

激光与光电子学进展

基于偏振复用-双平行马赫-曾德尔调制器的可调倍频因子微波移相信号生成

郭忠国, 郭冠锋, 李忠坤, 钟永明, 曾昶盛, 韩一石*

广东工业大学信息工程学院, 广东 广州 510006

摘要 提出一种基于偏振复用-双平行马赫-曾德尔调制器的可调倍频因子微波移相信号生成新方案。在不使用滤波器的情况下,通过改变调制器的射频驱动信号和直流偏置电压,可以生成 2 倍频、4 倍频、6 倍频、8 倍频微波信号,同时控制检偏器与调制器主轴之间的夹角,就能实现相位 $0^\circ \sim 360^\circ$ 连续可调。仿真结果表明,频率为 5 GHz 的射频信号可以转换为 10、20、30、40 GHz 的全范围线性相移微波信号,相位连续变化过程中,功率波动小于 0.5 dB,并且该方案具有良好的频率可调谐性。此外,研究分析了该方案的工作频率范围,以及调制器消光比、直流偏置电压漂移和电移相器幅相不平衡对系统性能的影响。

关键词 傅里叶光学与信号处理; 移相; 可调倍频因子; 微波光子; 偏振复用-双平行马赫-曾德尔调制器

中图分类号 TN29

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1307002

Microwave Phase-Shifting Signal Generation with Adjustable Frequency-Multiplication Factor Based on Polarization Division Multiplexing Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator

Guo Zhongguo, Guo Guanfeng, Li Zhongkun, Zhong Yongming,
Zeng Changsheng, Han Yishi*

School of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong, China

Abstract A novel scheme to generate microwave phase-shifting signal with an adjustable frequency-multiplication factor based on polarization division multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator is proposed. Without filters, the scheme can generate frequency-doubled, frequency-quadrupled, frequency-sextupled, or frequency-octupled microwave signals by changing the radio frequency drive signals and direct current bias voltages of the modulator. By simultaneously controlling the angle between the polarizer and the principal axis of the modulator, the phase can be continuously adjusted from 0° to 360° . The simulation results show that a 5-GHz radio frequency signal can be converted into full-range linear phase-shifting microwave signals with the frequencies of 10 GHz, 20 GHz, 30 GHz, and 40 GHz. Their power fluctuation is less than 0.5 dB when the phase changes continuously. Moreover, it also shows that the scheme has good frequency tunability. In addition, the operating frequency range of the scheme as well as the influence of modulator extinction ratio, direct current bias voltage drifting, electrical phase shifter amplitude, and phase imbalance on the system performance are studied and analyzed.

Key words Fourier optics and signal processing; phase shift; adjustable frequency-multiplication factor; microwave photonics; polarization division multiplexing dual-parallel Mach-Zehnder modulator

1 引言

微波移相技术作为现代信号处理的关键技术,用

于对输入微波信号进行相移处理,广泛应用于相控阵雷达、无线通信等领域^[1]。随着雷达和通信系统的快速发展,无线信号的载波频率越来越高、带宽越来越

收稿日期: 2021-07-28; 修回日期: 2021-08-05; 录用日期: 2021-08-19

基金项目: 国家自然科学基金(61471130)、广东省重点领域研发计划项目(2019B010138004)

通信作者: *yshan@gdut.edu.cn

大,这对应用于这些系统的移相器提出了更高的要求。传统微波移相器在电域实现移项,并且取得了较好的发展,但是其工作带宽、调谐速度等受到电子瓶颈的限制,无法满足最新应用的需求。微波光子移相技术以其高频率、大瞬时带宽、低传输损耗、抗电磁干扰等优点^[2-3],有效克服了传统微波移相器存在的问题,在过去几年中引起了广泛的关注与研究。

目前,实现微波光子移相的方法通常可以分为 3 类,即基于慢光技术^[4]、基于光学矢量与技术^[5]和基于光学外差技术^[6-7]。相比于其他两种方法,基于光学外差技术的方法具有操作简单、调谐范围大、精度高、输出功率稳定等优点,在微波光子移相系统中被广泛使用。较多文献报道了利用单个双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)^[8]、偏振调制器(PolM)^[9]、马赫-曾德尔调制器(MZM)^[10]或双偏振-马赫-曾德尔调制器(DPol-MZM)^[11]生成可调相移信号。尽管在文献[8-11]中采用了简单紧凑的结构,但是都不可避免地使用光学带通滤波器(OBPF)滤出所需的光边带,这将严重限制系统的频率可调范围。为了解决这一问题,无光滤波移相方案应运而生^[12-13]。文献[12]中,利用双偏振-双平行马赫-曾德尔调制器(DP-DPMZM)生成两个偏振正交的光单边带(SSB),然后通过偏振光学移相器在两个正交边带引入相位差,进而实现移相功能。文献[13]报道了基于单个双偏振-正交相移键控(DP-QPSK)调制器的 $0^\circ\sim 360^\circ$ 相位可调宽带微波光子移相器,通过调节调制器直流(DC)偏置电压改变输出信号相位。然而,文献[12-13]中输出信号的频率与输入射频(RF)信号的频率相等,且系统最大工作频率受到电光调制器带宽的限制。为了突破这一限制,融合倍频技术,文献[14-16]论证了二倍频或四倍频微波移相信号生成。在文献[14-15]中,可编程滤波器的引入可能导致相对复杂的参数操作;而文献[16]中所使用的光纤布拉格光栅(FBG)的中心波长对环境变化很敏感,在现实环境中稳定性难以得到保证,而且为了生成不同频率的微波信号,需要同时改变 RF 信号频率和可调激光源(TLS)中心波长,使得其中一个边带落入 FBG 反射带内,具有一定的操作复杂性。此外,这

些方案中的倍频因子(FMF)都比较小且单一,难以支持高频宽带系统的应用。

基于此,本文提出了一种可调倍频因子微波移相信号生成方案,其主要器件为集成偏振复用-双平行马赫-曾德尔调制器(PDM-DPMZM),用于产生正交圆偏振光波对^[17],其频率间隔为 RF 信号频率的 2 倍、4 倍、6 倍或者 8 倍。之后通过控制检偏器(Pol)与调制器主轴之间的夹角引入等值反向的相位,经光电探测器(PD)拍频后,生成的倍频微波信号即可实现 $0^\circ\sim 360^\circ$ 线性相移。与其他倍频移相方案相比,所提方案仅通过简单地调节 Pol 夹角就能实现相位全范围线性可调,且 PDM-DPMZM 可以实现多通道共享,易扩展为独立多通道移相系统。该方案可以选择输出 4 种不同倍频因子的可调相移微波信号,满足现代多功能雷达发射机的宽频率要求,且倍频因子最高为 8,极大降低了发射机对 RF 信号频率及调制器带宽的需求。整个方案主要由集成 PDM-DPMZM、Pol 和 PD 组成,结构简单、稳定性高,由于没有使用滤波器,可以在大的波长范围内工作,并且具有良好的频率可调谐性,使其可用于波分复用(WDM)系统。

2 基本原理

本文提出的可调倍频因子微波移相信号生成方案结构图如图 1 所示。来自 TLS 的线性偏振光波被送入集成 PDM-DPMZM 中,图 1 虚线框内显示了 PDM-DPMZM 的等效结构图,其由一个 3 dB 耦合器、两个并行的 DPMZMs(X-DPMZM 和 Y-DPMZM)、一个 90° 偏振旋转器(PR)和一个偏振合束器(PBC)构成。此处 PDM-DPMZM 作为正交圆偏振光波发生器,用于产生两个具有相反旋转方向的圆偏振光波。RF 信号首先被功分器等分成两路,其中一路通过电移相器(PS)引入一个合适的相位差,分别驱动 X-DPMZM 和 Y-DPMZM。通过调节 PS 引入的相移、RF 信号的幅度以及 6 个 MZMs 的 DC 偏置电压,产生不同阶数的正交光载波抑制双边带(CS-DSB)信号。改变 Pol 与调制器主轴之间的夹角,在 Pol 中将正交光信号转化为相同偏振方向的光信号,同时引入大小相等、方向相反

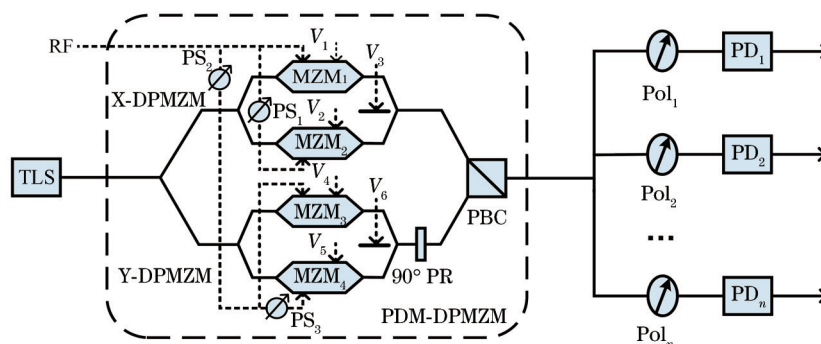


图 1 可调倍频因子微波移相信号生成方案结构图

Fig. 1 Structure diagram of microwave phase-shifting signal generation scheme with adjustable frequency-multiplication factor

的相位。调制光边带进入 PD 拍频后,生成倍频因子为 2、4、6 或 8 的微波信号,其相位可实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 连续线性可调。此外,将 PDM-DPMZM 输出等分成多个通道,每个通道由 Pol 引入可调相位,该方案易扩展为独立多通道移相系统,可用于天线阵列、相控阵雷达之中。

假设光载波为 $E_c \exp(j\omega_c t)$,施加到 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 中的两对 RF 驱动信号分别为

$V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ 、 $V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \phi_1)$ 和 $V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \phi_2)$ 、 $V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \phi_2 + \phi_3)$ 。其中 E_c 、 V_{RF} 和 ω_c 、 ω_{RF} 分别为光载波和 RF 信号的幅度和角频率, ϕ_2 为 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 之间 RF 信号的相位差, ϕ_1 和 ϕ_3 分别表示 X-DPMZM 和 Y-DPMZM 中子 MZMs (MZM_1 和 MZM_2 , MZM_3 和 MZM_4) 之间 RF 驱动信号的相位差。PDM-DPMZM 调制后的光信号经贝塞尔函数展开可表示为

$$\begin{cases} E_{X-DPMZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{8} E_c \exp(j\omega_c t) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [1 + (-1)^m \exp(j\varphi_1)] j^m J_m(\beta) \exp(jm\omega_{RF} t) + \\ \quad \frac{\sqrt{2}}{8} E_c \exp(j\omega_c t + j\varphi_3) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [1 + (-1)^m \exp(j\varphi_2)] j^m J_m(\beta) \exp(jm\omega_{RF} t + jm\phi_1) \\ E_{Y-DPMZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{8} E_c \exp(j\omega_c t) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [1 + (-1)^m \exp(j\varphi_4)] j^m J_m(\beta) \exp(jm\omega_{RF} t + jm\phi_2) + \\ \quad \frac{\sqrt{2}}{8} E_c \exp(j\omega_c t + j\varphi_6) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [1 + (-1)^m \exp(j\varphi_5)] j^m J_m(\beta) \exp(jm\omega_{RF} t + jm\phi_2 + jm\phi_3) \end{cases}, \quad (1)$$

式中: $\beta = \pi V_{RF} / V_\pi$ 为 RF 信号调制指数; $\varphi_i = \pi V_{DCi} / V_\pi$ ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) 为 4 个子 MZMs 和两个主 MZMs 中 DC 偏置电压引入的相位差,其中 V_{DCi} 和 V_π 分别为 DC 偏置电压和调制器半波电压; $J_m(\beta)$ 表示 m 阶第一类贝塞尔函数。

2.1 2 倍频微波移相信号生成

为了产生 2 倍频微波移相信号,控制 $\varphi_1 = \varphi_2 =$

$\varphi_4 = \varphi_5 = \pi$, $\varphi_3 = \varphi_6 = 0$, 使得 4 个子 MZMs 均偏置在最小传输点 (MITP), 两个主 MZMs 偏置在最大传输点 (MATP)。此时,偶数阶边带和光载波将被抑制,奇数阶边带被保留下来。调整 RF 驱动信号的相位使得 $\phi_1 = \phi_3 = 0$, $\phi_2 = \pi/2$, 在小信号调制情况下,忽略高阶边带,只考虑 ± 1 阶边带,式(1)可以简化为

$$\begin{cases} E_{X-DPMZM}(t) = \sqrt{2} / 2 E_c \exp(j\omega_c t) [jJ_1(\beta) \exp(j\omega_{RF} t) + j^{-1} J_{-1}(\beta) \exp(-j\omega_{RF} t)] \\ E_{Y-DPMZM}(t) = \sqrt{2} / 2 E_c \exp(j\omega_c t) \{jJ_1(\beta) \exp[j(\omega_{RF} t + \pi/2)] + j^{-1} J_{-1}(\beta) \exp[-j(\omega_{RF} t + \pi/2)]\} \end{cases}, \quad (2)$$

由式(2)可以看出,沿着两个正交偏振方向产生了两个 CS-DSB 调制信号, -1 阶边带和 $+1$ 阶边带在两个正交方向上的相位差分别为 $-\pi/2$ 和 $\pi/2$ 。将 PDM-DPMZM 输出信号送入 Pol, 通过控制 Pol 与

PDM-DPMZM 主轴之间的夹角 α , 可使正交光边带转化为同一偏振方向上的光边带,并且在 ± 1 阶边带之间引入等值反向的可调相位 α , Pol 输出信号可表示为

$$E_{Pol}(t) = \cos \alpha E_{X-DPMZM}(t) + \sin \alpha E_{Y-DPMZM}(t) = \sqrt{2} / 2 E_c \exp(j\omega_c t) \{jJ_1(\beta) \cdot \exp[j(\omega_{RF} t + \alpha)] + j^{-1} J_{-1}(\beta) \exp[-j(\omega_{RF} t + \alpha)]\}, \quad (3)$$

最后将 Pol 输出光信号送入 PD 进行光电转换,输出电流可表示为

$$I_{PD}(t) \propto J_1(\beta) J_{-1}(\beta) \cos(2\omega_{RF} t + 2\alpha), \quad (4)$$

从式(4)可以看出,产生的 2 倍频信号具有可调相位项 2α 。通过简单地调节 Pol 与调制器主轴之间的夹角 α , 2 倍频微波信号的相位可以实现全范围连续线性

可调。

2.2 4 倍频微波移相信号生成

如果 $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_4 = \varphi_5 = 0$, $\varphi_3 = \varphi_6 = \pi$, 奇数阶边带被全部抑制。小信号调制情况下,忽略 2 阶以上边带。控制 RF 信号使得 $\phi_1 = \phi_3 = \pi/2$, $\phi_2 = \pi/4$, 式(1)可以简化为

$$\begin{cases} E_{X-DPMZM}(t) = \sqrt{2} / 2 E_c \exp(j\omega_c t) [j^2 J_2(\beta) \exp(j2\omega_{RF} t) + j^{-2} J_{-2}(\beta) \exp(-j2\omega_{RF} t)] \\ E_{Y-DPMZM}(t) = \sqrt{2} / 2 E_c \exp(j\omega_c t) \{j^2 J_2(\beta) \exp[j2(\omega_{RF} t + \pi/4)] + j^{-2} J_{-2}(\beta) \exp[-j2(\omega_{RF} t + \pi/4)]\} \end{cases}, \quad (5)$$

从式(5)可以看出,沿着两个正交偏振方向产生了两个±2阶CS-DSB信号。将两个正交CS-DSB信号依次送入Pol和PD进行转换和拍频处理,输出信号可表示为

$$I_{PD}(t) \propto J_2(\beta)J_{-2}(\beta)\cos(4\omega_{RF}t + 2\alpha), \quad (6)$$

因此,生成的微波信号频率为 $4\omega_{RF}$,可调相位与Pol夹角 α 呈线性关系,且信号功率恒定,不会随着相位的改变发生变化。

$$\begin{cases} E_{X-DPMZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_c \exp(j\omega_c t) \{ [1 + \exp(j\frac{3}{5}\pi)] j^3 J_3(\beta) \exp(j3\omega_{RF}t) + \\ [1 + \exp(-j\frac{3}{5}\pi)] j^{-3} J_{-3}(\beta) \exp(-j3\omega_{RF}t) \} \\ E_{Y-DPMZM}(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} E_c \exp(j\omega_c t) \{ [1 + \exp(j\frac{3}{5}\pi)] j^3 J_3(\beta) \exp[j3(\omega_{RF}t + \pi/6)] + \\ [1 + \exp(-j\frac{3}{5}\pi)] j^{-3} J_{-3}(\beta) \exp[-j3(\omega_{RF}t + \pi/6)] \} \end{cases}, \quad (7)$$

由式(7)可知,沿着两个正交偏振方向生成了两个±3阶CS-DSB调制信号。正交偏振CS-DSB信号经Pol引入连续可调相位,在PD进行拍频操作,输出电流可表示为

$$I_{PD}(t) \propto J_3(\beta)J_{-3}(\beta)(1 + \cos\frac{3}{5}\pi) \cdot \cos(6\omega_{RF}t + \frac{3}{5}\pi + 2\alpha), \quad (8)$$

从式(8)可以看出,产生了所需的6倍频微波移相信号,其频率为RF驱动信号频率的6倍,相位为 $3\pi/5 +$

2.3 6倍频微波移相信号生成

为了得到±3阶光边带,改变调制器DC偏置电压,使得 $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_4 = \varphi_5 = \pi$, $\varphi_3 = \varphi_6 = 0$,抑制偶数阶边带。当满足 $\beta = 3.832$, $\phi_1 = \phi_3 = \pi/5$ 时,功率较高的±1阶和±5阶杂散边带被完全抑制。调节X-DPMZM和Y-DPMZM之间RF信号的相位差 $\phi_2 = \pi/6$,式(1)可以简化为

2α ,可通过调节Pol夹角 α 实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 调谐。

2.4 8倍频微波移相信号生成

为了进一步提高倍频因子,改变集成调制器DC偏置电压引入的相位差,满足 $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi_4 = \varphi_5 = \varphi_6 = 0$,仅保留偶数阶边带。当 $\phi_1 = \phi_3 = \pi/2$, ±(4m+2)阶边带被完全消除,只剩±4m阶光边带。调制指数 $\beta = 2.405$ 时,占主导地位的0阶和±8阶杂散边带功率变为0,而拍频所需的±4阶边带功率不为0。调节 $\phi_2 = \pi/8$,式(1)可以简化为

$$\begin{cases} E_{X-DPMZM}(t) = \sqrt{2}/2E_c \exp(j\omega_c t) [j^4 J_4(\beta) \exp(j4\omega_{RF}t) + j^{-4} J_{-4}(\beta) \exp(-j4\omega_{RF}t)] \\ E_{Y-DPMZM}(t) = \sqrt{2}/2E_c \exp(j\omega_c t) \{ j^4 J_4(\beta) \exp[j4(\omega_{RF}t + \pi/8)] + j^{-4} J_{-4}(\beta) \exp[-j4(\omega_{RF}t + \pi/8)] \} \end{cases}, \quad (9)$$

由式(9)可见,沿着两个正交偏振方向生成了两个±4阶CS-DSB信号。构成8倍频正交圆偏振光波对。与上述倍频微波移相信号生成进行类似操作,PD输出探测电流可表示为

$$I_{PD}(t) \propto J_4(\beta)J_{-4}(\beta)\cos(8\omega_{RF}t + 2\alpha), \quad (10)$$

由式(10)可知,生成了8倍频微波移相信号,相位全范围任意可调,极大降低了发射机对RF信号频率和调制器带宽的需求,可支持更高频率微波光子链路或系统的应用。

综上所述,该方案通过改变PDM-DPMZM的RF驱动和DC偏置点,可以生成2、4、6、8倍频微波信号,相位仅通过调节 α 就能实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 线性可调,最小相位调节度数取决于Pol的可调精度。相位连续变化过程中,输出功率保持不变,满足独立多通道系统移相的需求。且所提方案未使用滤波器,具有良好的频率可调谐性,可用于WDM系统。

3 仿真结果与分析

为了验证所提方案的可行性,按照图1所示方案结构图搭建系统进行仿真。TLS发出中心频率为

193.1 THz、线宽为1 MHz、功率为15 dBm的线性偏振光载波,进入PDM-DPMZM。PDM-DPMZM的半波电压和消光比分别为3.5 V和35 dB,RF驱动信号的频率为5 GHz,PD响应度为0.85 A/W。

从上述分析可知,通过适当地改变调制器的RF驱动和DC偏置电压,可在PDM-DPMZM输出端产生频率间隔为RF频率2、4、6、8倍的正交偏振CS-DSB信号,光谱图如图2(a)、2(c)、2(e)、2(g)所示。从图中可以看出,生成2、4、6、8倍频微波信号时,PDM-DPMZM输出信号的光杂散抑制比(OSSR)分别为24.74、28.73、30.74、19.92 dB。正交光信号经Pol转化为相同偏振方向的光信号,进入PD进行光电转换,可以生成2、4、6、8倍频微波信号,电谱图如图2(b)、2(d)、2(f)、2(h)所示,对应输出频率分别为10、20、30、40 GHz。输出倍频微波信号的电杂散抑制比(ESSR)均高于25 dB,4倍频信号的ESSR更是高达58.43 dB。由于调制器有限的消光比,光杂散边带不能被完全抑制,一定程度上影响了OSSR,进而影响生成倍频微波信号的ESSR。

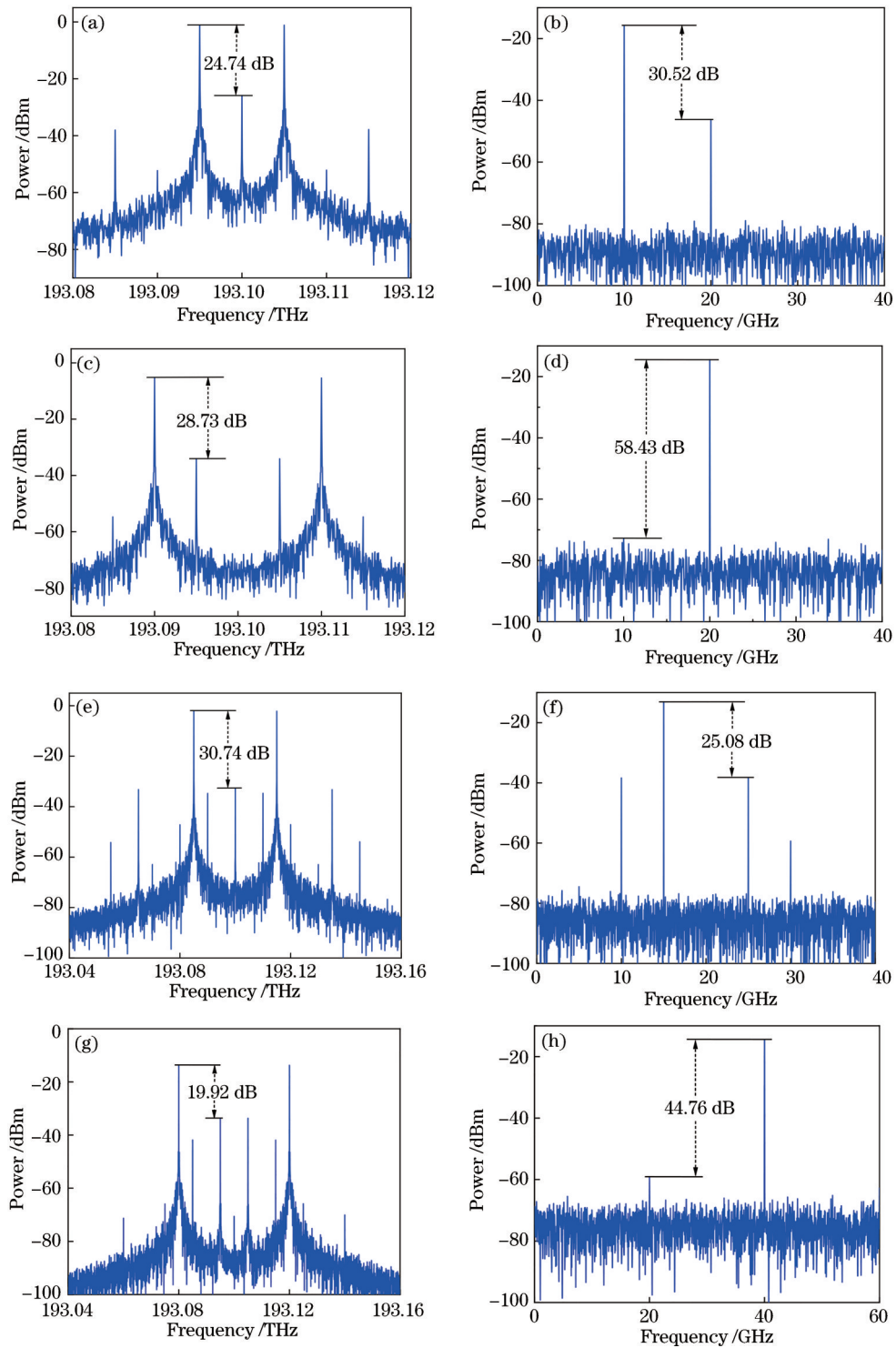


图2 PDM-DPMZM输出光谱图与PD输出电谱图。(a),(c),(e),(g) 2、4、6、8倍频输出光谱图;(b),(d),(f),(h) 2、4、6、8倍频输出电谱图

Fig. 2 Output optical spectra of PDM-DPMZM and output electrical spectra of PD. (a),(c),(e),(g) Output optical spectra when FMF is 2, 4, 6, 8 respectively; (b),(d),(f),(h) output electrical spectra when FMF is 2, 4, 6, 8 respectively

为了证实所提方案的全范围线性相移能力,调节 α 从 0° 到 180° 等间隔变化,采用示波器观察 PD 输出电波形。图 3 显示了生成 2、4、6、8 倍频微波信号 3 个周期的时域波形图,可以看出,通过调节 Pol 与调制器主轴之间的夹角 α ,微波信号的相位可实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 连续可调,且无明显功率波动。2、4、6、8 倍频信号的单个

周期分别为 100、50、 $100/3$ 、25 ps,分别与信号频率为 10、20、30、40 GHz 相对应。30 GHz 的 6 倍频微波信号波形较同频率的余弦信号前移了 $(100/3) - 23.4 \approx 9.93$ ps,表明初始相位项叠加了 $3\pi/5$,与式(8)相符。不同倍频因子微波信号相位与 Pol 夹角 α 的关系如图 4 所示。从图中可知,仿真实验中生成信号的相位

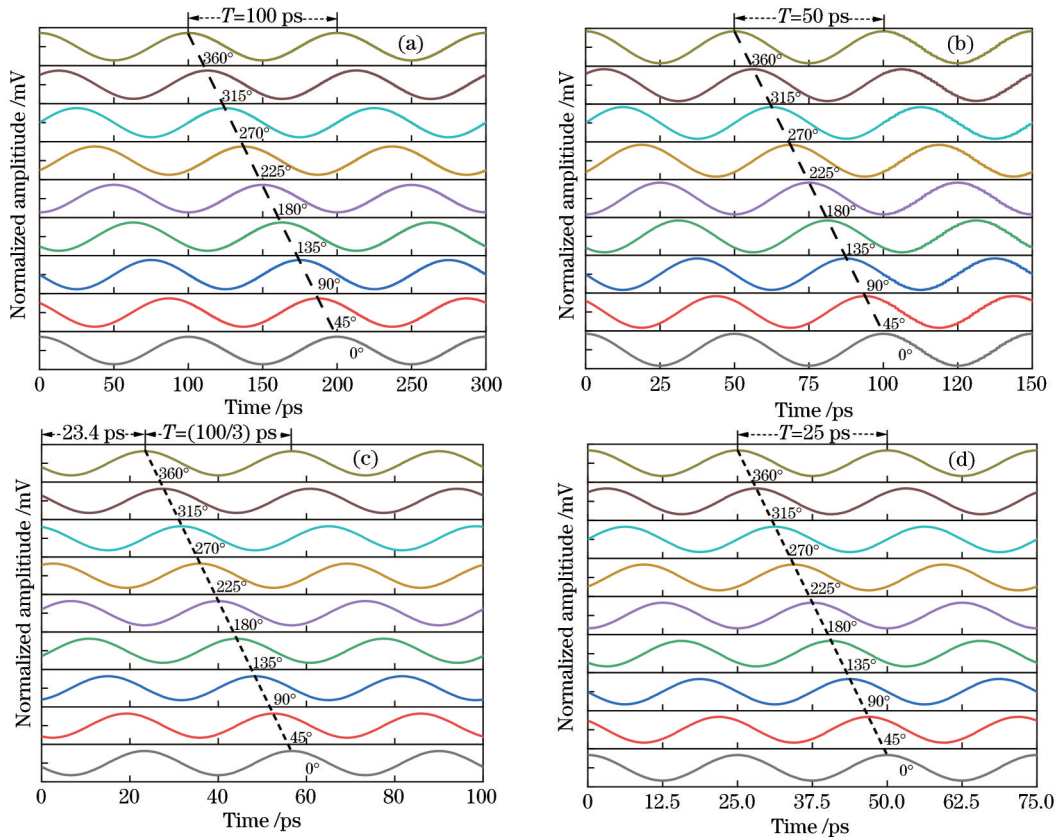


图 3 微波移相信号波形图。(a) 2 倍频; (b) 4 倍频; (c) 6 倍频; (d) 8 倍频

Fig. 3 Waveforms of microwave phase-shifting signals. (a) Frequency-doubled; (b) frequency-quadrupled; (c) frequency-sextupled; (d) frequency-octupled

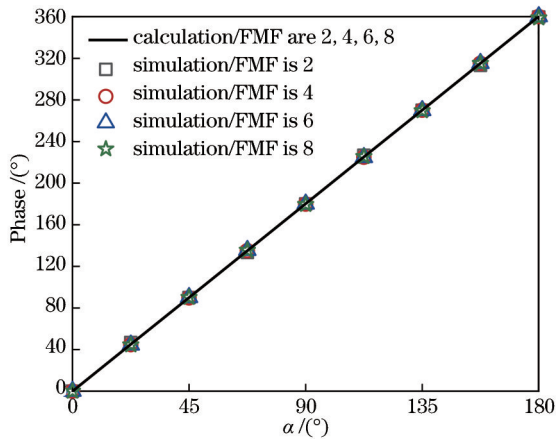


图 4 生成信号相位与 α 关系图

Fig. 4 Relationship between phase of generated signal and α

在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 可调范围内与 Pol 夹角 α 呈线性关系, 与理论分析一致。

改变施加的 RF 信号频率, 其他参数设置与上述一致, 测量了生成 2 倍频移相信号的相位响应与功率响应, 结果如图 5 所示。从图 5(a) 可以看出, 输出微波移相信号在 4~50 GHz 范围内具有平坦的相位响应, 没有观察到明显的相位波动。图 5(b) 显示了 2 倍频信号的功率响应 (其中输出信号功率变化曲线有部分重合), 在高达 46 GHz 的宽带范围内实现 $0^\circ \sim 360^\circ$

相移, 仅有 0.5 dB 的功率变化。平坦的相位响应与功率响应表明生成微波信号的相位和功率与输入 RF 驱动信号的频率无关, 具有良好的频率可调谐性, 符合原理分析。考虑到所提方案倍频因子可调, 且最大可为 8 倍频, 该结构生成的微波移相信号具有超大带宽。

4 讨论与分析

4.1 系统工作频率范围

由于没有使用滤波器, 系统工作频率可调范围仅受到使用的各种电子和光学元件工作带宽的限制, 如电功分器、电移相器、PDM-DPMZM 和 PD。目前商用电功分器和电移相器的工作频率范围分别为 1~50 GHz^[18] 和 1.8~26.5 GHz^[19], PDM-DPMZM 的 3 dB 带宽为 25 GHz^[20], 而文献[21]中报道的 PD 带宽可以高达 500 GHz。由此可知, 电移相器和 PDM-DPMZM 的工作带宽是限制该方案工作频率范围的主要因素, 将驱动调制器的 RF 信号频率限制在 1.8~25.0 GHz。当进行 2 倍频操作, 可以生成低至 3.6 GHz 的微波移相信号; 当倍频因子达到 8 时, 产生的微波信号频率可以高达 200 GHz。因此, 本文所提方案可以在大频率范围内工作, 能够生成 3.6~200 GHz 的倍频移相信号。如果具有更高工作带宽的电移相器和 PDM-

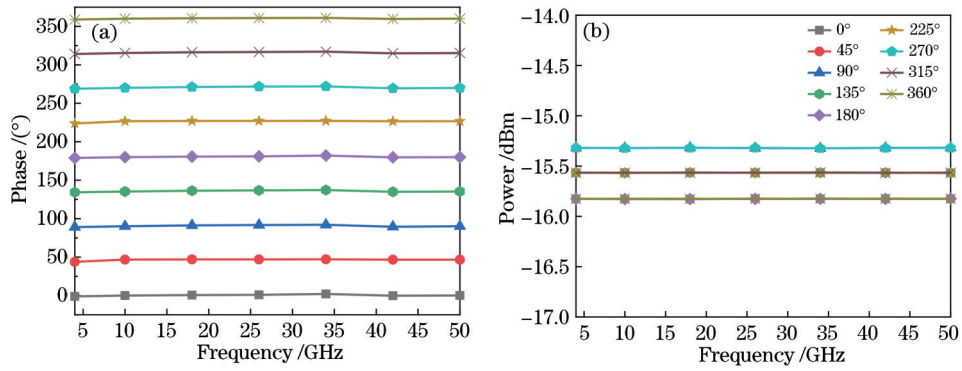


图 5 不同频率微波移相信号。(a)相位响应;(b)功率响应

Fig. 5 Microwave phase-shifting signals of different frequencies. (a) Phase response; (b) power response

DPMZM 被研制出来,利用该方案产生太赫兹移相信号将变为可能。

4.2 非理想消光比对系统性能的影响

在基本原理部分中,PDM-DPMZM 中每个 MZM 的消光比都被假定为无穷大,因此能生成理想纯净的拍频边带。然而在实际应用中,受现有制造工艺的限制,调制器具有有限的消光比。因此,杂散光边带不能

被有效地抑制,在 PD 处与所需光边带拍频形成杂散电信号,恶化生成倍频移相信号的质量。通过设置调制器消光比在 20~60 dB 之间变化,研究消光比对生成信号的影响。由于倍频信号的移相功能只需通过调节 Pol 与调制器主轴之间的夹角来实现,所以消光比的变化对移相功能几乎没有影响,只需研究输出微波信号 ESSR、电功率与消光比的变化关系,结果如图 6 所示。

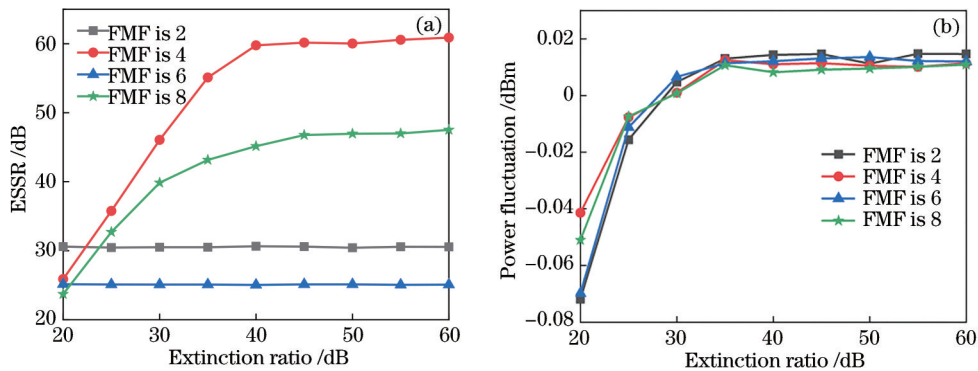


图 6 ESSR、输出电功率与消光比的变化关系图。(a) ESSR;(b)输出电功率

Fig. 6 Relationship among ESSR, output electrical power, and extinction ratio. (a) ESSR; (b) output electrical power

图 6(a) 显示了 2、6 倍频微波信号的 ESSR 在消光比变化过程中保持不变,对消光比变化不敏感。4、8 倍频信号具有相似的变化趋势,当消光比大于 40 dB 时,ESSR 基本保持不变,当消光比小于 40 dB 时,电杂散信号抑制能力下降。消光比变化过程中,全部倍频信号的 ESSR 一直保持在 25 dB 以上,这表明输出微波信号对消光比恶化具有较好的应对能力。从图 6(b) 可知,当消光比从 60 dB 恶化到 20 dB 时,生成微波移相信号的功率几乎相等,最大功率波动小于 0.1 dB。随着光电子器件制造工艺的发展进步,目前电光调制器的消光比可以达到 40、50 dB 甚至更高^[22-23],这有利于该方案生成更高质量的倍频移相信号。

4.3 DC 偏置电压漂移对系统性能的影响

提出方案使用的集成 PDM-DPMZM 有 6 个独立作用的 DC 偏置电压,DC 偏置电压的漂移在实际应用

中是不可避免的,这将在一定程度上影响倍频微波信号的质量。为了探究 DC 偏置电压漂移对生成微波信号质量的影响,将 6 个 DC 偏置点在 $-5\% \sim 5\%$ 之间设置相同的偏移值,Pol 引入的可调相位固定为 0° ,其他参数与仿真实验一致。从图 7(a) 可以看出,2、4、6、8 倍频信号的 ESSR 均在理想偏置点处达到最大值,随着偏移值的增大,杂散信号功率变大,ESSR 逐渐减小。当偏移值在 $-2\% \sim 2\%$ 时,6、8 倍频微波信号的 ESSR 始终保持在 20 dB 以上。为了确保 2 倍频和 4 倍频信号的 ESSR 大于 20 dB,DC 电压的偏移值应分别在 $\pm 1\%、\pm 1.5\%$ 以内。图 7(b) 显示了 DC 偏置电压偏离设定值时,生成倍频信号的功率波动小于 0.12 dB,表明输出微波信号功率对 DC 偏置电压漂移具有较好的鲁棒性。当采用自动反馈电路^[24-25]控制 DC 偏置电压,漂移的影响可以最小化,该方案的性能将更加稳定和理想。

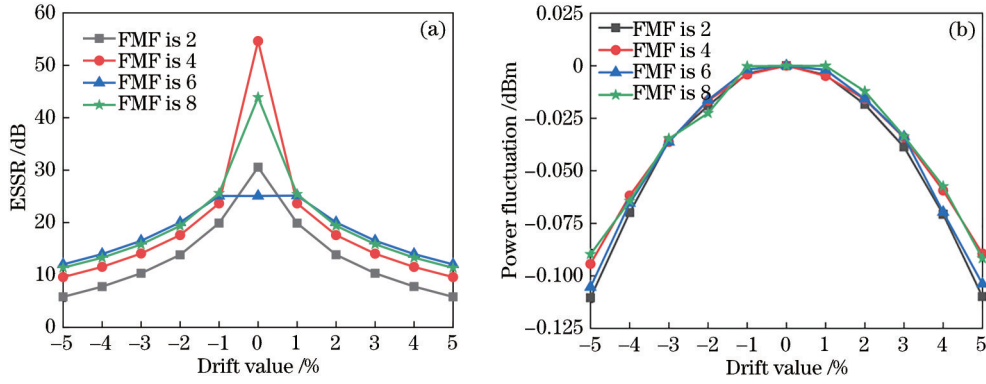


图 7 DC 偏置电压漂移对 ESSR 和输出电功率的影响。(a) ESSR; (b) 输出电功率

Fig. 7 Influence of DC bias voltage drift on ESSR and output electrical power. (a) ESSR; (b) output electrical power

4.4 电移相器幅度、相位不平衡对系统性能的影响

在实际条件下,电移相器固有的幅度、相位不平衡会影响正交圆偏振光波对的产生,进而恶化该方案的线性相移性能。以 4 倍频微波移相信号生成为例,分析了电移相器幅度不平衡 ΔV 、相位不平衡 $\Delta\phi$ 对生成信号相位漂移 $\Delta\varphi$ 和功率波动 ΔA 的影响,仿真结果如图 8 所示。

由图 8 可知,当 ΔV 和 $\Delta\phi$ 均为 0 时,生成倍频微波信号的相位与 Pol 夹角 α 成线性关系,输出功率保持不变。随着幅度、相位不平衡的增大,微波信号的相位漂移和功率波动愈加严重。从图 8(a)、8(b) 可以看出,当 ΔV 在 $\pm 3\%$ 以内时,相位漂移和功率波动分别为

$-3^\circ \leq \Delta\varphi \leq 3^\circ, -1 \text{ dB} \leq \Delta A \leq 1 \text{ dB}$ 。由图 8(c) 可得,当 $\Delta\phi = 3\%$ 且 Pol 与调制器主轴夹角 α 为 90° 时,相位漂移达到最大值 5.6° ,为了将最大相位漂移控制在 $-4^\circ \sim 4^\circ$, $\Delta\phi$ 应在 $\pm 2\%$ 以内。由图 8(d) 可知,当 $\Delta\phi$ 在 $\pm 3\%$ 以内,功率波动仅为 $-0.4 \text{ dB} \leq \Delta A \leq 0.4 \text{ dB}$,且 $\alpha = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 时,输出信号功率不受电移相器相位不平衡的影响。综上分析可知,对生成信号相位漂移而言,电移相器相位不平衡带来的影响大于幅度不平衡的影响;而对功率波动来说,相位不平衡带来的影响更小。在实际应用中,为了确保生成倍频微波信号具有良好的线性相移能力,应对电移相器进行合理的设置和控制。

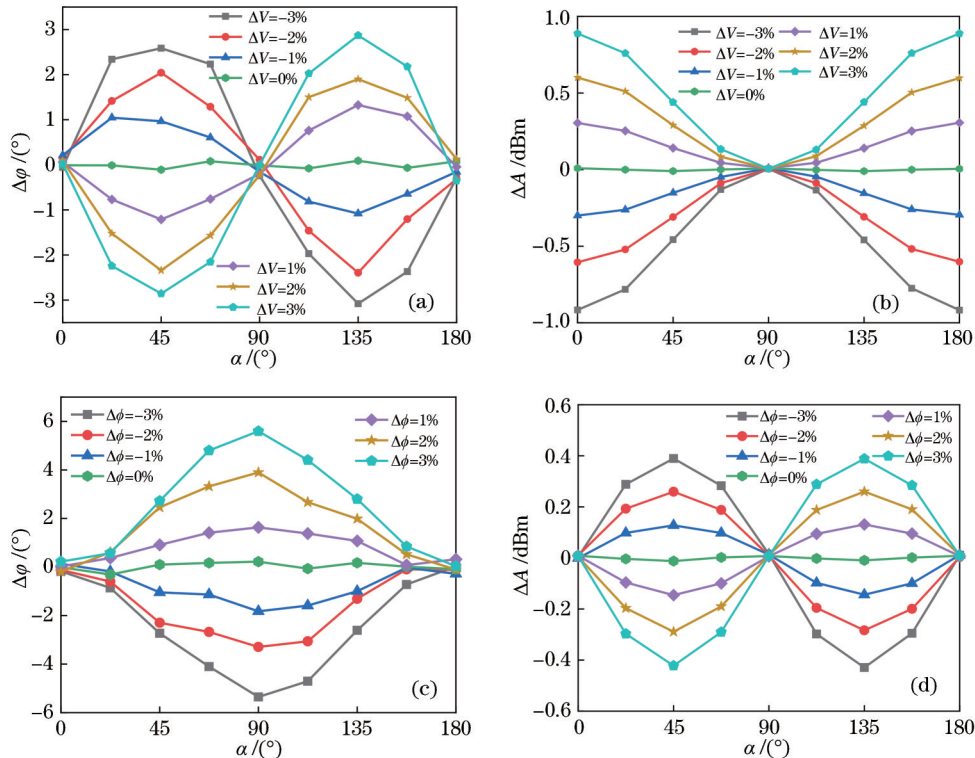


图 8 电移相器幅度、相位不平衡对相位漂移和功率波动的影响。(a), (c) 幅度、相位不平衡对相位漂移的影响; (b), (d) 幅度、相位不平衡对功率波动的影响

Fig. 8 Influence of amplitude and phase imbalance of electrical phase shifter on phase drift and power fluctuation. (a), (c) Influence of amplitude and phase imbalance on phase drift; (b), (d) influence of amplitude and phase imbalance on power fluctuation

5 结 论

提出并仿真验证了一种基于 PDM-DPMZM 的可调倍频因子微波移相信号生成方案。倍频因子可在 2、4、6、8 之间任意调节,生成微波信号的相位仅通过改变 Pol 与调制器主轴之间的夹角就能实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 连续线性可调,从而使得该方案易扩展为独立多通道移相系统。高倍频操作极大降低了发射机对 RF 信号频率与调制器工作带宽的需求。仿真结果表明,生成的 2、4、6、8 倍频微波信号可实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 的线性相移,相位连续变化时,功率波动小于 0.5 dB。并且生成微波信号的相位和功率与输入 RF 驱动信号的频率无关,具有良好的频率可调谐性。此外,研究分析了系统的工作频率范围,以及非理想因素对系统性能的影响。结果显示,输出倍频移相信号对消光比恶化具有较好的应对能力,在 DC 偏置电压小范围漂移以及电移相器幅度、相位不平衡较小情况下也具有较好的性能。所提方案未使用滤波器,结构简单、稳定性高,具有良好的相位和频率可调谐性,工作频率范围覆盖 3.6~200 GHz,在毫米波相控阵雷达、波束成形网络中具有良好的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.
- [2] 薛壮壮, 裴丽, 解宇恒, 等. 无滤波 24 倍频光载毫米波发生器[J]. 光学学报, 2020, 40(10): 1006001.
Xue Z Z, Pei L, Xie Y H, et al. Filterless 24-tupling frequency millimeter-wave generator[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(10): 1006001.
- [3] Serafino G, Scotti F, Lembo L, et al. Toward a new generation of radar systems based on microwave photonic technologies[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(2): 643-650.
- [4] Shahoei H, Yao J P. Tunable microwave photonic phase shifter based on slow and fast light effects in a tilted fiber Bragg grating[J]. Optics Express, 2012, 20(13): 14009-14014.
- [5] Xue X X, Zheng X P, Zhang H Y, et al. Tunable 360° photonic radio frequency phase shifter based on optical quadrature double-sideband modulation and differential detection[J]. Optics Letters, 2011, 36(23): 4641-4613.
- [6] Li W, Sun W H, Wang W T, et al. Photonic-assisted microwave phase shifter using a DMZM and an optical bandpass filter[J]. Optics Express, 2014, 22(5): 5522-5527.
- [7] Wang X D, Zhang J L, Chan E H W, et al. Ultra-wide bandwidth photonic microwave phase shifter with amplitude control function[J]. Optics Express, 2017, 25(3): 2883-2894.
- [8] Li T, Chan E H W, Wang X, et al. All-optical photonic microwave phase shifter requiring only a single DC voltage control[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(4): 5501008.
- [9] Zhang Y M, Wu H, Zhu D, et al. An optically controlled phased array antenna based on single sideband polarization modulation[J]. Optics Express, 2014, 22(4): 3761-3765.
- [10] Wang W Y, Sun W H, Wang W T, et al. A wideband photonic microwave phase shifter using polarization-dependent intensity modulation[J]. Optics Communications, 2015, 356: 522-525.
- [11] 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.
- [12] Niu T, Wang X, Chan E H W, et al. Dual-polarization dual-parallel MZM and optical phase shifter based microwave photonic phase controller[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(4): 5501114.
- [13] 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.
- [14] Li H Z, Huang T Y, Ke C J, et al. Photonic generation of frequency-quadrupled microwave signal with tunable phase shift[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(3): 220-223.
- [15] Feng Z H, Fu S N, Ming T, et al. Multichannel continuously tunable microwave phase shifter with capability of frequency doubling[J]. IEEE Photonics Journal, 2013, 6(1): 5500108.
- [16] Wang W L, Wen A J, Tu Z Y, et al. Tunable 360° microwave photonic multichannel phase shifter with frequency quadrupling[J]. Applied Optics, 2018, 57(17): 4751-4755.
- [17] Zhang Y M, Pan S L. Broadband microwave signal processing enabled by polarization-based photonic microwave phase shifters[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2018, 54(4): 0700112.
- [18] Li H, Zhao S H, Lin T, et al. A filterless reconfigurable frequency mixer based on a wideband photonic microwave phase shifter[J]. Optics Communications, 2020, 475: 126224.
- [19] Zhang Y M, Zhang F Z, Pan S L. Generation of frequency-multiplied and phase-coded signal using an optical polarization division multiplexing modulator[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(2): 651-660.
- [20] de Oliveira J C R F, 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.
- [21] Xia F N, Mueller T, Lin Y M, et al. Ultrafast graphene photodetector[J]. Nature Nanotechnology, 2009, 4(12): 839-843.
- [22] 李赫, 赵尚弘, 于丽娜, 等. 基于 PDM-DMZM 的多通道变频移相信号产生[J]. 中国激光, 2020, 47(12): 1205004.
Li H, Zhao S H, Yu L N, et al. Generation of multichannel frequency conversion signal with full range phase shift based on PDM-DMZM[J]. Chinese Journal of

- Lasers, 2020, 47(12): 1205004.
- [23] Ogiso Y, Tsuchiya Y, Shinada S, et al. High extinction-ratio integrated Mach-Zehnder modulator with active Y-branch for optical SSB signal generation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(12): 941-943.
- [24] 张昆, 赵尚弘, 蒋炜, 等. 基于光偏振复用调制的可重构三角波和方波产生的研究[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(17): 170603.
- Zhang K, Zhao S H, Jiang W, et al. Reconfigurable triangular and square waveforms generation using optical polarization division modulation[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(17): 170603.
- [25] Kawakami H, Yoshida E, Miyamoto Y. Auto bias control technique based on asymmetric bias dithering for optical QPSK modulation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(7): 962-968.