

基于双光学频梳的超宽带射频信号信道化合成技术研究 (特邀)

尹飞飞, 尹子恺, 谢祥芝, 戴一堂, 徐 坤

(北京邮电大学 电子工程学院 信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876)

摘要: 随着现代通信系统的发展, 宽带和 高频微波射频信号在雷达, 通信和信号处理等领域的应用越来越广泛。基于微波光子信道化技术, 文中通过两个自由频谱范围不同的光学频梳, 实现了超宽带射频信号的信道化合成。在信道化合成系统中, 多个独立的窄带信号输入各个信道进行上变频, 并在多外差探测中被重组成为一个具有连续频谱的宽带射频信号。在多外差探测中, 干扰抑制技术的使用提高了合成射频信号可达到的最高频率。在实验中, 合成了一个覆盖频率范围 8.4~12.4 GHz, 瞬时带宽为 4 GHz 的宽带射频信号。实验结果显示, 干扰的抑制率达到了 21 dB, 表明干扰抑制技术的使用提高了输出信号的最高频率的同时有效地提高了频谱利用率。

关键词: 微波光子学; 双频梳; 超宽带信号产生; 干扰抑制

中图分类号: TN929.11 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20211054

Research on channelized synthesis of ultra-wideband radio frequency signal based on dual optical frequency combs (*Invited*)

Yin Feifei, Yin Zikai, Xie Xiangzhi, Dai Yitang, Xu Kun

(State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: With the development of the modern communication system, broadband and high-frequency microwave radio frequency (RF) signals have been widely applied in the fields of radar, communication and signal processing. Based on the microwave photonic channelization, ultra-wideband RF signals were generated through dual optical frequency combs (OFCs) with different free spectrum ranges (FSRs). In the channelized synthesis system, multiple independent narrowband signal was input in each channel for up-conversion and detected by multi-heterodyne detection to reconstruct a wideband RF signal with continuous spectrum. In multi-heterodyne detection, interference suppression technique increased the highest frequency that the synthesized RF signal could reach. In the experiment, a wideband RF signal was synthesized with an instantaneous bandwidth of 4 GHz, covering a frequency range of 8.4-12.4 GHz. The experiment demonstrates an interference suppression ratio of 21 dB, indicating that the interference suppression technique increases the highest frequency of the output signal and effectively improves the spectrum utilization.

Key words: microwave photonics; dual optical frequency combs; ultra-wideband signal generation; interference suppression

收稿日期: 2021-04-11; 修订日期: 2021-05-27

基金项目: 国家自然科学基金 (61625104, 61821001, 62071055, 62001043)

作者简介: 尹飞飞, 副教授, 博士, 主要从事微波光子关键技术和器件、光通信等方面的研究。

0 引言

雷达、电子战、无线通信和航空航天等领域的发展使得大带宽、高频率的微波信号的需求日益增加。由于电子器件带宽有限,在电子域使用电子电路得到的射频微波信号的性能受到很大的限制。与此同时,作为一个微波与光信号相互作用的交叉学科,微波光子学将光的大带宽,低传输损耗和抗电磁干扰等优势融合进射频信号的处理过程,同时降低了系统的复杂度,为射频信号的产生和处理提供了一种新的思路^[1-2]。

对于超宽带射频信号的处理,微波光子信道化技术是一个有效的途径。微波光子信道化技术是通过将宽带的射频信号调制到光载波,并且依靠衍射光栅^[3]和光滤波器^[4-5]等光学元件进行光谱切割和信道划分,将宽谱的射频信号在光上切割成多个窄带信号,通过对多个窄带信号的并行处理实现了输入的宽带信号的多频点同时处理。但是,利用上述方案实现的信道化系统体积大并且结构复杂。近年来,随着光频梳的出现,使用光频梳的信道化接收技术得到了发展,已经有了很多成果。光频梳在信道化结构中的应用降低了系统的复杂度,避免了各种器件之间的波长对准问题,提高了系统的可调谐性^[6]。北京邮电大学的 Xiaojun Xie 等人通过调制器将射频信号多播在光频梳上,并通过法布里-珀罗滤波器 (Fabry-Perot Filter, FPF) 进行多频带射频的处理,实现了大带宽信号的分段切割,完成了信道间隔为 1 GHz 的五个信道的划分^[7]。南京航空航天大学的小文 Gu 等人利用一种光频梳结合非对称双环谐振腔周期光滤波器实现了一种微波光子信道化接收机,并在实验中实现了工作频段为 1~9 GHz 的五个信道的信道化接收^[8]。在使用光频梳实现信道化接收的过程中,由于每个的信道间隔不大(数十 GHz),其他相邻信道的本振也会与当前信道调制的射频信号拍频产生干扰分量,而干扰分量会在频域与目标信号重叠,限制了信道化接收机的有效带宽。为了避免频谱混叠带来的影响,通过使用光学混波器和 90°电桥组成的干扰抑制结构^[9-10],能够有效地抑制信道间的干扰,从而实现了更大带宽和更高频率的输出。

在笔者所在团队先前的工作中,通过信道化技术,利用光频梳和周期性滤波器进行了射频信号进行切片和相应的信号处理^[7, 11-13]。借助双光梳,实现了

一个覆盖频率范围从 DC 到 20 GHz 的 20 个信道的微波光子接收机,这个接收机可以将一个瞬时带宽为 20 GHz 的射频信号进行频谱切片并将每个切片在对应的信道输出^[14]。受此启发,如果将许多频谱切片在不同的信道输入,那么这些频谱切片就会在输出端拼接成一个大带宽的射频信号,从而实现了宽带射频信号的合成。此外,得益于多外差探测技术,仅需一组光电探测模块就可以实现所有信道的光电转换,避免了大量探测器的使用^[15]。

文中提出了一种利用双频梳将多个窄带信号变频并合成成为一个超宽带射频信号的信道化合成方案。在光电转换的过程中,使用能够抑制干扰的多外差探测结构实现了对干扰的抑制。在实验中,一个瞬时带宽为 4 GHz 的宽带射频信号被合成,覆盖频率范围 8.4~12.4 GHz。此外,实验结果展示了多外差探测中的杂散抑制比约为 21 dB,有效地提高了合成信号能实现的带宽和最高输出频率。

1 原理

信道化合成系统的设置如图 1 所示。系统中,两个自由频谱范围 (Free Spectrum Range, FSR) 不同的光频梳是由上下两组光频梳生成模块产生的。其中,位于本振支路(上支路)的本振光频梳的自由频谱范围为 ω_{FSRLO} , 信号支路(下支路)产生的信号光频梳的自由频谱范围为 ω_{FSRsig} (假设 $\omega_{\text{FSRLO}} < \omega_{\text{FSRsig}}$, 当 $\omega_{\text{FSRLO}} > \omega_{\text{FSRsig}}$ 时情况相似)。由于 ω_{FSRLO} 和 ω_{FSRsig} 在数值上不同,定义两个光频梳的自由频谱范围的差值为 $\omega_{\Delta\text{FSR}}$, 即 $\omega_{\Delta\text{FSR}} = |\omega_{\text{FSRsig}} - \omega_{\text{FSRLO}}|$ 。从图 2(a) 中所示的原理图中可以看到,由实线箭头表示的信号频梳与虚线箭头表示的本振频梳在第一根梳齿对齐。然而,由于自由频谱范围差值 $\omega_{\Delta\text{FSR}}$ 的存在,在其他信道的信号频梳梳齿和本振频梳梳齿的频率差呈现有规律的变化,表现为在第 k 个信道,梳齿的频率差为 $k \cdot \omega_{\Delta\text{FSR}}$ 。不同信道中双频梳梳齿的不同频率差使得对不同输入信号的阵列化变频成为了可能。值得注意的是,为了实现输出信号中心频率的可重构性,本振支路被移频模块下移频 ω_{shift} , 因此得到的本振频梳被整体下移频 ω_{shift} 。移频后的本振频梳和信号频梳被一个偏振合束器合路以相互正交的偏振态合成成为一路光波并输入波分复用器。

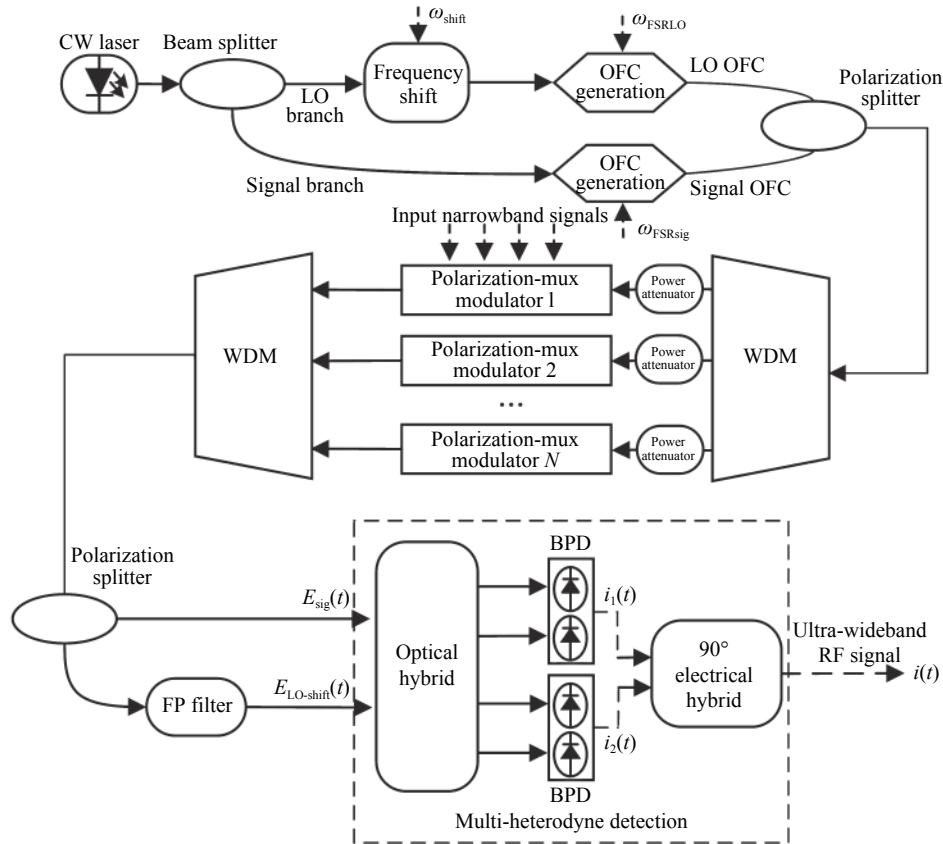


图 1 信道化系统设置

Fig.1 Setup of the channelized synthesis system

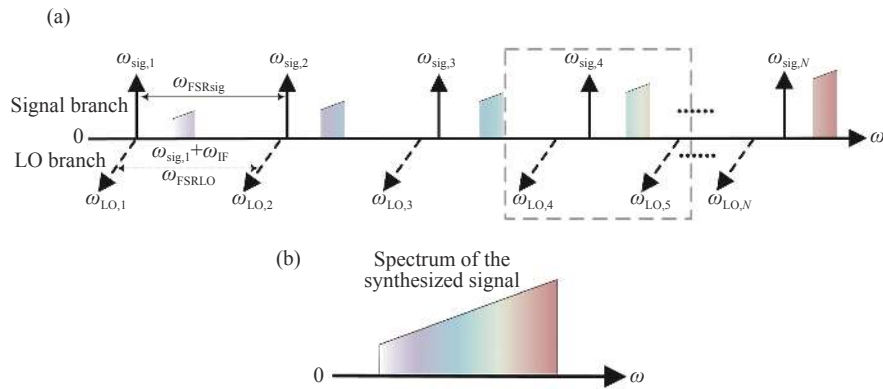


图 2 信道化合成原理图。(a) 上下支路原理图；(b) 合成信号频谱拼接原理图

Fig.2 Principle of the channelized synthesis system. (a) Principle of the two branches; (b) Principle of the spectrum stitching of the synthesized signal

一个波分复用器 (Wavelength Division Multiplexer, WDM) 将光频梳的每个梳齿划分到不同的信道之后, 输入的窄带信号在各个信道完成了对信号光频梳的调制。依据波长, 波分复用器将频率为 $\omega_{LO,k}$ 和 $\omega_{sig,k}$ 的本振频梳梳齿和信号频梳梳齿划分在同一个信道, 此时的同一信道内的本振频梳梳齿和信号频梳梳齿处于正交的偏振态。假设有 N 个窄带信号输入 N 个

不同的信道, 那么每个信道中的偏振复用调制器依据偏振态的不同能够将窄带信号调制到信号频梳的梳齿上, 而本振频梳梳齿保持未调制的状态。之后, 另一个波分复用器将各个信道的梳齿合路并输入偏振分束器。由于只有 N 个信道参与合成, 此时合路后的两个双频梳梳齿都只有 N 个。除此之外, 由于信道中的偏振复用调制器实现的是窄带信号的相位调制, 因

此信号支路还需要 FP 腔的滤波以完成各个窄带信号的抑制载波单边带调制。经过滤波后,各窄带信号(图 2(a)中不同颜色的形状)只保留了+1 阶边带。

假设输入窄带信号的表达式为: $u_k(t)=a_k(t) \cos(\omega_{IF}t + \theta_k(t))$, 其中 k 表示第 k 个信道, $a_k(t)$ 表示窄带信号的幅度, $\theta_k(t)$ 表示窄带信号的相位, ω_{IF} 表示窄带信号的中频。经过 FP 腔滤波后, 进入光学混波器前得信号支路表达式可由下式给出:

$$E_{sig}(t) \propto \sum_{k=1}^N \langle a_k(t) \exp\{j[\omega_{IF}t + \theta_k(t)]\} \rangle \exp\{j[\omega_c t + (k-1)\omega_{FSRsig}t]\} \quad (1)$$

式中: ω_c 表示连续光激光器的种子光的频率。而本振频梳在进入光学混波器前的表达式为:

$$E_{LO-shift}(t) \propto \sum_{k=1}^N \exp\{j[\omega_c t + (k-1)\omega_{FSRLO}t - \omega_{shift}t]\} \quad (2)$$

由公式 (2), 由于本振频梳有 N 个梳齿作为各个信道的本振信号参与拍频, 所以在多外差检测时, 其他信道的本振频梳梳齿也可能参与某一信道的拍频并产生干扰。以第四信道为例, 图 3(a) 的示意图是将图 2(a) 的代表第四信道的灰色虚线框区域放大后得到的。显然, 在图 3(a) 中的虚线区域, 第四信道的窄带信号 $u_4(t)$ 与同信道的本振梳齿 $\omega_{LO,4}$ 拍频可得到目标信号, 目标信号对应于图 3(b) 中虚线区域内的窄带信号。同样的, 第四信道的窄带信号与第五信道的本振梳齿 $\omega_{LO,5}$ 也会拍频, 如图 3(a) 中点状线所示, 并

且会产生如图 3(b) 中点状线区域中的干扰信号。由于更高频信道或更低频信道的本振频梳与第四信道窄带信号的拍频超出了合成信号的频率范围, 因此可以忽略不予考虑。在通常的方案中, 为了避免这种干扰带来的频谱重叠, 通常会将输出合成信号的最高频率设置为本振梳齿的 FSR 的一半, 即 $\omega_{max} \leq \omega_{FSRLO}/2$ 。但在文中, 使用如图 1 所示的带有多频带干扰抑制的多外差探测结构就可以抑制这种干扰, 从而将信号的最高频率提高一倍, 达到 ω_{FSRLO} 。干扰抑制的原理如下:

知第四信道滤波后的窄带信号表示为:

$$E_{sig,4}(t) \propto \langle a_4(t) \exp\{j[\omega_{IF}t + \theta_4(t)]\} \rangle \times \exp\{j[(\omega_c + 3\omega_{FSRsig})t]\} \quad (3)$$

而本振路的第四和第五信道的本振梳齿表达式为:

$$E_{LO-shift}(t) \propto \exp\{j[(\omega_c + 3\omega_{FSRLO} - \omega_{shift})t]\} + \exp\{j[(\omega_c + 4\omega_{FSRLO} - \omega_{shift})t]\} \quad (4)$$

式中: 公式 (4) 第一项为第四信道本振信号; 第二项为第五信道本振信号。

经过光学混波器与平衡探测器 (Balance Photodetector, BPD) 后, 两路 BPD 的输出分别为:

$$i_1(t) \propto a_4(t) \cos[\omega_{IF}t + \theta_4(t) + (3\omega_{\Delta FSR} + \omega_{shift})t] + a_4(t) \cos[\omega_{IF}t + \theta_4(t) + (-\omega_{FSRLO} + 3\omega_{\Delta FSR} + \omega_{shift})t] \quad (5)$$

$$i_2(t) \propto -a_4(t) \sin[\omega_{IF}t + \theta_4(t) + 3\omega_{\Delta FSR}t + \omega_{shift}t] + a_4(t) \sin[-\omega_{IF}t - \theta_4(t) + (\omega_{FSRLO} - 3\omega_{\Delta FSR} - \omega_{shift})t] \quad (6)$$

式中: $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 中的第一项都表示为第四信道窄带信号 $u_4(t)$ 与第四信道的本振梳齿的拍频产生的频率分量; $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 中的第二项都表示第四信道窄带信号 $u_4(t)$ 与第五信道的本振梳齿的拍频频率分量。

之后, 90° 电桥将 $i_2(t)$ 相移 $-\pi/2$ 后与 $i_1(t)$ 相加, 可得此时的表达式为:

$$i_{channel4}(t) \propto a_4(t) \cos\{[\omega_{IF}t + \theta_4(t)] + [3\omega_{\Delta FSR} + \omega_{shift}]t\} \quad (7)$$

显然, 第四信道的窄带信号与更高频的第五信道 LO 梳齿的拍频产生的干扰分量被抑制, 而同信道窄带信号拍频产生的目标信号被保留。

由此, 经过多外差探测之后, 得到的输出为:

$$i(t) \propto \sum_{k=1}^N a_k(t) \cos\{[\omega_{IF}t + \theta_k(t)] + [(k-1)\omega_{\Delta FSR} + \omega_{shift}]t\} \quad (8)$$

从公式 (8) 可以看出, 信道化系统输出的信号是

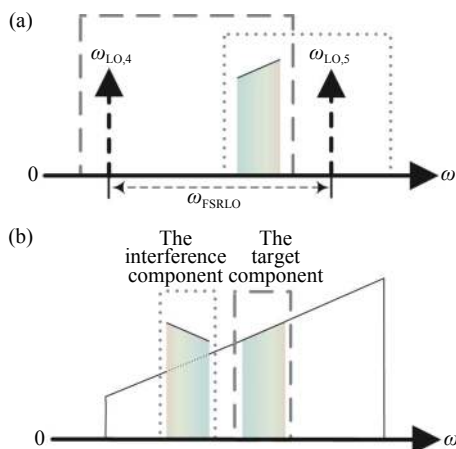


图 3 目标信号与干扰示意图。(a) 目标信号与干扰的产生; (b) 目标信号和干扰信号在输出频谱的位置

Fig.3 Schematic diagram of the target signal and the interference. (a) Generation of the target signal and the interference; (b) Position of target signal and interference in the output spectrum

输入的 N 个窄带信号的变频之后的组合。从频域进行分析,如图 2(b) 所示,当每个窄带信号的带宽恰好等于 FSR 之差 $\omega_{\Delta\text{FSR}}$ 时,各个窄带信号在频谱上被首尾相连地拼接到一起,组成了一个带宽为 $N \cdot \omega_{\Delta\text{FSR}}$ 的大带宽的合成信号,实现了信道化的合成。

2 实验与结果

基于图 1 的设置,笔者所在团队进行了信道化合成的实验。在实验中,连续光激光器的种子光的波长为 1550 nm,移频模块由一个马赫增德尔调制器和一个可调光滤波器组成,移频频率 ω_{shift} 为 8.4 GHz。上下支路的光频梳产生模块中各有两个级联的相位调制器 (Phase Modulator, PM),其中信号支路驱动 PM 的射频信号频率 ω_{FSRsig} 为 25 GHz,本振支路的驱动频率 ω_{FSRLO} 为 24 GHz。用于信道划分的两个 WDM 的信道间隔为 25 GHz,与信号光频梳 FSR 相同。同时,FP 腔的 FSR 也为 25 GHz。四个输入信道的中频 ω_{IF} 设置为 4.5 GHz,每个信道瞬时带宽为双频梳自由频谱范围之差,即 1 GHz。由于仪器数量限制,一个 4.5 GHz 的射频信号被功分四路作为四个输入信号输入四个信道。

在拼接窄带信号频谱的过程中,信号支路的 FP 腔实现了调制在光频梳上的窄带信号的抑制载波单边带调制。由于 FP 腔的 FSR 与信号频梳的 FSR 相同,当 FP 腔透过峰的中心与调制在光频梳上的窄带信号的中心频率相等时,各个窄带信号的频谱可以被滤出。笔者所在团队测量了四个信道的 S21 参数曲线以验证抑制载波单边带调制的可靠性。各个信道的 S21 参数曲线如图 4 所示,信道 1、2、3、4 覆盖的频率范围分别是 8.4~9.4 GHz, 9.4~10.4 GHz, 10.4~11.4 GHz, 11.4~12.4 GHz。不同的信道之间的 S21 参数相差不大,并且各信道覆盖频率范围内的 S21 曲线比较平坦。从图中可以看出,每个信道的透过函数的 3 dB 带宽约为 1.3 GHz,通带宽度满足实验中单信道瞬时带宽 1 GHz 的需求,能够保证有效的抑制载波单边带调制。

经过多外差检测后,一个有着 8.9、9.9、10.9、11.9 GHz 四个频率,覆盖范围 8.4~12.4 GHz 的宽带射频信号被合成,其频谱如图 5 所示。不同颜色的频率标记表示各个信道拍频产生的频率分量。四个频率分量的功

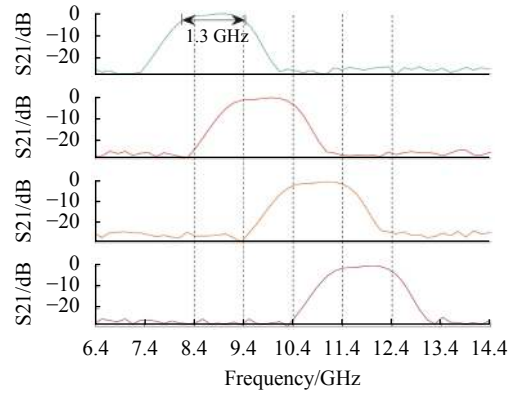


图 4 各信道 S21 参数的测量结果

Fig.4 Measurement results of the S21 parameter of each channel

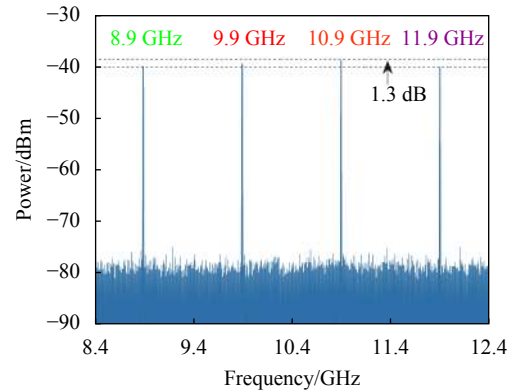


图 5 输出合成信号的频谱

Fig.5 Spectrum of the output synthesized signal

率起伏在 1.3 dB 左右,这是由于各个信道之间的幅度响应的差异造成的。理想情况下,通过调节各信道可调功率衰减器的衰减倍数以及对 FP 腔响应的非线性的补偿,输出信号的 S21 平坦度可以控制在 0.1 dB 左右。

正如原理中提到的,相邻信道的本振频梳梳齿也会和信道的调制信号拍频产生干扰信号。由于本振频梳的 FSR 为 24 GHz,因此对应于 8.9、9.9、10.9、11.9 GHz 四个合成频率的干扰分量分别为 15.1、14.1、13.1、12.1 GHz。这四个频率的干扰信号在图 6(a) 中用不同颜色的频率标出。由于实验仪器与器件的数量限制,实验中只能使用四个信道实现瞬时带宽为 4 GHz 的信号合成,因此干扰频率中只有 12.1 GHz 位于 8.4~12.4 GHz 的目标合成频率覆盖范围内。从图中可知,由于使用了多频带干扰抑制的结构,实验中合成信号的最高频率可以达到 12.4 GHz,超过了本振频梳自由频谱范围的一半,即超过了 12 GHz。对比图 6(a) 和图 6(b),干扰抑制率约为 21 dB,这有效地降

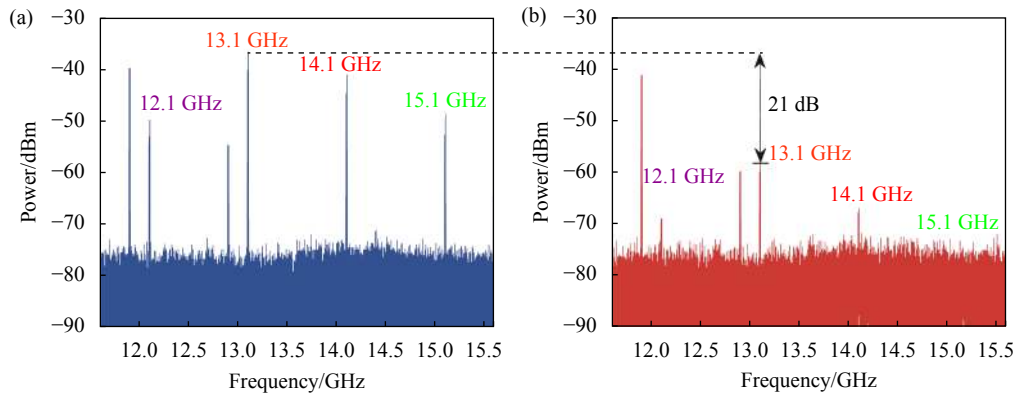


图 6 (a) 干扰分量的频谱;(b) 干扰抑制的结果

Fig.6 (a) Spectrum of the interference; (b) Result of the interference suppression

低了干扰分量在合成信号时的影响。实际上,实验中的干扰抑制率受到两个 BPD 的不完全相等的响应以及光学混波器和 90°电桥的非理想特性的限制,因此可以通过使用性能更好的器件进一步提高干扰抑制率。

3 结 论

文中提出了一种合成超带宽的射频信号的信道化合成方案。依靠双频梳实现的阵列化变频,多个窄带信号被上变频并合成拼接成为一个超宽带射频信号。在合成过程中,使用多频带干扰抑制提高了频谱利用率。实验中,通过四个信道合成了一个覆盖 8.4~12.4 GHz 的瞬时带宽为 4 GHz 的射频信号。多外差探测中的干扰抑制比约为 21 dB,能够实现干扰分量的有效抑制,提高输出信号的频率。

参考文献:

- [1] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds [J]. *Nature Photonics*, 2007, 1(6): 319-330.
- [2] Yao J. Microwave photonics [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335.
- [3] Wang W, Davis R L, Jung T J, et al. Characterization of a coherent optical RF channelizer based on a diffraction grating [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, 49(10): 1996-2001.
- [4] Strutz S J, Williams K J. An 8-18-GHz all-optical microwave downconverter with channelization [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, 49(10): 1992-1995.
- [5] Brès C S, Zlatanovic S, Wiberg A O J, et al. Parametric photonic channelized RF receiver [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(6): 344-346.
- [6] Hao W. Research on microwave photonic technology based broadband RF channelization [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018. (in Chinese)
- [7] Xie X, Dai Y, Ji Y, et al. Broadband photonic radio-frequency channelization based on a 39-GHz optical frequency comb [J]. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 2012, 24(8): 661-663.
- [8] Gu X, Dan Z, Li S, et al. Photonic RF channelization based on series-coupled asymmetric double-ring resonator filter[C]//2014 IEEE 7th International Conference on Advanced Infocomm Technology (ICAIT). IEEE, 2014.
- [9] Tang Z, Dan Z, Pan S. Coherent optical RF channelizer with large instantaneous bandwidth and large in-band interference suppression [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4219-4226.
- [10] Chen B, Y Fan, Wang W, et al. An ultra-wideband microwave photonic channelizer based on coherent optical frequency combs and image-reject down-conversion [J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 213115-213121.
- [11] Li J, Dai Y, Yin F, et al. Megahertz-resolution programmable microwave shaper [J]. *Optics Letters*, 2018, 43(8): 1878.
- [12] Yan Z, Li J, Dai Y, et al. Real-time Fourier transformation based on the bandwidth magnification of RF signals [J]. *Optics Letters*, 2018, 43(2): 194.
- [13] Xie X, Ji L, Yin F, et al. STFT based on bandwidth-scaled microwave photonics [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 39(6): 1680-1687.
- [14] Hao W, Dai Y, Yue Z, et al. Coherent wideband microwave channelizer based on dual optical frequency combs[C]// Avionics & Vehicle Fiber-optics & Photonics Conference. IEEE, 2016.
- [15] Chen W, Zhu D, Xie C, et al. Photonics-based reconfigurable multi-band linearly frequency-modulated signal generation [J]. *Optics Express*, 2018, 26(25): 32491.