

基于45 nm CMOS SOI工艺的毫米波双频段 低相噪压控振荡器设计

陈 喆, 王品清, 周培根, 陈继新, 洪 伟

(东南大学毫米波全国重点实验室, 江苏南京 211111)

摘 要: 本文基于45 nm互补金属氧化物半导体绝缘体上硅工艺(Complementary Metal Oxide Semiconductor Silicon On Insulator, CMOS SOI)设计了一款支持5G毫米波24.25~27.5 GHz和37~43.5 GHz双频段的低相位噪声压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)。基于CMOS SOI工艺良好的晶体管开关特性,结合开关电容阵列及开关电感方案,提高宽带调谐电容、电感 Q 值,扩展VCO工作频段,降低相位噪声。同时,输出匹配网络也采用开关电容切换方式,实现了5G毫米波双频段良好阻抗匹配及稳定功率输出。流片测试结果表明该VCO可以完整覆盖5G毫米波双频段24.25~27.5 GHz和37~43.5 GHz,低频段输出功率 $-4.8\sim 0$ dBm,高频段输出功率 $-6.4\sim -2.3$ dBm。在24.482 GHz载频,1 MHz频偏处的相位噪声为 -105.1 dBc/Hz;在43.308 GHz载频,1 MHz频偏处的相位噪声为 -95.3 dBc/Hz。VCO核心直流功耗 $15.3\sim 18.5$ mW,电路核心面积为 0.198 mm²。低频段(高频段)的FoM(Figure of Merit)及FoM_r优值分别达到 -181.3 dBc/Hz(-175.4 dBc/Hz)、 -194.3 dBc/Hz(-188.3 dBc/Hz)。

关键词: 互补金属氧化物半导体绝缘体上硅工艺;压控振荡器;5G毫米波;双频段

基金项目: 国家重点研发计划(No.2020YFB1804904);国家自然科学基金(No.62188102, No.62171128)

中图分类号: TN402;TN722.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2024)07-2161-09

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20230645

Design of a Millimeter-Wave Dual-Band Low Phase Noise VCO in 45 nm CMOS SOI Process

CHEN Zhe, WANG Pin-qing, ZHOU Pei-gen, CHEN Ji-xin, HONG Wei

(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 211111, China)

Abstract: This paper presents the design of a millimeter-wave dual-band low phase noise voltage-controlled-oscillator in 45 nm CMOS SOI (Complementary Metal Oxide Semiconductor Silicon On Insulator) process, which covers bands of 24.25~27.5 GHz and 37~43.5 GHz for 5G millimeter-wave communications. Based on the transistor's high performance as the RF switch in SOI process, the switched cap-bank and switched inductor topology are proposed in this paper, to enhance the quality factor Q for the wide-band tuning inductance and capacitance, increase the VCO (Voltage Controlled Oscillator) operating bandwidth, and lower the phase noise performance. Meanwhile, the switched capacitor is also adopted in the output matching network for good matching and stable output power in dual-bands. Measured results show that the designed VCO covers the bands of 24.25~27.5 GHz and 37~43.5 GHz for 5G millimeter-wave communication standards as in WRC-19, with output power of $-4.8\sim 0$ dBm in low band and $-6.4\sim -2.3$ dBm in high band. The measured phase noise is -105.1 dBc/Hz@1 MHz offset for the 24.482 GHz carrier, and -95.3 dBc/Hz@1 MHz offset for the 43.308 GHz carrier. The DC power consumption for the core circuit is $15.3\sim 18.5$ mW, and the core area is 0.198 mm². The corresponding FoM (Figure of Merit) and FoM_r for low (high) band is -181.3 dBc/Hz (-175.4 dBc/Hz), and -194.3 dBc/Hz (-188.3 dBc/Hz), respectively.

Key words: complementary metal oxide semiconductor Silicon on insulator; voltage controlled oscillator; 5G millimeter wave; dual-band

Foundation Item(s): National Key Research and Development Program of China (No.2020YFB1804904); National Natural Science Foundation of China (No.62188102, No.62171128)

1 引言

近年来,随着第5代移动通信(5G)的迅猛发展,世界无线电通信大会(World Radio Communication conference 2019, WRC-19)已经确定了 24.25~27.5 GHz、37~43.5 GHz 等毫米波频段用于国际移动通信应用^[1]. 作为 5G 毫米波收发信机的关键部件,毫米波压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)需要在多个频段实现宽带调谐、低相噪、低杂散性能,以支持 5G 毫米波收发信机的多频段应用. 目前,支持多频段高速无线通信的毫米波 VCO 已经成为研究热点.

在毫米波频段,由于电容的品质因数 Q (Quality factor) 随着频率升高而急剧恶化,通常采用较窄的调谐带宽以保持较高的谐振器 Q 值,从而获得低相位噪声. 为了在保持谐振器高 Q 值的情况下,扩展 VCO 调谐带宽,切换电容阵列或变容管阵列的电容调谐方案常被采用^[2-6]. 文献[6]采用基于开关电容阵列的方案,实现了 21% 的调谐带宽. 为了进一步提高 VCO 调谐带宽,电感调谐方法被采用,例如文献[7~10]采用开关耦合电感或开关耦合变压器的方法,文献[11]采用开关电感隔离环方法,文献[12]采用开关衬底隔离层方法等. 受限于工艺所能提供的晶体管开关性能,传统开关电感方式在毫米波频段会引入较大损耗^[13],恶化谐振器 Q 值,进而影响 VCO 相位噪声. 因此,在 5G 毫米波频段,能够支持多频段、低相噪的 VCO 仍待进一步研究.

本文基于 45 nm 互补金属氧化物半导体绝缘体上硅工艺(Complementary Metal Oxide Semiconductor, Silicon On Insulator, CMOS SOI)设计了一款支持 5G 毫米波 24.25~27.5 GHz 和 37~43.5 GHz 双频段的低相位噪声压控振荡器. 为了提高电容阵列在毫米波频段的 Q 值,基于 SOI 工艺良好的晶体管开关特性,采用了开关电容阵列结合变容管的电容调谐方案. 同时,采用低损耗开关电感方法进一步扩展 VCO 的工作频段,在 5G 毫米波双频段实现了宽带调谐. 同时,本文设计的 VCO 输出匹配网络同样采用了开关电容切换方式,实现了 VCO 振荡器在双频段的良好阻抗匹配及稳定功率输出. 流片测试结果该 VCO 可以完整覆盖 5G 毫米波 24.25~27.5 GHz 和 37~43.5 GHz 双频段工作,在 24.482 GHz 载频, 1 MHz 频偏处的相位噪声为 -105.1 dBc/Hz, 在 43.308 GHz 载频, 1 MHz 频偏处的相位噪声为 -95.3 dBc/Hz. 在 24.25~27.5 GHz 频段输出功率 -4.8~0 dBm, 在 37~43.5 GHz 频段输出功率 -6.4~-2.3 dBm, VCO 核心直流功耗 15.3~18.5 mW, 电路核心面积 0.198 mm².

2 电路设计

本文设计的 5G 毫米波双频段 VCO 基于 45 nm CMOS SOI 工艺,采用 0.9 V 直流供电电压, 0 V (1.8 V)

电压逻辑控制电容阵列及开关电感,图 1 所示为该毫米波双频段 VCO 原理. 一对交叉耦合 N 型金属氧化物半导体(NMOS)晶体管 M1 和 M2 产生振荡器所需负阻,用于补偿电路其他部分的损耗. NMOS 晶体管较高的截止频率和较小的寄生参数可以帮助 VCO 在毫米波频段获得稳定负阻及更大的调谐带宽. LC 谐振器中的可变电容阵列由 3 对并联电容构成,其中两对开关电容用于数字式粗调谐频带,开关管由基于 SOI 工艺的 NMOS 晶体管构成,第三对变容管用于模拟式细调谐输出频率. 同时, NMOS 晶体管也用于 LC 谐振器主电感的开关切换,进一步拓展 VCO 工作频段,从而能够完整支持 24.25~27.5 GHz 和 37~43.5 GHz 双频段工作,并保持 VCO 低相位噪声性能. 最后,由 LC 谐振器引出振荡器的差分信号 $V+$ 和 $V-$,通过差分放大器输出 VCO 信号,输出匹配网络同样利用开关电容实现毫米波双频段良好匹配及稳定功率输出.

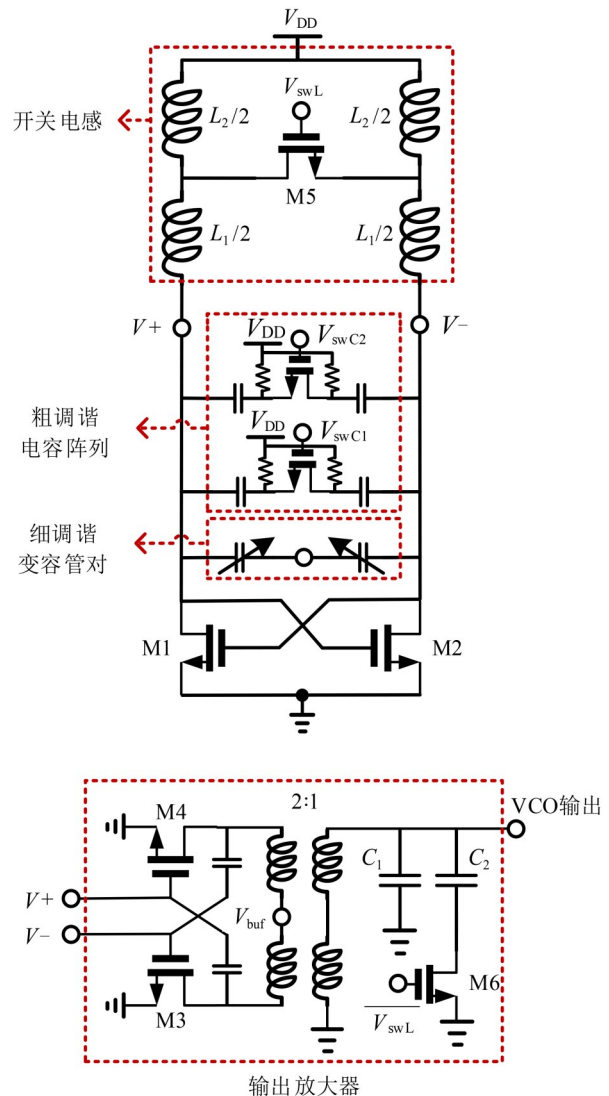


图1 基于开关电容阵列及开关电感的 5G 毫米波双频段低相噪 VCO 原理

2.1 开关电感设计

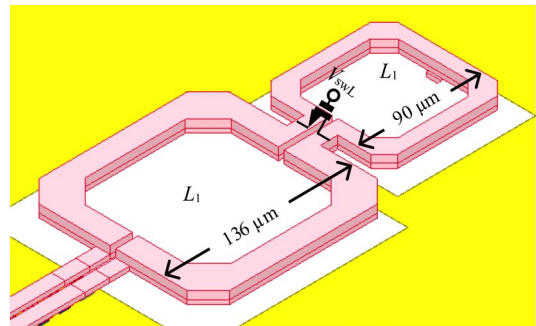
开关电感的三维立体示意图如图 2(a) 所示. 开关电感由主电感 L_1 和副电感 L_2 串联构成, 在两个电感串联的位置并联射频开关器件. 由于 NMOS 晶体管作为非理想射频开关器件的寄生参数影响, 而利用 SOI 工艺中 NMOS 器件的低插入损耗和高隔离度特点, 可以提供相比传统 CMOS 工艺器件更好的射频开关特性. 等效电感随开关电压 V_{swL} 切换的电路示意图如图 2(b) 所示. 当开关导通时, 存在并联寄生电导 $Y_{p,on}$ 和寄生电容 $C_{p,on}$; 当开关断开时, 存在串联寄生电阻 $R_{s,off}$ 和寄生电容 $C_{s,off}$. 在硅基半导体工艺中, 晶体管参数通常 $|1/(j\omega C_{s,off})| \gg |R_{s,off}|$ 且 $|Y_{p,on}| \gg |j\omega C_{p,on}|$ ^[9], 因此开关晶体管可以进一步等效为导通状态下的寄生电导 $Y_{p,on}$ 和断开状态下的寄生电容 $C_{s,off}$, 如图 2(b) 所示, 可以推导出等效电感在开关断开和导通状态下不同的电感值:

$$\text{当开关断开: } L_{eq,off} \approx L_1 + L_2 / (1 - \omega^2 L_2 C_{s,off}) \quad (1)$$

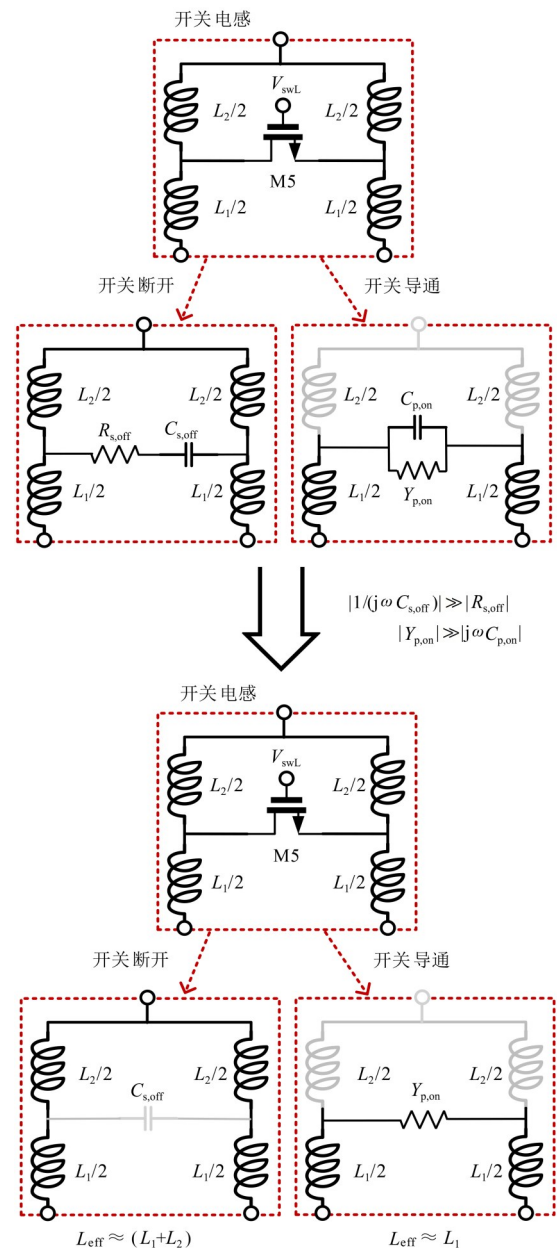
$$\text{当开关导通: } L_{eq,on} \approx L_1 \quad (2)$$

由于电感工作频率远离谐振频率, 即 $\omega^2 \ll 1/(L_2 C_{s,off})$, 可得 $L_{eq,off} \approx L_1 + L_2$.

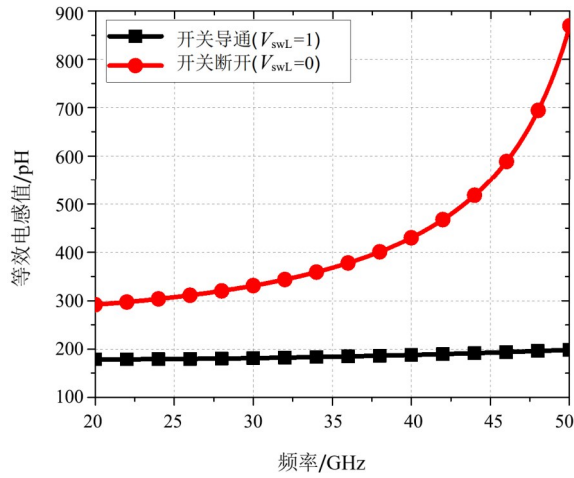
同时, 由于晶体管导通寄生电导 $Y_{p,on}$ 的引入将恶化等效电感的品质因数 Q , SOI 工艺相比体硅 CMOS 工艺, 可以通过降低寄生电导值提高等效电感 Q 值. 由上述推导, 当开关断开时, 等效电感近似由主电感 L_1 和副电感 L_2 一同构成 ($L_1 + L_2$); 当开关导通时, 副电感 L_2 被射频开关短路, 等效电感近似为主电感 L_1 . 主电感 L_1 和副电感 L_2 由 45 nm CMOS SOI 工艺提供的顶层厚金属 (厚度 $4.125 \mu\text{m}$) 及次顶层厚金属 (厚度 $3 \mu\text{m}$) 一同叠加构成, 可以保证电感具有较高的品质因数 Q 值, 开关晶体管尺寸为 $1 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$, 该开关晶体管等效导通电阻为 4.9Ω , 等效关断电容为 12.1 fF . 图 2(c) 和 (d) 分别显示了设计的开关电感等效电感值、品质因数 Q 的仿真结果. 在仿真过程中结合三维场分析仿真软件 (High Frequency Structure Simulator, HFSS) 与电路仿真分析软件 (Advanced Design System, ADS) 的联合仿真方式, 使仿真结果更加准确. 当开关断开时, 等效电感为 ($L_1 + L_2$), VCO 工作在低频段 $24.25 \sim 27.5 \text{ GHz}$ 处, 仿真等效电感为 $305 \sim 318 \text{ pH}$, 电感品质因数为 $20.5 \sim 21.2$. 当开关导通时, 等效电感为 L_1 , VCO 工作在高频段 $37 \sim 43.5 \text{ GHz}$ 处, 仿真等效电感为 $186 \sim 191 \text{ pH}$, 电感品质因数为 $15.8 \sim 16.2$. 由于开关导通时存在寄生电阻, 使得等效电感品质因数略有退化, 但 SOI 工艺比传统 CMOS 工艺下的射频开关导通寄生电阻更小, 因而 SOI 工艺下的开关电感具有更好的品质因数.



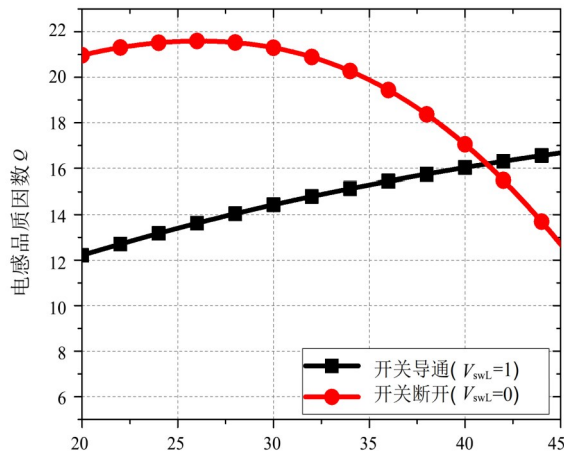
(a) 基于 45 nm CMOS SOI 工艺 NMOS 开关管的开关电感 3D 示意图



(b) 开关电感原理图及开关断开 ($V_{swL}=0$) 和导通 ($V_{swL}=1$) 情况下等效电感示意图



(c) 开关导通(断开)状态下电感值仿真结果



(d) 开关导通(断开)状态下电感值仿真结果

图2 开关电感示意图及仿真结果

2.2 可变电容阵列设计

为了扩展 VCO 调谐带宽的同时避免恶化谐振器品质因数 Q , 本文采用了 2 位数控开关电容阵列用于数字式粗调谐频带, 配合一对变容管实现频带内模拟式细调谐, 如图 3(a) 所示. 其中, 每位开关电容由一对金属-氧化物-金属 (Metal Oxide Metal, MOM) 电容和一个 SOI NMOS 晶体管射频开关构成. 2 bit 开关晶体管尺寸为 $2 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$ 和 $4 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$, 变容管尺寸为 $0.256 \mu\text{m} \times 40 \mu\text{m}$. 其中 $2 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$ 开关晶体管等效导通电阻为 2.5Ω , 等效关断电容为 22.9 fF ; $4 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$ 开关晶体管等效导通电阻为 1.3Ω , 等效关断电容为 45.5 fF . NMOS 晶体管的源极 (S) 和漏极 (D) 由去耦电阻进行偏压 V_{DD} (0.9 V), 由控制电压 $V_{\text{sw}1,2}$ 对栅极 (G) 偏置 0 V (1.8 V) 实现射频开关的断开 (导

通) 功能. 变容管栅极直接与 LC 谐振器差分端点 $V+$ ($V-$) 相连, 实现直流偏置及射频信号耦合. 变容管对的公共端接调谐电压 V_t , 通过 $0 \sim 1.8 \text{ V}$ 范围内改变 V_t 的偏压值实现电容连续可变, 进而调谐 LC 谐振器的谐振频率. 当开关晶体管导通时, 存在并联寄生电导 $Y_{\text{p,on}}$ 和寄生电容 $C_{\text{p,on}}$; 当开关断开时, 存在串联寄生电阻 $R_{\text{s,off}}$ 和寄生电容 $C_{\text{s,off}}$. 与开关电感中的等效电路相似, 开关晶体管可以进一步等效为导通状态下的寄生电导 $Y_{\text{p,on}}$ 和断开状态下的寄生电容 $C_{\text{s,off}}$, 如图 3(a) 所示, 继而可以推导出等效电感在开关断开和导通状态下不同的等效电容值:

当两个开关同时断开:

$$C_{\text{eq,off}} \approx C_1 / (1 + C_1 / C_{\text{s1,off}}) + C_2 / (1 + C_2 / C_{\text{s2,off}}) \quad (3)$$

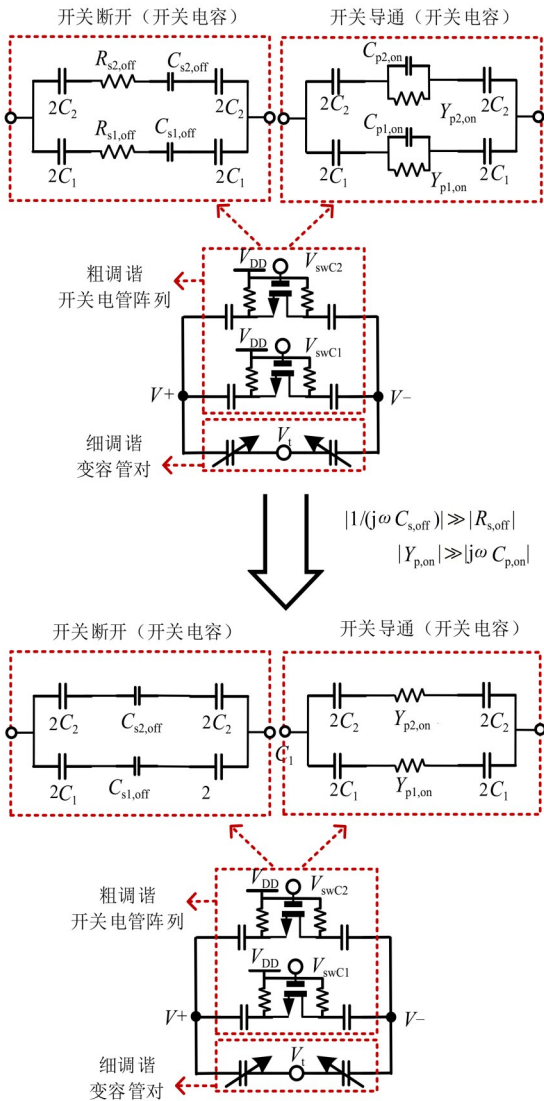
当两个开关同时导通:

$$C_{\text{eq,on}} \approx C_1 / (1 + C_1 / Y_{\text{p,on}}) + C_2 / (1 + C_2 / Y_{\text{p,on}}) \quad (4)$$

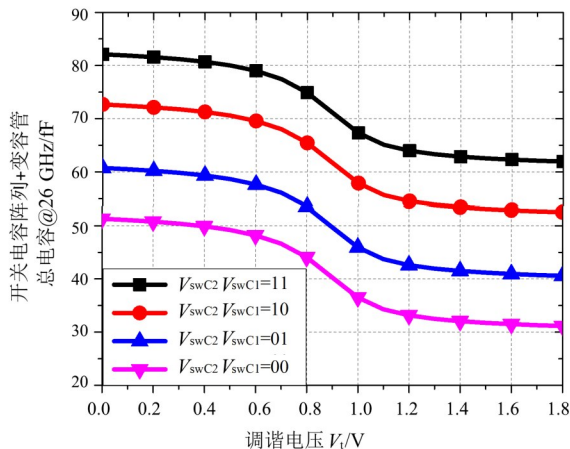
如果寄生电容 $C_{\text{s1\&2,off}} \ll C_1 \& C_2$, 可得 $C_{\text{eq,off}} \approx 0$, 即近似没有加载电容.

如果寄生电导 $Y_{\text{p1\&2,on}} \gg C_1 \& C_2$, 可得 $C_{\text{eq,on}} \approx C_1 + C_2$, 即近似加载了最大电容. 需要说明的是, 在毫米波频段, 寄生电容 $C_{\text{s1\&2,off}}$ 与 $C_1 \& C_2$ 大小近似的情况下, 需要利用式 (3) 和式 (4) 获得合理的 $C_{\text{s1\&2,off}}$ 、 $Y_{\text{p1\&2,on}}$ 与 $C_1 \& C_2$ 初值, 使得电容阵列开关 4 种状态下的等效电容等间隔分布. 为了降低开关寄生电容的影响, 需要减小开关晶体管的尺寸; 但尺寸较小的晶体管寄生电导 $Y_{\text{p,on}}$ 降低, 将恶化等效电容品质因数 Q , 因此需要折中考虑开关晶体管尺寸大小. 本文中的 2 bit 电容阵列初值设定为 $C_2 \approx 2C_1$, 为了达到均匀分布 VCO 子频带目的, 该电容阵列值及开关尺寸经过电路与场联合仿真优化后确定.

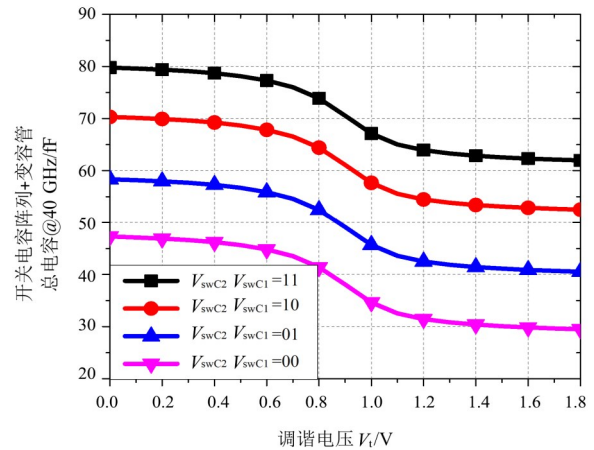
图 3(b) 和 (c) 分别显示了 26 GHz 和 40 GHz 处开关电容阵列+变容管的总电容随调谐电压 V_t 变化的仿真结果. 可以看到 2 位数控开关阵列结合变容管的调谐方式可以很好实现 $30 \sim 82 \text{ fF}$ 电容调谐范围, 且通过 2 位开关电容将调谐范围分为 4 段, 可以提高电容阵列 Q 值, 降低 VCO 调谐增益, 降低相位噪声. 变容管采用薄栅工艺实现较高的 Q 值, 图 3(d) 显示了开关电容阵列+变容管总电容的品质因数在 $20 \sim 50 \text{ GHz}$ 范围内的仿真结果. 其中, 在 $24.25 \sim 27.5 \text{ GHz}$ 处 4 种开关状态下电容 Q 值范围为 $17.5 \sim 35.2$, 在 $37 \sim 43.5 \text{ GHz}$ 处 4 种开关状态下电容 Q 值范围为 $17.6 \sim 21.3$.



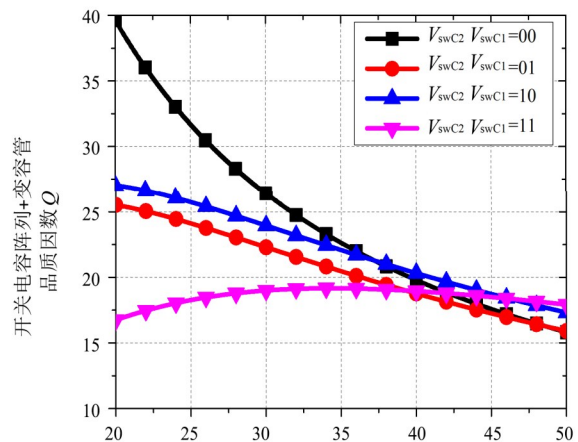
(a) 基于 45 nm CMOS SOI工艺的开关电容阵列(粗调谐)及变容管对(细调谐)示意图



(b) 26 GHz处开关电容阵列+变容管的4种状态下总电容随调谐电压变化的仿真结果



(c) 40 GHz处开关电容阵列+变容管的4种状态下总电容随调谐电压变化的仿真结果

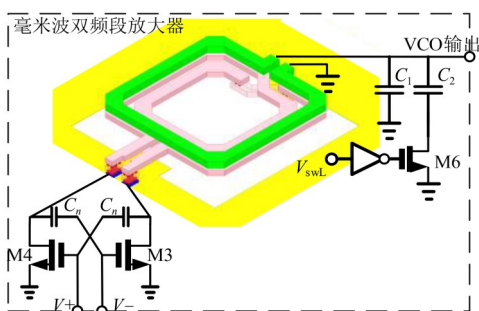


(d) 开关电容阵列+变容管品质因数 Q 的仿真结果

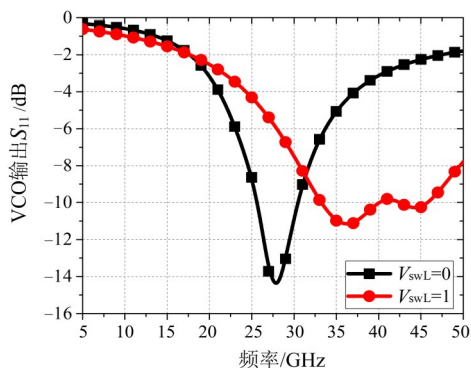
图 3 开关电容管+变容管仿真结果

2.3 毫米波双频段 VCO 整体设计

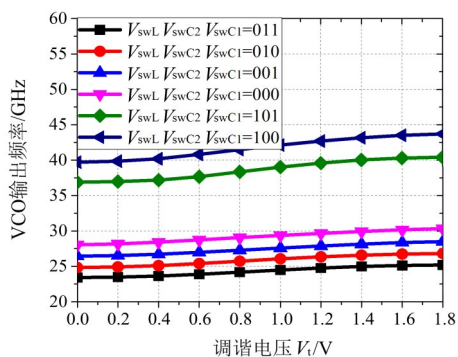
如图 4(a)所示, VCO 输出放大器由 M3 和 M4 构成, 采用共源结构(common source), 中和电容 C_n 可以增强放大器增益并提高稳定性. 输出变压器采用 2:1 的线圈比以实现阻抗匹配. 同时为了更好地匹配 VCO 输出, 输出放大器利用开关电容在 24.25~27.5 GHz 及 37~43.5 GHz 双频段优化匹配. 由于高、低频段切换特性, 该开关电容控制电压与 VCO 开关电感控制电压(V_{swL}) 形成反相关系, 因此可以利用反相器简化控制逻辑. 图 4(b)显示了 VCO 输出 S_{11} 随开关切换的仿真结果, 可以看到, 当 $V_{swL}=0$ 时开关 M6 导通, 电容 C_2 加载在输出匹配网络中, 在 24.25~27.5 GHz 范围内, S_{11} 为 -8.1~13.7 dB. 当 $V_{swL}=1$ 时开关 M6 断开, 电容 C_1 为输出匹配网络中主要电容, C_2 在 M6 的寄生电容作用下影响很小, 在 37~43.5 GHz 范围内, S_{11} 为 -9.8~11.2 dB, 开关电容匹配网络在毫米波双频段都实现了较好的匹配. 图 4(c)显示了



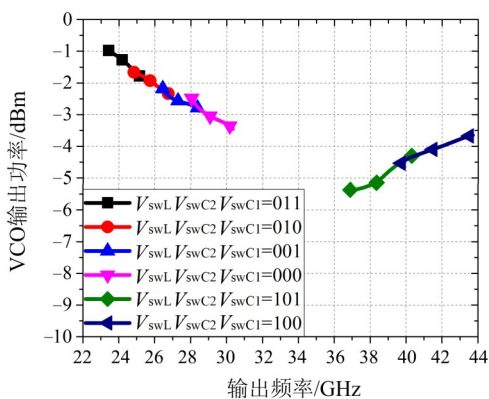
(a) 基于 45 nm CMOS SOI 工艺的开关电容毫米波双频段放大器示意图



(b) 毫米波双频段放大器输出 S_{11} 随开关电压 V_{swL} 变化的仿真结果



(c) 毫米波双频段 VCO 输出频率随调谐电压变化的仿真结果



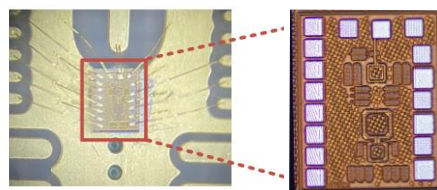
(d) 毫米波双频段 VCO 输出功率随频率变化的仿真结果

图 4 毫米波双频段 VCO 仿真结果

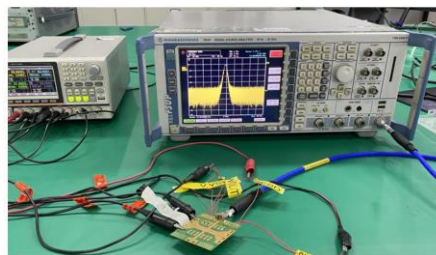
VCO 输出频率随开关切换各个状态下的仿真结果,当开关电感切换低频段时 ($V_{swL}=0$), 2 位开关电容支持 VCO 覆盖 23.41~30.34 GHz 频率;当开关电感切换高频段时 ($V_{swL}=1$), VCO 可以覆盖 36.88~43.69 GHz 频率. 图 4(d) 显示了 VCO 输出功率随开关切换各个状态下的仿真结果,在低频段时 ($V_{swL}=0$), 仿真 VCO 输出功率为 -3.5~-1.0 dBm;在高频段时 ($V_{swL}=1$), 仿真 VCO 输出功率为 -5.3~-3.6 dBm. 由于在高频段处晶体管负阻能力下降,同时加载的开关电感 Q 值下降较多,输出功率相比低频段降低了 2 dB 左右,可以通过级联放大器进行功率补偿.

3 测试结果

图 5(a) 是采用 45 nm CMOS SOI 工艺流片加工的 5G 毫米波双频段 VCO 芯片及键合照片,芯片尺寸 0.83 mm×0.66 mm, 去掉焊盘的核心尺寸 0.62 mm×0.32 mm. 图 5(b) 是毫米波双频段 VCO 的测试平台照片,利用金丝将 VCO 芯片键合到 PCB 测试板上,由直流电源供电,并通过射频接头和线缆连接至罗德施瓦茨信号源分析仪 (Rohde & Schwarz Signal Source Analyzer) FSUP50,可以对 VCO 的工作频段、输出频谱及相位噪声进行测试.



(a) 芯片及键合照片



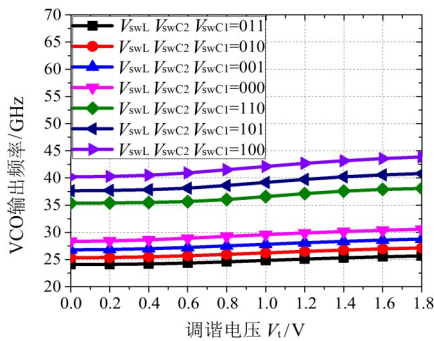
(b) 测试平台照片

图 5 5G 毫米波双频段 VCO 测试图片

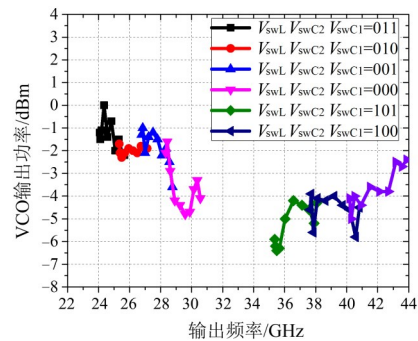
在测试中 VCO 采用直流供电 $V_{DD}=0.9$ V, $I_{DD, VCO}=15.3\sim 18.5$ mA, $I_{DD, Buffer}=18.1\sim 21.9$ mA, 控制电压 V_{swL} 、 V_{swC2} 、 V_{swC1} 采用 0 V (1.8 V) 控制逻辑. 图 6(a) 是毫米波双频段 VCO 输出频率随调谐电压 V_t 变化的测试结果,图 6(b) 是毫米波双频段 VCO 输出功率随输出频率变化的测试结果. 在低频段 ($V_{swL}=0$), 4 种开关电容状态下 ($V_{swC2}V_{swC1}=00$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=01$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=10$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=11$)

11) VCO 可以覆盖 24.069~30.564 GHz 频率, 输出功率为 -4.8~0 dBm. 在高频段 ($V_{swL}=1$), 利用 3 种开关电容状态 ($V_{swC2}V_{swC1}=00$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=01$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=10$), VCO 可以覆盖 35.357~43.865 GHz 频率, 输出功率为 -6.4~-2.3 dBm. 该测试结果 (图 4(c)) 与仿真结果 (图 4(d)) 相比, 在低频段 ($V_{swL}=0$), 输出频率与仿真结果较为一致. 在高频段 ($V_{swL}=1$), 仿真中仅需要 2 种开关电容状态 ($V_{swC2}V_{swC1}=00$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=01$), 而测试中需要 4 种开关电容状态 ($V_{swC2}V_{swC1}=00$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=01$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=10$ 、 $V_{swC2}V_{swC1}=11$) 才能覆盖 5G 频段 37~43.5 GHz. 这主要是由于 NMOS SOI 晶体管在高频时存在大信号模型准确

度问题. 当开关导通时等效电感仿真结果存在误差, 高频工作时电路无源寄生影响增大, 从而造成高频段 VCO 工作带宽出现压缩, 需要利用一个额外的开关电容状态来实现 5G 高频段完整覆盖. 此外, 在高频段测试中, 低频输出功率小于仿真值, 高频输出功率大于仿真值. 这是由于高频段时电路中开关电感、电容器件的大信号模型及无源结构寄生影响的仿真误差增大, 结合输出双频段匹配电路中的开关电容影响, 造成电容切换 4 种状态下的输出功率测试结果与仿真结果相差 1~2 dB, 同时测试过程中的线缆及接头也会造成测试误差, 导致测试结果与仿真相比出现小幅波动情况.



(a) 毫米波双频段 VCO 输出频率随调谐电压变化的测试结果

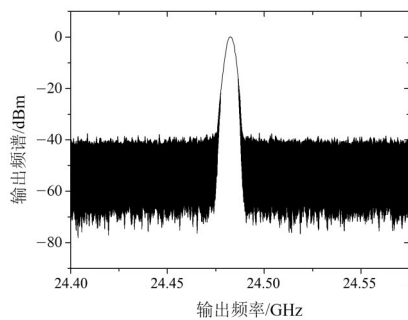


(b) 毫米波双频段 VCO 输出功率随输出频率变化的测试结果

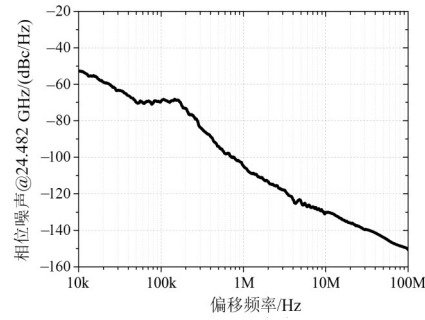
图 6 毫米波双频段 VCO 测试结果

图 7 是毫米波双频段 VCO 的输出频谱及相位噪声测试结果. 由图 7 可见, VCO 在 24.482 GHz 载频、1 MHz

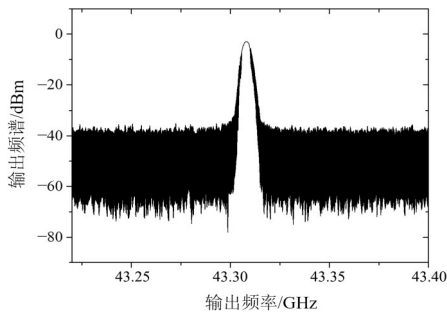
频偏处的相位噪声为 -105.1 dBc/Hz, 在 24.482 GHz 载频、10 MHz 频偏处的相位噪声为 -130.2 dBc/Hz, 对应优值



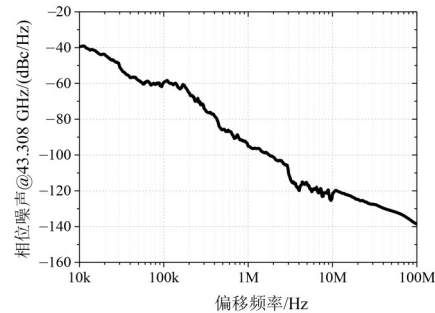
(a) 24.482 GHz 输出频谱



(b) 24.482 GHz 相位噪声



(c) 43.308 GHz 输出频谱



(d) 43.308 GHz 相位噪声

图 7 毫米波双频段 VCO 输出频谱及相位噪声测试结果

(Figure of Merit, FoM) -181.3 dBc/Hz; VCO 在 43.308 GHz 载频、 1 MHz 频偏处的相位噪声为 -95.3 dBc/Hz, 在 43.308 GHz 载频、 10 MHz 频偏处的相位噪声为 -122.7 dBc/Hz, 对应优值(FoM_r) -175.4 dBc/Hz. 综合考虑毫米波 VCO 低频段调谐带宽(25.0%)和高频段调谐带宽(21.3%), 该 VCO 的相对调谐总带宽达到 46.3% . 在高频段, 由于有源

器件相位噪声贡献增加, 同时 LC 谐振器品质因数 Q 下降, VCO 的高频段相位噪声较低频段恶化 $8\sim 10$ dB. 表 1 总结了本文毫米波双频段 VCO 的性能, 并与国际上已发表的研究工作进行了对比. 本文设计的 CMOS SOI 毫米波宽带 VCO 可以完整覆盖 $5G$ 毫米波双频段, 且具有较好的带宽、相位噪声及 FoM(FoM_r).

表 1 硅基毫米波宽带 VCO 性能对比

对比文献	工艺	频率/GHz	VCO 结构	是否覆盖 5G 毫米波双频段	相对带宽 /%	相位噪声 @1 MHz 频偏/(dBc/Hz)	直流功耗 ^① /mW	FoM ^② /(dBc/Hz)	FoM _r ^② /(dBc/Hz)	核心面积 /mm ²
本文	45 nm SOI	26(40)	开关电感 + 开关电容阵列	是	46.3	-105.1 (-95.3)	15.3 (18.5)	-181.3 (-175.4)	-194.3 (188.3)	0.198
MWCL' 22 ^[6]	130 nm SiGe	15(30)	开关电容阵列	否	21.1 (21.1)	-115.5 (-109)	48	-185.1 (184.4)	-191.6 (-191.1)	0.48
ICUWB' 16 ^[14]	130 nm CMOS	25.6(39.6)	两个独立 VCO	否	6.8 (5.4)	-101.8 (-94.8)	21(29)	-176.7 (-172.1)	-173.3 (-166.7)	0.034 ^③ (0.018) ^③
SiRF' 21 ^[15]	55 nm CMOS	30.8	开关耦合电感 + 变容管阵列	否	41.1	-124.9 @10M	17.9	-180.3	-192.6	0.010 4 ^③
RFIT' 22 ^[16]	65 nm CMOS	19(28、38)	多模谐振器	否	38.4	$-98\sim -106$	1.8~5	$184.3\sim -188.4$	$-195.7\sim -199.8$	0.063

注: ①不包括输出放大器功耗; ②FoM=PN(Δf)-20lg($f_0/\Delta f$)+10lg($P_{DC}/1$ mW), FoM_r=FoM-20lg(FTR/10); ③不包括输出放大器面积.

4 总结

本文采用 45 nm CMOS SOI 工艺设计实现了一款支持 $5G$ 毫米波 $24.25\sim 27.5$ GHz 和 $37\sim 43.5$ GHz 双频段的低相位噪声压控振荡器. 基于 SOI 工艺良好的晶体管开关特性, 采用低损耗开关电容阵列和开关电感方案提高宽带调谐电容、电感 Q 值, 扩展 VCO 工作频段, 降低相位噪声. 同时, 输出匹配网络也采用开关电容切换方式, 实现了压控振荡器在 $5G$ 毫米波双频段的良好阻抗匹配及稳定功率输出. 流片测试结果表明该 VCO 可以完整覆盖 $5G$ 毫米波 $24.25\sim 27.5$ GHz 和 $37\sim 43.5$ GHz 双频段, 低频段输出功率 $-4.8\sim 0$ dBm, 高频段输出功率 $-6.4\sim -2.3$ dBm. 在 24.482 GHz 载频、 1 MHz 频偏处 VCO 的相位噪声为 -105.1 dBc/Hz, 在 43.308 GHz 载频、 1 MHz 频偏处 VCO 的相位噪声为 -95.3 dBc/Hz. 低频段(高频段)的 FoM 及 FoM_r 优值分别达到 -181.3 dBc/Hz (-175.4 dBc/Hz) 和 -194.3 dBc/Hz (-188.3 dBc/Hz). VCO 核心电路直流功耗 $15.3\sim 18.5$ mW, 核心电路面积为 0.198 mm². 本文的毫米波双频段 VCO 综合考虑了芯片性能、面积、成本、功耗等因素, 与其他双频段 VCO 研究工作相比, 在基本不增加芯片面积和功耗的基础上实现了完整覆盖 $5G$ 毫米波双频段 VCO 设计. 在当前移动通信领域多频多模化的技术趋势下, 本文的工作可以很好支持 $5G$ 毫米波多个频段应用, 在提高芯片集成度、降低成本和功耗等方面具有产业化意义.

参考文献

- [1] MARCUS M J. ITU WRC-19 spectrum policy results[J]. IEEE Wireless Communications, 2019, 26(6): 4-5.
- [2] 齐贺飞, 王磊, 王鑫, 等. 一种基于 CMOS 工艺的低相噪声压控振荡器的设计[J]. 现代信息科技, 2022, 6(12): 52-55. QI H F, WANG L, WANG X, et al. Design of a low phase noise voltage controlled oscillator based on CMOS process[J]. Modern Information Technology, 2022, 6(12): 52-55. (in Chinese)
- [3] 王敏, 谢生, 毛陆虹, 等. 一种宽调谐范围的毫米波 LC 压控振荡器设计[J]. 南京大学学报(自然科学), 2020, 56(1): 151-157. WANG M, XIE S, MAO L H, et al. Design of a mm-wave LC VCO with a wide tuning range[J]. Journal of Nanjing University (Natural Science), 2020, 56(1): 151-157. (in Chinese)
- [4] 尹佐韬, 曹倩云, 黄同德, 等. $16.3\sim 19.3$ GHz 压控振荡器设计[C]//2021 年全国微波毫米波会议论文集. 北京: 中国电子学会微波分会, 2021: 1-3.
- [5] 曹帅, 程国泉, 黄同德, 等. 基于 130 nm COMS 工艺 X 波段压控振荡器设计[C]//2022 年全国微波毫米波会议论文集. 北京: 中国电子学会微波分会, 2022: 1-3.
- [6] ZHANG R, CHEN Z, LI Z K, et al. A wide tuning range

low-phase-noise Ku/Ka dual bands SiGe VCO based on transformer-coupled tank[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2022, 32(5): 437-440.

- [7] VIGILANTE M, REYNAERT P. A dual-band E-band quadrature VCO with switched coupled transformers in 28nm HPM bulk CMOS[C]//2015 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). Piscataway: IEEE, 2015: 119-122.
- [8] DEMIRKAN M, BRUSS S P, SPENCER R R. Design of wide tuning-range CMOS VCOs using switched coupled-inductors[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2008, 43(5): 1156-1163.
- [9] CHEN Z, CHEN J X, YAN P P, et al. K-band low phase noise VCO based on Q-boosted switched inductor[J]. Electronics, 2019, 8(10): 1132.
- [10] VIGILANTE M, REYNAERT P. A dual-band E-band quadrature VCO with switched coupled transformers in 28nm HPM bulk CMOS[C]//2015 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). Piscataway: IEEE, 2015: 119-122.
- [11] YOU P L, HUANG T H. A switched inductor topology using a switchable artificial grounded metal guard ring for wide-ftr mmW VCO applications[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2013, 60(2): 759-766.
- [12] AGARWAL P, SAH S P, MOLAVI R, et al. Switched substrate-shield-based low-loss CMOS inductors for wide tuning range VCOs[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(8): 2964-2976.
- [13] 帅陈杨, 付云起, 郑月军, 等. GeTe 相变射频开关综述[J]. 电子学报, 2022, 50(12): 3054-3072.
SHUAI C Y, FU Y Q, ZHENG Y J, et al. Review of GeTe phase-change RF switches[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(12): 3054-3072. (in Chinese)
- [14] HUO Y M, DONG X D, LI L M, et al. 26/40 GHz CMOS VCOs design of radio front-end for 5G mobile devices[C]//2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB). Piscataway: IEEE, 2016: 1-4.
- [15] WANG R M, LI J G, SHI C Q, et al. A 25-37GHz VCO employing stacked-coupled switched inductor and cotuned buffer in 55nm CMOS for multi-band 5G mmW applications[C]//2021 IEEE 20th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF). Piscataway: IEEE, 2021: 37-39.
- [16] CHAHARDORI M, HOQUE M A, MOKRI M ALI, et al.

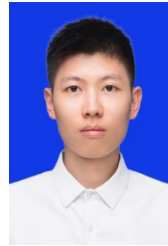
A compact mm-wave multi-band VCO based on triple-mode resonator for 5G and beyond[C]//2022 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). Piscataway: IEEE, 2022: 156-158.

作者简介



陈 喆 男, 2006 年及 2014 年分别在电子科技大学、东南大学获得学士、博士学位. 2016~2018 年在美国德克萨斯大学达拉斯分校完成博士后研究, 现任东南大学信息科学与工程学院毫米波全国重点实验室副教授. 研究领域为硅基毫米波太赫兹集成电路与系统等. 中国电子学会会员编号: E190035993M.

E-mail: zhechen@seu.edu.cn



王品清 男, 2022 年在杭州电子科技大学电子信息学院获得学士学位, 现在东南大学信息科学与工程学院攻读硕士学位.

E-mail: wangpinqing@seu.edu.cn



周培根 男, 博士, 2015 年在东南大学获得学士学位, 2019 年赴荷兰埃因霍温大学交流学习, 2020 年在东南大学获得博士学位. 现任东南大学信息科学与工程学院毫米波全国重点实验室助理研究员. 研究方向为硅基毫米波太赫兹通信和雷达系统芯片设计. 中国电子学会会员编号: E190027582M.

E-mail: pgzhou@seu.edu.cn



陈继新 男, 分别于 1998 年、2002 年以及 2006 年获得东南大学无线电工程学士学位、电磁场与微波技术硕士学位和博士学位. 目前是东南大学信息科学与工程学院教授、电磁场与微波技术工程系主任. 主要研究方向为毫米波电路与系统集成技术. 中国电子学会会员编号: E190026318M.

E-mail: jxchen@seu.edu.cn



洪 伟 男, 1982 年在信息工程大学获得学士学位, 1985 年、1988 年在东南大学获得硕士、博士学位. 现为东南大学首席教授、博士生导师、教育部长江学者特聘教授、杰青、IEEE Fellow. 研究方向为毫米波理论与技术. 现任中国电子学会微波分会、天线分会副主任委员. 获国家自然科学基金二等奖、四等奖各 1 项, 国家科技进步二等奖 1 项等. 中国电子学会会员编号: E190004129F.

E-mail: weihong@seu.edu.cn