

12

322-326

Ka 频段鳍线电调振荡器*

徐军 龙毅[√] 李超 薛良金

(电子科技大学应用物理研究所, 四川, 成都, 610054)

TN12

摘要 介绍了一种由鳍线、耿氏器件和梁式引线变容管构成的混合集成电调振荡器电路及其设计方法, 给出的 VCO 电路结构简单, 利用其等效电路模型, 可方便地对振荡器在所需工作频率上的电调带宽进行优化设计. 经优化设计的电调振荡器性能的测试结果为: 在 34.93GHz 的频率处, 具有 1.2GHz 的电调带宽, 带内功率输出为 20.65±0.52dBm.

关键词 毫米波, 鳍线, 耿氏 VCO.

Ka 频段 电调振荡器

引言

毫米波技术在通信、雷达、制导、电子对抗等领域已受到系统设计师的普遍关注. 70 年代以来, 变容管调谐振荡器(VCO)因具有低噪声特性、调谐容易、结构简单、调谐速度快等特点, 作为接收机的本振源或小功率发射源而广泛地应用于毫米波系统中. 在各种耿氏 VCO 的电路结构中, 集成化的电调振荡器以其体积小、抗震性强、成本低、批量生产一致性好等特点, 引起了人们极大兴趣^[1~5]. K. Solbach^[5]介绍了一种鳍线耿氏振荡器电路, 该电路利用一鳍线开槽短截线结构, 实现耿氏器件与电路的匹配, 振荡器的工作频率由该段短截线与其到耿氏器件安装面间的一段鳍线所构成的半波谐振腔来确定, 并在振荡器电路的基础上, 将变容管安装在短截线上以实现振荡器的电调谐, 因此, 在 VCO 电路设计中存在两点不足. 首先, 当变容管装配在短截线上时, 由于变容管的零偏结电容和封装参数的影响, 将导致振荡器的实际工作频率与设计值发生较大的偏差, 需采用实验的方法在短截线上再加一小块介质材料片进行频率补偿, 使得结构复杂并增大了调试工作量; 其次, 为获得好的电调特性, 变容管在短截线上的安装位置也需用实验来确定. 针对上述问题, 本文利用场分析和电路分析相结合的方法, 给出电调振荡器的等效电路模型, 并用该模型对 VCO 电路中各参量进行统一地分析与优化设计, 以保证在所需的工作频率上获得最佳电调带宽的特性, 并简化了结构和减小振荡器的调试工作量.

1 电路结构、分析和优化

鳍线电调振荡器的电路如图 1 所示. 从图 1 可见, 在 VCO 的电路中, 耿氏管安装在单面不对称鳍线槽中, 其槽宽为 W . 在耿氏管左边 l_1 处, 有一宽度为 W' 、长度为 l_2 的开槽短截线, 梁式引线变容管跨接在短截线上. 在短截线的上方, 开有一极窄的缝隙, 以实现耿氏管和变容管各自的直流偏置, 并在电路基片的背面、短截线的终端位置处引入一矩形微带谐振器

* 国防预研基金(编号 97J1. 3. 4DZ02)资助项目
稿件收到日期 1998-08-04, 修改稿收到日期 1999-01-26

以保证短截线终端对射频呈现短路. 在短截线左端, 由一段鳍线及渐变鳍线过渡到波导, 通过可移动的波导短路活塞完成电调振荡器频率的机械调谐功能. 在耿氏管的右端, 是鳍线以及鳍线一波导的渐变过渡, 鳍线电调振荡器的输出端口为标准矩形波导.

2 电路分析和优化

由图 1 可以得出鳍线电调振荡器的等效电路如图 2 所示. 图 2 中, Y_D 是耿氏管的导纳,

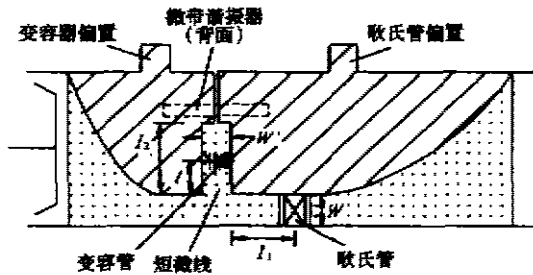


图 1 鳍线电调振荡器结构
Fig. 1 Finline varactor-tuned oscillator structure

G_L 是振荡器负载在耿氏管安装面处的等效电纳, $C_j(V)$ 是梁式引线变容管在忽略了封装参量和损耗影响后, 仅看作是一个随外加电压变化的结电容, $jB(\omega)$ 为机械调谐回路在短截线分支接点处的等效电纳, Z_{01} 是槽宽为 W 的单面不对称鳍线的特性阻抗, l_2 是短截线的长度, Δl 是短截线的终端伸长长度, jB_s 是短截线不连续性等效电纳分量, Z_{02} 是短截线的等效传输线特性阻抗, l 是变容管在短截线上的安装位置, l_1 是耿氏管安装位置与短截线的间距.

有关鳍线终端短路开槽短截线等效电路中 Δl 、 jB_s 、 Z_{02} 等参数, M. Burton^[8] 采用实验拟合的方法给出了经验公式和适用范围.

对图 2 所示的鳍线电调振荡器等效电路, 利用均匀传输线的电路理论, 可求出从耿氏器件处向左端电路看去的输入导纳 Y_i , 其值为:

$$Y_i = jX_C = \frac{j}{Z_{01}} \frac{m(Z_{01}B_s + \tan\beta_1 l_1)[B_s + B(\omega)] - Z_{01}[2B_s + B(\omega)] - \tan\beta_1 l_1}{m(1 - Z_{01}B_s \tan\beta_1 l_1)[B_s + B(\omega)] + Z_{01} \tan\beta_1 l_1 [2B_s + B(\omega)] - 1}, \quad (1)$$

式(1)中

$$m = Z_{02} \cdot \frac{\left[\omega C_j(V) Z_{02} - \cot \frac{2\pi}{\lambda_{g2}} (l_2 + \Delta l - l) \right] \tan \frac{2\pi}{\lambda_{g2}} l - 1}{\omega C_j(V) Z_{02} - \cot \frac{2\pi}{\lambda_{g2}} (l_2 + \Delta l - l) + \tan \frac{2\pi}{\lambda_{g2}} l}$$

β_1 是槽宽为 W 的单面不对称鳍线的相位常数, λ_{g2} 是短截线的等效传输线波导波长, ω 是工作频率.

利用式(1)所求出的 Y_i 和耿氏管的等效电路, 可将图 2 改为 VCO 等效电路(见图 3). 图 3 中, AB 端左边是耿氏器件的简化等效电路, 右边是振荡器的谐振回路及负载电路. 由图 3 可求出耿氏器件等效电路的输入导纳为:

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

而谐振回路及负载电路的输入导纳为:

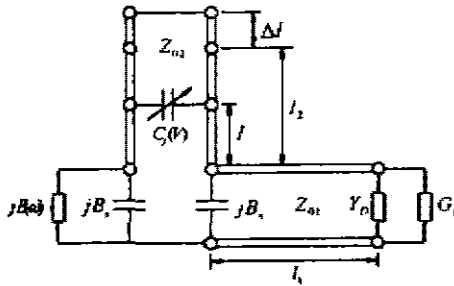


图2 鳍线电调振荡器的等效电路
Fig. 2 Equivalent circuit of a finline varactor-tuned oscillator

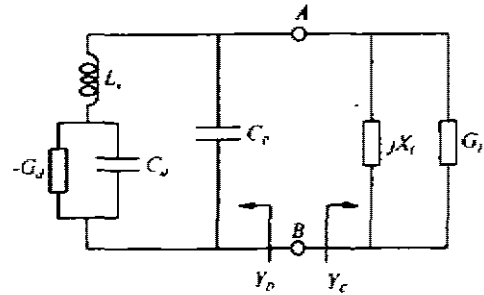


图3 VCO的等效电路
Fig. 3 Equivalent circuit of a VCO

$$Y_c = G_L + jX_c \quad (3)$$

当电路振荡时,振荡器的振幅条件和相位条件分别为:

$$G_L - G_D \leq 0 \quad (4)$$

$$X_c + B_D = 0 \quad (5)$$

在式(4)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振荡器工作时,振荡器负载与振荡器的电路参数(包括鳍线谐振腔的结构参数、耿氏管与变容管的性能参数等)的普遍关系.

由式(2)、(3)、(5)可得决定振荡器振荡频率的方程为:

$$X_c(\omega) + \omega C_p + \frac{\omega C_d - \omega L_s(G_d^2 + \omega^2 C_d^2)}{(1 - \omega^2 L_s C_d)^2 + (\omega L_s G_d)^2} = 0 \quad (6)$$

为确定鳍线电调振荡器电路的结构参数,在已知耿氏管和变容管性能参数的情况下,对于短路活塞在可能取值范围内的任意一固定值,通过令变容管在零偏时,振荡器谐振在我们所需的工作频率 ω_0 上,即可由式(6)得到一个关于鳍线槽宽 W 、短截线长度 l_2 、变容管在短截线上的安装位置 l 、耿氏管安装位置与短截线间距 l_1 相互关系的一个如下方程:

$$X_c(\omega_0) + \omega_0 C_p + \frac{\omega_0 C_d - \omega_0 L_s(C_d^2 + \omega_0^2 C_d^2)}{(1 - \omega_0^2 L_s C_d)^2 + (\omega_0 L_s G_d)^2} = 0 \quad (7)$$

利用式(7),并在短截线等效电路中各参量经验公式的使用范围之内,当任意给定一组 W, l_2, l ($l < l_2$) 时,即可求出与之对应的 l_1 值.

为获取最佳电调带宽,电路优化的目标是,当满足变容管在零偏时,对于振荡器谐振在频率为 ω_0 的各种 W, l_2, l, l_1 组合,并在兼顾器件安装和电路加工工艺可实现的情况下,优化出一组最佳 W, l_2, l, l_1 数据,使其变容管的结电容在随偏压变化的范围内,由式(6)所确定的频率变化率 $(\omega - \omega_0)/\omega_0$ 最大并在整个电调带宽内满足式(4).

在电调振荡器谐振回路中,在各参量优化设计完成的基础上,为使负载能获得振荡器的最大输出,必须使振荡器的输出端口与负载匹配.由式(2)、(3)、(4),可得在所选定工作频率 ω_0 上谐振时的振幅平衡条件为:

$$G_L = G_D = \frac{G_d}{(1 - \omega_0^2 L_s C_d)^2 + (\omega_0 L_s G_d)^2} \quad (8)$$

利用式(8),并结合振荡器的输出负载,通过设计一段鳍线及鳍线一波导的渐变过渡^[7],完成其阻抗变换功能以及与标准矩形波导的过渡.

2 计算及实验结果

实际的振荡器电路采用 RT/Duroid5880 介质基片($\epsilon_r=2.22, d=0.254\text{mm}$)制作,所用梁式引线变容管为 MA46580,屏蔽波导为 BJ-320.在 Ka 频段,选取工作频率 $f_0=35\text{GHz}$,短截线槽宽 $W'=1\text{mm}$,用于短截线终端射频短路的矩形微带谐振器尺寸为 $0.5\text{mm} \times 2.9\text{mm}$ ^[5],按上述的方法,对整个电路进行了优化与设计.其中,电路结构的优化结果为 $W=0.55\text{mm}, l_2=1.15\text{mm}$;器件安装位置的优化结果为 $l=0.95\text{mm}, l_1=1.12\text{mm}$.在这种电路结构及器件安装位置尺寸下,振荡器频率随变容管偏压变化的理论计算曲线如图 4 所示.

图 4 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 4 可见,变容管反偏电压从 0V 变化到 30V 时,实测的振荡器频率在 34.93GHz 到 36.15GHz 的范围内变化,电调带宽为 1.2GHz,在整个电调带宽内具有 103mW(20.13dBm)到 131mW(21.17dBm)的功率输出.

3 结语

通过利用场分析和电路分析相结合的方法,本文给出了具有开槽短截线结构的鳍线电调振荡器的等效电路模型.利用这一模型分析振荡器,在所需的工作频率上,可方便地对电路中各参量进行统一地优化与设计,得到结构简单并具有最佳调谐范围的电调振荡器.

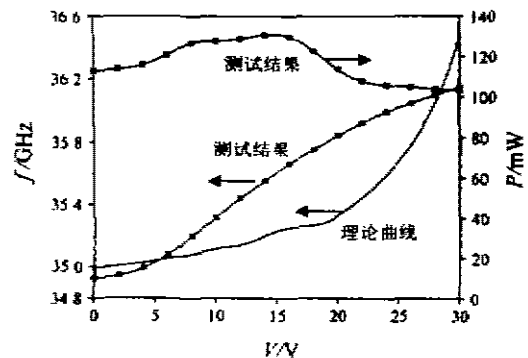


图 4 VCO 频率、功率与电压的关系
Fig. 4 The tuning performance of frequency and power of a VCO vs voltage

REFERENCES

- 1 Hoefler W J R. Oscillators and amplifiers in integrated E-plane technique, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1989, 37(2): 351~364
- 2 Rubin D. Varactor-tuned millimeter-wave MIC oscillator, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1976, 24(11): 866~867
- 3 Chang K, et al. V-band low-noise integrated circuit receiver, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1983, 31(2): 146~154

- 4 Navarro J A, *et al.* A novel varactor tunable coplanar waveguide-slotline Gunn VCO, In: *IEEE MTT International Symposium Digest, Boston*, 1991: 1187~1190
- 5 Solbach K. 35GHz varactor-tuned finline Gunn oscillator, In: *12th, Eur. Microwave Conf. Digest*, 1982: 697~701
- 6 Burton M, Hofer W J R. An improved model for short-and open-circuited series stubs in finlines, In: *IEEE MTT International Symposium Digest*, 1984: 330~332
- 7 XUE Quan, *et al.* Analysis and synthesis on complex tapered transmission line, *Journal of University of Electronic Science And Technology of China*. (薛泉等, 复杂渐变线的分析与综合, 电子科技大学学报), 1994, 23(1): 27~31

Ka BAND FINLINE ELECTRONICALLY TUNED OSCILLATOR*

XU Jun LONG Yi LI Chao XUE Liang-Jin

(Institute of Applied Physics, UEST of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract A Ka-band hybrid integrated electronically tuned oscillator by using finline, Gunn device and beam lead varactor diode was presented. And its designing method was also introduced. The VCO equivalent circuit model presented can be conveniently optimized to get wide electronically tuned bandwidth and simple structure. The measured performances of the optimized VCO are 1.2GHz (electronically tuned bandwidth) and 20.65 ± 0.52 dBm (output power) at 34.93GHz (frequency).

Key words millimeter-wave, finline, Gunn diode VCO.

* The project supported by the Preliminary Research Foundation in National Defense
Received 1998-03-04, revised 1999-01-26