

消除多基站时变信道异步干扰的块对角化算法

李素若

(武汉理工大学计算机科学与技术学院 武汉 430070) (荆楚理工学院 荆门 448000)

摘要 由于信道状态信息的时变特性和信道反馈误差的共同影响,使得以前波束成形算法无法完全消除小区间的干扰,特别是异步干扰,从而造成小区边缘用户传输速率和服务质量的下降。针对此问题,通过对信道时变特性的研究和反馈误差统计特性的研究,提出了一种考虑信道时变统计特性的基于块对角化的波束成形方案,此方案在基站端对所发送的信号进行编码,对将要造成的异步干扰进行预消除,从而达到提高小区边缘用户服务质量的效果。仿真结果表明,此方案有效抑制了由信道时变引起的干扰,提高了系统的容量。

关键词 多小区,有限反馈,多输入多输出,异步干扰

中图分类号 TN929.53 **文献标识码** A

Block Diagonalization Algorithm of Eliminating Multiple Base Stations Time-varying Channel Asynchronous Interference

LI Su-ruo

(School of Computer Science and Technology, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

(Jingchu University of Technology, Jingmen 448000, China)

Abstract Due to the combined impact of combined impact of time-varying characteristics of channel state information and channel feedback error, beamforming algorithm can't completely eliminate the interference between cells, in particular, asynchronous interference, resulting in decline of cell edge user's transmission rate and the service quality. Aiming at this problem, through studying the channel time-varying characteristics and statistical characteristics of the feedback error, this article put forward a kind of beamforming scheme which considers the statistical characteristics of time varying channel, and is based on block diagonalization. This scheme on the base station side sends the signal coding to eliminate the asynchronous interference so as to improve the cell edge user service quality. The simulation results show that this scheme effectively restrains the disturbance caused by the time-varying channel, improves the capacity of the system.

Keywords Multi-cell, Limited feedback, MIMO, Asynchronous interferences

1 引言

LTE 长期演进(LTE-Advanced)的主要目标就是进一步提升系统的性能,包括峰值速率、平均频谱利用率、小区边缘容量等。其中小区边缘高频谱利用率和无缝的用户质量保证,是 LTE-Advanced 的重要标志^[1]。基站协作(或称为多点协作传输)利用空间资源消除小区边缘用户的干扰,提高小区边缘用户的体验,成为 LTE-Advanced 的关键技术^[2]。

文献[3]首次提出了小区间异步干扰的概念,并且提出了基于 MMSE 的波束成形方案。然而,此方案并没有考虑 FDD 系统信道状态信息的获得的问题。在 FDD 系统中,存在信道量化误差^[4]以及基站协作需要各个基站知道彼此的信道状态信息(Channel State Information, CSI)^[5],然而基站间通过回程网络(Backhaul Network)传递 CSI 需要时间^[6-8],但在这段时间内,信道已经发生变化^[9],并且信道的变化和有限反馈所造成的量化误差叠加使得基站协作无法完全消除小区

干扰,从而降低了小区边缘用户的传输速率。本文提出了一种考虑量化误差和传输延迟时间统计特性的基于块对角化的波束成形方法,仿真显示所提方案优于其他已有方案。

2 系统模型

类似于文献[10],设基站簇共 C 个,每个簇中有 B 个基站,每个基站同时给 K 个用户传输数据,每个基站和每个用户分别配置 N_t 发送天线和 N_r 接收天线。则在 c 簇中, b 基站的 k 用户接收到的信号可以表示为

$$y_k^{(c)} = \underbrace{\sum_{b=1}^M H_k^{(c,b)} T_k^{(c,b)} s_k^{(c)}}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{b=1, i \neq k}^M \sum_{i=1}^K H_k^{(c,b)} T_i^{(c,b)} s_i^{(c)}}_{\text{簇内干扰}} + \underbrace{\sum_{b=1}^M \sum_{c=1, c \neq c}^{C-C} \sum_{j=1}^K H_k^{(c,b)} s_j^{(c)}}_{\text{簇间干扰}} + n_k^{(c)} \quad (1)$$

其中,式(1)的第一项为用户 k 需要得到的信息,第二项是小区簇内其他基站所带来的干扰信号,第三项为小区簇间多用

到稿日期:2012-09-10 返修日期:2012-12-22

李素若(1969-),男,硕士,副教授,主要研究方向为计算机网络和软件工程, E-mail: lisuruo@tom.com.

户所带来的干扰,第四项为噪声项。 $H_k^{(c,b)} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 和 $T_k^{(c,b)} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 分别表示 c 簇的 b 基站所对应的用户 k 的信道衰落矩阵和波束成形矩阵, $z_k^{(c)}$ 为发送给用户 k 的数据, $n_k^{(c)} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 是均值为 0、方差为 1 的高斯白噪声。这里假设 $T_k^{(c,b)} T_k^{(c,b)H} = I_{N_r}$, $\mathbb{E} \|s_k\|^2 = MP/K$, P 为每个基站的发射功率。令 $\sum_{b=1}^M H_k^{(c,b)} T_k^{(c,b)} = H_k T_k$, $\sum_{b=1}^M \sum_{c=1}^L \sum_{j=1}^K H_k^{(c,b)} s_j^\Delta + n_k^{(c)} = z_k$ 。为方便设计和化简,省略了角标 b 和 c 。故式(1)可化简为

$$y_k^{(c)} = H_k^{(c)} \sum_{i=1}^K T_i^{(c)} s_i^{(c)} + \sum_{c=1}^L \sum_{c' \neq c} H_k^{(c')} \sum_{j=1}^K T_j^{(c')} s_j^{(c')} + z_k^{(c)} \quad (2)$$

式中, $H_k^{(c)} = [H_k^{(c,1)}, H_k^{(c,1)}, \dots, H_k^{(c,B)}]$ 为信道矩阵, $T_k^{(c)} = [T_k^{(c,1)H}, T_k^{(c,2)H}, \dots, T_k^{(c,B)H}]^H$ 为波束成形矩阵。式(2)第二项和第三项可以合并表示为 $z_k^{(c)} = \sum_{c=1}^L \sum_{c' \neq c} H_k^{(c')} \sum_{j=1}^K T_j^{(c')} s_j^{(c')} + n_k^{(c)}$, 此项可以为基站簇的干扰和噪声, 则其方差为

$$R_k^{(c)} = \sum_{c=1}^L \sum_{c' \neq c} H_k^{(c')} T_j^{(c')} T_j^{(c')H} Q_j^{(c')} H_k^{(c)H} + n_k^{(c)} \quad (3)$$

式中, $Q_j^{(c')} = \mathbb{E}[s_j^{(c')} s_j^{(c')H}]$ 。

在接收端配合利用维纳滤波器 $W_k^{(c)}$ 与波束成形矩阵 $T_k^{(c)}$ 来消除基站之间的干扰, $[R_k^{(c)}]^{-1} = W_k^{(c)} W_k^{(c)H}$ 。则接收到的信号可以表示为

$$r_k^{(c)} = W_k^{(c)} H_k^{(c)} \sum_{i=1}^K T_i^{(c)} s_i^{(c)} + W_k^{(c)} z_k^{(c)} = \hat{H}_k^{(c)} \sum_{i=1}^K T_i^{(c)} s_i^{(c)} + \hat{z}_k^{(c)} \quad (4)$$

式中, $\hat{H}_k^{(c)} = W_k^{(c)} H_k^{(c)}$, $\hat{z}_k^{(c)} = W_k^{(c)} z_k^{(c)}$ 。

3 有限反馈方案和信道时变特性

在有限反馈系统中, 可以将单位能量矩阵 \bar{H}_k 分解, 得到以下表示形式^[7]:

$$\bar{H}_k = \hat{H}_k X_k Y_k + S_k Z_k \quad (5)$$

式中, S_k 和 Z_k 两个矩阵相互独立, \hat{H}_k , X_k , Y_k 3 个矩阵彼此独立。 \bar{H}_k 是 H_k 的列向量所支撑的空间中一组子空间构成的正交基, X_k 为 Grass(N, N) 平均分布, 代表码书矩阵的子空间; Y_k 为上三角形矩阵, 其对角线上的元素为正数^[7], 为投影在 X_k 的值; $S_k Z_k$ 是 X_k 的零空间; Z_k 是上三角形矩阵, 对角线上的元素是正数, 为投影在码本矩阵零空间的值, 即量化误差。由文献[7]可以得到其相关的统计特性为

$$Y_k^H Y_k = \bar{H}_k^H W W^H \bar{H}_k \quad (6)$$

$$\text{Tr}(Y_k^H Y_k) = N - d^2(\bar{H}_k, W) \quad (7)$$

$$Z_k^H Z_k = I_N - Y_k^H Y_k \quad (8)$$

$$Y_k^H Y_k = \bar{H}_k^H W W^H \bar{H}_k \quad (9)$$

式中, $H_k H_k^H = \bar{H}_k \Delta_k \bar{H}_k^H$ 。其中, $\bar{H}_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示组成 H_k 的一组正交基; $\Delta_k = \text{diag}[\lambda_1, \dots, \lambda_N]$ 是 N 个非零且不排序的 $H_k H_k^H$ 的特征值。

反馈时延主要是由 4 个原因造成: 1) 接收端对信道进行估计需要时间; 2) 接收端对信道状态信息进行量化需要时间; 3) 反馈至宿主基站需要时间; 4) 各个基站之间通过回程网络交换信息需要时间。这 4 个过程的时间, 必然会使信道产生

变化, 所以, 根据文献[8]的信道时变模型来设计对信道时变具有鲁棒性的预编码方法。为了便于分析, 现将时变特性表示如下: 在时刻 t_1 用户测量得知实际信道 H_1 , 并将其量化为 \hat{H}_1 , 然后将 \hat{H}_1 在码书中编号发送给服务基站, 基站间交换信息后, 时刻变为 t_2 , 此时用户所对应的实际信道变为 H_2 。 H_1 和 H_2 在时间上存在统计误差, 按文献[8]的结论可表示为

$$H_2 = \rho H_1 + \Delta E \quad (10)$$

式中, $J_0(\cdot)$ 为零阶贝塞尔函数, $\rho = J_0(2\pi f_d \tau)$ 是 H_1 与 H_2 的统计系数。 f_d 为多普勒频移, τ 为传输延迟时间。当多普勒频移 $f_d = 0$ 时, 相关系数 $\rho = 1$ 。这时 $H_2 = H_1 + \Delta E$, 这里 ΔE 为 H_1 与 H_2 的高斯误差信道矩阵, 由于 ΔE 的高斯分布, 可以将其视为噪声。

4 具有鲁棒性的块对角化方法

在传统有限反馈条件下的波束成形方法中, 基站侧仅知道用户量化后反馈的 CDI, 基站将反馈的 CDI 作为精确的 CSI 设计预编码矩阵, 这些方法均没有考虑量化误差和反馈时延的影响。本文提出一种考虑量化误差和反馈时延对系统影响的、以平均均方误差为优化目标函数的联合优化 $T_k^{(c)}$ 和 $W_k^{(c)}$, 故具有鲁棒性的 BD 波束成形优化问题可以归结为

$$\min_{(T_1^{(c)} \dots T_K^{(c)}) (W_1^{(c)} \dots W_K^{(c)})} \sum_{k=1}^K \text{Tr}\{E_{H_k} \hat{H}_k [\epsilon_k(T_k^{(c)}, W_k^{(c)})]\} \quad (11)$$

$$\text{s. t. } E[\sum_{k=1}^K \text{Tr}(T_k^{(c)} T_k^{(c)H})] \leq P$$

式中, $\epsilon_k(T_k^{(c)}, W_k^{(c)}) = (W_k^{(c)} y_k - d_k)(W_k^{(c)H} A_k^H - d_k^H)$, 对上述目标函数进行优化, 需要对量化的 \hat{H}_k 和量化误差的相关统计特性以及信道时变的统计特性进行考虑, 从而设计出能消除量化误差和信道时变影响的波束成形方法。

为了解决式(11)的优化问题, 本文采用最小化拉格朗日目标函数, 其中拉格朗日目标函数如式(12)所示:

$$f(\{T_k^{(c)}\}_{k=1}^K) = \epsilon_k(T_k^{(c)}, W_k^{(c)}) + \lambda_k (\sum_{k=1}^K \text{tr}\{\sum_{b=1}^B T_k^{(b)H} T_k^{(b)}\} - P) \quad (12)$$

式中, λ_k 为拉格朗日因子。

对式(12)中的 $T_k^{(c)}$ 求偏导数, 可以得到式(13):

$$\begin{aligned} & \frac{\partial f(\{T_k^{(b)opt}\}_{k=1}^K)}{\partial (T_k^{(b)})} \\ &= \frac{\partial f}{\partial (T_k^{(b)})} (\epsilon_k(T_k^{(c)}, W_k^{(c)}) + \lambda_k (\sum_{k=1}^K \text{tr}\{\sum_{b=1}^B T_k^{(b)H} T_k^{(b)}\} - P)) \\ &= (N_r - \frac{N_r D}{N_r}) \hat{H}_k^{(b)H} \hat{H}_k^{(b)} \hat{T}_k^{(b)} + \frac{N_r D}{N_r - N_r} \hat{T}_k^{(b)} - \frac{N_r N_r D}{N_r (N_r - N_r)} \\ & \quad \hat{H}_k^{(b)H} \hat{H}_k^{(b)} \hat{T}_k^{(b)} + \sum_{j=1}^K \sum_{b_1=1}^B \beta_{kj}^{(b_1, b_2)} (A_k^{(b_1)H} \hat{H}_k^{(b_1)H} \hat{H}_k^{(b_1)} A_k^{(b_1)} \\ & \quad \hat{T}_k^{(b_1)} - \hat{H}_k^{(b)H} + \lambda_k \hat{T}_k^{(b)}) \quad (13) \end{aligned}$$

式中, $\frac{\partial}{\partial (T_k^{(b)})} \lambda_k (\sum_{k=1}^K \text{tr}\{\sum_{b=1}^B T_k^{(b)H} T_k^{(b)}\} - P) = \lambda_k \hat{T}_k^{(b)}$, 令

$$\begin{aligned} & \frac{\partial f(\{T_k^{(b)opt}\}_{k=1}^K)}{\partial (T_k^{(b)})} = 0 \text{ 可以得到} \\ & \hat{H}_k^{(b)H} = ((N_r - \frac{N_r D}{N_r} - \frac{N_r N_r D}{N_r (N_r - N_r)}) \hat{H}_k^{(b)H} \hat{H}_k^{(b)} + \lambda_k I_{N_r} \\ & \quad + \sum_{j=1}^K \beta_{kj}^{(b_1, b_2)} (A_k^{(b_1)H} \hat{H}_k^{(b_1)H} \hat{H}_k^{(b_2)} A_k^{(b_2)})) \hat{T}_k^{(b)} \quad (14) \end{aligned}$$

最后可以得到发送波束成形矩阵为

$$\hat{T}_k^{(b)} = ((\beta_1 \hat{H}_k^{(b)H} \hat{H}_k^{(b)} + \beta_2 + \lambda_k I_{N_r})^{-1} \hat{H}_k^{(b)H}) \quad (15)$$

式中, $\theta_1 = (N_r - \frac{N_r D}{N_r} - \frac{N_r N_r D}{N_r(N_r - N_r)})$, $\theta_2 = [C_k^{(b,1)} \quad C_k^{(b,2)}$

$\dots \quad C_k^{(b,B)}]$, 其中的列元素 $C_k^{(b1,b2)}$ 可以表示为 $C_k^{(b,b2)} = \sum_{j=1}^K$

$\beta_k^{(b,b2)} (A_j^{(b)H} \hat{H}_j^{(b)H} \hat{H}_j^{(b2)} A_j^{(b2)})$, λ_k 由二分法搜索求得。

5 仿真结果

本文的仿真环境完全采用符合 LTE-A 的 Release10 的标准, 在这里不再赘述。小区内基站和用户均配置 2 根天线, 设符号周期 T_s 为 $1\mu s$, 用户数 $K=2$, 每一个小区簇有基站的数目为 $B=2$, 调制方式为 QPSK, 为了对比性能, 本文在仿真中没有考虑信道编码。

图 1 仿真了所提 MMSE 预编码与忽略异步干扰下的 BD 波束成形算法随信噪比变化的最大互信息的对比。在反馈比特数 $Q=8$ 和 16 的情况下, 从图可以看出, 在完全 CSI 情况下的 MMSE 性能是最好的。但将忽略异步干扰情况下的有限反馈 MMSE 方案与本章所提的考虑异步干扰消除的情况的 MMSE 性能相比较, 可以看出, 本文所提的方案在一定程度上消除了由于异步干扰和信道时变所带来的干扰, 提高了系统性能。同时可以发现, 在考虑异步干扰的情况下, 反馈比特数越大, 系统的最大互信息也越大。这是由于越大的反馈比特数对信道的量化越精确。所以可以看出, 在同时存在有限反馈和信道时变的特性下, 本文所提出的方案在信道容量方面存在较大的优势, 这也就保证了小区边缘用户在多媒体业务方面的容量支撑, 通信的有效性大幅提高。

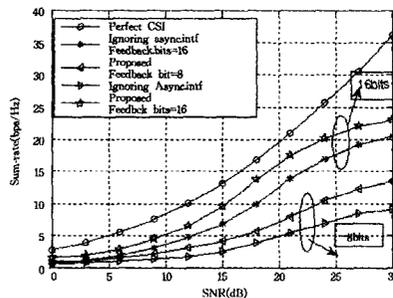


图 1 考虑异步干扰和反馈的最大互信息对比

图 2 显示了所提方案在误比特率 BER 下的性能。同样可以看出, 完全 CSI 情况下的 BER 最小, 但与忽略异步干扰情况下的 MMSE 相比, 本文所提的消除异步干扰 BD 波束成形方案在 BER 方面体现了更好的性能, 具有更小的 BER。可以看到在传统的 BD 算法中, 其 BER 的性能是劣于 MMSE 的性能的, 但是由于在预先消除了反馈误差和信道时变带来的干扰后, 本文所提的方案相对于 MMSE 存在可观的优势, 从而提升了系统的可靠性, 为数据业务提供了很好的保证。

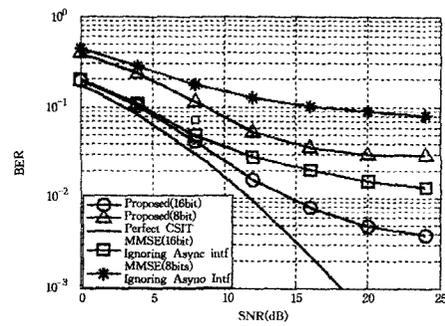


图 2 误比特性能对比

结束语 本文在考虑信道量化误差统计特性和信道时变特性的情况下, 提出了一种计算复杂度较低的 BD 波束成形方法。此方法能够有效地抑制由于量化误差和信道时变特性所带来的干扰, 提高多小区系统的传输速率, 降低系统的误码率, 有效地改善小区边缘用户的用户体验。

参考文献

- [1] Hand D, Yu W. Coordinated Beamforming for the Multi-cell Multi-antenna Wireless System[C]//Proc. CISS, Princeton, NJ, 2008
- [2] Zhang H, Mehta N B, Molisch A F, et al. On the Fundamentally Asynchronous Nature of Interference in Cooperative Base Station Systems[C]// IEEE International Communication Conference. Glasgow, Scotland, June 2007
- [3] Zhang Hong-yuan, Mehta N B, Molisch A F. Asynchronous Interference Mitigation in Cooperative Base Station Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(1): 155-165
- [4] Azzam I H, Adve R S. Linear Precoding for Multiuser MIMO Systems with Multiple Base Stations[C]// IEEE International Conference on Communications (ICC '09). June 2009
- [5] Ravindran N, Jindal N. Limited Feedback-based Block Diagonalization for the MIMO Broadcast Channel[J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., 2008, 26(8): 1473-1482
- [6] Park H, Park S-H, Lee I. Weighted Sum MSE Minimization under per-BS Power Constraint for Network MIMO Systems[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 16(3): 360-363
- [7] 赵伟, 袁超伟, 张金波. MIMO 广播有限反馈系统中联合预编码方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2012, 35(2): 24-27
- [8] Huang Yong-wei, Li Qiang, Ma Wing-Kin, et al. Robust Multicast Beamforming for Spectrum Sharing-Based Cognitive Radios [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(1): 527-533
- [9] Zhang Lan, Liang Ying-chang, Xin Yan, et al. Robust Cognitive Beamforming with Partial Channel State Information [J]. IEEE Transactions on communications, 2009, 8(8): 4143-4153
- [10] Lee K-J, Lee I. MMSE Based Block Diagonalization for Cognitive Radio MIMO Broadcast Channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(10): 3139-3144
- [11] 李应博, 吕国成, 张晓宁, 等. 基于干扰控制的多小区分布式波束成形 [J]. 重庆邮电大学学报: 自然科学版, 2012, 24(5): 599-603

(上接第 48 页)

- [8] Kumar R, Takai S. Inference-Based Ambiguity Management in Decentralized Decision-Making; Decentralized Diagnosis of Discrete-Event Systems [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2009, 6(3): 479-491
- [9] Stankovic S S, Ilic N, Stankovic M S, et al. Distributed Change Detection Based on a Consensus Algorithm [J]. IEEE Transac-

- tions on Signal Processing, 2011, 59(12): 5686-5697
- [10] Mosk-Aoyama D, Shah D. Fast Distributed Algorithms for Computing Separable Functions [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(7): 2997-3007
- [11] Lin Xiao, Boyd S. Fast linear iterations for distributed aeraging [A]//Decision and Control, 2003. Proceedings. 42nd IEEE Conference on[C]. vol. 5, Dec. 2003: 4997-5002