

文章编号: 2095-4980(2020)02-0196-06

全双工阵列的数字域联合干扰抑制算法

王 剑, 解 楠, 刘友江, 黄治江

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

摘要: 针对当前全双工系统无法有效应对外部干扰的问题, 将全双工自干扰抑制技术与阵列自适应波束成形技术相结合, 提出一种自干扰和外干扰的数字域联合抑制算法。首先建立该场景下全双工阵列的系统模型, 然后基于时域自干扰抑制算法和最小方差无失真响应(MVDR)波束成形算法, 给出算法的数学模型, 并对该算法的性能进行理论分析。数值仿真证明, 该算法能够同时将自干扰与外干扰抑制到噪声电平以下。

关键词: 全双工阵列; 最小方差无失真响应; 时域自干扰抑制; 联合抑制

中图分类号: TN919.4

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2018381

Joint design of digital interference suppression for full duplex arrays

WANG Jian, XIE Nan, LIU Youjiang, HUANG Zhijiang

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: In view of the fact that the current full duplex systems cannot effectively deal with external interference, a joint algorithm based on self-interference suppression technology and adaptive beamforming technology, is proposed for eliminating self-interference and external interference simultaneously. Firstly, the system model of the full duplex arrays under this scenario is established. Then, according to time-domain cancellation method and Minimum Variance Distortionless Response(MVDR) method, the mathematical model as well as the performance analysis of the algorithm is derived. At last, the numerical simulation results indicate that the proposed algorithm can restrain both self-interference and external interference to the noise level.

Keywords: full duplex arrays; Minimum Variance Distortionless Response; time-domain cancellation; joint-suppression

全双工技术旨在同一频率上同时进行发射与接收, 能显著提升频率资源利用率, 在通信、雷达及认知电子战等领域均具有巨大应用前景^[1-3]。在全双工系统中, 接收端会收到来自本地发射端泄漏的较强的同频带自干扰, 且由于元器件的非理想因素^[4-5](如功放的非线性、IQ 通道不均衡及晶振的相位噪声等), 自干扰中还包含不可忽略的非线性成分。为充分抑制自干扰, 学者们在天线域^[6]、模拟域^[7]和数字域^[4]都给出了相应的解决方案。

在单发单收全双工系统中, 文献[5]利用辅助接收通道提取发射端噪声, 并通过在接收通道和辅助接收通道共用晶振的方式抑制接收端相位噪声, 最终达到接近传统半双工系统 2 倍的数据传输率。为进一步提高全双工系统的数据吞吐量, 近年来许多学者更加关注全双工多输入多输出系统^[8-13]。文献[10]针对正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号在进行频域波束成形时会在循环前缀区域出现残留脉冲的问题, 提出了一种射频频域的发射波束成形技术, 但该发射波束成形技术不能抑制射频噪声。文献[11]提出一种联合空域和时域的方法, 该方法能够有效降低发射噪声对自干扰抑制的影响。文献[12]提出一种将基于信漏噪比的空域算法与时域算法结合的新算法, 该算法在信道估计误差较大时性能得到有效改善。文献[13]针对全双工多输入多输出系统中中继系统, 提出了基于梯度下降和递归最小二乘的盲自适应自干扰消除方法, 这些算法仅利用发射信号的统计量信息便可完成自干扰抑制。文献[8-13]都是利用多天线的特性实现空间分集, 而文献[14]提出了一种同时收发相控阵结构, 首先在每个发射通道配置一个辅助接收通道用于提取发射噪声, 随后通过在发送端波束

收稿日期: 2018-12-12; 修回日期: 2019-01-24

作者简介: 王 剑(1989-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为全双工通信。email:609294524@qq.com

成形、接收波束成形和数字域的自干扰对消的多级结合实现在同一频段同时收发功能，该系统能够在保证收发阵列远场方向图在目标信号方向增益的同时，将自干扰抑制到噪声电平以下，且所有处理均在数字域进行，不需要额外的模拟对消器件，能够有效抑制发射噪声。

在上述全双工技术研究中，研究者主要考虑无外干扰或弱外干扰情况下的自干扰抑制。但在实际应用中，全双工系统很可能会面临外部有意或无意的干扰，同时由于工作环境的动态变化，自干扰信道的状态也会随之变化。此时，外干扰会对自干扰信道的估计造成较大影响，反之，自干扰也会对外干扰的消除造成影响。为保证全双工系统的正常工作，全双工系统还应具备抵抗外干扰以及在外干扰影响下持续稳定地抑制自干扰的能力。为此，本文基于文献[14]中的同时收发相控阵系统结构，在接收端将最小方差无失真响应(MVDR)波束成形和时域自干扰抑制联合考虑，提出一种自干扰与外干扰的数字域联合抑制算法。给出了算法的闭式解，并分析了自干扰对波束成形的影响以及目标信号和外干扰对自干扰抑制的影响。最后通过数值仿真证明，在低信噪比条件下该算法能够有效抑制自干扰和外干扰信号。

1 系统模型

系统模型如图 1 所示。该系统收发端分别为由 M, J 个阵元组成的阵列，接收通道接收的信号为：

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{a}(n) + \mathbf{m}_r(n) + \mathbf{si}(n) = \mathbf{y}(n) + \mathbf{si}(n) \quad (1)$$

式中： $\mathbf{si}(n)$ 为自干扰信号矢量； $\mathbf{a}(n)$ 为包含目标信号和外干扰信号的矢量； $\mathbf{m}_r(n)$ 为通道噪声。为便于比较，令 $\mathbf{y}(n) = \mathbf{a}(n) + \mathbf{m}_r(n)$ ，则 $\mathbf{y}(n)$ 等价于传统阵列信号的模型^[15]。设定自干扰信号、目标信号、外干扰信号和噪声相互之间统计不相关。

1.1 自干扰信号模型

本地发射信号 $\mathbf{i}(n)$ 经发射波束成形后得到信号 $\mathbf{t}(n)$ ，然后叠加发射噪声 $\mathbf{m}_t(n)$ 得到信号 $\mathbf{x}_t(n) = \mathbf{t}(n) + \mathbf{m}_t(n)$ ，其中 $\mathbf{x}_t(n) = [x_{t,1}(n), \dots, x_{t,j}(n), \dots, x_{t,J}(n)]^T$ ， $x_{t,j}(n)$ 表示第 j 个发射通道发射的信号，而 $\mathbf{m}_t(n)$ 可以参考文献[14]建模为加性高斯白噪声。

辅助通道采集对应发射通道信号 $\mathbf{x}_t(n)$ 的同时，会引入加性高斯白噪声 $\mathbf{m}_r(n)$ ，则辅助通道采集信号为 $\mathbf{x}_{aux}(n) = \mathbf{x}_t(n) + \mathbf{m}_r(n)$ 。其中辅助通道接收信号向量为 $\mathbf{x}_{aux}(n) = [x_{aux,1}(n), \dots, x_{aux,j}(n), \dots, x_{aux,J}(n)]^T$ ，辅助通道噪声向量为 $\mathbf{m}_r(n) = [m_{r,1}(n), \dots, m_{r,j}(n), \dots, m_{r,J}(n)]^T$ ， $x_{aux,j}(n)$ 和 $m_{r,j}(n)$ 为第 j 个辅助接收通道的信号和噪声。

每个发射天线发出的信号经过泄露、耦合及多径反射到达每个接收天线。下面用线性模型表示接收端的自干扰信号，令 $\mathbf{h}_{jm} = [h_{jm}(0), h_{jm}(1), \dots, h_{jm}(P-1)]^T$ 表示第 j 个发射通道到第 m 个接收通道的自干扰信道，则第 j 路发射信号到达第 m 路接收通道的自干扰信号为：

$$sf_{jm}(n) = \sum_{l=0}^{P-1} h_{jm}(l)x_{t,j}(n-l) \quad (2)$$

式中： $P = \left\lfloor \frac{d + 0.5T_s}{T_s} \right\rfloor$ 为自干扰信道的阶数， d 为最大多径延时， T_s 为采样周期， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算。则第 m 路收到的总的自干扰信号为：

$$\mathbf{si}_m(n) = \sum_{j=1}^J sf_{jm}(n) = \sum_{j=0}^J \sum_{l=0}^{P-1} h_{jm}(l)x_{t,j}(n-l) = \mathbf{h}_m^T \mathbf{x}_{ori}(n) \quad (3)$$

式中： $\mathbf{h}_m = [\mathbf{h}_{m1}^T, \dots, \mathbf{h}_{mj}^T, \dots, \mathbf{h}_{mM}^T]^T$ ； $\mathbf{x}_{ori}(n) = [\mathbf{x}_1^T(n), \dots, \mathbf{x}_j^T(n), \dots, \mathbf{x}_J^T(n)]^T$ ，其中 $\mathbf{x}_j(n) = [x_{t,j}(n), x_{t,j}(n-1), \dots, x_{t,j}(n-P+1)]^T$ 表示由第 j 个发射通道发射信号各阶延时分量组成的数据向量。

接收端的自干扰信号向量为 $\mathbf{si}(n) = [si_1(n), si_2(n), \dots, si_M(n)]^T$ ，设 $\mathbf{H}_{ori} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_M]$ ，则由式(3)可得

$$\mathbf{si}(n) = \mathbf{H}_{ori}^T \mathbf{x}_{ori}(n) \quad (4)$$

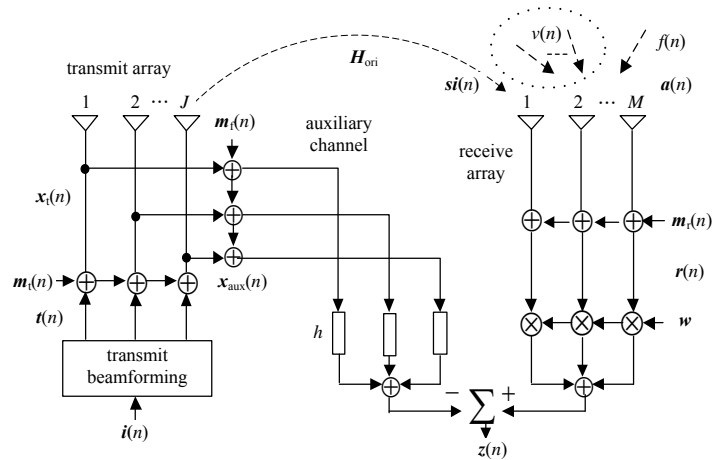


Fig.1 System model
图 1 系统模型

1.2 阵列信号模型

设目标信号和外干扰信号均满足窄带假设条件, 则信号 $y(n)$ 可表示为:

$$y(n) = a(\theta_0)f(n) + A_v v(n) + m_r(n) = As(n) + m_r(n) \quad (5)$$

式中: $a(\theta_0)$ 为 θ_0 方向目标信号的导向矢量; $f(n)$ 为目标接收信号; $v(n) = [v_1(n), v_2(n), \dots, v_r(n)]^T$ 为 r 个外干扰信号组成的矢量; $A_v = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_r)]$ 为 r 个导向矢量 $a(\theta_i)$ 组成的矩阵, $A = [a(\theta_0), A_v]$, $s(n) = [f(n), v^T(n)]^T$ 。

2 全双工阵列的联合干扰抑制技术

2.1 算法模型

当存在强外干扰时, 如果将自干扰抑制与自适应波束成形分开进行, 自干扰信号成分会对自适应波束成形算法性能造成影响; 反之, 强的外干扰也会对自干扰抑制算法性能造成影响。为此, 本节给出一种自干扰和外干扰的联合抑制算法。

如图 1 所示, $z(n)$ 为联合处理得到的最终信号:

$$z(n) = w^H r(n) - h^T x(n) \quad (6)$$

式中: $x(n) = [u_1^T(n), \dots, u_j^T(n), \dots, u_j^T(n)]^T$, $u_j(n) = [x_{aux,j}(n), x_{aux,j}(n-1), \dots, x_{aux,j}(n-P+1)]^T$; h 为待估计的自干扰信道向量; w 为波束成形向量。当目标信号导向矢量 $a(\theta_0)$ 已知时, 参考 MVDR 波束成形, 可得到联合抑制算法的优化模型为:

$$\min_{w,h} E\{z(n)z(n)^H\} \quad \text{s.t.} \quad w^H a(\theta_0) = 1 \quad (7)$$

该模型可由拉格朗日乘法求解, 取代价函数

$$J(w, h) = E\{z(n)z(n)^H\} + \lambda(w^H a(\theta_0) - 1) \quad (8)$$

式中 λ 为拉格朗日乘子, 对式(8)中 w 和 h 的共轭求偏导, 令

$$\frac{\partial J}{\partial w^*} = R_r w - R_{xr} h^* + \lambda a(\theta_0) = 0 \quad (9)$$

$$\frac{\partial J}{\partial h^*} = R_x h^* - R_{xr} w = 0 \quad (10)$$

联立式(7)、式(9)~(10), 求得最优解为:

$$w_{opt} = \frac{Q^{-1} a(\theta_0)}{a(\theta_0)^H Q^{-1} a(\theta_0)} \quad (11)$$

$$h_{opt} = (R_x^{-1} R_{xr} w_{opt})^* \quad (12)$$

式中: $Q = R_r - R_{rx} R_x^{-1} R_{xr}$, 自相关矩阵 $R_r = E[r(n)r(n)^H]$, $R_x = E[x(n)x(n)^H]$, 互相关矩阵 $R_{rx} = E[r(n)x(n)^H]$, $R_{xr} = E[x(n)r(n)^H]$ 。在实际应用当中自相关、互相关量均由采样数据估计得到, 如

$$R_x = E[x(n)x(n)^H] \approx \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L x(n)x(n)^H \quad (13)$$

式中 L 为数据快拍数。

2.2 性能分析

本节主要分析算法的性能, 主要包括自干扰对波束成形性能影响的分析、外干扰和目标信号对自干扰抑制性能影响的分析以及辅助通道噪声对联合抑制算法性能影响的分析。

1) 自干扰对波束成形向量求解的影响

将 $r(n)$ 代入 Q 可得, $Q = R_y + R_{yx} R_x^{-1} R_{xy}$, 其中 $R_{yx} = E[y(n)x(n)^H]$, $R_{xy} = E[x(n)y(n)^H]$, $R_y = E[y(n)y(n)^H]$, 将该式与传统 MVDR 算法^[15]的解对比可以看出, 相关矩阵中多出了额外项 $A = R_{yx} R_x^{-1} R_{xy}$ 。

自相关矩阵 R_x 为厄米特矩阵, 有 $R_x^{-1} = (R_x^{-1})^H$, 又 $R_{xy} = R_{yx}^H$, 代入 A 可得:

$$A = R_{yx} (R_x^{-1} R_x) R_x^{-1} R_{yx}^H = (R_{yx} R_x^{-1}) R_x (R_{yx} R_x^{-1})^H = (AR_{sx} + R_{mx}) R_x^{-1} R_x [(AR_{sx} + R_{mx}) R_x^{-1}]^H \quad (14)$$

式中: $R_{sx} = E[s(n)x(n)^H]$; $R_{mx} = E[m_r(n)x(n)^H]$ 。

依次取 $\mathbf{k}(n) = \mathbf{R}_{\text{sx}} \mathbf{R}_{\text{x}}^{-1} \mathbf{x}(n)$, $\mathbf{q}(n) = \mathbf{R}_{\text{mx}} \mathbf{R}_{\text{x}}^{-1} \mathbf{x}(n)$, 令 $\mathbf{b}(n) = \mathbf{A} \mathbf{k}(n) + \mathbf{q}(n)$, 则 Δ 可表示为:

$$\Delta = E(\mathbf{b}(n)\mathbf{b}(n)^H) \quad (15)$$

由式(14)可以看出, Δ 不受自干扰信号强度影响, 而是由 $\mathbf{x}(n)$ 与 $\mathbf{s}(n)$ 、 $\mathbf{n}_r(n)$ 的相关性决定。理论上, 由于 $\mathbf{x}(n)$ 与 $\mathbf{s}(n)$ 、 $\mathbf{m}_r(n)$ 统计不相关, 则 $\Delta = \mathbf{0}$, 此时, 本文得到的波束成形向量与 MDVR 波束成形得到的完全相同。但实际应用中由于数据快拍数有限, \mathbf{R}_{sx} 和 \mathbf{R}_{mx} 的估计值存在误差, 为减小该误差, 可以增加用于估计的数据快拍数。另外, 观察 $\mathbf{b}(n)$ 和 $\mathbf{y}(n)$ 结构可以发现, 两者所含信号成分类似, 具体来讲, 可以将 $\mathbf{b}(n)$ 看成是 $r+1$ 个信号入射到接收阵列得到的信号, 并且这 $r+1$ 个信号入射角度与 $\mathbf{y}(n)$ 中的完全一样, 不过强度比 $\mathbf{y}(n)$ 中的弱, 因此 Δ 的存在对 \mathbf{w}_{opt} 的求解造成的影响比较小。

2) 外干扰和目标信号对自干扰抑制性能的影响

为便于分析, 记最终输出信号的残留自干扰信道为 \mathbf{h}_{re} , 则 $\mathbf{h}_{\text{re}} = \mathbf{H}_{\text{ori}} \mathbf{w}_{\text{opt}} - \mathbf{h}_{\text{opt}}$ 。由于 $\mathbf{w}_{\text{opt}} \mathbf{a}(\theta_0) = 1$, 将 \mathbf{w}_{opt} 代入式(6)可得

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{y}(n) + \mathbf{h}_{\text{re}}^T \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}_{\text{opt}}^T \mathbf{H}_{\text{ori}}^T \mathbf{m}_{\text{aux}}(n) = \mathbf{d}(n) + \mathbf{h}_{\text{re}}^T \mathbf{x}(n) \quad (16)$$

式中 $\mathbf{d}(n) = \mathbf{f}(n) + \mathbf{j}(n) + \mathbf{g}(n) + \mathbf{c}(n)$, $\mathbf{j}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{A}_v \mathbf{v}(n)$, $\mathbf{g}(n) = \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{m}_r(n)$, $\mathbf{c}(n) = -\mathbf{w}_{\text{opt}}^T \mathbf{H}_{\text{ori}}^T \mathbf{m}_{\text{aux}}(n)$, 其中 $\mathbf{m}_{\text{aux}}(n) = [\mathbf{m}_1(n), \dots, \mathbf{m}_j(n), \dots, \mathbf{m}_j(n)]$, $\mathbf{m}_j(n) = [m_{r,j}(n), m_{r,j}(n-1), \dots, m_{r,j}(n-P+1)]^T$, 则由优化模型 $\min_{\mathbf{h}_{\text{re}}} E\{\mathbf{z}(n)\mathbf{z}(n)^H\}$ 可求得 $\mathbf{h}_{\text{re}} = -(\mathbf{R}_{\text{x}}^{-1} \mathbf{r}_{\text{xd}})^*$, \mathbf{r}_{xd} 表示 $\mathbf{x}(n)$ 与 $\mathbf{d}(n)$ 的互相关。由于辅助接收通道的信噪比很高, 可以将 $\mathbf{c}(n)$ 忽略, 则有 $\mathbf{h}_{\text{re}} \approx -[\mathbf{R}_{\text{x}}^{-1}(\mathbf{r}_{\text{xf}} + \mathbf{r}_{\text{xj}} + \mathbf{r}_{\text{xg}})]^*$, 其中 \mathbf{r}_{xf} , \mathbf{r}_{xj} 和 \mathbf{r}_{xg} 分别表示 $\mathbf{x}(n)$ 与 $\mathbf{f}(n)$ 、 $\mathbf{j}(n)$ 和 $\mathbf{g}(n)$ 的互相关。因此, 最终残留的自干扰信号为:

$$\text{rep}(n) = \mathbf{h}_{\text{re}}^T \mathbf{x}_{\text{ori}}(n) \approx -[\mathbf{R}_{\text{x}}^{-1}(\mathbf{r}_{\text{xf}} + \mathbf{r}_{\text{xj}} + \mathbf{r}_{\text{xg}})]^H \mathbf{x}_{\text{ori}}(n) \quad (17)$$

由于自干扰信号与目标信号、外干扰信号、通道噪声之间统计不相关, 所以理论上 \mathbf{r}_{xf} , \mathbf{r}_{xj} 和 \mathbf{r}_{xg} 应该为零。但在实际应用中由于信号动态变化和快拍数的有限, 估计得到的 \mathbf{r}_{xf} , \mathbf{r}_{xj} 和 \mathbf{r}_{xg} 与理想值存在误差, 该误差可以通过增加快拍数来减小。假定相同快拍数下 \mathbf{r}_{xf} , \mathbf{r}_{xj} 和 \mathbf{r}_{xg} 的估计误差量级大致相当, 因为波束成形后 $\mathbf{f}(n)$ 在 $\mathbf{f}(n)$ 、 $\mathbf{j}(n)$ 和 $\mathbf{g}(n)$ 三者中强度最大, 所以残留自干扰信号最主要的部分为 $-(\mathbf{R}_{\text{x}}^{-1} \mathbf{r}_{\text{xf}})^H \mathbf{x}_{\text{ori}}(n)$, 即最终残留自干扰的最主要分量由 $\mathbf{x}(n)$ 与目标信号 $\mathbf{f}(n)$ 之间互相关的估计误差决定, 其大小随 $\mathbf{f}(n)$ 强度的增加而增加。

3) 辅助通道噪声对联合抑制算法性能的影响

虽然基于辅助接收通道的方案能够抑制发射噪声, 但是因为辅助通道引入了噪声 $\mathbf{m}_f(n)$, 所以在自干扰消除时会引入额外的误差项 $\mathbf{e}(n)$ 。 $\mathbf{e}(n)$ 可由自干扰信道的估计值 \mathbf{h}_{opt} 表示为 $\mathbf{e}(n) = \mathbf{h}_{\text{opt}}^T \mathbf{m}_{\text{aux}}(n)$ 。由于 $\mathbf{h}_{\text{opt}} = \mathbf{H}_{\text{ori}} \mathbf{w}_{\text{opt}} - \mathbf{h}_{\text{re}}$, \mathbf{h}_{re} 相对于 $\mathbf{H}_{\text{ori}} \mathbf{w}_{\text{opt}}$ 基本可以忽略, 所以 $\mathbf{e}(n)$ 主要由 $\mathbf{H}_{\text{ori}} \mathbf{w}_{\text{opt}}$ 决定。

3 仿真结果及分析

对算法进行仿真分析, 收发端阵列都采用均匀线阵, 相邻阵元间距为载波波长的二分之一, 发端阵元数 $J=4$, 收端阵元数 $M=4$, 自干扰信道阶数 $P=5$, 采样频率 40 MHz, 目标信号调制体制为 QPSK, 符号率 10 Msps, 自干扰信号调制体制为 16QAM, 符号率 20 Msps。为便于分析比较, 设定每个发射通道的信号功率相同, 发射噪声强度比发射信号小 30 dB, 辅助通道信噪比为 70 dB。

实验 1: 自干扰与外干扰抑制的性能分析

设定各个接收通道总的自干扰强度相同, 目标信号角度为 $\theta_0 = 0^\circ$, 外干扰信号角度为 $\theta_1 = 60^\circ$; 外干扰信号调制体制为 QPSK, 符号率 20 Msps。用 R_{IN} , R_{SN} 和 R_{JN} 分别表示联合处理前单个接收通道自干扰信号、目标信号和外干扰信号强度相对通道噪声的比值。

为分析自干扰信号对波束形成的影响, 定义 R_{SJN} 为输出信号中目标信号成分强度相对残留外干扰信号和噪声成分的比值。图 2 给出了 $R_{\text{SN}}=10$ dB, $L=8000$, $R_{\text{JN}}=60$ dB 以及 $R_{\text{IN}}=60$ dB 时, 无自干扰条件下 MVDR 算法、存在自干扰条件下 MVDR 算法和本文算法(proposed)仿真得到的方向图, 可以看出, 本文算法得到的方向图和无自

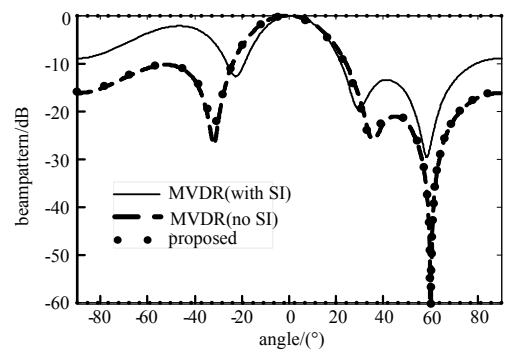


Fig.2 Beampattern
图 2 方向图

干扰条件下 MVDR 算法得到的方向图基本一致。为全面分析,图 3(a)~(b)进一步给出了 3 种仿真的性能比较,其仿真结果由 200 次蒙特卡洛仿真求平均得到。由这两图可以看出,随着自干扰强度的增大,存在自干扰条件下的 MVDR 算法的性能逐渐降低,当自干扰强度增大到一定程度时,性能急剧恶化;而本文算法和无自干扰条件下 MVDR 算法的性能基本相当,该性能与自干扰信号强度无关,但随着数据点数的增大而提高。

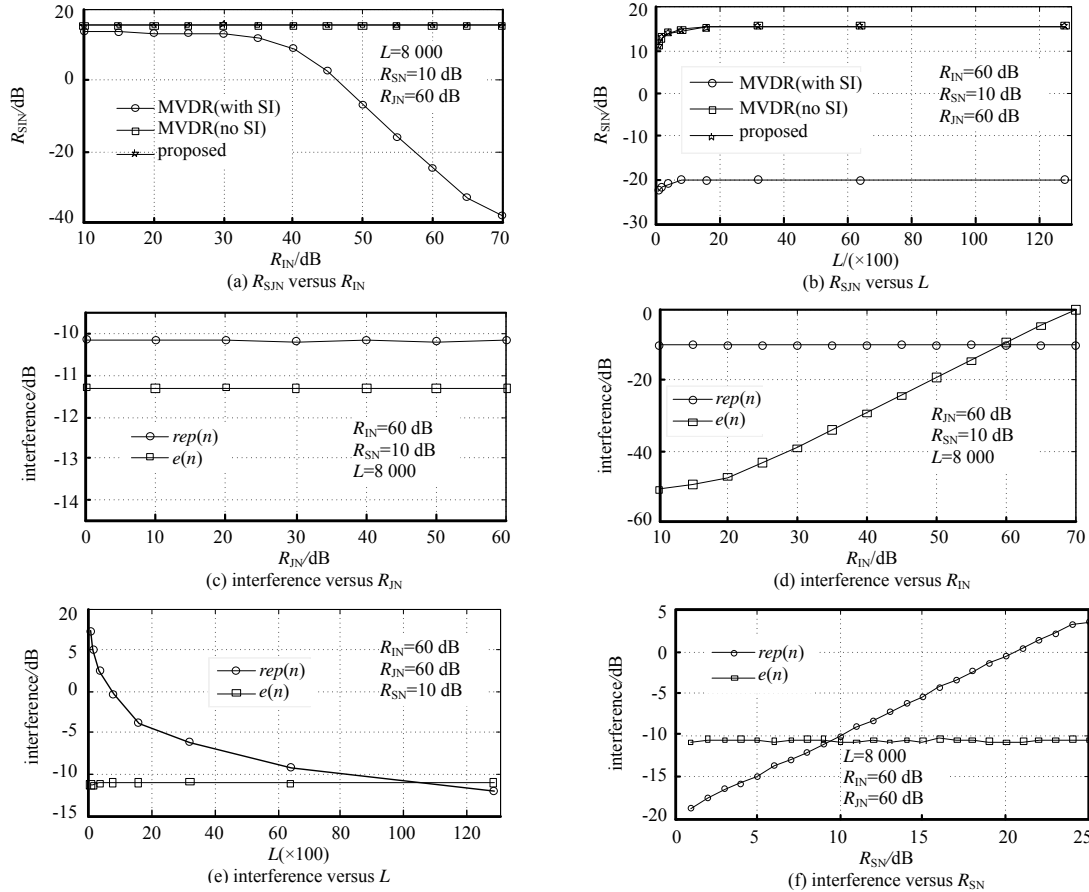


Fig.3 Performance analysis
图 3 性能分析

图 3(c)~图 3(f)给出了本文算法残留自干扰 $rep(n)$ 和辅助通道噪声引入误差项 $e(n)$ 分别随外干扰强度、自干扰强度、数据快拍数和目标信号强度的变化情况,其仿真结果由 200 次蒙特卡洛仿真求平均得到。由图可以看出,残留自干扰强度随目标信号强度的增大而增大,随着数据快拍数的增多而减小,但其与自干扰强度和自干扰强度无关;而辅助通道噪声引入误差项强度仅与自干扰强度有关,而与数据快拍数、目标信号强度和自干扰强度无关。因此,为减小辅助通道噪声的影响,应尽可能降低进入接收端 ADC 的自干扰信号的强度。

实验 2: 联合抑制算法性能分析

在实验 1 的基础上对本文算法进行性能仿真。不失一般性,设 4 个接收通道自干扰信号相对噪声强度分别为 45 dB,50 dB,40 dB 和 47 dB;目标信号角度为 $\theta_0 = 20^\circ$; 3 个外干扰信号角度分别为 $\theta_1 = -65^\circ$, $\theta_2 = -25^\circ$ 和 $\theta_3 = 70^\circ$, 干噪比分别为 50 dB,40 dB 和 55 dB, 外干扰 1 和 2 的调制体制分别为 16QAM 和 QPSK, 符号率分别为 20 Msps 和 4 Msps, 而外干扰 3 则建模为宽带高斯白噪声。定义 R_{SIN} 为输出信号中目标信号成分强度相对残留外干扰、外干扰及噪声成分之和的比值; Loss 表示本文算法 R_{SIN} 与无自干扰条件下 MVDR 算法 R_{SIN} 的差值。图 4 为目标信号信噪比分别为 4 dB,7 dB 和 10 dB 时算法性能损失随数据快拍数的变化情况,其结果为 200 次蒙特卡洛仿真求平均得到。由图 4 的仿真结果可知,在目标信号强度较低时,本文算法可以在数据快拍数较少时就能达到很好的系统性能。

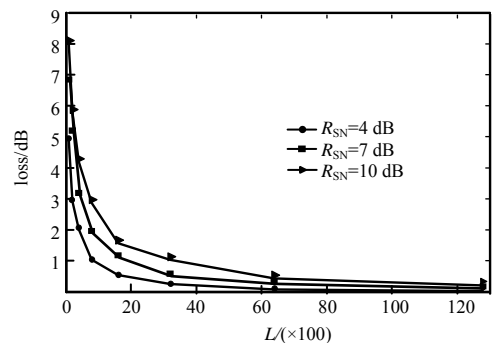


Fig.4 Loss versus L
图 4 性能损失随数据快拍数的变化

当目标信号信噪比为 4 dB 和快拍数约为 800 时,本文算法的性能损失约为 1 dB;在目标信号信噪比为 10 dB 时,快拍数则需达到 3 000,性能损失才能达到 1 dB 左右。因此,应根据实际场景在算法的实时性和性能损失之间做出权衡。值得注意的是,本实验外干扰采用了不同的信号类型、符号率、强度和角度分布,从而进一步验证了本文算法的有效性。

4 结论

本文将时域自干扰抑制技术与 MVDR 波束成形技术相结合,提出了一种数字域的自干扰、外干扰联合抑制算法。理论分析和仿真结果表明,算法能够在基本不损失外干扰抑制性能的前提下完成自干扰(包括发射端噪声)抑制,从而使得该全双工系统能够在存在外干扰的场景下正常工作。但本文未考虑阵元位置误差、通道不一致性、有效字长效应及目标信号方向估计误差等非理想因素,因此下一步的工作是将上述非理想因素考虑在内,从而保证算法在实际应用场景下的稳健性与可靠性。

参考文献

- [1] PIRINEN P. A brief overview of 5G research activities[C]// International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity. Akaslompolo, Finland: IEEE, 2014: 1–7.
- [2] FITZ M P, HALFORD T R, HOSSAIN I, et al. Towards simultaneous radar and spectral sensing[C]// IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks. McLean, VA, USA: IEEE, 2014: 15–19.
- [3] 黎海涛, 李佳宇. 同时收发认知干扰机频谱感知[J]. 北京工业大学学报, 2017, 43(4): 574–580. (LI Haitao, LI Jiayu. Performance of simultaneous transmit and receive cognitive jammer[J]. Journal of Beijing University of Technology, 2017, 43(4): 574–580.)
- [4] BHARADIA D, MCMILIN E, KATTI S. Full duplex radios[J]. Acm Sigcomm Computer Communication Review, 2013, 43(4): 375–386.
- [5] AHMED E, ELTAWIL A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3519–3532.
- [6] ETELLISI E A, ELMANSOURI M A, FILIPOVIĆ D S. Wideband Simultaneous Transmit and Receive (STAR) circular array system[C]// IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. Waltham, MA, USA: IEEE, 2017: 2227–2228.
- [7] KORPI D, VENKATASUBRAMANIAN S, RIIHONEN T, et al. Advanced self-interference cancellation and multi-antenna techniques for full-duplex radios[C]// 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, USA: IEEE, 2014: 3–8.
- [8] BHARADIA D, KATTI S. Full duplex MIMO radios[C]// The 11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation. Seattle, WA, USA: [s.n.], 2014: 359–372.
- [9] 周叶, 束锋, 刘婷婷, 等. 全双工 MIMO 中继系统高性能的波束成型算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017, 15(1): 42–46. (ZHOU Ye, SHU Feng, LIU Tingting, et al. A high-performance beamforming scheme for full duplex MIMO relays[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017, 15(1): 42–46.)
- [10] HUA Y, LIANG P, MA Y, et al. A method for broadband full-duplex MIMO radio[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(12): 793–796.
- [11] RIIHONEN T, WERNER S, WICHMAN R. Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(12): 5983–5993.
- [12] LIANG D, XIAO P, CHEN G, et al. Digital self-interference cancellation for full-duplex MIMO systems[C]// International Wireless Communication and Mobile Computing Conference. [S.l.]: IEEE, 2015: 403–407.
- [13] ANTONIO-RODRÍGUEZ E, WERNER S, LÓPEZ-VALCARCE R, et al. Wideband full-duplex MIMO relays with blind adaptive self-interference cancellation[J]. Signal Processing, 2017(130): 74–85.
- [14] DOANE J P, KOLODZIEJ K E, PERRY B T. Simultaneous transmit and receive with digital phased arrays[C]// International Symposium on Phased Array Systems and Technology. Waltham, MA, USA: IEEE, 2017: 1–6.
- [15] 海金. 自适应滤波器原理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010. (HAYKIN S. Adaptive filter theory[M]. Beijing: Press of Electronics Industry, 2010.)