

用于 SoC 电源噪声测量的低温漂 VCO *

翟鹏飞¹,周 雄¹,李 强^{1,2}

(1.电子科技大学 电子科学与工程学院,四川 成都 610054;

2.琶洲实验室-人工智能与数字经济广东省实验室,广东 广州 510330)

摘要:提出了适用于片上系统(SoC)电源噪声测量的带两级温度补偿的基于环路压控振荡器(ring VCO)的量化器。通过粗略和精细两级温度补偿电路得到更低温度漂的 ring VCO。在粗略补偿一级中,将正比于温(PTAT)的电流注入尾限流管控制的 ring VCO 中,用来补偿 VCO 中较大的温度系数;在精细补偿一级中,用一个 VCO 复制电路来感知温度的变化,并将感知到的温度变化信息传递给量化器中的 VCO,从而进一步自适应调整 VCO 量化器的振荡频率。基于 40 nm 工艺,设计一款工作在 1.1 V 电源电压下的两级温度补偿 ring VCO,并对其进行了电路仿真,其输出信号的振荡频率约为 4.3 GHz,在-40 ℃~125 ℃的温度变化范围内,实现了 15.5 ppm/℃的温漂值。

关键词:温度补偿;环路振荡器;基于压控振荡器的量化器;电源噪声测量

中图分类号: TN402

文献标识码: A

DOI:10.16157/j.issn.0258-7998.201230

中文引用格式: 翟鹏飞,周雄,李强. 用于 SoC 电源噪声测量的低温漂 VCO[J]. 电子技术应用, 2021, 47(6): 46–50, 61.

英文引用格式: Zhai Pengfei, Zhou Xiong, Li Qiang. A low temperature drift VCO for SoC power supply noise measurement[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(6): 46–50, 61.

A low temperature drift VCO for SoC power supply noise measurement

Zhai Pengfei¹, Zhou Xiong¹, Li Qiang^{1,2}

(1.School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China;

2.Pazhou Lab(Guangdong Artificial Intelligence and Digital Economy Laboratory(Guangzhou)), Guangzhou 510330, China)

Abstract: This paper presents a two-stage temperature compensated ring VCO-based quantizer for on-chip power supply noise measurement. To achieve a lower temperature coefficient, the coarse and fine temperature compensated stages are both exploited. In the coarse stage, a proportional-to-absolute-temperature(PTAT) current injects in the current starved ring VCO to compensate the large part of the temperature coefficient of the VCO, and as the fine compensated stage, a replica VCO is employed to sense temperature variation and further adjust the oscillation frequency of the VCO adaptively. The ring VCO-based quantizer is operated at a 1.1 V supply. The simulation results show the output frequency of the VCO is 4.3 GHz, and it achieves a low temperature sensitivity of 15.5 ppm/℃ over the range from -40 ℃ to 125 ℃ with the two-stage temperature compensation.

Key words: temperature compensation; ring oscillator; VCO-based quantizer; power supply noise measurement

0 引言

在现代片上系统(SoC)中,电源电压噪声(PSN)问题变得越来越严重,尤其是当工艺尺寸不断减小,电源电压不断下降时,甚至会引起使系统功能出错的时序问题^[1-6]。为了更好地对芯片进行设计、测试和调试,需要有效且准确地诊断 PSN 相关的问题,并对电源网络进行建模^[12-15]。

一种在片上测量电源中具有周期平稳特性的宽带噪声的方法是用两个低速模数转换器(ADC)来测量噪声自相关函数,再对自相关函数进行傅里叶变化,得到的

频谱就是噪声的功率谱^[4,11]。因为电源上的噪声一大部分是与系统的时钟周期相关的,具有周期平稳特性,所以对周期平稳特性噪声测量是很有意义的。低速 ADC 中的量化器可以采用基于环形压控振荡器(ring VCO)的结构,这种结构使得测量带宽高达 20 GHz^[5-6],满足对片上高频噪声的测量需求。

然而 ring VCO 的振荡频率对温度很敏感,这个特性降低了在温度变化较大的应用场景下基于 ring VCO 结构的量化器的精度。所以在 PSN 测量应用中,用一个不随温度变化,只随电源电压变化的 VCO 量化器是很有必要的。之前的文献中给出了一些有益的补偿方法:与产生带隙基准电压的原理相似,在文献[12]中,可以通过三极管发射结电压(VBE)的负温度系数来补偿 ring VCO

* 基金项目:国家自然科学基金(62090041, 61761136015, 61534002, 61904027);广东省重点领域研发计划(2018B030339001)

延迟单元的温度系数,以在较大的温度范围内保持频率稳定;补偿也可以通过由具有相反温度特性的不同延迟单元组成的环形振荡器来实现^[13];在文献[14]中,由内部VCO控制的开关电容器的等效电阻与温度补偿的片上电阻器匹配。总之,这些补偿方法取决于仿真的准确性。

本文提出了一种具有两级温度补偿结构的ring VCO量化器。粗略补偿级是利用与绝对温度成正比(PTAT)电流补偿偏置在4.3 GHz的VCO频率的负温度系数。精细补偿级通过VCO复制电路感知温度变化来自适应地调整量化器中使用的VCO的偏置电流,可以进一步自适应地降低其温漂值。

1 用于SoC上PSN测量的ring VCO量化器

图1所示为用于在片上测量电源上周期平稳噪声功率谱的系统结构。整个系统由一个时钟发生器、双通道(T 路和 τ 路)ring VCO量化器和自相关函数的计算模块组成。时钟发生器产生两个采样时钟,它们之间的间隔满足自相关操作。然后用低分辨率的ring VCO量化器对PSN进行量化。由于低分辨率量化器的一次性量化时间非常短,因此无需采样保持电路。量化精度可以通过多次采样的平均值技术来提高^[5]。

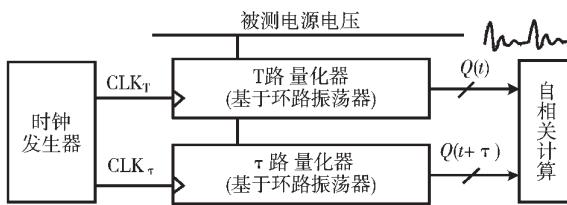


图1 电源噪声测量系统结构框图

1.1 ring VCO量化器

ring VCO量化器的电路原理图如图2(a)所示^[5]。Ring VCO量化器中的PMOS和NMOS的源极既是控制端口,同时也是供电端口,所以可以把量化器直接放置在被测电源域中。VCO中每个反相器的输出端同时连接到两个触发器(DFFs)的输入端。采样时钟直接触发DFFs以在固定时间窗TWIN的起始和结束时刻记录反相器的输出。然后对两个DFFs的输出进行异或(XOR)运算得到最终的量化结果。

这种量化器主要原理是检测在固定时间窗TWIN内是否有振荡器的输出波形的上升或下降沿,所以本质上是VCO输出信号的上升或下降沿检测器。如图2(b)所示,若时间窗内有上升或下降沿,XOR的结果是“1”;否则XOR的结果是“0”。上升沿和下降沿出现在TWIN内的概率和VCO振荡频率成正比。所以多次量化求均值后,得到的结果越大,代表VCO的振荡频率越快,电源的电压值越高,从而达到对电源电压测量的目的。

1.2 ring VCO的温度特性

在电源噪声测量系统中,可以利用ring VCO量化器尾限流管的栅极控制ring VCO中流过的电流来补偿振

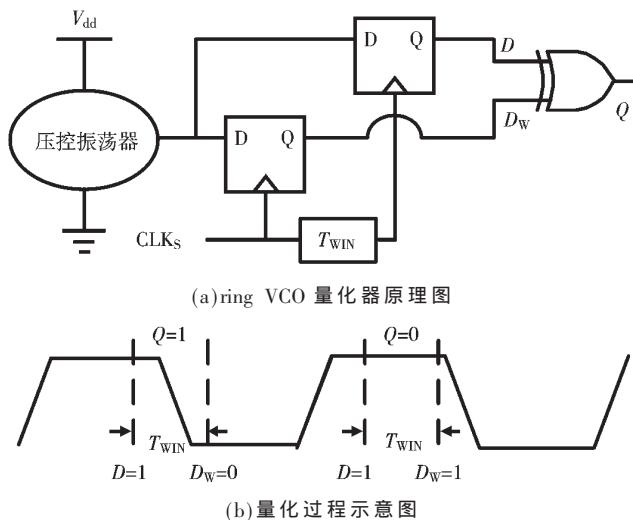


图2 ring VCO量化器原理

荡频率的温漂曲线。受尾限流管控制的ring VCO的原理图如图3所示。ring VCO的振荡频率与每个延迟单元的延迟时间成反比,延迟时间由每个延迟单元的等效导通电阻和负载电容的乘积($R_{eq-on} C_{load}$)确定。每个延迟单元的等效导通电阻可以分为两个电阻:上拉和下拉电阻。但需要注意的是这两个电阻不是并联关系而是交替导通的,整个延迟时间是两次导通时间的平均值。所以控制其中一个导通电阻就可以延长或缩短整个延迟时间。

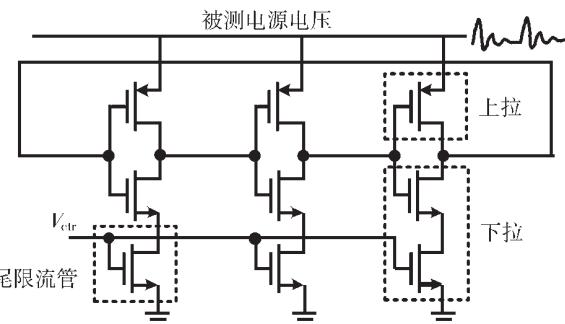


图3 受尾限流管控制的ring VCO原理图

由于限流NMOS管的栅极电压低于电源电压,导致其导通电阻大于反相器中NMOS管的导通电阻,因此延迟单元的等效导通电阻主要由限流NMOS管决定。在本文中,限流管偏置在深线性区,其等效导通电阻 R_{eq-on} 可以写为:

$$R_{eq-on} \approx L / [\mu_n C_{ox} W (V_{GS} - V_{th})] \quad (1)$$

其中 L 和 W 是NMOS管栅极的长和宽, μ_n 是载流子的迁移率, C_{ox} 是单位面积的栅氧电容, V_{GS} 是栅源电压, V_{th} 是阈值电压。如上所述,VCO的频率与 $R_{eq-on} C_{load}$ 成反比。相对于等效导通电阻的温度系数,可以忽略负载电容器的温度系数。因此,VCO的振荡频率随温度变化的关系为:

$$\frac{\partial f_{VCO}}{\partial T} \approx \frac{\partial (1/R_{eq-on})}{\partial T} \approx \alpha (V_{GSR} \frac{\partial \mu_n}{\partial T} - \mu_n \frac{\partial V_{th}}{\partial T}) \quad (2)$$

其中 f_{VCO} 是 VCO 的振荡频率, T 是绝对温度, α 是 C_{ox} 与 W/L 的乘积, V_{GSR} 是过驱动电压。因为 μ_n 的温度系数是负的, 所以第一部分中的 $\partial \mu_n / \partial T$ 为负值; 又因为 V_{th} 也是负温度系数, 所以第二部分中的 $-\partial V_{th} / \partial T$ 为正值。由于 μ_n 、 $\partial \mu_n / \partial T$ 和 $-\partial V_{th} / \partial T$ 是由工艺参数决定的, 因此对于固定工艺下的电路设计, $\partial f_{VCO} / \partial T$ 的正负取决于 V_{GSR} 的值, 当 V_{GSR} 取值较大时, 可以使 $\partial f_{VCO} / \partial T$ 为负值, 否则为正值。

图 4 中展示的是偏置在深线性区的 NMOS 管在不同 V_{GS} 情况下, 偏置电流随温度变化的仿真结果。因为偏置电流的温度系数与 R_{eq-on} 的温度系数是相反的, 所以 R_{eq-on} 的温度系数并不是固定值, 而是随 V_{GS} 变化的, 当 V_{GS} 较大时 R_{eq-on} 是正温度系数, 随着 V_{GS} 的减小 R_{eq-on} 的温度系数慢慢变为负值。

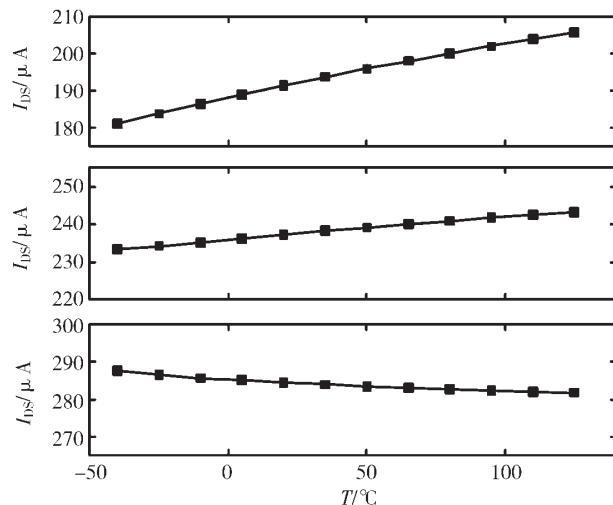


图 4 尾限流管的漏极电流在不同 V_{GS} 下随温度变化的仿真结果

图 5 中展示的是 VCO 振荡频率在尾限流管不同 V_{GS} 的情况下随温度变化的仿真结果。结果表明 f_{VCO} 的正负温度系数与限流管的 V_{GS} 有关, 且与 R_{eq-on} 温度系数的变化趋势相同。仿真结果与理论分析一致。

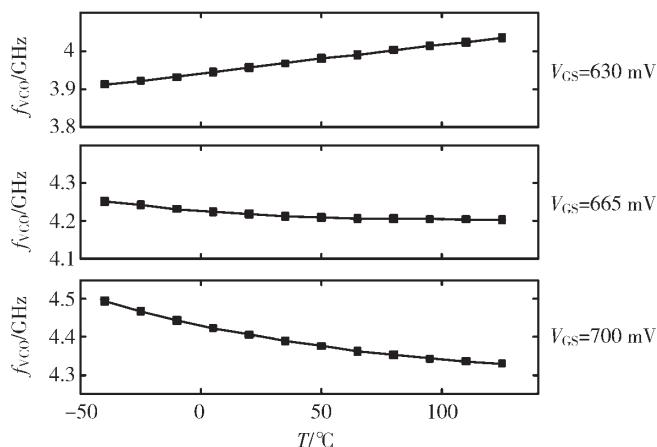


图 5 VCO 振荡频率在不同 V_{GS} 下随温度变化的仿真结果

2 两级温度补偿电路实现

图 6 所示是本文提出的两级温度补偿 ring VCO 量化器的结构框图, 补偿电路部分包括粗略补偿级和精细补偿级两个部分。粗略补偿级是由用 PTAT 电流给 ring VCO 的限流管作偏置电流; 精细补偿级是由量化器的复制电路感知温度的变化, 再反馈给量化器, 进一步完成温度补偿。

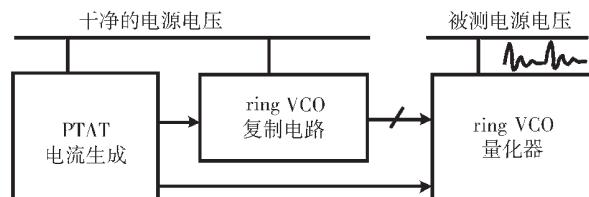


图 6 两级温度补偿 ring VCO 量化器系统框图

2.1 PTAT 电流产生电路原理图

本文设计的 VCO 的中心振荡频率是 4.3 GHz, 根据图 5 所示, 此条件下, 振荡频率是负温度系数, 所以可以设计一个 PTAT 的基准电流源为 VCO 的限流管提供电流偏置以实现对初步补偿的作用。

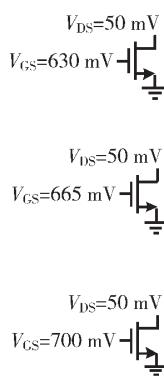


图 7 所示为 PTAT 电流产生电路原理图^[15]。由于运放的作用, 在理想情况下, 使 a 和 b 两点的电压相同。且 Q1 和 Q2 的发射极面积比是 1:8, 所以两个晶体管发射结的电压差 ΔV_{BE} 为:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE, Q1} - V_{BE, Q2} = V_T \ln \frac{8}{R_1} \quad (3)$$

其中 $V_{BE, Q1}$ 和 $V_{BE, Q2}$ 分别是 Q1 和 Q2 的发射结两端电压差, V_T 是热电压。又因为流过 R_2 和 R_3 的电流和等于流过 M_2 的电流 (I_{M2}), 且 R_1 的电阻值等于 R_2 的电阻值, 所以 I_{M2} 为:

$$I_{M2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_3} + \frac{V_{BE, Q1}}{R_1} = \frac{V_T \ln 8}{R_3} + \frac{V_{BE, Q1}}{R_1} \quad (4)$$

因为 V_T 的电压值和绝对温度成正比, 而 V_{BE} 的电压值随绝对温度升高而下降, 所以可以通过调节 R_3 和 R_1 电阻值的比例来调节 I_{M2} 的温度系数。

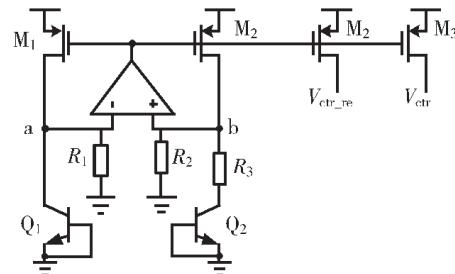


图 7 PTAT 电流产生电路原理图

2.2 精细补偿级原理图

由于 VCO 的温度系数并不是完全线性的, 如果只用 PTAT 电流对 VCO 的温度系数进行补偿是不够的。而且

芯片的制作过程会有偏差,实际测试的温度系数会和仿真结果有偏差,可能出现过补偿或欠补偿的情况。为了解决这个问题,本文提出一种利用VCO复制电路感知温度变化,然后再将感知信息传递给VCO量化器中,使得量化器中VCO的振荡频率可以在一定范围内对温度变化自适应地调节,得到一个具有更低温漂值的振荡频率。

图8为精细补偿级电路原理图,其中主要包括量化器中的VCO、用于感知温度变化的VCO复制电路和反馈信息的逻辑电路三个部分。其中量化器中的VCO的限流管由两部分组成:一部分是由PTAT电流偏置;另一部分是由反馈逻辑电路控制。VCO复制电路中的限流管的偏置电流只由PTAT电流偏置。

此部分电路的工作过程首先是通过计数器在一个固定时钟周期内对VCO复制电路的振荡频率进行计数。然后将计数结果的低三位输入给3-bit加法器,与一个初始值 $data_{ini}$ 相加。这个 $data_{ini}$ 的作用是为了在常温情况下让加法器的输出为“100”,这样不管温度偏差使频率变快或变慢都有可以自调整的空间。再将加法器3-bit输出的码字转换成温度码,来控制一个缓冲器阵列,最后缓冲器阵列的输出控制限流管阵列。这种温度补偿的方式并不是连续调节的,而是使VCO输出频率以最小步长进行调整。这个最小调整步长可以设置为与VCO复制电路的感知精度相同的值。即可以实现VCO复制电路的频率变化了多少,就可以通过限流管阵列将这个变化从量化器中VCO的振荡频率中减去,从而保持量化器中VCO的振荡频率为一个恒定值。VCO复制电路的感知精度 S_{RES} 定义为:使计数器变化一个最小码字的频率变化量。所以感知精度与VCO的中心振荡频率 f_{VCO} 以及计数时间窗 T_c 有关,计算公式如下:

$$S_{RES} = 1/T_c \quad (5)$$

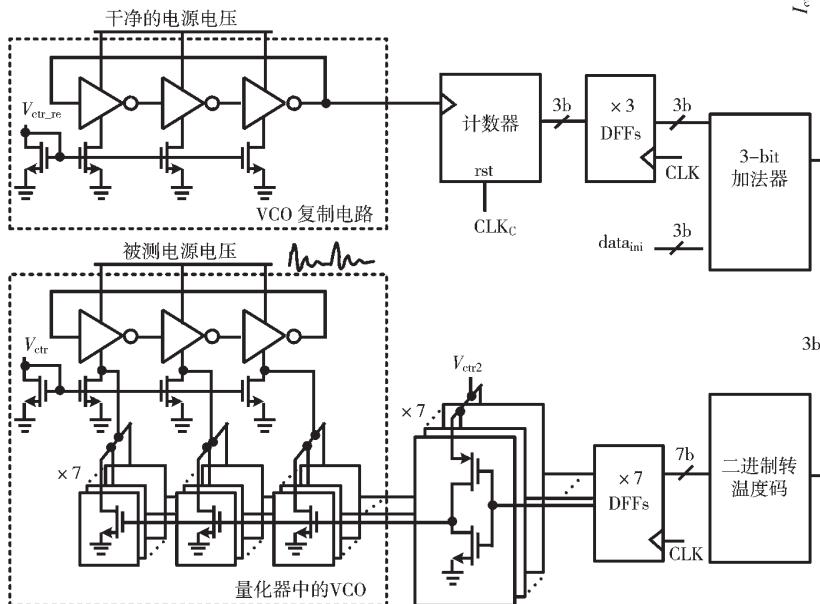


图8 精细温度补偿级电路原理图

所以要提高感知精度只能增加 T_c 的长度。需要注意的是,当提高了感知精度,在整个温度变化范围内,计数器的码字变化范围会变大。为了防止码字溢出,需要相应地增加传递给加法器的码字位数,也要增加缓冲器阵列中缓冲器的数量,以及限流管阵列中限流管的数量。同时为了防止实际应用时与仿真的偏差,可以增加一些冗余量,确保补偿的正确性。

图9所示为精细补偿级的时钟产生电路和波形图。这部分主要目的是产生一个与计数时钟有相同周期的脉冲信号。这个脉冲信号用于给计数器进行复位。具体实现是将计数时钟进行二分频,再将分频后的时钟经过延迟单元,最后将二分频时钟与其延迟后的时钟信号作异或运算,就得到了所需的脉冲信号。

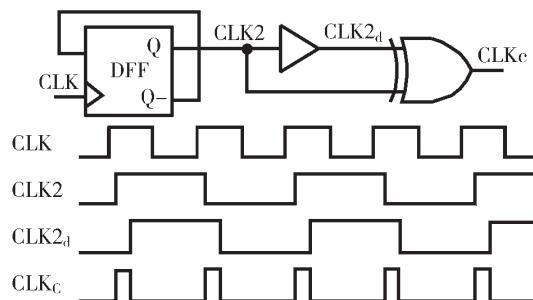


图9 精细温度补偿级时钟产生电路原理图

3 仿真结果

本文提出了使VCO振荡频率具有低温漂值的两级补偿技术,并在40 nm CMOS工艺下完成电路设计与仿真,仿真结果如图10~图12所示。

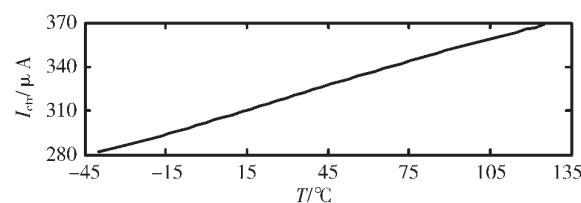


图10 PTAT 偏置电流仿真结果

图10为基准电流源产生的PTAT电流的仿真结果。电流值随温度的升高而变大,这个PTAT偏置电流补偿一部分VCO振荡频率的负温度系数。

图11所示为VCO振荡频率在没有补偿、只有粗略补偿级以及两级补偿级三种情况下随温度变化的仿真结果。可以看出在没有补偿的情况下,VCO的振荡频率和温度的关系并不是线性变化的,所以只通过PTAT电流补偿,温漂值依然较大。在经过第二级的精细自适应补偿之后,温漂值得到进一步缩小。由于第二级补偿是一种离散的补偿方法,在-40 °C时开启了6个补

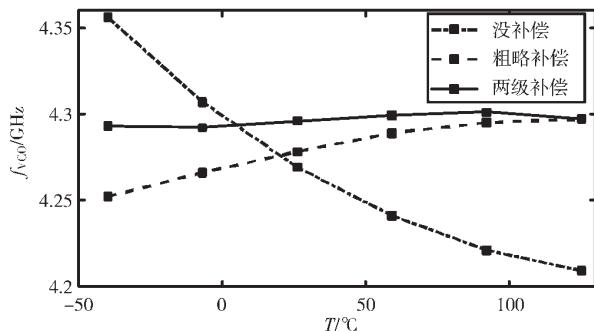


图 11 VCO 振荡频率随温度变化的仿真结果

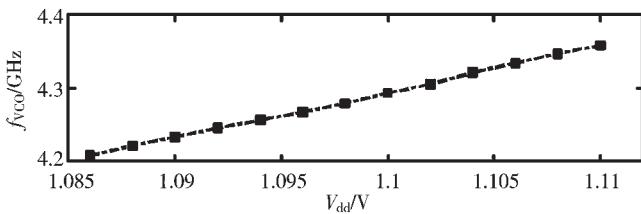


图 12 VCO 振荡频率随电源电压变化的仿真结果

补偿的尾限流管,可以从仿真结果中看出每个限流管可以提供约 7 MHz 的频率补偿。VCO 的振荡频率温漂 T_{coo} 计算公式为:

$$T_{\text{coo}} = (f_{\text{max}} - f_{\text{min}}) / [f_{\text{ave}}(T_{\text{max}} - T_{\text{min}})] \quad (6)$$

其中 f_{max} 是 VCO 的最大振荡频率, f_{min} 是 VCO 的最小振荡频率, f_{ave} 是 VCO 的平均振荡频率, T_{max} 是最高温度, T_{min} 是最低温度。经过计算得到三种情况下 VCO 振荡频率的温漂值分别为: 208.0 ppm/°C, 63.8 ppm/°C, 15.5 ppm/°C。

图 12 所示为 VCO 振荡频率随电源电压变化的仿真结果。结合图 11 可以看出,当没有温度补偿时,VCO 随温度的变化范围可以等效为电源电压变化约 24 mV, 经过一级补偿后等效为电源电压变化 7 mV, 经过两级补偿后等效为电源电压变化 2 mV。也就是说,如果芯片内部温度有较大变化,两级温度补偿结构的 VCO 量化器可以较大地提高测量精度。

4 结论

本文介绍了适用于在片上对 SoC 电源噪声进行测量的 VCO 量化器,对 VCO 的温度系数进行了分析,并提出了低温漂 VCO 量化器的两级补偿结构。本文基于 40 nm CMOS 工艺,对提出的两级补偿结构进行了仿真验证。结果表明两级补偿结构的温漂值比一级补偿的降低了约 4.1 倍,比没有补偿的降低了约 13.4 倍,可以有效提高量化器在温度变化较大的系统中的测量精度。

参考文献

- [1] SADI M, TEHRANIPOOR M. Design of a network of digital sensor macros for extracting power supply noise profile in SoCs[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2015, 24(5): 1702–1714.
- [2] WANG X, ZHANG D, SU D, et al. A novel peak power

supply noise measurement and adaptation system for integrated circuits[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2015, 24(5): 1715–1727.

- [3] KANO M, NAKURA T, IIZUKA T, et al. Resonant power supply noise reduction using a triangular active charge injection[C]. 2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). IEEE, 2016: 113–116.
- [4] ALON E, STOJANOVIC V, HOROWITZ M A. Circuits and techniques for high-resolution measurement of on-chip power supply noise[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2005, 40(4): 820–828.
- [5] ALON E, ABRAMZON V, NEZAMFAR B, et al. On-die power supply noise measurement techniques[J]. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 2009, 32(2): 248–259.
- [6] HSUEH T C, O'MAHONY F, MANSURI M, et al. An on-die all-digital power supply noise analyzer with enhanced spectrum measurements[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(7): 1711–1721.
- [7] OH D, LAN H, MADDEN C, et al. In-situ characterization of 3D package systems with on-chip measurements[C]. 2010 Proceedings 60th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), IEEE, 2010: 1485–1492.
- [8] NAGATA M, OKUMOTO T, TAKI K. A built-in technique for probing power supply and ground noise distribution within large-scale digital integrated circuits[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2005, 40(4): 813–819.
- [9] HASHIDA T, NAGATA M. An on-chip waveform capturer and application to diagnosis of power delivery in SoC integration[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(4): 789–796.
- [10] KANNO Y, KONDOH Y, IRITA T, et al. In-situ measurement of supply-noise maps with millivolt accuracy and nanosecond-order time resolution[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, 42(4): 784–789.
- [11] WIENER N. Generalized harmonic analysis[J]. Acta Mathematica, 1930, 55: 117–258.
- [12] SUNDARESAN K, ALLEN P E, AYAZI F. Process and temperature compensation in a 7-MHz CMOS clock oscillator[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(2): 433–442.
- [13] XIAO K, WANG B, LIN X, et al. A balanced hybrid ring oscillator for precise temperature compensation[C]. 2018 IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), 2018: 336–339.
- [14] CHOI M, JANG T, BANG S, et al. A 110 nW resistive frequency locked on-chip oscillator with 34.3 ppm/°C temperature stability for system-on-chip designs[J]. IEEE

(下转第 61 页)

表 2 算法识别率对比 (%)

算 法	样 本 数			
	5	6	7	8
传统 LBP	69.7	72.4	76.2	79.1
文献[4]	75.2	85.1	88.5	93.3
MULBP+2DLDA	82.1	87.3	91.7	94.8

4 结论

本文提出了一种将 Wi-Fi 技术和人脸识别技术相结合的智能锁系统的设计方案,详细说明了系统的硬件选择和软件环境搭建,提出的融合算法增强了识别的准确率。系统结合了远程客户端,用户可以通过客户端查看门锁的实时情况,可以有效地实现智能监控的目的,有着较为广阔的市场前景。然而该系统仍存在待优化的地方,如信号的绕射能力较差、客户端界面有待优化等。

参考文献

- [1] 王洁.不止于引领工控显示,欣瑞达正瞄准智能家居[J].电子技术应用,2017,43(5):5.
 - [2] 阮小林.从锁开始的智能家居[J].中国建筑金属结构,2018(8):16-19,21.
 - [3] 柏佳,魏鑫,朱广.基于 FPGA 蓝牙通信技术的智能电子锁系统[J].电子技术应用,2019,45(8):128-130.
 - [4] 刘斌,徐岩,米强,等.LBP 特征和改进 Fisher 准则的人脸识别[J].计算机工程与应用,2017,53(6):155-160.
 - [5] 张焕兰,肖明波.基于 433 MHz 频段安全的智能锁系统设计[J].计算机工程与设计,2018,39(9):2736-2742,2747.
 - [6] 陈慧.基于 Si4432 无线传感器网络的温湿度监测系统设计[D].贵阳:贵州大学,2018.
 - [7] 肖道.基于 STM32 的家居安防系统设计与测试[D].石家庄:河北科技大学,2019.
 - [8] 陈国童,邱兴阳.基于 WIFI 的 Android 手机智能家居控制[J].辽宁大学学报(自然科学版),2020,47(1):91-96.
 - [9] 孔春丽.基于 FPGA 的便携式选频向量仪设计[D].哈尔滨:哈尔滨理工大学,2016.
 - [10] 张学文,司佑全.关于 RC 串联并联选频网络实验的改进[J].

(上接第 50 页)

Journal of Solid-State Circuits, 2016, 51(9):2106–2118.

- [15] MALCOVATI P, MALOBERTI F, FIOCCHI C, et al. Curvature-compensated BiCMOS bandgap with 1-V supply voltage[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2001, 36(7): 1076–1081.

(收稿日期:2020-12-22)

湖北师范大学学报(自然科学版),2017,37(2):68-71.

- [11] 于飞,曹炳尧,张俊杰.基于 CC1101 的智能门锁无线低功耗休眠唤醒机制设计[J].电子测量技术,2019,42(17):142–147.
 - [12] 吴少龙,杨国为,邓燕.MSP430 和 CC1101 的电磁波唤醒功能设计[J].单片机与嵌入式系统应用,2014,14(11):9–10.
 - [13] 孙伟,赵玉普.增强旋转不变 LBP 算法及其在图像检索中的应用[J].计算机科学,2019,46(7):263–267.
 - [14] 亢洁,李珍,王晓东,等.基于 MB_LBP 旋转不变特征的 AdaBoost 人脸检测算法研究[J].陕西科技大学学报,2017,35(4):164–167.
 - [15] 陆聪.基于灰度 LBP 共生矩阵和空间加权 k-means 的织物图像疵点分割[D].杭州:浙江大学,2019.
 - [16] 蒋阿娟.基于改进的 LBP 与 2DLDA 算法的人脸识别研究[D].淮南:安徽理工大学,2019.
 - [17] KAPLAN K, KAYA Y, KUNCAN M, et al. An improved feature extraction method using texture analysis with LBP for bearing fault diagnosis[J]. Applied Soft Computing, 2020, 87(C): 106019.
 - [18] 朱根发.基于 2DLPP 与 2DLDA 的车标识别方法研究[D].重庆:重庆大学,2018.
 - [19] Wu Chen, Song Yonghong, Zhang Yuanlin. Multi-view gait recognition using NMF and 2DLDA[J]. Multimedia Tools and Applications, 2019, 78(1): 08153–4.
 - [20] 徐小雨,赵龙章,程晓月,等.基于改进 Fisher 判别准则的卷积神经网络设计[J].计算机工程,2020,46(11):255–260, 266.

(收稿日期:2020-08-24)

作者简介：

周扬(1997-),男,硕士研究生,主要研究方向:智能信息处理、无线通信网络。

熊俊俏(1966-),男,博士,教授,主要研究方向:扩频通信与短波通信网、无线传感网络的应用。



扫码下载电子文档

作者简介·

翟鹏飞(1991-),男,博士研究生,主要研究方向:电源完整性模拟集成电路设计。

周雄(1987-),男,博士,副教授,主要研究方向:模拟及数模混合信号集成电路设计

李强(1979-),男,博士,教授,主要研究方向:模拟及数模混合信号集成电路设计。



扫描无裁剪文字档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所