

基于部分信道信息的 卫星移动链路 ACM 方法

韦 亮, 宋高俊, 田 亮

(南昌航空大学信息工程学院, 江西南昌 330063)

摘 要: 在卫星移动通信环境下, 由于信道时变特性以及巨大的往返传输延迟, 极大地限制了卫星自适应编码调制 (adaptive coding and modulation) 技术的应用. 为了解决这个问题, 根据卫星移动通信上下行链路的视线信道分量满足近似互易性的特点, 本文提出了一种基于部分信道信息的自适应调制编码方法. 在满足平均发射功率和平均比特错误率的约束条件下, 导出了最优的自适应编码调制策略和功率分配方法. 提出的方法克服了现有自适应方法的局限性, 同时, 通过频谱效率性能的仿真验证了提出方法的有效性.

关键词: 卫星移动通信; 自适应编码调制; 莱斯阴影模型; 传输延迟; 部分信道信息; 频谱效率

中图分类号: TN927

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2018)09-2063-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.09.003

An ACM Method Based on Partial Channel Information for Mobile Satellite Link

WEI Liang, SONG Gao-jun, TIAN Liang

(College of Information Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang, Jiangxi 330063, China)

Abstract: Due to the time-varying of the channel and the huge round-trip delay, the application of adaptive coding and modulation (ACM) technique is greatly limited in the mobile satellite environment. In order to solve this problem, an ACM method using partial channel information is proposed based on the characteristics of the line-of-sight component between uplink and downlink, which satisfy the approximate reciprocity in mobile satellite communication. This paper presents an optimized ACM strategy and power allocation method with the constraint of the average transmit power and the average bit error rate, which overcome the limitations of existing adaptation. At the same time, the simulation results also show the effectiveness of the proposed method.

Key words: mobile satellite communication; adaptive coding and modulation; shadowed Rice model; transmission delay; partial channel information; spectral efficiency

1 引言

自适应编码调制 (Adaptive Coding and Modulation, ACM) 作为一种高效的信息传输衰落补偿技术, 保证了通信系统在不同环境下有效地传送信息, 是卫星通信系统中的重要组成部分.

由于陆地移动卫星 (Land Mobile Satellite, LMS) 通信系统的链路时变特性以及星地之间巨大的信号传输延迟, ACM 系统的发射机只能获得接收端反馈的“过时”信道状态信息, 极大地限制了传统 ACM 技术的实

现. 针对这一问题, 文献[1,2]提出了基于马尔科夫链状态的 ACM 技术, 虽然解决了信道信息时变性的影响, 但是这种完全采用统计量信息的自适应方式忽略了信道在整个状态中的变化特性, 能实现的性能很有限. 文献[3,4]采用了开环信道信息、闭环的统计信道信息和接收端反馈的应答信息 (ACK/NAK) 相结合的链路自适应方法, 进一步降低了时变和传输延迟造成的信道估计误差问题, 但考虑到应答信息受反馈延迟的影响, 这种方法只适用于慢时变的轻阴影卫星通信链路.

针对卫星上行链路自适应的时变信道动态延迟问

题,本文提出了基于部分信道信息的 ACM 方法;系统发射机根据下行链路的视线信道信息以及反馈的上行链路多径信道散射的统计信息(我们将其合称为部分信道信息)实现最优自适应,有效避免了传输延迟的影响。

2 系统模型

假设系统采用闭环与开环相结合的控制方式,且上下行链路采用频分双工(FDD)的传输方式,因此,上行链路和下行链路的瞬时信道增益是不同的. 在 LMS 通信环境下,传输信道的主要时变因素是多径和阴影衰落;本文采用了莱斯阴影信道模型,则第 n 个符号间隔的上行链路信道增益可以表示为^[5].

$$h^U(n) = h_{\text{LOS}}^U(n) + h_{\text{NLOS}}^U(n) \quad (1)$$

其中,符号“U”表示上行链路, $h^U(n)$ 是信道的复包络, $h_{\text{NLOS}}^U(n)$ 是信道的多径散射分量,服从均值为0方差为 σ_U^2 的高斯分布; $h_{\text{LOS}}^U(n)$ 是与散射分量独立不相关的视线(Line of Sight, LOS)信道分量,且包络 $|h_{\text{LOS}}^U(n)|$ 服从 Nakagami 分布,可用参数 $\{\Omega, m\}$ 描述其衰落特性,其中 Ω 为 LOS 分量的平均功率; m 是形状因子,反映了信道衰落的严重程度. 定义信道接收端的归一化信噪比 $\gamma(n) \triangleq |h_{\text{LOS}}^U(n)|^2 / (N_0 B)$;假设在第 n 个符号间隔的受控发射功率为 $S(\gamma(n))$,则接收端的接收信噪比表示为 $\gamma(n)S(\gamma(n))$. 本文研究基于网格编码调制(Trellis Coded Modulation, TCM)的 ACM 方法(提出的方法也可以推广应用于其它的编码方法),并且假设系统采用 M 阶正交幅度调制(M -ary Quadrature Amplitude Modulation, MQAM),则任意一种 TCM 方式的瞬时比特错误率可以近似表示为^[6].

$$P_{i,\text{TCM}}(\gamma(n)) \approx c_3 \exp(-g'_i S_i(\gamma(n)) \gamma(n)), i = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

式中 i 表示第 i 个可用的调制编码对,且有对应的受控发射功率 $S_i(\gamma(n))$; c_3 为常数,大小取决于网格编码器的状态数,当编码调制采用四状态的 TCM 方式时, c_3 取值为1.5; $g'_i \triangleq g_i d_{\text{free}}^2 / d_0^2$,其中 d_0 表示 MQAM 调制星座的最小欧氏距离; d_{free} 表示编码调制信号中任一对码字间的最小欧氏距离,并且满足.

$$d_{\text{free}}^2 = \begin{cases} 5d_0^2, & M=4 \\ 4d_0^2, & M>4 \end{cases}$$

式中, g_i 值取决于调制的阶数 M ,对于正方形调制星座 $g_i = 3/2(M-1)$,而矩形星座 $g_i = 6/(5M-4)$.

在任一时刻 n ,当发射端已知信道的视线信道信息 $h_{\text{LOS}}^U(n)$ 情况下, $|h^U(n)|$ 服从莱斯分布,信噪比 $\gamma(n)$ (或简称为 γ)服从参数为 $\{\sigma_U^2 / (N_0 B), |h_{\text{LOS}}^U(n)|^2 / (N_0 B)\}$ 的非中心卡方分布,则第 i 种 TCM 编码调制的

平均比特错误率可以表示为.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{i,\text{TCM}}(\gamma_{\text{LOS}}^U) &= \int_0^\infty P_{i,\text{TCM}}(\gamma) p(\gamma) |_{h_{\text{LOS}}^U} d\gamma \\ &= c_3 \exp\left(-\frac{\gamma_{\text{LOS}}^U}{\sigma_U^2}\right) \int_0^\infty \exp\left(-\left(\frac{g'_i \sigma_U^2 S_i}{N_0 B} + 1\right)x\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma_{\text{LOS}}^U x}{\sigma_U^2}}\right) dx \end{aligned} \quad (3)$$

式中 $(p(\gamma)|_{h_{\text{LOS}}^U})$ 是非中心卡方分布的概率密度函数, $\gamma_{\text{LOS}}^U \triangleq |h_{\text{LOS}}^U(n)|^2$, $I_0(\cdot)$ 表示第一类零阶修正贝塞尔函数. 对式(3)关于参数 $s = g'_i \sigma_U^2 S_i / (N_0 B) + 1$ 进行拉普拉斯变换^[7],则可以导出平均比特错误率为.

$$\bar{P}_{i,\text{TCM}}(\gamma_{\text{LOS}}^U) = \frac{c_3 N_0 B}{g'_i \sigma_U^2 S_i + N_0 B} \exp\left(-\frac{g'_i \gamma_{\text{LOS}}^U S_i}{g'_i \sigma_U^2 S_i + N_0 B}\right) \quad (4)$$

3 基于部分信道信息的 ACM

这一小节研究基于部分信道信息的 ACM 策略和系统性能. 对于离散编码和调制系统,本文的自适应编码调制问题归结为发射机基于部分信道信息计算最优切换门限和功率的分配. 假设 $\{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^U, i = 1, 2, \dots, N\}$ 是基于视线信道信息的 N 种调制编码方法的切换门限, $\{k_i, i = 1, 2, \dots, N\}$ 是 N 种系统可用的速率集合,则发射机根据获得的视线信道信息 γ_{LOS}^U ,从速率集合中选择一种最好的调制和编码速率;当视线信噪比落入区间 $[\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^U, \hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^U)$ 时,系统分配传输速率为 k_i bps/Hz 的调制编码方法;特别地,当 $\gamma_{\text{LOS}}^U < \hat{\gamma}_{\text{LOS},1}^U$ 时表示通信链路环境极度恶劣,系统中断信号传输. 本文采用的最优自适应编码调制策略是:在系统平均发射功率和平均误比特率约束条件下,发送端基于部分信道信息选择数据速率和发射功率,使得系统的平均数据速率最大化,其数学表述为.

$$\begin{cases} \max_{\{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^U, i=1,2,\dots,N, S_i(h_{\text{LOS}}^U)\}} \text{ASE} = \sum_{i=1}^N k_i \int_{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^U}^{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^U} p(\gamma_{\text{LOS}}^U) d\gamma_{\text{LOS}}^U \\ \text{s. t.} \quad \int_0^\infty S_i(\gamma_{\text{LOS}}^U) p(\gamma_{\text{LOS}}^U) d\gamma_{\text{LOS}}^U = \bar{S} \\ \bar{P}(\gamma_{\text{LOS}}^U) \leq P_0 \end{cases} \quad (5)$$

式中, P_0 表示目标误比特率, \bar{S} 表示系统的平均功率约束.

3.1 部分信道信息的获取

根据式(4)和式(5),提出的最优自适应方法依赖于上行链路的部分信道信息 $\{h_{\text{LOS}}^U(n), \sigma_U^2\}$;卫星链路的视线信道可能会受到大尺度和慢时变阴影衰落的影响,由于阴影衰落主要是由建筑物、山体和树等实体的遮挡造成的,忽略微小的上行链路和下行链路边缘绕射的误差影响,我们能假设上行链路的视线信道信息

和下行链路的视线信道信息是相同的^[3,8];同时考虑到 $h_{\text{NLOS}}^{\text{U}}(n)$ 是相对 $h_{\text{LOS}}^{\text{U}}(n)$ 独立的快时变的零均值高斯随机变量,因此,系统可以采用开环的方法获得等效的上行链路视线信道信息 $h_{\text{LOS}}^{\text{U}}(n)$ 的估计.

$$\hat{h}_{\text{LOS}}^{\text{U}}(n) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L h_{\text{LOS}}^{\text{D}}(n-i) \quad (6)$$

式中符号“D”表示下行链路, L 是慢时变视线信道信息的相干长度, $h_{\text{LOS}}^{\text{D}}(n)$ 是下行链路的视距信道信息. 另一方面,对于采用 FDD 的卫星通信系统,由于上下行链路工作在不同频率,上行链路的信道信息 σ_{U}^2 不同于下行链路的 σ_{D}^2 ,因此,需要将接收机处的估计反馈给发射机.

$$\hat{\sigma}_{\text{U}}^2 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |h^{\text{U}}(n-i)|^2 - |\hat{h}_{\text{LOS}}^{\text{U}}(n)|^2 \quad (7)$$

3.2 等功率优化算法

在发射机固定发射功率为 \bar{S} 的情况下,基于比特错误率约束(4)和优化问题(5),能导出各编码调制方法的最优切换门限值为.

$$\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}} = -\frac{g_i' \sigma_{\text{U}}^2 \bar{S} + N_0 B}{g_i' \bar{S}} \ln \left(\frac{P_0 (g_i' \sigma_{\text{U}}^2 \bar{S} + N_0 B)}{c_3 N_0 B} \right), \quad i=1,2,\dots,N \quad (8)$$

由于 $|h_{\text{LOS}}^{\text{U}}|$ 服从 Nakagami 分布,因此平方包络服从 Gamma 分布. 所以,能导出基于等功率优化算法自适应的平均频谱效率为.

$$\begin{aligned} \text{ASE}(\bar{\gamma}) &= \sum_{i=1}^N k_i \int_{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}}^{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^{\text{U}}} p(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}) d\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}} \\ &= \sum_{i=1}^N k_i \left[\Phi \left(m, \frac{m(\sigma_{\text{U}}^2 + \Omega)}{\Omega \gamma} \hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^{\text{U}} \right) - \Phi \left(m, \frac{m(\sigma_{\text{U}}^2 + \Omega)}{\Omega \gamma} \hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}} \right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $p(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}})$ 表示视线信道信息 $\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}$ 的概率密度函数; $\bar{\gamma} \triangleq \bar{S}(\sigma_{\text{U}}^2 + \Omega)/(N_0 B)$ 是接收端平均信噪比; $\Phi(\alpha, \beta)$ 表示不完备的 Gamma 函数^[9].

3.3 功率速率联合优化算法

这一小节将研究基于部分信道信息的发射功率和传输速率联合优化算法. 不同于等功率优化算法的固定发射功率方式,联合优化算法需要考虑数据速率和发射功率联合分配的优化问题;在满足平均比特错误率和平均功率约束条件下,发射机根据视线信道信息 $\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}$ 选择第 i 种调制编码方法并分配相应的发射功率 $S_i(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}})$;由式(4)和平均比特错误率约束 P_0 ,可求得发射端自适应的发送功率为.

$$S_i(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}) = \left(\frac{-g_i' \gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}}{W(-P_0 g_i' \gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}/c_3)} - 1 \right) \frac{N_0 B}{g_i' \sigma_{\text{U}}^2} \quad (10)$$

其中, $W(\cdot)$ 表示朗伯 W 函数的求解反函数^[10]. 则优化问题(5)的拉格朗日函数可以表示为.

$$\begin{aligned} L(\hat{\gamma}_{\text{LOS},1}^{\text{U}}, \hat{\gamma}_{\text{LOS},2}^{\text{U}}, \dots, \hat{\gamma}_{\text{LOS},N}^{\text{U}}, \lambda) &= \sum_{i=1}^N k_i \int_{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}}^{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^{\text{U}}} p(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}) d\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}} \\ &+ \lambda \left[\sum_{i=1}^N \int_{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}}^{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^{\text{U}}} \frac{S_i(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}})}{g_i' \sigma_{\text{U}}^2} p(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}) d\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}} - 1 \right] \end{aligned} \quad (11)$$

其中,参数 λ 为拉格朗日因子. 将式(10)代入式(11)并求解拉格朗日函数,从而得到每种编码调制方式对应的最优阈值门限为.

$$\begin{aligned} \hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}} &= \frac{N_0 B}{S_i} \left(\frac{\sigma_{\text{U}}^2 S_i}{\lambda N_0 B} (k_i - k_{i-1}) - \left(\frac{1}{g_i'} - \frac{1}{g_{i-1}'} \right) \right) \\ &= \frac{W(-P_0 g_i' \hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}/c_3) W(-P_0 g_{i-1}' \hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}/c_3)}{W(-P_0 g_{i-1}' \hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}/c_3) - W(-P_0 g_i' \hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}/c_3)} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}$ 表示在满足功率自适应条件下,第 i 种编码调制方式对应的最优阈值门限. 联立式(12)和优化问题(5)中的平均功率约束表达式,利用迭代求解方法可求出最优的切换门限集合 $\{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}, i=1,2,\dots,N\}$,从而求出联合优化自适应编码调制的平均频谱效率为.

$$\begin{aligned} \text{ASE}_{\text{AP}}(\bar{\gamma}) &= \sum_{i=1}^N k_i \int_{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}}}^{\hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^{\text{U}}} p(\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}}) d\gamma_{\text{LOS}}^{\text{U}} \\ &= \sum_{i=1}^N k_i \left[\Phi \left(m, \frac{m(\sigma_{\text{U}}^2 + \Omega)}{\Omega \gamma} \hat{\gamma}_{\text{LOS},i+1}^{\text{U}} \right) - \Phi \left(m, \frac{m(\sigma_{\text{U}}^2 + \Omega)}{\Omega \gamma} \hat{\gamma}_{\text{LOS},i}^{\text{U}} \right) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

4 仿真结果与分析

在 LMS 通信环境下,卫星用户终端的信道状态随着时间随机变化,可以用一个两状态的马尔科夫链模型模拟^[10],即能连续通信的轻阴影状态和发生中断的重阴影状态. 假设发射端采用编码速率为 1/2 的四状态网格编码和 MQAM 调制的组合方式,选择自适应 MQAM 星座集合为 $M_i \in \{4, 8, 16, 32\}$,则可以实现的传输速率集合为 $k_i \in \{1, 2, 3, 4\}$ bps/Hz. 由上节的分析结果式(9)和式(13)表明,提出的基于部分信道信息 ACM 方法的性能依赖于信道特征参数 $\{\Omega, \sigma_{\text{U}}^2, m\}$,并根据这些信道参数的变化自适应的选择调制和编码方式.

图 1 给出了基于式(9)计算出的 ACM 系统频谱效率与系统仿真结果的比较,选择的轻阴影信道参数为 $\Omega = 0.95$, $\sigma_{\text{U}}^2 = 0.05$, $m = 9.35$,目标误码率为 $P_0 = 10^{-3}$,采用了等功率自适应调制编码方法. 我们能注意到,平均频谱效率的仿真结果和解析结果式(9)几乎完全一致,部分信噪比的性能存在微小差异,这是由于有限长的仿真符号序列长度限制了随机信道的概率分布特性;为了比较性能,图 1 中还给出了几种不同的固定编码调制方式的频谱效率,其中,固定编码调制方式 TCM- i ($i = 1, 2, 3, 4$) 对应 ACM 的四种编码调制组合方

式;显然,固定编码调制方法可以使用的动态范围很小或能量效率较低,而提出的方法实现了更大的动态范围和更好的性能,体现了提出的方法对环境变化的鲁棒性。

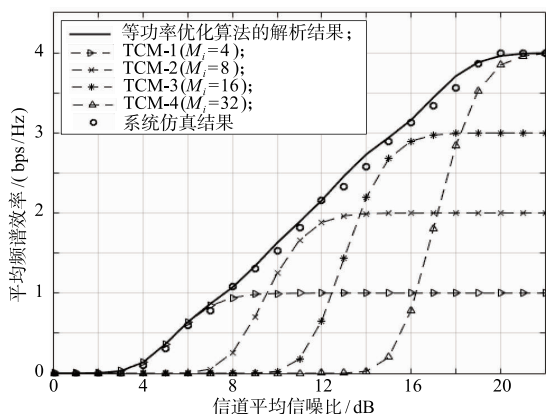


图1 基于等功率优化算法ACM的频谱效率性能

图2的结果表明了信道参数对基于部分信道信息ACM的平均频谱效率性能影响,其中自适应系统采用了等功率优化的ACM算法.从图中可以看出,自适应编码调制的频谱效率主要取决于信道分布参数 Ω 和 σ_U^2 的比值,即视距信道的相对增益;随着 Ω/σ_U^2 的值增大,阴影的影响减小,频谱效率增大;反之,阴影的影响增大,频谱效率减小.另一方面,图2还表明了信道参数 m 的影响;显然,对于确定的信道参数 Ω 和 σ_U^2 ,在高信噪比环境下,更高值 m 的信道能实现更高的频谱效率,这是由于 m 值大的信道能更多地利用高传输速率的编码调制方式;但是,在低信噪比情况下,由于高 m 值信道的中断概率更大,系统的平均频谱效率更小,而小 m 值的信道由于起伏概率更大,中断概率更小,系统的频谱效率更大;这种趋势的转折点依赖相对增益 Ω/σ_U^2 ,如图2所示,在 $\Omega = 0.70$ 、 $\sigma_U^2 = 0.30$ 情况下,转折点在10dB处。

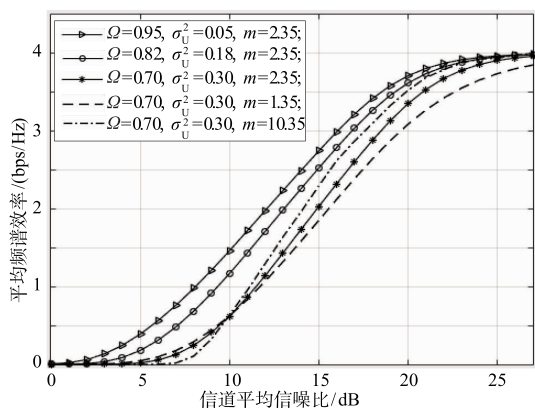


图2 等功率优化算法实现的频谱效率性能与信道参数的关系

图3比较了等功率优化算法和功率速率联合优化算法的频谱效率性能,采用的信道参数为 $\Omega = 0.95$ 、 $\sigma_U^2 = 0.05$ 和 $m = 9.35$,目标误码率为 10^{-3} ;显然,联合优化算法比等功率分配的自适应ACM算法具有更高的平均频谱效率,尤其是在低信噪比时,这种性能优势更加明显.这是由于联合优化算法可以跟踪信道的变化并自适应的调整发射机的发射功率,使系统在满足比特错误率性能的同时,实现尽可能高的传输速率.正是由于联合优化算法具有灵活的功率分配,才能够有效地克服深衰落信道的影响;在图3中,对于目标比特错误率为 10^{-5} 的实验结果也进一步证实了以上的结论.尽管联合优化的ACM性能比等功率算法更好,但是比较两种算法的门限计算式(8)和式(12)可见,等功率算法更简单,更容易实现。

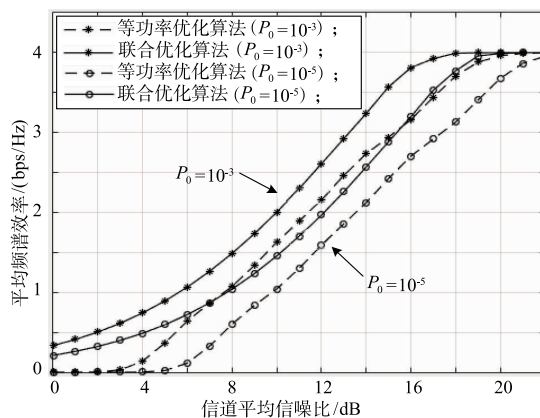


图3 轻阴影信道环境下,两种算法的频谱效率性能比较

5 结论

针对卫星移动通信链路ACM方法的信道状态信息反馈延迟问题,提出了基于部分信道信息的自适应调制编码方法,发射端利用下行链路的视线信道信息和反馈的上行链路多径信道的统计量信息实现自适应的编码调制,这种方法为ACM技术在卫星移动通信系统中的应用提供了一种解决方法.仿真和数值分析结果也表明,提出的方法对环境的变化有更好的鲁棒性,并且,提出的方法能实现更优越的性能,尤其是在高信道相对增益 Ω/σ_U^2 和高信噪比环境下。

参考文献

- [1] TARCHI D, CORAZZA G E, CORALLI A V. A channel state-driven ACM algorithm for mobile satellite communications [J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2016, 34 (6): 787–807.
- [2] TARCHI D, CORAZZA G E, CORALLI A V. Reliability of adaptive transmission in state-based channels for land mobile satellite communications [A]. Proceedings of the

- 2014 IEEE International Conference on Communications [C]. Sydney, Australia; IEEE, 2014. 3582 – 3587.
- [3] RICO-ALVARINO A, ARNAU J, MOSQUERA C. Link adaptation in mobile satellite links; schemes for different degrees of CSI knowledge[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2016, 34 (5) : 679 – 694.
- [4] TATO A, MOSQUERA C, GOMEZ I. Link adaptation in mobile satellite links; field trial results[A]. Proceedings of the 8th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 14th Signal Processing for Space Communications Workshop[C]. Palma de Mallorca, Spain: IEEE, 2016. 1 – 8.
- [5] ABDI A, LAU W C, ALOUINI M S, et al. A new simple model for land mobile satellite channels; first-and second-order statistics[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2003, 2(3) : 519 – 528.
- [6] ZHOU S L, GIANNAKIS G B. Adaptive modulation for multiantenna transmissions with channel mean feedback[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2004, 3 (5) : 1626 – 1636.
- [7] ABRAMOWITZ M, STEGUN I A. Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables[M]. Washington D. C. : Government Printing Office, 1972. 1026 – 1027.
- [8] MONK A M, MILSTEIN L B. Open-loop power control error in a land mobile satellite system[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1995, 13 (2) : 205 – 212.
- [9] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of Integrals, Series and Products[M]. New York: Academic Press, 2007. 899 – 900.
- [10] CORLESS R M, GONNET G H, HARE D E G, et al. On Lambert's W function[J]. Advances in Computational Mathematics, 1993, 5(1) : 329 – 359.
- [11] LUTZ E. A Markov model for correlated land mobile satellite channels[J]. International Journal of Satellite Communications, 1996, 14(1) : 333 – 339.

作者简介



韦 亮 男, 1990 年生于安徽合肥. 现为南昌航空大学信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为无线通信技术、卫星移动通信及系统资源分配.

E-mail: 13956073365@163.com



宋高俊 男, 1957 年生于安徽淮南. 现为南昌航空大学信息工程学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向为卫星通信、协作通信和无线通信系统资源分配.

E-mail: songgaojun@nchu.edu.cn



田 亮 男, 1992 年生于安徽涡阳. 现为南昌航空大学信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为移动通信技术.

E-mail: 1391123504@qq.com