

## 激光与光电子学进展

## 高倍频大时间带宽积线性调频信号产生技术

邢毓华, 段沁霖\*

西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048

**摘要** 为了满足现代雷达系统对高倍频、大时间带宽积线性调频信号的应用要求, 提出并验证了一种利用两级联双平行马赫-曾德尔调制器和循环二次相位调制回路相结合的 16 倍频线性调频信号生成方案。经理论分析和仿真验证, 当射频驱动信号频率为 10 GHz 时, 可生成中心频率为 160 GHz、带宽为 32 GHz、时间带宽积(TBWP)为 310.3 的线性调频信号。为了获得更高的 TBWP, 一方面在时域上对抛物线驱动信号进行拉伸或对其进行相位编码增加生成信号时宽, 另一方面将抛物线驱动信号分割成多段增加生成信号带宽。结果表明, 经过上述处理, 可生成 TBWP 为 1272.05、966.04、15346.75 的线性调频信号, 该结果与理论分析吻合较好。

**关键词** 光通信; 双平行马赫-曾德尔调制器; 线性调频信号; 16 倍频; 时间带宽积; 相位调制

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1906004

## Generation Technology of High-Frequency and Large Time Bandwidth Product Linear Frequency Modulation Signal

Xing Yuhua, Duan Qinlin\*

School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology,  
Xi'an 710048, Shaanxi, China

**Abstract** In order to meet the application requirements of modern radar systems for linear frequency modulation (LFM) signals with high frequency and large time bandwidth product, a frequency 16-tupling LFM signal generation scheme using a cascaded double parallel Mach-Zehnder modulator and a cyclic secondary phase modulation loop structure is proposed. After theoretical analysis and simulation, it is verified that a LFM signal with a center frequency of 160 GHz, a bandwidth of 32 GHz, and a time bandwidth product (TBWP) of 310.3 can be generated when the radio frequency drive signal frequency is 10 GHz. In order to further improve the time bandwidth product of the generated signal, on the one hand, the parabolic drive signal is stretched or phase coded in the time domain to increase the time bandwidth of the generated signal. On the other hand, the parabolic drive signal is divided into multiple segments to increase the bandwidth of the generated signal. The results show that after the above processing, LFM signals with TBWP of 1272.05, 966.04, and 15346.75 can be generated, and the results are in good agreement with the theoretical analysis.

**Key words** optical communications; double parallel Mach-Zehnder modulator; linear frequency modulation signal; frequency 16-tupling; time bandwidth product; phase modulation

## 1 引言

近年来,随着科学技术的高速发展,人们对雷达的性能要求也在不断地提升,如距离分辨率和速度分辨率<sup>[1-2]</sup>,它们分别由雷达发射信号的时宽和带宽决定:时宽越大,速度分辨率越高;带宽越宽,距离分辨率越高<sup>[3]</sup>。由于单载频脉冲信号无法同时具备大时宽和大带宽,因此,具备脉冲压缩性能的线性调频信号

(LFM)被广泛地应用在现代雷达系统中<sup>[4]</sup>。然而,传统电域方法产生的线性调频信号因为电子器件的限制难以满足雷达系统所需要的高频率、大时间带宽积(TBWP)的应用要求<sup>[5]</sup>。为了解决这一问题,人们提出了利用微波光子技术产生线性调频信号的方法,这种方法具有抗干扰能力强、传输容量大、结构简单等优点,从而引起了广大研究人员的关注<sup>[6]</sup>。

目前,学者们对于 4 倍频<sup>[7-8]</sup>、6 倍频<sup>[9-10]</sup>、8 倍频<sup>[11-12]</sup>、

收稿日期: 2022-06-29; 修回日期: 2022-07-19; 录用日期: 2022-08-04

通信作者: \*duanqinlin0913@163.com

12 倍频<sup>[13]</sup>的线性调频信号生成方案已经进行了广泛的理论分析及实验验证。Lin 等<sup>[8]</sup>提出使用单个双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM),通过合理设置子调制器的偏置点,产生 4 倍频的方案。Shi 等<sup>[14]</sup>提出了利用激光器和双并联马赫-曾德尔调制器(MZM)产生 6 倍频的方案,该方案无需光学滤波器。Wang 等<sup>[15]</sup>提出了使用两偏振调制器(PolM)、波长间插器(IL)以及光电探测器(PD)得到 7 倍频的方案。李昊等<sup>[16]</sup>提出了利用单个 DPMZM 和循环相位调制回路(RPML)级联产生 8 倍频的方案。Zhu 等<sup>[13]</sup>提出了一种基于偏振控制器和两集成 MZM 产生 12 倍频的方案。然而,低倍频因子的方案并不能满足雷达系统实现更高频率的需求,因此相关研究学者提出更高倍频系数的方案<sup>[17]</sup>。Muthu 等<sup>[18]</sup>提出了一种将两路级联 MZM 设置成平行支路产生 16 倍频线性调频信号的方案,但是该方案的调制指数过高,实际应用中难以实现。应祥岳等<sup>[19]</sup>利用了两组 MZM 先串联再并联的方法产生 16 倍频线性调频信号,该方案所用的 MZM 直流偏置电压和射频(RF)驱动信号的初始相位必须严格控制。李志浩等<sup>[20]</sup>提出了一种基于并联 DPMZM 产生 16 倍频线性调频信号的方案,

该方案无需滤波器即可产生高质量的 16 倍频线性调频信号,但产生的线性调频信号 TBWP 较小。

本文在前人研究的基础上提出了一种基于两级联 DPMZM 和循环二次相位调制回路的 16 倍频线性调频信号产生方法,该方法首先利用两级联 DPMZM 选取所需光边带以实现倍频功能,再利用循环二次相位调制技术对光边带进行相位调制,最后经 PD 拍频后产生所需的线性调频信号。其所产生的线性调频信号在时域宽度和带宽上均能独立调节,并能根据射频驱动信号中心频率的变化调节产生信号的载波频率,使其具有高倍频、宽带宽和大 TBWP 等优点,在现代雷达系统中具有潜在的应用前景。

## 2 基本原理

本文所提出的基于两级联 DPMZM 与循环二次相位调制回路相结合的 16 倍频线性调频信号生成方案结构如图 1 所示,该方案主要由激光器、射频信号源(RF)、双平行马赫-曾德尔调制器、电移相器(PS)、光纤布拉格光栅(FBG)、光耦合器(OC)、相位调制器(PM)、掺铒光纤放大器(EDFA)和光电探测器组成。

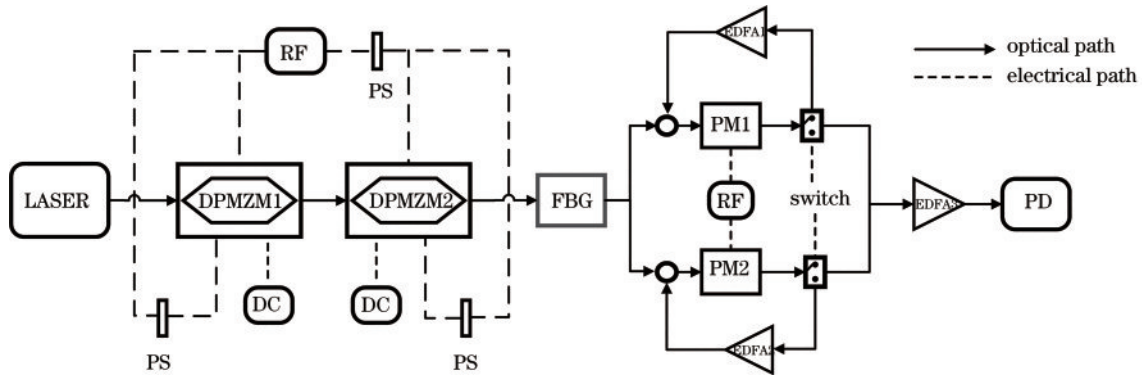


图 1 高倍频线性调频信号产生系统原理框图

Fig. 1 Principle block diagram of high frequency LFM signal generation system

设激光器输出的光载波为

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

式中:  $E_0$ 、 $\omega_c$  为输入光波的幅度和角频率;  $j$  为虚数单位;  $t$  为时间变量。激光器输出的光信号输入至 DPMZM1 的 Y 型分支, 分为功率大小相同的两路, 传输到子调制器中进行调制。调制系数为  $m = \pi \frac{V_{RF}}{2V_{\pi}}$ , 两子调制器与主调制器均工作在最大传输点, 则 DPMZM1 的输出表达式为

$$E_{dp1-out}(t) = \frac{1}{4} E_0 \exp(j\omega_c t) \cdot$$

$$\left\{ \exp[jm \sin(\omega_{RF} t)] + \exp[-jm \sin(\omega_{RF} t)] + \exp[jm \sin(\omega_{RF} t + \Delta\theta_1)] + \exp[-jm \sin(\omega_{RF} t + \Delta\theta_1)] \right\}, \quad (2)$$

式中:  $\omega_{RF}$  表示射频驱动信号的角频率;  $\Delta\theta_1$  表示 DPMZM1 上下两路射频驱动信号的相位差。应用雅克比公式, 将式(2)展开, 得到

$$E_{dp1-out}(t) = \frac{1}{4} E_0 \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} [1 + \exp(jn\Delta\theta_1)] [1 + (-1)^n] J_n(m) \exp[j(\omega_c t + n\omega_{RF} t)] \right\}, \quad (3)$$

式中:  $J_n(\cdot)$  为  $n$  阶贝塞尔函数;  $J_n(\cdot)$  与调制指数  $m$  之间的关系如图 2 所示。由式(3)可知, DPMZM1 输出的光谱中  $n$  阶边带的大小依赖于  $n$  阶贝塞尔函数值, 并且所有奇数阶边带都被抑制。当 DPMZM1 中子调制器的射频驱动信号相位差为  $\pi/2$  时, 输出载波、 $\pm 4$  阶和  $\pm 8$  阶光边带, 此时式(3)可以被简化为

$$E_{dp1-out}(t) = \frac{1}{2} E_0 \cdot \left\{ J_0(m) + J_4(m) \left\{ \exp[j(\omega_c t + 4\omega_{RF} t)] + \exp[j(\omega_c t - 4\omega_{RF} t)] \right\} + J_8(m) \left\{ \exp[j(\omega_c t + 8\omega_{RF} t)] + \exp[j(\omega_c t - 8\omega_{RF} t)] \right\} \right\}. \quad (4)$$

DPMZM2 与 DPMZM1 的工作状态是一致的, 加载在 DPMZM2 上的射频驱动信号与加载在 DPMZM1 的射频驱动信号大小相等, 但初始相位相差  $\pi/4$ 。则 DPMZM2 输出信号表达式为

$$E_{dp2-out}(t) = \frac{1}{4} E_{dp1-out}(t) \cdot \left\{ \exp\left[jm \sin\left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{4}\right)\right] + \exp\left[-jm \sin\left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{4}\right)\right] + \exp\left[jm \sin\left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right)\right] + \exp\left[-jm_1 \sin\left(\omega_{RF} t + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right)\right] \right\}. \quad (5)$$

应用雅各比公式和  $n$  阶贝塞尔函数, 将式(5)展开可得:

$$E_{dp2-out}(t) \propto \frac{1}{8} E_0 \exp(j\omega_c t) \cdot \left[ J_0^2(m) - 2J_4^2(m) + 2J_8^2(m) + 2J_0(m)J_4(m) \cos(4\omega_{RF} t) + 2J_0(m)J_4(m) \cos(4\omega_{RF} t + \pi) + 2J_4(m)J_8(m) \cos(4\omega_{RF} t + \pi) + 2J_4(m)J_8(m) \cos(4\omega_{RF} t + 2\pi) + 2J_4^2(m) \cos(8\omega_{RF} t + \pi) + 2J_0(m)J_8(m) \cos(8\omega_{RF} t) + 2J_0(m)J_8(m) \cos(8\omega_{RF} t + 2\pi) + 2J_4(m)J_8(m) \cos(12\omega_{RF} t + \pi) + 2J_4(m)J_8(m) \cos(12\omega_{RF} t + 2\pi) + 2J_8^2(m) \cos(16\omega_{RF} t + 2\pi) \right]. \quad (6)$$

如式(6)所示, 当式(7)成立时, 载波、 $\pm 4$  阶边带与  $\pm 12$  阶边带均被抑制, 而  $\pm 16$  阶边带因为功率过低可以被忽略。

$$J_0^2(m) - 2J_4^2(m) + 2J_8^2(m) = 0. \quad (7)$$

当  $m=3.998$  时, 式(7)成立。此时式(6)可以简化为

$$E_{dp2-out}(t) \propto E_0 \left[ J_4^2(m) + 2J_0(m)J_8(m) \right] \left\{ \exp[j(\omega_c - 8\omega_{RF})t] + \exp[j(\omega_c + 8\omega_{RF})t] \right\}. \quad (8)$$

从式(8)可以看出, DPMZM2 的输出仅保留了  $\pm 8$

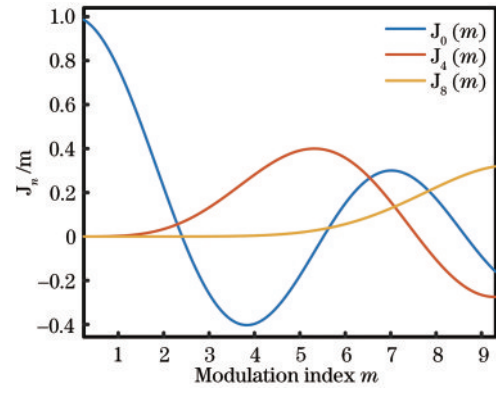


图 2  $n$  阶 Bessel 函数曲线图

Fig. 2 Bessel function curve of order  $n$

阶边带输入到 FBG 中, 根据 FBG 的传输特性可知, 当光信号进入 FBG 时, 将满足相位匹配的入射光信号反射出去, 而不满足条件的光信号直接输出, 从而使两路光信号分开, 并分别输入至两个循环二次相位调制回路中进行下一步的相位调制。

每一个循环二次相位调制回路是由一个 OC、一个 PM、一个光开关和一个 EDFA 组成。由 FBG 分离后的光信号通过 OC 分别将  $\pm 8$  阶边带发送至两个调制指数互为相反数的 PM 中进行相位调制, 从而产生具有线性调频特性的光信号。当施加到开关上的信号电压较高时, 开关处于“OFF”状态, 光信号将离开循环二次相位调制回路, 则此时回路的输出就是 PM 的输出; 当开关信号电压为零时, 开关处于“ON”状态, 在 EDFA 补偿循环相位调制的损耗后, 信号通过 OC 返回 PM 再次进行相位调制。因此, 入射光信号将在回路内循环, 经历多次相位调制, 若循环  $n$  次, 则两个循环二次相位调制回路的输出分别为

$$\begin{cases} E_1(t) \\ E_2(t) \end{cases} = \begin{cases} \exp[j\omega_c t + j8\omega_{RF} t + jnms(t)] \\ \exp[j\omega_c t - j8\omega_{RF} t - jnms(t)] \end{cases}. \quad (9)$$

由于入射光信号在回路内循环, 进行了多次相位调制, 则入射光信号的啁啾量也相应地成倍增加, 这将使生成信号的带宽显著增加, 进而获得我们所需的具有较大 TBWP 的线性调频信号。经过循环二次相位调制后的光信号通过 PD 进行拍频, 输出所需要的线性调频信号可以表示为

$$i_{out}(t) \propto R \exp[j16\omega_{RF} t + j2nms(t)], \quad (10)$$

式中:  $R$  是 PD 的响应度。由式(10)可知, 为了获得线性调频信号, 注入 PM 中的射频驱动信号应该是一个具有二次方形式的信号, 也就是所谓的抛物线驱动信号(图 3)。

其表达式为

$$s(t) = \begin{cases} k(t - T_c/2)^2, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{else} \end{cases}, \quad (11)$$

式中:  $k = 4/T_c^2$  为抛物线驱动信号的斜率;  $T_c$  是抛



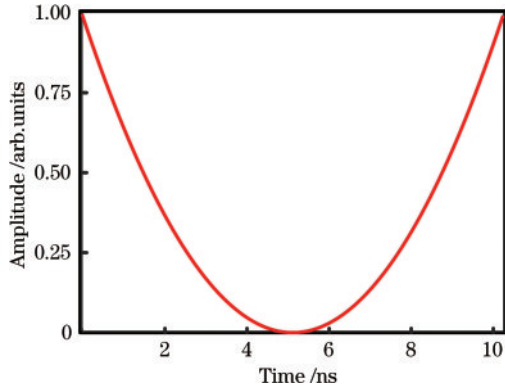


图3 归一化抛物线信号

Fig. 3 Normalized parabola signal

物线驱动信号的时域宽度。将式(11)代入式(10)可得:

$$i_{\text{out}}(t) = R \exp \left[ j16\omega_{\text{RF}}t + j2nmk(t - T_c/2)^2 \right], \quad t \in [0, T_c]. \quad (12)$$

根据相位和频率之间的微分关系可以得到:

$$f = \frac{1}{2\pi} [16\omega_{\text{RF}} + 4nmk(t - T_c/2)], \quad t \in [0, T_c]. \quad (13)$$

式(13)是所产生线性调频信号的瞬时频率。从式(13)可以看出:所产生的线性调频信号的中心频率为  $16\omega_{\text{RF}}$ , 带宽为  $8nm/(\pi T_c)$ , 时宽为  $T_c$ , 啁啾率为  $8nm/(\pi T_c^2)$ 。因此所产生线性调频信号的 TBWP 可以表示为

$$Q_{\text{TBWP1}} = 8nm/\pi. \quad (14)$$

通过式(13)和式(14)可知:所产生的线性调频信号的中心频率和 TBWP 都是可调的。在调制指数  $m$  为固定值的情况下,可以通过改变射频驱动信号的频率  $\omega_{\text{RF}}$  来改变中心频率;可以通过增加或减少循环的次数  $n$ , 调节所产生信号的带宽。但是,由于 EDFA 在调制过程中存在一定的损耗,因此循环次数并不能无上限增加,这在一定程度上限制了信号 TBWP 的提高。针对这一问题,本文对抛物线驱动信号进行了进一步改进,下面将对其进行详细分析。

### 2.1 采用时域拉伸的抛物线驱动信号

在时域上,将归一化抛物线驱动信号的时域宽度从  $T_c$  增大到  $KT_c$ , 处理后的表达式为

$$s_2(t) = \begin{cases} k(t - KT_c/2)^2, & 0 \leq t \leq KT_c \\ 0, & \text{else} \end{cases}, \quad (15)$$

式中:  $k = 4/(KT_c)^2$  是时域拉伸后抛物线驱动信号的斜率,当用处理后的信号  $s_2(t)$  驱动 PM 时,所产生线性调频信号的中心频率为  $16\omega_{\text{RF}}$ , 带宽为  $8nm/(\pi KT_c)$ , 啁啾率为  $8nm/(\pi K^2 T_c^2)$ , 时域宽度为  $KT_c$ , 因此所产生线性调频信号的 TBWP 可以表示为

$$Q_{\text{TBWP2}} = 8nm/\pi = Q_{\text{TBWP1}}. \quad (16)$$

### 2.2 采用二进制相位编码的抛物线驱动信号

除了上文提到的时域拉伸处理方法还可以利用二进制相位编码信号对抛物线驱动信号进行相位编码,来达到增大时域宽度的目的。二进制相位编码信号一般用二进制伪随机序列(BPRS)来进行表示,其数学表达式为

$$u_b(t) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i \delta(t - iT_c), \quad 0 \leq t < MT_c, \quad (17)$$

式中:  $M$  是二进制伪随机序列的码片宽度;  $C_i$  为 1 或者 -1 表示第  $i$  位码片的值。则抛物线驱动信号经过  $M$  位伪随机序列处理后的数学表达式为

$$s_3(t) = s_1(t) * u_b(t), \quad (18)$$

式中:  $*$  表示卷积运算。用  $s_3(t)$  驱动 PM 时,所生成线性调频信号的中心频率为  $16\omega_{\text{RF}}$ , 带宽为  $8nm/(\pi T_c)$ , 啁啾率为  $8nm/(\pi T_c^2)$ , 时域宽度为  $MT_c$ , 因此所生成的线性调频信号的 TBWP 可以表示为

$$Q_{\text{TBWP3}} = 8nmM/\pi = M \cdot Q_{\text{TBWP1}}. \quad (19)$$

### 2.3 采用分段处理的抛物线驱动信号

从 TBWP 的计算公式不难看出,其不仅可以通过增加生成信号的时域宽度,还可以通过增大生成信号的带宽来提高所产生线性调频信号的 TBWP。因此,本节将通过将抛物线信号分段来提高生成信号的带宽。具体方法为:将归一化抛物线驱动信号按幅值分成  $N$  段,分段后的信号幅值增加了  $N/2$  倍,并将其移动至  $[0, 1)$  之内。抛物线驱动信号分段后的数学表达式为

$$s_4(t) = \frac{N}{2} \begin{cases} k(t - T_c/2)^2 + C_1, & 0 \leq t < t_1 \\ k(t - T_c/2)^2 + C_2, & t_1 \leq t < t_2 \\ k(t - T_c/2)^2 + C_3, & t_2 \leq t < t_3 \\ \vdots \\ k(t - T_c/2)^2 + C_N, & t_{N-1} \leq t < T_c \end{cases}, \quad (20)$$

式中:  $N$  表示分段的段数;  $k = 4/T_c^2$  表示抛物线驱动信号的斜率;  $T_c$  是抛物线驱动信号的时域宽度;  $C_N$  是一个常数值。用处理后的信号驱动 PM 时,所生成线性调频信号的中心频率为  $16\omega_{\text{RF}}$ , 带宽为  $4nmN/(\pi T_c)$ , 啁啾率为  $4nmN/(\pi T_c^2)$ , 时域宽度为  $T_c$ , 因此所生成的线性调频信号的 TBWP 可以表示为

$$Q_{\text{TBWP4}} = 4nmN/\pi = \frac{N}{2} \cdot Q_{\text{TBWP1}}. \quad (21)$$

### 2.4 采用分段处理与相位编码相结合的抛物线信号

该方法结合了分段处理和相位编码处理的优势,首先通过对归一化抛物线驱动信号分段改善信号的带宽,然后利用编码信号对其进行相位编码改善信号的时宽,从而达到提高 TBWP 的目的。具体方法如下:首先,将归一化抛物线信号划分成幅值相同的  $N$  段,其他保持不变。公式表示为

$$s_4(t) = \frac{N}{2} \begin{cases} k(t - T_c/2)^2 + C_1, & 0 \leq t < t_1 \\ k(t - T_c/2)^2 + C_2, & t_1 \leq t < t_2 \\ k(t - T_c/2)^2 + C_3, & t_2 \leq t < t_3 \\ \vdots \\ k(t - T_c/2)^2 + C_N, & t_{N-1} \leq t < T_c \end{cases} \quad (22)$$

其次,用式(17)表示的伪随机序列来进行相位编码,编码后的信号表达式为

$$s_5(t) = s_4(t) * u_b(t) \quad (23)$$

用  $s_5(t)$  驱动 PM 时,所生成线性调频信号的中心频率为  $16\omega_{RF}$ ,带宽为  $4nmN/(\pi T_c)$ ,时域宽度为  $MT_c$ ,因此所生成的线性调频信号的 TBWP 可以表示为

$$Q_{TBWP4} = 4nmNM/\pi = \frac{NM}{2} \cdot Q_{TBWP1} \quad (24)$$

现将以上方法总结见表 1。

### 3 仿真实验及结果分析

为了验证所提方案的可行性,本文基于图 1 所示的基本原理框图,利用 Optisystem 光学仿真软件与 Matlab 搭建 16 倍频线性调频信号产生的仿真链路。激光器向 DPMZM1 输入具有 193.1 THz 中心频率、20 dBm 信号功率、10 MHz 线宽的光波,射频驱动信号

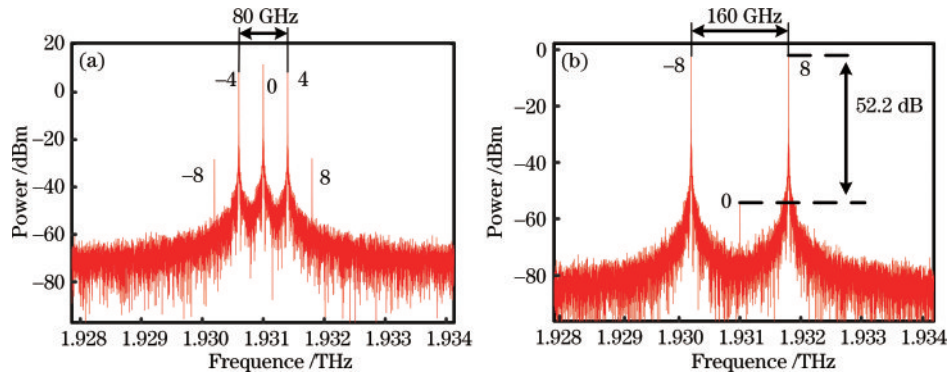


图 4 DPMZM 调制器的输出信号光谱图。(a) DPMZM1 输出光谱图;(b) DPMZM2 输出光谱图

Fig. 4 Output signal spectrum of DPMZM modulator. (a) Output spectrum of DPMZM1; (b) output spectrum of DPMZM2

对产生的  $\pm 8$  阶边带进行分离,FBG 的折射率为 0.99,令  $+$ 8 阶边带进入其反射谱中反射到 PM1 中进行循环二次相位调制,调制指数为 1; $-$ 8 阶边带被透射,进入 PM2 中进行循环二次相位调制,调制指数为  $-1$ 。PM 使用的抛物线驱动信号的幅度为 1,时域宽度为 10.24 ns。为保证其可对比性,本实验遵循控制变量法,循环次数统一控制为 20 次。

#### 3.1 归一化抛物线驱动信号

当 PM 由如图 5(a) 所示的归一化抛物线驱动信号  $s_1(t)$  驱动时,生成的线性调频信号频谱图如图 5(b) 所示。该信号的带宽约为 32 GHz,时域持续时间为 10.24 ns,中心频率为 160 GHz,是射频驱动信号的 16 倍,根据 TBWP 的定义,可以计算得 TBWP 的值为 327.68。

表 1 线性调频信号的参数比较  
Table 1 Parameter comparison of LFM signal

| RF drive signal processing                         | Bandwidth | Time-width | TBWP        |
|--|-----------|------------|-------------|
| Anti-chemical parabolic signal                     | $B$       | $T_c$      | $8nm/\pi$   |
| Stretch $m$ times on time domain                   | $B/K$     | $KT_c$     | $8nm/\pi$   |
| $M$ -bit phase encoding                            | $B$       | $MT_c$     | $8nmM/\pi$  |
| Divided into $N$ sections                          | $NB/2$    | $T_c$      | $4nmN/\pi$  |
| Divided into $N$ section + $M$ -bit phase encoding | $NB/2$    | $MT_c$     | $4nmNM/\pi$ |

频率为 10 GHz,电压幅度设为 5.09 V,且上下两臂驱动信号的相位差调整为  $\pi/2$ ,调制指数  $m = 3.998$ ,得到如图 4(a) 所示的 DPMZM1 输出光谱图。从图 4 可以看出除了载波、 $\pm 4$  阶边带之外,其他杂散光边带由于功率过小可以忽略不计。DPMZM2 上同样加载频率为 10 GHz 的射频驱动信号,利用 PS 将 DPMZM1 驱动信号与 DPMZM2 驱动信号的相位差调整为  $\pi/4$ ,得到如图 4(b) 所示的 DPMZM2 输出光谱图,可以看到生成了较为纯净的  $\pm 8$  边带,且  $\pm 8$  边带之间的间隔为 160 GHz,均与理论推导相符。

图 5(c) 是通过 Matlab 生成的线性调频信号的自相关函数,可以用来衡量所产生信号的压缩性能。如图 5(c) 所示,半峰全宽 (FWHM) 为 0.033 ns,对应的脉冲压缩比为 310.30,与理论分析得到的 327.68 基本吻合。

#### 3.2 采用时域拉伸的抛物线驱动信号

将归一化抛物线驱动信号在时域上进行 4 倍拉伸后,所得到的扩宽信号波形如图 6(a) 所示,用该信号驱动 PM 产生线性调频信号的频谱图如图 6(b) 所示,可以看出该信号的时域持续时间增加到了 40.96 ns。但是,带宽约为 8 GHz,与原来未进行拉伸处理所产生的信号相比缩小了 1/4,中心频率为 160 GHz,仍是射频驱动信号的 16 倍,根据 TBWP 的定义,可以计算得出 TBWP 的值为 327.68。因此,该

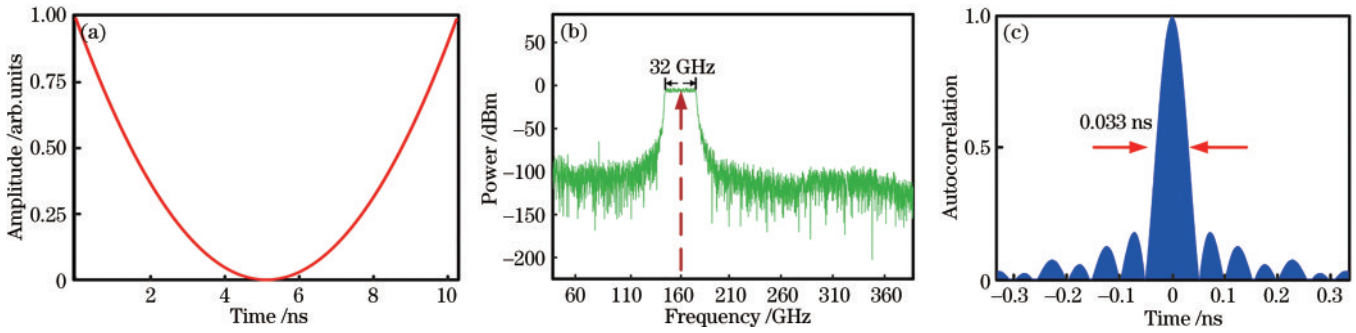


图 5 归一化抛物线型电信号。(a)抛物线信号;(b)频谱图;(c)自相关函数

Fig. 5 Normalized parabolic electrical signal. (a) Parabolic signal; (b) spectrum diagram; (c) autocorrelation function

方案产生的线性调频信号在时域上的展宽与带宽的缩减倍数正好相互抵消, TBWP 保持不变。图 6(c)是利用 Matlab 处理生成的线性调频信号的自相关函数,从

图 6 可以看到, FWHM 为 0.129 ns, 其对应的脉冲压缩比为 317.52, 与使用归一化抛物线驱动信号产生的信号 TBWP 基本相等, 符合理论推导结果。

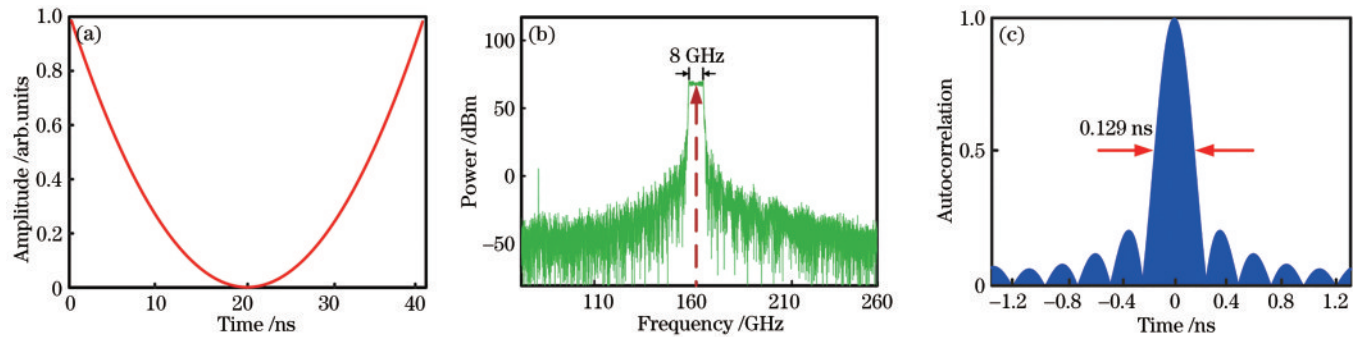


图 6 时域拉伸四倍处理后。(a)抛物线信号;(b)频谱图;(c)自相关函数

Fig. 6 After quadrupling in time domain stretching. (a) Parabolic signal; (b) spectrum diagram; (c) autocorrelation function

### 3.3 采用二进制相位编码的抛物线驱动信号

将归一化抛物线信号用 4 位 BPRS 进行相位编码, 所得到的编码信号如图 7(a)所示, 可以看到信号的时域宽度扩展到了 40.96 ns。当用该信号驱动 PM 时, 产生线性调频信号的频谱图如图 7(b)所示, 其带宽约为 32 GHz, 与使用未处理信号时产生的信号带宽

相等, 中心频率为 160 GHz, 是射频驱动信号的 16 倍, 由此计算得到 TBWP 为 1310.72。从图 7(c)可以观察到, 所产生信号的自相关函数图中 FWHM 为 0.0322 ns, 其对应的脉冲压缩比为 1272.05, 与使用归一化抛物线驱动信号产生的信号 TBWP 相比增大了 4 倍, 符合前文理论分析结果。

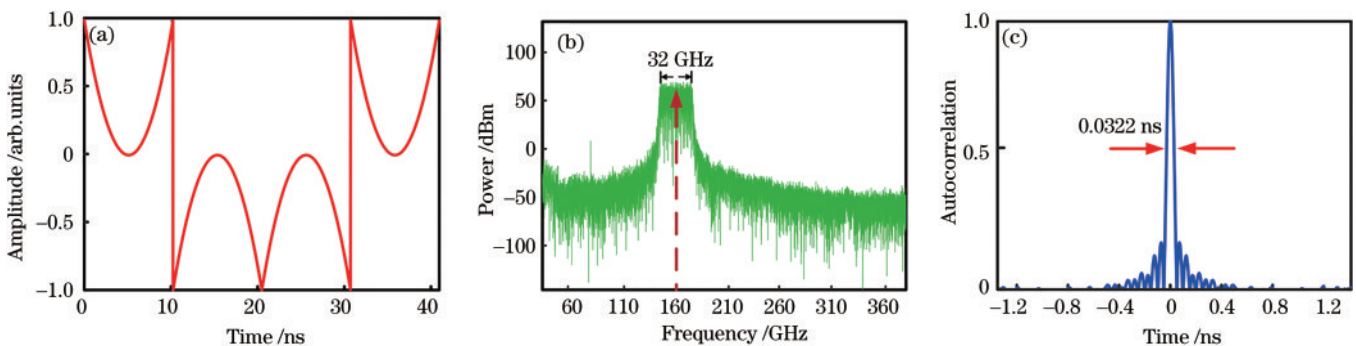


图 7 4 位相位编码处理后。(a)抛物线信号;(b)频谱图;(c)自相关函数

Fig. 7 After 4-bit phase encoding processing. (a) Parabolic signal; (b) spectrum diagram; (c) autocorrelation function

### 3.4 采用分段处理的抛物线驱动信号

为了提高产生信号的带宽, 而不改变时域持续时间, 采用将抛物线信号分段处理的方法。如图 8(a)所示, 将归一化抛物线信号划分成具有相同幅值的 6 段,

并利用分段后的抛物线信号驱动 PM, 得到线性调频信号的频谱图如图 8(b)所示, 信号的带宽约为 96 GHz, 相比于使用未处理抛物线驱动信号产生的线性调频信号增大了 3 倍, 中心频率为 160 GHz。此时



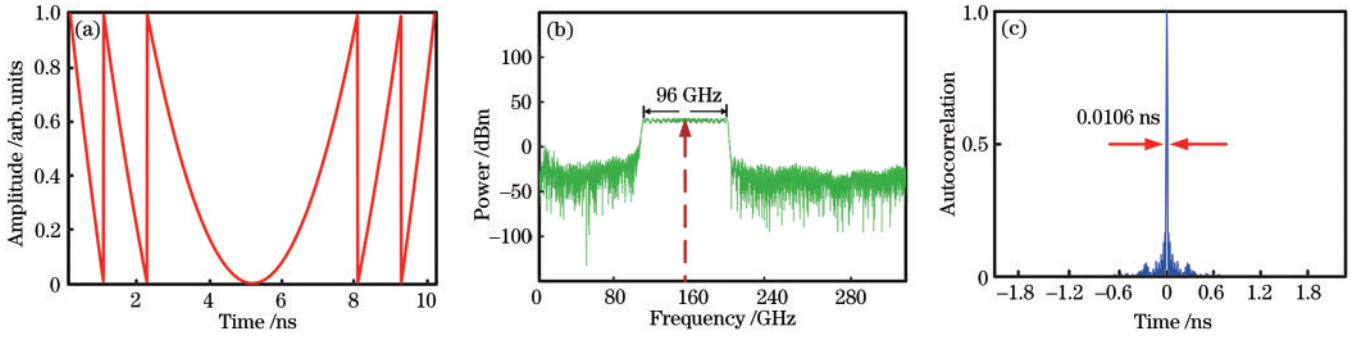


图 8 分割处理后。(a)抛物线信号;(b)频谱图;(c)自相关函数

Fig. 8 After segmentation. (a) Parabolic signal; (b) spectrum diagram; (c) autocorrelation function

信号的时域宽度未发生改变,仍然为 10.24 ns,因此 TBWP 为 983.04。从图 8(c)可以观察到,所产生信号的自相关函数图中 FWHM 为 0.0106 ns,对应的脉冲压缩比为 966.04,与使用归一化抛物线驱动信号产生的信号 TBWP 相比提高了 3 倍,符合理论推导结果。

### 3.5 采用分段处理和相位编码相结合的抛物线驱动信号

首先将抛物线驱动信号按幅值分成 12 段,然后再利用 8 位 BPRS 对其进行相位编码,两次处理后

的信号波形如图 9(a)所示,将其注入到 PM 中。仿真结果如图 9(b)所示,产生了中心频率为 160 GHz,带宽为 192 GHz,时域持续时间为 81.92 ns 的线性调频信号,因此根据 TBWP 定义,计算其值为 15728.64。从图 9(c)可以看出,使用分段和相位编码相结合的方法作为驱动信号时,所得信号的自相关函数图中 FWHM 为 0.0026 ns,对应的脉冲压缩比为 15346.75,与使用归一化抛物线驱动信号产生的信号 TBWP 相比提高了约 48 倍,符合预期结果。

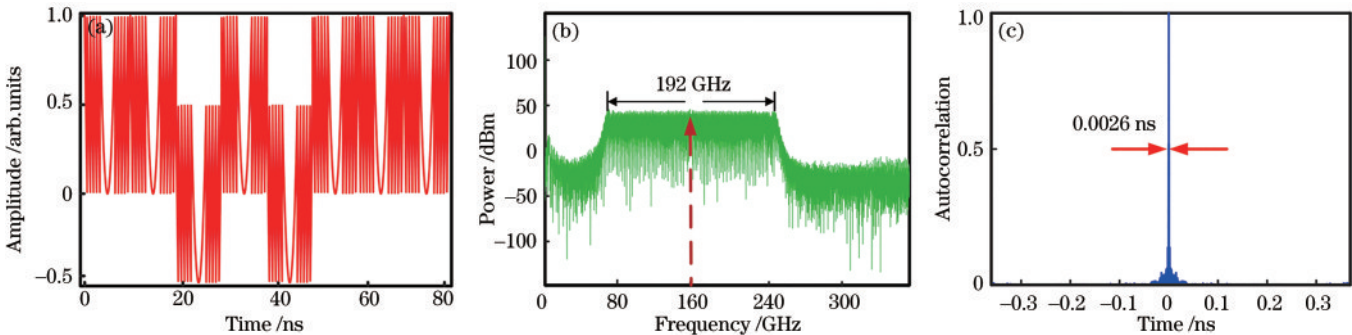


图 9 分割和相位编码处理相结合。(a)抛物线信号;(b)频谱图;(c)自相关函数

Fig. 9 Combination of segmentation and phase encoding processing. (a) Parabolic signal; (b) spectrum diagram; (c) autocorrelation function

综上所述:与文献[15]相比,由于级联 DPMZM 部分并未使用滤波器,因此本方案的中心频率变化范围更高;与文献[16]相比,本方案获得的光边带纯度更高,且更具体地分析了带宽和时宽同时改变对信号 TBWP 的影响;与文献[19]相比,由于本方案 DPMZM 所有的主调制器和子调制器均处于最大传输点,因此不会受到直流偏置漂移的影响,只需合理控制射频驱动信号的相位差即可。

## 4 倍频性能指标分析

光谐波抑制比(OSSR)和电谐波抑制比(RFSSR)是衡量所产生线性调频信号品质性能的两项重要指标。将经过微波光子学技术处理后的光信号中有效光边带的功率和杂散光边带的功率之间的比值定义为光

谐波抑制比,将经过 PD 拍频后生成信号的电谱中有用信号频率与杂散信号频率之间的比值定义为电谐波抑制比。OSSR 可以用来衡量拍频之前光信号的光谱质量,而 RFSSR 则可表示生成线性调频信号的频谱纯度,若拍频之前,光信号的 OSSR 不理想,则通过 PD 拍频后的 RFSSR 也会下降。上节的仿真结果与理论分析相符,证明了该方案的可行性,但是由于其他不理想的因素,所产生的输出信号纯度也会有所下降,下面将分别讨论 DPMZM 的调制指数和射频驱动信号的相位偏移这两个因素对输出信号的 OSSR 和 RFSSR 性能的影响。

### 4.1 DPMZM 调制指数对 OSSR 和 RFSSR 的影响

随着射频驱动信号的功率变化,DPMZM 的调制深度也会发生相应的变化,从而导致各个光边带的功

率也受到影响。在调制器调制指数较低的情况下, DPMZM1 所得到的  $\pm 4$  阶边带功率下降, 然后通过 DPMZM2 调制后产生的  $\pm 8$  阶边带功率也会降低, OSSR 的值自然减小。随着调制器调制指数的增大, 会产生更多高阶的杂散谐波, 系统输出的 OSSR 越低, RFSSR 也随之越小。

图 10 和 11 分别对 OSSR 与 RFSSR 受调制指数的影响做了详细的分析: 当调制指数为 3.998 时, OSSR 达到最大值 52.2 dB, RFSSR 同样达到最大值 37.23 dB; 当调制指数降低 0.45% 至 3.980 时, OSSR 降低 32.2 dB, RFSSR 降低 25.83 dB; 当调制指数增大 0.55% 至 4.020 时, OSSR 降低 30.2 dB, RFSSR 降低 26.7 dB。

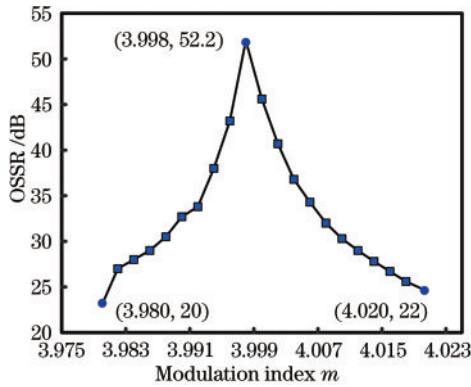


图 10 不同调制指数 OSSR 变化趋势

Fig. 10 Trend of OSSR with different modulation indices

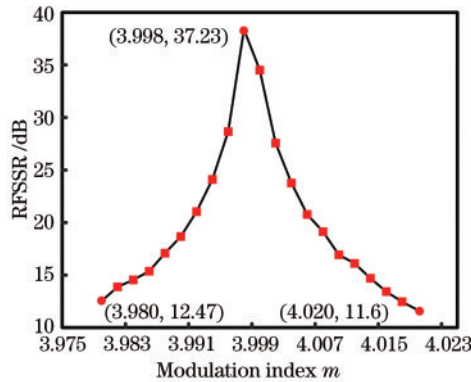


图 11 不同调制指数 RFSSR 变化趋势

Fig. 11 Trend of RFSSR with different modulation indices

#### 4.2 射频驱动信号相位偏移对 OSSR 和 RFSSR 的影响

在本方案中, 两级联 DPMZM 的射频驱动信号相位差值必须充分满足  $\pi/4$ , 否则其他杂散光边带将无法完全消除, 从而对最终的拍频效果产生不利影响。从图 12 和 13 可以看出, 当相位差为  $\pi/4$  时, OSSR 可以达到最大值 52.2 dB, RFSSR 也可达到 37.23 dB。当相位差在  $\pm 1.55\%$  左右浮动时, OSSR 降低 29.3 dB 左右, RFSSR 降低 26.05 dB 左右。

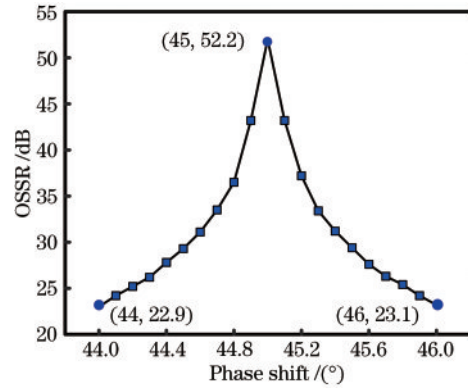


图 12 相位偏移对 OSSR 的影响

Fig. 12 Effect of phase shift on OSSR

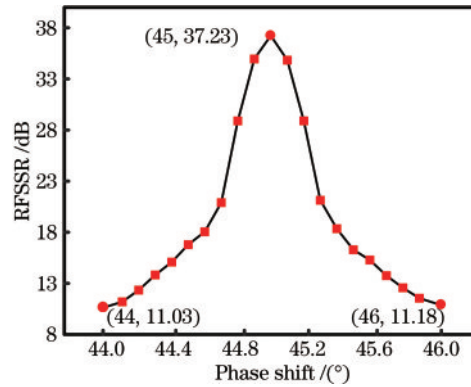


图 13 相位偏移对 RFSSR 的影响

Fig. 13 Effect of phase shift on RFSSR

## 5 结 论

本文在微波光子学外调制技术研究的基础上, 提出并验证了一种基于两级联 DPMZM 结合循环二次相位调制回路产生 16 倍频线性调频信号的方案。从理论上分析推导了信号生成过程, 并使用频率为 10 GHz 的射频驱动信号进行仿真分析, 生成了中心频率为 160 GHz 的线性调频信号, 其 OSSR 可以达到 52.2 dB, RFSSR 也可达 37.23 dB, 验证了该方法的有效性。同时, 在相位调制过程中, 对抛物线驱动信号进行一系列处理, 可以将所产生线性调频信号的 TBWP 分别提高至 1272.05、966.04、15346.75, 具有较好的可调谐性和信号纯度。因此, 本方案所生成的线性调频信号可以同时实现高精度的距离检测和速度检测, 从而进一步提高雷达系统的探测性能。

### 参 考 文 献

- [1] 任子辰. 微波光子倍频辅助的线性调频信号生成研究 [D]. 大连: 大连理工大学, 2020: 1-3.  
Ren Z C. Research on the generation of linearly frequency modulated waveform based on microwave frequency multiplication [D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2020: 1-3.
- [2] Pan S L, Zhu D, Zhang F Z. Microwave photonics for



- modern radar systems[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 31(3): 219-240.
- [3] 陶宇. 微波光子脉冲压缩信号生成和去斜技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020: 1-2.  
Tao Y. Research on generation of pulse compression signal and de-chirping technique based on microwave photonics[D]. Xi'an: Xidian University, 2020: 1-2.
- [4] 周逸潇, 赵尚弘, 李轩, 等. 面向通雷一体化的啁啾调制倍频 LFM 产生研究[J]. 中国激光, 2022, 49(7): 0706001.  
Zhou Y X, Zhao S H, Li X, et al. Chirp modulated and frequency multiplied LFM for communication radar integration[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(7): 0706001.
- [5] 王小婵. 基于微波光子学的高频率、大时间-带宽积线性啁啾信号产生技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2019: 1-3.  
Wang X C. Research on generation technology of linear chirp signal with high frequency and large time-bandwidth product based on microwave photonics[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2019: 1-3.
- [6] 张舟, 王天亮, 朱维. 基于微波光子的 24 倍频毫米波信号生成[J]. 半导体光电, 2019, 40(6): 852-856.  
Zhang Z, Wang T L, Zhu W. Generation of 24 multiplied millimeter wave signal based on microwave photonics[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2019, 40(6): 852-856.
- [7] 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.
- [8] Lin C T, Shih P T, Chen 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.
- [9] 刘翠微, 余建军, 熊良明, 等. 带预编码的六倍频矢量毫米波信号产生和探测[J]. 中国激光, 2021, 48(9): 0906006.  
Liu C W, Yu J J, Xiong L M, et al. Generation and detection of six-fold frequency vector millimeter-wave signal with precoding[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(9): 0906006.
- [10] Shen S, Yin W. Photonic generation of high-purity 60 GHz millimeter-wave signal requiring only 10 GHz radio frequency local oscillator[J]. Optical Review, 2018, 25(6): 684-693.
- [11] Prem P K A, Chakrapani A. A millimeter-wave generation scheme based on frequency octupling using LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulator[J]. National Academy Science Letters, 2019, 42(5): 401-406.
- [12] Li W Z, Yao J P. Generation of linearly chirped microwave waveform with an increased time-bandwidth product based on a tunable optoelectronic oscillator and a recirculating phase modulation loop[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(20): 3573-3579.
- [13] Zhu Z H, Zhao S H, Li Y J, et al. A novel scheme for high-quality 120 GHz optical millimeter-wave generation without optical filter[J]. Optics & Laser Technology, 2015, 65: 29-35.
- [14] Shi P M, Yu S, Li Z K, et al. A novel frequency sextupling scheme for optical mm-wave generation utilizing an integrated dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Communications, 2010, 283(19): 3667-3672.
- [15] Wang X C, Ma J X, Huang S G, et al. Generation of frequency septupled chirped microwave waveforms with increased TBWP based on two cascaded polarization modulators[J]. Optics Communications, 2018, 424: 1-6.
- [16] 李昊, 魏永峰, 季玉双, 等. 雷达线性调频信号产生与去啁啾方法研究[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(3): 0306003.  
Li H, Wei Y F, Ji Y S, et al. Generation and dechirping of linear frequency modulation signals[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(3): 0306003.
- [17] 徐岩, 吴迪, 胡涛, 等. 基于并联 MZM 的无滤波 16 倍频毫米波信号产生[J]. 光子学报, 2021, 50(11): 1106003.  
Xu Y, Wu D, Hu T, et al. Filterless frequency 16-tupling millimetre-wave signal generation based on parallel Mach-Zehnder modulators[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(11): 1106003.
- [18] Muthu K E, Raja A S, Shanmugapriya G. Frequency 16-tupled optical millimeter wave generation using dual cascaded MZMs and 2.5 Gbps RoF transmission[J]. Optik, 2017, 140: 338-346.
- [19] 应祥岳, 徐铁峰, 李军, 等. 基于级联双平行 MZM 的 16 倍频光生毫米波技术[J]. 光电子·激光, 2017, 28(11): 1212-1217.  
Ying X Y, Xu T F, Li J, et al. Photonic generation of millimeter-wave signal via frequency 16-tupling based on cascaded dual-parallel MZM[J]. Journal of Optoelectronics·Laser, 2017, 28(11): 1212-1217.
- [20] 李志浩, 倪鹏程, 王东飞, 等. 一种基于并联 DPMZM 结构的无滤波器 16 倍频光生毫米波方案[J]. 激光杂志, 2021, 42(3): 32-36.  
Li Z H, Ni P C, Wang D F, et al. A filter-less scheme for frequency 16-tupling millimeter-wave generation based on double parallel DPMZM[J]. Laser Journal, 2021, 42(3): 32-36.