# 基于OFDM信号的自适应水声信道估计算法

罗亚松，胡洪宁，刘 忠，胡生亮，张建强

(海军工程大学电子工程学院 武汉 430033)

【摘要】建立适用于OFDM水声通信信号的信道估计模型，对MP算法进行改进，引入路径门限调整机制克服虚假路径造成的不良影响，通过重要路径权系数的迭代修正降低非正交性引入的估计误差，以较小计算量取得了与OMP算法相当的估计精度；针对传统信道估计算法对信道长度信息的依赖问题，提出了一种信道长度自适应信道估计算法，该算法能够对信道估计质量进行实时评价，并根据评价结果实现信道估计算法预估信道长度的自适应调整，满足未知水声信道精确估计及通信应用的需要；基于OFDM导频元素个数与信道估计效果的关系研究，提出了OFDM导频序列自调整的通信方案，以较小的带宽损失保证了可靠的水声通信。通过仿真和实地试验，验证了该文研究内容的有效性。

关 键 词 信道估计； 正交频分复用； 自适应； 水声通信
中图分类号 TP393 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.05.008

# Self-Adjusting Underwater Acoustic Channel Estimation Algorithm Based on OFDM Signals

LUO Ya-song, HU Hong-ning, Liu Zhong, Hu Sheng-liang, and Zhang Jian-qiang

(Electronics Engineer College, Naval University of Engineering Wuhan 430033)

**Abstract** The channel estimation model suitable for underwater acoustic OFDM communication signals is studied in this paper. Based on the analysis of existing channel estimation algorithms, the matching pursuit (MP) algorithm was improved by introducing a threshold adjusting mechanism which can effectively avoid false paths. An iterative correction method is used to decrease the estimation error caused by non-orthogonality. The improved MP algorithm can achieve a comparative estimation precision with OMP, but has smaller computation amount. In order to overcome the dependences on the information of channel's length, a new channel estimation algorithm is proposed to adjust pre-estimated channel length automatically based on the real-time evaluation of channel estimation's quality. Besides, the relations between the number of pilots and channel estimation effects are studied and a self-adjusting OFDM underwater acoustic communication scheme is presented for achieving reliable communication with lesser bandwidth recourse losses. The correctness and validity of the presented results are validated by simulations and experiments.

**Key words** channel estimation; OFDM; self-adjusting; underwater acoustic communication

正交频分复用(OFDM)技术作为一种高效的多载波水声通信方案，具有带宽利用率高、抗码间干扰能力强等优点[1]。但是，水声信道高度时、空动态性与复杂性对OFDM水声通信的高效运行提出了严峻挑战[2]。为此，基于水声信道信息的OFDM水声通信自调整技术受到普遍关注，根据获取的水声信道状态，对OFDM频谱资源、载波功率、调制方式、通信速率等指标优化调整，可以有效提高恶劣水声信道环境下的OFDM通信有效性和可靠性。

水声信道估计是OFDM自调整水声数据传输的前提和关键。最小均方(LS)是进行信道估计的普遍算法，但它没有考虑水声信道的特性，信道估计误差较大。为此，文献[3-4]提出了门限最小均方(ThLS)、稀疏最小均方(SpLS)等算法，这些算法根据水声信道的稀疏权特性，对LS算法估计结果进行修正，提高了信道估计准确性，但是基于LS的信道估计算法需要复杂的多维矩阵求逆运算，不适合时变水声信道的快速实时估计；为减少水声信道估计计算量，文献[5]提出了匹配追踪(MP)算法，MP算法能够对水声信道的重要权系数进行自动搜索和估计，不仅降低了待估参数的维数，提高估计速度，同时也能较好地反映水声信道的稀疏特性，估计精

收稿日期：2013 – 04 – 12；修回日期: 2014 – 05– 21
基金项目：国家自然科学基金(61101205)；湖北省自然科学基金(2009CDB337)
作者简介：罗亚松(1980 – )，男，博士，主要从事水下高速率数据传输方面的研究.

度较高，是一种有效实用的水声信道估计算法；在MP算法基础上，文献[6]提出了正交匹配搜索(OMP)等改进算法。

虽然目前已有多种信道估计算法，但绝大多数算法都是在水声信道长度已知[3-6]的假设下进行。然而在实际水声环境中，界面、散射体的随机反射和散射会引起多径结构的时变，导致水声信道长度的变化[7]。这就存在未知、时变水声信道估计的信道长度 $L$ 选择问题， $L$ 的选择影响算法运算有效性及实时性。为此，本文在对适用于OFDM水声通信的信道估计算法研究和改进基础上，通过分析信道长度对信道估计精度及水声通信效果的影响规律，提出了一种自适应水声信道估计算法。该算法能够对信道估计效果实时评估，实现对真实水声信道长度的自适应调整，同时，基于信道估计评估结果，从提高有效通信速率和通信可靠性的角度，对OFDM导频序列的自调整方案进行了研究。

## 1 基于OFDM信号的信道估计算法研究

OFDM信号的调制与解调可分别用 $V$ 点快速傅里叶反变换(IFFT)和快速傅里叶变换(FFT)实现[8]，单个码元周期 $T$ 的时域信号为：

$$x(n)=\frac{1}{\sqrt{V}}\sum_{k=0}^{V-1}X(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{V}kn} \tag{1}$$

式中， $X(k)$ 是子载波 $k$ 上传输的复数基带子符号。

子载波 $k$ 对应的频率为：

$$f_k=kf_{\mathrm{sam}}/V \tag{2}$$

式中， $f_{\mathrm{sam}}$ 是数字时域信号 $x(n)$ 的抽样频率。在实际应用中，从 $V/2$ 个子载波中选择 $N$ 个进行使用。

$x(n)$ 送入信道传输后，在理想情况下，接收端只要进行 $V$ 点FFT运算，即可恢复出信源信息 $X(k)$。但是，由于水声信道存在多径效应，为了克服器对通信信号造成的畸变影响，需要在每个OFDM码元之前加入长度为 $\Delta$ 的循环前缀CP，并且一般需要CP长度大于水声信道最大多径时延扩展值，以克服多径效应造成的子载波间干扰和码间干扰，这时，接收端得到去除CP后的码元周期信号 $\boldsymbol{y}=[y(0)y(1)\cdots y(V-1)]^{\mathrm{T}}$ 可以写成[9]：

$$\boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}+\boldsymbol{n} \tag{3}$$

式中，$\boldsymbol{X}=[X(0)X(1)\cdots X(V-1)]^{\mathrm{T}}$ 为发送序列；$\boldsymbol{W}$ 是FFT矩阵，其元素 $W_{n,m}=\mathrm{e}^{-2\pi(n-1)(m-1)i/V}/\sqrt{V}$；$\boldsymbol{C}$ 是 $V\times V$ 维的信道循环矩阵，其第一列为水声信道冲激响应 $[c_0,c_1,\cdots c_{L-1},0,\cdots,0]^{\mathrm{T}}$，信道长度为 $L$；$\boldsymbol{n}$ 是噪声序列。水声信道中不可避免会存在多普勒频移，但可以通过相应方法[10-11]进行补偿。

为借助接收信号 $\boldsymbol{y}$ 实现对水声信道的跟踪估计，需要在每个OFDM码元周期中加入已知频域导频序列。假设导频序列记为 $\boldsymbol{X}_p=[X_{p1},X_{p2},\cdots,X_{pV}]$，$X_{pk}$ 是在频率 $f_k$ 上插入的已知导频分量，如果 $f_k$ 上没有加入导频分量，则 $X_{pk}=0$；同理，有效传递信息记为 $\boldsymbol{X}_v=[X_{v1},X_{v2},\cdots,X_{vV}]$，$X_{vk}$ 是频率 $f_k$ 上插入的有效信息。一般情况下，导频序列和有效信息序列的频域位置不重叠，则整个发送信息列向量 $\boldsymbol{X}=\boldsymbol{X}_p+\boldsymbol{X}_v$。为了利用 $\boldsymbol{X}_p$ 进行信道估计，可将 $\boldsymbol{y}$ 按式(4)进行处理，得到：

$$\boldsymbol{b}=\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{W}\boldsymbol{y} \tag{4}$$

式中，$\boldsymbol{N}$ 为 $V\times V$ 维的对角线矩阵，当 $X(s)$ 是导频元素时，$\boldsymbol{N}$ 对角线上的元素值 $(s,s)$ 为1，否则为0。

$\boldsymbol{C}$ 是循环矩阵，因此，$\boldsymbol{W}\boldsymbol{C}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}$ 也是一个对角矩阵，由此，将式(3)代入式(4)，可得：

$$\boldsymbol{b}=\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{N}(\boldsymbol{W}\boldsymbol{C}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}})(\boldsymbol{X}_p+\boldsymbol{X}_v)+\boldsymbol{n}'=\boldsymbol{C}\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_p+\boldsymbol{n}' \tag{5}$$

可见，$\boldsymbol{b}$ 中包含有信道信息，令 $\boldsymbol{d}=\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_p$，根据 $\boldsymbol{C}$ 的循环特性，式(5)可以变形为：

$$\boldsymbol{b}=\boldsymbol{D}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{n}' \tag{6}$$

式中，$\boldsymbol{D}$ 是一个 $V\times L$ 维的截断循环矩阵，其第一列元素为 $\boldsymbol{d}$；$\boldsymbol{c}$ 为待估计的水声信道 $[c_0,c_1,\cdots,c_{L-1}]^{\mathrm{T}}$。

根据最小二乘(LS)准则，可得到使 $\left\|\boldsymbol{b}-\boldsymbol{D}\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{LS}}\right\|^2$ 最小的信道响应估计值为：

$$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{LS}}=(\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D})^{-1}\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b} \tag{7}$$

LS算法虽然是一种进行信道估计的普遍方法，但是涉及到 $L\times L$ 高维矩阵的求逆运算，计算量巨大。更为重要的是，由于 $\boldsymbol{X}_p$ 包含很多的0元素，$\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D}$ 近似于奇异矩阵，求逆运算需要更多的迭代次数，甚至无法计算。可见，传统LS算法以及改进ThLS、SpLS算法[3-4]并不能直接用于式(6)的信道估计。

实际上，水声信道具有其独特的稀疏权特性，只有极少数的权重 $c_i$ 不为0，因此，可以将水声信道的估计问题演变成利用 $\boldsymbol{D}$ 的较少数列对接收数据 $\boldsymbol{b}$ 的线性组合逼近问题，这些列所处的位置为水声信道重要传播路径，即非0权重所处的位置，相应的线性组合系数即对应的信道路径权重。针对此类问题，可以利用匹配追踪(MP)算法快速求解，具体步骤为：

1) 令 $\boldsymbol{b}_0=\boldsymbol{b}$，待估信道权重 $\hat{c}_i$ 初始化为0；

2) 令 $\boldsymbol{m}_i=\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b}_i$，通过式(8)，寻找 $\boldsymbol{D}$ 中与 $\boldsymbol{b}_i$ 最佳匹配的列 $d_{k_p}$，$k_p$ 即为水声信道重要路径的位置，有：

$$k_p=\max_l(|(\boldsymbol{m}_i)_l|^2/\|\boldsymbol{d}_l\|^2)=\max_l(|\boldsymbol{d}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b}_i|^2/\|\boldsymbol{d}_l\|^2)$$
$$l=1,2,\cdots,L \tag{8}$$

3) 计算步骤2)所确定路径 $k_p$ 的权系数为：

$$\hat{c}_{k_p}=(\boldsymbol{d}_{k_p}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b}_i)/\left\|\boldsymbol{d}_{k_p}\right\|^2 \tag{9}$$

4) 去除 $\boldsymbol{D}$ 第 $k_p$ 列在线性逼近中对 $\boldsymbol{b}$ 的贡献；

$$\boldsymbol{b}_{i+1}=\boldsymbol{b}_i-(\boldsymbol{d}_{k_p}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b}_i)\boldsymbol{d}_{k_p}/\left\|\boldsymbol{d}_{k_p}\right\|^2 \tag{10}$$

5) 重复步骤2)～步骤4)，直到 $\left|\hat{c}_{k_p}\right|$ 小于门限值 $T_{\mathrm{MP}}$ 后结束。

可见，MP算法通过寻找 $\boldsymbol{D}$ 中各列与 $\boldsymbol{b}$ 的匹配程度，按照线性逼近贡献大小，快速确定信道的重要路径位置及其权系数，非常适合稀疏水声信道的估计。MP算法需要 $\boldsymbol{D}$ 的各列满足正交性，但是在实际情况中，这种正交性通常难以保证，需引入估计误差。为提高估计精度，可以采用正交MP算法(OMP)。OMP算法仍利用式(8)选择重要路径，在每次迭代中，对已经选择出的 $m$ 条路径，利用LS算法，由式(11)重新进行计算各路径权系数，并由式(12)去除该 $m$ 条路径对 $\boldsymbol{b}$ 的联合逼近贡献。这就充分考虑了各路径间的非正交性关系，降低了MP算法单条路径计算对 $\boldsymbol{D}$ 各列正交性的要求，能够显著提高估计精度。

$$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{OMP}}=(\boldsymbol{D}_{\mathrm{OMP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{OMP}})^{-1}\boldsymbol{D}_{\mathrm{OMP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{m}_i=\boldsymbol{m}_1-(\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D})_{[s_1,s_2,\cdots,s_m]}\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{OMP}} \tag{12}$$

式中，$\boldsymbol{D}_{\mathrm{OMP}}=[\boldsymbol{d}_{s_1},\boldsymbol{d}_{s_2},\cdots,\boldsymbol{d}_{s_m}]$，$s_i$ 代表当前已选出的信道重要路径权系数位置；下标 $[s_1,s_2,\cdots,s_m]$ 代表从矩阵中选出对应列形成新矩阵。

通过式(9)与式(11)的比较可以看出，在每次迭代中，MP算法只需要进行 $2V$ 次乘法运算，而OMP算法除了进行 $mV$ 次乘法运算外，还需要完成一次 $m\times m$ 维矩阵的求逆运算，其乘法次数约为 $O(m^3)$。可见，当水声信道中的重要路径数 $m$ 较多时，OMP算法仍将具有较大的计算量。为提高MP算法的估计精度，首先要保证水声信道重要路径的正确选择，而MP算法重要权个数由门限值 $T_{\mathrm{MP}}$ 决定。当信噪比较低时，由于噪声干扰，较小的 $T_{\mathrm{MP}}$ 会引入虚假非0权重的计算，不能很好地反映信道的稀疏特性；而当信噪比较大时，虽然不会产生虚假权重，但是如果将门限 $T_{\mathrm{MP}}$ 设置较大，可能会遗漏某些信道路径，同样导致估计精度下降。为此，可将MP算法的判定门限 $T_{\mathrm{MP}}$ 按照式(13)所示的指数规律进行调整：

$$T_{\mathrm{MP}}=\alpha e^{-\gamma\mathrm{SNR}}+\beta \tag{13}$$

式中，SNR 是接收机观测得到的信噪比。由于信噪比一般为正值，因此 $T_{\mathrm{MP}}$ 会在 $[\beta,\alpha+\beta]$ 范围内自适应变化，当信噪比较高时，采用较小门限以保证估算精度；当信噪比较大时，适当提升门限以规避虚假路径，从而有效解决路径判别与估计精度间的矛盾。式(13)中参数可通过仿真预先确定，在实际应用中通过环境信噪比的测量值查表得到。此外，由于 $\boldsymbol{D}$ 各列正交性难以保证，受OMP算法启发，可由式(14)代替式(9)，对已计算出的非0权系数进行二次修正，直到修正量 $|\Delta c|$ 小于某个极小值 $\varepsilon$ 时，算法结束。

$$\hat{c}_{k_p,i}=\hat{c}_{k_p,i-i'}+\Delta c=\hat{c}_{k_p,i-i'}+\boldsymbol{d}_{k_p}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{b}_i/\left\|\boldsymbol{d}_{k_p}\right\|^2 \tag{14}$$

式中，$\hat{c}_{k_p,i}$ 代表 $i$ 次迭代估计出的 $k_p$ 位置权系数，它是对之前第 $i-i'$ 迭代估计出 $k_p$ 位置权系数 $\hat{c}_{k_p,i-i'}$ 的修正。

在文献[12]所给出的典型水声信道 $\boldsymbol{H}_{t_1}=[0.83,0_{(5)},1,0_{(3)},-0.69,0_{(7)},0.476,0_{(5)},0.081]$ 中(下标代表连续0系数的个数)，上述信道估计算法在不同信噪比下的平均估计精度如图1所示。其中，水声信道长度 $L=25$，循环前缀长度 $\Delta$ 为30，传统MP算法的判定门限 $T_{\mathrm{MP}}$ =0.06；本文提出改进MP算法的门限决定参数 $\alpha=0.13$、$\beta=0.02$、$\gamma=0.05$，OFDM信号的 $f_{\mathrm{sam}}$ =100 KHz，$V$ =1 024；实际使用载波数 $N$ = 133(子载波序号 $k$ 的取值范围为103～235)，占用频带约为10～23kHz；各子载波以4项移相键控(QPSK)作为通信模式，信源信息服从均匀分布，为了便于说明，以4为间隔在 $\boldsymbol{X}$ 中插入导频元素(实际应用中导频个数应根据相干带宽和相干时间确定[13])，由式(2)可知，此时导频元素的个数为34个。

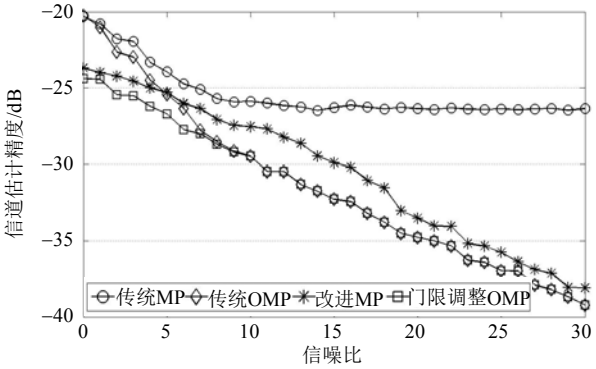



图1 信道估计算法估计精度比较

仿真可见，当信噪比较高时，矩阵 $\boldsymbol{D}$ 的非正交性成为制约信道估计精度的主要因素，传统MP算法出现收敛瓶颈，而OMP算法估计精度较MP算法显著提高；当信噪比较低时，虚假路径将取代非正交性成为影响估计精度的关键，此时，OMP算法优势体

现地并不明显。而本文改进MP算法采用了门限 $T_{\mathrm{MP}}$ 可调整机制，提高了低信噪比时的信道估计精度(同样适用于OMP算法)；另外，路径权系数的迭代修正体现了非正交性在各个权系数估计中造成的交织影响，突破了传统算法的收敛瓶颈，同时，由于不需要多维矩阵的求逆运算，以较小的计算量取得与OMP算法相当的估计精度(低约2 dB)。

## 2　信道长度自适应信道估计算法

由式(6)可以看出，上述估计算法都是在信道长度 $L$ 已知的条件下讨论得到，然而水声信道的多径扩展长度会缓慢时变，难以估计。假设接收端信道估计模型中的信道长度为 $M$，即此时式(6)矩阵 $\boldsymbol{D}$ 变成一个 $V\times M$ 维的截断循环矩阵。当信噪比(SNR)为18 dB时，在信道 $\boldsymbol{H}_t$ 中，不同 $M$ 值下分别利用改进MP算法进行信道估计，可得到信道估计精度与预估信道长度 $M$ 的关系如图2所示，其中横坐标代表变化因子 $\alpha$，信道估计长度 $M=\alpha L$，$L$ 与图1相同，取25，$\alpha$ 以0.1为间隔在0.1～2之间取值。

由图2可知，随着 $M$ 的减少，信道估计算法的估计精度呈现出下降趋势，尤其当 $M$ 低于真实水声信道长度 $L$ 时，算法性能急剧下降，这时将难以获得准确的信道信息，无法作为OFDM水声通信参数自调整的充分依据。而当 $M$ 高于 $L$ 时，虽然 $M$ 的增加可以进一步提高估计精度，但是对信道估计精度的改善非常有限；同时，较大的 $M$ 还会带来信道估计计算量的大幅增长，影响算法计算效率。

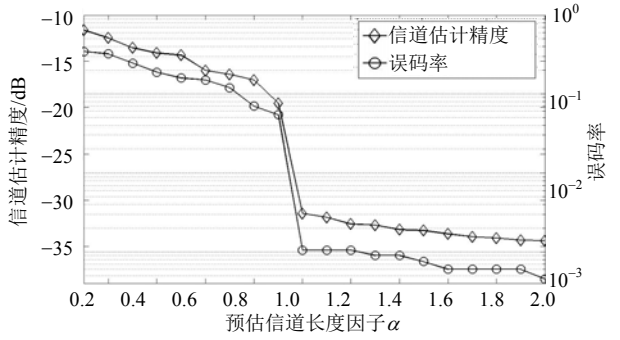



图2　不同$M$下，改进MP算法的信道估计精度与误码率

为了合理选择 $M$，保证信道估计算法可靠、高效运行，需要一种对信道估计质量进行评价的手段，并以此为依据对 $M$ 进行调整。当信道估计质量较差时，增大 $M$ 以提高估计精度；当估计质量满足应用要求时，则保持或减少 $M$，提高计算效率。可见，在信道信息完全未知的前提下，如何对信道估计质量进行评价，是自适应信道估计算法的关键。

如上所述，由于多径效应，接收到的码元信号 $\boldsymbol{y}=[y(0)y(1)\cdots y(V-1)]^{\mathrm{T}}$ 会发生极大畸变，一般需要频域均衡器克服[14]。为此，可以利用改进MP算法估计得到的信道响应 $\hat{\boldsymbol{c}}$，计算出频域均衡滤波器系数 $H_{\mathrm{e}}(k)$，并由式(15)对接收信息频域序列 $Y(k)$ 进行均衡恢复。在信道估计质量较好时，均衡恢复后的信息 $X_{\mathrm{r}}(k)$ 应能较好地反映信源序列 $X(k)$ 的相关特征，通过 $X_{\mathrm{r}}(k)$ 的特征计算及与真实 $X(k)$ 特征信息的对比，即可对信道估计质量进行评价。

$$X_{\mathrm{r}}(k)=Y(k)H_{\mathrm{e}}(k)=(\boldsymbol{W}y)_k\big/(\sqrt{V}\boldsymbol{W}\hat{\boldsymbol{c}})_k \tag{15}$$

在图2的相同仿真条件下，经过式(15)的均衡补偿，OFDM水声通信系统所取得的误码率如图2的“○”线所示，可以看出，当 $M$ 小于 $L$ 时，较差的信道估计质量导致均衡失败，误码率较高；而当信道估计质量较好时，取得了令人满意的低误码率，同时，当 $M$ 大于 $L$ 时，误码率水平提升有限。可见，利用水声通信实际误码率可以对信道估计质量进行评估，但需要大量的已知训练序列，造成带宽浪费。另一种更为有效的评估方法是利用已知发送序列 $X(k)$ 的相关统计信息，如相位调制星座图，当理想均衡补偿时，恢复信息 $X_{\mathrm{r}}(k)$ 应位于规定的$U$个星座点 $C_s$ ( $s=1,2,\cdots,U$ )附近[15]。通过计算 $X_{\mathrm{r}}(k)$ 与星座点 $C_s$ 的离散程度 $\mathrm{ds}(k)$，即可快速对信道估计质量以及均衡质量进行评价，$\mathrm{ds}(k)$ 计算如式(16)所示。当平均值 $\overline{\mathrm{ds}(k)}$ 大于可靠水声通信最低门限 $T_{\mathrm{com}}$ 时，说明此时信道估计质量较差，均衡效果不佳，应增大 $M$；反之，均衡器可以有效工作，保持或适当减少 $M$ 以提高计算效率，从而实现信道估计算法对真实水声信道长度的自适应调整。

$$\mathrm{ds}(k)=\min_{s=1,2,\cdots,U}\left|X_{\mathrm{r}}(k)-C_s\right| \tag{16}$$

整个信道长度自适应信道估计算法流程图如图3所示。

图4是在图2相同的仿真情况下，不同 $M$ 值的信道估计精度与QPSK星座图离散度的比较图。可见星座图离散程度确实可以较好地反映信道估计质量，为信道估计算法的自适应调整提供依据。

图5给出了信道长度自适应信道估计算法与固定信道长度( $M$ = 10,16,22,50)算法的比较图，改进MP信道估计算法的初始 $M$ =10，采用一定的搜索策略对 $L$ 进行调整。为便于讨论，图5采用了简单的等长调整策略，即每次 $L$ 的递增(减)量恒定为6。

由图5可见，本文自适应信道估计算法经历 $M$ =10,16,22,28共4个调整阶段。当 $M$ 小于 $L$ 时，

DFE恢复星座图较为混乱(如图6a～图6c所示)。较大的星座图离散度作为信道估计算法的质量反馈，增大 $M$ 以适应信道，当 $M$ 等于28大于 $L$ 时，清晰的星座图(如图6d所示)表明当前信道估计算法已具有良好的估计精度， $M$ 不需要继续增大，由图5可以看出，即使预估信道长度 $M$ 变为50，其对信道估计精度的提升效果也非常有限，反而使运算量大幅提高。

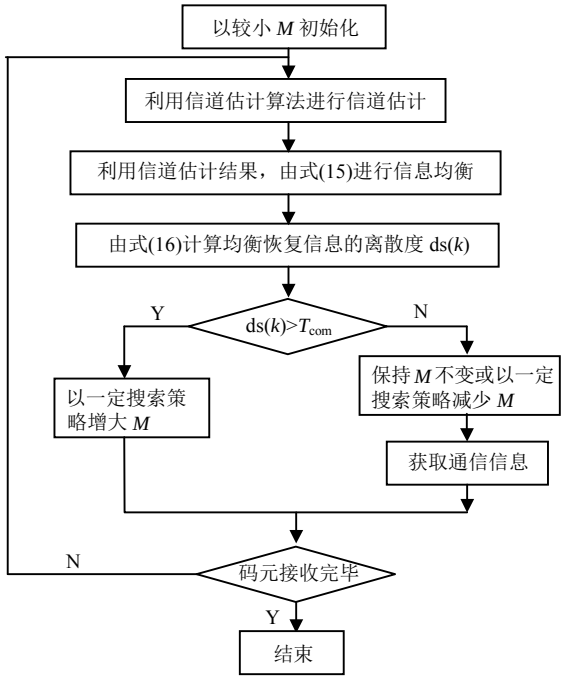



图3 信道长度自适应信道估计算法流程图

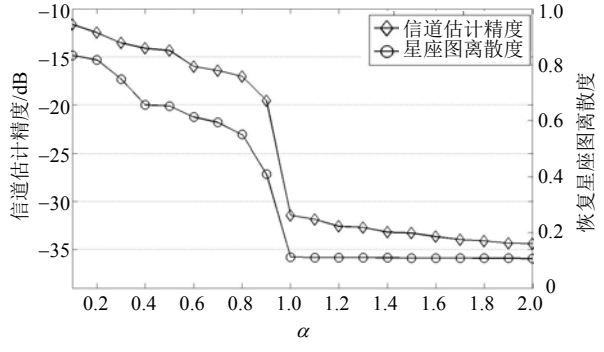



图4 不同M下，改进MP算法估计精度与恢复星座图离散度

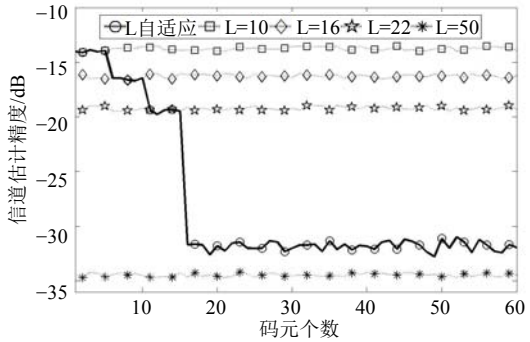



图5 信道长度自适应信道估计算法效果比较图

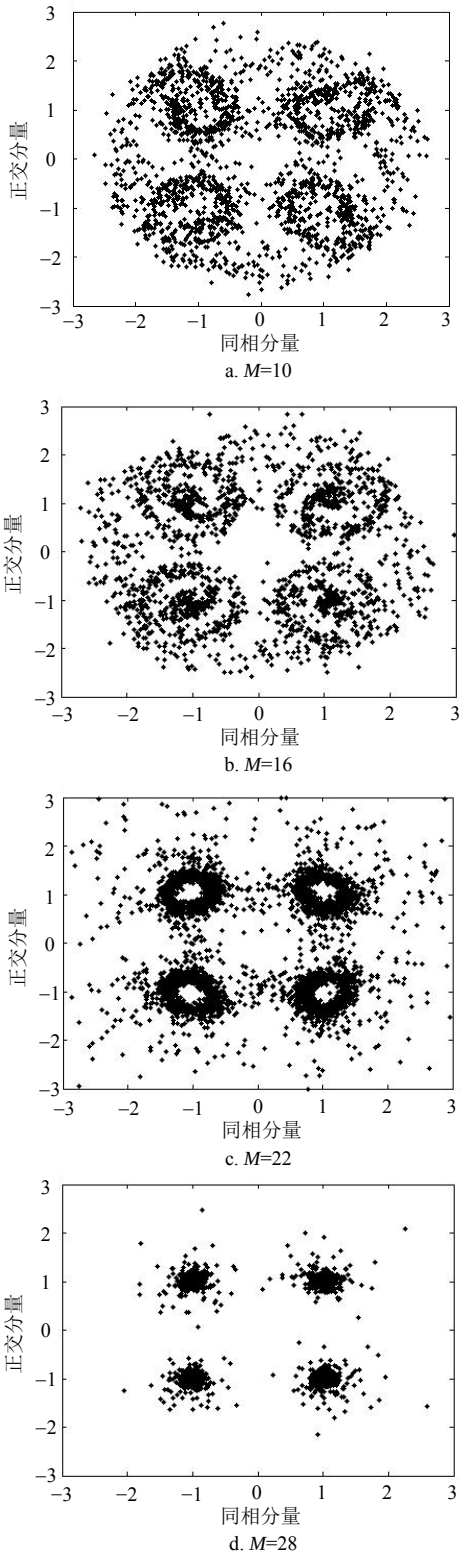



图6 不同$M$下的均衡恢复星座图

## 3 可靠OFDM水声通信导频序列自调整策略

以上的仿真结果是在 $L=25$ 的信道 $\boldsymbol{H}_{t_1}$ 条件下讨论得到的，以4为间隔插入导频序列，导频元素总个数 $N_p$ 为34。当水声信道长度 $L$ =48，信道 $\boldsymbol{H}_{t_2}$ =

$[0.76,0_{(6)},0.42,0_{(7)},1,0_{(9)},-0.547,0_{(7)},-0.234,0_{(5)},0.318,0_{(7)},0.104]$时，在不同预估信道长度$M$下，改进MP算法的信道估计精度与通信误码率分别如图7中“◇”和“○”所示。

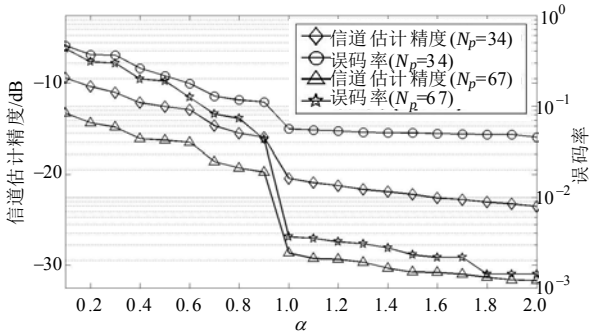
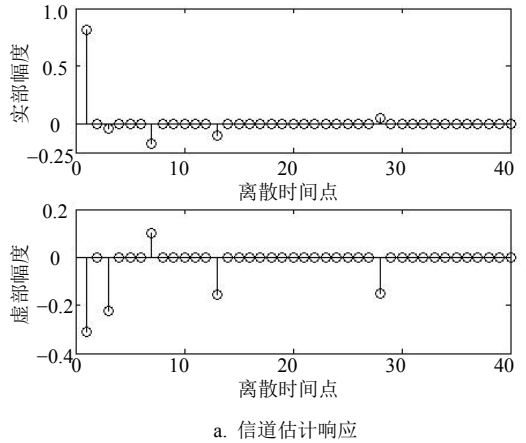



图7 不同导频元素数量下的$\boldsymbol{H}_{t_2}$信道估计精度比较图

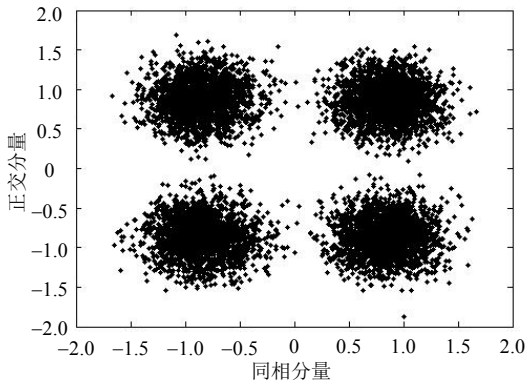
比较图2和图7可以看出，信道$\boldsymbol{H}_{t_2}$下的信道估计精度及取得的误码率指标较$\boldsymbol{H}_{t_1}$出现了一定程度的下降，即使以大于$L$的预估信道长度$M$进行信道估计，也无法有效提高算法性能，且研究发现，随着真实信道长度$L$的进一步增大，信道估计算法的性能衰减程度会越来越大。由式(6)可以看出，为了实现对信道$\boldsymbol{c}$的良好估计，要求矩阵$\boldsymbol{D}$的秩至少等于$\boldsymbol{c}$的长度$L$，为满足这一要求，OFDM导频元素的个数需大于$L$。图7给出了以2为间隔插入导频序列的仿真结果，信道估计精度和误码率水平得到了大幅提高，满足了可靠通信要求。由此可知，导频元素的个数同样影响信道估计精度，为了达到良好的跟踪估计效果，应尽可能在每个码元中加入更多的导频元素，但是过多导频元素的加入将造成带宽浪费。为此，可以预先在码元周期中加入一定数量的导频元素，借助上述信道长度自适应改进MP信道估计算法实施信道估计和质量评估。如果成功通信，则根据算法调整后的预估信道长度$M$和信道响应估计$\hat{\boldsymbol{c}}$，减少导频元素个数(但仍大于估计$\hat{\boldsymbol{c}}$中的有效信道长度)，提高带宽利用率；如果信道估计质量达不到通信要求，则相应增加导频元素个数进行反复尝试，从而实现对OFDM导频序列自调整，以较小的带宽损失代价保证通信的可靠进行。

## 4　试验验证

为了对本文算法的实际应用效果进行检验，在木兰湖中开展了距离700 m的通信试验，OFDM的通信带宽10～20 kHz，$f_{\mathrm{sam}}$=70 kHz，$V$=1 024，采用QPSK通信模式。利用本文信道长度自适应信道估计算法，调整后的预估信道长度$M$=30，在某一时刻估算得到的水声信道响应实、虚部如图8a所示，均衡恢复得到的恢复星座图如图8b所示，原始误码率为0.063 9%，通过加入简单的纠错编码，可轻松实现无误码率数据传输，确保了水声通信的可靠实施。




a. 信道估计响应




b. 恢复星座图

图8　木兰湖试验结果

## 5　总　结

信道估计是水声通信参数自调整的前提和关键，本文在对基于OFDM水声通信信号的信道估计算法研究基础上，提出了一种改进MP信道估计算法，以较小的计算量获得了近似于OMP算法的估计精度；针对传统信道估计算法对真实信道长度的依赖问题，提出了利用频域均衡器的补偿输出信号对信道估计质量进行评判，进而对预估信道长度自适应调整的信道估计算法，该算法能够在未知水声环境中实现对信道估计长度的合理选择，以较高的计算效率实现对水声信道的精确估计；通过导频序列对信道估计精度的影响规律研究，提出了实施可靠OFDM通信的导频序列自调整策略，提高了水声通信带宽利用率和有效通信速率。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

[1] WILLETT P, HUANG J, FREITAG L. MIMO-OFDM over

an underwater acoustic channel[C]//Oceans 2007. Aberdeen, Scotland: IEEE, 2007.

[2] 于华楠, 郭树旭. 基于压缩传感的MIMO-OFDM水声通信信道估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(6): 1252-1257.
YU Hua-nan, GUO Shu-xu. Channel estimation for MIMO-OFDM underwater acoustic communication based on compressed sensing[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(6): 1252-1257.

[3] WANG Z J, HAN Z, LIU K J. A MIMO OFDM channel estimation approach using time of arrivals[J]. Wireless Commun, 2005, 4(3): 1207-1213.

[4] 宁小玲, 刘忠, 刘志坤. 稀疏水声OFDM系统迭代LS自适应信道估计[J]. 电子科技大学学报, 2011, 40(5): 671-675.
NING Xiao-ling, LIU Zhong, LIU Zhi-kun. Iterative least-square adaptive channel estimation for sparse underwater OFDM system[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2011, 40(5): 671-675.

[5] COTTER S F, RAO B D. Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(3): 374-377.

[6] QIAO Y, YU S, SU P, et al. Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems[J]. IEEE Trans Broad-Cast, 2005, 51(1): 149-153.

[7] TAO Jun, WU Jing-xian. Enhanced MIMO LMMSE turbo equalization: algorithm, simulations, and undersea experimental results[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(8): 3813-3823.

[8] JOSSO N F, ZHANG J J. Time-varying wideband underwater acoustic channel estimation for OFDM communications[C]//ICASSP. [S.l.]: [s.n.], 2010: 5626-5629.

[9] TAEHYUK K, RONALD A. Iterative carrier frequency offset and channel estimation for underwater acoustic OFDM systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(9): 1650-1661.

[10] SAMEER S M, RAJA R V. A low complexity null subcarrier aided frequency offset estimation technique for OFDM[C]//IEEE 67th Vehicular Technology Conference. Spring Singapore: IEEE, 2008: 968-972.

[11] PIRAK C, RAY K J. An pilot-embedded data-bearing approach for MIMO-OFDM systems[J]. Signal Processing, 2006, 45(8): 4144-4151.

[12] WANG Feng. Blind equalization algorithms using higher-order statistics for underwater acoustic channel[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2003.

[13] KEMAL M, ARSLAN H. Channel estimation for wireless OFDM systems[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2007, 9(2): 18-48.

[14] MIKE W, LIANE G. Block transmission with frequency domain equalization in the presence of colored noise[C]//IEEE ICTON 2011. [S.l.]: IEEE, 2011: 56-58.

[15] WANG Xiao-yan, FANG Shi-liang. A carrier frequency and baseband waveform estimation method for underwater acoustic binary phase shift keying signal[J]. Journal of Nanjing University, 2012, 48(5): 592-600.

编 辑 税 红