

低复杂度数字辅助非线性自干扰光域模拟消除

韩墨璇^{1,2}, 石泰峡^{1,2}, 张苏南^{1,2}, 陈阳^{1,2*}¹华东师范大学通信与电子工程学院, 上海 200241;²华东师范大学上海市多维度信息处理重点实验室, 上海 200241

摘要 在带内全双工(IBFD)多输入多输出(MIMO)通信系统中,通道间串扰、非线性失真及多径效应的共同作用使自干扰信号异常复杂。为在大带宽应用场景下消除此复杂自干扰信号,提出一种由最小二乘(LS)算法辅助的MIMO非线性自干扰光域消除方案,并将其与数字域消除相结合。该方案对IBFD MIMO系统中的复杂自干扰信号进行建模,并利用LS算法对模型参数进行估计,进而重建出模拟参考信号并用于实现光域模拟自干扰消除。此外,通过设置门限,在保证模拟消除深度的情况下忽略自干扰信号中功率较低的分量来降低LS算法阶数,提高参考重建速度。经实验验证,当MIMO多径自干扰信号的载波频率和波特率分别为1 GHz和0.5 Gbaud时,所提方案经过光域模拟和数字域自干扰消除后,可实现约35 dB的自干扰消除深度。

关键词 光纤光学; 射频光子学; 带内全双工; 自干扰消除; 多输入多输出; 非线性串扰

中图分类号 TN29; TN92

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231337

1 引言

带内全双工(IBFD)通信技术在同一频段内同时发射和接收信号,理论上可以使频谱利用效率翻倍^[1-2]。然而,由于IBFD系统同时同频收发信号,发射端的大功率发射信号会泄漏至接收端,形成自干扰(SI),影响有用信号(SOI)的接收和解调。因此,IBFD系统的应用需要消除SI信号。由于SI信号功率远大于有用信号功率,为提高自干扰消除(SIC)深度,需进行多级SIC,主要包括天线域SIC、模拟域SIC和数字域SIC^[3-4]。模拟域SIC以已知发射信号为参考,通过模拟链路将参考信号与SI信号相减来实现。然而,受电子瓶颈限制,电域模拟SIC方案^[5-9]的工作频率及带宽有限。微波光子技术利用光学器件生成^[10-11]、传输^[12-13]和处理微波信号^[14],具有带宽大、受电磁干扰小且可重构性好等优势。近年来,基于微波光子技术的光域模拟SIC方案^[15-19]相继被提出。当考虑无线信道引入的多径SI信号时,现有的光域模拟SIC方案^[18-19]利用多条并行光子链路并使用大量延时、幅度调节器件来构建多径参考信号,从而实现光域模拟多径SIC,但其结构复杂且难以追踪实际无线系统中多径信道响应的快速变化。

为解决现有光域模拟多径SIC方案结构复杂且难

以追踪快速信道变化的问题,数字辅助的光域模拟SIC方案被提出^[20-22]。文献[20]利用最小二乘(LS)算法对SI信号进行信道估计,通过频域均衡的方法仅用一条光子参考链路实现了光域模拟多径SIC。文献[21]提出了由递推最小二乘(RLS)算法辅助的光域模拟SIC方案,使用两个参考信号(直射路径参考信号和利用RLS算法构建的多径参考信号)对多径SI信号进行消除,可大幅降低此类方法对数模转换器动态范围的要求。文献[22]提出了由LS算法辅助的面向多输入多输出(MIMO)通信系统的光域模拟SIC方案,该方案利用LS算法进行估计,并重建出MIMO多径参考信号,进而实现结构简单且自适应的光域模拟SIC。

在IBFD系统中,除了多径SI信号,功率放大器引起的非线性失真等链路损伤也会使SI信号模型发生变化,在文献[20-22]中使用的线性多径SI信号模型无法重建非线性参考信号,难以对非线性SI信号进行消除,残余的SI信号非线性成分会对有用信号的解调造成显著影响^[23-24]。此外,在IBFD MIMO系统中,MIMO系统发射机高度集成,各发射链路的信号相互串扰,导致每个发射链路中存在来自其他发射链路的串扰信号^[25]。目前,同时考虑串扰、非线性、多径效应的复杂SI信号光域模拟消除技术未见报道。

为了解决上述问题,本文通过对非线性串扰SI信

收稿日期: 2023-08-01; 修回日期: 2023-09-25; 录用日期: 2023-10-07; 网络首发日期: 2023-11-14

基金项目: 国家自然科学基金(61971193)、上海市自然科学基金(20ZR1416100)、嵩山实验室预研项目(YYJC072022006)、上海航天科技创新基金资助项目(SAST2022-074)

通信作者: *ychen@ce.ecnu.edu.cn

号进行建模,在模拟域重建复杂参考信号进而实现光域模拟 SIC。在利用 LS 算法对模型参数进行估计时,本文通过设置门限,在保证模拟消除深度的情况下忽略自干扰信号中功率较低的分量来降低 LS 算法阶数、提高参考重建速度。未被数字辅助的光域 SIC 方案消除的小功率 SI 信号作为残留 SI 信号的一部分,可以在数字域 SIC 时被进一步消除。

2 基本原理

图 1 为由 LS 算法辅助的 MIMO 非线性自干扰光域消除系统原理图。该系统中,不同 MIMO 通道的传

输数据经过四进制正交相移键控(QPSK)调制及上变频转换为射频信号,然后被功率放大器放大后由不同的发射天线发射到空间中。每一根发射天线发射的信号包含本通道信号、其他通道信号的串扰及各信号的非线性成分,且所有发射天线发射的信号经自由空间传输后会产生直射及多径 SI 信号,并被每根接收天线接收。每根接收天线接收到的 MIMO 多径 SI 信号具有较高的相似性,对其处理方法一致,因此每根接收天线使用的 SIC 系统的结构相同。本文使用两根发射天线产生 SI 信号,并在一根接收天线后端对所提系统进行分析 and 实验验证。

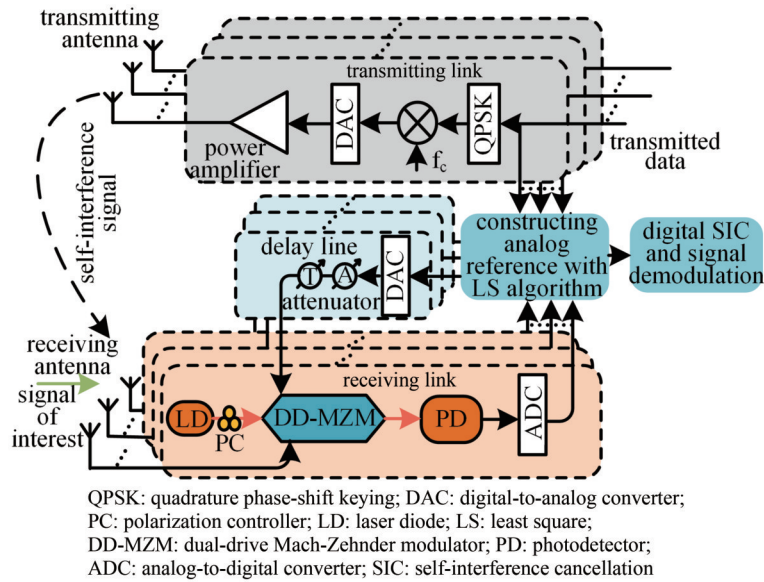


图 1 由 LS 算法辅助的 MIMO 非线性自干扰光域消除系统原理图

Fig. 1 Schematic of MIMO nonlinear self-interference optical domain cancellation system assisted by LS algorithm

如图 2 所示,设两个射频 QPSK 发射信号分别为

$$x_1(n) = V_1(n) \cos(\omega_c n), \quad (1)$$

$$x_2(n) = V_2(n) \cos(\omega_c n), \quad (2)$$

式中: n 为时域信号的采样点编号; V_1 和 V_2 分别为两个射频 QPSK 发射信号的幅度; ω_c 为 QPSK 发射信号的角频率。两条发射链路中的射频发射信号 x_1 和 x_2 互相串扰,串扰后两条发射链路中的信号分别表示为

$$\tilde{x}_1(n) = x_1(n) + k_1 x_2(n), \quad (3)$$

$$\tilde{x}_2(n) = x_2(n) + k_2 x_1(n), \quad (4)$$

式中: $k_i(i=1,2)$ 表示串扰系数,特殊地,本文设置 $k_1=k_2$ 。发射信号通过功率放大器放大,该过程会引入非线性信号,本文只考虑功率较大的三阶非线性信号,这是因为三阶非线性信号是最主要的非线性干扰,其功率较大,且其频段会与基频频段重合。偶次阶非线性成分频段与基频频段不同,可被滤波器滤除,而三阶以外的其他奇次阶非线性成分功率较小,故可将偶次阶非线性和三阶以外的奇次阶非线性成分忽略。根据文献[25]中的功率放大器非线性模型,可以将经功率放大后的输出信号近似表示为

$$\bar{x}_1(n) = \sum_{k=1,3} \alpha_{1,k} \tilde{x}_1^k(n), \quad (5)$$

$$\bar{x}_2(n) = \sum_{k=1,3} \alpha_{2,k} \tilde{x}_2^k(n), \quad (6)$$

式中: k 表示阶数, $k=1$ 和 $k=3$ 分别对应线性和三阶非线性; $\alpha_{1,1}$ 和 $\alpha_{1,3}$ 分别表示 \bar{x}_1 的线性和非线性系数; $\alpha_{2,1}$ 和 $\alpha_{2,3}$ 分别表示 \bar{x}_2 的线性和非线性系数。发射天线发射的信号经自由空间传输后在接收天线处形成的 SI 信号可以表示为

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} h_{1,1}(m) \bar{x}_1(n-m) + \sum_{m=0}^{M-1} h_{2,1}(m) \bar{x}_2(n-m), \quad (7)$$

式中: $h_{1,1}$ 和 $h_{2,1}$ 分别表示两根发射天线到接收天线的多径信道响应; m 表示抽头延时; M 与最大多径延时以及 ADC 的采样率有关。由式(7)进一步推导,可以将接收端接收的 MIMO 多径 SI 信号表示为

$$y(n) = \sum_{k=1,3} \sum_{r=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} H_{k,r,m} x_1^{k-r}(n-m) x_1^r(n-m), \quad (8)$$

式中: $H_{k,r,m}$ 表示两个射频发射信号的线性成分 x_1 、 x_2 和各种非线性成分 x_1^3 、 $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 、 x_2^3 在不同抽头延时下的系数; r 是一个与阶数相关的数值, 用于表示 SI 信号中的各种成分。SI 信号中存在 6 个不同的成分, 分别为 x_1 、 x_2 、 x_1^3 、 $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 和 x_2^3 , 在下文中将这 6 个成分叫作基函数, 每个基函数有 M 个系数, 因此系数 $H_{k,r,m}$ 的个数为 $6M$ 。

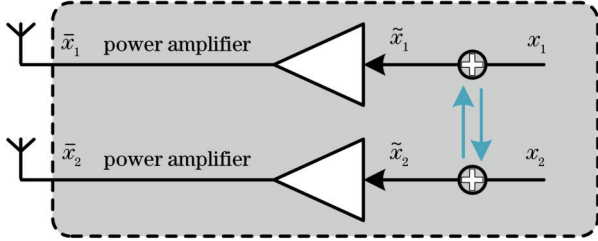


图 2 两根发射天线情况下的串扰和非线性示意图

Fig. 2 Illustration of crosstalk and nonlinearity in the case of two transmitting antennas

激光器(LD)产生的单频光载波通过一个偏振控制器(PC)注入双驱动马赫-曾德尔调制器(DD-MZM)。将包括 SI 信号和有用信号的接收信号输入到 DD-MZM 的下臂对光载波进行调制, 将通过数字算法构建的模拟参考信号输入到 DD-MZM 的上臂对光载波进行调制, 同时将 DD-MZM 偏置在正交偏置点, 经过光电探测器(PD)进行光电转换后, SI 信号被参考信号抵消。在未进行参数估计时, 模拟参考信号未被构建且 SI 信号未被抵消, 接收信号被 ADC 采样后用于数字域的参数估计。通过 LS 算法进行参数估计的原理可以表示为

$$\tilde{\mathbf{H}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y}, \quad (9)$$

式中: \mathbf{X} 表示由 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 组成的矩阵, 其大小为 $N \times 6M$, 其中 N 表示 LS 算法中使用的信号的长度; \mathbf{Y} 表示 $y(n)$ 组成的列向量, 其长度为 N ; $\tilde{\mathbf{H}}$ 表示所有参数 $H_{k,r,m}$ 的估计值 $\tilde{H}_{k,r,m}$ 组成的列向量, 其长度为 $6M$ 。根据得到的参数估计结果 $\tilde{H}_{k,r,m}$ 以及 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 可以重建出 SI 信号, 重建的 SI 信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{X} \tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{y}(n) \quad \tilde{y}(n-1) \quad \cdots \quad \tilde{y}(n-N+1)]^T. \quad (10)$$

通过数模转换器将数字域构建的参考信号转换到模拟域并经过延时幅度调节后对 SI 信号进行消除。利用互相关算法在数字域对参考信号的延时进行粗略调节, 为了提高延时控制精度, 实验中利用电可调延时线对延时进行精调。参考信号的幅度通过在数字域引入一个衰减系数进行调节^[26]。由式(8)可知, 利用 LS 算法进行参数估计的计算复杂度随 M 的增加而增大, 盲目地降低 M 虽然能降低利用 LS 算法进行参数估计的计算复杂度, 但会导致部分 SI 信号成分的系数不能通过参数估计得到, 从而影响重建参考信号的完整性,

进一步导致部分 SI 信号成分无法被消除, 最终导致较差的 SIC 效果。为了合理降低 LS 算法的阶数, 保证模拟 SIC 的效果, 所提方案首先在 LS 算法阶数为 $6M$ 时进行参数估计, 计算得到包含所有 SI 信号成分参数信息的 $\tilde{\mathbf{H}}$, 并对其取绝对值且进行归一化。然后, 通过设置门限将归一化后的 $\tilde{\mathbf{H}}$ 中较小的系数所对应的 SI 信号成分忽略, 以降低后续利用 LS 算法重建模拟参考信号时的阶数, 进而降低其计算复杂度。虽然降低 LS 算法的阶数会使部分本应在模拟 SIC 时被消除的 SI 信号未被消除, 但通常情况下, 多径延时越大的 SI 信号功率越小, 该部分功率较小的 SI 信号是否被消除对光域模拟 SIC 的效果影响较小, 且其可以作为残留 SI 信号通过后续数字域 SIC 技术消除。

3 实验测量与结果分析

根据图 1 所示的原理图搭建了实验链路。在实验中, 激光器(ID Photonics CoBriteDX1-1-C-H01-FA)输出光载波的中心波长为 1550.053 nm, 功率为 14.5 dBm。为了更好、可控地研究 SIC 系统中的非线性及串扰问题, 实验中相关串扰信号与非线性信号由 MATLAB 软件设计并通过任意波形发生器(AWG; Keysight M8195A)产生。将 SI 信号的载波频率、波特率和时间长度分别设置为 1 GHz、0.5 Gbaud 和 3.8 μ s, 有用信号的波特率设置为 0.25 Gbaud, 其载波频率和时间长度与 SI 信号相同。在 MATLAB 中首先生成 \bar{x}_1 和 \bar{x}_2 , 将串扰系数 k_i 设置为 0.1 或 0.3, $\alpha_{1,1}$ 和 $\alpha_{1,3}$ 分别设置为 1 和 20, $\alpha_{2,1}$ 和 $\alpha_{2,3}$ 同样设置为 1 和 20。将两个非线性串扰信号 \bar{x}_1 和 \bar{x}_2 分别作为直射 SI 信号, 且在实验中假设两个信号所经过的多径信道响应相同。以 \bar{x}_1 为例, 其经过多径信道后共产生 7 个多径 SI 成分, 这 7 个多径成分相对于 \bar{x}_1 的延时分别为 1、1.5、2、2.5、3、3.5、4 ns, 其幅度与 \bar{x}_1 的比值分别为 0.3、0.25、0.2、0.15、0.1、0.05 和 0.02, 直射自干扰 \bar{x}_1 与其产生的 7 个多径成分共同组成了多径 SI 信号, 并与 \bar{x}_2 及其多径成分组成的多径 SI 信号共同组成 MIMO 多径 SI 信号, 即 $y(n)$ 。

通过 AWG 通道一产生数字域设计好的 MIMO 多径 SI 信号, 并将其与 AWG 通道二产生的 QPSK 调制有用信号通过电耦合器耦合来模拟接收天线接收的信号, 然后将接收信号输入到 DD-MZM (Fujitsu FTM7937EZ200) 的一个射频口, 以对光载波进行调制。在未输入参考信号时, DD-MZM 输出的光信号经过光电探测器(PD; Nortel PP-10G)后被转换为电信号。该电信号被示波器(OSC; R&S RTO2032)以 10 GSa/s 的采样率采样为数字信号后, 在 MATLAB 软件中被 LS 算法处理, 以重建模拟参考信号, 随后在数字域调节参考信号幅度并粗略调节参考信号延时。重建的模拟参考信号由该 AWG 通道三产生, 并利用

电延时线(Sage 6705)在模拟域精确调节模拟参考信号延时。模拟参考信号经过精确延时调节后被输入到 DD-MZM 的另一个射频口,以对光载波进行调制。DD-MZM 被偏置在正交偏置点,经过 PD 后 SI 信号被参考信号抵消。PD 输出的信号被示波器采样,所生成的数字信号在 MATLAB 中被进一步处理,包括利用 LS 算法对残余 SI 信号进行数字域 SIC 以及对有用信号进行解调。

3.1 串扰系数为 0.1 时的实验结果

首先,在串扰系数 k_i 为 0.1 时对所提方案进行实验验证,示波器的采样率为 10 GSa/s, MIMO 多径 SI 信号中最大延时为 4 ns,经示波器采样后数字域延时点数为 40,每个基函数对应的 LS 算法的阶数 M 设置为 41,因此 LS 算法的阶数共为 246。利用 LS 算法进行参数估计的结果如图 3(a)所示,从左到右分别是 x_1 、 x_2 、 x_1^3 、 $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 和 x_2^3 对应的滤波器抽头系数,每一个基函数对应 41 个抽头。为了使抽头系数与该抽头所代表的 SI 信号成分的幅度大小对应,利用 x_1 和 x_2 的幅度对直接计算得到的抽头系数进行调整,实验中 x_1 和 x_2 的幅度相等且为 0.15。将 x_1^3 、 $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 和 x_2^3 所对应的滤波器抽头系数乘以 0.15,将 x_1^3 、 $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 和 x_2^3 所对应的滤波器抽头系数乘以 0.15³。取绝对值并进行归一化后的抽头系数如图 3(b)所示。对归一化抽头系数设置门限,使得小于门限值的抽头系数所对应的 SI 信号成分被忽略,以此降低后续进行参数估计时 LS 算法的阶数。

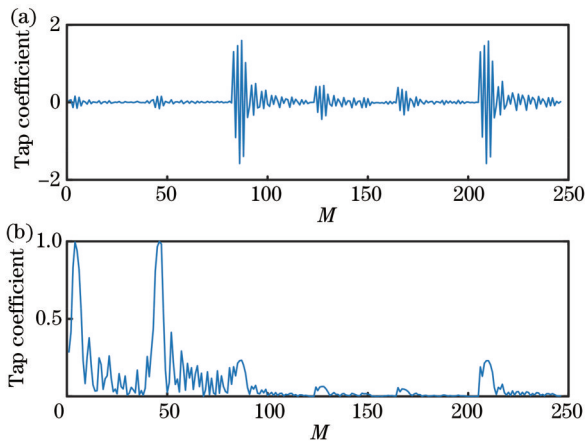


图 3 串扰系数为 0.1 时的抽头系数。(a) 直接计算得到的抽头系数;(b) 取绝对值并归一化后的抽头系数

Fig. 3 Tap coefficients when the crosstalk coefficient is 0.1. (a) Directly computed tap coefficients; (b) tap coefficients obtained by taking absolute values and normalizing

图 4 所示为设置不同门限时对 6 个基函数进行参数估计所使用的 LS 算法的阶数以及利用不同阶数 LS 算法进行参数估计在 MATLAB 中所需的时间。随着门限的提高,所使用的 LS 算法的阶数呈下降趋势,利用其进行参数估计所用的时间也在减小。由于本实验

在计算机中通过 MATLAB 进行参数估计,LS 算法的运行时间较长,在实际通信系统中通过高速可编程器件进行参数估计,LS 算法的运行时间可大幅缩短。

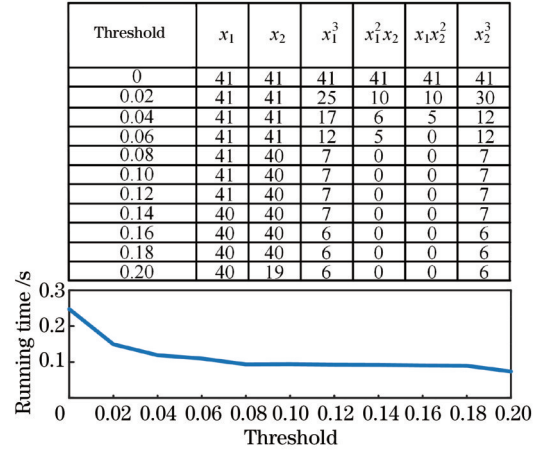


图 4 串扰系数为 0.1 时,在不同门限设置下对各基函数进行参数估计所使用的 LS 算法的阶数以及在不同门限设置下 LS 算法的运行时间

Fig. 4 The order of the LS algorithm used for parameter estimation of each basis function and the runtime of the LS algorithm, under different threshold settings when the crosstalk coefficient is 0.1

图 5 所示为将 LS 算法的阶数设置为图 4 中不同门限所对应的阶数值时,利用 LS 算法进行参数估计并重建模拟参考信号进行 SIC 后的抵消深度和有用信号的误差向量幅度(EVM),以及在模拟 SIC 后进行进一步数字 SIC 时总的抵消深度和有用信号的 EVM。首先,在不同门限设置下利用不同阶数 LS 算法进行模拟 SIC。当门限为 0 时,LS 算法的阶数为 246,此时模拟 SIC 深度最高,约为 27.3 dB;当门限为 0.02 时,对 x_1 、 x_2 、 x_1^3 、 $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 和 x_2^3 6 个基函数的系数进行估计,所使用的 LS 算法的阶数分别为 41、41、25、10、10 和 30,总的 LS 算法阶数为 157;当门限为 0.04 时,对 6 个基函数的系数进行估计时所使用的 LS 算法的阶数分别为 41、41、17、6、5 和 12,总的 LS 算法阶数为 122,虽然 LS 算法的阶数均大幅下降,但每个基函数对应的阶数都不为 0,功率较大的 SI 信号成分仍能通过模拟 SIC 被消除,且被忽略的 SI 信号功率很小。从图 5 可以看到:当门限为 0.02 和 0.04 时,利用阶数为 157 和 122 的 LS 算法进行模拟参考信号重建并进行模拟 SIC 后,其 SIC 效果与 LS 算法阶数为 246 时的 SIC 效果相近;当门限为 0.06 时,对 6 个基函数的系数进行估计时所使用的 LS 算法的阶数分别为 41、41、12、5、0 和 12, $x_1x_2^2$ 所对应的 LS 算法阶数已经变成 0,此时 SI 信号中 $x_1x_2^2$ 的成分完全未被消除,因此模拟 SIC 深度相比于门限为 0 时出现明显下降,有用信号的 EVM 出现明显恶化;当门限大于等于 0.08 时, $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 所对应的 LS 算法的阶数均变为 0, SIC 深度进一步下降,有用信号的

EVM 进一步恶化。在门限超过 0.08 并提高至 0.2 的过程中,LS 算法的阶数变化不大,SIC 深度和有用信号的 EVM 也没有大的改变。LS 算法阶数的降低使得本应被消除的 SI 信号未被消除,但该部分 SI 信号功率很小,因此其是否被消除对光域模拟 SIC 效果的影响不大,且在数字域中进行进一步 SIC 时,该部分 SI 信号可作为残余 SI 信号的一部分被进一步消除。在进行数字 SIC 时,LS 算法的阶数都被设置为 246,以消除小功率的残余 SI 信号。如图 5 所示,在不同门限设置下进行模拟 SIC 并在数字域进行进一步数字 SIC 后,模拟和数字 SIC 总计可实现约 35 dB 的 SIC 深度,有用信号解调后的 EVM 也相近,约为 21% (受限于示波器 ADC 位数)。需要注意的是,虽然在门限由 0 变化到 0.2 的实验过程中,最终模拟和数字 SIC 的效果相似,但门限不可以无限增大,这是因为功率较大的 SI 信号需要被模拟消除,以防止系统中的 ADC 和放大器出现饱和。

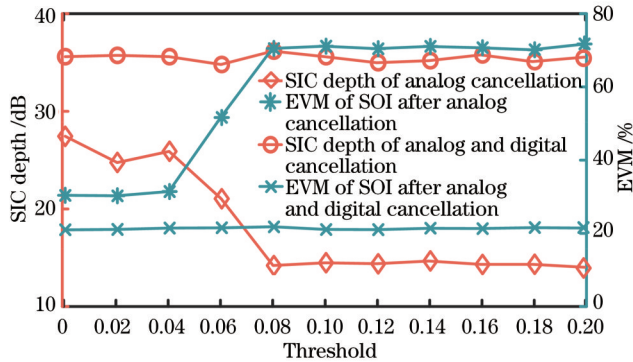


图 5 串扰系数为 0.1 时,模拟 SIC 和引入额外数字 SIC 后的有用信号 EVM 和干扰抑制深度

Fig. 5 EVM of the signal of interest and SIC depth after analog SIC and further digital SIC when the crosstalk coefficient is 0.1

图 6 展示了门限设置为 0、0.06 和 0.2 时,未进行 SIC、只进行光域模拟 SIC 和进一步引入数字域 SIC 后的频谱图以及两次 SIC 后有用信号对应的星座图。如图 6(a) 所示:当门限设置为 0 时,通过阶数为 246 的 LS 算法进行模拟 SIC 后实现了 27.3 dB 的 SIC 深度,包含串扰和非线性的 MIMO 多径 SI 信号被较好地消除;在数字域进行进一步抵消后,模拟和数字 SIC 共实现了 35.4 dB 的 SIC 深度,残余 SI 信号的功率已经非常接近背景噪声,有用信号的星座图如图 6(a) 右侧所示,在进行模拟 SIC 和数字 SIC 后,有用信号的 EVM 分别为 29.9% 和 20.5%。如图 6(b) 所示:当门限被设置为 0.06 时,通过阶数为 111 的 LS 算法进行模拟 SIC 后实现了 20.9 dB 的 SIC 深度,仍残留有较强的 SI 信号;在数字域进一步抵消后,模拟和数字 SIC 共实现了 34.7 dB 的 SIC 深度,残余 SI 信号的功率已经十分接近背景噪声,模拟和数字 SIC 后有用信号的 EVM 分别为 51.3% 和 20.8%。如图 6(c) 所示:当门限被设置

为 0.2 时,通过阶数为 71 的 LS 算法进行模拟 SIC 后仅实现了 13.9 dB 的 SIC 深度,仍残留有强的 SI 信号,此时有用信号的星座图仍十分混乱;在数字域进一步抵消后,模拟和数字 SIC 共实现了 35.4 dB 的 SIC 深度,残留 SI 信号的功率同样十分接近背景噪声,此时有用信号的 EVM 为 20.8%。

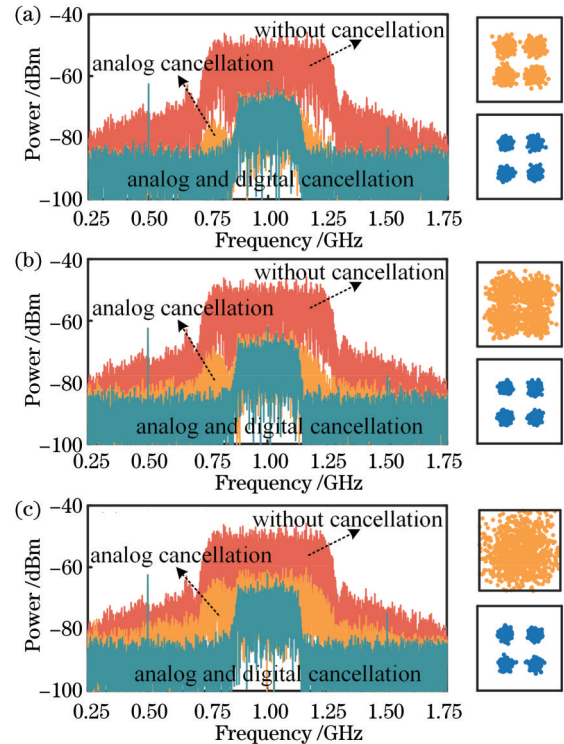


图 6 串扰系数为 0.1 时,未进行 SIC、只进行光域模拟 SIC 和进一步引入数字域 SIC 后的频谱图以及星座图。(a) 门限设置为 0; (b) 门限设置为 0.06; (c) 门限设置为 0.2

Fig. 6 Electrical spectra and constellation diagrams without SIC, with analog SIC, and with analog and digital SIC when the crosstalk coefficient is 0.1. (a) Threshold is set to 0; (b) threshold is set to 0.06; (a) threshold is set to 0.2

由图 5 和图 6 所示的实验结果可知,所提方案能够有效消除存在非线性 and 串扰成分的 MIMO 多径 SI 信号,并能够恢复有用信号。虽然选择不同 LS 算法阶数进行模拟 SIC 时得到不同的 SIC 效果,但在进行数字域进一步 SIC 后,最终的 SIC 效果十分接近,因此可以通过所提方案对用于模拟 SIC 的 LS 算法的阶数(门限值)进行合理设置,在光域模拟消除阶段仅消除超过门限值的 SI 信号成分,将低于门限值的 SI 信号成分的消除放在数字域 SIC 阶段实现,在不影响最终 SIC 效果的同时有效降低其参数估计的计算复杂度,提高模拟参考重建速度。该门限的设置需要综合考虑 SI 信号的功率和接收机数模转换器的动态范围。需要特别指出的是,图 6 频谱中出现的 0.5、1.0、1.5 GHz 的单频干扰是由 AWG 引入的谐波干扰。

3.2 串扰系数为 0.3 时的实验结果

当串扰系数为 0.3 时,对所提方案进行进一步实验验证。此时由于串扰系数增大,功率较小的 $x_1^2x_2$ 、 $x_1x_2^2$ 两个基函数所对应的系数有所增大。如图 7 所示,在门限从 0 提高到 0.2 的过程中,所有基函数对应的 LS 算法的阶数虽然有所下降但都不为 0。如图 8 所示,利用降低阶数后的 LS 算法进行模拟 SIC 的效果与 LS 算法阶数为 246 时的效果相近,且由图 7 可知,由于阶数降低,LS 算法的计算运行时间明显缩短,模拟参考信号重建的速度大幅提高。在模拟 SIC 时被忽略的 SI 信号成分可通过数字域 SIC 进一步消除。该实验结果说明,通过所提方案对用于模拟 SIC 的 LS 算法的阶数进行合理设置,能够在保证模拟 SIC 效果的同时有效降低其参数估计的阶数和计算复杂度,提高模拟参考重建速度。

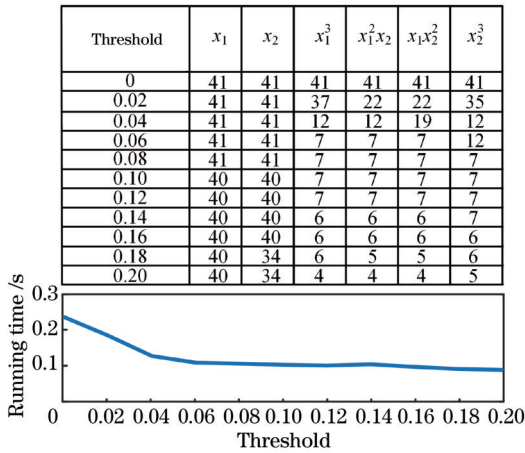


图 7 串扰系数为 0.3 时,在不同门限设置下对各基函数进行参数估计所使用的 LS 算法阶数以及在不同门限设置下 LS 算法的运行时间

Fig. 7 Order of LS algorithm used for parameter estimation of each basis function and running time of LS algorithm, under different threshold settings when the crosstalk coefficient is 0.3

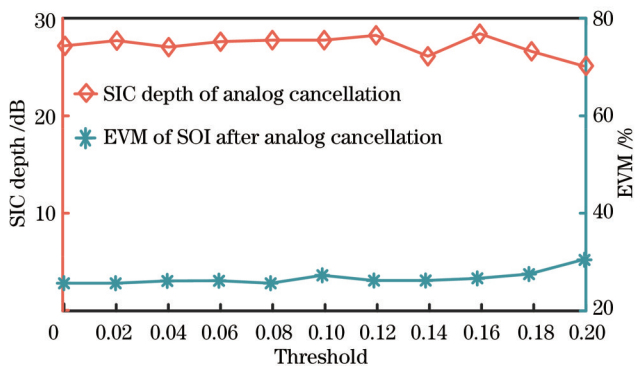


图 8 串扰系数为 0.3 时,在模拟 SIC 后有用信号的 EVM 和干扰抑制深度

Fig. 8 EVM of the signal of interest and SIC depth after analog SIC when the crosstalk coefficient is 0.3

4 结 论

提出一种由低阶数 LS 算法辅助的 MIMO 非线性自干扰光域消除方案。通过对存在串扰和非线性信号的 MIMO 多径复杂 SI 信号进行建模,并利用 LS 算法进行参数估计来重建复杂 SI 信号的参考信号,在光域实现了结构简单的复杂射频信号的模拟 SIC。在利用 LS 算法重建模拟参考信号时,通过合理设置门限可忽略 SI 信号中功率较小的成分,以此降低 LS 算法参数估计的阶数和计算复杂度,提高参考重建速度。通过实验验证,所提方案能够对存在非线性和串扰成分的 MIMO 多径 SI 信号进行有效消除,当 SI 信号载波频率和波特率分别为 1 GHz 和 0.5 Gbaud 时,经过模拟和数字 SIC 后共实现了约 35 dB 的 SIC 深度。通过门限设置实现的低阶数 LS 算法有效平衡了 SIC 效果和参考重建复杂度,为在光域中消除 IBFD MIMO 系统中复杂多径 SI 信号提供了新的解决方案。

参 考 文 献

- [1] Hong S, Brand J, Choi J I, et al. Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 114-121.
- [2] Sabharwal A, Schniter P, Guo D N, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1637-1652.
- [3] Kolodziej K E, Perry B T, Herd J S. In-band full-duplex technology: techniques and systems survey[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(7): 3025-3041.
- [4] Duarte M, Sabharwal A. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results[C]//2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, November 7-10, 2010, Pacific Grove, CA, USA. New York: IEEE Press, 2011: 1558-1562.
- [5] Jain M, Choi J I, Kim T, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[C]//Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, September 19-23, 2011, Las Vegas Nevada USA. New York, NY, USA: ACM Press, 2011: 301-312.
- [6] Debaillie B, van den Broek D J, Lavin C, et al. Analog/RF solutions enabling compact full-duplex radios[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1662-1673.
- [7] Choi J I, Jain M, Srinivasan K, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication[C]//Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, September 20-24, 2010, Chicago, Illinois, USA. New York: ACM Press, 2010: 1-12.
- [8] Korpi D, Tamminen J, Turunen M, et al. Full-duplex mobile device: pushing the limits[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(9): 80-87.
- [9] Bharadia D, McMilin E, Katti S. Full duplex radios[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2013, 43(4): 375-386.
- [10] 叶佳, 闫连山, 潘炜, 等. 面向光载无线系统的混合频相调制信号产生[J]. 光学学报, 2018, 38(2): 0206002. Ye J, Yan L S, Pan W, et al. Generation of hybrid frequency and phase shift keying signal for radio over fiber system[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(2): 0206002.
- [11] 毛新丹, 于晋龙, 王菊, 等. 基于微波锁模的超低噪声微波频

- 率梳的产生[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(5): 0514002.
- Mao X D, Yu J L, Wang J, et al. Generation of ultra-low noise microwave frequency comb based on microwave mode-locking technology[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(5): 0514002.
- [12] 陈敬月, 高一然, 吴钟涵, 等. 100.8 km 大动态零差相干微波光子传输链路[J]. 光学学报, 2022, 42(5): 0506001.
- Chen J Y, Gao Y R, Wu Z H, et al. Homodyne coherent microwave photonic transmission link with 100.8 km high dynamic range[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(5): 0506001.
- [13] 魏怡, 王凯辉, 张宇, 等. 实现 125.52 Gbit/s PDM-QPSK 信号在光载无线系统中的实时传输[J]. 光学学报, 2022, 42(15): 1506003.
- Wei Y, Wang K H, Zhang Y, et al. Realize the real-time transmission of 125.52 Gbit/s PDM-QPSK signal in optical wireless system[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(15): 1506003.
- [14] 周涛, 刘静娴, 陈智宇, 等. 超宽带阵列化微波光子处理技术[J]. 光学学报, 2022, 42(17): 1725001.
- Zhou T, Liu J X, Chen Z Y, et al. Ultra-wideband array microwave photon processing technology[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(17): 1725001.
- [15] Suarez J, Kravtsov K, Prucnal P R. Incoherent method of optical interference cancellation for radio-frequency communications[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2009, 45(4): 402-408.
- [16] Han X Y, Huo B F, Shao Y C, et al. Optical RF self-interference cancellation by using an integrated dual-parallel MZM[J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(2): 5501308.
- [17] Chen Y, Pan S L. Simultaneous wideband radio-frequency self-interference cancellation and frequency down-conversion for in-band full-duplex radio-over-fiber systems[J]. Optics Letters, 2018, 43(13): 3124-3127.
- [18] Chang J, Prucnal P R. A novel analog photonic method for broadband multipath interference cancellation[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(7): 377-379.
- [19] Zhou W W, Xiang P, Niu Z Y, et al. Wideband optical multipath interference cancellation based on a dispersive element[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(8): 849-851.
- [20] Zhang Y H, Li L S, Xiao S L, et al. EML-based multi-path self-interference cancellation with adaptive frequency-domain pre-equalization[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(12): 1103-1106.
- [21] Han M X, Shi T X, Chen Y. Digital-assisted photonic analog wideband multipath self-interference cancellation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2022, 34(5): 299-302.
- [22] Han M X, Chen Y. Digitally assisted photonic analog domain self-interference cancellation for in-band full-duplex MIMO systems via the LS algorithm with adaptive order[J]. Optics Letters, 2022, 47(18): 4774-4777.
- [23] Korpi D, Anttila L, Syrjälä V, et al. Widely linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-duplex transceiver[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1674-1687.
- [24] Anttila L, Korpi D, Syrjälä V, et al. Cancellation of power amplifier induced nonlinear self-interference in full-duplex transceivers[C]//2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, November 3-6, 2013, Pacific Grove, CA, USA. New York: IEEE Press, 2014: 1193-1198.
- [25] Saffar D, Boulejfen N, Ghannouchi F M, et al. Behavioral modeling of MIMO nonlinear systems with multivariable polynomials[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(11): 2994-3003.
- [26] Shi T X, Chen Y. Photonics-assisted analog wideband self-interference cancellation for in-band full-duplex MIMO systems with adaptive digital amplitude and delay pre-matching[J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(8): 2393-2404.

Low-Complexity Digital-Assisted Nonlinear Analog Self-Interference Cancellation in the Optical Domain

Han Moxuan^{1,2}, Shi Taixia^{1,2}, Zhang Sunan^{1,2}, Chen Yang^{1,2*}

¹School of Communication & Electronic Engineering, East China Normal University, Shanghai 200241, China;

²Shanghai Key Laboratory of Multidimensional Information Processing, East China Normal University, Shanghai 200241, China

Abstract

Objective In-band full-duplex (IBFD) communication technology transmits and receives signals simultaneously in the same frequency bands, theoretically doubling the spectrum efficiency. However, the leakage from the transmitter to the receiver leads to severe self-interference (SI) that must be eliminated. Conventionally, the SI signals are canceled in the electrical domain using electronic circuits, but due to the electronic bottleneck, it is difficult to realize the SI cancellation (SIC) of large bandwidth signals, with poor tunability. Photonics-assisted SIC methods have been proposed to break the electronic bottleneck. Nevertheless, considering multipath SI signals introduced by wireless channels or even complex multiple-input multiple-output (MIMO) scenarios, the existing photonics-assisted analog SIC schemes employ multiple parallel photonic links and a large number of delay and amplitude tuning devices to construct the reference signals for multipath SI signals. This is complex and difficult to track the rapid change of multipath channel response in actual wireless systems. The digital domain method is combined with the photonics-assisted SIC scheme as an auxiliary means to reduce the complexity of constructing the complex multipath SI signals and meet the multipath SIC requirements. However, in the IBFD MIMO system, besides the multipath SI signal, the nonlinear distortion caused by the power amplifier and

crosstalk among different transmitting links will bring channel model changes. Till now, the photonics-assisted SIC scheme simultaneously considering the inter-channel crosstalk, nonlinear distortion, and multipath effect has not been studied, which should be urgently studied.

Methods In IBFD MIMO communication systems, the inter-channel crosstalk, nonlinear distortion, and multipath effect collectively lead to exceptionally complex SI signals. To eliminate the complex SI signals in large bandwidth application scenarios, we propose a least square (LS) algorithm-assisted scheme for the cancellation of MIMO nonlinear SI in the optical domain and combine subsequent digital domain SIC. A continuous-wave light wave is modulated in a dual-drive Mach-Zehnder modulator (DD-MZM) by the received signal and the digitally constructed reference signal. The complex SI in the received signal can be suppressed after the optical signal from the DD-MZM is beaten in a photodetector (PD). To construct the analog reference signal, this method models the MIMO multipath SI signals in the presence of inter-channel crosstalk and nonlinear distortion. The model parameters are estimated by the LS algorithm, and then the analog reference signal for the analog optical domain SIC is constructed via the obtained model. Additionally, we reduce the order of the LS algorithm and improve the reference construction speed by setting a threshold and ignoring the components with low power in the SI signal while ensuring the analog SIC depth. Based on a two-step SIC of digital-assisted analog optical domain SIC and digital domain SIC, the complex SI signals in the IBFD MIMO communication systems can be well eliminated.

Results and Discussions An IBFD MIMO scenario with two transmitting antennas is assumed in the experiment. The SI signal has a center frequency of 1 GHz, a baud rate of 0.5 Gbaud, and a signal duration of 3.8 μs . The dominant third-order nonlinear distortion is only considered and the SI signal from each antenna has seven multipath components. The crosstalk coefficient is first set to 0.1. After estimation by the LS algorithm, the tap coefficients of the filter are obtained and then normalized. Based on the normalized tap coefficients, the running time of the LS algorithm is tested. When the threshold of the normalized tap coefficients increases from 0 to 0.2, the running time of the algorithm in MATLAB is significantly reduced from around 0.25 s to 0.07 s. With the increasing threshold, the construction of complex SI signals using the LS algorithm will not be accurate enough, and the cancellation depth of the analog optical domain SIC will decrease from around 27 dB to around 15 dB. However, after further digital domain SIC, the overall SIC depth is around 35 dB, which is similar to that when the threshold is low and the digital domain SIC is also employed. When the crosstalk coefficient is set to 0.3, increasing the threshold of the normalized tap coefficients can also greatly reduce the running time of the algorithm in MATLAB. Due to the large inter-channel crosstalk in this case, which indicates relatively large multipath SI signal power, the effect of analog optical domain SIC does not decrease significantly during increasing the threshold from 0 to 0.2, and the SIC depth of optical domain analog SIC can be maintained at about 28 dB. The experimental results show that a reasonable setting of the order of LS algorithm adopted for analog optical domain SIC can reduce the order of parameter estimation and computational complexity, and improve the construction speed of analog reference signals.

Conclusions We propose and experimentally demonstrate a low-complexity digital-assisted nonlinear analog optical domain SIC method for the IBFD MIMO communication systems. By utilizing this method, the complex SI signal in the IBFD MIMO communication systems can be well constructed, which can be leveraged for the analog optical domain SIC. Additionally, when the LS algorithm is adopted to construct the analog reference signal, the low-power components in the SI signal are ignored by setting a reasonable threshold to reduce the order of parameter estimation and computational complexity of the LS algorithm and improve reference construction speed. The experimental results show that the proposed method can eliminate the MIMO multipath SI signals with inter-channel crosstalk and nonlinear distortion, and achieve an SIC depth of about 35 dB after analog and digital SIC when the SI signal carrier frequency and baud rate are 1 GHz and 0.5 Gbaud respectively. The proposed method provides a promising solution for the optical domain elimination of complex multipath SI signals in IBFD MIMO communication systems.

Key words fiber optics; radio frequency photonics; in-band full-duplex; self-interference cancellation; multiple-input multiple-output; nonlinear crosstalk