

OFDM系统中相干解调M-PSK的导引符号功率优化*

陈继明** 唐友喜 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】在多径衰落信道下,分析了采用M-PSK的相干解调正交频分复用系统中导引符号功率对解调性能的影响,优化了导引符号与数据符号功率比,计算了不精确信道估计引起的系统性能的损失。分析和仿真结果表明,最优导引符号功率与数据符号功率之比由信噪比、多普勒频率和内插滤波器系数等因素决定。当采用最优功率比值时,为达到相同的误比特率,所需的总发射功率最小。

关键词 正交频分复用; 导引符号辅助调制; 导引数据功率比; 衰落信道

中图分类号 TN911 **文献标识码** A

Analysis and Optimization of Pilot-Symbol-Assisted M-PSK for OFDM Systems

Chen Jiming Tang Youxi Li Shaoqian

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The current analysis focuses on the influence of demodulation performance in multipath fading propagation environments, which results from the pilot power variation of pilot symbol assisted modulation M-PSK in orthogonal frequency division multiplexing systems. The pilot-to-data power ratio is optimized analytically, and the loss due to imperfect channel estimation is calculated. Theoretical and simulation results show that the optimum pilot-to-data power ratio is affected by the signal-to-noise ratio, Doppler frequency and interpolation size etc. Once the optimization parameter of pilot-to-data power ratio is used, system transmission power is minimum while still meeting the fixed bit error rate target.

Key words orthogonal frequency division multiplexing; pilot symbol assisted modulation; pilot-to-data power ratio; fading channel

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)是一种在高速数据传输中采用的调制技术,信道估计技术是进一步增强数据传送性能的重要技术。同差分解调相比,带有信道估计的导引符号辅助相干解调(Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)可有约3 dB的信噪比增益^[1]。

在系统总发射功率受限的情况下,对于导引符号辅助的信道估计,增加导引符号的功率可以提高信道估计的精确度,有利于误码率(Bit Error Rate, BER)的降低,但同时,导引符号功率的增加需降低数据符号的功率,以保持总发射功率不大于受限值,这既增大了干扰又降低了解调性能;另外,减小导引符号的功率将降低信道估计的精确度。因此导引符号功率与数据符号功率之比(Pilot-to-data Power Ratio, PDR)有一个最佳值。文献[2]分析了DS-CDMA系统中采用BPSK调制的PDR的最优解,其中系统总发射功率恒定,采用定信噪比(Signal-to-noise Ratio, SNR)下最小误码率准则。文献[3]分析了cdma2000系统上行链路中导引功率的分配,给出了满足BER条件下最小传输功率的表达式。文献[4]仿真了适用于欧洲DVB-T标准的QPSK-OFDM

2003年8月29日收稿

* 国家863计划资助项目,编号:2001AA123013;国家自然科学基金资助项目,编号:60272009

** 男 30岁 博士生 主要从事无线通信OFDM技术方面的研究

系统导引子载波的最优功率, 但没有进行理论分析。

本文将从理论上分析采用M-PSK调制的导引符号辅助OFDM系统中最优的导引功率分配方案, 根据最小BER准则给出最优PDR的表达式, 计算不精确信道估计引起的系统性能损失。

1 系统模型

1.1 系统描述

图1描述了基于导引符号辅助相干调制的OFDM基带系统模型。假设OFDM系统有N个子载波, 第l个OFDM传输信号经过反相快速离散傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)后在时刻n的发射信号为

$$x_{l,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

式中 $X_{l,k}$ 为数据符号和导引符号组成的序列。

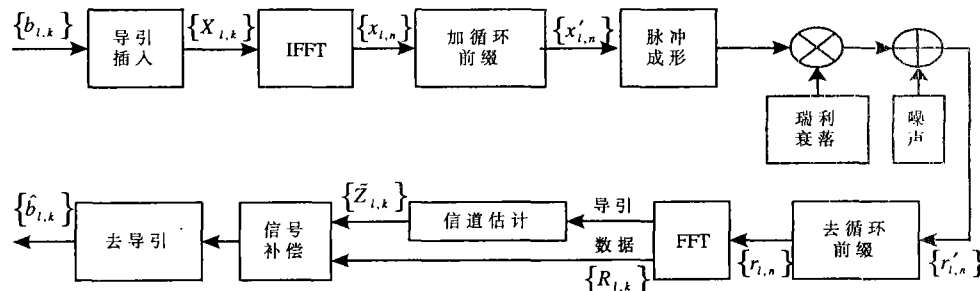


图1 OFDM基带系统模型

1.2 信道模型

本文考虑的信道为广义静态非相关散射(Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSSUS)瑞利衰落信道, L条不同时延的信道脉冲冲激响应为

$$h(n; i) = \sum_{i'=0}^{L-1} h_i(n) \delta(i - i') \quad (2)$$

式中 $h_i(n)$ 为离散时间n时第i条传播路径的脉冲响应, 其相关函数为^[5]

$$E[h_i(n)h_i^*(n')] = \sigma_i^2 R_h(n - n') \delta(i - i') = \sigma_i^2 e^{j2\pi f_d T(n - n')} J_0[2\pi f_d T(n - n')] \delta(i - i') \quad (3)$$

式中 $E[\cdot]$ 为数学期望算子; σ_i^2 为第i径的平均功率; $J_0(\cdot)$ 为零阶Bessel函数; f_d 为最大多普勒频移; f_0 为频率偏置; T是一个OFDM符号的采样周期。

1.3 接收模型

在OFDM系统信道估计中, 假定系统的频率同步完全准确, 即 $f_0 = 0$, 保护间隔完全消除了符号间的干扰(ISI), 则接收的第k个子载波第l个OFDM符号为

$$R_{l,k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_{l,n} e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} = X_{l,k} H_{l,k} + C_{l,k} + W_{l,k} \quad (4)$$

式中 $r_{l,n}$ 为去掉保护间隔后的接收信号; 右边第一项为FFT后接收到的第k个子载波第l个OFDM符号,

$H_{l,k} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} h_i[n + (l-1)N_T] e^{-j\frac{2\pi ik}{N}}$ 为信道衰落, 是零均值复高斯随机变量, 即每个子信道是瑞利衰落信道,

N_T 是带保护间隔的整个OFDM符号传输序列的长度; $C_{l,k} = \frac{1}{N} \sum_{k'=0, k' \neq k}^{N-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_{l,k'} h_i[n + (l-1)N_T] e^{-j\frac{2\pi(k-k')n}{N}} e^{-j\frac{2\pi ik}{N}}$

为子信道间的干扰, 文献[6]分析了子信道间的干扰ICI的影响, 并将其建模成一个零均值高斯随机变量,

是多普勒频率的函数; 第三项 $W_{l,k} = \sum_{n=0}^{N-1} n_{l,n} e^{-j2\pi kn/N}$ 是白高斯随机变量的和, 故是单边带功率谱为 $N_0/2$ 的复白高斯噪声过程。

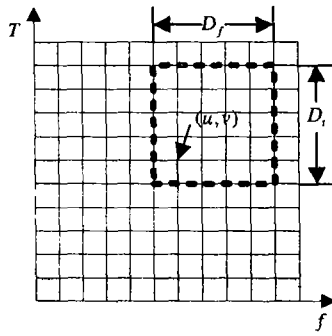


图2 导引图案(灰度位置为导引符号)

图2给出了OFDM系统导引符号的典型配置(其他图案模式分析方式相同), 间隔 D_t 个OFDM符号和 D_f 个子载波插入导引符号, 定义 ρ 为导引功率 E_p 和数据功率 E_d 之比, 即

$$\rho = E_p / E_d \quad (5)$$

设在时频域上间隔为 D_t 和 D_f 数据块, 即第 (u, v) 块的总能量恒定为 ε (图2虚框部分, 该导引符号位置为 (u, v)), 即

$$\varepsilon = E_p + (D_f D_t - 1) E_d \quad (6)$$

对于M-PSK, 接收的每比特能量为

$$E_b = E_d [\rho + (D_f D_t - 1)] / \log_2^M (D_f D_t - 1) \quad (7)$$

由式(4)知, 第 k 个子载波第 l 个OFDM符号为导引符号时的信道

衰落为

$$\hat{z}_{l,k} = \frac{R_{l,k}}{X_p} = H_{l,k} + \frac{C_{l,k}}{X_p} + \frac{W_{l,k}}{X_p} \quad (8)$$

式中 X_p 为导引符号。在时频域上通过相邻几个导引符号的衰落进行二维线性内插得到数据符号的衰落估计, 则时频域上第 (u, v) 个数据块中第 k 个子载波第 l 个OFDM数据符号的导引估计为

$$\tilde{z}_{u,v}^{l,k} = \sum_{q=-\lfloor(Q-1)/2\rfloor}^{\lfloor(Q/2)\rfloor} \sum_{p=-\lfloor(P-1)/2\rfloor}^{\lfloor(P/2)\rfloor} g_q^k f_p^l \hat{z}_{u+p,v+q} \quad l=1,2,\dots,D_t-1, k=1,2,\dots,D_f-1 \quad (9)$$

式中 g_q^k 为频域内插滤波器系数; f_p^l 为时域内插滤波器系数; $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取最小正整数。式(9)表示在频域上 Q 个相邻导引符号、时域上 P 个相邻导引符号进行二维线性内插的信道估计, 信道增益 $H_{l,k}$ 的相关函数为

$$E\{H_{l,k} H_{l-p',k-q'}^*\} = \frac{1}{N^2} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{i'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \left\{ e^{-j\frac{2\pi k i}{N}} e^{j\frac{2\pi(k-q')i'}{N}} E[h_i(n+(l-1)N_T) h_{i'}^*(n'+(l-p'-1)N_T)] \right\} = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0[(2\pi f_d T |n-n'+N_T p'|)] \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 e^{-j\frac{2\pi q' i}{N}} \quad (10)$$

式中 (p', q') 为信号与第 (l, k) 符号在时域和频域上的间距, 而信道间的干扰的均值为0, 方差为

$$V_{ar}\{C_{l,k}\} = \sum_{c=0, c \neq k}^{N-1} \sum_{c'=0, c' \neq k}^{N-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{i'=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N^2} E\{X_{l,c} X_{l,c'}^*\} E\{h_i(n+(l-1)N_T) \times h_{i'}^*(n'+(l-1)N_T)\} e^{j\frac{2\pi(k-c)n}{N}} e^{-j\frac{2\pi(k-c')n'}{N}} e^{-j\frac{2\pi k i}{N}} e^{j\frac{2\pi k i'}{N}} \right\} = \frac{E_d}{N^2} \sum_{c=0, c \neq k}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0[(2\pi f_d T (n-n'))] e^{j\frac{2\pi(k-c)(n-n')}{N}} \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 \quad (11)$$

ICI方差的近似表达式为^[7]

$$\sigma_{ICI}^2 = E_d (f_d T_s)^2 \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 \quad (12)$$

式中 T_s 是加上保护间隔后整个OFDM符号周期。本文假设时间在完全同步的情况下完成下面的推导, 则式(10)中 n 和 n' 相等。由式(4)可以得出接收信号 $R_{l,k}$ 的方差为

$$m_{RR} = E[|R_{l,k}|^2] = E_d \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 + E_d (f_d T_s)^2 \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 + N_0 \quad (13)$$

估计信号的方差为

$$m_{ZZ} = E[|\tilde{z}_{u,v}^{l,k}|^2] = \sum_{q=-\lfloor(Q-1)/2\rfloor}^{\lfloor(Q/2)\rfloor} \sum_{p=-\lfloor(P-1)/2\rfloor}^{\lfloor(P/2)\rfloor} |g_q^k f_p^l|^2 \left[\frac{N_0}{E_p} + \frac{E_d (f_d T_s)^2}{E_p} \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 \right] + \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i \quad (14)$$

式中 $\pi_i = \sum_q \sum_{q'} \sum_p \sum_{p'} g_q^k g_{q'}^k f_p^l f_{p'}^l R^i(\tau_p, \nu_q)$ 是第 i 条子信道上的数据符号的衰落估计的相关函数;

$R^i(\tau_p, \nu_q) = \sigma_i^2 J_0(2\pi f_d T \tau_p) e^{-j2\pi \nu_q i / N}$ 是第 i 条移动无线子信道的衰落相关函数; $\tau_p = (pD_t - l)N_t$; $\nu_q = (qD_f - k)$, 用向量表示为

$$\boldsymbol{\pi}_i = \mathbf{g} \begin{pmatrix} \mathbf{f} \mathbf{R}_{\Phi=0}^i \mathbf{f}^T & \cdots & \mathbf{f} \mathbf{R}_{\Phi=D_f}^i \mathbf{f}^T \\ \mathbf{f} \mathbf{R}_{\Phi=-1}^i \mathbf{f}^T & & \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{f} \mathbf{R}_{\Phi=-D_f}^i \mathbf{f}^T & \cdots & \mathbf{f} \mathbf{R}_{\Phi=0}^i \mathbf{f}^T \end{pmatrix} \mathbf{g}^T \quad (15)$$

式中 时频域上滤波器系数组成行向量 $\mathbf{f} = [f_{-(P-1)/2}, \dots, f_{P/2}]$ 和 $\mathbf{g} = [g_{-(Q-1)/2}, \dots, g_{Q/2}]$; $(\cdot)^T$ 表示向量转置; $\mathbf{R}_{\Phi=D_f}^i$ 是第 i 条子信道在频域上 $\Phi = D_f$ 时 $\mathbf{R}^i(\Delta, \Phi = D_f)$ 在时域上的相关矩阵, 而接收信号和估计信号的协方差为

$$m_{RZ} = E[R_{i,k} \tilde{Z}_{u,v}^*] = X_{i,k} \sum_{q=-(Q-1)/2}^{(Q/2)} \sum_{p=-(P-1)/2}^{(P/2)} \left[g_q^k f_p^l \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 J_0 [2\pi f_d T(pD_i - l) N_T] e^{-j \frac{2\pi(qD_f - k)i}{N}} \right] \quad (16)$$

不精确信道估计下BPSK的BER为^[8]

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \mu \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1 - \mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (17)$$

QPSK的BER为

$$P_{ab} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2 - \mu^2}} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1 + \mu^2}{4 - 2\mu^2} \right)^k \right] \quad (18)$$

式(17)和式(18)中, μ 表示每径相关输出与内插估计的互相关性, 考虑到接收端多径信息的合并, 代入式(7), 则

$$\mu = \frac{m_{RZ}}{\sqrt{m_{RR} m_{ZZ}}} = \frac{\sum_{q=-(Q-1)/2}^{(Q/2)} \sum_{p=-(P-1)/2}^{(P/2)} g_q^k f_p^l \sum_{i=0}^{L-1} J_0 [2\pi f_d T(pD_i - l) N_T] e^{-j \frac{2\pi(qD_f - k)i}{N}}}{\left\{ \left[1 + (f_d T_s)^2 + \frac{L(\rho + K)}{\gamma_b \log_2^M K} \right] \left[\sum_{i=0}^{L-1} \pi_i^0 + \frac{\lambda (f_d T_s)^2}{\rho} + \frac{L\lambda(\rho + K)}{\rho \gamma_b \log_2^M K} \right] \right\}^{1/2}} \quad (19)$$

式中 $\lambda = \sum_{q=-(Q-1)/2}^{(Q/2)} \sum_{s=-(S-1)/2}^{(S/2)} |g_q^k f_s^l|^2$ 为导引信号通过衰落信道的衰落因子; $\gamma_b = E_b \sigma^2 / N_0$; $\sigma^2 = E[\sigma_i^2]$ 表示可分离的多径信号平均功率; $K = D_i D_f - 1$, $\pi_i^0 = \pi_i / \sigma_i^2$ 是归一化的相关值。采用给定 E_b / N_0 、多普勒频率和内插滤波器系数的条件下最小BER准则可以得到最优功率分配因子。式(17)和式(18)是互相关系数 μ 的单调递减函数, 当 μ 最大时, BER最小, 故对式(19)求关于 ρ 的一阶偏导数并令其等于0得到最优的分配因子

$$\rho_0 = \sqrt{\frac{(\gamma_b \log_2^M K + (f_d T_s)^2 \gamma_b \log_2^M K + KL)(\lambda (f_d T_s)^2 \gamma_b \log_2^M K + \lambda LK)}{L \gamma_b \log_2^M K \sum_{i=0}^{L-1} \pi_i^0 + L^2 \lambda}} \quad (20)$$

当PDR取 ρ_0 时, μ 最大, 得到最小的BER。相同的分析可以用于 $M > 4$ 的M-PSK调制方式的系统, 误码率性能同样由相关系数决定。

2 理论分析及仿真结果

本文使用COSSAP软件作为仿真工具, 信道环境为M1 225 Vehicular Channel B, 选用三径信道(即 $L=3$)。设定载波频率为2 GHz, 信号带宽为20 MHz, 子载波数 $N=4096$, 则符号周期为200 μs , 保护间隔取25 μs , 导引符号在频域和时域上的间隔都为4。

内插滤波器系数与PDR关系的理论曲线如图3所示。从图中可以看出, 随着内插滤波器尺寸的增加, PDR相应变小。在 $E_b/N_0=15$ dB的条件下, 当 $Q=P=3$ 时, PDR=1.5达到最小的BER。但 $Q=P=4$ 时, 由于内插尺寸超过信道的相干时间, 故性能反而恶化。

图4是PSK的PDR与 E_b/N_0 和多普勒频率的关系图。分析和仿真曲线说明, 随着 E_b/N_0 的增大, PDR减小。

可以看出, 由于多普勒频率的影响, PDR是随着移动速度的增加而变化增大。即在相同的信噪比下, 移动速度为10 km/h和50 km/h, PDR变化很小, 而速度为100 km/h时, PDR变化显著增加。

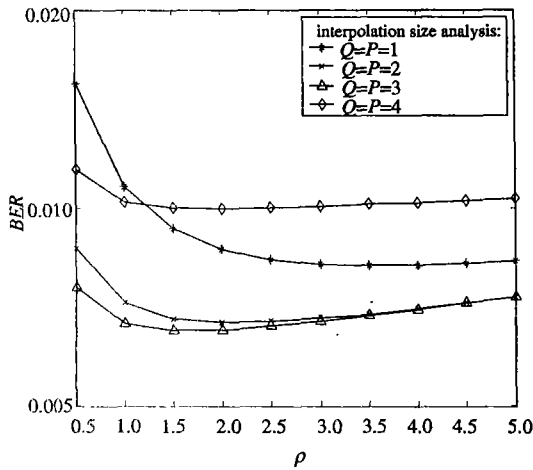


图3 误码率与最优功率比曲线, SNR=15 dB, 100 km/h

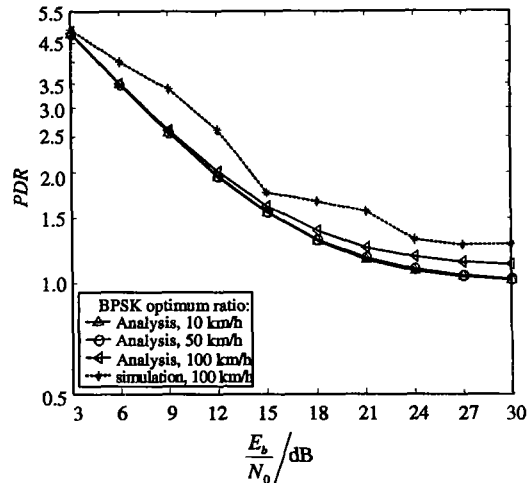


图4 PDR与 E_b/N_0 和速度的关系, $Q=P=3$

3 结束语

对于OFDM导引符号辅助相干解调M-PSK系统, 在给定总发射功率的情况下, 为了得到最佳的误码率性能, 通过理论与仿真, 给出了最优的导引符号功率与数据符号功率之比。最优的导引符号和数据符号功率之比是根据最小误码率准则得出的。理论和仿真结果可以用来确定瑞利衰落环境中最优的PDR分配以补偿不完美信道估计引起的信噪比损失。而最优选取PDR能够有效地改善整个系统性能而不增加系统的发射功率。分析与仿真结果表明, 最优导引符号功率与数据符号的功率之比受到信噪比、多普勒频率和内插滤波器系数等因素的影响。

参 考 文 献

- [1] James K C. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels [J]. IEEE Trans Veh Technol, 1991, 40(11): 686-693
- [2] Peter S. Analysis and optimization of pilot-channel-assisted BPSK for DS-CDMA systems [J]. IEEE Trans. Comm., 1998, 46(9): 1122-1124.
- [3] John S T, Damian D, Bevan N. Pilot power allocation for CDMA systems with antenna arrays [C]. Proceedings of IEEE, 2000, 1: 424-428
- [4] Ana Garcia A, Beatriz B, Miguel C. Parameter optimization and simulated performance of a DVB-T digital television broadcasting system [J]. IEEE Trans On Broadcasting, 1998, 44(1): 131-137
- [5] Jake W C. Microwave mobile communications [M]. New York, Wiley, 1974
- [6] Russell M, Stuber G L. Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment [J]. IEEE VTC, 1995, 2(7): 820-824
- [7] Santella G. Bit error rate performance of M-QAM orthogonal multicarrier modulation in presence of time-selective multipath fading[C]. IEEE ICC, 1995, 2: 830-834
- [8] Proakis J G. Digital communications [M]. 3rd ed., New York, McGraw-Hill, 1995