



基于硅基集成的模拟信号处理及其在微波光子前端中的应用

陈明华,于鸿晨,汪晶晶,陈宏伟,谢世钟

(清华大学 北京 100084)

摘要:模拟信号处理单元是微波光子前端中的重要组成部分,其性能在很大程度上决定了整个系统的性能,其中硅基光子集成的信号处理单元因其尺寸小和性能优良等优势获得了更多的关注。综述了硅基光子信号处理单元以及其在微波光子前端中应用的相关研究成果。

关键词:微波光子;硅基光子;光子前端

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015283

Analog Signal Processing Based on Silicon-Photonics and Its Application in Microwave Photonic Frontend

Chen Minghua, Yu Hongchen, Wang Jingjing, Chen Hongwei, Xie Shizhong

(Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Signal processors are one of the significant elements in microwave photonic frontends, which determines the working ability of the entire system in many aspects. The silicon-photonics-based signal processors are especially attractive for their compact size and wonderful performance. The development of silicon-photonics-based signal processing for microwave photonic frontends was reviewed.

Key words: microwave photonics, silicon photonics, optical frontend

1 引言

微波光子前端是微波光子学的关键应用之一,它具有灵活的可调谐性能、大动态范围及抗电磁干扰等优势,有望克服传统电子前端的缺点,得到广泛的研究^[1-16]。典型的微波光子前端包括用于混频的调制器、射频振荡器、信号处理器以及下变频器,其中集成化的信号处理器是关键功

能单元,已引发广泛的研究兴趣^[17,18]。光子前端可以分成两类:一类是在微波域内利用微波光子滤波器进行信号处理的光子前端^[9-11],另一类是在光域内实现下变频和光子处理的光子前端^[5-7]。本文主要介绍基于光域滤波和下变频的光子前端,其功能结构如图1所示。

由图1可知,全波段射频光子处理器是光子前端的核心功能单元,由有限冲击响应(FIR)滤波器^[19-23]和无限冲击

收稿日期:2015-10-10;修回日期:2015-10-15

基金项目:国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(No.2012CB315703),国家自然科学基金资助项目(No.61335002, No.61120106001, No.61322113),清华大学自主科研项目

Foundation Items: The National Program on Key Basic Research Project (973 Programm)(No.2012CB315703), NSFC (No.61120106001, No.61132004, No.61322113), Tsinghua University Initiative Scientific Research Program

论文引用格式:陈明华,于鸿晨,汪晶晶等.基于硅基集成的模拟信号处理及其在微波光子前端中的应用.电信科学,2015283

Chen M H, Yu H C, Wang J J, *et al.* Analog signal processing based on silicon-photonics and its application in microwave photonic frontend. Telecommunications Science, 2015283

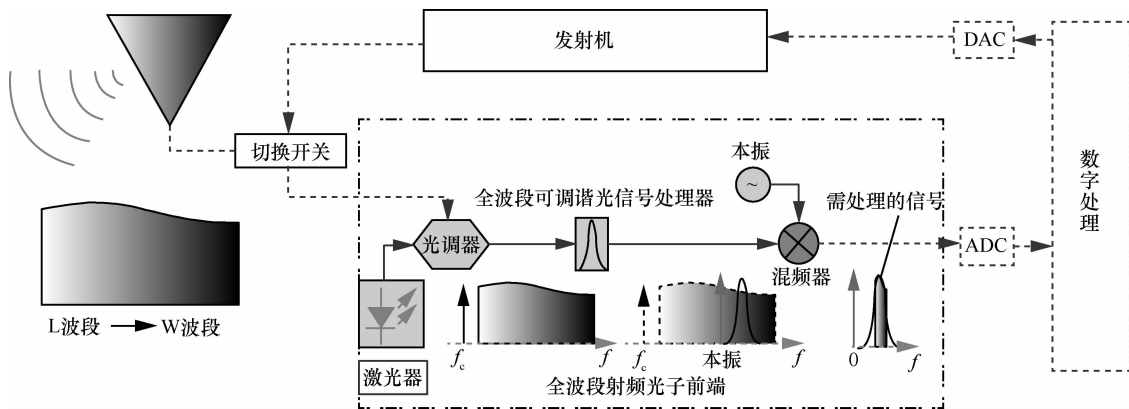


图1 射频光子收发机结构示意图

响应(IIR)滤波器^[24-29]两大类光子处理器构成。FIR滤波器具有通带线性相位的优点,但它的自由谱区(FSR)和滤波带宽在同一个量级,限制了应用范围;而基于微环谐振腔的IIR滤波单元具有更小的尺寸及更大的FSR,但受限于波导的损耗,要进一步提升滤波器的 Q 值得非常困难。

本文回顾了基于硅基光子信号处理的微波光子前端的最新研究进展,主要展示了本研究小组的相关研究工作,而没有试图囊括所有可能的基于硅基集成的光子前端的研究。

2 硅基光子信号处理器

现有的集成信号处理器主要可以分为两类:具有反馈回路的IIR滤波器和FIR滤波器。IIR滤波器在通带具有一个相位的跳变,而且对加工误差比较敏感;FIR滤波器在通带具有线性相位,可以利用MZI实现。下面将针对这两种信号处理器的不同特点展开具体讨论。

2.1 FIR信号处理器

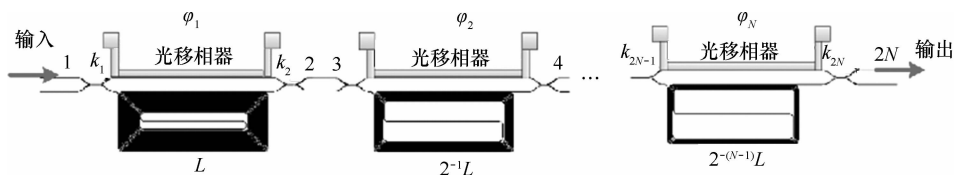
FIR滤波器具有稳定性好、结构简单以及通带线性相位等优点,得到了广泛的研究。然而,已有的FIR滤波器几乎都是基于MZI结构实现的,这类滤波器的滤波响应的FSR与两臂时延差成反比,与滤波响应的带宽成正比^[10],使用受到限制。为了避免这个问题,同时实现精细的信号处理和宽带的信号处理范围,可以使用光子射频信道化滤波器来增大FSR^[30],但这种方法会增加额外的损耗和整个

系统的复杂度。因此,提出了利用多级级联的MZI结构来实现窄线宽的FIR滤波并获得大的信号处理范围,其中滤波器的FSR可以通过增加MZI级联的级数来实现^[7,20,22,23]。

2.1.1 基于SOI级联MZI的FIR信号处理单元

图2给出了所提出的基于多级级联结构的MZI的滤波器,其中每一级MZI都可以单独调节。它可以在保持滤波器带宽基本不变的情况下,增大信号的处理范围。从图2中可以看出,各级MZI通过上臂的输入和输出端口(k_1 到 k_{2N})依次相连。每级MZI的两臂之间时延差满足如下关系: $\Delta L_1=L, \Delta L_2=2^{-1}L, \dots, \Delta L_N=2^{-(N-1)}L$ 。此外,可以通过MZI臂的微加热器来实现相移。

图3给出了当 $N=1, 3, 5$ 时的滤波器响应的仿真结果。从图3(a)可以看出,当 $N=1$ 时,FSR大概是 $\Delta\lambda_{3\text{dB}}$ 的两倍,而滤波器的带外抑制大概为6.5 dB;当 $N=3$ 时,FSR被增大到16 GHz,然而滤波器的带宽 $\Delta\lambda_{3\text{dB}}$ 却减小到2.02 GHz,滤波器的带外抑制也提高到17 dB;当 $N=5$ 时,FSR增大到64 GHz,带外抑制达到30 dB。从图3还可以看出,滤波器的通带内相位满足线性变化关系,即保持了FIR的特性。仿真中假设 $L=2.98\text{ cm}$, $\alpha=3\text{ dB/cm}$ 。考虑到实际应用限定在一个比较窄的波长范围内,可以设定耦合器的耦合系数在使用波长范围内都是0.5。从仿真结果可以看出,随着 N 的增大,滤波器的FSR可以增大 2^{N-1} 倍,而 $\Delta\lambda_{3\text{dB}}$ 基本保持不变,此外,滤波器的带外抑制也得到了显著的提高。

图2 N 级级联的MZI可调滤波器的示意

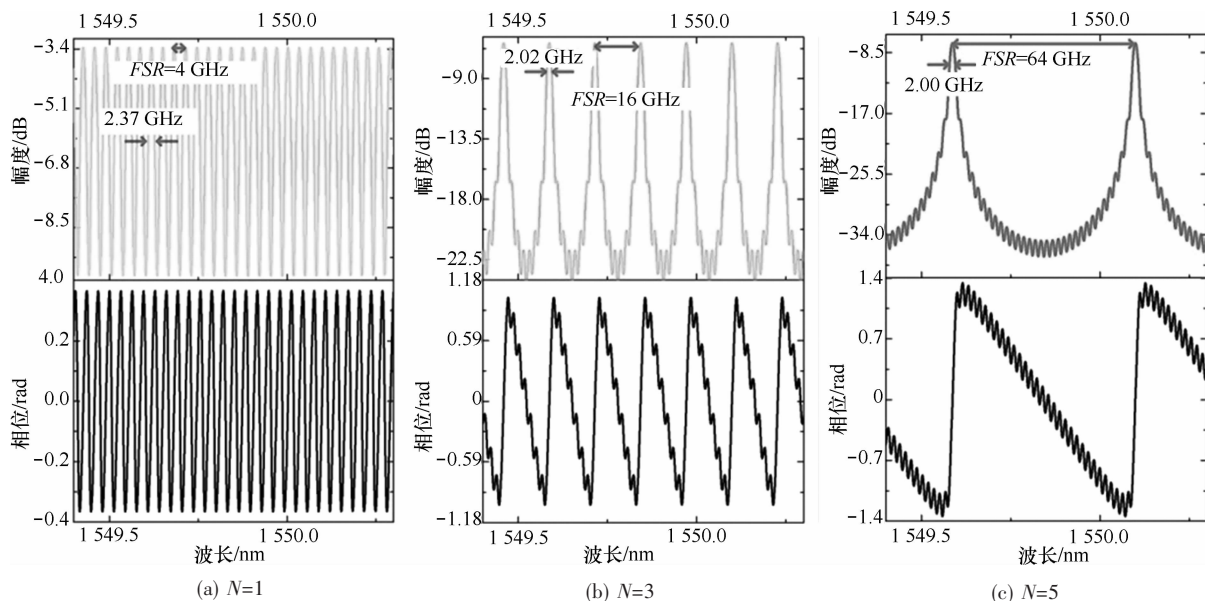


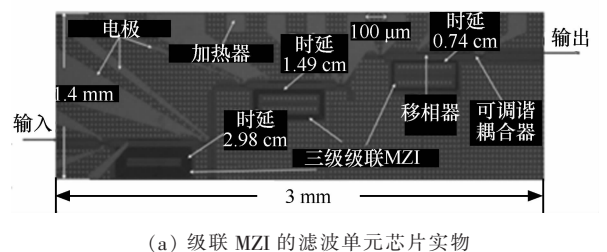
图3 多级级联 MZI 的仿真结果

采用 SOI (silicon-on-insulator) 工艺加工了基于三级级联 MZI 结构的 FIR 滤波器, 加工的芯片如图 4(a) 所示。波导的宽度和硅波导的刻蚀深度分别是 450 nm 和 220 nm, 其中耦合两臂的间隔为 200 nm, 耦合长度为 10 μm 。波导层上是一层 600 nm 厚的二氧化硅层, 再上是 110 nm 厚的 Ti/TiN 加热器和电极。

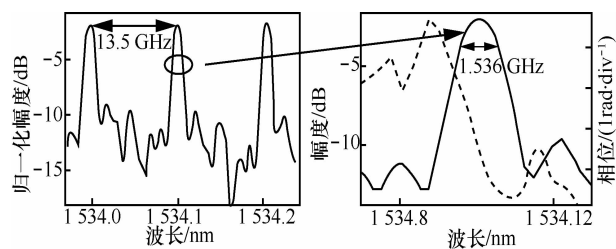
当前 SOI 的工艺水平比较有限, 不能保证如尺寸和传输损耗等参数与设计的完全一致, 这在很大程度上会影响器件的性能。通过两种方法可以减小这些影响: 第一, 在加工过程中通过逐渐改变曝光和氧化过程来补偿曝光量的抖动, 同时平滑波导的侧壁; 第二, 考虑到这些工艺加工误差的不可避免性, 在氧化层上添加微电极来主动调节器件的有效参数, 进而优化和修正滤波器的传输响应。通过单独调节每级 MZI 臂上的微电极, 可以实现不同级之间的相位匹配。器件的幅度和相位响应可以利用光矢量分析仪 (OVA) 来测量, 测量结果如图 4(b) 所示。滤波器的带宽为 1.536 GHz, FSR 被增大到约 13.5 GHz, 可以在一定程度上满足 X- 到 Ka 波段的信号处理需求。此外, 滤波器通带具有线性相位特性, 和理论结果一致。与仿真结果相比, 实验中测量到的带外抑制略小, 这主要是由工艺的误差和不同级 MZI 之间的失配造成的。

2.1.2 氮化硅的 FIR 信号处理器^[22,23]

在常见的通信应用中, 信号处理精度需求往往优于 100 MHz^[31,32], 因此前文提出的信号处理器在处理精度上有接近一个数量级的差距。这在很大程度上是因为硅基 SOI



(a) 级联 MZI 的滤波单元芯片实物



(b) 测试的幅相结果

图4 多级级联光子信号处理器实验结果

波导的损耗较高 (大约为 3 dB/cm) 而限制了精度的进一步提高。基于 TriPleXTM 技术的氮化硅波导具有超低的波导损耗, 在弯曲半径 70 μm 的时候损耗约为 0.1 dB/cm^[33,34]。因此, 可以考虑利用这种波导实现较长的波导时延线, 从而实现更高精度的信号处理器。因此, 提出基于氮化硅波导的可编程可重构的信号处理单元。所提出的滤波器的最高精度可以达到 143 MHz, 信号处理范围可以大于 112.5 GHz, 将会满足多波段的微波光子信号处理需求。这种全光可重构的模拟信号处理器如图 5 所示。它主要包含两部分: 基于 MZI 的可调谐可重构的信号处理器和一个基于微环谐振

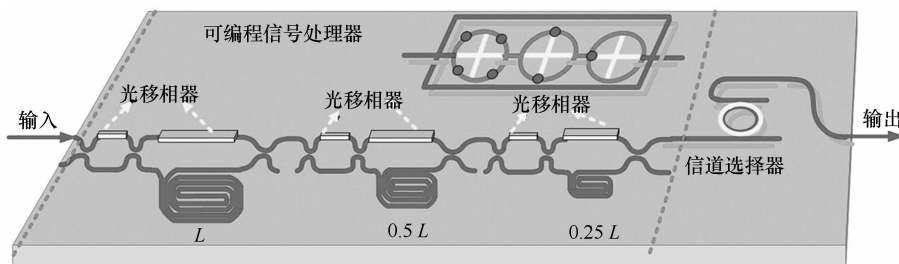


图5 基于级联 MZI 的可编程信号处理器

腔的信道化滤波单元。它可以看作一个三级级联的 MZI 滤波器,如图 6(a)所示,其中, $\cos \alpha_i$ 和 $\sin \alpha_i$ 为进入 MZI 两臂的分功比。第一级 MZI 具有 4 个零点结构,第二级有 2 个,第三级有 1 个。器件中采用对称 MZI 结构实现可调耦合器的功能,其耦合系数从 0 到 1 可调,对三级非对称的 MZI 两臂进行功率分配。通过调节非对称 MZI 一臂上的相移器,滤波器的零点将会在零极点图上旋转。因此通过调节 6 级 MZI 上的相移器,可以调节滤波器的零点在零极点图上的排布,从而获得不同的传输响应,如图 6(b)~图 6(g)所示,其中实线是实验结果,虚线是仿真结果。

为了实现 100 MHz 左右的信号处理精度,实验中设计的最长时延线为 50 cm。这时,长延线引入的 MZI 两臂的损耗差别可以利用可调耦合器来均衡,从而获得最优的滤波响应。

测试了所提出光信号处理器的频谱特性,其测试系统如图 7(a)所示。在这个系统中,光源输出的光通过一个 50:50 耦合器分成两路,一路用作下变频的光本振,另一路用作光载波。将射频 VNA 中的射频扫频源通过一个电光马赫-曾德尔调制器(MZM)调制到光域,生成一个与射频 VNA 具有同样扫频精度的光的扫频源。这里使用的 MZM 被设置为零偏压状态,实现载波抑制调制。另外,考虑到滤波器的周期性响应,实验中利用一个单带通滤波器来滤出正的调制边带,从而避免负调制边带产生的影响,得到干净的扫频光源。扫频光源经过掺铒光纤放大器(EDFA)进行放大,再进入待测器件。由于波导器件的偏振敏感性,在器件之前加入了一个偏振控制器来调节输入光的偏振态,从而获得优化的耦合效率。然后,调制的扫频光源经过滤波器的处理后与上一路的光本振混合,再经过光电探测器(PD)探测得到电域射频信号。最后该信号返回射频 VNA 得到滤波器的传输响应。

图 7(b)~图 7(d)是通过调节 MZI 上的各个相移器得到的不同频率响应,其中,图 7(b)是一个单通道滤波器,可实现滤波带宽在 143~300 MHz 范围变化。图 7(c)实现

了双通道的滤波。在保持通带带宽基本不变的条件下,通过调节移相器,可以实现不同的通道间隔。此外,通过调节温度控制模块(TEC),可以实现滤波器中心波长的调节,如图 7(d)所示。对于这类基于 MZI 干涉单元的信号处理器,其信号处理范围是受限的。通过引入基于微环谐振腔实现的信道化滤波器^[29],可以进一步扩展将信号处理器的处理范围,如图 8 所示。

综上所述,基于 MZI 干涉单元 FIR 滤波器可以实现很高的信号处理精度,并且滤波器的形状也可以优化。但利用级联 MZI 结构来增加信号处理范围的方法还存在局限,通常还需要信道化滤波器进一步提高信号的处理范围,才能更好地应用在实际中。

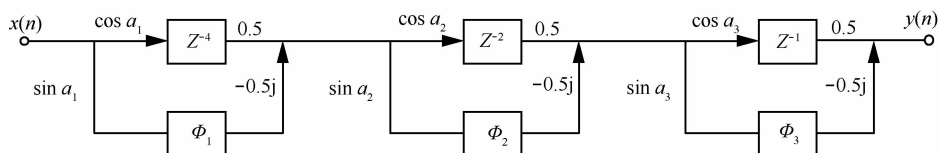
2.2 IIR 信号处理单元

基于微环谐振腔的 IIR 信号处理单元因其具有更小的尺寸、可能实现的高 Q 值和足够大的 FSR,得到了国内外微波光子前端研究的广泛重视。对于微环谐振腔滤波器来说,氮化硅波导更有吸引力,因为这类波导具有低的传输损耗(在弯曲半径 70 μm 时,损耗小于 0.1 dB/cm)和较高的折射率对比($\text{Si}_3\text{N}_4=1.99$, $\text{SiO}_2=1.45$),更适合同时实现高 Q 值与大的信号处理范围。

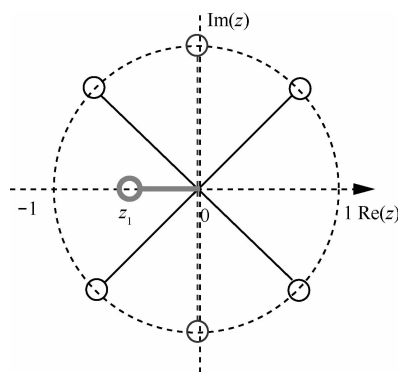
2.2.1 氮化硅微环 IIR 滤波器^[29]

为了满足全波段(从 L 波段到 W 波段)的射频光子前端的应用,微环滤波器的尺寸设计如下:半径为 125 μm ,波导与微环之间的间隔为 2 μm 。利用 OVA 测量得到的滤波器的性能如图 9(a)所示,信号处理范围大于 110 GHz ($\text{FSR}=225.78 \text{ GHz}$)。通过调节微环谐振腔上的微加热器可以实现滤波器处理通带在整个 FSR 内的调节,如图 9(b)所示。

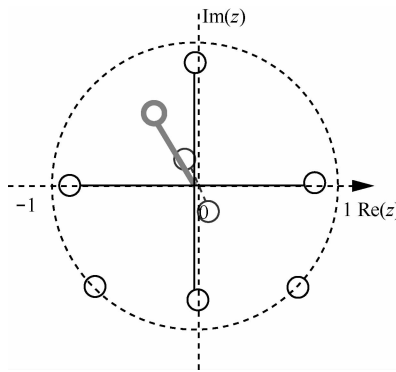
图 10 给出了滤波器的测试系统与测量结果,可以看出,滤波器的带宽大概为 420 MHz,而滤波器的带外抑制大于 40 dB;当滤波器的中心频率调节时,滤波器的形状基本保持不变。



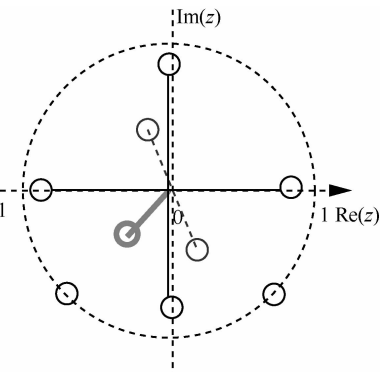
(a) 7 零点的 FIR 滤波直接形式



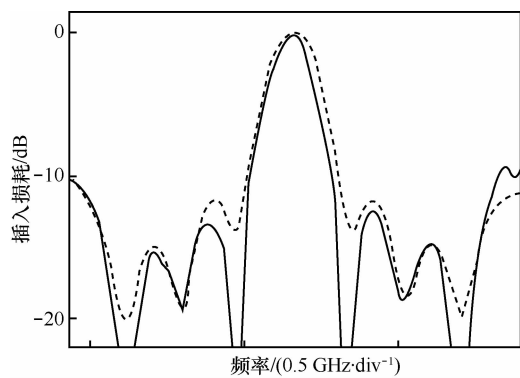
(b) 零点分布图 1



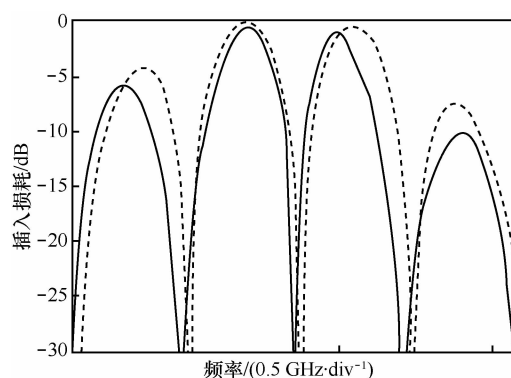
(c) 零点分布图 2



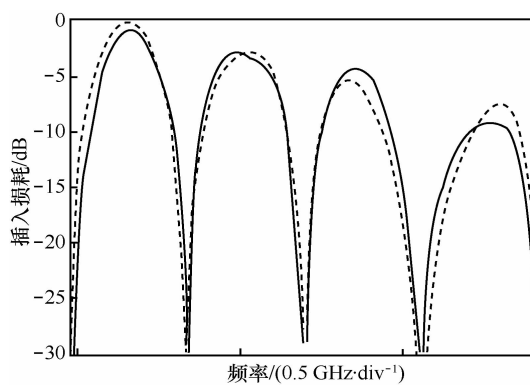
(d) 零点分布图 3



(e) 对应(b)的传输响应



(f) 对应(c)的传输响应



(g) 对应(d)的传输响应

图 6 7 零点的 FIR 滤波直接形式及保持性

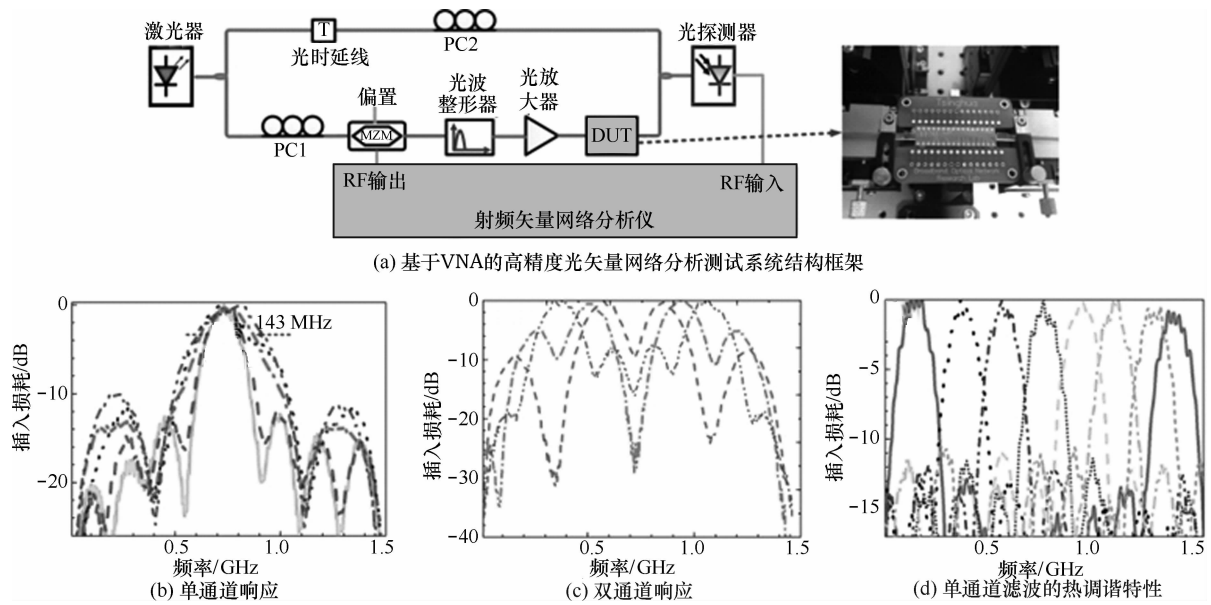


图7 基于VNA的光处理器测试结果

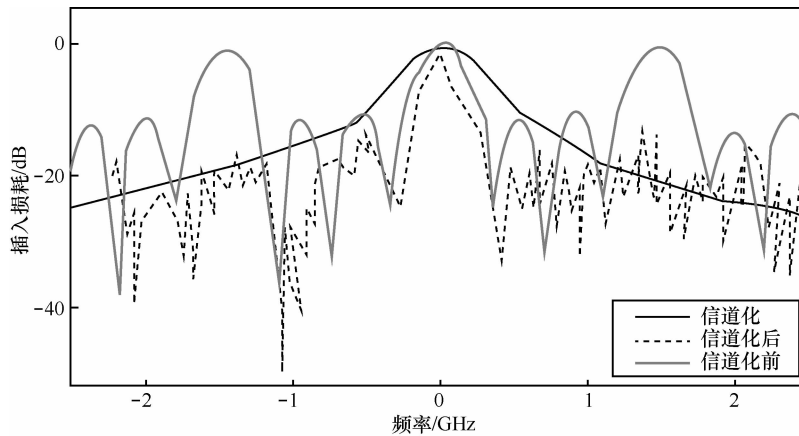


图8 经过信道化滤波后的单通道带通响应

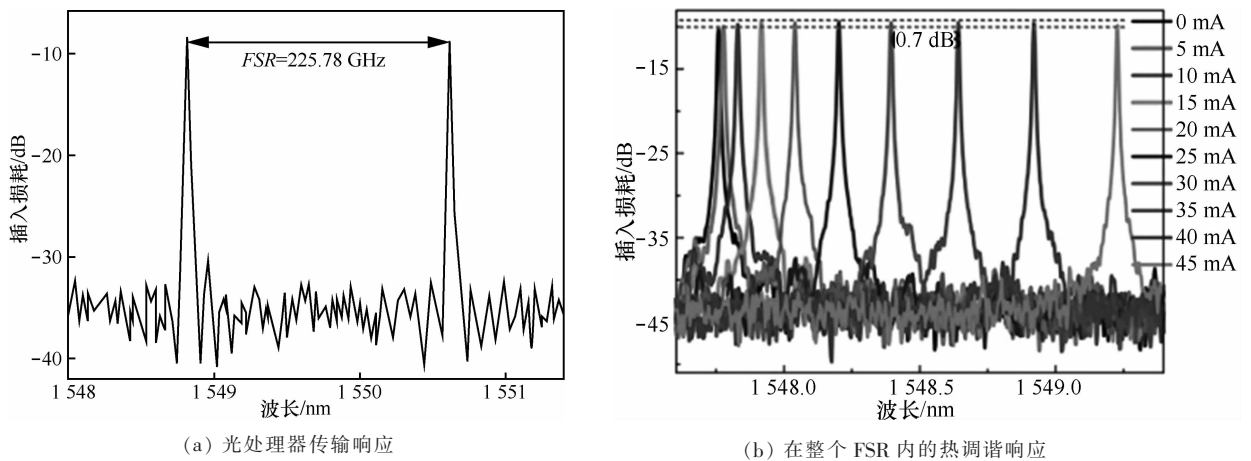


图9 器件测试

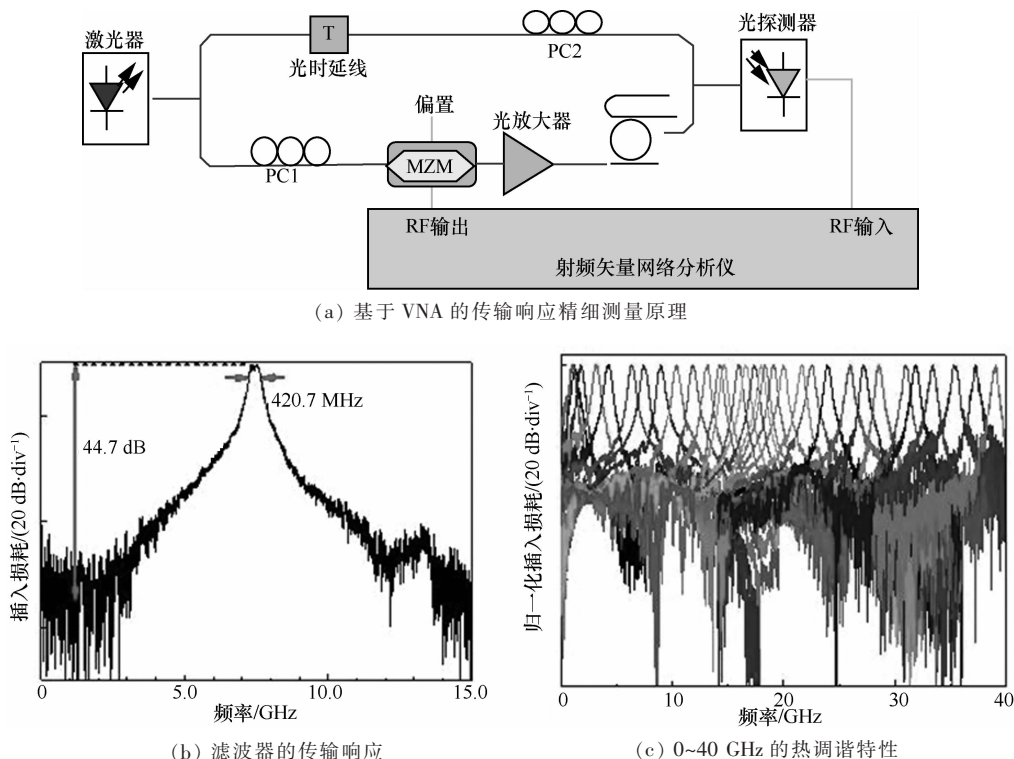


图 10 IIR 滤波器的测试系统与测量结果

3 光子前端

近年来,研究人员提出了许多基于下变频和滤波的微波光子前端^[1-11]。从包括成本、功耗和可靠性等方面考虑的时候,基于硅基的微波光子信号处理技术已经被认为是解决复杂光子前端的信号处理的一个有效方案,但大多数研究仅关注硅基器件本身的性能或者子系统的性能,很少有报道将这些硅基器件应用在光子前端中的。本节介绍利用基于硅基光子信号处理器的微波光子前端,实现光子辅助的软件定义无线电的收发机。

软件定义无线电是一种无线电通信技术,可以通过软件编程来控制系统的工作参数,从而适应于不同的工作频段、数据格式、通信协议等,非常便于在已有的网络中引入新技术和新服务等。因此,软件定义无线电收发机自问世以来,在世界范围内引起了广泛关注^[35-37]。但由于电子器件的带宽瓶颈限制,目前大部分软件定义无线电收发机都只能工作在某一个特定的工作频段。要想有效地满足不同工作要求下的信号处理要求,需要研制出覆盖更大工作频段的软件定义无线电收发机。

微波光子技术具备实现以上要求的巨大潜力^[7,14,29-30,38]。一方面,光外差或混频等方法可以生成高频的射频信号,

产生频率仅受现有光电转换器的带宽限制^[38,39];另一方面,光子辅助的射频光子前端可以先将射频信号调制到光域进行处理,再转换为更低频率的中频信号并送入 ADC^[7,29-30,40]。但是,目前已有的光滤波器还无法精细到可以从复杂的宽谱环境中选择一个窄带宽的射频调制边带。同时,为了避免光载波的波长漂移带来的影响,系统需要引入非常精细的控制系统,也大大增加了功能实现的难度。

基于之前讨论的微波光子处理器,提出了一种结合光电处理的新的软件定义无线电收发机^[42]。系统的结构如图 11 所示。电的部分主要完成中频—基带转换以及基带数字处理功能,而光的部分借助一个连续光完成中频—射频转换和光域的处理功能。具体的细节如图 12(a)所示,左边描述的是电的处理单元,右边描述的是光的处理单元,收发机的特性决定了两个处理单元是对称分布的。电的处理可以由一个商用的软件定义无线电收发机模块完成;光的处理需要使用的载波信号(f_c)和光本振信号(f_{lo})由同一个连续光光源经强度调制器载波抑制双边带调制产生。两个信号之间的频谱间隔也可以利用调制器驱动信号 f_0 非常灵活地控制。此外,由于干涉仪引入的相位噪声可以利用后端成熟的电域信号处理手段消除^[43,44]。

在发送端,系统首先利用电处理模块将数字的 I/Q 信

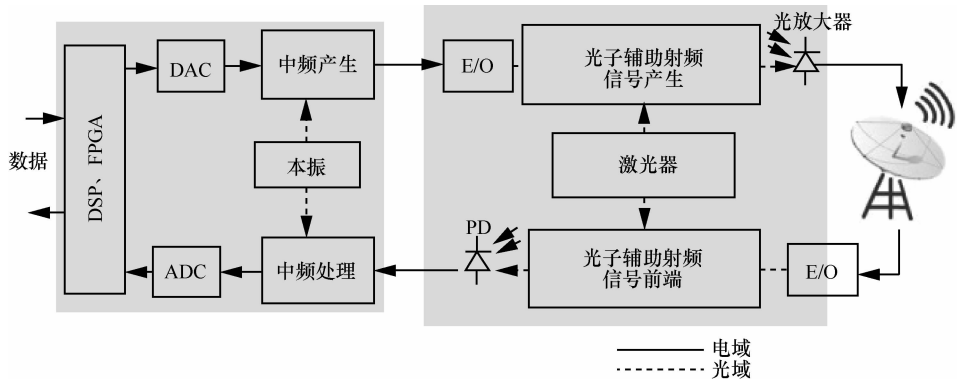
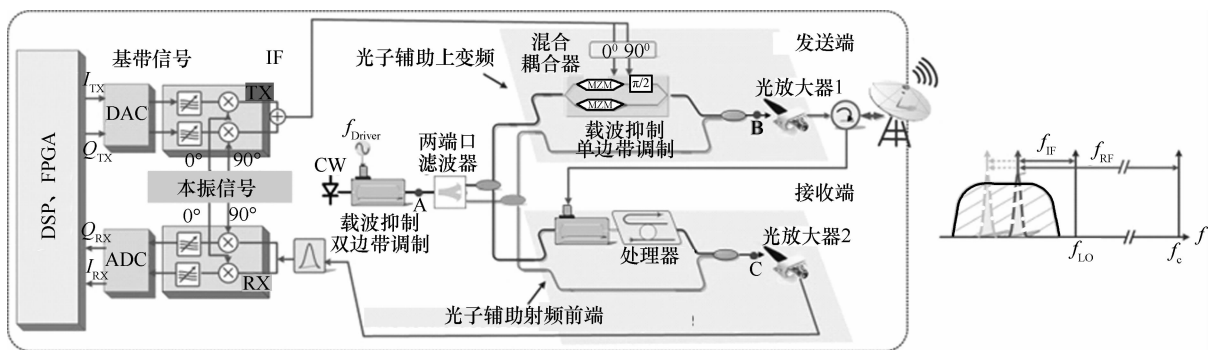


图 11 光子辅助的软件无线电定义收发机功能



(a) 光子辅助的软件无线电定义收发机的实验结构

(b) 接收端的两级处理结构示意图

图 12 光子辅助的软件定义收发机结构示意图

号转换成模拟的中频信号(f_{IF}),再将中频信号调制到光载波上,这样,两臂上分别传输的调制边带和光本振信号一起到达光电转换器,对应产生需要的射频信号($f_{RF}+2f_0$)。其中,电光转换过程使用了载波抑制单边带调制,不需要额外的滤波器就实现了上臂只传输一个调制边带。干涉仪结构带来的影响将在后面进行讨论。

在接收端,天线接收到的信号首先被调制到光域,以完成第一级的前端处理。由于接收端和发送端共用了光载波和光本振信号,第一次下变频后得到的中频信号依然是 f_{IF} 。它将在电的模块上完成第二级前端处理。这个两级处理机制如图 12(b)所示,其中,光滤波器的通带用实线表示,而电滤波器的通带用虚线标注。这样的设计,使得光滤波器的带宽可以与随后转换生成的中频信号 f_{IF} 同数量级,既降低了对滤波器工艺的要求,又有效避免了实际中载波漂移问题带来的影响。同时,增加的一级电滤波器的结构大大提升了系统的精度。上文提出了一种基于低损耗 Si_3N_4 波导微环的光滤波器,不仅具有很高的分辨率和很高的带

外抑制比,还可以实现对中心频率的大范围可调谐,可以胜任对光滤波器的需求;而商用的电接收机模块可以满足电处理的需求。

系统的结构设计得到了实验的验证,实际的演示结构如图 13 所示。光载波和光本振信号均由中心波长 1 549 81 nm、线宽 1 kHz、光功率 18 dBm 的连续光通过 20 GHz 调制带宽的马赫—曾德尔调制器产生,随后被一个 25 GHz 频率间隔的间插复用器分成两路。

电处理功能可以由商用的软件定义电收发机模块完成,使用在 10 MHz~6 GHz 范围可调谐,处理带宽达到 10 MHz 的 HackRF One SDR 处理模块。一方面,可以进一步增强系统的重构精度;另一方面,可以帮助解决由于干涉仪结构引入的信号不稳定问题。光载波和本振信号通过两个不同的臂传输,形成了干涉仪结构,会在随后利用外差法生成射频信号的过程中产生相位噪声。这些噪声会影响最终接收信号的质量,造成星座图的旋转。这种缓变的星座图旋转可以利用数字处理中非常成熟的相位纠正法恢复,即不

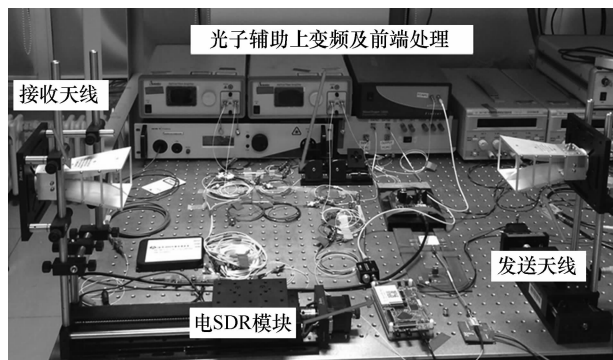


图 13 光子辅助软电定义收发机演示实验系统

稳定问题可以被解决^[43,44]。

发射端的实验测量结果如图 14 所示。光子辅助上变频过程中的载波抑制单边带调制可以用一个 12.5 GHz 调制带宽的 I/Q 调制器和一个 90° 混合耦合器实现。图 14(a) 中对比了光载波和光本振信号的光频谱(虚线)和进入光电转换器中信号的光频谱(实线)。使用中心频率为 2.5 GHz 的中频信号和中心频率为 15 GHz 的驱动信号,发送端将生成中心频率为 32.5 GHz 的射频信号。这里,载波抑制单

边带调制的消光比超过了 25 dB,很好地保证了对干扰信号的抑制。以 1 GHz 作为步进差,改变驱动信号(2~175 GHz),将对应得到不同频率的射频信号(6.5~39.5 GHz),如图 14(b)所示。其中,随频率抬升的噪声是电谱测量仪引入的,而随频率降低的转换效率与光电转换器、放大器等器件的频率响应相关。

接收端使用的微环光滤波器具备 420 MHz 的 3 dB 带宽和超过 40 dB 的带外抑制比,如图 15(a)所示,可以有效地避免在下变频转换到中频信号的过程中产生干扰信号,并且较大程度地容忍光载波的波长偏移。此外,通过控制图 15(a)中显示的微环上的相位调节器,光滤波器的通带可以在 110 GHz 频率范围灵活调节到一阶调制边带的位置。由于滤波器的高精细度,可以准确地滤出需要的一阶调制边带来进行下变频。经过滤波得到的一阶调制边带的光谱(虚线)和本振信号(实线)如图 15(b)所示。由于接收端和发送端共用光载波和光本振信号,生成的中频信号的中心频率为 2.5 GHz。

利用双音信号测试方法,可以测量接收机工作在 L 波

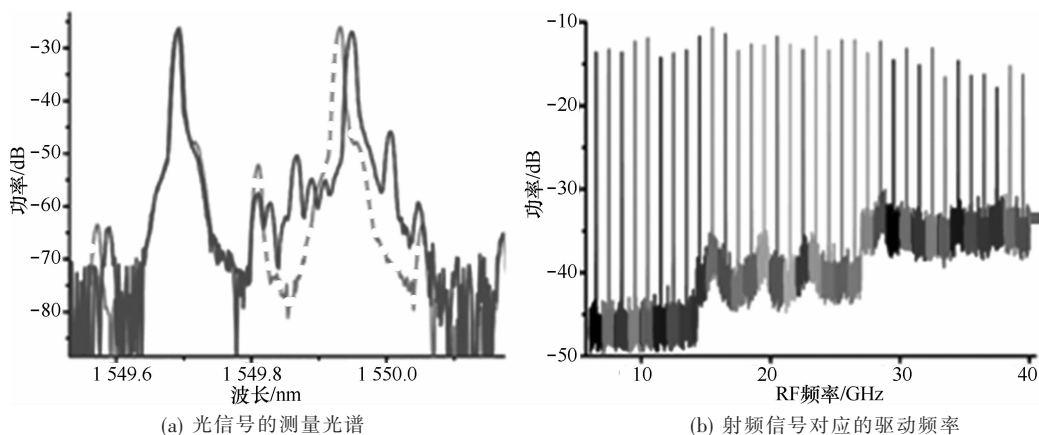


图 14 发射端的实验测量结果

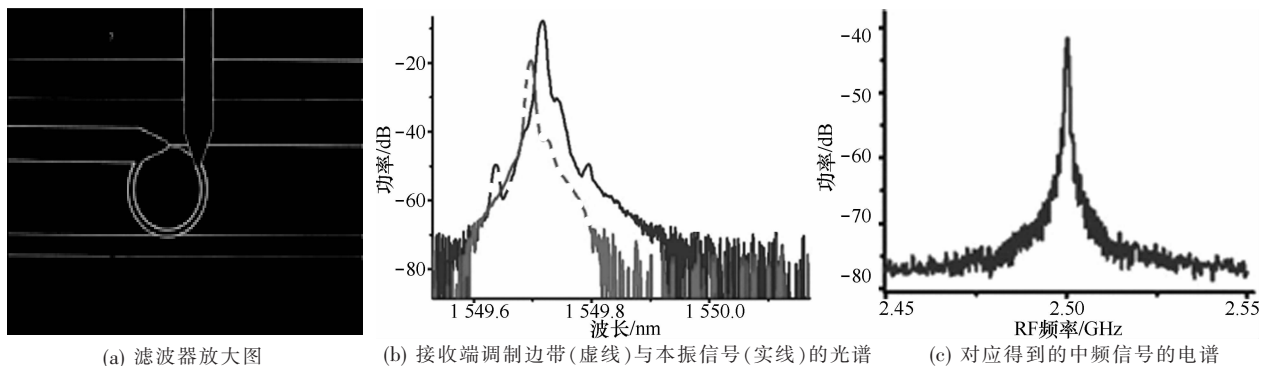


图 15 接收端滤波器特性及接收端 PD 前后光、电信号测试结果



段到 Ka 波段(受限于实验中调制器的带宽)时的线性度。实验中,射频本振的功率大概为 20 dBm,由于调制和光电探测过程引入了系统的非线性,BPD 接收到的信号中不仅包含线性项信号(6.5 MHz 和 8.5 MHz),还有三阶交叉调制非线性项(IMD3)信号(4.5 MHz 和 10.5 MHz)。图 16 显示了 C 波段到 K 波段的系统实测的 SFDR。电谱仪的设置如下:RBW=1 kHz,VBW=1 kHz,AT=30 dBm,ST=720 ms。测量到的噪底大概为-151 dBm/Hz。C 波段(信号为 4.806 5 GHz 和 4.808 5 GHz,中心频率为 6.5 MHz 和 8.5 MHz)、X 波段(信号为 10.006 5 GHz 和 10.008 5 GHz,中心频率为 6.5 MHz 和 8.5 MHz)、Ku 波段(信号为 13.506 5 GHz 和 13.508 5 GHz,中心频率为 6.5 MHz 和 8.5 MHz)和 K 波段(信号为 19.006 5 GHz 和 19.008 5 GHz,中心频率为 6.5 MHz 和 8.5 MHz)的 SFDR 实验结果分别为:118.6 dB·Hz^{2/3}、116.0 dB·Hz^{2/3}、114.8 dB·Hz^{2/3}、119.1 dB·Hz^{2/3}。

双音测试下,射频光子接收机在 1.5~39.5 GHz 范围以 2 GHz 作为步进值的 SFDR 测量散点图如图 17 所示。在这样一个频率范围(实验中可以测得最大频率范围),系统的性能具有一个较好的一致性。因此,可以预测当系统在更高频带工作时,由于系统原理不变,性能会保持比较好的一致性。

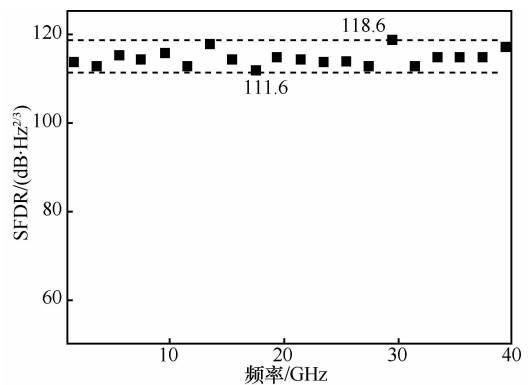


图 17 射频光子接收机在 L 到 Ka 波段的 SFDR 测量散点图

为了验证接收机的通信收发质量,发射端将 1 MHz 的 QPSK 信号调制到不同频率的射频载波(覆盖 C 波段到 Ka 波段)上并发射,接收端的结果分析如下。

在第一种条件下,使用背靠背传输的方式。经光子辅助前端处理产生的中频信号的射频功率为-40 dBm。测量到的随接收信号频率变化的矢量误差幅度(EVM)曲线如图 18(a)所示,对应的载波频率分别是 22.5 GHz、32.5 GHz 和 37.5 GHz,星座图如图 18(b)中的(I)、(II)、(III)所示。这里,小幅度的变化对应发射端光电转换器的频率响应。

在第二种条件中,使用一对相距 1 m、工作频段为 2~245 GHz

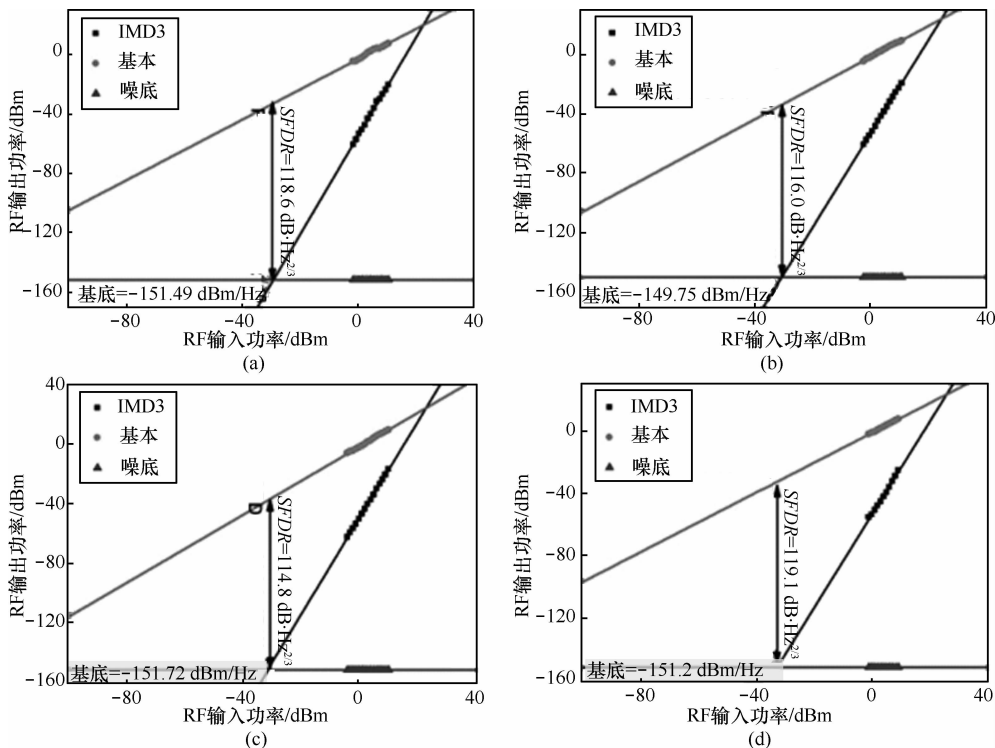
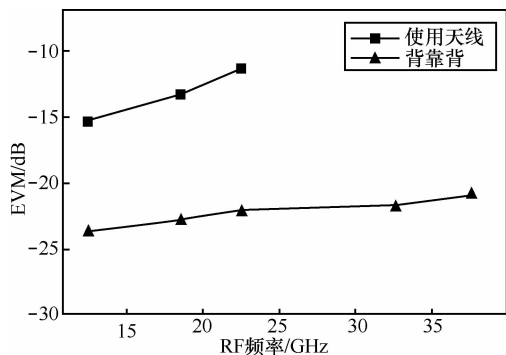
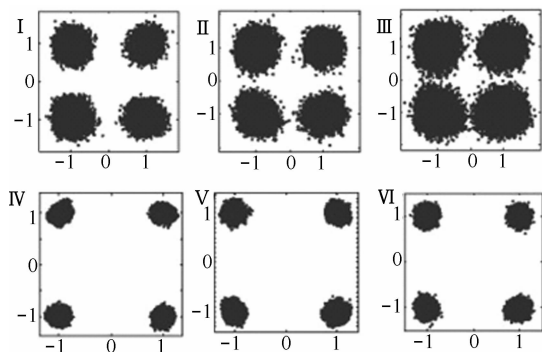


图 16 射频光子接收机的 SFDR 测量曲线

的宽带喇叭天线进行传输。测量到的随接收信号频率变化的 EVM 曲线如图 18 (a) 所示, 对应的载波频率分别是 12.5 GHz、18.5 GHz 和 22.5 GHz, 星座图如图 18(b) 中的 (IV)、(V)、(VI) 所示。与背靠背传输相比较, 天线传输的性能有明显恶化。这主要是巨大的天线传输损耗造成的。这个传输损耗随频率迅速增加, 当射频信号的中心频率在 22.5 GHz 左右时, 损耗达到 28 dB。以上实验结果验证了高频的射频信号可以经由射频—中频—基带信号的频率变换, 最终利用实际中常见的窄带 ADC 完成精细处理。



(a) 与射频载波频率相关的收发机 EVM 曲线



(b) 射频信号载波是 12.5 GHz (I)、18.5 GHz (II)、22.5 GHz (III)、22.5 GHz (IV)、32.5 GHz (V)、37.5 GHz (VI) 时的星座图

图 18 系统接收信号性能测试

实验验证系统实现了覆盖 C 波段到 Ka 波段的射频信号发射, 只受限于光电转换器的带宽。同时, 系统利用频率转换和滤波等有效手段, 可以将以上波段内的信号准确地接收并处理。这种系统充分结合了微波光子处理和传统电处理的优势, 同时满足了大带宽、超灵活、高分辨率和软件可编程控制等要求。据了解, 这是第一次实现了同时满足以上条件, 对未来无线通信的频谱资源开发有重大的意义。

4 结束语

微波光子前端, 因其相对于射频前端具有更大的应用

带宽、大的动态范围以及抗电磁干扰等优势, 近年来引发了广泛的研究兴趣。信号处理作为大多数包含滤波和下变频的射频光子前端中的关键模块尤其被广泛研究。目前, 研究人员已经提出了许多不同种类的集成信号处理器, 具有可编程、高 Q 值、大处理范围等特点, 而且有些已经应用到了光子前端的信号处理中。但目前相关技术仍然有一些困难需要克服。首先, 包含耦合损耗在内的信号处理器插损较大, 这在很大程度上会影响光子前端的噪底以及动态范围; 其次, 信号处理器的形状需要进一步的优化, 如提高滚降系数, 这将影响系统的信噪比; 最后, 信号处理器的性能需要监测和精细控制, 进一步提高系统的可靠性。

参考文献

- 1 Hsu R C J, Ayazi A, Houshmand B, *et al.* All-dielectric photonic-assisted radio front end technology. *Nat Photon*, 2007(1): 535~538
- 2 Waterhouse R B, Novak D. Integrated antenna/electro-optic modulator for RF photonic front-ends. *Proceedings of 2011 International Microwave Symposium*, Baltimore, MD, USA, June 2011
- 3 Chou J, Conway J A, Seifler G A, *et al.* Photonic bandwidth compression front end for digital oscilloscopes. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(22): 5073~5077
- 4 Ilchenko V S, Savchenkov A A, Byrd I, *et al.* Photonic front-end for millimeter wave applications. *Proceedings of the 33rd International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, Tucson, AZ, USA, 2008
- 5 Matsko A B, Ilchenko V S, Koonath P, *et al.* RF photonic receiver front-end based on crystalline whispering gallery mode resonators. *Proceedings of 2009 IEEE Radar Conference*, Atlanta, Georgia, 2009
- 6 Yu H, Chen M, Li P, *et al.* Compact Q-value enhanced band-pass filter based on EIT-like effect accompanying application in down conversion APL. *Opt Lett*, 2013(38): 3906~3909
- 7 Yu H, Chen M, Li P, *et al.* Silicon-on-insulator narrow-passband filter based on cascaded MZIs incorporating enhanced FSR for downconverting analog photonic links. *Opt Express*, 2013(21): 6749~6755
- 8 Clark T R, Waterhouse R. Photonics for RF front ends. *IEEE Microwave Magazine*, 2011(12): 87~95
- 9 Yu H, Chen M, Gao H, *et al.* RF photonic front-end integrating with local oscillator loop. *Opt Express*, 2014(22): 3918~3923
- 10 Torres-Company V, Leaird D E, Weiner A M. Simultaneous broadband microwave downconversion and programmable complex filtering by optical frequency comb shaping. *Opt Lett*, 2012, 37(19): 3993~3995

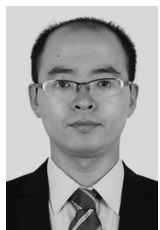


- 11 Wang J, Chen M, Liang Y, *et al.* Broadband RF front-end using microwave photonics filter. *Opt Express*, 2015, 23(2): 839~845
- 12 Guan X, Hajimiri A. A 24-GHz CMOS front-end. *IEEE J Solid State Circuits*, 2004(39): 368~373
- 13 Logan R T, Gertel E. Millimeter-wave photonic downconvertors: theory and demonstrations. *Proceedings of SPIE*, 1995 (2560): 58~65
- 14 Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds. *Nat Photon*, 2007(1): 319~330
- 15 Yao J. Microwave photonics. *J Lightwave Technol*, 2009 (27): 314~335
- 16 Capmany J, Mora J, Gasulla I, *et al.* Microwave photonic signal processing. *J Lightw Technol*, 2013(31): 571~586
- 17 Marpaung D, Roeloffzen C, Heideman R, *et al.* Integrated microwave photonics. *arXiv:1211.2012(4114)*
- 18 Jalali B, Fathpour S. Silicon photonics. *J Lightw Technol*, 2006(24): 4600~4615
- 19 Takato N, Kominato T, Sugita A, *et al.* Silica-based integrated optic Mach-Zehnder multi/demultiplexer family with channel spacing of 0.01-250 nm. *IEEE J Sel Areas Comm*, 1990, 8(6): 1120~1127
- 20 Yu H, Li P, Chen M, *et al.* Narrow-passband filter based on silicon cascaded MZIs with enhanced FSR. *Proceedings of OECC/PS*, Kyoto, Japan, 2013
- 21 Djordjevic S S, Luo L W, Ibrahim S, *et al.* Fully reconfigurable silicon photonic lattice filters with four cascaded unit cells. *IEEE Photon Technol Lett*, 2011, 23(1): 42~44
- 22 Yu H, Chen M, Yang S, *et al.* All-optical analog programmable signal processor. *Proceedings of CLEO 2015*, Busan, Korea, 2015
- 23 Yu H, Chen M, Guo Q, *et al.* A Si₃N₄ integrated programmable signal processor with a record high resolution for RF signal processing. *Proceedings of OFC*, Los Angeles, CA, USA, 2015
- 24 Biberman A, Shaw M J, Timurdogan E, *et al.* Ultralow-loss silicon ring resonators. *Opt Lett*, 2012, 37(20): 4236~4238
- 25 Rasras M S, Tu K Y, Gill D M, *et al.* Demonstration of a tunable microwave-photonic notch filter using low-loss silicon ring resonators. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(12): 2105~2110
- 26 Xiao S J, Khan M H, Shen H, *et al.* Multiple-channel silicon micro-resonator based filters for WDM applications. *Opt Express*, 2007(15): 7489~7498
- 27 Xiao M H, Khan H S, Qi M. A highly compact third-order silicon microring add-drop filter with a very large free spectral range, a flat passband and a low delay dispersion. *Opt Express*, 2007(15): 14765~14771
- 28 Dong P, Feng N N, Feng D, *et al.* GHz-bandwidth optical filters based on high-order silicon ring resonators. *Opt Express*, 2010, 18(23): 23784~23789
- 29 Yu H, Chen M, Hoekman Q M, *et al.* A full-band RF photonic receiver based on the integrated ultra-high Q bandpass filter. *Proceedings of OFC*, Los Angeles, CA, USA, 2015
- 30 Toliver P, Menendez R, Banwell T, *et al.* A programmable optical filter unit cell element for high resolution RF signal processing in silicon photonics. *Proceedings of Optical Fiber Communication Conference 2010*, California, USA, 2010
- 31 Parkvall S, Furuskar A, Dahlman E. Evolution of LTE toward IMT-advanced. *Communications Magazine*, 2011(49): 84~91
- 32 Chen S, Wang Y, Ma W, *et al.* Technical innovations promoting standard evolution: from TD-SCDMA to TD-LTE and beyond. *Wireless Communications*, 2012(19): 60~66
- 33 Morichetti F, Melloni A, Martinelli M, *et al.* Box-shaped dielectric waveguides: a new concept in integrated optics. *J of Lightwave Technol*, 2007(25): 2579~2589
- 34 Zhuang L, Marpaung D, Burla M, *et al.* Low-loss, high-index-contrast Si₃N₄/SiO₂ optical waveguides for optical delay lines in microwave photonics signal processing. *Opt Express*, 2011(19): 23162~23170
- 35 Haykin S. Cognitive radar: a way of the future. *IEEE Signal Proc Mag*, 2006, 23(1):30~40
- 36 Ulversoy T. Software defined radio: challenges and opportunities. *IEEE Commun S&T*, 2010,12(4): 4531~4550
- 37 Bagheri R, Mirzaei A, Chehrazi S, *et al.* Software-defined radio receiver architecture and RF-analog front-end circuits. *Proceedings of Digitally-Assisted Analog and RF CMOS Circuit Design for Software-Defined Radio*, Springer, New York, USA, 2011:85~112
- 38 Goldberg L, Esman R D, Williams K J. Generation and control of microwave signals by optical techniques. *IEEE Proc J*, 1992, 139(4): 288~295
- 39 Zhang W, Li T, Lours M, *et al.* Amplitude to phase conversion of InGaAs pin photo-diodes for femtosecond lasers microwave signal generation. *Appl Phys B*, 2012(106): 301~308
- 40 Agarwal A, Banwell T, Woodward T K. Optically filtered microwave photonic links for RF signal processing applications. *J Lightw Technol*, 2011, 29(16): 2394~2401
- 41 Toliver P, Menendez R C, Banwell T C, *et al.* Very high-order microring resonator filters for WDM applications. *IEEE Photon Technol Lett*, 2004,16(10): 2263~2265
- 42 Wang J, Yu H, Chen M, *et al.* Large frequency range photonic-assisted software-defined radio transceiver. *Proceedings of CLEO 2015*, San Jose, CA, USA, 2015
- 43 Goldsmith A. *Wireless Communications*. London: Cambridge University Press, 2005
- 44 Ly-Gagnon D S, Tsukamoto S, Katoh K, *et al.* Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation. *J Lightw Technol*, 2006, 24(1): 12~21

[作者简介]



陈明华,男,博士后,清华大学电子工程系教授、博士生导师,2000 年加入清华大学电子工程系信息光电子研究所,2005–2008 年任信息光电子研究所副所长,2009–2010 年为美国麻省理工学院电子学研究所(RLE@MIT)访问教授。主要研究方向为微波光子学、光通信与光网络及其关键光电子器件技术。承担和参加了多项国家自然科学基金重点与重大项目、“973”计划项目、“863”计划项目等科研项目,所研究的“大容量超长距光通信”项目获国家科技进步奖二等奖一项,其他部级科技进步奖 5 项,并于 2005 年获得北京市“科技新星”称号,2007 年入选教育部新世纪人才计划。2000–2001 年“九五”二期国家“863”计划信息领域光电子主题总体技术组成员,2001–2005 年“863”计划高性能示范网专项光传输分项专家组成员。



于鸿晨,男,清华大学电子工程系博士生,主要研究方向为微波光子学。参加了国家自然科学基金重点项目、“973”计划项目等科研项目。博士期间两次获得博士研究生国家奖学金等奖项。



汪晶晶,女,清华大学电子工程系博士生,主要研究方向为微波光子信号处理及光子辅助收发机。参加了“973”计划项目等科研项目。博士期间多次获得光华奖学金等奖项。



陈宏伟,男,博士,清华大学电子工程系副教授,IEEE、OSA 及 COS 会员,主要从事高速光纤通信网络、微波光子学、高速激光成像等方面的研究工作。2006 年清华大学优秀博士毕业生,2006 年清华大学优秀博士论文一等奖,2004 年获亚太光通信会议最佳学生论文奖,2007 年获得北京市科学技术三等奖,2009 年获得全国百篇优秀博士学位论文提名,2010 年入选教育部新世纪优秀人才支持计划,2012 年获教育部高校科研成果二等奖,2013 年入选中组部首批青年拔尖人才计划,2013 年获得自然科学基金委优秀青年科学基金。在权威学术刊物和国际会议上发表高水平学术论文超过 100 篇,SCI 他人引用数达到 400 次,获得国内发明专利 9 项,为本领域多个国际知名刊物审稿专家。

谢世钟,男,清华大学教授,曾任清华大学电子工程系责任教授,系学术委员会主任,光通信研究所所长,中国电子学会通信分会光通信专家委员会副主任,量子电子学与光电子学会分会委员和美国 IEEE 高级会员。1991 年起参加国家“863”计划信息领域光电子主题专家组工作,历任专家组成员和第 5 届专家组组长和“十五”“863”计划信息领域专家委员会委员,1987–1988 年在美国南加州大学访问研究,1989 年为英国伦敦大学高级访问学者(Royal Society British Telecom Fellowship)。其研究方向为光纤通信与宽带光纤网络,包括高速密集波分复用系统、IP over DWDM 技术、全光波长转换技术、光纤光栅及器件及应用、光子晶体材料和器件等。先后担任多项“863”计划重大项目,是国家自然科学基金重大项目“中国高速互联研究试验网 NSFNet”技术专家组成员,“密集波分复用(DWDM)光纤传输系统”子项目的负责人。获国家发明奖和国家科技进步奖各一项,部委级科技进步奖 8 项,获国家专利 9 项,发表论文 300 余篇。