

引用格式: HAN Yi-shi, ZHAO Bei-si, LUO Wu-jin, *et al.* A Photonic Microwave Phase-shifting System with Continuously Tunable Phase Shift and Frequency Multiplication Factor[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2020, **49**(6):0606001

韩一石, 赵蓓丝, 罗吴金, 等. 一种倍频因子及输出相位连续可调的微波光子移相系统[J]. *光子学报*, 2020, **49**(6):0606001

一种倍频因子及输出相位连续可调的 微波光子移相系统

韩一石^{1,2}, 赵蓓丝¹, 罗吴金¹, 谢胜超¹, 雷珂珂¹

(1 广东工业大学 信息工程学院, 广州 510006)

(2 中通服建设有限公司, 广州 510095)

摘 要:提出一种倍频因子连续可调,且相位连续变化的微波光子移相系统.系统主要由两个集成双偏振双平行马赫增德尔调制器组成,在不使用光滤波器的情况下,调节双平行马赫增德尔调制器及相位调制器的射频驱动和直流偏置电压,生成二倍频,三倍频,⋯,六倍频微波信号,同时实现输出微波信号相位 $0\sim 360^\circ$ 连续可调.仿真结果表明,当射频信号频率为 10 GHz 时,可分别产生频率为 20、30、40、50、60 GHz 的微波信号.调节相位调制器的直流偏置电压与半波电压比值从 -1 到 1 变化时,对应微波信号的相位从 -180° 到 180° 变化.此外,分析了调制器消光比对输出微波信号光载波抑制比和电杂散抑制比的影响,以及 90° 电桥相位平衡对微波信号相位漂移和幅度波动的影响.

关键词:微波光子移相器;倍频;无光滤波;双偏振双平行马赫增德尔调制器;相位调制器

中图分类号:TN29

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20204906.0606001

A Photonic Microwave Phase-shifting System with Continuously Tunable Phase Shift and Frequency Multiplication Factor

HAN Yi-shi^{1,2}, ZHAO Bei-si¹, LUO Wu-jin¹, XIE Sheng-chao¹, LEI Ke-ke¹

(1 School of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

(2 China Communication Services Construction Corporation, Guangzhou 510095, China)

Abstract: A photonic microwave phase-shifting system with continuously tunable phase shift and the frequency multiplication factor is proposed. Without optical filters, the scheme is mainly consists of two integrated dual-polarization dual-parallel Mach-Zehnder modulators. By adjusting voltages of the radio frequency driving signal and direct current bias signal on the dual-parallel Mach-Zehnder modulators and phase modulator, frequency-doubling or frequency-tripling,⋯, frequency-sextupling microwave signal can be generated, with 0° to 360° continuously tunable phase shift. The simulation results show that, when the radio frequency signal frequency is 10 GHz, the output microwave signals with the frequency 20, 30, 40, 50, 60 GHz can be obtained respectively. The ratio of direct current bias voltage and half-wave voltage of the phase modulator is set to vary from 0 to 1, corresponding to phase shift of microwave signal vary from -180° to 180° . In addition, the effects of the extinction ratio of the modulators on the optical sideband suppression ratio and electrical spurious suppression ratio of the output microwave signal, as well as the effects of the phase balance of the 90° hybrid coupler on the phase drift and

基金项目:国家自然科学基金(No.61471130),广东省重点领域研发计划(No.2019B010138004),广州市科技计划项目(No.201802020028)

第一作者:韩一石(1970-),男,教授,博士,主要研究方向为全光通信网络器件及光纤无线技术等. Email:yshan@gdut.edu.cn

通讯作者:赵蓓丝(1994-),女,硕士研究生,主要研究方向为光纤无线技术等. Email:2453013784@qq.com

收稿日期:2020-02-29;录用日期:2020-03-30

<http://www.photon.ac.cn>

amplitude variation of the microwave signal are analyzed.

Key words: Photonic microwave phase shifter; Multiple-frequency; No optical filter; Dual-polarization dual-parallel Mach-Zehnder modulator; Phase modulator

OCIS Codes: 060.5625; 060.5060; 060.4080; 230.5440; 070.2615

0 引言

微波光子移相技术作为微波光子信号处理的关键技术,通过光学的方法对微波信号进行相位控制,解决了传统电子移相器相位可调范围小、受电磁干扰严重等问题,且具有体积小、重量轻、损耗低等明显优势^[1],被广泛应用于相控阵雷达、卫星通信等领域^[2],目前按照工作原理划分,主要包括基于光实时延时线(Optical True-Time Delay, OTTD)^[3]、基于矢量和^[4]、基于受激布里渊散射(Stimulated Brillouin Scattering, SBS)^[5-6]和基于光学偏振调制的微波光子移相技术.其中,基于光学偏振调制的方案相比于其他方案,相位调谐精度更高、输出信号功率更稳定、操作相对更简单,近年来被广泛运用于微波光子移相系统中^[7-9].随着毫米波和太赫兹技术的发展^[10-11],作为相控阵雷达关键器件的微波光子移相器,在满足 $0\sim 360^\circ$ 连续相位可调、幅度波动小、抗干扰能力强等性能的同时^[12],还需要输出更高频率、更大带宽的微波信号.在此背景下,一些微波光子倍频移相方案相继被提出^[13-14].文献[13]中,通过使用陷波滤波器和保偏布拉格光栅(Polarization-Maintaining Fiber Bragg Grating, PM-FBG)实现可调相移的四倍频微波信号生成,相位由偏振调制器的直流偏置电压决定,文献[14]所提的 360° 连续相移的四倍频微波信号生成方案,主要通过可编程滤波器滤除光载波,且在两个正负二阶边带之间引入相位差实现.然而,在文献[13]和文献[14]中,都不可避免地需要使用FBG或光滤波器器件,这将严重限制系统带宽,进而无法实现系统频率大范围可调,且系统性能容易受温度等因素影响.针对使用光滤波器存在的问题,无光滤波的倍频移相技术应运而生,例如无光滤波的二倍频移相器^[15-16]、无光滤波的四倍频移相器^[17]等方案,但倍频因子都比较小且单一,难以满足多功能雷达等应用对频率的更高需求^[18-19].

本文提出一种倍频因子及输出相位连续可调的微波光子移相系统,系统主要由两个集成双偏振双平行马赫增德尔调制器(Dual-Polarization Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator, DP-DPMZM)组成.通过级联DP-DPMZM₁和偏振控制器(Polarization Controller, PC)2,可在两个偏振正交方向上各生成一条正二阶、一条负二阶光边带,然后通过控制DP-DPMZM₂的两个DPMZM分别工作在抑制载波正一阶调制或抑制载波负一阶调制方式,进而可生成频率间隔为二、三、四、五、六倍于驱动信号频率的两条偏振正交光边带,最后经过偏振片(Polarizer, Pol)和光电探测器(Photodetector, PD)后,实现倍频因子从二到六连续可调的微波信号生成,其相位直接由DP-DPMZM₁中相位调制器(Phase Modulator, PM)的直流(Direct Current, DC)偏置电压控制.相比于其他倍频移相方案,本方案在满足 $0\sim 360^\circ$ 全范围相位可调、调谐简单的同时,频率选择性更高、调谐更加灵活,满足现代多功能雷达对发射信号的频率要求,即可根据雷达需要完成的不同功能,选择特定的发射频率^[6],且倍频因子最高可达六倍频,大大提高系统输出信号频率范围.且系统仅通过控制DP-DPMZM₁在两个偏振正交方向输出光边带的相位差和PC2的偏振态,即可实现相同偏振方向的光边带分离,由于未使用光滤波器,该方案具有良好的频率可调谐性和多波长操作,且系统稳定性更高,在未来毫米波雷达通信中具有良好的应用前景.

1 基本原理

本文提出的一种倍频因子及输出相位连续可调的微波光子移相系统结构及不同位置信号频谱,如图1所示.从激光器(Laser Diode, LD)发出的光载波通过偏振控制器PC1输入到集成DP-DPMZM₁中,经内部偏振分束器(Polarization Beam Splitter, PBS)分为X轴、Y轴两个偏振正交方向的光波,分别进入上、下臂两个DPMZM中,对应图1(a)中的DPMZM₁、DPMZM₂.射频驱动(Radio Frequency, RF)信号分别输入到两个DPMZM中,且两个DPMZM保持 $\pi/4$ 的相位差,其中每个DPMZM中的RF驱动信号分别经过 90° 电桥输入到两个子MZM中,即DPMZM₁与DPMZM₂中两个MZM相位差均为 $\pi/2$.通过调节DC偏置电压,使上、下臂两个DPMZM的两个子MZM均工作在最大传输点(Maximum Transmission Point, MATP),主MZM均工作在最小传输点(Minimum Transmission Point, MITP),则可在两个偏振正交方向上各产生

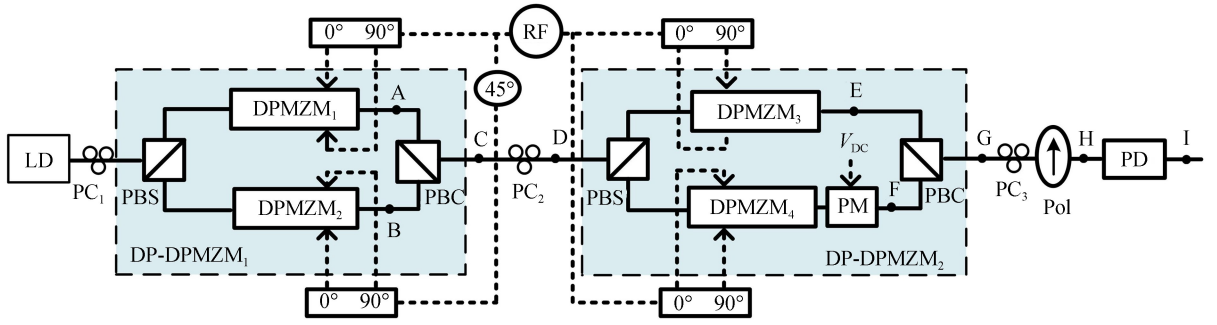
两条抑制载波的正、负二阶光边带^[20].

设 LD 发出的光载波为

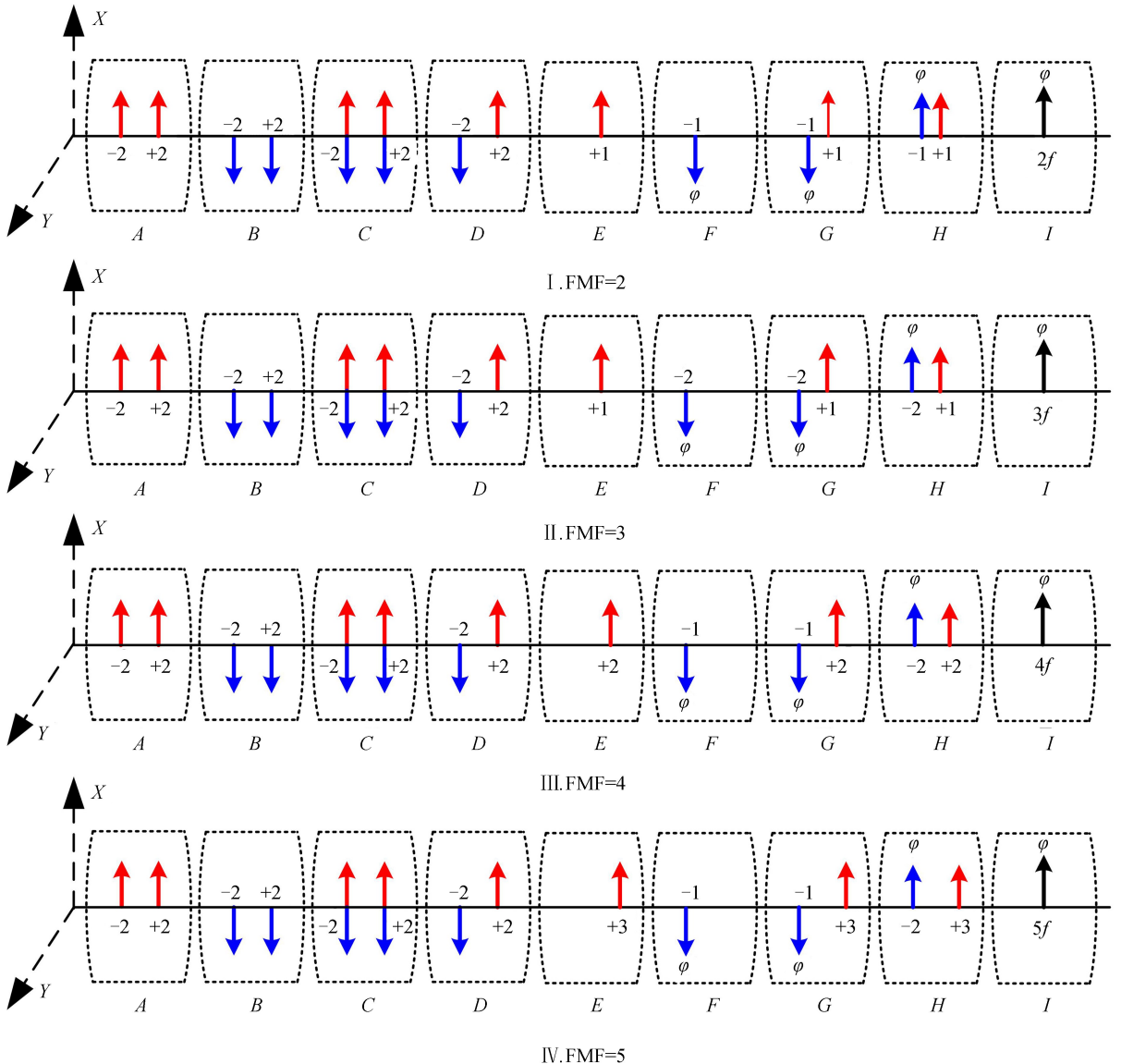
$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_c t) \quad (1)$$

式中, E_0 和 ω_c 分别为光载波的幅度和角频率.

根据图 2 DPMZM_{*i*} ($i=1,2,3,4$) 结构示意图, 令 $i=1$, 则 DP-DPMZM₁ 中 DPMZM₁ 的两个子马赫曾德尔调制器 Sub-MZM_a 和 Sub-MZM_b 的 RF 驱动信号分别为 $V_m \sin(\omega_m t)$, $V_m \cos(\omega_m t)$, 其中 V_m 和 ω_m 分别为驱动 DPMZM₁ 的 RF 信号幅度和角频率, 设置 Sub-MZM_a、Sub-MZM_b 和 Main-MZM 的直流偏置电压分别为 $V_{a1}=0, V_{b1}=0, V_{c1}=0$, 其中 V_π 为 MZM 的半波电压.



(a) Structure of the proposed system



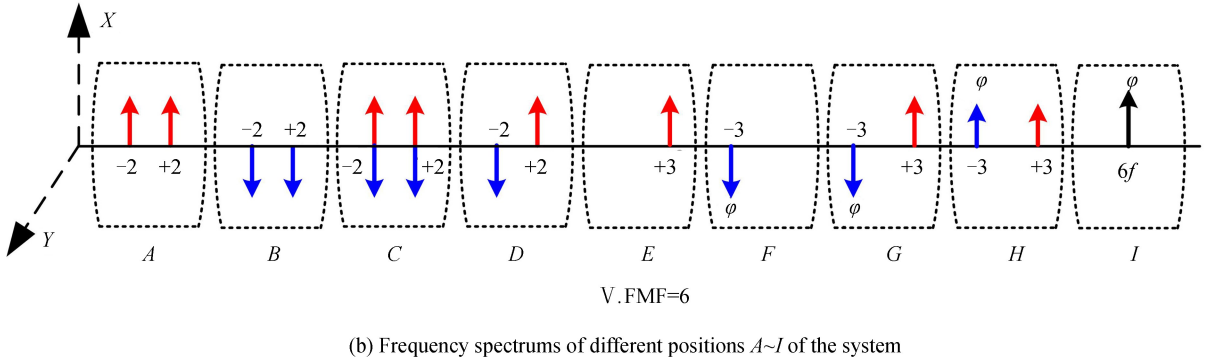


图1 所提微波光子移相系统结构示意图及不同位置信号频谱图

Fig.1 Schematic diagram of the proposed photonic microwave phase-shifting system and the signal frequency spectrums at different positions

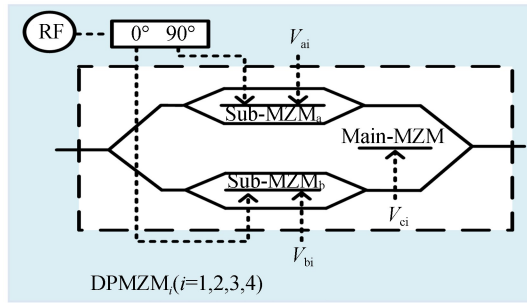


图2 图2 DPMZM_i (i=1,2,3,4) 结构示意图

Fig.2 Schematic diagram of DPMZM_i (i=1,2,3,4)

利用数学公式推导,可得图1中点A输出信号为

$$E_A(t) = E_0 J_{4n-2}(\beta) \sum_{n=1}^{\infty} \exp(j\omega_c t) \{ \exp[j(4n-2)\omega_m t] + \exp[-j(4n-2)\omega_m t] \} \quad (2)$$

式中, $\beta = \pi V_m / V_\pi$ 为 DPMZM₁ 中 MZM 的调制指数, $J_n(\beta)$ 表示 n 阶第一类贝塞尔函数. 根据第一类贝塞尔函数特性, 令 $\beta = \pi$, 在小信号调制下, 忽略高阶边带, 即只考虑 $n=1$ 的情况, 则式(2)可化简为

$$E_A(t) = 1/2 \cdot E_0 J_2(\beta) \exp(j\omega_c t) [\exp(j2\omega_m t) + \exp(-j2\omega_m t)] \quad (3)$$

令 DP-DPMZM₁ 中下臂 DPMZM₂ 与上臂 DPMZM₁ 的 RF 驱动信号保持 $\pi/4$ 的相位差, 其他参数设置均相同, 即 DPMZM₂ 中两个 RF 驱动信号分别表示为 $V_m \sin(\omega_m + \pi/4)$, $V_m \cos(\omega_m + \pi/4)$, 两个子 MZM 与主 MZM 的直流驱动电压分别为 $V_{a2} = 0, V_{b2} = 0, V_{c2} = 0$, 则可得点 B 输出信号为

$$E_B(t) = 1/2 \cdot E_0 J_2(\beta) \exp(j\omega_c t) [\exp(j2\omega_m t + j\pi/2) + \exp(-j2\omega_m t - j\pi/2)] \quad (4)$$

点 A 和点 B 输出信号经 PBC 合波后, 点 C 输出信号为

$$E_C(t) = 1/2 \cdot E_0 J_2(\beta) \exp(j\omega_c t) \begin{bmatrix} \exp(j2\omega_m t) + \exp(-j2\omega_m t) \\ \exp(j2\omega_m t + j\pi/2) + \exp(-j2\omega_m t - j\pi/2) \end{bmatrix} \quad (5)$$

通过控制 PC₂ 的偏振旋转角度为 45° , 且使点 C 输出的两路偏振正交光边带的相位差为 $-\pi/2$, 则从点 C 输出的两个偏振方向上的四条光边带经过 PC₂ 后, 在两个偏振方向上分别产生一条正二阶边带和一条负二阶边带. 根据波片琼斯矩阵推导, 点 D 输出信号可表示为

$$E_D(t) = \begin{bmatrix} \cos 45^\circ & -\sin 45^\circ \\ \sin 45^\circ & \cos 45^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j-\pi/4} & 0 \\ 0 & e^{j\pi/4} \end{bmatrix} \cdot E_C(t) = \sqrt{2}/2 \cdot E_0 J_2(\beta) \exp(j\omega_c t - j\pi/4) \begin{bmatrix} \exp(j2\omega_m t) \\ \exp(-j2\omega_m t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

如图1(a)所示, 点 D 输出信号输入至集成 DP-DPMZM₂ 中进行二次调制, DP-DPMZM₂ 由两个 DPMZM 和一个 PM 组成, 其中上臂为 DPMZM₃, 下臂为 DPMZM₄ 与 PM 串联组成. 令两个 DPMZM 的半波电压 V_π 和射频驱动信号频率 ω_m 与 DPMZM₁ 和 DPMZM₂ 相同, PM 的半波电压和 DC 偏置电压分别设为

V_{PM} 和 V_{DC} 分别调节 DPMZM₃与 DPMZM₄的 DC 偏置电压,使两个 DPMZM 的两个子 MZM 均工作在 MITP,主 MZM 均工作在正交传输点(Quadrature Transmission Point, MATP),且驱动两个子 MZM 的射频信号经过 90°电桥,相位差均为 $\pi/2$,通过设置两个主 MZM 的 DC 偏置电压值为 $V_{\pi}/2$ 或 $-V_{\pi}/2$,使两个 DPMZM 分别实现抑制载波正一阶边带调制或抑制载波负一阶边带调制^[21]。

根据图 2 DPMZM_{*i*}($i=1,2,3,4$)结构示意图,令 $i=3,4$,则 DPMZM₃的两个子马赫曾德尔调制器的 RF 驱动信号分别为 $V_e \sin(\omega_m t)$, $V_e \cos(\omega_m t)$,DPMZM₄分别为 $V_f \sin(\omega_m t)$, $V_f \cos(\omega_m t)$,其 V_e 和 V_f 分别为 DPMZM₃和 DPMZM₄的 RF 驱动电压,DPMZM₃的直流偏置电压设置为 $V_{a3} = V_{b3} = V_{\pi}$, $V_{c3} = \pm V_{\pi}/2$,DPMZM₄设置为 $V_{a4} = V_{b4} = V_{\pi}$, $V_{c4} = \pm V_{\pi}/2$,对应点 G 输出信号可表示为

$$E_G(t) = \begin{bmatrix} E_E(t) \\ E_F(t) \end{bmatrix} = \sqrt{2}/2 \cdot E_0 J_2(\beta) \exp(j\omega_c t - j\pi/4) \begin{bmatrix} J_p(\gamma_e) \exp(j(2+p)\omega_m t) \\ J_q(\gamma_f) \exp(j(-2+q)\omega_m t + j\varphi) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, $\gamma_e = \pi V_e/V_{\pi}$ 和 $J_p(\gamma_e)$ 分别表示 DPMZM₃的调制指数和 p 阶第一类贝塞尔函数, $\gamma_f = \pi V_f/V_{\pi}$ 和 $J_q(\gamma_f)$ 分别表示 DPMZM₄的调制指数和 q 阶第一类贝塞尔函数, $\varphi = \pi V_{DC}/V_{PM}$ 表示 PM 在直流电压 V_{DC} 驱动下产生的相位, $2+p$ 和 $-2+q$ 分别表示点 G 输出的两个偏振正交光边带的阶数。

然后通过调节 PC₃,使点 G 输出的 X 轴方向光边带与 Pol 的主轴方向呈 45°,则可使点 G 输出的两条偏振正交光边带转化为相同偏振方向的两条光边带,对应点 H 输出信号可表示为

$$E_H(t) = \cos 45^\circ \cdot E_E(t) + \sin 45^\circ \cdot E_F(t) \quad (8)$$

将式(7)带入式(8)可得

$$E_H(t) = 1/2 \cdot E_0 J_2(\beta) \exp(j\omega_0 t - j\pi/4) \{J_p(\gamma_e) \exp[j(2+p)\omega_m t] + J_q(\gamma_f) \exp[j(-2+q)\omega_m t + j\varphi]\} \quad (9)$$

最后,点 H 输出的两条同偏振方向的光边带经 PD 拍频后,对应点 I 输出信号可表示为

$$E_I \propto \mu E_0^2 J_2^2(\beta) J_p(\gamma_e) J_q(\gamma_f) \cos[(4+p-q)\omega_m t + \varphi] \quad (10)$$

式中, μ 为 PD 的响应率,由式(10)可知,PD 输出微波信号的电相位即为 DP-DPMZM₂中 PM 引入的光相位 φ ,结合式(7)中 $\varphi = \pi V_{DC}/V_{PM}$ 可得,该系统输出相位直接由 PM 的直流偏置电压 V_{DC} 和半波电压 V_{PM} 的比值决定,当 V_{DC}/V_{PM} 从 -1 到 1 变化时,输出相位从 -180° 到 180° 变化,即可实现相位 360° 连续可调。 $4+p-q$ 即为 PD 输出微波信号的倍频因子,根据表 1 相关参数设置,使 DPMZM₃与 DPMZM₄分别工作在抑制载波正一阶边带调制或抑制载波负一阶边带调制,从而实现 FMF 从 2 到 6 连续可调的微波信号生成。

表 1 输出倍频因子为 2,3,4,5,6 微波信号的相关参数设置

Table 1 The parameter settings when the FMF of output microwave signal is 2,3,4,5,6

FMF=4+p-q	V_e	V_{c3}	2+p	V_f	V_{c4}	-2+q
2	$\neq 0$	$V_{\pi}/2$	+1st	$\neq 0$	$-V_{\pi}/2$	-1st
3	$\neq 0$	$V_{\pi}/2$	+1st	0	0	-2nd
4	0	0	+2nd	0	0	-2nd
5	$\neq 0$	$-V_{\pi}/2$	+3rd	0	0	-2nd
6	$\neq 0$	$-V_{\pi}/2$	+3rd	$\neq 0$	$V_{\pi}/2$	-3rd

2 仿真实验

为验证该方案可行性,根据图 1 所示系统结构图,利用 Optisystem 仿真软件搭建系统,并设置系统参数如下:光源 LD 输出光载波的中心频率为 193.1 THz,线宽为 0.1 MHz,光功率为 10 dBm,两个 DP-DPMZM 中每个 DPMZM 的射频驱动信号频率 ω_m 为 10 GHz,半波电压 V_{π} 为 5 V,消光比(Extinction Ratio, ER)为 30 dB.当 DP-DPMZM₁中四个子 MZM 均工作在 MATP,两个主 MZM 均工作在 MITP,且两个 DPMZM 之间的 RF 驱动信号相位差为 $\pi/4$,每个 DPMZM 中两个子 MZM 的 RF 驱动信号相位差均为 $\pi/2$,DP-DPMZM₁中每个 MZM 的调制指数 $\beta = \pi$ 时,则点 C 在两个偏振正交方向上各输出两条 ± 2 阶光边带,光谱图分别如图 3(a)、图 3(b)所示,然后通过调节 PC₂的偏振旋转角度为 45°,以及点 C 输出的两路偏振正交光边带的相位差为 $-\pi/2$,可得点 D 在两个偏振正交方向上各输出一条 +2 阶边带和一条 -2 阶边带,光谱图分别如图 4(a)、图 4(b)所示。

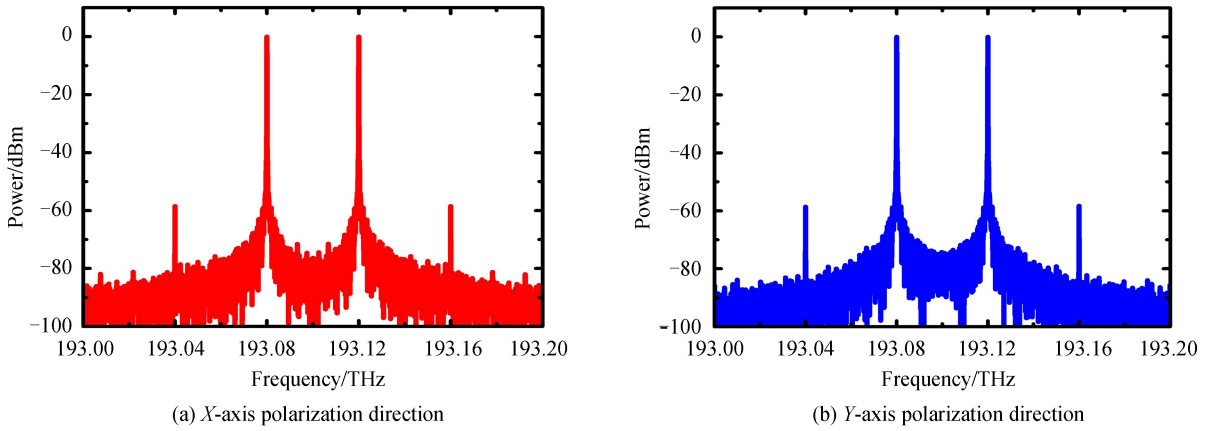


图3 DP-DPMZM₁ 在两个偏振方向输出的光谱
Fig.3 Optical spectrums of the DP-DPMZM₁ output signal on two polarization directions

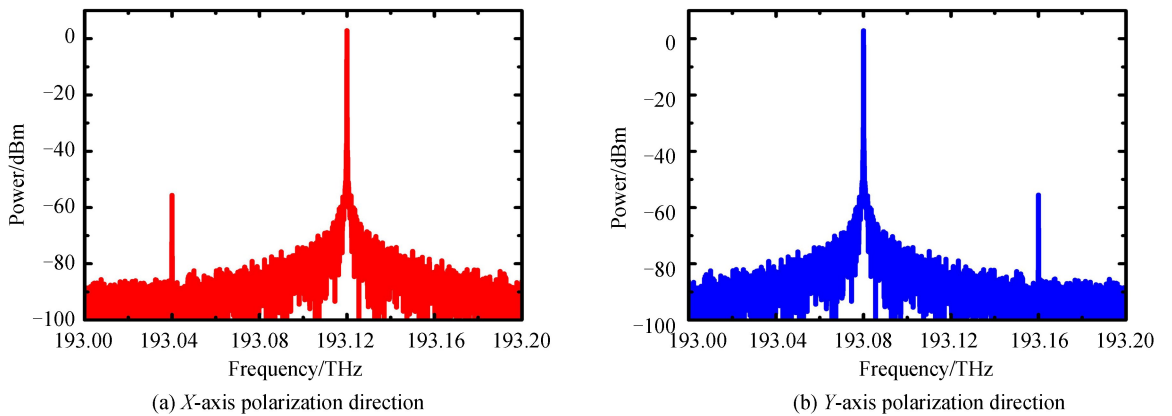
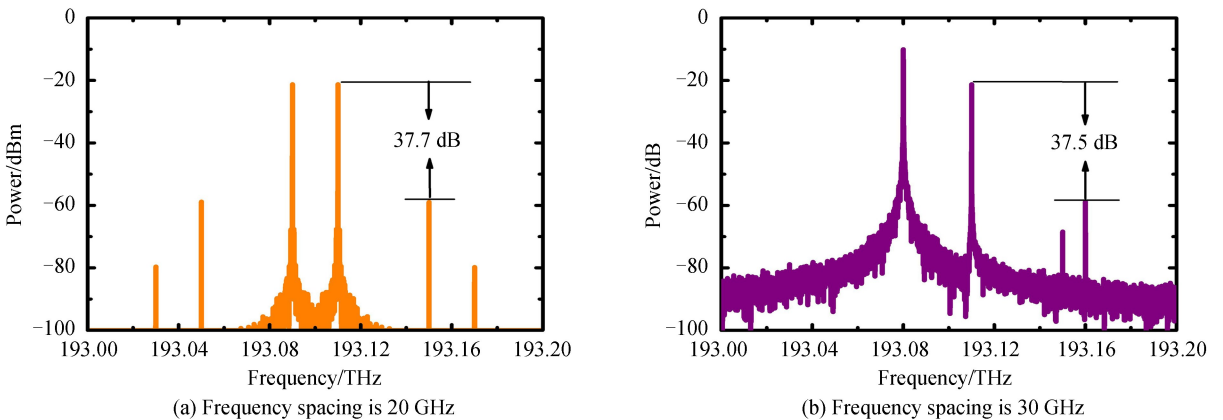


图4 PC₂ 在两个偏振方向输出的光谱
Fig.4 Optical spectrums of the PC₂ output signal on two polarization directions

在 DP-DPMZM₂ 中,根据表 1 中的参数设置,可在点 G 分别生成频率间隔为 2, 3, ..., 6 的两条偏振正交光边带,然后通过调节 PC₃,使点 G 输出的 X 轴方向光边带与 Pol 的主轴方向呈 45°,则点 G 输出的两条偏振正交光边带转化为相同偏振方向的两条光边带,光谱图如图 5(a)~(e)所示,可以看出两个光边带的光载波抑制比(Optical Sideband Suppression Ratio, OSSR)均高于 37 dB,最后经 PD 拍频后,对应点 I 输出倍频因子为 2, 3, ..., 6 的微波信号电谱图分别如图 6(a)~(e)所示,可以看出微波信号输出频率为 20, 30, ..., 60 GHz 时的电杂散抑制比(Electrical Spurious Suppression Ratio, ESSR)均高于 26 dB.



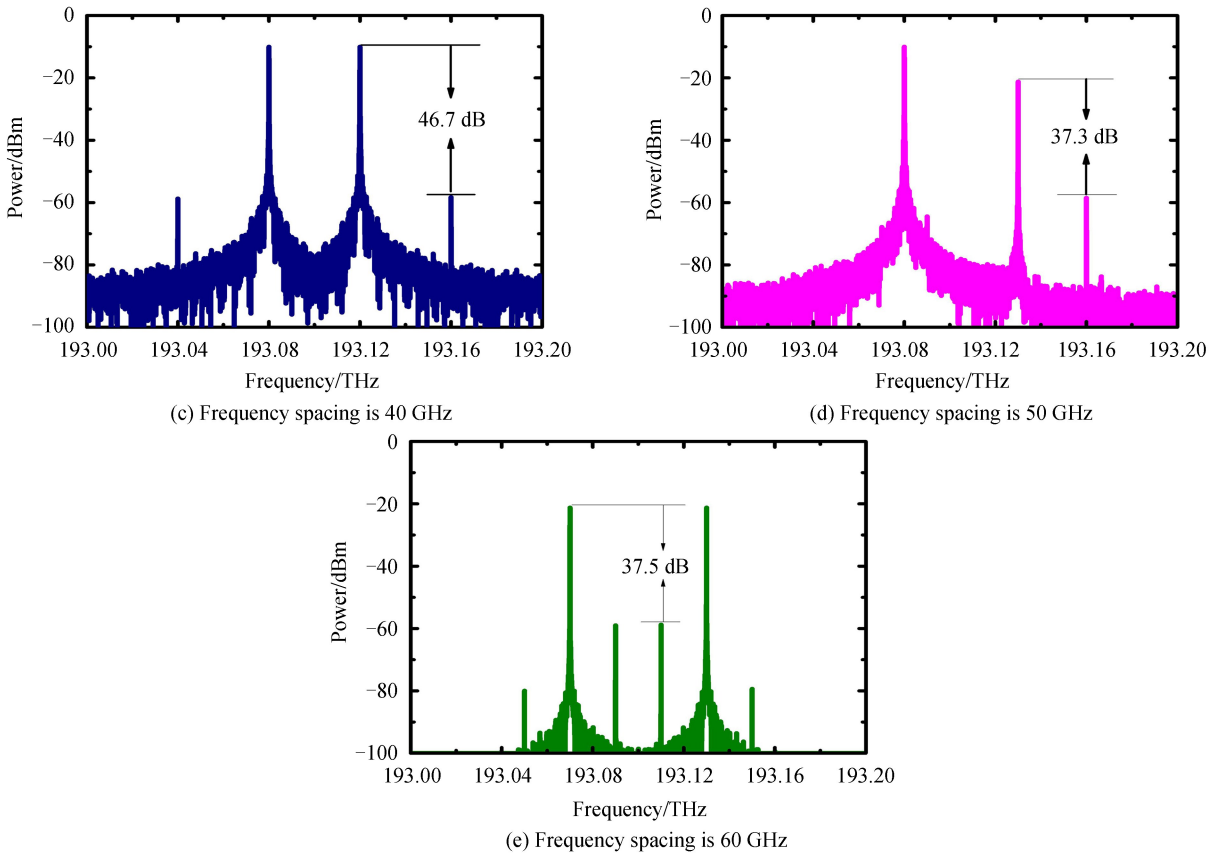
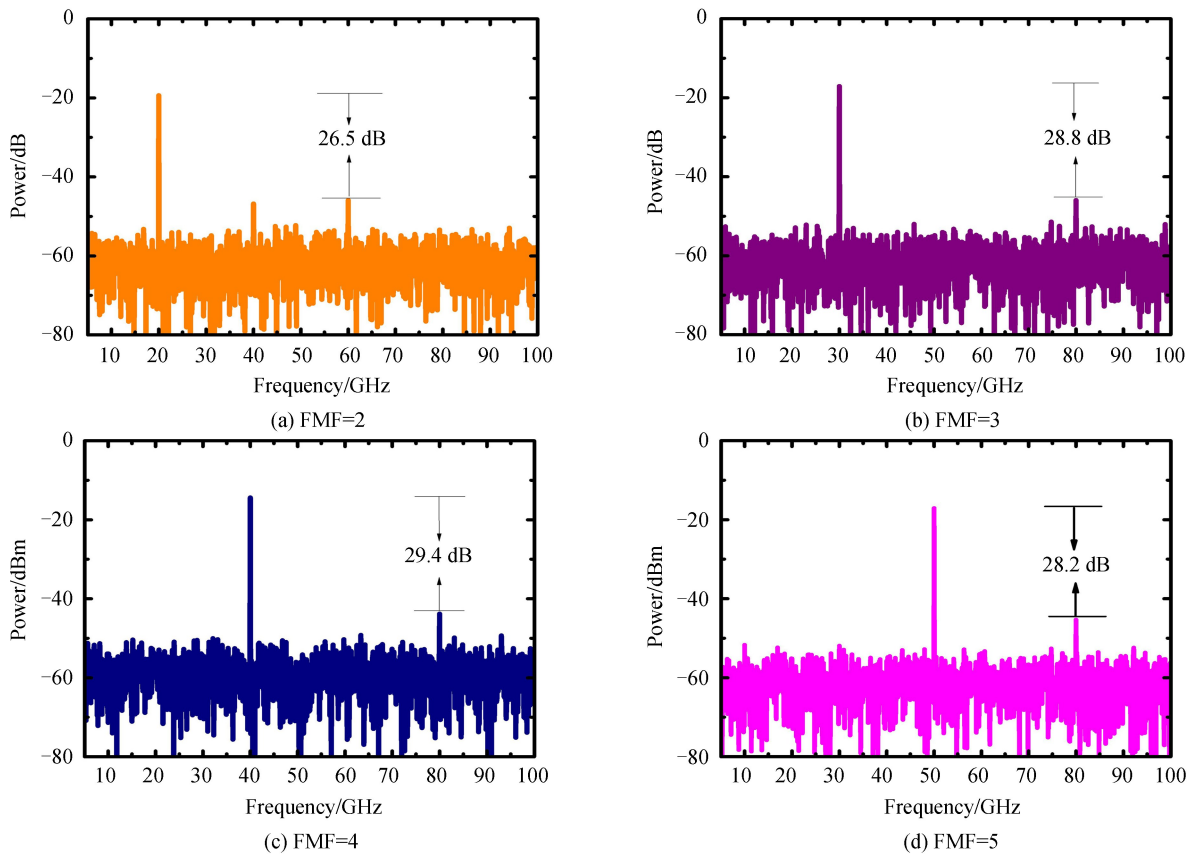


图 5 Pol 在 X 轴偏振方向输出不同频率间隔的两条边带光谱

Fig.5 Optical spectrums of two sidebands with different frequency spacings of on the X-axis polarization direction after Pol



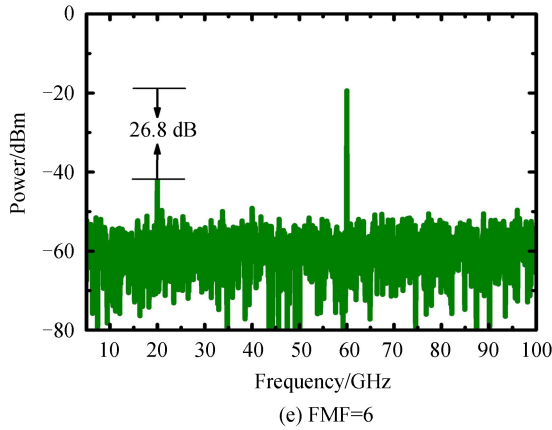


图6 PD输出不同倍频因子的微波信号电谱
Fig.6 Electrical spectrums of microwave signal with different FMFs after PD

为验证本方案输出微波信号的相移 0° 到 360° 连续可调,以 $FMF=6$ 为例,当射频驱动信号频率 $\omega_m = 10$ GHz时,令 PM 的半波电压 $V_{PM} = 1$ V,考虑到实际应用中,直流电源的驱动电压精度 < 10 mV^[22],故 V_{PM} 精度设置为 1 mV.通过调节 PM 的直流驱动电压从 -1 V 到 1 V 变化,对应输出的 60 GHz 微波信号相移从 -180° 到 180° 变化,时域波形如图 7(a) 所示,图 7(b) 为输出微波信号相位 φ 与 V_{DC}/V_{PM} 的对应关系图,从图中可知,相位误差小于 1° ,与理论推导部分的式(7)相符.

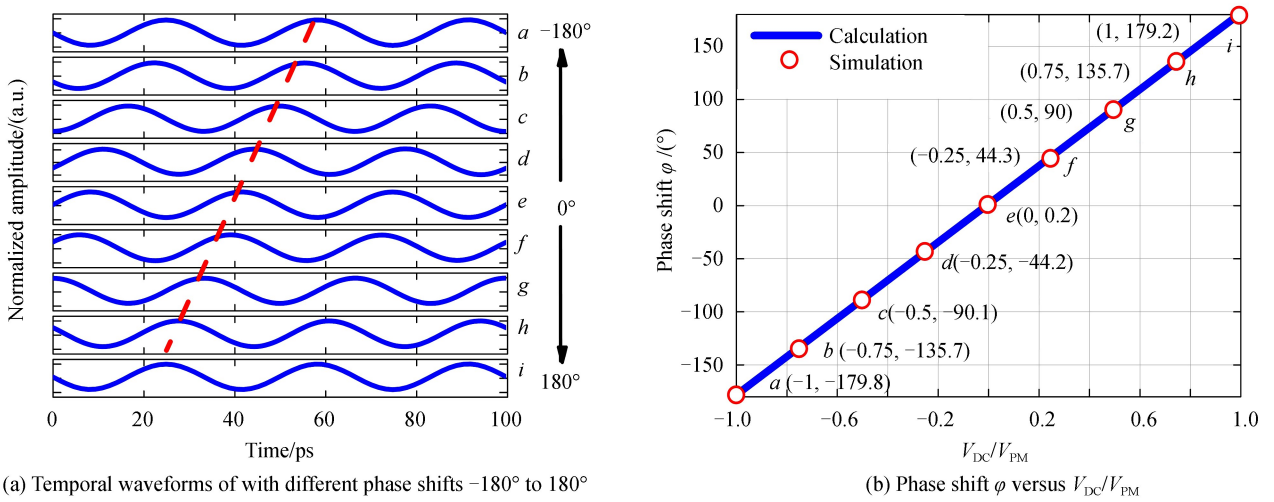


图7 60 GHz 输出微波信号相位从 -180° 到 180° 变化
Fig.7 The 60 GHz output microwave signal with different phase shifts -180° to 180°

为验证本方案输出微波信号的倍频因子和相移同时连续可调,以微波信号相移 $\varphi = -60^\circ, \varphi = 0^\circ, \varphi = 140^\circ$ 三种情况为例,根据式(7)对应 PM 的 DC 偏置电压分别为 $V_{PM} = -0.333$ V, $V_{PM} = 0$ V, $V_{PM} = 0.778$ V,同时保持射频驱动电压 $\omega_m = 10$ GHz 不变,分别获得 $FMF=2, 3, \dots, 6$ 的微波信号时域波形如图 8(a)、(b)、(c) 所示,由图可见,当改变输出微波信号不同 FMF 的同时,其相位保持不变,且改变微波信号不同相移的同时,其幅度无明显波动,证明了所提方案具有良好的相位及频率可调谐性.

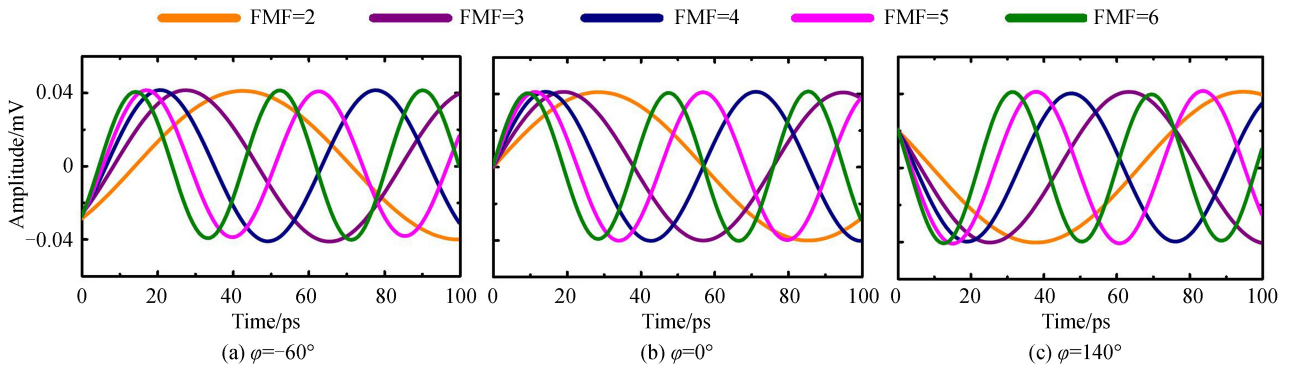


图 8 不同倍频因子微波信号在不同相移下的时域波形图

Fig.8 Temporal waveforms of the microwave signal with different FMFs under different phase shifts

3 性能影响因素分析

3.1 消光比

消光比(ER)作为调制器的一个重要参数,对光生毫米波信号质量有着较大影响.当 ER 为理想状态时, MZM 内部两个 Y 分支器的分光应为 1 : 1.在前面系统仿真中, MZM 的 ER 均被设置为 30 dB,但在实际应用中, ER 根据制造工艺水平差异从 20 dB 到 40 dB 均有可能,因此需要分析 ER 对系统输出微波信号 OSSR 和 ESSR 的影响.

以 60 GHz 输出微波信号为例,通过仿真使系统 MZM 的 ER 从 20 dB 到 60 dB 变化,对应输出微波信号的 OSSR 和 ESSR 变化如图 9 所示.从图中可以看出,系统 OSSR 与 ESSR 随 ER 值的变化趋势十分相似,当 ER 为 50 dB 时,对应 OSSR 与 ESSR 分别达到最大值 43 dB、32 dB,且当 ER 为 20 dB 时, OSSR 与 ESSR 均高于 23 dB,说明本方案在实际应用中,输出微波信号 OSSR 与 ESSR 受 ER 的影响较小.

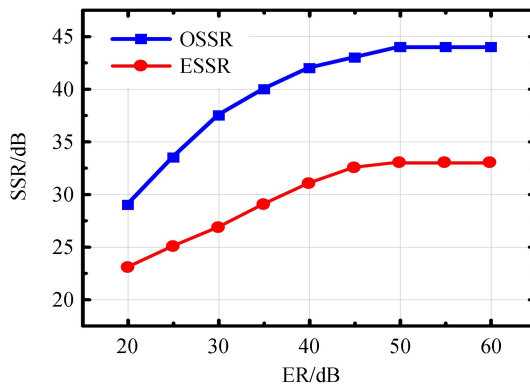


图 9 不同 ER 对应输出微波信号的 OSSR 和 ESSR

Fig.9 OSSR and ESSR of the output microwave signal with different ER

3.2 90°电桥相位平衡

90°电桥用来将两个电信号之间引入 90 度相位差,被广泛运用在电光调制过程中.在本方案的理论分析和仿真验证部分,均假定 90°电桥为理想器件,即每个 DPMZM 的两个 MZM 均保持 90°相位差.但在实际情况中,当使用宽带 90°电桥时,它的相位不平衡将会对系统性能产生较大影响,因此需要分析,本方案在实际应用中 90°电桥相移平衡对系统幅度波动和相位漂移产生的影响.

假设实际中 90°电桥的相位为 θ ,则相位平衡即为 $\Delta\theta = \theta - 90^\circ$,当 θ 设置为 $80^\circ \leq \theta \leq 100^\circ$ 时,通过仿真,得到了微波信号的相位漂移 $\Delta\varphi$ 和幅度波动 ΔA 与相位调制器直流驱动电压 V_{DC} 的对应关系,分别如图 10 (a)、(b)所示.从图中可知,当 90°电桥的相位平衡 $\Delta\theta$ 在 $\pm 10^\circ$ 范围内变化时,微波信号相位漂移 $-4^\circ \leq \Delta\varphi \leq 4^\circ$,幅度波动 $-1.7 \text{ dB} \leq \Delta A \leq 1.8 \text{ dB}$,当 $\Delta\theta$ 在 $\pm 3^\circ$ 范围内时,相位漂移仅为 $-1^\circ \leq \Delta\varphi \leq 1^\circ$,幅度波动仅为 $-0.5 \text{ dB} \leq \Delta A \leq 0.6 \text{ dB}$,且当 $V_{DC} = -0.5 \text{ V}, 0 \text{ V}, 0.5 \text{ V}, 1 \text{ V}$ 时, $\Delta A = 0$,即当相位调制器直流驱动电压为特

定值时,微波信号幅度不受 90° 电桥相位平衡的影响.

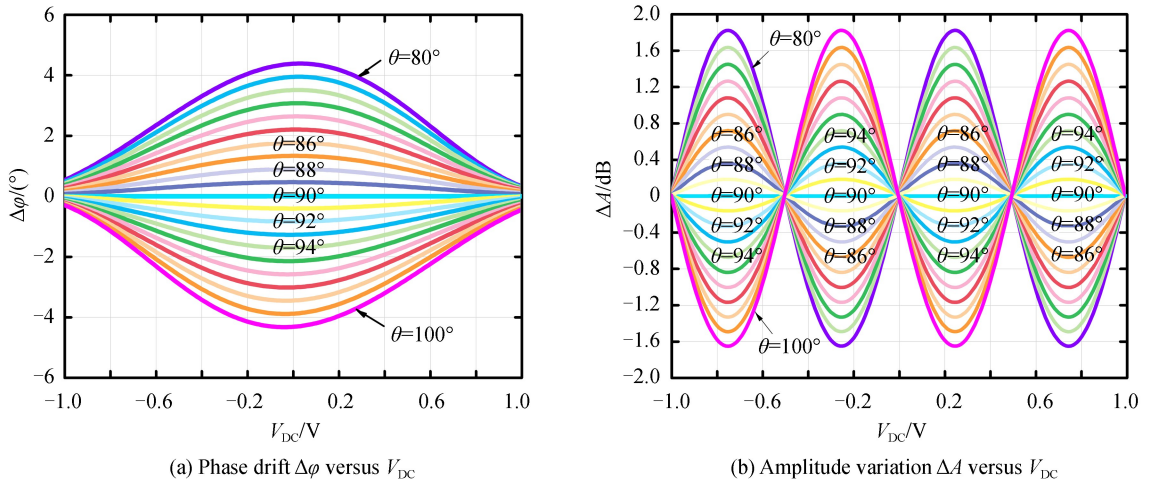


图 10 在 90° 电桥不同相移 $80^\circ \leq \theta \leq 100^\circ$ 情况下,微波信号的相位漂移与幅度波动与相位调制器直流驱动电压 V_{DC} 的对应关系

Fig.10 The output microwave signal phase drift $\Delta\phi$ and amplitude variation ΔA versus the DC driving voltage V_{DC} at different phase shifts $80^\circ \leq \theta \leq 100^\circ$ of 90° hybrid coupler

4 结论

本方案在不使用光滤波器的条件下,实现倍频因子从 2 到 6 连续可调且相位 360° 连续变化的微波光子移相系统生成,且相位直接由 PM 的直流偏置电压决定,调谐简单、精度高.经仿真验证可知,当 RF 信号频率为 10GHz 时,可分别产生频率为 20、30、40、50、60 GHz 的微波信号.以 60 GHz 的输出信号为例,当 PM 的半波电压设定为 1 V 时,通过改变直流偏置电压从 -1 V 到 1 V 变化,对应生成的微波信号相位从 -180° 到 180° 连续变化.以输出微波信号相移 -60° 、 0° 、 140° 三种情况为例,当改变不同 FMF 的同时,其相位保持不变,且改变不同相移的同时,其幅度无明显波动.通过性能影响因素分析可知,本方案输出微波信号的 OSSR 和 ESSR 受调制器 ER 的影响较小,且 90° 电桥相位平衡在 $\pm 3^\circ$ 范围内变化时,微波信号的相位漂移和幅度波动十分微小,证明了所提方案具有良好的相位、频率可调谐性及系统稳定性,在未来毫米波相控阵雷达通信中具有良好的应用前景.

参考文献

- [1] CAPMANY J, NOVAK D, *et al.* Microwave photonics combines two worlds[J]. *Nature Photonics*, 2007, **1**(6): 319-330.
- [2] YAO Jian-ping. Microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, **27**(3): 314-335.
- [3] WANG Xu-dong, CHAN E H W, MINASIAN R A. Optical-to-RF phase shift conversion-based microwave photonic phase shifter using a fiber Bragg grating[J]. *Optics Letters*, 2014, **39**(1): 142.
- [4] SUN Xiao-qiang, FU Song-nian, XU Kun, *et al.* Photonic RF phase shifter based on a vector-sum technique using stimulated Brillouin scattering in dispersion shifted fiber[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2010, **58**(11): 3206-3212.
- [5] LOAYSSA A L A, LAHOZ F J L F J. Broad-band RF photonic phase shifter based on stimulated Brillouin scattering and single-sideband modulation [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, **18**(1): 208-210.
- [6] PAGANI M, MARPAUNG D, CHOI D Y, *et al.* Tunable wideband microwave photonic phase shifter using on-chip stimulated Brillouin scattering [J]. *Optics Express*, 2014, **22**(23): 28810.
- [7] PAN Shi-long, ZHANG Ya-mei. 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.
- [8] LI Wang-zhe, ZHANG Wei-feng, YAO Jian-ping. A wideband 360° photonic-assisted microwave phase shifter using a polarization modulator and a polarization-maintaining fiber Bragg grating[J]. *Optics Express*, 2012, **20**(28): 29838-29843.
- [9] NIU Tong, WANG Xu-dong, 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): 1-14.
- [10] HSIEH C F, PAN R P, TANG T T, *et al.* Voltage-controlled liquid-crystal terahertz phase shifter and quarter-wave

- plate[J]. *Optics Letters*, 2006, **31**(8): 1112-1114.
- [11] CHEN H T, PADILLA W J, CICH M J. A metamaterial solid-state terahertz phase modulator[J]. *Nature Photonics*, 2009, **3**(3): 148-151.
- [12] PAGANI M, MARPAUNG D, EGGLETON B J. Ultra-wideband microwave photonic phase shifter with configurable amplitude response[J]. *Optics Letters*, 2014, **39**(20): 5854-5857.
- [13] ZHANG Wei-feng, YAO Jian-ping. Photonic generation of millimeter-wave signals with tunable phase shift[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2012, **4**(3): 889-894.
- [14] LI Hui-zi, HUANG Tian-ye, KE Chang-jian, et al. Photonic generation of frequency-quadrupled microwave signal with tunable phase shift[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, **26**(3): 220-223.
- [15] LI Yue-qin. Filter-less frequency-doubling microwave signal generator with tunable phase shift [J]. *Optics Communications*, 2016, **370**: 91-97.
- [16] GUO Zhen-tao, MA Jian-xin, HUANG Shan-guo, et al. Microwave photonic phase shifter based on an integrated dual-polarization dual-parallel Mach-Zehnder modulator without optical filter[J]. *Fiber & Integrated Optics*, 2019, (5):1-10.
- [17] ZHANG Cong-hui, QIU Xin-jing, WEI Yong-feng, et al. Frequency-quadrupled microwave signal generation with tunable phase shift employing no optical filter[C]. 2018 IEEE 3rd Optoelectronics Global Conference(OGC), 2018.
- [18] GHELFI P, LAGHEZZA F, SCOTTI F, et al. Photonics for radars operating on multiple coherent bands[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, **34**(2): 500-507.
- [19] IMHOFF M L, JOHNSON P, HOLFORD W, et al. BioSARTM: an inexpensive airborne VHF multiband SAR system for vegetation biomass measurement[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2000, **38**(3): 1458-1462.
- [20] LIN C T, SHIH P T, CHEN J J, et al. Optical millimeter-wave signal generation using frequency quadrupling technique and no optical filtering[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, **20**(12): 1027-1029.
- [21] CHEN Yang, WEN Ai-jun, CHEN Yan, et al. Photonic generation of binary and quaternary phase-coded microwave waveforms with an ultra-wide frequency tunable range[J]. *Optics Express*, 2014, **22**(13): 15618-1562.
- [22] WANG Xu-dong, NIU Tong, CHAN E H W, et al. Photonics-based wideband microwave phase shifter[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, **9**(3): 5501710.