

文章编号: 0253-2239(2008)04-0643-05

相干光脉冲位置调制信道容量及传信率最大化研究

吴继礼 赵尚弘 胥 杰 李勇军

(空军工程大学 电讯工程学院网络工程系, 陕西 西安 710077)

摘要 分析了相干光脉冲位置调制的信道容量及传信率最大化条件。通过分析光外差接收的脉冲位置调制信号具有的概率分布特性,推导出采用最大似然检测的相干脉冲位置调制信道具有的转移概率矩阵和信道容量,证明在检测器散粒噪声极限假设下,信道容量只取决于接收脉冲能量和脉冲位置调制阶数。利用 Jensen 不等式化简信道容量得到其下限,该下限能够近似实际通信链路的信道容量,基于此估计出达到最高传信率时的脉冲位置调制阶数同粒子数反转的重建时间之间的关系,给出了二者在一定范围内的一般映射。数值仿真表明,在接收能量使信道误码率优于 10^{-2} 时,估算出的脉冲位置调制阶数能够使传信率接近最大值。

关键词 深空光通信; 脉冲位置调制; 外差接收; 数值仿真; 信道容量

中图分类号 TN929 文献标识码 A

Study of Capacity of Coherent Pulse-Position Modulation Channel and Maximization of Information Transmitting Rate

Wu Jili Zhao Shanghong Xu Jie Li Yongjun

(Department of Network Engineering, School of Telecommunication, Airforce Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract The channel capacity of coherent pulse-position modulation (PPM) and maximization conditions of information transmitting rate were analyzed. After the probability distribution of the PPM signal detected by heterodyne method is analyzed, the transition probabilities matrix and capacity of optical pulse-position modulated channel with coherent receiver and maximum likelihood detection were deduced. It is proved that under the circumstance of shot-noise limit detection, the capacity of the channel is only related to number of received photons and the PPM order. Jensen's inequality is used to simplify the capacity of the channel and obtain its low limit, which is close to the capacity of the channel of practical communication link. The relation of the optimum order of coherent-PPM corresponding to the dead time for the greatest transmitting rate is estimated. General relationship between the optimum PPM order and the dead time was given. Using the proposed method, the estimated PPM-order can realize the maximum capacity of channel when received photons can promise the symbol error rate lower than 10^{-2} .

Key words deep-space optical communication; pulse-position modulation; heterodyne detection; numeric simulation; capacity of channel

1 引 言

脉冲位置调制(PPM)是趋向成熟的深空光通信技术^[1, 2],曾拟在 2009 年用于火星探测的高速数据链路^[2]。高能量效率是脉冲位置调制的最大优势^[3]。深空光通信中面临的一大难点是可能会长时间工作于近太阳视场,受强背景光的影响^[2, 4]。相

干检测能够有效抑制背景光,可以在近太阳视场工作,目前已经有实验验证了采用相干光通信进行深空卫星中继的可行性^[5~7]和潜在优越性^[5, 6]。M. Muñoz Fernández 等人在喷气推进实验室(JPL)进行了一系列的实验^[8~10],采用 16 元阵列探测器对光脉冲位置调制信号进行检测和合并,证实相干检

收稿日期: 2007-07-09; 收到修改稿日期: 2007-10-11

基金项目: 国家 863 计划(2007AA01Z294)资助课题。

作者简介: 吴继礼(1981—),男,四川名山人,博士研究生,主要从事空间光网络方面的研究。E-mail: wujili926@126.com

导师简介: 赵尚弘(1964—),男,甘肃天水人,教授,博士生导师,主要从事激光器及激光信息技术等方面的研究。

E-mail: zhaoshangh@yahoo.com.cn

测-分集接收可对大气湍流有效补偿。因此脉冲位置调制与相干检测的结合是极具潜力的。而目前对光脉冲位置调制信道转移特性和信道容量进行的深入分析主要是针对直接强度检测^[1, 2, 4]。基于此, 本文对相干脉冲位置调制的信道容量进行了分析, 估算出信道容量的下限, 并探讨了接收能量满足正常通信需求的情况下, 获取最大传信率的脉冲位置调制阶数同重建粒子数反转时间的一般关系。

2 相干脉冲位置调制信道转移概率

相干脉冲位置调制接收模型^[11]如图 1 所示。

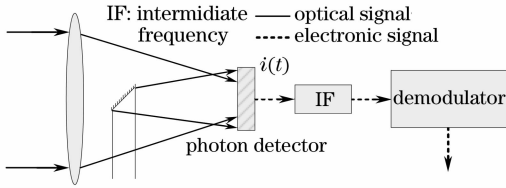


图 1 相干脉冲位置调制接收模型

Fig. 1 Receiving model of coherent pulse-position modulation signals

假设探测器表面聚焦之后的接收光信号的电场强度 $E_s \cos(\omega_s t + \phi_s)$, 本振信号为 $E_L \cos(\omega_L t + \phi_L)$, 则检测器表面的信号为

$$r(t) = E_s \cos(\omega_s t + \phi_s) + E_L (\cos \omega_L t + \phi_L) + n_b(t), \quad (1)$$

其中 $n_b(t)$ 为背景光。光电检测器输出光电流的大小与检测器表面的光功率成正比。在偏振控制和空间对准均为理想状态下, 检测器输出

$$i(t) = \frac{e\eta}{h\nu} A_{\text{eff}} \langle r^2(t) \rangle + n_s(t) + n_d(t), \quad (2)$$

式中 e 为单位电荷的电量, η 为探测器量子效率, $h\nu$ 为单个光子能量, A_{eff} 为光电探测器的有效面积, $n_s(t)$ 表示探测器的散粒噪声, $n_d(t)$ 为除探测器散粒噪声之外其它内部噪声。 $h\nu$ 中 h 为普朗克常量, ν 在中频频率远小于本振频率时看成是本振频率。由于光电探测器的响应时间 T_r 远大于接收信号光和本振光的周期, 同时又远小于混频后的中频信号周期, 所以探测器只响应接收信号直流功率分量以及接收信号与本振光的差频信号^[10-12], 对倍频以及两者频率之和部分都不予响应。背景噪声与本振信号不相干, 从而也会被抑制。令 $\alpha = e\eta/h\nu$ 表示光电转换系数, 检测器对接收信号及本振信号的响应为

$$i_r(t) = \alpha A_{\text{eff}} \int_0^{T_r} r^2(t) dt / T_r = \frac{1}{2} \alpha A_{\text{eff}} \{ E_s^2 + E_L^2 + 2E_s E_L \cos[(\omega_L - \omega_s)t + \phi_L - \phi_s] + \langle n_b^2 \rangle \}, \quad (3)$$

频滤波后输出的有用信号^[11, 12]

$$i_o(t) = \alpha A_{\text{eff}} E_s E_L \cos[(\omega_L - \omega_s)t + \phi_L - \phi_s], \quad (4)$$

再分析输出噪声。由于 E_L^2 远大于 E_s^2 及 $\langle n_b^2 \rangle$, 所以与本振信号的强直流响应引起的散粒噪声相比, 相干检测时探测器的其它噪声可以忽略^[8, 10, 11]。只考虑散粒噪声的影响, (2) 式化简成

$$i(t) = i_o(t) + n_s(t), \quad (5)$$

散粒噪声的双边功率谱密度正比于直流响应 I_{DC} , 有 $p_{\text{ns}}(f) = eI_{\text{DC}} = e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 / 2$ ^[11]。假设散粒噪声为高斯分布, 则中频之后进一步相干解调输出的信号也具有高斯分布特性^[8, 10]; 如果信号脉冲宽度为 τ , 则积分之后输出噪声方差为 $e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 \tau / 2$, 输出的条件概率密度:

接收到脉冲信号时

$$p(x|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 \tau / 2)}} \times \exp\left\{-\frac{(x - \alpha A_{\text{eff}} E_s E_L \tau)^2}{2(e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 \tau / 2)}\right\}, \quad (6a)$$

无脉冲信号时

$$p(x|n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 \tau / 2)}} \times \exp\left\{-\frac{x^2}{2(e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 \tau / 2)}\right\}, \quad (6b)$$

若中频后接非相干检测, $p(x|s)$ 和 $p(x|n)$ 分别服从莱斯和瑞利分布; 对零差检测, 只需要把 $p(x|s)$ 中的均值由 $\alpha A_{\text{eff}} E_s E_L \tau$ 换成 $2\alpha A_{\text{eff}} E_s E_L \tau$ 。至此可得 M 阶脉冲位置调制最大似然检测的符号正确率:

$$P_s(M) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x|s) dx \left[\int_{-\infty}^x p(y|n) dy \right]^{M-1}, \quad (7)$$

将(6)式代入(7)式, 并进行变量代换:

$$w = \frac{x}{\sqrt{e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 \tau / 2}}, \quad u = \frac{y}{\sqrt{e\alpha A_{\text{eff}} E_L^2 \tau / 2}},$$

得到

$$P_s(M) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(w - \sqrt{2\alpha A_{\text{eff}} E_s^2 \tau / e})^2}{2}\right] dw \times \left[\int_{-\infty}^w \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \right]^{M-1}, \quad (8)$$

注意到 $\alpha A_{\text{eff}} E_s^2 \tau / e$ 恰好等于接收信号脉冲含有的光子数, 将它记为 K_s 代到(8)式, 把符号正确率表示为接收光子数的函数:

$$P_s(M) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\omega - \sqrt{2K_s})^2}{2}\right] d\omega \left[\int_{-\infty}^{\omega} \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \right]^{M-1}, \quad (9)$$

相应符号的错误概率 $P_e(M) = 1 - P_s(M)$ 。从(9)式可以清楚地看出本振信号功率远大于接收信号及噪声功率时,相干脉冲位置调制的符号错误概率只与单个脉冲接收信号的能量和脉冲位置调制阶数有关。

信道转移概率矩阵($M \times M$)可以表示成

$$\mathbf{P}(b|a) = \begin{bmatrix} P_s(M) & P_e(M)/(M-1) & \cdots & P_e(M)/(M-1) \\ P_e(M)/(M-1) & P_s(M) & \cdots & P_e(M)/(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_e(M)/(M-1) & \cdots & P_e(M)/(M-1) & P_s(M) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

3 相干脉冲位置调制信道容量

由于脉冲位置调制信道是离散无记忆信道^[1,2,4],又由(10)式知,最大似然检测的相干脉冲位置调制信道具有对称性,因此在输入符号先验等概的情况下,获得信道容量为^[13]

$$C(M) = \ln M - P_e(M) \ln(M-1) - H[P_s(M)], \quad (11)$$

式中用到熵函数

$$H(p) = -p \ln p - (1-p) \ln(1-p),$$

$C(M)$ 的单位是奈特每符号 (NAT/Symbol)。

把(11)式等号右侧改写成

$$P_s(M) \ln M + P_e(M) \ln[M/(M-1)] - H[P_s(M)],$$

其中第二项小于 $P_e(M)/(M-1)$,与第一、三项相比可以略去:

$$C(M) = P_s(M) \ln M - H[P_s(M)], \quad (12)$$

然后定义 $\varphi(x) = x^{M-1}$, $f(x) = \int_{-\infty}^x p(y|n) dy$, 把(7)

式写作

$$P_s(M) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x|s) \varphi[f(x)] dx / \int_{-\infty}^{\infty} p(x|s) dx, \quad (13)$$

由 $f(x)$ 的定义知 $0 < f(x) < 1$, 而 $\varphi(x)$ 在 $(0, 1)$ 上为连续凸函数, 据 Jensen 积分不等式, 符号正确概率满足

$$P_s(M) \geq \varphi \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} p(x|s) f(x) dx / \left[\int_{-\infty}^{\infty} p(x|s) dx \right] \right\} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} p(x|s) dx \int_{-\infty}^x p(y|n) dy \right]^{M-1}, \quad (14)$$

取(9)式中 $M = 2$, 记 $P = P_s(2)$, $P_e = 1 - P_s(2)$, 则 P 和 P_e 只是接收光子数的函数。由(14)式得 $P_s(M) \geq P^{M-1}$ 。因只要接收有用信号能量不为 0 就能保证符号正确检测概率 $P_s(M) > 1/M$, 而当

$P_s(M) > 1/(1+M)$ 时, (12) 式 $C(M)$ 关于概率 $P_s(M)$ 单调增加, 故用 P^{M-1} 代换(12)式中的 $P_s(M)$ 得信道容量下限

$$C_L(M) = P^{M-1} \ln M - H(P^{M-1}), \quad (15)$$

为更加直观地说明, 将 $C(M)$ 和 $C_L(M)$ 共同绘于图 2。图 2 横坐标代表每个脉冲接收光子数量, 上半部分包含相干脉冲位置调制信道容量 $C(M)$ 及其下限 $C_L(M)$, 其中实线表示实际的信道容量 $C(M)$, 点划线表示据(15)式估计的信道容量下限 $C_L(M)$, M 的取值从 4 到 16384。从图 2 可以看出, 对给定的 M , 当接收能量从 0 逐渐增大时, 信道容量会迅速增大, 这一阶段由(15)式估算的 $C_L(M)$ 与信道容量实际值相差很大, 用作下限没有意义, 属不可信范围。但是这一阶段接收符号的错误概率太大, 还不足以实现可靠的通信, 单纯考虑信道容量意义也不大。当接收能量超过一定范围, 信道容量会趋于稳定, $C_L(M)$ 也逼近 $C(M)$, 此时接收符号正确率才能保证链路的可靠性。为补充说明, 把不同 M 值的误码特性曲线绘于图 2 下半部分, 与信道容量曲线共用自变量

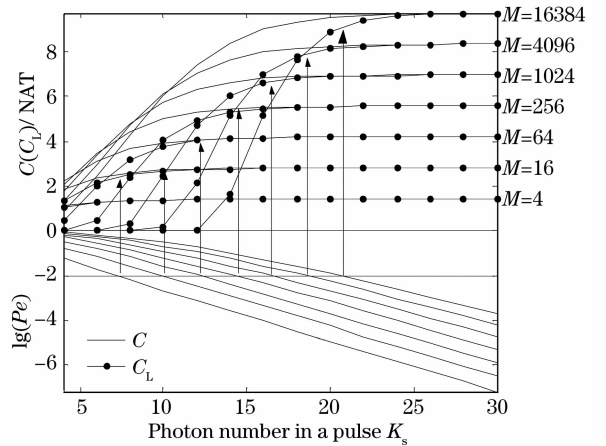


图 2 相干脉冲位置调制信道容量及信道容量下限
Fig. 2 Capacity and its low limit of coherent pulse-position modulation channel

K_s 。图中垂直虚线箭头指明误码特性与信道容量的对应关系,并且箭头始端对应误码率为 10^{-2} ,箭端正好为 $P_e(M) = 10^{-2}$ 时的信道容量。 10^{-2} 被认为是纠错前激光链路可以接受的误码上限^[1]。当误码率优于 10^{-2} ,通过 Reed-Solomon (R-S) 码或者 Turbo 码纠错^[14, 15]可使误码率(BER)达 10^{-5} 以下。这样箭端的左侧对应误码率过大,划归链路不可接受范围。从图可以看出,接收能量在可接受范围之内时,下限 C_L 非常接近实际信道容量。

比较(11)式和(15)式,(11)式中每个积分步长所做的 M 次方运算简化到(15)式积分之后一次 M 次方运算;对相同接收光子数,改变 M 值不必重复进行积分,只要改变(15)式中指数就能计算出信道容量。更重要的是由于表示形式简单,有利于进一步优化设计。

4 相干脉冲位置调制信道传信率最大化

信道容量的另一描述是单位时间内传递的最大信息量^[2, 4],即最大传信率。这里假设脉冲宽度固定,考察传信率等价于考察单个时隙(大小等于一个脉冲宽度 τ)传递的信息量。每个脉冲位置调制符号之后有一固定保护时段(也称静默时段)不传输任何信号,用于激光器重建粒子数反转,以备发送下一个激光脉冲。假设保护时段持续 D 个时隙, M 阶脉冲位置调制最大传信率

$$R = C(M)/(M + D), \quad (16)$$

R 的单位是奈特每时隙(NAT/Slot)。对给定 M, D , 当且仅当发送符号先验等概时,信道传信率取到最大值。因为下面讨论涉及到 R 的最大化,为表述方便,同时避免与上一小节的“信道容量”混淆,下文用“极大传信率”表示给定 M, D 的最大传信率 R ,而“最大传信率”特指 M 变化时 R 的最大值。

图 3 是 $D = 500, 1000$ 时极大传信率 R 随 M 变化的曲线,每个脉冲接收光子数 K_s 分别等于 12、20 和 28。由图 3 及(15)、(16)式可以看出,其它条件相同,对应于一特定的保护时段 D ,存在一个最佳的 M_0 使 R 达到极大。

在实际通信过程中,选择 M 尽量接近 M_0 提高链路的传信率。但是 M_0 很难直接求解,考虑到信道容量下限 $C_L(M)$ 与真实值 $C(M)$ 的近似关系,先考察极大传信率 R 的下限 R_L :

$$R_L = C_L(M)/(M + D), \quad (17)$$

由于 $C_L(M)$ 不能在 (K_s, M) 全平面近似 $C(M)$,所以要对(17)式的有用范围进行限制。

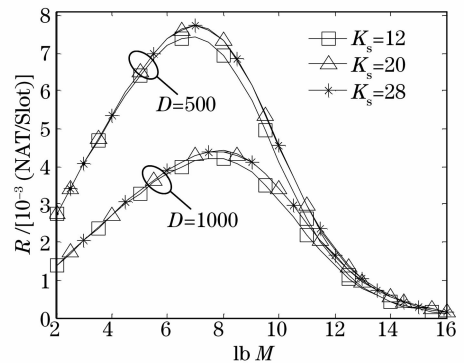


图 3 相干脉冲位置调制极大信息传递速率

Fig. 3 Maximum information transmitting rate of coherent pulse-position modulation

准确的有用范围取决于由 P^M 近似 $P_s(M)$ 产生的误差。由第 3 小节的数值仿真结果知,在正常通信条件下, $C_L(M)$ 都可以很好地近似 $C(M)$,所以适用范围简化为误码率限制条件,使极大传信率最大化的 M 值求解转化成

$$M_1 = \arg_M \max R_L, \quad P_e(M) < \epsilon \quad (18)$$

先不考虑误码率限制条件求 $R_L(M)$ 的最大值,取

$$B(M) = \frac{\partial C_L(M)}{\partial M} = P^{M-1} \left(\frac{1}{M} + \ln P \ln \frac{MP^{M-1}}{1 - P^{M-1}} \right),$$

再令 $\partial R_L / \partial M = 0$ 有

$$(M + D)B(M) - C_L(M) = 0, \quad (19)$$

解出 M 可以得到 R_L 关于 M 的一个驻点 $[M_1, C_L(M_1)]$ 。(19) 式不能得到关于 M 的解析解,可以通过迭代获得数值解。再仔细考察该方程,发现很容易解出 D :

$$D(M_1) = C_L(M_1)/B(M_1) - M_1, \quad (20)$$

需要特别说明一点:上式不是求解最佳 D 值,实际保护时间 D 越小越有利提高信道的传信率。只是表示使得信道传信率最大化的 M 与 D 值的对应关系。有了 D 关于 M_1 的表示式,可以通过图解法求解,也可以先建立 M_1 到 D 的映射,再查表得到逆映射。

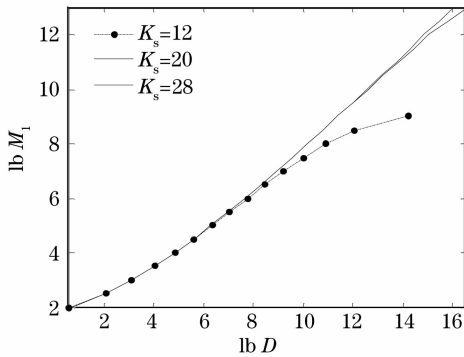
增加误码率限制条件,定义 $D^{-1}(\cdot)$ 表示逆映射,可得达到最大传信率时 M 近似为

$$M_1 = D^{-1} \{ C_L(M)/B(M) - M \}, \quad (21)$$

$$P_e(M) < \epsilon$$

取 $\epsilon = 10^{-2}$, M_1 与 D 的关系如图 4 所示, K_s 分别为 12、20 和 28 的时候,据(21)式计算出获得最大信息传输速率时 M_1 和 D 的对应关系。当 $K_s = 12$ 时,略去了不满足误码率限制条件的 (D, M_1) 取值,这部分应当选择满足误码率的要求的最大 M 值作为次优解。

为了检验 $M_1 = D^{-1}(D(M_1))$ 的有效性,给定 D

图4 最大传信率时 M - D 映射关系Fig. 4 Mapping of M - D at maximum capacity of channel information transmitting rate

和 K_s , 搜索对应于最大信息传输速率的 M_0 , 与图4中 M_1 一并列于表1。表中行变量为接收光子数 K_s , 列变量是保护时间 D 。对应于每个 K_s , 第一列数据是利用(20)式估算出的 M_1 , 第二列数据是根据(16)式直接搜索出传信率最大时 M_0 取值, 也是达到最大传输速率的实际 M 值。搜索 M_0 计算量极大, 参考 M_1 以减小搜索量; 当 M_1 不满足误码限制条件时, 才使用穷举搜索。

表1 最大传信率意义上的最佳 M 估值与真值对照表Table 1 Comparison of Optimum M_0 and M_1 in the Sense of Maximum capacity of channel information transmitting rate

$M_1 M_0$	K_s					
	12		20		28	
D	M_1	M_0	M_1	M_0	M_1	M_0
10	9	7	9	7	9	7
100	37	35	38	35	38	35
1000	<u>178</u>	<u>191</u>	225	224	226	225
10000	<u>419</u>	<u>1085</u>	1510	1534	1569	1570
30000	×	<u>2425</u>	3639	3924	4091	4090

表中“×”表示不能保证 M 和 D 同为正的发散结果, 加下划线的数据表示不满足(21)式约束条件, 其它情况下视为可信范围。结果表明, 在满足误码率限制条件的可信范围之内, M_1 与 M_0 相差很小, 并且随着接收光子数的增加, M_1 对 M_0 近似程度增加。说明前述方法估计出的最大传信率意义上的最佳 M 具有可信性。如果进一步限定 M 的取值为2的整数幂, M_1 与 M_0 将在更大范围内命中同一个最佳 M 值。

5 结 论

应用 Jensen 不等式推导出相干脉冲位置调制的信道容量下限, 能在很大范围内逼近真实信道容量, 用于估算适当的脉冲位置调制阶数使得传信率

达到最大值。数值仿真结果表明, 在接收能量满足正常通信需求的时候, 估算出来的脉冲位置调制阶数能够使信道传信率趋于最大化。

参 考 文 献

- 1 A. Biswas, V. Vilmrotter, W. Farr *et al.*. Pulse position modulated (PPM) ground receiver design for optical communications from deep space[C]. *Proc. SPIE*, 2002, **4635**: 224~235
- 2 J. Hamkins, B. Moision. Selection of modulation and codes for deep space optical communications [C]. *Proc. SPIE*, 2004, **5338**: 123~130
- 3 Liu Jintao, Chen Weibiao. Feasibility study of laser communications from satellite to submerged platform[J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(10): 1441~1446
刘金涛, 陈卫标. 星载激光对水下目标通信可行性研究[J]. *光学学报*, 2006, **26**(10): 1441~1446
- 4 J. Hamkins, S. Dolinar, D. Divsalar *et al.*. Capacity and capacity sensitivity of soft output optical channels [C]. *Proc. SPIE*, 2001, **4272**: 170~180
- 5 Yao Zhoushi, Hu Yu. Progress in inter-satellite coherent optical communication[J]. *Optical Communication Technology*, 2005, **29**(8): 44~46
么周石, 胡渝. 星间相干光通信技术的发展历程与趋势[J]. *光通信技术*, 2005, **29**(8): 44~46
- 6 G. S. Mecherle, W. Alle, C. Startkus *et al.*. Coherent detection optical relay satellite for deep-space communication [C]. *Proc. SPIE*, 1994, **2123**: 218~236
- 7 C. B. Svec, T. M. Shay. Wide dynamic range doppler-shift compensation for space-borne optical communications [C]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(1): 260~262
- 8 M. M. Fernández, V. A. Vilmrotter. Coherent optical receiver for PPM signals received through atmospheric turbulence: Performance analysis and preliminary experimental results [C]. *Proc. SPIE*, 2004, **5338**: 151~162
- 9 M. M. Fernández. Coherent optical array receiver for PPM signals under atmospheric turbulence [D]. California: California Institute of Technology, 2006. 83~114
- 10 M. M. Fernández, V. A. Vilmrotter, R. Mukai *et al.*. Coherent optical array receiver experiment: Design, implementation and BER performance of a multichannel coherent optical receiver for PPM signals under atmospheric turbulence [C]. *Proc. SPIE*, 2006, **6105**: 61050R1~61050R10
- 11 Guo Peiyuan, Fu Yang. *Photoelectric Detection Technologies and Application* [M]. Beijing: Beihang University Press, 2006. 94, 134~144
郭培元, 付扬. *光电检测技术与应用* [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006. 94, 134~144
- 12 San Haisheng, Wen Jimin, Liu Jian *et al.*. Measurement system of ultra wide band frequency response based on optical heterodyne technique [J]. *Acta Optica Sinica*, 2005, **25**(11): 1497~1500
伞海生, 温敏敏, 刘戡. 基于光外差技术的超宽带频率响应测量系统 [J]. *光学学报*, 2005, **25**(11): 1497~1500
- 13 Zhu Xuelong. *Fundamentals of Applied Information Theory* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2001. 120~122
朱雪龙. *应用信息论基础* [M]. 北京: 清华大学出版社, 2001. 120~122
- 14 Xie Weiliang, Tang Junxiong. Analysis on characterization of atmospheric optical wireless communication system based on turbo code [J]. *Chin. J. Lasers*, 2003, **30**(9): 835~838
谢伟良, 汤俊雄. 基于 Turbo 码的大气无线光通信系统特性分析 [J]. *中国激光*, 2003, **30**(9): 835~838
- 15 Chen Jun, Huang Dexiu, Yuan Xiuhua. Analysis of free space optics system based on twofold Turbo code [J]. *Chin. J. Lasers*, 2006, **33**(11): 1532~1536
陈俊, 黄德修, 元秀华. 基于双模 Turbo 码的自由空间光通信系统特性分析 [J]. *中国激光*, 2006, **33**(11): 1532~1536