

正交频分复用水声通信自适应调制算法*

罗亚松¹, 胡生亮¹, 刘志坤¹, 吕显春²

(1. 海军工程大学 电子工程学院, 湖北 武汉 430033; 2. 海军 704 厂 有线车间, 山东 青岛 266109)

摘要:分析预估信道长度对信道估计算法的影响规律,提出利用水声通信均衡恢复信号统计量对信道估计质量评估的方法。通过信道长度自适应修正机制,实现对未知水声信道的高精度估计。针对水声信道造成的正交频分复用车载波特性差异,基于信道估计结果,提出在码元总速率、能量约束条件下,各个正交频分复用车载波速率、功率优化分配的自适应调制算法。与传统的等功率、速率分配算法相比,新算法能够显著提升水声通信系统的误码率性能,通过仿真和实地试验,验证了研究内容的有效性。

关键词:信道估计;水声通信;正交频分复用;自适应

中图分类号:TP393 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2017)01-153-06

Self-adjusting modulation algorithm for orthogonal frequency division multiplexing underwater acoustic communication

LUO Yasong¹, HU Shengliang¹, LIU Zhikun¹, LYU Xianchun²

(1. Electronics Engineering College, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. Cable Workshop, 704 Factory of Navy, Qingdao 266109, China)

Abstract: Regulations between pre-estimated channel length and estimation precision were analyzed. The estimation quality was evaluated in time using statistics of the equalized signals which can help adjust the length of channel estimation algorithm automatically. In view of the differences among subcarriers caused by underwater acoustic channels, a new algorithm which realized optimum rate and power assignments based on channel estimating results was put forward. Compared with the traditional algorithm which assigned rate and power equally to each subcarrier, the new algorithm achieved better property of bit error rate. Simulations and experiments validate the effectiveness and correctness of the researching contents.

Key words: channel estimation; underwater acoustic communication; orthogonal frequency division multiplexing; self-adjusting

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)水声通信技术具有抗多径能力强、带宽利用率高等优点,是水声通信领域的重点发展方向^[1-2]。为了克服传统信道估计算法对水声信道长度的依赖问题^[3-6],本文提出一种不占用额外通信信道资源的估计质量评价方法,以较高计算效率实现了对未知水声信道的高精度、自适应估计;基于信道估计结果,从降低水声通信误码率,提高通信可靠性角度出发,在此基础上,提出了一种 OFDM 水声通信自适应调制算法,实现了码元速率、功率在各个子载波上的优化分配,降低了水声通信误码率。

1 基于 OFDM 信号的水声信道估计算法

OFDM 是一种在多个正交子载波上完成并行

数据传输的通信技术,利用逆快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)可以快速实现信源信息 $X(k)$ 的调制^[7],时域通信信号可表示为:

$$x(n) = \frac{\mu}{\sqrt{V}} \sum_{k=0}^{V-1} X(k) e^{j2\pi kn} \quad (1)$$

其中, V 是以频率 f_s 抽样的 IFFT 运算点个数, k 是子载波序号,第 k 个子载波的频率可表示为:

$$f_k = k \cdot f_s / V \quad (2)$$

$x(n)$ 送入信道传输后,多径水声信道 $\mathbf{c} = [c_0, \dots, c_{L-1}]^T$ 会引起快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)解调恢复信息 $X'(k)$ 的畸变。文献[8]给出了基于 OFDM 接收信号 y 的水声信道估计模型,如式(3)所示,其利用发送序列 $\mathbf{X} = [X(0) \cdots X(V-1)]^T = \mathbf{X}_p + \mathbf{X}_v$ 中的已知导频

* 收稿日期:2015-05-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61101205)

作者简介:罗亚松(1982—),男,山东济南人,讲师,博士,E-mail:yours_baggio@sina.com

信号 X_p 完成水声信道估计。 X_p 是发送信息序列, n' 是噪声序列。

$$b = W^H N W y = D c + n' \quad (3)$$

W 是 FFT 运算矩阵, 其在第 n 行、 m 列上的元素值为 $W_{n,m} = e^{-2\pi(n-1)(m-1)jV/\sqrt{V}}$, N 是一个 $V \times V$ 维的对角线矩阵, 当第 s 号子载波上的传递信号 $X(s)$ 是导频信号时, N 在 (s, s) 位置处的值为 1, 否则元素值为 0, D 是一个 $V \times L$ 维的截断循环矩阵, 第一列元素为 $W^H X_p$ 。基于式(3)即可采用信道估计算法(最小均方、匹配追踪、正交匹配搜索等)实施信道估计。然而, 式(3)假设水声信道长度 L 已知, 这也是很多信道估计算法的研究基础, 但在实际应用中, L 难以估计^[9], 因此, 式(3)预估的信道长度取值对信道估计精度产生影响。在水声信道 $H_{11} = [0.83, 0(5), 1, 0(3), -0.69, 0(7), 0.476, 0(5), 0.081]$ (括号内数字为权重 0 的持续个数) 中^[10], 不同信道估计长度 $M = \alpha L$ 下, MP 信道估计算法的估计精度变化趋势如图 1 所示, 其中, α 为长度变化系数, 仿真信道比为 18 dB, 此时, 式(3)中矩阵 D 的维数变为 $V \times M$ 。

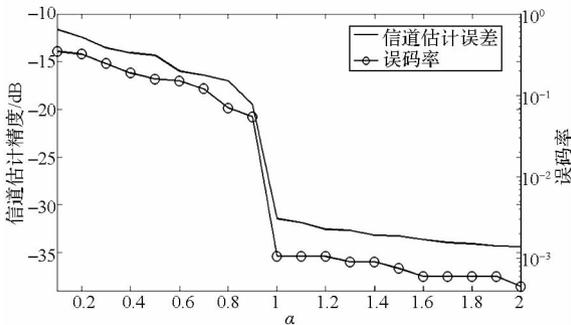


图 1 信道估计精度、误码率与 α 的关系

Fig. 1 Relationship among precision of channel estimation, bit error ratio and α

仿真可见, M 越小, 信道估计精度越低, 尤其是当 M 小于信道真实长度 L 时, 估计质量会严重下降; 而当 M 大于 L 时, 虽然估计精度会随 M 的增大有所提升, 但效果并不明显, 相反还会引起计算量的激增。因此, 为在未知水声信道环境中合理选择信道估计算法的预估信道长度 M , 需要一种能有效评估信道估计精度的方法。

在水声通信领域, 一般需用频域均衡器补偿水声信道多径效应对 OFDM 通信信号造成的恶劣畸变^[11], 因此, 可以利用信道估计算法得到的估计结果 \hat{c} , 反推对多径水声信道进行补偿的 OFDM 频域均衡器系数, 并由式(4)对码元时域接收信号 $x' = [x'(0), \dots, x'(V-1)]$ 进行修正。

可以预见, 当信道估计算法的精度较高时, 式(4)修正后的频域均衡恢复信号 $X_r(k)$ 近似于原始信源发送信号 $X(k)$, 误码率应较小; 反之, 错误的信道估计将破坏频域均衡器的修正效果, 恢复信号 $X_r(k)$ 仍会发生较大畸变, 误码率应较高。图 1 给出了均衡恢复通信误码率与 M 的变化关系, 可见误码率可作为信道估计质量的评价标准。然而, 直接比较误码率需要信源发送已知信号序列, 占用水声信道带宽, 造成信道资源的严重浪费。

$$X_r(k) = (W x')_k / (\sqrt{V} \cdot W \hat{c})_k \quad (4)$$

作为误码率的替代, 可以选择隐含在信号 $X_r(k)$, $X(k)$ 中的统计特性作为次优评价标准, 例如星座图或高阶统计量等。可以通过计算 $X_r(k)$ 与标准星座相位点 C_s ($s = 1, \dots, U$) 的偏离度 $ds(k)$ 进行质量评价, $ds(k)$ 计算方法如式(5)所示, 当 $ds(k)$ 小于通信可靠度 T_{com} 时, 说明此时信道估计算法选择的预估长度 M 大于真实的水声信道长度 L , 可以保持 M , 或进一步减小 M 以缩减计算量; 反之, 则说明 M 小于 L , 信道估计误差较大, 导致均衡失效, 这时应考虑增大 M 来提高信道估计精度, 从而实现 M 的自修正。 T_{com} 的选择与调制方式和星座点 C_s 的分布有关, 可按最小星座点间距的 1/6 进行确定, 保证恢复星座图的清晰度。

$$ds(k) = \min_{s=1, \dots, U} |X_r(k) - C_s| \quad (5)$$

图 2 给出了信道估计精度与均衡恢复星座图离散度的关系映射(仿真参数与图 1 相同, OFDM 子载波采用四相移位键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK), 星座点总数 $U = 4$), 与误码率相似, 恢复信号 $X_r(k)$ 的星座图离散度能够作为信道估计质量的评价依据。

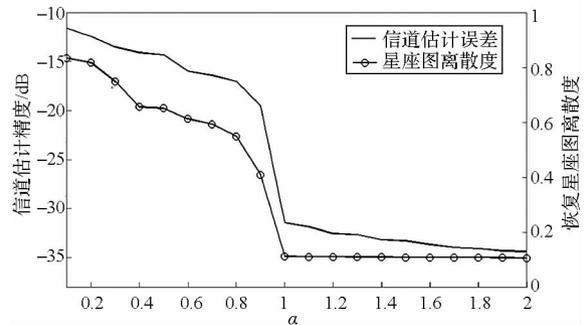


图 2 信道估计精度、恢复星座图离散度与 α 的关系

Fig. 2 Relationship among precision of channel estimation, constellation dispersion and α

在信道 H_{11} 下, 水声信道自适应估计算法的迭代过程如图 3 所示, 算法初始 $M = 10$, $T_{com} = 1/3$, 为便于讨论, 自适应算法采用了简单的等长

搜索模式^[12](每次调整量为 ± 6)对 M 进行调整。此外,图3还给出了传统固定长度(L 分别取10, 16, 22, 50)信道估计算法的估计误差。

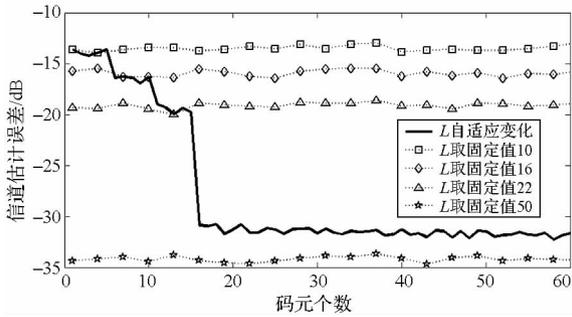


图3 自适应信道估计算法迭代估计过程

Fig. 3 Iterative estimation process of the self-adjusting channel estimation algorithm

初始阶段($M = 10$),由信道估计结果均衡恢复的星座图如图4(a)所示,此时频域均衡器输出的星座图混乱,式(5)计算的星座图离散度较大,说明此时预估信道长度值 M 较小,应按照等长搜索策略增大,当 M 依次取16,22时,恢复的星座图分别如图4(b)和图4(c)所示,仍未满足清晰度要求,直到 M 最终取值为28时,恢复星座图如图4(d)所示,清晰的星座图说明此时信道估计结果精度较高, M 无须再增加,事实上,此时 M 已大于真实信道长度 $L = 25$,再增大 M (如图3的 $M = 50$ 曲线)只能增大算法计算复杂度和执行时间,并不会带来估计精度的大幅提高。

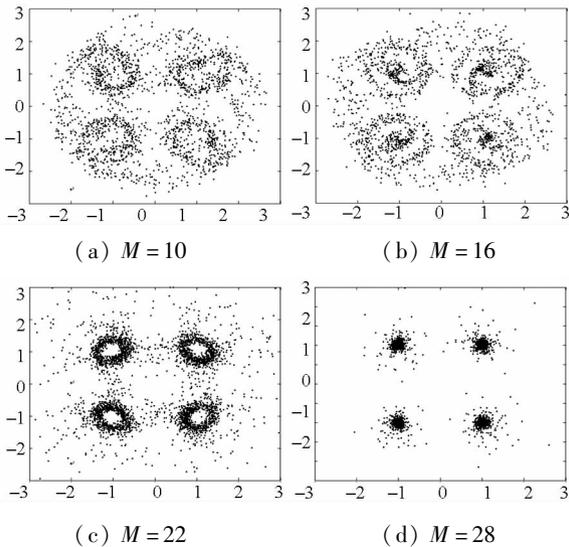


图4 自适应算法不同调整阶段的恢复星座图

Fig. 4 Constellation recovered in different phases of the self-adjusting algorithm

2 OFDM 水声通信自适应调制算法

精确信道估计结果为 OFDM 水声通信系统

的参数实时优化提供可靠依据。传统 OFDM 水声通信系统没有考虑水声信道频率选择性衰落给各个子载波带来的通信性能差异^[13],各子载波等功率、等速率(调制模式相同)的通信模式并不能达到最优的误码率性能。目前很多水下通信系统(水下航行器、水下自组网)都是能量受限的恒速率系统,如何在特定的码元能量、速率约束下,实现最低误码率的数据传输是可靠水声通信系统的关键。假设 OFDM 的 N 个可用子载波均采用矩形多进制正交幅度调制(Mary Quadrature Amplitude Modulation, MQAM)调制方式(M 可变),第 i 个子载波上的误码率 BER_i 可由式(6)近似确定^[14],其中, $SNRE_i$ 是考虑水声信道衰减下的子载波等效信噪比, d_i 是发射 MQAM 信号的最小欧几里得距离; C_i 是子载波 i 的水声信道频域响应估计; σ_i^2 是子载波 i 的噪声方差; k_1, k_2 为常数。

$$BER_i \approx k_1 \cdot Q(\sqrt{SNRE_i}) = k_1 \cdot Q\left(\sqrt{k_2 \frac{d_i^2/2}{\sigma_i^2/|C_i|^2}}\right) \quad (6)$$

由于 OFDM 码元误码率是由最大的子载波误码率决定^[15],为了使整个 OFDM 水声通信的误码率达到最小,由式(6)可知各个子载波的 $SNRE_i$ 应相等并取最大。假设 OFDM 整个码元发射功率为 P_m 和码元比特数为 B_m ,问题即转变为通信速率和式(8)码元能量约束条件下的式(9)最大化问题。

$$\sum_{i=1}^N B_i = B_m \quad (7)$$

$$\sum_{i=1}^N P_i = P_m \quad (8)$$

$$\frac{d_i^2/2}{\sigma_i^2/|C_i|^2} = \text{常数}, i = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

其中, B_i 和 P_i 分别是子载波 i 上分配的比特数及功率,其与 d_i 具有式(10)所示的关系。

$$P_i = \frac{1}{6} \cdot d_i^2 \cdot 2^{B_i} = \frac{1}{3k_2} \cdot SNRE_i \cdot \frac{\sigma_i^2 \cdot 2^{B_i}}{|C_i|^2} \quad (10)$$

对式(10)两端在各个子载波上求和,由各个子载波 $SNRE_i$ 相等,可得:

$$SNRE_i = 3k_2 P_m / \sum_{l=1}^N \frac{\sigma_l^2 \cdot 2^{B_l}}{|C_l|^2} \quad (11)$$

要保证 $SNRE_i$ 达到最大值,分母中各个子载波的 $(\sigma_i^2 \cdot 2^{B_i} / |C_i|^2)$ 应相等,即:

$$\left[\frac{\sigma_i^2 \cdot 2^{B_i}}{|C_i|^2} \right]^N = 2^{B_m} \prod_{l=1}^N \frac{\sigma_l^2}{|C_l|^2} \quad (12)$$

移项处理后,子载波 i 上的最优分配速率如式(13)所示,若 $B_i \leq 0$ 说明子载波 i 并不适合传递数据,可用子载波数 N 相应减 1,利用式(13)迭代计算,直到所有 $B_i > 0$,从而完成子载波通信速率的初步分配,最终得到的可用子载波数为 N' 。

$$B_i = \frac{B_m}{N} + \frac{1}{N} \log_2 \left[\prod_{l=1}^N \frac{\sigma_l^2}{|C_l|^2} / \left(\frac{\sigma_i^2}{|C_i|^2} \right)^N \right] \quad (13)$$

$$P_i = \frac{P_m 2^{B_i} N_i / |C_i|^2}{\sum_{l=1}^{N'} 2^{B_l} N_l / |C_l|^2} \quad (14)$$

在实际应用中,各子载波传递比特数 B_i 为整数,因此,需要对式(13)预先分配的比特数进行四舍五入取整运算,并利用式(14)计算各个子载波应分配的功率。然而, B_i 取整可能会导致式(7)通信速率条件的破坏。为保证码元通信速率恒定,同样以最低误码率为目标,利用贪婪算法对子载波分配比特数进行二次调整。根据各个子载波当前分配的 B_i ,可由式(15)精确计算出该子载波速率调整后引发的误码率变化,其中 $M_i = 2^{B_i}$ 为子载波 i 的调制进制, I, J 为非对称 MQAM 的实、虚轴星座点个数。当 B_i 之和大于 B_m 时,需要降低码元速率,根据贪婪算法,选择 $\Delta W_e = W_e(M_i) - W_e(M_i - 1)$ 最大的 B_i ,使之减 1;反之,当 B_i 之和小于 B_m 时,选择 $\Delta W_e = W_e(M_i + 1) - W_e(M_i)$ 最小的 B_i ,使之加 1,贪婪算法不停迭代直到 B_i 之和等于 B_m 结束。这时即完成了最低误码率要求下 OFDM 各子载波速率的最优分配,再利用式(14)进行二次计算,即可实现 OFDM 各子载波功率最终优化分配。

$$W_e(M_i) = \begin{cases} Q \left[\sqrt{2P_i |C_i|^2 / \sigma_i^2} \right], B_i = 1 \\ 4(\sqrt{M_i} - 1) \cdot Q \left[\sqrt{\frac{3P_i |C_i|^2}{\sigma_i^2 \cdot (M_i - 1)}} \right], \sqrt{M_i}, B_i = 2, 4, 6, 8 \\ \frac{2}{(\log_2 M_i)^2} \left(\frac{I-1}{I} + \frac{J-1}{J} \right) Q \left[\sqrt{\frac{6P_i |C_i|^2}{\sigma_i^2 \cdot (I^2 + J^2 - 1)}} \right], B_i = 3, 5, 7 \end{cases} \quad (15)$$

图 5 给出了不同速率要求(单位:比特/码元,记为 b/s)下,本文 OFDM 子载波自适应调制算法(虚线)与传统子载波等速率、等功率分配算法(实线)的误码率比较曲线,其他仿真参数与图 1 相同。可见,随着通信速率的提高,误码率性能随之下降,在第 1 节自适应信道估计结果基础上,新算法能够根据不同子载波信道的差异,实现码元速率和功率的优化分配,通信误码率相比于传统算法显著提高。图 6 给出了速率为 665 b/s 的条件下,本文算法计算得到的各 OFDM 子载波比特、功率分配图,可见,各子载波分配的比特数整

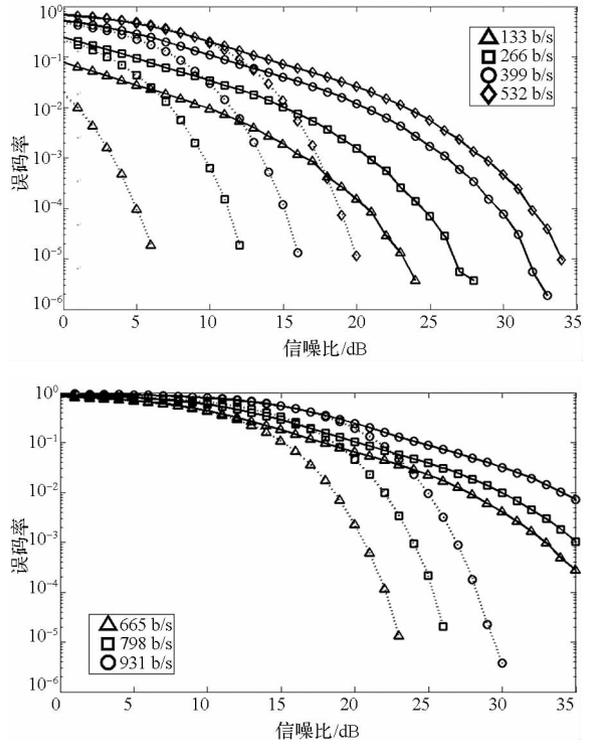
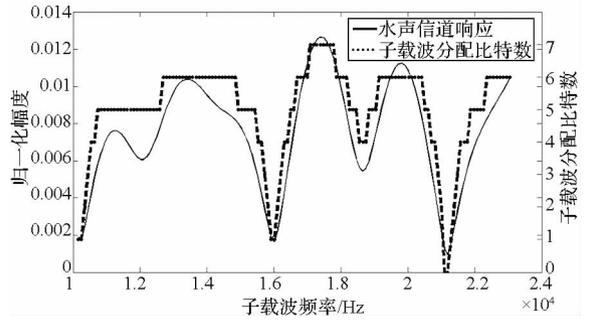


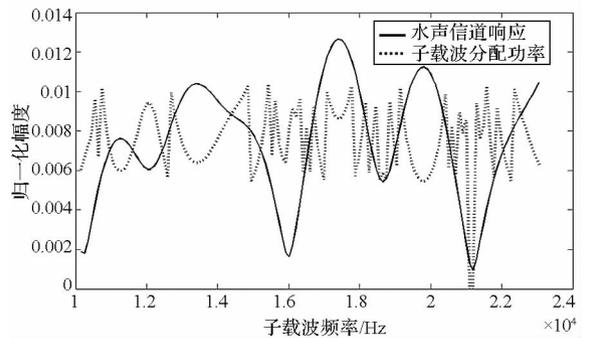
图 5 不同通信速率下误码率变化曲线

Fig. 5 BER curves of different communication rates



(a) 子载波比特数分配

(a) Bits assignment of sub-carriers



(b) 子载波功率分配

(b) Power assignment of sub-carriers

图 6 速率为 665 b/s 时各个子载波的比特、功率分配

Fig. 6 Bits and power assignments for OFDM sub-carriers of communication rate at 665 b/s

体上呈现出与水声信道衰减近似的变化趋势。当某个子载波上的信道衰减较大时,倾向于分配较

低的比特数,以提高通信可靠性;当两个子载波分配的比特数相同时,信道衰减大的子载波被分配较大的功率,而信道质量较好的子载波相应减少发射功率以提高能效,从而保证各个子载波具备均衡的较好误码率性能。

3 算法实施流程

综合第 1 节的水声信道长度自适应信道估计算法和第 2 节 OFDM 自适应调制算法,可以得到基于水声信道估计的 OFDM 自适应调制算法流程图如图 7 所示。

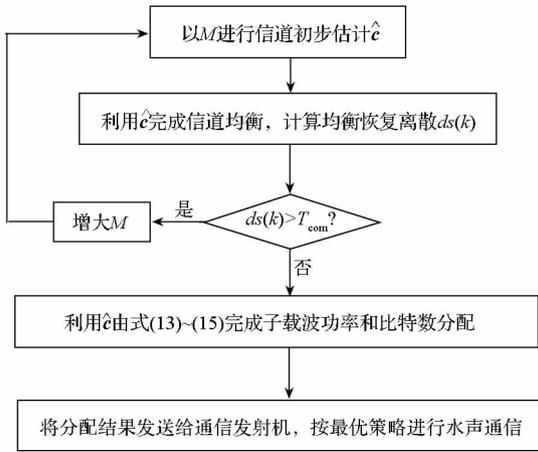
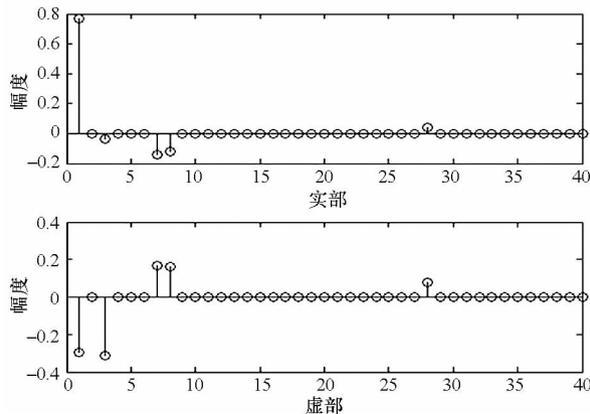


图 7 算法流程图

Fig. 7 Algorithm flow chart

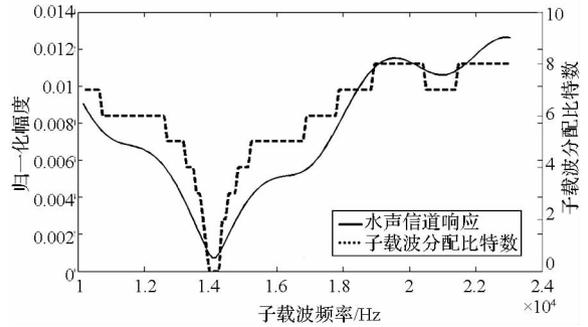
4 试验验证

为验证本文结论,在木兰湖中进行了实地 OFDM 通信试验。发射机位于水下 25 m,声源级 182 dB,接收机位于水下 20 m,接收灵敏度 -198 dB,通信水平距离 700 m,各个子载波采用 MQAM 调制信号。经过迭代调整,本文算法估计的水声信道响应如图 8(a) 所示,根据信道估计结果,在速率 798 b/s 要求下,由本文自适应调制算



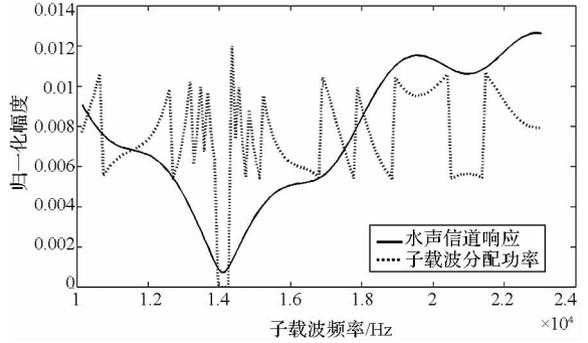
(a) 信道估计响应

(a) Channel response estimation



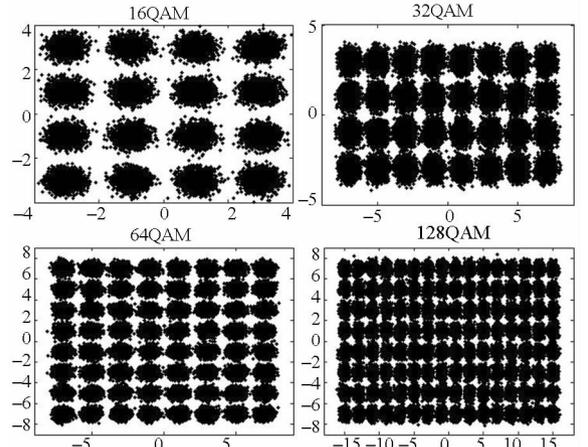
(b) 子载波比特数分配

(b) Bits assignment for sub-carriers



(c) 子载波功率分配

(c) Power assignment for sub-carriers



(d) 子载波恢复星座图

(d) Recovered constellation diagram for sub-carriers

图 8 试验效果图

Fig. 8 Diagrams of experimental results

法为各个 OFDM 子载波所分配的比特数和归一化功率分别如图 8(b) ~ (c) 所示,同进制子载波上恢复的星座图如图 8(d) 所示,可见恢复星座图较为清晰,误码率可达 0.076 84%,确保了水声通信的高能效、可靠实施。

5 结论

信道估计是水声通信参数自调整的前提和关键,本文提出了一种不依赖信道长度的水声信道自适应估计算法,基于信道估计结果,提出了以实

现最低误码率为目标的 OFDM 水声通信子载波自适应调制算法,该算法能够根据各个子载波的信道状况,实现功率和比特数的优化分配,在相同速率、功率条件下,具有比传统算法更为优越的低误码性能。最后通过仿真与试验,验证了本文算法的可行性与有效性。

参考文献 (References)

- [1] Gupta M K, Tiwari S. Performance evaluation of conventional and wavelet based OFDM system [J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2013, 67(4): 348-354.
- [2] Abdalla A, Ferreira R, Shahpari A, et al. Improved nonlinear tolerance in ultra-dense WDM OFDM system [J]. Optics Communications, 2014, 325: 88-93.
- [3] 赵越, 方旭明, 黄博, 等. 基于负载均衡的 OFDMA 双跳中继网络资源分配策略[J]. 西南交通大学学报, 2013, 48(1): 94-100.
ZHAO Yue, FANG Xuming, HUANG Bo, et al. Resource allocation scheme based on load balancing for OFDMA two-hop relay networks [J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2013, 48(1): 94-100. (in Chinese)
- [4] Xiao D, Mo F Y, Chen G, et al. Study of low bit rate speech codec algorithm in underwater acoustic communication [J]. Chinese Journal of Acoustics, 2013, 32(4): 411-423.
- [5] 张旭, 程琛, 刘艳. 西北太平洋副热带模式水形成区声传播特性分析[J]. 海洋学报, 2014, 36(9): 94-102.
ZHANG Xu, CHENG Chen, LIU Yan. Acoustic propagation effect caused by subtropical mode water of northwestern Pacific [J]. Acta Oceanologica Sinica, 2014, 36(9): 94-102. (in Chinese)
- [6] 于华楠, 郭树旭. 基于压缩感知的超宽带信道估计方法的研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(6): 1453-1456.
YU Huanan, GUO Shuxu. Research on CS-based channel estimation methods for UWB communications [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(6): 1453-1456. (in Chinese)
- [7] Tao J, Wu J X. Enhanced MIMO LMMSE turbo equalization: algorithm, simulations, and undersea experimental results [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(8): 3813-3823.
- [8] 罗亚松, 胡洪宁, 刘忠, 等. 基于 OFDM 信号的自适应水声信道估计算法 [J]. 电子科技大学学报, 2014, 43(5): 678-684.
LUO Yasong, HU Hongning, LIU Zhong, et al. Self-adjusting underwater acoustic channel estimation algorithm based on OFDM signals [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2014, 43(5): 678-684. (in Chinese)
- [9] Zeolla D, Antonino A, Bosco G, et al. DFE versus MLSE electronic equalization for gigabit/s SI-POF transmission systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(8): 510-515.
- [10] Ozdemir M K, Arslan H. Channel estimation for wireless OFDM systems [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2007, 9(2): 18-48.
- [11] 罗亚松, 许江湖, 刘忠, 等. 基于判决反馈均衡的水声信道估计与通信算法 [J]. 上海交通大学学报, 2014, 48(5): 685-692.
LUO Yasong, XU Jianghu, LIU Zhong, et al. Self-adjusting underwater acoustic channel estimation and communication algorithms based on decision feedback equalizer [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2014, 48(5): 685-692. (in Chinese)
- [12] Ng H H, Soh W S, Motani M. A bidirectional-concurrent MAC protocol with packet bursting for underwater acoustic networks [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2013, 38(3): 547-565.
- [13] Yang L, Zhou L, Yu M. Adaptive bit loading algorithm for OFDM underwater acoustic communication system [C]// Proceedings of International conference on Electronics and Optoelectronics (CEOE 2011), 2011: 350-352.
- [14] Huang X P, Lawrence V B. Capacity criterion-based bit and power loading for shallow water acoustic OFDM system with limited feedback [C]// Proceedings of IEEE 73rd Vehicular Technology Conference, 2011: 372-377.
- [15] Xu X K, Wang Z H, Zhou S L. Parameterizing both path amplitude and delay variations of underwater acoustic channels for block decoding of orthogonal frequency division multiplexing [J]. Acoustical Society of America, 2012, 131(6): 4672-4679.