

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2023.08.012

# 一种基于变容管偏置的温度补偿 LC 振荡器

张麒<sup>1,2</sup>, 尹勇生<sup>1,2</sup>, 许江超<sup>1,2</sup>, 孟煦<sup>1,2</sup>

(1. 合肥工业大学 微电子设计研究所, 安徽 合肥 230601; 2. 合肥工业大学 教育部 IC 设计网上合作研究中心, 安徽 合肥 230601)

**摘要:**文章介绍一种用于在宽温度范围内产生稳定时钟信号的温度补偿振荡器。该振荡器基于温度对控制电压的影响改变偏置变容管的容值, 补偿因温度变化引起的振荡器频率变化, 使整个振荡器的温度系数 (temperature coefficient, TC) 为 0。另外, 在通过分频产生几十兆赫兹频率的同时, 振荡器的相位噪声性能得到进一步优化。该文在 SMIC 180 nm CMOS 工艺下完成整体电路的设计与仿真。后仿真结果显示, 在 1.8 V 电源下整体功耗为 7.12 mW, 中心振荡频率 2.400 2 GHz 处的频率漂移可达到  $8.68 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ , 经过分频后得到的 30 MHz 信号在 10 kHz 偏移下的相位噪声大小为  $-112.923 \text{ dBc/Hz}$ 。

**关键词:**LC 振荡器; 宽温度范围; 温度补偿; 分频; 相位噪声

**中图分类号:**TN432 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-5060(2023)08-1086-06

## A temperature compensated LC oscillator based on dynamic varactor biasing

ZHANG Qi<sup>1,2</sup>, YIN Yongsheng<sup>1,2</sup>, XU Jiangchao<sup>1,2</sup>, MENG Xu<sup>1,2</sup>

(1. Institute of VLSI Design, Hefei University of Technology, Hefei 230601, China; 2. IC Design Web-cooperation Research Center of Ministry of Education, Hefei University of Technology, Hefei 230601, China)

**Abstract:** This paper introduces a temperature compensated oscillator for generating stable clock signals over a wide temperature range. The oscillator compensates the oscillator frequency change due to temperature change by changing the capacitance of the bias varactor based on the effect of temperature on the control voltage, so that the temperature coefficient (TC) of the whole oscillator is zero. In addition, the phase noise of the oscillator is greatly optimized while generating several tens of megahertz frequencies by frequency division. The overall circuit was designed and simulated in SMIC 180 nm CMOS process. The post-simulation results show that the overall power consumption at 1.8 V is 7.12 mW, the frequency drift at the center oscillation frequency of 2.400 2 GHz can reach  $8.68 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ , and the phase noise magnitude of the 30 MHz signal obtained after frequency division is  $-112.923 \text{ dBc/Hz}$  at a 10 kHz offset.

**Key words:** LC oscillator; wide temperature range; temperature compensation; frequency division; phase noise

频率源的研究与设计是现代电子领域的重点, 其为相关电子系统提供高度稳定和准确的参考时钟信号, 在数据传输过程中数字信号发送器和接收器同步。因此频率源的信号质量直接影响或决定了雷达、导航、通讯、仪表或大规模数字电路的性能。

得益于良好的频率稳定性, 片外晶体振荡器 (crystal oscillator, XO) 几乎是过去几十年中的不二之选<sup>[1]</sup>。芯片会从外部获得准确的、不随电源电压和环境温度变化的频率信号, 在片内进一步通过锁相环 (phase locked loop, PLL)、延迟锁定环 (delay locked loop, DLL) 产生所需的高频频

收稿日期: 2022-03-31; 修回日期: 2022-04-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61704043)

作者简介: 张麒 (1996—), 男, 江苏淮安人, 合肥工业大学硕士生;

尹勇生 (1973—), 男, 内蒙古锡林浩特人, 博士, 合肥工业大学研究员, 硕士生导师;

孟煦 (1989—), 男, 安徽合肥人, 博士, 合肥工业大学副教授, 硕士生导师, 通信作者, E-mail: xmen@hfut.edu.cn.

率信号或多相位频率信号。然而,片外元器件的使用会大大提升系统整体的成本。

随着工艺的发展和电路技术的进步,越来越多的电子元器件被集成至芯片之内,晶体振荡器逐渐成为全片上设计的最后障碍。在 CMOS 工艺中直接集成晶振方案对光刻等加工工艺有着极高的技术壁垒,也大大延长了制造周期。

近年来,设计低温漂的全片上振荡器已经逐渐成为工业界和学术界的共同热门研究课题<sup>[2-6]</sup>,其中 RC 振荡器和 LC 振荡器均是良好的备选方案。RC 振荡器的芯片面积小、功耗较低,相比 LC 振荡器更加受到好评。但是,片上电阻温度灵敏度较高,在温度范围内的频率稳定性较差,其温漂引起的总频率误差为 1%~5%<sup>[3]</sup>,进一步提升对温度免疫能力需要使用复杂的补偿和校准技术。然而 LC 振荡器中电感受温度影响较小,其一阶温度系数  $f_{TC}$  可能仅在  $-100 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$  的量级。考虑到 LC 振荡器的相位噪声性能亦远优于 RC 振荡器,其占用芯片面积较大的缺点是完全可以承受的。

本文设计一款基于 LC 振荡器的低温漂片上振荡器,通过随温度变化改变可变电容的偏置电压,进而弥补 LC 振荡频率随温度的变化。本文介绍 LC 振荡器的基本原理,分析温度变化对振荡频率的影响及 LC 振荡器中的温度补偿方式,提出本文使用的补偿方式,对关键电路模块进行分析;最后由仿真结果得出结论。

### 1 温度对振荡频率的影响

在理想情况下,LC 谐振腔的本振频率的计算公式为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1)$$

其中: $L$  为谐振腔中的储能电感; $C$  为储能电容。

由于制造工艺方面的限制,零损耗的无限质量因数  $Q$  理想电感实际上是不存在的。实际的 LC 谐振腔分别用  $R_L$ 、 $R_C$  表示电感金属电阻损耗和电容内的寄生损耗,电路结构如图 1 所示。

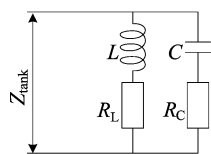


图 1 考虑电感和电容损耗的 LC 谐振腔

其总阻抗的公式为:

$$Z_{\text{tank}}(s) = (Ls + R_L) \parallel \left( \frac{1}{Cs} + R_C \right) \quad (2)$$

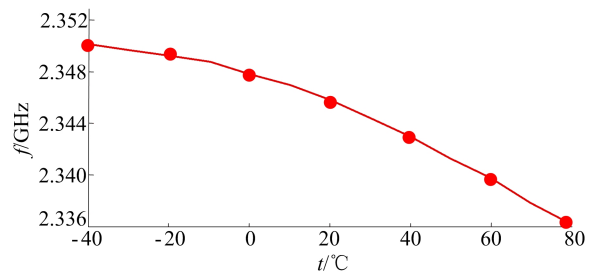
由巴克豪森判据可知,实际的振荡频率应是在相移  $\angle Z_{\text{tank}}$  为 0 的频率点,解得考虑损耗后的实际振荡频率为:

$$f_1 = f_0 \sqrt{\frac{L - R_L^2 C}{L - R_C^2 C}} \quad (3)$$

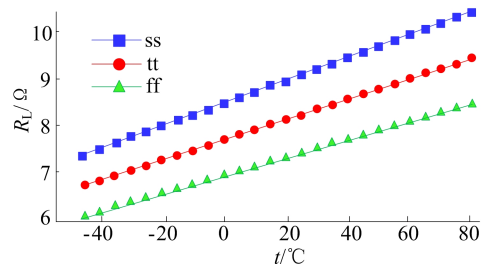
在几个吉赫兹的频段,电感的损耗显著大于电容的损耗,因此式(3)可近似为:

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R_L^2 C}{L}} \quad (4)$$

根据文献<sup>[4-5]</sup>中的数据验证, $L$ 、 $C$  随温度产生的偏差和温度系数可忽略不计,即  $R_L$  为式(4)中的唯一与温度相关的项,谐振腔振荡频率和电感的损耗电阻随温度变化趋势如图 2 所示。由图 2 可知,仿真结果验证了这一结论。根据图 2b 的结果,可得  $\frac{\partial R_L}{\partial t}$  在 3 种不同工艺角下的数值都约等于 21.617 mΩ/°C。



(a) 谐振腔的振荡频率



(b) 电感的损耗电阻  $R_L$

图 2 谐振腔振荡频率和电感的损耗电阻随温度变化趋势

### 2 LC 振荡器中的温度补偿方式

#### 2.1 阻抗相位的零温度工作点

式(2)中阻抗  $Z_{\text{tank}}(s)$  的相位  $\angle Z_{\text{tank}}$  随频率变化的特性如图 3 所示。从图 3 可以看出,存在一个非零的相位  $\theta_{\text{NULL}}$ ,不同温度情况下的  $\angle Z_{\text{tank}} - f$  曲线交汇于此。因此,如果令振荡器工作在该非零相位处,那么振荡器的温漂特性可以被大大改善。

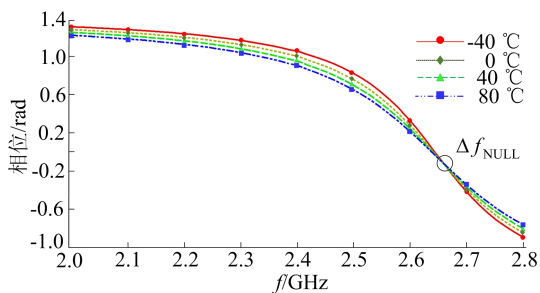


图 3 不同温度下 LC 谐振腔阻抗的相位-频率特性

在文献[6]的电路结构中添加一个环路相位为  $-\theta_{NULL}$  的相位偏移模块。这样,只有当谐振腔的阻抗处于相位为  $\theta_{NULL}$  的情况时,整个振荡器才满足巴克豪森标准。

最后所产生的频率偏差如图 4 所示,为数十个  $10^{-6}$  单位量,这比传统 LC 振荡器至少能提高十几倍。

然而,在振荡器中引入准确的  $\theta_{NULL}$  是十分具有挑战性的。用于引起相移的注入电流可能会恶化噪声性能;文献[6]中的正交振荡器结构虽然可达到相位偏移的目的,但内含 2 个 LC 谐振腔结构会导致芯片面积的大幅度增加。

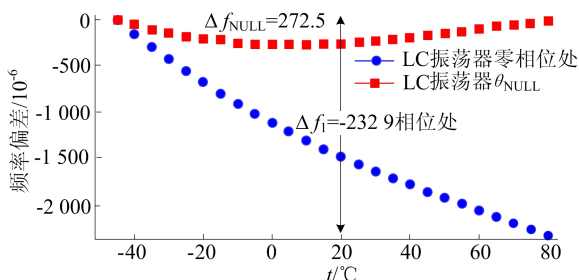


图 4 传统振荡器和自补偿振荡器的频率偏差比较

### 2.2 反向调节可变电容偏置的温度补偿方案

本文使用的方式是针对温度对电压的影响,设法控制电压的温度系数,并利用可变电容的电容-电压特性侧面衬托电容的电容-温度特性,与电感的温度系数相互抵消,以达到稳定振荡频率的目的。

由式(4)可得,为了稳定整个谐振腔的温度系数,以得到不受温度影响的高精度振荡频率,可在谐振腔内添加可变电容器,利用可变电容器的负温度系数部分与电感的正温度系数部分相互抵消,在温度变化时达到动态平衡。加入可变电容后,式(4)可改为:

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{tot}}} \sqrt{1 - \frac{R_L^2(t)C_{tot}}{L}} \quad (5)$$

其中,  $C_{tot} = C_f + C_V[V_{ctrl}(t)]$ ,  $C_f$  为谐振腔中固定电容和寄生电容之和,  $C_V$  为可变电容,  $V_{ctrl}(t)$  为温度相关线性电压。

对  $f_1$  进行关于温度的求导:

$$\frac{\partial f_1}{\partial t} = \frac{\partial f_1}{\partial R_L} \frac{\partial R_L}{\partial t} + \frac{\partial f_1}{\partial C_V} \frac{\partial C_V}{\partial V_{ctrl}} \frac{\partial V_{ctrl}}{\partial t} \quad (6)$$

令式(6)的结果为 0,可得:

$$\frac{\partial V_{ctrl}}{\partial t} = \frac{\partial R_L}{\partial C_V} \left[ -\frac{2R_L(C_f + C_V)^2}{L} \right] \quad (7)$$

由式(7)可得,在选定可变电容后,通过设置合适的  $\frac{\partial V_{ctrl}}{\partial t}$ ,即可令 LC 振荡器达到理论上的零温漂特性。

## 3 关键电路设计模块

### 3.1 振荡器核心电路

系统核心的振荡器电路的原理结构如图 5 所示。

经过简单迭代后,中心振荡频率约为 2.400 2 GHz,对应的可变电容的  $C_V-V_{ctrl}$  特性曲线及  $\frac{\partial C_V}{\partial V_{ctrl}}$  仿真情况如图 6 所示。

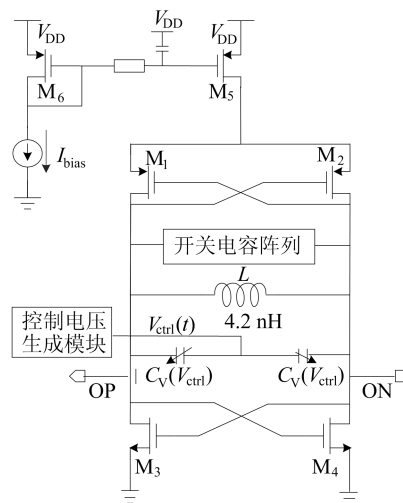


图 5 振荡器电路的原理结构

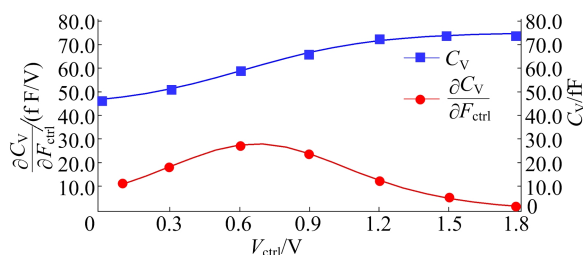


图 6 可变电容  $C_V-V_{ctrl}$  特性和  $\frac{\partial C_V}{\partial V_{ctrl}}$

为了保留对振荡频率校准的能力,所设计的 LC 振荡器额外增加了 4 bit 的开关电容,如图 7 所示。

当图 7a 内的 3 个 MOS 管导通后,中间的  $M_{S3}$  管可看作是 2 个电阻  $R_{SW3}/2$  分别与两边 MOS 管代表的电阻  $R_{SW1}$  和  $R_{SW2}$  并联在一起,与电容串联的总电阻就会减小,从而提高开关的品质因数,减小对振荡器品质因数的影响。

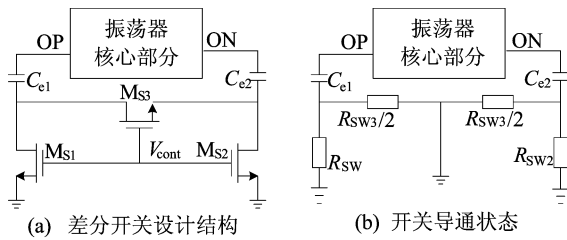


图 7 开关电容阵列的差分开关

### 3.2 偏置产生模块

一方面,由前文的讨论可知, $V_{ctrl}$  应为一正温度系数电压;另一方面,根据文献[7]内讨论的格罗什科夫斯基(Groszkowski)效应可知,因为电容在高频时呈现比电感低得多的阻抗,会吸收电流内大部分的频谱成分,所以偏置电流中的高次谐波含量会导致电感和电容之间的功率不平衡,电流的增加会导致 LC 振荡器的振荡频率降低,仿真结果如图 8 所示。

因此,振荡器需要一个不会随温度变化的稳定偏置电流。

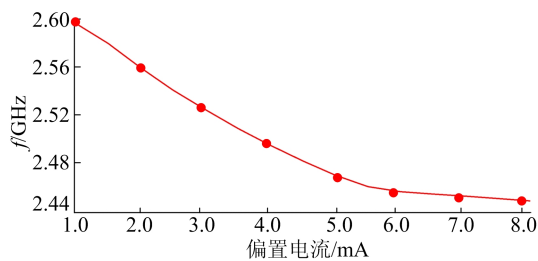


图 8 偏置电流对振荡频率的影响

为了得到不随温度变化的稳定偏置电流,本文设计的偏置模块如图 9 所示。其中,由于运放  $A_1$  的作用, $X$ 、 $Y$  两处的电压关系为  $V_X \approx V_Y \approx |V_{BE1}|$ ,得到流经  $M_1$  的电流  $I_1$  大小为  $\Delta V_{BE}/R_1$ ,即  $V_T \ln 3/R_1 \propto T$ ,因此  $I_1$  为一个正温度系数电流。

此外,在  $A_2$  的作用下,有  $V_M \approx V_N \approx |V_{BE3}|$ ,得出流经  $M_2$  的电流为  $|V_{BE3}|/R_2$ ,即  $I_2$  为一个负

温度系数电流。最后,由  $I_1$ 、 $I_2$  的线性组合可以得到零温度系数的偏置电流  $I_{bias}$ ,用以偏置振荡器的核心电路,避免前文提及的 Groszkowski 效应。

不同工艺角下的偏置电流基本不随温度的变化而变化,如图 10 所示。

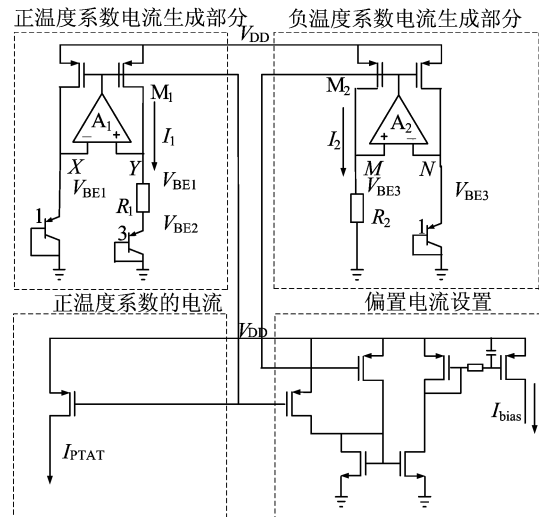


图 9 电路的偏置电流模块

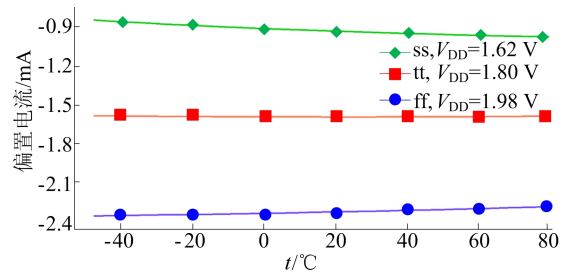


图 10 不同工艺角下偏置电流的仿真结果

同时,正温度系数的电流  $I_1$  经过拷贝和放大后,会用于驱动 3 个可选电阻器组中的一个,如图 11 所示。

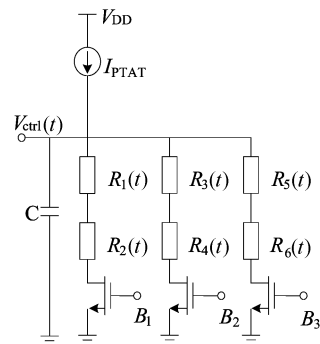


图 11 可变电容控制电压调整模块

其中,3 个电阻器组的总电阻各是由 2 个分

别拥有正温度系数和负温度系数的电阻线性组合而成,具有相同的大小,但具有不同的温度系数,这取决于组中电阻器的类型。

在振荡器的输出处级联了可编程分频器,用于将 LC 振荡器较高的振荡频率进行分频,得到 30 MHz 左右的常用参考源频率。

#### 4 仿真结果

本文在 SMIC 180 nm CMOS 工艺下完成设计,并在 cadence spectre 下完成了后仿真。本文设计的版图如图 12 所示,芯片面积为  $0.24 \text{ mm}^2$ 。仿真显示,在  $27^\circ\text{C}$  时,振荡频率约为 2.4 GHz,功耗为 7.12 mW。

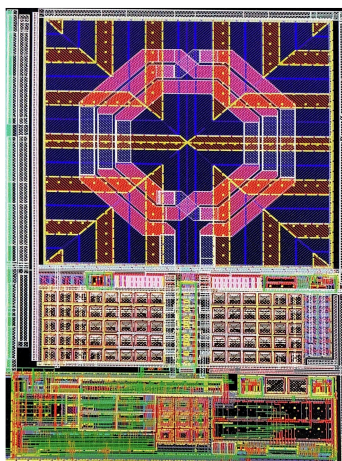


图 12 设计的振荡器版图

根据上述得到的  $\frac{\partial C_V}{\partial V_{\text{ctrl}}}$ 、 $\frac{\partial R_L}{\partial t}$ 、电感等一系列数值,将其带入式(7)中,可以看出,在  $-40 \sim 80^\circ\text{C}$  温度范围内所求的  $\frac{\partial V_{\text{ctrl}}}{\partial t}$  应该在  $0.9 \sim 1.52 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  的范围内变化。

$\frac{\partial V_{\text{ctrl}}}{\partial t}$  的计算结果和仿真结果如图 13 所示。

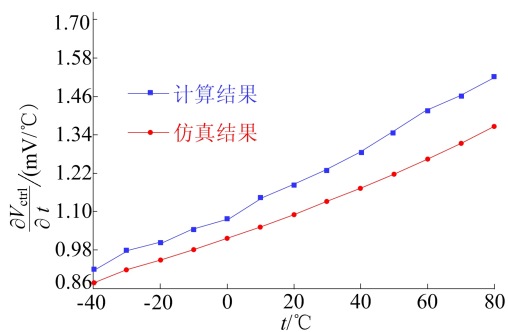


图 13  $\frac{\partial V_{\text{ctrl}}}{\partial t}$  的计算结果和仿真结果

与  $\frac{\partial V_{\text{ctrl}}}{\partial t}$  特性曲线相比,控制电压的设置

在考虑误差的情况下符合理论。

振荡器分频前和分频后的相位噪声的仿真结果如图 14 所示。从图 14 可以看出,在 1 MHz 频偏处的相位噪声为  $-120.5868 \text{ dBc}/\text{Hz}$ ,对应情况下的振荡器品质因数 (figure of merit, FOM) 为  $179.67 \text{ dBc}/\text{Hz}$ 。

由仿真结果不难看出,分频电路进一步提升了所产生频率信号的相位噪声性能,最后得到的 30 MHz 频率信号在 10 kHz 频偏处的相位噪声可达到  $-112.9230 \text{ dBc}/\text{Hz}$ ,对应的 FOM 的大小为  $173.94 \text{ dBc}/\text{Hz}$ 。

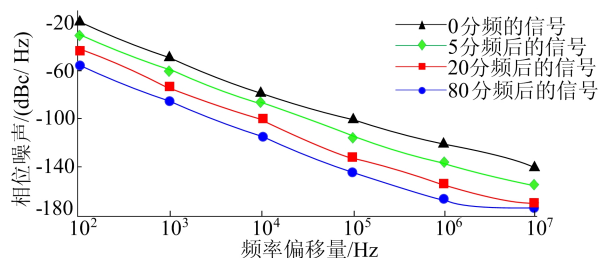


图 14 振荡器分频前和分频后的相位噪声仿真结果

不同工艺角下的振荡器频率随温度的变化如图 15 所示。

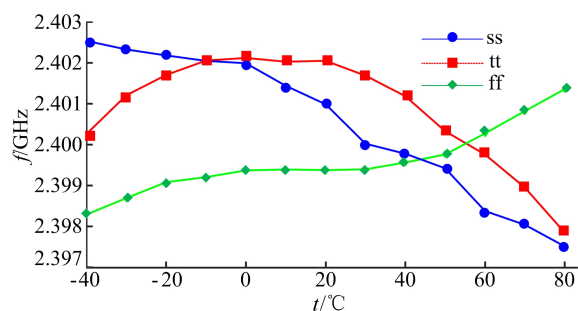


图 15 不同工艺角下振荡器频率随温度的变化

在最差情况下,本文设计达到了  $8.68 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$  的温漂特性,验证了技术方案的有效性。将本文研究结果与其他研究结果进行对比,见表 1 所列。

从表 1 可以看出,文献[2]中的 RC 结构尽管需要的功耗非常小,但在高频性能和温度补偿性能 2 个方面远不如本文的 LC 结构;另外,与文献[9]的 LC 结构进行比较,温度补偿性能较差,但功耗的需求量得到降低,且振荡器品质因数的差距不是非常大,因此本文设计的 LC 振荡器能够满足相关系统的要求。

表 1 本文与相关文献结果的对比

性能	文献[2]	文献[8]	文献[9]	本文
结构	RC	LC	LC	LC
面积/mm <sup>2</sup>	0.12	0.22	0.16	0.24
工艺参数/nm	180	350	180	180
电源电压/V	1.3	3.3	1.4	1.8
功耗/mW	$51.40 \times 10^{-3}$	31.00	10.90	7.12
振荡频率/MHz	1.60	12.00	$2.09 \times 10^3$	30.00
温度范围/°C	-10~90	-10~80	-20~120	-40~80
频率漂移/(10 <sup>-6</sup> /°C)	41.00	12.00	1.50	8.68
相位噪声/(dBc/Hz)	-118.6@100 kHz		-119.4@1 MHz	-112.9@10 kHz
品质因数/(dBc/Hz)	156.00	180.00	175.43	173.94

## 5 结 论

本文设计了一款具备频率漂移补偿技术的 LC 振荡器,用以替代片外晶体振荡器。本设计利用温度对控制电压的影响改变偏置变容管的特性,使整个振荡器的温度系数为 0,从而减少振荡器频率输出的温度漂移效应。后仿真结果显示,本文所提出的方案切实有效,达到了较优的温漂特性和卓越的噪声性能。

### [参 考 文 献]

- [1] THOMPSON R J J. The development of the quartz crystal oscillator industry of World War II [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2005, 52(5): 694-697.
- [2] WEI Z, WANG L G, YUAN G. A 1.6 MHz swing-boosted relaxation oscillator with  $\pm 0.15\%/V$  23.4 ppm/°C frequency inaccuracy using voltage-to-delay feedback [C]//2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). [S. l.]: IEEE, 2019: 14.
- [3] TOKUNAGA Y, SAKIVAMA S, MATSUMOTO A, et al. An on-chip CMOS relaxation oscillator with voltage averaging feedback [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, 45(6): 1150-1158.
- [4] MCCORQUODALE M S, O'DAY J D, PERNIA S M, et al.

A monolithic and self-referenced RF LC clock generator compliant with USB 2.0 [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, 42(2): 385-399.

- [5] GACHOVSKA T K, TIAN B, HUDGINS J L, et al. A real-time thermal model for monitoring of power semiconductor devices [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(4): 3361-3367.
- [6] GAIED D, KHAIRY M, ATEF M, et al. A CMOS LC-based frequency reference with  $\pm 40$  ppm stability from 40 °C to 105 °C [C]//2015 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium & the European Frequency and Time Forum. [S. l.]: IEEE, 2015: 151-154.
- [7] BUCCOLERI F, BONFANTI A, LACAITA A L. A generalization of the Groszkowski's result in differential oscillator topologies [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, I. Regular Papers: A Publication of the IEEE Circuits and Systems Society, 2021, 68(7): 2800-2812.
- [8] MCCORQUODALE M S. Self-referenced, trimmed and compensated RF CMOS harmonic oscillators as monolithic frequency generators [C]//IEEE International Frequency Control Symposium. [S. l.]: IEEE, 2008: 408-413.
- [9] WANG Y, CHAI K T, CMUX J, et al. A  $1.5 \pm 0.39$  ppm/°C temperature-compensated LC oscillator using constant-biased varactors [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters: A Publication of the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2015, 25(2): 130-132.

(责任编辑 张 镅)