

学校代码: 10246
学 号: 011021361

復旦大學

博 士 学 位 论 文

电感电容压控振荡器

LC Voltage-Controlled Oscillators

院 系: 微 电 子 系

专 业: 电 路 与 系 统

姓 名: 唐 长 文

指 导 教 师: 闵 昊 教 授

完 成 日 期: 2004 年 4 月 27 日

献给我的女友和父母亲

LC Voltage-Controlled Oscillators

by

Zhangwen Tang

B.S. (Electrical Engineering, Fudan University, Shanghai) 1999

M.S. (Microelectronics, Fudan University, Shanghai) 2001

A dissertation submitted in partial satisfaction of the

Requirements for the degree of

Doctor of Philosophy

in

Microelectronics

in the

GRADUATE DIVISION

of the

Fudan University, Shanghai

Committee in charge:

Professor Hao Min

Professor Junyan Ren

Professor Chengshou Sun

Spring 2004

Copyright 2004, by Zhangwen Tang,

ALL RIGHTS RESERVED.

To My Girlfriend and My Parents

摘要

近几年无线通信系统的蓬勃发展推动了低成本、低功耗 CMOS 无线收发机的研究与开发。同时 CMOS 工艺技术的不断进步,使得无线收发机系统中大部分单元电路,如低噪声放大器(LNA)、混频器(Mixer)、本机振荡器(Local Oscillator)以及中频滤波器(IF Filter)等都能够单片实现。无源器件(片上电感和可变电容)的片上实现问题的解决,使得本机振荡器的单片集成成为可能。

本论文系统论述了电感电容压控振荡器的理论和实现,并且深入浅出地研究了压控振荡器设计中的许多关键技术。

首先,本文简单介绍了压控振荡器的基本原理和振荡器的分类,对窄频带,宽频带,正交输出电感电容压控振荡器的电路实现方式进行了系统总结。

我们研究了硅基集成螺旋电感的仿真,设计与优化。系统总结了电感仿真的三种方法;提出了电感中金属间寄生电容等效模型,并且具体计算了两种硅基串联叠层电感的等效电容;提出了两种提高电感品质因数的技术:金属线多通路并联和深阱反偏双 PN 结。

其次,针对压控振荡器的频率-电压压控曲线分析问题,从时间域角度,本论文对电感电容谐振电路的周期计算方法在理论上进行了系统推导,阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质,得到了一种计算频率-电压压控曲线的有效方法。仿真和测试验证结果表明该方法计算的压控曲线与仿真和测试结果非常吻合。

接着,我们对三种相位噪声模型:线性时不变模型,非线性时不变模型和线性相位时变模型,进行了系统分析和概括。我们详细分析了振荡器的内在振荡机制,总结了振荡器设计和优化的一般步骤,提出了振荡器设计中片上电感的最小 R_s/L 设计原则。从线性时不变噪声模型出发,计算了压控振荡器相位噪声的极限值,并系统总结了几种相位噪声降低技术,提出了感性压控端降噪技术。

最后,根据数字电视调谐器中频率综合器的性能指标要求,详细论述了在 CSM 0.35 μm CMOS 射频/混合信号工艺上的两个电感电容压控振荡器的实现。

关键字: 电感电容压控振荡器, 片上螺旋电感, 可变电容, 电视调谐器, 频率综合器, 相位噪声

Abstract

LC Voltage-Controlled Oscillators

by

Zhangwen Tang

Doctor of Philosophy in Microelectronics

Fudan University, Shanghai, P.R.China

The explosive growth in wireless communications has driven universities and companies to produce wireless transceivers at low-cost, low-power, and compact size. Recently, all of RF components, such as low-noise amplifiers (LNAs), mixer, local oscillators (LOs), and IF Filters, seem possible to be integrated in CMOS scaled technology. On-chip passive elements such as spiral inductors and varactors make on-chip implementation of LC-tank voltage-controlled oscillators (VCOs) easy.

In this thesis, the theory and practice of LC VCOs are studied, and many key techniques in circuit implementation were explained in a simple way.

First, this thesis briefly introduces the fundamental theory of oscillators and oscillator's class. All kinds of the circuit structures of narrowband, wideband, and quadrature-output LC-VCOs are also presented.

The design, simulation and optimization of on-chip inductor are studied. Three methods of analysis and simulation of on-chip inductor are summarized briefly. We have proposed the effective capacitance model of two neighbor metals in on-chip inductors, and calculate the parasitic capacitance of serial multilayer inductors. In order to improve the quality factor of on-chip inductor, multipath metal structure and double reverse-biased PN junctions in deep-Nwell are proposed.

Secondly, this thesis describes a new prediction method of tuning curves of a LC-tank VCO with period calculation technique. With this period calculation technique, the prediction of oscillator's tuning curves is more accurate compared with the traditional harmonic approximation. The simulation and measurement agree well with the results obtained from the theoretical analyses.

We have studied three analysis methods of phase noise: linear time invariant(LTI), nonlinear time invariant(NTI) and linear phase time varying(LPTV). The underlying physics of LC oscillators is analyzed in detail. The general process of LC-VCOs' design and optimization is summarized, and we proposed the method of R_s/L minimization in the inductor selection. With linear time invariant(LTI) modeling of phase noise, we calculate the minimum phase-noise factor of LC VCOs, and summarize many techniques of lowering phase-noise. The inductive voltage control is proposed to lower the even harmonics in the oscillating voltage and to lower the phase noise, which comes from even harmonics.

In the end, we have designed and tested two LC VCOs in CSM 0.35 μ m RF/Mixed CMOS process, which are applied to the TV Tuner applications.

Key Words: LC voltage-controlled oscillator, on-chip spiral inductor, varactor, TV tuner, frequency synthesizer, phase noise

致谢

在论文完成之际，我要感谢在三年博士学业完成过程中帮助和支持我的老师，同学和朋友们。有了你们的热心帮助和支持，才有了本论文的顺利完成。首先要感谢我的导师闵昊教授，在我五年实验室的研究和工作中的细心指导。他对科学研究的严谨作风，对学术问题的洞察力，深深地影响了我；特别是他的处事为人及温和的脾气，使我五年中受益匪浅。

感谢孙承绶、张国权、周峰、李文宏老师对我在实验室学习和工作的大力帮助；感谢章倩苓、任俊彦、郑增珏、杨莲兴、洪志良老师在研究方面的指点；感谢周电老师在论文紧要关头的大力支持。

在论文完成过程中，与射频 TV Tuner 组的营洪彦、何捷、舒适、杨丰林同学，RFID 组的李强、韩益锋同学，其他组的张海青、郭亚炜等同学，以及复旦-英飞凌联合实验室的其他同学的学术交流与讨论，给我的帮助也是很大的，在此表示感谢。

这里也向为芯片提供流片和测试服务的上海集成电路设计研究中心的工程师，杭州电子工业大学的孙玲玲、胡江老师，南京 55 所的李拂晓，朱震宇老师，以及上海微系统与信息技术研究所的孙晓伟，钱容工程师表示诚挚的谢意。

本论文大部分工作是在复旦-英飞凌联合实验室中完成的，且受到上海市科学技术委员会 2003 年集成电路设计创新项目(SDC)的部分资助，在此也表示感谢。

最后，感谢我的女朋友张洁的理解、支持和鼓励。有了你，才使得五年研究生生活变得丰富多彩和充实。感谢永远尊重和支持我的爸爸、妈妈和姐姐，有了你们的关心，才有了今天的我。

谨以本文献给我的女朋友张洁，我的父母和姐姐，以及所有爱我的人。

目录

中文摘要.....	(I)
ABSTRACT(英文摘要).....	(II)
致谢.....	(III)
目录.....	(V)
第一章 前言	(1)
1.1 研究背景.....	(1)
1.2 电感电容压控振荡器的研究现状.....	(2)
1.3 论文研究的内容和贡献.....	(3)
1.4 论文组织结构.....	(4)
参考文献.....	(4)
第二章 电感电容压控振荡器	(7)
2.1 振荡器的基本原理.....	(7)
2.1.1 两端负反馈系统分析.....	(7)
2.1.2 单端能量补偿系统分析.....	(9)
2.2 电感电容压控振荡器.....	(12)
2.2.1 压控振荡器的数学模型.....	(12)
2.2.2 窄带电感电容压控振荡器.....	(13)
2.2.3 宽带电感电容压控振荡器.....	(15)
2.2.4 正交输出电感电容压控振荡器.....	(18)
2.3 小结.....	(19)
参考文献.....	(19)
第三章 硅基片上螺旋电感	(21)
3.1 在标准 CMOS 工艺上实现的硅基集成螺旋电感.....	(21)
3.1.1 平面螺旋电感.....	(21)
3.1.2 叠层螺旋电感.....	(23)
3.2 硅基集成螺旋电感的建模和仿真.....	(23)
3.2.1 用电磁场仿真工具进行建模和仿真.....	(23)
3.2.2 用分段等效的电路模型进行建模和仿真.....	(24)
3.2.3 用紧凑的集总模型进行建模和仿真.....	(26)
3.2.3.1 紧凑的集总模型.....	(26)
3.2.3.2 平面螺旋电感感值的简单精确表达式.....	(28)
3.3 硅基串联叠层电感等效电容.....	(31)
3.3.1 等效电容模型.....	(31)
3.3.2 串联叠层电感等效电容的计算.....	(33)
3.4 提高电感品质因数的方法.....	(35)
3.4.1 硅基集成螺旋电感设计和优化的一般原则.....	(35)
3.4.2 放射状地隔离层.....	(35)
3.4.3 反偏置双 PN 结隔离.....	(36)
3.4.4 电感金属的多通路并联.....	(37)
3.5 小结.....	(37)
参考文献.....	(37)

第四章 可变电容特性分析	(39)
4.1 引言	(39)
4.2 可变电容的分类	(40)
4.3 可变电容的大信号分析	(41)
4.4 谐振电路中可变电容的大信号非线性分析	(43)
4.5 电感电容谐振电路的周期计算	(44)
4.6 频域谐波近似方法与时域周期计算方法比较	(48)
4.7 采用 A-MOS 管可变电容的压控振荡器设计	(49)
4.8 仿真和测试验证	(51)
4.9 小结	(52)
参考文献	(52)
第五章 相位噪声分析	(55)
5.1 引言	(55)
5.2 线性时不变分析	(56)
5.3 非线性时不变分析	(60)
5.3.1 差分对管噪声	(62)
5.3.2 尾电流源噪声	(63)
5.4 线性相位时变分析	(64)
5.4.1 相位增量的脉冲响应	(64)
5.4.2 相位—电压转换	(67)
5.4.3 单边带噪声谱密度与载波功率比	(67)
5.4.4 周期平稳噪声源	(69)
5.4.5 多个电流噪声源的相位噪声计算方法	(69)
5.5 小结	(70)
参考文献	(70)
第六章 压控振荡器的优化	(71)
6.1 引言	(71)
6.1.1 低功耗设计	(71)
6.1.2 低相位噪声设计	(72)
6.2 谐振振荡器内在振荡机制	(73)
6.2.1 振荡器谐振幅度	(73)
6.2.2 噪声载波比	(74)
6.2.3 噪声载波比优化策略	(76)
6.3 振荡器拓扑结构和设计约束	(77)
6.3.1 振荡器拓扑结构	(77)
6.3.2 设计约束	(78)
6.3.3 目标函数：振荡器相位噪声	(79)
6.4 振荡器优化策略：线性规划	(81)
6.4.1 独立变量的缩减	(81)
6.4.2 约束条件的图形表示	(81)
6.4.3 低噪声、低功耗振荡器优化步骤	(81)
6.5 几何规划优化方法	(82)
6.5.1 凸型几何优化	(83)
6.5.2 敏感度分析	(83)

6.6	小结.....	(84)
	参考文献.....	(84)
第七章	相位噪声降低技术.....	(87)
7.1	极限相位噪声.....	(87)
7.1.1	电流噪声源.....	(87)
7.1.2	相位噪声的线性模型.....	(88)
7.2	大电容滤波.....	(90)
7.3	去除尾电流.....	(91)
7.4	二次谐波谐振滤波.....	(92)
7.5	感性压控端.....	(93)
7.6	开关电容阵列减小压控增益 K_v	(95)
7.7	带源极电感负反馈的尾电流源.....	(96)
7.8	源极电容耦合.....	(97)
7.9	小结.....	(98)
	参考文献.....	(98)
第八章	设计实例.....	(99)
8.1	应用于电视调谐器系统的频率综合器.....	(99)
8.2	1.08GHz 窄频带压控振荡器.....	(100)
8.2.1	电感的选取.....	(101)
8.2.2	可变电容的选取.....	(102)
8.2.3	振荡频率, 固定电容大小及 MOS 管尺寸参数确定.....	(102)
8.2.4	噪声滤波技术.....	(103)
8.2.5	测试考虑及版图规划.....	(104)
8.2.6	仿真和测试结果.....	(105)
8.3	1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器.....	(107)
8.3.1	差分对称电感的设计和测试.....	(107)
8.3.2	开关电容阵列.....	(109)
8.3.3	仿真和测试结果.....	(110)
8.3.4	振荡器性能的比较.....	(112)
8.4	小结.....	(112)
	参考文献.....	(112)
第九章	总结和展望.....	(115)
9.1	总结.....	(115)
9.2	展望.....	(115)
9.2.1	新结构的探索和研究.....	(116)
9.2.2	频率综合器的设计.....	(116)
9.2.3	电视调谐器的系统集成.....	(116)
附录 A	串联叠层电感等效电容的计算.....	(117)
A.1	串联叠层电感等效电容.....	(117)
A.2	3D 叠层电感等效电容.....	(121)

本论文受到上海科委 SDC 基金项目(编号: 037062019)的部分资助。

第一章 引言

1.1 研究背景

无线通信系统和宽带接收机的迅猛发展，特别是手持无线设备(如手机)的普及，使得射频前端芯片设计向小型化、低成本、低功耗等方向发展。CMOS 工艺技术的不断进步，使越来越多的射频单元电路，如低噪声放大器、上/下变频混频器、中频滤波器、本机振荡器、功率放大器等等，能够集成到单片 CMOS 收发机芯片上，加上基带信号处理，尤其是数字信号处理，早已经能够在 CMOS 工艺上实现，因而有可能在 CMOS 工艺上实现整个从前端到后端的无线通信系统。

单片 CMOS 实现的无线接收机是近几年学术界研究的热点问题。例如，Berkeley 的 Paul R. Gray 领导的“用于无线电话的 1.9GHz，宽带中频，两次变频接收机”项目[1]；UCLA 的 Asad A. Abidi 研究的“在 1 μ m CMOS 工艺上实现的、单片扩频无线接收机”[2,3]；以及目前比较热门的 GSM, DECT, Bluetooth, WLAN 等接收机系统。这些 RF 无线接收机均针对窄通道信号处理，而宽通道信号处理的 RF 接收机目前仍然是一个具有挑战性的领域。

像有线电视调制解调器(Cable Modem)这样的宽带应用需要接收机在很宽的频段范围内保持很高的线性特性。在商用数字电视机顶盒(Set-Top Box)中，目前还广泛使用的是如图 1.1 所示的分立集成有线电视调谐器[4]。采用 CMOS/BiCMOS 工艺实现的全集成电视调谐器尚处在研究和试制阶段[5-7]。

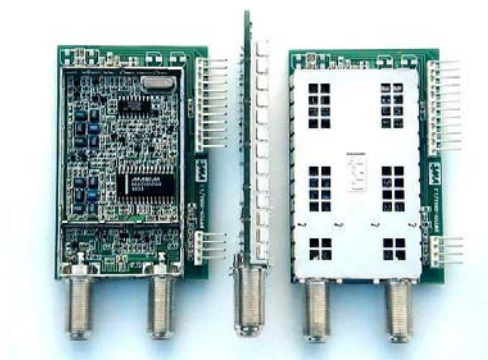


图 1.1 分立集成有线电视调谐器

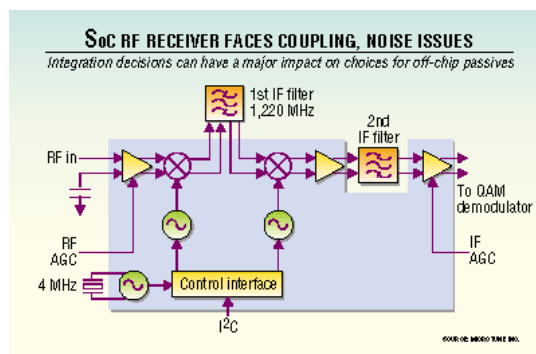


图 1.2 BiCMOS/CMOS 集成电视调谐器

全集成电视调谐器系统是一个完整的无线接收机系统(图 1.2)。由于电视信号频谱的宽频带和低噪声性能要求，目前大多数集成的电视调谐器都采用两次变频技术，主要包括宽频带低噪声放大器，宽频带上变频混频器，窄带下变频混频器，本机振荡器，自动增益控制以及模数转换器等单元电路。

有线电视调谐器(RF Cable Tuner)中的上变频器要求本机振荡器具有 1GHz-2GHz 的调谐范围，而且具有非常低的相位噪声(-85dBc@10KHz)[6,7]，因此目前大多数本机振荡器都是采用 GaAs 和 BiCMOS 工艺实现的，并使用片外电感和可变电容来达到非常大的调谐范围。在 CMOS 工艺上设计低成本、完全集成的电视调谐器芯片的最大挑战之一就是设计产生本机振荡信号的频率综合器电路。电视调谐器系统中本机振荡器的频率应以信道的带宽为步长，覆盖所有的信道频率范围。实际设计中，为了补偿由于工艺和环境温度的变化引起的偏差，本机振荡器的频率范围要大于所有信道频率范围。频率综合器通常是由图 1.3 所示的锁相环来实现，锁相环反馈回路中的 N 分频使得输出信号频率是参考时钟频率的 N 倍，因为参考时钟由片外的频率较低的低噪声石英晶体振荡器提供，所以频率综合器的噪声特性由压

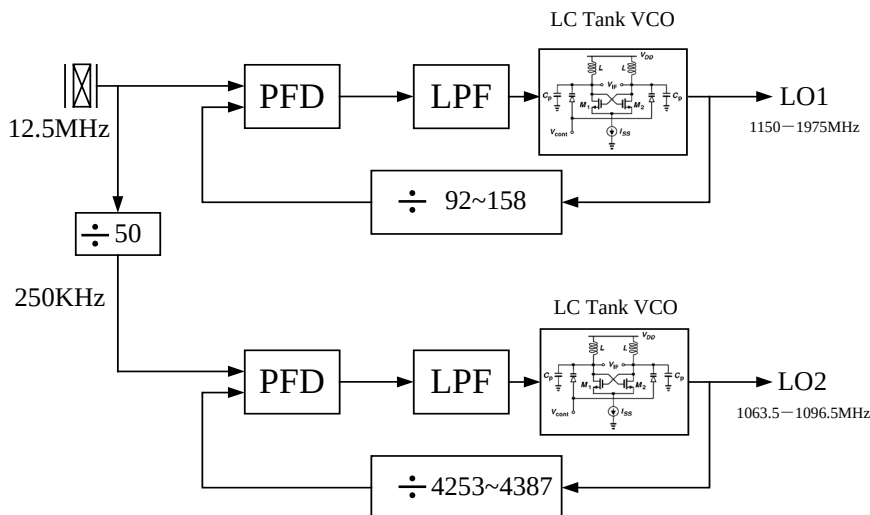


图 1.3 整数分频的频率综合器

控振荡器的噪声特性所确定。也就是说，为了设计出噪声性能很好的频率综合器，我们必须采用高品质因数的压控振荡器电路。

在无线收发机的所有单元电路中，CMOS 全集成的电感电容谐振压控振荡器(LC-VCO)是在近六七年间学术界和工业界研究中得到关注最多的射频单元电路。压控振荡器最重要的指标要求是低相位噪声(-85dBc@10KHz)、低功耗(小于 10mW)、宽调谐范围(1-2GHz)等。采用高品质因数的片上螺旋电感和大电容系数比($C_{\max}/C_{\min}$)的累积型 MOS 可变电容实现的压控振荡器是在 CMOS 硅衬底上实现高性能压控振荡器的最佳选择。

1.2 电感电容压控振荡器的研究现状

振荡器电路的实现方式主要有两种：电感电容谐振振荡器和环形振荡器。环形振荡器的振幅比较大，但其开关非线性效应很强，使得它受电源/地的噪声影响很明显。虽然环形振荡器也能够工作到 1-2GHz，但是由于其相位噪声性能比电感电容谐振振荡器差很多，故而在 1GHz 以上的振荡器很少采用环形振荡器结构。

● 片上电感和可变电容

电感电容谐振压控振荡器的电路结构来源于印刷线路板(PCB)上采用分立器件实现的振荡器电路，早期它们大多采用分立的电感、电容及分立三极管器件。有源器件(三极管和 MOS 管)非常适合于硅工艺集成，然而电感和可变电容面的集成面临巨大的挑战。早期半集成化的压控振荡器很多都采用键合线(Bondwire)电感来实现高 Q 值电感，并采用反偏二极管的 PN 结电容来实现压控可变电容。随着 CMOS 工艺的不断进步，金属互连线层数的不断增加，基于片上螺旋电感的电感电容压控振荡器被广泛采用。

片上螺旋电感最主要的问题在于品质因数不是太高，一般 nH 级的电感在 1-2GHz 频率上的 Q 为 4-8。片上螺旋电感的品质因数主要受到三种寄生效应的影响：第一，金属线的高频趋肤和邻近效应造成串联电阻的急剧增加；第二，金属对硅衬底的寄生电容降低了电感的自激振荡频率；第三，磁场在硅衬底中形成的涡流降低了电感感值，且增加了串联损耗电阻。为了能够提高工作频段上的电感的 Q 值，近十年间许多人提出了很多解决办法，例如，采用多层金属并联降低串联电阻；地屏蔽层减小电场在硅衬底上的损耗；差分电感等等。

可变电容作为可调单元广泛用于射频的压控振荡器的谐振电路中。在 CMOS 工艺上实现可变电容主要有四种结构：PN 结电容，普通 MOS 管电容，反型 MOS 管电容和累积型

MOS 管电容。PN 结电容是在 N 阱上做一层 p⁺有源区，从而实现一个 p⁺/n-well 结电容；另外一类可变电容的实现方法是利用 MOS 管工作在不同的区域(强反型区、耗尽区和累积区)从而改变电容值。根据 MOS 管的源极(S)，漏极(D)以及衬底(B)的不同连接方法，使得 MOS 管的电容可以分成三种不同的情况。

电感电容压控振荡器的两个基本无源器件的片上实现问题得到基本解决后，接着需要解决的问题是选择合适的电路结构，优化片上电感、可变电容和 MOS 管的尺寸参数，使得压控振荡器在相位噪声、功耗以及调谐范围等性能指标上达到一个最优结果。另外，具有正交输出的压控振荡器的设计也是一个研究热点。

● 相位噪声理论和降噪技术

大多数情况下，压控振荡器的相位噪声性能是影响集成接收机灵敏度的最主要的因素。理想的正弦波的频谱是一个脉冲函数，但是由于实际电路中存在噪声，振荡器输出的信号频谱特性都有一定程度的相位噪声。电感电容压控振荡器的噪声主要来源于低 Q 值片上电感中的串联电阻，开关差分对管和尾电流源。电路中的有源和无源器件的白噪声，在频偏较大的频率上产生 $1/f^2$ 特性的相位噪声；而闪烁噪声在频偏较小的频率范围产生 $1/f^3$ 特性的相位噪声。相位噪声对射频信号的混频非常不利，很大的相位噪声会将很强的邻近干扰信号混频到信道中，造成信号频谱的阻塞现象，从而降低了信道中的信噪比。

在电感电容压控振荡器研究的不断深入的过程中，一个具有指导性的噪声理论——振荡器相位噪声产生机制和计算理论，也渐渐得以完善，该理论研究的突破为设计低相位噪声提供了理论上的指导。

从振荡器的单个噪声源计算相位噪声特性主要有两种方法：第一种相位噪声理论由 Razavi 等人提出，他们将振荡器等效为一个线性时不变系统，然后用正弦电压信号等效噪声信号源注入到电路中的电压节点上；第二种方法是 Ali Hajimiri 等人在线性相位时变系统的假设条件下，将噪声源看作为一个冲击电流源，观察输出的相位响应函数。前一种方法在频偏较大的频率上的计算比较准确，但不适合频偏较近的上 $1/f^3$ 特性区域；后一种方法由于采用了谐波的互相混频调制的机制，因此在整个区域上都比较准确。

随着对压控振荡器的相位噪声产生的物理机制的渐渐认清，许多人提出了大量降低相位噪声的方法，其中最具代表的技术是噪声滤波技术，闪烁噪声降低技术。这些技术的采用使得在 CMOS 工艺实现的压控振荡器的相位噪声特性能够做到与双极工艺相当，甚至能够与分立器件相媲美。

1.3 论文研究的内容和贡献

本论文工作的主要内容和贡献包括：

- 1) 提出了片上电感中金属间寄生电容等效模型，并且具体计算了两种硅基串联叠层电感的等效电容，解释了单端 3D 串联叠层电感的自激振荡频率也能够做得很高的原因。
- 2) 提出了两种提高电感品质因数的技术：金属线多通路并联和深阱反偏双 PN 结隔离。金属线多通路并联技术用来减少高频时金属趋肤和邻近效应对电感串联电阻的影响；在硅衬底上采用深阱反偏双 PN 结可以阻止衬底表面涡流的产生。
- 3) 提出了采用阶跃可变电容的压控振荡器的频率—电压压控曲线分析方法。从时间域角度对电感电容谐振电路的周期计算方法在理论上进行了系统推导，阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质，得到了一种计算频率—电压压控曲线的有效方法。
- 4) 提出了振荡器设计中片上电感的最小 R_s/L 设计原则，并且总结了振荡器设计和优化的一般步骤。
- 5) 提出了感性压控端降噪技术，该技术消除了可变电容非线性对振荡器品质因数的影响，并在很大程度上抑制了振荡波形中的偶次谐波分量。

- 6) 根据数字电视调谐器中频率综合器的性能指标要求设计、实现和测试了两个电感电容压控振荡器电路。

总的说来,本论文的工作是对前人的工作成果的大量调查和研究的基础上,在一些方面提出了自己的想法和创新。在设计电感电容压控振荡器电路的时候,广泛采用一些成熟的技术来提高压控振荡器的性能指标,以满足电视调谐器系统的要求。在论文的研究过程中,主要完成了片上电感的设计和优化以及流片验证;完成了两个不同压控振荡器电路的设计,流片与测试。

1.4 论文组织结构

本论文对电感电容压控振荡器的理论和实现进行了系统的分析和研究,论文的具体组织结构如下:

第二章“电感电容压控振荡器”简单介绍了振荡器的基本原理和振荡器的分类,同时对不同类型振荡器的性能进行了比较。并针对一般窄带电感电容振荡器的基本问题进行论述,分析了宽带电感电容压控振荡器的电路结构和正交输出压控振荡器的几种实现方法。

第三章“硅基片上螺旋电感”研究了硅基集成螺旋电感的仿真,设计与优化。提出了电感金属间寄生电容的等效模型,并且具体计算了两种硅基串联叠层电感的等效电容,解释了单端 3D 串联叠层电感的自激振荡频率也能够做得很高的原因。为了提高片上电感在工作频段内的品质因数,提出了两种提高电感品质因数的技术:金属线多通路并联和深阱反偏双 PN 结隔离。

第四章“可变电容特性分析”从时间域角度对电感电容谐振电路的周期计算方法在理论上进行了系统推导,阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质,得到了一种计算频率—电压曲线的有效方法。仿真和测试验证结果表明用该方法计算的压控曲线与仿真和测试结果非常吻合。

第五章“相位噪声分析”系统地分析了三种相位噪声模型:线性时不变模型,非线性时不变模型和相位线性时变模型,为低噪声压控振荡器的设计优化奠定了坚实的理论基础。

第六章“压控振荡器的优化”详细分析了振荡器的内在振荡机制,总结了振荡器设计和优化的一般步骤,提出了振荡器设计中片上电感的最小 R_s/L 设计原则。

第七章“相位噪声降低技术”从线性时不变噪声模型出发,计算了压控振荡器相位噪声的极限值。通过对电感电容压控振荡器相位噪声理论的深入研究,系统总结了几种相位噪声降低技术,并且提出了感性压控端降噪技术。感性压控端降噪技术消除了可变电容非线性对振荡器品质因数的影响,并在很大程度上抑制了振荡波形中的偶次谐波分量。

第八章“设计实例”根据数字电视调谐器中频率综合器的性能指标要求,详细论述了在 CSM 0.35 μm CMOS 射频/混合信号工艺上的两个电感电容压控振荡器的实现。一个为 1.08GHz 窄频带电感电容压控振荡器,另外一个为 1.1—2.0GHz 宽频带电感电容压控振荡器。

第九章“总结和展望”总结了本论文的工作,给出了今后需要进一步研究的方向。

参考文献

- [1] J. C. Rudell, J.-J. Ou, T. B. Cho, G. Chien, F. Brianti, J. A. Weldon and P. R. Gray, “A 1.9-GHz wide-band IF double conversion CMOS receiver for cordless telephone applications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 2071-1088, Dec. 1997.
- [2] A. Rofougaran, G. Chang, J. J. Rael, J. Y. C. Chang, M. Rofougaran, P. J. Chang, M. Djafari, M.-K. Ku, E. W. Roth, A. A. Abidi and H. Samueli, “A single-chip 900-MHz spread-spectrum wireless transceiver in 1 μm CMOS—Part I: architecture and transmitter design,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 515-534, April 1998.

- [3] A. Rofougaran, G. Chang, J. J. Rael, J. Y. C. Chang, M. Rofougaran, P. J. Chang, M. Djafari, J. Min, E. W. Roth, A. A. Abidi and H. Samueli, "A single-chip 900-MHz spread-spectrum wireless transceiver in 1 μ m CMOS—Part II: receiver design," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 535-547, April 1998.
- [4] Real-World Technology Ltd, Website, <http://www.rwt.co.uk/>.
- [5] Jim Douglass, EE Times, <http://www.eedesign.com/story/OEG20020911S0034>.
- [6] Microtune Inc. MicrotunerTM 2040 Data Sheet.
- [7] Motorola Inc. Silicon Tuner MC44C800/MC44C801 Fact Sheet.

第二章 电感电容压控振荡器

振荡器是许多电子系统的重要单元之一，例如：晶体振荡器，微处理器的时钟产生电路和无线接收机中的本机振荡电路。晶体振荡器的频率比较低，一般在 10MHz 以下，但其相位噪声(Phase Noise)和相位抖动(Timing Jitter)可以做得很好。微处理器时钟产生电路的频率一般从几 MHz 到 2-3GHz，该电路通常要求有很大的频率调节范围，相位噪声要求一般都比较低。无线接收机中的本振振荡电路的相位噪声要求一般都比较高，例如 GSM 接收机中的本机振荡器的相位噪声要求 600KHz 频偏时达到-127dBc。目前商用的 GSM/CDMA/WLAN/等无线接收机的频率调谐范围比较小，20%左右(一般在 50-200MHz 范围)。对于像数字电视调谐器(TV Tuner)等宽频带接收机系统要求调谐范围达到 50%(1GHz-2GHz)。这样对于压控振荡设计来说，就存在许多需要解决的关键技术：低噪声，宽调谐范围，低功耗等等。对于不同性能要求的系统，压控振荡器的类型和电路结构也不同。

本章将首先简单介绍振荡器的基本原理和振荡器的分类，并对不同类型振荡器的性能进行比较。接着将针对一般窄带电感电容振荡器的基本问题进行论述。最后对宽带电感电容压控振荡器的电路结构，正交输出压控振荡器的电路实现方法也都进行了分析。

2.1 振荡器的基本原理

振荡器就是在只有直流电源供电的情况下，产生周期变化的电压信号的电路。通常情况下，任何振荡器都可以看作是一个两端负反馈系统，或者是一个单端能量补偿系统。环形振荡器(Ring-Oscillator)和电感电容谐振回路振荡器(LC-Tank Oscillator)是目前运用最广泛的两种振荡器。环形振荡器是将奇数个倒相器串联形成一个回路，其振荡频率受倒相器延时的控制。电感电容谐振回路振荡器是电感与电容相并联或者串联产生谐振，其振荡频率可以由压控可变电容来实现。环形振荡器的频谱特性一般比电感电容谐振振荡器要差，但是电感电容振荡器受到无源器件(片上电感和可变电容)的品质因数的制约。在实际应用中，往往根据分析的方便，环形振荡器采用两端负反馈系统分析方法，电感电容谐振回路振荡器采用单端能量补偿系统分析方法[1]。

2.1.1 两端负反馈系统分析

我们知道振荡器是一个没有输入只有输出的电路，为什么振荡器会一直振荡下去呢？它的物理机制是什么呢？为了弄清振荡器振荡的物理机制，我们可以借鉴负反馈系统频响特性曲线来分析振荡器。图 2.1(a)是一个单输入、单输出的负反馈系统，该系统的开环传递函数为 $H(s)$ ，则其闭环传递函数可以表示为：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{H(s)}{1 + H(s)} \quad (2.1)$$

当 $s = j\omega_0$ ， $H(j\omega_0) = -1$ 时，负反馈系统输出为无穷大。这样系统中的任何节点上有一个小的抖动或者噪声都能够使得系统发生振荡，这时候负反馈系统变成正反馈。这种情况在运算放大器设计中是绝对不允许的，然而对于振荡器来说，振荡器电路就必须工作在正反馈情况下。

总的来说，一个负反馈系统必须满足以下两个 Barkhausen 振荡原则，电路才能够在频率点 ω_0 上发生振荡。

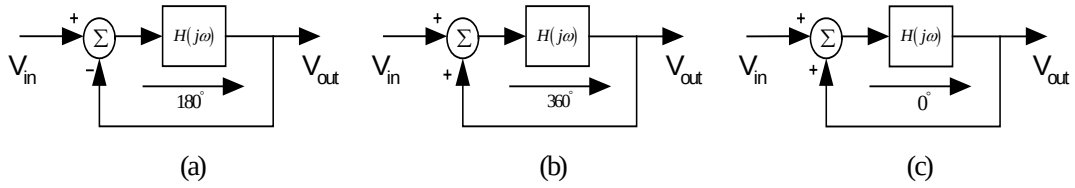


图 2.1 振荡器的负反馈形式

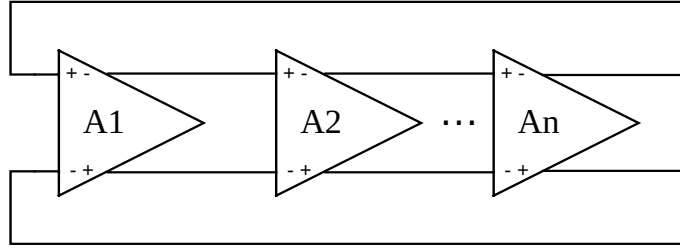


图 2.2 N 级全差分环形振荡器

- 振荡器系统的开环增益 $|H(j\omega_0)| \geq 1$;
- 振荡器系统的开环相位偏移为 180° 。

在实际电路设计中,振荡器的开环增益往往是计算值的 2-3 倍。这主要是为了克服工艺和温度的偏差,以及由于电路非线性造成的开环增益的下降。

振荡器的负反馈表示形式(图 2.1(a))中的正向开环传递函数的相位偏移 180° , 反向反馈通路的相位偏移也是 180° , 因此整个开环的相位偏移为 360° 。图 2.1(b)是振荡器的正反馈表示形式, 为了保证振荡器起振, 正向开环传递函数的相位偏移 360° , 且满足 $|H(j\omega_0)| \geq 1$ 。

相位偏移 360° 也就是正反馈系统的输入与输出相位相同, 因此图 2.1(c)与图 2.1(b)是等价的。

N 级(N 为奇数)全差分环形振荡器电路如图 2.2 所示。假设每一级的直流增益为 A_0 , 并且每一级倒相器只有一个极点 ω_0 , 则环形振荡器的环路传递函数为,

$$H(s) = -\frac{A_0^n}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_0}\right)^n} \quad (2.2)$$

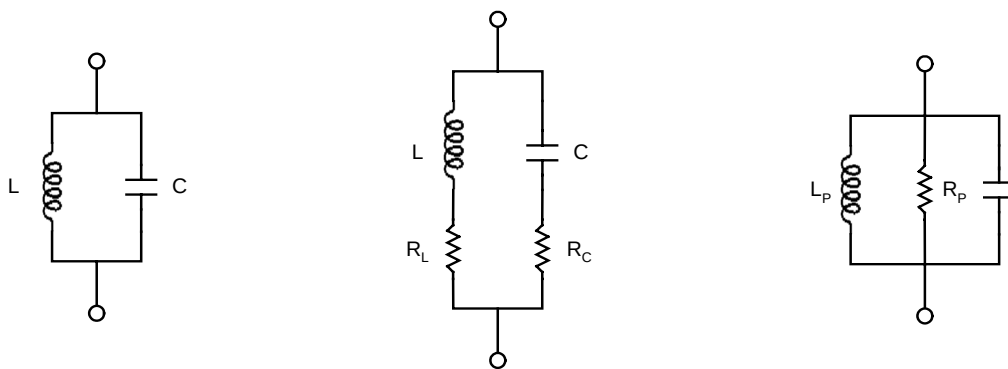
奇数级倒相器固有的且与频率无关的相位偏移为 180° , 式子(2.2)的相位偏移为 180° 就能够满足环形振荡器相移 360° 的要求。故

$$\tan^{-1} \frac{\omega_{osc}}{\omega_0} = \frac{180^\circ}{N} \Rightarrow \omega_{osc} = \omega_0 \cdot \tan\left(\frac{180^\circ}{N}\right) \quad (2.3)$$

同时必须满足环路增益为 1 的要求,

$$\frac{A_0^n}{\left(\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{osc}}{\omega_0}\right)^2}\right)^n} = 1 \quad (2.4)$$

从式子(2.3)和(2.4), 可以计算出每一级倒相器的直流增益必须满足,



(a) 理想电感电容并联电路

(b) 实际电感电容并联电路

(c) RLC 并联等效电路

图 2.3 电感电容谐振回路

$$A_0 = \sqrt{1 + \left(\tan \left(\frac{180^\circ}{N} \right) \right)^2} \quad (2.5)$$

实际上,随着振荡幅度的增大,每一级将进入非线性甚至出现振幅受到限制的“饱和”现象。因此在大信号振荡情况下,环形振荡器中倒相器的直流增益往往比式子(2.5)要大 2-3 倍。这样才能保证环形振荡器在大信号,非线性振荡情况下,其平均环路增益能够始终为 1。

两端负反馈系统分析方法对于环形振荡器的分析是非常有效的,然而电感电容振荡器电路很难简单地看作等效成一个负反馈系统。因此我们必须采用下述的单端能量补偿系统分析方法。

2.1.2 单端能量补偿系统分析

对于一个理想的电感电容谐振电路(图 2.3(a)),在频率 $\omega_{res} = 1/\sqrt{LC}$ 处,电感的感抗 $jL\omega_{res}$ 与电容的容抗 $1/jC\omega_{res}$ 大小相等,符号相反。这时电感电容回路开始振荡,回路的品质因数 Q 为无穷大。根据后面第三章和第四章的分析,实际的片上电感和电容都存在串联电阻。如图 2.3(b)所示, R_L 和 R_C 分别是电感和电容的串联电阻。根据电感和电容的串联—并联转换关系,图 2.3(b)可以由图 2.3(c)中的 RLC 并联等效电路来代替,其中并联电感 L_P ,电阻 R_P 和电容 C_P 分别为,

$$L_P = L \left(1 + \frac{1}{Q_L^2} \right), \quad C_P = \frac{C}{1 + \frac{1}{Q_C^2}}, \quad R_P = R_{P,L} + R_{P,C} = (1 + Q_L^2) R_L + (1 + Q_C^2) R_C \quad (2.6)$$

其中,电感支路品质因数 $Q_L = \frac{\omega L}{R_L}$, 电容支路品质因数 $Q_C = \frac{1}{\omega C R_C}$, RLC 并联谐振回路的品质因数 $Q_{tank} = \frac{R_P}{\omega L_P} = \omega C_P R_P$, 谐振频率 $\omega_{res} = 1/\sqrt{L_P C_P}$ 。在谐振频率处,RLC 并联等效电路的输出阻抗为 R_P 。

如图 2.4(a)所示,当有一个电流脉冲刺激 RLC 并联电路时,RLC 电路将发生振荡,由于电阻 R_P 的存在,振荡将慢慢衰减为零。如果将一个“负阻- R_P ”与 RLC 电路相并联,如图 2.4(b),RLC 电路的并联电阻为 0,这样振荡将永远维持下去。然而实际电路中,不存在一个理想的“负阻”,“负阻”都是由有源器件等效而来。图 2.4 可以看出振荡器电路能够一直保持振荡,其能量是来源于电路中的有源器件的供给。因此对于一个振荡器电路,我们可以将电路划分为两个部分:正阻电路(耗能部分)和负阻电路(提供能量部分)。图 2.4(c)的左边是一个谐振回路,产生振荡频率 ω_0 ; 右边是一个提供能量的负阻电路。我们将上述分析振荡

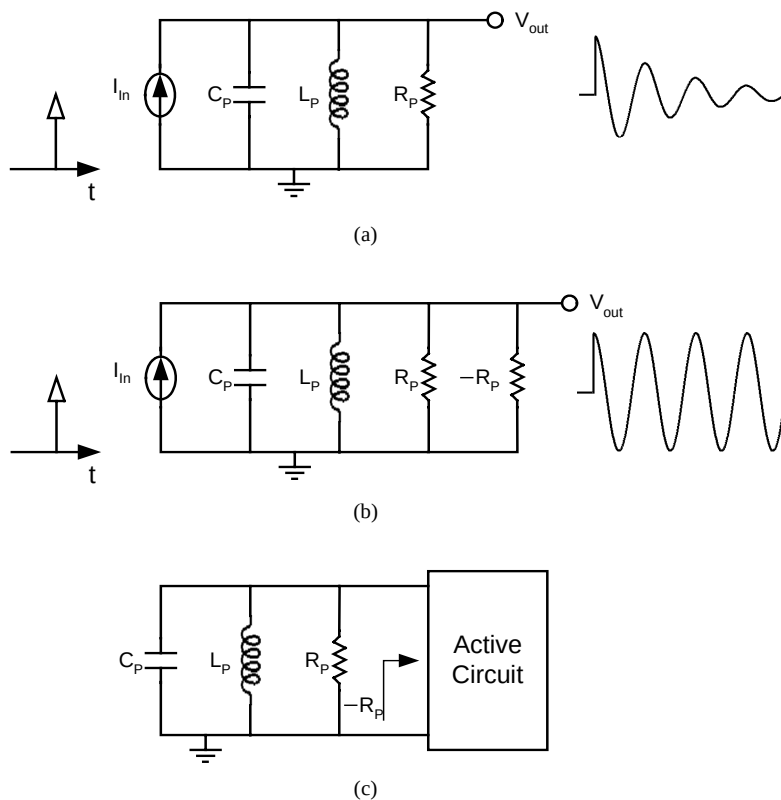


图 2.4 单端能量补偿系统分析示意图

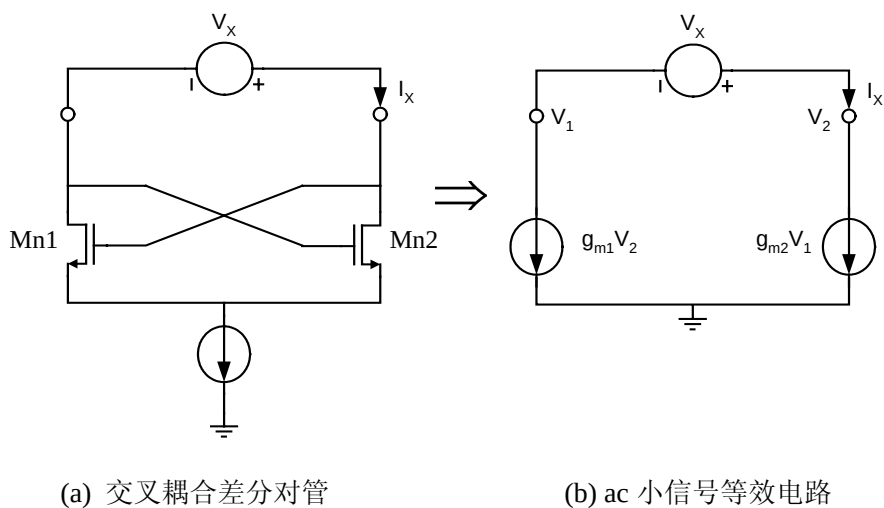


图 2.5 差分 MOS 对管负阻电路

电路的方法称为单端能量补偿系统分析法。

图 2.5 为采用 MOS 管实现的负阻电路和其交流小信号等效电路。忽略 MOS 管 Mn1 和 Mn2 的衬底效应和沟道调制效应，可以得到，

$$V_x = V_2 - V_1, \quad I_x = g_{m2} \cdot V_1 = -g_{m1} \cdot V_2 \quad (2.7)$$

则

$$V_x = V_2 - V_1 = -\frac{I_x}{g_{m1}} - \frac{I_x}{g_{m2}} = -I_x \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} \right) \quad (2.8)$$

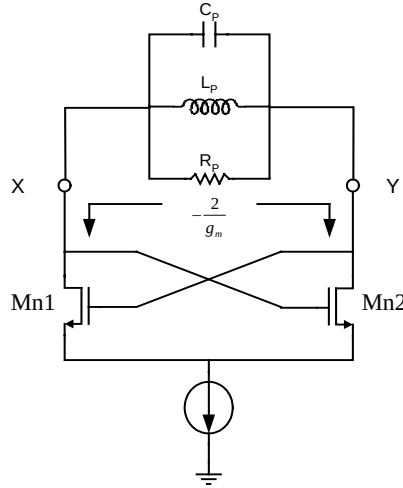


图 2.6 负跨导交叉耦合电感电容振荡器等效电路

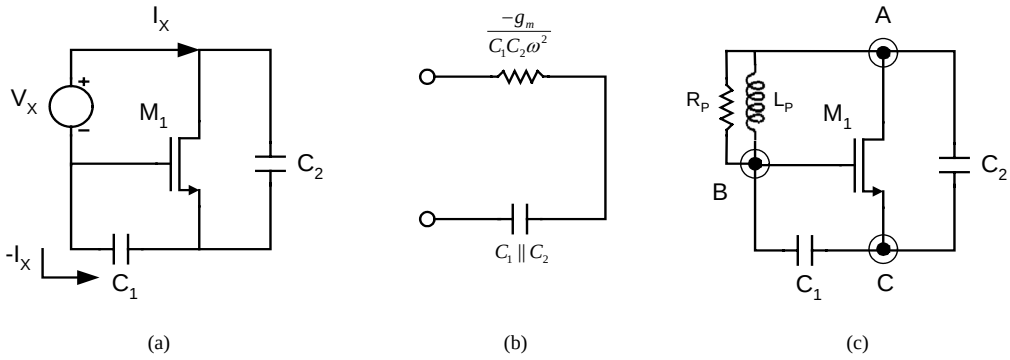


图 2.7 单 MOS 管负阻电路

如果 Mn1 管和 Mn2 管相同，即 $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ ，得

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{-2}{g_m} \quad (2.9)$$

当加在负阻的两端的电压增加时，负阻将对外输出电流。如果将图 2.5(a)中的交叉耦合差分对管与 RLC 回路相并联，并且保证 $R_p \leq 2/g_m$ 时，负阻就能够为 RLC 回路中的并联电阻 R_p 消耗的能量进行源源不断的补偿。图 2.6 为交叉耦合负跨导电感电容振荡器等效电路，节点 X 和 Y 将产生差分振荡信号，振荡波形与尾电流偏置大小有关，具体分析将在第六章中做详细论述。

另外一种产生负阻的方法如图 2.7 所示。忽略 MOS 管 M_1 的衬底效应和沟道调制效应，可以得到 M_1 的电流为 $I_{DS1} = g_m \cdot (-I_X/C_1s)$ ，电压 V_X 为

$$\begin{aligned} V_X &= (I_X - I_{DS1}) \frac{1}{C_2s} + \frac{I_X}{C_1s} = \left(I_X + \frac{g_m I_X}{C_1s} \right) \frac{1}{C_2s} + \frac{I_X}{C_1s} \\ \frac{V_X}{I_X} &= \frac{g_m}{C_1C_2s^2} + \frac{1}{C_1s} + \frac{1}{C_2s} \end{aligned} \quad (2.10)$$

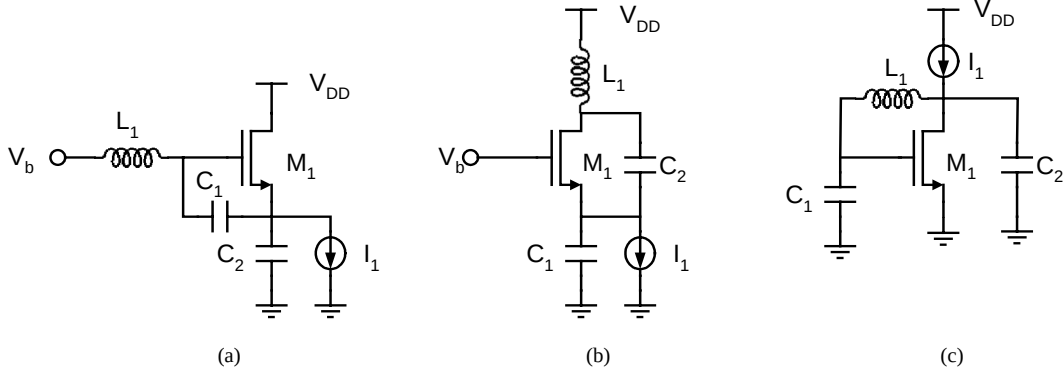


图 2.8 不同结构的单管振荡器

从式子(2.10)，可以知道图 2.7(a)中的 M_1 的栅漏之间的阻抗包括一个负阻 $-g_m/C_1C_2\omega^2$ 与电容 C_1 和 C_2 的并联，其等效电路图如图 2.7(b)所示。当在 M_1 的栅漏之间并联一个电感，如图 2.7(c)，该电路将形成振荡器电路。将 A、B 和 C 三点分别接地的不同，可以构成三种不同结构的振荡器。它们分别如图 2.8(a)、(b)和(c)所示，图中的电流源 I_1 提供振荡器的直流偏置。图 2.8(a)是 A 点接地情况，它是一个源极跟随器结构；图 2.8(b)是 B 点接地情况，它是通常使用比较广泛的考毕兹振荡器(Colpitts Oscillator)；图 2.8(c)为 C 点接地，它是前面所述的负跨导振荡器的单端形式。

对环形振荡器和电感电容振荡器的分析，我们知道两端负反馈系统分析方法广泛用于环形振荡器电路的分析，而单端能量补偿系统分析方法在电感电容振荡器电路的分析中广泛被采用。

2.2 电感电容压控振荡器

上一节介绍的是振荡器振荡的基本机理，而且振荡器的谐振频率是一个固定值。为了使振荡器的谐振频率能够克服工艺和温度的偏差，以及满足特定应用场合中信道带宽的要求，我们需要设计具有一定调谐范围的压控振荡器。因为环形振荡器电路不是本论文研究的重点，在没有特定申明的情况下，后面章节中提到的振荡器都是指电感电容振荡器。

2.2.1 压控振荡器的数学模型

一个理想的压控振荡器的频率压控特性(图 2.9)可以表示为，

$$\omega_{out} = \omega_0 + K_V \cdot V_{ctrl} \quad (2.11)$$

其中 V_{ctrl} 为压控电压， K_V 为压控振荡器的增益， ω_0 为压控电压为 0V 时的振荡频率。

振荡器的频率与相位的关系表示为，

$$\omega_{out} = \frac{d\phi}{dt} \quad (2.12)$$

则根据式子(2.11)和(2.12)，假设 K_V 为常数，可以得到振荡器的相位为，

$$\phi = \int \omega_{out} dt + \phi_0 = \int (\omega_0 + K_V \cdot V_{ctrl}) dt + \phi_0 = \omega_0 t + K_V \int V_{ctrl} dt + \phi_0 \quad (2.13)$$

其中定义振荡器的相位增量为 $\phi_{ex} = K_V \int V_{ctrl} dt$ 。因此在锁相环电路中，压控振荡器是相位的一个理想的积分器，其传递函数可以表示为，

$$\frac{\phi_{ex}(s)}{V_{ctrl}} = \frac{K_V}{s} \quad (2.14)$$

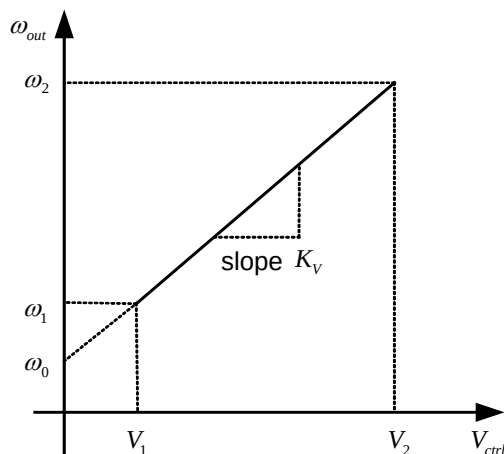


图 2.9 理想压控振荡器压控特性

压控振荡器电路设计主要有以下几个指标：

- 1) 中心频率：振荡器的最大频率和最小频率的中间值 $\omega_{mid} = (\omega_{max} + \omega_{min})/2$ ；
- 2) 调谐范围：振荡器的最大频率与最小频率的差值 $(\omega_{max} - \omega_{min})$ ，通常情况下，也定义为 $(\omega_{max} - \omega_{min})$ 与中心频率 ω_{mid} 比值的百分比形式 $(2(\omega_{max} - \omega_{min})/(\omega_{max} + \omega_{min})) \times 100\%$ ；
- 3) 调谐增益：压控振荡器的增益 K_V ；
- 4) 调谐线性度：理想压控振荡器的增益 K_V 在整个调谐范围保持为常数，但是实际电路实现的时候，往往不能够做到这一点。这就要求压控增益 K_V ，在整个调谐范围内尽量保持一个好的线性度。
- 5) 相位噪声：载波频率频偏 $\Delta\omega$ 处，1Hz 内单边带噪声谱密度与载波功率比值的分贝形式 (dBc/Hz)，详细介绍参见第五章中的相位噪声定义。
- 6) 输出信号频谱纯度：随着压控电压的改变，振荡波形不是一个理想的正弦波。为了使得能量都集中在振荡器的基频上，我们设计的电路要尽量抑制高次谐波的存在。
- 7) 输出电压幅值：从降低相位噪声方面来看，我们应该尽量使得输出的电压幅度大些，这样可以降低压控增益 K_V 。特别是随着 CMOS 工艺的不断进步，电压不断降低的情况下，提高输出电压幅值显得更加重要。
- 8) 功耗：振荡器的功耗与相位噪声，输出电压幅度等密切相关，它们之间存在一定的权衡和优化过程。CMOS 工艺上实现振荡器的典型功耗为几个到几十个 mW。

2.2.2 窄带电感电容压控振荡器

在图 2.6 的交叉耦合负跨导电感电容振荡器等效电路中加入直流偏置 I_{tail} ，可以得到图 2.10 中的两种结构的振荡器电路[2,3,4,5,6]。图 2.10(a)中的负阻采用交叉耦合的 NMOS 对管来实现，尾电流管 Mn3 为 Mn1 和 Mn2 管提供直流偏置。同样该结构也可以采用交叉耦合的 PMOS 对管实现。在 CMOS 工艺上实现电感电容压控振荡器的最关键的问题是如何设计和实现高性能的片上电感和片上可变电容。

目前情况下，片上电感的实现主要有三种：有源电感，键合线电感和片上螺旋电感。有源电感的噪声性能比较差，在高频电路中一般不采用。键合线电感的品质因数比较高，通常在 1-2GHz 可以达到 50，但是其电感值偏差很大。片上螺旋电感是目前使用最为广泛的一种电感，它最主要的优点是 CMOS 工艺完全兼容，但是其品质因数比较低，一般在 1-5GHz

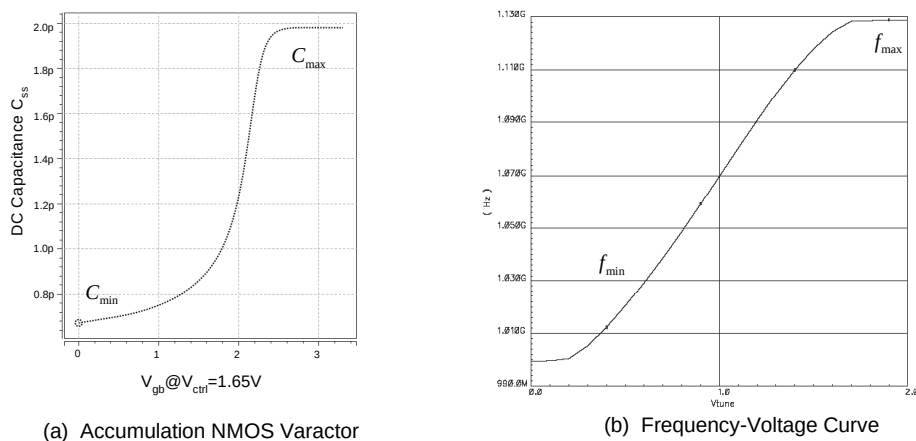
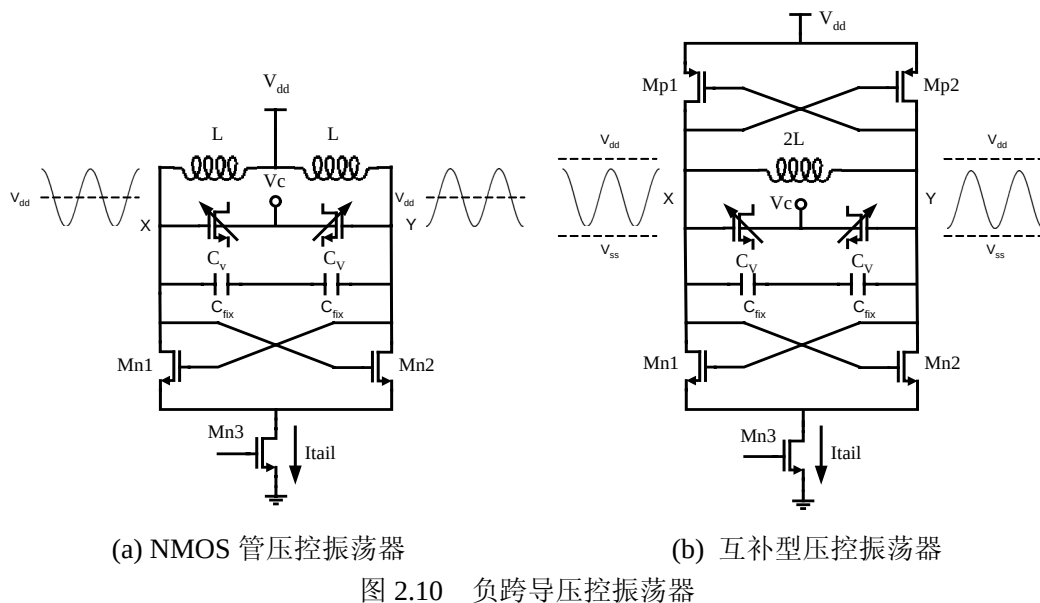


图 2.11 累积型 MOS 管可变电容与振荡器 F-V 压控曲线

频率范围只能够做到 5-8。详细的分析请参考第三章片上螺旋电感的设计、分析和优化。

片上可变电容的实现最主要有三种：PN 结电容，MOS 管电容和等效开关电容。PN 结电容作为可变电容的缺点在谐振电压大的时候，PN 结有可能进入正偏状态，增加了漏电流，导致品质因数下降。MOS 管电容是目前最为常用的可变电容，根据 MOS 管工作在不同的区域(强反型区、耗尽区和累积区)，和其 MOS 管的源极(S)，漏极(D)以及衬底(B)的不同连接方法，可以分为普通 MOS 管电容，反型 MOS 管电容和累积型 MOS 管电容。等效开关电容是采用 MIM 电容(金属—绝缘体—金属电容)和开关 MOS 管来等效阶跃可变电容。该结构的可变电容的优点是不受工艺库的制约，可以由设计人员自行确定可变电容的大小及电容可调范围。在锁相环电路中应用的最大好处是，该结构可变电容的压控振荡器的压控增益 K_V 的线性度非常好。详细的分析请参考第四章中可变电容特性的分析。

图 2.10(a)振荡器电路在 DC 情况下，节点 X 和 Y 的电压为 V_{dd} ，当振荡器起振后，节点 X 和 Y 上的电压波形将是以电源电压 V_{dd} 为直流分量的近似正弦波，其振荡频率为，

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{fix} + C_V)}} \quad (2.15)$$

其中 L 为电感, C_{fix} 为固定电容, C_V 为可变电容。 C_V 的变化范围从 C_{min} 到 C_{max} , 累积型 MOS 管的典型曲线如图 2.11(a)。压控振荡器的频率—电压(F-V)压控曲线如图 2.11(b)所示, 其中最大频率和最小频率分别是,

$$f_{\text{res,max}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{\text{fix}} + C_{\text{min}})}}, \quad f_{\text{res,min}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{\text{fix}} + C_{\text{max}})}} \quad (2.16)$$

图 2.10(b)是互补型负跨导压控振荡器, 采用交叉耦合的 NMOS 和 PMOS 两种管子来产生负阻补偿电路。对于同样的偏置电流和相同 MOS 管尺寸, 互补型结构产生的负阻是单管型的两倍。因此互补型振荡器在振荡幅度和功耗方面都比单管型有优势。

2.2.3 宽带电感电容压控振荡器

目前商用的 GSM/CDMA/WLAN 等无线接收机的频率调谐范围比较小, 20%左右(一般在 50-200MHz 范围)。采用固定电容与可变电容并联的方法已经能够覆盖信号通道带宽和补偿工艺和温度的漂移。但是对于像数字电视调谐器(TV Tuner)等宽频带接收机系统要求调谐范围达到 50%(1GHz-2GHz), 该方法已经不能够实现。主要原因是 MOS 管可变电容无法实现 50%—100%的电容调节范围。而且完全由一对可变电容实现大可调范围, 其压控增益 K_V 太大, 将导致相位噪声性能变差。因此宽带振荡器必须采用开关选择分段的方法, 将一个宽带调谐范围划分成几个窄带调谐范围, 并且保证相邻压控曲线有一定的重叠区域。

在标准 CMOS 工艺上实现宽带振荡器主要有三种方法: 开关调谐电容结构, 开关调谐电感结构和多个窄带压控振荡器组合结构。

在图 2.10 的窄带振荡器中, 固定电容 C_{fix} 都是采用高品质因数的 MIM 电容来实现。通常情况下, 片上电感的品质因数 Q_L 都远远小于 MIM 电容和可变电容的品质因数 Q_C , 因此振荡器的品质因数 Q_{tank} 主要受到片上电感的品质因数 Q_L 的限制。这样我们可以采用开关电容来分段调节固定电容 C_{fix} , 由于 MOS 开关管的串联电阻的存在, 它将降低整个电容的品质因数, 然而并不影响振荡器的整体品质因数 Q_{tank} 。

图 2.12 为采用二进制权重的 MIM 电容实现的宽带压控振荡器[7,8,9]。 C 为高品质因数的 MIM 电容, C_d 为开关 MOS 管的漏极寄生电容, W/L 为开关 MOS 管的宽长比。振荡器中的开关电容对振荡频率进行粗调, 将整个振荡频率分成 2^n 个区域, 可变电容在每一根压控曲线中进行连续的细调。当开关全部为“ON”状态, 且可变电容为最大电容 $C_{V, \text{max}}$ 的时候, 振荡频率为最小值 ω_{min} ,

$$\omega_{\text{min}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_{V, \text{max}} + (2^n - 1)C)}} \quad (2.17)$$

当开关全部为“OFF”状态, 且可变电容为最小电容 $C_{V, \text{min}}$ 的时候, 振荡频率为最大值 ω_{max} ,

$$\omega_{\text{max}} = \frac{1}{\sqrt{L\left(C_{V, \text{min}} + (2^n - 1)\left(\frac{CC_d}{C + C_d}\right)\right)}} \quad (2.18)$$

为了确保相邻压控曲线有一定的重叠区域, 可变电容的最大电容 $C_{V, \text{max}}$ 和最小电容 $C_{V, \text{min}}$ 必须满足,

$$C_{V, \text{max}} - C_{V, \text{min}} > C - \left(\frac{CC_d}{C + C_d}\right) \quad (2.19)$$

当所有开关都为“ON”状态时, 整个开关电容阵列的品质因数有最小值 $Q_{C, \text{min}}$ [9],

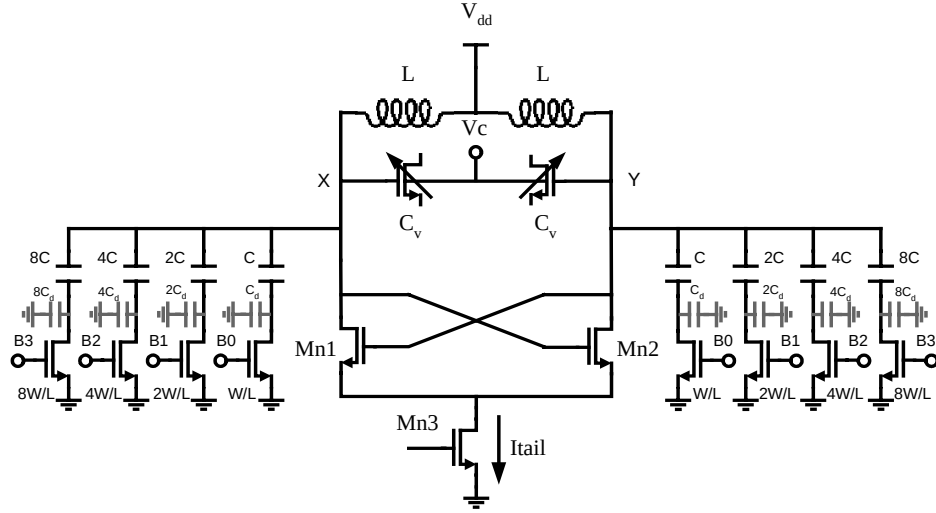
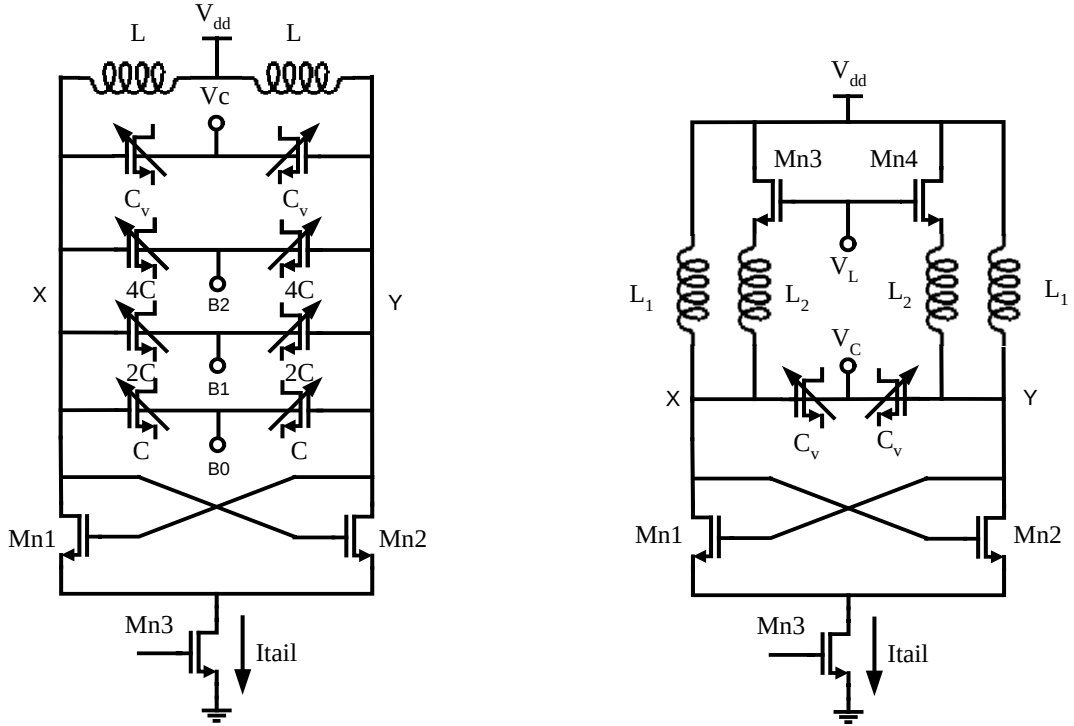


图 2.12 开关电容宽带压控振荡器



(a) 二进制权重 MOS 管可变电容结构

(b) 开关电感宽带压控振荡器结构

图 2.13 两种宽带压控振荡器

$$Q_{c, \min} \approx \omega_0 \left(\frac{1}{(\omega_0 R_{on} C)^2} + 1 \right) \cdot \frac{R_{on}}{2^n - 1} \cdot (2^n - 1) C$$

$$\approx \frac{1}{\omega_0 R_{on} C} \quad (2.20)$$

其中 R_{on} 为 NMOS 开关管的线性电阻，

$$R_{on} = \frac{L}{W} \frac{1}{\mu_n C_{ox} (V_{gs} - V_t)} \quad (2.21)$$

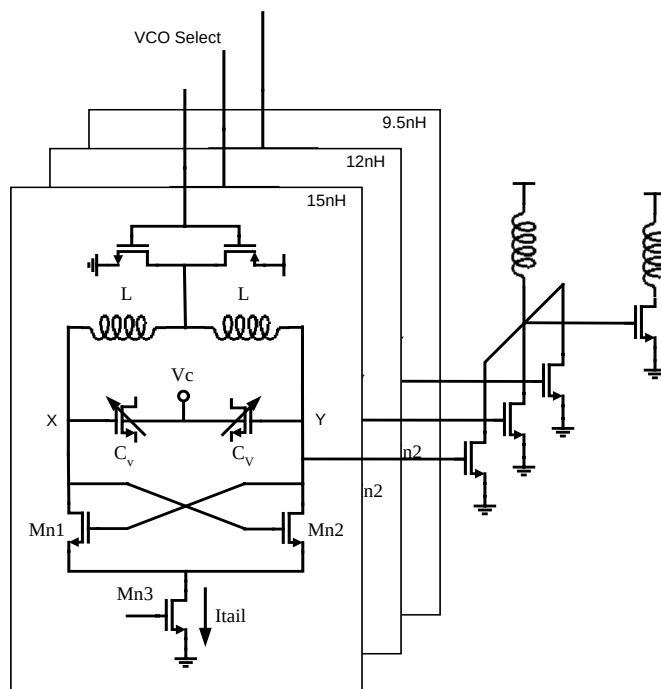


图 2.14 多个窄带压控振荡器的组合

根据式子(2.17)-(2.21)，可以知道调谐范围受到寄生电容的 C_d 限制，而并联电容的品质因数受到开关导通电阻的制约。如果增大开关 MOS 管的 W/L ，将提高电容的品质因数，但同时也增加了寄生电容 C_d ，从而降低了调谐范围。因此 MIM 电容 C 和开关 MOS 管的 W/L 之间存在一个权衡关系。通常情况下，在保证不影响振荡器的品质因数(主要受到电感品质因数的限制)的条件下，尽量增大开关 MOS 管的尺寸。

另外一种采用开关调谐电容实现宽带压控振荡器的电路如图 2.13(a)所示 [10]。因为 MOS 管可变电容本身就具有开关电容的特性，我们可以直接采用二进制权重的 MOS 管可变电容来代替开关电容。当 MOS 可变电容为最大电容值 $C_{v,max}$ 时，就相当于开关电容处在“ON”状态，而当可变电容为最小电容值 $C_{v,min}$ 时，就相当于开关电容处在“OFF”状态。这样可以避免设计开关 MOS 管，且提高了电容的品质因数。但是采用二进制权重的 MOS 管可变电容的振荡器的缺点是受到工艺库的制约，因为 MOS 管可变电容的容值只有几种固定值 [20] [21]。

同样的道理，我们也可以通过调节并联电感的感值来实现宽带振荡器 [11] [12]。图 2.13(b)就是采用开关电感实现粗调，可变电容完成细调的宽带电感电容压控振荡器。Mn4 和 Mn5 管的栅极接固定电压 V_L ，其源极随着电感 L_2 的变化而改变。当电压 V_L 足够高时，开关管 Mn4 和 Mn5 将始终导通，这样振荡器的电感值是电感 L_2 和 L_1 的并联，振荡器在最大频率上振荡；当电压 V_L 足够低到开关管 Mn4 和 Mn5 将始终截止的时候，振荡器的电感值是电感 L_1 ，振荡器在最小频率上振荡；当电压 V_L 介于两者之间时，振荡器的电感值是电感 L_1 和电感 L_2 的时间平均值。振荡器中的可变电容 C_v 可以用做小范围的连续微调，其电容的有效值也是电容最大值 $C_{v,max}$ 和 $C_{v,min}$ 的时间平均值。

第三种实现宽带压控振荡器的电路如图 2.14 所示。它是由多个窄带振荡器构成，每一个窄带振荡器覆盖一段频段，并且保持相邻频段之间有交叠[7]。每个振荡器是一个完全独立的电路，振荡信号通过共漏的 MOS 管输出到同一个节点。这种电路的优点是实现比较简单，噪声性能较好，但缺点是面积太大，功耗也太高，单片集成电路中很少采用。

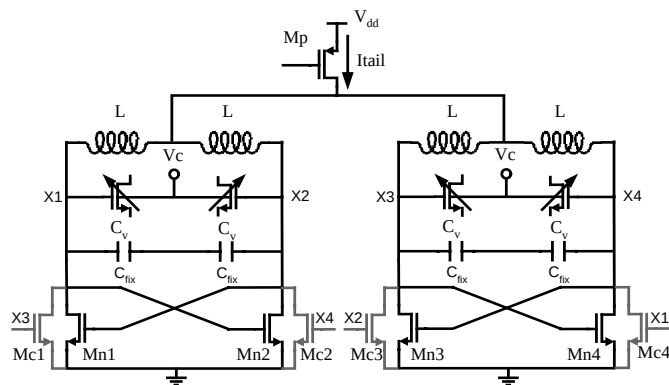


图 2.14 互相耦合正交压控振荡器

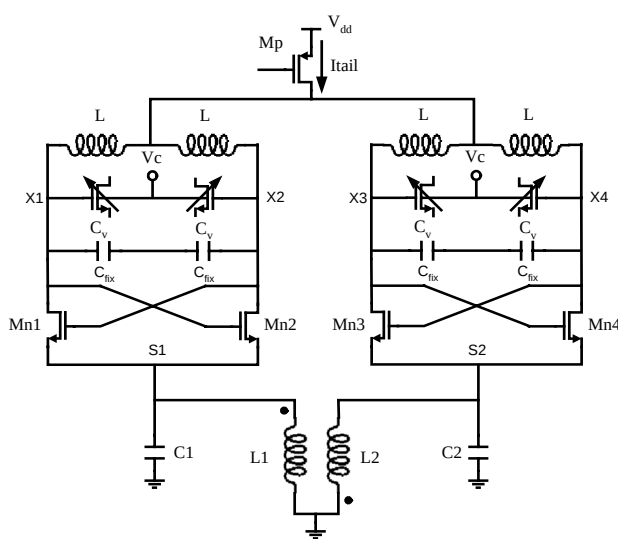


图 2.15 共模点二次谐波耦合正交压控振荡器

2.2.4 正交输出电感电容压控振荡器

低中频(Low IF)抑制镜像结构和零中频(Zero IF)结构的全集成接收机要求本机振荡器是正交信号。振荡器产生正交输出的方法主要有三种：两分频法，RC-CR 相移网络法和正交耦合振荡器法[13,14]。

- 1) 两分频法就是采用前面所述的振荡器结构设计一个两倍频的全差分振荡器，然后通过两分频电路产生四路相互正交的信号。该方法缺点是相位误差大，功耗大，很难保证输出信号的 50% 的占空比，一般情况下很少采用。
- 2) RC-CR 相移网络法：全差分振荡器的振荡波形通过 RC-CR 相移网络完成 90° 相移，产生互相正交的四路信号。该方法无法保证 I/Q 两路的振荡信号的相位精度，且功耗消耗太大。
- 3) 正交耦合振荡器：通过两个振荡频率相同的振荡器之间的互相耦合，迫使两个振荡器的相位保持 90° 的相移，这样就能够得到四路相互正交的振荡信号。该方法是目前 CMOS 工艺上全集成实现正交输出振荡器的最可行的办法。

图 2.14 是由两个完全相同的压控振荡器构成的互相耦合的正交压控振荡器[15] [16]。Mn1 和 Mn2 管产生左边振荡器所需的负阻，Mc1 和 Mc2 管是用来将右边的振荡信号耦合到左边振荡器。同样，Mn3 和 Mn4 管产生右边振荡器所需的负阻，Mc3 和 Mc4 管是用来将左边的振荡信号耦合到右边振荡器。该结构的正交压控振荡器存在正交相位精度和相位噪声之

间的权衡关系，而且耦合管子 M_{c1} - M_{c4} 的存在也增加了功耗。

另外一种实现耦合型正交压控振荡器的电路结构[17] [18] [19]如图 2.15 所示。该结构通过振荡器共模点处的二次谐波的变压器耦合，实现两个完全相同压控振荡器之间的正交耦合。由电感 L_1 和 L_2 实现的变压器使得两个振荡器的共模点 S_1 和 S_2 的二次谐波的相位相差 180° ，这样保证两个振荡器输出的振荡信号满足正交特性。该结构正交压控振荡器的优点是：一、两个完全相同的振荡基本上是在独立条件下进行振荡的，设计的时候比较方便；二、振荡器之间的耦合不影响振荡器的相位噪声，并且不额外增加电路功耗。

2.3 小结

本章从振荡器的基本原理出发，系统论述了振荡的两种分析方法：两端负反馈系统分析和单端能量补偿系统分析。从单端能量补偿系统分析方法出发，详细阐述了电感电容振荡器的几种典型结构；接着介绍了压控振荡器的数学模型，给出了压控振荡器设计的几个最主要性能指标；最后根据压控振荡器的应用不同，分析了窄带压控振荡器的电路结构，宽带振荡器实现的方法以及正交输出压控振荡器的两种耦合方式。

参考文献

- [1] Razavi, "Design of analog CMOS integrated circuits" Singapore: McGraw-Hill, 2001.
- [2] C. Samori, S. Levantino, and A. L. Lacaita, "Integrated LC oscillators for frequency synthesizer in wireless applications," *IEEE Communication Magazine*, pp. 166-171, May, 2002.
- [3] J. Craninckx, and M.S.J. Steyaert, "A 1.8-GHz CMOS low-phase-noise voltage-controlled oscillator with prescaler," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1474-1482, Dec. 1995.
- [4] J. Craninckx, M.S.J. Steyaert, and H. Miyakawa, "A fully integrated spiral-LC CMOS VCO set with prescaler for GSM and DCS-1800 systems," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 403-406, 1997.
- [5] J. Craninckx, M.S.J. Steyaert, "A 1.8-GHz low-phase-noise CMOS VCO using optimized hollow spiral inductors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 736-744, May 1997.
- [6] C.-M. Hung, and K. O. Kenneth, "A packaged 1.1-GHz CMOS VCO with phase noise of -126 dBc/Hz at a 600-kHz offset," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 100-103, Jan. 2000.
- [7] A.Kral, F. Behbahani, and A. A. Abidi, "RF-CMOS oscillators with switched tuning," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp.555-558, 1998.
- [8] A. M. Niknejad, "Multi-mode and wideband VCO design," RFIC, 2003.
- [9] Nathan Sneed, "A 2-GHz CMOS LC-tuned VCO using switched-capacitors to compensate for Bondwire inductance variation," Master Thesis, University of California, Berkeley, Dec, 2000.
- [10] S.-M. Oh, C.W. Kim, and S.-G. Lee, "A 74%, 1.56-2.71 GHz, wide-tunable LC-tuned VCO in $0.35\text{-}\mu\text{m}$ CMOS technology," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 37, pp.98-100, April, 2003.
- [11] F. Herzel, H. Erzgraber, and N. Ilkov, "A new approach to fully integrated CMOS LC-oscillators with a very large tuning range," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 573-576, 2000.
- [12] F. Herzel, H. Erzgraber, and P. Weger, "Integrated CMOS wideband oscillator for RF applications," *Electronics Letters*, vol. 37, March, 2001.
- [13] P. Vancorenland, and M. S. J. Steyaert, "A 1.57 GHz fully integrated very low phase noise quadrature VCO," *Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, pp.111-114, 2001.
- [14] P. Vancorenland, and M. S. J. Steyaert, "A 1.57-GHz fully integrated very low-phase-noise quadrature VCO," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp.653-656, May 2002.
- [15] M. Tiebout, "Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard

- CMOS,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp.1018-1024, July 2001.
- [16] P. Andreani, A. Bonfanti, L. Romano, and C. Samori, “Analysis and design of a 1.8-GHz CMOS LC quadrature VCO,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp.1737-1747, Dec. 2002.
- [17] J. Cabanillas, L. Dussopt, J. M. Lopez-Villegaz, and G. M. Rebeiz, “A 900-MHz low phase noise CMOS quadrature oscillator,” *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.*, pp.63-66, June. 2002.
- [18] H. Jacobsson, B. Hansson, H. Berg, and S. Gevorgian, “Very low phase-noise fully-integrated coupled VCOs,” *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.*, pp.467-470, June. 2002.
- [19] S. L. J. Gierink, S. Levantino, R. C. Frye, C. Samori and V. Baccuzzi, “A low-phase-noise 5-GHz CMOS quadrature VCO using superharmonic coupling,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp.1148-1154, July. 2003.
- [20] “TSMC 0.25 μ m Mixed Signal 1P5M+ Salicide 2.5V/3.3V RF SPICE Models,” TSMC Co. Ltd., Hsin-Chu, Taiwan, Document no. T-025-MM-SP-005.
- [21] “RF Model Library (RF Transistor; MIM; Inductor; MOS Varactor; PN Varactor) for 0.35 μ m RF CMOS Process,” CSM Co. Ltd., Singapore, Document no. YI-0830-SM011.

第三章 硅基片上螺旋电感

近几年来,单片集成的 CMOS 射频电路得到了学术界和工业界的极大关注。由于 CMOS 工艺的不断进步,晶体管的截止频率 f_T 变得越来越高,这使 CMOS 集成电路在较低 GHz(<5GHz)频率范围的应用日益广泛。和 GaAs 工艺相比,CMOS 工艺在价格,功耗方面都占有显著的优势,同时在 CMOS 工艺中,模拟和数字电路可以集成在同一个芯片上,因此可以实现更高程度的集成。

尽管在 CMOS 工艺上集成晶体管、二极管、电容和电阻都很容易,但要实现单片 CMOS 射频集成电路仍然有一定的困难。由于射频集成电路的所有重要子单元中都要用到电感,电感占据了射频集成电路的很大部分面积(几百微米 $\times$ 几百微米),其性能好坏也直接影响了射频集成电路的总体性能。因此,片上电感在单片 CMOS 射频集成电路的实现中是一个非常重要的课题。

本章主要研究的是硅基集成螺旋电感的建模、分析、设计和优化。首先比较了硅基集成螺旋电感的三种建模和仿真方法;提出了电感金属间寄生电容等效模型,并且具体计算了两种串联叠层电感的等效电容;最后总结和提出了多种提高硅基集成螺旋电感品质因数的有效方法。这些研究可以有效指导工作在 GHz 频段的 nH 数量级的硅基集成螺旋电感的设计和优化。

3.1 在标准 CMOS 工艺上实现的硅基集成螺旋电感

图 3.1 是典型的深亚微米 CMOS 工艺的剖面图,一般的深亚微米 CMOS 工艺有至少四五层的金属连线层,通常是铝连线层,且最高层金属为厚金属;同时有一到两层的多晶硅层,各层之间及它们和衬底之间由氧化层隔开;衬底也由一到两层掺杂浓度不同的硅组成。硅基集成螺旋电感就是用金属层的铝线围绕形成螺旋状而使元件具有电感的特性[1]。

电感的结构有许多种,大体可以分为平面结构电感,叠层结构电感及其它特殊结构电感。在实际应用中,应根据所需感值和品质因数选择不同结构的电感

3.1.1 平面螺旋电感

片上电感的典型结构是如图 3.2(d)的圆形电感。但由于受到工艺的设计规则的限制,拐角的角度不能够是任意角度,实际上图 3.2(a)的正方形结构是目前应用比较广泛的结构。而多边形($n \geq 5$)电感(图 3.2(b)、(c))是圆形电感和正方形电感的折中方案。特别是当边数 $n \geq 16$ 时,多边形电感的特性与圆形电感非常接近。

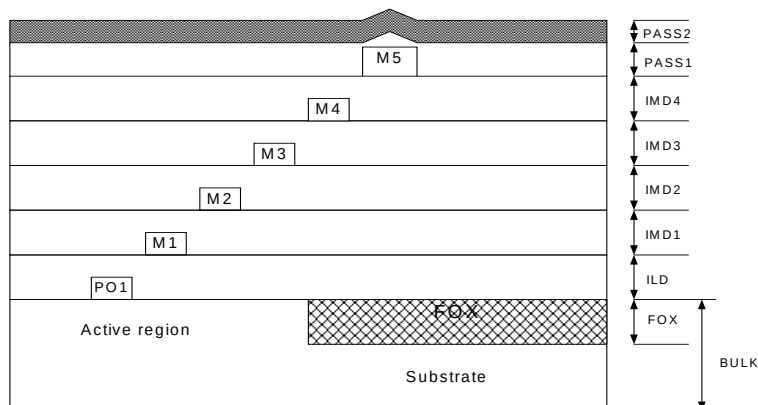


图 3.1 典型的深亚微米 CMOS 工艺的剖面图

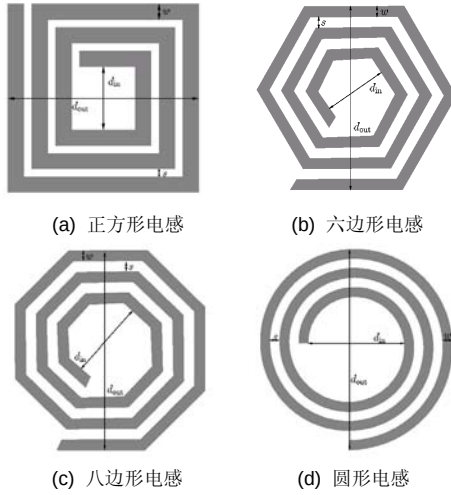


图 3.2 平面结构电感

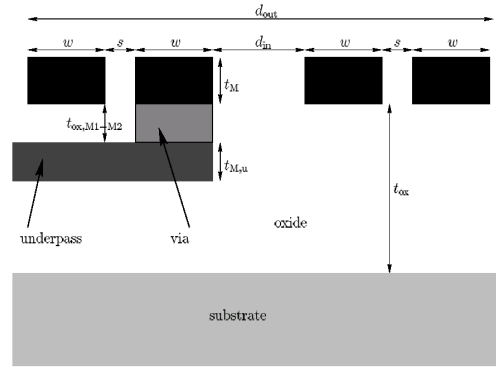


图 3.3 平面正方形电感纵向剖面图

平面螺旋电感的横向尺寸参数有：

- 圈数， n ；
- 金属线宽度， w ；
- 金属线间隙， s ；
- 内直径， d_{in} ；外直径， d_{out} ；平均直径， $d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in})$ ；
- 填充系数， $\rho = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in})$ ，有 $d_{out} = d_{avg} + n(w + s) - s$ ，即 $\rho = (n(w + s) - s) / d_{avg}$ ；
- 边数， N 。

片上螺旋电感的感值主要由上述的横向尺寸参数确定，但其寄生电容和电阻是由横向尺寸参数和纵向工艺参数共同确定。典型的平面正方形电感的纵向剖面如图 3.3 所示。为了降低电感与衬底间的氧化层电容，我们总是使用最高金属层来做电感。而且在深亚微米 CMOS 工艺中，最上层金属总是最厚的，这样有助于减小电感的串联电阻。电感内圈的抽头通过下一层金属线和过孔连接，电感两端点之间的电容就是由电感各圈金属线与下层的金属线之间的交叠电容引起的。

在电路应用时，我们总是需要将平面螺旋电感抽头连接到电路中。图 3.3 中的电感的外抽头与中心抽头的特性是不同的，然而在全差分电路中，往往需要电感的两个抽头的特性对称。为了解决这个问题，许多研究人员提出了对称性结构的平面螺旋电感(图 3.4)。该结构通过下一层的金属和过孔来实现圈与圈之间的连接，使得电感的两个抽头都在线圈的最外一

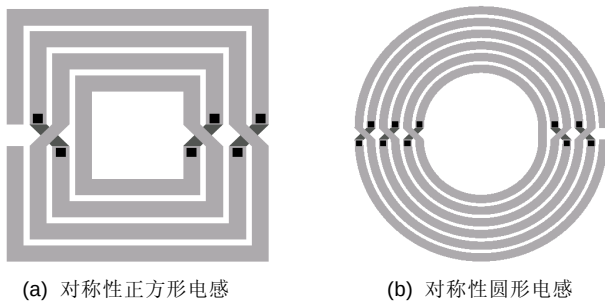


图 3.4 对称性平面结构电感

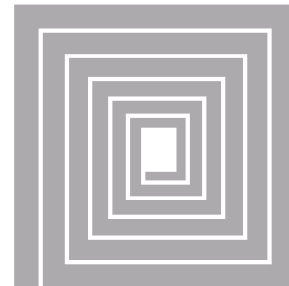


图 3.5 平面锥形螺旋电感

圈。正方形、多边形和圆形电感都能够实现对称性结构。

有时候为了提高平面螺旋电感的性能,例如电感的品质因数,我们可以优化平面螺旋电感的横向尺寸参数。平面螺旋电感的内圈磁场强度比较强,因此时变的磁场将会在金属线上产生漩涡电流。在工作频率很高的情况下,漩涡电流使得金属导体中的电流都趋向于导体的里边,造成金属导体的电流密度不均匀。所以加宽金属线的宽度在低频下能够减小电感的串联电阻,而在频率很高的情况就不再有效了。我们可以将平面螺旋电感的内圈金属变窄,而外圈金属加宽,金属线间隙等参数保持不变,满足这种内圈窄,外圈宽的平面螺旋电感称之为锥形螺旋电感,如图 3.5 所示。采用这种结构可以提高平面螺旋电感的品质因数和自激振荡频率[2]。

3.1.2 叠层螺旋电感

在典型的深亚微米 CMOS 工艺中,我们除了可以使用最上层金属线做片上平面螺旋电感,还可以使用低几层的金属层。为了降低片上电感的串联电阻,可以将两层或者两层以上的平面电感相并联,构成并联叠层螺旋电感[3]。这种叠层结构同时也增加了电感与衬底之间的电容,降低了电感的自激振荡频率。在高频应用时表面趋附效应也会降低金属导体的有效厚度。因此,并联叠层电感的性能提高受到了一定的限制。

另外,也可以将多层平面螺旋电感相串联构成串联叠层螺旋电感[4,5]。串联叠层螺旋电感能够大大提高电感的感值,特别适合电感值比较大(10—100nH)的应用场合。在高频时,由于金属层之间的耦合电容比较大,加之下层金属对地的耦合电容也较大,串联叠层螺旋电感的品质因数和自激振荡频率都会降低。此外,对于串联叠层螺旋电感,高频时邻近效应的影响不可忽视,因而串联电阻 R_s 在频率增加时的增长速度更快,使得金属连线的损耗增加,进一步降低了高频时的品质因数。

片上螺旋电感的横向尺寸参数和纵向尺寸参数是随着特定的应用而不同的,电感的寄生电容与串联电阻等都必须进行优化和权衡。因此,对片上螺旋电感的建模,可以让电路设计者选择适合于特定应用场合的最优电感。下面一节,将详细研究一下片上电感建模的几种不同方法。

3.2 硅基集成螺旋电感的建模和仿真

硅基集成电感的感值随着频率变化特性可以分为三个区域[6],工作区域(I)、自激振荡前后区域(II)、自激振荡之后区域(III),如图 3.6 所示。区域(I)是片上电感真正工作的区域,在该区域电感感值基本保持不变。在区域(II),片上电感的感值由正值变为零(第一自激振荡点),再变为负值。实际上在第一自激振荡频率之上,片上电感已经表现为电容了。区域(III)就是电感的容性区域,该区域电感的品质因数为零。硅基集成电感的区域(II)的感值不稳定和确定第一自激振荡频率较困难使得其应用受到很大的限制。为了清楚的了解片上电感在区域(I)和(II)的特性(串联电感值,品质因数,第一自激振荡频率等等),许多人提出了各种各样的建模和仿真方法。总的来说,片上硅基集成螺旋电感一般有三种建模和仿真方法[7],

- 用电磁场仿真工具对硅基集成螺旋电感进行建模和仿真;
- 用分段等效的电路模型对硅基集成螺旋电感进行建模和仿真;
- 用紧凑的集总模型对硅基集成螺旋电感进行建模和仿真。

3.2.1 电磁场仿真工具进行建模和仿真

通过求解一定边界条件下的 Maxwell 方程可以精确模拟任意的分布式电系统,所以用基于数值求解 Maxwell 方程的通用全波电磁场仿真工具可以仿真硅基集成螺旋电感,Ansoft、EM-Sonnet 都是这样的工具。这些仿真工具非常精确,但仿真速度很慢,需要的内存很大,特别是在仿真结构比较复杂的硅基集成螺旋电感的时候;另外,这些仿真工具非常昂贵,使

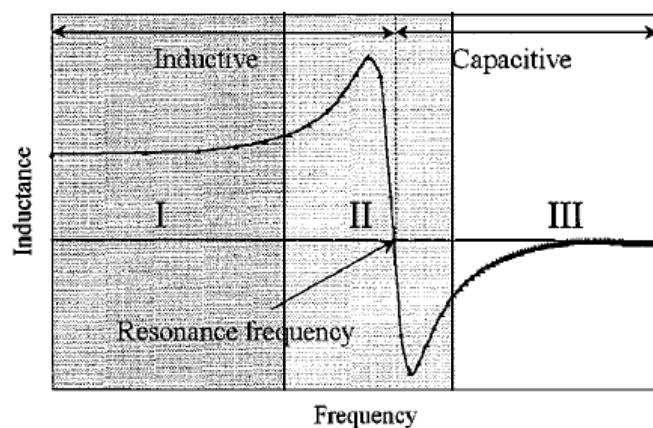


图 3.6 硅基集成电感的感值随频率变化特性(低电阻率衬底)

用也比较复杂, 需要使用者有一定的经验。

为了提高仿真速度, 出现了专门用于仿真螺旋电感和变压器的仿真器。这些工具通过一定的等效和近似, 将电磁场问题等效为静电场和静磁场的问题, 加快了求解速度。这些仿真工具包括 ASITIC[8]。

这些专门用于仿真螺旋电感和变压器的电磁场仿真工具速度较快, 但这些工具的使用使得硅基集成螺旋电感模型和通用的电路仿真器(Hspice)之间的接口复杂化。在应用中, 一般先用这些仿真工具得到电感库, 然后再和电路仿真器结合起来仿真。对于不同的工艺, 或者在现有工艺上稍加改动都需要重新建库, 使用起来不太灵活。总的来说, 这些工具更适合于验证硅基集成螺旋电感而不是设计和优化电感电路。

3.2.2 用分段等效的电路模型进行建模和仿真

在分段等效的电路模型[9]中, 采用了对螺旋电感的每段金属连线都用单独的 π 模型(图 3.7)等效的方法。例如对于一个有 n 圈的四方平面螺旋电感, 就有 $4n$ 段金属连线, 每段都等效为单独的 π 模型, 加上各金属段之间的耦合电容和耦合电感之后, 形成一个双端口电网络, 列出这个电网络的节点方程并求解, 可以得到双端口网络的端口参数。

图 3.8 是一个一圈的四方平面螺旋电感的模型, 每一段都包括导体的自感、串联电阻和导体到衬底的寄生电容和寄生电阻, 图中的受控电流源用来表示金属线段之间的互感。导体的自感、串联电阻和导体到衬底的寄生电容和寄生电阻可以求解每一段金属微带线; 而金属

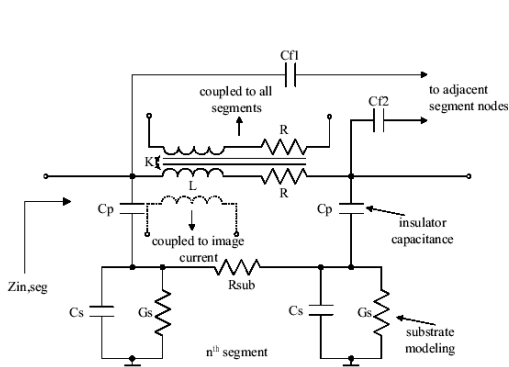
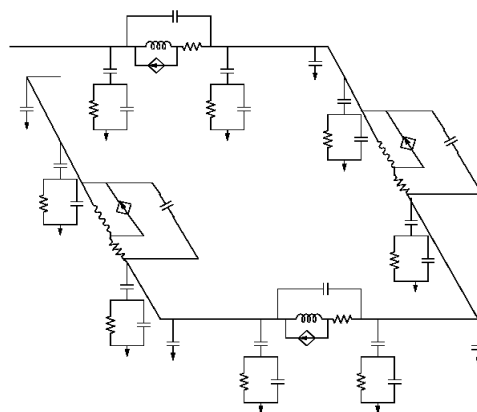
图 3.7 分段金属等效 π 模型

图 3.8 螺旋电感的分段等效电路模型

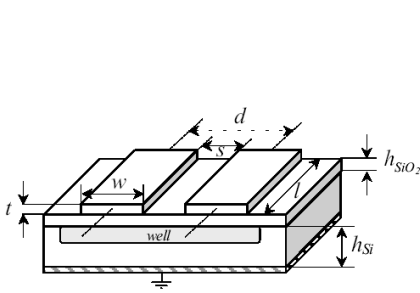


图 3.9 硅衬底上互相耦合的两段微带线

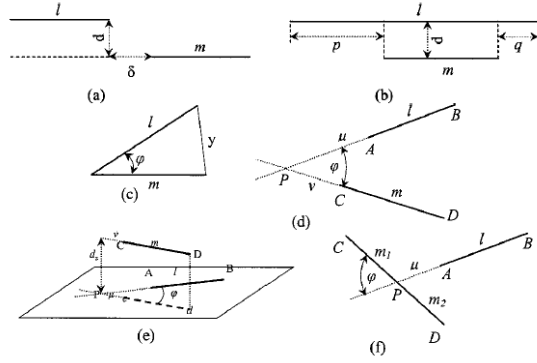


图 3.10 磁耦合金属微带线的各种结构

 表格 3.1 分段金属等效 π 模型参数表达式

	Equation
$L = 2l \left\{ \ln \left[2l / (w+t) \right] + 0.50049 + (w+t) / 3l \right\}$	(1)
$R = R_{sl} / w$	(2)
$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r w / h$	(3)
$M = 2lU$	(4)
$K_m = M_{l,2} / \sqrt{L_1 L_2}$	(5)
$2M = (M_{l+m\pm\delta} + M_\delta) - (M_{l\pm\delta} + M_{m\pm\delta})$	(6)
$2M = (M_{m+p} + M_{m+q}) - (M_p + M_q)$	(7)
$M_{lm} = 2 \cos \phi \left[l \tanh^{-1} \left(\frac{m}{l+y} \right) + m \tanh^{-1} \left(\frac{l}{m+y} \right) \right]$	(8)
$M_{lm} = 2 \cos \phi \left[(M_{\mu+l\mu+m} + M_{\mu\nu}) - (M_{\mu+l\mu} + M_{\nu+m\mu}) - \Omega d_z / \sin \phi \right]$	(9)
$\Omega = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left[\frac{d_z^2 \cos \phi + lm \sin^2 \phi}{d_z R_l \sin \phi} \right] - \tan^{-1} \left(\frac{d_z \cos \phi}{l \sin \phi} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{d_z \cos \phi}{m \sin \phi} \right)$	(10)
$R_{sub} = \rho_{Si} l / (wh_{Si})$	(11)
$C_s = \frac{(w+\Delta w')}{h} \epsilon_0 \epsilon_{r,sub}, \Delta w' = \left(l + \frac{l}{\epsilon_{r,sub}} \right) \frac{\Delta w}{2}, \Delta w = \frac{t}{\pi} \ln \left[4e / \sqrt{\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{l/\pi}{w/t+l.l} \right)^2} \right]$	(12)
$G_s = \hat{\sigma} \frac{w}{h}, \hat{\sigma} = \sigma \left(\frac{l}{2} + \frac{l}{2\sqrt{l+10h/w}} \right), \hat{h} = \frac{w}{2\pi} \log \left(\frac{8h}{w} + \frac{4w}{h} \right)$	(13)

线段之间的互感和电容，可以求解互相耦合的两段金属微带线计算得到。图 3.9 示意了硅衬底上互相耦合的两段金属微带线。横向尺寸参数有：宽度 w ，间距 s ，厚度 t ；纵向尺寸参数有： SiO_2 厚度 h_{SiO_2} ，硅衬底厚度 h_{Si} 。分段金属等效 π 模型中的主要参数是串联电感 L ，串联电阻 R_s 以及金属微带线到衬底的 SiO_2 绝缘体电容 C_p 。他们分别由表格 3.1 中的表达式(1)、(2)和(3)计算得到。所有长度单位为 cm ，电感单位为 nH 。

片上电感中的任意两段金属微带线之间都存在互感，互感是片上电感的感值的最主要部分，因此精确计算出所有的互感是非常重要的。两段金属微带线之间的互感是通过变压器的方式进行计算的，变压器的磁耦合系数由表格 3.1 中的表达式(5)得到，其中 L_1 和 L_2 是变压器两边自感值。

对于片上电感中的任意两段金属微带线，其相对位置关系可以有多种(图 3.10)。I)、平行线；II)、交叉线(ϕ 夹角)。完全平行且长度相同的两段金属微带线的互感是由表格 3.1 中的表达式(4)计算得到，其中系数 U 是宽度 w ，间距 s ，厚度 t 的两段金属微带线的几何平

均距离(GMD, Geometric Mean Distance)的一个近似函数表达式。平行线关系有两种, 图 3.10(a)的互感值由表格 3.1 中的表达式(6)计算得到, 其中 δ 在两段金属微带线重叠时为负值, 而非重叠时为正值; 图 10(b)的互感值由表格 3.1 中的表达式(7)计算得到。

图 3.10(c)的两段金属微带线相交于 P 点, 该通用交叉线的互感由表格 3.1 中的表达式(8)计算得到。图 3.10(d)两段金属微带线延长线交于一点, 其互感值由表格一中的表达式(9)计算得到, 其中 Ω 为零。对于图 3.10(e)的非同平面的两段金属微带线, 其互感值也是由表格 3.1 中的表达式(9)计算得到, 但其中 Ω 由表格 3.1 中的表达式(10)确定。图 3.10(f)是最复杂的一种情况, 一条金属微带线延长交与另一条的 P 点。互感 M 可以看成是 M1 和 M2 之和。M1 是 CP 与 AB 之间的互感, M2 是 PD 与 AB 之间的互感。而 M1 和 M2 分别由表达式(9)计算得到。

片上电感的各段金属微带线与衬底中的镜像电流之间的互感可以采用上述相似的方法计算得到。衬底的寄生电容 C_s 和寄生电阻 G_s 分别由表格 3.1 中的表达式(12)和(13)计算确定, 其中 σ 为衬底的电导率。如果衬底存在许多不同层, 例如 CMOS 工艺的 N 阱, 则衬底的寄生电容 C_s 和寄生电阻 G_s 分别是各层中的寄生电容 C_s' 和寄生电阻 G_s' 的串联。衬底电阻 R_{sub} 由表格 3.1 中的表达式(11)计算得到。

从上述分析可以看出, 分段等效的电路模型比用电磁场仿真工具来得简单, 但当组成螺旋电感的金属线段比较多时, 它的规模往往比较大也比较复杂。因此, 尽管硅基集成螺旋电感的分段电路模型可以集成到通用的电路仿真环境中, 但它的复杂度将远远大于电路的其他部分, 从而使整体电路的仿真速度降低。实际上用分段电路模型求解比用 ASITIC 等工具来做更加麻烦。

3.2.3 用紧凑的集总模型进行建模和仿真

在硅基集成螺旋电感的总长度远小于其工作频率所对应的波长时, 可以将整个螺旋电感看作一个集总模型。一般在自激振荡频率之前, 用集总模型来等效可以达到一定的精度, 而我们关心的也正是自激振荡频率之前的频率范围(图 3.6 的(I)工作区域)。在这个频率范围内, 用紧凑的集总模型模拟硅基集成螺旋电感非常方便、迅速, 因此紧凑的集总模型在电感电路的设计和优化中有显著的优势。注意下面的讨论主要针对硅基集成平面螺旋电感。

3.2.3.1 紧凑的集总模型

图 3.11 是一个紧凑的集总模型[10][11][12], 模型中的所有参数都有直观明确的物理意义, 这个模型在相当宽的频带内有效。图中的 L_s 表示电感, 包括自感和互感, R_s 表示组成螺旋电感的金属连线的电阻, C_s 表示螺旋电感两端点间的耦合电容, C_{ox1} 、 C_{ox2} 表示螺旋电感和衬底之间的氧化层电容, C_{si1} 、 C_{si2} 表示衬底电容, R_{si1} 、 R_{si2} 表示衬底电阻。

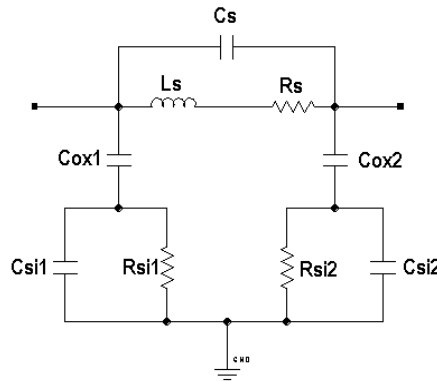


图 3.11 紧凑的集总模型

- **R_s**: 螺旋电感的串联电阻表示为

$$R_s \approx \frac{l}{\sigma w \delta (1 - e^{-\frac{t}{\delta}})} \quad (3.1)$$

上式中的 l 表示螺旋电感总长度, w 表示金属连线的宽度, σ 是金属连线的电导率, t 是金属连线的厚度, δ 表示趋肤深度, $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}$, ω 是工作频率, μ_0 是空气的磁导率 ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$)。表达式(3.1)包括了频率增加时趋肤效应导致的串联电阻阻值的增加。

- **C_{ox1}、C_{ox2}**: 螺旋电感到衬底之间的氧化层电容, 它是螺旋电感中最重要的寄生电容

$$C_{ox1} \approx C_{ox2} \approx \frac{1}{2} \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} lw \quad (3.2)$$

上式中, ϵ_{ox} 是氧化层的介电常数 ($\epsilon_{ox} = 3.45 \times 10^{-11} \text{F/m}$), t_{ox} 表示螺旋电感到衬底之间的氧化层厚度。

- **C_s**: 螺旋电感两端点之间的耦合电容, 一端的信号可以不经过螺旋电感而直接通过 C_s 到达另一端。从螺旋电感的结构可以看到, C_s 包含了螺旋电感中相邻的圈与圈之间的耦合电容以及一铝和二铝的交迭电容(图 3.3), 但是由于相邻的圈与圈之间电位大致相等, 它们之间的耦合电容可以忽略。与此同时, 因为一铝和二铝之间的电位差较大, 交迭电容的影响比较重要。所以 C_s 可以表示为

$$C_s \approx \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox, M1-M2}} nw^2 \quad (3.3)$$

上式中, $t_{ox, M1-M2}$ 表示两层金属之间的厚度, n 是螺旋电感的圈数。

- **C_{si1}、C_{si2}**: 高频时的衬底电容效应表示为

$$C_{si1} \approx C_{si2} \approx \frac{1}{2} C_{sub} lw \quad (3.4)$$

- **R_{si1}、R_{si2}**: 衬底电阻表示为

$$R_{si1} \approx R_{si2} \approx \frac{2}{G_{sub} lw} \quad (3.5)$$

C_{sub} 、 G_{sub} 分别表示单位面积的衬底电容和单位面积的衬底导纳。它们都是衬底掺杂浓度的函数, 可以通过测试结果提取得到。对于在同一工艺上实现的不同电感, C_{sub} 、 G_{sub} 大致不变, 比如对于 $10\Omega\text{-cm}$ 的硅衬底, $C_{sub} = 1.6 \times 10^{-3} \text{fF}/\mu\text{m}^2$, $G_{sub} = 4.0 \times 10^{-8} \text{S}/\mu\text{m}^2$,

对于 $6\Omega\text{-cm}$ 的硅衬底, $C_{sub} = 6.0 \times 10^{-3} \text{fF}/\mu\text{m}^2$, $G_{sub} = 1.6 \times 10^{-7} \text{S}/\mu\text{m}^2$ [10]。 C_{sub} 、 G_{sub}

还和衬底的类型有关, 图 3.11 针对的是掺杂均匀的衬底, 对于掺杂不均匀的衬底, 比如外延 CMOS 工艺, 可以用并联的 RC 网络串联起来表示衬底。

- **L_s**: 电感通常是通过 Greenhouse 方法计算得到, 螺旋电感的总段数由圈数和每圈的边数的乘积($n \times N$)决定, 计算时先分别计算各金属线段的自感和导体之间的互感, 再把它们求和得到总的电感值。在这里, 求和的复杂度随 $n \times N$ 乘积的增加而增加, 它没有一个简单的表达式。

尽管紧凑的集总模型中各参数都由直观明确的意义, 大多数参数还有简单准确的表达式, 但它也存在着很明显的缺点。首先, R_s 的表达式没有包括由于邻近效应引起的阻值增加。其次, 紧凑的集总模型没有包括衬底中的涡流损失。最后, 虽然用 Greenhouse 方法求

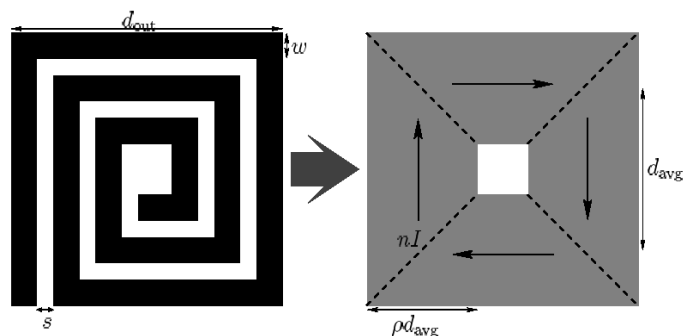


图 3.12 平面电感面电流近似等效

解 L_s 有足够的精度，但它不能直接从螺旋电感的几何参数来计算总的电感值。由于紧凑的集总模型中没有有一个简单准确的表达式来计算螺旋电感的总感值，其应用受到了一定的限制，同时电感电路的设计和优化也没有预想中的方便。

3.2.3.2 平面螺旋电感感值的简单精确表达式

为了快速、精确计算硅基集成平面螺旋电感的总电感值 L_s ，1999 年 Mohan 提出了三种简单精确的表达式[7]来计算正方形、六边形、八边形和圆形的平面螺旋总电感值。第一种是采用面电流近似的方法，第二种是多项式拟合的方法，第三种是改进型 Wheeler 表达式。这三种表达式计算的电感值与电磁场仿真工具的得到的电感值相比较，能够达到 2—3% 精确度。因此这三种简单精确表达式非常适合于电感的设计和优化。

• 面电流近似表达式

在图 3.6 的(I)工作区域，平面电感的各圈的电流变化不大。我们可以从整体来考虑整个电感的电流，将同一边的分段金属线中的面电流看作是一整条面电流(图 3.12)，这样整个多圈平面电感就可以近似为一圈平面电感。因此各种硅基集成平面螺旋电感的总电感值可以表达为[7]，

$$L_{cursh} = \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} [\ln(c_2 / \rho) + c_3 \rho + c_4 \rho^2] \quad (3.6)$$

其中， $d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in})$ ， $\rho = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in})$ ， n 是螺旋电感的圈数， μ 为磁介质常数(空气的磁介质常数为 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$)，对于图 3.2 中所示各种形状的螺旋电感，参数 c_i 见表格 3.2。

当边数很大的时候，多边形平面电感的面电流非常接近圆形平面电感的面电流。为了简化电感的计算，当 $N \geq 12$ 时，多边形平面电感近似为圆形平面电感。实际上这种近似只有 3% 的误差，这样在实际电路版图设计中，我们可以用 $N \geq 12$ 的多边形平面电感来近似等效圆形平面电感。

表格 3.2 面电流近似表达式中的参数 c_i 列表

	c_1	c_2	c_3	c_4
四方形	1.27	2.07	0.18	0.13
六边形	1.09	2.23	0.00	0.17
八边形	1.07	2.29	0.00	0.19
圆形	1.00	2.46	0.00	0.20

• 多项式拟合表达式

第二种简单精确表达硅基集成平面螺旋电感的总电感值 L_s 的方法就是采用数学中的多项式拟合技术。我们知道平面电感的感值与其横向参数有关系，因此我们可以得到变量 d_{out} ， ω ， d_{avg} ， n 和 s 的一个多项式拟合表达式：

$$L_{mon} = \beta d_{out}^{\alpha_1} \omega^{\alpha_2} d_{avg}^{\alpha_3} n^{\alpha_4} s^{\alpha_5} \quad (3.7)$$

其中 β 和 α_i 是与电感的形状有关的系数，它们是通过下述数学近似拟合方法求得的。

首先，我们定义变量 d_{out} ， ω ， d_{avg} ， n 和 s 的对数形式：

$$x_1 = \log d_{out}, \quad x_2 = \log \omega, \quad x_3 = \log d_{avg}, \quad x_4 = \log n, \quad x_5 = \log s。$$

表达式(3.7)的对数形式为：

$$y = \log L = \alpha_0 + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 + \alpha_5 x_5 \quad (3.8)$$

其中 $\alpha_0 = \log \beta$ 。表达式(3.8)中的 y 与 x_i 成线性关系，有许多参数拟合技术可以逐步逼近得到 α_i 。

$$\sum_{k=1}^N (y^{(k)} - \alpha_0 - \alpha_1 x_1^{(k)} - \alpha_2 x_2^{(k)} - \alpha_3 x_3^{(k)} - \alpha_4 x_4^{(k)} - \alpha_5 x_5^{(k)})^2 \quad (3.9)$$

用最小均方差参数拟合得到使得表达式(3.9)为最小的 α_i 值。Monhan 在一个 $N=1900$ 的平面螺旋电感库中拟合得到各种形状的平面电感的 α_i 值见表格 3.3。

表格 3.3 多项式拟合表达式中的系数列表

形状	β	$\alpha_1(d_{out})$	$\alpha_2(\omega)$	$\alpha_3(d_{avg})$	$\alpha_4(n)$	$\alpha_5(s)$
四方形	1.62×10^{-3}	-1.21	-0.147	2.40	1.78	-0.030
六边形	1.28×10^{-3}	-1.24	-0.174	2.47	1.77	-0.049
圆形	1.33×10^{-3}	-1.21	-0.163	2.43	1.75	-0.049

与面电流近似表达式一样，多项式拟合表达式非常精确而且非常简单。在实际应用中，它能够作为电感电路的设计和优化的电感模型，并且采用几何规划方法进行电路优化。

• 改进型 Wheeler 表达式

H.Wheeler 提出了几种分立平面螺旋电感的模型。将该模型进行简单的改进可以得到适合于片上集成平面螺旋电感的模型：

$$L_{mw} = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (3.10)$$

其中 K_1 和 K_2 是与电感形状有关的系数，如表格 3.4 所示。填充系数如前述定义 $\rho = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in})$ ，它表示了平面电感中间空洞程度。 ρ 很小， $d_{out} \approx d_{in}$ ，表示平面电感中心无金属圈； ρ 很大， $d_{out} \gg d_{in}$ ，表示平面电感中心几乎填满金属圈。对于两个平均直径 $d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in})$ 相同的电感，填充系数 ρ 小的电感比填充系数 ρ 大的电感的感值要大。因为填充系数 ρ 大的电感存在更多金属内圈，金属内圈对总感值贡献的负耦合电感大于正耦合电感。

表格 3.4 改进型 Wheeler 表达式中的系数列表

形状	K_1	K_2
四方形	2.34	2.75
六边形	2.33	3.82
圆形	2.25	3.55

将用三种简单精确表达式计算的电感值(L')和用 ASITIC 计算得到的电感值(L)比较, 定义相对误差百分数为 $100(L'-L)/L$ 。表格 3.5 中给出了用于比较的各种形状硅基集成螺旋电感的范围, 表格 3.6 是对比较多组 L' 和 L 后得到的相对误差百分数统计值, 可以看到典型的误差在 2—3%。

图 3.13 是三种简单精确表达式计算的电感值(L'), ASITIC 计算的电感值(L)和测试结果(L_{meas})比较后的统计图。可以看到, 用(3.6)、(3.7)和(3.10)计算的电感值和用 ASITIC 计算得到的电感值一样精确, 注意那些误差接近 20%的情况, 事实上, 这是因为测试时的寄生效应造成了测试结果本身存在着误差。一般来说, 对于小的电感, 计算结果和测试结果比较的误差比较大, 这是因为测试设备的寄生电感在测试值中占的比例较大。

上述研究充分表明了紧凑的集总模型中最重要的障碍已经扫除, 我们用 Mohan 提出的简单表达式可以精确计算电感值。因为在硅基集成螺旋电感的实现中, 工艺参数总有一定的变化, 特别是氧化层厚度, 一般要变动 5-10%, 因而没有必要更进一步要求电感表达式计算的精度。紧凑的集总模型可以方便地与通用电路仿真器结合, 我们可以用它来快速设计和优化电感电路。

表格 3.5 和 ASITIC 计算的电感值比较后的误差统计

	$L(\text{nH})$	$d_{\text{out}}(\mu\text{m})$	n	s/w	ρ
四方电感 (约 19000 组)	0.1-71	100-400	1-20	0.02-3	0.03-0.95
六边形电感 (约 8000 组)	0.1-48	90-350	1-20	0.03-3	0.01-0.90
八方形电感 (约 12000 组)	0.1-57	100-360	1-20	0.03-3	0.01-0.90

表格 3.6 三种简单精确表达式的误差分析

电感形状	简单精确表达式	Min	Max	Mean	Median	StD
四方平面螺旋电感	面电流	-8.75	5.84	-0.85	-0.47	2.35
	多项式拟合	-12.46	14.34	-0.16	-0.01	3.04
	改进型 Wheeler	-22.90	7.21	-0.33	0.14	3.25
六边形平面螺旋电感	面电流	-9.62	7.25	-0.28	-0.26	2.88
	多项式拟合	-11.38	12.08	0.24	0.71	3.68
	改进型 Wheeler	-29.84	8.11	-0.39	0.44	4.43
八边形平面螺旋电感	面电流	-9.77	4.98	-0.72	-0.09	2.78
	多项式拟合	-12.88	10.18	-0.00	0.60	3.51
	改进型 Wheeler	-28.59	6.84	-0.28	0.76	3.87

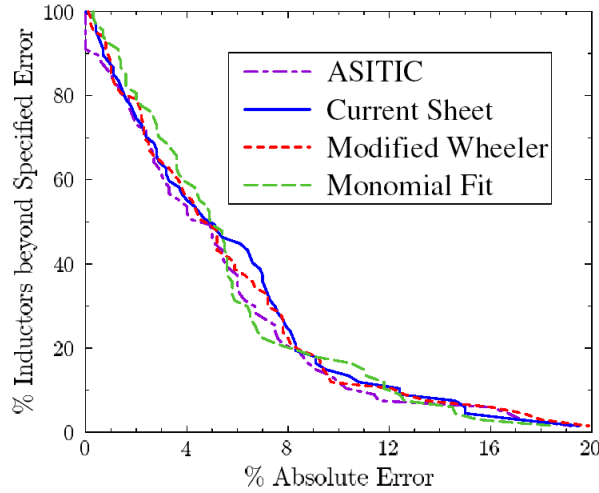


图 3.13 各种计算方法得到的电感值与测试结果的比较[14]

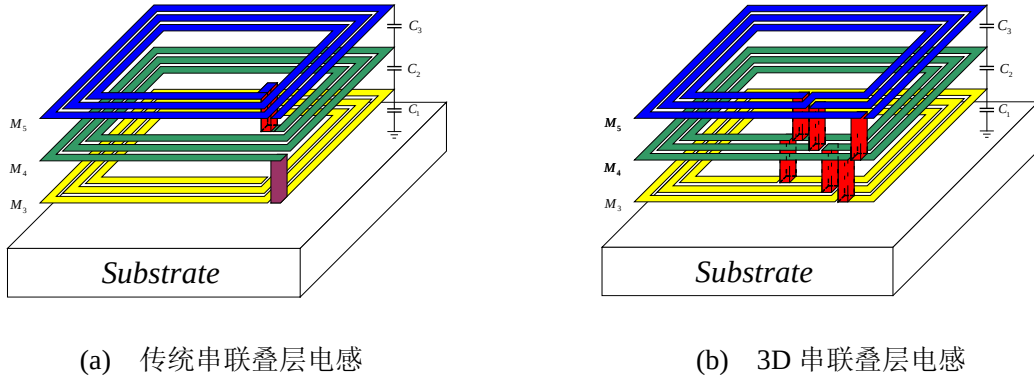


图 3.14 串联叠层硅基集成电感

3.3 硅基串联叠层电感等效电容的计算

分段等效的电路模型和紧凑的集总模型主要是针对通用的平面螺旋电感的建模,对于非平面的叠层电感需要特殊考虑。采用多层金属线构成的串联叠层螺旋电感(图 3.14)能够大大提高电感的感值,特别适合电感值比较大(10—100nH)的应用场合。但是在高频时,由于金属层之间的耦合电容比较大,同时下层金属对地的耦合电容也较大,串联叠层螺旋电感的品质因数和自激振荡频率都会降低。

紧凑的集总模型表达式可以简单精确的计算出电感值 L_{eq} , 为了能够简单精确计算片上螺旋电感的自激振荡频率 f_{SR} , 我们必须计算出片上电感的等效电容值 C_{eq} 。等效电容值 C_{eq} 是通过计算所有寄生电容上存贮的能量进行整体等效得到。

3.3.1 等效电容模型

完全重叠的两层电感之间的寄生电容模型如图 3.15 所示。为了计算和分析的方便且不失一般性,我们假定: 1) M_n 和 M_{n-1} 层金属的几何特性相同,即宽度 w 、厚度 t 和长度 l 都相等; 2) M_n 和 M_{n-1} 层金属的电学特性也相同,即金属电阻率 ρ 相等,电流 i 相等。将上下两层金属线均匀的分成 $N(N \rightarrow \infty)$ 个相同的单元, M_n 层金属输入端电压为 V_1 , M_{n-1} 层金属输入端电压为 V_2 , M_n 和 M_{n-1} 层金属之间的第 m 个单元电容 C_m 上的电压为:

$$V_{C_m} = (V_1 - i \cdot \frac{ml}{N} \cdot \frac{\rho}{wt}) - (V_2 - i \cdot \frac{ml}{N} \cdot \frac{\rho}{wt}) = V_1 - V_2 \quad (3.11)$$

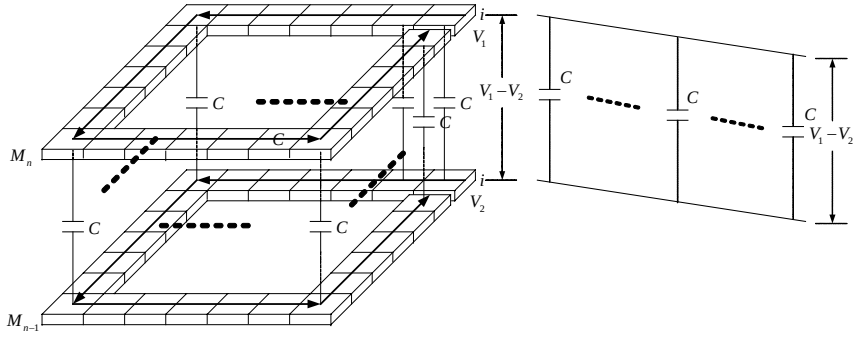


图 3.15 两层电感之间的等效电容模型

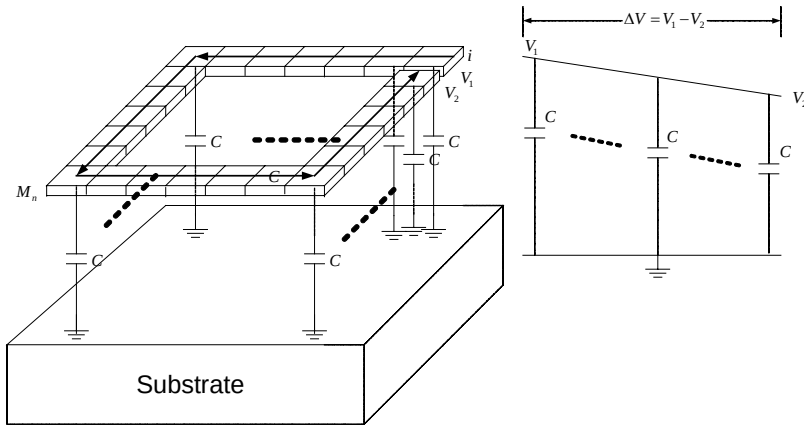


图 3.16 单层电感与衬底之间的等效电容模型

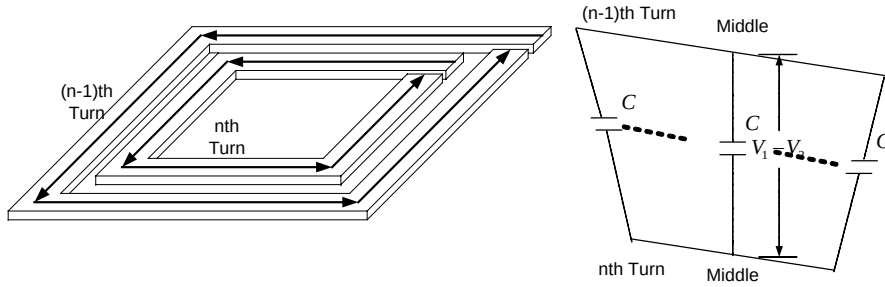


图 3.17 相邻两圈金属之间的等效电容模型

电容 C_m 中储存的电场能量为：

$$E_{e,C_m} = \frac{1}{2} C_m V_{C_m}^2 = \frac{1}{2} \frac{C_{M_n-M_{n-1}} w l}{N} (V_1 - V_2)^2 \quad (3.12)$$

其中 $C_{M_n-M_{n-1}}$ 为 M_n 层和 M_{n-1} 层金属之间单位面积电容。

则整个两层电感之间的寄生电容上的电场能量为：

$$E_{e,C} = \sum_{m=1}^N E_{e,C_m} = \sum_{m=1}^N \frac{1}{2} C_m V_{C_m}^2 = \frac{1}{2} C_{M_n-M_{n-1}} w l (V_1 - V_2)^2 \quad (3.13)$$

单层电感与衬底之间的寄生电容模型如图 3.16 所示。采用同样的方法， M_n 层金属与衬底之间的第 m 个单元电容 C_m 上的电压为：

$$V_{C_m} = (V_1 - i \cdot \frac{m l}{N} \cdot \frac{\rho}{w t}) - 0 = V_1 - i \cdot \frac{m l}{N} \cdot \frac{\rho}{w t} = V_1 - \frac{m}{N} \Delta V \quad (3.14)$$

其中 $\Delta V = V_1 - V_2 = i \frac{l\rho}{wt}$, V_1 是金属层的起始电压, V_2 是金属层的终点电压。

电容 C_m 中储存的电场能量为:

$$E_{e,C_m} = \frac{1}{2} C_m V_{C_m}^2 = \frac{1}{2} \frac{C_{M_n-S} w l}{N} (V_1 - \frac{m}{N} \Delta V)^2 \quad (3.15)$$

其中 C_{M_n-S} 为 M_n 层金属和衬底之间单位面积电容。

则整个单层电感与衬底之间的寄生电容上的电场能量为:

$$\begin{aligned} E_{e,C} &= \sum_{m=1}^N E_{e,C_m} = \sum_{m=1}^N \frac{1}{2} C_m V_{C_m}^2 = \sum_{m=1}^N \frac{1}{2} \frac{C_{M_n-S} w l}{N} (V_1 - \frac{m}{N} \Delta V)^2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{C_{M_n-S} w l}{N} \sum_{m=1}^N \left[V_1^2 - 2V_1 \cdot \Delta V \frac{m}{N} + (\Delta V)^2 \left(\frac{m}{N} \right)^2 \right] \\ &= \frac{1}{2} C_{M_n-S} w l \left\{ V_1^2 - \frac{(N+1)}{N} V_1 \cdot \Delta V + \frac{(N+1)(2N+1)}{6N^2} (\Delta V)^2 \right\} \\ &\stackrel{N \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{2} C_{M_n-S} w l \left\{ V_1^2 - V_1 \cdot \Delta V + \frac{1}{3} (\Delta V)^2 \right\} \\ &= \frac{1}{6} C_{M_n-S} w l [V_1^2 + V_2^2 + V_1 V_2] \end{aligned} \quad (3.16)$$

相邻两圈金属之间的寄生电容模型如图 3.17 所示。首先, 我们将第(n-1)圈和第 n 圈的周长近似相等, 设为第(n-1)圈和第 n 圈的周长的平均值; 两圈金属之间的第 m 个单元电容 C_m 上的电压近似为两圈金属中点的电压差。第(n-1)圈和第 n 圈的中点电压分别是 V_1 和 V_2 。则相邻两圈金属之间的寄生电容上的电场能量为:

$$E_{e,C} = \sum_{m=1}^N E_{e,C_m} = \sum_{m=1}^N \frac{1}{2} C_m V_{C_m}^2 = \sum_{m=1}^N \frac{1}{2} \frac{C_{M,adj} t (l_{n-1} + l_n)}{2N} (V_1 - V_2)^2 = \frac{1}{2} C_{M,adj} t \frac{(l_{n-1} + l_n)}{2} (V_1 - V_2)^2 \quad (3.17)$$

其中 $C_{M,adj}$ 为第(n-1)圈和第 n 圈之间的单位面积电容。

3.3.2 串联叠层电感等效电容的计算

串联叠层电感主要有两种形式: 传统串联叠层电感[4]和 3D 串联叠层电感[5]。图 3.14(a) 是传统叠层电感, 它是由 N 层平面螺旋电感相串联构成的; 图 3.14(b) 是 3D 串联叠层电感, 它是由一圈 N 层串联电感进行内外嵌套构成的。两种串联叠层电感的单圈电感是完全一样的, 只是所有单圈电感的串联顺序不同。因此这两种串联叠层电感的感值基本相同, 但是由于金属之间的电压差不相同, 电感的等效电容是不同的, 导致两种电感的自激振荡器频率有很大差别。根据两层电感之间的寄生电容模型、单层电感与衬底之间的寄生电容模型以及相邻两圈金属之间的寄生电容模型可以计算出整个串联叠层电感的等效电容。

对于 n 圈、P 层电感, 根据附录 A 中串联叠层电感的等效电容计算方法, 我们可以得到两种结构的串联叠层电感的等效电容为,

$$C_{eq} = \sum_{q=1}^P \kappa_q C_{M_q-M_{q-1}} + \sum_{q=1}^P \kappa_{q,adj} C_{M_q,adj} \quad (3.18)$$

其中 q 为层号, k 为圈号, 第 q 层与第 q-1 层的静电容 $C_q = C_{M_q-M_{q-1}} w \cdot \sum_{k=1}^n l_k$, $C_{M_q-M_{q-1}}$ 为第 q 层

与第 q-1 层之间的单位面积电容, l_k 为第 k 圈的周长, κ_q 为第 q 层与第 q-1 层间电容系数。

第 q 层上相邻金属间的静电容 $C_{q,adj} = C_{M_q,adj} t \cdot \sum_{k=1}^{n-1} \frac{l_k + l_{k+1}}{2}$, $C_{M_q,adj}$ 为相邻金属之间的单位面积电

容, t 为金属厚度, $\kappa_{q,adj}$ 为第 q 层上相邻金属间的电容系数。

根据附录 A 中计算，我们可以得到传统串联叠层电感的金属层之间的电容系数 κ_q 为，

$$\kappa_1 = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{P} \right)^2$$

$$\kappa_q = \left(\frac{2}{P} \right)^2 \frac{1}{\left(n \left[1 + (n-1) \rho_p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left[1 + 2(n-m) \rho_p \right] \left(\left(n-m + \frac{1}{2} \right) + (n-m)^2 \rho_p \right)^2 \quad q = 2 \dots P \quad (3.19)$$

其中 $\rho_p = p/d_{in}' = (w+s)/d_{in}'$ ， $d_{in}' = d_{in} + w$ ， $p = w + s$ 。

传统串联叠层电感的相邻金属之间电容系数 $\kappa_{q,adj}$ 为，

$$\kappa_{q,adj} = \frac{\sum_{m=1}^{n-1} \left(1 + (2n-2m-1) \rho_p \right)^3}{P^2 n^2 (n-1) \left(1 + (n-1) \rho_p \right)^3} \quad (3.20)$$

3D 串联叠层电感的金属层之间的电容系数 κ_q 为，

$$\kappa_1 = \frac{1}{3 \left(n \left[1 + (n-1) \rho_p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left(1 + 2(n-m) \rho_p \right) \left\{ \left(\left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + (n-m) \left(n-m+1 - \left(1-(-1)^m \right) \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right)^2 \right.$$

$$+ \left(\left(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + (n-m) \left(n-m-1 + \left(1+(-1)^m \right) \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right)^2 + \left(\left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + \right.$$

$$\left. (n-m) \left(n-m+1 - \left(1-(-1)^m \right) \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right) \left(\left(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + (n-m) \left(n-m-1 + \left(1+(-1)^m \right) \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right) \left. \right\}$$

$$\kappa_q = \left(\frac{1}{P} \right)^2 \sum_{m=1}^n \left(\frac{1 + 2(n-m) \rho_p}{n \left[1 + (n-1) \rho_p \right]} \right)^3, \quad q = 2 \dots P \quad (3.21)$$

3D 串联叠层电感的相邻金属之间电容系数 $\kappa_{q,adj}$ 为，

$$\kappa_{q,adj} = \frac{2 \sum_{m=1}^{n-1} \left(1 + (2n-2m-1) \rho_p \right)^3 \left(P + (2q-P-1) (-1)^{m+1} \right)^2}{P^2 n^2 (n-1) \left(1 + (n-1) \rho_p \right)^3} \quad (3.22)$$

为了比较两种串联叠层电感中寄生等效电容的大小，我们采用 TSMC 0.35 μm CMOS 工艺中的寄生电容参数[15]计算了不同内半径 r 和金属宽度 w 的两种串联叠层电感的寄生电容，如表格 3.7 所示。Cm2m 为金属 M4-M3 之间的单位面积电容，Cm2s 为金属 M3 与衬底之间的单位面积电容，表格 3.7 为四圈、两层串联叠层电感的寄生电容计算结果。从表格 3.7 中可以看到，3D 串联叠层电感的寄生电容大约是传统串联叠层电感的 1/4-1/5，因此 3D 串联叠层电感的自激振荡频率为传统串联叠层电感的 2 倍以上。产生这种现象的主要原因是，3D 串联叠层电感的相邻层金属间的电压差比传统串联叠层电感小很多，因此 3D 串联叠层电感非常适合在高频电路中使用。

表格 3.7 两种串联叠层电感寄生电容大小比较

$C_{eq,stacked} (fF)$	$r = 10\mu m$	$r = 20\mu m$	$r = 30\mu m$	$r = 40\mu m$
$C_{eq,minature3D} (fF)$				
$w = 5\mu m$	41.6	61.1	80.5	100.0
	9.4	13.6	17.9	22.2
$w = 10\mu m$	121.5	160.6	200.0	238.5
	28.1	36.3	44.7	53.2
$w = 15\mu m$	239.8	298.5	357.0	415.5
	56.2	68.2	80.6	93.2
<Note>Spacing= $1\mu m$, $C_{m2m} = 4.49e-17 F/\mu m^2$, $C_{m2s} = 8.7e-18 F/\mu m^2$ [15]				

3.4 提高电感品质因数的方法

提高品质因数是硅基集成螺旋电感设计和优化的中心议题。十多年来,有很多人致力于制作高性能的硅基集成螺旋电感,包括采用高电导率的金属作为电感环绕材料以降低电感自身阻抗的影响[16],高电阻率的衬底之上制作电感以减小衬底涡流效应带来的性能衰减[17],或采用厚氧化层或悬空电感的制作方式来增加电感的 Q 值[18]。但对于既定工艺,我们既无法改变金属连线和衬底的材料、也没有办法改变氧化层的厚度,因此上述方法并不适用。

在这一节中,我们将讨论在既定的标准 CMOS 工艺上,在不增加工艺复杂性的前提下,通过版图上的设计和优化来提高硅基集成螺旋电感品质因数的方法。

3.4.1 硅基集成螺旋电感设计和优化的一般准则

在既定的工艺上设计一个一定电感值的硅基集成螺旋电感时,会有很多种不同的内直径 d_{in} 、线宽 w 、间距 s 、圈数 N 的组合,设计时要在这些组合中比较和选择最佳的实现方式。这里总结了一些一般准则[9]:

- 用最上层金属构建螺旋电感可以使螺旋电感和衬底之间的氧化层厚度最大,即 C_{ox} 最小,因而可以减小高频时对衬底的损耗,提高高频时的 Q 值。
- 采用工艺所允许的最小连线间距 s ,这样可以使相邻的金属连线之间的磁耦合最大,从而得到最大的 Q 值,同时螺旋电感占据的面积也比较小。采用最小连线间距虽然也使得相邻金属连线之间的耦合电容变大,但因为在大多数工艺中金属连线厚度不会超过 $3\mu m$,这个耦合电容对硅基集成螺旋电感整体性能的影响很小。
- 对于一般体硅 CMOS 工艺,工作频率 1-3GHz 时有最好 Q 值的最佳的金属线宽 w 在 $10-15\mu m$ 。金属连线宽度再增加的话,电感值减小的速度会大于串联电阻值减小的速度,同时对衬底的耦合也更加严重,会使品质因数最大值降低,并且自激振荡频率也会下降。
- 螺旋电感和周围其他的元器件之间要保持一定距离,一般要大于 5 倍的金属线宽度。这样可以防止不必要的寄生电磁耦合。

3.4.2 放射状地隔离层

在硅基集成螺旋电感和衬底之间插入地阻隔层来把螺旋电感和衬底分开是提高 Q 值的一种很有效的方法[11][13][19][20](图 3.18),地阻隔层可以由阻抗较低的一铝或多晶硅形成,它相当于将衬底用小电阻短路来阻止通向衬底的电流。插入地阻隔层后,电感的并联等效电阻 R_p 趋向无穷,提高了电感的 Q 值。要注意的是,如果插入的是如图 3.18(a)所示的整块的地阻隔层,由于地阻隔层电阻较小,螺旋电感和阻隔层又靠得很近,根据楞次定律,在地阻隔层中会产生镜像电流即涡流,涡流方向与电感中的电流方向相反,涡流产生的磁场将使电

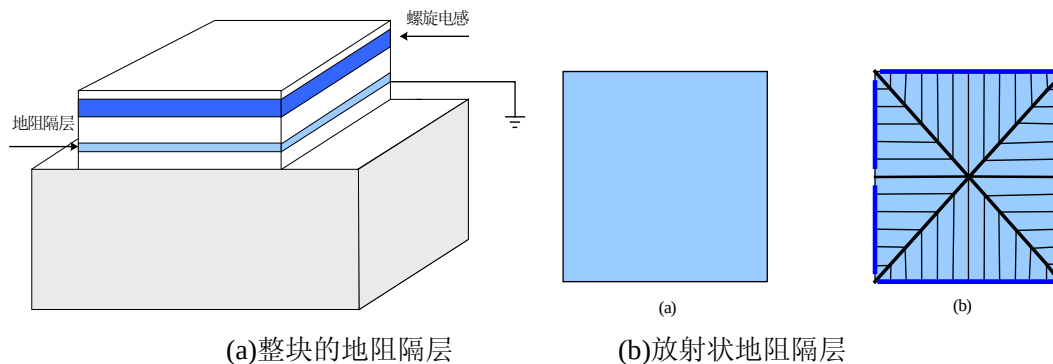


图 3.18 在螺旋电感和衬底之间插入地阻隔层

感的磁场减小，从而降低有效的电感值。

为了阻止地阻隔层中涡流的产生，可以将地阻隔层做成放射状图样，如图 3.18(b)所示，这样就切断了感应的涡流的通路。图中的黑线表示开槽口，开槽口要小一些，以免垂直的电流从槽口中流出流向衬底。最后要用最上层的金属将放射状阻隔层连起来接到地，连接时要注意避免形成环路以避免引起涡流。设计放射状地阻隔层的一般原则就是在使到地阻抗最小的同时避免地阻隔层中涡流的产生。

3.4.3 反偏置双 PN 结隔离

标准 CMOS 工艺上，衬底不是一个绝缘体，电感的磁场会在衬底的表面产生涡流效应，导致电感的感值和 Q 值的下降。为了尽量消除涡流效应的产生，可以在电感的正下方的硅衬底上做反偏的双 PN 结，如图 3.19 所示。首先采用 N 阱做放射状地隔离，将所有的 N 阱条在中间进行连接，两个相邻 N 阱条之间由 P 型衬底间隙隔开，这样 N 阱和 P 衬底之间就会形成反偏的双 PN 结，如图 3.19(b)所示。为了更好的阻断衬底表面产生涡流，在每根 N 阱条内又可以采用 P+ 做出另外一对反偏的双 PN 结。通过 M1 铝将 P+ 条接地，N 阱接高电平，确保所有 PN 结能够正常反偏，这样就能够有效阻止电感磁场在衬底表面产生涡流，从而提高电感的 Q 值。

在深阱工艺上，同样可以采用带反偏置的双 PN 结隔离结构。同时，由于深阱工艺中的 N 阱的深度比较深，因此深阱工艺中采用带偏置的双 PN 结隔离结构效果更加好。

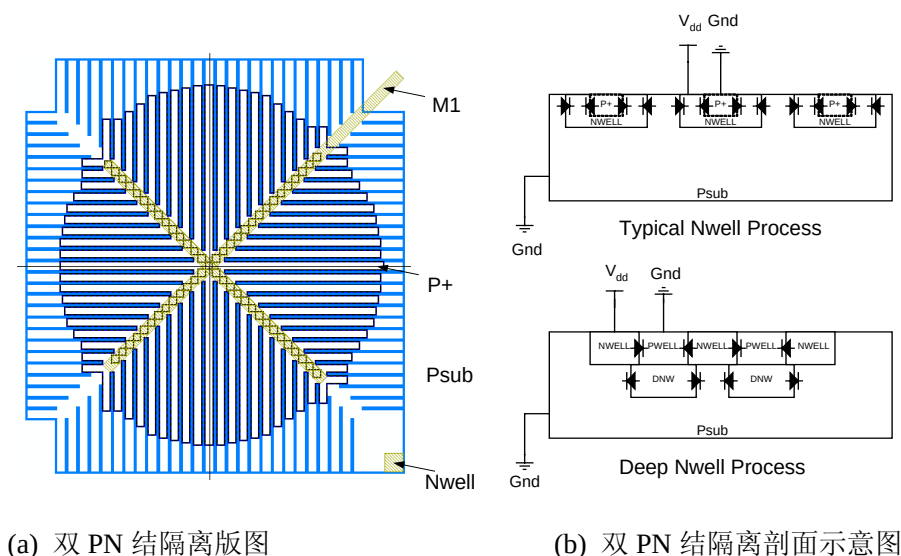


图 3.19 反偏置双 PN 结隔离

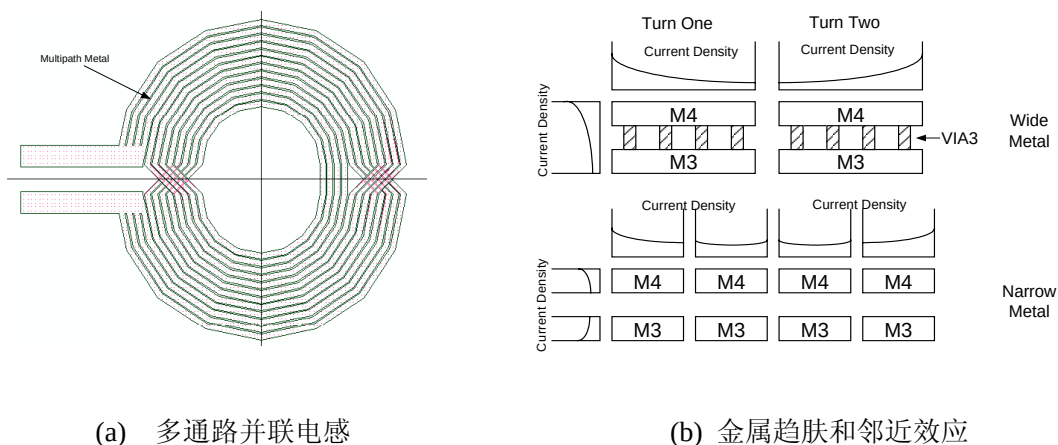


图 3.29 电感金属的多通路并联

3.4.4 电感金属的多通路并联

硅基片上集成电感中的串联电阻是造成电感品质因数比较低的最主要原因。因为目前大多数 CMOS 工艺采用铝线互连，铝金属的电导率比铜、金要低，所以片上电感的 Q 值无法与片外的铜金属电感相比。再加上电感中铝金属的趋肤和邻近效应使得高频时电感的串联电阻变得很大，极大地降低了电感的 Q 值。为了减小高频时电感中铝金属的趋肤和邻近效应，可以采用图 3.29 中的多通路金属并联结构。图 3.29(a)中电感的宽金属分割成四根很细的金属线，且 M4 金属与 M3 金属只在端口处通过大量 VIA3 进行并联。图 3.29(b)是金属线分割前后金属线上电流密度的示意图。在宽金属分割之前，铝金属趋肤效应使得 M4 和 M3 并联金属上的电流主要集中在 M4 金属表面；相邻两圈铝金属的邻近效应使得电流主要趋向于金属外侧。这种电流密度分布不均匀会导致电感中串联电阻的急剧增加，在频率很高的时候更加显著。如图 3.29(b)所示，在将宽金属分割成若干细金属且去除大量并联过孔之后，铝金属趋肤效应和相邻两圈铝金属的邻近效应得到了缓解。理想情况下，如果宽金属可以分割成无穷根细金属的话，电感中铝金属趋肤效应和相邻两圈铝金属的邻近效应将会得到彻底的消除。但是由于受到 CMOS 工艺设计规则的限制，我们只能做到将金属最多分成 4—8 根。

3.5 小结

本章主要研究了硅基集成螺旋电感的建模、分析、设计和优化。在这里我们首先比较了硅基集成螺旋电感的三种建模和仿真方法；提出了电感金属间寄生电容的等效模型，并且具体计算了两种叠层电感的等效电容。采用 3D 串联叠层电感结构来降低金属间的电压差，从而降低叠层电感的寄生电容，达到高自激振荡频率的目的。

最后，我们总结和提出了三种提高硅基集成螺旋电感品质因数的有效方法：放射状地隔离层，反偏置双 PN 结隔离和电感金属的多通路并联。

参考文献

- [1] N. M. Nguyen and R. G. Meyer, "SI IC-compatible Inductors and LC Passive Filters," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 25, pp. 1028-1031, Aug 1990.
- [2] J. M. Lopez-Villegas, J. Samitier, C. Cane and P. Losantos, "Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 76-83, Jan. 2000.
- [3] J. N. Burghartz, M. Syuer and K. A. Jenkins, "Microwave inductors and capacitors in standard

- multilevel interconnect silicon technology,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 100-104, Jan. 1996.
- [4] A. Zolfaghari, A. Chan and B. Razavi, “Stacked inductors and transformers in CMOS technology,” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol.36, pp.620-628, Apr. 2001.
- [5] C.-C. Tang, C.-H. Wu and S.-I. Liu, “Miniature 3-D inductors in standard CMOS process,” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol.37, pp.471-480, Apr. 2002.
- [6] Y. K. Koutsoyannopoulos and Y. Papananos, “Systematic analysis and modeling of integrated inductors and transformers in RF IC design,” *IEEE Trans. Circuits and Systems, II, Analog and Digital Signal Processing*, vol.47, pp.699-713, Aug. 2000.
- [7] Sunderarajan S. Mohan, “The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuits,” Ph. D. Dissertation, Stanford University, Dec. 1999.
- [8] ASITIC: Analysis and Simulation of Spiral Inductors and Transformers for Ics , <http://formosa.eecs.berkeley.edu/~niknejad/asitic.html>.
- [9] J. R. Long and M. A. Copeland, “The modeling, characterization, and design of monolithic inductors for silicon RF IC’s,” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 32, pp.357-369, Mar. 1997.
- [10] C. P. Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee, S. S. Wong, “A physical model for planar spiral inductors on silicon”, pp. 155-158, *IEDM*, 1996.
- [11] C. P. Yue, S. S. Wang, “Design strategy of on-chip inductors for highly integrated RF systems”, *36th Proceedings of the Design Automation Conference*, pp. 982-987, 1999.
- [12] C. P. Yue, S. S. Wang, “Physical modeling of spiral inductors on silicon”, *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 47, pp. 560-568, Mar. 2000.
- [13] C. P. Yue, “On-chip spiral inductors for silicon-based Radio-frequency integrated circuits”, Ph. D. Dissertation, Stanford University, Jun. 1998.
- [14] S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd, T. H. Lee, “Simple accurate expressions for panar siral inductances,” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 34, pp. 1419-1424, Oct. 1999.
- [15] “TSMC 0.35 μ m Logic Silicide (SPQM, 3.3V) SPICE Models,” TSMC Co. Ltd., Hsin-Chu, Taiwan, R.O.C., Document no. TA-1095-6002.
- [16] K. B. Ashby, I. A. Koullias, W. C. Finley, J. J. Bastek, S. Moinian, “High Q inductors for wireless applications in a complementary silicon bipolar process”, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 31, pp. 4-9, Jan. 1996.
- [17] Zu L, et al, “High Q-factor inductors integrated on MCM Si substrate”, *IEEE Trans Comp Package, Manufact. Technol B*, vol. 19, pp. 635-643, Aug. 1996.
- [18] J. Y. C. Chang, A. A. Abidi, “Large suspended inductors on silicon and their use in a 2 μ m CMOS RF amplifier”, *IEEE Electro Device Lett.*, vol. 14, pp. 246-248, 1993.
- [19] C. P. Yue, S. S. Wang, “On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC’s,” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 33, pp. 743-751, May 1998.
- [20] C. P. Yue, S. S. Wang, “A study on substrate effects of silicon-based RF passive components”, *IEEE MIT-S Digest*, pp. 1625-1628, 1999.

第四章 可变电容特性分析

本章首先分析了可变电容的小信号和大信号的差别,得出了像电感电容谐振电路这样的大信号电路必须采用可变电容的大信号分析方法的结论。接着对电感电容谐振回路中的非线性可变电容进行大信号分析,推导了采用非线性可变电容的电感电容谐振电路的有效电容的计算公式。但是对于采用阶跃可变电容(反型 MOS 管电容和累积型 MOS 管电容)的电感电容压控振荡器电路,该方法在复杂度和精度上都存在很大问题。因而本章又从时间域角度,对电感电容谐振电路的周期计算方法在理论上进行了系统推导,阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质,得到了一种计算频率—电压曲线的有效方法。仿真和测试验证结果表明该公式计算的 F-V 曲线与仿真和测试结果非常吻合。

4.1 引言

近几年无线通信系统的蓬勃发展推动了低成本、低功耗 CMOS 无线收发机的研究与开发。同时 CMOS 工艺技术的不断进步,使得无线收发机系统中大部分单元电路,如低噪声放大器(LNA)、混频器(Mixer)、本机振荡器(Local Oscillator)以及中频滤波器(IF Filter)等都能够单片实现。无源器件(片上电感和可变电容)的片上实现问题的解决,使得本机振荡器的单片集成成为可能。

互补、交叉耦合负跨导结构的电感电容压控振荡器如图 4.1 所示,它是由交叉耦合的 PMOS 管和 NMOS 管产生一个负跨导,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[1-4][9][10]中的振荡器电路采用了互补、交叉耦合负跨导结构,它们的频率—电压压控曲线都是采用 SPICE 仿真或者是测试得到的,很少是通过理论方法计算得到的。在文献[3]中, S. Levantino 等人提出了一种频率—电压压控曲线分析方法,并且采用数值计算的方法得到了压控曲线。我们知道数值计算是一个复杂而且费时的方法,特别是在改变偏置电流的情况下,整个数值计算方法需要重新进行演算。M. Tiebout[2]和 R. L. Bunch[4]等人也分析了可变电容的大信号现象,但他们的

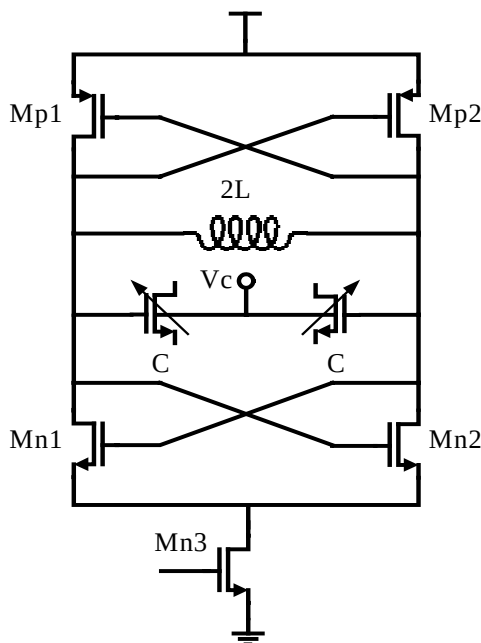


图 4.1 互补、交叉耦合型 CMOS 电感电容谐振压控振荡器

分析只是定性的解释了大信号对于有效电容和压控曲线的影响。在文献[5]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, 从而计算出压控曲线。然而该方法是基于电容的小信号模型, 并且忽略了二次和二次以上高次谐波分量得到的。我们知道采用阶跃特性可变电容的电感电容谐振电路的谐振波形不可能是一个理想的正弦波[3], 因此该有效电容的计算公式并不能够真正描述电感电容谐振电路中的实际有效电容特性。

片上可变电容的实现和建模是目前的一个研究热点。这些研究主要是围绕着如何实现大的电容可调范围以及高品质因数方面展开的, 很少涉及到可变电容的小信号和大信号模型, 非线性特性以及 C-V 曲线对于电感电容谐振电路的压控曲线的影响。本章第二节简单地介绍了在 CMOS 工艺上实现可变电容的四种结构; 在第三节澄清可变电容的大信号模型和小信号模型的差别; 在第四节对采用非线性可变电容的电感电容谐振电路进行了一些理论分析, 给出电感电容谐振电路中有有效电容的计算方法; 在第五节中, 从时间域角度对电感电容谐振电路的周期在理论上进行了系统推导, 阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质, 得到了一种计算频率—电压压控曲线的方法, 并且与其它文献中提出的方法进行了比较; 最后, 我们采用 HSPICE 软件对电感电容串联谐振电路和压控振荡器电路进行仿真验证, 并且电感电容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该公式计算的压控曲线与仿真和测试结果非常吻合。

4.2 可变电容的分类

可变电容作为可调单元广泛用于射频的压控振荡器的谐振电路中。在 CMOS 工艺上实现可变电容主要有四种结构: PN 结电容, 普通 MOS 管电容, 反型 MOS 管电容和累积型 MOS 管电容。PN 结电容是在 N 阱上做一层 p⁺有源区, 从而实现一个 p⁺/n-well 结电容, 如图 4.2(a)所示。

另外一类可变电容的实现方法是利用 MOS 管工作在不同的区域(强反型区、耗尽区和累积区)从而改变电容值。MOS 管的源极(S), 漏极(D)以及衬底(B)的不同连接方法, 使得 MOS 管的电容可以分成三种不同的情况。

图 4.2(b)是 S=D=B 三端相接的 PMOS 管, 当栅源电压 V_{GS} 从 V_{dd} 到 0 时, MOS 管工作区域从累积转变到耗尽, 再到强反型, 其直流 C-V 曲线如图 4.3(a)。S=D=B 结构的 PMOS 管工作在累积区和强反型区时, 电容有最大值 C_{ox} , 该电容主要是栅氧化层平板电容。

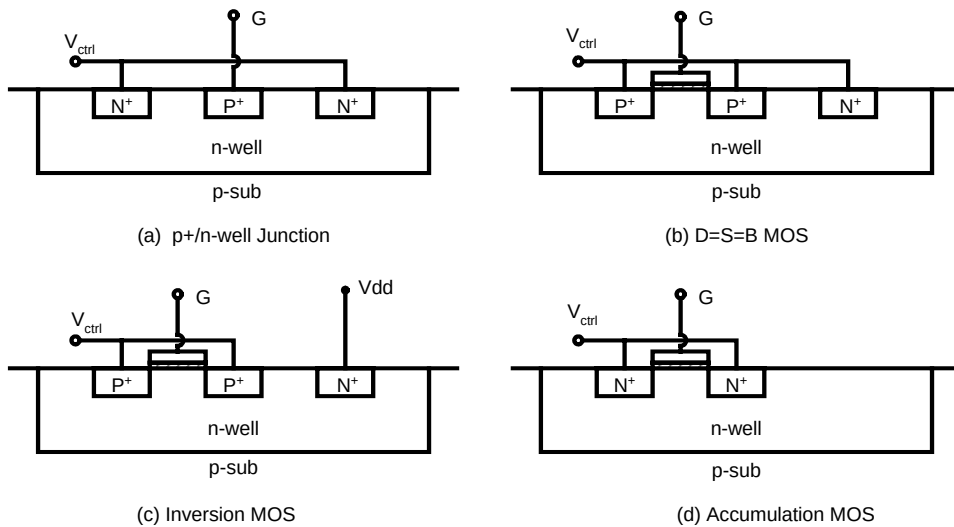


图 4.2 PN 结可变电容和 MOS 管可变电容

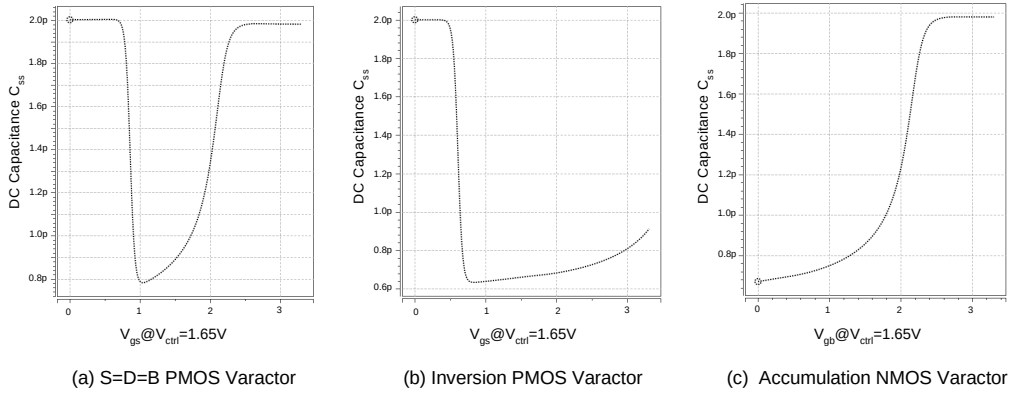


图 4.3 MOS 管可变电容的直流电容—电压曲线

如果将 PMOS 管的衬底(N-Well)连接到 V_{dd} , 这样 PMOS 管将只处于强反型区和耗尽区, 该 PMOS 管电容称为反型 MOS 管可变电容, 其结构图和直流 C-V 曲线分别如图 4.2(c)和图 4.3(b)。反型 MOS 管可变电容工作在耗尽区时, 其电容为最小值, 它是栅氧化层平板电容与耗尽层电容的串联。

第三种 MOS 管可变电容是将 MOS 管工作在累积区与耗尽区, 其结构图如图 4.2(d)。该结构将 NMOS 管做在 N 阱内, 抑制了少数载流子在沟道中形成, 从而防止 MOS 进入强反型区。这种结构的 MOS 管电容称为累积型 MOS 可变电容, 其直流 C-V 曲线如图 4.3(c)。

在上述三种 MOS 管可变电容中, 反型 MOS 管和累积型 MOS 可变电容是单调的, 而普通 MOS 管的可变电容是非单调的。可变电容的非单调特性会降低电压控制范围[4], 因此普通 MOS 管电容不适合于电感电容压控振荡器电路中使用。而 PN 结电容作为可变电容的缺点是在谐振电压大的时候, PN 结有可能进入正偏状态, 增加了漏电流, 导致品质因数下降。因此, 在下面的章节我们将主要研究反型 MOS 管和累积型 MOS 管可变电容在电感电容压控振荡器中的应用。

4.3 可变电容的大信号分析

在所有的电路分析中, 我们首先是分析其大信号(直流)情况下的特性。然后通过对大信号的方程求导, 得到小信号方程。例如: MOS 管的小信号跨导的推导。

图 4.4 中的 MOS 管饱和源漏电流为 $I_{DS} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$, MOS 管的小信号跨导,

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (4.1)$$

对于不同的栅源电压 V_{GS} , g_m 有不同的取值。当交流小信号 v_i 叠加在栅源电压 V_{GS} 上, 输出交流小信号 v_o ,

$$v_o = g_m (V_{GS} + v_i) \cdot R_L \cdot v_i \quad (4.2)$$

当 v_i 与 V_{GS} 相比很小(毫伏甚至微伏)的时候, $g_m (V_{GS} + v_i) \approx g_m (V_{GS})$ 。当 v_i 与 V_{GS} 相比很大(几百毫伏)的时候, $g_m (V_{GS} + v_i)$ 不再是一个常数, 我们必须计算 g_m 在一个周期内的有效值。

同样对于用在电感电容谐振电路中的可变电容, 谐振电压不再是一个交流小信号, 我们不能采用下面这个小信号分析公式,

$$I = C_{ss}(V) \frac{dV}{dt} \quad (4.3)$$

谐振电压 V 很大的时候, $C_{ss}(V)$ 不是一个常数, $\frac{dC_{ss}(V)}{dt}$ 对电流也有贡献。因此我们必须采

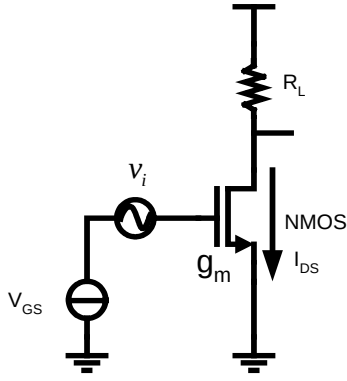
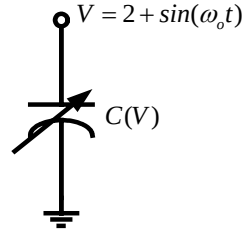
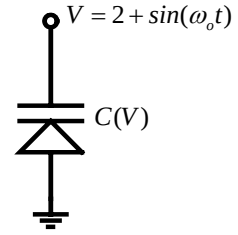


图 4.4 MOS 管的小信号跨导



(a) Variable Capacitor Model



(b) PN Junction Varactor

图 4.5 可变电容模型和 PN 结电容

用大信号分析公式，

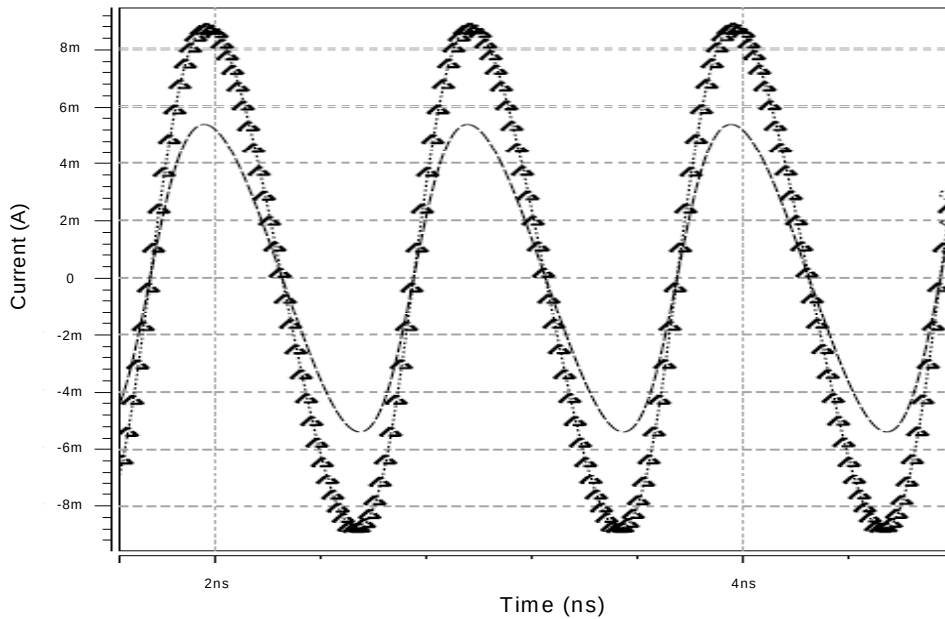
$$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C_{ss}(V) \cdot V)}{dt} = C_{ss}(V) \frac{dV}{dt} + V \frac{dC_{ss}(V)}{dt} \quad (4.4)$$

为了验证该现象，我们采用 HSPICE 软件仿真了具有相同小信号电容的可变电容模型和 PN 结电容，如图 4.5 所示。它们的小信号电容都是，

$$C(V) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi_j}\right)^m}, \quad (4.5)$$

其中 $\phi_j = 0.5V$, $m = 0.5$, $C_{j0} = 3.057 \text{ pf}$, V 为 PN 结正向电压。

图 4.5 中的可变电容模型和 PN 结电容的一端接地，另一端接一个正弦信号



三角形为 pn 结可变电容电流，实线为可变电容大信号电流，虚线为可变电容小信号电流

图 4.6 可变电容模型与 PN 结电容的 SPICE 仿真电流波形图

$V = 2 + \sin(\omega_0 t)$ 。图 4.6 为使用 HSPICE 软件仿真的两种电容中的电流波形图。三角形为 PN 结可变电容电流，实线为可变电容大信号电流，虚线为可变电容小信号电流。我们可以看到，PN 结可变电容的电流与可变电容模型的小信号电流是一样。可变电容模型的小信号电流与大信号电流相差很大，这是因为所有的 SPICE 仿真软件的算法都是基于元件的小信号模型的小信号分析方法进行分析。因此在电感电容压控振荡器这样的大信号电路中，可变电容的小信号模型会产生很大的误差，我们必须采用可变电容的大信号分析方法来进行 SPICE 瞬态仿真。

4.4 谐振电路中可变电容的大信号非线性分析

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[3,4,5,6]中，他们都是采用小信号分析的方法进行电感电容谐振电路的有效电容的计算。根据第三节的分析，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。

对于图 4.7(a)中的串联电感电容谐振电路，谐振电压 V_{out} 可以进行傅立叶级数展开为，

$$V_{out}(t) = V_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) \approx V_0 + 2A_1 \cos(\omega t) + 2A_2 \cos(2\omega t) \quad (4.6)$$

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，

$$C_{ss}(V_C) = C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \quad (4.7)$$

在电感电容谐振时，其能量的大部份是在基频和二次谐波上[3,5]。因此，在这里我们忽略三次和三次以上谐波。为了简单起见 $V_{dd}=0$, $V_0 = V_{dd} = 0$, 则电感电压和电容电压分别是，

$$V_C = V_{out} - V_{ctrl}, \quad V_L = V_{dd} - V_{out} = -V_{out} \quad (4.8)$$

电感上的电流为，

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t V_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t (V_{dd} - V_{out}) dt = -\frac{1}{L} \int_{-\infty}^t (2A_1 \cos(\omega t) + 2A_2 \cos(2\omega t)) dt \\ &= -\frac{2}{L} \left(\frac{A_1}{\omega} \sin(\omega t) + \frac{A_2}{2\omega} \sin(2\omega t) \right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

电容上的电流为，

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{dQ}{dt} = \frac{dC_{ss}(V_C)V_C}{dt} = C_{ss}(V_C) \frac{dV_C}{dt} + V_C \frac{dC_{ss}(V_C)}{dt} \\ &= \left(C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \right) \frac{d}{dt} (V_{out}) + (V_{out} - V_{ctrl}) \frac{d}{dt} \left(C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \right) \\ &= -2\omega \left\{ \left(C_{ss}^{(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} \cos(n\omega t) \right) \left(A_1 \sin(\omega t) + 2A_2 \sin(2\omega t) \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(2A_1 \cos(\omega t) + 2A_2 \cos(2\omega t) - V_{ctrl} \right) \left(\sum_{n=1}^{\infty} C_{ss}^{(n)} n \sin(n\omega t) \right) \right\} \end{aligned} \quad (4.10)$$

因为电感与电容为串联，所以 $I_L = I_C$ ，式子(4.9)和(4.10)基波相等，忽略高次谐波分量。

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

定义电感电容谐振回路中可变电容的有效电容值，

$$C_{eff} = \frac{1}{L\omega^2} = C_{ss}^{(0)} + C_{ss}^{(2)} + \frac{A_2 - V_{ctrl}}{A_1} C_{ss}^{(1)} + \frac{A_2}{A_1} C_{ss}^{(3)} \quad (4.11)$$

在不同的压控电压下谐振电压波形是不同的, $C_{ss}(V_C)$ 的傅立叶系数也是不同的, 它们是随着谐振信号的基波幅度 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, (4.11)式将变成一个更加复杂的式子, 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。在文献[5]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等效电容公式,

$$C_{eff} = C_{ss}^{(0)} - C_{ss}^{(2)} \quad (4.12)$$

其实公式(4.12)只是可变电容(阶跃电容, 例如反型 MOS 管可变电容或者累积型 MOS 管可变电容)在理想正弦波激励下的一个有效电容, 它并不能够真正代表电感电容谐振时可变电容的实际有效电容。在第五节, 我们可以看到实际的电感电容谐振电路的波形是两个正弦波的拼接。

4.5 电感电容谐振电路的周期计算

根据可变电容的傅立叶展开和谐振电压的傅立叶展开, 推导可变电容的有效电容值是一个非常繁琐、复杂的过程。而且为了计算方便, 在忽略二次谐波和二次以上谐波分量时, 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在理论上进行了系统推导, 得到一种计算频率—电压压控曲线的有效方法。

在电感电容谐振的压控振荡器电路中, 大多数情况下采用的可变电容是反型 MOS 管和累积型 MOS 管可变电容。反型 MOS 管(图 4.2(c))和累积型 MOS 管(图 4.2(d))可变电容都可以近似为一个阶跃函数, 可以用下式来表示,

$$C_{ss}(V) = \begin{cases} C_{max} & V \geq V_{eff} \\ C_{min} & V \leq V_{eff} \end{cases} \quad (4.13)$$

其中有效控制电压 $V_{eff} = V_G - V_{ctrl} - V_{TH}$ 。

电感与可变电容的串联谐振电路如图 4.7(a)所示。电感是一个感值为 L 的理想电感。电容是一个阶跃电容, 其小信号电容值也可以表示为下式:

$$C_{ss}(V) = \frac{1}{2}(C_{max} + C_{min}) + \frac{1}{2}(C_{max} - C_{min})\text{sign}(V_{eff}) \quad (4.14)$$

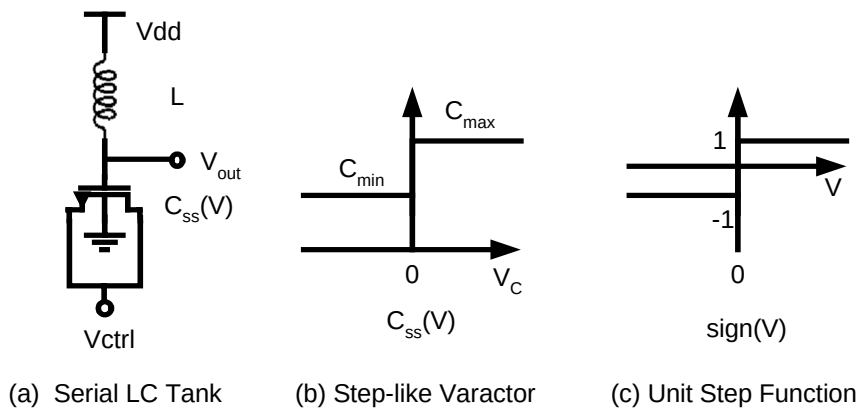


图 4.7 串联电感电容谐振电路与阶跃可变电容

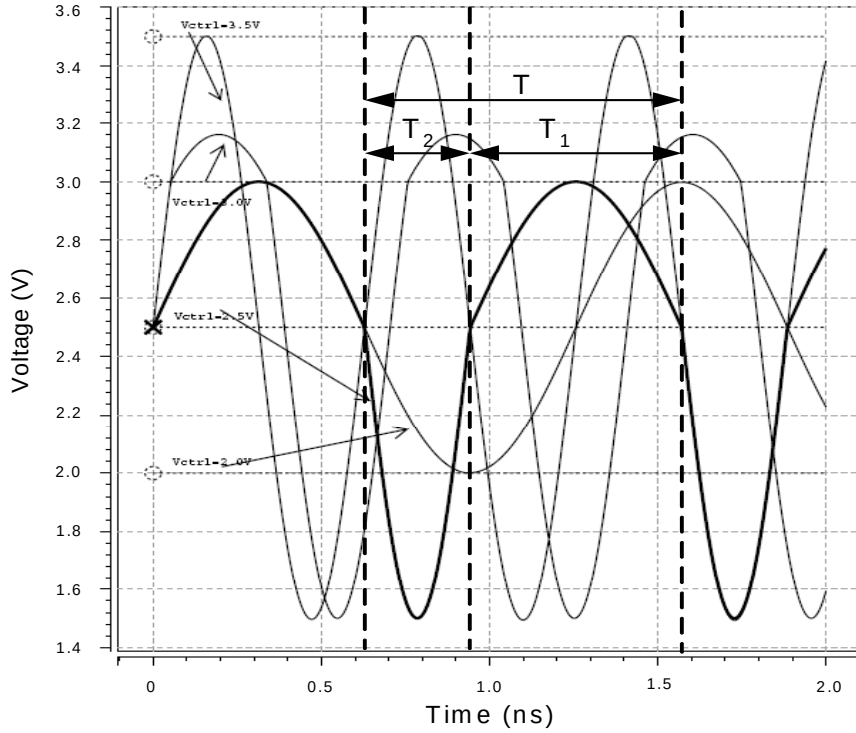


图 4.8 电感电容谐振电路中可变电容上的电压波形

图 4.7(a)中电感电容串联谐振电路, 在 HSPICE 软件中仿真的谐振输出电压波形如图 4.8 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} 可以将压控过程划分为以下四个区域:

- 1) 当 $V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}} - A_{\text{min}}$ 时, 输出波形是一个幅值为 A_{min} 的理想正弦波, 频率为 ω_{min} ;
- 2) 当 $V_{\text{eff}} > V_{\text{vdd}} + A_{\text{max}}$ 时, 输出波形是一个幅值为 A_{max} 的理想正弦波, 频率为 ω_{max} ;
- 3) 当 $V_{\text{vdd}} - A_{\text{min}} < V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}}$ 时, 在电压 V_{eff} 以上的输出波形是幅值为 A_{min} 的理想正弦波的一部分, 频率为 ω_{min} ; 电压 V_{eff} 以下是幅值为 $\theta_1 A_{\text{max}}$ (θ_1 为椭圆比例系数) 的正弦波的一部分, 频率为 ω_{max} 。
- 4) 当 $V_{\text{vdd}} < V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}} + A_{\text{max}}$ 时, 在电压 V_{eff} 以上的波形是幅值为 $\theta_2 A_{\text{min}}$ (θ_2 为椭圆比例系数) 的正弦波的一部分, 频率为 ω_{min} ; 电压 V_{eff} 以下是幅值为 A_{max} 的正弦波的一部分, 频率为 ω_{max} 。

有效控制电压 V_{eff} 控制的四个区域也可以用可变电容的 I - V 轨迹图来表示。图 4.9 说明了阶跃可变电容的 I - V 轨迹是由两个椭圆拼接而成。随着有效控制电压的变化, 两个椭圆分别满足两个不同的椭圆方程。

- 1) 当 $V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}} - A_{\text{min}}$ 时, 可变电容的 i - v 轨迹满足椭圆方程:

$$\left(\frac{V}{A_{\text{min}}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\text{min}} C_{\text{max}} A_{\text{min}}}\right)^2 = 1 \quad (4.15)$$

- 2) 当 $V_{\text{eff}} > V_{\text{vdd}} + A_{\text{max}}$ 时, 可变电容的 i - v 轨迹满足椭圆方程:

$$\left(\frac{V}{A_{\text{max}}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\text{max}} C_{\text{min}} A_{\text{max}}}\right)^2 = 1 \quad (4.16)$$

- 3) 当 $V_{\text{vdd}} - A_{\text{min}} < V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}}$ 时, 可变电容的 i - v 轨迹满足两个椭圆方程:

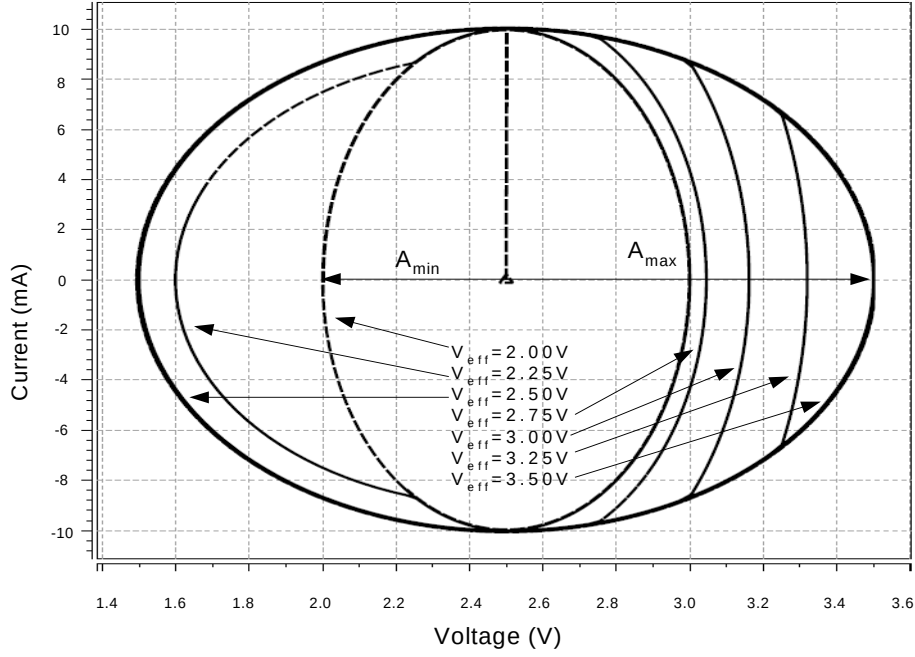


图 4.9 谐振电路中可变电容的 I-V 轨迹图

$$\left(\frac{V}{A_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\min} C_{\max} A_{\min}}\right)^2 = 1, \quad V \geq V_{\text{eff}}$$

$$\left(\frac{V}{A_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\max} C_{\min} A_{\max}}\right)^2 = \theta_1^2, \quad V < V_{\text{eff}}, \quad \text{椭圆相似系数 } \theta_1 \text{ 满足 } \frac{A_{\min}}{A_{\max}} \leq \theta_1 \leq 1 \quad (4.17)$$

4) 当 $V_{\text{vdd}} < V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}} + A_{\max}$ 时, 可变电容的 $i-v$ 轨迹满足两个椭圆方程:

$$\left(\frac{V}{A_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\min} C_{\max} A_{\min}}\right)^2 = \theta_2^2, \quad V \geq V_{\text{eff}}, \quad \text{椭圆相似系数 } \theta_2 \text{ 满足 } 1 \leq \theta_2 \leq \frac{A_{\max}}{A_{\min}}.$$

$$\left(\frac{V}{A_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{I}{\omega_{\max} C_{\min} A_{\max}}\right)^2 = 1, \quad V < V_{\text{eff}} \quad (4.18)$$

在上述四个区域中, 谐振周期分别为:

$$1) \text{ 当 } V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}} - A_{\min} \text{ 时, } T = T_{\max} = 2\pi\sqrt{LC_{\max}} \quad (4.19)$$

$$2) \text{ 当 } V_{\text{eff}} > V_{\text{vdd}} + A_{\max} \text{ 时, } T = T_{\min} = 2\pi\sqrt{LC_{\min}} \quad (4.20)$$

3) 当 $V_{\text{vdd}} - A_{\min} < V_{\text{eff}} < V_{\text{vdd}}$ 时, 谐振周期为输出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 $\theta_1 A_{\max}$ 的椭圆上的时间。

如图 4.9 所示, 在交接点处电容的电压和电流值分别是 V_{eff} 和 I_{eff} 。求解式子(4.17)的两个方程, 可以得到椭圆相似系数 θ_1 。式子(4.17)的第一个椭圆方程可以得到:

$$I_{\text{eff}} = \pm \omega_{\min} C_{\max} A_{\min} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{\text{eff}}}{A_{\min}}\right)^2}, \quad \text{代入第二个椭圆方程得,}$$

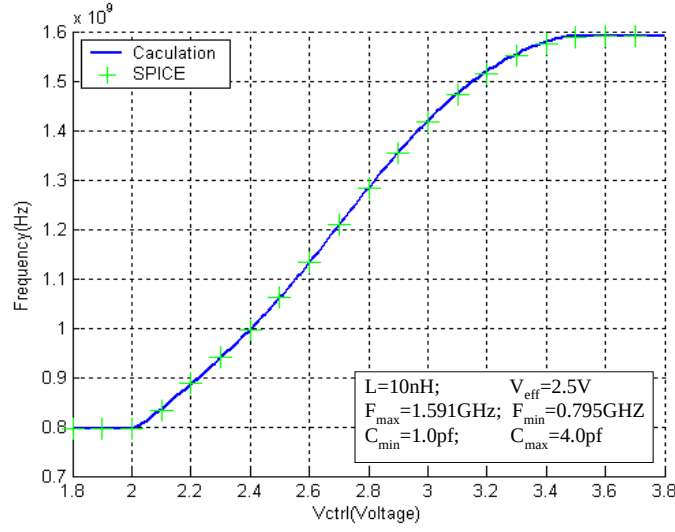


图 4.10 频率—电压压控曲线图

$$\theta_1^2 = \left(\frac{V_{eff}}{A_{max}} \right)^2 + \left(\frac{\omega_{min} C_{max} A_{min}}{\omega_{max} C_{min} A_{max}} \right)^2 \left(1 - \left(\frac{V_{eff}}{A_{min}} \right)^2 \right)$$

因为, $\omega_{min} C_{max} A_{min} = \omega_{max} C_{min} A_{max} = I_{max}$, 有

$$\frac{A_{max}}{A_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}} \quad (4.21)$$

$$\theta_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{eff}}{A_{min}} \right)^2 + \left(\frac{V_{eff}}{A_{max}} \right)^2} \quad (4.22)$$

可以计算出在两个椭圆上的时间分别为

$$T_1 = \frac{\frac{\pi}{2} + a \sin \left(\frac{|V_{eff}|}{A_{min}} \right)}{\pi} T_{max}, \quad T_2 = \frac{\frac{\pi}{2} - a \sin \left(\frac{|V_{eff}|}{\theta_1 A_{max}} \right)}{\pi} T_{min}$$

则谐振电压波形的周期为,

$$T = T_1 + T_2 = \frac{\frac{\pi}{2} + a \sin \left(\frac{|V_{eff}|}{A_{min}} \right)}{\pi} T_{max} + \frac{\frac{\pi}{2} - a \sin \left(\frac{|V_{eff}|}{\theta_1 A_{max}} \right)}{\pi} T_{min}$$

$$T = \frac{1}{2} (T_{max} + T_{min}) + \frac{1}{\pi} \left(a \sin \left(\frac{|V_{eff}|}{A_{min}} \right) T_{max} - a \sin \left(\frac{|V_{eff}|}{\theta_1 A_{max}} \right) T_{min} \right) \quad (4.23)$$

- 4) 当 $V_{vdd} < V_{eff} < V_{vdd} + A_{max}$ 时, 与 3) 相同的方法, 求解式子(4.18)的两个方程可以得到: 椭圆相似系数 θ_2 和谐振周期。

$$\theta_2 = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{eff}}{A_{max}} \right)^2 + \left(\frac{V_{eff}}{A_{min}} \right)^2} \quad (4.24)$$

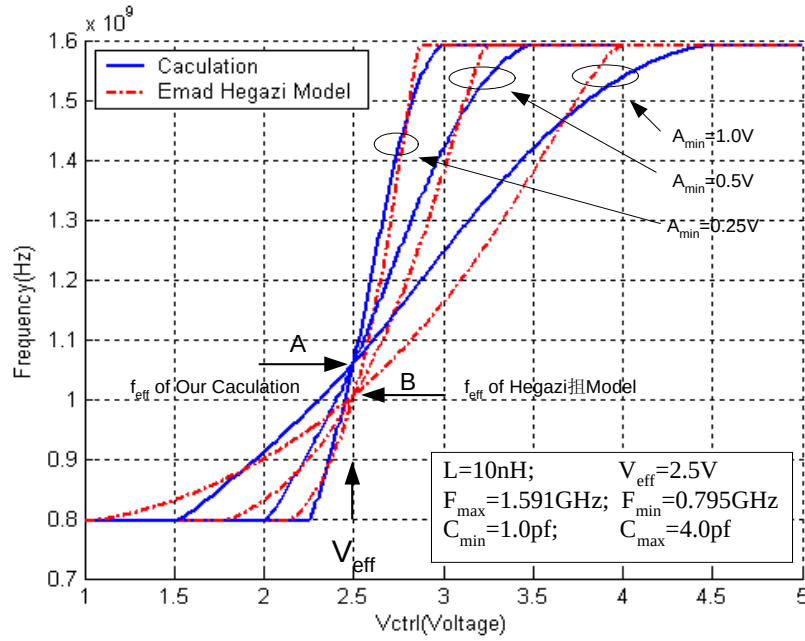


图 4.11 频率—电压压控曲线的比较：计算公式(4.23, 4.25)和 Hegazi 的模型(4.26)

$$T = \frac{1}{2}(T_{\max} + T_{\min}) + \frac{1}{\pi} \left(-\sin \left(\frac{V_{\text{eff}}}{\theta_2 A_{\min}} \right) T_{\max} + \sin \left(\frac{V_{\text{eff}}}{A_{\max}} \right) T_{\min} \right) \quad (4.25)$$

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 4.7(a) 电感电容串联谐振电路，电路参数分别是：L=10nH, C_{max}=4pf, C_{min}=1pf, A_{min}=0.5V。压控曲线的计算结果(实线)与 SPICE 仿真的结果(十字交叉)比较如图 4.10 所示，图中可以看到公式与仿真实验结果非常符合，误差在 0.3%以内。

4.6 频域谐波近似方法与时域周期计算方法比较

第四节中谐振回路的大信号非线性分析是频率域内的谐波近似方法[3,5,6]。因为除了谐波信号外任何波形通过傅立叶展开的傅立叶系数是无穷项，所以电感电容谐振回路中忽略高次谐波在一定程度上会引入误差。而第五节中的压控曲线计算方法是基于时间域内周期计算方法，因此它不存在近似问题。

其次，周期计算方法是简单和便捷的。该方法只要求知道压控振荡器的电感感值 L 和可变电容的最大值 C_{max} 和最小值 C_{min}。在不同的尾电流偏置情况下，通过直流分析预先确定振荡器谐振幅度最小值 A_{min}，然后通过式子(4.21)计算出最大谐振幅度 A_{max}。这样就可以立刻计算出不同的尾电流偏置情况下的频率—电压压控曲线。然而，基于谐波近似的数值计算方法[3]就没有这么方便，当偏置电流改变时，频率—电压压控曲线需要耗费大量时间才能计算得到。另外一方面，阶跃可变电容的傅立叶系数也不是很容易能够通过傅立叶转换得到的。

在文献[5]中，E. Hegazi 等人的方法只是频率域谐波近似方法的一个简单例子。他们假设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等效电容公式，

$$C_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(C_{\max} + C_{\min}) + \frac{1}{\pi}(C_{\min} - C_{\max}) \left(\sin \left(\frac{V_{\text{eff}}}{A} \right) + \left(\frac{V_{\text{eff}}}{A} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{V_{\text{eff}}}{A} \right)^2} \right) \quad (4.26)$$

因此式子(4.26)只考虑了基波分量对可变电容的影响。在式子(4.26)中我们用 $A_{\min}$ 和 $A_{\max}$ 的平均值来近似振幅 A ，图 4.11 给出了三种振幅电压($A_{\min}=0.25V$, $0.5V$, $1.5V$)下压控曲线计算结果。图 4.11 中的实线为式子(4.23)和(4.25)的计算结果，虚线为式子(4.26)的计算结果，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_{dd} 时，式子(4.23)和(4.25)计算的谐振频率是 $F_{\text{eff},1} = \frac{2F_{\min} \cdot F_{\max}}{F_{\min} + F_{\max}}$ (图 4.11 中的 A 点)，而式子(4.26)计算的谐振频率是

$$F_{\text{eff},2} = \frac{\sqrt{2}F_{\min} \cdot F_{\max}}{\sqrt{F_{\min}^2 + F_{\max}^2}} \text{ (图 4.11 中的 B 点, } F_{\text{eff},2} \leq F_{\text{eff},1} \text{)}。$$

Hegazi 模型只有在可变电容的调谐系数 $\frac{C_{\max}}{C_{\min}}$ 接近 1 的情况下， $F_{\text{eff},2}$ 近似为 $F_{\text{eff},1}$ 。根据第五节周期分析，我们知道压控振荡器的谐振电压是两个部分正弦波的拼接，不是一个理想正弦波，因此只考虑基波情况下的可变电容的有效电容值不能够代表实际压控振荡器中的可变电容的有效电容。造成 Hegazi 模型误差大的主要原因有两点：1) 在电感电容谐振电路这样的大信号电路中，可变电容小信号模型会产生很大的误差，必须采用可变电容的大信号模型；2) 谐振电压波形假设为一个理想正弦波，而忽略二次和二次以上谐波分量，会引入很大的误差。

当振荡谐振电压幅度很大(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。如图 4.10 所示，振荡频率与有效控制电压 V_{eff} 基本上保持线性关系，振荡器的线性压控范围就是振荡器谐振幅度电压范围。因此可以看到虽然可变电容具有阶跃特性，频率—电压压控曲线仍然可以是线性的，这一点与文献[7]中的 MOS 管可变电容要求线性 C-V 曲线的结论相反。

4.7 采用 A-MOS 管可变电容的压控振荡器设计

采用互补、交叉耦合负跨导电感电容谐振压控振荡器电路(图 4.12)在 TSMC 0.35 μm 1P4M 3.3V 逻辑工艺上实现。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[7](图 4.13)。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，且普通的 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

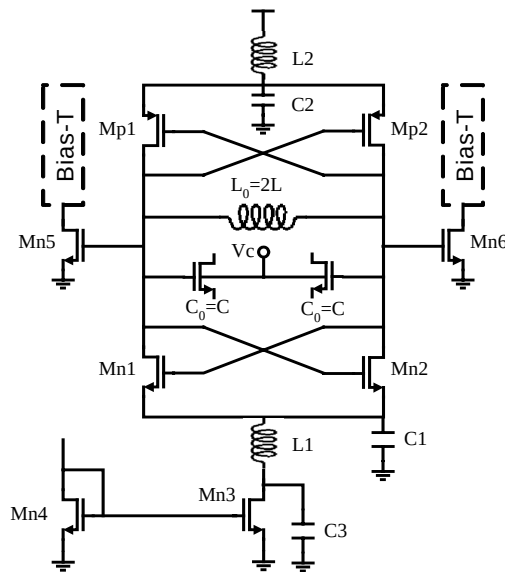


图 4.12 互补型、交叉耦合负跨导电感电容谐振压控振荡器电路

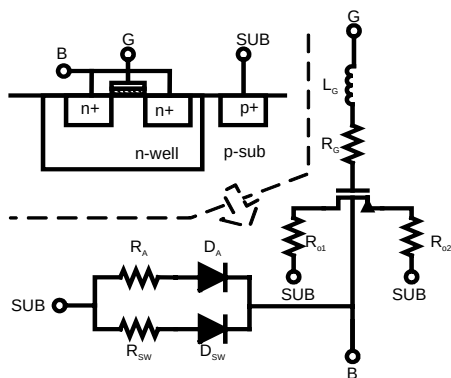
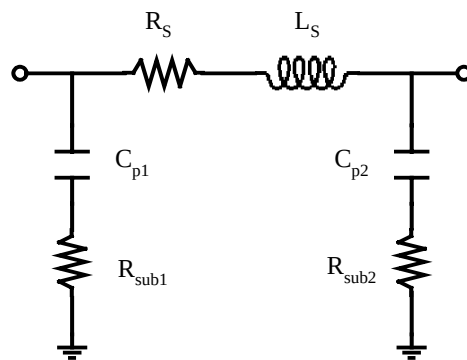


图 4.13 累积型 MOS 可变电容电路模型

图 4.14 片上螺旋电感等效 π 模型

用一个 PMOS 管作为可变电的主体，栅极与衬底电容 C_{GB} 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 管相同的特性，在普通 PMOS 管的源漏与地之间接入一个非常大的电阻(如 $10\text{G}\Omega$ 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(例如减小为 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($0.35\mu\text{m}$)，它的宽长比为 $1200\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ 。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螺旋电感。我们采用 M4-M3-M2 三层金属并联来降低串联电阻。而使用 M1 金属连接分段的 Nwell 的地隔离屏蔽层来提高电感在 $2\sim 3\text{GHz}$ 频率范围的 Q 值。在 2.8GHz 频率工作点上，电感的 Q 值最大为 5，等效 π 模型(图 4.14)参数是在 ASITIC[8]软件中提取得到，如表格 4.1。

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 K_v ，提高振荡器的相位噪声性能。表格 4.2 是图 4.12 压控振荡器电路中 MOS 管和片上无源器件的设计参数。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 $0.35\mu\text{m}$ 。我们采用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。开漏输出的缓冲器中的 MOS 管 Mn5-Mn6 的宽度选择一个比较小的值($50\mu\text{m}$)，以降低寄生电容。Mn3-Mn4 是镜像电流源，其栅长取得大一些($0.8\mu\text{m}$)，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 对管的噪声上变为相位噪声；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 对管的噪声上变为相位噪声。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。

表格 4.1 对称差分电感等效 π 模型参数

L	2.05nH	R_s	5.28Ω
R_{sub1}	0.751Ω	R_{sub2}	1.15Ω
C_{p1}	85.2f	C_{p2}	84.2f

表 4.2 振荡器电路 MOS 管和无源器件设计参数

MOS Transistor	Mp1, Mp2	Mn1, Mn2	Mn3, Mn4	Mn5, Mn6	A-MOS
W/L (μm)	400/0.35	160/0.35	2000/0.8	50/0.35	1200/0.35
Passive Element	L_1	C_1	L_2	C_2	C_3
Value	10nH	20pf	10nH	20pf	10pf

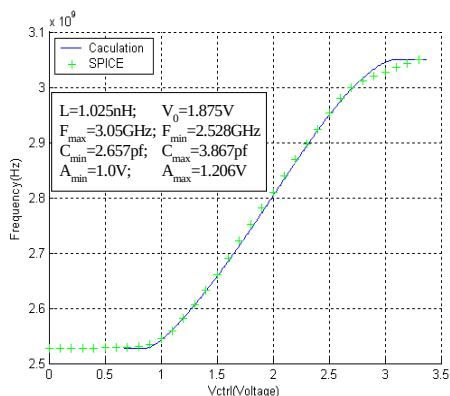


图 4.15 压控曲线的仿真与计算结果比较

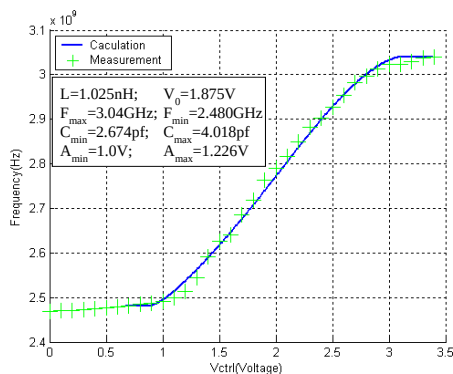


图 4.16 压控曲线的测试与计算结果比较



图 4.17 压控振荡器芯片照片

4.8 仿真和测试验证

图 4.12 的压控振荡器电路在 HSPICE 软件上进行仿真, 通过改变压控电压, 测试振荡器的一次谐波的频率, 我们得到如图 4.15 所示的频率—电压压控曲线。电感电容谐振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 $f_{\text{max}}=3.05\text{GHz}$ 和 $f_{\text{min}}=2.528\text{GHz}$, 可变电容的最大和最小值分别是 $C_{\text{max}}=3.867\text{pf}$ 和 $C_{\text{min}}=2.657\text{pf}$ 。谐振电压的直流电平为 1.875V , 振幅最小值为 $A_{\text{min}}=1.0\text{V}$, 最大值根据公式(4.21)计算为 $A_{\text{max}}=1.206\text{V}$ 。因此根据式子(4.24)和(4.26)可以得到图 4.15 中实线的压控曲线, 图 4.15 中的十字交叉为 HSPICE 仿真结果。可以看到仿真结果与计算结果非常吻合。如图 4.17 为互补、交叉耦合负跨导型电感电容谐振压控振荡器电路的芯片照片, 压控曲线的测试结果与公式计算结果比较如图 4.16 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, 但是压控曲线的测试结果与公式计算结果还是非常的接近。

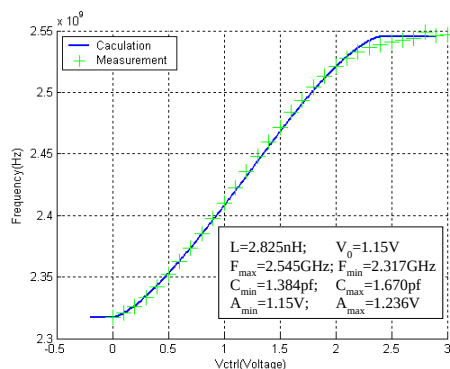


图 4.18 Y.B. Choi 的 LC VCO 压控曲线

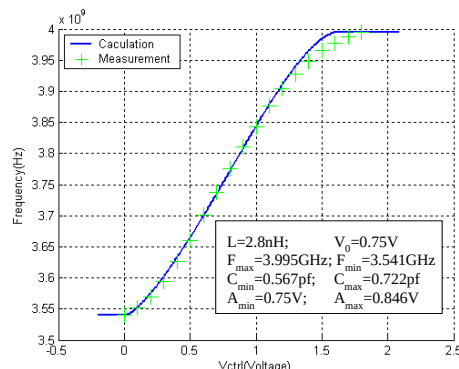


图 4.19 H.L. Liao 的 LC VCO 压控曲线

图 4.18 和图 4.19 分别是 Yeung-Bun Choi[9]和 Huailin Liao[10]设计的电感电容压控振荡器的压控曲线测试结果。可以看到，采用我们提出的压控曲线计算方法得到的结果与文献[9][10]中发表的测试结果非常的吻合。对于采用阶跃 MOS 管可变电容的电感电容谐振压控振荡器，频率—电压压控曲线计算公式(4.22)和(4.26)都适用，该方法只要求预先知道电感值和最大电容和最小电容值，就能够计算和描绘出在一定谐振幅度下的压控曲线。

4.9 小结

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。本章从时间域角度对电感电容谐振电路的周期在理论上进行了系统推导，阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质，得到了一种计算频率—电压压控曲线的方法。最后，我们采用 HSPICE 软件对电感电容串联谐振电路和压控振荡器电路进行仿真验证，并且电感电容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该公式计算的压控曲线与仿真和测试结果非常吻合。

参考文献

- [1] A. Hajimiri and T. H. Lee, "Design issues in CMOS differential LC Oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 717-724, Feb.1999.
- [2] M. Tiebout, "Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 1003-1011, Aug.2002.
- [3] S. Levantino, C. Samori, A. Bonfanti, S. L. J. Gierkink, A. Lacaita, and V. Boccuzzi, "Frequency dependence on bias current in 5-GHz CMOS VCOs: Impact on tuning range and flicker noise upconversion," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 1003-1011, Aug.2002.
- [4] R. L. Bunch, and S. Raman, "Large-signal analysis of MOS varactors in CMOS $-G_m$ LC VCOs" *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no.8, pp.1325-1332, Aug. 2003.
- [5] E. Hegazi, and A. Abidi, "Varactor characteristics, oscillator tuning curves, and AM-FM conversion," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no.6, pp.1033-1043, June 2003.
- [6] S. Levantino, C. Samori, A. Zanchi and A. L. Lacaita, "AM-to-PM conversion in varactor-tuned oscillator" *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II, Analog and Digital Signal Processing*, vol. 49, no.7, pp.509-513, July 2002.
- [7] K. Molnar, G. Rappitsch, Z. Huszka and E. Seebacher, "MOS varactor modeling with a subcircuit utilizing the BSIM3v3 model" *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 49, no.7,

pp.1206-1211, July 2002.

[8] ASITIC Website: <http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/asitic.html>

[9] Y.B. Choi, T.H. Teo and H. Liao, "Symmetrical spiral inductor design and optimization for VCO design in 0.35 μ m CMOS technology" *IEEE 2003 5th International Conference on ASIC Proceedings*, pp.1066-1069, Nov. 2003.

[10] H. Liao and J. Shi, "A design of low power multi-GHz LC VCO" *IEEE 2003 5th International Conference on ASIC Proceedings*, pp.1070-pp1073, Nov. 2003.

第五章 相位噪声分析

近十年间在电路设计领域，相位噪声研究得到了史无前例的关注。这主要是因为深入了解电感电容振荡器的相位噪声产生机制，才能够设计出低相位噪声，低功耗的电感电容压控振荡器。特别是在硅 CMOS 工艺上，片上螺旋电感的品质因数不高的情况下，通过优化电路结构和有源器件参数以及采用噪声降低技术来降低噪声显得更加有必要。本章节我们将系统分析和研究目前应用最广泛的几种相位噪声分析理论。

5.1 引言

大多数情况下，压控振荡器的相位噪声性能是影响集成接收机灵敏度的最主要的因素。理想的正弦波的频谱是一个脉冲函数，但是由于实际电路中存在各种噪声源，振荡器输出的信号频谱特性都是频罩曲线，如图 5.1(a)所示。电路中的噪声源可以划分为两大类：器件噪声和外界干扰噪声，前者包括热噪声，闪烁噪声；后者主要包括衬底和电源噪声。压控振荡器的器件噪声主要来源于片上电感和可变电容的串联寄生电阻，开关差分对管和尾电流源。开关差分对管的噪声主要是差分 MOS 对管的沟道和栅极串联电阻的白噪声和闪烁噪声(1/f 噪声)。

振荡电路中器件的白噪声，在频偏较大的频率上产生 $1/f^2$ 特性的相位噪声；而器件的闪烁噪声在频偏较近的频率范围产生 $1/f^3$ 特性的相位噪声。相位噪声对射频信号的混频非常不利。很大的相位噪声会将很强的邻近干扰信号混频到信道中，造成信号频谱的阻塞现象，从而降低了信道中的信噪比。

一个理想的正弦波可以表示为 $V_{out}(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi)$ ，其中 A 为振幅， ω_0 为振荡频率， ϕ 为一个任意固定相位，因此其频谱特性为 $\pm\omega_0$ 频率处的两个脉冲函数，如图 5.1(a)所示。实际振荡器中的波形不可能是理想，而应该表示为，

$$V_{out}(t) = A(t) f(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (5.1)$$

其中振幅 $A(t)$ 和相位 $\phi(t)$ 都是时间 t 的函数， $f(\bullet)$ 是一个周期为 2π 的函数。由于振幅 $A(t)$ 和相位 $\phi(t)$ 的波动，使得实际的振荡器的频谱在频率 ω_0 处有两个旁带。振荡频率的抖动主要表现为幅度噪声和相位噪声。通常幅度噪声量可以被限幅电路或者电路的非线性降低甚至消除掉；而相位噪声是不能够通过任何电路去处掉。因此在没有特别声明的情况下，我们只考虑振荡器的相位噪声。

有许多种方法可以表示实际振荡器的频率波动。在测试领域中，使用最广泛的两种表示方法是：时间域的抖动时间(Jittering Time)和频率域的相位噪声(Phase Noise)。信号的相位噪声通常表示为单边带噪声谱密度与载波功率比(SSCR, Single Sideband-to-Carrier Rate)。为了比较噪声性能的方便，相位噪声往往表示为 1Hz 内单边带噪声谱密度与载波功率比值的分贝形式(dBc/Hz)，

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left[\frac{P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})}{P_{carrier}} \right] \quad (5.2)$$

其中 $\Delta\omega$ 为频率偏移量， $P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})$ 为频率偏移量 $\Delta\omega$ 处 1Hz 内的单边带噪声谱密度， $P_{carrier}$ 为载波能量。

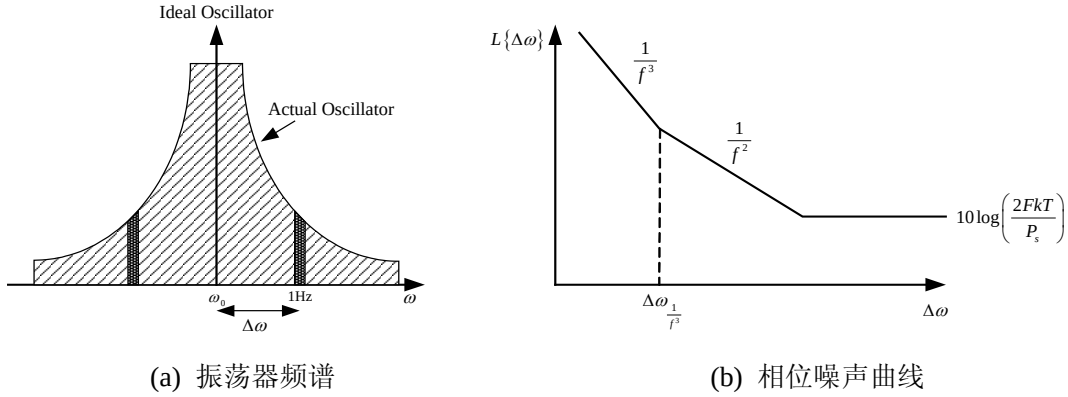


图 5.1 振荡器相位噪声的典型曲线

D. B. Leeson 在 1966 年提出了一种经验噪声模型[1],

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left\{ \frac{2FkT}{P_s} \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q_L \Delta\omega} \right)^2 \right] \cdot \left(1 + \frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|} \right) \right\} \quad (5.3)$$

其中 F 是一个经验参数, 通常称为器件的额外噪声系数, k 是波尔兹曼常数, T 为绝对温度, P_s 为谐振电路的平均功耗, ω_0 为振荡频率, Q_L 为有载条件下的谐振品质因数, $\Delta\omega$ 为频率偏移量, $\Delta\omega_{1/f^3}$ 为 $1/f^3$ 和 $1/f^2$ 区域的拐点频率。

该模型是建立在电感电容谐振电路的线性时不变假设条件下, 而且额外噪声系数 F 必须通过测试得到, 因此该模型方程(5.3)不具备进行相位噪声预先分析的能力。该噪声模型的典型曲线如图 5.1(b)所示, 相位噪声的 $1/f^3$ 拐角频率点 $\Delta\omega_{1/f^3}$ 与器件的 $1/f$ 噪声拐角频率点 $\Delta\omega_{1/f}$ 相同, 但是实际振荡器相位噪声测试表明 $\Delta\omega_{1/f^3}$ 与 $\Delta\omega_{1/f}$ 是不等的, 因此可以认为 Leeson 模型中的 $\Delta\omega_{1/f^3}$ 频率实际上是一个经验拟合值, 它并不具备任何物理意义。两个拐角频率之间差别的详细分析将在本章第四节中详细论述。

从 1995 年和 1996 年, Craninckx [2]和 Razavi [3]重新提出相位噪声分析方法到现在, 许多人相继提出了许多新的相位噪声产生的物理机制和分析方法。这些理论和分析方法主要可以分为三大类: 线性时不变(LTI, Linear Time Invariant)分析, 非线性时不变(NTI, Nonlinear Time Invariant)分析和线性相位时变(LPTV, Linear Phase Time Varying)分析。

5.2 线性时不变(LTI, Linear Time Invariant)分析

Craninckx 模型[2]和 Razavi 模型[3]都是将振荡器看作为一个线性负反馈系统(图 5.2(a)), 根据系统传递函数计算出器件噪声引入的振荡器相位噪声。

图 5.2(b)是电感电容振荡器的单端线性等效电路图, 它包括电感 L , 电容 C 以及谐振电路的寄生并联电阻 R_p (由括电感的串联电阻 R_l 和电容的串联电阻 R_c 等效而来)。交叉耦合的 MOS 管对产生的负阻 $-1/G_m$, $\overline{i_n^2}/\Delta f$ 为并联电阻的电流噪声源。电感电容谐振回路等效电路的开环传递函数为 $H(j\omega)$, 其闭环传递函数为,

$$\frac{Y}{X}(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 + H(j\omega)} \quad (5.4)$$

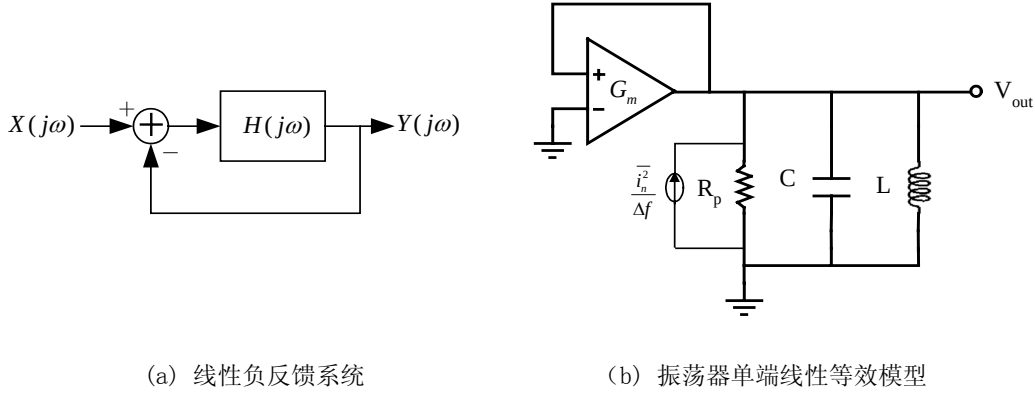


图 5.2 电感电容振荡器线性等效模型

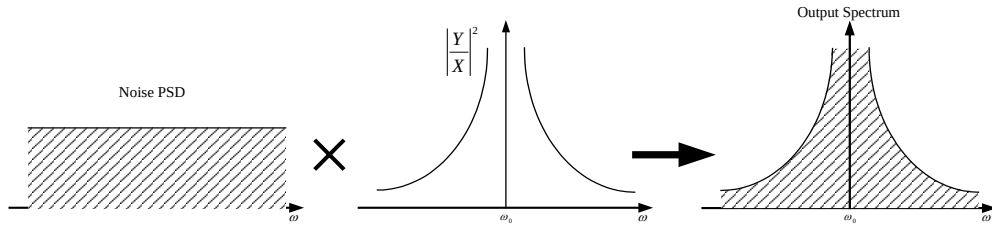


图5.3 振荡器相位噪声成形示意图

图 5.3 形象地展示了器件的白噪声是如何通过线性负反馈传递函数转变成为振荡器的相位噪声的。在振荡频率 $\omega = \omega_0$ 处，只有当 $H(j\omega) = -1$ 的条件下，式子(5.4)趋近于无穷大，电感电容谐振电路开始振荡。图 5.2(b)中的 RLC 等效模型的开环传递函数可以表示为，

$$H(j\omega) = G_m \cdot \left(R_p \parallel j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C} \right) = G_m \cdot \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega \frac{L}{R_p}} \quad (5.5)$$

传递函数的虚部为，

$$\text{Im}[H(j\omega)] = G_m \cdot \frac{\omega L(1 - \omega^2 LC)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 \left(\frac{L}{R_p} \right)^2} \quad (5.6)$$

当 $\text{Im}[H(j\omega)] = 0$ 时，振荡器开始振荡，此时振荡频率为，

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (5.7)$$

在频率 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ 点，开环传递函数为 $H(j\omega) = H(j\omega_0) + \Delta\omega \frac{dH}{d\omega}$ ，其闭环传递函数为，

$$\frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] = \frac{H(j\omega_0) + \Delta\omega \frac{dH}{d\omega}}{1 + H(j\omega_0) + \Delta\omega \frac{dH}{d\omega}} \quad (5.8)$$

因为 $H(j\omega_0) = -1$ ，而且 $\Delta\omega \frac{dH}{d\omega} \ll 1$ ，式子(5.8)可以简化为，

$$\frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \approx \frac{-1}{\Delta\omega \frac{dH}{d\omega}} \quad (5.9)$$

为了进一步得到闭环传递函数 $\frac{Y}{X}$ ，我们将开环传递函数表示成复数的指数形式，

$$H(j\omega) = A(\omega) \exp[j\Phi(\omega)] \quad (5.10)$$

其中 $A(\omega)$ 是 $H(j\omega)$ 的振幅， $\Phi(\omega)$ 为 $H(j\omega)$ 的相角。因此，

$$\frac{dH}{d\omega} = \frac{dA(\omega) \exp[j\Phi(\omega)]}{d\omega} = \left(\frac{dA}{d\omega} + jA \frac{d\Phi}{d\omega} \right) \exp[j\Phi] \quad (5.11)$$

当 $\omega = \omega_0$, $A \approx 1$ 时，式子(5.9)可以进一步表示为，

$$\left| \frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \right|^2 = \frac{1}{(\Delta\omega)^2 \left[\left(\frac{dA}{d\omega} \right)^2 + \left(\frac{d\Phi}{d\omega} \right)^2 \right]} \quad (5.12)$$

定义电感电容谐振电路的开环品质因数 Q 为[3]，

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \sqrt{\left(\frac{dA}{d\omega} \right)^2 + \left(\frac{d\Phi}{d\omega} \right)^2} \quad (5.13)$$

则式子(5.12)进一步表示为，

$$\left| \frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \right|^2 = \frac{1}{4Q^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 \quad (5.14)$$

得到了振荡电路的闭环传递函数后，我们可以分别计算在频偏 $\Delta\omega$ 处不同噪声源产生的振荡器电压噪声的均方功率谱密度：

● 并联电阻 R_p

在 RLC 谐振电路中 $Q = \frac{R_p}{\sqrt{L/C}} = R_p \omega_0 C = \frac{R_p}{\omega_0 L}$ ，故

$$\left| \frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \right|^2 = \frac{1}{4(R_p \omega_0 C)^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 \quad (5.15)$$

频偏 $\Delta\omega$ 处的振荡器电压噪声的均方功率谱密度可以表示为，

$$\frac{\overline{v_{n,R_p}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{v_{n,in}^2}}{\Delta f} \cdot \left| \frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \right|^2 = \frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \cdot R_p^2 \cdot \left| \frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \right|^2 = kT \cdot \frac{1}{R_p (\omega_0 C)^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 \quad (5.16)$$

● 电感串联电阻 R_l 和电容串联电阻 R_c

采用与并联电阻 R_p 相同的计算方法，由电感串联电阻 R_l 和电容串联电阻 R_c 引入的电压噪声的均方功率谱密度分别为，

$$\frac{\overline{v_{n,R_l}^2}}{\Delta f} = kT \cdot R_l \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 \quad (5.17)$$

$$\frac{\overline{v_{n,R_c}^2}}{\Delta f} = kT \cdot R_c \left(\frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right)^2 \quad (5.18)$$

● 有效电阻 R_{eff}

定义 RLC 串联谐振的一个有效串联电阻 R_{eff} [2],

$$R_{\text{eff}} = R_l + R_c + \frac{1}{R_p (\omega_0 C)^2} \quad (5.19)$$

RLC 串联谐振的有效跨导,

$$G_m = R_{\text{eff}} \cdot (\omega_0 C)^2 \quad (5.20)$$

因此频偏 $\Delta \omega$ 处的振荡器电压噪声的均方功率谱密度可以表示为,

$$\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = kT \cdot R_{\text{eff}} \cdot \left(\frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right)^2 \quad (5.21)$$

● 有源器件 G_m

振荡器中的有源器件的噪声也会在振荡频偏 $\Delta \omega$ 处引入电压噪声, 其均方功率谱密度可以表示为,

$$\frac{\overline{v_{n,G_m}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{v_{n,G_m}^2}}{\Delta f} \cdot \left| \frac{Y}{X} [j(\omega_0 + \Delta \omega)] \right|^2 = \frac{\overline{i_{n,G_m}^2}}{\Delta f} \cdot R_p^2 \cdot \left| \frac{Y}{X} [j(\omega_0 + \Delta \omega)] \right|^2 = kT \cdot R_{\text{eff}} \cdot A \cdot \left(\frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right)^2 \quad (5.22)$$

其中 $A = \alpha F_{G_m}$, F_{G_m} 为有源器件的额外噪声系数, α 为倍乘因子。

故所有器件的噪声, 包括并联电阻 R_p , 电感串联电阻 R_l 和电容串联电阻 R_c , 以及有源器件 G_m , 在频偏 $\Delta \omega$ 处的电压噪声的均方功率谱密度为,

$$\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = kT \cdot R_{\text{eff}} \cdot [1 + A] \cdot \left(\frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right)^2 \quad (5.23)$$

在频偏 $\Delta \omega$ 处的单边带噪声谱密度与载波功率比为,

$$L\{\Delta \omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{\int_{f_0 + \Delta f - (1/2)\omega_0}^{f_0 + \Delta f + (1/2)\omega_0} \overline{v_n^2} df}{P_s} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{\overline{v_n^2} / \Delta f}{P_s} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{kT}{V_{\text{max}}^2 / 2} R_{\text{eff}} [1 + A] \left(\frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right)^2 \right) \quad (5.24)$$

其中, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $R_{\text{eff}} = R_l + R_c + \frac{1}{R_p (\omega_0 C)^2}$, $A = \alpha F_{G_m}$, 和 $G_m = R_{\text{eff}} \cdot (\omega_0 C)^2$ 。

Craninckx 和 Razavi 噪声模型, 在线性时不变系统假设的前提下, 解释了加性噪声对相位噪声的影响, 得出相位噪声随着频偏成-20dB 斜率下降的结论。式子(5.24)指出了要设计出低相位噪声振荡器的两个必要条件: 增大谐振幅度 V_{max} 和降低等效串联电阻 R_{eff} 。他们的噪声模型没有解释器件闪烁噪声对振荡器相位噪声的影响, 而且无法解释单频噪声在载波两侧都会产生噪声的现象, 并且 Craninckx 噪声模型中存在经验拟合参数(α 和 F_{G_m})。因此线性时不变噪声模型存在许多待要解决的问题, 与 Leeson 噪声模型相比, 并没有本质上的提高。

5.3 非线性时不变(NTI, Nonlinear Time Invariant)分析

在大信号的情况下，振荡器的差分对管的跨导工作点远远超出了线性范围。采用负反馈系统分析方法的线性时不变噪声理论，无法解释噪声在谐波间的交调特性。然而振荡器的非线性是造成各个谐波频率上的噪声进行互相混频进入谐波频率上的最主要原因。Samori 提出了一种基于差分对管的非线性跨导的噪声分析方法，他详细阐明了器件的噪声是如何造成振荡器的相位噪声的，同时给出了振荡器电路设计的一些优化原则[4]。

本节将详细分析差分对管和尾电流中的噪声是如何通过跨导的非线性特性进入到振荡器的相位噪声的。首先，让我们考虑在频率 ω_0 、幅度 A_0 的载波信号 $V_0(t)$ 上叠加了一个频率为 $\omega_0 - \Delta\omega$ 的噪声信号 $V_l(t)$ 。假设差分对管的跨导特性曲线为 $I=I(V)$ ，噪声信号 $V_l(t)$ 的幅度远远小于 A_0 ，则振荡器的谐振电流可以表示为，

$$I(V_0(t) + V_l(t)) \approx I(V_0(t)) + \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0(t)} \cdot V_l(t) \quad (5.25)$$

其中 $\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0(t)} = g(V_0(t))$ 。因为差分对管的电压 $V_0(t)$ 是基频为 ω_0 的全差分信号，因此跨导

$g(V_0(t))$ 是基频为 $2\omega_0$ 的偶函数，其傅立叶展开为，

$$g(V_0(t)) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g^{(2n)} e^{j2n\omega_0 t} \quad (5.26)$$

由式子(5.25)和(5.26)，可以得到频率 ω_0 处的电流 $I_0(t) = I(V_0(t))$ 为，

$$\frac{dI}{dt} = \frac{dI}{dV} \cdot \frac{dV}{dt} = g(V) \frac{dV}{dt} \quad (5.27)$$

$$I_0(t) = I(V_0(t)) = \int g(V_0(t)) \frac{dV_0}{dt} dt \quad (5.28)$$

当 $V_0 = A_0 \cos(\omega_0 t)$ 时，式子(5.28)可以得到，

$$I_0(t) = (g^{(0)} - g^{(2)}) V_0(t) \quad (5.29)$$

为了使式子(5.29)更具有一般性，可以采用矢量方法表示为如下，

$$\bar{I}_0 = (g^{(0)} - g^{(2)}) \bar{V}_0 = g_{\text{meff}} \cdot \bar{V}_0 \quad (5.30)$$

其中 g_{meff} 为基频 ω_0 处的有效跨导。

差分对管跨导的非线性特性可以用图 5.4 表示。频率 $\omega_0 - \Delta\omega$ 处的电压噪声 $\bar{V}_l$ 将会在频率 $\omega_0 - \Delta\omega$ 处产生电流噪声分量 $\bar{I}_l = g^{(0)} \bar{V}_l$ ，在频率 $\omega_0 + \Delta\omega$ 处产生电流噪声分量 $\bar{I}_u = g^{(2)} \bar{V}_l^*$ 。同样，频率 $\omega_0 + \Delta\omega$ 处的电压噪声 $\bar{V}_u$ 将会在频率 $\omega_0 + \Delta\omega$ 处产生电流噪声分量 $\bar{I}_u = g^{(0)} \bar{V}_u$ ，在频率 $\omega_0 - \Delta\omega$ 处产生电流噪声分量 $\bar{I}_l = g^{(2)} \bar{V}_u^*$ 。根据图 5.4，在频偏 $\Delta\omega$ 处的噪声电压和电流可以由矩阵表示为，

$$2 \begin{bmatrix} \bar{I}_l^* / 2 \\ \bar{I}_u / 2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g^{(0)} & g^{(2)} \\ g^{(2)} & g^{(0)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_l^* / 2 \\ \bar{V}_u / 2 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

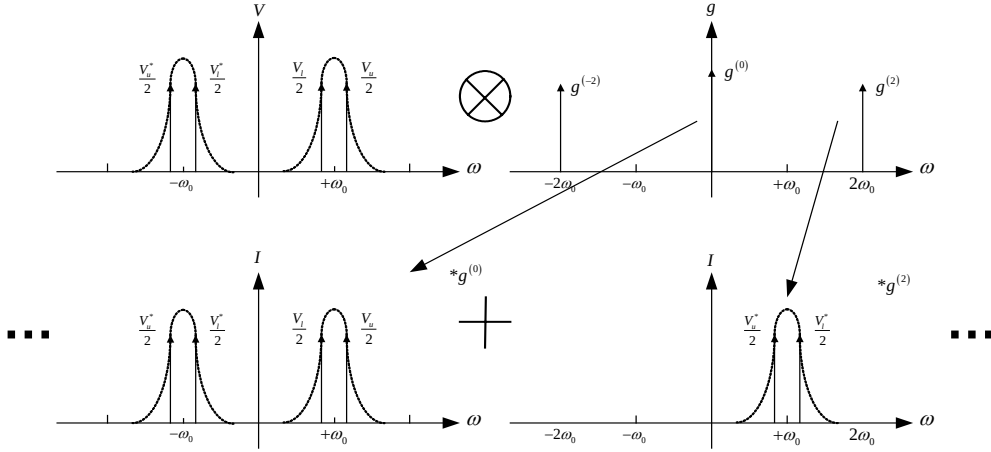


图5.4 跨导的非线性特性

另外一方面，任何小幅度的噪声信号叠加到载波上都会产生幅度调制和相位调制。下面将计算一下由 $\overline{V}_l$ 和 $\overline{V}_u$ 引起的幅度和相位调制量。假设幅度为 $\overline{V}_l$ 的电压噪声叠加到幅度为 A_0 的载波上，最终电压可以表示为，

$$V(t) = A_0 \cos(\omega_0 t) + \overline{V}_l \cos[(\omega_0 - \Delta\omega)t + \phi_l] \quad (5.32)$$

$$\begin{aligned} &= A_0 \left[\cos(\omega_0 t) + \frac{\overline{V}_l}{A_0} \cos(\Delta\omega t - \phi_l) \cos(\omega_0 t) + \frac{\overline{V}_l}{A_0} \sin(\Delta\omega t - \phi_l) \sin(\omega_0 t) \right] \\ &= A_0 [1 + m_v(t)] \cos(\omega_0 t + \beta_v(t)) \end{aligned} \quad (5.33)$$

其中幅度调制量 $m_v(t)$ 满足 $A_0 m_v(t) = \Re\{\overline{V}_l^* e^{j\Delta\omega t}\}$ ，相位调制量 $\beta_v(t)$ 满足 $A_0 \beta_v(t) = \Im\{-\overline{V}_l^* e^{j\Delta\omega t}\}$ 。式子(5.33)不能够通过三角函数简单计算得到，但可以由图 5.5 简单分析得到。定义幅度和相位调制量的矢量形式为，

$$\overline{m}_v = \frac{\overline{V}_l^*}{A_0}, \quad \overline{\beta}_v = -\frac{\overline{V}_l^*}{A_0} \quad (5.34)$$

则 $m_v(t) = \Re\{\overline{m}_v e^{j\Delta\omega t}\}$, $\beta_v(t) = \Im\{\overline{\beta}_v e^{j\Delta\omega t}\}$ 。对于噪声电压 $\overline{V}_u$ 上述分析同样适用，因此幅度和相位调制量为，

$$\begin{bmatrix} \overline{m}_v \\ \overline{\beta}_v \end{bmatrix} = \frac{1}{A_0} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V}_l^* \\ \overline{V}_u \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

式子(5.35)求逆可得噪声电压，

$$\begin{bmatrix} \overline{V}_l^* \\ \overline{V}_u \end{bmatrix} = \frac{A_0}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{m}_v \\ \overline{\beta}_v \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

采用上述一样的分析方法，噪声电流也可以表示为，

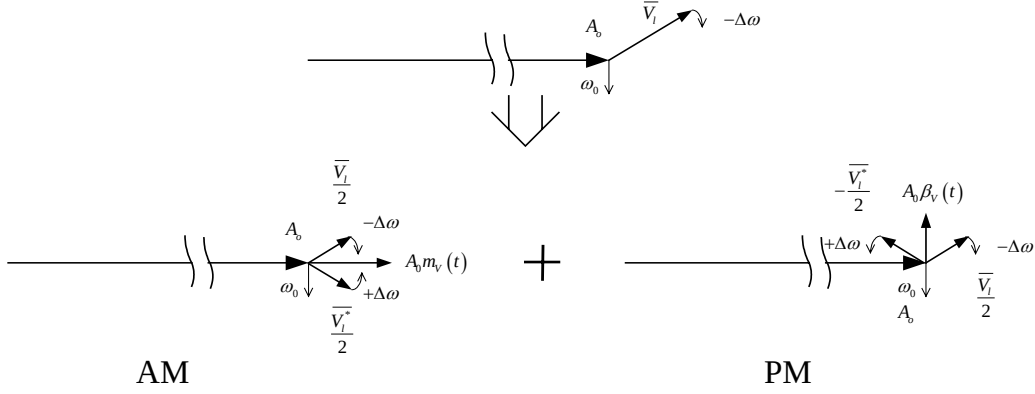


图5.5 电压噪声的幅度和相位调制效应示意图

$$\begin{bmatrix} \overline{I_l^*} \\ \overline{I_u} \end{bmatrix} = \frac{I_0}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{m_l} \\ \overline{\beta_l} \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

根据式子(5.31), (5.36)和(5.37), 可以得到,

$$\left| \overline{I_0} \right| \begin{bmatrix} \overline{m_l} \\ \overline{\beta_l} \end{bmatrix} = \left| \overline{V_0} \right| \begin{bmatrix} g_{am} & 0 \\ 0 & g_{pm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{m_v} \\ \overline{\beta_v} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

其中幅度噪声跨导 $g_{am} = g^{(0)} + g^{(2)}$, 相位噪声跨导 $g_{pm} = g^{(0)} - g^{(2)} = g_{meff}$ 。

当差分对管工作在线性区时, 振荡器的任何噪声源都会产生幅度噪声和相位噪声。对于不相关的噪声, 噪声的一半产生幅度噪声, 而另一半产生相位噪声。但是当差分对管工作在远离线性区时, 幅度噪声跨导 $g_{am} = 0$, 振荡器的噪声主要是相位噪声。事实上当振荡器的电流为方波的时候, 任何噪声产生的幅度噪声都将被钳位住; 在电压过零点处的任何电压变化都会产生相位噪声。

5.3.1 差分对管噪声

当差分对管工作在硬限制区域, 流过差分对管的电流将是一个方波, 差分对管的跨导 $g(V_0(t))$ 是基频为 $2\omega_0$ 的偶函数。根据式子(5.26), 我们知道差分对管中噪声的奇次频率 $(2n+1)\omega_0$ 处的电压噪声会被混频到基频 ω_0 。与式子(5.31)相似可以得,

$$\begin{bmatrix} \overline{I_l^*}/2 \\ \overline{I_u}/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g^{(-2n)} & g^{(2n+2)} \\ g^{(2n+2)} & g^{(-2n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{2n+1,l}}/2 \\ \overline{V_{2n+1,u}}/2 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

差分对管噪声的奇次频率 $(2n+1)\omega_0$ 处电压噪声在基频 ω_0 引入的相位噪声大小, 取决于差分

对管跨导的傅立叶系数 $g^{(2n)}$ 和 $g^{(2n+2)}$ 。根据 Samori 噪声模型[4], 差分对管的噪声因子为

$F = 2r_{bb} g_{ot} \eta$, 其中 r_{bb} 为 MOS 管的栅极串联电阻, g_{ot} 为电感电容谐振电路的等效跨导, η 为差分对管频谱折叠因子。

5.3.2 尾电流源噪声

当差分对管工作在线性范围时，尾电流源是一个共模电流源；而当差分对管工作在线性范围(硬限制区域)时，在大多数时间里，差分对管只有一个 MOS 管导通电流，另外一个 MOS 管完全截止，因此尾电流源不再是一个共模点。这时，尾电流源中的闪烁噪声和白噪声将通过差分对管的混频特性变成振荡器的相位噪声。尾电流源中的电流噪声源 $\bar{I}_n$ ，经过差分对管的开关波形 $T(t)$ 变成振荡器的噪声电流，

$$\left(\frac{\bar{I}_n}{2} e^{j\omega t} + \frac{\bar{I}_n^*}{2} e^{-j\omega t} \right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} T^{(2n+1)} e^{j(2n+1)\omega_0 t} \quad (5.40)$$

其中，方波 $T(t)$ 的离散傅立叶级数 $T^{(2n+1)} = \frac{e^{jn\pi}}{\pi(2n+1)}$ 。

频率 $\omega \pm \Delta\omega$ 处的电流噪声 $\bar{I}_u$ 和 $\bar{I}_l$ 主要来源于尾电流的偶次谐波上的噪声，计算可得

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_l^*/2 \\ \bar{I}_u/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T^{(-1)} & T^{(1)} & T^{(-3)} & \dots \\ T^{(1)} & T^{(3)} & T^{(-1)} & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_n(\Delta\omega)/2 \\ \bar{I}_n(2\omega_0 - \Delta\omega)/2 \\ \bar{I}_n(2\omega_0 + \Delta\omega)/2 \\ \dots \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

根据式子(5.35)的电流形式和式子(5.41)，可以得到 $2n\omega_0 \pm \Delta\omega$ 处的电流噪声的贡献，

$$\begin{aligned} \left[\frac{m_{l,2n}}{\beta_{l,2n}} \right] &= \frac{1}{|I_0|} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_l^* \\ \bar{I}_u \end{bmatrix} = \frac{1}{|I_0|} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T^{(2n-1)} & T^{(-2n-1)} \\ T^{(2n+1)} & T^{(-2n+1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_n^*(2n\omega_0 - \Delta\omega) \\ \bar{I}_n^*(2n\omega_0 + \Delta\omega) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{|I_0|} \begin{bmatrix} T^{(2n+1)} + T^{(2n-1)} & T^{(-2n+1)} + T^{(-2n-1)} \\ T^{(2n+1)} - T^{(2n-1)} & T^{(-2n+1)} - T^{(-2n-1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_n^*(2n\omega_0 - \Delta\omega) \\ \bar{I}_n^*(2n\omega_0 + \Delta\omega) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{|I_0|} \begin{bmatrix} \frac{2e^{j(n-1)\pi}}{\pi((2n)^2 - 1)} & \frac{2e^{j(n-1)\pi}}{\pi((2n)^2 - 1)} \\ \frac{4ne^{jn\pi}}{\pi((2n)^2 - 1)} & -\frac{4ne^{jn\pi}}{\pi((2n)^2 - 1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_n^*(2n\omega_0 - \Delta\omega) \\ \bar{I}_n^*(2n\omega_0 + \Delta\omega) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{|I_0|} \begin{bmatrix} \frac{2e^{j(n-1)\pi}}{\pi((2n)^2 - 1)} (\bar{I}_n^*(2n\omega_0 - \Delta\omega) + \bar{I}_n^*(2n\omega_0 + \Delta\omega)) \\ \frac{4ne^{jn\pi}}{\pi((2n)^2 - 1)} (\bar{I}_n^*(2n\omega_0 - \Delta\omega) - \bar{I}_n^*(2n\omega_0 + \Delta\omega)) \end{bmatrix} \quad (5.42) \end{aligned}$$

相位调制量为，

$$\bar{I}_{lpm} = \bar{I}_{upm} = \frac{|I_0|}{2} \sum_{n=0}^{+\infty} \beta_{l,2n} = \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} (2ne^{jn\pi}) \frac{\bar{I}_n^*(2n\omega_0 - \Delta\omega) - \bar{I}_n^*(2n\omega_0 + \Delta\omega)}{((2n)^2 - 1)} \quad (5.43)$$

则整个相位噪声谱密度为，

$$S_{pm}(\omega - \Delta\omega) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{(2n)^2}{\pi^2 ((2n)^2 - 1)^2} \left(\bar{I}_n^*(2n\omega_0 - \Delta\omega) + \bar{I}_n^*(2n\omega_0 + \Delta\omega) \right)$$

$$= \frac{S_{nt}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2(2n)^2}{\pi^2 ((2n)^2 - 1)^2} = \frac{S_{nt}}{8} \quad (5.44)$$

其中双边带电流噪声谱密度为 $S_{nt} = \overline{I_n^2} / df = 2\pi \overline{I_n^2} / d\omega$ 。

根据在非线性特性条件下，差分对管噪声和尾电流噪声对基频的相位噪声的贡献的分析，可以得到在频偏 $\Delta\omega$ 处的单边带噪声谱密度与载波功率比为，

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{kT}{2C} \frac{\omega_0}{Q} \left(\frac{1}{\Delta\omega} \right)^2 (1+F)}{V_{\max}^2 / 2} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{kT}{V_{\max}^2} \frac{\omega_0}{C} \frac{1}{Q} \left(\frac{1}{\Delta\omega} \right)^2 (1+F) \right) \quad (5.45)$$

其中噪声因子 F 为，

$$F = 2r_{bb'} g_{ot} \eta + \frac{\sigma S_{nt}}{kT g_{ot}} \quad (5.46)$$

η 为差分对管频谱折叠因子， σ 为尾电流频谱折叠因子。由式子(5.44)知道，在理想情况下， $\sigma = 1/8$ 。 $r_{bb'}$ 为 MOS 管的栅极串联电阻， g_{ot} 为电感电容谐振电路的等效跨导，

$$g_{ot} \approx g_{p,C} + g_{p,L} + \frac{(\omega_0 C)^2}{g_{s,C}} + \frac{1}{(\omega_0 L)^2 g_{s,L}} \quad (5.47)$$

$g_{s,C}$ 和 $g_{s,L}$ 分别为电容和电感的串联跨导， $g_{p,C}$ 和 $g_{p,L}$ 分别为电容和电感的并联跨导。

振荡器的差分对管的跨导工作点远远超出了线性区域的情况下，Samori 的非线性时不变模型阐明了差分对管噪声和尾电流噪声是如何造成振荡器的相位噪声的。虽然非线性时不变模型解释了相位噪声产生的物理机制，但是噪声因子 F 仍然是经验变量(频谱折叠因子 η 和 σ)，因此 Samori 模型也是一种定性的噪声分析模型。

5.4 线性相位时变(LPTV, Linear Phase Time Varying)分析

Hajimiri 线性相位时变噪声模型[5][6]是一种通用的、精确的、定量分析方法。因为任何振荡器都是一个周期变化的时变系统，因此噪声模型必须精确的考虑振荡电路的时变特性。Hajimiri 噪声模型能够分析平稳噪声，甚至是周期平稳噪声。该特点是前面两节介绍的线性时不变和非线性时不变噪声模型所无能为力的地方。

线性相位时变噪声模型可以分析器件闪烁噪声上变频成为相位噪声的程度与振荡波形对称性的关系。通常认为，相位噪声的 $1/f^3$ 噪声的拐角点就是器件闪烁噪声的拐角点，而通过线性相位时变噪声模型的分析，可以知道前者要小于后者。振荡器的这种特性，使得在闪烁噪声性能差的 CMOS 工艺上也能够设计出相位噪声性能高的振荡器，甚至可以比双极工艺还要好。

5.4.1 相位增量的脉冲响应

任何一个振荡器都可以看作是 N 个噪声源为输入，振荡幅度 $A(t)$ 和相位 $\phi(t)$ 为输出的系统。电流噪声源并联在电路的电压节点上，而电压噪声源串联在电路的电流支路上。对于每一个噪声源，系统都可以看作是一个单输入—单输出系统，因此振荡器的幅度 $A(t)$ 和相位 $\phi(t)$ 的时间域和频率域响应可以由图 5.6 表示。

图 5.7 是一个理想的电感电容谐振回路。假设该系统在 t 时刻有一个并联的电流脉冲 $i(t)$ ，振荡器的幅度 $A(t)$ 和相位 $\phi(t)$ 的变化将如图 5.7(a),(b)所示。振荡器的瞬时电压变化 ΔV 为，

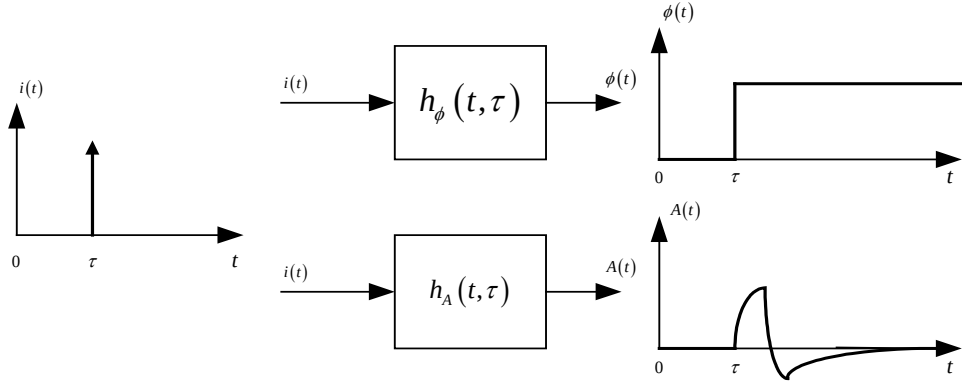


图 5.6 振幅和相位脉冲响应函数

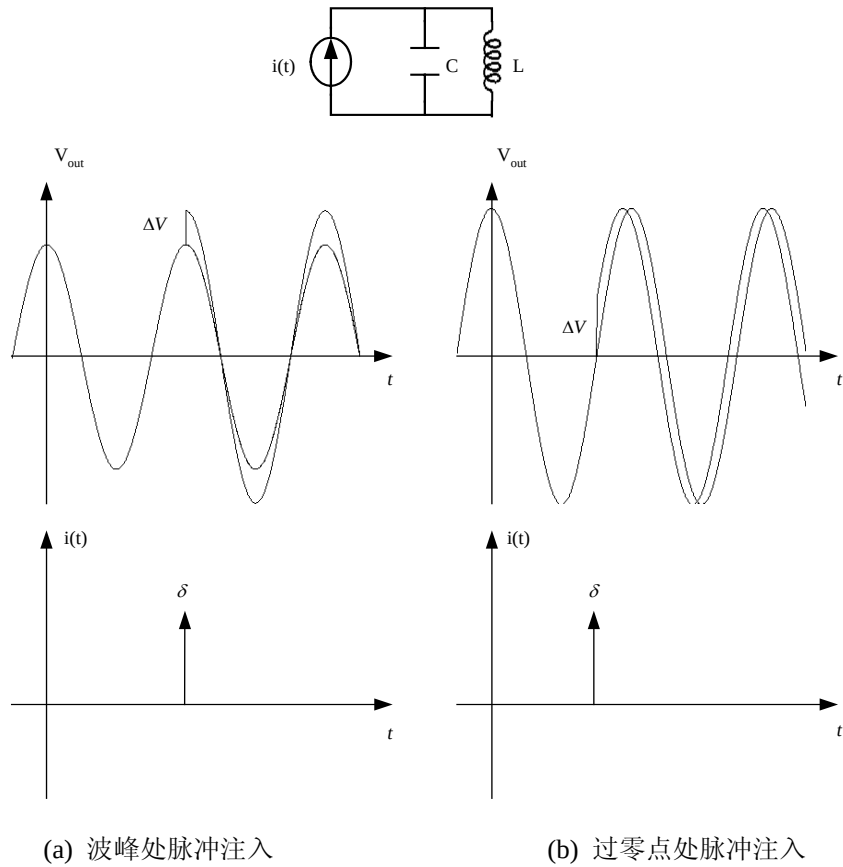


图 5.7 电感电容谐振振荡器脉冲响应

$$\Delta V = \frac{\Delta q}{C_{tot}} \quad (5.48)$$

其中 Δq 为电流脉冲注入的电荷总量, C_{tot} 为节点处的总电容。很明显, 电流脉冲只会改变电容上的瞬时电压, 而不会改变电感中的瞬时电流。从图 5.7 可以看出, 当电流脉冲加在电容电压的波峰的时候, 将只会改变振荡器的幅度, 而不改变振荡的相位(如图 5.7(a)); 当电流脉冲加在电容电压的过零点的时候, 将只会改变振荡器的相位, 而不改变振荡的幅度(如图 5.7(b)); 当电流脉冲加在其它任何时刻, 将会同时改变振荡器的幅度和相位。因此幅度 $A(t)$ 和相位 $\phi(t)$ 对电流脉冲 $i(t)$ 的响应函数 $h_A(t, \tau)$ 和 $h_\phi(t, \tau)$ 是时变函数。另外一方面, 通过 SPICE

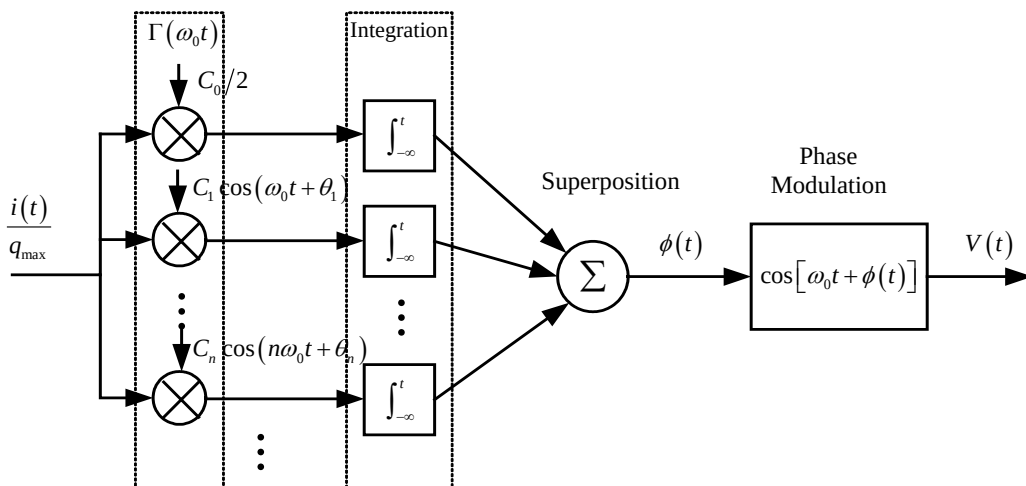


图 5.8 相位增量的脉冲敏感函数等效系统图

仿真验证可以知道脉冲响应函数 $h_A(t, \tau)$ 和 $h_\phi(t, \tau)$ 都是线性的[5]。虽然振荡器系统是电压—电流之间的一个非线性电路，但是相位增量的脉冲响应满足线性关系。根据图 5.6 所示，电流脉冲冲击产生的相位增量可以用单位阶跃函数表示为，

$$h_\phi(t, \tau) = \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{\max}} u(t - \tau) \quad (5.49)$$

其中， $q_{\max}$ 是节点处的最大电荷， $u(t)$ 是一个阶跃函数。 $\Gamma(x)$ 定义为相位增量的脉冲敏感函数 (ISF, Impulse Sensitivity Function)，它是一个无量纲变量，且与振荡器频率和幅度无关，而与振荡波形密切相关。脉冲敏感函数描述了 2π 周期内， $t - \tau$ 时刻单位脉冲造成振荡器相位增加的大小，通过傅立叶展开可以表示为，

$$\Gamma(\omega_0 \tau) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_0 \tau + \theta_n) \quad (5.50)$$

其中 θ_n 为 n 次谐波的初始相位，因为 θ_n 不影响相位噪声的计算，我们在计算的时候忽略它。

如图 5.8 所示，对于给定了脉冲敏感函数 $\Gamma(x)$ 的振荡电路，我们可以通过叠加和积分的方法得到相位增量 $\phi(t)$ ，

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h_\phi(t, \tau) \cdot i(\tau) d\tau = \frac{1}{q_{\max}} \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0 \tau) \cdot i(\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{q_{\max}} \left[\frac{C_0}{2} \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \int_{-\infty}^t i(\tau) \cos(n\omega_0 \tau) d\tau \right] \end{aligned} \quad (5.51)$$

当电流噪声源为 N 次谐波上，频偏为 $\Delta\omega$ ($\Delta\omega \ll \omega_0$) 处的正弦波 $i(t) = I_n \cos[(n\omega_0 + \Delta\omega)t]$ ，根据式子(5.51)和谐波之间的正交特性可以得到，

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \frac{1}{q_{\max}} \left[C_n \int_{-\infty}^t I_n \cos[(n\omega_0 + \Delta\omega)\tau] \cos(n\omega_0 \tau) d\tau \right] \\ &= \frac{I_n C_n \sin(\Delta\omega t)}{2q_{\max} \Delta\omega} \end{aligned} \quad (5.52)$$

5.4.2 相位—电压转换

电流噪声源产生振荡器的相位噪声过程，可以看作是两个子系统的级联。图 5.8 的左边是电流—相位增量的线性时变叠加和积分过程，右边是振荡器的相位增量 $\phi(t)$ 经过非线性的相位调制过程产生最终相位噪声。

相位增量的窄带相位调制可以表示为，

$$V(t) = \cos(\omega_o t + \phi(t)) = \cos\left(\omega_o t + \frac{I_n c_n \sin(\Delta\omega t)}{2q_{\max} \Delta\omega}\right) \quad (5.53)$$

根据式子(5.36)，相位调制量 $\overline{\beta_v} = \frac{I_n c_n \sin(\Delta\omega t)}{2q_{\max} \Delta\omega}$ ，且忽略幅度调制量($\overline{m_v} = 0$)。

$$\begin{bmatrix} \overline{V_l^*} \\ \overline{V_u} \end{bmatrix} = \frac{A_0}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{m_v} \\ \overline{\beta_v} \end{bmatrix} = \frac{A_0 I_n c_n \sin(\Delta\omega t)}{4q_{\max} \Delta\omega} \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

因此，频率 $n\omega_0 + \Delta\omega$ 处的电流噪声在 $\omega_0 \pm \Delta\omega$ 处产生的单边带噪声谱密度与载波功率比为，

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left[\frac{P_{\text{sideband}}(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})}{P_{\text{carrier}}} \right] = 10 \cdot \log \left[\frac{\left(\frac{A_0 I_n c_n}{4q_{\max} \Delta\omega} \right)^2 / 2}{A_0^2 / 2} \right] = 10 \cdot \log \left(\frac{I_n c_n}{4q_{\max} \Delta\omega} \right)^2 \quad (5.55)$$

5.4.3 单边带噪声谱密度与载波功率比

图 5.9 最上边一张图为一个随机电流噪声源的功率谱密度，它包括闪烁噪声区域和白噪声区域。根据前面的分析，我们知道在 N 次谐波附件的噪声会产生低频的相位增量噪声 $S_\phi(\omega)$ ，相位增量噪声 $S_\phi(\omega)$ 经过非线性的相位调制转化成振荡器的邻近相位噪声 $S_v(\omega)$ 。

根据式子(5.55)，可以计算出所有谐波上的噪声产生的单边带噪声谱密度与载波功率比，

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \sum_{n=0}^{\infty} c_n^2}{4q_{\max}^2 \Delta\omega^2} \right) \quad (5.56)$$

其中噪声功率谱密度为 $\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = \frac{I_n^2}{2}$ 。根据 Parseval 原理，

$$\sum_{n=0}^{\infty} c_n^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} |\Gamma(x)|^2 dx = 2\Gamma_{rms}^2 \quad (5.57)$$

其中 Γ_{rms} 为 $\Gamma(x)$ 的均方根。故，

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{\Gamma_{rms}^2}{q_{\max}^2} \cdot \frac{\overline{i_n^2} / \Delta f}{2\Delta\omega^2} \right) \quad (5.58)$$

图 5.9，式子(5.56)和(5.58)表明任何振荡器的相位噪声主要分为三个区域， $1/f^3$ 区域， $1/f^2$ 区域和白噪声区域。 $1/f^3$ 区域的噪声主要来源于器件噪声的低频闪烁噪声($1/f$ 噪声)与系数 c_0

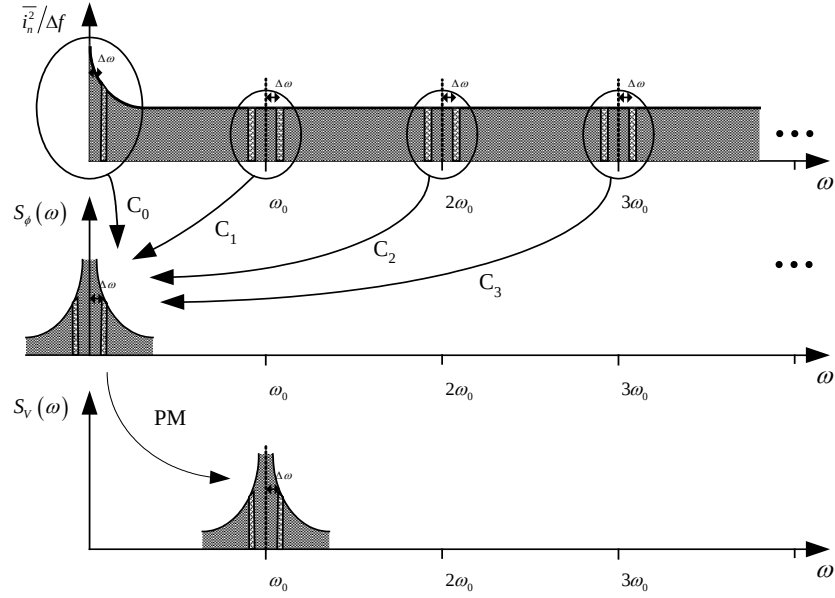


图 5.9 器件噪声到相位噪声的转换过程

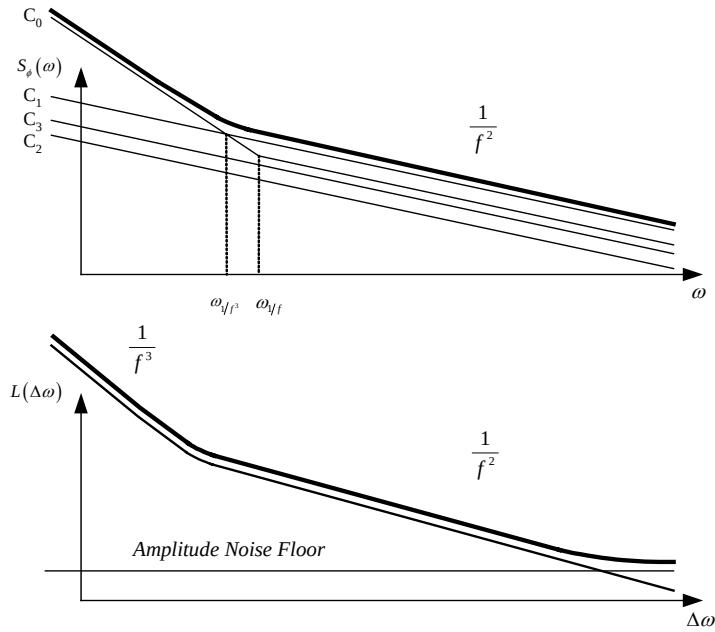


图 5.10 相位增量和单边带相位噪声

的加权； $1/f^2$ 区域噪声是 N 次谐波上的器件白噪声与系数 c_n 的加权之和；而白噪声区域是振荡器本身的白噪声造成的。图 5.10 的上图为相位增量的功率谱，下图为邻近相位噪声的单边带噪声谱密度与载波功率比。

假设器件的电流闪烁噪声的功率谱表示为，

$$\overline{i_{n,1/f}^2} = \overline{i_n^2} \cdot \frac{\omega_{1/f}}{\Delta\omega}, \quad (\Delta\omega < \omega_{1/f}) \quad (5.59)$$

其中 $\omega_{1/f}$ 为器件的闪烁噪声的拐角点频率。将式子(5.59)代入到式子(5.55)得，

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{c_0^2}{q_{\max}^2} \cdot \frac{\overline{i_n^2} / \Delta f}{8\Delta\omega^2} \cdot \frac{\omega_{1/f}}{\Delta\omega} \right) \quad (5.60)$$

当器件的闪烁噪声产生的相位噪声与器件的白噪声产生的相位噪声相等时的拐角频率点定义为相位噪声 $1/f^3$ 和 $1/f^2$ 区域间的拐角频率 ω_{1/f^3} ，也即式子(5.58)与式子(5.60)相等，可得，

$$\frac{\omega_{1/f^3}}{\omega_{1/f}} = \frac{c_0^2}{4\Gamma_{rms}^2} = \left(\frac{\Gamma_{dc}}{\Gamma_{rms}} \right)^2 \quad (5.61)$$

其中脉冲敏感函数 ISF 的直流分量 $\Gamma_{dc} = \frac{c_0}{2}$ 。振荡器的相位噪声的频率拐角点 ω_{1/f^3} 是器件 $1/f$

噪声的拐角点 $\omega_{1/f}$ 的 $\left(\frac{\Gamma_{dc}}{\Gamma_{rms}} \right)^2$ 倍，通常情况下 $\left(\frac{\Gamma_{dc}}{\Gamma_{rms}} \right)^2 \leq 1$ 。因为脉冲敏感函数 ISF 的直流分量

$\frac{c_0}{2}$ 表征了振荡波形的对称性，为了降低邻近相位噪声，振荡波形往往设计得尽量对称，这样可以降低相位噪声的拐角频率点 ω_{1/f^3} 。

5.4.4 周期平稳噪声源

在振荡电路中，所有的电流噪声源都是周期平稳的，所以我们必须引入周期函数 $\alpha(\omega_0 t)$ 来将周期平稳噪声源转换成平稳的白噪声源，这样我们才能够采用上述一系列的分析方法。例如：MOS 管的漏源电流是栅极偏置电压的周期函数，MOS 管的漏源电流噪声可以看作是白噪声与一个周期函数的乘积，

$$i_n(t) = i_{n0}(t) \cdot \alpha(\omega_0 t) \quad (5.62)$$

将式子(5.62)代入(5.51)可以得到有效脉冲敏感函数 $\Gamma_{eff}(x)$ ，

$$\Gamma_{eff}(x) = \Gamma(x) \cdot \alpha(x) \quad (5.63)$$

对于实际的振荡器电路，有效脉冲敏感函数 $\Gamma_{eff}(x)$ 的引入，可以使得周期平稳噪声源转换成平稳的白噪声，从而可以采用上述一系列的噪声分析方法。

5.4.5 多个电流噪声源的相位噪声计算方法

前面介绍的相位噪声计算分析方法，针对的是单个电流噪声源系统。而实际的振荡电路往往有许多的电流噪声源，根据相位增量脉冲响应的线性特性和叠加原理，可以将多个电流噪声源的振荡器电路的相位噪声等效为单个噪声源产生的相位噪声的叠加，另外电流噪声源之间的相关性也必须同时考虑。下面是振荡器相位噪声计算的一般步骤：

- 1) 确定每个与电容并联的电流噪声源和每个与电感串联的电压噪声源，并且明确噪声源之间的相关性；
- 2) 确定每个噪声源的脉冲敏感函数 ISF，计算出 ISF 的均方根 Γ_{rms} 和平均值 Γ_{dc} ；
- 3) 根据式子(5.58)和(5.60)计算每一个噪声源产生的单边带噪声谱密度与载波功率比；

4) 将独立的噪声源的相位噪声 $L(\Delta\omega)$ 相加, 相关噪声源的相位噪声 $L(\Delta\omega)$ 求均方根,

然后相加得到振荡电路的整体相位噪声 $L_{total}(\Delta\omega)$ 。

总的说来, Hajimiri 线性相位时变噪声分析方法只需要知道每个噪声源的功率谱密度 $\overline{i_n^2}/\Delta f$, 噪声注入点的电荷变化最大值 q_{max} 以及振荡器的稳态振荡波形, 就能够得到振荡电路的整体相位噪声 $L_{total}(\Delta\omega)$ 。该方法可以使设计者清楚知道电路中的每个噪声源对振荡电路的整体相位噪声的贡献, 这样相位噪声中最主要的噪声来源可以采用一些措施加以抑制。

5.5 小结

本章系统分析了三种噪声分析方法: 线性时不变模型, 非线性时不变模型和线性相位时变模型。

线性时不变模型最典型的代表是 Craninckx 模型和 Razavi 模型, 它们通过线性负反馈系统理论分析了电感电容谐振电路的闭环传递函数, 得到了相位噪声随着频偏成-20dB 斜率下降的结论。但是线性时不变模型无法解释单频噪声在载波两侧都会产生噪声的现象。

非线性时不变模型的代表是 Samori 模型, 该模型从差分对管跨导的非线性角度, 分析了相位噪声产生的本质。知道了振荡器的非线性是造成各个谐波频率上的噪声进行互相混频进入谐波频率上的最主要原因; 并且详细阐明了相位噪声主要来源于差分对管噪声和尾电流噪声。但是该模型无法定量地、精确地计算出每个噪声对相位噪声的贡献。

线性相位时变模型是建立在振荡器可以看成是线性电流-相位脉冲响应和非线性相位调制两个过程级联的假设前提下, 分析了单个电流噪声源对相位噪声的贡献。该方法比较系统的阐述了产生相位噪声的各个区域的噪声来源, 并且精确定量的计算了相位噪声。

清楚地了解相位噪声产生的本质, 电路设计者就可以从电路设计和优化的角度来采取一些措施抑制相位噪声的主要噪声来源。

参考文献

- [1] D.B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noises spectrum," Proc. IEEE, vol.54, pp.329-330, Feb. 1966.
- [2] J. Craninckx and M. Steyaert, "Low-noise voltage-controlled oscillators using enhanced LC-tanks," IEEE Trans. Circuits Syst.-II, vol. 42, pp. 794-904, Dec. 1995.
- [3] B. Razavi, "A study of phase noise in CMOS oscillators," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 31, pp. 331-343, Mar. 1996.
- [4] C. Samori, A.L. Lacaita, F.Villa, and F. Zappa, "Spectrum folding and phase noise in LC tuned oscillators," IEEE Trans. Circuits Syst.-II, vol. 45, pp. 781-790, Jul. 1995.
- [5] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 179-194, Feb. 1998.
- [6] T. H. Lee and A. Hajimiri, "Oscillator phase noise: A tutorial," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, pp. 326-336, Mar. 2000.

第六章 压控振荡器的优化

集成电感电容压控振荡器作为射频通信系统的重要组成部件,主要用在信号的上下变频的本机振荡器中。由于信号带宽要求的扩大,本机振荡器的频率纯度要求也就越来越严格。对于不同的应用场合,压控振荡器的性能要求是不一样的。手持设备的功耗是一个重要问题,故对于像 GSM/WCDMA 手机中的压控振荡器,如何做到低功耗是一个关键的问题。而像机顶盒中的电视调谐器就不存在功耗问题,它里面的压控振荡器设计对功耗要求就不是很严格,但是它的相位噪声要求比较高。因此对于电路设计人员来说,集成电感电容压控振荡器的设计和优化中就存在许多挑战,许多参数和变量需要同时进行调节和优化。

深入理解压控振荡器的内在振荡机制能够对电路结构的创新和设计效率的提高产生重大的影响。本章将研究在特定要求下的压控振荡器优化问题,我们从 RLC 串联等效电路的分析出发,分析了振荡器的噪声载波比(Noise-to-Carrier Ratio, NCR),并总结概括出压控振荡器电路设计中的降低相位噪声和系统功耗的优化策略。

6.1 引言

电感电容压控振荡器的等效电路如图 6.1(a)所示,它可以看作是一个电感 L 与可变电容 C 的谐振电路,电感串联电阻 R_L 和电容串联电阻 R_C 的损耗由有源负阻 $-R$ 来补偿(详细请参见第二章)。根据第四章中可变电容特性的分析,可以知道压控振荡器的电容其实是一个周期内的有效电容。为了分析的方便,我们先假定可变电容 C 在直流偏压下的电容近似为一个周期内的有效电容,并忽略振荡电压波形对可变电容的影响,则压控振荡器的振荡频率表示为,

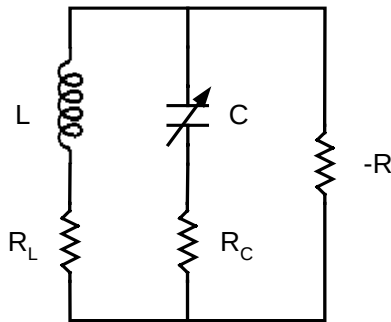
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6.1)$$

6.1.1 低功耗设计

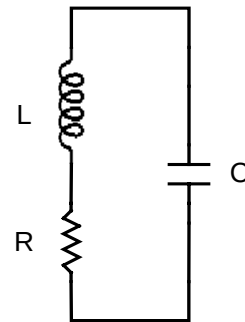
通过电感电容的串联—并联转换,可以将图 6.1(a)中的谐振回路等效为图 6.1(b)中的 RLC 串联电路。根据能量守恒和转换理论,存储在电感中的最大能量等于储存在电容上的最大能量,即

$$\frac{CV_{peak}^2}{2} = \frac{LI_{peak}^2}{2} \quad (6.2)$$

其中 V_{peak} 为电容上电压的峰值, I_{peak} 是电感中电流的峰值。



(a) 电感电容压控振荡器等效图



(b) LC-Tank 等效图

图 6.1 电感电容谐振等效图

RLC 串联电路中串联电阻 R 上的损耗 P_{loss} 为,

$$P_{\text{loss}} = RI_{\text{peak}}^2 = C \frac{R}{L} V_{\text{peak}}^2 \quad (6.3)$$

根据式子(6.1), 式子(6.3)也可以表示为,

$$P_{\text{loss}} = RC^2 \omega_0^2 V_{\text{peak}}^2 = \frac{R}{L^2 \omega_0^2} V_{\text{peak}}^2 \quad (6.4)$$

在电感电容压控振荡器中, 电感电容谐振回路的损耗 P_{loss} 将由有源负阻- R 来补偿。从式子(6.4)可以得到振荡器功耗考虑方面的非常有意义的几个结论[1]:

- (a) 振荡器的功耗与电感电容谐振回路中的串联电阻成线性关系;
- (b) 振荡器的功耗与电容容值成二次增长关系;
- (c) 振荡器的功耗与电感感值成二次反比关系;
- (d) 当电容值不变时, 振荡器的功耗与谐振频率成二次增长关系; 当电感值不变时, 振荡器的功耗与谐振频率成二次反比关系。

为了降低压控振荡器的功耗, 可以减小串联电阻, 提高电感感值。因此在电感电容压控振荡器设计中, 片上电感的感值的大小以及其串联电阻的大小对振荡器功耗的影响最大。

6.1.2 低相位噪声设计

根据第五章中的三种噪声模型的分析, 可以知道在频偏较远处的相位噪声可以表示为,

$$L(\Delta\omega) \propto \frac{KT}{2P_{\text{sig}}} \frac{\omega_0^2}{Q^2 \Delta\omega^2} \quad (6.5)$$

其中 Q 为谐振回路带载时的品质因数。振荡信号能量 $P_{\text{sig}} \propto V_{\text{peak}}^2$, 可以通过提高振荡信号的幅度 V_{peak} 来降低相位噪声。另外采用高品质因数的电感电容谐振电路能够大大降低相位噪声, 特别是采用高 Q 值的片上电感。因为片上可变电容的品质因数比片上电感大很多, 电感电容谐振回路品质因数主要取决于片上电感。图 6.1(b)中的 RLC 串联回路品质因数 Q_{tank} 为

$$Q_{\text{tank}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.6)$$

图 6.2 是 RLC 回路的谐振幅值和相位波特图。图中给出了三种电感值($2L$, L , 和 $L/2$)的曲线, 其中串联电阻 R 和谐振频率 ω_0 不变。可以看到电感值大时 RLC 回路品质因数 Q_{tank}

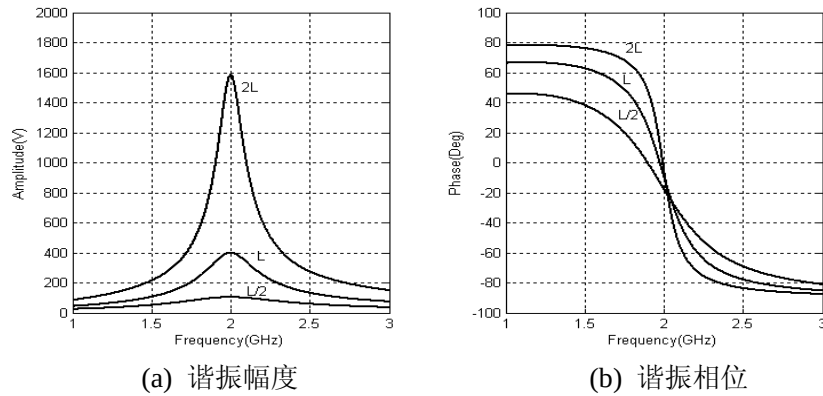


图 6.2 RLC 回路波特图

也越大，相位曲线在谐振频率也就越陡峭。但是片上电感的感值也不可以无限增大的，它受到可变电容大小的限制，最终也受到压控振荡器的调谐范围以及起振条件的制约。

根据式子(6.5)和(6.6)，可以得到相位噪声与电感值 L 和串联电阻 R 的关系，

$$L(\Delta\omega) \propto \frac{KT}{V_{peak}^2} \frac{R^3}{L^2 \Delta\omega^2} \quad (6.7)$$

式子(6.7)表明，相位噪声与谐振频率无关。即如果在压控振荡器的调谐范围之内谐振电压幅度是恒定的，相位噪声也是恒定的。压控振荡器的相位噪声与片上电感的感值和串联电阻的大小非常密切，因此片上电感的选择是低相位噪声压控振荡器设计中最关键的一步。

低功耗、低相位噪声压控振荡器设计优化可以由表格 6.1 简单表示。

表格 6.1 低功耗，低相位噪声压控振荡器设计优化

	低功耗	低相位噪声
L	最大化	最大化
C	最小化	最小化
R	最小化	最小化
谐振幅度	最小化	最大化

6.2 谐振振荡器内在振荡机制

6.2.1 振荡器谐振幅度

图 6.3 是互补型负跨导压控振荡器的等效电路图。 C 和 L 分别是压控可变电容和片上电感， g_{tank} 是压控可变电容和片上电感的等效跨导，有源 MOS 管 $Mn3$ 为振荡器电路提供偏置电流源。当电路振荡时，MOS 管 $Mn1$ 和 $Mn2$ 的电流大小在 I_{tail} 和 0 两个值之间切换， $Mn1$ 和 $Mn2$ 管的差分电流波形如图 6.3(b)所示。在谐振频率点，电感 L 与电容 C 的导纳互相抵消，剩下等效跨导 g_{tank} 。输入电流 $i(t)$ 的高次谐波都会被电感电容回路衰减掉，只留下基频成分。

假设 $Mn1$ 和 $Mn2$ 管上的电流波形近似为矩形，则谐振回路差分电压的峰峰值为，

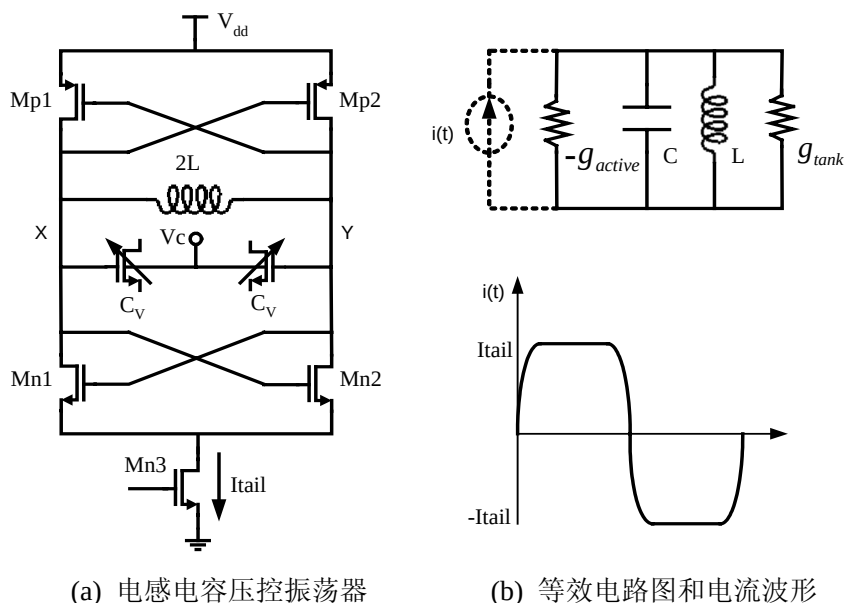


图 6.3 电感电容振荡器等效电路图

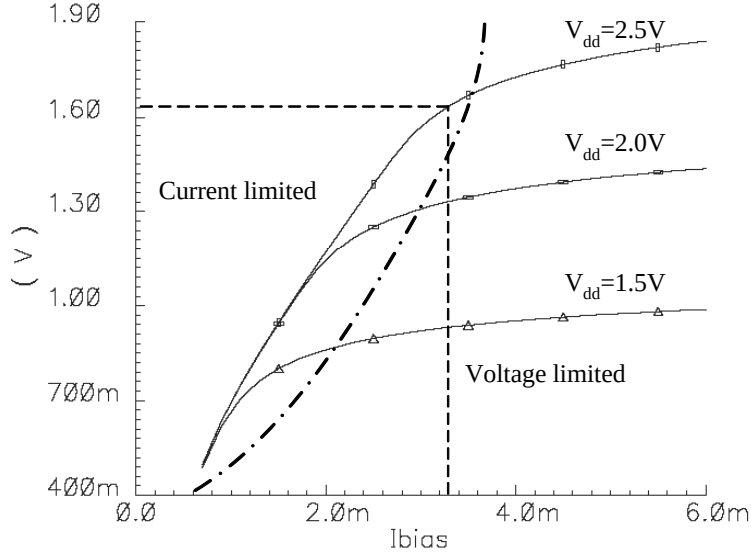


图 6.4 电流受限区域和电压受限区域

$$V_{\text{tank}} = \begin{cases} (4/\pi)I_{\text{bias}}/g_{\text{tank}} & (I\text{-limited}) \\ V_{\text{limit}} & (V\text{-limited}) \end{cases} \quad (6.8)$$

当尾电流从零值逐渐增加时, 谐振幅度主要是由尾电流和等效跨导确定, 该区域称为电流受限区域[2]。在电流受限区域内谐振幅度 V_{tank} 与尾电流成正比关系, 与谐振回路跨导 g_{tank} 成反比。当尾电流增大到使谐振幅度 V_{tank} 接近电源电压的时候, NMOS 和 PMOS 差分对管将大部分时间工作在 MOS 管的线性区。这时谐振幅度被 PMOS 差分对管钳位在 V_{dd} , 被 NMOS 差分对管钳位在 Gnd, 该区域称为电压受限区域[2]。在电压受限区域, 尾电路管 Mn3 进入线性区, 因此尾电流不再是恒定的, NMOS 差分对管的漏源电压 V_{ds} 变化剧烈, 导致源漏电流 I_{ds} 有很大的下降。图 6.4 是图 6.3(a) 中压控振荡器电路在三种不同电源电压下谐振幅度随尾电流变化趋势图。在电流受限区域, 振荡器的谐振幅度与尾电流成线性正比关系; 而在电压受限区域, 振荡器的谐振幅度受到电源电压 V_{dd} 的限制。

6.2.2 噪声载波比(Noise-to-Carrier Ratio, NCR)

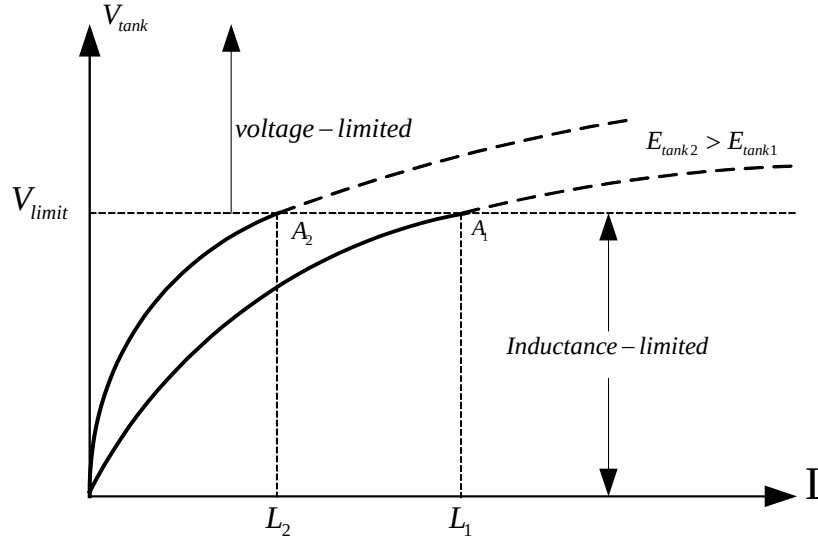
电感电容回路谐振的时候, 储存在回路中的能量 $E_{\text{tank}} \equiv CV_{\text{tank}}^2/2$, 由式子(6.1)和(6.2), 推出振幅可以表示为,

$$V_{\text{tank}}^2 \equiv \frac{2E_{\text{tank}}}{C} = 2E_{\text{tank}}\omega_0^2 L \quad (6.9)$$

其中谐振频率 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 。对于给定的 E_{tank} 和 ω_0 , 谐振幅度 V_{tank} 与 L 成平方根关系。如图 6.5 所示, 当电感 L 渐渐增大时, 谐振幅度成平方根增加; 当谐振幅度达到 V_{limit} 时, 电感 L 的增加不再引起谐振幅度的增加。在谐振幅度达到饱和值 V_{limit} 之前的区域称为电感受限区域, 也即前述的电流受限区域。式子(6.9)的谐振幅度也可以表示为,

$$V_{\text{tank}} = \begin{cases} \sqrt{2E_{\text{tank}}\omega_0^2 L} & (L\text{-limited}) \\ V_{\text{limit}} & (V\text{-limited}) \end{cases} \quad (6.10)$$

对于给定的谐振能量 E_{tank} 和谐振频率 ω_0 , 电感受限区域内谐振幅度随着电感的平方根增加; 进入电压受限区域后, 谐振电压幅度保持不变。

图 6.5 谐振幅度 V_{tank} 与电感 L 的关系

根据热力学理论，任何一个系统的平衡态能量为 $KT/2$ 。譬如：一个 RC 并联电路，其热平衡态能量为，

$$C\langle v_n^2 \rangle / 2 = KT / 2, \quad \langle v_n^2 \rangle = KT / C \quad (6.11)$$

其中 $\langle v_n^2 \rangle$ 为电阻 R 上的热噪声。同样对于图 6.3(b) 中的电感电容谐振回路，电容 C 上噪声电压 v_n 和电感 L 中的噪声电流 i_n 是相关的，因此电感电容谐振回路中的噪声电压均方值为，

$$\langle v_n^2 \rangle = \frac{KT}{C} = KT \omega_0^2 L \quad (6.12)$$

对于给定的谐振频率 ω_0 ，在电感受限和电压受限两个区域内噪声电压均方值都随着电感值成线性增大。根据式子(6.10)和(6.12)，电感电容振荡器的噪声载波比(NCR)为，

$$\frac{\langle v_n^2 \rangle}{V_{\text{tank}}^2} \propto \begin{cases} 1/E_{\text{tank}} & (L\text{-limited}) \\ L & (V\text{-limited}) \end{cases} \quad (6.13)$$

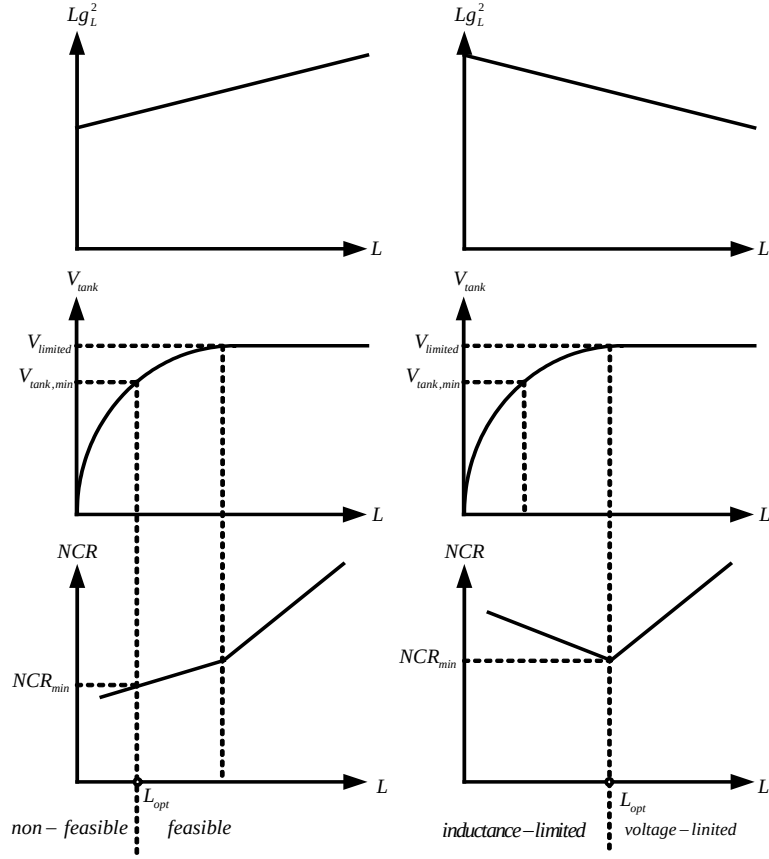
虽然式子(6.10)表明，在给定的谐振能量 E_{tank} 情况下，谐振电压幅度 V_{tank} 在电感受限区域(电流受限区域)随着电感值 L 的增加而增加。然而式子(6.13)说明在电感受限区域振荡器的噪声载波比与电感值无关。在电压受限区域，大电感不仅对谐振电压幅度 V_{tank} 增加无帮助，反而增加了噪声载波比。

在设计电感电容振荡器的时候，谐振能量 E_{tank} 是一个无法直接得到的参数，而偏置电流 I_{tail} 是一个可以控制的变量，因此有必要将谐振能量 E_{tank} 用偏置电流 I_{tail} 来表示。根据式子(6.8)和(6.9)，可以得到，

$$E_{\text{tank}} \propto I_{\text{tail}}^2 / Lg_{\text{tank}}^2 \approx I_{\text{tail}}^2 / Lg_L^2 \quad (L\text{-limited}) \quad (6.14)$$

其中谐振回路的导纳 g_{tank} 近似等于电感的导纳 g_L 。因为片上电感的品质因数远远小于片上可变电容的品质因数，所以谐振回路的导纳 g_{tank} 主要是电感导纳 g_L 。式子(6.13)中的振荡器噪声载波比可以转换为，

$$\frac{\langle v_n^2 \rangle}{V_{\text{tank}}^2} \propto \begin{cases} Lg_L^2 / I_{\text{tail}}^2 & (L\text{-limited}) \\ L & (V\text{-limited}) \end{cases} \quad (6.15)$$



(a) Lg_L^2 随 L 增大而增大； (b) Lg_L^2 随 L 增大而减小；

图 6.6 Lg_L^2 、 V_{tank} 和 NCR 与 L 的关系曲线

6.2.3 噪声载波比优化策略

对于给定的偏置电流 I_{tail} ，根据 Lg_L^2 随着 L 变化曲线，在电感受限区域噪声载波比 NCR 可以得到一个最小值。 Lg_L^2 值对于不同的片上电感来说，其变化规律是不相同的。我们可以将其随电感值 L 变化曲线简单划分为图 6.6 中的增大和减小两种情况。

a) Lg_L^2 值随着电感值 L 增大：

从式子(6.15)可以知道，对于给定的偏置电流，小电感将得到比较小的噪声载波比。但是电感感值 L 也不能够无限制减小，因为电感值小到一定的值之后振荡器将无法起振，如图 6.6(a)所示，所以噪声载波比的最小值是在满足振荡器起振条件下的最小电感值。

b) Lg_L^2 值随着电感值 L 减小：

从式子(6.15)可以知道，对于给定的偏置电流，大电感将得到比较小的噪声载波比。但是电感感值 L 大到进入电压受限区域，噪声载波比将随着电感值增加而变大，如图 6.6(b)所示，所以噪声载波比的最小值是在电感受限和电压受限区域的交界处。

对于复杂的 Lg_L^2 与 L 的关系曲线，我们可以采用图 6.6 的方法在局部进行分析。在每一个局部区域得到一个局部最优值，然后在所有局部最优值中找到一个全局最优值。

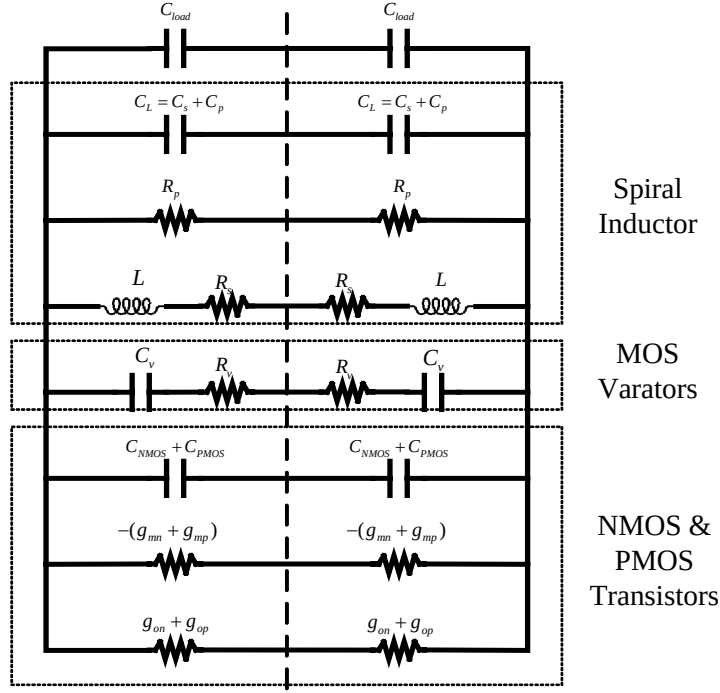


图 6.7 互补型差分电感电容振荡器交流小信号等效电路图

6.3 振荡器拓扑结构和设计约束

6.3.1 振荡器拓扑结构

根据文献[2]和[3]分析可知，互补型差分电感电容振荡器(图 6.3(b))的谐振幅度是单差分振荡器的两倍，且前者相位噪声比后者低 6dB。这里我们只分析和研究互补型差分振荡器结构，其它结构振荡器的分析方法相同。

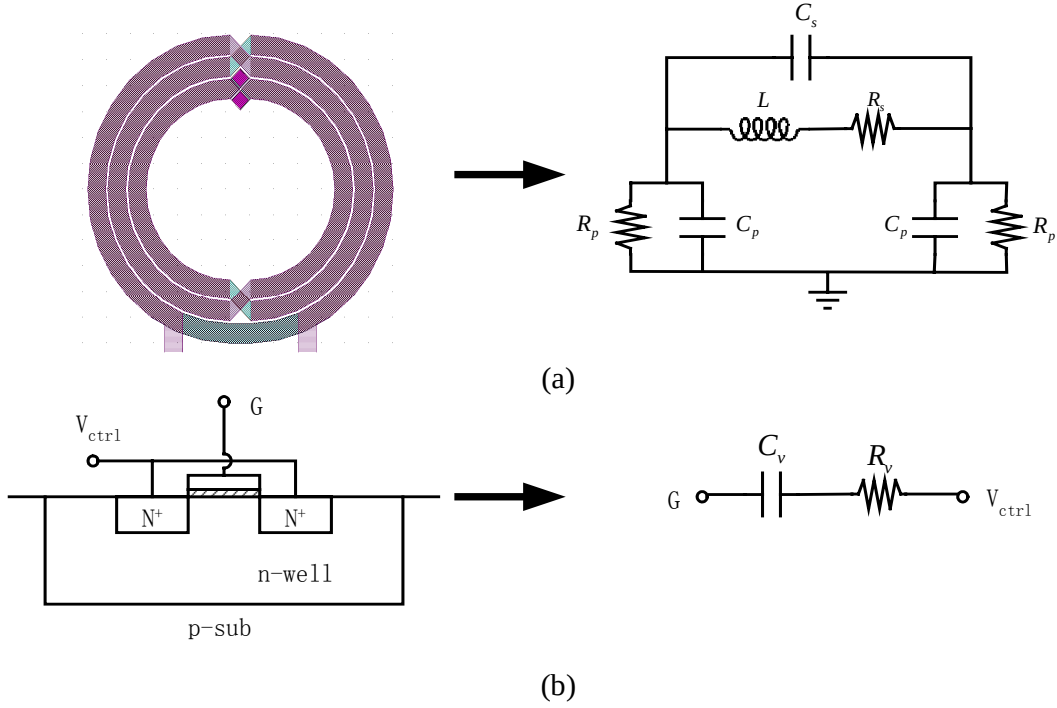
图 6.7 是图 6.3(b)中互补型差分电感电容压控振荡器的交流小信号等效电路图，它是由 NMOS 和 PMOS 差分对管、片上电感、累积型 MOS 管可变电容器和负载电容四部分构成。该等效电路共有 12 个初始设计参数，它们分别是：

- MOS 管：NMOS 管宽度 W_n ，NMOS 管栅长 L_n ，PMOS 管宽度 W_p ，PMOS 管栅长 L_p ；
- 片上电感：外径 d_{out} ，宽度 w ，间距 s ，圈数 n ；
- 累积型 MOS 管可变电容器：最大电容值 $C_{v,max}$ ，最小电容值 $C_{v,min}$ ；
- 负载电容 C_{load} 和尾电流 I_{tail} 。

图 6.7 的中轴虚线是等效电路的交流小信号地。片上电感的等效模型如图 6.8(a)所示，它是由 4 层铝金属层并联/串联构成的 32 边形对称螺旋电感，等效电路图采用对称的精简 π 模型。累积型 MOS 管可变电容器等效模型如图 8(b)所示，它由电容 C_v 和串联电阻 R_v 构成。MOS 管模型由其小信号跨导 g_m 和输出导纳 g_o 来表示。 C_{NMOS} 和 C_{PMOS} 分别表示 NMOS 和 PMOS 管的寄生电容，

$$C_{NMOS} = C_{gs,n} + C_{db,n} + 4C_{gd,n}, \quad C_{PMOS} = C_{gs,p} + C_{db,p} + 4C_{gd,p} \quad (6.16)$$

振荡器等效电路中的回路损耗导纳 g_{tank} 、有效负导纳 $-g_{active}$ ，回路电感 L_{tank} 和回路电容 C_{tank} 分别为，



(a) 片上电感等效模型

(b) A-MOS 管可变电容等效模型

图 6.8 片上电感和可变电容

$$2g_{\text{tank}} = g_{\text{on}} + g_{\text{op}} + g_v + g_L, \quad g_L = 1/(R_p + R_s)/(L\omega)^2, \quad g_v = (C_v\omega)/Q_v \quad (6.17)$$

$$2g_{\text{active}} = g_{\text{mn}} + g_{\text{mp}} \quad (6.18)$$

$$L_{\text{tank}} = 2L \quad (6.19)$$

$$2C_{\text{tank}} = C_{\text{PMOS}} + C_{\text{NMOS}} + C_L + C_v + C_{\text{load}} \quad (6.20)$$

其中 g_L 和 g_v 分别是片上电感和可变电容的有效并联导纳。

6.3.2 设计约束

在压控振荡器设计中，功耗、谐振电压幅度、频率调谐范围、起振条件以及电感外径大小等都是经常关心的设计约束。下面将一一进行分析：

- 最大功耗约束

对于一定工艺下的电源电压，最大功耗约束可以转换成最大电流约束。

$$I_{\text{tail}} \leq I_{\text{max}} \quad (6.21)$$

- 谐振电压幅度

振荡器的谐振电压幅度往往有一个最小值，一方面是锁相环中的前置分频器的需要，另一方面是振荡器相位噪声的要求。

$$V_{\text{tank}} = \frac{4}{\pi} \frac{I_{\text{tail}}}{g_{\text{tank,max}}} \approx \frac{I_{\text{tail}}}{g_{\text{tank,max}}} = \frac{2I_{\text{tail}}}{g_{\text{on}} + g_{\text{op}} + g_v + g_L} \approx \frac{2I_{\text{tail}}}{g_L} \geq V_{\text{tank,min}} \quad (6.22)$$

- 频率调谐范围

频率调谐范围约束要求能够在中心频率上具有至少最小频率调谐范围的频率带宽。频率的最大值和最小值分别满足，

$$L_{\text{tank}} C_{\text{tank,min}} \leq \frac{1}{\omega_{\text{max}}^2}, \quad L_{\text{tank}} C_{\text{tank,max}} \geq \frac{1}{\omega_{\text{min}}^2} \quad (6.23)$$

其中 $(\omega_{\max} - \omega_{\min})/\omega = r_{t,\min}$, $r_{t,\min}$ 为最小频率调谐范围, 中心频率 $(\omega_{\max} + \omega_{\min})/2 = \omega_0$ 。

- 起振条件

电感电容振荡器起振条件要求小信号回路增益至少要大于一个最小值 $\alpha_{\min}$, 通常情况下 $\alpha_{\min}$ 取 3。

$$g_{\text{active}} \geq \alpha_{\min} g_{\text{tank,max}} \quad (6.24)$$

- 电感外径最大值

为了使整个振荡器的面积不是太大, 片上电感的外径往往有一个最大约束值。

$$d \leq d_{\max} \quad (6.25)$$

6.3.3 目标函数: 振荡器相位噪声

根据第五章相位噪声分析中 Hajimiri 噪声模型[10]的分析, 可以知道在频偏较远(白噪声)处的相位噪声可以表示为,

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{1}{2\Delta\omega^2 q_{\max}^2} \cdot \sum_n \left(\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \cdot \Gamma_{\text{rms},n}^2 \right) \right) \quad (6.26)$$

其中 $\Delta\omega$ 为频偏, $q_{\max}$ 为谐振回路中最大电荷, Γ_{rms} 为一周期内脉冲敏感函数的均方值。因为电感电容谐振电压近似为正弦波, 所以每个噪声源的脉冲敏感函数的均方值 Γ_{rms} 等于 $1/\sqrt{2}$ 。

振荡器中的电流白噪声主要来自于 NMOS 和 PMOS 对管的漏源电流噪声, 电感串联电阻噪声和可变电容串联电阻噪声。它们分别可以表示为,

$$\frac{\overline{i_{M,d}^2}}{\Delta f} = 2kT\gamma(g_{d0,n} + g_{d0,p}) \quad (6.27)$$

$$\frac{\overline{i_{\text{ind}}^2}}{\Delta f} = 2kTg_L \quad (6.28)$$

$$\frac{\overline{i_{\text{var}}^2}}{\Delta f} = 2kTg_v \quad (6.29)$$

其中噪声系数 γ , 在长沟道 MOS 管子中为 2/3; 在短沟道 MOS 管子中为 2.5。 g_{d0} 为漏源电压 V_{ds} 为零时的沟道导纳。在长沟道 MOS 管子中, $g_{d0} = g_m$; 在短沟道 MOS 管子中, $g_{d0} = 2I_{ds}/L_{\text{channel}}E_{\text{sat}}$, E_{sat} 为沟道的饱和电场。

由式子(6.17), (6.28)和(6.29), 可以得到无源器件(片上电感和可变电容)的电流噪声功率谱满足下式,

$$\frac{\overline{i_{\text{ind}}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{\text{var}}^2}}{\Delta f} < 4kTg_{\text{tank,max}} \quad (6.30)$$

有源 MOS 管的跨导 g_m 和输出导纳 g_{d0} 满足,

$$\frac{g_m}{g_{d0}} = \begin{cases} 1 & \text{Long Channel} \\ \frac{L_{\text{channel}}E_{\text{sat}}}{V_{GS} - V_{TH}} < 1 & \text{Short Channel} \end{cases} \quad (6.31)$$

由式子(6.18), (6.27)和(6.31), 可以得到有源器件(NMOS 和 PMOS 差分对管)的电流噪声功率谱满足下式,

$$\frac{\overline{i_{M,d}^2}}{\Delta f} \geq 4kT\gamma g_{active} \quad (6.32)$$

由式子(6.30)和(6.32), 以及起振条件不等式(6.24), 可以得到无源器件与有源器件的电流噪声功率谱比值满足不等式,

$$\frac{\frac{\overline{i_{ind}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{var}^2}}{\Delta f}}{\frac{\overline{i_{M,d}^2}}{\Delta f}} < \frac{4kTg_{tank,max}}{4kT\gamma g_{active}} \leq \frac{1}{\gamma\alpha_{min}} \quad (6.33)$$

式子(6.33)中, 短沟道 MOS 管振荡器 $\gamma = 2.5$, $\alpha_{min} \geq 3$, 有源 MOS 器件的漏源电流噪声占整个振荡器噪声的 88%以上。长沟道 MOS 管振荡器 $\gamma = 2/3$, $\alpha_{min} \geq 3$, 有源 MOS 器件的漏源电流噪声占整个振荡器噪声的 50%以上。

只考虑有源 MOS 器件的漏源电流噪声对振荡器的相位噪声的贡献, 将式子(6.27)代入式子(6.26), 且根据 $q_{max} = CV_{tank} = V_{tank} / (L_{tank} \omega_0^2)$, 可以得到

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{kT\gamma}{2\Delta\omega^2 (V_{tank} / (L_{tank} \omega_0^2))^2} \cdot \left(\frac{2I_{ds,n}}{L_{channel} E_{sat,n}} + \frac{2I_{ds,p}}{L_{channel} E_{sat,p}} \right) \right) \propto \frac{L^2 I_{tail}}{V_{tank}^2} \quad (6.34)$$

其中 $I_{tail} = 2I_{ds,n} = 2I_{ds,p}$, $L_{tank} = 2L$ 。在电感受限区域(电流受限区域), 谐振幅度满足

$V_{tank} = \frac{4}{\pi} \frac{I_{tail}}{g_{tank}} \approx \frac{I_{tail}}{g_L}$; 在电压受限区域, $V_{tank} = V_{limit} = V_{supply}$ 。式子(6.34)表示为,

$$L\{\Delta\omega\} \propto \begin{cases} \frac{L^2 g_L^2}{I_{tail}} & (L-limited) \\ \frac{L^2 I_{tail}}{V_{supply}^2} & (V-limited) \end{cases} \quad (6.35)$$

根据式子(6.17), 忽略衬底并联电阻 R_p , 可以得到

$$Lg_L \approx L(R_s / (L\omega)^2) = \frac{R_s}{L\omega^2} \quad (6.36)$$

将式子(6.36)代入式子(6.35), 可得,

$$L\{\Delta\omega\} \propto \begin{cases} \left(\frac{R_s}{L} \right)^2 \cdot \frac{1}{\omega^4 I_{tail}} & (L-limited) \\ \frac{L^2 I_{tail}}{V_{supply}^2} & (V-limited) \end{cases} \quad (6.37)$$

式子(6.37)表明:

- (a)、在电感受限区域, 对于给定的尾电流, 相位噪声与片上电感的 R_s/L 量有密切关系。在满足谐振电压幅度(式子(6.22))和电感最大外径(式子(6.25))的前提下, 变量 R_s/L 最小的电感是设计低相位噪声振荡器的最佳选择。

- (b)、在电感受限区域，增加尾电流(增加功耗)，能够提高相位噪声性能。因此振荡器的尾电流一般受到最大功耗不等式(6.21)限制，一般尾电流取最大电流 I_{max} 。
- (c)、在电压受限区域，相位噪声与电感值的二次方和尾电流成正比。电感感值的增加和电流的增加都会恶化相位噪声性能。

6.4 振荡器优化策略：线性规划

前面分析可知压控振荡器设计优化中存在 12 个变量，而且这些变量之间存在一些约束关系。为了分析的方便，我们需要将这 12 个相关变量进行缩减，保留几个互相独立的变量。这样就可以采用线性规划的方法来优化压控振荡器电路，得到一个相位噪声最优的结果。

6.4.1 独立变量的缩减

通常情况下，NMOS 管和 PMOS 管的栅长都取最小栅长，这样可以降低寄生电容。根据互补型振荡器的对称性要求，NMOS 和 PMOS 管的跨导相等， $g_{m,n} = g_{m,p}$ 。因此 MOS 管中的四个变量，我们只需要保留 NMOS 管的宽度 W_n 。

根据式子(6.37)的分析，可以知道片上电感中四个变量：外径 d_{out} ，宽度 w ，间距 s ，圈数 n ，可以看作是一个整体来考虑。在电感外径 d_{max} 的约束条件下，为了得到相位噪声最小的振荡器，片上电感选取的是变量 R_s/L 最小的一个电感。

累积型 MOS 管可变电容的最大电容值 $C_{v,max}$ 和最小电容值 $C_{v,min}$ 缩减为一个变量 C_v 。尾电流选择最大功耗允许的电流 I_{max} 。

因此，压控振荡器设计优化中只需要确定三个变量：最小 R_s/L 的电感，NMOS 管的宽度 W_n 和可变电容 C_v 。

6.4.2 约束条件的图形表示

在给定片上电感 L 的条件下，可以将振荡器设计约束条件采用图 6.9 中的振荡器的 $C_v - W_n$ 平面来表示。调谐范围不等式(6.23)由斜线 T.R.1 和 T.R.2 表示，两个斜线之间区域为满足最小和最大谐振频率的振荡器设计。起振不等式(6.24)由上下走向的斜线表示，它的左边为 $\alpha_{min} < 3$ 区域，右边为 $\alpha_{min} \geq 3$ 区域。谐振电压幅度不等式(6.22)由左右走向斜线表示，在它的上方为谐振幅度小于 $V_{tank,min}$ ，下方为谐振幅度大于 $V_{tank,min}$ 。点划线为电流受限和电压受限两个区域的分界线。斜线阴影区域是满足所有约束条件(6.21)–(6.25)的振荡器设计的可行区域。

根据第三节的论述知道，振荡器的 $1/f^2$ 区域的相位噪声主要与电感的 R_s/L 有关，所以 $C_v - W_n$ 平面中的可行区域的相位噪声特性基本保持不变。

6.4.3 低噪声、低功耗振荡器优化步骤

在满足面积约束(6.25) 条件下，采用 ASITIC[11]软件优化电感，得到 R_s/L 最小的电感。这样确保振荡器的 $1/f^2$ 区域的相位噪声能够做到很小。首先将功耗约束条件(6.21)中的尾电流设定为最大值 I_{max} ，可以得到通常情况下压控振荡器的 $C_v - W_n$ 平面(图 6.9)。在 A-D-E 区域的振荡器工作在电流受限区域，其振荡幅度大于最小电压幅度约束 $V_{tank,min}$ ，因此该区域的电流可以进一步减小。当尾电流渐渐减小时，谐振电压幅度曲线将慢慢下降，起振曲线会慢慢向右平移。随着尾电流的不断减小，当谐振电压幅度曲线首先与曲线 T.R.1 和 T.R.2 相交于点 B 时，如图 6.10(a)所示，此种情况称为谐振幅度限制。当起振曲线首先与曲线 T.R.1

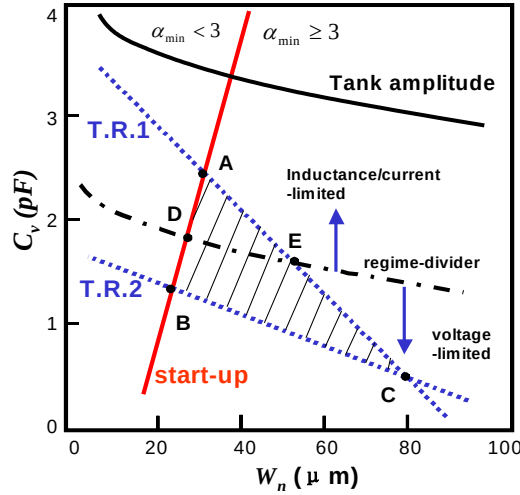


图 6.9 压控振荡器约束平面

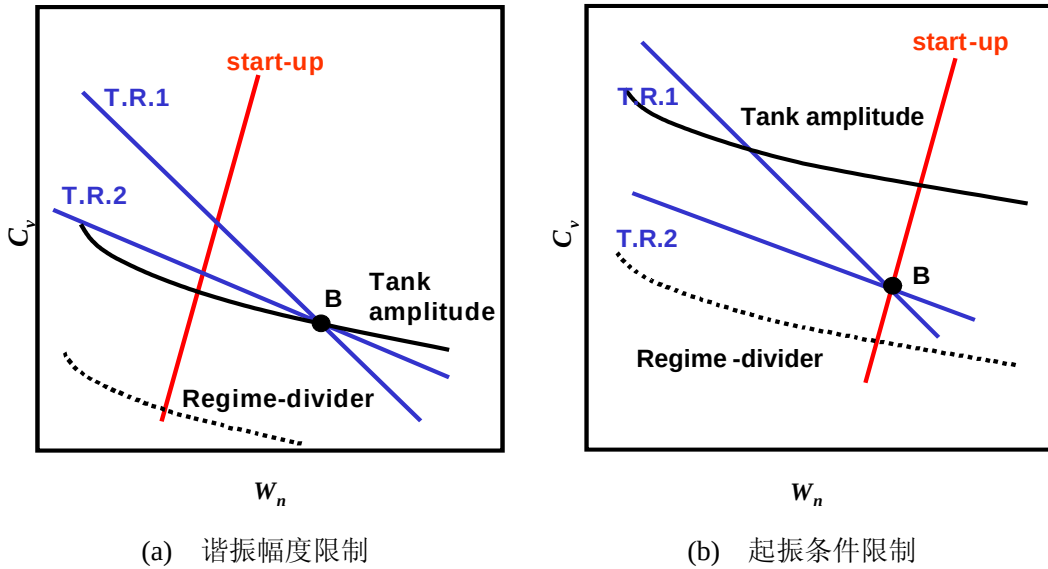


图 6.10 压控振荡器优化过程

和 T.R.2 相交于点 B 时，如图 6.10(b)所示，此种情况称为起振条件限制。当振荡器可性区域缩小为一个点 B 的时候，此时压控振荡器是一个相位噪声和功耗的最优结果。

总的说来，压控振荡器的设计和优化可以分为两个步骤：首先，确定满足相位噪声指标要求下，优化得到 R_s/L 最小的片上电感；其次，通过改变尾电流的大小，同时满足起振条件和谐振幅度约束条件，确定压控振荡器的最优可行设计。

6.5 几何规划优化方法

电感电容压控振荡器设计和优化其实就是在满足一些不等式约束条件下，寻找相位噪声或者功耗的一个最优设计的过程[13]。不等式优化问题是一个纯数学最优值问题，它的数值求解是非常成熟的。如果我们能够将所有的设计约束转换成凸函数形式，我们就能够利用数学工具来设计和优化电路。

假设 $x_1, \dots, x_n$ 是 n 个正实变量。我们用 x 表示向量 $(x_1, \dots, x_n)$ ，如果一个函数 f 满足下式，称 f 是向量 x 的一个多项式函数，

$$f(x_1, \dots, x_n) = \sum_{k=1}^t c_k x_1^{\alpha_{1k}} x_2^{\alpha_{2k}} \dots x_n^{\alpha_{nk}} \quad (6.38)$$

其中 $c_k \geq 0$, $\alpha_{nk} \in R$ 。 c_k 必须是一个非负数, 而 α_{nk} 可以是任何实数, 负数或分数。如果 $t=1$, 只有一个项, 称 f 是向量 x 的一个单项式函数。多项式函数满足加法、乘法和非负比例三种运算, 而单项式函数是乘法和非负比例两种运算。

几何优化[12]是如下形式的一个优化问题:

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && f_0(x) \\ & \text{subject to} && f_i(x) \leq 1, \quad i=1, \dots, m, \\ & && g_i(x) = 1, \quad i=1, \dots, p, \\ & && x_i > 0, \quad i=1, \dots, n, \end{aligned} \quad (6.39)$$

其中 $f_1, \dots, f_m$ 是多项式函数, $g_1, \dots, g_p$ 是单项式函数。

许多变形的多项式函数也应用非常广泛。例如, 假定 f 是一个多项式函数, g 是一个单项式函数, 那么约束不等式 $f(x) \leq g(x)$ 可以表示为 $\frac{f(x)}{g(x)} \leq 1$, 所以 $\frac{f(x)}{g(x)}$ 是一个多项式函数。

同样的, 如果 g_1 和 g_2 都是单项式函数, 那么约束等式 $g_1(x) = g_2(x)$ 可以表示为 $\frac{g_1(x)}{g_2(x)} = 1$, 所以 $\frac{g_1(x)}{g_2(x)}$ 是一个单项式函数。

6.5.1 凸型几何优化

一个几何优化问题可以转化称一个凸优化问题: 在凸不等式约束和线性等式约束条件下的凸函数的最小值问题。将几何优化问题转换成一个凸函数问题是我们得到几何优化问题的全局最优结果的关键。

定义新的变量 $y_i = \log x_i$, 对多项式函数 f 进行对数运算得到,

$$h(y) = \log(f(e^{y_1}, \dots, e^{y_n})) = \log\left(\sum_k e^{a_k^T y + b_k}\right) \quad (6.40)$$

其中 $a_k^T = [\alpha_{1k}, \dots, \alpha_{nk}]$, $b_k = \log c_k$ 。显然, h 是关于新变量 y 的凸函数。

我们可以将标准的几何优化问题转换称如下所示的凸优化问题,

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && \log f_0(e^{y_1}, \dots, e^{y_n}) \\ & \text{subject to} && \log f_i(e^{y_1}, \dots, e^{y_n}) \leq 0, \quad i=1, \dots, m, \\ & && \log g_i(e^{y_1}, \dots, e^{y_n}) = 0, \quad i=1, \dots, p, \end{aligned} \quad (6.41)$$

这就是指数型几何优化问题。我们能够使用有效的内点方法(Interior-point method)来求解, 且求解结果是具有完善的二元性及灵敏度理论依据的。

6.5.2 敏感度分析

改变几何优化问题的约束式子的右端, 可以得到如下的优化问题

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && f_0(x) \\ & \text{subject to} && f_i(x) \leq e^{u_i}, \quad i=1, \dots, m, \\ & && g_i(x) = e^{v_i}, \quad i=1, \dots, p, \\ & && x_i > 0, \quad i=1, \dots, n, \end{aligned} \quad (6.42)$$

这样我们就能够通过变量 u_i , v_i 来加强和放松约束。

假设 $f_0^*(u, v)$ 表示为关于变量 u_i, v_i 的目标函数。在敏感度分析中, 我们研究 $\log f_0^*$ 对变量 u_i, v_i 偏微分,

$$S_i = \frac{\partial \log f_0^*}{\partial u_i}, \quad T_i = \frac{\partial \log f_0^*}{\partial v_i}, \quad u = 0, v = 0 \quad (6.43)$$

庆幸的是, 在使用内点方法进行几何优化问题求解时, 优化工具会自动计算敏感度。我们没有必要去单独计算。实际上, $f_0^*(u, v)$ 在 $u = 0, v = 0$ 点上的偏微分是优化的二元变量 (dual variables) λ^*, v^* 值, 即 $\log f_0^*$ 在 $u = 0, v = 0$ 点上的剃度。

$$\lambda_i^* = -\frac{\partial \log f_0^*}{\partial u_i}, v_i^* = -\frac{\partial \log f_0^*}{\partial v_i} \quad (6.44)$$

在实际应用中, 敏感度是非常有用的。 S_i 的值说明了第 i 条约束不等式对目标函数的影响, 如果 $S_i = 0$, 说明第 i 条约束不等式对目标函数无影响。我们希望 $S_i \leq 0$, 因为增大 u_i 可以放松第 i 条约束不等式, 从而降低优化的目标值。而 T_i 的符号表示可以增大或者减小约束等式 $g_i(x) = e^{v_i}$ 的右端值, 来增加或者减小优化的目标值。因此敏感度说明了约束不等式是否对目标函数有影响, 可以指导我们如何来调整约束来达到好的优化结果。

6.6 小结

对于不同的应用场合, 压控振荡器设计的指标要求是不同的, 大多数情况下, 相位噪声和功耗要求是两个关键指标。本章从能量损耗的角度出发, 分析了降低功耗和降低相位噪声的不同策略。

接着, 详细分析了振荡器的内在振荡机制。振荡器的工作区域可以分为电流受限区域(电感受限)和电压受限区域。要设计低相位噪声压控振荡器必须将振荡器的工作点设置在电流受限区域, 并且根据片上电感的优化情况得到最小 R_s/L 的电感, 确保相位噪声满足设计指标。通过调整尾电流的大小来降低功耗, 使振荡器在满足谐振幅度和起振条件下, 得到一个全局最优的设计结果。

最后, 我们也可以采用数学优化的方法—几何规划优化方法, 来优化压控振荡器的设计。

参考文献

- [1] M. Tiebout, "Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp.1018-1024, July. 2001.
- [2] A.Hajimiri and T.H. Lee, "Design issues in CMOS differential LC oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp.717-214, May 1999.
- [3] H. Wang, A.Hajimiri and T.H. Lee, "Correspondence: Comments on "Design issues in CMOS differential LC oscillators"," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp.286-287, Feb. 2000.
- [4] A.Hajimiri and T.H. Lee, "Phase noise in CMOS differential LC oscillators," *1998 Symposium on VLSI Circuits*, pp. 48-51, June 1998.
- [5] D. Ham, and A.Hajimiri, "Concepts and method in optimization of integrated LC VCOs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp.896-909, June. 2001.
- [6] D. Ham, and A.Hajimiri, "Design and optimization of a low noise 2.4GHz CMOS VCO with integrated LC tank and MOSCAP tuning," *IEEE Int. Symp. Circuit and Systems*, vol. 1, Geneva, Switzerland, May 2000, pp. 331-334.

- [7] M.C. Su, C.W. Wu, and K. Y. Hsu, "Phase noise analysis of an integrated voltage-controlled oscillator with a novel graphical optimization method," *Proceedings of 2002 IEEE Asia-Pacific Conference on ASIC*, pp. 189-192, Aug. 2002.
- [8] M. Hershenson, S. S. Mohan, S. P. Boyd, and T. H. Lee, "Optimization of inductor circuits via geometric programming," in *Proc. Design Automation Conf.*, pp.994-998, 1999.
- [9] M. Hershenson, A. Hajimiri, S. S. Mohan, S. P. Boyd, and T. H. Lee, "Design and optimization of LC oscillators," in *Proc. IEEE/ACM Int. Conf. Computer Aided Design*, pp.65-69, 1999.
- [10] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 179-194, Feb. 1998.
- [11] ASITIC Website: <http://rfic.eecs.berkeley.edu/~nikn ejad/asitic.html>
- [12] Stephen Boyd, Lieven Vandenberghe, "Convex Optimization", Stanford University CA 94305. Available : <http://www.stanford.edu/class/ee364/reader.pdf>
- [13] C.R.C. Ranter, G. V. D. Plas, M. S. J. Steyaert, G. G. E. Gielen, and W. M. C. Sansen, "CYCLONE: Automated Design and Layout of RF LC-Oscillators," *IEEE Tans. Computed-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 21, pp. 1161-1170, Oct. 2002.

第七章 相位噪声降低技术

第六章中压控振荡器的优化结果表明：片上电感的串联电阻的白噪声和差分对管的电流噪声是造成振荡器较远频偏相位噪声的最主要来源。根据第五章中线性相位时变噪声模型的研究和分析，可以知道振荡器较近频偏相位噪声是由振荡波形的半波对称性确定的，它的来源最主要是尾电流的闪烁噪声的上变频过程。前者问题已经在第六章中得到了详细的解决，本章将着重研究闪烁噪声对较近频偏相位噪声的影响，并且通过一些电路结构的优化技术来尽量抑制闪烁噪声的上变频过程。

7.1 极限相位噪声

7.1.1 电流噪声源

振荡电压过零处是引起相位噪声最敏感的时间区域,因此振荡电压过零处附近的特性对于相位噪声最为关键。振荡电压过零处也是振荡器直流工作点,差分对管的交流小信号更加接近线性特性。图 7.1 是振荡器的电流噪声源等效电路图,其简化模型和差分等效模型如图 7.2 所示[1]。整个振荡器中四个交叉耦合 MOS 管产生的电流噪声为,

$$\overline{i_{cc}^2} = \frac{1}{4}(\overline{i_{n1}^2} + \overline{i_{n2}^2} + \overline{i_{p1}^2} + \overline{i_{p2}^2}) = \frac{1}{2}(\overline{i_n^2} + \overline{i_p^2}) \quad (7.1)$$

其中, $\overline{i_n^2} = \overline{i_{n1}^2} = \overline{i_{n2}^2}$ 和 $\overline{i_p^2} = \overline{i_{p1}^2} = \overline{i_{p2}^2}$ 。MOS 管的电流噪声谱密度分别为,

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = 4KT\gamma_n g_{m,n} \quad \frac{\overline{i_p^2}}{\Delta f} = 4KT\gamma_p g_{m,p} \quad (7.2)$$

故式子(7.1)的功率谱密度为,

$$\frac{\overline{i_{cc}^2}}{\Delta f} = 2KT(\gamma_n g_{m,n} + \gamma_p g_{m,p}) \quad (7.3)$$

其中 MOS 管器件噪声系数 γ , 在长沟道 MOS 管子中为 2/3; 在短沟道 MOS 管子中为 2.5-3.0。

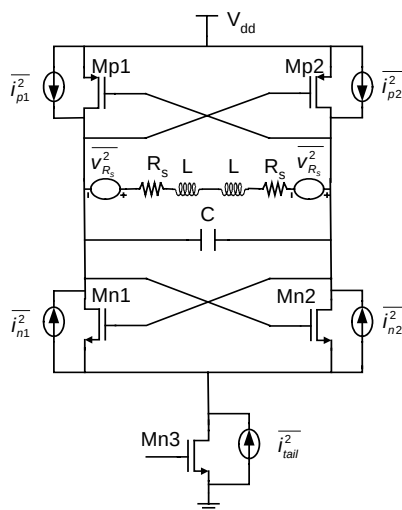


图 7.1 电感电容振荡器的电流噪声源等效电路图

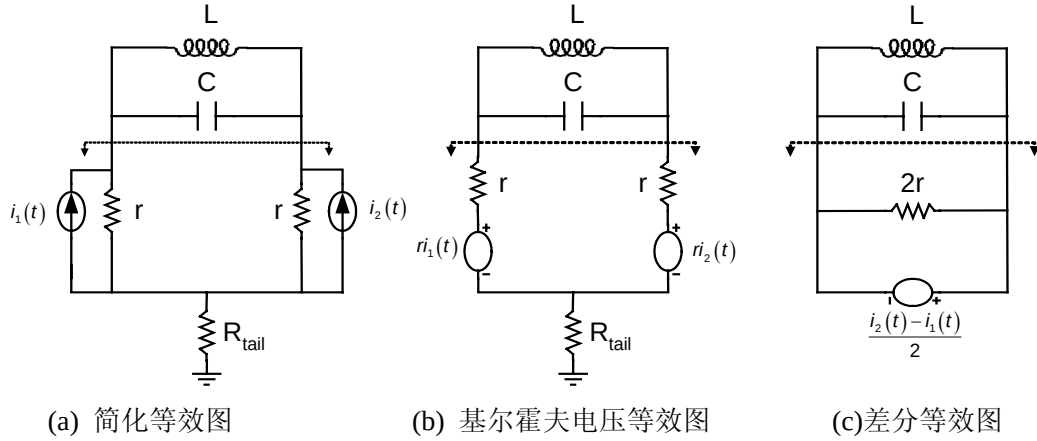


图 7.2 噪声源等效电路图

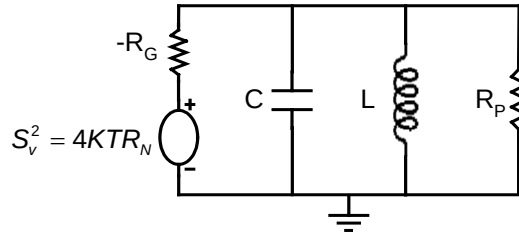


图 7.3 振荡器单端能量补偿等效模型

图 7.1 中的振荡器的另外一个噪声源是片上电感的串联电阻 R_s ，与差分对管的分析方法相同，其产生的电流源噪声功率谱为

$$\frac{\overline{i_{R_s}^2}}{\Delta f} = \frac{2KT}{R_p} \quad (7.4)$$

其中单端电感等效并联电阻 $R_p \approx Q^2 R_s = (L\omega_0)^2 / R_s$ 。

7.1.2 相位噪声的线性模型

图 7.3 是电感电容压控振荡器的单端能量补偿模型，其中 S_v 为电压噪声源， R_N 为电压噪声源等效电阻， $-R_G$ 为负阻， R_p 为谐振回路的并联阻抗[2]。根据第五章相位噪声分析中的线性时不变相位噪声模型，可以得到单边带相位噪声电压功率谱为，

$$\frac{\overline{v_{n,SSB}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} \cdot \left| \frac{Y}{X} [j(\omega_0 + \Delta\omega)] \right|^2 = \frac{1}{2} \cdot 4KTR_N \cdot \frac{1}{4Q^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 = \frac{KTR_N}{2Q^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 \quad (7.5)$$

其中谐振回路品质因数 $Q = \frac{\omega_0 L}{R_p}$ ，负阻 $R_G = R_p$ ， $\Delta\omega$ 为频偏， ω_0 为中心频率。

在频偏 $\Delta\omega$ 处的单边带噪声谱密度与载波功率比为，

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{\overline{v_{n,SSB}^2}}{\Delta f} / R_p}{P_{sig}} \right) = 10 \cdot \log \left(F \frac{KT}{2P_{sig} Q^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 \right) \quad (7.6)$$

其中振荡器的器件额外噪声系数 $F = \frac{R_N}{R_p}$ 。该式子与 D. B. Leeson 提出的模型在相位噪声 $1/f^2$ 区域相吻合。

对于图 7.1 中的互补型差分结构电感电容压控振荡器，根据第二章中的式子(2.9)，可以知道并联电阻与负阻相抵消，得

$$R_p = \frac{1}{g_{m,n} + g_{m,p}} = \frac{1}{2g_m} \quad (7.7)$$

其中，NMOS 管与 PMOS 管的跨导相等 $g_m = g_{m,n} = g_{m,p}$ 。

根据式子(7.3)，(7.4)和(7.7)，振荡器的整个电流噪声源为，

$$\frac{\overline{i_{tank}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{i_{cc}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{rs}^2}}{\Delta f} = 2KT \left(\gamma_n \frac{1}{2R_p} + \gamma_p \frac{1}{2R_p} \right) + \frac{2KT}{R_p} = \frac{2KT}{R_p} \left(1 + \frac{\gamma_n + \gamma_p}{2} \right) \quad (7.8)$$

振荡器的电压噪声源为，

$$\frac{\overline{v_{tank}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{i_{tank}^2}}{\Delta f} \cdot R_p^2 = 2KTR_p \left(1 + \frac{\gamma_n + \gamma_p}{2} \right) \quad (7.9)$$

振荡器的噪声有效电阻为

$$R_N = R_p \left(1 + \frac{\gamma_n + \gamma_p}{2} \right) \quad (7.10)$$

故互补型电感电容压控振荡器的器件额外噪声系数，

$$F = \frac{R_N}{R_p} = \left(1 + \frac{\gamma_n + \gamma_p}{2} \right) = 1 + \gamma \quad (7.11)$$

其中 NMOS 管与 PMOS 管的噪声系数相同 $\gamma = \gamma_n = \gamma_p$ 。

根据相位噪声分析，我们知道线性时不变模型只能分析器件白噪声引入的频偏较远处 $1/f^2$ 区域的相位噪声。因此如果器件闪烁噪声可以忽略，或者振荡波形的半波对称性很好的话，式子(7.11)应该是振荡器 $1/f^2$ 区域的额外噪声系数的极限值 $F_{\min} = 1 + \gamma$ 。

在振荡器中，另外一个重要的相位噪声来源于器件的闪烁噪声。器件中闪烁噪声会通过振荡器的非线性上变频为振荡器的频偏较近的 $1/f^3$ 相位噪声。在实际电路中，闪烁噪声上变频过程主要有两种[11]。

- a) 在电流受限区域，振荡器的幅度受到尾电流的控制。因此尾电流的闪烁噪声会使得振荡波形产生低频的 AM 噪声，共模信号的 AM 噪声会引起大可调范围的可变电容的 FM 调制，产生振荡器频偏较近的 $1/f^3$ 相位噪声[3]。
- b) 差分对管的闪烁噪声本身不会引入振荡器频偏较近的 $1/f^3$ 相位噪声，但是它会与共模点上的二次谐波信号进行混频，使得低频和 2 倍频上的白噪声混频到基频上。

因此，可以看出电感电容振荡器的频偏较近的 $1/f^3$ 相位噪声主要来源于大可调范围的可变电容对尾电流的闪烁噪声的 FM 调制和差分对管与共模点二次谐波的混频作用。

相位噪声降低技术就是采用滤波技术将上述两种器件闪烁噪声消除或者抑制掉，使得相位噪声达到工艺允许的最小值。总的概括起来，抑制相位噪声的方法主要有：(1)、大电容滤波；(2)、去除尾电流；(3)、共模点电感电容二次谐波滤波；(4)、感性压控端；(5)、开关电容减小压控增益 K_V ；(6)、带源极电感负反馈的尾电流源；(7)、源极电容耦合。

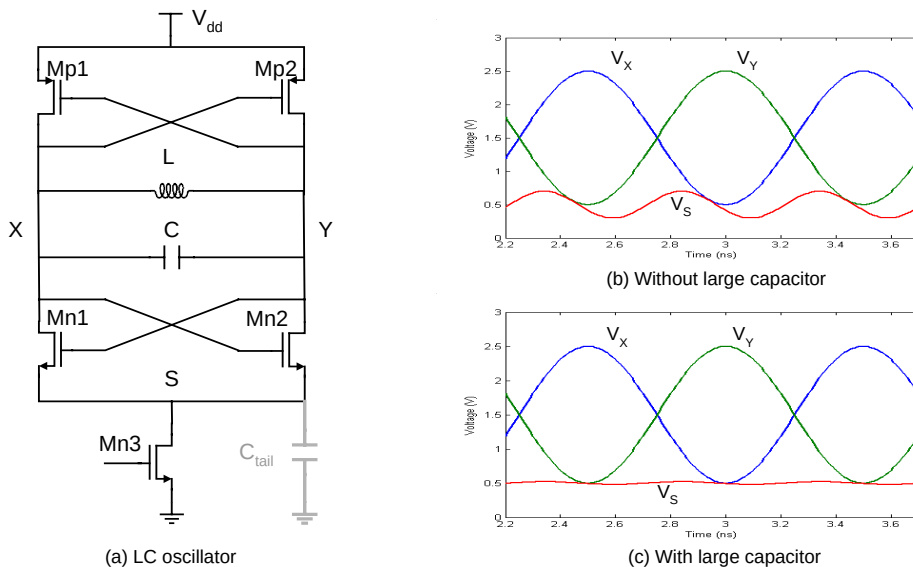


图 7.4 采用大电容滤波技术的振荡器

7.2 大电容滤波

图 7.4(a)中的振荡器起振后,尾电流 $Mn3$ 中的电流将在差分对管 $Mn1$ 和 $Mn2$ 之间交替切换。在谐振频率处,电感 L 的感抗将与电容 C 的容抗相抵消,因此方波电流中的基频成分将通过 RLC 谐振电路,而高次谐波将被 LC 谐振电路滤波掉。图 7.4(b)是通常情况下电感电容振荡器的 X , Y 和 S 点振荡波形。在大信号非线性情况下,差分对管的源极共模点不再是一个交流地。在两个半周期中, NMOS 管 $Mn1$ 和 $Mn2$ 是分别导通的,因此共模点 S 的波形是 2 倍的基频。

根据第五章相位噪声分析中的线性相位时变噪声模型的分析,因为共模点 S 的频率为 $2\omega_0$,可以知道尾电流的 ISF 函数的频率也是 $2\omega_0$ 。故而尾电流的 ISF 函数的奇次傅立叶系数 $c_1, c_3, c_5 \dots$ 都为零,奇次谐波附近的噪声将不会影响振荡器基频上的相位噪声。尾电流中的低频噪声和偶次谐波附近的噪声将通过混频过程进入振荡器基频的相位噪声中,如图 7.5(a)所示。图 7.4(a)中的 V_X 和 V_Y 信号相当于 $Mn1$ 和 $Mn2$ 管的本振信号, V_S 信号就是输入信号,同时 V_X 和 V_Y 信号也是“混频器”的输出信号,这样低频噪声和二次谐波上的噪声都会进入基频。另外一方面,“混频器”的非线性特性又会使得更高的偶次谐波上的噪声之间进行混频,从而进入到低频和二次谐波上[5]。

为了消除或者抑制偶次谐波上的噪声,可以在图 7.4(a)中的共模点 S 上并联一个大电容 C_{tail} (图 7.4(a)中的阴影电容),该电容的作用就相当于在共模点上加了一个低通滤波器[1],[4]。

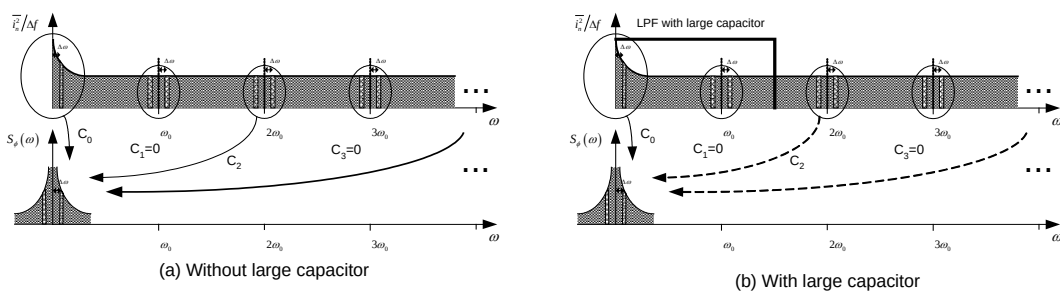


图 7.5 尾电流噪声混频示意图

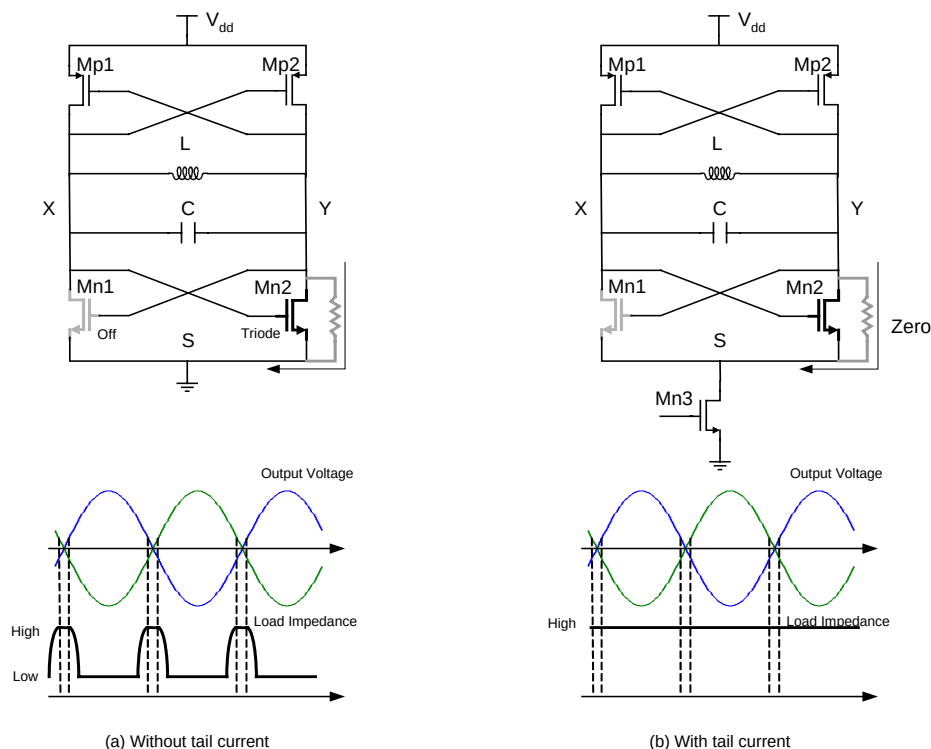


图 7.6 尾电流的高阻抗作用

选取电容的大小使得低通滤波器的截止频率低于二次谐波频率 $2\omega_0$ ，这样低通滤波器将会把二次谐波以上的偶次谐波滤除掉，从而抑制偶次谐波附近噪声对振荡器基频相位噪声的影响，如图 7.5(b)所示。

并联上一个大电容后的振荡波形如图 7.4(c)所示，共模点 S 上的高频成分被滤波掉了。这样可以降低尾电流源的沟道调制效应，使得振荡波形对称性得到提高，从而减小振荡器波形中的高次谐波失真。但是大电容 C_{tail} 也降低了共模点处的高频时候的主抗，所以电容 C_{tail} 的大小必须保证低通滤波器的截止频率大于基波频率 ω_0 ，同时小于二次谐波频率 $2\omega_0$ 。

7.3 去除尾电流

尾电流噪声所产生的相位噪声占振荡器相位噪声的大部分，因此可以将振荡器中尾电流去除掉[3]。去除尾电流源的振荡器电路如图 7.6(a)所示，该电路将工作在电压受限区域，MOS 管的有效电压 $V_{GS} - V_{TH}$ 非常大，因此工作电流非常大。我们知道在电压受限区域，振荡器的工作电流太大对于相位噪声性能提高没有好处。为了降低振荡器的功耗，可以将 MOS 管的尺寸 W/L 值适当减小，但这样会增大差分 MOS 对管的闪烁噪声，从而增加了振荡器相位噪声。

该结构的另外一个缺点是尾电流的去除降低了输出点的阻抗。图 7.6(a)和(b)是两种结构振荡器的输出阻抗的比较图。振荡器中的两个差分 MOS 对管的 V_{GD} 大小相同，符号相反。当振荡器输出差分信号为零时，两个 MOS 管都处在饱和区，差分对管产生小信号负阻 $-2/g_m$ 抵消电感电容谐振回路中的主抗，确保振荡器能够正常起振。当振荡器输出差分信号大于 V_{TH} ($V_X - V_Y > V_{TH}$) 时，Mn1 管进入截止区，Mn2 管进入线性区，Mn2 管的漏源电阻 r_{ds} 将随着差分信号的增大而减小。如果共模点 S 直接接地，如图 7.6(a)，流过 Mn2 管的交流电流信号将与差分振荡信号同相位，这样将会增加电感电容谐振回路的损耗。在另外半个周期内 ($V_X - V_Y < -V_{TH}$)，Mn1 管同样会增加电感电容谐振回路的损耗。差分 PMOS 对管与差分 NMOS

对管具有相同情况，因此在整个振荡器周期内，差分对管会降低谐振回路的品质因数。如图 7.6(b)所示，在共模点 S 处连接一个高阻抗的电流源，就能够阻止 MOS 管降低输出点的输出阻抗，防止谐振回路的品质因数的下降。因此振荡器中的尾电流起到两种作用：提供直流偏置和在差分对管的共模点上提供高阻抗。

总的来说，去除振荡器中的尾电流对于振荡器的相位噪声性能的提高不是很显著。虽然它消除了器件噪声的来源，但是它同时也增加了其它管子的噪声，恶化了谐振回路的谐振品质因数。

7.4 二次谐波谐振滤波

为了降低振荡器的相位噪声，我们一方面要消除器件噪声的来源，另外一方面也不能够恶化谐振回路的谐振品质因数。通常情况下，在一个差分平衡电路中，电流的奇次谐波总是沿着差分通路，而电流的偶次谐波沿着共模通路。在电感电容压控振荡器中，电流的二次谐波分量会通过可变电容和差分 MOS 对管到地，因此尾电流源提供了一个高阻抗来阻止振荡波形中的电流的二次谐波通过差分 MOS 对管到地。这样就要求有一种窄带电路插在共模点 S 与尾电流源之间，一方面阻止尾电流的噪声进入振荡器，另外一方面在共模点 S 上提供高阻抗，阻止谐振回路中的电流的二次谐波分量进入地。

图 7.7(a)是采用二次谐波谐振滤波降噪技术的互补型全差分振荡器电路图。尾电流的滤波大电容 C_{tail} 滤掉 Mn3 管的高频噪声；电感 L_1 和电容 C_1 组成谐振电路谐振在 $2\omega_0$ ，提高 NMOS 管共模点 S1 上的阻抗，抑制 Mn1 和 Mn2 管对电感电容谐振回路的品质因数的降低；电感 L_2 和电容 C_2 组成谐振电路也谐振在 $2\omega_0$ ，提高 PMOS 管共模点 S2 上的阻抗，抑制 Mp1 和 Mp2 管对电感电容谐振回路的品质因数的降低。

图 7.7(b)是谐振点 X 和 Y 以及共模点 S1 和 S2 的波形图。因为 S1 和 S2 点的波形是谐振在 $2\omega_0$ 频率，且它们与 X 和 Y 点波形是相位对齐的，所以 X 和 Y 点的波形不会受到共模点 S1 和 S2 波形的电压钳位作用[6,7]。振荡器波形的最大电压可以超过 S2 点的直流值(V_{dd})，最小电压也可以低到 Mn3 管漏极电压以下，接近电源地 GND。在实际电路设计中，振荡器

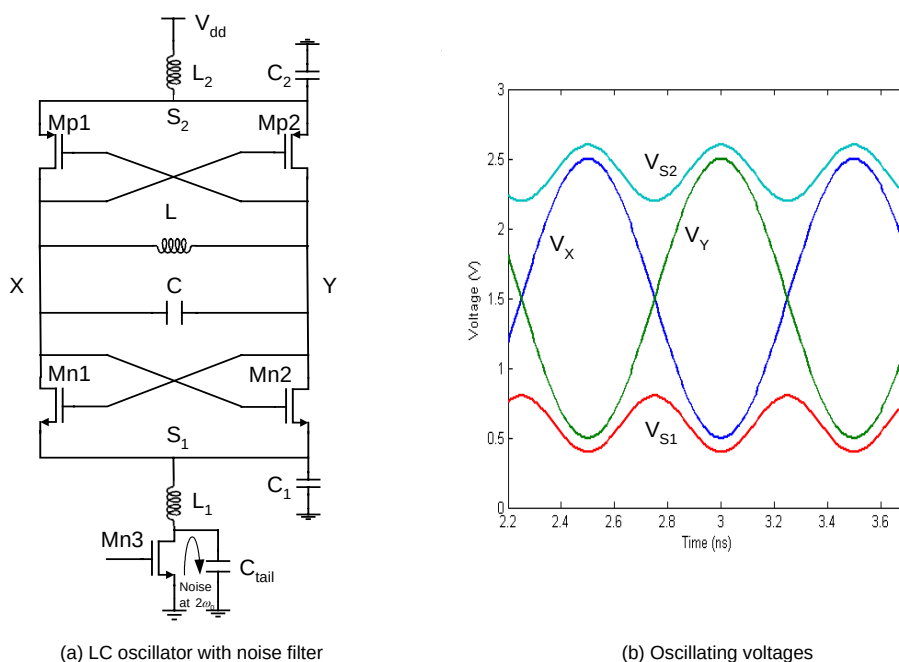
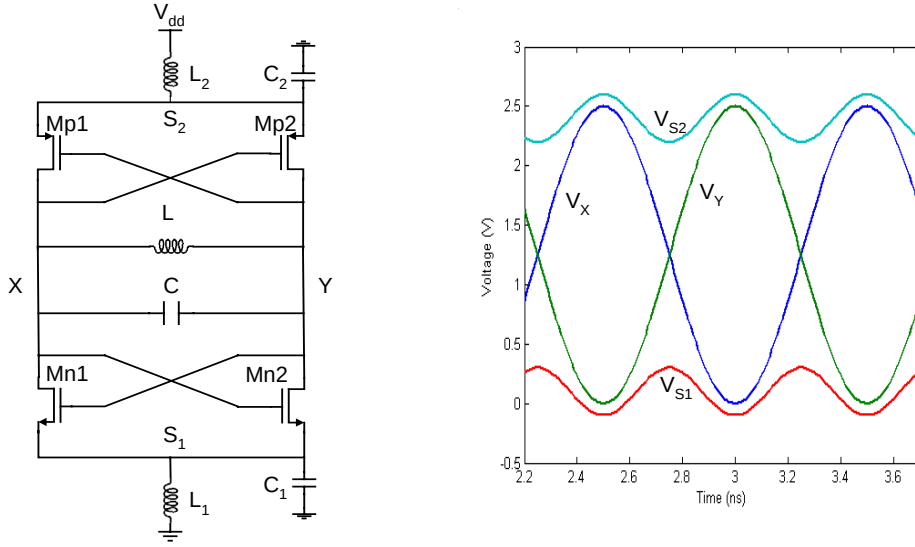


图 7.7 二次谐波谐振滤波降噪技术



(a) LC Oscillator with noise filters ,without tail current

(b) Oscillating voltages

图 7.8 采用二次谐波谐振滤波降噪技术的无尾电流振荡器

差分电压峰峰值可以达到接近 $2V_{dd}$ ，因此图 7.7(a)中的振荡器比图 7.4(a)中振荡器能够得到更大的谐振幅度。实际上，即使在偏置电流很大的时候，图 7.7(a)的振荡器也能够工作在电流受限区域，这样对于提高振荡器的相位噪声性能是非常有利的。

采用二次谐波谐振滤波降噪技术，不仅抑制了尾电流的噪声上变频到振荡器的相位噪声，同时也消除了差分 MOS 对管对相位噪声的影响。一般情况下，二次谐波谐振滤波降噪技术能够在相位噪声的 $1/f^3$ 和 $1/f^2$ 区域降低相位噪声 10dB 左右。

极端情况下，当尾电流 MOS 管 Mn3 的 V_{GS} 很大的时候，Mn3 管完全处在线性区，相当于到地短路。图 7.8(a)是采用二次谐波谐振滤波降噪技术的无尾电流源的振荡器电路，它与图 7.6(a)中的振荡器的区别在于差分 NMOS 和 PMOS 对管的共模点 S_1 和 S_2 上有噪声滤波电路。与图 7.6(a)中的振荡器相比，由于噪声滤波谐振电路的存在，该电路消除了差分 MOS 对管处在线性区时对谐振回路的谐振品质因数的恶化，并且谐振电压的峰峰可以完全达到 $0-V_{dd}$ ，如图 7.8(b)所示，因此图 7.8(a)中的振荡器的相位噪声性能有很大的提高。但是该结构振荡器的功耗比较大，需要将 MOS 管的尺寸 W/L 值适当减小来降低功耗。

7.5 感性压控端

根据第四章可变电容特性的分析中对压控振荡器振荡波形的研究，知道压控电感电容压控振荡器的振荡电压中存在很大的二次谐波分量。二次谐波谐振滤波技术消除了 MOS 对管处在线性区时对谐振回路的谐振品质因数的恶化，然而压控可变电容的非线性阶跃特性会导致振荡电压中存在二次谐波。电流的二次谐波会通过压控可变电容进入交流地(直流压控电压 V_{ctrl})，这样会恶化谐振回路的谐振品质因数。

采用 MOS 管可变电容的谐振回路如图 7.9(a)所示，MOS 可变电容 C_1 和 C_2 的电容特性是近似阶跃函数。给定压控电压 V_{ctrl} 条件下，振荡器节点 V_1 和 V_2 的振荡电压如图 7.9(b)所示，它们满足电荷平衡方程，

$$\int_{V_{cross}}^{V_{1,max}} C_1(V_1 - V_{ctrl})dV_1 = -\int_{V_{cross}}^{V_{2,min}} C_2(V_2 - V_{ctrl})dV_2 \quad (7.1)$$

其中 V_{cross} 是 V_1 和 V_2 交叉电压， $V_{1,max}$ 和 $V_{2,min}$ 分别是 V_1 电压的最大值和 V_2 电压的最小值。

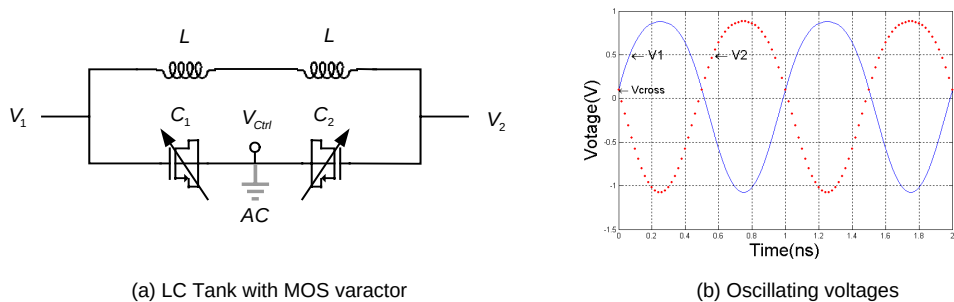


图 7.9 可变电容造成的振荡器的谐波失真

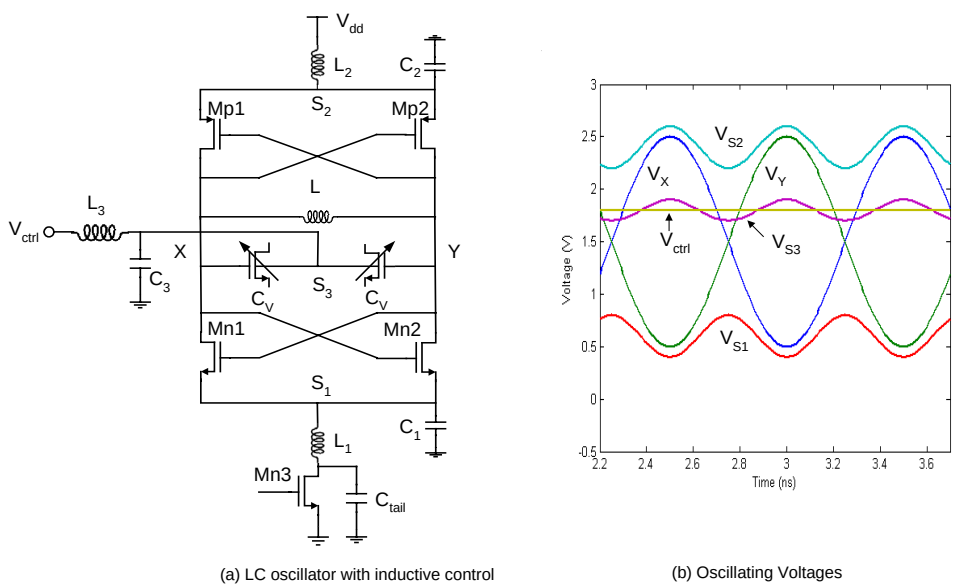


图 7.10 感性压控端压控振荡器

在电压 V_1 达到电压最大值 $V_{1,max}$ 时, C_1 上的电容为最大电容; 此时电压 V_2 达到电压最小值 $V_{2,min}$, C_2 上的电容为最小电容。因为电容 C_1 和 C_2 的即时电容不相等, 振荡波形的上部分与下半部分是不对称的, 这样就存在二次谐波。电流的二次谐波就会通过压控可变电容进入交流地(压控电压 V_{ctrl}), 这样会恶化谐振回路的谐振品质因数。为了消除压控端对谐振回路的谐振品质因数的降低, 可以在压控端上插入一个电感, 并且并联上一个电容。设计使得插入的电感电容并联回路在二次谐波频率上产生谐振, 就能够既保证直流压控信号能够顺利控制可变电容, 又能够阻止电流的二次谐波的形成。该技术称为感性压控端降噪技术。

采用感性压控端降噪技术的压控振荡器电路如图 7.10(a)所示, 电感 L_3 与 C_3 组成并联谐振回路, 谐振在二次谐波频率 $2\omega_0$ 点上, S_3 与 X 和 Y 点波形是相位对齐的。此时可变电容的共模点 S_3 处是一个高主抗, S_3 点电压相对于 X 和 Y 点电压是可以浮动的。即使两个 MOS 管可变电容的在任何时刻的即时电容值大小不相同, 也能够保证 V_X 和 V_Y 波形是严格差分对称的, 这样可以抑制振荡波形中的电压偶次谐波分量。根据第五章相位噪声的分析中非线性时不变和线性相位时变相位噪声分析, 知道振荡器的谐波分量之间会存在非线性混频作用, 因此压控振荡器偶次谐波分量的抑制能够降低偶次谐波附近噪声混频进入基频的相位噪声。另外与图 7.7(a)中的振荡器电路相比, 图 7.10(a)中的振荡器也抑制了可变电容的非线性对谐振回路的谐振品质因数的降低。

节点 S_3 上插入窄带谐振电路只阻止了谐振回路中电流二次谐波分量的通过, 而对于低

频的压控信号没有影响，故而该压控振荡器的频率—电压压控曲线没有任何变化。

总的说来，感性压控端降噪技术抑制了谐振电压中的偶次谐波分量，特别是对二次谐波的抑制，使得振荡电压非常接近正弦波形。同时，该技术也防止了可变电容对谐振回路的谐振品质因数的降低。

7.6 开关电容阵列减小压控增益 K_V

可变电容的非线性阶跃特性以及电路的非线性是造成一些器件噪声混频进入相位噪声的主要原因之一。低频噪声会直接调制可变电容变成相位噪声。图 7.11(a)中的电压噪声 $V_{X,n}$ 和 $V_{Y,n}$ 分别是振荡器两条支路上的电压噪声。低频情况下，电感 L 相当于短路，低频电压噪声可以认为是共模噪声。共模噪声定义为，

$$V_{ncm} = \sqrt{(V_{X,n} + V_{Y,n})^2} \quad (7.2)$$

低频共模噪声通过电压 $V_X - V_{ctrl}$ 和 $V_Y - V_{ctrl}$ 调制可变电容 $C_{v,1}$ 和 $C_{v,2}$ ，然后通过 FM 调制效应变成相位噪声。可变电容的即时电容可以表示为，

$$C = C_0 + k_{var}(V_C + V_{ncm}) \quad (7.3)$$

其中电容电压 $V_C = V_X - V_{ctrl}$ ， C_0 为零偏时电容， k_{var} 为电容敏感系数。式子(7.3)表明：可变电容受到共模噪声的调制；电容敏感系数 k_{var} 越大，低频噪声产生的相位噪声也越大。因为在振荡器的调谐范围的中心频率点处 k_{var} 最大，所以大多数振荡器在中点时的相位噪声最差。而在调谐范围的两个边缘处相位噪声最好，因为两个边缘的 k_{var} 基本上为零。

式子(7.3) 中电容敏感系数 k_{var} 与压控振荡器的压控增益 K_V 成正比。为了减小压控增益 K_V 来减小相位噪声，目前许多压控振荡器设计[8]广泛采用开关电容阵列结构。压控增益 K_V 的减小能够降低压控电压的 FM 调制效应造成的相位噪声以及尾电流的 AM-FM 调制效应产生的相位噪声。

图 7.11(a)为采用开关阵列的压控振荡器， C 为高 Q 的 MIM 电容，通过二进制权重开关形式实现图 7.11(b)的多个调谐曲线 K_{V2} 。在每个压控曲线范围内，通过可变电容 C_V 来进行小范围的频率调节。曲线 K_{V1} 是采用大范围可变电容的压控曲线，可以看出 K_{V2} 远远小于 K_{V1} ，因此通过可变电容 FM 调制效应形成的相位噪声可以得到一定程度的抑制。同时开关电容阵列结构可以实现宽频带压控振荡器，具体分析参考第二章电感电容振荡器中的宽频压

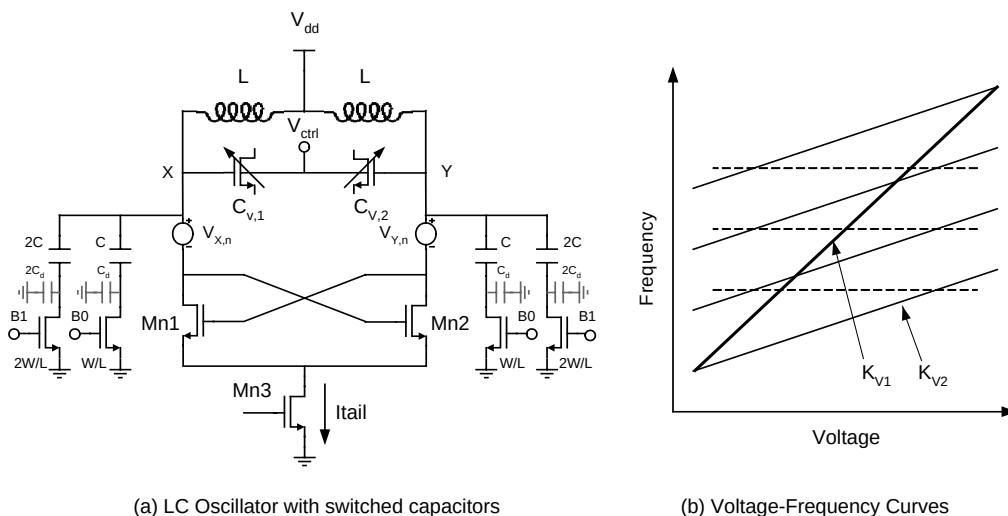


图 7.11 开关电容阵列压控振荡器

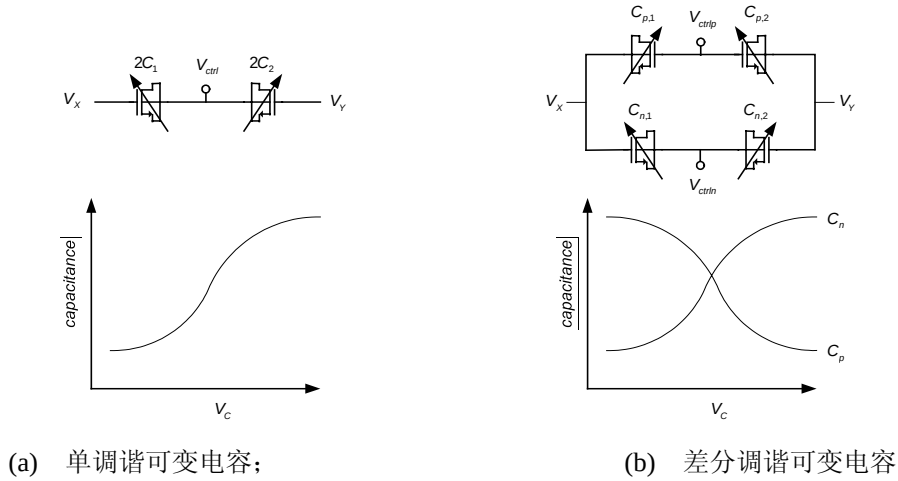


图 7.12 单调谐和差分调谐可变电容

控振荡器结构。

与全差分运算放大器的共模抑制原理相似，我们可以采用差分调谐可变电容结构来抑制共模电压噪声对相位噪声的影响[9]。图 7.12(a)是单调谐可变电容结构及其压控电容曲线图，图 7.12(b)是差分调谐可变电容结构及其压控电容曲线。图 7.12(b)中的可变电容正极连接到 X 和 Y 点的电容称为 N 型，正极连接到压控端 V_{ctrl} 的可变电容成为 P 型。根据式子(7.3)，单调谐可变电容的即时电容为，

$$C = 2C_0 + 2k_{var}(V_C + V_{ncm}) \quad (7.4)$$

差分调谐可变电容结构中的 N 型和 P 型可变电容的即时电容分别为，

$$C_n = C_0 + k_{var,n}(V_{C,n} + V_{ncm}) \quad (7.5)$$

$$C_p = C_0 - k_{var,p}(V_{C,p} + V_{ncm}) \quad (7.6)$$

整个可变电容的即时电容 $C = C_n + C_p$ 。如果 N 型和 P 型可变电容的电容敏感系数 k_{var} 是对称

的， $k_{var} = k_{var,n} = -k_{var,p}$ ，则，

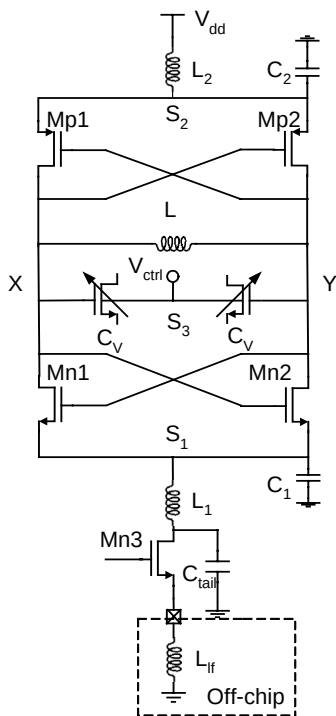
$$C = 2C_0 + 2k_{var}V_C \quad (7.7)$$

式子(7.7)表明差分调谐可变电容结构能够起到抑制共模电压噪声的作用。因此差分调谐可变电容结构能够有效抑制振荡器电路中的尾电流中低频闪烁噪声产生的共模 AM-FM 调制效应，从而降低振荡器相位噪声。

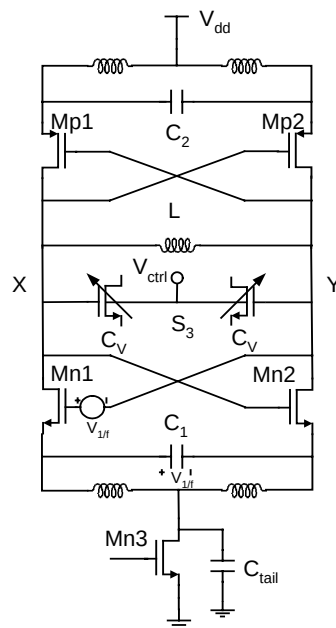
7.7 带源极电感负反馈的尾电流源

前面论述的多种降噪技术主要解决了尾电流中的高频噪声(主要是二次谐波附近噪声)的影响。尾电流中的低频噪声并没有得到很好得抑制，并联大电容滤波和二次谐波谐振滤波技术只是抑制了尾电流中的二次谐波上的噪声。我们已经很清楚了，尾电流的 AM-FM 调制效应产生的相位噪声的本质是尾电流的低频噪声通过上变频进入基频相位噪声。虽然开关电容结构能够减小可变电容的大小，减小压控增益 K_V ，但是它同时也增加了电路设计的复杂度。

另外，增加尾电流 MOS 管的尺寸大小能够降低低频的闪烁噪声。但是如果保持 W/L 比值不变，增加 L，尾电流 MOS 管的面积将增加很大；如果保持 L 值不变，增加 W，尾电流



LC oscillator with off-chip degeneration inductor



LC oscillator with capacitor-coupled source

图 7.13 带源极电感负反馈的尾电流源降噪技术 图 7.14 源极电容交叉耦合降噪技术

MOS 管的有效电压 V_{eff} 将增大，最小漏源电压 $V_{ds,min}$ 将增大，振荡器的谐振幅度将减小。

在低噪声放大器设计中有一种降低 MOS 管噪声的电路结构：源极电感负反馈结构。同样的原理，如图 7.13 是采用带源极电感负反馈的尾电流源降噪技术的压控振荡器[10]。在尾电流 MOS 管 Mn3 的源极与地之间插入一个片外大电感 L_{if} (10-100 μ H)，Mn3 管的电流噪声的功率谱密度将减小 $|1 + jg_m\omega L_{if}|^2$ 倍，其中 g_m 为 Mn3 的跨导。该技术抑制噪声的拐角频率的大小与电感 L_{if} 的大小以及其寄生并联电容有关，通常情况下起始频率在 10-100KHz 范围。因为 L_{if} 的电感值和品质因数的变化对于降噪性能影响不大，所以片外大电感 L_{if} 可以采用铜丝线圈大电感。

7.8 源极电容耦合

图 7.14 是采用源极电容耦合降噪技术的振荡器电路图[11]。在两个差分 NMOS 对管的源极上接入耦合电容 C_1 ，源极和尾电流之间分别插入电感来抑制 Mn1 和 Mn2 管对电感电容谐振回路的品质因数的恶化。Mn1 和 Mn2 管上的低频闪烁噪声可以看作是造成差分 MOS 管不平衡的波动失调电压 $V_{1/f}$ 。通过 NMOS 对管的电流的交替导通，在耦合电容 C_1 上也会产生电压噪声 $V_{1/f}$ 。这样，NMOS 对管中的低频闪烁噪声会得到一定程度的抑制。振荡器的振荡频率由电感 L 和可变电容 C_v 确定，而 NMOS 对管 Mn1 和 Mn2 的交替导通会在源极产生二次谐波。耦合电容的周期松弛振荡会产生很大幅度的基频信号，该基频信号与振荡器振荡信号同相位。如果耦合电容 C_1 太小，振荡器可能不会起振；而耦合电容 C_1 太大，振荡器振荡信号中的二次谐波分量太大。最佳电容值是使得耦合电容上得一次谐波分量与二次谐波分量幅度相当，这样耦合电容上的电压能够抵消掉差分 MOS 管不平衡的波动失调电压 $V_{1/f}$ 。差分 PMOS 对管与差分 NMOS 对管一样，也能够采用耦合电容 C_2 来降低低频闪烁噪声。

源极电容耦合降噪技术能够有效的抑制差分 MOS 对管的低频闪烁噪声。

7.9 小结

从线性时不变模型出发，本章首先分析了压控振荡器相位噪声的极限值。

电感电容振荡器的临近 $1/f^3$ 相位噪声主要来源于可变电容对尾电流中低频闪烁噪声的 FM 调制和差分对管与共模点二次谐波的混频作用。大电容滤波技术抑制了尾电流中的高频白噪声，但也降低了高频时的输出阻抗。二次谐波谐振滤波技术的采用，有效的去除了尾电流和差分对管的二次谐波上的噪声，同时也防止了高频时的输出阻抗的降低。感性压控端降噪技术消除了可变电容非线性对振荡器品质因数的影响，很大程度抑制了振荡波形中的偶次谐波分量。

在抑制尾电流和差分对管中的低频闪烁噪声方面，减小可变电容的大小，采用开关电容阵列结构以及差分调谐可变电容结构都能够起到很好的作用。带源极电感负反馈的尾电流源结构有效的降低了尾电流管中的低频闪烁噪声。通过源极电容耦合技术，也有效的去除了差分对管产生的闪烁噪声。

本章论述的所有降低噪声技术，其最终目的是要使得电感电容压控振荡器的相位噪声能够达到工艺允许的最小值。

参考文献

- [1] A. Hajimiri, and T. H. Lee, "Design issues in CMOS differential LC oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp.717-724, July. 1999.
- [2] F. Herzel, M. Pierschel, P. Weger, and M. Tiebout, "Phase noise in a differential CMOS voltage-controlled oscillator for RF applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 47, pp.11-15, Jan. 2000.
- [3] S. Levantino, C. Samori, A. Bonfanti, S. L. J. Gierkink, A. L. Lacaita and V. Boccuzzi, "Frequency dependence on bias current in 5GHz CMOS VCOs: Impact on tuning range and flicker noise upconversion," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp.1003-1011, Aug. 2002.
- [4] B. D. Muer, M. Borremans, M. Steyaert, and G. L. Puma, "A 2GHz low-phase-noise integrated LC-VCO set with flicker-noise upconversion minimization," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp.1034-1038, July. 2000.
- [5] J. J. Rael and A. A. Abidi, "Physical processes of phase noise in differential LC oscillators," in *Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf.*, Orlando, FL, 2000, pp.569-572.
- [6] E. Hegazi, H. Sjolund and A. A. Abidi, "A filtering technique to lower LC oscillator phase noise," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp.1921-1930, Dec. 2001.
- [7] S. L. J. Gierkink, S. Levantino, R. C. Frye, C. Samori and V. Boccuzzi, "A low-phase-noise 5-GHz CMOS quadrature VCO using superharmonic coupling," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp.1148-1154, July 2003.
- [8] A. Kral, F. Behbahani, and A. A. Abidi, "RF-CMOS oscillators with switched tuning," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp.555-558, 1998.
- [9] N. H. W. Fong, J. Plouchart, N. Zamdmer, D. Liu and L. F. Wagner, C. Plett, and N. G. Tarr "A 1-V 3.8-5.7-GHz wide-band VCO with differentially tuned accumulation MOS varactors for common-mode noise rejection in CMOS SOI technology," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, pp.1952-1959, Aug. 2003.
- [10] P. Andreani and H. Sjolund, "Tail current noise suppression in RF CMOS VCOs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp.342-348, Mar. 2002.
- [11] A. Ismail and A. A. Abidi, "CMOS differential LC oscillator with suppressed up-converted flicker noise," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Papers*, San Francisco, CA, 2003, pp. 98-99.

第八章 设计实例

根据数字电视调谐器中频率综合器的性能指标要求, 本章详细论述了在 CSM 0.35 μm CMOS 射频/混合信号工艺上的两个电感电容压控振荡器的实现。一个为 1.08GHz 窄频带电感电容压控振荡器, 另外一个为 1.1–2.0GHz 宽频带电感电容压控振荡器。

8.1 应用于电视调谐器系统的频率综合器

在数字电视调谐器系统[1,2,3]中需要完成两次变频过程, 首先是将 48MHz–860MHz 信号搬移到 1120MHz 中频, 通过片外中频声表面带通滤波器滤波后, 再将 1120MHz 中频下变频到 36–44MHz 的低中频, 因此电视调谐器系统需要两个本机振荡器。如图 8.1 是 Motorola 公司的 Silicon Tuner MC44C800 芯片系统框图[2], 其中最重要的两个模块就是两个频率综合器。采用整数分频结构的频率综合器系统框图如图 8.2 所示。由第二章中电感电容压控振荡器的分析知道, 振荡器可以采用环形振荡器和电感电容谐振振荡器两种典型结构实现。由于

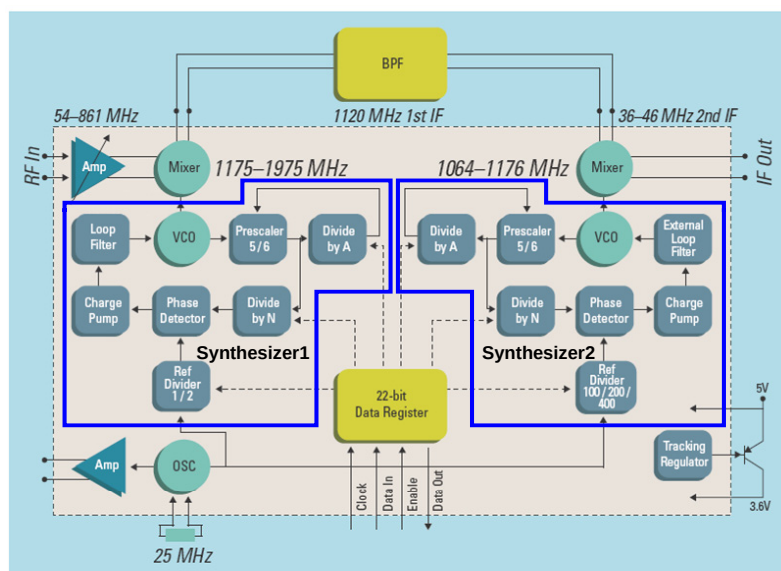


图 8.1 Silicon Tuner MC44C800 系统框图

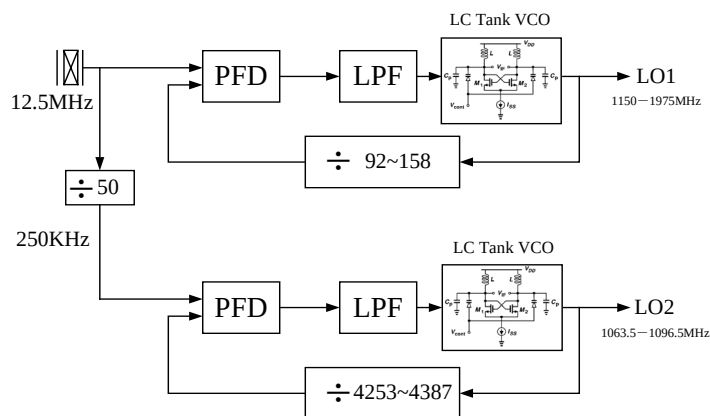


图 8.2 两个频率综合器系统框图

电视调谐器系统对相位噪声性能要求很高，这里我们采用片上电感电容谐振振荡器电路结构。

表格 8.1 两个频率综合器性能指标

PARAMETER	SPECIFICATION			UNIT
	MIN	TYP	MAX	
Input frequency range	48		860	MHz
LO1				
LO Frequency	1168		1980	MHz
LO Step size		12.5		MHz
Phase noise (10 kHz)		-86		dBc/Hz
Phase noise (100 kHz)		-107		dBc/Hz
Spurious		-70		dBc
IF1	1113.75	1120	1126.25	MHz
LO2				
LO Frequency	1063.75		1096.25	MHz
LO Step size		250		KHz
Phase noise (10 kHz)		-92		dBc/Hz
Phase noise (100 kHz)		-112		dBc/Hz
Spurious		-60		dBc
IF2	30		50	MHz

DVB-C 和 DVB-T 标准的电视信号的带宽范围为 48MHz-860MHz，上变频的第一个中频选定为 1120MHz，这样采用下边带的混频器要求第一个本机振荡器频率范围为 1168-1980MHz，调频步长为 12.5MHz。根据电视调谐器系统性能分析[3, 4]，上变频振荡器的相位噪声要求-86dBc@10KHz，和-107dBc@100KHz。

由于要求与现有的低中频电视信号解码芯片系统的兼容，第二个低中频选定为 30-50MHz，这样可以与世界上各个国家的标准相兼容。故而第二个本机振荡器频率范围为 1063.75-1096.25MHz，调频步长为 250KHz，其相位噪声要求为 -92dBc@10KHz 和 -112dBc@100KHz。

电视调谐器系统中的两个频率综合器的详细参数指标如表格 8.1 所示。

目前大多数频率综合都采用锁相环技术实现，锁相环中的环路滤波器对振荡器的临近相位噪声有很大程度的抑制作用，所以我们设计的振荡器电路的相位噪声只要求有 -80dBc@10kHz, -100dBc@100kHz 性能指标就基本能够满足整个电视调谐器系统性能。

8.2 1.08GHz 窄频带压控振荡器

在电视调谐系统中的两个振荡器设计中，第一个振荡器是一个宽频带振荡器，第二个振荡器是一个窄频带振荡器。这里为了验证工艺库中的片上电感和可变电容的准确性，首先设计了电视调谐器中的第二个 1.08GHz 窄频带电感电容压控振荡器。

振荡器电路的互补型负跨导结构比单 MOS 管类型负跨导结构在振荡电压幅度和相位噪声特性方面都有很明显的优势，这里我们选择互补型负跨导结构。图 8.3 为 1.08GHz 窄频带电感电容压控振荡器电路图，其中电感 L_1 和 L_2 采用 CSM 工艺库中提供的非对称电感，可变电容 C_{v1} 和 C_{v2} 采用工艺库中提供的累积型 MOS 管可变电容，电容 C_1 和 C_2 采用高 Q 值的 MIM 电容。下面将从片上电感和可变电容的选取，振荡器频率确定，固定电容大小和 MOS 管尺寸参数确定，版图规划以及测试等方面来论述振荡器设计方法。

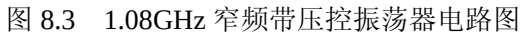


图 8.4 CSM 工艺提供的片上电感

根据第六章中电感电容压控振荡器设计优化的分析,知道电感电容振荡器设计的关键是电感的选取。片上电感感值的大小确定了振荡器起振条件、功耗以及振荡器的 $1/f^2$ 区域噪声性能的好坏。通常情况下 CMOS 工艺库中提供的电感的范围是有限的,片上电感感值为 0.5-15nH。图 8.4 是 CSM 工艺提供的七种片上电感的电感值和其 Q 值[5],具体参数见表格 8.2,电感形状为 72 边形,内直径为 100 μm ,宽度为 12 μm ,间距为 1.4 μm ,圈数为 1-7 圈。

表格 8.2 CSM 工艺提供的七个片上电感参数

电感电容压控振荡器

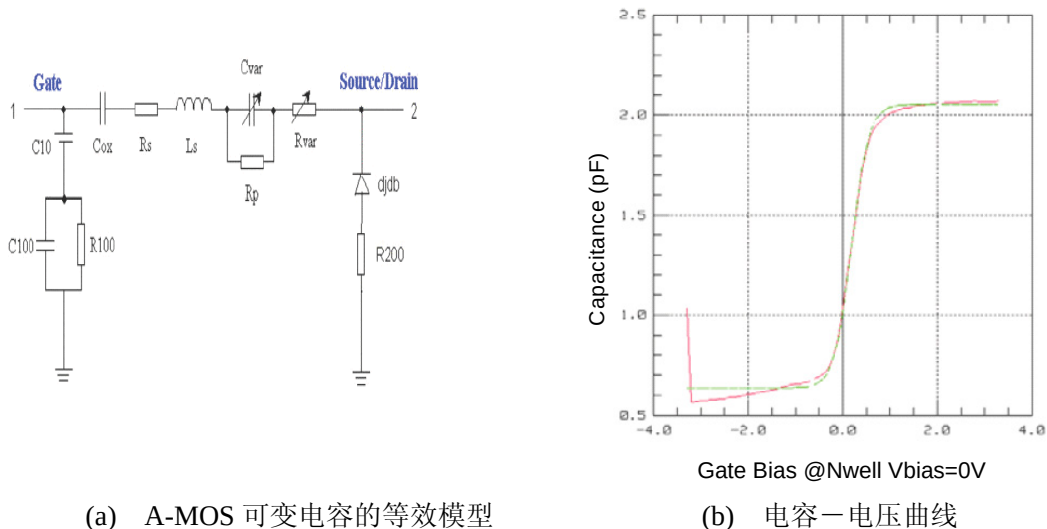


图 8.5 CSM 工艺提供的 2pF A-MOS 管可变电容

在振荡器工作频率 1.08GHz 处，电感 N5 和 N6 的 Q 值最大，考虑到电感 N5 的面积和自激励频率都比电感 N6 小，因此选择电感 N5 作为振荡器的片上电感单元。

8.2.2 可变电容的选取

CSM 工艺库中提供两种类型可变电容单元：PN 结可变电容和 A-MOS 可变电容[6]。因为振荡器振荡电压幅度很大的时候，PN 结可变电容会出现正偏，这样会降低振荡器品质因数，因此我们选择 A-MOS 可变电容作为振荡器的调谐电容 C_{v1} 和 C_{v2} 。

CSM 工艺只提供两种 A-MOS 可变电容值，1pF 和 2pF。为了提高压控振荡器的频率调谐范围，这里选择 2pF 的可变电容。图 8.5 为 CSM 工艺提供的 2pF A-MOS 管可变电容的等效模型和电容—电压曲线图，MOS 管可变电容的最大电容值 $C_{v,max}$ 为 2.05pF，最小电容值 $C_{v,min}$ 为 0.63pF。

8.2.3 振荡频率，固定电容大小及 MOS 管尺寸参数确定

为了确保压控振荡器的频率可调范围能够补偿工艺偏差和温度的漂移，并且能够满足 1063.75MHz—1096.25 的可用频率范围，我们预先设定振荡器的频率调谐范围为 1080±80MHz。振荡器最大频率 f_{max} 为 1160MHz，最小频率值为 1000MHz。根据振荡器频率计算公式，

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{fix} + C_{v,min})}} \quad f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{fix} + C_{v,max})}} \quad (8.1)$$

$f_{max}=1160\text{MHz}$ ， $L_{N5}=5.753\text{nH}$ ， $C_{v,min}=0.63\text{pF}$ ，得 $C_{fix}=2.642\text{pF}$ 。 $f_{max}=1000\text{MHz}$ ， $L_{N5}=5.753\text{nH}$ ， $C_{v,min}=2.05\text{pF}$ ，得 $C_{fix}=2.353\text{pF}$ 。考虑到图 8.3 中的电感 L1 和 L2 中存在 0.2pF 的寄生电容，差分对管 NM1-NM2 和 PM1-PM2 的寄生电容 $C_{gs,n}+C_{gs,p}+C_{db,n}+C_{db,p}+4C_{gd,n}+4C_{gd,p}$ 大约 0.5pF，输出缓冲器 NM5-NM6 管的寄生电容 $C_{gs,n}+2C_{gd,n}$ 大约 0.1pF，因此选取固定电容 C_{fix} 为 1.6pF 左右。它由 44 个 $10\mu\text{m}\times 10\mu\text{m}$ 的金属 3 与金属 CTM4 间的 MIM 平板电容构成，如图 8.6 所示。MIM 电容的电容系数为 $0.37\text{fF}/\mu\text{m}^2$ ，则总的固定电容值为 1.628pF。

振荡器中的差分 NMOS 对管和 PMOS 对管采用 CSM 工艺中提供的 RF MOS 管，为了降低振荡器的功耗，并且减小 MOS 管的寄生电容，我们选取最小的 NMOS 管尺寸 $6\times 10\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ 。为了保持振荡波形的对称性，PMOS 管选择为 NMOS 管的 3 倍。

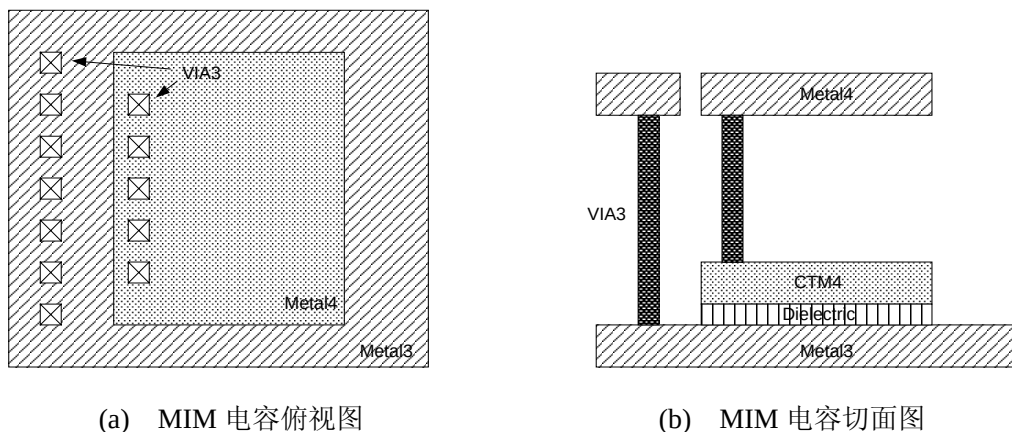
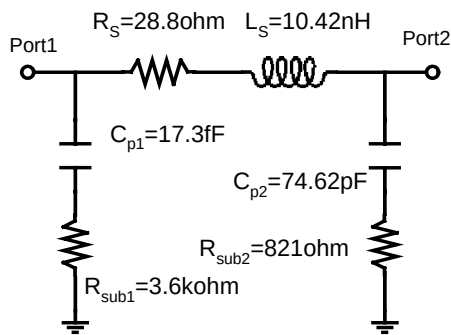
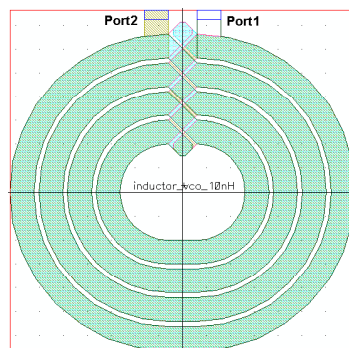


图 8.6 MIM 电容

(a) 电感等效 π 模型

(b) 电感版图

图 8.7 串联叠层电感 L3 和 L4

根据第七章中闪烁噪声上变频的分析, 知道尾电流 MOS 管的闪烁噪声对振荡器的相位噪声贡献最大。为了减小尾电流 MOS 管的噪声, NM3 和 NM4 管的栅长 L 选择为 $2\mu\text{m}$, 其宽度 W 为 $5 \times 200\mu\text{m}$, 直流偏置电流为 3mA 。

8.2.4 噪声滤波技术

图 8.3 振荡器电路中的电感 L_4 和电容 C_4 , 电感 L_5 和电容 C_5 是低通噪声滤波电路, 它们用来抑制差分对管的共模点上的波动。与第七章中的二次谐波谐振滤波技术略微有点不同, 这里电容 C_4 和 C_5 主要是起低频滤波的作用。电感 L_4 和 L_5 是用来提高高频时差分对管的共模点上的阻抗, 从而防止差分 MOS 对管处在线性区时, 对谐振回路的谐振品质因数的恶化。电容 C_4 和 C_5 都采用 PIP 电容, 电容值大小为 20pF 。电感 L_4 和电感 L_5 的品质因数性能要求不是很高, 这里为了降低电感的面积, 采用 M4-M3-M2-M1 四层金属串联叠层电感。该电感的等效 π 模型(如图 8.7(a)所示)在 ASITIC[7]软件中提取得到, 版图如图 8.7(b)所示, 金属线宽度为 $5\mu\text{m}$, 间距 $1\mu\text{m}$, 4 圈, 内直径 $20\mu\text{m}$, 电感大小为 $70\mu\text{m} \times 70\mu\text{m}$ 。

为了降低可变电容非线性特性造成的谐振电路品质因数的降低, 根据第七章中的感性压控端降噪技术, 在可变电容的压控端插入了一个大电感 L_5 。电感 L_5 的等效 π 模型(如图 8.8(a)所示)在 ASITIC[7]软件中提取得到, 版图如图 8.8(b)所示, 金属线宽度为 $5\mu\text{m}$, 间距 $1\mu\text{m}$, 6 圈, 内直径 $20\mu\text{m}$, 电感大小为 $100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ 。

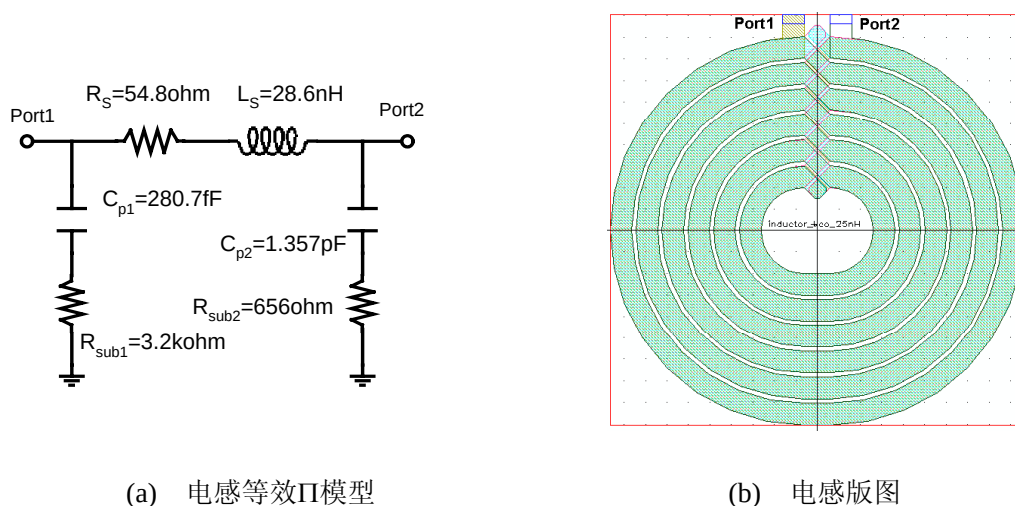


图 8.8 串联叠层电感 L5

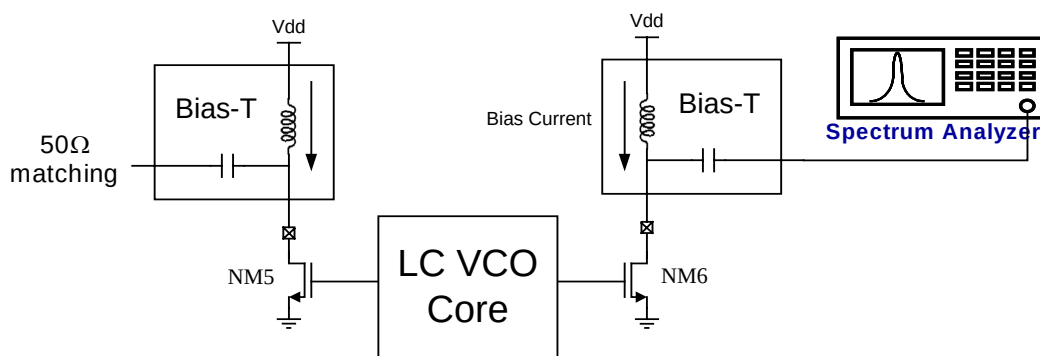


图 8.9 振荡器测试示意图

8.2.5 测试考虑及版图规划

振荡器的振荡点是一个高阻抗点，而射频测试设备都是采用低阻 50Ω 进行匹配的，因此不能够将振荡器电压直接连接到芯片焊盘点。在振荡器核心电路与芯片焊盘点之间必须设计一个缓冲电路，来驱动频谱分析仪的 50Ω 输入阻抗。图 8.9 是采用输出缓冲电路的振荡器测试示意图，采用一个开漏 MOS 管作为振荡器的输出，片外连接一个 BIAS-T 隔直射频模块。BIAS-T 模块为三端器件，一方面为 NM5 和 NM6 管子提供直流偏置，另外一方面隔离直流且与频谱分析仪进行 50Ω 阻抗匹配。NM5-NM6 管的尺寸与 NM1-NM2 管一样，为 $6 \times 10\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ ，这样保证能够有一定的放大作用，也不会引入太大的寄生电容。

全差分电感电容压控振荡器(图 8.3)的两条支路是完全一样的，为了保证实际电路的物理实现也是完全对称的，在版图设计的时候要尽量做到振荡器是中心对称的。图 8.10 是 1.08GHz 窄频带振荡器的版图，电感 L_1 和 L_2 的电流方向是相反的，一个是顺时针，另一个是逆时针。这样一方面可以使得电感 L_1 和 L_2 产生的磁场在中间区域上相互抵消，减小器件受到电感 L_1 和 L_2 交变磁场的影响；另外一方面电感 L_1 和 L_2 之间的磁场耦合是负的，因此整体电感值会有略微减小，可以抵消电感电容谐振回路中金属连线寄生电容的增加。

在振荡器电路谐振的时候，流过电感 L_1 和 L_2 ，电容 C_1 和 C_2 以及可变电容 C_{v1} 和 C_{v2} 中的电流大约是 $20\sim 30\text{mA}$ ，然而负阻差分对管中的电流只有 3mA 。负阻差分对管只是在一个周期中的很短时间为谐振回路提供很小一部分能量。因此振荡器中的片上电感 L_1 和 L_2 ，

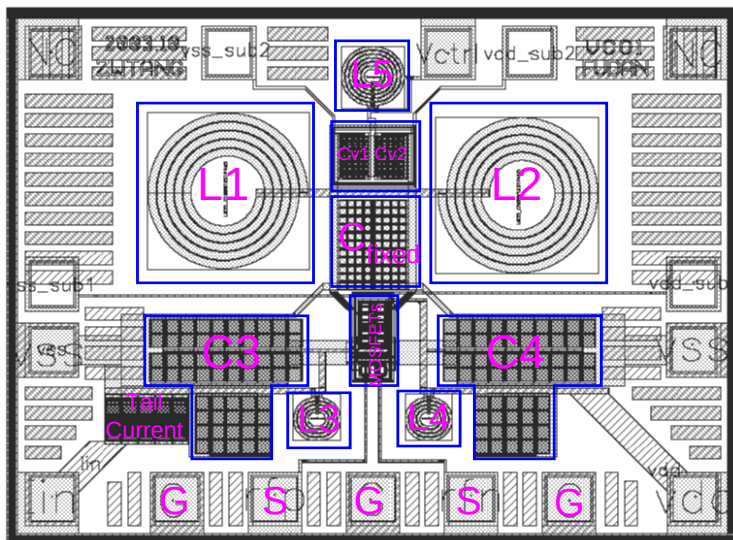


图 8.10 1.08GHz 窄频带压控振荡器版图

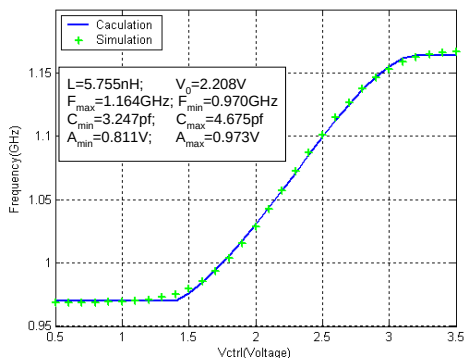


图 8.11 频率—电压压控曲线仿真结果

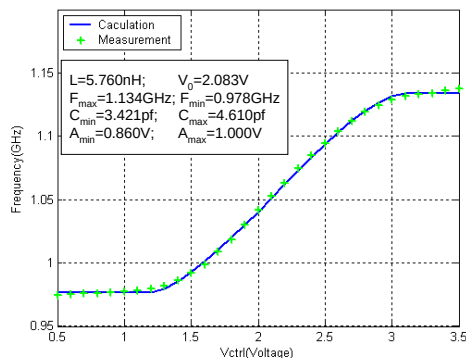


图 8.12 频率—电压压控曲线测试结果

电容 C_1 和 C_2 以及可变电容 C_{v1} 和 C_{v2} ，在版图中应该尽量靠近放置，负阻差分对管可以放在略微远一点。这样一方面减小金属连线的串联电阻，另外一方面也减小了金属连线的寄生电容。

为了直接进行探针测试的方面，NM5 和 NM6 管的漏极直接连接到一个五针 GSGSG 焊盘的两个 S 端上。五针 GSGSG 焊盘的间距为 $150\mu\text{m}$ 。

8.2.6 仿真和测试结果

图 8.3 中的 1.08GHz 窄频带振荡器电路在 SpectreRF 软件环境下进行 PSS 仿真，图 8.11 为 3.1mA 工作电流下的频率—电压压控曲线仿真结果。实线为第四章中的压控曲线理论计算结果，十字点为 SpectreRF 软件仿真结果，可以看到理论计算与仿真结果误差非常小，因此这一点验证了第四章中对于阶跃可变电容的分析是完全正确的。采用图 8.9 所示的测试方法，该振荡器进行了频率—电压扫描测试，测试结果如图 8.12 所示。实线为压控曲线理论计算结果，十字点为硬件测试结果，同样可以看到理论计算与测试结果是完全吻合的。由于少量寄生电容没有完全考虑到，测试结果比仿真结果低 10-30MHz，但是振荡器的 1063.75MHz—1096.25MHz 的信道频率调谐范围是完全覆盖上了。

振荡频率为 1.080GHz 时，相位噪声的仿真结果如图 8.13(a)所示。不同控制电压条件下的相位噪声如图 8.13(b)所示，最差情况下的相位噪声为 $-82.2\text{dBc/Hz}@10\text{kHz}$ 。由于时间和

测试设备的问题，目前振荡器的相位噪声测试还没有完成。图 8.14 为 CSM 0.35 μm 射频/混合信号 CMOS 工艺下的 1.08GHz 窄频带压控振荡器的芯片照片，芯片大小为 1120 $\mu\text{m}\times$ 820 μm ，压控振荡器的所有测试性能指标如表格 8.3。

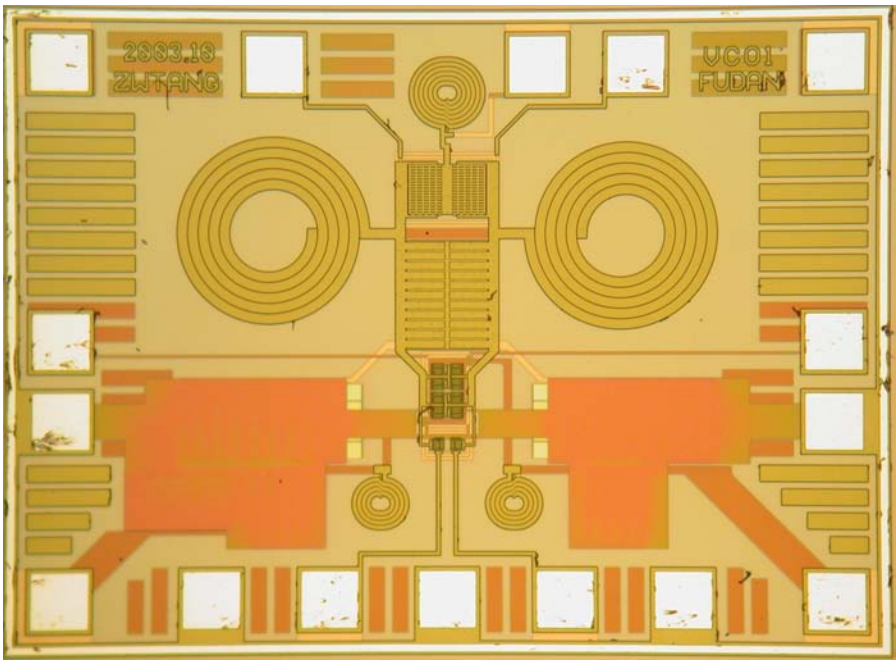
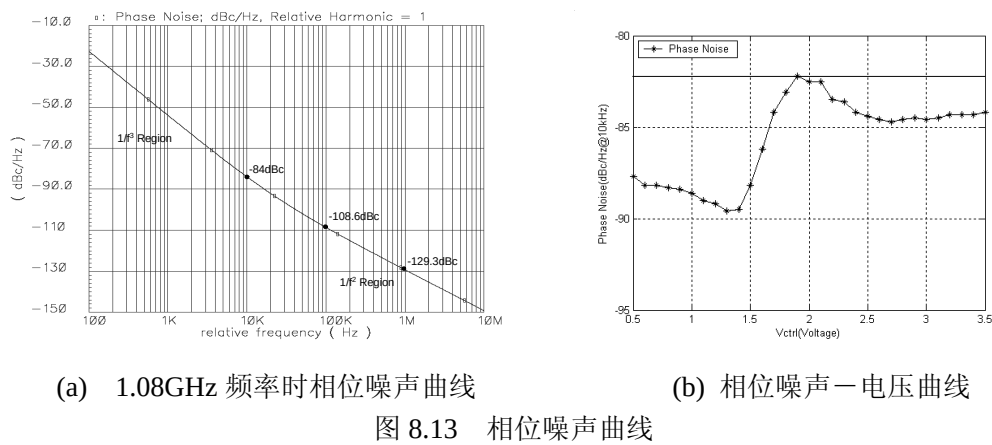


图 8.14 1.08GHz 窄带压控振荡器芯片照片

表格 8.3 1.08GHz 窄频带压控振荡器性能

电源电压	3.3V
工作电流	3.1mA
振荡器频率范围	945-1137MHz
调谐范围	$\pm 8.9\%$
最差相位噪声(仿真结果)	-82.2dBc/Hz@10kHz -108dBc/Hz@100kHz -129.3dBc/Hz@1MHz

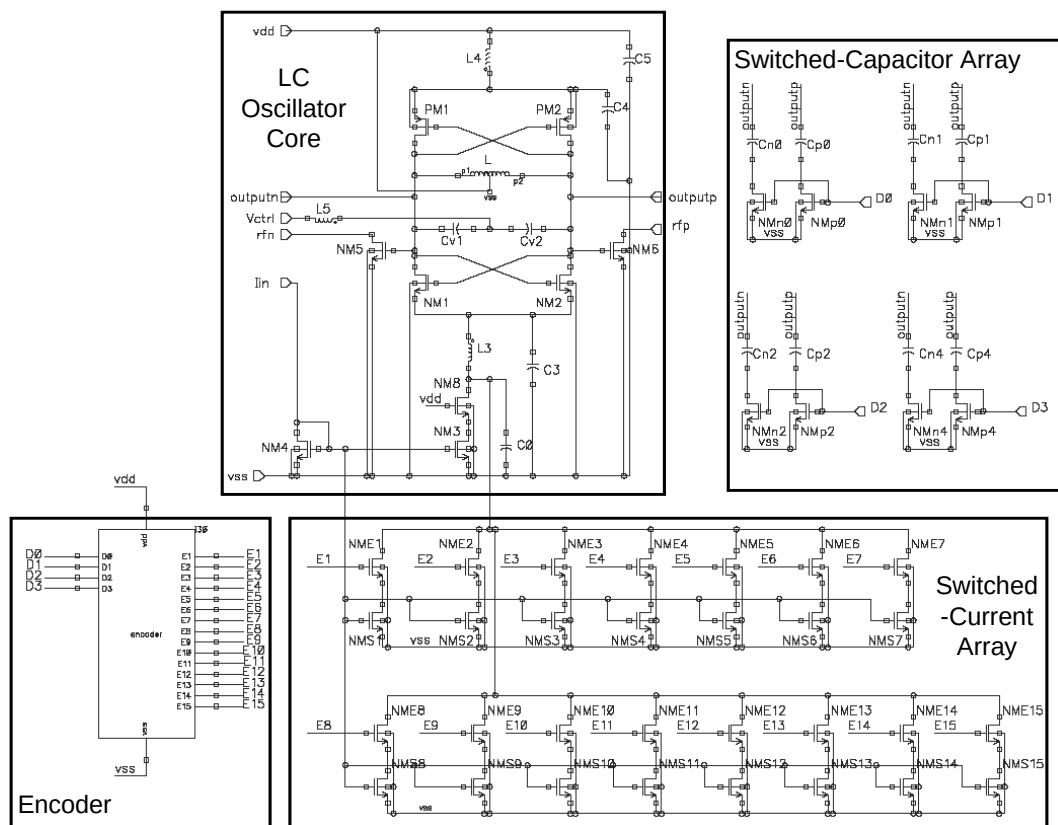


图 8.15 1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器电路图

8.3 1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器

CSM 工艺中提供的电感数目是有限的,而且所有的电感都是非对称电感。与前面所述的 1.08GHz 窄频带压控振荡器一样,任何全差分结构的压控振荡器都需要两个非对称电感来构成差分的谐振回路。因为差分对称电感在面积和 Q 值方面都比非对称单端电感要好,因此宽频带压控振荡器可以采用差分对称电感。不过,这样就面临电感的设计和优化,SPICE 参数的提取以及测试验证的诸多问题。

图 8.15 为 1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器电路图,它主要由四个部分电路构成:电感电容振荡器核心电路,开关电容阵列,开关电流阵列和温度编码器。这里的电感电容振荡器核与 1.08GHz 窄频带振荡器电路基本相同,唯一不同的是这里片上电感 L 采用 16 边形的差分对称电感。开关电容阵列中的电容采用高 Q 值 MIM 电容,通过开关 MOS 管进行二进制权重方式选通,开关电容阵列的数字控制信号位数为 4 位。

片上电感随着频率的升高,其品质因数也会增加,这样会导致振荡器振荡幅度变大。为了保证振荡器的振荡幅度在整个频率范围内基本保持不变,在振荡频率低的时候,适当增加一点工作电流。图 8.15 中的开关电流阵列就是用来调节尾电流中的电流大小,当 $D[3:0]=$ “1111”时,尾电流大小为 10.5mA;当 $D[3:0]=$ “0000”时,尾电流大小为 3mA;控制数字介于“1111”与“0000”之间每减小一,电流大小减小 0.5mA。

8.3.1 差分对称电感的设计和测试

图 8.16 为差分对称电感示意图,电感的两个端口 Port1 和 Port2 在几何和电学上基本上是对称的,因此差分电感非常适合差分结构电路。在 ASITIC[7]软件中通过对 Q 值的优化,在 1.1-2.0GHz 频率范围内可以搜索到 Q 值大于 5 的对称电感。1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡

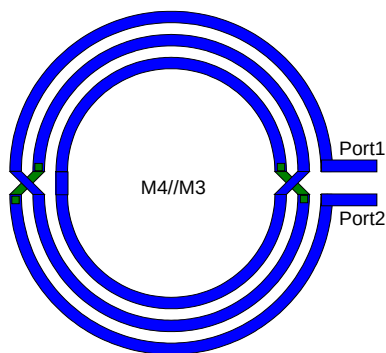
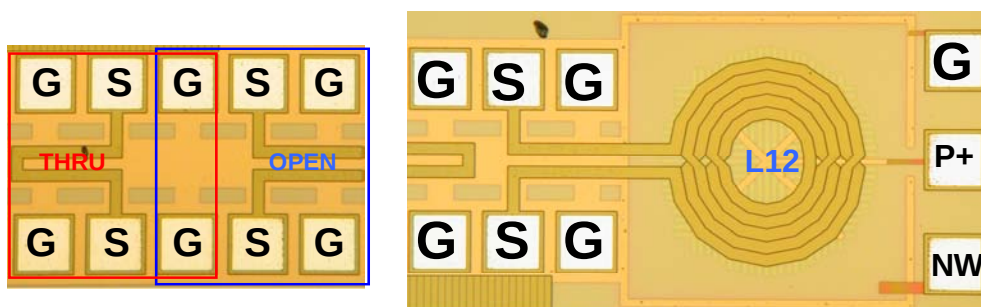


图 8.16 差分对称电感示意图

表格 8.4 差分对称电感几何和电学参数

Core Diameter	100 μ m
Sides	16
Turns	5
Width	15 μ m
Spacing	1.5 μ m
Frequency	1-2GHz
Inductance	5.2nH
Single-end Q	>5



(a) 去嵌入结构

(b) 电感测试结构

图 8.17 电感测试照片

器中采用的差分对称电感的几何和电学参数如表格 8.4 所示。

为了验证 ASITIC 软件设计电感的精确度(电感值精度在 3%以内)，片上电感与振荡器电路一起进行了流片和测试。图 8.17 为电感测试的芯片照片，图 8.17(a)为 100 μ m 间距的三针 GSG 去嵌入结构[8,9]，图 8.17(b)为电感测试结构。为了去除测试结构的寄生电容、寄生电阻对电感特性的影响，去嵌入结构中包括开路(OPEN)和通路(THRU)两种结构。开路结构主要用来去除焊盘(PAD)上的寄生电容，通路结构用来去除焊盘到电感之间连接金属的串联电阻。

由于硅衬底是半导体材料，因而在硅衬底中会产生涡流。这样会降低电感感值，增加电感的等效串联电阻，从而降低电感的品质因数。为了提高片上电感的品质因数，在电感正下方的硅衬底上设计了十字交叉的反偏置双 PN 结单元，用来阻止硅衬底表面产生涡流。

在 ASITIC 软件中的电感仿真结果和测试结果的比较如表格 8.5 所示，电感值和 Q 值的比较如图 8.18 所示。

表格 8.5 差分对称电感的仿真结果与测试结构比较

Frequency (GHz)		Ls (nH)	Rs (Ohm)	Cp1 (fF)	Rsub1 (ohm)	Cp2 (fF)	Rsub2 (ohm)	Q1	Q2	Qd
1.0	Sim.	5.302	6.293	222.0	258.6	222.0	258.6	4.687	4.687	5.185
	Meas.	5.169	5.627	261.1	86.0	261.1	86.0	5.232	5.232	5.675
1.5	Sim.	5.365	7.061	215.1	257.0	215.1	257.0	5.030	5.030	6.72
	Meas.	5.243	6.528	256.0	84.5	256.0	84.5	5.669	5.669	7.240
2.0	Sim.	5.477	7.820	205.7	255.3	205.7	255.3	4.451	4.451	7.670
	Meas.	5.380	7.452	247.9	83.4	247.9	83.4	4.937	4.937	8.100

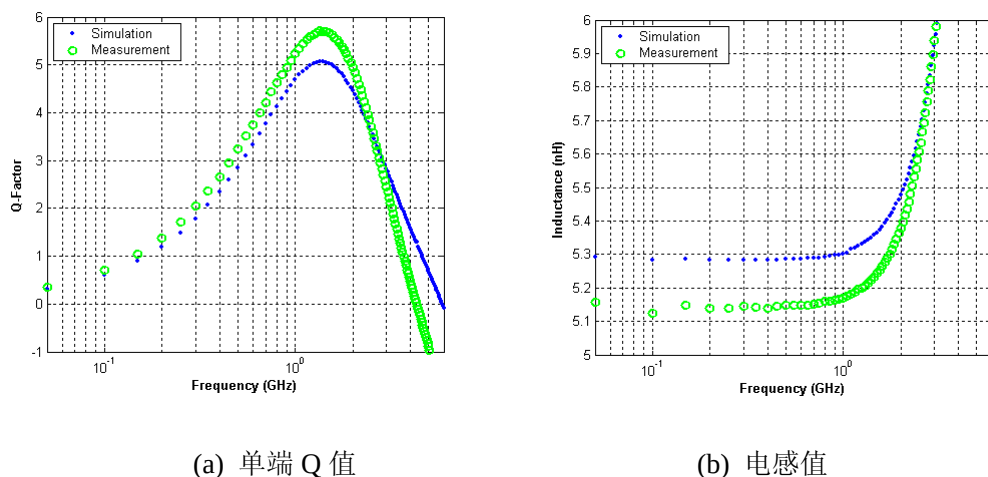


图 8.18 电感仿真与测试结果比较

图 8.18 中比较结果表明, ASITIC 软件设计的电感与测试结果非常接近, 精度能够保证在 3% 以内。图 8.18(a) 中电感单端 Q 值的测试结果比仿真结果要好, 在峰值处提高了 13%。这主要是由于两种原因造成的, 一、电感下十字交叉的反偏置双 PN 结单元阻止了衬底表面涡流的产生; 二、金属 4 和金属 3 只是在接口处使用了过孔并联, 这样减小了金属 4 和金属 3 之间的趋肤效应。图 8.18(b) 中电感感值的测试结果比仿真结果低的主要原因是, 因为仿真的时候金属 4 和金属 3 是完全并联的, 金属 4 和金属 3 之间的趋肤效应会导致电感感值增加。

8.3.2 开关电容阵列

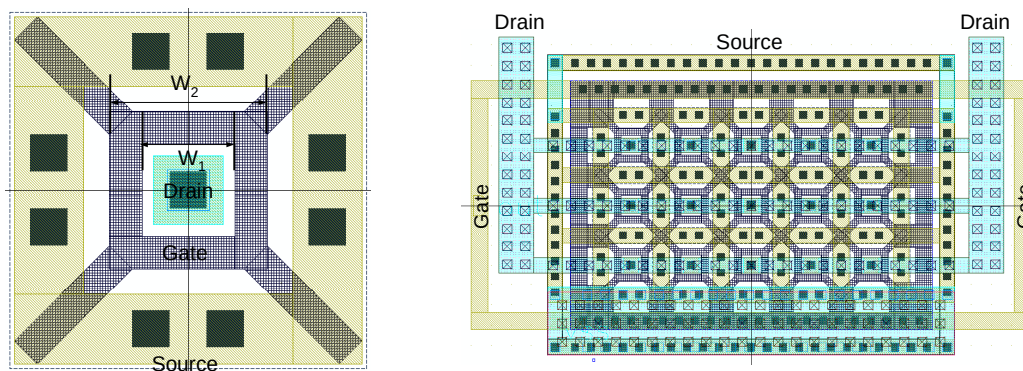
单独采用 A-MOS 可变电容是无法实现 1.1-2.0GHz 的振荡频率, 因此必须采用第二章中的开关电容阵列来分段实现 1.1-2.0GHz 频率可调范围。为了减小每一段频率范围内的压控增益 K_V , 这里选择 CSM 工艺中提供的 1pF A-MOS 可变电容。其最大电容值 $C_{v,max}$ 为 1.1pF, 最小电容值 $C_{v,min}$ 为 0.36pF。

为了确保压控振荡器的频率可调范围能够补偿工艺偏差和温度的漂移, 并且能够满足 1168MHz-1980MHz 的可用频率范围, 我们预先设定振荡器的频率调谐范围为 1150MHz-2000MHz。振荡器最大频率 f_{max} 为 2000MHz, 最小频率值 f_{min} 为 1150MHz。根据第二章中振荡器频率计算公式(2.17)-(2.18),

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{v,max} + (2^n - 1)C + C_{parasitic})}}, \quad (8.2)$$

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(C_{v,min} + (2^n - 1)\frac{CC_d}{C + C_d} + C_{parasitic}\right)}} \quad (8.3)$$

其中 C 为开关 MIM 电容, C_d 为开关 MOS 管漏极寄生电容, 数字控制位数 $n=4$ 。考虑到差分电感 L 中存在 0.2pF 的寄生电容, 差分对管 NM1-NM2 和 PM1-PM2 的寄生电容 $C_{gs,n} + C_{gs,p} + C_{db,n} + C_{db,p} + 4C_{gd,n} + 4C_{gd,p}$ 大约 0.5pF, 输出缓冲器 NM5-NM6 管的寄生电容 $C_{gs,n} + 2C_{gd,n}$ 大约 0.1pF, 故 $C_{parasitic}=0.8pF$ 。当 $f_{min}=1150MHz$, $L=5.2nH/2=2.6nH$, $C_{v,max}=1.1pF$, 得 $C=0.364pF$ 。当 $f_{max}=2000MHz$, $L=2.6nH$, $C_{v,min}=0.36pF$, 得 $C_d=0.085pF$ 。因此选取开关 MIM 电容为 0.388pF, 由 4 个 $16.2\mu m \times 16.2\mu m$ 的金属 4 与金属 CTM4 间的 MIM 平板电容构成。开关 MOS 管漏极寄生电容 C_d 必须小于 0.085pF, 可以采用图 8.19 中的方形 MOS 管结构来降低漏极寄生电容 [10,11,12]。该结构 MOS 管的漏极完全被栅极所包围, 相同尺寸 W/L 条件下, 方形 MOS 管



(a) 方形 MOS 管单元

(b) 方形 MOS 管

图 8.19 降低漏极电容的方形 MOS 管版图

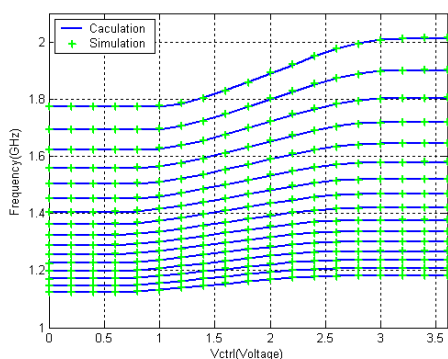


图 8.20 频率—电压压控曲线仿真结果

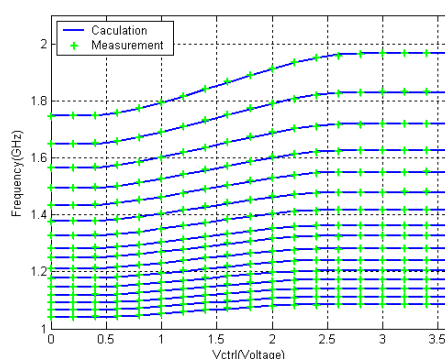


图 8.21 频率—电压压控曲线测试结果

的漏极有源区面积比插指结构小很多，因此该结构的漏极寄生电容非常小，非常适合高速电路中使用。方形 MOS 管的有效尺寸满足[11]，

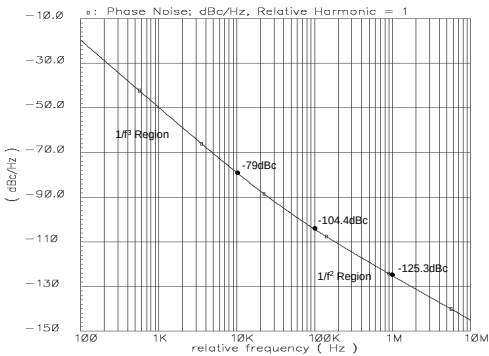
$$\left[\frac{W}{L} \right]_{\text{eff}} = 8 / \ln \left[\frac{W_2}{W_1} \right] \quad (8.4)$$

其中 W_2 为栅环的外边长， W_1 为栅环的内边长。这里采用的方形 MOS 管的 $W_2=1.7\mu\text{m}$ ， $W_1=1\mu\text{m}$ ，开关 MOS 管的栅长 $L=0.35\mu\text{m}$ ，有效宽度 $W=15.08\mu\text{m}$ 。图 8.19(b)中 MOS 管包括有 15 个方形 MOS 管单元，有效尺寸 W/L 为 $226\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ 。

8.3.3 仿真和测试结果

图 8.15 中的 1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器电路在 SpectreRF 软件环境下进行 PSS 仿真，图 8.20 为 16 种不同数字控制字条件下的频率—电压压控曲线仿真结果。实线为压控曲线理论计算结果，十字点为 SpectreRF 软件仿真结果，可以看到理论计算与仿真结果误差非常小。振荡器的频率调谐范围的仿真结果为 1123MHz-2014MHz。采用图 8.9 所示的测试方法，该振荡器进行了频率—电压扫描测试，测试结果如图 8.21 所示。实线为压控曲线理论计算结果，十字点为硬件测试结果，同样可以看到理论计算与测试结果是完全吻合的。由于少量寄生电容没有完全考虑到，测试结果比仿真结果低 40-100MHz。振荡器的频率调谐范围的测试结果为 1041MHz-1968MHz。

当 $D[3:0] = "0000"$ 时，振荡器的压控增益 K_V 最大，所以在频率最大的一条压控曲线中的相位噪声性能最差。当 $D[3:0] = "0000"$ ，压控电压 $V_{ctrl} = 2.1V$ 时，振荡器的振荡频率为 1910MHz，相位噪声曲线如图 8.22 所示，相位噪声为 $-79.1dBc/Hz@10kHz$ ， $-104.2dBc/Hz@100kHz$ ， $-125.3dBc/Hz@1MHz$ 。由于时间和测试设备的问题，目前振荡器的相位噪声测试还没有完成。图 8.23 为 CSM 0.35 μm 射频/混合信号 CMOS 工艺下的 1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器的芯片照片，芯片大小为 1120 $\mu m \times 1200\mu m$ ，压控振荡器的所有性能指标如表格 8.6。



表格 8.6 1.1-2.0GHz 宽频压控振荡器性能

电源电压	3.3V
工作电流	3.5-10mA
频率范围	1041MHz—1968MHz
调谐范围	$\pm 31\%$
最差相位噪声 (仿真结果)	-79dBc/Hz@10kHz -104.4dBc/Hz@100kHz -125.3dBc/Hz@1MHz

图 8.22 相位噪声曲线

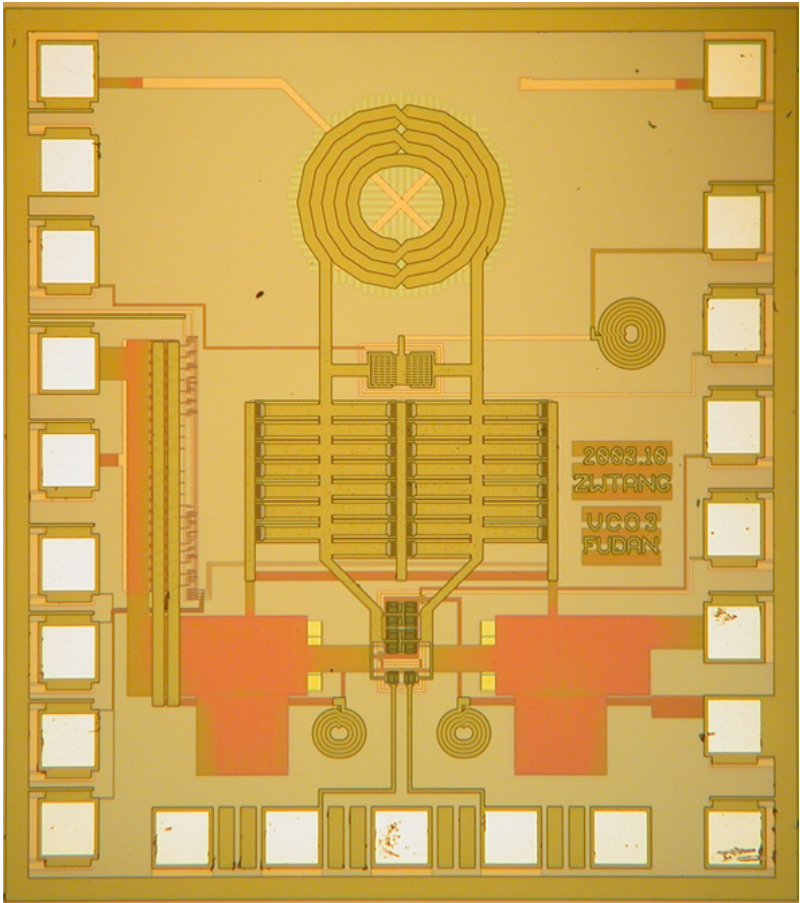


图 8.23 1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器芯片照片

8.3.4 振荡器性能的比较

为了与其它文献中发表的振荡器性能进行比较, 定义功耗—频率调谐范围归一化系数 PFTN(Power-frequency-tuning-normalized)[13],

$$PFTN = 10 \log \left[\frac{kT}{P_{\text{sup}}} \left(\frac{f_{\text{tune}}}{f_{\text{off}}} \right)^2 \right] - L(f_{\text{off}}) \quad (8.5)$$

其中频率调谐范围 $f_{\text{tune}}=f_{\text{max}}-f_{\text{min}}$, f_{off} 为频率偏移, P_{sup} 为振荡器直流功耗, $L(f_{\text{off}})$ 为频偏 f_{off} 处相位噪声, k 为波尔兹曼常数, T 为绝对温度。PFTN 系数越大, 振荡器的性能越高。

本文设计的两个振荡器与其它文献中发表的振荡器的性能比较见表格 8.7。1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器的 PFTN 系数为-4.35dBc, 在十个振荡器中排名第三。1.08GHz 窄频带压控振荡器的 PFTN 系数为-8.94dBc, 在十个振荡器中排名第七。

表格 8.7 振荡器性能比较

Reference	Process (μm)	Power (mW)	f_{tune} (MHz)	Fo (GHz)	Phase noise (dBc/Hz)	PFTN (dB)	Order
1.08GHz	0.35	10.23	192	1.08	-129@1MHz	-8.94	7
1.1-2GHz	0.35	33	927	1.50	-125@1MHz	-4.35	3
[13]	0.35	10	790	2.4	-115@600kHz	-6.41	5
[14]	0.7	24	81	1.8	-115@200kHz	-20.46	9
[15]	0.25	6	1*	1.8	-121@600kHz	-56.15	10
[16]	0.35	12	364	1.3	-119@600kHz	-9.94	8
[17]	0.25	20	270	1.86	-143@3MHz	-4.73	4
[18]	0.25	7.25	1100	5.2	-132@3MHz	0.87	1
[19]	0.25	21.875	640	5.0	-124@1MHz	-7.08	6
[20]	0.13	2.7	1900	4.6	-112@1MHz	-0.85	2

*固定频率

8.4 小结

根据数字电视调谐器系统性能要求, 本文详细论述了 1.08GHz 窄频带和 1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器的设计。

1.08GHz 窄频带压控振荡器设计中, 首先对于 CSM 工艺提供的电感进行了选取; 然后对可变电容以及固定电容进行了计算, 确定了振荡器中 MOS 管的尺寸大小; 共模点电容滤波技术用来降低噪声, 大电感用来提高共模点阻抗; 压控振荡器的测试以及版图的布局也进行了详细讨论。芯片测试结果表明第四章中的频率—电压压控曲线计算理论是正确的, 振荡器的频率调谐范围为 945—1137MHz, 相位噪声为-82.2dBc/Hz@10kHz。

1.1-2.0GHz 宽频带压控振荡器设计中, 差分对称电感的设计和测试进行详细的论述; 计算了开关 MIM 电容大小以及方形 MOS 管大小。振荡器的频率调谐范围为 1041MHz—1968MHz, 相位噪声为-79dBc/Hz@10kHz, 满足了电视调谐器系统性能要求。

参考文献

- [1] Microtune Inc. Microtuner™ 2040 Data Sheet.
- [2] Motorola Inc. Silicon Tuner MC44C800/MC44C801 Fact Sheet.
- [3] M. T. Dawkins, "Up-integrated in radio-frequency tuners for digital terrestrial television," Ph. D.

- dissertation, Imperial College of Science, Technology and Medicine, University of London, U.K., 2000.
- [4] M. T. Dawkins, and A. P. Burdett and N. Cowley, "A Single-chip tuner for DVB-T," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp.1307-1317, Aug. 2003.
 - [5] 0.35 μ m RFCMOS Spiral Inductors Model (Version 1.0) Verification Plots, YI-083-SM011 Rev.1D RF Models for 0.35 μ m Salicide Analog/RF CMOS Process.
 - [6] 0.35 μ m RFCMOS Varactor Model (Version 1.0) Verification Plots, YI-083-SM011 Rev.1D RF Models for 0.35 μ m Salicide Analog/RF CMOS Process.
 - [7] ASITIC Website: <http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/asitic.html>
 - [8] J. Maget, "Varactors and inductors for integrated RF circuits in standard MOS Technologies," Ph. D. dissertation, University of Bundeswehr, 2002.
 - [9] N. Chomnawang, "Three-dimensional micromachined on-chip inductors for high frequency applications," Ph. D. dissertation, Louisiana State University, U.S.A., 2002.
 - [10] S. Lam, P. K. T. Mok, W.H. Ki, P. K. Ko and M. Chan, "An enhanced compact waffle MOSFET with low drain capacitance from a standard submicro CMOS technology," *Solid-State Electronics*, vol. 47, pp.785-789, 2003.
 - [11] A. V. D. Bosch, M. S. J. Steyaert and W. Sansen, "A high-density, matched hexagonal transistor structure in standard CMOS technology for high-speed applications," *IEEE Trans. Semi. Manufacturing*, vol. 13, pp.167-172, May 2000.
 - [12] A. V. D. Bosch, M. S. J. Steyaert and W. Sansen, "A high-density, matched hexagonal transistor structure in standard CMOS technology for high-speed applications," *IEEE proc. of Int. Conf. on Microelectronics Test Structure*, vol. 12, pp.212-215, 1999.
 - [13] D. Ham, and A.Hajimiri, "Concepts and method in optimization of integrated LC VCOs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp.896-909, June. 2001.
 - [14] J. Craninckx, and M.S.J. Steyaert, "A 1.8-GHz CMOS low-phase-noise voltage-controlled oscillator with prescaler," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1474-1482, Dec. 1995.
 - [15] A.Hajimiri and T.H. Lee, "Design issues in CMOS differential LC oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp.717-214, May 1999.
 - [16] F. Svelto, S. Deantoni and R. Castello, "A 1.3 GHz low-phase noise fully tunable CMOS LC VCO," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp.356-361, Mar. 2000.
 - [17] M. Tiebout, "Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp.1018-1024, July 2001.
 - [18] S. Levantino, C. Samori, A. Bonfanti, S. L. J. Gierkink, A. L. Lacaita and V. Boccuzzi, "Frequency dependence on bias current in 5GHz CMOS VCOs: Impact on tuning range and flicker noise upconversion," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp.1003-1011, Aug. 2002.
 - [19] S. L. J. Gierkink, S. Levantino, R. C. Frye, C. Samori and V. Baccuzzi, "A low-phase-noise 5-GHz CMOS quadrature VCO using superharmonic coupling," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp.1148-1154, July. 2003.
 - [20] N. H. W. Fong, J. Plouchart, N. Zamdmer, D. Liu and L. F. Wagner, C. Plett, and N. G. Tarr "A 1-V 3.8-5.7-GHz wide-band VCO with differentially tuned accumulation MOS varactors for common-mode noise rejection in CMOS SOI technology," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, pp.1952-1959, Aug. 2003.

第九章 总结和展望

随着高清晰数字电视(HDTV)对电视调谐器芯片需求的迅猛增长以及CMOS工艺的不断进步,电视调谐器射频前端芯片设计向小型化、低成本、低功耗等方向发展以成大势所趋。具有1GHz-2GHz的调谐范围,且非常低的相位噪声(-85dBc@10KHz)的指标要求的电缆电视调谐器(RF Cable Tuner)中的本机振荡器,完全可以采用电感电容谐振压控振荡器结构在CMOS工艺上实现。

9.1 总结

本论文系统论述了电感电容压控振荡器的理论和实现,并且深入浅出地研究了压控振荡器设计中的许多关键技术。

首先本文简单介绍压控振荡器的基本原理和振荡器的分类,对窄频带,宽频带,正交输出电感电容压控振荡器的电路实现方式进行了系统总结。

在第三章中,我们研究了硅基集成螺旋电感的仿真,设计与优化。系统总结了电感仿真的三种方法;提出了电感中金属间寄生电容等效模型,并且具体计算了两种硅基串联叠层电感的等效电容;为了提高片上电感在工作频段内的品质因数,提出了两种提高电感品质因数的技术:金属线多通路并联和深阱反偏双PN结。

针对压控振荡器的频率-电压压控曲线分析问题,本论文第四章分析了可变电容的大信号模型的大信号分析方法。由于频域谐波近似方法存在很大的误差,本论文从时间域角度对电感电容谐振电路的周期计算方法在理论上进行了系统推导,阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质,得到了一种计算频率-电压曲线的有效方法。仿真和测试验证结果表明方法计算的压控曲线与仿真和测试结果非常吻合。

相位噪声性能是振荡器设计中最重要性能指标。在第五章中三种相位噪声模型:线性时不变模型,非线性时不变模型和相位线性时变模型,进行了系统分析和概括。为低噪声压控振荡器的设计优化奠定了坚实的理论基础。

第六章“压控振荡器的优化”详细分析了振荡器的内在振荡机制,总结了振荡器设计和优化的一般步骤,提出了振荡器设计中片上电感的最小 R_s/L 设计原则。

从线性时不变噪声模型出发,第七章“相位噪声降低技术”计算了压控振荡器相位噪声的极限值。通过对电感电容压控振荡器相位噪声理论的深入研究,系统总结了几种相位噪声降低技术,并且提出了感性压控端降噪技术。感性压控端降噪技术消除了可变电容非线性对振荡器品质因数的影响,在很大程度上抑制了振荡波形中的偶次谐波分量。

最后,在第八章“设计实例”中,根据数字电视调谐器中频率综合器的性能指标要求,详细论述了在CSM 0.35 μm CMOS射频/混合信号工艺上的两个电感电容压控振荡器的实现。一个为1.08GHz窄频带电感电容压控振荡器,相位噪声性能达到-82.2dBc/Hz@10kHz;另外一个为1.1-2.0GHz宽频带电感电容压控振荡器,相位噪声性能达到-79dbc/Hz@10kHz。

9.2 展望

9.2.1 新结构的探索和研究

本文提出的采用阶跃可变电容的电感电容压控振荡器的周期计算方法,阐述了阶跃可变电容能够进行频率控制的本质。该理论方法彻底澄清了学术界对于压控振荡器中可变电容的有效电容的模糊认识。根据该理论的思想方法,我们可以采用开关MIM电容替代可变电容来实现对振荡器频率的调谐。这样,设计人员可以更加灵活的来设计压控振荡器,摆脱对工艺库中可变电容模型的依赖。

正交输出的压控振荡器电路在本文中涉及的不多。由于电视调谐器系统的需要,今后有望深入地研究它的电路结构。与图 2.15 中的共模点处的二次谐波的变压器耦合方式相似,我们可以在两个相同压控振荡器的压控端上采用二次谐波的变压器耦合方式,迫使两个振荡器的相位成正交特性。这种方式实现的正交振荡器在相位噪声和功耗方面都有很大的优势。

9.2.2 频率综合器的设计

本文设计的两个压控振荡的频率调谐范围和相位噪声性能基本上满足了本级振荡器中的频率综合器的要求。接着要实现的就是整个频率综合器,其中将涉及分频器、环路滤波器、鉴相等单元电路的设计。压控振荡器的设计与频率综合器环路的密切配合,才能够通过锁相环路将压控振荡器的邻近相位噪声抑制到设计指标之下。

9.2.3 电视调谐器的系统集成

(新华网上海 9 月 28 日电)2002 年 9 月 28 日,上海数字电视运营性试播正式拉开序幕。自此,上海成为中国第一个数字电视运营性试播城市。家里安装了宽带有线电视的上海市民,只要花一两千元,添置一个机顶盒,就能享受到数字电视带来的全新视听体验。在试播期间,市民可免费选看节目,并可利用数字电视收看股票买卖的即时行情等准交互业务。播出的数字电视共有视频节目 30 套,音频节目 10 套,还另有其它各类数据增值服务。

数字电视产业是世界发达国家竞相角逐的领域。中国政府也将北京、上海、深圳确立为先期试点播放城市。5 年前,上海就提出了力争与发达国家基本同步播出、同步普及的目标,逐步用数字播放取代模拟播放。从 1999 年开始,上海逐步实施了对全球最大城域有线电视网(用户达 340 万户)的双向宽带改造,目前已完成 170 万户,为数字电视的试播提供了网络基础。

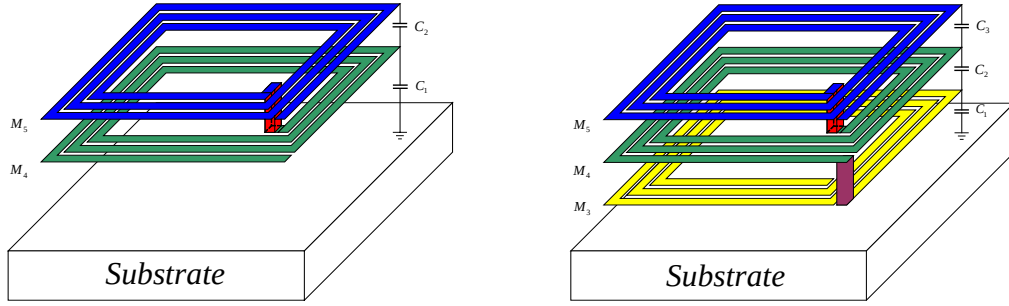
根据广电总局的计划,到 2005 年,全国有 1/4 的电视台将发射和传输数字电视信号;到 2010 年我国将全面实现数字广播电视;2010 年东部相对发达地区将普及数字电视;而到 2015 年我国将停止模拟广播电视的播出。

在数字电视接收系统中存在着许多的关键技术,例如如数字电视编码器,MPEG 编码和解码,信道编码和解码和前端信道接收的调谐器。而在这些技术之中,调谐器是最关键的技术之一。在现有的电视接收设备中,调谐器主要有机械调谐和数字调谐两种。机械调谐体积庞大,功耗大,大部分应用在模拟电视设备中;而数字调谐器体积小,功耗小,通过电子信号控制比较方便,适合于数字电视设备中应用。但是目前大部分数字电视调谐器都是采用分立元件构建的,单片集成的 CMOS 调谐器比较少。

近年来 CMOS 工艺技术的不断进步,热门的无线接收机系统理论及其 CMOS 电路实现研究的蓬勃发展,给数字电视调谐器的研究和实现提供许多有价值的借鉴之处。本论文的 CMOS 全集成电感电容压控振荡器的设计尝试,验证了单片实现 CMOS 数字电视调谐器将成为可能。

附录 A 串联叠层电感等效电容的计算

A.1 串联叠层电感的等效电容



(a) M5-M4 两层电感，

(b) M5-M4-M3 三层电感

图 A.1 串联叠层硅基集成电感

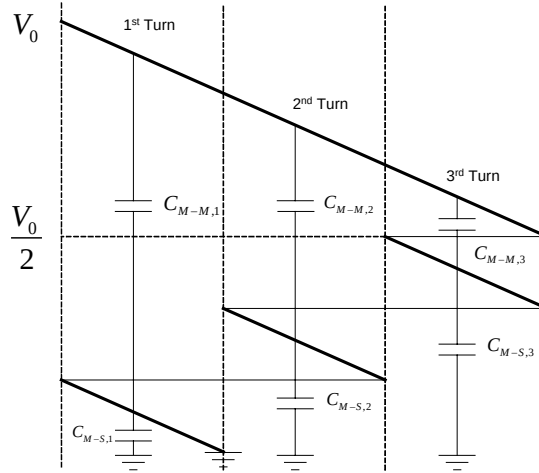


图 A.2 两层、三圈串联叠层电感电压分布

串联叠层硅基集成螺旋电感一般可以有 2—5 层金属，我们首先分析如图 A.1(a)中的两层金属叠层的螺旋电感，然后将计算的结果推广到 P 层金属。为了简单起见，我们对电感特性做如下假设：金属线中的电流分布是均匀的，即金属线中电压降分布是均匀的。

根据第三章中两层电感之间的等效电容模型，单层电感与衬底之间等效电容模型以及相邻两圈金属之间的等效电容模型，图 A.1(a)中两层、三圈串联叠层电感的电压分布如图 A.2 所示。对于 n 圈的两层串联叠层电感也有相似的电压分布。下面我们将推导 N 圈的两层串联叠层电感的等效电容：

N 边形螺旋电感中的第 k 圈的长度为 l_k ，

$$l_k = N \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi}{N}\right) [(d_{in} + w) + 2(n - k)(w + s)] = N \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi}{N}\right) [d'_{in} + 2(n - k)p], \quad (\text{A.1})$$

其中 $k = 1 \dots n$ ， $d'_{in} = d_{in} + w$ ， $p = w + s$

上层金属第 m 圈的起始点电压和中点电压分别为,

$$V_{T,mth,begining} = \frac{V_0}{2} + \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=m}^n l_k}{\sum_{k=1}^n l_k}, \quad V_{T,mth,middle} = \frac{V_0}{2} + \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=m}^n l_k - \frac{l_m}{2}}{\sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.2)$$

下层金属第 m 圈的起点电压和中点电压分别为,

$$V_{B,mth,begining} = \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=1}^m l_k}{\sum_{k=1}^n l_k}, \quad V_{B,mth,middle} = \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=1}^m l_k - \frac{l_m}{2}}{\sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.3)$$

上、下金属第 m 圈的起点电压之差为,

$$\Delta V_{mth,begining} = V_{T,mth,begining} - V_{B,mth,begining} = \frac{V_0}{2} + \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=m}^n l_k}{\sum_{k=1}^n l_k} - \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=1}^m l_k}{\sum_{k=1}^n l_k} = V_0 \frac{\sum_{k=m}^n l_k - \frac{1}{2} l_m}{\sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.4)$$

根据表达式(3.13), 上、下金属第 m 圈的之间存贮的电场能量为

$$\begin{aligned} E_{e,M_2-M_1,C} &= \sum_{m=1}^n E_{e,M_2-M_1,C_m} = \sum_{m=1}^n \frac{1}{2} C_m \Delta V_{mth,begining}^2 \\ &= \sum_{m=1}^n \frac{1}{2} C_{M_2-M_1} w l_m \left(\frac{\sum_{k=m}^n l_k - \frac{1}{2} l_m}{\sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 = \sum_{m=1}^n \frac{1}{2} C_{M_2-M_1} w V_0^2 l_m \left(\frac{\sum_{k=m}^n l_k - \frac{1}{2} l_m}{\sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 \\ &= \frac{1}{2} C_2 V_0^2 \kappa_2 \end{aligned} \quad (A.5)$$

其中 $C_2 = C_{M_2-M_1} w \cdot \sum_{k=1}^n l_k = C_{M_2-M_1} w \cdot N \cdot tg\left(\frac{\pi}{N}\right) \cdot n \left[d'_{in} + (n-1)p \right]$

$$\begin{aligned} \kappa_2 &= \sum_{m=1}^n \frac{l_m}{\sum_{k=1}^n l_k} \left(\frac{\sum_{k=m}^n l_k - \frac{1}{2} l_m}{\sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 = \frac{1}{\left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^3} \sum_{m=1}^n l_m \left(\sum_{k=m}^n l_k - \frac{1}{2} l_m \right)^2 \\ &= \frac{1}{\left(n \left[d'_{in} + (n-1)p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left[d'_{in} + 2(n-m)p \right] \left(\sum_{k=m}^n \left[d'_{in} + 2(n-k)p \right] - \frac{1}{2} \left[d'_{in} + 2(n-m)p \right] \right)^2 \\ &= \frac{1}{\left(n \left[d'_{in} + (n-1)p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left[d'_{in} + 2(n-m)p \right] \left(\left(n-m + \frac{1}{2} \right) d'_{in} + (n-m)^2 p \right)^2 \end{aligned}$$

定义系数 $\rho_p = p/d'_{in} = (w+s)/d'_{in}$, 得上、下层金属的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_2 C_2$, 其中

$$\kappa_2 = \frac{1}{\left(n \left[1 + (n-1)\rho_p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left[1 + 2(n-m)\rho_p \right] \left(\left(n-m + \frac{1}{2} \right) + (n-m)^2 \rho_p \right)^2 \quad (A.6)$$

采用同样的方法, 我们也可以计算下层金属与衬底之间的等效电容。根据表达式(3.16), 下层金属第 m 圈与衬底之间存贮的电场能量为

$$\begin{aligned}
E_{e,M_1-S,C} &= \sum_{m=1}^n E_{e,M_1-S,C_m} = \sum_{m=1}^n \frac{1}{6} C_{M_1-S} w l_m \left\{ V_{B,mth,begining}^2 + V_{B,(m-1)th,begining}^2 + V_{B,mth,begining} V_{B,(m-1)th,begining} \right\} \\
&= \sum_{m=1}^n \frac{1}{6} C_{M_1-S} w l_m \left\{ \left(\frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=1}^m l_k}{\sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 + \left(\frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=1}^{m-1} l_k}{\sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 + \left(\frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=1}^m l_k}{\sum_{k=1}^n l_k} \right) \left(\frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=1}^{m-1} l_k}{\sum_{k=1}^n l_k} \right) \right\} \\
&= \frac{\frac{1}{6} C_{M_1-S} w \left(\frac{V_0}{2} \right)^2}{\left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2} \sum_{m=1}^n l_m \left\{ \left(\sum_{k=1}^m l_k \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{m-1} l_k \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^m l_k \right) \left(\sum_{k=1}^{m-1} l_k \right) \right\} \\
&= \frac{\frac{1}{6} C_{M_1-S} w \left(\frac{V_0}{2} \right)^2}{\left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2} \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^3 \\
&= \frac{1}{6} C_{M_1-S} w \left(\sum_{k=1}^n l_k \right) \left(\frac{V_0}{2} \right)^2 \\
&= \frac{1}{2} C_1 V_0^2 \kappa_1
\end{aligned} \tag{A.7}$$

其中 $C_1 = C_{M_1-S} w \cdot \sum_{k=1}^n l_k = C_{M_1-S} w \cdot N \cdot tg \left(\frac{\pi}{N} \right) \cdot n \left[d_{in}' + (n-1)p \right]$, $\kappa_1 = \frac{1}{12}$ 。下层金属与衬底之间的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_1 C_1$

采用类似的方法，我们可以计算相邻两圈金属之间的等效电容。根据表达式(3.17)，所有相邻两圈金属之间存贮的电场能量为

$$\begin{aligned}
\text{上层金属: } E_{e,M,T,adj} &= \sum_{m=1}^{n-1} E_{e,M,T,adj} = \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M,T,adj} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} (V_{T,m,middle} - V_{T,m+1,middle})^2 \\
&= \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M,T,adj} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} \left(\left(\frac{V_0}{2} + \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=m}^n l_k - \frac{l_m}{2}}{\sum_{k=1}^n l_k} \right) - \left(\frac{V_0}{2} + \frac{V_0}{2} \times \frac{\sum_{k=m+1}^n l_k - \frac{l_{m+1}}{2}}{\sum_{k=1}^n l_k} \right) \right)^2 \\
&= \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M,T,adj} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} \left(\frac{V_0 (l_m + l_{m+1})}{4 \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 \\
&= \frac{C_{M,T,adj} t V_0^2}{64 \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2} \sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})^3 \\
&= \frac{1}{2} C_{T,adj} V_0^2 \kappa_{2adj}
\end{aligned} \tag{A.8}$$

其中 $C_{T,adj} = C_{M,T,adj} t \cdot \sum_{k=1}^{n-1} \frac{l_k + l_{k+1}}{2}$,

$$\begin{aligned}\kappa_{2adj} &= \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})^3}{16 \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2 \sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})} = \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (2d'_{in} + 2(2n-2m-1)p)^3}{16 \left(n \left[d'_{in} + (n-1)p \right] \right)^2 \sum_{m=1}^{n-1} (2d'_{in} + 2(2n-2m-1)p)} \\ &= \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (d'_{in} + (2n-2m-1)p)^3}{4n^2(n-1)(d'_{in} + (n-1)p)^3}\end{aligned}$$

定义：系数 $\rho_p = p/d'_{in} = (w+s)/d'_{in}$

$$\kappa_{2adj} = \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (1 + (2n-2m-1)\rho_p)^3}{4n^2(n-1)(1 + (n-1)\rho_p)^3} \quad (\text{A.9})$$

下层金属同理可得： $\kappa_{1adj} = \kappa_{2adj}$

相邻两圈金属之间的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_{2adj} C_{2adj} + \kappa_{1adj} C_{1adj}$

整个串联叠层电感的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_2 C_2 + \kappa_1 C_1 + \kappa_{2adj} C_{2adj} + \kappa_{1adj} C_{1adj}$

对于 n 圈、 P 层电感，相邻两层金属之间的电压降为 $\frac{2V_0}{P}$ ；最底层金属与衬底之间的电压降为 $\frac{V_0}{P}$ 。根据两层串联叠层电感的分析方法，我们可以很容易得到 P 层串联叠层的等效电容为

$$\begin{aligned}C_{eq} &= \sum_{q=1}^P \kappa_q C_q + \sum_{q=1}^P \kappa_{q,adj} C_{q,adj}, \quad (\text{A.10}) \\ C_q &= C_{M_q - M_{q-1}} w \bullet \sum_{k=1}^n l_k, \quad C_{q,adj} = C_{M_q adj} t \bullet \sum_{k=1}^{n-1} \frac{l_k + l_{k+1}}{2} \\ \kappa_q &= \left(\frac{2}{P} \right)^2 \frac{1}{\left(n \left[1 + (n-1)\rho_p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left[1 + 2(n-m)\rho_p \right] \left((n-m + \frac{1}{2}) + (n-m)^2 \rho_p \right)^2 \quad q = P \dots 2 \\ \kappa_1 &= \frac{1}{3} \left(\frac{1}{P} \right)^2, \quad \kappa_{q,adj} = \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (1 + (2n-2m-1)\rho_p)^3}{P^2 n^2 (n-1) (1 + (n-1)\rho_p)^3}\end{aligned}$$

A.2 3D 叠层电感的等效电容

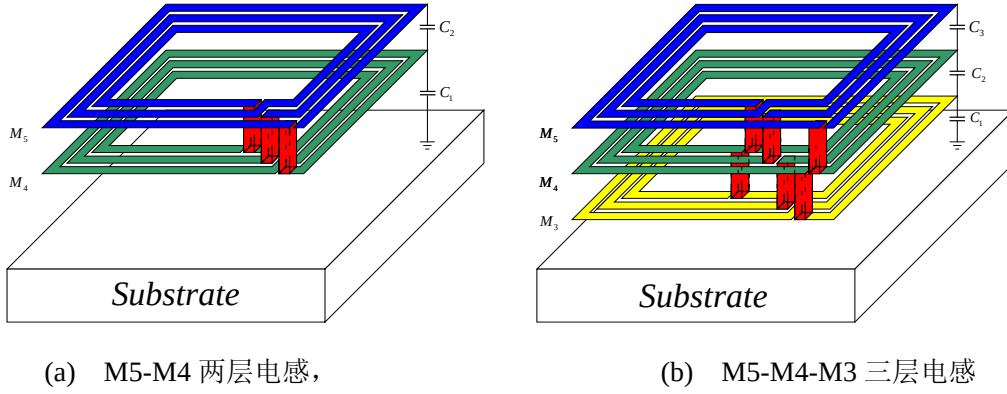


图 A.3 3D 串联叠层硅基集成电感

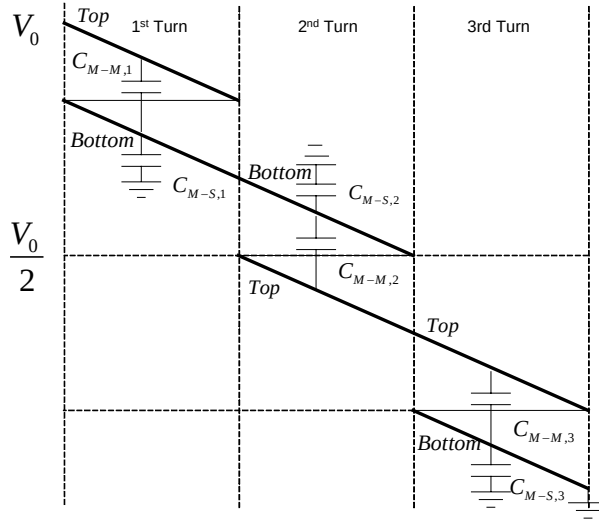


图 A.4 两层、三圈 3D 叠层电感电压分布

为了进一步减小串联叠层电感的等效电容,3D 串联叠层硅基集成螺旋电感如图 A.3。与一般串联叠层硅基集成螺旋电感推导方法相同,我们首先计算两层金属叠层的螺旋电感,然后将计算的结果推广到 P 层金属。

根据前述两层电感之间的等效电容模型,单层电感与衬底之间等效电容模型,以及相邻两圈金属之间的等效电容模型,图 A.3(a)两层、三圈 3D 叠层电感的电压分布如图 A.4 所示。对于 N 圈的两层 3D 叠层电感也有相似的电压分布。下面我们将推导 N 圈的两层 3D 叠层电感的等效电容,同样可以分为两层电感之间的等效电容 C_1 和单层电感与衬底之间的等效电容 C_2 。N 边形螺旋电感中的第 k 圈的长度为 l_k ,

$$l_k = N \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi}{N}\right) [(d_{in} + w) + 2(n-k)(w+s)] = N \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi}{N}\right) [d'_{in} + 2(n-k)p], \quad (\text{A.11})$$

其中 $k=1 \dots n$, $d'_{in} = d_{in} + w$, $p = w + s$

上层金属第 m 圈的起始点电压为,

$$V_{T,mth,beginning} = \begin{cases} V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为奇数} \\ V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为偶数} \end{cases} = V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - \frac{[1+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \quad (\text{A.12})$$

上层金属第 m 圈的中点电压为,

$$V_{T,mth,middle} = \begin{cases} V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - \frac{l_m}{2}}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为奇数} \\ V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - l_m - \frac{l_m}{2}}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为偶数} \end{cases} = V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - \frac{[2+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \quad (\text{A.13})$$

下层金属第 m 圈的起点电压为,

$$V_{B,mth,beginning} = \begin{cases} V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为奇数} \\ V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为偶数} \end{cases} = V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k + \frac{[-1+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \quad (\text{A.14})$$

下层金属第 m 圈的中点电压为,

$$V_{B,mth,middle} = \begin{cases} V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - l_m - \frac{l_m}{2}}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为奇数} \\ V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - \frac{l_m}{2}}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为偶数} \end{cases} = V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k + \frac{[-2+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \quad (\text{A.15})$$

下层金属第 m 圈的终点电压为,

$$V_{B,mth,ending} = \begin{cases} V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m+1}^n l_k}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为奇数} \\ V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m+1}^n l_k + l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为偶数} \end{cases} = V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{[1+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \quad (\text{A.16})$$

上、下金属第 m 圈的起点电压之差为,

$$\Delta V_{mth,begining} = V_{T,mth,begining} - V_{B,mth,begining} = V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - \frac{[1+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} - V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k + \frac{[-1+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} = (-1)^{m+1} V_0 \times \frac{l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.17)$$

根据表达式(3.13), 上、下金属第 m 圈的之间存贮的电场能量为

$$\begin{aligned} E_{e,M_2-M_1,C} &= \sum_{m=1}^n E_{e,M_2-M_1,C_m} = \sum_{m=1}^n \frac{1}{2} C_m \Delta V_{mth,begining}^2 \\ &= \sum_{m=1}^n \frac{1}{2} C_{M_2-M_1} w l_m ((-1)^{m+1} V_0 \times \frac{l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k})^2 \\ &= \frac{1}{2} C_{M_2-M_1} w V_0^2 \sum_{m=1}^n l_m \left(\frac{l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 \\ &= \frac{1}{2} C_2 V_0^2 \kappa_2 \end{aligned} \quad (A.18)$$

$$\text{其中 } C_2 = C_{M_2-M_1} w \bullet \sum_{k=1}^n l_k, \quad \kappa_2 = \frac{1}{4} \sum_{m=1}^n \left(\frac{l_m}{\sum_{k=1}^n l_k} \right)^3 = \frac{1}{4} \sum_{m=1}^n \left(\frac{d'_{in} + 2(n-m)p}{n[d'_{in} + (n-1)p]} \right)^3$$

定义系数 $\rho_p = p/d'_{in} = (w+s)/d'_{in}$ 。上、下层金属的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_2 C_2$, 其中

$$\kappa_2 = \frac{1}{4} \sum_{m=1}^n \left(\frac{[1+2(n-m)\rho_p]}{n[1+(n-1)\rho_p]} \right)^3 \quad (A.19)$$

采用同样的方法, 我们可以计算下层金属与衬底之间的等效电容。根据表达式(3.16), 下层金属第 m 圈与衬底之间存贮的电场能量为

$$\begin{aligned} E_{e,M_1-S,C} &= \sum_{m=1}^n E_{e,M_1-S,C_m} = \sum_{m=1}^n \frac{1}{6} C_{M_1-S} w l_m \{ V_{B,mth,begining}^2 + V_{B,mth,ending}^2 + V_{B,mth,begining} V_{B,mth,ending} \} \\ &= \sum_{m=1}^n \frac{1}{6} C_{M_1-S} w l_m \left\{ \left(V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k + \frac{-1+(-1)^m}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 + \left(V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k + \frac{-1+(-1)^m}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \right) \cdot \left(V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \right) \right\} \\ &= \frac{1}{6} C_{M_1-S} w V_0^2 \sum_{m=1}^n l_m \left\{ \left(\sum_{k=m}^n l_k + \frac{[-1+(-1)^m]}{4} l_m \right)^2 + \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{[1+(-1)^m]}{4} l_m \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(\sum_{k=m}^n l_k + \frac{-1+(-1)^m}{4} l_m \right) \cdot \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{4} l_m \right) \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\frac{1}{6} C_{M_1-S} w V_0^2}{\left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2} \sum_{m=1}^n l_m \left\{ \left(\sum_{k=m}^n l_k + \frac{-1+(-1)^m}{4} l_m \right)^2 + \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{4} l_m \right)^2 \right. \\
&\quad \left. + \left(\sum_{k=m}^n l_k + \frac{-1+(-1)^m}{4} l_m \right) \cdot \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{4} l_m \right) \right\} \quad (\text{A.20})
\end{aligned}$$

其中 $C_1 = C_{M_1-S} w \bullet \sum_{k=1}^n l_k$,

$$\begin{aligned}
\kappa_1 &= \frac{1}{3} \frac{1}{\left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^3} \sum_{m=1}^n l_m \left\{ \left(\sum_{k=m}^n l_k + \frac{-1+(-1)^m}{4} l_m \right)^2 + \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{4} l_m \right)^2 \right. \\
&\quad \left. + \left(\sum_{k=m}^n l_k + \frac{-1+(-1)^m}{4} l_m \right) \cdot \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{4} l_m \right) \right\} \\
&= \frac{1}{3 \left(n \left[d'_{in} + (n-1)p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left(d'_{in} + 2(n-m)p \right) \left\{ \left((n-m+1 + \frac{-1+(-1)^m}{4}) d'_{in} + (n-m)(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2}) p \right)^2 \right. \\
&\quad \left. + \left((n-m + \frac{1+(-1)^m}{4}) d'_{in} + (n-m)(n-m + \frac{-1+(-1)^m}{2}) p \right)^2 + \left((n-m+1 + \frac{-1+(-1)^m}{4}) d'_{in} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. (n-m)(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2}) p \right) \left((n-m + \frac{1+(-1)^m}{4}) d'_{in} + (n-m)(n-m + \frac{-1+(-1)^m}{2}) p \right) \right\}
\end{aligned}$$

定义系数 $\rho_p = p/d'_{in} = (w+s)/d'_{in}$ 。下层金属与衬底之间的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_1 C_1$ ，其中

$$\begin{aligned}
\kappa_1 &= \frac{1}{3 \left(n \left[1 + (n-1)\rho_p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left(1 + 2(n-m)\rho_p \right) \left\{ \left((n-m+1 + \frac{-1+(-1)^m}{4}) + (n-m)(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2})\rho_p \right)^2 \right. \\
&\quad \left. + \left((n-m + \frac{1+(-1)^m}{4}) + (n-m)(n-m + \frac{-1+(-1)^m}{2})\rho_p \right)^2 + \left((n-m+1 + \frac{-1+(-1)^m}{4}) + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. (n-m)(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2})\rho_p \right) \left((n-m + \frac{1+(-1)^m}{4}) + (n-m)(n-m + \frac{-1+(-1)^m}{2})\rho_p \right) \right\} \quad (\text{A.21})
\end{aligned}$$

采用类似的方法，我们可以计算相邻两圈金属之间的等效电容。根据表达式(3.17)，所有相邻两圈金属之间存贮的电场能量为

$$\begin{aligned}
\text{上层金属: } E_{e,M,T,adj} &= \sum_{m=1}^{n-1} E_{e,M,T,adj} = \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M,T,adj} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} (V_{T,m,middle} - V_{T,m+1,middle})^2 \\
&= \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M,T,adj} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} \left(V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m}^n l_k - \frac{[2+(-1)^m]}{2} l_m}{2 \sum_{k=1}^n l_k} - V_0 \times \frac{2 \sum_{k=m+1}^n l_k - \frac{[2+(-1)^{m+1}]}{2} l_{m+1}}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M,T,adj} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} \left(\frac{V_0 \left((l_m + l_{m+1}) \left(1 - \frac{(-1)^m}{2} \right) \right)}{2 \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 \\
 &= \frac{C_{M,T,adj} t V_0^2}{16 \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2} \sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})^3 \left(1 - \frac{(-1)^m}{2} \right)^2 \\
 &= \frac{1}{2} C_{2adj} V_0^2 \kappa_{2adj}
 \end{aligned} \tag{A.22}$$

其中 $C_{2adj} = C_{M,T,adj} t \cdot \sum_{k=1}^{n-1} \frac{l_k + l_{k+1}}{2}$,

$$\begin{aligned}
 \kappa_{2adj} &= \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})^3 \left(1 - \frac{(-1)^m}{2} \right)^2}{4 \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2 \sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})} \\
 &= \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (2d'_{in} + 2(2n-2m-1)p)^3 \left(1 - \frac{(-1)^m}{2} \right)^2}{4 \left(n \left[d'_{in} + (n-1)p \right] \right)^2 \sum_{m=1}^{n-1} (2d'_{in} + 2(2n-2m-1)p)} \\
 &= \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (d'_{in} + (2n-2m-1)p)^3 \left(1 - \frac{(-1)^m}{2} \right)^2}{n^2 (n-1) (d'_{in} + (n-1)p)^3}
 \end{aligned}$$

定义系数 $\rho_p = p / d'_{in} = (w+s) / d'_{in}$

$$\kappa_{2adj} = \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (1 + (2n-2m-1)\rho_p)^3 \left(1 - \frac{(-1)^m}{2} \right)^2}{n^2 (n-1) (1 + (n-1)\rho_p)^3} \tag{A.23}$$

$$\text{下层金属同理可得: } \kappa_{1adj} = \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (1 + (2n-2m-1)\rho_p)^3 \left(1 + \frac{(-1)^m}{2} \right)^2}{n^2 (n-1) (1 + (n-1)\rho_p)^3} \tag{A.24}$$

相邻两圈金属之间的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_{2adj} C_{2adj} + \kappa_{1adj} C_{1adj}$ 。

整个串联叠层电感的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_2 C_2 + \kappa_1 C_1 + \kappa_{2adj} C_{2adj} + \kappa_{1adj} C_{1adj}$ 。

对于 n 圈、P 层电感，根据两层 3D 串联叠层电感的分析方法，我们可以很容易得到 P 层 3D 叠层的等效电容为

$$C_{eq} = \sum_{q=1}^P \kappa_q C_q + \kappa_{q,adj} C_{q,adj}, \tag{A.25}$$

第 q 层金属的第 m 圈的起始点电压为,

$$V_{begining}(q, m) = \begin{cases} V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k + ql_m}{P \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为奇数} \\ V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k + (P-q+1)l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为偶数} \end{cases} = V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k - \frac{[-P-1+(2q-P-1)(-1)^m]}{2} l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.26)$$

第 q 层与第 $q-1$ 层金属的第 m 圈的起始点电压差为

$$\Delta V_{M_q-M_{q-1}, begining}(m) = V_{begining}(q, m) - V_{begining}(q-1, m) = V_0 \times (-1)^{m+1} \frac{l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.27)$$

第 q 层与第 $q-1$ 层金属之间的等效电容为 $C_{eq} = \kappa_q C_q$

$$C_q = C_{M_q-M_{q-1}} w \sum_{k=1}^n l_k$$

$$\kappa_q = \left(\frac{1}{P} \right)^2 \sum_{m=1}^n \left(\frac{l_m}{\sum_{k=1}^n l_k} \right)^3 = \left(\frac{1}{P} \right)^2 \sum_{m=1}^n \left(\frac{d'_{in} + 2(n-m)p}{n[d'_{in} + (n-1)p]} \right)^3, \quad q = 2 \dots P$$

$$\text{定义系数 } \rho_p = p/d'_{in} = (w+s)/d'_{in}, \quad \kappa_q = \left(\frac{1}{P} \right)^2 \sum_{m=1}^n \left(\frac{1+2(n-m)\rho_p}{n[1+(n-1)\rho_p]} \right)^3 \quad (A.28)$$

最下层金属第 m 圈的起点电压为,

$$V_{begining}(1, m) = V_0 \times \frac{P \sum_{k=m}^n l_k - \frac{1-(-1)^m}{2} (P-1)l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k}$$

最下层金属第 m 圈的终点电压为,

$$V_{ending}(1, m) = V_0 \times \frac{P \sum_{k=m}^n l_k - \frac{1-(-1)^m}{2} (P-1)l_m - l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} = V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{2} (P-1)l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.29)$$

下层金属与衬底之间存储的电场能量为

$$E_{e, M_1-S, C} = \sum_{m=1}^n E_{e, M_1-S, C_m} = \sum_{m=1}^n \frac{1}{6} C_{M_1-S} w l_m \left\{ V_{B, mth, begining}^2 + V_{B, mth, ending}^2 + V_{B, mth, begining} V_{B, mth, ending} \right\}$$

$$= \sum_{m=1}^n \frac{1}{6} C_{M_1-S} w l_m \left\{ \left(V_0 \times \frac{P \sum_{k=m}^n l_k - \frac{1-(-1)^m}{2} (P-1)l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 + \left(V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{2} (P-1)l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2 \right.$$

$$\left. + \left(V_0 \times \frac{P \sum_{k=m}^n l_k - \frac{1-(-1)^m}{2} (P-1)l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} \right) \left(V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{2} (P-1)l_m}{P \sum_{k=1}^n l_k} \right) \right\}$$

$$\begin{aligned}
C_1 &= C_{M_1-s} w \sum_{k=1}^n l_k \\
\kappa_1 &= \frac{1}{3} \frac{1}{\left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^3} \sum_{m=1}^n l_m \left\{ \left(\sum_{k=m}^n l_k - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} l_m \right)^2 + \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} l_m \right)^2 \right. \\
&\quad \left. + \left(\sum_{k=m}^n l_k - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} l_m \right) \cdot \left(\sum_{k=m+1}^n l_k + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} l_m \right) \right\} \\
&= \frac{1}{3 \left(n \left[d'_{in} + (n-1)p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left(d'_{in} + 2(n-m)p \right) \left\{ \left(\left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) d'_{in} + (n-m) \left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) p \right)^2 \right. \\
&\quad + \left(\left(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) d'_{in} + (n-m) \left(n-m-1 + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) p \right)^2 + \left(\left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) d'_{in} + \right. \\
&\quad \left. \left. (n-m) \left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) p \right) \left(\left(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) d'_{in} + (n-m) \left(n-m-1 + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) p \right) \right\}
\end{aligned}$$

定义系数 $\rho_p = p / d'_{in} = (w+s) / d'_{in}$

$$\begin{aligned}
\kappa_1 &= \frac{1}{3 \left(n \left[1 + (n-1)\rho_p \right] \right)^3} \sum_{m=1}^n \left(1 + 2(n-m)\rho_p \right) \left\{ \left(\left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + (n-m) \left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right)^2 \right. \\
&\quad + \left(\left(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + (n-m) \left(n-m-1 + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right)^2 + \left(\left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + \right. \\
&\quad \left. \left. (n-m) \left(n-m+1 - \frac{1-(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right) \left(\left(n-m + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) + (n-m) \left(n-m-1 + \frac{1+(-1)^m}{2} \frac{P-1}{P} \right) \rho_p \right) \right\} \quad (A.30)
\end{aligned}$$

第 q 层金属的第 m 圈的中点电压为，

$$V_{middle}(q, m) = \begin{cases} V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k + q l_m - \frac{l_m}{2}}{P \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为奇数} \\ V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k - \frac{[-P + (2q - P - 1)(-1)^m] l_m}{2}}{P \sum_{k=1}^n l_k} \\ V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k + (P - q + 1) l_m - \frac{l_m}{2}}{P \sum_{k=1}^n l_k}, m \text{ 为偶数} \end{cases} = V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k - \frac{[-P + (2q - P - 1)(-1)^m] l_m}{2}}{P \sum_{k=1}^n l_k} \quad (A.31)$$

第 q 层金属相邻两圈金属之间存储的电场能量为：

$$\begin{aligned}
E_{e, M_q \text{adj}} &= \sum_{m=1}^{n-1} E_{e, M_q \text{adj}} = \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M_q \text{adj}} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} (V_{middle}(q, m) - V_{middle}(q, m+1))^2 \\
&= \sum_{m=1}^{n-1} \frac{1}{2} C_{M_q \text{adj}} t \frac{l_m + l_{m+1}}{2} \left(V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+1}^n l_k - \frac{[-P + (2q - P - 1)(-1)^m] l_m}{2}}{P \sum_{k=1}^n l_k} - V_0 \times \frac{P \sum_{k=m+2}^n l_k - \frac{[-P + (2q - P - 1)(-1)^{m+1}] l_{m+1}}{2}}{P \sum_{k=1}^n l_k} \right)^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{C_{M_q,adj} t V_0^2}{2P^2 \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2} \sum_{m=1}^{n-1} \frac{l_m + l_{m+1}}{2} \left(P l_{m+1} - \frac{[-P + (2q - P - 1)(-1)^m]}{2} l_m + \frac{[-P + (2q - P - 1)(-1)^{m+1}]}{2} l_{m+1} \right)^2 \\
 &= \frac{C_{M_q,adj} t V_0^2}{8P^2 \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2} \sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})^3 (P + (2q - P - 1)(-1)^{m+1})^2 \\
 &= \frac{1}{2} C_{q,adj} V_0^2 \kappa_{q,adj}
 \end{aligned}$$

其中 $C_{q,adj} = C_{M_q,adj} t \bullet \sum_{k=1}^{n-1} \frac{l_k + l_{k+1}}{2}$,

$$\begin{aligned}
 \kappa_{q,adj} &= \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})^3 (P + (2q - P - 1)(-1)^{m+1})^2}{2P^2 \left(\sum_{k=1}^n l_k \right)^2 \sum_{m=1}^{n-1} (l_m + l_{m+1})} \\
 &= \frac{\sum_{m=1}^{n-1} (2d'_{in} + 2(2n - 2m - 1)p)^3 (P + (2q - P - 1)(-1)^{m+1})^2}{2P^2 \left(n \left[d'_{in} + (n - 1)p \right] \right)^2 \sum_{m=1}^{n-1} (2d'_{in} + 2(2n - 2m - 1)p)} \\
 &= \frac{2 \sum_{m=1}^{n-1} (d'_{in} + (2n - 2m - 1)p)^3 (P + (2q - P - 1)(-1)^{m+1})^2}{P^2 n^2 (n - 1) (d'_{in} + (n - 1)p)^3}
 \end{aligned}$$

定义系数 $\rho_p = p / d'_{in} = (w + s) / d'_{in}$

$$\kappa_{q,adj} = \frac{2 \sum_{m=1}^{n-1} (1 + (2n - 2m - 1)\rho_p)^3 (P + (2q - P - 1)(-1)^{m+1})^2}{P^2 n^2 (n - 1) (1 + (n - 1)\rho_p)^3} \quad (A.32)$$