

宽频带 L 波段 360° 模拟信号移相器的设计¹

刘克 田小建 刘悦* 衣茂斌

(集成光电子学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)

*(信息产业部电子十三所 石家庄 050051)

摘要 该文介绍了宽频带 360° 模拟移相器的设计理论。针对移相器的线性调相、平衡插入损耗波动、宽频带等进行了详细的探讨,且推导出确定移相器频带宽度的目标函数。用 CAD 方法迅速而准确地优化各网络设计参量。采用微波集成电路工艺制作的 L 波段模拟移相器在 1.3~2.1GHz 范围内可获得 360° 连续可变相移,最大调相电压 18V,中心频率线性度优于 $\pm 2.5\%$,插入损耗波动小于 3dB。

综合性能均优于国内报道的移相器。

关键词 插入损耗波动,线性移相,超突变结变容管

中图分类号 TN623

1 引言

随着军事应用对电子系统的体积、重量和功耗的要求越来越苛刻,人们一直都在寻求各种性能指标优良、体积小的混合集成或单片集成移相器。各种频率和结构的电控移相器在相控阵雷达、微波通信、重离子加速器等需要对相位控制的场合,有着广泛的应用。将射频信号相位按步进方式改变的称为数字移相器,而模拟信号移相器是指用电信号控制射频信号相位连续改变的微波器件。本文研制的混合集成模拟移相器典型地应用在电光采样系统中的电子移相扫描^[1]。

典型的模拟信号移相器一般采用以变容管为终端的反射式结构^[2]。理想的电控移相器应具有以下特点:(1)工作频带宽;(2)360° 调相范围;(3)线性相移;(4)插入损耗波动小。本文对上述特点进行了深入的探讨。文献[2]对消除插入损耗波动有所研究,但仅从 Smith 圆图上给予了直观的说明,缺乏理论上的根据,且传统的移相器设计也忽略了插入损耗波动和宽频带的性能指标。本文利用微波长线理论证实了补偿电阻 R_p 的关键作用。国内在 L 波段研制的移相器较少,目前发表的有关移相器的文章一般只对几个典型 γ 值进行讨论,且没有宽频带的应用。文献[2]中 γ 仅限于 0.3 到 0.5。本文重点讨论了宽频带移相器设计参量的选取,发现频带宽度与变容二极管的选择有直接关系。采用计算机优化辅助设计方法,用微波集成电路工艺及表面安装技术制作了中心频率为 1.8GHz 的移相器,其频带宽度和插入损耗波动的实验结果与理论分析取得了良好的一致性,且相关性能均优于以前报道的移相器^[3-5]。

2 宽频带移相器的设计原理及实践

2.1 线性调相

利用单个环形器达到 360° 调相范围的电路方法是在环形器的某端口与两个相距 $\lambda_g/4$ 的变容二极管所构成的反射终端相连^[2]。但是要实现 360° 的线性相移的必要条件是两变容管之间的 $\lambda_g/4$ 传输线的特性阻抗必须是阻抗匹配网络 $\lambda_g/4$ 的特性阻抗的 2 倍。如图 1 所示, T_1, T_2, T_3 分别为向右看进去的参考平面。

¹ 1999-05-21 收到, 1999-11-19 定稿

国家自然科学基金(69876014)和博士点基金(97018311)资助项目

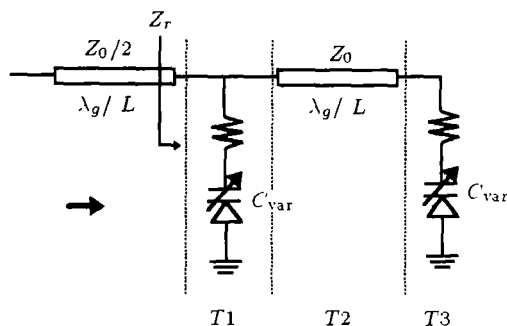


图 1 360° 相移双变容管终端

$$\Gamma = \frac{Z_T - Z_0/2}{Z_T + Z_0/2} \quad (1)$$

式中 Z_T 为从 T_3 面向右看进去的输入阻抗。且

$$Z_T = \frac{Z_L \cdot Z_{in}(z)}{Z_L + Z_{in}(z)} \quad (2)$$

式中 Z_L 是 T_1 面向右的输入阻抗, $Z_{in}(z)$ 是 T_2 面向右看进去的输入阻抗, 并且

$$Z_{in}(z) = Z_0^2/Z_L \quad (3)$$

将 (3) 式代入 (2) 式得

$$Z_T = \frac{Z_L \cdot Z_0^2/Z_L}{Z_L + Z_0^2/Z_L} \quad (4)$$

忽略变容管的串联电阻 R_s , 则

$$Z_L = jZ_0(A - BV_n^r) = -jZ_0 \operatorname{tg}(KV_n + \varphi_0) \quad (5)$$

即变容管的实际电抗曲线与一条 tg 函数相拟合。将 (4), (5) 式代入 (1) 式, 得

$$\Gamma = - \left[\frac{j \operatorname{tg}(KV_n + \varphi_0) + 1}{-j \operatorname{tg}(KV_n + \varphi_0) + 1} \right]^2$$

可见总的反射系数由单变容管电路的 Γ 的平方决定的, 因而得出全相移公式为

$$\Phi = -4(KV_n + \varphi_0) \quad (6)$$

因此根据图 1 电路, 改变归一化电压 V_n 就可实现线性移相。但在实际应用中, 为了获得线性相移, 必须选择 (5) 式中最佳的 A, B, φ_0 值^[6,7], 使实际电抗曲线充分逼近理想电抗曲线。因此利用优化方法对不同的 γ 值进行曲线拟合, 求出最佳线性条件下的 A, B, φ_0 。唯一不足的是文献 [6,7] 仅以线性度为条件进行了曲线拟合。要求宽频带应用必须将 A, B, γ 的优化与频带联系起来, 即在一定频带宽度下的曲线拟合优化, 从而兼顾宽频带和线性度好两个性能指标。综合两个指标的优化在 2.3 节宽频带的讨论及设计中有详细的论述。

2.2 平衡插入损耗的波动

理想无耗网络的反射系数模为 1, 在变容管上施加的调相电压变化时不引起反射系数模的变化, 即该移相器的插入损耗与其相位调制无关, 无寄生调幅。实际上变容管的串联电阻 R_s 总是存在的。在应用上, 模拟移相器一般不在意插入损耗的绝对值, 只要求它不随调相偏压的改变而改变。

由变容二极管构成的终端电抗的插入损耗比定义为

$$\xi = \frac{p_1}{p_2} = 1 - \Gamma^2 = 1 - \left| \frac{R_s + jX - Z_0}{R_s + jX + Z_0} \right|^2 \quad (7)$$

式中 p_2 是移相器入射功率, p_1 是移相器损耗功率, R_s 为变容二极管的串联电阻, X 为终端负载的可变电抗。其归一化电抗^[2]为

$$x = \frac{X}{Z_0} = A - BV_n^{1/2} = \frac{\omega L}{Z_0} - \frac{V_n^{1/2}}{\omega C_{\min} Z_0}$$

因此, 可变电抗 X 的值随输入电压的变化而变化, 所以 (7) 式所确定的插入损耗不是恒定的。

移相网络的适当地方并接电阻 R_p 以改善插入损耗的波动。即将旁路电阻 R_p 并联到二极管上, 如图 2 所示。此补偿电阻的值与 Z_0 和 R_s 有关^[2], 即

$$R_p \approx Z_0^2 / R_s \quad (8)$$

用此方法使移相器插入损耗波动变得对二极管电容变化不敏感, 使插入损耗波动在一个允许的范围内成为可能。

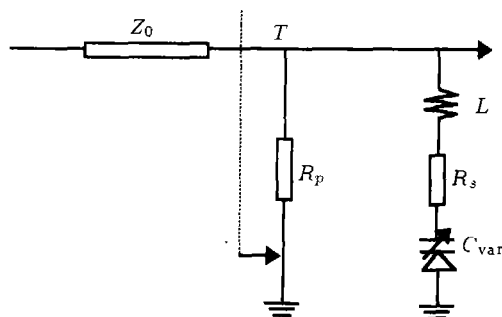


图 2 并接电阻改善插入损耗波动

设终端负载归一化阻抗为

$$\tilde{Z} = \tilde{R} + j\tilde{x}, \quad \tilde{R} = R_s/Z_0, \quad \tilde{x} = X/Z_0 \quad (9)$$

则终端负载归一化导纳为

$$\tilde{Y} = \frac{1}{\tilde{Z}} = \frac{1}{\tilde{R} + j\tilde{x}} = \frac{\tilde{R}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} + j \frac{-\tilde{x}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} = \tilde{G} + j\tilde{B} \quad (10)$$

并接一个补偿电阻 R_p , 即加上一并联电导 $\tilde{g}$, 则图 2 从 T 面向右看进去的归一化导纳为

$$\tilde{Y} = \tilde{G} + \tilde{g} + j\tilde{B} = \tilde{G}_0 + j\tilde{B} = \frac{\tilde{R}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} + \tilde{g} + j\tilde{B} \quad (11)$$

$$\Gamma = \frac{1 - \tilde{Y}}{1 + \tilde{Y}} = \frac{1 - \left[\frac{\tilde{R}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} + \tilde{g} - j \frac{\tilde{x}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} \right]}{1 + \left[\frac{\tilde{R}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} + \tilde{g} - j \frac{\tilde{x}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} \right]} \quad (12)$$

将 (12) 式恒等变换, 取模得

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{\left[\left(\frac{\tilde{R}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} + \tilde{g} \right)^2 + \left(\frac{\tilde{x}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} \right)^2 - 1 \right]^2 + \left(\frac{2\tilde{x}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} \right)^2}}{\left(\frac{\tilde{R}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} + \tilde{g} + 1 \right)^2 + \left(\frac{\tilde{x}}{\tilde{R}^2 + \tilde{x}^2} \right)^2} \quad (13)$$

讨论 (13) 式, 选择 $\tilde{g}$, 使 $|\Gamma|$ 与 $\tilde{x}$ 变量无关, 即 $|\Gamma|$ 为一个恒定值, 从而插入损耗比 ξ 是恒定的。

(13) 式经进一步整理可写成

$$\begin{aligned} |\Gamma| &= \frac{1 - \tilde{g}^2}{(1 + \tilde{g}^2)^2} \cdot \frac{\sqrt{\tilde{x}^4 + \frac{2\tilde{x}^2[\tilde{g}^4\tilde{R}^2 + 1 + (\tilde{g} - \tilde{R})^2 + 2\tilde{g}^2\tilde{R}(\tilde{g} - \tilde{R})]}{(1 - \tilde{g}^2)^2}} + \left[\frac{1 + \tilde{R}(2\tilde{g} - \tilde{R}) + \tilde{g}^2\tilde{R}^2}{1 - \tilde{g}^2} \right]^2}}{\tilde{x}^2 + \frac{(\tilde{R}\tilde{g} + 1)(\tilde{R}\tilde{g} + 2\tilde{R} + 1) + \tilde{R}^2}{(1 + \tilde{g})^2}} \\ &= \frac{1 - \tilde{g}^2}{(1 + \tilde{g}^2)^2} \cdot C \end{aligned} \quad (14)$$

从 (14) 式得出, 若 $C = \text{常数}$, 则 $\Gamma = [(1 - \tilde{g}^2)/(1 + \tilde{g}^2)^2] \cdot C$ 恒为定值。由 $C = \text{常数}$ 得一恒等式, 则等式两边关于 $\tilde{x}$ 的多项式系数分别对应相等, 并产生联立方程组。解得

$$\tilde{R} = \tilde{g}/(1 - \tilde{g}^2) \quad (15)$$

即

$$\tilde{g} = (-1 \pm \sqrt{1 + 4\tilde{R}^2})/(2\tilde{R}) \quad (16)$$

舍去 $\tilde{g}$ 的负根, 取

$$\tilde{g} = (\sqrt{1 + 4\tilde{R}^2} - 1)/(2\tilde{R}) \quad (17)$$

由于 R_s 作为变容管的串联电阻, 一般仅为几个欧姆, 经归一化后 $\tilde{R} \approx 0$, 所以 (17) 式可化简为

$$\tilde{g} \approx \frac{1 + \frac{1}{2}(2\tilde{R})^2 - 1}{2\tilde{R}} = \tilde{R} \quad (18)$$

因为变容二极管的归一化串联电阻是构成电路具有绝对损耗的根本原因, 其计算公式为^[8]

$$I_{\text{loss}} = 10 \lg \left[\frac{1}{|\Gamma|} \right]^2 = 20 \lg \frac{1}{|\Gamma|} = 20 \lg \frac{1 + \tilde{R}}{1 - \tilde{R}}$$

所以当 $\tilde{g} \approx \tilde{R}$ 后, 从

$$|\Gamma| = \frac{1 - \tilde{g}^2}{(1 + \tilde{g})^2} = \frac{1 - \tilde{g}}{1 + \tilde{g}} = \frac{1 - \tilde{R}}{1 + \tilde{R}}$$

看出, 消除了插入损耗波动, 使整个电路的损耗近似等于其绝对损耗, 从而改善寄生调幅。其实验结果如图 3 所示。在 1.4~2.0GHz 的频率范围内, 插入损耗随相位的变化小于 3dB。

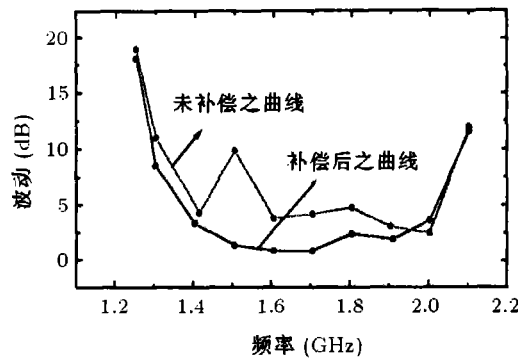


图 3 插入损耗的波动的对比曲线

2.3 宽频带的讨论及设计

所谓移相器的宽频带应用就是设法使得在频率变化的较大范围内移相器仍能保持良好的线性度、平坦的插入损耗以及 360° 的移相范围。当移相器工作于中心频率 ω_0 时, 电抗曲线 $A_0 - B_0 V_n^r$ 充分逼近 $-\text{tg}(kV_n + \varphi_0)$ 曲线, 就能得到线性移相^[2,7], 即

$$A_0 - B_0 V_n^r \approx -\text{tg}(kV_n + \varphi_0) \quad (19)$$

其中 A_0, B_0 为中心频率的设计参量, 且

$$A_0 = \omega_0 L / Z_0, \quad B_0 = 1 / (\omega_0 C_{\min} Z_0), \quad V_n = (V - V_\phi) / (V_{\max} - V_\phi)$$

当偏离中心频率时, 由于 A_0, B_0 都是频率的函数, 将不再满足 (19) 式。若移相器仍需 360° 线性移相, 则偏离 ω_0 后的变容管的电抗曲线 $A - BV_n^r$ 就需要与另外一条 tg 曲线相拟合。因此当选定合适的 A_0, B_0, γ 就会在频率变化的较大范围内, 每一条 $A - BV_n^r$ 电抗曲线都会有相应的一条 tg 曲线相拟合, 即得到了宽频带应用, 同时能保证线性移相。

偏离中心频率 ω_0 后的电抗曲线为 $A - BV_n^r$, 并设

$$A = \omega L / Z_0 = A_0(\omega / \omega_0), \quad B = 1 / (\omega C_{\min} Z_0) = B_0 / (\omega / \omega_0)$$

ω 为偏离 ω_0 后的任意频率。设 $\omega / \omega_0 = \alpha$, 则 $A = A_0 \alpha, B = B_0 / \alpha$ 。所以 (19) 式变为

$$A - BV_n^r = A_0 \alpha - (B_0 / \alpha) \cdot V_n^r \approx -\text{tg}(kV_n + \varphi_0) \quad (20)$$

其中 φ_0 为初相角。

首先确定 $A - BV_n^r$ 为满足 90° 移相时所需要的归一化 V_T 值。设 $\text{tg}\theta = A - BV_n^r$, 当 $V_n = 0$ 时, $A = \text{tg}\theta_0$, 即 $\text{tg}\theta$ 曲线与电抗曲线 $A - BV_n^r$ 两曲线的起始点重合; 当 $V_n = V_T$ 时, $A - BV_T^r = \text{tg}(\theta_0 - \pi/2)$, 即两曲线的终止点重合。解得:

$$V_T = \left[\frac{A - \operatorname{tg}(\theta_0 - \pi/2)}{B} \right]^{\frac{1}{\gamma}} \quad (21)$$

(21) 式表明 V_n 从 $(0 \sim V_T)$ 变化时, $A - BV_n^r$ 可实现 90° 移相。

其次确定偏离中心频率 ω_0 后, 电抗曲线 $A - BV_n^r$ 所能充分逼近的 $-\operatorname{tg}(kV_n + \varphi_0)$ 中的 k, φ_0 之值。在理想情况下应满足

$$A - BV_n^r = -\operatorname{tg}(kV_n + \varphi_0) \quad (22)$$

当 $V_n = 0$ 时,

$$A = -\operatorname{tg}\varphi_0 \quad \text{则} \varphi_0 = -\operatorname{tg}^{-1}(A) \quad (23)$$

当 $V_n = V_T$ 时,

$$A - BV_T^r = -\operatorname{tg}(kV_T + \varphi_0) \quad (24)$$

将 (21) 式代入 (24) 式得

$$k = (\pi/2 - \theta_0 - \varphi_0)/V_T \quad (25)$$

将 θ_0, φ_0 的表达式代入 (25) 式得

$$k = \frac{\pi}{2} / V_T \quad (26)$$

一般情况下, (22) 式不可能严格相等, 因两点匹配法在两端点之间的区间里的电抗值在某些地方与正切曲线有偏差, 偏差的大小决定了移相器的线性度、频带宽度等性能参量。两个相距 $\lambda_g/4$ 的变容二极管构成的合适电路能实现 360° 的相移。所以, 移相器的实际电抗曲线为^[2] $y = A - BV_n^r$, 其总相移 $\Phi = 4\operatorname{tg}^{-1}(y)$ 。所匹配的理想电抗曲线为 $y_0 = -\operatorname{tg}(kV_n + \varphi_0)$, 其总相移 $\Phi_0 = 4\operatorname{tg}^{-1}(y_0)$, 则移相误差

$$\begin{aligned} \Delta\Phi &= \Phi_0 - \Phi = 4[-kV_n - \varphi_0 - \operatorname{tg}^{-1}(A - BV_n^r)] \\ &= 4 \left[\frac{-\pi/2}{V_T} \cdot V_n + \operatorname{tg}^{-1}(A_0\alpha) - \operatorname{tg}^{-1} \left(A_0\alpha - \frac{B_0}{\alpha} \cdot V_n^r \right) \right] \end{aligned} \quad (27)$$

对 (27) 式进行计算机最优化处理, 在 $|\Delta\Phi| \leq 36^\circ$ 时 (即线性度 $(36^\circ/360^\circ \leq 10\%)$), 选取一组合适的 A_0, B_0, γ , 使 α 的取值范围最大, 即带宽具有几个倍频程。优化结果如图 4 所示, 在 $\gamma \approx 1.0$ 时, 移相器具有最大的频带宽度, 其值为 $0.65\omega_0$ 。另外, 变容管一旦选定后, 以最大带宽为目标的优化 A_0, B_0 的结果如表 1 所示。

结合表 1 和图 4, 选择 $\gamma \approx 1.0$ 的超突变结变容管是宽频带移相器设计的关键, 相应 $A_0 = 0.84, B_0 = 2.20$, 由 A_0 可求出串联电感 L 值, $L = (A_0 \cdot Z'_0)/\omega_0 = 4.46\text{nH}$, 由 B_0 可求出 $C_{\min}$ 值, $C_{\min} = 1/(B_0\omega_0 Z'_0) = 0.67\text{pF}$, 式中 $Z'_0 = 60\Omega$ 。由石家庄电子工业部第十三所提供的超突变结变容管的典型参数为 $C_{j(0)} = 6.89\text{pF}, C_{j(20)} = 0.57\text{pF}$, 容压指数 $\gamma \approx 1.0$, 变容比 $M \geq 10$ 。微带变容管的引脚起着串联电感 L 的作用, 控制其长短, 使 $L = 4.46\text{nH}$ 。微波集成电路制作在 $\epsilon_r = 9.6$ 的复合介质基片上。

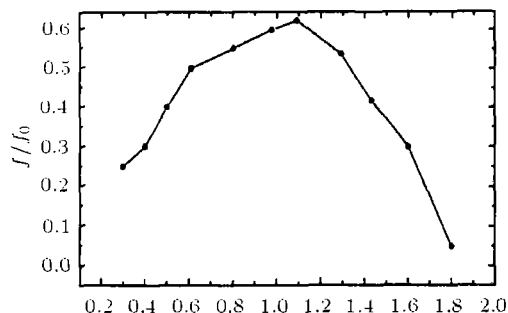
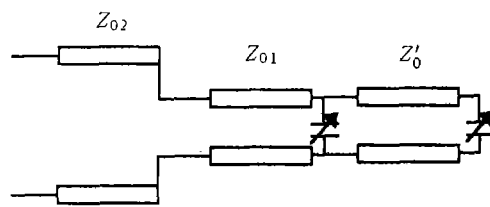
图4 变容管 γ 值与频带宽度的关系曲线

图5 采用双节变换器的移相网络

表1 A_0, B_0, γ 优化结果

γ	0.3	0.4	0.5	0.61	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8
A_0	3.70	2.65	2.35	1.75	0.95	0.84	0.55	0.46	0.30	0.25
B_0	4.35	3.60	3.32	2.80	2.55	2.20	1.80	1.72	1.70	1.64

传统的移相器的阻抗过渡匹配网络多采用单节 $\lambda/4$ 变换器^[2,6,7], 其频带宽度较窄。为使匹配网络有较高的带宽, 从而提高整个移相器的各项性能。本文采用双节 $\lambda/4$ 最平坦通带特性变换器, 如图5所示。由前述线性调相理论可知, 双节变换器中靠近变容管的 $\lambda/4$ 一节的特性阻必须为 $Z_{01} = Z'_0/2 = 30\Omega$, 则另一节特性阻抗为^[8]

$$Z_{02} = 42.17\Omega$$

根据以上的计算结果, 最终研制的 L 波段模拟移相器在 1.3~2.1GHz 范围内, 调相电压在 0~18V 之间变化时, 相位变化 $\geq 360^\circ$, 中心频率线性度优于 $\pm 2.5\%$, 边缘频率的线性度优于 10%。

3 结 束 语

微波电控移相器的设计, 关键在于移相网络反射终端变容管的选择。而变容管的选择涉及到许多网络参量的优化。所以综合考虑模拟移相器的几个性能指标的计算机辅助设计是具有重要意义的。文献[2]中对串联型移相器仅给出了 $A=2.35, B=2.78$ 的一个特定情况。目前报道的模拟移相器对电阻补偿法平衡插入损耗波动没有实际应用。本文论证了补偿电阻 R_p 的关键作用, 实验证明取得良好的效果。国内在 L 波段研制的移相器较少, 且都忽略了宽频带的性能指标, 几乎没有对带宽的讨论。本文所介绍的变容管选择法直接影响了移相器的频带宽度, 并由此优化的网络参量对电路设计起到较好的指导作用。

参 考 文 献

- [1] J. Nees, Nocontact electro-optic sampling with a GaAs injection laser, Electron. Lett., 1986, 22(17), 918-919.
- [2] R. V. Garver, 360° varactor linear phase modulator, IEEE Trans, on MTT, 1969, MTT-17(3), 137-147.
- [3] E. C. Niehenke, V. V. Dimarco, A. Friedberg, Linear analog hyperabrupt varactor diode phase shifters, 1985 IEEE MTT-S Digest, 657-660.

- [4] D. E. Dawson, A. L. Conti, S. H. Lee, G. F. Shade, An analog x-band phase shifter, IEEE 1984 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, Digest of Papers, 1984, 6-10.
- [5] 张汉基, 带宽 24-60MHz 移相 360° 压控移相器, 无线电通信技术, 1989, 15(4), 33-36.
- [6] 田小建, 孙伟等, 模拟电调相器线性化方法, 吉林大学自然科学学报, 1994, (7), 370-372.
- [7] 张湘俊, 陈忠嘉, 孙忆宁, 360° 线性移相器, 微波学报, 1991, (3), 55-59.
- [8] 清华大学编写组, 微带电路, 北京, 人民邮电出版社, 1976 年 9 月, 第八章.

DESIGN OF BROAD-BAND L BAND 360° ANALOG SIGNAL PHASE SHIFTER

Liu Ke Tian Xiaojian Liu Yue Yi Maobin

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, JiLin University Region;

Dept. of Electronic Eng., Jilin University, Changchun 130023, China)

(Hebei Semiconductor Research Institute, Shijiazhuang 050051, China)

Abstract A 360° broad-band analog phase shifter is designed by means of CAD. Linear phase-shift, balancing insertion loss and expanding bandwidth of phase shifter are analyzed in detail. The objective function about phase shifter's bandwidth is also deduced. The analog phase shifter which uses hyperabrupt varactor chips is fabricated with MIC technology. In the frequency range of 1.3~2.1GHz, continuous variable phase-shifter up to 360° and linear deviation of less than $\pm 2.5\%$ can be obtained. Its insertion loss varies less than 3dB. Comparing with reported phase shifters, its performances are excellent.

Key words Insertion loss fluctuation, Linear phase-shift, Hyperabrupt varactor

刘 克: 男, 1973 年生, 硕士, 主要研究方向为高速电子学与微波系统, 高速集成电路光电测量.
田小建: 男, 1957 年生, 副教授, 中国电子学会高级会员, 主要研究方向为高速电子学与微波系统.
刘 悦: 男, 1960 年生, 高级工程师, 主要研究方向为微波半导体器件设计与制作.
衣茂斌: 男, 1935 年生, 教授, 博士生导师, 现从事高速电子学与光电子学专业研究工作.