

引用格式:李聪,刘自成,安建. 26 GHz 宽带低噪声 CMOS LC-VCO 设计[J]. 微电子学与计算机,2020,37(5):54-57. [LI C, LIU Z c, AN J. A 26 GHz wideband low phase-noise CMOS LC VCO [J]. Microelectronics & Computer,2020,37(5):54-57.]

26 GHz 宽带低噪声 CMOS LC-VCO 设计

李 聪^{1,4},刘自成²,安 建³

(1 北京理工大学 信息与电子学院,北京 100081;

2 北京理工微电科技有限公司,北京 100081;3 中国人民解放军 32039 部队,

北京 102300;4 福建省软件评测工程技术研究中心,福建 厦门,361024)

摘 要: 基于 90 nm CMOS 工艺,设计实现了一种谐振频率为 26 GHz 的低噪声宽调谐范围的 LC 压控振荡器. 分析了相邻 MOM 电容间的寄生电容并计入整体电容阵列当中,提高了谐振网络的品质因数,同时缩减了面积. 分析了压控振荡器的相位噪声,采用了大尺寸尾电流管并覆盖大面积偏置滤波网络结构对相位噪声进行优化. 经过测试验证,压控振荡器的谐振频率范围为 24.2~29.6 GHz. 当谐振频率为 26 GHz 时,在 1 MHz 频偏处相位噪声为 -97.4 dBc/Hz,电路功耗为 9.6 mW, FoM_T 值为 -182.5.

关键词: LC 压控振荡器;谐振频率;相位噪声

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2020)05-0054-04

A 26 GHz wideband low phase-noise CMOS LC VCO

LI Cong^{1,4}, LIU Zi-cheng², AN Jian³

(1 School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2 Beijing BiTMicro Technology Co. Beijing 100081, China; 3 People's Liberation

Army 32039 units, Beijing 102300, China; 4 Engineering Research Center for Software

Testing and Evaluation of Fujian Province, Xiamen 361024, China)

Abstract: Based on the 90nm CMOS process, a low noise wide tuning range LC voltage controlled oscillator with a resonant frequency of 26 GHz is designed. The parasitic capacitance between adjacent MOM capacitors is analyzed and included in the overall capacitor array, which improves the quality factor of the resonant network and reduces the area. The phase noise of the voltage controlled oscillator is analyzed, and it was optimized by using a large-sized tail current transistor and covering a large area bias filter network structure. The test results showed that the oscillation frequency covered 24.2~29.6 GHz, the phase noise reached -97.4 dBc/Hz at 1 MHz offset from a 26 GHz carrier with a power consumption of 9.6 mW, and the FOM_T value of -182.5 dBc/Hz.

Key words: LC voltage-controlled oscillator; resonant frequency; phase noise

1 引言

振荡器是现代射频通信系统中的常用功能模块,可为收发机提供稳定的本地载波信号. 随着对带宽的需求不断增长,对本地振荡器的频谱纯度也提出了更加严格的要求,其功耗和相位噪声将直接影

响整体电路的性能. CMOS 电容电感振荡器 (LC VCO) 由于具有较好的相位噪声性能而被广泛地应用在 CMOS 收发信机或数据通信中,主要由 LC 谐振回路和交叉耦合 MOS 管两大部分构成^[1].

本文提出了一种将寄生电容考虑进有效电容的电容阵列结构,用以实现 VCO 的宽范围调节. 相比

起传统结构的电容阵列,本文提出的电容阵列结构能够将 MOM 电容的指间寄生合理的应用到谐振网络中,在节省了芯片面积的同时,还能有效的提高容值和品质因数,进而可以对相位噪声实现优化,实现的 VCO 谐振频率范围为 24.2 ~ 29.6 GHz.

2 振荡器的电路设计

LC VCO 可以视作是一个单端口能量补偿系统,主要由负阻模块和谐振网络模块构成. 对于一个感值为 L 、容值为 C 的谐振网络,其谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

一般通过电容阵列对 VCO 进行粗调节,使其实现所需的调谐范围. 若谐振网络的整体容值从 C 变化到 $C + \Delta C$,谐振频率将由 f_0 变化为 $f_0 - \Delta f$. 由式(1)计算可得:

$$\Delta C \approx \frac{\Delta f}{2\pi^2 L f_0^3} \quad (2)$$

假定网络的谐振频率为 $f_0 = 25$ GHz,又因为应用于 K 波段的片上螺旋电感的感值存在下限,选取电感值为 $L = 250$ pH,由式(2)计算可得当 $\Delta f = 1$ GHz 时, $\Delta C = 13$ fF. 而一般为了降低调谐增益,设计所需宽频段会被划分为多个窄频段,所以电容阵列的单位电容将会小于 5 fF. 传统的 MIM 电容难以准确实现如此小的容值,一般通过数字调谐可变电容器或 MOM 电容实现. 但在 K 波段下可变电容的品质因数远不如 MOM 电容^[2].

图 1 所示为两个典型结构的五层 MOM 电容,其中 P_i 和 N_i ($i = 1, 2$) 是电容的两级, C_v 为上下两层极板间的电容, C_h 为同层两极板的侧边电容, C_t 为两个相邻 MOM 电容之间的寄生电容, l_s 为同层两极板间距, l_t 为两个相邻电容的间距. 可以看出,单个 MOM 电容的整体容值为:

$$C_{\text{tot}} = 5C_h + 8C_v \quad (3)$$

当两个 MOM 电容并联时,其产生的总体寄生电容 C_{para} 为 $5C_t$. 在一般设计中,常将 l_t 选取的足够大,以使得寄生电容 C_{para} 不会对有效电容 C_{tot} 产生影响. 定义 $\alpha = l_s/l_t$, $\eta = C_{\text{para}}/C_{\text{tot}}$, 图 2 所示为 25 GHz 时的电磁仿真结果. 从图 2 可知,当相邻两 MOM 电容间距达到指间间距的 4 倍时,寄生电容的占比才会降到 2% 以下.

图 3(a)所示为 VCO 的原理图. 变容管部分采用差分结构,并使用大电容 C_s 来稳定容值,直流偏置 V_b 可数字调谐. 电容阵列选用两组相同的 MOM

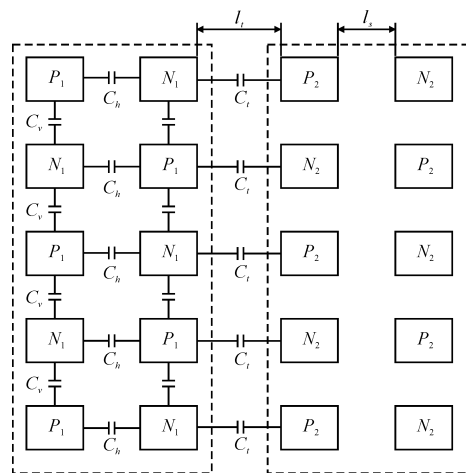


图 1 MOM 电容阵列剖面图

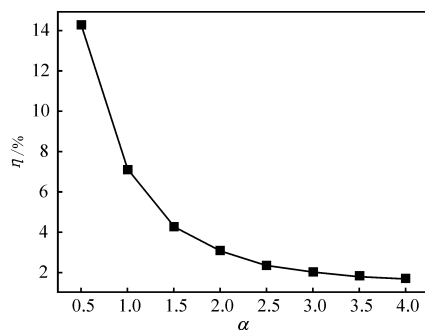


图 2 寄生电容在有效电容中的占比

电容阵列,将所需宽频段划分成 16 条窄频带,阵列所用的开关电路图如图 3(b)所示. 通用的二进制电容阵列,其控制位在高位跳变时很容易出现容值变化过大,进而产生频段不连续的情况. 本文设计使用多位开关对单位电容进行逐一开启,能够保证容值单调变化且不突变.

图 4 所示为两种电容阵列的品质因数对比,其中 Q_1 为本文设计所提出结构的品质因数, Q_2 为典型二进制结构电容阵列的品质因数. 从图 4 可以看出在 16 种开关状态, Q_1 都明显优于 Q_2 . 同时,本文所提出的电容阵列面积为 $320 \mu\text{m}^2$,较典型结构的 $365 \mu\text{m}^2$ 能节省 14% 的面积.

3 相位噪声分析与优化

噪声对于振荡器的影响主要体现在输出信号频率与幅度的不稳定. 振荡器的噪声主要由外部干扰噪声、内部器件的热噪声和闪烁噪声构成^[3]. Leeson 模型常见的相位噪声模型之一^[4],其将相位噪声表示为:

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left(\frac{2FKT}{P_{\text{sig}}}\right)\left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega}\right)^2\right]$$

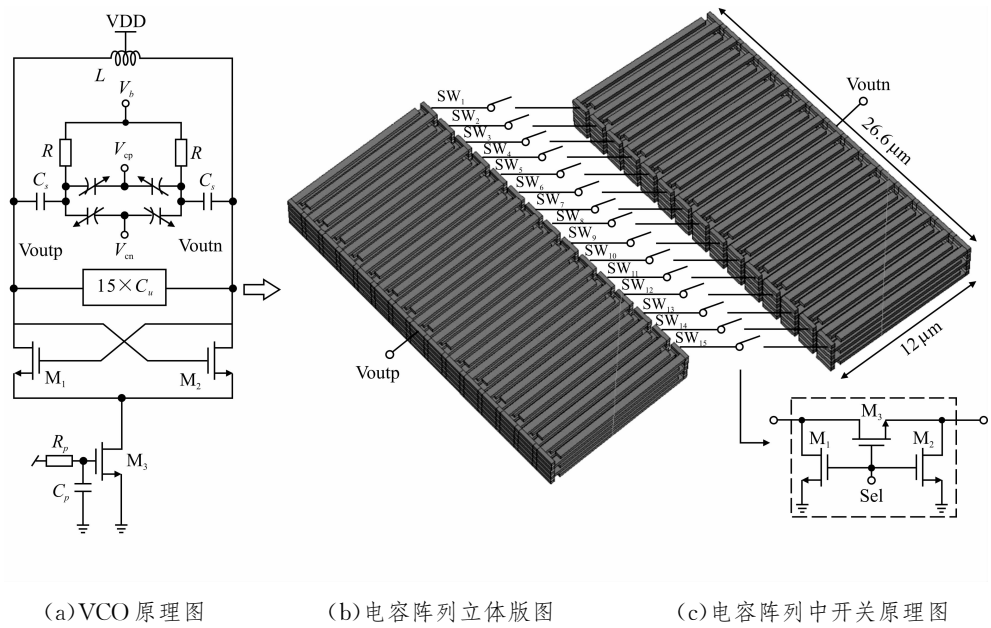


图 3 16 位可调 VCO 设计

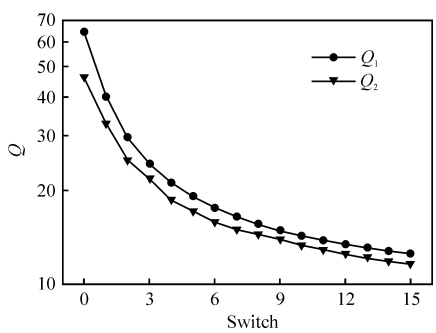


图 4 两种电容阵列品质因数对比

$$\left(1 + \frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{\Delta\omega}\right)$$

(4)

式中, F 是一个表示负阻电路在 $(\Delta\omega)^{-2}$ 区对相位噪声贡献的实验参数; $1 + (\omega_0/2Q\Delta\omega)^2$ 中的 1 表示输出缓冲电路或者测试设备本身所引入的噪声基底; $(1 + \Delta\omega_{1/f^3}/\Delta\omega)$ 描述了振荡器在 $(\Delta\omega)^{-3}$ 区的相位噪声性能; $\Delta\omega_{1/f^3}$ 是 $(\Delta\omega)^{-2}$ 与 $(\Delta\omega)^{-3}$ 区的分界点, 等于振荡器中有源器件的 $1/f$ 角频率。

从器件尺寸来讲, 尾电流管的高频噪声与闪烁噪声会通过上变频成为相位噪声, 闪烁噪声可以通过增加尾电流管的尺寸来降低。而另一方面, 式(4)中的 F 参数也与尾电流管的跨导成正比, 为了降低尾电流管的跨导, 需要选取长沟道的 MOS 管。设计选用的尾电流管的沟道长度为负阻管的 10 倍。

而在结构方面, 一般用来降低相位噪声的方法有以下几种: 尾电流管并联大滤波电容^[5]、加入二次谐波谐振网络和加入偏置滤波网络^[6]。为了抑制带隙基准源或其他可能调制尾电流源并恶化相位噪声

性能的电路噪声, 可以通过在尾电流管的栅极置入一个低通滤波器来滤除来自电流镜的高频噪声。由图 3(a) 中 R_p 和 C_p 组成。本次设计的低通滤波器的 3 dB 带宽为 10 kHz。

4 版图设计与测试结果

本文基于 90 nm CMOS 工艺绘制了振荡器的版图。其中 VCO 的版图与输出缓冲器的版图为完全对称的形式, 由此可以保证器件的匹配性能良好。考虑到大尺寸尾电流管和低通滤波器中的大电容都需要占用大量面积, 设计选用只占高层的 MIM 电容作为滤波电容, 并将其覆盖在尾电流管上, 进而节省大量面积。本文提出的 VCO 已经集成在频率综合器中。整体频率综合器的芯片照相图如图 5 所示, 其中被标识的部分为 VCO 模块。

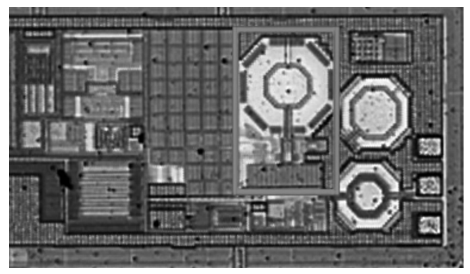


图 5 芯片照相图

测试得到 VCO 的调谐曲线如图 6 所示。由图可见 VCO 的频率调谐范围为 24.2 ~ 29.6 GHz, 高频相邻曲线交叠 62%, 低频相邻曲线交叠 66.7%, 能够满足设计对频带的要求。相位噪声曲线

如图 7 所示. 当 VCO 振荡在 26 GHz 时,相位噪声为-97.4 dBc/Hz@1MHz. 在 1.2 V 的电源电压下,VCO 的功耗为 9.6 mW.

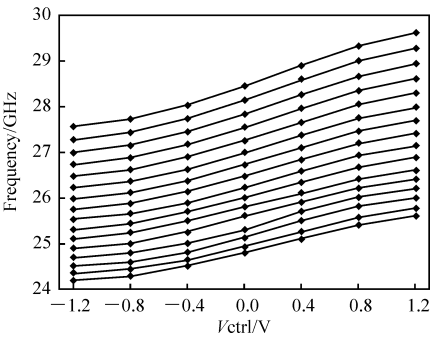


图 6 VCO 频率调谐范围

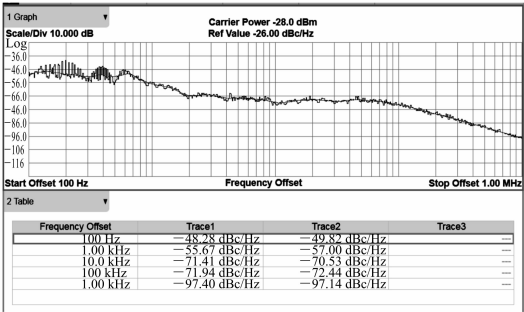


图 7 频率综合器的相位噪声曲线

FOM_T值是评估 VCO 整体性能的一个参数^[7], 其在 FOM 值的基础上将调谐范围也纳入考虑之中,定义式如下所示:

$$FOM_T = PN - 20\log\left(\frac{f_0}{\Delta f} \cdot \frac{FTR}{10}\right) + 10\log\left(\frac{P}{1mW}\right)$$
 (5)

式中,PN 为 VCO 的相位噪声,Δf 为偏移频率,f₀为中心频率,FTR 为调谐范围,P 为 VCO 的功耗.经过计算得到 FoM_T值分别为-176.5 和-182.5. 本文所提出的 VCO 性能与其他相近设计的对比如表 1 所示,计算得到的 FOM_T值明显优于同等频率类型的 VCO.

5 结束语

本文基于 90 nm CMOS 工艺,设计并实现了应用于频率综合器的宽带低噪声 VCO. 其中电容阵列采用一种高品质因数、小面积的 MOM 电容结构,能够有效提升谐振网络的品质因数. 结构上使用大尺寸尾电流管和高性能滤波网络来优化相位噪声. 测试结果表明,该 VCO 能够覆盖 24.2~29.6 GHz 的频率范围,满足频率综合器所需的调谐范围与相位噪声,已应用于相应的射频收发机中.

表 1 本文与部分文献中 VCO 的性能参数对比

文献	[8]	[9]	[10]	本文
工艺	65 nm	110 nm	65 nm	90 nm
中心频率 /GHz	CMOS	CMOS	CMOS	CMOS
调谐范围	18.7	24	38	26
相位噪声 / (dBc/Hz) @1MHz	5%	6.7%	18%	20%
功耗/mW	-97	-102	-96.5	-97.4
FOM	6	9	27	9.6
FOM _T	-174.6	-180.1	-169.1	-176.5
	-168.6	-176.6	-174.2	-182.5

参考文献:

[1] BHATTACHARJEE J, MUKHERJEE D, GEBARA E, et al. A 5.8 GHz Fully Integrated Low Power Low Phase Noise CMOS LC VCO for WLAN Applications [C]// 10TH Int’l Symposium on Integrated Circuits, Devices, and Systems. Singapore, 2014.

[2] RAZAVI B. RF Microelectronics; International Edition[M]. USA, Prentice Hall, 2012.

[3] HAM D, HAJIMIRI A. Concepts and methods in optimization of integrated LC VCO[J]. IEEE J of SSC, 2001, 36(6):896-909.

[4] LEESON D B. A simple model of feedback oscillator noises spectrum [J]. Proceedings of the IEEE, 1966, 54(2): 329-330.

[5] RAEL J J, ABIDI A A. Physical processes of phase noise in differential LC oscillators [C]/ / Proceedings of 2000 IEEE Custom Integrated Circuits Conference, Orlando, FL, USA, 2000: 569-572.

[6] FANG XIANG-NING, ZENG JUN, LI BIN, et al. A fully integrated differential double frequency wide tuning range CMOS LC VCO for 2.4 GHz IEEE802.15.4 / Zig Bee[C]// Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Signals Systems and Electronics. Chengdu, China, 2010: 1-4.

[7] KIM J, PLOUCHART J, ZAMDMER N, et al. A 44GHz differentially tuned VCO with 4GHz tuning range in 0.12μm SOI CMOS [C]// ISSCC. China, Beijing, 2005(22):416-607

[8] ZHU G, DIAO S, LIN F, et al. A low-power wide-band 20GHz VCO in 65nm CMOS[C]// Millimeter Waves. Harbin, China, IEEE, 2012: 291-294.

[9] SONG J H, KIM B S, NAM S. A 24 GHz PMOS body voltage controlled oscillator with transformer coupled varactor [C]// 2014 International SoC Design Conference (ISOC). JEJU, South Korea, IEEE, 2015.

表 4 实验结果及误差分析

序号	理论值/m	测量值/m	误差/m	相对误差/%
1	(5.5,24)	(5.6,24)	0.1	0.42
2	(5,35.5)	(4.8,35.4)	0.2	0.56
3	(4,41)	(4.1,40.8)	0.2	0.49
4	(8,56.5)	(7.8,56.2)	0.3	0.53

6 结束语

基于声信号与光信号均具有波动性, 本文将已经充分在光学理论中验证了的 HBT 二阶干涉理论应用于声场中, 为声源被动定位方法的研究提供了一个新视角. 根据采样定律确定了阵元间距, 通过对不同拓扑结构的阵列进行多组仿真, 确定阵元的空间分布形式为双五元阵, 在不同阵间距情况下对阵列拓扑结构与可定位距离的关系进行拟合并给出关系式, 确定阵间距为 7.5 m. 根据对阵列拓扑结构参数的设计与仿真, 确定阵列拓扑结构为双五元阵. 对双五元阵定位效果进行实验验证, 结果表明, 双五元阵对多个声源点均可较准确定位到其所在位置, 定位相对误差都在 1% 以内, 56.5 米处远的声源定位误差为 0.3 m. 考虑到环境噪声, 声信号衰减等因素影响, 可视为实现了精确定位. 本文的研究内容为 HBT 被动定位法的进一步开展奠定了基础.

参考文献:

[1] 刘云飞. 基于麦克风阵列的声源定位方法的研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2018.

[2] DAE-HOON SEO, JUNG-WOO CHOI, YANG-HANN KIM. Impulsive Sound Source localization using Sing peak and Rms Estimation of the time-domain beamformer output[J]. mechanical Systems and Signal

Processing, 2014(49):1-2.

[3] 杨雪. 数字阵最优稳健波束形成算法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.

[4] 薛彦杰. 基于麦克风阵列的声源被动定位技术研究[D]. 山西: 中北大学, 2017.

[5] 景源, 姜雪莹. 广义二次相关时延估计算法改进[J]. 辽宁大学学报(自然科学版), 2018, 45(2): 97-103.

[6] 孙放, 李四超, 来金梅. 迭代优化算法的自校准麦克风阵列声源定位系统[J]. 微电子学与计算机, 2016, 33(1): 6-9.

[7] 刁文婷, 何军, 刘贝, 等. 不同光场二阶相干度的实验研究[J]. 量子光学学报, 2014, 20(1): 1-7.

[8] TANG Z, BAI B, ZHOU Y, et al. Measuring Hanbury Brown and twiss Effect of multi-Spatial-mode Thermal Light at Ultra Short Time Scale by Two-Photon absorption[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(6): 1-16.

[9] 彭春生. 混沌光场的二阶相干度分析与测量及相空间重构[D]. 太原: 太原理工大学, 2018.

[10] 韩强. 水下运动目标被动声纳信号建模研究[D]. 昆明: 昆明理工大学, 2014.

[11] 刘璐. 基于麦克风阵列的机器人声源定位系统研究[D]. 长春: 长春工业大学, 2018.

作者简介:

聂磊 男, (1978-), 博士, 教授. 研究方向为微纳加工工艺、电子封装及其可靠性. E-mail: leinie@hbut.edu.cn.

贾雯 女, (1995-), 硕士研究生. 研究方向为声源被动定位技术.

李善强 男, (1996-), 硕士研究生. 研究方向为声源被动定位技术.

刘梦然 女, (1991-), 博士, 副教授. 研究方向为声源被动定位技术及 MEMS 传感器.

(上接第 57 页)

[10] RICHARD O, SILIGARIS A, BADETS F, et al. A 17.5 to 20.94 GHz and 35 to 41.88 GHz PLL in 65nm CMOS for wireless HD applications[C]// Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International. San Francisco, California, USA, IEEE, 2010.

作者简介:

李聪 男, (1996-), 硕士研究生. 研究方向为模拟与射频集成电路设计.

刘自成(通讯作者) 男, (1987-), 博士, 工程师. 研究方向为模拟与射频集成电路设计. E-mail: minezicheng@163.com.

安建 男, (1980-), 博士. 研究方向为电磁场与微波技术.