

基于频域波形合成的盲空间分集均衡器设计

陈紫阳, 胡贲鹏, 沈智翔, 沈彩耀

(解放军信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450002)

摘要: 针对频率选择性衰落信道下的多天线盲接收问题, 本文提出了一种新的“合成器-均衡器”盲空间分集均衡器结构. 基于频域波形合成、均衡器与软符号信息的联合处理框架, 首先设计了频域 BLOCK-SUMPLE 迭代算法, 对多路信号频域合成权值进行联合估计, 实现频率选择性衰落信道下的波形合成. 在此基础上, 利用均衡器输出软符号信息重构合成参考, 对权值相位予以修正, 实现对等效合成信道的优化补偿. 与传统盲空间分集均衡算法相比, 上述算法实现无需训练序列辅助, 并且优化了信号分集合并性能, 降低了均衡器的设计难度. 仿真结果表明, 采用新型结构可有效改善衰落信道下的盲接收效果, 逼近最佳空间分集均衡器性能.

关键词: 衰落信道; 空间分集均衡器; 频域波形合成

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)05-1121-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.05.015

A Novel Spatial Diversity Equalizer Based on Frequency-Domain Waveform Combining

CHEN Zi-yang, HU Yun-peng, SHEN Zhi-xiang, SHEN Cai-yao

(PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China)

Abstract: A novel ‘combiner-equalizer’ structure of blind Spatial Diversity Equalizer (SDE) is proposed for blind reception of multi-antenna system under frequency-selective fading channels. Three key components, i. e. frequency waveform combiner, equalizer and soft information recycler are jointly processed under this new structure. An iterative BLOCK-SUMPLE algorithm is designed first to calculate weight values for multi-antenna signals, with frequency waveform combining implemented afterwards. In order to compensate and optimize the equivalent synthesis channel, soft symbols from the equalizer output are fed back and functioned as a new reference to adjust the weight phases. Compared with traditional blind SDEs, no prior symbol information is required during the implementation. The proposed structure also improves diversity combining performance and reduces the design complexity of equalizer at the same time. Simulation results show that this new structure effectively improves the reception capability under fading channels and it performs closely to the optimal Spatial Diversity Equalizers.

Key words: fading channels; spatial diversity equalizer; frequency-domain waveform combining

1 引言

多天线联合接收广泛应用于深空探测, 移动通信, 目标跟踪等领域^[1~3]. 在频率选择性衰落信道下, 多天线联合接收通常将空间分集技术与均衡技术相结合, 构成空间分集均衡器 (Spatial Diversity Equalizer, SDE) 结构. 在信道已知条件下, Balaban 等人给出了基于匹配滤波 (Matched Filter, MF) 和无限长抽头系数均衡器的最优 SDE 接收模型^[4]. Scott 进一步提出了易于实现的

最大似然序列检测方法 (maximum likelihood sequence estimation, MLSE)^[5]. 当信道未知时, 常用信道估计器代替匹配滤波器, 可将其分为两类:

(1) SDE 在时域处理, 采用多抽头延迟线^[6]作为前端滤波器, 利用盲均衡算法联合优化抽头系数. 借助正交小波变换的去相关性^[7], 文献[8]将正交小波变换常模盲均衡算法 (Wavelet Transformation Constant Modulus Algorithm WT-CMA) 用于 SDE 中, 加快了算法收敛速度. 针对 WT-CMA 采用随机梯度搜索方法, 容易陷入局

部收敛的问题,文献[9]和[10]分别采用全局寻优的并行遗传优化算法和粒子群优化算法设置初值.文献[11]通过在合成器后增加软解调和软估计模块,使得合并均衡器与译码器交换软信息,形成迭代处理结构.值得注意的是,上述时域 SDE 均采用符号合成算法,要求各支路的定时同步环节.在实际中,当单路接收信噪比较低或信道环境较为恶劣时,基本同步门限将无法满足,均衡器的设计复杂度也将成倍增加,使其应用受限.

(2) SDE 将数据变换至频域后进行加权合并,其典型结构是单载波频域均衡(Single Carrier Frequency Domain Equalization, SC-FDE). SC-FDE 利用循环前缀(Cyclic Prefix, CP)将线性卷积等效转化为循环卷积,因此可以借助快速傅里叶变换实现频域均衡^[12]. SC-FDE 系统常用于正向通信系统,要求信道频率响应已知^[13]或利用训练序列/导频符号进行信道估计^[14],因而无法直接应用于无先验知识的盲接收系统中.

针对频率选择性衰落信道下的多天线盲接收问题,本文设计了一种基于频域波形合成的 SDE 接收结构(Frequency Waveform Combining Spatial Diversity Equalizer, FWC-SDE),采用“波形合成+均衡+重构波形反馈”的两级处理模式,在提升接收信噪比的同时,有效补偿信道衰落特性,改善信号接收质量. FWC-SDE 无需 CP 或训练序列辅助,易于系统实现,因此在盲接收系统中具有较好的应用前景.

2 信号模型与典型 SDE 结构

假设发送复基带信号为 $s(t) = \sum_n s_n g(t - nT)$, 其

中 $\{s_n\}$ 表示发送符号, $g(t)$ 为发送成型滤波器, T 为符号周期. $s(t)$ 经过 L 个独立衰落信道传输, 定义各信道的复脉冲响应为: $h_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, L$, 则天线 i 的接收信号表示为:

$$y_i(t) = s(t) * h_i(t) + n_i(t) \\ = \sum_n s_n c_i(t - nT) + n_i(t), i = 1, 2, \dots, L \quad (1)$$

其中, $c_i(t) = g(t) * h_i(t)$ 是发送成型滤波器 $g(t)$ 与信道 $h_i(t)$ 的卷积, $n_i(t)$ 为零均值加性高斯白噪声, 单边功率谱密度为 N_0 .

如前文所述,在信道已知条件下,最优 SDE 为匹配滤波合成+均衡器结构.如图1所示,各天线接收信号分别通过与信道响应 $h_i(t)$ 对应的理想匹配滤波器,抽样符号经合并后送入均衡器中消除残余码间干扰,最后进行判决输出.

在盲接收条件下,接收方不具备信道先验信息,此时基于时域信道估计的 SDE 接收模型如图2所示.时域 SDE 性能主要受以下两方面制约:(1)盲均衡算法自

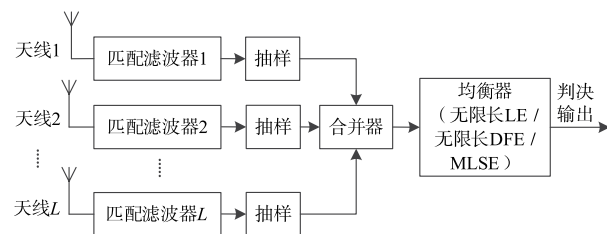


图1 信道已知下的最优SDE结构

身的多极值特性容易导致算法误收敛现象^[15]; (2) 当多径时延扩展较大时,均衡器所需抽头数量将成倍增加^[16],使得算法寻优过程异常复杂.

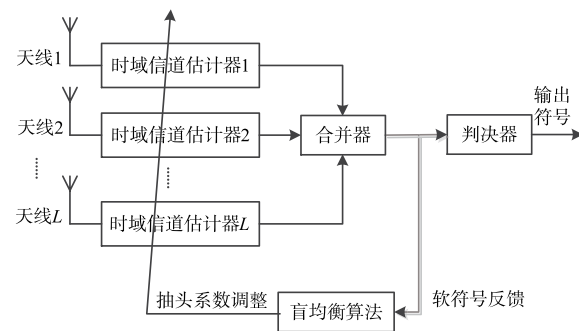


图2 时域处理的盲空间分集均衡器结构

另一方面,基于频域处理的 SC-FDE 系统如图3所示. SC-FDE 将数据分块传输,通过 CP 的引入,将信道的线性卷积转化为循环卷积,使得信道的频率响应矩阵等效为对角阵,简化了信道估计的难度^[17]. SC-FDE 对先验知识要求较高,接收端通常借助已知的训练序列进行频域信道估计,在没有训练序列时,则将判决输出符号作为已知的导频符号^[18].

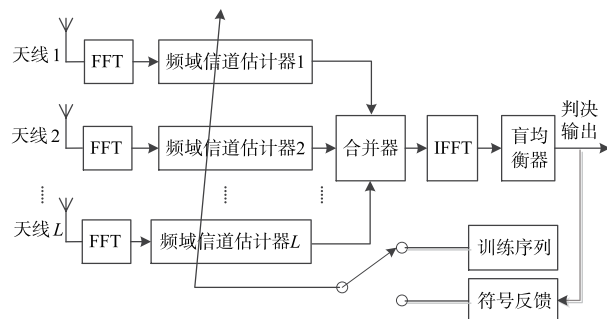


图3 SC-FDE系统接收结构

在盲接收条件下,接收信号形式复杂多样,接收端不具备信道或调制符号的先验知识,使得 SC-FDE 实现难度较大.为此,文献[19]提出了一种基于频域分量最大比合并(Frequency-domain Max-Ratio Combining, FMRC)的盲处理结构. FMRC 选取某一路接收信号作为相位参考,按照最大比合并准则对多天线信号各个频域分量进行加权求和.然而,FMRC 算法同样存在两个关键问题,(1)各天线的频域权值仅依赖于当前天线的接

收数据,无法实现多路信息联合处理;(2)FMRC 采取固定参考方式,合成性能将受限于参考信号性能,并没有从本质上解决衰落信道带来的非线性相位失真问题。

3 基于频域波形合成的空间分集均衡器设计

3.1 FWC-SDE 总体结构及处理流程

为了优化衰落信道下的多天线盲接收性能,本文设计了一种基于两级处理的 FWC-SDE 接收结构,算法流程如图 4 所示:

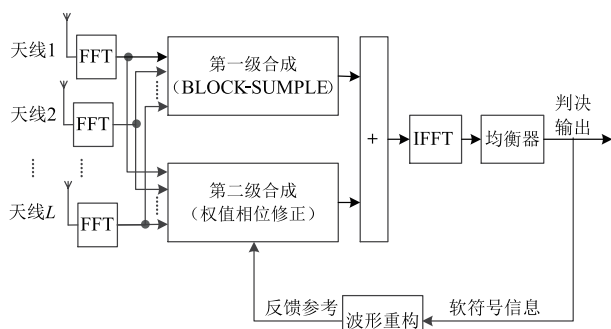


图4 新的盲空间分集均衡器结构(FWC-SDE)

在图 4 中,FWC-SDE 第一级合成由 BLOCK-SUMPLE 权值估计 + 盲均衡器组成,第二级合成利用均衡器输出软符号信息进行波形重构,并作为反馈参考,实现对合成权值的相位修正.下面对系统各部分实现原理展开介绍。

3.2 BLOCK-SUMPLE 联合权值估计算法

SUMPLE 算法^[20]源于深空探测中对微弱信号的接收问题,是一种典型的多天线时域合成算法. SUMPLE 算法的核心是利用准合成参考迭代求解合成权值,通过各路加权实现多天线时差和相位差补偿,保证信号同相叠加.在衰落信道下,由多径时延扩展带来的码间干扰将使得信号的传输波形发生畸变,此时信号合成的关键在于对信道非线性失真的补偿,而非简单的时差或相位差补偿,因此传统的时域 SUMPLE 算法将无法适用.为解决上述问题,本文将从频域着手,给出一种新的合成处理思路.利用 N_F 点的 FFT 将式(1)变换至频域可得:

$$Y_i[k] = S[k]H_i[k] + N_i[k], k=0,1,\dots,N_F-1 \quad (2)$$

由式(2)可以看出,对于同一频点 k ,频域数据 $Y_1[k], Y_2[k], \dots, Y_L[k]$ 可视为 $S[k]$ 在不同的信道复增益系数 $H_1[k], H_2[k], \dots, H_L[k]$ 下的分集接收结果.若将 $Y_1[k], Y_2[k], \dots, Y_L[k]$ 作为 SUMPLE 算法合成对象,则可实现单个频点 k 处的信号合成.随着 k 在 $0,1,\dots,N_F-1$ 内依次取值,将不同频率分量依次合成,即可实现信号通带内的频域合成。

以接收信号 $y_1(t)$ 为例,在观测时间窗内,将 $y_1(t)$

以重叠保留方式划分为 M 个时间区间,依次对各区间进行 FFT 变换,得到各区间对应的频域数据 $y_1^1, y_1^2, \dots, y_1^M$,其中 $y_1^j = [Y_1^j[0], \dots, Y_1^j[N_F-1]]$,表示 $y_1(t)$ 在第 $j(j \in [1, M])$ 个时间区间上的 FFT 取值,长度为 $1 \times N_F$. 由 $y_1^1, y_1^2, \dots, y_1^M$ 构成频域数据块 Z_1 :

$$Z_1 = \begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_1^2 \\ \vdots \\ y_1^M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1^1[0] & \cdots & Y_1^1[N_F-1] \\ Y_1^2[0] & \cdots & Y_1^2[N_F-1] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_1^M[0] & \cdots & Y_1^M[N_F-1] \end{bmatrix} = [z_1^0 \quad z_1^1 \quad \cdots \quad z_1^{N_F-1}] \quad (3)$$

在式(3)中, Z_1 的第 $k(k \in [0, N_F-1])$ 个列矢量 z_1^k 表示频点 k 在不同时间区间内的频域观测值.为了实现频点 k 处的信号合成,分别计算频域数据块 Z_2, \dots, Z_L ,取各频域数据块的第 k 个列矢量,作为频域 SUMPLE 合成的输入,如图 5 所示。

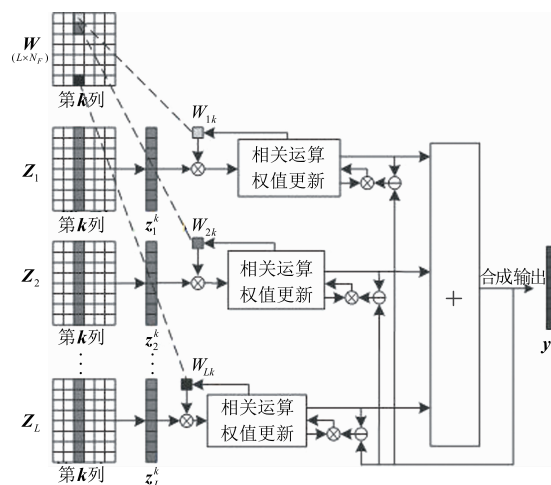


图5 频点 k 处的SUMPLE合成示意图

在图 5 中, $W_{L \times N_F}$ 为频域加权矩阵, W_{ik} 表示天线 i 在频点 k 处的合成权值,迭代公式为:

$$W_{ik}^{N+1} = \frac{R_k^{N+1}}{M} [z_i^k (W_{ik}^N)^* \cdot \sum_{j=1, j \neq i}^M z_j^k (W_{jk}^N)^*], \quad (4)$$

$$i = 1, \dots, L; k = 0, \dots, N_F - 1$$

其中, $[\cdot]$ 为矢量内积运算, N 为迭代次数, R_k^{N+1} 为归一化系数,防止权值幅度因连续累加而不稳定,其约束准则为:

$$\sum_{i=1}^L W_{ik} W_{ik}^* = L \quad (5)$$

式(3),式(4),式(5)给出了单个频点 k 处的权值迭代计算方法,基于上述原理,为了实现全通带一体化合成,将上述过程以矩阵操作实现,构成 BLOCK-SUMPLE 算法.首先进行符号说明如下:

① 定义 $A_{(m \times n)}, B_{(n \times p)}, C_{(m \times n)}$ 为三个矩阵, $A \cdot$

\mathbf{B} 表示 \mathbf{A} 与 \mathbf{B} 相乘,即

$$(\mathbf{A} \cdot \mathbf{B})_{ij} = \sum_{k=1}^n a_{ik} b_{kj}, i=1, \dots, m; j=1, \dots, p;$$

② $\mathbf{A} \circ \mathbf{C}$ 表示 \mathbf{A} 与 \mathbf{C} 的 Hadamard 积,即

$$(\mathbf{A} \circ \mathbf{C})_{ij} = a_{ij} c_{ij}, i=1, \dots, m; j=1, \dots, n.$$

③ $\bar{\mathbf{A}}_{vec}$ 表示将矩阵 \mathbf{A} 各列求均值,即 $\bar{\mathbf{A}}_{vec} = [\bar{\mathbf{a}}_1, \bar{\mathbf{a}}_2, \dots, \bar{\mathbf{a}}_n]$, 其中 \mathbf{a}_i 为 \mathbf{A} 第 i 个列向量.

④ $diag(\mathbf{a})$ 构成一个对角矩阵,其对角线元素取值为向量 \mathbf{a} 的各元素值.

记 $\mathbf{w}_i^N = [W_{i0}^N, \dots, W_{i(N_F-1)}^N]$ 为第 N 次迭代中频域加权矩阵的第 i 个行矢量(为表达简便,下文简记为 \mathbf{w}_i),利用 \mathbf{w}_i 和 $\mathbf{Z}_1, \mathbf{Z}_2, \dots, \mathbf{Z}_L$ 进行 SUMPLE 运算:

$$\mathbf{u}_i = \left\{ \left[\mathbf{Z}_i \cdot \text{diag}(\mathbf{w}_i^*) \right] \circ \left[\sum_{j=1, j \neq i}^L \mathbf{Z}_j \cdot \text{diag}(\mathbf{w}_j^*) \right] \right\}_{vec},$$

$$i = 1, \dots, L \quad (6)$$

式(6)可以分为三部分:第一部分 $\mathbf{Z}_i \cdot \text{diag}(\mathbf{w}_i^*)$ 利用 \mathbf{w}_i 对天线 i 的频域数据进行加权;第二部分 $\sum_{j=1, j \neq i}^L \mathbf{Z}_j \cdot \text{diag}(\mathbf{w}_j^*)$ 计算除去天线 i 的其余信号加权和;第三部分则计算上述两个矩阵的 Hadamard 积,并对其各列求均值(对同一频点按时间取平均).将 $\mathbf{u}_i, i=1, \dots, L$ 分别作为构造矩阵 \mathbf{U} 的行向量,权值归一化系数可表示为:

$$[R_0^{N+1}, R_1^{N+1}, \dots, R_{N_F-1}^{N+1}] = \sqrt{\frac{L}{(\mathbf{U} \circ \mathbf{U}^*)_{vec}}} \quad (7)$$

$$\mathbf{W}_{ik}^{N+1} = \mathbf{U}_{ik} R_k^{N+1}, i=1, \dots, L; k=0, \dots, N_F-1 \quad (8)$$

式(6),式(7),式(8)完成了 BLOCK-SUMPLE 算法的一次权值更新过程.

3.3 波形重构与权值相位修正

BLOCK-SUMPLE 算法利用频域合成,有效提升了信号通带内的接收信噪比,为频域合成提供了初始权值,但受限于 SUMPLE 算法自身的相位漂移现象^[20],合成信号的相频特性将会发生畸变.为此,在 FWC-SDE 的第二级处理中,本文利用合成信号均衡后输出的软符号信息进行波形重构,作为新的合成参考,对权值相位进行修正.

假设第一级合成输出软符号信息为 $\{\hat{s}_n\}$,利用 $\{\hat{s}_n\}$ 和成型滤波器 $g(t)$ 进行波形重构如下:

$$r_0(t) = \sum_n \hat{s}_n g(t - nT) \quad (9)$$

$r_0(t)$ 可视为在原始发送符号 $\{s_n\}$ 上叠加了部分误码后,重新经过发送成型滤波器的输出信号.由于 $r_0(t)$ 不受信道衰落和信道噪声的影响,可认为其保留了原始发送信号的波形特征.将 $r_0(t)$ 作为新的相位参考对权值相位修正如下:首先,将天线 i 在频点 k 处的合成

权值 W_{ik} 拆分为幅度权 $|W_{ik}|$ 和相位权 $\exp(j\varphi_{W_{ik}})$ 即

$$W_{ik} = |W_{ik}| \exp(j\varphi_{W_{ik}}) \quad (10)$$

利用快速傅里叶变换,计算 $r_0(t)$ 对应的频域数据块 \mathbf{Z}_0 ,计算 W_{ik} 的相位补偿值如下:

$$\varphi'_{W_{ik}} = \angle \frac{1}{M} \langle \mathbf{z}_i^k, \mathbf{z}_0^k \rangle \quad (11)$$

经过相位修正后,将 L 路接收天线在频点 k 处进行加权求和,得到频点 k 处的合成输出信号:

$$\mathbf{y}_c^k = \sum_{i=1}^L \mathbf{z}_i^k (W_{ik} e^{-j\varphi'_{W_{ik}}})^*, k = 0, 1, \dots, N_F - 1 \quad (12)$$

将上述频域合成信号进行 IFFT 变换,即可得到时域合成信号 $y_c(t)$. 综上,FWC-SDE 将多天线信号合成分为两级处理过程:第一级通过 BLOCK-SUMPLE 合成优化信号幅度谱,以重构波形参考为特征的第二级处理将会进一步优化合成信号的相位谱,使得算法可在无需训练序列辅助的条件下实现信号增强和信道均衡的联合优化.

4 仿真实验

为了验证算法的可行性和有效性,以下仿真实验均采用发送功率为 1 的 4QAM 调制信号,每符号样点数为 4,接收端为 4 个独立的接收阵元,采用根升余弦成型方式,滚降系数 $\alpha = 0.5$. 在 Rayleigh 衰落信道模型下,假设信道为 5 阶,按照室外传播环境的路径传输时延经验值确定每一径的时延范围 $10^{-9} \text{ s} \sim 10^{-7} \text{ s}$,并在此区间内随机取值.

4.1 不同信道条件的合成性能对比

为了说明信道衰落特性对合成性能的影响,在随机产生的多个信道抽头系数中任意抽取两组信道参数用于对比实验.在第一组信道中,不同天线信号频点衰落的位置较为接近,而在第二组信道中,不同天线信号频点衰落位置相差较大.

第一组信道的复抽头系数为:

$$\begin{aligned} ch1 &= [-0.3803 - 0.6688i; -0.4234 - 0.9113i; 0.0067 \\ &+ 0.1110i; -0.0139 - 0.0080i; -0.0003 - 0.0006i]; \\ ch2 &= [0.5280 + 0.8978i; 0.1064 + 0.1834i; -0.1876 \\ &+ 0.2071i; 0.1362 - 0.0841i; 0.0016 - 0.0007i]; \\ ch3 &= [0.2179 - 0.7939i; 0.2543 - 0.0120i; 0.0493 + \\ &0.1209i; 0.0229 - 0.0439i; 0.0010 + 0.0001i]; \\ ch4 &= [-0.1920 - 0.3990i; -0.1305 - 0.1292i; 0.0027 \\ &- 0.0826i; -0.0032 - 0.0257i; 0.0003 + 0.0056i]; \end{aligned}$$

第二组信道的复抽头系数为:

$$\begin{aligned} ch5 &= [-0.4855 + 0.9130i; 0.2894 - 0.0419i; -0.1874 \\ &- 0.2299i; 0.0058 - 0.0096i; -0.0005 + 0.0016i]; \\ ch6 &= [-0.0958 + 0.5586i; 0.2083 + 0.2687i; 0.0830 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ 0.6290i; 0.0098 - 0.0234i; -0.0003 - 0.0009i]; \\
 ch7 &= [0.0248 + 0.0865i; -0.0589 - 0.0250i; -0.0000 \\
 &- 0.0179i; 0.0045 + 0.0032i; 0.0009 + 0.0004i]; \\
 ch8 &= [0.1841 + 0.2542i; 0.1735 - 0.0841i; 0.0011 - \\
 &0.0019i; 0.0018 + 0.0037i; 0.0006 + 0.0016i];
 \end{aligned}$$

以单路接收信噪比 0dB 为例,分别在两组信道参数下进行 FWC-SDE 合成,合成器输出信号与单路信号的功率谱密度 (PSD) 对比如图 6,图 7 所示. 两组信道条件下,合成信号均在整体上提高了信噪比,但在第一组信道中,由于 4 路接收信号 PSD 有重叠峰现象,合成信号在重叠峰附近仍呈现较陡的变化趋势,通带内 (125Hz ~ 875Hz) PSD 最大落差约为 6dB;而第二组信道中,4 路接收信号 PSD 谱峰值位置相互远离,频点衰落的位置不同,通过 FWC-SDE 合成后在各路信号衰落频点达成互补,使得合成信号通带起伏较小,通带内最大落差约为 2dB.

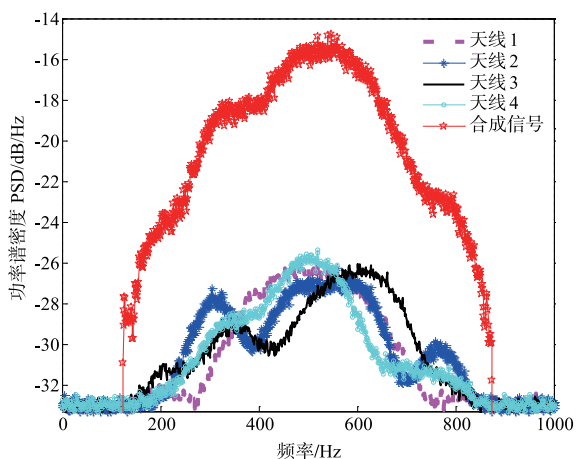


图6 第一组信道合成信号与单路信号的PSD对比 (0dB)

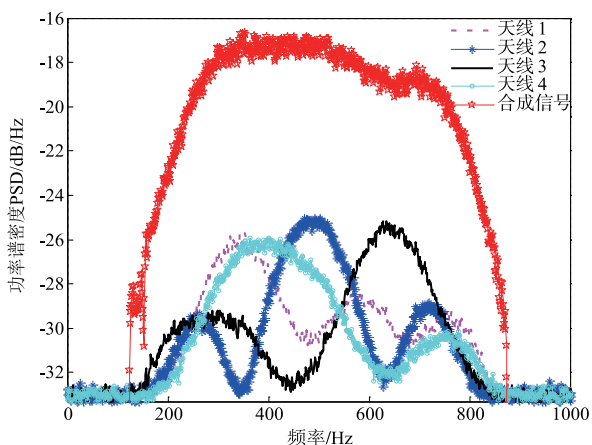


图7 第二组信道合成信号与单路信号的PSD对比 (0dB)

图 8 和图 9 进一步分析了在两组信道条件下合成等效信道与单天线接收信道的相频特性对比. 为了剔除接收信号中调制符号相位带来的影响,在绘制相频

特性曲线时,将原始调制信号作为相位参考,计算接收信号与参考之间的相位差值. 从图中可以看出,在通带范围内,单路接收信号通带内的相频特性存在随机抖动,而经过 FWC-SDE 合成后的等效信道在通带内接近平坦,凸显出对合成等效相位谱的补偿作用.

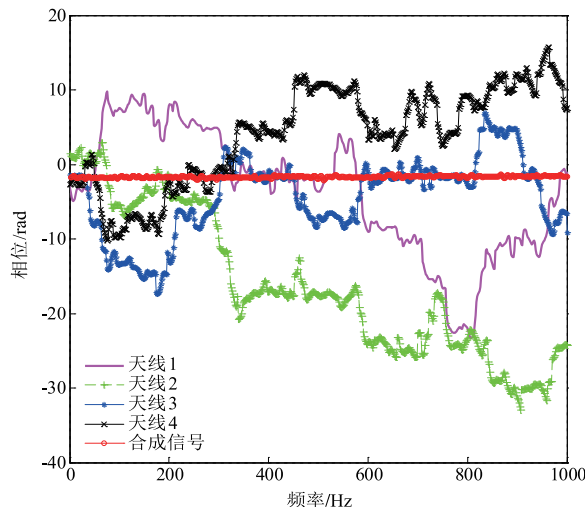


图8 合成等效信道与单路信道的相频特性对比(第一组)

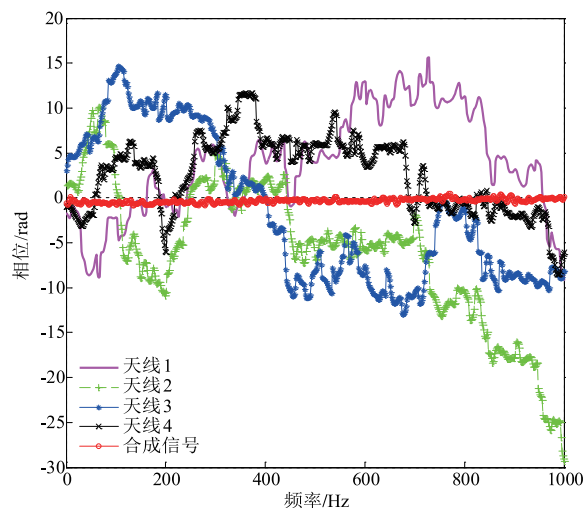


图9 合成等效信道与单路信道的相频特性对比(第二组)

图 10 对比了两组信道条件下加入反馈参考前后的误码性能对比. 从图中可以看出,加入反馈参考后,两个信道条件下误码性能均有明显提升. 其中,第一组信道条件下,提升约为 1dB,第二组信道条件下,提升约为 0.6dB.

4.2 与传统盲空间分集均衡算法性能对比

选取同样的信道条件(不失一般性,此处选择第二组信道参数),将本文算法分别与传统盲空间分集均衡算法进行对比. 将时域处理的多路联合盲均衡 CMA-SDE 算法与频域处理的 FMRC-SDE 算法作为典型比较对象. 为了保证仿真的一致性,均衡器均采用分数间隔

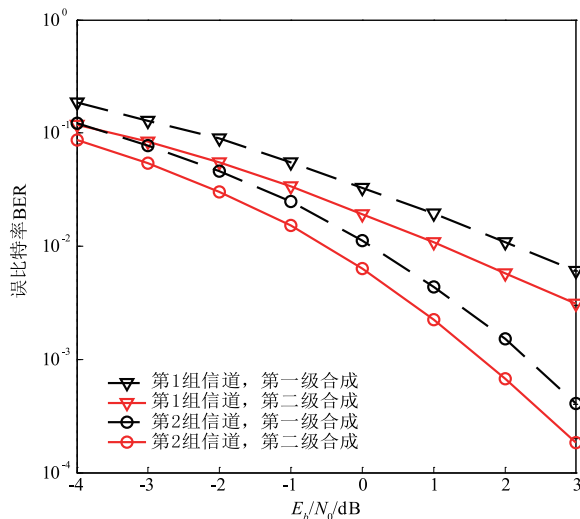


图10 加入反馈参考前后合成误码性能对比

的恒模算法(FSE-CMA),均衡器阶数 $p = 21$, 调整步长 $\mu = 0.001$. 同时,将信道已知条件下的最优结构:MF + MLSE 作为当前信道条件下的最优性能界,将四路接收信号各自采用 MLSE 解调的误码率曲线作为计算分集增益的参照物.

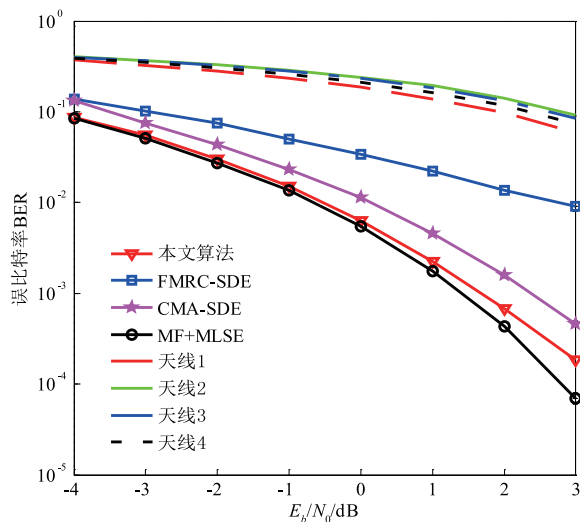


图11 不同SDE结构的误码性能对比

图 11 仿真结果表明,对于单天线接收信号,由于信道抽头系数不同,各天线误码性能略有差异,但均处于同一数量级. 经过分集接收后,采用不同的 SDE 结构均可获得一定程度的分集增益. 其中 MF + MLSE 具有最优的解调性能,可以获得接近 6dB 的分集增益;本文中提出的 FWC-SDE 结构与最优性能在低信噪比下十分接近,并且明显优于传统的时域 CMA-SDE 和频域 FMRC-SDE 性能. 如前文所述,FMRC-SDE 采用最大比权值估计和固定参考方式制约了系统性能,FWC-SDE 结构采用多路融合权值估计与反馈参考方式,使得分集增

益增加约 2.5dB. 另一方面,在时域 CMA-SDE 中,盲均衡算法利用软符号信息反馈对多路均衡系数联合调整,而本文中的 FWC-SDE 对软信息的反馈以波形方式呈现,直接优化前端波形合成性能. 从通信处理层次上看,基于符号合成的 CMA-SDE 无疑损失了一部分波形有用信息,因此与 FWC-SDE 相比,分集增益大约减少 0.6dB.

5 结论

针对频率选择性衰落信道下的多天线盲接收问题,本文提出了一种基于频域波形合成的两级处理结构 FWC-SDE. 该结构作为一种新的频域 SDE 处理思路,融合了频域合成算法的易处理优势和现有时域 SDE 算法中的软符号反馈思路. FWC-SDE 从频域波形合成的角度出发,利用 BLOCK-SUMPLE 迭代算法联合优化各路接收信号频域权值,并将软符号信息以波形重构方式对权值相位进行修正. 这种两级处理方式不仅改善了频域合成性能,同时降低了对均衡器工作门限的要求. 与 SC-FDE 相比,FWC-SDE 不要求循环前缀或训练序列等先验信息,可以应用于多类通信系统中. 与时域 SDE 相比,该算法实现简单,并且通过优化合成波形,大大简化了均衡器的设计复杂度,具有广泛的工程应用价值.

参考文献

- [1] Mietzner J, Schober R, Lampe L, et al. Multiple-antenna techniques for wireless communications—a comprehensive literature survey [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2009, 11 (2): 87 – 105.
- [2] Shen Z, Yu H, Hu Y, et al. Joint symbol detection for multi-receiver without signal synchronization and array alignment [J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18 (10): 1755 – 1758.
- [3] Zhang W T, Lou S T, Li X J, et al. Tracking multiple targets in MIMO radar via adaptive asymmetric joint diagonalization [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64 (11): 2880 – 2893.
- [4] Balaban P, Salz J. Optimum diversity combining and equalization in digital data transmission with applications to cellular mobile radio. I. Theoretical considerations [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1992, 40 (5): 885 – 894.
- [5] Scott K, Olsz E B, Sendyk A. Diversity combining with MLSE equalization [J]. *IEE Proceedings-Communications*, 1998, 145 (2): 105 – 108.
- [6] Ligia Chira Cremene, Nicolae Crisan, Marcel Cremene. An adaptive combiner-equalizer for multiple-input receivers [J]. *Novel Algorithms and Techniques in Telecommunica-*

- tions and Networking, 2010, 1007(10): 385 – 390.
- [7] 黄奎, 吕锐. 基于小波包变换的自适应均衡算法[J]. 电子学报, 2003, 31(8): 1205 – 1208.
HUANG Kui, LÜ Rui. Equalization algorithm based on wavelet packet transform [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(8): 1205 – 1208. (in Chinese)
- [8] Y Guo, X j Ding, K Fan. Fractionally spaced combining with spatial diversity blind equalization algorithm based on orthogonal wavelet transformation [A]. 2010 International Conference on Intelligent Computing and Cognitive Informatics (ICICCI) [C]. Kuala Lumpur, 2010, 321 – 324.
- [9] 韩迎鸽, 李保坤, 王卫, 等. 一种新的通信系统多支路盲均衡算法[J]. 信息与控制, 2013, 42(3): 289 – 293.
HAN Ying-ge, LI Bao-kun, WANG Wei, et al. A new multi-branch blind equalization algorithm for communication system [J]. Information and Control, 2013, 42(3): 289 – 293. (in Chinese)
- [10] 胡苓苓, 郭业才. 基于粒子群优化的正交小波盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(5): 1253 – 1256.
HU Ling-ling, GUO Ye-cai. An Orthogonal wavelet transform blind equalization algorithm based on the optimization of particle swarm [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(5): 1253 – 1256. (in Chinese)
- [11] 高梅, 黄国策, 杜栓义, 等. 用于短波高速数据传输的迭代合并均衡算法[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(9): 1954 – 1960.
GAO Mei, HUANG Guo-Ce, DU Shuan-yi. Iterative combining-equalization algorithm for high data rate HF transmission [J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(9): 1954 – 1960. (in Chinese)
- [12] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamin-Seeyar A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(4): 58 – 66.
- [13] 乔良, 辛吉荣, 郑辉. 单载波通信系统的迭代频域合成均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(8): 1950 – 1956.
QIAO Liang, XIN Ji-rong, ZHENG Hui. Iterative frequency domain combining equalization algorithm for single carrier systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(8): 1950 – 1956. (in Chinese)
- [14] Lam C T, Falconer D D, Danilo-Lemoine F. Iterative frequency domain channel estimation for DFT-precoded OFDM systems using in-band pilots [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(2): 348 – 358.
- [15] Luo Z Q T, Meng M, Wong K M, et al. A fractionally spaced blind equalizer based on linear programming [J]. IEEE transactions on signal processing, 2002, 50(7): 1650 – 1660.
- [16] Rupp M, García-Naya J A. Equalizers in mobile communications; Tutorial 38 [J]. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, 2012, 15(3): 32 – 42.
- [17] Zhang X, Chen E, Mu X. Single-carrier frequency-domain equalization based on frequency-domain oversampling [J]. IEEE communications letters, 2012, 16(1): 24 – 26.
- [18] Huang G, Nix A, Armour S. DFT-Based channel estimation and noise variance estimation techniques for single-carrier FDMA [C]. IEEE Vehicular Technology Conference Fall 2010, Ottawa, Canada, September 6 – 9, 2010. 1 – 5.
- [19] 沈彩耀, 于宏毅, 胡赞鹏. 频率选择性信道下的多天线信号分量合成算法[J]. 信息工程大学学报, 2012, 13(1): 48 – 53.
SHEN Cai-yao, YU Hong-yi, HU Yun-peng. Signal components combination algorithm on a multi-antenna array for frequency selective channel [J]. Journal of Information Engineering University, 2012, 13(1): 48 – 53. (in Chinese)
- [20] D H Rogstad. The SUMPLE algorithm for aligning arrays of receiving radio antennas; coherence achieved with less hardware and lower combining loss [R]. IPN Progress Report 42 – 162. Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California. August 2005. 1 – 29.

作者简介



陈紫阳 女, 1992 年出生, 湖北随州人, 硕士研究生, 主要研究方向为通信信号处理。
E-mail: mareo126@126.com

胡赞鹏 男, 1978 年出生, 江西南昌人, 博士, 副教授, 主要从事无线通信、通信中的信号处理方面的研究。
E-mail: hyp1978@126.com

沈智翔 (通信作者) 男, 1985 年出生, 浙江湖州人, 博士, 讲师, 主要从事无线通信, 通信信号处理方面研究。
E-mail: sync_xd@126.com