

毫米波 E 面混合集成电调振荡器*

徐军** 李超 薛良金

(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、利用梁式引线变容管进行调谐的毫米波 E 面混合集成电调振荡器及其设计方法。电调振荡器由 E 面悬置耦合带线和鳍线构成，输出端口为标准矩形波导。通过对变容管偏压的调节，振荡器在 35 GHz 频率处有 780 MHz 的电调带宽，带内功率输出为 (19.3 ± 0.5) dBm。

关键词 毫米波；悬置耦合带线；鳍线；耿氏振荡器

中图分类号 TN75

毫米波变容管调谐耿氏振荡器 (VCO) 由于调谐容易、结构简单，调谐速度快，因而在通信、雷达、制导、电子对抗等毫米波系统中广泛使用。多年来，对电调振荡器的输出功率、电调带宽、带内功率起伏等重要指标的提高一直都是受重视的研究课题。在各种类型的电调振荡器中，集成化的耿氏管电调振荡器以其体积小、抗震性强、成本低、批量生产一致性好的特点，特别是在其具有优良的上述电性能指标下，可将它与毫米波前端子系统中其他平面或准平面部件集成在一起，使得系统整机结构紧凑，应用在各类体积、重量、造价及可靠性严格受限的场合，因而受到了更大的关注^[1-3]。文献[1]介绍了一种耿氏管与变容管在传输方向上相隔半波长并联安装的鳍线电调振荡器，该振荡器工作在 U 频段，电调带宽为 100 MHz，带内输出功率为 28 mW 左右；文献[2]介绍了一种采用鳍线分支耦合器和两支变容管构成的耿氏振荡器电路，在 34~37 GHz 的电调带宽内，有 10~20 mW 的输出功率；文献[3]中的 Ka 频段耿氏管电调振荡器采用鳍线腔中开槽短截线结构，在 700 MHz 电调带宽内，有 35~40 mW 的功率输出。本文给出一种新颖的混合集成电调振荡器结构，电路采用 E 面悬置耦合带线和鳍线这两种集成传输线，在 Ka 频段，实现了在较宽电调带宽内，具有中等功率输出和较小功率起伏的指标。

1 电路结构

E 面混合集成电调振荡器的电路如图 1 所示。从图 1 可见，VCO 的电路由四部分构成：1) 波导和短路活塞，完成振荡器频率的机械调谐功能；2) 电调振荡器的核心部分，耿氏管和变容管以共面型式分别装配在 E 面悬置耦合带线的两边，功率通过耦合悬置带线的中心槽输出；3) 鳍线以及鳍线一波导的过渡，并包含有两个分别给耿氏管与变容管提供直流偏置和控制电压的低通滤波器电路；4) 波导形式的电调振荡器输出口。

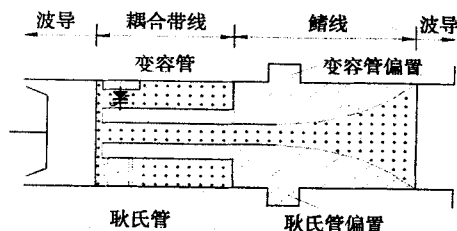


图 1 E 面混合集成电调振荡器电路

2 电路分析和优化

对图 1 所示的电路结构，可将电调振荡器的谐振回路看成由两只器件的安装面到耦合带线与鳍线的连接面之间的一段耦合带线所组成的谐振腔和由可移动的波导短路活塞所提供的一可变电抗并联而构成。活塞的调节实现了电调振荡器工作频率的机械调谐，可方便地改变电调中心频率。为使负载能获得振荡器的最大输出，在谐振腔的输出端口与标准矩形波导之间，采用了一段鳍线及鳍线到波导之间的渐变过渡来实现阻抗变换功能。

1999 年 1 月 12 日收稿，1999 年 3 月 11 日修改定稿

* 电子部预研基金资助项目

** 男 36 岁 硕士 副教授

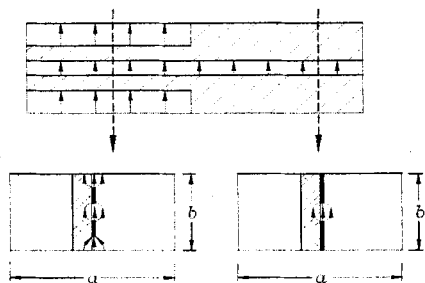


图2 E面悬置耦合带线—鳍线过渡

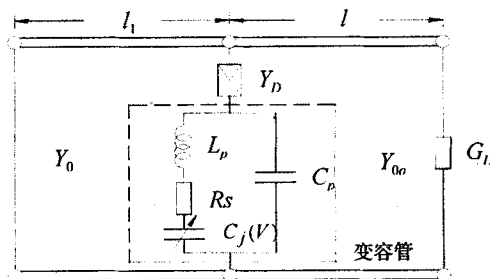


图3 电调振荡器的射频等效电路

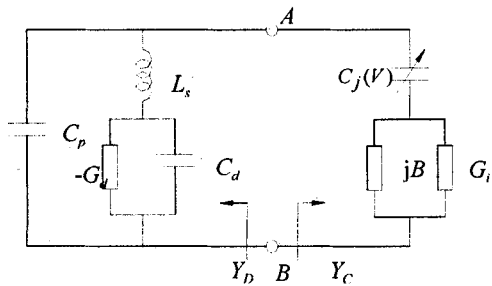


图4 VCO 等效电路

对于振荡器谐振回路中所采用的 E 面悬置耦合带线, 在任意激励的情况下, 其主模的传输特性可分解成两种对称激励, 即偶模激励和奇模激励的情况下分别计算后得到。但当 E 面悬置耦合带线与单面单槽鳍线连接过渡时, 从鳍线主模传输时的场分布可知, 此时在 E 面悬置耦合带线中只能传播奇模, 如图 2 所示。因此, 对所介绍的电调振荡器电路, 谐振腔中的 E 面悬置耦合带线只能被激励起奇模。

由以上的理论分析可以给出电调振荡器的射频等效电路, 如图 3 所示。图中, Y_D 是耿氏器件的导纳, G_L 为负载电导, Y_0 是标准矩形波导的特性导纳, l_1 是短路活塞的短路面与器件安装面间的距离, Y_{0o} 是 E 面悬置耦合带线的奇模特性导纳, l 是器件安装面与耦合带线—鳍线连接面之间的距离。

为了便于电路分析与设计, 利用耿氏器件的等效电路, 忽略梁式引线变容管的封装参量, 将其看作是一个无耗的仅依赖于电压的电容元件 $C_j(V)$, 并将负载 G_L 和短路活塞的导纳值变换到器件安装面后, 可将图 3 所示的 VCO 等效电路进行重绘, 如图 4 所示。图中, AB 端左边是耿氏器件的简化等效电路, 右边电路包含振荡器的谐振回路及负载。其中

$$jB = j \left[\frac{Y_{0o}(Y_{0o}^2 - G_L^2) \operatorname{tg} \beta l}{Y_{0o}^2 + G_L^2 \operatorname{tg}^2 \beta l} - Y_0 \operatorname{ctg} \beta l_1 \right] \quad (1)$$

$$G_i = \frac{Y_{0o}^2 G_L (1 + \operatorname{tg}^2 \beta l)}{Y_{0o}^2 + G_L^2 \operatorname{tg}^2 \beta l} \quad (2)$$

式中 β_1 和 β 分别是矩形波导和 E 面悬置耦合带线奇模的相位常数。

由图 4 可求出耿氏器件等效电路的输入导纳为

$$Y_D = -G_D + jB_D = \frac{-G_d}{(1 - \omega^2 L_s C_d)^2 + (\omega L_s G_d)^2} + j \left[\omega C_p + \frac{\omega C_d - \omega L_s (G_d^2 + \omega^2 C_d^2)}{(1 - \omega^2 L_s C_d)^2 + (\omega L_s G_d)^2} \right] \quad (3)$$

而谐振回路及负载的输入导纳为

$$Y_C = G_C + jB_C = \frac{\omega^2 C_j^2 G_i}{G_i^2 + (B + \omega C_j)^2} + j \left[\frac{\omega C_j (B^2 + G_i^2) + \omega^2 C_j^2 B}{G_i^2 + (B + \omega C_j)^2} \right] \quad (4)$$

当电路振荡时, 振荡器的振幅条件和相位条件分别为

$$G_C - G_D \leq 0 \quad (5)$$

$$B_C + B_D = 0 \quad (6)$$

在式(5)中，小于符号意味着振荡器的工作状态正在建立，等于符号表示振荡器的工作已达稳定状态。

上述振幅条件和相位条件反映了在振荡器工作时，振荡器负载与振荡器的电路参数（包括谐振腔的结构参数、耿氏管与变容管的性能参数）的普遍关系。

由式(3)，(4)，(6)可得决定振荡器振荡频率的方程为

$$C_p + \frac{C_d - L_s(G_d^2 + \omega^2 C_d^2)}{(1 - \omega^2 L_s C_d)^2 + (\omega L_s G_d)^2} + \frac{C_j(B^2 + G_i^2) + \omega C_j^2 B}{G_i^2 + (B + \omega C_j)^2} = 0 \quad (7)$$

为确定振荡器谐振腔的最佳尺寸（耦合带线的金属条带宽度 S ，耦合带线的耦合宽度 W ，谐振腔长度 l ），在已知耿氏器件和变容管性能参数以及负载值的情况下，首先在短路活塞可能取值的范围内，任意选定一个 $l_1 = L_1$ 值，并令变容管在零偏时，振荡器谐振在所需要的工作频率 ω_0 上，则由振荡器谐振时的平衡条件可得

$$C_p + \frac{C_d - L_s(G_d^2 + \omega_0^2 C_d^2)}{(1 - \omega_0^2 L_s C_d)^2 + (\omega_0 L_s G_d)^2} + \frac{C_j(0)(B^2 + G_i^2) + \omega_0^2 C_j^2(0)B}{G_i^2 + [B + \omega_0 C_j(0)]^2} = 0 \quad (8)$$

$$\frac{\omega_0^2 C_j^2(0)G_i}{G_i^2 + [B + \omega_0 C_j(0)]^2} - \frac{G_d}{(1 - \omega_0^2 L_s C_d)^2 + (\omega_0 L_s G_d)^2} = 0 \quad (9)$$

联立求解式(1)，(2)，(8)，(9)，可求出振荡器谐振腔中 E 面悬置耦合带线的奇模特性导纳 Y_{0o} 和谐振腔电长度 βl 的取值。因此，当任意给定耦合带线中的一个结构参数（如 W ）的可能取值时，另一个结构参数（ S ）和谐振腔长度 l 即可求出。

为获取最佳电调带宽，电路优化的目标是，对于不同的 l_1 取值，满足变容管在零偏时振荡器都谐振在频率为 ω_0 的谐振腔结构的各种组合，在变容管结电压随偏压变化的范围内，由式(7)所确定的频率变化率最大并在整个电调带宽内满足式(5)。

最后，结合输出端负载和已优化所得的具体谐振腔结构，我们设计了一段鳍线渐变线以实现振荡器与输出波导的过渡^[4]。

3 计算及实验结果

实际的振荡器电路采用 Duroid 5880 介质基片制作，所用梁式引线变容管为 MA46580。在 Ka 频段，选取工作频率 $f_0 = 35$ GHz，按照前面介绍的方法，我们对整个电路进行了优化与设计。其中，谐振腔结构的优化尺寸为 $S = 0.83$ mm，

$W = 0.48$ mm， $l = 2.68$ mm。在这种结构尺寸下，振荡器频率随变容管偏压变化的理论计算曲线如图 5 所示。

图 5 同时给出了按上述优化结果制作的电调振荡器的测试结果曲线。由图可见，变容管反偏电压在 0 ~ 30 V 的范围内变化时，对应的振荡器频率在 34.892 ~ 35.674 GHz 的范围内变化，电调带宽为 780 MHz，并在整个电调范围内具有 76 ~ 95 mW 的功率输出。

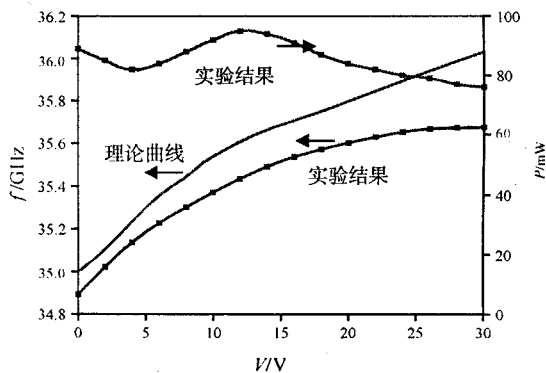


图 5 电调振荡器频率、功率与电压的关系

4 结论

本文提出的毫米波 E 面混合集成电调振荡器具有结构新颖、可靠性高、体积小，便于与其他平面及准平面电路集成的特点。由实验结果可知，经优化后的振荡器在所需工作频率上，具有中等

功率输出、较宽的电调带宽性能,表明本文所采用的分析优化方法对这类振荡器具有很好的指导意义。此外,使用两只耿氏管管芯取代本文电路中的耿氏管和变容管,该电路结构还可以用来实现毫米波 E 面混合集成两管功率合成^[5]。

参 考 文 献

- 1 Cohen L D. Advances in printed mm-wave oscillator circuits. IEEE MTT-S Int Microwave symp Digest, 1980:264~266
- 2 Erichsen K, Schuenemann K, Hennawy H El. MM-wave fin-line oscillator with electronic matching and tuning. 12th European Microwave Conf Dig, 1982:687~690
- 3 Solbach K, Adelseck B, Sicking F. Finline varactor-tuned gunn-oscillator for 35 and 60 GHz. Mikrowellen Magazin(Military Electronics), 1983, 9(1):64~66
- 4 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
- 5 徐 军, 李 超, 薛良金. 一种新型 8 mm 混合集成功率合成器. 全国微波年会论文集, 1997:280~282

Millimeter-wave E -plane Hybrid Integrated Electronically Tuning Oscillator

Xu Jun Li Chao Xue Liangjin

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

Abstract A new millimeter-wave E -plane hybrid integrated electronically tuning oscillator using beam lead varactor is presented, and it's designing method is also introduced in this paper. By combining E -plane suspend coupled strip with finline transmission line, this oscillator working at 35 GHz has 780 MHz electronically tuning bandwidth and 19.3 ± 0.5 dBm power at the output waveguide port.

Key words millimeter-wave; suspend coupled strip line; finline; Gunn diode Voltage Controlled Oscillator