

点对点移动水声通信技术研究*

殷敬伟 惠俊英 郭龙祥

(哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

(2007 年 4 月 14 日收到 2007 年 6 月 7 日收到修改稿)

点对点移动水声通信是实现由活动和静止节点共同构成的水声数据通信网的关键技术之一. 对移动水声通信信道特性进行了分析, 指出不同途径到达的声线对应的多普勒频偏不一致, 进一步加大了多途扩展产生的码间干扰的复杂性, 不利于水声通信. 提出单阵元被动式相位共轭镜信道均衡技术, 可实时自动补偿多普勒频偏, 并聚焦多途信号. 将单阵元被动式相位共轭应用于 Pattern 时延差编码移动水声通信系统, 进行了移动水声通信试验, 湖试结果验证了其消除码间干扰性能及本文水声通信系统的鲁棒性.

关键词: 移动水声通信, 被动式相位共轭镜, 时变信道, 码间干扰

PACC: 4330, 0545

1. 引 言

水声通信将为未来海洋资源开发、环境监测、奥秘探索提供有利支持, 国内外大量学者对其进行了深入研究, 但大多均局限于定点水声通信. 然而, 当今水声通信的发展前景是由活动和静止节点共同构成的水声数据通信网, 随着 UUV, AUV 等水下潜器的快速发展, 对移动水声通信的需求越来越大, 所以发展点对点移动水声通信是必要的.

收、发节点间相对运动, 会产生多普勒频移, 使信号载波发生偏移, 从而偏离滤波器中心频率使输出信号幅度下降, 这将影响检测性能, 且加上声信道的多途扩展效应, 这种频移称为多普勒频展, 对水声通信译码带来较大影响. 为获得高可靠性通信, 必须采取有效措施对多普勒频偏及多途扩展产生的码间干扰进行抑制.

相位共轭镜 (phase conjugation mirror, PCM) 源于光学, 用于进行色散补偿和非线性效应失真复原等^[1-4]. 自上世纪 80 年代末以来, 受到水声领域青睐, 因为 PCM 可不需任何环境先验知识的情况下可自适应匹配声信道^[5], 其对应于时域称为时间反转镜 (time reversal mirror, TRM). 当收发节点固定时, 相位共轭镜的聚焦特性十分稳定, Kuperman 进行的海

试结果为对应于 445 Hz 的信号稳定周期为 1 周, 对应于 3.5 kHz 的信号稳定周期为 1 小时, 从而证明随频率增加 TRM 聚焦稳定性下降^[6]. 但相对于水声通信的每帧数据长度通常为秒量级来说, 相位共轭镜的聚焦稳定性是足够长的了. 当收发节点间存在相对运动时, 声场的互易性将遭到破坏, 大量文献 [7-12] 给出了相位共轭镜在此条件下的理论研究及试验, 指出在时变信道条件下 PCM 亦是可应用的.

PCM 为双向传输, 信号需要往返共发送两次, 增加了通信的等待时间, 降低了通信效率; 同时, PCM 阵元要求收发合置, 增加了发射功率及系统设备的复杂性, 因此, 其在水声通信中实用性受到了限制. 被动式相位共轭镜 (passive phase conjugation mirror, PPCM) 是由 Dowling 提出的^[13], 文献 [14] 给出了 PPCM 的海试结果. PPCM 在概念上与 PCM 相似, 所不同的是被动式相位共轭镜单向传输即可实现, 阵元只需要接收功能.

本文旨在发展点对点移动水声通信技术, 考察收、发节点间存在相对低速运动情况, 这是符合实际的, 因为当移动用户 (UUV, AUV 等) 需要与固定节点进行通信时, 为降低自身噪声干扰以提高通信质量, 通常通信时保持低速航行. 此时信道是时变的, 但在短时间内, 信道仍然可以视为是相干的. 本文在理论

* 国家高技术研究发展计划 (863) 批准号 2006AA09Z105 资助的课题.

分析的基础上,通过湖试数据验证,指出当收、发节点间存在相对低速运动时,单阵元被动相位共轭技术将是适用的,仍然可以聚焦多途信号,从而抑制码间干扰。

2. 移动水声通信声信道特性

移动通信会产生多普勒频偏。设收信节点(信宿)处于静止,发信节点(信源)航速为 v_0 , 则其相对于信宿的径向速度为 $v = v_0 \cos \theta$, θ 为波达方向与航速夹角。

不同声线到达接收点时的入射掠角是不同的,所以各声线相应的多普勒系数将是不同的。设第 i 条声线水平入射掠角为 γ_i , 则其对应的多普勒系数为

$$\sigma_i = \frac{v}{c} \cos \gamma_i, \quad (1)$$

式中 c 为声速。从式中可以看出,当不同声线的入射掠角相差较大时,其相应的多普勒频偏也将相差甚远,例如入射掠角近似于 0° 的直达声对应的多普勒系数将是入射掠角为 60° 的海底反射声线的 2 倍。在大深度海洋条件下,各声线入射掠角的差别将是更为明显的,通常表面声道声线掠角较小, $\gamma_s \leq 3^\circ$, 而折射或反射声线的掠角通常在 $[20^\circ, 50^\circ]$ 范围内。因此不同类声线的多普勒系数差是不容忽视的。

移动通信声信道可视为时变的相干多途信道,到达接收点的信号是沿不同途径、不同时刻到达的所有各声线所传送的信号的干涉叠加,其存在多普勒频偏时的信道传输函数为

$$H_d(f) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-j2\pi f(1+\sigma_i)\tau_{0i}}, \quad (2)$$

式中 A_i, τ_{0i}, σ_i 分别为声波沿第 i 条传播途径到达接收点的本征声线声压归一化幅度、时延及该本征声线对应的多普勒系数; N 为通过接收点对声场有贡献的本征声线的数目。对于远距离声传播,时延

τ_{0i} 较大, A_i 是时间的慢变化函数。从式中可以看出,由于各途径到达信号的多普勒频偏不同,所以很难通过估计多普勒频偏以进行补偿,这将进一步加大多途扩展的复杂性,对通信系统带来不利影响。

由于声波在波导中的传播距离往往达到几倍甚至几十倍水深,介质密度、吸收和反射系数、声速等各种环境参数在波长范围内变化很小,所以可以认为短时间内信道传输函数与距离无关 (range-independent)。基于此,为简化模型,可认为信源在短时间的移动过程中,其与信宿间的信道传输函数近似不变,则相邻发射的探测码与信息码所经过的信道亦近似不变。设发射的探测码为 $P(f)$, 信息码为 $S(f)$, 则接收到的探测码与信息码可表示为

$$\begin{aligned} S_r(f) &= S(f)H_d(f), \\ P_r(f) &= P(f)H_d(f). \end{aligned} \quad (3)$$

3. 移动水声通信技术

3.1. 单阵元被动相位共轭缓慢时变信道均衡技术

文献中相位共轭镜多采用阵处理^[5-12],追求尖锐的聚焦区域 (retrofocus region)。文献 [15] 提出了单阵元无源时间反转镜 (对应于频域为被动相位共轭处理), 指出相对于阵处理无法获取阵处理空间增益, 聚焦区域不尖锐。对于本文研究的移动水声通信, 由于存在相对运动, 聚焦点将发生偏离^[7-12], 但若没有偏离聚焦区域, 则仍可获取相位共轭镜的聚焦增益。即单阵元相位共轭镜聚焦区域不尖锐对移动水声通信来说是有一定好处的, 可胜任移动水声通信中的信道均衡。

被动相位共轭镜的工作原理是通过将接收到的先于信息码信号发射的探测信号进行频域相位共轭, 构造一前置预处理器, 而后到达的信息码信号通过该预处理器, 完成信道均衡。图 1 给出了被动相位共轭原理框图。

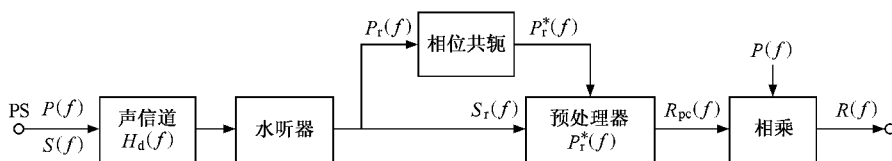


图 1 被动相位共轭原理框图

接收到的信息码信号经过预处理器后,其输出为

$$R_{pc}(f) = S_i(f)P_r^*(f). \quad (4)$$

将(3)式代入(4)式

$$\begin{aligned} R_{pc}(f) &= S(f)H_d(f)P^*(f)H_d^*(f) \\ &= S(f)P^*(f)|H_d(f)|^2 \\ &\approx K_h S(f)P^*(f) \end{aligned} \quad (5)$$

式中 $K_h \approx |H_d(f)|^2$, 为信道传输函数与其相位共轭的内积, 对应于时域为信道冲激响应函数的自相关输出, 称为时间反转信道, 近似于一常数。

从(5)式可以看到, 经过预处理器后得到的信号 $R_{pc}(f)$ 中, 多普勒频偏被自动补偿, 所以多普勒效应在本系统中可以忽略。另外, 信号 $R_{pc}(f)$ 中已经消除了信道的多途作用, 但含有了探测信号 $P^*(f)$ 的信息。

下面讨论探测信号 $P(f)$ 的选取问题及如何消除 $P^*(f)$ 对信号 $P_{pc}(f)$ 的影响。

文献中的被动相位共轭镜均要求所选取的探测码与信息码的波形保持一致, 将先到达的探测码时间反转后, 与随后到达的信息码进行互相关处理^[13, 14], 这使得 PPCM 在通信中的应用受到了一定限制。本文提出的被动相位共轭法打破了此限制, 无需保证二者的波形一致性, 只需对探测码的频谱略加限制即可, 即为使接收到的探测信号较完整的涵盖信道对信息码信号 $S(f)$ 的作用影响, $P(f)$ 占用的频带应包含 $S(f)$ 占用的频带; 且为使 $P(f) \cdot P^*(f)$ 近似为常数(记为 K_p), 在其频带内 $P(f)$ 的频谱应尽量白化。

基于此, 可以选用线性调频信号或其他复杂波形信号作为探测信号。本文选用 LFM 信号作为探测信号。为消除 $P^*(f)$, 将 $R_{pc}(f)$ 与探测信号 $P(f)$ 相乘, 即

$$R(f) = R_{pc}(f)P(f) \approx K_h K_p S(f). \quad (6)$$

可见, $R(f)$ 将近似于源信息码信号 $S(f)$ 乘以一幅度因子, 消除了信道多途干扰。

3.2. 时延补偿分析

移动通信采用 Pattern 时延差编码体制(PDS)^[16, 17], 该体制属于脉位编码, 信息调制于 Pattern 码出现在码元窗的时延差信息中, 不同的时延差值代表不同的信息, 需要准确测量时延差值才可解码。当节点间存在相对运动时, 多普勒频偏及其

对数据帧在时域上产生展宽或压缩可通过被动相位共轭补偿, 但由于信源、信宿相对距离变化而造成时延变化, 则必须另行给以修正。又由于时延测量值与真值的偏差与径向运动速度成正比, 所以对径向速度进行估计是必须的。

匀速运动状态下, 在 LFM 多普勒容限范围内, 可通过测量相邻两帧数据同步码的拷贝相关输出的两次峰值的时间间隔来测定接收数据帧的长度。如图 2 所示。为保证测量精度, 要求信号时间带宽积足够大, 选取同步码 LFM 脉宽为 40 ms。

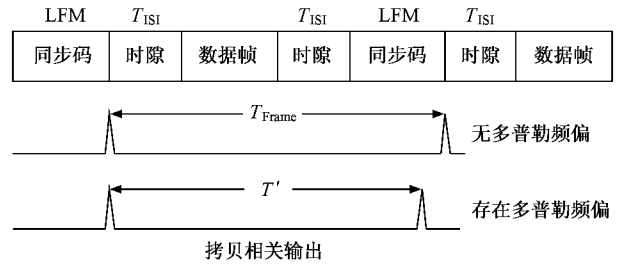


图 2 多普勒频偏产生的数据帧长度变化

移动通信试验时, 信宿处于漂泊状态, 有利于减小船体自身噪声干扰。信源径向运动速度为 v , 其在一帧数据长度 T_{Frame} 内的移动距离, 等于信源、信宿相对距离变化所产生的时间压缩量内的声程, 即

$$vT_{Frame} = c(T_{Frame} - T'). \quad (7)$$

由此可估计出节点间的相对运动速度 v 。设 PDS 通信系统的某个码元的时延差真值为 τ_d , 时延测量值为 τ'_d , 则时延补偿量应为

$$\Delta\tau = \tau_d - \tau'_d = v\tau'_d/c. \quad (8)$$

由于节点间相对运动速度缓慢, 且每个码元的宽度较小($T_0 = 20$ ms, $T_0 > \tau_d$), 所以时延补偿量可近似为

$$\Delta\tau \approx v\tau'_d/c. \quad (9)$$

4. 移动水声通信试验

移动水声通信的研究尚多限于文献中的仿真, 本课题组在 2006 年 8 月在吉林省松花湖进行了首次移动水声通信试验。为减小船体自身噪声干扰, 信宿处于漂泊状态(船体发动机关闭), 信源以不同速度航行远离或靠近信宿。试验中信源母船最大航行速度为 9 km/h。

系统带宽为 3 kHz(6—9 kHz), 选用 LFM 信号作为 Pattern 码, 脉宽 $T_p = 10$ ms, 编码时间 $T_c = 10$ ms,

则码元宽度 $T_0 = 20 \text{ ms}$; 每个码元携带 $n = 4\text{bit}$ 信息, 通信速率为 200 bps .

4.1. 移动通信中信道时变特性分析

实际信道不同于第 2 节理想状况 (range-independent), 即使在短时间内信道传输函数也是与距离有关的 (range-dependent), 即随着信源运动, 声道是时变的, 互易性将遭到破坏, 导致被动相位共轭镜的聚焦性能衰落. 移动通信过程中, 信道时变速率与节点间径向速度有关, 但在低速运动时, 短时间内的信道仍然是可以视为相干的.

下面以某航次试验为例进行分析: 声源距离接收机 2.9 km 处, 以 8.4 km/h 的速度相向而行.

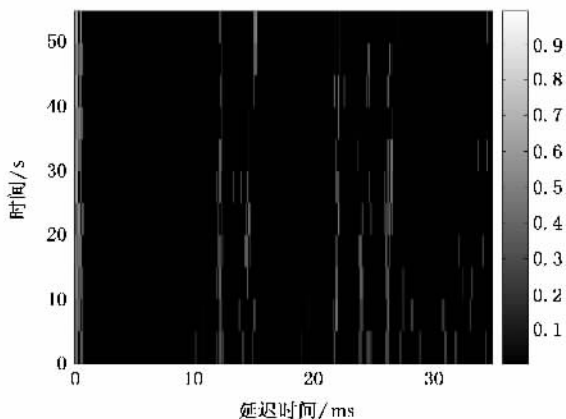


图 3 信道冲激响应

接收到的各帧数据的同步码的拷贝相关输出, 可以近似于该帧数据对应的信道冲激响应, 如图 3 所示, 共 12 帧数据, 每帧数据长度为 5 s , 以直达声为起始时刻, 多途扩展约为 35 ms , 个别多途信号幅度与直达声幅度相当.

以第 1 帧数据同步码的拷贝相关输出作为参考, 之后的每帧数据同步码的拷贝相关输出与其进行互相关处理, 可以用于观察信道时变特性, 如图 4 所示.

各帧数据同步码的拷贝相关输出可反映该帧数据经过的声道冲激响应形式. 各信道的互相关输出即为时间反转信道, 所以图 4 所示的信道时变状况即可反映出被动相位共轭镜的适用情况. 为更清晰显示, 将第 1 帧数据同步码的拷贝相关输出与其他帧数据同步码的拷贝相关输出的互相关输出示于图 5. 其中图 5(a) 为第 1 帧数据同步码的拷贝相关输出与第 2 帧数据同步码的拷贝相关输出的互相关输出 (b) 为第 1 帧与第 11 帧的 (c) 为第 1 帧与第

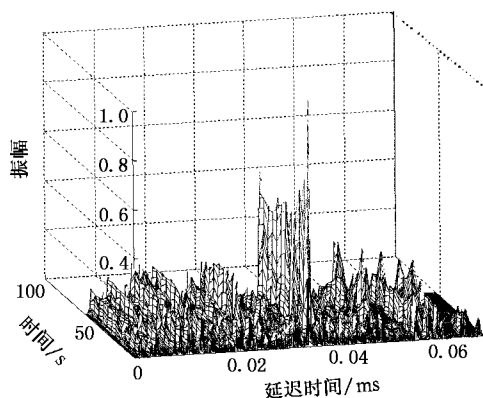


图 4 信道时变特性分析

12 帧的 (d) 为第 11 帧与第 12 帧的.

从图 3—5 中可以看出, 由于收发节点间存在相对运动, 导致信道是时变的. 如图 4 显示, 随着通信时间的推移, 后面各帧数据对应的信道与第 1 帧的相关性逐渐下降, 即互相关峰值降低且旁瓣增大. 图 5 为图 4 的几处剖面, 可以看出图 5(a)(d) 的互相关峰值高于图 (b)(c), 表明相邻帧数据对应的信道相关性较强, 即可以认为信道在帧长度内的缓慢时变可满足单阵元被动相位共轭镜信道均衡的容限. 另一方面, 图 5(a)(d) 也可说明, 收、发节点间存在的缓慢相对运动并没有完全破坏被动相位共轭镜的多途聚焦特性, 只是会引起信道匹配性能下降, 导致被动相位共轭处理输出信号的包络幅度略有衰减, 旁瓣略有增加, 但仍可以较好地聚焦多途信号, 从而抑制码间干扰.

由此也可以得出一个结论: 考察相邻帧数据的同步码拷贝相关输出的互相关输出, 即相邻帧数据对应的信道相关性, 可作为相位共轭镜均衡信道效果的判决条件之一, 即若相邻两帧数据的同步码拷贝相关输出的互相关性较差, 则可判断出该帧数据将会产生较大误码率.

4.2. 移动通信湖试结果

信源从起始位置向信宿运动, 其起始水平距离由 GPS 确定, 信宿处于漂泊状态, 相对速度的纪录值即为信源母船航速. 由于不能保证是径向运动, 所以相对速度纪录值应大于等于径向运动速度. 另外, 由于试验条件有限, 所记录的速度并不十分精确.

通过比较表 1 中的速度记录值与估计值, 可见以 (7) 式进行相对速度估计的方法较为精确.

在节点间相对速度缓慢状况下, 单阵元被动相

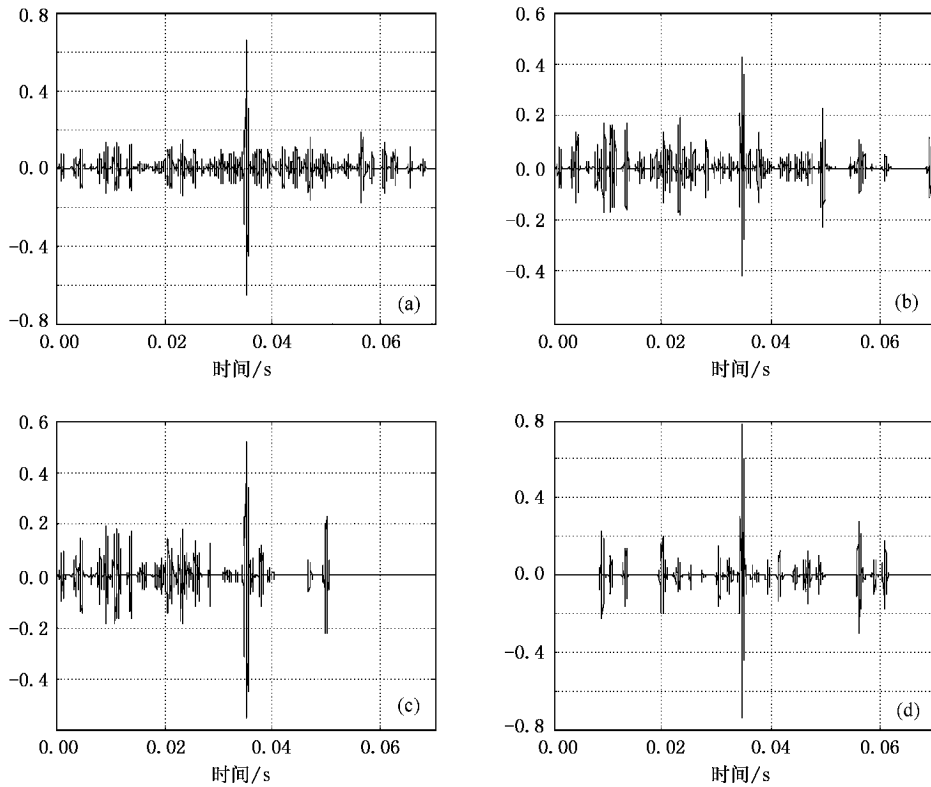


图5 不同帧数据的同步码拷贝相关输出的互相关输出

位共轭应用于 PDS 通信系统,可较好地适用于移动水声通信,误码率较小。当数据帧长度 $T_{\text{Frame}} = 5 \text{ s}$ 时,误码率高于帧长度 $T_{\text{Frame}} = 2 \text{ s}$,所以为提高通信

表1 移动水声通信误码率统计

| 起始水平 距离/m | 相对速度/(km/h) | | 帧长度/s | 误码率/% |
|--------------|-------------|--------|-------|--------|
| | 记录值 | 估计值 | | |
| 3000 | 5.1 | 5.2445 | 5 | 1.7500 |
| | | | 2 | 0.5625 |
| 2700 | 5.2 | 4.7173 | 5 | 5.1417 |
| | | | 2 | 0.4583 |
| 2400 | 5.8 | 6.6239 | 5 | 4.1250 |
| | | | 2 | 0.0208 |
| 2200 | 5.5 | 5.7568 | 5 | 0.2250 |
| | | | 2 | 0.0625 |
| 2000 | 6.0 | 8.0612 | 5 | 0.0083 |
| | | | 2 | 0 |
| 1700 | 6.1 | 6.0565 | 5 | 0.5000 |
| | | | 2 | 0 |
| 1460 | 6.0 | 5.8248 | 5 | 0.0917 |
| | | | 2 | 0.0208 |
| 1190 | 5.9 | 4.9 | 5 | 0 |
| | | | 2 | 0 |
| 990 | 5.9 | 5.1318 | 5 | 0.2833 |
| | | | 2 | 0 |
| 675 | 5.9 | 5.5123 | 5 | 1.4000 |
| | | | 2 | 0 |
| 1900 | 9.0 | 8.8248 | 5 | 0.0776 |
| | | | 2 | 0 |
| 990 | 5.9 | 5.1318 | 5 | 0.2833 |
| | | | 2 | 0 |

质量,应减小帧长度,这有利于提高单阵元被动式相位共轭镜的聚焦性能,但这是以牺牲通信效率为代价的。

5. 结 论

本文分析了移动通信声信道特性,指出不同途径到达的声线对应的多普勒频偏是不一致的,为实现高质量通信,必须采取有效的信道均衡技术,以抑制多普勒频偏及多途扩展干扰。对于缓慢移动水声通信,可认为在短时间内信道传输函数与距离无关,在此前提下提出了单阵元被动式相位共轭镜信道均衡技术,并分析了移动通信过程中的时延补偿问题。

通过对移动通信湖试数据处理,分析了实际声信道的时变性,将单阵元被动式相位共轭镜应用于 Pattern 时延差编码移动水声通信系统中,验证了其抑制码间干扰的有效性与鲁棒性。

航速会成为信道时间相干特性的决定因素,当随着航速增大、多普勒频偏较大时,被动相位共轭镜的使用将受限,有待进一步深入研究。

本文旨在发展点对点移动水声通信,其研究成果有望为实现由活动和静止节点共同构成的水声数据通信网做出有益贡献。

- [1] Bu Y , Wang X Z 2005 *Acta Phy. Sin.* **54** 4747 (in Chinese) [步扬、王向朝 2005 物理学报 **54** 4747]
- [2] Zhang Y P , Gan C L , Zhu J P , Tang T T 1999 *Acta Phy. Sin.* **48** 1667 (in Chinese) [张彦鹏、甘琛利、朱京平、唐天同 1999 物理学报 **48** 1667]
- [3] Wang Y L , Lü Z W , He W M , Zhang Y 2007 *Acta Phy. Sin.* **56** 883 (in Chinese) [王雨雷、吕志伟、何伟明、张 2007 物理学报 **56** 883]
- [4] Sun X D , Feng Y W , Jiang Y Y , Li Y , Zhou Z X 1998 *Chin. Phys.* **7** 443
- [5] Kuperman W A , Hodgkiss W S , Song H C , Akal T , Ferla C , Jackson D R 1998 *J. Acoust. Soc. Am.* **103** 25
- [6] Kim S , Kuperman W A , W S Hodgkiss , Song H C , Edelmann G F , Akal T 2003 *J. Acoust. Soc. Am.* **114** 145
- [7] Dowling D R , Jackson D R 1992 *J. Acoust. Soc. Am.* **91** 3257
- [8] Dowling D R 1993 *J. Acoust. Soc. Am.* **94** 1716
- [9] Khosla S R , Dowling D R 1998 *J. Acoust. Soc. Am.* **104** 3339
- [10] Dungan M R , Dowling D R 2000 *J. Acoust. Soc. Am.* **107** 3101
- [11] Sabra K G , Dowling D R 2003 *J. Acoust. Soc. Am.* **114** 1395
- [12] Roux Philippe , Kuperman W A , Hodgkiss W S , Song H C , Akal T 2004 *J. Acoust. Soc. Am.* **116** 1009
- [13] Dowling D R 1994 *J. Acoust. Soc. Am.* **95** 1450
- [14] Rouseff D , Jackson D R , Fox W L J , Jones C D , Ritcey J A , Dowling D R 2001 *IEEE J. Oceanic Eng.* **26** 821
- [15] Yin J W , Hui J Y , Hui J , Sheng X L , Yao Z X 2007 *Acta Acustica* **32** 378 (in Chinese) [殷敬伟、惠俊英、惠 娟、生雪莉、姚直象 2007 声学学报 **32** 378]
- [16] Yin J W , Hui J Y , Wang Y L , Hui J 2007 *Acta Phy. Sin.* **56** 5915 (in Chinese) [殷敬伟、惠俊英、王逸林、惠 娟 2007 物理学报 **56** 5915]
- [17] Yin J W , Hui J Y , Yao Z X , Wang Y L 2006 *China Ocean Eng.* **20** 499

Study on point-to-point mobile underwater acoustic communication *

Yin Jing-Wei Hui Jun-Ying Guo Long-Xiang

(College of Underwater Acoustic Engineering , Harbin Engineering University , Harbin 150001 , China)

(Received 14 April 2007 ; revised manuscript received 7 June 2007)

Abstract

Point-to-point mobile underwater acoustic (UWA) communication is one of the key technologies for UWA networks which consists of mobile and stationary nodes . The mobile communication UWA channels are analyzed , whose eigen rays have different Doppler shifts which enhances the complexity of intersymbol interference (ISI) caused by the multipath channel , that goes against the UWA communication . The channel equalization using single sensor passive phase conjugation mirror (PPCM) is proposed to compensate for the Doppler shift in real time and to focus the multipath signals . The application of single sensor PPC to communication system based on Pattern time delay shift coding scheme is carried out in lake trials . The results of lake trials validated the capability of PPCM mitigating ISI and the robustness of the communication system .

Keywords : mobile underwater acoustic communication , passive phase conjugation mirror (PPCM) , temporal varying channel , intersymbol interference (ISI)

PACC : 4330 , 0545

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2006AA09Z105).