

## 单载波通信系统的迭代频域合成均衡算法

乔良<sup>①</sup> 辛吉荣<sup>①②</sup> 郑辉<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(盲信号处理重点实验室 成都 610041)

<sup>②</sup>(国防科学技术大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

**摘要:** 为提高符号间干扰(ISI)信道条件下信号接收的可靠性,该文研究单载波通信系统的多天线空间分集接收问题,提出一种迭代频域合成均衡算法。该算法推导先验信息条件下合成均衡器的频域传输函数,并借助快速傅里叶变换(FFT)实现合成均衡器系数和均衡滤波的高效计算。仿真结果表明,相比时域算法,该算法能够在不损失性能的前提下,大幅降低运算复杂度。与单载波频域均衡(SC-FDE)算法相比,该算法不需要在数据传输的结构中插入循环前缀(CP),提高频谱利用率,能够直接应用于现有单载波通信系统。

**关键词:** 无线通信; 空间分集; 频域均衡; 符号间干扰

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2015)08-1950-07

**DOI:** 10.11999/JEIT141507

## Iterative Frequency Domain Combining Equalization Algorithm for Single Carrier Systems

Qiao Liang<sup>①</sup> Xin Ji-rong<sup>①②</sup> Zheng Hui<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(National Key Laboratory of Science and Technology on Blind Signal Processing, Chengdu 610041, China)

<sup>②</sup>(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** To combat the effect of InterSymbol Interference (ISI) while transmitting data over wireless fading channels, the issue of single carrier communication signal receiving with multiple antennas is studied and an iterative frequency domain combining equalization algorithm is proposed. The proposed algorithm derives the theoretical frequency domain transfer function of the combining equalizer with *a priori* information. An efficient implementation is proposed which employs the Fast Fourier Transform (FFT) to compute the combining equalizer coefficients and equalization filter. Numerical results show that the proposed algorithm reduces complexity enormously with nearly no performance loss compared with the time domain algorithm. Compared with Single Carrier Frequency Domain Equalization (SC-FDE), the Cyclic Prefix (CP) overhead can be avoided, and the computationally efficient frequency domain algorithm can be applied to the existing single carrier communication systems.

**Key words:** Wireless communication; Spatial diversity; Frequency domain equalization; InterSymbol Interference (ISI)

### 1 引言

无线通信系统中,信道的多径和衰落效应导致接收信号中产生符号间干扰(InterSymbol Interference, ISI)。信道均衡是补偿信道畸变、消除ISI的有效手段,但是对于严重ISI信道,均衡处理的信号中仍然会出现较高的误码率。采用多个接收天线的空间分集技术能够减小接收机遭遇信道衰落的深度和衰落的持续时间,从而提高信号传输的可靠性。空间分集与信道均衡技术的结合能够在减小信道衰落影响的同时消除ISI,提高通信的可靠性。

Turbo 均衡<sup>[1]</sup>是一种在均衡器和译码器之间迭代交换软信息的算法,它在信道均衡时充分利用了纠错编码的增益,因此在相同的信道条件下其性能优于传统均衡算法。近年来, Turbo 均衡被广泛应用于短波<sup>[2]</sup>、水声通信<sup>[3]</sup>、OFDM<sup>[4]</sup>等领域。在迭代均衡与空间分集的联合优化方面,文献[5]提出了一种迭代合并均衡算法,根据最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)准则,将多路接收信号以及译码器反馈的先验信息送入合成均衡器,同时完成分集合成和信道均衡。文献[6]在水声通信的背景下提出了一种空间分集自适应 Turbo 均衡算法,该算法在符号合成时使用了简单的等增益合成,无法达到最优的均衡合成性能。

2014-11-27 收到, 2015-04-28 改回, 2015-06-08 网络优先出版

国家自然科学基金(61172140)资助课题

\*通信作者: 乔良 lqiao57s@163.com

文献[5]和文献[6]都是从时域均衡的角度开展研究,近年来单载波频域均衡(Single Carrier Frequency Domain Equalization, SC-FDE)的研究受到广泛关注,同时域均衡相比,频域均衡借助于快速傅里叶变换(FFT)实现,具有更低的计算复杂度<sup>[7-13]</sup>。文献[7]在移动通信的环境下研究了一种低复杂度的MMSE Turbo均衡,该算法借助FFT实现了滤波器系数的高效计算,但是均衡滤波部分仍然在时域完成。文献[8]提出了一种迭代分组判决反馈均衡器(Iterative Block Decision Feedback Equalizer, IBDFE),按照MMSE准则推导了前向均衡器和反馈均衡器系数的迭代计算方法。文献[12]在具有大多径时延和多普勒频移的水声信道背景下研究了IBDFE算法,提出了一种联合迭代均衡和频域信道估计算法,其研究指出,IBDFE的性能优于传统时域DFE,并且具有更低的计算复杂度。文献[13]针对高阶连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)信号,从Rimoldi分解的角度出发,通过设计CPM信号发射帧结构,提出了一种适应于高阶CPM信号的Turbo频域均衡算法。但是,上述SC-FDE算法需要在数据传输的结构中插入循环前缀(Cyclic Prefix, CP),用于将信道的线性卷积关系转换为循环卷积。显然,CP的引入一方面降低了频谱的利用效率,另一方面使得FDE无法直接应用于现有单载波通信系统。

本文研究了单载波通信系统的多天线分集接收问题,从频域的角度将Turbo迭代均衡与分集接收相结合,提出了一种迭代频域合成均衡算法。该算法不需要在数据传输中插入CP,同时能够有效降低计算复杂度,能够直接应用于现有单载波通信系统。计算机仿真的结果表明,本文算法通过在合成均衡器与信道译码器之间迭代交换外信息,充分利用了多天线接收和信道译码的增益,其性能接近于理想无符号间干扰信道分集合成的性能。

## 2 信号模型

考虑单天线发射,  $D$  个天线接收的单输入多输出(Single Input Multiple Output, SIMO)传输系统,其信道模型如图1所示。信道编码的输入为等概的 $\{0,1\}$ 信息比特序列 $\{b_k\}$ ,编码比特交织后形成待传输的比特序列 $\mathbf{c} = \{c_1, c_2, \dots, c_L\}$ ,其中子序列 $c_n \triangleq \{c_{n,1}, c_{n,2}, \dots, c_{n,Q}\}$ 表示连续的 $Q$ 个交织编码比特,星座映射模块将每个子序列 $c_n$ 映射为发送符号 $d_n \in \mathcal{A} = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{|\mathcal{A}|}\}$ ,星座点 $\alpha_j$ 对应 $Q$ 个特定的比特。

设第 $i$ 个分集接收支路的信道冲激响应为

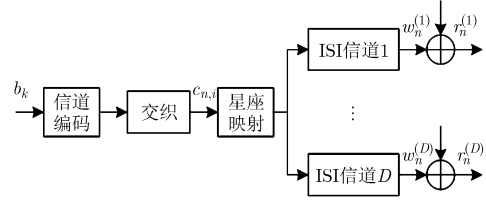


图1 离散时间等效信道模型

$$h^{(i)}[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(i)} \delta[n-l], \quad i = 1, 2, \dots, D \quad (1)$$

式(1)中上标 $(i)$ 表示第 $i$ 个分集接收支路,  $L$ 表示信道记忆长度。假设加性噪声 $w_n^{(i)}$ 是独立同分布的复高斯随机变量,实部和虚部的方差都等于 $\sigma_i^2/2$ ,且不同接收支路的噪声相互独立,则第 $i$ 个分集支路的离散时间等效信道的输出可以表示为

$$r_n^{(i)} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(i)} d_{n-l} + w_n^{(i)}, \quad i = 1, 2, \dots, D \quad (2)$$

其中,  $\{h_l^{(i)}\}_{l=0}^{L-1}$ 是第 $i$ 个ISI信道的复系数。

## 3 软输入软输出(SISO)频域合成均衡器

本节在先验信息条件下,推导了合成均衡器前向部分和反馈部分的频域传输函数。频域合成均衡器的结构如图2所示,其中 $P^{(1)}(\omega), P^{(2)}(\omega), \dots, P^{(D)}(\omega)$ 是 $D$ 个前向滤波器的频率响应,对应的时域系数为 $p_l^{(1)}, p_l^{(2)}, \dots, p_l^{(D)}$ ,  $Q(\omega)$ 是反馈滤波器的频率响应,对应的时域系数为 $q_l$ ,  $\{\bar{d}_n\}$ 是软符号估计值,反映了上次迭代反馈的先验信息。

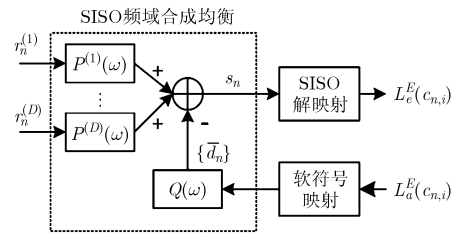


图2 SISO频域合成均衡器的结构图

### 3.1 输出信噪比的时域表示

根据Turbo原理,合成均衡器的输出 $s_n$ 应该与先验软符号值 $\bar{d}_n$ 不相关,因此对于反馈均衡器引入约束条件 $q_0 = 0$ ,则合成均衡器的输出 $s_n$ 可以表示为

$$s_n = \sum_{i=1}^D \left( \sum_l g_l^{(i)} d_{n-l} \right) + \sum_{i=1}^D \sum_l p_l^{(i)} w_{n-l}^{(i)} - \sum_{l=0}^{L-1} q_l \bar{d}_{n-l} = g_0 d_n + \eta_n \quad (3)$$

其中,  $g_l^{(i)} \triangleq h_l^{(i)} * p_l^{(i)}$ , 频域 $G^{(i)}(\omega) = H^{(i)}(\omega)P^{(i)}(\omega)$ ,  $g_0 = \sum_{i=1}^D g_0^{(i)}$ ,  $\eta_n$ 为合成均衡器输出的残留符号

间干扰和滤波噪声,假设其为均值为0,方差为 $\sigma^2$ 的复高斯白噪声。因为发送符号 $d_n$ 相互独立,噪声独立于发送数据符号,不同分集支路的噪声相互独立,则

$$\sigma^2 = \mathbb{E}\left[|s_n - g_0 d_n|^2\right] = (\sigma_d^2 - \sigma_{\bar{d}}^2) \sum_{l \neq 0} \left| \sum_{i=1}^D g_l^{(i)} \right|^2 + \sigma_d^2 \sum_{l=0} \left| g_l - \sum_{i=1}^D g_l^{(i)} \right|^2 + \sum_{i=1}^D \sum_l \sigma_i^2 |p_l^{(i)}|^2 \quad (4)$$

式(4)中 $\sigma_d^2$ 为发送符号功率, $\sigma_{\bar{d}}^2$ 为软符号估计值 $\bar{d}_n$ 的功率, $\sigma_i^2$ 为分集支路 $i$ 中噪声 $w_n^{(i)}$ 的功率。根据式(3),合成均衡器的输出信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{|g_0|^2 \sigma_d^2}{\sigma^2} \quad (5)$$

为了使合成均衡器的输出符号 $s_n$ 达到最优,首先考虑最大输出信噪比准则。显然当 $\sigma^2$ 取值为最小时,满足合成均衡器的输出信噪比 $\text{SNR}_{\text{out}}$ 最大。由式(4)可知,当 $\sigma_d^2 \sum_{l \neq 0} \left| g_l - \sum_{i=1}^D g_l^{(i)} \right|^2$ 取最小值时,满足该条件,即 $q_l = \sum_{i=1}^D g_l^{(i)} = g_l, l \neq 0$ ,考虑到 $q_0 = 0$ ,则对应的频域表达式为

$$Q(\omega) = G(\omega) - g_0 \quad (6)$$

因为 $g_l \triangleq \sum_{i=1}^D g_l^{(i)} = \sum_{i=1}^D h_l^{(i)} * p_l^{(i)}$ ,其频域表达式为

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \sigma_d^2 \left[ \frac{\left( \sigma_d^2 - \sigma_{\bar{d}}^2 \right) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \sum_{i=1}^D H^{(i)}(\omega) P^{(i)}(\omega) \right|^2 d\omega + \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |P^{(i)}(\omega)|^2 d\omega}{\left( \frac{1}{2\pi} \right)^2 \left| \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \sum_{i=1}^D H^{(i)}(\omega) P^{(i)}(\omega) \right] d\omega \right|^2} - (\sigma_d^2 - \sigma_{\bar{d}}^2) \right]^{-1} \quad (12)$$

对于角频率 $\omega$ ,定义矢量 $\mathbf{H}(\omega) \triangleq [H^{(1)}(\omega), H^{(2)}(\omega), \dots, H^{(D)}(\omega)]^T$ , $\mathbf{P}(\omega) \triangleq [P^{(1)}(\omega), P^{(2)}(\omega), \dots, P^{(D)}(\omega)]^T$ ,以及噪声矩阵 $\Sigma \triangleq \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_D^2)$ ,将其代入式(12)中,有

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \sigma_d^2 \left[ \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \mathbf{P}^H(\omega) \mathbf{F}(\omega) \mathbf{P}(\omega) d\omega}{\left( \frac{1}{2\pi} \right)^2 \left| \int_{-\pi}^{\pi} \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{X}^{-1}(\omega) \mathbf{X}(\omega) \mathbf{P}(\omega) d\omega \right|^2} - (\sigma_d^2 - \sigma_{\bar{d}}^2) \right]^{-1} \quad (13)$$

其中矩阵 $\mathbf{F}(\omega)$ 定义为

$$\mathbf{F}(\omega) \triangleq (\sigma_d^2 - \sigma_{\bar{d}}^2) \mathbf{H}^*(\omega) \mathbf{H}^T(\omega) + \Sigma \quad (14)$$

而 $\mathbf{X}(\omega)$ 定义为一个特定的矩阵,满足 $\mathbf{F}(\omega) = \mathbf{X}^H(\omega) \mathbf{X}(\omega)$ 。

### 3.3 最大输出信噪比准则确定合成均衡器的频域传输函数

根据Cauchy-Schwarz不等式,输出信噪比的上界为

$$G(\omega) = \sum_{i=1}^D H^{(i)}(\omega) P^{(i)}(\omega) \quad (7)$$

这时合成均衡器输出信噪比的表达式为

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{|g_0|^2 \sigma_d^2}{(\sigma_d^2 - \sigma_{\bar{d}}^2) \left( \sum_l |g_l|^2 - |g_0|^2 \right) + \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 \sum_l |p_l^{(i)}|^2} \quad (8)$$

### 3.2 输出信噪比的频域表示

根据Parseval定理,

$$\sum_l |g_l|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |G(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \sum_{i=1}^D H^{(i)}(\omega) P^{(i)}(\omega) \right|^2 d\omega \quad (9)$$

$$\sum_l |p_l^{(i)}|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |P^{(i)}(\omega)|^2 d\omega \quad (10)$$

另外,

$$|g_0|^2 = \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} G(\omega) d\omega \right|^2 = \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \sum_{i=1}^D H^{(i)}(\omega) P^{(i)}(\omega) \right] d\omega \right|^2 \quad (11)$$

将式(9)~式(11)代入式(8)中,则输出信噪比 $\text{SNR}_{\text{out}}$ 可以用频率响应表示为

$$\text{SNR}_{\text{out}} \leq \sigma_d^2 \left[ \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{X}^{-1}(\omega) \right|^2 d\omega} - (\sigma_d^2 - \sigma_{\bar{d}}^2) \right]^{-1} \quad (15)$$

式(15)中当且仅当 $\mathbf{X}(\omega) \mathbf{P}(\omega) = \lambda (\mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{X}^{-1}(\omega))^H$ ,即 $\mathbf{P}(\omega) = \lambda \mathbf{F}^{-1}(\omega) \mathbf{H}^*(\omega)$ 时,合成均衡器输出的信噪比达到最大,这就是前向均衡器频率响应的表达式。这时,由式(7)

$$G(\omega) = \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{P}(\omega) = \lambda \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{F}^{-1}(\omega) \mathbf{H}^*(\omega) \quad (16)$$

因此



$$\frac{\sigma_d^2 \beta}{1 + \beta \sigma_d^2};$$

步骤 4 前向均衡器的频率响应  $\mathbf{P}_k = \frac{\sigma_d^2}{1 + \beta \sigma_d^2} \mathbf{P}'_k$ ,

$k = 0, 1, \dots, N_p - 1$ , 每个频点依次计算  $\mathbf{P}_k$ , 可得各分集支路前向均衡器的频率响应  $\{P_k^{(i)}\} = \{P_0^{(i)}, P_1^{(i)}, \dots, P_{N_p-1}^{(i)}\}$ ;

步骤 5 反馈均衡器的频率响应  $Q_k = \mathbf{H}_k^T \mathbf{P}_k - g_0$ ,  $k = 0, 1, \dots, N_p - 1$ ;

步骤 6 在频域完成均衡滤波操作, 前向均衡器系数  $\{P_k^{(i)}\}, i = 1, 2, \dots, D$ , 反馈均衡器系数  $\{Q_k\}$  分别做  $N_p$  点 IFFT, 时域补零后, 再做  $N$  点 FFT, 分别表示为  $\{\tilde{P}_k^{(i)}\}$  和  $\{\tilde{Q}_k\}$ 。根据重叠保留法 (Overlap And Save, OAS), 将接收数据以  $N$  点为单位逐块处理, 数据块之间交叠长度为  $L$ , 其中  $L \geq N_p$ 。

需要指出的是, 当接收天线数目为 1 时, 矩阵  $\mathbf{F}_k$  退化为一个标量, 矩阵求逆也转化为标量的倒数, 相应的计算步骤退化为文献[7]中的处理方式, 但是与文献[7]不同的是, 本文中的均衡滤波部分(步骤 6)也是在频域实现的, 计算效率更高。当接收天线数为 1,  $\sigma_d^2 = 0$ , 即没有任何先验信息时, 步骤 4 实质上就是 MMSE 线性均衡, 与文献[8]的初始化方式相

$$\text{同, 即 } P_k \Big|_{\sigma_d^2=0} = \frac{\sigma_d^2 H_k^*}{\sigma_d^2 |H_k|^2 + \sigma_w^2}。$$

## 5.2 计算复杂度分析

表 1 比较了本文算法同文献[5]中时域迭代合并均衡算法 (Minimum Mean Square Error Iterative Combining Equalization, MMSE-ICE)、文献[14]中频域判决反馈迭代频域均衡算法 (Frequency Domain Equalization with Frequency Domain Decision Feedback, FDE-FDDF) 的计算复杂度, 运算量分为均衡器系数计算和均衡滤波两部分, 单位为复数乘法次数。统计中假设本文算法的均衡器系数每  $N$  点更新一次,  $D$  维矩阵求逆的运算量为  $D^3$ ,  $N$  点 FFT 的运算量为  $(N/2) \log_2 N$ 。括号内的数字表示当取典型值  $D = 4$ ,  $N_p = 32$ ,  $M = 5$ ,  $N = 128$  时, 具体的运算量数值。从表 1 可以看出, 相比时域 MMSE-ICE 算法, 本文算法有效降低了计算复杂度; 而同单天线接收的 FDE-FDDF 算法相比, 因为本文算法利用了多个接收天线, 问题规模更大, 因此运算量要大于 FDE-FDDF。表中典型条件下, 本文算法的运算量约为 FDE-FDDF 的 2.7 倍, 这在实际应用中是可以接受的。

## 6 计算机仿真

信号调制方式为 QPSK, 信道编码方式为 1/2

码率非系统卷积编码, 其生成多项式  $G = [171, 133]$ , 每帧信息比特的长度为 1024 bit, 最后 6 bit 为结尾比特, 用于编码器结束于零状态, 交织器为 2048 bit 的 S 伪随机交织器, 迭代次数取为 4 次, 信道译码使用 max-log-MAP 算法, 仿真中假设各分集支路的接收信噪比相同, 信道冲激响应精确已知, 数据交叠长度  $L = N_p$ 。

### 6.1 FFT 长度 $N_p$ 对迭代频域合成均衡性能的影响

考虑两天线分集接收, 两个 ISI 信道的冲激响应分别为  $\mathbf{h}_1 = [0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227]$ ,  $\mathbf{h}_2 = [-0.049 + 0.359i, 0.482 - 0.569i, -0.556 + 0.587i, 1, -0.171 + 0.061i]$ , 其中信道 1 是文献[15]中的严重 ISI 信道, 信道 2 是文献[16]中具有一定代表意义的典型 ISI 信道。图 4 给出了当 FFT 点数  $N_p$  分别取 8 和 32 时, 本文迭代频域合成均衡算法的误码率曲线, 为了进行比较, 图中同时也给出了文献[5]中时域 MMSE-ICE 算法的性能曲线。从图 4 中可以看出, FFT 点数越多, 迭代频域合成均衡的性能越好, 当  $N_p = 32$  时, 本文提出的迭代频域合成均衡算法的性能已经非常接近于时域 MMSE-ICE 算法的性能, 在后续仿真中均取  $N_p = 32$ 。

### 6.2 静态信道条件下, 迭代频域合成均衡的误码性能

仍然考虑 6.1 小节中的静态 ISI 信道条件, 图 5 给出了本文算法在两天线和单天线接收时的误码性能, 同时给出了文献[14]中频域判决反馈迭代频域均衡算法 (FDE-FDDF) 的性能曲线。需要指出的是, FDE-FDDF 算法仅考虑了单天线接收条件, 因此只能与本文算法退化到单天线时的性能进行比较。从图 5 可以看出, 本文算法在单天线条件下的性能与 FDE-FDDF 算法非常接近, 甚至在严重 ISI 信道下还略优于 FDE-FDDF。而将两天线接收的性能同单天线进行比较可以发现, 达到  $10^{-4}$  误码率, 信道 1 需要的  $E_b/N_0$  约为 10 dB, 信道 2 需要的  $E_b/N_0$  约为 5 dB, 而两分集迭代频域合成均衡只需要约 0.5 dB, 非常接近于两个理想无符号间干扰信道分集合成的性能, 同时 4 次迭代所带来的性能增益约为 3 dB (3.5 dB  $\rightarrow$  0.5 dB), 因此本文迭代频域合成均衡算法有效改善了接收系统的处理增益, 降低了信号接收的信噪比需求。

### 6.3 块衰落信道条件下, 迭代频域合成均衡的误码性能

仿真采用 6 径瑞利衰落信道, 多径之间的时延间隔为符号周期, 6 条多径具有相等的平均功率。仿真中信道假设为块衰落 (block fading) 的, 即在一帧之内信道是固定的, 不同帧之间的信道独立随机产生, 10000 次 Monte Carlo 仿真结果统计。

图 6 给出了块衰落信道条件下, 当接收天线数

表 1 不同算法每个接收符号每次迭代所需的运算量

算法	均衡器系数计算	均衡滤波
时域 MMSE-ICE(多天线)	$4D^2N_p^2 + M^2 + 2M - DN_p - 1$ (65442)	$DN_p$ (128)
FDE-FDDF(单天线)	$\frac{13N + 10}{N}$ (13)	$\frac{3}{2}\log_2 N + 2$ (12.5)
本文算法(多天线)	$\frac{1}{N}(D^3N_p + 2D^2N_p + 2DN_p + 4)$ (26)	$\frac{2D + 3}{2}\log_2 N + D + 1$ (43.5)

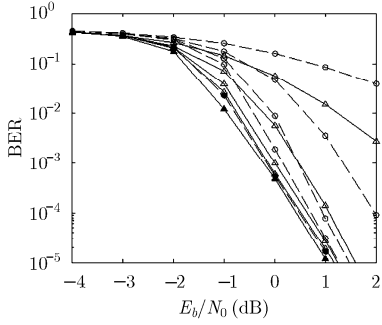


图4 FFT点数对迭代频域合成均衡算法的性能影响

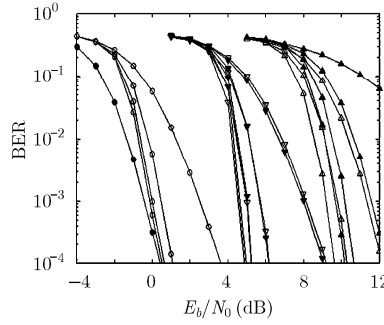


图5 静态信道条件下，两分集迭代频域合成均衡的误码性能

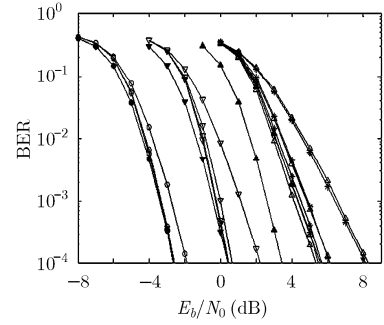


图6 块衰落信道，不同分集接收支路数目，迭代频域合成均衡的误码性能

目分别为 1, 2, 4 时，本文迭代频域合成均衡算法的性能，同时在单天线条件下给出了文献[14]中 FDE-FDDF 算法的性能作为对比。与 6.2 小节的仿真结果类似，本文算法在单天线条件下的性能与 FDE-FDDF 算法非常接近。从图中可以看出，接收天线数目的增加能够有效提高接收系统的误码性能，1 天线接收条件下，达到  $10^{-4}$  误码率需要的  $E_b/N_0$  约为 5.4 dB，当 2 天线接收时，需要的  $E_b/N_0$  约为 0.4 dB，而当 4 天线接收时，仅需要 -2.6 dB。同理想无符号间干扰信道分集接收的性能相比，当接收天线数为 1 时，即使采用迭代均衡算法，其性能距离性能界仍然约有 2 dB 的性能差距，而当接收天线数为 2 和 4 时，迭代频域合成均衡的性能已经能够达到性能界。另一方面，由于分集合成改善了信道中的 ISI，随着接收天线数目的增加，迭代处理的增益逐渐减小，1 天线接收时，迭代增益约为 2.9 dB(8.3 dB  $\rightarrow$  5.4 dB)，2 天线接收时，迭代增益约为 1.8 dB(2.2 dB  $\rightarrow$  0.4 dB)，4 天线接收时，迭代增益只有约 0.7 dB(-2.6 dB  $\rightarrow$  -1.9 dB)。

### 7 结束语

本文针对单载波通信系统的多天线迭代接收问题，提出了一种迭代频域合成均衡算法，该算法通过在合成均衡器和信道译码器之间迭代交换外信

息，有效改善了接收机抗严重符号间干扰的能力。相比时域迭代均衡，本文算法有效降低了计算复杂度；相比频域均衡，本文算法避免了在数据帧中插入 CP，提高了频谱利用效率，能够直接应用于现有单载波通信系统。这为宽带无线通信系统中消除符号间干扰，提高系统性能提供了一种新的接收处理方案。

### 参考文献

- [1] Douillard C, Jezequel M, and Berrou C. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization[J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1995, 6(5): 507-511.
- [2] Otnes R and Tüchler M. Improved receivers for digital high frequency waveforms using Turbo equalization[C]. *Proceedings of IEEE Military Communications Conference*, California, USA, 2002, 1: 99-104.
- [3] Rafati A, Lou Huang, and Xiao Cheng-shan. Soft-decision feedback Turbo equalization for LDPC-coded MIMO underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2013, 39(1): 90-99.
- [4] Wang Zhao-hui, Huang Jie, Zhou Sheng-li, et al. Iterative receiver processing for OFDM modulated physical-layer network coding in underwater acoustic channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(2): 541-553.
- [5] 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, *et al.*. Iterative combining equalization algorithm for high data rate HF transmission[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, 35(9): 1954-1960.
- [6] Christophe L and Raphaël L B. Adaptive MMSE Turbo equalization with high-order modulations and spatial diversity applied to underwater acoustic communications[C]. Proceedings of 11th European Wireless Conference on Sustainable Wireless Technologies, Vienna, Austria, 2011: 1-6.
- [7] Christophe L, Raphaël L B, and Dominique L. Low-complexity MMSE Turbo equalization: a possible solution for EDGE[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(3): 965-974.
- [8] Benvenuto N and Tomasin S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(11): 1867-1875.
- [9] Zhang Chao, Wang Zhao-cheng, Pan Chang-yong, *et al.*. Low complexity iterative frequency domain decision feedback equalization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(3): 1295-1301.
- [10] Luzio M, Dinis R, and Montezuma P. SC-FDE for offset modulations: an efficient transmission technique for broadband wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(7): 1851-1861.
- [11] Zhang Xiao-hui, Chen E, and Mu Xiao-min. Single-carrier frequency-domain equalization based on frequency-domain oversampling[J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(1): 24-26.
- [12] 张歆, 张小蓟. 水声信道中的迭代分组判决反馈均衡器[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(3): 683-688.
- Zhang Xin and Zhang Xiao-ji. Iterative block decision feedback equalization for underwater acoustic channels[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 683-688.
- [13] 钟凯, 彭华, 葛临东. 基于 Rimoldi 分解的连续相位调制信号 Turbo 频域均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(5): 1190-1195.
- Zhong Kai, Peng Hua, and Ge Lin-dong. Turbo frequency domain equalization algorithm based on Rimoldi decomposition for continuous phase modulation signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(5): 1190-1195.
- [14] Benjamin Ng, Chan-Tong L, and Facloner D. Turbo frequency domain equalization for single carrier broadband wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(2): 759-767.
- [15] Tüchler M and Singer A C. Turbo equalization: an overview[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2011, 57(2): 920-952.
- [16] Moulines E, Duhamel P, Cardoso J F, *et al.*. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(2): 516-525.
- 乔 良: 男, 1984 年生, 博士生, 工程师, 研究方向为通信信号处理.
- 辛吉荣: 男, 1985 年生, 博士生, 工程师, 研究方向为阵列信号处理.
- 郑 辉: 男, 1957 年生, 博士生导师, 高级工程师, 研究方向为盲信号处理、智能信息处理.