

MIMO-OFDM 移动水声通信系统中 多普勒扩展估计方案

张 行¹ 宋 康^{1,2} 李春国¹ 杨绿溪¹ 方世良¹

(¹ 东南大学水声信号处理教育部重点实验室, 南京 210096)

(² 青岛大学电子信息学院, 青岛 266071)

摘要: 为了消除 MIMO-OFDM 移动水声通信系统中的多普勒效应, 提出了一种训练序列结构及其相应的多普勒扩展估计方案. 发射端在每一帧信号前插入 2 段相同的训练序列, 接收端使用多个并行相关器对接收到的 2 段训练序列进行自相关运算, 根据输出的最大自相关值所对应的相关器窗口长度即可进行多普勒扩展因子估计. 仿真结果表明, 与传统的以 LFM 信号为训练序列的估计方案相比, 所提方案充分利用了 MIMO 技术提供的分集增益, 进行更为精确的多普勒扩展因子估计, 估计误差低于 2×10^{-3} .

关键词: 水声通信; 多输入多输出; 正交频分复用; 多普勒扩展

中图分类号: TN929.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-0505(2017)02-0215-05

Doppler scale estimation scheme for MIMO-OFDM mobile underwater acoustic communication system

Zhang Xing¹ Song Kang^{1,2} Li Chunguo¹ Yang Lüxi¹ Fang Shiliang¹

(¹ Key Laboratory of Underwater Acoustic Signal Processing of Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096, China)

(² School of Electronic and Information Engineering, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

Abstract: To eliminate the Doppler effect in the multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) mobile underwater acoustic communication system, a training sequence structure and the corresponding Doppler scale estimation scheme were proposed. The transmitter inserts two identical training sequences ahead of each signal frame, while the receiver uses several parallel correlators to calculate the autocorrelation of the two received training sequences. Then, the Doppler scale factor can be estimated according to the window length of the correlator with the maximum autocorrelation value. The simulation results show that, compared with the traditional estimation scheme using the linear frequency modulation (LFM) signal as the training sequence, the proposed scheme can estimate the Doppler scale factor more accurately by fully utilizing the diversity gains of the MIMO technique, and the estimation error is less than 2×10^{-3} .

Key words: underwater acoustic communication; multiple-input multiple-output (MIMO); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); Doppler scale

带宽和频谱利用率是影响通信系统信息传输速率的 2 个关键因素. MIMO 技术利用多个换能器同时发射和接收信号, 显著提高了频谱利用率, 因而在带宽受限的水声通信系统中得到了广泛的关注和研究. 单载波传输^[1]和 OFDM 多载波传输^[2-3]

中都引入了 MIMO 技术. OFDM 技术将频率选择性衰落信道划分为多个正交子信道, 每个子信道频率平坦衰落, 以避免符号间干扰, 但多普勒效应会破坏其子载波间的正交性, 影响系统性能. 对于移动水声通信系统, 由于声波在海水中的传播速度仅

收稿日期: 2016-08-17. 作者简介: 张行(1992—), 女, 硕士生; 李春国(联系人), 男, 博士, 副教授, 博士生导师, chunguoli@seu.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61372101, 61671144)、东南大学优秀青年教师教学科研资助计划资助项目.

引用本文: 张行, 宋康, 李春国, 等. MIMO-OFDM 移动水声通信系统中多普勒扩展估计方案[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2017, 47(2): 215-219. DOI: 10.3969/j.issn.1001-0505.2017.02.003.

为 1500 m/s [4], 收发端移动引起的多普勒效应远大于陆地无线通信 [5-6]。因此, 必须在信号同步阶段估计出多普勒扩展因子, 并根据该扩展因子对接收信号重采样 [7], 消除多普勒效应的影响。

现有的多普勒扩展估计算法大多使用 LFM 信号作为前后同步信号 [5-8], 接收端利用已知的序列与接收信号进行互相关运算, 根据前后同步信号输出的峰值间隔与实际信号间隔的差值计算多普勒扩展因子。这类算法存在 2 个缺点: ① 接收机需要缓存所有的接收数据才能计算前后同步信号的峰值, 不利于实时信号处理; ② 接收信号与本地已知信号作互相关运算, 无法消除收发端晶振频率差异等引起的信号频率偏移的影响。

本文提出了一种适用于 MIMO-OFDM 移动水声通信系统的训练序列结构及其相应的多普勒扩展估计方案, 该方案的估计精度远高于传统的以 LFM 信号为训练序列的估计方案。

1 系统模型

设 MIMO-OFDM 系统的发射换能器数为 N_t , 接收换能器数为 N_r 。信号采用基于循环前缀(cyclic prefix, CP)的 OFDM 调制方式, 以防止码间干扰。令 B 为信道带宽, K 为子载波个数, 则子载波间隔为 $\Delta f = B/K$, 一个 OFDM 符号的持续时间为 $T = 1/\Delta f = K/B$, 每个 OFDM 符号的循环前缀时间长度为 T_g 。

本文所采用的训练序列频域结构为 IEEE 802.11n 协议中 40 MHz 混合模式前导码的 HT-LTF 部分 [9]。训练序列包含 2 个相同的 OFDM 符号。令 $s = \{s_0, s_1, \dots, s_{K-1}\}^T$ 表示一个 OFDM 符号的频域序列, 发送信号的帧结构如图 1 所示, 图中 s_{IFFT} 为 s 的逆傅里叶变换, 即 $s_{\text{IFFT}} = \text{IFFT}(s)$ 。



图 1 发送信号的帧结构

第 m 帧基带信号为

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad t \in [t_m, t_m + 2T] \quad (1)$$

经频率为 f_c 的载波变频, 得到的带通信号为

$$\tilde{x}(t) = \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{K-1} s_k e^{j2\pi(k/T+f_c)t}\right\} \quad t \in [t_m, t_m + 2T] \quad (2)$$

在 MIMO 系统中, 为了消除波束成形效应, 对不同发射换能器上的发送序列进行不等长度的循环移位。在一个 OFDM 符号的持续时间内, 设循环移位长度为 T_{cs} , 当 $0 \leq t \leq T + T_{\text{cs}}$ 时, 用 $\tilde{x}(t - T_{\text{cs}})$ 取代 $\tilde{x}(t)$; 当 $T + T_{\text{cs}} < t \leq T$ 时, 用 $\tilde{x}(t - T_{\text{cs}} - T)$ 取代 $\tilde{x}(t)$ 。则第 i 个发射换能器上发射的第 m 帧信号为

$$\tilde{x}_{\text{cs}}^i(t; T_{\text{cs}}^i) = \begin{cases} \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{K-1} s_k e^{j2\pi(k/T+f_c)(t-T_{\text{cs}}^i)}\right\} & t_m \leq t \leq t_m + 2T + T_{\text{cs}}^i \\ \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{K-1} s_k e^{j2\pi(k/T+f_c)(t-T_{\text{cs}}^i-T)}\right\} & t_m + 2T + T_{\text{cs}}^i < t \leq t_m + 2T \end{cases} \quad (3)$$

式中, T_{cs}^i 为第 i 个发射换能器上发送序列的循环移位长度。

时变多径水声信道的冲激响应为

$$h(\tau, t) = \sum_p A_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)) \quad (4)$$

式中 $\delta(\cdot)$ 为单位冲激函数; $A_p(t)$ 和 $\tau_p(t)$ 分别为第 p 条路径的增益和时延。参考文献 [10], 进行如下假定: ① 所有路径的多普勒扩展因子相同, 即 $\tau_p(t) \approx \tau_p - at$, 其中 a 为多普勒扩展因子; ② 路径时延、路径增益和多普勒扩展因子在一帧信号持续时间内保持不变。

经过上述信道, 接收端第 r 个接收换能器上的接收信号为

$$\tilde{y}^r(t) = \sum_{i=1}^{N_t} \left(\text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{K-1} s_k H_k e^{j2\pi(k/T+f_c)(1+a)t}\right\} + \tilde{w}(t) \right) \quad t_m \leq t \leq t_m + \frac{2T}{1+a} \quad (5)$$

式中 $\tilde{w}(t)$ 为加性高斯白噪声; H_k 为信道传输函数, 且

$$H_k = \begin{cases} \sum_p A_p e^{-j2\pi(k/T+f_c)(\tau_p+T_{\text{cs}}^i)} & t_m \leq t \leq t_m + \frac{2T}{1+a} + T_{\text{cs}}^i \\ \sum_p A_p e^{-j2\pi(k/T+f_c)(\tau_p+T_{\text{cs}}^i+T)} & t_m + \frac{2T}{1+a} + T_{\text{cs}}^i < t \leq t_m + \frac{2T}{1+a} \end{cases} \quad (6)$$

将接收信号下变频为基带信号, 即

$$y^r(t) = e^{j2\pi f_c t} \sum_{i=1}^{N_t} \left(\sum_{k=0}^{K-1} s_k H_k e^{j2\pi \frac{k}{T}(1+a)t} + w(t) \right)$$

$$t_m \leq t \leq t_m + \frac{2T}{1+a} \quad (7)$$

式中 $\mu(t)$ 为基带高斯白噪声; $\Omega = 2\pi af_c$ 为载波频偏。

根据式(7)可知,多普勒效应对传输信号的影响如下^[5-6]: ① 引起了信号在时间上的扩展或压缩,即信号持续时间从 $2T$ 变为 $2T/(1+a)$; ② 造成每一个子载波发生了 $e^{j2\pi a(f_c + \frac{k}{T})t}$ 的频率偏移,然而,由于水声信道的带宽与载波频率相差不大,不同子载波的频率偏移不同,故不能将其作为窄带信号处理。由此可知,在进行 OFDM 解调前必须对信号进行多普勒频偏补偿,以防止子载波间干扰。

在接收端以 F 倍过采样率进行采样,可得基带数字信号为

$$y^r(n) = y^r(t) \big|_{t=t_m+nT_s} \quad n=0, 1, \dots, KF-1 \quad (8)$$

式中 $T_s = \frac{T}{KF}$ 为采样间隔。

2 延时自相关算法

在水声通信系统中,传输信号受到多普勒效应影响而产生较大的时间扩展或压缩,因此,传统的延时相关算法不能直接应用于接收端的同步。本文采用在接收端使用多个并行相关器对信号进行处理的方法^[5],实现多普勒扩展因子的估计。如图2所示, q 个相关器的相关窗口分别取不同的长度 K_1, K_2, \dots, K_q ,对接收信号进行延时自相关运算,得到判决变量 M_1, M_2, \dots, M_q ,再选取其中的最大值 M_{\max} ,根据 M_{\max} 对应的相关器窗口长度即可估计出多普勒扩展因子。

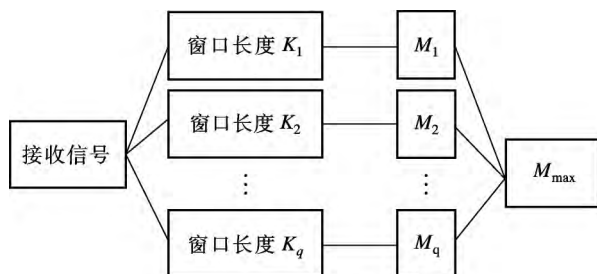


图2 多个并行相关器示意图

第 q 个相关器对接收信号中的 2 段重复序列进行自相关处理,得到自相关函数为

$$C_r(q) = \sum_{n=0}^{K_q-1} y^r(q+n) (y^r(q+n+K_q))^* \quad (9)$$

第 q 个相关器的能量函数为

$$P_r(q) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{K_q-1} [y^r(q+n) (y^r(q+n))^* + y^r(q+n+K_q) (y^r(q+n+K_q))^*] \quad (10)$$

第 q 个相关器的判决变量为

$$M_q = \frac{\sum_{r=1}^{N_r} |C_r(q)|^2}{\sum_{r=1}^{N_r} P_r^2(q)} \quad (11)$$

选取输出最大判决变量的相关器窗口长度值 \hat{K} , 其与受多普勒影响的信号长度最为接近,由此可以计算出多普勒扩展因子的估计值为

$$\hat{a} = \frac{KF - \hat{K}}{\hat{K}} \quad (12)$$

令 c 为声波在海水中的传播速度,则发射端与接收端的相对运动速度为

$$\hat{v} = c\hat{a} \quad (13)$$

3 仿真试验

通过大量的仿真实验,对本文提出的估计方案进行性能测试,并与传统的以 LFM 信号为训练序列的估计方案(简称 LFM 方案)进行比较。仿真参数设置如下:信道带宽为 10 KHz,2 段训练序列总长度为 25.6 ms,子载波数目为 128,循环前缀长度为子载波数目的 1/4,载波频率为 27 KHz,过采样率为 8,MIMO 结构分别设置为 1 发 1 收、2 发 2 收和 4 发 4 收。参照文献[11-13]中的多径瑞利衰落信道模型和参数,本文仿真时采用的 2 种信道模型为: ① 信道模型 1 包含 3 条路径,其时延分别为 0, 0.5, 1.0 ms,路径增益分别为 0, -4.3, -8.7 dB; ② 信道模型 2 包含 7 条路径,其时延分别为 0, 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0 ms,路径增益分别为 0, -4.3, -8.7, -13.0, -17.0, -21.0, -26.0 dB。

根据多普勒扩展因子估计值与实际值的误差来评判该方案的估计性能,该误差的计算公式为

$$e = |a - \hat{a}| \quad (14)$$

图 3(a) 给出了 $a = 0.005$ 时信道模型 1 的估计误差曲线。由图可知,LFM 方案与本文方案的估计误差均随信噪比(SNR)增加而减小,且当 SNR > 2 dB 时 2 种方案的估计误差曲线都趋于平稳。即使在较高的 SNR 下,LFM 方案的估计误差仍然约为 2×10^{-3} ,估计精度不高,在较低的 SNR 下,估计误差则更大;而本文方案在 SNR = -5 dB 时,估计误差接近 1×10^{-3} ,并随 SNR 的增大,逐渐接近于 0,估计精度较之于 LFM 方案有明显的提升。另

<http://journal.seu.edu.cn>

外,在 SNR 较低时,利用 MIMO 技术可以获得一定的分集增益。2 发 2 收系统较之于 1 发 1 收系统可以获得 1 dB 左右的性能增益,同样地,4 发 4 收系统较 1 发 1 收系统可以获得 2 ~ 3 dB 的性能增益。

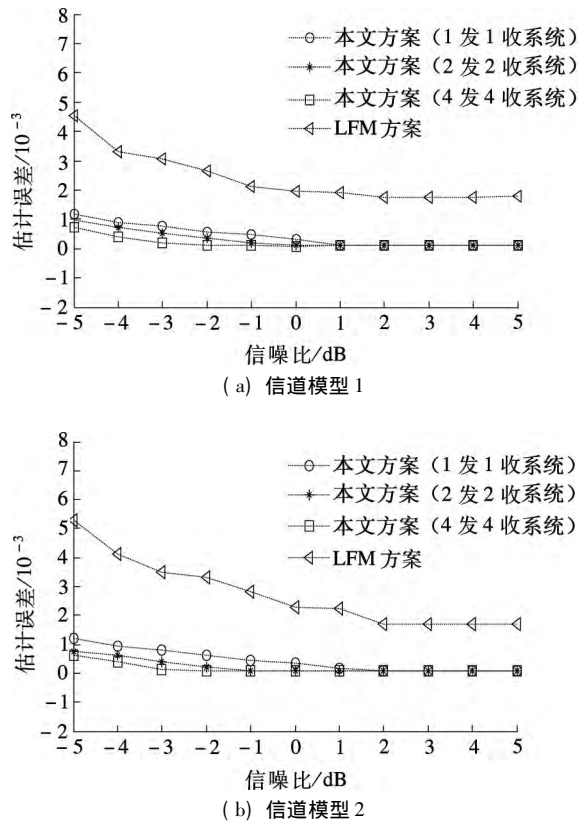


图 3 $a = 0.005$ 时信道模型的估计误差曲线

图 3(b) 给出了 $a = 0.005$ 时信道模型 2 的估计误差曲线图。比较图 3(a) 与 (b) 可知, LFM 方案的估计误差随多径数目的增加略有增加,这是因为 LFM 方案是利用本地已知信号与接收到的最强径信号进行匹配来计算峰值的,多径数目越多,多径干扰越严重,从而导致其估计误差增加;而本文方案的训练序列结构中存在循环前缀,可以有效抵抗多径干扰,稳定性较强,多径数目的增加对估计误差影响不大。

图 4 给出了 $a = 0.009$ 时 2 种信道模型的估计误差曲线。与图 3 对比可知,随着 a 的增大, LFM 方案的估计性能逐渐变差,当 $\text{SNR} = -5$ dB 时, LFM 方案的估计误差大于 7×10^{-3} ;而本文方案的估计误差则低于 2×10^{-3} ,对多普勒扩展因子的估计更为精确,且具有较强的稳定性。同时可以看出,4 发 4 收系统较之于 1 发 1 收系统可以获得约 5 dB 的性能增益。

<http://journal.seu.edu.cn>

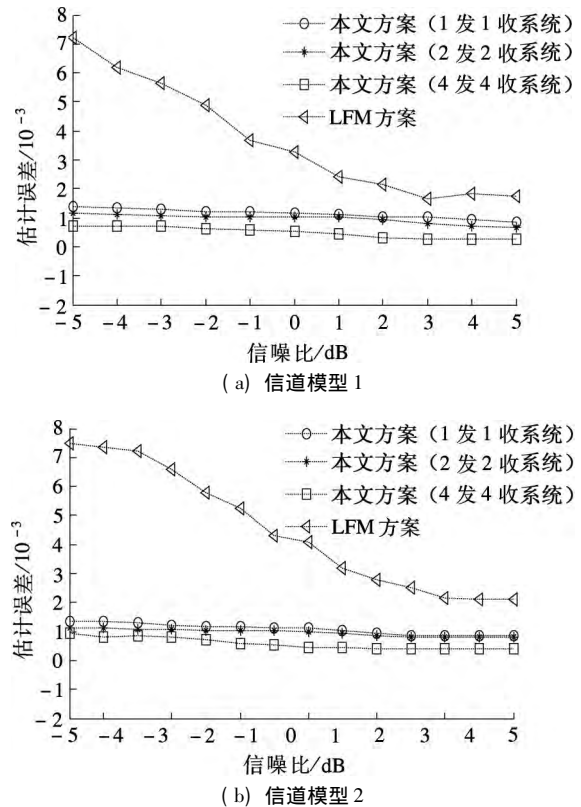


图 4 $a = 0.009$ 时信道模型的估计误差曲线

4 结语

本文分析了水声信道的特点以及多普勒效应对传输信号的影响,提出了一种适用于 MIMO-OFDM 移动水声通信系统的训练序列结构,并在接收端使用延时自相关算法进行多普勒扩展因子估计。仿真试验结果表明,与 LFM 方案相比,所提方案具有更高的估计精度和更强的稳定性。

参考文献 (References)

- [1] Roy S, Duman T M, McDonald V, et al. High-rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space-time coding: Receiver structures and experimental results [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2007, 32(3): 663-688. DOI: 10.1109/joe.2007.899275.
- [2] Carrascosa P C, Stojanovic M. Adaptive MIMO detection of OFDM signals in an underwater acoustic channel [C]//2008 IEEE OCEANS. Quebec City, Canada, 2008: 1-7. DOI: 10.1109/oceans.2008.5151953.
- [3] Zhang L, Li M, Li G. Symbol estimation for MIMO underwater acoustic communication based on multiplicative noise model [C]//2014 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP 2014). Beijing, China, 2014: 507-509.
- [4] Ranjani G, Sadashivappa G. Characterization of under-

- water acoustic channels [C]//2015 *International Conference on Applied and Theoretical Computing and Communication Technology (iCATccT)*. Nanjing, China, 2015: 523-528. DOI: 10.1109/icatccT.2015.7456940.
- [5] Sharif B S, Neasham J, Hinton O R, et al. A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, **25**(1): 52-61. DOI: 10.1109/48.820736.
- [6] Qu F, Wang Z, Yang L, et al. A journey toward modeling and resolving Doppler in underwater acoustic communications [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, **54**(2): 49-55. DOI: 10.1109/mcom.2016.7402260.
- [7] Daoud S, Ghrayeb A. Using resampling to combat Doppler scaling in UWA channels with single-carrier modulation and frequency-domain equalization [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, **65**(3): 1261-1270. DOI: 10.1109/tvt.2015.2409560.
- [8] Sharif B S, Neasham J, Hinton O R, et al. Adaptive Doppler compensation for coherent acoustic communication[J]. *IEE Proceedings—Radar, Sonar and Navigation*, 2000, **147**(5): 239-246. DOI: 10.1049/ip-rsn:20000665.
- [9] Perahia E, Stacey R. *Next generation wireless LANs: Throughput, robustness, and reliability in 802.11n* [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2008: 82-87.
- [10] Li B, Zhou S, Stojanovic M, et al. Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform Doppler shifts [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 2008, **33**(2): 198-209.
- [11] Chen Z, Zheng Y R, Wang J, et al. Synchronization and Doppler scale estimation with dual PN padding TDS-OFDM for underwater acoustic communication [C]//2013 *OCEANS*. San Diego, CA, USA 2013: 1-4.
- [12] Zhao Y, Yu H, Wei G, et al. Parameter estimation of wideband underwater acoustic multipath channels based on fractional Fourier transform [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing* 2016, **64**(20): 5396-5408. DOI: 10.1109/tsp.2016.2582466.
- [13] Xu T, Tang Z, Leus G, et al. Multi-rate block transmission over wideband multi-scale multi-lag channels [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, **61**(4): 964-979. DOI: 10.1109/tsp.2012.2230169.