

基于保偏光纤双折射特性的函数波形发生器

燕苗霞, 李晶*, 裴丽, 宁提纲, 郑晶晶, 王建帅, 王创业

北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044

摘要 提出并研究了一种基于保偏光纤双折射特性的函数波形信号发生器。发生器采用正弦微波信号调制连续光波, 光波经 45° 偏振控制后耦合进入保偏光纤, 利用光纤双折射特性在快慢轴两个正交光场分量间引入可控时延差, 经光电检测后的光电流表达式可由傅里叶级数余弦谐波项构成, 结合宽带 90° 电桥亦可获得傅里叶级数正弦谐波项构成, 因此模型具备可调谐函数波形输出特性。分析结果表明, 通过控制发生器三个变量, 即偏压相移 φ 、调制系数 β 和时延差 τ , 可对傅里叶级数各谐波系数进行灵活调控。分析并讨论了各变量之间的关系, 利用光学仿真验证了方案的可行性。当限定均方根误差 (RMSE) $\leq 5\%$, 可获得 0~30% 可调顶边梯形波和 20%~80% 可调对称三角波。

关键词 光纤光学; 保偏光纤; 双折射特性; 傅里叶级数; 可调顶边梯形波; 可调对称三角波

中图分类号 O436

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS221173

1 引言

微波光子学是一个崭新的交叉特征学科, 主要用来研究微波毫米波频段的光学仪器及其应用, 在光纤传感、无线通信设备、仪器测量、数字程控交换、电子军事等各个领域都扮演着重要作用^[1-4]。其中周期性函数波形信号的产生及其运用是微波光子学研究的一个重要内容, 函数波形信号可应用于军事、雷达以及卫星遥感中, 在日常生活中也可应用于信号处理和无线通信中^[5-9]。

到目前为止, 微波光子信号的生成方案有很多种, 其中包括时域处理法^[10]、光外调制法^[11]、光学外差法^[12]和谐波法^[13]等。常见的函数波形信号主要有三角波、梯形波、方波、锯齿波、短脉冲等。Chen 等采用集成的波长开关和光梳生成器, 实现了任意波形的生成, 生成波形的重复率达 100 ps 以内。Ye 等^[14]提出了一种基于频率-时间映射 (FTTM) 的光子生成方法, 获得了三角形脉冲。Li 等^[15]采用双驱动马赫-曾德尔调制器 (DD-MZM) 和单模光纤 (SMF) 色散引起的功率周期性衰落效应来产生三角形光脉冲。He 等^[16]采用两个级联的单电极驱动的马赫-曾德尔调制器生成波形, 通过对入射光的偏振态进行调节, 在正交偏振分量上得到两个相互独立的光谱, 从而生成了方波、三角波和梯形波。Jiang 等^[17]提出了一种基于时域叠加的方法产生三角波和方波, 该方案可实现多种波形的输出。Zhu 等^[18]采用简单紧凑的片上环形谐振器, 通过处理射频相位调制信号的振幅和相位来合成所需射频波形

的傅里叶级数展开, 从而生成锯齿波、三角波和矩形波, 并且所生成波形的重复频率可调节, 可调范围控制在 1~13 GHz 内。刘元等^[19]提出了一种基于双平行马赫-曾德尔调制器和平衡光探测的四倍频可调对称三角波的生成方案。以上方案均可实现特定几类波形的函数信号生成, 但针对所生成信号的多样性和波形可调制性能缺少进一步研究。

本文提出了一种基于单驱动马赫-曾德尔调制器 (SD-MZM) 和保偏光纤 (PMF) 的高双折射特性的函数波形信号发生器。针对可调顶边梯形波和可调对称三角波两大类波形的生成, 产生的模型逼近上述二类波形的光电流傅里叶级数表达式, 从而能够获得波形拟合度较高的函数波形信号。方案采用非线性调制效应和多参量的调控 (调制系数 β 、延时 τ 和偏置引起的相移 φ), 进而实现光电流表达式中各阶谐波的控制。结果表明, 波形的系数具有良好的可调谐性, 该研究将有助于多功能函数波形信号在高速信号处理中的应用。

2 原理与讨论

2.1 波形生成原理

系统结构原理图如图 1 所示, 方案采用连续波激光器作为光源, 光源输出连续光信号, 光信号表达式为 $E_m(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t)$, 其中 E_0 表示振幅, ω_0 表示输入光信号的角频率, t 为时间, j 为虚数单位。射频信号 (RF) 可以表示为 $V_m(t) = V_{RF} \cos(\Omega t)$, 其中 Ω 是射频信号的角频率, V_{RF} 表示射频信号的振幅。施加到调

收稿日期: 2022-05-20; 修回日期: 2022-05-27; 录用日期: 2022-06-29; 网络首发日期: 2022-07-09

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金 (2022JBMC004)、国家重点研发计划 (2019YFB2204003)

通信作者: *lijing@bjtu.edu.cn

制器的偏置电压为 V_{bias} , 对应于偏置引起的相移 $\varphi = \pi V_{\text{bias}} / V_{\pi}$, 其中 V_{π} 表示 SD-MZM 的半波电压。经过 SD-MZM 输出的光场可以表示为

$$E_{\text{out}}(t) = E_{\text{in}}(t) \left\{ \exp[j\beta \cos(\Omega t)] + \exp[-j\beta \cos(\Omega t)] \right\} \exp(j\varphi), \quad (1)$$

式中: $\beta = \pi V_{\text{RF}} / (\sqrt{2} V_{\pi})$ 。然后将通过调制的信号输入到偏振控制器, 通过调节偏振控制器可使得光信号的

入射偏振方向为 45° , 这样可以较好地控制光信号的偏振方向与 PMF 快轴和慢轴的夹角。由于双折射引入了时间延时 τ , 延时 τ 与 PMF 性能参数的关系为

$$\tau \approx \frac{\lambda L}{c L_B}, \quad (2)$$

式中: L 和 L_B 分别为 PMF 的长度和拍长; λ 是连续波的波长; c 是真空中光速。延时 τ 的可调性可通过改变 L 来实现。

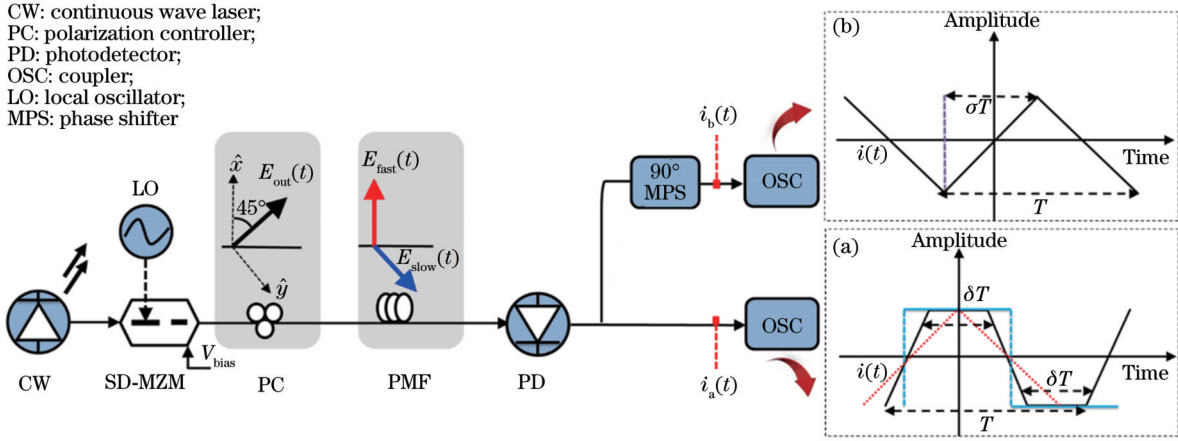


图 1 波形生成原理示意图

Fig. 1 Schematic diagram of waveform generation

光信号在通过 PMF 后被分成两种振幅相同、与偏振态正交的分量, 偏振方向分别对应于 PMF 的快轴信

号 $E_{\text{fast}}(t)$ 方向和慢轴信号 $E_{\text{slow}}(t)$ 方向, 故 PMF 输出的表达式为

$$\begin{bmatrix} E_{\text{fast}}(t) \\ E_{\text{slow}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x} \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}}(t) \exp\left(j\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left[\beta \cos(\Omega t) - \frac{\varphi}{2}\right] \\ \hat{y} \frac{\sqrt{2}}{2} E_{\text{in}}(t - \tau) \exp\left(j\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left\{\beta \cos[\Omega(t - \tau)] - \frac{\varphi}{2}\right\} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中: \hat{x}, \hat{y} 分别表示不同的偏振态。

最后经过 OSC 输出的光电流表达式为

$$i_{\text{out}}(t) \propto |E_{\text{fast}}(t)|^2 + |E_{\text{slow}}(t)|^2 = 2E_0^2 + E_0^2 \left\{ \cos \varphi \left\{ \cos[2\beta \cos(\Omega t)] + \cos\{2\beta \cos[\Omega(t - \tau)]\} \right\} + \sin \varphi \left\{ \sin[2\beta \cos(\Omega t)] + \sin\{2\beta \cos[\Omega(t - \tau)]\} \right\} \right\}. \quad (4)$$

对式(4)进行 Jacobi-Anger 恒等式扩展, 进一步将其表示为无限阶余弦谐波之和:

$$i_a(t) \propto a_0 + \left\{ a_1 \cos\left[\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] + a_2 \cos\left[2\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] + a_3 \cos\left[3\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] \right\} + o(\Omega), \quad (5)$$

式中: a_0, a_1, a_2, a_3 为谐波系数; $o(\Omega)$ 代表高次谐波。经过 90° 宽带移相器的光电流的表达式为

$$i_b(t) \propto a_0 + \left\{ a_1 \sin\left[\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] + a_2 \sin\left[2\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] + a_3 \sin\left[3\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] \right\} + o(\Omega). \quad (6)$$

根据式(5)和(6), 输出的光电流 i_a, i_b 由 Ω 的奇次和偶次谐波组成, 其中谐波的系数分别可以表示为

$$\begin{cases} a_1 = \sin \varphi J_1(2\beta) \cos\left(\frac{\Omega\tau}{2}\right) \\ a_2 = -\cos \varphi J_2(2\beta) \cos\left(2\frac{\Omega\tau}{2}\right), \\ a_3 = -\sin \varphi J_3(2\beta) \cos\left(3\frac{\Omega\tau}{2}\right) \end{cases} \quad (7)$$

式中: J_1 、 J_2 、 J_3 分别为一阶贝塞尔函数、二阶贝塞尔函数、三阶贝塞尔函数。

由式(7)可知,三个独立变量(偏振引起的相移 φ 、调制系数 β 和 PMF 引入的相移 $\Omega\tau$)可用于计算奇次和偶次谐波系数。在本文的模型中,考虑到式(5)和(6)中的无限谐波是不可能实现的,因此可通过适当调整使得调制系数 β 在一定的范围内。上述谐波中,通过改变调制系数 β 和调节时延 τ 的值就可以相应地改变各阶谐波的系数 a_1 、 a_2 、 a_3 的值。

2.2 可调顶边梯形波的产生

图 1(a) 所展示的是梯形波信号的目标时域波形图,其中 T 为梯形波信号的周期, δ 为可调顶边因子。当 δ 为 0 时,所输出的波形为三角波信号;当 δ 为 50% 时,所输出的波形为矩形波信号。因此,任意梯形波信号的时域表达式如下所示:

$$s(t) = \begin{cases} \frac{4}{T-2\delta T} \left(t + \frac{T}{4} \right) & -\frac{T-\delta T}{2} \leq t \leq -\frac{\delta T}{2} \\ 1 & -\frac{\delta T}{2} \leq t \leq \frac{\delta T}{2} \\ \frac{4}{T-2\delta T} \left(\frac{T}{4} - t \right) & \frac{\delta T}{2} \leq t \leq \frac{T-\delta T}{2} \\ -1 & \frac{T-\delta T}{2} \leq t \leq \frac{T+\delta T}{2} \end{cases} \quad (8)$$

为了简化模型,采用图 1(a) 中的轴对称图形。因此,相应的傅里叶级数仅包含了无限次余弦谐波之和,可以得到如下表达式:

$$\begin{cases} S(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t) \\ b_n = \int_{-\frac{T-\delta T}{2}}^{\frac{T+\delta T}{2}} s(t) \cos(n\omega t) dt \end{cases}, \quad (9)$$

式中: n 为不同可调因子对应的阶数; ω 为波形的角频率; b_n 为谐波系数。将式(5)和式(9)中的 $S(t)$ 进一步等价,通过控制三个变量参数,实现光电流表达式 $i(t)$ 向目标函数傅里叶级数表达式 $S(t)$ 的逼近,实现可调顶边的梯形波波形的生成。

为了得到可调因子 δ 不同的周期性波形信号,将式(5)中的 $i_a(t)$ 和式(9)中的 $S(t)$ 的前三项进行近似,并使其满足如下关系:

$$a_1 : a_2 : a_3 = b_1 : b_2 : b_3. \quad (10)$$

经过推导,可以得到对应变量的关系如下:

$$\cos(\Omega\tau) = \frac{b_1 J_3(2\beta) - b_3 J_1(2\beta)}{2b_1 J_3(2\beta)}. \quad (11)$$

根据式(10),轴对称梯形波的二阶项系数始终为 0,因此偏压相移 φ 可固定在 $\pi/2$,即 SD-MZM 工作于正交偏置点 $V_{\text{bias}} = V_{\pi}/2$ 。由计算可知,该方案的调制

系数 β 可在 $[1.2, 1.6]$ 范围内自由取值,令 β 值分别为 1.2、1.4 和 1.6,由式(11)所得数据计算 PMF 引起的相移量 $\Omega\tau$ 的值,并且绘制 $\Omega\tau$ 随可调因子 δ 的变化而变化的曲线,如图 2 所示。从图中可以清楚地看出,不同的 β 值所对应的相移量 $\Omega\tau$ 的值不同。相移量 $\Omega\tau$ 与调制系数 β 的对应关系在可调因子 $\delta = 16\%$ 时发生反转,例如:当可调因子 $\delta = 10\%$ 时,相移量 $\Omega\tau$ 的值随调制系数 β 的增大而减小;当可调因子 $\delta = 40\%$ 时,相移量 $\Omega\tau$ 的值随调制系数 β 的增大而增大。因此,不同的 β 值所对应的 $\Omega\tau$ 值有很大的变化。相比同类型研究方案,本方案中无需固定调制系数 β , β 的值可在一定范围内进行调节,这大大提高了发生器输出的灵活性。随着调制系数 β 的不断变化, $\Omega\tau$ 取值随之变化,光电流 i_a 对应的可调顶边的函数波形可以有多组解,从而在一定程度上增加了波形生成的灵活性,这在实际应用中更容易实现,便于操作。

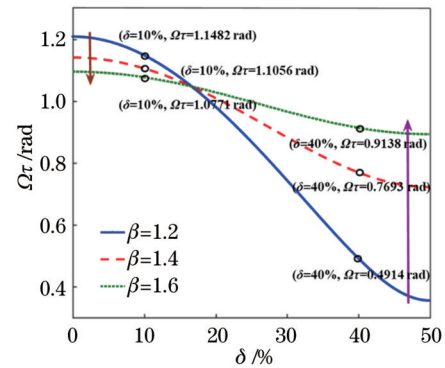


图 2 $0 \leq \delta \leq 50\%$ 情况下,不同 β 取值计算所得的 δ 和 $\Omega\tau$ 之间的关系

Fig. 2 Relationship between δ and $\Omega\tau$ calculated for different values of β at $0 \leq \delta \leq 50\%$

根据式(11),给定射频信号的频率和可调因子,可根据傅里叶级数系数 b_1 、 b_2 、 b_3 解出相对应的时延 τ 。为了简化计算,在接下来的讨论中,将调制系数固定为 $\beta = 1.2$ 。表 1 中列出了不同可调因子下的函数波形以及对应的各个参数的值,通过设置不同的相移就可以得到顶边因子可调谐的梯形波波形的。

表 1 不同可调因子 δ 所对应的系统参数设置

Table 1 Parameter setting of system for different adjustable factor δ

| $\delta / \%$ | b_1 | b_2 | b_3 | β | $\Omega\tau / \text{rad}$ |
|---------------|--------|-------|---------|---------|---------------------------|
| 0 | 0.0405 | 0 | 0.0045 | 1.2 | 1.2088 |
| 10 | 0.0482 | 0 | 0.0033 | 1.2 | 1.1482 |
| 20 | 0.0546 | 0 | -0.0023 | 1.2 | 0.9821 |
| 30 | 0.0596 | 0 | -0.0107 | 1.2 | 0.7441 |
| 40 | 0.0626 | 0 | -0.0182 | 1.2 | 0.4914 |
| 50 | 0.0637 | 0 | -0.0212 | 1.2 | 0.3571 |

2.3 可调对称因子三角波的产生

如图 1(b)所示,经过 90° 移相器之后,系统输出波形为对称性可调节的三角形函数波形。与 2.2 节同理,可得对称因子 σ 可调的三角波信号时域表达式为

$$s(t) = \begin{cases} \frac{t}{\sigma T} & -\frac{\sigma T}{2} \leq t \leq \frac{\sigma T}{2} \\ \frac{1}{1-\sigma} \left(\frac{1}{2} - \frac{t}{T} \right) & \frac{\sigma T}{2} \leq t \leq T - \frac{\sigma T}{2} \end{cases} \quad (12)$$

为了简化模型,采用图 1(b)中的中心对称图形。

因此,相应的傅里叶级数仅包含了无限次正弦谐波之和,可以得到

$$\begin{cases} S(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \\ b_n = \int_{-\frac{\sigma T}{2}}^{T-\frac{\sigma T}{2}} s(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad (13)$$

为了得到对称因子 σ 不同的周期性波形信号,将式(6)中的 $i_b(t)$ 和式(13)中的 $S(t)$ 的前三项进行近似。因此,三个系数参数将满足如下关系:

$$\begin{cases} \cos(\Omega\tau) = \frac{b_1 J_3(2\beta) - b_3 J_1(2\beta)}{2b_1 J_3(2\beta)} \\ \tan^2 \varphi = \frac{2b_2^2 b_3^2 J_2^2(2\beta) J_1(2\beta) J_3(2\beta) - b_1^3 b_3 J_3^2(2\beta) J_2^2(2\beta) - b_3^3 b_1 J_1^2(2\beta) J_2^2(2\beta)}{b_2^2 b_3^2 J_1^2(2\beta) J_3(2\beta) - 3b_2^2 b_3 b_1 J_1^2(2\beta) J_3^2(2\beta)} \end{cases} \quad (14)$$

本方案无需固定调制系数,因此任取 β 值为 1.2 和 1.3,由式(14)所得数据计算偏压相移 φ 、PMF 引起的相移量 $\Omega\tau$ 的值,并且绘制 φ 和 $\Omega\tau$ 随对称因子 σ 的变化而变化的曲线,如图 3 所示。从图 3 中可以看出,不同的 β 值所对应的相移量 $\Omega\tau$ 和偏置引起的相移 φ 的值各不同,例如:当 $\sigma=20\%$ 和 $\sigma=90\%$ 时,相移量 $\Omega\tau$ 的值随调制系数 β 的增大而减小,相移 φ 的值随调制系数 β 的增大而增大,且相移量 $\Omega\tau$ 随着对称因子 σ 的增大先

减小后增大,相移 φ 随着对称因子 σ 的增大先增大后减小,同时,相移量 $\Omega\tau$ 和相移 φ 在对称因子 $\sigma=50\%$ 的左右呈现对称的变化。注意到,这些变量并不是固定的,而是有多种解,这说明本方案可以实现该模型参数的灵活设置。图 3 中,随着调制系数 β 的不断变化, $\Omega\tau$ 和 φ 的取值也发生变化,总光电流 i_b 对应可调对称三角波的函数波形可以有多种解,从而在一定程度上增加了波形生成的灵活性。

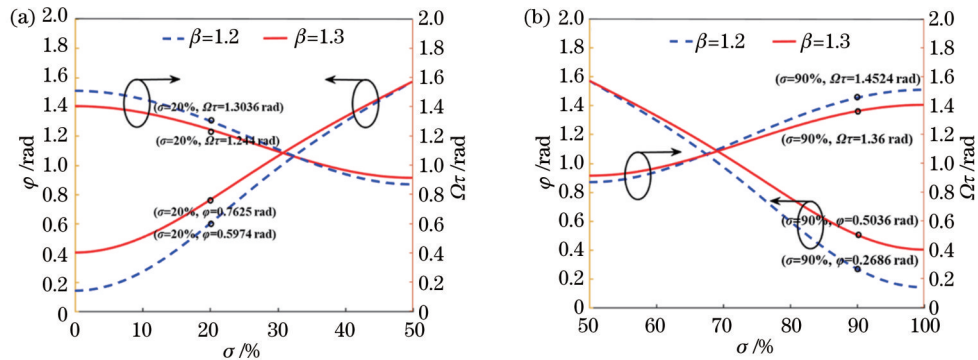


图 3 不同 β 取值计算所得 σ 和 $\Omega\tau$ 、 φ 之间的关系。(a) $0 \leq \sigma \leq 50\%$; (b) $50\% \leq \sigma \leq 100\%$

Fig. 3 Relationship among σ , $\Omega\tau$, and φ calculated for different values of β . (a) $0 \leq \sigma \leq 50\%$; (b) $50\% \leq \sigma \leq 100\%$

根据式(14),给定射频信号的频率和对称因子,根据傅里叶级数系数 b_1 、 b_2 、 b_3 就能解出相对应的时延 τ 和偏置引起的相移 φ 。为了简化计算,将调制系数固定为 $\beta=1.2$ 。表 2 中列出了不同对称因子下的函数波形以及对应的各个参数的值,通过设置不同的相移和延时就可以得到对称因子可调谐的三角波信号。

3 仿真与验证

采用光学仿真软件 OptiSystem 搭建如图 1 所示的系统结构原理图,进行仿真验证。系统采用的光源是连续波激光器,载波波长设置为 1550 nm,功率设置为

7 dBm,线宽设置为 10 MHz,然后将光耦合到单驱动马赫-曾德尔调制器进行调制。SD-MZM 的插入损耗设置为 5 dB,消光比为 40 dB,半波电压通常设置为 $V_\pi=4$ V。调制电压 V_{RF} 引入的调制系数 $\beta=1.2$,偏置电压 V_{bias} 引入的相移 φ 根据表 2 所计算的数据获得。调制后的信号经偏振控制器调整偏振态,使光场偏振态与 PMF 的偏振主轴呈 45° 。由于 PMF 会产生双折射,因此快轴和慢轴传输的两路正交偏振光信号将以不同的群速度进行传输,所产生的时延差与 PMF 的接入长度有关,根据表 1 和表 2 所计算出的相移 $\Omega\tau$ 的值,调节 PMF 接入长度,实现时延量的调谐。

表 2 不同对称因子 σ 所对应的系统参数设置Table 2 Parameter setting of system with different symmetrical factor σ

| $\sigma / \%$ | b_1 | b_2 | b_3 | β | $\Omega\tau / \text{rad}$ | φ / rad |
|---------------|--------|---------|---------|---------|---------------------------|------------------------|
| 0 | 1.0099 | 0.5047 | 0.3362 | 1.2 | 1.5078 | 0.1422 |
| 10 | 1.0929 | 0.5197 | 0.3179 | 1.2 | 1.4524 | 0.2686 |
| 20 | 1.1694 | 0.4730 | 0.2102 | 1.2 | 1.3036 | 0.5974 |
| 30 | 1.2263 | 0.3604 | 0.0520 | 1.2 | 1.1104 | 0.9747 |
| 40 | 1.2614 | 0.1949 | -0.0866 | 1.2 | 0.9396 | 1.2961 |
| 50 | 1.2732 | 0 | -0.1415 | 1.2 | 0.8686 | 1.5708 |
| 60 | 1.2614 | -0.1949 | -0.0866 | 1.2 | 0.9396 | 1.2961 |
| 70 | 1.2263 | -0.3604 | 0.0520 | 1.2 | 1.1104 | 0.9747 |
| 80 | 1.1694 | -0.4730 | 0.2102 | 1.2 | 1.3036 | 0.5974 |
| 90 | 1.0929 | -0.5197 | 0.3179 | 1.2 | 1.4524 | 0.2686 |
| 100 | 1.0099 | -0.5047 | 0.3362 | 1.2 | 1.5078 | 0.1422 |

根据表 1 计算的结果,调节偏置电压 V_{bias} 、调制系数 β 、延时 τ ,可获得可调顶边梯形波时域波形图,如图 4 所示。图 4 中 $\delta=0$ 时所获得的函数波形为顶边为 0 的三角波, $\delta=50\%$ 时所获得的函数波形为顶边为 $T/2$ (T 为周期)的矩形波。本文方案仅对目标波形的前三项进行逼近,导致所获得的波形与理想波形仍有差距,因此本节对波形误差进行如下讨论。

根据式(9),周期性信号是由无限阶余弦谐波项构成的,然而,在模型中难以实现无限项的余弦波叠加。目前已提出的方案^[20]中均采用近似的有限项逼近的方法。为了评估目标函数波形与产生波形的差异性,使用均方根误差(RMSE)来比较系统方案生成的理论波形与近似波形的相似性^[21],均方根误差的定义为

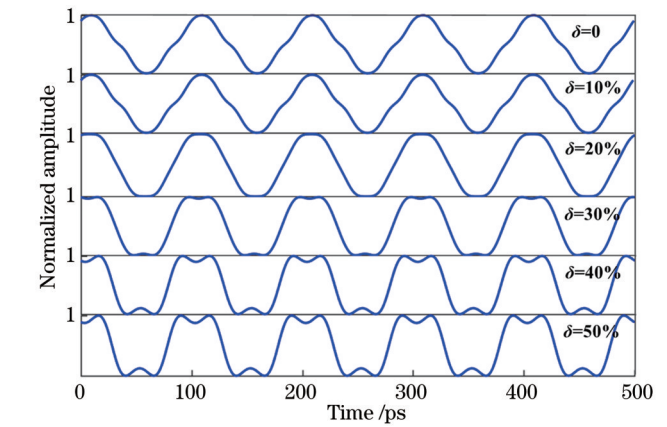
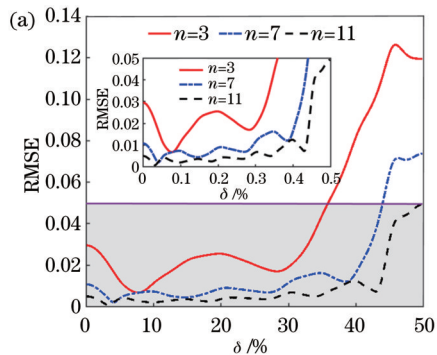


图 4 可调因子为 0~50% 时仿真生成的时域波形

Fig. 4 Time domain waveforms generated by simulation with adjustable factor of 0-50%

$$E_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{z} \sum (y_0 - y_1)^2}, \quad (15)$$

式中: y_0 为理论波形的归一化幅度; y_1 为近似波形的归一化幅度; z 为梯形波在一个周期内所取的采样点。

图 5(a)是不同可调因子下采用 3 阶、7 阶和 11 阶谐波近似波形的理论均方根误差。从图中可以看出,随着阶数的不断增大,均方根误差的曲线越靠下,说明近似波形和理论波形越接近,从而能够获得更接近理想波形的梯形波。图 5(b)中所示为本方案中的波形理论均方根误差(实线),仿真生成的梯形波的均方根误差采用点表示。通过对比发现,仿真结果接近理论值,调制系数 β 偏高导致高阶谐波影响了波形精度,产生误差。当限定 $E_{\text{RMS}} \leq 5\%$ 为可用波形,本文方案可获得可调因子为 $0 \leq \delta \leq 30\%$ 的梯形波信号。

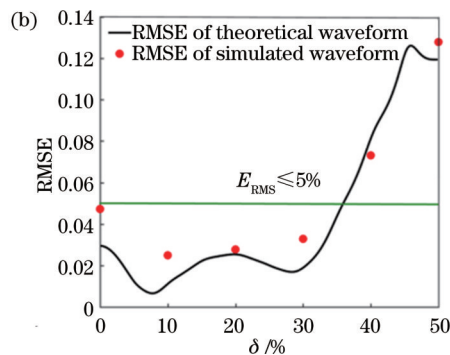


图 5 理论波形与仿真波形的均方根误差。(a) 3 阶、7 阶和 11 阶谐波近似波形的理论均方根误差;(b) 仿真生成波形的均方根误差
Fig. 5 RMSE between theoretical and simulated waveforms. (a) Theoretical RMSE for third-order, seventh-order, and eleventh-order approximate waveforms; (b) RMSE of waveforms generated by simulation

根据表 2,调节偏置电压 V_{bias} 、调制系数 β 、延时 τ ,可获得可调对称三角波时域波形,如图 6 所示。 $\sigma=50\%$ 所获的函数波形为顶边为 0 的三角波, $\sigma=0$ 和 $\sigma=100\%$ 所获得的函数波形为锯齿波。同理,本文方案仅对目标波形前三项进行逼近,导致所获得的波形与理想三角形仍有差距,因此本节对波形误差进行如

下讨论。

为了评估目标函数波形与产生波形的差异性,同样使用均方根误差来比较系统方案生成的近似波形与理论波形的相似性。

图 7(a)为不同对称因子下近似波形的理论均方根误差。从图中可以看出,随着阶数的不断增大,均方

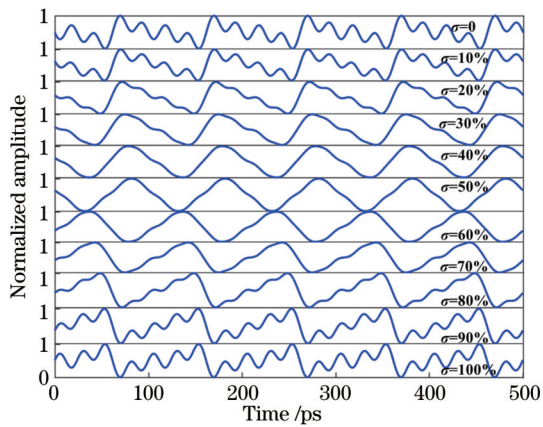


图 6 对称因子为 0~100% 时仿真生成的时域波形

Fig. 6 Time domain waveforms generated by simulation with symmetry factor of 0-100%

根误差的曲线越靠下,说明理论波形和近似波形越接近,从而能够获得更接近理想波形的锯齿波。图 7(b) 中所示曲线为本方案中的波形理论均方根误差(实

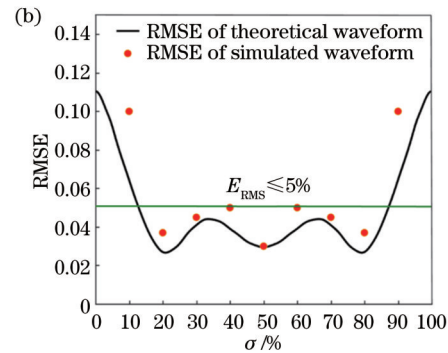
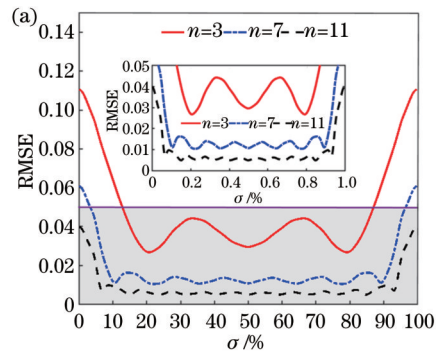


图 7 理论波形与仿真波形的均方根误差。(a) 3 阶、7 阶和 11 阶谐波近似波形的理论均方根误差;(b) 仿真生成波形的均方根误差
Fig. 7 RMSE between theoretical and simulated waveforms. (a) Theoretical RMSE for third-order, seventh-order, and eleventh-order approximate waveforms; (b) RMSE of waveforms generated by simulation

参 考 文 献

- [1] 冀贞海, 赵中卫. 微波光子技术在电子对抗中的应用[J]. 航天电子对抗, 2013, 29(6): 37-40.
Ji Z H, Zhao J W. Application of microwave photonic technology in electronic countermeasures[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2013, 29(6): 37-40.
- [2] 范保华, 何梓昂, 刘静娴. 用于电子战系统的微波光链路[J]. 半导体光电, 2014, 35(3): 559-562.
Fan B H, He Z A, Liu J X. The microwave photonic links for Electronic Warfare system[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2014, 35(3): 559-562.
- [3] 何刚, 瞿鹏飞, 孙力军. 微波光子技术应用现状及趋势[J]. 半导体光电, 2017, 38(5): 627-632.
He G, Qu P F, Sun L J. Application status and trend of microwave photonic technology[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2017, 38(5): 627-632.
- [4] 许方星, 崇毓华, 梅理, 等. 微波光子技术在数字阵列雷达中的应用探讨[J]. 半导体光电, 2022, 43(1): 45-50.
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] 李月琴, 裴丽, 李晶, 等. 多级高精度可调谐的瞬时频率测量方法[J]. 中国激光, 2015, 42(12): 1208005.
Li Y Q, Pei L, Li J, et al. Instantaneous frequency measurement using multi-step approach with high resolution and tunable range[J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(12): 1208005.
- [6] Kaminow I P, Ramaswamy V, Schmidt R V, et al. Lithium niobate ridge waveguide modulator[J]. Applied Physics Letters, 1974, 24(12): 622-624.
- [7] 朱伟, 李晶, 裴丽, 等. 基于偏振延时干涉的瞬时频率测量系统的分析与优化[J]. 光学学报, 2021, 41(21): 2107001.
Zhu W, Li J, Pei L, et al. Analysis and optimization of instantaneous frequency measurement system based on polarization time delay interference[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(21): 2107001.
- [8] Won Y S, Kim C H, Lee S G. Range resolution improvement of a 24 GHz ISM band pulse radar: a feasibility study[J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(12): 7142-7149.
- [9] Parmigiani F, Ibsen M, Ng T T, et al. An efficient wavelength converter exploiting a grating-based saw-tooth pulse shaper[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(17): 1461-1463.
- [10] Liao S S, Ding Y H, Dong J J, et al. Arbitrary waveform generator and differentiator employing an integrated optical pulse shaper[J]. Optics Express, 2015, 23(9): 12161-12173.
- [11] Zhou X, Zheng X P, Wen H, et al. All optical arbitrary

线), 仿真生成的三角波的均方根误差采用点线表示。通过对比发现, 仿真结果接近理论值, 调制系数 β 偏高导致高阶谐波影响了波形精度, 产生了误差。当限定 $E_{\text{RMS}} \leq 5\%$ 为可用波形, 本文方案可获得对称因子为 $20\% \leq \sigma \leq 80\%$ 的三角波信号。

4 结 论

提出并阐述了一种基于 SD-MZM 和 PMF 的具有高双折射特性的函数波形信号的光学发生器生成方案, 通过改变延时量 τ 和偏置引起的相移 φ , 实现顶边可调的梯形波波形生成和对称因子可调的三角波波形生成。相比同类型方案, 所提方案无需固定调制系数, 具备更加灵活的参数配置。分析讨论了波形可调谐性能及参数控制方式, 并利用 OptiSystem 仿真软件进行仿真验证。经研究发现, 当限定 $E_{\text{RMS}} \leq 5\%$ 时, 可获得波形质量较好的可调顶边 ($0 \leq \delta \leq 30\%$) 梯形波和可调对称 ($20\% \leq \sigma \leq 80\%$) 三角波。

- waveform generation by optical frequency comb based on cascading intensity modulation[J]. *Optics Communications*, 2011, 284(15): 3706-3710.
- [12] Bagnell M, Davila-Rodriguez J, Delfyett P J. Millimeter-wave generation in an optoelectronic oscillator using an ultrahigh finesse etalon as a photonic filter[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(6): 1063-1067.
- [13] Xu X Y, Wu J Y, Nguyen T G, et al. Advanced RF and microwave functions based on an integrated optical frequency comb source[J]. *Optics Express*, 2018, 26(3): 2569-2583.
- [14] Ye J, Yan L S, Pan W, et al. Photonic generation of triangular-shaped pulses based on frequency-to-time conversion[J]. *Optics Letters*, 2011, 36(8): 1458-1460.
- [15] Li J, Ning T G, Pei L, et al. Photonic-assisted periodic triangular-shaped pulses generation with tunable repetition rate [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(10): 952-954.
- [16] He Y T, Jiang Y, Zi Y J, et al. Photonic microwave waveforms generation based on two cascaded single-drive Mach-Zehnder modulators[J]. *Optics Express*, 2018, 26(6): 7829-7841.
- [17] Jiang Y, Ma C, Bai G F, et al. Photonic microwave waveforms generation based on time-domain processing[J]. *Optics Express*, 2015, 23(15): 19442-19452.
- [18] Zhu Z H, Liu Y, Merklein M, et al. Si₃N₄-chip-based versatile photonic RF waveform generator with a wide tuning range of repetition rate[J]. *Optics Letters*, 2020, 45(6): 1370-1373.
- [19] 刘元, 李晶, 贺永娇, 等. 基于双平行马赫-曾德尔调制器和平衡光电探测器的四倍频可调对称三角形函数波形信号发生器[J]. *光学学报*, 2021, 41(19): 1906005.
- Liu Y, Li J, He Y J, et al. Generator of signals with quadruple frequency and triangular waveform tunable in symmetry based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator and balanced photodetector[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(19): 1906005.
- [20] 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): 2306007.
- Han Y S, Luo W J, Xie S C, et al. Photonic generation of microwave waveforms based on dual parallel phase modulator[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(23): 2306007.
- [21] 王创业, 宁提纲, 李晶, 等. 基于双偏振调制的可变对称三角波形的生成[J]. *物理学报*, 2021, 70(22): 224211.
- Wang C Y, Ning T G, Li J, et al. Triangular-shaped waveform generation with variable symmetry based on dual-polarization modulation[J]. *Acta Physica Sinica*, 2021, 70(22): 224211.

Function Waveform Generator Based on Birefringence Characteristics of Polarization-Maintaining Fiber

Yan Miaoxia, Li Jing*, Pei Li, Ning Tigang, Zheng Jingjing, Wang Jianshuai, Wang Chuangye

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

Abstract

Objective In recent years, people's demands for massive information transmission and processing are increasing, which leads to technological innovation and development in satellite communication, radars, electronic military affairs, broadband wireless communication, and other fields. As a carrier of information, the high-frequency microwave signal is an inevitable development trend. In practical applications, there is a great demand not only for high-frequency microwave signals but also for microwave signal waveforms in radars, software radio, modern instruments, testing, and other fields. For example, triangle wave signals in radars can be generated by triangle waves, which can be used for range and velocity measurement of multiple targets by radar systems, and the signals can be combined with cross-phase modulation and be used for optical frequency conversion and pulse compression. Square waves can be used to form false target interference to pulse compression radars. Therefore, the realization of multi-waveform online flexible and adjustable waves becomes a future development trend. However, traditional electronic systems are faced with problems such as electronic bottlenecks, high complexity, large volume and weight, and poor flexibility, and they are easy to be affected by electromagnetic interference and will produce electromagnetic radiation. Nowadays, radars, satellite communication, and other systems tend to move towards multifunctional integration, which requires large working bandwidth, large capacity, flexible waveform generation, high carrier frequency stability, flexible tuning, and multi-channel and dynamic resource allocation, which cannot be realized by traditional electronic systems. Therefore, it is important for our research to explore efficient methods to generate high-frequency and high-quality microwave local oscillator signals and arbitrary waveform signals with a high-frequency bandwidth.

Methods A function waveform signal generator based on birefringence characteristics of a polarization-maintaining fiber (PMF) is proposed and studied. The generator adopts sinusoidal microwave signals to modulate continuous light waves, which are controlled by 45° polarization and then coupled into the PMF. By using the birefringence characteristics of the PMF, the paper introduces a controllable delay difference between two orthogonal optical field components of fast and slow axes. After the final photoelectric detection, the expression of photocurrent is composed of Fourier series cosine

harmonics and sine harmonics featuring a 90° broadband bridge. Thus, the model has tunable function waveform output characteristics. Analysis shows that three variables are controlled by the generator, namely, the phase shift φ , the modulation coefficient β , and the delay difference τ , and they can be used to adjust the harmonic coefficients of the Fourier series. The optical simulation software OptiSystem is used to build the structural diagram of the system and verify the simulation. The light source used in the system is a CW laser. The values of wavelength, power, and linewidth are set, and then the light is coupled to a signal-drive Mach-Zehnder modulator (SD-MZM) for modulation. The polarization state of the modulated signals is adjusted by a polarization controller so that the polarization state of the optical field is 45° from the polarization principal axis of the PMF. Due to the birefringence characteristics of the PMF, the two orthogonal polarized optical signals transmitted by the fast and slow axes will be transmitted at different group speeds, and the resulting delay difference is related to the access length of the PMF. According to the values calculated in the table, the access length of the PMF can be adjusted to realize the tuning of delay quantity. In order to evaluate the difference between the target function waveform and the generated waveform, the root mean square error is used to compare the similarity between the approximate waveform generated by the system scheme and the theoretical waveform.

Results and Discussions A function waveform generator based on the birefringence characteristics of a PMF is presented and analyzed. According to the simulation experiment, trapezoidal wave signals with an adjustable top and edge (Fig. 4) and triangular wave signals (Fig. 6) with an adjustable symmetry factor are obtained, which are helpful for the application of multifunctional waveforms in high-speed signal processing. At the same time, by introducing adjustable and symmetry factors, the waveforms of triangular waves, sawtooth waves, trapezoidal waves, and rectangular waves are connected, so as to realize the output of multiple waveforms in a single system. Moreover, the proposed scheme does not need to fix the modulation coefficient, which makes the scheme have a more flexible parameter configuration and enriches the diversity of the signal generator.

Conclusions An optical generator for generating function waveforms with high birefringence characteristics based on SD-MZM and PMF is proposed and described. By changing the delay difference τ and the phase shift φ caused by bias, trapezoidal waveforms with an adjustable top edge and triangular waveforms with an adjustable symmetry factor are generated. Compared with similar schemes, the proposed scheme does not need to fix the modulation coefficient and has a more flexible parameter configuration. The tunable performance of waveform and parameter control methods is discussed, and the simulation verification is carried out by using OptiSystem simulation software. It is found that when the root mean square error is less than or equal to 5%, the adjustable trapezoid waves ($0 \leq \delta \leq 30\%$) and the adjustable symmetrical triangular waves ($20\% \leq \sigma \leq 80\%$) with better waveform quality can be obtained.

Key words fiber optics; polarization-maintaining fiber; birefringence characteristics; Fourier series; adjustable top edge trapezoidal wave; tunable symmetric triangle wave