

基于偏振复用调制的周期性光学任意波形生成方案

王雪辉,李晶*,燕苗霞,裴丽,宁提纲,郑晶晶,王建帅

(北京交通大学 光波技术研究所,北京 100044)

摘要:针对复杂波形生成的需求,提出了一种基于偏振复用调制的周期性光学任意波形信号生成方案。通过精心调控正交相移键控(QPSK)调制器的调制指数、射频偏移及偏置相移等关键参数,使得2个正交偏振态上的调制器能够分别输出傅里叶级数中的正弦和余弦谐波叠加形式的光强。当这些光强合束后,就能得到幅度和相位均可精确控制的函数波形,而且还具备可调谐函数波形信号输出的特性。仿真结果表明:当均方根误差小于等于0.05时,该方案可生成对称因子可调(20%~80%)斜坡波、占空比可调(30%~100%)三角波和半占空比可调(20%~80%)斜坡波3种典型波形,验证了该方案的可行性。

关键词:偏振复用调制;对称因子可调;占空比可调;半占空比可调;函数波形;傅里叶级数

中图分类号:TN919.11 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2024)03-0095-07

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2024.03.017

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Periodic optical arbitrary waveform generation scheme based on polarization multiplexing modulation

WANG Xuehui, LI Jing*, YAN Miaoxia, PEI Li, NING Tigang, ZHENG Jingjing, WANG Jianshuai

(Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Aiming at the need for generating complex waveforms, a periodic optical arbitrary waveform signal generation scheme based on polarization multiplexing modulation is proposed. By carefully adjusting the modulation index, radio frequency offset, and bias phase shift of the quadrature phase shift keying (QPSK) modulator, the modulators on the two orthogonal polarization states can output optical intensities in the form of sine and cosine harmonic superpositions in the Fourier series, respectively. When these optical intensities are combined, a functional waveform with precisely controllable amplitude and phase can be obtained, and it also has the characteristic of tunable functional waveform signal output. The simulation results show that when the root mean square error is less than or equal to 0.05, this scheme can generate three typical waveforms: a symmetric factor adjustable (20%~80%) ramp wave, a duty cycle adjustable (30%~100%) triangle wave, and a half-duty cycle adjustable (20%~80%) ramp wave. This verifies the feasibility of the proposed solution.

Key words: polarization multiplexing modulation, symmetric factor adjustable, duty cycle adjustable, half duty cycle adjustable, function waveform, Fourier series

0 引言

由于任意波形生成技术能够根据实际需求输出

收稿日期:2023-05-31。

基金项目:国家自然科学基金项目(62235003)资助;中央高校基本科研业务费项目(2022JBMC004)资助。

作者简介:王雪辉(1999—),女,山西吕梁人,硕士研究生,现就读于北京交通大学电子信息工程学院通信工程专业,主要研究方向是新型微波光子系统,在校期间一直从事微波任意波形函数信号生成方向的研究工作。

* **通信作者:**李晶(1984—),男,博士,副教授,主要从事新型微波光子系统及集成器件方面的研究工作。



多样化的射频波形,因此在数据通信、频谱分析以及激光雷达测速测距等领域^[1-4]得到了广泛应用。然而,传统的电学任意波形生成器(EAWG)受限于电子器件的性能以及数/模转换速率,难以生成高重复频率的波形,从而无法满足短脉冲、高速率的应用需求。相比之下,光学任意波形生成器(OAWG)则充分利用了光的大带宽、高重复频率、体积小、抗电磁干扰等诸多优点^[5],通过灵活调控光脉冲的幅度、相位、波长等信息,实现了任意波形的生成,有效突破了EAWG的速率瓶颈。

目前,常用的微波信号生成方法包括频谱整形^[6-7]、

时域脉冲整形^[8-9]、光电振荡器^[10-11]、时间-频率映射^[12-13]和外调制法^[14-16]等方法。其中,杨国志等人^[6]提出了一种基于相位调制和保偏光纤的正弦波滤波结构的光谱整形方法,用于生成微波波形信号。LI M 等人^[8]通过实验验证了基于振幅调制的时域脉冲整形系统能够生成对称波形。CHEN Y 等人^[11]首次将傅立叶域锁模的光电振荡器应用于生成任意微波波形,利用该振荡器的低相位噪声特性,成功生成了低相位噪声的任意微波波形。此外,LI J 等人^[14]提出了基于 I/Q(同相/正交相位)调制器的波形生成技术,通过调整调制器中的 3 个变量关系,获得了对称因子可调的三角波信号。而燕苗霞等人^[16]则提出了一种基于单驱动马赫-曾德尔调制器和保偏光纤的高双折射特性的波形生成方案,实现了对称因子可调谐的三角波和梯形波信号生成。

虽然上述文献在对称波形信号的产生方面取得了显著成果,但对于非对称波形的生成,除了依赖于傅里叶级数的幅度控制外,还需要进行精确的相位调控。针对这一问题,本文提出一种基于偏振复用调制的周期性光学任意波形生成方案。

1 原理与讨论

1.1 系统工作原理

基于偏振复用调制的周期性光学任意波形生成方案系统原理示意图如图 1 所示。系统主要包括 2 个正交相移键控(QPSK)调制器(QPSK-a 和 QPSK-b)、1 个 90°偏振旋转器(PR)、1 个微波信号源(MSG)、1 个偏振合束器(PBC)和 2 个连续波激光器(CW)。其中,CW 输出的光信号表达式分别为 $E_{m1}(t)=E_1\exp(j\omega_0t)$, $E_{m2}(t)=E_2\exp(j\omega_0t)$,其中 E_1 、 E_2 表示振幅, ω_0 表示光源输出的光信号的角频率, $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 分别表示方案中上下支路经过调制后获得的光强表达式。 $E_{m1}(t)$ 和 $E_{m2}(t)$ 分别驱动 2 个调制器,射频信号 $V_0(t)=V_{RF}\cos(\Omega t)$ 经电桥分路和宽带移相器(PS₁、PS₂、PS₃)引入射频偏移(Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3)后,接入调制器射频输入端,其中 Ω 为射频信号的角频率, t 为时间, V_{RF} 为信号振幅。令 3 个射

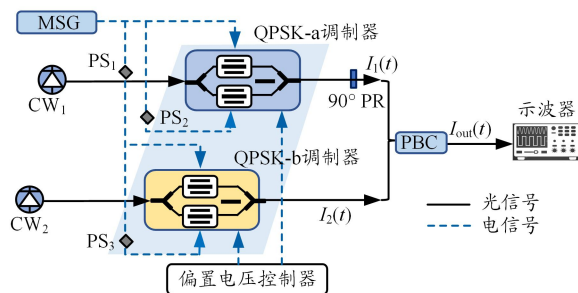


图 1 波形生成的原理示意图

频移相器(PS₁、PS₂、PS₃)引入射频偏移(Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3)满足 $2\Phi_1=\Phi_2-\Phi_3$,得到 PBC 输出光强表达式为

$$I_{out}(t) \propto \sum_{n=1}^3 a_n \sin \left[n \left(\Omega t - \frac{\Phi_2}{2} \right) \right] + \sum_{n=1}^3 b_n \cos \left[n \left(\Omega t - \Phi_1 - \frac{\Phi_3}{2} \right) \right] + o(\Omega) \\ \propto \sum_{n=1}^3 c_n \sin \left[n \left(\Omega t - \frac{\Phi_2}{2} \right) + \Psi_n \right] + o(\Omega) \quad (1)$$

其中, n 表示调制后的光强表达式中谐波阶数, $o(\Omega)$ 表示以 Ω 为变量的其余的无穷阶谐波表达式; c_n 为傅里叶级数谐波幅度权值, $c_n=\sqrt{a_n^2+b_n^2}$; Ψ_n 为相位权值, $\Psi_n=\arctan\left(\frac{b_n}{a_n}\right)-n\frac{\Phi_2}{2}$; a_n 、 b_n 分别为正弦谐波系数、余弦谐波系数。通过改变系统的这些变量引起的相移进而控制级数的幅度和相位,生成周期性任意波形。

1.2 波形构造原理

目标波形信号时域表达式 $S(t)$ 可以写成傅里叶级数展开形式^[17],如式(2)所示。

$$S(t) \propto \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{S_1(t)}{x_k \sin(k\omega t)} + \frac{S_2(t)}{y_k \cos(k\omega t)} \right] \\ \propto \sum_{k=1}^{\infty} z_k \sin(k\omega t + \theta) \quad (2)$$

其中, k 表示标波形傅里叶级数展开后的谐波阶数, ω 表示信号角频率, θ 表示相位, $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ 分别表示各阶正弦谐波加权和各阶余弦谐波加权, $x_k=\frac{\omega}{\pi} \int_0^T S(t) \times \sin(k\omega t) dt$, $y_k=\frac{\omega}{\pi} \int_0^T S(t) \cos(k\omega t) dt$ 。对比 $S(t)$ 和 $I_{out}(t)$ 可知,为了获得目标波形,需使光强向傅里叶级数展开式 $S(t)$ 逼近,即满足 $a_1:a_2:a_3=x_1:x_2:x_3$, $b_1:b_2:b_3=y_1:y_2:y_3$ 关系。

通过计算,可得系统变量满足的关系如下:

$$\Phi_2 = \arccos - \frac{x_3 J_1(2\beta_1) + x_1 J_3(2\beta_1)}{2x_1 J_3(2\beta_1)} \\ \varphi_1 = \arctan \sqrt{\frac{x_1^2 J_2^2(2\beta_1) J_3(2\beta_1) - x_1 x_3 J_1(2\beta_1) J_2^2(2\beta_1)}{x_2^2 J_1^2(2\beta_1) J_3(2\beta_1)}} \quad (3)$$

$$\Phi_3 = \arccos - \frac{y_1 J_3(2\beta_2) + y_3 J_1(2\beta_2)}{2y_1 J_3(2\beta_2)} \\ \varphi_4 = \arctan \sqrt{\frac{y_1^2 J_2^2(2\beta_2) [y_1 J_3(2\beta_2) - y_3 J_1(2\beta_2)]^2}{y_2^2 J_1^2(2\beta_2) J_3(2\beta_2) Q}} \quad (4)$$

其中, $Q=3y_1J_1(2\beta_2)J_3(2\beta_2)-y_3J_1(2\beta_2)$, $J(\cdot)$ 表示第一类贝塞尔函数; β_1 、 β_2 为调制指数, $\beta_1=\pi V_{\text{RF}} \frac{V_{\pi 1}}{2}$, $\beta_2=\pi V_{\text{RF}} \frac{V_{\pi 2}}{2}$, $V_{\pi 1}$ 、 $V_{\pi 2}$ 为调制器的半波电压; φ_1 为 QPSK-a 中直流偏置引起的相移, φ_4 为 QPSK-b 中直流偏置引起的相移。调制器偏置相移满足以下关系:

$$\begin{cases} \varphi_2-\varphi_1=\pi \\ \varphi_3=0 \\ \varphi_4=\varphi_5 \\ \varphi_6=\pi/2 \end{cases} \quad (5)$$

针对不对称目标波形,除了满足上述关系外,还需要平衡 2 条光路的功率比,以便获得不对称目标波形。

光源功率比 $\rho=\frac{|E_{in1}(t)|^2}{|E_{in2}(t)|^2}$, 令 ρ 满足如下关系:

$$\rho=10\lg\left[\frac{\max(S_1(t))-\min(S_1(t))}{\max(S_2(t))-\min(S_2(t))}\times\frac{\max(I_2(t))-\min(I_2(t))}{\max(I_1(t))-\min(I_1(t))}\right] \quad (6)$$

为了验证本方案的可行性,目标波形选取了对称波形和非对称两大类波形。其中,对称波形(又可细分为中心对称波形和轴对称波形)分别选择对称波形对称因子可调斜坡波、占空比可调三角波,非对称波形选择半占空比可调斜坡波。

1.2.1 对称因子可调斜坡波

对称因子可调斜坡波的典型傅里叶级数展开式如下:

$$S(t)\propto\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(\pi k\delta)}{\pi k\delta(1-\delta)}\sin(k\omega t) \quad (7)$$

其中, δ 为对称因子。

该波形信号是中心对称图形,对应的傅里叶级数展开后为正弦各阶谐波之和,余弦谐波项为 0。将式(7)代入式(2)、式(3)中,可得 QPSK-a 在调制指数 $\beta_1=1.2$ 时不同对称因子下射频偏移 Φ_2 和偏置引起的相移 φ_1 值,如表 1 所示。可以看出,通过设置系统变量 φ_2 、 φ_3 ,可以得到对称因子可调斜坡波。

1.2.2 占空比可调三角波

占空比可调三角波的典型傅里叶级数展开式如下:

$$S(t)\propto\sum_{k=1}^{\infty}\frac{2[1-\cos(\pi k\sigma)]}{\pi k\sigma}\cos(k\omega t) \quad (8)$$

其中, σ 为占空比。

该波形信号是轴对称图形,对应的傅里叶级数展

表 1 对称因子可调斜坡波信号对应参数值

$\delta/\%$	φ_1/rad	φ_2/rad	φ_3/rad	Φ_2/rad
0	0.531 8	3.673 4	0	2.784 8
10	0.702 6	3.844 2	0	2.650 7
20	0.979 2	4.120 7	0	2.398 0
30	1.210 9	4.352 5	0	2.160 0
40	1.400 8	4.542 4	0	1.993 1
50	1.570 8	4.712 4	0	1.932 8
60	4.542 4	7.684 0	0	1.993 1
70	4.352 5	7.494 1	0	2.160 0
80	4.120 7	7.262 3	0	2.398 0
90	3.844 2	6.985 8	0	2.650 7
100	3.673 4	6.815 0	0	2.784 8

开后为余弦各阶谐波之和,正弦谐波项为 0。将式(8)代入式(2)、式(3)中,可得 QPSK-b 在调制指数 $\beta_2=1.2$ 时不同占空比下射频偏移 Φ_3 和偏置引起的相移 φ_4 值,如表 2 所示。可以看出,通过设置系统变量 φ_5 、 φ_6 ,可以得到占空比可调三角波。

表 2 占空比可调三角波信号对应参数值

$\sigma/\%$	φ_4/rad	φ_5/rad	φ_6/rad	Φ_3/rad
0	1.144 4	1.144 4	$\pi/2$	2.519 8
10	1.033 8	1.033 8	$\pi/2$	2.387 0
20	0.741 3	0.741 3	$\pi/2$	2.094 2
30	0.302 7	0.302 7	$\pi/2$	1.762 4
40	3.338 9	3.338 9	$\pi/2$	1.452 4
50	3.761 1	3.761 1	$\pi/2$	1.208 8
60	4.069 5	4.069 5	$\pi/2$	1.071 6
70	4.302 8	4.302 8	$\pi/2$	1.052 4
80	4.495 4	4.495 4	$\pi/2$	1.110 4
90	4.648 1	4.648 1	$\pi/2$	1.179 6
100	4.712 4	4.712 4	$\pi/2$	1.208 8

1.2.3 半占空比可调斜坡波

半占空比可调斜坡波的典型傅里叶级数展开式如下:

$$S(t)\propto\sum_{k=1}^{\infty}\left[\frac{\sin(\pi k\zeta)}{\pi k\zeta(1-\zeta)}\sin(k\omega t)+\cos(k\omega t)\frac{\cos(\pi k\zeta)-\zeta\cos(\pi k)-(1-\zeta)}{\pi k\zeta(1-\zeta)}\right] \quad (9)$$

其中, ζ 为半占空比。

该波形信号是典型的非对称波形,因此对应的傅里叶级数展开后为正弦和余弦共存的各阶谐波和。将

式(9)代入式(2)、式(3)、式(4)中,可得 QPSK-a 在调制指数 $\beta_1=1.2$ 和 QPSK-b 在调制指数 $\beta_2=1.6$ 时,不同半占空比下射频偏移 Φ_2 、 Φ_3 和偏置引起的相移 φ_1 、 φ_4 值,如表 3 所示。可以看出,通过设置系统变量 φ_2 、 φ_3 、 φ_5 、 φ_6 、 Φ_1 ,可以得到半占空比可调斜坡波。

2 仿真验证和误差分析

本文采用 OptiSystem 软件仿真生成和验证上述 3 种波形。CW 的中心波长和线宽分别为 1 550.12 nm、1 MHz;射频信号的频率为 10 GHz,根据调制指数 β_1 、 β_2 值设置对应的射频振幅;半波电压为 4 V,插入损耗为 5 dB,通过偏置相移设置对应的偏置电压。

由于信号的傅里叶级数展开由无数谐波构成,而本方案中仅采用傅里叶级数的前三阶近似来生成目标波形,因此不可避免地会产生一定的误差。为了量化这种误差,本文采用均方根误差(RMSE)来评估仿真结果与理论值之间的拟合程度。RMSE 值越小,说明 2 种波形之间的拟合效果越好。

2.1 生成对称因子可调斜坡波

本文根据表 1 在 OptiSystem 中进行如下设置:光源 CW₁ 开启,设置 QPSK-a 调制器中的调制指数 β_1 、射频偏移 Φ_2 和偏置相移对应 φ_1 、 φ_2 、 φ_3 的值,同时关闭光源 CW₂。在这种情况下,模型无余弦谐波输出,仿真生成了对称因子在 0%~100%的斜坡波,得到对称因子可调斜坡波信号的 RMSE 如图 2 所示。可以看出,当 RMSE 的值 $\eta \leq 0.05$ 时,仿真生成的波形十分接近理论波形,可获得对称因子 δ 在 20%~80%的斜坡波。

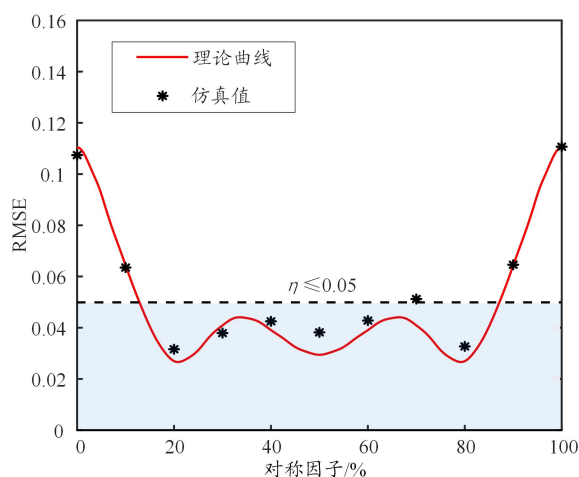


图 2 仿真生成的对称因子可调斜坡信号的 RMSE

2.2 生成占空比可调三角波

本文根据表 2 在 OptiSystem 软件中进行如下设置:光源 CW₂ 开启,设置 QPSK-b 调制指数 β_2 、射频偏移 Φ_3 ,以及偏置相移对应 φ_4 、 φ_5 、 φ_6 的值,同时关闭光源 CW₁。在这种情况下,模型无正弦谐波输出,得到可调占空比三角波的 RMSE 如图 3 所示。可以看出,当 RMSE 的值 $\eta \leq 0.05$ 时,仿真生成的波形十分接近理论波形,可获得占空比 σ 为 30%~100%的三角波。

2.3 生成半占空比可调斜坡波

本文根据表 3 在 OptiSystem 软件中进行如下设置:光源 CW₁ 和 CW₂ 同时开启,分别设置 QPSK-a 和 QPSK-b 的调制指数、射频偏移和偏置相移对应的值,此时模型输出包含目标波形的正、余弦各阶谐波,控制仿真波形的幅度和相位权值,得到半占空比可调对称因子斜坡波的 RMSE 如图 4 所示。可以看出,当

表 3 半占空比可调斜坡波信号对应参数值

$\zeta/\%$	φ_1/rad	φ_2/rad	φ_3/rad	φ_4/rad	φ_5/rad	φ_6/rad	Φ_1/rad	Φ_2/rad	Φ_3/rad
0	0.531 8	3.673 4	0	1.545 7	1.545 7	$\pi/2$	0.849 5	2.784 8	1.085 8
10	0.702 6	3.844 2	0	1.307 4	1.307 4	$\pi/2$	0.836 8	2.650 7	0.977 1
20	0.979 2	4.120 7	0	1.030 9	1.030 9	$\pi/2$	0.790 3	2.398 0	0.817 5
30	1.210 9	4.352 5	0	0.732 4	0.732 4	$\pi/2$	0.762 0	2.160 0	0.636 0
40	1.400 8	4.542 4	0	0.388 2	0.388 2	$\pi/2$	0.761 7	1.993 1	0.469 7
50	1.570 8	4.712 4	0	0	0	$\pi/2$	0.499 8	1.932 8	4.074 8
60	4.542 4	7.684 0	0	0.388 2	0.388 2	$\pi/2$	0.761 7	1.993 1	0.469 7
70	4.352 5	7.494 1	0	0.732 4	0.732 4	$\pi/2$	0.762 0	2.160 0	0.636 0
80	4.120 7	7.262 3	0	1.030 9	1.030 9	$\pi/2$	0.790 3	2.398 0	0.817 5
90	3.844 2	6.985 8	0	1.307 4	1.307 4	$\pi/2$	0.836 8	2.650 7	0.977 1
100	3.673 4	6.815 0	0	1.545 7	1.545 7	$\pi/2$	0.849 5	2.784 8	1.085 8

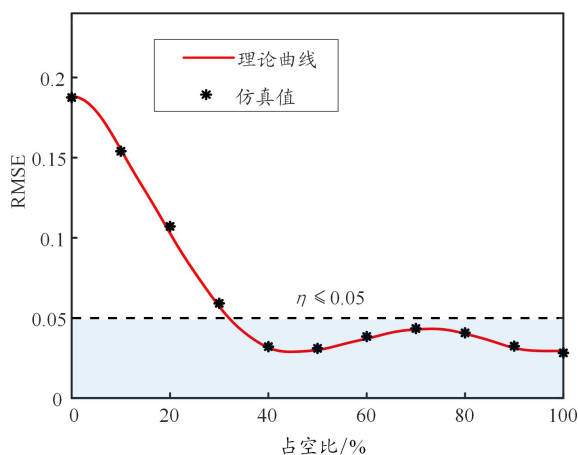


图3 仿真生成的占空比可调三角波信号的 RMSE

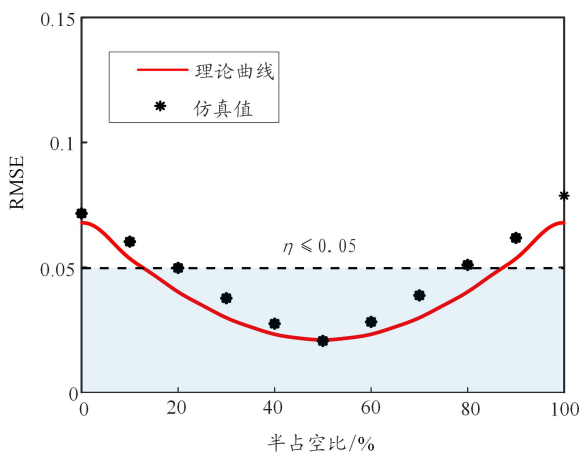


图4 仿真生成的半占空比可调斜坡波信号的 RMSE

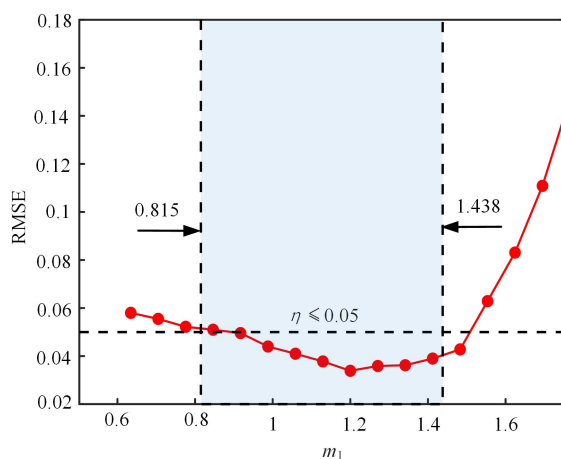
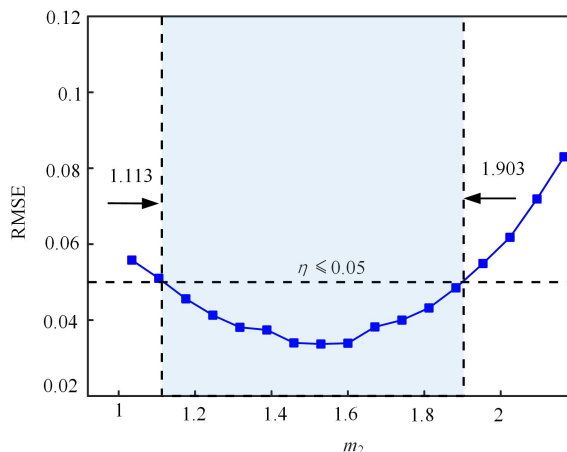
RMSE 的值 $\eta \leq 0.05$ 时, 仿真生成的波形十分近似接近理论波形, 可获得对称因子在 20%~80% 之间的半占空比斜坡波。

3 系统变量容差分析

根据上文分析可知, 实现复杂波形生成时需要多个变量进行联合调控。然而, 在实际操作中, 由于器件老化和外部环境因素的影响, 这些变量可能会发生抖动和偏移。因此, 必须考虑这些变量的偏移对方案造成的影响。

3.1 调制指数偏移

本文首先分析了上、下支路的调制指数 (m_1 和 m_2) 在 0.6~1.7 和 1~2 的变化范围内对波形的影响, 结果如图 5 所示。可以看出, 当 m_1 、 m_2 分别在 0.815~1.438、1.113~1.903 的范围内变化时, RMSE 的值 $\eta \leq 0.05$, 此时产生的波形相对理想; 当 m_1 和 m_2 超出上述范围时, RMSE 的值 $\eta > 0.05$, 此时得到的波形不符合预期, 并且 m_1 的偏移对目标波形的影响程度更大。

(a) $m_1=0.6\sim1.7$ (b) $m_2=1\sim2$ 图5 调制指数 m_1 、 m_2 的偏移量对波形的影响

3.2 射频偏移

3 个射频偏移 Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 的偏移量对波形的影响如图 6 所示。可以看出, Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 的偏移量分别为 0.542 8~0.976 8 rad、1.81~2.123 rad、0.218 4~0.722 4 rad 时, 拟合误差 RMSE 的值 $\eta \leq 0.05$, 生成的波形比较理想。此外, Φ_2 的偏移量允许范围要比 Φ_1 、 Φ_3 更小一些, 所以在实际操作中, 对 Φ_2 的控制应该更精准一点。

3.3 偏置相移

本方案中的调制器包含 6 个直流偏置电压, 这些调制器 ($MZM_1 \sim MZM_6$) 的偏置电压在偏移范围内的 RMSE 变化情况如图 7 所示。当 $MZM_1 \sim MZM_6$ 的偏置电压依次处于以下范围时: 1.001~1.752 V、4.306~4.606 V、-0.3~0.214 V、0~0.660 4 V、0.145 6~1.087 V、1.107~1.822 V, RMSE 的值 $\eta \leq 0.05$, 这意味着这些偏置电压对波形的影响较小。然而, 当偏置电压超出这个范围时, 随着偏移量的增加, RMSE 迅速上升, 对波形的影响也变大。因此, 在实际操作中, 必须通过偏压控制电路来保持调制器的偏置电压在可接受的范围内。

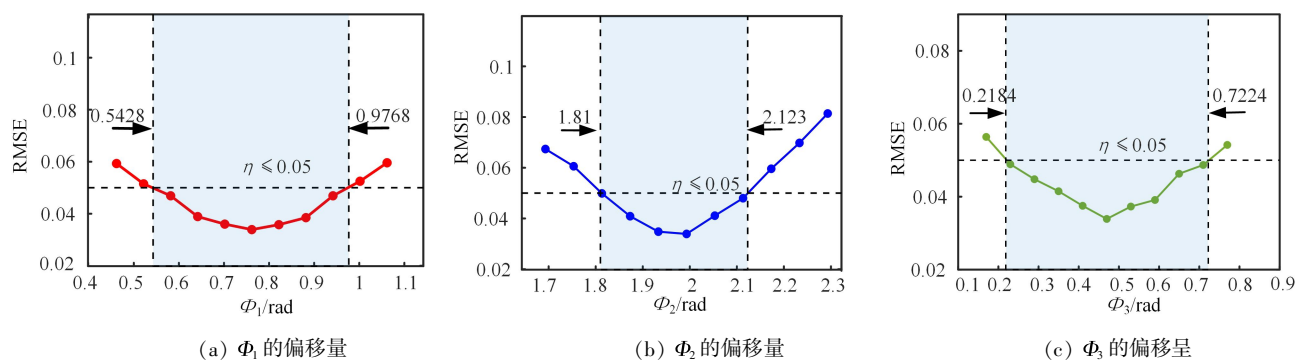
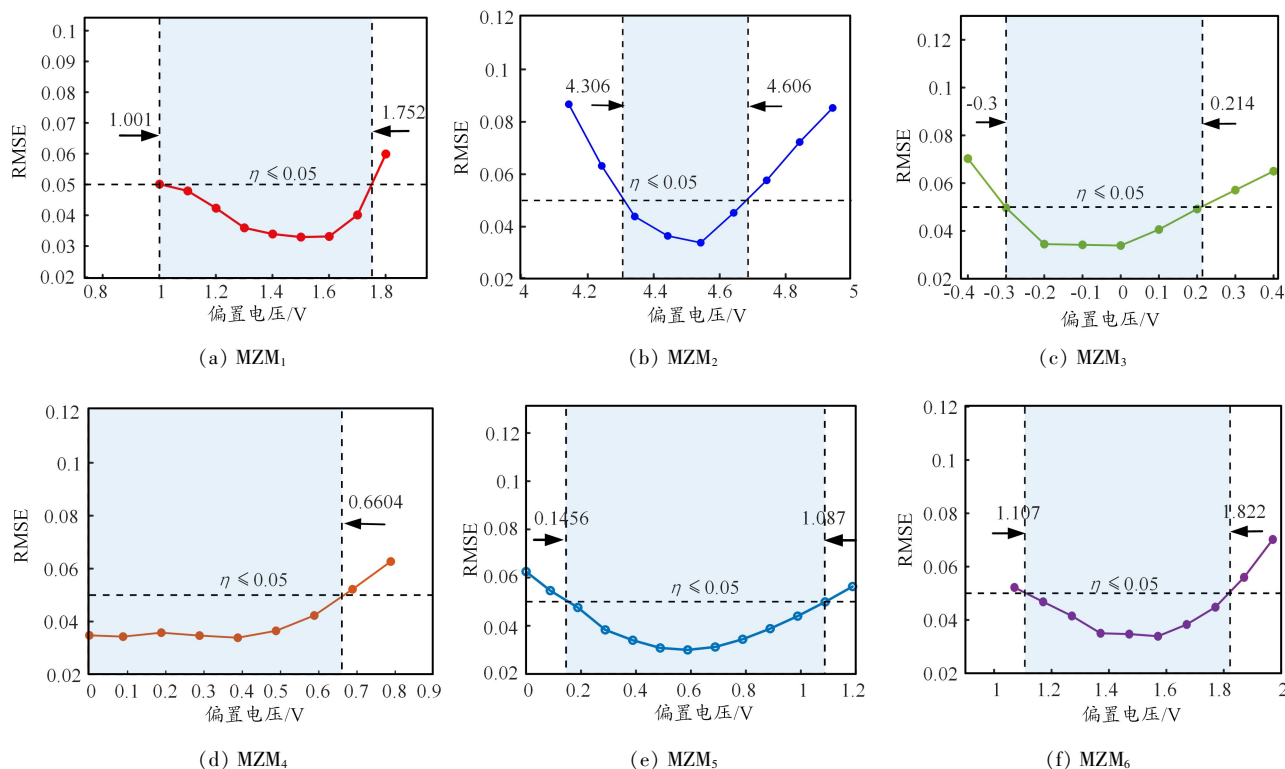
图6 Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 的偏移量对波形的影响

图7 调制器偏置电压的偏移量对波形的影响

4 结束语

本文研究了一种基于偏振复用调制的周期性任意波形生成方案。通过调控调制指数、射频偏移、偏置电压等系统变量,建立了能够同时生成正弦和余弦谐波的函数模型。这一模型不仅实现了对函数波形幅度的调控,还实现了对相位的精确控制。当 RMSE 的值 $\eta \leq 0.05$ 时,该方案能够生成对称因子在 20%~80% 之间的斜坡波、占空比在 30%~100% 之间的三角波,以及半占空比在 20%~80% 之间的斜坡波。这些结果证明了本方案的可行性和实用性。此外,本文还对调制指数、射频偏移和调制器的偏置电压引起的相移等多个变量的偏移量进行了容差分析。分析结果表明,在容差范围内,这些变量的偏移量对波形的生成影响较小,

进一步证明了本方案的稳定性和可靠性。本方案通过精准控制变量,不仅适用于生成常见的对称波形(如三角波、梯形波等),还能够生成更多种类的非对称波形,从而大大扩展了波形生成方案的应用范围。

参考文献:

- [1] 谢世钟,陈明华,陈宏伟. 微波光子学研究的进展[J]. 中兴通讯技术, 2009, 15(3): 6-10.
- [2] 张方正,潘时龙. 面向雷达应用的微波光子信号产生技术[J]. 数据采集与处理, 2014, 29(6): 922-929.
- [3] YAO J P. Microwave photonics[J]. Science China Information Sciences, 2022, 65(12): 201401-1-201401-64.
- [4] XU F X, CHONG Y H, MEI L, et al. Implementations of microwave photonics in digital phased array radar [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2022, 43(1): 45-50.

- [5] 宋红云. 基于可调谐铌酸锂波导光栅任意波形产生(OAWG)的研究[D]. 天津:天津理工大学, 2018.
- [6] 杨国志, 王建旭, 邹雪, 等. 基于频谱整形的光学微波波形信号产生的研究[J]. 激光杂志, 2022, 43(2): 31–35.
- [7] 涂昭阳, 文爱军, 李祥瑞, 等. 基于光谱整形的三角波生成方法[J]. 空间电子技术, 2020, 17(4): 1–6.
- [8] LI M, HAN Y, PAN S, et al. Experimental demonstration of sym-metrical waveform generation based on amplitude-only modulation in a fiber-based temporal pulse shaping system [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(11): 715–717.
- [9] RAGHUWANSI S K, SRIVASTAVA N K, SRIVASTAVA A. A novel approach to generate a chirp microwave waveform using temporal pulse shaping technique applicable in remote sensing application[J]. International Journal of Electronics, 2017, 104(10): 1689–1699.
- [10] 罗浩, 江阳, 吴廷伟, 等. 基于光电微波振荡器的三角波和正弦信号发生器[J]. 光学学报, 2018, 38(3): 273–278.
- [11] CHEN Y, ZUO P, SHI T. Optoelectronic oscillator for arbitrary microwave waveform generation [J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(19): 6033–6044.
- [12] YE J, YAN L, PAN W, et al. Photonic generation of triangular-shaped pulses based on frequency-to-time conversion [J]. Optics Letters, 2011, 36(8): 1458–1460.
- [13] ZHANG A, LI W, ZHANG Y. Arbitrary waveform generation based on complex filter and frequency-time mapping [C]//IEEE. Proceedings of 17th International Conference on Optical Communications and Networks (ICO-CN2018). Tianjin: IEEE, 2019, 11048: 433–437.
- [14] LI J, WANG C, PEI L, et al. Generation of an optical triangular-shaped pulse train with variable symmetry by using an I/Q modulator [J]. Optics Letters, 2020, 45(6): 1411–1414.
- [15] CHEN X Y, LI G F, SHI D F, et al. Photonic generation of rectangular and triangular microwave waveforms with tunable duty cycle [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2022, 34(7): 371–374.
- [16] 燕苗霞, 李晶, 裴丽, 等. 基于保偏光纤双折射特性的函数波形发生器[J]. 光学学报, 2023, 43(1): 23–30.
- [17] 韩一石, 罗吴金, 谢胜超, 等. 基于双平行相位调制器的微波光子波形生成研究[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(23): 85–93.