

基于自偏置尾电流整形的宽带正交压控振荡器设计^①王德志^{②*} 张科峰^{③*} 邹雪城^{*}

(* 华中科技大学 光学与电子信息学院 武汉 430074)

(** 湖北大学物理与电子科学学院 武汉 430062)

摘 要 提出了一种基于自偏置尾电流整形的宽带正交压控振荡器(Q-VCO)结构,其输出信号的交流成分和负峰值通过电容和峰值检测器叠加反馈到尾管的栅极作为偏置电压,用来抑制尾电流的噪声和稳定 LC-tank 的幅度,达到优化相位噪声的目的。在 TSMC 0.18 μm CMOS 工艺中,利用该结构设计频率覆盖率为 66%,调谐范围为 1.55GHz 到 3.1GHz 的宽带 Q-VCO 电路时,基于 SpectreRF 的模拟结果表明:当谐振频率从 1.55GHz 跳变到 3.1GHz 时,最大的幅度改变仅为 330mV;在 3.1GHz 载波处,1MHz 频偏处的相位噪声为 -126.4dBc/Hz,较没有幅度控制改进了 2.4dB,且整个调谐频段范围内 FoM 约为 -184。

关键词 宽带正交压控振荡器,自偏置,尾电流整形,自动幅度控制,相位噪声

0 引言

无线通信系统的发展和单片集成带来的体积小、成本低和功耗低等优点,使得研究低相位噪声和宽带覆盖率的正交压控振荡器(Q-VCO)十分重要^[1]。Q-VCO 通常采用两个相同的电感电容型 VCO 相互耦合的方式实现^[2]。其相位噪声主要取决于片上电感的品质因素及尾电流的 $1/f$ 噪声和二次谐波噪声^[3],其中片上电感的品质因素很难有实质性的优化^[4]。脉冲敏感性函数(ISF)^[5]表明尾电流的噪声在 VCO 输出的峰值点贡献最小,而在过零点贡献最大。此外,使晶体管周期更替地工作在强反型和积累区可以减小其 $1/f$ 噪声^[6]。基于该理论,尾电流整形技术常用来减小窄带 VCO 中尾电流噪声的贡献^[7,8]。但是,VCO 的幅度与谐振频率成正比,过宽的频率覆盖使 Q-VCO 的谐振幅度逼近于电源电压,导致其工作在电压受限区,会恶化相位噪声和浪费功耗。已有的解决方案为自动幅度控制(AAC),包括数字 AAC 和模拟 AAC^[9-11]。数字 AAC 在调整幅度时响应时间过长,而现有的模拟

AAC 均是基于固定偏置。基于以上不足,本文提出了一种基于自偏置尾电流整形的宽带 Q-VCO 结构,该结构具有尾电流噪声抑制和自动幅度控制的功能。其设计考虑了相位噪声优化和电流复用技术。论文进行了设计分析和性能分析,将其性能与其他结构进行了比较。

1 设计分析

Q-VCO 由两个相同的 LC-VCO 耦合而成,设计时应考虑:(1)怎样优化每个 LC-VCO 使相位噪声最小;(2)如何耦合两个 LC-VCO 避免功耗过大。图 1 给出了一种 VCO 拓扑结构。图 1(a)为一种 LC-VCO 拓扑结构电路,由 PMOS 和 NMOS 交叉管、LC 槽和尾电流管 M_{tail} 构成。LC-VCO 中 I -输出端电压波形及 M_{n1} 和 M_{n2} 管的漏-源电流如图 1(b)所示,其中实线和虚线分别表示 LC-VCO 谐振在最低频率 $f_{\min}$ 和最高频率 $f_{\max}$ 。在 $f_{\min}$ 处,尾电流 I_{tail} 保持不变且交替地从 M_{n1} 管 $I_{ds1,Mn1}$ 转换到 M_{n2} 管 $I_{ds1,Mn2}$;在 $f_{\max}$ 处,LC-VCO 的输出幅度 V_T 逼近于电源电压 V_{DD} ,导致其工作在电压受限区,使 $I_{ds1,Mn1}$ 或 $I_{ds1,Mn2}$ 在

① 国家科技重大专项(2010ZX03007-002-02)资助项目。

② 男,1983 年生,博士;研究方向:宽带无线收发器射频前端,数模混合集成电路;E-mail:dzjewang@gmail.com

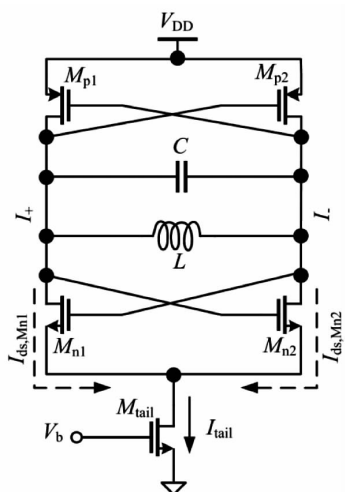
③ 通讯作者,E-mail:zhangkefeng@mail.hust.edu.cn

(收稿日期:2012-12-05)

I^- 的峰值处为 0。如图 1(b) 中 B_1 和 B_2 所示: 在 B_1 点处 I^- 接近 V_{DD} , 则 I^+ 降为 0 且 M_{n2} 管工作在截止区。因为 M_{n1} 管的源电压应小于其漏电压, 这使得 M_{n1} 管源端电压迅速下降, 迫使 I_{tail} 降为 0, 导致流过 M_{n1} 管中电流: $I_{ds,Mn1}$ 降为 0, 如 B_2 点所示。因此会恶化 LC-VCO 的相位噪声。LC-VCO 在频偏 Δf 处的相位噪声 $\ell(\Delta f)$ 为^[5]

$$\ell(\Delta f) \propto \begin{cases} \frac{L^2 \times g_L}{V_T}, & \text{电流受限区} \\ \frac{L^2 \times I_{tail}}{V_{DD}}, & \text{电压受限区} \end{cases} \quad (1)$$

其中 g_L 为电感 L 的电导, 且谐振幅度约为 $V_T = I_{tail}/g_L$ 。



(a) 电路

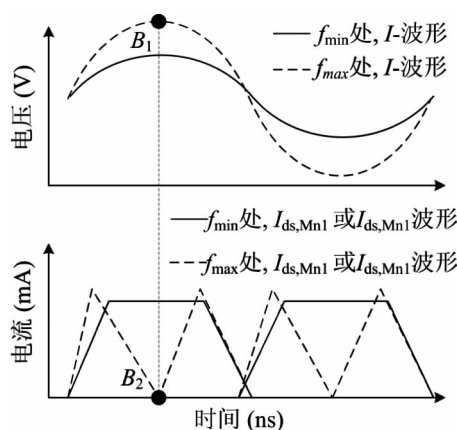
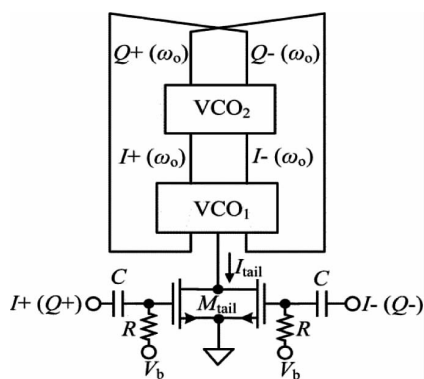
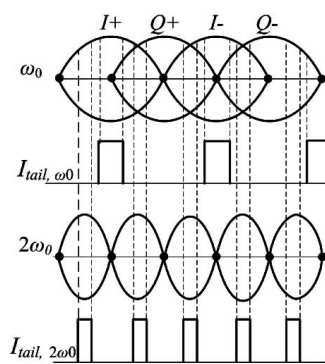

 (b) 输出信号 I^+ (I^-) 和 M_{n1} (M_{n2}) 漏源电流

图 1 一种 VCO 拓扑结构



(a) 电路结构



(b) 输出信号和尾电流脉冲

图 2 单支路尾电流整形 Q-VCO

此外, 因为 Q-VCO 为两个 LC-VCO 的耦合, 其功耗为单个 LC-VCO 的两倍。近年来, 越来越多的研究关注如何耦合两个 LC-VCO 使其功耗最小^[12-14]。通过电流复用技术, 尾电流可由传统的 4 支减少到 2 支, 甚至 1 支。图 2 给出了单支路尾电

由公式(1)知, 在电流受限区, LC-VCO 的相位噪声反比于 I_{tail} ; 在电压受限区时, 相位噪声正比于 I_{tail} 。为了达到相位噪声最小的目的, 应选择合适的尾偏置电压 V_b 使 LC-VCO 工作在电流受限区和电压受限区的临界点。但是在设计宽带 LC-VCO 时, 由于 g_L 与谐振频率成反比, 当 LC-VCO 的相位噪声在低频点优化到最小时, 在高频点却面临着因为 V_T 过大而工作在电压受限区的风险。覆盖频率越宽, 这种风险性越大。因此在设计宽带 LC-VCO 时, 我们应使用可变的 V_b , 且其大小与谐振频率成反比, 这样可以避免 LC-VCO 在高频点进入电压受限区。

置。Q-VCO 的输出波形 $I+$ 、 $I-$ 、 $Q+$ 和 $Q-$ 及相应的尾电流 I_{tail,ω_0} 如图 2 (b) 所示,其中 ω_0 为 Q-VCO 的谐振频率。若用 $I+$ 和 $I-$ 的交流成分和 V_b 叠加来偏置尾管,则在 $I+$ 和 $I-$ 的峰值点, I_{tail,ω_0} 最大,在 $I+$ 和 $I-$ 的过零点, I_{tail,ω_0} 最小。根据 Hajimiri 的理论, VCO₁ 拥有低相位噪声。但是在 $Q+$ 和 $Q-$ 的过零点处, I_{tail,ω_0} 最大,因此 VCO₂ 的相位噪声会被恶化。当采用 $Q+$ 和 $Q-$ 的交流成分来偏置时,同样如此。一种折中的方案为将 VCO₁ 或者 VCO₂ 的输出信号倍频后反馈到 M_{tail} 的栅极,则在 $I+$ 、 $I-$ 、 $Q+$ 和 $Q-$ 的过零点和峰值点的中间处 $I_{\text{tail},2\omega_0}$ 最大,在 $I+$ 、 $I-$ 、 $Q+$ 和 $Q-$ 的过零点处 $I_{\text{tail},2\omega_0}$ 最小。该方案可能是设计最小功耗和较小相位噪声 Q-VCO 电路时的一种选择。为了简化 Q-VCO 的设计和追求最小相位噪声特性,该论文采用两支独立的尾电流,详细电路在第 3 部分进行了设计。

2 电路设计

所推荐的宽带 Q-VCO 电路如图 3 所示,其主要特点为:(1)采用两支尾电流 I_{tail1} 和 I_{tail2} , (2) V_b 随频率的增大而减小。耦合晶体管 $M_{p1,p2,p3,p4}$ 产生正交信号 $I+$ 、 $I-$ 、 $Q+$ 和 $Q-$ 。每个 VCO 中的 LC 槽包含一个正八边形螺旋电感 L ,两个变容管 C_v 和六位的权电容阵列 (BCA),其中 C_v 和 BCA 分别由调谐电压 V_{tune} 和数字开关 $S < 5:0 >$ 控制。BCA 将调谐范围拓宽到 66% (1.55GHz 到 3.1GHz) 的同时,

减小了调谐灵敏度 K_{VCO} 。为了提升 LC 槽的品质因素,在 BCA 中,仅用一个开关管 M_{s0} 来控制相应的电容支路,且用两个晶体管 M_c 来减小 M_{s0} 的导通电阻 R_{on} 。例如当 $S < 5:0 > = [000001]$ 时, M_{s0} 导通且工作在线性区,电容 $2^0 \cdot C_a$ 被选择。由于 M_{c0} 的漏电压接近于零, $V_{gs,M_{s0}}$ 较没有 M_{c0} 大。因为 R_{on} 反比于 $V_{gs,M_{s0}}$, 所以其值很小,增大了 LC 槽的品质因素。此外,晶体管 $M_{n1,2,3,4}$ 为负阻,用来弥补 LC 谐振槽的能量损耗。晶体管 $M_{n5,6}$ 和电容 C_1 为负峰值检测器,当频率升高时, Q-VCO 的谐振幅度 V_T 增加,导致其负峰值减小,则 V_b 反比于 V_T 。假设尾管 M_{tail} 的跨导为 $g_{m,M_{\text{tail}}}$, 则静态尾电流为 V_b 乘以 $g_{m,M_{\text{tail}}}$, 所以负峰值检测器构成幅度负反馈,当 V_T 增加时,静态尾电流减小,使 V_T 减小,具有自动幅度控制 (AAC) 的功能。 V_b 和 Q-VCO 的交流输出成分分别通过 R 和 C_2 反馈到 M_{tail} 的栅端,实现电流整形功能,用于减小其 $1/f$ 噪声和二次谐波噪声。图 3 中所用晶体管和电源器件的尺寸如表 1 所示。

表 1 图 3 中所用晶体管及无源器件尺寸

参数	尺寸或大小
$(W/L)_{M_{\text{tail}}}$	310/0.5 (μm)
$(W/L)_{M_{n1,2,3,4,5,6}}$	58/0.18 (μm)
$(W/L)_{M_{p1,2,3,4}}$	80/0.18 (μm)
$(W/L)_{M_{S<5:0>}}$	$2^* (30/0.18)$ (μm)
$(W/L)_{M_c}$	2/0.18 (μm)
C_a	20/7 (μm)
C_v	100/0.5 (μm)
L	2.18 (nH)
R	1 (K Ω)
$C_{1,2}$	5 (pF)
V_{DD}	1.8 (V)

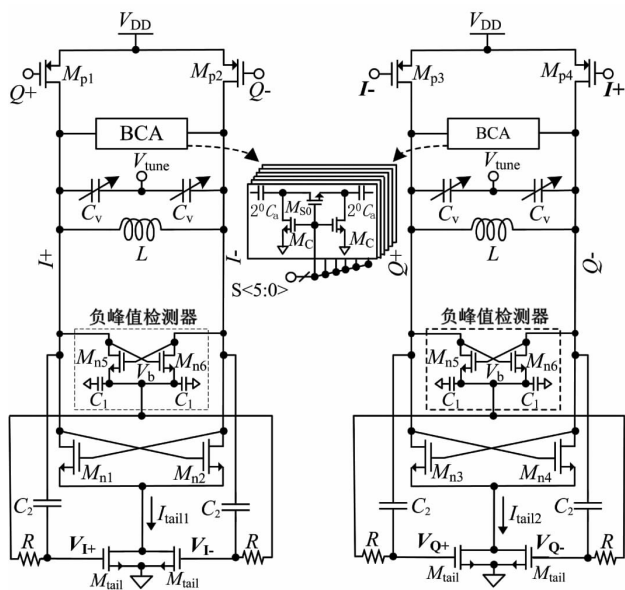


图 3 基于自偏置尾电流整形的宽带 Q-VCO 电路

基于 SpectreRF 的仿真结果进一步说明了图 3 所示电路的功能。如图 4 所示,对称电压信号 V_{I+} 和 V_{I-} , V_{Q+} 和 V_{Q-} 用来转换偏置相应的尾管。尾电流 I_{tail1} 或 I_{tail2} 在 $I+$ 和 $I-$, 或 $Q+$ 和 $Q-$ 的峰值点升到最大值,在其过零点降为最小值。由 ISF 函数知该电流整形特性可以优化 Q-VCO 的相位噪声。此外,如图 5 所示,当 $S < 5:0 > = [111111]$, Q-VCO 谐振在最低频段,其相应的幅度 V_{T1} 和负峰值 V_{b1} 分别为 0.8V 和 730mV;当 $S < 5:0 > = [000000]$, Q-VCO

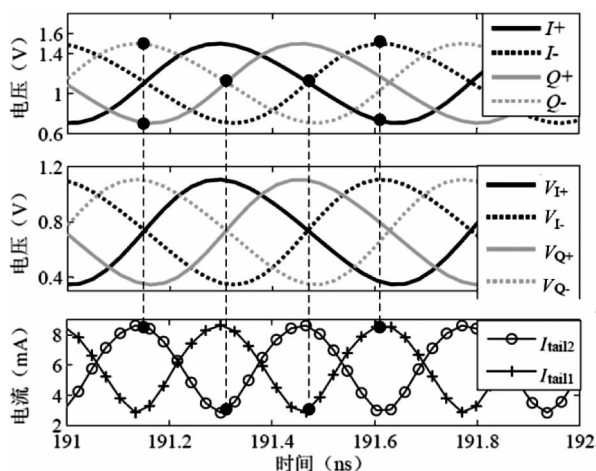


图 4 Q-VCO 正交输出电压波形和尾电流波形

谐振在最高频段,若采用固定的 V_{b1} 值,其谐振幅度可以达到 V_{DD} 。但是在负峰值检测器的作用下, V_{b1} 的值降到了 V_{b2} :616mV,此时谐振幅度为 1.13V,其幅度值较最低频段时仅增大了 0.33V。

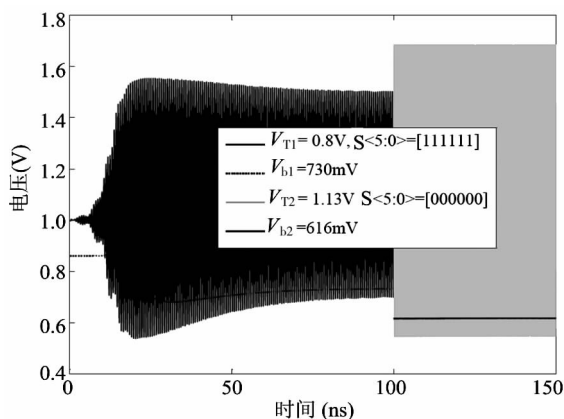


图 5 幅度控制原理

3 性能分析

通常用调谐范围、调谐灵敏度 K_{VCO} 、整个调谐范围内的相位噪声以及功耗等 4 个参数来衡量宽带 Q-VCO 的性能。假设图 3 中宽带 Q-VCO 的寄生电容为 C_p ,则其谐振频率 f 以及 K_{VCO} 分别为

$$f = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times (C_v + C_p + \sum_{n=0}^5 S_n \times 2^n \times C_a)}} \quad (2)$$

和

$$K_{VCO} = \frac{\partial f}{\partial V_{tune}} \propto L \times f^3 \times \frac{\partial C_v}{\partial V_{tune}} \quad (3)$$

$S < 5:0 >$ 的状态变化范围 $[111111]$ 到 $[000000]$,共有 64 条子调谐曲线。当 $S < 5:0 > = [111111]$ 对谐振频率最低,当 $S < 5:0 > = [000000]$ 时谐振频率最高。由于固定电容采用权电容,当谐振频带从低到高时,调谐灵敏度不断增大,如图 6 所示,频率覆盖范围为 1.55GHz 到 3.1GHz,且调谐灵敏度由最低频段的 18MHz/V 变化到最高频段的 104MHz/V。

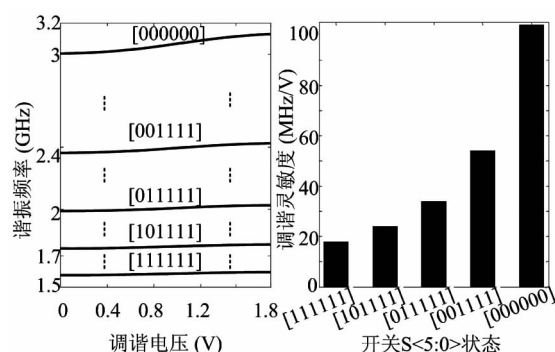


图 6 调谐范围和调谐灵敏度

在优化宽带 Q-VCO 的相位噪声时,应首先在最低频段优化相位噪声使其最小,然后通过减小 V_b 使其在其他频段工作在电流受限区。考虑到 Q-VCO 的谐振幅度正比于谐振频率,且其相位噪声在电流受限区与谐振幅度成反比,则 Q-VCO 在整个频带范围内具有低相位噪声特性。图 7 所示为采用该论文

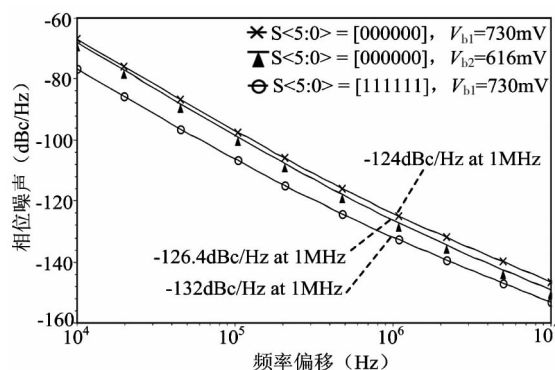


图 7 本文 Q-VCO 和固定偏置 Q-VCO 的相位噪声比较

所推荐的宽带 Q-VCO 结构以及基于固定偏置的宽带 Q-VCO 时,其相位噪声性能的对比。当 $S < 5:0 > = [111111]$,即在最低频段时,两者的直流偏置均为 V_{b1} :730mV,在 1MHz 频偏处的相位噪声均为 -132dBc/Hz。但是当 $S < 5:0 > = [000000]$,即在最

高频段时,此时固定偏置的 Q-VCO 因为直流偏置仍为 V_{b1} :730mV,其谐振幅度接近于电源电压 1.8V, Q-VCO 工作在电压受限区,其在 1MHz 频偏处的相位噪声为 -124dBc/Hz 。而本论文所推荐的 Q-VCO 中,由于直流偏置由低频段的 V_{b1} :730mV 变化到高频段的 V_{b2} :616mV,其在 1MHz 频偏处的相位噪声为 -126.4dBc/Hz 。相比较本论文所推荐的宽带 Q-VCO 结构,基于固定偏置的 Q-VCO 的相位噪声恶化了 2.4dB。此外,图 3 所示的宽带 Q-VCO 在最低频段的尾电流为 11mA,在最高频段的尾电流为 9.2mA。品质因素 FoM 和频率调谐范围 FTR 常用来

综合评价 Q-VCO 的质量,表达式如下:

$$FoM = \ell(\Delta f) - 20\log\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right) + 10 \times \log\left(\frac{P_{DC}}{1\text{mW}}\right) \quad (4)$$

$$FTR = \frac{(\omega_{\max} - \omega_{\min})}{(\omega_{\max} + \omega_{\min})} \times 100\% \quad (5)$$

其中 P_{DC} 为 Q-VCO 电路的功耗,由式(4)和(5)知, FTR 为 66%,且在该调谐范围内, FoM 的值约为 -184 。此外,表 2 陈述了本论文的工作与近年来所发表的 Q-VCO 间的性能比较。

表 2 与近年来发表的 Q-VCO 性能比较

设 计	本文	Huang ^[7] ,2009	Shen ^[8] ,2010	Wang ^[14] ,2011
工艺(μm ,CMOS)	0.18	0.18	0.18	0.18
电源(V)	1.8	1.8	1.4	1.1
谐振频率(GHz)	1.55~3.1	1.86~2.2	5.3~5.44	1.71~1.86
频率调谐范围	66%	15.4%	2.6%	8.4%
相位噪声(dBc/Hz, f :GHz, $\Delta\omega$:MHz)	$-132(1.55,1); -126.4(3.1,1)$	$-134.5(-,1)$	$-119(5.28,1)$	$-117(1.8,1)$
功耗(mW)	16.5~19.8	36	11.2	1.92
FoM	-184	-185	-183	-179.4

4 结 论

该论文提出了一种 Q-VCO 电路拓扑结构,具有尾电流噪声抑制和幅度控制的功能。所推荐的电路结构能很好地应用到低噪声宽带 Q-VCO 中。现有无线电通信覆盖的频率范围为几十 MHz 到几个 GHz^[15],该论文设计了一种覆盖频率范围为 1.55GHz 到 3.1GHz 的宽带 Q-VCO,其在整个调谐范围内和 1MHz 频偏处的相位噪声为 -132dBc/Hz 到 -126.4dBc/Hz ,且最大的调谐灵敏度 K_{VCO} 和 FoM 分别为 104MHz/V 和 -184 。此外,由于最高频率为最低频率的 2 倍,该 Q-VCO 可以结合偶数分频器将频率覆盖范围无缝地拓展到几十 MHz。例如,利用 2 分频,其频率覆盖为 775MHz 到 1.55GHz,该频段涵盖了 GSM 等标准。利用 32 分频器时,其最小的输出频率为 49MHz。

参考文献

- [1] Moghavvemi M, Attaran A. Performance review of high-quality-factor, low-noise and wideband radio-frequency LC-VCO for wireless communication. *IEEE Microwave*

Magazine, 2011, 12(4): 130-146

- [2] Hojat G, Hossein M N. A phase and amplitude tunable quadrature LC oscillator: analysis and design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Regular Papers*, 2011, 58(4): 677-689
- [3] Real J J, Abidi A A. Physical processes of phase noise in differential LC oscillators. In: *Proceedings of the 2000 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, Orlando, USA, 2000. 569-572
- [4] Danesh M, Long J R. Differentially driven symmetric microstrip inductors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, 50(1): 332-341
- [5] Hajimiri, A, Lee T H. Design issues in CMOS differential LC oscillators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1999, 34(5): 717-724
- [6] Klumperink E A M, Sander L J G, Vanderwel A P, et al. Reducing MOSFET $1/f$ noise and power consumption by switched biasing. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2000, 35(7): 994-1001
- [7] Huang G, and Kim B S. Low phase noise self-switched biasing CMOS LC quadrature VCO. *IEEE Transaction on Microwave and Theory Technology*, 2009, 57(2): 344-351
- [8] Shen J R, Huang T C, Christina F J. A low phase noise

- quadrature VCO using symmetrical tail current-shaping technique. *IEEE Microwave Wireless Components Letter*, 2010, 20(7):399-401
- [9] Zhang Z, Li J, Sun, Y F, et al. A digital reconfigurable auto amplitude calibration method for wide tuning range VCO design. In: proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Shanghai, China, 2010. 542-544
- [10] Kiani M, Bakhtiar M S, Atarodi M. Low voltage low noise open loop automatic amplitude control for voltage-controlled oscillators. *Analog Integrate Circuits and Signal Processing*, 2010, 60(4):319-325
- [11] Chiang M L, Fischette D M, et al. Automatic amplitude control for voltage controlled oscillator. US patent: 0304407A1, 2011
- [12] Oh N J, Lee S G. Current reused LC VCOs. *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, 2005, 15(11):736-738
- [13] Hong J P, Yun S J, Oh N J, et al. A 2. 2-mW backgate coupled LC quadrature VCO with current reused structure. *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, 2007, 17(4):298-300
- [14] Wang C H, Peng G H, Ma M L, et al. A new low-power CMOS quadrature VCO with current reused structure. *Radioengineering Journal*, 2011, 20(1):360-364
- [15] Kitsunezuka M, Kodama H, Oshima N, et al. A 30-MHz ~ 2. 4GHz CMOS receiver with integrated RF filter and dynamic-range-scalable energy detector for cognitive radio systems. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2012, 47(5):1084-1093

Design of wideband Q-VCO by self-bias tail current-shaping

Wang Dezhi^{* **}, Zhang Kefeng^{*}, Zou Xuecheng^{*}

(^{*} School of Optical and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074)

(^{**} Faculty of Physics and Electronic Science, Hubei University, Wuhan 430062)

Abstract

a wideband Q-VCO topology based on self-bias tail current-shaping is proposed, in which the AC component and the negative peak voltage of the Q-VCO's outputs are fed back to the gate of tail-current transistors as the bias voltage by a capacitor and a peak detector respectively. This topology is designed to improve Q-VCO's phase noise by suppressing noise from the tail-current transistor and stabilizing the LC-tank amplitude. A wideband Q-VCO circuit with a tuning range of 66% from 1. 55GHz to 3. 1GHz is designed using the proposed topology in the TSMC 0. 18 μ m CMOS technology. The SpectreRF based simulation results show that the maximum amplitude variation is only 330mV when the tuning frequency is increased to 3. 1GHz, and the phase noise at the 3. 1GHz carrier frequency and 1MHz frequency offset is -126. 4dBc/Hz, which is 2. 4dB better than the case without the LC-tank amplitude control. Moreover, the FoM is about-184 over the whole tuning frequency.

Key words: wideband Q-VCOs, self-bias, tail current-shaping, automatic amplitude control, phase noise