

新型互补式宽频带线性移相器*

田小建 张大明 孙 伟 衣茂斌

(集成光电子国家重点联合实验室吉林大学实验区 吉林大学电子工程系, 长春 130023)

摘要: 提出了一种新型互补式宽频带线性移相器, 分析和讨论了它的基本原理, 给出了理论证明. 移相器移相范围可达 720° , 带宽扩展一倍, 非线性得到了完全补偿. 实验与理论符合得很好.

关键词: 调制器; 微波电路与器件; 混合集成电路

EEACC: 1250; 1350; 2220J

中图分类号: TN623 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2000)12-1224-04

Novel Complementary Broadband Linear Phase Shifter*

TIAN Xiao-jian, ZHANG Da-ming, SUN Wei and YI Mao-bin

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, Jilin University Region,
Department of Electronic Engineering, Jilin University, Changchun 130023, China)

Received 16 September 1999

Abstract: A novel complementary broadband linear phase shifter is proposed for the first time. The elementary principle have been analyzed and discussed and proved theoretically. The novel phase shifter has a range of phase shifts up to 720° and a double-frequency band, with nonlinear compensated completely. All the experimental results agree with the theoretical ones very well.

Key words: modulators; microwave circuits and devices; hybrid integrated circuits

EEACC: 1250; 1350; 2220J

Article ID: 0253-4177(2000)12-1224-04

1 引言

变容二极管式微波移相器是一种电压控制型连续线性移相器件. 具有成本低、工作稳定、操作灵活、便

* 国家自然科学基金(69876014)和博士点基金(97018311)资助项目[Project Supported by National Nature Science Foundation of China Under Grant No. 69876014 and by Doctoral-Point Foundation of China Under Grant No. 97018311].

田小建 男, 1957年出生, 理学博士, 副教授, 从事微电子学与固体电子学专业工作. E-mail: rlf@mail.jlu.edu.cn

衣茂斌 男, 1935年出生, 教授, 博士生导师, 从事半导体物理与器件、光电子学研究.

1999-09-16收到

于微机控制等优点,在光学相干检测和同步移相扫描等领域有重要应用^[1,2].它也是微波调相功放中的重要部件.优良的移相器应具有下述特性:(1)移相范围大于360°;(2)线性移相控制特性;(3)均匀的插入损耗;(4)宽频带工作特性.设计上要同时保证上述特性是十分困难的.在已报道的移相器中,多采用优化变容二极管和电路结构参数的方法来改善线性度.通常只在中心频率处有良好的线性.线性移相工作带宽很窄.在电光采样系统中同步移相扫描单元,为了适应测量不同频率器件的需要,不得不准备一系列不同中心频率的线性移相器,使用上极为不便.本文提出一种新型互补式宽频带线性移相器,在较宽的频率范围内都具有线性移相特性,对变容二极管的特性不再敏感,这对于批量生产至关重要.本文首先分析它的工作原理和设计思想,然后介绍测量方法,给出测量结果,最后进行一些讨论.

2 原理与设计

变容二极管作传输线终端能连续改变传输线上反射波的相位,将接有这种终端的传输线与环形器配合,可构成反射型模拟移相器^[3].设接有变容二极管的终端负载阻抗为 $Z_L = jX_d + R_s$,则反射系数 Γ 为:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{jX_d + R_s - Z_0}{jX_d + R_s + Z_0} = |\Gamma| e^{j\phi} \quad (1)$$

其中模和相角分别为: $|\Gamma| = \sqrt{\frac{x^2 + (r_s - 1)^2}{x^2 + (r_s + 1)^2}}$, $\phi = \tan^{-1} \left[\frac{x}{r_s - 1} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{x}{r_s + 1} \right]$. 式中 $r_s = \frac{R_s}{Z_0}$ 为变容二极管归一化串联电阻, $x = \frac{X_d}{Z_0}$ 为变容二极管归一化电抗,且 $X_d = \omega L - \frac{1}{\omega C}$, L 和 C 分别是变容二极管的电感和可变电容.通常 $r_s \ll 1$, 于是 $|\Gamma|$ 和 ϕ 可简化为

$$|\Gamma| \approx \frac{1 + x^2 - r_s}{1 + x^2 + r_s} \quad (2)$$

$$\phi \approx -2 \tan^{-1} x \quad (3)$$

由微波传输线理论,终端短路线为 l 时,其归一化电抗为

$$\frac{X}{Z_0} = \tan \left[\frac{2\pi l}{\lambda_g} \right] \quad (4)$$

其中, $\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}}$ 为有效波长.将(4)式代入(3)式,则得到 $\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{X}{Z_0} \right] = -2 \frac{2\pi l}{\lambda_g} = -2\beta l$

其中 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ 为相位因子.二极管归一化电抗近似为反向电压 V 的正切函数,相移 ϕ 就与电压 V 成线性关系

$$\frac{X_d}{Z_0} \approx \tan(-KV + \theta_k)$$

则由(3)式,

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left[\frac{X_d}{Z_0} \right] = -2(KV + \theta_k) \quad (5)$$

由于变容二极管的电容为 $C = C_{\min} V_n^{-r}$, $V_n = \frac{V - V_\phi}{V_{\max} - V_\phi}$

其中 V_n 为归一化电压, V_ϕ 为 PN 结接触电位差,所以

$$\frac{X_d}{Z_0} = \frac{\omega L}{Z_0} - \frac{1}{\omega C Z_0} = \frac{\omega L}{Z_0} - \frac{V_n^r}{\omega C_{\min} Z_0} = A - BV_n^r \quad (6)$$

其中 $A = \frac{\omega L}{Z_0}$, $B = \frac{1}{\omega C_{\min} Z_0}$. 采用优化方法选择 A 、 B , 可使变容二极管实际归一化曲线逼近理想正切归一化电抗曲线,于是可实现线性移相,即若

$$\frac{X_d}{Z_0} = A - BV_n^r \approx \tan(-KV_n + \theta_k) \quad (7)$$

则由(5)式

$$\phi = -2(KV_n + \theta_k) \quad (8)$$

取系数 $K = \frac{\pi}{2}$, 则最大可获得 180° 相移. 由于长度为 $\frac{\lambda_g}{4}$ 传输线可引起 $\frac{\pi}{2}$ 相移, 所以用长度为 $\frac{\lambda_g}{4}$ 特性阻抗为 $2Z_0$ 的传输线连接两个相同的变容二极管就构成了 360° 移相器的反射终端, 此时反射终端的归一化电抗为

$$x = \frac{X}{Z_0} = \tan(-2KV_n + 2\theta_k) \quad (9)$$

代入(3)式

$$\phi \approx -2 \tan^{-1} x = -4(-KV_n + \theta_k) \quad (10)$$

因此移相范围扩大了一倍, 从而实现了 360° 移相.

由以上分析可知, 优化参数 A 、 B 可获得最佳线性移相. 但是由于参数 A 、 B 均是频率 ω 的函数, 所以这种优化只能在某一中心频率上进行. 当工作频率偏离中心频率时, A 、 B 不再是最佳值, 因此线性会变差. 采用最小二乘法拟合优化出 A 、 B 参数, 然后用计算机模拟出当 A 、 B 参数变化时的一族移相特性曲线, 如图1所示. 其中图(a)是当 B 为最佳值时, A 变化的情况; 图(b)是当 A 为最佳值时, B 变化的情况. 由图1我们可以看到, A 、 B 参数偏离最佳值时, 其移相特性分别呈上凹和下凹的趋势. 利用这一特点, 我们可以考虑将两个偏离 A 、 B 最佳值的移相器级连起来, 则总的移相曲线是两个移相器移相曲线之和. 由于上凹和下凹的互补性使总的移相特性保持良好线性. 同时, 移相范围和带宽成倍增长.

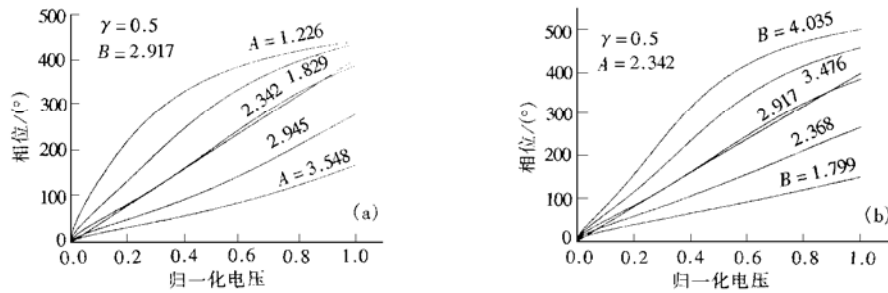


图1 A 、 B 参数变化时的移相特性曲线

FIG. 1 Characteristic Curve of Phase-Shift with Variable Parameters of A and B .

设两移相器的设计参数分别为 A_1 、 B_1 和 A_2 、 B_2 , 其中心频率分别为 ω_1 和 ω_2 , 带宽都是 $2\Delta\omega$, 而级连后的中心频率为 ω_0 , 令 $\omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega$, $\omega_2 = \omega_0 + \Delta\omega$, 由(7)式和(10)式, 级连后的相移为

$$\begin{aligned} \phi &= \phi_1 + \phi_2 = -2 \tan^{-1} x_1 - 2 \tan^{-1} x_2 \\ &= -4(A_1 - B_1 V_n^r) - 4(A_2 - B_2 V_n^r) \\ &= -4 \left[\omega_1 L + \omega_2 L - \left(\frac{1}{\omega_1 C_{\min}} + \frac{1}{\omega_2 C_{\min}} \right) V_n^r \right] \\ &= -4 \left[2\omega_0 L - \frac{2\omega_0}{\omega_0^2 - \Delta\omega^2} \frac{V_n^r}{C_{\min}} \right] \end{aligned}$$

由于 $\Delta\omega \ll \omega_0$, 所以

$$\phi \approx -8 \left[\omega_0 L - \frac{V_n^r}{\omega_0 C_{\min}} \right] = -8(A_0 - B_0 V_n^r) = -8(-KV_n + \theta_k)$$

显然移相范围扩大了一倍. 另外, 带宽也可表示为 $4\Delta\omega$, 比单级移相器带宽扩大一倍.

互补式宽频带线性移相器在设计上, 可以先设定级连后的中心频率 ω_0 , 然后按单独移相器的带宽跨度, 分别选定两移相器各自的中心频率 ω_1 和 ω_2 , 且保证 $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$. 于是可以按上述原理公式设计两个移相器^[4]. 由于两个移相器有互补性, 对参数及工艺条件的要求放宽, 一致性较好, 特别适合于批量生产. 另一方面, 互补式移相器总移相范围可达 720° , 对于不需要大范围移相的应用场合, 可选择其中线性最好的一

段来使用,线性度会更高.

3 测量与实验结果

微波移相器的测量一般是用网络分析仪来完成的.但是有时也可根据实验条件采用一些变通的测量方法.我们在时域采用同步触发移相特性测量方法,比较方便地测得了移相特性曲线.其测量装置如图2所示.在图2中,定向耦合器的直通信号作为待测移相器的测试信号,移相器的输出接接到示波器的Y输入上.而定向耦合器的耦合信号则接到示波器的外触发输入.这样就可以用未移相的微波信号来确定示波器扫描的参考时刻(亦即参考相位).当调节直流控制电压 V 时,移相器对输入的微波信号进行移相,于是示波器显示的波形会相对于参考相位开始移动.由于波形移动一个周期相当于相位改变 360° ,因此可以据此标定移相角度.逐点测量,即可获得移相特性曲线.其线性度取决于控制电压的精度.

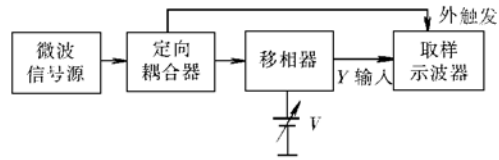


图2 同步触发移相特性测试原理图

FIG. 2 Measuring Principle Construction of Synchronous Trigger for Phase-Shift Characteristic

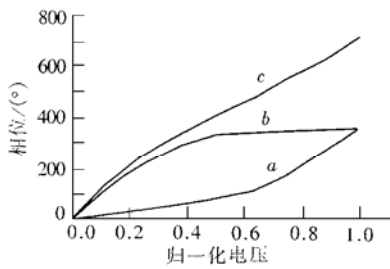


图3 互补式线性移相器移相特性曲线

FIG. 3 Phase-Shift Characteristic Curve of Complementary Linear Phase Shifter

4 结论

本文的互补式移相器采用了复合微波介质基片分布参数混合电路形式和环形器与反射终端盒分开的机械结构.也可以采用混合电路基片整体装配形式.在批量生产时,可先进行在片筛选,然后配对进行互补和安装.原理上,互补式移相器并不排斥其它提高线性和改善带宽的方法.而且通过互补,还可以改善移相器其它方面的性能.

参 考 文 献

- [1] J. Nees and G. Mourou, Electronics letters, 1986, 22(17): 918—919.
- [2] 田小建,衣茂斌,等,半导体学报,1998,19(7): 528—531[TIAN Xiaojian, YI Maobin *et al.*, Chinese Journal of Semiconductors, 1998, 19(7): 528—531(in Chinese)].
- [3] 田小建,等,吉林大学自然科学学报,1994,(7): 370—372[TIAN Xiaojian *et al.*, Natural Science Journal of Jinlin University, 1994, (7): 370—372(in Chinese)].
- [4] 张湘俊,等,微波学报,1991,(2): 55—59[ZHANG Xianjun *et al.*, Journal of Microwave, 1991, (2): 55—59(in Chinese)].