

基于多支路线性调频脉冲信号的波束成形技术研究

王文博¹, 陈大雷^{1*}, 戴宪策¹, 董飞鸿²

(1. 中国人民解放军 陆军装甲兵学院蚌埠校区, 安徽 蚌埠 233000; 2. 军事科学院, 北京 100000)

摘要: 基于电子移相器的波束成形技术使用带宽通道会受到限制, 引入真延时阵列可有效解决此问题。提出了一种新型波束成形系统, 该系统由 4 个平行通道构成, 每个通道为 1 个具有二阶相位特性的微波光子滤波器(MPF), 其原理是基于非均匀采样的有限脉冲响应(FIR)滤波器技术, 高斯信号经滤波器滤波后可获得该系统所需的多路线性调频(LFM)信号, 各个通道在产生 LFM 信号后输入各个通道上的天线阵子, 同时各路信号利用光纤色散控制延时, 从而实现波束指向的调控。由于滤波器输出的信号参数具备可调谐性, 因此本系统具有极高的灵活性。通过理论推导和 Matlab 仿真证明该方法可以实现波形的产生和宽带的波束成形。

关键词: 线性调频信号; 波束成形; 微波光子滤波器

中图分类号: TN915.62 **文献标识码:** A **文章编号:** 1002-5561(2019)01-0054-05

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2019.01.013

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Study of beamforming technology based on variable linear frequency modulation pulses signal

WANG Wenbo¹, CHEN Dalei^{1*}, DAI Xiance¹, DONG Feihong²

(1. PLA Armored Force Academy Bengbu Campus, Bengbu Anhui 233000, China; 2. Academy of military sciences, Beijing 100000, China)

Abstract: Beamforming systems based on electronic phase shifter are typically used to be limited bandwidth channel, which can be solved by introducing the true time delay array. In this paper, a novel scheme of beamforming system is proposed. This system consists of four parallel channels. A microwave photonic filter (MPF) with a quadratic phase response is configured in each path, which is based on nonuniformly spaced finite impulse response(FIR) filter. The linear frequency modulation(LFM) signals can be generated by applying a Gaussian signal to the filters, and then be applied to the antennas, the time delays of the signals can be controlled by wavelength tuning of optical carriers in the paths, and thus beamforming of the generated LFM signals can be realized. As the parameters of the generated signals can also be variable, this system is quite flexible. In this paper, a theoretical analysis of the beamforming system is carried out and the feasibility of the signal generation and wideband beam steering are verified by Matlab simulations.

Key words: linear frequency modulation signal; beamforming; microwave photonics filter

0 引言

相控阵雷达中的波束成形得以实现的关键在于有效控制微波脉冲信号的相位。基于电子移相器的波束成形技术使用带宽通道通常会受到限制, 此外, 当信号频率发生改变时, 其波束指向可能会发生偏斜, 收稿日期: 2018-09-04。

基金项目: 国家自然科学基金(610450389)资助。

作者简介: 王文博(1992-), 男, 硕士, 助教。长期研究光电子学, 主攻光控相控阵、微波光子雷达、波束成形和智能天线等; 参与的国家级项目 5 项, 省部级项目 3 项, 参与项目获得国家院校级教学成果奖一项, 国家院校级科研成果二等奖一项。

* 通信作者: 陈大雷(E-mail: 597581741@qq.com)。



影响相控阵雷达的使用^[1]。基于光纤的微波信号延时控制具有宽带宽、低损耗、重量轻和抗干扰能力强等优点, 近年来得到了国内外学者的广泛研究^[1-8]。在之前的研究工作中, 最直接的延时控制方法是通过控制微波信号的传输长度^[9], 但这种方法的延时控制精度较差, 且不利于波束指向的连续调谐。文献[4-7]提出了基于光纤色散的微波信号延时连续控制技术, 其实现方法是利用色散补偿光纤(DCF)和线性啁啾光纤光栅(LCFBG), 通过调谐光信号的载波波长来连续调谐微波信号的延时。在这类系统中, 微波信号在传输时难免会受到色散的影响, 某些频率的信号可能会严重

衰减, 虽然这一缺陷可以通过单边带(SSB)调制的方法予以克服, 但是在光域实现宽带宽的SSB调制难度较大, 且SSB调制还会引入额外的相位。

现代雷达通常采用具有大时间带宽积(TBWP)的微波脉冲信号以提高雷达的分辨能力, 信号模式通常为调频信号或者相位编码信号。由于全光系统所具有的特殊优势, 基于光纤系统的信号产生技术得到广泛的研究^[8-15]。根据近年来的相关文献研究, 大TBWP信号可通过频时映射(FTTM)^[8-10]、空时映射(STTM)^[11-14]以及二阶相位特性的微波光子滤波器(MPF)获得^[15]。但是目前使用全光系统只是进行延时和相位控制, 用于实现波束成形的混合微波光子系统尚未得到充分的研究。因此, 本文提出一种新型的混合微波光子系统用于实现波束成形。

1 系统原理

新型的波束成形系统结构如图1所示。系统由4个平行支路构成, 输入滤波器的无啁啾信号为超宽带脉冲信号, 通过对高斯脉冲上变频获得。每个支路上包含1个马赫-曾德尔调制器(MZM)、1段色散补偿光纤(DCF)和1个光电检测器(PD), 结合具有不同波长的光载波构建FIR滤波器。MZM输出的光信号进入DCF, 经PD光电检测后即可获得有限脉冲响应(LFM)的脉冲信号, 各路信号随后经低噪声功率放大器(LNA)进入阵列天线的各个阵子, 即可实现波束成形。在该系统中, 为了构建具有二阶相位特性的MPF, 每个支路上的载波波长非均匀分布, 用于等效实现二阶相位特性所需的复抽头系数。在获得相应的波形以后, 通过平移每个支路上的载波波长即可实现延时控制, 进而实现波束成形。

为了获得LFM信号, 本系统采用了非均匀采样法来等效实现二阶相位特性滤波器所需的复抽头系数。在构建MPF之前, 需要先确定所需滤波器的频率响应

特性。假设系统中的目标信号频谱表示为 $Y(\omega-\omega_0)$, 超宽带信号的频谱表示为 $X(\omega-\omega_0)$, 那么目标滤波器的频率响应特性可由式(1)计算获得:

$$H(\omega-\omega_0)=\frac{Y(\omega-\omega_0)}{X(\omega-\omega_0)\cdot H_{\text{dispersion}}(\omega)} \quad (1)$$

其中, $H_{\text{dispersion}}(\omega)$ 为MZM输出的双边带调制(DSB)信号在光纤中的传输特性曲线, 可表示为:

$$H_{\text{dispersion}}(\omega)=\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos\left(\frac{\chi\lambda^2\omega^2}{4\pi c}\right) \quad (2)$$

其中, χ 表征光纤总色散量, λ 表示光载波中心波长, ω 表示电信号角频率。在计算得出目标滤波器的频率响应特性以后, 通过逆傅里叶变换就可以得到滤波器的时域特性 $h(t)$ 。如果采用周期为 T 的均匀采样方法来重构获得目标滤波器, 那么每个抽头的系数 $\alpha_k=h(kT)$ 为复数值。因为在光域难以对每个抽头进行移相以获得复抽头系数, 所以本文采用非均匀采样的方法来等效获得目标滤波器。根据文献[14]可知, 每个抽头的延时 τ_k 和系数 β_k 可由式(3)和式(4)计算获得:

$$\tau_k+\frac{\varphi(\tau_k)}{2\pi}=kT \quad (3)$$

$$\beta_k=\left|\frac{h(\tau_k)}{1+T\varphi'(\tau_k)/2\pi}\right| \quad (4)$$

其中, $\varphi(t)$ 为 $h(t)$ 的相位, τ_k 和 β_k 分别通过调谐光载波的波长和载波的强度实现。由于抽头 β_k 为实数, 因此目标滤波器很容易在图1所示的平行支路中重构出来。非均匀采样等效获得的MPF频率响应特性可利用式(5)计算获得:

$$H_{\text{equivalent}}(\omega)=\sum_k \beta_k \exp(-j\omega\tau_k) \quad (5)$$

由于采用了非均匀采样技术, 目标滤波器的频率响应特性只能在MPF的1阶通带中获得, 因此系统引入的超宽带信号带宽必须受到限制, 避免受到0阶或高阶边带的影响。

在本文提出的波束成形系统中, 每个支路上的信号延时以及每个抽头所需要的延时 τ_k 均通过光纤色散结合波长调谐实现。在相应的支路上, 第 k 个抽头所对应的波长可利用式(6)计算获得:

$$\lambda_k=\lambda_1+\frac{\tau_k-\tau_1}{\chi} \quad (6)$$

其中, λ_1 和 τ_1 分别为第1个抽头的波长和延时量, 而支路间的信号延时则决定于支路间的波长差。本文采用向量 $[\lambda_i]=[\lambda_{i,1} \lambda_{i,2} \cdots \lambda_{i,N}]'$ 表示第 i 个支路的载波波长, 其中 $1 \leq i \leq 4$ 。如果整体调谐这个支路上的光波长, 经调谐后获得的波长可表示为:

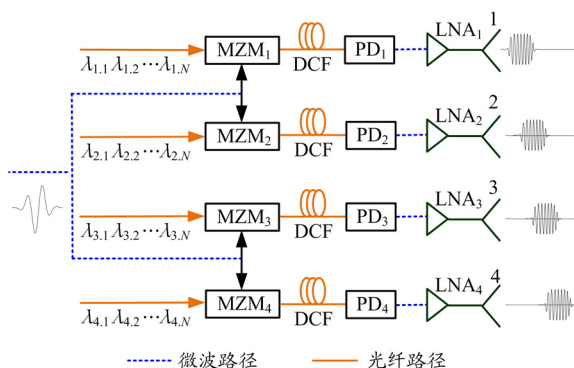


图1 波束成形系统结构图

$$\begin{pmatrix} \lambda_{i,1} \\ \lambda_{i,2} \\ \dots \\ \lambda_{i,N} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \lambda_{1,1} \\ \lambda_{1,2} \\ \dots \\ \lambda_{1,N} \end{pmatrix} + (i-1) \begin{pmatrix} \Delta\lambda \\ \Delta\lambda \\ \dots \\ \Delta\lambda \end{pmatrix} \quad (7)$$

其中, $\Delta\lambda$ 为相邻两个支路间的波长差, $\Delta\lambda = \lambda_{i+1,k} - \lambda_{i,k}$, $1 \leq i \leq 3, 1 \leq k \leq N$ 。此时可将波束成形系统中各支路上的抽头延时用一个矩阵可表示为:

$$[\tau] = \begin{pmatrix} \tau_{1,1} & \tau_{2,1} & \tau_{3,1} & \tau_{4,1} \\ \tau_{1,2} & \tau_{2,2} & \tau_{3,2} & \tau_{4,2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tau_{1,N} & \tau_{2,N} & \tau_{3,N} & \tau_{4,N} \end{pmatrix} \quad (8)$$

式(8)中:

$$\begin{pmatrix} \tau_{i,1} \\ \tau_{i,2} \\ \dots \\ \tau_{i,N} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tau_{1,1} \\ \tau_{1,2} \\ \dots \\ \tau_{1,N} \end{pmatrix} + (i-1) \begin{pmatrix} \Delta\tau \\ \Delta\tau \\ \dots \\ \Delta\tau \end{pmatrix} \quad (9)$$

其中, $\Delta\tau = DL\Delta\lambda$ 为光纤色散所产生的延时差, D 为光纤的色散系数, L 为光纤的长度。假设第一个支路上重构获得的滤波器频率响应特性为 $H_{\text{equivalent},1}(\omega)$, 那么第 i 个支路上的滤波器频率响应特性及其所产生的脉冲信号可分别用式(10)和式(11)表示, 其中, $2 \leq i \leq 4$ 。

$$H_{\text{equivalent},i}(\omega) = \sum_k \beta_k \exp[-j\omega(\tau_{ik} - (i-1)\Delta\tau)] = H_{\text{equivalent},1}(\omega) \exp[-j\omega(i-1)\Delta\tau] \quad (10)$$

$$y_i(t) = y[t - (i-1)\Delta\tau] \quad (11)$$

根据式(11)可知, 在波束成形系统中, 通过调谐每个支路上的光载波波长, 相应支路上可以获得相同的信号波形, 而且各个支路之间的信号延时差可以实现有效控制。

在各个支路上获得等差的真延时后, 阵列天线的方向图可通过式(12)计算获得:

$$S(\theta) = f(t) \sum_{i=1}^4 \exp(-ji2\pi f(\tau - d\sin(\theta)/c)) \quad (12)$$

其中, $f(t)$ 为信号幅度, f 为信号的频率, τ 为真延时量, d 为相邻阵子间距, θ 为阵列天线的扫角, c 为光在真空中传播的速度。由式(12)可知, 阵列天线的波束指向角 $\theta = \arcsin(\tau/d)$, 由此可知, 本系统波束指向与信号频率无关。

2 仿真验证

为了验证所提出波束成形系统的可行性和灵活性, 本文利用 Matlab 数值计算的方式进行了仿真验

证。系统中所引入的初始超宽带(UWB)信号通过对高斯脉冲信号上变频获得, 其 LFM 信号与 UWB 信号的数学表达分别如式(13)和式(14)所示:

$$x(t) = \exp\left[-2\left(\frac{2t}{T_0}\right)^2\right] \times \cos(2\pi ft) \quad (13)$$

$$y(t) \exp\left[-\ln(2)\left(\frac{2t}{W}\right)^4\right] \times \exp(j\frac{2\pi}{T}t + \pi\gamma t^2) \quad (14)$$

其中, $T_0 = 300\text{ps}$ 为目标高斯脉冲信号的半高全宽(FWHM), $f = 1/T$ 为目标高斯信号和上变频信号的中心频率, W 是目标 LFM 信号的 FWHM, γ 为 LFM 信号的调频斜率。为了验证系统的灵活性, 本文采用两种不同参数的 LFM 脉冲信号进行数值仿真。目标 LFM 信号 1 的参数为 $f = 4\text{GHz}$, $\gamma = 80\text{MHz/ns}$, $W = 7.5\text{ns}$; 目标 LFM 信号 2 的参数为 $f = 3.9\text{GHz}$, $\gamma = 70\text{MHz/ns}$, $W = 7.8\text{ns}$ 。与之对应的滤波器分别为 MPF_1 与 MPF_2 。UWB 信号的中心频率与目标 LFM 信号一致。经傅里叶变换即可获得初始 UWB 信号和目标 LFM 信号的频率特性, 如图 2(a)和图 2(b)所示。系统中 DCF 的色散斜率为 400ps/nm , 利用式(1)可以计算获得产生两种 LFM 脉冲信号所需的滤波器频率响应特性, 如图 2(c)和图 2(d)所示。

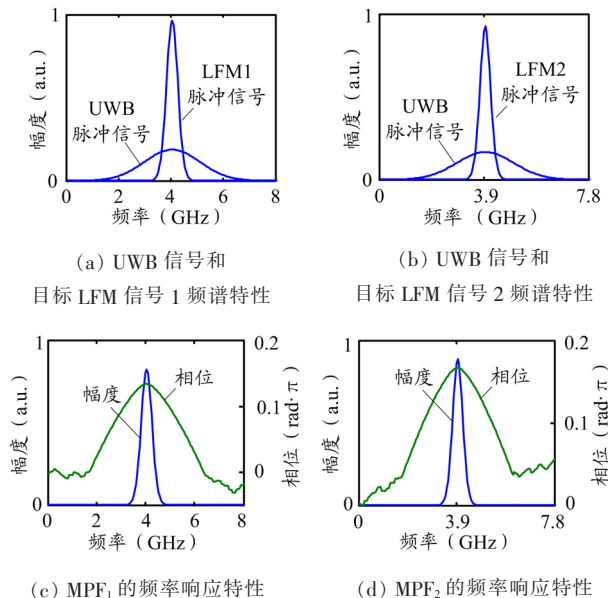


图2 仿真结果

为获得图 2(c)和图 2(d)所示的滤波器频率响应特性, 本文采用非均匀采样法来等效获得滤波器构造所需要的复抽头系数, 并利用式(3)和式(4)即可计算得到滤波器全部抽头的延时与系数, 计算结果如图 3(a)和图 3(b)所示。为了证明 40 个抽头的延时量都是非均匀分布的, 我们利用式(15)计算全部抽头延

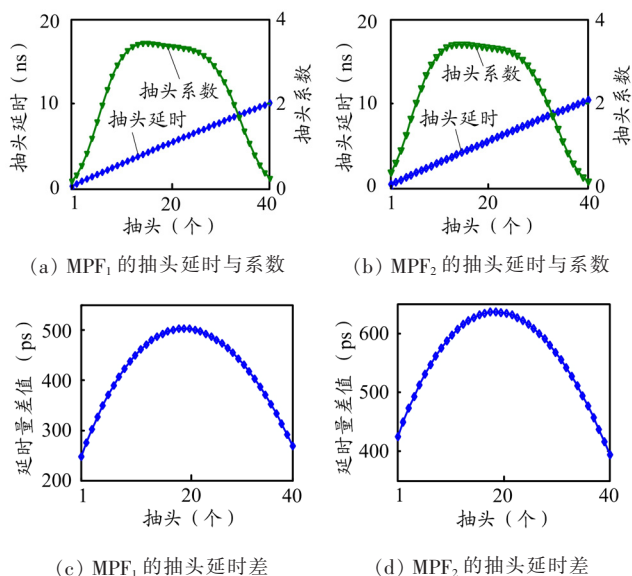


图3 两个滤波器重构所需要的抽头幅度与延时以及抽头间的延时差与均匀采样抽头延时的差值, 计算结果如图3(c)和图3(d)所示。

$$\Delta\tau = \tau_k - kT \quad (15)$$

获得滤波器的全部抽头系数与延时后, 利用式(5)计算获得 MPF₁ 和 MPF₂ 的频率响应特性, 结果如图4所示。

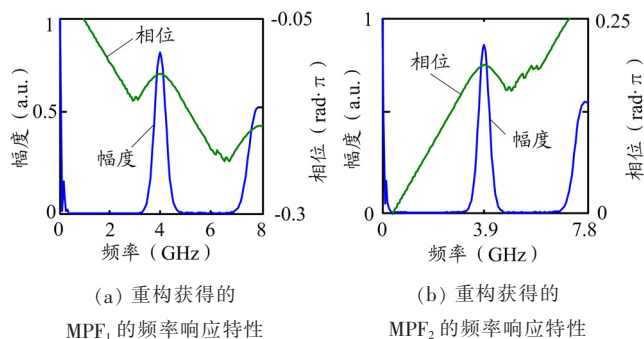


图4 重构获得的滤波器频率响应特性

完成滤波器重构以后, 通过对 UWB 信号进行滤波就可以获得 LFM 信号, 经 MPF 滤波获得的信号波形及其频率随时间的变化曲线如图5所示。可以看出, 经滤波获得的信号波形符合目标 LFM 脉冲波形的参数, 但是其所产生频率存在一定程度的抖动, 这是由于抽头数有限, 同时基于非均匀采样重构获得的 MPF 频率响应特性不能与理想状态下的滤波器频率响应特性保持完全一致。

通过调谐相邻通道上的载波波长差, 相邻两个通道输出的 LFM 脉冲信号会产生延时差, 当相邻两个通道上的载波波长差 $\Delta\lambda=0.3\text{nm}$ 时, 相邻两个通道上所产生的波形延时差为 120ns, 其波形如图6所示。可以

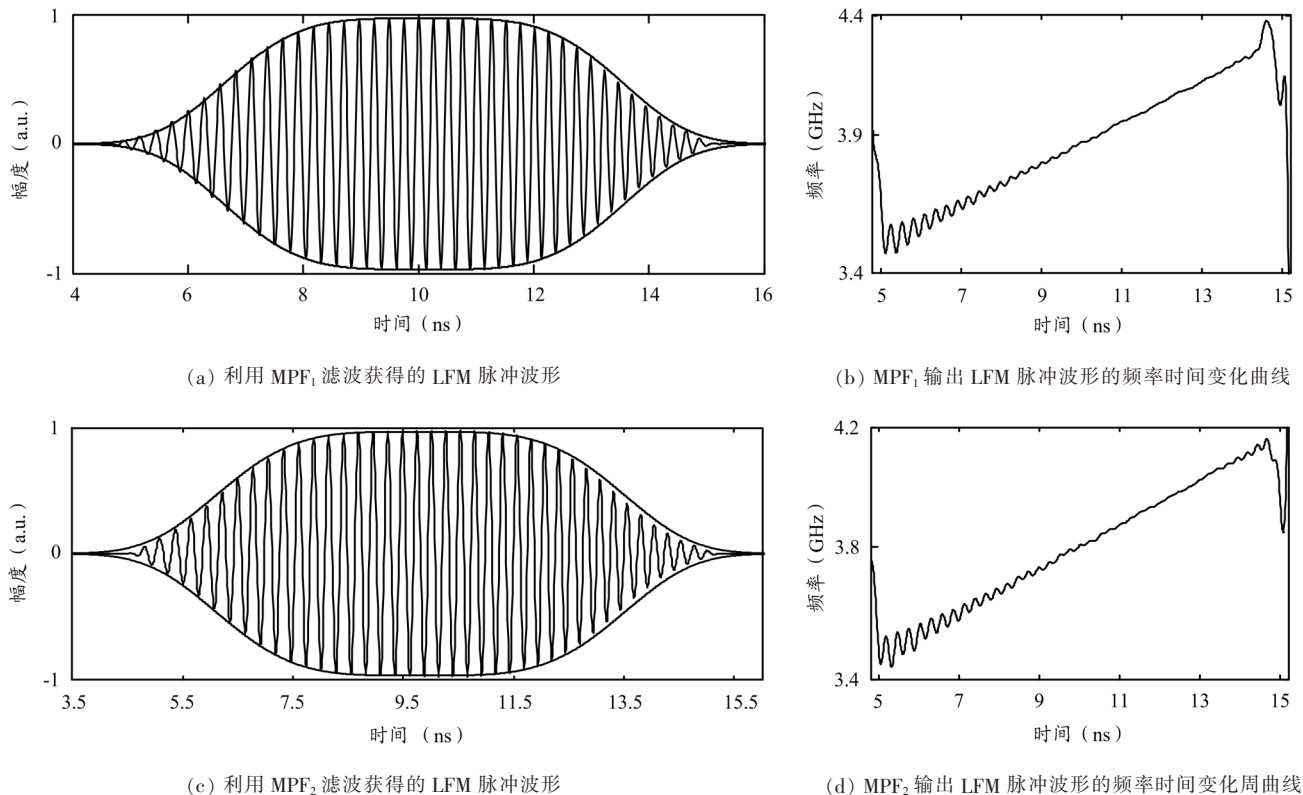


图5 利用滤波器获得的 LFM 信号波形以及频率时间变化曲线

看出,通过调谐各个通道上的载波波长,完全可以实现延时的控制。

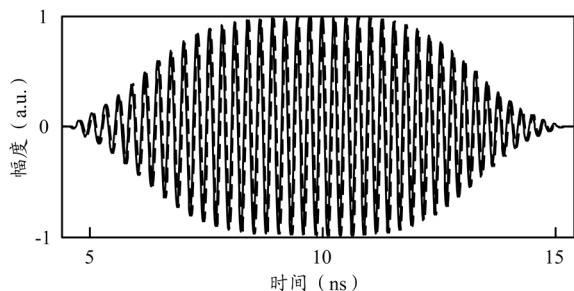


图6 相邻两路 LFM 脉冲信号波形

设所用阵列天线相邻阵子间的间隔为 7.5cm,根据式(12)可知,当相邻两个支路延时差 $\Delta\tau=120\text{ps}$ 时,阵列天线输出的 LFM_1 和 LFM_2 的波束指向如图 7 所示。可以看出,两种 LFM 脉冲信号的波束指向一致,证明了本文提出的波束成形系统具有波形动态可重构和宽带宽的优点。

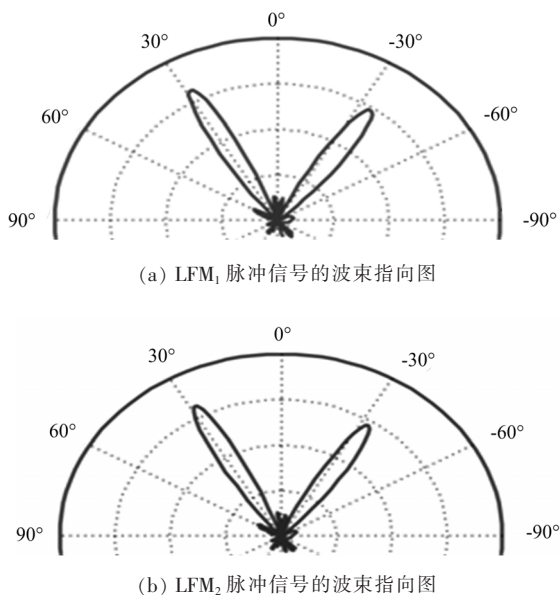


图7 脉冲信号的波束指向图

3 结束语

本文提出了一种新型的波束成形系统,该系统由多个平行支路的 LFM 脉冲信号产生子系统构成,每个平行支路为 1 个具有二阶相位特性的 MPF,通过调谐每个支路上的光载波波长即可实现所产生 LFM 信号的延时调谐,从而实现波束成形。同时,我们利用 Matlab 仿真对系统进行了验证,通过构建两种不同参数的 40 抽头 MPF,分别实现了中心频率为 4GHz 和 3.9GHz,调谐斜率为 80MHz/ns 和 70MHz/ns,FWHM 为

7.5ns 和 7.8ns 的两种不同 LFM 脉冲信号的产生,并对信号的延时控制和基于真延时的波束成形进行了验证。通过仿真可以发现,本文设计的波束成形系统完全可以实现波形的产生和宽带宽的波束成形。

参考文献:

- [1] 张光义. 相控阵雷达原理[M]. 北京:国防工业出版社,2006.
- [2] 段兴,张斯滕,姜媛媛,等. 多通道可编程光控真延时网络方案改进与实现[J]. 光通信技术,2017,41(5):1-4.
- [3] JUNG B M, SHIN J D, KIM B G. Optical True Time-Delay for Two-Dimensional X-Band Phased Array Antennas[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2007, 19(12): 877-879.
- [4] HENRY Z, RICHARD A S, SENIOR, et al. Photonic Beamformer for Phased Array Antennas Using a Fiber Grating Prism[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 1997, 9(2): 241-243.
- [5] ESMANR D, FRANKELM Y, DEXTER J L, et al. Fiber-optic prism true time-Delay antenna feed [J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 1993, 5(11): 1347-1349.
- [6] SEBASTIEN BLAIS, JIANPING YAO. Photonic True-Time Delay Beamforming Based on Superstructured Fiber Bragg Gratings With Linearly-Increasing Equivalent Chirps [J]. J. Lightw. Technol., 2009, 27 (9): 1147-1154.
- [7] 张业斌,吴彭生,李琳. 基于光纤色散的 X 波段光控相控阵波束形成技术[J]. 科技创新与应用,2018,7(22):140-141.
- [8] ZMUDA H, SOREF R A, PAYSON P, et al. Photonic beamformer for phased array antennas using a fiber grating prism [J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 1997, 9(2): 241-243.
- [9] 李琳,吴彭生. 光控相控阵波束接收网络 [J]. 现代雷达,2014,12(8): 57-59.
- [10] LI M, SHAO L Y, JACQUES A, et al. Tilted Fiber Bragg Grating for Chirped Microwave Waveform Generation[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2011, 23(5): 314-316.
- [11] 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 Trans. Microw. Theory Tech., 2011, 50(12): 3531-3537.
- [12] LIU W L, LI W Z, YAO J P. Real-Time Interrogation of a Linearly Chirped Fiber Bragg Grating Sensor for Simultaneous Measurement of Strain and Temperature [J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2011, 23(18): 1340-1342.
- [13] XIAO S, MCKINNEY J D, WEINER A M. Photonic microwave arbitrary waveform generation using a virtually-imaged phased-array direct space-to-time pulse shaper [J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2004, 16(8): 1936-1938.
- [14] MCKINNEY J D, LEAIRD D E, WEINER A M. Millimeter-wave arbitrary waveform generation with a direct space-to-time pulse shaper[J]. Opt. Lett., 2002, 27(15): 1345-1347.
- [15] DAI Y, YAO J P. Nonuniformly spaced photonic microwave delay-line filters and applications [J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2010, 58 (11): 3279-3289.