

毫米波宽带集成本振混频组件的研究*

徐军** 龙毅 李超

(电子科技大学应用物理所 成都 610054)

【摘要】 介绍了一种结构紧凑的一体化混合集成本振混频组件和工程设计方法。该组件由具有机械调谐功能的鳍线耿氏振荡器与采用简化鳍线—微带魔 T 结构制作的单平衡混频器连接构成。设计制作的工程样品在 Ka 频段的测试指标为：本振工作在 35 GHz，射频在 26.5~40 GHz 的频率范围内变化时，组件的变频损耗为 4.7~9.5 dB；中频选定为 100 MHz，射频随本振在 33~37 GHz 的 4 GHz 机调带宽内变化时，组件的变频损耗为 4.9~6.2 dB。

关键词 鳍线；微带；振荡器；混频器；本振混频组件

中图分类号 TN74；TN75

毫米波技术在通信、雷达、制导、电子对抗等领域已得到越来越广泛的应用。在各类毫米波系统中，其接收机部分通常都采用图 1 所示的超外差式方案，由于毫米波低噪声放大器还未达到实用阶段，接收机中的第一级还是由混频器承担。因此，作为毫米波接收机前端中的关键部件，对具有低噪声特性的混频器和用于本振的低噪声耿氏振荡器，一直是人们重视的研究课题。为了保证毫米波系统的可靠性并尽可能降低成本，在毫米波频段，一种可行手段是利用准平面集成传输线—鳍线，制作混合集成的单元部件并将各单元部件逐步集成，使整个接收机前端全集成在一起^[1-3]，可获得体积小、重量轻、抗震性强、便于批量生产的射频子系统。

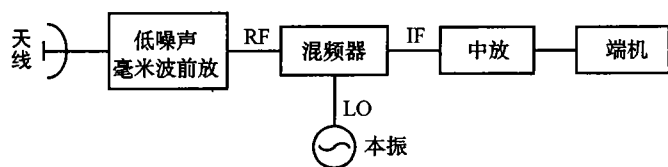


图 1 毫米波接收系统的基本组成

本文介绍将鳍线机调耿氏振荡器与鳍线单平衡混频器共同集成在一块介质基片上，构成结构紧凑的全集成鳍线本振-混频组件的设计方法。在 Ka 频段，该组件在全频段射频带宽和较宽本振带宽中具有较低变频损耗的性能。

1 鳍线振荡器

鳍线机调振荡器的电路如图 2 所示。从图中可见，耿氏管装配在单面不对称鳍线的槽中，其槽宽为 w 。耿氏管的左边是谐振回路，通过可移动的波导短路活塞完成振荡器频率的机械调谐功能。在耿氏管的右端，振荡器以槽宽为 w 的单面不对称鳍线为输出端口。

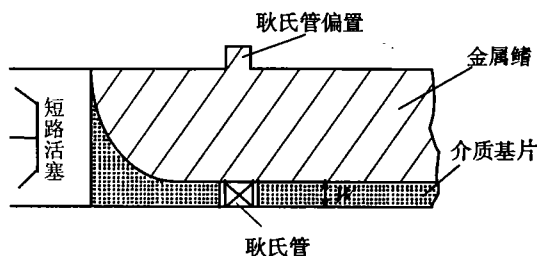


图 2 鳍线振荡器电路

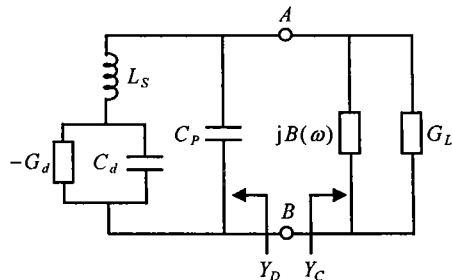


图 3 鳍线机调振荡器的等效电路

1999年1月12日收稿

* 电子部预研基金资助项目

** 男 36岁 硕士 副教授

鳍线机调振荡器的等效电路如图3所示,其中 $-G_d$ 、 C_d 是耿氏器件的负电导和畴电容, C_p 、 L_S 是耿氏器件的封装电容和引线电感, $jB(\omega)$ 为调谐回路在器件安装面处所呈现的电纳, G_L 是槽宽为 W 的单面不对称鳍线的特性阻抗。由图3可求出耿氏管等效电路的输入导纳为

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

谐振回路及负载电路的输入导纳为

$$Y_C = G_L + jB(\omega) \quad (2)$$

当电路振荡时,振荡器的振幅条件和相位条件为

$$|R_e(Y_D)| \geq R_e(Y_C) \quad (3)$$

$$I_m(Y_D) = -I_m(Y_C) \quad (4)$$

由式(1)、(2)、(4)可得决定振荡频率的方程为

$$B(\omega) + \omega C_p + \frac{\omega C_d - \omega L_S (G_d^2 + \omega^2 C_d^2)}{(1 - \omega^2 L_S C_d)^2 + (\omega L_S G_d)^2} = 0 \quad (5)$$

利用式(3)和式(5),在选定耿氏管后(即 G_d 、 C_d 、 L_S 、 C_p 等参数已确定),结合鳍线槽宽 W 和鳍线与波导的渐变段进行优化,可获得在所需频段上的一定机调带宽。

由上面的理论分析,利用砷化镓耿氏管(标称功率小于80 mW),我们在Ka频段以35 GHz为中心频率对鳍线机调振荡器进行了设计。为便于性能测试,实际的振荡器电路还采用了一段渐变鳍线将其鳍线输出端口变换到标准矩形波导端口输出。图4给出了振荡器的测试结果,可以看到,振荡器具有5 GHz以上的机调带宽,在33~37 GHz的频率范围内,输出功率大于19 mW,最大输出功率为41 mW。

2 微带-鳍线平衡混频器

微带-鳍线平衡混频器的电路如图5所示。从图5可见,由微带线和鳍线组成的简化鳍线魔 T 所构成的 180° 混合结提供了单平衡混频器的电路基础。两只梁式引线混频二极管反向安装在鳍线与微带之间。射频信号经过波导到单面对称鳍线的渐变过渡段后加到两个混频二极管上;本振功率通过具有一隔直交指电容和阻抗变换器的微带线送到混频管上,由于此结构中鳍线与微带线的电场是相互正交的,因此在射频与本振端口之间存在着良好的隔离;混频产生的中频信号由低通滤波器输出。滤波器的输出阻抗为 50Ω ,并端接标准SMA接头。

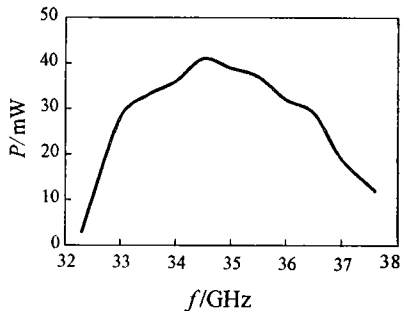


图4 机调振荡器的频率与功率特性

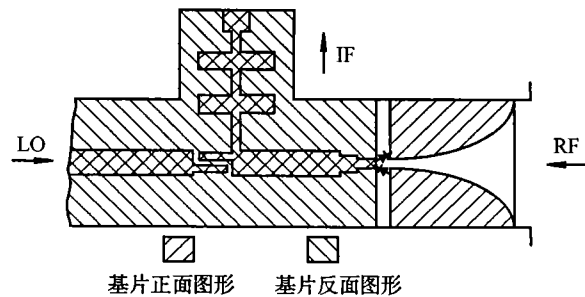


图5 微带-鳍线混频器电路

在混频器电路的设计中,工作带宽和变频损耗是两项重要指标。混频器的变频损耗为

$$L_C = L_1 + L_2 + L_3 \quad (6)$$

式中 L_1 为射频端口和中频端口不匹配而引起的失配损耗; L_2 为二极管的结电容 C_j 和串联电阻 R_S 所引起的寄生损耗; L_3 为理想二极管的固有结损耗。其中,二极管的寄生损耗 L_2 与 C_j 、 R_S 和结电

阻 R_j 有关, 为尽量减小其值, 工程上常利用二极管截止频率 $f_c = 1/2 \pi R_s C_j$ 这一参数, 通过选择 f_c 至少大于 10 倍工作频率的值来获得, 而固有结损耗 L_j 与频率无关, 它取决于混频器镜频的端接条件和二极管导纳的非线性度, 对于高中频和宽带中频的情况, 难以准确计算出射频和镜频的相位值。因此当选定混频二极管后, 电路优化应主要集中在减小失配损耗 L_1 上。失配损耗 L_1 可表示为

$$L_1 = -10 \lg \left[(1 - |\Gamma_{RF}|^2) (1 - |\Gamma_{IF}|^2) \right] \quad (7)$$

式中 Γ_{RF} 、 Γ_{IF} 为射频 RF 和中频 IF 端口的反射系数。

为使混频器具有宽带、失配损耗 L_1 小的特性, 设计时重点考虑二极管与本振、射频及中频的相互匹配问题。针对图 5 给出的混频器电路结构, 假设混频管对于射频和本振来说是负载, 而对中频来说是源, 分别考虑射频回路、中频回路和本振回路, 使每一个回路分别在一定的频率范围内达到电路与器件的良好匹配及低插损, 再利用阻抗, 即两个二极管对射频信号呈串联关系, 而对本振信号及中频信号在相应的频率下呈并联关系, 则可得到这种混频器的等效电路, 如图 6 所示。利用这三个等效电路, 对本振、射频和中频分别进行匹配, 可得到电路中的相应尺寸。

我们设计了一个 Ka 频段的微带-鳍线单平衡混频器电路。为测试方便, 实际混频器的本振功率由标准矩形波导经过对极鳍线过渡到微带线后输入。混频管采用 Alpha 公司的 DMK2606 梁式引线管, 当本振工作频率为 35 GHz、输入的本振功率为 10 dBm 时, 在 26.5~40 GHz 的全频段射频带宽内,

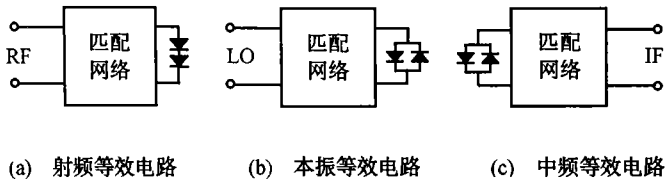


图 6 混频器的等效电路

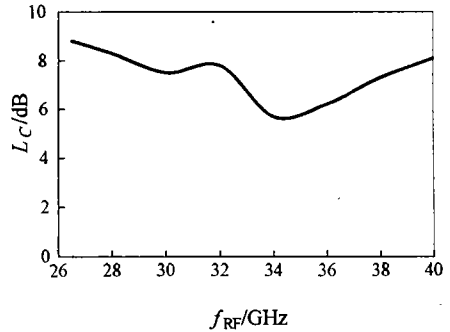


图 7 混频器的性能 (LO=35GHz)

变频损耗小于 9 dB, 如图 7 所示, 并在整个 Ka 频段本振与射频端口之间的隔离大于 20 dB。

3 集成本振混频组件及测试结果

采用准平面集成传输线制作毫米波电路的一个重要目的是可将多个不同功能的部件全集成在一块基片上, 以便组成满足一定综合功能的子系统模块。本文将两者集成在一块介质基片上, 在 Ka 频段实现了全集成本振混频组件, 其电路结构如图 8 所示。其中, 包含了一段单面不对称鳍线到微带线的渐变过渡结构, 它是将本振与混频器集成在一起的桥梁, 对本振混频组件性能起重要作用。对这段渐变线和电路中其他两段波导与鳍线过渡的渐变线分别进行设计, 可得到小尺寸、低反射系数、低插损的过渡段^[4]。

实验所用的电路基片为 RT/Duroid5880 (厚度 = 0.254 mm, $\epsilon_r = 2.22$), 整个 Ka 频段的本振混频组件电路集成在尺寸为 18 mm × 38 mm 的基片上, 所用器件与前面介绍的相同。当本振工作频率

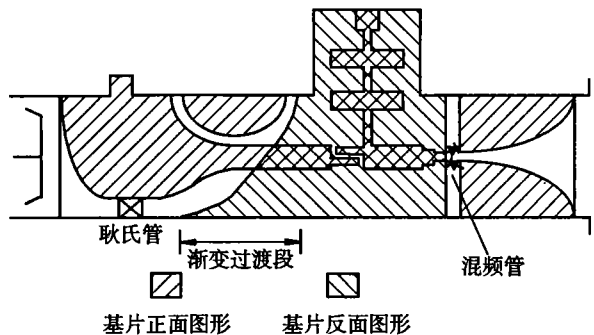


图 8 本振混频组件电路

为 35 GHz、射频在 26.5~40 GHz 的整个 Ka 频段范围内变化时, 组件的变频损耗为 4.7~9.5 dB, 如图 9 所示; 图 10 给出了射频随本振在 33~37 GHz 的 4 GHz 机调带宽内变化时, 中频输出为 100 MHz 的变频损耗。

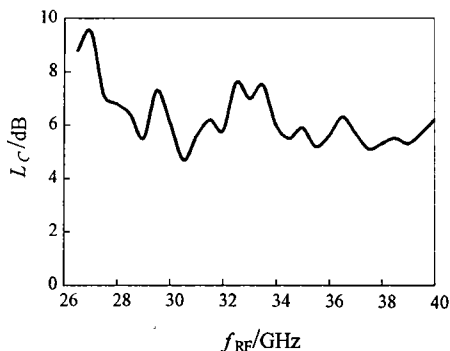


图 9 本振混频组件的性能 (LO=35 GHz)

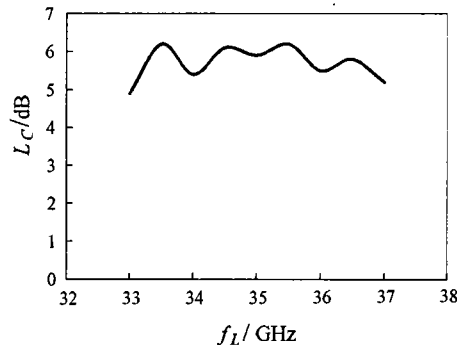


图 10 本振混频组件的性能 (IF=100 MHz)

4 结 论

本文利用集成传输线特性, 分别对鳍线机调耿氏振荡器和微带-鳍线平衡混频器给予研究, 得到了结构紧凑的一体化混合集成本振混频组件。该组件具有体积小、重量轻、加工调试方便等特点, 可在毫米波接收子系统中作为功能模块使用。此外, 在本文工作的基础上, 根据系统的具体要求, 可将具有其他功能的集成单元部件集成, 构成完整的毫米波集成接收前端, 可应用在对体积、重量、抗震、抗冲击等方面有严格要求的毫米波系统中。

参 考 文 献

- 1 Mehran R, Ludwig J, Szabo L. Integrated Ka-band finline mixer/modulator. *Electron Lett*, 1984, 20(22): 934~935
- 2 Menzel W, Callsen H. Integrated fin-line components and subsystems at 60 and 94 GHz. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1983, MTT-31(2): 142~146
- 3 Chang K, Louie K, Grote A J, *et al.* V-band low-noise integrated circuit receiver. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1983, MTT-31(2): 146~154
- 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

Investigation of A Broadband Millimeter-wave Integrated Local Oscillator-mixer Component

Xu Jun Long Yi Li Chao

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

Abstract A compact integrative millimeter-wave hybrid integrated local oscillator-mixer component and its design method are presented in this paper. This component consists of a mechanical tuning finline Gunn oscillator and a balanced mixer using a simple finline-microstrip magic-T structure. The measured values of the designed and fabricated component at the Ka band have been obtained: with LO at 35 GHz, the conversion loss of 4.7 to 9.5 dB has been achieved with RF varied from 26.5 to 40 GHz; and with IF at 100 MHz, the conversion loss of 4.9 to 6.2 dB has been achieved when the RF is changed with LO which is varied from 33 to 37 GHz.

Key words finline; microstrip; oscillator; mixer; local oscillator-mixer component