

一种正交频分复用系统抗水下时变多径信道的 频率偏移估计方法

刘云涛 蔡惠智 邓红超 蔡 慧 王昭辉

(中国科学院声学研究所 北京 100190)

2007 年 5 月 15 日收到

2009 年 7 月 23 日定稿

摘要 提出了一种水下正交频分复用 (OFDM) 系统鲁棒的频率偏移估计方法, 即通信帧由一个训练帧和多个数据帧组成。其中克服大的多普勒频移, 也就是粗频移估计 (Rough Frequency Offset Estimation, RFOE), 是通过训练帧来实现的, 而克服时变的和小的多普勒频移, 也就是精细多普勒频移估计 (Accurate Frequency Offset Estimation, AFOE), 是通过每一个数据帧实现的。RFOE 和 AFOE 都是使用 OFDM 数据或循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 中没有被多径干扰的那部分数据计算得到的。在海试中, 采用这种算法实现了通信速率与作用距离的乘积为 133 km·kbps 的无误码通信, 并比较了不同算法的试验结果, 试验结果表明该算法能克服水下信道多径和时变的影响。

PACS 数: 43.60, 43.30

A robust frequency offset estimation scheme for orthogonal frequency-division multiplexing in time-varying and multipath underwater channels

LIU Yuntao CAI Huizhi DENG Hongchao CAI Hui WANG Zhaozhui

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences Beijing 100190)

Received May 15, 2007

Revised Jul. 23, 2009

Abstract A robust frequency estimation scheme for acoustic underwater Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) system was proposed. The communication frame structure consists of a training frame and multiple data frames. The frequency offset is estimated by using the training frame, known as Rough Frequency Offset Estimation (RFOE), to overcome larger Doppler shift, while time varying and smaller frequency offsets are estimated by using every data frame, known as Accurate Frequency Offset Estimation (AFOE). Both RFOE and AFOE are calculated with the Cyclic Prefix (CP) segment which is not contaminated by multipath in the time domain. The underwater experiments achieved 133km·kbps at zero symbol error. Trial results of these two algorithms are compared. These results indicate that the algorithm is effective in time-varying and multipath underwater channels.

引言

在存在随机时变的多途传播的水下声信道中, 如何达到高速可靠通信一直是对通信和信号处理技术的挑战^[1-3]。传统的串行通信为了保证数据的可靠传输, 必须实时地进行自适应信道均衡^[4-6]。由于水声信道的非平稳性和频率选择性快衰落特性, 对其进行实时信道均衡, 困难很大。而采用并行传输

方式对数据的高速传输提供了较为可靠的保证。正交频分复用技术 (OFDM, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 是近年来数字通信中流行的一种并行传输技术。其主要思想是: 将信道分成若干正交子信道, 将高速数据信号转换成并行的低速子数据流, 调制到每个子信道上进行传输。每个子信道上的信号带宽小于信道的相关带宽, 因此每个子信道上的频率选择性衰落可以看成平坦性衰落, 从而可以消除

符号间干扰。近年来, OFDM 技术逐渐被国内外学者尝试性的应用在水下通信系统中, 取得了一定的效果, 但需要解决的问题还很多。OFDM 技术对频率偏移非常敏感^[7], 在无线电 OFDM 系统中通常采用最大似然频率偏移估计算法, 但该算法在存在着更恶劣的多径和时变影响的水下信道中对 Doppler 的估计是几乎失效的, 因为多径和时变严重影响了 MLE 算法对 Doppler 偏移的估计精度, 造成大量误码。为了解决这个问题, 我们提出了一种克服多径和时变影响的水下 OFDM 帧结构和相应的 Doppler 估计方法, 并采用这种改进的方法进行了水下试验, 获得了较高的 Doppler 估计精度和好的实验结果。

1 无线通信 OFDM 频移估计算法

在无线通信 OFDM 系统中, 由于系统原因或存在相对运动, 发送端和接收端的载波频率存在偏差。为了不破坏子载波之间的正交性, 在接收端进行 FFT 变换之前, 必须对这个未知的相位因子进行估计和补偿。P.Moose 最先提出频率偏移的最大似然估计, 假设定时同步已经完成, 通过发送两个相同的 OFDM 块, 根据 FFT 的性质得到最大似然函数, 但是这种最大似然估计的捕获范围为 $\pm 1/2$ 子载波间隔, 如果要增大捕获的范围, 要以牺牲同步精度作为代价。T.M.Schmidlo 提出用两个特殊结构的训练 OFDM 块来做定时和频偏估计, 第一个训练 OFDM 块是仅在偶子载波上发送伪随机序列, 在时域上得到的 OFDM 块的前一半与后一半完全相同, 利用这个性质来进行定时估计, 如果存在频率偏移, 那么经过信道后 OFDM 块的前一半与后一半只差一个相位关系, 利用这个性质作子载波间隔的小数倍的偏移量的估计, 子载波间隔的整数倍的偏移量根据前后两个训练 OFDM 块的同一子载波数据符号的差分关系得到。Y.H.Kim 提出用一个 OFDM 块完成定时、频率偏移估计, 优点是只用第一个训练 OFDM 块, 节省了开销, 但是没有给出有关导频符号符合选择的解决方法, 实际上导频符号的选取对所估计出的方差是有影响的。这里给出最大似然频率偏移估计算法 (MLE) 的推导过程^[8-9], 我们的水下 OFDM 系统的改进算法就是在这个算法的基础上作出的。

2 最大似然频移估计算法

设经过 IFFT 之后的 OFDM 块表示如下:

$$s(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp(j \frac{2\pi kn}{N}), \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中, X_n 是数据符号, N 是子载波的个数。

多径信道的冲激响应可由下式表示:

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l), \quad (2)$$

式中, $h_l(t)$ 是第 l 径的等效低通冲激响应, τ_l 是第 l 径的延迟时间, L_p 是可分辨的多径个数。

接收机对收到的信号采样之后得到的基带信号表示为:

$$r(k) = \exp(j2\pi f_0 dTs) \exp(j2\pi f_0 kTs) \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l((k+d)Ts) s(k-n_l) + w(k), \quad (3)$$

式中: $n_l = [-d + \tau_l/Ts]$, f_0 是频率偏移, d 是定时偏移, Ts 是采样周期。

定义 $\varepsilon = f_0 NTs = 2\varepsilon_l + \varepsilon_F$ 为相对频率偏移。其中, ε_l 和 ε_F 分别为子载波间隔的整数倍的偏移和子载波间隔的小数倍的偏移。

P.Moose 假设在有多径、噪声的信道下, 定时理想, 连续发送两个相同的 OFDM 符号来推导最大似然子载波间隔的小数倍的偏移估计, 接收机收到 $2N$ 点的序列为:

$$r(k) = s(k) \exp(j2\pi k\varepsilon/N), \quad k=0, 1, \dots, 2N-1 \quad (4)$$

式 (4) 的 N 点 FFT 变换的第 n 个元素表示如下:

$$R_{1n} = \sum_{k=0}^{N-1} r(k) \exp(-j2\pi kn/N), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

接收序列后半部分其 N 点 FFT 变换的第 n 个元素表示如下:

$$R_{2n} = \sum_{k=N}^{2N-1} r(k) \exp(-j2\pi kn/N) = \sum_{k=0}^{N-1} r(k+N) \exp(-j2\pi kn/N), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

从式 (4) 得:

$$r(k+N) = r(k) \exp(j2\pi \varepsilon). \quad (7)$$

推出

$$R_{2n} = R_{1n} \exp(j2\pi \varepsilon). \quad (8)$$

如果不考虑噪声, R_{2n} 和 R_{1n} 只差 $\exp(j2\pi \varepsilon)$ 。

如果加上白噪声, 即:

$$\begin{cases} Y_{1n} = R_{1n} + W_{1n}, \\ Y_{2n} = R_{2n} + W_{2n}, \end{cases} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

得到频率偏移的最大似然估计:

$$\varepsilon = (1/2\pi) \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \text{Im}[Y_{2n} Y_{1n}^*]}{\sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}[Y_{2n} Y_{1n}^*]} \right\}. \quad (10)$$

3 抗多径的水下 OFDM 频移估计方法

MLE 算法在水下 OFDM 系统中是不能直接应用的, 必须进行改进。首先, 水下信道的多径长度和时变影响要比无线信道严重的多, 尤其是浅海和湖泊, 而 MLE 算法没有考虑多径和时变对 Doppler 估计的影响。其次, 式 (8) 中的指数周期是 2π , 故式 (10) 只能估计出 $\pm 1/2$ 子载波间隔, 就是说多普勒估计的范围受限, 而由于水下通信的载波频率要远低于无线电通信, 因此水下通信的发射机和接收机之间的相对运动会造成更大的相对多普勒频移。为了解决 MLE 算法在水下信道中应用的问题, 我们提出了一种能够克服多径和时变影响的水下 OFDM 系统的帧结构和相应的 Doppler 估计方法。图 1 给出我们的水下 OFDM 系统的改进频率偏移估计的帧结构。

通信帧由一个训练帧和多个数据帧组成。训练帧用来进行粗多普勒补偿, 每个数据帧再进行细多普勒补偿。下面分别介绍它们的实现过程。

训练帧是发送两个相同的内容为 m 序列 OFDM 块, 其中 “I” 代表多径造成的被影响的部分, “C” 代表不受多径干扰的部分。这里采用 Doppler 估计算法时, 只使用 “C” 部分的数据, 虽然 “I” 中的数据也会由于多径的影响传递到 “C” 部分的数据中, 但由于两个 m 序列相同, 所以在 “C” 部分的干扰是相同的, 不影响计算的结果。设估计值为 $\varepsilon_{\text{RFOE}}$, 其多普勒估计的最大范围为:

$$f_{d_{\text{max_RFOE}}} = \pm \frac{Fd}{2D1}, \quad (11)$$

其中 Fd 为基带信号的采样率, $D1$ 为训练帧中的两个 “C” 部分数据间隔的采样点数。由式 (11) 知,

要根据实际可能的最大相对船速来设计 $D1$ 的值, 因为这个估计值是基准值, 后面的每一个数据帧都是在补偿掉这个大的多普勒后进行细微纠正的, 如果发送接收端的相对速度超过了这个最大 $f_{d_{\text{dest}}}$ 值, $\varepsilon_{\text{RFOE}}$ 就会存在误差, 误码率将达到 0.5。 $N1$ 为参与多普勒估计计算的样值点数, 理论上 $N1$ 值越大抗噪性越强, 但实际上在粗多普勒估计时, 不用估计的非常精确, 因为即使估计的误差很小, 后面的数据帧时多普勒可能也会变化的, 而且大的 $N1$ 会增加系统的冗余度, 降低信息的传输效率。

数据帧的多普勒估计原理与训练帧相同, 只是参与计算的是 OFDM 数据帧本身和它的循环前缀 (Cyclic Prefix), 而不是两个相同的 m 序列。其中 “I”、“C” 的意义与前面表述的相同。数据帧中的每一帧的多普勒估计范围为:

$$f_{d_{\text{max_AFOE}}} = \pm \frac{Fd}{2D2}. \quad (12)$$

$D2$ 为数据帧中的两个 “C” 部分数据间隔的采样点数 ($D2 > D1$), $N2$ 为参与多普勒估计计算的样值点数。由于 Data1 到 Data m 都进行各自的多普勒估计, 所以可以克服多普勒的时变性, 可以容忍的多普勒时变范围由式 (12) 决定。

总之, $D1, D2, N1, N2$ 的取值与系统设计的最大多普勒允许值、最大多径长度、时变快慢程度紧密相关。一般来说, 相对船速快, $D1$ 值变小; 多径时延大, $N1$ 和 $N2$ 变小; 时变较快, 每一个 Data 帧长度和 CP 应变小。也就是说, 这些参数的确定是与工作条件和工作海区的物理特性相联系的。

4 性能分析

对于所设计的峰值速率 20 kbps 的水下高速 OFDM 通信系统, 需要了解多普勒估计误差、接收信噪比和多径干扰对系统性能的影响情况, 因为该系统使用了 (2,1,7) 卷积码作为信道编码, 所以同时

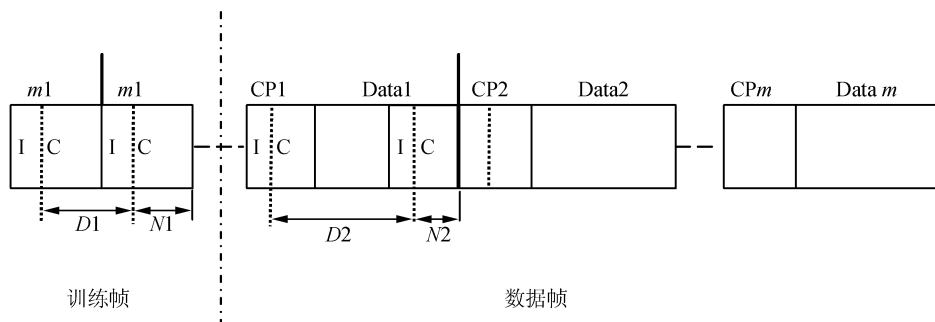


图 1 改进频率偏移估计的帧结构

也给出了采用信道编码的系统误码曲线。

载波偏差如果是子载波间隔的整数倍, 虽然子载波之间仍然正交, 但频率采样值已经偏移了, 误码率将达到 0.5。如果载波偏差不是子载波间隔的整数倍, 会导致子载波间的正交性遭到破坏, 从而在子载波间引入干扰, 使系统的误码性能恶化。同时载波偏差引起的 ICI 会对 OFDM 系统的信噪比性能带来很大的影响, 产生地板效应, 所以多普勒估计误差对 OFDM 系统的影响是比较复杂的, 这方面相关文献很多, 因此不再赘述。这里给出多普勒估计误差对我们设计的子载波间隔为 2 Hz 的水下 OFDM 系统的误码性能分析曲线, 见图 2(a)。可以看出, 在无噪声的情况下, 随着 Doppler 估计误差的增大, 误码性

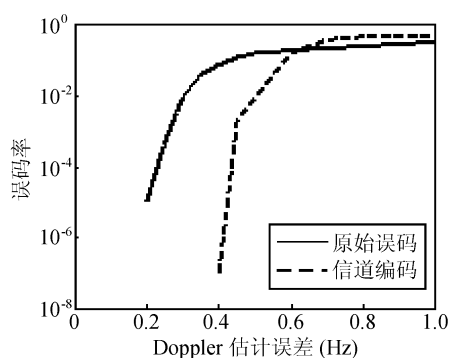


图 2(a) Doppler 估计误差分析

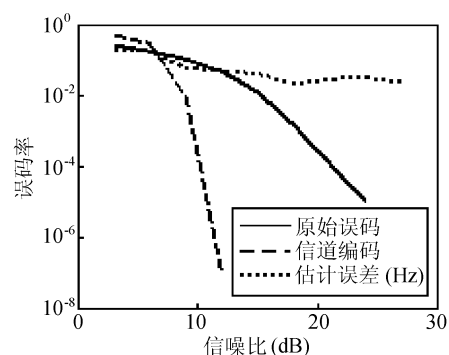


图 2(b) 信噪比与 Doppler 估计误差分析

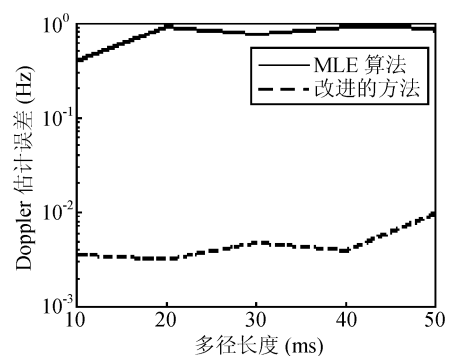


图 2(c) 多径对 Doppler 估计误差的影响

图 2 多普勒估计性能分析曲线

能严重恶化。当误差达到 0.3 Hz 时, 原始误码率已经达到 0.01, 即使采用信道编码, 在 Doppler 误差为 0.5 Hz 时, 误码率也达到 0.01, 而且当误差大于 0.6 Hz 时, 信道编码完全失效, 误码率已经接近 0.5。这个曲线说明要获得小于 10^{-5} 的误码性能, 多普勒估计误差要小于 0.2 Hz, 而采用 (2,1,7) 卷积信道编码则可以放宽到 0.45 Hz。

图 2(b) 给出了该系统在有多径的情况下, 接收信噪比对 Doppler 估计误差的影响曲线, 同时给出了信噪比和 Doppler 误差同时存在时的系统误码性能曲线。这里的信噪比是计算接收信号的平均功率与噪声的平均功率之比。可以看出, 信噪比小于 6 dB 时, Doppler 估计误差也仅为 0.2 Hz 左右, 误码率很高的原因只是信噪比过低造成的, 而不是 Doppler 估计误差造成的 (对比图 2(a)); 信噪比大于 10 dB 时, Doppler 估计误差已经小于 0.05 Hz 了, 有信道编码的误码率小于 10^{-4} , 而原始误码达到这样的误码率, 信噪比要大于 21 dB 才行。

图 2(c) 给出了该系统在无噪声情况下, 采用两种算法获得的不同多径长度情况下的 Doppler 估计误差对比曲线。可以看出, 在 50 ms 多径范围内, 该系统 Doppler 估计误差均小于 0.01 Hz, 而 MLE 算法的估计误差只有 10 ms 多径时稍小为 0.4 Hz, 其它情况下都接近 0.8 Hz, 这样的估计误差会造成非常大的误码率 (见图 2(a)), 是无法进行水下通信的。

5 试验结果

2005 年 12 月份在中国南海, 我们使用上面的方案进行了 OFDM 水下高速传输的海上试验。该 OFDM 水下通信系统工作中心频率为 7500 Hz, 设计的峰值速率为 20 kbps, 对式 (11) 和式 (12) 中的参数 $D1, D2, N1, N2$ 进行设置, 使其满足可以克服的最大多径时延为 60 ms, 最大多普勒补偿范围为 20 节航速。试验的水文条件为弱负梯度, 三级海况, 水深 75 m, 泥沙底。试验时, 发射船静止, 发射声源级为 195 dB, 接收船以 4 节左右非匀速背离发射船行驶。下面给出 6.6 km 距离上获得的同一组数据采用不同处理算法的解调结果。

图 3 给出了该试验数据的接收波形和信道冲激响应。在信道响应曲线中, 主径之后约 5 ms 和 22 ms 有两个较强的径, 在这两个强径之间分布了一些较弱的径, 22 ms 强径后也有一些弱径持续到 50 ms 左右。可以看出, 这个信道多径分布情况是符合试验系统的设计指标的。

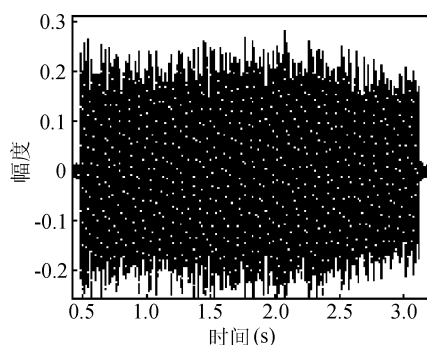


图 3(a) 接收波形

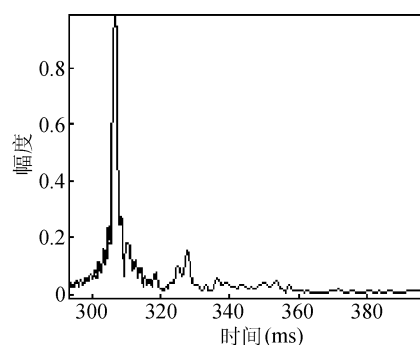


图 3(b) 信道冲激响应

图 3 海试数据的接收波形和信道响应

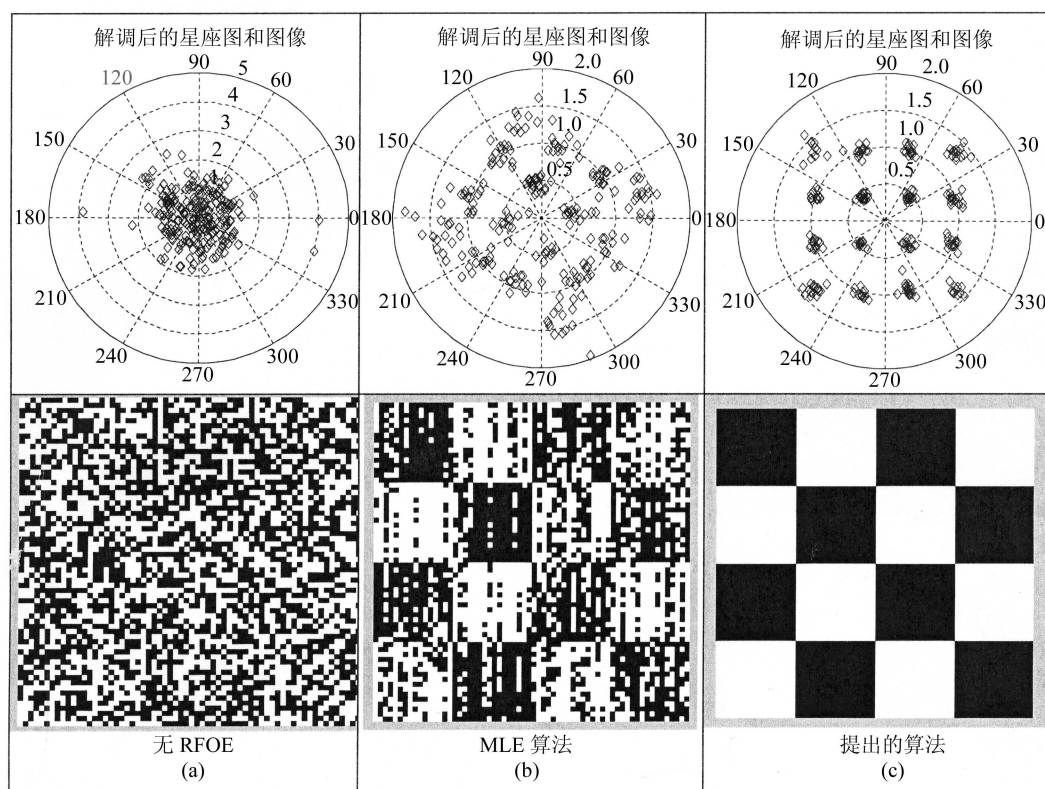


图 4 海试数据的处理结果

- (a) 无粗多普勒补偿, 误码率为 4.9×10^{-1} ; (b) 传统算法多普勒补偿, 误码率为 9.5×10^{-2} ;
(c) 提出的克服多径和时变的多普勒估计算法, 误码率为 0。

图 4(a) 为没有粗多普勒补偿的结果, 16QAM 星座图无法分辨, 几乎完全恢复不出来图像, 这是由于 OFDM 对频率偏移非常敏感, 频率误差超出一定范围, 便完全失效。图 4(b) 为传统的频率补偿算法的结果, 由于使用了被多径干扰的数据进行频率估计, 造成相对大的频率误差, 使星座图比较发散, 而且由于接收船的非匀速运动, Doppler 偏移存在时变性, 使星座图旋转了一个角度, 从而产生较大的误码。图 4(c) 为提出的算法的处理结果, 由于其克服了多径和时变的影响, 获得了比较集中的星座图, 误码率极低。对记录的其余若干组数据也得到了同样的解调结果。

6 结论

经过对试验数据的分析, 获得的信道多径长度为 27 ms (含弱径为 50 ms), 时变时间小于 150 ms (这里的时变时间是由该系统数据帧所容忍的最大帧长决定的, 就是说如果帧长超过了这个时变时间就不能认为帧内的多普勒偏移是恒定的了, 否则会产生误码), 这个信道条件满足试验系统所设计的信道指标, 图 4 的试验结果说明了该算法在克服多径和时变影响方面是非常有效的。该方法也可以应用于自适应的水下 OFDM 通信, 根据测得的信道条件, 自

适应的调整帧结构中的 $D1$, $D2$, $N1$, $N2$ 值, 从而既能克服信道影响又能降低冗余度, 实现信道好时高速传输、信道差时低速传输的可靠通信。

参 考 文 献

- 1 Kilfoyle D B, Baggeroer A B. The state of the art in underwater acoustic telemetry. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000; **25**(1): 4—27
- 2 Estes L E, Fain G, Carvalho D. A shallow water channel characterization for underwater acoustic telemetry. OCEANS '93. Engineering in Harmony with Ocean. Proceedings, 1993; **1**: 176—180
- 3 Liu Yuntao, Cai Huizhi. A new processing algorithm in QPSK underwater high speed wireless communication. 1st Academic Forum for Chinese Doctoral Candidates, Information and Communication Engineering, Beijing, 2003: 111—118
- 4 朱维庆, 朱 敏等. 水声高速图像传输信号处理方法. 声学学报, 2007; **32**(5): 385—397
- 5 刘云涛, 蔡惠智, 杨莘元. 相位调制水声高速通信中的一种空间滤波算法. 声学学报, 2006; **31**(1): 79—84
- 6 惠俊英, 刘 丽, 刘 宏等. Pattern- 时延差编码水声通信研究. 声学学报, 1999; **24**(6): 561—573
- 7 Pollet T, Mvan Bladel, Moeneclaey M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans. Commun.*, 1995; **43**(2): 887—895
- 8 Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transactions on Communications*, 1994; **42**(10): 1908—1914
- 9 Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Transcation on Signal Processing*, 1997; **45**(7): 1800—1805