

## 面向通雷一体化的啁啾调制倍频 LFM 产生研究

周逸潇, 赵尚弘, 李轩\*, 王国栋, 林涛, 朱子行, 黄蓝锋, 李赫

空军工程大学信息与导航学院通信系统教研室, 陕西 西安 710077

**摘要** 提出一种基于啁啾极性调制的线性调频(LFM)信号光学产生和应用方案。利用两台并联的马赫-曾德尔调制器和一台相位调制器产生跳频载波,将单啁啾 LFM 信号调制到该载波上,经过光电转换后,可以产生啁啾极性可调的 LFM 信号,且实现了载频和带宽的四倍频。仿真验证了所提方案产生倍频 LFM 信号、测量多普勒频移以及在无线通信上应用的可行性。输入频率为 4~6 GHz 和 5~6.5 GHz 的 LFM 信号时可分别产生 16~24 GHz 与 20~26 GHz 的三角波调频信号,时宽带宽积扩展为 8 倍;对速度为 800 m/s 的运动目标进行速度测量,并利用模糊函数分析该信号对距离多普勒耦合问题的改善效果;在通信功能的仿真验证中,接收端匹配滤波成功恢复出码率为 0.1 Gbit/s 的 10 位二进制序列。所提方案结合了啁啾极性调制和微波光子倍频技术,可产生三角波调频信号,从而实现雷达的速度、距离联合测量,提升雷达探测分辨率,并且利用啁啾极性调制实现通雷一体化应用。

**关键词** 光通信;线性调频信号;啁啾调制;时宽带宽积;三角波调频信号;通雷一体化

**中图分类号** TN975; TN974

**文献标志码** A

**doi:** 10.3788/CJL202149.0706001

## 1 引言

线性调频(LFM)信号具有优越的脉冲压缩性能,在现代雷达系统中得到广泛应用<sup>[1-3]</sup>;它也是一种扩频信号,在无线通信领域具有良好的应用前景<sup>[4]</sup>。传统的电学信号产生方法存在着诸多问题,运用微波光子技术产生、传输和处理 LFM 信号可以获得更高的载频、更大的带宽、更好的调谐性,同时具备良好的抗电磁干扰能力<sup>[5-7]</sup>。

目前利用光学产生方案<sup>[8-10]</sup>产生的单啁啾 LFM 信号具有“刀刃”形模糊函数,在探测运动目标时,存在距离多普勒耦合的问题。采用双啁啾 LFM 信号可以解决上述问题<sup>[11]</sup>。2015 年以来,多种双啁啾 LFM 信号光学产生方案被提出<sup>[12-15]</sup>,然而上述方案产生的信号在同一时间内具有两种啁啾极性相反的子信号,而子信号相互干涉导致功率起伏,影响了目标探测性能。

另外,将 LFM 信号的光学产生与通信调制相结合在雷达通信一体化中具有一定的发展前景。2020 年,聂海江等<sup>[16]</sup>提出一种将通信信息通过幅度

编码调制到 LFM 信号的方案,该方案能够同时实现雷达和通信功能,但振幅键控(ASK)调制会给 LFM 信号带来严重的功率损失,使得雷达探测距离缩短。同年,Li 等<sup>[17]</sup>利用基于偏振调制和相位编码的方案产生了相位编码的双啁啾 LFM 信号,解决了雷达应用中的距离多普勒耦合问题,并且利用该信号可以实现无线通信功能,然而由双啁啾信号相互干涉导致的幅度衰落问题没有得到解决。Liu 等<sup>[18]</sup>提出一种基于扫频光电振荡器(OEO)的方案,将三角波电信号作用于扫频光电振荡器来产生三角波调频信号,并对信号进行相位编码。这种三角波调频信号包含了啁啾极性相反的 LFM 信号,并且不会相互干涉,从而导致幅度衰落,但 OEO 链路搭建困难,振荡幅度有限,难以产生高精度的 LFM 信号。2021 年,Li 等<sup>[19]</sup>提出一种基于双偏振正交相移键控调制器(DP-QPSKM)的倍频相位编码 LFM 产生方案,所产生信号的带宽扩展了 2~4 倍,可用于雷达探测和隐蔽通信;同时,结合了 ASK 与相移键控(PSK)调制<sup>[20]</sup>,在光域产生以 LFM 信号为载频的 4ASK、4PSK 以及正交相移键控(QPSK)等高

收稿日期: 2021-06-08; 修回日期: 2021-08-02; 录用日期: 2021-09-06

基金项目: 国家自然科学基金(61901507,62001505)

通信作者: \*lixuanrch@163.com

阶调制格式的倍频复合信号。但是,以上两种方案只能产生单调啾信号,无法实现速度、距离的联合精确探测。

本文提出一种基于啾啾极性调制的 LFM 信号产生和应用方案,可产生载波、带宽均四倍频的啾啾极性可调的 LFM 信号。该方案中,并联的两台马赫-曾德尔调制器(MZM)受相位相差  $90^\circ$  的射频信号驱动,产生偶数阶边带,在相位调制器(PM)的基带输入控制下,两台 MZM 的输出信号叠加,最终输出频率为载波频率或二阶光边带频率的跳频光信号。输出光信号作为跳频光载波输入一个串联的 MZM。该 MZM 受 LFM 信号驱动,产生偶数阶边带分量,利用光滤波器滤出特殊的两个二阶调制光边带,经过探测器拍频即可产生载频、带宽均四倍频的啾啾极性可调的 LFM 信号。所提方案产生 LFM 信号的啾啾极性由基带输入控制,两个啾啾极性相反的信号即可组成一个三角波调频信号,在一个脉冲周期内存在啾啾相反的信号,可以解决距离多普勒耦合问题,同时避免了由两个信号相互干涉引起的幅度衰落,保证了雷达的探测性能。另外,所提方案可以将通信信号调制到输出信号的啾啾极性上,在接收端通过匹配滤波即可恢复基带信息,实现 LFM 信号在雷达通信一体化中的应用。

## 2 基本原理

### 2.1 信号产生原理

基于啾啾极性调制的 LFM 信号光学产生结构如图 1 所示。假设激光二极管(LD)产生的连续光信号为  $E_{in}(t)$ ,射频信号源的输出信号为  $V_{RF}(t) = A \cos(\omega_{RF}t)$ ,其中  $A$  为射频信号的幅值, $\omega_{RF}$  为角频率。MZM1 的直流偏置设置在最大工作点,只保留载波分量和二阶边带分量,则 MZM1 输出光信号可以表示为

$$E_{M1}(t) \approx E_{in}(t) [J_0(m) - J_2(m) \exp(j \cdot 2\omega_{RF}t) - J_2(m) \exp(-j \cdot 2\omega_{RF}t)], \quad (1)$$

式中: $m$  为 MZM 的调制系数,且  $m = \pi A/V_\pi$ , $V_\pi$  为 MZM 的半波电压; $t$  为时间; $J_0$  和  $J_2$  分别为 0 阶和 2 阶第一类贝塞尔函数。

射频信号经过  $90^\circ$  耦合器输入到 MZM2,同理, MZM2 的输出光信号可表示为

$$E_{M2}(t) \approx E_{in}(t) [J_0(m) + J_2(m) \exp(j \cdot 2\omega_{RF}t) + J_2(m) \exp(-j \cdot 2\omega_{RF}t)]. \quad (2)$$

MZM2 输出光信号进入相位调制器,引入一个由基带输入信号控制的相位差,即输出信号为

$$E_{PM}(t) = E_{M2} \exp \left[ j\pi \frac{VS(t)}{V_{\pi-P}} \right], \quad (3)$$

式中: $V$  为基带信号的幅度值,且  $V = V_{\pi-P}$ ;  $S(t)$  为基带信号的归一化波形; $V_{\pi-P}$  为 PM 的半波电压。

当相位调制器的基带输入信号  $S(t)$  为比特 0 时,上、下两路信号合束后的输出光信号可以表示为

$$E_{out0} = 2E_{in}(t) \cdot J_0(m), \quad (4)$$

即输出信号仅包含光载波分量。

当相位调制器的基带输入信号  $S(t)$  为比特 1 时,输出光信号为

$$E_{out1} = -2E_{in}(t) [J_2(m) \exp(j \cdot 2 \cdot 2\pi f_{RF}t) + J_2(m) \exp(-j \cdot 2 \cdot 2\pi f_{RF}t)], \quad (5)$$

输出信号仅含有正负二阶边带分量。

图 2 为输出信号的光谱示意图。设定任意波形发生器(AWG)产生的中频线性调频信号为

$$V_{LFM}(t) = \begin{cases} A_L \cos(\omega_{IF}t + \pi kt^2), & 0 \leq t < T_0 \\ 0, & \text{else} \end{cases}, \quad (6)$$

式中: $A_L$  和  $\omega_{IF}$  分别为中频线性调频信号的幅度和载频; $k$  为线性调频信号的啾啾率,其瞬时频率可表示为  $\omega_{IF} + 2\pi kt$ ;  $T_0$  为线性调频信号的脉冲时宽。该信号被注入到 MZM3 中,直流偏置点设置在最大工作点,则 MZM3 输出信号可表示为

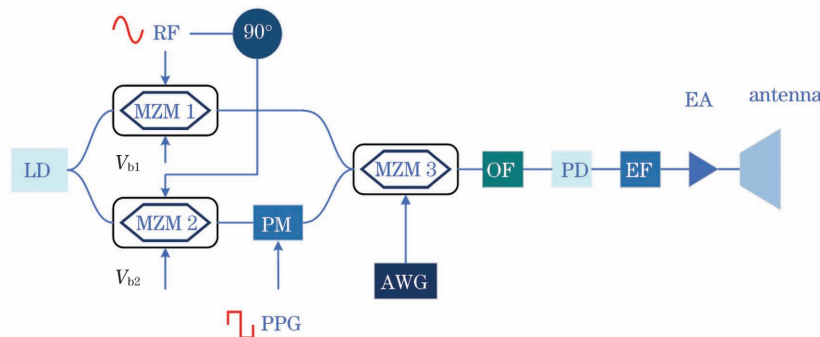


图 1 基于啾啾极性调制的 LFM 信号光学产生结构

Fig. 1 Schematic of optical chirp polarity LFM signal generator

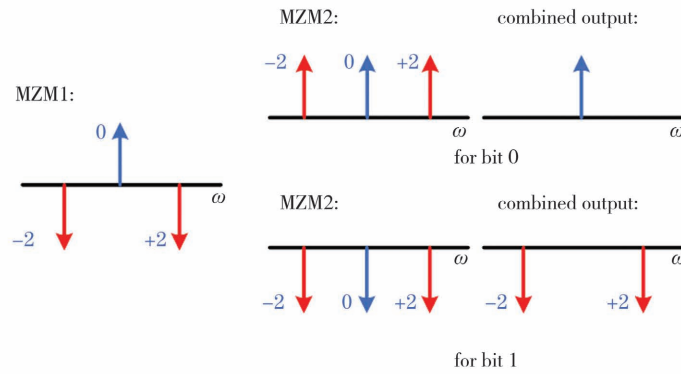


图 2 不同基带输入下 MZM1 和 MZM2 输出信号的光谱示意图  
Fig. 2 Schematic of MZM1 and MZM2 output signals under different baseband inputs

$$E_{M3} = E_{out1} \{ J_0(m) - J_2(m) \exp [j(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2)] - J_2(m) \exp [-j(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2)] \} = \begin{cases} 2E_{in}(t) \{ J_0^2(m) - J_0(m)J_2(m) \exp [\pm j(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2)] \}, & \text{for bit 0} \\ -2E_{in}(t) \{ J_0(m)J_2(m) \exp (\pm j \cdot 2 \cdot \omega_{RF}t) - J_2^2(m) \exp [\pm j \cdot 2 \cdot \omega_{RF}t \pm j(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2)] \}, & \text{for bit 1} \end{cases} \quad (7)$$

图 3 为 MZM3 输出信号的光谱示意图, 其中  $\omega_c$  为光载波中心频率,  $B$  为输入 LFM 信号的带宽。

合理选择光滤波器 (OF) 通带, 使其滤出的光信号为

$$E_{OF}(t) = \begin{cases} 2E_{in}(t) \{ J_0^2(m) - J_0(m)J_2(m) \exp [\pm j(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2)] \}, & \text{for bit 0} \\ 2E_{in}(t) \{ J_2^2(m) \exp [j \cdot 2\omega_{RF}t - j(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2)] + J_2^2(m) \exp [-j \cdot 2\omega_{RF}t + j(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2)] \}, & \text{for bit 1} \end{cases} \quad (8)$$

OF 的输出光信号经过光电探测器 (PD) 拍频可以得到:

$$i_{out}(t) \propto \begin{cases} J_0^3(m)J_2(m) \cos(2\omega_{IF}t + 2\pi kt^2) + J_0^2(m)J_2^2(m) \cos(4\omega_{IF}t + 4\pi kt^2), & \text{for bit 0} \\ J_2^4(m) \cos[(4\omega_{RF} - 4\omega_{IF})t - 4\pi kt^2], & \text{for bit 1} \end{cases} \quad (9)$$

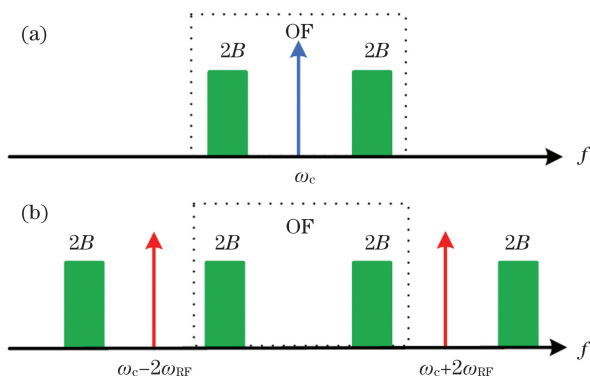


图 3 不同基带输入下 MZM3 输出信号的光谱示意图。  
(a) 0 bit; (b) 1 bit

Fig. 3 Schematic of MZM3 output signals under different baseband inputs. (a) 0 bit; (b) 1 bit

(9) 式表明, PD 分别产生了频率为  $4\omega_{IF} + 8\pi kt$  的正啁啾 LFM 信号和频率为  $(4\omega_{RF} - 4\omega_{IF}) - 8\pi kt$  的负

啁啾 LFM 信号, 产生信号的载频和带宽均提升了 3 倍。为了使正啁啾信号与负啁啾信号的频率变化范围一致, 即两种信号的时频曲线如图 4 所示, 需满足:

$$4\omega_{IF} + 8\pi kT_0 = 4\omega_{RF} - 4\omega_{IF} \quad (10)$$

由 (10) 式可知, 仅需设置射频信号源使  $\omega_{RF} = 2\omega_{IF} + 2\pi kt$  成立即可。

为了确保产生的正、负啁啾信号的幅度相等, 即 (9) 式  $J_0^2(m)J_2^2(m) = J_2^4(m)$ , 则需满足:

$$|J_0(m)| = |J_2(m)| \quad (11)$$

## 2.2 通信功能原理

图 5 所示为基带输入不归零码序列的波形图与所产生的 LFM 脉冲序列时频曲线。可以看到, 当基带输入 0 bit 时, 输出正啁啾信号, 反之输出负啁啾信号, 即基带信号的通信信息通过啁啾极性调制加载到所产生的 LFM 脉冲中。

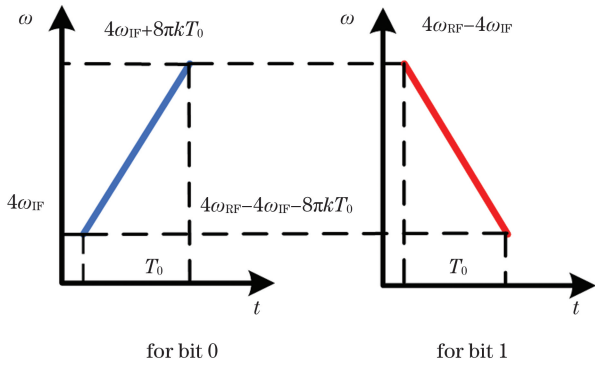


图 4 正啁啾与负啁啾信号的时频曲线关系

Fig. 4 Time-frequency curves of positive chirp and negative chirp signals

图 6 所示为所提方案的通信接收结构, 天线接收到通信信号, 经放大和滤波后, 利用匹配滤波器可以实现啁啾极性调制的解调, 从而还原出通信基带信息。

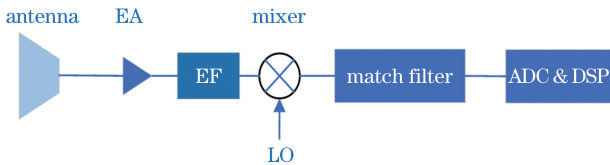


图 6 所提方案的通信接收结构

Fig. 6 Communication receiving structure of the proposed scheme

当匹配滤波器的输入信号为线性调频信号时, 其输出信号为 sinc 函数, 时域曲线会呈现出“尖峰”。在接收端中, 采用与负啁啾线性调频信号相匹配的滤波器, 则当输入信号为负啁啾 LFM 信号时, 匹配滤波器输出波形会呈现“尖峰”。若将正啁啾信号输入到该匹配滤波器中, 由于波形相关性较差, 因此输出波形不会产生尖峰。综上, 在通信接收端, 可以通过控制匹配滤波器的输出信号波形实现基带通信信号的解调, 即当匹配滤波器输出信号有“尖峰”时, 为比特 1, 输出信号无“尖峰”时, 为比特 0。

### 2.3 多普勒频移测量原理

使用雷达对动态目标进行探测时, 若目标存在一定的径向速度, 由于多普勒效应, 其反射的回波会产生相应的频移。这种额外频移会使得脉冲压缩的输出产生额外的时延, 这将直接影响雷达的测距精度。多普勒频移引入的额外时延满足

$$\Delta t = \frac{f_d}{K}, \quad (12)$$

式中:  $K$  表示发射线性调频信号的啁啾率;  $f_d$  为引入的多普勒频移。可以看出, 多普勒频移产生时延的正负与啁啾的极性直接相关。当多普勒频移为正

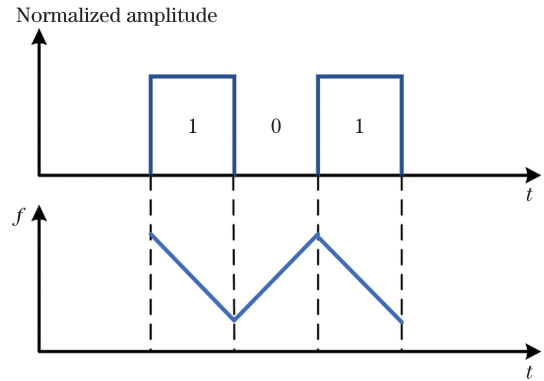


图 5 基带输入信号与输出信号时频曲线对比

Fig. 5 Comparison of time-frequency curve of baseband input signal and output signal

时, 则正啁啾线性调频信号脉冲压缩输出会被引入正的时延, 即相关峰在时间轴上向右平移; 反之, 负啁啾线性调频信号的脉冲压缩输出会被引入负的时延。

根据这一现象, 将输入的基带信号设置为“01”, 则在第一个基带脉冲周期内产生正啁啾线性调频脉冲, 在第二个基带脉冲周期内产生负啁啾线性调频脉冲。所产生的两个脉冲组合是一个三角波调频脉冲, 时宽为两个单啁啾脉冲周期之和。这种脉冲在同一个周期内存在正啁啾和负啁啾的线性调频信号, 当多普勒频移存在时, 脉冲压缩结果会引入大小相等、方向相反的两个时延, 匹配滤波输出信号会出现两个相关峰, 且两峰之间的时间差为  $2\Delta t$ , 由此可以实现对目标多普勒频移的测量<sup>[21]</sup>。

### 2.4 时宽带宽积扩展

时宽带宽积(TWBP)被定义为雷达信号的时域脉宽与频域带宽的乘积, 是一个反映雷达波形综合性能的指标。相较于原输入线性调频信号, 所提方案产生的雷达波形时宽带宽积可提升 3 倍或 7 倍。

假定任意波形产生器输出的线性调频信号的带宽为  $B_{in}$ , 脉冲的时宽为  $T$ , 则该信号的时宽带宽积可表示为

$$D_{TWBP-in} = B_{in} \times T. \quad (13)$$

PD 产生线性调频信号的带宽为输入信号的 4 倍, 即  $B_{out} = 4B_{in}$ 。因此, 本方案产生的单啁啾信号时宽带宽积可提升 3 倍, 即

$$D_{TWBP-out} = B_{out} \times T = 4B_{in} \times T. \quad (14)$$

若产生三角波调频信号, 则信号时宽为输入信号的 2 倍, 即  $T_{out} = 2T$ ; 带宽为  $B_{out} = 4B_{in}$ 。产生雷达波形的时宽带宽积为

$$D_{TWBP-out} = B_{out} \times T_{out} = 8B_{in} \times T, \quad (15)$$

即时宽带宽积提升到原来的 8 倍。

### 3 仿真分析与讨论

为了验证所提方案的可行性以及评估其性能,利用 OptiSystem 仿真平台对该系统进行仿真分析。设置激光器输出光的中心频率为 191.3 THz,功率为 15 dBm,所有 MZM 的半波电压均为 4 V,消光比为 30 dB,并设置在最大传输点。相位调制器的最大相移设置为  $180^\circ$ ,输入基带信号的高、低电平幅值分别为 1 V 和 0 V。

#### 3.1 波形性能

根据前文所述原理,当基带输入比特 0 和比特 1 时会分别产生射频输入的载波分量和  $\pm 2$  阶边带分量;将产生的边带信号作为载波分别对 AWG 产生的载频为 4 GHz,带宽为 2 GHz 的正啁啾线性调频信号进行调制,得到的光谱如图 7 所示。

由图 7 所示的单频载波分量以及载波两旁调制的二倍频宽谱分量可知,该宽谱信号即为频率被展宽 2 倍的带宽为 4 GHz 的 LFM 信号。在图 7(a)所

示的 OF 通带内,载频两侧的二倍频宽谱信号的功率分别为  $-26.85$  dBm 和  $-26.45$  dBm,且杂散抑制比(SSR)为 24.1 dB;在图 7(b)所示的 OF 通带内二倍频宽谱信号的功率分别为  $-26.33$  dBm 和  $-26.74$  dBm,SSR 为 16.7 dB。图 7(a)的 SSR 较图 7(b)更大的原因在于两种情况下 OF 通带内的杂散信号不同,图 7(a)的杂散信号是载波周围的  $\pm 1$  阶边带分量,而图 7(b)的杂散信号为  $\pm 4$  阶边带分量;由于调制器被设置在最大工作点,偶数阶边带将被保留,奇数阶边带被抑制,MZM 的消光比并非理想值,因此出现了  $\pm 1$  阶边带,其功率较偶数阶边带小很多。将调制系数  $m$  设置为 1.841,使得理论分析中正、负啁啾信号幅度相等的条件  $J_0(m) = J_2(m)$  成立。仿真结果表明,在两种载频调制下,二倍频宽谱信号的功率差在 1 dBm 以内,由此可以保证拍频之后产生的四倍频正啁啾和负啁啾线性调频信号的幅度基本相等,不影响雷达探测的性能。

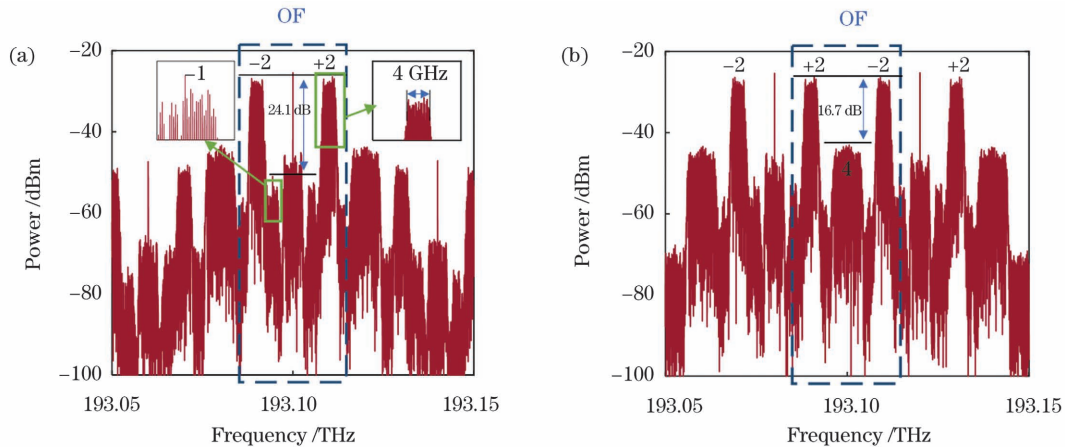


图 7 不同基带输入下 MZM3 的输出光谱仿真结果。(a)输入比特 0;(b)输入比特 1

Fig. 7 Simulation results of output spectra of MZM3 under different baseband inputs. (a) For bit 0; (b) for bit 1

图 8(a)、(b)所示分别为 AWG 产生的线性调频信号和 PD 输出电信号的频谱。可以看出,图 8(a)所示宽谱信号的频率范围为 4~6 GHz,图 8(b)所示频谱产生了 16~24 GHz 的宽谱信号,使得输入线性调频信号的载频和带宽都提升了 3 倍,与理论结果相符。同时在 PD 输出的频谱中出现了 8~12 GHz 的杂散信号,这是由输入射频信号的载波分量和调制在该信号上的线性调频信号的 2 阶边带分量拍频产生的,可以使用电滤波器将其滤除。

图 9(a)所示为输出线性调频信号的时域波形,图 9(b)所示为输出信号经过希尔伯特变换处理得到的时频曲线。产生信号包含了 4 个频率范围在 16~24 GHz、时宽为 10 ns 的线性调频脉冲,从

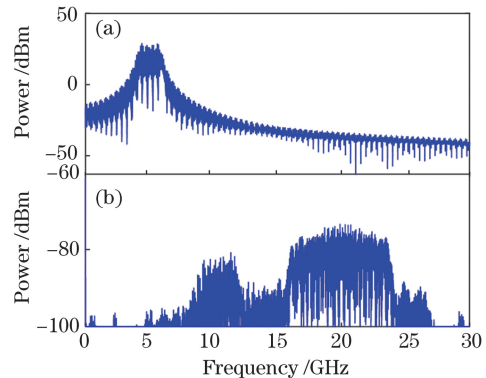


图 8 输入与输出信号频谱仿真结果。(a)输入线性调频信号;(b)输出信号

Fig. 8 Simulation results of input and output signal spectra. (a) Input chirp signal; (b) output signal

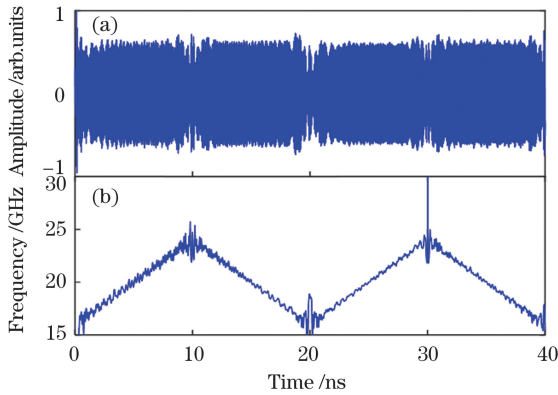


图 9 输出信号的时域波形与时频曲线。(a)时域波形；(b)时频曲线

Fig. 9 Time-domain waveform and time-frequency curve of the output signal. (a) Time-domain waveform; (b) time-frequency curve

时频曲线可以看到, 4 个脉冲的啁啾极性分别为“正、负、正、负”, 前两个脉冲和后两个脉冲分别组成一个三角波调频脉冲, 带宽为输入 LFM 信号的 4 倍, 时宽为 2 倍, 时宽带宽积扩展为 8 倍。

为了验证该信号产生结构的调谐性能, 调整了输入线性调频信号的载频和带宽, 并对产生信号进行观察。如图 10(a)、(b) 所示, 当输入线性调频信号的载频为 5 GHz, 带宽为 1.5 GHz 时, 输出线性调频信号的啁啾范围为 20~26 GHz。如图 10(c)、(d) 所示, 将输入线性调频信号的载频和带宽分别设置为 8 GHz 和 1 GHz 时, 产生信号的啁啾范围为 32~36 GHz。

仿真结果表明, 所提方案的调谐性良好, 但由于采用了光滤波器, 调谐受到了一定的制约。为了不影响信号的产生, OF 的带宽与输入的 LFM 信号必须满足

$$B_o \geq 4(\omega_{IF} + B), \quad (16)$$

式中:  $B_o$  表示 OF 的通带带宽;  $\omega_{IF}$  和  $B$  分别为输入 LFM 信号的载频和带宽。

由于 PD 输出的电信号包括四倍频 LFM 信号以及二倍频杂散信号, 为了使四倍频信号能够被电滤波器滤出, 二倍频杂散信号不得与四倍频信号发生频谱混叠。因此, 输入的 LFM 信号需要满足载频大于带宽这一条件。

### 3.2 雷达信号性能

为了验证所设计系统对雷达波形性能的提升效果, 分别对输入的原线性调频信号与输出信号的自相关谱进行仿真分析。

图 11(a)、(b) 所示分别为啁啾范围为 4~6 GHz 的输入线性调频脉冲和输出四倍频脉冲的自相关谱。可以看到, 两脉冲的半峰全宽(FWHM)

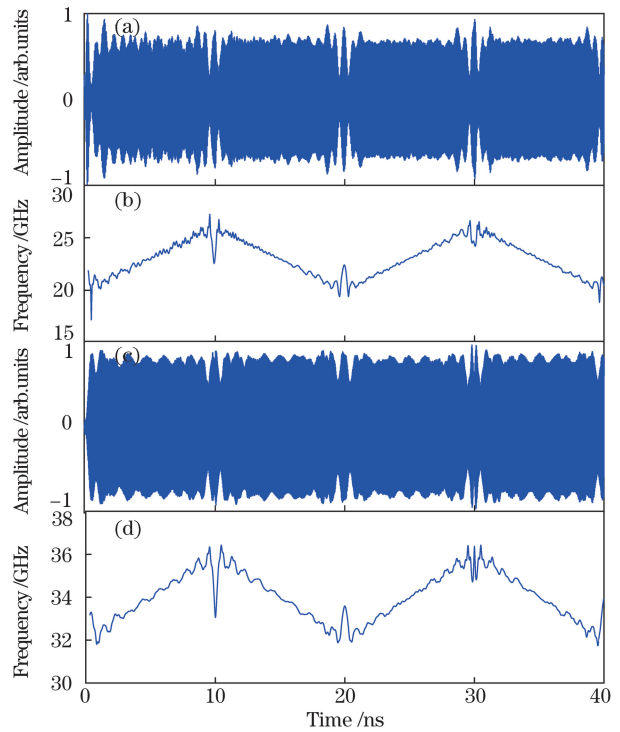


图 10 两次调谐后输出信号的时域波形和时频曲线。(a)第一次调谐后的时域波形;(b)第一次调谐后的时频曲线;(c)第二次调谐后的时域波形;(d)第二次调谐后的时频曲线

Fig. 10 Time-domain waveforms and time-frequency curves of output signal after tuning. (a) Time-domain waveform after the first tuning; (b) time-frequency curve after the first tuning; (c) time-domain waveform after the second tuning; (d) time-frequency curve after the second tuning

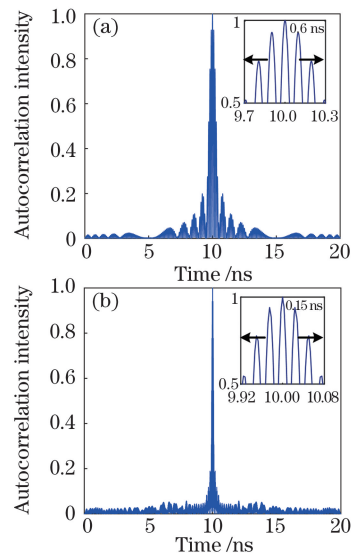


图 11 各信号的自相关谱。(a)输入线性调频信号;(b)输出信号

Fig. 11 Autocorrelation spectra of different signals. (a) Input chirp signal; (b) output signal

分别为 0.6 ns 和 0.15 ns, 因此输出信号的脉冲压缩比为 10 ns/0.15 ns, 较输入信号 (10 ns/0.6 ns) 提升了 3 倍。

为了研究系统多普勒频移测量模式的性能, 对所产生的载频为 16 GHz、带宽为 8 GHz、时宽为 10  $\mu$ s 的三角波调频脉冲的模糊函数进行分析。如图 12(a) 所示, 产生信号的模糊函数图像关于原点对称, 形状类似一个图钉, 且尖峰位于原点处, 即模糊函数值在原点处较大, 而在其他位置急剧下降, 具

有良好的速度、距离分辨率。图 12(b) 所示的单啁啾信号的模糊函数呈“刀刃”状, 在“刀刃”附近存在较大的距离多普勒耦合。对比图 12(c) 所示的三角波调频信号等值线与图 12(d) 所示的单啁啾信号 -3 dB 等值线可以看到, 三角波调频信号的 -3 dB 模糊函数远远小于单啁啾线性调频信号, 这表明所提方案产生的三角波调频信号可以有效解决单啁啾 LFM 信号的距离多普勒耦合问题, 从而提升了雷达探测精度。

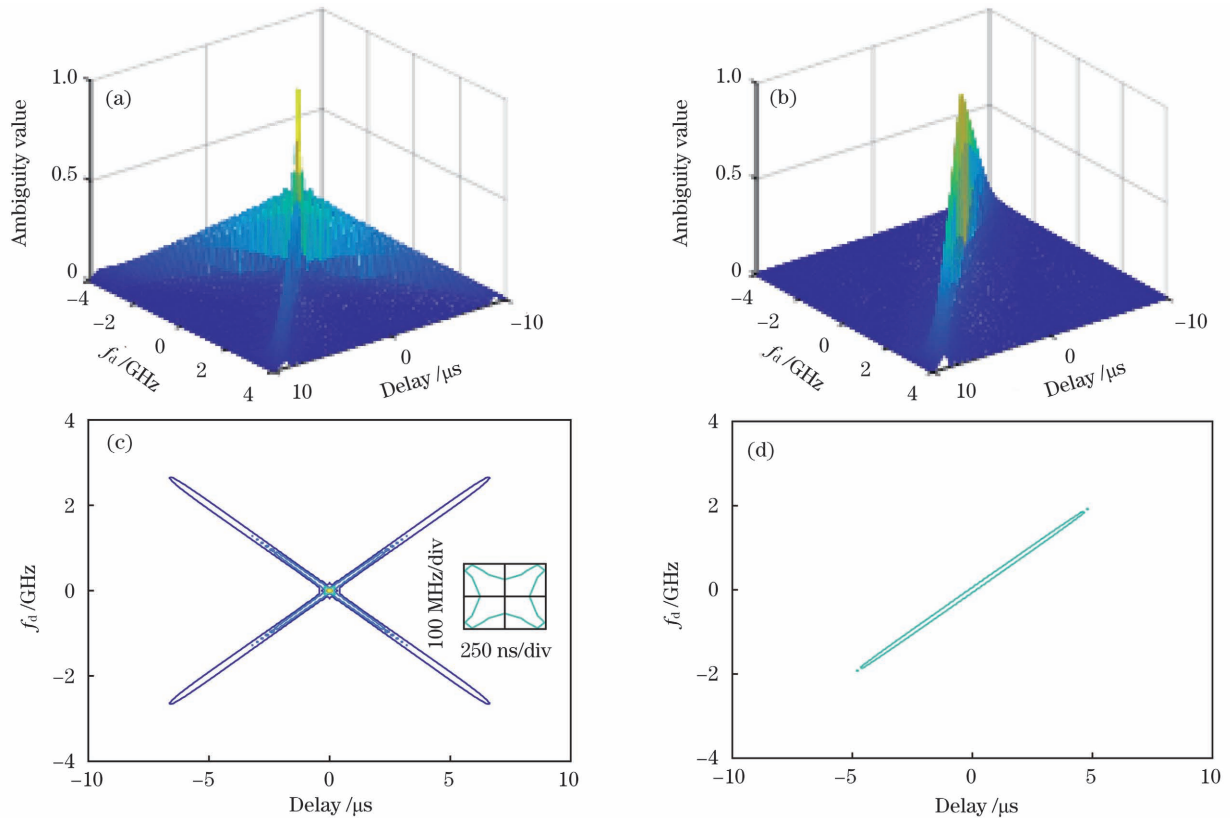


图 12 频率变化范围为 16~24 GHz 的模糊函数和等值线。(a)三角波调频信号模糊函数;(b)单啁啾信号模糊函数;(c)三角波调频信号等值线,插图为一 3 dB 等值线;(d)单啁啾信号 -3 dB 等值线

Fig. 12 Ambiguity functions and -3 dB equivalent lines in the frequency range of 16~24 GHz. (a) Ambiguity function of triangular wave FM signal; (b) ambiguity function of single chirp signal; (c) triangle FM signal contour, the inset is -3 dB equivalent line; (d) -3 dB contour of single chirp signal

利用所提方案产生时宽为 200  $\mu$ s、频率变化范围为 16~20 GHz 的三角波线性调频信号, 对径向速度为 800 m/s 的运动目标进行仿真探测, 通过回波信号与本振信号匹配滤波获得的相关谱如图 13 所示。可以看到, 匹配滤波结果出现了两个相关峰, 两个峰值相对于中心均偏移了 2.133 ns。由运算可知, 径向速度为 800 m/s 的运动目标的回波会产生  $8.53333 \times 10^4$  Hz 的多普勒频移, 从而在自相关谱中引入 2.13333 ns 的额外时延差。可见仿真结果与理论计算结果相符, 这表明所提方案产生的三角波调频信号能够有效解决单啁啾 LFM 信号对目标

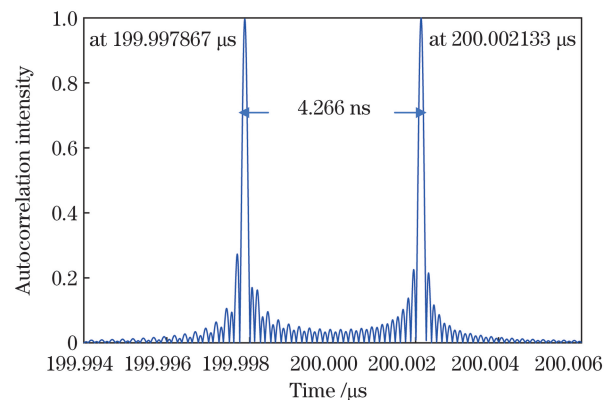


图 13 三角波调频信号的匹配滤波结果

Fig. 13 Matched filtering result of triangular wave FM signal

测量的距离多普勒耦合问题。

### 3.3 通信功能仿真验证

将一串内容为“0110110010”的比特信号调制到 10 个时宽为 10 ns 的线性调频脉冲上进行通信功能

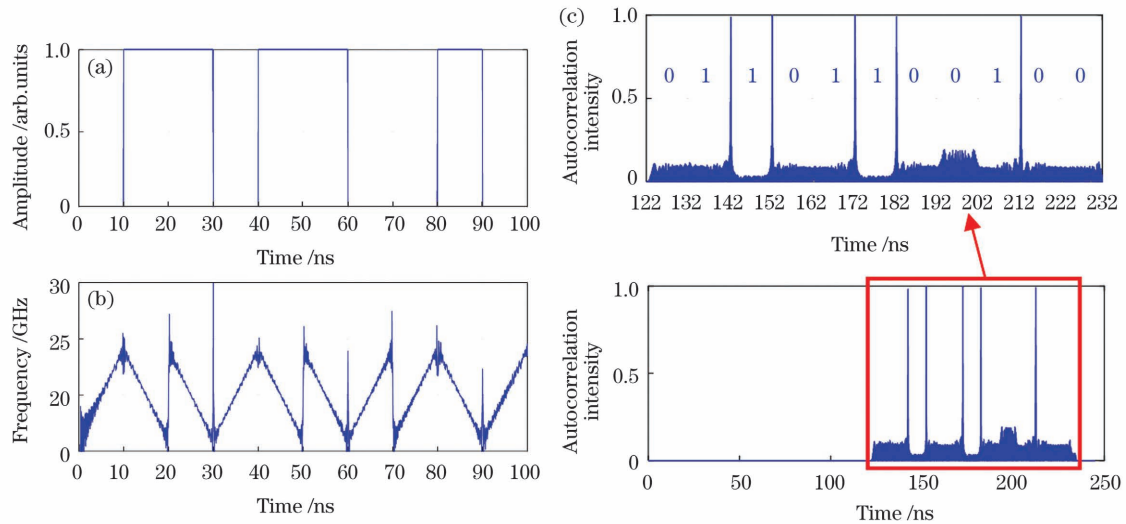


图 14 所提方案通信功能仿真结果。(a)基带输入波形;(b)输出信号的时频曲线;(c)接收端解啁啾结果

Fig. 14 Simulation results of communication function of proposed scheme. (a) Baseband input waveform; (b) time-frequency curve of output signal; (c) dechirp result at the receiving end

比较输入基带信号波形与输出信号的时频曲线可以发现:当基带输入比特 0 时,输出脉冲的频率随时间线性增大;当基带输入比特 1 时,输出脉冲频率线性减小。仿真结果与理论推导结果相符。同时,观察接收端匹配滤波结果,发现当基带输入比特 1 时出现明显的自相关峰,在完成时域同步后,容易地将通信信息恢复出来。

## 4 结 论

提出一种基于啁啾极性调制的倍频线性调频信号的产生和应用方案,可以产生载频带宽四倍频的三角波调频信号,并能够通过调制 LFM 信号的啁啾极性实现通信功能。当输入 4~6 GHz 和 5~6.5 GHz 的单啁啾线性调频信号时,仿真产生了频率变化范围为 16~24 GHz 和 20~26 GHz 的三角波调频信号,表明所提方案具有产生高频带宽可调谐信号的能力。对产生信号的自相关处理结果显示其脉冲压缩比提升了 3 倍,可以有效提升雷达波形的探测分辨率。产生的三角波调频信号的模糊函数呈“图钉状”,具有良好的速度、距离分辨能力,在对运动目标的测量中,能够准确测出多普勒频移,改善了单啁啾信号的距离多普勒耦合问题。在通信功能的仿真实验中,接收端的匹配滤波结果成功恢复了码率为 0.1 Gbit/s 的 10 位二进制序列,证明了所提

仿真验证。图 14(a)为输入到相位调制器中的通信基带不归零码波形图,图 14(b)所示为输出线性调频脉冲序列的时频曲线,图 14(c)所示为通信接收端对接收到的信号进行解啁啾之后输出的自相关谱。

方案在无线通信应用上的可行性。所提方案利用微波光子技术,提高了所产生信号的频率和带宽,有效提升了雷达分辨率,为未来的雷达通信一体化系统提供了新思路。

## 参 考 文 献

- [1] Richards M A. Fundamentals of radar signal processing[M]. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 2014: 12-24.
- [2] Wu J Q, Wang K, Gu Y Y. Research on technology of microwave-photonics-based multifunctional radar [C] // 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), October 10-13, 2016, Guangzhou, China. New York: IEEE Press, 2016: 1-4.
- [3] Li X L, Fu L. The technology of multifunctional integration and resource management for shipborne integrated multifunctional radar systems [J]. Radar & Ecm, 2010, 30(3): 7-9, 14.  
李秀良,付林. 舰载一体化多功能雷达系统多功能集成与资源管理技术研究 [J]. 雷达与对抗, 2010, 30(3): 7-9, 14.
- [4] Kim K Y, Shin Y. Analysis on cross-correlation coefficient for survivability of chirp spread spectrum systems [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2020, 15: 1959-1967.
- [5] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. A fully photonics-based coherent radar system [J]. Nature,



- 2014, 507(7492): 341-345.
- [6] Serafino G, Scotti F, Lembo L, et al. Toward a new generation of radar systems based on microwave photonic technologies [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(2): 643-650.
- [7] Pan S L, Zhang Y M. Microwave photonic radars [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(19): 5450-5484.
- [8] Zhang K, Zhao S H, Wang X, et al. Generation and transmission of ultra-wideband linear frequency modulation signal using frequency-sweeping lasers [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(6): 0606003.  
张昆, 赵尚弘, 王翔, 等. 基于扫频激光器的超宽带线性调频信号产生传输研究 [J]. *中国激光*, 2020, 47(6): 0606003.
- [9] Liu L, Yu J L, Wang J, et al. Linear frequency-modulated signal generation based on optoelectronic oscillator combined with electrical frequency-selected cavity [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2020, 57(3): 032301  
刘莉, 于晋龙, 王菊, 等. 基于光电振荡器结合电选频腔产生线性调频信号 [J]. *激光与光电子学进展*, 2020, 57(3): 032301.
- [10] 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.  
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.
- [11] Fitzgerald R J. Effects of range-Doppler coupling on chirp radar tracking accuracy [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1974, AES-10(4): 528-532.
- [12] Zhu D, Yao J P. Dual-chirp microwave waveform generation using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(13): 1410-1413.
- [13] Li X, Zhao S H, Zhu Z H, et al. Photonic generation of frequency and bandwidth multiplying dual-chirp microwave waveform [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, 9(3): 1-14.
- [14] Xu Y X, Jin T, Chi H, et al. Photonic generation of dual-chirp waveforms with improved time-bandwidth product [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(15): 1253-1256.
- [15] Zhang K, Zhao S H, Lin T, et al. Photonic generation of multi-frequency dual-chirp microwave waveform with multiplying bandwidth [J]. *Results in Physics*, 2019, 13: 102226.
- [16] Nie H J, Hou W D, Zhang F Z, et al. Research on technology of photonics-based integrated communication and radar system [J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2020, 36(5): 34-39.  
聂海江, 侯文栋, 张方正, 等. 基于微波光子的雷达通信一体化技术研究 [J]. *航天电子对抗*, 2020, 36(5): 34-39.
- [17] Li X, Zhao S H, Zhang K, et al. Dual-chirp waveform generation and its TBWP improvement based on polarization modulation and phase coding [J]. *Optics Communications*, 2020, 463: 125413.
- [18] Liu R R, Wang A L, Du P F, et al. Simultaneous generation of ultra-wideband LFM and phase-coded LFM microwave waveforms based on an improved frequency-sweeping OEO [J]. *Optics Communications*, 2020, 459: 124938.
- [19] Li X, Zhao S H, Wang G D, et al. Photonic generation and application of a bandwidth multiplied linearly chirped signal with phase modulation capability [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 82618-82629.
- [20] Li X, Zhao S H, Wang G D. Photonics generation of microwave linearly chirped signal with amplitude and phase modulation capability [J]. *Journal of Modern Optics*, 2021, 68(6): 339-349.
- [21] Zhou X G, Zhao H C, Liu J, et al. A research on ambiguity function of symmetrical triangular frequency modulated pulse compression signal [J]. *Journal of Detection & Control*, 2009, 31(2): 22-27.  
周新刚, 赵惠昌, 刘静, 等. 对称三角调频脉冲压缩信号模糊函数 [J]. *探测与控制学报*, 2009, 31(2): 22-27.

# Chirp Modulated and Frequency Multiplied LFM for Communication Radar Integration

Zhou Yixiao, Zhao Shanghong, Li Xuan\*, Wang Guodong, Lin Tao, Zhu Zihang,  
Huang Lanfeng, Li He

*Communication System Teaching and Researching Office, College of Information and Navigation,  
Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China*

## Abstract

**Objective** Linear frequency modulation (LFM) signals, as a spread spectrum signal, are widely used in radar detection and wireless communication due to their superior pulse compression performance. Photonics methods can be adapted to generate LFM signals with improved frequency and bandwidth, enhanced flexibility, and electromagnetic interference immunity. Previously, most schemes only generated single-chirped LFM signals, which have the range-Doppler coupling problem when detecting moving targets. Although a dual-chirped LFM signal solves the above-mentioned problems, the signal has power fluctuations, which can deteriorate detection performance. Other studies have proposed schemes based on amplitude shift keying (ASK) and phase shift keying (PSK) for combining LFM signal generation and communication modulation. However, ASK modulation causes significant power loss to the LFM signal, which shortens the radar detection range. Although schemes based on PSK modulation can avoid power loss, large phase noise was introduced into the generated signal. To solve these problems, we propose a scheme for optical generation and application of chirp polarity-modulated LFM signal. A LFM signal with quadrupled carrier frequency and bandwidth is generated through optical microwave frequency multiplication. Furthermore, communication applications can be realized by modulating the chirp polarity of the LFM signal, thereby solving the range-Doppler coupling problem using the generation of triangular wave frequency modulation signal.

**Methods** In the proposed scheme, two parallel Mach-Zehnder modulators working at maximum transmission points and a phase modulator are used to generate carrier frequency hopping signals. Moreover, the single-chirp signal is modulated on the carrier signal. After photodetection, a chirp polarity modulated LFM signal is generated with its carrier frequency and bandwidth expanded up to four times.

**Results and Discussions** The spectra of input and output LFM signal (Fig. 9) show that the carrier frequency and bandwidth of the input signal is expanded by three times, which is consistent with the theory. To further verify the tunability of the scheme, we input 4–6 GHz, 5–6.5 GHz, and 8–9 GHz LFM signals. Correspondingly, 16–24 GHz, 20–26 GHz, and 32–36 GHz signals are generated. The autocorrelation spectra of the driving 4–6 GHz LFM pulse and the corresponding output pulse show that the pulse compression ratio of the output signal (10 ns/0.15 ns) is three times higher than that of input signal (10 ns/0.6 ns). To study the Doppler frequency shift measurement performance of the system, we draw an ambiguity function of the generated triangular wave FM pulse with a 16 GHz carrier frequency, 8 GHz bandwidth, and time width of 10  $\mu$ s. The results (Fig. 13) show that the shape of the ambiguity function is similar to a pushpin, and the peak is located at the origin, whereas the ambiguity function of the single-chirp signal is “knife-edge” with a large range-Doppler coupling. So, the generated signal produces a higher speed and distance resolution. Furthermore, a triangular wave chirp signal with a time width of 200  $\mu$ s and frequency range of 16–20 GHz is generated to detect a moving target with a radial velocity of 800 m/s. Two correlation peaks appear in the matched filtering result (Fig. 14), each of which is offset from the center by 2.133 ns and consistent with the theoretical result. Furthermore, a binary sequence with the content “0110110010” is modulated on 10 chirp pulses with a time width of 10 ns in simulating the communication function. Fig. 15 shows that the input sequence is successfully restored.

**Conclusions** In this paper, we propose a scheme for optical generation and application of chirp polarity-modulated LFM signal. Furthermore, we generate an LFM signal with quadrupled carrier frequency and bandwidth, whose chirp polarity is controlled by input binary sequence. The simulation results verify the feasibility of the scheme in frequency-multiplied signal generation, measurement of Doppler frequency shift, and wireless communication. Additionally, we input 4–6 GHz, 5–6.5 GHz, 8–9 GHz LFM signals, generating 16–24 GHz, 20–26 GHz, and

32–36 GHz triangular frequency-modulated signals, respectively, whereas the time-bandwidth product is expanded seven times. Also, the generated signal realizes the speed measurement of a moving target at a speed of 800 m/s. The ambiguity function is used to analyze the performance of the signal on solving the range-Doppler coupling problem. Besides, for wireless communication, the matching filter at the receiving end successfully recovers the 10-bit binary sequence with a code rate of 0.1 Gbit/s. This scheme combines chirp polarity modulation and optical microwave frequency multiplication, thereby generating a triangular wave frequency modulation signal for the joint measurement of radar speed and distance, improving radar detection resolution, and enlarging the chirp modulation usage scope to realize the integrated application of radar communication.

**Key words** optical communication; linear frequency modulation (LFM) signal; chirp modulation; time-bandwidth product; triangle FM signal; communication radar integration