

相关瑞利衰落信道上自适应MQAM的性能分析

李光球

(杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

【摘要】采用 L 条支路最大比合并分集接收的相关瑞利衰落信道容量,推导恒定发射功率自适应 M 进制正交幅度调制的频谱效率,并将它们与独立同分布瑞利衰落信道理论容量进行比较。数值结果阐明相关性和天线设置对瑞利衰落信道容量和自适应 M 进制正交幅度调制性能的影响。

关键词 自适应正交幅度调制; 信道容量; 相关瑞利衰落信道; 分集接收; 最大比合并
中图分类号 TN911.2 文献标识码 A

Performance Analysis of Adaptive MQAM in Correlated Rayleigh Fading Channels

LI Guang-qiu

(School of Communication Engineering Hangzhou Dianzi University Hangzhou 310018)

Abstract Closed-form solutions for the correlated Rayleigh fading channel capacity under L -branch Maximum Ratio Combining (MRC) diversity reception are obtained in this paper. The performance of constant-power adaptive M -ary Quadrature Amplitude Modulation (MQAM) schemes over correlated Rayleigh channels under MRC diversity reception is investigated. Closed-form expressions for spectral efficiency of adaptive MQAM assuming perfect channel estimation and negligible time delay are derived. Numerical results that illustrate the effect of correlation and antenna configurations on the correlated Rayleigh fading capacity and spectral efficiency of adaptive MQAM are also presented

Key words adaptive quadrature amplitude modulation; channel capacity; correlated Rayleigh fading channel; diversity reception; maximal ratio combining

无线业务的不断增长迫切需要能够提高无线通信链路频谱效率的传输新理论和新技术,因而衰落信道容量和自适应调制技术的研究受到了广泛的重视^[1-6]。文献[2-3]研究了瑞利衰落信道容量或采用MRC分集接收的瑞利衰落信道容量。文献[1]研究了采用理想MRC或选择合并(SC)分集接收和自适应传输的瑞利衰落信道容量^[1]。这些研究都是假定各支路信号为独立、同分布瑞利衰落信号。然而,由于接收机尺寸等因素的影响,安装在接收机上的分集天线间的距离受到限制,使得各分集天线上的支路信号彼此统计独立的假定不再成立^[7],因此,研究相关瑞利衰落信道的容量更具有实际意义。文献[6]研究了采用两条支路MRC或SC分集接收的相关瑞利衰落信道容量,推导了恒定发射功率自适应MQAM调制的频谱效率^[6]。本文将研究更一般的采用 L 条支路MRC分集接收的相关瑞利衰落信道容量,并推

导恒定发射功率自适应MQAM的频谱效率,考虑不同天线设置情况对瑞利衰落信道容量的影响。

1 信道和通信系统模型

本文研究的恒定发射功率自适应无线通信系统如图1所示。与文献[1]的不同之处在于本文考虑的信道为文献[2]中的相关瑞利衰落信道。假定接收机采用 L 条支路MRC天线分集接收,各支路具有相同的噪声功率和信噪比,则各分集天线上的支路信号之间的归一化协方差矩阵为 \mathcal{R} ,其元素为^[2]:

$$\mathcal{R}_{jk} = J_0(\beta d_{jk}) \quad j, k = 1, 2, \dots, L \quad (1)$$

式中 d_{jk} 为第 j 条支路和第 k 条支路之间的天线间隔; $\beta = 2\pi/\lambda$ 为波数, λ 为信道传输信号波长, Γ 为支路信噪比; $J_0(\beta d_{jk})$ 为零阶第一类贝塞尔函数。

本文考虑直线型天线阵和三角形天线阵两种天线设置情况。对于 $L=3$ 的直线型天线阵有

收稿日期: 2005-02-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(69972014); 教育部高等学校骨干教师基金资助计划项目; 浙江省教育厅重点科研项目(20060268)

作者简介: 李光球(1966-), 男, 博士, 教授, 主要从事无线通信、信息论与编码方面的研究。

$d_{12} = d_{23} = 0.5d_{13}$ 。对于三角形天线阵有 $d_{12} = d_{13} = d_{23}$ 。MRC合并器输出信噪比 γ 的特征函数为^[2]:

$$\Phi_\gamma(s) = 1/\det([I] + s[A]) \quad (2)$$

式中 $[I]$ 为 $L \times L$ 单位矩阵; $[A] = \Gamma[\mathcal{R}]$ 为协方差矩阵。当 \mathcal{R} 有 L 个不等的本征值 $\lambda'_k = \lambda_k / \Gamma$ 时, MRC合并器输出信噪比的概率密度函数为^[2]:

$$p(\gamma) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\lambda_k} \exp(-\gamma/\lambda_k) \quad (3)$$

$$\text{式中 } \pi_k = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L \frac{\lambda_k}{\lambda_k - \lambda_i}。$$

当 \mathcal{R} 的特征值有重根(如三角形天线阵设置)时, 可对 $\Phi_\gamma(s)$ 进行部分分式分解, 然后进行拉普拉斯反变换可求得 $p(\gamma)$ 的表达式。为不失一般性, 下面的分析和计算均以 $L=3$ 为例。假定 \mathcal{R} 有一个一重特征根 λ_1 和一个二重特征根 λ_2 , 则此时MRC合并器输出信噪比 γ 的概率密度函数为:

$$p(\gamma) = \frac{\lambda_1^2}{(\lambda_1 - \lambda_2)^2} \frac{\exp(-\gamma/\lambda_1)}{\lambda_1} - \frac{\lambda_1 \lambda_2}{(\lambda_1 - \lambda_2)^2} \times \frac{\exp(-\gamma/\lambda_2)}{\lambda_2} + \frac{\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} \frac{\gamma \exp(-\gamma/\lambda_2)}{\lambda_2^2} \quad (4)$$

式中 $d_{12} = 0.38 \lambda$ 时, 三角形天线阵对应三条支路独立、同分布瑞利衰落信道, 此时取式(4)的极限可得MRC合并器输出信噪比 γ 的概率密度函数为:

$$p(\gamma) = \frac{\gamma^2 e^{-\gamma/\Gamma}}{2\Gamma^3} \quad (5)$$

与文献[7]中给出的结果相同。

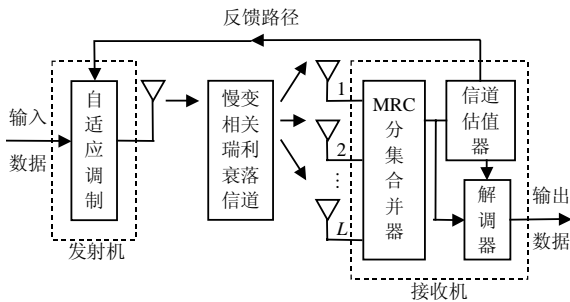


图1 自适应无线通信系统模型

2 相关瑞利衰落信道容量

假设带限加性白高斯噪声信道(AWGN)的信道容量为:

$$C = B \log_2(1 + \gamma) \quad (6)$$

式中 B 为信号带宽; γ 为信噪比(SNR)。

对相关瑞利衰落信道, 衰落上面的带限

AWGN信道中引入一随机变量。本文假定衰落是各态历经的, 则相关瑞利衰落信道容量 $\langle C \rangle$ 为式(6)的即时信道容量对所有的即时信噪比 γ 求平均。当 \mathcal{R} 有 L 个不等的特征值时, 相关瑞利衰落信道容量为

$$\frac{\langle C(\Gamma) \rangle_{NE}^L}{B} = \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma = \log_2(e) \left[\sum_{k=1}^L \pi_k \exp(1/\lambda_k) E_1(1/\lambda_k) \right] \quad (7)$$

当 \mathcal{R} 的特征值有重根时, 相关瑞利衰落信道容量 ($L=3$) 为:

$$\frac{\langle C(\Gamma) \rangle_E^3}{B} = \log_2 e \left[\frac{\lambda_1^2}{(\lambda_1 - \lambda_2)^2} E_1\left(\frac{1}{\lambda_1}\right) \exp\left(\frac{1}{\lambda_1}\right) - \frac{\lambda_1 \lambda_2}{(\lambda_1 - \lambda_2)^2} E_1\left(\frac{1}{\lambda_2}\right) \exp\left(\frac{1}{\lambda_2}\right) + \frac{\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} \times \left(\exp\left(\frac{1}{\lambda_2}\right) \left(1 - \frac{1}{\lambda_2}\right) E_1\left(\frac{1}{\lambda_2}\right) + 1 \right) \right] \quad (8)$$

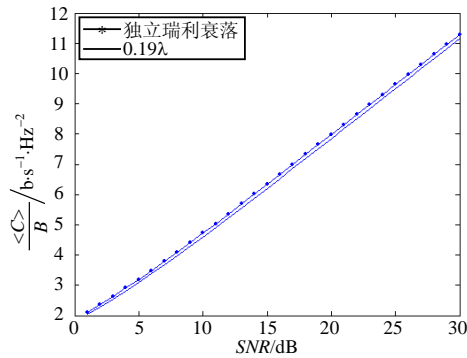
采用 L 条支路MRC分集接收的独立、同分布瑞利衰落信道容量为^[1]:

$$\frac{\langle C \rangle}{B} = \log_2(e) \left(P_L(-1/\bar{\gamma}) E_1(1/\bar{\gamma}) + \sum_{k=1}^{L-1} \frac{P_k(1/\bar{\gamma}) P_{L-k}(-1/\bar{\gamma})}{k} \right) \quad (9)$$

式中 $P_k(x) = e^{-x} \sum_{m=0}^{k-1} \frac{x^m}{m!}$ 。式(7)~(9)中的 $E_1(x) =$

$$\int_1^\infty \frac{e^{-xt}}{t} dt。$$

通过对采用 L 条支路MRC分集接收的独立、同分布瑞利衰落信道容量和相关瑞利衰落信道容量的计算和分析比较后, 可以得出以下结论: (1) 相关瑞利衰落信道容量的计算可以化为不同支路信噪比的独立瑞利衰落信道容量的计算。(2) 本文获得的相关瑞利衰落信道容量是恒定发射功率、最佳速率调整的自适应无线通信系统的最大数据速率上限。(3) 图2给出 $d_{12} = 0.19 \lambda$ 时直线阵相关瑞利衰落信道容量曲线, 可知直线阵相关瑞利衰落信道容量略小于独立、同分布瑞利衰落信道容量。通过计算还发现, $d_{12} \neq 0.38 \lambda$ 时, 采用直线阵MRC天线分集的相关瑞利衰落信道容量略大于采用三角形天线阵MRC天线分集的相关瑞利衰落信道容量。如 $d_{12} = 0.5 \lambda$ 、 $\Gamma = 20 \text{ dB}$ 时, 直线阵和三角形天线阵相关瑞利衰落信道的容量分别为 $7.9553 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-2}$ 和 $7.944 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-2}$, 均略小于独立、同分布瑞利衰落信道容量的 $7.9823 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-2}$ 。 d_{12} 增大, 相关瑞利衰落信道容量略有增大, 但仍小于独立、同分布瑞利衰落信道容量。

图2 $d_{12} = 0.19\lambda$ 时直线阵相关瑞利衰落信道容量

3 相关瑞利衰落信道上的自适应MQAM

信道容量是信道的极限传输能力, 是比较各种无线传输方案性能优劣的基准, 接近它始终是通信系统设计者追求的目标。本文以直线型天线阵相关瑞利衰落信道上的自适应MQAM为例来研究信道容量对通信系统设计的指导作用。

在图1的自适应无线通信系统中, 假定信道引入的包络起伏和相移均可以由插入导频来提取, 接收机判决设备选择要传输的信号星座图, 并将判决结果经反馈路径反馈给发射机, 发射机据此选定发送信号星座, 接收机依此构造解调器。本文假定反馈路径无差错、接收机具有理想的信道估值, 且不考虑反馈时延的影响。考虑自适应离散速率(ADR)MQAM, 发送的信号星座按如下策略进行调整: 接收机信噪比被划分成 $N+1$ 个衰落区域, 信号星座切换门限为 γ_n , 当接收机估值信噪比落在第 n 个衰落区域, 即 $\gamma_n \leq \gamma < \gamma_{n+1}$ 时, 发射机发送大小为 $M_n (=2^n)$ 的信号星座。

假定接收机具有理想的时钟和载波恢复电路, 对 $M \geq 4$, 误比特率 $BER \leq 10^{-2}$ 时, 在加性白高斯噪声(AWGN)信道上采用格雷编码和相干解调的MQAM的误比特率可近似为^[6]:

$$BER(M, \gamma) \approx 0.2 \exp(-1.5\gamma / (M-1)) \quad (10)$$

对于BPSK($M=2$), 其误比特率 $BER(\gamma) = 0.5 \text{erfc}(\sqrt{\gamma})$ 。

假定本文设计要求的误比特率为 BER_0 , 使用AWGN信道上 M_n -QAM达到 BER_0 时的信噪比来设置星座图切换门限, 则 $\gamma_1 = [\text{erfc}^{-1}(2BER_0)]^2$; $\gamma_{N+1} = +\infty$; $\gamma_n = (2/3) K_0 (2^n - 1)$; $n = 0, 2, 3, \dots, N$ 。其中 $K_0 = -\ln[5BER_0]$; $\text{erfc}^{-1}(x)$ 表示 $\text{erfc}(x)$ 的反函数。于是相关瑞利衰落信道上的ADR-MQAM的平均链路频谱效率为:

$$\frac{\langle R \rangle_{adr}}{B} = \sum_{n=1}^N n a_n \quad (11)$$

式中 $a_n = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} P(\gamma) d\gamma$ 为接收信噪比落在第 n 个衰落区域内的概率, 对直线型天线阵相关瑞利衰落信道有:

$$a_n = \sum_{k=1}^L \pi_k [\exp(-\gamma_n / \lambda_k) - \exp(-\gamma_{n+1} / \lambda_k)] \quad (12)$$

为了便于比较, 本文也研究自适应连续速率(ACR)MQAM的性能(连续速率是可能的^[5])。假定采用理想奈奎斯特脉冲, 则对给定信噪比和 BER_0 , 连续速率MQAM的频谱效率可近似为:

$$R/B = \log_2(M) = \log_2(1 + 1.5\gamma / K_0) \quad (13)$$

式(13)对式(3)求积分可得ACR-MQAM在采用MRC分集接收的相关瑞利衰落信道上的频谱效率为:

$$\langle R \rangle_{ACR}^{NE} / B = \langle C(\Gamma') \rangle_{NE}^L / B \quad (14)$$

式中 $\Gamma' = 3\Gamma / 2K_0$ 。

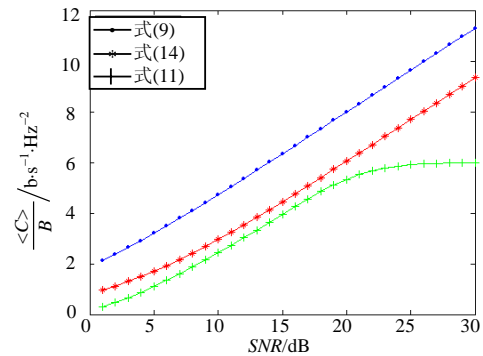


图3 相关瑞利衰落信道上自适应MQAM的频谱效率

图3为在直线阵($d_{12} = 0.19\lambda$)相关瑞利衰落信道上采用MRC分集接收的自适应MQAM频谱效率($N=6$, 即接收机信噪比分为7个衰落区域)。由图3可知, 在频谱利用率为 $5 \text{ b/s} \cdot \text{Hz}^{-2}$ 和误比特率为 10^{-3} 时, 相关瑞利衰落信道上采用MRC分集接收的ACR-MQAM、ADR-MQAM离采用MRC分集接收的独立瑞利衰落信道容量极限约分别为6 dB、7.8 dB。

4 结论

本文导出了采用 L 条支路MRC分集接收的相关瑞利衰落信道容量和恒定发射功率自适应MQAM的频谱效率, 数值计算结果表明: (1) 相关瑞利衰落信道容量略小于独立、同分布瑞利衰落信道容量。(2) 相关瑞利衰落信道上采用MRC分集接收的ACR-MQAM、ADR-MQAM离独立瑞利衰落信道容量极限的间隔与设计要求的误比特率及天线设置情况有关。

(下转第192页)

能清晰地分辨信号源。图3为 30° 的信号源用该方法估计的角度均方差与信噪比的关系。从空间谱和估计均方差来看,该算法可以很好地得到非相干源的DOA估计。

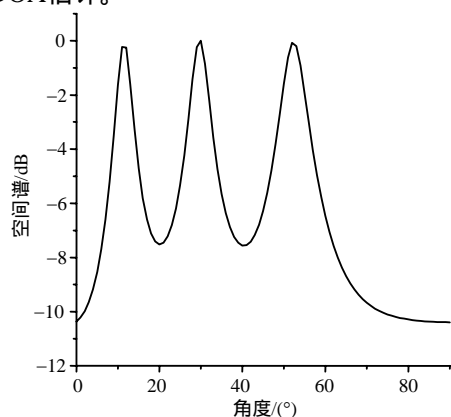


图2 信号的空间谱

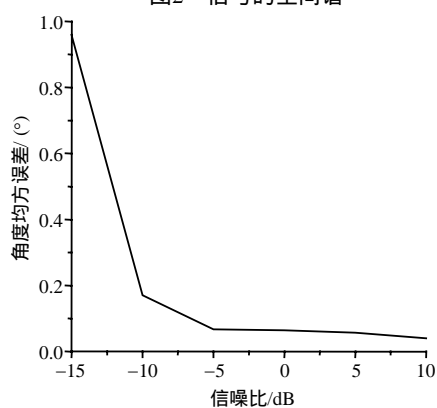


图3 角度均方差与信噪比的关系

4 结 论

DS-UWB信号的到达角估计在实际应用中具有重大意义,也是目前超宽带研究中的一个热点。超宽带信号不再满足MUSIC等传统DOA估计的假设条件。本文提出了基于四阶累积量的DS-UWB信号DOA估计方法,该方法与传统方法相比,能够适用于超宽带场合。

参 考 文 献

- [1] MATT W. IEEE P802.15 Wireless Personal Area Network (WPANS). XtremeSpectrum CFP Presentation[S]. IEEE P802. 15-03/153r6-SG3a, 2003
- [2] STOICS P, NEHORAI A. MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound[J]. IEEE Trans. ASSP, 1989, 37(5): 720-741.
- [3] ROY R, KAILATH T. ESPIT-Estimation of signal parameters via rotational invariant techniques[J]. IEEE Trans. ASSP, 1989, 37: 984-995.
- [4] WAX M, SHAN T J, KAILATH T. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods[J]. IEEE Trans. ASSP, 1984, 32 (4): 817-827.
- [5] BOAZ P, BENJAMIN F. Direction finding algorithms based on high order statistics[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1991, 39(9):2016-2024.
- [6] CANADEO C M, TEMPLE M A, BALDWIN R O, et al. UWB multiple access performance in synchronous and asynchronous networks[J]. Electronics Letters, 2003, 39(11): 880-882.
- [7] FOERSTER J. Channel modeling sub-committee report[S]. IEEE P802. 15-02/490r1-SG3a, 2002.
- [8] TAN S S, KANNAN B, NALLANATHAN A. Performance of UWB multiple access impulse radio systems in multipath environment with antenna array[J]. IEEE GLOBECOM'03, 2003, 4: 2182-2186.

编 辑 刘文珍

(上接第172页)

参 考 文 献

- [1] ALOUINI M S, GOLDSMITH A J. Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity combining techniques[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1999, 48(4): 1165-1181.
- [2] LEE W C Y. Mobile communications engineering :theory and applications[M]. New York: McGraw-Hill, 1998
- [3] GÜNTHER C G. Comment on: Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1996, 45(2): 401-403.
- [4] ALOUINI M S, Goldsmith A J. Capacity of Nakagami multipath fading channels[C]//Proc. of IEEE VTC, USA: Phoenix,AZ: [出版者不祥], 1997: 358-362.
- [5] ALOUINI M S, Goldsmith A J. Adaptive M-QAM modulation over Nakagami fading channels[C]//Proc. of IEEE Globecom USA: Phoenix, AZ: [出版者不祥], 1997: 218-223.
- [6] 李光球. 采用两条支分集接收的相关瑞利衰落信道容量[J]. 电子学报, 2003, 31(7): 1018-1021.
- [7] PROAKIS J G. 数字通信[M]. 第4版. 北京: 电子工业出版社, 2001, 800-830.

编 辑 刘文珍