

# 基于相位调制器的光子射频自干扰消除系统

史芳静, 樊养余, 王鑫圆, 高永胜

(西北工业大学电子信息学院, 陕西西安 710072)

**摘要:** 针对带内全双工(In-band Full Duplex, IBFD)电子系统的收发机自干扰问题,提出了一种基于相位调制器的光子射频自干扰消除系统.利用两个相位调制器在萨格纳克(Sagnac)环中分别实现接收信号和本地参考干扰信号的调制,通过偏振控制最终可在光域中消除自干扰信号.实验结果表明,所提方案最终可以实现超过 45dB 的单频干扰消除和超过 25dB 的宽带干扰消除,系统的动态范围可达  $99.4\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ .

**关键词:** 微波光子; 自干扰消除; 相位调制器; 萨格纳克环

**中图分类号:** TN29 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)10-1900-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20201164

## Photonic Radio Frequency Self-Interference Cancellation System Based on Phase Modulators

SHI Fang-jing, FAN Yang-yu, WANG Xin-yuan, GAO Yong-sheng

(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China)

**Abstract:** To solve the problem of transceiver interference in the in-band full duplex (IBFD) system, a photonic radio frequency interference cancellation system based on phase modulators is proposed. Two phase modulators are used in a Sagnac loop to realize the modulation of the received signal and the local reference interference signal. Proper polarization control in the optical domain can finally cancel the self-interference signal. Experimental results show that the proposed scheme can achieve a single frequency interference suppression of more than 45 dB and a broadband interference suppression of more than 25 dB. The dynamic range of the system can reach  $99.4\text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ .

**Key words:** microwave photonics; self-interference cancellation; phase modulator; Sagnac loop

### 1 引言

带内全双工(In-band Full Duplex, IBFD)是指在同一频带内同时发送和接收射频信号的无线通信技术<sup>[1,2]</sup>,与传统双工技术相比,其理论上可以成倍提高频谱的利用率、网络容量和系统的吞吐量<sup>[3,4]</sup>,实现更加灵活的频谱使用,是当前第五代移动通信技术(5G)和未来无线通信的关键技术之一<sup>[5]</sup>.然而,IBFD系统目前面临着自干扰的问题,接收天线接收到邻近发射天线发出的强同频干扰信号,导致接收信号被淹没,无法探测出有用信号,从而大幅度降低系统通信性能.由于自干扰信号与接收信号占用相同的频带,所以不能简单通过窄带滤波器或陷波滤波器滤除<sup>[6]</sup>.如果能消除自干扰信号,则信噪比和系统通信效率将得到改善,并

且能够进一步减缓现阶段的网络拥塞现象<sup>[7]</sup>.

射频领域中的自干扰消除(Self-interference Cancellation, SIC)可以分为天线消除、射频消除和数字消除三种方式.其中,天线消除的原理是让发射天线和接收天线在空中接口处隔离,从而降低发射信号对自身接收端的干扰<sup>[8,9]</sup>;射频消除方式是通过在模拟射频电路中构造相位相反的本地干扰信号,与接收信号相叠加,进而实现自干扰消除<sup>[10,11]</sup>;数字消除方法是在终端的数字域借助相关SIC算法实现自干扰消除<sup>[12-14]</sup>.上述三种方法中,射频消除方式是当前研究最多且最有效的一种.但是由于电子瓶颈,传统电子器件频率和带宽受限,存在非线性、易受电磁干扰和灵活性欠佳的问题,限制了射频自干扰消除系统的性能和发展.

微波光子学是近几十年来出现的一门同时结合微

收稿日期:2020-10-20;修回日期:2021-01-18;责任编辑:王天慧

基金项目:国家自然科学基金(No. 61701412);全国博士后创新人才支持计划(No. BX201700197);中国博士后科学基金(No. 2017M623238);陕西省重点研发计划(No. 2021GY-096)

波技术和光纤技术的新型学科. 其以固有的超大带宽、不受电磁干扰和操作灵活等特点在无线通信领域发挥了巨大优势<sup>[15-18]</sup>. 微波光子自干扰消除技术是目前的研究热点之一, 在基于射频消除方式的前提下, 先后出现了各种结构的微波光子自干扰消除方案<sup>[19-29]</sup>. 文献[19]中提出了一种基于电吸收调制器和平衡光电探测器的 SIC 结构, 利用光延时器和光衰减器匹配接收到的干扰信号和参考干扰信号的幅度和相位, 最后在平衡探测器中将两路信号相减, 输出纯净的有用信号. 该方案在 900MHz 和 2.4GHz 处分别实现了超过 65dB 的窄带干扰抑制和 30dB 的宽带干扰抑制. 在同样的原理下, 文献[20]使用双驱动马赫曾德尔调制器、电衰减器和电延时器实现了自干扰消除, 达到 27dB 的窄带干扰抑制. 文献[21]~[23]和[24]分别使用集成的双平行马赫曾德尔调制器和双驱动偏振复用马赫曾德尔调制器来消除自干扰, 并且能够同时实现镜像抑制<sup>[22]</sup>, 利用载波抑制单边带提高频谱效率<sup>[23]</sup>, 或者抑制光纤色散导致的周期性功率衰落<sup>[21, 24]</sup>. 在采用双激光源的前提下, 文献[25]和[26]分别使用强度调制器和相位调制器(Phase Modulator, PM)进行射频信号调制并实现了干扰消除. 文献[27]利用直接调制激光器和平衡光电探测器进行自干扰消除. 另外, 文献[28]借助半导体光放大器的可调权重和延迟来匹配两路衰减信号的衰减和延迟, 并加入反馈回路, 结合相关算法实现自适应干扰抵消. 文献[29]利用宽带射频巴伦变压器反转干扰信号的相位, 结合光学延迟线和衰减器实现干扰消除.

以上这些方案中, 许多结构要用到两个激光源, 对激光器的相干性要求比较严苛, 另外一些射频器件的使用也限制了系统的工作带宽. 更重要的是, 这些方案无一例外都使用了衰减器和延时器进行干扰信号的匹配抵消, 导致系统面临响应速度慢、调节精度有限、灵活性欠佳和难以单片集成等问题. 为了避免使用衰减器和延时器, 本文设计了一种新型的基于相位调制器的光子射频自干扰消除系统, 采用偏振复用环路实现干扰信号的实时消除. 通过实验证明了该自干扰消除系统具有较强的干扰消除能力, 且灵活性好, 可为微波光子技术在未来 IBFD 电子系统中的应用提供重要技术支持.

## 2 方案原理及理论推导

基于相位调制器的光子射频自干扰消除系统方案原理如图 1 所示. 该方案由一个激光器、一个光环形器、一个偏振光分束器(Polarized Beam Splitter, PBS)、两个相位调制器(PM1 和 PM2)、一个光滤波器、一个偏振控制器(Polarization Controller, PC)、一个起偏器、一个掺铒光纤放大器(Erbium Doped Optical Fiber Amplifier, EDFA)和一个光电探测器(Photodetector, PD)组成.

个掺铒光纤放大器(Erbium Doped Optical Fiber Amplifier, EDFA)和一个光电探测器(Photodetector, PD)组成.

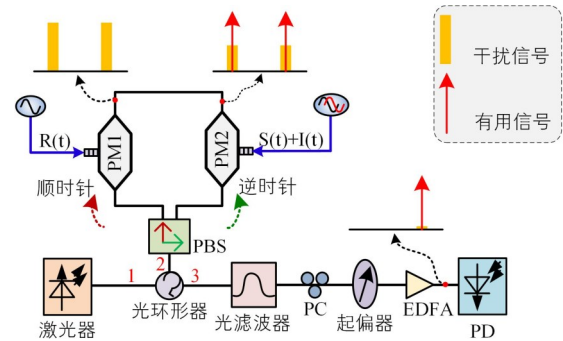


图1 基于相位调制器的光子射频自干扰消除系统结构

假设接收天线接收到的损伤信号为  $S(t) + I(t)$ , 其中,  $S(t) = V_s \sin(\omega_s t + \varphi_s)$  为期望得到的有用信号,  $I(t) = V_I \sin(\omega_I t + \varphi_I)$  为接收到的干扰信号, 本地发射端产生的参考干扰信号为  $R(t) = V_R \sin(\omega_R t + \varphi_R)$ , 此时,  $V_s, V_I, V_R, \omega_s, \omega_I, \omega_R$  和  $\varphi_s, \varphi_I, \varphi_R$  分别为三个信号的幅度、角频率和相位信息. 由于接收到的干扰信号和本地参考干扰信号均来源于发射信号, 因此可设接收干扰信号  $I(t)$  和本地参考干扰信号  $R(t)$  具有如下关系:

$$R(t) = AI(t - \tau) \quad (1)$$

$A$  表示接收干扰信号相对于本地参考干扰信号的振幅衰减,  $\tau$  为发射天线到接收天线的延迟.

令 PBS 的主轴与激光器的主轴夹角为  $45^\circ$ , 则 PBS 输出两束功率相同的光束, 分别以顺时针和逆时针方向进入萨格纳克(Sagnac)环路中进行调制. PM1 顺时针放置, PM2 逆时针放置. PM1 调制本地参考干扰信号  $R(t)$  后, 反向通过 PM2 最终回到 PBS 的一个端口; PM2 调制接收到的损伤信号  $S(t) + I(t)$  后, 反向通过 PM1 最终回到 PBS 的另一个端口. PBS 将两个端口接收到的顺时针和逆时针两束光汇合成一路偏振复用光后输出:

$$E_{\text{PBC}}(t) = \begin{bmatrix} E_{\text{PM1}}(t) \cdot \vec{e}_{\text{TE}} \\ E_{\text{PM2}}(t) \cdot \vec{e}_{\text{TM}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$E_{\text{PM1}}(t) = \sqrt{\mu} E_c(t) \cdot \exp[jm_R \sin(\omega_s t + \varphi_R)] \quad (3)$$

根据贝塞尔函数的级数展开公式:

$$e^{jm \sin \theta} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) e^{jn\theta} \quad (4)$$

可以将式(3)改写为

$$E_{\text{PM1}}(t) \approx \sqrt{\mu} E_c(t) \cdot \begin{Bmatrix} J_0(m_R) + J_1(m_R) e^{j(\omega_s + \varphi_R)} \\ -J_1(m_R) e^{-j(\omega_s + \varphi_R)} \end{Bmatrix} \quad (5)$$

同理, PM2 的输出表达式为

$$\begin{aligned}
E_{\text{PM2}}(t) &= \sqrt{\mu} E_c(t) \cdot \exp \left[ \begin{array}{l} jm_s \sin(\omega_s t + \varphi_s) \\ + jm_l \sin(\omega_s t + \varphi_l) \end{array} \right] \\
&= \sqrt{\mu} E_c(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k(m_s) e^{jk(\omega_s + \varphi_s)} \\
&\quad \cdot \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_l(m_l) e^{jl(\omega_s + \varphi_l)} \\
&\approx \sqrt{\mu} E_c(t) \cdot \left\{ \begin{array}{l} J_0(m_s) J_0(m_l) \\ + J_0(m_s) J_1(m_l) e^{j(\omega_s + \varphi_l)} \\ - J_0(m_s) J_1(m_l) e^{-j(\omega_s + \varphi_l)} \\ + J_0(m_l) J_1(m_s) e^{j(\omega_s + \varphi_s)} \\ + J_1(m_l) J_1(m_s) e^{j(2\omega_s + \varphi_s + \varphi_l)} \\ - J_1(m_l) J_1(m_s) e^{j(\varphi_s - \varphi_l)} \\ - J_0(m_l) J_1(m_s) e^{-j(\omega_s + \varphi_s)} \\ - J_1(m_l) J_1(m_s) e^{j(\varphi_l - \varphi_s)} \\ + J_1(m_l) J_1(m_s) e^{-j(2\omega_s + \varphi_s + \varphi_l)} \end{array} \right\} \quad (6)
\end{aligned}$$

$E_c(t) = E_c e^{j\omega_c t}$  表示激光器输出的激光信号,  $E_c$  和  $\omega_c$  分别为其幅度和角频率;  $\mu$  为调制器的插入损耗;  $m_s = \pi V_s / V_\pi$ 、 $m_l = \pi V_l / V_\pi$  和  $m_R = \pi V_R / V_\pi$  分别为三个信号在相位调制器中的调制指数;  $J_n(\cdot)$  为第一类  $n$  阶贝塞尔函数, 在小信号调制下, 二阶及以上的高阶边带可以忽略. TE 模式和 TM 模式表示光偏振态的两个相互垂直的模式分量,  $\vec{e}_{\text{TE}}$  和  $\vec{e}_{\text{TM}}$  分别表示光场 TE 模式和 TM 模式的单位矢量.

上述信号经过光带通滤波器以后, 只保留光载波和正一阶光边带:

$$\begin{aligned}
E_f(t) &= \begin{bmatrix} E'_{\text{PM1}}(t) \cdot \vec{e}_{\text{TE}} \\ E'_{\text{PM2}}(t) \cdot \vec{e}_{\text{TM}} \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{\mu} E_c(t) \cdot \left\{ \begin{array}{l} \left[ J_0(m_R) + J_1(m_R) e^{j(\omega_s + \varphi_R)} \right] \cdot \vec{e}_{\text{TE}} \\ \left[ \begin{array}{l} J_0(m_s) J_0(m_l) \\ + J_0(m_l) J_1(m_s) e^{j(\omega_s + \varphi_s)} \\ + J_0(m_s) J_1(m_l) e^{j(\omega_s + \varphi_l)} \end{array} \right] \cdot \vec{e}_{\text{TM}} \end{array} \right\} \quad (7)
\end{aligned}$$

光滤波器输出的偏振复用信号通过 PC 进行偏振控制处理. 通过调节 PC, 设置偏振控制角为  $\alpha$ , TE 模式和 TM 模式之间的可调谐相位差为  $\delta$ , 则起偏器最终输出的信号为

$$\begin{aligned}
E_{\text{Pol}}(t) &= \cos\alpha E'_{\text{PM1}}(t) + \sin\alpha E'_{\text{PM2}}(t) e^{j\delta} \\
&\approx \sqrt{\mu} E_c(t) \cdot \left\{ \begin{array}{l} \text{载波} \\ \cos\alpha + \sin\alpha e^{j\delta} \\ \text{干扰信号} \\ \frac{m_R}{2} \cos\alpha e^{j(\omega_s + \varphi_R)} + \frac{m_l}{2} \sin\alpha e^{j(\omega_s + \varphi_l)} e^{j\delta} \\ \text{有用信号} \\ \frac{m_s}{2} \sin\alpha e^{j(\omega_s + \varphi_s)} e^{j\delta} \end{array} \right\} \quad (8)
\end{aligned}$$

以上公式中, 利用了在小信号下的贝塞尔函数近似  $J_0(m) \approx 1$  和  $J_1(m) \approx m/2$ .

根据式(1)可知  $m_R = Am_l$ , 另外假设  $\varphi_R - \varphi_l = \varphi$ . 若想通过在光域使本地产生的参考干扰直接抵消接收到的干扰信号, 须满足以下条件:

$$\begin{cases} \delta = \varphi \\ A \cos\alpha + \sin\alpha = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \delta = \varphi \\ \tan\alpha = -A \end{cases} \quad (9)$$

其中,  $A$  的取值范围为  $0 < |A| < 1 \cup 1 < |A| < \infty$ .

将起偏器输出的信号进行光电检测, 便可以得到纯净的有用信号:

$$\begin{aligned}
i_{\text{PD}}(t) &= \gamma_{\text{PD}} |E_{\text{Pol}}(t)|^2 \\
&\approx \frac{1}{2} \mu \gamma_{\text{PD}} E_c^2 \cdot \left\{ \begin{array}{l} 1 + 2\cos\alpha \cdot \sin\alpha \cos\delta \\ + m_s \sin^2\alpha \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ + m_s \cos\alpha \sin\alpha \cos(\omega_s t + \varphi_s + \delta) \end{array} \right\} \quad (10)
\end{aligned}$$

其中,  $\gamma_{\text{PD}}$  表示光电探测器的响应度, 单位为 A/W.

### 3 实验与分析

根据系统结构图 1 搭建实验平台进行实验验证, 系统参数设置如表 1 所示. 用两台信号源分别产生干扰信号(同时包含接收干扰信号和本地参考干扰信号)和有用信号, 频率均为 10GHz, 功率分别为 10dBm 和 0dBm. 第一个信号源产生的干扰信号分为两路, 一路作为本地参考干扰信号直接驱动 PM1. 另一路经 10dB 电衰减器以后, 作为接收到的干扰信号与第二个信号源产生的有用信号耦合后驱动 PM2. 两路相位调制信号在 Sagnac 环路中分别进行顺时针和逆时针传输后在 PBS 处合成为一路偏振复用光. 通过光滤波器后, 利用 PC 调节偏振控制角和可调谐相位差, 最终经 PD 光电探测输出纯净的有用信号.

图 2 给出了 VPItransmissionMaker 仿真和实验的光谱测试结果. 黄线是未采用 SIC 结构、基于单个 PM 的调制结构测得的相位调制信号光谱, 仿真和实验测试中均可以看到明显的光载波、干扰信号调制的正负一阶边带以及较小的正负二阶边带. 通过光滤波器后的光谱如蓝线所示, 负一阶边带和高阶边带被滤除, 只剩下光载波和干扰信号调制的正一阶边带. 由于仿真中采用了比较理想的光滤波器, 其带外抑制比较高, 因此

表 1 实验参数设置表

参数	取值
激光器波长	1549.14nm
激光器功率	16dBm
激光器相对强度噪声	-155dB/Hz
激光器线宽	1MHz
调制器半波电压	4.2V
调制器差损	<4dB
光滤波器波长	1260~1650nm
光滤波器 3dB 带宽	5nm
EDFA 输出功率	15dBm
EDFA 噪声系数	<5dB
PD 响应度	0.7A/W

通带外的信号几乎完全被抑制. 然后采用本方案中的 SIC 结构, 光滤波器输出的信号光谱如红线所示. 能够发现, 与未采用 SIC 的结构相比, 本方案在光域通过偏振控制, 仿真中对干扰信号边带的抑制比高达 54.3dB, 在实验中也能够达到 35.1dB.

为了测试本系统在不同频率下的干扰消除性能, 在仿真和实验中依次选择了 5GHz、8GHz、10GHz 和 15GHz 四个频率进行测试. 在仿真中, 干扰消除前后的电信号频谱如图 3 所示. 经过 SIC 处理后干扰信号完全被抑制在噪声以下, 不同频率的干扰消除量均在 70dB 以上. 在实验中由于器件和仪器的性能限制, 干扰消除量会有所降低. 图 4 为实验测试的干扰消除前后的电频谱图, 此时的干扰消除量也均超过了 45dB. 需要说明的是, 仿真中经过 SIC 处理以后系统噪声有所下降, 而实验中没有该现象. 这是因为仿真环境非常理想, 在单个光源输入的前提下, Sagnac 环构造的两条光路具有相同的随机噪声抖动, 因此经过偏振控制进行干扰抵消时噪声水平会有所降低. 实验中, 两条光路中的噪声是随机的, 在干扰抵消的同时无法消除噪声.

接着在单频干扰消除的前提下, 实验测试系统的非线性失真情况. 实验中设置接收到的双音有用信号频率分别为 10GHz 和 10.01GHz, 干扰信号频率为 10.1GHz. 不同输入功率时的基频分量、三阶交调失真 (Third-order Intermodulation Distortion, IMD3) 和底噪功率测试结果如图 5 所示. 可以得到系统增益为 -35.2dB, 输入三阶交调截止点为 28.8dBm, 三阶无杂散动态范围 (Spurious Free Dynamic Range, SFDR) 为 99.4dB·Hz<sup>2/3</sup>. 不同输入功率下的干扰消除量约为 44.5dB.

为了方便地观察宽带干扰信号的消除效果, 设置有用信号为 10GHz 单频信号, 干扰信号为 10GHz 宽带信号, 带宽依次设置为 20MHz、30MHz 和 50MHz. 仿真和实验中, 采用和不采用 SIC 干扰消除的情况下 PD 最终输出的频谱分别如图 6(a)~(c) 和图 7(a)~(c) 所示.

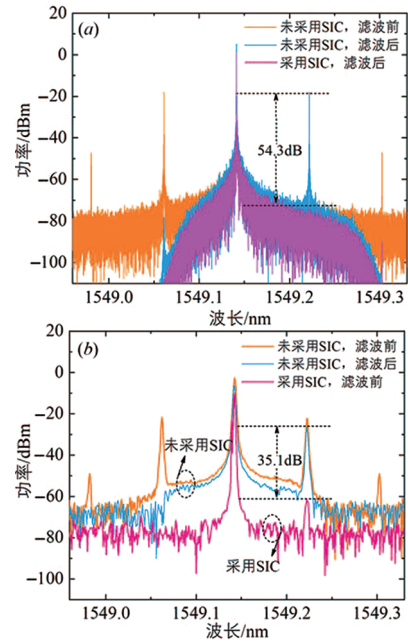


图 2 采用和不采用 SIC 结构情况下的光谱: (a) 仿真; (b) 实验

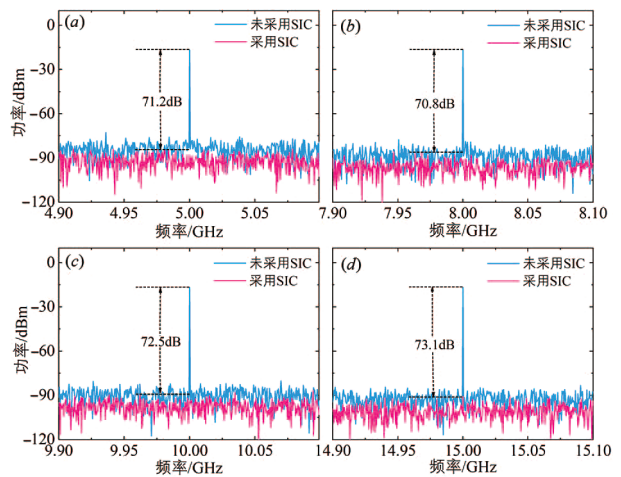


图 3 仿真得到的单频干扰消除前后电谱: (a) 5GHz; (b) 8GHz; (c) 10GHz; (d) 15GHz

结果表明, 在三个不同的干扰带宽下, 干扰消除量分别为 44.2dB、41.9dB、40.6dB 和 26.3dB、25.1dB、25.4dB. 接着保持干扰信号带宽为 30MHz 不变, 更改有用信号和干扰信号的中心频率为 15GHz, 测得此时的干扰消除量分别为 41.7dB 和 26.5dB, 如图 6(d) 和图 7(d) 所示.

由于实验仪器的限制, 无法处理更大带宽的干扰信号, 接下来仅通过仿真验证系统的宽带处理特性. 如图 8 所示, 当干扰信号带宽为 1GHz 时干扰消除量为 24.5dB, 当干扰信号带宽为 2GHz 时干扰消除量达到 23.1dB.

表 2 将本文所提方案与几种现有的微波光子 SIC 方案进行对比, 分析了工作频率、单频和宽带干扰消除量、SFDR 及方案优势和存在的限制. 本方案采用 Sagnac 环路架构, 两个 PM 分别调制接收信号和本地参

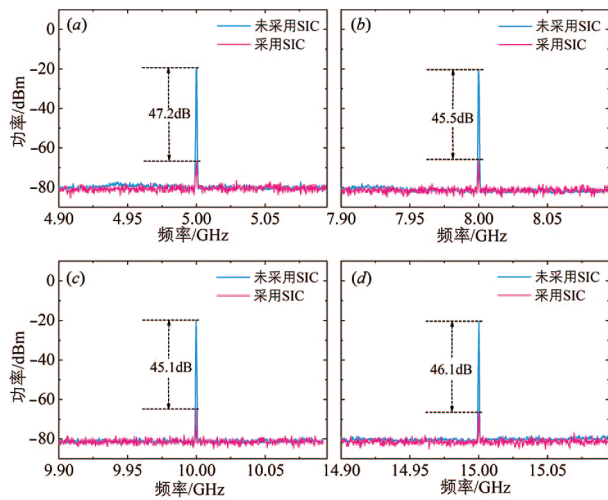


图4 实验得到的单频干扰消除前后频谱:(a)5GHz;(b)8GHz;  
(c)10GHz;(d)15GHz

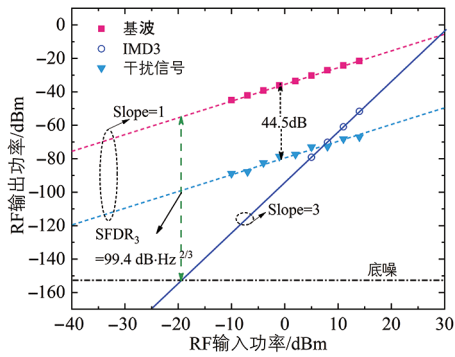


图5 输出基波、IMD3和干扰信号功率随输入射频功率变化关系

考干扰信号. 由于PM不需要偏置控制电路,因此极大地提高了系统的稳定性,降低了系统复杂度. 除此之外,由于本方案利用光滤波器实现了单边带调制,可通过光纤进行长距离无功率衰落的的天线拉远,代替同轴电缆,有效地减少天线站的体积和功耗. 特别地,两个PM通过光纤连接,可以根据实际需求调整参考干扰信号和接收天线之间的位置,相比于集成调制器而言,本方案具有更好的灵活性,也为分布式天线站架构提供了新思路. 环境温度、压力及光纤抖动等因素会导致系统的偏振不稳定,进而影响系统效率及干扰消除效果,该问题可以采取自动偏振控制器来解决<sup>[30]</sup>.

近几年来,自干扰消除技术也在无线通信中不对称的上下行链路的异构场景中得到了广泛应用<sup>[31-33]</sup>,通过设置不同的时隙,令空闲接收机在时隙1中保存干扰信号,然后从在时隙2中的接收信号中消除此干扰,能够在非对称上、下行业务的双小区网络监听协同<sup>[31,33]</sup>和协作双向多天线中继的多用户监听<sup>[32]</sup>等系统中大幅度提高信号的接收质量. 本文所提方案也能应用于基于光载射频通信的IBFD无线通信系统中. 使用Sagnac环路中的双相位调制来同时调制从下行链路接

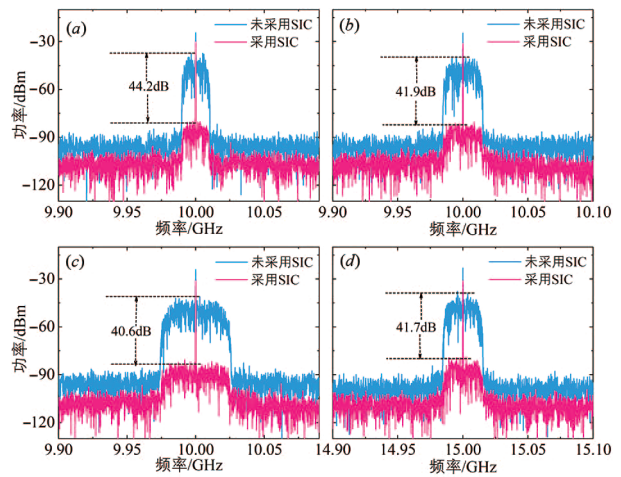


图6 仿真得到的宽带干扰消除前后频谱:(a)5GHz;(b)8GHz;  
(c)10GHz;(d)15GHz

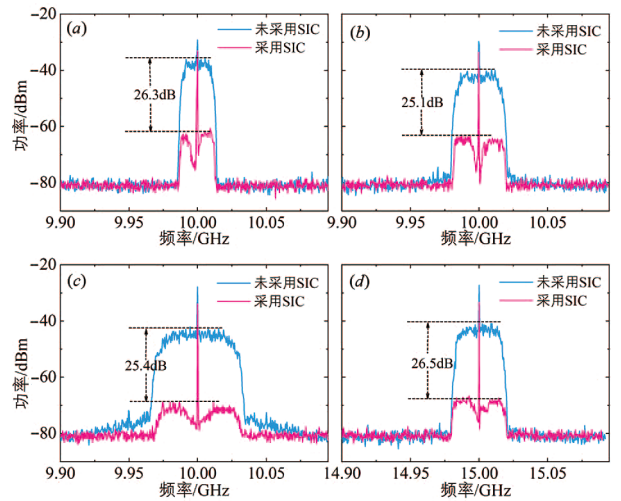


图7 实验得到的宽带干扰消除前后频谱:(a)5GHz;(b)8GHz;  
(c)10GHz;(d)15GHz

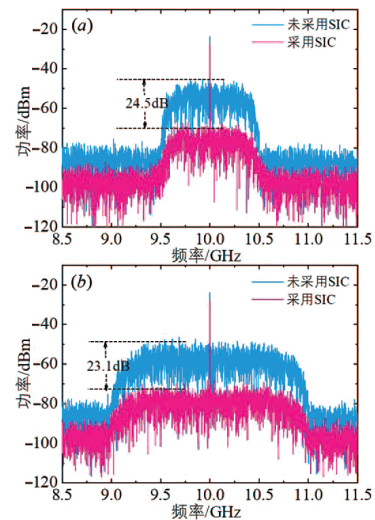


图8 仿真得到的1GHz及2GHz带宽信号干扰抑制  
前后频谱:(a)1GHz;(b)2GHz

收的射频信号和本地生成的参考信号,接收到的干扰信号被本地生成的参考干扰信号抵消,并通过上行链

路光纤传输到基站中的PD. 经过PD之后最终接收到的射频信号可通过数字信号处理进一步抑制干扰.

表2 本方案与现有方案对比

参考文献	工作频率	干扰消除量	SFDR	优势	限制
[19]	0.9~2.4GHz	单频:>65dB 宽带:>30dB	未测试	干扰消除量大,电吸收调制器容易实现集成	光纤支路、可调光衰减器及电延迟线必须严格匹配;电吸收调制器的啁啾明显
[23]	8~12.4GHz	单频:>40dB 宽带:>22dB		单边带调制频谱效率高;抑制了周期性功率衰落	存在直流漂移,系统工作频率范围有限
[27]	0.7~4.8GHz	宽带:>37dB		结构简单,低频宽带干扰抑制量大,存在反馈回路,可以实时减少干扰	直调激光器带宽有限;光延迟线和可调光衰减器响应速度慢;双光源必须严格相干
[28]	0.7~1.1GHz	单频:>56dB 宽带:>38dB		采用反馈回路结合算法处理,在消除干扰的同时最大化有用信号功率	双光源必须严格相干;两路光纤的衰减和延时必须严格匹配
本文	5~20GHz	单频:>45dB 宽带:>25dB	99.4dB·Hz <sup>2/3</sup>	无直流漂移,未使用延时模块,工作频率宽,可实现天线拉远	偏振不稳定

### 4 讨论

根据式(8),在光域中完全抵消干扰信号时,输入PD的光信号中只剩光载波和有用信号光边带.然而,只要光载波和有用信号边带中任意一个分量为零,就无法通过拍频检测得到有用的电信号输出.在 $\varphi = 0$ 的特殊情况下,分析A的绝对值对光载波、干扰信号和有用信号的影响如图9所示.

只要满足式(9)所示条件,光域中的干扰信号分量就能被完全消除,即A取任意值时,都可以通过偏振控制实现干扰消除.另外,当 $|A|=0$ 时,有用信号分量的光功率为零而光载波分量不为零,当 $|A|=1$ 时,光载波分量为零而有用信号分量的光功率不为零.在这两种情况下,PD最终都无法检测到有用输出电信号.因此只有当A满足条件 $0 < |A| < 1 \cup 1 < |A| < \infty$ 时,才能够在完全抵消干扰信号的同时输出纯净的有用信号.并且,|A|越大,光载波和有用信号光分量越大,最终探测得到的有用电信号功率越高.然而实际信号功率无法做到无穷大,一般令参考干扰大于接收干扰10~20dB(即A为3.16~10)即可.

另外,对不同相位差( $\varphi$ )下的单频干扰消除量情况进行了仿真,如图10所示.当 $\varphi$ 在0~180°范围内时,系统的

干扰消除量维持在70dB左右,干扰消除性能比较明显.

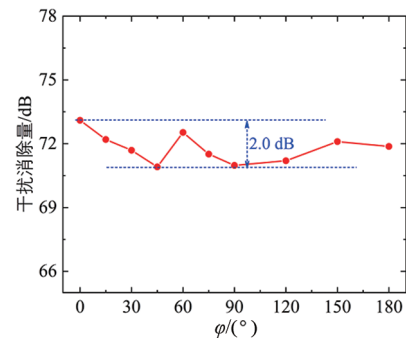


图10 仿真中干扰消除量随 $\varphi$ 的变化关系

### 5 结论

本文提出并研究了一种基于相位调制器的光子射频自干扰消除方案.利用Sagnac环和两个PM分别调制接收信号和本地参考干扰信号,经过光滤波器滤出光载波和正一阶边带,调整光偏振控制角和可调谐相位差,即可在光域中抵消自干扰信号.借助单频信号和宽带信号测试验证了方案优化效果.实验结果表明,本方案能够实现超过45dB的单频干扰消除量和超过25dB的宽带干扰消除量.系统的SFDR达到99.4dB·Hz<sup>2/3</sup>.该光子射频自干扰消除系统具有无直流漂移、结构简单、大带宽、能够进行天线拉远的优点,因此在宽带无线通信、雷达、电子战等系统中极具应用潜力.

#### 参考文献

[1] Kim D, Lee H, Hong D. A survey of in-band full-duplex transmission: from the perspective of PHY and MAC layers [J]. Communications Surveys & Tutorials IEEE, 2015, 17(4): 2017-2046.  
 [2] 李美玲, 李莹, Muhaidat S, 等. 非理想干扰删除下全双

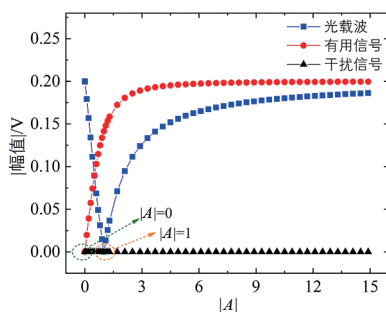
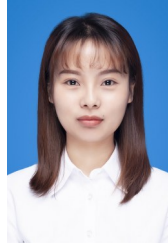


图9 PD光载波、有用信号和干扰信号功率随|A|的变化关系

- 工中继 NOMA 系统的物理层安全性能研究[J]. 电子学报, 2019, 47(1): 183 – 189.
- Li M L, Li Y, Muhaidat S, et al. Physical layer security for NOMA-based full duplex relay networks with non-ideal interference cancellation [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2019, 47(1): 183 – 189. (in Chinese)
- [3] 吴翔宇, 沈莹, 唐友喜. 室内环境下 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道测量与建模[J]. 电子学报, 2015, 43(1): 1 – 6.
- Wu X Y, Shen Y, Tang Y X. Measurement and modeling of co-time co-frequency full-duplex self-interference channel of the indoor environment at 2.6GHz [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43(1): 1 – 6. (in Chinese)
- [4] 冯文江, 刘国岭, 孔乾坤. 非正交全双工双向中继系统差错性能分析[J]. 电子学报, 2018, 46(6): 120 – 126.
- Feng W J, Liu G L, Kong Q K. Error performance of non-orthogonal full-duplex two-way relaying systems [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(6): 120 – 126. (in Chinese)
- [5] Sabharwal A, Schniter 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.
- [6] Hong S, Brand J, Choi J, et al. Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 114 – 121.
- [7] Zhou J, Vhuang T H, Dinc T, et al. Integrated wideband self-interference cancellation in the RF domain for FDD and full-duplex wireless [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2015, 50(12): 3015 – 3031.
- [8] 赵季红, 何强, 曲桦, 等. 基于天线消除的非线性自干扰消除全双工通信[J]. 计算机工程与设计, 2017, 38(3): 591 – 594.
- Zhao J H, He Q, Qu H, et al. Nonlinear self-interference cancellation algorithm based on antenna cancellation in full-duplex communication [J]. *Computer Engineering and Design*, 2017, 38(3): 591 – 594. (in Chinese)
- [9] Venkatakrishnan S B, Alwan E A, Volakis J L. Wideband RF self-interference cancellation circuit for phased array simultaneous transmit and receive systems [J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 3425 – 3432.
- [10] Seokbong H, Kwangseon K, Jaeho J. Modeling and analysis of full-duplex MIMO system based on the measurement of RF self-interference cancellation [A]. *Symposium of the Korean Institute of Communications & Information Sciences* [C]. Korean: [s.n.], 2017. 1152 – 1153.
- [11] Askar R. Active self-interference cancellation mechanism for full-duplex wireless transceivers [A]. *International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks & Communications* [C]. Oulu, Finland: IEEE, 2014. 539 – 544.
- [12] Quan X, Liu Y, Shao S, et al. Impacts of phase noise on digital self-interference cancellation in full-duplex communications [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(7): 1881 – 1893.
- [13] 吴飞, 邵士海, 唐友喜. 一种基于多天线波束成形的全双工自干扰抵消算法[J]. 电子学报, 2017, 45(1): 8 – 15.
- Wu F, Shao S H, Tang Y X. A novel self-interference cancellation algorithm using multi-antenna beamforming in full-duplex system [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(1): 8 – 15. (in Chinese)
- [14] 刘建成, 全厚德, 赵宏志, 等. 基于迭代变步长 LMS 的数字域自干扰抵消 [J]. 电子学报, 2016, 44(7): 1530 – 1538.
- Liu J C, Quan H D, Zhao H Z, et al. Digital self-interference cancellation based on iterative variable step-size LMS [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(7): 1530 – 1538. (in Chinese)
- [15] 潘时龙, 张方正, 叶星炜, 等. 基于微波光子技术的实时高分辨雷达成像 [J]. 上海航天, 2018, 35(6): 46 – 53.
- Pan S L, Zhang F Z, Ye X W, et al. Real-time high-resolution radar imaging based on microwave photonics [J]. *Aerospace Shanghai*, 2018, 35(6): 46 – 53.
- [16] 郑小平, 华楠. 光网络 30 年: 回顾与展望 [J]. 电信科学, 2016, 32(5): 24 – 33.
- Zheng X P, Hua N. Review and outlook of 30 years of optical network development [J]. *Telecommunications Science*, 2016, 32(5): 24 – 33. (in Chinese)
- [17] Seeds A J, Hams H, Fice M J, et al. TeraHertz photonics for wireless communications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(3): 579 – 587.
- [18] Zou X, Bai W, Chen W, et al. Microwave photonics for featured applications in high-speed railways: communications, detection, and sensing [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4337 – 4346.
- [19] Chang M P, Fok M, Homaier A, et al. Optical analog self-interference cancellation using electro-absorption modulators [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2013, 23(2): 99 – 101.
- [20] Zhang Y H, Xiao S L, et al. Self-interference cancellation using dual-drive Mach-Zehnder modulator for in-

- band full-duplex radio-over-fiber system [J]. Optics Express, 2015, 23(26): 33205 – 33213.
- [21] Chen Y, Pan S L. Simultaneous wideband radio-frequency self-interference cancellation and frequency downconversion for in-band full-duplex radio-over-fiber systems [J]. Optics Letters, 2018, 43(13): 3124 – 3127.
- [22] Wang B, Chen Y, Chen Y. Photonic-assisted wideband frequency downconverter with self-interference cancellation and image rejection [J]. Appl Opt, 2019, 58(13): 3539 – 3547.
- [23] Chen Y, Yao J P. Photonic-assisted RF self-interference cancellation with improved spectrum efficiency and fiber transmission capability [J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(4): 761 – 768.
- [24] Chen Y. A Photonic-based wideband RF self-interference cancellation approach with fiber dispersion immunity [J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(17): 4618 – 4624.
- [25] Bruno J R, Lu M, Deng Y, et al. Broadband optical cosite interference cancellation [J]. Optical Engineering, 2013, 52(5): 3001 – 3007.
- [26] Han X, Huo B, Shao Y, et al. RF self-interference cancellation using phase modulation and optical sideband filtering [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(11): 917 – 920.
- [27] Zhang S, Xiao S, Zhang Y, et al. Directly modulated laser-based optical radio frequency self-interference cancellation system [J]. Optical Engineering, 2016, 55(2): 026116.
- [28] Chang M P, Lee C L, Wu B. Adaptive optical self-interference cancellation using a semiconductor optical amplifier [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(9): 1018 – 1021.
- [29] Zhou Q, Feng H, Scott G, et al. Wideband co-site interference cancellation based on hybrid electrical and optical techniques [J]. Optics Letters, 2014, 39(22): 6537 – 6540.
- [30] General Photonics. MPC-Polarization Controller. [DB/OL]. <http://www.generalphotonics.com/index.php/product/mpc-polarization-controller/>, 2020-10-10.
- [31] Li C, Wang J, Zheng F C, et al. Overhearing-based cooperation for two-cell network with asymmetric uplink-downlink traffics [J]. IEEE Transactions on Signal & Information Processing Over Networks, 2016, 2(3): 350 – 361.
- [32] Li C, Yang H J, Sun F, et al. Multi-user overhearing for cooperative two-way multi-antenna relays [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 65(5): 3792 – 3802.
- [33] Li C, Zhang S, Liu P, et al. Overhearing protocol design exploiting inter-cell interference in cooperative green networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 441 – 446.

#### 作者简介



史芳静 女, 1995年3月出生, 陕西咸阳人. 2017年毕业于南京理工大学探测制导与控制技术专业, 现为西北工业大学电子信息学院硕博连读生. 主要从事微波光子信号处理、光载射频通信等方面的研究工作.

E-mail: fangjing\_shi@mail.nwpu.edu.cn



樊养余 男, 1962年4月出生, 陕西蓝田人. 分别于1982年、1992年在陕西科技大学获得学士、硕士学位, 于1999年在西北工业大学获得博士学位. 现为西北工业大学电子信息学院教授、博士生导师. 主要从事虚拟现实技术、数字信号处理理论与应用等方面的研究工作.

E-mail: fan\_yangyu@nwpu.edu.cn



王鑫圆 男, 1997年6月出生, 山西晋城人. 2019年在西北工业大学获得学士学位. 现为西北工业大学电子信息学院硕士研究生. 主要从事微波光子信号处理、微波光子雷达等方面的研究工作.

E-mail: wangxinyuan@mail.nwpu.edu.cn



高永胜(通信作者) 男, 1989年9月出生, 河南漯河人. 分别于2011年、2014年和2016年在西安电子科技大学获得学士、硕士和博士学位. 现为西北工业大学副教授、研究生导师. 主要从事微波光子信号处理、光载射频通信、微波光子卫星通信、微波光子雷达等方面的研究工作.

E-mail: ysgao@nwpu.edu.cn