

## 新型数控光纤矢量和微波光子移相器

鲁 辉,张立军,吴桂波,郑占旗,冷永清

(中国科学院微电子研究所,北京 100029)

**摘 要:** 针对相控阵天线中基于光纤的微波光子移相器原理进行研究,并设计了新型方案,通过引入可调分光器和保偏光纤,降低了移相器的复杂性和相干干涉损耗,在对光纤长度的精度要求上有很大改善,从而提高了可实现性,增强了移相器的可控性。研究了分光系数和频率对信号相位和幅度的影响,实现了超过  $140^\circ$  的相移。最后通过设计数控电压源实现对分路器驱动电压的调整,从而改变两路光纤的光分量,最终实现对输出信号相位的数字控制。该新型微波光子移相器方案易于实现,并具有一定的创新性。

**关键词:** 微波光子移相器; 相控阵天线; 数控电压源; 保偏光纤; 可调分光器  
**中图分类号:** TN29    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1007-2276(2013)05-1247-06

## Novel numerical control fiber vector-sum microwave photonic phase shifter

Lu Hui, Zhang Lijun, Wu Guibo, Zheng Zhanqi, Leng Yongqing

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

**Abstract:** Theory of the fiber vector-sum microwave photonic phase shifter was investigated, and the new-type structure of the phase shifter was designed. Variable directional coupler and polarization-maintaining fiber were used in the structure, which could reduce the complex and the coherent interference, the precision requirement of the fiber length, which could be decreased, and the realizability and the controllable of The Novel Numerical Control fiber vector-sum microwave photonic phase shifter could be also enhanced. The affections on the phase and amplitude of the signals which from the change of division index and frequency were analyzed. The phase shift above  $140^\circ$  was achieved. The numerical control voltage source was designed to adjust the driving voltage of the directional coupler to change the light intensity in the fiber. The numerical control on the phase of the output signal was achieved finally. This microwave photonic phase shifter can be realized easily and has some novelty.

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

收稿日期: 2012-09-10; 修订日期: 2012-10-03

基金项目: 国家 973 计划(2010CB327500)

作者简介: 鲁辉(1981-), 男, 助理研究员, 博士, 主要从事光控相控阵系统与微波光子方面的研究。Email: yihui18@126.com

## 0 引言

近年来,随着微波信号的光调制技术和半导体光电子集成电路技术的迅猛发展,人们产生了将光波传输应用于相控阵雷达系统的构想,并且发展迅速。由于光载波具有极高频率,而微波带宽相对光载波频率极小,以及光线路具有稳定传输特性等优点,在相控阵雷达中使用光学延迟线或移相器可以克服微波传输的不足,于是产生了光控相控阵雷达技术。事实证明,光控相控阵雷达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,还具有系统重量和体积大大减小,而且无相互辐射干扰等优点。因此,光控相控阵<sup>[1-4]</sup>研究受到广泛关注,成为当前相控阵天线研究领域的热点。

移相技术是光控相控阵中的关键技术,其功能是实现射频频信号(微波信号)的可控相移。可控的光子移相器<sup>[5-8]</sup>,相比于电子移相器具有显著的体积和重量优势,因此它的应用将大大减轻相控阵雷达的体积和重量,在光控相控阵中是不可或缺的关键器件,对波束形成网络的延时精度、幅度和相位一致性起着决定作用,对于机载和舰载相控阵来说更是难得的进步。因而研究相移精度高、性能稳定、重量轻、体积小的微波光子移相器具有重大的现实意义。

基于光纤的微波光子移相器,在实现难度上较集成光学技术简单,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。

文中针对基于光纤的光子移相器进行研究,设计新型的光纤矢量和微波光子移相器(F-VSMPPS, fiber vector sum microwave photonics phase shifter),并通过设计数控电压源来实现对分路器驱动电压的调整,从而改变两路光纤的光分量,最终实现对输出信号相位的数字控制。

## 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  $E\sin\omega t$  通过分路器分成两路信号,然后将这两个具有相同角频率和固定相位差但是强度不同

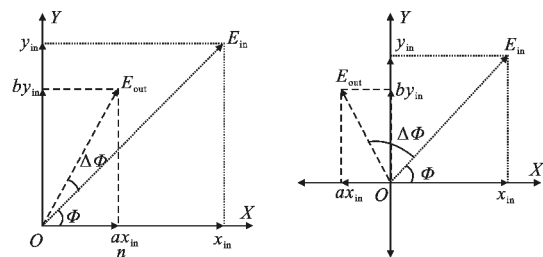
的正弦信号叠加,这两路信号可分别表示为  $E_{in1}=E_{in1}\sin(\omega t+\phi_1)$ ,  $E_{in2}=E_2\sin(\omega t+\phi_2)$ , 式中  $E_1, E_2$  为振幅,  $\phi_1, \phi_2$  为两路信号相对于射频信号的固定相移。将这两路信号合路后的输出信号为  $E_{out}=E_{in1}+E_{in2}=E\sin(\omega t+\phi)$ , 其中

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2\cos(\phi_1 + \phi_2)}$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{E_1\sin\phi_1 + E_2\sin\phi_2}{E_1\cos\phi_1 + E_2\cos\phi_2}\right) \quad (1)$$

从上式可以看出,如果选择  $\phi_1=0^\circ, \phi_2=90^\circ$ , 则  $\phi = \arctan(E_2/E_1)$ 。

由上式可见,当保持  $E_1$  不变,  $E_2$  由 0 变为  $E_1$  时,可以实现相移  $\phi$  在  $0^\circ \sim 45^\circ$  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  $\phi$  在  $45^\circ \sim 90^\circ$  范围内变化。因此,通过选择固定相移  $\phi_1$  和  $\phi_2$ , 改变  $E_1$  和  $E_2$  的比值,就可以实现  $\phi$  在  $0^\circ \sim 360^\circ$  的范围内连续调节。通过直角坐标的形式可以简单表示,如图 1 所示。



(a)  $0^\circ \sim 90^\circ$  相移 (b)  $0^\circ \sim 180^\circ$  相移  
(a) Phase shift range  $0^\circ \sim 90^\circ$  (b) Phase shift range  $0^\circ \sim 180^\circ$

图 1 矢量和移相原理图

Fig.1 Principle of the vector-sum phase shift

将输入信号  $E_{in}$  分解为两个正交分量  $x_{in}$  和  $y_{in}$ , 再对两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  $0^\circ \sim 90^\circ$  范围内变化,如图 1(a)所示。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  $0^\circ \sim 180^\circ$  范围内变化,如图 1(b)所示。同理,如果对两个分量进行不同程度的相移,就可以实现输出信号相位在  $0^\circ \sim 360^\circ$  范围内变化。

## 2 新型数控 F-VSMPPS

### 2.1 新型 F-VSMPPS 方案

传统方案是在计算两路光纤对信号产生的绝对相差基础上,通过矢量和方法得出合路后的相位变化。这要求两路光纤长度差必须为输入信号波长的 1/4,对切割精度要求很高,如果改变输入信号的频率,还需对长度差进行对应调整,因此实现中存在较大困难。其实在实际的相控阵天线系统中,以发射为例,所需要的往往是不同通道之间的相位差值,而对每个通道的输出信号的绝对相位没有严格要求。只需设置一路为基准零相位点,然后通过调整其他通道在此基础上的相差来实现波束形成和扫描功能。基于此,便可简化模型如图 2 所示。

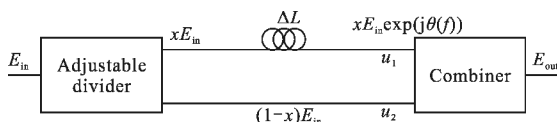


图 2 F-VSPPS 原理框图  
Fig.2 Principle of F-VSPPS

可以看出,输入信号  $E_{in}$  经过可调分光器,分为  $x E_{in}$  和  $(1-x) E_{in}$  两路信号,经过两路长度差为  $\Delta L$ ,传输损耗系数分别为  $u_1$  和  $u_2$  的光纤的传输,然后经过合路器可得到输出信号为:

$$E_{out} = u_1 x E_{in} e^{j\theta(f)} + u_2 (1-x) E_{in} \quad (2)$$

式中:  $\theta(f) = -2\pi n \Delta L / c$ ,  $f$  为微波信号在真空中的波长;  $n$  为光纤的折射率;  $c$  为电磁波在真空中的传输速度;  $x \in [0, 1]$  为可调分光器的分光系数,当  $x=0$  时,  $\varphi=0$ ; 当  $x=1$  时,  $\varphi=\theta(f)$ 。因此只需调整  $x$  的值,使其在 0 到 1 之间变化,就能得到 0 到  $\theta(f)$  之间的相移。

由于两路光纤具有长度差,因此微波信号传输时就存在一个共振频率,即:

$$f_{res} = (m+0.5)c / (n\Delta L) \quad m=0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

在共振频率附近的微波信号传输时会发生强烈的衰减,相位的线性度也会恶化。因此,共振频率也是设计中需要考虑的重要因素之一。

如果  $E_{in} = A_{in} \sin(\omega t)$ ,  $E_{out} = A_{out} \sin(\omega t + \varphi)$ , 那么有:

$$A_{out} \sin(\omega t + \varphi) = u_1 x A_{in} \sin[\omega t + \theta(f)] + u_2 (1-x) A_{in} \sin(\omega t) \quad (4)$$

从而可以得出:

$$A_{out} = A_{in} \{ (u_1 x)^2 + [u_2 (1-x)]^2 + 2u_1 u_2 x (1-x) \cos[\theta(f)] \}^{1/2} \quad (5)$$

$$\varphi = \arctan \left\{ \frac{\sin[\theta(f)]}{u_1 x A_{in} / [u_2 (1-x) A_{in}] + \cos[\theta(f)]} \right\} = \arctan \left\{ \frac{\sin[\theta(f)]}{u_1 x / [u_2 (1-x)] + \cos[\theta(f)]} \right\} \quad (6)$$

从公式(6)可以看出,  $x$  的变化同样会导致输出信号幅度的变化,因此还需要研究幅度的变化规律并进行相应补偿,从而保证系统的幅相一致性。

采用保偏光纤传输以消除两路光相干干涉的影响,光纤折射率近似为  $n=1.5$ ; 取  $\Delta L=18 \text{ mm}$ , 可得  $f_{res} \approx 5.56 \text{ GHz}$ ; 对于损耗系数,由于两路光纤长度差比较小,而且光纤本身的衰减系数基本在  $0.5 \text{ dB/km}$  以下,因此可认为  $u_1 \approx u_2$ 。根据公式(6)进行计算,针对  $x$  的变化,在 0 到 1 之间选了六个值,可得频率与相差的关系如图 3 所示。从图中可以看出,在  $f < 4.5 \text{ GHz}$  时,相位曲线具有较好的线性度。当  $x < 0.5$  时,相位变化范围较小,不超过  $50^\circ$ ; 当  $x > 0.5$  时,相位变化范围较大,当  $x=0.98, f=4.5 \text{ GHz}$  时,相移达到了  $140^\circ$  以上。图 4 为几种频率下相移随分光系数  $x$  的变化情况。与图 3 中变化趋势一样,随着频率的增加,相移的范围也在增加,  $f=3 \text{ GHz}, 3.5 \text{ GHz}, 4 \text{ GHz}, 4.5 \text{ GHz}$  时,最大相移分别能达到  $90^\circ, 110^\circ, 125^\circ, 140^\circ$  以上; 随着  $x$  的增大,相移也在不断增大。为综合分析相移情况,图 5 给出了相移随分光系数和频率同时变化的三维图形。可以明显的看出,分光系数和频率的增加均能导致相移量的增大。

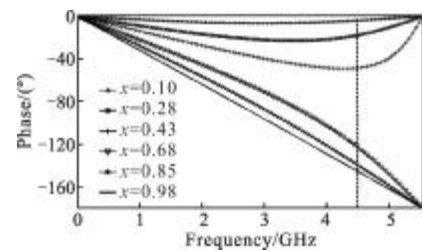


图 3 相移随频率变化曲线

Fig.3 Phase shift vs frequency curves

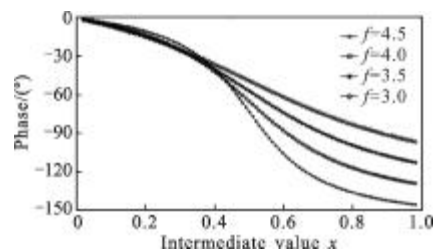


图 4 相移随分光系数变化曲线

Fig.4 Phase shift vs intermediate value curves

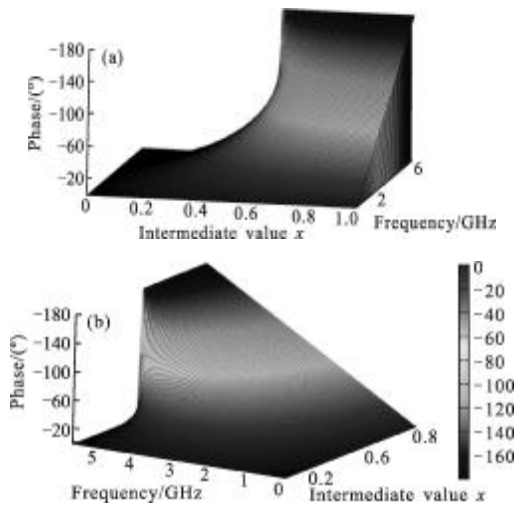


图 5 相移随分光系数和频率变化

Fig.5 Diagram of phase shift changing with frequency and intermediate value

以上分析了相移情况,下面针对  $x$  的变化导致输出信号幅度的变化规律进行分析。同样,由于光纤衰减很小,由公式(5)可得对应的幅度变化曲线如图 6 所示。由图中可以看出,随着频率的增加,损耗在变大; $x$  值离 0.5 越远,传输的损耗越小。这从公式(5)中也能够看出,当  $x=0.5$  时,  $A_{out}/A_{in}$  达到最小,此时衰减程度最严重,这也限制了系统信号的频率范围。图中可以看出,当  $x=0.48$  时,在 4.5 GHz 处衰减已经达到 -6 dB。在实际系统中,由于接口插损等问题,所造成的衰减还要大很多。图 7 给出了幅度随分光系数和频率同时变化的情况。

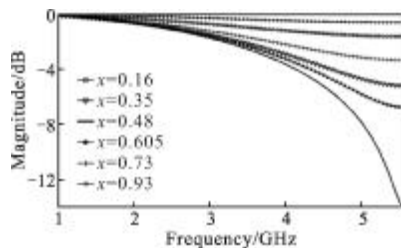


图 6 幅度衰减随频率变化曲线

Fig.6 Magnitude vs frequency curves

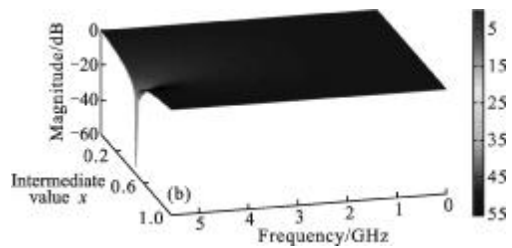
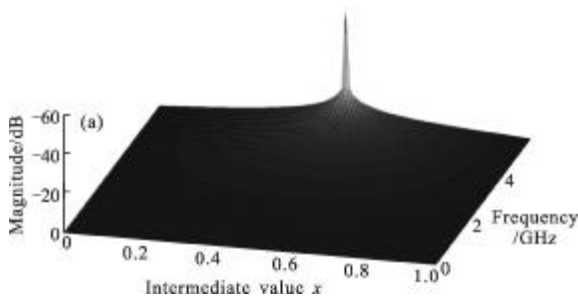


图 7 幅度衰减随分光系数和频率变化

Fig.7 Diagram of the magnitude attenuating with frequency and intermediate value

综合以上分析可知:

- (1) 对于两路光纤长度差已定的 F-VSMPPS 系统,在不超过谐振频率且相移变化基本呈线性的情况下,频率越高,相移范围越大,可以达到 140°以上;
- (2) 随着频率的增加,相移范围在变大,但同时衰减也在增加,这就需要平衡二者的关系,即在保证信号幅度不过度衰减的情况下最大限度增大相移范围;
- (3) 当需要调整固定频率信号的相移时,可以通过改变分光系数的值来实现,而分光系数将影响信号的幅度变化,尤其当两路光信号幅度一样时,衰减最大,从而影响正常传输。

分光系数的变化会引起输出信号功率的衰减,从而严重影响系统的幅相一致性问题。上述系统对于 S 波段(2~4 GHz)的射频信号,由上述计算可以看出,当  $x=0.98$  时相移线性度最好,最大相移在 [60°, 130°] 范围内;对于幅度变化,当  $x=0.48$  时衰减最强,最大衰减在 [-4 dB, -1 dB] 范围内。由此看来,S 波段的信号传输时功率损耗不大,可以通过射频放大器进行补偿,较适宜在此系统中传输。如果需要传输更高频率的信号,如 5 GHz 以上的,则需要减小两路光纤长度差,从而增大系统的谐振频率  $f_{res}=(m+0.5)c/(n\Delta L)$ ,  $m=0, 1, 2, \dots$ ,使得系统的线性相移响应区域增大,同时使得高频的信号衰减变小。

### 2.2 数控电压源设计

移相器相移量的自动调节是通过数控芯片自动调整分路器的驱动电压来改变两路光纤的光分量,从而改变输出信号的相位来实现的。这就需要设计数控电压源。

该电压源输出电压范围为 0~10 V,采用 12 位 DAC,分辨率为 (10/4 096) V(此为理论值,在实际的航空环境中,当温度从 -55 °C 至 +125 °C 之间变化时,将会产生 ±15 mV 的温度漂移,再加上电源产生的纹

波,误差将可能增加到 30~50 mV)。整个电压源原理框图如图 8 所示。采用 Atmel 公司的 AT89C51RD2 单片机,采用 NSC (National Semiconductor)公司的 DAC1230 芯片。

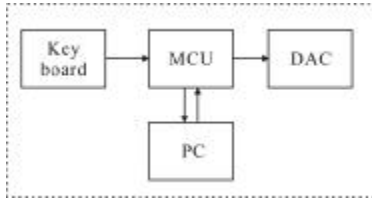


图 8 数控电压源框图

Fig.8 Principle of the numerical control voltage source

在进行实际设计之前,先在计算机上对原理设计进行仿真,这里采用的是 Proteus 与 Keil C51 联合仿真。整个仿真流程可分成三步:(1) 在 Proteus 中进行电路设计;(2) 在 Keil C51 中进行软件编程;(3) 对软硬件进行联合仿真。

图 9 是数控电源软硬件联合仿真图,表 1 是选取的部分实验数据。

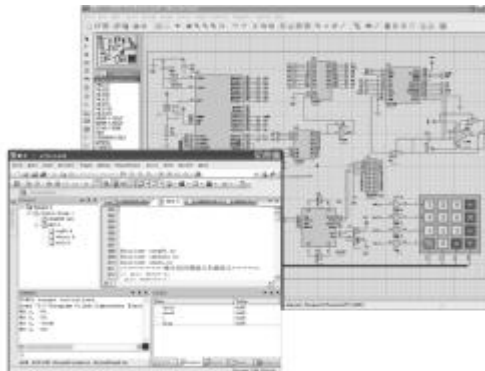


图 9 软硬件联合仿真

Fig.9 Co-simulation of software and hardware

键盘输入为十六进制数 000-FFF,对应着十进制的 0-4 095,因此可产生 4 096 个值。由仿真中的采样数据可看出,该设计在原理上是正确的,因为采样数据均匀分布在 0~10 V 之间,具有很好的代表性。

若将实际测量值与理论值相比较会发现 2 mV 的误差,并且该误差具有可重复性,由此推断,该误差为系统误差,经过分析,其主要原因可能由两部分组成:一部分由提供参考电压  $V_{ref}$  的稳压芯片 AD581 所引起,另一部分由运算放大器 LF156 所引起。因为在电路仿真过程中发现 AD581 输出值并不是理论值 -10 V,而是 -9.993 71 V;当键盘输入 000

时,理论上应该得到 0 V,然而实际测得值则为 2.005 mV,当满刻度输入 FFF 时,理论上应该得到 10 V,然而实际测得值则为 10.010 V。

表 1 数控电源理论值与测量值比较

Tab.1 Theory value versus measured value of the numerical control voltage source

Key board input	Theory value/mV	Measured value/mV
000	0.0	2.005
001	2.44	4.449
002	4.88	6.893
009	21.98	24.000
00A	24.42	26.444
00B	26.86	28.888
00F	36.63	38.664
010	39.07	41.108
100	625.15	627.65
111	666.67	669.197
222	1 330	1 336
333	2 000	2 004
999	6 000	6 007
AAA	6 670	6 674
BBB	7 330	7 341
EEE	9 333.33	9 343
FFF	10 000.0	10 010

仿真结束之后就可以进行 PCB 制板了,制板前先在 Protel 中绘制原理图(见图 10),再对各元件进行封装、布线。

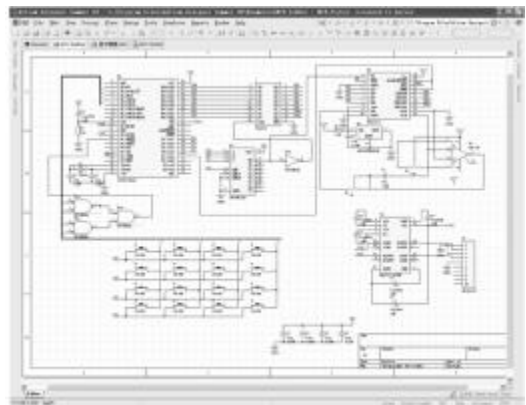


图 10 数控电源 Protel 原理图

Fig.10 Principle with Protel of the numerical control voltage source

### 3 结 论

光子移相器是光控相控阵系统中研究的热点之一。文中对微波光子移相器的实现原理进行了分析,设计了新型微波光子移相器,在对光纤长度要求上有很大改善,从而提高了可实现性。另外在相移范围上也有一定程度的增加。并设计了数控电压源对移相器进行控制,能够对移相器进行精确地移相值控制。

#### 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[C]//*SPIE*, 1984, 477: 75-81.
- [5] Dong Guangyan, Zheng Yongchao, Zhang Wenping, et al. Technique of phased array radar [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2006, 35(S): 289-293. (in Chinese)
- [6] Gao Jinsong, Zou Qingyuan, Ding Quanxin. Primary analyzing weapons-effect of foreign AESE radar[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2007, 36(S): 549-552. (in Chinese)
- [7] Zhao Bin, Zhao Changming, Yang Suhui, et al. Performances analysis of optical phased array scanning based on blazed phase grating [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2012, 42(2): 341-346. (in Chinese)
- [8] Ortegab B, Cruz J L, Andres M V, et al. Microwave phase shifter based on fibre Bragg grating [J]. *Electron Letters*, 1998, 34:2051-2052.
- [9] Ortegab B, Cruz J L, Andres M V, et al. Microwave phase shifter based on fibre Bragg grating operating at constant wavelength[C]//*Conference on Optical Fiber Communication, Technical Digest Series*, 1999: 3-5.
- [10] Soref R, Hanscom. Voltage-controlled optical/RF phase shifter [J]. *Journal of Light Wave Technology*, 1985, 3(5): 992-998.
- [11] 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.