

基于波束空间 CSI 估计的 OFDM 自适应天线

刘 波, 金荣洪, 范 瑜, 耿军平

(1. 区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海交通大学, 上海 200030)

摘 要: 现有 pre FFT OFDM 自适应天线系统中信道状态信息(CSI)估计在阵元空间进行, 其性能易受干扰的影响而恶化, 本文提出一种基于波束空间 CSI 估计的 pre FFT 自适应天线阵方案, 可显著提高 CSI 估计的精度和稳健性, 仿真结果表明该方案较传统的阵元空间天线阵有明显的性能提升, 特别在强干扰条件下, 阵元空间阵列可能无法工作, 而本文方案仍然具有良好的性能。

关键词: OFDM; 自适应天线阵; 波束空间; CSI 估计

中图分类号: TN914. 3 文献标识码: A 文章编号: 0372 2112 (2005) 03 0463 04

An OFDM Adaptive Antenna Array Based on Beam Space CSI Estimation

LIU Bo, JIN Rong hong, FAN Yu, GENG Jun ping

(1. State Key Lab of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: In current pre FFT OFDM (pre Fast Fourier Transform Orthogonal Frequency Division) adaptive antenna systems, the CSI (Channel State Information) estimation is made in the element space and the performance may deteriorate due to its poor anti jamming ability. An adaptive antenna scheme based on beam space CSI estimation is proposed to improve the accuracy and robustness of the estimation. The simulation results show that a prominent performance improvement can be achieved. In environments with strong interferences, the proposed scheme still performs well, while the element space scheme may fail to work.

Key words: OFDM; adaptive antenna array; beam space; CSI estimation

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术被认为是下一代移动通信的关键技术^[1,2]。在 OFDM 系统中应用天线阵列,不但可以提高增益,改善谱效率,还可以抑制干扰信号,大大提升系统性能^[3~6]。用于 OFDM 的天线阵列包括 post FFT 和 pre FFT 两大类,前者需在频域对各个子载波分别进行阵元加权,需要较多的 FFT 运算单元,较大的内存和运算量,及较长的训练序列^[3,4]。而 pre FFT 阵列则在 FFT 运算之前先进行阵元加权,较 post FFT 虽性能略有下降,但可大大简化运算,而且只需一个 FFT 单元及较短的训练序列^[5,6]。近年来 pre FFT 天线阵列的研究成果包括 M Okada 等提出的 pre FFT 空间分集合并方案^[5]以及 M Budsabathon 等提出的自适应阵列方案^[6],前者并没有考虑抑制干扰信号的问题,而后的方案克服了这个缺点,但在该方案中,阵列波束形成之前,需对信道状态信息(即 CSI)进行估计以获得多径分量的信息,该信道估计是在阵元空间进行的,这种估计方法没有利用各信号分量的空间信息,精度和稳健性都受到限制,特别是在强干扰存在的条件下,该方法很可能失败。针对此问题,本文提出一种基于波束空间信道估计的 pre FFT 自适应阵列方案,可有效提高信道估计的精

度和稳健性,从而保证该自适应阵列的性能。

2 系统模型及阵元空间方法

采用 pre FFT 自适应阵列的 OFDM 系统发/收端的模块及 OFDM 帧结构可参见文献[6],每帧中包含 1 个 OFDM 符号长度的已知训练序列用于 CSI 估计。设 OFDM 子载波数为 N_{FFT} ,保护间隔为 L_g ,则每个 OFDM 符号的长度为 $(N_{FFT} + L_g)$ 个 OFDM 采样。信号模型如下,设入射干扰数(包括延时超过保护间隔的多径分量,以及其他同信道干扰两部分)为 N_i ,天线阵元数为 M 。以 $s_{d,n}$ 和 $s_{i,jn}$ 分别表示第 n 个快拍的发送信号和第 n 个快拍的第 j 个干扰信号,则在第 l 快拍天线阵接收向量 $r = [r_1, r_2, \dots, r_M]^T$ (上标 T 表示转置)可表示为:

$$r = H_d S_d + H_i S_i + n \quad (1)$$

式中 $S_d = [s_{d,1}, s_{d,2}, \dots, s_{d,N_g}]^T$ 为时延小于保护间隔的多径信号向量, $S_i = [s_{i,1}, s_{i,2}, \dots, s_{i,N_i}]^T$ 为干扰向量。而 H_d

$$= \begin{bmatrix} h_{d,10} & \dots & h_{d,1L_g} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{d,M0} & \dots & h_{d,ML_g} \end{bmatrix} \text{ 和 } H_i = \begin{bmatrix} h_{i,10} & \dots & h_{i,1N_i} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i,M0} & \dots & h_{i,MN_i} \end{bmatrix} \text{ 分别}$$

是 S_d 和 S_i 对应的 CSI 矩阵。 n 代表阵列上的背景噪声向量。

阵元空间信道估计方法如图 1(a) 所示, 各阵元接受的信号分别与用于 CSI 估计的训练序列进行相关, 提取相关值较强的多径分量, 忽略较弱的分量^[6], 作为该阵元上的 CSI 估计, 所有阵元的 CSI 估计就组成了矩阵 \hat{H}_d 的估计值 \hat{H}_d . 在 CSI 估计的基础上可进行波束形成, 文[6]中提出了三种波束形成算法, 其中 max-SINR 算法的性能最好, 其最优权向量 w_{opt} 为如下特征方程的解:

$$\hat{H}_d E(S_d S_d^H) \hat{H}_d^H w_{opt} = \lambda_{max} E(rr^H) w_{opt} \quad (2)$$

式中 λ_{max} 为最大特征值, $E(\cdot)$ 表示时间期望, 上标 H 表示共轭转置.

上述的阵元空间信道估计方法存在精度不高以及抗干扰能力较差的缺点. 对于某一条多径分量而言, 其他多径分量的存在对该分量的估计形成了干扰, 各多径分量的彼此干扰会降低 CSI 矩阵估计的精度. 另外, 同信道干扰的存在也会严重损害 CSI 估计的性能. 特别当同信道干扰远强于所需信号时, CSI 估计很可能失败. 阵元空间的 CSI 估计方法中, 从不同的方向入射的多径分量的空间特征并没有得到利用, 由此, 本文提出基于波束空间的 CSI 估计方法, 可有效的克服这些缺陷, 下一节对该方法作详细介绍.

3 波束空间方法

图 1(b) 给出了波束空间 CSI 估计的模块图. 首先对阵元空间的接收信号 r 进行空间的 DFT 变换, 变换至波束空间, 记为 $r_b = [r_1^b, r_2^b, \dots, r_M^b]^T$:

$$r^b = Fr = H_d^b S_d + H_i^b S_i + n^b \quad (3)$$

式中 F 为 DFT 变换矩阵, H_d^b 及 H_i^b 为所需信号和干扰信号在波束空间的 CSI 矩阵, n^b 为噪声信号的 DFT 变换值. 空间 DFT 变换在物理上可视为固定多波束形成^[7], 生成 M 个空间上正交的波束. 而后 r^b 的各分量再与用于 CSI 估计的训练序列进行相关以进行 H_d^b 的初步估计. 以 $c_i = [c_{i,1}, c_{i,2}, \dots, c_{i,L_g}]^T$ 表示第 i 个波束的相关序列, 相关运算表示为:

$$c_{i,n} = \frac{1}{L_r} \sum_{k=0}^{L_g-1} r_i^b(k+n) Tr(k), \quad i=1, \dots, M; n=0, \dots, L_g \quad (4)$$

式中, Tr 表示训练序列, L_r 为训练序列的长度. 与阵元空间 CSI 估计方法比较, 波束空间方法利用了入射的各信号来自不同方向这一特征, 以下用数学形式说明, 设所需信号多径分量为 L_m 个, 相应的时延分别表示为 $(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{L_m})$, 则式(1)可写为:

$$r = \sum_{n=1}^{L_m} A_{d,n} a(\theta_{d,n}) s_{d,l-\tau_n} + \sum_{m=1}^{N_i} A_{i,m} a(\theta_{i,m}) s_{i,l} + n \quad (5)$$

式中 $A_{d,n}$ 和 $\theta_{d,n}$ 分别表示第 n 条多径的幅度和入射角, $A_{i,m}$ 和 $\theta_{i,m}$ 表示第 m 路干扰的幅度和入射角, $a(\theta) = (1, e^{-jkd \sin \theta}, e^{-j(M-1)kdsin \theta})^T$ 表示阵列在 θ 方向上的空间响应矢量, k 为空间电波传播常数, d 为阵元间距. 对其进行 DFT 变换后第 k 个波束的信号可表示为:

$$r_k^b = a^H(\varphi_k) r = \sum_{n=1}^{L_m} A_{d,n} a^H(\varphi_k) a(\theta_{d,n}) s_{d,l-\tau_n} + \sum_{m=1}^{N_i} A_{i,m} a^H(\varphi_k) a(\theta_{i,m})$$

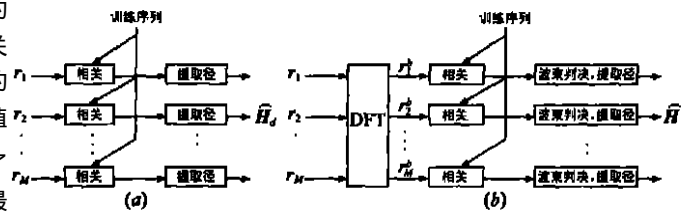


图 1 CSI 估计模块示意图 (a) 阵元空间方法, (b) 波束空间方法

$$s_{i,l} + a^H(\varphi_k) n = \sum_{n=1}^{L_m} A_{d,n} \rho(\varphi_k, \theta_{d,n}) s_{d,l-\tau_n} + \sum_{m=1}^{N_i} A_{i,m} \rho(\varphi_k, \theta_{i,m}) s_{i,l} + n_k^b \quad (6)$$

式中 φ_k 为第 k 个固定波束的波束方向, 由 DFT 变换式决定, 而 $\rho(\varphi_k, \theta) = a^H(\varphi_k) a(\theta)$ 可视为 φ_k 方向和 θ 方向上空间响应矢量的相关. 当 θ 处于该波束的主瓣范围内时该相关值较大, 而位于该波束方向图的旁瓣内时则该相关值很小. 对于某一波束信号的信道估计, 来自该波束旁瓣方向上的多径分量和干扰信号的影响将被大大抑制, 换言之, 来自不同方向的入射信号及干扰被分隔在不同的波束中, 因而可大大提高信道估计的精度和抗干扰能力.

尽管变换到波束空间实现了信号的空间分隔, 但对于主瓣方向靠近强干扰信号的波束而言, 其信道估计值仍将有较大的误差, 从而影响总体的信道估计性能. 解决的办法是利用不同类型的波束(指波束的主要接收信号的不

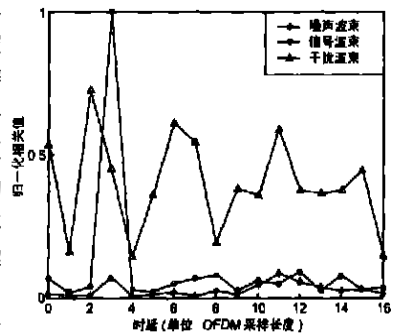


图 2 不同类型波束的相关序列特征

同) 在相关值上的不同特征, 提取出这些波束并进行处理, 消除干扰的影响. 图 2 给出了三类典型波束的相关值特征实例, 这三个波束的主瓣分别为指向一路多径信号, 一路强干扰信号, 以及不指向任何信号, 图中分别标示为信号波束, 干扰波束及噪声波束, 该实例的保护间隔 L_g 为 16 个 OFDM 采样长度, 天线阵为 16 阵元等间距, 间距为半波长. 信干比 SIR 为 -20dB, 信噪比 SNR 为 5dB. 可以看出, 信号波束的相关值只在相应的多径信号的延迟时刻上存在明显的峰值, 且峰值远高于其他时延上的值. 而对于干扰波束和噪声波束, 其相关值序列在时间上几乎是白的. 基于此特征, 本文给出一简单有效的判别方法, 描述如下: 对第 i 个波束的相关序列所有的 L_g 个值, 取某个适当的幅值 $c_{i,th}$ 作为标准, 计算其中大于该幅值的值的个数, 如果该数大于某门限 N_{th} , 则认为该波束为干扰或噪声波束, 并将该波束的相关序列全部重置为 0, 如果个数小于门限, 则认为该波束为信号波束. 这里的幅值标准 $c_{i,th}$, 可以取该波束相关序列中最大值与最小值的均值. 以 $c'_i = [c'_{i,0}, c'_{i,1}, \dots, c'_{i,L_g}]^T$ 表示第 i 波束进行判别处理后的相关值, 该波束判别处理方法的数学表达为:

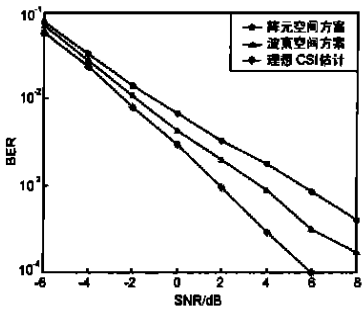


图 3 无强干扰条件下的误码率结果

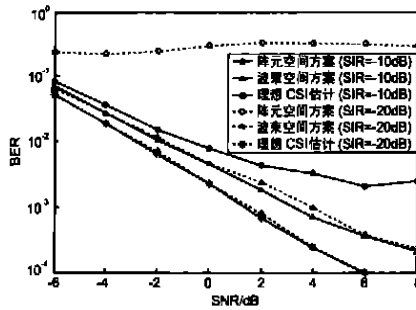


图 4 强干扰条件下的误码率结果

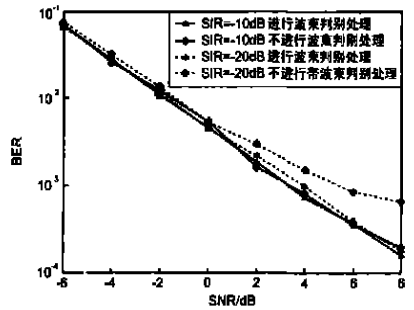


图 5 有/无波束判别处理时误码率比较

$$\hat{c}_i = \begin{cases} 0, & \text{当 } \text{Num}(\{c_{i,n} \mid |c_{i,n}| > c_{i_{th}}, n = 0 \dots L_g\}) > N_{th}, \\ i = 1, \dots, M \\ c_i, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

式中 Num() 表示集合的元素个数。

上述方法可有效去除与所需信号在空间上分隔的入射干扰的影响。对所需信号多径分量和干扰同时入射某一波束时的情况, 当干扰较小时, 该干扰对相关序列在多径延迟时刻上的峰值特征影响不大, 该波束将被判决为信号波束; 而当干扰远大于所需信号时, 该波束则会被判决为干扰波束, 该波束接收的多径分量信息会丢失, 但在多径分量丰富的情况下, 所有多径分量同时入射一个波束可能性很低, 其他波束所接收的多径分量仍能得到准确估计, 最终仍能得到较好的结果。

波束判别处理后, 须对各波束的信道估计值进行多径分量的提取, 即忽略较小的相关值, 保留较强的相关值^[9], 得到阵 \hat{H}_d^b 的最终估计 \hat{H}_d^b 。根据 max-SINR 准则, 波束空间的最优权 w_{opt}^b 为特征方程

$$\hat{H}_d^b E(S_d S_d^H) \hat{H}_d^b H_d^b w_{opt}^b = \lambda_{\max}^b FE(r r^H) F^H w_{opt}^b \quad (8)$$

的解, 式中 λ_{\max}^b 为该特征方程的最大特征值。最后权向量还需变换回阵元空间, 变换式为:

$$w_{opt} = F^H w_{opt}^b \quad (9)$$

4 仿真结果与分析

本节对波束空间的方法性能进行仿真并与阵元空间的方法进行比较。仿真参数如表 1 所示。阵元噪声为零均值高斯分布, 信道为准静态瑞利衰落, 即在一个 OFDM 帧内可假设为不变化。

表 1 仿真参数

天线阵列	16 阵元等距线天线阵, 间距为半波长
OFDM 调制	子载波数: 64; 保护间隔: 16(单位: OFDM 采样长度)
符号调制	QPSK
过采样系数	4
前向纠错编 / 解码 / 交织	1/2 卷积码 / 约束长度 7 Soft Viterbi / 12 × 8 块交织

首先考虑不存在强同信道干扰时的性能。仿真中设置所需信号共有 4 个等功率入射的多径分量, 其中 3 个分量的时延在保护间隔内, 另一个时延大于保护间隔(干扰径), 4 路信号的来波方向随机分布于 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 上, 保护间隔内的 3 个

多径分量时延取值随机分布于 $[0, L_g]$ 上, 而干扰径的时延取为 18 个 OFDM 采样长度, 信噪比 SNR = 5dB。图 3 给出了采用波束空间方法和文献[6]中的阵元空间方法所得到的误码率结果, 同时给出理想信道估计条件下的误码率结果作为参考。

可以看出, 采用本文基于波束空间 CSI 估计的自适应天线阵方案, 可以取得较原阵元空间方案更好的性能。BER 仿真结果为 1000 次蒙特卡洛实验的均值, 每次试验的数据长度为 1 个 OFDM 帧(13 个 OFDM 符号)。

保持其他参数不变, 增加一个强的同信道干扰, 其功率远强于所需信号, 入射角同样随机分布于 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 上, 这里附加一条件, 即保证 3 个所需多径信号中至少一个, 其入射角与该强干扰入射角相差一个波束宽度以上, 这是为了保证至少一路多径信号可与干扰在空间上分隔开。图 4 给出了仿真结果, 如图示, 当信干比 SIR = -10dB 时, 阵元空间方法的结果变得很差, 而当 SIR = -20dB 时, 由于干扰过强, 阵元空间信道估计完全失败, 而对应的, 波束空间方法仍可得到较好的结果。为观察 CSI 估计过程中波束判别处理步骤的作用, 图 5 给出了在强干扰条件下进行该步骤和不进行该步骤两种情况的误码率仿真结果比较, 如图所示, 当 SIR = -10dB 时, 两种情况的误码率结果差别不大, 说明即使不进行波束判别, 波束空间方法也优于阵元空间方法。而在 SIR = -20dB 时, 采取波束判别处理可以获得比不处理更好的结果。这说明采取波束判别处理, 可以在干扰很强的情况下进一步提升性能。

需要指出, 与阵元空间方法相比, 波束空间方法增加了空域 DFT 变换, 提高了计算复杂度和硬件复杂度。另外, 波束空间方法的优势在阵元数量较大时更为明显, 当阵元数量减少时, 经 DFT 变换得到的固定波束其宽度增加, 旁瓣提高, 将削弱该方法相对阵元空间方法的性能提升。

5 结论

在分析基于阵元空间 CSI 估计方法的 pnc FFT 自适应天线系统缺点的基础上, 本文提出了基于波束空间 CSI 估计方法的自适应天线方案。与原方法相比, 新方法充分利用了入射信号的空间信息, 在空间上将来自不同入射方向的信号实现了分隔, 通过不同类型波束相关值序列的不同特征进行波束的判别处理, 又进一步抑制了干扰对 CSI 估计的影响。仿真结果表明该方法可取得较阵元空间方法更好的性能, 特别是存在较强干扰的情况下, 阵元空间的方法可能失败, 而本方法仍能正常工作。

参考文献:

- [1] HARA S, MOURI M, OKADA M, et al. Transmission performance analysis of multi carrier modulation in frequency selective fast Rayleigh fading channel[J]. Wireless Personal Communications, 1995/ 1996, 2(4): 335- 356.
- [2] VAN N R, MORIKURAM, et al. New high rate wireless LAN standards [J]. IEEE Commun Mag, 1999, 37(12): 82- 88.
- [3] HAMAZUMI H, ITO Y, MIYAZAWA H. Performance of frequency domain sub band diversity combination technique for wide band mobile radio receiver: An application to OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) [J]. IEICE Trans Commun (Japanese Edition), 1997, J80 B II(6): 466- 474.
- [4] LI Y G, SOLLENBERGER N R. Adaptive antenna arrays for OFDM system with cochannel interference[J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47(2): 217- 229.
- [5] OKADA M, KOMAKI S. Pre-FFT combining space diversity assisted COFDM[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2001: 50(2): 487- 496.
- [6] BUDSABATHON M, HANE S, HARA Y, et al. On a novel pre-FFT OFDM adaptive antenna array for delayed signal suppression[J]. IEICE Trans Commun, 2003, E86 B(6): 1936- 1945.

- [7] JIN R, MIURA R, OODO M, et al. Modified MRC beamformer to suppress strong interferences for omnibeam DBF antenna in HAPS[J]. Electron Lett, 2002, 38(16): 847- 848.

作者简介:



刘波男, 1978年10月出生于山西省阳泉市, 博士研究生, 上海交通大学电子工程系, 主要从事智能天线和电磁计算等方面的研究工作。



金荣洪男, 1963年4月出生于江苏省江阴市, 博士, 上海交通大学电子工程系教授, 博士生导师, 主要从事现代天线理论和设计、数字波束形成技术、多波束天线、数值分析技术等领域的研究工作。