

基于级联马赫-曾德尔调制器的载频连续可调相位编码波形光产生

丛雯珊, 余岚, 沃江海, 张进, 徐馨, 王安乐, 罗雄, 杜鹏飞

空军预警学院三系, 湖北 武汉 430019

摘要 提出一种基于级联马赫-曾德尔调制器(MZM)的载频连续可调相位编码波形光产生方法。该方法通过设置级联 MZM 的直流偏置点和调制指数,实现对 ± 4 阶光边带的选取,通过控制施加在级联 MZM 上的射频驱动信号相位,可在非平衡时间脉冲整形(UTPS)系统的输出端产生倍频系数为 16 的相位编码信号。通过调整 UTPS 系统中两个线性调频布拉格光栅的色散值,可实现对相位编码信号载频的连续调谐。仿真中利用 2 GHz 的射频信号分别生成了载频为 32 GHz 和 19.2 GHz 的相位编码信号。仿真验证了所提方法的有效性,也验证了生成的信号具有较好的压缩性。

关键词 超快光学; 相位编码信号; 级联马赫-曾德尔调制器; 非平衡时间脉冲整形系统; 频率连续可调; 脉冲压缩

中图分类号 TN929.11 **文献标识码** A

doi: 10.3788/AOS201737.1232001

Photonic Generation of Continuously Tunable Carrier Frequency Phase-Coded Waveform Based on Cascaded Mach-Zehnder Modulators

Cong Wenshan, Yu Lan, Wo Jianghai, Zhang Jin,

Xu Xin, Wang Anle, Luo Xiong, Du Pengfei

No. 3 Department, Air Force Early Warning Academy, Wuhan, Hubei 430019, China

Abstract A photonic approach for generating phase-coded waveform with continuously tunable carrier frequency based on cascaded Mach-Zehnder modulators (MZMs) is proposed. By setting the direct-current bias point and modulation index of the cascaded MZMs, we can select $\pm 4^{\text{th}}$ -order optical sidebands. Finally, a phase-coded signal with a frequency multiplication coefficient of 16 can be generated at the output of the unbalanced temporal pulse shaping (UTPS) system through the controlling of the phase of the radio frequency driving signal applied to the cascade MZMs. In addition, when the dispersion values of the two linear chirped fiber Bragg gratings in the UTPS system are adjusted to be appropriate, the carrier frequency of phase-coded signal can be continuously tunable. Phase-coded signals with the carrier frequencies of 32 GHz and 19.2 GHz are generated with a 2 GHz radio frequency signal in the simulation. The simulation demonstrate the effectiveness of the proposed method, and also shows superior compression of the generated signal.

Key words ultrafast optics; phase-coded signal; cascaded Mach-Zehnder modulator; unbalanced temporal pulse shaping system; continuous tunability of frequency; pulse compression

OCIS codes 320.5540; 320.5520; 350.4010

1 引 言

雷达信号的时宽和带宽直接影响雷达的作用距离和距离分辨力,为解决作用距离和距离分辨力之间的

收稿日期: 2017-05-23; 收到修改稿日期: 2016-07-17

基金项目: 国家自然科学基金青年项目(61701532)

作者简介: 丛雯珊(1989—),男,博士研究生,主要从事射频任意波形光产生、阵列信号处理等方面的研究。

E-mail: congwenshan@sina.com

导师简介: 余岚(1962—),男,教授,博士生导师,主要从事微波光子技术在雷达、通信中的应用等方面的研究。

E-mail: yulann@163.com

矛盾,具有大时宽带宽积的线性调频信号和相位编码信号是目前雷达通信中常用的信号^[1-2]。目前主要采用微波电子技术生成线性调频信号和相位编码信号,由于受到电子器件的限制,生成的高载频信号的相噪声大且调谐范围窄^[3-4],难以满足雷达对高载频、大带宽和低噪声信号的需求。微波光子技术凭借其产生信号的高频、大带宽和宽调谐等优点在雷达信号产生领域吸引了众多学者的关注^[5-10]。

国内外学者提出了许多相位编码信号波形产生的方法^[11-20],这些方法根据其原理、结构等特性可分为基于光脉冲频谱整形与时域映射^[11-12]、外电光相位调制^[13-16]和光载波移相^[17-20]等方法。文献[11]提出的基于空间光调制器的相位编码信号产生方法具有较高的灵活性和可重构性,但其系统复杂且损耗高;文献[13]利用外电光相位调制的方法产生了载频为载波二倍频的相位编码信号,但由于其使用了 Sagnac 干涉结构,系统稳定性较差,易受到环境因素的影响;为了获得稳定的操作,文献[14]和文献[15]分别利用保偏光纤和保偏光纤光栅产生相位编码信号,但由于器件的限制,其频率调谐范围受到限制;为了获得更大的调频范围,采用双平行的马赫-曾德尔调制器(MZM)^[17]、偏分复用的双臂或双平行的 MZM^[18]等器件来产生相位编码信号;文献[19]和文献[20]分别采用单个偏振调制器(PolM)和级联 PolM 生成了调频范围为 4~24 GHz 和 10~40 GHz 的相位编码信号。但由于上述方法产生的信号载频都受到输入射频信号频率的限制,且倍频次数比较小,难以产生高频的相位编码信号。

本文提出一种基于级联 MZM 的载频连续可调相位编码波形光产生方法,该方法采用级联 MZM,通过设置级联 MZM 的直流偏置点和调制指数,得到±4 阶光边带。通过调节级联 MZM 射频驱动信号的相位,在非平衡时间脉冲整形(UTPS)系统的输出端得到倍频系数为 16 的相位编码信号。相比于传统的倍频相位编码信号产生方法^[7-8],该方法所产生的相位编码信号载频倍频系数不一定是整数,可以是实数,因此可实现载频的连续调谐。最后,通过仿真验证了所提方法的可行性。仿真中,利用 2 GHz 的射频信号分别生成了载频为 32 GHz 和 19.2 GHz 的相位编码信号。通过希尔伯特变换恢复了信号的相位信息,其结果与理论值吻合。此外,利用 2 GHz 的射频信号产生了脉冲压缩比和峰值旁瓣比分别为 51.18 和 6.047 dB、时长为 52 ns 的相位编码信号,验证了所生成的相位编码信号具有较好的压缩性。研究结果为利用光学方法产生高频、大连续调频范围的相位编码信号提供了一种新的途径。

2 原 理

所提相位编码信号产生方法的系统原理如图 1 所示。该系统由一个光高斯脉冲信号产生器(OGPG)、两个光环行器(OC1 和 OC2)、两个线性调频布拉格光栅(LCFBG1 和 LCFBG2)、一个射频信号产生器(RF)、两个电相移器(相移可变的电移相器 EPS1 和固定相移的电移相器 EPS2)、两个 MZM(MZM1 和 MZM2)、一个一分二的电耦合器(EC)、高速光电探测器(PD)、示波器(OSV)和射频频谱分析仪(RFSA)组成。

系统的主要器件为级联 MZM,由文献[17]可知,通过合理设置 MZM1 和 MZM2 工作的直流偏压,使其均工作在最大偏置点,当输入 MZM1 和 MZM2 的射频信号分别为 $V_{RF1}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t - \theta)$ 和 $V_{RF2}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t - \pi/2 - \theta)$ 时,级联 MZM 的输出为

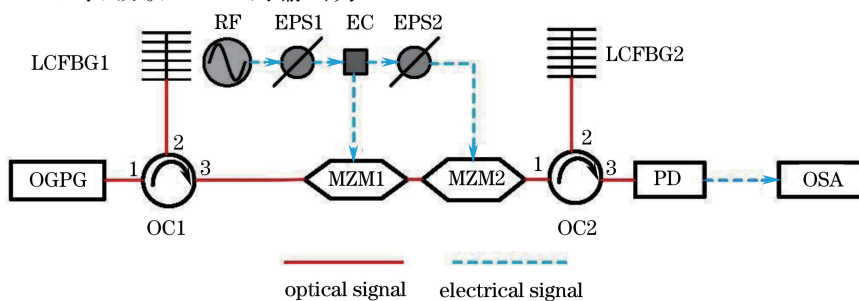


图 1 系统原理框图

Fig. 1 Schematic of the system

$$E_{\text{out}}(t) = E_{\text{in}}(t) \left[J_0(m) + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(m) \cos(2k\omega_{\text{RF}}t - 2k\theta) \right] \left[J_0(m) + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(m) \cos(2k\omega_{\text{RF}}t - 2k\theta) \right] =$$

$$E_{\text{in}}(t) [J_0(m) - 2J_2(m) \cos(2\omega_{\text{RF}}t - 2\theta) + 2J_4(m) \cos(4\omega_{\text{RF}}t - 4\theta) - 2J_6(m) \cos(6\omega_{\text{RF}}t - 6\theta) + \dots] \times$$

$$[J_0(m) + 2J_2(m) \cos(2\omega_{\text{RF}}t - 2\theta) + 2J_4(m) \cos(4\omega_{\text{RF}}t - 4\theta) + 2J_6(m) \cos(6\omega_{\text{RF}}t - 6\theta) + \dots], \quad (1)$$

式中 $E_{\text{in}}(t) = E_0 \exp[j(\omega_0 t + \varphi_0)]$ 为输入 MZM 的光信号; E_0 、 ω_0 和 φ_0 分别为光信号的幅度、角频率和初始相位; $m = \pi V_{\text{RF}}/V_\pi$ 为 MZM 的调制指数, V_{RF} 和 ω_{RF} 分别为射频调制信号的幅度和角频率, V_π 为 MZM 的半波电压; $J_n(\cdot)$ 为 n 阶贝塞尔函数; θ 为 EPS1 的移相值。忽略 8 阶以上的边带, 当 $\theta=0$ 时, 对(1)式进行化简得

$$E_{\text{out}}(t) \approx E_{\text{in}}(t) [A_0 + A_4 \cos(4\omega_{\text{RF}}t) + A_8 \cos(8\omega_{\text{RF}}t)], \quad (2)$$

式中 A_0 、 A_4 和 A_8 分别为光载波、四阶边带和八阶边带的系数, 其值分别为

$$A_0 = J_0^2(m) - 2J_2^2(m) + 2J_4^2(m) - 2J_6^2(m) + 2J_8^2(m) - 2J_{10}^2(m) + \dots, \quad (3)$$

$$A_4 = 4J_0(m)J_4(m) - 2J_2^2(m) - 4J_2(m)J_6(m) + 4J_4(m)J_8(m) - 4J_6(m)J_{10}(m) + 4J_8(m)J_{12}(m) + \dots, \quad (4)$$

$$A_8 = 4J_0(m)J_8(m) + 2J_4^2(m) - 4J_2(m)J_6(m) - 4J_2(m)J_{10}(m) + 4J_4(m)J_{12}(m) - 4J_6(m)J_{14}(m) + \dots. \quad (5)$$

同理, 当 $\theta=\pi/8$ 时, 对(1)式进行化简得

$$E_{\text{out}}(t) \approx E_{\text{in}}(t) [B_0 + B_4 \sin(4\omega_{\text{RF}}t) + B_8 \cos(8\omega_{\text{RF}}t)], \quad (6)$$

式中 B_0 、 B_4 和 B_8 分别为光载波、四阶边带和八阶边带的系数, 其值分别为

$$B_0 = J_0^2(m) - 2J_2^2(m) + 2J_4^2(m) - 2J_6^2(m) + 2J_8^2(m) - 2J_{10}^2(m) + \dots, \quad (7)$$

$$B_4 = 4J_0(m)J_4(m) - 2J_2^2(m) - 4J_2(m)J_6(m) + 4J_4(m)J_8(m) - 4J_6(m)J_{10}(m) + 4J_8(m)J_{12}(m) + \dots, \quad (8)$$

$$B_8 = -4J_0(m)J_8(m) - 2J_4^2(m) + 4J_2(m)J_6(m) + 4J_2(m)J_{10}(m) - 4J_4(m)J_{12}(m) + 4J_6(m)J_{14}(m) + \dots. \quad (9)$$

由(3)~(5)式和(7)~(9)式可知, A_0 、 A_4 、 A_8 和 B_0 、 B_4 、 B_8 之间满足

$$\begin{cases} B_0 = A_0 \\ B_4 = A_4 \\ B_8 = -A_8 \end{cases}. \quad (10)$$

图 2(a)、(b)所示为 A_0 、 A_4 、 A_8 和 B_0 、 B_4 、 B_8 与 MZM 调制指数 m 之间的关系。由图可知, 当 $m=1.7005$ 和 $m=3.9003$ 时, $|A_4| \gg |A_8| \gg |A_0|$, $|B_4| \gg |B_8| \gg |B_0|$, 此时, 四阶边带相对于八阶边带高出了 56.9323 dB 和 21.2628 dB。图 3(a)、(b)所示为 $m=1.7005$ 和 $m=3.9003$ 时 MZM2 输出光信号的频谱图。

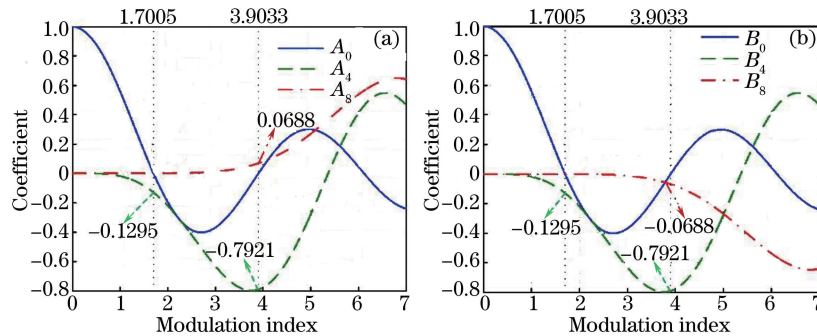


图 2 边带系数。(a) $\theta=0$; (b) $\theta=\pi/8$

Fig. 2 Coefficient of sidebands. (a) $\theta=0$; (b) $\theta=\pi/8$

由此可得, $m=1.7005$ 和 $m=3.9003$ 时, 可以忽略八阶边带。结合(10)式, (2)式和(6)式可以简化为

$$E_{\text{out}}(t) \approx \begin{cases} A_4 E_{\text{in}}(t) \cos(4\omega_{\text{RF}}t), & \theta=0 \\ A_4 E_{\text{in}}(t) \sin(4\omega_{\text{RF}}t), & \theta=\pi/8 \end{cases} \quad (11)$$

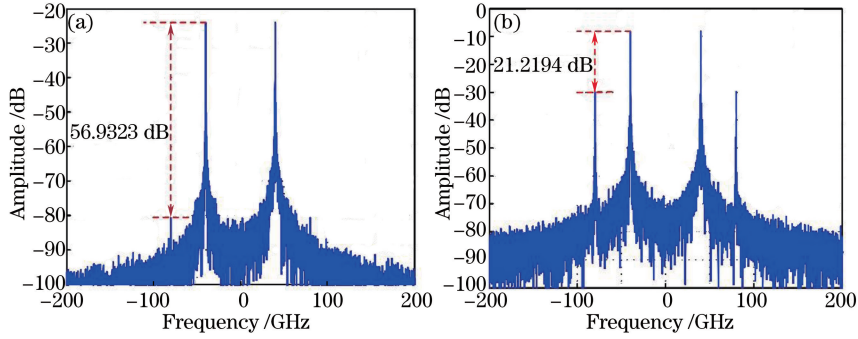


图 3 光信号频谱图。(a) $m=1.7005$; (b) $m=3.9033$

Fig. 3 Optical signal spectrograms. (a) $m=1.7005$; (b) $m=3.9033$

综上, $m=1.7005$ 和 $m=3.9003$ 时,工作在最大偏置点的级联 MZM 对输入光信号的强度调制函数与施加射频信号初始相位之间的关系为

$$e_{\text{IM}}(t) = \begin{cases} A_4 \cos(4\omega_{\text{RF}}t), & \theta = 0 \\ A_4 \sin(4\omega_{\text{RF}}t), & \theta = \pi/8^\circ \end{cases} \quad (12)$$

由文献[21]可知,LCFBG 为线性时不变系统,其传递函数为

$$H_i(\omega) = \exp\left(-j \frac{\ddot{\Phi}_i \omega^2}{2}\right), \quad i = 1, 2, \quad (13)$$

式中 $\ddot{\Phi}_i$ 为第 i 个 LCFBG 的色散值。系统中 LCFBG1 和 LCFBG2 的色散值满足

$$\begin{cases} \ddot{\Phi}_1 \ddot{\Phi}_2 < 0 \\ |\ddot{\Phi}_1| \neq |\ddot{\Phi}_2| \\ \Delta \ddot{\Phi} = \ddot{\Phi}_1 + \ddot{\Phi}_2 \end{cases} \quad (14)$$

RF 产生幅度和角频率分别为 V_{RF} 和 ω_{RF} 的余弦信号,经相移可控的电移相器 EPS1 移相 θ 后送入一分二电耦合器,将所得信号分别送入 MZM1 和电移相器 EPS2 移相 $\pi/2$,再送入 MZM2, MZM1 和 MZM2 均工作在最大偏置点。调整射频信号的幅度,实现级联 MZM 对输入光信号强度为 $e_{\text{IM}}(t) = A_4 \cos(4\omega_{\text{RF}}t - 4\theta)$ 的调制。根据文献[22]可知,时间脉冲整形(TPS)系统中 LCFBG2 的输出信号为

$$s(t) \propto g(t) * E_{\text{IM}}(\omega) \Big|_{\omega=2\pi/\ddot{\Phi}_1} = \begin{cases} \frac{A_4(m)}{2} |\ddot{\Phi}_1| [g(t+4T) + g(t-4T)], & \theta = 0 \\ \frac{A_4(m)}{2} |\ddot{\Phi}_1| j [g(t+4T) - g(t-4T)], & \theta = \pi/8 \end{cases}, \quad (15)$$

式中 $g(t)$ 为输入高斯脉冲信号, $E_{\text{IM}}(\omega)$ 为 $e_{\text{IM}}(t)$ 的傅里叶变换, $*$ 为卷积运算符, $T = \omega_{\text{RF}} \ddot{\Phi}_1 / (2\pi)$ 。由文献[21]可知,当 $\ddot{\Phi}_1 \neq \ddot{\Phi}_2$ 时,UTPS 系统中色散器件 LCFBG2 的输出信号为

$$r(t) \approx \exp\left(\frac{jt^2}{2\Delta\ddot{\Phi}}\right) S(\omega) \Big|_{\omega=\frac{2\pi}{\Delta\ddot{\Phi}}} = \begin{cases} \exp\left(\frac{jt^2}{2\Delta\ddot{\Phi}}\right) |\ddot{\Phi}_1| A_4(m) G\left(\frac{2\pi t}{\Delta\ddot{\Phi}}\right) \cos\left(\frac{8\pi T t}{\Delta\ddot{\Phi}}\right), & \theta = 0 \\ -\exp\left(\frac{jt^2}{2\Delta\ddot{\Phi}}\right) |\ddot{\Phi}_1| A_4(m) G\left(\frac{2\pi t}{\Delta\ddot{\Phi}}\right) \sin\left(\frac{8\pi T t}{\Delta\ddot{\Phi}}\right), & \theta = \pi/8 \end{cases}, \quad (16)$$

式中 $S(\omega)$ 为 $s(t)$ 的傅里叶变换, $G(\omega)$ 为 $g(t)$ 的傅里叶变换。因此, PD 输出的信号为

$$I(t) = \Re r(t)^2 = \begin{cases} K \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right) \left[1 + \cos\left(2\pi \frac{8T}{\Delta\ddot{\Phi}} t\right)\right], & \theta = 0 \\ K \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right) \left[1 - \cos\left(2\pi \frac{8T}{\Delta\ddot{\Phi}} t\right)\right], & \theta = \pi/8 \end{cases}, \quad (17)$$

式中 \mathfrak{R} 为 PD 的响应度, $K = \mathfrak{R}\pi\tau_0^2 A_4^2(m)/2$ 为与链路和输入信号的一些参量有关、与时间无关的幅度系数, $\tau = \sqrt{2} \Delta\ddot{\Phi} / \tau_0$ 为输出脉冲信号的半峰全宽, τ_0 为脉冲宽度。由(17)式可知, 当控制 EPS1 的相移值 θ 在 0 和 $\pi/8$ 之间切换时, 在系统输出端会产生频率为 $8 \ddot{\Phi}_1 \omega_{\text{RF}} / \Delta\ddot{\Phi}$ 的二相编码信号, 其倍频系数为

$$M = \frac{8 \ddot{\Phi}_1}{\Delta\ddot{\Phi}} \quad (18)$$

根据 TPS 及 UTPS 系统的应用条件, $\ddot{\Phi}_1 \gg \tau_0^2$, $\Delta\ddot{\Phi} \geq 8T^2$, 将其代入(18)式并化简得

$$M \leq \frac{4\pi^2}{\omega_{\text{RF}}^2 \ddot{\Phi}_1} \quad (19)$$

图 4(a)所示为不同 LCFBG1 色散值 $\ddot{\Phi}_1$ 条件下最大倍频系数 M_{max} 与射频信号频率 f_{RF} 之间的关系, 图 4(b)所示为不同射频信号频率 f_{RF} 条件下最大倍频系数 M_{max} 与 LCFBG1 色散值的关系。由仿真结果可知, 当 LCFBG1 色散值和射频信号频率二者之中有一个参量固定时, 系统的最大倍频系数与另一个参量成反比。

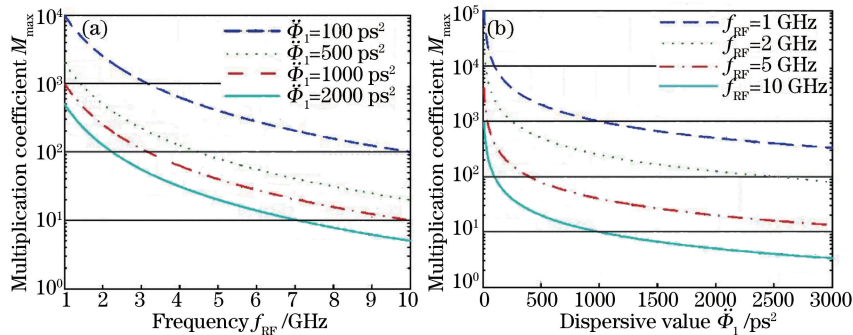


图 4 最大倍频系数 M_{max} 。(a) 不同色散值; (b) 不同射频频率

Fig. 4 Maximum frequency multiplication coefficient M_{max} . (a) Different dispersive values; (b) different radio frequencies

3 仿真结果与讨论

按照图 1 所示的系统框图, 利用 MATLAB 软件进行仿真, 并设置仿真参数如下: 高斯脉冲信号产生器中心波长设定为 1550 nm, 脉冲宽度 τ_0 为 5 ps, 重复频率为 1 GHz; LCFBG1 的色散值为 $1250 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1}$, 带宽为 200 GHz, LCFBG2 的色散值为 $625 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1}$, 带宽为 200 GHz; MZM1 和 MZM2 的半波电压为 5 V, 且均工作在最大偏置点; 射频信号源的发射信号幅度为 3.8275 V, 频率为 2 GHz; EPS1 的移相值在 0 和 $\pi/8$ 之间切换, 切换速度为 1 ns; EPS2 的移相值为 $\pi/2$; PD 的响应度为 $0.5 \text{ A} \cdot \text{W}^{-1}$ 。PD 输出的信号波形如图 5(a)所示。图 5(b)为利用希尔伯特变换恢复得到的信号相位信息。由仿真结果可知生成的相位编码信号的频率为 32 GHz, 这与利用(18)式计算得到的理论值吻合, 且相邻码元之间的相位差为 π , 与文献[7-8]中

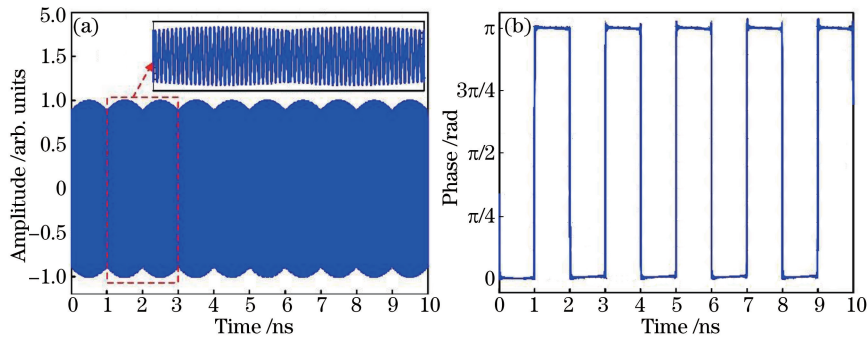


图 5 频率为 32 GHz 的相位编码信号。(a) 信号波形; (b) 相位信息

Fig. 5 Phase-coded signal with a frequency of 32 GHz. (a) Signal waveform; (b) phase information

倍频相位编码信号的产生方法相比,所提方法的倍频次数更高。

为了验证系统的频率可调谐性,LCFBG1 的色散值为 $750 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1}$,LCFBG2 的色散值为 $125 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1}$,其他仿真条件不变。PD 输出的信号波形如图 6(a)所示。图 6(b)为利用希尔伯特变换恢复得到的信号相位信息。由图 6(a)可知生成的相位编码信号的频率为 19.2 GHz,这与利用(18)式计算得到的理论值相同;由图 6(b)可知,相邻码元之间的相位差仍为 π 。由此可知,通过调整 LCFBG1 和 LCFBG2 的色散值,可以实现相位编码信号载频的连续可调,实现载频为实数倍射频信号频率相位编码信号的产生。综合图 5 和图 6 可知,所提方法可以生成大频率范围内频率连续可调的相位编码信号。

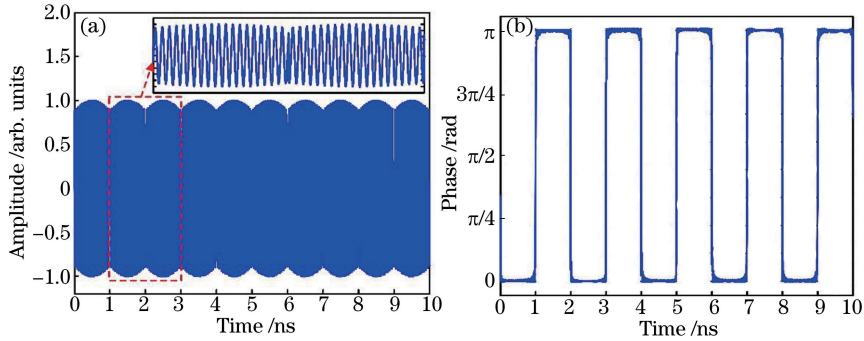


图 6 频率为 19.2 GHz 的相位编码信号。(a)信号波形;(b)相位信息

Fig. 6 Phase-coded signal with a frequency of 19.2 GHz. (a) Signal waveform; (b) phase information

为验证生成的相位编码信号的压缩性,仿真长度为 4 位巴克码、每位巴克码又为 13 位巴克码的二相编码信号,即序列数为 111110011010111111001101011111001101010000011001010,其他仿真条件不变。仿真结果如图 7(a)所示,自相关函数如图 7(b)所示。由图 7(b)可知,自相关函数的半峰全宽为 1.016 ns,相应的脉冲压缩比为 51.18;自相关函数峰值旁瓣比为 6.047 dB,这与理论值非常吻合,证明了生成的相位编码信号具有较好的压缩性。

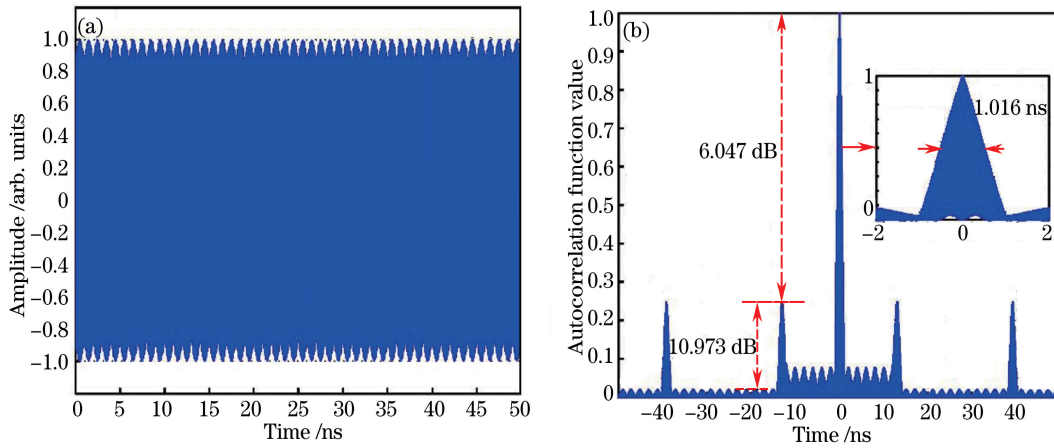


图 7 时宽为 52 ns 的相位编码信号。(a)信号波形;(b)自相关函数

Fig. 7 Phase-coded signal with a time width of 52 ns. (a) Signal waveform; (b) autocorrelation function

4 结 论

提出了一种基于级联 MZM 的载频连续可调相位编码波形光产生方法。该方法通过设置 MZM 的直流偏置点和调制指数,选取 ± 4 阶光边带,通过控制施加在级联 MZM 上的射频驱动信号的相位,使 UTPS 系统产生相位编码信号,并通过改变系统中色散器件的色散值,实现对倍频系数的连续可调。仿真验证了所提方法的可行性。仿真中利用 2 GHz 的射频信号分别生成了 32 GHz 和 19.2 GHz 的相位编码信号,倍频系数分别为 16 和 9.6,用希尔伯特变换恢复信号的相位信息,其结果与理论值吻合;并利用 2 GHz 的射频信号产生了脉冲压缩比和峰值旁瓣比分别为 51.18 和 6.047 dB、时长为 52 ns 的相位编码信号,验证了生成的信号

具有很好的压缩性。由于实验室缺少必要的实验设备,因此没有进行相应的实物实验验证。此外,所提方法通过设置 MZM 的直流偏置点和调制指数来抑制 ± 4 阶边带以外的其他边带,当偏置点或调制指数变化时,会恶化抑制效果,系统输出端将会产生杂散分量,影响信号质量,因此所提方法需要控制 MZM 的直流偏置点及调制指数等参数。该方法对于利用光产生高频、大连续调频范围的相位编码信号提供了一种新的途径。

参 考 文 献

- [1] Skolnik M. Role of radar in microwaves[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3): 625-632.
- [2] Zhang Fangzheng, Pan Shilong. Microwave photonic signal generation for radar applications[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2014, 29(6): 922-929.
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] Kwon H, Kang B. Linear frequency modulation of voltage-controlled oscillator using delay-line feedback[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2005, 15(6): 431-433.
- [4] Cui C L, Kim S K, Song R, *et al.* A 77-GHz FMCW radar system using on-chip waveguide feeders in 65-nm CMOS[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(11): 3736-3746.
- [5] Zhang J J, Liu W L, Yao J P. A Photonic integrated microwave waveform generator for linearly chirped microwave waveform generation[C]. IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, Long Beach, USA, 2016: 301-304.
- [6] Du Jianbo, Li Daojing, Ma Meng. Research on wideband signal generation for radar[J]. Chinese J Lasers, 2015, 42(11): 1114003.
杜剑波, 李道京, 马萌. 激光雷达宽带信号产生方法研究[J]. 中国激光, 2015, 42(11): 1114003.
- [7] Li W Z, Kong F Q, Yao J P. Arbitrary microwave waveform generation based on a tunable optoelectronic oscillator[J]. Journal of Light wave Technology, 2013, 31(23): 3780-3786.
- [8] Li X, Zhao S H, Zhang Y M, *et al.* Generation of a frequency-quadrupled phase-coded signal with large tunability[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(18): 1980-1983.
- [9] Chen W, Wen A J, Gao Y S, *et al.* Photonic generation of binary and quaternary phase-coded microwave waveforms with frequency quadrupling[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(2): 5500808.
- [10] Liu Li, Xu Tiefeng, Dai Zhenxiang, *et al.* Research progress on optical millimeter-wave generation based on four-wave mixing[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2016, 53(5): 050001.
刘丽, 徐铁峰, 戴振祥, 等. 四波混频光生毫米波技术研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2016, 53(5): 050001.
- [11] Chou J, Han Y, Jalali B. Adaptive RF-photonic arbitrary waveform generator[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2003, 15(4): 581-583.
- [12] Wang C, Yao J P. Phase-coded millimeter-wave waveform generation using a spatially discrete chirped fiber Bragg grating[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(17): 1493-1495.
- [13] Li Z, Li W Z, Chi H, *et al.* Photonic generation of phase-coded microwave signal with large frequency tunability[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(11): 712-714.
- [14] Chi H, Yao J P. Photonic generation of phase-coded millimeter-wave signal using a polarization modulator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008, 18(5): 371-373.
- [15] Li Z, Li M, Chi H, *et al.* Photonic generation of phase-coded millimeter-wave signal with large frequency tunability using a polarization-maintaining fiber Bragg grating[J]. IEEE Microwave and Wireless Component Letter, 2011, 21(12): 694-696.
- [16] Liu Shuang, Qian Zuping, Wang Rong, *et al.* Photonic generation phase-coded microwave signal with large frequency tunability[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(4): 0406004.
刘双, 钱祖平, 王荣, 等. 光生频率大范围可调的相位编码微波信号[J]. 光学学报, 2013, 33(4): 0406004.
- [17] Li W, Wang L X, Li M, *et al.* Photonic generation of binary phase-coded microwave signals with large frequency tunability using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. IEEE Photonics Journal, 2013, 5(4): 5501507
- [18] 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.
- [19] Chen Y, Wen A J, Yao J P. Photonic generation of frequency tunable binary phase-coded microwave waveforms[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(23): 2319-2322.
- [20] Gao L, Chen X F, Yao J P. Photonic generation of a phase-coded microwave waveform with ultrawide frequency tunable range[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(10): 899-902.

- [21] Shahoei H, Yao J P. Continuously tunable microwave frequency multiplication by optically pumping linearly chirped fiber Bragg gratings in an unbalanced temporal pulse shaping system[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(12): 1954-1959.
- [22] Wang W T, Li M, Sun S Q, *et al.* Background-free microwave signal generation based on unbalanced temporal pulse shaping[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(8): 903-906.