

一种应用于全球导航卫星系统接收机的低功耗宽带压控振荡器

尹喜珍^{*①} 肖时茂^① 马成炎^{①②} 叶甜春^①

^①(中国科学院微电子研究所 北京 100029)

^②(杭州中科微电子有限公司 杭州 310053)

摘要: 该文设计了一种应用于全球导航卫星系统(GNSS)射频接收芯片的新型低功耗小面积宽频率调节范围的压控振荡器(VCO)。根据全波段 GNSS 信号的特点,将 VCO 分成两个离散的频率工作区域,可分别对这两个区域进行功耗、相位噪声的优化,减小了 VCO 结构的复杂度,并节省了芯片面积。利用调谐曲线线性化技术,克服了传统的 VCO 控制电压有效调节范围窄的问题,使 VCO 在整个控制电压范围内调节曲线线性,减小了幅度调制转频率调制(AM-FM),降低了相位噪声。测试结果显示,该 VCO 频率调节范围为 49.5%,控制电压在 0.1~0.9 V 内,VCO 增益(K_{VCO})恒定,当频率偏移为 1 MHz 时相位噪声小于-120 dBc/Hz,消耗电流 2 mA,占用芯片面积为 0.24 mm²。提出的 VCO 在 0.13 μm 1P6M 工艺上实现,已成功应用于全波段 GNSS 接收机中。

关键词: 全球导航卫星系统(GNSS); 压控振荡器(VCO); 离散工作区域; 调谐曲线线性化; 滤波

中图分类号: TN752; TN965.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)04-1002-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00957

A Low Power Wide-band Voltage Controlled Oscillator for Global Navigation Satellite System Receiver

Yin Xi-zhen^① Xiao Shi-mao^① Ma Cheng-yan^{①②} Ye Tian-chun^①

^①(Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

^②(Hangzhou Zhongke Microelectronics Co., Ltd, Hangzhou 310053, China)

Abstract: This paper presents a new low power small area wide-band Voltage Controlled Oscillator (VCO) for Global Navigation Satellite System (GNSS) receiver. The VCO is separated in two discrete working regions from the characteristic of all-band GNSS signals. The power and phase noise can be optimized individually, the complexity of VCO is reduced and the area is saved. A technique of tuning curve linearization is used; The conventional VCO problem of having narrow effective tuning range of control voltage (V_{CTRL}) is solved. A linear tuning curve in whole variation of V_{CTRL} is kept, the Amplitude Modulation to Frequency Modulation (AM-FM) conversion is decreased, and the phase noise is allayed. The measured results show that the tuning range of frequency is 49.5%, the gain of VCO (K_{VCO}) is constant when V_{CTRL} varies from 0.1 to 0.9 V. Measured phase noise is lower than -120 dBc at 1 MHz offset, the entire VCO consumes 2 mA current, occupies 0.24 mm² area. The proposed VCO is implemented in 0.13 μm 1P6M process, and it is successfully applied to all-band GNSS receiver.

Key words: Global Navigation Satellite System (GNSS); Voltage-Controlled-Oscillator (VCO); Discrete working regions; Tuning curve linearization; Filtering

1 引言

近年来,无线通信系统发展迅猛,手持移动设备作为主流应用,要求一块芯片中集成各种常用通信标准来减小体积,降低成本和功耗。而这些通信标准的载波信号往往分布在不同的波段和频点,带来的挑战是单芯片中的本振信号产生必须低功耗实

现并覆盖这些信号频点,还应考虑到 CMOS 工艺实现所固有的由于工艺角、电源电压、温度(PVT)变化引起的频偏。二倍频频率合成器,以正交本振信号易产生,电感面积小、无干扰和频率牵引等优势,在无线通信产品中得到了广泛的应用^[1-3]。

为了兼容多种无线通信标准且克服 PVT 带来的频偏,工作于二倍频的 VCO 必须为宽带的电感电容 VCO 以获得宽频率调节范围和低相位噪声。获得宽调节范围最通用的方法有:切换 LC 谐振网络^[4]、切换电感^[5]、采用宽范围的可变电容器来增大

2011-09-16 收到, 2011-11-23 改回

“核高基”重大专项(2009ZX01031-002-008)和国家 863 计划项目(2009AA011601)资助课题

*通信作者: 尹喜珍 yinxizhen@casic.ac.cn

VCO 增益 K_{VCO} ^[6]和切换电容^[7]。切换 LC 谐振网络, 相位噪声、调节范围和功耗都可以各自优化, 但是占用面积大、成本高; 切换电感通常用于 10 GHz 以上的通信电路中以获得好的相位噪声性能; 增大 K_{VCO} 结构简单、易于实现却以相位噪声的恶化为代价; 切换电容一般为二进制权重结构, 在合适的面积下获得好的相位噪声而获得广泛的应用, 但是其多位的切换开关在导通时会降低 Q 值而恶化相位噪声, 在关闭时会带来大的寄生电容而减小调节范围。

针对于全波段全球导航卫星系统(GNSS)接收机的应用, 本文提出了离散工作区域且调谐曲线线性化的宽带 LC-VCO, 以获得低功耗和低相位噪声性能。

2 电路设计

目前, 在建和运行的 GNSS 系统有: 美国的 GPS、俄罗斯的 GLONASS、欧洲的 Galileo 和中国

的北斗二代。各系统的 GNSS 信号频率分布如表 1 所示, 但北斗二代没有官方公开的参数。GNSS 信号集中在 1176 MHz 到 1605 MHz, 二倍频的 VCO 覆盖这些频率并考虑到 PVT 引起的 $\pm 10\%$ 的频偏, 频率调节范围应超过 1.1 GHz。由于 GNSS 信号主要集中在两个区域: 区域 I(1150~1250 MHz)和区域 II(1550~1650 MHz), 这意味着 VCO 至少有 600 MHz 的调谐范围是无用的。采用离散工作区域的宽带 VCO 非常有意义, 因为两个区域的相位噪声和功耗可单独优化, 减小电容切换阵列的位数而节省面积。传统的累积型可变电容 A-MOS 其电容与两端电压的关系($C-V$)曲线如图 1 所示, $C-V$ 曲线只在 $[-0.2V, 0.2V]$ 内是线性的, 当控制电压 V_{CTRL} 在 $[0V, 1V]$ 内调节时, 有效调节范围只有 0.4 V。传统的 VCO 通过增大 K_{VCO} 或增加电容切换阵列位数来实现其宽调节范围, 但这带来性能恶化或面积增大的后果。

表 1 GNSS 信号频率分布

波段	GPS			GLONASS		Galileo			Compass-II
	L1	L2	L5	L1	L2	E5a	E5b	E2-L1-E1	N/A
频率 (MHz)	1575.42	1227.60	1176.45	1598.0625-1605.3750	1242.9375-1248.6250	1176.45	1207.14	1575.42	N/A

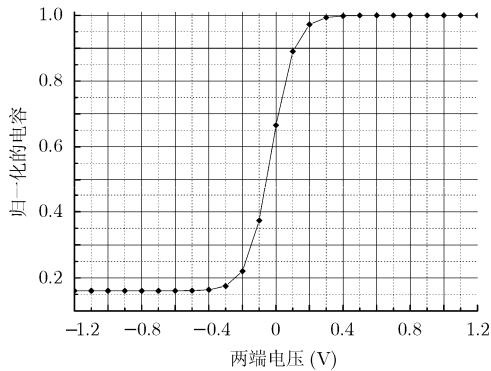


图 1 传统 AMOS 的 $C-V$ 曲线

本文提出的离散工作区域且调谐曲线线性化的宽带 VCO 如图 2 所示, 由于 PMOS 管有更小的闪烁噪声, 采用 PMOS VCO 和顶偏置电流源, 保证 1 V 电压下获得低相位噪声。MP₁ 和 MP₂ 为交叉耦合对管, 产生负阻补偿 LC 谐振腔的损耗以维持持续振荡。电感 L_0 和等效的可变电容 C_{var_eq} 组成主谐振网络, L_0 为顶层金属制作的对称螺旋片上电感, 电感值在调节范围、相位噪声和功耗之间权衡和优化得到。 C_{var_eq} 采用线性化补偿技术, 实现 V_{CTRL} 有效范围内的线性调节。 C_{var_eq} 如图 2 左下部分所

示, 两个串联连接的 A-MOS C_{var1} , C_{var2} , 加的偏置电压分别为 V_{B1} 和 V_{B2} , 由于差分对称性相似的连接在另一端。当 V_{CTRL} 在 0~1 V 内变化时, C_{var1} 两端电压从 $-V_{B1}$ 到 $1-V_{B1}$ 变化, C_{var2} 两端电压从 $-V_{B2}$ 到 $1-V_{B2}$ 变化, V_{B1} 在本文的设计中为 0 V, C_{var_eq} 可计算为

$$C_{var_eq}(V_{ctrl}) = \frac{C_{var1}(V_{ctrl} - V_{B1}) \cdot C_{var2}(V_{ctrl} - V_{B2})}{C_{var1}(V_{ctrl} - V_{B1}) + C_{var2}(V_{ctrl} - V_{B2})} = \frac{C_{var1}V_{ctrl} \cdot C_{var2}(V_{ctrl} - V_{B2})}{C_{var1}V_{ctrl} + C_{var2}(V_{ctrl} - V_{B2})} \quad (1)$$

由式(1)可看出, 当 V_{B1} 与 V_{B2} 相等时, C_{var1} 与 C_{var2} 的变化趋势一样, 因此 C_{var_eq} 的 $C-V$ 曲线变化趋势与图 1 相同, C_{var_eq} 可等效为一个 A-MOS 可变电容。当 V_{B1} 与 V_{B2} 不相等时, C_{var1} 与 C_{var2} 的 $C-V$ 调谐曲线相当于有一个 $V_{B2}-V_{B1}$ 的偏移, 图 3(a)所示为 $V_{B2}-V_{B1}=0.5V$ 时, C_{var1} 与 C_{var2} 各自的归一化 $C-V$ 曲线。 C_{var_eq} 的 $C-V$ 曲线如图 3(b)所示, 其变化斜率在 0.1~0.9 V 范围内都近似相等, 根据

$$K_{VCO} = \frac{df_{VCO}}{dV_{ctrl}} = \frac{df_{VCO}}{dC_{var_eff}} \cdot \frac{dC_{var_eff}}{dV_{ctrl}} \quad (2)$$

可知 VCO 的 K_{VCO} 在 V_{CTRL} 的有效范围 0.1~0.9 V 范围内近似相等。线性的 $C-V$ 曲线, 使 C_{var_eq} 在单

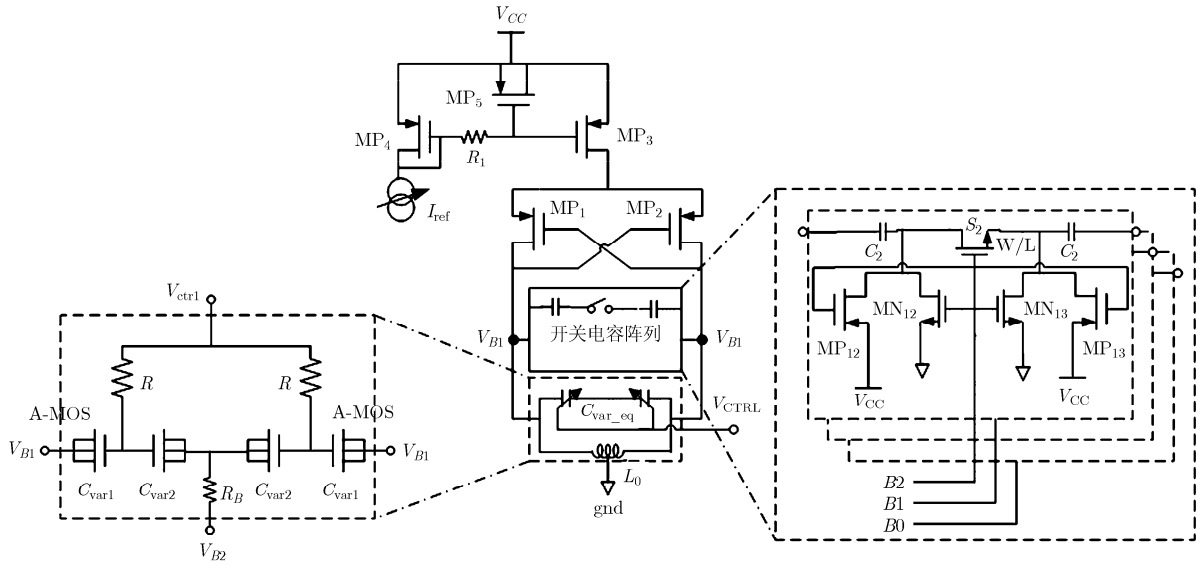


图 2 提出的宽带 LC-VCO 结构

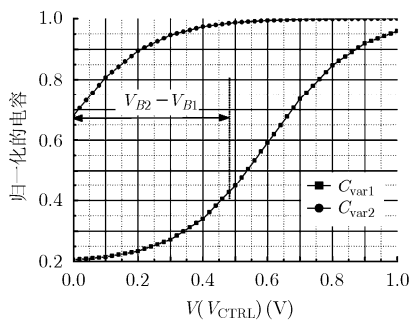
位周期内的平均值波动较小，且 C_{var_eq} 为两个串联连接的 A-MOS，则单个 A-MOS 承受的电压波动进一步减小，这大大地减小了由幅度调制向频率调制 (AM-FM)^[8] 的转换。

VCO 的离散区域工作由开关电容阵列来完成，电容阵列的具体连接关系如图 2 右下角所示，B2 负责工作区域 I 和区域 II 的切换，B1, B0 负责工作区域的覆盖和由于 PVT 引起的频偏补偿。振荡频率 f 可以计算为

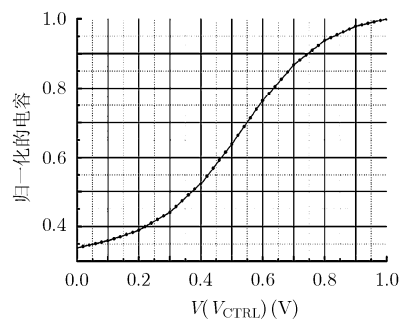
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0(C_{var_eq} + C_{SW} + C_{par})}} \quad (3)$$

$$C_{SW} = B2 \cdot C_2 + \overline{B2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{C_2} + \frac{2}{C_{d,S2}}\right)} + 2B1 \cdot C_0 + 2\overline{B1} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{C_0} + \frac{2}{C_{d,S0}}\right)} + B0 \cdot C_0 + \overline{B0} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{C_0} + \frac{2}{C_{d,S0}}\right)} \quad (4)$$

其中 C_{SW} 表示开关电容阵列总的等效电容， $C_{d,S2}$, $C_{d,S0}$ 表示当开关 S_2, S_0 断开时，其 MOS 管漏极边沿



(a) C_{var1} 和 C_{var2} 归一化的 C-V 曲线



(b) C_{var_eq} 归一化的 C-V 曲线

图 3 归一化的 C-V 曲线

的寄生电容， C_{par} 表示来自电感、有源器件、互连线的固定寄生电容。在 B2 控制的开关电容中， S_2 是切换开关，其尺寸应取大些减小导通时串入的电阻以获得低的相位噪声，但其断开时引入一个大的寄生电容 $C_{d,S2}$ 而减小调节范围。MN₁₂, MN₁₃ 和 MP₁₂, MP₁₃ 分别在开关导通和断开时给金属-绝缘

介质-金属(MIM)电容 C_2 加上直流偏置电压，防止其浮的直流偏置而导致 S_2 弱反型导通，恶化相位噪声。MN₁₂, MN₁₃ 和 MP₁₂, MP₁₃ 都取最小的单位尺寸，以减小寄生电容并节省面积。 C_2 需认真选取，当 S_2 闭合时， C_2 接入，使 VCO 工作于两倍频的区域 I[2.3 GHz, 2.5 GHz]内； S_2 断开时， C_2 断开，使

VCO 工作于两倍频的区域 II[3.1 GHz, 3.3 GHz]内。 $B1$, $B0$ 控制的电容阵列 C_1 , C_0 , 连接关系与 $B2$ 控制的 C_2 相似, 但切换电容 C_1 , C_0 和切换开关 S_1 , S_0 按二进制权重选取, 控制 $B2$ 选好工作区域后, $B1$, $B0$ 保证在各种极端工艺角和温度下, VCO 的调节范围可靠覆盖该工作区域。

MP_3 , MP_4 组成的电流源对电源电压上的噪声有很好的抑制能力, 由于采用 PMOS 管, 其制作在 N 阱上, 对来自衬底的噪声天生有良好的抑制能力。但电流源也会引入一个大的噪声源^[9], 该噪声源会串到 LC 谐振网络且上混频到振荡频率附近, 极大地恶化相位噪声性能。 R_1 和 MP_5 组成低通滤波器, 滤除来自于 MP_3 , MP_4 的 $1/f$ 噪声, 使电流源引入的噪声基本只剩下沟道噪声。参考电流 I_{ref} 可配置, 实现功耗和相位噪声间的优化。

3 测试结果

本文提出的离散工作区域带线性补偿的宽带 LC-VCO 在 $0.13 \mu\text{m}$ CMOS 1P6M 工艺上成功流片, 芯片集成低噪声放大器、下混频器、复数滤波器和中频放大器, 已应用在全波段 GNSS 接收机中。图 4 为本文提出的 PMOS 负阻宽带 LC-VCO 的显微照片, VCO 占用面积为 $650 \times 370 \mu\text{m}^2$ 。VCO

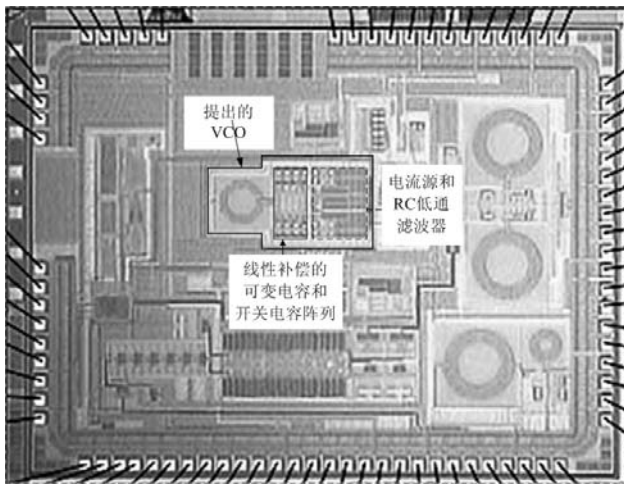


图4 芯片的显微照片

经二分频输出的本振信号, 其频率与控制电压($F-V$)曲线通过调节 V_{CTRL} 和 VCO 的波段控制码, 在本振放大器输出端口测得。 $F-V$ 曲线如图 5 所示, 区域 I 的频率范围为 $1110 \sim 1280 \text{ MHz}$, 区域 II 的频率范围为 $1440 \sim 1840 \text{ MHz}$ 。由测量结果可知, 所设计的离散工作区域的宽带 VCO 完全能在各种工艺角下覆盖 GNSS 的所有信号频段。同时从图 5 可以看出, 当 V_{CTRL} 在 $0.1 \sim 0.9 \text{ V}$ 内调节时, 各条 $F-V$ 曲线对

应的频率基本上是线性变化, 即 K_{VCO} 基本恒定, 这表明本文的可变电容线性化补偿技术是有补偿效果的。测量的相位噪声如图 6 所示, 当频偏为 100 kHz 时, VCO 相位噪声小于 -92 dBc/Hz , 当频偏为 1 MHz 时, 对应的相位噪声好于 -120 dBc/Hz 。在整个频率调节范围内, 所提出的 VCO 在 1 V 的电源电压下, 消耗电流 2 mA 。表 2 列出了所提出的低功耗宽带 LC-VCO 与近年来发表的论文中的 LC-VCO 测试结果的比较。评估 VCO 性能指标的品质因数 (FOM_T)^[10] 考虑到了 VCO 的相位噪声、功耗、频率调节范围(FTR):

$$FOM_T = L(\Delta\omega) - 20 \lg(\omega_0 / \Delta\omega) + 10 \lg(P / 1 \text{ mW}) - 20 \lg(FTR / 10) \quad (5)$$

$$FTR = [(\omega_{\max} - \omega_{\min}) / \omega_0] \times 100\% \quad (6)$$

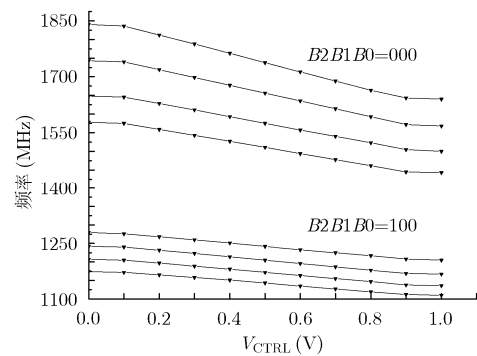


图5 测量的 VCO $F-V$ 曲线

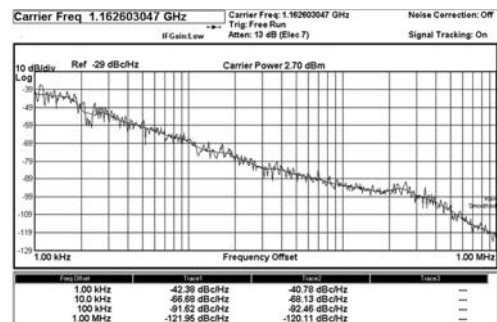


图6 测量的 VCO 相位噪声

FOM_T 越小, VCO 性能越好。其中 ω_0 是 VCO 振荡的中心频率, ω_{\max} 和 ω_{\min} 分别为 VCO 振荡的最高和最低频率, $\Delta\omega$ 是偏移频率, $L(\Delta\omega)$ 是测量的频偏处的相位噪声, P 是 VCO 消耗的直流功耗。PVCO 指以 PMOS 管为交叉对管的 VCO, NVCO 指以 NMOS 管为交叉对管的 VCO, CVCO 指以互补 CMOS 管为交叉对管的 VCO。

4 结论

本文提出了一种离散工作区域且调谐曲线线性

化的 LC-VCO, 与基于传统的 LC-VCO 比较表明: 基于新结构实现的 VCO, 较小的面积保证了较宽的频率工作范围, 同一条调谐曲线上 K_{VCO} 基本恒定且拓宽了 V_{CTRL} 有效调节范围, 以低功耗获得好的相位噪声性能。提出的电路在 $0.13 \mu\text{m}$ CMOS 工艺中

实现, 电源电压为 1 V 时, 工作电流仅 2 mA , 获得了 49.5% 的调节范围, 已成功应用于全波段 GNSS 接收机中。本文提出的 VCO 也可应用于其它兼容多种通信标准而载波频率宽范围、离散区域分布的无线收发机中。

表 2 与近年来发表的 VCO 性能比较

设计	本文	Deng ^[10]	Rafaella ^[11]	Zhuang ^[12]	Robert ^[13]
结构	PVCO	NVCO	CVCO	CVCO	CVCO
工艺(nm)	130	65	90	90	130
电源(V)	1	1.2	1.2	1.2	1.5
中心频率(GHz)	1.475	12.3	2.34	3.3	2.4
频率调节范围(%)	49.5	30	13.2	18.2	20.8
相位噪声(dBc/Hz, $\Delta\omega$)	-120(1 MHz)	-108(1 MHz)	-106.2(400 kHz)	-118(1 MHz)	-112(500 kHz)
功耗(mA)	2	6.1	0.44	2	2.3
FOM _T	-194	-190	-186	-189.8	-186.6

参 考 文 献

- [1] Su Pin-en and Pamarti S. A 2.4 GHz wideband open-loop GFSK transmitter with phase quantization noise cancellation [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2011, 46(3): 615-626.
- [2] Yu Yun-feng, Yue Jian-lian, Xiao Shi-mao, et al. A low-power CMOS frequency synthesizer for GPS receivers[J]. *Journal of Semiconductors*, 2010, 31(6): 121-125.
- [3] Kim Jong-sik, Lee Seung-jun, Kim Seung-soo, et al. A 54-862-MHz CMOS transceiver for TV-band white-space device applications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(4): 966-977.
- [4] Goel A and Hashemi H. Frequency switching in dual-resonance oscillators[J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2007, 42(3): 571-582.
- [5] Kossel M, Morf T, Weiss J, et al. LC PLL with 1.2-octave locking range based on mutual-inductance switching in 45-nm SOI CMOS[J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2009, 44(2): 436-449.
- [6] Castello R, Erratico P, Manzini S, et al. A $\pm 30\%$ tuning range varactor compatible with future scaled technologies[C]. 1998 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, Hawaii, USA, June. 11-13, 1998: 34-35.
- [7] Maulik P C and Lai Ping-wing. Frequency tuning of wide temperature range CMOS LC VCOs[J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2011, 46(9): 2033-2040.
- [8] Hegazi E and Abidi A A. Varactor characteristics, oscillator tuning curves, and AM-FM conversion[J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2003, 38(6): 1033-1039.
- [9] Rael J J and Abidi A A. Physical processes of phase noise in differential LC oscillators[C]. Proceedings of the IEEE 2000 Custom Integrated Circuits Conference, Orlando, FL, May 21-24, 2000: 569-572.
- [10] Deng Zhi-ming and Niknejad A M. A 4-port-inductor-based VCO coupling method for phase noise reduction[J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2011, 46(8): 1772-1781.
- [11] Fiorelli R, Peralías E J, and Silveira F. LC-VCO design optimization methodology based on the g_m/I_D ratio for nanometer CMOS technologies[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(7): 1822-1831.
- [12] Zhuang Jing-cheng, Du Qing-jin, and Kwasniewski T. A 3.3 GHz LC-Based digitally controlled oscillator with 5 kHz frequency resolution[C]. IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Jeju, Korea, Nov. 12-14, 2007: 428-431.
- [13] Staszewski R B, Hung Chih-ming, Leipold D, et al. A first multigigahertz digitally controlled oscillator for wireless applications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, 51(11): 2154-2164.

尹喜珍: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为射频和模拟集成电路设计。

肖时茂: 男, 1980年生, 博士, 助理研究员, 研究方向为射频和模拟集成电路设计。

马成炎: 男, 1963年生, 研究员, 博士生导师, 长期从事无线通信系统、模拟和射频集成电路设计及研究工作。

叶甜春: 男, 1965年生, 研究员, 博士生导师, 从事模拟集成电路设计、纳米微细加工技术、下一代光刻掩模技术、新结构 MEMS 及纳米传感器技术等研究。