

载频带宽同步倍频的高频大带宽线性调频信号光产生方法*

丛雯珊, 余 岚, 沃江海, 王亚兰, 王安乐
(空军预警学院 预警技术系, 湖北 武汉 430019)

摘要:针对高载频、大带宽线性调频信号产生需求,提出一种基于级联马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)的载频带宽同步倍频的高载频、大带宽线性调频信号光产生方法。理论分析表明,通过合理设置级联MZM的直流偏置点和线性调频信号幅度等参数,可产生载频和带宽同步倍频且倍频系数可调的线性调频信号。在此基础上利用光学系统软件进行相应的仿真验证,利用载频和带宽分别为5 GHz和2 GHz的线性调频信号产生了载频和带宽分别为40 GHz、15.07 GHz和58.25 GHz、19.5 GHz的线性调频信号。仿真结果验证了该方法的可行性,也验证了产生的信号具有较好的压缩性。

关键词:线性调频信号;高载频;大带宽;级联MZM

中图分类号:TN929.11 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2019)05-140-07

Photonic generation of linearly chirped microwave signal with high frequency and large bandwidth via frequency and bandwidth multiplication

CONG Wenshan, YU Lan, WO Jianghai, WANG Yalan, WANG Anle

(Early Warning Technology Department, Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: Aiming at the requirement of generating the linearly chirped microwave signal with high frequency and large bandwidth, an approach based on cascaded MZM (Mach-Zehnder modulator) to generate linearly chirped microwave signal with high-frequency and large-bandwidth via frequency and bandwidth multiplication was proposed. From the theoretical analysis, the linearly chirped microwave signal with variable multiplication factor of the carrier frequency and bandwidth was generated by properly adjusting the direct current bias points and the modulation index of the cascaded MZM. On the basis of this, the corresponding simulations were performed on the optical system software platform. The linearly chirped microwave signals with the carrier frequency and bandwidth of 40 GHz, 15.07 GHz and 58.25 GHz or 19.5 GHz were generated from a 5 GHz or 2 GHz linearly chirped drive signal respectively. The simulation results verify the feasibility of the proposed approach and the superior compression of the generated signal.

Keywords: linearly chirped microwave signal; high frequency; large bandwidth; cascaded MZM

近年来,微波光子技术凭借其超宽带、大调频范围和抗电磁干扰等优点在雷达、无线通信和软件无线电等诸多领域得到广泛应用^[1-2]。目前世界各国针对高频微波信号源^[3-6]和 高频、宽带线性调频信号^[7-14]及相位编码信号^[15-16]产生问题进行了广泛研究。文献[3]和文献[4]采用级联马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM),通过设置级联MZM的直流偏置点和射频信号幅度等参数,分别产生了载频8倍频和10倍频微波信号;Zhu等采用双级联双平行MZM产生了载频16倍频的微波信号^[5]。随后,双平行偏振调制器被应用到高倍频微波信号源产生方面,文

献[6]通过调整双平行偏振调制器的调制指数和射频信号相位差,抑制1阶光边带和5阶光边带,选取3阶光边带,产生载频6倍频微波信号。文献[7]利用马赫曾德尔干涉仪和色散补偿光纤产生了载频和啁啾率可调的线性调频信号。为了增大所产生线性调频信号的时宽带宽积,F-P干涉仪^[8]和偏振复用双臂MZM(Polarization Division Multiplexing Dual-Parallel, PDM-DPMZM)^[10]等器件被应用于线性调频信号波形产生方面。光电振荡作为产生高频微波信号的一种有效方法也被应用于线性调频信号产生方面,其中文献[11]利用该方法产生了载频和调频斜率分别为10 GHz、

* 收稿日期:2018-06-10

基金项目:国家自然科学基金青年科学基金资助项目(61701532)

作者简介:丛雯珊(1989—),男,河北承德人,博士研究生,E-mail:congwen Shan@sina.com;

余岚(通信作者),男,教授,硕士,博士生导师,E-mail:yulann@163.com

20.98 GHz/ns 和 15 GHz、22.5 GHz/ns 的两种线性调频信号;在此基础上,文献[12]采用光电振荡和可循环相位调制环有效增大了所产生线性调频信号的带宽,但所产生线性调频信号的带宽受循环圈数的限制,且信号载频较低。2017年,Zhang 等利用双平行 MZM 实现了载频和带宽同步 4 倍频线性调频信号的产生,但该方法的倍频系数不可调谐且比较小^[13];随后,Zhang 等利用基于偏振的光学微波相移器恒定功率的移相能力和 40 Gbit/s 的超高调相速度产生大带宽的线性调频信号,但该方法产生信号的带宽受限于电控起偏器所能承受的最大射频功率^[14]。

本文提出一种基于级联 MZM 的载频带宽同步倍频的高载频、大带宽线性调频信号光产生方法。理论上分析了该方法产生载频和带宽倍频系数均为 8 或 12 的高频、大带宽线性调频信号的可行性,并基于 Optisystem 仿真系统软件进行了相应仿真。

1 原理

载频带宽同步倍频的高载频、大带宽线性调频信号光产生方法系统框图如图 1 所示。半导体激光器(Laser Diode, LD)输出的连续光信号经偏振控制器(Polarization Controller, PC)调整偏振状态后送入级联 MZM。微波源(Microwave Source, MS)输出的低载频、小带宽线性调频信号经一分二电耦合器(Electrical Couple, EC)耦合成两路,一路送入 MZM1 进行电光调制,另一路经电移相器(Electrical Phase Shifter, EPS)移相后送入 MZM2 进行电光调制。通过合理控制 MZM1 和 MZM2 的直流偏置点、MS 输出信号的幅度和 EPS 的移相值,获得 ± 4 阶边带或 ± 6 阶边带,边带经可编程光滤波器(Programmable Optical Filter, POF)滤波和掺铒光纤放大器(Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)放大后送入光电探测器(PhotoDetector, PD)进行平方率检波,在系统输出端将产生载频和带宽倍频系数为 8 或 12 的高载频、大带宽线性调频信号。

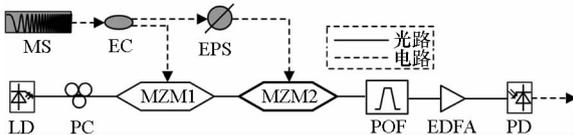


图 1 系统框图

Fig. 1 Schematic of the system

LD 输出的连续光信号 $E_0 \exp[j(\omega_0 t + \varphi_0)]$ 经 PC 送入 MZM1,则 MZM1 输出的光信号为:

$$E_{out1} = E_0 \exp[j(\omega_0 t + \varphi_0)] \cdot \sum_{k_1=-\infty}^{+\infty} (-1)^{k_1} \{ \cos\theta_1 J_{2k_1}(m_1) \cos[2k_1(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_1)] - \sin\theta_1 J_{2k_1+1}(m_1) \cos[(2k_1+1)(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_1)] \} \quad (1)$$

其中, E_0 、 ω_0 和 φ_0 分别为 LD 输出光信号的幅度、角频率和初始相位, $2\theta_1$ 为 MZM1 两臂上的相位差, $J_k(\cdot)$ 为 k 阶第一类贝塞尔函数, $m_1 = \frac{V_{RF1}}{V_{\pi 1}} \pi$ 为 MZM1 的调制指数, V_{RF1} 和 φ_1 分别为输入 MZM1 线性调频信号的幅度和初始相位, $V_{\pi 1}$ 为 MZM1 的半波电压, ω_{RF} 和 κ 为 MS 输出线性调频信号的载频和调频斜率。MZM1 输出的光信号作为光源送入 MZM2,则 MZM2 输出的光信号为:

$$E_{out2} = E_0 \exp[j(\omega_0 t + \varphi_0)] \cdot \sum_{k_1=-\infty}^{+\infty} (-1)^{k_1} \{ \cos\theta_1 J_{2k_1}(m_1) \cos[2k_1(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_1)] - \sin\theta_1 J_{2k_1+1}(m_1) \cos[(2k_1+1)(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_1)] \} \cdot \sum_{k_2=-\infty}^{+\infty} (-1)^{k_2} \{ \cos\theta_2 J_{2k_2}(m_2) \cos[2k_2(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_2)] - \sin\theta_2 J_{2k_2+1}(m_2) \cos[(2k_2+1)(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_2)] \} \quad (2)$$

其中, $2\theta_2$ 为 MZM2 两臂上的相位差, $m_2 = \frac{V_{RF2}}{V_{\pi 2}} \pi$ 为 MZM2 的调制指数, V_{RF2} 和 φ_2 分别为输入 MZM2 线性调频信号的幅度和初始相位, $V_{\pi 2}$ 为 MZM2 的半波电压。又根据第一类贝塞尔函数 k 阶函数 $J_k(m)$ 与调制指数 m 之间的关系可知,当调制指数小于 7 时,10 阶以上的边带系数均小于 -40 dB,在实际应用时可忽略,则式(2)可改写为:

$$E_{out2} = E_0 \exp[j(\omega_0 t + \varphi_0)] \cdot \sum_{k_1=-5}^{+5} (-1)^{k_1} \{ \cos\theta_1 J_{2k_1}(m_1) \cos[2k_1(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_1)] - \sin\theta_1 J_{2k_1+1}(m_1) \cos[(2k_1+1)(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_1)] \} \cdot \sum_{k_2=-5}^{+5} (-1)^{k_2} \{ \cos\theta_2 J_{2k_2}(m_2) \cos[2k_2(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_2)] - \sin\theta_2 J_{2k_2+1}(m_2) \cos[(2k_2+1)(\omega_{RF}t + \pi\kappa t^2 + \varphi_2)] \} \quad (3)$$

当 $\theta_1 = \theta_2 = 0$,即 MZM1 和 MZM2 均工作在最大偏置点, EPS 的移相值为 90° ,即 $\varphi_1 - \varphi_2 = 90^\circ$ 且假设 $m_1 = m_2$, $\varphi_2 = 0^\circ$,对式(3)进行化简得:

$$E_{out2} = E_0 \sum_{k=-2}^{+2} A_{4k} \exp[j(\omega_0 t + 4k\omega_{RF}t + 4\pi\kappa k t^2)] \quad (4)$$

其中, A_{4k} 为 MZM2 输出 $4k$ 阶边带的系数,且 $A_{4k} = A_{-4k}$,其具体表达式为:

$$A_0 = J_0^2(m) - 2J_2^2(m) + 2J_4^2(m) - 2J_6^2(m) + 2J_8^2(m) - 2J_{10}^2(m) \quad (5)$$

$$A_4 = 2J_0(m)J_4(m) - J_2^2(m) - 2J_2(m)J_6(m) + 2J_4(m)J_8(m) - 2J_6(m)J_{10}(m) \quad (6)$$

$$A_8 = 2J_0(m)J_8(m) - 2J_2(m)J_6(m) - 2J_2(m)J_{10}(m) + J_4^2(m) \quad (7)$$

由式(4)可知, MZM2 输出仅包括 $4k$ 阶光边带, 又由式(5)~(7)可知, A_{4k} 为调制指数 m 的一元多次函数。图 2 给出了调制指数 m 在 $0 \sim 7$ rad 范围内 A_0 、 A_4 和 A_8 随调制指数 m 的变化情况。

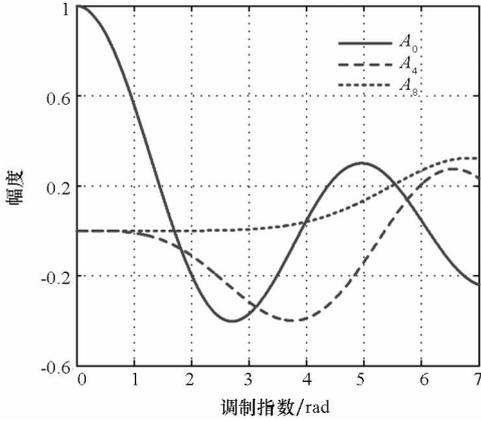


图 2 $4k$ 阶边带的系数 A_{4k}

Fig. 2 The coefficient A_{4k} of $4k$ -order sidebands

由图 2 可知, 当调制指数 $m = 1.7$ 时, 光载波的系数 $A_0 \approx 0$, 光载波被抑制, 则式(4)可进一步化简为:

$$E_{\text{out2}} = E_0 \{ A_4 \exp[j(\omega_0 t - 4\omega_{\text{RF}} t - 4\pi\kappa t^2)] + A_4 \exp[j(\omega_0 t + 4\omega_{\text{RF}} t + 4\pi\kappa t^2)] + A_8 \exp[j(\omega_0 t - 8\omega_{\text{RF}} t - 8\pi\kappa t^2)] + A_8 \exp[j(\omega_0 t + 8\omega_{\text{RF}} t + 8\pi\kappa t^2)] \} \quad (8)$$

MZM2 输出的信号经 EDFA 放大后送入 PD 进行平方率检波, 则 PD 输出的电流为:

$$i(t) = \Re E_0^2 \eta^2 [2A_4^2 + 2A_8^2 + 4A_4 A_8 \cos(4\omega_{\text{RF}} t + 4\pi\kappa t^2) + 2A_4^2 \cos(8\omega_{\text{RF}} t + 8\pi\kappa t^2) + 4A_4 A_8 \cos(12\omega_{\text{RF}} t + 12\pi\kappa t^2) + 2A_8^2 \cos(16\omega_{\text{RF}} t + 16\pi\kappa t^2)] \quad (9)$$

式中, \Re 为 PD 的响应度, η 为 EDFA 的增益系数。由式(9)可知, PD 输出电流除了期望的中心频率和调频斜率分别为 $8\omega_{\text{RF}}$ 和 8κ 的线性调频信号外, 还存在直流项及中心频率和调频斜率为 $4\omega_{\text{RF}}$ 、 4κ , $12\omega_{\text{RF}}$ 、 12κ 和 $16\omega_{\text{RF}}$ 、 16κ 的线性调频信号。由式(8)和式(9)可知, 光边带抑制比 (Optical Sideband Suppression Ratio, OSSR) 和线性调频信号杂散抑制比 (Spurious Suppression Ratio, SSR) 分别为:

$$\text{OSSR}(1.7) = 20 \lg \left(\frac{A_4(1.7)}{A_8(1.7)} \right) = 56.94 \text{ dB} \quad (10)$$

$$\text{SSR}(1.7) = 20 \lg \left(\frac{2A_4^2(1.7)}{4A_4(1.7)A_8(1.7)} \right) = 50.92 \text{ dB} \quad (11)$$

当 $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$, 即 MZM1 和 MZM2 均工作在最小偏置点, 则式(4)变为:

$$E_{\text{out2}} = \sum_{k=0}^2 \frac{E_0 A_{4k+2}}{j} \{ \exp\{j[\omega_0 t + (4k+2)\omega_{\text{RF}} t + (4k+2)\pi\kappa t^2]\} - \exp\{j[\omega_0 t - (4k+2)\omega_{\text{RF}} t - (4k+2)\pi\kappa t^2]\} \} \quad (12)$$

式中, A_{4k+2} 为 MZM2 输出 $4k+2$ 阶光边带的系数, 其具体表达式为:

$$A_2 = -J_1^2(m) - 2J_1(m)J_3(m) + 2J_3(m)J_5(m) - 2J_5(m)J_7(m) + 2J_7(m)J_9(m) \quad (13)$$

$$A_6 = -2J_1(m)J_5(m) - 2J_1(m)J_7(m) + J_3^2(m) + 2J_3(m)J_9(m) \quad (14)$$

$$A_{10} = -2J_1(m)J_9(m) + 2J_3(m)J_7(m) - J_5^2(m) \quad (15)$$

由式(12)可知, MZM2 输出仅包括 $4k+2$ 阶边带, 又由式(13)~(15)可知, A_{4k+2} 为调制指数 m 的一元多次函数。图 3 给出了调制指数 m 在 $0 \sim 7$ rad 范围内 A_2 、 A_6 和 A_{10} 随调制指数 m 的变化情况。

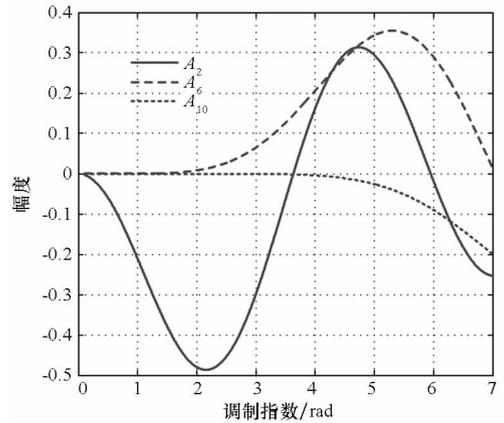


图 3 $4k+2$ 阶边带的系数 A_{4k+2}

Fig. 3 The coefficient A_{4k+2} of $(4k+2)$ -order sidebands

由图 3 可知, 当调制指数 $m = 3.631$ 时, 2 阶光边带系数 $A_2 \approx 0$, 2 阶边带被抑制, 则式(12)可进一步化简为:

$$E_{\text{out2}} = \frac{E_0}{j} \{ A_6 \exp[j(\omega_0 t + 6\omega_{\text{RF}} t + 6\pi\kappa t^2)] - A_6 \exp[j(\omega_0 t - 6\omega_{\text{RF}} t - 6\pi\kappa t^2)] + A_{10} \exp[j(\omega_0 t + 10\omega_{\text{RF}} t + 10\pi\kappa t^2)] - A_{10} \exp[j(\omega_0 t - 10\omega_{\text{RF}} t - 10\pi\kappa t^2)] \} \quad (16)$$

MZM2 输出的信号经 EDFA 放大后送入 PD 进行平方率检波,则 PD 输出的电流为:

$$i(t) = -\Re E_0^2 \eta^2 \{ 2A_6^2 + 2A_{10}^2 + 4A_6 A_{10} \cos(4\omega_{RF}t + 4\pi\kappa t^2) - 2A_6^2 \cos(12\omega_{RF}t + 12\pi\kappa t^2) + 4A_6 A_{10} \cos(16\omega_{RF}t + 16\pi\kappa t^2) - 2A_{10}^2 \cos(20\omega_{RF}t + 20\pi\kappa t^2) \} \quad (17)$$

由式(17)可知,PD 输出的电流中除了期望的中心频率和调频斜率分别为 $12\omega_{RF}$ 和 12κ 的线性调频信号外,还存在直流项及中心频率和调频斜率分别为 $4\omega_{RF}$ 、 4κ 、 $16\omega_{RF}$ 、 16κ 和 $20\omega_{RF}$ 、 20κ 的线性调频信号。由式(16)和式(17)可知,此时 OSSR 和 SSR 分别为:

$$OSSR(3.631) = 20 \lg \left(\frac{A_6(3.631)}{A_{10}(3.631)} \right) = 37.90 \text{ dB} \quad (18)$$

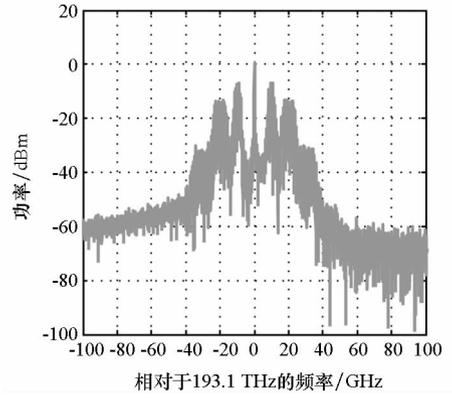
$$SSR(3.631) = 20 \lg \left(\frac{2A_6^2(3.631)}{4A_6(3.631)A_{10}(3.631)} \right) = 31.88 \text{ dB} \quad (19)$$

由以上分析可知,本文方法通过设置级联 MZM 的直流偏置点和调制指数,可产生载频和带宽倍频系数为 8 或 12 的高载频、大带宽线性调频信号,其 OSSR 和 SSR 分别为 56.94 dB、50.92 dB 和 37.90 dB、31.88 dB。

2 实验结果与讨论

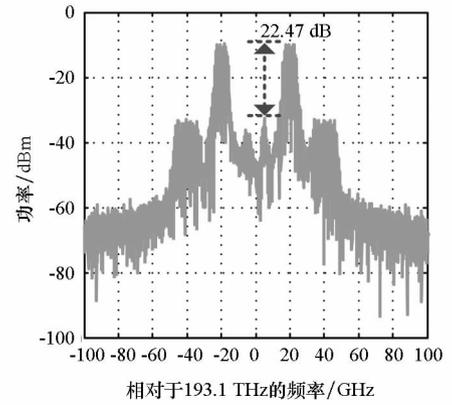
为了验证所提方法产生高载频、大带宽线性调频信号的可行性,按照图 1 搭建一个基于 Optisystem 的仿真平台。仿真参数设置如下:LD 发射信号的中心频率、功率和线宽分别为 193.1 THz、10 dBm 和 10 MHz, MZM1 和 MZM2 的半波电压为 5 V, EDFA 的增益系数和噪声系数分别为 20 dB 和 4 dB, POF 的中心频率和带宽分别为 193.1 THz 和 70 GHz, PD 的响应度和暗电流分别为 0.7 A/W 和 10 nA, MS 输出线性调频信号的中心频率、带宽和时宽分别为 5 GHz、2 GHz 和 2 ns。

设级联 MZM 均工作在最大偏置点,且线性调频信号的幅度为 5.411 3 V,图 4(a) ~ (b) 分别为 MZM1 和 MZM2 输出光信号的频谱图,图 4(c) ~ (d) 分别为 PD 输出信号的时域波形和频谱图,其中图 4(c) 中的插图分别为 0 ~ 0.2 ns 和 7.8 ~ 8 ns 的局部放大图,图 4(e) 中实线为利用希尔伯特变换恢复信号的频率信息,虚线为其拟合直线。



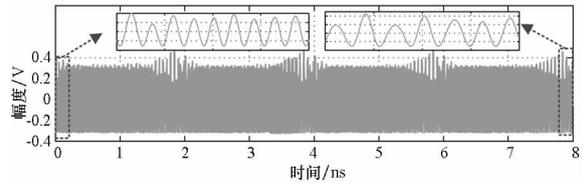
(a) MZM1 输出信号频谱

(a) Frequency spectrum of signal of MZM1 output



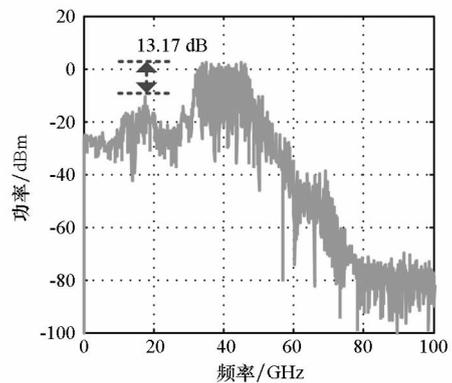
(b) MZM2 输出信号频谱

(b) Frequency spectrum of signal of MZM2 output



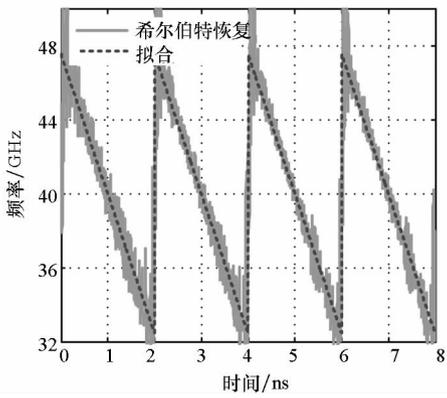
(c) PD 输出信号波形

(c) Signal waveform of the PD



(d) PD 输出信号频谱

(d) Frequency spectrum of signal of the PD output



(e) 恢复的频率信息及拟合直线

(e) Recovered frequency information and fit curve

图 4 倍频系数为 8 的线性调频信号

Fig. 4 Linearly chirped signal of the frequency and bandwidth octupling

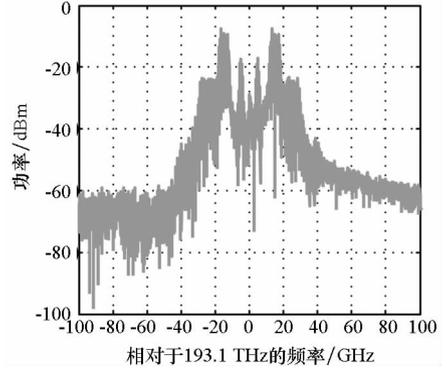
由图 4(c) ~ (e) 可知, 系统产生了 SSR 为 13.17 dB, 载频、带宽和时宽分别为 40 GHz、15.07 GHz 和 2 ns 的线性调频信号, 其载频和带宽与理论值(40 GHz 和 16 GHz) 比较接近, 但其 SSR 远远小于由式(11) 计算的理论值, 这是因为 Optisystem 软件中没有线性调频信号源, 仿真中利用的线性调频信号为搭建链路所产生, 由于链路中各器件噪声等因素的影响, 产生的线性调频信号幅度和相位与理论值存在偏差, 因此在选取光边带时, 所选边带与其他阶光边带的 OSSR 恶化, 由图 4(b) 可知, OSSR 远小于由式(10) 计算的理论值。

为了验证本文方法生成线性调频信号倍频系数的调谐性能, 将级联 MZM 的工作状态调整为最小偏置点, 线性调频信号的幅度调整为 11.557 8 V, 其他条件不变。图 5(a) ~ (b) 分别为 MZM1 和 MZM2 输出光信号的频谱图, 图 5(c) ~ (d) 分别为 PD 输出信号的时域波形和频谱图, 图 5(c) 中插图分别为 0 ~ 0.2 ns 和 7.8 ~ 8 ns 的局部放大图, 图 5(e) 中实线为利用希尔伯特变换恢复信号的频率信息, 虚线为其拟合直线。

由图 5(c) ~ (e) 可知, 系统产生了 SSR 为 6.4 dB, 载频、带宽和时宽分别为 58.25 GHz、19.5 GHz 和 2 ns 的线性调频信号, 其载频和带宽均小于理论值(60 GHz 和 24 GHz), SSR 也远远小于由式(11) 计算的理论值, 其也是由于低频线性调频信号源幅度和相位不稳, 导致所选光边带与其他阶光边带的 OSSR 较小, 在系统输出端产生了其他的杂散分量, 影响了信号的质量。

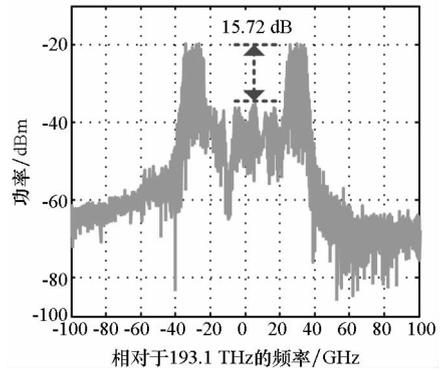
为了验证本文方法产生线性调频信号的脉冲压缩性能, 将上面得到的倍频系数为 8 和 12 的线

性调频信号进行自相关处理, 得到的脉冲压缩结果分别如图 6(a) ~ (b) 所示。由图 6(a) 可知, 倍频系数为 8 的线性调频信号脉冲压缩后的峰值旁瓣比和半高全宽分别为 6.94 dB 和 0.08 ns, 对应的脉冲压缩比为 25; 又由图 6(b) 可知, 倍频系数为 12 的线性调频信号脉冲压缩后的峰值旁瓣比



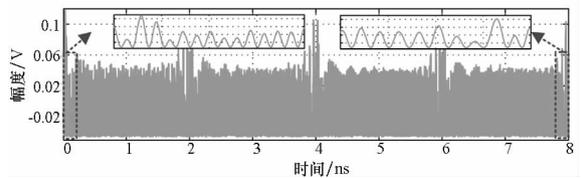
(a) MZM1 输出信号频谱

(a) Frequency spectrum of signal of MZM1 output



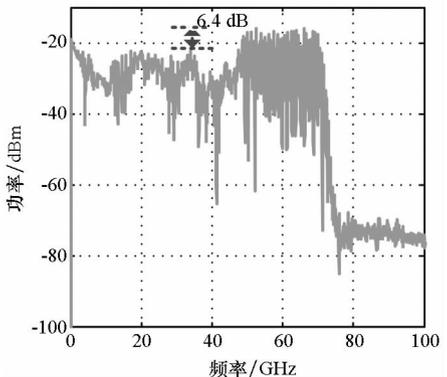
(b) MZM2 输出信号频谱

(b) Frequency spectrum of signal of MZM2 output



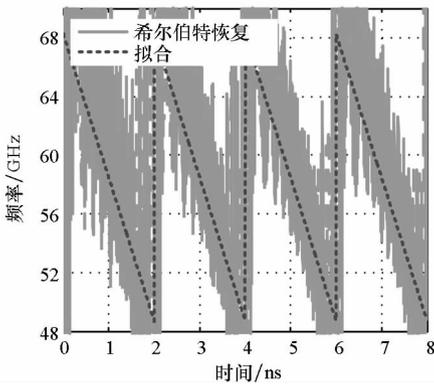
(c) PD 输出信号波形

(c) Signal waveform of the PD output



(d) PD 输出信号频谱

(d) Frequency spectrum of signal of the PD output



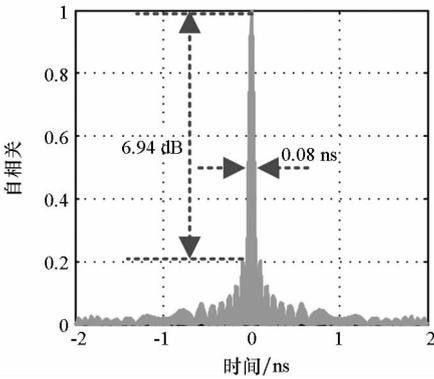
(e) 恢复的频率信号及拟合直线

(e) Recovered frequency information and fit curve

图 5 倍频系数为 12 的线性调频信号

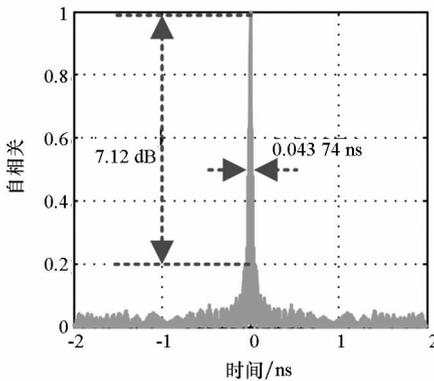
Fig. 5 Linearly chirped signal of the frequency and bandwidth twelffold

和半高全宽分别为 7.12 dB 和 0.043 74 ns, 对应的脉冲压缩比为 45.72。由此可知,生成的信号具有很好的脉冲压缩性。



(a) 8 倍频

(a) Octupling frequency



(b) 12 倍频

(b) Twelffold frequency

图 6 自相关函数

Fig. 6 The autocorrelation function

步倍频的高载频、大带宽线性调频信号光产生方法。理论上分析了通过设置级联 MZM 的直流偏置点和调制指数,在系统输出端将会产生载频和带宽同步倍频且倍频系数为 8 或 12 的高载频、大带宽线性调频信号。相比于以前的线性调频信号光产生方法^[17],该方法具有很好的灵活性。在此基础上,进行了相应的 Optisystem 仿真,利用载频和带宽分别为 5 GHz 和 2 GHz 的线性调频信号产生了 SSR、载频和带宽分别为 13.17 dB、40 GHz、15.07 GHz 和 6.4 dB、58.25 GHz、19.5 GHz 的高频、大带宽线性调频信号,其 SSR、载频和带宽与理论值有一定的差别,这是由于 Optisystem 软件中没有线性调频信号源,仿真中所用线性调频信号为搭建的链路所产生的,其幅度和相位受到链路器件噪声等因素的影响,导致在选取光边带时,有些不需要的光边带没有被完全抑制,在系统输出端产生了其他杂散分量,影响了信号的质量,如果在实验中采用幅度和相位较稳定的线性调频信号源,可产生质量更好的高载频、大带宽线性调频信号。

参考文献 (References)

- [1] Paolo G, Francesco L, Filippo S, et al. A fully photonics-based coherent radar system[J]. Nature, 2014, 507(7492): 341 - 345.
- [2] Futatsumori S, Morioka K, Kohmura A, et al. Range resolution evaluation of optically-connected 96 GHz wideband frequency-modulated continuous wave millimeter-wave radar at airport runway [C]//Proceedings of IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), 2016: 47 - 50.
- [3] Chen Y, Wen A J, Shang L. Analysis of an optical mm-wave generation scheme with frequency octupling using two cascaded Mach-Zehnder modulators [J]. Optics Communications, 2010, 283(24): 4933 - 4941.
- [4] Teng Y C, Chen Y W, Zhang B F, et al. Photonic generation of frequency-decoupled microwave signal based on cascaded Mach-Zehnder modulators [J]. Optik, 2016, 127(20): 9275 - 9279.
- [5] Zhu Z H, Zhao S H, Chu X C, et al. Optical generation of millimeter-wave signals via frequency 16-tupling without an optical filter [J]. Optics Communications, 2015, 354: 40 - 47.
- [6] Zhu Z H, Zhao S H, Li X, et al. Photonic generation of frequency-sextupled microwave signal based on dual-polarization modulation without an optical filter[J]. Optics & Laser Technology, 2017, 87: 1 - 6.
- [7] Li M, Yao J P. Photonic generation of continuously tunable chirped microwave waveforms based on a temporal interferometer incorporating an optically pumped linearly chirped fiber bragg grating [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(12): 3531 - 3537.

3 结论

本文提出一种基于级联 MZM 的载频带宽同

- [8] Zhang J J, Coutinho O L, Yao J P. A photonic approach to linearly chirped microwave waveform generation with an extended temporal duration [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, 64(6): 1947 – 1953.
- [9] Zhang W F, Yao J P. Silicon-based on-chip electrically-tunable spectral shaper for continuously tunable linearly chirped microwave waveform generation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(20): 4664 – 4672.
- [10] Zhang Y M, Ye X W, Guo Q S, et al. Photonic generation of linear-frequency-modulated waveforms with improved time-bandwidth product based on polarization modulation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(10): 1821 – 1829.
- [11] 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.
- [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] Zhang F Z, Guo Q S, Wang Z Q, et al. Photonics-based broadband radar for high-resolution and real-time inverse synthetic aperture imaging [J]. *Optics Express*, 2017, 25(14): 16274 – 16281.
- [14] Zhang Y M, Pan S L. Broadband microwave signal processing enabled by polarization-based photonic microwave phase shifters [J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2018, 54(4): 0700112.
- [15] 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.
- [16] Li X, Zhao S H, Zhang Y M. Generation of a frequency-quadrupled phase-coded signal with large tunability [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(18): 1980 – 1983.
- [17] Chen W J, Zhu D, Xie C X, et al. Photonics-based reconfigurable multi-band linearly frequency-modulated signal generation [J]. *Optics Express*, 2018, 26(25): 32491 – 32499.