

一种新的时变衰落信道下 MIMO 系统的功率分配与自适应调制算法

贺志强, 王晓湘, 吴伟陵

(北京邮电大学信息工程学院 181 信箱, 北京 100876)

摘 要: 本文提出一种在时变衰落信道下, MIMO 系统的功率分配和自适应调制方法. 该方法采用空域注水定理, 在发送端天线的平均功率受限的条件下, 按照信道传输矩阵的奇异值对发端的多天线进行最优功率分配和自适应 MQAM 调制. 本文从频谱效率方面对其性能进行分析, 给出了信道估计的误差和反馈时延对该方法的影响. 理论分析和仿真结果表明, 该方法实现简单, 且与传统的总功率受限的自适应调制方法相比, 具有更高的频谱效率.

关键词: MIMO; 自适应调制; 频谱效率; QAM

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2004) 09-1556-04

A Novel Algorithm of Power Allocation and Adaptive Modulation for MIMO Systems over Time-Varying Fading Channel

HE Zhi-qiang, WANG Xiao-xiang, WU Wei-ling

(Information Engineering Institute, BUPT, Beijing 100876, China)

Abstract: A novel power allocation and adaptive modulation algorithm for MIMO systems over time-varying fading channel is proposed. Using water-filling theory in space domains, the optimal power allocation and adaptive MQAM by singular values of the channel transfer matrix with average transmit power constraint is obtained. The spectral efficiency is analysed. The effect of the channel estimation error and feedback delays on the algorithm is investigated. The theoretic analysis and simulation results show that the novel algorithm is robust and easy to implement, and the spectral efficiency of the algorithm is greater than that of early-proposed algorithm with total power constraint.

Key words: MIMO; adaptive modulation; spectral efficiency; QAM

1 引言

无线通信在固定接入和移动应用方面都取得了飞速发展. 用户对高速数据业务的需求使得如何在有限的带宽内提高信息传输速率, 即提高信道容量成为无线通信中一个亟待解决的问题. 在散射丰富的无线环境中, MIMO (多入多出系统) 将极大的提高信道容量^[1,2], 并且信道容量随天线个数的增加而线性增加. 自适应传输是根据信道的状态选择调制编码等传输方式, 使数据传输获得与信道的最佳匹配来达到最大的信道容量^[3]. MIMO 系统与自适应传输相结合可进一步提高信息传输速率^[4]. 文献[5,6]给出了在天线发射总功率受限的条件下, V-BLAST 系统发端天线功率分配和自适应调制的方法, 有效地提高了系统的频谱效率. 本文研究非编码的 MIMO 系统自适应传输, 考虑收发端使用多天线时如何最优的分配发射功率和选取调制方式. 本文主要尝试解决以下几个问题: 第一、MIMO 系统在信道时变的情况下, 选择发端天线功率分配和自适应调制的准则. 我们采用平均功率受限准则而不是瞬时功率受限的准则, 即发端各天线的功率之和在一定时间内的平均值小于预先规定的天线发射总功率, 而不是瞬时的各天线发射功率总和小于规定的发射总功率, 仿真表明在时变信道下, 该准则会进一步提高频谱效率. 第二、给

出一种 MIMO 系统中简单而实用的自适应功率分配和调制的算法. 当发端已知信道状态时, 可以根据信道传输矩阵的奇异值按注水定理分配各天线的发射功率, 达到最大的信道容量^[7,8]. 然后在最优功率分配的基础上, 选择相应的调制方式达到指定的 BER 指标. 理论上最优的自适应传输的速率是连续的, 而在实际中, 受到调制方式的限制, 发端的传输速率是离散的, 本文提出的算法根据平均功率受限准则采用了新的速率量化的方法. 第三、在 MIMO 系统中的自适应调制, 必须准确地估计收发端天线之间的信道, 再将信道信息无误地反馈给发送端. 接收端的信道估计误差和反馈时延会恶化自适应功率分配和调制的性能, 本文从 BER 性能方面分析信道估计误差和反馈时延对算法的影响.

2 系统模型

考虑离散的 MIMO 基带信号系统, 发送端的信号经过复用、功率分配和自适应调制后, 从 M 个天线发射, 接收端的 N 个天线接收经过无线信道的多径衰落和噪声叠加的信号, 对接收的信号进行信道估计, 根据获得多天线之间的信道信息进行解调和复用, 并将必要的信道信息通过反馈信道传送到发送端对信号功率和速率进行控制. 假设信道估计会引入估计误差, 反馈信道是理想的无差错信道, 不会引入误差, 但

会带来时延,导致发端的信道估计误差,因此反馈时延的影响可归结为信道估计误差的影响,在以下的分析中,本文只讨论信道估计对算法的影响。 $N \times M$ 阶矩阵 $H(k)$ 表示 k 时刻从发送天线到接收天线的信道传输矩阵,其中 $H(k)$ 的第 i 行第 j 个元素 $h_{ij}(k)$ 表示 k 时刻从第 j 个发送天线到第 i 接收天线的路径复增益因子。本文考虑时变的频率非选择衰落,即平坦衰落, $h_{ij}(k)$ 是服从复高斯分布的随机变量。上述信道模型描述了收发两端角度扩展较大,各天线的信号在空间上是非相关的情况。另外,规定 x^* 表示 x 的复数共轭, x^H 表示 x 的共轭转置, $(x)^+$ 表示 $\max(x, 0)$, $y = q(x)$ 表示对 x 取整,且 y 是与 x 相差最小的整数。

考虑离散时间的信号模型, M 维列向量 s 表示由 M 个天线发送的数据, N 维列向量 r 表示接收端 N 个天线接收的数据。接收信号不但经过多径衰落,还受到加性白噪声的污染。接收信号经过采样后,第 k 个采样时刻的离散信号可表示为:

$$r(k) = H(k)s(k) + n(k) \quad (1)$$

其中, $n(k)$ 为噪声向量,其元素服从独立的复高斯分布,其方差为 σ^2 ,假设 $\sigma^2 = 1$,则:

$$E[n(i)n^H(j)] = \sigma^2 I_N, i, j = 1, \dots, N \quad (2)$$

其中 I_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵, $\delta_{i,j}$ 为 Kronecker delta 函数,满足 $\delta_{i,j} = \begin{cases} 1, & i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$ 。令 $P_m(k)$ 为 k 时刻第 m 个天线的发射功率, $P(k) = s^H(k)s(k) = \sum_{m=1}^M P_m(k)$ 为 k 时刻 M 个天线发送符号的总功率, P_T 为 M 个天线的平均最大发射功率。若对任意时刻 k , $P(k) \leq P_T$ 成立,则满足瞬时功率受限的条件;若 $E[P(k)] \leq P_T$ 成立,则满足平均功率受限的条件。

3 MIMO 系统的最优功率分配与自适应调制

3.1 Shannon 信道容量下最大频谱效率

为了求得理论上最大信道容量,可以根据信道状态按注水定理对发端天线做最优的功率分配^[7]。对信道传输矩阵 $H(k)$ 进行奇异值分解,可得:

$$H(k) = U(k)V(k)V(k)^H \quad (3)$$

其中 $U(k)$ 为 $N \times N$ 阶方阵, $V(k)$ 为 $M \times M$ 阶方阵,并且满足: $U^H(k)U(k) = I_N, V^H(k)V(k) = I_M$ (4)

$\Lambda(k)$ 为 $N \times M$ 阶对角矩阵,其对角线上元素为 $\sqrt{\lambda_1(k)}, \sqrt{\lambda_2(k)}, \dots, \sqrt{\lambda_L(k)}$, 其中 $L = \min(M, N)$, $\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_L(k)$ 为矩阵 $H(k)H(k)^H$ 的特征值,也称为信道特征值。若令 $\tilde{r}(k) = U^H(k)r(k), \tilde{s}(k) = V^H(k)s(k), \tilde{n}(k) = U^H(k)n(k)$, 则式(1)可写成:

$$\tilde{r}(k) = \tilde{s}(k) + \tilde{n}(k) \quad (5)$$

由式(4)可得:

$$E[\tilde{n}(i)\tilde{n}^H(j)] = E[n(i)n^H(j)] = I_N, i, j \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}^H(k)\tilde{s}(k) &= (V^H(k)s(k))^H V(k)s(k) \\ &= s^H(k)s(k) = \sum_{m=1}^M P_m(k) \end{aligned} \quad (7)$$

由式(5)可知,通过对时变的信道传输矩阵 $H(k)$ 进行分解,可以得到 L 个独立的,并行传输的子信道,式(5)可重新写

$$\tilde{r}_m(k) = \sqrt{\lambda_m(k)}\tilde{s}_m(k) + \tilde{n}_m(k), \quad 1 \leq m \leq L \quad (8)$$

其中 $\tilde{r}_m(k), \tilde{s}_m(k)$ 和 $\tilde{n}_m(k)$ 分别为列向量 $\tilde{r}(k), \tilde{s}(k)$ 和 $\tilde{n}(k)$ 的第 m 个元素。则由式(6)~(8)可得第 k 个接收符号的信噪比为:

$$\text{SNR}_m(k) = \lambda_m(k)P_m(k) \quad (9)$$

可以根据信道特征值 $\lambda_m(k)$ 按注水定理对发端天线进行最优功率分配,对于特定的信道传输矩阵 $H(k)$,可得最大的频谱效率为^[7,8]:

$$C(k) = \sum_{m=1}^L \log_2(1 + \lambda_m(k)P_m(k)) = \sum_{m=1}^L [\log_2(\mu(k) - \lambda_m(k))]^+ \quad \text{bps/Hz} \quad (10)$$

其中第 m 个天线的发射功率 $P_m(k) = (\mu(k) - \lambda_m(k))^+$,

$\mu(k)$ 满足 $\sum_{m=1}^L (\mu(k) - \lambda_m(k))^+ = P_T$ 。若 $\lambda_m(k)$ 之间独立同分布,且具有相同的 pdf(概率密度函数) $p(\lambda_m(k))$ ^[8], 对式(10)统计平均,可得 MIMO 系统在时变衰落信道下的达到 Shannon 信道容量时的频谱效率:

$$C = E(C(k)) = L \int_0^\infty [\log_2(\mu(k) - \lambda_m(k))]^+ p(\lambda_m(k)) d\lambda_m(k) \quad \text{bps/Hz} \quad (11)$$

以上对信道传输矩阵进行奇异值分解,将 MIMO 信道分解为多个并行传输的子信道,并通过信道奇异值按注水定理为每个子信道最优地分配功率,得到了最大信道容量。因为信道奇异值为随机变量,其分布函数在实际的传输中很难得到,并且 $\mu(k)$ 没有闭式解,在实际中一般只能通过穷举搜索得到,因此式(11)只是 MIMO 系统自适应调制频谱效率的理论上界,本文将它作为对不同自适应调制算法比较的参考值。

3.2 确定 BER 条件下的最大频谱效率

文献[3]给出了单天线系统在时变衰落信道下的采用自适应调制,接收端的数据要达到规定 BER 时的最大频谱效率。本节将文献[3]的结论推广到 MIMO 系统。

调制方式采用 QAM 调制,在第 k 个发送时刻,认为信道是固定不变并且是确知的,即 $H(k)$ 确知且固定。这样,可以认为第 k 个符号间隔时间内的信道为 AWGN 信道,收发端多天线之间的信道引入了固定的衰落因子 $h_{ij}(k)$ 。当 QAM 调制的接收信噪比 SNR 在 0~30dB 的范围内,调制阶数 $T \geq 4$ 时,其 BER 存在一个误差小于 1dB 的上界^[9]:

$$\text{BER} \leq 0.2e^{-1.5\text{SNR}(T-1)} \quad (12)$$

则由式(9)和式(12)可得采用 MQAM 调制的 MIMO 系统的 BER 上界为:

$$\overline{\text{BER}} = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L 0.2e^{1.5P_m(k)\lambda_m(k)/(T_m(k)-1)} p(\lambda_m(k)) d\lambda_m(k) \quad (13)$$

其中 $T_m(k)$ 为 k 时刻第 m 个天线的调制阶数,其取值的集合是 {2, 4, 16, 64, 256}, 分别对应的调制方式是 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM 和 256QAM, 相应的传输速率为 {1, 2, 4, 6, 8}。

通过式(12)可以得到在不同的 BER 和接收信噪比条件下,可采用的最大调制阶数为:

$$T_m(k) = 1 + A \lambda_m(k) P_m(k) \quad (14)$$

其中 $A = -1.5/\ln(5\text{BER})$, 当 $\text{BER} < 0.01$ 时, $A < 1$, 可得 k 时

刻在给定 BER 的条件下系统的频谱效率为:

$$R(k) = \frac{1}{L} \log_2 T_m(k) = \frac{1}{L} \log_2 (1 + A_m(k) P_m(k)) \quad \text{bps/Hz} \quad (15)$$

若 $\sum_{m=1}^M P_m(k) = P_T$, 由注水定理可得 k 时刻最优的功率分配为:

$$P_m(k) = (\mu(k) - 1/(A_m(k)))^+ \quad (16)$$

其中 $\mu(k)$ 满足 $\sum_{m=1}^L (\mu(k) - 1/(A_m(k)))^+ = P_T$, 则 k 时刻第 m 个天线的频谱效率为:

$$R_m(k) = \log_2 T_m(k) = [\log_2 (A \mu(k) - m(k))]^+ \quad \text{bps/Hz} \quad (17)$$

系统最大的频谱效率为:

$$R = \frac{1}{L} E[R(k)] \\ = \frac{1}{L} \int_0^L [\log_2 (A \mu(k) - m(k))]^+ p(m(k)) d m(k) \quad \text{bps/Hz} \quad (18)$$

对比式(11)与式(18), 可以看出, 由于式(18)考虑了 BER 对调制阶数的影响, 在信道容量的表达式中引入了一个小于 1 的因子 A , 式(11)是式(18)中 $A=1$ 的特殊情况, 因此 $R < C$.

3.3 平均功率受限条件下的自适应调制和功率分配算法

算法的基本思想是在平均功率受限的条件下, 发送端通过注水定理按信道奇异值最优的为各天线分配功率, 在此基础上, 利用式(15)确定调制阶数和传输速率, 求得的传输速率是连续的, 而在实际的传输中, 由于实际调制方式的限制, 某一时刻实际的传输速率是离散的, 必须对结果进行量化. 传统的量化以瞬时功率受限为准则, 如 SR 算法^[6], 即量化后的瞬时速率所需的功率小于天线发送的总功率, 致使有部分功率始终没有使用, 没有达到最佳的频谱效率. 本文的算法以平均功率受限为准则, 量化的速率所需的瞬时的功率可能略大于天线的发射总功率, 但在下个发送时刻会减少发射功率, 若本时刻所需的功率小于天线的发射总功率, 下个时刻可利用本时刻剩余的功率, 但总的平均发射功率不超过规定的天线发射总功率. 算法描述如下, 其中 $m=1, 2, \dots, M$:

- step1: 令传送的初始时刻 $k=0$, 设定初始功率 $P(k) = P_T$;
- step2: 根据式(16)计算每个天线的发射功率 $P_m(k)$;
- step3: 根据式(17)计算每个天线的最大频谱效率 $R_m(k)$, 并对其量化 $R_m^q(k) = q(R_m(k))$;
- step4: 按 $R_m^q(k)$ 重新计算 $P_m(k)$, 并确定调制方式, 分别对 M 个天线的数据进行调制使其满足式(17);
- step5: 计算剩余功率, $P_r(k) = P(k) - \sum_{m=1}^M P_m(k)$;
- step6: 计算下一时刻可用的天线发射功率, $P(k+1) = P_T + P_r(k)$;
- step7: $k = k+1$, 跳转至 step2.

3.4 信道估计误差对算法的影响

本节考虑信道估计误差对 MIMO 系统自适应调制和功率分配的影响, 并认为反馈时延会造成发端信道估计的误差. 发

送端需要信道估计的参数, 主要是信道特征值, 对多个天线进行功率分配, 进而确定调制方式和传输速率. 接收端利用信道估计的参数确定解调方式. 假设 $H(k)$ 为 k 时刻信道传输矩阵, 但由于信道估计误差和反馈信道时延, k 时刻估计的信道为 $\hat{H}(k)$, 且满足:

$$H(k) = \hat{H}(k) + E(k) \quad (19)$$

$E(k)$ 为误差矩阵, 一般可以认为矩阵 $E(k)$ 的元素独立同分布, 且服从 0 均值的复高斯分布, 设其方差为 σ_e^2 . 实际上, k 时刻是对 $\hat{H}(k)$ 作奇异值分解, $\hat{H}(k) = \mathbf{U}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \mathbf{V}^H(k)$. 可得接收信号为:

$$\mathbf{r}(k) = H(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) = (\hat{H}(k) + E(k)) \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (20)$$

同式(5), 接收信号可写成:

$$\hat{\mathbf{r}}(k) = \hat{\mathbf{s}}(k) + \hat{\mathbf{n}}(k) + \mathbf{e}(k) \quad (21)$$

其中 $\hat{\mathbf{r}}(k) = \mathbf{U}^H(k) \mathbf{r}(k)$, $\hat{\mathbf{s}}(k) = \mathbf{V}^H(k) \mathbf{s}(k)$, $\hat{\mathbf{n}}(k) = \mathbf{U}^H(k) \mathbf{n}(k)$, 由于信道估计误差导致信道奇异值分解也有误差, 造成信道不再正交, 引入的干扰为 $\mathbf{e}(k) = \mathbf{U}^H(k) E(k) \mathbf{s}(k)$. 可求得干扰的方差为:

$$E[\mathbf{e}(k)^H \mathbf{e}(k)] = E[\mathbf{s}^H(k) E^H(k) E(k) \mathbf{s}(k)] = \sum_{m=1}^M P_m(k) \sigma_e^2 \quad (22)$$

信道也可以分解为 L 个子信道,

$$\hat{r}_m(k) = \sqrt{\hat{\lambda}_m(k)} s_m(k) + \hat{n}_m(k) + e_m(k), 1 \leq m \leq L \quad (23)$$

但式(23)与式(5)不同, 由于信道估计误差, 这 L 个子信道已经不能保证正交, 且信道之间存在相互干扰. 可得估计信噪比:

$$\text{SNR}_m(k) = \hat{\lambda}_m(k) P_m(k) / (1 + P_m(k) \sigma_e^2) \quad (24)$$

式(24)与式(9)对比可以看出, 此时, 由于信道不再正交, 根据 $\hat{\lambda}_m(k)$ 分配功率必然不是最优的, 并且信道估计误差会造成信噪比的损失. 令 $\epsilon = \text{SNR} / \text{SNR} - 1$ 表示估计误差. 由式(12)可得多天线系统 MQAM 调制的 BER 为:

$$\text{BER}(\text{SNR}) \leq \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L 0.2 e^{-1.5 \text{SNR}_m / (T_m - 1)} \\ = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L 0.2 [5 \text{BER}_m]^{m+1} \quad (25)$$

其中 SNR_m 和 m 分别为第 m 个子信道的估计信噪比和估计误差, $\text{BER}_m = 0.2 e^{-1.5 \text{SNR}_m / (T_m - 1)}$ 为第 m 个子信道的误比特率.

若估计无误差, 即 $\text{SNR}_m / \text{SNR} = 1$, $m = 0$, 则式(25)的下界为 $\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \text{BER}_m$. 假设各子信道的信噪比估计误差 m 的 pdf 相同都可用 $p(x)$ 表示, $p(x)$ 由采用的信道估计方法确定, 如果各子信道的信道估计无误差时的误比特率相同, 且都可用 BER_0 表示, 则存在信道估计误差时, 由式(25)可得 MIMO 系统采用功率分配和自适应调制的一个 BER 理论下界为:

$$\overline{\text{BER}} = \int_0^\infty 0.2 [5 \text{BER}_0]^{x+1} p(x) dx \quad (26)$$

4 仿真结果

本节对提出的算法进行数值仿真. 仿真采用的模型如本文第 2 部分所述. 图 1 给为目标 BER = 10^{-2} 时, $M=4$, $N=4$

时, MIMO 功率分配与自适应调制算法在不同信噪比下的频谱效率比较. Shannon 信道容量时的频谱效率通过式 (11) 计算得到, 连续速率调制时的频谱效率通过式 (18) 计算得到, 可以通过公式 $A = -1.5/\ln(5BER)$ 计算得到对应于 $BER = 10^{-2}$ 时的 $A = 0.5$. 信道随时间独立随机变化, 对信道的 1000 次实现进行仿真. 从图中可以看出, 本文提出的平均功率受限的算法的频谱效率与理想的连续速率调制时的频谱效率相差不多, 相同频谱效率时信噪比小于 1 dB, 并且远大于瞬时功率受限的 SR 算法的频谱效率.

图 2 给出目标 $BER = 10^{-5}$, $M = 4$, $N = 4$ 时, MIMO 功率分配与自适应调制算法在不同信噪比下的频谱效率比较. 此时对应的 $A = 0.151$. 信道随时间独立随机变化, 对信道的 1000 次实现进行仿真. 从图 2 可以得出, 由于误码率的要求较高, 目标 $BER = 10^{-5}$ 时的频谱效率小于目标 $BER = 10^{-2}$ 时的频谱效率, 同样, 目标 $BER = 10^{-5}$ 时本文提出的平均功率受限的算法的频谱效率与理想的连续速率调制时的频谱效率接近, 相同频谱效率时信噪比之差小于 0.5 dB, 并且远大于瞬时功率受限的 SR 算法, 相同频谱效率时信噪比改善了 2~3 dB.

图 3 给出了收发端使用不同数目的天线, $M = N = 2$, $M = N = 4$ 和 $M = N = 8$, 目标 $BER = 10^{-5}$ 时, 平均功率受限的算法与瞬时功率受限的 SR 算法的频谱效率比较. 可看出收发端同时使用的天线数目的增加, 频谱效率越高. 并且, 平均功率受限的算法相对于 SR 算法的频谱效率改善越大.

5 结论

本文研究了时变信道下 MIMO 系统的功率分配和自适应问题, 给出了在发送平均功率受

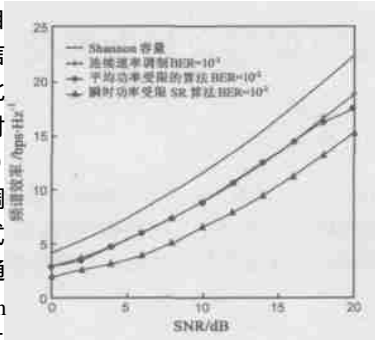


图 1 目标 $BER = 10^{-2}$, $M = 4$, $N = 4$ 时, MIMO 系统功率分配自适应调制的频谱效率比较

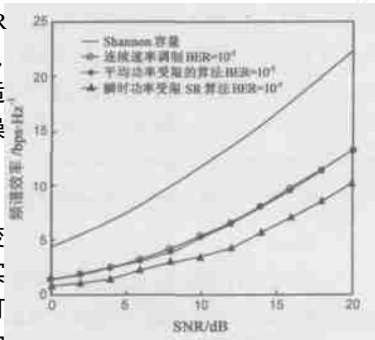


图 2 目标 $BER = 10^{-5}$, $M = 4$, $N = 4$ 时, MIMO 系统功率分配自适应调制的频谱效率比较

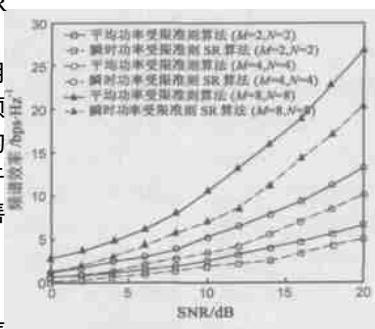


图 3 目标 $BER = 10^{-5}$ 时, 不同天线数目的 MIMO 系统功率分配自适应调制的频谱效率比较

限准则下的一种新的功率分配和自适应调制算法, 该算法按注水定理, 通过信道特征值对发端天线进行最优的功率分配, 再根据功率分配的情况对各发送天线分别进行 QAM 调制, 仿真表明在目标 BER 下, 该算法的频谱效率接近理想的连续速率自适应调制的频谱效率, 并且大于瞬时功率受限的 SR 算法的频谱效率. 本文还从 BER 性能方面分析了信道估计误差对算法的影响. 该算法实现简单, 效率较高, 但因为采用了平均功率受限的准则, 对发射天线的功率放大器的线性范围提出了更高的要求, 在实用中可以通过对算法的量化范围进行限制, 在牺牲部分频谱效率的前提下, 降低对功放的线性动态范围的要求.

参考文献:

- [1] Foschini GJ, Gans MJ. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311 - 335.
- [2] Foschini GJ. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas [J]. Bell Labs Tech, 1996, 1(2): 41 - 59.
- [3] Goldsmith AJ, Chua S. Variable-rate Variable-power MQAM for fading channels [J]. IEEE Trans on Communication, 1997, 45(10): 1218 - 1230.
- [4] Catreux S, Erceg V, Gesbert D, et al. Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(6): 108 - 115.
- [5] Chung S, Howard H C, Lozano A. Approaching eigenmode BLAST channel capacity using VBLAST with rate and power feedback [A]. Proc of IEEE Vehic Technol conf [C]. Jersey City, NJ: IEEE, 2001. 915 - 919.
- [6] Chung S, Howard H C, Lozano A. Low complexity algorithm for rate and power quantization in extended V-BLAST [A]. Proc of IEEE Vehic Technol conf [C]. Jersey City, NJ: IEEE, 2001. 910 - 914.
- [7] Khalighi MA, Raouf K, GJourdain. Capacity of wireless communication systems employing antenna arrays, a tutorial study [J]. Wireless Personal Communication, 2002, 13(1): 1 - 30.
- [8] Telatar I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. European Transactions on Telecommunication, 1999, 10(11): 585 - 595.
- [9] Foschini GJ, Salz J. Digital communications over fading radio channels [J]. Bell Syst Tech, 1983, 12(2): 429 - 456.

作者简介:



贺志强 男, 1975 年 11 月生于新疆乌鲁木齐, 1999 年毕业于北京邮电大学信息工程系, 获学士学位, 同年在北京邮电大学信息工程学院直接攻读博士学位, 主要研究方向为: 空时二维信号处理、移动通信和水下声通信。

王晓湘 女, 1969 年 10 月生于山东临朐, 1998 年于北京理工大学获博士学位, 2000 年于奥地利维也纳技术大学进行博士后研究, 现为北京邮电大学信息工程学院副教授, 主要研究方向为: 移动定位, 信号处理以及移动通信。