

电感电容压控振荡器调谐曲线的时域分析

唐长文, 何 捷, 管洪彦, 张海青, 闵 昊
(复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室, 上海 200433)

摘 要: 本文提出了一种基于周期计算技术的压控振荡器频率-电压调谐曲线的分析方法. 在传统的谐波平衡近似方法中, 通过大信号非线性分析方法可以计算出一个周期内可变电容的有效电容值. 然而通过有效电容推导的调谐曲线并不准确, 况且如果高阶谐波分量不可以忽略的话, 谐波平衡近似分析方法将会变得很复杂. 本文提出的周期计算方法所得到的振荡调谐曲线比传统谐波平衡近似分析方法更加精确. 在 0.35 μm 2P4M CMOS 工艺上实现的电感电容压控振荡器的实验测试证明了该理论分析的正确性.

关键词: MOS 管可变电容; 电感电容回路; 压控振荡器; 累积型 MOS 管; 振荡调谐曲线
中图分类号: TN4 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2005) 08 1467-06

Time Domain Analysis of LG VCOs' Tuning Curves

TANG Zhang-wen, HE Jie, JIAN Hong-yan, ZHANG Hai-qing, MIN Hao
(ASIC & System State Key Laboratory, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: This paper describes a new analytical method of tuning curves of a LG-tank voltage controlled oscillator (VCO) with period calculation technique. In traditional analysis method, the harmonic approximation is employed, and an effective capacitance of varactors during one period is calculated by the large signal nonlinear analysis. However, the oscillator tuning curve derived from the effective capacitance is inaccurate, and complex if higher order harmonics could not be neglected. In this paper a novel convenient method of calculating oscillating period is proposed. With this period calculation technique, the prediction of oscillator tuning curves is more accurate compared with the traditional harmonic approximation. The theoretical analyses are experimentally validated with a CMOS complementary LG-tank VCO implemented in 0.35 μm 2P4M CMOS process.

Key words: MOS varactor; LC tank; voltage controlled oscillator (VCO); accumulation MOS; oscillator tuning curve (OTC)

1 引言

互补、交叉耦合型负阻结构的电感电容压控振荡器如图 1 所示, 交叉耦合的 PMOS 管对和 NMOS 管对产生一个负阻用来抵消片上电感和可变电容中的串联电阻, 从而使得电感电容谐振电路能够持续振荡起来. 目前有许多发表的文章^[1,2]中的电感电容压控振荡器电路采用了这种结构, 但是它们的频率-电压 ($F-V$) 调谐曲线都是采用 SPICE 仿真或者是测试得到的, 很少是通过理论分析计算得到的. 在文献 [2] 中, S. Levantino 等人提出了一种频率-电压调谐曲线分析方法, 并且采用数值计算的方法得到了 $F-V$ 调谐曲线. 我们知道数值计算是一个复杂而且费时的方法, 特别当改变偏置电流的情况下, 整个数值计算结果需要重新进行计算. 在文献 [3] 中, E. Hegazi 等人通过可变电容小信号模型和非线性分析得到了一个精简的有效电容的计算公式, 从而计算得到 $F-V$ 调谐曲线. 然而该方法是基于电容的小信号模型且忽略了高次谐波分量得到的, 在一定程度上存在误差.

本文的工作^[8]就是: 在第二节对采用非线性可变电容的压控振荡器电路进行了理论分析, 给出了谐波平衡近似计算有效电容的方法; 第三节从时间域角度对电感电容谐振电路的周期进行了理论推导, 得到了一种频率-电压调谐曲线的计算方法; 在第四节中我们提出的周期计算方法与其他文献中的方法进行了详细比较; 在最后两节中我们采用 HSPICE 软件对串联电感电容谐振电路和压控振荡器电路进行仿真验证, 并且压控振荡器电路进行了流片测试验证, 仿真和测试验证结果表明理论公式计算的 $F-V$ 调谐曲线与仿真和测试结果非常吻合.

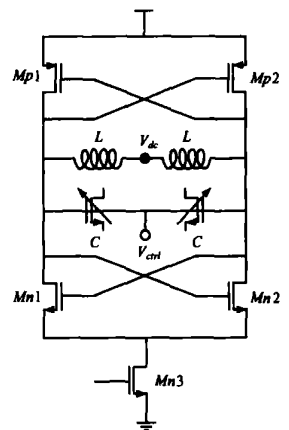


图 1 CMOS 互补、交叉耦合型负阻结构压控振荡器

2 谐波平衡近似的有效电容计算方法

在电感电容谐振电路中, 可变电容上的谐振电压是一个幅度很大的信号. 可变电容不是一个周期内的简单平均值, 它应该是一个周期内即时谐振电压对电容值的权重平均值. 在文献^[2,4]中, 采用小信号分析的方法对电感电容谐振电路中的等效电容进行了计算. 可变电容的小信号分析方法在电感电容谐振电路中会产生很大的误差. 这里, 我们采用可变电容模型的大信号分析方法进行电感电容谐振电路的非线性分析.

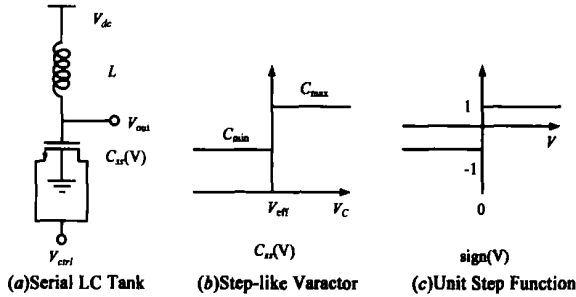


图 2 串联电感电容谐振电路与阶跃可变电容

全差分电感电容压控振荡器(图 1)中的两个片上电感的存在使得差分谐振电压波形的直流分量是 V_{dc} . 忽略片上电感和可变电容中的串联损耗电阻, 压控振荡器的半电路可以看作是一个串联或者并联电感电容谐振电路. 不失一般性, 在这里我们只分析图 2(a) 中的串联电感电容谐振电路. 串联谐振电路的谐振电压 V_{out} 可以进行傅立叶级数展开为,

$$V_{out}(t) = V_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) \approx V_0 + 2A_1 \cos(\omega t) + 2A_2 \cos(2\omega t) \quad (1)$$

可变电容的小信号电容 $C_{ss}(V_c)$ 在时间域上的傅立叶级数展开为,

$$C_{ss}(V_c) = C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \quad (2)$$

在电感电容回路谐振时, 其能量的大部分集中在基频和二次谐波分量上^[2,4], 因此在这里我们忽略三次和三次以上谐波. 为了简单起见 $V_{dc} = V_0 = 0$, 则电感上电压和电容上电压分别是,

$$V_c = V_{out} - V_{ctrl}, \quad V_L = V_{dc} - V_{out} = -V_{out} \quad (3)$$

电感上的电流为,

$$I_L = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t V_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t (-V_{out}) dt = -\frac{1}{L} \int_{-\infty}^t (2A_1 \cos(\omega t) + 2A_2 \cos(2\omega t)) dt = -\frac{2}{L} \left[\frac{A_1}{\omega} \sin(\omega t) + \frac{A_2}{2\omega} \sin(2\omega t) \right] \quad (4)$$

电容上的电流为,

$$I_C = \frac{dQ}{dt} = \frac{dC_{ss}(V_c) V_c}{dt} = C_{ss}(V_c) \frac{dV_c}{dt} + V_c \frac{dC_{ss}(V_c)}{dt} = \left(C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \right) \frac{d(V_{out})}{dt} + (V_{out} - V_{ctrl}) \frac{d}{dt}$$

$$\left(C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \right) = -2\omega \left\{ \left(C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \right) (A_1 \sin(\omega t) + 2A_2 \sin(2\omega t)) + (2A_1 \cos(\omega t) + 2A_2 \cos(2\omega t) - V_{ctrl}) \left(\sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} n \sin(n\omega t) \right) \right\} \quad (5)$$

因为电感与电容为串联, 所以 $I_L = I_C$, 式(4)和(5)基频分量相等, 且忽略高次谐波分量.

$$\frac{A_1}{L\omega} = \omega \{ A_1 C_{ss}^{(0)} + A_1 C_{ss}^{(2)} + (A_2 - V_{ctrl}) C_{ss}^{(1)} + A_2 C_{ss}^{(3)} \}$$

定义电感电容谐振回路中可变电容的有效电容为:

$$C_{eff} = \frac{1}{L\omega^2} = C_{ss}^{(0)} + C_{ss}^{(2)} + \frac{A_2 - V_{ctrl}}{A_1} C_{ss}^{(1)} + \frac{A_2}{A_1} C_{ss}^{(3)} \quad (6)$$

在不同的压控电压下谐振电压波形是不同的, 因此 $C_{ss}(V_c)$ 的傅立叶系数是不同的. 它们是随着谐振信号的基频幅度 A_1 和二次谐波幅度 A_2 变化而变化. 如果考虑了谐振电压的更高次谐波, 式(6)将会是一个更加复杂的式子. 因此很难通过简单的公式推导得到一个简单的表达式, 这是可变电容的大信号非线性导致的必然结果.

3 电感电容谐振回路的周期计算技术

根据可变电容的小信号和和谐振电压波形的傅立叶展开, 推导可变电容的有效电容的谐波平衡方法是一个非常繁琐且复杂的过程. 为了计算的方便, 二次和二次以上谐波分量往往会被忽略, 这样在一定程度上会引入一些误差. 本节我们将从时间域角度出发, 对电感电容谐振电路的周期计算方法进行理论推导, 从而可以得到一种计算频率-电压曲线的有效方法. 大多数情况下, 电感电容谐振压控振荡器采用的可变电容是反型 MOS 管和累积型 MOS 管电容. 反型 MOS 管和累积型 MOS 管可变电容都可以近似看作作为一个阶跃函数,

$$C_{ss}(V) = \begin{cases} C_{max}, & V \geq V_{eff} \\ C_{min}, & V \leq V_{eff} \end{cases} \quad (7)$$

其中有效控制电压 $V_{eff} = V_{ctrl} + V_{TH}$.

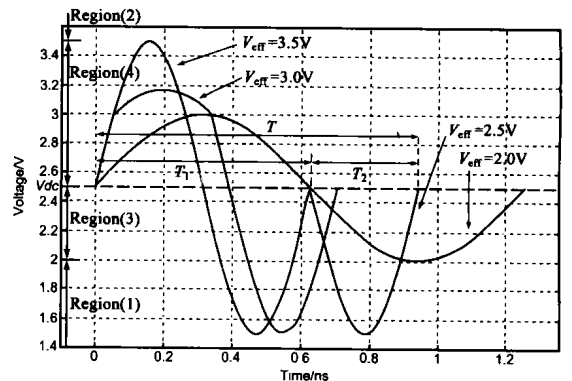


图 3 电感电容谐振电路的谐振电压波形

图 2(a) 中的串联谐振电路在 HSPICE 软件中仿真的谐振电压波形如图 3 所示, 它是由两个正弦波形相拼接而成, 其转折点电压为有效控制电压 V_{eff} . 根据有效控制电压 V_{eff} 的大

小可以将压控过程划分为以下四种情况:

- (1) 当 $V_{gf} \leq V_{dc} - A_{\min}$ 时, 谐振波形是一个最小幅值 A_{\min} 的正弦波, 最小频率 ω_{\min} .
- (2) 当 $V_{gf} \geq V_{dc} + A_{\max}$ 时, 谐振波形是一个最大幅值 A_{\max} 的正弦波, 最大频率 ω_{\max} .
- (3) 当 $V_{dc} - A_{\min} \leq V_{gf} \leq V_{dc}$ 时, 在电压 V_{gf} 以上的谐振波形是最小幅值 A_{\min} 的正弦波的一部分, 最小频率 ω_{\min} ; 电压 V_{gf} 以下是幅值为 θA_{\max} (θ 为椭圆相似系数) 的正弦波的一部分, 频率为 ω_{\max} .
- (4) 当 $V_{dc} \leq V_{gf} \leq V_{dc} + A_{\max}$ 时, 在电压 V_{gf} 以上的波形是幅值为 θA_{\min} (θ 为椭圆相似系数) 的正弦波形的一部分, 频率为 ω_{\min} ; 电压 V_{gf} 以下是最大幅值 A_{\max} 的正弦波形的一部分, 最大频率 ω_{\max} .

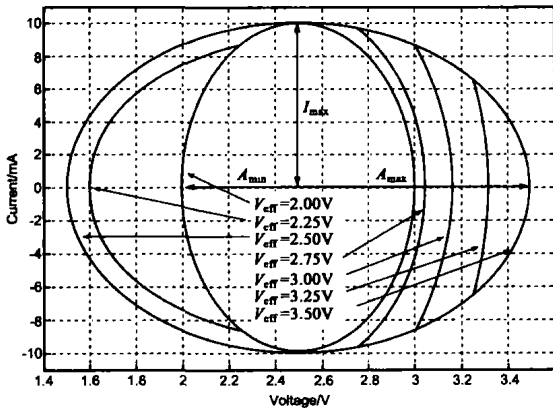


图 4 谐振电路中可变电容的 I - V 轨迹图

有效控制电压 V_{gf} 控制的四种情况也可以分别用可变电容的 I - V 轨迹图来表示。图 4 说明了阶跃可变电容的 I - V 轨迹是由两个椭圆拼接而成。随着有效压控电压的变化, 两个椭圆分别满足两个不同的椭圆方程。

(1) 当 $V_{gf} \leq V_{dc} - A_{\min}$ 时, 可变电容的 I - V 轨迹满足椭圆方程:

$$\left(\frac{V - V_{dc}}{A_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\min} C_{\max} A_{\min}}\right)^2 = 1 \quad (8)$$

(2) 当 $V_{gf} \geq V_{dc} + A_{\max}$ 时, 可变电容的 I - V 轨迹满足椭圆方程:

$$\left(\frac{V - V_{dc}}{A_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\max} C_{\min} A_{\min}}\right)^2 = 1 \quad (9)$$

(3) 当 $V_{dc} - A_{\min} \leq V_{gf} \leq V_{dc}$ 时, 可变电容的 I - V 轨迹满足两个椭圆方程:

$$\begin{cases} \left(\frac{V - V_{dc}}{A_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\min} C_{\max} A_{\min}}\right)^2 = 1, V \geq V_{gf} \\ \left(\frac{V - V_{dc}}{A_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\max} C_{\min} A_{\max}}\right)^2 = \theta^2, V < V_{gf} \end{cases} \quad (10)$$

椭圆相似系数 θ 满足

$$\frac{A_{\min}}{A_{\max}} \leq \theta \leq 1$$

特别地, 当有效控制电压 $V_{gf} = V_{dc}$, 椭圆相似系数 $\theta = 1$ 时,

$$I_{\max} = \omega_{\min} C_{\max} A_{\min} = \omega_{\max} C_{\min} A_{\max} \quad (11)$$

其中 I_{\max} 是电感和可变电容中的最大电流值。

(4) 当 $V_{dc} \leq V_{gf} \leq V_{dc} + A_{\max}$ 时, 可变电容的 I - V 轨迹满足两个椭圆方程:

$$\left(\frac{V - V_{dc}}{A_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\min} C_{\max} A_{\min}}\right)^2 = \theta^2, V \geq V_{gf}$$

椭圆相似系数 θ 满足 $1 \leq \theta \leq \frac{A_{\max}}{A_{\min}}$.

$$\left(\frac{V - V_{dc}}{A_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\max} C_{\min} A_{\max}}\right)^2 = 1, V < V_{gf} \quad (12)$$

在上述四个情况下, 谐振电路的谐振周期分别为:

(1) 当 $V_{gf} \leq V_{dc} - A_{\min}$ 时, 谐振周期

$$T = T_{\max} = 2\pi \sqrt{LC_{\max}} \quad (13)$$

(2) 当 $V_{gf} \geq V_{dc} + A_{\max}$ 时, 谐振周期

$$T = T_{\min} = 2\pi \sqrt{LC_{\min}} \quad (14)$$

(3) 当 $V_{dc} - A_{\min} \leq V_{gf} \leq V_{dc}$ 时, 谐振周期为谐振电压波形在两个椭圆上的时间之和 $T = T_1 + T_2$. T_1 为在幅值 A_{\min} 的椭圆上的时间, T_2 为在幅值 θA_{\max} 的椭圆上的时间。

如图 4 所示, 在交接点处可变电容上电压和电流分别是 V_{gf} 和 I_{gf} . 求解式 (10) 的两个方程, 可以得到椭圆相似系数 θ . 由式 (10) 的第一个椭圆方程可以得到: $I_{gf} = \pm \omega_{\min} C_{\max} A_{\min}$

$\sqrt{1 - \left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\min}}\right)^2}$, 代入第二个椭圆方程得,

$$\theta^2 = \left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_{\min} C_{\max} A_{\min}}{\omega_{\max} C_{\min} A_{\max}}\right)^2 \left[1 - \left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\min}}\right)^2\right]$$

由式 (11) 有

$$\frac{A_{\max}}{A_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} \quad (15)$$

$$\theta = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\max}}\right)^2} \quad (16)$$

可以计算出在两个椭圆上的时间分别为

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\pi}{2} + a \sin\left(\frac{|V_{gf} - V_{dc}|}{A_{\min}}\right) T_{\max} \\ T_2 &= \frac{\pi}{2} - a \sin\left(\frac{|V_{gf} - V_{dc}|}{\theta A_{\max}}\right) T_{\min} \end{aligned}$$

则谐振电压波形的周期为,

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 \\ &= \frac{\pi}{2} + a \sin\left(\frac{|V_{gf} - V_{dc}|}{A_{\min}}\right) T_{\max} + \frac{\pi}{2} - a \sin\left(\frac{|V_{gf} - V_{dc}|}{\theta A_{\max}}\right) T_{\min} \\ &= \frac{1}{2}(T_{\max} + T_{\min}) + \frac{1}{\pi} \left[a \sin\left(\frac{|V_{gf} - V_{dc}|}{A_{\min}}\right) T_{\max} - a \sin\left(\frac{|V_{gf} - V_{dc}|}{\theta A_{\max}}\right) T_{\min} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

(4) 当 $V_{dc} \leq V_{gf} \leq V_{dc} + A_{\max}$ 时, 与式 (3) 相同的方法, 求解式 (12) 的两个方程可以得到: 椭圆相似系数和和谐振周期。

$$\theta = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\min}}\right)^2} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{2}(T_{\max} + T_{\min}) + \frac{1}{\pi} \left[-a \sin\left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{\theta A_{\min}}\right) T_{\max} + a \sin\left(\frac{V_{gf} - V_{dc}}{A_{\max}}\right) T_{\min} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

为了验证上述周期计算方法的正确性,我们在 HSPICE 软件下仿真了图 2(a) 电感电容串联谐振电路. 电路参数分别是: $L=10\text{nH}$, $C_{\text{max}}=4\text{pF}$, $C_{\text{min}}=1\text{pF}$, $A_{\text{min}}=0.5\text{V}$. 频率-电压调谐曲线的计算结果(实线)与 SPICE 仿真的结果(十字交叉)比较如图 5 所示, 图中可以看到公式与仿真实验结果非常符合.

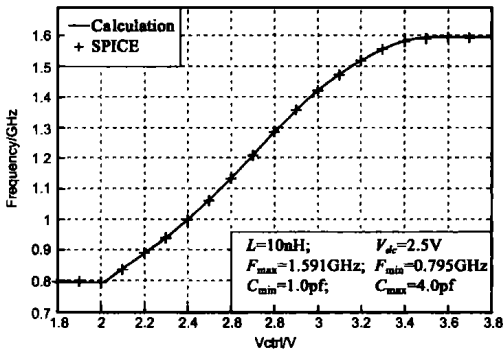


图 5 频率-电压调谐曲线

当压控振荡器的振幅很大(接近电源电压)时,振荡器的周期是最大周期 T_{max} 和最小周期 T_{min} 的插值. 压控振荡器的频率-电压调谐曲线(如图 5),在振荡器幅值范围之内与有效控制电压 V_{eff} 近似成线性关系. 即使 MOS 管可变电容的电压-电容($C-V$)曲线是阶跃的,压控振荡器的频率-电压调谐曲线仍然是线性的. 这一点与文献[5]中通常认为缓变 $C-V$ 曲线会导致缓变 $F-V$ 调谐曲线是相反的,因此 MOS 管 $C-V$ 曲线具有线性特性是没有必要的.

4 时域方法与频域方法的比较

图 1 中的开关 MOS 管对的开关特性和可变电容的非线性是造成电感电容压控振荡器谐振电压波形中存在大量谐波分量的主要原因. 当谐振回路中的电容是常数时,例如最小和最大振荡器频率,偶次谐波会被差分结构消除掉,而奇次谐波分量($(2n+1)\omega$)会被电感电容回路衰减为基频分量的 $1/((2n+1)^2Q)$ 倍^[3]. 然而当压控振荡器振荡频率介于最小和最大频率之间时,谐振波形会有很大的二次和二次以上谐波分量,这主要是由可变电容的非线性特性造成的. 因为压控电压 V_{ctrl} 不是一个交流地,因而两个背靠背的可变电容不能够消除压控振荡器中偶次谐波分量^[2,4].

第二节中介绍的谐波平衡近似是一种频率域分析方法. 由于式(1)和(2)中的傅立叶级数是无穷的,因此在电感电容谐振回路中忽略高次谐波分量会引入一定程度的误差. 然而在第三节中我们提出的基于周期计算技术的调谐曲线分析方法是一种时间域分析方法,它避免了近似引起的不精确. 其次,周期计算技术是非常简单且方便的,该方法只需要知道最大和最小电容值(C_{max} 和 C_{min})以及电感感值 L . 在不同的偏置电流 I_{bias} 情况下,压控振荡器的最小幅度 A_{min} 等于 $(4/\pi)I_{\text{bias}}R_{\text{eq}}$, 其中 R_{eq} 是电感电容回路的等效并联电阻^[1]. 最大幅度 A_{max} 可以通过式(15)计算得到. 因此在不同的偏置电流情况,压控振荡器的调谐曲线能够立刻计算出来. 然而基于

谐波平衡近似的数值计算方法需要耗费很长的时间重新计算^[2],更何况式(2)中的阶跃可变电容的傅立叶系数不是很容易能够通过傅立叶转换得到.

在文献[3]中,通过有效电容计算压控振荡器调谐曲线的方法是第二节中谐波平衡近似方法的一种简单特例. 有效电容计算方法只考虑了基频分量对阶跃电容的效应,而忽略了式(1)中二次和二次以上谐波分量的影响. 从第三节的周期计算技术的分析知道,振荡器振荡在最小频率 ω_{min} 时有最小振幅 A_{min} ; 在最大频率 ω_{max} 时有最大振幅 A_{max} ; 在介于最大和最小频率之间时有中等振幅. 因此电感电容压控振荡器的谐振电压不是一个固定幅度的理想正弦波,谐振回路中的有效电容不能够简单地通过谐波平衡近似的方法计算得到.

在文献[3]中, E. Hegazi 等人假设了谐振电压波形是一个理想正弦波(忽略了二次和二次以上谐波分量),从而推导出一个简单的有效电容公式,

$$C_{\text{eff}} = \frac{1}{2} (C_{\text{max}} + C_{\text{min}}) + \frac{1}{\pi} (C_{\text{min}} - C_{\text{max}}) \cdot \left[a \sin\left(\frac{V_{\text{eff}} - V_{\text{dc}}}{A}\right) + \left(\frac{V_{\text{eff}} - V_{\text{dc}}}{A}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{V_{\text{eff}}}{A}\right)^2} \right] \quad (20)$$

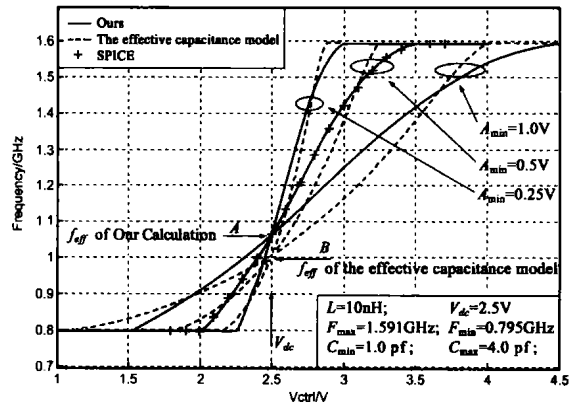


图 6 频率-电压调谐曲线的比较: 计算公式(17,19)和 Hegazi 的模型(20)

在式(20)中我们采用压控振荡器的最小振幅 A_{min} 和最大振幅 A_{max} 的平均值来近似振幅 A . 图 6 给出了三种振幅电压 ($A_{\text{min}}=0.25\text{V}, 0.5\text{V}, 1.5\text{V}$) 下计算的 $F-V$ 调谐曲线. 图 6 中的实线为式(17)和(19)计算结果,虚线为式(20)计算结果,明显可以看到 Hegazi 的模型误差很大. 当有效控制电压 V_{eff} 等于

V_{dc} 时,式(17)和(19)计算的谐振频率是 $F_{\text{eff},1} = \frac{2F_{\text{min}} \cdot F_{\text{max}}}{F_{\text{min}} + F_{\text{max}}}$ (图 6 中的 A 点), 而式(20)计算的谐振频率是 $F_{\text{eff},2} =$

$\frac{\sqrt{2}F_{\text{min}} \cdot F_{\text{max}}}{\sqrt{F_{\text{min}}^2 + F_{\text{max}}^2}}$ (图 6 中的 B 点, $F_{\text{eff},2} \leq F_{\text{eff},1}$). Hegazi 模型只有

在可变电容的调谐系数 $C_{\text{max}}/C_{\text{min}}$ 接近 1 的情况下, $F_{\text{eff},2}$ 近似为 $F_{\text{eff},1}$. 与本文提出的周期计算技术相比,有效电容模型在一定程度上存在误差. 造成该误差的最主要原因是谐波回路中忽略二次和二次以上谐波分量会导致误差,特别是在电容比 $C_{\text{max}}/C_{\text{min}}$ 大的情况下误差更加显著.

5 电感电容压控振荡器电路设计

采用互补、交叉耦合型负阻结构的电感电容压控振荡器

电路(图7)在 TSMC 0.35 μm 1P4M 3.3V 逻辑工艺上实现,该电路的芯片照片如图8所示.大多数工艺厂商,尤其是数字工艺,不提供累积型 MOS 管模型.为了解决 SPICE 瞬态仿真的问题,我们采用 BSIM3V3 模型的子电路来等效累积型 MOS 可变电容^[6](图9).因为累积型 NMOS 是实现在 N 阱中,其电容工作在累积区和耗尽区两个区域.普通的 NMOS 不能够实现电容值在累积区和耗尽区两个区域之间变化,因此选用一个 PMOS 管作为可变电容的主体,栅极与衬底电容 C_{CB} 作为可变电容值.

因为累积型 NMOS 管可变电容不会形成反型沟道,为了使普通的 PMOS 管具有与累积型 NMOS 管

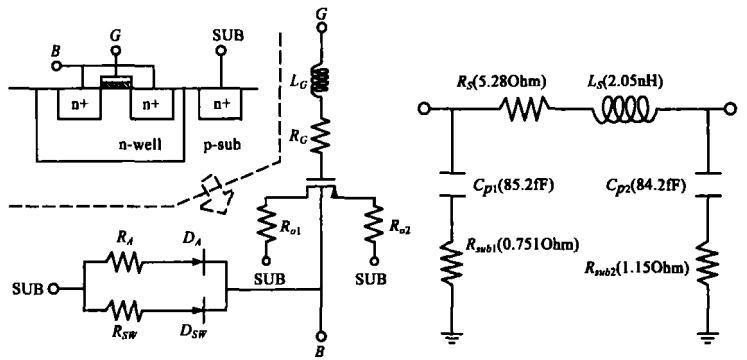


图9 累积型 MOS 可变电容电子电路模型

图10 片上螺旋电感等效 π 模型

通过修改 PMOS 管的 BSIM3V3 模型来解决这个问题,另外一方面由于 BSIM3V3 模型的仿真收敛性要求交叠电容不能为零,实际上我们将 PMOS 管的参数 CGDO 和 CGSO 减小到一个可以忽略的值.(譬如如减小为 1/10 倍).

累积型 NMOS 管品质因数 Q 反比于 L^2 ,所以采用最小沟道长度(0.35 μm),其宽长比为 1200 $\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$.可变电容版图实现采用全差分叉指结构布局,两边可变电容的栅极交叉排列,不形成源漏内插结构,这样可以进一步降低交叠寄生电容.谐振电感 L_0 是采用片上对称差分结构螺旋电感.我们采用 M2-M3-M4 三层金属并联来降低串联电阻.而使用 M1 金属连接分段的 N 阱形成电场地隔离屏蔽层来提高电感在 2~3GHz 频率范围的 Q 值,在 2.8GHz 频率工作点上, Q 值最大为 5.片上电感的等效 π 模型(图10)参数在 ASITIC^[7] 软件中提取得到.

交叉耦合的 PMOS 对管和 NMOS 对管的跨导选择使得谐振波形的直流电平位于 $V_{dd}/2$.一方面这样可以使得谐振电压有尽量大的振幅;另一方面可以保证压控电压范围很大,从而减小压控增益系数 K_v ,提高振荡器的相位噪声性能.为了使得交叉耦合 MOS 管产生的负阻更大一些, $Mn1$ - $Mn2$, $Mp1$ - $Mp2$ 管的栅长都选择最小尺寸 0.35 μm .我们采用了开漏输出的缓冲器作为输出级,在片外使用 Bias-T 电路进行电流偏置.开漏输出的缓冲器 MOS 管 $Mn5$ - $Mn6$ 的宽度选择一个比较小的值(50 μm),以降低寄生电容. $Mn3$ - $Mn4$ 是镜像电流源,其栅长取得大一些(0.8 μm),降低沟道调制效应.

片上电感 L_1 和电容 C_1 组成的电感电容谐振回路用来抑制交叉耦合 NMOS 对管的共模二次谐波分量;片上电感 L_2 和电容 C_2 组成的电感电容谐振回路用来抑制交叉耦合 PMOS 对管的共模二次谐波分量.电容 C_3 用来抑制 $Mn4$ - $Mn3$ 管的 $1/f$ 噪声和 $Mn3$ 管的沟道调制引起的 AM-FM 效应.

6 仿真和测试验证

图7的电感电容压控振荡器电路在 HSPICE 软件上进行仿真.通过改变压控电压,测量振荡器的基次谐波的频率,我们得到如图11所示的频率-电压(F - V)调谐曲线.电感电容谐振回路的电感是一个差分电感,对于单端而言电感感值为 1.025nH.最大和最小振荡频率分别是 $f_{\text{max}} = 3.04\text{GHz}$ 和 $f_{\text{min}} = 2.53\text{GHz}$,可变电容的最大和最小值分别是 $C_{\text{max}} = 3.866\text{pF}$ 和 $C_{\text{min}} = 2.678\text{pF}$.谐振电压的直流电平 $V_{dc} = 1.842\text{V}$,振幅最小

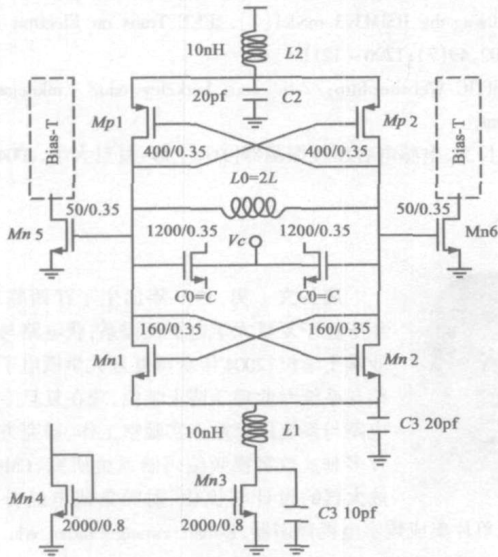


图7 互补、交叉耦合型负阻结构的电感电容压控振荡器

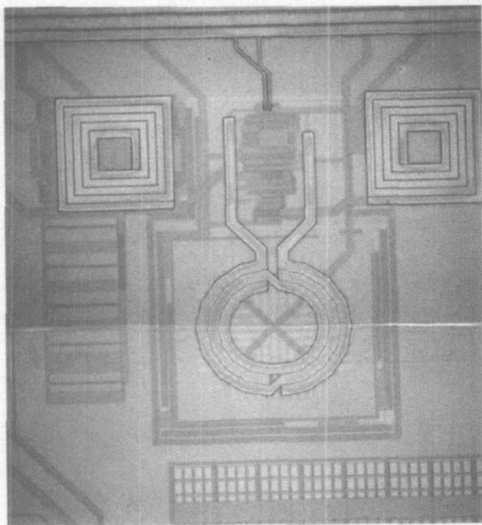


图8 振荡器芯片照片

相同的特性,在普通 PMOS 管的源漏与地之间接一个非常大的电阻(譬如 10G Ω 的电阻).另外普通的 PMOS 管的源漏与栅之间的存在很大的交叠电容,而在累积型 NMOS 管中,由于源漏区的注入类型与衬底的相同,交叠电容不存在.我们可以

值为 $A_{\min} = 0.977V$, 振幅最大值根据公式 (15) 计算为 $A_{\max} = 1.174V$. 因此根据式 (17) 和 (19) 可以得到 $F-V$ 调谐曲线如图 11 实线所示, 十字交叉为 HSPICE 仿真结果, 可以看到仿真结果与计算结果非常吻合, $F-V$ 调谐曲线的测试结果与公式计算结果比较结果如图 12 所示. 由于电路版图设计中会引入一些寄生电容, 使得测试结果的最小频率比 SPICE 仿真的要小一些. 然而 $F-V$ 调谐曲线的测试结果与公式计算结果还是非常的接近的.

7 结论

电感电容压控振荡器的谐振电压不再是一个小信号了, 传统的小信号分析方法将会产生很大的误差. 以往通过电感电容谐振回路的非线性分析方法是一个非常复杂的、精度不高的等效电容计算方法. 本文从时间域角度对电感电容谐振电路的周期进行了理论上推导, 得到了一种计算频率-电压调谐曲线的方法. 最后, 我们采用 HSPICE 软件对电感电容串联谐振电路和电感电容压控振荡器电路进行仿真验证, 并且压控振荡器电路进行了流片测试验证. 仿真和测试验证结果表明我们提出的周期计算技术得到的 $F-V$ 调谐曲线与仿真和测试结果非常吻合.

参考文献:

- [1] A Hajimiri, T H Lee. Design issues in CMOS differential LC oscillators [J]. IEEE J. Solid State Circuits, 1999, 34: 717- 724.
- [2] S Levantino, C Samori, et al. Frequency dependence on bias current in 5 GHz CMOS VCOs: Impact on tuning range and flicker noise upconversion[J]. IEEE J. Solid State Circuits, 2002, 37: 1003- 1011.
- [3] E Hegazi, A Abidi. Varactor characteristics, oscillator tuning curves, and AM-FM conversion[J]. IEEE J Solid State Circuits, 2003, 38(6): 1033- 1043.
- [4] S Levantino, C Samori, et al. AM to FM conversion in varactor tuned oscillator[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems II, Analog and Digital Signal Processing, 2002, 49(7): 509- 513.

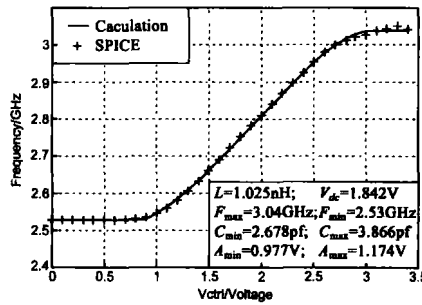


图 11 $F-V$ 调谐曲线的仿真与计算结果比较

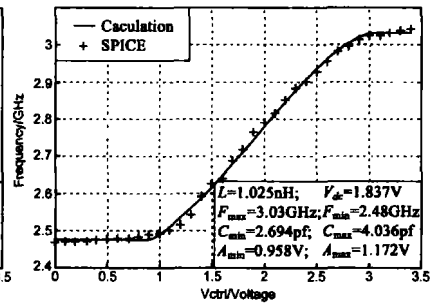


图 12 $F-V$ 调谐曲线的测试与计算结果比较

- [5] F Svelto, P Erratico, et al. A Metal-Oxide Semiconductor varactor[J]. IEEE Electron Device Letters, 1999, 20(4): 164- 166.
- [6] K Molnar, G Rappitsch, et al. MOS varactor modeling with a subcircuit utilizing the BSIM3v3 model[J]. IEEE Trans on Electron Devices, 2002, 49(7): 1206- 1211.
- [7] ASITIC Website: <http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/asitic.html>.
- [8] 唐长文. 电感电容压控振荡器[D]. 上海: 复旦大学, 2004.

作者简介:



唐长文 男, 1977 年出生于江西临川, 1999

年毕业于复旦大学电子工程系, 获电路与系统专业学士学位; 2004 年获得复旦大学微电子学系电路与系统专业理学博士学位, 现在复旦专用集成电路与系统国家重点实验室工作, 研究方向为单片多制式数字视频编码器系统研究、CMOS 运算放大器的设计与优化、射频集成电路分析与设计、CMOS 单片集成数字电视调谐器. E-mail: zwtang@fudan.edu.cn.



何捷 男, 1978 年出生于江苏省丹阳市, 2000 年毕业于复旦大学电子工程系, 获理学学士学位, 现在是复旦大学微电子系博士研究生, 研究方向为混合信号集成电路设计、集成频率综合器.