

基于 VBLAST 的水声 MIMO 高速通信技术研究

姜 煜, 白兴宇

(杭州应用声学研究所声纳技术国家级重点实验室, 杭州 310012)

摘要: 为实现高速水下通信, 提出了一种基于 VBLAST(贝尔实验室垂直分层空时)编码的水声 MIMO(多输入多输出)通信技术。该技术通过在发射端和接收端同时采用多个阵元进行多发多收, 借助空间复用, 可有效解决水下通信系统带宽资源缺乏的难题, 使系统在不增加带宽的条件下成倍提高数据传输速率。在水声 MIMO 通信系统的接收端, 提出采用带有二阶数字锁相环、基于自适应空时判决反馈均衡的相干解调技术。该技术可有效克服水声 MIMO 信道中的多径干扰及同频干扰, 且能自适应跟踪信道变化。仿真及湖试结果证明了所提水声 MIMO 高速通信技术的良好性能。

关键词: 高速水下通信; 垂直分层空时编码; 多输入多输出; 自适应空时判决反馈均衡

中图分类号: TN913

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2011)-04-0345-05

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2011.04.010

Research on VBLAST based underwater MIMO high speed communication technique

JIANG Yu, BAI Xing-yu

(Hangzhou Applied Acoustics Research Institute, National Key Laboratory of Science and Technology on Sonar, Hangzhou 310012, China)

Abstract: The underwater acoustic MIMO communication technique based on VBLAST code is proposed to obtain high data rate. The technique can realize spatial multiplexing with multiple transmitters and receivers simultaneously to greatly increase data rate without increasing the system bandwidth. Robust coherent demodulation technique based on space-time adaptive decision-feedback equalization is proposed. The technique can efficiently suppress multi-path interference, co-channel interference and rapid phase fluctuation of MIMO channel. In addition, it can track the variable channel adaptively. Good performance is demonstrated by both simulation and lake trial results.

Key words: high speed underwater communication; VBLAST; MIMO; adaptive space-time decision feedback equalization

0 引言

作为近年来无线通信领域中的一项重大突破, 在发射端及接收端同时使用多副天线的 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技术, 由于可获得极高的频谱效率^[1,2], 而被认为是新一代无线通信系统必须采用的关键技术。对于水声信道, 频谱资源的匮乏更为严重, 因此, 有必要将 MIMO 技术引入水声通信领域, 使系统在不增加带宽的条件下成倍提高通信速率, 从而为实现高速水下通信提供一种新的强有力的技术手段。

2002 年, 美国最先开展了对水声 MIMO 通信技术的研究^[3-5]。其中由 WHOI 的研究人员在摩洛哥

Woods Hole 进行的 6 发 16 收水声 MIMO 通信试验, 结果显示基于空间复用的 MIMO 系统相对 SISO (Single-Input Single-Output) 系统可有近 5dB 的信噪比增益和近 2 倍的容量增益^[5]。2006 年, 韩国学者在厄尔巴岛北部的浅海中, 进行了结合相时反的 MIMO 通信试验研究(采用 29 元发射阵和 32 元垂直接收阵), 试验表明, 将时反技术与 MIMO 技术相结合, 在相距 8.6 km 距离上进行通信时, 可获得 3 bit/s/Hz 的频谱效率^[6]。还有一些最新的研究成果, 都证明了 MIMO 技术在提高水声通信系统频谱效率方面的巨大优势^[7]。而国内针对水声 MIMO 技术的研究还处于起步阶段, 只有中国科学院声学研究所对水下 MIMO 通信系统的容量问题进行了初步研究^[8,9]。

MIMO 通信系统的调制技术也称空时编码技术。空时编码形式众多, 大致可分为网格空时码 (Space-Time Trellis Coding, STTC)、分组空时码 (Space-Time Block Coding, STBC) 和分层空时码

收稿日期: 2010-04-07; 修回日期: 2010-07-26

作者简介: 姜煜(1975-), 女, 山东海阳人, 高级工程师, 博士, 研究方向为水声通信技术。

通讯作者: 姜煜, E-mail: jiangyubxy@yahoo.com.cn

(Layered Space-Time Coding, LSTC)^[10]。其中, 网格空时码由于过高的编译码复杂度而很难应用于实际的水下通信系统; 与之相对, 分组空时码的译码复杂度较低, 但其低复杂度解码算法要求信道不存在时延扩展, 这对于水声信道是不现实的。另外, 分组空时码的频谱效率不会随着发射天线数的增加而增加, 系统性能提高十分困难。对于第三类空时编码——由贝尔实验室提出的分层空时码, 其中有一种垂直分层空时编码^[11](Vertical Bell Labs Layered Space-Time, VBLAST)方案, 由于具有极高的频谱效率且易于实现而受到人们广泛关注。VBLAST 编码通过充分开发空间资源, 可使系统的频谱效率随发射天线数的增加而呈线性增加。由于水声信道带宽资源极为缺乏, 因此, 尤其适合采用 VBLAST 编码技术, 以在不增加系统带宽的条件下, 大幅提高系统通信速率。仿真实验及湖试证明了该技术在提高通信速率方面的优越性。

1 基于 VBLAST 编码的水声 MIMO 通信技术原理

1.1 基于 VBLAST 编码的水声 MIMO 通信系统模型

VBLAST 编码的本质是空间复用技术。它首先利用串并转换, 将高速源数据流按发射阵元数分割为几个子数据流(也称之为层), 然后对应于各发射阵元同时并行发送出去。由于这些子数据流占据相同的频带, 因此可极大地提高系统频谱利用率。基于 VBLAST 编码, 具有 N 个发射阵元和 M 个接收阵元的水声 MIMO 通信系统的离散时间复基带模型如图 1 所示。

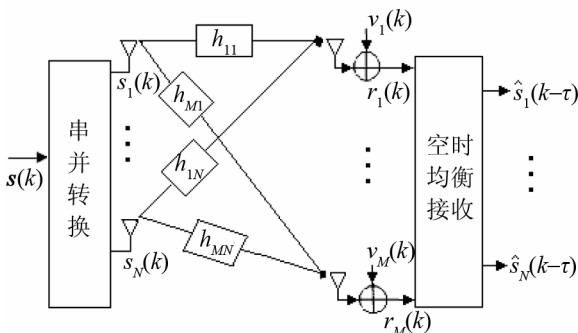


图 1 基于 VBLAST 编码的水声 MIMO 通信系统模型
Fig.1 Model of VBLAST based underwater acoustic MIMO communication system

图 1 中, $s_1(k), \dots, s_N(k)$ 是在时刻 k 分别由 N 个发射阵元同时发射出去的彼此独立的信息符号。在接收端, M 个接收信号 $r_1(k), \dots, r_M(k)$ 以符号间隔被采样。由于存在多径干扰, 一般水声信道都表现

为频率选择性衰落信道, 则从发射阵元 $j(j=1, \dots, N)$ 到接收阵元 $i(i=1, \dots, M)$ 间的频率选择性子信道可表示为有限冲激响应(FIR)向量 $\mathbf{h}_{ij}=[h_{ij}(0), h_{ij}(1), \dots, h_{ij}(L-1)]$, 其中 $h_{ij}(l)(0 \leq l \leq L-1)$ 为独立同分布的零均值复高斯过程, L 为频率选择性子信道的长度(即信道阶数)。则对图 1 的水声 MIMO 通信系统有:

$$\mathbf{r}(k)=\mathbf{H}(k) \mathbf{s}(k)+\mathbf{v}(k) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{r}(k)=[r_1(k), r_2(k), \dots, r_M(k)]^T$ 为 M 维接收信号列向量, $\mathbf{s}(k)=[s_1(k), s_2(k), \dots, s_N(k)]^T$ 为 NL 维发射信号列向量, 而 $\mathbf{s}_j(k)=[s_j(k), s_j(k-1), \dots, s_j(k-L+1)]$, $j=1, \dots, N$, 为对应于第 j 个发射天线的 L 维发射信号行向量。 $\mathbf{v}(k)=[v_1(k), v_2(k), \dots, v_M(k)]^T$ 为 M 维加性高斯白噪声列向量。 $\mathbf{H}(k)$ 为 $M \times NL$ 维频率选择性 MIMO 信道特性矩阵, 定义为

$$\mathbf{H}(k)=\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \dots & \mathbf{h}_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{M1} & \dots & \mathbf{h}_{MN} \end{bmatrix} \quad (2)$$

1.2 基于自适应空时判决反馈均衡的水声 MIMO 通信系统解调技术原理

由式(1)可知, 在基于 VBLAST 编码的水声 MIMO 通信系统的接收信号中, 同时存在有码间干扰和同信道干扰。为有效克服这两种干扰, 提出在接收端采用较为稳健实用的自适应空时判决反馈均衡技术进行解调。同时, 由于在水声信道中, 快速相位波动时有发生, 因此还必须采用数字锁相环技术对信号进行载波相位跟踪。内嵌数字锁相环(Digital Phase-Locked-Loop, DPLL)的水声 MIMO 通信系统自适应空时判决反馈均衡器结构如图 2 所示。

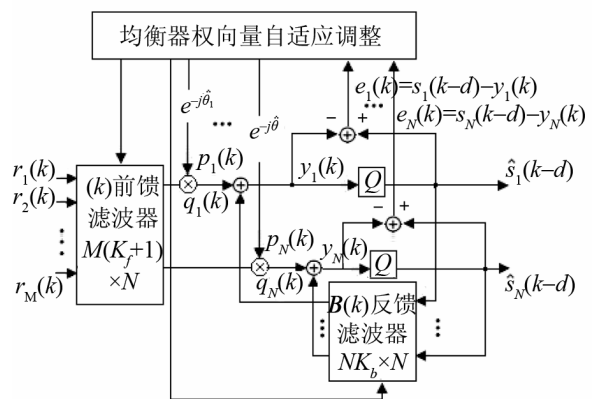


图 2 内嵌数字锁相环的自适应空时判决反馈均衡器
Fig.2 DPLL embedded adaptive space-time decision feedback equalizer

在图 1 中, 空时判决反馈均衡器的前馈部分为 N 个空时滤波器, 分别用来恢复 N 层发射信号。其中每个空时滤波器均由 M 个时域均衡器组成, 而每个时域均衡器均由 K_f 阶 FIR 横向滤波器构成。 $\mathbf{W}(k)=$

$[w_1(k), w_2(k), \dots, w_M(k)]$ 表示前馈滤波器的 $M(K_f+1) \times N$ 维加权矩阵, 其中 $w_n(k)$ 是第 $n(1 \leq n \leq N)$ 个空时滤波器(用来恢复第 n 层发射信号)的 $M(K_f+1)$ 维权向量。 $e^{-j\hat{\theta}_n}$ 用来对第 n 个空时滤波器的输出进行载波相位恢复。 $P_n(k)$ 表示对第 n 个前馈空时滤波器的输出进行载波相位恢复后的结果, 则:

$$P_n(k) = \mathbf{w}_n^H(k) \tilde{\mathbf{r}}(k) e^{-j\hat{\theta}_n} \quad (3)$$

式(3)中, 上标 H 表示向量共轭转置。 $\tilde{\mathbf{r}}(k)$ 为第 n 个前馈空时滤波器的 $M(K_f+1)$ 维输入列向量:

$$\tilde{\mathbf{r}}(k) = [\mathbf{r}(k), \mathbf{r}(k-1), \dots, \mathbf{r}(k-K_f)]^T \quad (4)$$

其中, $\mathbf{r}(k-l) = [r_1(k-l), r_2(k-l), \dots, r_M(k-l)]$, $0 \leq l \leq K_f$, 是 M 维行向量。上标 T 表示向量转置。 $\mathbf{B}(k) = [\mathbf{b}_1(k), \mathbf{b}_2(k), \dots, \mathbf{b}_N(k)]$ 表示反馈空时滤波器的 $NK_b \times N$ 维加权矩阵, 其中 K_b 为反馈部分横向滤波器的抽头个数, $\mathbf{b}_n(k) (1 \leq n \leq N)$ 为 NK_b 维列向量, 则第 n 个反馈空时滤波器的输出为

$$q_n(k) = \mathbf{b}_n^H(k) \hat{\mathbf{s}}(k-d) \quad (5)$$

式中 $\hat{\mathbf{s}}(k-d) = [\hat{s}_1(k-d), \hat{s}_2(k-d), \dots, \hat{s}_N(k-d)]^T$ 为反馈滤波器的输入, 是 NK_b 维列向量。其中 $\hat{s}_j(k-d) = [\hat{s}_j(k-d), \hat{s}_j(k-d-1), \dots, \hat{s}_j(k-d-K_b+1)]$, $j=1, \dots, N$, 是由第 j 层已检测信号构成的 K_b 维行向量, d 是时延参数, 则第 $n(1 \leq n \leq N)$ 层被检测信号的判决变量 $y_n(k)$ 为

$$y_n(k) = p_n(k) + q_n(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_n(k) \\ \mathbf{b}_n(k) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k) e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix} \quad (6)$$

由于水声信道通常表现为时变信道, 是自适应跟踪信道变化, 提出了一种 LMS-MIMO-DFE 算法来自适应地更新空时判决反馈均衡器的权向量。最小均方(Least Mean Square, LMS)自适应算法以代价函数的负梯度作为均衡器权向量的更新向量。基于 MMSE 准则的代价函数为

$$J = E \left[|s_n(k-d) - y_n(k)|^2 \right] \quad (7)$$

其中, $s_n(k-d)$ 为第 n 层发射信号, d 是时延参数。令误差 $e_n(k) = s_n(k-d) - y_n(k)$, 则代价函数的梯度向量为:

$$\hat{\nabla}_{\mathbf{w}_n} J = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}_n} = -2E \left[\tilde{\mathbf{r}}(k) e_n^*(k) \right] e^{-j\hat{\theta}_n} \quad (8)$$

$$\hat{\nabla}_{\mathbf{b}_n} J = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{b}_n} = -2E \left[\hat{\mathbf{s}}(k-d) e_n^*(k) \right] \quad (9)$$

$$\hat{\nabla}_{\hat{\theta}_n} J = \frac{\partial J}{\partial \hat{\theta}_n} = -2E \left\{ \mathbf{I}_m \left[p_n(k) (s_n(k-d) + q_n(k))^* \right] \right\} \quad (10)$$

由式(10)给出的一阶锁相环还不够强壮, 不能跟踪水声信道所有的相位波动。为此, 可用二阶锁相环取代一阶锁相环。采用载波相位估计的梯度作

为等效鉴相器的输出信号:

$$\Phi(k) = \mathbf{I}_m \left\{ p_n(k) (s_n(k-d) + q_n(k))^* \right\} \quad (11)$$

则二阶相位更新方程如下:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + K_1 \Phi(k) + K_2 \sum_{k=0}^n \Phi(k) \quad (12)$$

式中 K_1 和 K_2 为比例系数, 文献[12]指出, 当 K_2 比 K_1 小 10 倍时, 二阶数字锁相环具有很好的相位跟踪能力。

带有载波相位跟踪的 LMS 自适应空时判决反馈均衡(LMS-MIMO-DFE)算法可具体描述如下:

(1) 初始化: 令 $\hat{\mathbf{w}}_n(0) = \mathbf{0}$ ($M(K_f+1)$ 维列向量);

$\hat{\mathbf{b}}_n(0) = \mathbf{0}$ (NK_b 维列向量);

$k=0$; $\mu = \text{常数}$ ($0 < \mu < 1$);

$\Phi(0) = \mathbf{0}$; $K_1 = \text{常数}$ ($0 < K_1 < 1$);

$K_2 = 0.1 \times K_1$;

(2) 更新: $k = k+1$;

$$y_n(k) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k-1) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k-1) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k) e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix};$$

$$e_n(k) = s_n(k-d) - y_n(k);$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k-1) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k-1) \end{bmatrix} + \mu e_n^*(k) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k) e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix};$$

$$\Phi(k) = \mathbf{I}_m \left\{ p_n(k) (s_n(k-d) + q_n(k))^* \right\};$$

$$\hat{\theta}_n(k+1) = \hat{\theta}_n(k) + K_1 \Phi(k) + K_2 \sum_{k=0}^n \Phi(k) \quad (13)$$

式中 $1 \leq n \leq N$ 。对于上式所述的自适应空时判决反馈均衡算法, 在实际应用时, 先令 $s_n(k-d)$ 等于已知的训练序列, 以使均衡器调整到收敛状态, 均衡器一旦收敛, 即可从训练模式切换到判决引导模式, 此时的 $s_n(k-d)$ 将等于由 $y_n(k)$ 得到的判决量。

2 仿真实验研究

为验证基于 VBLAST 编码水声 MIMO 通信系统的性能, 首先进行了仿真研究。在仿真实验中, MIMO 系统配有 2 个发射阵元和 4 个接收阵元。每个发射阵元的信息发送速率为 20 kbps, 则系统的总速率为 40 kbps。发射信号采用 QPSK 调制, 每帧数据包含 2500 个符号, 其中训练序列长 100 个符号。仿真时, 空时判决反馈均衡器的各参数设置为: 前馈部分时域均衡器阶数 $K_f=5$, 反馈部分时域均衡器的抽头个数 $K_b=2$, 时延参数 $d=2$, 步长 $\mu=0.005$ 。信道模型参数如表 1 所示。当不存在多普勒频移时, 采用所提的 LMS-MIMO-DFE 自适应算法进行 50 次 Monte Carlo 仿真实验的误码率曲线如图 3 所示。

