

# 基于光纤的矢量和微波光子移相器研究

鲁辉, 张立军, 郑占旗, 张一恒

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

**摘要** 针对相控阵天线中几种微波光子移相器的实现方法进行了分析比较, 重点对基于光纤的微波光子移相器原理进行研究, 并在此基础上设计了实现方案, 通过引入光可调定向耦合器和保偏光纤, 降低了移相器的复杂性和相干干涉损耗, 增强了移相器的可控性。并对光纤精度控制进行了分析, 最后给出了基于4路保偏光纤的 $0^\circ - 360^\circ$ 移相器方案。该方案易于实现且有一定的新颖性。

**关键词** 相控阵天线; 微波光子移相器; 保偏光纤; 可调定向耦合器

**DOI** 10.3969/j.issn.1009-3516.2011.02.013

**中图分类号** TN29 **文献标识码** A **文章编号** 1009-3516(2011)02-0062-05

近年来, 随着雷达系统对扫描范围和扫描精度要求的不断提高, 光控相控阵天线技术<sup>[1-4]</sup>发展迅猛。与微波带宽相比, 光载波频率极高, 光线路同时还具有稳定传输特性等优点, 在相控阵天线中使用光学延迟线或移相器, 除了能达到波束扫描范围大、传输频带宽、波束无偏斜等要求外, 还能使系统重量和体积大大减小, 而且无相互辐射干扰, 因此成为人们研究的热点<sup>[5-11]</sup>。

移相技术是光控相控阵中的关键技术, 现今对 MPPS 的研究主要集中在基于光纤和集成光学 2 种实现技术上。光子集成是未来的发展趋势, 用集成光学的方法来实现矢量和光子移相器, 可以最大限度地提高器件的集成度和小型化。但是就现阶段来讲, 其涉及微纳米光波导, 电极系统的制作, 进而涉及镀膜、旋涂、光刻等精细加工工艺, 实现难度相对较大, 距实用还有很大距离。基于光纤的 MPPS 在实现难度上更简单, 也能充分发挥光子的优势, 实现对相位的高精度控制。虽然在集成度上相对较弱, 但与传统的微波移相器相比优点明显, 并且更易于在实用中推广。

本文对基于光纤的光子移相器的几种实现方法进行分析, 针对光纤矢量和微波光子移相器 (Fiber Vector Sum Microwave Photonics Phase Shifter, F-VSMPPS) 提出相应的实现方案。

## 1 F-VSMPPS 工作原理

F-VSMPPS 是利用矢量叠加原理实现对信号相位和幅度的调整, 实现改变输入信号相位的目的。将微波信号通过分路器分成 2 路信号, 然后将这 2 个具有相同角频率和固定相位差但是强度不同的正弦信号叠加, 这 2 路信号可分别表示为  $E_{in1} = E_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ ,  $E_{in2} = E_2 \sin(\omega t + \varphi_2)$ , 式中  $E_1, E_2$  为振幅,  $\varphi_1, \varphi_2$  为 2 路信号相对于射频信号的固定相移。将这 2 路信号合路后的输出信号为  $E_{out} = E_{in1} + E_{in2} = E \sin(\omega t + \phi)$ , 其中

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2\cos(\varphi_1 + \varphi_2)}$$
$$\phi = \arctan\left(\frac{E_1\sin\varphi_1 + E_2\sin\varphi_2}{E_1\cos\varphi_1 + E_2\cos\varphi_2}\right) \quad (1)$$

\* 收稿日期: 2010-10-12

基金项目: 国家“973”计划资助项目(2010CB327500)

作者简介: 鲁辉(1981-), 男, 河南商丘人, 博士, 主要从事光控相控阵系统与微波光子研究。

E-mail: yihui18@126.com

从上式可以看出,如果选择  $\varphi_1 = 0^\circ$ ,  $\varphi_2 = 90^\circ$ , 则  $\varphi = \arctan(\frac{E_2}{E_1})$ 。

可见,当保持  $E_1$  不变,  $E_2$  由 0 变为  $E_1$  时,可以实现相移  $\varphi$  在  $0^\circ - 45^\circ$  范围内变化;同理,当保持  $E_2$  不变,  $E_1$  由 0 变为  $E_2$  时,可以实现相移  $\varphi$  在  $45^\circ - 90^\circ$  范围内变化。因此,通过选择固定相移  $\varphi_1$  和  $\varphi_2$ , 改变  $E_1$  和  $E_2$  的比值,就可以实现  $\varphi$  在  $0^\circ - 360^\circ$  的范围内连续调节。图 1 通过直角坐标的形式简单表示。

将输入信号  $E_{in}$  分解为 2 个正交分量  $x_{in}$  和  $y_{in}$ , 再对 2 个信号分量分别进行幅度调制, 变为  $ax_{in}$  和  $by_{in}$ , 然后将它们进行矢量和运算, 最后可得输出信号  $E_{out}$ 。输出信号  $E_{out}$  的相位和幅度与输入信号  $E_{in}$  相比均发生了可控制的变化。通过调整  $a$  和  $b$  的值, 就能实现输出信号  $E_{out}$  的相位在  $0^\circ - 90^\circ$  范围内变化, 见图 1(a)。如果对分解后的一路信号如  $x_{in}$  的相位进行  $180^\circ$  的相移, 然后再调整幅度, 这样就可以实现输出信号的相位相对于输入信号在  $0^\circ - 180^\circ$  范围内变化, 见图 1(b)。同理, 如果对 2 个分量进行不同程度的相移, 就可以实现输出信号相位在  $0^\circ - 360^\circ$  范围内变化。

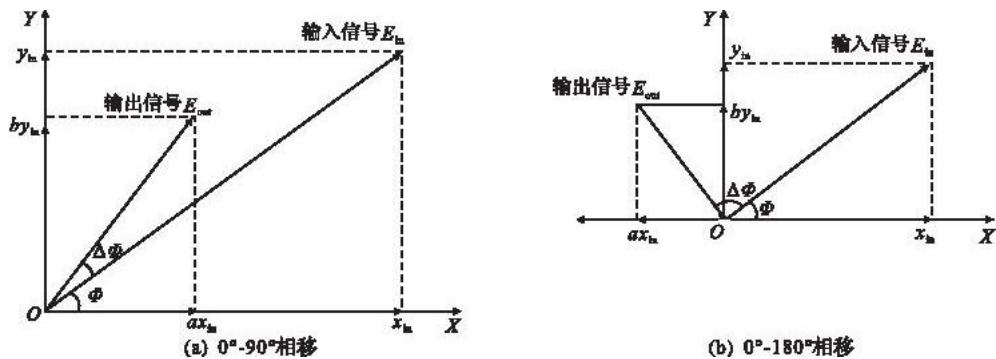


图 1 矢量和移相原理图

Fig. 1 Principle of the vector - sum phase shift

## 2 F - VSMPPS 方案

在 F - VSMPPS 实现中, 待移相的微波信号一般通过以下 3 步完成移相:

**步骤 1** 待移相的微波信号通过马赫 - 增德尔调制器 (MZM) 被调制到光载波上, 成为光载微波信号;

**步骤 2** 光载微波信号通过分路器进入 2 路光波导, 其具有光程差和光衰减器, 实现两路信号初相和光强的调整;

**步骤 3** 2 路光信号通过合路器并为 1 路信号, 经过光电转换输出微波信号, 从而实现对输入微波信号的所需相移。

根据以上分析, 可得图 2 中的 F - VSMPPS 实现方案。网络矢量分析仪产生微波信号作用于 MZM, 利用电光调制技术对由激光器输出的光波进行调制; 然后经过分路器将光分为 2 路, 经过不同的调整, 一路经过可调光延迟线调整初相, 然后经过衰减器调整光强, 另一路调整光强, 然后经合路器, 依照矢量和技术原理, 合路器输出的光就产生了所需相移; 输出光信号经过光探测器检测得到微波信号, 最后将光探测器的输出信号输入到矢量网络分析仪。

上述方案虽然原理简单, 但存在以下不足: ① 在 2 个光路上用到了衰减器会在一定程度上影响其光程, 尤其是在调节的时候, 会引入无法估值的光程, 从而改变本来设定的 2 个光路的长度差, 影响最终的相移量; ② 衰减器等器件的引入使得系统比较繁杂, 尤其是实现  $0^\circ - 360^\circ$  相移时, 需要 4 路光纤, 意味着要采用更多的衰减器和光纤延时线; ③ 激光器的线宽较窄, 在 2 路光信号会聚的时候容易产生相干干涉, 从而影响光信号的传输函数和输出光功率。

针对以上不足, 可以采用以下改进方案:

1) 采用光可调定向耦合器 (Variable Directional Coupler) 来实现对 2 路光信号功率比的调整, 从而避免使

用衰减器和光纤延时线所带来的光程影响,还能够简化系统结构。

2)对于相干干涉,可以采用掺铒光纤放大器(EDFA)来替代激光光源,即利用EDFA的放大自发辐射(ASE)作为光源来避免两路光信号产生相干干涉。或者利用2路正交偏偏光纤(高双折射光纤)来传输信号,然后让2路光信号通过一个偏振分束器(PBS)来会聚,也能达到避免相干干涉的目的。改进方案见图3。通过调整光可调定向耦合器来改变光信号的功率比值,从而实现对相移角度的调整。

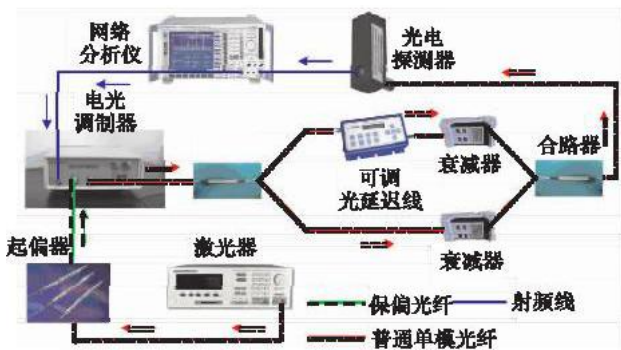


图2 F-VSMPPS方案原理图

Fig.2 Principle of the F-VSMPPS

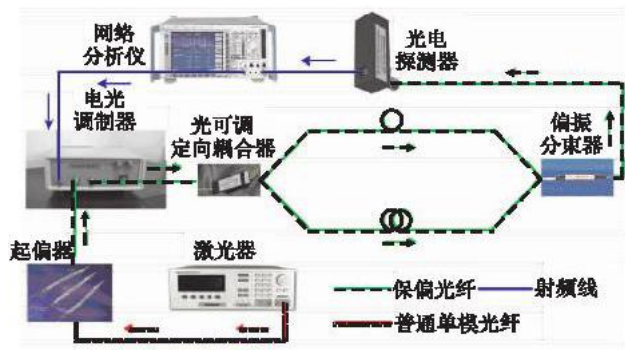


图3 改进后的F-VSMPPS方案原理图

Fig.3 Principle of the improved F-VSMPPS

此时,微波信号从矢量网络仪输出,通过强度调制或振幅调制(MZM调制器)的形式加载到由激光器输出的光频载波上,根据光电调制原理,经过推导可得微波信号的相移为:

$$\tan\varphi_{rf} = \frac{1 + r\cos k_c \delta}{r(r + \cos k_c \delta)} \frac{\sin k_{rf} x_1 + \sin k_{rf} x_2}{1 + r\cos k_c \delta} \frac{\cos k_{rf} x_1 + \cos k_{rf} x_2}{r(r + \cos k_c \delta)} \quad (2)$$

式中: $r = \frac{E_2}{E_1}$ ;  $\delta = x_2 - x_1$ ,  $x_1, x_2$  分别为2路光纤长度; $k_c = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda_c}$ ,  $k_{rf} = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda_{rf}}$ ,  $\lambda_c$  和  $\lambda_{rf}$  为真空中光波和微波的波长,  $n_{eff}$  为光纤纤芯的等效折射率。式(2)表明,移相器的相移不但与幅值有关,而且与各分支延时线的长度、长度差都有关系。在设计中,如果使长度  $x_1, x_2$  分别满足  $\cos k_{rf} x_2 = 0$ ,  $\cos k_{rf} x_1 = 1$ ,  $\cos k_c \delta = 1$ , 则式(2)变为

$$\tan\varphi = \frac{E_2}{E_1}, \text{ 即 } \varphi = \arctan\left(\frac{E_2}{E_1}\right)。$$

在实际的设计与制作中,如果工作频率不是很高,微波波长较大,工艺上相对容易满足  $\cos k_{rf} x_2 = 0$ ,  $\cos k_{rf} x_1 = 1$ , 但是很难严格满足  $\cos k_c \delta = 1$  光波长量级的波导长度。因此必须在一定的工艺容差内研究其相移特性。由于制造工艺不可避免地会出现偏差  $\Delta\delta$ , 对于  $\cos k_c \delta$  值的影响就会比较剧烈,可能使得  $\cos k_c (\delta \pm \Delta\delta)$  的值在  $[-1, 1]$  范围内剧烈跳动,从而严重影响系统的相移特性。此时,式(2)变为:

$$\tan\varphi_{rf} = \frac{r[r + \cos k_c (\delta \pm \Delta\delta)]}{1 + r\cos k_c (\delta \pm \Delta\delta)} \quad (3)$$

令  $V = \cos k_c (\delta \pm \Delta\delta)$ , 则有  $\tan\varphi_{rf} = \frac{r(r+V)}{1+rV}$ , 定义  $V$  的取值,  $\tan\varphi_{rf}$  和  $\varphi_{rf}$  随  $r$  变化的曲线见图4。可以看出,无论  $V$  取何值,随着  $r$  的变化,都会产生相移。但是在  $V < 0$  的情况下,相移角度曲线发生突变,这显然不符合我们对移相器连续调整相位的要求。而在  $V \geq 0$  的情况下,相移曲线具有很好的连续性。因此可以得出,只要能实现  $\cos k_c (\delta \pm \Delta\delta) \geq 0$ , 也能实现对相位角度的调整,这样就在很大程度上降低了对光纤切割的制作难度。

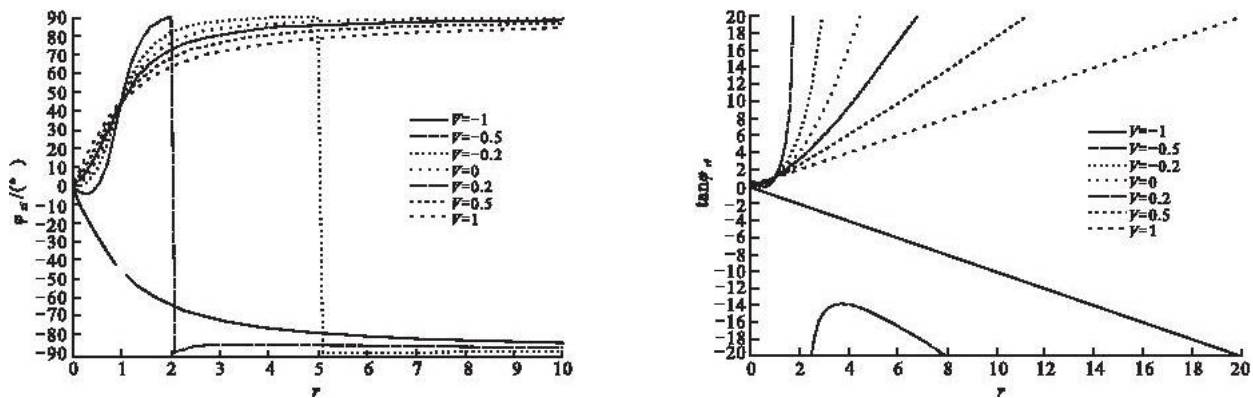


图 4 振幅比率与相移角度及其正切值的对应曲线

Fig. 4 The curves of amplitude ratio versus phase shift and amplitude ratio versus tangent of phase shift

假设网络分析仪 (Network Analyzer, NA) 输出的微波信号为 3 GHz, 即其在真空中的波长为  $\lambda_{\text{rf}} = 0.1 \text{ m}$ , 光源波长选为通信中常用的 1 550 nm, 采用保偏光纤, 纤芯等效折射率为  $n_{\text{eff}} = 1.5$ , 则 2 路光纤要实现  $90^\circ$  的相差, 所需长度差为  $\frac{\lambda_{\text{rf}}}{4n_{\text{eff}}} \approx 16.7 \text{ mm}$ , 可调光纤延

迟线用来调整光纤切割精度限制所产生的长度误差。通过调整 2 个衰减器来调整两路信号的功率比值, 从而实现输出信号相移在  $0^\circ - 90^\circ$  范围内的变化。最后 2 路光信号通过光合路器矢量叠加为 1 路信号, 经过光电转换, 进入 NA 与微波源信号进行相位的比较, 得出相位的变化值。

如果来实现  $0^\circ - 360^\circ$  范围内的相移, 只需以同样的长度差依次再设计 2 路保偏光纤, 见图 6。

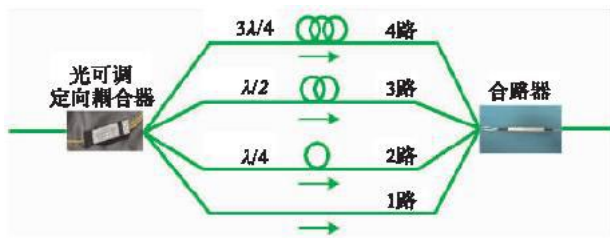


图 5 4 路光纤实现  $0^\circ - 360^\circ$  移相原理图

Fig. 5 Phase shifter with four fibers to achieve phase shift range of  $0^\circ - 360^\circ$

假设 3 路和 4 路传输的信号振幅分别为  $E_3$  和  $E_4$ , 具体来讲, 分以下 4 种情况:

- 1) 令  $E_3 = E_4 = 0$ , 则  $\varphi_{\text{rf}} = \arctan \frac{E_2}{E_1}$ , 实现  $0^\circ - 90^\circ$  的相移;
- 2) 令  $E_1 = E_4 = 0$ , 则  $\varphi_{\text{rf}} = \arctan \frac{E_3}{(-E_2)}$ , 实现  $90^\circ - 180^\circ$  的相移;
- 3) 令  $E_1 = E_2 = 0$ , 则  $\varphi_{\text{rf}} = \arctan \frac{(-E_4)}{(-E_3)}$ , 实现  $180^\circ - 270^\circ$  的相移;
- 4) 令  $E_2 = E_3 = 0$ , 则  $\varphi_{\text{rf}} = \arctan \frac{(-E_4)}{E_1}$ , 实现  $270^\circ - 360^\circ$  的相移;

因此可以看出, 在给定的设计条件下, 该移相器具有  $0^\circ - 360^\circ$  的移相功能。

### 3 结束语

本文对几种实现微波光子移相器的方法进行了分析比较, 并针对基于光纤的微波光子移相器进行了研究, 通过引入光可调定向耦合器和保偏光纤的方法, 降低了系统的复杂性, 并解决了 2 路光之间的相干干涉问题。进一步拓展分析, 实现了  $0^\circ - 360^\circ$  的移相功能。本文主要从方案设计的方式阐述了所设计的移相器, 下一步将继续研究测试系统的搭建和验证。

### 参考文献:

[1] Lee J J, Loo R Y, Livingston S, et al. Photonic wideband array antennas [J]. IEEE transactions on antennas and propagation,

- 1995, 43(9):966-982.
- [2] Cayrefourcq I, Schaller M, Fourdin C, et al. Optical switch design for true time delay array antenna [J]. IEEE proc optoelectron, 1998, 145 (2):77-82.
- [3] Etem Y, Lewis F. Design and performance of an optically controlled phased array antenna [J]. Microwave photonics, 1996 (12):209-212.
- [4] Sheehan P G, Foreest R J. The use of optical techniques for beam-forming phased arrays [J]. SPIE, 1984, 477:75-81.
- [5] Ortegab, Cruz J L, Andresmv, et al. Microwave phase shifter based on fibre Bragg grating [J]. Electron letters, 1998, 34: 2051-2052.
- [6] Ortegab, Cruz J L, Andremv, et al. Microwave phase shifter based on fibre bragg grating operating at constant wavelength [C]//Conference on optical fiber communication, technical digest series. San Diego:[s. n.], 1999:3-5.
- [7] Soref R, Hanscom. Voltage-controlled optical/RF phase shifter [J]. Journal of light wave technology, 1985, 3(5):992-998.
- [8] Han J, Seo B J, Kim S K, et al. Single-chip integrated electro-optic polymer photonic RF phase shifter array[J]. J of light-wave technology, 2003, 21(12):3257-3261.
- [9] Jeehoon Han, ByoungJoon Seo, SeongKu Kim, et al. Single-chip integrated electro-optic polymer photonic RF phase shifter array [J]. IEEE lightwave technology, 2003, 21(12):3257-3261.
- [10] Bui L A, Mitchell A, Ghorbani K, et al. Wideband RF photonic vector sum phase-shifter [J]. Electronics letters, 2003, 39 (6): 536-537.
- [11] Bui L A, Mitchell A, Ghorbani K, et al. Wide-band RF photonic second order vector sum phase-shifter [J]. IEEE microwave and wireless components letters, 2005, 15(5):309-311.

(编辑:徐敏)

## The Fiber Vector Sum Microwave Photonic Phase Shifter

LU Hui, ZHANG Li-jun, ZHENG Zhan-qi, ZHANG Yi-heng

(The Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

**Abstract:** Several methods utilized in designing microwave photonic phase shifter in the phased array antenna are compared and analyzed, the theory of the fiber vector sum microwave photonic phase shifter is investigated, and the structure of the phase shifter is designed. Variable directional coupler and polarization-maintaining fiber are used in the structure, which can reduce the complexity of the phase shifter and the coherent interference loss, thus enhancing the controllable performance of the phase shifter. The accuracy control of the fiber is analyzed and the scheme contains four polarization-maintaining fiber is given to achieve the phase shift of . The experiment with this phase shifter scheme is made, and the result shows that the scheme is practical and feasible.

**Key words:** phased array antenna; microwave photonic phase shifter; polarization-maintaining fiber; variable directional coupler