 或 π , 对应码字“0”或“1”.例如,相位控制器可以采用目前光纤通信中常用的 LiNbO_3 晶体等电光相位调制器,利用电光效应原理,通过直接控制电光相位调制器的外调制电压,控制输出光场的相位相移.例如,外调制电压设置为半波电压时,可使输出光场的相位产生 π 相移.设 $\Omega(t)$ 是相位控制器调制使通过它的光场产生的相位相移,那么受相位控制器控制的 S-LD 激光的动力学方程为^[9-13]

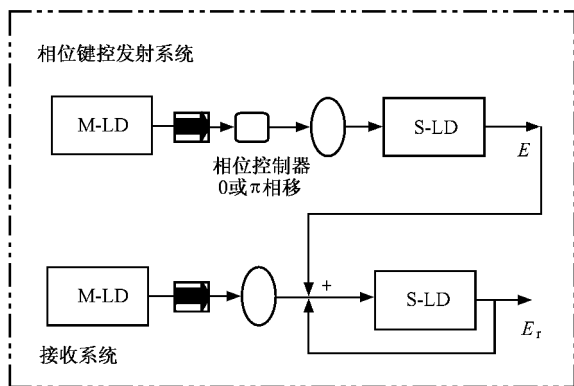


图 10 激光器混沌相位同步非同步模块

$$\begin{aligned}
 \frac{dE}{dt} &= \frac{1}{2}(G - \gamma_p)E + \frac{k}{\tau_L}E_m \cos(\Omega - \phi), \\
 \frac{d\phi}{dt} &= \frac{1}{2}\beta_c(G - \gamma_p) \\
 &\quad + \frac{k}{\tau_L} \frac{E_m}{E} \sin(\Omega - \phi) - \Delta\omega_m, \\
 \frac{dN}{dt} &= \frac{I}{q} - \gamma_e N - GV_p E^2.
 \end{aligned} \quad (19)$$

接收系统和没有相位控制器的图 1 接收系统相同,当然接收系统也可以用同样的相位控制器控制注入光的相位,例如让控制器控制相移是 0 或 π ,但都需要在 S-LD 上有一个反馈回路,并让接收和反馈有相同的系数(数值模拟时取 $f = 0.6$),这样发射和接收系统可以同步解码.解码的原则是,同步对应于码字“0”,不同步对应于码字“1”.混沌相位相移同步非同步通信的数值结果如图 11 所示.图 11(a)是发射的混沌波形,图 11(b)是同步与非同步,图 11(c)是字节流“0”和“1”.由于仅键控改变发射系统注入光的相位“0”和“ π ”,不改变注入光的强度,所以发射系统发送的信号强度不会像电流键控制调制那样,或者是像 S-LD 内部参数调制那样会产生明显突变,使得系统保密性能得到进一步提高.由图 11(a)可知,如不了解系统参数且不能同步,要想破译编码将是非常困难的.

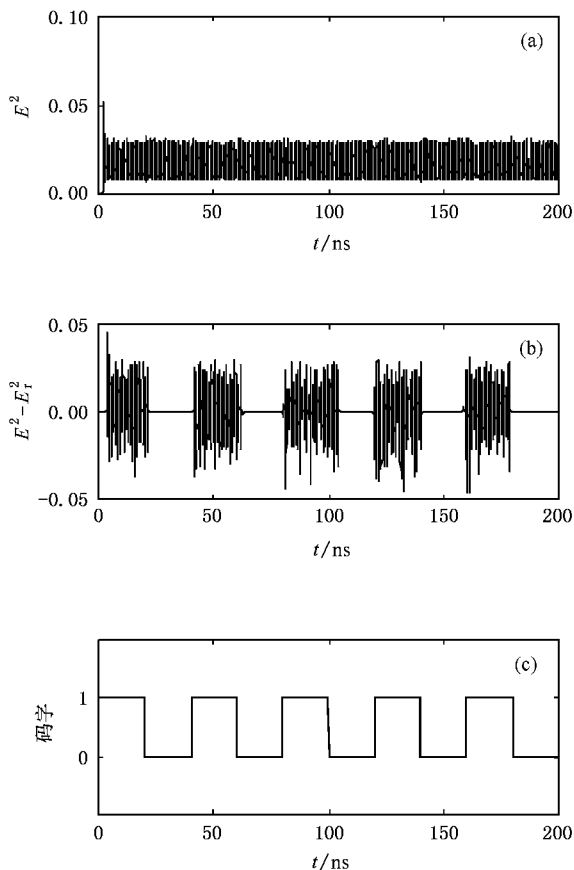


图 11 混沌相位相移同步非同步通信 (a)为发射波 (b)为同步非同步解码 (c)为解调后的归一化码字

5. 结 论

本文数值模拟和证明了系统的同步,模拟了混沌调制速率 200 Mb/s 和调制频率 1.4 GHz 的保密通信应用,信息信号在时域和频域都具有较好的保密性能.小信号调制研究分析了系统混沌调制响应函数和解调响应函数以及解调因子.系统调制解调响应函数和解调因子在 60 MHz 处有一个峰值.从理论上导出的混沌调制解调方程和小信号调制时的信息信号解,对系统的应用具有参考价值.提出的激光混沌内部相位键控方法对丰富混沌编码方法的研究也是具有参考价值的.

[1] Pecora L M, Carroll T L 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 821[2] Colet P, Roy R 1994 *Opt. Lett.* **19** 2056[3] Gu C M, Shen K 1998 *Acta Phys. Sin.* **47** 732 (in Chinese) [顾春明、沈柯 1998 物理学报 **47** 732][4] Ma W Q, Yang C H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1070 (in Chinese) [马文麒、杨承辉 2005 物理学报 **54** 1070][5] Guan X P, Fan Z P, Zhang Q L et al 2002 *Acta Phys. Sin.* **51** 2216 (in Chinese) [关新平、范正平、张群亮等 2002 物理学报

- 51 2216]
- [6] Li J F , Li N , Lin H *et al* 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 1694 (in Chinese) [李建芬、李 农、林 辉等 2004 物理学报 **53** 1694]
- [7] Wu L , Zhu S Q 2003 *Chin. Phys.* **12** 300
- [8] Dimitris K , Apostolos A , Syvirdis D J 2003 *Lightwave Technol.* **21** 750
- [9] Atsushi M 2003 *IEEE J. Quantum Electron.* **39** 438
- [10] Yan S L , Chi Z Y , Chen W J 2004 *Sci. China F* **47** 332
- [11] Troger J , Nicati P A 1999 *IEEE J. Quantum Electron.* **35** 1713
- [12] Yan S L 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 2000 (in Chinese) [颜森林 2005 物理学报 **54** 2000]
- [13] Yun L , Perter D , Yoshiro T *et al* 2003 *IEEE J. Quantum Electron.* **39** 269

Studies on chaotic modulation performance and internal phase shifting key encoding in injection semiconductor lasers

Yan Sen-Lin

(*Department of Physics , Nanjing Xiaozhuang College , Nanjing 210017 , China*)

(Received 3 April 2006 ; revised manuscript received 28 July 2006)

Abstract

The chaotic modulation and demodulation in injected semiconductor lasers are studied , and a method of chaotic encoding is presented by modulating the phase of external optical injection light in semiconductor lasers . The modulation response function , demodulation response function and demodulation response factor are analyzed by small-signal analysis . It is found there are peak values about 60 MHz and the response functions and the demodulation factor decrease at high modulation frequency . A chaotic modulation-demodulation equation is theoretically deduced and its roots are given . It is found that there is a peak value at low modulation frequency and the demodulation performance declines at high frequency , however , modulation-demodulation of 10^9 Hz frequency is realized . Synchronization is achieved and is proved feasible numerically in larger parameter range . Secure communication applications are numerically simulated with chaotic modulations of 200 Mb/s rate and 1.4 GHz frequency . Chaotic encoding is also achieved by shifting key on or off a phase-controller to encode chaotic laser state and decoding is realized under the condition of synchronization or unsynchronization . Chaotic phase key shifting is numerically simulated with a bit rate of 10 Mb/s .

Keywords : chaos , synchronization , laser , phase

PACC : 0545 , 4255P , 4260