

采用 QPSK 调制的导频辅助 CDMA 系统的分析和优化¹

郑 侃 王 文 博 杨 大 成

(北京邮电大学电信工程系 北京 100876)

摘 要 该文分析了有导频辅助的采用 QPSK 调制方式的直扩 (DS-SS) 系统, 计算出由于信道估计的不精确而造成的系统性能的损失, 并由此得到了数据信道功率和导频信道功率的最佳比及相应的系统误码率。最后给出仿真结果。

关键词 码分多址, 导频辅助, 信道估计, CDMA2000

中图分类号 TN914.4

1 简介

在 IMT-2000 标准的候选方案中, 基于 CDMA 的建议成为了主流。大多数候选方案支持相干解调方式。在北美最近向国际电联 (ITU) 提出的第三代移动通信系统的建议案 (CDMA2000)^[1] 中, 不仅前向链路有公用导频信道, 而且反向链路的每个用户都可以有专用的导频信道, 这样整个系统都可以采用相干解调。

相干系统利用导频信号跟踪时变的移动信道, 作出信道估计。若希望得到较好的信道估计, 则需要接收机的 \bar{E}_b/N_0 较高, 以使导频信号的功率足够大。但是在干扰受限的 CDMA 系统中, 希望接收机能够以较低的 \bar{E}_b/N_0 正常工作以获得较高的系统容量。从这个观点出发, 希望导频信号的功率尽可能的小。如何确定导频信号和数据信号功率大小的比例使系统性能达到最佳从而提高系统容量就成为一个很重要的问题。本文通过数学分析得出最优的比例系数并通过仿真得到验证。

相干解调的关键在于信道估计做的好坏。文献 [2] 从最小均方误差 (MSE) 准则入手, 得出了在导频辅助系统中的最优的信道估计器是一种理想的低通滤波器的结论。本文的分析即采用理想的低通滤波器来做信道估计器。

在本文的第 2 节根据北美提出的第三代移动通信系统 CDMA2000 提案建立了 QPSK 调制方式的系统模型, 第 3 节从信噪比损失的角度出发分析和优化了数据信号和导频信号功率大小的比例 (DPR), 从理论上得出了比例系数的最优值, 第 4 节给出了相应的数值计算和仿真结果。

2 系统模型

为了简化问题, 我们采用平坦信道模型, 且只考虑无卷积编码和交织的 QPSK 调制方式下单个用户的相干解调的性能。我们根据 CDMA2000 提案建立了反向链路的发射机和接收机, 分别见图 1 和图 2。

调制部分完成了复扩频和波形成形。导频信道和数据信道的扩频增益和符号间隔是相同的。为了避免导频信号和数据信号之间的互干扰, 它们各自的扩频码是相互正交的。调制后的输出信号是

$$s(t) = \sqrt{P_T} \{ [\beta_1 b(t) W_D(t) P_I(t) - \beta_0 p(t) W_0(t) P_Q(t)] \cos w_c t + [\beta_1 b(t) W_D(t) P_Q(t) + \beta_0 p(t) W_0(t) P_I(t)] \sin w_c t \} \quad (1)$$

$b(t)$ 和 $p(t)$ 分别是数据信号和导频信号, 符号间隔为 T_w , 假设它们的值是 ± 1 , 且等概率出现, 则 $E[b(t)^2] = 1$; W_D 和 W_0 分别是数据信号和导频信号对应的 Walsh 扩频码, 码片间隔为 T_c 。扩频增益为 $N = T_w/T_c$; P_I 和 P_Q 是随机扩频序列, 码片间隔为 T_c ; $\beta_0^2 + \beta_1^2 = 1$,

¹ 1999-11-01 收到, 2000-04-02 定稿

信息产业部 IMT-2000 评估与仿真课题组资助课题

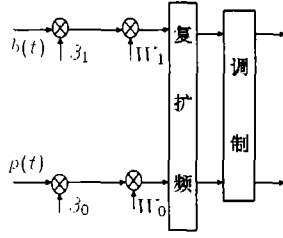


图 1 发射机结构

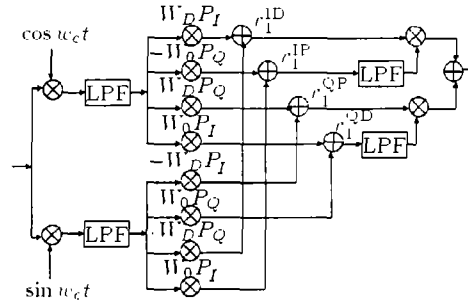


图 2 接收机的结构

$\beta_0 = 1/\sqrt{1+p}$, $\beta_1 = \sqrt{p}/\sqrt{1+p}$, 其中 $p = \beta_1^2/\beta_0^2$ 为数据信号和导频信号的功率比。 P_T 是发射信号的功率。

那么, 信号经过平坦信道后, 在接收端收到的信号是

$$\begin{aligned} r(t) = & \alpha(t) \sqrt{\varepsilon} \{ [\beta_1 b(t-\tau) W_D(t-\tau) P_I(t-\tau) - \beta_0 p(t-\tau) W_0(t-\tau) P_{Q_k}(t-\tau)] \\ & \times \cos(\omega_c t + \phi) + [\beta_1 b(t-\tau) W_D(t-\tau) P_Q(t-\tau) + \beta_0 p(t-\tau) W_0(t-\tau) P_{I_k}(t-\tau)] \\ & \times \sin(\omega_c t + \phi) \} + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

$\alpha(t)$ 是平坦信道服从瑞利衰落的衰减因子; 随机变量 τ 和 ϕ 是信道的延时和相移, 满足 $[0, T]$ 和 $[0, 2\pi]$ 之间的均匀分布; $n(t)$ 是信道的加性高斯白噪声, 功率谱密度为 N_0 ; $\varepsilon = P_T/T_w$ 。

假设在收端达到理想的同步, 采用相干解调的方式, 可以得到

$$r^{ID} = \alpha(t) \sqrt{\varepsilon} \beta_1 b(t) \cos \phi + N^{ID} \quad (3)$$

$$r^{IP} = \alpha(t) \sqrt{\varepsilon} \beta_0 \cos \phi + N^{IP} \quad (4)$$

$$r^{QD} = \alpha(t) \sqrt{\varepsilon} \beta_1 b(t) \sin \phi + N^{QD} \quad (5)$$

$$r^{QP} = \alpha(t) \sqrt{\varepsilon} \beta_0 \sin \phi + N^{QP} \quad (6)$$

设 N^{ID} , N^{IP} , N^{QD} , N^{QP} 是功率谱密度为 $I_0 = N_0/2$ 的高斯随机变量。

3 数据信号功率与导频信号功率比例 p 的最佳值

对于某一个用户, 在给定数据和导频信号的总的平均功率的条件下, 对 DPR 进行优化。优化的准则是尽量减少由于信道估测的不精确和导频信号的存在而引起的信噪比的损失。

假设能做到理想信道估测, 即将导频支路的噪声完全去掉, 那么式 (4) 和式 (6) 进一步简化为

$$r^{IP} = \sqrt{\varepsilon} \beta_0 \alpha(t) \cos \phi \quad (7)$$

$$r^{QP} = \sqrt{\varepsilon} \beta_0 \alpha(t) \sin \phi \quad (8)$$

并进一步对信号做归一化, 即除以因子 $\sqrt{\varepsilon} \beta_0$, 以简化 (7), (8) 式。那么解调输出的信号为

$$y(t) = |\alpha(t)|^2 \sqrt{\varepsilon} \beta_1 b(t) + N \quad (9)$$

可以认为, N 是均值为 0, 方差为 $\sigma_{\text{ideal-esti}}^2$ 的高斯分布的随机变量。

$$\sigma_{\text{ideal-esti}}^2 = E[|\alpha(t)|^2] I_0 \quad (10)$$

这样得到在理想的信道估测下的信噪比为

$$\gamma_{\text{ideal-esti}} = \{E[|\alpha(t)|^2] \varepsilon \beta_1^2\} / I_0 \quad (11)$$

但是, 在实际中, 无法做到理想的信道估测。也就是说, 对于 (4) 式和 (6) 式无法做到使其简化为 (7) 式和 (8) 式。我们能做的只是使导频信号的噪声部分尽量的小, 而不可能完全去除。

在瑞利衰落信道中, 衰落因子 α 服从低通的高斯随机过程, 功率谱 (又称多普勒频谱) 为 $\phi(f)$, 当 $f \geq f_d$, $\phi(f) = 0$ 。根据 Jakes 信道模型, $\phi(f) = K[1 - (f/f_d)^2]^{-1/2}$ 。其中, K 是常数, f_d 是信道的最大可能的多普勒频偏。

如果 $\phi(f)$ 是确知的, 那么由维纳滤波器理论^[3]可以得到, 信道的优化 MMSE 估测器是一种线性相位滤波器, 其频率特性为 $H(f) = \sqrt{\phi(f)}$ 。但是实际中多普勒频谱通常是不确知的或是时变的, 这时我们所能够知道的只是 $\alpha(t)$ 是一个低通过程。在这种情况下, 我们可以用一个截止频率大于或等于 f_d 的理想低通滤波器做为非自适应的估测器。这样, 大大简化分析和实际中的实现。

下面采用低通滤波器做为信道估测器继续分析。将导频支路的信号通过低通滤波器, 并做归一化, 得到

$$\tilde{r}^{\text{IP}} = \alpha(t) \cos \phi + \tilde{N}^{\text{IP}} \quad (12)$$

$$\tilde{r}^{\text{QP}} = \alpha(t) \sin \phi + \tilde{N}^{\text{QP}} \quad (13)$$

这样, 导频支路信号的噪声方差发生了变化

$$\text{Var}[\tilde{N}^{\text{IP}}] = [v/(\varepsilon\beta_0^2)]\text{Var}[N_1^{\text{IP}}] = [v/(\varepsilon\beta_0^2)]I_0 \quad (14)$$

$$\text{Var}[\tilde{N}^{\text{QP}}] = [v/(\varepsilon\beta_0^2)]\text{Var}[N^{\text{QP}}] = [v/(\varepsilon\beta_0^2)]I_0 \quad (15)$$

式中 $v = 2f_{\text{cut-off}}/f_p$, $f_{\text{cut-off}}$ 是 LPF 的截止频率, f_p 是导频频率; $\text{Var}[N^{\text{IP}}] = \text{Var}[N^{\text{QP}}] = I_0$ 。最后, 得到的解调信号为

$$\tilde{y}(t) = |\alpha|^2 \sqrt{E_1} \beta_1 b(t) + \tilde{N} \quad (16)$$

(16) 式的前半部分表示的是接收信号的有用部分, 后半部分表示的是干扰。可以认为, \tilde{N} 是均值为 0, 方差为 $\sigma_{\text{noisy-esti}}^2$ 的高斯分布的随机变量。

$$\sigma_{\text{noisy-esti}}^2 = I_0 E[|\alpha(t)|^2] \{1 + v\beta_1^2/\beta_0^2 + 2vI_0/\{\varepsilon\beta_0^2 E[|\alpha(t)|^2]\}\} \quad (17)$$

所以, 在利用理想低通滤波器作信道估测时得到的信噪比为

$$\gamma_{\text{noisy-esti}} = \frac{E[|\alpha(t)|^2] \varepsilon \beta_1^2 / I_0}{1 + v\beta_1^2/\beta_0^2 + 2vI_0/\{\varepsilon\beta_0^2 E[|\alpha(t)|^2]\}} \quad (18)$$

把 (11) 式与 (18) 式相比, 得到

$$\begin{aligned} \frac{\gamma_{\text{noisy-esti}}}{\gamma_{\text{ideal-esti}}} &= \left\{ 1 + v \frac{\beta_1^2}{\beta_0^2} + 2 \frac{v}{\varepsilon \beta_0^2 E[|\alpha(t)|^2]} I_0 \right\}^{-1} \\ &= \{1 + v[p(1 + N_0/(\varepsilon E[|\alpha(t)|^2]) + N_0/(\varepsilon E[|\alpha(t)|^2])]\}^{-1} \end{aligned} \quad (19)$$

(19) 式表示的是由于噪声的存在使信道估计不精确而造成的系统的信噪比损失。

另一方面, 考虑到即使在对信道进行理想的估测时, 由于导频信号占有全部发射功率的一部分, 所以也造成性能的损失, 大小为 $p/(1+p)$ 。

综上所述, 系统总的损失因子为

$$\lambda_{\text{total}} = \{1 + v[p(1 + N_0/(\varepsilon E[|\alpha(t)|^2]) + N_0/(\varepsilon E[|\alpha(t)|^2])]\}^{-1} p/(1+p) \quad (20)$$

(21) 式是 p 的函数, 对 p 求偏导后得到极值点, 这样我们就得到系统性能损失最小时的 p 值。

$$p_{\text{opt}} = \sqrt{\left\{1 + v \frac{N_0}{\varepsilon E[|\alpha(t)|^2]}\right\} / \left\{v + v \frac{N_0}{\varepsilon E[|\alpha(t)|^2]}\right\}} \quad (21)$$

从上式可以看出, $p_{\text{opt}} > 1$, 所以在信噪比损失最小时, 数据信号的功率大于导频信号的功率。假设车速为 120km/h, 载频为 2GHz, 则信道的多普勒频偏约为 220Hz, 这样, 根据 (22) 式我们可以计算出系统性能最优时的数据信号和导频信号的比例关系。如图 3 示。

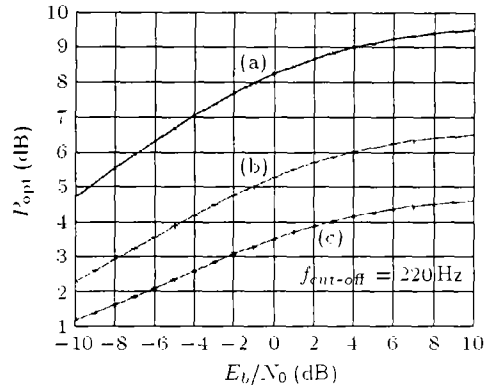


图 3 数据信号功率与导频信号功率的最佳比例 (理论值)
(a) $f_p = 38400\text{Hz}$; (b) $f_p = 9600\text{Hz}$; (c) $f_p = 4000\text{Hz}$

下面我们来考虑此时系统的误码率。由文献 [4] 可以得到, 相干的 QPSK 的 BER 是

$$P_{4b} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2 - \mu^2}} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1 + \mu^2}{4 - 2\mu^2} \right)^k \right] \quad (22)$$

$$\mu = \left[\left(1 + \frac{1+p}{p} \frac{LN_0}{\varepsilon E[|\alpha_k(t)|^2]} \right) \left(1 + v(1+p) \frac{LN_0}{\varepsilon E[|\alpha_k(t)|^2]} \right) \right]^{-1/2} \quad (23)$$

v 是导频信号经过信道估测器的衰减因子。

如果信道估测器是一个截止频带为 $f_{\text{cut-off}}$ 的理想低通滤波器, 则 $v = 2f_{\text{cut-off}}/f_p$ 。在平坦信道下, $L = 1$, 则 (22) 和 (23) 式变为

$$P_{4b} = (1/2)[1 - \mu/(\sqrt{2 - \mu^2})] \quad (24)$$

$$\mu = \left[\left(1 + \frac{1+p}{p} \frac{N_0}{\varepsilon E[|\alpha_k(t)|^2]} \right) \left(1 + v(1+p) \frac{N_0}{\varepsilon E[|\alpha_k(t)|^2]} \right) \right]^{-1/2} \quad (25)$$

根据 (21), (24), (25) 式, 可以计算出在采用最佳 p 时系统在平坦信道下的误码率。

4 仿真结果和结论

考虑平坦信道下, 车速为 120km/h、载频为 2GHz 时的最大多普勒偏移为 220Hz。因为考虑高速移动情况, 所以不采用功率控制。

我们采用 Synopsys 公司的 COSSAP 仿真软件进行仿真。用滤波器设计工具 QED 设计了一个 65 阶的 FIR 低通滤波器做为信道估测器, 并用 64 阶 Walsh 码作为数据和导频信道的扩频码。得到仿真结果如图 4 和图 5。

实际中导频信号的噪声部分经过低通滤波器后的衰减因子无法做到理想的 $v = 2f_{\text{cut-off}}/f_p$, 而是大于这个值。另一方面, (21) 式其实是变量 v 的递减函数。所以实际中的 p_{opt} 值比理论上的要小。这与图 4 所示的仿真结果相符。由于导频支路的噪声无法完全消除, 所以仿真所得的误码率要比理论值高。

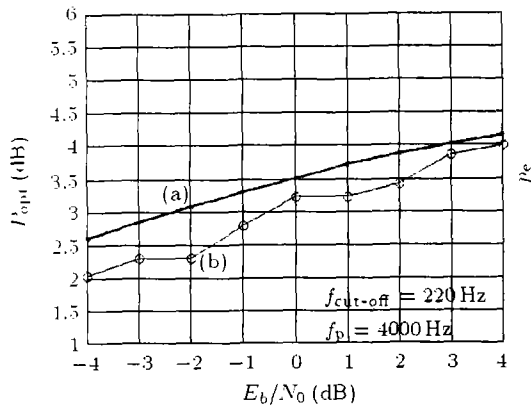


图 4 平坦信道下数据信号功率与导频信号功率的最佳比例 (a) 计算值, (b) 仿真值

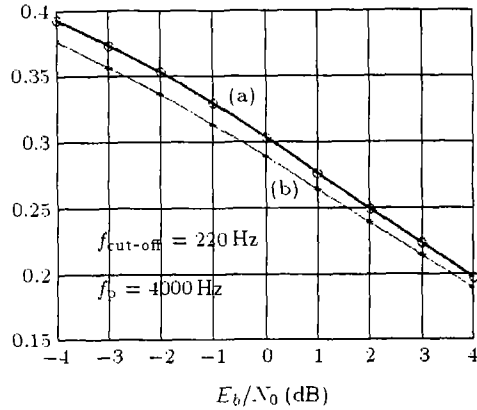


图 5 平坦信道下采用功率最佳比例时的系统误码率 (a) 计算值, (b) 仿真值

本文中, 我们考虑了相干调制的移动通信系统 CDMA2000 中对导频信道的优化和处理, 得到了系统性能最优时数据信道功率和导频信道功率的比例 (DPR) 大小, 并给出了此时的系统性能。分析得到 DPR 和相应的 BER 通过仿真得到了验证。

合理地设计 DPR 的大小, 是提高系统容量的重要手段之一。但应该注意到移动信道的特性等也是影响容量的重要因素。在研究各国提交 ITU 的 CDMA2000 系统的评估报告中, 我们可以看到不同的移动信道中, 上/下行的容量大小不一致。所以, 在考虑系统优化时, 我们不仅要考虑调制解调的实现手段出发考虑问题, 而且要认真地分析移动环境等其它因素, 综合地得到一个最佳的方案。

参 考 文 献

- [1] TIA/EIA/CDMA2000, The CDMA 2000 ITU-R Candidate Submission, August, 1998.
- [2] F. Ling, Coherent detection with reference-symbol based channel estimation for direct sequence CDMA uplink communications, Proc. VTC'93, NJ, USA, 1993, 400-403.
- [3] A. Papoulis, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, New York, McGraw-Hill, 1965, Chapter 5.
- [4] John G. Proakis, Digital Communications, 3rd, 北京, 电子工业出版社, Appendix C.

ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF PILOT-CHANNEL-ASSISTED QPSK FOR DS-CDMA SYSTEMS

Zheng Kan Wang Wenbo Yang Dacheng

(Dept. of Electron. Eng., Beijing University of Posts and Telecomm., Beijing 100876, China)

Abstract In this paper, the pilot-channel-assisted QPSK in direct-sequence code-division multiple-access (DS-CDMA) system is investigated. The performance loss due to imperfect channel estimation is calculated. Then the data-to-pilot channel power ratio is optimized analytically and the probability is presented. Finally, simulation results are given.

Key words CDMA, Pilot-assisted-channel, Channel estimation, CDMA2000

郑 侃: 男, 1974 年生, 硕士生, 信号与信息处理专业。

王文博: 男, 1965 年生, 硕士生导师, 教授, 从事移动通信、信号处理方面的研究工作。

杨大成: 男, 1951 年生, 博士生导师, 教授, 从事移动通信、信号处理方面的研究工作。