

快时变信道下非数据辅助误差矢量幅度的自适应调制算法

杨凡^{1,2}, 曾孝平¹, 简鑫¹, 周继华², 阮定良², 高乙文³

(1. 重庆大学通信工程学院, 重庆 400044; 2. 重庆金美通信有限责任公司, 重庆 400030; 3. 中国移动通信集团重庆有限公司, 重庆 400044)

摘 要: 针对快时变信道下无线通信频谱利用率降低的问题, 提出一种基于非数据辅助的误差矢量幅度的自适应调制 (NDA-EVM-AM, nondata-aided error vector magnitude based adaptive modulation) 算法, 选取 NDA-EVM 作为反映快时变信道变化的特征参量并给出不同调制阶数的统一计算模型, 建立不同调制阶数 NDA-EVM 与误码率 (BER) 之间的关系并据此设计 MQAM (multilevel quadrature amplitude modulation) 调制阶数的快速调整机制。以高铁通信的快时变信道场景为例, 数值仿真表明, 相比 DA-EVM (data-aided error vector magnitude) 和信噪比估计, NDA-EVM 估计具有最小均方根误差; NDA-EVM-AM 算法可提高信道质量评估与调制阶数选择的准确性, 相较于 DA-EVM-AM (data-aided error vector magnitude based adaptive modulation) 算法, 调制阶数选择的正确率可提升 7.9%, 频谱利用率可提高 $0.53 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$; 相较于 SNR-AM (signal to noise ratio based adaptive modulation) 算法, 调制阶数选择的正确率可提升 15.7%, 频谱利用率可提高 $0.82 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 。

关键词: 快时变信道; 自适应调制; 非数据辅助; 误差矢量幅度

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

Nondata-aided error vector magnitude based adaptive modulation over rapidly time-varying channels

YANG Fan^{1,2}, ZENG Xiao-ping¹, JIAN Xin¹, ZHOU Ji-hua², RUAN Ding-liang², GAO Yi-wen³

(1. College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. Chongqing Jinmei Communication Co. Ltd., Chongqing 400030, China; 3. China Mobile Group Chongqing Co. Ltd., Chongqing 400044, China)

Abstract: A novel nondata-aided error vector magnitude based adaptive modulation (NDA-EVM-AM) was proposed to solve the problem of lower spectral efficiency over rapidly time-varying wireless channels. Namely, NDA-EVM was considered as a metric to reflect the rapid change of time-varying channels. The unified model to calculate different modulation order of NDA-EVM was analytically derived, with which the relationship between NDA-EVM and bit error rate (BER) for each modulation order was presented. Thereafter, the mechanism to adaptively select the modulation orders of multilevel quadrature amplitude modulation (MQAM) signals was designed to guarantee the predefined BER. Taking the two rapidly time-varying channels proposed for high-speed railway scenarios as examples, numerical results are conducted to verify the effectiveness of the proposed algorithm. It shows that NDA-EVM estimation has the least root mean square error than data-aided error vector magnitude (DA-EVM) estimation and signal to noise ratio estimation. The proposed algorithm has better accuracy in aspects of channel quality estimation and modulation orders adjustment. Compared with conventional data-aided error vector magnitude based-adaptive modulation (DA-EVM-AM), the accuracy improves by 7.9%, spectral efficiency improves by $0.53 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$, and compared with signal to noise ratio based-adaptive modulation (SNR-AM), the accuracy improves by 15.7%, spectral efficiency improves by $0.82 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$.

Key words: rapidly time-varying channels, adaptive modulation, non data-aided, error vector magnitude

收稿日期: 2016-11-02; 修回日期: 2017-01-07

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.91438104, No.61501065, No.61571069, No.61601067); 重庆市基础科学与前沿技术研究专项基金资助项目 (No.CSTC2016JCYJA0021); 中央高校基本科研业务费基金资助项目 (No.106112015CDJXY16002, 106112016CDJXY160001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.91438104, No.61501065, No.61571069, No.61601067), The Chongqing Research Program of Basic Research and Frontier Technology (No.CSTC2016JCYJA0021), The Fundamental Research Funds of the Central Universities (No.106112015CDJXY16002, No.106112016CDJXY160001)

1 引言

通信终端高速移动使无线信道呈现出快时变特性,造成通信系统的频谱利用率急剧下降,甚至不能正常通信。自适应调制具有增强传输可靠性并提高频谱利用率的特点^[1],是解决该问题的有效途径。自适应调制的基本思想是在接收端对信道质量进行评估,将估计结果反馈给发送端,发送端据此调整发送数据的调制阶数,其关键问题是如何确定准确反映信道实时变化的物理量并设计适配信道质量的调制阶数选择机制。传统自适应调制常选用接收符号的信噪比(SNR, signal to noise ratio)反映信道质量,采用固定间隔的前导或导频作为辅助数据完成 SNR 的估计,发端将预期的误码率换算为对应的 SNR 完成调制阶数的选择。这类自适应调制简称为 SNR-AM (signal to noise ratio based-adaptive modulation)算法,具有准确性高和算法复杂度低等优点^[2],研究领域集中于最佳信噪比门限的确定^[3-8]、调制方式、编码方式、发送功率等参数对频谱利用率的影响^[4,5,9,10]和调制阶数选择策略的优化^[11,12]。上述方法可有效保证时不变信道或慢时变信道下系统的频谱利用率,但当应用于快时变信道时仍存在以下问题:1) 固定时间间隔统计的 SNR 不能实时并准确地反映信道变化,引起调制阶数选择错误;2) 为保证 SNR 统计精度,需要大量使用辅助数据,降低了频谱利用率;3) 需要频繁调整发射功率补偿信道衰落带来的 SNR 损失^[1],频繁的功率调整会引起同信道干扰^[6],影响系统稳定性。因此,研究快时变信道下的自适应调制具有重要的理论价值和工程意义。

误差矢量幅度(EVM, error vector magnitude)定义为接收符号星座点与发送符号星座点误差的均方根^[13],可以直接、快速反映信道变化对数据接收产生的误差,是反映信道质量的重要特征参量^[14]。EVM 的计算可以利用数据辅助的误差矢量幅度(DA-EVM, data-aided error vector magnitude),也可以不利用数据辅助的误差矢量幅度,直接用数据符号计算(NDA-EVM, nondata-aided error vector magnitude)^[15]。目前,将 EVM 应用于自适应调制的研究尚处于起步阶段,有限的研究也多是基于 DA-EVM 的自适应调制(DA-EVM-AM)算法。如文献[14]用已知的收发符号计算 EVM(DA-EVM),并将其与不同调制阶数的星座点间隔做比较,来确定

当前信道环境可以接受的最高调制阶数。然而,文献[14]并没有从理论上建立自适应调制的数学模型,也无法给出 DA-EVM 与 BER 的定量关系,使系统无法应用在对 BER 有明确要求的场景中;而且仿真的信道是一种理想可重复的静态信道,也使方案无法应用于快时变信道中。文献[16]通过 DA-EVM 获取信道状态信息,从而确定自适应调制编码阈值和控制功率放大器的功率输出,并证明了 DA-EVM-AM 算法相较 SNR-AM 算法在相同误码率下对自适应调制中功率的调整更为有效。但由于文献[16]中 DA-EVM 的计算方法及其与 BER 的关系均建立在 AWGN 信道上,而在快时变信道中,上述数学关系不再成立,且文中方法需要调整发送功率进行信道补偿,应用于多用户接入的高速移动通信中,会引起严重的同信道干扰,因此也不能很好地解决快时变信道下自适应调制的问题。文献[17]证明 DA-EVM-AM 算法在 STBC-OFDM(space-time block coded orthogonal frequency division multiplexing)系统中较 SNR-AM 算法有更高的频谱利用率。然而该自适应调制方法针对不同的调制阶数无法使用统一的辅助数据序列进行训练,也不能有效地应用于快时变场景。由于 DA-EVM 需要确知的数据进行计算,上述自适应调制方法存在着大量使用辅助数据导致频谱利用率降低的问题。针对上述问题,并考虑到现实通信中多为非数据辅助接收,因此,有学者提出利用 NDA-EVM 来反映信道质量的变化,文献[15]深入研究了 NDA-EVM 在 AWGN 信道和准静态衰落信道下的计算模型,然而该计算模型并不能直接应用在时变衰落信道中,而且该文献的研究仅关注 NDA-EVM 与 SNR 的转换关系,并未将 NDA-EVM 应用于自适应调制中。

据此,本文提出一种适用于快时变信道的 NDA-EVM 自适应调制(NDA-EVM-AM)算法,利用 NDA-EVM 非辅助接收的特性,通过最大似然准则建立不同调制阶数 NDA-EVM 在时变衰落信道的统一计算模型,得到 NDA-EVM 与信道质量的定量关系,并据此设计以 NDA-EVM 和信道相干时间为参量的 MQAM 调制阶数快速调整机制。以 3GPP R4-050388 和 TS25.104 定义的高铁通信的这 2 个快时变信道场景为例,数值仿真表明:相比 DA-EVM 和 SNR 估计,NDA-EVM 估计具有最小均方差(RMSE, root mean square error);NDA-EVM-AM 算法在不增加算法时间复杂度的条件下,提高了信道质量评估

与调制阶数选择的准确性，进而提升了系统的频谱利用率。相较于 DA-EVM-AM 算法，所提算法在调制阶数选择的正确率上可提升 7.9%，频谱利用率可提升 0.53 bit·s⁻¹·Hz⁻¹；相较于 SNR-AM 算法，正确率可提升 15.7%，频谱利用率可提升 0.82 bit·s⁻¹·Hz⁻¹。

2 NDA-EVM-AM 的系统模型及算法框架

图 1 为 NDA-EVM-AM 的系统模型，分为发送星座成型模块、时变信道模块、解调模块、NDA-EVM 计算模块和调制阶数选择模块，其中，NDA-EVM 计算和调制阶数选择模块为本文研究的重点。系统模型中的信号均为复信号，发射机以恒定发送功率发送 MQAM 符号，调制阶数表示为 $M_0 = q(0) = 0$ ， $M_n = q(n) \in \{2^{2n}, n=1, \dots, m\}$ [1]。发送端信息流 $d[i]$ 的初始调制阶数为 $M_1 = q(1)$ ，经过调制和星座成型后得到符号 $x[i]$ ，调制符号经过时变信道中的衰落和加性噪声的污染到达接收端，假设相位偏移可以被完美估计，接收端得到的符号可表示为

$$y[i] = \alpha[i]x[i] + n[i] \quad (1)$$

其中， $\alpha[i]$ 为瞬时信道增益， $n[i]$ 是均值为 0、功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ 的复高斯随机过程， $n[i] \sim CN(0, \sigma_n^2)$ 。接收端高速移动引起的快时变信道，可视为时间选择性——频率非选择性瑞利衰落，瞬时信道增益由一阶自回归过程建模得 [18]

$$\alpha[i] = c\alpha[i-1] + \sqrt{1-c^2}w[i] \quad (2)$$

其中， c 是相关参数， $0 < c \leq 1$ ， c 越小表明信道变化越快，当 $c=1$ 时，信道退化为准静态衰落信道。 $w[i]$ 是高斯随机过程，均值为 0，其功率谱密度由路径损耗和阴影衰落确定 [1]，记为 $w[i] \sim N(0, \sigma_w^2)$ 。

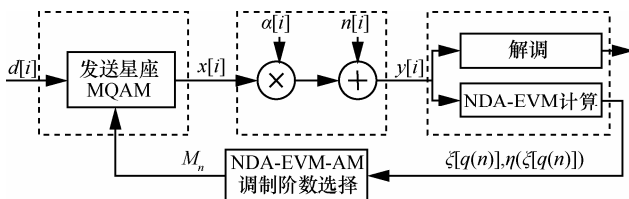


图 1 NDA-EVM 的自适应调制系统模型

NDA-EVM 计算模型根据当前调制阶数 $q(i)$ 发送数据的 NDA-EVM 值推算相同信道环境下其他调制阶数 $q(n)(n=1, \dots, m, n \neq i)$ 数据符号对应的 EVM 值为 $\xi[q(n)]$ 。在 NDA-EVM 计算模块获得所

有调制阶数的 NDA-EVM 值后，根据 NDA-EVM 和 BER 之间的关系，计算出对应的误码率 $\eta(\xi[q(n)])$ ，并将其输入调制阶数选择模块。

NDA-EVM-AM 算法调制阶数选择模块以式(3)作为调制阶数选择的依据，其基本思想是根据所有候选调制阶数的 NDA-EVM，选择满足预期误码率约束的最大调制阶数。

$$\begin{aligned} \max M_n = q(n) \\ \text{s.t. } \eta(\xi[q(n)]) \leq BER_{th} \end{aligned} \quad (3)$$

其中， BER_{th} 表示系统预期的误码率， M_n 为调制阶数选择模块选择最优的调制阶数， T_C 为计算相干时间，确定以相同调制阶数发送的符号个数 $N = \left\lceil \frac{T_C}{T_{\text{symbol}}} \right\rceil$ ，直到下一次阶数调整。

2.1 NDA-EVM 计算模型

本节首先建立时变信道下不同调制阶数 NDA-EVM 的统一计算模型，并推导各调制阶数 NDA-EVM 与 BER 的关系。NDA-EVM 的计算与 DA-EVM 的计算的区别在于：无需确知收/发符号的对应关系，可通过接收符号星座点 $y[i]$ 与通过最大似然准则估计出的发送符号星座点 $\hat{x}[i]$ 的误差求取，如式(4)所示。

$$\xi[q(n)] = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y[i] - \hat{x}[i]|^2}{P_0}} \quad (4)$$

其中， P_0 为恒定的发射功率，本文设 $P_0=1$ ； N 为相干时间内符号数；发送符号 S_i 为 $M_n = q(n)$ 阶的 MQAM 符号，可表示为

$$S_i = (2i-k)b + j(2m-k)b, i, m = 0, 1, \dots, k \quad (5)$$

其中， $k = \sqrt{q(n)} - 1$ ； b 是归一化幅度， $b = \sqrt{\frac{3}{2(q(n)-1)}}$ 。

因为 MQAM 符号实部和虚部具有对称性，下面，仅考虑实部，用下标 R 表示，且省略收/发符号的索引号 i ，式(4)化简为

$$\begin{aligned} \xi[q(n)]^2 &= 2E\{(y_R - \hat{x}_R)^2\} \\ &= 2 \sum_{i=0}^k P(\hat{x}_R = S_{i,R}) \int_{-\infty}^{\infty} (y_R - S_{i,R})^2 f(y_R | \hat{x}_R = S_{i,R}) dy_R \end{aligned} \quad (6)$$

不同于文献[15]中在加性高斯白噪声信道中的处理方法，化简式(6)需要得到接收符号在信道增益

α 下的概率函数。在式(2)模型中, 瞬时信道增益 $\alpha_i \sim N(c^i \frac{\sigma_\alpha^2}{\sigma_\alpha^2 + 2\sigma_n^2}, 1 - c^{2i})$, 相关参数 c 可由 Jakes 自相关模型得到^[19], 即 $c = J_0(2\pi f_d T_{\text{symbol}})$, $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶贝塞尔函数, f_d 为多普勒频移。相干时间内的信道增益 α 可表示为

$$\alpha = \frac{\sigma_\alpha^2}{N(\sigma_\alpha^2 + 2\sigma_n^2)} \sum_{i=1}^N c^i \quad (7)$$

相干时间内 α 可视为定值且 $n = y - \alpha x \sim CN(0, \sigma_n^2)$, 由此可得接收符号的实部 y_R 的条件概率密度函数为

$$f(y_R | x_R = S_{i,R}) = \frac{1}{\sigma_n} \varphi\left(\frac{y_R - \alpha S_{i,R}}{\sigma_n}\right) \quad (8)$$

其中, $\varphi(\cdot)$ 为标准正态分布的概率密度函数。在最大似然准则下, 由接收符号 y_R 估计出发送符号为 $\hat{x}_R = S_{i,R}$ 的概率为

$$P(\hat{x}_R = S_{i,R}) = \sum_{j=0}^k P(x_R = S_{j,R}) \int_{D_{i,R}} f(y_R | x_R = S_{j,R}) dy_R \quad (9)$$

发送符号等概率出现, $P(x_R = S_{j,R}) = \frac{1}{1+k}$ 。利用条件概率和式(9)可得

$$f(y_R | \hat{x}_R = S_{i,R}) = \frac{\sum_{j=0}^k f(y_R | x_R = S_{j,R})}{\sum_{j=0}^k \int_{D_{j,R}} f(y_R | x_R = S_{j,R}) dy_R} \quad (10)$$

发送符号 $S_{i,R}$ 的判决域为

$$D_{i,R} = \begin{cases} -\infty < y_R \leq S_{0,R} + b, & i = 0 \\ S_{i,R} - b < y_R \leq S_{i,R} + b, & 1 \leq i \leq k-1 \\ S_{k,R} - b < y_R < \infty, & i = k \end{cases} \quad (11)$$

将式(9)、式(10)代入式(6), 可得

$$\begin{aligned} \xi[q(n)]^2 = & \frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \mu_{jk,R}) \varphi\left(\frac{-b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n}\right) + \right. \right. \\ & \left. \left. (\mu_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q}\left(\frac{-b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n}\right) \right] + \right. \\ & \left. \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \mu_{jk,R}) \varphi\left(\frac{b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n}\right) + \right. \right. \\ & \left. \left. (\mu_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q}\left(\frac{b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n}\right) \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \mu_{ji,R}) \varphi\left(\frac{-b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n}\right) + \right. \\ & \left. (\mu_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q}\left(\frac{-b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n}\right) \right] - \\ & \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \mu_{ji,R}) \varphi\left(\frac{b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n}\right) + \right. \\ & \left. (\mu_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q}\left(\frac{b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n}\right) \right] \Bigg\} \quad (12) \end{aligned}$$

其中, $\mathcal{Q}(\cdot)$ 为互补累计分布函数, $k = \sqrt{q(n)} - 1$, $\mu_{ji,R} = -S_{i,R} + \alpha_R S_{j,R}$ 。至此, 式(12)给出了时变信道下各调制阶数 NDA-EVM 的统一计算模型。式(12)表示当调制阶数 $M_n = q(n)$ 的星座点被接收端依概率判决在 $D_{i,R}$ 域中 3 个区域时, 每个区域中对应的 EVM 值的累加。其中, 式(12)中第 1 个和第 2 个累加项分别对应 $D_{i,R}$ 域中 2 个边缘区域 $D_{0,R}$ 和 $D_{k,R}$ 的 EVM 值, 后面 2 个累加项的差对应于 $1 \leq i \leq k-1$ 的中间区域 $D_{i,R}$ 的 EVM 值。由式(12)可看出, 无需发送全部调制阶数的数据, 接收端可由任一调制阶数数据推算出相同信道条件下其他各阶数的 NDA-EVM 值。

当得到 NDA-EVM 计算模型后, 还需确定 NDA-EVM 对应的误码率, 才能建立调制阶数选择的理论依据。在快时变信道中, 相干时间内 MQAM 的误码率可近似表示为^[20]

$$\eta[q(n)] = \frac{4(\sqrt{q(n)} - 1)}{\sqrt{q(n)} \ln q(n)} \mathcal{Q}\left[\sqrt{\frac{3\alpha^2}{2\sigma_n^2(q(n) - 1)q(n)}}\right] \quad (13)$$

式(12)与式(13)可表示为

$$\begin{cases} \xi[q(n)] = f_1(\sigma_n, q(n)) \\ \eta[q(n)] = f_2(\sigma_n, q(n)) \end{cases} \quad (14)$$

由此可得 NDA-EVM 和 BER 之间的关系

$$\eta(\xi[q(n)]) = f(\xi[q(n)], q(n)) \quad (15)$$

上述隐式方程理论上给出了 NDA-EVM 和 BER 的关系, 由已知任意一方参数即可给出另一方在当前信道下的准确值; 然而该隐式方程非线性很强, 只能给出数值解。

2.2 NDA-EVM-AM 算法调制阶数选择机制

调制的阶数选择是以 NDA-EVM 和信道时变参数为依据, 调整发送数据的调制阶数以适配当前信道, 满足系统误码率要求。一次完整的调制阶数选择

包含 3 个部分：1) 根据时变信道的相干时间确定以相同调制阶数发送的符号个数 $N = \left\lfloor \frac{T_c}{T_{\text{symbol}}} \right\rfloor$ ；2) 根据 NDA-EVM 计算模型(式(12))，得到当前数据符号 EVM 值，并推算出所有调制阶数的数据符号对应的误码率(式(15))；3) 在系统误码率限制下选择出最优调制阶数(式(3))，并在 N 个符号内保持不变。

图 2 给出了 NDA-EVM-AM 算法调制阶数选择机制的完整流程，可归纳为以下几点。

- 1) 设置自适应调制的初始时刻为 $i = 0$ ，初始调制阶数为 $M_1^0 = q(1) = \text{QAM}$ 。
- 2) 接收端估算信道的相干时间 T_c^i ，统计相干时间内发送的符号数 $N = \left\lfloor \frac{T_c}{T_{\text{symbol}}} \right\rfloor$ 。
- 3) 根据式(12)由当前调制阶数的数据符号计算出所有调制阶数的 NDA-EVM 值， $\xi^i[q(n)] = \{\xi^i[4], \xi^i[16], \xi^i[64], \dots, \xi^i[M_n]\}$ 。
- 4) 根据式(15)得出当前信道下各调制阶数的 NDA-EVM 对应的 BER， $\eta(\xi^i[q(n)]) = \{\eta(\xi^i[4]), \eta(\xi^i[16]), \eta(\xi^i[64]), \dots, \eta(\xi^i[M_n])\}$ 。
- 5) 在指定 BER_{th} 的条件下，根据式(3)选出 M_n^i 作为当前最优调制阶数，该调制阶数在相干时间 T_c^i

包含的 N 个数据符号中保持不变，由此完成一次调制阶数的调整。重复步骤 2)和步骤 3)，完成新一轮的调制阶数调整。

值得注意的是，如果在步骤 5)中， $\eta(\xi^i[q(1)]) > BER_{th}$ ，即最低调制阶数 QAM 对应的误码率仍然不能满足要求，则中断相干时间 T_c^i 的数据发送(NoTx)，即 $M_0^i = q(0)$ ，直到新一轮的调制阶数调整重新开始上述流程。

在快时变衰落信道下，NDA-EVM 自适应调制的频谱利用率是各调制阶数的速率 $\text{lb}M_j$ 按调制阶数选择的正确率 $r(M_j - \text{QAM})$ 进行加权的和为

$$\begin{aligned} \frac{R}{B} &= \sum_{j=1}^n \text{lb}(M_j) r(M_j - \text{QAM}) \\ &= \sum_{j=1}^n \text{lb}(M_j) p\{\eta(\xi^i[q(j+1)]) \geq BER_{th}\} \cdot \\ &\quad p\{\eta(\xi^i[q(j)]) \leq BER_{th}\} \end{aligned} \quad (16)$$

其中， $M_n = q(n) \in \{2^{2n}, n=1, \dots, j, \dots, m\}$ 。

2.3 NDA-EVM-AM 算法的复杂度分析

表 1 给出了执行 NDA-EVM-AM 算法每步的算法时间复杂度。其中， $M = \max(M_n)$ 为 MQAM 中最高调制阶数，综合考虑算法各流程，时间复杂度最高的步骤为计算各个调制阶数的 EVM(复杂度为

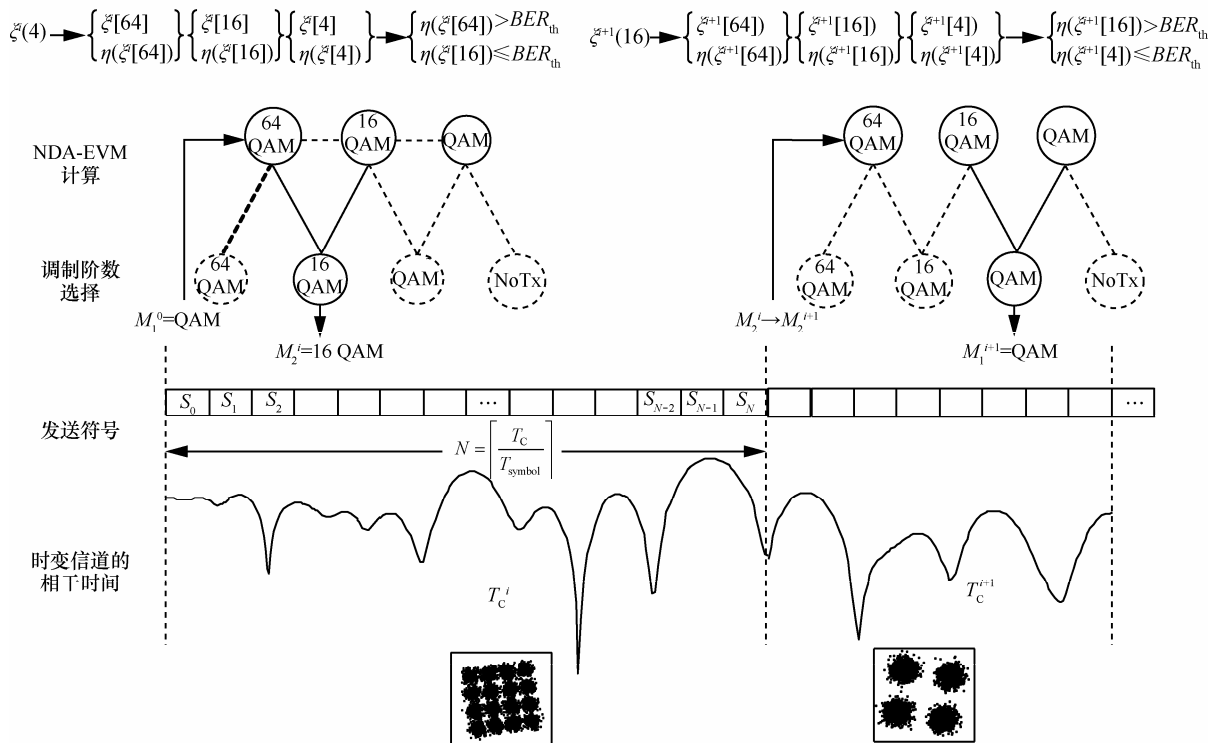


图 2 NDA-EVM-AM 调制阶数选择机制的完整流程

$O(M)$)和对应的误码率计算(复杂度为 $O(\text{lb}M)$)。由于 $O(\text{lb}M) < O(M)$ ，得出本文算法时间复杂度为 $O(M)$ 。文献[7]提出的 SNR-AM 算法和文献[14]提出的 DA-EVM-AM 算法总的时间复杂度也均为 $O(M)$ ，但值得注意的是，本文调制阶数调整策略可保证由当前阶数到适配阶数的“一次性”调整，复杂度为 $O(1)$ ，而文献[7]中调制阶数调整采用“逐阶调整”的策略，复杂度为 $O(\text{lb}M)$ ，远大于 $O(1)$ ，阶数调整实时性较差。另外，文献[14]在初始化调制阶数时，需要训练各个调制阶数在信道下对应的 DA-EVM 值，复杂度为 $O(\text{lb}M)$ ，远大于本文算法对应部分的复杂度 $O(1)$ ，而训练序列的非实时性导致阶数选择正确率较低。综上所述，NDA-EVM-AM 算法在“各个调制阶数的 EVM 计算”和“对应的误码率计算”中需要进行繁复的乘加运算，以牺牲算法复杂度来换取调制阶数调整实时性和正确性的提升，算法总体时间复杂度为线性阶，在快时变信道下仍具有较高的执行效率。

3 NDA-EVM-AM 算法在快时变信道下的测试与性能分析

信道质量评估和调制阶数调整的准确性是评价快时变信道下自适应调制算法性能的主要指标。本文选取高铁通信协议中 3GPP R4-050388 大多普勒频移信道场景和 3GPP TS25.104 多普勒频移快速

变化信道场景分别验证所提算法的信道质量评估与调制阶数调整的准确性。仿真参数如表 2 所示，对比算法为恒定功率下的 SNR-AM 算法^[7]和 DA-EVM-AM 算法^[14]。对比算法中的辅助数据为前导，包含 5 个确知的数据符号，2 个前导之间为随机的数据符号。仿真的信噪比区间分为低信噪比区(0~15 dB)、中信噪比区(16~30 dB)和高信噪比区(31~45 dB)。

表 2	仿真参数
仿真参数	数值
目标误码率 BER_{th}	10^{-3}
发送符号数量	10^9
载波频率	2.4 GHz
发送功率 P_0	1 W
数据符号周期 T_{symbol}	0.1 ms
辅助数据间隔 T_{DA}	10 ms
调制阶数选择 MQAM	N6Tx/QAM/16QAM/64QAM

3.1 大多普勒频移下快时变信道的性能测试

在高铁通信协议中 3GPP R4-050388 大多普勒频移信道场景下，仿真对比 DA-EVM-AM 算法和 SNR-AM 算法，验证快时变信道下信道质量评估的准确性。信道场景为协议定义的 ITU-VA 高铁信道，其

表 1 NDA-EVM-AM 算法复杂度分析

算法步骤	算法计算式	时间复杂度
初始化调制阶数	$M_1^0 = q(1) = QAM$	$O(1)$
相干时间的符号数统计	$N = \left\lceil \frac{T_C^i}{T_{symbol}} \right\rceil$	$O(1)$
各个调制阶数的 EVM 计算	$\xi[q(n)]^2 = \frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \mu_{jk,R}) \varphi \left(\frac{-b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) + (\mu_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q} \left(\frac{-b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \right] + \right.$ $\sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \mu_{jk,R}) \varphi \left(\frac{b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) + (\mu_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q} \left(\frac{b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \right] +$ $\sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \mu_{ji,R}) \varphi \left(\frac{-b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n} \right) + (\mu_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q} \left(\frac{-b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \right] -$ $\left. \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \mu_{ji,R}) \varphi \left(\frac{b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n} \right) + (\mu_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) \mathcal{Q} \left(\frac{b - \mu_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \right] \right\}$	$O(M)$
各调制阶数对应的误码率计算	$\eta(\xi[q(n)]) = f(\xi[q(n)], q(n))$	$O(\text{lb}M)$
调制阶数调整	$\max M_n = q(n)$ $\text{s.t. } \eta(\xi[q(n)]) \leq BER_{th}$	$O(1)$

抽头数为 2，信道类型为 B 类，多普勒频移 f_d 选择 400~800 Hz(对应的移动速率为 180~360 km/h)^[21]。

图 3 给出了 NDA-EVM、DA-EVM 和 SNR 这 3 种统计量估计值在不同相干时间下的均方误差曲线。由图 3 可知：1) NDA-EVM 估计值与真实值更为接近， $RMSE$ 明显低于对比算法，这是由于 DA-EVM 和 SNR 估计速率受辅助数据固定间隔 T_{DA} 影响无法适应信道的快速变化；2) 信噪比的降低和相干时间的减小均有利于 $RMSE$ 的增加，但相干时间的

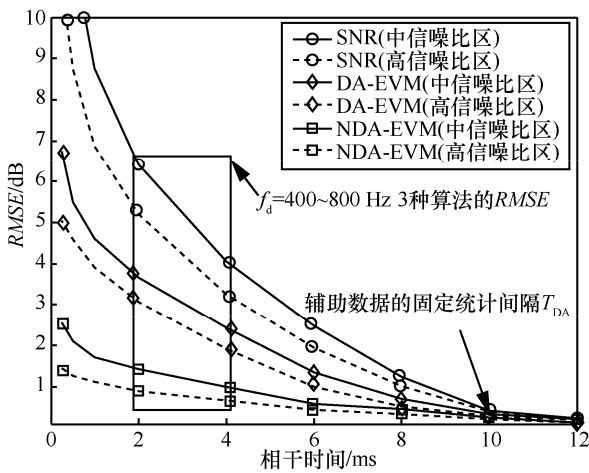


图 3 NDA-EVM、DA-EVM 和 SNR 在不同相干时间下的 $RMSE$

变化对这 3 种估计值 $RMSE$ 的影响更为严重，且相干时间越小，NDA-EVM 与对比统计量估计值在 $RMSE$ 上的差距越明显。说明 NDA-EVM-AM 算法对快时变场景下对信道质量评估更为准确，系统误码率更低，这可引起频谱利用率的提升（如图 4 和图 5 所示）。

图 4 和图 5 对比了 3 种算法在不同多普勒频移下的频谱利用率和算法间的性能差异。由图 4 和图 5 可以看出：1) 信噪比升高，3 种算法的频谱利用率均升高，但 NDA-EVM-AM 算法提升值最大，在高信噪比区较 DA-EVM-AM 算法最高提升了 0.53 $\text{bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ ，较 SNR-AM 算法最高提升了 0.82 $\text{bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ ，这是由于 $RMSE$ 算法随信噪比增加而减小且 NDA-EVM 具有最小 $RMSE$ ，信道质量的准确估计使系统误码率低，频谱利用率提升最高；2) 多普勒频移变大，3 种算法的频谱利用率均有所降低，但 NDA-EVM-AM 算法受多普勒频移影响最小，相反，较对比算法在频谱利用率上的提升不断增大，这是由于多普勒频移变大，特别当相干时间小于辅助数据间隔，对比算法由于统计量的 $RMSE$ 急剧增加产生误码扩散，为保证预期的误码率调制阶数必须降至低阶，

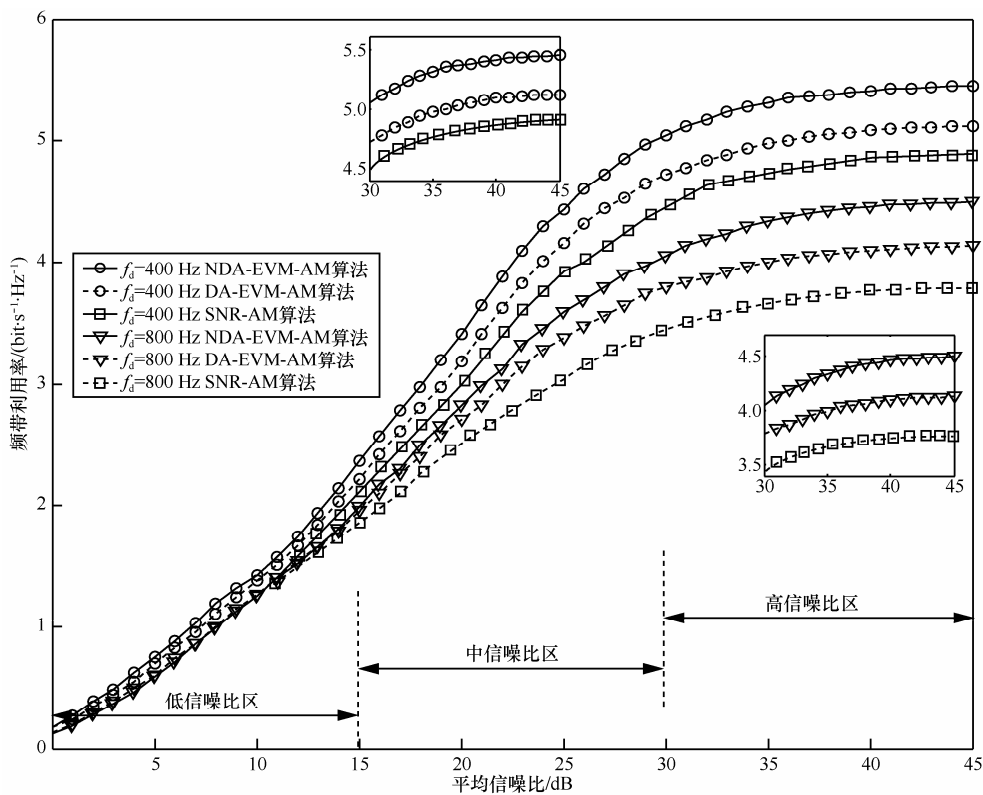


图 4 大多普勒频移场景下的信道频谱利用率

因此与 NDA-EVM-AM 算法相比, DA-EVM-AM 算法在频谱利用率上有 $0.56\sim 0.82 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 的差距, SNR-AM 算法有 $0.43\sim 0.53 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 的差距。

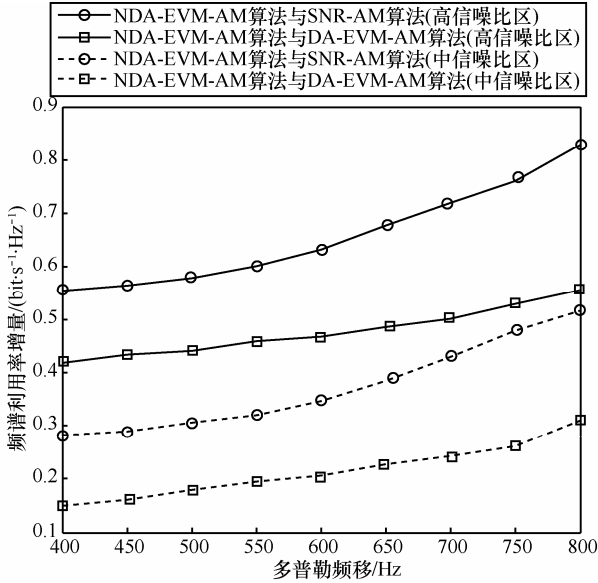


图 5 3 种算法在不同多普勒频域下的性能差异

3.2 多普勒频移快速变化时的性能测试

多普勒频移快速变化造成调制阶数频繁调整, 调制阶数选择准确性成为影响此类快时变信道的主要因素。本节选取高铁通信协议中 3GPP TS25.104 多普勒频移快速变化场景^[22]与对比算法进行比较分析。场景参数与 3.1 节相似, 不同的是多普勒频移在 $-800\sim 800 \text{ Hz}$ 之间周期性变化, 仿真选取以 2 s 为步进, T 在 20~40 s 间变化的 11 种信道。

图 6 和图 7 给出了 3 种算法在多普勒频移快速变化场景的频谱效率以及调制阶数选择正确率曲线。由图 6 和图 7 可以看出: 1) 信噪比升高, 3 种算法的频谱利用率均升高, 但 NDA-EVM-AM 算法提升值最大, 原因同图 4 中的分析类似; 2) 多普勒频移变化周期 T 越小, 3 种算法在调制阶数的正确率和频谱利用率上均有所降低, 但 NDA-EVM-AM 算法降低最少, 较对比算法在这 2 个方面的性能提升也随着 T 的减少而升高。这是由于 NDA-EVM 在评估信道质量的准确性和 NDA-EVM-AM 算法阶数调整的实时性上均优于对比算法, 且随 T 的减小而增大。所以, NDA-EVM-AM 算法在 T 为最小值

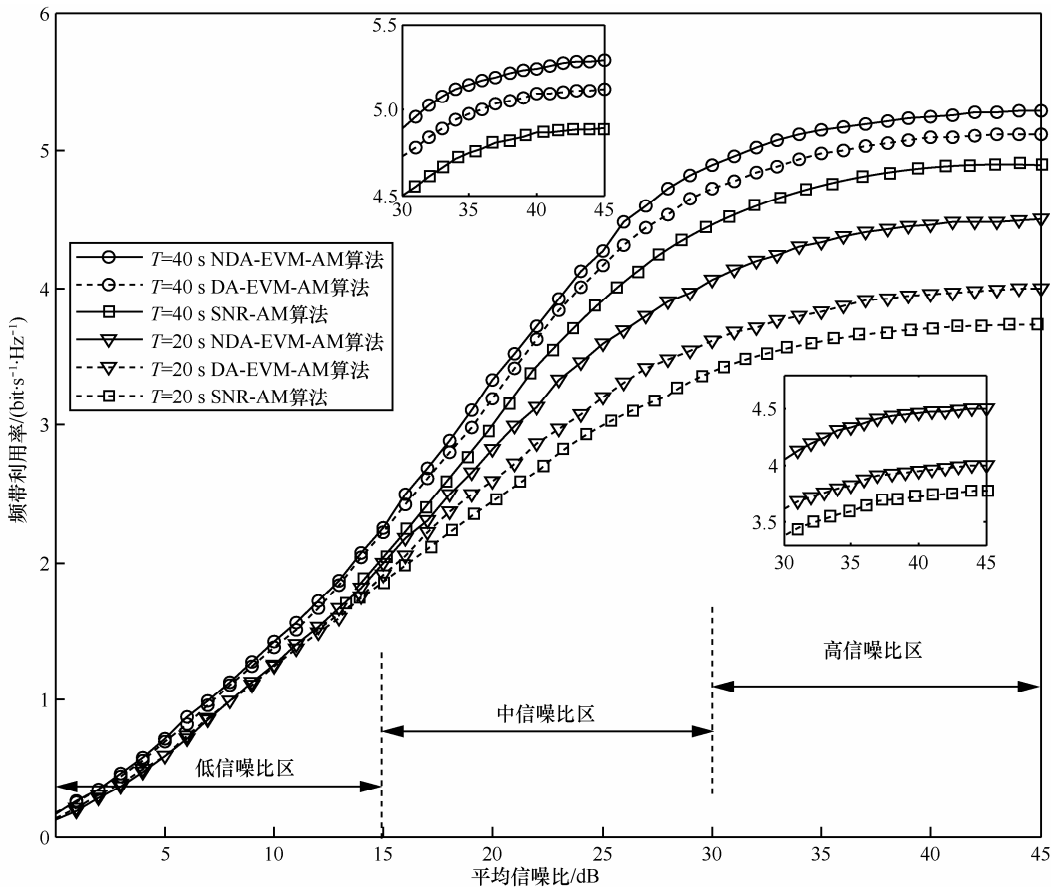


图 6 多普勒频移快速变化场景下的信道频谱利用率

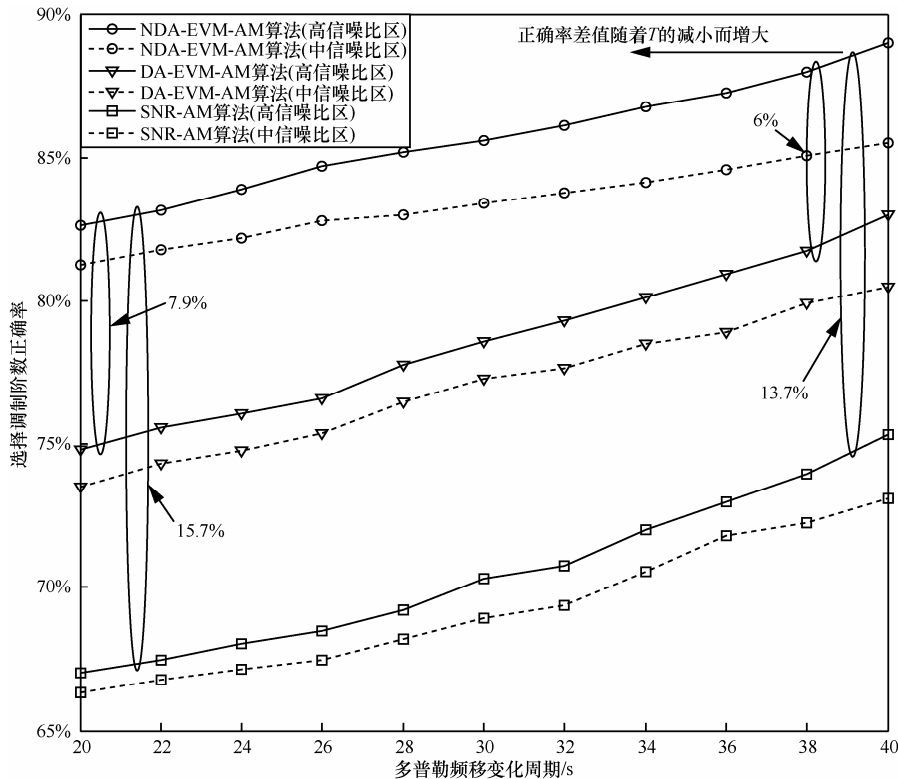


图 7 多普勒频移快速变化场景下的选择调制阶数正确率

20 s 时的调制阶数选择正确率提升最高，相比 DA-EVM-AM 算法提升了 7.9%；相比 SNR-AM 算法提升了 15.7%。对比算法选择调制阶数的错误率高，误码率也随之上升，为达到预期值需要降低调制阶数，因此，对比算法有较低的频谱利用率，与 NDA-EVM-AM 算法的差距也随着 T 值的减小而增大。

4 结束语

针对快时变信道中无线通信系统频谱利用率低的问题，本文提出了一种基于 NDA-EVM 的自适应调制算法。利用 NDA-EVM 非辅助接收的特性，通过最大似然准则建立了不同调制阶数的 NDA-EVM 统一计算模型，得到了 NDA-EVM 与信道质量的定量关系，据此设计了以 NDA-EVM 和信道相干时间为参量的调制阶数调整机制，并给出了可快速调整到适配调制阶数的工程可实现方案。以高铁通信的快时变信道场景为例，数值结果表明：
 1) NDA-EVM-AM 算法与传统的 DA-EVM-AM 算法和 SNR-AM 算法具有相同的时间复杂度 $O(M)$ ；
 2) 相比 DA-EVM 和 SNR 估计，NDA-EVM 具有最低的 RMSE，NDA-EVM-AM 算法在信道质量评估与调制阶数选择方面有较高的准确性，尤其是在大

多普勒频移和多普勒频移快速变化的快时变信道下，相较传统的 DA-EVM-AM 算法和 SNR-AM 算法有更大的性能提升。简而言之，NDA-EVM-AM 算法在快时变信道下具有广泛的工程应用价值，可作为地空通信、高铁通信、水下声通信等快时变信道下自适应调制的参考模型。未来的研究工作包括研究 NDA-EVM-AM 算法在时变信道下的容量上限和存在反馈时延的调制阶数选择机制等。

参考文献：

- [1] GOLDSMITH A J. Wireless communications[M]. New York: Cambridge University Press, 2005.
- [2] LYE S C K, ARIFANTO M S, YEW H T, et al. Performance of signal-to-noise ratio estimator with adaptive modulation[C]// 2012 Sixth Asia Modelling Symposium (AMS). 2012: 215-219.
- [3] FERNÁNDEZ-PLAZAOLA U, MARTOS-NAYA E, PARIS J F, et al. Adaptive modulation for MIMO systems with channel prediction errors[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(8): 2516-2527.
- [4] SVENSSON A. An introduction to adaptive QAM modulation schemes for known and predicted channels[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(12): 2322-2336.
- [5] ZALONIS A, MILIOU N, DAGRES I, et al. Trends in adaptive modulation and coding[J]. Advances in Electronics and Telecommunications,

2010, 1(1): 104-111.

- [6] CHOI B, HANZO L. Optimum mode-switching-assisted constant-power single-and multicarrier adaptive modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2003, 52(3): 536-560.
- [7] 高欢芹, 鄢广增, 朱琦. AQAM 系统最佳信噪比门限值的研究及其在 IEEE802.16e 中的应用[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1465-1469.
GAO H Q, FENG G Z, ZHU Q. Research of optimum SNR thresholds of AQAM system and its application in IEEE802.16e[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(7): 1465-1469.
- [8] 钱小勇, 沈连丰, 胡静. WPAN/WLAN 应用环境下基于 PER 的链路自适应算法[J]. 通信学报, 2003, 24(4): 94-103.
QIAN X Y, SHEN L F, HU J. Algorithm based on packet error ratio of link adaptation[J]. Journal on Communications, 2003, 24(4): 94-103.
- [9] CHUNG S T, GOLDSMITH A J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1561-1571.
- [10] 张冬梅, 徐友云, 蔡跃明. OFDMA 系统中的功率与比特高效分配算法[J]. 通信学报, 2008, 29(4): 108-113.
ZHANG D M, XU Y Y, CAI Y M. High efficiency algorithm of power and bit allocation for OFDMA system[J]. Journal on Communications, 2008, 29(4): 108-113.
- [11] ZHANG D M, XU Y Y, CAI Y M. High efficiency algorithm of power and bit allocation for OFDMA system[J]. Journal on Communications, 2008, 29(4): 108-113.
- [12] VUTUKURU M, BALAKRISHNAN H, JAMIESON K. Cross-layer wireless bit rate adaptation[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2009, 39(4): 3-14.
- [13] SHAFIK R A, RAHMAN M S, ISLAM A H M, et al. On the error vector magnitude as a performance metric and comparative analysis[C]//International Conference on Emerging Technologies. 2006: 27-31.
- [14] SEN S, SANTHAPURI N, CHOUDHURY R R, et al. AccuRate: constellation based rate estimation in wireless networks[C]//NSDI. 2010: 175-190.
- [15] MAHMOUD H A, ARSLAN H. Error vector magnitude to SNR conversion for nondata-aided receivers[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(5): 2694-2704.
- [16] CHOUITEM R. EVM based AMC for an OFDM system[C]//Wireless Telecommunications Symposium. 2010: 1-5.
- [17] HASSIB M D, MANDEEP J S, ISMAIL M, et al. Adaptive modulation for space-time block code OFDM systems based on EVM[J]. IEICE Communications Express, 2013, 2(2): 74-79.
- [18] GOMADAM K S, JAFAR S A. Modulation and detection for simple receivers in rapidly time-varying channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(3): 529-539.
- [19] JAKES W C, COX D C. Microwave mobile communications[M]. Wiley-IEEE Press, 1994.
- [20] SHAFIK R A, RAHMAN M S, ISLAM A H M. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics[C]//International Conference on Electrical and Computer Engineering, 2006: 408-411.
- [21] 3GPP R4-050388. High speed environment channel models[S]. 3GPP TSG-RAN Working Group 4(Radio) Meeting, 2005: 5.
- [22] 3GPP Technical Report 25.104, V8.9.0 Release 8. Technical specification group radio access network, base station (BS) radio transmission

and reception (FDD)[R]. 2009.

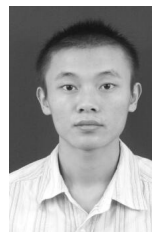
作者简介:



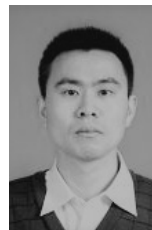
杨凡 (1983-), 男, 湖北广水人, 重庆大学博士生, 重庆金美通信责任有限公司工程师, 主要研究方向为无线宽带自适应传输、无线通信网络、下一代移动通信技术、无线通信中的编码技术等。



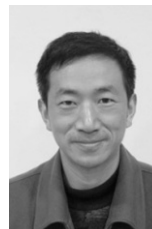
曾孝平 (1956-), 男, 重庆人, 博士, 重庆大学教授、博士生导师, 主要研究方向为航空移动通信、下一代移动通信、生物信号处理等。



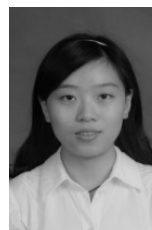
简鑫 (1987-), 男, 四川自贡人, 博士, 重庆大学副教授, 主要研究方向为统计学、无线通信理论与技术、流量分析理论等。



周继华 (1979-), 男, 重庆人, 博士, 重庆金美通信有限责任公司研究员, 主要研究方向为无线通信、移动互联网等。



阮定良 (1971-), 男, 重庆人, 重庆金美通信有限责任公司高级工程师, 主要研究方向为移动通信系统、数字信号处理、无线网络等。



高乙文 (1987-), 女, 重庆人, 中国移动通信集团重庆有限公司校园中心经理, 主要研究方向为移动通信网络、下一代移动通信系统等。