

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200910183373.6

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

H04B 13/02 (2006.01)

[43] 公开日 2010年2月24日

[11] 公开号 CN 101656696A

[22] 申请日 2009.9.18

[21] 申请号 200910183373.6

[71] 申请人 南京信息工程大学

地址 210044 江苏省南京市宁六路 219 号

[72] 发明人 郭业才 丁雪洁

[74] 专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司

代理人 许方

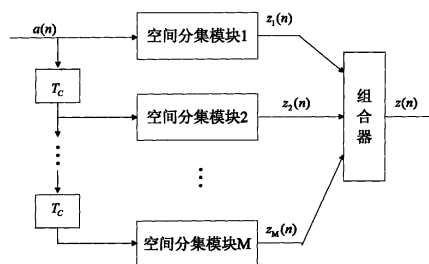
权利要求书 2 页 说明书 5 页 附图 4 页

[54] 发明名称

基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法

[57] 摘要

本发明公布了一种基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，本发明方法首先利用 FFT 技术和重叠保留法实现单信道频域小波盲均衡方法 (FWTCMA)；其次，构造一种联合合并的时空分集系统模型，该模型是在时间分集的基础上，每条支路采用不同的空间分集模块，以每路空间分集模块合并后的输出作为时间分集组合器的输入，经时间分集组合器合并后的信号将作为整个系统的输出。本发明方法收敛速度快、稳态误差小，计算复杂度低。



1、一种基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，其特征在于包括如下步骤：

第一步：将发射信号序列 $a(n)$ 经过第一个空间分集模块得到第一个空间分集模块输出的基带信号 $z_1(n)$ ；经过时间间隔 T_c 后将发射信号序列 $a(n)$ 经过第二个空间分集模块得到第二个空间分集模块输出的基带信号 $z_2(n)$ ；以此类推，经过时间间隔 $(M-1)T_c$ 后将发射信号序列 $a(n)$ 经过第 M 个空间分集模块得到第 M 个空间分集模块输出的基带信号 $z_M(n)$ ，其中 n 为时间序列， n 、 M 都为自然数，下同；

第二步：将第一步所述的空间分集模块输出的 M 个基带信号经过时间分集组合器得到组合器输出信号 $z(n)$ 。

2、根据权利要求 1 所述的基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，其特征在于所述空间分集模块采用联合合并的时空分集盲均衡方法，具体包括如下步骤：

(a) 采用结构相同的 D 重空间分集支路并联构建空间分集模块，每条空间分集支路均采用频域小波盲均衡方法 FWTCMA 均衡，其中 D 为自然数，下同；

(b) 将发射信号序列 $a(n)$ 分别经过 D 重空间分集支路后进入选择逻辑，通过选择逻辑选出具有最高信噪比的基带信号作为此空间分集模块的输出。

3、根据权利要求 2 所述的基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，其特征在于所述 D 重空间分集支路的频域小波盲均衡方法 FWTCMA 都相同，其中第 d 路空间分集支路的频域小波盲均衡方法 FWTCMA 具体包括如下步骤：

(1) 将发射信号 $a(n)$ 经过第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路脉冲响应信道得到该信道输出向量 $x_{ld}(n)$ ，其中， $l=1,2,\dots,M$ ， $d=1,2,\dots,D$ ， n 为自然数表示时间序列，下同；

(2) 采用第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路信道噪声 $w_{ld}(n)$ 和步骤 (1) 所述的信道输出向量 $x_{ld}(n)$ 得到第 l 路时间分集支路的第 d 支空间分集支路小波变换器的输入序列： $y_{ld}(n) = x_{ld}(n) + w_{ld}(n)$ ；

(3) 将步骤 (2) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路小波变换器的输入序列 $y_{ld}(n)$ 经过小波变换器得到小波变换器的输出信号 $r_{ld}(n)$ ；

(4) 将步骤 (2) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路小波变换器的输出信号 $r_{ld}(n)$ 经过第一个 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到频域均衡器的输入信号 $R_{ld}(N)$ ，其中 N 表示 L 点数据构的块数，下同；

(5) 将步骤 (4) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路频域均衡器的输入信号 $R_{ld}(N)$ 与频域均衡器的权向量 $F_{ld}(N)$ 作卷积得到频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ ，

(6) 将步骤 (5) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ 经过第二个 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ 的反变换 $z(n)$ ；

其中频域均衡器的权向量 $F_{ld}(N)$ 的更新包括如下步骤：

(7) 采用步骤 (5) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ 减去频域中信号的模值 R_F 得到误差函数： $E_{ld}(N) = Z_{ld}(N) - R_F$ ；

(8) 采用 CMA 更新频域均衡器的权向量： $F_{ld}(N+1) = F_{ld}(N) + 2\mu\hat{R}_{ld}^{-1}(N) \cdot R_{ld}^*(N)E_{ld}(N)$ ，其中 $[\hat{R}_{ld}(N)]^{-1}$ 为归一化矩阵， μ 为频域均衡器的权向量的迭代步长，

$\mathbf{R}_{ld}^*(N)$ 为频域均衡器的输入信号 $\mathbf{R}_{ld}(N)$ 的共轭。

基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法

技术领域

发明涉及一种基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，属于克服水声信道多径衰落引起的码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)的盲均衡算法的技术领域。

背景技术

水声信道多径衰落引起的码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)，是影响水下数据传输效率的关键因素。克服(ISI)的一种有效手段是采用不需要训练序列的盲均衡方法(见文献: [1]Guo Yecai, Han Yingge, Rao Wei. Blind equalization algorithms based on different error equations with exponential variable step size[C]//The First International Symposium on Test Automation & Instrumentation (ISTA).Xi'an, China: World Publishing Corporation, 2006: 497- 501)。在众多盲均衡方法中，常数模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)因其简单、计算量小而成为经典方法，但该方法收敛速度慢、稳态误差大(见文献: [2] 韩迎鸽, 郭业才, 吴造林, 周巧喜. 基于正交小波变换的多模盲均衡器设计与算法仿真研究[J]. 仪器仪表学报. 2008, 29(7): 1441-1445; [3] Cooklev T. An efficient architecture for orthogonal wavelet transforms[J]. IEEE Signal Processing Letters (S1070-9980), 2006, 13(2): 77-79)。利用正交小波良好的去相关性，加快均衡器的收敛速度，但计算量增大，不利于工程的实现(见文献: [4] 冯存前, 张永顺. 变步长频域快速自适应收发隔离算法研究[J]. 电子对抗技术, 2004, 19(5): 22-25)。在频域均衡方法，用序列的循环卷积来计算线性卷积，不但计算量大幅度减小，而且比时域方法具有更好的收敛性能。但以上的盲均衡方法限于单一信道的研究(见文献: [5] Alain Y, Kibangou, Gerard Favier. Blind equalization of nonlinear channels using a tensor decomposition with code/space/time diversities[J]. Signal Processing 89 (2009) 133-143.; [6] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis et al. Great expectations: The value of spatial diversity in wireless networks. Proceedings of the IEEE, 2004, 92: 219-270; [7] 郭业才, 朱婕. 基于选择性合并频率分集的多载波盲均衡算法[J]. 舰船科学技术, 2009, 31(2): 121-123; [8] 朱婕, 郭业才. 基于最大比合并频率分集判决反馈盲均衡算法[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(11): 2843-2850)。将分集技术应用用于盲均衡方法，利用分集技术来减小多径衰落的影响，已取得较好的均衡效果，但是这些也仅停留于单一分集技术和单一合并方式的研究。

发明内容

本发明所要解决的技术问题是针对水声信道多径衰落的影响及单信道正交小波常数模算法(WT-CMA)收敛速度慢、稳态误差大、计算量大的缺点，发明一种基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法。

本发明为实现上述目的，采用如下技术方案：

本发明基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，其特征在于包括如下步骤：

第一步：将发射信号序列 $a(n)$ 经过第一个空间分集模块得到第一个空间分集模块输出的基带信号 $z_1(n)$ ；经过时间间隔 T_c 后将发射信号序列 $a(n)$ 经过第二个空间分集模块得到第二个空间分集模块输出的基带信号 $z_2(n)$ ；以此类推，经过时间间隔 $(M-1)T_c$ 后

将发射信号序列 $a(n)$ 经过第 M 个空间分集模块得到第 M 个空间分集模块输出的基带信号 $z_M(n)$ ，其中 n 为时间序列， n 、 M 都为自然数，下同；

第二步：将第一步所述的空间分集模块输出的 M 个基带信号经过时间分集组合器得到组合器输出信号 $z(n)$ 。

所述的基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，其特征在于所述空间分集模块采用联合合并的时空分集盲均衡方法，具体包括如下步骤：

(a) 采用结构相同的 D 重空间分集支路并联构建空间分集模块，每条空间分集支路均采用频域小波盲均衡方法 FWTCMA 均衡，其中 D 为自然数，下同；

(b) 将发射信号序列 $a(n)$ 分别经过 D 重空间分集支路后进入选择逻辑，通过选择逻辑选出具有最高信噪比的基带信号作为此空间分集模块的输出。

所述的基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法，其特征在于所述 D 重空间分集支路的频域小波盲均衡方法 FWTCMA 都相同，其中第 d 路空间分集支路的频域小波盲均衡方法 FWTCMA 具体包括如下步骤：

(1) 将发射信号 $a(n)$ 经过第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路脉冲响应信道得到该信道输出向量 $x_{ld}(n)$ ，其中， $l=1,2,\dots,M$ ， $d=1,2,\dots,D$ ， n 为自然数表示时间序列，下同；

(2) 采用第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路信道噪声 $w_{ld}(n)$ 和步骤 (1) 所述的信道输出向量 $x_{ld}(n)$ 得到第 l 路时间分集支路的第 d 支空间分集支路小波变换器的输入序列： $y_{ld}(n) = x_{ld}(n) + w_{ld}(n)$ ；

(3) 将步骤 (2) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路小波变换器的输入序列 $y_{ld}(n)$ 经过小波变换器得到小波变换器的输出信号 $r_{ld}(n)$ ；

(4) 将步骤 (2) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路小波变换器的输出信号 $r_{ld}(n)$ 经过第一个 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到频域均衡器的输入信号 $R_{ld}(N)$ ，其中 N 表示 L 点数据构的块数，下同；

(5) 将步骤 (4) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路频域均衡器的输入信号 $R_{ld}(N)$ 与频域均衡器的权向量 $F_{ld}(N)$ 作卷积得到频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ ，

(6) 将步骤 (5) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ 经过第二个 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ 的反变换 $z(n)$ ；

其中频域均衡器的权向量 $F_{ld}(N)$ 的更新包括如下步骤：

(7) 采用步骤 (5) 所述的第 l 路时间分集支路的第 d 路空间分集支路频域均衡器的输出信号 $Z_{ld}(N)$ 减去频域中信号的模值 R_F 得到误差函数： $E_{ld}(N) = Z_{ld}(N) - R_F$ ；

(8) 采用 CMA 更新频域均衡器的权向量： $F_{ld}(N+1) = F_{ld}(N) + 2\mu \hat{R}_{ld}^{-1}(N) \cdot R_{ld}^*(N) E_{ld}(N)$ ，其中 $[\hat{R}_{ld}(N)]^{-1}$ 为归一化矩阵， μ 为频域均衡器的权向量的迭代步长， $R_{ld}^*(N)$ 为频域均衡器的输入信号 $R_{ld}(N)$ 的共轭。

本发明用频域方法减小 WT-CMA 的计算量，得到单信道频域小波盲均衡方法 (FWTCMA)，再将联合合并的时空分集技术应用于频域小波盲均衡方法中，发明了基于联合合并的时空分集频域小波盲均衡方法 (JCTSD-FWTCMA)。用水声信道对本发明方法进行仿真的结果表明，本发明方法 JCTSD-FWTCMA 收敛速度快、稳态误差小、计算复杂度低。本发明方法在水声通信中具有实用价值。

附图说明

图 1: 频域小波盲均衡方法(FWTCMA)原理图。

图 2: 本发明: 时空间分集系统模型图。

图 3: 本发明: 时空间分集频域盲均衡器结构图。

图 4: 实施实例仿真结果图, (a) 均方误差曲线; (b) 均衡器的输入; (c) WT-CMA 算法输出; (d) FWTCMA 算法输出; (e) JCTSD-FWTCMA 算法输出。

具体实施方式

下面结合附图对发明的技术方案进行详细说明:

1 频域小波盲均衡方法

如图 1 所示, WT-CMA 方法通过对输入信号进行正交小波变换, 减小了输入信号自相关矩阵的最大、最小特征值的比值, 获得了良好的收敛性能。但在均衡过程中仍采用线性卷积的方法, 计算量很大, 不利于方法的工程实现。通过 FFT 技术及重叠保留法, 计算 WT-CMA 中的卷积, 将会大幅度减小算法的计算量, 就得到频域小波盲均衡方法(FWTCMA)。

图 1 中 $\{a(n)\}$ 是独立同分布的发射信号序列; $c(n)$ 是信道的脉冲响应; $\{w(n)\}$ 是高斯白噪声序列; $y(n)$ 为小波变换器的输入信号; $r(n)=[r(n), r(n-1), \dots, r(n-M_f+1)]^T$ 是时域中经过小波变换器的输出信号; $Q=[G_0; G_1 H_0; G_2 H_1 H_0; \dots; G_{J-1} G_{J-2} \dots H_1 H_0; H_{J-1} H_{J-2} \dots H_1 H_0]$ 为正交小波变换矩阵, 其中 H_j 和 G_j 分别由小波滤波器的系数 $h(n)$ 和尺度滤波器系数 $g(n)$ 构成的矩阵; $F(N)$ 是频域均衡器的权向量, $R(N)$ 是频域均衡器的输入信号。根据小波变换理论

$$r(n) = Qy(n)$$

将 $r(n)$ 分成 L 长的块, 以 $r(n)$ 的第 N 个块和第 $N-1$ 个块组成 $2L$ 点序列, 而在 $N=1$ 时, 在 $r(1)$ 前添置 L 个零, 若设 $f(n)$ 为每个输入块对应的时域均衡器的权向量, 在其后添置 L 个零组成 $2L$ 点序列, 运用快速 FFT 技术, 用循环卷积来计算线性卷积(重叠保留法)为

$$R(N) = \text{FFT}\{r(nL-L), r(nL-L+1), \dots, r(nL-1), r(nL), r(nL+1), \dots, r(nL+L-1)\} \quad (1)$$

$$F(N) = \text{FFT}[f^T(n), 0, 0, \dots, 0] \quad (2)$$

$$Z(N) = R(N)F(N) \quad (3)$$

$$E(N) = Z(N) - R_f \quad (4)$$

式中, $R(N)$ 为对 $r(n)$ 进行傅里叶变换后的信号; FFT 为傅里叶变换符号; 上标 T 表示转置操作; R_f 为频域中信号的模值; $Z(N)$ 为频域均衡器的输出信号; $E(N)$ 为频域误差。

基于小波变换的盲均衡器表明, 小波变换与 CMA 结合时, 要在权向量调整前进行归一化处理(见文献: [2] 韩迎鹤, 郭业才, 吴造林, 周巧喜. 基于正交小波变换的多模盲均衡器设计与算法仿真研究[J]. 仪器仪表学报, 2008, 29(7): 1441-1445)。在频域中仍采用相同方法, 来构造归一化矩阵 $[\hat{R}(N)]^{-1}$, 设

$$r(n) = [r_{1,0}(n), r_{1,1}(n) \dots r_{J,k_j}(n), s_{J,0}(n), \dots, s_{J,k_j}(n)]^T$$

其中

$$\begin{cases} r_{jk}(n) = \sum_i y(n-i)\varphi_{jk}(i) \\ s_{jk}(n) = \sum_i y(n-i)\phi_{jk}(i) \end{cases} \quad (5)$$

式中, $\varphi_{jk}(i)$ 为尺度函数, $\phi_{jk}(i)$ 为小波函数, $r_{j,k}(n)$ 表示小波空间中第j层分解第k个信号, $s_{j,k}(n)$ 表示尺度空间中第j层分解第k个信号, k 为正整数 $0 < k \leq K$, K 为小波滤波器个数。归一化矩阵 $[\hat{R}(n)]^{-1} = \text{diag}\{[\sigma_{j,0}(n)]^2, [\sigma_{j,1}(n)]^2, \dots, [\sigma_{j,k_j}(n)]^2, [\sigma_{j+1,0}(n)]^2, \dots, [\sigma_{j+1,k_j}(n)]^2\}$; $[\hat{\sigma}_{j,k_j}(n)]^2$ 和 $[\hat{\sigma}_{j+1,k_j}(n)]^2$ 分别表示对 $r_{j,k_j}(n)$ 、 $s_{j,k_j}(n)$ 平均功率的估计, 且可由下式递推得到:

$$[\hat{\sigma}_{j,k_j}(n+1)]^2 = \beta[\hat{\sigma}_{j,k_j}(n)]^2 + (1-\beta)|r_{j,k_j}(n)|^2 \quad (6a)$$

$$[\hat{\sigma}_{j+1,k_j}(n+1)]^2 = \beta[\hat{\sigma}_{j+1,k_j}(n)]^2 + (1-\beta)|s_{j,k_j}(n)|^2 \quad (6b)$$

式中, $|\cdot|$ 为绝对值符号。 $\hat{R}(N) = \text{FFT}[\hat{R}(n), 0, 0, \dots, 0]$, 在此基础上可得频域小波盲均衡器的权向量更新公式为

$$F(N+1) = F(n) + 2\mu\hat{R}^{-1}(N)E(N)\text{sign}(Z(N))R^*(N) \quad (7)$$

式中, $\text{sign}(\cdot)$ 为取符号函数。

2 基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法

2.1 联合合并时空分集盲均衡方法系统模型

如图2所示, 时间分集是指以超过信道相干时间间隔重复发送同一信号, 使接收端获得多个具有独立衰落环境的信号; 空间分集是指在空间上通过多个传输特性不同的信道, 若对时间分集中的每路信号以空间分集的形式传输, 就构成了一种时空分集技术。

图2中, T_c 是时间间隔, M 是时间分集的重数, $z_l(n)$ 为第 l 个空间分集模块的输出($l=1, 2, \dots, M$), $z(n)$ 为个空间分集模块输出经时间分集组合器合并的输出。图2表明, 时空分集盲均衡方法中时间分集的每一路由不同空间分集模块组成, 每路空间分集经过一定合并方式合并后的输出作为时间分集组合器的输入, 进行合并。本发明中, 时间分集将采用合并效果最好的最大比合并方式, 由于时空分集盲均衡方法的支路很多, 单一合并方式对于减小信道衰落和稳态误差的效果就不明显, 因此在空间分集模块中采用选择合并方式, 构成联合合并的时空分集盲均衡方法, 其第 l 个空间分集模块的结构, 如图3所示。

图3表明, 第 l 个空间分集模块由 D 重空间分集支路组成, 每条支路采用FWTCMA方法进行均衡, 输出信号进入选择逻辑, 通过选择逻辑选出具有最高信噪比的基带信号作为此空间模块的输出。

2.2 方法描述

在联合合并时空分集的系统模型中, 每条支路中的均衡器采用频域小波盲均衡方法进行更新, 则以第 l 路空间分集模块的第 d 个支路为例, 其权向量的更新过程如下

$$Z_{ld}(N) = R_{ld}(N)F_{ld}(N) \quad (8)$$

$$E_{ld}(N) = Z_{ld}(N) - R_F \quad (9)$$

$$F_{ld}(N+1) = F_{ld}(N) + 2\mu\hat{R}_{ld}^{-1}(N)E_{ld}(N)\text{sign}(Z_{ld}(N))R_{ld}^*(N) \quad (10)$$

$Z_{ld}(N)$ 为第 l 路空间分集模块的第 d 个支路频域均衡器的输出信号, 其傅里叶反变换为 $z_{ld}(n)$; $R_{ld}(N)$ 为对第 l 路空间分集模块的第 d 个支路小波变换器的频域输出信号; $E_{ld}(N)$ 为第 l 路空间分集模块的第 d 个支路的频域误差信号; 判决器的输出为 $s_{ld}(n)$; 若

该条支路传送第 j 个字符的平均测量误差记为

$$e_{li}(n-j) = z_{ld}(n-j) - s_{ld}(n-j) \quad (11)$$

则该支路传送 N_B 个字符的平均测量误差为 $\bar{E}_{ld}(n) = \frac{1}{N_B} \left(\sum_{j=0}^{N_B-1} |e_{ld}(k-j)| \right)$, 在某一时刻对第

l 个空间分集模块所有支路进行比较, 选择最小的一路作为第 l 空间分集模块的输出 $z_l(n)$ 。至此完成了选择合并。其余空间分集模块也进行相同的过程。每个空间分集模块的输出将作为图 2 中组合器的输入。选择合并方式虽然容易实现, 但合并方式不是最好的, 有时会影响合并效果。因此, 在图 2 中的时空分集采用三种合并方式中效果最好的最大比合并, 用此来克服单一合并方式的缺陷。根据最大比合并原理, 每路空间分集模块的输出经图 2 中组合器合并后的输出为

$$z(n) = \sum_{l=1}^D \frac{A_l}{\sigma_l^2} z_l(n) \quad (12)$$

其中, A_l 表示第 l 支时间分集输出信号的幅度, σ_l^2 表示第 l 支时间分集支路的噪声方差。式(8)-(12)为基于联合合并时空分集频域小波盲均衡方法(JCTSD-FWTCMA)。

对输入信号进行正交小波变换, \mathbf{Q} 为稀疏矩阵, 假设 \mathbf{Q} 中每一行的非零元素数目为 N_1 , 则完成小波变换需要的乘法数目为 $N_1 N_2$ 。在本发明中每条支路采用了正交小波频域盲均衡方法, 与正交小波盲均衡方法相比, 其计算量大大减小, 其对比分析如下: 采用频域均衡需要进行 3 次 N_1 点的 FFT 计算和 2 次 $2N_1$ 点复数相乘, 但对于实输入, 由于对称性有一半权可以不用计算, 而且 $2N_1$ 点 FFT 可以由 $2N_1$ 点 FFT 和 $2N_1$ 复乘实现。每个复数乘法按 4 个实数乘法计算则 需要 $3N_1 \log_2(N_1/2) + 4N_1 + N_1 N_2$ 次, 小波常数模算法需要计算次数为 $N_1 N_2 + N_1^2$, 则每一路减小的计算量为 $\Delta = N_1 N_2 + N_1^2 - 3L \log_2(N_1/2) + 4N_1 + N_1 N_2$, 如果取 $N_1 = 32$, $\Delta = 786$, 则一共减小计算量为 $786DM$ 次, 由此可见, 支路越多减小计算量越大。

实施实例

为了验证本发明方法 JCTSD-FWTCMA 的有效性, 用 16PSK 信号进行仿真, 仿真中若假设 $M = D = 2$, 即时空分集中含有两个空间分集模块, 且每个空间分集模块中含有两条支路, 则需要四个水声信道, 分别将 $\mathbf{c}_1 = [0.9656 \ -0.0906 \ 0.0578 \ 0.2368]$ 和 $\mathbf{c}_2 = [0.8264 \ -0.1653 \ 0.1653]$ 作为第一个空间模块的信道, $\mathbf{c}_3 = [0.35 \ 0 \ 0 \ 1]$ 和 $\mathbf{c}_4 = [0.2 \ 0.5 \ 1 \ -0.1]$ 作为第二个空间分集的模块, 信噪比为 20dB, 均衡器权长为 32 且均采用中心抽头初始化, 每路信号均采用 DB2 小波分解, 分解层次是 2 层, 功率初始值为 4; $\beta = 0.999$, 仿真步长取 $\mu_{WT-CMA} = 0.00155$; $\mu_{FWTCMA} = 0.015088$; 在 JCTSD-FWTCMA 方法中, 第一模块两支路的步长为 $\mu_1 = 0.007, \mu_2 = 0.0073$; 第二模块两支路的步长分别为 $\mu_3 = 0.15, \mu_4 = 0.15$; 1500 次蒙特卡洛仿真结果, 如图 4 所示。

图 4 表明, 本发明方法 JCTSD-FWTCMA 收敛速度分别比 WT-CMA 和 FWTCMA 提高了约 4500 步和 2500 步, 稳态误差比 WT-CMA 和 FWTCMA 分别减小了约 8dB 和 3.5dB。图 4(c,d,e) 表明, FWTCMA 输出的星座图清晰、紧凑, 但本发明方法 JCTSD-FWTCMA 输出的星座图最为清晰。

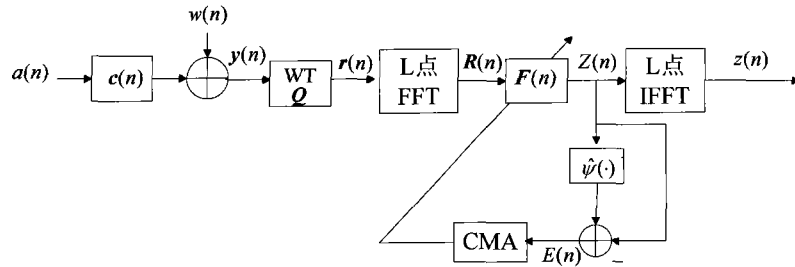


图 1

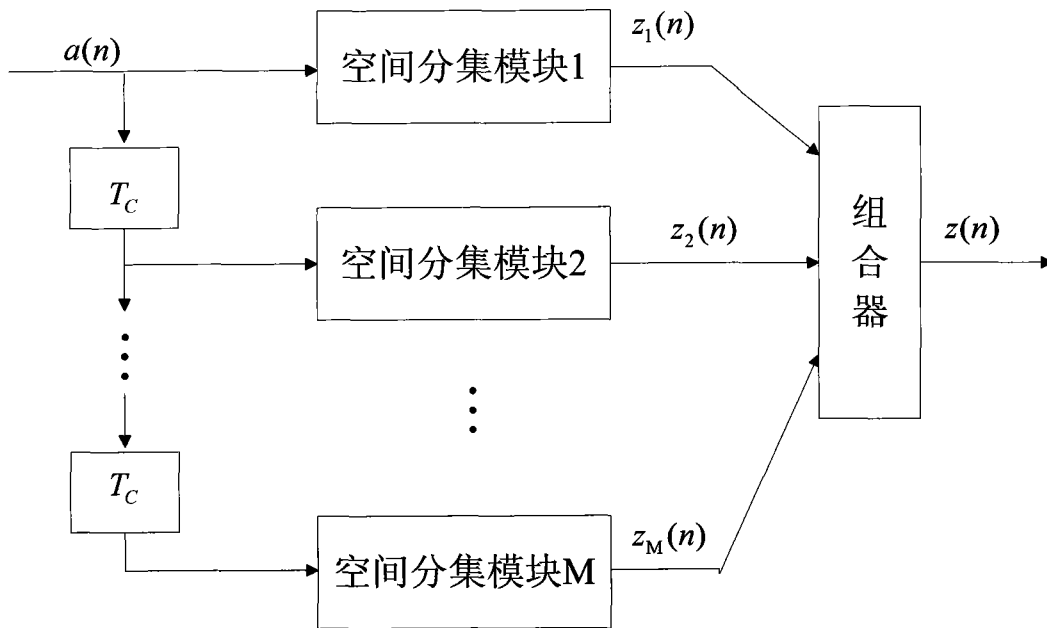


图 2

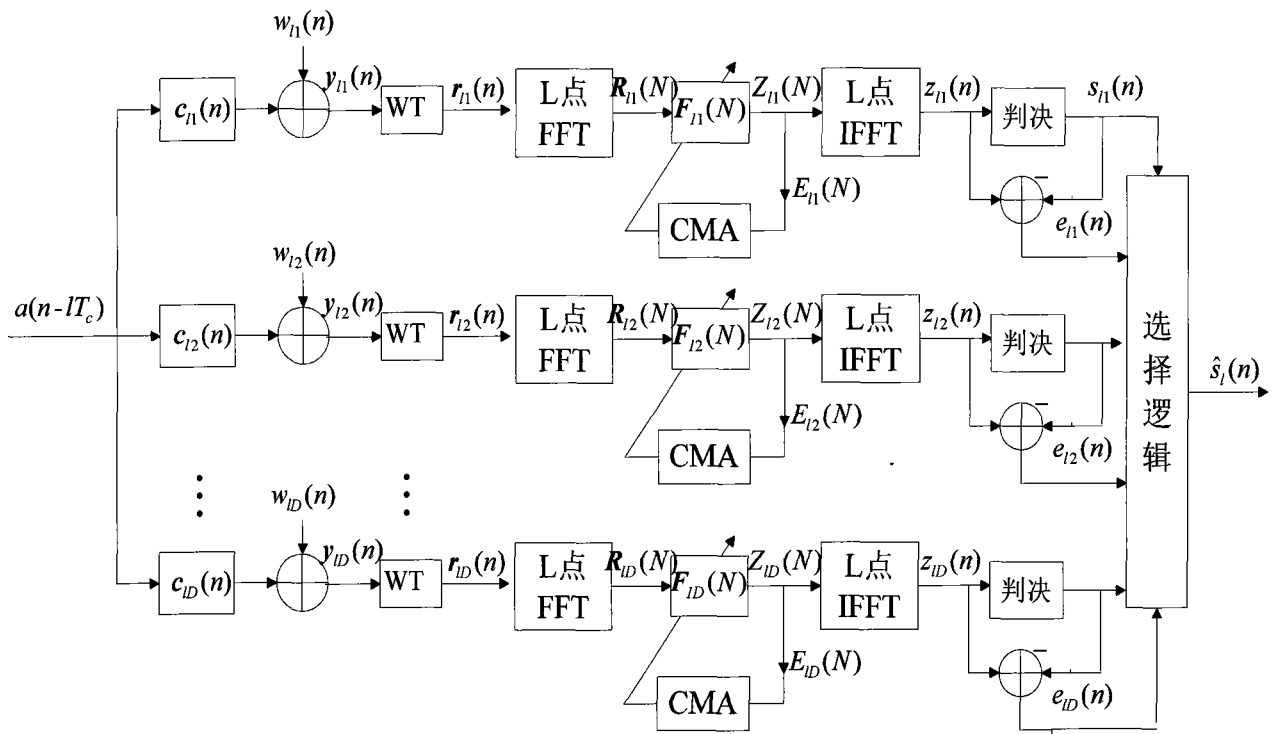
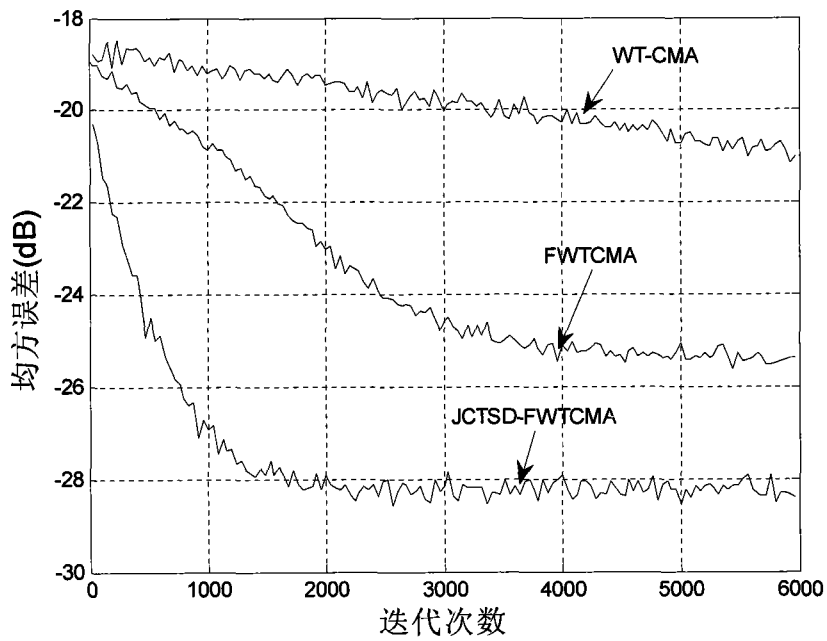
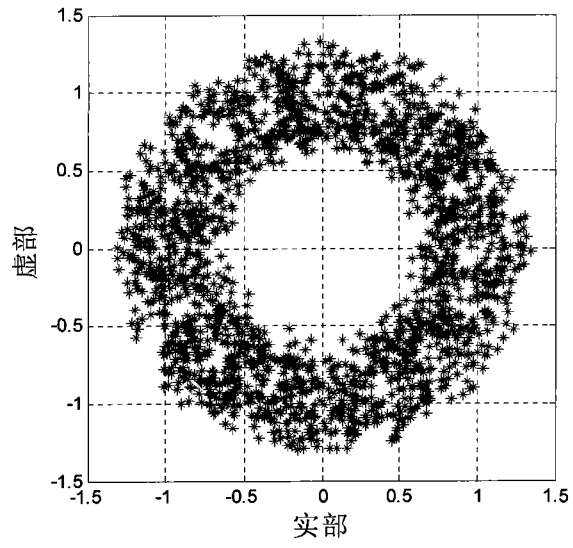


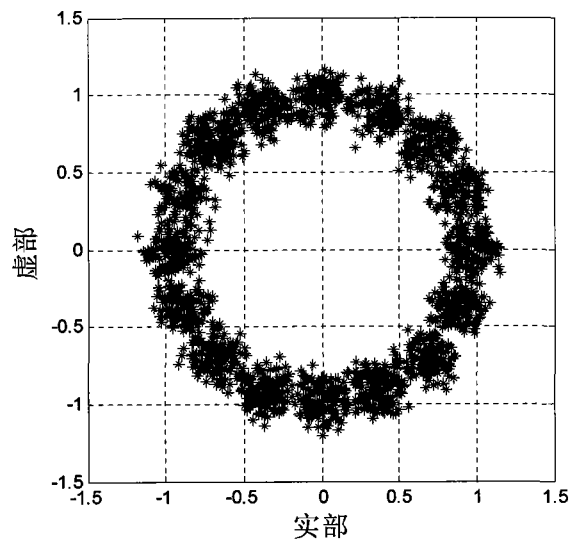
图 3



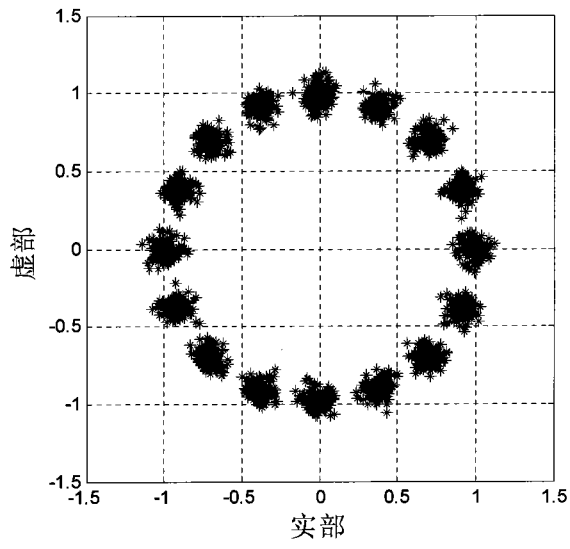
(a)



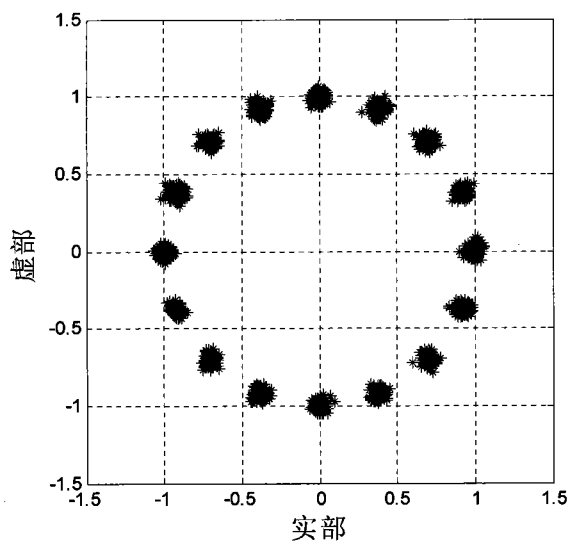
(b)



(c)



(d)



(e)

图 4