

doi: 10.12068/j.issn.1005-3026.2020.03.002

基于联合频分复用的水下多载波调制技术

付晓梅, 马鹏宇, 韩光耀  
(天津大学 海洋科学与技术学院, 天津 300072)

**摘 要:** 目前水声通信的 OFDM 调制是一种高效率的多载波调制技术,但严格要求子载波正交,对频偏敏感. 水声通信中主要采用多普勒补偿或增加子载波滤波器的方法解决多普勒频移的问题,实现复杂. 本文从新的角度,即增大子载波间间隔角度研究减小子载波间干扰(ICI),提出一种联合频分复用(C-FDM)方法,将多个 OFDM 子载波模块联合形成一个 C-FDM 子载波模块,并将频率相同的子载波放在相邻位置. 在 C-FDM 和 OFDM 符号长度相同情况下,C-FDM 的子载波间隔更大,不需要增加复杂补偿算法,就能有效提高抗多普勒频移能力. 仿真结果表明 C-FDM 技术在水声信道中有更优良的误码率性能.

**关 键 词:** 正交频分复用(OFDM);水声通信;多载波调制;子载波间隔;多普勒频移

**中图分类号:** TN 929.3      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1005-3026(2020)03-0311-05

Multicarrier Modulation of UWA Communication Based on Combined Frequency Division Multiplexing

FU Xiao-mei, MA Peng-yu, HAN Guang-yao  
(School of Marine Science and Technology, Tianjin University, Tianjin 300072, China. Corresponding author: FU Xiao-mei, E-mail: fuxiaomei@tju.edu.cn)

**Abstract:** The orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), widely applied in underwater acoustic (UWA) communication, is an efficiently multicarrier modulation technique. But OFDM requires the subcarriers to be orthogonal and is very sensitive to frequency offset. The Doppler compensation or adding the subcarrier filter is mainly used to combat Doppler shift in UWA communication, but the implementation is complicated. This paper investigates the method of reducing intercarrier interference (ICI) from a new perspective, that is, increasing the spacing between subcarriers. The combined frequency division multiplexing (C-FDM) is proposed and several OFDM subcarrier blocks are combined into one new C-FDM subcarrier block, and the same frequency subcarrier near each other to construct new C-FDM subcarriers is arranged. Assuming the symbol lengths of C-FDM and OFDM are equal and the subcarrier spacing of C-FDM is larger, the anti-Doppler shifting capability is effectively improved without complex compensation algorithms. The simulation results showed that C-FDM technology has better BER performance in UWA channel.

**Key words:** OFDM(orthogonal frequency division multiplexing); underwater acoustic(UWA) communication; multicarrier modulation; subcarrier space; Doppler shift

随着军事发展和商业活动等需要,探索广袤的海洋成为人们的共识,海上信息传输需要快速增长,而传统的射频电磁波和光波在水中的传播受到严重衰减和散射等影响,因此水声通信成为海上主要的无线通信方式. 但是水声信道带宽有限、多径效应和多普勒频移严重,限制了水声通信的传输速率<sup>[1-3]</sup>.

为了在有限带宽中实现高速率传输,正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing,OFDM)技术作为目前一种有潜力的多载波通信系统应用于水声通信中. OFDM 调制解调技术具有高传输速率、抗多径干扰、实现简单

等势优<sup>[4-5]</sup>. OFDM 严格要求子载波的正交性,对于频偏比较敏感. 然而水声通信中多普勒频偏严重,这会破坏子载波的正交性,造成子载波间干扰 (intercarrier interference, ICI),影响通信质量<sup>[6]</sup>.

此外,为了消除信道时延带来的符号间干扰 (intersymbol interference, ISI) 和 ICI,可以增加循环前缀 (cyclic prefix, CP). 但是 CP 的长度要严格大于信道的最大时延,水声信道的最大时延要远远大于无线信道,所以选择的长 CP 会较多占用有限的水声信道频谱资源<sup>[7]</sup>. 为了提高频谱效率,延长固定 CP 长度下的 OFDM 的符号长度,但是 OFDM 符号长度与子载波间隔成反比,子载波间隔变窄会增加 OFDM 对于频偏的敏感性<sup>[8]</sup>. 如果 OFDM 符号周期过短,CP 不满足要求而导致的 ICI 和严重的频率选择性衰落会造成 OFDM 性能的急剧下降<sup>[9]</sup>.

水声信道中多普勒效应显著,目前主要采用多普勒补偿算法来提高对频偏敏感的 OFDM 系统的性能<sup>[10-11]</sup>. 文献[12]中提出发送多个前导码,在接收机处应用加窗技术来估计快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 后的多普勒频移,将频偏用于补偿在该信道上发送的其他数据符号的频移. 文献[13]在接收机端采用模拟非线性预处理器,提高 OFDM 系统多普勒频移补偿的鲁棒性. 这些方法都是通过增加接收端的复杂度来实现多普勒补偿.

为了消除子载波间干扰和提高频谱效率,有学者提出将滤波器组多载波 (filterbank multicarrier, FBMC) 技术应用于水声通信,它采用一组并行子载波滤波器对多载波信号进行单独滤波消除 ISI 和 ICI,因其旁瓣较小 ICI 也随之变小,无需通过插入 CP 及子载波保护间隔,这提高了频谱效率. 然而,FBMC 为满足特定的频率响应特性要求,其原型滤波器的长度通常为符号长度 4 倍,并且要应用于水声通信中需要设计特殊的原型滤波器,提高了复杂度,不利于硬件实现<sup>[14]</sup>.

本文从新的角度,即增大子载波间间隔的角度研究减小子载波间干扰,提高水声多载波调制系统性能,提出新的联合频分复用 (combined frequency division multiplexing, C-FDM) 调制方法,将多个 OFDM 子载波组合形成一个新 C-FDM 子载波模块,将相同频率的子载波放在相邻位置以构造新的 C-FDM 子载波矩阵, C-FDM 子载波间隔和带宽都与被联合的 OFDM 相一致. 在 C-FDM 和 OFDM 符号周期和带宽相同的情况下,此时 OFDM 的正交子载波个数肯定是 C-

FDM 联合的 OFDM 的多倍,所以 C-FDM 相对 OFDM 具备更大的子载波间隔,在抗多普勒频移性能上拥有较好的鲁棒性. 并且相对 OFDM, C-FDM 可以在不改变子载波间隔的情况下延长符号周期,进一步提高频谱效率.

## 1 C-FDM 方案

### 1.1 C-FDM 子载波生成过程

OFDM 系统中每个子载波之间需要保持严格的正交性,它通过快速傅里叶反变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 算法实现,载波表示如下:

$$g_k[n] = e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, k=0,1,2,\cdots,K-1, n=0,1,2,3,\cdots,N-1. \tag{1}$$

其中:  $K$  为子载波总数;  $n$  为采样索引;  $k$  为子载波索引号,  $n=k$ . 若传输数据所用的带宽为  $B$ , 使用的正交子载波数为  $K$ , 则子载波间隔  $\Delta f = B/K$ .

本文提出的 C-FDM 是基于 OFDM 联合得到的,联合  $M$  个 OFDM 相当于将 OFDM 的  $K$  个正交子载波在时域上时移  $M$  次,然后调整子载波位置,频率相同的子载波相邻排列,形成的 C-FDM 载波可以表示为  $g_{k,m}[n]$ :

$$\left. \begin{aligned} g_{k,m}[n] &= \delta[(n-mK) \bmod N] \times g_k[n], \\ n &= 0,1,2,\cdots,N-1, \\ m &= 0,1,2,\cdots,M-1, \\ k &= 0,1,2,\cdots,K-1. \end{aligned} \right\} \tag{2}$$

其中:  $g_{k,m}[n]$  是 OFDM 调制系统中 IFFT 矩阵第  $k$  个子载波的  $m$  次时移; 符号  $k, m$  和  $n$  分别表示子载波的索引号、子符号序列号和采样索引;  $\delta[n]$  是单位脉冲;  $\bmod$  为取余操作;  $N = M \times K$ . 所以每个 C-FDM 符号周期是 OFDM 符号周期的  $M$  倍,但 C-FDM 符号每次能够传输  $N$  个数据,是每次只能传输  $K$  个数据的 OFDM 符号的  $M$  倍,它们占用相同的带宽  $B$ . 如果保持 C-FDM 和 OFDM 符号长度一致, C-FDM 的子载波间隔必然小于 OFDM. C-FDM 子载波构成示意图如图 1 所示.

### 1.2 C-FDM 子载波频谱

C-FDM 的子载波频谱相对 OFDM 有一定的优势. 在子载波个数相同的情况下,两者会占据相同的带宽,OFDM 正交子载波的个数 ( $N = M \times K$ ) 是 C-FDM 联合 OFDM 的正交子载波个数 ( $K$ ) 的  $M$  倍,这也意味着传输 C-FDM 的子载波间隔是 OFDM 的  $M$  倍. 所以, C-FDM 能够减少

子载波间的干扰,降低频偏的敏感性,提高抗多普勒频移特性.两者的子载波频谱如图 2 所示,可以看到子载波间隔的差异.

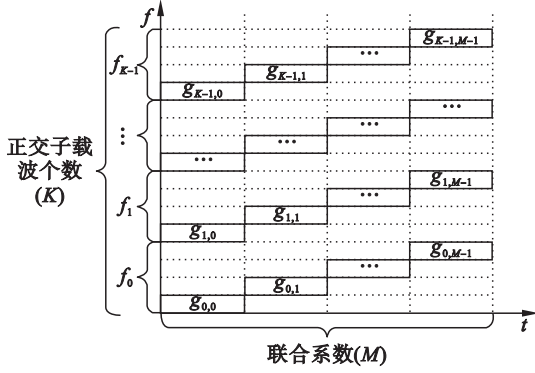


图 1 C-FDM 子载波模块构成示意图

Fig. 1 The generation process of a C-FDM subcarriers block

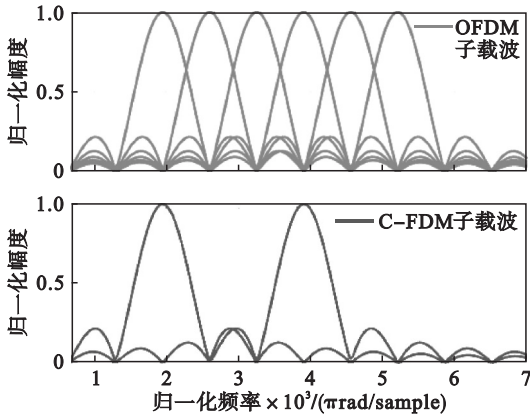


图 2 C-FDM 和 OFDM 子载波频谱对比图

Fig. 2 The comparison of OFDM and C-FDM subcarrier spectrum

### 1.3 频谱效率

不同于 OFDM,在子载波间隔和带宽不变的条件下,C-FDM 符号长度能够根据联合系数  $M$  进行选择, $M$  越大,符号长度越长,携带的信息也能越多.所以,在 CP 长度固定的情况下,符号长度越长越能提高频谱效率,相对 OFDM 其频谱效率增益为

$$\rho = \frac{M \times K_{\text{C-FDM}} + N_{\text{CP}}}{K_{\text{OFDM}} + N_{\text{CP}}}. \quad (3)$$

其中: $K_{\text{OFDM}}$  为 OFDM 正交子载波数; $K_{\text{C-FDM}}$  为 C-FDM 联合的正交子载波数; $M$  为联合系数; $N_{\text{CP}}$  为 CP 长度.所以当  $M \times K_{\text{C-FDM}}$  大于  $K_{\text{OFDM}}$  时,频谱效率就能增加,这使 C-FDM 在最大时延较长以及带宽有限的水声信道中更有意义.

## 2 系统模型

系统组成及流程如图 3 所示.

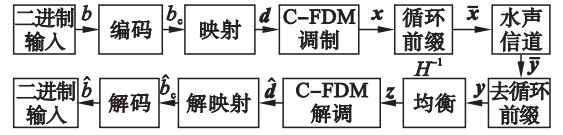


图 3 The C-FDM 系统框图

Fig. 3 System of C-FDM

### 2.1 发送端

若 C-FDM 是将  $K$  个子载波在时域上扩展  $M$  倍,则在 C-FDM 发送端,将要传送的二进制比特流  $b$  进行编码成为  $b_c$ ,之后经过多进制正交幅度调制 (multiple quadrature amplitude modulation, MQAM) 映射成为复数符号  $d$ ,表示 OFDM 的  $K$  个子载波在时移  $M$  次构造 C-FDM 矩阵.  $d$  为  $N \times 1$  的向量,其中  $N = M \times K$ ,表示为

$$d = (d_0^T, \dots, d_{K-1}^T)^T, d_k = (d_{k,0}, \dots, d_{k,M-1})^T. \quad (4)$$

式中  $d_{k,m}$  表示在 C-FDM 中第  $m$  个子符号的第  $k$  个子载波上的数据,则调制信号  $x = (x[n])^T$  是所有子载波上的已调符号的叠加:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{k,m}[n] d_{k,m}, n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (5)$$

若令  $A = (g_{0,0}, \dots, g_{0,M-1}, g_{1,0}, \dots, g_{K-1,M-1})$ ,则式 (5) 可以写成向量形式:

$$x = Ad. \quad (6)$$

最后在发送端加上循环前缀从而得到发送向量  $\bar{x}$ ,发送信号随后经过水声信道,最终会到达接收端进行解调处理.

### 2.2 接收端

接收端接收到  $\bar{x}$  的对应向量  $\bar{y}$  后首先进行去除循环前缀操作.去 CP 后的接收信号为

$$y = Hx + \omega = HAd + \omega. \quad (7)$$

其中: $H$  是一个  $N \times N$  的信道矩阵; $\omega$  为  $N \times 1$  的高斯白噪声向量; $y$  经过信道均衡得到向量  $z$ ,则  $z = H^{-1}HAd + H^{-1}\omega = Ad + H^{-1}\omega$ .随后信号  $z$  经过 C-FDM 解调器,该过程可表示为

$$\hat{d} = A^{-1}z. \quad (8)$$

随后,向量  $\hat{d}$  被逆映射得到  $\hat{b}_c$ ,最后再解码为二进制输出  $\hat{b}$ .

## 3 仿真结果

为了得到 C-FDM 在水声信道的性能,仿真参数如表 1 所示,水声信道是基于 BELLHOP 的水声信道模型生成的.图 4 展示了多径时变水声

信道时延,最大时延是 32 ms,图 5 是信道的冲击响应.

表 1 仿真参数	
Table 1 Simulation parameters	
参数	数值
映射方案	QAM
采样频率/kHz	24
信号带宽/kHz	5
IFFT 数	1 024/2 048/4 096/8 192
使用子载波数	213/426/852/1 704
子载波间隔带宽/Hz	23. 44/11. 72/5. 86/2. 93
CP 长度	$K/4$
水深/m	100
发送机高度/m	70
接收机高度/m	50
传输距离/m	1 000

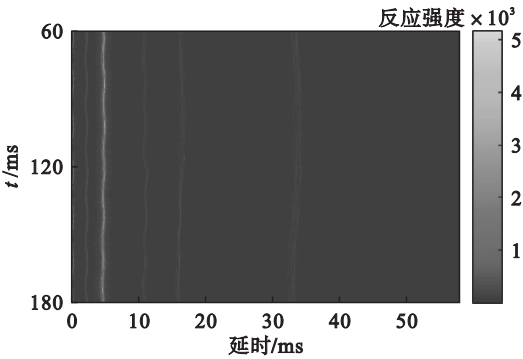


图 4 水声信道时延  
Fig. 4 UWA channel delay

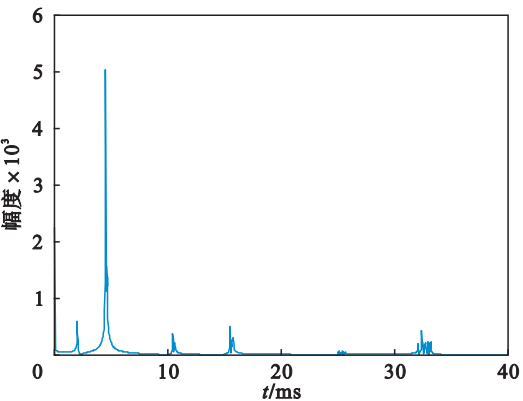


图 5 水声信道冲击响应  
Fig. 5 UWA channel impulse response

为了探究不同  $K$  对 C - FDM 性能的影响,在 C - FDM 和 OFDM 的  $K$  相等的条件下,两者的传输数据量、子载波数量和带宽都一致,所以  $K$  决定了子载波间隔, $K$  越大,子载波间隔越小,仿真结果如图 6 所示.从图中看出,在子载波数目相同的条件下,C - FDM 误码率(BER)性能都明显优于 OFDM.而且,随着  $K$  越大,OFDM 和 C - FDM

的性能都变差,这是由于子载波间隔越小,对水声信道的多普勒频移愈发敏感,影响了误码率性能.特别是当 OFDM 的子载波数为 8 192 时,性能很差,这是由于子载波间隔过小,受多普勒效应影响严重以及符号长度过长,超过了信道的相干带宽,即使如此,C - FDM 的性能仍然优于 OFDM.

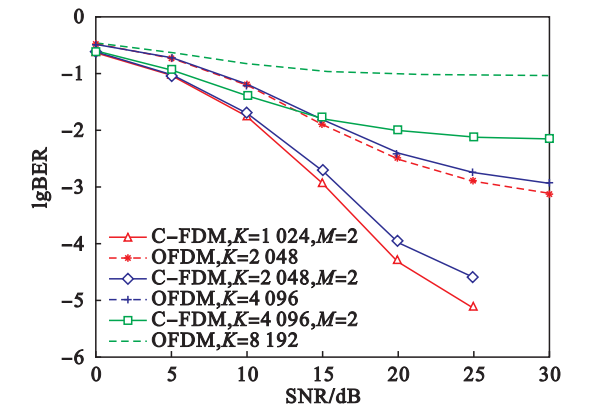


图 6 不同子载波数目的 BER 性能比较  
Fig. 6 BER performance of different subcarrier number

图 7 显示了 OFDM ( $K = 4\,096$ ) 和 C - FDM ( $K = 1\,024, M = 4$ ) 在不同多普勒频移下误码率性能曲线.随着频移的逐渐增大,两者的性能均在下降,但是无论 C - FDM 在哪种情况下,它的性能都明显优于 OFDM,这是由于它的子载波间隔大于 OFDM 的子载波间隔,拥有较好的抗多普勒频偏特性.仿真结果表明,相对 OFDM,C - FDM 更能适应多普勒频偏严重的水声信道.

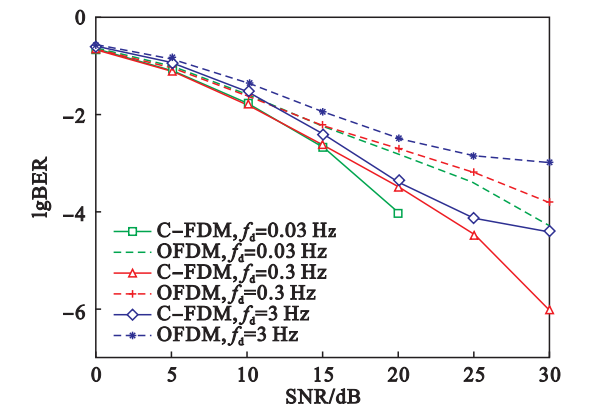


图 7 不同最大频移( $f_d$ )的 BER 性能  
Fig. 7 BER performance of different maximum Doppler frequency shift( $f_d$ )

图 8 是不同联合系数  $M$  对 C - FDM 和 OFDM 性能的影响,在两者传输数据量和符号长度相同时,比较联合系数的改变对性能的影响. $M$  的选择主要影响符号长度,由图可知,两者在符号长度相同的情况下,无论  $M$  大小,C - FDM 的性能都优于 OFDM.  $M$  选择对性能影响不是太大,



但是当  $M=8$  时,符号周期大于信道相干时间,会导致性能急剧下降,这是在应用中需要考虑的。

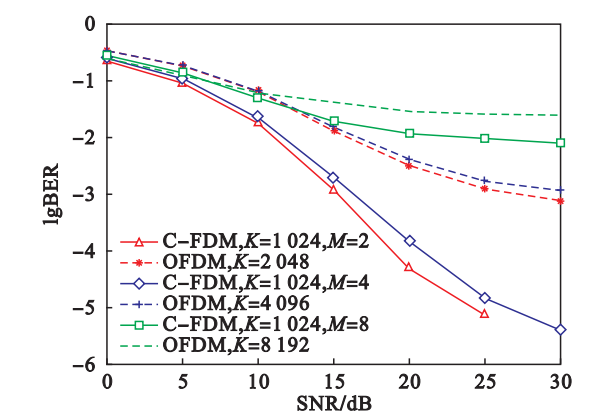


图 8 不同联合系数 ( $M$ ) 的 BER 性能  
Fig. 8 BER performance of different combined coefficient ( $M$ )

## 4 结 语

本文从增大子载波间间隔的角度,提出了减小子载波间干扰的一种新型水声多载波调制方法——联合频分复用的方法,将多个 OFDM 子载波模块联合形成一个新的 C-FDM 子载波模块,将频率相同的子载波放在相邻位置以构造新的 C-FDM 子载波。在 C-FDM 和 OFDM 符号长度相同的情况下, C-FDM 的子载波间隔更大,不需要增加复杂补偿算法,可以有效提高抗多普勒频移能力。并且, C-FDM 不受限于子载波间隔和符号周期之间的制约关系,能够通过联合系数  $M$  的增大来延长符号周期,进而提高频谱效率,更适用于带宽有限的水声信道。仿真结果表明,在水声信道中相对 OFDM, C-FDM 技术具有更好的抗多普勒频移能力,体现出优良的误码率性能。

## 参考文献:

[1] Cai X, Wan L, Huang Y, et al. Further results on multicarrier MFSK based underwater acoustic communications [J]. *Physical Communication*, 2016, 18: 15–27.

[2] Stojanovic M, Preisig J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47 (1): 84–89.

[3] Zhang Y, Zakharov Y V, Li J. Soft-decision-driven sparse channel estimation and turbo equalization for MIMO underwater acoustic communications [J]. *IEEE Access*, 2018 (99): 4955–4973.

[4] Wan L, Zhou H, Xu X, et al. Adaptive modulation and coding for underwater acoustic OFDM [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2015, 40 (2): 327–336.

[5] Guo T, Zhao D, Zhang Z. Doppler estimation and compensation for underwater acoustic OFDM systems [C]// *Proceedings of 2011 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference*. Harbin, 2011: 863–867.

[6] Xing S, Qiao G, Lu M. A blind side information detection method for partial transmitted sequence peak-to-average power reduction scheme in OFDM underwater acoustic communication system [J]. *IEEE Access*, 2018 (99): 24128–24136.

[7] Zakharov Y V, Morozov A K. OFDM transmission without guard interval in fast-varying underwater acoustic channels [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2015, 40 (1): 144–158.

[8] Das S S, Carvalho E D, Prasad R. Variable sub-carrier bandwidths in OFDM systems [C]// *IEEE Vehicular Technology Conference-Vtc-Spring*. Patna: IEEE, 2007: 1866–1870.

[9] Mahdi N, Gholamreza B. Comparative performance assessment between FFT-based and FRFT-based MIMO-OFDM systems in underwater acoustic communications [J]. *IET Communications*, 2018, 12 (6): 719–726.

[10] Tadayon A, Stojanovic M. Low-complexity superresolution frequency offset estimation for high data rate acoustic OFDM systems [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2018, 44 (4): 932–942.

[11] Zhou W, Lam W H. A novel method of Doppler shift estimation for OFDM systems [C]// *Military Communications Conference*. San Diego: IEEE, 2009: 1–7.

[12] Saraswathi K, Ravishankar S. Efficient estimation and compensation of Doppler shift for OFDM signals in underwater communications [C]// *2016 Sixth International Symposium on Embedded Computing and System Design (ISED)*. Patna: IEEE, 2016: 137–141.

[13] Barazideh R, Sun W, Natarajan B, et al. Impulsive noise mitigation in underwater acoustic communication systems: experimental studies [C]// *2019 IEEE 9th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*. Las Vegas, NV, 2019: 0880–0885.

[14] Amini P, Chen R R, Farhang-Boroujeny B. Filterbank multicarrier communications for underwater acoustic channels [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2015, 40 (1): 115–130.