

一种新型毫米波集成功率合成器的研究*

徐军** 李超 龙毅

(电子科技大学应用物理所 成都 610054)

【摘要】 提出了一种结构新颖、利用耿氏管管芯制作的毫米波 E 面混合集成功率合成器及其设计方法。功率合成器电路由 E 面悬置耦合带线和鳍线构成, 输出端口为标准矩形波导。在 Ka 频段, 双管芯合成源在 550 MHz 的机调带宽内, 输出功率大于 200 mW, 最大输出功率为 305 mW。

关键词 毫米波; 悬置耦合带线; 鳍线; 耿二极管; 功率合成器

中图分类号 TN73

耿氏效应器件已广泛用于微波和毫米波频段的低噪声功率源中。由于现有材料和工艺水平限制, 毫米波频段单个耿管所能提供的功率较低, 为满足系统的实际要求, 采用功率合成技术是获取较大功率输出的常用手段。在固态源的电路合成技术中, 包含谐振式和非谐振式两类合成方式, 前者是将多个器件安装在同一谐振腔内, 实现各器件功率的合成输出; 后者是将多个振荡器通过各种形式的外电路耦合进行功率合成。因此, 谐振式功率合成器在体积、重量和结构的复杂程度上都优于非谐振式功率合成器。70 年代以来, 在有关谐振式功率合成器的报道中, 其电路大都采用矩形波导腔或圆柱腔等立体结构^{1~6}, 并且都使用封装负阻器件。因而, 固态合成源在调试和具体使用中, 存在以下不足: 1) 由于耿氏器件的封装参数离散性较大, 合成源在调试中一致性较差, 为获得与设计值相近的指标, 往往需要在谐振腔中引入一些调谐装置对工作频率进行补偿和改善其输出与负载之间的匹配, 从而使结构复杂化和增大了调试工作量; 2) 由于封装耿氏管在电路中属硬接触安装, 当其在环境条件要求严格的情况下使用时, 合成源的抗震性和可靠性难于保证; 3) 因波导腔立体结构的固态合成源与其他平面或准平面毫米波部件无法实现全集成毫米波前端, 使其应用受限于对体积、重量等有严格要求的毫米波系统。针对上述问题, 本文提出一种结构新颖的 E 面混和集成两管功率合成器电路结构, 采用砷化镓耿氏管芯制作, 在 Ka 频段, 实现了在一定的机调带宽内, 具有中等合成功率输出的指标。

1 电路结构及原理分析

两管芯混合集成功率合成器的电路如图 1 所示。从图 1 可见, 合成源的电路由四部分构成: 1) 波导和短路活塞, 完成功率合成器的机械调谐功能; 2) 功率合成器的核心部分, 两只耿氏管芯通过热压安装在 E 面悬置耦合带线两侧的管芯载体上, 并经过超声压焊使搭接金丝与耦合带线电路相接, 合成的功率通过耦合悬置带线的中心槽输出; 3) 鳍线以及鳍线(波导的渐变过渡, 其中包含有分别给两只耿氏管提供直流偏置的低通滤波器电路; 4) 波导形式的功率合成器输出口。

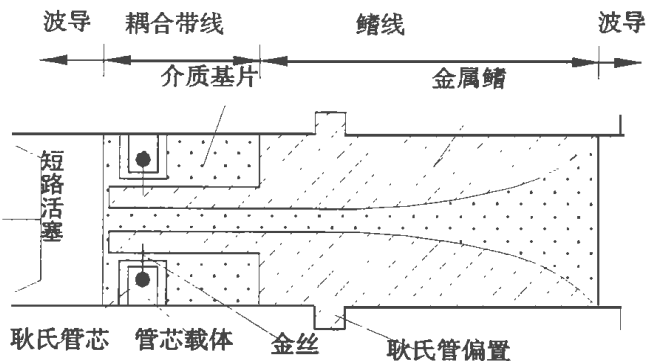


图 1 E 面混合集成两管功率合成器电路

在图 1 所示的电路结构中, 功率合成器的谐振腔由一段一端开路、一端短路的耦合悬置带线构成。

1999 年 3 月 14 日收稿

* 电子部预研基金资助项目

** 男 36 岁 硕士 副教授

成, 两只耿氏器件在传输线上以共面形式装配在谐振腔的开路端口, 并由可移动的波导短路活塞在谐振腔开路端口提供一可变电抗分量, 该可变电抗分量与谐振腔并联共同组成功率合成器的谐振回路。在谐振腔的短路端口, 合成器的功率通过耦合带线的中心槽与其槽宽相同的单面对称鳍线耦合输出。在谐振腔的耦合输出端口与合成器的标准矩形波导输出端口之间, 采用一段鳍线及鳍线-波导的渐变过渡⁷, 完成合成器负载与合成源输出负载间的阻抗变换功能以及与标准矩形波导的过渡, 以实现其负载能获得功率合成器的最大输出。

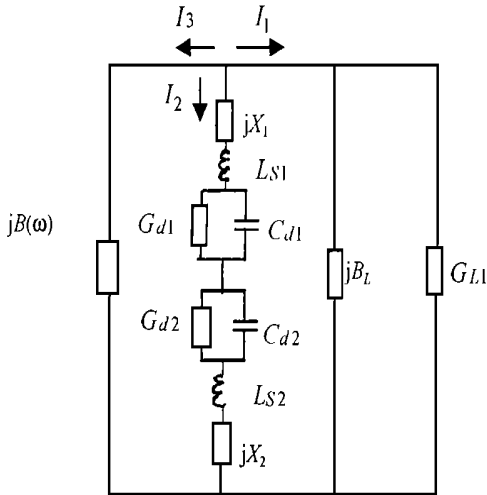


图 2 功率合成器的简化射频等效电路

产生的射频功率效率很低, 大部分直流功率都转换成热能而耗散, 因而在电路设计时必须兼顾体积的情况下采用有效的散热方式, 以避免器件在工作中烧毁。针对砷化镓耿氏管芯的特性, 作者在文献⁸中, 提出了一种适合管芯在 E 面集成电路中安装的管芯载体结构, 将这种方案用于管芯功率合成器电路中, 通过对载体材料的合理选择, 并保证载体表面的加工精度以及在电路中合理的安装形式, 可使管芯获得很好的散热。

利用图 2 的等效电路, 可对功率合成器的频率和功率进行分析。由于两管芯在电路中的安装结构相同, 实际调试中选择同批号和尺寸尽量相近的管芯, 因此, 可近似认为 $X_1 = X_2 = X$, $C_{d1} = C_{d2} = C_d$, $G_{d1} = G_{d2} = G_d$, $L_{S1} = L_{S2} = L_S$ 。

由电路方程可得

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \tag{1a}$$

$$\frac{I_1}{G_L + jB_L} = \frac{2I_2[1 - \omega C_d(X + \omega L_S) + jG_d(X + \omega L_d)]}{G_d + j\omega C_d} = \frac{I_3}{jB(\omega)} \tag{1b}$$

由式(1a)、(1b)可得决定振荡频率的方程为

$$G_L + jB_L + \frac{G_d + j\omega C_d}{2[1 - \omega C_d(X + \omega L_S) + jG_d(X + \omega L_S)]} + jB(\omega) = 0 \tag{2}$$

由图 2 可见, 电路中除 G_{d1} 、 G_{d2} 和 G_L 外, 其余均为虚变量, 无能量的消耗和产生。因此, G_{d1} 和 G_{d2} 产生的能量应等于 G_L 消耗的能量, 即

$$\frac{2|I_d|^2}{G_d} + \frac{|I_L|^2}{G_L} = 0 \tag{3}$$

式中 $I_d = I_2 G_d / (G_d + j\omega G_d)$, $I_L = I_1 G_L / (G_L + jB_L)$ 分别是流过 G_{d1} 、 G_{d2} 和 G_L 的电流。式(1a)、(1b)与式(3)联解, 可求得输出功率。在式(1b)、(2)、(3)中, 等效负载电纳 $Y_L = G_L + jB_L$ 、 $jB(\omega)$ 、 jX 、 L_S 是电

2 等效电路与设计方法

针对图 1 所示的 E 面悬置耦合带线谐振腔与鳍线连接耦合输出的结构, 由鳍线中主模传输的场分布可以得到, 在谐振腔中的 E 面悬置耦合带线上只能被激励起奇模。因此, 在图 2 给出的集成功率合成器射频等效电路中, 两只耿氏管应处于串联工作状态。在图 2 中, $jB(\omega)$ 为调谐回路在器件安装面处所呈现的电纳, jX_1 和 jX_2 分别是安装两只耿氏管芯载体的电抗, L_{S1} 和 L_{S2} 分别为两管芯与电路搭接金丝的电感, G_{d1} 和 G_{d2} 、 C_{d1} 和 C_{d2} 分别为两管芯的负电导和畴电容, jB_L 和 G_L 分别是合成器负载在器件安装面处的等效负载电纳和等效负载电导。

毫米波固态合成源是通过固态器件和电路之间的相互作用, 把直流功率转换成毫米波功率。由于耿氏器件

路中可调整的参量,结合谐振腔中 E 面悬置耦合带线的结构尺寸和谐振腔与标准矩形波导输出口之间的渐变线进行优化,可获得一定机调带宽下的最大合成输出功率。优化结果如图4所示。

3 测试结果

依据前面对电路结构的分析,我们在 Ka 频段具体设计了 E 面混合集成功率合成器。电路基片采用 RT/Duroid5880 (厚度=0.254 mm, $\epsilon_r=2.22$),器件使用南京电子器件研究所研制的砷化镓耿氏管芯,并对实际制作的合成源进行了测试。

图3是功率合成器单管工作时的测试结果。图中,曲线 A 表示管1在 $V=4.8V$ 和 $I=0.88A$ 的直流偏置、管2不加偏置情况下,管1单独工作时频率与功率特性;曲线 B 表示管2在 $V=4.9V$ 和 $I=0.71A$ 的直流偏置、管1不加偏置情况下,管2单独工作时频率与功率特性。

图4和图5分别是两管在与单管测试时相同的直流偏置下,两管合成的功率与频率特性和频率、功率稳定度的测试结果。

从图3~图5可知,管1单独工作时,在30.16~30.85 GHz的机调带宽内,振荡器的输出功率大于40 mW,在30.49 GHz处,具有最大输出功率122 mW;管2单独工作时,在30.15~30.80 GHz的机调带宽内,振荡器的输出功率大于15 mW,在30.45 GHz处,具有最大输出功率92 mW;两管同时工作时,在30.61~31.16 GHz的550 MHz机调带宽内,功率合成器的合成输出功率大于200 mW,在30.74 GHz处,具有最大合成输出功率305 mW;并且具有较高的频率和功率稳定特性。

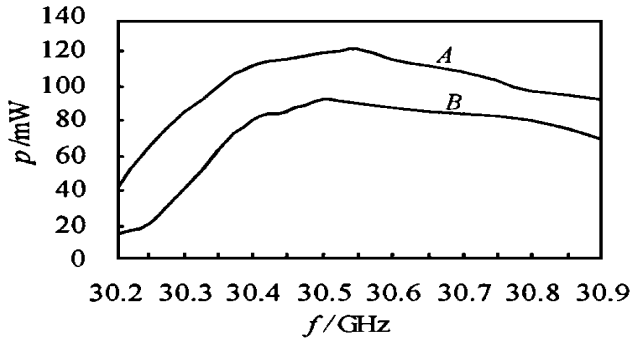


图3 单管工作的频率与功率特性

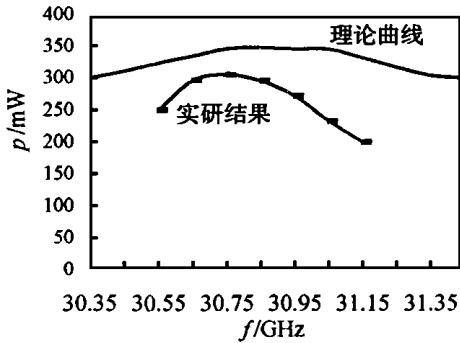


图4 合成功率与频率特性

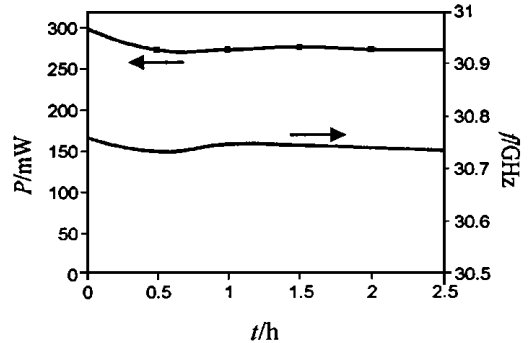


图5 功率合成器功率及频率稳定度

4 结论

利用砷化镓耿氏管芯和 E 面集成传输线,本文提出了一种结构新颖的混合集成两管功率合成器电路结构。该合成器具有体积小、重量轻、可靠性高、加工调试方便和一致性好,并且易于集成的特点,可在对体积、重量和可靠性有严格要求的集成毫米波弹载和机载系统中使用。此外,采用一只变容管取代本文电路中的任意一只耿氏管芯,即可构成 E 面混合集成电调振荡器;并在本文工作的基础上,可进一步以此电路为原型,设计 E 面混合集成多管芯功率合成器。

参 考 文 献

- 1 邓绍范, 邱景辉, 李在清. 8毫米波段单腔多管功率合成器. 制导与引信, 1994, (4): 5~9
- 2 顾凯均. Ka波段体效应管功率合成器. 电波科学学报, 1991, 6(1-2): 390
- 3 葛俊祥, 李嗣范. 单腔并行双器件功率合成理论与实验研究. 中国科学(A辑), 1993, 23(9): 969~978
- 4 薛呈添, 王乔敏. 6mm波导腔耿氏管功率合成器. 电子科学学报, 1989, 11(2): 215~220
- 5 Vaian K R. Power combining in a single multiple-diode cavity. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, 1978: 344~345
- 6 Sicking F, Meinel H. Multi-diode Ka-band oscillators using hybrid planar circuit design. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, 1980: 62~64
- 7 薛泉, 徐军, 薛良金. 复杂渐变线的分析与综合. 电子科技大学学报, 1994, 23(1): 27~31
- 8 Xu Jun, Li Chao, Xue Liangjin. Finline oscillator offers millimeter-wave operation. Microwave and RF, 1998, 4: 103~104

Investigation of A Novel Millimeter-wave Integrated Power Combiner

Xu Jun Li Chao Long Yi

(Inst. of Applied Physics UEST of China Chengdu 610054)

Abstract A novel millimeter-wave E-plane hybrid integrated power combiner using Gunn diode chips is presented, and its designing method is also introduced. By combining E-plane suspend coupled strip with finline transmission line, this two chips power combiner working at Ka-band has 550 MHz mechanical tuning bandwidth within which the maximum power is 305 mW and minimum power over 200 mW at the output waveguide port.

Key words millimeter-wave; suspend coupled strip line; finline; Gunn diode; power combiner

·科研成果介绍·

COSAV1.1 开放式系统软件平台

主研人员 黄万镒 刘启原 尤晋元 卢显良 等

COSA1.1是在八五科技攻关成果 COSA1.0的基础上,经功能扩充,性能提高而形成的系统软件平台产品,包括三个基本成份:

- 1) COSIXV1.3 操作系统
- 2) COBASEV1.1 数据库管理系统
- 3) CONETV1.1 网络软件

其次在 COSAV1.1 系统软件平台的基础上还进行了典型的应用开发,并投入运行。

·科 下·