

基于慢波半模基片集成波导的等长等宽 小型化移相器

黄 文, 陈 肖, 任 仪
(重庆邮电大学光电工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 针对基片集成波导移相器小型化、高性能的需求, 本文提出了基于慢波半模基片集成波导(Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, SW-HMSIW)的等长等宽小型化移相器. 该 SW-HMSIW 上层金属表面由微带折线单元周期性加载构成, 提高了 SW-HMSIW 的等效介电常数和磁导率, 从而降低了 SW-HMSIW 的截止频率和相速度, 实现了慢波效应并获得尺寸的减小. 此外, 可以通过调节微带折线单元横向和纵向的尺寸, 灵活调节 SW-HMSIW 的相速度和截止频率. 基于这一原则, 本文设计实现了 SW-HMSIW 等长等宽小型化移相器, 同时它具有较宽的工作带宽. 测试结果表明, 所设计的移相器在 8.7~14.2 GHz 内实现了 $90^\circ \pm 4^\circ$ 的相移量, 相对带宽为 48%, 回波损耗优于 12 dB, 具有良好的传输性能和移相效果, 并且具有小型化和等长等宽结构特点, 适用于在大规模阵列天线的应用.

关键词: 移相器; 基片集成波导; 小型化; 慢波结构

基金项目: 国家自然科学基金(No.61871063)

中图分类号: TN623

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)10-2747-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20220143

Miniaturized Equal-Length Equal-Width Phase Shifter Based on Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide

HUANG Wen, CHEN Xiao, REN Yi

(School of Optoelectronic Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: A miniaturized phase shifter with equal length and equal width based on slow-wave half-mode substrate integrated waveguide (SW-HMSIW) is proposed to meet the requirements of miniaturization and high performance of the substrate integrated waveguide phase shifter. The upper metal surface of the proposed SW-HMSIW is periodically loaded of microstrip folded-line units, which improves its equivalent permittivity and permeability, thereby reducing the cut-off frequency and phase velocity of SW-HMSIW, thus realizing slow-wave effect and size reduction. In addition, the horizontal and longitudinal dimensions of the microstrip folded-line unit can be adjusted to flexibly adjust the phase velocity and cut-off frequency of SW-HMSIW. Based on this principle, a miniaturized SW-HMSIW phase shifter with equal length and equal width is designed with a wide working bandwidth. The measured results show that the designed phase shifter is achieved a phase shift of $90^\circ \pm 4^\circ$ within 8.7-14.2 GHz, the relative bandwidth is 48%, and the return loss is better than 12 dB. It has good transmission performance and phase shifting effect, and it has the advantage of miniaturization and equal-length and equal-width structure, so it is suitable for the application of large-scale array antennas.

Key words: phase shifter; substrate integrated waveguide; miniaturization; slow-wave structure

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61871063)

1 引言

基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)是一种兼具矩形波导和微带线优点的平面结构传输线,其结构简单,插入损耗低,并且品质因素良好,被

广泛应用于平面电路设计中^[1-4]. 为了进一步减小 SIW 的尺寸,研究人员提出了半模基片集成波导(Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, HMSIW)^[5,6],将 SIW 沿传播方向的对称面分割成两个 HMSIW,每一个半模保

留着原有的电场分布,传输特性与全模相同,但面积减小一半.因此,利用 HMSIW 设计制作微波器件可以减小尺寸并简化设计.

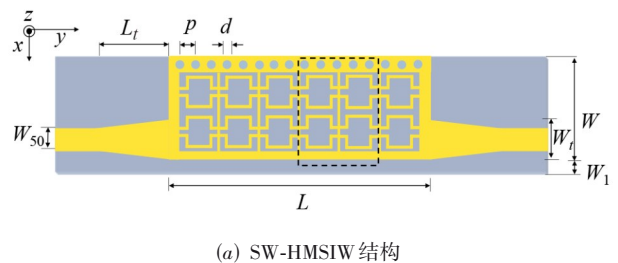
移相器作为微波电路中不可或缺的部分,被广泛应用于雷达、相位调制器和相控阵天线系统中.到目前为止,已经有一些关于 SIW 移相器的研究^[7-11].其中,最简单的 SIW 移相器通过延长 SIW 的长度来实现,但由于 SIW 的色散效应,可用的带宽很窄.为了提升 SIW 移相器的带宽,研究人员陆续提出一些有效的方法.其中,使用最广泛的方法是通过将具有不同介电常数的充气板^[7]或金属柱^[8]嵌入 SIW 中.这种类型的 SIW 移相器是通过改变 SIW 的等效介电常数来实现相移的.然而单一的金属柱或充气板尺寸是有限的,设计的移相器需要实现的相移量越大时,电路所需嵌入的金属柱也越多,则电路所需的物理尺寸越大.另一种实现宽带移相器的方法是结合延迟线和等长不等宽结构的自补偿移相器.其中,延迟线结构的相移量随工作频率的增加而增加,而不等宽结构的相移量随工作频率的增加而减少.两种结构相结合可实现色散的自补偿,从而实现相移量随工作频率保持不变.文献[9]以此方法实现了 49% 的相对工作带宽.其他方法,如文献[10]利用空气填充型基片集成波导(Air-Filled Substrate Integrated Waveguide, AFSIW)设计实现了一种等宽不等长 AFSIW 移相器,在 Ka 波段获得了 $86^\circ \pm 5^\circ$ 的相移量,填充的空气有助于降低介质损耗和提高设计的灵活性.随后,文献[11]提出了一种等长不等宽 AFSIW 移相器,在 Ka 波段获得了 $88^\circ \pm 7.8^\circ$ 的相移量.但填充的空气会降低 AFSIW 的等效介电常数,甚至使其占据更大的电路尺寸.最近,慢波基片集成波导(Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide, SW-SIW)的概念被提出^[12],通过在 SIW 内加载金属盲孔阵列首次实现了慢波效应,可以同时减小 SIW 横向和纵向的尺寸.随后,在 SIW 表面上加载微带折线以实现慢波效应^[13],而微带折线的结构形状可以灵活改变,以此获得更强慢波效应,提高了设计的自由度.慢波效应可以降低 SIW 的相速度和截止频率,有利于解决 SIW 移相器实现较大相移量时占据尺寸较大的问题.

针对 SIW 移相器实现较大相移量时尺寸较大的问题,本文提出一种基于慢波半模基片集成波导(Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, SW-HMSIW),通过仿真分析所提 SW-HMSIW 的传输特性,并根据其可以灵活调控相速度和截止频率的特点设计实现了小型化移相器,并且其等长等宽结构特点更适用于大型阵列天线的应用.随后,对所设计的移相器进行了加工测试,测试结果验证了设计的可行性.

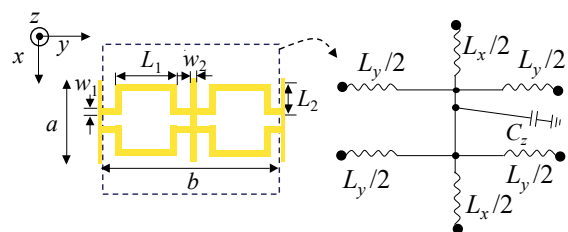
2 SW-HMSIW 的设计与分析

图 1(a) 为所提 SW-HMSIW 的结构示意图.相比于传统 SIW,其横向尺寸为传统 SIW 的一半,上层金属表面由微带折线单元周期性加载构成.由文献[13]可知,当微带折线单元周期性加载在上层金属表面时,表面电流将沿着微带折线单元重新排列.于是,介质基板的电磁场的分布会发生显著变化.而介质基板电磁场的分布变化代表了整个导波结构等效磁导率和介电常数变化的结果.

为了说明所提 SW-HMSIW 的导波特性和给出了如图 1(b) 所示的微带折线单元的等效电路图.在此模型中,为了简化分析,没有考虑传输损耗以及相互之间的耦合效应.



(a) SW-HMSIW 结构



(b) 微带折线单元及其等效电路

图 1 SW-HMSIW 及其单元结构

由传输线等效媒质理论^[14]可知,当所加载的微带折线单元长度远远小于工作频率下的波长时,由这些单元组成的阵列可等效为均匀传播媒质.在此模型中,在 x 方向和 y 方向的等效电感是不同的.因此,等效的传播媒质沿 x 方向和 y 方向的等效介电常数和等效磁导率也不同,所设计的微带折线单元沿 x 方向和 y 方向的微带线相互正交.由文献[15]可知,用于表征正交结构单元的等效介电常数和等效磁导率矩阵为对角矩阵,于是可建立如下等效介电常数和等效磁导率矩阵来描述单元等效的传播媒质:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_e = \begin{bmatrix} \varepsilon_{ex} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{ey} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{ez} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\mu}_e = \begin{bmatrix} \mu_{ex} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{ey} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{ez} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, ε_{ex} 和 ε_{ey} 分别表示单元沿 x 方向和 y 方向的等效介电常数, ε_{ez} 表示单元对 z 方向的等效介电常数; μ_{ex} 和 μ_{ey} 分别为单元沿 x 方向和 y 方向的等效磁导率, μ_{ez} 表示单元对 z 方向的等效磁导率. 在图 1(b) 所示的等效电路中, 微带折线单元对地方向 (即 $-z$ 方向) 无等效电感效应, 单元沿 x 方向和 y 方向无等效电容效应, 根据传输线等效媒质理论^[16], 可以得到

$$\mu_{ez} = \mu_0 \quad (3)$$

$$\varepsilon_{ex} = \varepsilon_{ey} = \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{eff}} \quad (4)$$

其中, ε_0 和 μ_0 表示真空中介电常数和磁导率. 在图 1(b) 所示的等效电路中, 设 Z_x 和 Z_y 分别表示沿 x 轴和 y 轴的阻抗, Y_z 表示沿 z 轴的导纳, 则

$$Z_x = j\omega L_x \quad (5)$$

$$Z_y = j\omega L_y \quad (6)$$

$$Y_z = j\omega C_z \quad (7)$$

Z_x, Z_y, Y_z 可以分别用等效媒质的等效磁导率和等效介电常数表示, 关系如下:

$$Z_x = \frac{j\omega\mu_x ahg}{b} \quad (8)$$

$$Z_y = \frac{j\omega\mu_y bhg}{a} \quad (9)$$

$$Y_z = \frac{j\omega\varepsilon_z ab}{gh} \quad (10)$$

其中, μ_x 和 μ_y 分别为微带折线沿 x 轴和 y 轴的等效磁导率, ε_z 为微带折线沿 z 轴的等效介电常数, h 表示微带折线单元所在的介质基板的厚度, a 和 b 分别表示微带折线单元的宽度和长度, 如图 1(b) 所示. 根据上述公式可以得到:

$$\mu_x = \frac{L_x b}{gah} \quad (11)$$

$$\mu_y = \frac{L_y a}{gbh} \quad (12)$$

$$\varepsilon_z = \frac{C_z hg}{ab} \quad (13)$$

从而, 微带折线单元的等效媒质参数分别为

$$\varepsilon_{ez} = \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_z = \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{eff}} + g \frac{C_z h}{ab} \quad (14)$$

$$\mu_{ey} = \mu_0 + \mu_y = \mu_0 + \frac{1}{g} \cdot \frac{L_y a}{bh} \quad (15)$$

$$\mu_{ex} = \mu_0 + \mu_x = \mu_0 + \frac{1}{g} \cdot \frac{L_x b}{ah} \quad (16)$$

并且满足:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{12h}{w_1}}} \quad (17)$$

$$g = \frac{1}{2\pi} \ln \left(\frac{8h}{w_1} + \frac{w_1}{h} \right) \quad (18)$$

其中, w_1 代表微带折线单元的线宽, ε_r 为介质基板的相对介电常数. 当传输主模 TE_{10} 模时, 其相位常数和相速度可分别表示为

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu_{ex} \varepsilon_{ez} - \frac{\mu_{ex}}{\mu_{ey}} \left(\frac{\pi}{w_{\text{eff}}} \right)^2} \quad (19)$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 \mu_{ex} \varepsilon_{ez} - \frac{\mu_{ex}}{\mu_{ey}} \left(\frac{\pi}{\omega w_{\text{eff}}} \right)^2}} \quad (20)$$

当 $\beta = 0$ 时, 其截止频率可表示为

$$f_c = \frac{1}{2w_{\text{eff}} \sqrt{\mu_{ey} \varepsilon_{ez}}} \quad (21)$$

其中, ω 表示工作角频率, w_{eff} 表示基片集成波导等效为矩形波导的等效宽度^[17], 其值可由下式得到

$$w_{\text{eff}} = W - \frac{1.08d^2}{p} + \frac{0.1d^2}{W} \quad (22)$$

其中, d 表示金属通孔直径, p 表示相邻金属通孔之间的中心距离, W 表示基片集成波导上层金属宽度.

在尺寸确定的情况下, w_{eff} 为固定值, ε_{ez} 与折线单元对地的电容值 C_z 有关. μ_{ex} 只对相速度 v_p 有影响, μ_{ey} 对截止频率 f_c 和相速度 v_p 都有影响. 在 x 方向电感值 L_x 影响 μ_{ex} , y 方向电感值 L_y 影响 μ_{ey} . 在 y 方向电感值 L_y 将同时影响波导的相速度 v_p 和截止频率 f_c , x 方向电感值 L_x 只会影响相速度 v_p , 而对截止频率 f_c 没有影响.

周期性加载的微带折线单元实际上为慢波结构, 通过增加横向和纵向的等效电感值, 增加介质基板的等效磁导率和等效介电常数, 从而降低基片集成波导截止频率和相速度, 实现慢波效应. 通过式 (21) 可知, 当所选的介质基板确定时, 基片集成波导的截止频率与波导的等效宽度成反比, 即设计实现与传统基片集成波导具有相同截止频率时, 加载慢波结构的基片集成波导所需横向尺寸降低. 而当相速度降低时, 加载慢波结构的基片集成波导达到与传统基片集成波导相同相移量时所需的纵向尺寸更小.

利用电磁仿真软件 HFSS 对提出的图 1(a) 中 SW-HMSIW 框线部分的单元结构进行了电磁仿真. 仿真所用的介质基板设置为 Rogers 5880, 厚度为 0.508 mm, 相对介电常数为 2.2, 相对磁导率为 1, 损耗角正切为 0.0009. 相位常数 β 和慢波因子 (Slow-Wave Factor, SWF) 是分析慢波效应的主要参数, 而慢波因子定义为 $\text{SWF} = v_p/c$, 其中 v_p 为导波结构的相速度, c 为真空中的光速.

结合前面的分析,在保证其他参数不变的前提下,灵活调节折线单元长度 L_2 和宽度 w_1 和 w_2 可以获得不同程度的慢波效应.图2~4给出了折线单元长度 L_2 和宽度 w_1 和 w_2 独立变化时对相位常数以及慢波因子的影响.由图2(a)可以看出,在固定其他尺寸值仅变化 L_2 时,相位常数会随着 L_2 的变大而逐渐变大,而截止频率(相位常数等于0)会随着 L_2 增大而降低,而 L_2 值的变大导致等效电路中 y 方向等效电感值增大,而根据式(15)可知, y 方向的等效电感值的增大会使 μ_y 的值增大,从而使截止频率降低和相位常数增大.从图2(b)也可以看出, L_2 的增大获得了更强的慢波效应.同样,从图3(a)可以看出,当固定其他参数仅变化 w_1 时,相位常数会随着 w_1 的变大而降低,而截止频率会随着 w_1 增大而升高.从图3(b)可以看出,慢波效应会随着 w_1 的增加而逐渐减弱.从图4(a)可以看出,随着 w_2 的增大,相位常数逐渐减小,而截止频率近似不变.从式(16)可以看出, x 方向电感值只会对相位常数产生影响,而不会对截止频率产生影响.所以,可以通过调节慢波结构单元的尺寸来灵活调节相速度和截止频率,从而获得不同强弱的慢波效应.

图5给出了同尺寸的HM-SIW和SW-HMSIW的电场分布图,可以看出HM-SIW在12GHz频率时与SW-

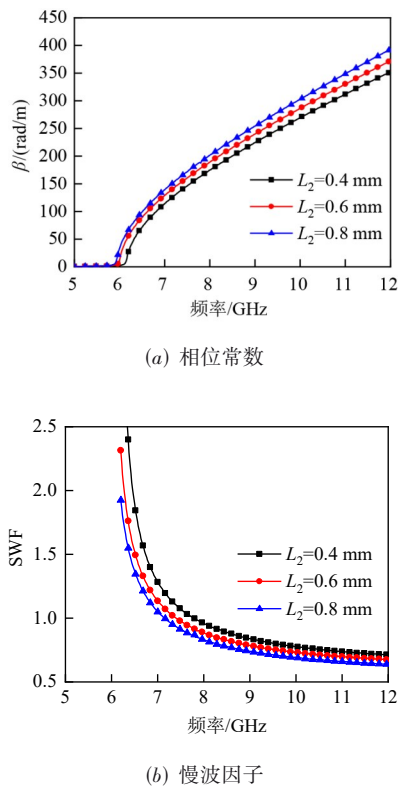


图2 L_2 变化对于相位常数和慢波因子的影响

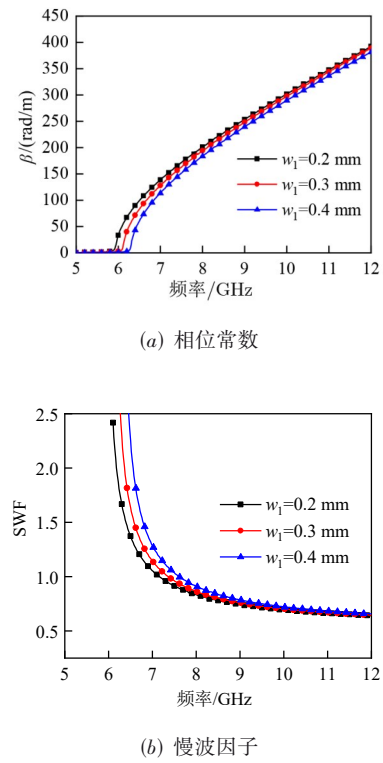


图3 w_1 变化对于相位常数和慢波因子的影响

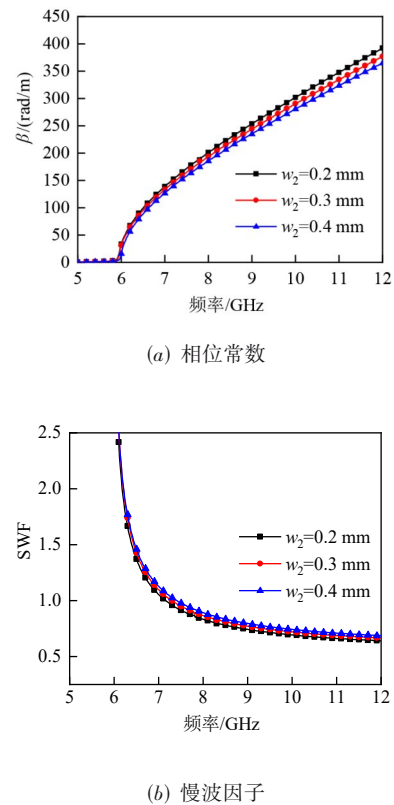
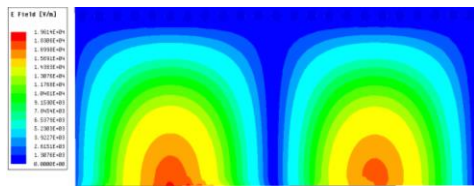
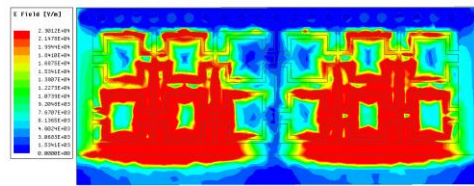


图4 w_2 变化对于相位常数和慢波因子的影响

HMSIW 在 10 GHz 频率时达到的相移基本相等. 这说明在相同尺寸条件下, SW-HMSIW 可获得比 HM-SIW 更多的相移量.



(a) HM-SIW 在 12 GHz 时



(b) SW-HMSIW 在 10 GHz 时

图5 电场分布图

3 移相器的设计

由前面的分析可知, 调节微带折线单元的尺寸可以改变 SW-HMSIW 的截止频率和相位常数, 因此可以利用此特性设计小型化移相器. 为了验证所提 SW-HMSIW 的应用潜力, 设计实现了等长等宽的小型化移相器, 其结构如图 6 所示.

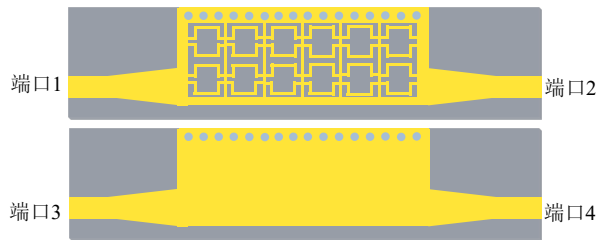


图6 SW-HMSIW 移相器

移相器包括移相节和参考节两个独立的部分. 移相节的输入输出端口分别为端口 1、端口 2, 参考节的输入输出端口分别为端口 3、端口 4. 参考节由两段 50 Ω 微带线、两段锥形过渡结构及一段 HM-SIW 构成, 而移相节由两段 50 Ω 微带线、两段锥形过渡结构及一段 SW-HMSIW 构成. 移相节中的 SW-HMSIW, 其上层金属表面由图 1(b) 所示的多个微带折线单元周期性加载构成. 参考节与移相节的长度及宽度分别相同, 具有等长等宽的结构特点. 移相器产生的相移为移相节相移与参考节相移之差, 即移相节端口 1、端口 2 之间的相移与参考节端口 3、端口 4 之间的相移之差. 可以计算相移为

$$\Delta\theta = (\beta_1 - \beta_2)L = \left(\sqrt{\omega^2 \mu_{ex} \epsilon_{ez} - \frac{\mu_{ex}}{\mu_{ey}} \left(\frac{\pi}{w_{eff}} \right)^2} - \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_{eff} \epsilon_0 - \left(\frac{\pi}{w_{eff}} \right)^2} \right) L \quad (23)$$

其中, β_1 和 β_2 分别表示移相节和参考节的相位常数. 从式(23)可以得出, 可以通过调节移相节 x 方向和 y 方向等效磁导率和 z 方向的等效介电常数可以获得不同大小的相移量. 而由前面的分析可知, 折线单元的 L_2, w_1, w_2 的尺寸会影响移相节的等效磁导率和等效介电常数. 所以在移相器的设计中, 首先保证移相节和参考节的外部整体尺寸相同, 然后通过调节折线单元的尺寸来调节移相节和参考节之间的相位常数的差值. 移相节与参考节之间的差值越大, 则实现的相移量越大. 移相器具体尺寸参数如表 1 所示.

表1 移相器尺寸参数 单位: mm

参数	尺寸	参数	尺寸	参数	尺寸
W_{50}	1.5	L_t	6.0	W	7.5
p	0.9	w_1	0.2	L	20.5
d	0.5	L_1	2.0	L_2	1.0
W_t	2.6	w_1	1.5	w_2	0.2
a	2.8	b	6.2		

为了验证所设计移相器的性能, 对移相器进行了加工测试. 实物照片如图 7 所示, 整个移相器结构制作在 Rogers 5880 介质基板上, 介质基板相对介电常数 2.2, 介质基板损耗角正切为 0.000 9, 厚度为 0.508 mm, 整个移相器尺寸为 38.5 mm × 18.0 mm, 电尺寸约为 $1.88\lambda_g^2$, 其中 λ_g 为中心频率对应的导波波长. 采用 Agilent N5242A 矢量网络分析仪对移相器进行测试, 仿真和测试结果对比图如 8 所示.

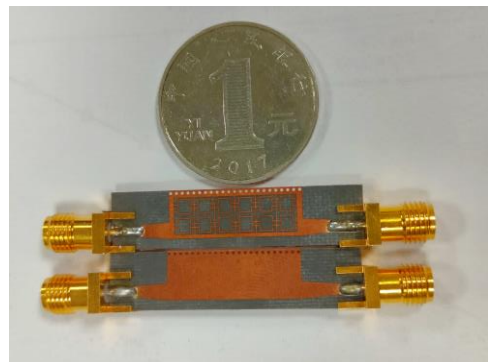
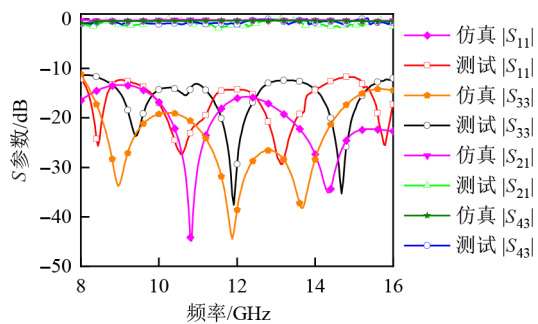
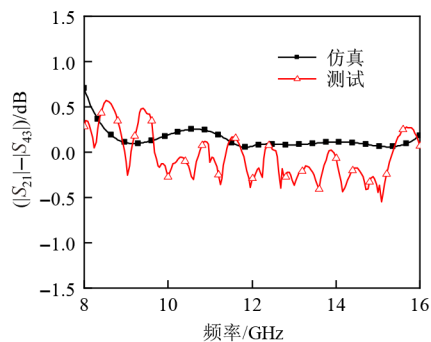


图7 SW-HMSIW 移相器实物

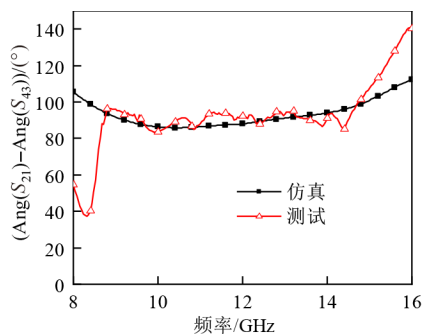
从图 8(a) 可以看出, 移相器测试结果与仿真结果吻合良好, 但由于加工误差以及测试设备等原因, 测试结果和仿真结果有一定差异. 由测试结果可得, 在 8~16 GHz 频带范围内, 移相节的插入损耗小于 1.2 dB,



(a) S参数



(b) 幅度差



(c) 相移量

图8 SW-HMSIW 移相器仿真和测试结果对比

参考节的插入损耗小于 1 dB,参考节和移相节的回波损耗均优于 12 dB. 测试的插入损耗值略大于仿真结果,主要是由于测试时移相器的输入输出端口上焊接的 SMA 接头会引入一些额外的插入损耗,并且焊接时所产生的误差同样也会导致额外的插入损耗. 而从图 8(b)可以看出,在 8~16 GHz 频带范围内,参考节和移相节之间的幅度不平衡度小于 0.5 dB. 由图 8(c)可知,移相器在 8.7~14.2 GHz 频带范围内相移量为 $90^\circ \pm 4^\circ$. 由此可知,移相器在 8.7~14.2 GHz 范围内具有良好的移相性能和传输效果,相对带宽达到 48%.

表 2 给出了本文所提 SW-HMSIW 移相器与当前一些已报道的移相器的性能对比. 从表中可以看出,本文提出的 SW-HMSIW 移相器在具有较宽相对工作带宽的

同时具有更小的尺寸,并且移相节和参考节的长度和宽度分别相等,有利于实际工程应用. 此外,由加载慢波结构而引入的额外损耗也在可接受的范围内.

表 2 本文所提移相器与已报道的 SIW 移相器的性能对比

参考文献	中心频率/GHz	相对带宽/%	插入损耗/dB	幅度不平衡度/dB	相移量/ $^\circ$	尺寸(λ_g^2)
文献[8]	26	46	0.8	<0.2	89.5 ± 5	9.38
文献[9]	32.43	45	1.1	<0.2	90.0 ± 3	22.35
文献[18]	24.5	28.6	1.4	<0.6	92.0 ± 4	3.94
文献[19]	26	39.3	1.3		90.0 ± 5	2.86
文献[20]	28.9	25.6	1.6	<1	90.0 ± 3	2.45
本文	11.45	48	1.2	<0.5	90.0 ± 4	1.88

4 结论

本文提出一种 SW-HMSIW,通过将周期性的微带折线单元加载在上层金属表面来实现,同时可以通过调节微带折线单元横向和纵向的尺寸灵活控制 SW-HMSIW 的相速度和截止频率. 基于所提 SW-HMSIW,本文设计了一款移相器,并对其进行了仿真和加工测试. 测试结果表明,在 8.7~14.2 GHz 的频带范围内相移量为 $90^\circ \pm 4^\circ$,相对带宽为 48%. 与之前一些报道的 SIW 移相器相比,本文所提移相器的移相节和参考节长度和宽度分别相等,且具有小型化和宽频带的特点,传输性能和移相性能良好,具有良好的应用前景.

参考文献

- [1] 郝宏刚,李江,张婷,等. 基于基片集成波导馈电的 Ka 波段渐变缝隙天线设计[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(3): 582-588.
- HAO H G, LI J, ZHANG T, et al. Design of ka-band linear tapered slot antennas based on substrate integrated waveguide feed[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2020, 42(3): 582-588. (in Chinese)
- [2] 刘庆,周东方,张德伟,等. 双/三模基片集成波导和共面波导混合结构滤波器设计[J]. 电子学报, 2018, 46(4): 952-960.
- LIU Q, ZHOU D F, ZHANG D W, et al. Design of filters using the hybrid structure of dual/triple-mode substrate integrated waveguide and ground coplanar waveguides[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(4): 952-960. (in Chinese)
- [3] 王树兴,张德伟,吴瑛,等. 基于不同边界条件的 SIW 谐振腔导模场分析及应用[J]. 电子学报, 2017, 45(10): 2540-2548.
- WANG S X, ZHANG D W, WU Y, et al. Guided-mode field analysis of SIW resonator with different boundary conditions and its applications[J]. Acta Electronica Sinica,

- 2017, 45(10): 2540-2548. (in Chinese)
- [4] 葛俊祥, 李浩, 杨现志, 等. Ka波段基片集成波导窄带带通滤波器设计[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(5): 1245-1249.
- GE J X, LI H, YANG X Z, et al. Design of a ka-band filter with narrow pass band based on substrate integrated waveguide[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(5): 1245-1249. (in Chinese)
- [5] XIE H Y, WU B, XIA L, et al. Miniaturized half-mode fan-shaped SIW filter with extensible order and wide stopband [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2020, 30(8): 749-752.
- [6] LIU S, XU F. Compact multilayer half mode substrate integrated waveguide 3-dB coupler[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(7): 564-566.
- [7] CANO J L, VILLA E, MEDIÁVILLA A, et al. A wide-band correlation and detection module based on substrate-integrated waveguide technology for radio astronomy applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(6): 3145-3152.
- [8] DJERAFI T, WU K, TATU S O. Substrate-integrated waveguide phase shifter with rod-loaded artificial dielectric slab[J]. Electronics Letters, 2015, 51(9): 707-709.
- [9] CHENG Y J, HONG W, WU K. Broadband self-compensating phase shifter combining delay line and equal-length unequal-width phaser[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(1): 203-210.
- [10] NGUYEN N H, GHIOTTO A, VUONG T P, et al. Slab air-filled substrate integrated waveguide[C]//2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS. Piscataway: IEEE, 2018: 312-315.
- [11] NGUYEN N H, GHIOTTO A, MARTIN T, et al. A 90° self-compensating slab air-filled substrate integrated waveguide phase shifter[C]//2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). Piscataway: IEEE, 2019: 580-583.
- [12] NIEMBRO-MARTÍN A, NASSERDDINE V, PISTONO E, et al. Slow-wave substrate integrated waveguide[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(8): 1625-1633.
- [13] JIN H Y, WANG K D, GUO J P, et al. Slow-wave effect of substrate integrated waveguide patterned with microstrip polyline[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(6): 1717-1726.
- [14] JIN H Y, ZHOU Y L, HUANG Y M, et al. Slow-wave propagation properties of substrate integrated waveguide based on anisotropic artificial material[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(9): 4676-4683.
- [15] KWON D H, EMIROGLU C D. Non-orthogonal grids in two-dimensional transmission-line metamaterials[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(9): 4210-4218.
- [16] ELEFThERIADES G V, IYER A K, KREMER P C. Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(12): 2702-2712.
- [17] XU F, WU K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(1): 66-73.
- [18] ZHANG Z, WU K, WEI Y. Broadband delay compensation phase shifter using slotted substrate integrated waveguide structure[C]//2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Piscataway: IEEE, 2011: 1-4.
- [19] ZHANG W, SHEN Z D, XU K, et al. A compact wide-band phase shifter using slotted substrate integrated waveguide[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(12): 767-770.
- [20] XU H F, ZHOU J Y, ZHOU K, et al. Planar wideband circularly polarized cavity-backed stacked patch antenna array for millimeter-wave applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(10): 5170-5179.

作者简介



黄文女, 1984年生, 重庆人. 重庆邮电大学光电工程学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向为射频微波电路.

E-mail: huangwen@cqupt.edu.cn



陈肖男, 1998年生, 重庆人. 重庆邮电大学光电工程学院电子科学与技术专业在读研究生. 主要研究方向为射频微波电路.

E-mail: 1632630274@qq.com