

激光与光电子学进展

雷达线性调频信号产生与去啁啾方法研究

李昊, 魏永峰*, 季玉双, 李想

内蒙古大学电子信息工程学院, 内蒙古 呼和浩特 010021

摘要 提出了一种新的雷达系统线性调频信号产生与去啁啾的微波光子学方案。雷达发射端利用双平行马赫-曾德尔调制器产生 4 倍频的抑制载波双边带信号, 利用光纤光栅将信号的两边带分离后分别进行循环相位调制, 最后由光电探测器光电转换产生 8 倍频的线性调频信号。接收端利用发射端产生的中间信号将回波信号进行相位调制, 滤出载波与含有回波信息的一阶边带拍频, 得到 1 个单频信号, 完成回波信号的去啁啾。经仿真分析并验证, 使用 10 GHz 的射频信号, 幅度为 1、宽度为 10 ns 的抛物线信号, 生成了中心频率为 80 GHz、带宽为 32 GHz、时间带宽积为 320 的线性调频信号, 并详细验证了可调谐性能及压缩性能, 生成时间带宽积为 480、640、3200 等的线性调频信号。在接收端完成了时延为 1.0 μ s、0.9 μ s 等回波信号的去啁啾, 对应的探测距离为 150 m、135 m 等。方案结构紧凑, 具有很好的可重构性。

关键词 光通信; 线性调频信号; 去啁啾; 马赫-曾德尔调制器; 8 倍频

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.0306003

Generation and Dechirping of Linear Frequency Modulation Signals

Li Hao, Wei Yongfeng*, Ji Yushuang, Li Xiang

College of Electronic Information Engineering, Inner Mongolia University, Hohhot,
Inner Inner Mongolia, 010021, China

Abstract A new photon scheme for linear frequency modulation (LFM) signal generation and dechirping is proposed. In the proposed scheme, at the radar transmitter, a double-parallel Mach-Zehnder modulator is used to generate quadruple frequency suppression carrier double-sideband signal. The two sidebands are separated after the fiber grating and modulated by a cyclic phase, and the octave frequency LFM signal is generated by photoelectric conversion through a photodetector. At the receiving end, the echo signal is phase-modulated, the carrier wave and the first-order sideband containing the echo information are filtered through a filter, and the beat frequency is realized to obtain a single-frequency signal. Thus, the dechirp processing of the echo signal is completed. In the analysis and verification by Optisystem, the frequency of the radio frequency signal was set to 10 GHz, the amplitude of the parabolic signal was 1, and the width of the parabolic signal was 10 ns. An LFM signal with a center frequency of 80 GHz, bandwidth of 32 GHz and time bandwidth products of 320 was generated. The tunability and compression performance were verified, and LFM signals with time bandwidth products of 480, 640, and 3200 were generated. At the receiving end, echo signals with delays of 1.0 μ s and 0.9 μ s were dechirped at the receiver, corresponding to detection distances of 150 m and 135 m, respectively. The scheme is compact and has good reconfigurability.

Key words optical communications; linear frequency modulation signal; de-chirp; Mach-Zehnder modulator; octupled frequency

OCIS codes 060.4510; 250.0040; 250.4110; 320.1590

收稿日期: 2020-06-15; 修回日期: 2020-06-19; 录用日期: 2020-07-01

基金项目: 国家自然科学基金(61561037, 61861034)、内蒙古自治区自然科学基金(2017MS0609)、内蒙古自治区教育厅项目(NJZY17009)

*E-mail: weiyongfeng@imu.edu.cn

1 引言

早期雷达系统,使用单一载频信号作为发射信号,其雷达作用距离和分辨率两项重要指标互相矛盾。脉冲压缩技术的出现使这一矛盾得以解决^[1]。在脉冲压缩雷达系统中,常用的信号有线性调频信号(LFM)、非线性调频信号^[2]及相位编码信号^[3]。其中,线性调频信号因易产生、易处理,已成为脉冲压缩雷达中发展最为成熟的一种信号^[4]。线性调频信号在电学领域的研究中,由于受到波形发生器、倍频器等电子瓶颈的影响,其频率和带宽有限,大都不超过 30 GHz^[5]。而微波光子技术具有大带宽、不受电磁干扰和传播特性良好的优势,在雷达领域中应用广泛。

近年来,人们提出了众多基于脉冲整形^[6]、光谱整形^[7]及频率时间映射^[8],以及基于光电调制器^[9-18]等线性调频信号的光学产生方案。2002年,McKinney等^[6]利用直接空域整形技术产生线性调频信号,由于使用了分离的光器件,光学校准过程复杂,且器件体积庞大,故该方案易产生较大误差,稳定性差。基于光谱整形及频率时间映射的方案是利用输出光脉冲进行光谱整形,产生具有线性调频信号形状的光谱,再经由色散元件时-频映射的作用,产生与光谱形状相似的时域波形,即线性调频信号^[8],该类方案可调谐性差,易受到色散元件非线性效应的其他干扰。

基于光电调制器的方案可以通过光电调制器如马赫-曾德尔调制器(MZM)灵活地对信号进行倍频、上变频、下变频、移相等操作。Ghelfi等^[9]通过将锁模激光器和滤波器级联,产生类似光频梳,将光频梳作为载波,经过双平行MZM(DP-MZM),其中一臂进行相位调制,另一臂进行双边带调制,随后使用陷波滤波器将光载波滤除并进行拍频,最终使信号变频到所选定的发射频率上,但陷波滤波器的使用会导致信号频率范围受限。渥太华大学Li等^[10-11]将光信号分为两路,一路送入可调光电振荡器,生成频率可调谐的微波信号,另一路通过循环相位调制来增加信号的时宽带宽积(TBWP),最终两路信号拍频生成线性调频信号^[11]。这些方法所得到的线性调频信号的中心频率都不高,这些信号都可以利用光电调制器的倍频作用来提高^[12,19]。南京航空航天大学的潘时龙团队^[13]利用MZM,将锯齿波作为调制信号,产生了

线性调频信号,但因为MZM偏置在正交点,输出信号的瞬时频率有小的非线性增加。最近也有人使用4倍频和光子混频技术,产生了带宽为40 GHz、TBWP高达40000的线性调频信号^[5],这里可实现的高的TBWP依赖于调制信号本身具有的较高TBWP,中心频率也依赖于调制信号本身的中心频率,这对调制信号提出很高的质量要求^[20]。

本文利用双平行MZM产生了4倍频抑制载波双边带信号,并分别进行循环相位调制,通过循环单频信号使其产生频率增量,最后经探测器拍频产生中心频率为8倍调制器调制信号频率的线性调频信号,其中心频率和带宽等均可调谐。在接收端,利用发射端线性调频信号产生过程中的信号对回波信号进行相位调制,实现了回波信号去啁啾,得到含有目标信息的单频信号。后续可经过模数转换数字信号处理得到回波信号中包含的信息。

2 基本原理

线性调频信号产生与去啁啾的系统结构如图1所示,由a、b、c三部分构成,a、b为信号生成部分,c为信号接收去啁啾部分。其中,a为DP-MZM倍频回路,由DP-MZM可生成抑制载波的±4阶双边带信号,b为循环相位调制回路(RPML),通过RPML可生成线性调频信号。最后经过光电探测器(PD)进行拍频得到倍频系数为8的线性调频信号。c中先将接收到的信号进行相位调制,再经光低通滤波器(OBPF)滤除部分载波与一阶边带后拍频,最后将得到的低频去啁啾单频信号经模电转换后进行数字信号处理。

2.1 DPMZM倍频回路

将半导体激光器(LD)发出的连续波(CW)注入到DP-MZM中,其光场可表示为 $E(t) = E_0 \exp(j\omega_c t)$,其中, E_0 为输入光场振幅, ω_c 为光载波频率, t 为时间。DP-MZM的结构如图1中a部分所示,它由3个MZMs组成,MZM1和MZM2作为子调制器嵌入到主调制器MZM3的臂上,MZM的调制信号为射频信号,调制器均偏置在最大传输点,偏置电压 $V_{\text{bias1}} = V_{\text{bias2}} = V_{\text{bias3}} = 0$,两子调制器MZM1与MZM2输出光场 $E_a(t)$ 和 $E_b(t)$ 可分别表示为

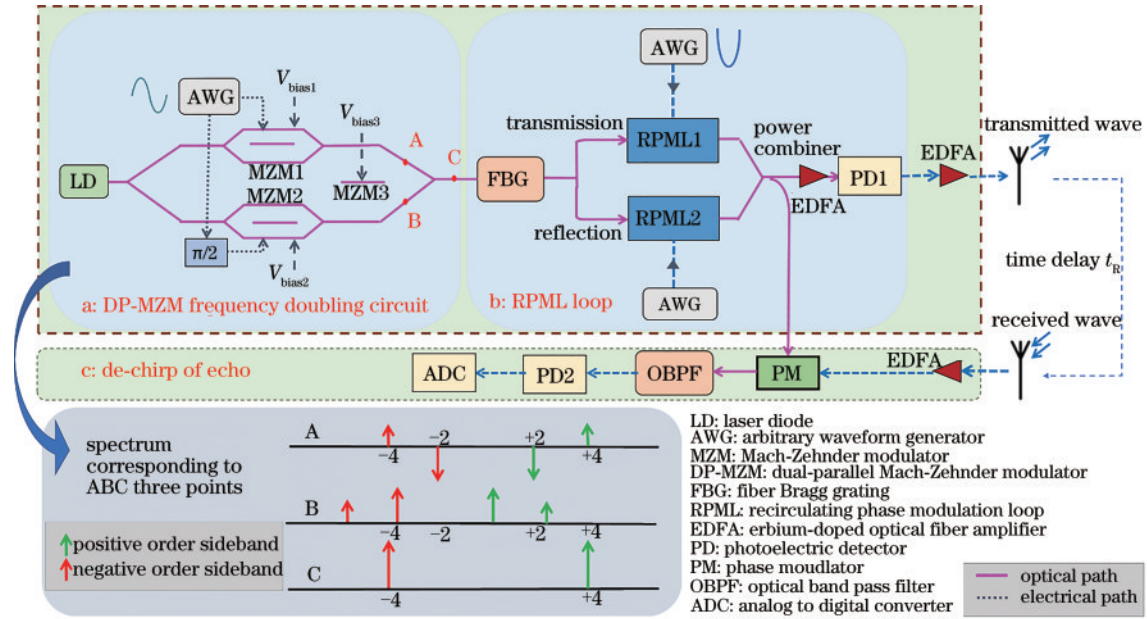


图 1 线性调频信号生成与去啁啾系统原理框图

Fig. 1 Schematic of proposed LFM signals and de-chirp generation scheme

$$E_a(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \left\{ J_0(\beta) + \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \cdot J_{2k}(\beta) \left[\exp(j\omega_c t + j2k\omega_{RF} t) + \exp(j\omega_c t - j2k\omega_{RF} t) \right] \right\}, \quad (1)$$

$$E_b(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \left\{ J_0(\beta) + \sum_{k=1}^{+\infty} J_{2k}(\beta) \left[\exp(j\omega_c t + j2k\omega_{RF} t) + \exp(j\omega_c t - j2k\omega_{RF} t) \right] \right\}, \quad (2)$$

式中： $J_0(\cdot)$ 为零阶第一类柱贝塞尔函数； ω_{RF} 为射频信号频率； $J_{2k}(\cdot)$ 为 $2k$ 阶第一类柱贝塞尔函数； k 为整数； β 为调制器的调制指数， $\beta = \pi V_m / V_\pi$ ，其

中， V_π 是MZM的半波电压， V_m 是射频信号的电压幅度。经过耦合，DPMZM输出端的光信号可表示为

$$E_c(t) = E_0 \left\{ J_0(\beta) + \sum_{k=1}^{+\infty} J_{4k}(\beta) \left[\exp(j\omega_c t + j4k\omega_{RF} t) + \exp(j\omega_c t - j4k\omega_{RF} t) \right] \right\}. \quad (3)$$

当 $J_0(\beta) = 0$ ，即 $\beta = 2.405$ 时，或 $V_m = 1.531 V_\pi$ 时，输出端光载波和高阶边带可以忽略，因此，DPMZM的输出端只剩下 ± 4 阶边带 $E_c(t)$ ，即

$$E_c(t) = E_0 \cdot J_{4k}(\beta) \left[\exp(j\omega_c t + j4\omega_{RF} t) + \exp(j\omega_c t - j4\omega_{RF} t) \right]. \quad (4)$$

ABC处三点的光谱如图1中所示。 ± 4 阶边带信号经过光纤光栅(FBG)，可以分别融入到FBG的透射谱和反射谱中，实现两路光信号的分离，最后分别输入至循环相位调制回路中进行相位调制。

2.2 循环相位调制回路

循环相位调制回路的结构如图2所示，由图可以看出电路中开关信号决定电路是否循环。输入信号先经过相位调制器(PM)进行相位调制，若开关信

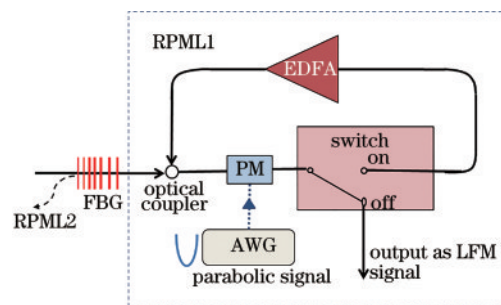


图 2 RPML 结构

Fig. 2 Schematic of RPML

号为01脉冲序列，当脉冲为1电平时，开关位于on状态，循环接通，再经过掺铒光纤放大器(EDFA)补偿循环相位调制过程中的损耗，将信号放大以后再再次经过相位调制器，直至电路开关出现0电平，开关

位于 off 状态, 循环结束, 输出线性调频信号。

PM 的调制信号 $s(t)$ 为归一化的抛物线信号, 表达式为

$$s(t) = \begin{cases} k(t - T_0/2)^2, & 0 \leq t \leq T_0, k = 4/T_0^2, \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

式中: T_0 为抛物线信号周期。

将 +4 阶边带输入 RPML1 中, -4 阶边带输入 RPML2 中, 其中, RPML1 和 RPML2 的相位调制器调制指数相反。若不进行循环, 即 $n=1$, RPML1 和 RPML2 的输出即为 PM 的输出; 若循环 n 次, 输出则分别为

$$E_{\text{RPML1}}(t) = \exp[j\omega_c t + j4\omega_{\text{RF}} t + jns(t)], \quad (6)$$

$$E_{\text{RPML2}}(t) = \exp[j\omega_c t - j4\omega_{\text{RF}} t - jns(t)], \quad (7)$$

即输入信号被加入了啁啾量。进行多次循环, 相当于在原始信号的基础上重复叠加数次啁啾量, 这使得生成的调制信号的带宽可以任意调谐。RPML1 与 RPML2 的输出光信号输入光电探测器进行拍频, 经过光电转换输出的电信号 $i_{\text{out}}(t)$ 为

$$i_{\text{out}}(t) = \Re \exp[j8\omega_{\text{RF}} t + j2ns(t)] = \Re \exp[j8\omega_{\text{RF}} t + j2nk(t - T_0/2)^2], \quad (8)$$

式中: \Re 为光电探测器响应度。

瞬时频率为

$$f = \frac{1}{2\pi} [8\omega_{\text{RF}} + 4nk(t - T_0/2)], \quad (9)$$

得到的线性调频信号 $i_{\text{out}}(t)$ 的中心频率为 $8\omega_{\text{RF}}$, 啁啾率为

$$\frac{4nk(t - T_0/2)'}{2\pi} = \frac{2nk}{\pi} = \frac{8n}{\pi T_0^2} \quad (10)$$

$$J_1(m) \exp[j\omega_c t + j4\omega_{\text{RF}} t + jnk(t - T_0/2)^2 - j4nkt_{\text{R}} t - j8\omega_{\text{RF}} t_{\text{R}} + j2nkt_{\text{R}}^2 + j2nkT_0 t_{\text{R}}], \quad (12)$$

式中 m 为调制阶数。(12) 式的后三项为常数相位项, 可以忽略或写为常数 C , 前三项与 +4 阶光边带一样, 所以 -4 阶光边带经过调制后的 +1 阶边带与 +4 阶载波

由此也可以看出, 生成的线性调频信号的中心频率和啁啾率都是可调谐的。通过改变 DP-MZM 的调制信号的频率 ω_{RF} , 中心频率可以改变; 通过增加或减少循环次数 n , 或者改变抛物线信号的幅度或周期, 调频信号的带宽可以线性调节。

2.3 回波去啁啾处理

雷达信号的接收处理部分由图 1 中 c 部分所示, 发射信号经过 t_{R} 的时延以后由天线接收, 如图 3 所示, 回波与发射波之间存在有近似的固定频差 Δf , 回波信号 $i_{\text{r}}(t)$ 为

$$i_{\text{r}}(t) = \Re \exp[j8\omega_{\text{RF}}(t - t_{\text{R}}) + j2ns(t - t_{\text{R}})] = \Re \exp[j8\omega_{\text{RF}}(t - t_{\text{R}}) + j2nk(t - T_0/2 - t_{\text{R}})^2] \quad (11)$$

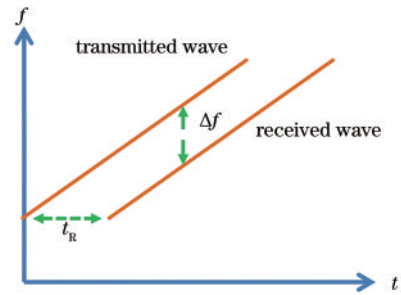


图 3 发射信号与接收信号的时频特点

Fig. 3 Time-frequency characteristics of transmitting and receiving waves

回波信号经过放大器放大以后, 进行相位调制, 将循环相位调制回路的输出信号作为光载波时, RPML1 与 RPML2 的输出可看作两个光载波, 分别提供了 ± 4 阶光边带, 其中 -4 阶光边带经过调制后的 +1 阶边带可表示为

$$E_{\text{OBPF}}(t) = J_0(m) \exp[j\omega_c t + j4\omega_{\text{RF}} t + jnk(t - T_0/2)^2] + J_1(m) \exp[j\omega_c t + j4\omega_{\text{RF}} t + jnk(t - T_0/2)^2 - j4nkt_{\text{R}} t], \quad (13)$$

$$i(t) = \exp(j4nkt_{\text{R}} t) \quad (14)$$

经过拍频得到的单频信号的频率就是发射信号经过 t_{R} 时延以后与回波信号的频差 Δf , 表达式为

$$\Delta f = \frac{2nkt_{\text{R}}}{\pi} = \frac{8nt_{\text{R}}}{\pi T_0^2} \quad (15)$$

该频率与发射信号的啁啾率和回波时延有关,探测距离 R 由时延决定,表达式为

$$R = \frac{t_{RC}}{2}, \quad (16)$$

式中 c 为光速。信号去啁啾完成以后,可通过模数转换器(ADC)等将信号进行模数转换,并通过数字信号处理的一些技术完成后续的信号处理。

3 仿真实验与分析

3.1 线性调频信号生成

为了验证提出的线性调频信号的产生方案,基于图 1 的线性调频信号生成系统框图在 Optisystem 仿真平台建立验证系统。LD 激光器的工作频率是 193.1 THz,功率为 10 dBm,DP-MZM 中每个 MZM 的插入损耗为 5 dB,半波电压 V_{π} 设为 6 V,射频信号的电压幅度 V_m 设为 4.59 V,调制信号使用 10 GHz 的射频信号,调制指数 $\beta = 2.405$,DP-MZM 的输出光谱如图 4 所示,端口输出 ± 4 阶边带,载波和 2 阶边带被抑制,留有 1 阶边带和 3 阶边带,这与(4)式推导的结果相吻合,产生的 1 阶边带比 4 阶边带低 17 dB,3 阶边带比 1 阶边带低 24 dB,在后面的 PD 拍频中,若 4 阶边带的影响变大,1 阶边带和 3 阶边带的影响就会减小很多。

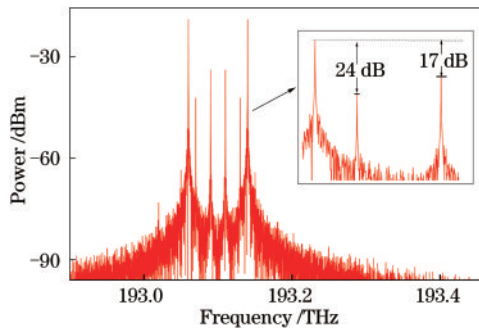


图 4 DPMZM 输出信号光谱

Fig. 4 Output signal spectrum of DPMZM

本研究使用的光纤光栅折射率为 0.99,令 ± 4 阶边带处于光栅的反射谱, -4 阶边带处于透射谱,将 ± 4 阶边带分离,然后将 ± 4 阶与 -4 阶边带分别送入 RPML1 和 RPML2 进行循环相位调制,相位调制器所使用的归一化抛物线信号如图 5 所示,幅度为 1,时间宽度为 10 ns,RPML1 和 RPML2 的相位调制指数分别为 1 和 -1 。在仿真中为简化器件,RPML 结构中耦合器和光开关可用回路控制器(Loop Control)代替,可直接在回路控制器中改变循环次数的参数。若不进行循环,根据(8)式,可计

算出 2 个 4 阶边带,带宽都为 0.8 GHz,若循环 20 次,即 $n = 20$, ± 4 阶边带的带宽应为 $0.8 \times 20 = 16$ GHz,循环 20 次 RPML 的输出如图 6 所示,可以看到两个边带均有明显的展宽,各自带宽刚好为 16 GHz,这与公式计算的结果一致。此时,原本单一频率的信号已经变成了具有啁啾特性的信号,从 ± 4 阶边带放大图可以看出信号功率谱平坦,这说明此时生成的线性调频信号幅度没有较大起伏。

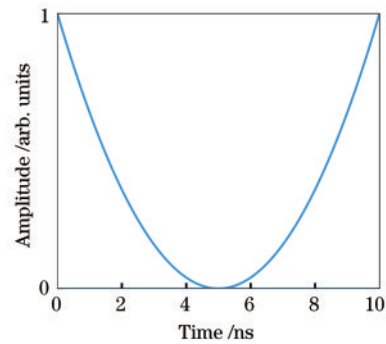


图 5 抛物线信号

Fig. 5 Parabolic signal

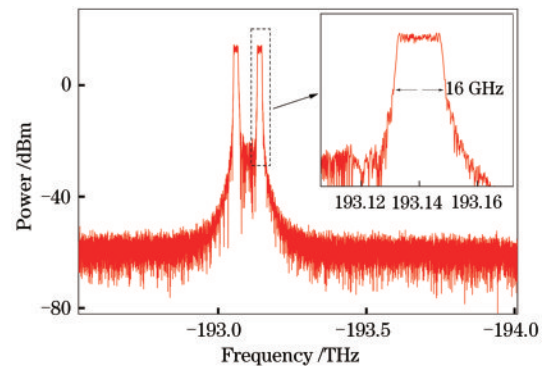


图 6 经 20 次循环后的 ± 4 阶边带

Fig. 6 ± 4 -order sideband

将经过 RPML1 和 RPML2 生成的信号输入光电探测器中进行光电转换,得到电信号,由推导得知,若循环 20 次,则可以得到中心频率为 80 GHz、带宽为 32 GHz 的线性调频信号。图 7 为最终生成的线性调频信号的时域图,在接近 0 ns 的时候,脉宽约为 15 ps,即频率为 64 GHz,信号的幅度平坦。图 8(a)和图 8(b)给出其频谱图与时频图,图中中心频率为 80 GHz,是射频信号频率的 8 倍,且频谱顶部较为平坦,没有很大的凸起。图 8(b)中的时频图为经短时傅里叶变换处理的时频分析,属于线性时频分析^[21],图中在 10 ns 时宽中频率由 64 GHz 线性变化为 96 GHz,带宽为 32 GHz。

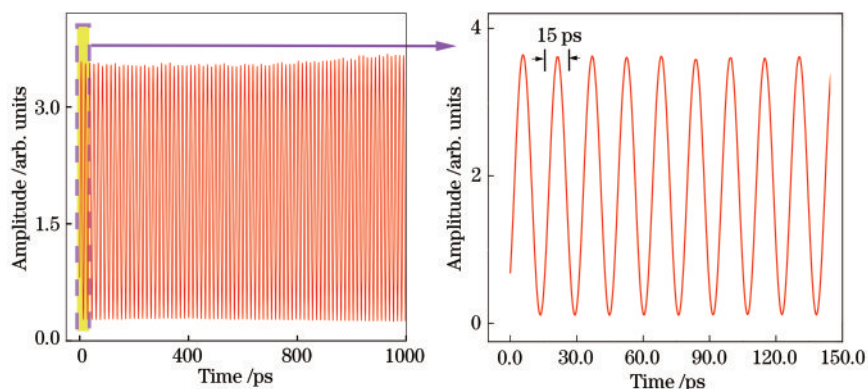


图 7 经 20 次循环后 PD 输出的线性调频信号时域图

Fig. 7 Time domain diagram of LFM signal output by PD after 20 cycles

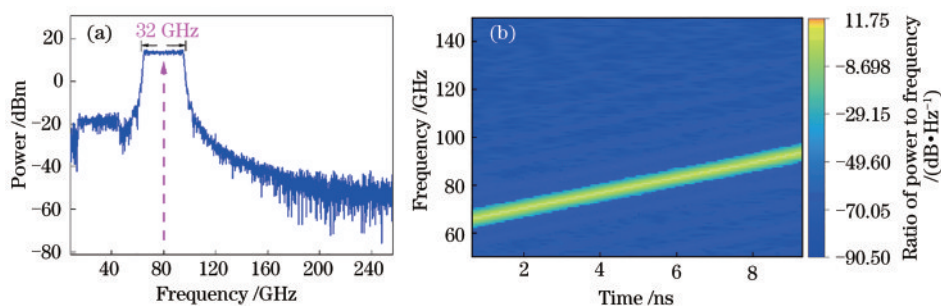


图 8 20 次循环后线性调频信号。(a) 频谱图; (b) 时频图

Fig. 8 LFM signal after 20 cycles. (a) Spectrum; (b) time-frequency diagram

3.2 线性调频信号可调谐性能分析

3.2.1 中心频率可调谐

线性调频信号的中心频率通过 MZM 的射频驱动信号频率来调节, 分别使用频率为 9, 10, 11 GHz 的射频信号驱动 MZM, 最终生成中心频率分别为

72, 80, 88 GHz 的线性调频信号。图 9 为不同中心频率线性调频信号的频谱图及短时傅里叶变化的时频图, ω 为驱动信号频率。时宽为 10 ns, 在 5 ns 处获得的中心频率如图 9(b) 中所示, f_0 为生成信号中心频率。

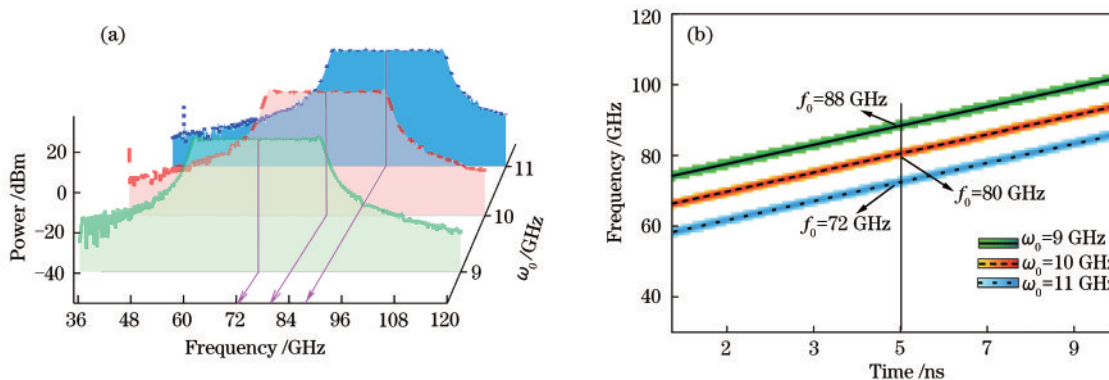


图 9 不同中心频率的线性调频信号。(a) 频谱图; (b) 时频图

Fig. 9 LFM signals with different center frequencies. (a) Spectrum; (b) time-frequency diagram

3.2.2 带宽、时间带宽积、啁啾率可调谐

据理论分析, 生成的线性调频信号的带宽、时间带宽积、啁啾率都是可调谐的, 可分为两种方法: 一是通过改变相位循环次数来改变; 二是通过

改变相位调制的驱动信号来改变, 即可以改变抛物线信号的时宽、幅度, 或使用相位编码的抛物线信号^[18]。

1) 增加循环次数。将相位循环由 20 次变为

30 次, 每增加一次循环, 带宽可增加 1.6 GHz, 循环 30 次, 可得信号带宽为 48 GHz。图 10 分别展示了循环 30 次后该信号的频谱图和时频图, 其中心频率

在 80 GHz, 信号的频率随着时间的变化线性变化, 从图 10(b) 中可以看出在 10 ns 的时间内, 频率从 56 GHz 线性变化到 104 GHz。

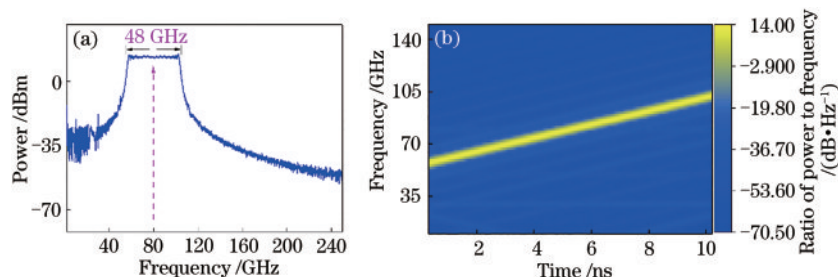


图 10 30 次循环后的信号频谱图和时频图。(a) 频域图; (b) 时频图

Fig. 10 Spectrum and time-frequency diagram of LFM signal after 30 cycles. (a) Spectrum; (b) time-frequency diagram

2) 改变抛物线信号时宽。改变抛物线信号的时宽即周期, 即在(9)式中改变 T_0 , 若仍使用归一化的抛物线信号, 则 $k = 4/T_0^2$ 不变, 将抛物线时宽增加一倍, 由图 5 的 10 ns 变为 20 ns, 循环仍为 20 次, 如图 11(a) 所示, 射频驱动信号带宽依旧为 10 GHz,

但生成的线性调频信号的带宽变为 16 GHz, 减小为原来的 1/2, 因此时间带宽积并没有改变。频谱图与时频图如图 11(b)、(c) 所示。与图 8(b) 相比, 频率斜率降低。若只想改变啁啾率, 可调整抛物线信号时宽, 啁啾率和抛物线信号时宽成反比。

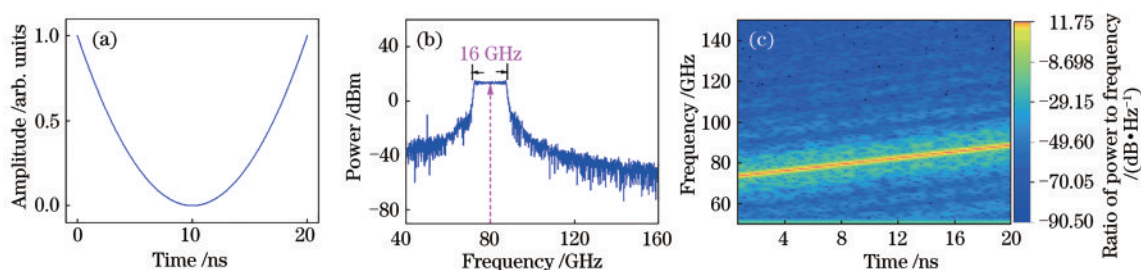


图 11 时宽为 20 ns 信号。(a) 抛物线信号; (b) 频谱图; (c) 时频图

Fig. 11 Signal with time width of 20 ns. (a) Parabolic signal; (b) spectrum; (c) time-frequency diagram

3) 增大抛物线信号幅度。改变抛物线信号幅度, 则(5)式不再成立, T_0 不变, k 发生了变化, 将抛物线信号幅度增大一倍, 如图 12(a) 所示, 生成的调

频信号的频谱图与时域图如图 12(b)、(c) 所示, 带宽由 32 GHz 变为 64 GHz, TBWP 由 320 变为 640, 两者均变为原来的 2 倍, 啁啾率也变大。

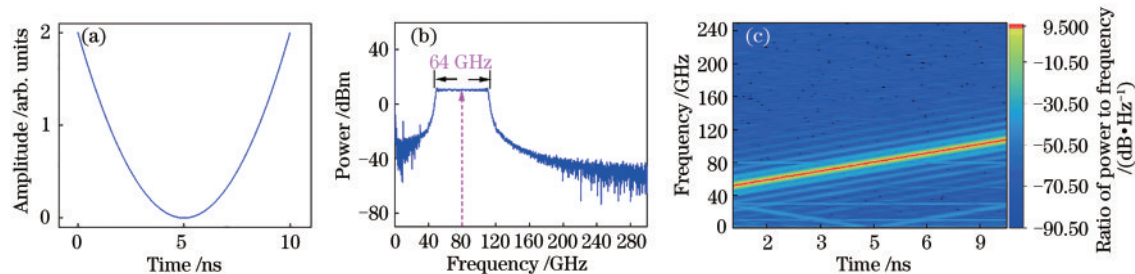


图 12 信号幅度增大一倍的信号。(a) 抛物线信号; (b) 频谱图; (c) 时频图

4) 使用相位编码抛物线信号。用图 13(a) 中相位编码的抛物线信号作为调制信号, 生成的线性调频信号带宽不变, 但因为时宽由 10 ns 变为 100 ns, 所以时间带宽积由 320 变为 3200, 图 13(b) 中的频

谱图与图 8(a) 相似, 图 13(c) 中的时频图对应相位编码抛物线信号的特征, 有正啁啾和负啁啾, 只看一个 10 ns 即一段抛物线时宽内的信号特征, 可以发现正啁啾的时频特征与图 8(b) 是一样的。

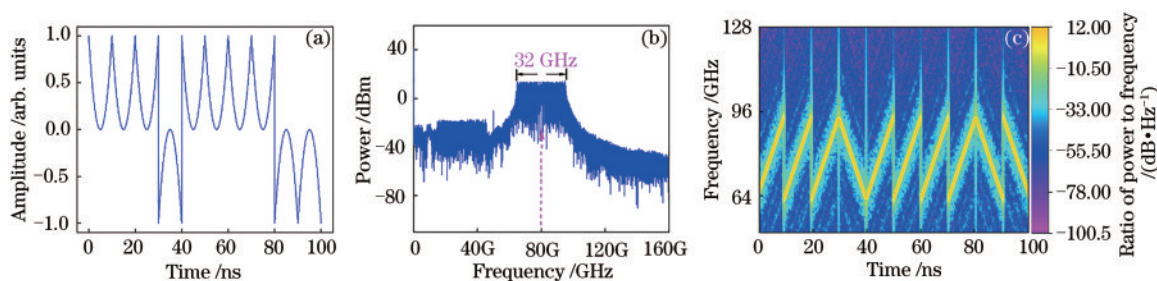


图 13 相位编码信号。(a) 抛物线信号;(b) 频谱图;(c) 时频图

Fig. 13 Phase coded signal. (a) Parabolic signal; (b) spectrum; (c) time-frequency diagram

使用以上 4 种方式都可以对带宽进行有选择的调谐,同时可考虑将几种方式相结合,如表 1 所示。如果既增加调制信号幅度又将信号进行相位编码,那么带宽、时宽、时间带宽积、啁啾率都可以得到相应倍

数的增加。雷达距离分辨率与工作带宽 B 成正比,大的带宽有助于实现高的距离分辨率,且大中心频率和宽视角可以获得高的横向分辨率^[17],根据不同的目的可选择适当的方式生成所需要的线性调频信号。

表 1 不同抛物线信号对带宽、时间带宽积、啁啾率的影响

Table 1 Effect of different parabolic signals on bandwidth, time-bandwidth product and chirp rate

Different parabolic signal	Bandwidth	Time	Time-bandwidth product	Chirp rate
Normalized parabolic signal	B	T	BT	a
N times of cycles	$1.6 NB$	T	$1.6 NBT$	Na
N -times signal time width	B/N	NT	BT	a/N^2
N -times signal amplitude	NB	T	NBT	Na
N -bit phase encoding	B	NT	NBT	a
N -times time width and M -times amplitude	$(M/N)B$	NT	MBT	Ma/N^2
N -times amplitude and M -bit phase coding	NB	MT	$NMBT$	Na

3.3 线性调频信号压缩性能

为研究所产生信号的压缩性能,使用带宽分别为 32 GHz 和 48 GHz 的信号进行验证,两信号分别为进行 20 次循环和 30 次循环所产生的线性调频信号,频谱图分别如图 8(a) 和图 10(a) 所示。它们的自相关函数如图 14(a)、(b) 所示。图 14(a) 中,脉

冲压缩后的峰值旁瓣比(PSR)约为 6.6 dB,半峰全宽为(FWHM)约为 35.21 ps,对应的脉冲压缩比为 284.01;图 14(b) 中,PSR 约为 6.8 dB,FWHM 约为 24.38 ps,对应的脉冲压缩比为 410.17。在 10 ns 的持续时间内,得到时间带宽积分别为 320 和 480。

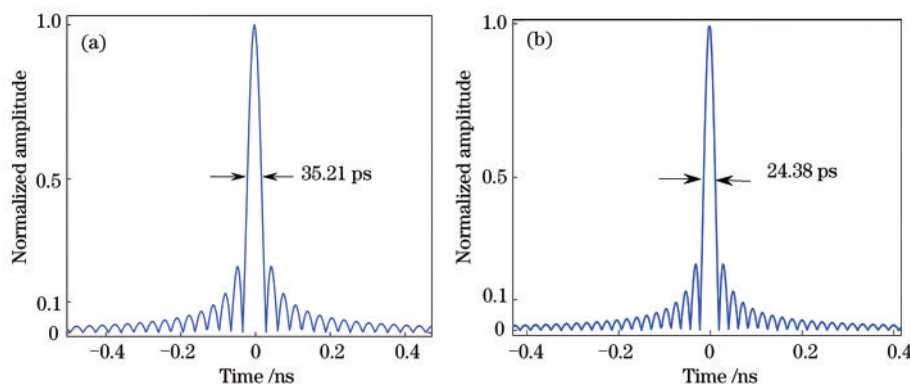


图 14 线性调频信号自相关结果。(a) 经 20 次循环;(b) 经 30 次循环

Fig. 14 Autocorrelation results of LFM. (a) After 20 cycles; (b) after 30 cycles

3.4 回波信号去啁啾

为验证系统的去啁啾能力,发射信号生成部分

生成仅循环一次的线性调频信号,发射信号经过 1 μ s 的时延后由接收端接收,回波信号经放大和相

位调制后的光谱图如图 15 所示, -4 阶的光载波被搬移到 +4 阶光载波附近, 二者形状相似, 将其滤出后进行光电探测可得约为 25 GHz 的单频信号, 如图 16 所示, 根据 (16) 式和 (17) 式, 可求得此时探测距离为 150 m, 这与理论分析相吻合。继续验证经过 0.9, 0.7, 0.5, 0.3, 0.1 μs 时延的回波信号, 对应探测距离分别为 135, 105, 75, 45, 15 m, 经过光电探测器拍频, 分别可得频率大致为 23.0, 17.8, 13.0, 7.60, 2.50 GHz 的单频信号, 如图 17 所示。

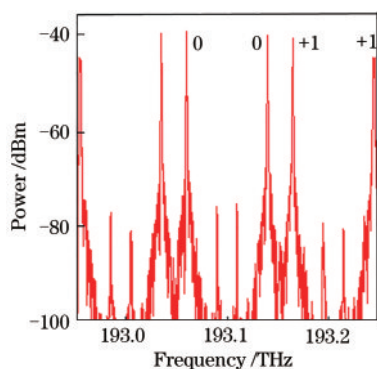


图 15 回波信号相位调制后光谱图
Fig. 15 Optical spectrum after phase modulation

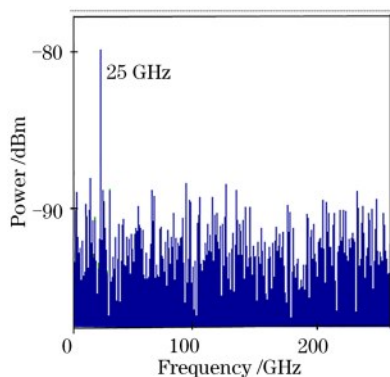


图 16 拍频处理后的单频信号频谱图
Fig. 16 RF spectrum after beat frequency processing

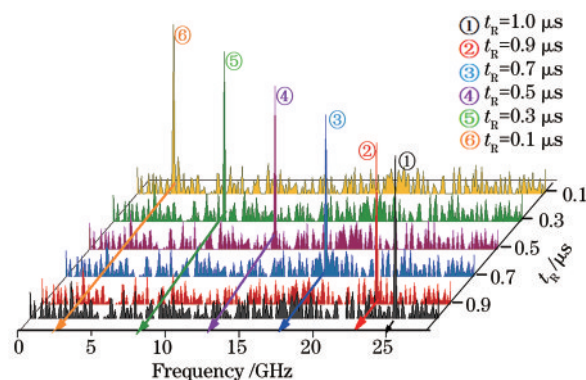


图 17 不同时延的回波信号去啁啾所得单频信号
Fig. 17 Single frequency signal obtained by de-chirping echo signal with different time delay

3.5 噪声影响

在循环相位调制过程中, EDFA 会产生损耗, 同时 EDFA 噪声会恶化信噪比, 因此循环次数并不是越多越好。在 RPML 的仿真过程中, 所使用的 EDFA 增益为 2 dB, 噪声指数为 4 dB, 循环 50 次得到线性调频信号如图 18 所示, 从中可以看出, 时域图 [图 18(a)] 中幅度上下波动很大, 频谱图 [图 18(b)] 中平坦度相比于循环 20 次和 30 次时有所降低。受 EDFA 的影响, 循环次数在 30 次以内较为理想, 超过 50 次时, 时域波形抖动较大。

在所提方案中, 调整射频信号的频率可以实现产生信号中心频率的调谐。由于在倍频回路中, 调制器都在最大传输点偏置, 偏置电压为 0, 故信号不受偏置漂移的影响, 倍频信号更加稳定。且由于倍频回路中没有使用滤波器等, 最大频率限制只受到 PD 探测器带宽的影响, 故生成信号可以在几十 GHz 的频率范围内调谐, 且其中心频率为射频信号的 8 倍, 相比文献 [10-15] 中的结果, 频率变化范围更高。若想得到更高倍频的线性调频信号, 也可使用双 DPMZM 级联的方式生成 12 倍频的线性调频

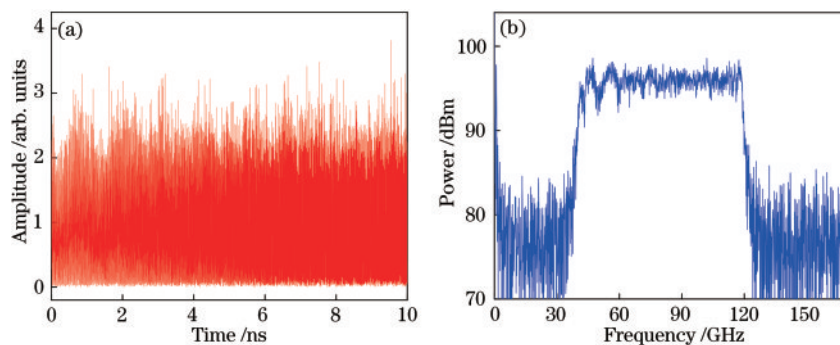


图 18 循环 50 次线性调频信号。(a) 时域图; (b) 频域图
Fig. 18 LFM signal after 50 cycles. (a) Time domain diagram; (b) spectrum

信号,但这会增加结构复杂度。该方案并不需要电线性调频信号参与其中,与文献[5,19]相比,方案更简单,且通过改变抛物线信号幅度、周期或者增加循环次数等方法,可以很容易地改变啁啾率与时间带宽积,因此生成的发射信号具有良好的可重构性。同时构造了简易的回波去啁啾结构,即利用发射信号生成过程中的信号作为载波达到了去啁啾的效果。与传统光外差法相比,不需要额外地产生一个高频信号与生成信号混频,与匹配滤波器去啁啾的方法相比,不需要额外设计匹配滤波器,回波去啁啾处理过程更简单。最后将高频的线性调频信号变为易于数字信号处理的低频单频信号,整个发射接收回路结构变得更加紧凑。

4 结 论

提出并验证了一种雷达线性调频信号产生与去啁啾方案。发射信号生成部分使用 DP-MZM 产生 ±4 阶光学边带,在循环相位调制系统中进行相位调制,使用抛物线信号作为调制信号,最终经光电探测器光电转换得到中心频率为 8 倍射频驱动信号频率的线性调频信号,且中心频率和带宽等都可调谐。回波接收部分先使用相位调制器将回波信号进行调制,再经过滤波拍频获得去啁啾的低频的单频信号。

参 考 文 献

- [1] Zou J F. The reasearch of photonic generation and pulse compression for linear frequency modulation signal[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017.
邹金芳. 线性调频信号光学产生及脉冲压缩技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [2] Fan H H, Wu X B, Sun W J. Design and implementation of reconfigurable NLFM signal[J]. *Information & Communications*, 2019, 32(9): 22-24.
范欢欢, 伍小保, 孙维佳. 可重构非线性调频信号的设计与实现[J]. *信息通信*, 2019, 32(9): 22-24.
- [3] Li W Z, Kong F Q, Yao J P. Phase-coded microwave waveform generation based on a tunable optoelectronic oscillator[C]//2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 28-31, 2013, Alexandria, VA, USA. New York: IEEE Press, 2013: 76-79.
- [4] Ge Y S. The application analysis of LFM pulse compression technology in radar system[J]. *Science*

and Technology & Innovation, 2019(10): 154-155.
葛翼诗. 线性调频脉冲压缩技术在雷达系统中的应用分析[J]. *科技与创新*, 2019(10): 154-155.

- [5] Wang S W, Lu Z J, Idrees N, et al. Experimental generation and de-chirping of photonic THz linearly chirped signals with large time-bandwidth product[C]//2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 7-10, 2019, Ottawa, ON, Canada. New York: IEEE Press, 2019: 1-3.
- [6] McKinney J D, Leaird D E, Weiner A M. Millimeter-wave arbitrary waveform generation with a direct space-to-time pulse shaper[J]. *Optics Letters*, 2002, 27(15): 1345-1347.
- [7] Ye R, Yin M, Wu X Y, et al. Theoretical study of spectrum shaping of chirped pulse in OPCPA with angular spectral dispersion[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2018, 55(4): 041901.
叶荣, 阴明, 吴显云, 等. 光谱角色散 OPCPA 中啁啾脉冲频谱整形的理论研究[J]. *激光与光电子学进展*, 2018, 55(4): 041901.
- [8] Xu Y X. Study on key technologies of microwave photonic signal generation and receiving for wideband radars[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2017.
徐宇啸. 微波光子宽带雷达信号产生及接收中关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2017.
- [9] Ghelfi P, Scotti F, Laghezza F, et al. Photonic generation of phase-modulated RF signals for pulse compression techniques in coherent radars [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(11): 1638-1644.
- [10] Li W Z, Kong F Q, Yao J P. Arbitrary microwave waveform generation based on a tunable optoelectronic oscillator [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(23): 3780-3786.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] Zhou P, Zhang F, Guo Q, et al. Linearly chirped

- microwave waveform generation with large time-bandwidth product by optically injected semiconductor laser[J]. *Optics Express*, 2016, 24(16): 18460-18467.
- [14] Guo Q S, Zhang F Z, Zhou P, et al. Dual-band LFM signal generation by optical frequency quadrupling and polarization multiplexing [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(16): 1320-1323.
- [15] Guo Q S, Zhang F Z, Wang Z Q, et al. High-resolution and real-time inverse synthetic aperture imaging based on a broadband microwave photonic radar [C]//2017 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 23-26, 2017, Beijing, China. New York: IEEE, 2017: 1-3.
- [16] Han C Z, Cong W S, Liu R R, et al. Photonic approach for generating linear frequency modulation signal with carrier frequency multiplication factor of 8 based on parallel MZMs [J]. *Optics & Optoelectronic Technology*, 2019, 17(3): 95-100.
韩成哲, 丛雯珊, 刘冉冉, 等. 基于并联 MZM 的载频 8 倍频线性调频信号光产生方法[J]. *光学与光电技术*, 2019, 17(3): 95-100.
- [17] Chen V C, Martorella M. Inverse synthetic aperture radar imaging: principles, algorithms and applications [M]. New York: SciTech Publishing Inc., 2014.
- [18] Wang X C. Reearch 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 Telecom, 2019.
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.
- [19] Morozov O G, Morozov G A, Faskhutdinov L M, et al. Synthesis of dual cross LFM signals based on technologies of microwave photonics [C]//2019 Russian Open Conference on Radio Wave Propagation (RWP), Kazan, Russia. [S.l.: s.n.], 2019: 313-316.
- [20] Xue Z Z, Pei L, Xie Y H, et al. Filterless 24-tupling frequency millimeter-wave generator [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(10): 1006001.
薛壮壮, 裴丽, 解宇恒, 等. 无滤波 24 倍频光载毫米波发生器[J]. *光学学报*, 2020, 40(10): 1006001.
- [21] Liu Y P, Wang C, Xia H Y. Application progress of time-frequency analysis for lidar [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2018, 55(12): 120005.
刘燕平, 王冲, 夏海云. 时频分析在激光雷达中的应用进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2018, 55(12): 120005.