

引用格式: LIU Ang, SHAO Guanghao, ZHAI Jiquan, et al. Radar Broadband Beamforming Technique Based on Sub-wavelength Stepped Optical Delay Line[J]. Acta Photonica Sinica, 2022, 51(3):0306001

刘昂, 邵光灏, 翟计全, 等. 基于亚波长步进光延时线的雷达宽带波束形成技术[J]. 光子学报, 2022, 51(3):0306001

基于亚波长步进光延时线的雷达宽带波束形成技术

刘昂^{1,2}, 邵光灏^{1,2}, 翟计全^{1,2}, 叶星炜^{1,2}, 张国强^{1,2}

(1 南京电子技术研究所, 南京 210039)

(2 中国电子科技集团公司 智能感知技术重点实验室, 南京 210039)

摘要:利用光延时技术抑制宽带相控阵雷达的波束色散,光延时量的离散特性会引入波束指向偏差。通过线性相位拟合法分析了最小延时改变对阵面等效相位分布的影响,建立了延时线步进与雷达波束指向偏差间关系的理论模型,得到波束指向偏差与延时步进成正比,与阵元间距、阵元数平方和波束指向的余弦值成反比。通过仿真和实测数据验证了该技术的可行性。实测结果表明,在 8~12 GHz 宽带微波信号下,±60°扫描范围内,宽带波束的指向偏差小于 0.77°,带内指向色散小于 0.98°,峰值能量损失小于 0.89 dB,旁瓣抑制比超过 11.06 dB。

关键词:微波光子学;亚波长步进光延时线;光波束形成;相控阵天线;无波束倾斜

中图分类号: TN957; TN249

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20225103.0306001

0 引言

常见的雷达相控阵天线由一维或二维周期排列的天线单元组成。为了实现波束的电扫描,需要根据扫描方向对天线阵列每个通道的发射、接收信号进行延时补偿。对于窄带系统而言,可以对每个通道进行移相形成波束,或通过数字采样在数字域完成波束形成^[1-3]。而对于宽带系统,采样率存在数量级上的增长,这对模数转换器的性能、数据流的传输、存储技术提出了极高的要求。此时,可以在模拟域先实现波束形成功能,对波束形成得到的一路或少量几路信号进行数字采样,然后进行后续信号处理^[4-6]。

在架构层面,相控阵的带宽受到阵面孔径大小和扫描范围的限制。一方面,阵面移相器提供的移相值通常不随频率变化。当雷达工作在宽带情况,不同载波频率在同样的移相值分布下,空间指向不一致。实际频点与设计频点相差越大,空间指向偏斜越严重^[7-8]。另一方面,阵列两端天线单元(接收阵)接收到的同一空间角度目标的回波信号不能同时到达,或阵列两端天线单元(发射阵)辐射的信号不能同时到达同一空间角度目标,这种时间错位被称为“孔径渡越时间”。目标方位相对于阵面法线方向偏转越多且阵面规模越大,则孔径渡越时间越大^[7-8]。以上两种因素将严重降低雷达的信噪比和分辨率。如采用纯真延时的办法,取消移相器的使用,可以实现等效的角度扫描,且与信号频率无关,有效降低上述两方面的不利影响^[9-10]。

在器件层面,使用电延时和电移相器实现超宽带波束形成面临较大的技术瓶颈^[11]。一方面,电延时和电移相器的带宽较小,带内幅相起伏较为严重,难以满足超宽带的需求。另一方面,电传输线的损耗较大,不利于实现较大位数、较长延时量的延时线。而利用微波光子技术将微波调制到光域进行传输和处理,使用如光纤、片上波导等介质实现延时线具有射频带宽大、带内幅相起伏小、延迟量大、体积小、重量轻、结构设计较简单、易于走线、电磁兼容性好、不同延迟状态插损均匀等优点^[12-14]。

在光子领域有多种技术途径可实现超宽带光延时。主要的技术途径包括高色散光纤(波导)、光纤(波

基金项目:江苏省高层次创新创业人才引进计划

第一作者:刘昂(1992—),男,高级工程师,博士,主要研究方向为微波光子学。Email: la0819@163.com

收稿日期:2021-06-28;录用日期:2021-09-23

导)光栅、谐振腔、光开关等^[15-19]。在实际应用过程中,需要综合考虑微波响应带宽、插损、延时步进、总延迟量、集成度、切换速度等性能。基于工程实用性和器件性能,本文选择光开关与光纤的方案实现步进延时线。在不使用移相器情况下,建立延时线步进对波束指向偏差影响的理论模型;在此基础上,通过仿真计算分析延时步进对波束质量影响,并通过实验验证亚波长步进光延时线的性能;最后,对宽带光延时线带内幅相特性和光波束形成实验结果进行分析和讨论。

1 理论和仿真

如图1所示,在电波束形成系统(以接收为例)中,天线接收的回波信号经低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)放大后进入滤波器。随后经电移相器进行相位调节,经电真延时线(True Time Delay, TTD)进行整波长级延时调节,再经各通道幅度均衡后,合成为一路电信号。然后与本振(Local Oscillator, LO)信号混频后进入模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)进行中频采样。各通道电移相器可在 $0\sim 2\pi$ 内提供不同相移量,由此带来的阵面相位分布决定了阵面波束指向。各通道电真延时线提供不同的延时量,补偿阵面各通道孔径渡越时间。

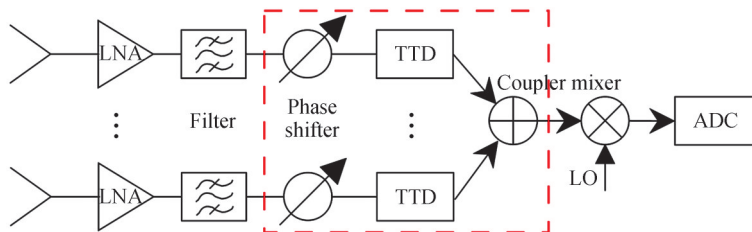


图1 电波束形成系统架构

Fig. 1 Architecture of electric beamforming system

通常雷达波束形成系统使用的真延时线只补偿整周期的延时,剩余部分由阵面的移相器完成。这样将减轻孔径效应带来的色散,但由移相器实现的移相部分仍将带来波束空间指向的色散,在宽带情况下愈加严重。如单纯使用亚波长步进延时线,取消移相器的使用实现等效的角度扫描,波束指向与信号频率无关,可以有效降低宽带情况下的色散。

随着相控阵雷达对大带宽的需求,传统电延时线遇到了一定的技术瓶颈。相对于激光微米级波长对应的载波频率,微波信号的相对带宽极窄。运用微波光子技术,将微波信号调制到光载波上,再利用光路的切换实现可调延时功能,可极大地拓展射频带宽,且具有较为优越的带内幅相特性。基于光纤或波导的光延时线具有较为精确的长度控制,可以实现更高精度的延时量控制,此时延时步进可以做到远小于一个整周期。以此为基础,取消阵面移相器的使用,同样可以实现波束形成。这种方案将图1中红色虚线框内的电移相取消,将电延时和电合成替换为电光调制、光延时、光合成和光电转换。这种无需射频移相器基于光延时线的波束形成技术一方面可以极大地减小甚至消除孔径效应带来的色散,另一方面突破了电移相器和电延时线对于射频带宽的限制,同时提高了带内幅相平坦度。

1.1 延时步进对波束指向偏差影响的理论模型

步进型延时线延时状态的离散特性导致天线波束指向的离散特性,故波束的实际指向与设计指向存在一定的偏差,这种偏差的范围不超过相邻两实际波位的指向差,即波束跃度。使用亚波长步进光延时线替代移相器时,孔径效应引起的波束色散已经得到极大的抑制,此时波束指向的偏差主要由上述波束跃度引入。本节讨论使用亚波长步进光延时线时波束跃度的计算。

如图2所示,相控阵天线由 N 个阵元组成,各阵元均匀分布,间隔为 d 。当各阵元的相位满足 $\varphi_0(i) = -i\Delta\varphi = -i2\pi f\Delta\tau$ 的线性相位分布时,天线的波束指向为 $\theta_0 = \arcsin(c\Delta\tau/d)$,其中 $i=0,1,2,\dots,N-1$ 为阵元编号, f 为微波频率, $\Delta\tau$ 为相邻阵元延时差, c 为光速。当第 $N-1$ 个阵元的相位继续减小,最小相位步进 $\Delta\varphi_{\min} = 2\pi f\Delta\tau_{\min}$,即天线阵元相位分布满足式(1)时,波束指向从 θ_0 变化为近邻的下一个波位 $\theta_0 + \Delta\theta$,其中 $\Delta\tau_{\min}$ 为使用延时线的最小延时步进。

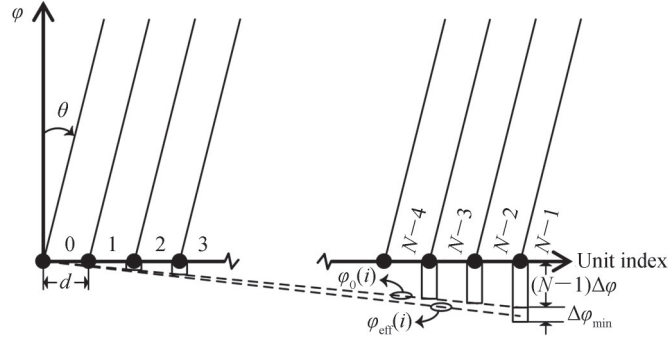


图2 相控阵天线相位分布

Fig. 2 Phase distribution of the phased-array antenna

$$\varphi(i) = \begin{cases} \varphi_0(N-1) - \Delta\varphi_{\min} & i = N-1 \\ \varphi_0(i) & i = 0, 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (1)$$

若存在一线性相位分布 $\varphi_{\text{eff}}(i) = adi$ 与 $\varphi(i)$ 所产生的波束偏转一致, 则 $\varphi_{\text{eff}}(i)$ 可视为 $\varphi(i)$ 的等效相位分布, a 为等效相位分布的梯度。可以使用拟合直线法确定 a 的值, 即^[7]

$$\frac{\partial \sum_{i=0}^{N-1} f(i) |\varphi_{\text{eff}}(i) - \varphi(i)|^2}{\partial a} = 0 \quad (2)$$

此处, 假定各个阵元为全向点源。 $f(i)$ 为天线口径分布函数, 考虑均匀分布的天线电流幅值, 故 $f(i) = 1$ 。推导式(2)可得

$$a = a_0 + \Delta a = \frac{2\pi f \Delta \tau}{d} + \frac{12\pi f \Delta \tau_{\min}}{dN(2N-1)} \quad (3)$$

在等效的线性相位分布 $\varphi_{\text{eff}}(i)$ 下, 可求得天线波束指向偏差 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{a}{k}\right) - \arcsin\left(\frac{a_0}{k}\right) \approx \frac{\Delta a}{k \cos \theta_0} \approx \frac{3c\Delta\tau_{\min}}{dN^2 \cos \theta_0} \quad (4)$$

式中, $k = 2\pi f/c$ 是电磁波的传播常数, 第一处近似(约等号)基于将反正弦函数的泰勒展开保留到一阶导数项, 第二处近似基于天线阵元数 N 较大。

当波束指向设计值落在实际可实现的离散波位之间时, 波束指向的偏差为 $\pm\Delta\theta/2$ 。由式(4)可见, 波束指向偏差与频率无关, 故在整个宽带内, 波束指向的偏转理论上不存在色散效应。此外, 波束指向偏差与延时线的最小步进成正比, 与阵元间距 d 、阵元数 N 的平方和波束指向的余弦成反比。

1.2 仿真计算

通常以指向偏差相对于法向波束宽度 W 的比例作为衡量偏差程度的标准, 相对于法向波束宽度的指向偏差表示为

$$\frac{\Delta\theta}{W} \approx \frac{3f\Delta\tau_{\min}}{N \cos \theta_0} \quad (5)$$

以表1所示的工作频段 8~12 GHz 的一维相控阵天线为例。基于工程经验, 以 $\Delta\theta/BW \leq 1/15$, 即波束指向偏差相对于法向波束宽度不超过 $\pm 1/30$ 作为标准, 可求得 $\Delta\tau_{\min} < 30$ ps。值得注意的是, 对于前文所述的天线波束指向 $\theta_0 = \arcsin(c\Delta\tau/d)$, 由于 $\Delta\tau$ 实际上只能是 $\Delta\tau_{\min}$ 整数倍的离散值, 故在本节得到的延时步进的约束条件下, 仍有可能存在一些波束指向偏差的奇点。下一节将通过仿真计算方法进一步分析在 $\Delta\tau_{\min} < 30$ ps 约束条件下, 各频点、各波束设计指向的波束指向偏差。

表1 X波段一维相控阵天线参数

Table 1 Parameters of the X-band one-dimensional phased-array antenna

Unit number	Unit spacing/mm	Center frequency/GHz	Bandwidth/GHz	Azimuth coverage/(°)
32	9	10	4	± 60

1.2.1 波束指向偏差

以表1所示参数的相控阵天线为例,通过仿真计算得到了基于延时线,无移相器方案实现的实际波束和设计波束方位角指向间的偏差。基于上述计算,图3表现了采用1~30 ps不同的延时步进,0°~60°(-60°~0°结果与之对称)方位角范围内方位角偏差的分布情况。由于没有引入电移相器,而是单纯使用延时线实现波束形成,在8~12 GHz较大的带宽内,各频点波束的指向几乎始终保持一致,有效地抑制了孔径效应带来的色散。图3(a)~(c)中可以观察到,在使用大延时步进时,会在特定角度出现“奇点”,在对应方位角指向偏差达到极值。这主要是由于大延时步进实现的阵面延时分布,长程上大体具备所需的梯度分布,但由于精细程度不够,随角度增大时,实际延时量出现跳变,与所需延时量相差较大,导致出现上述奇点。可以看到,奇点的方位角偏差随方位角和延时步进的增大而逐渐增大。此外,当延时步进为5 ps以下(虚线以下)时,几乎观察不到任何奇点的存在。图3(d)将各个延时步进时,方位角扫描范围内角度偏差的绝对最大值依次画出。当延时步进小于25 ps时,波束指向偏差整体趋势与理论分析中波束指向偏差与延时步进成正比的结论相吻合。当延时步进大于25 ps时存在背离,主要由于此时延时量的离散程度较大,特定角度下少量奇点的性能恶化导致。除去这些奇点,仿真结果仍然与理论分析的结论较为吻合。可以看到,当延时步进 ≤ 5 ps时,方位角偏差不超过 $\pm 0.56^\circ$,小于阵面0°角在12 GHz频率时的波束宽度(此时波束最窄) $0.89c/(fL) \approx 4.6^\circ$ 的 $\pm 1/8$ 。当延时步进 ≤ 3 ps时,方位角偏差不超过 $\pm 0.13^\circ$,小于最窄波束宽度的 $\pm 1/35$,几乎可以忽略。综上,当光延时步进 ≤ 3 ps时,无需使用电移相器,波束形成指向与设计值偏差达到较低水平,且不同频率的色散效应得到了极大的抑制。

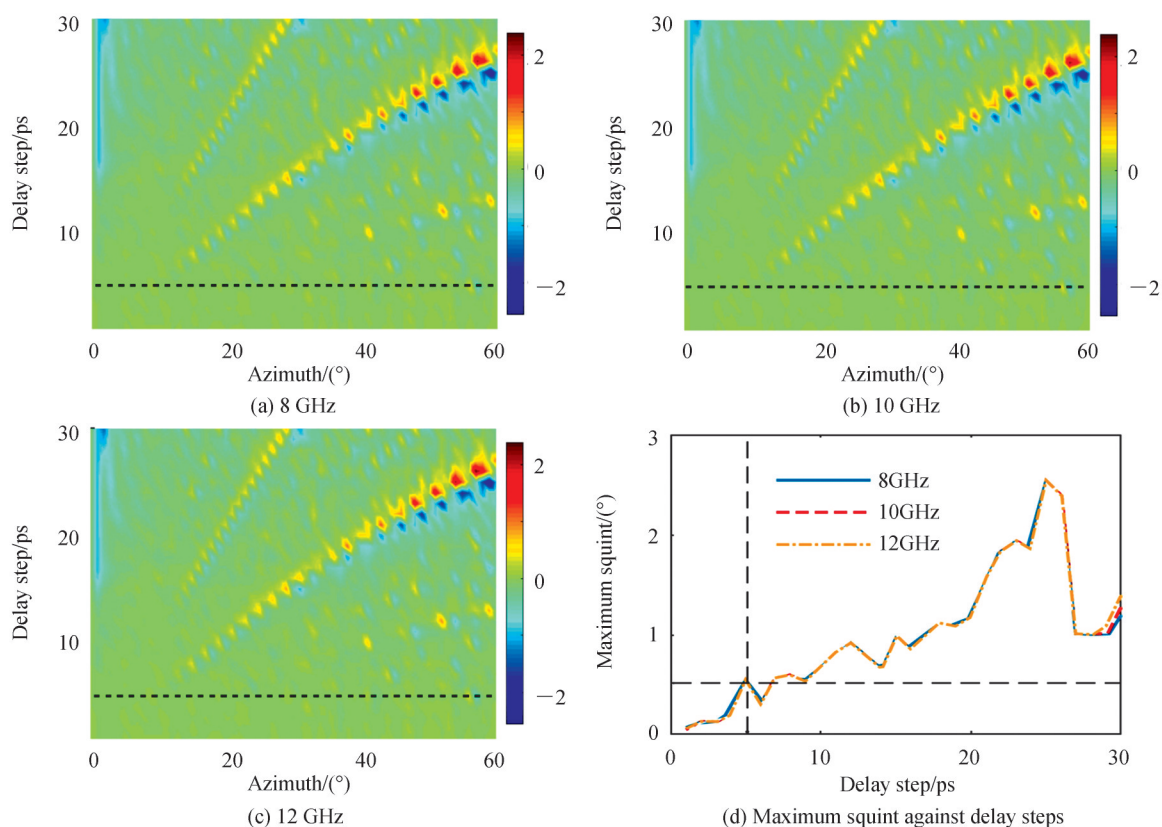


图3 不同频率下波束指向偏差仿真结果

Fig. 3 Simulation results of beam squint at different microwave frequencies

1.2.2 波束峰值能量

图4是对波束形成峰值能量的仿真分析。图中结果以8 GHz微波、1 ps延时步进、方位角指向0°时的波束峰值能量为基准做归一化处理。如图4(a)~(c)所示,随着延时步进的增大,实际延时与理想值间的差距逐渐增大,波束形成质量下降,导致波束峰值能量逐渐降低。而在相同延时步进情况下,除奇点外,波束峰

值能量随着方位角变化不明显。当延时步进为 5 ps 以下(虚线以下)时,几乎观察不到任何奇点的存在。图 4(d)统计了不同延时步进下,方位角扫描范围内波束峰值能量的最小值。随着延时步进的增加,由于微波频率越高对相位精准度要求越高,导致高频的波束峰值能量下降更为迅速以及不同频率间差异的增大。在 15 ps 延时步进处出现极小值,主要是由于方位角在 30° 左右时,实际延时量出现跳变,与理想延时量差距达到了极值,导致了波束峰值能量的大幅下降。因此,在基于延时线,不使用移相器实现波束形成时,延时步进要低于该值。当延时步进小于 5 ps 时,8~12 GHz 宽带波束峰值能量下降不超过 0.055 dB,带内差异小于 0.031 dB。当延时步进小于 3 ps 时,波束峰值能量下降不超过 0.051 dB,带内差异小于 0.028 dB,达到了极低的水平。

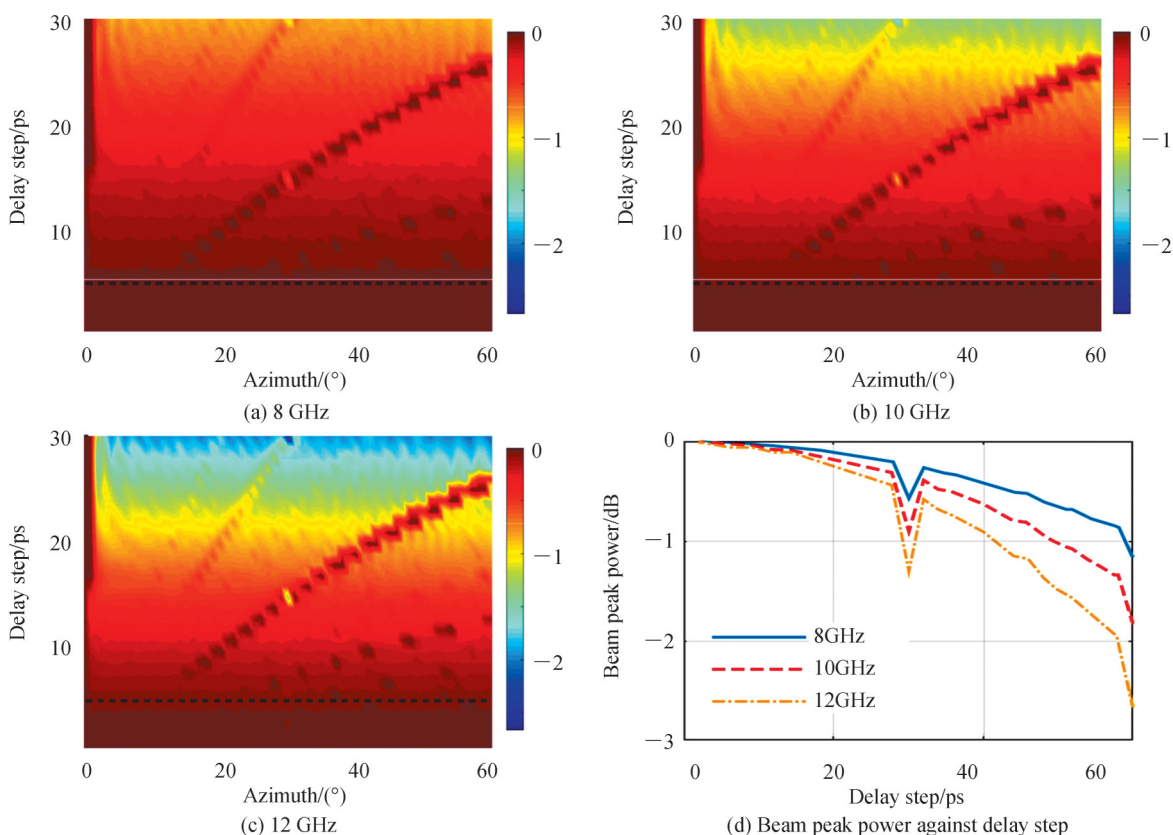


图 4 不同频率下波束峰值能量仿真结果

Fig. 4 Simulation results of beam peak power at different microwave frequencies

1.2.3 相对旁瓣能量

图 5 是对相对旁瓣能量的仿真分析,图中结果为与相应波束峰值能量的相对值。如图 5(a)~(c)所示,相对旁瓣能量的整体背景大致维持在 -13 dB 左右。但随着延时步进的增大,实际延时与理想值间的差距逐渐增大,波束形成质量逐渐降低。此时,相对旁瓣能量在特定角度出现奇点,相对旁瓣能量达到极大。图中延时步进为 5 ps 以下(虚线以下)时,在整个方位角扫描范围内,均无奇点出现,实现了较低的旁瓣能量。图 5(d)统计了不同延时步进下,方位角扫描范围内相对旁瓣能量的最大值。可以看到,扫描范围内相对旁瓣能量的最大值随着延时步进的增大而增大,且频率越高增大的速度更快,这也导致不同频率间的相对旁瓣能量差异逐渐增大。当延时步进小于 5 ps 时,8~12 GHz 宽带相对旁瓣能量小于 -11.6 dB,8~12 GHz 带内最大差异小于 0.53 dB;当延时步进小于 3 ps 时,宽带相对旁瓣能量最大值小于 -12.5 dB,8~12 GHz 带内最大差异小于 0.24 dB,取得了整个扫描空间内较低的旁瓣和较低的带内起伏。

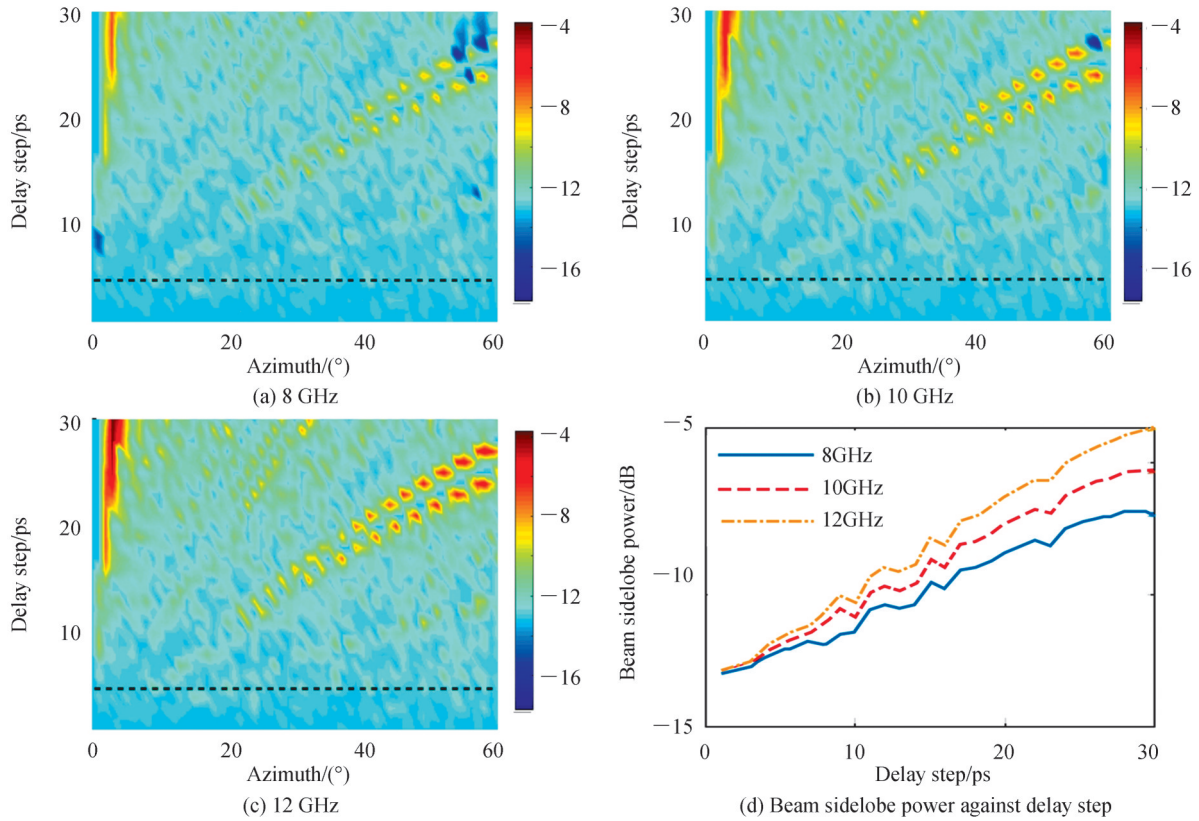


图5 不同频率下波束旁瓣能量仿真结果

Fig. 5 Simulation results of beam sidelobe power at different microwave frequencies

1.2.4 性能对比

如表2所示,按照相同仿真分析办法,将采用亚波长步进延时无移相器方案实现波束的各项性能指标与采用整周期延时(12 GHz整周期约83.3 ps)加移相器方案进行对比。可以看到,采用亚波长步进延时无移相器方案实现的波束性能全面优于整周期延时线加移相的方案。尤其是在使用3 ps延时步进无移相方案时,波束指向、峰值能量损失和相对旁瓣能量均达到了较为理想的状态,且带内起伏较小,有效抑制了大带宽情况下,孔径效应带来的波束色散问题。

表2 不同方案波束形成性能对比

Table 2 Comparison of beamforming performance of different schemes

		Delay step of 3 ps without phase shifter	Delay step of 5 ps without phase shifter	Delay step of 83.3 ps with phase shifter
Beam pointing/(°)	Maximum squint	0.13	0.56	2.51
	In-band fluctuation	0	0	2.51
Peak power/dB	Maximum loss	0.051	0.055	1.742
	In-band fluctuation	0.028	0.031	1.742
Sidelobe power/dB	Maximum power	-12.5	-11.6	-3.9
	In-band fluctuation	0.24	0.53	9.3

2 实验

2.1 样品和实验方法

表1中的相控阵天线为实现 $\pm 60^\circ$ 扫描,延时线提供的延时量应超过 $Nd\sin(\theta_{\max})/c=0.83$ ns,基于光延时无移相的宽带波束形成技术,设计并制备了3 ps延时步进的9位光延时线,总延时量超过1.53 ns,满足天线的扫描需求。由于4路光延时线对应的4通道相邻天线,在 $\pm 60^\circ$ 扫描范围条件下,所需的最大延时量仅需5

位光延时线即可满足。而整个阵面32通道天线的总延时量则需要9位光延时线才可满足。因此选择分别制备每路光延时线的低5位,最小延时步进为3 ps。而每4路低5位延时线共用1路高4位光延时线(即光子子阵光延时线),其最小延时步进为 $3 \times 2^5 = 96$ ps。工作时根据所需延时量推算出9位光延时线的各位状态,进一步换算为低5位和高4位光延时线中各光开关的直通或交叉状态,实现延时状态的切换。这样既满足实际阵面的延时需求,又使得硬件的利用更加高效。如图6(a)所示,每4个天线为1个子阵匹配1个光子子阵,回波信号经放大滤波后通过马赫增德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)调制到不同波长的激光上,经四通道波分复用器(Wavelength-division Multiplexing, WDM)合为一路光,通过掺铒光纤放大器(Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)进行放大,再经WDM4分为四路光信号,分别经过5位光延时线(5 bit)和数控光衰减器(Variable Optical Attenuator, VOA),随后四路光通过WDM4实现光域合成,经4位子阵光延时(4 bit)后进入光电探测器(Photodiode, PD)。实验验证中,出于节省设备量的考虑,复用该光子子阵依次遍历8个天线子阵,完成对32天线单元的波束形成测试。光子子阵接入不同天线子阵时,每个通道的延时量设置为该子阵内4个通道实际所需延时量。图6(b)为光子子阵的实物图,其中四通道5位光延时采用级联 2×2 磁光开关加光纤的方案(双层安装)。每通道级联的磁光开关选用中电二十三所的磁光可调延时模块TOTD-52B11210实现。该模块由6个级联的磁光开关组成,单个光开关的主要参数如下:支持波长范围为1 525~1 565 nm;插入损耗 < 1.3 dB;偏振相关损耗 < 0.3 dB;串扰 < -25 dB;切换速度约 $50 \mu\text{s}$ 。图6(c)为天线方向图测试所用的阵面和天线方向图近场测试平台。

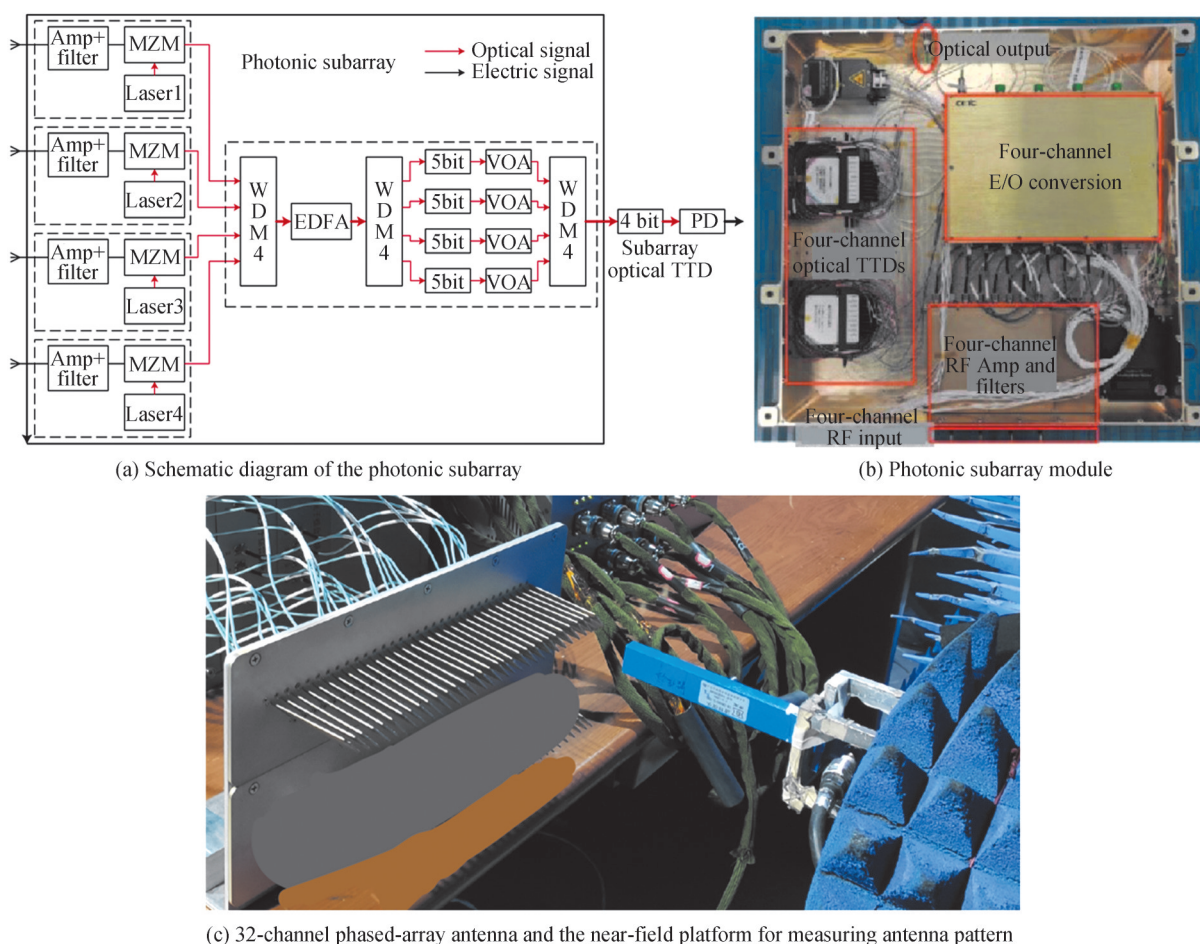


图6 光子子阵和实验平台
Fig. 6 Photonic subarray and experiment platform

实验中,将各路光延时量调整至设计波束方向的对应值,将矢量网络分析仪的微波信号馈送至图6(c)所示的矩形探头,探头的扫描平面与天线末端发射平面平行,且距离控制在1.5 cm以内。探头保持与天线阵平行方向进行Z字扫描,微波信号经图6(a)和(b)所示的光子子阵、子阵延时和光电探测器后进入矢量

网络分析仪,得到探头在近场不同位置时的幅度和相位响应频谱,经球面波补偿和远场变换可得到天线的远场方向图。

2.2 实验结果

通过矢量网络分析仪对光子子阵四通道的幅相特性进行测试。如图7所示,四通道的幅相一致性较好,带内幅度起伏不超过 ± 0.8 dB,相位起伏不超过 $\pm 4^\circ$ 。

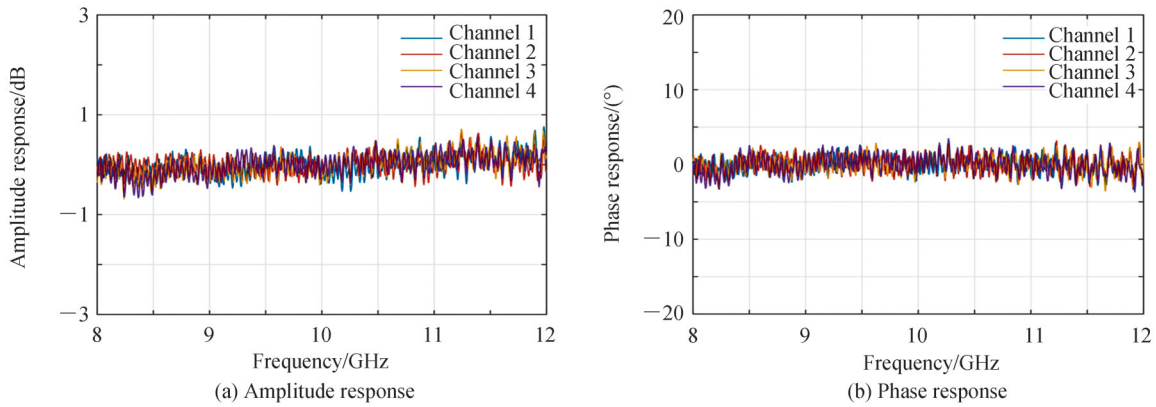


图7 四通道光子子阵幅相特性

Fig. 7 Amplitude and phase characteristics of the four-channel photonic subarray module

按照2.1节中所述的近场测试方法对基于光延时不含移相器的天线方向图进行测试。图8为在3个频段下3个典型目标角度的波束形成测试结果。图8(a)设计波束指向 0° ,实测波束指向最大偏差 0.24° ;图8(b)设计波束指向 30° ,实测波束指向最大偏差 0.28° ;图8(c)设计波束指向 60° ,实测波束指向最大偏差 0.77° 。

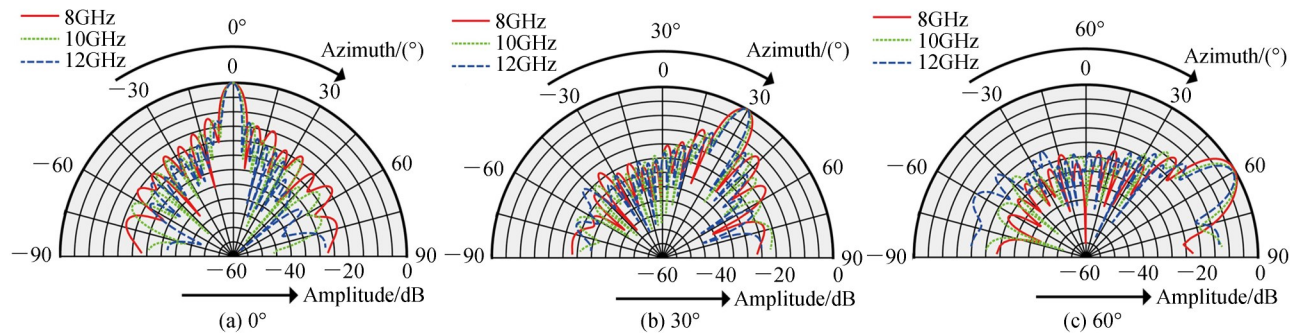


图8 不同方位角各频率下天线方向图测试结果

Fig. 8 Experimental results of antenna patterns at different azimuths and frequencies

表3为对实验结果进行处理分析得到的宽带各点频波束指标。表2中基于83.3 ps步进延时线和移相器方案的波束指向最大偏差和带内最大起伏均为 2.51° ,而表3中基于3 ps步进光延时线无移相器方案分别为 0.77° 和 0.98° ,均降低了60%以上。表2中基于83.3 ps步进延时线和移相器方案的峰值能量最大损失和带内最大起伏均为1.742 dB,而表3中基于3 ps步进光延时线无移相器方案均为0.89 dB,均降低了0.85 dB以上。表2中基于83.3 ps步进延时线和移相器方案的最高旁瓣和带内最大起伏分别为 -3.9 dB和 9.3 dB,可见在大带宽大扫描角情况下,基于整波长步进延时和移相器方案的波束旁瓣恶化严重。而表3中基于3 ps步进光延时线无移相器方案分别为 -11.06 dB和 1.84 dB,均降低了7.1 dB以上。综上,利用光延时线不含移相器的波束形成方案,使得宽带下孔径效应带来的色散问题得到明显抑制。而将光子子阵幅度响应的起伏结果 ± 0.8 dB和相位响应的起伏结果 $\pm 4^\circ$ 带入3 ps延时步进光延时线实现波束形成的仿真分析,得到波束指向的最大偏差和带内最大起伏约为 0.13° 和 0.02° ,峰值能量最大损失和带内最大起伏约为 0.4 dB和 0.01 dB,最高旁瓣和带内最大起伏约为 -12.0 dB和 0.16 dB。与表2中理想情况下的仿真结果相比性能有

一定的下降,但波束质量仍然较高。实际测试结果距上述无移相器方案的仿真结果仍有一定差距的原因主要包括:1)延时线长度仍具有细微的加工误差;2)天线、电缆等射频器件在宽带下具有较高的幅相起伏;3)天线阵列安装的位置和方位误差;4)阵面和测试平台间轻微的偏斜等。

表3 宽带波束形成实验结果

Table 3 Broadband beamforming experiment results

Target beam pointing/(°)		0	30	60
Beam pointing/(°)	Maximum squint	0.24	0.28	0.77
	In-band fluctuation	0.21	0.28	0.98
Peak power/dB	Maximum loss	0.13	0.18	0.89
	In-band fluctuation	0.13	0.18	0.89
Sidelobe power/dB	Maximum power	-11.5	-11.06	-11.82
	In-band fluctuation	1.46	1.84	1.68

3 结论

本文建立了在不使用移相器情况下,延时步进对波束指向偏差影响的理论模型,进一步通过仿真计算分析了延时步进对波束质量相关指标的影响。设计并制备了亚波长步进光延时线。通过幅相响应的测量验证了光延时线较低的带内幅相起伏。通过近场测试验证了亚波长步进光延时线可以有效补偿孔径渡越时间,抑制色散效应,实现了较高质量的波束形成。基于亚波长步进光延时线的波束形成技术在超宽带雷达和声纳等射频综合系统中有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] KRIEGER G, GEBERT N, MOREIRA A. Multidimensional waveform encoding: a new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 46(1): 31-46.
- [2] YOUNIS M, FISCHER C, WIESBECK W. Digital beamforming in SAR systems[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2003, 41(7): 1735-1739.
- [3] GAO Bindong, ZHANG Fangzheng, ZHAO Ermao, et al. High-resolution phased array radar imaging by photonics-based broadband digital beamforming[J]. Optics Express, 2019, 27(9): 13194-13203.
- [4] TUR M. True time delay photonic beamforming: a review[C]. IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems. 2009: 1-2.
- [5] VIDAL B, MENGUAL T, IBANEZ-LOPEZ C, et al. Optical beamforming network based on fiber-optical delay lines and spatial light modulators for large antenna arrays[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2006, 41(24): 2590-2592.
- [6] RAJAMAKI R, SUNDEEP P C, VISA K. Analog beamforming for active imaging using sparse arrays[C]. IEEE 53rd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. 2019: 1202-1206.
- [7] ZHANG Guangyi, ZHAO Yujie. Phased array radar technology[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006
张光义, 赵玉洁. 相控阵雷达技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [8] LU Yaobing, DAI Kailiang, CHEN Yan. Research of wideband and widescan phased radar technology[J]. Systems Engineering and Electronics, 2004, 26(3): 288-290,316.
鲁耀兵, 戴开良, 陈燕. 宽带宽角扫描相控阵雷达技术研究[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(3): 288-290,316.
- [9] CHEN Xiaoli, BAI Yechao, ZHANG Xinggan. Beamforming method of time-phased array radar based on real time delay[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2013, 28(4): 431-435.
陈小利, 柏业超, 张兴敢. 基于真延时的时控阵雷达波束形成方法[J]. 数据采集与处理, 2013, 28(4): 431-435.
- [10] PAN Shilong, YE Xingwei, ZHANG Yamei, et al. Microwave photonic array radars[J]. IEEE Journal of Microwaves, 2021, 1(1): 176-190.
- [11] WANG Jian, CAI Haiwen, HOU Peipei, et al. Optical multi-beam formation technology of broadband phased array antenna based on stack integrated micro-optical components[J]. Acta Physica Sinica, 2015, 44(11): 1125002.
王建, 蔡海文, 侯培培, 等. 基于微光学元件堆栈集成技术的收发一体化宽带光控相控阵天线[J]. 光子学报, 2015, 44(11): 1125002.
- [12] HE Zishu, JIN Lin, HAN Yunjie, et al. Development and implementation techniques of optically controlled phased array radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(12): 2191-2195.

- 何子述, 金林, 韩蕴洁, 等. 光控相控阵雷达发展动态和实现中的关键技术[J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2191-2195.
- [13] LI Dongwen, JIA Chunyan, YE Lihua, et al. True-time-delay technologies of optical controlled phased array antenna. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2006, 43(3): 37-42.
李冬文, 贾春燕, 叶莉华, 等. 光控相控阵雷达中的真延时技术[J]. 激光与光电子学进展, 2006, 43(3): 37-42.
- [14] LIU Yuan, WICHMAN R A, ISAAC B, et al. Ultra-low-loss silicon nitride optical beamforming network for wideband wireless applications[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2018, 24(4): 1-10.
- [15] YE Xingwei, ZHANG Fangzheng, PAN Shilong. Optical true time delay unit for multi-beamforming[J]. *Optics Express*, 2015, 23(8): 10002-10008.
- [16] CHUNG Chijui, XU Xiaochuan, WANG Gencheng, et al. On-chip optical true time delay lines featuring one-dimensional fishbone photonic crystal waveguide[J]. *Applied Physics Letters*, 2018, 112(7): 071104.
- [17] XIANG Chao, DAVENPORT M L, KHURGIN J B, et al. Low-loss continuously tunable optical true time delay based on si3n4 ring resonators[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2017, 24(4): 1-9.
- [18] WANG Junjia, ASHRAFI R, ADAMS R, et al. Subwavelength grating enabled on-chip ultra-compact optical true time delay line[J]. *Scientific Reports*, 2016, 6(1): 1-10.
- [19] XIE Jingya, ZHOU Linjie, LI Zuxiang, et al. Seven-bit reconfigurable optical true time delay line based on silicon integration[J]. *Optics Express*, 2014, 22(19): 22707-22715.

Radar Broadband Beamforming Technique Based on Sub-wavelength Stepped Optical Delay Line

LIU Ang^{1,2}, SHAO Guanghao^{1,2}, ZHAI Jiquan^{1,2}, YE Xingwei^{1,2}, ZHANG Guoqiang^{1,2}

(1 *Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210039, China*)

(2 *Key Laboratory of IntelliSence Technology, CETC, Nanjing 210039, China*)

Abstract: To realize the electrical beam scanning of the phased-array radar, it is necessary to implement true-time delay compensation for the transmitted and received signals in each transmission channel according to the beam direction. Utilizing microwave photonic technology, the microwave signal can be modulated to the optical carrier for transmission and processing. Compared to the frequency of the laser carrier, the relative bandwidth of the microwave signal is extremely narrow. The true-time delay lines based on optical fibers or on-chip waveguides have a large microwave bandwidth, small in-band amplitude and phase fluctuations, and small propagating loss and are immune to electromagnetic interference. The increment of optical lengths of different delay states can be precisely controlled to be far less than a full microwave wavelength. Thus, broadband beamforming can be realized using only subwavelength stepped optical delay lines, which can greatly reduce the beam directional dispersion of broadband microwave signals. The discrete delay values of stepped delay lines lead to discrete directional directions of antenna beams, which results in a certain deviation between the actual and designed directions of the beam. The influence of the minimum delay change on the equivalent phase distribution of the microwave front is analyzed, and a theoretical model of the relationship between delay steps and directional deviations of radar beams is established. The theoretical analysis of beam scanning based on subwavelength stepped optical delay lines shows that the beam directional deviation is proportional to the minimum delay step and inversely proportional to the array element spacing, the square of the number of elements, and the cosine of the beam direction. Through numerical simulation for the X-band wideband radar, the beam direction at each frequency point is almost the same in the frequency range of 8~12 GHz, which indicates that the directional dispersion has been effectively suppressed. It can be observed that some singularities will appear at specific azimuths and delay steps, where the directional deviation will reach extreme values due to the discrete increment of delay. The azimuthal deviation of the singularity gradually increases as the azimuth and the delay step increase. When the delay step is not larger than 3 ps, the azimuthal deviation does not exceed $\pm 0.13^\circ$, which is less than $\pm 1/35$ of the narrowest beam width and thus can be almost neglected. Peakpower loss and sidelobe suppression are also simulated. When the delay step is less than 3 ps, the beam peak power drops no more than 0.051 dB, and the in-band fluctuation is less than 0.028 dB. The maximum broadband relative sidelobe power is less than -12.5 dB, and the maximum fluctuation is less

than 0.24 dB. Based on the scheme of a subwavelength stepped optical delay line without an electrical phase shifter, 9-bit optical delay lines with a minimum delay step of 3 ps are prepared, and the maximum delay exceeds 1.53 ns. The optical delay lines are manufactured by cascaded 2×2 magneto-optical switches and optical fibers. The distributions of the spatial electric field are measured on the nearfield platform and converted to farfield patterns by spherical wave compensation at different designed azimuths and frequencies. When the designed beams point at 0° , 30° and 60° , the measured maximum directional deviations are 0.24° , 0.28° and 0.77° , and the in-band directional dispersions are 0.21° , 0.28° and 0.98° , respectively. Compared to the beam squint based on the scheme of the wavelength stepped optical delay line and electrical phase shifter, the beam directional dispersion is effectively suppressed. Furthermore, under the microwave frequency range of 8~12 GHz and the azimuthal scanning range of $\pm 60^\circ$, the experimental results demonstrate that the peak power loss can be reduced to less than 0.89 dB and that the sidelobe suppression ratio can exceed 11.06.

Key words: Microwave photonics; Sub-wavelength stepped optical delay line; Optical beamforming; Phased-array antenna; Beam squint free

OCIS Codes: 060.5625; 070.1170; 230.0250; 230.2090; 280.5110