

# 专题技术译丛

## 雷 达 技 术

(四)

相控阵天线的宽角阻抗匹配

957.2

4

长沙工学院资料室

一九七五年六月

TN 9572  
200

## 目 录

编译绪言.....	1
相控阵天线的宽角阻抗匹配——理论和实践的述评.....	2
宽扫描角阻抗匹配的多模相控阵单元.....	21
矩形波导相控阵天线的宽频带阻抗匹配.....	31
二维扫描波导阵的匹配设计程序.....	39
有介质加载和复盖的圆波导相控阵的特性.....	55
双极化方波导相控阵的分析的设计.....	68
圆波导相控阵的宽带宽角阻抗匹配和极化特性.....	87
两端口相控阵天线单元的匹配最佳化.....	95
通过相邻单元的耦合补偿改善平面阵的匹配.....	110

CBH 53

A 841635

## 編輯緒言

在寬角範圍內實現良好的阻抗匹配、這是相控陣天線設計中的一個很重要的問題。本譯叢收集有關這個問題的九篇文章，供讀者參考。

與一般天線不同，由於相控陣天線元之間的互耦，使陣列的有源輸入導納不僅隨頻率而變，而且還與空間波束的掃描角有着密切的關係，通常，有源輸入導納隨掃描角的变化要比隨頻率的变化更大。相控陣天線的阻抗匹配就是用一定的匹配方法，不僅在一定頻帶上，而且要在要求的掃描範圍內，盡量減小陣的有源反射係數，以滿足陣的正常工作要求。

由於相控陣天線使用的天線單元數量很大，因此，衡量相控陣天線匹配方法的優劣，除看其匹配效果（即減小有源反射係數的程度）外，還要考慮所設計單元結構的簡繁，製造的難易，造價，體積，重量和冷卻等方面的問題。本譯叢盡量收集實踐證明具有寬角匹配效果，在實用上有參考價值的匹配方法。

第一篇文章綜述了70年以前出現的各種寬角匹配方法的原理及其匹配效果，對讀者了解有關此問題的全貌有一定的參考價值。

第二到第五篇介紹線極化波導陣的幾種匹配方法。這些方法是：多膜波導法，膜片匹配法、皺紋板匹配法和在陣面前鄰近加介質板的方法。由於第一篇文章對這些方法已全面評述，在此就不再重複。

最近幾年，由於相控陣雷達、電子對抗技術等發展的要求，迫切要求相控陣天線能在寬頻帶上（至中心頻率的百分之幾十）、以多種極化方式工作，因而對寬頻帶，多極化相控陣的阻抗匹配方法亦進行了廣泛的研究。多極化相控陣天線單元及其匹配結構的分析和設計比線極化相控陣天線更加複雜，它除了要求在指定的頻帶和掃描體內匹配良好外，還要求有高质量的極化參數（如圓極化波的軸比、雙極化陣發射和接收空間兩正交極化波間的極化隔離度等。）為了滿足這類陣列性能的要求，一般多採用綜合匹配的方法（即採用多種匹配手段），本譯叢第六到第八篇就是介紹這類陣列的單元及其匹配結構的分析和設計。

第九篇介紹利用單元間連接線路改善匹配的方法，儘管這種方法尚未見於實用，但在理論研究上有一定意義，故亦選入以供參考。

由於篇幅有限，一些重要的，有實用價值的方法沒有收入本譯叢。

編譯者水平有限不當之處，請讀者指正。

# 相控阵天线的宽角阻抗匹配

## —理论和实践的述评

作者： George H. Knittel

### 摘 要

在过去十年中，对宽角阻抗匹配的相控阵天线，曾提出多种方案。这些方案旨在减少因阵列反射系数随扫描角变化而引起的增益损失。

宽角阻抗匹配根据其相对于阵列“电界面”的位置，通常分为两大类，所谓“电界面”就是自由空间区与传输线区之间的界面。有些方案已表明对宽角阻抗匹配有显著的改进；它是用反射图上“匹配前”和“匹配后”的曲线来表示。在实际应用中的多数有用方案是在偶极子阵列的 $H$ 面上采用导电隔片，在偶极子阵列或波导阵列的孔径前置一薄的高 $\epsilon$ 介质壳，以及在仅在 $H$ 面扫描的波导阵列孔径面的附近放一介质板。

本文列举了有关文献对于能否原则上实现完全的宽角阻抗匹配的一些争论点。最后的结论是，在一无限的相控阵中，原理上可以任意地接近于完美的宽角阻抗匹配，但不能确切地达到。

概述了宽角阻抗匹配的进一步研究和发展领域以及提出对进一步研究宽角阻抗匹配的一些期望的课题。

### 1. 引 言

相控阵天线的辐射元之间存在着互耦，因此阵列有源导纳随扫描角和频率有显著的变化。在过去的十年中，大量的注意力是放在在宽扫描范围内使阵列导纳与馈给阵元的传输线或波导的导纳匹配上。期望在所要求的扫描角和频率范围内尽可能实现良好的匹配，来增大阵列已实现的增益（相对于从产生器所得的有效功率的增益）。此外，良好的匹配可减小孔径反射对每个幅射元后放大器的有害影响；对阵列的充分匹配还可减小可能存在的再辐射的多次反射。

观察和检验相控阵天线通常有两种方法。图 1.1 所示的这两种方法都是指无限阵列模型而言。图左边是“阵元波办图观点”，这图便于利用功率或辐射场对与侧向夹角  $\theta = \hat{X}\theta_x + \hat{Y}\theta_y$  和频率  $f$  的关系进行研究，这时只有一个阵元受激，而其它所有阵

元都各自端接在产生器导纳上<sup>①</sup>。图右边是“单位小格区观点”，该图是利用阵列反射系数  $\Gamma$  和阵列可实现的增益  $G$  对从侧向起的扫描角  $\theta$  和频率  $f$  的关系来考虑。单位小格区观点的条件是所有的阵元以等幅的产生器和线性累进相位来激励。这两个观点，用图所示的方程按迭加原理来联系 ( $N$  是阵列数)。单位小格区观点，除在特别指出的场合外，均处处使用。单位小格区观点是最接近能反映阵列系统工作特性的。

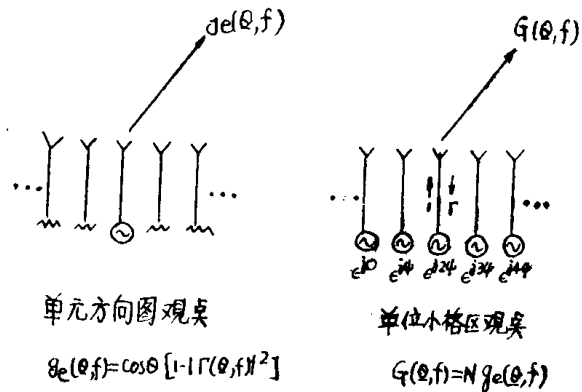


图 1.1 观察相控阵天线的两种方法。

$\Gamma(\theta, f)$ <sup>②</sup> 是把产生器的功率带到阵元孔径的振荡模在阵列孔径处看去的阵列反射系数。(这模通常是阵元传输线或波导的主模)。这样定义的反射系数有时称为阵列的有源反射系数；它与阵列(有源)导纳之间的关系用负载导纳、传输线特性导纳以及反射系数之间常用的关系来表示。虽然  $\Gamma$  与扫描角和频率二者均有关，但它随  $\theta$  的变化通常比它随  $f$  的变化要大得多<sup>③</sup>。本文只限于概述对减小  $\Gamma$  随  $\theta$  变化的一些方法，也就是使一阵列天线进行宽角阻抗匹配的方法。通常假设阵列是在单一频率工作的，并设计成线性极化辐射，对于阵列的宽带工作或圆极化阵列，只作极小篇幅的探讨。

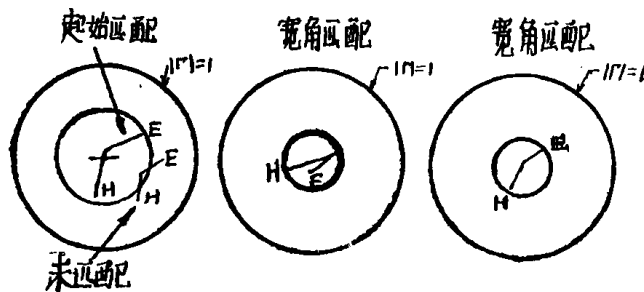


图 1.2 宽角阻抗匹配的定义， $E = E$  面扫描， $H = H$  面扫描。

- (a) 在阵元线上用与扫描无关的扫描结构的寻常匹配。
- (b) 用与扫描有关的扫描匹配结构移动扫描轨迹使之靠近而形成的宽角阻抗匹配。
- (c) 用与扫描有关的扫描匹配结构来减小扫描轨迹的尺寸而形成的宽角阻抗匹配。

图 1.2 上的三个图说明了什么是宽角阻抗匹配，图 1.2(a) 所示为平面阵列在  $E$  面和  $H$  面扫描的典型的  $\Gamma$  对扫描的轨迹。轨迹图上标有“未匹配”是因它在阵列孔径面处可观察到的。在每个阵元线上附加一些独立的相同的扫描无关的匹配结构(起始匹配)，只能设计图所示的折衷的匹配 [1,2]。但是，附加一与扫描有关的匹配结构，就可以改变  $\Gamma$  轨迹的大小和形状，如图 1.2(b) 和 1.2(c) 所示，这样就显著改进阵列的宽

- ① 除在必要处作特别说明外，都采用馈给单元的产生器的参数，以及发射状态时阵列的性能。当然，根据互易原理，阵列在接收时亦有与其相当的性能参数。
- ② 为简化起见， $\theta$  下的一划，以下将省略，可认为  $\theta = |\theta|$  且当  $\theta$  不变时，对于不同的扫描面， $r(\theta, f)$  通常是不同的。
- ③ 这种情况是指 10% 频带上对扫描  $\frac{1}{4}$  半球面所要求的平面阵列而言。

角匹配。这种方法称为宽角阻抗匹配，即本文所讨论的主题。

由宽角阻抗匹配所收到的利益是很显著的。例如，在一个频率上扫过 $\frac{1}{3}$ 半球空间的典型平面阵，采用寻常匹配可使之进行阻抗匹配，使得 $|r| < 0.55$  (电压驻波比 $< 3.5$ )。这样的阵列，因失配而产生的最大传输损耗约为1.6分贝。选用适宜的宽角阻抗匹配方法，最大传输损耗预计可减小一半，实际上减小到0.8分贝。这相当于把天线增益增大0.8分贝，或在系统灵敏度的影响方面，将孔径面积放大20%。

以下将列举已发表的宽角阻抗匹配方案，只要有可能，且对已实现的宽角阻抗匹配的改进作一比较。某些方案(1966年以前的)在以前的评论中已经阐述[7]。这些方案这里全包括了，并作了更深入的探讨。同这些方案有关的数据重新画出，以便可表示在反射图上，便于比较。这里所举的许多理论研究，多数是在一无限阵列天线模型上进行的。而所取得的实验结果，则有的是采用的无限阵列(利用波导模拟器)，有的是采用的有限阵列(利用架设和测量一个真实的小阵列)。

本文的第二节列举了参考文献中关于宽角阻抗匹配的各种方案。这些方案根据它们相对于所定义的阵列“电界面”的位置，可分为两大类。这节所讨论的方案，主要是有损耗的，或者说，它所获得的宽角阻抗匹配没有显著的效益。

第三节详细讨论了无损方案，这些方案不论在理论上或实践中，都能收到宽角阻抗匹配的良好效益。这节给出了多数方案的阵列“匹配”前和“匹配”后的特性曲线以及所取得匹配的定量测量。对于每一方案，都力求说明它的总概念，并给出能予计宽角阻抗匹配效益的简单物理观点。

第四节研究了在参考文献中谈到有关完全宽角阻抗匹配问题的一些矛盾点。结论认为，在无限相控阵中，原理上可以任意接近理想的宽角阻抗匹配，但是无法彻底实现。原理上是否能够接近或达到理想的宽角阻抗匹配，这点是很重要的，它涉及到是否应当在探寻更好宽角阻抗扫描方面化费力量的问题。

第五节讨论了许多实用的宽角阻抗匹配方案，这些方案可能都是窄带的。概述了与它有关的研究和发展领域，并提出对进一步研究宽角阻抗匹配的一些有希望的课题。

## II. 宽角阻抗匹配的一些方案

用图1.3所示来定义电界面是十分有益的，电界面把自由空间区与波导或传输区分隔开。在波导阵列中，电界面是由包括波导开端的孔径面部分组成。而在偶极子阵列中，电界面是由偶极子的终端组成。不管是那种情况，电界面是区隔两个区域的，对于这两个区域，适合采用场的不同模态表示法；否则，电界面就

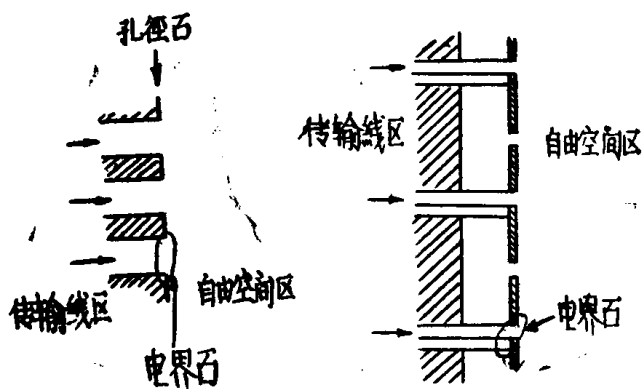


图 1.3 阵列电界面的定义 (a) 波导阵列 (b) 偶极阵列

与物理界面相同。

相控阵中的电界面的定义是很有用的，它便于把所发表的宽角阻抗匹配分为两类：一类可变更界面一边上的传输线区 [3~14]；另一类可变更界面另一边上的自由空间区 [15—33]。下面将用这种分类进一步讨论各种方案。

#### 4. 传输线区的宽角阻抗匹配

参考文献中提出了五种不同的传输线区的宽角阻抗匹配法。现列举如下：

##### 1. 连接电路 [3~6,8].

用电纳或传输线来连接各阵元的传输线，从而引进与扫描有关的电纳，它可部分抵消随扫描角而变化的阵列导纳。

##### 2. 介质加载波导 [9,12].

波导阵列中的波导用介质塞或均匀介质加载。在波导中通常只有单个传播模。利用介质对在孔径面受激的波导高阶截止模特性导纳的影响来改进宽角阻抗匹配。

##### 3. 多模波导 [10,11,13,14].

所设计的阵列中的波导能传播一个以上的模。调节高阶模的激励，使从高阶模看去的导纳能部分抵消从主模看去的导纳。

##### 4. 电子可调匹配 [7].

在每一个阵元传输线中插入一个装置，它能引进一个电子可控的电纳。这电纳随扫描角而变来影响宽角匹配。

##### 5. 有损耗匹配 [7].

在辐射阵元和它的产生器或接收机之间用一带有匹配负载的环形器，使反射功率消耗在负载上。

以上五种方案中，只有连接电路和多模波导是无损耗的，并已显示出较大的宽角阻抗匹配的良好效果；对这两方案放在第IV节再作详细讨论。以下介绍对另三种方案的进一步评论。

加林陀和吴 (Galindo 和 Wu) [9]，对在一个面扫描，具有均匀介质或介质塞的平行板波导阵列，计算了它随扫描角变化的反射系数<sup>①</sup>。(介质塞从孔径面向波导内伸进一短段)。从 Galindo 和 Wu 的报告结果来看，介质负载确实具有宽角阻抗匹配的能力。但是，缺乏充分的资料来对阵列匹配作“匹配前”“匹配后”的明确的比较以及确定最佳负载，因为这不是他们研究的主题。

在另一篇文献中，阿米丹和加林陀 (Amitay 和 Galindo) 证明，对于在H面扫描的圆波导三角点阵，可使其宽角匹配得到改进。对两种情况作了比较 (见该文的图 1.5)：一种情况是空气的  $0.69\lambda$  直径的圆波导，另一情况是 (相对介电常数为 4.1) 充介质的  $0.34\lambda$  的圆波导。虽然直到端射栅办的条件的邻近，后一种情况的  $\Gamma$  几乎不随  $\theta$  而变，由于前一种情况在端射栅办条件之前具有谐振 ( $|\Gamma| = 1$ )，故不可能对宽角阻抗匹配的改进行估价。但是，所做的工作表明，减小阵元的尺寸 (并加以介质负载使能传播波导

① 註假若只有一个波导模传播，且若高次的波导模 (在孔径面激励的) 不能看到介质塞的后面，则介质塞和均匀负载的宽角阻抗匹配潜力是相同的。这是因为，高次模不论在那种情况所看到的导纳是一样的，同时主模的导纳  $Y(\theta, f)$  与主模从孔径面看到的导纳无关。

的主模)，就可以改善阵列在 $H$ 面的宽角匹配。

阿米丹和加林陀发现的宽角阻抗匹配的改进，可能部分原因是由于加了介质负载，部分是由于阵元尺寸减小所致。对于较小的阵元，孤立的阵元方向图和理想的  $\cos\theta$  功率方向图之间的差异，可作为阵列失配的量度。一个很小的波导具有一个 $H$ 面孤立的阵元方向图，就是一磁偶极子在其 $H$ 面的方向图 ( $\cos^2\theta$ ) 它比理想方向图窄一些。较大的波导，可能有一个均匀且较窄的 $H$ 面孤立的阵元方向图。因此，减小波导尺寸，就有可能减小阵列在 $H$ 面扫描时随扫描角而产生的失配<sup>●</sup>。

电子可调匹配，虽然是一正统的宽角阻抗法，但可能是没有保证的。须在每个阵元线上附加一个有源装置，这样将大大增加相控阵的费用，而减小它的实用价值。

有损耗匹配通常采用环形器的形式，其端孔插在辐射元与其产生器之间。阵元的反射消耗在环形器的终端，从产生器看在所有的扫描角和频率上都可以得到良好的匹配。这种处理方法可以消除失配对产生器不良影响，但是并不能改进缩小的阵列的有效增益。有损耗匹配的另一形式是在阵元与其产生器之间利用级联的填料，来减小失配对产生器的影响。但这会引起显著的发射功率额外损耗，因而通常是不采用的。

### B. 自由空间区宽角阻抗匹配方案

自由空间区宽角阻抗匹配有五种方法。

#### 1. 偶极子阵元之间的隔板 [15,16].

在传导面上在偶极子阵列 $H$ 面的阵元之间插入传导隔板。隔板的作用在于减小对于 $E$ 面扫描的  $\Gamma(\theta, f)$  的变化，而不影响 $H$ 面扫描的  $\Gamma(\theta, f)$  的变化，从而改进宽角阻抗匹配。

#### 2. 接近孔径面的介质块 [9,18].

在波导阵列的孔径面上置一介质块，来改进 $H$ 面扫描的宽角匹配，利用自由空间与介质块之间界面的反射，部分抵销阵列孔径的反射对扫描角的变化。另一方面，可以把介质块看作是加宽 $H$ -面孤立的阵元方向图。

#### 3. 高 $\epsilon$ 介质薄壳 [19~25].

在离波导阵列孔径面阵前的较短距离处，放一高介电常数的介质薄壳。薄壳起容纳作用，它随 $E$ 面扫描的变化略不同于它随 $H$ 面扫描的变化。这种与扫描有关的电纳可部分抵销阵列孔径的电纳。

#### 4. 加载地面 [26—29]

使波导阵列的阵元孔径之间的地面（传导面）进行适当变更或“加以负载”。这样可形成一个非零切向 $E$ 场，其中的地面就可减弱或减小孔径面上场的周期。减弱和减小的周期性可减弱阵列的栅办，使其离开“真实空间”远一些，从而改进宽角阻抗匹配。

#### 5. 间隔靠近的辐射阵元 [9,30—32].

使波导阵列或偶极子阵列的阵元之间间隔比一般所取的小。较近的间隔可使栅办远离实际的空间，从而减小阵列导纳随扫描角的变化，使  $\Gamma(\theta, f)$  减小。

● 对 $E$ 扫描面，情况也相似。一个很小的波导，它的 $E$ 面孤立的阵元方向图就是一磁偶极子在其 $E$ 面的方向图 ( $\theta$ 不变)，且比理想的方向图宽。一个较大的区导具有较窄的 $E$ 面孤立阵元方向图。因此，减小波导尺寸就可能使阵列在 $E$ 面扫描时相对于扫描角的失配增大。



以上所举的方案均是无损耗的，但是每种方案都有可能使宽角阻抗匹配取得较大的改进；因此下一节将对每一种方案作详细探讨。

### III. 具有宽角阻抗匹配效果的方案

对宽角阻抗匹配所提出的一些方案，不论在理论上或实践中都显示出有较大的效益。本节将对其作详细讨论（有损耗的方案不包括在内）。

#### A. 传输线区的宽角阻抗匹配

1963年，汉纳 (Hannan)、勒纳尔 (Lerner) 和克尼特 (Knitte) 提出在单元的传输线之间利用连接电路，来改进宽角阻抗匹配。图 4(a) 所示是连接单元传输线的实际电路

(此处是电纳)。图上的 ( $B_1$ ) 和 ( $B_2$ ) 表示无限阵列中的一阶电路和二阶电路。实际的电路可在每一阵列线中产生一个与扫描有关的相同等效的电纳，如图(1.4b)所示。一阶电路产生一个等效电纳  $B_{eq,1}(\alpha)$ ，二阶电路则产生一个  $\alpha$  关系不同的等效电纳  $B_{eq,2}(\alpha)$ 。在平面阵中，连接电路可用于不同的扫描面。在线性阵列或平面阵列中，最后得到的与扫描有关的电纳，可用来部分抵销阵列导纳随扫描角的变化。必须指出，在抵销阵列的互耦方面，情况就不一样，因为这完全是不同的问题。

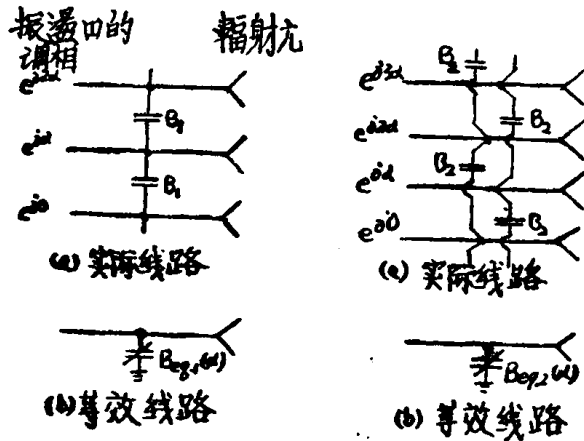


图 1.4 与扫描有关的连接电路电纳  
(取自参考文献[35]汉纳(Hannan))

汉纳、勒纳尔和克尼特计算的宽角阻抗匹配的改进方法，示于图 1.5。在传导面上偶极子阵列的  $E$  面和  $H$  面中采用了一组一阶连接电路。在  $\theta_{max} = 60^\circ$  锥体内作扫描时，不带连接电路的阵列，采用一般的匹配方法，就可使之匹配，使得  $|\Gamma| \leq 0.67$  (电压驻波比  $\leq 5.1$ )。带连接电路，用普通的匹配方法，可使阵列匹配到  $|\Gamma| \leq 0.26$  (电压驻波比  $\leq 1.7$ )，而获得较大的改进。阿米丹曾发表一个系统的方法来使有连接电路的阵列达到匹配 [8]。

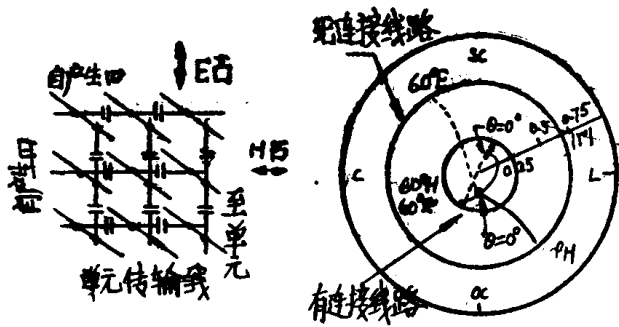


图 1.5 地面上耦极子阵列中的连接电路  
(取自参考文献 [5])  
(a) 实际连接图  
(b) 相对于扫描角的  $\Gamma$

1963年柯克 (Cook) 和佩西纳 (Pecina) 提出连接电路的改进方案，称为“补偿耦合法” [4]。它的中心

思想是采用阵元传输线的连接线，部分抵销阵列的互耦。阿米丹、佩西纳和吴 [6] 计算了这种方案的效果。利用一个小阵列，测试了阵元的耦合系数。将中心阵列与其紧邻之间所测得的耦合系数进行了解析的变换，这样就减小了在  $\theta_{max} = 45^\circ$  锥形扫描区内返回

到中心阵元的功率。

连接电路法，任意相控阵均可采用，因它并不依赖特殊的阵元类型。在阵元的馈线之间，不管是同轴电缆或波导，均可采用连接线。但是，这种方案从未见于实践<sup>①</sup>。在工作的阵列中也是无法利用的，因为把所有阵元线全都连接起来的困难，因此可能只作为个理论问题留下，以待探讨。

1968年，唐 (Tang) 和王 (Wong) 提出了宽角阻抗匹配的多模波导法 [10]。他们采用的是传导面上  $E$  面线性开端波导阵列，如图 1.6 所示。(图上的数据取自斯达克 (Stark)、唐和王的参考文献 [11])  $TE_{10}$  和  $TE_{20}$  这两个模都是在波导中高于截止的。

它们被一电感性补偿销钉以适当的比率来激励，以便减小从波导输入端同轴电缆的主模看得的反射相对于扫描的轨迹。这可以由设计来实现，设计时使两个模的孔径反射部分抵销。这种方案在理论上和实践上都作了研究。图 1.6 (b) 给出了被测得的反射：一是只有  $TE_{10}$  模受激的一般情况；另一是  $TE_{10}$  和  $TE_{20}$  两个模受激的最佳情况。在所指的扫描范围  $\theta \leq 54^\circ$  内，相应的反射系数为  $|\Gamma| \leq 0.23$  (电压驻波比  $\leq 1.6$ ) 以及  $|\Gamma| \leq 0.09$  (电压驻波比  $\leq 1.2$ )。

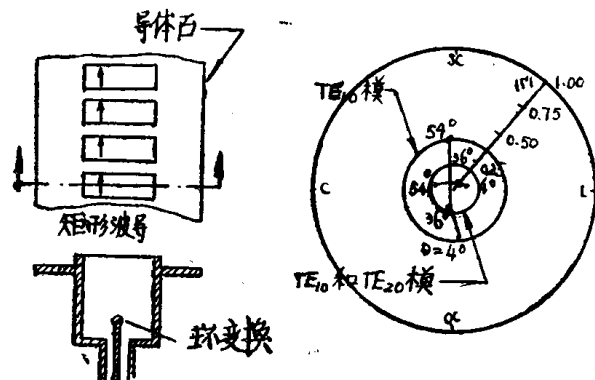


图 1.6 在线性阵列中两个波导模的激励取自参考文献 [11]  
(a) 阵列 (b)  $\Gamma$  与扫描角的关系

这种宽角阻抗匹配方案是不希望有的主要缺点之一是  $H$  面阵元方向图上出现零值，见图 1.7 所示。这种零值和图形的不对称性，是由于波导中  $TE_{20}$  模的强激励所引起。根据应用的不同，这种零值和不对称性可能是重要的，也可能是不重要的。

这种宽角阻抗匹配方案是不希望有的主要缺点之一是  $H$  面阵元方向图上出现零值，见图 1.7 所示。这种零值和图形的不对称性，是由于波导中  $TE_{20}$  模的强激励所引起。根据应用的不同，这种零值和不对称性可能是重要的，也可能是不重要的。

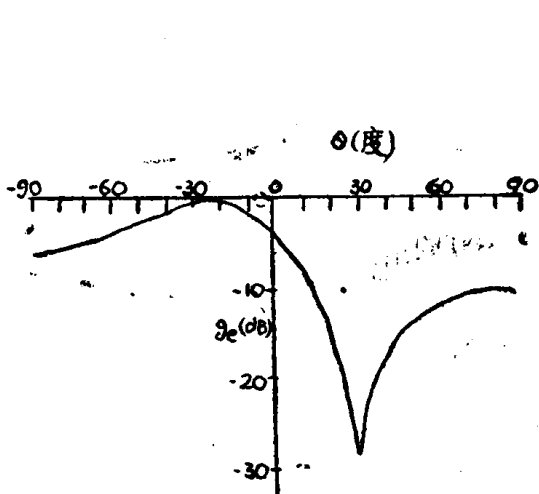


图 1.7 采用  $TE_{10}$ 、 $TE_{20}$  多模匹配时线阵的  $H$  面中阵元方向图的零值 (取自参考文献 [11])。扫描在  $E$  面进行。

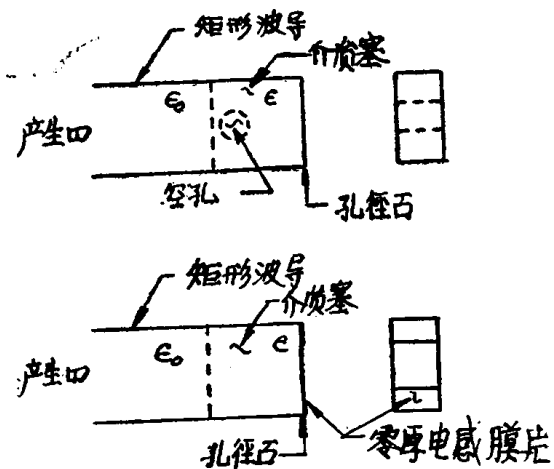


图 1.8 在平面阵采用  $TE_{10}$ 、 $TE_{30}$  多模匹配的阵元设计 (取自参考文献 [14])，  
(a) 靠介质塞上的空隙激励的  $TE_{30}$  模  
(b) 靠孔径上面膜片激励的  $TE_{30}$  模

① 惠勒实验室为证实其效果，曾在波导模拟器中作过少量测试，但未予公布 [39]。

最近,王、唐、李和琼斯(Jones)提出在平面阵中采用多模阵元来作宽角阻抗匹配[13]。图1.8所示是这些作者阐述的两种设计[14]。这两种设计是用的介质塞,而介质塞中 $TE_{10}$ 、 $TE_{20}$ 和 $TE_{30}$ 波导模均能传播。在一个阵元中,介质塞上有一柱形空孔,它将产生器入射的部分 $TE_{10}$ 模功率耦合到 $TE_{30}$ 模。这样,调节各个参数,通过从孔径面上 $TE_{10}$ 和 $TE_{30}$ 模来的反射的部分抵销,来减小从产生器看反射随扫描角的变化。在另一种阵元上,在孔径上用一厚度为零的膜片来专门激励 $TE_{30}$ 模,而圆柱形空孔就不需要了。

对256单元的面阵进行测试证明,对于柱形空孔的阵元,在 $\theta_{\max}=47^\circ$ 锥形扫描区内,可得 $|\Gamma| \leq 0.20$ (电压驻波比 $\leq 1.5$ )的宽角匹配。在 $\theta_{\max}=60^\circ$ 的锥形扫描区,同一阵元则具有 $|\Gamma| \leq 0.43$ (电压驻波比 $\leq 2.5$ )。对于膜片阵元也作了类似的匹配计算●。

### B. 自由空间区的宽角阻抗匹配

早在1960年,埃德尔伯格和奥林纳(Edelberg and Oliner)就提出改进耦极子阵的宽角阻抗匹配法[15]。它是在 $H$ 面的阵元之间加一导电反隔板,见图1.9(a)。图1.9(b)所示是利用隔板后的效果;这数据是根据埃德尔伯格和奥林纳所给公式和曲线求得的。假设在阵元线上增加普通的匹配,使图1.9(b)的阻抗轨迹在反射图的中心,则在 $\theta_{\max}=60^\circ$ 锥形扫描区内,不用隔板得 $|\Gamma| \leq 0.45$ (电压驻波比 $\leq 2.6$ ),用隔板得 $|\Gamma| \leq 0.23$ (电压驻波比 $\leq 1.6$ )。埃德尔伯格和奥林纳的工作,只限于只有主办辐射而端射面无栅办的扫描角。因此,对于小于半波长的耦极子间隔,它是正确的。

从概念上看, $H$ 面的隔板是有用的,因为它可以改变耦极子的 $E$ 面阵元方向图(它比理想的 $\cos\theta$ 图窄得多),使它更类似于波导的 $E$ 面阵元方向图(它与理想的方向图较为接近)。耦极子 $E$ 面的阵元方向图是不受隔板影响的,这就是希望的,因它与波导的 $E$ 面方向图相似,接近于理想的方向图。这种理由极易由孤立阵元方向图的观点来理解。已经前面说明,孤立阵元方向图是小阵元宽角阻抗匹配的一个有用的指示。

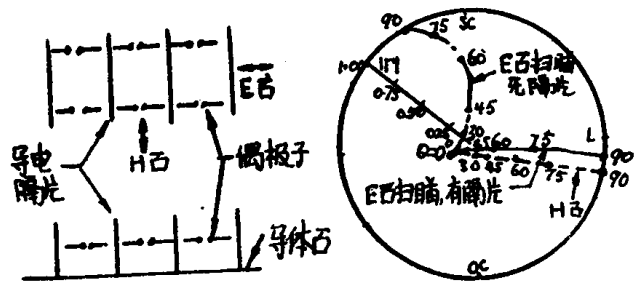


图 1.9 在耦极子阵 $H$ 面上的隔板(取自参考文献[15]—埃德尔伯格和奥林纳)

(a) 阵, (b) 对于扫角的 $\Gamma$

1964年,布伦内克和莫尔(Bunnecke and Moule)用实验证明了耦极子阵中用 $H$ 面隔板收到的宽角阻抗匹配的效果。他们测量了阵元间隔约为 $0.56\lambda$ 、 $9 \times 9$ 方阵列格耦极子阵中阵元的耦合系数,而后,计算了在阵元线中入射等幅电压下,中心阵元的反射系数随扫描角的变化。计算的结果画于图1.10;端射栅办出现在 $\sin\theta \approx 0.78$ ,在 $\sin\theta \approx 0.89$ 时,主办和栅办与侧向成等角。如果增加一般的匹配,在 $\sin\theta_{\max}=0.8$ 的锥形扫描区,

● 参考文献[33]计算了膜片阵元的较小的均匀反射,在 $\theta_{\max}=60^\circ$ 锥形区内电压驻波比 $\leq 1.67$ 。但在这情况下, $TE_{30}$ 模在介质塞中低于截止,同时,在孔径面前一较短距离处增添一个介质壳。可以看出,这个介质壳是获得宽角阻抗匹配效果的主要因素(下面将作讨论)。

阻抗的轨迹位于图的中心，则不用隔板时  $|\Gamma| \leq 0.57$  (电压驻波比  $\leq 3.7$ )，用隔板时  $|\Gamma| \leq 0.36$  (电压驻波比  $\leq 2.1$ )。

从前述可知，耦极子阵列中的H面隔板，不论是理论上或实践中均能提供显著的宽角阻抗匹配好处。杜福尔特 [17] 曾研究利用H面隔板来作为矩形波导三角点阵中的宽角阻抗匹配。它的结构草图示于图 1.15(b)。适当举选隔板的高度，并使阵元之间的间隔比防止端射栅办出现所必需间隔更靠近，他可实现  $\theta_{\max} = 45^\circ$  锥形扫描区内  $|\Gamma| \leq 0.23$  (电压驻波比  $\leq 1.6$ )。阵元间隔近，这对于防止盲区或表面波效应是必需的，否则在H面扫描就有可能出现。布伦内克和莫尔曾对具有面隔板的这类波导阵列做过测量，但是采用一般的阵元间隔，并未取得宽角阻抗匹配的任何好处。因此，对于波导阵列中的H面反射板的宽角阻抗匹配，似无潜力可挖。

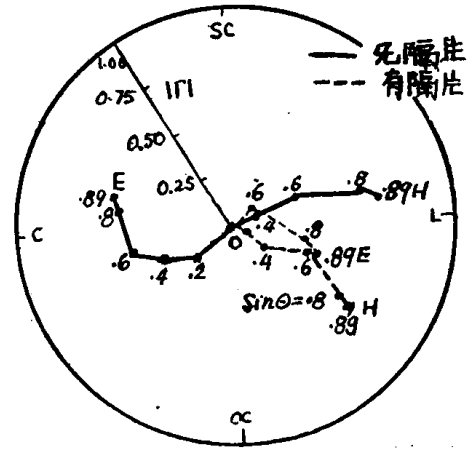


图 1.10 在耦极子阵H面置隔板时宽角阻抗匹配的实验证明 (取自布伦内克和莫尔写的参考文献 [16])。

1968年加林陀和吴 [9] 以及米特拉 [18]，在靠近H面扫描的平行板波导二维阵列的孔径面附近，放一介质板而收到了宽角阻抗匹配的效果。这类波导是用它们的  $TE_1$  模激励的。图 1.11 所示的情况，是李和米特拉计算的结果，所取的波导，相距间隔为  $0.45\lambda$  并充填有介质 (相对介电常数为 2.0)。不用介质板时，经一般的匹配，阵列可匹配到  $|\Gamma| \leq 0.37$  (电压驻波比  $\leq 2.2$ )，这时取  $\sin\theta_{\max} \leq 0.95$  ( $\theta \leq 72^\circ$ )。采用厚  $0.25\lambda$  的介质板，相对介电常数为 2.0，并用适当的一般匹配，则  $|\Gamma| \leq 0.07$  (电压驻波比  $\leq 1.15$ )。

采用介质板所取得的改进，已经实验证实。看来也没有理由不被证实；因此这种方案很可能是有实用价值的。毫无疑问，对于矩形阵格的矩形波导或圆波导阵的工作是有

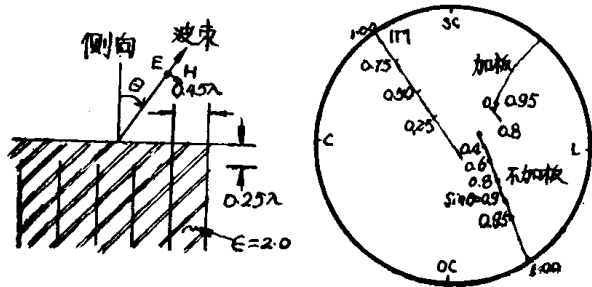


图 1.11 在H面扫描的平行板阵列的孔径面邻近的介质板。(取自参考文献 [18]—李和米特拉)。  
(a) 阵列, (b)  $\Gamma$  对扫描角的变化

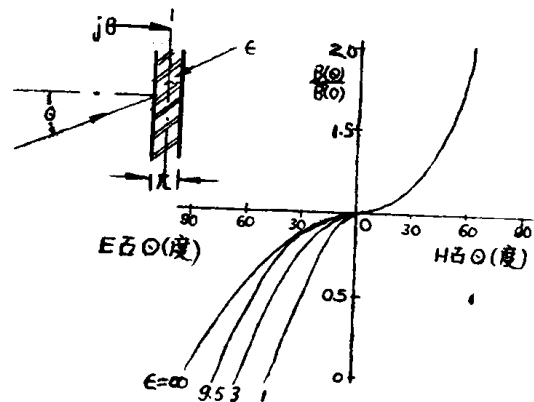


图 1.12 平面波入射时薄介质壳的相对等效电纳 (取自马吉尔和惠勒的参考文献 [20])。

意义的，采用三角阵格也可能是有益的，除了靠近端射栅办条件外。对于E面扫描不宜

作研究，因为它会引起谐振或大的反射 [34]。

1965年，马吉尔和惠勒提出了一个最有用的宽角阻抗匹配的方案[19, 20]。它是在相控阵孔径面前的很短距离处采用一个高介电常数的薄介质壳，这壳引入的与扫描有关的等效电纳，被用来部分抵销阵列孔径上的的导纳变化。

图 1.12 所示是平面波入射在  $E$  面和  $H$  面时薄介质壳（在其中间面上）等效电纳的变化曲线。这电纳归一化到垂直入射时的值，因此，壳的厚  $t$  可以约去。必须指出，电纳值是随  $H$  面的入射角  $\theta$  而增大，随  $E$  面的入射角  $\theta$  而减小。同时，这种变化在  $H$  面与  $\epsilon$  值无关，但在  $E$  面与  $\epsilon$  有关。

图 1.13 所示为阵列孔径面前近距离的介质壳。已构制了波导模拟器， $H$  场在扫描面内的主平面中的扫描角表为  $(56^\circ H, C)$ ， $E$  场在扫描面内的主平面的扫描角表为  $(56^\circ E, C)$ ， $H$  场在扫描面内的中介面中的扫描角表为  $(29^\circ H, IC)$ 。

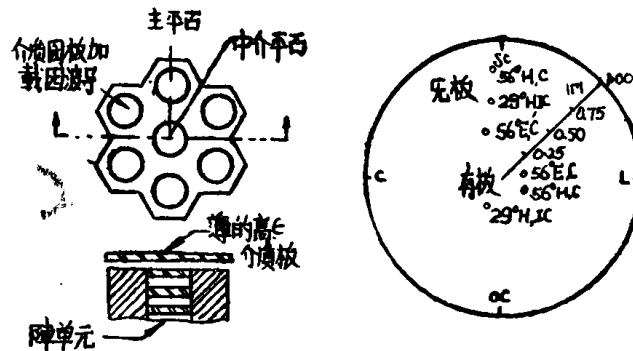


图 1.13 用模拟器测量由高  $\epsilon$  介质薄壳所取得的宽角阻抗匹配效果（取自马吉尔和惠勒的参考文献 [20]）

对于有介质壳和无介质壳的阵列反射系数用模拟器进行了测量，结果示于图上 ●。假若三个扫描条件下的阻抗，经一般的匹配能落在反射图的中心上，就可获得无介质壳的  $|\Gamma| \leq 0.38$ （电压驻波比  $\leq 2.2$ ），以及有介质壳的  $|\Gamma| \leq 0.20$ （电压驻波比  $\leq 1.5$ ）。马吉尔和惠勒和凯利 (Kelly) [21] 计算了由模拟器测量证明的宽角阻抗匹配的效果。他们所作的分析只利用了单个模或自由空间区的平面波（有限阵列的主波瓣），分析结果证明与测量是完全一致的。

介质壳宽角阻抗匹配的一个缺点是它倾向于减小容许的  $E$  面扫描范围（以及在非  $H$  面最靠近的近端射栅办条件的那些扫描面的扫描范围）。谢德拉 (Schaedla) [23] 对这情况利用一无限阵进行了计算，见图 1.14。在  $\varphi = 61^\circ$  扫描面，在扫描角  $\theta \approx 70^\circ$  的端射上出现栅办。在没有介质壳的情况下，和一般情况一样，在端射栅办的条件下， $|\Gamma| = 1$ 。在有介质壳的情况下证明， $\theta \approx 69^\circ$  时  $|\Gamma| = 1$ ，也就是说，扫描角略前于端射栅办的扫描角时，介质壳将引起盲区或表面波效应。但是，对于薄壳来说，这效应很小，而当  $t \rightarrow 0$  和  $\epsilon \rightarrow \infty$  时这效应也趋向零， $\epsilon$  和  $t$  的乘积则保持是有限数值 ●。在谢德拉

- 马吉尔和惠勒假设  $29^\circ H, IC$  的条件在性能上接近侧向的。虽然如此，在圆极化设计时，仅需考虑其它两个扫描条件。它们的数据仍可定量地量度介质薄壳的宽角阻抗匹配的效果。
- 惠勒指出了这点，而谢德拉则作了数值证明。这从图 1.12 是可以推测的，从图可以观察到  $\theta = 90^\circ E$  入射而  $\epsilon = 10$  时， $B(\theta) \rightarrow 0$ ，也就是说，对于沿阵列传播的平面波来说（即端射栅办），厚为零的介质壳是看不见的。

计算的设计中，阵元间隔略有减小，使所产生的盲区效应能在所需扫描角的最大值外。这就有可能使薄壳在整个设计扫描区上收到宽角阻抗匹配的效益。

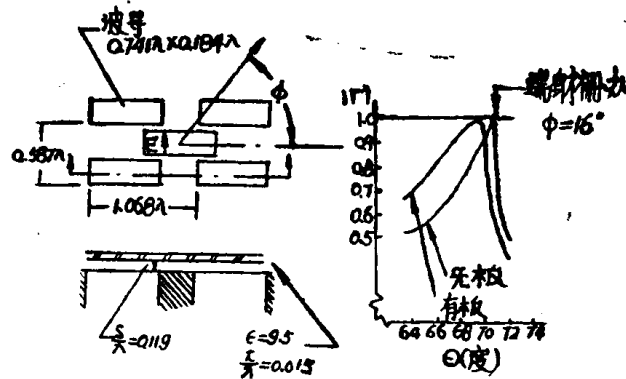


图 1.14 对介质壳宽角阻抗匹配所引起的谐振的计算。(取自参考文献[23])。

李在参考文献 22 中，对在  $H$  面扫描的平行板波导二维阵列计算了介质壳宽角阻抗匹配的效益。因此，这种方案曾用于许多相控阵实际设计中[24,25]。

1968年，杜福特提出使辐射阵元之间的接地面皱折或使其加载，来改进波导阵列的宽角阻抗匹配[26,28]。杜福特(Dufort)研究这一问题的几何图形示于图 1.15(a)和(c)在 1.15(a)所示的二维平行板阵列中，波导是由 TEM 模馈电，这些模到孔径面的入射

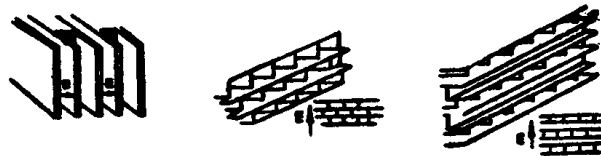


图 1.15 宽角阻抗匹配用的附加结构(取自杜福特[17,28,28])。

- (a) 每周期有一沟的平行板阵列
- (b) 带  $H$  面反射的矩形波导的三角形格阵
- (c) 带  $H$  面反射极、每周期有一  $E$  面沟的三角形格阵。

角是可变的，这样就可以在空间的一个体积内进行扫描，平行板的厚度为零[26]。其它的每一个波导在离孔径面适当距离上短路。调节这距离(接地面是加载的)，就可改进宽角阻抗匹配。进行适当的内部匹配，在四分之一的半球空间区  $|\Gamma| \leq 0.46$  (电压驻波比  $\leq 2.7$ )。杜福特对这种方案在各种不同的扫描范围的宽角阻抗匹配的能力，还作了大量报导。而在每一情况下，都容许在扫描范围的一个极点上出现端射栅办；地面负载显然消去了一般与非  $H$  面端栅办有关的条件。

对于图 1.15(c)的结构 $\bullet$ ，矩形波导是由  $TE_{10}$  模来馈给的，并在整个空间体积范围内完成扫描[28]。端射栅办是不容许有的(阵元面积从扫描两端容许有端射栅办的面积中减去 2%)。对在四分之一半球体内扫描，进行适当的寻常匹配时， $|\Gamma| \leq 0.5$  (电压驻波比  $\leq 3.0$ )。

汉纳和里特(Litt)[27]以及赫塞尔(Hessel)和克尼特[29]建议使阵列的地面变更或加载，但这里适用于消除  $|\Gamma| = 1$  条件的专门目的的，这条件通常与非  $H$  面端射栅办有

① 这种阵列的宽角阻抗匹配，实质上是加载地面法和  $H$  面设隔板法两者之结合。

关，且与盲区或表面效应有关。发表的这两篇参考文献中，证明了明显的“匹配前”和“匹配后”的情况，这样就定量证明所收到的效果。这两种方案是很新颖的，它可使扫描超出端射栅办条件的范围，而另一些方法由于失配大则无此可能。

赫塞尔和克尼特所研究的加载法示于图 1.16 (a) ● 馈电波导用  $TE_{10}$  模激励；馈电

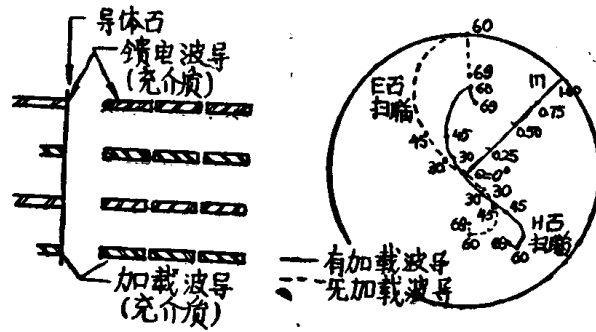


图 1.16 消除  $|\Gamma|=1$  条件的加载地面 (取自 Hessel 和 Knittel 的参考文献[29])。

(a) 阵结构； (b)  $\Gamma$  与扫描角的关系。

波导之间置有短路负载波导。波导的高度取得较小，以便于只利用  $TE_{10}$  型波导模就可以进行正确的简单分析。对加载的波导； $|\Gamma| \leq 1.0$  (电压驻波比  $\leq \infty$ )，因为  $\theta_{\max} = 60^\circ$  的锥形扫描区包含一非  $H$  面的端射栅办。在加载波导具有最佳加载时，

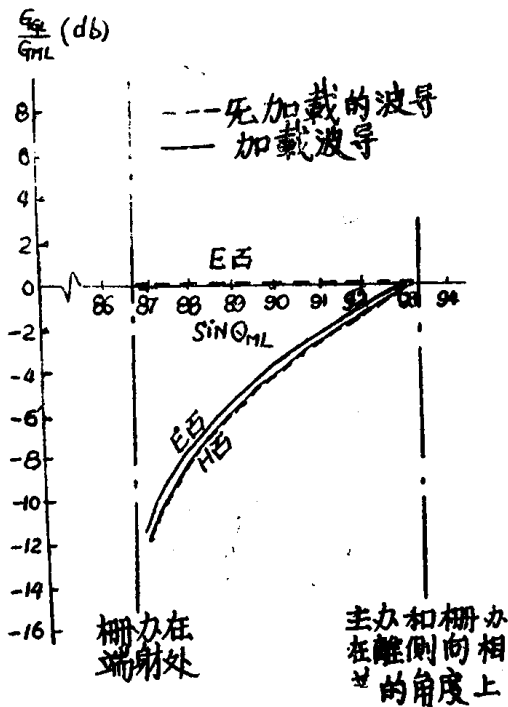


图 1.17 受载地面阵的栅办增益与主办增益的关系 (取自赫塞尔和克尼特的参考文献[29])。

① 註所示的方案与汉纳和克尼特的有所不同，它有一比较实用的几何图形。理论上，这两方案可作比较特性。

$|\Gamma| \leq 0.68$  (电压驻波比  $\leq 5.2$ )。每一情况都是进行适当的寻常匹配, 来使侧向扫描时阵列的匹配良好。图 1.17 所示为  $E$  面扫描和  $H$  面扫描时栅办增益与主办增益的关系曲线。必须指出, 加载波导实可大大减小  $E$  面栅办的增益, 从而可使扫描达到或略微超出端射栅办的条件。以上所述的负载地面的资料都是在无限阵模型上作的理论研究。关于实践证明, 至今尚未作更多的努力。负载地面设计的尺寸容差看来是十分严格的, 设计可能是很窄频带的。

最简单的宽角阻抗匹配是利用波导阵列中辐射单元间隔更靠近的方法如图 1.18(a) 所示。首先采用一个一般的开端波导阵列, 其间隔容许在扫描区的端部存在端射栅办, 而后逐渐使阵元的间隔靠近, 使栅办远离真实空间, 就可单调地减小阵列有源导纳的虚部随扫描的变化。当间隔趋向零的极限时, 也就是元件为无限小, 就变成惠勒 (Wheeler) 电源板介质壳阵列 [30], 它的扫描特性示于图 1.18(b)。这种阵列随扫描角而产生的失

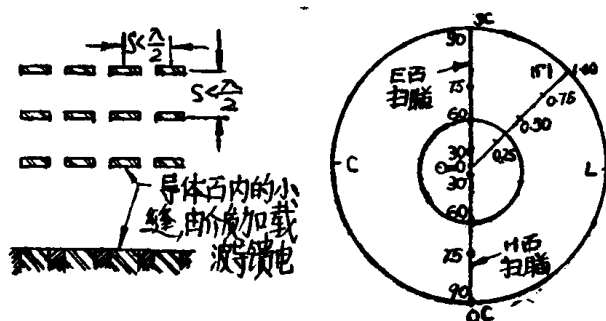


图 1.18 改进宽角阻抗匹配の間隔靠近的阵元  
(取自参考文献[30] - Wheeler)

配, 完全是由于阵列的有源导纳电导部分的变化引起; 这种变化在  $E$  面和  $H$  面是等同的。对于  $\theta_{max} = 60^\circ$  的锥形扫描域,  $|\Gamma| \leq 0.33$  (电压驻波比  $\leq 2.0$ )。对于接地面内的波导阵列, 或自由空间的矩形或三角形阵格的偶极子阵列, 所得结果也一样。

从实践来看, 需要把阵元面积减小, 减小的量应为在端点扫描角出现端射栅办所决定的阵元面积的 5%, 因为超过这点, 把间隔靠近所得的宽角阻抗匹配的效果就较小。[31]。

#### IV. 完全的宽角阻抗匹配的可能性。

相控阵天线在连续扫描区间上能否实现完全的阻抗匹配, 论及这一问题的参考文献中是有争议的。汉纳 [35] 认为: “……对所有的扫描角实现完全的阻抗匹配, 在理论上是可能的……” 在此情况下阵列的反射系数  $\Gamma$  数小 1。瓦龙 (Varon) 和齐斯曼 (Zysman) [36] 则认为: “……阵列匹配在原理上虽然可以得到很大的改善, 但在连续扫描区上的完全匹配一般不可得……。”这两种说法都是指的无限线阵以及矩形阵格或三角阵格的无限平面阵; 阵元系由任意内阻抗的产生器以均均振幅和线性累进相位馈电。假设为单频工作。

① 这是由于  $E$  面和  $H$  面孤立的阵元方向图与理想的  $\cos\theta$  方向图之间相差的量相等。必须指出, 宽角阻抗匹配, 依靠增大  $E$  面波导的尺寸, 可以得到改进, 因为这样可使  $E$  面阵元方向图变窄, 使它更接近于理想的方向图。



汉纳的证明是利用了若干组无限数的连接电路（见图 4）每一组连接电路由无限个各阶次的电路组成（图 14 上只画出了一阶和二阶电路）。每一组产生的与扫描有关的电纳  $B(\alpha)$  因而由无限个项数组成，每一项都是表示  $B(\alpha)$  完整的傅立叶级数的一个分量并对应于特定阶次的电路。任意所需的  $B(\alpha)$  都是有依据的，因而也是可实现的。对应于若干组无限数连接电路的若干个  $B(\alpha)$ ，可适当配置在阵元线上，使阵列的阻抗在  $|\Gamma| < 1.0$  的所有扫描角都能完全的匹配。

瓦龙和齐斯曼[36]曾认为，对于有平滑边界的阵列，在连续扫描区实现完全的阻抗匹配的假设，同马克斯威尔方程的可微性要求是矛盾的，因而完全的匹配也是不可能的。利用阵列结构前沿的场的周期性证明，一个完全匹配的阵列，它的孔径电场的变化不是有界的，因此是不可微的。瓦龙和齐期曼用另一种方法证明[37]，对一个向无障碍物的空间辐射的均匀、不随扫描而变的电流源的无限阵列，阵列的有源阻抗是扫描复角的解析函数。因而他们证明，在连续扫描区实现完全匹配（阵列阻抗是常数）与阻抗的解析特性相矛盾，因此，完全匹配是不可能的①。

当连接电路的数目为无限个时，汉纳的阵元线电纳  $B(\alpha)$  的连接电路傅立叶级数表达式将逐点收敛于所期望的电纳，这是可以证明的，汉纳本人虽未作此证明。因此，在  $|\Gamma| < 1.0$  的扫描区，阵列就可得到如所期望那样近似的匹配。但是，在真正达到每一组无限数连接电路的极限时，这是不正确的，因为由此所得的完全匹配与瓦龙和齐斯曼所示的阵列场和阵列阻抗的某些必要的基本特性相矛盾。

图 1.19 所示为利用大量连接电路在原理上对一无限线阵所能达到的完全匹配程度。图 19(a)所示为阵元间隔为  $\frac{1}{2}$  或小于  $\frac{1}{2}$  波长的线阵在反射图上一个假设的  $\Gamma$  对扫描

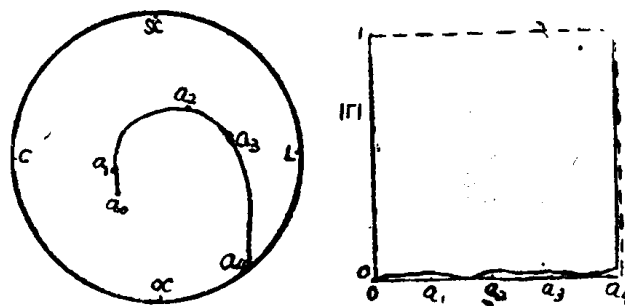


图 1.19 利用充分数量的连接电路对一线性阵列可能接近实现完全宽角阻抗匹配的示意图。

- (a)  $\Gamma$  在加连接电路前对扫描角轨迹
- (b) 用许多连接电路后可能实现的  $|\Gamma|$  对扫描角的轨迹。

的轨迹。不同的产生器调相  $\alpha$  对应于不同的扫描角； $\alpha_0$  是侧向扫描的， $\alpha_4$  是端射扫描的（这时入射功率完全反射）。增加若干组充分数目的连接电路，就有可能取得图 1.19(b) 所示的  $|\Gamma|$  对扫描角的关系曲线。在  $\alpha_4$  时，全反射仍然存在，因为没有适当的匹配可以改变它。当  $\alpha_0 \leq \alpha < \alpha_4$  时， $|\Gamma|$  为任意小，但决非常数，或者在  $\alpha$  的任意连续区间等于零。

① 不随扫描而变的电源或强迫激励的假设，相当于假设无限阻抗的产生器。由于在一无限阵列中，其阻抗是与产生器的阻抗无关，因此，对于有限阻抗产生器或对于自由激励，上述证明仍成立。