

单片 CDCTA-C 低功耗电控调谐双模式 三阶正交振荡器的设计

雷才洪

(湖北理工学院机电工程学院,湖北黄石 435003)

摘 要: 针对振荡器功耗大和振荡频率低的问题,提出了一种基于电流差分级联跨导放大器的三阶正交振荡电路. 该电路仅使用一个电流差分级联跨导放大器和三个接地无源电容,可以同时产生两组等幅正交电流信号和一组等幅正交电压信号. 电路结构简单,功耗低至 1.8mW,最大灵敏度绝对值仅 0.5,振荡频率可达 10MHz 数量级,而且振荡条件和振荡频率可相互独立地电控调谐. 计算机模拟和流片芯片测试结果验证了理论分析的正确性.

关键词: 集成电路;低功耗;振荡器;电流差分级联跨导放大器;振荡频率

中图分类号: TN453 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)03-0599-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.03.014

Design of Low-Power Electronically Controllable Dual-Mode Third-Order Quadrature Oscillator Using Single CDCTA-C

LEI Cai-hong

(School of Mechanic and Electric Engineering, Hubei Polytechnic University, Huangshi, Hubei 435003, China)

Abstract: In order to solve problems of high power consumption and low oscillation frequency in oscillator, this work presents a third-order quadrature oscillator circuit employing CDCTA (Current Differencing Cascaded Transconductance Amplifiers). The proposed structure employing only one CDCTA and three grounded passive capacitors realizes four explicit quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs simultaneously. Meanwhile, the circuit power consumption is only 1.8mW, the maximum sensitivities value of only 0.5 and the oscillation frequency of up 10MHz magnitude. Moreover, its oscillation condition and oscillation frequency can be tuned electronically and independently. Results from computer simulation and hardware experiment validated the theoretical analysis of the circuit.

Key words: integrated circuit; low power consumption; oscillator; current differencing cascaded transconductance amplifiers (CDCTA); oscillation frequency

1 引言

正交振荡器在通信、仪器仪表及自动化等信号处理领域有着广泛的应用前景,基于运算跨导放大器(Operational Transconductance Amplifier, OTA)、第二代电流传输器(Second Generation Current Conveyor, CCII)、电流差分缓冲放大器(Current Differencing Buffered Amplifier, CD-BA)等各种电压模式模块的正交振荡器电路已经有所报道^[1-3]. 随着集成电路在速度、频带、功耗等方面的要求不断提高,电压模式有源器件严重影响了正交振荡器在高速、高频领域的应用. 2003年, D. Birolek 首次提出纯电流模式有源器件电流差分跨导放大器(Current Differencing Transconductance Amplifier, CDTA)概念^[4]. CDTA 具

有电流输入、电流输出特性,与 CCII、OTA 和 CDBA 相比具有更低的工作电压和更宽频带,弥补了以往电压模式有源器件的诸多缺陷,非常适合于集成电路的设计^[5-10].

电流差分级联跨导放大器(Current Differencing Cascaded Transconductance Amplifiers, CDCTA)是 CDTA 在器件方面的最新发展^[11],它在结构和性能上综合了电流差分跨导放大器和运算跨导放大器的优势. 同时,由于其差分输入结构特点以及内部电路没有电流到电压的转换环节特性,使得 CDCTA 在简化结构、降低功耗、扩宽频带、增加可靠性等方面具有明显的优势,特别是在基于 CDCTA 的振荡电路设计中^[12-13]. 本文采用 CDCTA 和无源电容,设计了一种低功耗双模式三阶正交振荡集成电路.

2 CDCTA 及其 CMOS 电路

CDCTA 是一种电流输入、电流输出的纯电流模式有源器件,它的电路符号和等效电路如图 1 所示, p 为 CDCTA 的电流输入正极性端, n 为电流输入负极性端, Z, X_i 和 $\pm X_{ic}$ 是高阻抗电流输出端. 它的端口伏安特性为:

$$V_p = V_n = 0, I_z = I_p - I_n \quad (1)$$

$$\pm I_{x1c} = I_{x1} = g_{m1} V_z \quad (2)$$

$$\pm I_{x2c} = I_{x2} = g_{m2} V_{x1} \quad (3)$$

$$\pm I_{x3c} = I_{x3} = g_{m3} V_{x2} \quad (4)$$

上式中, V_p, V_n, V_z, V_{xi} 分别表示 CDCTA 的 p, n, Z, X_i 端的电压降; $I_p, I_n, I_z, I_{xi}, I_{xic}$ 分别表示流经 p, n, Z, X_i, X_{ic} 端的电流; g_{mi} 是跨导增益,可由外部偏置电流 I_{Bi} 调节. 由式

(1) ~ (4) 可知,CDCTA 的输入端电压降恒为零值,在 p 和 n 端不存在任何电压降. 电流差分级跨导放大器的输入端采用这种结构,使它在一些功能应用电路中获得非常低的输入阻抗和相当宽的频带. CDCTA 内部结构如图 2 所示,整个电路由电流差分电路和多输出跨导放大电路两部分组成^[11]. 输入级通过 CMOS 管 $M_1 \sim M_{15}$ 构成的两组负反馈电流镜实现了电流差分输入功能和零输入特性;输出级通过 CMOS 管 $M_{16} \sim M_{57}$ 和偏置电流源 I_{Bi} 构成的多级交叉耦合跨导电路实现了多输出跨导放大功能和高输出阻抗特性. 且跨导增益 g_{mi} 值与外部偏置电流 I_{Bi} 具有式(5)所示关系, K 为 CMOS 管固定系数. 所有 CMOS 管 M_p 相当于稳定的偏置电流源,所有 CMOS 管使用同样的直流电源,保证了整个电路工作在正常工作状态下.

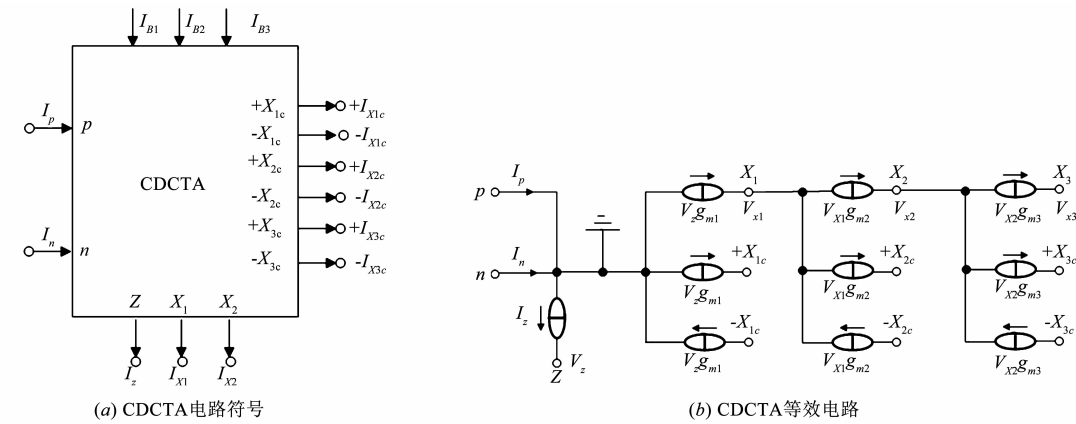


图1 CDCTA 电路图

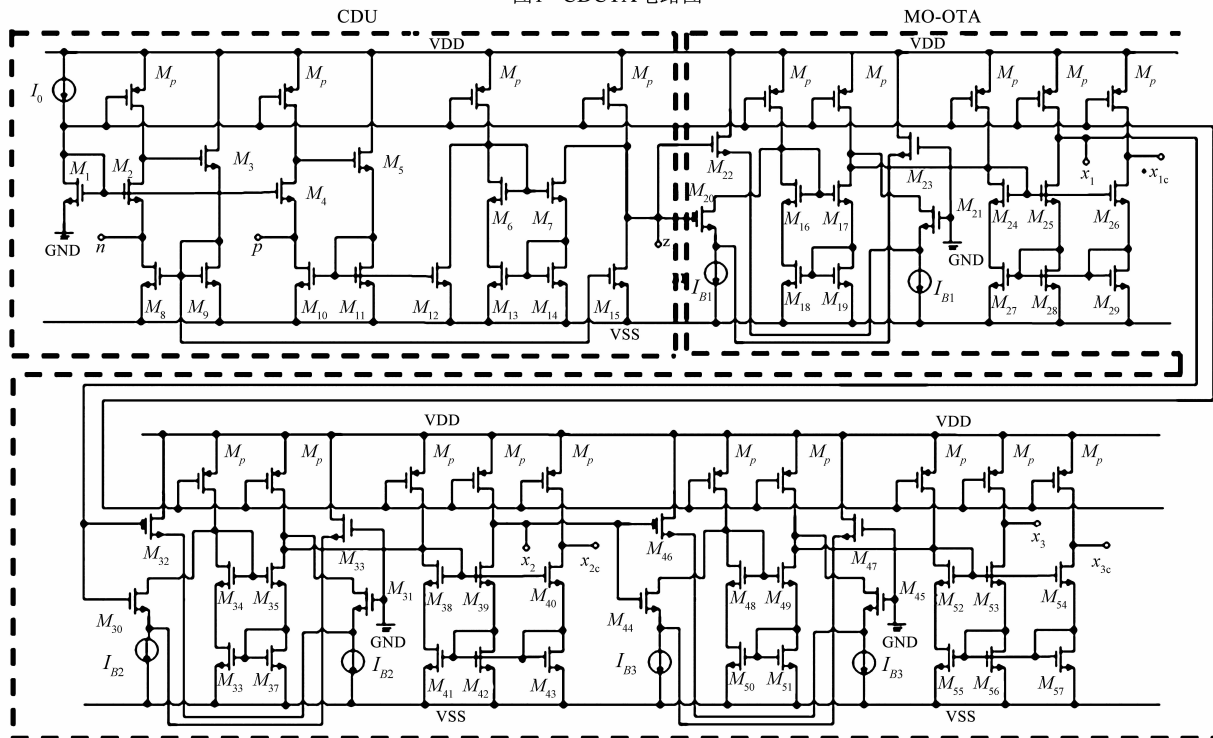


图2 基于CMOS的CDCTA 电路图

$$g_{mi} = \sqrt{KI_{Bi}} \quad (5)$$

3 双模式三阶正交振荡器的设计

图 3 给出了基于 CDCTA 的三阶正交正弦振荡器电路,它仅由单片 CDCTA 和三个接地电容实现了两组正交电流信号(I_{o1}, I_{o2} 与 $-I_{o1}, -I_{o2}$)和一组正交电压信号(V_{o1}, V_{o2}).结合图 3 与式(1)~(4)做常规电路分析,电路输出方程有:

$$I_{o1} = I_{x2c} = g_{m2} V_{x1} = g_{m2} \frac{I_{x1}}{sC_2} \quad (6)$$

$$I_{x1} = g_{m1} V_z = g_{m1} \frac{I_z}{sC_1} \quad (7)$$

$$I_z = I_p - I_n = -I_{x1c} - I_{x2c} - I_{x3c} \quad (8)$$

$$I_{x1} = -\frac{g_{m1}}{sC_1}(I_{x1} + I_{o1} + I_{o2}) \quad (9)$$

$$\frac{sC_2 I_{o1}}{g_{m2}}(sC_1 + g_{m1}) = -g_{m1}(I_{o1} + I_{o2}) \quad (10)$$

$$I_{o1}(s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m1}) + g_{m1} g_{m2}(I_{o1} + I_{o2}) = 0 \quad (11)$$

$$I_{o2} = I_{x3c} = g_{m3} V_{x2} = g_{m3} \frac{I_{x2}}{sC_3} = g_{m3} \frac{I_{o1}}{sC_3} \quad (12)$$

$$I_{o1}(s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}) + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \frac{I_{o1}}{sC_3} = 0 \quad (13)$$

$$s^3 C_1 C_2 C_3 + s^2 C_2 C_3 g_{m1} + sC_3 g_{m1} g_{m2} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} = 0 \quad (14)$$

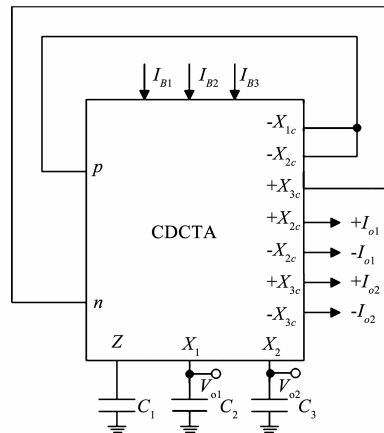


图3 基于CDCTA的正交振荡器图

由式(14)可得到基于 CDCTA 的正交振荡器具有稳定的闭环增益,如下所示:

$$AF = \frac{s^3 C_1 C_2 C_3 + s^2 C_2 C_3 g_{m1} + sC_3 g_{m1} g_{m2}}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} = -1 \quad (15)$$

根据常规电路分析方法,正弦振荡电路在稳定振荡时应满足如下条件

$$\begin{cases} |A(\omega)| |F(\omega)| = 1 \\ \varphi_a(\omega) + \varphi_f(\omega) = 2n\pi \end{cases} \quad (16)$$

从式(15)可知

$$A(\omega) = \frac{1}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (17)$$

$$F(\omega) = (j\omega)^3 C_1 C_2 C_3 + (j\omega)^2 C_2 C_3 g_{m1} + (j\omega) C_3 g_{m1} g_{m2} - \omega^2 C_2 C_3 g_{m1} + j(\omega C_3 g_{m1} g_{m2} - \omega^3 C_1 C_2 C_3) \quad (18)$$

由式(17)、(18)可知所提出的正交振荡器基本放大电路增益 A 与反馈电路增益 F 的模值和相位角分别为:

$$\begin{cases} |A(\omega)| = \frac{1}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \\ \varphi_a(\omega) = 0 \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} |F(\omega)| = \sqrt{(-\omega^2 C_2 C_3 g_{m1})^2 + (\omega C_3 g_{m1} g_{m2} - \omega^3 C_1 C_2 C_3)^2} \\ \varphi_f(\omega) = \arctan\left(\frac{\omega C_3 g_{m1} g_{m2} - \omega^3 C_1 C_2 C_3}{-\omega^2 C_2 C_3 g_{m1}}\right) \end{cases} \quad (20)$$

因此,结合式(16)和式(19)分析,当取 $n = 1$ 时, $\varphi_a(\omega) = 0$,那么 $\varphi_f(\omega) = 2\pi$,则有:

$$\frac{\omega C_3 g_{m1} g_{m2} - \omega^3 C_1 C_2 C_3}{-\omega^2 C_2 C_3 g_{m1}} = 0 \quad (21)$$

$$\omega C_3 g_{m1} g_{m2} = \omega^3 C_1 C_2 C_3 \quad (22)$$

$$|A(\omega)| |F(\omega)| = \frac{\omega^2 C_2 C_3 g_{m1}}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} = 1 \quad (23)$$

使用式(5)分别代入式(22)和(23)分析,可以得到所提出的正交振荡器的振荡条件和振荡频率分别为:

$$\frac{g_{m3}}{g_{m1}} = \frac{C_3}{C_1} \Rightarrow \frac{\sqrt{I_{B3}}}{\sqrt{I_{B1}}} = \frac{C_3}{C_1} \quad (24)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \Rightarrow \omega = K \sqrt{\frac{I_{B1} I_{B2}}{C_1 C_2}} \quad (25)$$

从式(24)和(25)可以看到,振荡条件和振荡频率都与 CDCTA 的跨导 g_{mi} 有关,因此,可以通过调节外部偏置电流 I_{Bi} 改变电路的振荡条件和振荡频率.此外,当保持其它参数不变,仅仅对 g_{m3} 电控调节时,可以改变电路的振荡条件而不会改变振荡频率;同样,当仅仅对 g_{m2} 电控调节时,可以改变电路的振荡频率而不会影响振荡条件.因此,该三阶正交振荡器的振荡条件和振荡频率可以相互独立地电控调谐.

对所提出的电路进一步分析输出电流和电压传输特性,可得到以下关系:

$$\frac{I_{o1}(s)}{I_{o2}(s)} = \frac{sC_3}{g_{m3}} \quad (26)$$

$$\frac{V_{o1}(s)}{V_{o2}(s)} = \frac{sC_3}{g_{m2}} \quad (27)$$

当正交振荡电路起振达到稳定振荡时,式(26)、(27)可表示如下:

$$\frac{I_{o1}(j\omega)}{I_{o2}(j\omega)} = \frac{\omega C_3}{g_{m3}} e^{j90^\circ} = \frac{C_3}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} e^{j90^\circ} \quad (28)$$

$$\frac{V_{o1}(j\omega)}{V_{o2}(j\omega)} = \frac{\omega C_3}{g_{m2}} e^{j90^\circ} = \frac{C_3}{g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} e^{j90^\circ} \quad (29)$$

显然,式(28)、(29)表明, I_{o1} 与 I_{o2} 相位差为 90° , V_{o1} 与 V_{o2} 相位差为 90° .因此,所提出的电路能在同一个电路中同时实现正交电流信号和正交电压信号.此外,假设 CDCTA 的跨导级参数相同且使用同样的无源电容,即 $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$, $C_1 = C_2 = C_3 = C$,进一步分析输出信号的振幅特性可得:

$$\left| \frac{I_{o1}(j\omega)}{I_{o2}(j\omega)} \right| = \frac{C_3}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \frac{C}{g} \sqrt{\frac{g^2}{C^2}} = 1 \quad (30)$$

$$\left| \frac{V_{o1}(j\omega)}{V_{o2}(j\omega)} \right| = \frac{C_3}{g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \frac{C}{g} \sqrt{\frac{g^2}{C^2}} = 1 \quad (31)$$

可见,提出的三阶正交振荡器的两组正交电流信号和一组正交电压信号具有等幅特性.而且,从上式也可以看出,该正交振荡器的输出信号幅度也可以根据实际应用情况改变外部偏置电流 I_{Bi} 的大小进行调节.

4 灵敏度分析

由于受有源器件的非理想特性影响,所提出的电路在实际应用中与理想值会存在一定的偏差.因此,对完整的电路分析而言,有必要进一步分析探讨电路的非理想特性.假设 α_p ($\alpha_p = 1 - \varepsilon_p$, $|\varepsilon_p| \ll 1$) 和 α_n ($\alpha_n = 1 - \varepsilon_n$, $|\varepsilon_n| \ll 1$) 分别是 CDCTA 的 p 和 n 端到 z 端的寄生电流传输增益, β ($\beta = 1 - \varepsilon_b$, $|\varepsilon_b| \ll 1$) 是 z, x_i 到 $x_1, x_{(i+1)}$ 端的输出跨导误差, γ ($\gamma = 1 - \varepsilon_c$, $|\varepsilon_c| \ll 1$) 是 x_i 端

$$\frac{G_z G_{x1} G_{x2} (\gamma_2 + \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1} + \alpha_p \beta_1 \beta_2 \gamma_2 g_{m1} g_{m2} + \alpha_n \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3})}{G_z G_{x2} C_2' + G_{x1} G_{x2} C_1' + G_z G_{x1} C_3' + \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1} (G_z G_{x1} C_3' + G_z G_{x2} C_2' + \beta_2 g_{m2} G_z G_{x1} C_3')} = \frac{\gamma_2 [C_1' C_2' G_{x2} + C_2' C_3' G_z (1 + \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1}) + C_1' C_3' G_{x1}]}{C_1' C_2' C_3'} \quad (38)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{G_z G_{x2} C_2' + G_{x1} G_{x2} C_1' + G_z G_{x1} C_3' + \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1} (G_z G_{x1} C_3' + G_z G_{x2} C_2' + \beta_2 g_{m2} G_z G_{x1} C_3')}{C_1' C_2' C_3'}} \quad (39)$$

由于在非理想情况下,参数 α, β, γ 的值无限接近 1 但不等于 1,寄生电导 G_z, G_{x1}, G_{x2} 无限接近 0 但不等于 0,且 C_1', C_2', C_3' 远远大于 C_1, C_2, C_3 .从式(39)可知,提出的正交振荡器的振荡频率相对于理论值偏小.因此,为了弥补非理想特性对振荡频率的影响,在实际电路中应该调节 g_{m1}, g_{m2} 值进行补偿.

根据灵敏度公式 $S_y^x = \left(\frac{x}{y}\right) \cdot \left(\frac{\partial y}{\partial x}\right)$,由式(39)可得到正交振荡器的有源和无源灵敏度值^[14]:

$$S_{\alpha_p, \beta_1, \beta_2, \gamma_1, \gamma_2}^{\omega_o} \cong 0.5, S_{C_1', C_2', C_3'}^{\omega_o} \cong -0.5, \quad (40)$$

$$S_{g_{m1}, g_{m2}}^{\omega_o} \cong 0.5, S_{\alpha_n, \beta_3, \gamma_3, g_{m3}}^{\omega_o} = 0$$

由式(40)可知,该正交振荡器的无源和有源灵敏

到 x_{ic} 端的寄生电流传输增益.

此外,非理想情况下,在 p 和 n 端存在寄生阻抗 R_p 和 R_n ,在 Z, X_i 和 X_{ic} 端还分别存在接地寄生电阻 R_z, R_{xi}, R_{xic} 和寄生电容 C_z, C_{xi}, C_{xic} .当振荡器频率小于 $1/(C_{xic} R_n)$ 或者 $1/(C_{xic} R_p)$ 时,使用非理想 CDCTA 电路对所提出的三阶正交振荡器重新分析如下:

$$I_z = \alpha_p I_p - \alpha_n I_n \quad (32)$$

$$I_{x1} = \beta_1 g_{m1} V_z \quad (33)$$

$$I_{xi} = \beta_i g_{mi} V_{x(i-1)} \quad (i=2,3) \quad (34)$$

$$I_{xic} = \gamma_i I_{xi} \quad (i=1,2,3) \quad (35)$$

结合图 3 与上述等式,重新计算非理想条件下三阶正交振荡器的特征方程:

$$\begin{aligned} & \gamma_2 (G_z + sC_1') (G_{x1} + sC_2') (G_{x2} + sC_3') + \\ & \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1} G_z (G_{x1} + sC_2') (G_{x2} + sC_3') + \\ & \alpha_p \beta_1 \beta_2 \gamma_2 g_{m1} g_{m2} G_z G_{x1} (G_{x2} + sC_3') + \\ & \alpha_n \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3} G_z G_{x1} G_{x2} \\ & = 0 \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} & s^3 \gamma_2 C_1' C_2' C_3' + s^2 \gamma_2 [C_1' C_2' G_{x2} + C_2' C_3' G_z (1 + \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1}) + \\ & C_1' C_3' G_{x1}] + s \gamma_2 [G_z G_{x2} C_2' + G_{x1} G_{x2} C_1' + G_z G_{x1} C_3' + \\ & \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1} (G_z G_{x1} C_3' + G_z G_{x2} C_2' + \beta_2 g_{m2} G_z G_{x1} C_3')] + \\ & G_z G_{x1} G_{x2} (\gamma_2 + \beta_1 \gamma_1 \gamma_2 \alpha_p g_{m1} + \alpha_p \beta_1 \beta_2 \gamma_2 g_{m1} g_{m2} + \\ & \alpha_n \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}) \\ & = 0 \end{aligned} \quad (37)$$

上式中, $C_1' = C_1 + C_z, C_2' = C_2 + C_{x1}, C_3' = C_3 + C_{x2}, G_z = 1/R_z, G_{x1} = 1/R_{x1}, G_{x2} = 1/R_{x2}$.由式(37)可重新得到振荡条件和振荡频率分别为:

度值非常低,其绝对值均不大于 0.5.因此,所提出的电路具有高度的稳定性.

5 计算机仿真及流片测试

为了验证上述理论分析的正确性,对所提出的双模式三阶正交振荡器进行了 CADENCE 仿真,仿真工艺模型采用 TSMC 0.18 μ m CMOS 工艺. CMOS 管的 W/L 宽长比值设置如表 1 所示,电源电压 $V_{DD} = -V_{SS} = 1.25V, I_o = 30\mu A$.偏置电流和无源电容值分别为 $I_{B1} = 61\mu A, I_{B2} = 62\mu A, I_{B3} = 60\mu A, C_1 = C_2 = C_3 = 12pF$,理论计算振荡频率 $f_o = 5MHz$.输出正交电流信号、正交电压信号以及频谱仿真结果分别如图 4 和图 5 所示.实测

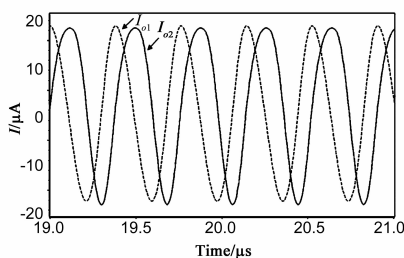
I_{o1} 与 I_{o2} 的相位差为 90° , V_{o1} 与 V_{o2} 的相位差为 90° , 振荡频率为 4.98MHz, 显然仿真结果符合理论推导. 此外, 测得三阶正交振荡器电路的功耗是 1.8639mW.

为了满足实际应用需求, 对所提出的电路采用 0.18 μm CMOS 工艺流片实现, 其芯片显微照片如图 6 所示, 芯片总面积仅约为 $0.3 \times 0.3\text{mm}^2$. 图 7 为测得芯片 V_{o1} 和 V_{o2} 端点的输出正交电压信号图像, 实测相位差为 89.95° . 仿真和实验结果表明所提出的双模式三阶

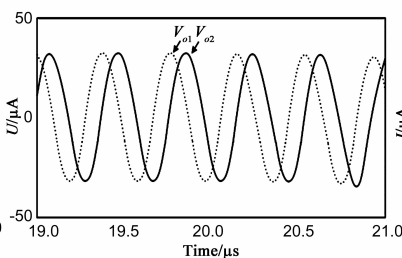
正交振荡器电路正确有效, 具有实际应用意义.

表 1 CMOS 管参数

COMS TRANSISTORS	$W(\mu\text{m})/L(\mu\text{m})$
$M_1 \sim M_{19}, M_{24} \sim M_{29}, M_{34} \sim M_{43}, M_{48} \sim M_{57}$	24/1
$M_{20} \sim M_{21}, M_{30} \sim M_{31}, M_{44} \sim M_{45}$	1/1
$M_{22} \sim M_{23}, M_{32} \sim M_{33}, M_{46} \sim M_{47}$	60/1
M_p	80/0.6



(a) 电流 I_{o1} 和 I_{o2} 曲线



(b) 电压 V_{o1} 和 V_{o2} 曲线

图 4 正交振荡器输出仿真结果图

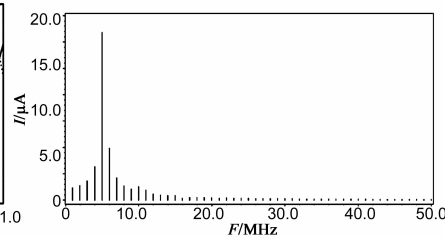


图 5 正交振荡器频谱仿真结果图

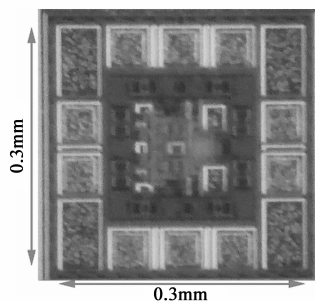


图 6 正交振荡器的芯片显微照片

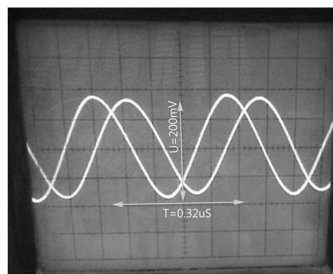


图 7 正交振荡器芯片的测试图

6 结束语

提出了一种双模式模拟集成三阶正交正弦振荡器电路, 所提出的电路具有以下特点: (1) 有源和无源器件最少, 结构简单; (2) 没有任何电阻, 所有电容均接地, 易于集成; (3) 具有多功能性, 可以同时产生正交电流和正交电压信号; (4) 振荡频率高, 便于高频领域应用; (5) 振荡频率和振荡条件可相互独立地电控调节, 应用灵活; (6) 功耗、灵敏度低, 稳定性高. 基于以上优点, 所提出的正交正弦振荡器可用于电子测量中的正弦信号源、无线发射机中的载波信号、数字系统中的时钟信号源以及其它一切需要正交电流/电压信号的设备中.

参考文献

[1] Linares-Barranco B, Serrano-Gotarredona T. A precise 90° quadrature OTA-C oscillator tunable in the 50-130-MHz range[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I;

Regular Papers, 2004, 51(4): 649 - 663.

- [2] Yucel F, Yuce E. CCII based more tunable voltage-mode all-pass filters and their quadrature oscillator applications [J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2014, 68(1): 1 - 9.
- [3] 席燕辉, 李鸿, 彭良玉. 电流模式 N 阶 CDBA-RC 通用滤波器的系统设计[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(3): 760 - 762.
- Xi Yan-hui, Li Hong, Peng Liang-yu. A systematic design of current-mode N th-order CDBA-RC universal filter [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(3): 760 - 762. (in Chinese)
- [4] Bialek D. CDCTA-building block for current-mode analog signal processing [A]. Proceedings of the European Conference on Circuit Theory and Design [C]. Krakow, Poland; ECCTD, 2003. 397 - 400.
- [5] 李永安. 基于 MO-CDTA 的电控调谐多功能电流模式二阶滤波器/振荡器 [J]. 微电子学, 2009, 39(5): 670 - 672.

- Li Yong-an. Electronically tunable multi-functional current-mode filter/oscillator using MO-CDTA[J]. *Microelectronics*, 2009, 39(5): 670 – 672.
- [6] Jin J, Wang C. CDTA-based electronically tunable current-mode quadrature oscillator[J]. *International Journal of Electronics*, 2014, 101(8): 1086 – 1095.
- [7] Lahiri A. New current-mode quadrature oscillators using CDTA[J]. *IEICE Electron Express*, 2009, (6): 135 – 140.
- [8] Chen S, Wang J. Current-mode current-tunable four-phase quadrature oscillator[J]. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, 2014, 125(20): 6227 – 6230.
- [9] Jin J, Wang C H. Current-mode universal filter and quadrature oscillator using CDTAs[J]. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2014, 22(2): 276 – 286.
- [10] Summart S, Thongsopa C, Jaikla W. New current-controlled current-mode sinusoidal quadrature oscillators using CDTAs[J]. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2015, 69(1): 62 – 68.
- [11] Xu J, Wang C, Jin J. Current differencing cascaded transconductance amplifier (CDCTA) and its applications on current-mode n th-order filters[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2013, 32(5): 2047 – 2063.
- [12] Tlelo-Cuautle E, de la Fraga L G, Phanrattanachai K, et al. CDCTA and OTA realizations of a multi-phase sinusoidal oscillator[J]. *IETE Technical Review*, 2015, 32(6): 497 – 504.
- [13] Wang C, Lin H. Multifunction current differencing cascaded transconductance amplifier (MCDCTA) and its application to current-mode multiphase sinusoidal oscillator[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2015, 66(5): 241 – 249.
- [14] 郭家荣, 冉峰, 徐美华. 基于电阻电流镜的低压灵敏放大器设计[J]. *电子学报*, 2014, 42(5): 1030 – 1034.
Guo Jia-rong, Ran Feng, Xu Mei-hua. A low-voltage sense amplifier based on resistor mirror[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2014, 42(5): 1030 – 1034. (in Chinese)

作者简介



雷才洪 男, 1963 年生于湖北黄石. 现为湖北理工学院机电工程学院副教授. 主要研究方向为机械电子和信号处理.
E-mail: leicaihong2015@126.com