

doi: 10.3969/j.issn.1007-2861.2011.06.001

改进的基于每天线速率控制机制的多数据流 多输入多输出系统收发机结构

周霁婷^{1,2,3}, 熊勇^{1,3}, 周志刚¹

(1. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050;
2. 上海大学影视艺术技术学院, 上海 200072; 3. 上海无线通信研究中心, 上海 200335)

摘要: 每天线速率控制(per-antenna rate control, PARC)技术能有效提高多数据流多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)系统的吞吐量. 然而, 在时变信道下, 反馈到发射端的信道质量指示(channel quality indicator, CQI)已经过期, 这意味着发射端选择的传输机制与实际情况不匹配, 从而导致系统性能下降. 考虑到信道延迟对CQI反馈的影响, 提出一种改进的多数据流 PARC 收发机结构. 该结构使用基于导频符号辅助调制(pilot symbol assisted modulation, PSAM)的最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)信道预测器对信道进行预测, 补偿了传输延迟带来的性能下降, 使发射机可以更准确地通过改变编码调制(modulation and coding set, MCS)方案来进行速率控制. 仿真结果表明, 该结构能有效提高基于 PARC 机制的多数据流 MIMO 系统性能.

关键词: 多输入多输出; 每天线速率控制; 信道预测; 信道质量指示; 编码调制

中图分类号: TN 911

文献标志码: A

文章编号: 1007-2861(2011)06-0691-05

Improved Transceiver Structure Based on Per-antenna Rate Control Scheme for Multi-stream Multiple-Input Multiple-Output Systems

ZHOU Ji-ting^{1,2,3}, XIONG Yong^{1,3}, ZHOU Zhi-gang¹

(1. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;
2. School of Film Arts and Technology, Shanghai University, Shanghai 200072, China;
3. Shanghai Research Center for Wireless Communications, Shanghai 200335, China)

Abstract: Per-antenna rate control (PARC) is an efficient way to increase throughput of multi-stream multiple-input multiple-output (MIMO) systems. In time-varying channels, however, the channel quality indicator (CQI) fed back to the transmitter becomes outdated. There is a mismatch between the selected transmission scheme and actual situation. Therefore, the system performance may be degraded. We propose an improved transceiver structure for PARC based multi-stream MIMO system considering the channel delay effects of CQI feedback. The minimum mean square error (MMSE) channel predictor based on pilot symbol assisted modulation (PSAM) for MIMO systems is used for prediction. This scheme compensates for the performance degradation caused by transmission delay and offers a more precise application of the modulation and coding set (MCS) selection scheme for modulation and rate control.

收稿日期: 2010-06-03

基金项目: 国际科技合作项目(2008DFA11700); 中国科学院上海微系统与信息技术研究所青年创新基金资助项目(2008QNCX03)

通信作者: 熊勇(1973~), 副研究员, 博士, 研究方向为随机性模型、时空译码、移动计算. E-mail: yong.xiong@shrcwc.org

Simulations are performed to demonstrate the performance for the proposed system.

Key words: MIMO; PARC; channel prediction; CQI; MCS

多输入多输出(MIMO)系统天线技术与单天线系统相比,在维持高频谱效率的同时可显著提高系统容量.在闭环(closed loop, CL)MIMO系统中,发射机利用从接收机反馈信道状态信息或者其他形式的信息来调整发送的信号,例如,在每个天线上调整数据速率以及重新分配功率^[1-3],或者变换波束成型矩阵^[4-5]以匹配信道状况.显然,与开环(open loop, OL)MIMO系统相比,CL-MIMO系统有更好的性能,然而,相应增加的组件和开销提高了整个CL-MIMO系统的复杂度.此外,时间延迟对反馈的影响也是CL-MIMO系统需要考虑的一个重要因素.

本研究以PARC机制为研究对象,该机制是基于香农信息理论对容量限制的结论提出的.当独立的编码数据流以等功率且可能不同的速率从每个天线发射时,系统可以获得OL-MIMO系统的容量限制^[6].在PARC机制中,移动接收机测量当前每个天线在其他天线影响下的信干噪比(signal to interference plus noise ratio, SINR),并将其反馈至基站,然后,由基站决定每个天线上的数据速率.在本系统中,我们使用MMSE信道预测器与MCS选择机制相结合的方案来减少传输延迟带来的影响.仿真结果显示,MMSE信道预测在MIMO PARC系统中具有较好的应用价值.

1 系统描述

图1为结合信道预测的MIMO PARC收发机结构.由图可见,发射端数据流被分成几个子流分别进行turbo编码,编码器按照3GPP标准,采用1/3编码速率,存储器为3的卷积码.之后,各数据流独立打孔成不同速率,用伪随机序列进行交织,并被映射到相应的星座符号上.在数据流从天线发射之前,每个天线插入独立的导频用于信道预测.对于每个子流,可根据反馈信息分别调整打孔率及映射方式.

对于接收端,使用MMSE检测器^[7]从接收向量中恢复发射符号,并利用基于导频符号辅助调制的MMSE信道预测器实现信道预测.检测之后,MMSE输出信息比特再经过解映射、解交织、补满数据比特、解码以及最后合并到一起.同时,对预测信道计算获得的SINR将代替对当前子信道计算获得的SINR,并作为CQI反馈至发射端.

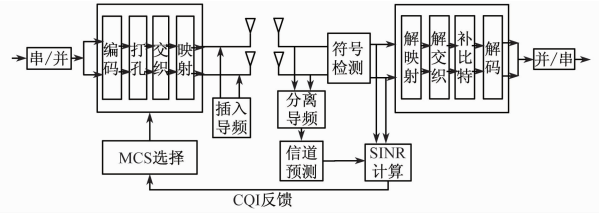


图1 结合信道预测的MIMO PARC收发机结构
Fig.1 Transceiver structure of MIMO PARC with channel prediction

考虑一个有 N 个发射天线、 M 个接收天线的多天系统.从发射天线 n 到接收天线 m 的信道响应用 h_{mn} 表示, $s_n(t)$ ($n = 1, 2, \dots, N$)表示在时刻 t 由发射天线 n 发射的信号.接收信号在接收端与权向量 $\mathbf{v}_m = [v_{1m}, v_{2m}, \dots, v_{Nm}]$ 相乘,接收向量 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$,其中 $x_m(t)$ 表示从接收天线 m 获得的信号,则

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_n s_n(t) + \mathbf{z}(t), \quad (1)$$

式中, $\mathbf{h}_n = [h_{1n}, h_{2n}, \dots, h_{Mn}]^T$ 表示从发射天线 n 到 M 个接收天线的信道向量, $\mathbf{z}(t) = [z_1(t), z_2(t), \dots, z_M(t)]^T$ 表示噪声向量,其中 $z_m(t)$ 表示在接收天线 m 上的噪声.

接收端判决产生适合 $s_k(t)$ 的权向量 $\mathbf{v}_k = [v_{k1}, v_{k2}, \dots, v_{kM}]^T$.接收信号 $\mathbf{y}_k(t)$ 为

$$\mathbf{y}_k(t) = \mathbf{v}_k^T \mathbf{x}(t) = \sum_{n=1}^N (\mathbf{v}_k^T \mathbf{h}_n) s_n(t) + \mathbf{v}_k^T \mathbf{z}(t). \quad (2)$$

对接收权向量 \mathbf{v}_k 的判决机制有各种不同方法,都是为了使输出 $\mathbf{y}_k(t)$ 接近信号 $s_k(t)$.在MMSE准则里,权向量由 $E\{|\mathbf{y}_k(t) - \mathbf{v}_k^T \mathbf{x}(t)|^2\}$ 最小确定.基于MMSE准则的接收权向量表达式为

$$\mathbf{v}_k = \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H + P_z \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_k, \quad (3)$$

式中, P_z 表示每个接收天线的噪声功率, \mathbf{I} 为单位矩阵.多路信号按各自权向量 \mathbf{v}_k 从接收到的信号中分离获取.

2 MMSE信道预测算法^[8]

下面将数据流按每帧 L_f 的长度分割(见图2).为了估计多天信道,将第 i 帧内插入的已知符号 $s_n(i)$ 通过特定天线识别码 $\mathbf{c}_n = [c_n(0), c_n(1), \dots,$

$c_n(N-1)]^T$ 扩展到 N 个符号周期上. 在时间索引 $iL_f + l$ ($l=0, 1, \dots, N-1$) 上发送已知符号 $c_n s_n(i)$. 对于变化较慢的时变信道, 可以认为 $\mathbf{h}_{mn}(iL_f) \approx \mathbf{h}_{mn}(iL_f + l)$ ($l=0, 1, \dots, N-1$), 即一帧内信道不变. 根据第 i 帧的扩展导频, 在第 m 根接收天线上收到 N 个接收样本 $\mathbf{x}_m(i) = [x_m(iL_f), x_m(iL_f + 1), \dots, x_m(iL_f + N - 1)]^T$. 根据式(1), 有

$$\mathbf{x}_m(i) = \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{mn}(iL_f) \mathbf{c}_n s_n(i) + \mathbf{z}(i). \quad (4)$$

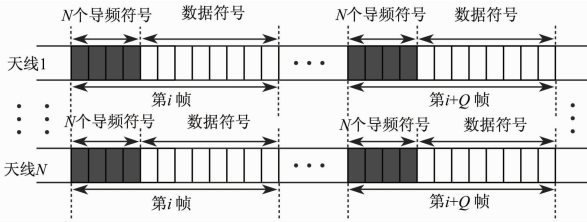


图2 发射端帧结构

Fig. 2 Frame format at each transmitter

识别码 \mathbf{c}_n 的正交性使得接收信号可以分开, 从而获得不同天线的信道信息如下:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{mn}(iL_f) = \frac{1}{s_n} \mathbf{c}_n^H \mathbf{x}_m(i) = \mathbf{h}_{mn}(iL_f) + \frac{1}{s_n} \mathbf{z}(i) \mathbf{c}_n^H. \quad (5)$$

获得每一帧的信道 $\mathbf{h}_{mn}(iL_f)$ 以后, 接收机利用时域相关性, 使用最优维纳滤波改善第 Q 帧的信道 $\mathbf{h}_{mn}((i+Q)L_f)$ 估计. 假设在第 i 帧时, 接收机使用 P 阶滤波器预测了 Q 帧之后的 MIMO 信道:

$$\hat{\mathbf{h}}_{mn}((i+Q)L_f) = \sum_{p=0}^{P-1} w_{mn}^*(p) \tilde{\mathbf{h}}_{mn}((i-p)L_f) = \mathbf{W}_{mn}^H \tilde{\mathbf{H}}_{mn}(i), \quad (6)$$

式中,

$$\mathbf{W}_{mn} = [w_{mn}(0), w_{mn}(1), \dots, w_{mn}(P-1)]^T,$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_{mn}(i) = [\tilde{\mathbf{h}}_{mn}(iL_f), \tilde{\mathbf{h}}_{mn}((i-1)L_f), \dots, \tilde{\mathbf{h}}_{mn}((i-p+1)L_f)]^T.$$

预测误差为

$$\varepsilon_n((i+Q)L_f) = \mathbf{h}_{mn}((i+Q)L_f) - \hat{\mathbf{h}}_{mn}((i+Q)L_f). \quad (7)$$

根据 MMSE 找到信道预测器,

$$\sigma_\varepsilon^2 = E\{|\varepsilon_n((i+Q)L_f)|^2\} =$$

$$E\{|\mathbf{h}_{mn}((i+Q)L_f) - \mathbf{W}_{mn}^H \tilde{\mathbf{H}}_{mn}(i)|^2\}, \quad (8)$$

获得最优解为

$$\mathbf{W}_{mn} = (E\{\mathbf{H}_{mn}(i) \mathbf{H}_{mn}^H(i)\})^{-1} E\{\mathbf{h}_{mn}^*((i+Q)L_f) \mathbf{H}_{mn}(i)\}. \quad (9)$$

令 $\mathbf{W}_{mn} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}$, 其中

$$[\mathbf{R}]_{f,g} = J_0(2\pi f_D |f - g| L_f T_s) + \frac{E_p}{N_0} \delta(f - g), \quad (10)$$

$$[\mathbf{r}]_{f,g} = J_0(2\pi f_D |Q + f| L_f T_s), \quad (11)$$

式中, $f, g \in [0, P]$. E_p/N_0 为导频的信噪比, T_s 为符号周期, f_D 为最大多普勒频移, $J_0(\cdot)$ 是一类零阶贝塞尔函数.

3 速率控制

在 MMSE 符号检测及信道预测后, 将每个未来子信道的 SINR 作为 CQI 反馈到发射端, 这里使用预测信道而不是当前信道进行 SINR 的计算. 收到反馈信息以后, 发射机为紧接的子帧从 MCS 中选择相应的模式.

切换门限是指在给定目标误帧率下, 切换到某种模式所需要的最小 SINR, 它在速率控制中起着重要的作用. 自适应门限可以通过计算获得^[9-10]. 首先, 获得单输入单输出 (single-input single-output, SISO) 系统下各模式的误码率 (frame error rate, FER)-信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 仿真曲线, 可选的调制机制包括 QPSK, 16QAM 以及 64QAM, 编码速率从 1/3 到 5/6 (包括 1/3, 1/2, 2/3, 3/4 和 5/6). 其次, 将目标 FER 设为 0.01, 找到每个模式 (M_i, R_i) 相对应的 SNR 值, 其中 M_i 是映射符号比特数, R_i 是编码速率 (见表 1). 由表 1 可以发现, 在一个子帧里有一些模式有着相同的信息比特, 例如模式 (2, 2/3) 与 (4, 1/3), 模式 (4, 1/2) 与 (6, 1/3), 模式 (4, 3/4) 与 (6, 1/2). 对这些模式来说, 只需要保留其中的一个用于 PARC-MIMO 系统, 以避免实际应用中的“乒乓”效应.

在计算 SINR 时, 通常使用估计所得的信道向量 $\tilde{\mathbf{h}}_n$ 来计算接收权向量 \mathbf{v}_n . 这里使用通过 MMSE 信道预测所得的未来信道响应 $\hat{\mathbf{h}}_n(i+Q)$ 代替 $\tilde{\mathbf{h}}_n$, 来计算每组发射及接收天线间的 SINR. 根据 MMSE 准则, 接收权向量 \mathbf{v}_n 的计算表达式为

$$\mathbf{v}_n = \left(\sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_m(i+Q) \hat{\mathbf{h}}_m^H(i+Q) + P_z \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_n(i+Q), \quad (12)$$

输出 SINR 表达式为

$$\gamma_n = \frac{|\hat{\mathbf{h}}^H(i+Q) \mathbf{v}_n|^2}{\mathbf{v}_n^H \left(\sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_m(i+Q) \hat{\mathbf{h}}_m^H(i+Q) + P_z \mathbf{I} \right) \mathbf{v}_n - |\hat{\mathbf{h}}^H(i+Q) \mathbf{v}_n|^2}. \quad (13)$$

发射机收到接收端测得的 SINR 后, 将其与表 1 中备选模式的门限 SNR 值比较, 并调整每个发射天

线上的传输模式.

表1 单天线系统所有模式的 SNR

Table 1 SNR for all modes of single antenna system

模式	编码速率	E_b/N_0 (FER:0.01)	SNR (FER:0.01)	信息比特
QPSK	1/3	2.143 2	0.175 819 710	89
	1/2	2.566 2	2.440 308 727	136
	2/3	3.367 0	4.506 433 523	182
	3/4	3.949 0	5.626 391 847	206
	5/6	4.623 9	6.760 974 467	229
16QAM	1/3	3.649 4	4.788 833 523	182
	1/2	4.527 8	7.475 610 464	276
	2/3	6.000 0	10.208 983 300	369
	3/4	6.907 6	11.637 252 950	416
	5/6	7.697 3	12.891 829 550	463
64QAM	1/3	5.462 7	8.410 510 464	276
	1/2	7.175 0	11.904 652 950	416
	2/3	9.221 2	15.210 667 560	556
	3/4	10.315 8	16.820 262 980	626
	5/6	11.465 0	18.429 812 040	696

4 仿真结果

图3及图4比较了基于信道预测的PARC系统与一般PARC系统及其他固定模式系统的性能. 仿真中,假设移动终端以10 km/h的速率移动,在2 GHz载频下,由此引起的多普勒频移为18.53 Hz. 可选3种调制方式(QPSK,16QAM,64QAM)和5种能获得不同编码速率(1/3,1/2,2/3,3/4,5/6)的打孔模式. 信道使用改进的Jake模型^[11]生成供仿真使用的非相关多径瑞利衰落信道矩阵. CQI的反馈延迟设为8帧.

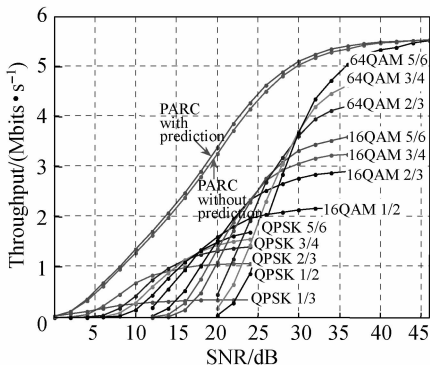


图3 PARC及固定模式4×4 MIMO系统吞吐量性能比较
Fig.3 Throughput comparison between PARC and fixed modes for 4×4 MIMO system

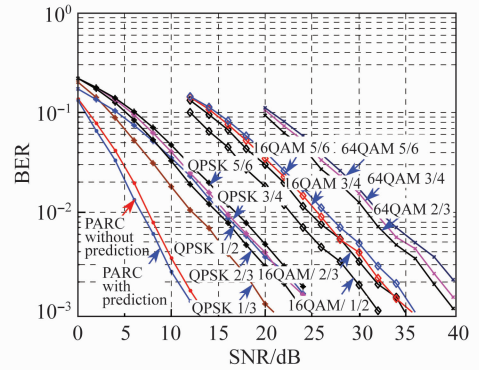


图4 PARC及固定模式4×4 MIMO系统BER性能比较
Fig.4 BER comparison between PARC and fixed modes for 4×4 MIMO system

从图3的比较结果可知,基于信道预测及自适应策略的PARC机制相比固定模式MIMO系统在相当大的SNR范围内有较好的吞吐量性能,在多普勒频移为较低的18.53 Hz时,也比非预测PARC机制有更好的性能增益.

从图4中的BER性能比较中可以看到,基于信道预测的PARC系统比固定模式MIMO系统有明显的BER性能提高.为达到BER为 10^{-2} ,基于信道预测的PARC系统需要的接收信噪比可比传统PARC系统低1 dB.

图5比较了移动终端在3,60 km/h的移动速率下的吞吐量性能.当移动终端以60 km/h的高速率移动时,信道预测的优势变得较为明显.例如,在本研究的仿真条件下,当接收信噪比为20 dB时,基于信道预测的PARC系统的吞吐量比非预测PARC系统的当前最大吞吐量提高了6.4%.

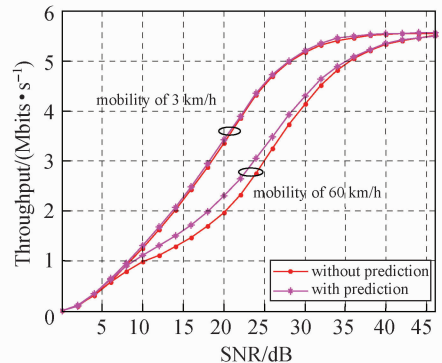


图5 不同移动速率下PARC系统吞吐量性能比较
Fig.5 Throughput comparison between PARC with different mobility

5 结束语

本研究利用 MMSE 信道预测抵抗 PARC 系统中的传输延迟,以改善系统性能。仿真结果显示,基于信道预测的收发机结构能提高一般 PARC-MIMO 系统的吞吐量及误比特率性能,并在移动终端高速移动时能更显著地提高系统的吞吐量性能。

参考文献:

- [1] WOLNIANSKY P W, FOSCHINI G J, GOLDEN G D, et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel [C] // Proc ISSSE'98. 1998;295-300.
- [2] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45 (5):1456-1467.
- [3] ZHUANG H R, DAI L, ZHOU S D, et al. Low complexity per-antenna rate and power control approach for closed-loop V-BLAST [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11):1783-1787.
- [4] NARULA A, LOPEZ M J, TROTT M D, et al. Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8):1423-1436.
- [5] MUKKAVILLI K, SABHARWAL A, ERKIP E, et al. On beam forming with finite rate feedback in multiple antenna systems [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(10):2562-2579.
- [6] CHUNG S T, LOZANO A, HUANG H C. Approaching eigenmode BLAST channel capacity using V-BLAST with rate and power feedback [C] // IEEE Vehicular Technology Conference. 2001:915-919.
- [7] VERDU S. Multiuser detection [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998:289-291.
- [8] TAKEI Y, OHTSUKI T. Throughput maximization transmission control scheme using channel prediction for MIMO systems [C] // IEEE Globecom. 2005:2344-2348.
- [9] GOLDSMITH A J, CHUA S. Variable-rate variable-power MQAM for fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(10):1218-1230.
- [10] GOWRISHANKAR R, DEMIRKOL M F. Adaptive M-QAM modulation for MIMO systems [C] // IEEE/ACES International Conference. 2005:66-69.
- [11] LI Y X, HUANG X. The generation of independent Rayleigh faders [C] // Proc IEEE ICC'00. 2000:41-45.

(编辑:赵宇)