

基于反谐振波导微环的光控波束延时网络设计

申芳芳, 苏鑫鑫, 杨思成, 武震林, 赵明山, 韩秀友*

大连理工大学光电工程与仪器科学学院, 辽宁 大连 116024

摘要 设计了面向 Ka 频段(30 GHz)相控阵天线的 4 阵元子阵集成波导光延时网络。该光延时网络采用相位调制方式将射频信号转换至光域,波导微环处于反谐振状态,以实现大带宽、连续可调延时;通过带通滤波仅对一个边带进行延时调控,基于差分平衡探测器还原出射频信号。优化设计了级联双波导微环的结构参数,使每条路径的延时量在 0~24.9 ps 范围内连续可调,延时带宽大于 4 GHz,实现了最大扫描角为 $\pm 30^\circ$ 的波束扫描。对光延时网络链路的增益和噪声系数进行了推导分析,评估了整个延时芯片系统在实际应用中的性能。

关键词 集成光学; 光控波束; 光延时线; 波导微环; 反谐振

中图分类号 O436

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0213001

Design of Time Delay Network for Optical Beamforming Based on Anti-Resonant Waveguide Micro-Rings

Shen Fangfang, Su Xinxin, Yang Sicheng, Wu Zhenlin, Zhao Mingshan, Han Xiuyou*

School of Optoelectronic Engineering and Instrumentation Science, Dalian University of Technology,
Dalian, Liaoning 116024, China

Abstract The integrated waveguide optical delay network for four-element sub-phased array antenna at Ka band (30 GHz) is designed, in which, the radio frequency (RF) signal is converted into the optical domain by the phase modulation and the waveguide micro-rings operate at the anti-resonance state to achieve large bandwidth and continuously tunable time delay. Only one sideband is delayed via the bandpass filtering and the RF signal is recovered by the differential balanced detector. The structural parameters of the cascaded dual waveguide micro-rings are optimized to achieve the continuously tunable time delay in the range from 0 to 24.9 ps, and the bandwidth is larger than 4 GHz. The beam scanning with the maximum scanning angles of $\pm 30^\circ$ is realized. The gain and noise coefficients of the optical time delay network are analyzed and deduced, and the performance of the whole delay chip system in the practical application is evaluated.

Key words integrated optics; optical beamforming; optical delay line; waveguide micro-ring; anti-resonance

OCIS codes 130.3120; 230.3120; 230.5750

1 引 言

光控相控阵技术利用光延时网络对天线阵元的相位进行调控,实现波束的扫描,有效克服了传统基于电移相器的波束形成技术所固有的带宽限制,具有广阔的应用前景^[1-3]。光延时网络的芯片化集成是光控相控阵技术发展的必然趋势,其满足实际应用中小型化、轻量化、高稳定的要求,这在星载、机载等系统中显得尤为重要^[4-6]。

光延时网络由光延时线按照天线阵元的馈相要求组合设计而成。集成波导光延时线在实现延时机制上主要分为基于光开关来切换不同长度波导的光延时线^[7-9]和基于波导微环的连续可调光延时线^[10-13]。Moreira 等^[7]设计并制作了基于光开关的 4 比特可调光延时线,实现的步长为 0.85 ns,最大延时量为 12.35 ns。Xie 等^[8]设计并制作了基于光开关的 7 比特可重构光延时线,实现的最大调谐量为 1.27 ns,调谐步长为 10 ps。光开关切换型延时线可

收稿日期: 2018-07-13; 修回日期: 2018-09-01; 录用日期: 2018-09-17

基金项目: 国家自然科学基金(61875028, 61704017)、装备预研领域基金(6140450010305)、中央高校基本科研业务费重点项目(DUT18ZD106, DUT18GF102, DUT18LAB20)

* E-mail: xyhan@dlut.edu.cn

以提供大范围的延时调谐并且不受带宽限制,但是它只能提供离散的延时量,这就限制了波束扫描的角分辨率。若要提高角分辨率,则需要减小光开关切换延时波导的步长,这样达到同样的总延时量所需要的光开关和波导的数量将更多,从而增加了延时线芯片的复杂度和面积。基于波导微环的连续可调光延时线利用微环谐振效应可以在更小的尺寸上得到更优的连续可调延时功能。Morton 等^[12]提出了微环谐振器的平衡侧耦合结构,即直通波导的上下两侧各耦合数个微环,利用两侧微环谐振器的谐振频率差值来调节延时量,实现了 0~345 ps 的连续可调谐延时。Wang 等^[14]设计并制备了光开关切换波导与波导微环相结合的可连续可调光延时线,实现了 0~1.28 ns 范围的连续可调谐延时。上述研究主要针对单通道光延时线,而在相控阵天线中,需要利用多个延时线组成延时网络来实现波束的扫描^[15-18],并且应考虑延时抖动对扫描精度的影响。Meijerink 等^[15-16]设计并制作了 Ku 频段(10.7~12.75 GHz,带宽为 2 GHz)树型结构光延时网络系统集成芯片。

利用波导微环的谐振效应可以获得较大的延时量,但是由于实际制备的波导存在损耗,谐振频率附近的损耗尤为严重,从而影响了光延时网络系统的增益和噪声特性。Tessema 等^[19]研究了波导微环在反谐振处的延时特性,在 19.5 GHz 频率处实现了 2 阵元在 $-28^{\circ}\sim+34^{\circ}$ 范围内的扫描。该延时网络仅以 2 个阵元为对象进行研究,采用强度调制方式实现射频到光域的电光转换,未考虑多个阵元的情况,而随着阵元数目的增加,强度调制器所需的直流偏置控制装置也将增加,导致光延时网络变得复杂。

本文根据 Ka 频段(30 GHz)相控阵天线的应用要求,以 4 阵元子阵为目标,采用反谐振波导微环为基本结构进行光延时网络优化设计。通过相位调制

实现射频到光域的电光转换,利用带通滤波仅对一个射频边带进行延时调控,最后基于差分平衡探测器还原出射频信号。相位调制方式不需要使用常规强度调制器的直流偏置控制装置,可极大简化大规模天线阵元的光延时网络系统复杂性。仅对一个射频边带进行延时调控,可降低微环延时的带宽要求。本文优化设计了反谐振级联双波导微环的结构参数,使每条路径的延时量在 0~24.9 ps 范围内连续可调,延时带宽大于 4 GHz,实现了 4 阵元子阵在 $\pm 30^{\circ}$ 范围内的波束扫描功能。同时,对光延时网络链路的增益和噪声系数进行了推导分析,评估了在实际应用中整个延时芯片系统的性能。

2 光延时网络结构设计

2.1 系统结构

以 Ka 频段(30 GHz)相控阵天线为目标来设计光延时网络。采用相位调制方式把射频信号调制到光载波上,若对整个双边带信号和光载波同时进行延时处理,那么需要的延时带宽将大于 60 GHz,如图 1(a)所示;若滤除一个边带,仅对另外一个边带和光载波进行延时处理,则延时带宽也要大于 30 GHz,如图 1(b)所示;同时滤除光载波和其中一个边带,只对一个边带进行延时处理,则需要的延时带宽就会大大减小,只需做到大于射频带宽(4 GHz)即可,如图 1(c)所示。图 2 给出了光延时网络结果框图,激光器发出的光首先经过一个定向耦合器分成两部分,一部分经分路器分成 N 路,分别通过相位调制器(PM)将天线接收到的射频信号加载器上,然后通过光延时单元(OTTD)仅对下边带进行延时处理,通过光学边带滤波单元(OSBF)滤除上边带和中心载波,最后将下边带信号与激光器发出的另一路光通过一个 3 dB 耦合器进行差分平衡探测,以还原出射频信号。

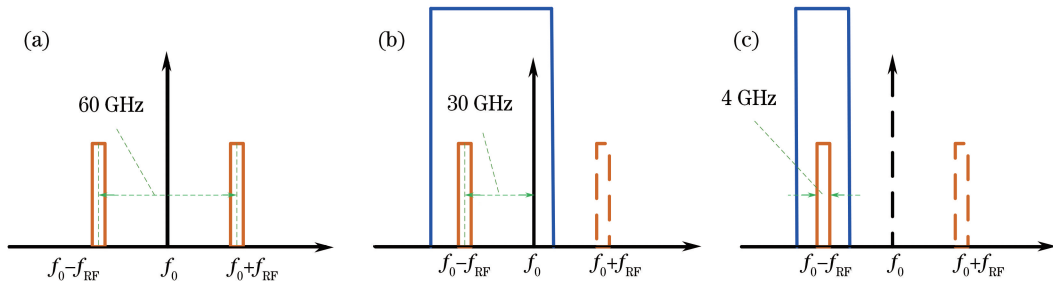


图 1 不同延时方式所需的带宽。(a)对双边带和光载波一同延时;(b)对一个边带和光载波延时;(c)仅对一个边带延时

Fig. 1 Bandwidths for different time delay schemes. (a) Delay on two sidebands and optical carrier; (b) delay on one sideband and optical carrier; (c) delay on only one sideband

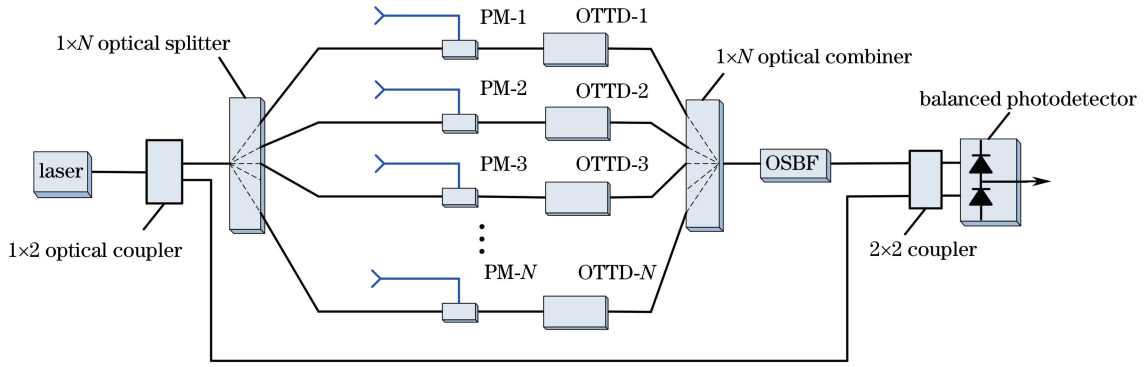


图 2 光延时网络系统的结构框图

Fig. 2 Structural diagram of optical time delay network

2.2 4×1 光延时网络

根据 Ka 频段相控阵天线应用要求,把天线阵元划分为多个子阵,子阵为 4×1 线阵,结构如图 3 所示。相邻阵元的间距为 d ,当一维线阵的扫描角度为 θ 时,相邻阵元间所需的延时补偿量为 $T_0 = d \sin \theta / c$,其中 c 为真空中的光速。为了有效抑制栅瓣,阵元间距一般取 $d = \lambda / 2$,其中 λ 为射频信号波长。Ka 频段射频信号的频率 $f_{RF} = 30$ GHz,带宽 $B_{RF} = 4$ GHz,天线的扫描范围 $\theta_{Bmax} = \pm 30^\circ$ (定义图 3(a)中的方向为正)。根据上述参数,可计算得到相邻阵元间所需的最大延时补偿量为

$$\tau_{\max} = \frac{\lambda}{2} \frac{\sin \theta_{Bmax}}{c} = \frac{\sin \theta_{Bmax}}{2f_{RF}} = \frac{\sin 30^\circ}{2 \times 30 \times 10^9} = 8.3 \text{ ps} \quad (1)$$

在最大扫描角度 $+30^\circ$ 下,第 2~4 阵元相对于第 1 阵元的延时补偿量分别为 $\tau_2 = \tau_{\max} = 8.3 \text{ ps}$, $\tau_3 = 2\tau_{\max} = 16.6 \text{ ps}$, $\tau_4 = 3\tau_{\max} = 24.9 \text{ ps}$ 。

单个波导微环的强度响应函数为

$$I = \frac{1 - \kappa - \alpha - 2\sqrt{\alpha} \sqrt{1 - \kappa} \cos(\omega T_s + \varphi)}{1 + (1 - \kappa)\alpha - 2\sqrt{\alpha} \sqrt{1 - \kappa} \cos(\omega T_s + \varphi)} \quad (2)$$

式中: α 为微环周损耗因子; κ 为微环强度耦合系数; φ 为微环上的附加相移; $T_s = nL/c$ 为光波绕环一周所需时间; n 为有效折射率; L 为微环周长。

采用 TriPleX™ 技术中的 Si_3N_4 波导来实现光延时网络芯片^[20]。图 4 所示为当耦合系数 $\kappa = 0.3$ 时,不同损耗系数下微环的强度响应曲线。从图 4 可以看出,与谐振频率处相比,反谐振处的损耗明显降低,可以在更低的损耗下实现大带宽的延时量。此外,为了保证各延时路径之间的损耗差异最小,要求所有路径均是在反谐振处实现目标延时量。反谐振处损耗小的优势将体现在多阵列集成方面,更容

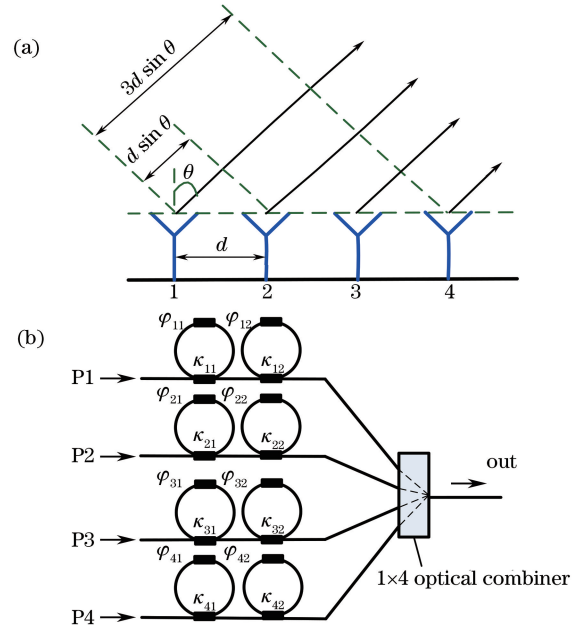


图 3 天线阵元结构。(a)一维线阵结构;(b)第 4 阵元线阵的延时网络

Fig. 3 Structure of antenna array. (a) Structure of one-dimensional linear array; (b) time delay network the fourth element linear array

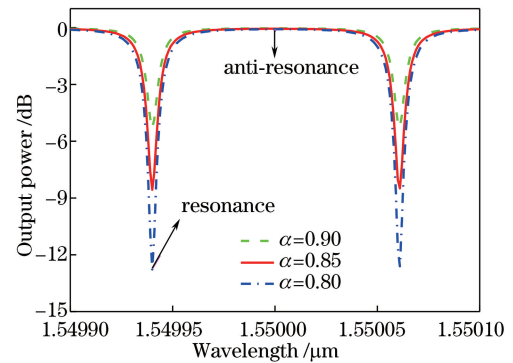


图 4 不同损耗系数下波导微环的强度响应曲线($\kappa = 0.3$)
Fig. 4 Intensity response of waveguide micro-rings with different loss coefficients at $\kappa = 0.3$

易实现低插损的延时网络芯片。

根据所需延时范围采用图 3(b)所示的级联双微环延时网络结构,P1 路径作为参考路径,为了实现最大角度($\pm 30^\circ$)的扫描,设置 0 ps 和 24.9 ps 两个参考延时时间。当参考路径延时为 $\tau_{P1}=0$ ps 时,P2~P4 路径的延时分别设置为 8.3、16.6、24.9 ps 来实现 $+30^\circ$ 的扫描。当参考路径延时为 $\tau'_{P1}=24.9$ ps,

P2~P4 路径的延时分别设置为 16.6、8.3、0 ps 来实现 -30° 的扫描。

结合微环的最大可实现延时量与微环自由光谱范围(FSR)之间的关系来确定微环的尺寸,此时波导微环的 FSR 为 $R_{FSR} = 28.6$ GHz(周长 $L = 6.84$ mm)。第 i 条路径的级联双微环延时响应函数为

$$\tau_{ij} = \sum_{j=1}^2 \left[\frac{\alpha - \sqrt{1 - \kappa_{ij}} \sqrt{\alpha} \cos(\omega T_s + \varphi_{ij})}{\alpha + (1 - \kappa_{ij}) - 2\sqrt{1 - \kappa_{ij}} \sqrt{\alpha} \cos(\omega T_s + \varphi_{ij})} T_s + \frac{\sqrt{1 - \kappa_{ij}} \sqrt{\alpha} \cos(\omega T_s + \varphi_{ij}) - (1 - \kappa_{ij})\alpha}{1 + (1 - \kappa_{ij})\alpha - 2\sqrt{1 - \kappa_{ij}} \sqrt{\alpha} \cos(\omega T_s + \varphi_{ij})} T_s \right], i = 1, 2, 3, 4, \quad (3)$$

式中: j 为每个路径上的微环个数。通过调节波导微环的耦合系数来实现各路径不同延时量的调谐^[21]。延时网络的工作波长调谐可以通过改变微环上的附加相位来完成,当附加相位 $\varphi = -1.6$ rad 时,微波光调制信号的边带位于反谐振处。表 1 所示为实现最大扫描角($\pm 30^\circ$)时延时网络中各波导微环的耦合系数值。

图 5 所示为实现最大扫描角($+30^\circ$)时,微环各路径的仿真延时曲线。从图 5(a)可以看出,微波光调制信号的边带位于波导微环的反谐振处(1550.24 nm),在 4 GHz 带宽内各路径分别实现了 8.3、16.6、24.9 ps 的目标延时量。图 5(b)为反谐振

表 1 最大扫描角下延时网络中各微环的耦合系数

Table 1 Coupling coefficients of micro-rings in time delay network at the maximum scanning angle

Angle	κ_{11}, κ_{12}	κ_{21}, κ_{22}	κ_{31}, κ_{32}	κ_{41}, κ_{42}
-30°	0	0.379	0.62	0.774
$+30^\circ$	0.774	0.62	0.379	0

处 4 GHz 带宽内的延时响应曲线放大图,可以看出,延时抖动量 $\Delta\tau$ 均小于 1.07 ps,在该延时抖动范围内,相控阵天线方向图的主瓣偏斜角小于波束宽度的 $1/4$ ^[22],满足应用要求。

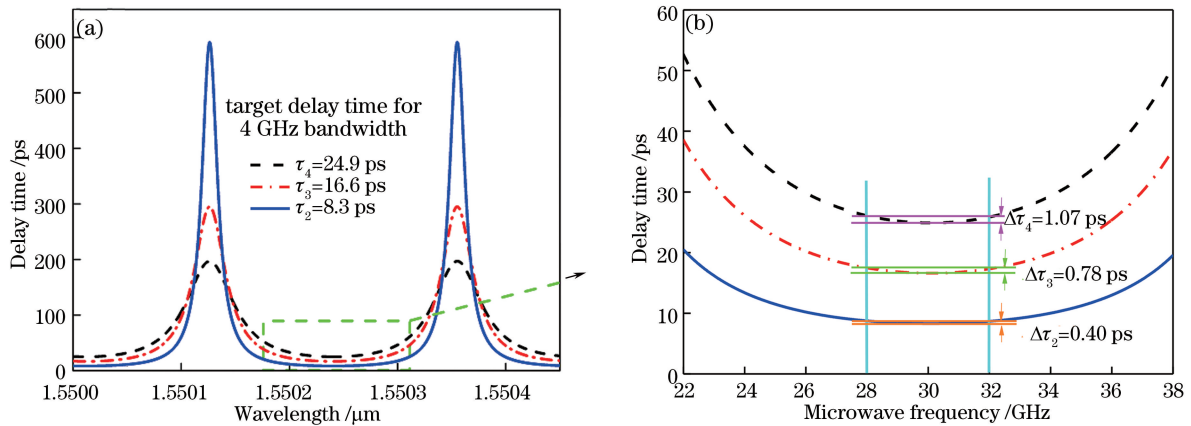


图 5 实现最大扫描角($+30^\circ$)时,微环各路径的仿真延时曲线。(a)延时网络各个路径的仿真延时响应曲线;(b)反谐振处的延时响应放大图

Fig. 5 Simulated time delay curve for each path of micro-ring with the maximum scan angle ($+30^\circ$). (a) Simulated time delay response curves of each path for time delay network; (b) enlarged map of time delay response at anti-resonance

受制备工艺的影响,实际制备的波导器件中,微环耦合器的耦合系数与设计值可能会存在一定的偏差。下面对耦合系数的制备容差进行分析。表 2 所示为延时量处于延时目标最大值 $\tau = 24.9$ ps($\kappa_1 =$

$\kappa_2 = 0.774$)情况下,耦合系数偏差在 $\pm 5\%$ 范围内变化对应的延时偏差值。根据波束形成器的主瓣偏斜角小于波束宽度 $1/4$ 的要求,计算得到延时量偏差值应小于 1.8 ps。从表 2 可以看出,级联双环的耦

合系数偏差在±3%范围内,可以满足应用要求。

表 2 不同耦合系数偏差下的延时偏差值

Table 2 Time delay deviation value under different coupling coefficient deviations

Coupling coefficient deviation	±1%	±2%	±3%	±4%	±5%
Delay deviation /ps	0.53	1.08	1.60	2.20	2.80

2.3 带通滤波器

根据 1.1 节的分析,为了减小所需的延时带宽,

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\kappa_2} & -j\sqrt{\kappa_2} \\ -j\sqrt{\kappa_2} & \sqrt{1-\kappa_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1(\omega) & 0 \\ 0 & H_2(\omega)\exp(-j\Delta\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-\kappa_1} & -j\sqrt{\kappa_1} \\ -j\sqrt{\kappa_1} & \sqrt{1-\kappa_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

式中: $H(\omega) = \frac{\sqrt{1-\kappa_r} - \sqrt{\alpha} \exp[-j(\omega T_s + \varphi)]}{1 - \sqrt{\alpha} \sqrt{1-\kappa_r} \exp[-j(\omega T_s + \varphi)]}$ 为微环的传输响应函数。通过优化耦合系数(κ_{r1} , κ_{r2})和附加相位值(φ_1 , φ_2 , φ_3)可以得到陡峭度较大的箱型滤波响应曲线,实现单边带滤波功能。在滤波中,边带和载波应该被充分抑制,以避免残留信号的干扰。

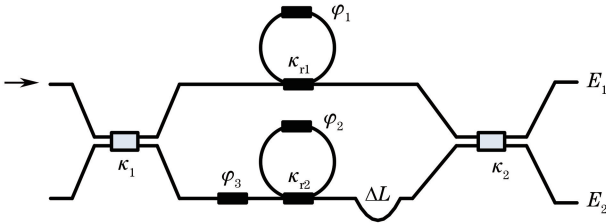


图 6 微环辅助 MZI 带通滤波器的结构示意图

Fig. 6 Structural diagram of micro-ring assisted MZI bandpass filter

经过仿真优化,辅助波导微环的周长设为 $L_a = 10.2 \text{ mm}$ ($R_{\text{FSR}} = 19.16 \text{ GHz}$),各结构参数取值分别为 $\Delta L = L_a/2$, $\kappa_1 = \kappa_2 = 0.5$, $\kappa_{r1} = 0.87$, $\kappa_{r2} = 0.31$, $\varphi_1 = \varphi_2 = \pi$, $\varphi_3 = 0$ 。则滤波器的 $R_{\text{FSR}} = 38.32 \text{ GHz}$,通带宽度为 $B_{3\text{dB}} = 19.16 \text{ GHz}$ 。图 7 所示为在上述参数条件下滤波器的响应曲线,可以看出滤波器通带平坦,抑制度为 25 dB,陡峭度为 23.9 dB/GHz。射频(30 GHz)相位调制信号的光载波和右边带均位于滤波器的阻带内,只有左边带被选通,实现了单边带滤波功能。

3 光延时链路性能分析

为了评估在实际应用中延时芯片系统的性能,对延时系统的增益和噪声系数进行推导,并结合器件基本参数进行仿真分析。

采用带通滤波方法选择相位调制的一个边带进行延时调控,即滤除光载波和另一个边带。图 6 为微环辅助马赫-曾德尔干涉(MZI)滤波器结构示意图,在 MZI 的上下两臂各耦合一个微环,微环上设有移相器(φ_1 , φ_2),且微环的耦合系数(κ_{r1} , κ_{r2})可调,MZI 的两臂臂长差为 ΔL ($\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}n\Delta L$ 为 ΔL 带来的相位差),臂上设有相移器 φ_3 。该滤波器的传输矩阵为^[23]

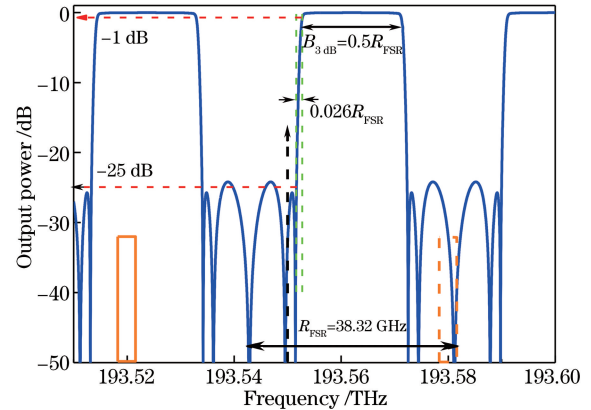


图 7 带通滤波器的强度响应曲线

Fig. 7 Intensity response curves of bandpass filter

3.1 增益

链路的增益定义为输出功率与输入功率的比值,即 $G = P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$,这里暂时不考虑天线的增益以及是否加放大器的问题。由激光器传输至定向耦合器的光场为

$$E_{\text{in}0}(t) = \sqrt{2L_{\text{cl}}}P_0 \exp(j2\pi f_0 t), \quad (5)$$

式中: L_{cl} 为激光器到定向耦合器间的耦合损耗。经定向耦合器(耦合系数为 κ)和分路器进入相位调制器前的光场为

$$E_{\text{in}1}(t) = \sqrt{L_s} \sqrt{L_{\text{cl}}(1-\kappa)} \cdot \sqrt{2P_0} \exp(j2\pi f_0 t), \quad (6)$$

式中: L_s 为分路器的插入损耗。相位调制器的输出光场为

$$E_{\text{in}2}(t) = \sqrt{L_m} \cdot \sqrt{L_s} \sqrt{L_{\text{cl}}(1-\kappa)} \sqrt{2P_0} \times \exp(j2\pi f_0 t) \cdot \exp\left[j\frac{\pi}{V_\pi}V_n(t)\right], \quad (7)$$

式中: L_m 为调制器本身的损耗; V_π 为调制器的半波电压。射频调制信号为

$$V_n(t) = V_0 \cos[2\pi f_{RF}t + \varphi_n(t)], \quad (8)$$

式中: V_0 、 f_{RF} 和 $\varphi_n(t)$ 分别为射频信号的幅值、频率

和附加相位。将(8)式代入(7)式,按照 Jacobi-Anger 展开,考虑正负一阶边带^[24],整理可得

$$E_{in2}(t) = \frac{1}{2} \sqrt{L_m} \cdot \sqrt{L_s} \sqrt{L_{cl}(1-\kappa)} \sqrt{2P_0} \times \left\{ \exp(j2\pi f_0 t) + j \frac{\pi}{V_\pi} V_0 \{ \exp[j2\pi(f_0 + f_{RF})t + j\varphi_n(t)] + \exp[j2\pi(f_0 - f_{RF})t - j\varphi_n(t)] \} \right\}. \quad (9)$$

经过延时网络和滤波器滤波后的光场为

$$E_{out}(t) = \sqrt{L_f} \sqrt{L_m} \cdot \sqrt{L_s} \sqrt{L_c} \sqrt{L_{cl}(1-\kappa)} \sqrt{2P_0} j \frac{\pi}{2V_\pi} \sum_n \sqrt{L_{dn}} V_0 \exp[j2\pi(f_0 - f_{RF})t + j\varphi_n(t - \tau_n)], \quad (10)$$

式中: L_{dn} 为每条延时路径的损耗; L_f 为滤波器的损耗; L_c 为波束形成网络中合路器的损耗。

经滤波器处理后输出的光场 $E_{out}(t)$ 和另一路未经射频调制的光载波 $j\sqrt{\kappa}\sqrt{L_i}E_{in0}(t)$ 传输至 3 dB 耦合器, 3 dB 耦合器两输出端口的光场分别为 $E_1 = \frac{\sqrt{2}}{2}E_{out}(t) - \frac{\sqrt{2}}{2}\sqrt{\kappa}\sqrt{L_i}E_{in0}(t)$ 和 $E_2 = j\frac{\sqrt{2}}{2}E_{out}(t) + \frac{\sqrt{2}}{2}j\sqrt{\kappa}\sqrt{L_i}E_{in0}(t)$, 经差分平衡探测器后输出电流为 $I(t) = L_{c2}R_{pd}(E_1E_1^* - E_2E_2^*)$, 代入(5)式和(10)式, 推导结果为

$$I(t) = R_{pd}L_{c1}L_{c2}P_0 \sqrt{L_fL_mL_sL_cL_i} \times \sqrt{\kappa(1-\kappa)} \frac{\pi}{2V_\pi} \sum_n \sqrt{L_{dn}} V_n(t - \tau_n), \quad (11)$$

式中: R_{pd} 为光电探测器响应度; L_{c2} 为光路与后面探测器之间的耦合损耗; L_i 为激光器经定向耦合器的另一路光波导的传输损耗。输入功率表示为 $P_{in} = \langle V_n^2(t) \rangle / R_m$, 其中 R_m 为调制器电阻。假设探测器后负载电阻为 R_L , 则输出功率为 $P_{out} = I^2(t)R_L$ 。定义整个延时网络的损耗为 $L_d = L_c \sum_n L_{dn}$, 则光控波束形成系统的增益为

$$G = R_m R_L L_f L_m L_s L_d L_i \left(\frac{2\pi R_{pd} P_0 L_{c1} L_{c2}}{V_\pi} \right)^2 \kappa(1-\kappa), \quad (12)$$

首先计算整个延时网络的损耗系数 L_d 。考虑波导传输损耗分别为 0.1 dB/cm、0.5 dB/cm、1 dB/cm 的条件下, 根据设计的微环周长 $L = 6.84$ mm, 得出对应的周损耗因子分别为 0.992、0.961、0.924。根据不同延时量目标, 优化得到延时网络中各个微环的耦合系数, 进而得到对应的损耗值, 计算得出损耗随延时量变化的曲线如图 8 所示。拟合得到周损耗

因子 α 为 0.992、0.961、0.924 条件下曲线斜率 s 分别为 9.96×10^{-4} dB/ps、0.00494 dB/ps、0.00983 dB/ps。

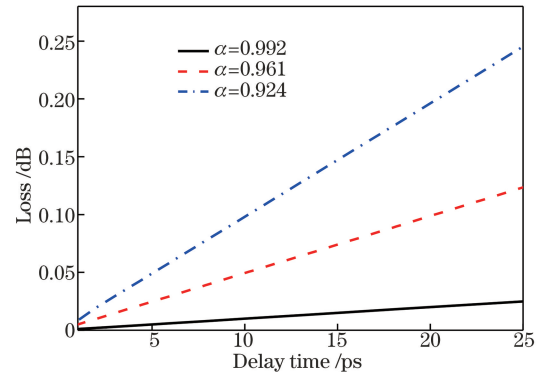


图 8 不同波导传输损耗下目标延时量与损耗之间的关系
Fig. 8 Target delay time versus loss under different propagation losses of waveguide

下面计算实现最大扫描角 (+30°) 时的光控波束形成系统的增益。此时参考路径 P1 延时量 $\tau_{P1} = 0$ ps, 不同 α 对应的 P1 路 (估算的直波导长度为 13 mm) 传输损耗为 0.13 dB、0.65 dB、1.3 dB。P2~P4 路径中不同延时量 (τ 分别为 8.3、16.6、24.9 ps) 引起的损耗由 s 来确定。这样可以算出 3 个不同 α 值对应的 L_d 分别为 0.174、0.153、0.13。下路载波的传输波导大约为 20 mm, 其对应不同波导传输损耗的损耗系数分别为 $L_i = 0.959$ 、0.794、0.631, 其他参数为 $R_m = R_L = 50 \Omega$, $R_{pd} = 0.8$ A/W, $P_0 = 10$ mW, $V_\pi = 5$ V。通过优化可以使得片外耦合损耗控制在 2 dB 以内, 则有 $L_{c1} = L_{c2} = 0.64$ 。根据滤波器的幅度响应曲线可以得出不同 α 对应的滤波器损耗分别为 $L_f = 0.996$ 、0.984、0.968, 调制器损耗 $L_m = 0.63$ (2 dB), 分路器损耗 $L_s = 0.72$ (1.4 dB)。

在所提波束形成系统中采用差分平衡探测方案还原射频信号, 1×2 耦合器分出的下支路相当于差

分探测的本振光,根据差分平衡探测原理,还原出的射频功率由本振光和上一支路的信号光功率共同决定。对于制备出的光延时网络芯片,上、下两支路的光损耗是固定值,即差分平衡探测输出的系统增益 G 仅与 $\kappa(1-\kappa)$ 相关。从(12)式可以看出, $\kappa=0.5$ 时系统增益取极大值。将以上参数代入(12)式求得不同波导传输损耗下的增益值分别为 -30.9 dB、 -32.3 dB、 -34.1 dB。

3.2 噪声系数

噪声系数定义为输入信噪比与输出信噪比的比值,表示成 dB 的形式为

$$F_{\text{NF}} = 10 \lg \left(\frac{s_{\text{in}}/n_{\text{in}}}{s_{\text{out}}/n_{\text{out}}} \right), \quad (13)$$

式中:输出信号功率为 $s_{\text{out}} = G s_{\text{in}}$; 输出噪声功率为

$$n_{\text{out}} = G n_{\text{in}} + n_{\text{add}} \quad (14)$$

将(14)式代入(13)式整理得

$$F_{\text{NF}} = 10 \lg \left(1 + \frac{n_{\text{add}}}{G n_{\text{in}}} \right), \quad (15)$$

式中: n_{add} 为通过微波链路后额外增加的噪声,主要包括热噪声、散粒噪声、相对强度噪声三项。热噪声功率为 $kT\Delta f$, 散粒噪声功率为

$$\langle i_{\text{sn}} \rangle^2 R_{\text{load}} = 2q \langle I \rangle \Delta f R_{\text{load}}, \quad (16)$$

式中: $\langle I \rangle$ 为电流平均值; $\langle i_{\text{sn}} \rangle$ 为散粒噪声电流。而相对强度噪声功率为

$$\langle i_{\text{rin}} \rangle^2 R_{\text{load}} = \frac{\langle I \rangle^2}{2} 10^{\frac{R_{\text{rin}}}{10}} \Delta f R_{\text{load}}, \quad (17)$$

式中: $\langle i_{\text{rin}} \rangle$ 为相对强度噪声电流。输入噪声功率为 $n_{\text{in}} = kT\Delta f$ 。

将以上各项的表达式代入(15)式,可以得出

$$F_{\text{NF}} = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{G} + \frac{\langle I \rangle^2 10^{\frac{R_{\text{rin}}}{10}} R_{\text{load}}}{2GkT} + \frac{2q \langle I \rangle R_{\text{load}}}{GkT} \right). \quad (18)$$

通过计算得出不同 α 值对应的增益分别为 $0.00082(-30.9$ dB)、 $0.00059(-32.3$ dB)、 $0.00039(-34.1$ dB), 且有 $R_{\text{load}} = 50 \Omega$, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K, $q = 1.602 \times 10^{-19}$ C, $T = 290$ K, $R_{\text{rin}} = -150$ dB/Hz, 再由增益得出, $\langle I \rangle$ 分别为 0.405 、 0.344 、 0.279 mA。最后得出对应的噪声系数分别为 $F_{\text{NF}} = 36.5$ dB、 37.2 dB、 38.2 dB。将不同周损耗因子 α 值下计算得到的延时系统增益与噪声系数进行汇总,结果如表 3 所示。

4 结 论

以 Ka 频段(30GHz)相控阵天线为目标,优化

表 3 不同周损耗因子下系统链路的增益及噪声系数

Table 3 Gain and noise coefficients of system link under different cycle loss factors

Ring loss factor α	Delay-loss coefficient / (dB · ps ⁻¹)	Gain /dB	Noise figure /dB
0.992	9.96×10^{-4}	-30.9	36.5
0.961	0.00494	-32.3	37.2
0.924	0.00983	-34.1	38.2

设计了 4 阵元子阵的光延时网络系统。该系统通过相位调制将射频转换至光域,利用带通滤波仅对一个边带进行延时调控,基于差分平衡探测器还原出射频信号。光延时通道采用反谐振级联双波导微环,通过优化微环结构参数,使每条通道的延时量在 $0 \sim 24.9$ ps 范围内连续可调,延时带宽大于 4 GHz。基于该反谐振微环的光延时网络可实现 4 阵元子阵在 $\pm 30^\circ$ 范围内的波束扫描功能。在不同损耗情况下对该系统链路的增益和噪声系数进行了分析,评估了在实际应用中整个延时芯片系统的性能。本研究结果为集成波导光延时网络的制备和应用提供了良好的参考。

参 考 文 献

- [1] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds [J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.
- [2] Zhang M Y. Optically controlled phased array radar[M]. Beijing: National Defend Industry Press, 2007: 204-205.
张明友. 光控相控阵雷达[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007: 204-205.
- [3] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. Photonics in radar systems: RF integration for state-of-the-art functionality[J]. IEEE Microwave Magazine, 2015, 16(8): 74-83.
- [4] Marpaung D, Roeloffzen C, Heideman R, et al. Integrated microwave photonics[J]. Laser & Photonics Reviews, 2013, 7(4): 506-538.
- [5] Li M, Zhu N H. Recent advances in microwave photonics[J]. Frontiers of Optoelectronics, 2016, 9(2): 160-185.
- [6] Ridgway R W, Dohrman C L, Conway J A. Microwave photonics programs at DARPA[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(20): 3428-3439.
- [7] Moreira R L, Garcia J, Li W Z, et al. Integrated ultra-low-loss 4-bit tunable delay for broadband phased array antenna applications[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(12): 1165-1168.

- [8] Xie J Y, Zhou L J, Li Z X, *et al.* Seven-bit reconfigurable optical true time delay line based on silicon integration[J]. *Optics Express*, 2014, 22(19): 22707-22715.
- [9] Chen Y, Lang T T, He J J. Integrated optical true time delay module based on optical wavelength router[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(2): 0223001.
陈阳, 郎婷婷, 何建军. 基于波长路由的光真延时模块[J]. *光学学报*, 2017, 37(2): 0223001.
- [10] Cardenas J, Foster M A, Sherwood-Droz N, *et al.* Wide-bandwidth continuously tunable optical delay line using silicon microring resonators[J]. *Optics Express*, 2010, 18(25): 26525-26534.
- [11] Xie J Y, Zhou L J, Zou Z, *et al.* Continuously tunable reflective-type optical delay lines using microring resonators [J]. *Optics Express*, 2014, 22(1): 817-823.
- [12] Morton P A, Cardenas J, Khurgin J B, *et al.* Fast thermal switching of wideband optical delay line with no long-term transient[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(6): 512-514.
- [13] Xiang C, Davenport M L, Khurgin J B, *et al.* Tunable optical delay line based on Si_3N_4 ring resonators[C]. *IEEE Photonics Conference (IPC)*, 2017: 119-120.
- [14] Wang X Y, Zhou L J, Li R F, *et al.* Continuously tunable ultra-thin silicon waveguide optical delay line[J]. *Optica*, 2017, 4(5): 507-515.
- [15] Meijerink A, Roeloffzen C G H, Meijerink R, *et al.* Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas—Part I: Design and performance analysis[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(1): 3-18.
- [16] Zhuang L M, Roeloffzen C G H, Meijerink A, *et al.* Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas—Part II: Experimental prototype[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(1): 19-31.
- [17] Roeloffzen C G H, Oldenbeuving R M, Timens R B, *et al.* Intergrated optical beamformers[C]. *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2015: Tu3F.4.
- [18] Burla M, Marpaung D A I, Zhuang L M, *et al.* Multiwavelength-integrated optical beamformer based on wavelength division multiplexing for 2D phased array antennas[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(20): 3509-3520.
- [19] Tessema N M, Cao Z, van Zantvoort J H C, *et al.* A tunable Si_3N_4 integrated true time delay circuit for optically-controlled K-band radio beamformer in satellite communication[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(20): 4736-4743.
- [20] Wörhoff K, Heideman R G, Leinse A, *et al.* TriPleX: A versatile dielectric photonic platform[J]. *Advanced Optical Technologies*, 2015, 4(2): 189-207.
- [21] Zhang J N. Time delay and filtering properties of waveguide microring resonator[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2011: 13-23.
张佳宁. 波导微环谐振器光延时及滤波特性研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2011: 13-23.
- [22] Zhang G Y, Zhao Y J. Phased array radar technology[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2006: 397-405.
张光义, 赵玉洁. 相控阵雷达技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006: 397-405.
- [23] Zou P, Han X Y, Wang Y, *et al.* Study on a tunable radio frequency filter based on integrated optical waveguide[J]. *Acta Optica Sinica*. 2013, 33(10): 1013001.
邹品, 韩秀友, 王瑜, 等. 可调谐集成光波导射频滤波器研究[J]. *光学学报*, 2013, 33(10): 1013001.
- [24] Chi H, Zou X H, Yao J P. Analytical models for phase-modulation-based microwave photonic systems with phase modulation to intensity modulation conversion using a dispersive device[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(5): 511-521.