

自适应系统中导频设计方案的研究

孙君^① 袁东风^{①②}

^①(山东大学信息科学与工程学院 济南 250100)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文的目的是在导频辅助的自适应编码调制系统中, 实现导频资源的优化配置, 并研究新的设计方案对自适应系统性能的影响。利用衰落信道的二阶统计特性, 以及信道的采样定理原理, 推导出用以确定导频符号间隔的新算法, 并由此定义了导频间隔的局部量和全局量, 最终证明由新的导频间隔定义算法得到的局部量具有自适应特性, 并且全局量是导频间隔的一个更紧更有效的上界。

关键词: 无线通信; 导频优化; 衰落信道; 导频辅助方案; 自适应编码调制

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)10-2442-04

Research on the Design of Pilot Symbols in Adaptive Systems

Sun Jun^① Yuan Dong-feng^{①②}

^①(School of Information Science and Engineering, Shandong Univ., Jinan 250100, China)

^②(State Key Lab on Mobile Communication, Southeast Univ., Nanjing 210096, China)

Abstract: The purpose of the paper is to optimize the pilot symbols in adaptive pilot symbols assisted coded modulation systems and to study the influences of the new algorithm on the whole system performances. A new algorithm is found to determine the interval of pilot symbols according to sampling theory and the second order statistics of fading channels. The partial measure and global measure are defined. The adaptation of the partial measure and the efficiency of the global measure are proved. It is also found that the global measure is a tighter and efficient interval bound.

Key words: Wireless communication; Pilot symbols optimal; Fading channels; Pilot assistant scheme; Adaptive coded modulation

1 引言

在无线移动通信系统中, 信道状态信息(CSI)在接收端的信号检测中是必不可少的。尤其在自适应系统, 例如自适应编码调制(ACM)系统^[1-4]中, 不仅接收端需要估计 CSI, 而且发送端需要预测 CSI 以决定发送的数据所用的编码调制方案。目前, 获得 CSI 简单而有效的方式就是在发送的信息序列中插入导频, 即导频辅助的调制方案(PSAM)^[5-7]。导频符号不仅用于系统的估计和预测^[5, 8], 同时还可用于系统中时间或频率的同步^[9-11]。但是, 导频的引入也给系统带来一定的开销, 例如功率和频带的损耗。因此, 在优化系统资源的同时, 也需要对导频符号的插入周期和能量进行优化配置, 以使系统开销最低。由此, 引出了导频优化的课题。在本问题的解决上, 我们突破了以往以平均谱效率(ASE)为优化目标函数的思路, 转而从信道的衰落特性角度, 推导出由衰落信道的二阶统计特性决定的导频间隔。优化导频间隔的

思想来源于对系统设计的综合考虑, 也就是说, 无论在单一的物理层还是在跨层设计中, 这种新的定义都应该是可选的导频设计方案。对单一的物理层而言, 考虑到实际的物理条件, 系统的复杂度不可能太高, 因此, 在 PSAM 系统中, 能量往往在导频符号和信息符号之间平均分配。在对功率要求不是很苛刻的下行链路通信中, 等功率也是首选方案。因此, 在等功率条件下, 优化导频符号的间隔就显得格外重要。对跨层设计而言, 通过现有的文献[12-14]证明, 物理层的 ASE 不是影响高层, 例如 TCP 传输层的吞吐量的核心指标, 取而代之的是接收端检测的正确率, 即误码率或误包率等参数。在这种情况下, 从信道衰落特性的角度设计导频间隔就很有意义。由于无线通信信道的复杂性和随机性, 其一阶统计特性很难反映全部的信道特征, 为此, 本文用信道的二阶统计特性来定义导频间隔。

本文的结构是, 首先简单地介绍一下系统框架和信道模型, 接下来分析衰落信道的高阶统计特性, 由此, 推导出导频间隔的计算公式。第 4 节分析了新的定义对整体系统性能的影响。最后是结束语。

2007-03-21 收到, 2007-10-29 改回

国家自然科学基金(30372036)和山东省重点科技基金(Z2006G04)资助课题

2 系统模型

一个典型的 PSAM ACM 系统框架如图 1 所示。其等效的离散时间基带系统包括发送和接收滤波器, 时间选择性的平衰落信道, AWGN 信道等。假设系统在每 $L-1$ 个信息符号之前插入一个导频符号, 即, 导频间隔为 L , 并定义 L 个符号为一个块(Block)。在接收端, 信道估计器抽取导频符号, 间歇地估计信道的衰落因子, 在插值之后解调器将其用于对信号的相干检测。同时预测器用导频符号预测延迟 τ 后的信道衰落因子并经过无错的反馈信道传给发送端。发送端根据预测的 CSI 选择相应的编码调制方案, 之后 ACM 模块将二进制符号序列映射为相应星座图上的调制符号为发送信息做准备。

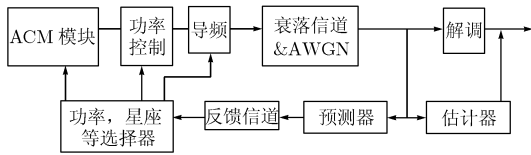


图 1 系统框图

令接收到的第 k 个块的第 l 个位置上的信息符号的表达式为

$$y(k;l) = \sqrt{\varepsilon_d} \alpha(k;l) s(k;l) + w(k;l), \quad l \in [0, L] \quad (1)$$

接收到的导频符号的表达式为

$$y(k;0) = \sqrt{\varepsilon_p} \alpha(k;0) s(k;0) + w(k;0) \quad (2)$$

符号 $\alpha(k;l)$ 是信道衰落因子, $w(k;l)$ 是 AWGN 信道的采样值, AWGN 的平均功率为 N_0 。假设 ε 为块的总的平均功率, β 表示 ε 在数据符号和导频符号间的功率分配系数, ε_d 和 ε_p 分别表示分配给数据符号的功率和导频符号的功率。 $\bar{\varepsilon}_d$ 表示数据符号的平均发射功率, 以上各量之间的关系为

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_p &= (1 - \beta)L\varepsilon \\ \bar{\varepsilon}_d &= \frac{\beta L \varepsilon}{L - 1}, \quad \varepsilon_d = \frac{\bar{\varepsilon}_d}{1 - P_{\text{out}}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中 P_{out} 指系统的中断概率。

信道模型是 Nakagami- m 衰落信道, 根据文献[15], 其幅度分布的表达式为

$$p(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right) \quad (4)$$

其中 Ω 表示衰落的平均功率。当 $\beta = (L-1)/L$, 即等功率时, 系统的瞬时 SNR 值 γ 的表达式为

$$\gamma = \frac{\varepsilon}{N_0} \alpha^2 = \bar{\gamma} \alpha^2 \quad (5)$$

Nakagami- m 衰落信道的功率 $r = \alpha^2$ 的概率密度函数(PDF)表达式为

$$p_r(r) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} \frac{r^{m-1}}{\Omega^m} e^{-\frac{mr}{\Omega}} \quad (6)$$

由式(5), 式(6)可知, γ 的 PDF 表达式为

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} \frac{\gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^{m-1} \Omega^m} e^{-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}\Omega}} \quad (7)$$

同时, 对 γ 而言, 有两个重要的二阶统计特性, 即电平交叉率, 记为 N_γ , 和平均衰落持续时间, 记为 $T_\gamma(\gamma_{\text{th}})$ 。有关这方面的详细资料可以参考文献[16-19], 在此仅作简单的介绍。

平均衰落持续时间表示 γ 每次低于给定的门限 γ_{th} 的持续时间。表达式为

$$T_\gamma(\gamma_{\text{th}}) = \frac{1}{N_\gamma} \int_0^{\gamma_{\text{th}}} p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (8)$$

其中 N_γ 表示 γ 以正的(或负的)斜率经过门限值的平均次数, 其表达式为

$$N_\gamma = \int_0^\infty \dot{\gamma} p(\dot{\gamma}, \gamma = \gamma_{\text{th}}) d\dot{\gamma}, \quad \dot{\gamma} = \frac{d\gamma(t)}{dt} \quad (9)$$

其中 $p(\dot{\gamma}, \gamma = \gamma_{\text{th}})$ 是 $\dot{\gamma}, \gamma = \gamma_{\text{th}}$ 的联合概率密度函数。 $\dot{\gamma}$ 是 γ 的一阶导数。 $\bar{N}_r = N_r/f_d$ 是归一化的电平交叉率, 可以理解为 γ 通过某一给定门限的概率, f_d 是最大多普勒频率。

3 导频间隔的推导

已知 $\gamma \in [\gamma_n, \gamma_{n+1}]$, $n \in (0, 1, 2, \dots, N)$, N 表示可选用的编码调制方案的数目。根据文献[20], γ 在区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 内的平均衰落持续时间表示为 $\bar{\tau}_n = \frac{P_n}{N_{n+1} + N_n}$, 其中 N_n 表示 γ

以负斜率穿过门限 γ_n 的平均次数, P_n 表示 γ 处在区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 内的概率。因为插入导频的过程实际上是对信道的采样过程。鉴于此, 根据平均衰落持续时间, 可以得到在区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 内, 导频间的间隔。又因为区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 对应于第 n 个编码调制方案, 因此, 在此区间内得到的间隔即为相应的编码调制方案下的导频间隔, 在此定义为局部间隔。

现在来研究每个子区间研究信道的二阶统计特性。在每个子区间内, 其最大值 γ_{n+1} 作为式(8), 式(9)中的门限值, 则 $T_\gamma(\gamma_{n+1})$ 表示 γ 低于 γ_{n+1} 的平均持续时间。 γ 落入区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 的统计的持续时间段应为 $T_\gamma(\gamma_{n+1}) - T_\gamma(\gamma_n)$, 因为 γ 是随机变量, 相应地, $T_\gamma(\gamma)$ 也是随机变量, 其统计平均时间为

$$T'_\gamma(\gamma_{n+1}) = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} T_\gamma(\gamma_{\text{th}}) d\gamma_{\text{th}} \quad (10)$$

γ 落入区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 的概率为

$$P_n = P(\gamma_n \leq \gamma \leq \gamma_{n+1}) = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (11)$$

因此, 区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 内 γ 的平均持续时间为 $T'_\gamma(\gamma_{n+1}) \cdot P_n$ 。而 $T'_\gamma(\gamma_{n+1})P_n/T_s$ 是在此时间段内系统传输的平均符号数。因为导频传输可以认为是对频带受限系统的采样^[21], 由采样定理^[22]可知, 导频符号应该以不低于 $2f_d$ 的速率进行传输。综上所述, 在每个子区间, 导频间隔可以用下式计算:

$$L_n = \left\lceil \frac{T'_\gamma(\gamma_{n+1}) P_n}{2f_d T_s} \right\rceil \quad (12)$$

同时, 考虑到信道的时间选择性衰落的影响, 为了使式(12)

能够适用于一般的信道模型, 本文做了如下定义:

$$g = \begin{cases} 1/100, & f_d T_s < 0.01 \\ 1/10, & f_d T_s \geq 0.01 \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{即, } L_n = \left\lceil g \frac{T_s' P_n}{2f_d T_s} \right\rceil \quad (14)$$

这样做的依据是: 当 $f_d T_s < 0.01$ 时, 信道被认为是准静态信道, 根据 WLAN 中准静态信道下, 计算在一段时间内不发生明显变化的比特数公式 $\lceil 1/100 f_d T_s \rceil$, 因此为了使式(12)具有鲁棒性, 我们引入因子 g , 并且在准静态信道下, 根据 $\lceil 1/100 f_d T_s \rceil$ 定义 $g=1/100$ 。在快衰落情况下, 通过车载不同速率, 即多个不同多普勒条件下的仿真试验, 定义 $g=1/10$ 。对每个区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1}]$ 而言, L_n 即为该区间内相应的连续导频符号间的间隔。对整个系统而言, 在多数情况下, 考虑到系统的可行方案, L 往往也都取一个固定的值, 在这种情况下, 可以根据式(14)的算法, 在各个区间的取值中选择一个能够兼顾整体性能的 L 值, 即导频间隔的上界(以下称之为新上界, 公式左边的值统称为下界)作为全局间隔, 定义为

$$1 + \sqrt{1 + \frac{1}{2f_d(1 + 1/\rho_{\text{SNR}})}} \leq L \leq \text{mean}(\{L_n | n=0,1,2,\dots,N\}) \quad (15)$$

此处, L 取 L_n 序列的均值。在文献[23]中, 作者给出了导频间隔 L 的上、下界为

$$1 + \sqrt{1 + \frac{1}{2f_d(1 + 1/\rho_{\text{SNR}})}} \leq L \leq \left\lfloor \frac{1}{2f_d T_s} \right\rfloor \quad (16)$$

符号 $\lfloor A \rfloor$ 表示对 A 下取整。 $f_d = w_d / (2\pi T_s)$ 是归一化的多普勒频率。 T_s 表示符号持续时间, ρ_{SNR} 表示接收端有效输出 SNR。式(16)的上界将在作数值分析时作为比较的参考值, 我们称之为原上界。

4 数值分析

为了验证新算法式(12)-式(15), 本文采用非编码的 BPSK 系统, Nakagami-1 即 Rayleigh 衰落信道, 在发送端, 总功率在信息符号与导频符号间等功率分配; 在接收端, 采用简单的最小平方差(LSE)准则进行估计。根据文献[24], 系统的载波频率为 2GHz, 车载速率分别为 7km/h 和 120km/h, 相应的多普勒频率分别为 12.9Hz 和 222Hz。符号传输率为 200ksymbols/Hz 相应于 $5\mu\text{s}$ 的传输时间。在以上条件下, 比较使用不同导频间隔界时, 系统的 BER 性能和频带利用率。频带利用率的计算方法采用文献[23]中的公式: $\varepsilon = (L-1)/L$ 。

图 2 是系统分别使用式(16)和式(15)定义的界得出的平均频带利用率的结果, 其中, 还分别验证了新上界在 7km/h 和 120km/h 速度下得到的 ASE 曲线。ASE 曲线越接近 1, 表示频带利用率越高, 可见, 由原上界在系统中得到的 ASE 最高, 系统在新上界得到的平均频谱有效性(ASE)在车载速率低时较高, 也就是说, 导频间隔 L 在低速运动时比在高速

运动时大, 这与实际状况相符合。从图中, 还可以看出, 新算法得到的界缩短了 L 上下界的间距, 比原有的界更紧。并且, 新上界具有适应信道状况变化的自调节功能, 而不是固定不变的。同时, 本文比较了以上条件下系统在 120km/h 速度下相应的 BER 性能, 如图 3 所示。可以看出, 原上界虽然有较高 SE, 但是其 BER 性能最差, 它离理想状况下的 BER 性能最远。而新的上界虽然 SE 有所降低, 但是如图中所示, 其 BER 性能也有明显的改善。因此, 可以说新上界应用在系统中, 可以在系统的频带利用率和 BER 性能上得到折中。至此, 本文所用的导频间隔均为由式(15)定义的固定值, 同时, 也可以根据式(14)的定义实现 L 的自适应分配。例如, 在自适应编码调制系统中的某一调制方式对应的 CSNR 区间内, 可以使用式(14)计算该区间的导频间隔值。

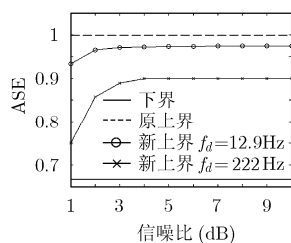


图 2 平均频带利用率比较图

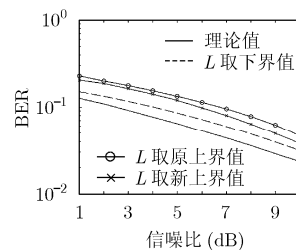


图 3 BER 比较图

5 结束语

本文从电平交叉率和平均衰落持续时间的角度出发, 推导出用以确定导频间隔的新的算法, 在推导过程中, 得到了定义间隔的两个重要的量: 局部量和全局量。局部量体现了新算法的自适应特性, 而全局量定义了导频间隔的上界。从导频间隔的界的角度, 得到的主要结论有: 原有的上界应用到系统中, 有较高的 SE, 较差的 BER 性能, 而将新算法得到的上界应用到系统中, 系统在 ASE 和 BER 性能间找到了折中; 新上界比原上界更紧, 更通用, 它适用于时间选择性衰落信道。从自适应的角度, 新的定义得到的局部间隔很灵活, 可以实现不同 γ 区间的局部自适应, 以达到资源的更有效的利用。从系统的角度考虑, 该方案的优点是(1)它作为导频间隔比现有的间隔定义 $L = \left\lfloor \frac{1}{2f_d T_s} \right\rfloor$ 具有更有效的 BER 性能; (2)由于 L 是根据信道特性定义的, 因此, 它既能实现局部自适应的特性, 同时又能满足全局设计的要求, 即在不增加任何系统复杂度的情况下, 能根据信道条件的变化自动调整 L 的大小, 实现 L 的自适应分配。

参考文献

- [1] Goldsmith A J and Chua S G. Variable-rate variable-power MQAM for fading channels [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1997, 45(1): 1218-1230.
- [2] Alouini M S and Goldsmith A. Adaptive modulation over

- Nakagami fading channels [J]. *Wireless Personal Communications*, 2000, 13(1): 119–143.
- [3] Hanzo L, Webb W T, and Keller T. Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation [B]. Chichester, England: JohnWiley & Sons, 2000: 339–355.
- [4] Hole K J, Holm H, and Oien G E. Analysis techniques for adaptive coded modulation on flat fading channels [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2000, 18(1): 1153–1158.
- [5] Cavers J K. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels [J]. *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, 1991, 40(1): 686–693.
- [6] Moher M L and Lodge J H. TCMP—A modulation and coding strategy for Rician fading channels [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1989, 7(1): 1347–1355.
- [7] Sampei S and Sunaga T. Rayleigh fading compensation method for 16QAM in digital land mobile radio channels [C]. In Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., San Francisco, CA, 1989, 1(1): 640–646.
- [8] Höher P and Tufvesson F. Channel estimation with super imposed pilot sequence [C]. In Proc. Globel Conf., Brazil, 1999, 1(1): 2162–2166.
- [9] Gansman J A, Fitz M P, and Krogmeier J V. Optimum and suboptimum frame synchronization for pilot-symbol-assisted modulation [J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1997, 45(1): 1327–1337.
- [10] Keller T and Hanzo L. Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications [J]. *IEEE Commun. Mag.*, 2000, 88(1): 611–640.
- [11] Kuo W Y and Fitz M P. Frequency offset compensation of pilot symbol assistd modulation in frequency flat fading [J]. *IEEE Trans.on Commun.*, 1997, 45(1): 1412–1416.
- [12] Toledo A L, Wang Xiaodong, and Lu Ben. A cross-layer TCP modeling framework for MIMO wireless systems [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2006, 5(1): 920–929.
- [13] Kunwilaisak W, Hou T, and Zhang Q, *et al.* A cross-layer quality-of-service mapping architecture for video delivery in wireless networks [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2003, 21(1): 1685–1698.
- [14] Liu Q, Zhou S, and Giannakis G B. Cross-layer combining of queuing with adaptive modulation and coding over wireless links [C]. In Proc. MILCOM Conf., Boston, MA, Oct. 2003, 21(1): 717–722.
- [15] Nakagami M. The m-distribution—A general formula of intensity distribution of rapid fading [C]. In W. C. Hoffman, editor, *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, 1960: 3–36.
- [16] Ko Young-Chai, Abdi Ali, and Alouini Mohamed-Slim. A general framework for the calculation of the average outage duration of diversity systems over generalized fading channels [J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2002, 51(6): 1672–1680.
- [17] Ko Y C, Abdi A, Alouini M S, and Kaveh M. Average outage duration of diversity systems over generalized fading channels [C]. In Proc. IEEE Wireless Commun. Net. Conf. (WCNC'2000), Chicago, IL, 2000, 1(1): 216–221.
- [18] Yacoub M D, Silva C R C M da, and Bautista J E V. Secondorder statistics for equal gain and maximal ratio diveristy-combining reception [J]. *Electron. Lett.*, 2000, 36(1): 82–84.
- [19] Qi X, Alouini M S, and Ko Y C. Closed-form analysis of dual-diversity equal-gain combiners over Rayleigh channels [C]. In Proc. IEEE Veh. Technol. Conf (VTC'Spring 02), Birmingham, AL, 2002, 1(1): 1559–1563.
- [20] Goldsmith Andrea. *Wireless Communications* [B]. Cambridge University Press, 2005: 269–284.
- [21] Oien G E, Holm Henrik, and Jö rgen Kjell. Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading [J]. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 2004, 53(3): 758–768.
- [22] Duel-Hallen A, Hu S, and Hallen H. Long-range prediction of fading signals [J]. *IEEE Signal Processing Mag.*, 2000, 17: 62–75.
- [23] Ohno Shuichi and Giannakis Georgios B. Average-Rate optimal PSAM transmissions over time-selective fading channels [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2002, 4(1): 712–720.
- [24] Chai X and Giannakis G B. Adaptive PSAM accounting for channel estimation and prediction errors [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2005, 4(1): 246–256.
- 孙 君: 女, 1980 年生, 博士生, 研究方向为信道建模、信道估计、系统性能分析和优化、STBC MIMO 系统研究、跨层设计等。
- 袁东风: 男, 1958 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为多级编码、时空编码、OFDM、LDPC、Turbo Code、自组织网络、跨层优化等。