

基于降维原理的全双工射频域快速自干扰抑制算法研究

王俊¹, 赵宏志², 唐友喜²

(1. 西南民族大学电气信息工程学院, 四川 成都 610041; 2. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川 成都 611731)

摘 要: 针对同时同频全双工收发信机的射频域自干扰抑制, 由于自干扰抑制结构中可调衰减器、移相器最优值的二维求解不是二次型结构的优化问题, 导致射频域自干扰抑制收敛速度缓慢。针对这一问题, 提出基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法, 通过将上述二维求解转化为接收自干扰信号与自干扰参考信号互相关的一维求解, 降低了优化问题的搜索维度和迭代次数, 提高了射频域自干扰抑制的收敛速度。分析与仿真表明, 与现有的全双工射频域自适应干扰抑制算法相比, 所提算法只需 2 次迭代即可确定衰减器、移相器的最优值, 显著提高了自干扰抑制的收敛速度。

关键词: 同时同频全双工; 射频域自干扰抑制; 降维; 收敛速度

中图分类号: TN92

文献标识码: A

Quick self-interference cancellation algorithm based on dimension reduction at radio frequency domain in full duplex system

WANG Jun¹, ZHAO Hong-zhi², TANG You-xi²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Southwest Minzu University, Chengdu 610041, China;

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

Abstract: In a full-duplex transceiver, to calculate the variable attenuator and phase shifter parameters of the self-interference (SI) cancellation structure at the radio frequency (RF) domain was not a convex quadratic conic programming problem, which led to a slow convergence speed. To solve the problem, a quick SI cancellation algorithm based on dimension reduction was proposed. It transformed the estimation of the above two variables into that of the cross correlation of the received SI and the SI reference signals, to reduce the search dimension and iteration numbers of the optimization problem and improve the convergence speed of the SI cancellation at the RF domain. By analysis and simulation, compared to the existing adaptive SI cancellation algorithms at the RF domain, the proposed algorithm obtains the optimal values of the variable attenuator and phase shifter by two iterations, and then significantly improves the convergence speed of the SI cancellation at the RF domain.

Key words: co-frequency and co-time full duplex, RF self-interference cancellation, dimension reduction, convergence speed

1 引言

同时同频全双工收发信机能够在同一频段上同时收发数据, 与传统的半双工收发信机相比, 能获得更高的频谱效率^[1,2]。因此, 同时同频全双工技术成为了目前无线通信领域的研究热点^[3]。但是,

由于收发数据在同一频段上同时进行, 全双工收发信机的发射信号会对接收信号产生强干扰^[4,5]。为了能够正常通信, 全双工接收机需对大功率的自干扰信号进行抑制。由于接收机中模数转换器 (ADC, analog to digital converter) 的动态范围有限, 接收自干扰信号的功率过大会导致 ADC 饱和^[4]。因

收稿日期: 2016-08-03; 修回日期: 2017-05-30

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61531009, No.61471108); 国家重大专项基金资助项目 (No.2016ZX03001009); 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61531009, No.61471108), The National Major Projects of China (No.2016ZX03001009), The Fundamental Research Funds for the Central Universities of China

此，全双工接收机需要在射频域对自干扰信号进行抑制。

已有的全双工射频域自干扰抑制方法可分为 2 种：一种是基带辅助的射频域自干扰抑制，另一种是直接耦合射频域自干扰抑制。考虑单发单收的窄带全双工通信系统，文献[6]提出了基带辅助的射频域自干扰抑制，其基本内容为在基带处理单元估计和重建自干扰信号，经过一条额外的射频通道后生成射频自干扰估计信号，并将其从接收射频信号中去除。文献[7, 8]将其扩展到宽带正交频分复用（OFDM, orthogonal frequency division multiplexing）全双工系统中，在基带处理单元分别估计和恢复各个子载波的自干扰信号。在基带辅助的射频自干扰结构中，由于自干扰重建过程在基带处理单元实现时，该结构不能抑制由发射射频通道产生的非线性自干扰。

与之相对，直接耦合射频域自干扰抑制则不存在上述问题。它利用本地发送射频信号作为重建自干扰的参考信号，通过调整参考信号的相位、幅度和时延实现自干扰信号的恢复，在抑制线性自干扰的同时，也抑制了发射射频通道产生的非线性自干扰。在单天线全双工系统中，文献[9]利用环形器对收发信号进行隔离，以本地发送射频信号作为自干扰参考信号，在射频域采用单抽头结构抑制环形器泄露的自干扰主径，该抽头包含一个时延器、可调衰减器以及移相器。考虑窄带全双工系统，文献[10]将接收射频自干扰信号视为单径信号，同样，采用单抽头的射频域自干扰抑制结构进行自干扰的抑制。针对宽带全双工系统，文献[11]提出了通用的多抽头自干扰抑制结构，每个抽头包含独立的时延器、可调衰减器和移相器。其原理是通过多抽头的结构来模拟宽带自干扰信道的多径效果，从而恢复出宽带自干扰信号。

针对上述结构中可调衰减器、移相器的最优值估计，现有算法均以最小化剩余自干扰功率为目标，利用剩余自干扰功率的测量结果作为依据，对其进行自适应搜索。根据自适应搜索准则的不同，现有射频域自适应干扰抑制算法可分为差分最速下降（DSD, differential steepest descent）^[12]、最小均方误差（LMS, least mean squares）^[13]，以及扰动线性搜索（DLS, dithered linear search）^[14,15]自适应干扰抑制等。但是，在可调衰减器和可调移相器的联合参数优化问题中，由于可调衰减器和可调移相

器的二维参数搜索相互关联，且剩余自干扰功率最小化问题不是二次型结构的优化问题，导致上述算法收敛速度缓慢^[16]。

针对现有射频域自适应干扰抑制算法收敛速度慢的问题，提出一种基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法。该算法将自干扰抑制支路中可调衰减器、移相器参数的二维估计转换为接收自干扰信号与自干扰参考信号互相关的一维估计，避免了收敛缓慢的可调衰减器、移相器参数二维搜索，实现了可调衰减器、移相器的快速估计，从而完成了射频域的快速自干扰抑制。与现有的射频域自干扰抑制算法相比，所提算法在保证自干扰抑制性能的同时，提升了射频域自干扰抑制的收敛速度。

2 系统模型

本文采用的同时同频全双工收发信机模型如图 1 所示。在发射端，数字调制信号经过数模转换（DAC）、上变频以及功率放大后馈入发射天线。在接收端，接收信号不仅包含远端的期望信号，也包含来自本地的大功率自干扰信号。因此，全双工接收机接收到信号以后，首先，进行基于降维原理的射频域快速自干扰抑制，干扰抑制后的接收信号经过低噪放、下变频以及模数转换（CAD）后进入基带处理单元进行后续处理。

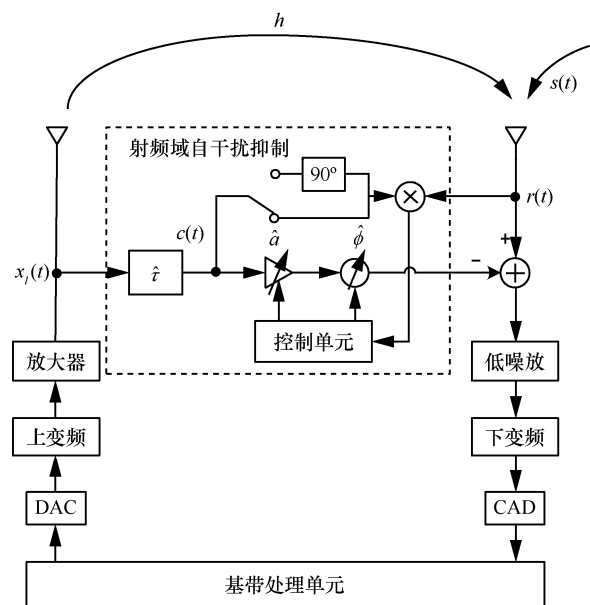


图 1 同时同频全双工收发信机模型

考虑到同时同频全双工通信系统至少包含 2 个全双工收发信机：近端收发信机与远端收发信机。

为便于分析, 本文以近端收发信机为例, 详细介绍基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法。

2.1 发射机模型

在近端全双工收发信机的发射端, $d_l(k)$ 为待发送的第 k 个调制符号。

$$d_l(k) = d_{li}(k) + jd_{lq}(k) \quad (1)$$

其中, $d_{li}(k)$ 、 $d_{lq}(k)$ 分别为第 k 个待发送调制符号的实部和虚部。经过成形滤波和数模转换后, $d_{li}(k)$ 、 $d_{lq}(k)$ 分别变换为

$$\begin{cases} d_{li}(t) = \sum_k d_{li}(k)g(t - kT_s) \\ d_{lq}(t) = \sum_k d_{lq}(k)g(t - kT_s) \end{cases} \quad (2)$$

其中, T_s 为符号周期, $g(t)$ 代表成形脉冲, 最常用的成形脉冲为根升余弦函数^[17]。

$d_{li}(t)$ 、 $d_{lq}(t)$ 经过上变频、合并以及功率放大之后, 得到射频输出信号 $x(t)$, 并将其馈入发射天线。

$$x(t) = \sqrt{p_l}d_{li}(t)\cos(2\pi f_c t + \varphi_l) - \sqrt{p_l}d_{lq}(t)\sin(2\pi f_c t + \varphi_l) \quad (3)$$

其中, p_l 代表近端发射功率, f_c 表示载波频率, φ_l 代表近端发射信号的初始相位。不失一般性, 假设基带信号 $d_{li}(t)$ 、 $d_{lq}(t)$ 是相互独立的均方遍历平稳随机过程, 随机初始相位 φ_l 在 $[-\pi, \pi]$ 内均匀分布。

2.2 接收机模型

如图 1 所示, 在近端全双工收发信机的接收端, 接收到的信号主要包括 2 个部分: 来自远端的期望信号, 以及来自本地的大功率自干扰。因此, 接收天线处的接收信号数学模型为

$$r(t) = s(t) + i(t) + n(t) \quad (4)$$

其中, $s(t)$ 表示接收到的远端期望信号, $i(t)$ 表示接收到的本地自干扰信号, $n(t)$ 代表接收机的带内热噪声。

特别地, 在接收到的多径自干扰信号中, 收发天线之间的直射径自干扰信号因传输路径短, 衰减减小, 其功率远大于其他反射径自干扰信号。通常地, 与收发天线之间的直射径自干扰信号相比, 非直射径自干扰信号的功率要低 50 dB 量级^[18,19]。为了减小全双工接收机的设计复杂度, 文献[20~22]均考虑单径的射频自干扰信号模型, 仅对收发天线之间的

直射径自干扰信号进行射频域干扰抑制, 以防止 ADC 饱和; 其他自干扰分量留待进入基带处理单元后再进行处理。类似地, 本文也采用单径的射频自干扰信号模型为

$$\begin{aligned} i(t) &= hx_l(t - \tau) \\ &= h\sqrt{p_l}d_{li}(t - \tau)\cos[2\pi f_c(t - \tau) + \varphi_l] - \\ &\quad h\sqrt{p_l}d_{lq}(t - \tau)\sin[2\pi f_c(t - \tau) + \varphi_l] \end{aligned} \quad (5)$$

其中, τ 代表射频自干扰信号的传输时延, h 表示自干扰信号在传输过程中的幅度衰减。

接收机在接收到信号后进行射频域的自干扰抑制。首先, 从发射机的功放输出处耦合出自干扰的参考信号, 经过延时器、可调衰减器和可调移相器实现自干扰信号的估计。估计出自干扰信号模型为

$$\begin{aligned} \hat{i}(t) &= \hat{a}\sqrt{p_l}d_{li}(t - \hat{\tau})\cos[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \hat{\phi} + \varphi_l] - \\ &\quad \hat{a}\sqrt{p_l}d_{lq}(t - \hat{\tau})\sin[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \hat{\phi} + \varphi_l] \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\hat{\tau}$ 、 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 分别为自干扰抑制支路中延时器、可调衰减器和可调移相器的值。

然后, 将估计出自干扰信号从接收信号中减去, 从而实现射频域自干扰的抑制。

干扰抑制后的接收信号经过低噪放、下变频以及模数转换后进入基带处理单元。在基带处理单元中, 首先对剩余的自干扰分量(包括非直射径自干扰和剩余的直射径自干扰分量)进行数字域的抑制, 然后再对远端期望信号进行匹配滤波和解调。

3 基于降维原理的射频域快速自干扰抑制

由于直射径自干扰的传输时延由收发天线的间距决定, 这一信道特征在全双工设备设计之初就已确定。因此, 假设在全双工设备通信之前已完成传输时延估计。在应用传输时延估计值 $\hat{\tau}$ 后, 射频域自干扰抑制算法的目标转化为搜索最优的可调衰减器和可调移相器的值, 最小化干扰抑制后的剩余自干扰功率。

3.1 剩余自干扰功率

考虑到 $d_{li}(t)$ 、 $d_{lq}(t)$ 是均方遍历的平稳随机过程, 干扰抑制后的剩余自干扰信号功率为

$$p_r = E\left\{\left[i(t) - \hat{i}(t)\right]^2\right\} = E\left[i(t)^2\right] + E\left[\hat{i}(t)^2\right] - E\left[2i(t)\hat{i}(t)\right] \quad (7)$$

一般情况下, 传输时延估计存在着微小的误差。考虑窄带通信系统, 基带成形脉冲满足

$$g(t-\tau) \approx g(t-\hat{\tau}) \quad (8)$$

由于 $d_{li}(t)$ 、 $d_{lq}(t)$ 是相互独立的, 结合式(5)和式(6), 剩余自干扰信号功率 p_r 可展开为

$$\begin{aligned} p_r &= p_l h^2 + p_l \hat{a}^2 - E\{2h\hat{a}p_l d_{li}(t-\tau)d_{li}(t-\hat{\tau}) \cdot \\ &\cos[2\pi f_c(t-\tau) + \varphi_l] \cos[2\pi f_c(t-\hat{\tau}) + \hat{\phi} + \varphi_l]\} - \\ &E\{2h\hat{a}p_l d_{lq}(t-\tau)d_{lq}(t-\hat{\tau}) \sin[2\pi f_c(t-\tau) + \varphi_l] \cdot \\ &\sin[2\pi f_c(t-\hat{\tau}) + \hat{\phi} + \varphi_l]\} \\ &\approx p_l h^2 + p_l \hat{a}^2 - h\hat{a}p_l E\{\cos[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}] + \\ &\cos[2\pi f_c(2t-\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi} + 2\varphi_l]\} - \\ &h\hat{a}p_l E\{\cos[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}] - \\ &\cos[2\pi f_c(2t-\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi} + 2\varphi_l]\} \end{aligned} \quad (9)$$

φ_l 为在 $[-\pi, \pi]$ 内均匀分布, 则 $E\{\cos[2\pi f_c(2t-\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi} + 2\varphi_l]\} = 0$ 。干扰抑制后的剩余自干扰信号功率 p_r 可化简为

$$p_r \approx p_l (h^2 + \hat{a}^2 - 2h\hat{a} \cos[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}]) \quad (10)$$

由于自干扰抑制的目标在于对自干扰抑制支路中的可调衰减器 \hat{a} 、移相器 $\hat{\phi}$ 进行搜索, 使抑制后的剩余自干扰信号功率最小, 即

$$(\hat{a}_{\text{opt}}, \hat{\phi}_{\text{opt}}) = \arg \min_{\{\hat{a}, \hat{\phi}\}} p_r \quad (11)$$

为了求解式(11)中的剩余自干扰信号功率最小化问题, 首先对式(10)求导可得剩余自干扰信号功率 p_r 的梯度为

$$\frac{\partial p_r}{\partial \hat{a}} = 2p_l \hat{a} - 2p_l h \cos[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}] \quad (12)$$

$$\frac{\partial p_r}{\partial \hat{\phi}} = 2p_l h \hat{a} \sin[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}] \quad (13)$$

进一步, 可以计算得出剩余自干扰信号功率 p_r 关于变量 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 的二阶导数(p_r 的 Hessian 矩阵)为

$$\begin{aligned} &\nabla^2 p_r(\hat{a}, \hat{\phi}) \\ &= 2p_l \begin{bmatrix} 1 & h \sin[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}] \\ h \sin[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}] & \hat{a} h \cos[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

根据文献[16]可知, 在 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 的定义域内, 只有当 p_r 的 Hessian 矩阵恒为半正定矩阵, p_r 才是关于变量 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 的凸函数。但由式(14)可知, 在 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 的定义域内, p_r 的 Hessian 矩阵不恒为半正定矩阵, 则剩余自干扰功率 p_r 不是 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 的凸函数。

由于剩余自干扰信号功率 p_r 是 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 的非凸函数, 将式(12)和式(13)所示的梯度置为 0, 只能得到 p_r 的极值点, 其坐标为

$$\begin{aligned} \hat{a}_e &= h \\ \hat{\phi}_e &= 2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau) + 2\pi k \end{aligned} \quad (15)$$

将式(15)代入式(10)可知, 当 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 取值为 $[\hat{a}_e, \hat{\phi}_e]$ 时, 剩余自干扰信号被完全抵消。也就是说, 极值点 $[\hat{a}_e, \hat{\phi}_e]$ 为式(11)中剩余自干扰功率最小化问题的最优解, 即最优的可调衰减器、可调移相器参数分别为

$$\begin{aligned} \hat{a}_{\text{opt}} &= h \\ \hat{\phi}_{\text{opt}} &= 2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau) + 2\pi k \end{aligned} \quad (16)$$

虽然式(16)给出了可调衰减器、移相器的最优值, 但由于自干扰信道的幅度衰减 h , 以及时延估计误差 $\hat{\tau}-\tau$ 均不能准确获取, 可调衰减器、移相器参数不能直接得到。

值得注意的是, 根据式(12)可知, 若对 \hat{a} 进行一维搜索, 当 $\hat{\phi}$ 取不同值时, \hat{a} 的最优值为 $h \cos[2\pi f_c(\tau-\hat{\tau}) + \hat{\phi}]$, 即 \hat{a} 的最优值随 $\hat{\phi}$ 的取值变化而变化。因此, 以最小化剩余自干扰信号功率为目标的 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 二维搜索是相互关联的。综上, 若分别对可调衰减器参数 \hat{a} 、移相器参数 $\hat{\phi}$ 进行一维搜索, 使 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 均收敛至最优值, 需要衰减器参数、移相器参数的一维搜索交替进行, 迭代搜索次数多^[10]。

现有的研究采用基于梯度下降思想的自适应搜索方式对 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 进行搜索^[12-15], 使其分别收敛至 \hat{a}_{opt} 、 $\hat{\phi}_{\text{opt}}$ 。但是, 由于变量 \hat{a} 、 $\hat{\phi}$ 的二维搜索相互关联, 且剩余自干扰功率的数学表达式不是单纯的二次型结构, 导致梯度下降思想自适应搜索速度缓慢^[16]。因此, 现有的射频域自适应干扰抑制算法虽然能实现自干扰的抑制, 但其收敛速度缓慢, 本文的仿真结果也证明了这一结论。

3.2 算法内容

为了解决现有基于梯度下降的射频自适应干扰抑制算法收敛速度慢的问题, 本文提出一种基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法。

根据三角函数公式, 将接收到的射频自干扰信号重新写为

$$\begin{aligned}
 i(t) &= h\sqrt{p_l}d_{li}(t-\tau)\cos[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)+2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l]- \\
 &\quad h\sqrt{p_l}d_{lq}(t-\tau)\sin[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)+2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l] \\
 &= h\cos[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)]\sqrt{p_l}d_{li}(t-\tau)\cos[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l]- \\
 &\quad h\sin[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)]\sqrt{p_l}d_{li}(t-\tau)\sin[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l]- \\
 &\quad h\sin[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)]\sqrt{p_l}d_{lq}(t-\tau)\cos[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l]- \\
 &\quad h\cos[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)]\sqrt{p_l}d_{lq}(t-\tau)\sin[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l] \quad (17)
 \end{aligned}$$

如图 1 所示, 为了实现可调衰减器、移相器参数二维联合估计的降维处理, 首先从自干扰抑制支路中耦合出一路延时信号为

$$\begin{aligned}
 c(t) &= \sqrt{p_l}d_{li}(t-\hat{\tau})\cos[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l]- \\
 &\quad \sqrt{p_l}d_{lq}(t-\hat{\tau})\sin[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\varphi_l] \quad (18)
 \end{aligned}$$

然后将耦合信号 $c(t)$ 移相 θ , 得到 $c_\theta(t)$ 为

$$\begin{aligned}
 c_\theta(t) &= \sqrt{p_l}d_{li}(t-\hat{\tau})\cos[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\theta+\varphi_l]- \\
 &\quad \sqrt{p_l}d_{lq}(t-\hat{\tau})\sin[2\pi f_c(t-\hat{\tau})+\theta+\varphi_l] \quad (19)
 \end{aligned}$$

其中, θ 取值分别为 0° 、 90° , 代表了射频域自干扰抑制模块中模拟开关选择的不同支路。

结合式(8)和式(17), 同时考虑到 $d_{li}(t)$ 、 $d_{lq}(t)$ 为相互独立的均方遍历平稳过程, 则 $c_\theta(t)$ 与接收自干扰信号的互相关值为

$$\begin{aligned}
 e(\theta) &= E[i(t)c_\theta(t)] \\
 &= p_l h \cos[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)]\cos\theta + p_l h \sin[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)]\sin\theta \quad (20)
 \end{aligned}$$

当 θ 取值分别为 0° 、 90° 时, $e(\theta)$ 的具体取值为

$$e(0) = p_l h \cos[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)] \quad (21)$$

$$e\left(\frac{\pi}{2}\right) = p_l h \sin[2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)] \quad (22)$$

将式(21)和式(22)合并起来, 有

$$h_b = \frac{1}{p_l} \left[e(0) + j e\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] = h e^{j2\pi f_c(\hat{\tau}-\tau)} \quad (23)$$

由此, 最优的幅度衰减 \hat{a}_{opt} 和移相值 $\hat{\phi}_{\text{opt}}$ 与 h_b 满足以下映射关系。

$$\begin{aligned}
 \hat{a}_{\text{opt}} &= |h_b| \\
 \hat{\phi}_{\text{opt}} &= \arg(h_b) \quad (24)
 \end{aligned}$$

即自干扰抑制支路中最优幅度衰减 \hat{a}_{opt} 和移相值 $\hat{\phi}_{\text{opt}}$ 的估计可以转换为 $c_\theta(t)$ 与接收自干扰信号互相关值的估计。不失一般性, 假设远端期望信号、本地热噪声分别与接收自干扰信号统计独立, 且均为均方遍历的平稳随机过程, 则相移后的耦合信号 $c_\theta(t)$ 与接收自干扰信号的互相关等价于其与总接收信号的互相关。进一步地, $c_\theta(t)$ 与总接收信号互相关则可以通过 $c_\theta(t)$ 与接收信号相乘输出的时间平均来进行估计, 即

$$\hat{e}(\theta) = \frac{1}{T} \int_0^T r(t)c_\theta(t) dt \quad (25)$$

其中, T 代表一次测量所需的观测时间。

综上, 通过将自干扰抑制支路中幅度衰减 \hat{a} 和移相值 $\hat{\phi}$ 的二维联合估计映射为 $e(\theta)$ 的一维估计, 即可得到最优的幅度衰减值和移相值并实现射频域自干扰信号的快速抑制。具体步骤如下。

1) 在第一个观测时间段 $[0, T]$ 内, 耦合支路开关选择 0° 移相支路, 统计射频域自干扰抑制模块中乘法器的平均输出为 $\hat{e}(0)$ 。

2) 在第二个观测时间段 $[T, 2T]$ 内, 耦合支路开关选择 90° 移相支路, 统计射频域自干扰抑制模块中乘法器的平均输出为 $\hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right)$ 。

3) 映射为可调衰减器、移相器的值分别为

$$\hat{a}_e = \frac{1}{p_l} \sqrt{\left[\hat{e}(0)\right]^2 + \left[\hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right)\right]^2} \quad (26)$$

$$\hat{\phi}_e = \begin{cases} \arctan\left[\frac{\hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\hat{e}(0)}\right], & \hat{e}(0) \geq 0 \\ \pi + \arctan\left[\frac{\hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\hat{e}(0)}\right], & \hat{e}(0) < 0 \end{cases} \quad (27)$$

本节所提的基于降维原理的射频域快速自干

扰抑制算法, 首先将可调衰减器、移相器最优值的二维联合估计转化为接收自干扰信号与自干扰参考信号互相关的一维估计, 避免了直接对可调衰减器、移相器进行自适应搜索; 完成上述互相关的一维估计后, 再将其映射为可调衰减器、移相器的值, 从而实现了射频域自干扰信号的抑制。根据算法内容可知, 所提算法只需要2次迭代就可确定衰减器、移相器的最优值, 实现了射频域自干扰信号的快速抑制。结合3.1节的结论可知, 与现有的自适应干扰抑制算法相比, 所提算法提高了射频域自干扰抑制的收敛速度。

4 干扰抑制性能分析

应用式(26)和式(27)中可调衰减器、移相器的最优值, 恢复出的自干扰信号 $\hat{i}_e(t)$ 为

$$\hat{i}_e(t) = \hat{a}_e \sqrt{p_l} d_{li}(t - \hat{\tau}) \cos[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \hat{\phi}_e + \varphi_l] - \hat{a}_e \sqrt{p_l} d_{lq}(t - \hat{\tau}) \sin[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \hat{\phi}_e + \varphi_l] \quad (28)$$

根据三角函数公式, 同样可以将 $\hat{i}_e(t)$ 重写为

$$\begin{aligned} \hat{i}_e(t) = & \frac{1}{p_l} \hat{e}(0) \sqrt{p_l} d_{li}(t - \hat{\tau}) \cos[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] - \\ & \frac{1}{p_l} \hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right) \sqrt{p_l} d_{li}(t - \hat{\tau}) \sin[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] - \\ & \frac{1}{p_l} \hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right) \sqrt{p_l} d_{lq}(t - \hat{\tau}) \cos[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] - \\ & \frac{1}{p_l} \hat{e}(0) \sqrt{p_l} d_{lq}(t - \hat{\tau}) \sin[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] \quad (29) \end{aligned}$$

结合式(8), 干扰抑制后的剩余自干扰信号为

$$\begin{aligned} i_{re}(t) = & i(t) - \hat{i}_e(t) \\ = & \frac{1}{p_l} [e(0) - \hat{e}(0)] \sqrt{p_l} d_{li}(t - \hat{\tau}) \cos[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] - \\ & \frac{1}{p_l} \left[e\left(\frac{\pi}{2}\right) - \hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] \sqrt{p_l} d_{li}(t - \hat{\tau}) \sin[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] - \\ & \frac{1}{p_l} \left[e\left(\frac{\pi}{2}\right) - \hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] \sqrt{p_l} d_{lq}(t - \hat{\tau}) \cos[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] - \\ & \frac{1}{p_l} [e(0) - \hat{e}(0)] \sqrt{p_l} d_{lq}(t - \hat{\tau}) \sin[2\pi f_c(t - \hat{\tau}) + \varphi_l] \quad (30) \end{aligned}$$

则剩余自干扰信号的平均功率为

$$\begin{aligned} p_{re} = & E \left[|i_{re}(t)|^2 \right] \\ = & \frac{1}{p_l} E \left[|e(0) - \hat{e}(0)|^2 \right] + \frac{1}{p_l} E \left[\left| e\left(\frac{\pi}{2}\right) - \hat{e}\left(\frac{\pi}{2}\right) \right|^2 \right] \quad (31) \end{aligned}$$

由式(31)可知, 剩余自干扰信号功率的大小取决于接收自干扰信号与自干扰参考信号互相关 $e(\theta)$ 的估计误差。结合式(25), 可进一步推导出剩余自干扰信号功率为

$$p_{re} = \frac{T_s(p_s + p_n)}{T} \quad (32)$$

其中, p_s 、 p_n 分别代表接收到的远端期望信号功率以及接收机的带内热噪声功率。

从式(32)可以看出, 干扰抑制后的剩余自干扰信号功率与接收的远端期望信号功率和带内热噪声功率成正比, 这是因为根据式(26), 远端期望信号和带内热噪声是造成 $e(\theta)$ 估计不准确的主因, 其功率越大, $e(\theta)$ 的估计误差越大。此外, 单次测量时间 T 越长, $e(\theta)$ 的估计误差越小, 剩余自干扰信号功率越小。

将干扰抑制前后的自干扰信号功率之比定义为自干扰抑制比 (SCR, self-interference cancellation ratio), 则所提算法的自干扰抑制比为

$$SCR = \frac{Thp_l}{T_s(p_s + p_n)} \quad (33)$$

从式(33)可以看出, 在全双工收发机中应用基于降维原理的射频域快速自干扰抑制后, 其自干扰抑制比与接收自干扰信号功率成正比, 与接收远端期望信号和带内热噪声功率成反比。此外, 单次测量时间越长, 自干扰抑制效果越好。

5 仿真结果

以基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法为基础, 本节以二进制相位调制 (BPSK) 信号模型为例, 利用 Matlab 仿真软件验证了所提算法的干扰抑制性能; 仿真对比了所提算法和已有的自适应干扰抑制算法^[14,15]的收敛性能。仿真分析的参数设置如表1所示。

图2和图3分别给出了不同干信比 (ISR, interference to signal ratio)、不同单次测量时间下, 所提算法的自干扰抑制性能随接收信噪比 (SNR, signal to noise ratio) 变化的趋势。从图2和图3中可以看出, 所提算法的自干扰抑制性能仿真结果与理论分析的结果一致。

表 1 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 β | 0.22 |
| 信号带宽 | 10 MHz |
| 载波频率 | 2 GHz |
| 自干扰幅度衰减 | 0.001 2 |
| 自干扰传输时延 | 5 ns |

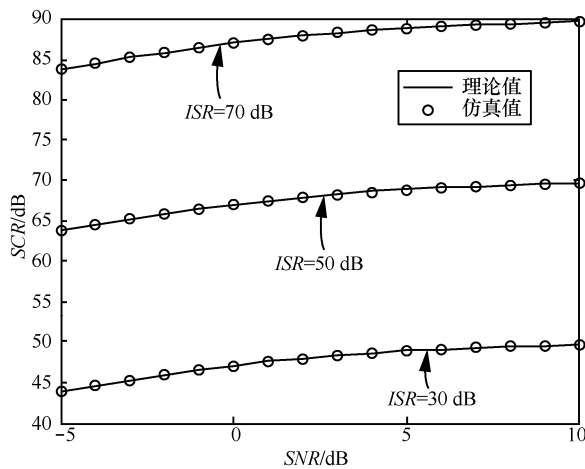


图 2 不同干信比下, 所提算法的自干扰抑制性能, 其中, $\frac{T}{T_s} = 100$

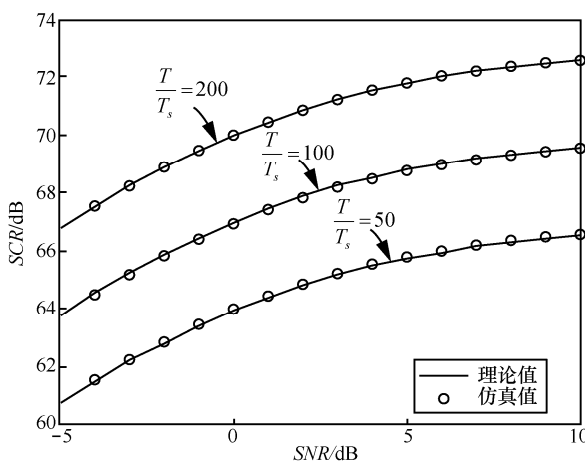


图 3 不同单次测量时间下, 所提算法的自干扰抑制性能, 其中, $ISR = 50$ dB

由图 2 可知, 当给定接收信号信噪比时, 接收信号中干信比越高, 自干扰抑制比越高。其物理意义在于, 当干信比增加时, 自干扰信道参数估计的误差越小, 则自干扰抑制效果越好。从图 3 可以看出, 当给定接收信号信噪比时, 自干扰抑制比与单次测量时间成正比。这是因为单次测量时间越长,

自干扰抑制模块中可调衰减器、移相器最优值的估计误差减小, 则自干扰抑制能力增加。此外, 从图 2 和图 3 可以看出, 随着信噪比的增加, 自干扰抑制模块中可调衰减器、移相器最优值的估计误差减小, 自干扰抑制比增加。

在对所提算法的干扰抑制性能进行仿真验证的同时, 本节也对所提算法和现有射频域自适应干扰抑制算法的收敛速度和自干扰抑制性能进行了仿真对比。由于现有射频域自适应干扰抑制算法都是基于梯度下降思想进行自适应搜索, 本文以文献 [14,15] 采用的 DLS 自适应干扰抑制算法为例, 对比其与所提算法的收敛性能。

以一次射频域自适应干扰抑制过程为例, 图 4 和图 5 分别对比了在不同干信比、不同单次测量时间下, 所提算法与 DLS 自适应干扰抑制算法的收敛速度和自干扰抑制性能, 其中, $SNR = 0$ dB。从图 4 和图 5 中可以看出, 干信比的增加对 2 种算法的收敛速度没有影响, 但提高了收敛后的稳态自干扰抑制性能; 单次测量时间越长, 由于收敛所需迭代次数不变, 所需收敛时间越长, 但是收敛后的稳态自干扰抑制性能越好。此外, 相比于 DLS 自适应干扰抑制, 所提算法的收敛速度更快。其原因在于所提算法只需要 2 次迭代即可完成参数估计, 而 DLS 自适应搜索算法需要多次迭代才能收敛。

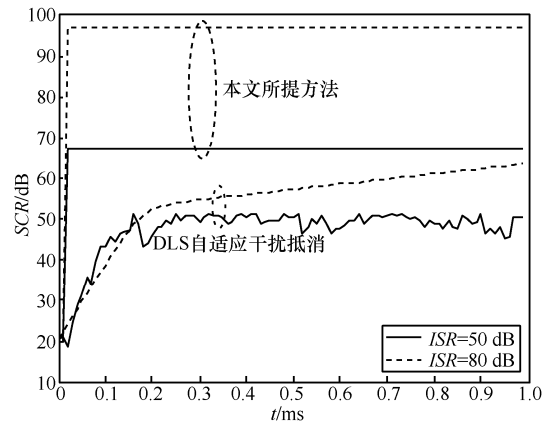


图 4 不同干信比, 所提算法与 DLS 自适应干扰抑制算法的收敛过程对比, 其中, $\frac{T}{T_s} = 100$

从图 4 和图 5 还可以看出, 在相同仿真条件下, 所提算法的稳态干扰抑制性能优于 DLS 自适应干扰抑制算法的抑制性能。因为 DLS 自适应干扰抑制算法的本质是基于梯度估计的梯度下降搜索算法, 所以梯度估计误差决定了其稳态性能, 而本文所提算法

的稳态性能由互相关 $e(\theta)$ 的估计误差决定。考虑到可调衰减器的最优值远小于 1, 对比式(13)、式(21)和式(22)可知, DLS 自适应干扰抑制算法中最优值附近的梯度值远小于所提算法中 $e(\theta)$ 的值, 即 DLS 自适应干扰抑制算法中, 最优值附近梯度的相对估计误差远大于所提算法中 $e(\theta)$ 的相对估计误差。因此, 所提算法的稳态干扰抑制性能优于 DLS 自适应干扰抑制的稳态性能。

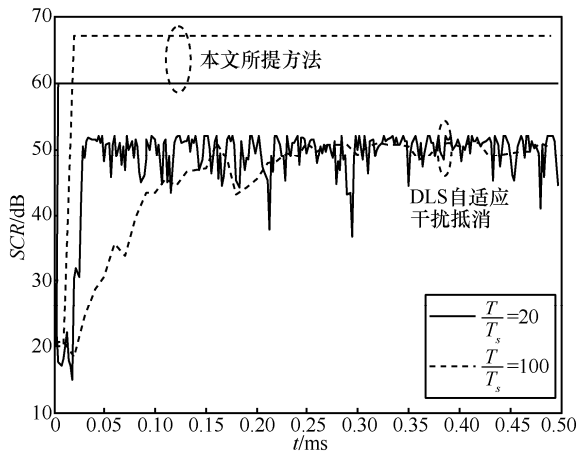


图 5 不同单次测量时间, 所提算法与 DLS 自适应干扰抑制算法的收敛过程对比, 其中, $ISR = 50$ dB

综上, 在全双工无线通信系统中, 基于降维原理的射频域自干扰抑制算法, 可以对射频域自干扰信号进行快速有效的抑制。根据图 2~图 5 给出的仿真结果, 所提算法的自干扰抑制性能与单次测量时间和接收干信比成正比: 在 2 GHz 载频、10 MHz 带宽、50 dB 干信比、0 dB 信噪比, 以及 100 倍符号周期的单次测量时间条件下, 自干扰抑制性能约为 67 dB。此外, 从图 4 和图 5 可以看出, 与现有的 DLS 自适应干扰抑制算法相比, 所提算法的稳态自干扰抑制性能更好; 收敛速度更快: 在上述的仿真条件下, 所提算法的收敛时间为 20 μ s, 而现有的自适应干扰抑制算法则需要约 200 μ s 才能实现收敛。

6 结束语

本文针对同时同频全双工传输场景, 提出了一种基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法。该算法将自干扰抑制支路中可调衰减器、移相器最优值的二维估计, 转化为接收自干扰信号与自干扰参考信号互相关的一维估计, 实现了可调衰减器、移相器参数的快速估计, 有效地解决了现有射频自适

应干扰抑制收敛速度慢的问题: 现有的射频域自适应干扰抑制算法需多次迭代才能收敛, 而所提算法只需 2 次迭代即可收敛。此外, 分析与仿真还表明, 与现有射频自适应自干扰抑制相比, 基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法的稳态干扰抑制性能更好。

参考文献:

- [1] NG D, WU Y, SCHÖBER R. power efficient resource allocation for full-duplex radio distributed antenna networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(4): 2896-2911.
- [2] ZHANG Z, CHEN Z, SHEN M, et al. Spectral and energy efficiency of multipair two-way full-duplex relay systems with massive MIMO[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 848-863.
- [3] 张平, 陶运铮, 张治. 5G 若干关键技术评述[J]. 通信学报, 2016, 37(7): 15-29.
ZHANG P, TAO Y Z, ZHANG Z. Survey of key technologies for 5G[J]. Journal on Communications, 2016, 37(7): 15-29.
- [4] SABHARWAL A, SCHNITZER P, GUO D, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1637-1652.
- [5] 杨吉松, 刘皓, 孙辰. 基于空间投影的全双工 MIMO 中继站自反馈干扰抑制[J]. 通信学报, 2014, 35(9): 156-163.
YANG J S, LIU H, SUN C. Loop interference suppression based on space projection in full-duplex MIMO relays[J]. Journal on Communications, 2014, 35(9): 156-163.
- [6] DUARTE M, DICK C, SABHARWAL A. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(12): 4296-4307.
- [7] JONG H L. Self-interference cancellation using phase rotation in full duplex wireless[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(9): 4421-4429.
- [8] DUARTE M, SABHARWAL A, AGGARWAL V, et al. Design and characterization of a full-duplex multi-antenna system for Wi-Fi networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(3): 1160-1177.
- [9] PHUNGAMNGERN N, UTHANSAKUL P, UTHANSAKUL M. Digital and RF interference cancellation for single-channel full-duplex transceiver using a single antenna[C]//IEEE 10th International Conference on Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON). 2013: 1-5.
- [10] MADDIO S, CIDRONALI A, MANES G. Real-time adaptive transmitter leakage cancelling in 5.8-ghz full-duplex transceivers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(2): 509-519.
- [11] MCMICHAEL J G, KOLODZIEJ K E. Optimal tuning of analog self-interference cancellers for full-duplex wireless communication[C]//2012 50th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing. 2012: 246-251.
- [12] ZHANG Z, SHEN Y, SHAO S, et al. Full duplex 2x2 MIMO ra-

- dios[C]//IEEE 2014 Sixth International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). 2014: 1-6.
- [13] HUUSARI T, CHOI Y S, LIIKKANEN P, et al. Wideband self-adaptive RF cancellation circuit for full-duplex radio: operating principle and measurements[C]//2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring). 2015: 1-7.
- [14] KOLODZIEJ K E, MCMICHAEL J G, PERRY B T. Adaptive RF canceller for transmit-receive isolation improvement[C]//2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). 2014: 172-174.
- [15] KOLODZIEJ K E, MCMICHAEL J G, PERRY B T. Multi-tap RF canceller for in-band full-duplex wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(6): 4321-4334.
- [16] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization[M]. Cambridge, United Kingdom Cambridge University Press, 2004.
- [17] GORDON L S. Principles of mobile communication[M]. Berlin: Springer, 2011: 198-203.
- [18] HONG S S, MEHLMAN J, KATTI S. Picasso: flexible RF and spectrum slicing[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2012, 42(4): 37-48.
- [19] WU X, SHEN Y, TANG Y. The power delay profile of the single-antenna Full-Duplex self-interference channel in indoor environments at 2.6 GHz[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 1561-1564.
- [20] CHOI J I, JAIN M, SRINIVASAN K, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication[C]//The Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. 2010: 1-12.
- [21] JAIN M, CHOI J I, KIM T, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[C]//The 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. 2011: 301-312.

- [22] CHOI Y S, SHIRANI-MEHR H. Simultaneous transmission and reception: algorithm, design and system level performance[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(12): 5992-6010.

作者简介:



王俊 (1988-), 女, 重庆人, 博士, 西南民族大学讲师, 主要研究方向为无线通信抗干扰技术、同时同频全双工技术等。



赵宏志 (1978-), 男, 河北石家庄人, 电子科技大学教授, 主要研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术、同时同频全双工技术、并行化通信信号处理等。



唐友喜 (1964-), 男, 河南潢川人, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信抗干扰技术、同时同频全双工技术、高效固态射频功率放大器技术以及软件无线电技术等。