

量子阱激光器混沌相位控制同步以及编码研究

颜森林

(晓庄学院物理系, 南京 210017)

(2004 年 7 月 12 日收到, 2004 年 8 月 16 日收到修改稿)

提出外部光注入多量子阱激光器激光混沌相位控制同步, 及其混沌相位相移键控外调制 ON/ON 全光保密通信系统, 数值模拟了在相位控制器控制下的激光混沌同步, 通过连续 ON/ON 键控调制相位控制器调制通过相位控制器的激光相位相移, 实现激光混沌相位相移键控连续调制, 设置接收系统相位控制器, 控制通过接收相位控制器的激光相位相移, 以实现激光混沌解调. 分别数值模拟了该系统调制速率 0.1 和 0.5 Gbit/s 混沌相位相移 ON/ON 键控通信, 进行了混沌 ON/ON 键控调制速率分析, 以及系统参数失配和系统抗噪声扰动的数值分析.

关键词: 混沌, 同步, 通信, 多量子阱激光器

PACC: 0545, 4255P, 4260

1. 引言

近十几年来, 混沌在保密通信中的应用研究已取得重要进展, 人们提出了各种各样的混沌系统^[1-3]. 由于全光激光混沌系统有大的带宽和低的衰减, 动力学系统较复杂, 以及系统对参数具有极高的敏感性, 且具有更高的保密性能, 因而非常适合高速远程保密通信^[4-8]. 现在人们的注意力已转移到全光激光混沌系统, 文献^[4-8]分别提出了半导体激光器激光混沌开环及闭环同步通信系统、反馈同步通信系统、延时反馈同步通信系统, 以及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. 其混沌编码通信特点是, 在发射端, 调制信息在混沌波中被发射. 一般而言, 调制信息的振幅比混沌波的振幅小得多, 因此, 很难从混沌波形中分离出来. 而解码接收系统必须是发射系统的复制, 要求和发射系统有相同的条件, 且要求和发射系统同步. 通过两个同步波的相减, 调制信息即可解调分离, 这种编码称为混沌隐藏. 常用的几种编码方法还有混沌调制和混沌键控(CSK)等^[4-9]. 其中激光器 CSK 调制主要是键控激光器的驱动电流等激光器非线性系统的内部参数. 特点是所调制的系统参数变化会影响输出激光强度(或激光光场振幅)的突变, 由于系统内部参数键控变化, 所以系统混沌态也突变(或引起混沌吸引子突变), 即进行数字编码^[4-9]. Heril 和 Mulet 等人提出延时反馈半导体激光器混沌相位

ON/OFF 键控通信系统^[7], 通过键控调制激光器外部延时反馈腔(激光器和外部延时反馈腔共同构成了混沌系统)的距离, 调制控制发射系统激光器输出激光和接收系统激光相位差的同步和不同步进行解码. 由于上面所提到的 CSK 都是内调制, 激光器使用寿命和稳定特性就会下降.

由于在混沌保密通信中要求混沌同步^[1-3], 对于激光混沌系统的同步, 也就是要求发射和接收系统中的激光振幅、相位实现同步^[6-10]. 为了提高通信系统的保密性能, 必须进行混沌编码方法研究; 为了提高通信的速率, 必须进行缩短同步时间研究; 为了提高系统的应用能力, 必须进行增强系统同步能力和参数失配等方面的研究.

本文提出有外部相位控制器控制下的光注入多量子阱(MQW)激光二极管(LD)^[11, 12]激光混沌四维同步系统, 由于量子阱激光器混沌有较高的振荡频率, 能显著提高通信速率, 又由于是高维较复杂非线性系统, 特别是提出了直接调制的 ON/ON 外部混沌相位相移键控(ECPSK)调制解调系统, 能进一步增强系统的保密性能和解调性能.

2. 模型

2.1. 模型

基于反馈同步思想构造的有相位控制器控制的全光激光混沌同步系统模块组合如图 1 所示, 发射

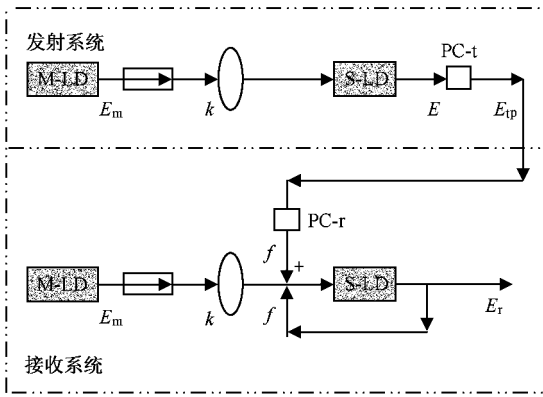


图 1 在外部相位控制器控制下的同步系统模块 PC-t 是发射系统相位控制器,PC-r 是接收系统相位控制器,M-LD 是主激光器,S-LD 是副激光器, \rightarrow 是光隔离器

系统和接收系统的激光混沌光源部分都是由相同的主(M)副(S)MQW LD 所组成,发射系统外调制相位相移调制子系统主要是相位控制器,相位控制器控制通过它的激光光场相位相移,也可以实时调制通过它的激光光场相位相移,实现对激光相位进行连续外部调制控制;接收系统的反馈回路和同步相位控制器共同构成控制同步子系统.研究表明,M-LD 的激光 $E_m \exp[-j(\omega_m t + \phi_m)]$ 注入,可以使 S-LD 激光趋向混沌态^[7,8,11,12].对于发射系统,S-LD 的激光 $E(t) \exp\{-j[\omega_m t + \phi(t)]\}$ 经过相位控制器调制后有了 $\Omega(t)$ 相移,其调制发射的激光光场形式为

$$E(t) \exp\{-j[\omega_m t + \phi(t) + \Omega(t)]\}$$

(图 1 中用 E_p 简单示意).接收系统所接收到的发射信号,经过接收系统相位控制器后,再注入到接收系统 S-LD 中.使接收和反馈系数均取为 f .为了使接收系统和发射系统同步,设置接收系统相位控制器相移为 $2M\pi - \Omega_r(t)$ ($M = 1, 2, 3, \dots$).为了书写简便,可令

$$\Theta(t) = \Omega(t) - \Omega_r(t).$$

用 N_B 和 N 分别表示激光器势垒层和有源势阱层的载流子数,发射系统的 S-LD 激光光场可由下面方程组描述^[7,8,11,12]:

$$\frac{dE}{dt} = \frac{1}{2}(G - \gamma)E + \frac{k}{\tau_L} E_m \cos(-\varphi), \quad (1)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = -\Delta\omega + \frac{1}{2}\beta_c(G - \gamma) + \frac{k}{\tau_L} \frac{E_m}{E} \sin(-\varphi), \quad (2)$$

$$\frac{dN_B}{dt} = \eta_i \frac{I}{q} - \gamma_{BQ} N_B + \gamma_{QB} N, \quad (3)$$

$$\frac{dN}{dt} = \gamma_{BQ} N_B - (\gamma_e + \gamma_{QB})N - G V_p E^2, \quad (4)$$

其中 $\varphi = -(\phi_m - \phi)$; $\Delta\omega$ 是 M-LD 和 S-LD 的激光中心频率的频差; $\gamma = v_g(\alpha_m + \alpha_{int})$ 是光子损耗速率, v_g 是激光腔内光子的群速, α_m 是激光腔内光子损耗, α_{int} 是腔面光子损耗; β_c 是线宽增强因子; $\tau_L = 2n_g L/c$ 是光在激光腔长 L 内的往返时间, c 是真空中光速, $n_g = c/v_g$ 是群速度折射率; k 是光注入指数; η_i 是量子效率; I 是驱动电流; q 是单位电荷; γ_{BQ} 和 γ_{QB} 分别是载流子从有源势阱层输送到势垒层和从势垒层输送到有源势阱层的速率指数;

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

是有源势阱层载流子非线性损耗速率, 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;非线性模式增益

$$G = (\Gamma g_0 v_g) \{ (1 + E^2/E_s^2) \times \lg\{ (N + N_s) (N_0 + N_s) \} \},$$

g_0 是线性增益常数, $\Gamma = V/V_p$ 是压缩和限制因子, V 是激光腔体积, V_p 是激光模式体积, E_s 是饱和光场, $N_s = n_s V$ 是光子饱和时的载流子数, n_s 是它的密度, $N_0 = n_0 V$ 是有源势阱层激光为取得透明所需要的载流子值, n_0 是它的密度.接收系统的 S-LD 激光光场可由下面方程组描述^[7,8,11,12]:

$$\frac{dE_r}{dt} = \frac{1}{2}(G_r - \gamma)E_r + \frac{k}{\tau_L} E_m \cos(-\varphi_r) + \frac{1}{\tau_L} [E_c \cos(\varphi - \varphi_r + \Theta) - E_r], \quad (5)$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{1}{2}\beta_c(G_r - \gamma) + \frac{k}{\tau_L} \frac{E_m}{E_r} \sin(-\varphi_r) + \frac{1}{\tau_L} \frac{fE}{E_r} \sin(\varphi - \varphi_r + \Theta) - \Delta\omega, \quad (6)$$

$$\frac{dN_{Br}}{dt} = \eta_i \frac{I}{q} - \gamma_{BQ} N_{Br} + \gamma_{QB} N_r, \quad (7)$$

$$\frac{dN_r}{dt} = \gamma_{BQ} N_{Br} - (\gamma_{er} + \gamma_{QB})N_r - G_r V_p E_r^2, \quad (8)$$

其中角标 r 表示接收系统.选择适当的参数,可使当时间 $t \rightarrow \infty$ 时,绝对值 $|E - E_r| \rightarrow 0$, $|\varphi - \varphi_r| \rightarrow 0$, $|N - N_r| \rightarrow 0$, $|N_B - N_{Br}| \rightarrow 0$,即接收系统和发射系统激光实现了同步.

2.2. 同步以及同步特性分析

数值分析时使 E 对 E_s , t 对 n_s , N_B 和 N 对 N_{th} 归一化,接收和发射系统取相同的参数,系统参数取

表 1 的数值^[11,12],并取 $E_m = 0.2529$, $f = 0.72$, $\phi_m = 0$, $k = 0.18$, $\Delta\omega = 4\pi \times 10^9$ rad/s, 以及控制 $\Omega(t)$ 和 $\alpha(t)$ 有相同的任意数值, 或控制使 $\Theta = 2n\pi$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$). 数值结果如图 2 所示, 发射系统和接收系统之间的同步存在着一个张弛振荡过程, $e(t)$ 和 $\alpha(t)$ 分别表示激光光场慢变部分同步误差和相位同步误差. 同步误差达到零的同步时间分别是 $T_E = 4.58$ ns 和 $T_p = 4.56$ ns, 即在 4.58 ns 后, 发射系统调制后的信号和接收系统信号实现了完全同步.

为了更好地分析混沌调制解调和通信速率, 给出了同步误差以及同步时间和反馈系数的数值关系, 结果见表 2.

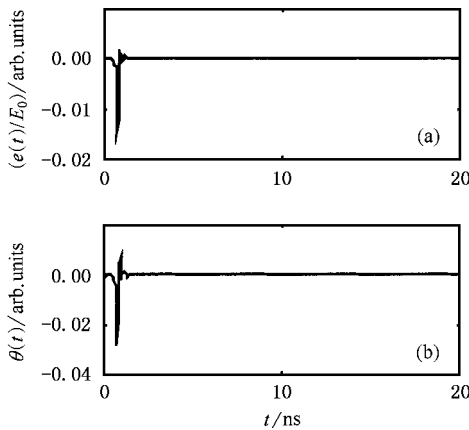


图 2 发射系统和接收系统同步 (a) 是激光光场慢变部分同步 (b) 是相位同步

表 1 MQW LD 参数

| 参数 | 数值 |
|---|-----------------------|
| 腔长 $L/\mu\text{m}$ | 1200 |
| 有源层宽度 $w/\mu\text{m}$ | 1.5 |
| 有源层厚度 $d/\mu\text{m}$ | 0.028 |
| 压缩和限制因子 Γ | 0.045 |
| 群速度折射率 n_g | 3.6 |
| 腔内光子损耗 a_m/cm^{-1} | 11.5 |
| 腔面光子损耗 $a_{\text{in}}/\text{cm}^{-1}$ | 20 |
| 线性增益常数 g_0/cm^{-1} | 2700 |
| 饱和时的载流子数密度 n_s/cm^{-3} | 0.1×10^{18} |
| 透明时的载流子数密度 n_0/cm^{-3} | 2.1×10^{18} |
| 非辐射复合速率 A_{nr}/s^{-1} | 2.5×10^8 |
| 辐射复合因子 $B(\text{cm}^3/\text{s})$ | 1.0×10^{-10} |
| 俄歇复合因子 $C(\text{cm}^6/\text{s})$ | 5.0×10^{-29} |
| 线宽增强因子 β_c | 3 |
| 驱动电流 I/mA | 50 |
| 量子效率 η_i | 0.8 |
| 饱和光子数 P_s | 2.2×10^7 |
| 有源势阱层到势垒层速率 $\gamma_{BQ}/\text{s}^{-1}$ | 2.5×10^{10} |
| 势垒层到有源势阱层速率 $\gamma_{QB}/\text{s}^{-1}$ | 5.0×10^9 |

从表 2 可以看到, 反馈系数 f 在 0.9—0.36 之间, 同步误差为零, 即称为彻底同步. 进一步研究表明, f 在 0.9—0.36 之间, 随反馈系数的增加, 同步的张弛振荡频率下降, 同步衰减变大, 同步误差达到零的时间越来越小, 同步的稳定性就越好. 这一特点在 CSK 通信中非常重要, 即同步误差达到零的时间越小, 越有利于提高 CSK 通信速率, 并能增强同步能力. 当在 $f = 0.27$ 时, 同步误差 $e(t)$ 达到数量级 10^{-14} 的时间 T_E 约是 20 ns, 而达到数量级 10^{-15} 的时间 T_s 大约是 30 ns, 但同步误差是不可能达到零的, 可称为伪同步. 随反馈系数进一步减小, 当 $f < 0.2$ 时, 同步不可能实现.

表 2 同步误差和同步时间随反馈系数的变化

| f | 0.9 | 0.72 | 0.54 | 0.45 | 0.36 | 0.27 |
|-----------------------------|------|------|------|------|-------|-----------|
| $e(t) \times 10^{-14}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | ± 2.1 |
| $\alpha(t) \times 10^{-13}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | ± 1.2 |
| T_E/ns | 3.96 | 4.58 | 4.63 | 7.86 | 13.85 | |
| T_p/ns | 3.82 | 4.56 | 4.55 | 7.82 | 13.7 | |

3. ON/ON ECPSK 调制解调

保密通信要求对信号的调制使之尽可能无序, 以提高反破译能力, 而混沌吸引子周期轨道极端无序, 其随机性更强, 对参数具有极高的敏感性. 因此, 混沌波是保密通信中最好的载波之一. 下面利用相位外部调制和 CSK 技术^[5-9], 构造了直接调制的 ON/ON ECPSK 发射系统和接收解调系统. 由于同步要求控制 $\Omega(t)$ 和 $\alpha(t)$ 有相同的任意数值, 或控制使 $\Theta = 2n\pi$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$), 所以在进行 ON/ON ECPSK 调制时, 系统调制解调的参数有很大的选择余地.

ON/ON ECPSK 发射和接收系统如图 3 所示, 发射系统相位控制器 PC-t 直接以 ON/ON 键控形式分别调制相移 $\Omega(t)$ 到 Ω_0 和 Ω_1 (数值模拟中分别取 $\Omega_0 = 0.8\pi$ 和 $\Omega_1 = 0.6\pi$) 上, 实现激光混沌 ON/ON ECPSK 调制发射, 也就定义了二进制数字编码“0”和“1”, 调制发射的混沌信号记为

$$E_{0,1}(t) \exp\{-j[\omega_m t + \phi(t) + \Omega(t)]\},$$

图 3 中用场慢变部分 $E_{0,1}$ (当 $\Omega(t)$ 分别键控到 Ω_0 和 Ω_1 时) 简单示意.

接收解调系统是发射系统的复制且并列组成, “0”接收机的相位控制器设置相位相移是 Ω_0 ; “1”接

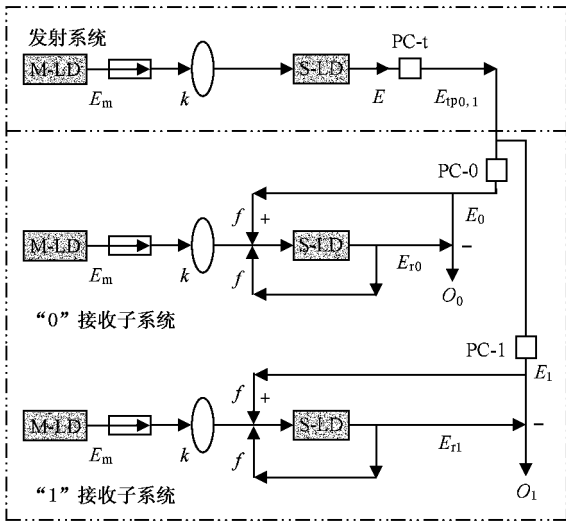
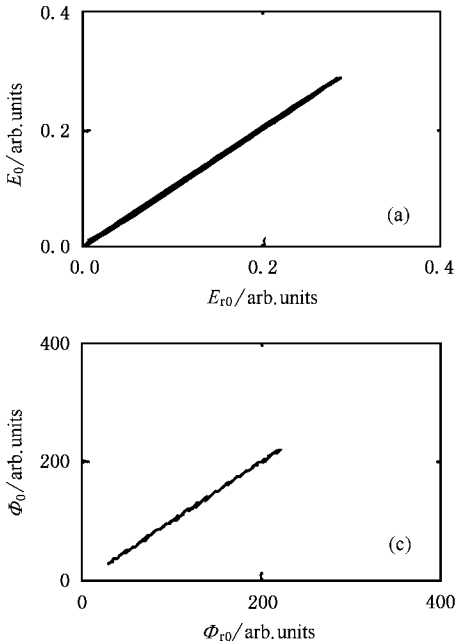


图 3 ON/ON ECPSK 调制发射和接收系统模块 发射系统相位控制器 PC-1 作为相位移键控调制器,PC-0 是“0”码接收子系统相位控制器,PC-1 是“1”码接收子系统相位控制器

收机设置相位相移是 Ω_1 . 为了同步,分别取 $\Omega_0 =$



0.8π 和 $\Omega_1 = 0.6\pi$. 这样激光调制信号通过 PC-0 后,它的形式可以记为

$$E_0(t) \exp\{- [\omega_m t + \phi(t) + \Omega(t) - \Omega_0]\},$$

图 3 中用 E_0 简单示意. 通过 PC-1 记为

$$E_1(t) \exp\{- [\omega_m t + \phi(t) + \Omega(t) - \Omega_1]\},$$

图 3 中用 E_1 简单示意.

当发射系统和接收解调系统同步后(图 3 中混沌同步信号分别用 E_{i0} 和 E_{i1} 简单示意),如果发射系统和“0”接收系统同步,就表示“0”码的解调实现. 如果发射系统和“1”接收系统同步,就表示“1”码的解调实现. 这样 ON/ON ECPSK 解调就完全实现. 图 3 中 O_0 和 O_1 即是同步解调出来的二进制码“0”和“1”. 当“ O_0 ”和“ O_1 ”归一化后,调制的数字信号接收和解调也就实现. 数值模拟结果如图 4 所示,其中(a)(b)和(c)(d)分别表示发射系统信号慢变部分和相位与接收系统场慢变部分和相位分别在“0”和“1”字节上的同步,事实上这也就意味着“0”字节和“1”字节 ON/ON ECPSK 解调完全实现.

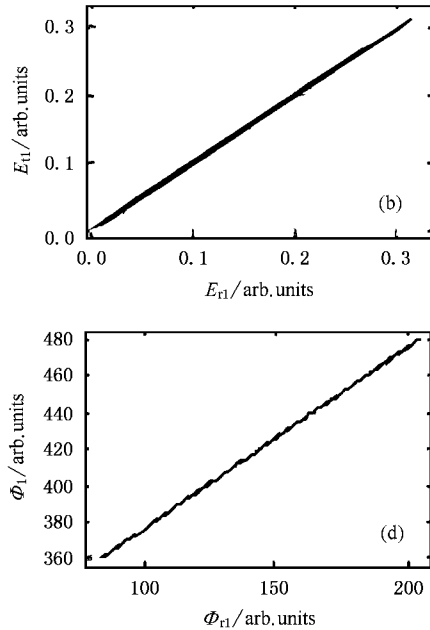


图 4 “0”和“1”字节的同步解调 左、右分别表示“0”和“1”字节同步 (a)(b)和(c)(d)分别表示场慢变部分以及相位的同步

为了更好地了解 ON/ON ECPSK 调制解调的全过程,给出数值模拟结果,如图 5 所示. 图 5(a)是信息调制发射,其中图 a 是混沌信号调制后的慢变部分的实时变化,图 b 是它的相位余弦实时变化(上部是 0—20ns 相位余弦实时变化放大,下部方波是

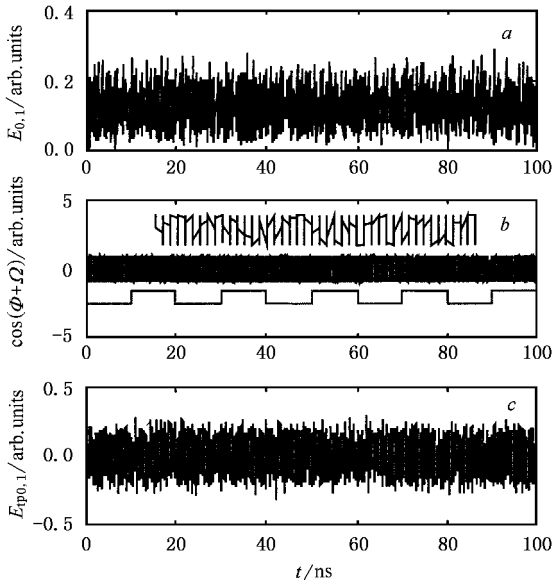
调制的信息),其中信息隐藏在混沌相位中,图 c 是混沌信号按 ON/ON ECPSK 连续调制发射的信息信号,其中数值模拟时取

$$E_{i0,1}(t) = E_{0,1}(t) \cos[\phi(t) + \Omega(t)].$$

可以看出,如不了解系统的参数,要实时地从波形上

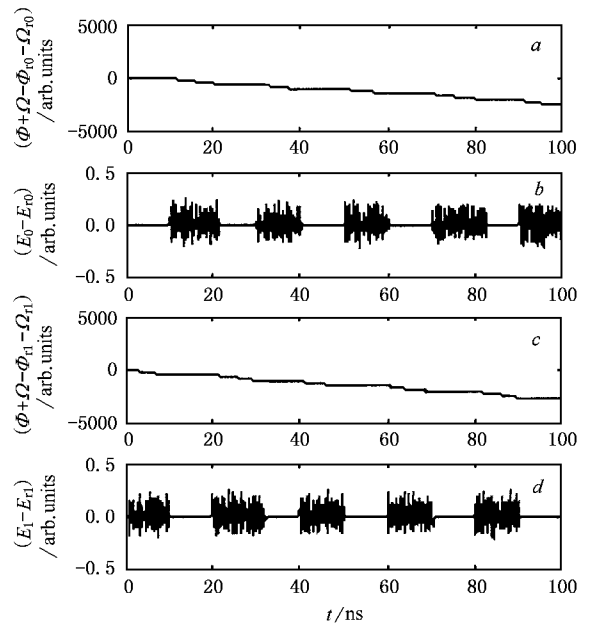
分离信息非常困难.图 5(b)是场慢变部分以及相位的同步,其中图 a 和图 b 以及图 c 和图 d 分别是在“0”字节和“1”字节上的场慢变部分以及相位的同步.图 5(c)是同步解码,其中图 a 和图 b 分别是在“0”字节和“1”字节上的场信号的同步,数值模拟时取

$$E_{0,i}(t) = E_{0,i}(t) \cos[\phi(t) + \Omega(t)],$$

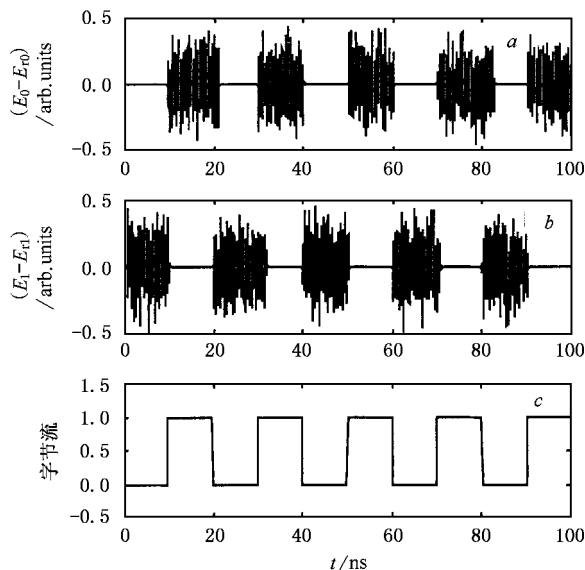


(a)信息发射

$E_{i0,ai}(t) = E_{i0,ai}(t) \cos[\phi_{i0,ai}(t) + \Omega_{0,i}]$,
图 c 是混沌信号分离解调并归一化后按二进制码“0”和“1”实时构成的数据信号信息流.可以看到,信息信号的解码解调非常好.图 6 是 ON/ON ECPSK 信息调制发射的功率频谱,很难从频域上发现调制的信息信号.这进一步说明了 ON/ON ECPSK 调制发射具有很好的保密性能.



(b)同步



(c)解码

图 5 ON/ON ECPSK 调制解调数值过程

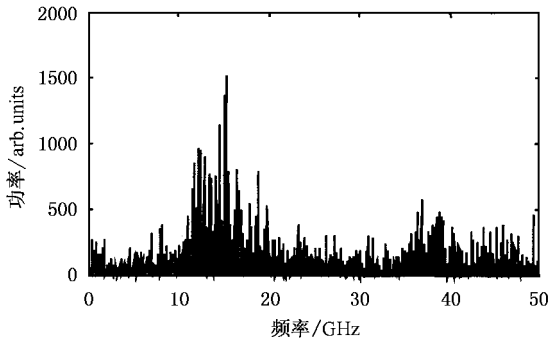
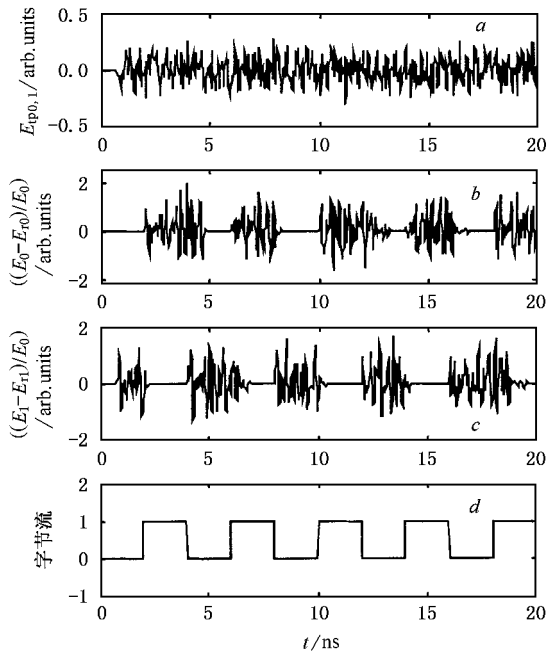


图6 功率频谱

图7 高比特率 ON/ON ECPSK 通信 $f = 3.5$

为了研究 ON/ON ECPSK 通信速率,这里还特别分析了码字同步时间.研究表明,在时间 40 和 60ns 的“0”字节上的同步时间约是 0.5 和 0.7ns,在时间 30 和 50ns 的“1”字节上的同步时间约是 0.7 和 0.8ns.这就意味着 ON/ON ECPSK 通信的速率有可能达到 1Gbit/s,这就是量子阱激光器 CSK 通信速率的上限.这要比半导体激光器 CSK 通信速率的上限约高一个数量级^[4-6].还给出调制速率 0.5Gbit/s 的 ON/ON ECPSK 调制解调数值结果如图 7 所示.

4. 参数失配

在混沌通信实际应用中,须准许发射和接收系

统的参数在一定范围内有参数失配,所以研究分析系统参数失配非常必要.系统准许参数在一定范围内有失配,系统的实际应用才有可能.数值计算结果如表 3 和表 4 所示(绝对值同步误差在 10—20ns 内平均取 1000 点计算得到),其中, Δ 表示 $\Omega(t)$ 和 $\Omega_c(t)$ 以及系统驱动电流参数失配值, $|e(t)|$ 和 $|\theta(t)|$ 分别表示慢变部分同步误差和相位同步误差的绝对值.为了与系统不同步进行比较,给出系统完全不同步时(取 $f=0$)的差: $|e(t)| = 0.07$, $|\theta(t)| = 8.4$.可以看到,无论是相位控制器参数失配还是驱动电流参数失配,系统的确可以准许有一定的参数失配,说明该系统具有一定的实际应用价值.

表3 相位控制器参数失配

| Δ/rad | 1×10^{-2} | 5×10^{-3} | 1×10^{-3} | 5×10^{-5} | 1×10^{-5} |
|---------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| $ e(t) $ | 2.3×10^{-4} | 1.3×10^{-4} | 2.4×10^{-5} | 1.3×10^{-5} | 2.4×10^{-6} |
| $ \theta(t) $ | 0.0098 | 0.0051 | 0.001 | 5.1×10^{-4} | 1.1×10^{-4} |

表4 驱动电流参数失配

| Δ/mA | 1×10^{-2} | 5×10^{-3} | 1×10^{-3} | 5×10^{-5} | 1×10^{-5} |
|--------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| $ e(t) $ | 2.1×10^{-4} | 1.1×10^{-4} | 2.1×10^{-5} | 1.4×10^{-5} | 2.1×10^{-6} |
| $ \theta(t) $ | 0.0065 | 0.0044 | 9.5×10^{-4} | 4.7×10^{-4} | 1×10^{-4} |

5. 噪声

由于混沌对参数变化和外界扰动非常敏感,实际通信系统以及信道都不可避免地存在外界噪声干扰,所以必须重视噪声对同步的负面影响.假设白噪声非常高于其他噪声,且噪声信号叠加在发射信号上并被接收机一同接收.数值计算结果如表 5 至表 7 所示,其中白噪声均值为零,方差由各表注明.表 5 假设噪声仅叠加在振幅上,表 6 假设噪声仅叠加在相位上,表 7 是噪声同时叠加在振幅和相位上.可以看到,噪声同时叠加在振幅和相位上,对同步的负面影响最大,其次是噪声振幅,影响较小的是相位噪声.当然,系统取不同的参数,有白噪声扰动时的同步误差也会有所不同,但该同步系统确有较强的抗噪声干扰能力.为了提高同步的品质,也可以使用低通数字滤波器对接收到的信号进行滤波,以减小噪声对同步的干扰.

表5 振幅噪声

| 方差 | 1×10^{-4} | 5×10^{-5} | 1×10^{-5} | 5×10^{-6} | 1×10^{-6} |
|---------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| $ e(t) $ | 2.0×10^{-4} | 3.9×10^{-4} | 6.0×10^{-6} | 1.8×10^{-6} | 2.7×10^{-6} |
| $ \theta(t) $ | 0.0075 | 0.0012 | 0.009 | 1.4×10^{-4} | 8.2×10^{-5} |

表 6 相位噪声

| 方差 | 1×10^{-4} | 5×10^{-5} | 1×10^{-5} | 5×10^{-6} | 1×10^{-6} |
|-----------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| $ \epsilon(t) $ | 6.1×10^{-6} | 3.3×10^{-6} | 1.3×10^{-6} | 3.0×10^{-6} | 1.2×10^{-7} |
| $ \theta(t) $ | 1.6×10^{-4} | 1.0×10^{-4} | 4.0×10^{-5} | 8.4×10^{-5} | 3.7×10^{-6} |

表 7 噪声同时叠加在振幅和相位上

| 方差 | 1×10^{-4} | 5×10^{-5} | 1×10^{-5} | 5×10^{-6} | 1×10^{-6} |
|-----------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| $ \epsilon(t) $ | 1.8×10^{-4} | 3.3×10^{-5} | 1.5×10^{-5} | 4.2×10^{-6} | 6.1×10^{-7} |
| $ \theta(t) $ | 0.0065 | 4.8×10^{-4} | 4.9×10^{-4} | 1.2×10^{-4} | 1.8×10^{-5} |

6. 结 论

本文提出有相位控制器控制下的外部光注入 MQW LD 激光混沌四维同步系统, 模拟实现了同步, 该系统具有较强的抗噪声能力, 并可以有一定的参数失配. 数值模拟了 ON/ON ECPSK 的调制解调, 分析了系统调制解调特性和通信速率上限. 该系统确有很强的保密性能和反破译能力, 可适合高速率保密通信要求.

- | | |
|--|---|
| [1] Pecora L M and Carroll T L 1990 <i>Phys. Rev. Lett.</i> 64 821 | [8] Yun L <i>et al</i> 2003 <i>IEEE J. Quantum Electron.</i> 39 269 |
| [2] Guan X P <i>et al</i> 2002 <i>Acta Phys. Sin.</i> 51 749 [关新平等 2002 物理学报 51 749] | [9] Li J F <i>et al</i> 2004 <i>Acta Phys. Sin.</i> 53 1694 [李建芬等 2004 物理学报 53 1694] |
| [3] Li S H and Cai H X 2004 <i>Acta Phys. Sin.</i> 53 1687 [李世华、蔡海兴 2004 物理学报 53 1687] | [10] Wang Y G <i>et al</i> 2004 <i>Acta Phys. Sin.</i> 53 1811 [王勇刚等 2004 物理学报 53 1811] |
| [4] Wu L and Zhu S Q 2003 <i>Chin. Phys. Lett.</i> 12 300 | [11] Lodi V A, Scire A, Sorel M and Donaiti S 1998 <i>IEEE J. Quantum Electron.</i> 34 2350 |
| [5] Wu L and Zhu S Q 2003 <i>Phys. Lett. A</i> 308 157 | [12] Troger J <i>et al</i> 1999 <i>IEEE J. Lightwave Technol.</i> 17 629 |
| [6] Chen H F and Lin J M 2000 <i>IEEE J. Quantum Electron.</i> 36 27 | |
| [7] Donaiti S <i>et al</i> 2002 <i>IEEE J. Quantum Electron.</i> 38 1138 | |

Studies on chaotic multiple-quantum-well laser synchronization via controlling phase and its application in secure communication using external chaos phase shift keying modulation

Yan Sen-Lin

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

(Received 12 July 2004 ; revised manuscript received 16 August 2004)

Abstract

In this paper , the control of chaotic external-injection multiple-quantum-well laser synchronization via phase-controllers is presented and external chaos phase shift keying modulation is proposed for secure communication. Chaotic laser synchronization is numerically achieved under controlling by phase-controllers. Lasing phase shift is controlled via continuous ON/ON chaos shift keying and chaotic laser signal is transmitted by chaos phase shift keying modulation on end. Chaotic laser demodulation is realized by setting a phase shift of the receiver phase-controllers. ON/ON chaos phase shift keying communications at bit rates of 0.1 and 0.5Gbit/s are numerically simulated. ON/ON chaos phase shift keying communication bit rate ,the synchronization characterization and the system parameter mismatch are numerically analyzed , in particular.

Keywords : chaos , synchronization , communication , multiple-quantum-well laser

PACC : 0545 , 4255P , 4260