

# 矩形微带天线的带宽和宽频带技术\*

钟 顺 时

(西北电讯工程学院)

## 提 要

本文从空腔模型理论出发,导出了矩形微带天线方向图带宽和阻抗带宽的一组计算公式和曲线,并用实验结果作了验证。归纳和讨论了展宽频带的三条途径和潜力,并提出了简便易行的用枝节匹配与增厚基片相结合的展宽频带技术。已用厚0.05波长的实验单元进行了双枝节匹配,达到了13%的带宽(驻波比不大于2)。

## 一、引 言

矩形微带天线作为一种结构简单、剖面低、造价低廉的新颖印刷辐射单元,近年来获得了广泛的应用和研究<sup>[1]</sup>。但是其带宽通常为(1—5)%,因而在某种程度上限制了它的应用范围。

微带天线的方向图带宽是宽的,主要限制在于阻抗带宽。至今尚未见文献就微带天线的方向图带宽进行分析和计算。但无论就理解机理或是就获得更宽频带,都要求能对方向图带宽进行研究和估算。本文从罗远祉(Y. T. Lo)教授等人<sup>[2]</sup>提出的空腔模型理论出发,对矩形微带天线的方向图带宽作了初步研究,提出了简便的估算方法,并讨论了展宽原理。

天线的阻抗带宽通常根据馈线驻波比或反射损失来定义。文献[3]首先给出了微带天线元驻波比不大于 $s$ 的带宽计算公式:

$$BW = \frac{s-1}{\sqrt{s} Q} \times 100\%, \quad (1)$$

式中 $Q$ 为微带元品质因数。但该文未给出推导过程,没有指明其应用条件。鉴于此式已被广泛引用<sup>[1,4]</sup>,本文基于空腔模型给予简明推导,并明确其应用条件。此外,现有曲线都不便于直接用来计算任意长宽比情况下的矩形微带元的品质因数 $Q$ 。本文将导出计算任意长宽比矩形微带元的辐射品质因数 $Q_r$ 的曲线,从而可方便地得出其品质因数 $Q$ 和阻抗带宽 $BW$ 。所得结果用实验作了验证。在理解了微带天线阻抗带宽窄的机理的基础上,本文归纳出展宽频带有三种途径,并介绍一种简易实用的宽频带技术。

本文的讨论虽然是就矩形微带天线进行的,但也可推广于圆形微带天线等天线元。

\* 1983年7月22日收到。

## 二、矩形微带天线的方向图带宽

矩形微带天线几何关系如图 1 所示, 导体贴片尺寸为  $a \times b$ , 介质基片的相对介电常数为  $\epsilon_r$ , 厚为  $h$ . 当  $h \ll \lambda$  ( $\lambda$  为工作波长), 天线内场可由上下为电壁, 四周为磁壁的空腔模型很有效地表示<sup>[2]</sup>. 所激发的是相对于  $z$  轴的  $\text{TM}_{mn}$  模, 波数为

$$k_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}; \quad (2)$$

谐振频率为

$$f_{mn} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_c}} \sqrt{m^2 + n^2 \left(\frac{a}{b}\right)^2}, \quad (3)$$

式中  $c$  为光速,  $\epsilon_c$  为等效相对介电常数, 可由下式算出(对  $\text{TM}_{01}$  模):

$$\epsilon_c = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{a}\right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (4)$$

为计入边缘效应, (2) 和 (3) 式中的  $a$  和  $b$  应分别用  $a + \Delta$  和  $b + \Delta$  来代入(下同). 作为一级近似, 可取  $\Delta \approx h^{[5]}$ .

矩形微带天线通常都工作于  $\text{TM}_{01}$  模(或  $\text{TM}_{10}$  模), 这时它具有以  $z$  轴为最大辐射方向的单向边射方向图. 本文的研究将限于这种工作模式, 其谐振频率为:

$$f_{01} = \frac{c}{2b\sqrt{\epsilon_c}}. \quad (5)$$

设  $a \geq b$ , 则低端相邻模的谐振频率为  $f_{10}$ , 高端相邻模的谐振频率为  $f_{11}$  或  $f_{20}$ :

$$\left. \begin{aligned} f_{10} &= \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_c}}, \\ f_{11} &= \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_c}} \sqrt{1 + \left(\frac{a}{b}\right)^2}, \\ f_{20} &= \frac{c}{a\sqrt{\epsilon_c}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

由此, (0, 1) 模的单模工作区间限于  $f_{10} - f_{11}$  (当  $1 \leq a/b \leq \sqrt{3}$ ) 或  $f_{10} - f_{20}$  (当  $a/b \geq \sqrt{3}$ ). 实际上, 相邻模在其谐振点附近也会被激励到一定程度, 从而引起方向图的畸变, 因此 (0, 1) 模作为优势模的工作带宽要窄于上述区间. 如果我们取相邻的 ( $m, n$ ) 模激励电压下降到其谐振值的  $1/R$  (例如取  $R = \sqrt{5}$ ; 根据允许的方向图恶化来选取  $R$ ) 时的频带作为其激励带宽  $\Delta f_{mn}$ , 则 (0, 1) 模的优势模工作带宽为:

$$\left(f_{10} + \frac{\Delta f_{10}}{2}\right) - \left(-f_{11} - \frac{\Delta f_{11}}{2}\right), \quad \text{当 } 1 \leq \frac{a}{b} \leq 1.73$$

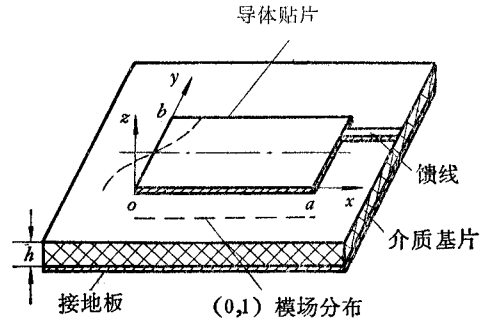


图 1 矩形微带天线几何关系

或

$$\left(f_{10} + \frac{\Delta f_{10}}{2}\right) - \left(f_{20} - \frac{\Delta f_{20}}{2}\right), \quad \text{当 } \frac{a}{b} \geq 1.73. \quad (7)$$

此式可用来估算 (0,1) 模的方向图带宽。

根据微带天线等效电路可算出  $\Delta f_{mn}$ 。当微带天线工作于某  $(m, n)$  模式的谐振频率附近,而又远离其它模谐振点时,其阻抗特性如同一个简单的  $RLC$  并联电路<sup>[6]</sup>。该电路的输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{mn}} + j\left(\omega C_{mn} - \frac{1}{\omega L_{mn}}\right)}$$

或

$$Z_{in} = \frac{R_{mn}}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f}\right)}, \quad (8)$$

式中  $R_{mn}$  为谐振电阻,  $L_{mn}$ 、 $C_{mn}$  分别为等效电感和电容。令

$$\frac{|Z_{in}|}{R_{mn}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{5}}, \quad (9)$$

则有

$$1 + Q^2\left(\frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f}\right)^2 = 5, \quad \frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f} = \pm \frac{2}{Q}.$$

得二根:

$$f_1 = \frac{f_{mn}}{Q} + \sqrt{\left(\frac{f_{mn}}{Q}\right)^2 + f_{mn}^2}, \quad f_2 = -\frac{f_{mn}}{Q} + \sqrt{\left(\frac{f_{mn}}{Q}\right)^2 + f_{mn}^2}.$$

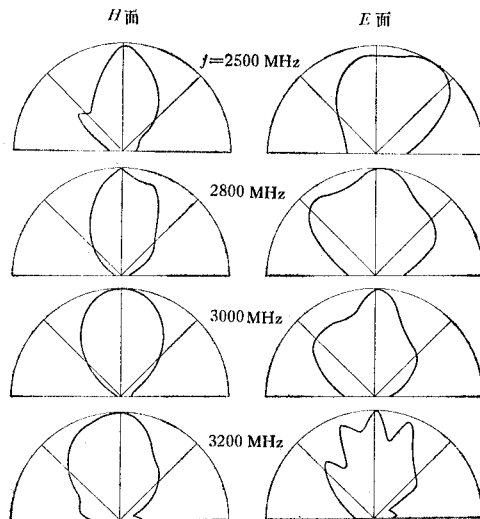


图2 不同频率上的方向图

从而得

$$\Delta f_{mn} = f_1 - f_2 = \frac{2f_{mn}}{Q} \quad (10)$$

Q 值的计算见下节。

用厚 5mm 的聚四氟乙烯玻璃纤维敷铜板制作了一个实验微带天线。其参数为  $a =$

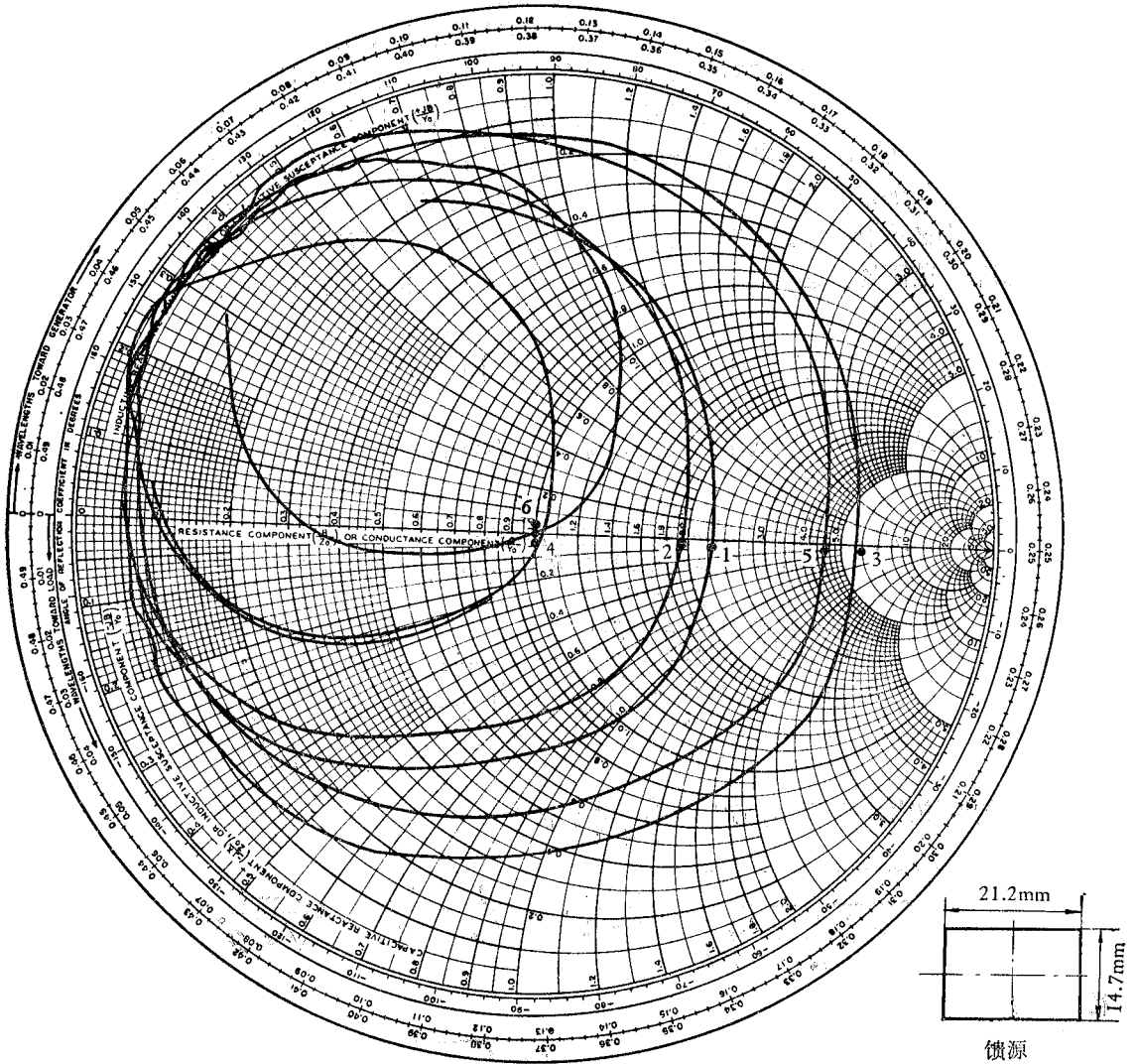


图 3 多模式的阻抗轨迹  $h = 1.6\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.62$

$f_{ms}$ 测试值 (MHz)	①	②	③	④	⑤	⑥
$f_{mn}$ 计算值 (MHz)	$f_{01} = 627$	$f_{20} = 872$	$f_{21} = 1074$	$f_{02} = 1254$	$f_{22} = 1527$	$f_{40} = 1744$
	$f_{10} = 436$	$f_{11} = 764$	$f_{12} = 1327$	$f_{30} = 1308$	$f_{31} = 1450$	$f_{32} = 1812$

43mm,  $b = 29\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\epsilon_c = 2.32$ ; 由下节可算出  $Q = 11.3$ . 求得  $f_{01} = 2908\text{MHz}$ ,  $f_{10} = 2060\text{MHz}$ ,  $f_{11} = 3564\text{MHz}$ ,  $\Delta f_{10}/2 = 182\text{MHz}$ ,  $\Delta f_{11}/2 = 315\text{MHz}$  (作为近似估算,取了相同的  $\epsilon_c$  和  $Q$  值). 故  $(0, 1)$  模的方向图频带为  $2242\text{--}3249\text{MHz}$ , 即相对带宽为  $1007/2745 = 36.7\%$ .

图 2 所示为该实验模型的测试方向图. 可见在计算的频带范围内一般来说方向图特性良好, 只是当靠近频带边频时 ( $3200\text{MHz}$ ) 方向图有较大的畸变.

(7) 式是就一般情况得出的. 如果适当选择馈电方式或用其它方法来抑制  $(1, 0)$ ,  $(1, 1)$  或  $(2, 0)$  模的激发, 方向图带宽将比 (7) 式更宽. 例如, 若馈电点选在  $a$  边中线上, 则  $(1, 0)$ ,  $(1, 1)$  和  $(3, 0)$  等模都不会被激励, 使  $(0, 1)$  模的单模工作区域大大展宽. 图 3 所示就是这样馈电时的一个实测阻抗轨迹, 图下表中已列出了测试的和利用 (3)、(4) 式计算的谐振频率. 由图看出, 只有  $(0, 1)$ ,  $(2, 0)$  等模出现谐振点,  $(1, 0)$ ,  $(1, 1)$  等模都被抑制掉了. 文献 [7] 中介绍的双频矩形微带天线就是应用这一原理来增大双频调节的范围的. 这样馈电时, 若取  $a/b = 1$ , 方向图带宽可超过 1 个倍频程.

### 三、矩形微带天线的阻抗带宽

根据 (8) 式, 若微带天线谐振电阻  $R_{mn}$  等于馈线特性阻抗, 则馈线上反射系数模值为:

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_{in} - R_{mn}}{Z_{in} + R_{mn}} \right| = \left| \frac{1 - R_{mn}/Z_{in}}{1 + R_{mn}/Z_{in}} \right|$$

$$= \left| \frac{-jQ \left( \frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f} \right)}{2 + jQ \left( \frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f} \right)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4}{Q^2 \left( \frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f} \right)^2}}};$$

若用馈线的驻波比  $s$  表示, 则  $|\Gamma| = \frac{s-1}{s+1}$ ; 故有

$$\sqrt{1 + \frac{4}{Q^2 \left( \frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f} \right)^2}} = \frac{s+1}{s-1}, \quad \frac{f}{f_{mn}} - \frac{f_{mn}}{f} = \pm \frac{s-1}{\sqrt{s} Q}$$

得二根:

$$f_H = \frac{s-1}{2\sqrt{s} Q} f_{mn} + \sqrt{\left( \frac{s-1}{2\sqrt{s} Q} f_{mn} \right)^2 + f_{mn}^2},$$

$$f_L = -\frac{s-1}{2\sqrt{s} Q} f_{mn} + \sqrt{\left( \frac{s-1}{2\sqrt{s} Q} f_{mn} \right)^2 + f_{mn}^2}.$$

从而得驻波比不大于  $s$  的相对带宽为

$$\text{BW} = \frac{f_H - f_L}{f_{mn}} = \frac{s-1}{\sqrt{s} Q}. \quad (11)$$

上述推导表明, (11) 式只能应用于天线具有简单  $RLC$  谐振电路的阻抗特性时, 即微带天线元工作于其谐振频率附近时, 而且在谐振频率上它与馈线是匹配的。

微带天线的品质因数可表示为<sup>[6]</sup>:

$$Q = \frac{2\omega W_c}{P_r + P_c + P_d + P_{sw}}, \quad (12)$$

$\omega$  为角频率 ( $2\pi f$ ),  $W_c$  为电场储能的时间平均值,  $P_r$ 、 $P_c$ 、 $P_d$  和  $P_{sw}$  分别为辐射、导体损耗、介质损耗和表面波损耗的功率。令  $P_r$ 、 $P_c$ 、 $P_d$  和  $P_{sw}$  所对应的  $Q$  值分别为  $Q_r$ 、 $Q_c$ 、 $Q_d$  和  $Q_{sw}$ , 则

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}}. \quad (13)$$

对于 (0, 1) 模, 微带天线内场  $E_z = E_0 \cos(\pi y/b)$ , 故

$$W_c = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r h \int_0^a \int_0^b |E_z|^2 dx dy = \frac{1}{4} \epsilon_0 \epsilon_r h ab |E_0|^2, \quad (14)$$

式中  $\epsilon_0$  为自由空间介电常数。

为计算辐射功率  $P_r$ , 取以贴片中心为原点的球坐标  $(r, \theta, \varphi)$ , 则矩形微带天线 (0, 1) 模的辐射场可用下式近似(只计入沿  $a$  边两侧的辐射):

$$\left. \begin{aligned} E_\theta &= -j \frac{2hE_0}{\pi r} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right)}{\sin\theta} \cos\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin\theta \sin\varphi\right) \tan\varphi, \\ E_\varphi &= j \frac{2hE_0}{\pi r} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right)}{\sin\theta} \cos\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin\theta \sin\varphi\right) \cos\theta, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$(0 \leq \theta \leq \pi/2).$

辐射功率为

$$P_r = \frac{1}{120\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} (|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi. \quad (16)$$

若用电压  $V_0 = E_0 h$  和辐射电阻  $R_r$  表示, 则

$$P_r = |V_0|^2 / R_r. \quad (17)$$

由 (15)–(17) 式得

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_r} &= \frac{1}{120\pi} \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right)}{\sin\theta} \\ &\quad \cdot \cos^2\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin\theta \sin\varphi\right) \cdot (\tan^2\varphi + \cos^2\theta) d\theta d\varphi, \end{aligned} \quad (18)$$

于是有

$$Q_r = \frac{2\omega W_c}{P_r} = \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r ab R_r}{2h} = \frac{\epsilon_r}{h/\lambda} \left(\frac{R_r ab}{120\lambda^2}\right). \quad (19)$$

(18) 式用计算机很容易算出, 再代入 (19) 式便得到  $Q_r$ . 对于我国目前常用的几种基片材料的  $\epsilon_r$  值,  $Q_r h/\lambda$  随  $a/b$  的变化曲线示于图 4 中。对其它  $\epsilon_r$  值可按 1.5 间隔进

行插值求出。

由导体和介质损耗功率求得其相应的  $Q$  值为

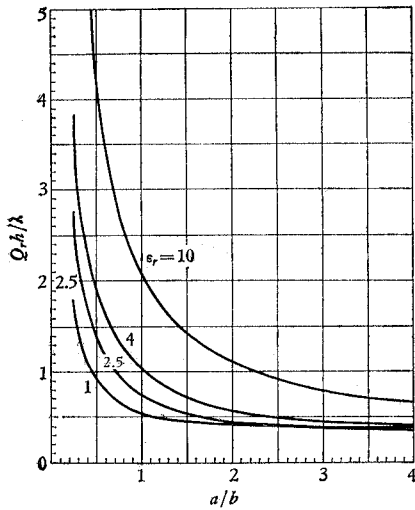


图4  $Q_r$  计算曲线

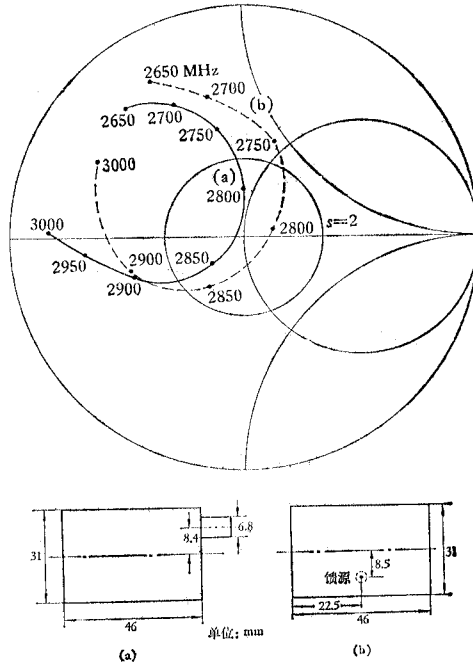


图5 边馈和底馈矩形微带天线的输入阻抗  
 $h = 2.5\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.55$

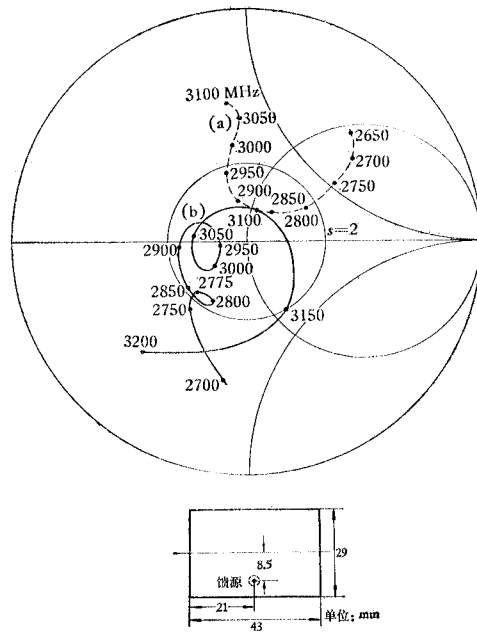


图6 矩形微带天线加匹配枝节前后的输入阻抗  
(a) 无匹配枝节 (b) 加匹配枝节  
 $h = 5\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.55$

$$Q_c = \frac{2\omega W_c}{P_c} = \frac{h}{\Delta_c}, \quad \Delta_c = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma_c}} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\lambda}{120\sigma_c}}; \quad (20)$$

$$Q_d = \frac{2\omega W_c}{P_d} = \frac{1}{\tan \delta}; \quad (21)$$

式中  $\Delta_c$  为导体集肤深度,  $\sigma_c$  为导体电导率,  $\tan \delta$  为基片的损耗角正切. 表面波损耗功率对薄微带天线可以忽略. 于是, 结合图 4 和 (20)、(21)、(13) 式就能算出  $Q$  值.

设一矩形微带天线的参数为:  $a = 46\text{mm}$ ,  $b = 31\text{mm}$ ,  $h = 2.5\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\epsilon_c = 2.40$ ; 并取  $\Delta = h$ , 则得  $f_{01} = 2890\text{MHz}$ ,  $\lambda_{01} = 10.38\text{cm}$ ; 由图 4 查得  $Q_r h / \lambda_{01} = 0.57$ ,  $Q_r = 23.7$ ; 取  $\sigma_c = 2.7 \times 10^{-5}\text{S/cm}$ ,  $\tan \delta = 10^{-3}$ , 得  $Q_c = 1388$ ,  $Q_d = 1000$ ; 故  $1/Q = 0.0422 + 0.00072 + 0.001 = 0.0439$ ,  $Q = 22.8$ . 代入 (11) 式得  $s \leq 2$  的带宽为

$$\text{BW} = \frac{1}{\sqrt{2} Q} \times 100\% = 3.1\%.$$

实测的阻抗轨迹示于图 5. 图 5(a) 为用  $50\Omega$  微带线边馈的结果.  $s \leq 2$  时, 频率范围约为  $2775\text{—}2875\text{MHz}$ , 即带宽为  $3.5\%$ . 图 5(b) 为用  $50\Omega$  同轴电缆底馈的结果(这个结果计入了同轴接头的影响, 下同).  $s \leq 2$  时, 频率范围为  $2770\text{—}2870\text{MHz}$ , 相对带宽也为  $3.5\%$ . 可见估算值与实验值很相近.

第二个例子是上节图 2 的天线 ( $h = 5\text{mm}$ ). 由图 4 查得  $Q_r h / \lambda_{01} = 0.58$ , 最后得  $Q = 11.8$ ,  $\text{BW} = 6.0\%$ . 实测结果如图 6(a) 中所示(底馈), 得  $s \leq 2$  的频率范围为  $2700\text{—}2970\text{MHz}$ , 相对带宽约为  $6.6\%$ . 计算值与实验值较一致, 但略窄. 计算误差的主要来源是: (1) 计算作了简化, 假定  $h \ll \lambda$ , 忽略了镜像干涉的方向图; (2) 未计入沿  $b$  边的辐射和有限接地板的绕射; (3) 忽略了表面波损耗. 本天线  $h / \lambda_{01} = 0.048$ ,  $\epsilon_r = 2.55$ , 估计此时表面波损耗约占总功率的  $4\%$ . 若计入这项修正, 则  $Q$  值应为  $Q/1.04 = 11.3$ , 这样计算的带宽为  $6.3\%$ , 则与实验值更一致.

#### 四、矩形微带天线频带的展宽

微带天线阻抗频带窄的根本原因在于这是一种谐振式天线, 并且  $Q$  值通常较高. 因此展宽频带的基本途径是降低  $Q$  值, 即增大  $h/\lambda$ , 降低  $\epsilon_r$  和增大  $a/b$  (参看图 4). 增大  $h/\lambda$  的效果已为人所周知, 图 5 和图 6 所示的结果也证实带宽几乎与  $h/\lambda$  成正比. 但  $h/\lambda$  过大会引起表面波的明显激励而使天线效率下降. 最低阶的表面波模  $\text{TM}_0$  无低端截止频率, 对于  $\epsilon_r \approx 2.3$ , 当  $h/\lambda > 0.09$  时就变得相当强; 而最低阶  $\text{TE}$  模  $\text{TE}_1$  的截止波长  $\lambda_{c1} = 4h(\epsilon_r - 1)^{1/2}$ , 对于  $\epsilon_r = 2.3$ , 得  $h/\lambda_{c1} = 0.22^{[4]}$ . 可见为展宽频带, 这种材料作到厚  $h = 0.09\lambda$  左右仍是可行的.

图 4 表明, 若  $a/b$  由 1 增至 1.5, 对于  $\epsilon_r = 2.5$ ,  $Q_r$  将降为原值的 0.72 倍, 即带宽增为原值的 1.4 倍左右. 可见增大  $a/b$  有一定意义, 但其潜力较为有限, 且必须注意抑制其它模. 同样, 降低  $\epsilon_r$  的潜力也是有限的, 其极限值为  $\epsilon_r = 1$ , 即直接用空气介质, 加泡沫材料支撑. 根据图 4, 当  $\epsilon_r$  由 2.5 降到 1 时, 对于  $a/b = 1$ ,  $Q_r$  将降为原值的 0.73 倍, 即



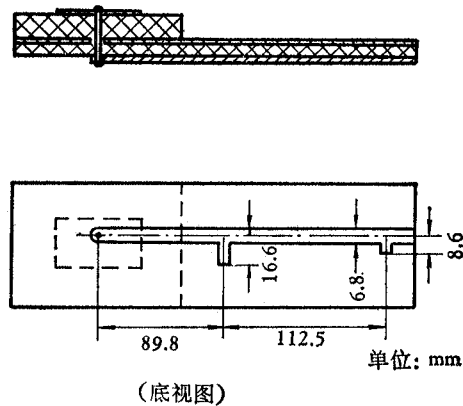


图7 采用双枝节匹配的实验模型

带宽增加为原值的 1.4 倍左右。文献 [8] 中已介绍了一种采用空气介质的矩形微带元, 并将厚度增加到 0.14 波长, 最后获得 15% 的带宽 ( $s \leq 2$ )。

展宽阻抗带宽的第二条途径是设法改变谐振电路, 例如将简单调谐的 RLC 电路改变为双峰谐振电路。尝试过的具体措施有: 加耦合贴片(寄生单元)<sup>[1,9]</sup>, 采用多层结构<sup>[10]</sup> 和用枝节加载等方法。其中文献 [10] 介绍的多层结构曾得到 18% 的带宽。我们认为这条途径的潜力是很大的, 还可能研究出更多更好的实现方式。

第三条途径是采用阻抗匹配网络。文献 [11] 曾用切比雪夫匹配网络来实现频带尽可能宽的匹配。所给出的例子得到 10% 的带宽, 约为未匹配时的 3.9 倍。为了寻求简便易行的匹配方法, 我们试验了结构简单的枝节匹配技术<sup>[12]</sup>。对于图 5 的天线 ( $h = 2.5$  mm), 加上双枝节匹配线后, 得到了 6.3% 的带宽 ( $s \leq 2$ ), 即为无枝节时的 1.8 倍。

在实际应用中, 天线带宽达到 10% 左右便足以满足许多实用系统的需要。作为一种简易方法, 可用上述枝节匹配技术与适当加厚基片相结合来达到所要求。例如, 图 6 天线比图 5 天线加厚 1 倍, 带宽由 3.5% 增至 6.6%, 用了双枝节匹配后, 就达到 13.2%。这是图 6 天线匹配前的 2 倍, 是图 5 天线的 3.8 倍。实测的阻抗轨迹如图 6 中 (b) 所示。所用匹配枝节结构如图 7 所示, 它只是在常规的微带馈线上贴了两小段微带导片。整个微带馈线印刷在另一块板上, 装在微带天线的背面, 因而不会影响天线的前向辐射, 特别是可允许天线本身有更厚的厚度而无需改变微带馈线规格。本例天线厚度为  $h/\lambda_{01} = 0.048$ , 因此还可进一步加厚而并不会激励强的表面波。若加厚到  $h/\lambda_{01} = 0.08$ , 估计带宽能增加到 20% 以上。这样, 用枝节匹配与适当加厚基片相结合, 便可在较宽范围内满足不同带宽的需要。

值得指出, 展宽微带天线频带的另外一些途径, 如改变贴片形状, 采用行波式阵列结构等, 不在本文研究的范围之内。这些方法可能得到很宽的频带, 但往往是以牺牲一定效率作为代价的。

本项工作中曾得到美国伊利诺斯大学罗远祉教授的帮助, 并得到了我院张亚朋和吴小平等同志的大力协助, 在此一并表示衷心的感谢。

## 参 考 文 献

- [ 1 ] K. R. Carver and J. W. Mink, *IEEE Trans. on AP*, AP-29 (1981), 2.
- [ 2 ] Y. T. Lo, D. Solomon and W. F. Richards, *IEEE Trans. on AP*, AP-27 (1979), 137.
- [ 3 ] A. G. Derneryd and A. G. Lind, *ibid*, AP-27 (1979), 846.
- [ 4 ] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, 1980, p. 62, 27.
- [ 5 ] Y. T. Lo, C. E. Skupien and S. S. Zhong, AD-A122404, Sept. 1982.
- [ 6 ] W. F. Richards, Y. T. Lo and D. D. Harrison, *IEEE Trans. on AP*, AP-29 (1981), 38.
- [ 7 ] S. S. Zhong and Y. T. Lo, *Electronics Letters*, 19(1983), 298.
- [ 8 ] A. G. Derneryd and I. Karlson, *IEEE Trans. on AP*, AP-29 (1981), 140.
- [ 9 ] C. Wood, *IEE Proc. H*, 127(1980), 231.
- [ 10 ] P. S. Hall, C. Wood and C. Garrett, *Electronics Letters*, 15(1979), 458.
- [ 11 ] H. F. Pues and A. R. ven de Capelle, IEE Conf. Publ. No. 195, 1981, pp. 402—405.
- [ 12 ] 茅于宽执笔, 天线设备(中册), 1961年, 第 87 页.

## BANDWIDTH AND BROADBANDING OF A RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNA

Zhong Shunshi

(Northwest Telecommunication Engineering Institute)

Based on the cavity model theory, a set of simple formulas and graphs for calculating both the radiation pattern bandwidth and the impedance bandwidth of a rectangular microstrip antenna are presented with experimental verification. Three kinds of approaches to broaden the bandwidth and their potentiality are reviewed and discussed. A simple broadband technique by means of combination of stub-matching and increasing the antenna thickness is developed. A test element with the thickness of 0.05 wavelength has been matched by using two stubs, while the input VSWR is measured to be less than 2 : 1 over a 13% bandwidth.