

引用格式:刘伟,王丹妮,黄东,等.一种可频率迁移的高精度振荡器设计[J].微电子学与计算机,2021,38(4):29-34. [LIU W, WANG D N, HUANG D, et al. Design of a high-precision oscillator with frequency shift[J]. Microelectronics & Computer, 2021, 38(4): 29-34.]

一种可频率迁移的高精度振荡器设计

刘 伟,王丹妮,黄 东,顾 鸣,商世广
(西安邮电大学 电子工程学院,陕西 西安 710121)

摘 要: 为了降低 DC/DC 电源芯片过流期间的功耗,本文设计了一种可频率迁移的高精度振荡器,芯片出现过流情况时,振荡器频率可降至 100 kHz 以下.基于 CSMC 0.25 μm 30 V-60 V BCD 工艺完成了电路设计、仿真.该振荡器常温下可以得到信号幅值为 0.6 V~3.2 V、频率为 260 kHz 的锯齿波.温度偏差在 $\pm 4.23\%$ 以内,电源灵敏偏差在 $\pm 1.6\%$ 以内.出现工艺角偏差时,采用熔丝修调对振荡器的频率加以修正.

关键词: 振荡器;频率迁移;锯齿波;熔丝修调

中图分类号: TN433

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2021)04-0029-06

Design of a high-precision oscillator with frequency shift

LIU Wei, WANG Dan-ni, HUANG Dong, GU Ming, SHANG Shi-guang

(Xi'an University of Posts and Telecommunications, Institute of Electronics and Engineering,
Xi'an 710121, Shaanxi China)

Abstract: In order to reduce the power consumption during the over-current of the DC/DC power supply chip, a high-precision oscillator with frequency shift is designed in this paper. When an overcurrent condition occurs in the chip, the oscillator frequency can be reduced to below 100 kHz. The circuit is simulated based on CSMC 0.25 μm 30 V-60 V BCD process. A sawtooth wave with a signal amplitude of 0.6 V~3.2 V and a frequency of 260 kHz can be obtained at normal temperature. Temperature deviation is within $\pm 4.23\%$, power supply sensitivity deviation is within $\pm 1.6\%$. When the process corner deviation occurs, the frequency of the oscillator is corrected by fuse trimming.

Key words: Oscillator; frequency shift; sawtooth wave; fuse trimming

1 引言

随着智能设备的普及和市场对可穿戴设备需求的增长,芯片性能、面积、功耗的要求不断提高^[1].传统的 BUCK 型电源芯片内部电流过大时,过流保护电路控制功率管关断,不关断其他电路,这就使得在功率管关断期间芯片内部其他电路仍产生功耗.功耗的增加导致芯片发热量的增加以及可靠性的下降^[2].而振荡器作为关键模块被广泛的应用于开关电源等系统中^[3],这就对振荡器有了更高的要求.

为了降低芯片过流期间的功耗,本文提出了一种可频率迁移的 RC 振荡器.当芯片出现过流情况时,振荡器内部产生频率迁移信号使振荡器频率降低至 100 kHz 以下.同时采用温度补偿方案改善振荡器的温度特性.典型情况下,产生固定频率为 260 kHz 的锯齿波信号.工艺角偏差情况下采用熔丝修调对振荡器的频率加以修正.

2 电路结构与分析

本文设计的是应用于 BUCK 型电源芯片的振

荡器. 该电路主要由四个部分组成: 高低阈值产生模块、电容充放电模块、频率迁移模块、比较器及逻辑模块, 具体电路结构如图 1 所示.

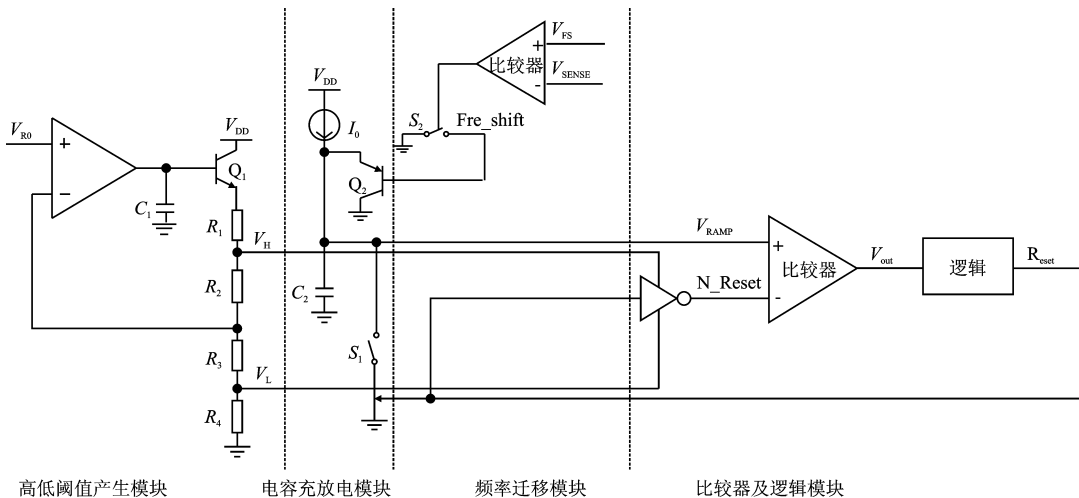


图 1 振荡器模块框图

设电路初始态时 R_{cset} 信号为低, 开关 S_1 断开, R_{cset} 信号经由一级反相器产生 N_R_{cset} 为高 (V_H), 此时恒定电流源 I_0 给电容 C_2 充电, V_{RAMP} 慢慢升高, 比较器输出 V_{out} 为低, 经过逻辑电路产生的 R_{cset} 信号为低. 随着充电时间的增加, V_{RAMP} 不断升高, 当电压到略高于比较器反相端电压 V_H 时, V_{out} 为高, 通过逻辑电路使得 R_{cset} 为高, N_R_{cset} 为低 (V_L), 此时开关 S_1 导通, 电容开始对地放电, V_{RAMP} 降低, 当 V_{RAMP} 略低于比较器反相端电压 V_L 时, V_{out} 为低, 通过逻辑电路使得 R_{cset} 为低, 反过来控制开关 S_1 关闭, I_0 再次给电容充电, 至此, 一个振荡周期完成.

若芯片内部有过流情况发生时, V_{SENSE} 电压降低, 使得比较器输出信号为高, 控制 S_2 导通, Fre_shift 信号被拉低, 三极管 Q_2 导通, 给电容 C_2 充电的电流有很大一部分经由 Q_2 流向地, 振荡器频率降低.

2.1 高低阈值产生模块

图 2 所示是锯齿波上下阈值产生模块. V_{R0} 和 I_{bias} 是带隙基准产生的偏置电压与偏置电流. 该结构是一个负反馈结构, 由运放“虚短”的特性可知 V_{R0} 与 V_c 电位相同, 因此有 $V_{R0} = V_c = 1.21 \text{ V}$, 因此三极管 Q_5 支路的电流为

$$I_{Q5} = \frac{V_c}{R_3 + R_4} \quad (1)$$

式(1)中 $R_3 = R_4$, 通过电阻分压可分别计算出低门限电压 V_L 、高门限电压 V_H 及 V_{R1}

$$V_L = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times V_c = \frac{1}{2} \times V_c = 0.6 \text{ V} \quad (2)$$

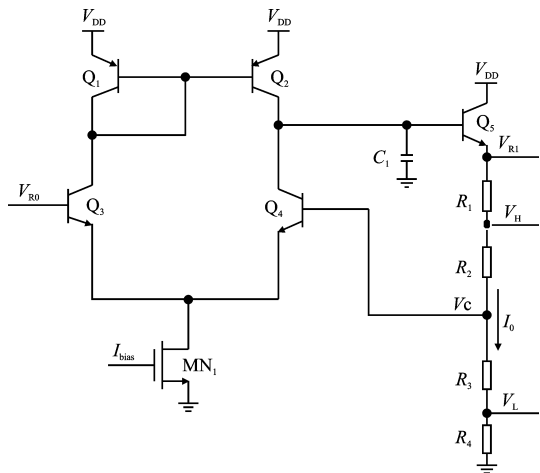


图 2 锯齿波上下阈值产生电路

$$V_H = V_c \times \left(1 + \frac{R_2}{R_3 + R_4}\right) = 3.2 \text{ V} \quad (3)$$

$$V_{R1} = V_c \times \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4}\right) = 3.4 \text{ V} \quad (4)$$

2.2 电容充放电模块

图 3 所示是电容充放电模块. V_{R0} 用于给 Q_8 提供偏置电压, V_{R1} 和 V_L 分别给 Q_9 、 Q_{10} 和 Q_{13} 提供偏置电压. 典型情况下 $S_0 S_1 S_2 S_3 = 1111$, $MN_1 \sim MN_4$ 处于导通状态, Q_8 管支路电流大小为

$$I_{Q8} = \frac{V_{R0} - V_{BE}}{R_5 + R_9} \quad (5)$$

Q_6 、 Q_7 、 Q_{12} 按 1:1:2 构成电流镜, Q_7 和 Q_{12} 镜像 Q_6 支路电流, 最终得到电流 I_r 用于给电容充电. 电源电压刚上电时, 所有管子处于截止状态, 电容 C_2 上没有电荷, 因此 V_{RAMP} 电压为 0. 此时 R_{cset} 信号

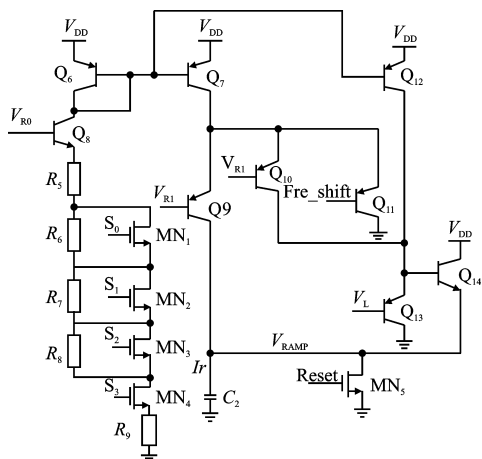


图3 电容充放电电路

为低, MN_5 截止。随着电源电压慢慢升高, 电容上的电荷慢慢增加, V_{RAMP} 电压逐渐升高, 充电电流 I_r 由两路组成, 分别是 Q_9 支路镜像的电流以及 Q_{14}

路产生的电流。当 V_{RAMP} 电压略高于 V_H 时, R_{cset} 信号为高, MN_5 导通, 电容通过 MN_5 快速对地放电, 直至 V_{RAMP} 电压略低于 V_L 时, R_{cset} 信号为低, MN_5 截止, 电流 I_r 又开始给电容充电。

通常情况下, Fre_shift 为高, Q_{11} 处于截止状态。但芯片中电流过大时, Fre_shift 信号降低, Q_{11} 导通, Q_7 支路电流有很大一部分经过 Q_{11} 流向地, 充电电流减小, 电容充电时间变长, 振荡器周期变慢。

2.3 比较器及逻辑模块

图4所示是比较器与逻辑模块电路图。 V_{RAMP} 是比较器的同相端, N_R_{cset} 是比较器的反相端, NC引脚是悬空态为低。NC引脚经反相器 I_1 产生或非门 I_2 的输入信号为高, 因此或非门输出恒定为低, MN_{13} 管截至。 I_{bias} 给 MN_6 提供偏置电流, 使 MN_6 工作在饱和区, MP_6 、 MP_7 、 MP_{12} 、 MP_{13} 构成电流镜, 将 MP_6 支路得电流镜像到各支路。

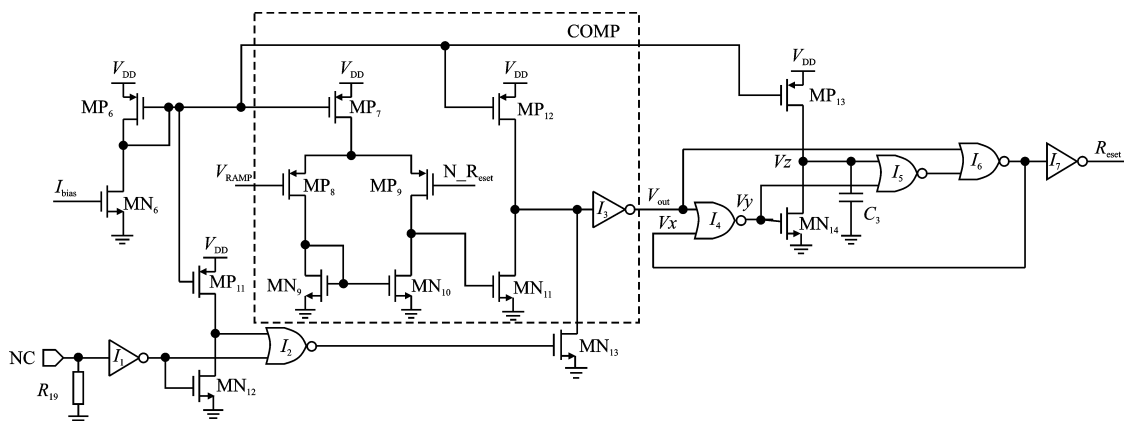


图4 比较器与逻辑模块电路

设电路初始态时 R_{cset} 信号为低, 经反相器产生 N_R_{cset} 信号为高, 此时电容处于充电阶段, V_{RAMP} 低于 N_R_{cset} 端电压, 因为 MP_8 和 MP_9 宽长比相同, 所以有 $I_{D(MP_9)}$ 小于 $I_{D(MP_8)}$, MN_{11} 栅极输入为低, MN_{11} 截至, 比较器输出 V_{out} 为低。由于 V_x 此时为高, 经由 I_4 输出 V_y 为低, MN_{14} 截止, V_z 为高, 经或非门 I_5 输出为低, 最终通过或非门 I_6 与反相器 I_7 产生 R_{cset} 信号为低; 反之, 当 V_{RAMP} 电压高于 N_R_{cset} 端电压时, $I_{D(MP_9)}$ 大于 $I_{D(MP_8)}$, MN_{11} 栅极为高, MN_{11} 导通, 比较器输出 V_{out} 为高, 经或非门 I_6 最终产生 R_{cset} 信号为高。

2.4 频率迁移模块

图5所示是频率迁移模块电路, Input是芯片输入电压, V_{SENSE} 是采样电压, V_{FS} 是芯片内部产生的一个恒定的电压, V_{R1} 是上下阈值产生模块产生的

电压, V_{R0} 给 Q_{20} 提供偏置电压, I_{bias} 给 MN_{17} 提供偏置电流。

电路正常工作时, V_{SENSE} 大于 V_{FS} , Q_{15} 和 Q_{16} 均下降一个 V_{BE} 得到 P 点电压高于 Q 点电压, 根据 MOS 管电流公式有

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (6)$$

由于 $V_{GS(MP17)}$ 大于 $V_{GS(MP18)}$ 、 MP_{17} 与 MP_{18} 宽长比相同, 根据式(6)可以得出 I_{MP17} 大于 I_{MP18} 。 MN_{15} 、 MN_{16} 按 1:1 构成电流镜, 因此有 $I_2 = I_{MP17}$, 进而 I_2 大于 I_1 , MN_{20} 栅极为低, MN_{20} 处于截至状态, Fre_shift 为高, V_z 由 V_{R1} 上升一个 V_{BE} 得到, 此时 Q_{18} 截至; 反之, 当电路电流过大时, V_{SENSE} 小于 V_{FS} , P 点电压低于 Q 点电压, $V_{GS(MP17)}$ 小于 $V_{GS(MP18)}$, 因此 I_{MP17} 小于 I_{MP18} , I_2 小于 I_1 , MN_{20} 栅极为高, Fre_shift

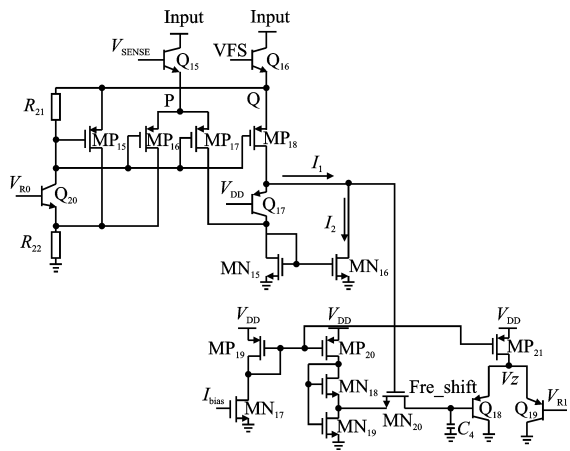


图 5 频率迁移模块电路图

被拉低, Q_{18} 导通, Fre_shift 被 V_{R1} 钳制在 3.4 V 左右.

3 性能优化方案

由于 RC 振荡器的频率很容易受到温度等因素影响,因此本次针对此问题提出了温度补偿方案和修调方案.

3.1 温度补偿方案及验证

如图 3, Q_8 支路电流为

$$I_{Q8} = \frac{V_{R0} - V_{BE}}{R_5 + R_9} = \frac{\Delta V}{R_5 + R_9} \tag{7}$$

V_{BE} 具有负温度系数,因此 ΔV 随温度升高而增大.若采用温度系数较好的电阻, I_{Q8} 随温度升高而增大,频率很容易受到温度影响.为使充电电流基本保持不变,本文采用正温度系数的电阻来补偿 V_{BE} 的负温度系数.

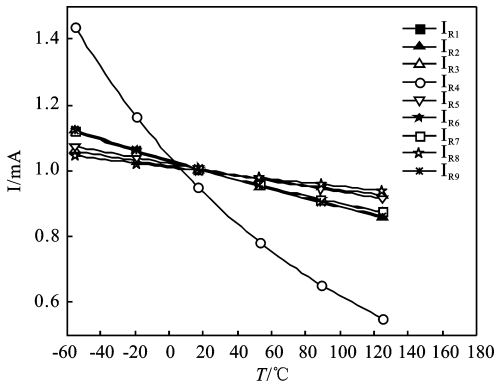


图 6 电阻温度特性仿真

图 6 所示是 9 种正温度系数电阻温度特性仿真结果.对比结果,最终选用电阻 R_4 补偿效果最好.采用本文设计的温度补偿方案,温度偏差可降低为 3.38%.

3.2 修调方案设计及验证

出现工艺角偏差时,可以通过熔丝修调的方式使振荡器的频率处在正常工作的频率范围内,图 7 所示是修调方案,熔丝分别为 F_1 、 F_2 、 F_3 、 F_4 .

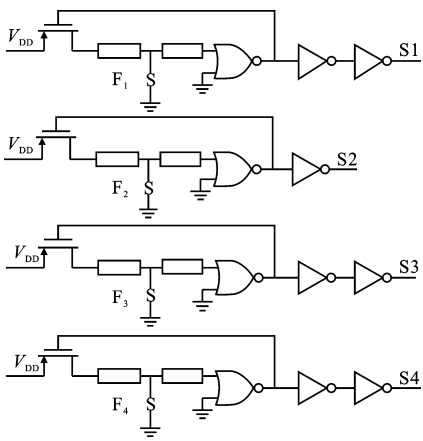


图 7 熔丝修调

表 1 所示是熔丝修调范围,“1”代表熔丝正常连接到电路中,“0”代表熔丝熔断.

表 1 修调范围

$F_1 F_2 F_3 F_4$	$S_1 S_2 S_3 S_4$	$f(\text{kHz})$
0100	0000	202
1111	1011	260
1010	1110	363.6

正常工作时熔丝全部连接到电路中, $F_1 F_2 F_3 F_4$ 为 1111,对应 $S_1 S_2 S_3 S_4$ 为 1011,此时振荡器频率为 260 kHz.出现工艺偏差时,将熔丝熔断就可以对振荡器频率进行上下修调.

由表 1 可知振荡器频率通过熔丝修调最多可上修 103.6 kHz,最多可下修 58 kHz.因此若出现 ss 工艺角偏差,使用熔丝修调的方式可以将振荡器频率修调至 260 kHz 附近,但若出现 ff 工艺角偏差,利用熔丝修调的方式仅可使振荡器频率下降 58 kHz.为了使所有工艺角下频率都满足要求,给电路留有 FIB(Focused Ion Beam)点,采用在充放电电容旁边并联多个小电容的方式来实现.出现 ff 工艺角偏差的情况下,使用熔丝修调的同时,将这些电容连接到电路里,充电电流不变,电容增大,因此充电时间变长,频率变慢,就可以将频率调至 260kHz 附近.

4 电路仿真结果

采用 CSMC 0.25 μm 30 V~60 V BCD 工艺库,典型应用情况下,电源电压为 5 V,温度设置为 25°C 仿真.

4.1 基本功能验证

V_{RAMP} 是振荡器产生的锯齿波信号,仿真波形如图 8 所示.典型情况下可以产生频率为 260 kHz,幅值 0.6 V~3.2 V 的锯齿波信号.

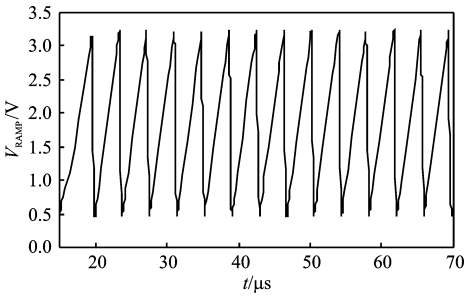


图 8 V_{RAMP} 仿真波形

表 2 列出了典型情况下,温度为 $-55^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C}$, V_{DD} 分别等于 4.8 V,5 V,5.2 V 频率的变化情况,由表可知频率最大为 265.5 kHz,最小为246.7 kHz.

表 2 典型应用时的仿真情况 单位:kHz

V_{DD}/V	TEMP			最大变化率/%
	-55°C	25°C	125°C	
4.8	262.3	257.6	246.7	4.23
5	264.1	260.0	251.2	3.38
5.2	265.5	261.9	254.2	2.96

振荡器频率在 PVT 下仿真结果如表 3 所示.

表 3 振荡器频率 PVT 仿真结果 单位:kHz

工艺角 $V_{\text{DD}}(\text{V})$		tt	ff	ss	sf	fs
4.8	−55°C	262.3	454.9	162.1	264.3	260.4
	25°C	257.6	428.6	167.8	264.3	255.1
	125°C	246.7	405.1	161.8	267.1	231.6
5	−55°C	264.1	458	163.1	266	262.4
	25°C	260.0	432.5	169.2	266.0	257.8
	125°C	251.2	414.6	163.9	271.9	235.6
5.2	−55°C	265.5	461.3	160.6	267.2	263.9
	25°C	261.9	435.7	170.4	267.3	260.0
	125°C	254.2	422.7	165.2	275.5	239.2

4.2 频率迁移功能验证

图 9 所示是振荡器频率迁移功能的验证结果.芯片采样电流 I_{R} 从 1 mA 慢慢增大至 5 mA,再从 5 mA 降至 1 mA,频率迁移信号在不过流时为高,此时振荡器频率为 260 kHz 左右,当电流过大时,频率迁移信号降低,振荡器频率明显变慢,大约为 44 kHz,由下图可以看出频率迁移功能可以正常实现.

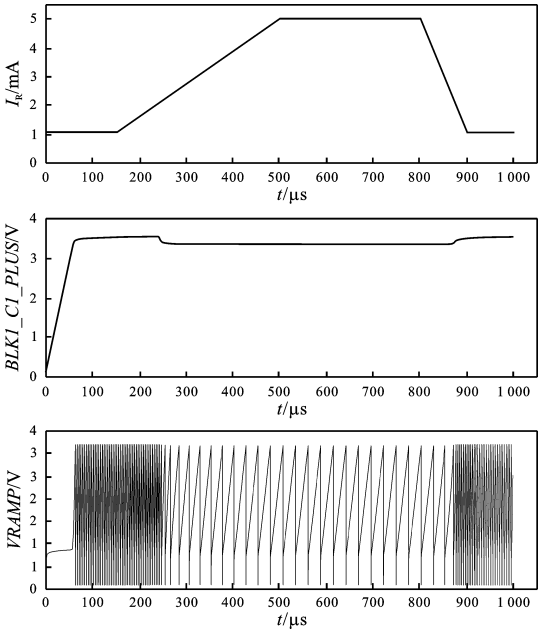


图 9 频率迁移功能验证

4.3 性能比较

表 4 不同文献的性能比较

工艺参数	文献[5]	文献[6]	本文
工艺(μm)	0.35	0.25	0.25
温度范围/ $^{\circ}\text{C}$	0~50	$-55\sim 125$	$-55\sim 125$
电源电压范围/V	1.3~4V	3.3~5.5	4.8~5.2
输出频率/kHz	500	22.7	260
温度偏差/%	2.14	3.3	4.23
电源灵敏偏差/%	5.6	3.5	1.6

各项参数对比如表 4 所示.相比于文献[5],本研究在 $-55\sim 25^{\circ}\text{C}$ 内温度偏差不超过 1.81%,且适用温度范围更广.与文献[6]相比,本文温度偏差略高,原因是本文采用的三极管器件受温度影响较大.相比于其他两个研究,本次提出振荡器的电源电压是内部电源产生与温度无关的电压,因此电源电压范围较窄.本文设计的振荡器在较宽的温度范围内频率受温度影响较小,同时有着良好的电源抑制能力,满足电路设计要求.

5 结束语

本文设计的振荡器结构可以产生固定频率为 260 kHz 的锯齿波,同时还具备过流频率迁移功能.在芯片电流过大时,通过频率迁移信号可以使振荡器频率降至 44 kHz 左右.仿真结果显示,温度偏差在 $\pm 4.23\%$ 以内,电源灵敏偏差在 $\pm 1.6\%$ 以内,具有很高的精度,在满足 DC/DC 开关电源芯片的设计

要求的同时还降低了系统功耗。

参考文献:

- [1] KO J, LEE M. A 1.8 V 18.13 MHz inverter-based on-chip RC oscillator with flicker noise suppression using logic transition voltage feedback[J]. Electronics, 2019, 8(11): 1353. DOI: 10.3390/electronics8111353.
- [2] 周芳. 片上网络低功耗设计方法研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015.
- ZHOU F. Research on low-power design methodology for network on chip[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015.
- [3] TYAGI V, KALLA S, RANA V. A 1 MHz PVT compensated RC oscillator with 8 ppm/°C frequency stability[J]. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2020, 105(3): 417-428. DOI: 10.1007/s10470-020-01639-4.
- [4] 范建功, 冯全源. 一种适用于 BUCK 型 DC-DC 芯片振荡器电路设计[J]. 电子元件与材料, 2015, 34(11): 81-84. DOI: 10.14106/j.cnki.1001-2028.2015.11.020.
- FAN J G, FENG Q Y. Design of an oscillator circuit for BUCK type DC-DC chip[J]. Electronic Components & Materials, 2015, 34(11): 81-84. DOI: 10.14106/j.cnki.1001-2028.2015.11.020.
- [5] 陈富涛. 一种高精度低功耗 RC 振荡器设计[J]. 微电

子学与计算机, 2019, 36(6): 74-78. DOI: 10.19304/j.cnki.issn1000-7180.2019.06.016.

CHEN F T. Design of a high-precision low-power CMOS RC oscillator[J]. Microelectronics & Computer, 2019, 36(6): 74-78. DOI: 10.19304/j.cnki.issn1000-7180.2019.06.016.

- [6] 葛兴杰, 邓玉清, 高宁, 等. 一种低电源敏感度线性可调的 RC 振荡器设计[J]. 电子与封装, 2019, 19(5): 27-30. DOI: 10.16257/j.cnki.1681-1070.2019.0053.

GE X J, DENG Y Q, GAO N, et al. Design of RC oscillator with linear adjustable output and low power sensitivity[J]. Electronics & Packaging, 2019, 19(5): 27-30. DOI: 10.16257/j.cnki.1681-1070.2019.0053.

作者简介:

刘伟男, (1982-), 博士, 讲师. 研究方向为模拟集成电路设计和测试. E-mail: liuweixu@xupt.edu.cn

王丹妮女, (1996-), 硕士研究生. 研究方向为模拟集成电路设计.

黄东男, (1988-), 博士, 讲师. 研究方向为模拟、射频集成电路设计.

顾鸣女, (1998-), 学士. 研究方向为模拟集成电路设计.

商世广男, (1975-), 博士, 副教授. 研究方向为微/纳米电子材料器件.