

引用格式: XU Longjian, LIU Changjun, HAN Xiuyou, et al. FPGA-based Microwave Photonic RF Interference Cancellation Control Algorithm and Experimental Verification[J]. Acta Photonica Sinica, 2023, 52(12):1206001

徐龙健,刘长俊,韩秀友,等.基于FPGA的微波光子射频干扰消除控制算法与实验验证[J].光子学报,2023,52(12):1206001
※封面论文※

基于FPGA的微波光子射频干扰消除控制算法 与实验验证

徐龙健,刘长俊,韩秀友,付双林,谷一英,赵明山

(大连理工大学 光电工程与仪器科学学院,辽宁省先进光电子技术重点实验室,大连 116024)

摘要:同时同频全双工技术可有效提升频谱利用效率,然而射频自干扰是该技术实际应用必须解决的首要问题。建立了微波光子射频干扰消除理论模型,分析了幅度失配与时延失配对干扰消除深度的影响,基于现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)进行了微波光子射频干扰消除控制算法研究,建立了互相关算法与粒子群算法相结合的快速寻优算法,提出了综合考虑微波光子功能单元调节精度与模数转换器采样精度的算法判据。实验测试了基于FPGA的微波光子射频干扰消除算法自适应控制功能,在中心频率2.4 GHz,带宽40 MHz条件下,干扰消除深度达到35 dB。

关键词:同时同频全双工;微波光子学;射频干扰对消;控制算法;FPGA

中图分类号:TN29

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20235212.1206001

0 引言

随着无线通信技术的发展,人类社会步入了5G时代。5G技术的快速普及使得无线通信业务量急剧增加,不可再生的无线频谱资源捉襟见肘。为解决频谱资源稀缺这一难题,能够使频谱利用效率倍增的同时同频全双工技术逐渐成为无线通信技术领域研究的热点^[1-4]。然而在全双工通信过程中,发射天线的高功率信号会进入近端的接收天线,对接收的低功率有用信号产生强干扰,甚至会将有用信号完全淹没,即射频自干扰^[5]。射频自干扰是同时同频全双工技术实际应用亟需解决的首要问题^[6]。射频自干扰消除的方法主要包括天线空域消除、射频域对消和数字域对消,通过这三种方法相结合来实现对射频自干扰的有效抑制。射频域干扰消除是同时同频全双工接收技术功能实现的关键环节^[7-8],有效的射频域干扰消除可以降低进入接收机的干扰信号强度,避免接收机中模数转换器的饱和。

基于电学方法的射频域干扰抑制技术,由于微波器件的处理带宽以及调节精度限制,难以满足宽频段、大带宽的射频干扰消除要求。基于微波光子学的射频域干扰消除技术利用光域微波信号处理机制,将射频信号经直接调制或外调制转换至光域,在光域内对光载微波信号进行高精度的幅相与延时调控,达到与干扰信号的精确匹配,实现宽频段、大带宽干扰的有效消除^[9]。因此,微波光子射频自干扰消除技术成为近年来同时同频全双工技术领域研究的热点,国内外相关单位开展了深入的研究工作,并取得了良好的进展,验证了微波光子射频自干扰消除技术的优势^[10-15]。

在实际应用场景下,射频自干扰会随着周围环境的改变而动态变化,因此必须采取有效的措施对干扰消除系统进行自适应控制,使其满足实际应用的要求。2015年,普林斯顿大学提出了基于Nelder-Mead单

基金项目:国家自然科学基金(Nos. 62075026, 61875028),国家重点研发计划(No. 2019YFB2203202),辽宁省“兴辽英才计划”科技创新领军人才项目(No. XLYC2002111),中央高校基本科研业务费重点专项(No. DUT22ZD202)

第一作者:徐龙健, longlongloc@163.com; 刘长俊, lcj0427@mail.dlut.edu.cn

通讯作者:韩秀友, xyhan@dlut.edu.cn

收稿日期:2023-05-31; **录用日期:**2023-08-16

<http://www.photon.ac.cn>

纯形算法的微波光子射频自干扰消除方案^[16],通过计算机运行Nelder-Mead单纯形算法,控制半导体光放大器的偏置电流与输入光功率,来自适应抑制干扰信号功率,在中心频率915 MHz,扫频瞬时带宽60 MHz条件下,实现了38 dB的干扰消除深度。2021年,上海交通大学提出了基于混合准则正则三角算法的微波光子自干扰对消方案^[17],该方案使用高速示波器进行信号采集,在中心频率2.4 GHz,带宽100 MHz条件下,实现了25 dB的干扰消除深度。2022年,南京航空航天大学提出了基于粒子群算法的光子射频自干扰消除方案,使用高速示波器进行信号采集,在计算机上运行优化算法,在X和Ku波段,带宽500 MHz条件下实现了优于28 dB的干扰消除深度^[18]。2023年,西南交通大学提出了基于强化学习算法的光子射频自干扰对消方案^[19],该方案利用高速示波器与计算机在中心频率5 GHz,带宽800 MHz条件下实现了20.18 dB的干扰消除深度。

已报道的微波光子射频自干扰消除控制方案,大多采用高速示波器采集数据,使用计算机进行数据处理与算法迭代,控制系统体积较为庞大,较难满足移动平台、卫星通信载荷平台等系统集成化、小型化的应用要求。另外,已报道的光子学射频对消算法中,尚未考虑光域调控单元的调节精度和数据采集单元采样精度对消除深度以及算法迭代收敛判据的影响。本文基于现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)的微波光子射频自干扰对消控制算法,考虑实际光域调控单元的调节精度和数据采集单元的采样精度来设计算法的收敛判据,建立了具有反馈控制功能的微波光子射频对消系统,在FPGA中完成了基于互相关算法与粒子群算法相结合的射频对消自适应寻优算法,实验上实现了在中心频率2.4 GHz,带宽40 MHz条件下35 dB的干扰消除深度。

1 微波光子射频干扰对消理论分析

图1为基于直调激光器(Directly Modulated Laser, DML)的微波光子射频自干扰抑制链路原理框图。在全双工模式下,接收天线(Receiving Antenna, RA)接收到来自发射天线(Transmitting Antenna, TA)的强干扰信号 $SI(t)$ 与远方发射天线发送的有用信号 $SOI(t)$,接收的信号 $SOI(t) + SI(t)$ 由DML2调制转换至光域。在发射机TX耦合出一路射频信号 $Ref(t')$ 作为对消所用的参考信号,由DML1调制转换至光域。 $Ref(t')$ 与 $SI(t)$ 处于同一频率,若两信号满足等幅反相和延时匹配条件,则合路后自干扰信号会被完全消除^[9]。 $Ref(t')$ 经过DML1电光调制后,到达光耦合器(Optical Coupler, OC)之前的功率可表示为

$$P_{Ref}(t) = \alpha \cdot \gamma_0 \cdot S_1 \cdot \{I_0 + I_{Ref} \cdot \cos[\omega(t' + \tau)]\} \quad (1)$$

式中, α 为可调谐光衰减器(Variable Optical Attenuation, VOA)引入的光功率调节系数, γ_0 为参考信号在链路中传播引入的光功率衰减系数, S_1 代表DML1在线性区的斜率效率,单位为W/A, I_0 为直流分量振幅, I_{Ref} 为输入到DML1的参考信号 $Ref(t')$ 的振幅, τ 为可调光延时线(Tunable Optical Delay Line, TODL)引入的时延量, ω 为射频信号的角频率。

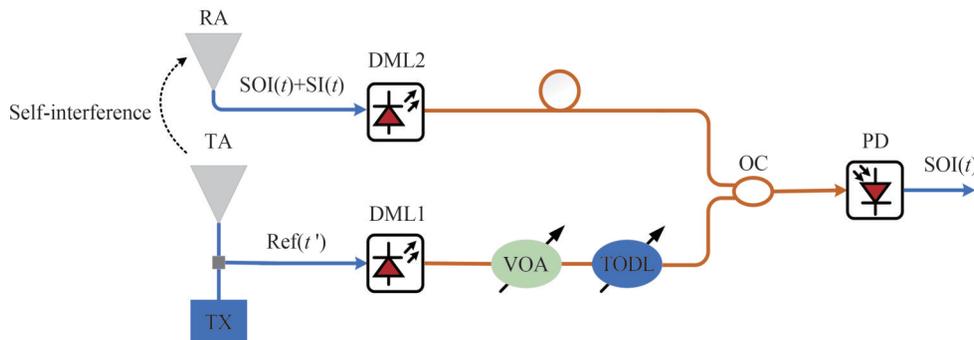


图1 微波光子射频干扰对消系统示意

Fig.1 Schematic of microwave photonics RF SCI system

天线接收的信号 $SOI(t) + SI(t)$ 经过DML2转换至光域,在微波光子链路中传输到达光耦合器之前的功率可表示为

$$P(t) = \gamma_1 \cdot S_2 \cdot [I_0 + I_{SOI} \cdot \cos(\omega t) + I_{SI} \cdot \cos(\omega t)] \quad (2)$$

式中, γ_1 为传播的光功率衰减系数, S_2 代表 DML2 在线性区的斜率效率, I_{SOI} 代表有用信号的振幅, I_{SI} 代表干扰信号振幅。

参考支路和干扰支路的光载射频信号在光耦合器中合路, 进入光电探测器 (Photodetector, PD) 中完成光电探测, 将光信号转化为电信号, PD 的输出信号可表示为

$$i(t) = i_{\text{SOI}}(t) + i_{\text{SI}}(t) - i_{\text{Ref}}(t' + \tau) \quad (3)$$

将式(3)中 $i_{\text{SI}}(t) - i_{\text{Ref}}(t' + \tau)$ 展开, 省略直流项, 可得

$$i(t) = i_{\text{SOI}}(t) + \rho \cdot \gamma_1 \cdot S_2 \cdot I_{\text{SI}} \cdot \cos(\omega t) - \rho \cdot \alpha \cdot \gamma_0 \cdot S_1 \cdot I_{\text{Ref}} \cdot \cos[\omega(t' + \tau)] \quad (4)$$

式中, ρ 为 PD 的响应度, 表明电信号的幅度与光信号的强度成正比, 因此参考信号与干扰信号在光域中的强度比值和在电域中的幅度比值是相同的。

由式(4)可知, 通过调节参考支路的光载射频信号的衰减与延时, 当满足式(5)与(6)的条件时, 干扰信号 $SI(t)$ 就可以被参考信号 $\text{Ref}(t')$ 完全抵消^[20-21]。

$$\rho \cdot \gamma_1 \cdot S_2 \cdot I_{\text{SI}} = \rho \cdot \alpha \cdot \gamma_0 \cdot S_1 \cdot I_{\text{Ref}} \quad (5)$$

$$t = t' + \tau \quad (6)$$

考虑实际应用中光域调控功能单元不可避免会出现一些非理想情况, 无法在每个频点都能满足式(5)与(6)对应的关系, 干扰信号无法被完全消除。将式(5)等号两端作比可得

$$\frac{\alpha \cdot \gamma_0 \cdot S_1 \cdot I_{\text{Ref}}}{\gamma_1 \cdot S_2 \cdot I_{\text{SI}}} = 1 - x \quad (7)$$

式中, x 表示电域中参考路与干扰路的幅度不匹配度, 也可以理解为光域中参考路与干扰路的强度不匹配度, 当 $x = 0$ 表示两路完全匹配。将干扰信号对消前后的平均功率比值定义为系统的射频干扰抑制制度, 表示为

$$\text{CD} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T |i_{\text{SI}}(t) - i_{\text{Ref}}(t' + \tau)|^2 dt}{\frac{1}{T} \int_0^T |i_{\text{SI}}(t)|^2 dt} = x^2 + 2(1-x)[1 - \cos(2\pi f_0 \Delta\tau)] \quad (8)$$

式中, $\Delta\tau$ 为参考路与干扰路的延时偏差。利用帕塞瓦定理将单频点的对消深度推广到带宽信号^[22], 一定带宽下的干扰抑制制度可表示为

$$\text{CD} = 1 + (1-x)^2 - 2(1-x) \text{sinc}(B\Delta\tau) \cos(2\pi f_0 \Delta\tau) \quad (9)$$

式中, B 为干扰信号带宽。

即单频点信号经过微波光子射频自干扰消除系统后的抑制制度为(单位: dB)

$$\text{CD}(x, \Delta\tau) = 10 \lg [1 + (1-x)^2 - 2(1-x) \cos(2\pi f_0 \Delta\tau)] \quad (10)$$

带宽信号经过微波光子射频自干扰消除系统后的抑制制度为(单位: dB)

$$\text{CD}(x, \Delta\tau, B) = 10 \lg [1 + (1-x)^2 - 2(1-x) \text{sinc}(B\Delta\tau) \cos(2\pi f_0 \Delta\tau)] \quad (11)$$

由干扰抑制制度表达式可以看出, 影响微波光子射频对消系统干扰抑制制度的关键因素为参考信号 $\text{Ref}(t')$ 与干扰信号 $SI(t)$ 的幅度失配与时延失配(相位失配)。根据式(11)利用 Matlab 软件仿真分析中心频率 2.4 GHz、带宽 100 MHz、时延失配 ± 5 ps、幅度失配 ± 0.5 dB 条件下系统的干扰抑制制度变化情况, 结果如图 2。

由图 2 可知, 在 2.4 GHz 中心频率下, 若要达到 30 dB 对消深度, 时延失配应不超过 2.096 ps, 幅度失配不应超过 0.27 dB。对消深度 40 dB 则要求时延失配不超过 0.663 ps, 幅度失配不超过 0.08 dB。同样, 若达到 50 dB 对消深度, 则要求时延失配不超过 0.209 ps, 幅度失配不超过 0.025 dB。由以上分析可知, 在光域中信号强度的不匹配度与电域中信号幅度不匹配度等价, 因此在光域中对强度失配量的调节等价于在电域中对幅度失配量的调节。光域衰减与延时调控单元的调节精度决定了参考信号 $\text{Ref}(t')$ 与干扰信号 $SI(t)$ 的最小幅度失配量和时延失配量, 从而影响系统的射频干扰消除能力。根据图 2, 列出中心频率 2.4 GHz、带宽 100 MHz, 在典型幅度和时延失配条件下可以达到的理论最大干扰抑制制度, 如表 1。由表 1 可以看出, 当幅度失配小于 0.1 dB 时, 时延失配对系统干扰抑制深度的影响较大, 时延失配量越小, 系统干扰抑制能力越强; 若幅度失配在 0.5 dB 及以上, 即使时延失配很小, 系统也较难达到很高的干扰抑制制度。因此在实际调控过程中, 可以先对幅度进行调节, 使其失配量尽可能较小, 然后再进行时延调节, 以达到最佳的匹配状态。

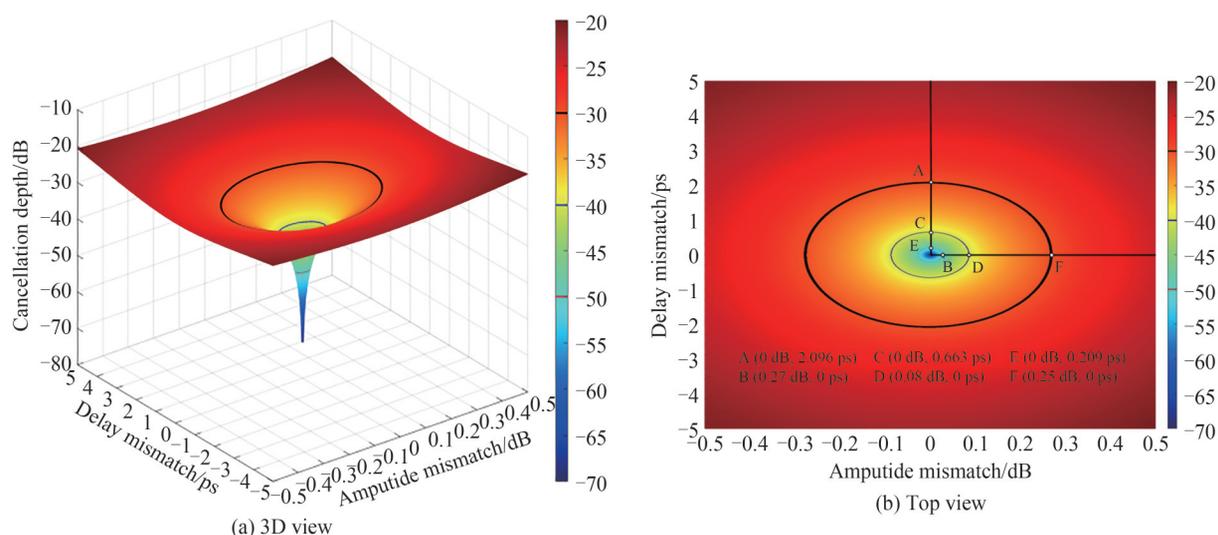


图2 幅度失配与时延失配对消除深度的影响

Fig.2 Impact of amplitude mismatch and delay mismatch on the cancellation depth

表1 典型幅度与延时失配量条件下的系统理论最大干扰抑制度

Table 1 The theoretical maximum interference cancellation depth under typical amplitude and delay mismatch

Delay mismatch/ps	Amplitude mismatch/dB				
	1	0.5	0.1	0.05	0.01
3	-17.65 dB	-22.46 dB	-26.57 dB	-26.80 dB	-26.88 dB
2	-17.98 dB	-23.49 dB	-29.77 dB	-30.23 dB	-30.40 dB
1	-18.20 dB	-24.26 dB	-34.39 dB	-35.82 dB	-36.40 dB
0.5	-18.25 dB	-24.47 dB	-37.18 dB	-40.43 dB	-42.35 dB
0.1	-18.27 dB	-24.54 dB	-38.65 dB	-44.48 dB	-54.43 dB
0.05	-18.27 dB	-24.55 dB	-38.71 dB	-44.70 dB	-57.22 dB
0.01	-18.27 dB	-24.55 dB	-38.73 dB	-44.77 dB	-58.70 dB

系统幅度与延时的失配量决定了射频干扰的抑制能力,由于光域调控单元的调节精度有限,会产生一定的幅度与延时失配量,因此其调节精度在一定程度上影响了干扰抑制的能力。在对微波光子射频干扰消除系统进行反馈算法控制时,需要使用模数转换器(Analog-to-digital Converter, ADC)对残留干扰信号进行采样,采样的精度决定了能够监测到残留干扰信号功率变化的程度。因此,控制算法实际运行时能够实现的干扰消除深度受到光域调控单元的调节精度和ADC采样精度这两个因素的影响。在干扰功率极高的情况下,系统在对消的过程中,对消深度进一步的提升首先会受到光域调控单元调节精度的影响。在干扰信号功率较低的情况下,当残余信号功率达到ADC灵敏度的时候,对消深度的进一步提升就会受到ADC采样精度的影响。以上这些因素在设计算法的收敛判据时需重点考虑。

2 微波光子射频干扰对消算法

图3给出了基于FPGA的微波光子射频干扰消除系统的反馈控制流程图。参考信号、干扰信号与剩余自干扰信号经过下变频后由ADC进行采集,采用FPGA实现干扰消除的反馈控制,其中包括对于ADC的驱动控制、数据的缓存与功率统计、数字信号处理、算法迭代寻优、控制指令换算、串口通信控制等。FPGA通过驱动四个ADC模块实现对下变频干扰信号、下变频参考信号、 90° 移相下变频参考信号以及剩余干扰信号的采集,并对采样数据做缓存处理与功率统计。根据对消模型与应用场景,研究基于FPGA来实现互相关(Cross-Correlation)算法与粒子群(Particle Swarm Optimization algorithm, PSO)算法相结合的幅度与时延二维调控寻优算法,互相关算法和粒子群算法相结合的算法流程如图4。

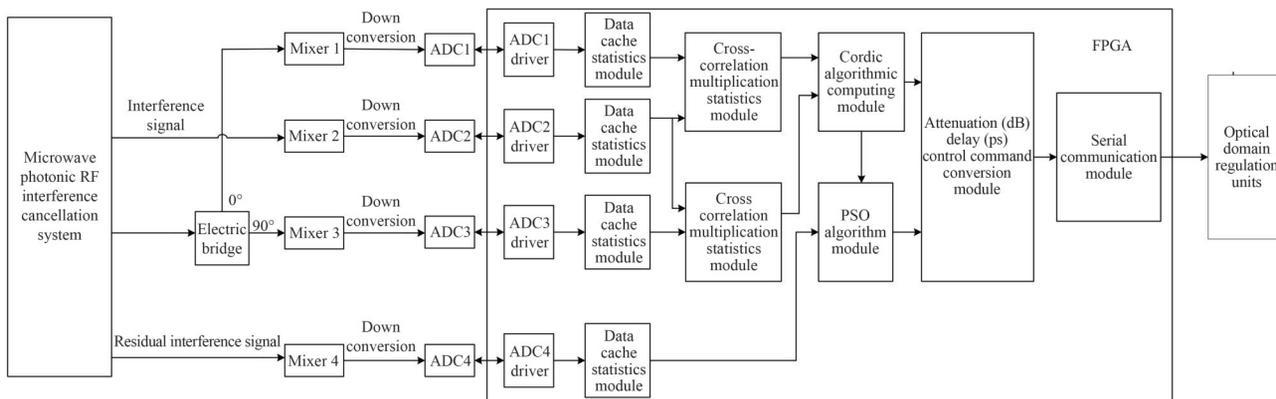


图3 基于FPGA实现微波光子射频干扰消除系统的反馈控制流程图
Fig.3 Flow chart of feedback control for microwave photonics RF SIC system by FPGA

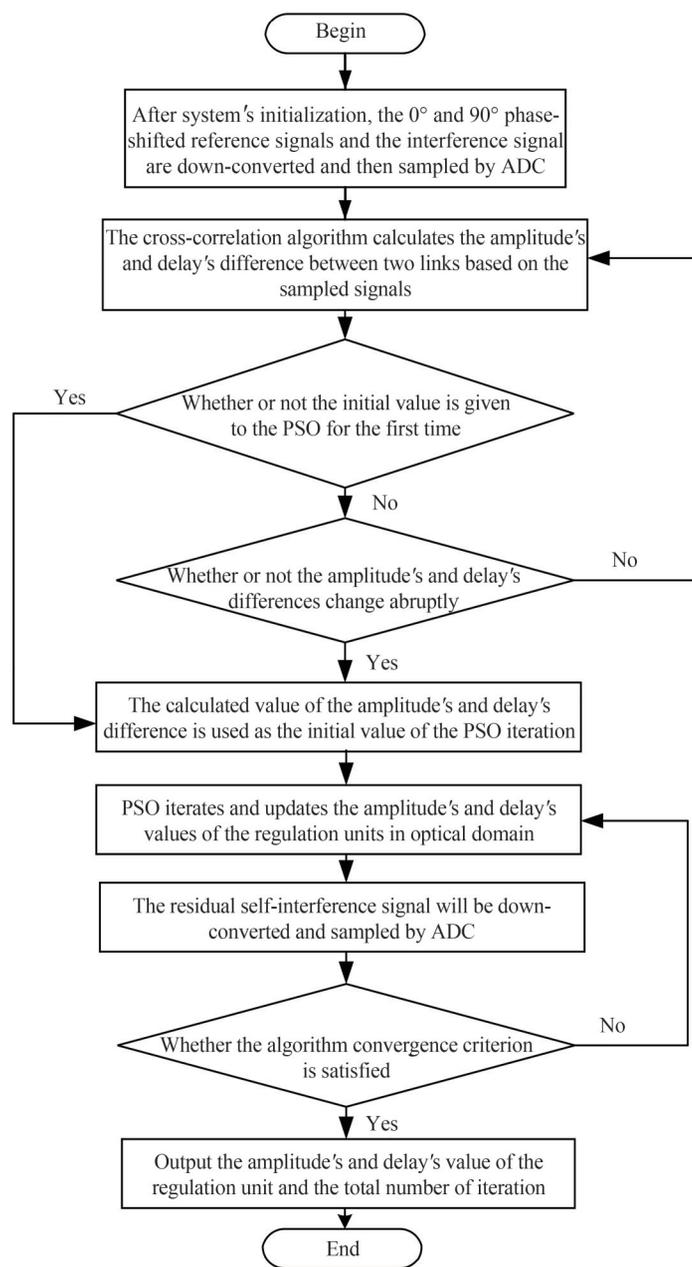


图4 互相关算法和粒子群算法相结合的算法流程图
Fig.4 Flow chart of cross-correlation and particle swarm optimization combining algorithm

互相关算法与粒子群算法联合调控的思路如下:通过互相关算法得到干扰信号与参考信号之间的幅度差与延时差,并检测自干扰信道突变,将幅度差和延时差作为粒子群算法迭代的初值,粒子群算法根据剩余自干扰功率迭代更新幅度与时延调控量,通过串口通信控制,使光域调控单元的调节值得到更新,进行参考信号的寻优,经过互相关算法与粒子群算法的联合调控,可使干扰信号被快速抑制。

两个信号做互相关,数值大小表示了两个信号间的相似性,是两个信号之间相对于延时的函数,也称为“滑动点积”。若以离散序列来说明互相关原理,则对于采样得到的参考信号 $\text{Ref}(n)$ 与自干扰信号 $\text{SI}(n)$,互相关函数定义为

$$\hat{R}_{\text{sr}}(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{SI}^*(n) \text{Ref}(n+m) \quad (12)$$

式中, m 为参考信号与干扰信号采样后的序列差。函数 $\hat{R}_{\text{sr}}(m)$ 代表了参考信号 $\text{Ref}(n)$ 与自干扰信号 $\text{SI}(n)$ 相关性随 m 的分布。当相关函数 $\hat{R}_{\text{sr}}(m)$ 随 m 变化出现最大值时,表明两信号相似性最高,即得到了两信号间的时延序列差。将互相关原理结合干扰抵消模型,移相器件将参考信号进行移相,干扰信号与参考信号、 90° 移相参考信号间的互相关值 \hat{R}_{sr}^0 与 $\hat{R}_{\text{sr}}^{\pi/2}$, 反映了干扰信号与参考信号间的相似性,则参考信号调节满足式(13)与(14)时,参考信号与干扰信号最为匹配。

$$\alpha = \frac{1}{P} \sqrt{[\hat{R}_{\text{sr}}^0]^2 + [\hat{R}_{\text{sr}}^{\pi/2}]^2} \quad (13)$$

$$\tau = \begin{cases} \arctan\left[\frac{\hat{R}_{\text{sr}}^{\pi/2}}{\hat{R}_{\text{sr}}^0}\right] / 2\pi f_c, \hat{R}_{\text{sr}}^0 \geq 0 \\ \left\{ \pi + \arctan\left[\frac{\hat{R}_{\text{sr}}^{\pi/2}}{\hat{R}_{\text{sr}}^0}\right] \right\} / 2\pi f_c, \hat{R}_{\text{sr}}^0 < 0 \end{cases} \quad (14)$$

式中, P 为干扰信号功率, α 为可调谐光衰减器 VOA 引入的衰减值, τ 为可调光延时线 TODL 引入的延时量, f_c 为干扰信号频率。

FPGA 计算三角函数、平方根等复杂的数学模型较为受限,通常这些数学模型的计算需要通过查找表或近似计算的方法来转换为硬件易于实现的方式。本文利用坐标旋转数字计算(Coordinate Rotation Digital Computer, CORDIC)算法^[23]来计算衰减值 α 与延时量 τ 。

CORDIC 算法是一种数学计算逼近的方法,以向量坐标旋转为例,如图 5,向量 M_0 旋转角度 θ_0 至 M_1 ,则 M_1 可由 M_0 及旋转角度 θ_0 表示为

$$\begin{cases} x_1 = \cos \theta_0 (x_0 - y_0 \tan \theta_0) \\ y_1 = \cos \theta_0 (y_0 + x_0 \tan \theta_0) \end{cases} \quad (15)$$

以此类推,第 $i+1$ 次旋转可表示为

$$\begin{cases} x_{i+1} = A_i (x_i - y_i \tan \theta_i) \\ y_{i+1} = A_i (y_i + x_i \tan \theta_i) \\ A_i = \prod_0^{s-1} \cos \theta_i \\ \cos \theta_i = \frac{1}{\sqrt{1 + 2^{-2i}}} \end{cases} \quad (16)$$

式中, s 为向量旋转的次数。为了使 FPGA 易于实现移位运算,由于逼近的过程中旋转角度 θ_i 很小,将 $\tan \theta_i$ 以一定精度,用 2 的负数次幂近似计算,即

$$\tan \theta_i = d_i 2^{-i} \quad (17)$$

式中, d_i 为 -1 或 1,代表 $\tan \theta_i$ 的正负。为确定 d_i 的值,引入变量 z_i ,根据条件令 z_i 执行加或减 $\tan^{-1} 2^{-i}$,的迭代可表示为

$$z_{i+1} = z_i - d_i \tan^{-1} 2^{-i} \quad (18)$$

若坐标由 M_0 旋转迭代 s 次最终使 y 趋近于 0,向量模式每次微旋转的旋转角度存储在变量 z 中,即得到

所求向量模值与旋转角度,表示为

$$\begin{cases} x_s = A_s \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \\ y_s = 0 \\ z_s = z_0 + \arctan(y_0/x_0) \\ A_s = \frac{1}{\prod_{i=0}^{s-1} \sqrt{1 + 2^{-2i}}} \end{cases} \quad (19)$$

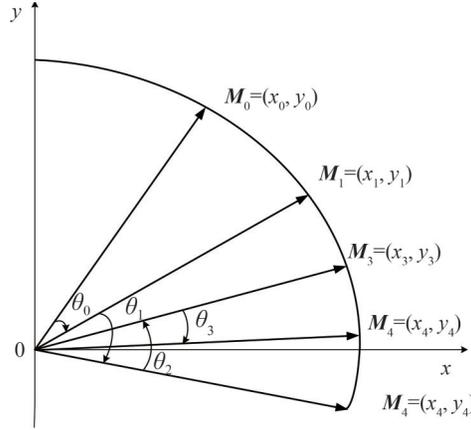


图5 向量坐标旋转及求解示意

Fig.5 Schematic of vector coordinate rotation and solution searching

粒子群算法的思想源于对森林中鸟群觅食行为的探索^[24],鸟群在觅食的过程中通过自身信息的获取和集体的信息共享使鸟群找到最优目的地。对应微波光子射频干扰对消模型,粒子群算法中每一个粒子都是二维的,都代表了对消系统的幅度调控变量 db 和延时调控变量 dt 的组合。粒子的位置代表了当前衰减和延时的调节量;剩余干扰信号功率可以直接且实际的体现幅度和延时调节组合对消除深度的影响,因此选取幅度和延时调控组合对应的剩余干扰信号功率作为粒子的适应度,即粒子的评价指标。微波光子射频干扰消除的粒子群算法流程如图6。

每个粒子都会在迭代过程中出现调控衰减与延时应剩余自干扰功率最小的情况,此时, dbp 代表个体最优衰减调控量、 dtp 代表个体延时调控量、 pp 代表个体最优剩余功率。对于粒子群集体,在迭代过程中也会出现剩余自干扰功率最小的情况, dbg 代表了集体最优衰减调控量、 dtg 代表了集体延时调控量、 pg 代表了集体最优剩余功率。每个粒子的衰减与延时组合调控完成后都会更新 dbp 、 dtp 和 pp 三个变量。粒子群中所有粒子一轮调控完成后,则更新 dbg 、 dtg 和 pg 三个变量,以个体最优值与集体最优值更新每个粒子下一轮的粒子调控组合。

如图6所示,粒子群算法实现微波光子射频干扰消除反馈寻优的具体过程为:

1)互相关算法运算完成后,计算出的干扰信号与参考信号的近似幅度差与时延差,标志位拉高,作为粒子群算法迭代的初值。

2)首轮迭代粒子群算法在初值的各个方向平均对八个粒子给定衰减值 db 和延时值 dt 。赋值完成后八个粒子的衰减延时调控组合 db 与 dt 经串口通信依次发送命令至光域调控单元可调光衰减器 VOA 与可调光延时线 TODL 的控制端。调控完成后采集每个粒子的衰减与延时调节组合对应的剩余自干扰信号功率。

3)若为第一轮迭代,粒子对应的剩余功率分别作为粒子的个体功率最优 pp ,对应的调控组合为个体衰减最优值 dbp 、个体延时最优值 dtp ,粒子群集体中的剩余自干扰信号功率最小值作为粒子群的集体功率最优 pg ,记录对应的调控组合为集体衰减最优 dbg 、集体延时最优 dtg ;若不是初次迭代,则将本轮剩余自干扰信号功率与 pp 、 pg 比较,若小于 pp ,则更新 pp 、 dbp 和 dtp ,小于 pg ,则更新 pg 、 dbg 和 dtg 。

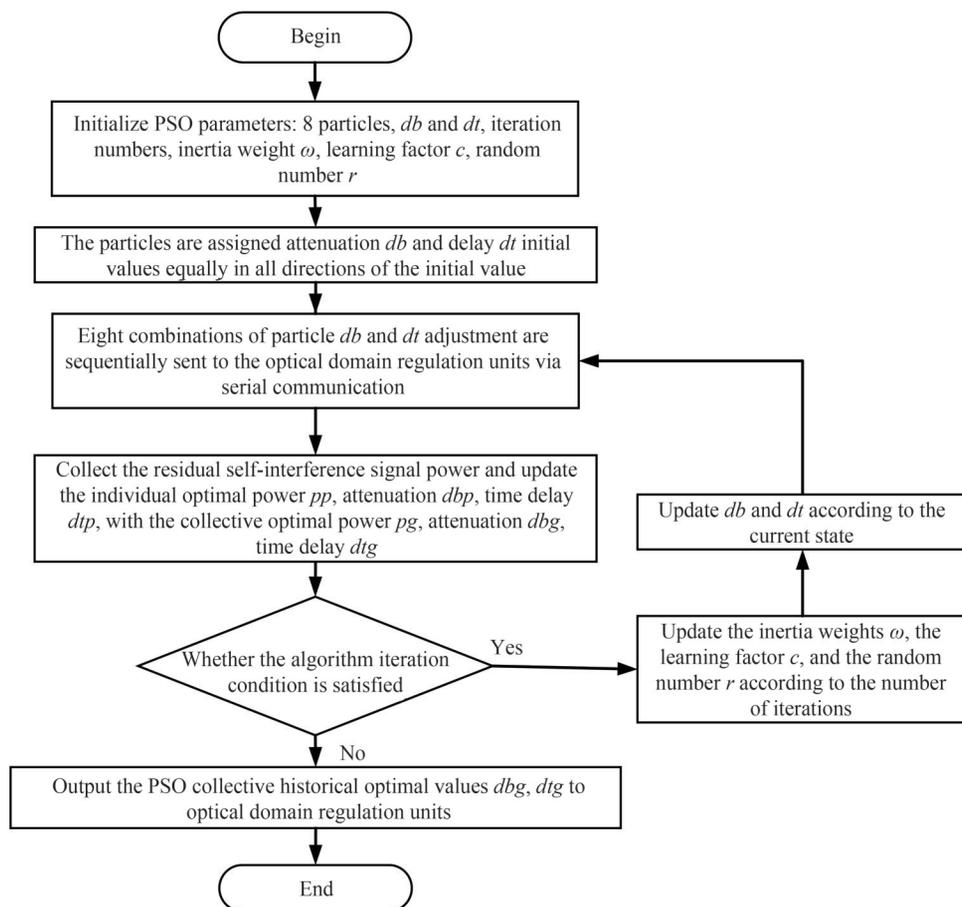


图6 微波光子射频干扰消除的粒子群算法流程

Fig.6 Flow chart of particle swarm algorithm for microwave photonic RF self-interference cancellation

4)判断 pp 与迭代次数等是否满足收敛判据条件,若算法收敛则执行6),不收敛则执行5)。

5)由迭代次数更新惯性权重系数 ω 、学习因子 c 与随机数 r ,算法迭代初期采取较大的惯性权重 ω 并使学习因子 c_1 略大于学习因子 c_2 ,以加强全局搜索能力。第 M 轮迭代过后,降低惯性权重 ω ,在第 N 轮($N > M$)迭代后使学习因子 c_1 小于学习因子 c_2 加强局部搜索能力,加快算法收敛。迭代过程中控制调控值小于VOA与TODL的调控范围。由式(20)与(21)更新衰减步进量与延时步进量。更新 db 与 dt ,再执行步骤3)。

$$db_i^{k+1} = \omega_i^k db_i^k + c_{i1}^k r_{i1}^k (dbp_i - db_i^k) + c_{i2}^k r_{i2}^k (dbg - db_i^k) \quad (20)$$

$$dt_i^{k+1} = \omega_i^k dt_i^k + c_{i3}^k r_{i3}^k (dtp_i - dt_i^k) + c_{i4}^k r_{i4}^k (dtg - dt_i^k) \quad (21)$$

式中, k 为当前迭代次数, i 代表粒子编号。

6)VOA与TODL输出 dbg 、 dtg ,对消反馈寻优结束。

算法迭代判断可由流程图7表示。如第1节所述,算法迭代的判断需要同时考虑光域调控单元的调节精度和ADC的采样精度。在已知光域幅度调节单元精度与光域时延调节单元精度下,确定系统由调节单元精度所决定的最大对消深度,设为 C_{MAX} 。由ADC的位数决定的该ADC采样精度下的极限功率值,设为 P_{min} 。算法对消前,统计剩余干扰信号功率为 P_0 ,按照 P_{min} 与干扰信号功率 P_0 评估ADC可以达到的对消深度 C_{ADC} ,并将 C_{MAX} 与 C_{ADC} 做比较,判断系统的对消深度是受光域调控单元的调节精度还是ADC采样精度的影响,若光域调节精度影响了系统最大对消深度,则此条件为迭代判据一;若ADC采样精度影响了系统最大对消深度,则此条件为迭代判据二。

当对迭代判据作出判断后,算法进行迭代寻优。当为迭代判据一时,为了提高迭代效率,设 C_A 为一个略小于 C_{MAX} 的值,当实际对消深度 C 大于 C_A 时,说明此时的对消深度已经很接近于该系统能够实现的最大对

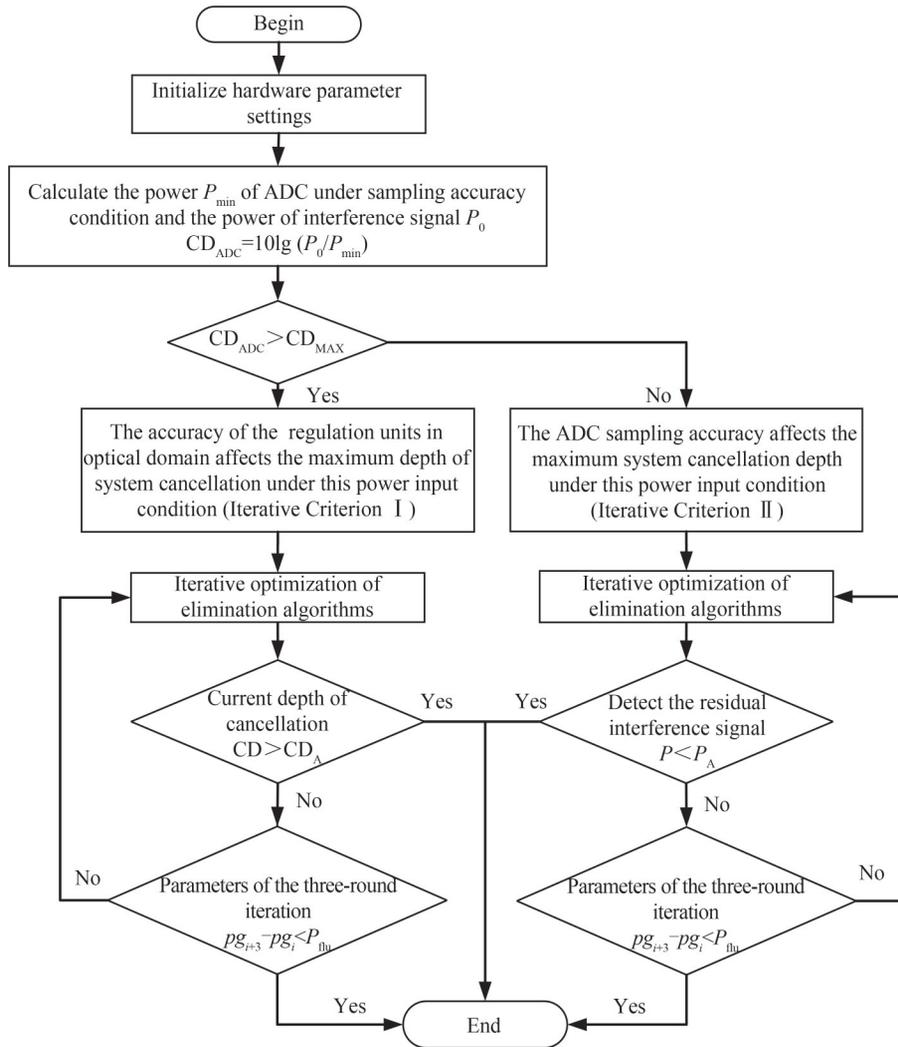


图7 微波光子射频干扰对消控制算法流程

Fig.7 Flow chart of microwave photonics RF SIC control algorithm

消深度了,则停止迭代;当 C 小于 C_A ,但其仅在很小的范围内波动时,为了提高迭代效率,当超过三轮迭代后, C 仍在很小的范围内波动时,则认为满足收敛条件,停止迭代。

当为迭代判据二时,同样为了提高迭代的效率,将采样信号的功率 P 与一个略小于ADC在采样精度条件下的极限功率的值 P_A 作比较,当 P 小于 P_A 时,说明此时的对消深度已经很接近于该系统能够实现的最大对消深度了,则停止迭代;当 P 略大于 P_A ,但其仅在以很小的范围波动时,为了提高迭代效率,当超过三轮迭代后, P 仍在很小的范围内波动时,则认为满足收敛条件,则停止迭代。

以上两个迭代判据使该算法在应用于实际情况中,可以针对不同情况进行判断从而选择合适的迭代路径和停止条件,提高算法运行的效率。

3 微波光子射频干扰对消算法实验验证

图8给出了微波光子射频干扰抑制系统的实验框图。由于互相关算法的实现需要在干扰信号与参考信号合路前进行数据采集,因此对图1所示的原理框图进行了改进,采用两个光电探测器(PD1和PD2)分别实现信号的光电探测,以此满足射频对消算法控制的需求。采用信号源生成中心频率2.4 GHz的射频信号,调制带宽40 MHz、功率为0 dBm,该信号经巴伦分成两路反相信号,模拟干扰信号与参考信号,分别输入至直调激光器DML1与DML2。DML1输出光信号经由光域调控单元进行幅度延时调控,再由光电探测器(PD1)拍频输出,作为对消的参考路;DML2输出光信号经过光纤进入PD2拍频输出,作为对消的干扰路。光电探测器拍频得到的参考信号与干扰信号都由功分器(Power divider)分为两路,参考路中的一路参考信号经过电

桥(Hybrid)生成 50:50 的 0° 参考信号与 90° 参考信号,在经过下变频后由 ADC1 与 ADC2 进行采集。

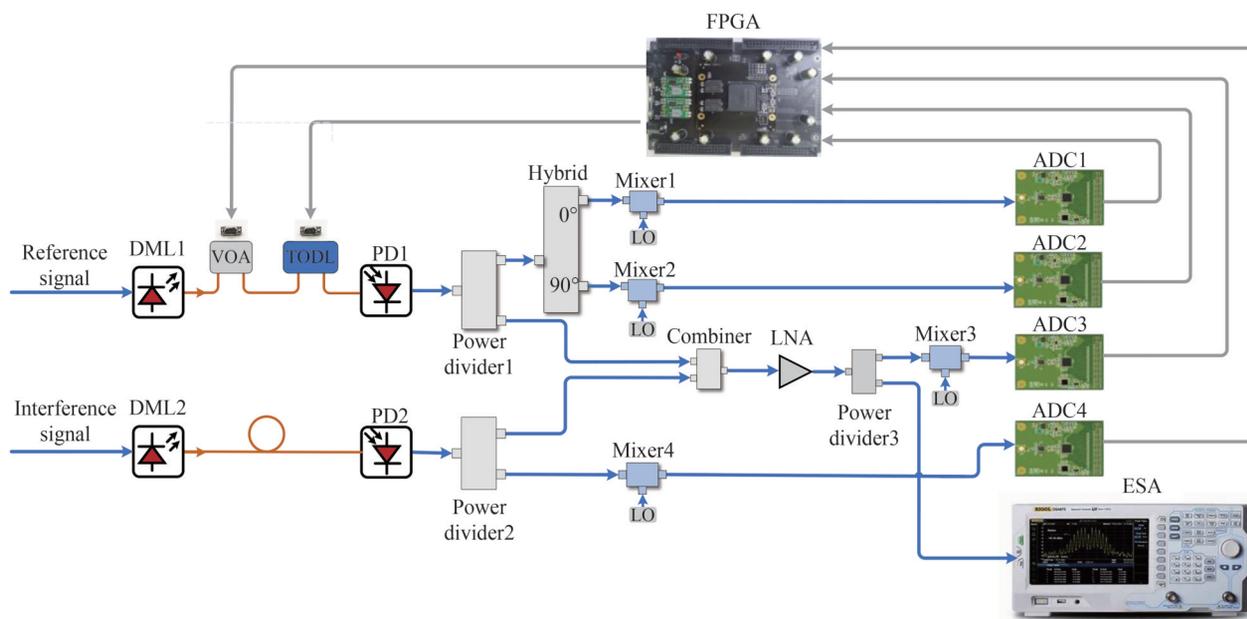


图8 微波光子射频干扰对消算法控制实验框图

Fig.8 Experimental structure of microwave photonics RF SIC system with feedback control

参考路中一路参考信号直接与干扰路中的干扰信号进行合路对消,为实时观察对消状态,对消后的剩余自干扰信号经过放大器放大后分为两路,一路作为系统输出,连接电频谱分析仪(Electrical Spectrum Analyzer, ESA),另一路作与本振信号源生成的本振(Local Oscillation, LO)信号进行下变频后由 ADC3 采集。干扰路中的另一路干扰信号经过下变频后由 ADC4 进行采集。ADC3 采集的剩余自干扰信号经过信号处理后作为粒子群算法迭代寻优的判断依据,ADC1、ADC2、ADC4 采集的参考信号与自干扰信号经过信号处理作为互相关算法的计算依据。算法迭代处理后产生的调控指令,通过 FPGA 与串口模块对光域幅度和延时调节单元进行控制,通过多次优化迭代达到对干扰信号消除的目的。

图 9 给出了优化迭代过程中,光域幅度与延时调控量组合向量值的变化轨迹及对应的消除深度。记录的过程如下:在对消优化迭代过程中,算法判断出现消除深度更为优异的状态时,记录此时算法计算的对消深度与光域调节单元调控量的组合,将该光域调节单元调控量组成的向量记为 Gbest。每当一轮迭代中出现更优的调节量时,Gbest 将更新,经过多轮迭代直至算法达到收敛条件,最后使算法收敛的光域调节单元

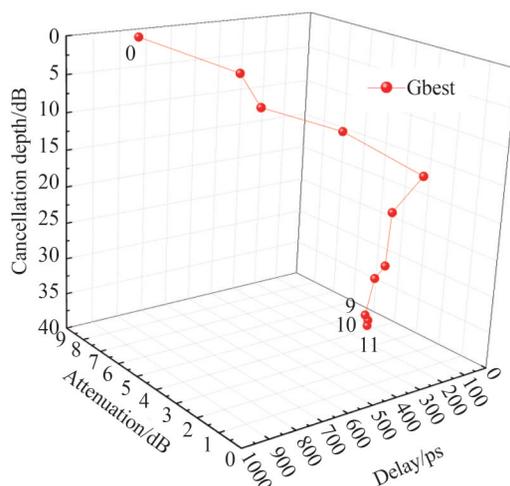


图9 微波光子射频干扰对消深度随最优幅度与延时调节量变化的轨迹

Fig.9 The RF SIC depth versus the optimal attenuation and delay adjustment of microwave photonics RF SIC system

调控量也就是Gbest最终的位置,将随着迭代过程中不断更新的Gbest的位置记录并绘制成变化的轨迹。从图9可以看出,寻优过程Gbest从状态0变化至状态9时基本达到了最优对消深度,继续迭代粒子群算法,达到 $pg_{i+3} - pg_i < P_{th}$ 的收敛条件,即迭代次数为11时,停止迭代,输出最优调控值 dbg 与 dtg 至光域调节单元进行调控,算法控制完成。用ESA记录每一轮迭代后干扰信号的频谱,结果如图10,可以看出,在2.4 GHz中心频率,40 MHz带宽条件下实现约35 dB的对消深度。

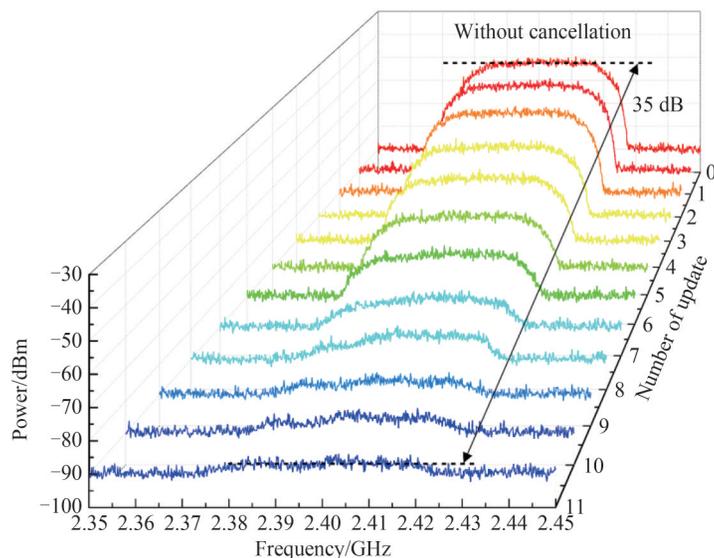


图10 基于FPGA控制算法的微波光子射频干扰抑制过程的频谱演化

Fig.10 Spectrum evaluation of RF self-interference signal with FPGA-based microwave photonic cancellation

另外,对第2节的两个算法迭代判据条件进行实验验证。首先在设置实验系统中光域幅度调节单元的精度为0.05 dB、光域时延调节单元的精度为1 ps。输入干扰信号功率为10 dBm,此时输入干扰功率较高,每次迭代后ADC的采样精度足以支持采样并检测出循环调控后残留干扰信号功率的变化,干扰消除深度的进一步提升就受限于光域幅度和延时调控单元的调节精度,此时执行的算法迭代判据为迭代判据一。算法运行完成后,对消前后频谱如图11,可以看出对消深度达到35.3 dB,在对消后仍有较高功率的残留干扰信号。

接下来考虑输入干扰功率较低的情况。实验系统的其他条件不变,将输入干扰信号功率设置为-15 dBm,此时计算得到的对消深度 C_{ADC} 小于系统本身的对消能力 C_{MAX} ,则按照判据二进行算法迭代优化。算法运行完成后,对消前后频谱如图12,可以看出实现的对消深度为19.4 dB,残留干扰信号的功率已接近系统噪底。

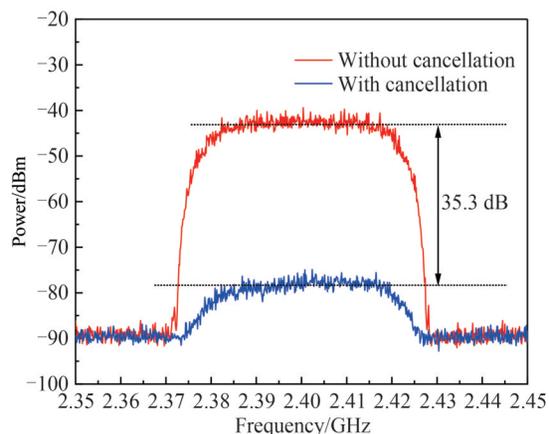


图11 迭代判据一的射频干扰抑制前后频谱图

Fig.11 Spectrum of RF self-interference cancellation for the iterative criterion I

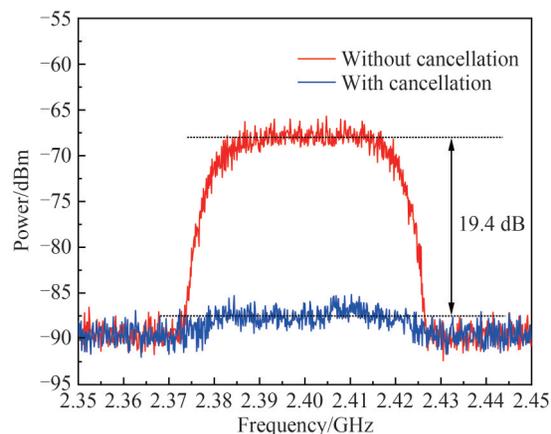


图12 迭代判据二的射频射频干扰抑制前后频谱图

Fig.12 Spectrum of RF self-interference cancellation for the iterative criterion II

以上实验测试结果验证了本文采用FPGA进行微波光子射频自干扰消除反馈控制的可行性,以及综合考虑光域幅度、延时调控单元的调节精度和ADC采样精度进行判据优化方案的有效性。目前实验系统采用了较多的分立电学器件,在一定程度上会影响系统的工作频率、带宽等。然而,单片微波集成电路(Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC)技术的快速发展推进了电学器件的性能和集成化大幅度提升^[25],集成光子射频干扰消除芯片技术亦取得了良好的进展^[26-27],通过光电混合集成可使光子射频干扰消除芯片与反馈控制单元集成在一起,发挥光电融合技术的优势^[28-29],实现宽频段、大带宽射频干扰消除系统的功能集成和小型化。

4 结论

针对同时同频全双工通信系统面临的射频自干扰问题,开展了基于FPGA的微波光子学的射频干扰消除控制算法研究,设计并搭建了微波光子射频自干扰消除系统,实验验证了基于FPGA的射频自干扰消除控制算法的可行性。在FPGA中进行互相关算法与粒子群算法相结合的对消算法寻优,简化了优化迭代次数,提出了综合考虑微波光子功能单元调节精度与ADC采样精度的算法迭代判据,更能满足实际微波光子射频自干扰消除系统的反馈控制要求。基于FPGA实现了微波光子射频干扰消除优化算法自适应控制功能,实验测试在中心频率2.4 GHz、带宽40 MHz条件下,实现了35 dB的干扰消除深度。本文研究工作对于微波光子射频干扰消除技术的集成化、实用化起到了良好的推进作用。

参考文献

- [1] 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.
- [2] KOŁODZIEJ 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.
- [3] SADIJINA S, MOTZ C, PAIREDER T, et al. A survey of self-Interference in LTE-Advanced and 5G new radio wireless transceivers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(3): 1118-1131.
- [4] WANG Chengxiang, YOU Xiaohu, GAO Xiqi, et al. On the road to 6G: visions, requirements, key technologies, and testbeds[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2023, 25(2): 905-974.
- [5] SHARMA S K, BOGALE T E, LONG B L, et al. Dynamic spectrum sharing in 5G wireless networks with full-duplex technology: recent advances and research challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(1): 674-707.
- [6] KOŁODZIEJ K E, PERRY B T, HERD J S. In-band full-duplex operation in high-speed mobile environments: Not so fast[J]. IEEE Microwave Magazine, 2021, 22(12): 60-72.

- [7] XU Maojia. Research of integrated wideband self-interference cancellation in full-duplex communication [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020.
徐茂加. 同时同频全双工宽带集成自干扰消除技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2020.
- [8] HONG Zhihong, ZHANG Liang, LI Wei, et al. Frequency-domain RF self-interference cancellation for in-band full-duplex communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(4): 2352-2363.
- [9] HAN Xiuyou, SU Xinxin, FU Shuanglin, et al. RF self-interference cancellation by using photonic technology[J]. Chinese Optics Letters, 2021, 19(7): 73901.
- [10] SUN Jingyi, CHANG M P, PRUCNAL P R. Demonstration of over-the-air RF self-interference cancellation using an optical system[J]. IEEE Photonic Technology Letters, 2017, 29(4): 397-400.
- [11] SHEN Fangfang, SU Xinxin, FU Shuanglin, et al. Simulation and performance analysis of photonic integrated RF self-interference cancellation system[J]. Acta Photonica Sinica, 2019, 48(11): 1148017.
申芳芳, 苏鑫鑫, 付双林, 等. 光子集成射频自干扰消除系统性能仿真分析[J]. 光子学报, 2019, 48(11): 1148017.
- [12] SU Xinxin, HAN Xiuyou, FU Shuanglin, et al. Optical multipath RF self-interference cancellation based on phase modulation for full-duplex communication[J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(4): 7102114.
- [13] LUO Hanfeng, HOLM M, RATNARAJAH T. On the performance of active analog self-interference cancellation techniques for beyond 5G systems[J]. China Communications, 2021, 18(10): 158-168.
- [14] ZHU Zihang, GAO Congrui, ZHAO Shanghong, et al. Photonics-assisted ultrawideband RF self-interference cancellation with signal of interest recovery and fiber transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(3): 655-663.
- [15] ZHOU Wangwei, XIANG Peng, NIU Zhenyi, et al. Wideband optical multipath interference cancellation based on a dispersive element[J]. IEEE Photonic Technology Letter, 2016, 28(8): 849-851.
- [16] CHANG M, LEE C, WU B, et al. Adaptive optical self-interference cancellation using a semiconductor optical amplifier [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(9): 1018-1021.
- [17] ZHANG Zhiyi, ZHENG Lizhuo, XIAO Shilin, et al. Real-time IBFD transmission system based on adaptive optical self-interference cancellation using the hybrid criteria regular triangle algorithm[J]. Optics Letters, 2021, 46(5): 1069-1072.
- [18] HU Xiaopeng, ZHU Dan, LI Lu, et al. Photonics-based adaptive RF self-interference cancellation and frequency down-conversion[J]. IEEE Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(7): 1989-1999.
- [19] YU Xiao, YE Jia, YAN Lianshan, et al. Real-time adaptive optical self-interference cancellation for in-band full-duplex transmission using SARSA(λ) reinforcement learning[J]. Optics Express, 2023, 31(8): 13140-13153.
- [20] WANG Shuo. Research on radio frequency interference cancellation by using direct modulation based microwave photonic technology[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2020.
王硕. 基于直调方式的微波光子射频干扰抵消技术研究[D]. 大连:大连理工大学, 2020.
- [21] WANG Hanqiao. Research on microwave photonics RF interference cancellation feedback control technology[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2019.
王瀚峤. 微波光子射频干扰抵消反馈控制技术研究[D]. 大连:大连理工大学, 2019.
- [22] OPPENHEIM A V, WILLISKY A S, NAWAB S H. Signals & systems[M]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press, 2010: 162-163.
- [23] VOLDER J E. The CORDIC computing technique[C]. Western Joint Computer Conference, 1959, 3: 257-261.
- [24] KENNEDY J, EBERHART R. Particle swarm optimization[C]. International Conference on Neural Networks, IEEE, 1995, 4: 1942-1948.
- [25] GREEN D S, DOHRMAN C L, DEMMIN J, et al. A revolution on the horizon from DARPA: heterogeneous integration for revolutionary microwave millimeter-wave circuits at DARPA: progress and future directions[J]. IEEE Microwave Magazine, 2017, 18(2): 44-59.
- [26] HAN Xiuyou, SU Xinxin, CHAO Meng, et al. Integrated photonic RF self-interference cancellation on silicon platform for full-duplex communication[J]. Photonics Research, 2023, 11(10): 1635-1646.
- [27] PANDEY A, GASSE K, THOURHOUT D. Integrated photonics approach to radio-frequency self-interference cancellation[J]. Optics Continuum, 2020, 1(8): 1668-1675.
- [28] ZHENG Xiaodong, ZHANG Peiyu, GE Renyou, et al. Heterogeneously integrated superconducting silicon-photonic platform for measurement-device independent quantum key distribution[J]. Advanced Photonics, 2021, 3(5): 055002.
- [29] WANG Lin, XIAO Xi, XU Lu, et al. On-chip tunable parity-time symmetric optoelectronic oscillator[J]. Advanced Photonics Nexus, 2023, 2(1): 016004.

FPGA-based Microwave Photonic RF Interference Cancellation Control Algorithm and Experimental Verification

XU Longjian, LIU Changjun, HAN Xiuyou, FU Shuanglin, GU Yiyang, ZHAO Mingshan
(Liaoning Province Key Laboratory of Advanced Optoelectronic Technology, School of Optoelectronic Engineering and Instrumentation Science, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract: The rapid development of wireless communication technology has made the non-regeneratable Radio Frequency (RF) spectrum resources extremely scarce. The In-band Full-duplex (IBFD) wireless communication scheme utilizes the same frequency to transmit and receive signals at the same time slot, overcoming the shortcomings of traditional half-duplex communication schemes that can only transmit and receive signals in different frequency carriers or different time slots, and doubling the utilization rate of the RF spectrum. However, RF self-interference is the primary problem that must be resolved for the application of IBFD scheme. Microwave photonic RF Self-interference Cancellation (SIC) technology is attracting more and more attention by virtue of the advantages of the large signal processing bandwidth and high amplitude and time regulation accuracy. In this paper, considering the influence of environmental variation on the RF SIC performance, we focus on the control algorithm for the microwave photonic RF SCI system.

Firstly, a theoretical model of microwave photonic RF SIC link is established, and the expressions of RF SIC value for the single-frequency signal and the signal with a certain bandwidth are derived. Then, the parameters that affect the RF SIC performance are analyzed, including the amplitude mismatch and delay mismatch. The analysis results provide a basic reference for the design of the microwave photonic RF SIC scheme, the optimization of the regulation units in optical domain and the construction of the experimental system.

Secondly, an adaptive feedback control system for microwave photonic RF SIC system is designed and constructed, which is composed of the optical domain regulation units, RF signal down conversion units, data acquisition units and data processing units. The Field Programmable Gate Array (FPGA) is applied for digital signal processing, adaptive algorithm iteration and control instruction output to the regulation units in optical domain via serial communication unit. Also the clock conversion is conducted in FPGA to provide different clock for different digital unit.

Thirdly, an adaptive algorithm for microwave photonic RF SIC system in FPGA is implemented. The algorithm is divided into two steps. One step is a cross-correlation algorithm to obtain the amplitude and delay mismatch between the interference signal and the reference signal, which provides the initial value for the other step of Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm. The PSO algorithm realizes a further RF SIC through the circle of the acquisition of the residual self-interference power by Analog-to-digital Converter (ADC), the optimization iteration for control instruction to the regulation units in optical domain. During the circle, the tuning accuracy of regulation units in optical domain and the sampling accuracy of ADC are considered comprehensively to optimize the iteration logic loop, which are applicable for the really established system.

Finally, a microwave photonic RF SIC system with direct modulation is established, for which the feedback control algorithm based on FPGA is demonstrated. The cancellation depth of 35 dB for the 2.4 GHz center frequency and 40 MHz bandwidth is realized by the microwave photonic RF SIC system. The measured results verify the feasibility and efficiency of the FPGA based control algorithm.

Key words: In-band full-duplex; Microwave photonics; Radio frequency self-interference cancellation; Control algorithm; Field programmable gate array

OCIS Codes: 060.5625; 070.1170; 250.4110