

## 同时同频全双工场景中的射频域自适应干扰抵消

王 俊<sup>①</sup> 赵宏志<sup>①</sup> 卿朝进<sup>①②</sup> 唐友喜<sup>\*①</sup>

<sup>①</sup>(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

<sup>②</sup>(西华大学电气信息学院 成都 610039)

**摘 要:** 考虑同时同频全双工无线收发信机的射频域自干扰抵消技术, 现有研究多集中于利用手动方式调整自干扰估计信号的参数。针对这一问题, 该文提出一种射频域的自适应干扰抵消算法。以正交、同相参考支路构成的自干扰估计结构为基础, 利用梯度下降法搜索支路的最优权矢量, 估计出自干扰信号, 实现了射频域的自适应干扰抵消, 并且给出了该算法的收敛性分析。分析与仿真表明, 当迭代步长越大或统计时间越短时, 算法的收敛速度越小。在100倍符号周期的统计时间, 0.3的归一化步长, 80 dB干信比以及0 dB信噪比的仿真条件下, 该文提出的射频域自适应干扰抵消算法可以实现约100 dB的自干扰抑制。

**关键词:** 无线通信; 同时同频全双工; 射频域干扰抵消; 收敛性

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2014)06-1435-06

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2013.01187

## Adaptive Self-interference Cancellation at RF Domain in Co-frequency Co-time Full Duplex Systems

Wang Jun<sup>①</sup> Zhao Hong-zhi<sup>①</sup> Qing Chao-jin<sup>①②</sup> Tang You-xi<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(National key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

<sup>②</sup>(School of Electrical and Information Engineering, Xihua University, Chengdu 610039, China)

**Abstract:** In the context of the RF domain self-interference cancellation algorithms in the co-frequency and co-time full duplex system, the current research focuses mainly on the manually adjusting of self-interference parameters. To solve this problem, a RF domain adaptive self-interference cancellation is proposed. On the basis of the self-interference estimation construction within an in-phase and quadrature reference signal channels, the self-interference is reconstructed by searching the optimal weight vector with the method of gradient descending and cancelled at last. In addition, the convergence of the proposed algorithm is analyzed. The analysis and simulation show that the convergent speed is faster when the iterative step size is larger and the statistical time is shorter. The self-interference can decrease almost 100 dB adopting the RF domain adaptive self-interference cancellation algorithm proposed in this paper, when the statistical time is 100 symbol periods, the normalized iterative step is 0.3, the signal to noise ratio is 0 dB, and the interference to signal ratio is 80 dB.

**Key words:** Wireless communication; Co-frequency and Co-time Full Duplex (CCFD); RF self-interference cancellation; Convergence

### 1 引言

目前, 全球第5代移动通信技术(5G)的研究已经开启, 其中的一个主要技术指标是峰值传输速率增长至第4代移动通信系统(4G)的100倍<sup>[1]</sup>。同时同频全双工(Co-frequency and Co-time Full Duplex, CCFD)技术是一种在同一频段上同时传输上下行

数据的双工技术, 与现有的时分双工(Time Division Duplexing, TDD)和频分双工(Frequency Division Duplexing, FDD)体制相比, 其频谱效率最大可以提升一倍<sup>[2-5]</sup>。考虑到其高频谱效率的特点, 同时同频全双工技术已成为5G技术的重要候选方案。

在同时同频全双工传输模式的收发信机中, 接收信号受到了来自本地发送信号的大功率干扰。由于模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)的动态范围有限, 在进入ADC之前接收信号干信比必须降低到一定水平<sup>[6]</sup>。因此, 在同时同频全双工系统中, 射频域的自干扰抵消技术研究尤为重要。

在已有的同时同频全双工射频域自干扰抵消技

2013-08-06 收到, 2013-12-16 改回

国家自然科学基金(U1035002/L05, 61001087, 61101034, 61271164), 国家科技重大专项(2011ZX03003010-003, 2014ZX03003001-002)和四川省教育厅重点项目(12ZA161)资助课题

\*通信作者: 唐友喜 tangyx@uestc. Edu. cn

术中, 文献[7, 8]利用本地发送射频信号作为自干扰信号的参考, 通过改变参考信号的相位和幅度, 分别在 2.4 GHz 频段、530 MHz 频段验证了射频域自干扰抵消的可行性; 文献[9, 10]则采用由正交、同相两条支路构成的自干扰信号估计结构, 通过手动方式调整两支路的衰减器增益, 实现了在 2.4 GHz 频段的射频域自干扰抵消方案验证。虽然文献[7~10]验证了射频域自干扰抵消方案的可行性, 但是它们均未给出参考信号参数调整的具体方法, 无法直接应用于实际的通信系统。

针对这个问题, 本文以正交、同相参考支路构成的自干扰估计结构为基础, 首先对接收信号强度与两支路权矢量之间的关系进行了理论分析; 进而提出了一种射频域的自适应干扰抵消算法; 然后分析了该算法的收敛性, 并讨论了干信比、统计时间、迭代步长等参数对收敛速度的影响; 最后进行了仿真验证。

本文结构如下: 第 2 节给出同时同频全双工系统模型; 第 3 节详细阐述射频域自适应干扰抵消算法; 第 4 节分析该算法的收敛性; 仿真结果在第 5 节中给出; 第 6 节为本文的结论。

## 2 系统模型

本文采用的同时同频全双工系统模型如图 1 所示<sup>[9]</sup>, 系统包括近端与远端两个收发信机。为了便于分析, 本文以近端收发信机为例, 阐述其射频域自干扰抵消算法。为便于标识, 用下标  $n$  表示近端发射信号参数, 下标  $f$  表示远端发射信号参数。

近端发射机对本地发送比特流  $b_n(k)$  进行二进制调制(BPSK), 再经过脉冲成形、数模转换以及射频前端处理馈入发射天线。近端接收机接收到两部分信号, 分别是来自远端的期望信号  $x_f(t)$ , 以及来自近端发射机的自干扰信号  $x_n(t)$ 。在近端接收机链路中, 首先进行射频信号的自适应干扰抵消; 经模数转换、匹配滤波后, 解调得到远端期望信号的估计值  $\hat{b}_f(k)$ 。

### 2.1 发射机模型

首先考虑近端发射机, 设  $b_n(k) \in \{0, 1\}$  为近端发送的第  $k$  个比特。  $b_n(k)$  经 BPSK 调制后, 得到输出序列  $d_n(k)$ , 其中  $d_n(k) \in \{-1, 1\}$ 。  $d_n(k)$  经过脉冲成形、数模转换器(ADC)后, 输出信号  $d_n(t)$  为

$$d_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_n(k)h(t-kT) \quad (1)$$

其中  $T$  是待发送符号周期;  $h(t)$  是根升余弦成形脉冲<sup>[11]</sup>,  $\beta$  为根升余弦滚降因子,  $0 \leq \beta \leq 1$ 。

$d_n(t)$  变频到发射频率  $f_c$  后, 近端发射机的射频信号输出  $x_n(t)$  可表示为

$$x_n(t) = \sqrt{2P_n}d_n(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_n) \quad (2)$$

其中  $P_n$  是近端发射信号功率,  $\phi_n$  为近端发射载波初始相位。

与近端发射机类似, 远端发射机的射频信号输出  $x_f(t)$  可表示为

$$x_f(t) = \sqrt{2P_f}d_f(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_f) \quad (3)$$

其中

$$d_f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_f(k)h(t-kT) \quad (4)$$

$P_f$  为远端发射信号功率,  $\phi_f$  为远端发射载波初始相位,  $d_f(k) \in \{-1, 1\}$  为远端发送第  $k$  个 BPSK 调制符号。

### 2.2 信道模型

假设近端发射信号从近端发射天线到达近端接收天线时, 经历了加性白高斯噪声(AWGN)信道, 其幅度衰减因子为  $K_n$ , 传播时延为  $\tau_n$ 。类似地, 考虑远端发射信号从远端发射天线到达近端接收天线时, 同样经历了 AWGN 信道, 幅度衰减因子为  $K_f$ , 传播时延为  $\tau_f$ 。则近端接收信号可以表示为:

$$\begin{aligned} r(t) &= r_f(t) + r_n(t) + n(t) \\ &= K_f x_f(t - \tau_n) + K_n x_n(t - \tau_n) + n(t) \end{aligned} \quad (5)$$

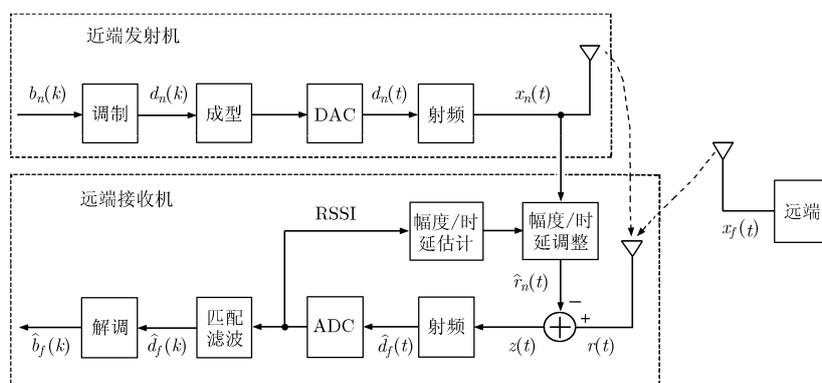


图 1 同时同频全双工系统模型

其中第1项为远端期望信号，第2项为近端自干扰信号， $n(t)$ 表示接收噪声。

在自由空间中，定义远端发射天线和近端接收天线之间的距离为 $l_f$ ，近端发射天线和近端接收天线之间的距离为 $l_n$ 。一般来说， $l_f$ 远大于 $l_n$ ，则远端幅度衰减因子 $K_f$ 远小于近端幅度衰减因子 $K_n$ ；此外，远端发送信号、近端发送信号到达近端接收天线时所经历的传播时延可分别表示为<sup>[12]</sup>。

$$\tau_f = l_f/c \quad (6)$$

$$\tau_n = l_n/c \quad (7)$$

其中 $c = 3 \times 10^8$  m/s为电磁波在自由空间中的传播速度。

### 2.3 接收机模型

利用估计出的自干扰信号 $\hat{r}_n(t)$ ，近端接收机首先对接收信号进行自干扰的抵消，得到 $z(t)$ 。

$$z(t) = r(t) - \hat{r}_n(t) \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \hat{r}_n(t) &= \hat{K}_n x_n(t - \hat{\tau}_n) \\ &= \hat{K}_n \sqrt{2P_n} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_n(k) h(t - \hat{\tau}_n - kT) \\ &\quad \cdot \cos[2\pi f_c(t - \hat{\tau}_n) + \phi_n] \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\hat{K}_n$ 表示近端发射信号到达近端接收天线时所经历幅度衰落 $K_n$ 的估计值； $\hat{\tau}_n$ 表示近端发射信号到达近端接收天线时所经历传播时延 $\tau_n$ 的估计值。

干扰抵消后的信号经过下变频、模数转换、匹配滤波后，解调得到远端发送比特流的估计值。

## 3 干扰抵消算法

### 3.1 干扰抵消结构

在同时同频全双工场景中，由于近端发射天线与近端接收天线的距离 $l_n$ 较小，根据式(6)可知近端传播时延 $\tau_n$ 较小。考虑符号周期 $T \gg \tau_n$ 的应用场景，有

$$h(t - \tau_n) \approx h(t) \quad (10)$$

根据三角函数的和差化积恒等式，式(5)中的近端自干扰信号项可写为

$$\begin{aligned} r_n(t) &= K_n x_n(t - \tau_n) \\ &\approx K_n \sqrt{2P_n} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_n(k) h(t - kT) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_c \tau_n) \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \\ &\quad + K_n \sqrt{2P_n} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_n(k) h(t - kT) \\ &\quad \cdot \sin(2\pi f_c \tau_n) \sin(2\pi f_c t + \phi_n) \end{aligned} \quad (11)$$

分别定义参数 $g_i, g_q$ ：

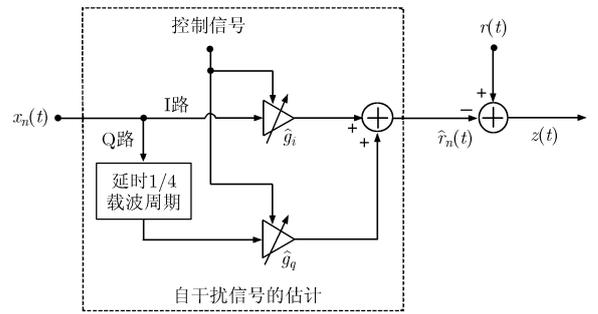
$$g_i = K_n \cos(2\pi f_c \tau_n) \quad (12)$$

$$g_q = K_n \sin(2\pi f_c \tau_n) \quad (13)$$

由式(12)，式(13)可知，参数 $g_i, g_q$ 是幅度衰落 $K_n$ ，传播时延 $\tau_n$ 的函数，且满足 $0 \leq g_i \leq 1, 0 \leq g_q \leq 1$ 。则式(11)可以化简为

$$r_n(t) = g_i x_n(t) + g_q x_n\left(t - \frac{1}{4f_c}\right) \quad (14)$$

因此，射频域近端自干扰信号 $r_n(t)$ 的估计可以转化为参数 $g_i, g_q$ 的估计。不妨定义 $\hat{g}_i, \hat{g}_q$ 分别为参数 $g_i, g_q$ 的估计值。根据式(14)，本文采用的射频域自适应干扰抵消结构如图2所示。



### 3.2 基于梯度下降法的自适应干扰抵消

由式(8)可知， $z(t)$ 是干扰抵消后的接收信号。结合式(8)和式(9)，可以得到 $z(t)$ 的信号均方值 $J(t)$ 。

$$\begin{aligned} J(t) &= E \left[ \left( K_f x_f(t - \tau_f) + n(t) + (g_i - \hat{g}_i) x_n(t) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (g_q - \hat{g}_q) x_n\left(t - \frac{1}{4f_c}\right) \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (15)$$

不失一般性，假设远端发射比特流与近端发射比特流统计独立，加性高斯噪声 $n(t)$ 分别与 $x_f(t), x_n(t)$ 统计独立， $n(t)$ 为均方遍历的广义平稳随机过程， $x_f(t), x_n(t)$ 为周期均方遍历的广义循环平稳随机过程<sup>[13]</sup>。在一个符号周期 $T$ 内对 $J(t)$ 取时间平均后得到

$$\begin{aligned} \bar{J} &= \frac{1}{T} \int E[z(t)^2] dt \\ &= K_f^2 P_f + \delta_n^2 + P_n \left[ (g_i - \hat{g}_i)^2 + (g_q - \hat{g}_q)^2 \right] \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\delta_n^2$ 为加性高斯噪声的平均功率。

由式(16)可知，干扰抵消后的信号均方值 $\bar{J}$ 是以 $(\hat{g}_i, \hat{g}_q)$ 为自变量的凸函数。式(16)分别对 $\hat{g}_i, \hat{g}_q$ 求偏导：

$$\frac{\partial \bar{J}}{\partial \hat{g}_i} = 2P_n(\hat{g}_i - g_i) \quad (17)$$

$$\partial \bar{J} / \partial \hat{g}_q = 2P_n (\hat{g}_q - g_q) \quad (18)$$

根据凸函数的性质, 当 $[\hat{g}_i, \hat{g}_q]$ 取值为 $[g_i, g_q]$ 时,  $\bar{J}$ 取得极小值。考虑梯度下降策略<sup>[14]</sup>, 即由任意一点 $[\hat{g}_i(0), \hat{g}_q(0)]$ 出发, 沿着 $\bar{J}$ 在该点的负梯度方向搜索,  $\bar{J}$ 的值下降最快, 并逐渐收敛于 $[g_i, g_q]$ 。第 $k$ 步迭代后, 权矢量 $[\hat{g}_i, \hat{g}_q]$ 的表达式为

$$\hat{\mathbf{G}}(k+1) = \hat{\mathbf{G}}(k) - \mu \nabla \bar{J}(k) \quad (19)$$

其中

$$\hat{\mathbf{G}}(k) = [\hat{g}_i(k), \hat{g}_q(k)] \quad (20)$$

$$\nabla \bar{J}(k) = \left[ \frac{\partial \bar{J}(k)}{\partial \hat{g}_i(k)}, \frac{\partial \bar{J}(k)}{\partial \hat{g}_q(k)} \right] \quad (21)$$

在实际的应用场景中, 信号均方值 $\bar{J}$ 在点 $\hat{\mathbf{G}}(k)$ 处的梯度是无法精确计算的。因此, 本文将寻求一种对该梯度的无偏估计。

在已有的假设下, 远端发射比特流与近端发射比特流统计独立, 加性高斯噪声 $n(t)$ 分别与 $x_f(t)$ ,  $x_n(t)$ 统计独立。结合式(5)、式(14), 可以计算出:

$$E \left\{ \frac{\partial [r(t) - \hat{r}_n(t)]^2}{\partial \hat{\mathbf{G}}} \right\} = \left[ 2(\hat{g}_i - g_i) E[x_n(t)^2], 2(\hat{g}_q - g_q) E \left[ x_n \left( t - \frac{1}{4f_c} \right)^2 \right] \right] \quad (22)$$

在一个符号周期 $T$ 内对上式取平均后得到

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_T E \left\{ \frac{\partial [r(t) - \hat{r}_n(t)]^2}{\partial \hat{\mathbf{G}}} \right\} dt \\ &= [2P_n(\hat{g}_i - g_i), 2P_n(\hat{g}_q - g_q)] \end{aligned} \quad (23)$$

与式(17)、式(18)比较可知, 式(23)的结果与 $\bar{J}$ 在点 $\hat{\mathbf{G}}(k)$ 处的梯度一致。因此有

$$\nabla \bar{J} = \frac{\partial \bar{J}}{\partial \hat{\mathbf{G}}} = \frac{1}{T} \int_T E \left\{ \frac{\partial [r(t) - \hat{r}_n(t)]^2}{\partial \hat{\mathbf{G}}} \right\} dt \quad (24)$$

利用 $x_f(t)$ ,  $x_n(t)$ , 以及 $n(t)$ 的均方遍历性, 以有限时间 $T_j$ 上的统计平均代替式(24)中的均值操作, 结合式(22), 得到梯度 $\nabla \bar{J}(k)$ 的估计:

$$\nabla \bar{J}(k) \approx \frac{-1}{T_j} \int_{t_k}^{t_k+T_j} 2z(t) \frac{\partial \hat{r}_n(t)}{\partial \hat{\mathbf{G}}(k)} dt \quad (25)$$

综上所述, 在同时同频全双工场景中, 在图2所示的自适应干扰抵消结构中, 射频域自适应干扰抵消步骤如下:

步骤1 对权矢量 $\hat{\mathbf{G}}$ 赋初始值, 得到 $\hat{\mathbf{G}}(0)$ ;

步骤2 计算当前 $\hat{\mathbf{G}}(k)$ 下的权矢量步进:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{G}(k+1) &= [\Delta g_i(k+1), \Delta g_q(k+1)] \\ &= -\mu \nabla \bar{J}(k) = \frac{2\mu}{T_j} \int_{t_k}^{t_k+T_j} z(t) \frac{\partial \hat{r}_n(t)}{\partial \hat{\mathbf{G}}(k)} dt \end{aligned} \quad (26)$$

其中

$$\frac{\partial \hat{r}_n(t)}{\partial \hat{\mathbf{G}}} = \left[ x_n(t), x_n \left( t - \frac{1}{4f_c} \right) \right] \quad (27)$$

步骤3 更新权矢量 $\hat{\mathbf{G}}(k+1)$ :

$$\hat{\mathbf{G}}(k+1) = \hat{\mathbf{G}}(k) + \Delta \mathbf{G}(k+1) \quad (28)$$

并控制修改同相、正交两支路的增益;

步骤4 重复步骤2。

## 4 性能分析

### 4.1 收敛性分析

为便于分析, 将参数 $(g_i, g_q)$ 的真实值写为向量形式:

$$\mathbf{G}_0 = [g_i, g_q] \quad (29)$$

定义权矢量的误差矢量为 $\boldsymbol{\varepsilon}(k) = \hat{\mathbf{G}}(k) - \mathbf{G}_0$ 。结合式(22), 第 $k$ 步迭代后, 误差矢量的均值为

$$E[\boldsymbol{\varepsilon}(k)] = (1 - 2\mu P_n) E[\boldsymbol{\varepsilon}(k-1)] \quad (30)$$

则第 $k$ 步迭代的误差矢量与初始误差矢量的关系为

$$E[\boldsymbol{\varepsilon}(k)] = (1 - 2\mu P_n)^k E[\boldsymbol{\varepsilon}(0)] \quad (31)$$

干扰抵消算法收敛等效于误差矢量 $E[\boldsymbol{\varepsilon}(k)]$ 收敛于零向量<sup>[15]</sup>。因此, 根据式(31), 容易知道 $E[\boldsymbol{\varepsilon}(k)]$ 收敛于零向量的充分必要条件为

$$0 < \mu < 1/P_n \quad (32)$$

综上所述, 当式(32)的条件满足时, 本文的射频域自干扰抵消算法是收敛的。

### 4.2 收敛速度分析

收敛速度表征了增益向量 $E[\hat{\mathbf{G}}(k)]$ 从 $E[\hat{\mathbf{G}}(0)]$ 收敛到 $\mathbf{G}_0$ 的快慢程度。与文献[15]和文献[16]类似, 本文采用时间常数来衡量自适应干扰抑制算法的收敛速度, 定义时间常数 $\tau_e$ 为误差矢量 $E[\boldsymbol{\varepsilon}(k)]$ 中各分量均衰减至初始值的 $1/e$ 倍所需的迭代时间, 其中 $e$ 为自然对数的底<sup>[16]</sup>。由干扰抵消过程容易知道, 迭代时间是由所需的迭代次数以及每次迭代的统计时间 $T_j$ 决定的。

由式(32)可知,  $\mu$ 受限于 $P_n$ , 定义归一化步长 $\eta = \mu P_n$ , 则 $\eta$ 满足:

$$0 < \eta < 1 \quad (33)$$

误差矢量中各分量衰减至初始值的 $1/e$ 倍所需的迭代次数近似为

$$k_e = \frac{1}{-2 \ln(1 - 2\mu P_n)} \quad (34)$$

因此误差矢量中各分量衰减至初始值的 $1/e$ 倍所需的迭代时间, 即自干扰抑制算法的时间常数近似为

$$\tau_e = k_e T_J = \frac{T_J}{-2 \ln(1 - 2\mu P_n)} \quad (35)$$

由式(35)可以看出，当迭代步长  $\mu$  越大或者统计时间  $T_J$  越小时，算法的时间常数越小、收敛速度越快。当归一化步长  $\eta$  较小，即  $\mu$  较小时，式(35)可以近似为

$$\tau_e \approx \frac{T_J}{4\mu P_n} \quad (36)$$

此时，算法的收敛速度与迭代步长  $\mu$  成正比，与统计时间  $T_J$  成反比。

### 5 数值与仿真结果

在同时同频全双工场景中，针对本文提出的射频域自适应干扰抵消算法，本部分利用 Matlab 仿真软件验证了其收敛性。数值与仿真分析基于表 1 所示的参数设置。值得注意的是，仿真结果中干扰抑制比表示干扰抑制前后的干扰功率之比；迭代时间通过单次迭代统计时间  $T_J$  与迭代次数相乘得到；由于单次干扰抵消过程受随机噪声影响较大，本部分的仿真结果均为 50 次干扰抵消过程的平均值。

根据仿真结果，图 3 描绘了  $ISR = 80 \text{ dB}$ ， $\eta=0.3$  时，不同统计时间下干扰抑制比随迭代时间的变化趋势；图 4 给出了  $ISR = 80 \text{ dB}$ ， $T_J/T = 50$  时，不同归一化迭代步长下干扰抑制比随迭代时间的变化趋势；图 5 则给出了  $T_J/T = 50$ ， $\eta=0.3$  时，不同干信比下干扰抑制比随迭代时间的变化趋势。

表 1 数值与仿真分析的参数设置

参数名	取值
调制方式	BPSK
成形脉冲	根升余弦
成形脉冲滚降因子 $\beta$	0.22
信号带宽	5 MHz
载波频率	2.4 GHz
统计次数	50
SNR	0 dB

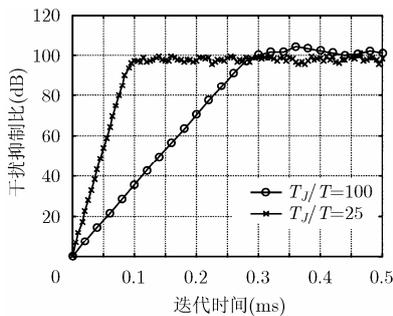


图 3 不同单次迭代统计时间下，干扰抑制比随迭代时间的变化

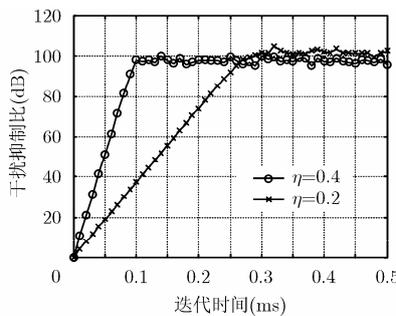


图 4 不同归一化迭代步长下，干扰抑制比随迭代时间的变化

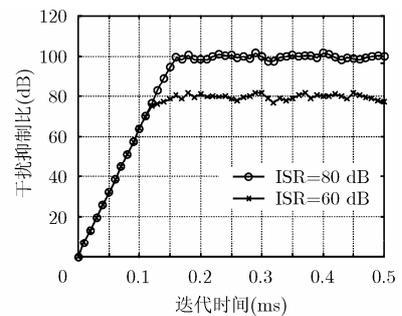


图 5 不同干信比下，干扰抑制比随迭代时间的变化

从图 3 可以看出，当统计时间  $T_J/T = 25$  时，算法经过 0.1 ms 实现收敛；当统计时间  $T_J/T = 100$  时，算法经过 0.3 ms 实现收敛。这说明了  $T_J/T$  越小，收敛速度越快。从图 4 可以看出，当归一化迭代步长  $\eta=0.4$  时，算法经过 0.1 ms 实现收敛；当归一化迭代步长  $\eta=0.2$  时，算法经过 0.3 ms 实现收敛。这说明了归一化步长  $\eta$  越大，收敛速度越快。从图 5 可以看出，当干信比分别为 60 dB, 80 dB 时，两曲线的斜率一致，即算法的收敛速度与干信比无关。但当干信比为 80 dB 时，收敛后的干扰抑制比更大，实现收敛所需的时间更长。

需要指出的是，由于文献[7~10]只是对射频干扰抑制进行可行性验证，并且仅给出了在特定实验环境中干扰抑制的实际测量结果，该方案很难重建以及评估性能。因此，本文没有与上述文献中的方案进行仿真对比。

综上所述，考虑同时同频全双工传输场景，针对加性白高斯噪声无线传播信道，在加性白高斯噪声无线自干扰信道中，本文提出的射频域自适应干扰抵消算法能够实现对干扰信号的自适应抵消。结合式(35)可知，当迭代步长越大或统计时间越短时，算法的收敛速度越快。从仿真结果中容易看出：在 2.4 GHz 载频、5 MHz 带宽、BPSK 调制、0 dB 信噪比，100 倍符号周期的统计时间，0.3 的归一化步长以及 80 dB 干信比的仿真条件下，同时同频全双工场景中的射频域自适应干扰抵消算法，可以实现约 100 dB 的自干扰抵消效果。

### 6 结束语

本文考虑同时同频全双工传输场景，针对加性白高斯噪声无线传播信道，在加性白高斯噪声无线自干扰信道中，提出了一种射频域的自适应干扰抵消算法；并分析了该方法的收敛性以及收敛速度。分析和仿真表明，本文提出的射频域自适应干扰抵消算法能够实现同时同频全双工场景中的自干扰抵消，并且当迭代步长越大或单次统计时间越短时，算法的收敛速度越快。本文的研究成果为同时同频全双工技术的实现提供了理论支持。

## 参 考 文 献

- [1] Rappaport T S, Shu S, Mayzus R, *et al.*. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. *IEEE Access*, 2013, 1: 335-349.
- [2] Cadambe V R and Jafar S A. Degrees of freedom of wireless networks with relays, feedback, cooperation, and full duplex operation[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(5): 2334-2344.
- [3] Elsayed A, Eltawil A M, and Sabharwal A. Rate gain region and design tradeoffs for full-Duplex wireless communications [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(7): 3556-3565.
- [4] López-Valcarce R, Antonio-Rodríguez E, Mosquera C, *et al.*. An adaptive feedback canceller for full-duplex relays based on spectrum shaping[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2012, 30(8): 1566-1577.
- [5] 张志亮, 罗龙, 邵士海, 等. ADC 量化对同频全双工数字自干扰消除的误码率性能分析[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(6): 1331-1337.  
Zhang Zhi-liang, Luo Long, Shao Shi-hai, *et al.*. Analysis of ADC quantizing affection on SER performance of self-interference canceling common-frequency full-duplex system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(6): 1331-1337.
- [6] Oppenheim A and Schafer R. Discrete Time Signal Processing[M]. 3rd Ed., New Jersey: Prentice Hall Inc, 2009: 183-197.
- [7] Choi J I, Jain M, Srinivasan K, *et al.*. Achieving single channel, full duplex wireless communication[C]. MobiCom'10, New York, USA, 2010: 1-12.
- [8] Radunovic B, Gunawardena D, Key P, *et al.*. Rethinking indoor wireless mesh design: low power, low frequency, full-duplex[C]. WIMESH, Boston, Massachusetts, 2010: 1-6.
- [9] Jain M, Choi J, Kim T M, *et al.*. Practical, real-time, full duplex wireless[C]. Mobile Computing and Networking, New York, USA, 2011: 301-312.
- [10] Hong S, Mehlman J, and Katti S. Picasso: flexible RF and spectrum slicing[C]. SIGCOMM'12, Helsinki, Finland, 2012: 13-17.
- [11] Gordon L S. Principles of Mobile Communication[M]. 3rd Ed., Berlin: Springer, 2011: 198-203.
- [12] Andreas F M. Wireless Communications[M]. 2nd Ed., New York: Wiley, 2010: 101-103.
- [13] Napolitano A. Generalizations of Cyclostationary Signal Processing: Spectral Analysis and Applications[M]. New York: Wiley, 2012: 45-121.
- [14] Boyds S, Stephen P, *et al.*. Convex Optimization[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004: 463-483.
- [15] Widrow B, McCool J M, Larimore M, *et al.*. Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1976, 64(8): 1151-1162.
- [16] Rumberg B and Graham D W. A low-power magnitude detector for analysis of transient-rich signals[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2012, 47(3): 676-685.
- 王 俊: 女, 1988 年生, 博士生, 研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术等.
- 赵宏志: 男, 1978 年生, 副教授, 研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术、并行化通信信号处理等.
- 卿朝进: 男, 1978 年生, 副教授, 研究方向为无线与移动通信中的信号处理、分布式天线系统、时频同步、压缩感知等.
- 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、传感器网络等.