

基于InGaP/GaAs HBT工艺的 20GHz低相位噪声推推式VCO设计

A 20 GHz Low Phase Noise Push-Push VCO in InGaP GaAs HBT Technology

张金灿、刘敏、刘博、孙立功，河南科技大学电气工程学院，洛阳

本文提出了一种采用InGaP/GaAs异质结双极晶体管 (HBT) 工艺的20 GHz低相位噪声压控振荡器 (VCO)。采用推推式负阻抗VCO结构，并且在交叉耦合晶体管的电容共基极节点输出信号，用于实现高振荡频率和低相位噪声。最终流片实现，测试结果表明：VCO振荡频率为19.44 GHz至20.04 GHz，在19.78 GHz振荡频率处的相位噪声为-111.8 dBc/Hz@1MHz。VCO在5 V电源供电下消耗了31 mW功耗，芯片面积为0.514 mm × 0.622 mm。VCO的FOM达到-182.8 dBc/Hz。

由于对高数据速率无线通信的需求增加，射频集成电路 (RFIC) 的发展正集中在更高频带上。对于制造RFIC，InGaP/GaAs HBT技术是一个很好的选择。与CMOS技术相比，InGaP/GaAs HBT具有潜在更高的 f_T ，更高的跨导和更低的1/f噪声的优点，这在RFIC设计中是非常重要的。此外，InGaP/GaAs HBT已被证明具有固有的抗辐射特性，非常适合应用于空间环境中^{[1][2]}。

在收发器系统中，VCO是关键部件之一，大多数系统需要低相位噪声 (PN) 或抖动。例如，载波频率中的PN或抖动会降低系统的精度，从而增加系统误差。在RF范围，广泛使用两种拓扑结构 (交叉耦合VCO^[3-6]和colpitts VCO^[7-10])。由参考文献11可以得出结论，两种拓扑都能够产生非常低的相位噪声。然而，它也表明交叉耦合VCO可以实现比colpitts VCO更低的相位噪声。

为了扩展输出频率范围，额外的倍频器与VCO结合可能是一个很好的选择，但这种方法增加了电路复杂性以及电流消耗。用于此目的的另一有吸引力的架构是所谓的推推式振荡器^{[12][13]}，其提取VCO核心的二次谐波。在这种类型的振荡器中，输出频率调谐范围是VCO内核的两倍，并且功耗可能更低。根据提取二次谐波的节点，可以在文献中找到三种架构。提取节点可以是共集

电极节点^[14]、共基极节点^[13]和共发射极节点^[15]。与共集电极节点和共发射极节点相比，共基极节点能够非常有效地从谐振回路中提取所有可用的二次谐波分量而没有任何损耗^[13]。在本文中，设计了一个20 GHz推推式负阻抗VCO，它从交叉耦合晶体管的电容共基极节点获取输出信号。

电路架构

传统负阻抗差分振荡器的电路原理图如图1所示。交叉耦合晶体管 (Q_1 和 Q_2) 产生负阻抗以补偿谐振回路损耗。电容分压器由 C_1 和 $C_2 + C_{BE}$ 组成 (C_{BE} 是 Q_1 的基极-发射极结电容)，将其设计为近3的环路增益，以实现谐振回路摆幅的最大化，同时优化基极节点处的信号幅度。众所周知，如果基极电压摆幅大于某个最佳值时，则相位噪声迅速降低^[16]。

电容分压器的公共节点CN可以被视为基频 (ω_0) 的虚拟接地，就像共发射极节点EN一样，并且CN节点可用于二次谐波信号 ($2\omega_0$) 的提取。注意，与传统的共发射极或共集电极节点相比，CN节点可以被视为共基极节点。使用节点CN进行输出提取的优点是，除了传统的负阻抗振荡器电路所具有的优点之外，它不需要任何额外的电路 (如倍频器) 来获得 $2\omega_0$ 输出，并且不会降低节点EN处的共模阻抗。有文献报

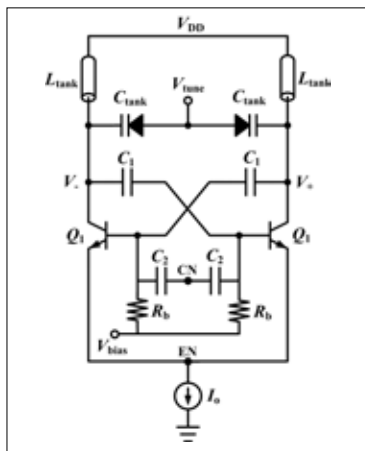


图1: 本文设计的负阻抗差分VCO电路图。

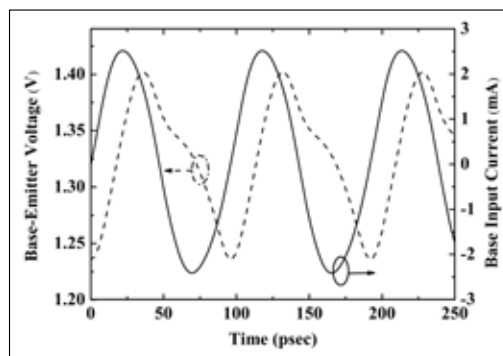


图2: 基极节点处的电流和电压波形。

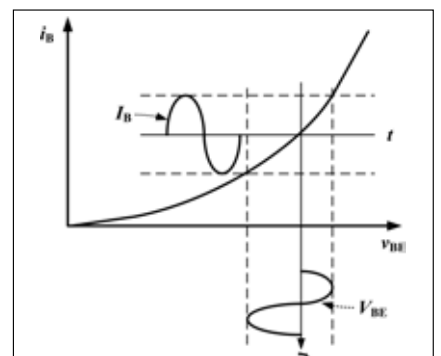


图3: 基极-发射极电压波形的失真。

道, 在节点EN和尾电流源 I_0 之间插入的附加电感可以增加共模阻抗和节点EN处的信号摆幅, 但是其代价是增加了额外的大电感。

工作原理

本节主要研究了VCO核心二次谐波产生的机制, 以了解电路的工作原理。本文基于图1的电路原理图设计了一个简单的20GHz VCO电路, 该电路具有10GHz LC谐振回路。首先研究基极-发射极结二极管的非线性开关特性, 虽然电路非线性运行, 但在适当的时候使用线性电路分析对原理的理解也有很大的帮助。图2给出了 Q_1 的基极-发射极电压(V_{BE})和基极输入电流(I_B)的模拟波形。可以看出, 由于基极输入电容的影响, 基极电流将基极-发射极电压相位延迟了 90° , 并且与未失真的正弦波形相比, V_{BE} 的上半周期明显失真。该失真是由基极-发射极结二极管上的电流-电压的指数关系引起的, 如式(1)。

$$I_B = I_S (e^{V_{BE}/V_T} - 1) \quad (1)$$

其中 I_S 为饱和电流, V_T 为热电压。图3概念性地说明了当基极电流为相当大的正弦信号时, V_{BE} 的上半周期如何被电压削波失真的。

产生二次谐波的第二个原因是在电路中对基极-发射极结充电和放电所涉及的不同时间常数。虽然电路非线性运行, 但线性电路分析可以提供直观的理解。基极-发射极节点的时间常数可表示为:

$$\tau = R_B \left[\frac{C_1 \cdot (C_2 + C_{BE})}{C_1 + C_2 + C_{BE}} \right] \quad (2)$$

其中 R_B 是基本输入电阻。如图4所示, 在区域I中, I_B 为高, 即 R_B 较小, 因此对应的 τ 较小, 导致上升时间较快, 反之亦然。

这两种机制一起有助于基极电压波形中的二次谐波产生。当它们在电容性公共节点CN处求和时, ω_0 处的基波分量由于 180° 相位差而被抵消, 并且仅添加二次谐波分量, 这导致 $2\omega_0$ 输出, 如图5所示。此外, 电容性公共节点处的电压波形的幅度不被电容分压器分压。相反, 差模基本信号V+和V-通过相同的电容分压器减小。因此, 在没有任何损耗的前提下, CN节点能够非常有效地从谐振回路中提取所有可用的二次谐波分量^[13]。

测试结果

本文中的VCO采用WIN公司的InGaP/GaAs HBT工艺进行设计。该

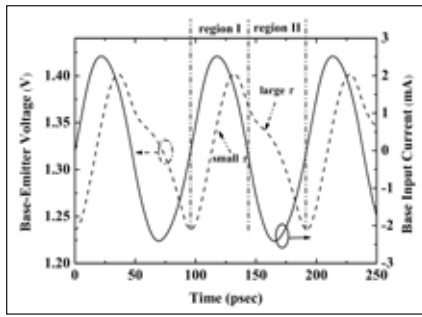


图4: 基极-发射极电压波形的上升和下降时间的差异。

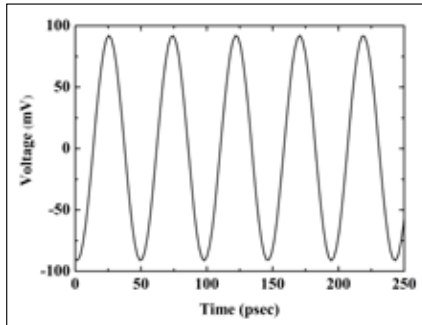


图5: 电容性公共节点处的电压波形。

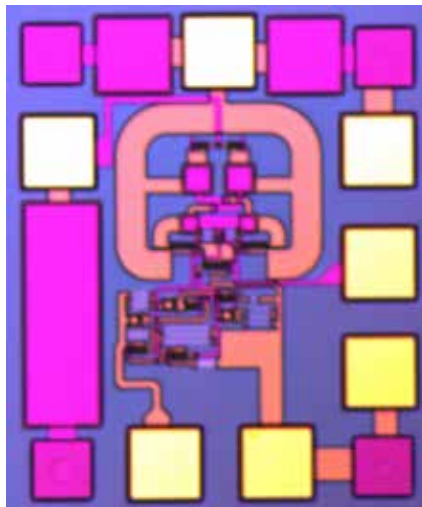


图6: VCO的显微照片。

工艺提供四种类型的NPN晶体管: Q1H051B1, Q1H101B1, Q1H151B1和Q1H201B1, 它们具有不同的发射极长度($5\mu\text{m}$, $10\mu\text{m}$, $15\mu\text{m}$ 和 $20\mu\text{m}$)。

图6展现了芯片面积为 $0.514\text{mm} \times 0.622\text{mm}$ 的显微照片, 其中包括了所有测试焊盘。电路测试采用在片测试的方式。电压电流源HP4142B用于提供直流电压, 同时输出通过接地信号接地(GSG)探头连接到频谱分析仪Agilent N9030A, 该仪器具有相位噪声测量实用程序。VCO偏置在 $V_{DD} = 5\text{V}$ 下, 且 $I_{DD} = 6.2\text{mA}$, 消耗了 31mW 的直流功耗。

振荡频率随着控制电压变化的测

试结果如图7所示。当控制电压从0调到5V时, VCO的工作频率为20.04至19.44GHz。也就是说, VCO基于19.74GHz中心频率表现出3.04%的调谐范围。可以观察到, 与仿真振荡频率(20.92GHz-20.2GHz)相比, VCO的测量振荡频率(20.04GHz - 19.44GHz)略微向下移动。仿真和测量结果之间的差异可归因于所有电路的无源元件和布线都是通过Agilent ADS中动量电磁(EM)仿真器的准三维电磁仿真建模的原因。由于实际过程与元器件模型库的偏差, 难以将基板参数设置为与制造相同的参数。图8显示了电路的测量信号输出功率。输出频率范围内的信号功率高于-10dBm。

由于来自电源和调谐电压的噪声引起的频谱抖动, VCO的相位噪声难以测试。在本文工作中, 使用频谱分析仪(Agilent N9030A)的相位噪声实用程序测量相位噪声。图9示出了测试结果,

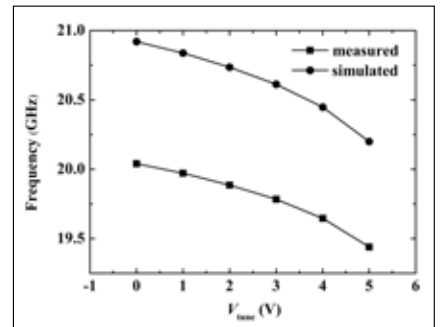


图7: VCO的振荡频率仿真结果和测试结果。

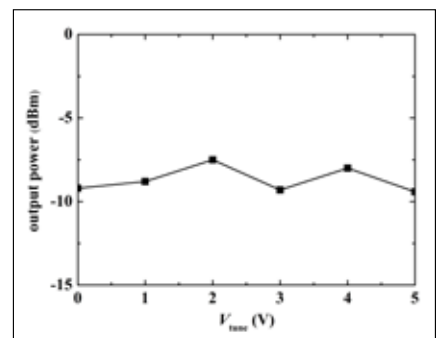


图8: VCO的输出功率测试结果。

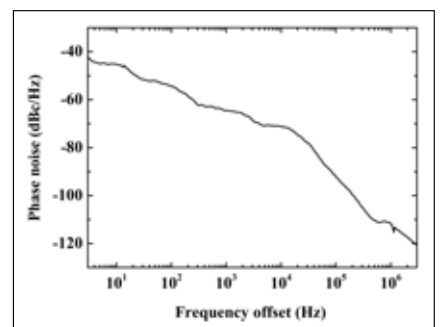


图9: VCO的相位噪声测试结果。

表1 K波段和Ka波段VCO的性能比较

Ref.	f_{osc} (GHz)	PN (dBc/Hz)	TR (%)	P_{VCO} (mW)	Technology	FOM (dBc/Hz)
[4]	23.1	-94@1MHz	5	2.5	0.18 μ m SiGe BiCMOS	-177.3
[5]	20.89	-97.2@1MHz	10.5	40	0.13 μ m SiGe BiCMOS	-167.6
[6]	24.27	-100.3@1MHz	2.2	7.8	0.18 μ m CMOS	-179.1
[7]	21.89	-108.2@1MHz	N/A	32	0.18 μ m CMOS	-180.0
[8]	25	-103.1@1MHz	2.4	13.2	0.18 μ m CMOS	-179.9
[9]	19	-112@1MHz	11	200	0.13 μ m SiGe BiCMOS	-174.6
本文	19.74	-111.8@1MHz	3.04	31	1 μ m InGaP/GaAs HBT	-182.8

其中VCO的相位噪声在与载波频率19.78 GHz处偏移1MHz时为-111.8 dBc/Hz。

表1显示了本文中设计的VCO与之前报道的K和Ka波段VCO的性能比较^[4-9]。文章采用常用的品质因数(FOM)参数进行比较,该FOM考虑了相位噪声(PN)、振荡频率(f_{osc})、偏移频率(Δf)和功耗(P_{VCO}),其表达式如式3所示^[6]。从表1可以看出,本文的VCO具有较优的FOM数值。

$$FOM = PN - 20 \log \left(\frac{f_{osc}}{\Delta f} \right) + 10 \log \left(\frac{P_{VCO}}{1mW} \right) \quad (3)$$

结论

本文设计了一款采用InGaP/GaAs HBT工艺的K波段VCO。为了实现高振荡频率和低相位噪声, VCO采用推推式负阻抗VCO的架构实现,其在交叉耦合晶体管的电容共基极节点处输出信号。测试结果表明, VCO的振荡频率范围为19.44 GHz至20.04 GHz。相位噪声在从19.78 GHz振荡频率处偏移1 MHz时为-111.8 dBc/Hz。■

参考文献

1. Zhang Jincan, Zhang Yuming, Lu Hongliang, et al. A novel model for implementation of gamma radiation effects in GaAs HBTs. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(12): 3693-3698
2. Zhang Jincan, Zhang Yuming, Lu Hongliang, et al. The model parameter extraction and simulation for the effects of gamma irradiation on the DC characteristics of InGaP/GaAs

- single heterojunction bipolar transistors. Microelectronics Reliability, 2012, 52: 2941-2947
3. Yu X H, Gouhary A E, Neihart N M. A transformer-based dual-coupled triple-mode CMOS LC-VCO. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(9): 2059-2070
4. Huang Yinkun, Wu Danyu, Zhou Lei, et al. A 23 GHz low power VCO in SiGe BiCMOS technology. Journal of Semiconductors, 2013, 34(4): 045003
5. He Jin, Li Jirankang, Hou Debin, et al. A 20-GHz VCO for PLL synthesizer in 0.13- μ m BiCMOS. IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, 2012: 231-233
6. Yang J, Kim C Y, Kim D W, et al. Design of a 24-GHz CMOS VCO with an asymmetric-width transformer. IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs, 2010, 57(3): 173-177
7. Wang S, Lin W J. A K-band Gm boosting differential Colpitts VCO in 0.18- μ m CMOS. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2013: 1042-1045
8. Lian T Y, Chien K H, Chiu H K. An improved Gm-boosted technique for a K-band Cascode Colpitts CMOS VCO. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2013: 685-687
9. Wang W, Takeda Y, Yeh Y S, et al. A 20 GHz VCO and frequency doubler for W-band FMCW radar applications. IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2014: 104-106
10. Kang S, Chien J C, Niknejad A M. A W-band low-noise PLL with a fundamental VCO in SiGe for millimeter-wave applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(10): 2390-2404
11. Andreani P, Wang X Y, Vandi L, et al. A study of phase noise in Colpitts and LC-tank CMOS oscillators. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2005, 40(5): 1107-1118
12. Su P, Zhao S W, Tang Z X. Ku-Band Push-Push VCO Based on Substrate Integrated Waveguide Resonator. Microwave Journal, 2013, 56(5): 166
13. Shin H, Kim J. A 17-GHz push-push VCO based on output extraction from a capacitive common node in GaInP/GaAs HBT Technology. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(11): 3857-3863
14. Nakamura T, Masuda T, Washio K, et al. A push-push VCO with 13.9-GHz wide tuning range using loop-ground transmission line for full-band 60-GHz transceiver. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2012, 47(6): 1267-1277
15. Stuenkel M, Feng M. A W-band tunable push-push oscillator with 128X frequency division for frequency synthesis applications. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2012: 1-3
16. Margarit M A, Tham J L, Meyer R G, et al. A low-noise, low-power VCO with automatic amplitude control for wireless applications. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1999, 34(6): 761-771

俊科[®] SHX

上海华湘计算机通讯工程有限公司

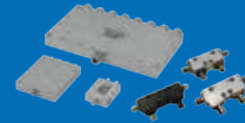
DC-6G 程控/可调衰减器



DC-6G 衰减器/负载



0.5-6G 功分/耦合器



DC-3G 低互调衰减器/负载



5G



4.3-10 衰减器/负载



DC-40G 衰减器/负载



0.01-18G 便携式功率计



地址: 上海市田州路99号13号楼3层 电话:021-54451396
网址: www.shx-sh.com 邮箱: shx@shhuaxiang.sina.net