

一种变窗长同时同频全双工自干扰信道估计算法

徐 强, 刘凤威, 全 欣, 赵宏志, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

【摘要】在同时同频全双工(CCFD)中, 基站发射、接收通道非线性引入的附加干扰以及基站周围环境的变化, 会影响数字域自干扰信道估计精度。该文提出了一种变窗长离散傅里叶变换信道估计算法, 算法根据实际自干扰信道特征选取最优干扰抑制窗长, 提高自干扰信道的估计精度。仿真结果表明: 在自干扰信道为莱斯信道, 干噪比为15 dB时, 采用该算法的数字自干扰抑制能力为22 dB, 比采用最小二乘信道估计高7 dB, 比采用固定窗长离散傅里叶变换信道估计高3 dB。

关键词 信道估计; 同时同频全双工; 数字自干扰抑制; 离散傅里叶变换

中图分类号 TN 914 **文献标志码** A **doi:**10.3969/j.issn.1001-0548.2016.01.007

A CCFD Self-Interference Channel Estimation Algorithm with Variable Window

XU Qiang, LIU Feng-wei, QUAN Xin, ZHAO Hong-zhi, and TANG You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract In the co-time co-frequency full duplex (CCFD), the nonlinear effects of transmit-receive path as well as environment change would change the channel estimation accuracy. A self-interference channel estimation algorithm based on discrete Fourier transform (DFT) with variable window length is introduced. The algorithm can select the best window size according to the channel characteristics and therefore improve the self-interference channel estimation accuracy. Simulation shows that the digital self-interference cancellation with this proposed algorithm is 22 dB when interference-to-noise ratio is 15 dB, which is 7 dB and 3 dB higher than least squares (LS) algorithm and the traditional DFT-based algorithm, respectively.

Key words channel estimation; CCFD; digital self-interference cancellation; discrete Fourier transforms

日益稀缺的频谱资源是制约现代无线通信发展的瓶颈^[1]。同时同频全双工(CCFD), 能够在相同时间占用相同频率传输上、下行数据, 获得了更高的系统容量及频谱利用率^[2-4], 成为近年来无线通信研究的热点之一。由于CCFD收发同时同频, 本地发射信号会对本地接收机产生强自干扰。已有的自干扰抑制方法包括数字自干扰抑制、模拟自干扰抑制和天线自干扰抑制^[5-8]。其中, 数字自干扰抑制的一种实现方法是根据自干扰信道估计值和发射数字信号重建出数字自干扰信号, 然后在接收信号中减去数字自干扰重建信号。因此, 自干扰信道估计精度是影响数字自干扰抑制效果的关键因素。

CCFD基站的发射功率随负载不同发生变化, 导致发射和接收通路非线性引起的附加干扰变化^[9], 影响基站接收通路的干噪比; 另一方面, CCFD基站周围的环境变化会影响自干扰信道的特征分布。因

此, 需要自干扰信道估计算法能够根据自干扰信道特征进行自适应调整, 并且抑制附加干扰的影响。

典型的信道估计算法有最小二乘(LS)算法^[10]、线性最小均方误差(linear minimum mean square error, LMMSE)算法^[11-13]和固定窗长离散傅里叶变换(DFT)信道估计算法^[14-16]。LS算法实现简单, 估计精度有限^[17]。线性最优的LMMSE算法具有最佳的干扰、噪声抑制效果, 然而其计算复杂度高^[11]。传统DFT信道估计算法采用固定窗长的滤波矩阵, 当自干扰信道发生变化或附加干扰功率变化时, 会导致自干扰信号能量损失较大或附加干扰抑制不充分, 自干扰信道估计误差增加^[15]。

针对OFDM系统中的CCFD, 本文提出了一种可变窗长DFT信道估计算法, 可以根据实际自干扰信道特征选取具有最小均方误差(mean square error, MSE)的干扰抑制窗长, 在抑制附加干扰和热噪声的

收稿日期: 2014-03-31; 修回日期: 2015-09-09

基金项目: 国家自然科学基金(61271164, 61471108, 61201266); 重大专项(2014ZX03003001-002); 国家电网公司科技项目(SGSCDKJLZJKJ1400099)

作者简介: 徐强(1983-), 男, 博士, 主要从事同时同频全双工系统、无线通信中信号处理方面的研究。

同时充分保留自干扰信道能量, 提高自干扰信道估计精度。

1 系统模型

考虑单发单收OFDM系统中的CCFD, 如图1所示, 近端设备与远端设备在相同时间、相同频率上收发信号。以近端设备为例, 在CCFD模式下, 发射通道和接收通道同时同频工作, 接收通道除了会接收到远端的发射信号, 还会受到本地发射信号的干扰, 需要在本地接收通路进行自干扰抑制。为了提高自干扰抑制效果, 系统分两级进行自干扰抑制: 首先进行射频自干扰抑制, 消除大功率的直射径自干扰, 然后进行数字自干扰抑制, 消除残余多径自干扰。其中, 本文重点介绍数字自干扰抑制, 射频自干扰抑制方法可参考文献[5]。

假设系统所占用于载波数目为 M , 接收信号经

过射频干扰抑制、模数转换、去循环前缀(cyclic prefix, CP)、快速傅里叶变换(fast Fourier transformation, FFT)、解映射等操作后, 得到频域接收向量为:

$$Y^{(a)} = X^{(d)} H^{(d)} + X^{(i)} H^{(i)} + N \quad (1)$$

式中, $X^{(d)}$ 与 $X^{(i)}$ 为 M 阶对角矩阵, 其对角元素分别为远端期望符号与近端自干扰符号; $H^{(d)}$ 与 $H^{(i)}$ 为 M 维列向量, 分别表示期望信号与干扰信号的频域信道响应; N 为 M 维列向量, 表示附加干扰与热噪声之和, 有:

$$N = I^{(i)} + N^{(a)} \quad (2)$$

式中, $I^{(i)}$ 为 M 维列向量, 表示由发射、接收通道非线性引入的附加干扰, 根据文献[9], 可以建模为高斯白噪声; $N^{(a)}$ 为 M 维列向量, 表示接收通道的热噪声。

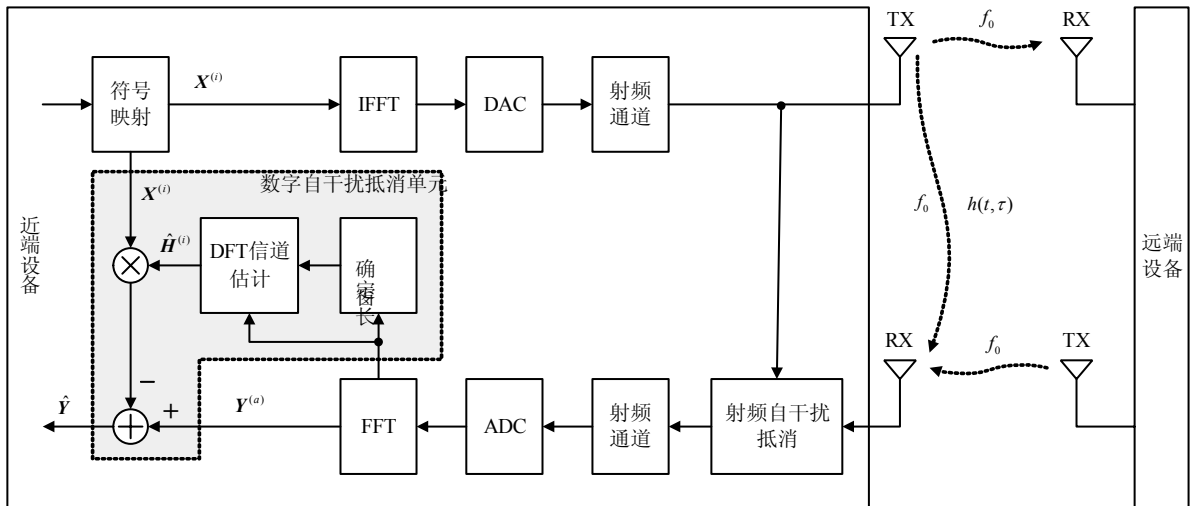


图1 系统模型

接收机采用的数字自干扰抑制方法如图1所示, 利用信道估计值 $\hat{H}^{(i)}$ 和自干扰符号矩阵 $X^{(i)}$ 进行数字自干扰重建; 在接收向量中减去数字自干扰重建信号, 完成数字自干扰抑制, 整个过程可以表示为:

$$\hat{Y} = X^{(d)} H^{(d)} + X^{(i)} (H^{(i)} - \hat{H}^{(i)}) + N \quad (3)$$

定义干噪比为:

$$R_{IN} = 10 \log_{10} \left(\frac{E\{|X^{(i)} H^{(i)}|^2\}}{P_N} \right) \quad (4)$$

式中, $E\{\cdot\}$ 表示信号的期望; P_N 为附加干扰与热噪声之和 N 的功率。

定义数字自干扰抑制能力为:

$$G = 10 \lg \left(\frac{E\{|X^{(i)} H^{(i)}|^2\}}{E\{|X^{(i)} (H^{(i)} - \hat{H}^{(i)})|^2\}} \right) \quad (5)$$

由式(3)可以看出, 信道估计值 $\hat{H}^{(i)}$ 的精度是影响自干扰抑制性能的关键因素。本文利用导引进行自干扰信道估计, 首先计算导引处子载波的信道响应, 再插值得到所有子载波的信道响应。在对近端自干扰信道进行估计时, 应避免遭受远端期望信号的干扰, 可以通过设计正交导引符号实现。OFDM系统中, 正交的导引设计方案包括频分复用、时分复用及码分复用^[18], 本文将采用频分复用的导引符号设计。

由于本地发射天线与接收天线间存在直射路径, 近端自干扰信道冲击响应 $h(t, \tau)$ 可建模为莱斯

信道,有:

$$h(t, \tau) = Ae^{j\theta} \delta[\tau - \tau_0] + \sum_{i=1}^L a_i(t) \delta[\tau - \tau_i(t)] \quad (6)$$

式中, $\delta(t)$ 为单位冲激函数; A 、 θ 与 τ_0 分别表示直射路径的幅度、相位与相对时延; L 为信道多径数目; $a_i(t)$ 与 $\tau_i(t)$ 分别表示第 i 条子径的复增益与相对时延。

在经过射频干扰抑制^[5]及模数转换后,直射路径的大部分能量被衰减,时延为非整数倍采样间隔的多径将产生能量扩展,信道冲击响应可表示为:

$$h(m) = \sum_{i=0}^{L'} h_i \delta[m - i] \quad (7)$$

式中, L' 为离散信道的多径数目,本文假设其等于多径长度,即忽略大于CP长度的多径能量。

经过去CP及 N 点FFT后,第 j 个子载波处的频域信道响应可记为:

$$H_j = \sum_{i=0}^{L'} h_i \exp\left(-j \frac{2\pi(i-1)(j-1)}{N}\right) \quad (8)$$

将近端干扰信号导引所占子载波处信道响应记为向量 \mathbf{H} 。近、远端信号导引采用频分复用的正交导引符号设计,因此进行自干扰信道估计不会受到远端期望信号的影响。下文中忽略期望信号导引,经子载波解映射后, K 维接收干扰信号导引向量可记为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (9)$$

式中, K 为导引所占的子载波数目。

2 可变窗长DFT信道估计

本文采用了可变窗长DFT信道估计算法计算自干扰信号导引处子载波的信道估计值。该算法首先根据自干扰信道特征,确定干扰抑制窗的长度;然后进行DFT信道估计。

可变窗长DFT自干扰信道估计,既可以在低干噪比时,抑制附加干扰和热噪声,获得比LS算法更高的估计精度;又可以在高干噪比时,获得比固定窗长DFT信道估计更高的估计精度;同时,算法基于可快速实现的DFT与IDFT,计算复杂度较低^[14]。

2.1 实现方法

算法首先根据导引信息 \mathbf{X} 对自干扰信号导引处子载波的信道响应 \mathbf{H} 进行LS信道估计,估计值 \mathbf{H}_{LS} 表示为:

$$\mathbf{H}_{LS} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y} = \mathbf{H} + \mathbf{X}^{-1}\mathbf{N} \quad (10)$$

为了抑制附加干扰与热噪声,首先将频域信道响应 \mathbf{H}_{LS} 变换到时域,得到时域LS信道估计结果为:

$$\mathbf{h}_{LS} = \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{LS} = \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (11)$$

式中, \mathbf{F} 为DFT变换矩阵; \mathbf{h} 为时域信道向量; \mathbf{n} 为时域干扰噪声向量。

由于 $K < N$, 式(11)中的时域信道延时间隔不同于信道模型式(7)中的延时间隔,即信道模型式(7)中的多径延时转化为非整数倍的采样延时。此时,信道将产生能量扩展现象^[16], \mathbf{h} 的所有元素均可为非零值,如图2所示。

通过时域加窗,得到时域信道估计结果 \mathbf{h}_D 为:

$$\mathbf{h}_D = \mathbf{D}\mathbf{h}_{LS} \quad (12)$$

式中, \mathbf{D} 为加窗矩阵。根据解复用后时域信道能量的分布特点^[16],加窗矩阵为:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{m_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{m_2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, \mathbf{I}_{m_1} 、 \mathbf{I}_{m_2} 分别表示 m_1 、 m_2 阶单位矩阵, m_1 、 m_2 根据信道情况进行相应变化。

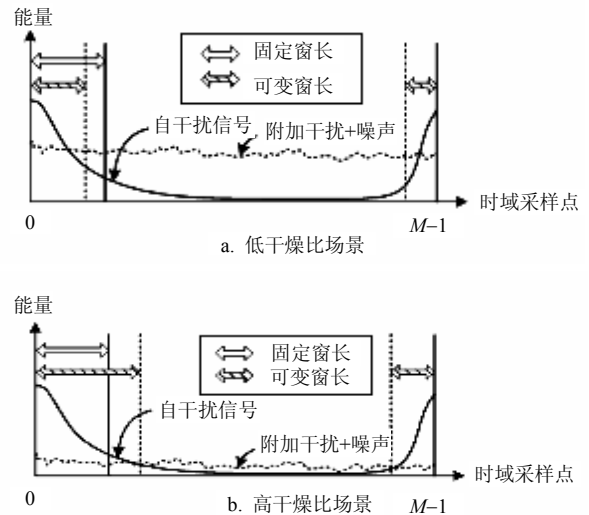


图2 可变窗长与固定窗长对自干扰信道时域响应影响示意图

完成加窗后,将时域信道估计结果 \mathbf{h}_D 变换至频域,得到导引出子载波信道估计值 \mathbf{H}_D 为:

$$\mathbf{H}_D = \mathbf{F}\mathbf{h}_D = \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{F}^H \mathbf{H}_{LS} \quad (14)$$

2.2 最优窗长

算法的关键技术是依据MMSE准则,在不同的自干扰信道条件下动态选择窗长参数 m_1 与 m_2 。加窗后,信道估计的MSE为:

$$\text{MSE} = \frac{1}{K} E\{(\mathbf{H}_D - \mathbf{H})(\mathbf{H}_D - \mathbf{H})^H\} = \frac{1}{K} \text{tr}\{E\{(\mathbf{H}_D - \mathbf{H})(\mathbf{H}_D - \mathbf{H})^H\}\} \quad (15)$$

将式(14)带入式(15),得到:

$$\text{MSE} = \frac{1}{K} \text{tr} \{ \mathbf{D}(\mathbf{R}_h + N_0 \mathbf{I}) \mathbf{D} - \mathbf{R}_h \mathbf{D} - \mathbf{D} \mathbf{R}_h^H + \mathbf{R}_h \} \quad (16)$$

式中, N_0 为噪声功率谱密度; \mathbf{R}_h 为时域信道自相关矩阵, 具体表达式为:

$$\mathbf{R}_h = E \{ \mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{F} \} = \mathbf{F}^H \mathbf{R}_h \mathbf{F} \quad (17)$$

将矩阵 \mathbf{R}_h 的第 i 个对角元素记为 r_i , 代入式(16), 化简可得:

$$\text{MSE} = \frac{1}{K} \left[(m_1 + m_2) N_0 + \sum_{i=m_1+1}^{K-m_2} r_i \right] \quad (18)$$

为得到最佳的估计精度, 应选择 m_1 与 m_2 使得 MSE 最小。即:

$$\begin{aligned} [m_1^*, m_2^*] &= \arg \min_{[m_1, m_2]} \text{MSE} \\ \text{s.t.} \quad &\begin{cases} m_1 > 0 \\ m_2 > 0 \\ m_1 + m_2 < K \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

由于搜索维度有限, 总可以在有限时间内得到 $[m_1^*, m_2^*]$ 。

假设信道自相关矩阵 \mathbf{R}_h 已知, 可根据式(19)预先搜索不同信噪比下的最优 $[m_1^*, m_2^*]$ 组合, 达到不同干噪比下最小 MSE 的目标, 从而获取最佳的信道估计性能。CCFD 中, 近端发射天线与接收天线相对静止, 信道多径特征变化相对较慢, 可通过时间平均获取 \mathbf{R}_h 的估值。

由图2可以看出, 固定窗长信道估计存在低干噪比下附加干扰、热噪声抑制不充分和高干噪比下信道能量损失的问题; 而可变窗长信道估计可以随着干噪比的变化调整其加窗范围, 使其在各种干噪比下均能达到抑制附加干扰、热噪声与保留信道能量的最佳折中。

2.3 复杂度分析

由于需要进行自干扰重建与抑制, CCFD 接收机具有远大于传统接收机的计算负荷, 因此, 计算复杂度是基带算法选择的一个重要因素。本文的信道估计算法的计算量主要来自于两方面: 式(19)所示最佳窗的搜索过程; 式(14)所示信道估计过程。对于最佳窗的搜索, 由于受条件 $m_1 + m_2 < K$ 所限, 共需要进行 $K^2/2$ 次搜索, 每次搜索考虑最大计算量, 可以得到搜索过程需要乘法次数为 $K^2/2$, 需要的加法次数为 $K^3/2$, 复杂度与子载波个数的三次方成正比, 这是相当大的运算量。然而, 由于自干扰信道特征相对稳定, 最佳窗只需要在接收机的初始化阶段进行搜索, 因此, 需要重点关注的仅为信道估计的复杂度。

信道估计过程算法的计算主要来自于 IDFT 与 DFT 变换, 而 DFT 与 IDFT 可通过快速的 FFT 与 IFFT 算法实现^[19]。FFT 与 IFFT 算法所需要的乘法与加法次数均为 $(K/2) \log_2 K$ 次^[19]。而在 LMMSE 算法中, 所需要的乘法与加法次数为 K^2 次, 当 K 取值较大时, 建议算法相较于 LMMSE 算法有明显的复杂度优势。

3 数值及仿真结果

为验证本文最优窗长确定方法、信道估计算法在 CCFD 系统中的性能, 仿真参数如表1所示。

表1 仿真条件

条件名称	数值
基带干信比/dB	0
最大多普勒频移/Hz	30
干扰信道类型	3GPP 扩展车载模型 ^[20] (莱斯因子 $K=1$)
期望信道类型	3GPP 扩展车载模型
多径延迟/ns	0, 30, 150, 310, 370, 710, 1 090, 1 730, 2 510
多径相对功率/dB	0, -1.5, -1.4, -3.6, -0.6, -9.1, -7.0, -12, -16.9
OFDM 子载波个数(K)	1 500
调制方式	16QAM
IFFT 长度	2 014
子载波间隔/kHz	15
循环前缀长度	144
频域插值方式	线性插值
期望信道估计	理想估计

首先, 根据式(19)进行最佳窗函数的搜索, 结果如图3所示。可以看出, 随着干噪比的增加, m_1^* 与 m_2^* 均呈现增加趋势, 当干噪比很大时, 可变窗长 DFT 信道估计趋近于 LS 信道估计。在后续的仿真中, 可变窗长 DFT 算法窗函数的选择均依据图3所给出结果。而固定窗长 DFT 信道估计的窗长取值为 $m_1 = 43$, $m_2 = 5$ 。

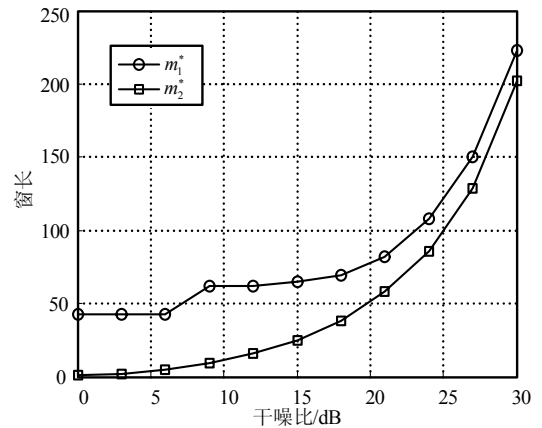


图3 不同干噪比下的最佳窗长分布

图4给出了不同信道估计算法的MSE值比较。图

中可以看出,采用本文算法的MSE低于其他两种信道估计算法。

1) 本文算法在低干噪比(0 dB)时,相对LS估计取得了12 dB的增益,与固定窗长DFT信道估计算法性能接近;随着干噪比增高,本文算法性能趋近于LS算法,在干噪比为30 dB时,相比传统DFT信道估计算法有11 dB的增益。2) 在MSE为0.01时,本文算法比LS信道估计有8 dB的提升,比固定窗长DFT信道估计有21 dB的提升。

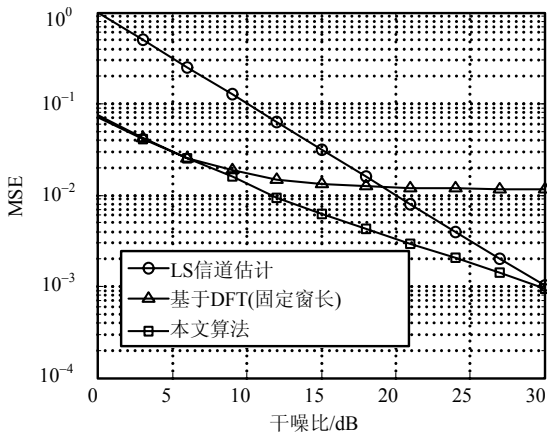


图4 MSE比较

图5为不同信道估计算法的数字自干扰抑制能力比较。图中可以看出,采用本文算法的数字自干扰抑制能力高于其他两种信道估计算法:

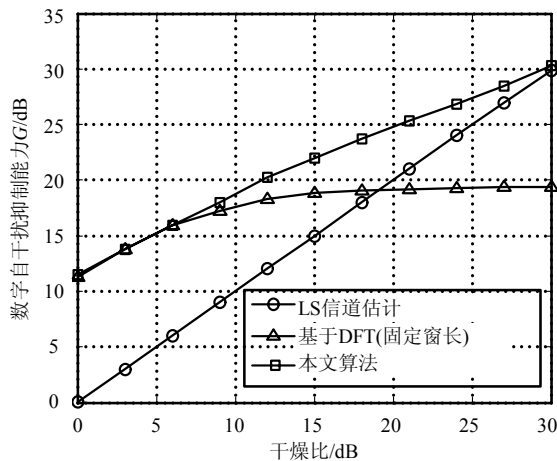


图5 数字自干扰抑制能力比较

1) 在低干噪比(0 dB)时,本文算法与固定窗长DFT信道估计算法的数字自干扰抑制能力接近,比采用LS估计的数字自干扰抑制能力高约12 dB;随着干噪比增高,本文算法的数字自干扰抑制能力趋近于LS算法,在干噪比为30 dB时,比传统DFT信道估计的数字自干扰抑制能力高约11 dB。2) 干噪比为15 dB时,采用本文算法的数字自干扰抑制能力为22

dB,比采用LS信道估计高7 dB,比采用固定窗长DFT信道估计高3 dB。

图6为16QAM调制方法下,采用不同信道估计算法时,干扰抑制后期望信号的解调误码率曲线。图中可以看出,建议算法的性能最接近理想信道估计:在低信噪比时,其性能接近于理想信道估计和固定窗长DFT信道估计,而当信噪比较高时,性能接近LS信道估计。因为本文算法在不同的干噪比下,根据附加干扰与热噪声功率确定可变的窗长,最大限度保留了自干扰信号能量,这与之前理论分析的结果相吻合。

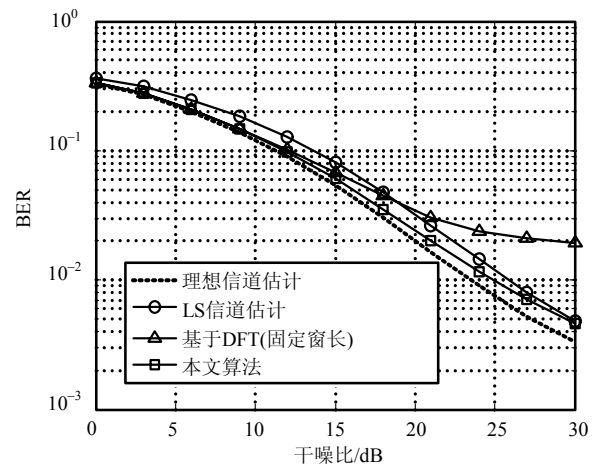


图6 期望信号误码率比较

4 结束语

本文针对单发单收CCFD的自干扰信道估计,在莱斯自干扰信道条件下,提出了一种可变窗长DFT信道估计算法,可以根据实际自干扰信道的特征,利用MMSE准则选取最优的干扰抑制窗长,提高自干扰信道的估计精度。仿真验证了最优窗长搜索算法、信道估计算法在CCFD中的有效性,结果表明:干噪比为15 dB时,采用本文算法的数字自干扰抑制能力为22 dB,比采用LS信道估计高7 dB,比采用固定窗长DFT信道估计高3 dB。本文提出的自干扰信道估计算法为CCFD系统的自干扰估计提供了一种有效的解决方案,对于提升自干扰信号估计精度,进而提高整个接收机的干扰抑制性能有着重要意义。

参考文献

- [1] CHAKRAVARTHY V, LI X, WU Z Q, et al. Novel overlay/underlay cognitive radio waveforms using SD-SMSE framework to enhance spectrum efficiency-part i: Theoretical framework and analysis in AWGN channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(12):

- 3794-3804.
- [2] YAMAMOTO K, HANEDA K, MURATA H, et al. Optimal transmission scheduling for a hybrid of full and half duplex relaying[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(3): 305-307.
- [3] CHUN B, PARK H. A spatial-domain joint-nulling method of self-interference in full-duplex relays[J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(4): 436-438.
- [4] LI Y, STÜBER G. Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications[M]. New York, USA: Springer, 2006.
- [5] JAIN M, CHOI J, KIM T M, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[C]//*Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'11)*. New York, USA: [s.n.], 2011: 301-312.
- [6] CHOI J Y, HUR M S, SUH Y W, et al. Interference cancellation techniques for digital on-channel repeaters in T-DMB system[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2011, 57(1): 46-56.
- [7] LEE Y J, LEE J B, SUNG I P, et al. Feedback cancellation for T-DMB repeaters based on frequency-domain channel estimation[J]. *IEEE Trans Broadcasting*, 2011, 57(1): 114-120.
- [8] SABHARWAL D M. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios[C]//*Feasibility and First Results Asilomar 2010*. Florida, USA: [s.n.], 2010: 1558-1562.
- [9] DAY B P, MARGETTS A R, BLISS D W, et al. Full-duplex bidirectional MIMO: Achievable rate under limited dynamic range[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(7): 3702-3713.
- [10] OZDEMIR M K, ARSLAN H. Channel estimation for wireless OFDM systems[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2007, 9(2): 18-48.
- [11] YE L, CIMINI L J, SOLLENBERGER N R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1998, 46(7): 902-915.
- [12] SCHIFFERMULLER S, JUNGNICKEL V. SPC08-3: Practical channel interpolation for OFDMA[C]//*IEEE Global Telecommunications Conference, 2006, GLOBECOM '06*. San Francisco, USA: IEEE, 2006: 1-6.
- [13] YE L. Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2000, 49(4): 1207-1215.
- [14] EDFORS O, SANDELL M, BEEK J J V D, et al. Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM[J]. *Wireless Personal Communications*, 2000, 12: 55-70.
- [15] YANG B G, CAO Z G, LETAIEF K B. Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(11): 1977-1987.
- [16] HOU X L, ZHANG Z, KAYAMA H. DMRS design and channel estimation for LTE-advanced MIMO uplink[C]//*Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th*. Anchorage, USA: IEEE, 2009: 1-5.
- [17] SAHAI A, PATEL G, DICK C, et al. Understanding the impact of phase noise on active cancellation in wireless full-duplex[C]//*Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*. California, USA: [s.n.], 2012: 29-33.
- [18] MINN H, AL-DHAHIR N. Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(5): 1158-1168.
- [19] PROAKIS J G. Digital signal processing: Principles, algorithms, and applications[M]. 4th ed. New Jersey, USA: Pearson Education Inc, 1996.
- [20] 3GPP TS 36.104. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA): Base station (BA) radio transmission and reception (release 10)[DB/OL]. [2011-10-09]. <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36104.htm>.