M-QAM-OFDM 水声通信系统的功率-速率联合分配算法

姜 喆，王海燕，赵瑞琴，申晓红

（西北工业大学 航海学院，陕西 西安 710072）

摘 要： 研究了 M-QAM-OFDM 水声通信系统中的功率-速率联合分配算法。将传播损失等效到信道频域响应中，建立了综合大尺度与小尺度衰落的水声 OFDM 等效传播模型。水声通信由于信道环境恶劣一般使用低维调制，基于此特点和所建立的等效传播模型，研究了水声信道中的功率分配算法，通过水银注水算法使收发端的互信息达到最大。进一步考虑到实际通信系统中星座图一般为离散，通过功率-速率联合分配算法对通信系统的功率和速率进行联合分配，在发射功率一定及调制维数约束下使 OFDM 水声通信系统的传输速率达到最优。

关 键 词： 水声通信、正交频分复用、正交振幅调制、功率分配

中图分类号： TN929.3 **文献标识码：** A **文章编号：** 1000-2758(2013)05-0753-05

水声通信信道是最复杂、最困难的通信媒介之一[1]。信号的多径传播和受限的带宽是制约高速水声通信的主要障碍。正交频分复用(OFDM)技术是高数据率传输的主要技术之一，通过数据的并行传输和循环前缀，OFDM 可以有效地消除信号多径传播带来的码间干扰，并实现高的频带利用率，因而是水声通信中非常有发展前景的一种通信方式，并成为近年来国内外水声通信技术研究的一个热点[2,3]。水声信号一般为宽带信号，当子载波的带宽较宽时，各子载波上信号受到的衰落具有很大的不同，且水声通信中发射功率有限，因此需要在不同子载波上分配不同的发射功率和速率以使 OFDM 系统通信速率达到最优。在一定的发射功率限制下，为了实现发射端和接收端之间的信道容量，应使用注水算法对子载波进行功率分配，此时发射信号假定为高斯分布，在高维调制时这种假设可以近似得到满足。然而在水声信道中，通信环境较为恶劣，时域、频域、空域衰落严重，水声信号相位畸变突出，通常只能使用低维调制，此时信源不再近似于高斯分布，因而注水算法不再适用，此时水银注水算法可使发射端与接收端之间的互信息量达到最大，但其星座图为非离散。在离散星座图的约束下，Levin-Campello 算法是使传输速率达到最大的最优子载波速率及功率分配算法[4]。然而，其计算量过大，在实际系统中难以使用。文献[5]研究了离散星座图下的最优速率及功率分配算法，然而该算法建立以注水算法为基础，在低维调制下并不适用。由于水声通信系统中的带宽和能量资源都非常有限，因此对低维调制及离散星座图约束下的水声 OFDM 系统中子载波功率和速率分配的研究具有重要的应用价值。

本文研究了 M-QAM-OFDM 水声通信系统中的功率-速率联合分配算法。通过传播损失与通信距离及通信频率的关系，结合 OFDM 水声多径信道结构，建立了水声 OFDM 等效传播模型。为了提高系统的传输速率和选择传感器最佳发射参数，基于建立的水声 OFDM 等效传播模型研究了 K 个子载波的收发传感器最佳发射功率的优化方案，分别推导了水声信道中的信道容量及低维调制下的最大互信息，并以此作为基础提出了发射功率一定及调制维数约束下的 M-QAM-OFDM 水声通信系统的功率-速率联合分配算法。

收稿日期： 2013-02-01 **基金项目：** 国家自然科学基金(60972153、51249005)、教育部博士点基金(20106102120013、200961021100381)与西北工业大学基础研究基金(NPU-FFR-JC201004)资助

作者简介： 姜 喆(1984—)，西北工业大学讲师、博士研究生，主要从事水声通信与数字信号处理研究。

1 OFDM 水声通信系统模型

不同于基于电磁波传播的空中无线信道，水声信道中的传播损失 $A(d,f)$ 与通信频率及传播距离均有关。定义水声信道的路径增益为

$$Q(d,f) = A^{-1}(d,f) = A_0^{-1} d^{-sp} (a(f))^{-d} \quad (1)$$

式中 d 为发送端与接收端之间的通信距离，f 为通信频率，A_0 为归一化系数，d^{sp} 代表扩展损失，扩展系数 sp 由水声传播的几何特征所决定，$(a(f))^{d}$ 代表吸收损失，吸收系数 $a(f)$ 可由经验公式进行计算。图1为 OFDM 水声系统各个子载波的路径增益(系统具体参数请参看系统仿真小结)。由图中可以看出，由于水声传播的特性，水声 OFDM 通信系统中不同子载波上的路径增益是不同的，随着通信频率的增加，其子载波对应的路径增益相应减小。

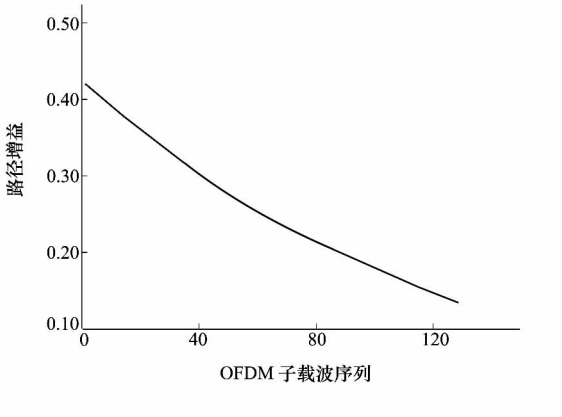


图1 不同子载波的路径增益

考虑一个带有循环前缀的 CP-OFDM 水声通信系统，假设其传递函数为 $\boldsymbol{H}(f)$，即

$$\boldsymbol{H}(f) = \sum_{i=0}^{I-1} a_i e^{-j2\pi f\tau_i} \quad (2)$$

式中 I 是信道多径数，a_i 和 τ_i 为第 i 条径所对应的幅度和时延。假设保护间隔大于信道扩展长度，以避免不同 OFDM 时隙之间数据块的干扰。若通信距离为 d_0，将表示大尺度衰落效应的路径增益 $\boldsymbol{Q}(d,f)$ 与表示小尺度衰落的多径水声信道模型(2)结合，水声信道模型可表示为[6]

$$\boldsymbol{G}(f) = \boldsymbol{Q}(d_0,f) \cdot \boldsymbol{H}(f) \quad (3)$$

若 $\boldsymbol{x} = [x_0,\cdots,x_{K-1}]^{T}$，$\boldsymbol{y} = [y_0,\cdots,y_{K-1}]^{T}$ 分别表示某个时隙 OFDM 系统频域上的输入及输出序列，可建立综合大尺度与小尺度衰落的水声 OFDM 等效传播模型如下

$$\boldsymbol{y}_k = \boldsymbol{Q}(d_0,f_k)\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{n}_k \quad k = 1,\cdots,K \quad (4)$$

式中 $k \in [1,\cdots,K]$ 表示第 k 个子载波，n_k 为第 k 个子载波上的噪声。由水声 OFDM 等效传播模型(4)可知，水声 OFDM 通信系统的一个显著特点为各个子载波的信号不仅受到信道的影响，还要受到不同频率上不同路径增益的影响。记 $\boldsymbol{G}_k(d_0) = \boldsymbol{Q}(d_0,f_k)\boldsymbol{H}_k$，(4) 式可记为

$$\boldsymbol{y} = \mathrm{diag}(x)\boldsymbol{G}(d_0) + \boldsymbol{n} \quad (5)$$

式中，$\boldsymbol{G}(d_0) = [\boldsymbol{G}_1(d_0),\cdots,\boldsymbol{G}_K(d_0)]^{T}$，$\boldsymbol{n} = [n_0,\cdots,n_{K-1}]^{T}$。

2 低维调制下的水声信道最大互信息量

当信源满足高斯分布时，注水算法可以使收发端的互信息量达到最大，实现信道容量。然而实际通信系统中一般采用离散星座图，信源不满足高斯分布。在高维调制下，(例如 64 QAM、128 QAM 等)，信源统计特性近似于高斯分布。然而在水声信道中，通信环境较为恶劣，时域、频域、空域衰落严重，水声信号相位畸变突出，通常只能使用低维调制(一般为低维相位调制，例如 BPSK、QPSK 等)，其信源不再近似于高斯分布，此时注水算法的更一般形式——水银注水算法可使收发端的互信息量达到最大。

假设子载波上的调制方式用 S_k，$k = 1,\cdots,K$ 表示，且满足 $|S_k| = 1$，为使收发端的互信息量达到最大，可建立如下优化问题

$$[P_1^*,\cdots,P_K^*] = \arg \max_{\substack{P_1,\cdots,P_K \\ \sum_k P_k = P_T}} \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} I_k \quad (6)$$

式中 $I_k = I(S_k; \sqrt{P_k}|G_k(d_0)|S_k + n_k)$。

对任意概率分布的信源，为使其发射信息与接收信息的互信息达到最大，子载波上的功率分配应满足如下水银注水算法[7]

$$\begin{aligned} \gamma_k MMSE(P_k^*\gamma_k) &= \eta, \gamma_k > \eta \\ P_k^* &= 0, \gamma_k \leqslant \eta \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $\gamma_k = \dfrac{P_T \cdot |G_k(d_0)|^2}{K}$，$P_T$ 为最大发射总功率，η 为满足给定的功率限制的门限。

由(7)式可知为使收发端的互信息量达到最大,子载波上的最优分配功率为

$$P_i^* = \frac{1}{\gamma_i} MMSE^{-1}\left(\min\left\{1, \frac{\eta}{\gamma_i}\right\}\right),\ i = 1,\cdots,n \tag{8}$$

式中 $MMSE^{-1}(\cdot)$ 为 $MMSE(SNR)$ 的反函数,且 $MMSE^{-1}(1) = 0$。

3 M-QAM-OFDM 水声通信系统中的功率-速率联合分配算法

采用(8)式进行功率分配,可以使水声信道的互信息量达到最大,其每个子载波上传送的信息比特数为非整数。然而在实际通信系统中,一般采用离散星座图进行调制,例如在 M-QAM 调制系统中,星座图体积一般为 2 的整次幂,即满足 $M = 2^i$,其中 i 为正整数,因此(8)式无法在实际通信系统中直接使用。本文以水银注水算法为基础,研究 M-QAM-OFDM 水声通信系统在低维离散星座图约束下的功率-速率联合分配算法。

调制方式为 M-QAM,若接收机使用相干解调,则误比特率为和 M 的关系为

$$BER_{\text{M-QAM}} = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{3SNR}{2(M-1)}}\right)\cdot\frac{1}{\log_2 M} \tag{9}$$

式中,SNR 为接收信噪比,$\text{erfc}(\cdot)$ 为误差函数,M 为星座体积,且满足 $\log_2 M \in \mathbf{Z}^+$,其中 $\mathbf{Z}^+$ 为正整数集。类似于(6)式,低维离散星座图下的功率分配可建模为以下优化问题

$$[P_1^*,\cdots,P_K^*] = \arg\max_{\substack{P_1,\cdots P_K \\ \sum_k P_k = P_T \\ BER \geqslant BER_{\text{TH}} \\ \log_2 M_k \in Z^+ \\ \log_2 M_k \leqslant b}} \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} M_k \tag{10}$$

式中 BER_{TH} 为所要求的误码率门限,$\log_2 M_k$ 为各载波上的星座体积;b 为最大调制维数。

(10)式无法直接求解,下面我们运用误码率上届进行求解。相干解调的误码率上届为[8]

$$BER \leqslant 0.2\mathrm{e}^{-1.5\cdot SNR/(M-1)} \tag{11}$$

由(11)式可得

$$M = 1 + \frac{1.5}{-\ln(5BER)}SNR \tag{12}$$

由第 2 节可知,低维调制下为了使互信息量达到最大,发射功率分配应满足水银注水算法。故采用水银注水算法(8)式进行初始功率分配,若为其分配结果为 P_k^*,$k = 1,\cdots K$。令 $B = \frac{-\ln(5BER)}{1.5}$,由(12)可知各子载波的传输速率为

$$\log_2 M_k = \log_2\left(1 + \frac{P_k^* \cdot |G_k(d_0)|^2}{B\sigma_k^2}\right) \tag{13}$$

由于(13)式计算的传输速率不满足离散星座图约束,故令各子载波的传输速率为

$$M_k = \left[\log_2\left(1 + \frac{P_k^* \cdot |G_k(d_0)|^2}{B\sigma_k^2}\right)\right]^b,\ k = 1,\cdots,K \tag{14}$$

式中 $[x]^b$ 表示将 x 取为整数,并且满足

$$[x]^b = \begin{cases} b & if\ b < x \\ x & if\ a \leqslant x < b \end{cases} \tag{15}$$

将(15)式代入(14)式重新计算各子载波的功率分配,记为 P_k^{**},$k = 1,\cdots K$,则所需总功率为 $P_{TM} = \sum_k P_k^{**}$。由于进行了功率重新分配,一般有 $P_{TM} - P_T \neq 0$,即发射功率得不到满足,但 P_{TM} 与 P_T 较为接近。为了满足发射功率限制,需要对功率进行二次分配。

记 $\Delta P = P_{TM} - P_T$,当 $\Delta P < 0$ 时,各子载波的功率之和小于最大发射功率,此时应增加发射功率 P_{TM};当 $\Delta P > 0$ 时,各子载波的功率之和大于最大发射功率,此时应减小 P_{TM}。由此功率的二次最优分配可转换为 ΔP 的最优分配。假设星座图的分辨率为 β(通常 $\beta = 1$),当需增加子载波的发射功率时,星座图每增加 β 比特应在各子载波中选择所需功率差值最小的;当需减少子载波的发射功率时,星座图每减小 β 比特应在各子载波中选择所需功率差值最大的,由此循环,直到 ΔP 趋近于 0,即发射功率满足限制条件。通常情况下这种分配算法的计算量较高,但由于本文以水银注水算法进行了初始功率分配,故 ΔP 值较小,功率二次分配的计算量很低。

4 仿真结果

假设通信距离为 1 km,系统带宽为 12 kHz,起始频率为 $f_0 = 19$ kHz,频率间隔为 $\Delta f = 93.75$ Hz,子载波数为 $K = 128$,扩展系数为 $sp = 1.5$,各子载波的路径增益见图 1。将各子载波的噪声归一化,信

道的时域与频域冲击响应见图2，由(4)式可得信道等效频域响应见图3。

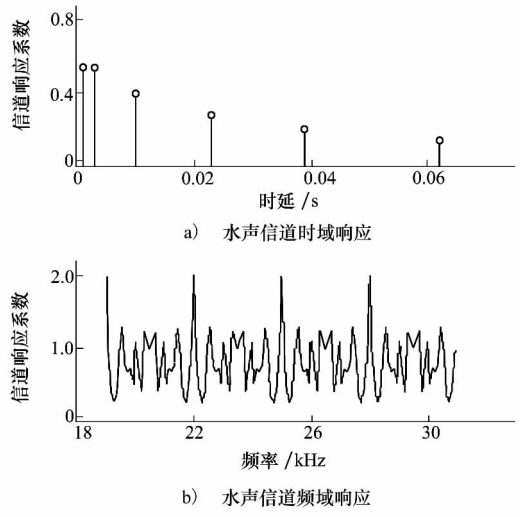


图2　水声信道时域与频域响应

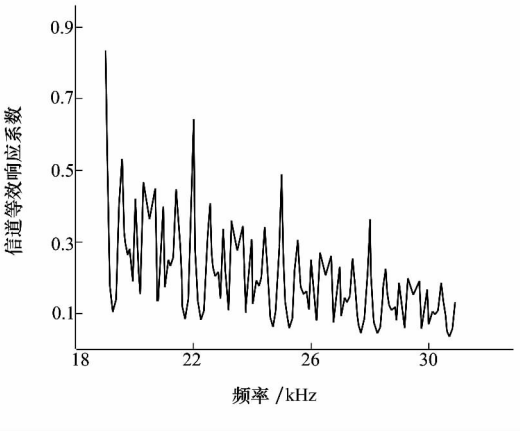


图3　信道等效频域响应

图4为信源满足高斯分布时，不同功率分配算法的信道容量，其中等功率分配算法在各子载波上平均分配发射功率，信道倒置算法保持各子载波上的信噪比相等。由图中结果可知，在信源为高斯分布的情况下，注水算法可以实现最大信道容量，在发射功率较高时，等功率分配算法与注水算法性能接近，均优于信道倒置算法。

假设采用离散星座图，且调制维数不超过8QAM，发射总功率为40 dB。图5为注水算法和本文所提出的算法在不同子载波上的功率分配情况。其中初始分配为水银注水算法，二次分配是为了满足发射功率约束对功率进行的再分配。由图中结果可知，本文的功率分配算法和注水算法有很大的不同，在信噪比较高时，注水算法在信噪比大于给定门限时接近于等功率分配。二次功率分配与初始功率分配较为接近，然而二次功率分配可以满足发射功率的限制，且其传输速率可以达到最优。

图6为比特分配情况，其中离散星座初始分配为水银注水算法下分配比特数取整的结果，离散星座二次分配为发射功率约束下的比特再分配。由图中结果可知，水银注水算法和本文所提出的算法均满足低维调制的限制。水银注水算法的子载波比特分配均为非整数，在实际系统中无法直接传输，而本文所提出的算法满足低维调制、离散星座图和发射功率的约束，能保证系统的传输速率达到最优且具有较低的计算复杂度。

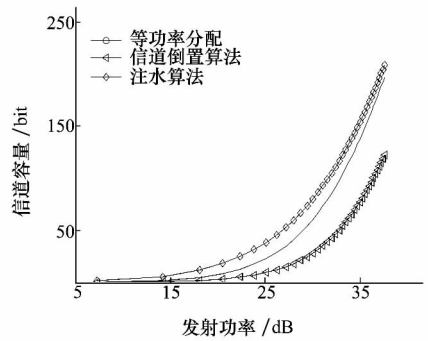


图4　不同功率分配算法的信道容量

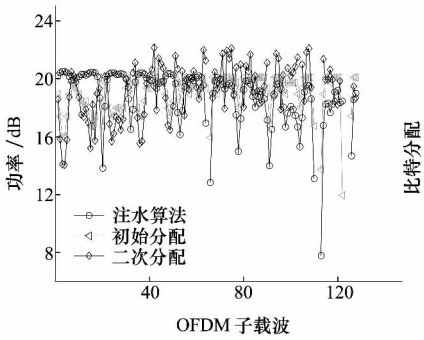


图5　总发射功率为40dB，调制维数不超过8QAM时的功率分配情况

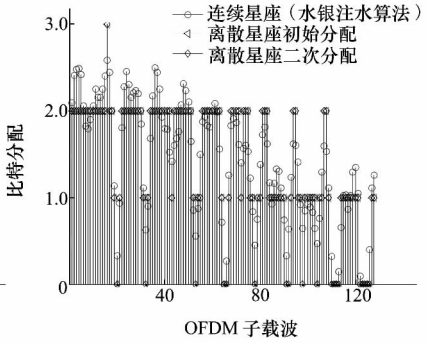


图6　总发射功率为40dB，调制维数不超过8QAM时的比特分配情况

5 结　论

本文研究了 M-QAM-OFDM 水声通信系统中的功率-速率联合分配算法。将传播损失等效到信道频域响应中,建立了综合大尺度与小尺度衰落的水声 OFDM 等效传播模型,在信源为高斯分布的条件下可通过注水算法实现信道容量。然而,水声信道由于信道环境恶劣一般使用低维调制,基于此特点和 OFDM 等效传播模型研究了水声信道中的功率分配算法,通过水银注水算法使收发端的互信息达到最大。并进一步在离散星座图的约束下研究了 M-QAM-OFDM 水声通信系统的功率-速率联合分配算法,通过初始功率分配及二次功率分配使发射功率一定及调制维数约束下的 OFDM 通信系统的传输速率达到最优。

参考文献:

[1] Stojanovic M. Underwater Acoustic Communications: Design Considerations on the Physical Layer. Proc IEEE/IFIP Fifth Annual Conference on Wireless On demand Network Systems and Services (WONS 2008), Garmisch-Partenkirchen, Germany, 2008

[2] Tuy K, Fertonani D, Duman T, Stojanovic M. Mitigation of Intercarrier Interference for OFDM over Time-Varying Underwater Acoustic Channels. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2011, 36(2): 156-171

[3] Huang J, Zhou S, Huang J, Berger C, Willett P. Progressive Inter-Carrier Interference Equalization for OFDM Transmission over Time-Varying Underwater Acoustic Channels. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2011, 5(8): 1524-1536

[4] Hughes-Hartogs D. Ensemble Modem Structure for Imperfect Transmission Media. U. S. Patent 4679227, 1987

[5] Leke A, Cioffi J M. A Maximum Rate Loading Algorithm for Discrete Multitone Modulation Systems. Proc of IEEE Globecom'97, Phoenix, AZ, 1997, 1514-1518

[6] Polprasert C, Ritcey J, Stojanovic M. Capacity of OFDM Systems over Fading Underwater Acoustic Channels. IEEE Journal of Oceanic Engineering. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2011, 36(4): 514-524

[7] Lozano A, Tulino A, Verdu S. Optimum Power Allocation for Parallel Gaussian Channels with Arbitrary Input Distributions. IEEE Trans on Inf Theory, 2006, 52(7): 3033-3051

[8] Foschini G J, Salz J. Digital Communications over Fading Radio Channels. Bell Syst Tech J, 1983, 62(2): 429-456

A Joint Power Allocation and Bit Loading Algorithm for M-QAM-OFDM Underwater Acoustic Communication System

Jiang Zhe, Wang Haiyan, Zhao Ruiqin, Shen Xiaohong

(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In this paper, we have proposed a joint power allocation and bit loading algorithm for underwater acoustic (UWA) OFDM system. We first derive the UWA OFDM model, which integrates both the large-scale and small-scale effects of UWA channel. Due to the poor quality of the UWA channel, most practical systems admit input signals from small finite discrete constellations. We then investigate the optimal power allocation to maximize the mutual information based on our model. Furthermore, a two-step joint power allocation and bit loading algorithm was proposed to maximize the transmission rate. Specifically, we resort to mercury/waterfilling algorithm to initially allocate the transmission power and bits among all subcarriers. Then all allocated power is rescaled to meet the power and discrete constellation constraints.

Key words: algorithms, carrier communication, computer simulation, constrained optimization, mathematical models, orthogonal frequency division multiplexing, underwater acoustics