

多径衰落信道中导引辅助二维扩频的导引功率优化

邵士海 唐友喜 戚骥 李少谦 宋立军

(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 在多径衰落信道中,针对BPSK调制的广义二维扩频系统,该文分析了导引符号与数据符号的功率比对导引辅助相干解调的误码率性能的影响,在系统总的发射功率一定的条件下,优化了导引符号与数据符号的功率比。结果表明,分析结果与仿真结果相吻合,导引符号与数据符号功率比的最优值是由多径信道的信噪比、多普勒频移、多径时延、低通滤波器的特性等因素决定的。

关键词 二维扩频通信,导引符号辅助调制,导引符号与数据符号功率比,误码率,衰落信道

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)08-1373-06

Analysis and Optimization of Pilot Symbol Assisted Two Dimensional Spread Spectrum Systems in Multi-path Fading Channels

Shao Shi-hai Tang You-xi Qi ji Li Shao-qian Song Li-jun

(National key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract This paper investigates the bit error rate performance influence due to variation of the power of the pilots in pilot symbol assisted BPSK modulated general two-dimensional spread spectrum systems in Rayleigh fading propagation environments. Under the circumstance, that the system's total transmitting power is fixed, the pilot to data power ratio is optimized analytically. Simulation results accord with theoretical conclusions, both of which illuminate that the optimum pilot to data power ratio is determined by the parameters of multipath fading channels such as SNR, Doppler frequency and multipath delay. The characteristic of low pass filter also affects the optimum pilot to data power ratio.

Key words Two-dimensional spread spectrum communication, Pilot symbol assisted modulation, Pilot-to-data power ratio, BER, Fading channels

1 引言

广义二维扩频^[1]是一种时频二维扩频方法,其同一个数据比特的不同扩频码片在不同的子载波及不同时间内传输。与文献[2, 3]的时域扩频、频域扩频串联的二维扩频方法不同,广义二维扩频的扩频矩阵,其任意两列均可是非相关的。

采用信道估计技术可以进一步提高二维扩频通信系统的误码率性能,并且采用导引符号辅助相干解调的信道估计方式同差分解调相比,可以有近3 dB的信噪比增益^[4]。

在系统总的发射功率一定的情况下,采用导引符号辅助的信道估计方式,增加导引符号的功率,则可以提高信道估计的精确度,有利于系统误码率性能的改善,但是导引符号功率的增加又会使得数据符号的功率降低,这样会降低数据的解调性能。反之,如果减小导引符号的功率,则信道估计的精确度会降低^[5, 6]。因此,导引符号与数据符号的功率比(Pilot-to-Data power Ratio, PDR)有一个最优值。文献[5]分析了DS-CDMA系统中采用BPSK调制时,在系统的发射总功率

一定的情况下,使得误码率最小的PDR最优值。文献[6]研究了OFDM系统中采用MPSK调制时,使得误码率最小的PDR最优值。文献[7]研究了cdma2000系统上行链路采用QPSK调制时,使得总的信道估计性能损失最小的PDR最优值。文献[8]仿真了适用于欧洲DVB-T标准的QPSK-OFDM系统导引子载波的最优功率,但是没有理论分析支持。

在系统总发射功率一定的条件下,有关导引辅助的广义二维扩频系统的PDR对相干解调误码率的性能影响、PDR的理论最优值等问题,目前还没有见到相关文献报道。本文将解决这个问题,并通过计算机仿真来验证理论分析结果。

本文的其余部分是这样安排的:第2节给出系统模型,其中包括发射机模型、信道模型和接收机模型。有关多径衰落信道下基于导引符号辅助方式的广义二维扩频系统的PDR对相干解调的误码率性能影响,及PDR的优化,放在第3节讨论。第4节给出PDR对相干解调的误码率性能影响、最优PDR的分析计算结果和与其相对应的计算机仿真结果。最后是对全文总结。

2 系统模型

2.1 发射机模型

本文所研究的导引辅助方式的广义二维扩频通信系统,

2004-11-29收到,2005-06-16改回

国家自然科学基金(60272009, 60472045, 60496313),教育部博士点基金(20020614001)和国家“863”计划(2003AA12331006)资助课题

其导引序列 $b_p(t)$ 和数据序列 $b_D(t)$ 经过相同的信号处理过程, 导引随数据同时发送(导引符号的作用是做信道估计), 发射机系统模型如图1所示。

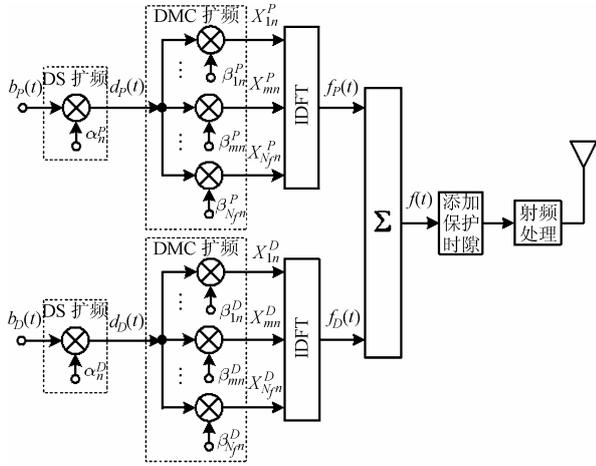


图1 发射机系统模型

Fig.1 Transmitter model

速率为 T 的导引比特序列 $b_p(t)$ 首先经过时域DS(Direct Spread)扩频输出信号 $d_p(t)$, 然后进行频域DMC(Discrete Multi-Carrier)扩频, $d_p(t)$ 被扩展为 N_f 路信号, 其中时域扩频的第 n 个码片对应的的时间区间、第 m 路信号 X_{mn}^p 可以表达为^[1]

$$X_{mn}^p = \alpha_n^p \beta_{mn}^p b_p(t), \quad n=1,2,\dots,N_t, \quad m=1,2,\dots,N_f \quad (1)$$

其中 α_n^p 表示时域扩频的第 n 个码片值, $n=1,2,\dots,N_t$, N_t 代表DS扩频的处理增益; β_{mn}^p 表示时域扩频的第 n 个码片对应的的时间区间、频域扩频的第 m 路扩频码片(对应于第 m 路子载波), T_c 表示经过DS扩频后的码片(chip)宽度, N_f 是DMC扩频的处理增益。广义二维扩频采用任意两列均可是非相关的扩频矩阵对一个比特进行时频二维扩频, 导引符号的扩频矩阵可以表示如下:

$$C_P = \begin{pmatrix} \alpha_1^p \beta_{11}^p & \alpha_2^p \beta_{12}^p & \cdots & \alpha_{N_t}^p \beta_{1N_f}^p \\ \alpha_1^p \beta_{21}^p & \alpha_2^p \beta_{22}^p & \cdots & \alpha_{N_t}^p \beta_{2N_f}^p \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1^p \beta_{N_f 1}^p & \alpha_2^p \beta_{N_f 2}^p & \cdots & \alpha_{N_t}^p \beta_{N_f N_f}^p \end{pmatrix} \quad (2)$$

经过DMC扩频后的各路信号输入到IDFT, 时域扩频的第 n 个码片对应的的时间区间输出^[9]:

$$f_p(t) = \sum_{m=1}^{N_f} X_{mn}^p \exp\left(\frac{j2\pi mt}{T_c}\right) \quad (3)$$

数据序列和导引序列的扩频方式类似, 这里不再赘述, 类似于式(1)可以得到数据序列经过 DS, DMC 扩频后的数学表达:

$$X_{mn}^D = \alpha_n^D \beta_{mn}^D b_D(t), \quad n=1,2,\dots,N_t, \quad m=1,2,\dots,N_f \quad (4)$$

其中, 为了在书写上区分导引和数据, 上下角标 P 代表导引, 上下角标 D 代表数据, 本文以下除特别说明外, 均采用这种标记方式。

数据符号的扩频矩阵可以表达为

$$C_D = \begin{pmatrix} \alpha_1^D \beta_{11}^D & \alpha_2^D \beta_{12}^D & \cdots & \alpha_{N_t}^D \beta_{1N_f}^D \\ \alpha_1^D \beta_{21}^D & \alpha_2^D \beta_{22}^D & \cdots & \alpha_{N_t}^D \beta_{2N_f}^D \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1^D \beta_{N_f 1}^D & \alpha_2^D \beta_{N_f 2}^D & \cdots & \alpha_{N_t}^D \beta_{N_f N_f}^D \end{pmatrix} \quad (5)$$

显然, 本文采用的导引符号辅助方式为导引信道辅助方式(Pilot channel assisted)^[5]。类似于二维扩频^[5], 二维扩频为了在接收机将导引符号和数据符号区分开, 两者采用互相正交的扩频矩阵, 即

$$\sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} (\alpha_n^P \beta_{mn}^P) (\alpha_n^D \beta_{mn}^D) = 0 \quad (6)$$

类似于式(3)可以得到 X_{mn}^D 经过 IDFT 处理后的数学表达:

$$f_D(t) = \sum_{m=1}^{N_f} X_{mn}^D \exp\left(\frac{j2\pi mt}{T_c}\right) \quad (7)$$

经过 IDFT 处理后的信号 $f_p(t)$ 和 $f_D(t)$ 通过累加器合成一路信号 $f(t)$:

$$f(t) = f_p(t) + f_D(t) = \sum_{m=1}^{N_f} (X_{mn}^P + X_{mn}^D) \exp\left(\frac{j2\pi mt}{T_c}\right) \quad (8)$$

最后, $f(t)$ 经过添加保护时隙、射频处理后馈入天线发射出去。

2.2 信道模型

本文以瑞利(Rayleigh)多径衰落信道模型为参考, 信道的时域单位冲激响应为^[10]

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (9)$$

其中 L 表示信道共有 L 条径, $h_l(t)$ 表示第 l 条径上的幅度复衰落, τ_l 表示第 l 条径上的时延。 $h_l(t)$ 建模为一个广义平稳的窄带复高斯随机过程, 不同路径的 $h_l(t)$ 是相互独立的。并且假设对于不同路径的 $h_l(t)$, 其相关函数 $\rho_l(\Delta t)$ 是相同的, 即:

$$\rho_{h_l}(\Delta t) = E\{h_l(t + \Delta t) h_l^*(t)\} = \sigma_l^2 \rho_l(\Delta t) \quad (10)$$

其中 σ_l^2 表示第 l 条径的平均功率。

信道时域响应 $h(t, \tau)$ 的频域表达式可写为

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau = \sum_{l=1}^L h_l(t) \exp(-j2\pi f \tau_l) \quad (11)$$

于是, 可以得到信道的相关函数 $\rho_H(\Delta t, \Delta f)$:

$$\begin{aligned} \rho_H(\Delta t, \Delta f) &= E\{H(t + \Delta t, f + \Delta f) H^*(t, f)\} \\ &= \sigma_H^2 \rho_l(\Delta t) \rho_f(\Delta f) \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\sigma_H^2 = \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \quad (13)$$

$$\rho_f(\Delta f) = \sum_{l=1}^L \frac{\sigma_l^2}{\sigma_H^2} \exp(-j2\pi \Delta f \tau_l) \quad (14)$$

从式(12)可以看出, 信道的相关函数 $\rho_H(\Delta t, \Delta f)$ 可以分解为时域相关函数 $\rho_t(\Delta t)$ 和频域相关函数 $\rho_f(\Delta f)$ 的乘积。对于二维扩频系统, 可以将 $\rho_H(\Delta t, \Delta f)$ 写成离散的表达形式:

$$\begin{aligned} \rho_H(n-n', m-m') &= E\{H_{mn}H_{m'n'}^*\} \\ &= \sigma_H^2 \rho_t[(n-n')T_c] \rho_f[(m-m')\Delta f] \\ &= \sigma_H^2 \rho_t(n-n') \rho_f(m-m') \end{aligned} \quad (15)$$

其中

$$H_{mn} = \sum_{l=1}^L h_l(n) \exp(-j2\pi m \Delta f \tau_l) \quad (16)$$

是离散形式的信道频率响应, 其连续形式由式(11)定义, Δf 表示 IDFT 变换中相邻子载波之间的频差, 因此, $\rho_H(n-n', m-m')$ 的含义就是时间上相差 $n-n'$ 个码片宽度 T_c (若在发射端添加了保护时隙, 且保护时隙长度为 T_g , 那么 $\rho_H(n-n', m-m')$ 的含义就是时间上相差 $n-n'$ 个 $T_c + T_g$ 时间宽度)、频域上相差 $m-m'$ 个子载波时信道频率响应之间的相关特性, $\rho_t(n-n')$ 表示 n 时刻与 n' 时刻信道频域响应的时域相关特性, $\rho_f(m-m')$ 表示第 m 个载波和第 m' 个载波间的信道频域响应的频域相关特性。

而 $\rho_t(n-n')$ 的取值是由多普勒频移 f_d 决定的, $\rho_f(m-m')$ 的取值是由信道的多径时延扩展所决定的。具体的关系可以表达为^[10]

$$\rho_t(n-n') = J_0((n-n')2\pi T_c f_d) \quad (17)$$

$$\rho_f(m-m') = \sum_{l=1}^L \frac{\sigma_l^2}{\sigma_H^2} \exp\{-j2\pi(m-m')\Delta f \tau_l\} \quad (18)$$

其中 $J_0(x)$ 是第一类零阶贝塞尔函数。

以上所述的信道相关函数 $\rho_H(n-n', m-m')$ 是指二维(时域和频域)平面上两个点 (n, m) 、 (n', m') 之间的相关特性, 而二维扩频是将信息扩展成一个时频二维区域, 要研究的是这个区域的信道相关特性。我们这里定义信道时频二维区域的相关特性:

$$R_H(N_t, N_f) = \sigma_H^2 R_t(N_t) R_f(N_f) \quad (19)$$

其中 $R_t(N_t)$ 代表时域相关系数, $R_f(N_f)$ 代表频域相关系数, 分别为

$$R_t(N_t) = \frac{1}{N_t^2 - N_t} \left\{ \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{n'=1}^{N_t} \rho_t(n-n') - N_t \right\} \quad (20)$$

$$R_f(N_f) = \frac{1}{N_f^2 - N_f} \left\{ \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{m'=1}^{N_f} \rho_f(m-m') - N_f \right\} \quad (21)$$

式(20)和式(21)的含义就是将相关区域内所覆盖的任意不同两点间的相关系数做累加, 然后求其数学平均。

2.3 接收机模型

接收机系统模型如图 2 所示, 通过天线接收到的信号经过射频前端处理后, 不失一般性, 假设频率和时间精确同步, 并且去掉保护时隙(假设完全消除了 ISI 的影响), 得到信号 $r(t)$:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L h_l(t) f(t - \tau_l) + n(t) \quad (22)$$

其中 $n(t)$ 表示加性白高斯噪声, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。

然后, $r(t)$ 经过 DFT 处理器, 利用式(8), 时域扩频的第 n 个码片对应的的时间区间、第 m 个子载波输出记为 Y_{mn} :

$$\begin{aligned} Y_{mn} &= H_{mn} (X_{mn}^P + X_{mn}^D) + N_{mn}, \\ n &= 1, 2, \dots, N_t, \quad m = 1, 2, \dots, N_f \end{aligned} \quad (23)$$

其中 N_{mn} 是零均值复高斯随机过程, H_{mn} 由式(16)定义。

Y_{mn} 随后分成两路, 一路进行导引符号的 DMC, DS 解扩, 另一路进行数据符号的 DMC、DS 解扩, 如图 2 所示。

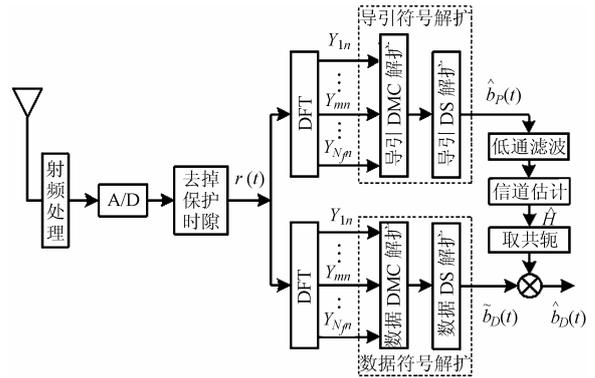


图 2 接收机系统模型

Fig.2 Receiver model

2.3.1 导引符号的解扩 导引符号的 DMC, DS 解扩过程就是使用式(2)中的导引符号扩频矩阵 C_p 作用在信号 Y_{mn} 上, 解扩后的导引符号 $\hat{b}_p(t)$ 的表达式^[1]:

$$\hat{b}_p(t) = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P Y_{mn} \quad (24)$$

将式(23)、式(1)和式(4)代入式(24), 并整理得到:

$$\begin{aligned} \hat{b}_p(t) &= \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P \{ H_{mn} (X_{mn}^P + X_{mn}^D) + N_{mn} \} \\ &= \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} (\alpha_n^P \beta_{mn}^P)^2 b_p(t) \\ &\quad + \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} (\alpha_n^P \beta_{mn}^P \alpha_n^D \beta_{mn}^D) b_D(t) + \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P N_{mn} \end{aligned} \quad (25)$$

不失一般性, 可以令 $\alpha_n^P = \pm 1$, $\beta_{mn}^P = \pm 1$, $\alpha_n^D = \pm 1$, $\beta_{mn}^D = \pm 1$, 并且 +1 和 -1 等概率出现, 则式(25)可化简为

$$\begin{aligned} \hat{b}_p(t) &= \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} b_p(t) + \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} (\alpha_n^P \beta_{mn}^P \alpha_n^D \beta_{mn}^D) b_D(t) \\ &\quad + \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^P \beta_{mn}^P N_{mn} \\ &= H b_p(t) + W b_D(t) + N_p \end{aligned} \quad (26)$$

其中

$$H = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} \quad (27)$$

$$W = \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} (\alpha_n^p \beta_{mn}^p \alpha_n^D \beta_{mn}^D) \quad (28)$$

$$N_p = \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^p \beta_{mn}^p N_{mn} \quad (29)$$

H 代表信道对导引的影响, W 代表数据符号与导引符号之间的相互干扰, N_p 代表噪声对导引符号的影响, 噪声 N_p 的功率为 $\sigma_n^2 = E\{|N_p|^2\} = N_i N_f N_0$ 。

若二维扩频区域不超过信道的相关区域, 且由式(6), 可以近似认为 $W=0$ ^[5], 则式(26)简化为

$$\hat{b}_p(t) = Hb_p(t) + N_p \quad (30)$$

$\hat{b}_p(t)$ 随后通过低通滤波器对噪声进行抑制, 以提高信道估计的精度^[5, 7, 11]。为了最大限度地抑制噪声, 且又不影响导引符号所携带的信道信息, 低通滤波器的通带宽度应选为最大多普勒频移 f_d , 这里为了分析的方便, 假设低通滤波器为理想低通滤波器, 这样 $\hat{b}_p(t)$ 通过理想低通滤波器后其噪声分量变为 N_{PL} , N_{PL} 的功率降为 σ_{nL}^2 :

$$\sigma_{nL}^2 = 2f_d T \sigma_n^2 = \lambda \sigma_n^2 \quad (31)$$

其中 T 是数据符号的速率, 也就是一个数据比特所持续的时间宽度, $\lambda = 2f_d T$ 为噪声的等效带宽^[5]。

利用经过噪声抑制处理后的信号 $\hat{b}_p(t)$ 可以得到信道影响 H 的估计值 \hat{H} :

$$\hat{H} = \frac{\hat{b}_p(t)}{b_p(t)} = H + \frac{N_{PL}}{b_p(t)} \quad (32)$$

2.3.2 数据符号的解扩 数据符号的解扩过程和导引符号解扩十分类似, 如图 2 所示, 这里不再重复说明。类似于式(30), 可以得到经过 DMC, DS 解扩后的数据符号 $\tilde{b}_D(t)$:

$$\tilde{b}_D(t) = \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_f} H_{mn} b_D(t) + \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^D \beta_{mn}^D N_{mn} = Hb_D(t) + N_D \quad (33)$$

其中

$$N_D = \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_f} \alpha_n^D \beta_{mn}^D N_{mn} \quad (34)$$

代表噪声对数据符号的影响。

为了补偿多径衰落信道对数据符号判决的影响, 需利用导引符号得到的信道衰落特性的估计值 \hat{H} 。如图 2 所示, 将 $\tilde{b}_D(t)$ 与 \hat{H} 的共轭 \hat{H}^* 相乘, 得到数据符号的判决变量 $\hat{b}_D(t)$:

$$\hat{b}_D(t) = \tilde{b}_D(t) \hat{H}^* = \{Hb_D(t) + N_D\} \hat{H}^* \quad (35)$$

3 性能分析

3.1 PDR 对相干解调误码率性能的影响

根据第 2 节中的关于信道统计特性的假设, 可以知道 H 是一个复高斯随机过程, 其模值 $r_1 = |H|$ 服从瑞利分布, 相位 φ_1 服从 $[-\pi, \pi)$ 上的均匀分布; 由式(30)可知 \hat{H} 是 H 的线性估计, 因此 \hat{H} 也是一个复高斯随机过程, $r_2 = |\hat{H}|$ 服从瑞利分布, 相位 φ_2 服从 $[-\pi, \pi)$ 上的均匀分布。 N_p 和 N_D 都是零均值的复高斯随机过程, 与 H , \hat{H} 均相互独立, 且方差相等。

基于以上假设, 可以得到经过 DMC, DS 解扩后的数据符号 $\tilde{b}_D(t)$ 的方差 m_{DD} :

$$m_{DD} = E\{\tilde{b}_D(t)^2\} = E_{Dc} \sigma_1^2 + \sigma_n^2 \quad (36)$$

其中 $E_{Dc} = E\{|b_D(t)|^2\}$ 代表一个数据符号扩频码片的能量, σ_1^2 和 σ_n^2 分别为

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= E\{|H|^2\} = E\{HH^*\} \\ &= \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{n'=1}^{N_i} \sum_{m'=1}^{N_f} E\{H_{mn} H_{m'n'}^*\} \\ &= \sigma_H^2 \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{n'=1}^{N_i} \sum_{m'=1}^{N_f} \rho_f(n-n') \rho_f(m-m') \end{aligned} \quad (37)$$

$$\sigma_n^2 = E\{|N_p|^2\} = E\{|N_D|^2\} = N_i N_f N_0 \quad (38)$$

同样, 可以得到信道估计 \hat{H} 的方差 m_{HH} 以及 $\tilde{b}_D(t)$ 和 \hat{H} 的协方差 m_{DH} ^[12]:

$$m_{HH} = E\{\hat{H}^2\} = \sigma_1^2 + \frac{\lambda}{E_{Pc}} \sigma_n^2 \quad (39)$$

$$m_{DH} = E\{\tilde{b}_D(t) \hat{H}^*\} = \sqrt{E_{Dc}} \sigma_1^2 \quad (40)$$

其中 $E_{Pc} = E\{|b_p(t)|^2\}$ 代表一个导引符号扩频码片的能量。

由式(36)~式(40)可以得到不精确信道估计下采用 BPSK 调制的误码率公式^[12]:

$$P_b = \frac{1}{2}(1 - \mu) \quad (41)$$

其中

$$\mu = \frac{m_{DH}}{\sqrt{m_{DD} m_{HH}}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{E_{Dc}} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_1^2}\right) \left(1 + \frac{\lambda}{E_{Pc}} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_1^2}\right)}} \quad (42)$$

令系统总的发射功率一定, 即 $E_c = E_{Dc} + E_{Pc}$ 一定, 设导引符号与数据符号的功率比 PDR 为 β , 有

$$\beta = E_{Pc} / E_{Dc} \quad (43)$$

$$E_{Dc} = E_c / (1 + \beta) \quad (44)$$

$$E_{Pc} = \beta E_c / (1 + \beta) \quad (45)$$

将式(44), 式(45)代入式(42), 可以得到

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1 + \beta}{E_c} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_1^2}\right) \left(1 + \frac{\lambda(1 + \beta)}{\beta E_c} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_1^2}\right)}} \quad (46)$$

从式(41), 式(46)中就可以得到 PDR 对相干解调误码率性能的影响。

3.2 PDR 的优化

PDR 的优化就是指在系统总的发射功率一定, 即 $E_c = E_{Dc} + E_{Pc}$ 一定的前提下, 使式(41)中的误码率 P_b 达到最小时 β 的取值, 这时的 β 取值记为 β_{opt} 。

从式(41)中可以看出, P_b 是 μ 的单调递减函数, 所以使 P_b 最小就是使 μ 最大, 而从式(46)中可以看出, 使 μ 最大就

是使下式

$$f(\beta) = \left(1 + \frac{1 + \beta \frac{\sigma_n^2}{E_c \sigma_1^2}}{\frac{\lambda(1 + \beta) \frac{\sigma_n^2}{E_c \sigma_1^2}}{\beta E_c \sigma_1^2}}\right) \quad (47)$$

最小。

在式(47)中，对 β 求一阶导数，并令其等于 0，得到最优解：

$$\beta_{opt} = \sqrt{\lambda \left(1 + \frac{\sigma_n^2}{E_c \sigma_1^2}\right) / \left(1 + \frac{\lambda \sigma_n^2}{E_c \sigma_1^2}\right)} \quad (48)$$

式(46)中，由于 $\mu|_{\beta=0} = \mu|_{\beta \rightarrow +\infty} = 0$ ，所以只存在一个最优解 β_{opt} ($0 < \beta_{opt} < +\infty$)使得 μ 最大，误码率 P_b 最小。

令一个数据比特和一个导引比特经过二维扩频后总的发射功率为 E_s ，有

$$E_s = N_t N_f E_c \quad (49)$$

将式(38)、式(49)代入式(48)，得到：

$$\beta_{opt} = \sqrt{\lambda \left(1 + \frac{N_0}{E_s \sigma^2}\right) / \left(1 + \frac{\lambda N_0}{E_s \sigma^2}\right)} \quad (50)$$

其中 $\sigma^2 = \sigma_1^2 / (N_t N_f)^2$ 代表归一化的信道因子。

从式(50)中可以看出，PDR 的最优解 β_{opt} 与 E_s/N_0 ，归一化信道因子 σ^2 和等效噪声带宽 λ 有关。

4 数值及仿真结果

本章的计算机仿真结果是基于以下的参数设置情况：时域扩频码片持续时间 $T_c = 250 \mu s$ ，时域扩频处理增益 $N_t = 8$ ，频域扩频处理增益 $N_f = 8$ ，保护时隙宽度 $T_g = 125 \mu s$ ，相邻子载波之间的间隔 $\Delta f = 4 \text{ kHz}$ ，发射频率为 1.8 GHz ，多径衰落信道的径数 $L = 7$ ，相邻径相对时延为 $2 \mu s$ ，各径衰减 0 dB 。

在 $E_s/N_0 = 10 \text{ dB}$ 、最大多普勒频移 $f_d = 100 \text{ Hz}$ (移动速率 $v = 60 \text{ km/h}$)、低通滤波器设置成截止频率为 100 Hz 、过渡带为 20 Hz 的等波纹滤波器(Equiripple filter)的情况下，通过式(50)计算出 PDR 的最优值近似为 0.715 ，图 3 给出了 PDR 在 $0.1 \sim 1$ 之间变化时的 BER 曲线，计算机仿真结果与理论分析结果基本一致。由于在理论分析中将导引和数据相互干扰 W 近似为零，并且仿真中的低通滤波器并非理想低通滤波器，因此导致了理论曲线和仿真曲线不是完全的重合。

图 4 根据式(50)画出了 E_s/N_0 和移动速度对最优 PDR 影响的数值结果。在移动速度一定的情况下，最优 PDR 随着 E_s/N_0 增大而减小，但是当 E_s/N_0 达到一定程度时(15 dB 左右)，最优 PDR 下降趋势明显减缓。在 E_s/N_0 一定的情况下，最优 PDR 值随着移动速度的增加而增大，说明当多普勒频移增大时，需要提高 PDR。

图 5 是在 PDR=0.7 时，系统误码率性能的理论曲线和仿真曲线的对比。对比结果表明，仿真曲线和理论曲线吻合得

较好。

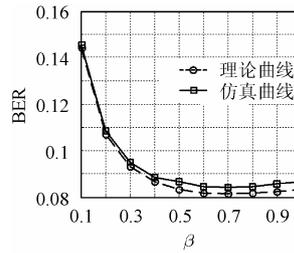


图 3 导引数据功率比对误码率性能的影响

Fig.3 PDR vs BER

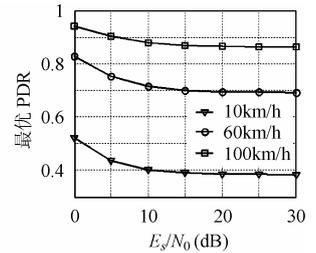


图 4 E_s/N_0 和移动速度对最优 PDR 影响

Fig.4 E_s/N_0 , speed vs PDR

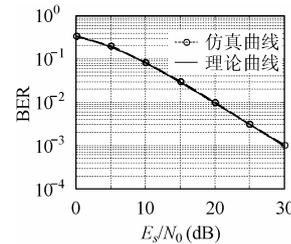


图 5 误码率性能曲线 (PDR=0.7)

Fig.5 BER performance (PDR=0.7)

5 结束语

本文分析了采用 BPSK 的导引辅助的广义二维扩频系统的导引符号与数据符号的功率比对相干解调误码率性能的影响，给出了导引辅助的广义二维扩频系统的误码率性能的理论结果，在系统总的发射功率一定的条件下，优化了导引符号与数据符号的功率比。分析和仿真的结果表明，导引符号与数据符号功率比的最优值是由多径信道的信噪比、多普勒频移、多径时延、低通滤波器的特性等因素决定的。

参考文献

- [1] Tang Youxi. A column-orthogonal two dimensional spread spectrum technique [A]. 2002 IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions [C]. Chengdu, China, July 2002, vol. 1: 348-352.
- [2] Xing H, Rinne J. The performance analysis of a two dimensional CDMA system for frequency selective channels [A]. 1998 Global Telecommunications Conference [C]. Sydney, Australia, Nov. 1998, vol. 1: 2537-2542.
- [3] Xiao L, Liang Q L. A novel MC-2D-CDMA communication systems and its detection methods [A]. 2000 IEEE International Conference on Communications [C]. New Orleans, USA, June 2000, vol. 3: 1223-1227.
- [4] Cavers J K. Analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels [J]. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1991, 40(11): 686-693.
- [5] Schramm P. Analysis and optimization of pilot-channel-assisted BPSK for DS-SS systems [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998,

- 46(9): 1122–1124.
- [6] Chen Jiming, Tang Youxi, Li Shaoqian. Pilot power allocation for OFDM systems [A]. 2003-Spring IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Jeju, Korea, April 2003, vol. 2: 1283–1287.
- [7] Zheng Kan, Wang WenBo, Yang DaCheng. Analysis and optimization of pilot-channel-assisted QPSK for DS-CDMA systems [A]. Proc. IEEE TENCON 2000 [C]. Kuala Lumpur, Malaysia, Sep. 2000, vol. 1: 311–315.
- [8] Ana G 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): 131–138.
- [9] Chang Mingxian, Su Y T. Performance analysis of equalized OFDM systems in Rayleigh fading [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2002, 1(4): 721–732.
- [10] Li Y, Cimini L J, Sollenberger R N. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(7): 902–914.
- [11] Ling F. Coherent detection with reference-symbol based channel estimation for direct sequence CDMA uplink communications [A]. 1993 IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Seracucus, NJ, May 1993: 400–403.
- [12] Proakis J G. Digital Communications [M]. 4th ed., New York: McGraw-Hill, 2001, Appendix C.
- 邵士海: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、OFDM、MIMO 等.
- 唐友喜: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为 OFDM、CDMA、UWB、MIMO、扩频通信等.
- 戚 骥: 男, 1978 年生, 硕士生, 研究方向为扩频通信、通信抗干扰技术.
- 李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室主任、移动通信与个人通信信息产业部重点实验室主任, 主要研究方向为扩频通信、移动通信等.