

全双工通信射频域自干扰抑制量对数字域自干扰抑制能力的影响

黎斯 鲁宏涛 邵士海* 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: 同时同频全双工通信的射频域自干扰抑制量增加,导致数字域自干扰信号的信噪比下降,使得数字域自干扰抑制量减少。针对这一现实问题,该文分析了数字域自干扰抑制能力与射频域自干扰抑制量之间的量化关系,在典型数字域估计算法下,给出了具体关系的闭合解。分析与仿真结果表明,全双工通信在执行射频域联合数字域自干扰抑制时,射频域自干扰抑制的增大量总是大于数字域自干扰抑制能力的减小量,当射频域自干扰抑制较小时,数字域自干扰抑制将更有效;过大的射频域自干扰抑制量将造成数字域自干扰抑制性能的损失。

关键词: 同时同频全双工; 数字域自干扰抑制; 射频域自干扰抑制; 信道估计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)06-1278-06

DOI: 10.11999/JEIT160967

Impact of the Amount of RF Self-interference Cancellation on Digital Self-interference Cancellation in Full Duplex Communications

LI Si LU Hongtao SHAO Shihai TANG Youxi

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

Abstract: The self-interference signal to noise ratio in digital domain decreases as the amount of RF self-interference cancellation increases in Co-time Co-frequency Full Duplex (CCFD) communications. The amount of digital self-interference cancellation decreases as the digital self-interference power decreases. The impact of the amount of RF self-interference cancellation on digital self-interference cancellation is analyzed. The digital self-interference cancellation is analyzed in this paper based on LS and MMSE channel estimation. It is shown that the decrease in the amount of digital self-interference cancellation is always less than the increase in RF self-interference cancellation when applying digital cancellation after RF cancellation in full duplex communications. Applying digital cancellation after RF cancellation is more useful when RF cancellation delivers poor suppression. The performance of digital self-interference cancellation will degrade when RF cancellation achieves large suppression.

Key words: Co-time Co-frequency Full Duplex (CCFD); Digital self-interference cancellation; RF self-interference cancellation; Channel estimation

1 引言

同时同频全双工(Co-time Co-frequency Full Duplex, CCFD)在相同时间占用相同频率传输上下行数据,与现有的时分双工和频分双工相比,其频谱效率最大可以提升1倍^[1-6]。由于收发同时同频,CCFD发射机的发射信号会对本地接收机产生强自干扰,使用CCFD的首要工作是抑制强自干扰。已

有的自干扰抑制方法包括数字域自干扰抑制、射频域自干扰抑制和天线自干扰抑制^[7-12]。

当CCFD接收机射频前端接收的自干扰总功率一定时,若射频域自干扰抑制量增加,数字域自干扰信道估计可用的自干扰信号功率将减小,导致数字域自干扰信道估计精度下降,从而降低数字域自干扰抑制能力。如何分配射频域与数字域自干扰抑制量使得总的自干扰抑制最大,数字域自干扰抑制在何时应用更有效,成为全双工通信值得关注的问题。文献[13]对射频域联合数字域自干扰抑制进行了实验测量,测量结果指出全双工通信随着射频域自干扰抑制的增加,射频域抑制后执行数字域自干扰抑制的有效性将下降,数字域自干扰抑制应选择性地应用在射频域自干扰抑制后以改善系统总的自干

收稿日期: 2016-09-26; 改回日期: 2017-01-22; 网络出版: 2017-03-21

*通信作者: 邵士海 ssh@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61531009, 61501093, 61271164, 61471108, 61201266), 国家科技重大专项(2014ZX03003001-002)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61531009, 61501093, 61271164, 61471108, 61201266), The National Major Project of China (2014ZX03003001-002)

扰抑制效果。全双工通信射频域自干扰抑制量与数字域自干扰抑制能力之间的关系, 目前还未见文献进行理论分析。

本文针对同时同频全双工 OFDM 通信体制, 推导了最小二乘(LS)和最小均方误差(MMSE)信道估计算法下的数字域最优自干扰抑制能力与数字域自干扰接收功率的关系表达式, 从理论上分析了射频域自干扰抑制量对数字域自干扰抑制能力的影响, 并进行了仿真验证。结果表明, 全双工通信当射频域自干扰抑制较大时, 数字域自干扰抑制量的减小量将小于射频域自干扰抑制量的增大量, 应用数字域自干扰抑制的有效性将下降; 当射频域自干扰抑制较小时, 数字域自干扰抑制量的减小量近似等于射频域自干扰抑制量的增大量, 此时应用数字域自干扰抑制将更有效。

本文内容安排如下: 第 2 节给出了同时同频全双工 OFDM 通信信号模型; 第 3 节给出了全双工通信射频域自干扰抑制量对数字域自干扰抑制能力的影响分析; 数值及仿真结果在第 4 节给出; 第 5 节总结本文。

2 系统模型

考虑单发单收同时同频全双工 OFDM 通信体制, 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, 近端接收机除了收到远端发射的期望信号, 还受到本地发射信号的干扰, 需要在本地接收机进行自干扰抑制。首先进行射频域自干扰抑制, 消除直射和部分强多径自干扰, 然后进行数字域自干扰抑制, 消除残余多径自干扰。

假设同时同频全双工 OFDM 子载波数为 K , 接收信号经过射频域自干扰抑制、模数转换和快速傅里叶变换(FFT)后, 得到数字频域接收信号:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}_D \mathbf{H}_D + \mathbf{X}_I \mathbf{H}_I + \mathbf{W} \quad (1)$$

其中, \mathbf{X}_D 和 \mathbf{X}_I 为 K 阶对角矩阵, 分别表示期望信号和自干扰信号, $[\mathbf{X}_D]_{k,k} = X_D(k)$, $[\mathbf{X}_I]_{k,k} = X_I(k)$, \mathbf{H}_D 和 \mathbf{H}_I 为 K 维列向量, 分别表示期望信号和自干扰信号的数字域信道频域响应, $\mathbf{H}_D = [H_D(0) H_D(1) \cdots H_D(K-1)]^T$, $\mathbf{H}_I = [H_I(0) H_I(1) \cdots H_I(K-1)]^T$ 。 $H_D(k)$ 为第 k 个子载波处的期望信号的数字域信道频域响应:

$$H_D(k) = \sum_{l=0}^{L'-1} h_D(l) e^{-j2\pi kl/K} \quad (2)$$

其中, L' 表示数字域对应的期望信号信道的多径数。 $H_I(k)$ 为第 k 个子载波处的数字域自干扰信道频域响应:

$$H_I(k) = \sum_{l=0}^{L'-1} h_I(l) e^{-j2\pi kl/K} \quad (3)$$

L 表示数字域对应的自干扰信道的多径数。 \mathbf{W} 表示噪声, 方差为 σ^2 。

接收机的数字自干扰抑制方法如图 1 所示, 首先进行数字域自干扰信道估计得到信道估计值 $\hat{\mathbf{H}}_I$, 然后进行数字自干扰重建, 最后在接收信号 \mathbf{Y} 中减去数字自干扰重建信号, 得到数字自干扰抑制后的信号:

$$\mathbf{Y}_{\text{DIC}} = \mathbf{X}_D \mathbf{H}_D + \mathbf{X}_I (\mathbf{H}_I - \hat{\mathbf{H}}_I) + \mathbf{W} \quad (4)$$

由式(4)得到数字域自干扰抑制后的残余自干扰功率 P_{dr} 为

$$P_{\text{dr}} = E \left[\left| (H_I(k) - \hat{H}_I(k)) X_I(k) \right|^2 \right] \quad (5)$$

3 性能分析

由式(5)可以看出, 信道估计值 $\hat{\mathbf{H}}_I$ 是影响数字域自干扰抑制性能的关键因素。采用导引进行自干扰信道估计, 将近端自干扰导引所占子载波处的数字域信道响应记为向量 $\mathbf{H}_I^{(p)}$, 导引数为 N_p , 经过快速傅里叶变换后, 近端接收机接收的自干扰导引符号处的向量表示为

$$\mathbf{Y}^{(p)} = \mathbf{X}_I^{(p)} \mathbf{H}_I^{(p)} + \mathbf{X}_D^{(p)} \mathbf{H}_D^{(p)} + \mathbf{W} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{X}_I^{(p)}$ 和 $\mathbf{X}_D^{(p)}$ 为 N_p 阶对角矩阵, $[\mathbf{X}_I^{(p)}]_{k,k} = X_I(i_k)$, $[\mathbf{X}_D^{(p)}]_{k,k} = X_D(i_k)$, $\{i_n; 1 \leq n \leq N_p\}$ 表示导引符号的位置; $\mathbf{H}_I^{(p)}$ 和 $\mathbf{H}_D^{(p)}$ 为 N_p 维列向量, $\mathbf{H}_I^{(p)} = [H_I(i_1) H_I(i_2) \cdots H_I(i_{N_p})]^T$, $\mathbf{H}_D^{(p)} = [H_D(i_1) H_D(i_2) \cdots H_D(i_{N_p})]^T$ 。

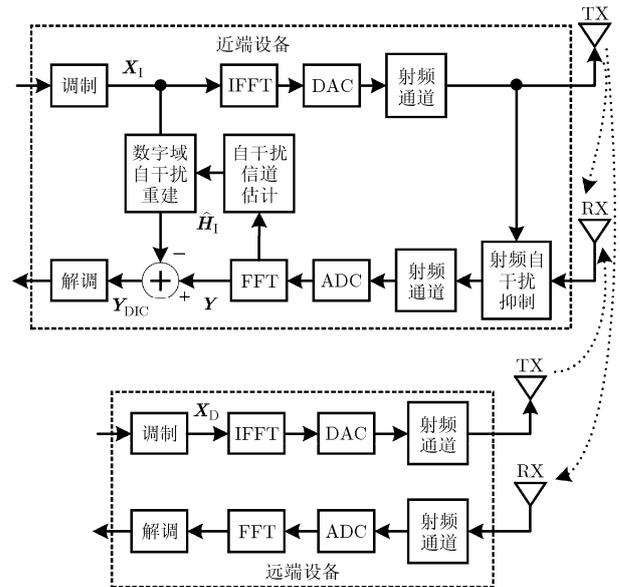


图 1 单发单收同时同频全双工 OFDM 通信

定义矩阵:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & W_K^{\dot{i}_1} & \cdots & W_K^{\dot{i}_1(L-1)} \\ 1 & W_K^{\dot{i}_2} & \cdots & W_K^{\dot{i}_2(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_K^{\dot{i}_{N_p}} & \cdots & W_K^{\dot{i}_{N_p}(L-1)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}' = \begin{bmatrix} 1 & W_K^{\dot{i}_1} & \cdots & W_K^{\dot{i}_1(L'-1)} \\ 1 & W_K^{\dot{i}_2} & \cdots & W_K^{\dot{i}_2(L'-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_K^{\dot{i}_{N_p}} & \cdots & W_K^{\dot{i}_{N_p}(L'-1)} \end{bmatrix}$$

其中, $W_K = e^{-j2\pi/K}$, 则 $\mathbf{H}_I^{(p)} = \mathbf{F}\mathbf{h}_I$, $\mathbf{H}_D^{(p)} = \mathbf{F}'\mathbf{h}_D$, 代入式(6)得到

$$\mathbf{Y}^{(p)} = \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F}\mathbf{h}_I + \mathbf{X}_D^{(p)}\mathbf{F}'\mathbf{h}_D + \mathbf{W} \quad (7)$$

不失一般性, 自干扰信号经过射频域自干扰抑制后, 大功率直射路径干扰大部分被抵消掉, 余下的自干扰是由充分散射多径引起的, 可设定数字域对应的自干扰信道 \mathbf{h}_I 为瑞利信道^[14]。假设 $h_I(k)$ 是零均值独立同分布的高斯随机变量, 方差为 $\sigma_k^2, k = 0, 1, \dots, L-1$ 。下面将分析射频域自干扰抑制量对 LS 和 MMSE 信道估计的数字域自干扰抑制能力的影响。

3.1 LS 信道估计的数字域自干扰抑制能力与射频域自干扰抑制量的关系

对数字域自干扰信道采用 LS 信道估计算法, 由式(7)可得

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\text{I,LS}} &= \left((\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F} \right)^{-1} (\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{Y}^{(p)} \\ &= \mathbf{h}_I + \left((\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F} \right)^{-1} (\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_D^{(p)}\mathbf{F}'\mathbf{h}_D \\ &\quad + \left((\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F} \right)^{-1} (\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{W} \end{aligned} \quad (8)$$

根据文献[15], 在对近端自干扰信道进行估计时, 可以通过设计正交导引以避免远端期望信号对近端自干扰导引符号处的信道估计造成干扰, 即使得式(8)中的第 2 项 $\left((\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F} \right)^{-1} (\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_D^{(p)}\mathbf{F}'\mathbf{h}_D = 0$, 由此式(8)简化为

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{I,LS}} = \mathbf{h}_I + \left((\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F} \right)^{-1} (\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{W} \quad (9)$$

正交的导引设计方案包括频分复用、时分复用及码分复用^[15]。本文采用频分复用的导引符号设计, 在选定的数字域自干扰信道估计算法下, 尽可能减小信道估计误差以提高数字域自干扰抑制能力。数字域自干扰信道估计的均方误差为

$$\gamma \triangleq \frac{1}{K} \mathbb{E} \left[\left| \hat{\mathbf{H}}_I - \mathbf{H}_I \right|^2 \right] \quad (10)$$

根据文献[16], 等功率等间隔设置近端自干扰导引符号, 即选择 $i_m - i_{m-1} = K/N_p$, $\mathbb{E} \left[|X_I(i_m)|^2 \right] = 1$, $m = 1, 2, \dots, N_p$, 可使得采用 LS 信道估计算法的数字域自干扰信道估计的均方误差达到最小值。由式(10)得到 LS 信道估计的数字域自干扰信道估计的均方误差为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{LS}} &= \frac{1}{K} \mathbb{E} \left[\left| \mathbf{F}(\hat{\mathbf{h}}_{\text{I,LS}} - \mathbf{h}_I) \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{K} \mathbb{E} \left[\left| \mathbf{F} \left((\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F} \right)^{-1} (\mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F})^H \mathbf{W} \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (11)$$

令 $\mathbf{A}_I = \mathbf{X}_I^{(p)}\mathbf{F}$, $\mathbf{A}_I^+ = (\mathbf{A}_I^H \mathbf{A}_I)^{-1} \mathbf{A}_I^H$, 代入式(11)得到

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{LS}} &= \frac{1}{K} \mathbb{E} \left[\left| \mathbf{F}(\mathbf{A}_I^H \mathbf{A}_I)^{-1} \mathbf{A}_I^H \mathbf{W} \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{K} \text{tr} \left\{ \mathbb{E} \left[\mathbf{F} \mathbf{A}_I^+ \mathbf{W} \mathbf{W}^H (\mathbf{A}_I^+)^H \mathbf{F}^H \right] \right\} \\ &= \frac{\sigma^2}{K} \text{tr} \left\{ \mathbf{F} \mathbf{A}_I^+ (\mathbf{A}_I^+)^H \mathbf{F}^H \right\} = \frac{\sigma^2 L}{N_p} \end{aligned} \quad (12)$$

定义数字域自干扰信道估计值的归一化均方误差(NMSE)为

$$\gamma' \triangleq \frac{\gamma}{\mathbb{E} \left[|H_I(k)|^2 \right]} \quad (13)$$

数字域自干扰接收功率 $P_I = \mathbb{E} \left[|H_I(k) X_I(k)|^2 \right] = \sum_{k=0}^{L-1} \sigma_k^2$, 数字域自干扰信号与噪声的功率比 $\text{INR} = \frac{P_I}{\sigma^2}$, 由式(13)得到 LS 信道估计的数字域自干扰信道估计值的归一化均方误差为

$$\gamma'_{\text{LS}} \triangleq \frac{\sigma^2 L / N_p}{\sum_{k=0}^{L-1} \sigma_k^2} = \frac{L}{N_p \text{INR}} \quad (14)$$

定义数字域自干扰抑制能力为

$$\begin{aligned} G &\triangleq 10 \lg \left(\frac{P_I + \sigma^2}{P_{\text{dr}} + \sigma^2} \right) \\ &= 10 \lg \left(\frac{\mathbb{E} \left[|H_I(k) X_I(k)|^2 \right] + \sigma^2}{\mathbb{E} \left[\left| (H_I(k) - \hat{H}_I(k)) X_I(k) \right|^2 \right] + \sigma^2} \right) \\ &= 10 \lg \left(\frac{\text{INR} + 1}{\gamma' \text{INR} + 1} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

将式(14)代入式(15)得到 LS 信道估计的数字域自干扰抑制能力为

$$G_{\text{LS}} = 10 \lg \left(\frac{\text{INR} + 1}{L/N_p + 1} \right) \quad (16)$$

由式(16)可以看出 LS 信道估计算法下, 全双工通信的数字域自干扰抑制能力随着数字域自干扰接收功率的增加而提高。为了直观地分析数字域自干扰抑制能力的增量(dB)随数字域自干扰接收功率增量(dB)的变化趋势, 令 $\mu = 10 \lg(\text{INR})$, 则 $\text{INR} = 10^{\mu/10}$, 将其代入式(16)得到

$$G_{\text{LS}} = 10 \lg \left(\frac{10^{\mu/10} + 1}{L/N_p + 1} \right) \quad (17)$$

将式(17)两边对 μ 求一阶导数, 得到数字域自干扰抑制能力相对数字域自干扰接收功率的变化率 η 为

$$\eta \triangleq \frac{dG_{\text{LS}}}{d\mu} = \frac{10^{\mu/10}}{10^{\mu/10} + 1} = \frac{\text{INR}}{\text{INR} + 1} \quad (18)$$

由式(18)可以看出:

(1) $\eta < 1$, 说明数字域自干扰抑制能力的增加量总是小于数字域自干扰接收功率的增加量或数字域自干扰抑制能力的减少量总是小于数字域自干扰接收功率的减少量。由于数字域自干扰接收功率等于射频前端接收到的自干扰总功率减去射频域自干扰抑制量, 在全双工通信射频前端接收到的自干扰总功率一定的情况下, 射频域自干扰抑制量的增加量将与数字域自干扰接收功率的减少量一致。因而, 从 $\eta < 1$, 可以得到数字域自干扰抑制能力的减少量将小于射频域自干扰抑制量的增加量。由此可以看出, 全双工通信在执行射频域联合数字域自干扰抑制时, 为了最大化整个系统的总自干扰抑制能力, 应尽可能多地在射频域进行自干扰抑制。

(2) 当 INR 较大时, η 近似接近于 1, 说明在数字域自干扰接收功率较大时, 数字域自干扰抑制能力的增量近似等于数字域自干扰接收功率的增量。全双工通信在射频域自干扰抑制较小时, 射频域自干扰抑制后执行数字域自干扰抑制会更有效, 这与文献[12]的实验测量分析结果一致。

3.2 MMSE 信道估计的数字域自干扰抑制能力与射频域自干扰抑制量的关系

对数字域自干扰信道采用 MMSE 信道估计算法^[7], 得到

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{I,MMSE}} = (\sigma^2 \mathbf{C}_h^{-1} + \mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H (\mathbf{X}_1^{(p)})^H \mathbf{Y}^{(p)} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{C}_h^{-1} = \text{E}[\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H]$ 。将式(7)代入式(19), 化简后得到

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{I,MMSE}} = (\sigma^2 \mathbf{C}_h^{-1} + \mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{\text{I,LS}} \quad (20)$$

MMSE 信道估计的数字域自干扰信道估计的均

方误差为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{MMSE}} &= \frac{1}{K} \text{E} \left[\left| \hat{\mathbf{H}}_{\text{I,MMSE}} - \mathbf{H}_1 \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{K} \text{E} \left[\left| \mathbf{F} (\hat{\mathbf{h}}_{\text{I,MMSE}} - \mathbf{h}_1) \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{1 + \sigma^2 / (\sigma_k^2 N_p)} \gamma_{\text{LS}} \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \frac{\sigma^2}{N_p + \sigma^2 / \sigma_k^2} \end{aligned} \quad (21)$$

MMSE 信道估计的数字域自干扰信道估计值的归一化均方误差(NMSE)为

$$\gamma'_{\text{MMSE}} \triangleq \frac{\gamma_{\text{MMSE}}}{\text{E} \left[\left| H_1(k) \right|^2 \right]} = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} \frac{\sigma^2}{N_p + \sigma^2 / \sigma_k^2}}{\sum_{k=0}^{L-1} \sigma_k^2} \quad (22)$$

MMSE 信道估计的数字域自干扰抑制能力 G_{MMSE} 为

$$\begin{aligned} G_{\text{MMSE}} &= 10 \lg \left(\frac{P_1 + \sigma^2}{P_{\text{dr}} + \sigma^2} \right) = 10 \lg \left(\frac{\text{INR} + 1}{\gamma'_{\text{MMSE}} \text{INR} + 1} \right) \\ &= 10 \lg \left(\frac{\text{INR} + 1}{\sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{N_p + \sigma^2 / \sigma_k^2} + 1} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

由式(23)看出 MMSE 信道估计算法下, 全双工通信的数字域自干扰抑制能力也随着数字域自干扰接收功率的增加而提高。从式(23)无法给出数字域自干扰抑制能力的增量随数字域自干扰接收功率增量的变化率 η 的闭合表达式, 将在下一节的数值仿真中对其变化情况进行说明。

4 数值及仿真结果

在本节的仿真中, 仿真条件和主要参数如下: OFDM 子载波数 $K = 2048$, 子载波间隔 15 kHz, 循环前缀长度 144, 自干扰导引等间隔功率放置, 即 $i_m - i_{m-1} = K/N_p$, N_p 为导引符号数。自干扰信道为多径瑞利衰落信道, 其多径功率延迟分布服从指数衰减, 即 $\sigma_k^2 = \exp(-k/10)$, $k = 0, 1, \dots, L-1$, 信道多径数 $L = 40$ 。

图 2 给出了采用 LS 和 MMSE 信道估计算法的数字域自干扰信道估计值的归一化均方误差 γ' 。理论分析曲线由式(14)和式(22)绘出。从图 2 可以看出, 理论分析与仿真曲线吻合, 在导引符号数相同条件下, 当数字域自干扰接收功率较小时, MMSE 信道估计的均方误差小于 LS 信道估计的均方误差, 当数字域自干扰接收功率较大时, 两者的均方误差基本一致。

图 3 为 LS 和 MMSE 信道估计算法下全双工通信数字域自干扰抑制能力与数字域自干扰接收功率的关系。从图 3 可以看出,全双工通信的数字域自干扰抑制能力 G 随数字域自干扰接收功率的增加而提高,当数字域干噪比小于 20 dB 时,两种算法的数字域自干扰抑制能力的增量均小于数字域自干扰接收功率的增量,当数字域干噪比大于 20 dB 后,数字域自干扰抑制能力的增量与数字域自干扰接收功率的增量近似相等。

图 4 是图 3 所示曲线的斜率图,给出了 LS 和 MMSE 信道估计算法下全双工通信数字域自干扰抑制能力随数字域自干扰接收功率的变化率关系,从图 4 中可以看出:

(1)两种信道估计算法下的数字域自干扰抑制能力相对数字域自干扰功率的变化率 η 都小于 1,与之前的理论分析一致,说明全双工通信在执行射频域联合数字域自干扰抑制时,射频域自干扰抑制的增大量总是大于数字域自干扰抑制能力的减小量,为了最大化整个系统的总自干扰抑制能力,应尽可能多在射频域进行自干扰抑制;(2)在数字域干噪比大于 20 dB 时,两种信道估计算法下的变化率 η 都接近于 1,说明当射频域自干扰抑制较小使得数字域自干扰接收功率较大时,射频域自干扰抑制的增大量与数字域自干扰抑制能力的减小量近似相等,此时执行数字域自干扰抑制可以保持其有效性;(3)当射频域自干扰抑制使得数字域干噪比小于 20 dB 时,变化率 η 开始快速下降,说明过大的射频域抑制将造成数字域自干扰抑制性能的损失。

为了对比和验证本文分析的正确性,表 1 给出了其他文献报道的射频域和数字域自干扰抑制测量结果。从表 1 中看出,文献[13]指出当射频域自干扰抑制量 α_{AC} 为 25 dB 时,射频域自干扰抑制量的增

表 1 射频域和数字域自干扰抑制测量结果对比

参考文献	射频域自干扰抑制量的增量 $\Delta\alpha_{AC}$ (dB)	数字域自干扰抑制量的增量 $\Delta\alpha_{DC}$ (dB)
文献[13] ($\alpha_{AC}=25$ dB)	+1	-1
文献[18] ($\alpha_{AC}=33$ dB)	+4	-2

加量与数字域自干扰抑制量的减少量几乎一致;文献[18]指出当射频域自干扰抑制量 α_{AC} 为 33 dB 时,射频域自干扰抑制量增加 4 dB,数字域自干扰抑制量仅减少 2 dB。文献[13]和文献[18]的结果与本文的分析一致,分别对应了 $\eta = 1$ 和 $\eta < 1$ 两种情况。

5 结论

同时同频全双工通信自干扰分级抑制问题,依据信息论的信息处理不等式观点,能够在第 1 级射频域解决自干扰问题,就应该尽量避免再增加一级数字域处理,这个结论从本文分析中得到了验证,即射频域自干扰抑制的增大量总是大于数字域自干扰抑制能力的减小量;但是,受工程因素制约,射频域自干扰抑制能力总是有限的,需要数字域配合进一步抑制自干扰,这时就需要考虑两者的平衡关系。本文的分析和仿真说明,数字域配合射频域进行自干扰抑制时,若要保障数字域自干扰抑制的有效性使总自干扰抑制能力最大,射频域自干扰抑制量不能过大,否则会导致数字域接收干噪比过低,造成数字域自干扰抑制有效性的下降,从而降低总自干扰抑制能力。

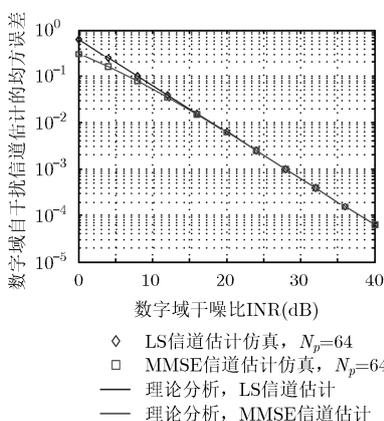


图 2 数字域自干扰信道估计误差与数字域自干扰接收功率的关系

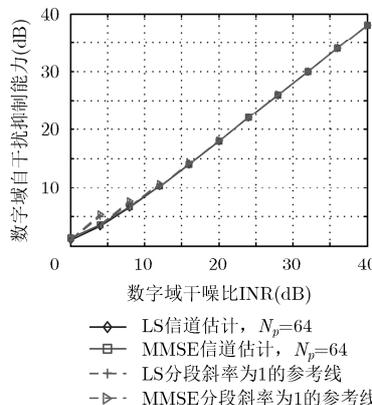


图 3 数字域自干扰抑制能力与数字域自干扰接收功率的关系

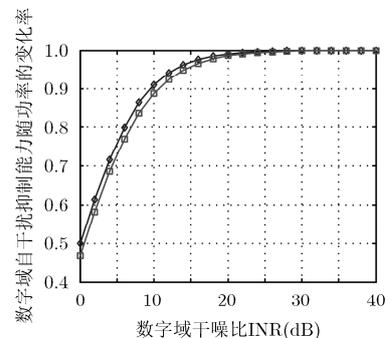


图 4 数字域自干扰抑制能力随数字域自干扰接收功率的变化率关系

参 考 文 献

- [1] GUO Tianwen and WANG Baoyun. Joint transceiver beamforming design for end-to-end optimization in full-duplex MIMO relay system with self-interference[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(9): 1733–1736. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2592502.
- [2] MOHAMMADI M, CHALISE B K, SURaweera H A, *et al.* Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(4): 1769–1785. doi: 10.1109/TCOMM.2016.2527785.
- [3] MOKHTAR M, DHAHIR N A, and HAMILA R. OFDM full-duplex DF relaying under I/Q imbalance and loopback self-interference[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(8): 6737–6741. doi: 10.1109/TVT.2015.2479257.
- [4] ZHANG Zhongshan, CHAI Xiaomeng, LONG Keping, *et al.* Full duplex techniques for 5G networks: Self-interference cancellation, protocol design, and relay selection[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(5): 128–137. doi: 10.1109/MCOM.2015.7105651.
- [5] KORPI D, RIIHONENY T, and VALKAMA M. Achievable rate regions and self-interference channel estimation in hybrid full-duplex/half-duplex radio links[C]. Proceedings of 2015 49th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, USA, 2015: 1–6.
- [6] TAGHIZADEH O and MATHAR R. Interference mitigation via power optimization schemes for full-duplex networking[C]. Proceedings of 2015 19th International ITG Workshop on Smart Antennas, Ilmenau, Germany, 2015: 1–7.
- [7] MASOUDI A and NGOC T L. Channel estimation and self-interference cancellation in full-duplex communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(1): 321–334. doi: 10.1109/TVT.2016.2540538.
- [8] AHMED E and ELTAWIL A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(7): 3519–3532. doi: 10.1109/TWC.2015.2407876.
- [9] LI S H and MURCH R D. An investigation into baseband techniques for single-channel full-duplex wireless communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(9): 4794–4806. doi: 10.1109/TWC.2014.2341569.
- [10] TAPIO V and SONKKI M. Analog and digital self-interference cancellation for full-duplex transceivers[C]. European Wireless 2016, Berlin, Germany, 2016: 1–5.
- [11] VERMEULEN T, LIEMPD B V, HERSHBERG B, *et al.* Real-time RF self-interference cancellation for in-band full duplex[C]. 2015 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks, Stockholm, Sweden, 2015: 275–276.
- [12] FOROOZANFARD E, FRANEK O, TATOMIRESCU A, *et al.* Full-duplex MIMO system based on antenna cancellation technique[J]. *Electronics Letters*, 2014, 50(16): 1116–1117. doi: 10.1049/el.2014.1650.
- [13] MELISSA D, CHRIS D, and ASHUT S. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(12): 4296–4307. doi: 10.1109/TWC.2012.102612.111278.
- [14] 唐友喜. 同时同频全双工原理及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2016: 1–180.
- TANG Youxi. Full Duplex Principles and Applications[M]. Beijing: Science Press, 2016: 1–180.
- [15] BARHUMI I, LEUS G, and MOONEN M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(6): 1615–1624. doi: 10.1109/TSP.2003.811243.
- [16] MINN H and AL-DHAHIR N. Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(5): 1158–1168. doi: 10.1109/TWC.2006.1633369.
- [17] MORELLI M and MENGALI U. A Comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2001, 49(12): 3065–3073. doi: 10.1109/78.969514.
- [18] MELISSA D and ASHUTOSH S. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results[C]. 2010 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, California, USA, 2010: 1558–1562.
- 黎 斯: 女, 1983 年生, 博士生, 研究方向为全双工通信.
- 鲁宏涛: 男, 1986 年生, 博士生, 研究方向为全双工通信.
- 邵士海: 男, 1980 年生, 教授, 研究方向为全双工通信理论、可重构射频电路.
- 唐友喜: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号处理.