

# 一种低功耗自动增益控制集成石英振荡器

谢海情,王 龙,陈玉辉,李洁颖,肖海鹏,王振宇,曾承伟

(长沙理工大学 物理与电子科学学院,湖南 长沙 410114)

**摘 要:**通过分析三点式振荡器的结构原理,选取桑托斯(Santos)结构,利用非对称差分对的电流分配特性实现幅度控制,以降低功耗。采用反相器链整形满摆幅输出,设计了一种适用于无线接收芯片的 12 MHz 自动增益控制晶体振荡器。基于和舰(HJ)射频(RF)0.18  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺,完成电路设计、版图设计与仿真,流片并测试。结果表明,该晶体振荡器的总电流为 120  $\mu\text{A}$ ,相位噪声为  $-121 \text{ dBc}/@1 \text{ kHz}$ ,  $-165.1 \text{ dBc}/@1 \text{ MHz}$ ,满足无线接收芯片的性能指标。

**关键词:**石英晶体振荡器;自动增益控制;功耗;相位噪声;CMOS 集成

**中图分类号:** TN431.1

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2018.06.024

## Automatic Gain Control Integrated Quartz Oscillator With Low Power

XIE Haiqing, WANG Long, CHEN Yuhui, LI Jieying, XIAO Haipeng, WANG Zhenyu, ZENG Chengwei

(School of Physics & Electronic Science, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China)

**Abstract:** A kind of 12 MHz automatic gain control crystal oscillatorsuitablefor wireless receiver chip was designed based on the Santos structure by analyzing the principle of three-point oscillator structure. In this oscillator circuit, the amplitude control was achieved by using the asymmetric difference pair current distribution characteristic to reduce the power consumption, and the inverter chain was adopted to shape the full-swing output. Based on the HJ RF 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS process, the circuit design and layout design as well as the simulation were accomplished, and the tape-out and test were also carried out. The results indicated that the total current of oscillator was 120  $\mu\text{A}$ , phase noise was  $-121 \text{ dBc}/@1 \text{ kHz}$ ,  $-165.1 \text{ dBc}/@1 \text{ MHz}$ , respectively, which met the specifications of wireless receiver chip.

**Key words:** quartz crystal oscillator; automatic gain control; power consumption; phase noise; CMOS integration

### 0 引言

在无线接收电路中,天线接收信号后,通过低噪声放大器放大,再与本地振荡器信号混频得到一个中频信号。因此,一个低噪声、低功耗的本地振荡信号十分重要<sup>[1]</sup>。在实际应用中,频率参考源一般都采用振荡器来实现,低相位噪声的晶体振荡器具有明显的优势<sup>[2]</sup>。为满足无线接收器的低成本、便携式发展趋势,需要将本地振荡器除晶振外的其他元器件全集成于一块芯片内<sup>[3]</sup>。杨骁等基于皮尔斯(Pierce)振荡器,并采用  $\pi$  型低通滤波器进行滤波和幅度控制得到低噪声振荡器<sup>[4]</sup>。武振宇等基于反相振荡器,并采用  $\pi$  型滤波器实现幅度控制<sup>[5]</sup>。唐路等提出了一种 PMOS 差分结构降低相位噪声<sup>[6]</sup>。Krzysztof Siwiec 等提出了一种双反馈回路结构降低相位噪声<sup>[7]</sup>。 $\pi$  型滤波器通常采用差分结构作为

振荡管可降低相位噪声,但会增加功耗;另外,其需要较大的电容,增大了版图面积<sup>[8-9]</sup>。本文基于 HJ RF 0.18  $\mu\text{m}$  工艺设计了一种自动增益控制的桑托斯(Santos)晶体振荡器,除石英晶体外,振荡器电路全部集成于一块芯片,能实现良好的相位噪声性能和较低的功耗。

### 1 振荡器电路分析

晶体振荡器的实现方式有多种结构,常见的是三点式结构,主要分为皮尔斯晶体振荡器、科尔皮兹(Colpitts)振荡器及克拉普振荡器 3 类。

Santos 结构是 Colpitts 振荡器中的一种,与传统的 Colpitts 结构相比,Santos 结构具有直流偏置合理,易起振,增益易控制等优点,应用较广泛。

在 CMOS 工艺中,与 NMOS(N 沟道 MOS 晶体管)管相比,制作在阱内的 PMOS 管具有很好的

收稿日期:2018-01-05

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61404011);湖南省自然科学基金资助项目(2015JJ3001);湖南省教育厅资助科研基金资助项目(17B007)

作者简介:谢海情(1982-),男,湖南耒阳人,副教授,博士,主要从事光电集成电路与系统设计的研究。通信作者:曾承伟(1992-),男,硕士生,主要从事 CMOS 数/模混合集成电路设计的研究。E-mail: xhq\_108@163.com。

信号隔离特性,能获得更低的相位噪声。若要获得与NMOS管相同的增益,需更大尺寸,这既增大了寄生效应,又增加了功耗。综合考虑,本文设计的Santos振荡电路选用NMOS管作为振荡管,并采用多阱工艺增强信号的隔离性。为降低相位噪声,采用两端悬空的固定容值金属电容(MIMCAP);同时为减小版图面积,尽可能采用MOS电容。电路结构及其小信号模型如图1所示。图中, $g_m$ 为 $M_1$ 的跨导, $r_{ds1}$ 、 $r_{ds2}$ 分别为 $M_1$ 、 $M_2$ 的等效电阻。

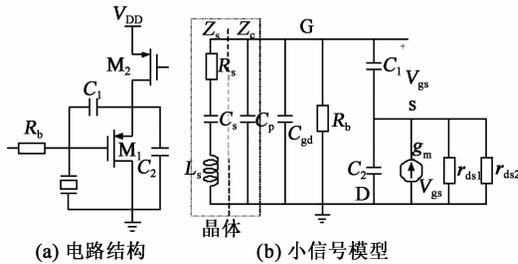


图1 Santos振荡器电路与小信号模型

图1(b)中,晶体的串联分支构成阻抗 $Z_s$ ,并联静态电容 $C_p$ 、 $M_1$ 的栅漏寄生电容及 $C_1$ 、 $C_2$ 等构成阻抗 $Z_c$ 。当 $\text{Re}(Z_s) + \text{Re}(Z_c) = R_s + \text{Re}(Z_c) \leq 0$ 时,放大电路提供的负阻抗能抵消晶体的等效串联电阻,振荡器把内部噪声逐步放大,电路起振并保持振荡。另一方面,可把石英晶体看作感性选频反馈网络,把电路剩余部分视作容性前向放大网络,两者构成的环路相位移动正好为 $0^\circ$ (或 $360^\circ$ )时,会形成正反馈产生振荡,此时,若环路增益不小于1,则振荡波形会被放大或维持。输出信号从 $M_1$ 的栅端引出,可获得较大幅值和高信噪比。另外,采用反相器作为输出缓冲级,并调整其工作电压,将输出缓冲级的第一级放大级设计成自反馈型,直接为主工作管提供栅端偏置,从而消除输出信号的耦合电容。

### 2 振荡器电路设计

图2为本文设计的电路,由Santos主振荡电路、自动增益控制电路和输出缓冲级组成。

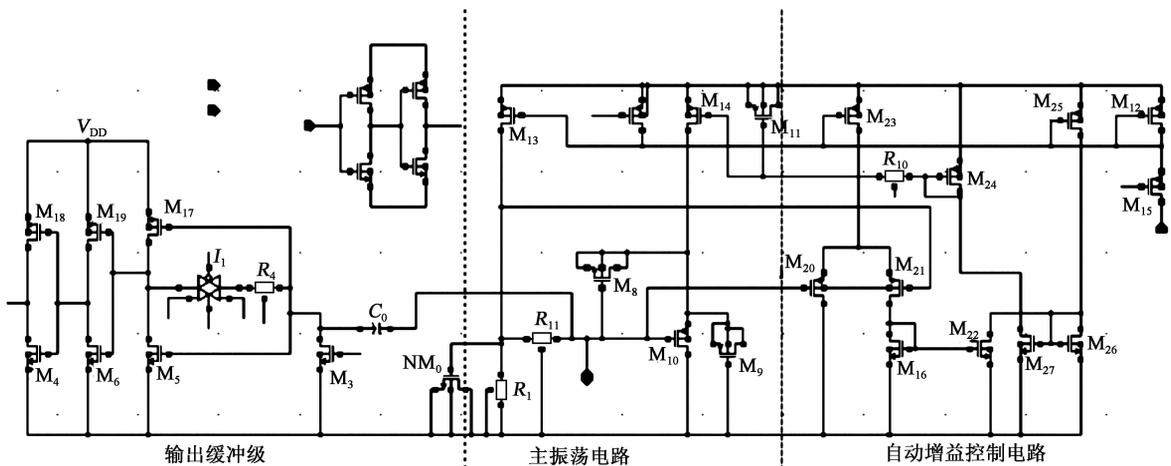


图2 整体电路

#### 2.1 起振电路

晶体振荡器在起振时,振荡信号幅度很小,整个振荡主电路处于线性工作状态。可用交流小信号模型(见图1(b))来分析振荡器的起振条件和工作频率。

根据正、反馈模型可得前向放大网络的增益与反馈网络的反馈系数,进而求得环路增益表达式。令其相位等于0,可得到振荡器实际工作频率为

$$\omega = \sqrt{\omega_s^2 + [L_s(C_3 + C_{12})]^{-1}} \quad (1)$$

式中: $C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ ;  $\omega_s$ 为晶体的串联谐振频率;

$C_3$ 为 $C_{gd}$ 和 $C_p$ 的并联值。

根据负阻模型,经简化可得

$$\text{Re}(Z_c) = \frac{-g_m C_1 C_2}{(g_m C_3)^2 + \omega^2 (C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_3 C_1)^2} \quad (2)$$

令 $R_s + \text{Re}(Z_c) = 0$ ,可求得保持振荡需要的最小增益 $g_{\min}$ 为

$$g_{\min} = \frac{\omega(C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3)}{Q_s C_s C_1 C_2} \quad (3)$$

式中 $Q_s$ 为晶振的品质因数。

从电路阻抗的变化和起振要求,可得电路能提供的最大负阻为

$$(-R_c(Z_c))_{\max} = (2\omega C_3^2 / C_{12})^{-1} \quad (4)$$

因此,最大增益 $g_{\max}$ 为

$$g_{\max} = \omega \left( C_1 + C_2 + \frac{C_1 C_2}{C_3} \right) \quad (5)$$

起振时必须使振荡器环路增益大于1,故  $M_1$  的增益  $g_{\min} < g_{\text{mstart}} < g_{\max}$  (其中  $g_{\text{mstart}}$  为起振增益),通常取  $g_{\text{mstart}} \approx 10g_{\min}$ 。根据以上条件可确定  $M_1$ 、 $M_2$  的参数。成功起振后,环路增益要减小到1,必须使用自动振幅控制电路调节偏置电流。

## 2.2 自动增益控制电路

采用非对称差分对  $M_{20}$ 、 $M_{21}$  组成自动振幅控制电路,其中  $M_{20}$  的宽长比远大于  $M_{21}$  的宽长比。 $M_{23}$  提供偏置电流源。由于偏置相同,初始状态时, $M_{21}$  的电流远小于  $M_{20}$  的电流, $M_{22}$  可提供该电流。此时, $M_{22}$  只有很小的亚阈值电流,因为流过  $M_{26}$  的电流  $I_{26} = I_{25} - I_{22}$ ,而  $I_{27} = I_{26}$ ,所以初始状态  $I_{14} = I_{24} = I_{26}$ 。此时一个较大的偏置电流使振荡器在较高的正反馈环路增益下迅速启振,振幅按指数关系增长。起振后由于  $M_{20}$ 、 $M_{21}$  直流偏置信号相同,而交流信号不同, $M_{20}$  的栅极电压随振幅增大而增大。因此, $M_{20}$  分配的电流减小,因为  $I_{21} = I_{23} - I_{20}$ ,所以  $M_{21}$  的电流增大。此时, $M_{22}$  从  $M_{25}$  那里分到的电流更多,所以  $I_{27}$ 、 $I_{26}$  减小, $I_{14}$ 、 $I_{24}$  减小,振荡电流减小,振幅下降,直到稳态平衡。 $R_{10}$  和  $M_{11}$  决定振幅控制电路控制  $M_{14}$  的响应时间,其值过小会引起幅度波动,过大响应会慢。振荡起始, $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的直流偏置相等,且偏置电压为

$$V_b = I_{13} \times R_1 \quad (6)$$

初始情况下,振荡器的输出幅度  $V_m$  很小,因此振荡管  $M_{10}$  的栅极电压很小。两个非对称的差分对的直流偏置相等,处于平衡状态。因此, $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的过驱动电压相等,即

$$V_{\text{od}} = V_{\text{cm}} - V_b - V_{\text{TP}} \quad (7)$$

式中: $V_{\text{od}}$  为  $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的过驱动电压; $V_{\text{cm}}$  为  $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的源极电压; $V_{\text{TP}}$  为 PMOS 管的阈值电压。

流过  $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的电流之和为  $I_{23}$ ,即

$$I_{20} + I_{21} = \frac{1}{2}aV_{\text{od}}^2 + \frac{1}{2}bV_{\text{od}}^2 = I_{23} \quad (8)$$

式中  $a$ 、 $b$  为  $\mu_n C_{\text{ox}}$  与各自宽长比的乘积, $\mu_n$  为电子迁移率, $C_{\text{ox}}$  为 MOS 管栅氧化层单位电容。

假设  $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的沟道长度相等,因此其初始电流之比为

$$\eta = \frac{a}{b} = \frac{W_{20}}{W_{21}} \quad (9)$$

式中  $W_{20}$ 、 $W_{21}$  分别为  $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的沟道宽度。所以,差分对的共模电压

$$V_{\text{cm}} = V_{\text{od}} + V_b + V_{\text{TP}} = \sqrt{\frac{2I_{23}}{a+b}} V_b + V_{\text{TP}} \quad (10)$$

合理设置  $V_{\text{cm}}$ ,使  $M_{23}$  一直工作在饱和区,根据振荡幅度的值选取适当的管子尺寸比例  $\eta$ 。当振幅  $V_m$  增大到  $V_{\text{cm}} - (V_m + V_b) \leq |V_{\text{TP}}|$ 。 $M_{20}$  进入截止区,此时  $I_{23}$  全部流过  $M_{21}$ 。 $V_{\text{cm}}$  必须满足:

$$V_{\text{cm}} \geq V_B + |V_{\text{TP}}| + \sqrt{\frac{2I_{23}}{b}} \quad (11)$$

同时,要保证  $M_{23}$  工作在饱和区,所以共模电压需满足

$$V_{\text{DD}} - V_{\text{cm}} \geq V_{\text{od}23} \quad (12)$$

综上  $V_{\text{cm}}$  必须满足:

$$V_B + |V_{\text{TP}}| + \sqrt{\frac{2I_{23}}{b}} \leq V_{\text{cm}} \leq V_{\text{DD}} - V_{\text{od}3} \quad (13)$$

随着电路的振荡, $M_{20}$  的栅极电压不断增大,直到达到峰值后减小,当  $M_{20}$  在饱和状态的边缘时,满足:

$$V_{\text{cm}} - V_B - V_m \cos(\omega t) \geq |V_{\text{TP}}| \quad (14)$$

当  $V_m$  减小到一定程度时, $M_{20}$  重新导通, $M_{21}$  的电流减小, $V_{\text{cm}}$  降低到

$$V_{\text{cm}} - V_B - V_m \cos(\omega t) - |V_{\text{TP}}| \geq \sqrt{\frac{2I_{23}}{b}} \quad (15)$$

$M_{21}$  关断,此时

$$V_{\text{cm}} \leq V_B + V_{\text{TP}} \quad (16)$$

而要使  $M_{16}$  也工作在饱和区,必须满足:

$$V_m > \sqrt{\frac{2I_{23}}{b}} \quad (17)$$

此时, $M_{20}$  的栅极信号在波谷附近,当  $M_5$  也进入饱和区后, $M_{20}$ 、 $M_{21}$  的平均电流逐渐接近,当

$$\frac{V_m}{2} \geq \sqrt{\frac{2I_{23}}{b}} \quad (18)$$

$M_{20}$ 、 $M_{21}$  平分  $M_{23}$  的电流,达到动态平衡。自动振幅控制电路达到动态平衡的响应时间由 MOS 电容  $M_{11}$  和电阻  $R_{10}$  控制。

## 2.3 输出缓冲电路

输出信号从振荡管的栅端引出,可获得较大幅度和高信噪比。经过反相器作为输出缓冲级,并调整其工作电压,将输出缓冲级的第一级放大级设计成自反馈型。根据驱动后级电路的需要,确定反相器链的各级反相器个数。反向器中 MOS 管的沟道长度  $L$  均取工艺最小值  $0.18 \mu\text{m}$ ,NMOS 的沟道宽度取  $0.5 \mu\text{m}$ ,PMOS 的沟道宽度取  $2 \mu\text{m}$ ,得到一个上升沿和下降沿一致、占空比 50% 的方波信号。

### 3 结果与分析

基于 HJ RF 0.18  $\mu\text{m}$  射频工艺,采用 Cadence 软件中的 Spectre 模块完成电路、版图的设计和仿真。在电源电压 1.8 V,偏置电流 10  $\mu\text{A}$  时,电路的瞬态仿真结果如图 3 所示。由图可看出,该振荡器启动时间为 2.5 ms,峰-峰值为 748.9 mV。经过反相器链整形后输出方波为满摆幅,如图 4 所示。图 5 为振荡电路的总电流。由图可看出,电路起振时电流较大,达到峰值后电流逐渐变小,输出稳定时电流为 120  $\mu\text{A}$ 。

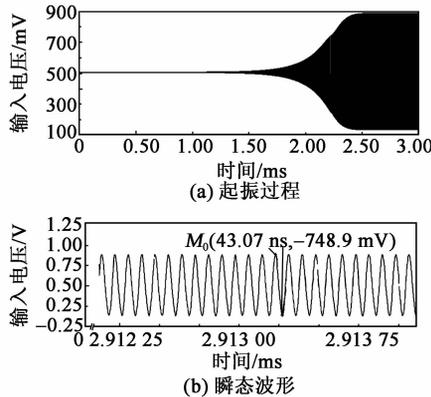


图 3 振荡管栅极输出

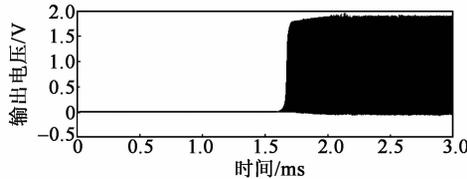


图 4 反相器链整形输出

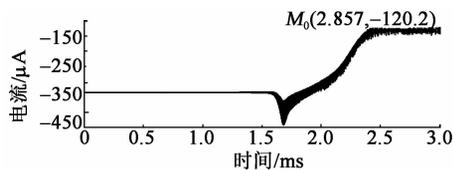


图 5 振荡电路总电流

振荡器相位噪声仿真结果如图 6 所示,其相位噪声为  $-120.5 \text{ dBc}/@1 \text{ kHz}$ ,  $-160.0 \text{ dBc}/@1 \text{ MHz}$ 。

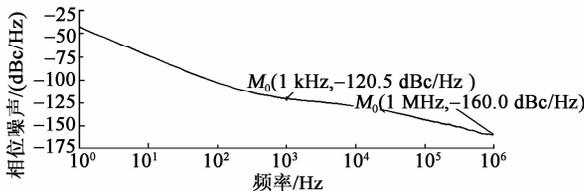


图 6 相位噪声

基于 HJ RF 0.18  $\mu\text{m}$  1P6M 版图工艺,完成该振荡器的版图设计,如图 7 所示。该电路的版图面积为  $150 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$ 。

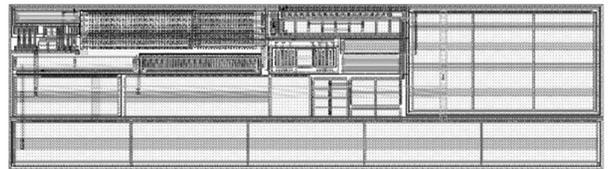


图 7 振荡器版图

对版图进行寄生参数提取,基于 Spectre 工具完成后仿真,结果如图 8~10 所示。可见,该振荡器的启动时间为 2.8 ms,峰-峰值为 740 mV,稳定输出电流为 125  $\mu\text{A}$ ,相位噪声为  $-121 \text{ dBc}/@1 \text{ kHz}$ ,  $-160 \text{ dBc}/@1 \text{ MHz}$ ,与电路仿真基本保持一致。

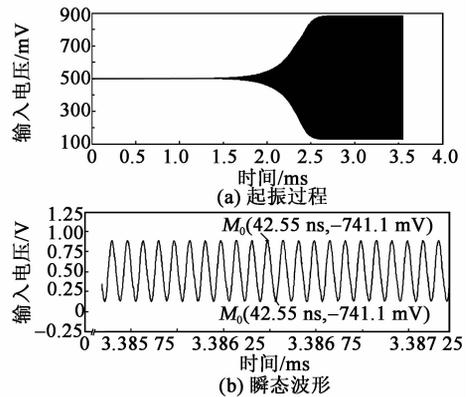


图 8 振荡管栅极输出的后仿真结果

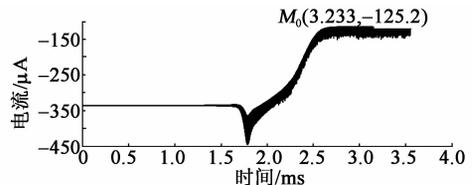


图 9 电路总电流后仿真结果

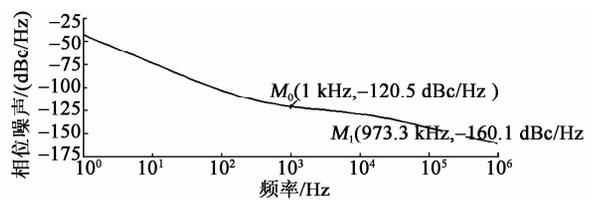


图 10 相位噪声后仿真结果

最后完成该振荡器的流片与测试。测试平台如图 11 所示。其中,使能控制引脚 E\_XTAL, E\_LDO 接高电平, SAM 头 S3 接入示波器或频谱仪。

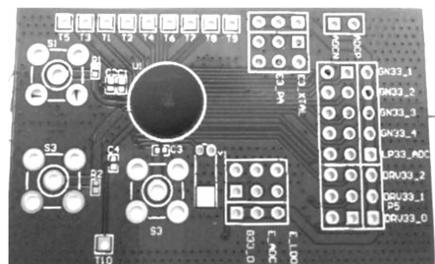
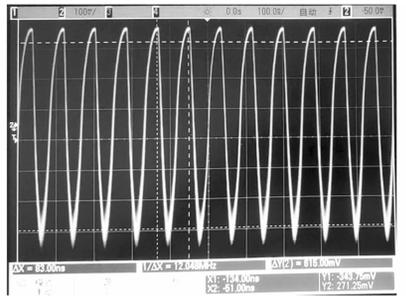


图 11 测试 PCB 板

图 12 为示波器与频谱仪的输出结果。由图可见,该振荡器的输出频率为 12 MHz,在边带频率上的功率很低,说明该振荡器具有良好的相位噪声和频率稳定性。



(a) 示波器输出结果



(b) 频谱仪输出结果

图 12 流片测试结果

#### 4 结束语

本文基于 HJ RF 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺,采用 Santos 结构,实现了一种低功耗带自动幅度控制的石英晶体振荡器。在该振荡器电路中,利用非对称差分对的电流分配特性实现幅度控制以降低功耗,采用反相器链整形实现满摆幅输出。在电源电压为 1.8 V,偏置电流为 10  $\mu\text{A}$  时,该振荡器的起振时间约为 2.5 ms,输出信号频率为 12 MHz,经反相器链后输出满摆幅的方波,输出稳定时总电流仅为 120  $\mu\text{A}$ ,相位噪声为  $-121 \text{ dBc}/@1 \text{ kHz}$ ,  $-165.1 \text{ dBc}/@1 \text{ MHz}$ ,满足无线接收芯片的性能指标。

#### 参考文献:

- [1] EL-GOUHARY A, NEIHART N M. Analysis of phase noise intran former-based dual-tank oscillators [J]. IEEE Transactions Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2014, 61(7): 2098-2109.
- [2] 赵声衡,赵英. 晶体振荡器[M]. 北京:科学出版社, 2008: 26-29.
- [3] APTEA M, PODDARA K, RUDOLPH M, et al. A novel low phase noise X-band oscillator[J]. IEEE Microwave Magazine, 2015, 16(1):127-135
- [4] 杨骁,齐骋,王亮,等. 一种低相位噪声 CMOS 晶体振荡器的设计[J]. 微电子学,2012,42(5):642-645. YANG Xiao, QI Cheng, WANG Liang, et al. Design of a low phase-noise CMOS crystal oscillator [J]. Microelectronics, 2012,42(5):642-645.
- [5] 武振宇,马成炎,叶甜春. 一种低功耗快速起振晶体振荡器[J]. 微电子学,2010,40(1):45-49. WU Zhenyu, MA Chengyan, YE Tianchun. A low power fast start-up crystal oscillator[J]. Microelectronics, 2010,40(1):45-49.
- [6] 唐路,王志功,曾贤文,等. 一种用于射频调谐器的低相位噪声低功耗晶体振荡器[J]. 东南大学学报(英文版),2012,28(1):21-24.
- [7] SIWIEC K. Crystal oscillator with dual amplitude stabilization feedback loop[C]// S. I. : Proceedings of the 19th International Conference, Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES,2012:231- 234.
- [8] 谢海情,曾承伟,曾健平,等. 一种低噪声交叉耦合结构集成石英晶体振荡器[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2017,44(2):117-121.
- [9] XIE Haiqing, ZENG Chengwei, JIA Xinliang, et al. Optimization for phase noise in cross-coupled integrated quartz crystal oscillator[C]//Hangzhou:2016 International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology,2016.