

3D 多输入多输出正交频分复用系统中 基于奇异值分解的信道估计方法

邵玮璐, 李莉*, 刘震, 唐延枝

(上海师范大学信息与机电工程学院, 上海 200234)

摘要: 在3D多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统模型中,分析了基于导频的信道估计方案.针对线性最小均方误差方法的算法复杂度高的问题,应用奇异值分解(SVD)算法降低信道自相关矩阵的维数,以减小算法的复杂度.仿真结果表明:所提出的基于奇异值分解的信道估计算法,能够在保证误码率(BER)性能的情况下,具有更低的算法复杂度.

关键词: 3D多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM);信道估计;奇异值分解(SVD);导频
中图分类号: TN 929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-5137(2019)01-0020-06

Channel estimation method based on singular value decomposition in 3D MIMO-OFDM system

SHAO Weilu, LI Li*, LIU Zhen, TANG Yanzhi

(College of Information, Mechanical and Electrical Engineering, Shanghai Normal University, Shanghai 200234, China)

Abstract: The model of 3D multiple input multiple output and orthogonal frequency division multiplexing(MIMO-OFDM) system was introduced, and the channel estimation scheme based on pilot was analyzed. In view of the problem of high complexity of the linear least mean square error algorithm, the singular value decomposition(SVD) algorithm was proposed and applied to reduce the dimension of channel autocorrelation matrix, thus reducing computational complexity. The simulation results showed that the proposed channel estimation algorithm based on singular value decomposition could maintain the bit error rate(BER) performance with lower computational complexity.

Key words: 3D multiple input multiple output and orthogonal frequency division multiplexing(MIMO-OFDM); channel estimation; singular value decomposition(SVD); pilot

0 引言

为了满足通信系统对高传输速率的要求,多输入多输出(MIMO)与正交频分复用(OFDM)相结合

收稿日期: 2018-11-23

基金项目: 上海市自然科学基金(16ZR1424500)

作者简介: 邵玮璐(1996—),男,硕士研究生,主要从事无线通信方面的研究. E-mail: 1000442958@shnu.edu.cn

*通信作者: 李莉(1962—),女,教授,主要从事自适应信号处理与无线通信方面的研究. E-mail: lilyxuan@shun.edu.cn

引用格式: 邵玮璐,李莉,刘震,等. 3D多输入多输出正交频分复用系统中基于奇异值分解的信道估计方法[J]. 上海师范大学学报(自然科学版), 2019, 48(1): 20-25.

Citation format: SHAO W L, LI L, LIU Z, et al. Channel estimation method based on singular value decomposition in 3D MIMO-OFDM system [J]. Journal of Shanghai Normal University (Natural Sciences), 2019, 48(1): 20-25.

的技术一直是无线通信中的关键技术之一. 3D MIMO 技术通过引入天线的俯仰角概念,更好地利用了空间域的资源,能够进一步提高系统吞吐量和频谱效率.

信道估计是获取信道状态信息的重要技术,可用于接收端传输信号的有效恢复. 目前,3D MIMO 系统的信道估计方法的优化研究主要有两类. 第一类是从信道估计算法出发,减小原有算法的复杂度或者探寻新的估计算法,优化系统的误码率(BER)和均方误差(MSE)等性能指标. ZHANG 等^[1]针对最小均方误差(MMSE)算法复杂度高的问题,提出了一种级联型(Cascaded)的最小均方误差算法,该方法要对高维的自相关矩阵进行求逆运算,但算法复杂度依然很高. XUE 等^[2]从3D MIMO信道的稀疏性出发,利用压缩感知理论将信道估计问题转化为凸优化问题,提出了量子细菌觅食优化(QBFO)算法,提高系统的MSE性能,但未讨论在不同导频负载情况下该方法是否仍然具有优势. 第二类是通过优化导频的设计,减少导频开销、系统的负载. WANG 等^[3]引入了导频负载概念,主要讨论了基于压缩感知的估计算法在不同导频负载影响下的性能,但未讨论其他信道估计算法的性能. ZHANG 等^[4]提出了基于相关性的导频分配方案,优化了导频分配的复杂度,但仿真中只针对最小二乘(LS)信道估计算法,能否将其广泛推广有待讨论.

本文作者针对3D MIMO-OFDM系统中线性最小均方误差(LMMSE)估计方法的算法复杂度高的缺陷,提出了基于奇异值分解(SVD)的改进信道估计方法,来降低算法的复杂度.

1 信道估计方案设计

1.1 信道估计模型

对于3D MIMO-OFDM系统在接收端的信道响应,可以建模如下^[5]:

$$Y = XH + Z, \quad (1)$$

其中, Y 是接收信号频谱, $Y \in C^{KL \times N_r}$; X 是发送信号频谱, $X \in C^{KL \times K N_t}$; H 是信道的频域响应, $H \in C^{K N_t \times N_r}$; Z 是加性高斯白噪声, $Z \in C^{KL \times N_r}$. 传输信息以OFDM资源块为基本单位,其中 K, L, N_t, N_r 分别代表3D MIMO-OFDM系统中的子载波数目、OFDM符号数目、发送天线个数以及接收天线个数.

信道的频域响应

$$H = G_1 F G_0, \quad (2)$$

其中, $G_1 \in C^{K N_t \times K N_t}$,是发送端天线的响应,代表发送信号经过发送天线形成的波束; $F \in C^{K N_t \times N_r}$,是以资源块为基本单位的传输信道响应,即OFDM带来的响应; $G_0 \in C^{N_r \times N_r}$,代表信号经过接收天线形成的波束,即3D MIMO带来的响应.

假设垂直和水平方向上的发送天线的排数分别为 M_{vi} 和 M_{hi} ,其空间间隔分别为 d_{vi} 和 d_{hi} ,垂直和水平方向上的接收天线排数分别为 M_{vo} 和 M_{ho} ,其空间间隔分别为 d_{vo} 和 d_{ho} ,且满足:

$$M_{hi} \times M_{vi} = N_t, \quad (3)$$

$$M_{ho} \times M_{vo} = N_r, \quad (4)$$

则^[6]

$$G_1 = D(K \times M_{hi}) \otimes D(K \times M_{vi}), \quad (5)$$

$$G_0 = D(K \times M_{ho}) \otimes D(K \times M_{vo}), \quad (6)$$

其中, \otimes 代表求矩阵间的克罗内克积运算, $D(\cdot)$ 代表离散傅里叶变换矩阵,

$$D(M) = [\alpha(M, 0), \alpha(M, 1/M), \dots, \alpha(M, (M-1)/M)]^H, \quad (7)$$

其中, \mathbf{H} 为矩阵的共轭转置运算符, $\alpha(M, \theta)$ 定义如下^[6]:

$$\alpha(M, \theta) = \frac{1}{M} [1, e^{-j2\pi\theta}, \dots, e^{-j2\pi\theta(M-1)}], \theta = 0, \frac{1}{M}, \dots, \frac{M-1}{M}. \quad (8)$$

与 2D MIMO 不同, 3D MIMO 的天线布置中引入了俯仰角的影响, 在设计的模型中, 通过 d_{hi} 和 d_{vo} 定义方位离开角 φ 和方位到达角 γ , 通过 d_{vi} 和 d_{vo} 定义俯仰离开角 ξ 和俯仰到达角 η , λ 为载波的波长.

$$\varphi = \frac{d_{\text{hi}}}{\lambda}, \quad (9)$$

$$\gamma = \frac{d_{\text{ho}}}{\lambda}, \quad (10)$$

$$\xi = \frac{d_{\text{vi}}}{\lambda}, \quad (11)$$

$$\eta = \frac{d_{\text{vo}}}{\lambda}. \quad (12)$$

3D MIMO 系统中信号以资源块为基本单位进行传输, 式(2)中传输信道响应矩阵 F 与收发天线数量和子载波总数量有关.

每一个资源块由间隔为 f 的 12 个子载波和一个时隙内的若干个带有循环前缀的 OFDM 符号组成, 一个时隙时长为 T_{slot} , 去掉保护带宽后的系统带宽为 B , 子载波数

$$K = \frac{B}{f}. \quad (13)$$

定义每一个未加循环前缀的 OFDM 符号的持续时间 T_c , 且 $T_c = 1/f$. 每一个资源块对应 12 个子载波, 循环前缀持续时间为 T_{cycle} , 加循环前缀后的 OFDM 符号持续时间为 T_{sync} , 则一个时隙内 OFDM 符号的个数^[7]

$$L = \frac{T_{\text{slot}}}{T_{\text{sync}}} = \frac{T_{\text{slot}}}{T_c + T_{\text{cycle}}}. \quad (14)$$

在实际应用中, 导频的信道估计模型通过发送端的导频信息为 $X(u, k, l)$, 其中, u 代表第 u 根天线, k 为第 k 个子载波, l 为第 l 个 OFDM 符号, 得到对应位置接收端的信息为 $Y(u, k, l)$, 根据相应算法得到 u, k, l 处频域的等效信道响应 $H(u, k, l)$ 的估计值 $\hat{H}(u, k, l)$.

1.2 基于 SVD 的信道估计方案

LMMSE 估计方法得到的频域信道响应的估计值^[8]

$$\hat{H}_{\text{LMMSE}} = R \left(R + \frac{\beta}{S} I \right)^{-1} \hat{H}_{\text{LS}}, \quad (15)$$

其中, I 为单位矩阵; R 代表信道传输的自相关矩阵, $R \in C^{KN_t \times KN_t}$; β 为常数, 在不同调制方式下取值不同; S 代表平均信噪比; \hat{H}_{LS} 是最小二乘信道估计方案的结果, 计算方法如下^[4]:

$$\hat{H}_{\text{LS}} = X^{-1} Y. \quad (16)$$

利用 SVD 方法, 首先将 R 进行如下分解^[9]:

$$R = U \Lambda U^H, \quad (17)$$

其中, U 是 R 分解后的酉矩阵, Λ 代表对角矩阵.

将式(17)代入式(15), 得到 SVD 方法 H_{SVD} 的估计值

$$\hat{H}_{\text{SVD}} = U \left[\text{diag} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \frac{\beta}{S}}, \frac{\lambda_2}{\lambda_2 + \frac{\beta}{S}}, \dots, \frac{\lambda_{KN_t}}{\lambda_{KN_t} + \frac{\beta}{S}} \right) \right] U^H \hat{H}_{\text{LS}}, \quad (18)$$

其中, $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{KN_t}$ 是 R 按由大到小排序的特征值.

在 SVD 中,通过提取前 p 个最大特征值的方式,近似描述原有矩阵,进一步简化式(18),降低对角矩阵的维数,得到:

$$\hat{H}_{\text{SVD}} \approx U \left[\text{diag} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \frac{\beta}{S}}, \frac{\lambda_2}{\lambda_2 + \frac{\beta}{S}}, \dots, \frac{\lambda_p}{\lambda_p + \frac{\beta}{S}} \right) \right] U^H \hat{H}_{\text{LS}}, \quad (19)$$

其中, $U \in C^{KN_t \times p}$. p 值越大,取的特征值越多,处理后的矩阵与原矩阵越相似,但矩阵的维数也越高,相应的复杂度也越高.

1.3 相关算法的复杂度比较

ZHANG 等^[1]降低算法复杂度的核心思路是将 R 分解为水平自相关矩阵 R_{az} 和垂直自相关矩阵 R_{el} , 两者的维数由 M_{hi} 和 M_{vi} 决定, $R_{\text{az}} \in C^{KM_{\text{hi}} \times KM_{\text{hi}}}$, $R_{\text{el}} \in C^{M_{\text{vi}} \times M_{\text{vi}}}$, 两部分相关矩阵的算法复杂度分别为 $O[3(M_{\text{hi}})^3]$ 和 $O[3(KM_{\text{vi}})^3]$. 再通过克罗内克积运算对两者进行级联,复杂度为 $O[(KN_t)^3]$, 最终乘以 \hat{H}_{LS} , 总计复杂度为 $O[3(KM_{\text{vi}})^3 + 3(M_{\text{hi}})^3 + (KN_t)^3 + (KN_t)^2 N_r]$.

在式(15)的 LMMSE 算法中,共进行了一次维数为 $KN_t \times KN_t$ 的求逆运算,一次 $(KN_t \times KN_t) \times (KN_t \times KN_t)$ 的矩阵乘法,以及一次 $(KN_t \times KN_t) \times (KN_t \times N_r)$ 的矩阵乘法,总计复杂度为 $O[2(KN_t)^3 + (KN_t)^2 N_r]$ ^[9].

SVD 算法的复杂度分两步计算:第一步是对矩阵进行奇异值分解,复杂度为 $O[(KN_t)^3]$;第二步,式(19)中的 SVD 算法一共进行了一次 $(KN_t \times p) \times (p \times p)$ 的矩阵乘法,一次 $(KN_t \times p) \times (p \times KN_t)$ 的矩阵乘法,和一次 $(KN_t \times KN_t) \times (KN_t \times N_r)$ 的矩阵乘法,总计复杂度为 $O[(KN_t)^3 + (KN_t)^2 N_r + (KN_t)p^2 + (KN_t)^2 p]$.

最终经过化简和比较:

$$p^2 + (KN_t)p < \frac{3}{KN_t} [(KM_{\text{vi}})^3 + (M_{\text{hi}})^3], \quad (20)$$

$$p < \frac{\sqrt{(KN_t)^4 + 12KN_t[(KM_{\text{v}})^3 + (M_{\text{h}})^3]} - (KN_t)^2}{2KN_t}, \quad (21)$$

3 种算法中 SVD 算法的算法复杂度优于文献[1]中的级联算法和 LMMSE 算法.

2 仿真分析

设 3D MIMO-OFDM 信道有 Q 个簇,第 q 个簇有 S_q 条子径,每个子径 s 都有时延 $\tau_{q,s}$ 、方位离开角 $\varphi_{q,s}$ 、方位到达角 $\gamma_{q,s}$ 、空域的俯仰离开角 $\xi_{q,s}$ 和俯仰到达角 $\eta_{q,s}$ 5 个基本参数, A_q 为簇 q 的加权系数,代表该簇的功率. 在仿真中, $X(u, k, l)$ 为已知,为了使得 $Y(u, k, l)$ 值更准确,给出 3D MIMO-OFDM 信道频域响应模型 $H(u, k, l)$ ^[10]:

$$H(u, k, l) = \sum_{q=1}^Q A_q \sum_{s=1}^{S_q} \left(\sin \xi_{q,s} \cdot \sin \eta_{q,s} e^{j\theta_{q,s}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} du \sin \varphi_{q,s}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} du \sin \gamma_{q,s}} \cdot e^{-2\pi \frac{k}{T_c} \tau_{q,s}} \cdot e^{j2\pi f_{D,q,s} l T_{\text{sync}}} \right), \quad (22)$$

$$Y(u, k, l) = X(u, k, l) H(u, k, l) + Z(u, k, l). \quad (23)$$

其中, $\vartheta_{q,s}$ 为簇 q 中子径 s 的随机相位, $f_{D,q,s}$ 为簇 q 中子径 s 的多普勒频移, du 为发送天线 u 的微元. 仿真的具体场景设置为城市宏小区(UMa), 参数取值如表 1 所示.

表 1 3D MIMO 场景参数

簇	延迟 $\tau_q/$	方位离开角	方位到达角	俯仰离开角	俯仰到达角	平均功率 A_q/dB
	ns	$\varphi_{q,s}/(^{\circ})$	$\gamma_{q,s}/(^{\circ})$	$\xi_{q,s}/(^{\circ})$	$\eta_{q,s}/(^{\circ})$	
1	0	11	61	108	142	-6.4
2	60	-8	44	95	122	-3.4
3	75	-6	-34	104	91	-2.0
4	150	6	33	108	146	-1.9
5	220	-12	-67	118	96	-3.4
6	335	-9	52	127	159	-4.6

按照 3GPP 协议^[7]设置 OFDM 资源块的参数, 取子载波间隔为 $f = 15$ kHz, 去除保护间隔后的带宽为 18 MHz, 结合式(13), (14), 子载波数 K 取值为 1200, T_{sync} 取值为 83.4 μs , T_c 取值为 50.04 ms, 一般服从高斯分布. 每一个资源块中的 OFDM 符号数量为 6 个, 又因为 1200 个子载波对应 100 个资源块, OFDM 符号总数为 600, L 取值为 600, N_i 和 N_r 分别设置为 25 ($M_{vi} = M_{hi} = 5$) 和 1. 其他参数设计如下: 导频从(1, 1, 1)开始设置, 在频域、时域和空间域分别以间隔 $D_f = 4$, $D_t = 5$, $D_s N_p = 2$ 插入. 在上述参数下, 对 LMMSE 和 SVD 算法进行仿真比较. SVD 算法的特征值数目 p 依次取 8, 12, 16 和 20, 得到信道频率响应的估计值 $\hat{H}(u, k, l)$, 代入式(1), 得到估计值 $\hat{Y}(u, k, l)$. 通过比较 $Y(u, k, l)$ 和 $\hat{Y}(u, k, l)$, 最终得到误码率(B_r)对数曲线, 如图 1 所示.

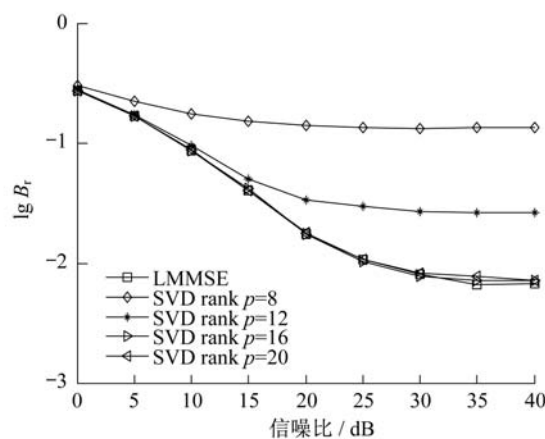


图 1 LMMSE 和 SVD 算法误码率性能比较

由图 1 可知, 当矩阵的秩 $p < 16$ 时, SVD 算法的性能较差, 算法的性能随着 p 的增大而增大; 当 $p > 16$ 时, SVD 算法的性能几乎与 LMMSE 算法相同, 这是因为降维后, 式(19)中的近似矩阵信道估计精度与式(18)原有自相关矩阵近似. 在保持原有性能的同时, 通过降低自相关矩阵维数, 可降低算法复杂度.

3 结 论

分析了 3D MIMO-OFDM 的信道模型和导频的设计方案,对 LMMSE 和 SVD 两种信道估计方案进行了仿真分析,并进行了算法复杂度比较. 仿真结果表明:所提出的基于 SVD 的信道估计算法在所述系统中,能够在保证误码率性能的情况下,具有更低的算法复杂度. 未来可以在以下两个方面进行更深入的研究:一是在导频设计上实现算法复杂度和性能的平衡;二是从信道稀疏性入手,研究以压缩感知和生物智能为主的寻优算法.

参考文献:

- [1] ZHANG H, LIANG Y, LI T, et al. Low complexity channel estimation in 3D MIMO systems [C] // 2016 8th International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). Yangzhou: IEEE, 2016: 1 - 4.
- [2] XUE J, JIANG S, LIANG Y, et al. Quantum bacterial foraging optimization based sparse channel estimation for 3D MIMO systems [C] // 2016 8th International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). Yangzhou: IEEE, 2016: 1 - 5.
- [3] WANG A, WANG Y, XU J, et al. Low complexity compressed sensing based channel estimation in 3D MIMO systems [C] // 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Glasgow: IEEE, 2015: 1 - 5.
- [4] ZHANG J, HE X. Pilot aided channel estimation for 3D MIMO-OFDM systems with planar transmit antennas and elevation effect [C] // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). London: IEEE, 2013: 316 - 320.
- [5] AUER G. 3D MIMO-OFDM channel estimation [J]. IEEE Transaction on Communication, 2012, 60(4) : 972 - 985.
- [6] MA W, QI C. Channel estimation for 3D lens millimeter wave massive MIMO system [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(9) : 2045 - 2048.
- [7] 3GPP Organizational Partners. 3GPP TS38. 211: V15. 0. 0 7-12 [S]. Valbonne: 3GPP Organizational Partners, 2017.
- [8] 孙锴, 黄威. MIMO-OFDM 移动通信技术及 MATLAB 实现 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
SUN K, HUANG W. MIMO-OFDM mobile communication technology and MATLAB implementation [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013.
- [9] 杜盈. LTE 上行链路信道估计与均衡算法研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2013.
DU Y. Research on LTE uplink channel estimation and equalization algorithm [D]. Changsha: Hunan University, 2013.
- [10] 何小丹. 3D MIMO 信道估计技术研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2013.
HE X D. Research on 3D MIMO channel estimation technology [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2013.

(责任编辑:包震宇,顾浩然)