

雷达手册

第九分册

[美] M.I. 斯科尔尼克 主编

国防工业出版社

内 容 简 介

本《手册》系根据[美]M. I. 斯科尔尼克主编的《雷达手册》一书译出。

全《手册》共有三十九章。为了读者使用方便，译文不是按原书章次编排，而是大致按细分的专业将其分成十个分册。

《雷达手册》第九分册共有五章。第三十一章 固态雷达；第三十二章 民用航海雷达；第三十三章 卫星监视雷达；第三十四章 雷达天文学；第三十五章 航天雷达应用。

本《手册》可供所有从事雷达工程的工人、科技人员和大专院校师生参考。

2456/23

Radar Handbook

[美] M. I. Skolnik

McGraw-Hill, Inc. 1970

雷 达 手 册

(第九分册)

[美] M. I. 斯科尔尼克 主编

谢 卓 译 张直中等 校

*

国防工业出版社 出版

北京市书刊出版业营业许可出字第 074 号

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

*

787×1092¹/₁₆ 印张⁷³/₄ 175千字

1973年12月第一版 1973年12月第一次印刷 印数：0,001—9,000册

统一书号：15034·1340 定价：0.70元

出版者的话

为了适应我国电子工业迅速发展的形势，我们组织翻译了由〔美〕M. I. 斯科尔尼克主编的《雷达手册》一书，以帮助读者了解雷达方面的情况。

在原书中，编者试图包含雷达技术领域的各种主要问题。看来，本书的内容比较广泛，但不很深。它省略了一般雷达方面的书籍中通常有的数学推导和详细说明。其实，讨论的许多题目本身都可以写成单独的书籍。为了帮助读者深入研究，原书的每章都提供了许多参考文献。

本《手册》共有三十九章。为了读者使用方便，译文不是按原书章次编排，而是大致按细分的专业将其分成十个分册。第一分册包括雷达简介、雷达检测能力、波形设计；第二分册包括目标特性、气候影响、电磁兼容性；第三分册包括接收机、显示器、自动检测理论、数字信号处理；第四分册专论发射机；第五分册包括馈线、移相器；第六分册包括天线、天线罩；第七分册包括连续波、调频、脉冲压缩和动目标显示雷达；第八分册包括脉冲多卜勒、跟踪、测高和合成孔径雷达；第九分册包括固态、民用航海、卫星监视、天文和航天雷达；第十分册包括多基地、激光雷达，以及雷达信标和无源检测。这十个分册先后出版以后，另外再出版一部分合订本。

原书主编者在前言中对全书未能采用单一标准符号作了说明。他认为，由于当前没有一致通用的符号，如果本书采用某种单一的标准符号，就意味着武断地确定某一种符号是优先选用的，因此，原书允许各章的作者采用自己惯用的符号，只要对它作出确切的定义就行。例如，雷达方程这样一种被认为是标准的和常见的公式，在本《手册》的几个不同部分就写成稍有不同但又是等效的形式，用不同的符号来表示距离、功率、最小可测信号等等。我们认为上述处理办法是可行的，因此，我们对译文全书的符号也没有统一。

虽然本书偏重于雷达系统方面，但除了对从事雷达系统方面的工程技术人员有用外，还可供其他所有从事雷达工程的有关人员参考。

虽然本《手册》篇幅较大，但在有关厂、所、院校的大力协同下，译校工作开展得比较顺利。在此，谨向为《雷达手册》一书的出版作了不少工作的单位和个人表示衷心感谢。

由于水平有限，书中的缺点和错误在所难免，希望读者批评指正。

目 录

第三十一章 固态雷达(30)●	9-3
31.1 半导体微波功率的产生	9-3
31.1.1 晶体管微波源	9-3
31.1.2 晶体管与倍频器组合的微波源	9-4
31.1.3 体效应振荡器	9-5
31.1.4 耿氏振荡器	9-5
31.1.5 LSA模式(限制空间电荷积累)振荡器	9-6
31.1.6 雪崩振荡器	9-6
31.1.7 基本的功率限制	9-7
31.2 固态雷达设计	9-8
31.2.1 固态有源天线阵	9-9
31.2.2 低频组件的设计	9-9
31.2.3 采用倍频器的组件设计	9-10
31.3 集成微波电路	9-11
31.3.1 微波电路制造技术	9-11
31.3.2 集成微波接收机	9-12
31.3.3 固态功率放大器	9-14
31.3.4 集成的移相网络	9-16
31.3.5 组件的封装	9-16
31.4 固态雷达在系统设计上的意义	9-17
参考文献	9-18
第三十二章 民用航海雷达(31)	9-19
32.1 船用雷达的主要要求和限制	9-19
32.2 民用航海雷达规范	9-20
32.3 典型民用航海雷达的参数	9-23
32.4 天线	9-24
32.5 发射机	9-27
32.6 接收机	9-29
32.7 显示器	9-31
32.8 航海雷达的问题	9-37
32.8.1 雨干扰和海浪干扰	9-37
32.8.2 相互干扰	9-43
32.9 船用雷达的附设装置	9-44
32.9.1 信标机	9-44
32.9.2 反射器	9-45
32.9.3 港口监视雷达	9-46
参考文献	9-47
第三十三章 卫星监视雷达(32)	9-49
33.1 引言	9-49
33.2 卫星监视系统	9-49
33.2.1 系统的分类	9-49
33.2.2 轨道力学	9-50
33.2.3 轨道与位置	9-54
33.3 通用监视系统和跟踪雷达	9-56
33.3.1 雷达的类型	9-56
33.3.2 影响雷达设计的因素	9-57

● 为了便于查对原文,在每章题目后的圆括弧内用阿拉伯数字注明了相应的原书章次。——译注

33.3.3 频率选择	9-58
33.3.4 连续波监视雷达	9-58
33.3.5 机械跟踪雷达	9-61
33.3.6 相控阵雷达	9-62
33.3.7 阵列成本核算	9-67
33.4 专用的监视系统	9-69
33.5 典型实例	9-70
33.5.1 空间监视系统 (Spasur)	9-70
33.5.2 空间跟踪系统 (Spacetrack)	9-70
33.5.3 AN/FPS-85	9-70
33.5.4 RRE卫星跟踪	9-71
33.6 其它课题	9-71
33.6.1 目标特性	9-71
33.6.2 扩大监视距离	9-73
33.6.3 相关问题	9-74
参考文献	9-74
第三十四章 雷达天文学(33)	9-76
34.1 雷达天文学的研究对象	9-76
34.1.1 引言	9-76
34.1.2 雷达回波的观测参量	9-77
34.1.3 雷达观测和目标性质的关系	9-79
34.2 系统要求	9-83
34.2.1 目标的可检测性	9-83
34.2.2 雷达系统	9-87
34.3 系统组成单元和技术	9-88
34.3.1 天线	9-88
34.3.2 发射机	9-91
34.3.3 接收前级	9-92
34.3.4 系统配置	9-93
34.3.5 调制技术	9-95
参考文献	9-96
第三十五章 航天雷达应用(34)	9-99
35.1 引言	9-99
35.2 交会应用	9-99
35.3 用作着陆设备的雷达	9-101
35.4 双子星座交会雷达	9-104
35.4.1 脉冲分割	9-105
35.4.2 距离和距离变化率测量	9-106
35.4.3 系统的结构和工作	9-107
35.5 观测者雷达系统	9-108
35.6 阿波罗雷达系统	9-112
35.6.1 交会雷达	9-112
35.6.2 交会雷达的工作	9-113
35.6.3 应答器的工作	9-115
35.6.4 着陆雷达	9-116
35.6.5 系统的工作	9-116
35.7 其它考虑	9-119
35.7.1 可靠性	9-119
35.7.2 性能鉴定	9-119
35.7.3 今后应用	9-120
参考文献	9-120

第三十一章 固 态 雷 达

TOM M. HYLTON

31.1 半导体微波功率的产生

自从第一个磁控管研制以来,为了有利于雷达的使用,一直在继续寻求一种高功率的微波源,使之具有更好的可靠性和工作特性。人们通过对电子束器件、等离子体、铁氧体器件的探索性的工作,以及对半导体材料中的体效应的研究等,可以找到这种努力的途径。雷达工作所要求的高峰值功率和平均功率的产生问题,一直是而且继续是电子学中最棘手的技术难题之一。

一般的雷达系统,即使只具有中等的性能,所需要的峰值功率也在 100 千瓦的量级,而平均功率在 50~200 瓦之间。当然,对于不同功能的雷达,它所要求的输出功率的范围是很宽的:从小的手提式雷达所需的功率一直到空间监视雷达和反导弹雷达所需的巨大功率。在这两个极端之间的是大量的地面雷达、船用雷达和机载雷达。它们代表了雷达系统的普遍类型,本章中所讨论的固态雷达将针对这种普遍类型。

仅有极少数的雷达的工作可由低发射功率来完成。这些工作如雷达高度表和多卜勒导航雷达是最适宜于用固态装置的例子。在较大的雷达系统中,对雷达的商业和军事使用者说来,严重的问题是工作的期限、可靠性和易维护性。但是提供另一条途径的固态系统所面临的问题则是,必须具有满足当前地面和机载雷达所需要的几百千瓦至几兆瓦峰值功率的能力。

能产生微波功率的半导体器件有几种结构形式。它们都适宜于成批生产以及应用能生产出价格低廉的器件和电路的其它固态生产技术。

半导体微波源可以很方便地分成两种:一种包括晶体管和晶体管与倍频器组合的微波源,另一种是利用半导体材料本身的体效应的微波源。下面将讨论每一种的主要类型以及它们的特性。

31.1.1 晶体管微波源

在微波频率范围里工作的第一批双极性晶体管,是微合金扩散型或台面型的,它们都只能工作于低电平。一直到平面型的工艺引入到微波晶体管后才使有用功率在 1 千兆赫超过 100 毫瓦。图 31-1 示出这种微波平面型晶体管的结构。在本例中,在重掺杂高导电率的硅衬底上生长了较轻掺杂的较高电阻率层。然后将基极区和发射极区扩散入此层中,最后淀积电极的接点。

一般说来,要提高工作频率,晶体管发射极和基极部分的间隔和深度就必须减小,很像在较高频率工作的电子管其栅极网格以及栅极至阴极的间距必须减小一样。然而,较高功率的工作则要求较大的发射极、基极和集电极的面积。所以微波晶体管普遍地具有重迭的结构。图 31-2 示出用交指状结构做成的微波晶体管。这种结构看来在较高频率上工作较有前途,因为杂散电容较小。但是在超高频(UHF)频率范围内,用覆盖式的晶体管结构已经得到良好的性能。在这种结构中,金属化的图型将大量的小晶体管互连起来,

实际上就是小晶体管的并联。

用增大晶体管尺寸的办法能够增加微波晶体管的输出功率。尺寸的限制来自对输入阻抗的考虑。互连的晶体管单元的数目愈多，则晶体管的输入和输出阻抗就愈小，如图31-3所示。图上表明晶体管典型的输出功率(平均)是面积的函数。在图表上还示出输入阻抗的实部的大小与面积的关系。晶体管的最大尺寸，亦即最大输出依赖于对低阻抗匹配的能力。

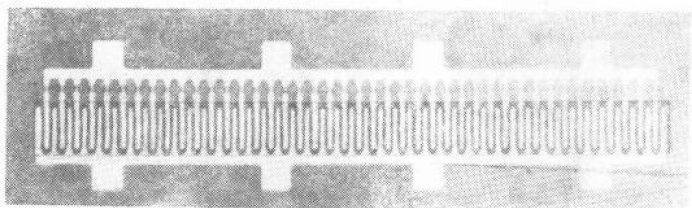


图31-2 交指形的微波功率晶体管 (德克萨斯仪器公司 MS-0022); 器件长40密尔

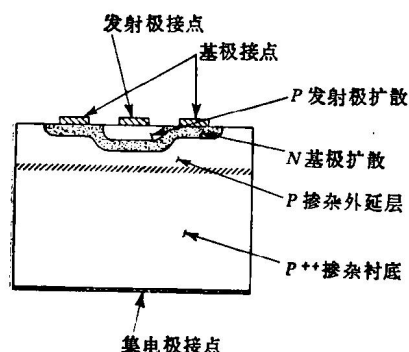


图31-1 微波平面型晶体管结构

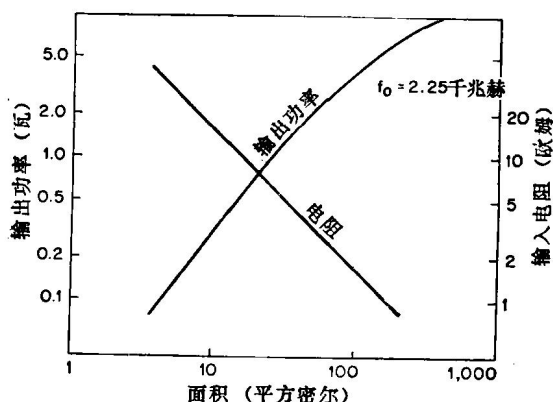


图31-3 微波晶体管输入阻抗和输出功率与面积的关系曲线

31.1.2 晶体管与倍频器组合的微波源

用高效能的谐波产生方法，可以使固态源的频率和功率范围得到扩展。在远比振荡器件的最高标称频率还高的频率上，可以得到可观的功率。用非线性电抗来实现有效的倍频是早已熟知的，但是，在微波范围里一直到获得几乎无损耗的 $p-n$ 结半导体后，谐波产生才变成有用的技术。在半导体技术的任何给定的状态下，为变容管倍频器提供输入功率的晶体管，比晶体管本身直接工作在倍频频率的范围时，将能给出更大的功率。这从下列事实也可明显看出：晶体管的输出功率的能力在高频段随着 $1/f^2$ 而下降，或随每倍频程 6 分贝的速率而下降；而高质量的变容管倍频器，在微波范围内的衰减通常小于它的倍频次数，例如，普通的二倍频器的衰减小于 3 分贝。

早期的变容管倍频器是利用结电容随外加电压的变化一般对 $p-n$ 结是反向偏置来设计的。当时的实验者们发现：在倍频器中应用的若干类型的变容管，尤其是硅扩散型，具有较低的损耗和较大的功率容量，并比按它们的 Q 值和击穿电压计算得出的要好。确知这种性能的改进是由硅扩散 $p-n$ 结中的长复合时间所致，即在半导体结被射频能量激励到正向偏置的那段时间里整流过程来不及发生。把在正向偏置区域里的这种电荷储存电容用于倍频时，则在反向偏置时所产生的电容变化确属既非必要，亦非所需。这就引出了早期的比较正统的变容管的一个新分支，一般称为阶跃倒电容式或阶跃恢复变容管。

较高频率的变容管倍频器的效率和功率容量看来是受到固有的限制的。但是不久就发现, 如果简单地把高质量的变容管串联起来构成一个组合的变容管, 则其特性远比单个变容管在理论上能获得特性要好。实际上, 现在看来, 对于变容管倍频器的功率容量, 并没有根本性的限制。

31.1.3 体效应振荡器

除了晶体管的和晶体管与倍频器组合的微波源以外, 还存在着一系列单端的半导体器件, 它们可以用作振荡器或负阻放大器, 并且能在微波频率范围里产生可观的功率。这些就是体效应器件, 包括雪崩^[1]、耿氏^[3]、LSA 模式 (限制空间电荷积累) 的振荡器^[2]和放大器。它们工作的负阻模式和隧道二极管的相仿, 但是前者具有高得多的功率电平。

负阻器件的工作, 可以从终端接以负载电阻 R (小于 Z_0)、特性阻抗为 Z_0 的传输线的例子中清楚地看出。该例中, 电压驻波比是:

$$\text{电压驻波比(VSWR)} = \frac{Z_0}{R}$$

而反射系数是:

$$\rho = \frac{Z_0 - R}{Z_0 + R}$$

其反射损耗 (或增益) 则是:

$$G = \rho^2 = \left(\frac{Z_0 - R}{Z_0 + R} \right)^2$$

此处反射损耗为反射功率与入射功率之比。当 R 等于 Z_0 时则无反射功率。如果使 R 变得较小, 则反射功率增大, 当 R 等于零时, 则反射损耗 (或增益) 等于 1 (0 分贝)。

现在让我们来考虑其实部可以成为负值的负载的情况。这时, 关于反射损耗的公式仍然适用, 只是从负载处反射回来的功率比入射功率要大。这时负阻器件用作放大器。这就是隧道二极管和某种类型的参量放大器的工作状态。当此负阻变成和传输线的特性阻抗具有同样数值时, 则增益增到无穷大; 也就是说, 负阻用作振荡器, 其频率则受外电路的控制。

体效应器件就是靠呈现负阻特性而工作, 因而可用作放大器或振荡器。一般说来, 这些器件工作在放大器时, 它们的输出功率比作为振荡器时小。有关这些器件的进一步的讨论, 将根据振荡器的工作来进行。

31.1.4 耿氏振荡器

1963 年国际商业机器公司的耿氏在研究半导体的电噪声时观察到: 若把砷化镓和磷化铟的样品放在每厘米几千伏的电场中, 就能得到相干的微波振荡^[3]。这在全世界引起了对此器件的物理特性及其应用的致力研究。

以后发现它的工作机理实际上是在耿氏发现以前已由 Ridley 和 Watkins^[4] 与 Hilsum^[5] 提出过的。他们的模型称为双谷模型。某种材料 (例如砷化镓) 的导带电子是由两个占有能谷所构成的。其中较低的能谷中有高的迁移率和质量较轻的电子, 而较高的能谷中则有低的迁移率和质量较重的电子。在足够高的电场中电子则从较低的能谷转移到较高的能谷。在此转移过程中电子的平均速度就减低。这样便产生了一个负的微分迁移率。

其结果就构成了一个负值，可以用来完成放大或振荡的工作。

耿氏的样品是由薄的 n 型砷化镓小片在其两侧加以欧姆接触所构成的。当样品中的电场超过约 3000 伏/厘米时，在其阴极端就产生一个高场畴（电荷累积层）。此高场畴就以约 10^7 厘米/秒的电子饱和漂移速度通过样品而移动，然后到阳极上消失了。紧接着（约过 10^{-12} 秒）在阴极端形成一个新的畴，因而就重复这一过程。外部电流呈现一周期性脉冲列，从而得到了射频功率。频率决定于畴通过样品的渡越时间^(6,7)。据报导其频率可以从几兆赫至 40 千兆赫，其输出的脉冲功率在 1 千兆赫约为几百瓦（占空系数很低，平均功率小于 1 瓦）。

31.1.5 LSA 模式（限制空间电荷积累）振荡器

在砷化镓中，还有一种振荡模式可以用来产生微波功率。这种振荡模式是由 Copeland⁽²⁾ 在贝尔电话实验室发现的，称为 LSA 模式（限制空间电荷积累）。这种振荡模式并非基于渡越时间效应或畴的形成；然而，像正常的耿氏效应一样，需用具有两种迁移率状态的材料。

LSA 模式的特性是：

- (1) 工作频率高于载流子渡越时间的倒数。
- (2) 振荡的频率严格地决定于外电路的频率。
- (3) 在此模式中，功率阻抗乘积，比正常的耿氏模式要高得多。
- (4) 输出功率和效率比同一器件用于正规耿氏模式时的功率和效率相等或更高。

有关 LSA 模式工作的定性的理论是简单的。样品深偏置于 $I-V$ 特性的负阻区域里。电路的谐振频率选择得远高于渡越时间的倒数。电路只能对二极管较轻地加载，使交流电压的摆动足够大，从而在负半周二极管可以被激励到低于正规耿氏振荡的门限。在正半周，掺杂必须这样来选择，使畴来不及形成和移动。因而在正半周，空间电荷仅在源的接触处易于积累，而样品的其余部分被抑制到负阻状态。因而通过样品的一个行波在沿着器件整个长度运动时被放大。器件的长度愈长，则功率输出的能力就愈高。

此工作模式本来就是高效率的，因为整个样品处于负阻状态；在射频周期的大部分时间中，都不存在有损耗的串联电阻漂移区域。此器件的功率阻抗乘积比工作于正规耿氏模式的较短的器件要大。因为此器件的工作很象大信号的放大器，而不象一个渡越时间的器件，所以它的输出应当比正规耿氏模式含有较少的谐波分量。效率也应当比较高，因为能量没有浪费在不需要的高次模式中。

31.1.6 雪崩振荡器

还有其它类型的半导体振荡模式，这就是将半导体器件加大偏置到反向击穿区域里去。这样的一类振荡器称为雪崩振荡器。

雪崩二极管可用任一种普通的半导体材料来制成（例如硅、锗、砷化镓等），而不象耿氏或 LSA 二极管必须由呈现“转移电子”现象的特殊材料来做成。雪崩二极管振荡器有好几种明显不同的工作模式，其中一种称为雪崩渡越时间模式，它已被广泛地研究并应用在微波振荡器中。

在图 31-4 a 和 31-4 b 中示出了一个四层的里德（Read）二极管和一个典型的三层雪崩二极管。这两种管子（在所讨论的模式上）产生负阻的主要机理是相同的，在 1957

年已由里德⁽⁶⁾分析过。

在雪崩渡越时间模式中, 用来得到净负阻的机理有两个, 它们是载流子的雪崩倍增和渡越时间的延迟。这两种不同的相位延迟加起来得出总的相移, 从而得到一个净负阻。在雪崩区域里电流的建立过程滞后于跨于该区域两端的电压, 从而构成类似于电感的相位滞后。此外, 由雪崩产生的载流子以其极限速度通过 n 区域余下的地区, 通过这漂移区的渡越时间构成了另一个相位滞后。

在里德二极管中, 当偏置到雪崩击穿时, 电荷载流子(空穴及电子)在靠近 $p-n$ 结的一个薄层里由载流子的倍增而产生, 载流子的产生滞后于交流电场约 $\pi/2$ 弧度。取决于器件设计的不同, 载流子可能是空穴或是电子, 它们通过漂移区域, 其渡越角是 $\tau = \pi$, 而外部电流则比电荷的产生滞后 $\pi/2$ 弧度。交流电压和电流的峰值就在总相位上相差 π 弧度, 从而形成负阻。

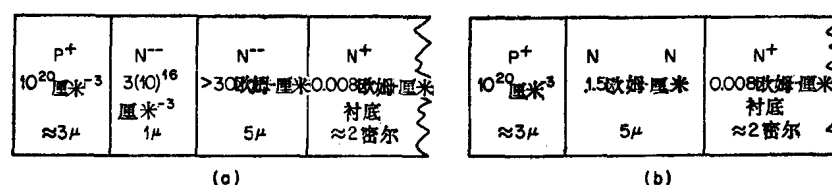


图 31-4

(a) 里德振荡器的结构; (b) 雪崩振荡器的结构。

三层 p^+-n-n^+ 结构的二极管则在大部分漂移区域里发生雪崩, 雪崩的空穴电流向一个方向运动, 而电子电流则向另一个方向运动。然而二极管工作的主要特性还是渡越时间的相位延迟和雪崩建立过程的延迟。但是这种二极管像里德二极管一样, 穿过雪崩区域的相移是不能忽略的。

上述结构的任一种, 在 ATT (雪崩渡越时间) 工作模式上, 连续波的输出功率约为几瓦, 其效率约为 10% 左右。雪崩击穿会产生相当大的噪声, 因而二极管在应用上受到一些限制。雪崩二极管的功率阻抗乘积⁽⁶⁾是相当大的, 并估计约按 $1/f^2$ 而变化。

还有另外一种工作模式被应用。已经预计到当电流密度大时, 在漂移区域中的低渡越角部分也有负阻效应。此时二极管的结构仍如图 31-4 a 一样, 但是工作频段是在超高频 (UHF) 频段而不在 X 频段。整个 n 区都深激励到雪崩状态。Hoefflinger⁽⁷⁾ 作出了详细的说明, 他预计到雪崩漂移区中由于电场的空间电荷畸变而引起的低频负阻效应。这类振荡已由他本人和其他人所证实。一些实验者用这种低渡越角的工作模式在 UHF 频段已经以高效率得到成千瓦的峰值功率。

31.1.7 基本的功率限制

每一类微波源对其功率输出的能力都有各式各样的限制; 然而, 它们都有两种主要的限制。这就是可允许的 (能成功地应用的) 最低的输入和输出阻抗, 和由器件本身产生的热耗散。

在非常低的阻抗电平上的工作能力本来是一个电路问题, 但是它变成了对器件性能的一个基本限制, 与任何绝对的物理特性同样重要。在理论上可以对千分之一欧姆的阻抗实现满意的匹配, 因而可以采用非常大的晶体管或振荡器结构。然而在实际中则存在着两种

效应。在对半导体器件装接点时总是有一个与此有关的电感量,在晶体管的情况下,就有通常的引线电感的问题。在微波频率上即使是最好的设计技术,也要带来欧姆量级的感抗。如果采用阻抗为百分之几欧姆的大晶体管结构,则电路 Q 值将使器件的带宽受到显著的限制。此外,还有这样的问题,即任何阻抗匹配网络与这样低的阻抗匹配时,网络的欧姆损耗将和器件的输入阻抗有同样的量级。这将表现为效率、增益和输出功率的直接减小⁽⁸⁾。

器件的热耗散限制可能是输出功率的最显著的限制。所有硅的微波器件,晶体管或雪崩振荡器,可以工作在其器件面积的热(功率)密度高至 $25\sim 50$ 千瓦/厘米²的状态。而锗和砷化镓器件,因为这些材料的热传导率较低,工作时的相应热密度仅约为上述值的 $\frac{1}{4}\sim \frac{1}{5}$ 。在上述热流量的情况下,即使已经作了最好的散热设计,器件面积的绝对尺寸仍是有限的。

与所有固态微波功率产生有关的各种限制,使单个器件在微波频率上产生千瓦或更高的平均功率输出几乎是不可能的。使较低功率的微波源并联起来或采用阵列技术是固态雷达的固有特点。

31.2 固态雷达设计

用单个固态微波源将功率馈送到抛物面天线上,这就是全固态雷达系统的基础。这种方法对于低功率的雷达是合适的,但是对于通常遇到的大部分雷达说来,不管其类型如何,必须产生比从单个半导体源所能得到的功率高一个、两个或三个数量级的峰值功率和平均功率。为了产生需要的功率,必须将大量的微波源工作在某种相加的结构上。

雷达设计者可以采用两种把多个微波源相加的基本结构。微波源可以直接并联起来构成电子束管的固态等效设备,或是将单个的源分布在相控阵天线的阵面上,使功率在空间相加。

对目前雷达的体制只需作最少修改的方法,是用必需的电路和若干固态放大器来直接替代电子束微波源。无疑地,这种方法对于某些类型的雷达设备、以及用来改造旧设备以获得较高的可靠性说来是需要的。但是,在考虑新设备的设计时,有下列主要的缺点和限制:

- (1) 功率相加网络将有很大的损耗,使微波源的效率和功率输出能力减小。
- (2) 在系统的成本中工作于高功率的功率相加网络将占显著份额。
- (3) 电子波束控制仅能用高功率的移相网络来实现,该网络将使损耗进一步增加而效率进一步降低。

(4) 在功率放大器后面将有天线的分配损耗。

该方法除了简便以外,还有主要的优点如下:

(1) 因为仅需要一个接收机,就可以采用量子放大器或参量放大器;而在有源天线阵的情况下这在经济上通常是不许可的。

(2) 为了技术上的原因或为改进计划,所需可使固态源和电子束源直接互换。

(3) 在机械扫描的天线中单个源可能是较方便的。

对于固态雷达系统而言,一般更加需要将功率产生源排列在天线孔径处,而使这些源

在空间相加。由于每一个功率源激励一个天线单元，因而，为了电子波束控制而加上低功率的移相网络，以及为了得到相控阵天线的工作性能和灵活性而加上其它部件，将仅是一些方便的变动。

31.2.1 固态有源天线阵

相控阵雷达的辐射孔径的工作，不仅是在微波频率上产生功率，还需要具备下列功能：接收来自目标的回波信号；在发射和接收工作之间进行转换；还要对发射和接收信号加以适当的相移，来构成需要的波束特性；最后还要将波束控制网络和计算机连接起来。

这些功能可以用放大器、频率变换器、及控制方法等各种措施来完成。基于在工作频率上有适合的功率放大器和低噪声前置放大器，现在已能设计有源天线阵组件的可行的集合体。

31.2.2 低频组件的设计

在所谓低频的范围里，功率放大器和低噪声前置放大器是可以实现的，这可以采用很简单的组件结构。图 31-5 示出这样的组件，其中只有移相网络、相应的收发开关以及固态的功率放大器。当接收部分工作时，天线端收到的能量不经过功率放大器而直接进入移相网络、完成相加作用的网络，而在发射时为功率放大器提供射频输入。

此简单组件的概念受到一些问题的限制。即接至组件的控制和偏置输入线的数量是非常大的，这是因为移相网络的每一位相移需要一个模拟输入，而收发开关又需要另一个输入。此外，在接收时进入天线的能量，在前置放大以前，要受到收发开关、移相网络与相加网络的衰减。为了解决这些问题可以用图 31-6 所示的稍复杂一些的组件结构。现在让我们来考察从简到繁的过程中的每一个变化。

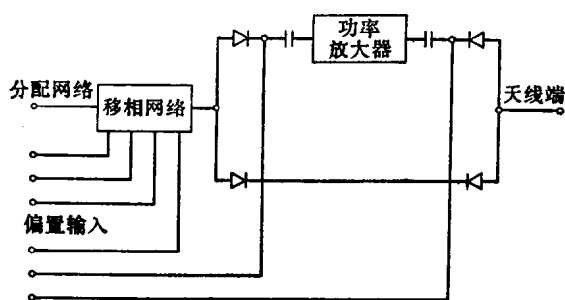


图31-5 简单的“低频”组件

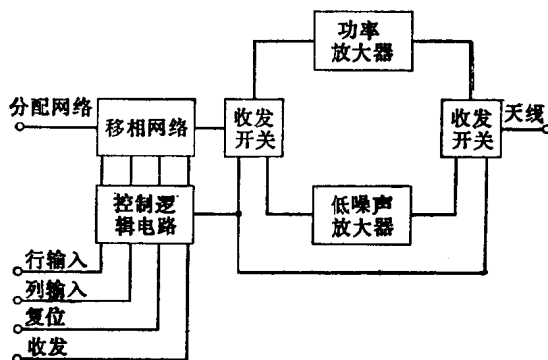


图31-6 完整的“低频”组件

第一个修改是对每一组件加上了低噪声的前置放大器。它主要用来减低系统的噪声系数，并且在移相和波束形成前提供增益。这样对移相部件和波束形成部件的插入损耗的指标就可以放宽些，便可考虑采用成本较低、损耗较大的方案。即使有这些优点，增加低噪声前置放大器还必需从整个系统的经济观点来考虑。

在组件中增加控制逻辑电路在实际系统中一般认为是必要的。图 31-6 中示出了控制逻辑电路可能采用的典型输入端，此处有对每一行共同的数字码或脉冲串输入，还有对每一列共同的输入。这两个输入相加起来，或是用其它方法处理，以得到所需的相移。在典型的大型天线阵中，这就把从控制计算机来的接线从大约 10000 根减少到 100~200 根，此时每一行与每一列都有一根线。如果用的是非平面或是光学分布的天线阵，那末对每一组

件还要加第三个输入，用以作球面的修正。除了这些输入外，还有复位信号和收发开关控制信号。

即使象图 31-6 所示的组件，也并不说明雷达系统所需要的复杂程度。为了使接收的方向图具有低的旁瓣电平，还必须要有幅度加权，这可以由在每一个低噪声放大器后面加一个可调衰减器来完成；或用两个不同的波束形成网络，其中一个用于发射，一个用于接收，在每一个中都包含了适当的加权。对于特殊应用的组件还有其它的修改，例如：对遇到结冰或非常大的扫描角时出现的高电压驻波比进行负载调配；对组件的自动检查和测试设备，在发射时为获得不同天线方向图对功率放大器输出进行调整的措施等。

31.2.3 采用倍频器的组件设计

在上一小节中所讨论的组件，是工作在直接的功率放大和低噪声信号放大都能实现的频段上。如果我们称它是低频组件，那末还有一种高频组件，它们工作在超出了振荡器件的功率-频率限制的频率和功率范围。这些组件采用了倍频器，因而它们的设计和“低频”组件的设计是很不相同的。

从概念上说，如果移相能直接在工作频率上完成，那末采用混频器和倍频器的组件设计就大为简化了。图 31-7 中示出由功率放大器、倍频器、收发开关、移相器以及某种类型的接收机构成的组件。可以在发射频率上直接相加，或是在每一组件中于中频输出相加以前

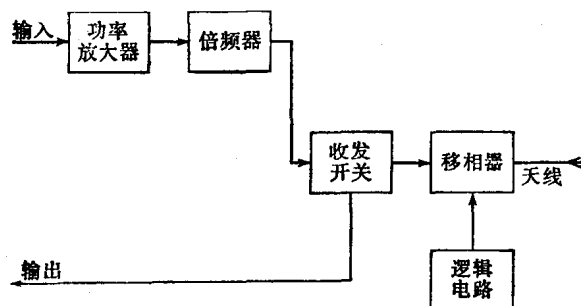


图 31-7 在工作频率上采用一个移相器的“高频”组件
这种简单方法的主要障碍是移相网络的损耗，直接减少了输出功率，并直接增大了接收机的噪声系数。与其它组件方案相比较，其结果使性能降低 3~6 分贝。

借助于两个移相网络，可以使相移产生在对损耗较不敏感的地方。一个移相网络加在用于发射的功率放大以前，另一个加在接收机的本机振荡源中，或中频前置放大器后。必须对每一组件分配三种不同的频率：一个是本机振荡源的输入；一个是发射通道的输入；还有一个是中频的输出。在其中两个频率上，本机振荡和发射激励的功率，必须对每一个组件提供同样的数量。但是，为了抑低旁瓣，一般在对中频输出相加时，使每一组件供应的功率不相等。

如果在组件内部来产生本机振荡信号，那末所需接到每个组件的同轴输入的数目就能减少。在大部分雷达应用中，并不同时需要发射激励和本机振荡，因而这两个信号可以是双工的。图 31-8 示出一种高频组件的方块图。在发送部分工作时送入组件的信号是 2.250 千兆赫的。此信号在放大后通过一个移相网络接到功率放大器中。功率放大器的输出送到 4 倍频器中，然后通过收发开关，由天线输出。

本机振荡的信号，在组件中用类似的方法来产生。当接收部分工作时，激励的频率是 2.125 千兆赫，此信号通过功率前置放大器、一个移相网络，而后通过本机振荡的倍频器。来到天线的回波信号，由收发开关取道送至平衡混频器。由此产生的 500 兆赫的中频，经过放大后加到波束形成网络中。

图 31-8 所示的组件用了两个移相网络。这是由于接收时波束控制是加在本机振荡器上。对加于发射通路的给定的正的相移，不论中频是高于或低于输入信号，在本机振荡通路里实际上必须有一个负的相移。在示出的组件中，这是通过采用两个分开的移相网络来完成的。另一种方法就是，用一个网络在发射和接收间转换。

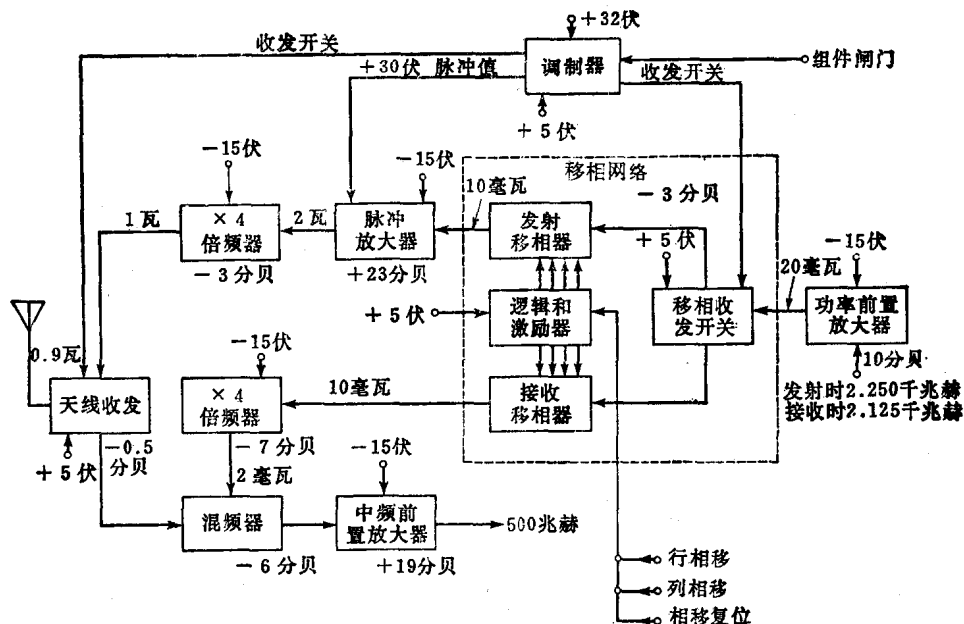


图31-8 完整的 X 波段的收发，可控扫描的雷达组件

组件的各种变型几乎是无止境的，可以采用倍频器、上变频器、下变频器等；但是还应当注意到，低频组件的设计逐渐进入高频组件的领域，因为在较高的频率范围里，功率放大器和低噪声的前置放大器现在可以制造的了。

31.3 集成微波电路

在上节中讨论的雷达组件，需要 6~15 个微波和数字电路来完成所需的工作。合理的雷达系统，为获得需要的特性每个天线阵需要 1,000~15,000 个组件；或是在固态相控阵的微波部分需要 10,000~200,000 个微波和数字电路。为使这一方案符合经济要求，那末每一线路的费用必须在 1 美元到 5 美元之间，或者应该和数字或模拟的集成电路可相比拟⁽⁹⁾。

31.3.1 微波电路制造技术

对数字和模拟低频电路制造技术加以改进便可用于微波电路的制造。它们可以分成两种基本类型：单片的和混合的。两种类型间的通常公认的区别是半导体器件接入电路的方式。在单片集成时半导体和电路是一起形成在同一衬底上，因而器件和电路设计的各个方面必须一起考虑，整个电路的性能取决于每一个加工步骤。在混合集成中，半导体器件以某种方式固定到电路上，因此在器件接到电路以前，器件和电路在加工上没有什么共同的要求。

单片电路的一个例子示于图 31-9 中。图中示出 X 波段的收发开关，其中心频率位于 9 千兆赫处，无论接通发射通路或接收通路时其插入损耗均约为 1 分贝，隔离度为 25 分贝。此电路基本上采用了在 10 密尔厚的高电阻率的硅衬底上的微带线结构。表面取向的 $p-i-n$ 开关二极管是由扩散入衬底而构成的，而薄膜的二氧化硅电容器是对偏置用的 $\lambda/4$ 线作射频旁路用的电容。

此电路是用控制杂质扩散入半导体材料的方法制成的，这是集成电路制造的一种基本工艺。整个衬底通过炉体，而在衬底的选定的部位上完成扩散。

在数字和模拟电路中应用的厚膜与薄膜混合电路的技术看来也可用在微波电路制造中。在厚膜技术中，导电的或电阻的图型被印刷在陶瓷衬底上，并在高温中烘烤。常用的是氧化铝陶瓷衬底，并用丝网印制技术来印刷导体和电阻。厚膜技术的主要优点是制造时每平方吋的成本较低。其主要缺点是它在微波电路的制作中公差的控制有时仅仅勉强合格。

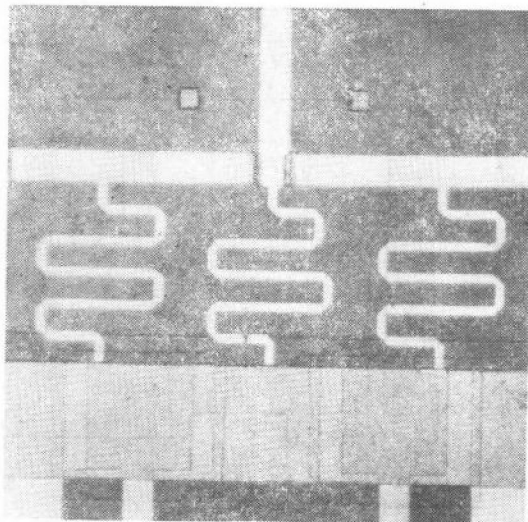


图31-9 单片 X 波段的收发开关，
100平方密尔

最广泛应用的微波电路的制作方法是薄膜技术，在此类型中综合了多种多样的技术，可以把各种不同的材料以各种不同的组合来淀积，其厚度一般约在 100~50,000 埃范围里。所淀积的材料可以构成导电的、电阻的或绝缘的薄膜。通过蚀刻掉不需要的材料或通过帘孔来淀积的方法就可以决定薄膜在衬底上的位置。

薄膜电路的特征是低的导体损耗，它很接近于淀积材料的理论上的体电阻率；另一个特征是具有将电容和电阻制作为电路整体的一部分的能力。颇为广泛地采用涂釉的氧化铝陶瓷作衬底材料，但蓝宝石、氧化铍及其它介质也已获得应用。

31.3.2 集成微波接收机

“低频”组件中能采用低噪声的晶体管前置放大器。图 31-10 中示出一个 L 波段的低噪声晶体管放大器。此放大器是制作在氧化铝衬底上，并用微带传输线来作阻抗匹配。两级平衡放大器约有 20 分贝的增益，其增益和噪声系数的响应如图 31-11 所示。

对于“高频”组件，在混频以前也能采用低噪声的前置放大器。因为低噪声肖特基势垒混频二极管和具有镜象终端负载的混频器的出现，用前置放大器来改进性能一般并不认为是合理的。

可以相当紧凑地来制作一个混频-中频装置。图 31-12 中示出在公共的陶瓷衬底上制作的一个 X 波段的收发开关、一个 X 波段的平衡混频器，和一个 500 兆赫的中频前置放大器。此电路在发射工作时从发射机馈送几瓦的功率到天线上；在转至接收工作时，来到天线的能量变换至 500 兆赫中频而后作 20 分贝的放大。在接收工作时的总噪声系数约为 10 分贝。图 31-13 示出一个较为复杂的电路，即一个 L 波段的振荡器-倍频器、功率分配器和多通道的 X 波段平衡混频器的组合。此电路是在陶瓷衬底上用厚膜技术制成的。

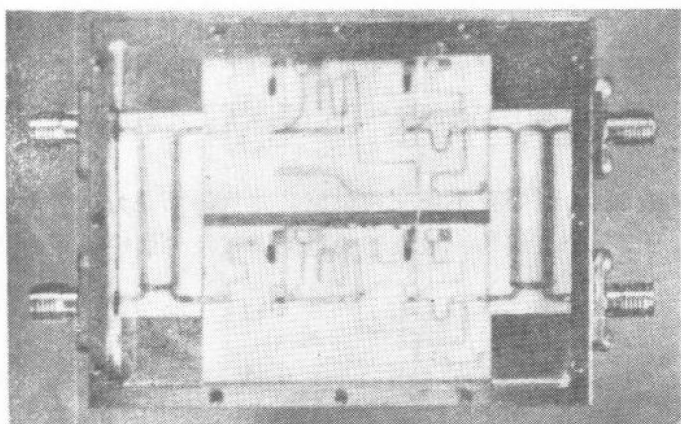


图31-10 低噪声L波段微波集成电路
平衡前置放大器

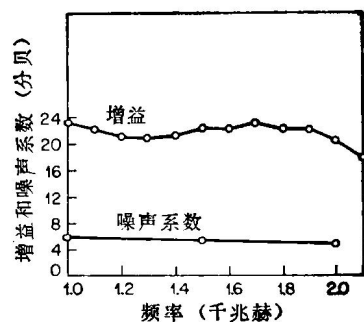


图31-11 低噪声L波段微波电路的平衡前置放大器的增益和噪声系数与频率的关系曲线

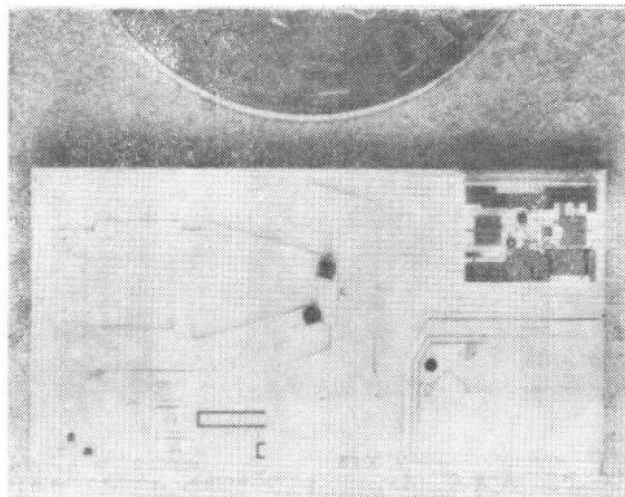


图31-12 微波集成电路的X波段收发开关，具有镜像终端负载的混频器和中频前置放大器

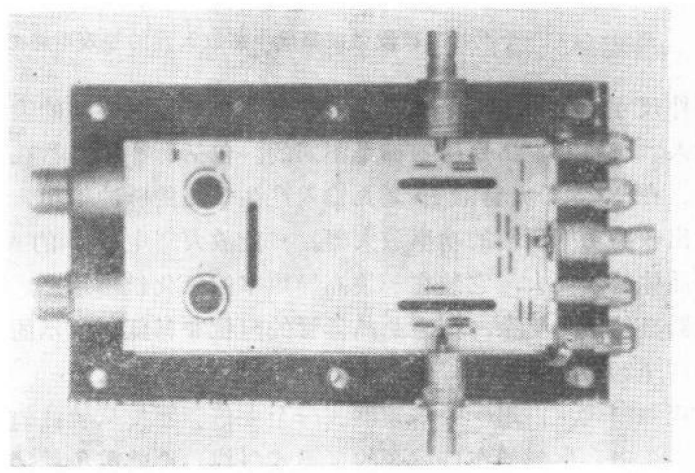


图31-13 X波段的多通道微波混合放大器

31.3.3 固态功率放大器

雷达发射机组件的功率部分可能需要几种不同的器件和技术。对于“低频”组件可以采用晶体管功率放大器或体效应振荡器；而对于“高频”组件，则除了上述的以外还需要一个功率倍频器。

雷达组件中应用的晶体管功率放大器一般需要不止一种微波晶体管，而是为这种用途而定做的一系列晶体管。图 31-14 示出一个五级功率放大器的电路图以及各级中所用的晶

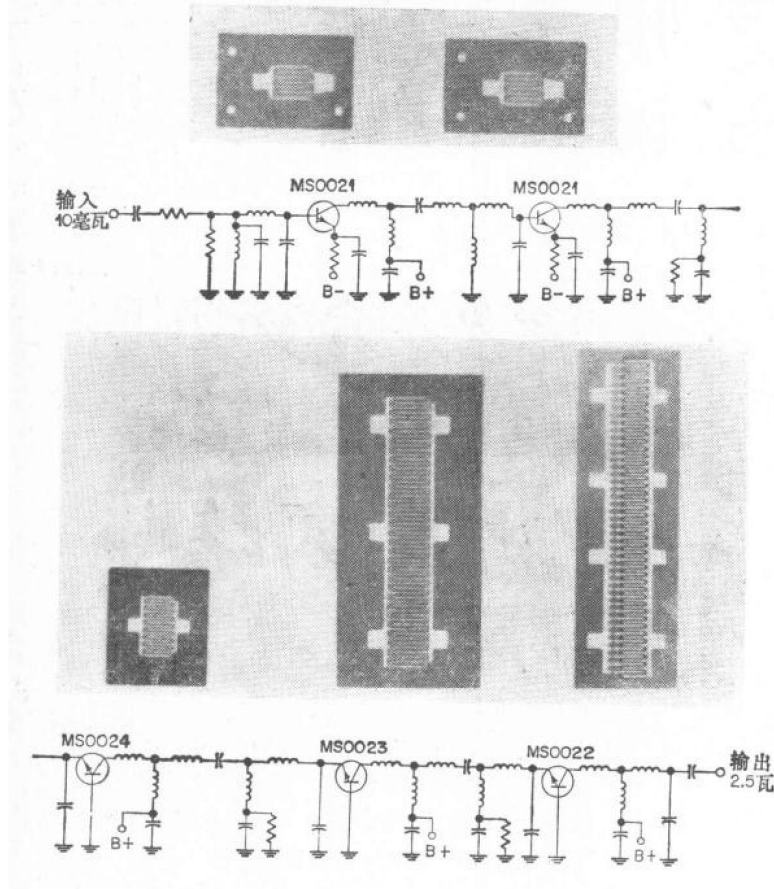


图31-14 一个五级 S 波段微波集成电路放大器的等效电路图

体管的照片。器件尺寸的逐渐增大是很明显的。每一个器件有不同的输入、输出阻抗特性，因此每一级的输入、级间和输出变压器都是不同的。包括脉冲调制器在内的整个功率放大器示于图 31-15。在 2.25 千兆赫的 10 毫瓦输入产生 2 瓦的脉冲输出。

图 31-16 示出较高功率所需的功率放大器。在此放大器中采用的晶体管甚至比图 31-15 中最大的晶体管还要大，它装在一块高导热率的氧化铍小片上。所用的输入和输出阻抗的匹配变压器必然更为复杂，因为此晶体管的阻抗非常低。所示的功率放大器，在 L 波段中占空系数高至 20% 时给出的峰值功率为 10 瓦。

对于组件的高频型式，需用一个倍频器。一个 4 倍频器使从较低的 S 波段上升到 X 波段，它示于图 31-17 中。用延伸在硅后面的（梁式引线）金的重负载接点制成的两个变容管，在电路中串联地焊接在一起，以便在 2 瓦输入功率的击穿电压下仍具有高 Q 值。此电