

## PSAM自适应调制OFDM的频谱效率\*

王军\*\* 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】**给出了采用导引符号辅助相干解调的自适应调制正交频分复用系统模型,分析了导引符号辅助相干解调自适应调制正交频分复用系统频谱效率的定义和计算方法,并结合具体实例得到了数值结果。结果表明,在分析和计算频谱效率时,必须考虑接收端非理想信道估计和系统开销的影响,得到的结果才具有实际意义。

**关键词** 正交频分复用; 导引符号辅助相干解调; 自适应调制; 频谱效率

中图分类号 TN92 文献标识码 A

## Spectral Efficiency of Adaptive Modulation OFDM Using PSAM

Wang Jun Tang Youxi Li Shaoqian

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

**Abstract** The model of pilot symbols assisted modulation adaptive modulation orthogonal frequency division multiplexing system is given in Rayleigh fading. Based on this model, spectral efficiency definition and calculation are analyzed. According to bit error rate of PSAM OFDM, the numerical result is presented under specific channel model. In order to be reference for practical system design, the result shows influences of receiver non-ideal channel estimation and system overhead must be considered.

**Key words** orthogonal frequency-division multiplexing; pilot symbols assisted modulation; adaptive modulation; spectral efficiency

正交频分复用OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)技术具有进行高速无线数据传输的巨大潜力,已经被欧洲DVB-T、DAB、HIPERLAN/2和IEEE WLAN802.11a采纳为传输标准<sup>[1]</sup>,同时也是下一代蜂窝移动通信系统最具竞争力的候选技术之一<sup>[2]</sup>。

在时变衰落信道下,采用导引符号辅助调制(Pilot Symbols Assisted Modulation, PSAM)是降低OFDM误码率(Bit Error Rate, BER)的重要方法,而采用自适应调制则是提高OFDM频谱效率的重要技术<sup>[1]</sup>,在实际系统中通常将两者联合使用。在无线通信系统中,频谱效率是衡量系统性能的重要指标<sup>[2]</sup>。因此,一个重要的问题是计算时变衰落信道中PSAM自适应调制OFDM的频谱效率,为实际系统设计提供参考。

文献[3,4]将文献[5]的方法应用于OFDM系统,分别分析了自适应M-QAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation)和M-PSK(M-ary Phase Shifting Keying) OFDM的频谱效率。文献[3,4]在分析中均假设接收端可以获得理想的信道状态信息(Channel State Information, CSI)进行相干检测,但在实际应用中这一假设显然是不成立的。因此,文献[3,4]的分析方法缺乏足够的精确性,不适用于分析实际PSAM自适应调制OFDM的频谱效率,其结果也缺乏实际意义。本文根据PSAM自适应OFDM系统模型,考虑时变衰落信道的影响,讨论更合理的PSAM自适应OFDM频谱效率的计算方法。

2003年9月1日收稿

\* 国家863计划资助项目,编号:2001AA123013

\*\* 男 29岁 在职博士生 讲师 主要从事移动通信、WLAN和Bluetooth方面的研究

# 1 PSAM自适应调制OFDM系统模型

FDD PSAM自适应调制OFDM系统模型如图1所示, 为了简化分析, 图中并没有考虑信道编码和交织。

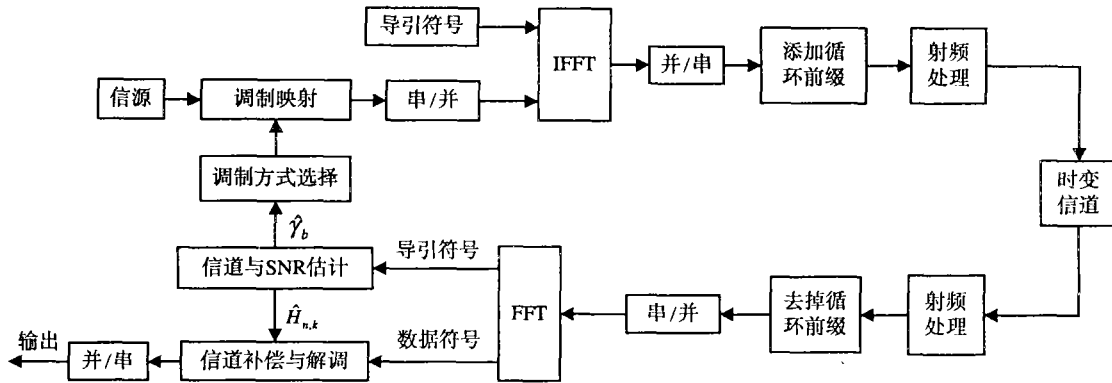


图1 PSAM自适应调制OFDM系统模型

## 1.1 导引符号辅助调制

在发射端, 周期性地将时间、频率二维导引符号(pilot symbols)插入发射信号。在接收端, 基于对导引符号位置信道衰落的估计  $\hat{H}_p$ , 采用内插滤波器对数据符号位置的信道衰落  $H_{n,k}$  进行估计, 并根据估计的信道衰落  $\hat{H}_{n,k}$  对接收信号进行相干解调, 其中  $n$  和  $k$  分别是OFDM符号和子载波索引。

设导引符号位置的接收信号为

$$Y_p = H_p X_p + I + N \tag{1}$$

式中  $X_p$ 是导引符号,  $H_p$ 是导引符号位置处的信道衰落;  $N$ 是加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN), 其方差为  $V_{aw}[N] = 2\sigma_n^2$ ,  $I$ 是OFDM符号子载波之间的干扰(Inter-Carrier Interference, ICI), 根据文献[7], 其方差为  $V_{aw}[I] = E_S(f_d T_S)^2$ , 其中,  $E_S$ 是OFDM每个子载波传输的符号能量,  $f_d$ 是Doppler 频移,  $T_S$ 是OFDM符号长度。于是

$$\hat{H}_p = \frac{Y_p}{X_p} = H_p + \frac{I + N}{X_p} \tag{2}$$

设信道估计滤波器的阶数为  $N_{tap}$ , 信道估计滤波器系数为  $F = [f_1, f_2, \dots, f_{N_{tap}}]$ , 用于信道估计的导引符号位置处的信道衰落估计为  $\hat{H}_p = [\hat{H}_p^1, \hat{H}_p^2, \dots, \hat{H}_p^{N_{tap}}]^T$ , 符号“ $T$ ”表示转置。可得到估计的信道衰落为

$$\hat{H}_{n,k} = F \hat{H}_p \tag{3}$$

## 1.2 自适应调制

为了进行自适应调制, 接收端需要估计接收信号的SNR(Signal-to-Noise Ratio)或比特能量噪声比  $E_b/N_0$ , 并将估计值  $\hat{\gamma}_b$  反馈回发射端。发射端根据  $\hat{\gamma}_b$  和目标BER的要求, 选择满足需求的最高阶调制方式调制信源数据。

设系统支持的调制方式为,  $M = \{M_i\}, i = 0, 1, 2, \dots, i_{max}$ ,  $M_i$ 可以是: 不传输、BPSK(Binary Phase Shift Keying)、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)、16-QAM(16 Quadrature Amplitude Modulation)等, 相应的调制阶数为  $L_{M_i} \in \{0, 1, 2, 4, \dots\}, i = 0, 1, 2, \dots, i_{max}$ , 即每个符号承载的比特数目为  $L_{M_i}$ , 显然  $L_{M_i} < L_{M_{i+1}}$ 。  $E_b/N_0 = \gamma_b \leq P_{e\_target}$ 时, 设调制方式  $M_i$  的BER为  $P_{bM_i}(\gamma_b)$ 。当目标BER为  $P_{e\_target}$ 时, 如果  $\gamma_b = Th_i$  是使  $P_{bM_i}(\gamma_b) \leq P_{e\_target}$  成立的最小值, 则自适应调制方式选择门限为  $T_h = \{Th_i | Th_i \leq Th_{i+1}; 1 \leq i, i+1 \leq i_{max}\}$ , 即, 对于第  $n$  个OFDM符号的第  $k$  个子载波, 自适应调制方式的选择算法如下:

- 1) 如果  $\hat{\gamma}_b < Th_1$ , 调制阶数  $L_{n,k} = L_{M_0} = 0$ , 即不传输数据;
- 2) 如果  $Th_i \leq \hat{\gamma}_b < Th_{i+1}$ , 调制阶数  $L_{n,k} = L_{M_i}$ , 即选择调制方式  $M_i$ ,  $1 \leq i \leq i_{max} - 1$ ;
- 3) 如果  $Th_{i_{max}} \leq \hat{\gamma}_b$ , 则选择系统支持的最高阶调制方式。

在实际中, 为了简化复杂度, 另一种处理方式是根据相干带宽和相干时间, 将多个子载波和OFDM符

号构成二维自适应块,在该块内采用相同的调制方式。由于这两种处理方式没有本质区别,本文此后的分析不对这种方式作特别说明。

目前,已有相当多的文献分析OFDM的信道和SNR估计技术<sup>[1,6]</sup>,对这两种估计技术的深入讨论超出了本文的范围,同时,本文假设通过适当的调制、编码和功率控制技术,可以有效地将 $\hat{\gamma}_b$ 反馈回发射端,因此,在本文此后的分析中将不考虑反馈信道的影响。

## 2 PSAM自适应调制OFDM频谱效率计算

文献[3,4]均根据文献[5]的方法定义和计算自适应调制OFDM的频谱效率,没有考虑OFDM的开销,显然对PSAM自适应调制OFDM是不恰当的。

设OFDM符号的长度为 $T_s$ ,保护前缀的长度为 $T_G$ ;接收端的平均 $E_b/N_0$ 为 $\bar{\gamma}_b = E[\bar{\gamma}_b]$ ,符号 $E$ 表示求平均。对应目标BER  $P_{e\_target}$ ,PSAM自适应调制OFDM的频谱效率为

$$\bar{\eta}(\bar{\gamma}_b, P_{e\_target}) = E_{n,k}[L_{n,k}](1-\eta_G)(1-\eta_p) \quad (4)$$

式中  $E_{n,k}$ 表示对OFDM符号和子载波求平均,  $\eta_G = T_G/T_s$ 是OFDM符号保护前缀的开销,  $\eta_p$ 是导引符号的开销,其取值与具体的导引图案设计有关。根据1.2节自适应调制方式选择算法,有

$$L_{n,k} = L_{M_i}, P_{bM_i}(\bar{\gamma}_b) \leq P_{e\_target} < P_{bM_{i+1}}(\bar{\gamma}_b), 0 \leq i \leq i_{max} - 1 \quad (5)$$

与文献[3,4]不同的是,式(4)考虑了PSAM OFDM的开销,因此更接近实际应用。

根据式(4)的定义,自适应调制OFDM的频谱效率取决于特定信道条件下不同调制方式的BER性能,而BER与PSAM信道估计密切相关<sup>[6]</sup>。基于式(3),设

$$E[|H_{n,k}|^2] = 2\sigma_1^2, E[|\hat{H}_{n,k}|^2] = 2\sigma_2^2 \quad (6)$$

$$\rho_1 = \frac{\frac{1}{2} \operatorname{Re}\{E[\hat{H}_{n,k} H_{n,k}^*]\}}{\sigma_1 \sigma_2}, \rho_2 = \frac{\frac{1}{2} \operatorname{Im}\{E[\hat{H}_{n,k} H_{n,k}^*]\}}{\sigma_1 \sigma_2}, \rho = \sqrt{\rho_1^2 + \rho_2^2} \quad (7)$$

式中 符号  $\operatorname{Re}$  和  $\operatorname{Im}$  分别表示取复数的实部和虚部,符号  $*$  表示取复数共轭。根据文献[6],在Rayleigh信道下,对于PSAM OFDM,三种典型调制方式的BER计算方法如下:对于BPSK调制,有

$$P_{bBPSK}(\bar{\gamma}_b) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{\rho_1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\bar{\gamma}_b} - \rho_2^2}} \right] \quad (8)$$

对于QPSK调制,有

$$P_{bQPSK}(\bar{\gamma}_b) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{1}{2} \frac{\frac{(\rho_1 + \rho_2)}{\sqrt{2}}}{\sqrt{1 + \frac{1}{2\bar{\gamma}_b} - \frac{(\rho_1 - \rho_2)^2}{2}}} - \frac{1}{2} \frac{\frac{(\rho_1 - \rho_2)}{\sqrt{2}}}{\sqrt{1 + \frac{1}{2\bar{\gamma}_b} - \frac{(\rho_1 + \rho_2)^2}{2}}} \right] \quad (9)$$

对于16-QAM调制,有

$$P_{b16QAM}(\bar{\gamma}_b) = \frac{1}{32} \sum_{k=1}^{24} \operatorname{sgn}_k \left[ 1 - \frac{b_k [\rho_1 \cos \theta_k + \rho_2 \sin \theta_k] + \frac{a_k \sigma_2}{\sigma_1}}{\sqrt{b_k^2 (1 - \rho^2) + \left( b_k [\rho_1 \cos \theta_k + \rho_2 \sin \theta_k] + \frac{a_k \sigma_2}{\sigma_1} \right)^2 + \frac{5}{(2\bar{\gamma}_b)}}} \right] \quad (10)$$

式(10)中的  $\operatorname{sgn}_k$ ,  $b_k$  和  $\theta_k$  的定义如文献[6]表1所示。在式(8)、(9)中,如果令  $\rho_1 = 1$ ,  $\rho_2 = 0$ ,  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ ,则得到理想信道估计下的BPSK/QPSK BER公式;在式(10)中,令  $\rho_1 = 1$ ,  $\rho_2 = 0$ ,  $\sigma_1 = \sigma_2$ ,则得到理想信道估计下的16-QAM BER公式。

表1 系统参数

| 工作频率  | 系统带宽  | 功率延迟分布 | 信道最大延迟 | OFDM符号保护前缀长 | OFDM符号长 |
|-------|-------|--------|--------|-------------|---------|
| 2 GHz | 5 MHz | 均匀分布   | 20 μs  | 20 μs       | 220 μs  |

### 3 数值结果

用于数值计算的系统参数如表1所示, 系统支持的调制方式  $M_i \in \{\text{不传输}, \text{BPSK}, \text{QPSK}, \text{16-QAM}\}$ 。采用如图2所示的二维导引图案, 其中  $N_t = 5, N_f = 2$ 。式(3)中的信道估计滤波器采用最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)准则下的二维Wiener滤波<sup>[8]</sup>, 滤波器阶数  $N_{tap} = 6$ 。

三种调制方式在归一化Doppler频移  $f_d T_s = 0.02$  时的PSAM、OFDM、BER与接收端平均  $E_b/N_0$  的关系如图3所示。图中标有“文献[3]”和“文献[4]”的BER曲线分别由文献[3]的公式(9)和文献[4]的公式(17)采用Monte Carlo仿真的方法得到, 计算时考虑了信道估计误差对发射端自适应调制方式选择的影响。

图3所示, 在衰落信道下, 文献[3, 4]的结果与理想信道估计下的BER很接近, 但远好于实际PSAM、OFDM的BER。实际上, 文献[3, 4]在计算中均假设接收端可以进行理想相干检测, 以此为基础讨论自适应调制OFDM在发射端受到信道估计误差影响下的BER, 这样处理不能精确反映信道估计误差对PSAM、OFDM、BER的影响。因此, 从图3可以看出, 当  $E_b/N_0$  较大、信道估计误差成为影响BER的主要因素时, 文献[3, 4]的结果与实际PSAM、OFDM的BER差异很大。同时, 由于文献[3, 4]的推导源于文献[5]中对AWGN信道下BER的拟合, 使得其结果甚至略好于理想信道估计下的BER。

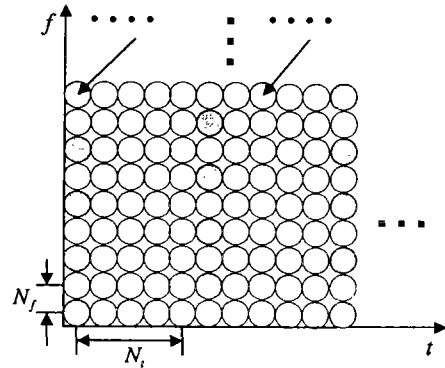


图2 时间、频率二维导引图案

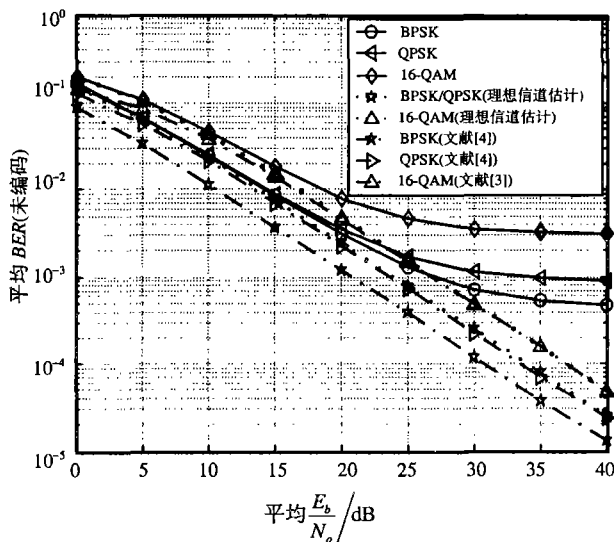


图3 PSAM OFDM下三种调制方式的BER性能

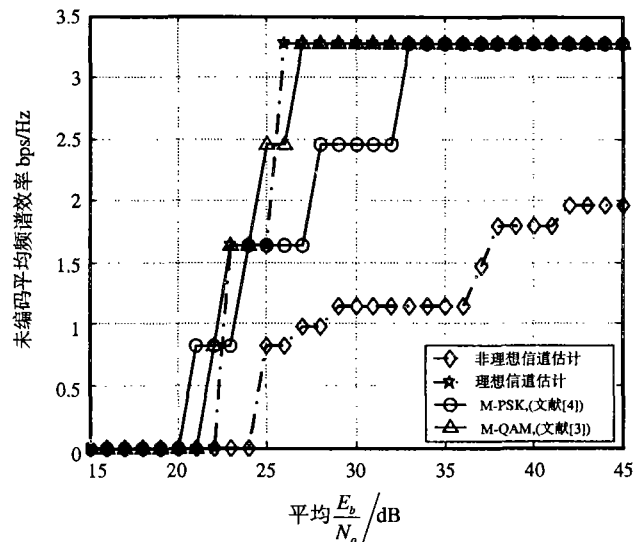


图4 PSAM自适应调制OFDM的平均频谱效率

根据上述BER结果, 当  $P_{e\_target} = 1 \times 10^{-3}$  时, 按照式(4)得到PSAM自适应调制OFDM的频谱效率与接收端平均  $E_b/N_0$  的关系如图4所示。图中标有“文献[3]”的频谱效率曲线是根据信道估计误差由文献[3]的公式(9)取调制阶数连续变化的M-QAM采用Monte Carlo仿真的方法得到; 而标有“文献[4]”的频谱效率曲线则是采用类似的方法由文献[4]的公式(17)对M-PSK计算得到, 但均考虑了OFDM符号保护前缀和导引符号的开销。图中的另外两条曲线直接根据图3中的BPSK、QPSK和16-QAM在理想和有信道估计误差情况下的BER由式(4)得出。由于考虑系统支持的最高阶调制方式为16-QAM, 考虑开销后的最大频谱效率在理想信道估计

下为3.27 bps/Hz, 有信道估计误差时则为1.96 bps/Hz。

从图4可以看出, 采用文献[3, 4]的方法得出的结果与没有信道估计误差时的频谱效率接近, 而远远好于实际有信道估计误差下的PSAM 自适应调制OFDM的频谱效率。因此, 在时变衰减信道下, 如果根据文献[3, 4]的方法计算PSAM自适应调制OFDM的频谱效率, 得出的结果将缺乏实际意义, 而应当根据实际信道条件下不同调制方式PSAM、OFDM的BER, 采用式(4)的方法来计算。其根本原因在于文献[3, 4]的方法忽略了接收端信道估计误差对PSAM、OFDM、BER的影响。

## 4 结 论

本文基于PSAM, 对Rayleigh衰落信道下的自适应调制OFDM频谱效率的计算方法进行了分析。数值结果表明, 应当根据实际信道条件下不同调制方式PSAM、OFDM的BER, 采用本文中式(4)的方法来计算PSAM自适应调制OFDM的频谱效率。本文的分析基于FDD系统, 但对于时分双工(Time Division Duplex, TDD)系统依然有效。由于没有考虑反馈信道的影响, 式(4)给出的是PSAM自适应调制OFDM频谱效率的上限, 至于该因素对PSAM自适应调制OFDM频谱效率的影响, 待进一步研究。

## 参 考 文 献

- [1] Keller T, Hanzo L. Adaptive multicarrier modulation: a convenient framework for time-frequency processing in wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE 2000, 88(5): 611-640
- [2] Chuang J, Sollenberger N. Beyond 3G: wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment[J]. IEEE Communications Magazine, 2000, (7): 78-87
- [3] Ye S, Blum R, Cimini L J. Adaptive modulation for variable-rate OFDM systems with Imperfect channel Information [C]. Proceedings of the Spring IEEE Vehicular Technology Conference, Birmingham, AL, 2002, 767-771.
- [4] Howlader M. Qureshi H. Spectral efficiency of OFDM systems using M-ary PSK modulation [C]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), New Orleans, LA, 2003, 15-19
- [5] Chung S, Goldsmith A. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1 561-1 571
- [6] Chang Ming-Xian, Su Yu T. Performance analysis of equalized OFDM system in rayleigh fading [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002,1(4): 721-732
- [7] Gaspard I. Impact of the channel estimation onto the BER-performance of PSAM-OFDM systems in mobile radio channels[C]. IEEE VTC2001 Spring, Rhodos, Griechenland, 2001, 673-676
- [8] Hoeher P, Kaiser S, Robertson P. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by wiener filtering [C]. IEEE ICASSP'97, Munich, Germany, 1997, 1 845-1 848

编 辑 孙晓丹

· 科研成果介绍 ·

## ES4541 逻辑分析仪

主研人员: 王厚军 师奕兵 戴志坚 田书林 陈光禔 韩熙利 黄建国 王风碧 冉廷华 徐建南

ES4541 逻辑分析仪实现了多通道高速率对高档和多种 CPU、总线装备系统以及多种 DSP 数字信号处理系统进行硬件、软件测试, 性能与 TLA500、Agilent1670 和 Agilent6710 基本相同或相近, 采用全中文界面操作。

· 渠 涌 ·