

文章编号:1671-5896(2012)04-0341-06

两种 OFDM 多普勒估计算法在水声信道中的比较

陈 阳¹, 张艺朦², 赵安邦², 余 赞³, 尹 禄^{2,4}

(1. 常州大学 信息科学与工程学院, 江苏 常州 213164; 2. 哈尔滨工程大学 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001;
3. 海军装备研究院, 北京 100161; 4. 海军工程大学 电子工程学院, 武汉 430033)

摘要: 为了消除多普勒频偏影响, 通过水上实验对两种 OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 水声通信多普勒估计算法进行对比。基于拷贝相关时延差估计的多普勒估计算法结构简单、易于实现; 基于空载波的算法较复杂, 但精度较高。利用两种方法对相同的实验数据进行多普勒估计和补偿, 并对其通信误码率进行对比。研究表明, 在慢变的信道中两者的误码率基本相同, 但在快变的信道中基于空载波的算法更稳定。
关键词: 水声通信; 正交频分复用; 多普勒估计; 空载波; 线性调频信号

中图分类号: TN914; TB567

文献标识码: A

Comparison Two Doppler Estimation Algorithms of OFDM in Underwater Acoustic Channels

CHEN Yang¹, ZHANG Yi-meng², ZHAO An-bang², YU Yun³, YIN Lu^{2,4}

(1. College of Information Science and Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China;
2. Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
3. Naval Academy of Armament, Beijing 100161, China; 4. College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: In order to compare the advantage and shortcoming of two Doppler estimation algorithms for OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) in underwater acoustic communication, a lacustrine experiment was carried out. The replica correlation time delay difference estimation algorithm is simple and easy to achieve, and the null subcarriers algorithm is complex and accurate. The same experimental dates are estimated and compensated based on the two algorithms, and error bit rates are compared. The results show that the two methods have mainly uniform error bit rates in slow-varying UWA (Underwater Acoustic) channels, but the null subcarriers algorithm is more stable in fast time-varying channels.

Key words: underwater acoustic communication; orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM); Doppler estimation; null subcarriers; linear frequency modulation (LFM)

0 引 言

水声信道由于受到水面散射、复杂的水底地形、水温 and 收发端移动等环境影响, 存在严重的多途效应、多普勒效应和噪声, 影响了通信质量。而 OFDM^[1] (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 由于抗多径能力强, 频带使用率高, 所以在水声通信的研究中受到广泛关注。但是, 由于水中声速较低, 存在严重的多普勒效应, 影响了 OFDM 载波的正交性和符号同步效果, 增加了误码率。因此, 如何消除多普勒频偏

收稿日期: 2011-06-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60802060); 水声技术重点实验室基金资助项目 (9140C200201090C2004); 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目 (F030102); 海洋公益性行业科研专项经费基金资助项目 (gz2010001); 国家自然科学基金青年基金资助项目 (51009041)

作者简介: 陈阳 (1982—), 男, 江苏常州人, 哈尔滨工程大学讲师, 博士, 主要从事水声阵列信号处理和通信信号处理研究, (Tel) 86-451-82568503 (E-mail) chen yang. heu@163.com。

影响是基于 OFDM 水声通信中需要迫切解决的问题。

由于线性调频信号有较高的时间、频率分辨力和较大的多普勒容限性^[2],文献[3]提出整帧信号的多普勒估计方法,其将线性调频信号插入 1 帧信号的首尾,利用接收时首尾的相关峰计算 1 帧数据的压缩和伸展程度,从而估计平均多普勒效应,此方法结构简单,而且第 1 个峰值还可以用作帧定时同步,因此,常被应用于水下通信系统^[4]中,但该算法只能对一整帧信号进行多普勒估计,不适合快变的信道。将线性调频信号进行一定的转变,将多普勒估计与导频复用,就可以对每个符号进行多普勒估计的同时又不影响通信速率。文献[5]利用空载波^[6-10]转化成目标函数估计多普勒因子,这种算法精度较高,但由于水声通信相对带宽较大,各子载波的多普勒频偏不同,因而该方法无法在水声中直接应用。如果对每个符号进行多普勒因子搜索,根据不同的多普勒因子利用 DFT(Discrete Fourier Transform)计算所有空子载波的能量和,将能量和最小时所对应的多普勒因子作为估计结果,即可用于相对带宽较大的水声通信。笔者利用拷贝相关时延差估计和空载波的多普勒估计算法处理相同的湖试实验数据,对每个数据符号进行多普勒估计,通过对比多普勒因子和误码率,分析了两种算法在时变水声信道的特性以及优缺点。

1 原 理

1.1 基于拷贝相关时延差估计的多普勒估计算法

在水声通信系统中线性调频信号经常用作同步检测和多普勒估计,将其与块状导频的信道估计结合,OFDM 帧结构如图 1 所示。为避免完成实时的定时同步、多普勒测量以及信道估计,需频繁加入同步训练序列和导频符号。将线性调频信号的幅度和相位经过一定的设置^[11],频域用做导频进行信道估计,时域用来符号同步和多普勒测量,使线性调频信号完成信道估计、多普勒测量和符号定时同步 3 个功能。设置线性调频信号与 OFDM 码元同长度、同频带,经过 FFT(Fast Fourier Transform)变换后,其频带内各个频点的频谱也与 OFDM 信号子载波位置相对应,做导频符号。在进行快速傅立叶逆变换解调时,导频又可以恢复成时域的线性调频信号,在接收时可用来多普勒测量以及符号同步。如图 2 所示,将多普勒估计和导频复用部分与数据符号交替排列,在接收端即可测量每个数据符号的多普勒因子。该算法较 1 帧数据进行多普勒估计(见图 1),不仅提高了多普勒测量精度,而且还因其减少了同步所占用的额外时间,而提高了系统的通信效率。此外,该算法的计算量较小,其按点搜索最大值,每搜索一个点只需进行一次比较大小运算和一次赋值运算。

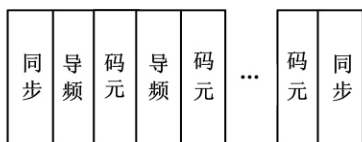


图 1 OFDM 码元结构

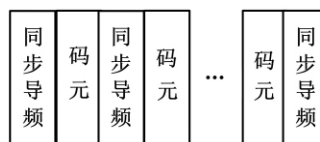


图 2 导频和同步复用的 OFDM 码元结构

Fig. 1 One block OFDM structure

Fig. 2 One block OFDM structure when pilot-aided channel estimation is reused with synchronization detecting

多普勒估计就是将接收到的信号与已知的线性调频信号做相关,然后进行插值,以便精确测量符号首尾的峰值位置,得到接收符号的长度,最后与未经多普勒影响的符号长度做对比,用线性调频信号估计出一个 OFDM 符号的多普勒因子。表示为

$$\delta = \frac{T}{T'} - 1 \quad (1)$$

其中 T 是未经过多普勒影响的一个 OFDM 数据符号的长度, T' 是测得的经过多普勒影响后一个 OFDM 数据符号的长度。要根据实际系统的需要选择合适的带宽 B 和 OFDM 符号长度 T ,使 $BT \geq 100$,以保证接收时的相关峰尖锐。

1.2 基于空载波的多普勒估计算法

基于空载波的多普勒估计算法是将空载波转化成目标函数估计多普勒因子,通过在每个符号中搜索不同的速度,每次搜索时采用 DFT 求解所有空子载波的能量和,最小的能量和所对应的速度便是估计的

速度,最后再将速度转化为多普勒因子。若 G 是速度搜索次数,第 i 次搜索对应的搜索速度是 $v_i, i=0, 1, \dots, G$, 则第 i 次搜索的多普勒因子 $\delta_i = v_i/c, c$ 是声速,利用含有多普勒因子 v_i/c 的 DFT 求出所有空载波的能量和,则在该 OFDM 符号中第 i 次速度搜索时经过 DFT 求得的空载波幅度

$$\mathbf{X}_i = \mathbf{R}\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi\frac{1}{f_s}(1+\frac{v_i}{c})F_1} & \ddots & \ddots & e^{-j2\pi\frac{1}{f_s}(1+\frac{v_i}{c})(F_1+(K-1)\Delta f)} \\ \vdots & \ddots & e^{-j2\pi\frac{N}{f_s}(1+\frac{v_i}{c})(F_1+(K)\Delta f)} & \\ e^{-j2\pi\frac{N-1}{f_s}(1+\frac{v_i}{c})F_1} & \dots & \dots & e^{-j2\pi\frac{N-1}{f_s}(1+\frac{v_i}{c})(F_1+(K-1)\Delta f)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 R 是一个 OFDM 数据符号, W 是 $N \times K$ 维矩阵, N 是 DFT 点数, K 为空载波的个数, k 是空载波位置, F_1 是起始频率,子载波频率间隔 $\Delta f = \frac{f_s}{N}, n=0, 1, 2, \dots, N$ 。第 i 次搜索得到的空载波位置的能量可以表示为

$$E(v_i) = \mathbf{X}_i \mathbf{X}_i^H \quad (3)$$

从式(3)可以看出,每搜索一次速度求得其对应能量的计算量为 $K(N+1)$ 次复数乘法和 $K(N-1)$ 次复数加法。设 $E(v) = [E(v_1), \dots, E(v_i), \dots, E(v_G)]$ 是 G 次速度搜索后空子载波位置的能量和向量。对比 $E(v)$ 中所有的能量和,最小值所对应的速度就是估计的相对移动速度 \hat{v} , 表示为

$$\hat{v} = \arg \min_v E(v) \quad (4)$$

该符号的多普勒因子

$$\delta = \frac{\hat{v}}{c} \quad (5)$$

估计出多普勒因子以后,便可依据 $f'_s = f_s(1+\delta)$ 改变采样率,利用多相内插滤波器对此符号进行重采样便可恢复原信号。值得注意的是,由于该算法是将空载波插入每个符号中,所以会使载有数据信息的子载波减少,降低通信速率。

2 实验结果分析

为了对比两种算法的性能,于 2010 年 9 月黑龙江省莲花湖进行了水中实验。莲花湖主航道通信距离 5 km 左右,水深约为 40 m,发射换能器由发射船拖拽在水深 5 m 处,水听器绑定在接收船水下 7 m 处。系统采用 BPSK 调制方式,带宽 4~8 kHz,采样频率 48 kHz,341 个子载波,循环前缀 4 096 点,FFT 点数 N 为 4 096,采用码元结构(见图 3),做多普勒估计和导频复用线性调频信号的带宽为 4~8 kHz,每隔 3 个子载波插入一个空载波,即空载波个数 $K=85$ 。分别采用上述两种方法对实验数据进行处理,其结果如表 1 和表 2 所示。

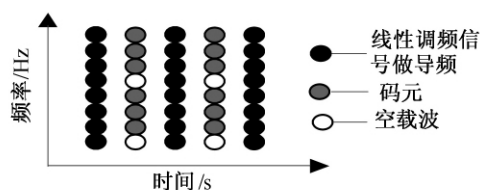


图3 空子载波放置位置

Fig. 3 Null subcarriers placement

表1 船浮时的处理结果

Tab. 1 The floating ship disposal results

帧数	多普勒补偿 前的误码率 /%	平均多普勒因子		补偿多普勒后的误码率/%	
		拷贝相关时延 差估计算法	空载波算法	拷贝相关时延差 估计算法	空载波算
1	8.40	0.000 284 6	0.000 276 7	4.49	4.88
2	7.81	0.000 284 6	0.000 270 0	3.52	3.52
3	5.66	0.000 284 6	0.000 298 0	2.15	1.76
4	5.28	0.000 264 6	0.000 248 7	1.17	1.56
5	7.03	0.000 264 6	0.000 273 3	3.72	2.73
6	8.01	0.000 244 2	0.000 238 0	2.73	2.73
7	14.45	0.000 244 2	0.000 245 3	5.86	4.87
8	12.50	0.000 244 2	0.000 231 3	3.13	2.34

表2 船移动时的处理结果
Tab.2 The moving ship disposal results

帧数	多普勒补偿 前的误码率 /%	平均多普勒因子		补偿多普勒后的误码率/%	
		拷贝相关时延	空载波算法	拷贝相关时延差	空载波算
		差估计算法		估计算法	
1	44.90	-0.001 773	-0.001 495	3.51	2.15
2	39.84	-0.001 523	-0.001 480	7.03	5.47
3	43.16	-0.001 510	-0.001 490	8.01	7.23
4	46.29	-0.001 480	-0.001 507	8.98	7.23
5	43.95	0.001 773	0.001 768	1.95	1.76
6	48.63	0.001 777	0.001 755	5.86	4.88
7	46.67	0.001 798	0.001 775	6.06	4.88
8	41.41	0.001 785	0.001 782	4.30	3.32

表1是一船抛锚,一船距离2 km处浮动时利用两种算法对接收数据的处理结果。可以看出,两种算法测得的8帧数据的平均多普勒因子差值为 10^{-5} 数量级,多普勒补偿前的误码率在5%~15%之间,补偿后误码元率都在5%以下,而且两种算法补偿多普勒后误码率大致相同。图4从左至右分别为船浮动时,第4帧数据未经多普勒估计和补偿、经过拷贝相关算法和空载波算法估计和补偿后的星座图。可见,未经多普勒估计和补偿星座图的相位不仅明显偏转而且较散乱;用两种算法进行多普勒估计与补偿后的星座图大致相似,均能纠正船漂移时产生的相位偏转,且相位清晰可见。无论从误码率还是星座图都可以说明,在船浮动时,两种算法估计的多普勒因子较为准确,均能取得较好的实验效果。

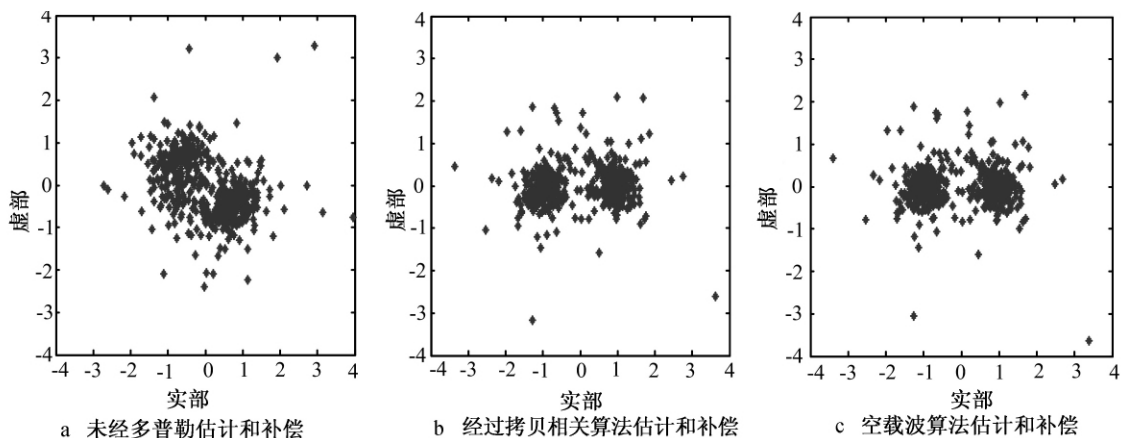


图4 船浮动时第4帧数据未经多普勒估计与补偿的星座图和补偿后的星座图

Fig.4 The output scatter plot of before and after the Doppler estimation and compensation when the ship was floating

表2是一船抛锚,另一船从2 km驶向3 km再从3 km返回2 km时,利用两种算法对接收数据的处理结果。船移动时两种算法估计的多普勒因子的差值增大,大概为 10^{-4} 数量级,多普勒补偿前的误码率在40%~50%之间,补偿后误码率都在9%以下,但基于空载波算法处理的每帧数据误码率都比拷贝相关时延差估计算法的误码率低。图5从左至右分别为船移动时,第1帧数据未经多普勒估计和补偿、经过拷贝相关算法和空载波算法估计和补偿后的星座图。图5中显示,未经多普勒估计和补偿解调后的星座图,相位散乱一团,无法分辨;经过拷贝相关算法进行多普勒估计与补偿后的星座图,虽然能分辨相位信息,但相位仍然有些偏转;从空载波算法进行多普勒估计与补偿后的星座图可以看出,其纠正相位偏转的效果好于拷贝相关算法,且相位较为清晰。无论从误码率还是星座图都可以说明,在船移动时,两种多普勒估计算法均能估计出多普勒因子,但拷贝相关多普勒估计算法估计结果有偏差,使每帧移动数据处理后的误码率都比空载波多普勒估计算法高。

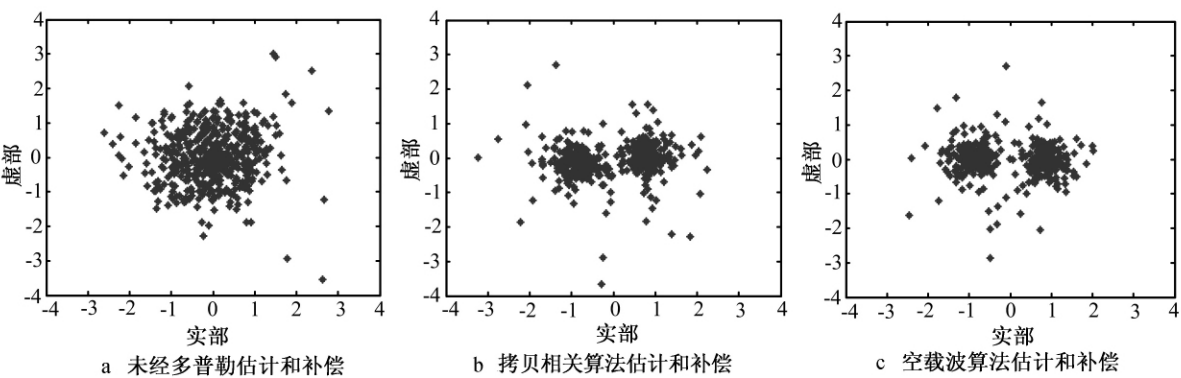


图 5 船移动时第 1 帧数据未经多普勒估计与补偿的星座图和补偿后的星座图

Fig. 5 The output scatter plot of before and after the Doppler estimation and compensation when the ship was moving

利用拷贝相关时延差估计算法处理船移动时数据的误码率较高,原因可能是水声信道条件恶劣,多途与噪声随机快速变化,若峰值出现在幅度接近的两个多途中,由于噪声的干扰,可能使符号前后的峰值分别出现在两个多途位置上,造成多普勒估计系数有偏差;另外,由于时变信道的快速变化,符号前后的多途发生了较大的改变,使接收信号做相关后的最大值可能出现在不同的多途位置上,系统误判峰值,导致测量的符号长度不准确,多普勒因子估计有误。图 6 和图 7 分别是船移动时接收的一个 OFDM 符号前后的相关图。可以看出,由于一个码元前后信道发生了较大的变化,图 6 和图 7 的相关峰值出现在不同的多途位置上,则该符号测出的多普勒因子一定有偏差,导致此帧误码率增加。

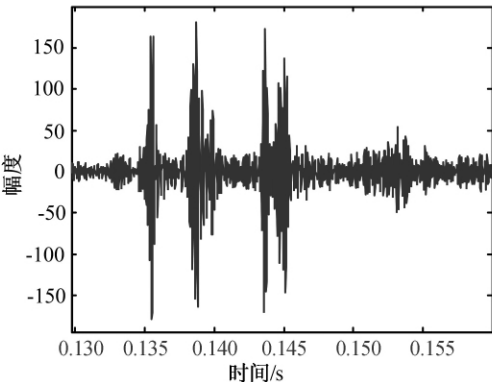


图 6 OFDM 符号前的相关图

Fig. 6 Correlation before one symbol of OFDM

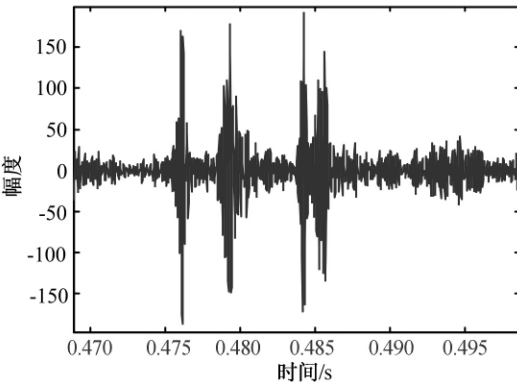


图 7 OFDM 符号后的相关图

Fig. 7 Correlation behind one symbol of OFDM

由实验结果得出两种方法的优缺点如表 3 所示。

表 3 两种算法的比较

Tab. 3 Comparison of based on the two algorithms

拷贝相关时延差估计的多普勒估计算法	空载波的多普勒估计算法
优点 只需测量相关峰值位置,结构简单,易于实现。	多普勒估计精度较高,导频结构可以任意选择,在快速时变的信道中算法稳定。
缺点 只能适用于块状导频结构;多途的时变可能使信道峰值位置发生变化,从而影响多普勒估计精度,不适于快速时变信道。	空载波个数对该方法有一定影响,空载波越多,估计精度越高,但会降低通信速率、空载波减少、通信速率提高,但估计精度降低了。

3 结 语

笔者分别比较了基于拷贝相关时延差估计和基于空载波的多普勒估计方法。利用两种方法分别处理了湖试数据,对比了各自的多普勒估计性能和通信误码率。结果表明,拷贝相关算法结构简单,但该算法只适用块状导频结构,而且在快速时变的水声信道中受到局限;基于空载波的多普勒估计算法精度较高,性能稳定,但通信速率和计算精度受空载波个数的影响。

参考文献:

- [1] 聂远飞,王勇,葛建华. 多径信道下的 OFDM 系统定时同步[J]. 吉林大学学报:信息科学版,2005,23(1):10-15.
NIE Yuan-fei, WANG Yong, GE Jian-hua. OFDM Timing Synchronization under Multi-Path Channels[J]. Journal of Jilin University: Information Science Edition, 2005, 23(1): 10-15.
- [2] 田坦,刘国枝,孙大军. 声纳技术[M]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,2000:21-35.
TIAN Tan, LIU Guo-zhi, SUN Da-jun. Sonar Technology[M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2000: 21-35.
- [3] SHARISH B S, NEASHAM J, HINTON O R, et al. A Computationally Efficient Doppler Compensation System for Underwater Acoustic Communications[J]. IEEE J Ocean Eng, 2000, 25(1): 52-61.
- [4] 黄建纯,郭圣明,郭中源,等. 水声宽带信号的多普勒补偿[J]. 声学技术,2009,28(2):99-103.
HUANG Jian-chun, GUO Sheng-ming, GUO Zhong-yuan, et al. Doppler Compensation on Underwater Acoustic Wideband Signals[J]. Technical Acoustics, 2009, 28(2): 99-103.
- [5] MA Xiao-li, GIANNAKIS B, GEORGIOS, et al. Non-Data-Aided Carrier Offset Estimators for OFDM with Null Subcarriers: Identifiability, Algorithms, and Performance [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(12): 2504-2515.
- [6] 李万臣,董广明. 基于遗传算法的 OFDM 空载波频率同步的研究[J]. 通信技术,2009,42(2):309-313.
LI Wan-chen, DONG Guang-ming. Research of Genetic Algorithm-Based OFDM Null Carriers Frequency Synchronization [J]. Communications Technology, 2009, 42(2): 309-313.
- [7] TURELI U, LIU H. A High-Efficiency Carrier Estimator for OFDM Communications[J]. IEEE Communication Letters, 1998, 2(4): 104-106.
- [8] TURELI U, LIU H, ZOLTOWSKI M D. OFDM Blind Carrier Offset Estimation; ESPRIT[J]. IEEE Trans Commun, 2000, 48(9): 1459-1461.
- [9] ZHU Jie, WOOKWON LEE. Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM Systems with Null Subcarriers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, 55(5): 1677-1690.
- [10] SAMEER S M, RAJA R V KUMAR. A Low Complexity Null Subcarrier Aided Frequency Offset Estimation Technique for OFDM [C]//IEEE 67th Vehicular Technology Conference. Spring. Singapore: VTC, 2008: 968-972.
- [11] 陈阳,张艺朦,陈凯,等. 基于同步导频复用技术的 OFDM 水声通信[J]. 华中科技大学学报:自然科学版,2011,39(8): 80-83.
CHEN Yang, ZHANG Yi-meng, CHEN Kai, et al. Synchronization and Pilot Reusing Technology for OFDM in Underwater Acoustic Communication[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology: Natural Science Edition, 2011, 39(8): 80-83.

(责任编辑:何桂华)