

W 波段小型化锁相源

张永鸿*

吴正德**

唐小宏***

樊勇

(电子科技大学应用物理所 成都 610054)

【摘要】 根据基波锁相、谐波提取的思想,采用双环数字锁相方式,实现了 W 波段二次谐波耿氏锁相振荡器;分析了混频锁相环中输出端口与中频端口相位抖动的关系,指出了从自身中频端口测试相噪的局限性。该锁相源频率为 93 GHz,射频偏离载波 50 KHz 时,相噪为 -70 dBc/Hz 输出功率大于 10 mW,可用于本振等小功率场合。

关键词 毫米波; 锁相; 相噪; 中频

中图分类号 TN752.7

随着毫米波技术的发展,人们对毫米波振荡器的频率稳定度要求越来越高,锁相方式和高 Q 腔稳频是提高毫米波源性能常用的两种方法。前者电路复杂,但频稳度与晶振相同,在 -40 ~ +55 °C 范围内可达 10^{-6} ;而后者仅能达到 10^{-4} 。国外毫米波锁相源已得到了广泛应用,国内也在 8 mm、4 mm 频段实现了锁相^[2~5]。

W 波段由于频率较高,实现锁相相对较难,国内这方面的文献很少^[6]。在 W 波段,目前国内广泛采用的是耿氏谐波振荡器,因此本文根据基波锁相、谐波提取的思想,对 W 波段双端口谐波耿氏振荡器的基波进行锁相,达到锁定 W 波段振荡器的目的。该方式降低了锁相频率,便于实现和工程化应用。

研制的锁相源锁相部分体积为 35 mm × 55 mm × 85 mm,毫米波组件部分仅为 35 mm × 35 mm × 20 mm,中间用软电缆连接,便于与系统其他部分相连。该锁相源输出功率大于 10 mW,能满足毫米波系统中本振的需要,可作为实验室的标准频率源使用,也可作小功率的发射源或用于注锁放大的参考源等。

1 毫米波锁相源的设计

毫米波锁相源采用双环数字锁相方案,由毫米波组件和锁相盒两部分组成。其中毫米波组件由毫米波 VCO 和谐波混频器组成,锁相部分由晶振、微波 VCO、微波锁相电路及毫米波锁相电路组成,原理框图见图 1。

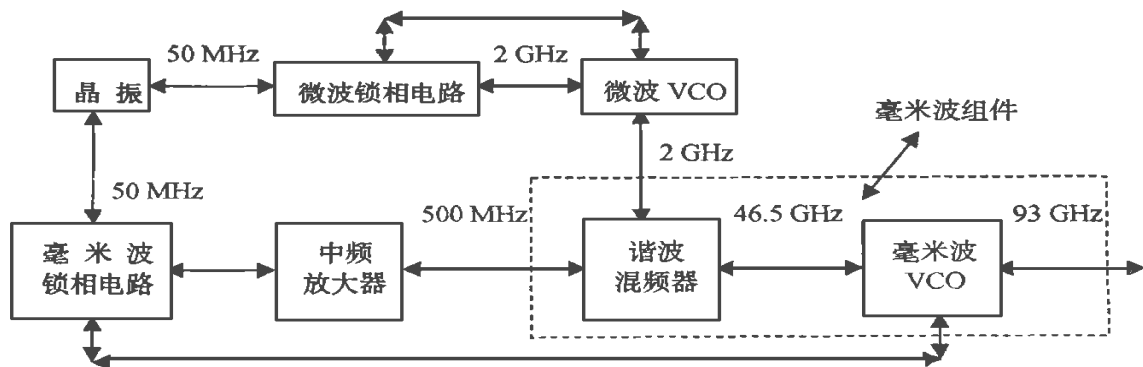


图 1 毫米波锁相源原理框图

1999 年 5 月 14 日收稿

*男 29 岁 在职博士 讲师

**男 54 岁 博士 教授 博士生导师

***男 37 岁 博士 教授

毫米波 VCO 通常有两种:一种是变容管电调 VCO,一种是腔稳偏压调 VCO。前者与后者相比,尽管调试难度较大、自由振荡相噪较差,但锁相电路不必加电流驱动器,体积小,功耗小,便于系统应用;而且相位噪声差的缺点可以通过选取合适的环路带宽来克服。故本方案采用变容管电调 VCO。

谐波混频器采用 23 次谐波混频,射频信号为 46.5 GHz,本振为 2 GHz,功率 13 dBm。因混频谐波次数较高,本振功率较小,故变频损耗较大,中频输出功率约 -56 dBm。为减小毫米波组件体积,谐波混频器与双端口二次谐波振荡器的基波端口用膜片耦合。整个毫米波组件体积仅为 35 mm×35 mm×20 mm。

微波、毫米波锁相电路都由单片锁相频率合成器 Q3236 和环路放大器组成。毫米波锁相电路还包括微波中频放大器,其增益需足够大,以满足 Q3236 的工作电平。由于毫米波锁相源的相噪在环路带宽内主要由微波锁相源决定,故微波环分频比应尽可能小,以降低 Q3236 及晶振的本底相噪折算到 2.0 GHz 时的相噪恶化,本文其值为 40。毫米波环的分频比主要考虑满足毫米波锁相源的频率及其温漂问题,同时分频比不能太大,本文取 $N=20$ 。整个锁相盒体积为 35 mm×55 mm×85 mm,含接头后为 35 mm×55 mm×95 mm。工作电压 +15 V,电流 380 mA。

2 毫米波锁相源的相噪分析

毫米波锁相源的相位噪声谱密度(下文简称相噪)为

$$S_{\phi_{mm}}(\omega) = 2^2 S_{\phi_{RF}}(\omega) \quad (1)$$

式中 $S_{\phi_{RF}}(\omega)$ 为锁定的基波的相噪, 2^2 代表基波与二次谐波的相噪变化,且^[7,8]

$$S_{\phi_{RF}} = (M^2 S_{\phi_{LO}}(\omega) + N^2 S_{\phi_{ref}}(\omega) |H(j\omega)|^2 + |1 - H(j\omega)|^2 S'_{\phi_{RF}}(\omega)) \quad (2)$$

式中 M 为谐波混频次数, $S_{\phi_{ref}}(\omega)$ 、 $S_{\phi_{LO}}(\omega)$ 分别为晶振及微波锁相源相噪, $H(j\omega)$ 为毫米波环的闭环传递函数, $S'_{\phi_{RF}}(\omega)$ 为未锁定的毫米波源基波的相噪,且

$$|H(j\omega)| \approx 1 \quad \omega < \omega_n \quad (3)$$

$$|H(j\omega)| \approx 0 \quad \omega > \omega_n \quad (4)$$

式中 ω_n 为环路的自然角频率。因为通常 N 不太大, $N^2 S_{\phi_{ref}} \ll M^2 S_{\phi_{LO}}(\omega)$, 故式(1)可简化为

$$S_{\phi_{mm}}(\omega) = 2^2 M^2 S_{\phi_{LO}}(\omega) |H(j\omega)|^2 + 2^2 |1 - H(j\omega)|^2 S'_{\phi_{RF}}(\omega) \quad (5)$$

即在毫米波环的环路带宽之外,毫米波锁相源的相噪主要由未锁定的毫米波源相噪决定,而在环路带宽之内的相噪主要由微波锁相源相噪及谐波混频次数决定。

下面讨论毫米波源锁定后的相位抖动与中频相位抖动之间的关系。

设毫米波振荡器信号为

$$U_{RF}(t) = U_{RF} \cos[\omega_{RF} t + \phi_{nRF}(t)] \quad (6)$$

微波锁相源 M 次谐波信号为

$$U_{LO}(t) = U_{LO} \cos[M\omega_{LO} t + M\phi_{nLO}(t)] \quad (7)$$

则混频后其差频为

$$U_O(t)_{\omega_{RF} - M\omega_{LO}} = \frac{1}{2} U_{RF} U_{LO} \cos[(\omega_{RF} - M\omega_{LO}) t + \phi_{nRF}(t) - M\phi_{nLO}(t)] \quad (8)$$

$\Phi_{nRF}(t)$ 、 $\Phi_{nLO}(t)$ 分别代表毫米波振荡器与微波锁相源的相位抖动。对随机函数而言,相加和相减是没有区别的;只要不相关,它的功率是相加的,即对于未锁定的毫米波源的中频相位抖动是微波锁相源相位抖动的 M 倍与自由振荡的毫米波源相位抖动之和。但对于毫米波锁相源,正如前所述,在环路带宽以内,锁相毫米波源的相噪主要由锁相微波源的相噪决定,即它们的相位抖动是相关的,因此其功率不是相加。在环路带宽之外,锁相毫米波源的相噪与锁相微波源是不相关的,噪声功率才是相加的。又因为环路带宽之外的微波锁相源谐波的相噪通常比毫米波锁相源的大得多,此时中才

是相加的。又因为环路带宽之外的微波锁相源谐波的相噪通常比毫米波锁相源的大得多,此时中频相位抖动主要由微波锁相源决定。

综上所述,一个锁定良好的毫米波锁相源中频在环路带宽之内的相噪是很小的,而环路带宽之外的相噪较大,其数值都与毫米波锁相源的相噪有很大差别。由于测试设备的限制,有人往往把毫米波锁相源的相噪用锁定后的中频信号相噪来代替,因此这种方法有很大局限性。只有用一个相噪比待测源小一个数量级以上的源(可以锁定于另一个参考源)与待测的毫米波锁相源混频,得到的中频相噪才是待测源的相噪。

3 实验结果

为了测试锁定后的毫米波源,我们把它与一个频率为 94 GHz,相噪极低的高 Q 腔稳频源混频出 1 GHz 的中频,并与锁相源中的中频 500 MHz 进行比较,见图 2。由图可知,毫米波源锁定良好,无论是信号的近端还是远端,锁相的中频信号与毫米波信号相噪都有很大差别。即使考虑基波与二次谐波的 6 dB 相噪恶化,两者的差别也很大。同时测得锁相毫米波源的相噪为: -70 dBc/Hz @50 kHz, -95 dBc/Hz @1 MHz。因参考晶振相噪较差,所以毫米波锁相源相噪指标不高。

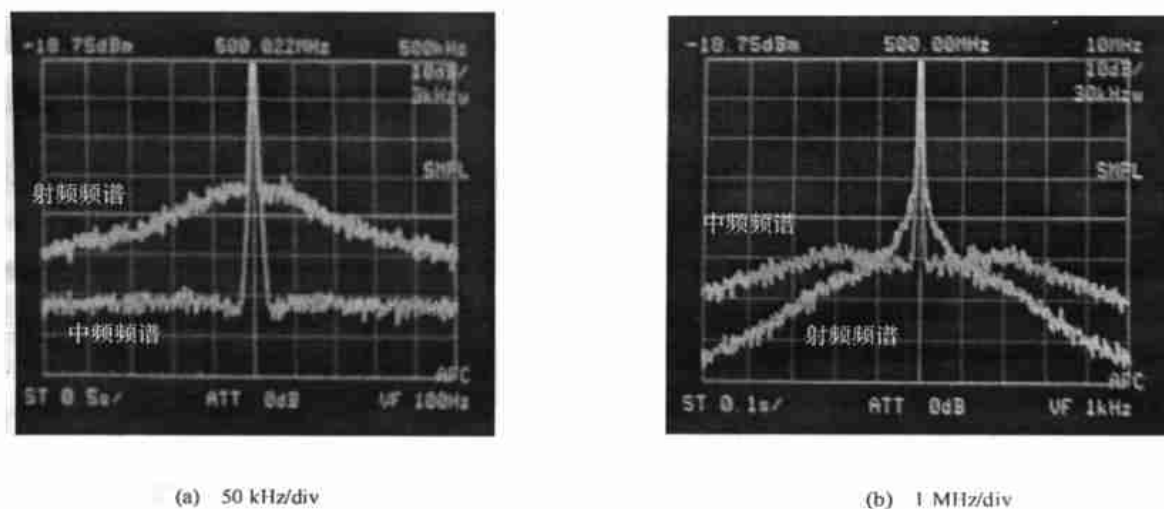


图 2 毫米波锁相源中频端口与毫米波端口相噪比较

若将上述 W 波段振荡器换成 6 mm 振荡器,即可成为 6 mm 锁相源,它的输出功率大得多。输出需加隔离器,体积略大。

我们也可将毫米波组件换成 Ka 波段组件,同时改变毫米波环路参数,实现锁定,输出功率可大于 100 mW。该实验已获成功,并可在很宽的温度范围内稳定工作。

4 结论

本文从理论和实验上证明了:在毫米波锁相中,中频端口与毫米波端口输出信号相噪有很大差别。检测锁相的中频信号可以知道是否锁定,但不能确定毫米波信号的相噪;把它作为毫米波信号的相噪是错误的。研制的 W 波段锁相源体积小、功耗小、工作稳定可靠。加以改进后已成功地应用于某型号项目中,取得了良好的经济效益。

参 考 文 献

- 1 吴正德, 唐小宏, 朱江. 谐波提取技术的理论与应用研究. 电子科技大学学报, 1991, 20(增刊): 46~55
- 2 恽小华, 恽才华, 张国春, 等. 8 mm 小型化低相位噪声锁相源. 红外与毫米波学报, 1995, 14(5): 383~385
- 3 叶华, 骆永健, 林镇才. 数字鉴相稳频的 8 mm 固态源. 红外与毫米波学报, 1994, 13(4): 317~319
- 4 鲍景富, 朱君范, 陈玉生. Ka 波段锁相系统研究. 电子科学学刊, 1995, 17(3): 311~314
- 5 骆永健, 林镇才, 叶华. 4 mm 速调管数字锁相稳频源. 中山大学学报(自科版), 1994, 33(3): 41~46
- 6 鲍景富, 陈玉生, 朱君范. 三毫米低相噪锁相系统研究. 电子学报, 1996, 24(3): 91~93
- 7 罗宾斯 W P 著, 秦士, 姜遵富译. 相位噪声. 北京: 人民邮电出版社, 1988
- 8 Davis R G, Lazarus M G. Phase locking of mm-wave two-port Gunn oscillator by bias tuning. Microwave Journal, 1986: 103~107

Phase-locked W-band Oscillator

Zhang Yonghong Wu Zhengde Tang Xiaohong Fan Yong

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

Abstract According to the idea of extracting harmonic power while phase locking the fundamental, a phase-locked W-band second-harmonic two port Gunn oscillator is developed, with two phase-locked loops. The relationship of phase shaking between the signals of millimeter-wave and intermediate frequency is analyzed. Meanwhile the limitation of phase noise determined by internal phase-locked intermediate frequency is pointed out. The phase-locked oscillator, whose output power is over 10 mW and phase noise is -70 dBc/Hz @50 kHz, may be use as local oscillator or others.

Key words millimeter-wave; phase-locked; phase noise; intermediate frequency

·科研成果介绍·

还原再氧化型半导体陶瓷电容器

主研人员 钟朝位 张树人 朱文奕 谭宜成 毛祖佑

长期以来,世界上主要由日本垄断了高性能还原再氧化型半导体陶瓷电容器的技术和销售市场,而国内每年实际所需为数十亿只不同规格的高性能表面层半导体陶瓷电容器,主要依靠进口成品或将进口的瓷片成品装配出成品来解决。

本课题组在表面层电容器的研制过程中,解决了材料组成、工艺及显微结构控制等关键技术,尤其是创造性地在瓷片还原热处理过程中引入了氨分解气氛条件,显著地降低了生产成本,提高了生产安全性,有利于本研究成果进入规模化生产。该成果通过国营某厂逐级扩量试验,在国内首次利用自主开发的技术批量生产出 $C/S \geq 0.5 \mu\text{F}/\text{cm}^2$, $t_g < 5\%$, $R_p > 1000 \text{ M}\Omega$, $|\Delta C/C| (-30 \sim +85^\circ\text{C}) < \pm 30\%$, $V_b > 420 \text{ V}$ 的高性能表面层半导体陶瓷电容器。

·科 下·