

双平行马赫-曾德尔调制器产生三角形光子微波及相似度影响因素

孙亚园, 白光富*, 胡林**

贵州大学物理学院, 贵州 贵阳 550025

摘要 研究了谐波分量对三角形光子微波信号相似度的影响。用数值模拟方法研究了三角波形的傅里叶级数保留至不同阶次时波形与理想波形的相似性。当傅里叶分量保留至三阶时, 波形与理想三角波形的相似度达到 0.989。提出了一种基于双平行马赫-曾德尔调制器产生三角形光子微波信号的方法。调节系统的 6 个参数, 使得得到的基频分量和三次谐波分量的功率比值与理想三角波形的一阶和三阶傅里叶分量功率比值相等, 从而得到三角形光子微波信号。实验结果显示, 该系统能产生 6 GHz 的三角形光子微波信号。

关键词 光通信; 光调制; 微波产生; 马赫-曾德尔调制器; 微波信号; 微波光子

中图分类号 TN929.1

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP56.110602

Triangular Photonic Microwave-Signal Generation Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator and Influence Factors of Its Similarity

Sun Yayuan, Bai Guangfu*, Hu Lin**

College of Physics, Guizhou University, Guiyang, Guizhou 550025, China

Abstract The influence of the high-order Fourier components of an ideal triangular microwave signal on the similarity of the triangular signals is studied here. Using the numerical simulation method, the similarity between the original ideal waveform and the simulated waveform with different orders is studied. The numerical simulation results show that the similarity between the triangular photonic microwave signal and the ideal triangular microwave can reach 0.989 when the Fourier components of the triangular photonic microwave signal are retained to the third order. A scheme based on the generation of triangular microwave signals using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator is presented. By controlling the six parameters of the system, a triangular photonic microwave signal can be obtained when the power ratio between the fundamental frequency and the third-order harmonics of the generated signal is equal to that between the first- and third-order Fourier components of the ideal triangular waveform. The experimental results show that the system can generate triangular photonic microwave signals with a repetition rate of 6 GHz.

Key words optical communications; light modulation; microwave generation; Mach-Zehnder modulator; microwave signal; micro-optics

OCIS codes 060.4080; 230.4110; 350.4010; 350.3950

1 引言

光子微波由于频率高、损耗小, 在太赫兹雷达、全光通信网络、全光信号处理、光载微波(ROF)通信、生物光学成像等领域具有重要的应用价值。近

年来, 光子微波产生方法受到研究者的持续关注^[1-7]。在几种基本形状的光子微波中, 三角形光子微波前后沿是线性的, 在自相位调制(SPM)和交叉相位调制(XPM)中, 脉冲前、后沿所引起的啁啾都是常数, 即在 SPM 和 XPM 中只产生两个恒定的频

收稿日期: 2018-12-13; 修回日期: 2018-12-20; 录用日期: 2019-01-08

基金项目: 国家自然科学基金(11264006, 61751102)、贵州省教育厅青年科技人才成长项目(黔教合 KY 字[2018]122)

* E-mail: baiguangfu123@163.com; ** E-mail: huli53@sina.com

率移动^[8]。在波长转换过程中,三角形脉冲能量能够有效地转移到新频率上,与其他波形相比,具有转换效率高和消光比高的优点。因此三角形光子微波信号在全光波长转换、脉冲压缩、信号复制、光时分复信号(OTDM)与波分复用信号(WDM)转换等方面具有更好的应用前景^[9-11]。

目前有多个研究组报道了三角形光子微波信号的产生方法。文献[12]中提出一种基于脉冲预啾啾和光纤色散脉冲整形产生三角形光子微波信号的方法。通过啾啾光纤先将光脉冲产生一个预啾啾值,再利用正色散光纤的SPM作用进行脉冲整形,在较宽的脉冲预啾啾范围内,通过优化正色散光纤的长度可得到较理想的三角形光子微波。此方法虽然结构简单,但在整形过程中受光纤参量影响较大,很难被实际应用。文献[13]中提出一种基于频域-时域变换产生三角形光子微波信号的方法,其核心思想是在光谱整形前滤掉不需要的频率,使剩余频率满足三角形脉冲的频谱关系。但是该方法受到光谱整形器频响的限制,产生的三角形脉冲占空比小于1。文献[14-17]中研究了基于外部调制器产生三角形光子微波信号的方法,能产生全占空比(占空比为1)的三角形光子微波。文献[18-19]中报道了一种基于双平行马赫-曾德尔调制器(DP-MZM)产生三角形光子微波信号的方法,与文献[14-17]中的方法相比,该方法使用了较少的器件,同时具有插损小、消光比高等优点。文献[20]在此基础上提出了一种改进的方法。利用单一射频信号驱动DP-MZM,通过设置适当的偏置电压和射频(RF)功率产生三角形光子微波。文献[21]中也提出了相似的方法,先在电域上产生基频分量和三次谐波分量,再将这两个分量通过DP-MZM调制连续光,形成三角形光子微波信号。该方法在电域将基频信号进行三倍频操作,带来了倍频噪声。在文献[18-21]的基础上,文献[22]中提出一种基于DP-MZM和搜索算法产生三角形光子微波的方法。在该文献中,首先根据需求设计一个目标波形,再通过搜索算法找出满足相似度要求时系统的各参数(RF信号的振幅、相位和DP-MZM的偏置电压)值,在此基础上调节这些系统参数,从而产生与目标波形对应的光子微波信号。该系统不需使用其他色散元件和滤波器,结构更紧凑;同时可以通过操作多个参数获得目标波形,操作上更灵活。实验演示并验证了该系统能够产生重复频率为2 GHz的三角形光子微波信号。

在评价信号品质方面,多篇文献基于三角波形

的傅里叶系数作分析,将产生的三角波形与理想波形作直观对比,认为保留三角波形的傅里叶分量至三阶时,就有很好的相似度。基于这一原理,多篇文献仅分析系统产生的三角波形的一阶和三阶谐波分量的强度满足对应理想三角波形的一阶和三阶傅里叶分量关系(频谱上相差19.08 dB)的情况^[15-16, 20]。如果系统产生的基频和三次谐波与理想三角波形的一阶和三阶傅里叶分量强度相等,这些文献即认为所提出的系统能够产生三角形光子微波信号,而并没有分析高阶傅里叶分量是否能够产生符合的三角波形。显然,仅在频域上分析三角波形的相似性是不全面的,因为从三角波形的傅里叶级数来看,三角波形包含了无穷个高阶分量。文献[22]中提出的相似度方法能够很好地从时域上定量分析所产生信号的品质,这使分析三角波的相似性更充分。

在文献[22]的基础上对基于DP-MZM产生三角形光子微波信号的方案进行了系统研究。首先,理论分析了该系统产生三角形光子微波信号的原理。在原理证明上,文献[22]中的推导过程使用了复数方法,光场的复数表达虽然能使相关的计算过程表达更紧凑,但是并不能完全反映强度和振幅的关系。本文使用实函数的方法对原理进行了证明,由波动光学的知识可知光强是振幅的平方,在推导过程中,始终将光振幅以实函数处理,使系统的工作原理更容易被理解。其次,从时域上研究了理想三角形微波信号的高次谐波分量对三角形微波信号波形造成的差异。研究结果表明在三角形光子微波信号产生中,忽略高于三阶的谐波分量是合理的,这为在三角形光子微波信号产生方法研究中分析三角形光子微波信号的品质提供了理论基础。因此,在相关器件工作频率不变的条件下,理论上可以得到更高重复频率的三角波形。与文献[22]相比,在操作方面,本文的三倍频分量产生于光域上的边带,因此不会带来倍频噪声。最后实验验证了本系统产生更高频率三角形光子微波信号的效果。理论分析和实验结果均表明,该系统能产生重复频率为6 GHz的三角形光子微波信号。与之前报道的同类方法相比,三角波形的频率提高了3倍,表明该系统能够使用于更大的频率范围。

2 基本原理

图1是基于DP-MZM产生三角形光子微波信号的原理图。DP-MZM是系统的关键部分,其包含2个子马赫-曾德尔调制器(MZM-a、MZM-b)和1

个主马赫曾德尔调制器 (MZM-c)。 $V_{rfa} = A_a \cos(\omega t)$ 、 $V_{rfb} = A_b \cos(\omega t + \varphi)$ 是加到 MZM-a 和 MZM-b 上的 RF 信号, A_a 和 A_b 分别是 RF 信号的幅度, ω 是 RF 信号的角频率, φ 是两个 RF 信号的相位差, t 为时间。 $V_{bias a}$ 、 $V_{bias b}$ 和 $V_{bias c}$ 分别是加到 MZM-a、MZM-b 和 MZM-c 上的 3 个直流偏置电

压。设激光器的输出光场为 $E_0 \cos(\omega_0 t)$, 其中 E_0 和 ω_0 分别表示激光器输出光场的振幅和角频率。由于 DP-MZM 为偏振敏感器件, 偏振控制器(PC) 用于控制 DP-MZM 输入光场的偏振状态。光电探测器(PD) 用于将三角形光子信号转变为 RF 信号, 频谱分析仪(ESA) 用于分析 RF 信号的频谱。

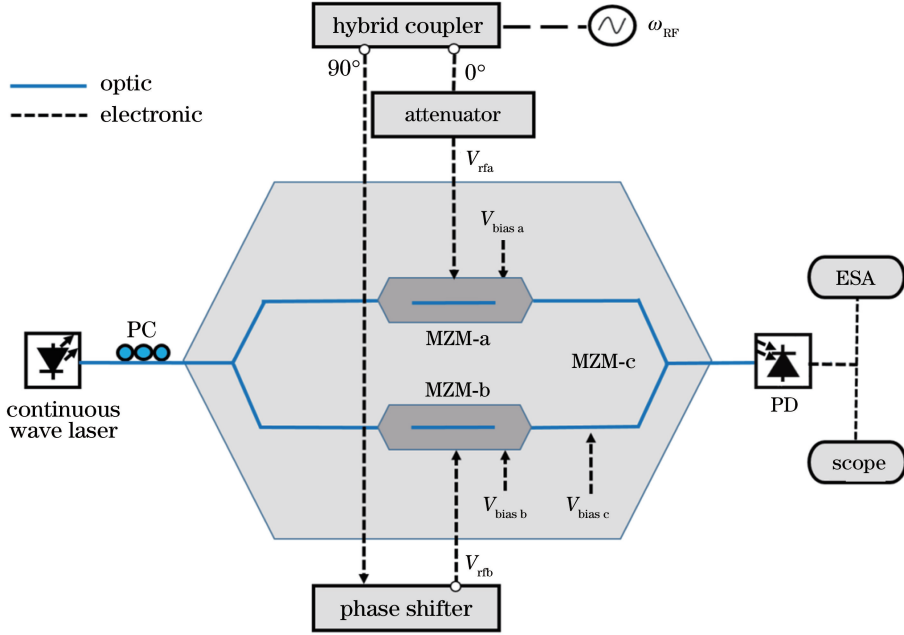


图 1 基于 DP-MZM 产生三角形光子微波信号的原理图

Fig. 1 Principle diagram of triangular photonic microwave signal generation based on DP-MZM

设 DP-MZM 的每个 Y 形分束器的分光比为 50 : 50, 则 MZM-a 的输出光场为

$$E_a = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (V_{rfa} + V_{bias a}) \right] + \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (-V_{rfa}) \right] \right\}, \quad (1)$$

式中: $\frac{\pi}{V_\pi} (V_{rfa} + V_{bias a})$ 和 $\frac{\pi}{V_\pi} (-V_{rfa})$ 分别为 MZM-a

上下两臂光场受 V_{rfa} 和 $V_{bias a}$ 引起的相移; V_π 为 MZM 的半波电压, 为了方便分析, 假设 3 个 MZM 的半波电压相同。同理, MZM-b 的输出光场为

$$E_b = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (V_{rfb} - V_{bias b}) \right] + \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (-V_{rfb}) \right] \right\}, \quad (2)$$

MZM-c 的输出光场即为

$$E_c = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (V_{rfa} + V_{bias a}) \right] + \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (-V_{rfa}) \right] \right\} + \frac{1}{2\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (V_{rfb} - V_{bias b} - V_{bias c}) \right] + \cos \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{V_\pi} (-V_{rfb} - V_{bias c}) \right] \right\}. \quad (3)$$

根据三角函数和差化积公式, (3) 式可写为

$$E_c = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{bias a} \right) \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{rfa} + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{bias a} \right) + \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \cos \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{bias b} + V_{bias c}) \right] \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{rfb} - \frac{\pi}{2V_\pi} V_{bias b} \right). \quad (4)$$

因此 DP-MZM 的输出光场的强度可表示为

$$\begin{aligned}
 I(t) = E_c^2 = & \frac{1}{2} E_0^2 \left\{ \cos^2 \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{rfa}} + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) + \right. \\
 & \cos^2 \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] \cos^2 \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) + 2 \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{rfa}} + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \times \\
 & \left. \cos \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] \cos \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) \right\} = \\
 & \frac{1}{2} E_0^2 \left\{ \frac{1}{2} \cos^2 \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) + \frac{1}{2} \cos^2 \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] + \right. \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \right] \cos \left[\frac{2\pi A_a}{V_\pi} \cos(\omega t) \right] - \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \right] \sin \left[\frac{2\pi A_a}{V_\pi} \cos(\omega t) \right] + \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) \right] \cos \left[\frac{2\pi A_b}{V_\pi} \cos(\omega t + \varphi) \right] + \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) \right] \sin \left[\frac{2\pi A_b}{V_\pi} \cos(\omega t + \varphi) \right] + \\
 & 2 \left\{ \cos \left[\frac{\pi A_a}{V_\pi} \cos(\omega t) \right] \cos \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) - \sin \left[\frac{\pi A_a}{V_\pi} \cos(\omega t) \right] \sin \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \right\} \times \\
 & \left\{ \cos \left[\frac{\pi A_b}{V_\pi} \cos(\omega t + \varphi) \right] \cos \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) + \sin \left[\frac{\pi A_b}{V_\pi} \cos(\omega t + \varphi) \right] \sin \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) \right\} \times \\
 & \left. \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \cos \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] \right\}, \tag{5}
 \end{aligned}$$

由 Ager-Bessel 关系, (5) 式还可以写为

$$\begin{aligned}
 I(t) = & \frac{1}{2} E_0^2 \left\{ \frac{1}{2} \cos^2 \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) + \frac{1}{2} \cos^2 \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] + \right. \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \right] \left[J_0 \left(\frac{2\pi A_a}{V_\pi} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k} \left(\frac{2\pi A_a}{V_\pi} \right) \cos(2k\omega t) \right] + \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \right] \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k-1} \left(\frac{2\pi A_a}{V_\pi} \right) \cos[(2k-1)\omega t] \right] + \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) \right] \times \\
 & \left[J_0 \left(\frac{2\pi A_b}{V_\pi} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k} \left(\frac{2\pi A_b}{V_\pi} \right) \cos[2k(\omega t + \varphi)] \right] + \\
 & \left[\frac{1}{2} \cos^2 \left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}}) \right] \sin \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) \right] \times \\
 & \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} J_{2k-1} \left(\frac{2\pi A_b}{V_\pi} \right) \cos[(2k-1)(\omega t + \varphi)] \right] + \\
 & 2 \left\{ \left[J_0 \left(\frac{\pi A_a}{V_\pi} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k} \left(\frac{\pi A_a}{V_\pi} \right) \cos(2k\omega t) \right] \cos \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) + \right. \\
 & \left. \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k-1} \left(\frac{\pi A_a}{V_\pi} \right) \cos[(2k-1)\omega t] \right] \sin \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}} \right) \right\} \times \\
 & \left\{ \left[J_0 \left(\frac{\pi A_b}{V_\pi} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k} \left(\frac{\pi A_b}{V_\pi} \right) \cos[2k(\omega t + \varphi)] \right] \cos \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) + \right. \\
 & \left. \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} J_{2k-1} \left(\frac{\pi A_b}{V_\pi} \right) \cos[(2k-1)(\omega t + \varphi)] \right] \sin \left(\frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias b}} \right) \right\} \times
 \end{aligned}$$

$$\cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2V_\pi} V_{\text{bias a}}\right) \cos\left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2V_\pi} (V_{\text{bias b}} + 2V_{\text{bias c}})\right], \quad (6)$$

式中: J_k 表示 k 阶第一类 Bessel 函数 (k 是整数)。(6)式表明该系统可调制出频率间隔为 ω 的梳状频谱。

DP-MZM 输出的光场再进入具有响应系数 \mathfrak{R} 的 PD。由于 PD 的工作频率远小于光的频率,且是以包络的方式探测,即 ω_0 不能被探测,因此光信号通过 PD 被转换为电信号 $i(t)$,表达式为 $i(t) = \mathfrak{R}I(t)$ 。电信号 $i(t)$ 亦可以表示为一个直流项 i_{DC} 和无数个谐波电流 $i_{k\omega}$ 的组合,即

$$i(t) = i_{\text{DC}} + \sum_{k=1}^{\infty} i_{k\omega}. \quad (7)$$

i_{DC} 和 $i_{k\omega}$ 由输入 DP-MZM 的 RF 信号功率(振幅 A_a, A_b),两个 RF 信号之间的相位差 φ ,直流偏压 $V_{\text{bias a}}, V_{\text{bias b}}, V_{\text{bias c}}$ 以及响应系数 \mathfrak{R} 确定的。此外,由傅里叶分析方法,三角形光子微波信号可以表示为

$$T_{\text{Ar}}(t) = C_0 + \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k^2} \cos(k\omega t). \quad (8)$$

比较(7)式和(8)式,改变(7)式中的 $A_a, A_b, \varphi, V_{\text{bias a}}, V_{\text{bias b}}, V_{\text{bias c}}$,当(7)式中各分量与(8)式中的分量对应相等时,即可得到需要的三角形光子微波信号。

3 傅里叶分量对相似度的影响

由三角波形的傅里叶级数(8)式可以看出,理想三角波形含有无穷多个傅里叶分量。然而,由于频谱仪、PD 等仪器或器件的频响限制,所得到的微波信号只含有有限的频谱分量,因此讨论保留三角形光

表 1 三角形光子微波信号的相似度随保留傅里叶阶次的变化

Table 1 Similarity of triangular photon microwave signal versus retained Fourier order

Retained fourier order	1st	3rd	5th	7th	9th	11th
Similarity	0.97066	0.98891	0.99408	0.99629	0.99743	0.99811

进一步分析傅里叶级数保留至不同阶次时,模拟产生的三角波形与理想三角波形的峰值差异,结果如图 3 所示。当保留阶次大于等于 3 时,产生三角波形与理想波形峰值的差异低于 0.05,而在实际实验系统中产生的波形的幅度噪声一般大于该值(后面实验结果表明,实验得到的三角形光子微波信号的幅度噪声约为 0.07,如图 6 所示),该差异已经被幅度噪声掩盖了。所以,在三角形光子微波信号的产生方案中,保留高阶分量至三阶的近似方法是

子微波信号的阶次对三角波形的相似度影响有重要的现实意义。下面通过定义相似度,研究傅里叶分量对三角波形相似度的影响。相似度^[22]定义为

$$\xi = 1 - \sum_{n=1}^N \frac{||X_n| - |Y_n||}{|X_n| + |Y_n|}, \quad (9)$$

式中: N 为三角波形一个周期内的采样点数; X_n 为理想三角波形在该周期内第 n 个采样时刻的幅值; Y_n 为保留有限个傅里叶分量的三角波形在对应采样时刻的幅值。由(9)式容易看出,如果一个三角波形信号与理想三角波形完全重合,则求和部分为 0,从而可得相似度为 1。因此,对于任意三角波形,相似度的值越接近 1,表示产生的三角波形与理想三角波形的相似程度越高。需要指出的是,为了减少采样率对数值波形的影响,在数值计算中,控制采样率的频率与三角波形保留的最高阶傅里叶分量的频率比值为 1000。

表 1 给出了傅里叶级数保留至不同阶次时,模拟产生的三角波形与理想三角波形的相似度。从表中可以看出保留的阶次越高,模拟产生的三角波形的相似度越高。当保留阶次达到 11 阶时,三角波形已经和理想三角波形非常接近。从表 1 中还可以看出,当保留阶次达到 3 阶时,其相似度为 0.98891,已经比较接近 1。图 2 给出了保留至 3 阶和 11 阶时产生的三角波形,可以发现当保留阶次大于等于 3 时,产生的三角波形在线性部分基本重合,波形差异主要体现在峰值位置上,图中 T 为时间周期。

合理的。

4 实验结果验证

4.1 实验系统

提出的基于 DP-MZM 产生三角形光子微波信号的实验系统原理如图 1 所示。连续激光器为可调谐激光器(AndoAQ4321D,安藤电子集团有限责任公司,日本川崎),实验中固定激光器的输出波长为 1558.9 nm; RF 信号由 RF 信号发生器

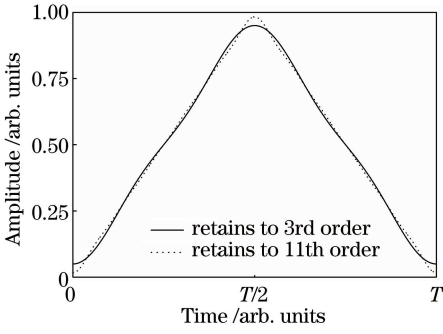


图2 傅里叶级数保留至3阶和11阶,模拟产生的三角波形

Fig. 2 Simulated triangular waveforms when Fourier orders are retained to 3rd and 11th

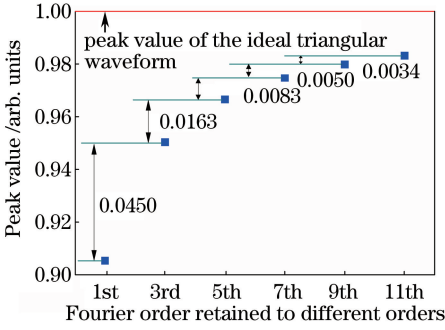


图3 傅里叶级数保留至不同阶次时模拟产生的与理想三角波形峰值之间的差值

Fig. 3 Differences of peak values between simulated and ideal triangular waveforms when Fourier orders are retained to different orders

(AnristuMG3690B, 安利公司, 日本东京) 产生, 其输出的最大功率为 26 dBm。实验中使用的 RF 信号频率固定为 6 GHz。RF 信号进入耦合器后被分成 MZM-a 和 MZM-b 两路, 衰减器用于控制注入到 MZM-a 和 MZM-b 的两个 RF 信号的功率, 移相器控制两个 RF 信号之间相位差。连续光被 DP-MZM (FTM7977HQA, 富士通光电子器件公司, 日本东京) 调制, DP-MZM 的偏置电压 $V_{\text{bias a}}$ 、 $V_{\text{bias b}}$ 、 $V_{\text{bias c}}$ 分别由 3 个直流电源控制。为了观测产生的三角波形光子微波信号, 使用带宽为 40 GHz 的 PD (XPDV2320R, 安利公司, 日本东京) 进行光电转换, 使用示波器 (DSO-91204A, 是德科技公司, 美国加利福尼亚) 观测输出的波形, 使用频谱仪 (ESA-E4405B, 是德科技公司, 美国加利福尼亚) 观测该波形信号的频谱。

4.2 实验结果

根据原理部分的讨论, 对于周期性三角波形, 忽略高于三阶的傅里叶分量时其傅里叶级数可以写为

$$T_{\text{tri}}(t) = C_0 + C_1 \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k^2} \cos[k(\omega t + \varphi_0)] \approx C_0 + \cos(\omega t + \varphi_0) + \frac{1}{9} \cos[3(\omega t + \varphi_0)], \quad (10)$$

式中: φ_0 为基频的初始相位, 将此系统得到的光强 (6) 式与 (10) 式进行对比, 确定 6 个变量的值。设定系统的参数分别为: $A_a = A_b = A = 0.48V_{\pi}$, $\varphi = \pi/2$, $V_{\text{bias a}} = 3V_{\pi}/2$, $V_{\text{bias b}} = V_{\pi}/2$, $V_{\text{bias c}} = 0$, 并忽略高于三阶的傅里叶分量, (6) 式可以写为

$$i(t) \approx i_{\text{DC}} + \frac{\Re E_0^2}{2} \left[J_1\left(\frac{\pi A}{V_{\pi}}\right) \cos \omega t + J_3\left(\frac{\pi A}{V_{\pi}}\right) \cos 3\omega t + J_1\left(\frac{\pi A}{V_{\pi}}\right) \sin 3\omega t + J_3\left(\frac{\pi A}{V_{\pi}}\right) \sin \omega t \right] \propto i_{\text{DC}} + \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{1}{9} \cos\left[3\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)\right]. \quad (11)$$

比较 (10) 式和 (11) 式, 一阶和三阶分量的系数对应相等, 仅有直流上的差别, 这表明通过设定系统中 6 个变量的值可以产生三角形光子微波信号。

在实际系统中 3 个 MZM 的半波电压并不相等, 为此首先通过测量 MZM 的零点偏压 ($V_{\text{null point}}$) 和最大传输点偏压 ($V_{\text{full point}}$) 来确定每个 MZM 的半波电压 ($V_{\pi} = |V_{\text{null point}} - V_{\text{full point}}|$)。MZM-a 的半波电压为 $4.8 \text{ V} = |0.7 - (-4.1)| \text{ V}$; MZM-b 的半波电压为 $4.6 \text{ V} = |-1 - 3.6| \text{ V}$; MZM-c 的半波电压为 $6.2 \text{ V} = |0 - (-6.2)| \text{ V}$ 。实验中设置 $V_{\text{bias a}} = -6.5 \text{ V}$, $V_{\text{bias b}} = 1.4 \text{ V}$, $V_{\text{bias c}} = 0.1 \text{ V}$, 这些值与理论值 (即 $V_{\text{bias a}} = 3V_{\pi}/2$, $V_{\text{bias b}} = V_{\pi}/2$, $V_{\text{bias c}} = 0$) 基本相符。实验中其他参数为: $\varphi = \pi/2$, $\omega = 6 \text{ GHz}$, $A_a = A_b = A_c = 19 \text{ dBm}$ (即这两个 RF 信号的功率均为 19 dBm)。

经过光电转换后得到三角形光子微波信号, 结果如图 4 所示, 与三角波形很相似。将数值模拟的三角波形 (实线) 与实验产生的三角波形比较 (如图 5 所示), 数值模拟结果与实验结果一致, 从图 5 还可以看出, 峰值处有大约 0.07 dB 的幅度噪声。图 6 为相应的频谱图, 重复频率为 6 GHz, 一阶分量与三阶分量的差值为 19.8 dB, 与理论值 19.08 dB 接近。以上结果表明, 该系统能够成功产生 6 GHz 的光子微波信号。

5 结 论

系统研究了理想三角形微波信号的高阶傅里叶分量对三角形光子微波信号相似度的影响。数值模

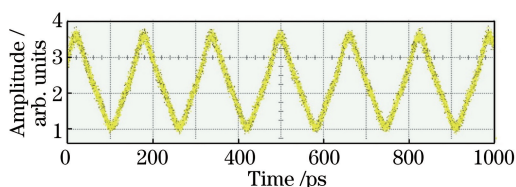


图4 重复频率为6 GHz的三角形光子微波信号的波形图
Fig. 4 Generated triangular photonic waveform of photonic microwave-signal with repetition rate of 6 GHz

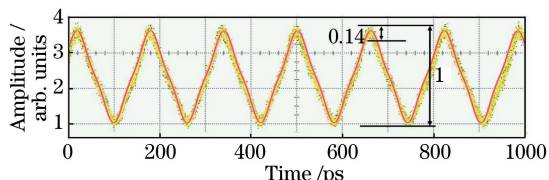


图5 实验结果与模拟(实线)产生的三角波形对比
Fig. 5 Comparison between experimental results and simulated (solid line) triangular waveforms

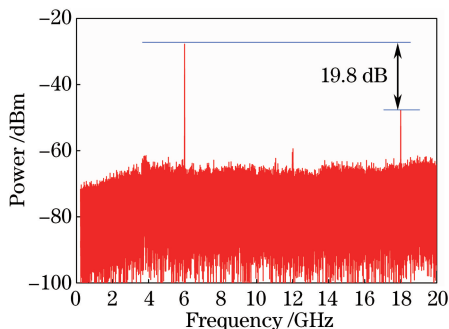


图6 重复频率为6 GHz的三角形光子微波信号的频谱图
Fig. 6 Spectrum of triangular photon microwave-signal with repetition rate of 6 GHz

拟结果表明,当三角形微波信号的傅里叶分量保留至三阶时,其与理想三角形微波的相似度达到0.989。此时,高于三阶的高阶傅里叶分量带来的相似度上的差异已经被幅度噪声掩盖。因此,在三角形光子微波信号产生中,忽略高于三阶的谐波分量是合理的,这为三角形光子微波信号产生方法研究中分析三角形光子微波信号的品质提供了理论基础。同时,还研究了一种基于DP-MZM产生三角形光子微波信号的方法。在原理证明上通过实函数的方法进行推导,其工作原理更容易被理解。系统进行了实验验证,理论分析和实验结果均表明,该系统能产生重复频率为6 GHz的三角形光子微波信号。该系统不需使用其他色散元件和滤波器,结构更紧凑;同时可以通过操作多个参数获得目标波形,操作上更灵活。与之前报道的同类方法相比,三角波形的频率提高了3倍。这表明系统能够使用于更大的频率范围。

参 考 文 献

- [1] Yao J P. Photonic generation of microwave arbitrary waveforms[J]. *Optics Communications*, 2011, 284(15): 3723-3736.
- [2] Tearney G J, Brezinski M E, Bouma B E, *et al.* *In vivo* endoscopic optical biopsy with optical coherence tomography[J]. *Science*, 1997, 276(5321): 2037-2039.
- [3] Latkin A I, Boscolo S, Bhamber R S, *et al.* Doubling of optical signals using triangular pulses[J]. *Journal of the Optical Society of America B*, 2009, 26(8): 1492-1496.
- [4] Cundiff S T, Weiner A M. Optical arbitrary waveform generation[J]. *Nature Photonics*, 2010, 4(11): 760-766.
- [5] Lin T, Zhao S H, Zhu Z H, *et al.* Multi-band frequency conversion scheme based on single optical frequency comb for satellite communication[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(6): 0623002.
林涛, 赵尚弘, 朱子行, 等. 基于单光频梳的卫星通信多频段变频方法[J]. *光学学报*, 2017, 37(6): 0623002.
- [6] He Y T, Jiang Y, Zi Y J, *et al.* Frequency doubled triangular waveform generation based on injection locking and time-domain synthesis[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2018, 45(1): 0101005.
何禹彤, 江阳, 訾月姣, 等. 基于注入锁定和时域综合的倍频三角波产生技术[J]. *中国激光*, 2018, 45(1): 0101005.
- [7] Yao J P. Microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335.
- [8] Agrawal G P. *Nonlinear fiber optics, fourth edition & applications of nonlinear fiber optics*[M]. Jia D F, Yu Z H, Wang Z Y, *et al.*, Transl. 2th ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010: 61-198.
Govind P. Agrawal. *非线性光纤光学原理及应用*[M]. 贾东方, 余震虹, 王肇颖, 等, 译. 2版. 北京: 电子工业出版社, 2010: 61-198.
- [9] Latkin A I, Boscolo S, Bhamber R S, *et al.* Optical frequency conversion, pulse compression and signal copying using triangular pulses[C] // 2008 34th European Conference on Optical Communication, September 21-25, 2008, Brussels, Belgium. New York: IEEE, 2008: 4729140.
- [10] Zhao G Q. Research on the generation and application of optical triangular pulses in microwave photonics

- [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2016: 41-52.
- 赵国庆. 微波光子中三角形光脉冲发生与应用的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016: 41-52.
- [11] Bhamber R S, Latkin A I, Boscolo S, *et al.* All-optical TDM to WDM signal conversion and partial regeneration using XPM with triangular pulses[C]// 2008 34th European Conference on Optical Communication, September 21-25, 2008, Brussels, Belgium. New York: IEEE, 2008: 4729368.
- [12] Wang H. Experimental research of triangular optical pulse generation in normal dispersive fiber[J]. *Acta Physica Sinica*, 2012, 61(12): 124212.
- 王华. 三角形光脉冲在正色散光纤中产生的实验研究[J]. *物理学报*, 2012, 61(12): 124212.
- [13] 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.
- [14] Hao Z, Li J, Wang C Y, *et al.* Performance study of optical triangular-shaped pulse generation with full duty cycle [J]. *Chinese Optics Letters*, 2017, 15(11): 110601.
- [15] 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.
- [16] Ma C, Jiang Y, Bai G F, *et al.* Photonic generation of microwave triangular waveform based on polarization-dependent modulation efficiency of a single-drive Mach-Zehnder modulator [J]. *Optics Communications*, 2016, 363: 207-210.
- [17] Luo H, Jiang Y, Wu T W, *et al.* Triangular waveform and sinusoidal signal generator based on optoelectronic microwave oscillator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(3): 0306002.
- 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): 0306002.
- [18] Zhang J, Wang M G, Shao C G, *et al.* Photonic frequency-multiplying millimeter-wave generation based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, 34(3): 0306004.
- 张敬, 王目光, 邵晨光, 等. 基于双平行马赫-曾德尔调制器的光子倍频毫米波生成的研究[J]. *光学学报*, 2014, 34(3): 0306004.
- [19] Li J, Ning T G, Pei L, *et al.* Experimental demonstration on triangular-shaped pulse train generation based on harmonic fitting [J]. *Acta Physica Sinica*, 2014, 63(15): 154210.
- 李晶, 宁提纲, 裴丽, 等. 基于谐波拟合产生周期性三角形光脉冲串的实验研究[J]. *物理学报*, 2014, 63(15): 154210.
- [20] Zhang F Z, Ge X Z, Pan S L. Triangular pulse generation using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator driven by a single-frequency radio frequency signal[J]. *Optics Letters*, 2013, 38(21): 4491-4493.
- [21] Li J, Ning T, Pei L, *et al.* Photonic generation of triangular waveform signals by using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Optics Letters*, 2011, 36(19): 3828-3830.
- [22] Bai G F, Hu L, Jiang Y, *et al.* Versatile photonic microwave waveforms generation using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator without other dispersive elements[J]. *Optics Communications*, 2017, 396: 134-140.