

# 一种微带天线阵的研究\*

张云翔

(北京遥感设备研究所)

## 提 要

本文叙述了一种微带天线阵的设计方法。给出了微带天线(元)分析表达式以及天线阵输入导纳近似公式。设计了两个天线阵。它的副瓣、驻波比、交叉极化、增益等都是较好的。从而验证了本方法的正确性。

## 一、分 析

本文仅围绕图1所示的一种微带天线阵作一分析。

### 1. 微带天线(元)的分析

本微带天线阵可看作是由臂长为二分之一波导波长( $\lambda_g/2$ )的微带T形接头串联组成, T形接头的一支臂的输出端即为发射元。如图2所示。我们将着重叙述它的辐射场及其等效线路。

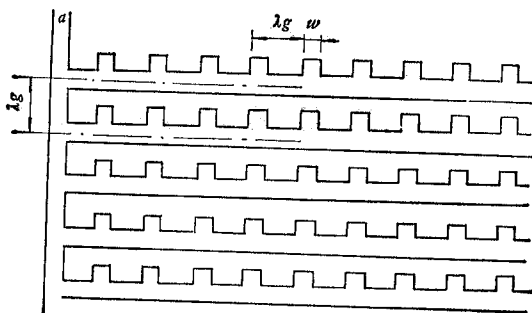


图1 微带天线阵示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the microstrip array

微带天线(元)辐射场 图2所示的线段Oacb可以看成是一个一端开路另一端馈电(长度是 $\lambda_g/2$ , 高度是 $h$ )的矩形微带天线。与一般矩形微带天线不同之点是它的馈电区从局部扩展到一个边的全部。为此,我们引用了罗远祉教授对微带天线内场求解所提

\* 1981年11月17日收到。  
1982年5月22日修改定稿。

出的物理模型<sup>[1]</sup>: (1) 在微带天线区域内的电场  $\mathbf{E}$  只有  $z$  分量,  $\mathbf{z}$  垂直于微带天线的上下平面. 磁场  $\mathbf{H}$  只有  $xy$  分量. (2) 在考虑的工作频带内, 天线内场与  $z$  无关 (即  $\frac{\partial}{\partial z} = 0$ ). (3) 在微带天线边缘上任一点电流无法向分量, 即  $H_t = 0$ . 根据上述便得出了如图 3 所示的上下是电壁四周是磁壁所组成的矩形腔. 它的分析解是:

$$E_z = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \cos \beta_n (y - b), \quad (1)$$

$$H_x = \sum_{n=0}^{\infty} -j \frac{1}{\omega \mu} A_n \beta_n \cos\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \sin \beta_n (y - b), \quad (2)$$

$$H_y = \sum_{n=0}^{\infty} -j \frac{1}{\omega \mu} A_n \left(\frac{n\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \cos \beta_n (y - b), \quad (3)$$

此处的  $\beta_n = \sqrt{K^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}$ ,  $K = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ . 而边界条件是:

$$H_x(x, y) = J; \quad 0 < x < a, \quad y = 0. \quad (4)$$

选择很窄的带 ( $\omega \ll \lambda$ ),  $J$  是一常量. 将(4)式的  $H_x$  按余弦  $\cos\left(\frac{n\pi}{a} x\right)$  函数在区间  $(0, a)$  展开成傅氏级数, 并取在  $y = 0$  下的(2)式与(4)式的展开式相等便得到系数  $A_n = 0$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ),

$$A_0 = -j\omega\mu J / K \sin Kb.$$

将系数  $A_n$  代入(1)–(3)式. 显然有

$$\left. \begin{aligned} E_z &= -j\omega\mu J \cos K(y - b) / K \sin Kb, \\ H_x &= -J \sin K(y - b) / \sin Kb, \\ H_y &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

(5) 式说明上述的矩形微带(元)内场只存在横电磁波 (TEM). 这与微带线主要传播 TEM 的假定是一致的.

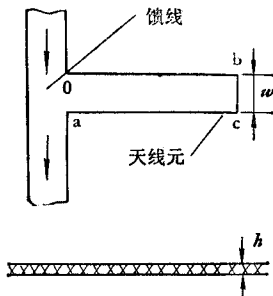


图 2 微带天线(元)

Fig. 2 The microstrip antenna (element)

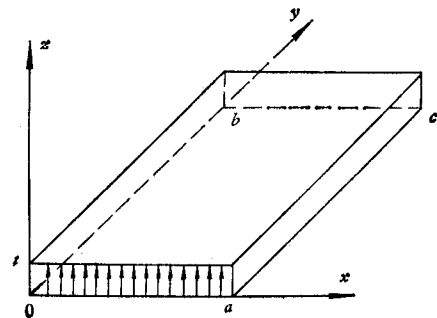


图 3 矩形微带天线(元)

Fig. 3 The rectangular microstrip antenna (element)

由等效定理, 微带天线四周壁上的感应磁流密度  $\mathbf{M}$  应为:

$$\mathbf{M} = \mathbf{n} \times \mathbf{Z}\mathbf{E} = \mathbf{n} \times \mathbf{Z} \left\{ \frac{-j\omega\mu J}{K \sin Kb} \cos K(y-b) \right\}, \quad (6)$$

其中  $\mathbf{n}$  为腔沿边界的外法线方向的单位矢量. 取  $b = \lambda_g/2$ , 在谐振时的磁流密度  $\mathbf{M}$  四周分布如图 4 所示.

显然, 由于左右两边的磁流对称反向, 所以对外场没有贡献. 而只有  $bc$  边有贡献. 因此, 在这样一个特定条件下, 矩形微带元的辐射场问题基本上转化成孤立缝的恒磁流的辐射问题. 而其它场源假定均为零. 磁流大小

$$\mathbf{I} = 2A_0\mathbf{u}_x. \quad (7)$$

显然它的远区场的表示式<sup>[2]</sup>为

$$\left. \begin{aligned} E_\phi &= -j \frac{V_0}{\pi} \frac{e^{-jK_0 r}}{r} \sin\left(\frac{\pi\omega}{\lambda_0} \cos\theta\right) \sin\theta / \cos\theta, \\ H_\theta &= E_\phi / 120\pi, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中  $A_0h = V_0$ ,  $\lambda_0$  是自由空间波长.

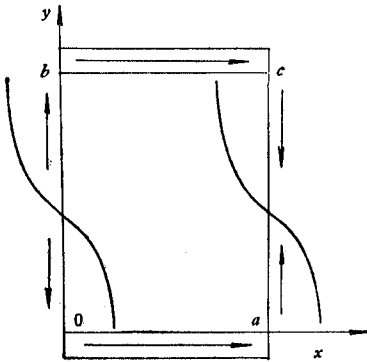


图 4 磁流  $\mathbf{M}$  分布

Fig. 4 The magnetic current  $\mathbf{M}$  for the rectangular microstrip antenna

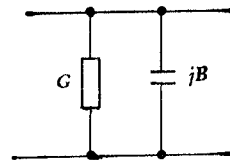


图 5 微带天线(元)等效阻抗

Fig. 5 Equivalent impedance of the microstrip antenna (element)

**微带天线(元)等效电路** 从线路观点看, 微带天线(元)是传输线的负载阻抗. 其实部主要是天线的辐射电导  $G_0$  (介质损耗、欧姆损耗、表面波损耗未作考虑.) 虚部是不辐射的电纳  $B_0$ . 众所周知, 辐射电导  $G_0$  可表示成

$$G_0 = P_r / V_0^2 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int_0^\pi \frac{\sin\left(\frac{\pi\omega}{\lambda_0} \cos\theta\right)}{\cos^2\theta} \sin^3\theta d\theta, \quad (9)$$

其中  $P_r$  是辐射功率,  $V_0$  是输入电压. 当  $\omega/\lambda \ll 1$  或  $\omega/\lambda \gg 1$  时, (9)式积分有下列简单表达式

$$G_0 = \frac{1}{90} \left(\frac{\omega}{\lambda_0}\right)^2, \quad \omega/\lambda_0 \ll 1; \quad (10)$$

$$G_0 = \frac{1}{120} \left(\frac{\omega}{\lambda_0}\right), \quad \omega/\lambda_0 \gg 1. \quad (11)$$

我们的设计属于(10)式所表示的情况. 不辐射的电储能等效于电纳  $B_0$ , 它相当于一段理想的开路线  $\Delta L$  的作用, 其表式为:

$$B_0 = \omega C_K = \frac{1}{Z_0} \operatorname{tg} K\Delta L \approx \frac{K\Delta L}{Z_0}, \quad (12)$$

其中,  $Z_0$  是微带线的特性阻抗,  $K = 2\pi/\lambda_g$ . 根据(10)、(11)和(12)式可得出图 5 所示的微带天线(元)近似的等效线路图.

### 2. 微带天线阵

在对图 1 所示的微带天线阵详细分析之前, 先概述一下设计本阵列的方法. 如图 1 所示, 由  $a$  点馈入的功率经过简单的多支路功率分配器将功率馈送到每一个辐射元, 以形成天线与馈线共面的天线阵. (1)每个宽度为  $W$ , 长度为  $\lambda_g/2$  的天线(元)是一端开路的微带线实体. 它的端阻抗是传输线的负载. 负载周期是一个波导波长, 以形成周期性加载的平面阵. (2)馈线的终端短路实现驻波馈电. (3)阵内所有传输线的特性阻抗为  $50 \Omega$ . 每个对称的 T 形接头的传输特性是相同的, 我们把重点放在对它的参考面位置的分析上. 本阵列与一般平面阵有三点不同: (a) 沿介质表面呈现表面波. (b) 由于微带传

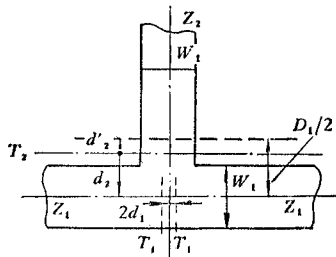


图 6 微带 T 形接头  
Fig. 6 Microstrip T-junction

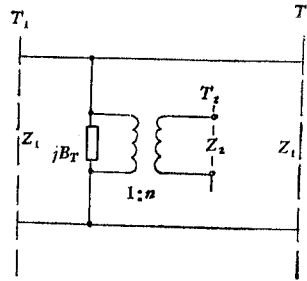


图 7 微带 T 形接头等效电路  
Fig. 7 Equivalent circuit of the microstrip T-junction

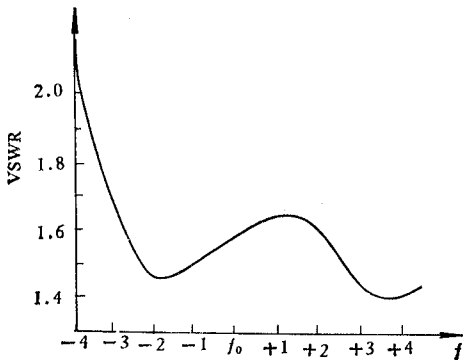


图 8  $5 \times 9$  元 VSWR 曲线  
Fig. 8 VSWR curve of  $5 \times 9$  element microstrip array

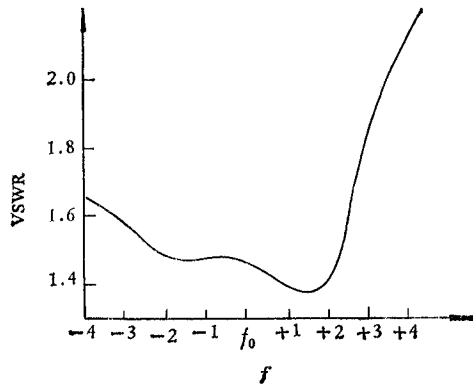


图 9  $7 \times 11$  元 VSWR 曲线  
Fig. 9 VSWR curve of  $7 \times 11$  element microstrip array

输线的衰减,阵面不可能获得等幅激励。(c) 天线阵的增益计算式为:

$$G = 4\pi\eta \cdot \frac{A}{\lambda^2} - G_1 \quad (13)$$

其中  $\eta$  应包括阵单元效率及阵面的面积利用系数,  $G_1$  应为微带馈线总衰减,即

$$G_1 = \frac{1}{2} (L_1 + L_2) \cdot \alpha_0.$$

这里,  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $\alpha_0$  分别为阵馈线的纵向长度、横向长度及单位长度的衰减。下面对阵的一些具体问题再作一些说明。

**阵的结构** 图 10、11 分别为  $5 \times 9$  及  $7 \times 11$  两个平面阵。它们都是用 2mm 厚的聚四氟乙烯双面敷铜板、聚四氟乙烯玻璃布双面敷铜板刻蚀而成。馈电处  $a$  用的是 L16-50KF 同轴型接头与微带垂直连接。整个天线固定在一块大小与天线尺寸相同的铝板上,以便于把它固定到测试支架上进行参数测量。

**天线阵的输入导纳** 天线阵输入导纳  $Y$  的计算是很重要的。目前尚未见到过有关微带天线阵的输入导纳的分析式(包括近似的表达式)的报道。本文提出了一个不严格的计算式,并用于试验阵的设计,证明它是可用的。图 8、9 给出的天线阵的驻波比曲线是一个实例。但图中没有得到一个理想的(或更低的)驻波比点。图 1 所示的天线阵是周期为一个波导波长的加载平面阵。由传输线理论可知天线阵馈电处  $a$  的输入导纳  $Y$  可写为:

$$Y = \sum_{i=1}^N y_i = \sum_{i=1}^N (G_i + jB_i) = N(G_i + jB_i) = NG_i + jNB_i, \quad (14)$$

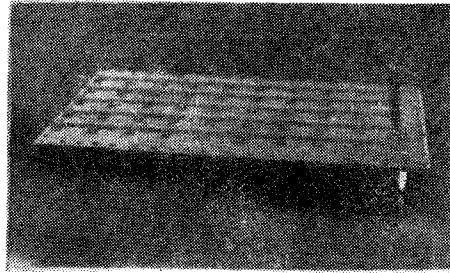


图 10  $5 \times 9$  元阵实物图片

Fig. 10 Photograph of  $5 \times 9$  element microstrip array

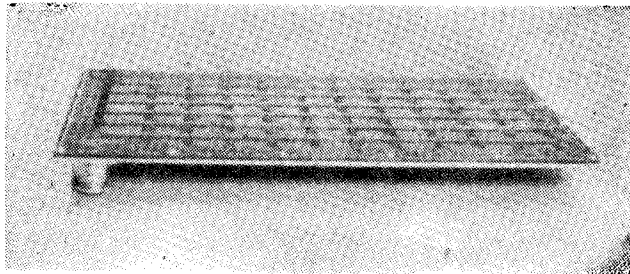


图 11  $7 \times 11$  元阵实物图片

Fig. 11 Photograph of  $7 \times 11$  element microstrip array

其中,  $y_i$  是第  $i$  个天线元(包括 T 形接点)的导纳值,  $N$  是阵的天线个数; 每个微带天线的特性相同, 因此  $G_i = G_0$ ,  $B_i = B_0 + B_T$ ,  $G_0$ 、 $B_0$  由(10)(12)式决定,  $B_T$  是 T 形接点处的电纳值(图 7),  $B_T$  的值由(15)式中第一式决定<sup>[3]</sup>; 整个虚数部分均要在计算谐振长度时加以考虑, 要使它不出现在馈电处。

**微带 T 形接点** 如图 1 所示, 整个阵是由若干个对称的 T 形接头组合而成的。对它的分析近几年发表过不少文章。设计谐振阵确定相位参考面的位置是重要的。本文基本上引用了文献[4]的有关结果。另外要说明的是参考面的位置也可直接测量。而且关系式  $2D_1/\lambda < 0.3$  的限制还可放宽些。计算参考面位置的关系式及其等效线路表示如下: (注意: 我们取了  $Z_1 = Z_2$  的条件)

$$\left. \begin{aligned} B_T &= \frac{Y_{01} D_1}{\lambda_m} (1 - 2D_1/\lambda_m), \\ d_2'/D_1 &= \{0.076 + 0.2(2D_1/\lambda)^2 + 0.663e^{-1.71}\}, \\ d_1/D_2 &= 0.05n^2 Z_1/Z_2 = 0.05n^2, \\ n^2 &= \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{2D_1}{\lambda}\right)}{\frac{\pi}{2} \frac{2D_1}{\lambda}} \right\}^2 \left\{ 1 - \left( \pi \frac{2D_1}{\lambda} \frac{d_2'}{D} \right)^2 \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

其中,  $D_1 = 120\pi h/Z_1$ ,  $D_2 = 120\pi h/Z_2$ ,  $Z_1, Z_2$  是微带线特性阻抗。

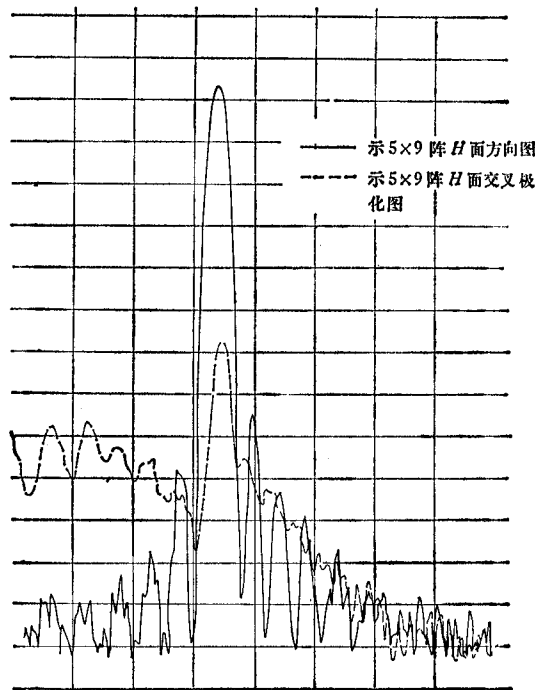


图 12 Fig. 12

## 二、试验阵的结果

我们在 X 波段上, 使用了板厚为 2mm 几何尺寸分别为  $250 \times 150\text{mm}^2$ ,  $254 \times 160\text{mm}^2$  的聚四氟乙烯双面敷铜板和聚四氟乙烯玻璃布双面敷铜板设计了  $5 \times 9$  及  $7 \times 11$  元两个天线阵。获得的指标如下。

### 1. $5 \times 9$ 元平面阵

(1) 电压驻波比  $VSWR \leq 1.60$  (2% 的带宽) 详见图 8。(包括同轴-微带接头等引入的失配)。

(2) 主瓣宽度  $7^\circ$  ( $H$  面内) 及  $12.7^\circ$  ( $E$  面内)。

(3) 第一副瓣电平低于  $-12\text{dB}$  (在 2% 带宽内), 最佳可低于  $-16\text{dB}$ 。

(4) 交叉极化电平低于  $-12\text{dB}$  ( $H$  面内) 及  $-14\text{dB}$  ( $E$  面内)。

(5) 天线增益为  $23.7\text{dB}$ , 相应效率为 64%。

以上(2)(3)(4)的记录曲线详见图 12、图 13。

### 2. $7 \times 11$ 元平面阵

(1)  $VSWR \leq 1.50$  (2% 频带内) 详见图 9 曲线所示。(包括同轴-微带接头等引入的失配)。

(2) 第一副瓣电平低于  $-11.5\text{dB}$ , 最佳低于  $-13\text{dB}$ 。

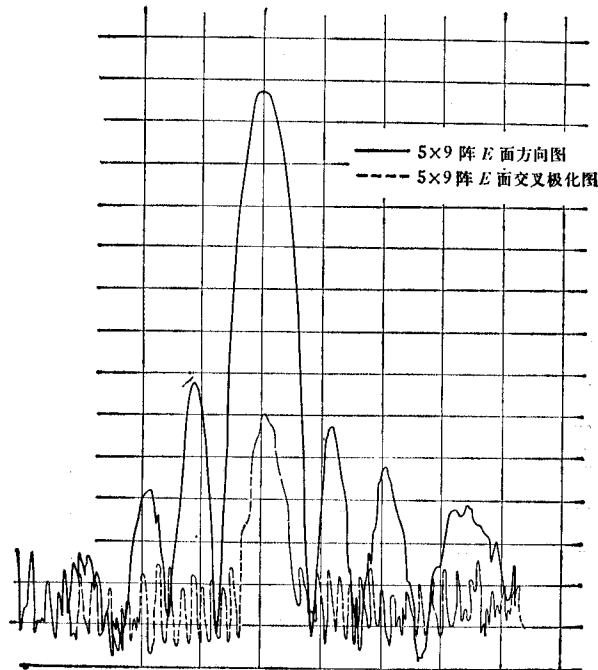


图 13 Fig. 13

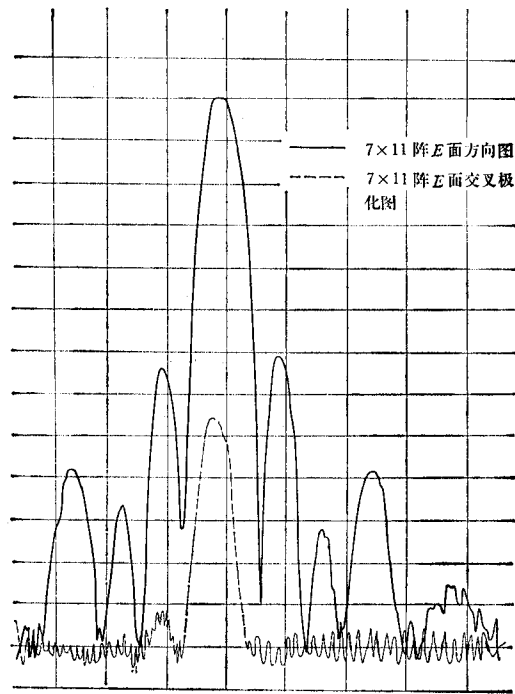


图 14 Fig. 14

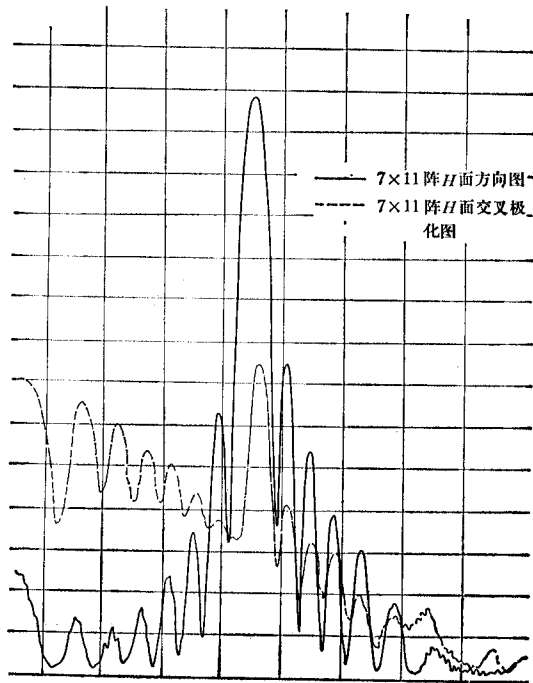


图 15 Fig. 15

- (3) 主瓣宽度为  $6.6^\circ$  (在  $H$  面内) 及  $11.6^\circ$  (在  $E$  面内)。
- (4) 交叉极化电平低于  $-13\text{dB}$  (在  $H$  面内) 及  $-15\text{dB}$  (在  $E$  面内)。
- (5) 天线增益为  $23.86\text{dB}$ , 相应效率为  $53.5\%$ 。以上 (2)(3)(4) 的记录曲线详见图



14、15. 对图应作如下说明: (a) 图 8、9 上横坐标是频率标记. 每个频率标记间隔为 50 MHz. (b) 图 12—15 的横坐标每格为  $20^\circ$ , 纵坐标每格为 2dB. (c) 图 12、13 是  $5 \times 9$  元阵在  $f_0$  频率上  $H, E$  面方向性图及交叉极化图. 两曲线重叠易于比较. (d) 图 14、15 是  $7 \times 11$  元在中心频率  $f_0$  上  $E, H$  方向性图及交叉极化图. 两曲线重叠易于比较.

### 参 考 文 献

- [1] AD/AO53005
- [2] A. G. Derneyod, *IEEE Trans. on Ap*, AP-24 (1976), 846.
- [3] K. C. Gupta, et al., *Microstrip Lines and Slotlines*, ARTECH., 1979, pp. 147.
- [4] E. O. Hammertad, *Equations for Microstrip Circuit Design*, 5th European Microwave Conf., Sept. 1975, pp. 268—272.

## STUDY OF THE MICROSTRIP ARRAY

Zhang Yunxiang

(*Beijing Institute of Remote Sensing Equipment*)

The design considerations of the microstrip array, the analytical expressions of the microstrip antenna (element), the approximate admittance formula of input admittance, and two designed antenna arrays are given in this paper. Rather good results have been obtained of the main performances of the designed antenna arrays, such as sidelobe level, VSWR, cross polarization level, and gain etc.