

基于微波光子的可重构变频移相信号产生

李赫¹, 赵尚弘^{1*}, 吴吉祥², 林涛¹, 张昆¹, 王国栋¹, 蒋炜³, 李轩¹

¹空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077;

²空军通信士官学校, 辽宁 大连 116600;

³中国空间技术研究院西安分院, 陕西 西安 710077

摘要 提出一种基于偏振复用-双平行马赫-曾德尔调制器(PDM-DPMZM)的微波光子变频移相信号生成方案。通过改变调制器的直流偏置电压可以实现二倍频移相信号生成或者上/下变频移相信号生成,生成信号的相位仅通过控制检偏器偏振方向与调制器一个主轴之间的角度 α 就能实现 $-180^\circ\sim 180^\circ$ 的连续调谐。在光频梳的支持下,本方案可扩展为多通道独立相位调谐的系统。仿真结果表明,频率为5 GHz的射频信号在三种功能下可以分别转换为二倍频信号10 GHz、下变频信号1 GHz和上变频信号13 GHz,它们的相位可实现 $-180^\circ\sim 180^\circ$ 的全范围连续调谐,且不同相位下生成信号的功率响应相对平坦。

关键词 光电子学; 微波光子; 多频段变频; 全范围移相; 二倍频信号

中图分类号 TN29

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202040.0825001

Generation of Reconfigurable Frequency-Conversion Signals with Full-Range Phase Shift Based on Microwave Photonics

Li He¹, Zhao Shanghong^{1*}, Wu Jixiang², Lin Tao¹, Zhang Kun¹,
Wang Guodong¹, Jiang Wei³, Li Xuan¹

¹Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China;

²Air Force Communications Sergeant School, Dalian, Liaoning 116600, China;

³Xi'an Branch of National Key Laboratory on Space Technology, Xi'an, Shaanxi 710077, China

Abstract In this paper, we propose a novel microwave photonic phase shifter based on a polarization division multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator (PDM-DPMZM). In this scheme, by adjusting the direct current (DC) bias voltages, the PDM-DPMZM is employed to generate a frequency-doubled or frequency up-converted and down-converted signals with their phases tuned across a full range. The phase shift is changed just by tuning the angle α between the polarizer's polarization direction and one of the principal axes of the modulator. Supported by the optical frequency comb, the system is easy to be extended to multichannel system with independent phase tuning capability. The simulation results show that a radio frequency (RF) signal with a frequency of 5 GHz can be converted into a 10-GHz frequency-doubled signal, a 1-GHz frequency up-converted signal, and a 13-GHz frequency down-converted signal. Their phases can obtain a full-range phase shift from -180° to 180° , and the power response of the generated signal with different phase changes is relatively flat.

Key words optoelectronics; microwave photonics; multi-band frequency conversion; full range phase shift; frequency-doubled signal

OCIS codes 250.7360; 350.4010; 350.5030

1 引 言

微波信号的变频和移相是许多电子系统发射机和接收机的两项重要功能,如相控阵雷达、宽带无线

通信系统、卫星有效载荷、深空探测有效载荷和电子战系统^[1-3]。以毫米波相控阵雷达为例,微波信号变频模块可以在接收机将射频(RF)信号下变频为中频(IF)信号,以便于信号处理,也可以在发射机将低

收稿日期: 2019-11-12; 修回日期: 2019-12-12; 录用日期: 2019-12-30

基金项目: 国家自然科学基金(61571461, 61401502, 61231012)、陕西省自然科学基金(2016JQ6008)、陕西省科技新星基金项目(2019KJXX-082)

* E-mail: zhaoshangh@aliyun.com

频信号上变频为高频(HF)信号,以扩大传输带宽与通信容量^[4]。而连续的 360° 可调谐宽带移相器是控制相控阵雷达波束指向^[5]的关键部件。虽然使用传统微波系统进行信号处理得到了较好的发展^[6-7],但通常他们的瞬时带宽有限,配置相对复杂,且容易受到电磁干扰。为了克服这一问题,微波光子技术被用作大带宽信号的变频和移相处理,有效地克服了传统微波系统存在的瓶颈问题,并且具有高频率、宽瞬时带宽、低传输损耗和抗电磁干扰等优点^[8-10]。近年来,微波光子领域提出了许多结构紧凑、性能良好的变频信号生成方案^[11-18]和微波光子移相信号生成方案^[19-22]。但是上述结构不能同时实现微波信号的变频与移相。事实上,通过简单紧凑的结构同时实现以上两种功能不但可以简化整个系统的复杂度,还可以有效地提高系统的性能。最近,有学者提出了可同时实现微波信号变频与移相功能的结构^[23-25]。然而,文献[23]中的结构要实现独立多通道相位调谐,需要多个光纤布拉格光栅(FBG)和多调制器,增加了系统的复杂性。文献[24]解决了上述问题,但是该结构仅限于单一信号的下变频移相处理,不能扩展到倍频、上变频以及多频段移相处理。本课题组在文献[25]中提出可实现多频段多通道变频移相信号产生的方案,但是该方案对于多通道的多频段信号的相位只能进行统一的控制。

基于此,本文提出一种基于偏振复用-双平行马赫-曾德尔调制器(PDM-DPMZM)的变频移相信号生成方案。该方案不仅可以实现微波信号的二倍频或上/下变频,还可以在独立多通道中实现全范围相位的连续调谐。其步骤如下:1)改变加载在调制器上下两臂的RF信号以及直流偏置(DC)电压,生成两路偏振正交的1阶边带;2)通过偏振控制器(PC)可将两个偏振方向的信号旋转 45° ,并在两个旋转后的偏振方向上引入 $\pi/2$ 的相位差,调整后的两路偏振信号经过检偏器(Pol)以角度 α 合束并进行光电转换,最后生成二倍频信号或者上/下变频信号,生成信号的相位可通过调整检偏器的偏振方向与调制器一个主轴之间的夹角 α 来实现连续的 360° 相位调谐。此外,利用不同频率的RF信号驱动PDM-DPMZM,且通过调整直流偏置点与调制系数使上下两路产生频率间隔不等、偏振正交的光频梳时,可通过接入可编程的密集波分复用器(DWDM)或者可编程的多通道滤波器将上下两路的光边带分离,任意选择上路与下路的一路光梳信号经上述步骤,都可得到多频段、多通道、相位独立调谐的变频

信号。与以往的工作相比,本方案主要有以下几个优点:1)通过调整调制器的直流偏置点与输入信号频率就可以分别实现二倍频移相信号或上/下变频移相信号的生成,既可以在接收机将RF信号下变频至IF信号,以便数字信号处理,也可以在发射机将RF信号二倍频和上变频,以扩大系统的传输带宽与通信容量;2)此方案可通过重构实现二倍频与上/下变频移相信号生成以及多频段变频移相信号生成,多功能结构大大拓展了系统的带宽;3)此系统仅通过调整检偏器的偏振方向与调制器一个主轴之间的角度 α 就可实现全范围相位的连续调谐,因此易被扩展为多通道独立相位调谐的系统;4)通过调整调制器的直流偏置点与调制系数,输入不同的射频频率,使用可编程DWDM或者可编程多通道滤波器将不同频率的光梳分离,可以实现基于光频梳的多频段变频移相信号的生成,且每个通道不同频率的相位可进行独立调谐,为未来多频段、多通道、多功能的微波光子系统开辟了思路。

2 基本原理

2.1 多通道二倍频或上/下变频移相信号生成原理

图1显示了基于PDM-DPMZM的二倍频或上/下变频多通道移相信号生成方案结构图。PDM-DPMZM由偏振合束器(PBC)、2个平行放置的DPMZMs(DPMZM_x和DPMZM_y)和1个 90° 的偏振旋转器组成,具有2个射频输入端和6个直流偏置点,且上下两路输出的信号因 90° 偏振旋转器的存在而偏振正交。将从可调谐激光器输出的光载波,通过一个偏振控制器(PC₁)后对准PDM-DPMZM的一个主轴,微波信号从射频输入端注入调制器,通过调整直流偏置电压,使上下两路的DPMZMs都生成载波抑制单边带信号(CSSB)^[26],在调制器的输出端可以生成频率分别为 ω_x 和 ω_y 的偏振正交双波长信号,如图1中a点所示。接着利用一个偏振控制器(PC₂),将两个信号旋转 45° ,同时引入 90° 的相位差^[27],如图1中b点所示。两个旋转后的偏振正交双波长信号经过检偏器(Pol₁)后以角度 α 合并同一个方向上,经掺铒光纤放大器(EDFA₁)放大,随后通过光电探测器(PD₁)进行拍频,生成倍频/变频移相信号。因为该结构仅通过调整检偏器的偏振方向与调制器一个主轴之间的角度 α 就可以实现生成信号全范围相位的连续调谐,所以易被扩展为多通道的结构,如图1所示。同时,其在实际中的应用也被大大扩展。

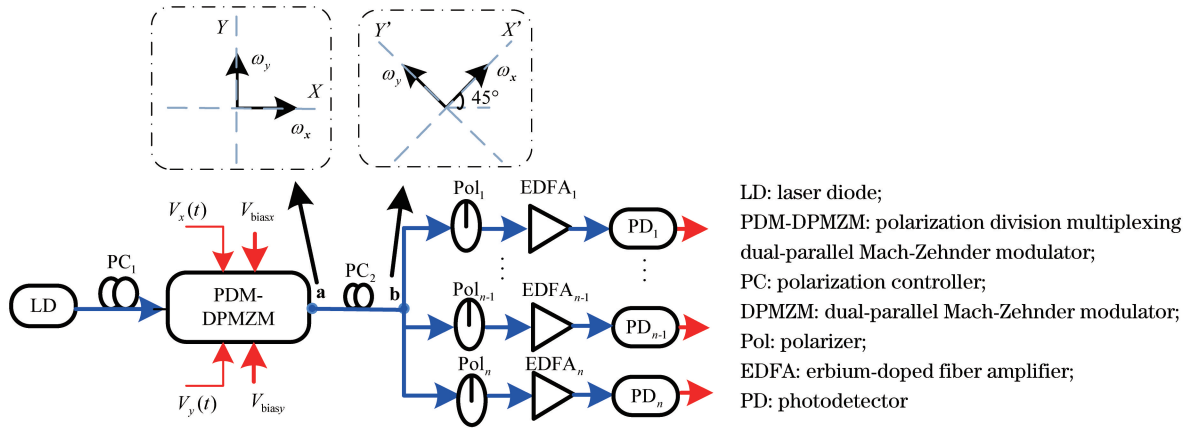


图 1 基于 PDM-DPMZM 的二倍频或上/下变频多通道移相信号生成方案结构图

Fig. 1 Schematic diagram of the proposed frequency-doubled signal generation and frequency up-conversion or frequency down-conversion signal generation with full range phase shift

上述结构通过调整输入微波信号的频率和直流偏置电压,可以实现二倍频移相信号生成、上/下变频移相信号生成 3 种不同的功能,如图 2 所示。

图 2 显示了 3 种不同功能下 PDM-DPMZM 的微波信号输入与直流偏置情况,以及不同器件输出的光谱示意图。

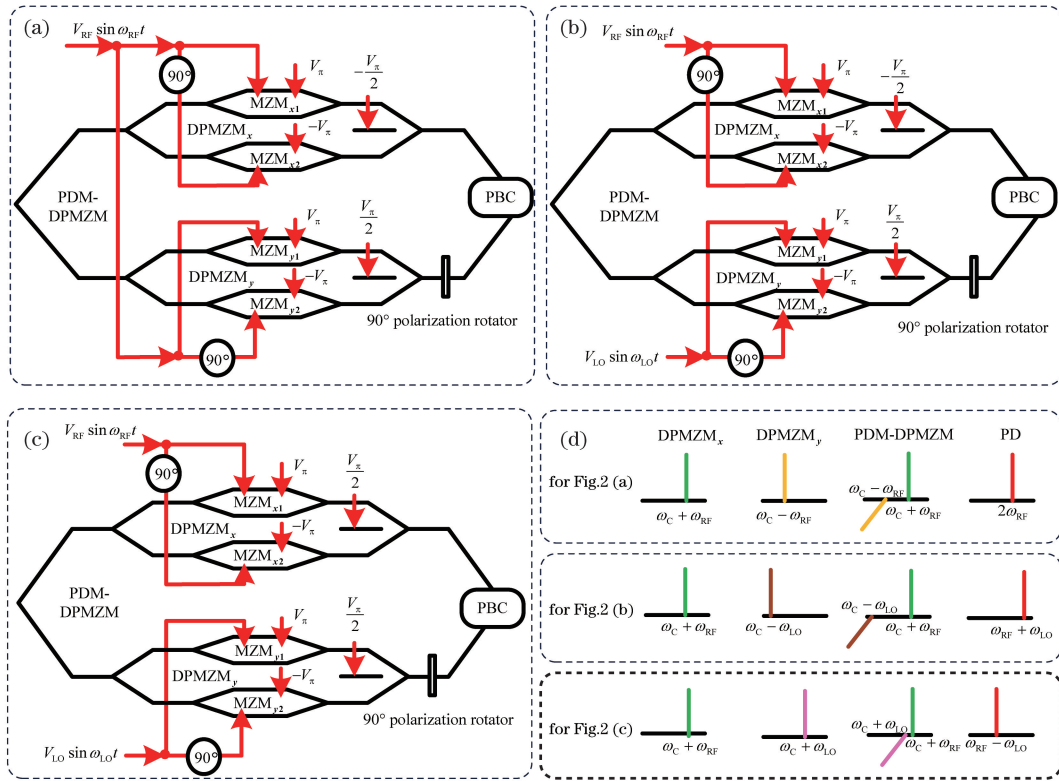


图 2 不同功能下 PDM-DPMZM 的微波信号输入与直流偏置情况以及对应的输出光谱示意图。(a)二倍频移相; (b)上变频移相;(c)下变频移相;(d)三种情况下不同器件输出的光谱示意图

Fig. 2 RF input and DC biases of PDM-DPMZM under different phase-shift functions, and corresponding output spectrum diagram. (a) Frequency-doubled signal with phase shift; (b) frequency up-converted signal with phase shift; (c) frequency down-converted signal with phase shift; (d) output spectra for different components

以上变频移相信号生成为例,当 DPMZM_x 生成 CS-SSB 信号时,其上下两臂的子调制器偏置电压分别为 V_π 和 $-V_\pi$,主调制器偏置电压为 $-V_\pi/2$ 。因

此上路的 DPMZM_x 在 RF 信号和光载波分别为 $V_{RF} \sin(\omega_{RF} t)$ 和 $E_{in}(t)$ 时,生成的 +1 阶 CS-SSB 信号强度可以表示为

$$E_{\text{DPMZM}_x}(t) = \frac{E_{\text{in}}}{4} \left\{ \exp \left[j \frac{\pi}{2V_{\pi}} V_{\text{RF}} \sin(\omega_{\text{RF}} t) \right] + \exp(j\pi) \exp \left[-j \frac{\pi}{2V_{\pi}} V_{\text{RF}} \sin(\omega_{\text{RF}} t) \right] \right\} + \frac{E_{\text{in}}}{4} \exp \left(-j \frac{\pi}{2} \right) \left\{ \exp \left[j \frac{\pi}{2V_{\pi}} V_{\text{RF}} \sin \left(\omega_{\text{RF}} t + \frac{\pi}{2} \right) \right] + \exp(j\pi) \exp \left[-j \frac{\pi}{2V_{\pi}} V_{\text{RF}} \sin \left(\omega_{\text{RF}} t + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\}, \quad (1)$$

式中: V_{π} 为调制器半波电压; V_{RF} 为 RF 信号的峰值电压; ω_{RF} 为 RF 信号的角频率; j 为虚数符号; t 为信号传输时间。在小信号调制的情况下, 1 阶边带以上的边带强度很小, 可以忽略不计, 因此根据 Jacobi-Anger 展开式可以将(1)式简化为

$$E_{\text{DPMZM}_x}(t) = \frac{E_{\text{in}}}{4} \left\{ \left[2J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}} t) + \exp \left(-j \frac{\pi}{2} \right) 2J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp \left(j\omega_{\text{RF}} t + j \frac{\pi}{2} \right) \right] + \left[2J_{-1}(\beta_{\text{RF}}) \exp(-j\omega_{\text{RF}} t) + \exp \left(-j \frac{\pi}{2} \right) 2J_{-1}(\beta_{\text{RF}}) \exp \left(-j\omega_{\text{RF}} t - j \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} = E_{\text{in}} J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}} t), \quad (2)$$

式中: β_{RF} 表示射频信号的调制系数, $\beta_{\text{RF}} = (\pi/2V_{\pi})V_{\text{RF}}$; $J_{1/-1}(\cdot)$ 为第一类 $1/-1$ 阶贝塞尔函数。从(2)式可以看出, DPMZM_x 生成了 +1 阶的 CS-SSB 信号。在下路 DPMZM_y 中, 由本振信号 $V_{\text{LO}} \sin \omega_{\text{LO}}$ 驱动, 子调制器偏置电压不变, 主调制器偏置电压为 $V_{\pi}/2$, 此时生成的 -1 阶 CS-SSB 信号强度为

$$E_{\text{DPMZM}_y}(t) = E_{\text{in}} J_{-1}(\beta_{\text{LO}}) \exp(-j\omega_{\text{LO}} t), \quad (3)$$

式中: β_{LO} 表示本振信号的调制系数, $\beta_{\text{LO}} = (\pi/2V_{\pi})V_{\text{LO}}$ 。因此 PDM-DPMZM 输出的偏振正交双波长信号强度为

$$\mathbf{E}_{\text{PDM-DPMZM}}(t) = E_{\text{in}} J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}} t) \mathbf{x} + E_{\text{in}} J_{-1}(\beta_{\text{LO}}) \exp(-j\omega_{\text{LO}} t) \mathbf{y}. \quad (4)$$

电光调制器输出的信号经 PC₂ 调整, 在两个偏振方向上引入 90° 的相位差。用于调整偏振方向与

偏振相位的直列式光纤偏振控制器由两个四分之一波片和一个半波片组成^[28-29]。任何输入偏振状态(SOP)的信号都可以通过联合调整三个波片转换成其他输出偏振状态。一个典型的半波片或四分之一波片对入射光的旋转在功能上与光纤环路的旋转是等价的, 均可将双折射光纤截面的主轴相对于输入偏振态进行旋转。

对于前向的入射光, PC 的传输函数表示为

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(j\Delta/2) & 0 \\ 0 & \exp(-j\Delta/2) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式中: θ 是 PC 的偏振旋转角度; Δ 是由 PC 中双折射引起的两个正交分量上的相位差。

当 $\theta = 45^\circ$, $\Delta = \pi/2$ 时, 经过 PC₂ 调整后 b 点的输出信号强度为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{PC}}(t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}} \exp \left(j \frac{\pi}{4} \right) \left[J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}} t) - J_{-1}(\beta_{\text{LO}}) \exp(-j\omega_{\text{LO}} t) \right] \mathbf{x}' + \\ &\quad \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}} \exp \left(-j \frac{\pi}{4} \right) \left[J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}} t) + J_{-1}(\beta_{\text{LO}}) \exp(-j\omega_{\text{LO}} t) \right] \mathbf{y}' = \\ &\quad \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}} \left\{ J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}} t) \left[\exp \left(j \frac{\pi}{4} \right) \mathbf{x}' + \exp \left(-j \frac{\pi}{4} \right) \mathbf{y}' \right] + \right. \\ &\quad \left. J_{-1}(\beta_{\text{LO}}) \exp(-j\omega_{\text{LO}} t) \left[-\exp \left(j \frac{\pi}{4} \right) \mathbf{x}' + \exp \left(-j \frac{\pi}{4} \right) \mathbf{y}' \right] \right\}, \quad (6) \end{aligned}$$

接着经 PC₂ 调整后的信号经过 Pol₁ 以角度 α 合并在同一个方向, 输出的信号强度为

$$\begin{aligned} E_{\text{Pol}}(t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}} \left\{ J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp \left(j\omega_{\text{RF}} t - j \frac{\pi}{4} \right) \left[\exp \left(j \frac{\pi}{2} \right) \sin \alpha + \cos \alpha \right] + \right. \\ &\quad \left. J_{-1}(\beta_{\text{LO}}) \exp \left(-j\omega_{\text{LO}} t - j \frac{\pi}{4} \right) \left[-\exp \left(j \frac{\pi}{2} \right) \sin \alpha + \cos \alpha \right] \right\} = \\ &\quad \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}} \exp \left(-j \frac{\pi}{4} \right) \left[J_1(\beta_{\text{RF}}) \exp(j\omega_{\text{RF}} t + j\alpha) + J_{-1}(\beta_{\text{LO}}) \exp(-j\omega_{\text{LO}} t - j\alpha) \right], \quad (7) \end{aligned}$$

合并后的信号经 EDFA₁ 和 PD₁ 进行放大与光电转换,生成的上变频移相信号中交流成分为

$$I_{AC}(t) \propto \frac{G_{OA}^2 R}{2} |E_{in}| J_1(\beta_{RF}) J_{-1}(\beta_{LO}) \times \cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + 2\alpha], \quad (8)$$

式中: G_{OA} 为 EDFA 的增益系数; R 为光电探测器的响应度。从(8)式可以看出,此结构可以生成频率为 $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ 、相位可全范围调谐的上变频移相信号,且当 PD 的响应度 R 、EDFA 的增益系数 G_{OA} 和输入光信号的强度 E_{in} 保持不变时,生成的信号幅度仅受调制系数 β_{RF} 和 β_{LO} 的影响。当设置以上参数为固定值,并应用特定的偏压控制反馈电路时,接收信号的幅度将是恒定的。

同理,当上下两路都由 RF 信号驱动时,可生成频率为 $2\omega_{RF}$ 、全范围相位调谐的二倍频移相信号;

当上下两路分别由 RF 信号与 LO 信号驱动,且均生成 +1 阶或 -1 阶 CS-SSB 信号时,可生成频率为 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 、全范围相位调谐的下变频移相信号。因此,由以上分析可知,上述结构可以实现基于 PDM-DPMZM 的二倍频或上/下变频多通道移相信号的生成,其主要器件为单个电光调制器,结构简单紧凑,可扩展为多个通道;没有使用滤波器,带宽得到了改善;仅通过调整检偏器就可实现全范围相位调谐,理论上当参数合理,应用特定的偏压控制反馈电路时,生成信号的幅度将保持恒定,每个通道的相位独立可调。

2.2 多通道多频段变频移相信号生成原理

除了以上讨论的功能,上述结构还可以通过重构实现多通道多频段变频移相信号的生成,结构如图 3 所示。

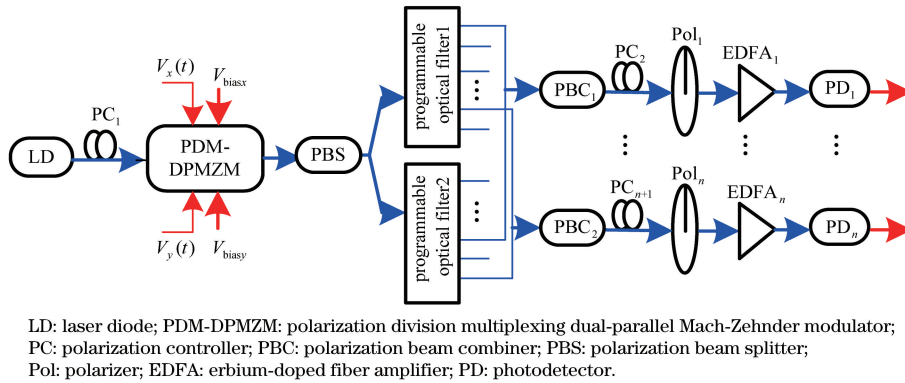


图 3 基于 PDM-DPMZM 的多通道多频段变频移相信号生成方案结构图

Fig. 3 Schematic diagram of the proposed multiband frequency-conversion signal generation with full range phase shift in multichannel

在图 3 所示的结构中,PDM-DPMZM 作为双光频梳(OFC)生成器^[30],其上下两路在不同频率的 RF 信号驱动下,生成频率间隔不同、偏振正交的双 OFC。两路偏振正交的 OFC 经过保偏光纤后由 PBS 分开,分别进入可编程多通道滤波器^[31-32],滤波器将各 OFC 的光梳信号进行分离。在上下两路分离的光梳信号中各选择一路信号,同倍频与上/下变频信号的生成方案一致,两路偏振正交的信号经 PBC 和 PC 调整偏振角度,引入 90° 的相位差,通过检偏器将两路信号以角度 α 合并在同一个方向,得

到可进行全范围相位调谐的变频信号,通过上下两个偏振方向的光梳任意组合即可实现多路多频段变频移相信号的生成。

图 4(a)显示了 PDM-DPMZM 生成多通道多频段变频移相信号时的微波信号输入与直流偏置情况。以 PDM-DPMZM 中上路 DPMZM_x 为例,当它作为 OFC 生成器时,输入光载波 $E_{in}(t)$, MZM_{x1} 由射频驱动信号 $V_{RF1} \sin \omega_{RF1} t$ 和三个直流偏置点进行调节, MZM_{x2} 仅通过三个直流偏置电压进行调节,因此 DPMZM_x 的输出信号可表示为

$$E_{DPMZM_x}(t) = \frac{E_{in}}{4} \left\{ \exp\left(j \frac{\pi}{V_{\pi}} V_{biasx1}\right) \exp\left[j \frac{\pi}{2V_{\pi}} V_{RF1} \sin(\omega_{RF1} t)\right] + \exp\left[-j \frac{\pi}{2V_{\pi}} V_{RF1} \sin(\omega_{RF1} t)\right] + \exp\left[j \frac{\pi}{V_{\pi}} (V_{biasx2} + V_{biasx3})\right] + \exp\left(j \frac{\pi}{V_{\pi}} V_{biasx3}\right) \right\}, \quad (9)$$

式中: V_{biasx1} , V_{biasx2} , V_{biasx3} 分别表示 DPMZM_x 两个子调制器和主调制器的直流偏置电压。用 $V_{xa} = (\pi/V_{\pi})V_{biasx1}$, $V_{xb} = (\pi/V_{\pi})V_{biasx2}$, $V_{xc} = (\pi/V_{\pi})V_{biasx3}$, $\beta_{RF1} = (\pi/2V_{\pi})V_{RF1}$ 将(9)式进行简化,并根据 Jacobi-

Anger 展开式可以将(9)式表示为

$$E_{\text{DPMZM}_x}(t) = \frac{E_{\text{in}}}{4} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\exp(jV_{x_a}) + (-1)^n] J_n(\beta_{\text{RF}_1}) \exp(jn\omega t) + \exp[j(V_{x_b} + V_{x_c})] + \exp(jV_{x_c}) \right\}, \quad (10)$$

这里 $J_n(\cdot)$ 为第一类 n 阶贝塞尔函数, $n \neq 0$, 所以生成的光载波和 n 阶边带强度可以表示为

$$I_{x_{\text{carrier}}}(t) \propto |E_{\text{DPMZM}_x\text{-carrier}}(t)|^2 = \frac{|E_{\text{in}}|^2}{8} \left\{ (1 + \cos V_{x_a}) J_0^2(\beta_{\text{RF}_1}) + [\cos(V_{x_a} - V_{x_b} - V_{x_c}) + \cos(V_{x_b} + V_{x_c}) + \cos(V_{x_a} - V_{x_c}) + \cos V_{x_c}] J_0(\beta_{\text{RF}_1}) + \cos V_{x_b} + 1 \right\}, \quad (11)$$

$$I_{x_n}(t) \propto |E_{\text{DPMZM}_x-n}(t)|^2 = \frac{|E_{\text{in}}|^2}{8} [1 + (-1)^n \cos V_a] J_n^2(\beta_{\text{RF}_1}). \quad (12)$$

为了使一阶与二阶边带的强度一致, 解等式 $I_{x_1} = I_{x_2}$ 可得

$$\cos V_{x_a} = \frac{J_1^2(\beta_{\text{RF}_1}) - J_2^2(\beta_{\text{RF}_1})}{J_1^2(\beta_{\text{RF}_1}) + J_2^2(\beta_{\text{RF}_1})}. \quad (13)$$

从等式(13)可以看出, 无论 β_{RF_1} 取何值, 总会存在一个 V_{x_a} 使等式(13)成立, 因此可以实现 $I_{x_1} = I_{x_2}$ 。同理, 利用等式(11)和等式(12), 解 $\pm I_{x_1} = I_{x_{\text{carrier}}}$ 可得

$$\begin{aligned} & \sin^2\left(\frac{V_{x_a}}{2}\right) J_1^2(\beta_{\text{RF}_1}) - \cos^2\left(\frac{V_{x_a}}{2}\right) J_0^2(\beta_{\text{RF}_1}) - \\ & 2\cos\left(V_{x_c} - \frac{V_{x_a} - V_{x_b}}{2}\right) \cos\left(\frac{V_{x_a}}{2}\right) \times \\ & \cos\left(\frac{V_{x_b}}{2}\right) J_0(\beta_{\text{RF}_1}) - \cos^2\left(\frac{V_{x_b}}{2}\right) = 0. \end{aligned} \quad (14)$$

从上述分析可知, 当 V_{x_a} 和 β_{RF_1} 固定时, 存在多组 V_{x_b} 和 V_{x_c} 使等式(14)成立, 因此可以通过调节三个直流偏置点使等式 $\pm I_{x_2} = \pm I_{x_1} = I_{x_{\text{carrier}}}$ 成立, 即载波和正负一阶、正负二阶边带的光功率一致, 此时 DPMZM_x 可以产生具有 5 根相同强度光边带、频率间隔为 ω_{RF_1} 的 OFC₁, OFC₁ 可表示为

$$E_{\text{DPMZM}_x}(t) = \frac{E_{\text{in}}}{4} \sum_{n=-2}^2 A_i \exp(jn\omega_{\text{RF}_1} t), \quad (15)$$

式中: A_i 表示光频梳中 i 阶光梳的幅度, 理论情况下, 在一定带宽范围内, 同一光频梳中不同边带的幅度一致, $n = -2, -1, 0, 1, 2$ 。同理, 当调节三个直流偏置点满足等式 $\pm I_{x_3} = \pm I_{x_2} = \pm I_{x_1} = I_{x_{\text{carrier}}}$ 时, 可以产生具有 7 根相同强度光边带的 OFC₁。理论上此结构还可以产生具有更多光梳根数的 OFC, 但是由于调制器半波电压的限制, 很难通过增大调制系数来产生超过 7 根光梳的 OFC^[32-33]。同理, 当 DPMZM_y 的射频信号为 $V_{\text{RF}_1} \sin\omega_{\text{RF}_1} t$ 时, 通过调节下路的三个直流偏置点可以生成具有 5 根相同强度光边带、频率间隔为 ω_{RF_2} 的 OFC₂。通过可编程多通道滤波器分别选取上下两路 OFC 的任意一根光边带, 例如 OFC₁ 的 +2 阶边带和 OFC₂ 的 -1 阶边带, 则两个正交偏振的光边带经过 PBC 和 PC 进行偏振角度和相位的调整后进入检偏器检偏, 可得

$$\begin{aligned} E_{\text{Pol}}(t) &= \frac{\sqrt{2}}{8} E_{\text{in}} \left\{ A_{+2} \exp\left(j2\omega_{\text{RF}_1} t - j\frac{\pi}{4}\right) \left[\exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) \sin\alpha + \cos\alpha \right] + \right. \\ & \left. A_{-1} \exp\left(-j\omega_{\text{RF}_2} t - j\frac{\pi}{4}\right) \left[-\exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) \sin\alpha + \cos\alpha \right] \right\} = \\ & \frac{\sqrt{2}}{8} E_{\text{in}} \exp\left(-j\frac{\pi}{4}\right) [A_{+2} \exp(j2\omega_{\text{RF}_1} t + j\alpha) + A_{-1} \exp(-j\omega_{\text{RF}_2} t - j\alpha)]. \end{aligned} \quad (16)$$

合并后的信号经 EDFA 和 PD 进行放大与光电转换, 生成的变频移相信号中交流成分为

$$I_{\text{AC}}(t) \propto \frac{G_{\text{OA}}^2 R}{32} |E_{\text{in}}|^2 A_{+2} A_{-1} \cos[(2\omega_{\text{RF}_1} + \omega_{\text{RF}_2})t + 2\alpha]. \quad (17)$$

从(17)式可以看出, 此结构在本情况下可以生成频率为 $2\omega_{\text{RF}_1} + \omega_{\text{RF}_2}$, 相位可通过调整检偏器实现全范围调谐的变频移相信号, 且信号幅度的影响因素与上述分析的二倍频移相或上/下变频移相情况

一致。

在上下两路 OFC 都具有 5 根光边带的情况下, 将其他的边带作相应的处理, 就可以通过上述结构同时生成 5 个通道的变频移相信号, 图 4(b)(c)

显示了 2 种光边带的组合情况。从图中可以看出,此结构可以同时生成 5 个变频信号,频率覆盖范围广,且各个通道信号的相位可进行独立的

360°调谐,具有较平坦的幅度响应,因此,上述结构通过以上扩展,可以实现多路多频段变频移相信号的生成。

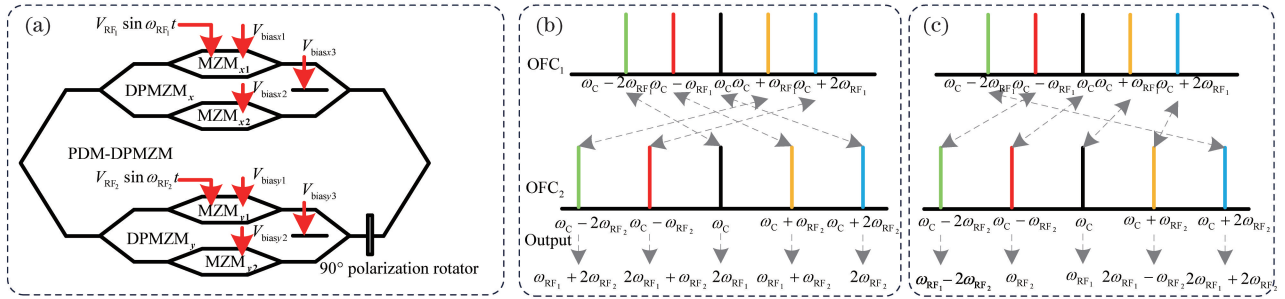


图 4 多通道多频段变频移相信号生成时 PDM-DPMZM 的微波信号输入与直流偏置情况以及不同光边带组合示意图。

(a) PDM-DPMZM 的微波信号输入与直流偏置情况;(b)组合一;(c)组合二

Fig. 4 RF input and DC biases during the generation of the multiband frequency-conversion signal with phase shift in multichannel, and combination of optical sidebands. (a) RF input and DC biases; (b) combination 1; (c) combination 2

综上所述,本方案利用一个集成的 PDM-DPMZM,通过调整射频输入与直流偏置可实现二倍频或上/下变频移相信号的生成,可以扩展为多通道,且每个通道的相位仅通过调整检偏器就可实现全范围连续调谐的结构。将本方案进行重构,利用 PDM-DPMZM 生成偏振正交的双 OFC,并在调制器后接入 PBS 和可编程多通道滤波器,可实现多路多频段变频移相信号的生成,每路信号的相位同样通过调整检偏器可实现全范围连续调谐。在上述结构进行相位调谐的过程中,若 PD 的响应度、EDFA 的增益系数和输入光信号的功率保持不变,调制指数设置为固定值,并应用特定的偏压控制反馈电路,则生成信号的振幅理论上将是恒定的。因此,此结构可实现具有平坦幅度响应和独立全范围相位调谐功能的多路二倍频或上/下变频移相信号以及多路多频段变频移相信号的生成,并在未来多功能、多频段、多载波的相控阵雷达系统或者其他通信、电子战等系统中具有广泛的应用前景。

3 仿真结果与分析

3.1 二倍频或上/下变频移相信号生成验证

为了验证所提出的方案可行性,基于商业化软件

“Optisystem”,按照图 1 所示的结构图进行了仿真。从可调谐激光器(TLS)发射出频率为 193.1 THz、功率为 10 dBm 的光载波,注入到 PDM-DPMZM。PDM-DPMZM 的半波电压和消光比分别设置为 3.5 V 和 30 dB。上下两路射频信号和直流偏置电压分别作用在 DPMZM_x 和 DPMZM_y 的射频端口和直流偏置点上,射频信号的功率设置为 21 dBm。接着利用含有三个波片的 PC 对两个正交偏振光信号进行偏振方向的调整并引入 90°相位差。然后通过一个分束器,将两路正交偏振信号分成多路,每路信号通过一个检偏器进行合并,首先设置检偏器的偏振方向与调制器主轴之角度 α 为 45°,之后将合并的信号在 EDFA 中放大。最后将放大的信号送入光电探测器,转换为电信号。

按照如图 2 和表 1 所示的结构及参数进行相关设置,对 PDM-DPMZM 输出的光谱和 PD 输出的电谱进行测量可以得到如图 5 所示的结果,表 1 中 φ_{x3} 和 φ_{y3} 分别表示 DPMZM_x 和 DPMZM_y 的主调制器偏置电压 V_{biasx3} 和 V_{biasy3} 在调制器上下两路引入的相位差。

如图 5(a)~(c)左图所示,由点划线绘制的光谱代表 PDM-DPMZM 输出端在 X 偏振方向的信

表 1 二倍频或上/下变频移相信号生成方案中射频信号与直流偏置点设置

Table 1 Value of RF input and DC biases under different conditions, namely generation of frequency-doubled signal with phase shift, generation of frequency up-converted signal with phase shift and generation of frequency down-converted signal with phase shift

Function	ω_x /GHz	ω_y /GHz	V_{biasx1} /V	V_{biasx2} /V	φ_{x3} /($^\circ$)	V_{biasy1} /V	V_{biasy2} /V	φ_{y3} /($^\circ$)
Frequency doubled signal with phase shift	5	5	3.5	-3.5	-90	3.5	-3.5	90
Frequency up-converted signal with phase shift	5	8	3.5	-3.5	-90	3.5	-3.5	90
Frequency down-converted signal with phase shift	5	4	3.5	-3.5	90	3.5	-3.5	90

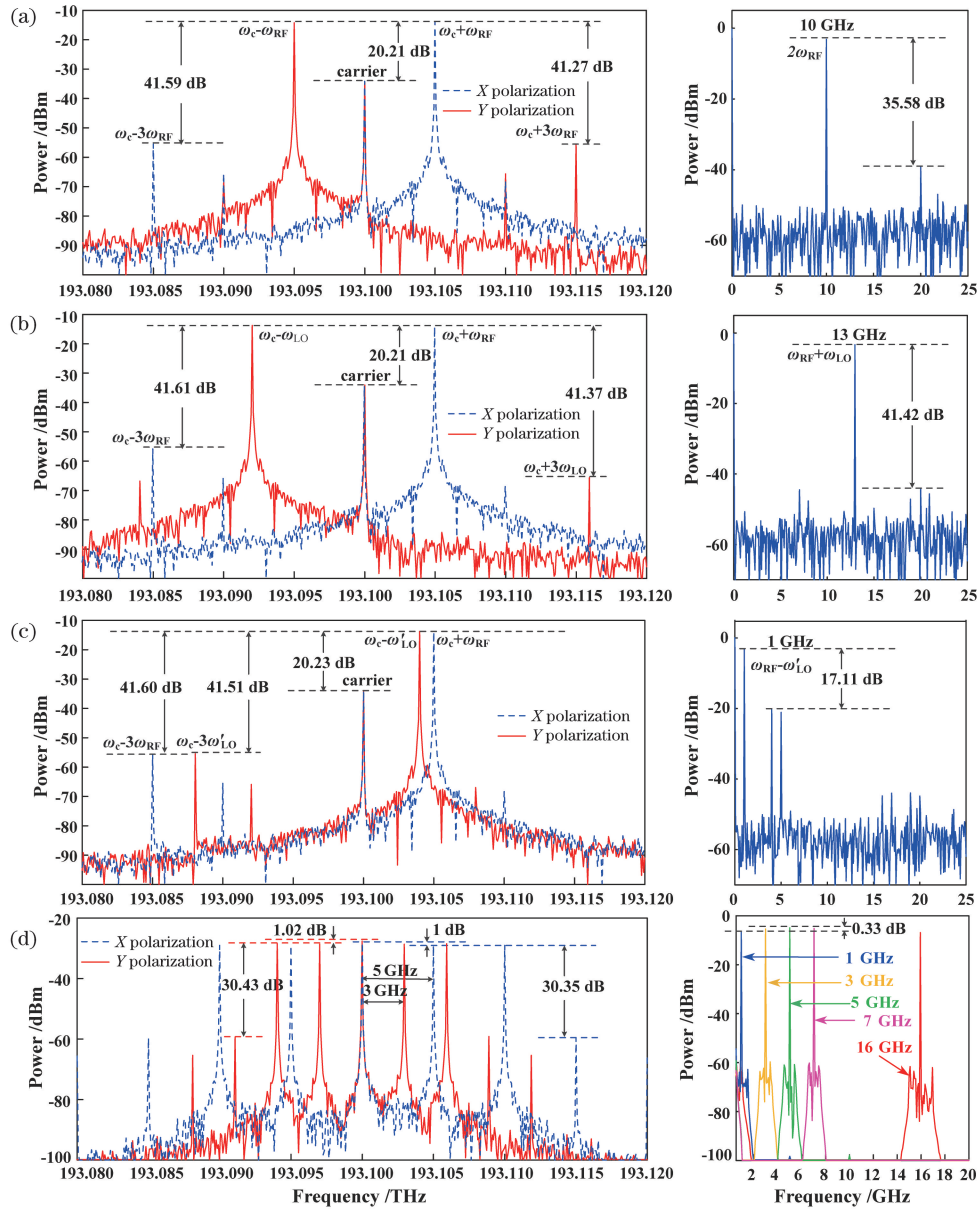


图 5 4 种情况下 PDM-DPMZM 输出光谱图(左)与 PD 输出电谱图(右)。(a)二倍频移相信号产生情况下；(b)上变频移相信号产生情况下；(c)下变频移相信号产生情况下；(d)多通道多频段变频移相信号产生情况下

Fig. 5 Optical spectra (left) at the output of PDM-DPMZM and electric spectra (right) at the output of PD in four cases. (a) In the case of the frequency doubling operation; (b) in the case of the frequency up-conversion operation; (c) in the case of the frequency down-conversion operation; (d) in the case of the multiband frequency conversion in multichannel

号,由实线绘制的光谱代表 PDM-DPMZM 输出端在 Y 偏振方向的信号。从图 5(a)~(c)左图可以看出,上述结构在实现三种不同的功能时,载波抑制比(CSR)均达 20 dB 以上,这主要受到调制器消光比的制约,光杂散边带抑制比(OSR)均在 40 dB 以上,具有较好的载波抑制与光杂散边带抑制效果。从图 5(a)右图可以看出,在实现二倍频移相信号生成时,当上下两路射频信号都为 5 GHz,生成的移相信号的频率为 10 GHz,生成的电谱中杂散信号抑制比

(USSR)为 35.58 dB;从图 5(b)右图可以看出,在实现上变频移相信号生成时,当上下两路射频信号分别为 5 GHz 和 8 GHz,射频信号将上变频至 13 GHz,生成的电谱中 USSR 为 41.42 dB。在这两种情况下,此结构可以良好地完成二倍频与上变频功能,且具有较大的 USSR,这是由于偏置电压和角度 α 的作用,使得上下两路的光杂散信号在进行电光转换过程中相互抵消从而不会影响系统生成信号的质量。从图 5(c)右图可以看出,在实现下变频移

相信号生成时,当上下两路射频信号分别为 5 GHz 和 4 GHz,射频信号将下变频至 1 GHz,实现了下变频功能,但是 USSR 为 17.11 dB,相比于上述两种情况下降了 1/2 左右,这是因为在实现本功能时,直流偏置电压和角度 α 的共同作用,使得上下两路的光杂散边带在相位上具有一致性,因此经过电光转换后杂散信号没有得到有效抑制,功率较高,但是经过可调谐滤波器处理或者在接收机进行下一步信号处理后可以有效抑制杂散信号。

为了验证上述结构的相位调谐功能,在实现三种不同功能的情况下,任意选择一条通道的生成信号,通过改变检偏器的偏振方向与调制器主轴之间的

角度 α 进行相位调谐,并绘制其波形如图 6(a)~(c) 所示。从图 6(a)~(c) 可以看出,当角度 α 调节范围为 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 时,可以实现生成信号 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 的相位调谐。同时记录在不同相位下,生成信号幅度的变化,如图 7(a) 所示。从图 7(a) 可以看出,在进行相位调谐时,三种情况下信号的幅度变化都在 0.5 dB 以内,因此上述结构具有多通道相位独立可调、全范围连续调谐功能,并具有较平坦的幅度响应。

3.2 多通道多频段变频移相信号生成验证

为了验证方案此功能的可行性,按图 3 所示的结构图进行仿真。与上述分析一致,保持 TLS 输出

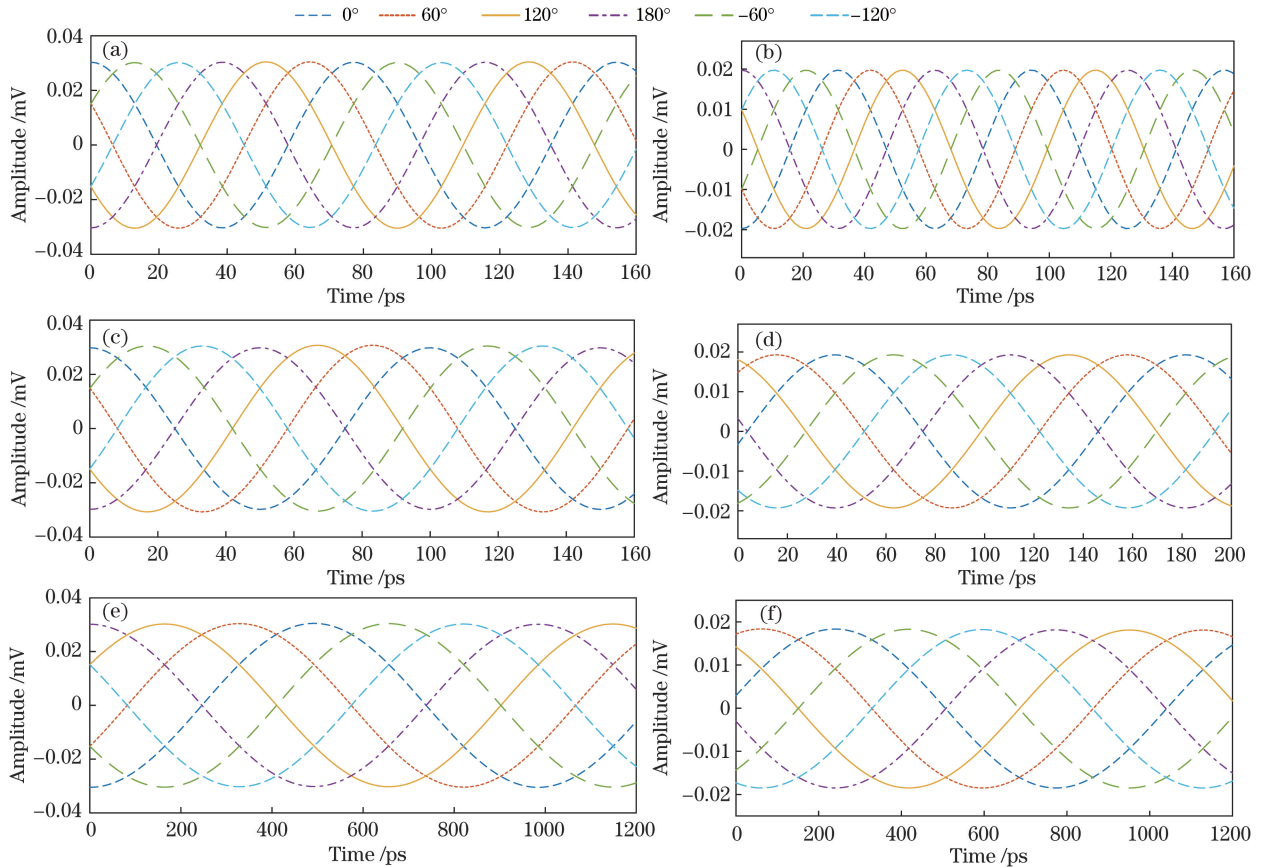


图 6 二倍频移相、上/下变频移相与多通道多频段变频移相不同通道生成信号波形图。(a)二倍频移相信号波形(10 GHz);(b)上变频移相信号波形(13 GHz);(c)下变频移相信号波形(1 GHz);(d)多通道多频段变频移相信号中通道一信号波形(16 GHz);(e)多通道多频段变频移相信号中通道二信号波形(7 GHz);(f)多通道多频段变频移相信号中通道三信号波形(1 GHz)

Fig. 6 Waveforms of phase tuned signals in the case of the frequency doubling operation, frequency up-conversion and down-conversion operation and waveforms of phase tuned signals in different channels of multiband frequency conversion. (a) Waveforms of phase tuned frequency doubled signal (10 GHz); (b) waveforms of phase tuned frequency up-converted signal (13 GHz); (c) waveforms of phase tuned frequency down-converted signal (1 GHz); (d) waveforms of phase tuned signals in channel 1 of multiband frequency conversion (16 GHz); (e) waveforms of phase tuned signals in channel 2 of multiband frequency conversion (7 GHz); (f) waveforms of phase tuned signals in channel 3 of multiband frequency conversion (1 GHz)

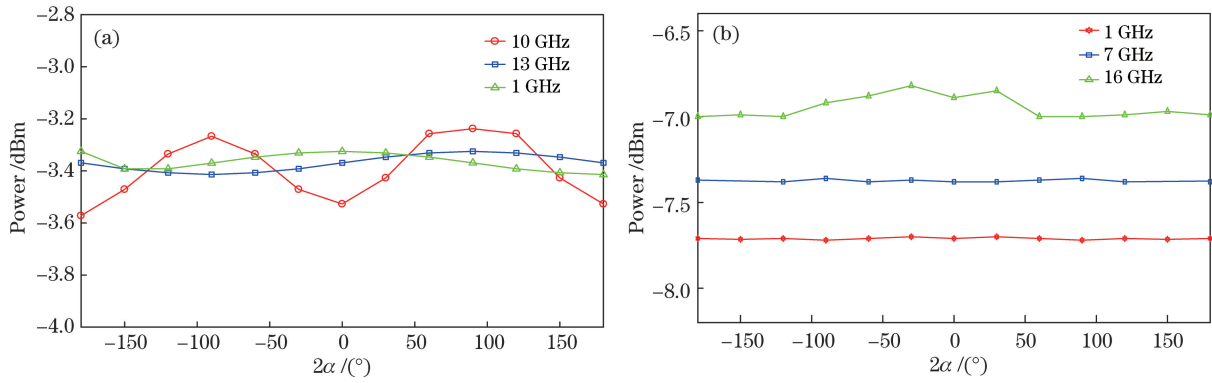


图 7 二倍频及上/下变频移相信号生成与多通道多频段变频信号生成时不同相位下生成信号幅度变化。(a)二倍频及上/下变频移相信号生成时不同相位下生成信号幅度变化;(b)实现多通道多频段变频信号生成时不同相位下变频信号幅度变化

Fig. 7 Power variation of phase tuned signals under different conditions of frequency doubling, frequency up-conversion, frequency down-conversion and multiband frequency conversion. (a) Power variation under different conditions of frequency doubling, frequency up-conversion and frequency down-conversion; (b) power variation under generation of multiband frequency conversion signals

光载波的功率和频率、PDM-DPMZM 的半电压和消光比等参数不变。在仿真中,以五通道多频段变频移相信号生成为例,上下两路的 DPMZM_x 和 DPMZM_y 分别由 5 GHz 的射频信号(RF₁)和 3 GHz 的射频信号(RF₂)驱动,微波驱动信号的功率和直流偏置电压按表 2 进行设置,可以生成两路中心频率一样,都具有 5 根光边带,频率间隔不同的 OFC。接着利用偏振分束器(PBS)将两路偏振正交的 OFC 分成上下两路,通过可编程多通道滤波器将各

OFC 的光边带进行分离,仿真实验中利用多个并联的光学带通滤波器(OBPF)来实现可编程多通道滤波器的作用,在上下两路分离的光梳信号中各选择一路,信号组合方式以图 4(c)为例。同倍频与上/下变频信号生成方式一致,两路偏振正交的信号经 PBC 和 PC 调整偏振角度,引入 90°的相位差,通过检偏器将两路信号以角度 α 合并在一个方向,合并的信号在 EDFA 中放大。最后将放大后的信号送入光电探测器转换为电信号。

表 2 驱动 PDM-DPMZM 产生两路偏振正交光频梳的参数设置

Table 2 Parameters of PDM-DPMZM when it generates two orthogonally polarized OFCs

ω_{RF_1}/GHz	ω_{RF_2}/GHz	m_{RF_1}	m_{RF_2}	V_{RF_1}/V	V_{RF_2}/V	$V_{\text{bias}x1}/\text{V}$	$V_{\text{bias}x2}/\text{V}$	$V_{\text{bias}x3}/\text{V}$	$V_{\text{bias}y1}/\text{V}$	$V_{\text{bias}y2}/\text{V}$	$V_{\text{bias}y3}/\text{V}$
5	3	0.83	0.83	0.925	0.925	0.455	-1.05	-2.8	0.455	-1.05	-2.8

按照如图 4 和表 2 所示的结构及参数进行相关设置,对 PDM-DPMZM 输出的光谱和 PD 输出的电谱进行测量可以得到如图 5(d)所示的结果。

如图 5(d)左图所示,虚线绘制的光谱代表 PDM-DPMZM 输出端在 X 偏振方向具有 5 根光边带、频率间隔为 5 GHz 的光频梳信号,平坦度为 1 dB;实线绘制的光谱代表 PDM-DPMZM 输出端在 Y 偏振方向具有 5 根光边带、频率间隔为 3 GHz 的光频梳信号,平坦度为 1.02 dB。生成的光频梳平坦度有限,这是由于调制器消光比的限制,影响了光频梳的平坦度。图 5(d)右图为经过光电转换后,生成的多个通道变频信号的电谱图。从图 5(d)右图可以看出,本方案在 5 GHz 和 3 GHz 的微波信号驱动下,生成信号中除了包含射频信号外还有上变频

信号 7 GHz、16 GHz 和下变频信号 1 GHz,多个通道间变频信号的幅度差最大为 0.33 dB,这表明上述结构在实现多通道多频段变频移相信号生成时具有较平坦的幅度响应,不同通道间的信号幅度差较小。

为了验证上述结构实现此功能时的相位调谐能力,通过改变角度 α 进行相位调谐,并绘制其波形,由于生成信号中有两路信号与输入射频信号频率一致,因此仅选取射频信号进行上/下变频后得到的其他三路信号进行研究。从图 6(d)~(f)可以看出,当角度 α 调节范围为 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 时,可以实现生成信号 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 的相位调谐,且由两个光频梳中不同光边带进行拍频后得到的不同变频信号都具有良好的相位调谐能力。同时记录了在不同相位下,

三个变频信号幅度的变化,如图 7(b)所示。从图 7(b)可以看出,在进行相位调谐时,三个变频信号的幅度变化都在 0.5 dB 以内,尽管不同变频信号的幅度存在差异,但是幅度差均在 1 dB 左右,并且可以通过调整每个通道的功率放大器进行补偿,因此幅度变化对信号质量不会有较大的影响。由以上分析可知,上述提出的结构可实现多通道多频段变频移相信号生成,且具有多通道相位独立可调、全范围连续调谐和幅度响应较平坦的特征。

4 讨论与分析

4.1 系统的频率可调范围和功率响应

上文提出的微波光子变频移相信号生成系统的频率可调范围主要受系统中各元件工作带宽的限制:如 PDM-DPMZM 调制器、 90° 电耦合器和光电探测器。目前商用的 90° 电耦合器的带宽高达 67 GHz^[34], PD 的带宽可以达到 100 GHz 以上^[22]。因此,PDM-DPMZM 的带宽是本方案工作带宽的主要限制因素,目前 PDM-DPMZM 调制器的带宽会将射频信号的最高频率限制在 25 GHz^[35]。因此在实现二倍频或上变频移相信号生成时,最高可生成 50 GHz 的移相信号,当实现多频段变频移相信号生成时,假设两路偏振正交的 OFC 都具有 7 根光边带,则最高频率和最低频率的光梳信号可以达到 $f_c + 3f_{RF}$ 和 $f_c - 3f_{RF}$ 。在这种情况下,如果两路 RF 信号频率都达到最大值,则变频后产生的信号频率可高达 150 GHz。而在实现下变频移相信号生成或者多频段变频移相信号生成时,若两路微波信号的频率差很小,则可以产生低至几兆赫兹的中频信号。因此,上述所提出方案产生的信号可覆盖几

兆赫兹到 150 GHz 频率范围,且具有独立通道全范围相位连续调谐功能。

4.2 直流偏置点漂移对系统性能的影响

因采用的 PDM-DPMZM 有 6 个直流偏置点,故直流偏置电压的漂移将在一定程度上不可避免地影响生成信号的质量。为了探究直流偏置电压漂移对系统性能的影响,接下来分别将 6 个直流偏置点的偏移值设置在 -5% 到 5% 之间,保持检偏器的偏振方向与调制器主轴之间的角度 α 为 45° 不变,其他参数与上述分析一致,测量生成信号功率及 USSR 随直流偏置点漂移的变化。因为二倍频与上/下变频移相信号生成中直流偏置点的作用相同,所以以生成的上变频移相信号(13 GHz)以及多频段变频信号中的一路(7 GHz)为例进行研究。从图 8 可以看出,上变频信号的信号功率在直流偏置电压不发生偏移时达到最大,随直流偏置点漂移信号功率逐渐降低,但是功率变化幅度在 0.1 dB 以内,对移相信号影响不大;同理,在直流偏置电压不发生偏移时上变频移相信号生成系统的 USSR 达到最大,随直流偏置点漂移 USSR 逐渐降低,当偏移程度在 $-3\% \sim 3\%$ 时,USSR 始终保持在 20 dB 以上,此时杂散信号不会影响有用信号的质量。从图 9 可以看出,多频段变频移相信号的一路信号功率随直流偏置点漂移呈无规则变化,功率变化幅度在 1.5 dB 以内,这是由于实现多频段变频移相信号生成时,需要精确控制直流偏置电压才能生成具有良好平坦度的 OFC,因此当直流偏置电压发生变化时,OFC 的平坦度下降,导致生成信号的幅度发生较大波动;但是由于实现此功能时利用了滤波器,杂散信号功率随直流偏置电压偏移基本不发生变化,

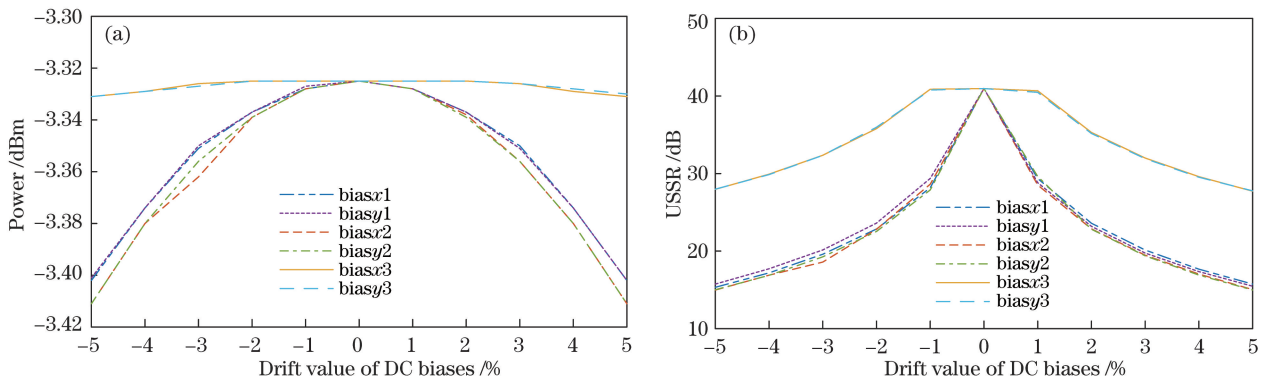


图 8 生成上变频移相信号(13 GHz)时直流偏置点漂移对系统性能的影响。(a) 信号功率随直流偏置点漂移的变化;
(b) USSR 随直流偏置点漂移的变化

Fig. 8 Effect of DC points drift on system performance during the generation of frequency up-converted signal (13 GHz).

(a) Power variation with the DC points drift; (b) USSR variation with the DC points drift

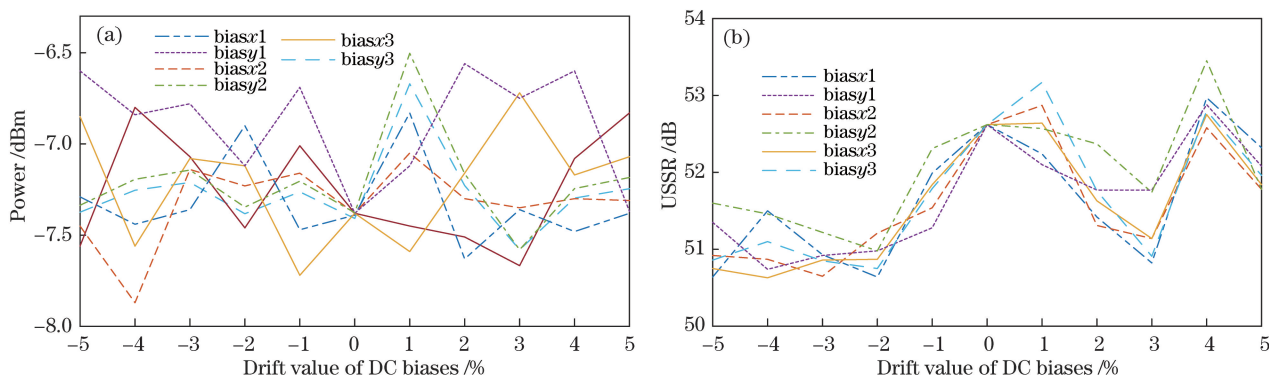


图9 生成多频段变频移相信号的一路信号(7 GHz)时直流偏置点漂移对系统性能的影响。

(a)信号功率随直流偏置点漂移的变化;(b)USSR随直流偏置点漂移的变化

Fig. 9 Effect of DC points drift on system performance during the generation of the multiband frequency conversion signals (one of the signals with frequency of 7 GHz). (a) Power variation with the DC points drift; (b) USSR variation with the DC points drift

因此此时系统的USSR始终保持在50 dB以上,杂散信号不会影响有用信号的质量。综上所述,本方案对直流偏置点漂移有较好的应对能力,且杂散信号对系统的影响不大,如果增加特定的偏压控制装置,本方案将具有更好的性能。

由于调制器的6个直流偏置点都是独立作用的,因此以上对于直流偏置点漂移的分析只是从单个偏置点变化的角度考虑的。实际情况中,多偏置的调制器各偏置点的偏置情况对最终信号的影响较为复杂且难以预测,单从某个偏置点的漂移情况可能无法确定整个系统的稳定性。由上述单个直流偏置点的分析可知,在实现多频段变频移相信号生成时,直流偏置电压漂移主要影响OFC的平坦度从而导致生成信号的幅度发生较大波动;而滤波器的使用使得杂散信号功率对有用信号质量的影响较小,所以本文主要研究上变频移相信号产生过程中的多直流偏置点漂移现象。首先是两个直流偏置点同时漂移,以 V_{biasr1} 与 V_{biasr2} 同时漂移以及 V_{biasr1} 与 V_{biasy1} 同时漂移两种情况为例,研究PDM-DPMZM的多偏置点漂移对移相信号功率和USSR的影响。从图10可以看出, V_{biasr1} 与 V_{biasr2} 同时漂移以及 V_{biasr1} 与 V_{biasy1} 同时漂移两种情况对于射频信号幅度和USSR的影响趋势是一致的,在偏移值为-5%到5%区间时,两种情况射频信号幅度变化都在0.3 dB以内,保持一定的平坦度。当两个直流偏置点都不漂移时,USSR达到最大,当两个直流偏置点同时漂移时,杂散信号的功率增大,USSR在10 dB到20 dB之间,一定程度上影响了输出信号的质量,在实际应用中应当尽可能保证直流偏置点的稳定性从而避免信号质量的恶化。

由于具有两个以上自变量的结果我们很难模拟演示,且两个以上直流偏置点同时漂移情况复杂,难以预测,因此任意选择其中任意的多个直流偏置点,同时以相同值漂移,研究两个以上偏置点同时漂移对信号功率以及USSR的影响。由图11可以看出,三个及以上直流偏置点以相同值同时漂移时信号功率变化范围在0.6 dB以内,功率平坦度较好,而USSR随着直流偏置点漂移下降幅度较大,直流偏置点漂移后的USSR在5 dB到23 dB以内,杂散信号对有用信号影响较大,因此在实际应用中,应当利用偏压控制装置来避免直流偏置点漂移对信号质量的影响。

4.3 消光比对系统性能的影响

在仿真实验中,为了使仿真结果更加清晰,首先将调制器的消光比设置为30 dB,但是在实际应用中,调制器的消光比大多数在20 dB左右,且由于操作不当可能会导致调制器消光比恶化,因此本文研究了消光比在10 dB到30 dB范围内变化时系统的相关性能。以上变频移相信号生成为例,测量了上变频移相信号的USSR随消光比变化的曲线,如图12(a)所示。从图中可以看出,消光比在变化过程中,USSR一直保持在30 dB以上,这表明本方案的结构对于消光比恶化具有较好的应对能力。由于在实现多频段变频移相信号生成方案中采用了滤波器,杂散信号对于信号质量的影响较小,因此本文测量了消光比变化过程中,生成光频梳的平坦度,如图12(b)所示。从图中可以看出,消光比的变化范围在15 dB到30 dB时,光频梳的平坦度在3 dB以内,当消光比继续恶化时,平坦度下降到5.3 dB,这是由于消光比恶化导致对光边带的抑制能力下降造

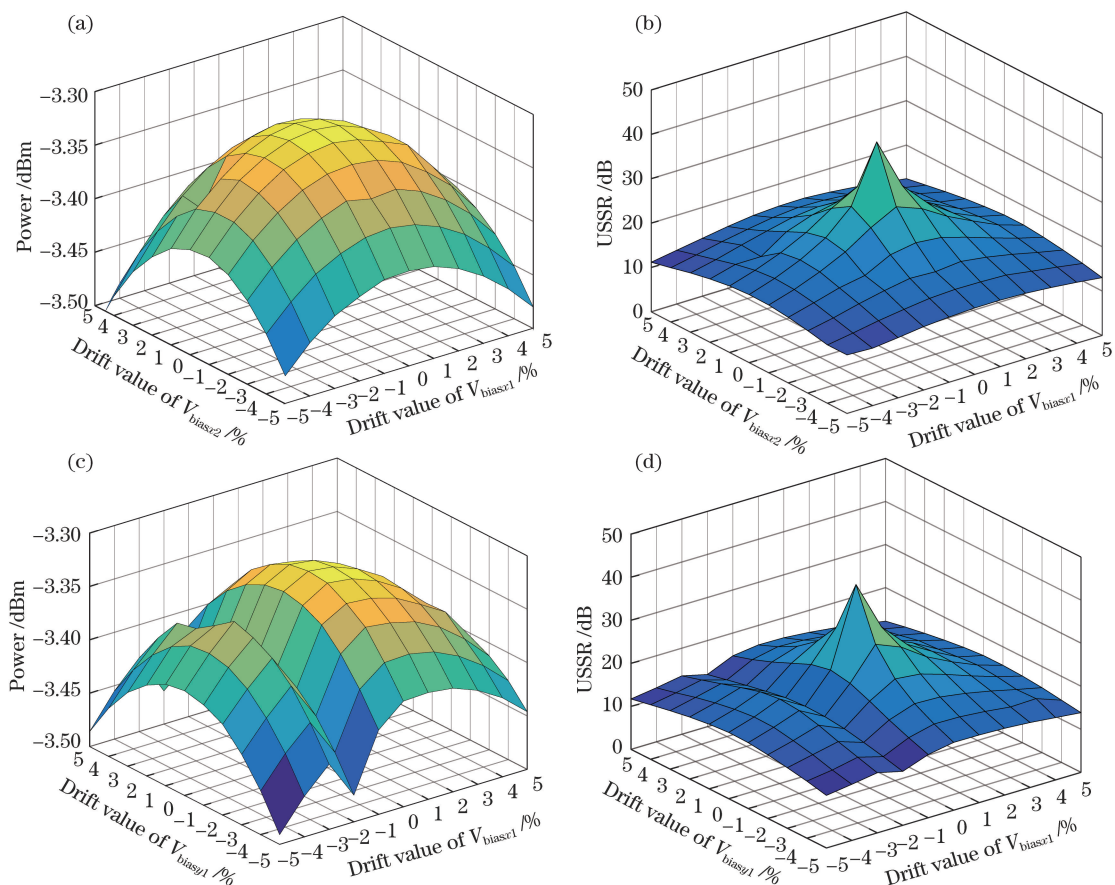


图 10 上变频移相信号产生过程中两个直流偏置点同时漂移系统性能的变化。(a) V_{biasr1} 与 V_{biasr2} 同时漂移时信号功率的变化曲线；(b) V_{biasr1} 与 V_{biasr2} 同时漂移时 USSR 的变化曲线；(c) V_{biasr1} 与 V_{biasy1} 同时漂移时信号功率的变化曲线；(d) V_{biasr1} 与 V_{biasy1} 同时漂移时 USSR 的变化曲线

Fig. 10 System performance during the generation of frequency up-converted signal. (a) Power variation when V_{biasr1} and V_{biasr2} drift at the same time; (b) USSR variation when V_{biasr1} and V_{biasr2} drift at the same time; (c) power variation when V_{biasr1} and V_{biasy1} drift at the same time; (d) USSR variation when V_{biasr1} and V_{biasy1} drift at the same time

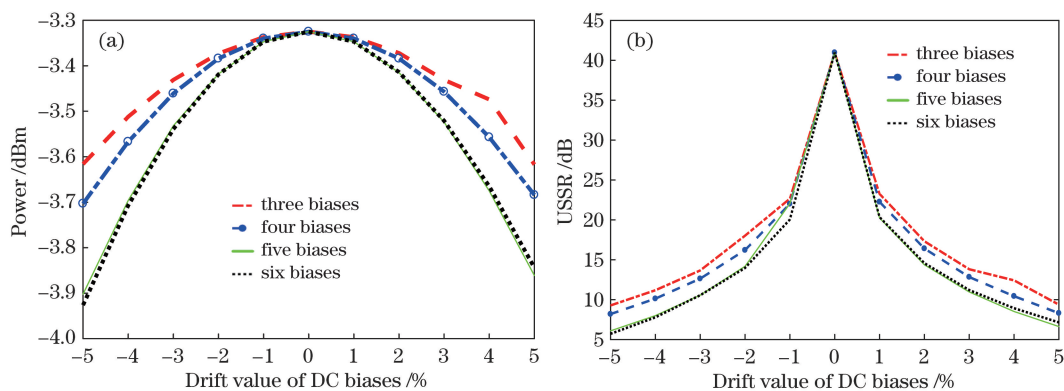


图 11 上变频移相信号三个以上直流偏置点同时漂移时系统性能的变化。(a) 信号功率的变化；(b) USSR 的变化曲线
Fig. 11 System performance when three or more DC biases drift at the same time during the generation of frequency up-converted signal. (a) Power variation; (b) USSR variation

成的,在后续的处理中可以通过各通道的功率补偿进行相应调整。

4.4 偏振漂移对系统性能的影响

上述提出的结构是基于 PDM-DPMZM 的偏振

复用结构,仿真中理想的参数设置没有考虑偏振漂移对系统性能的影响,但是实际应用中,环境及器件本身的影响也会导致系统中出现偏振漂移现象,从而导致系统性能的变化。基于以上分析可知,本方

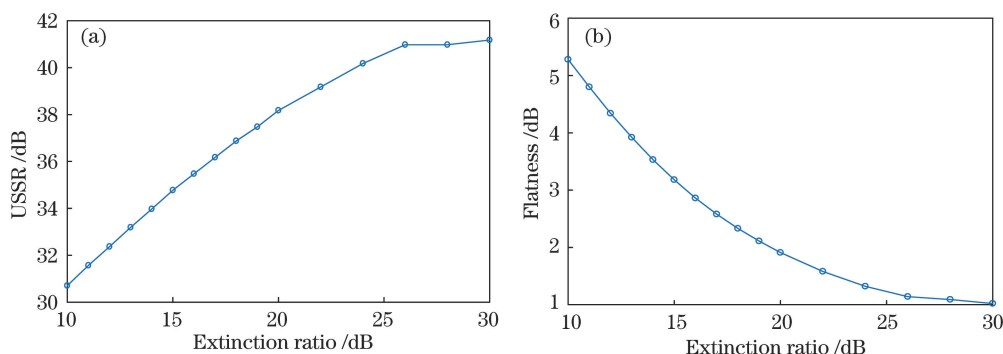


图 12 消光比对 USSR 和光频梳的平坦度的影响。(a)上变频移相信号(13 GHz)的 USSR;
(b)多频段变频移相信号生成中光频梳的平坦度

Fig. 12 Effect of extinction ratio on USSR and the flatness of OFC. (a) USSR of frequency up-converted signal (13 GHz);
(b) flatness of OFC in generation of multiband frequency conversion signals

案是通过调整检偏器偏振方向与调制器一个主轴之间的角度 α 来实现相位的调谐,因此检偏器偏振方向的漂移仅影响生成信号的瞬时相位,对系统其他的性能指标影响不大。且在实际应用中利用保偏光纤可以对光的偏振方向进行一定的控制,这在一定程度上可避免传输过程中的偏振漂移现象,因此对系统性能影响较大的偏振漂移主要是来自用来引入偏振角度和相位差的 PC_2 。在理想情况下,以上讨论

的 4 种功能都是通过调节 PC_2 使其满足 $\theta = 45^\circ, \Delta = 90^\circ$ 从而实现后续的移相处理,4 种情况下 PC_2 的作用一致。因此为了研究光载微波信号经 PC 调节时产生的偏振漂移现象,以上变频移相信号生成为例,在仿真中,分别将 PC_2 的偏振角度 θ 的偏移值设置在 40° 到 50° 之间,两个正交分量上引入的相位差 Δ 的偏移值设置在 80° 到 100° 之间,测量了上变频移相信号的 USSR 及信号功率随偏移值变化的曲线,见图 13。

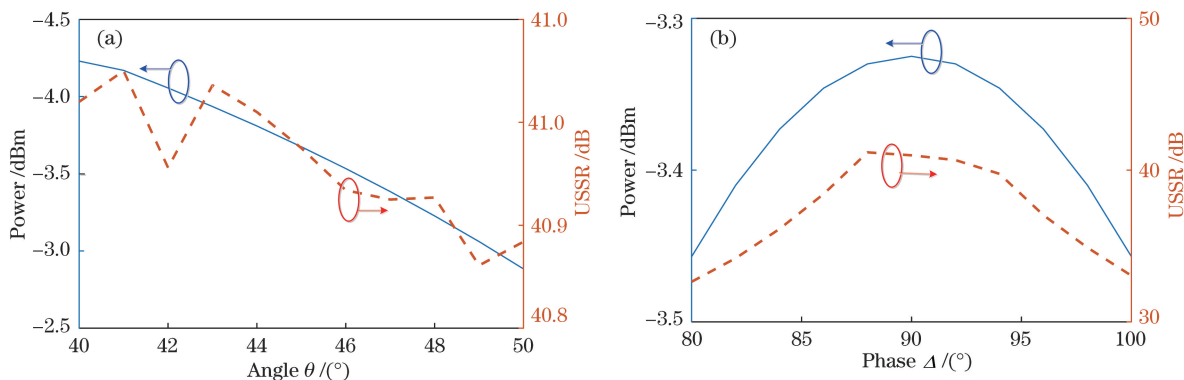


图 13 上变频移相信号的射频幅度与 USSR 随偏振角度 θ 和相位差 Δ 的变化曲线。(a)偏振角度;(b)相位差
Fig. 13 RF power and USSR of the up-converted phase tunable signal versus different polarization angles and different phase differences. (a) Polarization angle θ ; (b) phase difference Δ

从图 13(a)中可以看出,射频信号的功率与 USSR 随 PC_2 偏振角度的增大而减小,当 θ 的偏移值设置在 40° 到 50° 之间时,射频信号的幅度变化在 1.5 dB 以内,USSR 一直保持在 40 dB 以上。从图 13(b)中可以看出,当 PC_2 引入的相位差 Δ 在理想值为 90° 时,射频信号的功率与 USSR 达最大值,当 Δ 开始向两边漂移时,射频信号的功率与 USSR 逐渐减小,但是射频信号的功率变化幅度均在 0.2 dB 以内,USSR 一直保持在 30 dB 以上。因此可以看出 PC_2 偏振角度 θ 对射频信号的幅度影响较大, PC_2 引入的相位差 Δ 对 USSR 影响较大,但是总

体看来,本方案的结构对于 PC_2 偏振角度和引入相位的漂移具有较好的应对能力。

4.5 结构对比分析及可行性分析

对本文提出的移相系统与参考文献[23-25]提到的移相系统进行比较,结果如表 3 所示。从表 3 可以看出,本方案的移相系统由于其可重构性,在实现功能上与其他系统相比具有一定的优势,可以实现二倍频或上/下变频移相信号生成以及多频段移相信号生成,而文献[23]以及本课题组在文献[25]中提出的方案都只能实现其中的一种功能。在频率可调范围上,本文的结构比文献[23]及文献[25]中

表 3 不同方案结构对比
Table 3 Comparison of structure with different schemes

Scheme	Function	Operating frequency	Generated frequency	Power variation	Main component	Phase shift device
Proposed	Frequency up/down-conversion, frequency doubling with phase tuning	2 to 25 GHz	Several MHz to 50 GHz	± 0.2 dB	PDM-DPMZM	Pol
	Multiband frequency conversion with phase tuning	2 to 25 GHz	Several MHz to 150 GHz	± 0.2 dB	DPM-DPMZM, programmer optical filter/DWDM	Pol
In Ref. [23]	Frequency down-conversion with phase tuning	12 to 20 GHz	Intermediate frequency	± 1 dB	DMZM, FBG	DC bias control device/optical wavelengths switching device
In Ref. [24]	Frequency down-conversion with phase tuning, zero-intermediate frequency (IF) receiving	> 50 GHz	Intermediate frequency	No discussion	PM in a Sagnac loop, OBPF	PC
In Ref. [25]	Multiband frequency conversion with phase tuning	2 to 18 GHz	Several MHz to 83 GHz	± 0.5 dB	PDM-DPMZM	Electrical phase shifter

的结构有一定的改善,因为文献[23]中 FBG 的不理想幅频响应以及文献[25]中电移相器的带宽均限制了其频率操作范围。在生成信号的频率范围上,本方案在实现二倍频或上/下变频移相信号生成时可覆盖几兆赫兹到 50 GHz 的频率范围,在实现多频段变频移相信号产生时可覆盖几兆赫兹到 150 GHz 的频率范围,综合来讲,该结果比本文提及的文献以及前期本团队的工作都有一定的改进之处。在生成的移相信号幅度响应上,本方案实现了较小的幅度波动以及较平坦的幅度响应,具有一定改善效果。在使用器件方面,本方案主要基于 PDM-DPMZM 集成调制器,但在实现重构扩展时另外增加了可编程滤波器和密集波分复用器件,结构上比前期提出的结构稍显复杂但是实现的功能大大增加。在相位调谐方式上,本文的方案仅通过调整检偏器的角度即可实现全范围的相位调谐,而文献[24]中调节 PC 时需要同时调节 PC 中的三个波片,实际操作具有一定的复杂性,文献[25]通过调节电移相器(EPS)实现相位调谐,当实现高频调谐时调谐速度较慢。尽管本方案和参考文献中的方案都可以扩展成多通道的移相系统,但是:文献[23]要扩展成多通道相位独立调谐系统,需要多个光纤布拉格光栅(FBG)和

多调制器,增加了系统的复杂性;文献[24]需要多个平衡探测器,且同样每个通道都需要调节 PC 的三个波片,具有一定的操作难度;文献[25]中的多频段多通道信号只能通过 EPS 进行统一的相位控制,不具有独立调谐功能;而本文只需要通过调节检偏器就可实现相位独立调谐,因此很容易经过简单扩展形成多通道相位独立调谐的系统,在实现多频段变频信号产生时,加入了可编程滤波器以及 DWDM,故同时可以实现多个频段多个通道信号的相位独立调谐的功能,这为以后的多通道、多功能、多频段的系统开辟了新思路。

由于目前缺乏完善的实验条件,我们无法比较实验与仿真结果。但是值得庆幸的是,虽然本文没有进行实验验证,但是研究领域的大量学者已经对本文的相关结构进行了研究,并进行了相关的实验验证^[22,30,36-37]。在文献[22]中,提出了一种基于双偏振-正交移相键控调制器 DP-QPSK (PDM-DPMZM)的全范围相位可调的宽带微波光子移相器,并进行了实验验证。调制器中的两个 DPMZM 分别生成 CS-SSB 和相位可调的光载波,然后进行光电转换后通过调节直流偏置点生成相位可调的微波信号。在文献[30]中,提出了一种通过一个射频

信号直接调制一个独立 DPMZM 产生超平坦光频梳(OFC)的方案。该方案利用由 DPMZM 调制模型导出的方程求解得到的两组参数,理论上可以生成强度完全相同的 5 根和 7 根 OFCs,实验验证结果与理论完全符合。在文献[36]中,提出了一种基于 DP-QPSK(PDM-DPMZM)实现八倍频的微波光子信号产生方案,并实验验证该方案通过调节调制系数与直流偏置点可以生成八倍频的微波信号。在文献[37]中,提出了一种具有可调倍频因子的频率可调二进制相位编码的微波信号发生器,该系统的关键部件是由微波参考信号和编码信号驱动的 DP-QPSK(PDM-DPMZM),实验验证该方案通过调节直流偏置点与两个输入信号的幅度可以实现基频、二倍频、三倍频的二进制相位编码信号。此外文献[31-32]中提出的多通道滤波器也为本方案的可行性提供基础。在接下来的研究中,本课题组会根据已有的研究成果进行进一步研究和实验,以完善本文的相关内容。

本方案所提出的移相器结构紧凑灵活,可以实现宽频域、多通道、相位独立调谐的移相信号生成,且在 PBC 之前的器件均可实现多通道共享,成本降低,故本结构对多功能多频段雷达系统、通信系统、电子战系统等更有吸引力。

5 结 论

提出了一种基于偏振复用-双平行马赫-曾德尔调制器(PDM-DPMZM)的结构,基于该结构,调整直流偏置点与射频信号频率,可实现微波信号的二倍频或上/下变频,且通过调整每个通道检偏器的偏振方向与调制器一个主轴之间的角度 α 可以实现独立多通道的全范围相位连续调谐。仿真结果表明,生成的变频移相信号具有良好的全范围相位连续调谐能力和较平坦的功率响应。通过调整调制器的直流偏置点和调制系数使调制器上下两路产生频率间隔不等、偏振正交的光频梳时,可通过接入可编程的密集波分复用器(DWDM)或者可编程多通道滤波器将上下两路的光边带分离,任意选择上路或下路的光梳信号经上述同样的处理,就能得到多频段、多通道、相位独立调谐的变频移相信号。仿真结果表明,生成的多频段变频移相信号具有良好的全范围相位连续调谐能力和较平坦的功率响应。此外,研究了系统的频率可调范围和功率响应,以及调制器消光比、直流偏置点漂移和偏振漂移等不理想因素对系统相关性能的影响,并与其他结构的系统进行

了对比分析。本文提出的方案具有多功能、多频段、多通道、独立全范围相位连续调谐功能,以及结构简单紧凑、功率响应平坦和频率覆盖范围广等优点,既可以在接收机将 RF 信号下变频至 IF 信号以便信号处理,也可以在发射机将 RF 信号二倍频和上变频以扩大传输带宽与通信容量,应用于更高频率的系统中,为未来多频段、多通道、多功能的微波光子系统开辟了思路。

参 考 文 献

- [1] Wake D, Nkansah A, Gomes N J. Radio over fiber link design for next generation wireless systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(16): 2456-2464.
- [2] Zhang K, Zhao S H, Wen A J, et al. Anti-chromatic dispersion transmission of frequency and bandwidth-doubling dual-chirp microwave waveform[J]. *Optics Letters*, 2019, 44(16): 4004.
- [3] Pan S L, Zhu D, Zhang F Z. Microwave photonics for modern radar systems[J]. *Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2014, 31(3): 219-240.
- [4] Coward J F, Chalfant C H, Chang P H. A photonic integrated-optic RF phase shifter for phased array antenna beam-forming applications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1993, 11(12): 2201-2205.
- [5] Sun C, Orazi R J, Pappert S A, et al. A photonic-link millimeter-wave mixer using cascade optical modulators and harmonic carrier generation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1996, 8(9): 1166-1168.
- [6] Masui S, Konishi T. RF/analog circuit design in scaled digital CMOS technology[J]. *The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan*, 2011, 131(1): 30-33.
- [7] Sedra A S. Analog MOS integrated circuits for signal processing[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1987, 75(11): 1550.
- [8] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. *Nature Photonics*, 2007, 1(6): 319-330.
- [9] Yao J P. Microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335.
- [10] Minasian R A, Chan E H W, Yi X. Microwave photonic signal processing[J]. *Optics Express*, 2013, 21(19): 22918-22936.
- [11] Chan E H W, Minasian R A. Microwave photonic downconverter with high conversion efficiency[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(23):

- 3580-3585.
- [12] Yang B, Jin X F, Chen Y, et al. Photonic microwave up-conversion of vector signals based on an optoelectronic oscillator [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(18): 1758-1761.
- [13] Tang Z Z, Zhang F Z, Pan S L. Photonic microwave downconverter based on an optoelectronic oscillator using a single dual-drive Mach-Zehnder modulator [J]. Optics Express, 2014, 22(1): 305-310.
- [14] Yu H C, Li P X, Chen M H, et al. Photonic downconversion and linearization of microwave signals from the X- to K-band [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(19): 2015-2018.
- [15] Lin T, Zhao S H, Zheng Q R, et al. Photonic microwave multi-band frequency conversion based on a DP-QPSK modulator for satellite communication [J]. Optical Review, 2017, 24(3): 310-317.
- [16] Yang X W, Xu K, Yin J, et al. Optical frequency comb based multi-band microwave frequency conversion for satellite applications [J]. Optics Express, 2014, 22(1): 869-877.
- [17] Li Q, Du C, Li X, et al. Microwave photonic down-conversion system based on stimulated Brillouin scattering effect [J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(7): 0701006.
李强, 都聪, 李想, 等. 基于受激布里渊散射效应的微波光子下变频系统 [J]. 中国激光, 2019, 46(7): 0701006.
- [18] Liu L L, Zhao W H, Yang L, et al. Optimization techniques for photonic microwave conversion based on cascaded modulators [J]. Control Engineering of China, 2018, 25(1): 160-164.
刘丽莉, 赵文红, 杨力, 等. 基于级联调制器的微波光子变频的优化技术 [J]. 控制工程, 2018, 25(1): 160-164.
- [19] Liu W L, Yao J P. Ultra-wideband microwave photonic phase shifter with a 360° tunable phase shift based on an erbium-ytterbium co-doped linearly chirped FBG [J]. Optics Letters, 2014, 39(4): 922-924.
- [20] Pan S L, Zhang Y M. Tunable and wideband microwave photonic phase shifter based on a single-sideband polarization modulator and a polarizer [J]. Optics Letters, 2012, 37(21): 4483-4485.
- [21] Peng Z X, Wen A J, Gao Y S, et al. A tunable and wideband microwave photonic phase shifter based on dual-polarization modulator [J]. Optics Communications, 2017, 382: 377-380.
- [22] Chen Y. A wideband photonic microwave phase shifter with 360-degree phase tunable range based on a DP-QPSK modulator [J]. Optics Communications, 2018, 410: 787-792.
- [23] Jiang T W, Yu S, Wu R H, et al. Photonic downconversion with tunable wideband phase shift [J]. Optics Letters, 2016, 41(11): 2640-2643.
- [24] Zhu Z H, Zhao S H, Li X, et al. Simultaneously frequency down-conversion, independent multichannel phase shifting and zero-IF receiving using a phase modulator in a Sagnac loop and balanced detection [J]. Optics Communications, 2018, 410: 389-395.
- [25] Li H, Zhao S H, Lin T, et al. Photonic phase shifter with full tunable range and multi-band frequency-conversion feature based on a PDM-DPMZM [J]. Optical Review, 2019, 26(6): 681-692.
- [26] Chow C W, Wang C H, Yeh C H, et al. Analysis of the carrier-suppressed single-sideband modulators used to mitigate Rayleigh backscattering in carrier-distributed PON [J]. Optics Express, 2011, 19(11): 10973-10978.
- [27] Liu W L, Wang M G, Yao J P. Tunable microwave and sub-terahertz generation based on frequency quadrupling using a single polarization modulator [J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(10): 1636-1644.
- [28] Bull J D, Jaeger N A, Kato H, et al. 40 GHz electro-optic polarization modulator for fiber optic communications systems [J]. Proceedings of SPIE, 2004, 5577: 133-143.
- [29] Pan S L, Yao J P. UWB-over-fiber communications: modulation and transmission [J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(16): 2445-2455.
- [30] Wang Q, Huo L, Xing Y F, et al. Ultra-flat optical frequency comb generator using a single-driven dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. Optics Letters, 2014, 39(10): 3050-3053.
- [31] Baldycheva A, Tolmachev V A, Berwick K, et al. Multi-channel Si-liquid crystal filter with fine tuning capability of individual channels for compensation of fabrication tolerances [J]. Nanoscale Research Letters, 2012, 7: 387-393.
- [32] Anusha N P, Sharan A. Design of narrow band multi-channel optical filters using zero index medium [J]. International Journal of Modern Physics B, 2018, 32(15): 1850188.
- [33] Zhang Y M, Ye X W, Pan S L. Photonic generation of linear frequency-modulated waveform with improved time-bandwidth product [C] // 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 26-29, 2015, Paphos, Cyprus. New York: IEEE, 2015: 15677952.
- [34] ET Industries. Stripline 90 degree hybrid coupler Q-467-90 data-sheet [EB/OL]. (2019-12-12) [2019-12-12]. <https://www.etiworld.com>.

- [35] Oliveira J C R F D, Freitas A P, Peternella F G, et al. The first brazilian integrated 100G DPQPSK transmitter on a 4×3 mm silicon photonic chip [J]. Proceedings of SPIE, 2014, 9010: 90100D.
- [36] Gao Y S, Wen A J, Jiang W, et al. Photonic microwave generation with frequency octupling based on a DP-QPSK modulator [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(21): 2260-2263.
- [37] Chen Y, Pan S L. A frequency-tunable binary phase-coded microwave signal generator with a tunable frequency multiplication factor [J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(6): 1-15.