



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101997616 B

(45) 授权公告日 2013. 10. 09

(21) 申请号 201010520670. 8

(22) 申请日 2010. 10. 25

(73) 专利权人 中国船舶重工集团公司第七一五研究所

地址 310012 浙江省杭州市西湖区华星 96 号

(72) 发明人 姜煜 白兴宇

(74) 专利代理机构 杭州九洲专利事务所有限公司 33101

代理人 陈继亮

(51) Int. Cl.

H04L 25/03 (2006. 01)

H04B 13/02 (2006. 01)

H04B 7/04 (2006. 01)

H04L 1/06 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101534269 A, 2009. 09. 16,

桑恩方等. 基于声矢量传感器的水声通信技术研究. 《声学学报》. 2006, 第 31 卷 (第 1 期),

审查员 孙淑蓉

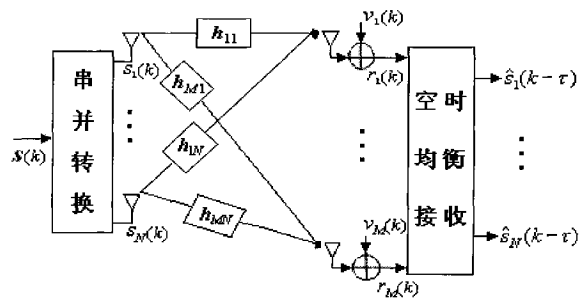
权利要求书2页 说明书6页 附图3页

(54) 发明名称

一种基于矢量阵 MIMO 的高速水声通信方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于矢量阵 MIMO 的高速水声通信方法, 包括以下步骤: 1) 在系统发射端采用多个阵元同时发送信息, 各阵元发射信号采用垂直分层空时编码进行调制; 2) 在系统接收端采用矢量水听器阵进行接收; 对各阵元接收信号分别进行基于 p+v 的声压振速联合信息处理; 3) 将联合信息处理的输出信号送入内嵌数字锁相环的空时判决反馈均衡器进行自适应空时判决反馈均衡, 即可同时恢复各发射阵元所发信息。本发明的优点是: 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, 可使系统在不增加带宽的条件下大幅提高通信速率; 可有效提高接收端信噪比, 显著提高水声 MIMO 通信系统的稳健性及作用距离。



1. 一种基于矢量阵 MIMO 的高速水声通信方法,其特征是:包括如下步骤:

(1)、在水声通信系统的发射端采用多个发射阵元同时发送信息,各阵元发射信号采用垂直分层空时 VBLAST 编码进行调制;所述的垂直分层空时 VBLAST 编码,首先利用串并转换将高速源数据流按发射阵元个数分割为几个子数据流,然后对应于各发射阵元以相同载波频率相同速率同时并行发送出去;

(2)、在水声通信系统的接收端采用矢量水听器阵进行接收,阵元个数需大于发射阵元个数,对各阵元接收信号分别进行基于 $p+v$ 的声压振速联合信息处理;对各阵元接收信号进行声压振速联合信息处理的具体过程为:首先分别对每一阵元接收到的声压信号 p 及三个振速矢量 v_x 、 v_y 、 v_z 进行同步、测向,再将振速通过 Givens 旋转后得到指向声源的总振速 v ,总振速与声压相加形成一路输出信号 $p+v$;

(3)、将联合信息处理后的输出信号 $p+v$ 送入内嵌数字锁相环的空时判决反馈均衡器进行自适应空时判决反馈均衡,对均衡器的输出进行判决,即可同时恢复各发射阵元所发信息;

对于具有 N 个发射阵元和 M 个接收阵元的水声 MIMO 通信系统,其中 $N \geq 2$, $M > N$,所述内嵌数字锁相环的空时判决反馈均衡器由 N 个前馈空时滤波器和 N 个反馈空时滤波器构成;每个前馈空时滤波器由 M 个时域均衡器组成,时域均衡器阶数为 K_f , $W(k)=[w_1(k), w_2(k), \dots, w_N(k)]$ 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 个前馈空时滤波器的 $M(K_f+1)$ 维权向量;每个反馈空时滤波器由 N 个时域均衡器构成, K_b 为时域均衡器的抽头个数; $B(k)=[b_1(k), b_2(k), \dots, b_N(k)]$ 表示反馈滤波器的 $NK_b \times N$ 维加权矩阵,其中 $b_n(k)$ 为第 n 个反馈空时滤波器的 NK_b 维权向量, $1 \leq n \leq N$;前馈空时滤波器的输入表示为 $M(K_f+1)$ 维列向量:

$$\tilde{\mathbf{r}}(k)=[\mathbf{r}(k), \mathbf{r}(k-1), \dots, \mathbf{r}(k-K_f)]^T \quad (3)$$

式中, $\mathbf{r}(k-1)=[r_1(k-1), r_2(k-1), \dots, r_M(k-1)]$, $0 \leq 1 \leq K_f$, 为 M 维行向量;上标 T 表示向量转置;反馈空时滤波器的输入表示为 NK_b 维列向量:

$$\hat{\mathbf{s}}(k-d)=[\hat{s}_1(k-d), \hat{s}_2(k-d), \dots, \hat{s}_N(k-d)]^T \quad (4)$$

式中, $\hat{s}_j(k-d)=[\hat{s}_j(k-d), \hat{s}_j(k-d-1), \dots, \hat{s}_j(k-d-K_b+1)]$, $j=1, \dots, N$, d 是时延参数;由空时判决反馈均衡器输出的第 n 层已解调信号的判决变量表示为:

$$y_n(k) = p_n(k) + q_n(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_n(k) \\ \mathbf{b}_n(k) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k)e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, $1 \leq n \leq N$, 第 n 层对应第 n 个发射阵元, $e^{-j\hat{\theta}_n}$ 用来对第 n 个前馈空时滤波器的输出进行载波相位恢复, $p_n(k) = \mathbf{w}_n^H(k) \tilde{\mathbf{r}}(k)e^{-j\hat{\theta}_n}$ 是对第 n 个前馈空时滤波器的输出进行载波相位恢复后的结果, $q_n(k) = \mathbf{b}_n^H(k) \hat{\mathbf{s}}(k-d)$ 是第 n 个反馈空时滤波器的输出,先令反馈滤波器的输入 $\hat{\mathbf{s}}_n(k-d)$ 等于已知的由第 n 个发射阵元发送的训练序列, $1 \leq n \leq N$;根据基于 LMS 的自适应算法对空时判决反馈均衡器的权向量进行更新调整,调整过程具体包括以下步骤:

步骤 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 ;

$k=0$; $\mu =$ 常数 $0 < \mu < 1$;

$\Phi(0) = 0$; $K_1 =$ 常数 $0 < K_1 < 1$;

$K_2 = 0.1 \times K_1$;

步骤 2 : 更新 : $k=k+1$;

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

$$e_n(k) = \hat{\mathbf{s}}_n(k-d) - y_n(k);$$

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

$$\Phi(k) = \mathbf{I}_m \{ p_n(k)(\hat{\mathbf{s}}_n(k-d) + q_n(k))^* \};$$

$$\hat{\theta}_n(k+1) = \hat{\theta}_n(k) + K_1 \Phi(k) + K_2 \sum_{i=0}^k \Phi(i) \quad (6)$$

其中, 上标 * 表示共轭运算, \mathbf{I}_m 表示取虚部运算, 按式 (6) 将均衡器调整到收敛状态后, 即可从训练模式切换到判决引导模式, 此时令 $\hat{\mathbf{s}}_n(k-d)$ 等于由 $y_n(k)$ 得到的判决量, 然后仍按式 (6) 对空时判决反馈均衡器的权向量进行更新, 对空时判决反馈均衡器的输出 $y_n(k)$ 进行判决, 即可恢复各发射阵元所发信息。

一种基于矢量阵 MIMO 的高速水声通信方法

技术领域

[0001] 本发明涉及水声通信领域,主要是一种基于矢量阵 MIMO 的高速水声通信方法。

背景技术

[0002] 水声通信可为水上、水下平台之间进行信息交换提供一种灵活而有效的技术手段。近年来,随着海洋开发和信息产业的不断发展,人们对高速水声通信的需求日益迫切。但由于水声信道是十分复杂的时空频变随机多径信道,存在带宽窄、噪声高、起伏大等诸多不利因素,使得在水下实现高速可靠通信变得尤为艰难,由此也导致水声通信所能达到的通信速率水平一直远远滞后于空间无线通信。

[0003] 为克服水声信道恶劣的传播条件,基于频率调制的非相干调制技术在水声通信领域一直占有重要地位。但由于较低的带宽利用率,使其很不适应在带宽受限的水声信道进行图像传输或多用户网络应用。为在有限的带宽条件下有效提高水声通信系统的传输速率,基于相位调制的相干水下通信技术开始受到更多关注。对于水下相位相干通信系统,提高通信速率和降低误码的主要难点有两个方面:一是由于多径传播而引起的码间干扰(intersymbol interference, ISI)的影响;二是水下多径传播的动态机制。目前,自适应时域均衡技术是相干系统用来解决上述问题的主要方法之一。为进一步提高稳健性,还可在接收端采用阵列进行接收,借助空间分集合并接收技术可有效改善系统性能,从而有效提高均衡技术的稳健性。由于声信道通常具有较大的时延扩展,对中、高数据率的浅海信道,由时延扩展而引起的码间干扰将有几十甚至几百个码元宽度。为有效补偿如此严重的码间干扰,就需要均衡器具有足够多的抽头,从而导致均衡算法的计算量大大增加。

[0004] 为有效提高水下信息传输速率,另一种方法是采用正交频分复用(OFDM)技术。OFDM 技术把高速信息流调制到多个正交的子载波上并行传输,使得每个子载波上的符号持续时间增长,从而增强了抵制码间干扰的能力。借助于循环前缀,OFDM 技术可通过简单的频域均衡来消除码间干扰,从而避开了较为复杂的时域均衡。但对于正交性的要求使得 OFDM 技术对频率偏移十分敏感,而水声信道通常存在着严重的多普勒频率偏移,这成为 OFDM 技术应用于水下通信的一大障碍。

[0005] 以上两种相位相干通信系统均属于传统的单发射阵元(即只有一个发射阵元)系统,虽然相对非相干系统,其带宽利用率有较大提高,但其提高毕竟有限,要在带宽严重受限的水声信道进一步大幅提高信息传输速率,依靠上述系统是无法实现的。

发明内容

[0006] 本发明的目的正是要克服上述技术的不足,而提供一种稳健的基于矢量阵 MIMO(多输入多输出)的高速水声通信方法,在不增加系统带宽的条件下大幅提高系统的通信速率。

[0007] 本发明解决其技术问题采用的技术方案:这种基于矢量阵 MIMO 的高速水声通信方法,与传统的单发射阵元系统不同,这种方法在发射端采用多个发射阵元同时发送信息,

通过充分开发空间资源,可使系统的带宽利用率获得极大提高,具体包括如下步骤:

[0008] (1)、在水声通信系统的发射端采用多个发射阵元同时发送信息,各阵元发射信号采用贝尔实验室垂直分层空时 VBLAST 编码进行调制;

[0009] (2)、在水声通信系统的接收端采用矢量水听器阵进行接收,阵元个数需大于发射阵元个数,对各阵元接收信号分别进行基于 $p+v$ 的声压振速联合信息处理;接收端采用矢量阵进行接收的目的是:借助声压振速联合信息处理技术强大的背景噪声抑制能力,可有效提高接收端信噪比,从而显著提高水声 MIMO 通信系统的稳健性及作用距离。

[0010] (3)、将联合信息处理的输出信号 ($p+v$) 送入内嵌数字锁相环的空时判决反馈均衡器进行自适应空时判决反馈均衡,对均衡器的输出进行判决,即可同时恢复各发射阵元所发信息。

[0011] 作为优选,所述的贝尔实验室垂直分层空时 VBLAST 编码,具有极高的频谱效率且易于实现。其本质是一种空间复用技术,即首先利用串并转换将高速源数据流按发射阵元个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以相同载波频率相同速率同时并行发送出去。由于这些子数据流占据相同的频带,因此可使系统频谱效率获得大幅提高。

[0012] 作为优选,对各阵元接收信号进行声压振速联合信息处理的具体过程为:首先分别对每一阵元接收到的声压信号 p 及三个振速矢量 (v_x, v_y, v_z) 进行同步、测向,再将振速通过 Givens 旋转后得到指向声源的总振速 v ,总振速与声压相加形成一路输出信号 ($p+v$)。

[0013] 作为优选,在步骤(3)中,对于具有 $N(N \geq 2)$ 个发射阵元和 $M(M > N)$ 个接收阵元的水声 MIMO 通信系统,所述内嵌数字锁相环的空时判决反馈均衡器由 N 个前馈空时滤波器和 N 个反馈空时滤波器构成; $W(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_N(k)]$ 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 $n(1 \leq n \leq N)$ 个前馈空时滤波器的 $M(K_f+1)$ 维权向量; $B(k) = [b_1(k), b_2(k), \dots, b_N(k)]$ 表示反馈滤波器的 $NK_b \times N$ 维加权矩阵,其中 $b_n(k)$ 为第 $n(1 \leq n \leq N)$ 个反馈空时滤波器的 NK_b 维权向量;前馈空时滤波器的输入可表示为 $M(K_f+1)$ 维列向量:

$$[0014] \quad \tilde{r}(k) = [r(k), r(k-1), \dots, r(k-K_f)]^T \quad (3)$$

[0015] 式中, $r(k-1) = [r_1(k-1), r_2(k-1), \dots, r_M(k-1)]$, $0 \leq 1 \leq K_f$, 为 M 维行向量;上标 T 表示向量转置;反馈空时滤波器的输入可表示为 NK_b 维列向量:

$$[0016] \quad \hat{s}(k-d) = [\hat{s}_1(k-d), \hat{s}_2(k-d), \dots, \hat{s}_N(k-d)]^T \quad (4)$$

[0017] 式中, $\hat{s}_j(k-d) = [\hat{s}_j(k-d), \hat{s}_j(k-d-1), \dots, \hat{s}_j(k-d-K_b+1)]$, $j = 1, \dots, N$, d 是时延参数;由空时判决反馈均衡器输出的第 $n(1 \leq n \leq N)$ 层(对应第 n 个发射阵元)已解调信号的判决变量可表示为:

$$[0018] \quad y_n(k) = \begin{bmatrix} w_n(k) \\ b_n(k) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{r}(k)e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{s}(k-d) \end{bmatrix} \quad (5)$$

[0019] 式中, $e^{-j\hat{\theta}_n}$ 用来对第 n 个前馈空时滤波器的输出进行载波相位恢复,先令反馈滤波器的输入 $\hat{s}_n(k-d)$ ($1 \leq n \leq N$) 等于已知的由第 n 个发射阵元发送的训练序列,根据基于 LMS 的自适应算法对空时判决反馈均衡器的权向量进行更新调整,调整过程具体包括以下步骤:

[0020] 步骤 1 :初始化 :令 $\hat{\mathbf{w}}_n(0) = \mathbf{0}$ ($M(K_f+1)$ 维列向量) ;

[0021] $\hat{\mathbf{b}}_n(0) = \mathbf{0}$ (NK_b 维列向量) ;

[0022] $k = 0$; $\mu =$ 常数 ($0 < \mu < 1$) ;

[0023] $\Phi(0) = 0$; $K_1 =$ 常数 ($0 < K_1 < 1$) ;

[0024] $K_2 = 0.1 \times K_1$;

[0025] 步骤 2 :更新 : $k = k+1$;

$$[0026] \quad y_n(k) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k-1) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k-1) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k)e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix};$$

$$[0027] \quad e_n(k) = \hat{\mathbf{s}}_n(k-d) - y_n(k);$$

$$[0028] \quad \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k-1) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k-1) \end{bmatrix} + \mu e_n^*(k) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k)e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix};$$

$$[0029] \quad \Phi(k) = \mathbf{I}_m \{ p_n(k)(\hat{\mathbf{s}}_n(k-d) + q_n(k))^* \};$$

$$[0030] \quad \hat{\theta}_n(k+1) = \hat{\theta}_n(k) + K_1 \Phi(k) + K_2 \sum_{i=0}^k \Phi(i) \quad (6)$$

[0031] 按式 (6) 将均衡器调整到收敛状态后,即可从训练模式切换到判决引导模式,此时令 $\hat{\mathbf{s}}_n(k-d)$ 等于由 $y_n(k)$ 得到的判决量,然后仍按式 (6) 对空时判决反馈均衡器的权向量进行更新,对空时判决反馈均衡器的输出 $y_n(k)$ 进行判决,即可恢复各发射阵元所发信息。

[0032] 本发明有益的效果是:通过充分开发空间资源,可使系统的频谱效率随发射阵元数的增加而呈线性增加,从而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通信速率。这对于传统的基于单个发射阵元的高速水下通信方法是根本无法实现的。同时,在系统接收端采用矢量阵进行接收,借助声压振速联合信息处理技术强大的背景噪声抑制能力,可有效提高接收端信噪比,从而显著提高水声 MIMO 通信系统的稳健性及作用距离。

附图说明

[0033] 图 1 是水声 MIMO 通信系统示意图 ;

[0034] 图 2 是声压振速联合信息处理流程图 ;

[0035] 图 3 是内嵌数字锁相环的自适应空时判决反馈均衡器结构示意图 ;

[0036] 图 4 是仿真实验的误码率曲线图 ;

[0037] 图 5 是 2 发 4 收水声 MIMO 通信系统信号频谱图 ;

[0038] 图 6 是传统的基于 QPSK 调制的单发射阵元水声通信系统信号频谱图。

具体实施方式

[0039] 下面结合附图和实施例对本发明作进一步说明 :

[0040] 在本发明的一个实施例中,用以实现水下高速通信的水声 MIMO 通信系统包含 $N(N \geq 2)$ 个发射阵元和 $M(M > N)$ 个接收阵元。在系统发射端,各阵元发射信号采用贝尔实验室垂直分层空时 (VBLAST) 编码进行调制,如图 1 所示。VBLAST 编码的本质是空间复用技术。其首先利用串并转换将高速源数据流分割为 N 个子数据流 (也称之为层),然后对应于

各发射阵元以相同载波频率相同速率同时并行发送出去。由于这些子数据流占据相同的频带,因此可使系统频谱利用率获得大幅提高。

[0041] 在采用 VBLAST 编码调制的水声 MIMO 通信系统的接收端,同时存在有码间干扰和同频干扰。为有效克服这两种干扰,可在接收端采用自适应空时判决反馈均衡技术进行解调。但所述均衡技术一般要求接收端有较高的信噪比,当信噪比较低(10dB 以下)时,均衡性能将会严重下降。而水声信道传输条件恶劣,在传播过程中声信号严重的随机起伏,以及非平稳的环境噪声都将导致接收端信噪比起伏较大,这将对自适应空时均衡技术的性能产生较大影响。为此,本发明采用矢量传感器阵列代替传统的声压水听器阵列,借助声压振速联合信息处理技术强大的背景噪声抑制能力,来有效提高水声 MIMO 通信系统的稳健性及作用距离。

[0042] 在本实施例中,系统接收端采用由 M 个二维矢量传感器构成的矢量阵进行接收。对每个矢量传感器的输出信号分别进行声压振速联合信息处理。处理过程如图 2 所示,具体步骤如下:

[0043] (a) 对每个矢量传感器输出的声压标量 p 及二个振速矢量 (v_x, v_y) 分别进行同步。

[0044] (b) 分别利用每个矢量传感器输出的声压标量 p 及二个振速矢量 (v_x, v_y) 进行测向。信号源到达水听器的水平方位角 θ 可按式 (1) 进行计算。

$$[0045] \quad \theta = a \operatorname{rctan} \left[\frac{I_y}{I_x} \right] = a \operatorname{rctan} \left[\frac{\langle p(t), v_y(t) \rangle}{\langle p(t), v_x(t) \rangle} \right] \quad (1)$$

[0046] 式中“ $\langle \rangle$ ”为取相关符号, $I_y = \langle p(t), v_y(t) \rangle$ 、 $I_x = \langle p(t), v_x(t) \rangle$ 分别为 y 轴、x 轴方向的声能流。

[0047] (c) 将振速按式 (2) 进行 Givens 旋转后合成为指向信号源的总振速 v。

$$[0048] \quad v = v_x \cos \theta + v_y \sin \theta \quad (2)$$

[0049] (d) 总振速与声压相加形成一路信号 (p+v)。

[0050] 本实施例中,联合信息处理后的输出信号 (p+v) 被送入图 3 所示的内嵌数字锁相环的自适应空时判决反馈均衡器进行均衡。空时判决反馈均衡器由 N 个前馈空时滤波器和 N 个反馈空时滤波器构成。 $W(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_N(k)]$ 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 ($1 \leq n \leq N$) 个前馈空时滤波器的 $M(K_f+1)$ 维权向量。 $B(k) = [b_1(k), b_2(k), \dots, b_N(k)]$ 表示反馈滤波器的 $NK_b \times N$ 维加权矩阵,其中 $b_n(k)$ 为第 n ($1 \leq n \leq N$) 个反馈空时滤波器的 NK_b 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。前馈空时滤波器的输入(即联合信息处理后的输出)可表示为 $M(K_f+1)$ 维列向量:

$$[0051] \quad \tilde{r}(k) = [r(k), r(k-1), \dots, r(k-K_f)]^T \quad (3)$$

[0052] 式中, $r(k-1) = [r_1(k-1), r_2(k-1), \dots, r_M(k-1)]$, $0 \leq 1 \leq K_f$, 为 M 维行向量。上标 T 表示向量转置。反馈空时滤波器的输入可表示为 NK_b 维列向量:

$$[0053] \quad \hat{s}(k-d) = [\hat{s}_1(k-d), \hat{s}_2(k-d), \dots, \hat{s}_N(k-d)]^T \quad (4)$$

[0054] 式中, $\hat{s}_j(k-d) = [\hat{s}_j(k-d), \hat{s}_j(k-d-1), \dots, \hat{s}_j(k-d-K_b+1)]$, $j = 1, \dots, N$, d 是时延参数。由空时判决反馈均衡器输出的第 n ($1 \leq n \leq N$) 层(对应第 n 个发射阵元)已解调信号的判决变量可表示为:

$$[0055] \quad y_n(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_n(k) \\ \mathbf{b}_n(k) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k)e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix} \quad (5)$$

[0056] 令反馈滤波器的输入 $\hat{\mathbf{s}}_n(k-d)$ ($1 \leq n \leq N$) 等于已知的由第 n 个发射阵元发送的训练序列, 根据基于 LMS 的自适应算法对内嵌二阶数字锁相环的空时判决反馈均衡器的权向量进行更新调整。调整过程具体包括以下步骤。

[0057] 步骤 1 : 初始化 : 令 $\hat{\mathbf{w}}_n(0) = \mathbf{0}$ ($M(K_f+1)$ 维列向量) ;

[0058] $\hat{\mathbf{b}}_n(0) = \mathbf{0}$ (NK_b 维列向量) ;

[0059] $k = 0$; $\mu =$ 常数 ($0 < \mu < 1$) ;

[0060] $\Phi(0) = 0$; $K_1 =$ 常数 ($0 < K_1 < 1$) ;

[0061] $K_2 = 0.1 \times K_1$;

[0062] 步骤 2 : 更新 : $k = k+1$;

$$[0063] \quad y_n(k) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k-1) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k-1) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k)e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix} ;$$

[0064] $e_n(k) = s_n(k-d) - y_n(k)$;

$$[0065] \quad \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_n(k-1) \\ \hat{\mathbf{b}}_n(k-1) \end{bmatrix} + \mu e_n^*(k) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(k)e^{-j\hat{\theta}_n} \\ \hat{\mathbf{s}}(k-d) \end{bmatrix} ;$$

[0066] $\Phi(k) = \mathbf{I}_m \{ p_n(k)(\hat{\mathbf{s}}_n(k-d) + q_n(k))^* \}$;

$$[0067] \quad \hat{\theta}_n(k+1) = \hat{\theta}_n(k) + K_1 \Phi(k) + K_2 \sum_{i=0}^k \Phi(i) \quad (6)$$

[0068] 上式中, $1 \leq n \leq N$ 。按式 (6) 将均衡器调整到收敛状态后, 即可从训练模式切换到判决引导模式, 此时令 $\hat{\mathbf{s}}_n(k-d)$ 等于由 $y_n(k)$ 得到的判决量, 然后仍按式 (6) 对空时判决反馈均衡器的权向量进行更新, 对空时判决反馈均衡器的输出 $y_n(k)$ 进行判决, 即可恢复第 n 个发射阵元所发信息。

[0069] 对本发明进行了计算机仿真实验和湖上试验, 均证明了本发明的良好效果。计算机仿真实验中, 高速水声 MIMO 通信系统配有 2 个发射阵元和 4 个矢量接收阵元。每个发射阵元的信息发送速率为 20Kbps, 则 MIMO 系统总的信息速率为 40kbps。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。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 $\mu = 0.005$ 。信道参数如表 1 所示。对每个阵元接收信号进行基于 p+v 的声压振速联合信息处理, 然后按式 (6) 给出的自适应空时判决反馈均衡算法对联合信息处理后的输出信号进行均衡, 进行 50 次 Monte Carlo 仿真实验的误码率曲线如图 4 所示。

[0070] 图 4 表明, 在表 1 所给信道条件下, 2 发 4 收水声 MIMO 通信系统具有较好的通信性能。当信噪比为 20dB 时, 未进行任何纠错编码, 系统误码率即可达到 10^{-3} 数量级。

[0071] 表 1 信道参数

[0072]

项目	幅度	延迟 (ms)

直达波	1	0
第一个多途到达波	0.5	40
第二个多途到达波	0.4	50
第三个多途到达波	0.2	100

[0073] 上述 2 发 4 收水声 MIMO 通信系统为实现 40kbps 的通信速率,所占用的系统带宽为 20kHz,因此其频谱效率为 2bps/Hz,是传统基于 QPSK 调制单发射阵元系统的 2 倍。这对于在带宽严重受限的中距离水声信道中实现高速可靠通信具有重要意义。所述 2 发 4 收水声 MIMO 通信系统与传统的基于 QPSK 调制的单发射阵元水声通信系统信号频谱分别如图 5 和 6 所示。

[0074] 在浙江淳安千岛湖对上述基于矢量阵 MIMO 的高速水声通信方法进行了湖上试验。试验中,发射端由 2 个发射换能器组成垂直发射阵,每个发射阵元的信息传输速率为 6.4kbps,则系统总的信息速率为 12.8kbps。接收端采用 4 元矢量垂直阵进行接收,发射阵与接收阵相距 80 米。在未进行任何纠错编码,约 17dB 信噪比条件下,系统误码率为 0。

[0075] 除上述实施例外,凡采用等同替换或等效变换形成的技术方案,均落在本发明要求的保护范围。

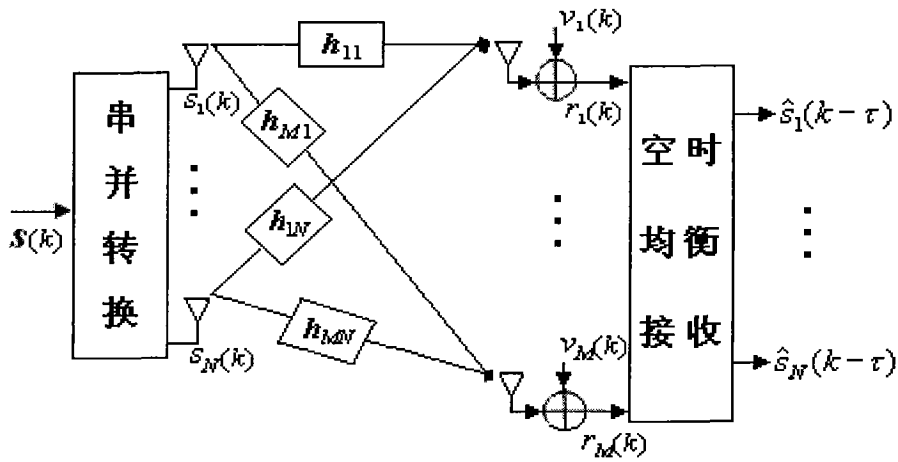


图 1

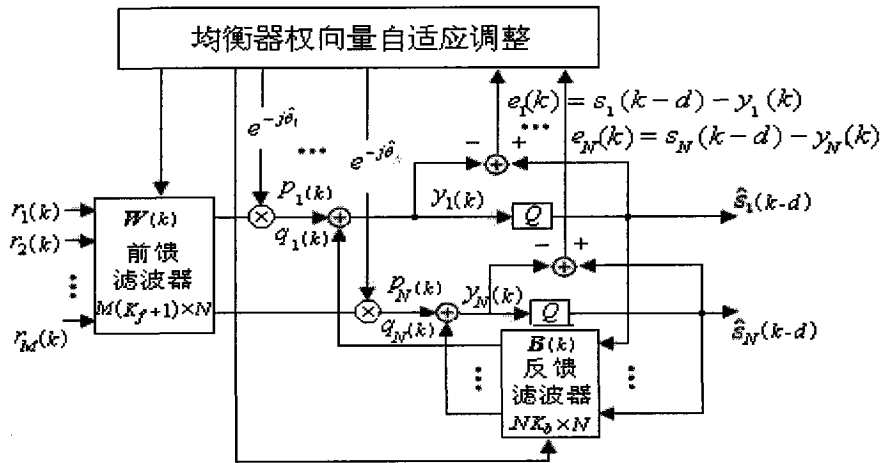


图 2

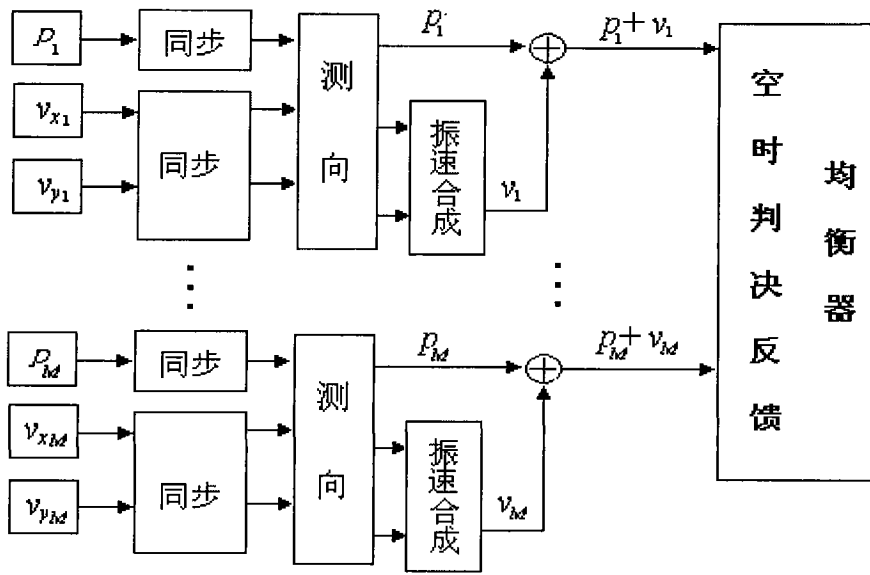


图 3

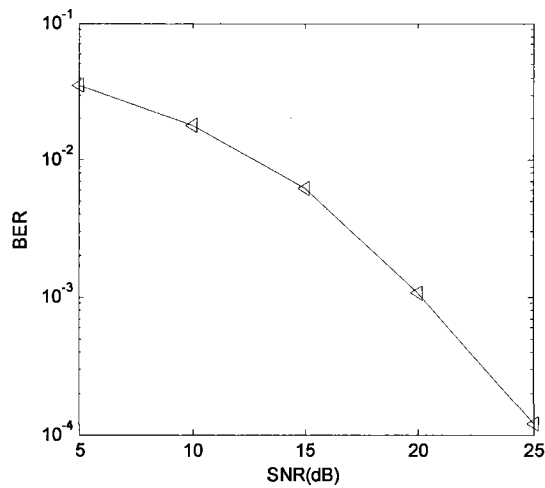


图 4

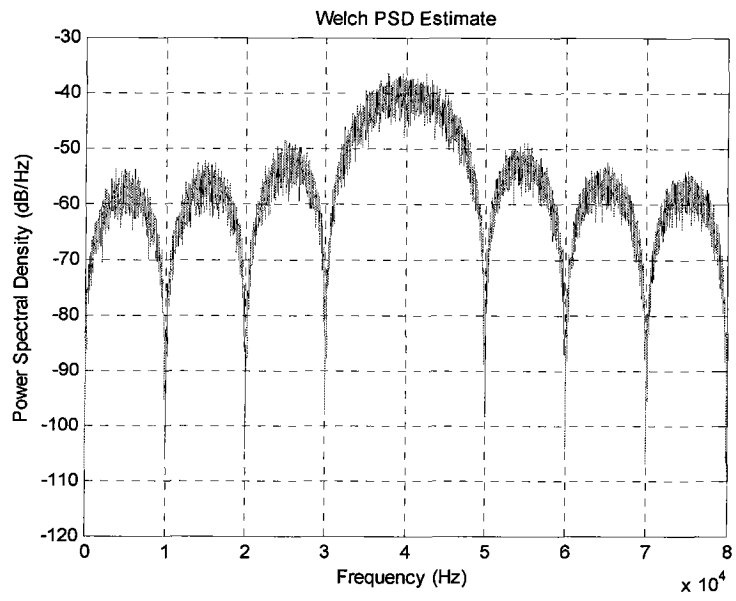


图 5

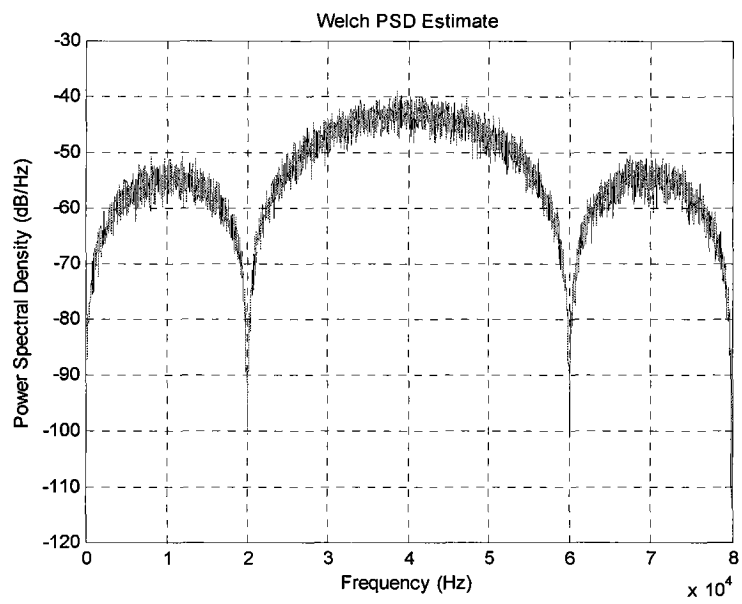


图 6