

毫米波波导窄壁 E 面槽定向耦合器的研究

戎敖生 李嗣范

(东南大学无线电工程系,南京)

摘 要

本文提出了一种新型的毫米波波导窄壁 E 面槽定向耦合器及其优化设计方法。耦合区由一系列敷在介质基片上的双侧 E 面槽构成,可用光刻技术制作。优化设计基于修正的广义传输参量,考虑了膜片的厚度效应和耦合区相邻不连续性间的高次模相互作用。给出了 Ka 波段 3dB 定向耦合器的优化设计结果,研制了相应的实验样品。

关键词: 波导,定向耦合器,毫米波,广义传输参量

一、引 言

在微波、毫米波系统中,定向耦合器是一种用途十分广泛的电路元件。业已证明:通过矩形波导公共壁上的耦合小孔或耦合槽实现的定向耦合器是一种简单、有效的立体型结构型式^[1,2],其中,以长、短槽定向耦合器和单、多孔定向耦合器最为典型^[3-5]。但这些定向耦合器一般都需要附加调谐螺钉进行匹配或抑制寄生模式,从而使设计和制造复杂化。

本文提出了一种新型的毫米波波导窄壁 E 面槽定向耦合器,其结构如图 1 所示。主、副波导通过置于公共窄壁上的一系列满高变双侧 E 面槽实现耦合,形式上类似由纯金属膜片构成的定向耦合器^[6]。它具有下列特点:(1)无需附加电路元件进行匹配,这是因为该定向耦合器结构中出现的各种不连续性及其相互作用已经纳入分析和设计中;(2)平面立体型结构,其中耦合区为平面型,可用光刻技术制作,有利于降低电路制作成本;(3)功率容量大,适合于功率合成器等大功率应用场合。文中提出了该定向耦合器的优化设计方法。借助广义矩形波导概念,利用矩量法分别求出波导-膜片、槽-膜片不连续性的修正广义传输参量。

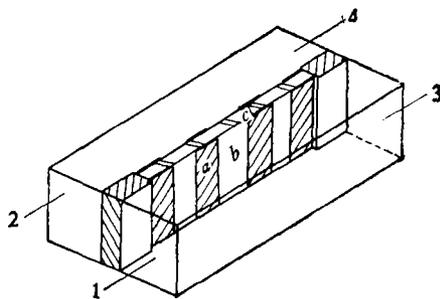


图 1 定向耦合器结构示意图

(a——膜片, b——耦合槽, c——介质基片)

利用网络分析技术,考虑不连续性之间的高次模相互作用,求出定向耦合器总的散射参量. 根据给定的定向耦合器指标要求,利用优化程序确定定向耦合器的结构参数.

二、理论分析

波导窄壁 E 面槽定向耦合器实际上是一个四端口网络,直接对它进行分析一般较为困难,但考虑到主、副波导结构上的对称性,可以沿对称面一分为二,利用奇偶模概念和迭加原理,使之分解成如图 2(a) 和 (b) 所示的两个二端口网络进行分析.

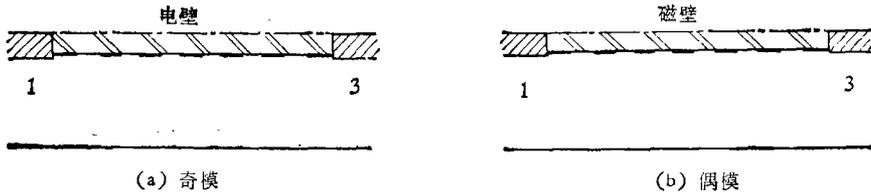


图 2 定向耦合器的分解

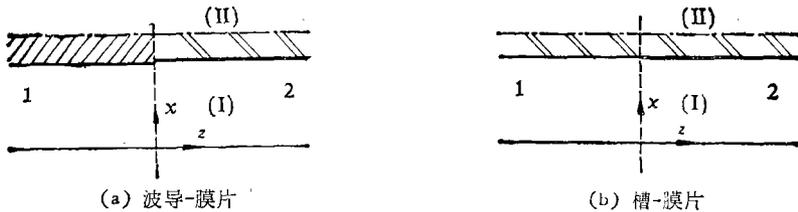


图 3 定向耦合器中的不连续性

构成上述二端口网络的基本单元是如图 3(a) 和 (b) 所示的波导-膜片、槽-膜片不连续性结构. 下面,将首先计算该不连续性的等效参量. 引入广义矩形波导概念. 定义波导 2, 它由波导 I 和波导 II 组合而成,其归一化矢量模式函数 $e_{2m}(x, y)$ 由波导 I 和波导 II 的归一化矢量模式函数 $e_{1m}(x, y)$ 和 $e_{II m}(x, y)$ 由下列方式延拓得到:

$$e_{2m}(x, y) = \begin{cases} e_{1m}(x, y), & (x, y) \in \text{波导 I}, \\ e_{II m}(x, y), & (x, y) \in \text{波导 II}, \\ 0, & (x, y) \notin \text{波导 I 和波导 II}. \end{cases} \quad (1)$$

很显然,上述延拓函数自然地考虑了膜片的厚度效应,如果将其乘上适当的归一化系数,并给

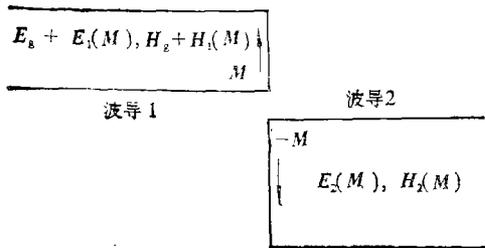


图 4 等效波导接头

以适当排列和编号,即得广义波导 2 的归一化矢量模式函数. 这样,图 3(a) 和 (b) 所示的不连续性可统一地用两个不同矩形波导的接头来表示(如图 4 所示).

接头的网络参量可用矩量法予以求得. 因为主、副波导的公共窄壁厚度和耦合区中沉积在介质基片上的 E 面槽及膜片仅在 x 方向(沿波导宽壁)产生不连续性,而在 y 方向

(沿波导窄壁)无结构变化,故分析中仅需考虑高次的 TE_{m0} 本征模. 应用等效原理^[7],上述问

题可以表述为: 接头被一理想导体面代替后, 波导 1 中的场与激发场和由磁流源

$$\mathbf{M} = \mathbf{u}_z \times \mathbf{E}_1|_{z=0} \quad (2)$$

产生的场的合成场等效; 波导 2 中的场与由 $(-\mathbf{M})$ 产生的场等效。据此, 可以写出接头两侧的横向电磁场如下:

$$\mathbf{E}_1 = \begin{cases} \sum_m a_m \exp(-\gamma_{1m} z) \mathbf{e}_{1m} - \sum_m a_m \exp(\gamma_{1m} z) \mathbf{e}_{1m} \\ \quad + \sum_m c_m \exp(\gamma_{1m} z) \mathbf{e}_{1m}, & z < 0, \\ \sum_m b_m \exp(-\gamma_{2m} z) \mathbf{e}_{2m}, & z > 0, \end{cases} \quad (3a)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{cases} \sum_m a_m Y_{1m} \exp(-\gamma_{1m} z) \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{1m} + \sum_m a_m Y_{1m} \exp(\gamma_{1m} z) \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{1m} \\ \quad - \sum_m c_m Y_{1m} \exp(\gamma_{1m} z) \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{1m}, & z < 0, \\ \sum_m b_m Y_{2m} \exp(-\gamma_{2m} z) \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{2m}, & z > 0, \end{cases} \quad (3b)$$

式中, 系数 a_m , b_m 和 c_m 分别表示第 m 个人射模, 由 $(-\mathbf{M})$ 和 \mathbf{M} 产生的第 m 个模的模式系数, Y_{1m} 和 Y_{2m} 表示第 m 个模的特性导纳, 归一化矢量模式函数 \mathbf{e}_{1m} 和 \mathbf{e}_{2m} 满足正交归一化条件。

由(2)式引入的等效磁流源 \mathbf{M} 保证了不连续性面上的横向电场的连续性, 而要使横向磁场连续, 必须有

$$2 \sum_m a_m Y_{1m} \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{1m} = \sum_m c_m Y_{1m} \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{1m} + \sum_m b_m Y_{2m} \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{2m}. \quad (4)$$

如果(4)式被严格满足, 那么就得到了问题的精确解, 本文借助矩量法求近似解。

截断(4)式中的求和项数, 考虑有限数目的本征模。不失一般性, 取波导 1 和 2 中本征模式数分别为 P 和 $Q (P > Q)$ 。

选取适当的实值磁流源基函数集 $\{\mathbf{M}_n |_{n=1,2,\dots,Q}\}$ 和加权基函数集 $\{\mathbf{W}_n |_{n=1,2,\dots,Q}\}$ 。将 \mathbf{M} 按磁流源基函数集展开, 如果记接头的广义散射参量

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix},$$

则遵循矩量法的一般步骤, 可以得到在 Galerkin 情形下 $\{\mathbf{W}_n = \mathbf{M}_n |_{n=1,2,\dots,Q}\}$, 上述各个子矩阵如下^[6]:

$$\begin{aligned} [S_{11}]_{P \times P} &= 2[H_1]([Y_1] + [Y_2])^{-1}[H_1]^t[Y_1] - [I], \\ [S_{12}]_{P \times Q} &= 2[H_1]([Y_1] + [Y_2])^{-1}[H_2]^t[Y_2], \\ [S_{21}]_{Q \times P} &= 2[H_2][Y_1] + [Y_2])^{-1}[H_1]^t[Y_1], \\ [S_{22}]_{Q \times Q} &= 2[H_2]([Y_1] + [Y_2])^{-1}[H_2]^t[Y_2] - [I], \end{aligned} \quad (5)$$

式中 $[I]$ 为单位矩阵, t 表示矩阵转置。

$$\begin{aligned} [\mathbf{Y}_q] &= [\mathbf{H}_q]^t [\mathbf{Y}_q] [\mathbf{H}_q], \\ [\mathbf{Y}_q] &= \text{diag}(Y_{qm}), \\ [\mathbf{H}_q] &= (H_{qmn}), \quad H_{qmn} = \iint_S \mathbf{M}_n \cdot \mathbf{u}_z \times \mathbf{e}_{2n} dx dy, \end{aligned}$$

可以证明^[8]: 上述子矩阵 $[S_{ij}] (i, j = 1, 2)$ 之间存在如下关系:

$$\begin{aligned} [S_{11}] &= [H][S_{21}] - [I], \\ [S_{12}] &= [H]([S_{22}] + [I]), \\ [S_{21}] &= [Y_2]^{-1}[S_{12}]^t[Y_1], \end{aligned} \quad (6)$$

式中

$$[H] = (H_{mn})_{P \times Q}, \quad H_{mn} = \iint_S \mathbf{e}_{1m} \cdot \mathbf{e}_{2n} dx dy.$$

在波导窄壁 E 面槽定向耦合器的优化设计中, 计算出满足给定指标要求的结构参数所要花费的 CPU 时间, 主要取决于定向耦合器总的散射参量的计算量大小, 如何高效率地计算出总的散射参量将是设计该定向耦合器的关键。在这方面, 与优化设计 E 面带通滤波器表现得有所不同。对于 E 面带通滤波器, 由于相邻膜片间的距离(谐振腔长度)通常有近 1/2 中心波导波长, 相邻膜片间的高次模相互作用较弱, 因而只要利用少数几阶高次模, 甚至仅主模就足够满足优化设计要求。然而, 对于上述定向耦合器, 由于相邻膜片间相距长短不一, 高次模相互作用表现得有强有弱。这样, 就不可能利用少数几阶高次模来计算定向耦合器总的散射参量。

根据网络分析理论, 直接利用单元子网络的广义散射参量, 计算由子网络级联构成的总网络的广义散射参量, 运算效率一般较低。为了提高运算效率, 缩短优化过程, 下面将代替广义散射参量, 用广义传输参量表示不连续性的网络特性。根据通常的定义, 在 $P \approx Q$ 的一般情形下, 传输参量无意义。为此, 基于 Mansouri^[9] 提出的思想, 定义修正的广义传输参量如下。

从(5)式中提取代表前面 Q 个本征模散射参量的元素, 构造新的 $Q \times Q$ 阶子矩阵 $[S_{11Q}]$, $[S_{12Q}]$, $[S_{21Q}]$ 和 $[S_{22Q}]$, 修正的广义传输参量由下列参量变换公式得到:

$$\begin{aligned} [T_{11}] &= [S_{21Q}]^{-1}, \quad [T_{21}] = [S_{11Q}][S_{21Q}]^{-1}, \quad [T_{12}] = -[S_{21Q}]^{-1}[S_{22Q}], \\ [T_{22}] &= -[S_{11Q}][S_{21Q}]^{-1}[S_{22Q}] + [S_{12Q}]. \end{aligned} \quad (7)$$

设 A_1 , B_1 和 A_2 , B_2 分别表示波导 1 和波导 2 中的入射波、出射波, 记

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^F & T_{12}^F \\ T_{21}^F & T_{22}^F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

和

$$\begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{22}^R & T_{21}^R \\ T_{12}^R & T_{11}^R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

则利用(7)式得到

$$\begin{aligned} [T_{11}^F] &= \frac{1}{2} [Y_{1Q}]^{-1} ([H_{1Q}]^t)^{-1} ([Y_1] + [Y_2])[H_2]^{-1}, \\ [T_{12}^F] &= [T_{11}^F] - [Y_{1Q}]^{-1} ([H_{1Q}]^t)^{-1} [H_2][Y_2], \\ [T_{21}^F] &= [H_Q] - [T_{11}^F], \\ [T_{22}^F] &= [H_Q] - [T_{12}^F], \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
 [T_{22}^R] &= \frac{1}{2} [Y_2]^{-1} ([H_2]')^{-1} ([Y_1] + [Y_2]) [H_{10}]^{-1}, \\
 [T_{21}^R] &= [T_{22}^R] - [Y_2]^{-1} ([H_2]')^{-1} [H_{10}]' [Y_{10}], \\
 [T_{12}^R] &= [H_2] [H_{10}]^{-1} - [T_{22}^R], \\
 [T_{11}^R] &= [H_2] [H_{10}]^{-1} - [T_{21}^R].
 \end{aligned} \tag{11}$$

至此,得到了波导-膜片、槽-膜片不连续性的修正广义传输参量。接下来的问题就是如何求得图 2 所示的二端口网络的等效参量。因为它们是由波导-膜片、槽-膜片等不连续性和均匀传输线依次级联而成,从原理上说,直接利用上述修正的广义传输参量进行乘积计算二端口网络的等效参量将使计算量最小,但这个过程往往会出现数值不稳定问题^[10]。为此,本文利用下述计算方法。

设有广义传输矩阵

$$\begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix}, \tag{12}$$

如果 A_1 与 B_1 有如下关系:

$$[B_1] = [L][S^{(1)}][L][A_1], \tag{13}$$

式中 $[L]$ 为对角阵, $[S^{(1)}]$ 为方阵。

则从(12)和(13)式可以得到

$$\begin{aligned}
 [B_2] &= [S^{(2)}][A_2], \\
 [S^{(2)}] &= ([T_{21}] + [T_{22}][L][S^{(1)}][L])([T_{11}] \\
 &\quad + [T_{12}][L][S^{(1)}][L])^{-1}.
 \end{aligned} \tag{14}$$

在假定定向耦合器同时沿纵向呈现结构对称性的前提下,二端口网络可以进一步归结为一端口网络的分析。而一端口网络的反射参量可以利用(14)式,按图 5 所示的计算框图求得。

图中, w_1, w_2, \dots, w_N 表示均匀传输线的长度,亦即 E 面槽和膜片的长度; $T^{(1)}, T^{(2)}, \dots, T^{(N-1)}$ 表示槽-膜片不连续性的修正广义传输参量; $T^{(N)}$ 表示波导-膜片不连续性的修正广义传输参量。

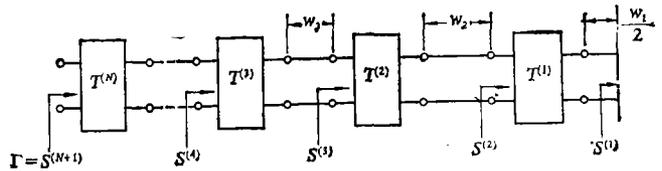


图 5 一端口网络反射参量的计算框图

波导窄壁 E 面槽定向耦合器总的散射参量为

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 1/4(\Gamma_m^m + \Gamma_e^m + \Gamma_m^e + \Gamma_e^e), \\
 S_{21} &= 1/4(\Gamma_m^m + \Gamma_e^m - \Gamma_m^e - \Gamma_e^e), \\
 S_{31} &= 1/4(\Gamma_m^m - \Gamma_e^m + \Gamma_m^e - \Gamma_e^e), \\
 S_{41} &= 1/4(\Gamma_m^m - \Gamma_e^m - \Gamma_m^e + \Gamma_e^e),
 \end{aligned} \tag{15}$$

这里,上标 e 和 m 对应于主、副波导的奇模和偶模激励(横向对称);下标 e 和 m 对应于同一波导内的奇模和偶模激励(纵向对称)。

三、优化设计

优化设计波导窄壁 E 面槽定向耦合器,首先必须编制计算定向耦合器总的散射参量的分

析程序。因为波导-膜片、槽-膜片不连续性的修正广义传输参量仅依赖于工作频率、波导尺寸、介质基片的特性参数和敷在介质基片两侧的E面膜片厚度,一般来说,这些物理参数可作为已知量事先选定。因此,不连续性的修正广义传输参量可在优化设计前单独进行计算,并作为数据文件存入计算机内存供调用。这样,有利于提高优化设计效率。

对于定向耦合器,通常的要求是:频带宽、输入驻波比小、耦合度平坦和隔离度高。据此以耦合区中敷在介质基片上的E面槽和膜片的长度为自变量,建立形如

$$F(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^K \left(\left(\frac{S_{11D}}{|S_{11}(f_k)|} \right)^2 + \left(\frac{S_{21D}}{|S_{21}(f_k)|} \right)^2 + \left(\frac{||S_{41}(f_k)| - S_{41D}|}{S_{41T}} \right)^2 \right) \quad (16)$$

的目标函数。式中 $\mathbf{x} = (s_1, s_2, \dots, s_N, w_1, w_2, \dots, w_{N+1})^t$; s_1, s_2, \dots, s_N 表示E面槽的长度, w_1, w_2, \dots, w_{N+1} 表示E面膜片的长度。设计过程中,利用结构对称性,自变量的独立个数可大为减少;K表示优化区间内频率采样点 f_k 的数目; S_{11D}, S_{21D} 和 S_{41D} 是给定的输入端的反射系数、隔离端的隔离系数和耦合端的耦合系数,单位为 dB; S_{41T} 是优化区间内耦合系数的容差(平坦度); $S_{11}(f_k), S_{21}(f_k)$ 和 $S_{41}(f_k)$ 是定向耦合器在 f_k 处的总的散射参量,文中通过计算机分析程序算出。

利用优化子程序调整自变量,直到满足给定的指标要求,从而确定自变量。因为由(16)式定义的目标函数无法用自变量的解析形式表示,所以要得到目标函数关于自变量的偏导数是比较困难的。为此,优化子程序利用了不含偏导数信息的改进型单纯形法^[11]。

为了保证优化设计的定向耦合器工艺上可以实现,程序中给自变量附加了下列约束条件:

$$\begin{aligned} s_{in} < s_n < s_{un}, \\ w_{in} < w_n < w_{un}, \end{aligned}$$

式中, s_{un}, s_{in} 和 w_{un}, w_{in} 分别表示E面槽和膜片长度的上、下限。

四、设计结果

合理选取等效磁流源基函数集 $\{M_n | n=1,2,\dots,Q\}$, 本征模式数 P, Q 及其比值 P/Q 对于优化设计波导窄壁E面槽定向耦合器是重要的。本文拟取 M_n 在波导宽壁方向为分段正弦函数。为了确定 P, Q 及其比值 P/Q , 观察了定向耦合器的耦合系数 $|S_{41}|$ 与 P, Q 的依赖关系。计算发现:当比值 P/Q 为一定时, $|S_{41}|$ 随着 Q 的增加呈现单调下降趋势;当改变 P/Q 值时,观察到 P/Q 在 1.2~1.5 之间, $|S_{41}|$ 随着 Q 的变化较为平缓。

作为示例,优化设计了 Ka 波段 3dB 12 槽定向耦合器。设计中,介质基片选用 RT/duroid 5880, 12 槽定向耦合器由被一段长为 l 的均匀传输线(含E面膜片部分)连接的两个

表1 定向耦合器的优化设计参数

波导尺寸 $a \times b$ (mm ²)	基片参数			E 面槽 (mm)			E 面膜片 (mm)				
	l (mm)	d (mm)	ϵ_r	$s_1 = s_7 = s_{12}$	$s_2 = s_8 = s_{11}$	$s_3 = s_4 = s_9 = s_{10}$	l_7	$l_1 = l_{13}$	$l_2 = l_5 = l_9 = l_{11}$	$l_3 = l_6 = l_{12}$	$l_4 = l_{10}$
7.12×3.56	17	0.254	2.22	1.91	2.86	3.16	8.0	4.88	1.47	0.58	0.74

结构相同的、沿纵向对称的 6 槽定向耦合器组合而成。固定 l ，以 6 槽定向耦合器的 E 面槽和膜片长度为优化自变量。定向耦合器剖面结构(图 6)及其耦合器的优化设计参数由表 1 给出。

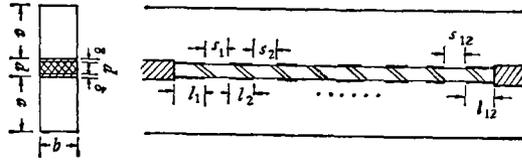


图 6 定向耦合器的剖面结构

图 7 示出了定向耦合器的优化性能。不难看出，在优化区间 (32.5—36.5GHz) 内，定向耦合器的耦合系数 $|S_{41}|$ 和传输系数 $|S_{31}|$ 随频率 f 的变化非常平坦；反射系数 $|S_{11}|$ 和隔离系数 $|S_{21}|$ 的值几乎相等，且隔离度不小于 25dB。

根据表 1 给出的优化设计参数，研制了相应实验样品，在 Ka 波段测试系统上进行性能测试，实测结果如图 8 所示。图中， L 表示隔离度， C 表示耦合度，VSWR 表示输入驻波比。

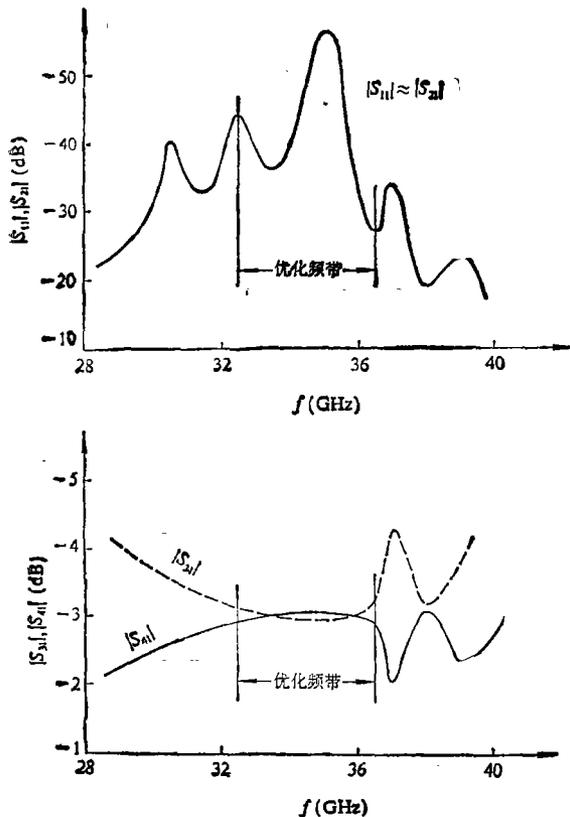


图 7 Ka 波段实验样品的测试结果
($a \times b = 7.112 \times 3.556 \text{ mm}^2$, $l = 8 \text{ mm}$, $d = 0.254 \text{ mm}$,
 $\epsilon_r = 2.22$)

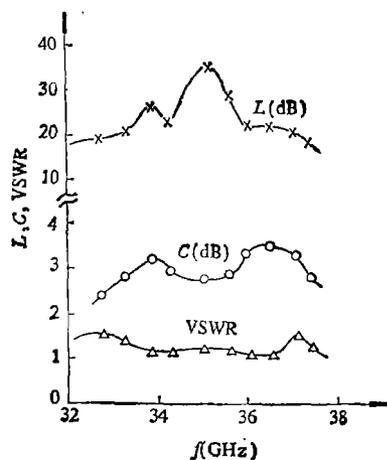


图 8 Ka 波段定向耦合器的优化性能
($a \times b = 7.112 \times 3.556 \text{ mm}^2$, $l = 8 \text{ mm}$,
 $d = 0.254 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.22$)

五、结 论

波导窄壁 E 面槽定向耦合器集平面电路和立体电路于一体, 与传统的窄壁槽定向耦合器相比, 具有结构简单、制造成本低廉、重复性好等优点, 因而更适合毫米波频段的应用。文中提出了该定向耦合器的优化设计方法, 给出了 Ka 波段 3dB 12 槽定向耦合器的优化设计结果, 表明了这种结构性能优良。研制的实验样品, 其实测结果与理论值在趋势上一致。我们将通过进一步的分析和实验改善该定向耦合器的性能, 使之实用化。

参 考 文 献

- [1] Levy, R., *Advances in Microwaves* (Ed. Young, L.), London, Academic Press, 1966, 115—209.
- [2] Cohn, S. B. et al., *IEEE Trans. MTT*, 32(1984), 1046—1053.
- [3] Riblet, H. J., *Proc. of IRE*, 40(1952), 180—184.
- [4] Tomiyasu, K. et al., *ibid.*, 41(1953), 922—926.
- [5] Levy, R., *IEEE Trans. MTT*, 28(1980), 331—338.
- [6] Schmiedel, H. et al., *ibid.*, 34(1986), 791—798.
- [7] Harrington, R. F., *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, New York, McGraw-Hill, 1961.
- [8] 戎敖生、李嗣范, 电子科学学刊, 11(1989), 1: 1—9.
- [9] Mansour, R. R. et al., *IEEE Trans. MTT*, 34(1986), 1490—1498.
- [10] Omar, A. S. et al., *ibid.*, 33(1985), 765—77.
- [11] 席少霖, 最优化方法, 上海科技出版社, 1982.