

文章编号: 0258-7025(2007)09-1245-05

弱湍流下 Turbo 码编码数字脉冲间隔 调制差错性能分析

朱银兵^{1,2}, 王红星², 张磊², 张铁英²

(¹ 海军工程大学导航工程系, 湖北 武汉 430033; ² 海军航空工程学院电子信息工程系, 山东 烟台 264001)

摘要 数字脉冲间隔调制(DPIM)的符号长度变化不固定,因而分析该调制方式在 Turbo 码编码下的差错性能存在困难。在建立分析模型和推导差错率的基础上,在弱湍流信道条件下仿真分析了 Turbo 码编码前后的系统差错性能,同时与高斯信道条件下的系统差错性能进行了比较。仿真分析结果表明,弱湍流信道条件下的系统差错性能不如高斯信道条件下的系统差错性能,但在两种信道条件下,引入 Turbo 码编码技术均可获得 3~6 dB 的编码增益,能够有效改善系统的差错性能,具有良好的军事应用价值。

关键词 光通信;无线光通信;Turbo 码;湍流;误码率

中图分类号 TN 929.12;TN 249 **文献标识码** A

Analysis of Error Performance for Turbo Coded Digital Pulse Interval Modulation under Weak Turbulence

ZHU Yin-bing^{1,2}, WANG Hong-xing², ZHANG Lei², ZHANG Tie-ying²

¹ Department of Navigation Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China
² Department of Electronic Information Engineering,
Naval Aeronautic Engineering Institute, Yantai, Shangdong 264001, China

Abstract The symbol length of digital pulse interval modulation (DPIM) is variable, so there are some difficulties to analyze error performances of Turbo coded DPIM. After the analytic model is set up and the error rate is derived, the system error performances of uncoded and Turbo coded DPIM are simulated and analyzed under weak turbulence channel, and the system error performances under Gaussian channel are simulated for comparison. The results show that error performances under weak turbulence channel are inferior to those under Gaussian channel, but for the two channels, introduction of Turbo code can get the code gain of 3~6 dB, which improves the error performance of system effectively and has applied value for military communications.

Key words optical communication; optical wireless communication; Turbo code; turbulence; bit error rate

1 引 言

无线光通信具有光纤通信和移动通信的优势,作为一种新型的通信技术,近年来倍受关注^[1,2]。但是,无线光信号在大气中传输时要受到大气衰减及湍流效应的影响,不再存在低损耗的传播路径^[3],为此人们研究了许多有效的调制方式,如开关键控

(OOK),脉位调制(PPM)与数字脉冲间隔调制(DPIM)等。对信道编码在无线光通信中的应用进行了研究^[4~6]。但是,这些分析都是对脉冲调制展开的,没有对数字脉冲间隔调制这种符号长度变化不定的调制方式展开分析。本文在建立分析模型和推导差错率的基础上,在弱湍流信道条件下仿真分析了 Turbo 码编码前后的系统差错性能。

收稿日期:2007-01-09;收到修改稿日期:2007-04-26

作者简介:朱银兵(1978—),男,湖北人,海军工程大学博士研究生,主要从事大气无线光通信调制与编码技术、通信导航等方面的研究。E-mail:zyna_nvy@126.com

导师简介:王红星(1962—),男,河南人,教授,博士生导师,主要从事光通信技术、现代通信新技术等方面的研究。E-mail:buaawhx@163.com

2 无线光通信弱湍流信道模型

室外无线光通信系统中承载数据的激光必须穿过大气,激光通过弱起伏湍流大气信道(也可能是强湍流),接收信号光强存在闪烁效应,由于接收孔径

较大,一般在几十厘米左右,可以认为存在着孔径平均效应。对于距离在几公里以内的光强闪烁可以近似服从对数正态分布(log-normal)^[7~9]。光强的概率分布函数为

$$P_I(I) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_x I} \exp\left\{-\frac{[\ln(I/I_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\}, \quad (1)$$

式中 σ_x 为光强闪烁指数(光信号的对数振幅标准偏差), I_0 为光强均值, I 为接收光强。在均匀场强条件下,可以认为接收光功率近似服从对数正态分布,即

$$P_I(P) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_x P} \exp\left\{-\frac{[\ln(P/P_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\}, \quad (2)$$

式中 P 为接收到的光功率, P_0 为功率均值。

在推导数字脉冲间隔调制的差错率时,假设信道为弱湍流信道,发射机和接收机前端带宽足够宽,无多径传播,主要考虑背景光引起的散弹噪声的影响。由此可认为系统只受弱湍流信道闪烁效应、传输路径衰减 g 和加性高斯白噪声 $n_0(t)$ 的影响。令 P_e 为 P 取一定值时的误码率(BER),则系统的平均误码率为

$$\text{BER} = \int_0^\infty P_e(P) \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_x P} \exp\left\{-\frac{[\ln(P/P_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\} dP, \quad (3)$$

对于数字脉冲间隔调制,由于其平均符号长度为 $L = (2^M + 3)/2$,根据信噪比(SNR)的定义可得 $P_t = L\bar{P} = 10^{\text{SNR}/10} L\sigma_N^2$, P_t, \bar{P} 分别为发射峰值功率和平均功率, σ_N 为噪声功率,以 $\overline{\text{SNR}}$ 表示弱湍流分布下的信噪比均值,则(3)式可变换为

$$\text{BER} = \int_0^\infty P_e(\text{SNR}) \frac{\ln 10}{20\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left\{-\frac{\{\ln[(L\sigma_N^2 10^{\text{SNR}/10})/\overline{\text{SNR}}] + 2\sigma_x^2\}^2}{8\sigma_x^2}\right\} d(\text{SNR}), \quad (4)$$

3 未编码数字脉冲间隔调制差错率

系统模型如图 1 所示。由图可知,输入比特经过调制编码和前置滤波器放大到所需要的峰值功率 P_t ,进入弱湍流信道。由于编码器的输出为“0”或“1”,匹配滤波器输入 $x(t)$ 在有光脉冲时为 $\sqrt{gP_t} + n_0(t)$,无光脉冲输入时为噪声 $n_0(t)$ 。其中, $n_0(t)$ 是均值为 0,方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。匹配滤波器和输入 $x(t)$ 进行卷积,所以匹配滤波器的输出脉冲为能量形式,在抽样时间 $t = T_s$,有光脉冲时能量为 $E_p + n(T_s)$,无光脉冲时为 $n(T_s)$ 。

假设脉冲波形为矩形波,则 $E_p = gP_t T_s, n(T_s)$ 的均值仍为零,但方差变为 $\sigma^2 = gP_t T_s^2 \sigma_n^2$ 。令 p_0 为

接收到“0”的概率, p_1 为接收到“1”的概率,当输入比特信息中“1”和“0”等概率出现时,对于数字脉冲间隔调制有 $p_0 = (L-1)/L, p_1 = 1/L$ 。令判决电平为 $kE_p (0 < k < 1)$,将发送“0”检测为“1”的概率记为 p_{e0} ,发送“1”检测为“0”的概率记为 p_{e1} 。则有

$$\begin{aligned} p_{e1} &= \Phi[(1-k)\sqrt{gP_t/\sigma_n^2}], \\ p_{e0} &= \Phi(k\sqrt{gP_t/\sigma_n^2}), \end{aligned} \quad (5)$$

式中 $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-z^2/2) dz$ 。因此数字脉冲间隔调制的平均时隙差错概率为

$$P_{se} = p_0 \Phi(k\sqrt{gP_t/\sigma_n^2}) + p_1 \Phi[(1-k)\sqrt{gP_t/\sigma_n^2}]. \quad (6)$$

由于数字脉冲间隔调制的时隙个数不固定,所

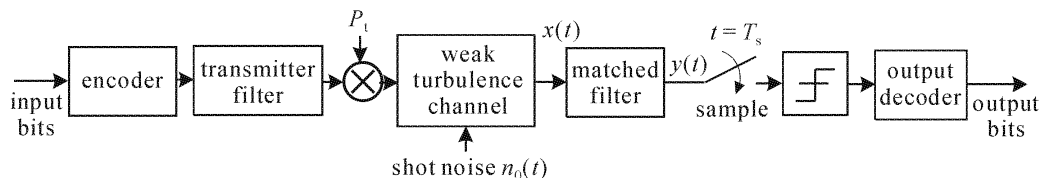


图 1 系统模型

Fig. 1 System model

以一个时隙错误不仅影响它所在的符号,而且使其后的符号也发生错误,因此需要分析误包率。假设只要检测到包中的一个时隙错误,就认为该包有错误。则对一个包含 N 比特信息的包,经数字脉冲间

隔调制后,时隙个数为 NL/M ,其差错率为

$$P_{pe} = 1 - (1 - P_{se})^{NL/M}, \quad (7)$$

将(7)式代入(4)式可得到弱湍流条件下数字脉冲间隔调制误包率为

$$P_p = \int_0^\infty P_{pe}(\text{SNR}) \frac{\ln 10}{20 \sqrt{2\pi\sigma_x}} \exp\left\{-\frac{\{\ln[(L\sigma_N^2 10^{\text{SNR}/10})/\overline{\text{SNR}}] + 2\sigma_x^2\}^2}{8\sigma_x^2}\right\} d(\text{SNR}). \quad (8)$$

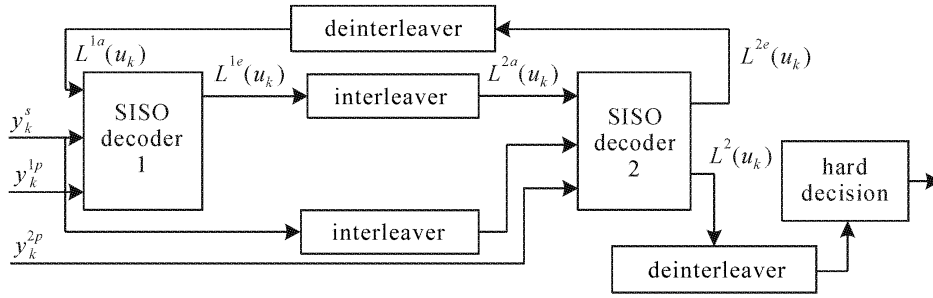


图 2 Turbo 码译码器

Fig. 2 Turbo decoder

4 Turbo 码编码数字脉冲间隔调制的差错率

4.1 log-MAP 算法基本原理

典型的 Turbo 码译码器结构如图 2 所示,图中 MAP(Maximum a Posteriori)译码器的输入序列为 $\mathbf{y} = \mathbf{y}_1^N = (y_1, y_2, \dots, y_k, \dots, y_N)$,其中 $y_k = (y_k^s, y_k^p)$ 。 $L^e(u_k)$ 是关于 u_k 的先验信息, $L(u_k)$ 是关于 u_k 的对数似然比(LLR)。对数似然比的定义为

$$L(u_k) \equiv \ln \frac{P(u_k = 1 | \mathbf{y}_1^N)}{P(u_k = 0 | \mathbf{y}_1^N)}. \quad (9)$$

对于经典的 MAP 算法,其最终目的就是要得到信息比特的对数似然比。假设编码器在时刻 k 的状态为 s ,前一刻的状态为 s' ,MAP 算法中信息比特 u_k 的对数似然比表达式为

$$L(u_k) = \ln \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_k=1}} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s',s) \cdot \tilde{\beta}_k(s)}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_k=0}} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s',s) \cdot \tilde{\beta}_k(s)}, \quad (10)$$

式中 $\gamma_k(s',s)$ 为分支度量, $\tilde{\alpha}_{k-1}(s')$ 为前向序列递归, $\tilde{\beta}_k(s)$ 为后向序列递归。

log-MAP 算法将 MAP 算法转换到对数域运算,降低了 MAP 算法中非线性因素对实现复杂度的影响。已知雅可比对数

$$\ln(e^{\delta_1} + e^{\delta_2}) = \max(\delta_1, \delta_2) + \ln(1 + e^{-|\delta_2 - \delta_1|}) = \max(\delta_1, \delta_2) + f_c(|\delta_2 - \delta_1|), \quad (11)$$

由(11)式有

$$\begin{aligned} \ln(e^{\delta_1} + e^{\delta_2} + \dots + e^{\delta_n}) &= \ln(\Delta + e^{\delta_n}) = \\ &= \max(\ln \Delta, \delta_n) + f_c(|\ln \Delta - \delta_n|) = \\ &= \max(\delta, \delta_n) + f_c(\delta - \delta_n), \end{aligned} \quad (12)$$

式中 $\Delta = e^{\delta_1} + e^{\delta_2} + \dots + e^{\delta_{n-1}} = e^\delta$ 。定义

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_k(s) &= \ln \alpha_k(s), \quad \bar{\beta}_{k-1}(s') = \ln \beta_{k-1}(s'), \\ \bar{\gamma}_k(s',s) &= \ln \gamma_k(s',s), \end{aligned} \quad (13)$$

则 log-MAP 算法对数似然比表达式为

$$L(u_k) \approx \max_s [\bar{\gamma}_k^1(s',s) + \bar{\alpha}_{k-1}(s') + \bar{\beta}_k(s)] - \max_s [\bar{\gamma}_k^0(s',s) + \bar{\alpha}_{k-1}(s') + \bar{\beta}_k(s)]. \quad (14)$$

4.2 数字脉冲间隔调制差错率分析

分析 Turbo 码编码数字脉冲间隔调制的差错性能时,采用如图 3 所示的模型。由图 3 可知,该模型将图 1 中的编译码部分改为 Turbo 码编译码,且采用数字脉冲间隔调制方式,为了避免数字脉冲间隔调制的时隙个数不固定所带来的分析困难,本文中调制解调与编译码分开处理,即对译码输入端的解调输出采用硬判决方式。因此译码器输入的信道信息比特为 $x_k^s = 0, 1$,为数字序列,考虑到信道中适于传输双极性码,将信道比特变换为 $v_k = (v_k^s, v_k^p) = (x_k^s - 1/2, x_k^p - 1/2)^{[10,11]}$,于是接收的信息比特为 $w_k = (w_k^s, w_k^p) = (w_k^s - 1/2, w_k^p - 1/2)$ 。

定义先验信息为

$$L^a(x_k^s) = \ln \left(\frac{P(x_k^s = 1)}{P(x_k^s = 0)} \right) = \ln \left(\frac{P(v_k^s = 1/2)}{P(v_k^s = -1/2)} \right), \quad (15)$$

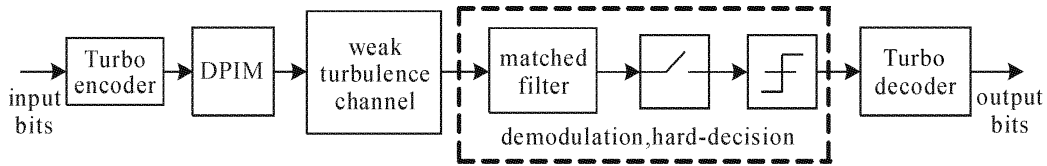


图 3 Turbo 码编码数字脉冲间隔调制分析模型

Fig. 3 Analysis model of Turbo coded DPIM

假设 s', s 分别表示第 k 时刻和前一时刻编码器的状态, 信道中发送 0, 1 符号时满足条件 $E_c/(N_0/2) = 1/\sigma^2$, E_c 为信道中每比特的能量, 编码效率为 r 时有 $E_c = rE_b$, E_b 为编码器输出信息比特(未删除)的功率。定义高斯信道下信道置信度为 $L_c = 2E_c/N_0$, 其中 $N_0/2$ 为噪声功率谱密度。则由 $P(v_k^s) = C_k \cdot \exp[v_k^s \cdot L^a(x_k^s)]$ 以及 $p(y_k | x_k^s) = D_k \cdot \exp\left(\frac{w_k^s v_k^s + w_k^l v_k^l}{\sigma^2}\right)$ 可得分支度量 $\gamma_k(s', s) \propto \exp\{v_k^s [L^a(x_k^s) + L_c w_k^s]\} \cdot \gamma_k^e(s', s)$ 。其中, $\gamma_k^e(s', s) = \exp[L_c w_k^l v_k^l]$ 。

以 S_{on} 表示由输入 $x_k^s = 1$ 引起的状态变化, S_{off} 表示由输入 $x_k^s = 0$ 引起的状态变化, 可知迭代译码器的输出为

$$L(\hat{x}_k^s) = L^a(x_k^s) + L_c w_k^s + \ln \left[\frac{\sum_{S_{on}} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k^e(s', s) \cdot \tilde{\beta}_k(s)}{\sum_{S_{off}} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k^e(s', s) \cdot \tilde{\beta}_k(s)} \right] = L^a(x_k^s) + L_c (y_k^s - 1/2) + L^e(x_k^s), \tag{16}$$

式中右边第一项为先验信息, 第二项为信道度量, 第三项为送入下一级译码的外信息。

对(16)式两侧取对数即得到对数域的表达式。假设原始发送的信息序列为随机分布的序列 u , 长度为 N , 由上述译码算法最终输出的序列为 \hat{u} , 比较 u 和 \hat{u} , 将其中不同的个数计为 M , 则本次译码的差错概率为 $P'_e = M/N$, 然后采用蒙特卡罗方法求出最终的误码率 P_e , 于是弱湍流下 Turbo 码编码数字脉冲间隔调制的差错率为

$$P_{pt} = \int_0^\infty P_e(\text{SNR}) \frac{\ln 10}{20 \sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left\{-\frac{\{\ln[(L\sigma_N^2 10^{\text{SNR}/10})/\overline{\text{SNR}}] + 2\sigma_x^2\}^2}{8\sigma_x^2}\right\} d(\text{SNR}). \tag{17}$$

5 仿真分析

为了分析弱湍流信道条件下数字脉冲间隔调制的差错率, 采用 1/2 码率, $g(7, 5)$ 编码器, Log-MAP 译码算法, 闪烁指数为 $\sigma_x = 0.25$, 在帧长 N

$= 2048$ 的条件下, 仿真分析比较了数字脉冲间隔调制方式在未编码条件下和在 Turbo 码编码下的差错性能, 其中 ITER 表示译码迭代次数, 其结果如图 4 所示。同时给出了高斯信道下的仿真结果, 如图 5

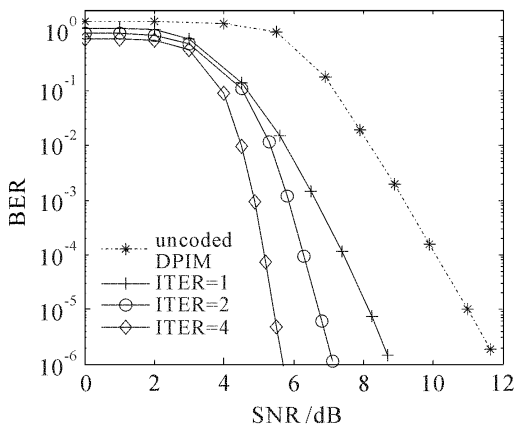


图 4 弱湍流信道下的差错率

Fig. 4 Error performance under weak turbulence channel

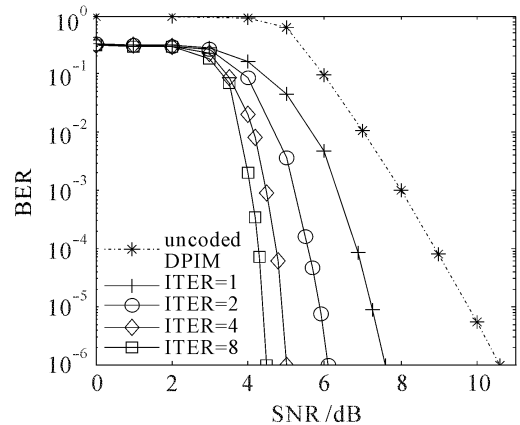


图 5 高斯信道下的差错率

Fig. 5 Error performance under Gaussian channel

所示。

因此,采用 Turbo 码编码的数字脉冲间隔调制方式的误码性能明显优于未编码条件下的误码性能。当误码率为 10^{-6} 时,对于帧长为 2048 的码序列,图 4 中译码分别迭代 1,2,4 次时的差错性能相对于未编码条件下数字脉冲间隔调制的差错性能可提高的信噪比分别约为 3 dB,4.8 dB 和 6 dB;图 5 中译码分别迭代 1,2,4,8 次时的差错性能相对于未编码条件下数字脉冲间隔调制的差错性能可提高的信噪比分别约为 3 dB,4.6 dB,5.6 dB 和 6 dB。即在两种信道条件下,采用 Turbo 码编译码可使系统获得 3~6 dB 的编码增益。同时,比较图 4 与图 5 可知,弱湍流信道比较恶劣,相同信噪比下的误码率比高斯信道下的高;而误码率为 10^{-6} 时,弱湍流信道下要求的信噪比较高斯信道下的约高 1 dB。

6 结 论

在弱湍流信道条件下,给出了分析模型,推导了 Turbo 码编码前后数字脉冲间隔调制的差错率,仿真分析比较了数字脉冲间隔调制在编码前后的差错性能。通过分析比较可知,弱湍流信道比较恶劣,在相同信噪比下,其误码率比高斯信道下的高;当误码率为 10^{-6} 时,弱湍流信道下要求的信噪比较高斯信道下的约高 1 dB,但两种信道条件下仿真结果均表明采用 Turbo 码编译码可使系统获得 3~6 dB 的编码增益,能够有效改善无线光通信系统的差错性能,提高系统的传输质量。

参 考 文 献

1 Jing Li, Murat Uysal. Optical wireless communications; system model, capacity and coding [C]. Proceeding of IEEE Vehicular

- Technological Conference (VTC fall), Orlando. FL, Oct. 2003. 168~172
- 2 Wang Hongxing, Zhu Yinbing, Zhang Tieying *et al.*. Performance study of modulation for optical wireless communication [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2006, **43**(6):38~41
王红星,朱银兵,张铁英等. 无线光通信调制方式性能分析[J]. *激光与光电子学进展*, 2006, **43**(6):38~41
- 3 J. T. H. David, D. R. Wisely, I. Weild *et al.*. Optical wireless; the story so far [J]. *IEEE Communication Magazine*, 1998, **36**(12):72~82
- 4 Jon Hamkins, Meera Srinivasan. Turbo codes for APD-detected PPM [C]. *Proceedings of the Thirty-Sixth Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, 1998, September. 29~38
- 5 J. Hamkins. Performance of binary Turbo-coded 256-ary pulse-position modulation [R]. TMO Progress Report 42-138, 1999. 1~15
- 6 Zhou Haiyan, Ao Faliang. The performance of Turbo codes in optical PPM communication systems [J]. *J. Guilin Institute of Electronic Technology*, 2002, **22**(3):1~4
周海燕,敖发良. Turbo 码在光 PPM 通信系统中的性能分析[J]. *桂林电子工业学院学报*, 2002, **22**(3):1~4
- 7 Xie Weiliang, Tang Junxiong. Analysis on characterization of atmospheric optical wireless communication system based on Turbo code [J]. *Chinese 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
- 8 Tan Qinggui, Hu Yu. Atmospheric 2D-wireless optical code division multiple access communication system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(6):783~787
谭庆贵,胡渝. 二维大气无线光码分多址通信系统[J]. *中国激光*, 2006, **33**(6):783~787
- 9 Xiang Jingsong, Hu Yu. Study on characteristics of distributed array receiver for satellite to ground laser communication [J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(9):1297~1302
向劲松,胡渝. 星地激光通信中分布式接收阵列的特性研究[J]. *光学学报*, 2006, **26**(9):1297~1302
- 10 Naotake Yamamoto, Tomoaki Ohtsuki. Iterative MAP decoding of Turbo coded OOK and Turbo coded BPPM [C]. *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'01)*, San Antonio, TX, Nov. 2001. (to appear):1913~1917
- 11 Naotake Yamamoto, Tomoaki Ohtsuki. Sova-based iterative decoding of Turbo coded OOK and Turbo coden BPPM [J]. *PIMRC*, 2002, **1**:369~373