

分数阶傅立叶变换 OFDM 系统自适应均衡算法

陈恩庆^{1,2}, 陶 然¹, 张卫强^{1,3}, 赵 娟¹, 孟祥意¹

(1. 北京理工大学电子工程系, 北京 100081; 2. 郑州大学信息工程学院, 河南郑州 450052;
3. 清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘 要: 由于子载波间干扰(ICI)的影响,传统OFDM系统均衡方法在快速衰落的信道环境下性能有较大下降.本文提出了一种基于分数阶傅立叶变换的OFDM系统自适应均衡方法,它用分数阶傅立叶变换代替傅立叶变换进行子载波调制与解调,同时在分数阶傅立叶域对接收信号进行自适应均衡.文中给出了最优分数阶傅立叶变换阶次的选取方法,和分数阶傅立叶域最小均方算法的步骤.分析和数值仿真结果表明,最优分数阶傅立叶域的自适应均衡算法较传统频域方法有更好的均衡效果,并且复杂度不高.

关键词: 分数阶傅立叶变换; 正交频分复用; 自适应均衡

中图分类号: TN919 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)09-1728-06

The Adaptive Equalization Algorithm for OFDM System Based on the Fractional Fourier Transform

CHEN Enqing^{1,2}, TAO Ran¹, ZHANG Weiqiang^{1,3}, ZHAO Juan¹, MENG Xiangyi¹

(1. Department of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;
2. School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou, Henan 450052, China;
3. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The performance of equalization in traditional OFDM system is greatly degraded in fast fading channel due to the intercarrier interference (ICI). This paper proposes an adaptive equalization algorithm for OFDM system based on fractional Fourier transform. In this method, the traditional Fourier transform is replaced by fractional Fourier transform to modulate and demodulate the symbols, and the received signals are equalized adaptively in the fractional Fourier domain. The algorithm for selecting the optimal order of fractional Fourier transform is given in this paper. Moreover, the adaptive equalization algorithm in fractional Fourier domain is derived. Theoretical analysis and numerical simulation results show that the proposed equalizer in optimal fractional Fourier domain can significantly improve the performance of OFDM system compared with Fourier domain equalizer.

Key words: fractional Fourier transform; OFDM; adaptive equalization

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术是一种无线环境下的高速传输技术,其主要思想是在频域内将给定信道分成若干正交子信道,在每个子信道上使用一个子载波进行调制,各子载波间并行传输^[1].对于频率选择性衰落信道,OFDM系统的每个子信道上进行的都是窄带传输,每个子信道都可以视为平坦的,因此在接收端可以容易地消除信道的影响.

然而,当信道为快速衰落时,OFDM系统中子载波

的正交性易受到破坏,产生子载波间干扰(ICI),使传统的频域匹配滤波的方法失效,从而造成系统性能严重下降.而最小二乘(LS)的均衡方法则会在均衡的同时引入误差放大效应.近年来,研究人员提出了许多在接收端减小ICI影响的均衡方法^[2~4],但这些方法往往较为复杂,有较大的运算量,也没有从改变子载波基的角度考虑更简单而有效的方法.本文从改变子载波基函数的角度考虑灵活适应不同信道时变特性的基于分数阶傅立叶变换(FrFT)的OFDM系统(FrFT2OFDM),同时推导分数阶傅立叶域的自适应均衡算法.由于FrFT2OFDM系

统的子载波基可以根据信道的不同情况适时地选择为具有不同调频率的线性调频(LMF)信号(也称 chirp 信号),因此可以更好适应信道的变化,降低 ICI 的影响,从而获得比频域(傅立叶域)均衡更低的误差,或者说获得更低的系统误码率水平。同时,自适应均衡的方法无需知道所传数据的先验信息,因此该算法可以在更广的范围中得到应用。

文章第二部分介绍了基于分数阶傅立叶变换的 OFDM 系统模型;第三部分介绍分数阶傅立叶域的自适应滤波均衡算法,及最优分数阶傅立叶域的选择;第四部分给出了仿真结果,并对结果进行了分析,说明了算法的有效性;第五部分总结全文。

2 基于分数阶傅立叶变换的 OFDM 系统

2.1 分数阶傅立叶变换及其离散实现

分数阶傅立叶变换是傅立叶变换的一种广义形式。作为一种新的时频分析工具,分数阶傅立叶变换可以解释为信号在时频平面内坐标轴绕原点逆时针旋转某一角度后构成的分数阶傅立叶域上的表示方法^[5, 6]。

信号 $x(t)$ 的 FrFT 定义为^[6]:

$$X_p(u) = \{F_p[x(t)]\}(u) = \int_{-1}^{+1} x(t) K_p(t, u) dt \quad (1)$$

其中: $p = 2A/P$ 为 FrFT 的阶次, A 为分数阶傅立叶域与时域的夹角(由于 A 是 p 的函数,在后面的论述中有时也在下标中用 p 而不用 A), $F_p[\#]$ 为 FrFT 算子符号, $K_p(t, u)$ 为 FrFT 的变换核:

$$K_p(t, u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1-j \cot A}{2P}} \exp\left\{j \left[\frac{t^2+u^2}{2} \cot A - jut \csc A \right]\right\}, & AX \neq p \\ D(t-u), & A = 2nP \\ D(t+u), & A = (2n+1)P \end{cases} \quad (2)$$

FrFT 的逆变换为:

$$x(t) = \int_{-1}^{+1} X_p(u) K_p(t, u) du \quad (3)$$

在实际应用中,需要计算离散 FrFT,即 DFrFT。目前已有几种不同类型的 DFrFT 快速算法^[7, 8],本文采用了文献[8]中的算法,其 DFrFT 的定义可用矩阵乘的形式表示为:

$$X = F_A \# x \quad (4)$$

其中 $X = [X_A(0), X_A(1), \dots, X_A(N-1)]^T$, $x = [x_A(0), x_A(1), \dots, x_A(N-1)]^T$, F_A 为 p 阶 DFrFT 变换矩阵($p = 2A/P$),其元素为

$$F_A(m, n) = A_n e^{(j/2) \cot A \# m^2 \# u^2} e^{(j/2) \cot A \# N^2 \# t^2} \# e^{-j \frac{\sin(\sin A) \# 2 \# m \# n \# t}{N}}, m, n \in (0, N-1)$$

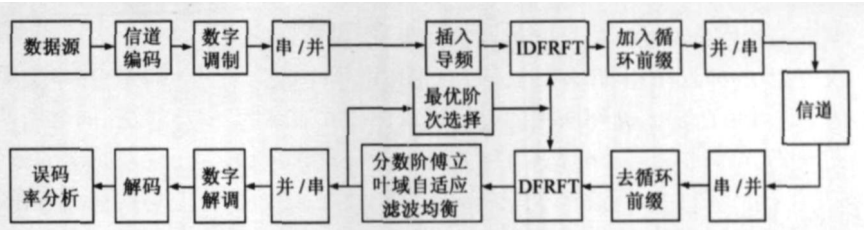


图 1 分数阶傅立叶变换 OFDM 系统框图

逆变换可以写为:

$$x = F_{2A} \# X \quad (5)$$

其中 $F_{2A} = F_A^H$ 。

2.1.2 分数阶傅立叶变换 OFDM 系统

在多载波系统中,高速的串行数据流被分成多个并行的低速数据流,然后分别调制到不同的正交的子载波上进行传输,从而延长符号周期,有效应付多径效应引起的符号间干扰影响。在传统的 OFDM 系统中,通常以正交的复指数信号作为子载波,通过逆离散傅立叶变换(IDFT)和离散傅立叶变换(DFT)实现子载波调制与解调。设发射端的离散时间信号经数字调制、插入导频后得到的数据向量可用 $d = [d(0), d(1), \dots, d(N-1)]^T$ 表示,系统每个 OFDM 符号包含 N 个子载波,并且每个子载波上的符号能量为 $E_s = 1$,则未加循环前缀的基带信号可以表示为:

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi n k / N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

或用矩阵形式表示为:

$$s = F^H \# d \quad (7)$$

其中 F^H 为傅立叶逆变换矩阵,

$$s = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)]^T$$

在分数阶傅立叶变换 OFDM(FrFT2OFDM)系统中(如图 1 所示),子载波信号不再是具有不同频率的复指数信号,而是具有相同调频率、不同中心频率的线性调频信号,子载波调制与解调的过程可以通过 IDFrFT 和 DFrFT 来实现。因此,FrFT2OFDM 系统的每个 OFDM 符号向量可表示为

$$s = F_A \# d_A \quad (8)$$

这样子载波信号变为一系列调频率为 $-\cot A$ 中心频率间隔 $1/T$ (T 为数据向量的采样间隔)的 LFM 信号。第 n 个子载波基信号的频率可表示为

$$\omega_{A,n} = n \frac{2\pi}{T} - t \cot A \quad (9)$$

其中 $t \in (0, T_{\text{sym}})$ 而 T_{sym} 为一个 OFDM 符号持续的时间。也就是说,各子载波信号的频率不再是固定的,而是在一个 OFDM 符号持续时间内随时间线性变化。

此外,和传统 OFDM 系统类似,为了消除相邻 OFDM 符号间的干扰,FrFT2OFDM 系统中也加入类似的

循环前缀作为 OFDM 符号间的保护间隔. 假设循环前缀长度为 L, 加入循环前缀后的一个 OFDM 符号向量长度为 $P = N + L$, 加入循环前缀的过程可以用公式表示为:

$$s_{cp} = T_{CP} s = [s(N - L), s(N - L + 1), \dots, s(N - 1), s(0), s(1), \dots, s(N - 1)]^T \quad (10)$$

时变无线信道传输对信号的影响, 可以用一个线性变换来表示, 即

$$r_{cp}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} s_{cp}(n - l) h(n - l) + w_{cp}(n) \quad (11)$$

或者用矩阵形式表示为

$$r_{cp} = H s_{cp} + G_{cp} \quad (12)$$

其中 $r_{cp} = [r_{cp}(0), r_{cp}(1), \dots, r_{cp}(P)]$ 和 G_{cp} 分别为接收信号向量和加性高斯噪声向量, $H =$

$$\begin{bmatrix} h(0,0) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ h(1,1) & h(1,0) & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h(L-1,L-1) & s & w & s & s \\ 0 & h(L,L-1) & s & s & s \\ s & 0 & s & 0 & s \\ s & s & s & h(P-2,0) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h(P-1,1) & h(P-1,0) \end{bmatrix}_{P \times P}$$

在接收端, 串并转换后去循环前缀的过程同样可以用左乘一个接收矩阵的方法表示为

$$r = R_{CP} r_{cp} = R_{CP} H s_{cp} + G = R_{CP} H T_{CP} s + G = H s + G \quad (13)$$

其中 T_{CP} 和 R_{CP} 为加入和去除循环前缀矩阵, G 为 $N \times 1$ 的噪声向量, 而 $H = R_{CP} H T_{CP}$ 为 $N \times N$ 矩阵. 为了恢复发送的数据向量, 需要在接收端应用离散分数阶傅立叶变换进行子载波解调, 子载波解调后的信号为

$$y_p = F_{\alpha}^H r = F_{\alpha}^H H s + F_{\alpha}^H G = H_{\alpha} s + G_{\alpha} \quad (14)$$

当信道仅具有频率选择性时, 即信道为非时变, H 为一循环矩阵, 它可以被傅立叶变换矩阵对角化, 因此, 在传统 OFDM 系统中在接收端进行子载波解调后, 通过简单的频域均衡即可恢复所发送的数据. 这时可以取 $\alpha = P/2$, 于是就相当于传统 DFT-OFDM 中的情形. 但是, 当信道同时具有频率和时间选择性时, 即信道为时变信道, H 将不再是循环矩阵, 无法被傅立叶变换对角化, 频域均衡的方法将受到子载波间干扰的影响而产生严重的性能下降. 由此, 本文提出根据信道变化的情况, 适时调整分数阶傅立叶变换的阶次, 即调整作为子载波的 LFM 信号族的调频率, 以适应信道的变化. 根据一定准则选定的分数阶傅立叶变换阶次通过一定通道反馈给发射端, 于是发射和接收端用此选定阶次的分数阶傅立叶变换进行子载波调制与解调, 从而接收端可以在该阶次的分数阶傅立叶域进行均衡, 由此获

得比频域均衡更低的均衡误差, 或者说更低的系统误码率. 在本文中, 我们采用分数阶傅立叶域自适应均衡算法, 同时用使均衡误差最小作为选择分数阶傅立叶变换阶次的依据. 具体的分数阶傅立叶域选择方法及均衡算法将在下面详细介绍.

3 分数阶傅立叶域的选择及自适应滤波均衡算法

自适应滤波器是一种能够自动调整本身参数的特殊滤波器. 它在设计时不需要事先知道关于输入信号和噪声的统计特性的先验知识, 它能够在学习的过程中逐渐了解或估计出所需的统计特性, 并以此为依据自动调整自己的参数, 以达到最优滤波效果. 自适应滤波器可粗略地分为时域和变换域自适应滤波器. 频域最小均方(LMS)自适应滤波器是变换域自适应滤波器的一种, 其原理框图如图 2 所示^[9].

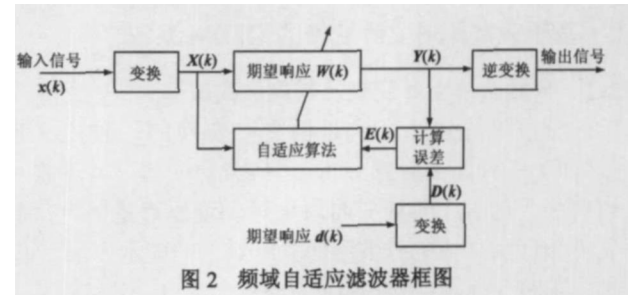


图 2 频域自适应滤波器框图

输入信号和期望响应分别形成 N 点的数据块 $x(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T$ 和 $d(k) = [d_1(k), d_2(k), \dots, d_N(k)]^T$, 然后对每块输入数据及期望进行快速傅立叶变换(FFT)得到 $X(k) = \text{diag}(X_n(k), n = 1, 2, \dots, N)$ 及 $D(k) = [D_1(k), D_2(k), \dots, D_N(k)]^T$, 并在频域对输入信号进行滤波得到输出向量

$$Y(k) = X(k) W(k) \quad (15)$$

其中 $W(k) = [W_1(k), W_2(k), \dots, W_N(k)]^T$ 为第 k 个数据块的频域权系数向量. 同时, 上式表明时域内的卷积滤波等效于频域滤波器权系数对输入信号的乘积. 频域自适应滤波器的计算误差向量 $E(k)$ 等于

$$E(k) = Y(k) - D(k) \quad (16)$$

而权系数更新公式为:

$$W(k+1) = W(k) + \mu X^*(k) E(k) \quad (17)$$

不难看出, 频域 LMS 算法的本质仍是在自适应滤波器的误差性能表面用梯度方法寻找均方误差的最小点. 但是, 当输入信号为非平稳信号时, 自适应滤波算法中描述误差性能的曲面(超抛物体曲面)将随时间变化, 经典的自适应滤波算法往往不能获得满意的效果, 这时, 用分数阶傅立叶变换代替傅立叶变换, 将输入信号变换到分数阶傅立叶域进行滤波处理则往往可以获得更好的滤波效果. 这里需要指出的是, 分数阶傅立叶域的滤波只是所有可能最优滤波算法中的一种, 它并

不一定是全局最优的, 但与傅立叶域(或频域)滤波相比, 通过分数阶傅立叶域阶次的选择, 可以在某一阶次的分数阶傅立叶域获得更好的滤波效果。

与频域 LMS 算法类似, 第 p 阶分数阶傅立叶域的自适应滤波器系数向量可表示为 $W_p(k) = [W_{p,1}(k), W_{p,2}, \dots, W_{p,N}(k)]^T$, 自适应滤波器输出为

$$Y_p(k) = X_p(k) W_p(k) \quad (18)$$

即通过分数阶傅立叶域的加权来实现对输入信号的滤波。最后对滤波器输出 $Y_p(k)$ 进行 IFRFT, 即可恢复出相应的时域信号。

在 FRFT2OFDM 系统中, 由式(14)可以看出, 所发送的数据信号可看成某分数阶傅立叶域的信号表示(与此类似的是, 传统 OFDM 系统的发射信号可以看成是频域的信号表示), 因此直接对子载波解调后的信号 y_p 在分数阶傅立叶域进行自适应滤波即可获得所发送信号的估计 \hat{d}_p 。同样将 y_p 写成对角线矩阵的形式, 即 $y_p(k) = \text{diag}(y_{p,n}(k), n = 1, 2, \dots, N)$ 。

由式(15)得所发送信号的估计为:

$$\hat{d}_p(k) = y_p(k) W_p(k) \quad (19)$$

计算误差矢量 $E_p(k)$ 等于

$$E_p(k) = d_p(k) - \hat{d}_p(k) \quad (20)$$

滤波器系数更新公式为:

$$\begin{aligned} W_p(k+1) &= W_p(k) + Ly_p^*(k) E_p(k) \\ &= W_p(k) + L[y_p^*(k) d_p(k) - y_p^*(k) y_p(k) W_p(k)] \end{aligned} \quad (21)$$

计算误差 $E_p(k)$ 的均方值为:

$$\begin{aligned} E_p(k) &= E\left\{ [d_p(k) - \hat{d}_p(k)]^H [d_p(k) - \hat{d}_p(k)] \right\} / N \\ &= \text{tr} E\left\{ [d_p(k) - \hat{d}_p(k)] [d_p(k) - \hat{d}_p(k)]^H \right\} / N \\ &= \text{tr} E\{ d_p^H(k) d_p^H(k) - y_p(k) W_p^H d_p^H(k) - d_p(k) W_p^H y_p^H(k) + y_p(k) W_p W_p^H y_p^H(k) \} / N \end{aligned} \quad (22)$$

将上式对 W_p 求偏导并令其等于零, 即可得到最佳的分数阶傅立叶域系数:

$$W_p = W_{op} = R_{y_p y_p}^{-1} R_{y_p d_p} \quad (23)$$

其中分数阶傅立叶域的自相关和互相关矩阵分别为:

$$R_{y_p y_p} = E[y_p^H(k) y_p(k)] \quad (24)$$

$$R_{y_p d_p} = E[y_p^H(k) d_p(k)] \quad (25)$$

其中的自相关 $R_{y_p y_p}$ 为对角线矩阵, 其第 i 个对角线元素为 $E[y_{p,i}^*(k) y_{p,i}(k)]$, 互相关 $R_{y_p d_p}$ 为列向量, 其第 i 个元素则由 $E[y_{p,i}^*(k) d_{p,i}(k)]$ 给出。

将式(23)代入式(22)可得到自适应算法收敛后的均方误差的最小值为:

$$E_{p\min} = \{E[d_p^H(k) d_p(k)] - R_{y_p d_p}^H (R_{y_p y_p}^{-1}) R_{y_p d_p}\} / N \quad (26)$$

由上面的分析, 可以得到分数阶傅立叶域自适应滤波均衡算法步骤如下:

(1) 选某一阶次的 IFRFT 及 FRFT 对子载波进行调制与解调, 接收端在该分数阶傅立叶域对接收信号进行自适应滤波均衡, 将起始时刻滤波器设为任意起始值 $W_p(0)$ 。

(2) 在训练过程中, 根据时刻 k 的原始训练符号 $d_p(k)$ 、滤波器系数 $W_p(k)$ 及滤波器输入 $y_p(k)$ 由式(19)及式(20)计算现时刻的误差矢量 $E_p(k)$ 。

(3) 用式(21)更新滤波器权值。

(4) 将时间指数 k 增加 1, 回到步骤(2)并重复计算更新权值直到稳态为止。

(5) 计算该分数阶傅立叶域滤波器稳态时的计算误差 $E_p(\cdot)$ 的均方值 $E_p(\cdot)$ (这里 \cdot 指的是训练序列数量及训练次数越多就越接近真实稳态计算误差)。

(6) 回到步骤(1), 用另一阶次 IFRFT 及 FRFT 进行处理, 并比较各分数阶傅立叶域滤波的稳态计算误差均方值 $E_p(\cdot)$, 从中选出最小的作为最优分数阶傅立叶域进行子载波调制与传输。

实际应用中, 由于在所有分数阶傅立叶域逐一进行自适应滤波运算所需运算量较大, 可以用较大步长进行阶次的搜索, 再在某一阶次附近用较小搜索步长搜索获得最优的分数阶傅立叶域阶次 p_{opt} 。在选定了最优的分数阶傅立叶域阶次及自适应地确定了滤波器系数后, 即可用该滤波器对接收信号进行均衡, 直到根据信道地变化, 再次重复上面过程选定新的分数阶傅立叶变换阶次及自适应滤波器系数。

4 仿真结果

为了验证所提出算法的有效性, 下面给出了本文算法的计算机仿真结果。仿真中, 假设信道为广义平稳非相关散射多径信道, 多径条数为 3 条, 其中一条为直达路径。基于分数阶傅立叶变换的 OFDM 系统子载波数为 64 个, 其中数据子载波 52 个, 导频子载波 12 个, 循环前缀长度为 16, 数字调制方式为 42QAM。

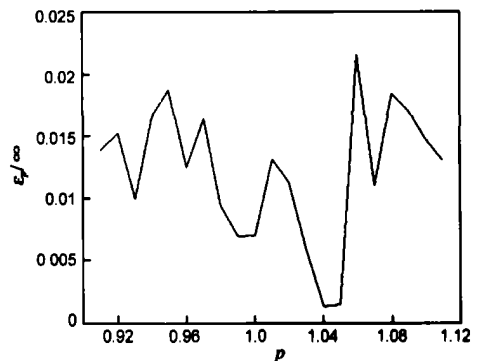


图 3 不同阶次分数阶傅立叶域自适应滤波稳态误差

图 3 给出了归一化最大多普勒频移为 $f_d/f_m = 0.10083$, 接收端输入信噪比为 $SNR_{in} = 15\text{dB}$ 时, 对接收

信号在不同分数阶傅立叶域进行自适应滤波均衡得到的稳态计算误差均方值 $E_p(\cdot)$ 的大小. 从图中可以看出, 当阶次 $p=1104$ 时, $E_p(\cdot)$ 取得最小值, 因此选择该分数阶傅立叶域进行子载波调制、解调与自适应滤波均衡. 图 4 给出了在 $p=1104, 110, 019, 111$ 等阶次分数阶傅立叶域的自适应滤波器 LMS 算法的学习曲线, 从图中同样可以看出当 $p=1104$ 时, 有较小的稳态误差.

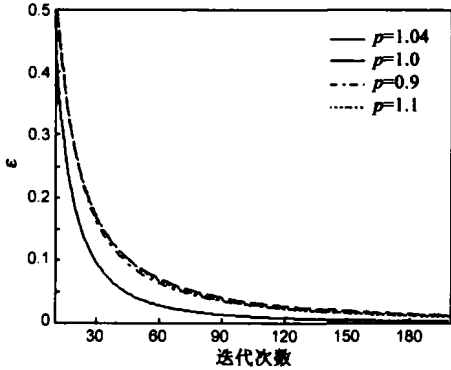


图 4 不同阶次分数阶傅立叶域自适应滤波器 LMS 算法学习曲线

图 5 则给出了在不同输入信噪比(SNRin)条件下, $p=1104$ 阶分数阶傅立叶域进行自适应滤波均衡所得均衡误差(MSE)与传统 OFDM 在频域进行均衡所得均衡误差的性能比较. 从图中可以看出, 在该分数阶傅立叶域进行均衡得到的误差性能较频域均衡的误差性能有

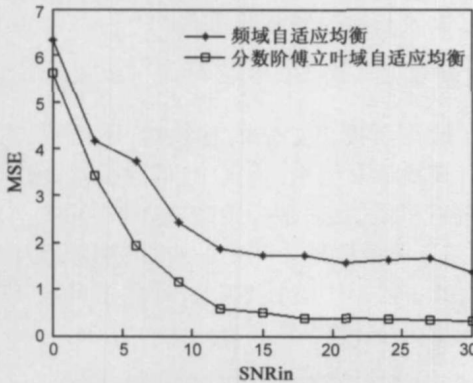


图 5 分数阶傅立叶域自适应均衡误差与频域自适应均衡误差的比较

明显提高. 图 6 为基于该阶次 FRFT 的 OFDM 系统与传统基于 FT 的 OFDM 系统的误比特率(BER)性能比较, 其中所给出的系统误比特率曲线为未经过信道编解码的原始误比特率. 由图 6 可以发现, 基于分数阶傅立叶变换的 OFDM 系统(FRFT2OFDM)误比特率性能较传统 OFDM 系统(FT2OFDM)有较大改善, 可以达到更低的误比特率水平.

图 7 给出了在信道归一化最大多普勒频移为 $f_d T=010083, 010056, 010042, 010021$ 等情况下, 应用本文方法选择的最优阶次的分数阶傅立叶变换代替传统傅立叶

变换构成 OFDM 系统同时进行自适应滤波均衡后的系统误比特率性能. 从图中可以看出, 本文提出的基于分数阶傅立叶变换的 OFDM 系统及自适应均衡方法较传统 OFDM 系统性能有明显提高, 尤其是在 $f_d T$ 较大, 即信道快速时变的情况下系统性能改善更加明显.

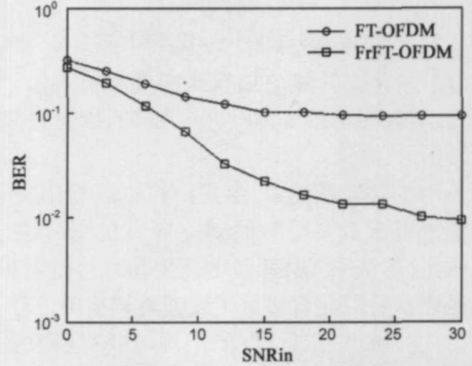


图 6 基于 FRFT 与基于 FT 的 OFDM 系统误比特率性能比较

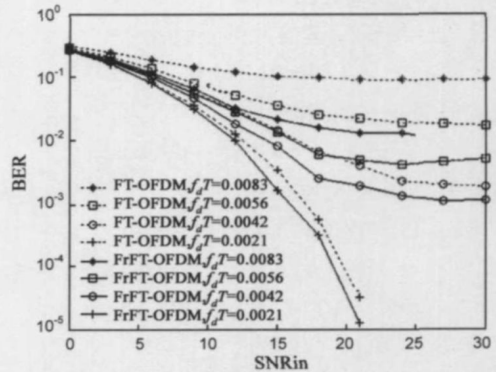


图 7 不同数字调制方式下基于 FRFT 与基于 FT 的 OFDM 系统误码率性能比较

5 结论

本文针对 OFDM 系统子载波间干扰造成接收端均衡误差增大, 系统性能严重下降的问题, 提出了用分数阶傅立叶变换代替傅立叶变换进行子载波调制与解调, 并用分数阶傅立叶域自适应滤波算法对接收信号进行均衡. 同时, 文章给出了最优分数阶傅立叶变换阶次的选取方法, 即以自适应均衡误差最小为准则, 寻找最优的分数阶傅立叶变换阶次进行子载波调制与解调, 并在该阶分数阶傅立叶域对接收信号进行自适应滤波均衡. 计算机仿真结果表明, 在时变信道环境下, 本文提出的基于分数阶傅立叶变换的 OFDM 系统及自适应滤波算法较传统 OFDM 系统性能有较大提高.

参考文献:

[1] Z Wang, G B Giannakis. Wireless multicarrier communications: where fourier meets shannon[J]. IEEE Signal Processing

Magazine, 2000, 17(3): 29- 48.

- [2] Y2S Choi, P J Voltz, F A Cassara. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans Commun, 2001, 49(8): 1375 - 1387.
- [3] Shaoping Chen, Guangfa Dai, Tianren Yen. Zero forcing equalization for OFDM systems over doubly selective fading channels using frequency domain redundancy[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(4): 1004- 1008.
- [4] K2Young Han, et al. Channel estimation for OFDM with fast fading channels by modified Kalman filter[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 2004, 50(2): 443- 449.
- [5] V Namias. The fractional order Fourier transform and its application to quantum mechanics[J]. J of Appl Math, 1980, 25: 241 - 265.
- [6] L B Almeida. The fractional Fourier transform and time-frequency representations[J]. IEEE Trans on SP, 1994, 42(11): 3084- 3091.
- [7] H M Ozaktas, et al. Digital computation of the fractional Fourier transform[J]. IEEE Trans on SP, 1996, 44(9): 2141- 2150.
- [8] So2Chang Pei, Jian2Jiun Ding. Closed2form discrete fractional and affine Fourier transforms[J]. IEEE Trans on SP, 2000, 48(5): 1338- 1353.
- [9] 何振亚. 自适应信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2002.

作者简介:



陈恩庆 男, 1977 年 8 月生于天津市, 2000 年毕业于郑州大学电子工程系通信工程专业, 获学士学位, 2003 年获郑州大学信息工程学院通信与信息工程专业硕士学位, 现为北京理工大学博士研究生, 目前主要从事通信信号处理, 时频分析理论, 以及 3G、OFDM、MIMO 等系统关键技术的研究. E-mail: enqingchen@tom.com



陶然 男, 1964 年 11 月出生于安徽南陵. 1993 年于哈尔滨工业大学获博士学位, 1996 年于北京理工大学电子学与通信学科博士后出站, 2001 年 3 月~ 2002 年 4 月在美国安娜堡密西根大学访问研究一年. 现任北京理工大学电子工程系副主任、信息安全与对抗研究中心主任、信息安全与对抗学科首席教授、博士生导师. 获 / 高校青年教师奖 0, / 中国兵工青年科技奖 0. 另获部级二等奖 2 项、部级三等奖 4 项、海军优秀教材一等奖 1 项. 被 3 大检索收录论文百余篇, 在 IEEE Trans, Fuzzy Sets and Systems, 中国科学(中、英文版)、电子学报(中、英文版)、兵工学报(中、英文版)发表论文 40 余篇. 以第一作者出版著作、教材 4 部. 完成和承担多项国家自然科学基金重点项目、部委重点项目和产业化项目. 研究方向: 信息安全与对抗、通信与信息系系统. 兼任中国雷达行业协会副理事长, 中国电子学会青年工作委员会副主任, 中国兵工学会信息安全与对抗专业委员会总干事, 5 兵工学报 6 常务编委, 总装备部综合电子战专家组特邀专家, 北京市科学技术奖评审委员会评委, IEEE 高级会员. E-mail: rantao@bit.edu.cn