

学校代码： 10246

学 号： 052052012

復旦大學

硕 士 学 位 论 文

宽带电感电容压控振荡器的研究与设计

院 系： 微电子研究院

专 业： 微电子学与固体电子学

姓 名： 袁 路

指 导 教 师： 唐长文 副教授

完 成 日 期： 2008 年 6 月 03 日

目录

目录.....	I
摘要.....	III
Abstract.....	IV
第一章 概述	1
1.1 研究背景	1
1.2 压控振荡器	3
1.3 论文主要工作和贡献.....	4
1.4 论文组织结构	4
参考文献	5
第二章 电感电容压控振荡器	6
2.1 基本结构	6
2.2 性能参数	7
2.2.1 频率覆盖范围.....	7
2.2.2 振荡幅度	7
2.2.3 相位噪声	8
2.2.4 调谐增益	10
参考文献	12
第三章 宽带压控振荡器的设计与优化.....	13
3.1 片上电感的优化.....	13
3.2 功耗的优化	14
3.3 相位噪声的优化.....	17
3.4 频率范围对调谐增益的影响	18
参考文献	19
第四章 调谐增益的优化	21
4.1 降低调谐增益的方法.....	21
4.2 调谐增益随频率的变化	25
4.3 采用开关可变电容器阵列的宽带压控振荡器	27
4.4 其它稳定调谐增益的技术	30
4.4.1 控制电感感值的变化	30
4.4.2 改变电容-电压特性曲线.....	31
4.4.3 数字信号反馈	33
参考文献	34

第五章 低调谐增益变化的宽带振荡器设计.....	36
5.1 振荡器基本结构.....	36
5.2 片上电感.....	37
5.3 开关可变电容阵列.....	38
5.4 开关电容阵列.....	39
5.5 电平移位电路.....	41
5.6 二次谐波谐振.....	45
参考文献.....	45
第六章 芯片实现与测试.....	47
6.1 采用开关可变电容阵列的宽带压控振荡器.....	47
6.1.1 芯片实现.....	47
6.1.2 测试方案.....	51
6.1.3 测试结果.....	51
6.2 应用于电视调谐器的宽带压控振荡器.....	54
6.2.1 芯片实现.....	54
6.2.2 仿真与测试结果.....	54
6.3 测试结果小结.....	56
参考文献.....	57
第七章 总结与未来展望.....	58
7.1 论文总结.....	58
7.2 未来展望.....	58
致谢.....	59

摘要

无线通信技术和CMOS工艺的迅速发展使得越来越多的单片集成射频系统成为可能，而应用于数字高清电视的射频电视调谐器正是其中之一。同时，适逢全世界数字电视产业的飞速发展，电视调谐器系统的单片集成技术更是得到了广泛的关注和深入的研究。

压控振荡器作为频率综合器的关键组成部分，对锁相环的频率覆盖范围、相位噪声、功耗等重要性能都有直接影响，是电视调谐器系统的重要模块。本文研究了电感电容压控振荡器的电路理论与实现方法，并进一步针对调谐增益性能的优化设计了应用于数字电视调谐器的宽带压控振荡器。

首先，从电视调谐器系统架构得出宽带压控振荡器的性能指标要求，初步分析了电路设计的难点。接着，对基本的电感电容压控振荡器进行分析，研究了振荡器的基本结构和工作原理。在此基础上，介绍了压控振荡器的主要性能指标如频率范围、相位噪声、调谐增益的理论分析，为压控振荡器的分析和设计提供了初步的理论基础。

其次，研究了宽带压控振荡器的设计与优化。从介绍宽频率范围对压控振荡器性能的影响入手，进而分析了宽带压控振荡器设计中针对各性能指标的优化方法。在此基础上，着重对调谐增益性能与频率的关系进行了分析，并对目前已有的优化调谐增益方法作了总结。

随后，作为本文的工作重点，设计了应用于数字电视调谐器的宽带压控振荡器。提出了一种采用开关可变电容阵列稳定调谐增益的宽带压控振荡器的设计方法。该电路在利用开关固定电容阵列降低调谐增益的同时，还采用了开关可变电容阵列来调整等效可变电容的大小，以达到稳定调谐增益的目的。

最后，通过两次流片测试验证了电路的基本理论和设计方法的正确性。文中详细介绍了芯片版图设计、测试等环节需要考虑的细节问题。总结了该电路的优缺点和设计极限，并与其他设计进行了比较。测试结果显示芯片各项指标已经基本满足了电视调谐器的系统要求。

关键词：宽带压控振荡器，调谐增益，电视调谐器，片上电感，

中图分类号：TN4.

Abstract

The rapidly progress on wireless-communication and CMOS technology makes more and more radio frequency (RF) systems integrated in a System-On-a-Chip (SOC) to be possible. One of them is the RF TV tuner for digital High-Definition Television (HDTV). With the development of digital TV industry, the TV tuner system has gained widely attention and deeply research.

As an important part of the frequency synthesizer, Voltage-Controlled Oscillator (VCO) is one of the critical circuits in TV tuner system. This work focuses on the wideband LC VCO design for TV tuner application, including circuit theory analysis, chip implement and measurement.

Firstly, a double-conversion low-IF TV tuner system architecture is presented, from which the wideband VCO specification is derived. And the base LC-VCO architecture is researched, theory analysis of the power, phase noise and tuning gain are presented in detailed.

Secondly, the wideband VCO design and optimize methodology is presented. Based on the theory analysis, a relationship between the wide frequency range and tuning gain is researched.

The design of fully-differential wideband VCO with stable tuning gain is the principal part of this paper. A switched varactor array in a single-inductor VCO is proposed to suppress the tuning gain (KVCO) fluctuation. By choosing the unit varactor of the array carefully, the KVCO variation can be significantly reduced.

Finally, the chip design and measurement results are presented. The chip achieves good performance in the required frequency band, and can be satisfy the TV tuner application.

Key Words: Wide-Band LC Voltage-Controlled Oscillator, Tuning Gain, TV tuner, on-chip inductor

第一章 概述

1.1 研究背景

随着信息通信和集成电路技术的不断进步,各种基于CMOS集成电路工艺的有线/无线收发系统都得到了迅猛的发展。技术的不断革新使得一些传统的射频收发系统逐渐被淘汰,如电报、传呼机等;另外一些在不断的改进和完善,如手机,无线局域网等;而更多的新兴技术和领域正蓄势待发,将对各种传统模式和人们的日常生活带来巨大的变革。这些新兴领域包括射频识别(RFID),超宽带网络(UWB),数字高清电视等。

数字高清电视是新兴产业。相对于传统的模拟电视,数字电视具有画面清晰度高,抗干扰能力强,频谱利用率高等优点,因此得到了世界各国的广泛关注。从1996年法国在全世界首先试播数字电视以来,各国均积极的制定了自己的发展战略,到2006年美国已经全部实现了电视信号的数字化传送,淘汰了传统的模拟电视。而中国国家广播电视局也制定了我国数字电视发展三步走的规划[1]:2005年,卫星传输、有线电视网和各省电视台全部实现数字化;2010年,广播影视节目制作、播出及传输实现数字化,数字电视接收机得到普及;2015年,全面实现电视信号数字化,停止模拟电视的播出。

相应的,世界各国和地区都指定了自己的数字电视编解码与传输标准[2]。北美采用的是ATSC(Advanced Television Systems Committee)标准,欧洲大部分国家采用DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)标准,日本采用单独的ISDB-T(Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial)标准,中国也于2006年推出了自己的DMB-T/H(Terrestrial Digital Multimedia/Television Broadcasting,地面数字多媒体/电视广播)标准[3]。全球数字电视产业链正在全球市场的高涨需求下全面铺开。数字电视调谐器作为数字电视中的关键模块,也便成了当前的研究热点而被广泛关注。

图1.1是采用了两次变频架构的低中频射频数字电视调谐器的结构 [4, 5],大致可分为三部分:射频前端、模拟前端和数字基带部分。天线接收到的高频信号通过射频前端后转变成所需要的低中频正交信号,再送入模拟前端进行处理。

调谐器的射频前端主要包括低噪声放大器(LNA, Low-Noise Amplifier),上变频混频器(Up-Mixer),下变频混频器(Down-Mixer),压控振荡器(VCO, Voltage-Controlled Oscillator),频率综合器(Frequency Synthesizer,或称锁相环PLL)等模块。天线接收到的宽带射频信号经片外滤波后首先通过一个可变增益LNA放大,然后通过上变频和下变频两次变频后得到正交中频信号I和Q输出,两个本振信号均由片上PLL环路产生。

在 DVB-T 的数字电视标准中，天线接收到的射频信号频率在 50MHz 到 860MHz 之间，信道宽度为 6/7/8MHz，而模拟前端输入信号的中频频率为 7.2MHz。根据实际应用和系统仿真，可得到射频电视调谐系统的性能指标要求如表 1.1 所示[4, 6]。

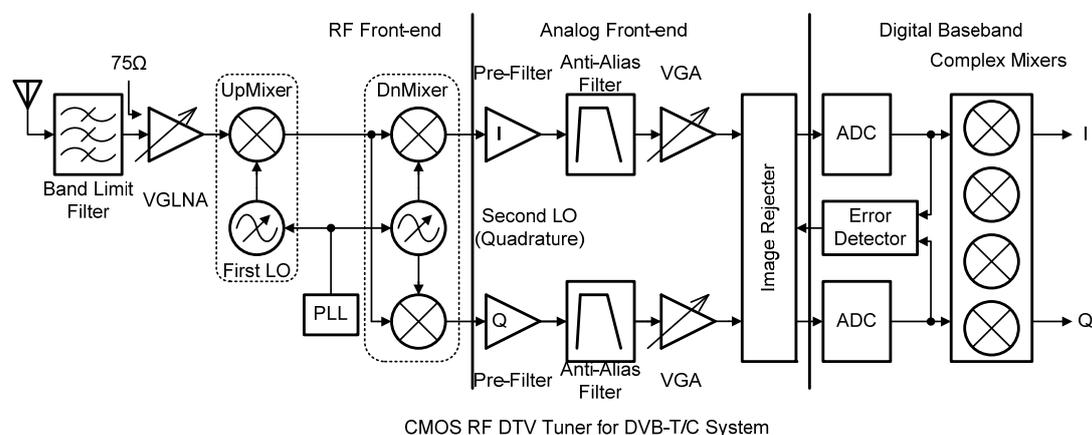


图 1.1 数字电视调谐器系统结构图

表1.1 射频电视调谐器性能要求

频率范围	50MHz-860MHz
信道带宽	6/7/8MHz
最大增益	80dB
噪声系数NF(@最大增益)	<8dB
灵敏度	-85dBm
三阶交调量 IIP3	+8.5dBm
二阶交调量 IIP2	+45dBm
信道选择性(8MHz带宽)	
@ 5.25MHz 偏移	29db
@ 5.75MHz 偏移	45dB
I/Q 匹配性	-45dBc
本振相位噪声	
1kH-3.8MHz	-37dBc
LO1@10kHz, @100kHz	-86dBc/Hz, -107dBc/Hz
LO2@10kHz, @100kHz	-92dBc/Hz, -112dBc/Hz
功耗	<180mW@1.8V
芯片面积	<9mm ² @ 0.18μm CMOS

1.2 压控振荡器

压控振荡器一般与其他模块如电荷泵和分频器一起组成频率综合器，能够提供频率准确，低相位噪声的本振信号，其中压控振荡器的输出即为频率综合器的输出，因此对于射频接收机系统，压控振荡器是系统中最为关键的模块之一。压控振荡器的重要性主要体现在以下几个方面：

一、压控振荡器的输出频率范围就是频率综合器的输出频率范围，直接决定接收机的工作频段。

二、压控振荡器的功耗在频率综合器中占大部分比重。

三、压控振荡器的相位噪声性能影响频率综合器的噪声性能。特别是在远频偏端，频率综合器的相位噪声直接由压控振荡器决定。

四、压控振荡器的调谐增益直接影响频率综合器的传递函数，影响频率综合器带宽和相位裕度。

从结构上来说，压控振荡器一般可分为环型振荡器和电感电容振荡器两类。环形振荡器具有面积小，原理简单的特点，但相位噪声性能相对电感电容振荡器较差。所以现在射频接收机系统多采用电感电容谐振作为压控振荡器基本结构。

对于图 1.1 所示的调谐器结构，根据系统性能要求，需要压控振荡器的性能指标要求见表 1.2。可以看出难点主要在于：

1) 压控振荡器需要覆盖接近 1GHz 的频率范围，覆盖范围大于 50%。

2) 在整个频段上，压控振荡器需要保持相对稳定的低调谐增益(25MHz/V)，以保证频率综合器的稳定工作。

表 1.2 VCO 性能指标

频率覆盖范围	1150MHz—2000MHz
压控电压方式	差分调谐
压控电压范围	0.9±0.5 V
调谐增益	<25MHz/V
相位噪声	<-80dBc/Hz@10kHz <-110dBc/Hz@100kHz <-130dBc/Hz@1MHz
输出峰峰值	>1V
功耗	<1.5V*6mA=9mW

1.3 论文主要工作和贡献

论文主要研究用于射频电视调谐器的宽带压控振荡器，其主要工作和贡献包括：

- 1) 阐述了电感电容压控振荡器的基本架构和工作原理。
- 2) 研究分析了电路性能与振荡器输出频率的关系。
- 3) 总结了稳定调谐增益的方法，提出基于开关可变电容阵列稳定调谐增益的方法。为需要稳定调谐增益的宽带压控振荡器设计提供借鉴。
- 4) 设计了应用于数字电视调谐器的宽带压控振荡器，采用了开关可变电容阵列和差分调谐电压降低调谐增益，并采用尾电感电容二次谐波谐振结构优化相位性能。
- 5) 流片测试验证了设计的正确性。

概括而言，本文总结和完善了稳定调谐增益的宽带压控振荡器电路结构，在此基础上设计出了能够满足电视调谐器中宽带频率综合器要求的具有稳定调谐增益的宽带压控振荡器。经过流片测试，验证了理论分析和电路设计的正确性。

1.4 论文组织结构

本论文针对数字电视调谐器的系统应用，分析了压控振荡器的性能，并设计出了满足系统性能要求的宽带电感电容压控振荡器。具体组织结构如下：

第二章简要介绍了电感电容压控振荡器的电路结构，噪声理论及调谐增益分析的基础知识。

第三章先介绍了现有系统对压控振荡器频率覆盖范围的要求，然后详细分析了频率范围对于压控振荡器电路性能的影响，包括相位噪声，输出幅度和调谐增益等指标。

第四章进一步介绍了具有稳定调谐增益的宽带电感电容压控振荡器设计。总结了现有稳定调谐增益的设计方法，并介绍了采用开关可变电容阵列稳定调谐增益的压控振荡器结构。

第五章介绍了基于开关可变电容阵列的低调谐增益变化的宽带压控振荡器设计。采用了开关可变电容阵列和差分调谐结构，稳定并降低调谐增益；采用了尾电感电容二次谐波谐振优化相位噪声，使该设计满足数字电视调谐器的系统应用。

第六章基于前面的理论分析，设计了一个宽带电感电容压控振荡器，包括实际电路设计和仿真，版图实现的考虑，芯片测试方案及测试结果。

第七章是对本文的总结，并对未来进一步的工作提出了展望。

参考文献

- [1] 新华网, “数字电视三步走 2015年停止模拟电视播出”,
<http://news.xinhuanet.com>.
- [2] 周致远, “陆地数位电视广播系统调谐器射频模组之研制”, 硕士学位论文, 台湾国立中山大学, 2004.
- [3] 北京凌讯华业科技有限公式, 清华大学, “DMB-TH地面数字电视传输技术白皮书”, 第二版, <http://www.eetchina.com>.
- [4] M. Dawkins, 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] D. Saias, et al., "A 0.12 μ m CMOS DVB-T tuner", in *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.* 2005, pp. 430-431.
- [6] C. Y. Cha, J. K. Choi, H.S. Kwon, and S. G. Lee, "Radio specifications of double conversion tuner for cable modem", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, Vol. 49, pp. 1272-1278, Nov. 2003.

第二章 电感电容压控振荡器

随着片上电感仿真技术的成熟和理论分析的完善，电感电容压控振荡器在高频应用方面已经成为主流振荡器结构。本章主要介绍了电容电感压控振荡器的基本结构和主要性能指标。

2.1 基本结构

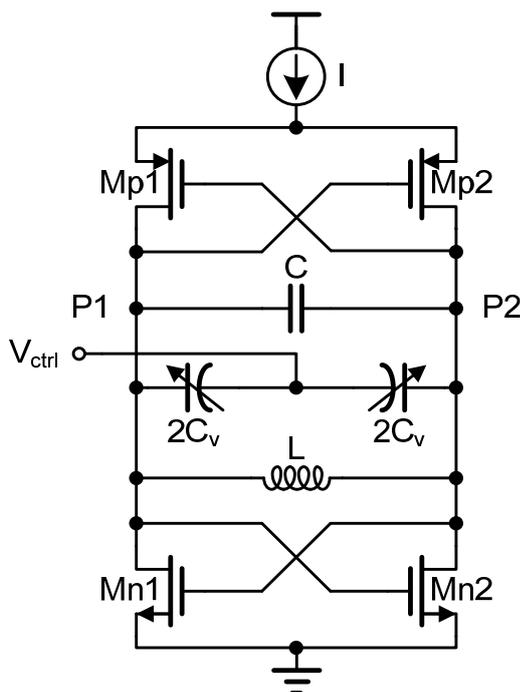


图 2.1 电感电容压控振荡器原理图

图 2.1 是差分互补 MOS 管电感电容压控振荡器的原理图[1]。实际电路设计中，电感和电容总是会具有能量损耗，因此采用 Mp1, Mp2 与 Mn1, Mn2 组成两对差分对管补偿振荡过程中的能量损耗，保证振荡器能够持续工作。电路总直流电流即为电流源 I 的大小。振荡器的输出频率由电感电容决定，如果考虑到器件和版图的寄生电容，可以得到输出频率为：

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_{\text{total}}} \quad (2.1)$$

其中 $C_{\text{total}} = C_{\text{fixed}} + C_v + C_{\text{par}}$ ，为输出节点 P1, P2 间总的等效电容。C_v 为串联压控可变电容大小，C_{par} 为 P1, P2 间总的寄生电容，C_{fixed} 为固定电容大小。压控可变电容的值由电容两边的电压差值决定，因此，改变调谐电压 V_{ctrl} 可以很方便的改变输出频率。实际上，可以把压控振荡器看作一个将电压信号转化为具有特定频率信号的振荡电路，其频率受到输入电压 V_{vtri} 控制。

2.2 性能参数

2.2.1 频率覆盖范围

根据式(2.1)，可以知道振荡器的输出频率由等效电感和等效电容值决定。如果可变电容 C_v 的变化范围从 C_{\min} 到 C_{\max} ，则振荡器输出最小频率和最大频率分别是：

$$f_{0,\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{\text{fixed}} + C_{\text{par}} + C_{\max})}} \quad (2.2)$$

$$f_{0,\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{\text{fixed}} + C_{\text{par}} + C_{\min})}} \quad (2.3)$$

对于可变电容来说，其能达到的最大电容值与最小电容值的比值不会超过一个极限值 α ：

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} < \alpha \quad (2.4)$$

$$\frac{f_{0,\max}}{f_{0,\min}} = \frac{2\pi\sqrt{L(C + C_{\text{par}} + C_{\max})}}{2\pi\sqrt{L(C + C_{\text{par}} + C_{\min})}} = \frac{\sqrt{(C + C_{\text{par}} + C_{\max})}}{\sqrt{(C + C_{\text{par}} + C_{\min})}} < \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} < \sqrt{\alpha} \quad (2.5)$$

可以看出，如果仅仅使用单一类型的可变电容，压控振荡器的最高与最低频率比值会有一个极限。以 SMIC 0.18 μm CMOS 工艺库为例，其 AMOS 可变电容最大与最小电容比值约为 4，则用此类型可变电容设计的电感电容压控振荡器最高与最低频率的比值不会超过 2。因此，很难用此类型可变电容设计频率覆盖范围超过 50% 的振荡器。

2.2.2 振荡幅度

不同于理想电路特性，实际片上电感电容都存在串联电阻，图 2.1 中电感电容压控振荡器的等效电路可以化为图 2.2(a)所示， C ， L 分别为接在输出节点 P1，P2 上的总等效电容和电感。等效电感串联电阻和电容串联电阻的能量损耗由差分对管等效成的负阻 $-R$ 来补偿。其中 R_L 和 R_C 分别为电感和电容的串联电阻，由于片上电容的品质因数通常要远大于片上电感，电感电容谐振回路的能量损耗主要由片上电感的串联电阻引起。根据电感和电容的串联-并联转换关系，图 2.2(a) 可以转换成图 2.2(b) 的等效电路。

根据能量守恒和转换的理论，在谐振回路中，存储在电感中的最大能量应该

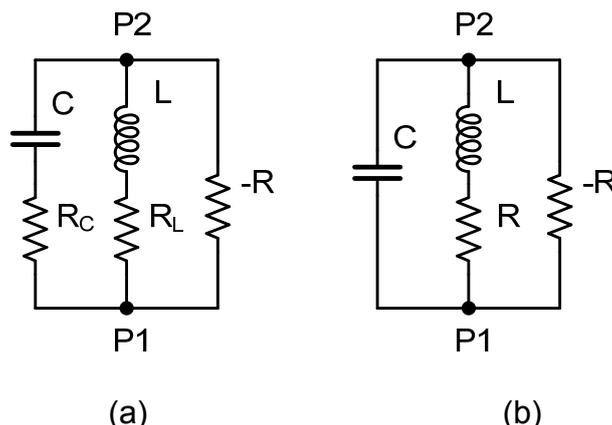


图 2.2 (a)压控振荡器等效电路 (b)串并联转换等效电路

等于存储在电容上的最大能量。假设存储在回路中的能量为 E_{tank} ，有：

$$E_{\text{tank}} = \frac{CV_{\text{peak}}^2}{2} = \frac{LI_{\text{peak}}^2}{2} \quad (2.6)$$

其中 V_{peak} 为振荡时电容两端的电压峰值， I_{peak} 为振荡时流过电感的电流峰值，可以得到图 2.2(b)中串联电阻 R 上的损耗：

$$P_{\text{loss}} = RI_{\text{peak}}^2 \quad (2.7)$$

由于振荡器等效电容两端的电压峰值就是输出振幅，因此根据式(2.1)，(2.6)，输出振幅可以表示为：

$$V_{\text{peak}}^2 = \frac{2E_{\text{tank}}}{C} = 2E_{\text{tank}}L\omega_0^2 \quad (2.8)$$

式(2.8)表示，在振荡频率一定的情况下，输出振幅的平方与存储能量和电感大小成正比。由图 2.1 可以看出，输出电压幅度受差分对管钳制，其振幅不可能超出电源电压。因此当输出振幅达到一定幅度时，增加存储能量和电感不再会增加振幅，此时我们称压控振荡器工作在电压受限区域。而在达到最大振幅之前，振荡器被认为工作在电流受限区域(或称电感受限区域)[2]。式(2.8)可以被改写为：

$$V_{\text{peak}} = \begin{cases} \sqrt{2E_{\text{tank}}L\omega_0^2} & (\text{I-limited}) \\ V_{\text{limit}} & (\text{V-limited}) \end{cases} \quad (2.9)$$

2.2.3 相位噪声

如图 2.3 所示，在理想情况下，压控振荡器的输出频谱是一个脉冲函数，但在实际情况中，由于各种噪声源的影响，振荡器输出的频谱特性是频罩曲线。很大的旁带噪声会将很强的相邻干扰信号混频至信道中，造成信号频道的阻塞现象，降低信噪比。目前广泛使用相位噪声(Phase Noise)表示噪声性能的优劣。相

位噪声的定义为 1Hz 内单边带噪声谱密度与载波功率比值的分贝形式：

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left(\frac{P_{\text{sideband}}(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})}{P_{\text{carrier}}}\right) \quad (2.10)$$

其中 $\Delta\omega$ 为频率偏移量， ω_0 为载波频率。相位噪声是衡量压控振荡器乃至频率综合器性能最主要的指标之一，在系统中，压控振荡器的相位噪声是直接影响到灵敏度的最主要因素。

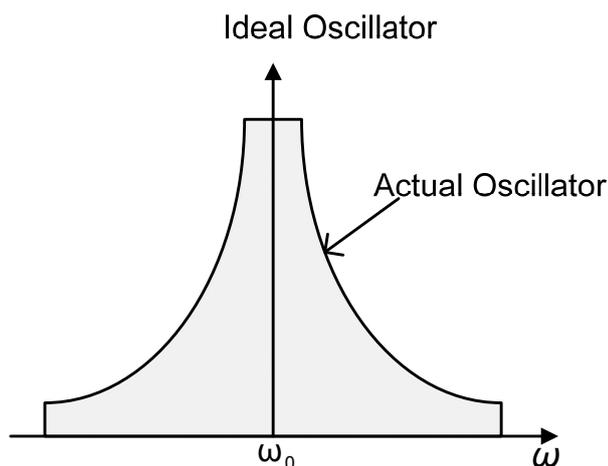


图 2.3 压控振荡器的频谱

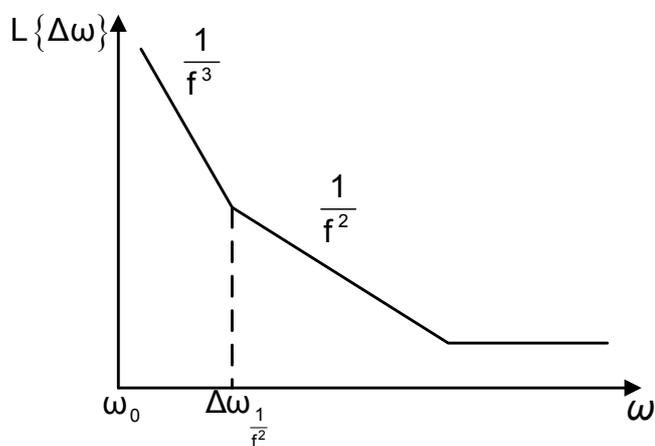


图 2.4 典型相位噪声曲线

一个典型的压控振荡器的相位噪声曲线如图 2.4，大致可分为三个区域，在近频端相位噪声斜率为 $-30\text{dB}/10$ 倍频，称为 $1/f^3$ 区域，在稍远端相位噪声斜率为 $-20\text{dB}/10$ 倍频，称为 $1/f^2$ 区域；最远端是振荡器本身的白噪声区域[3]。 $1/f^3$ 区域与 $1/f^2$ 区域之间分界点称为拐点频率 $\Delta\omega_{1/f^2}$ 。具有 $1/f^3$ 特性的相位噪声由振荡器器件的闪烁噪声所引起，而具有 $1/f^2$ 特性的相位噪声则是由器件的白噪声所引起。压控振荡器的器件噪声主要来源于谐振电感和电容的串联寄生电阻，差分对

管和尾电流源。

目前，相位噪声的分析方法和理论主要可以分为三大类：线性时不变(LTI, Linear Time Invariant)分析[4, 5]，非线性时不变(NTI, Nonlinear Time Invariant)分析[6]和线性相位时变(LPTV, Linear Phase Time Varying)分析[7, 8]。其中由Hajimiri 提出的线性相位时变噪声模型可以分析单个噪声源对相位噪声的贡献，精确计算相位噪声，系统的阐述了产生相位噪声的各个区域的噪声来源，因此得到了广泛采用。

三种相位噪声的模型分析显示，在 $1/f^2$ 区域的相位噪声可以表示为：

$$L\{\Delta\omega\} \propto \frac{KT}{2P_{\text{sig}}} \frac{\omega_0^2}{Q^2 \Delta\omega^2} \quad (2.11)$$

其中 Q 为谐振回路总的品质因数，振荡信号能量 $P_{\text{sig}} \propto V_{\text{peak}}^2$ 。可以得出，增大振荡信号幅度和提高谐振回路的品质因数可以优化相位噪声性能。由于片上可变电容的品质因数要远远大于片上电感，总谐振回路的品质因数完全取决于电感。因此，设计一个品质因数高、感值合理的电感往往是振荡器设计和优化的第一步。

2.2.4 调谐增益

调谐增益是压控振荡器的一个重要参数，其定义为：

$$K_{\text{VCO}} = \frac{\Delta f_{\text{out}}}{\Delta V_{\text{ctrl}}} \quad (2.12)$$

其中 f_{out} 为压控振荡器的输出频率， V_{ctrl} 为振荡器的调谐电压。

调谐增益直接反映了该压控振荡器输出频率对压控电压的敏感程度，在锁相环的传递函数中起着重要作用。图 2.5 是一个典型的三阶频率综合器的 s 域模型[9, 10]，其中 I_{cp} 为电荷泵(CP)的电流， $Z_{\text{F}(s)}$ 为环路滤波器(Loop Filter)的传递函数， K_{VCO} 为压控振荡器(VCO)的增益， N 为分频器(Divider)的分频比，可以得到频率综合器的开环传递函数为：

$$H_{\text{o}(s)} = \frac{I_{\text{cp}}}{2\pi \times N} \times Z_{\text{F}(s)} \times \frac{K_{\text{VCO}}}{s} \quad (2.13)$$

环路滤波器为二阶无源电阻电容网络(图 2.6)，其传递函数可以写为：

$$Z_{\text{F}(s)} = \frac{1}{C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_{p2})} \quad (2.14)$$

其中：

$$\omega_z = \frac{1}{R_1 C_1}; \omega_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{R_1 C_1 C_2} \quad (2.15)$$

由此，闭环传递函数可以表示为：

$$H_{(s)} = \frac{NH_{o(s)}}{1+H_{o(s)}} = \frac{NK'(s+\omega_z)}{s^3 + \omega_{p2}s^2 + K's + K'\omega_z} \quad (2.16)$$

其中 K' 为环路增益：

$$K' = \frac{I_{cp} K_{VCO}}{2\pi N C_2} \quad (2.17)$$

由此可见，频率综合器的开环传递函数与调谐增益成正比，调谐增益直接影响到频率综合器的开环增益和闭环时的稳定性。同时，调谐增益也会影响相位噪声性能，调谐增益越大，压控电压上相同幅度的电压噪声引起的频率变化也越大，锁相环环路对噪声越敏感，相位噪声性能就会越差。

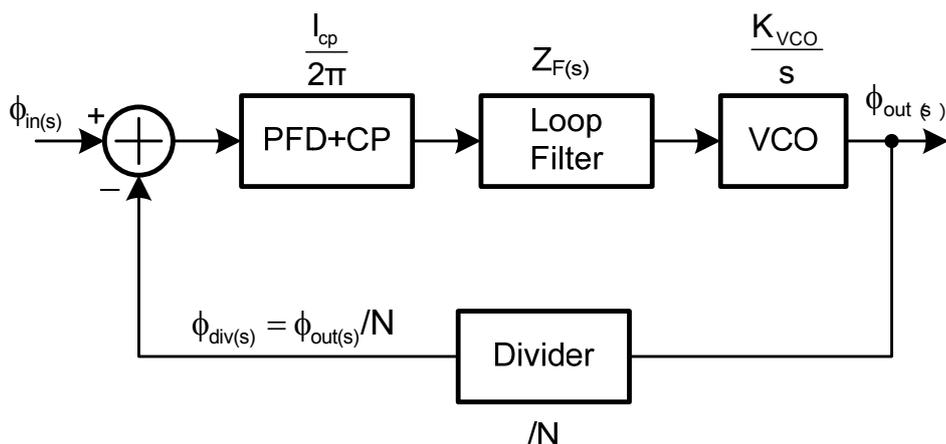


图 2.5 三阶频率综合器的 s 域线性模型

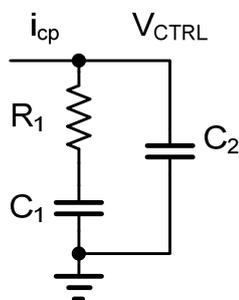


图 2.6 二阶无源滤波器

参考文献

- [1] 唐长文, “电感电容压控振荡器”, 博士学位论文, 2004 年 4 月
- [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] D.B. Leeson, “A simple model of feedback oscillator noises spectrum,” *Proc. IEEE*, vol. 54, pp. 329-330, Feb. 1966.
- [4] 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.
- [5] B. Razavi, “A study of phase noise in CMOS oscillators,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 331-343, Mar. 1996.
- [6] C. Samor, 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.
- [7] 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.
- [8] T. H. Lee and A. Hajimiri, “Oscillator phase noise: A tutorial,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 326-336, Mar. 2000.
- [9] Hoon Hee Chung, Wenjian Chen, Bertan Bakkaloglu, Hugh J. Barnaby, Bert Vermeire, and Sayfe Kiaei, “Analysis of single events effects on monolithic PLL frequency synthesizers,” *IEEE Transactions ON NUCLEAR SCIENCE*, vol. 53, no. 6, Dec. 2006.
- [10].何捷, “DVB-T 接收机中频率综合器的研究”, 博士学位论文, 2005 年 4 月 20 日

第三章 宽带压控振荡器的设计与优化

随着系统集成度的提高，越来越多的系统要求振荡器能够提供更宽的频率范围，输出频率对压控振荡器的性能影响变得日益明显。本章主要介绍了输出频率对压控振荡器各性能的影响，进而分析了宽带压控振荡器设计中需要注意的问题。

3.1 片上电感的优化

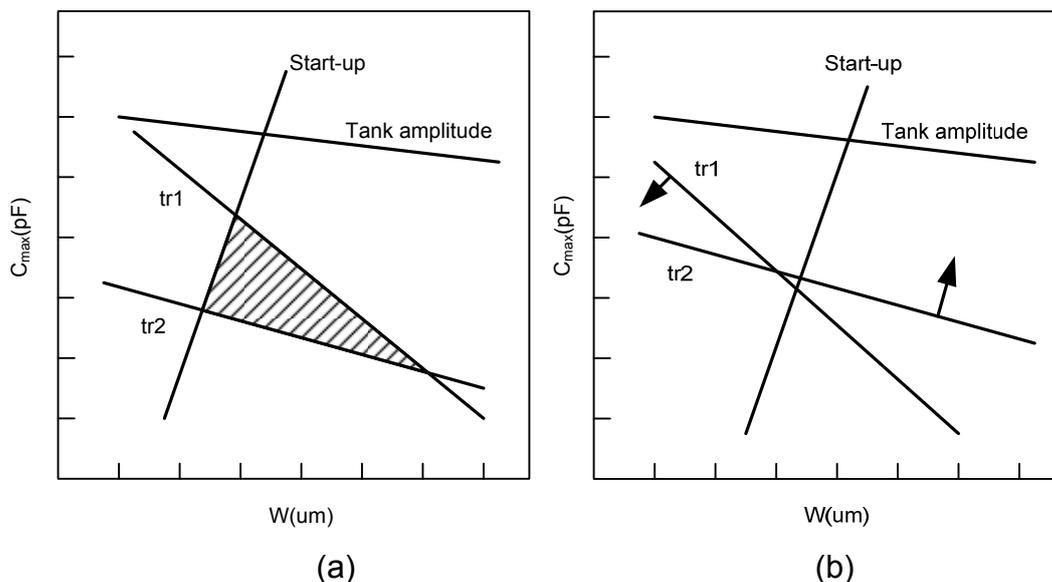


图 3.1(a)设计约束的图形表示 (b) 频率范围加宽后的设计约束

根据第二章中的介绍，对于电感电容压控振荡器，其输出频率只和电感电容值有关。由于在确定可变电容类型的情况下，可变电容的最大值和最小值的比值是一定的。因此设计电感电容压控振荡器时需要考虑的独立变量最后可以归结到功耗、电感几何参数(决定电感的感值大小 L_0 和芯片面积)、可变电容最大值 C_{max} (根据可变电容特性可确定其最小值 C_{min})和差分对管的宽度 W (决定等效负阻大小。为了减小寄生电容和噪声，差分对管的长度 L 一般设为最小长度)这几个参数。根据振荡器的性能指标，对于输出频率，其输出频率覆盖范围必须包含所需频率范围，根据式(2.1)有：

$$\frac{1}{L_0 C_{min}} > \omega_{max}^2 \tag{3.1}$$

$$\frac{1}{L_0 C_{max}} < \omega_{min}^2 \tag{3.2}$$

ω_{max} 与 ω_{min} 分别为频率范围要求的最高与最低频率。对于起振条件，振荡

器的回路增益至少要大于起振因子 α 以保证电路可以正常起振[1]，其数学形式可表示为：

$$g_{\text{active}} > \alpha g_{\text{tank}} \quad (3.3)$$

其中 g_{active} 为差分管跨导(有效负导纳)， g_{tank} 为回路损耗导纳，即电感电容谐振回路等效并联电阻的倒数。一般 α 不小于 3 才能保证电路正常起振。

对于振荡幅度，振荡器的输出振幅至少要大于振荡最小值 V_{min} ：

$$V_{\text{tank}} = \frac{I_{\text{bias}}}{g_{\text{tank}}} > V_{\text{min}} \quad (3.4)$$

因此，只要选定电感参数，在功耗一定的情况下，振荡器的设计要求就可以在可变电容-差分对管宽度($C_{\text{max}}-W$)关系图上表示出来，如图 3.1(a)。频率变化范围(式(3.1)，(3.2))在图中分别表示为 $tr1$ ， $tr2$ 两条线，而在两条线之间的区域，电容的取值能够满足频率覆盖范围要求。(3.3)式决定启动条件，在图中表现为 **Start-up** 线，在其右边，即差分管宽度满足启动条件时，电路才能正常起振。**Tank amplitude** 线表示振荡幅度要求，当电容值小于这条线时，振荡幅度满足要求。因此，阴影区域表示满足所有约束条件下的 C_{max} 和 W 参数值。一般优化步骤为先选定 Q 值最大的电感参数，再确定电容值和差分对管宽度。

对于需要覆盖宽频率范围的压控振荡器而言，如果选定电感值不变，由于频率变化范围增大，频率的上下限会分别上升下降，反应到 $C_{\text{max}}-W$ 图上则表示为 $tr1$ 线向下移动，而 $tr2$ 线向上移动。这样当选择 Q 值最大的电感时，阴影区域有可能不存在，即不存在满足所有指标的振荡器(图 3.1(b))。减小电感值可以使 $tr1$ 上移， $tr2$ 线下移，恢复到图 3.1(a)时的状态。但需要注意的是，减小电感值的同时，**Start-up** 线会向右边移动，**Tank amplitude** 线则会向下移，使得约束条件更加苛刻。这样，设计者有可能不得不通过增大功耗来保证起振条件和振荡幅度要求。因此，随着频率覆盖范围越来越宽，功耗，电感电容值等参数之间的权衡变得更加重要。

3.2 功耗的优化

根据第二章中的介绍，当压控振荡器工作在电流受限区域时，有：

$$V_{\text{tank}} = \sqrt{\frac{2E_{\text{tank}}}{C}} = \sqrt{2E_{\text{tank}}L_{\text{tank}}}\omega_0 \quad (3.5)$$

一般来说，压控振荡器会尽量避免工作在电压受限区域，因为在电压受限区域时，能量有极大的浪费，反而会恶化相位噪声性能。理想状态是压控振荡器工作在电流受限区和电压受限区的拐点处，此时振荡幅度正好达到最大值。从(3.5)

式可看出，在电流受限区域振荡幅度是与振荡频率成正比的[2]。对于宽带振荡器来说，振荡频率 ω_0 变化范围很大。假设振荡器最高频率为最低频率的两倍，则在功耗不变的情况下，振荡频率最低时的振荡幅度只有最高频率时的二分之一，输出振荡幅度的变化会带来以下问题：

- 一、在低输出频率时，振荡幅度有可能达不到要求或者干脆不能起振。
- 二、输出波形的振荡幅度变化幅度很大，对振荡器的后续电路性能产生影响。例如：分频器的噪声和功耗就受制于振荡器的输出信号幅度；混频器的转换增益也受信号幅度影响。
- 三、可变电容的等效电容值会随幅度变化而变化。



图 3.2 反型 MOS 管可变电容 (IMOS)

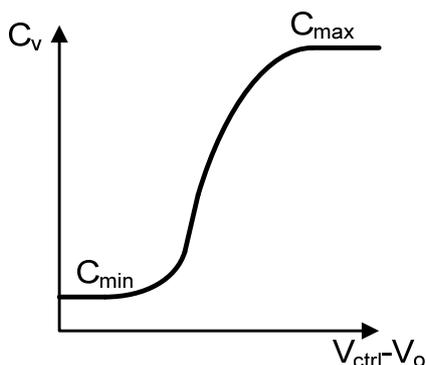


图 3.3 IMOS 可变电容

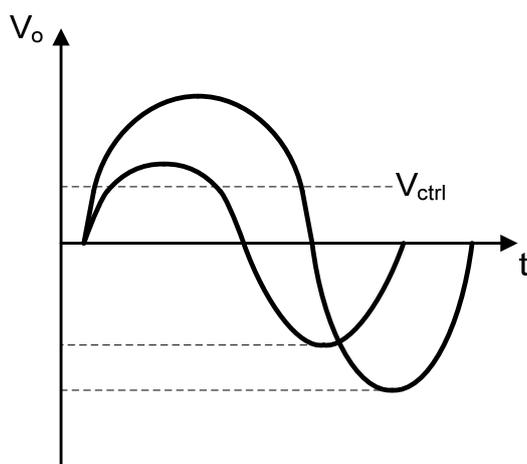


图 3.4 不同振荡幅度下的输出波形

以反型 NMOS 管(Inversion MOS)可变电容为例，在压控振荡器设计中，用调谐电压 V_{ctrl} 控制 NMOS 管的源漏两端，栅极接至振荡器输出端 V_O ，这样 NMOS

管将只处于强反型区和耗尽区。反型 NMOS 可变电容的结构如图 3.2，其等效电容和电压关系(C-V)曲线如图 3.3。因此，在振荡器的一个振荡周期内，可变电容的容值是随着输出振荡信号在不断变化的[3]。如果振荡电压的输出幅度变化，在调谐电压不变的情况下，振荡器的输出频率也会发生变化(图 3.4)。

由式(3.5)可看出，在输出频率改变的同时让功耗(E_{tank})随之变化可以让振荡输出幅度保持稳定。目前广泛采用的方法是利用开关去控制电流源电流的大小，当频率下降时闭合开关增大电流使振荡电压近似保持恒定。更进一步的方法是采用自动幅度控制环路(Automatic Amplitude Control loop)，自动监测振荡幅度的变化，并将变化反馈至控制电流源的开关上对功耗进行控制。这种做法能够很好的稳定振荡幅度，但缺点在于额外引入了负反馈环路，因此需要注意环路稳定性。而且这样做相当于在电压源上引入了额外的噪声源，因此对相位噪声会有一定恶化。

图 3.5 是一种采用自动幅度控制环路的振荡器[4]，振荡器的振荡幅度首先被 Peak detector 检测，然后和一个参考电平 V_{ref} 进行比较，比较的结果被输入数字模块决定是否增加或减少电流源电流，并输出数字信号控制电流源开关。通过调整参考电压 V_{ref} 可以方便的控制振荡幅度的大小。

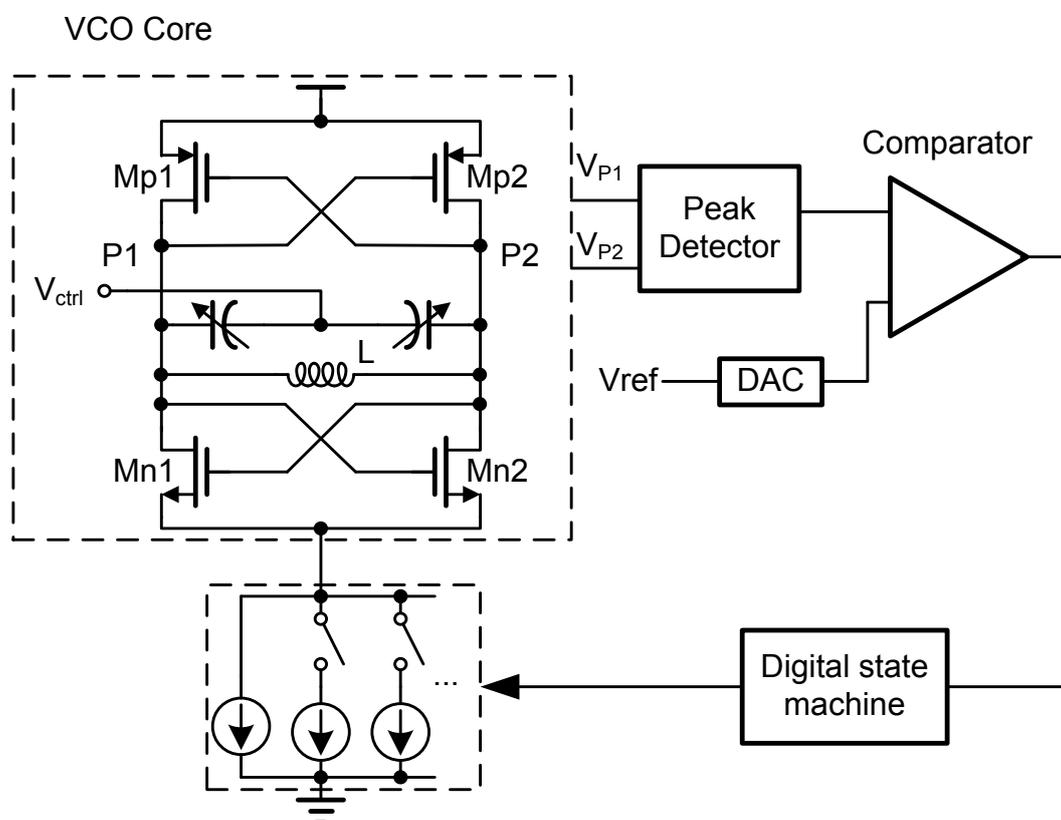


图 3.5 采用自动幅度控制环路的振荡器

3.3 相位噪声的优化

根据 Hajimiri 提出的线性相位时变模型[5]，可以得到所有谐波产生的 $1/f^2$ 相位噪声如下：

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left(\frac{\Gamma_{\text{rms}}^2 \overline{i_n^2}/\Delta f}{q_{\text{max}}^2 2\Delta\omega^2}\right) \quad (3.6)$$

其中 Γ_{rms} 为脉冲敏感函数 $\Gamma(x)$ 的均方根，与振荡波形密切相关。 $\overline{i_n^2}/\Delta f$ 为噪声谱密度。 q_{max} 为谐振电容中存储的最大电荷。有：

$$q_{\text{max}} = CV_{\text{tank}} = V_{\text{tank}} / (L_{\text{tank}} \omega_0^2) \quad (3.7)$$

由于有源 MOS 器件的漏源电流噪声占整个振荡器白噪声的主导地位，对于上下互补差分管的振荡器结构，其噪声大小可以表示为：

$$\overline{i_{M,d}^2}/\Delta f = 2kT\gamma(g_{d0,n} + g_{d0,p}) \quad (3.8)$$

对于短沟道器件， $g_{d0} = 2I_{ds,n}/(L_{\text{channel}}E_{\text{sat}})$ ， E_{sat} 为沟道饱和电场。将式(3.7)(3.8)代入(3.6)式，可以得到：

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left(\frac{\Gamma_{\text{rms}}^2 L_{\text{tank}}^2 \omega_0^4}{2\Delta\omega^2 V_{\text{tank}}^2} 2kT\gamma\left(\frac{2I_{ds,n}}{L_{\text{channel}}E_{\text{sat},n}} + \frac{2I_{ds,p}}{L_{\text{channel}}E_{\text{sat},p}}\right)\right) \propto \frac{L_{\text{tank}}^2 \omega_0^4 I_{\text{tail}}}{V_{\text{tank}}^2} \quad (3.9)$$

在电流受限区域，电流不变的情况下当电感电容回路谐振时，存储在回路中的能量 $E_{\text{tank}} = CV_{\text{tank}}^2/2$ 不变；在电压受限区域， $V_{\text{tank}} = V_{\text{supply}}$ 保持不变，(3.9)式可表示为：

$$L\{\Delta\omega\} \propto \frac{L_{\text{tank}}^2 \omega_0^4 I_{\text{tail}}}{V_{\text{tank}}^2} \propto \begin{cases} \frac{L_{\text{tank}} \omega_0^2 I_{\text{tail}}}{2E_{\text{tank}}} & (\text{I-limited}) \\ \frac{L_{\text{tank}}^2 \omega_0^4 I_{\text{tail}}}{V_{\text{supply}}^2} & (\text{V-limited}) \end{cases} \quad (3.10)$$

由于以目前技术来说，实现电感随电压大小可调要求太高，不易在片上实现，因此压控振荡器一般是通过调谐电压调整等效电容的大小，从而改变振荡频率。电感的几何结构时是保持不变的。对于窄带振荡器，振荡 ω_0 频率变化范围比较小，由电容变化引起的相噪变化可以忽略不计。假设 ω_0 的变化为 1.1GHz—2GHz，有：

$$\frac{\omega_{0,\text{max}}}{\omega_{0,\text{min}}} = \frac{2G}{1.1G} = 1.81 \quad (3.11)$$

频率的变化会带来相当大的相噪变化。由式(3.10)可得出：在电流受限区域，相噪变化与 ω_0^2 成正比。由此可计算出振荡在最高频率时的 $1/f^2$ 噪声比最低频率时的噪声低 $20\log 1.81=5.2\text{dB}$ 。图 3.6 展示了同一个压控振荡器相位噪声的仿真结

果。上面的曲线为压控振荡器工作在 2GHz 时的相位噪声曲线，下面曲线为压控振荡器工作在 1.1GHz 时的相位噪声曲线。在 1MHz 处两者相差 6dB，与计算结果很接近。

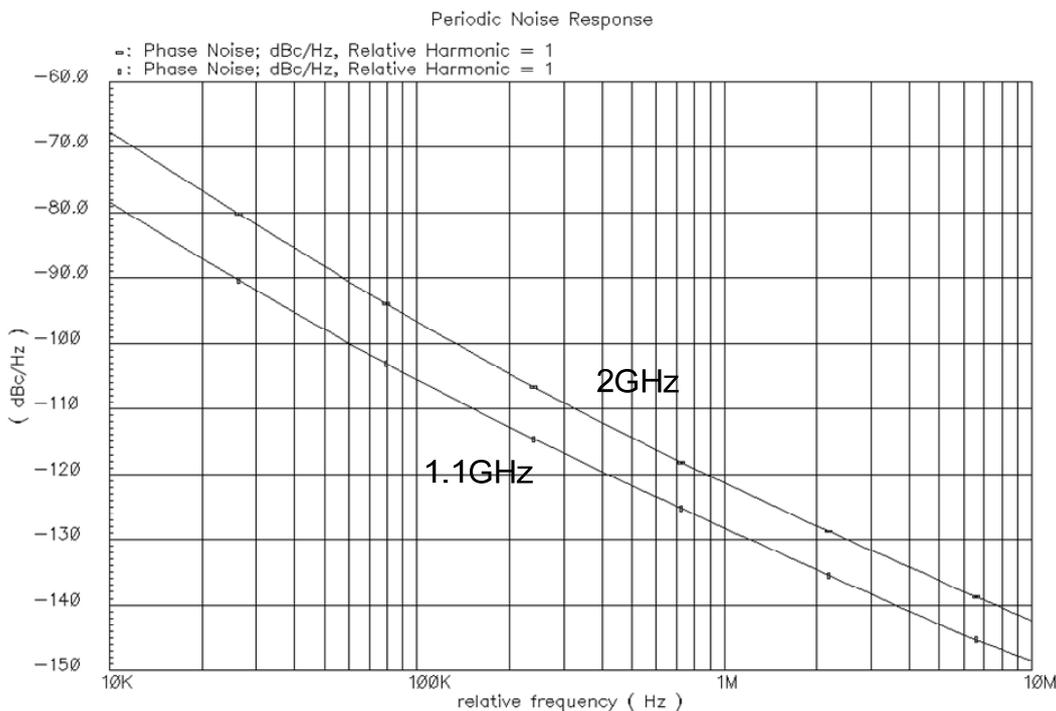


图 3.6 1.1GHz 与 2.0GHz 的相位噪声曲线

3.4 频率范围对调谐增益的影响

对于电感电容压控振荡器来说，其输出频率可以表示为：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} \quad (3.12)$$

其中 L 为谐振电感值，C 为连接到振荡端等效总谐振电容值。从直观上解释，调谐增益 K_{VCO} 即为频率-调谐电压调谐曲线的斜率，可以表示为[6]：

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f}{\Delta V_{ctrl}} = \frac{\Delta f}{\Delta C} \times \frac{\Delta C}{\Delta V_{ctrl}} = \frac{-1}{4\pi \times C \times \sqrt{L \times C}} \times \frac{\Delta C_v}{\Delta V_{ctrl}} \quad (3.13)$$

其中 V_{ctrl} 为调谐电压， C_v 为可变电容。由式(3.12)可看出，对于压控振荡器来说，在电感值不变的情况下要加宽频率覆盖范围，唯一的选择是增大可变电容的变化范围。增大可变电容范围会引起以下问题：

一、虽然压控可变电容范围增大，但是调谐电压受到电源电压和电荷泵的限制，调谐电压范围仍然保持不变，这样会导致 $\Delta C_v / \Delta V_{ctrl}$ 增大。由式(3.13)可得，

调谐增益 K_{VCO} 也会增大，从而导致锁相环相位噪声恶化，甚至还会造成环路不稳定。

二、压控振荡器调谐曲线呈非线性，因此当调谐电压不同时，调谐增益变化很大。图 3.7(a)显示的是一根典型的压控振荡器调谐曲线(F-V 曲线)。调谐增益曲线呈尖峰状，随着调谐电压的变化，调谐增益可以从峰值 $K_{V,max}$ 一直变化至零(图 3.7(b))。

如何在覆盖宽频率范围的同时保持稳定的低调谐增益已经成为压控振荡器设计中一个很重要的问题。

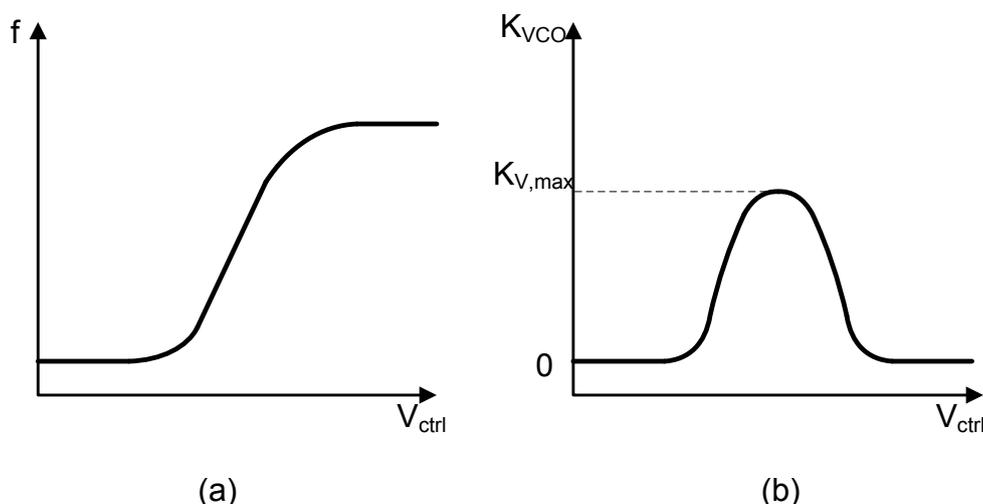


图 3.7 (a)单根调谐曲线 (b)调谐增益相对调谐电压变化

参考文献

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 唐长文, "电感电容压控振荡器", 博士学位论文, 2004年4月27日
- [4] Axel D. Berny, Ali M. Niknejad and Robert G. Meyer, "A 1.8-GHz LC VCO With 1.3-GHz Tuning Range and Digital Amplitude Calibration," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 4, April 2005.
- [5] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical

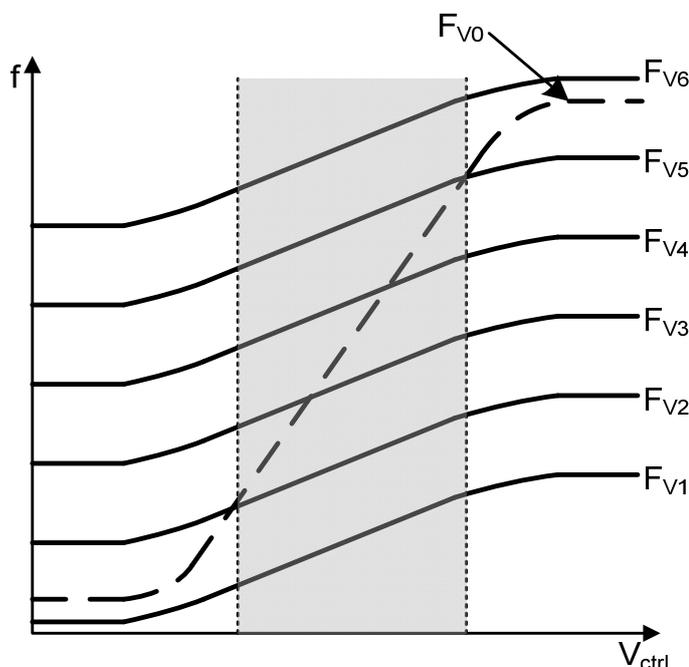
- oscillators,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 179-194, Feb. 1998.
- [6] Dries Hauspie, Eun-Chul Park and Jan Craninckx, “Wideband VCO With Simultaneous Switching of Frequency Band, Active Core, and Varactor Size,” *IEEE J. Solid –State Circuits*, vol. 42, NO. 7, July 2007.

第四章 调谐增益的优化

从第三章最后一节的分析可以看到，频率范围越宽，调谐增益越大，受到输出频率的影响也越明显。本章研究了现有降低调谐增益的方法，并介绍了采用开关可变电容阵列稳定调谐增益的压控振荡器结构。最后，本章对现有减小调谐增益变化的设计方法作了总结。

4.1 降低调谐增益的方法

为了降低调谐增益，应用最广泛的方法是把需要覆盖的频带划分成几个子频带，通过开关选择的方式使其工作在合适的子频带。这样相当于把一个宽带压控振荡器划分成了几个窄带压控振荡器的联合。在图 4.1(a)中，虚线 F_{V0} 利用单根调谐曲线覆盖了整个宽频率范围，其调谐增益如图 4.1(b)中的虚线所示，随着调谐电压的变化，调谐增益在整个频率范围上可以从 0 变化至 $K_{V,s}$ 。而如果采用分段选择的方式，将需要覆盖的频率范围分解成六个子频带，分别用 F_{V1} 至 F_{V6} 六根调谐曲线覆盖，其调谐增益的最大值会下降至 $K_{V,max}$ (图 4.1(b)中的实线)。利用分段调谐曲线两两之间的交叠，可以使调谐电压 V_{ctrl} 工作在阴影区域(调谐曲线线性最好的区域)时就能覆盖所有的频率而无遗漏。在阴影区域内，调谐增益仅仅从 $K_{V,max}$ 变化至 $K_{V,min}$ 。



(a)

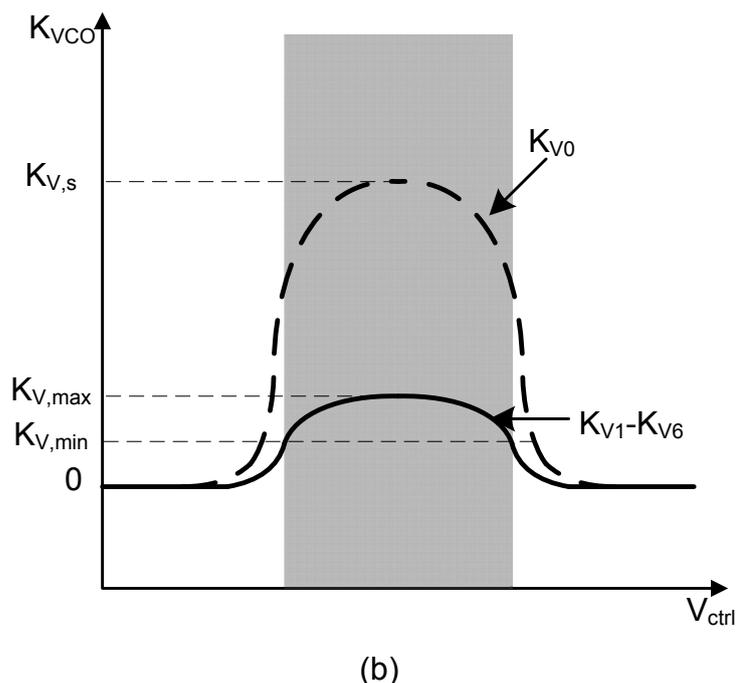


图 4.1 (a)单根调谐曲线(F_{V0})与分段调谐曲线(F_{V1} - F_{V6}) (b)分段后的调谐增益 (F_{V0} - F_{V6})

因此，利用分段选择的方式，宽带压控振荡器不仅可以维持一个较低的调谐增益，还可以降低调谐增益的变化。由图 4.1 可看出，子频带划分的越多，每根调谐曲线需要覆盖的频率范围越小，调谐增益就越低。同时调谐曲线两两之间交叠的越多，阴影区域越窄，调谐增益变化就越小。

目前，对频率范围进行分段选择实现宽带振荡器设计，在标准 CMOS 工艺上主要有三种实现方式：

一、由于电感电容压控振荡器的输出频率和谐振电感电容值有关，可以采用开关电容结构来实现频率分段选择 [1, 2]。如图 4.2，用数字控制信号(B0, B1, B2)控制开关，从而改变连接至谐振点 P1, P2 的固定电容值。n 位数字信号采用二进制权重的编码方式可以将整个振荡频率分成 2^n 个区域。图 4.3 是一种常见的开关电容结构，利用了固定 MIM 电容作为固定电容，当数字信号 B 为高时，三个 NMOS 管全部闭合，将两个固定电容串联至谐振点 P1, P2。由于开关管等效电阻的存在，开关电容结构的品质因数要小于 MIM 固定电容。振荡器的品质因数主要受到片上电感品质因数的限制，所以电容的品质因数虽然稍有降低，但并不影响振荡器的整体品质因数。

二、与采用开关电容结构相对的，频率分段选择也可以采用开关电感的方式来实现[3]。图 4.4 是利用了开关管(Mn3, Mn4)实现的开关电感结构。同样的，开关管也会降低电感的品质因数，进而影响振荡器的整体品质因数。这种方式的缺点在于需要多个片上电感，面积较大，而且电感感值不易精准。

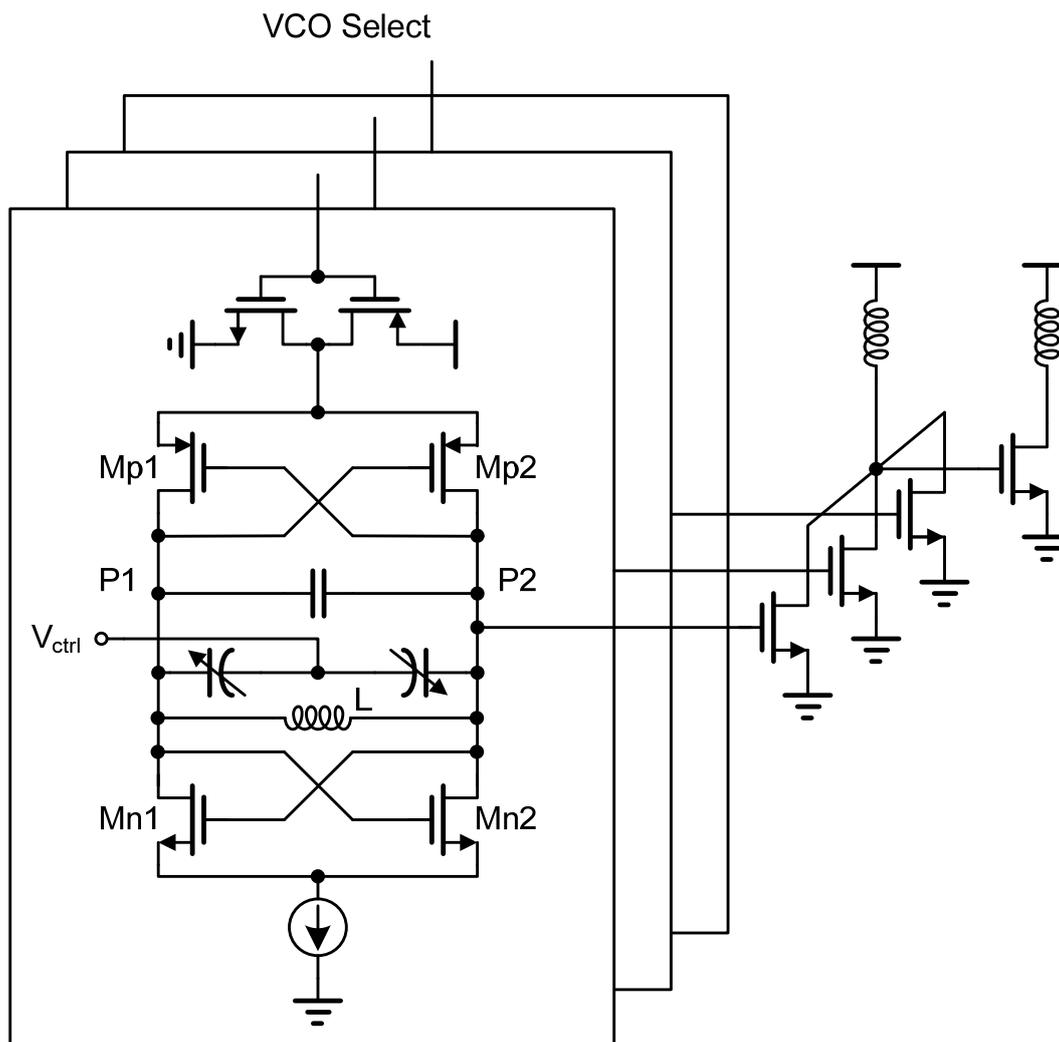


图 4.5 多个压控振荡器组合

三、先分别设计多个窄带压控振荡器，每个振荡器能够覆盖不同的频率范围，并且频率范围之间都有一定交叠。然后将多个窄带压控振荡器的振荡输出端连接在一起，通过控制信号选择某个振荡器工作(图 4.5)[4]。这种实现方式实现简单，其性能相当于单个窄带压控振荡器，但最大的缺点是需要的面积太大，功耗太高。假设要把频带分成 255 段，就需要设计 255 个窄带压控振荡器，这对单片集成电路显然是难以忍受的。

上述三种方式中，以开关电容结构的实现方式最为简单，占据面积最小，因此现在被广泛采用作为宽带压控振荡器的基本结构。

除了将频率范围分成多个子频带的方式，还有一种减小调谐增益的方法是设计差分调谐结构。如图 4.6，差分结构的振荡器具有两个调谐电压输入端，等效调谐电压为两个调谐电压的差值($V_{ctrl,n}-V_{ctrl,p}$)，其范围从 $-V_{DD}$ 至 V_{DD} 。比单个调谐电压的调节范围(0 至 V_{DD})大一倍，其调谐增益也相应减小一半。这种方法原理简单，但要求振荡器乃至提供调谐电压的电荷泵都为差分结构。

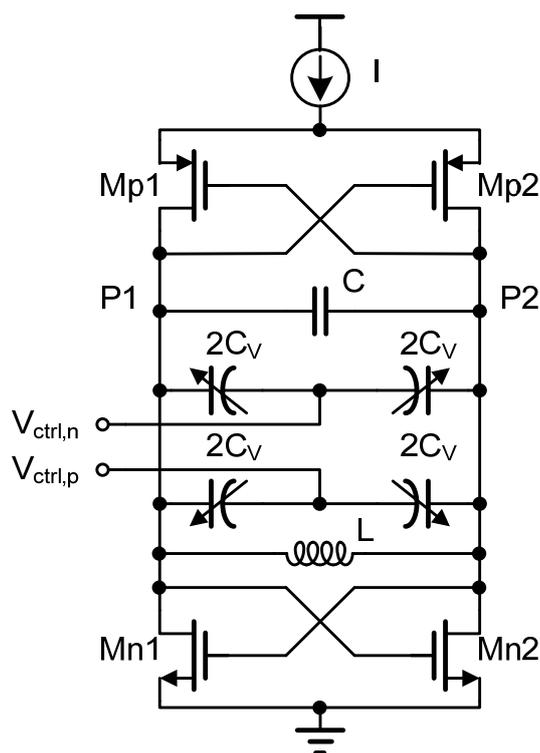


图 4.6 差分调谐电压结构

4.2 调谐增益随频率的变化

利用将频率范围分段的方法可以极大的降低压控振荡器的调谐增益，但输出频率对调谐增益的影响没有消除，具体原理如下：

当子频带之间的交叠足够大时，宽带压控振荡器的工作区间为调谐曲线中间线性最好的部分。因此，对于同一根子频带，可以近似认为其调谐增益不变。由第三章中的分析，调谐增益 K_{VCO} 可以表示为：

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f}{\Delta V_{ctrl}} = \frac{\Delta f}{\Delta C} \times \frac{\Delta C}{\Delta V_{ctrl}} = \frac{-1}{4\pi \times C \times \sqrt{L \times C}} \times \frac{\Delta C_v}{\Delta V_{ctrl}} \quad (4.1)$$

其中 V_{ctrl} 为调谐电压， C_v 为可变电容。由式(4.1)可知，调谐增益变化幅度 ΔK_{VCO} 随振荡频率 f 的变化可表示为：

$$\Delta K_{VCO} = \left(A \times \frac{\Delta B}{\Delta f} + B \times \frac{\Delta A}{\Delta f} \right) \times \Delta f \quad (4.2)$$

其中：

$$A = \frac{-1}{4\pi \times C \times \sqrt{L \times C}} \quad (4.3)$$

$$B = \frac{\Delta C_v}{\Delta V_{ctrl}} \quad (4.4)$$

由于可变电容的变化范围始终不变，因此式(4.4)中的 B 可看作定值。可以推出：

$$\frac{\Delta B}{\Delta f} = 0 \quad (4.5)$$

ΔK_{VCO} 随振荡频率 f 的变化可表示为：

$$\Delta K_{VCO} = B \times \Delta A \quad (4.6)$$

A 又可以表示为：

$$A = \frac{-1}{4\pi \times C \times \sqrt{L \times C}} = \frac{-L\omega_0^3}{4\pi} \quad (4.7)$$

由式(4.6)和式(4.7)可知，调谐增益是随振荡输出频率而变化的。当输出频率范围很宽时，调谐增益随输出频率的变化将非常明显[5]。图 4.7 是一个宽带压控振荡器的调谐曲线，该压控振荡器采用了开关电容阵列结构，用八根子频带覆盖了 1.1GHz 至 2GHz 的频率范围。调谐增益即为调谐曲线的斜率，可以看出调谐增益明显随着频率的增大而增大。

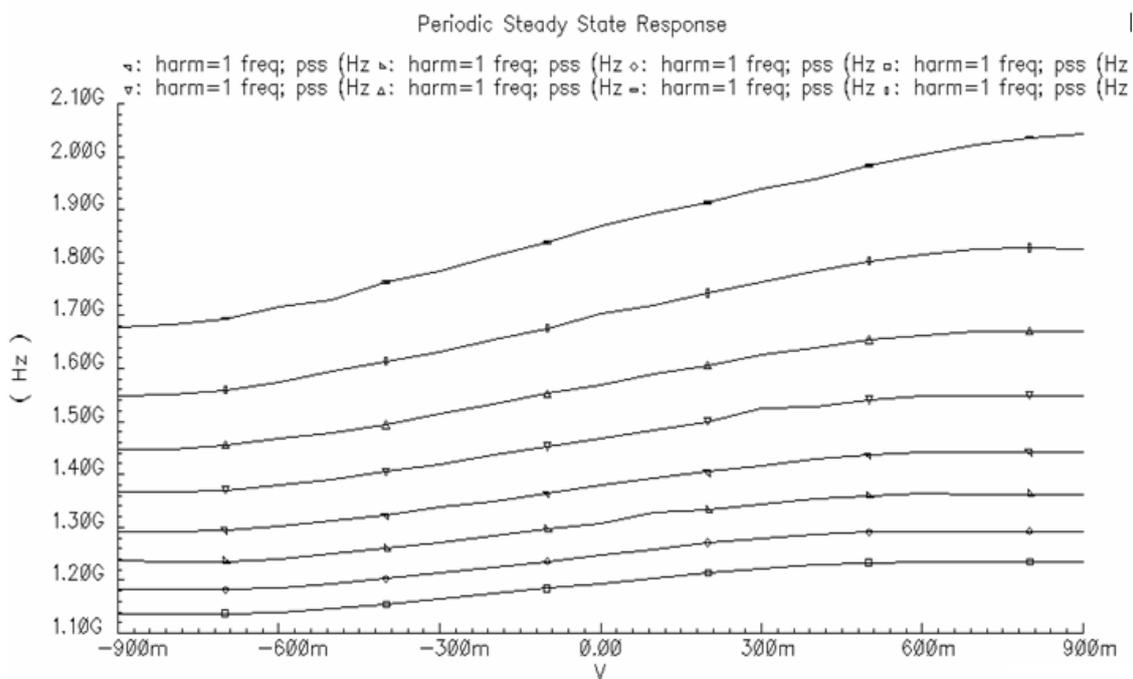


图 4.7 采用开关电容阵列的宽带压控振荡器调谐曲线

4.3 采用开关可变电容阵列的宽带压控振荡器

调谐增益的变化会直接引起锁相环环路带宽以及相位噪声性能的变化，甚至会造成环路不稳定。因此为了确保锁相环的性能稳定，压控振荡器的调谐增益变化要尽量小。

假设调谐增益在整个频率范围内都保持稳定，则根据式(4.2)有：

$$\Delta K_{VCO} = \left(A \times \frac{\Delta B}{\Delta f} + B \times \frac{\Delta A}{\Delta f} \right) \times \Delta f = 0 \quad (4.8)$$

所以有：

$$A \times \frac{\Delta B}{\Delta f} + B \times \frac{\Delta A}{\Delta f} = 0 \quad (4.9)$$

根据式(4.4)和式(4.7)，有：

$$\frac{-L\omega_0^3}{4\pi} \times \frac{\Delta B}{\Delta f} + B \times \left(\frac{-3L\omega_0^2}{2} \right) = 0 \quad (4.10)$$

在电感值不变的情况下，将式(4.10)化简得到：

$$-\omega_0 \frac{\Delta B}{\Delta f} = 6\pi B \quad (4.11)$$

由于调谐电压 V_{ctrl} 的范围受电荷泵输出范围限制，不会发生变化。如果振荡幅度也不变，则可变电容对调谐电压的导数和可变电容的变化范围成正比。根据式(4.4)有：

$$B = \frac{\Delta C_v}{\Delta V_{ctrl}} = k(C_{v,max} - C_{v,min}) \quad (4.12)$$

其中 k 为一个常数系数，有：

$$\frac{\Delta(C_{v,max} - C_{v,min})}{\Delta f} = \frac{3(C_{v,max} - C_{v,min})}{-f} \quad (4.13)$$

由式(4.13)可得，在电感值和振荡幅度不变的情况下，如果要保持调谐增益的稳定，可变电容值需要随着振荡频率变化。

设计具有稳定调谐增益的压控振荡器如图 4.8(a)，电感 L 与固定电容 C_f 并联在振荡点 P1，P2 之间，负阻(-R)用以提供振荡器能量，调谐电压(V_{ctrl})用以控制两个可变电容，其串联等效至 P1，P2 间的可变电容大小设为 C_v 。在 P1，P2 间并联上了开关电容阵列(Switched capacitor array)和开关可变电容阵列(Switched varactor array)。

开关电容阵列设计了 n 个单元将整个频率范围分成 $n+1$ 个子频带，子单元开关电容的大小比例为 $\alpha_1 C_a : \alpha_2 C_a : \alpha_3 C_a : \dots : \alpha_n C_a$ 。当振荡器工作在最高频率的子频带

时，所有开关全部打开，开关依次闭合时，等效固定谐振电容越来越大，振荡器的工作频率会逐渐降低。

可变电容阵列单元利用数字信号开关将可变电容与调谐电压(V_{ctrl})连接。当开关闭合时，调谐电压可以控制可变电容；而当开关打开时，调谐电压被隔断，开关可变电容单元固定在最小值。可变电容阵列的编码方式与开关电容阵列相同。设可变电容子单元的大小比例为 $\beta_1 C_v: \beta_2 C_v: \beta_3 C_v: \dots: \beta_n C_v$ (如图 4.8(c))。当压控振荡器工作在从最高频率开始第 i ($i=1, 2, \dots, n+1$) 根子频带时，开关电容阵列与开关可变电容阵列中第 1 到 $(i-1)$ 个子单元开关闭合，第 i 到 n 个子单元开关打开。则第 i 根子频带的最高振荡频率 $f_{i,max}$ 与最低振荡频率 $f_{i,min}$ 可以表示为：

$$\begin{cases} f_{i,max} = [4\pi^2 \times L \times C_{tol,i,min}]^{-1/2} \\ f_{i,min} = [4\pi^2 \times L \times C_{tol,i,max}]^{-1/2} \end{cases} \quad (4.14)$$

其中：

$$\begin{cases} C_{tol,i,min} = C_f + (\alpha_1 + \dots + \alpha_{i-1}) C_a + (1 + \beta_1 + \dots + \beta_n) C_{v,min} \\ C_{tol,i,max} = C_f + (\alpha_1 + \dots + \alpha_{i-1}) C_a + (1 + \beta_1 + \dots + \beta_{i-1}) C_{v,max} \\ \quad + (\beta_i + \dots + \beta_n) C_{v,min} \end{cases} \quad (4.15)$$

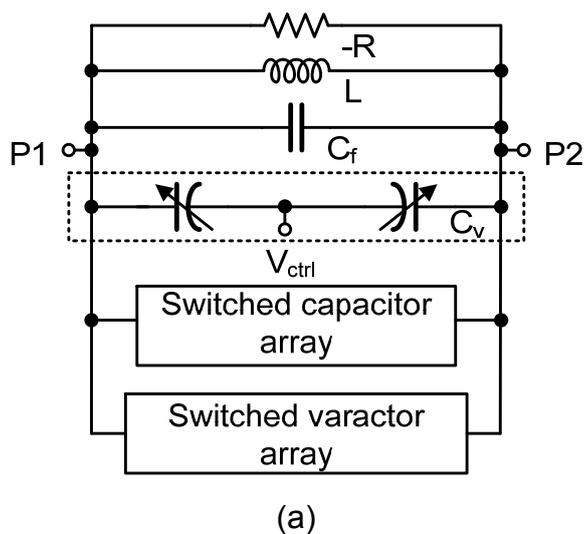
$C_{v,max}$, $C_{v,min}$ 分别为单位可变电容 C_v 的最大电容值和最小电容值。振荡器在第 i 根子频带上的调谐增益则可以表示为：

$$K_{VCO,i} = \frac{df}{dV_{ctrl}} = \frac{df}{dC_v} \times \frac{dC_v}{dV_{ctrl}} = \frac{(1 + \beta_1 + \dots + \beta_{i-1})}{4\pi\sqrt{LC_{tol,i}^3}} \times \frac{dC_v}{dV_{ctrl}} \quad (4.16)$$

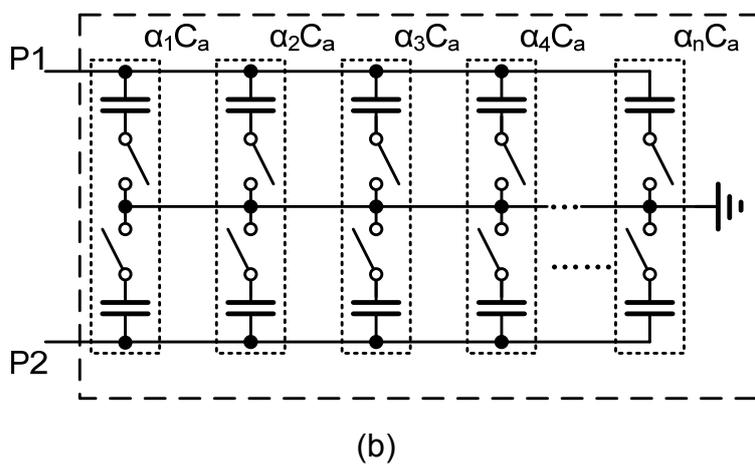
其中：

$$\begin{aligned} C_{tol,max} = C_f + (\alpha_1 + \dots + \alpha_{i-1}) C_a + (1 + \beta_1 + \dots + \beta_{i-1}) C_v \\ + (\beta_i + \dots + \beta_n) C_{v,min} \end{aligned} \quad (4.17)$$

根据式(4.17)，如果选择一个合适的电容阵列的比值 α_i ($i=1, 2, \dots, n+1$) 与可变电容阵列的比值 β_i ($i=1, 2, \dots, n+1$)，可以做到使所有子频带的调谐增益 $K_{VCO,i}$ 相等。在子频带足够多的情况下，可以认为频率综合器一直工作在线性区，每根子频带的调谐增益变化很小，近似忽略不计。



Switched capacitor array



Switched varactor array

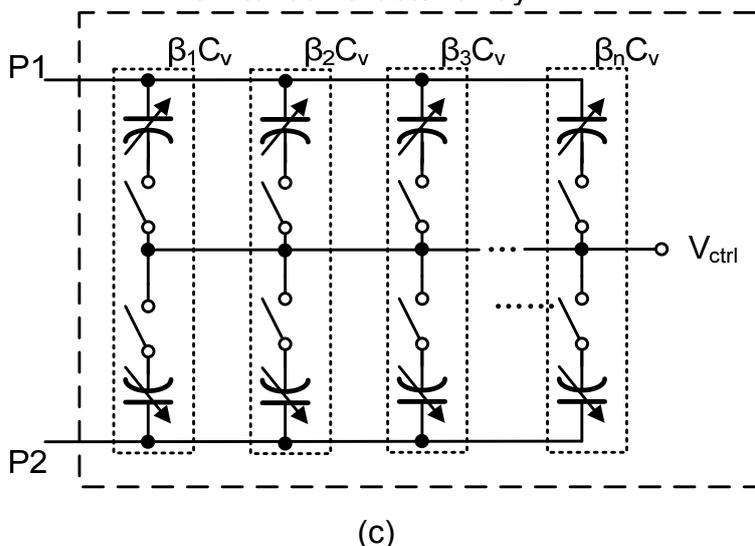


图 4.8 (a) 压控振荡器原理图 (b) 开关电容阵列结构
(c) 开关可变电容阵列结构

4.4 其它稳定调谐增益的技术

目前，随着日益增多的天线射频系统对宽频率范围的要求，被用来消除输出频率对调谐增益变化影响的新方法不断涌现，这些方法大多都是通过改变等效电感或可变电容特性曲线来实现低调谐增益变化的目的。本节介绍了几种最近出现的稳定调谐增益的技术。

4.4.1 控制电感感值的变化

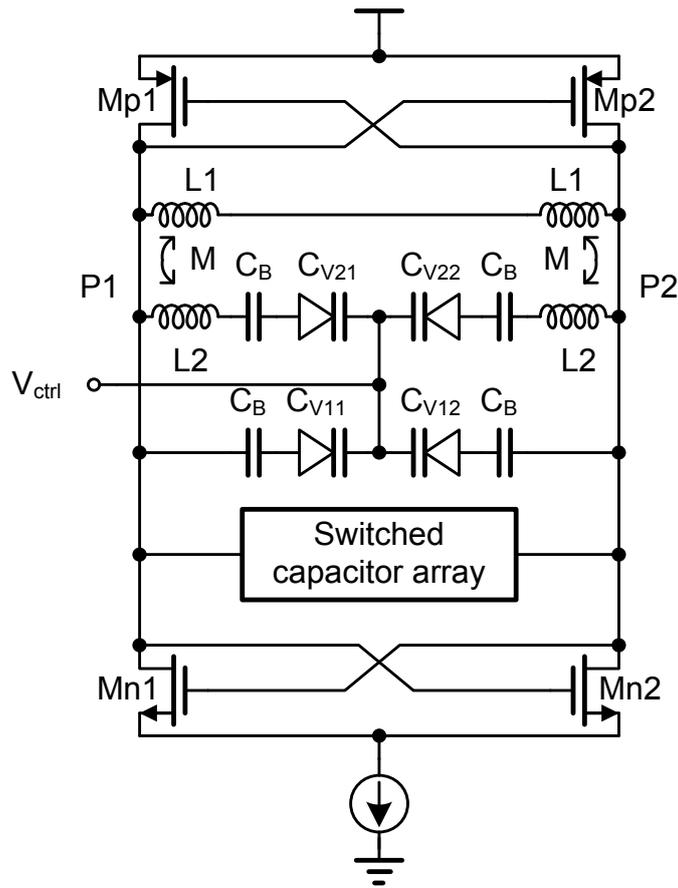


图 4.9 电感可控宽带压控振荡器

由于输出频率由电感和电容值共同确定，因此稳定调谐增益可以通过同时调节电感值和电容值来实现(图 4.9)[6]。假设输出频率 f 为：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{eff}}(C_V + C_B)}} \quad (4.18)$$

其中 C_V 为可变电容值(C_{V11} , C_{V12})， C_B 为固定电容值， L_{eff} 为有效电感值。则调谐增益可以表示为：

$$K_{\text{VCO}} = \frac{df}{dV_{\text{ctrl}}} = \frac{df}{dC_V} \times \frac{dC_V}{dV_{\text{ctrl}}} + \frac{df}{dL_{\text{eff}}} \times \frac{dL_{\text{eff}}}{dV_{\text{ctrl}}}$$

$$=K_{VCO,C} + K_{VCO,L} \quad (4.19)$$

根据前一节的推导知道 $K_{VCO,C}$ 随着频率上升而增大，因此要保持调谐增益 K_{VCO} 稳定，可以让 $K_{VCO,L}$ 随频率上升而下降以抵消 $K_{VCO,C}$ 的影响。图 4.9 中在电感 L_2 上串联了压控可变电容器 (C_{V21} , C_{V22})。当调谐电压 V_{ctrl} 控制频率上升时，压控可变电容器 C_{V21} 与 C_{V22} 变大，导致 L_2 等效到谐振点的电感值减小，减小了调谐增益的变化。

4.4.2 改变电容-电压特性曲线

如果一个压控振荡器的压控曲线具有稳定增益，其可变电容器的电容-电压(C-V)曲线具有一定的规律，因此只要改变可变电容器的特性曲线使之符合其规律即可得到稳定的调谐增益[7]。

设计一个简单的压控振荡器如图 4.10， C_0 为固定电容， C_v 为 MOS 可变电容器，利用 C_s 可以方便的隔离输出直流点与调谐电压。其振荡频率 f_0 为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_{total}}} \quad (4.20)$$

其中：

$$C_{total} = 2C_0 + \frac{C_s C_v}{C_s + C_v} \quad (4.21)$$

如果其调谐增益随调谐电压 V_{ctrl} 的变化等于 0，有：

$$\frac{\partial K_{VCO}}{\partial V_{ctrl}} = \frac{\partial^2 f_0}{\partial V_{ctrl}^2} = 0 \quad (4.22)$$

由式(4.20)和(4.22)可以得到满足要求的总电容为：

$$C_{total} = \frac{C_k}{\left(1 - \frac{V_{ctrl}}{V_k}\right)^2} \quad (4.23)$$

其中 C_k 和 V_k 为常数。如果可变电容器在总电容中占的比例很小，有 $V_{ctrl} \ll V_k$ ，则有：

$$C_{total} \approx C_k \left(1 + 2 \frac{V_{ctrl}}{V_k}\right) \quad (4.24)$$

通过式(4.21)和(4.24)可以得到可变电容器 C_v ：

$$C_v = C_s \left(\frac{A + BV_{ctrl}}{1 - BV_{ctrl}} \right) \quad (4.25)$$

其中：

$$A = \frac{C_k - C_0}{C_s + C_0 - C_k} \quad B = \frac{2}{V_k} \times \frac{C_k}{C_s + C_0 - C_k} \quad (4.26)$$

由式(4.26)可推导出，在调谐电压 V_{ctrl} 很小时，可变电容近似和调谐电压成线性增长，当调谐电压增大时，其 $C-V$ 曲线的斜率也逐渐增大，如图 4.11。为了实现这种曲线，可以将不同偏置电压下的单位 MOS 管可变电容并联起来(图 4.12)，每个偏置电压依次比前一个高，其等效 $C-V$ 曲线与图 4.11 近似。如图 4.13，图中暗色线为不同偏置电压下的 MOS 管可变电容特征曲线，叠加后与 4.11 十分近似。

由前面的推导过程可以看出：这种近似方法在可变电容占总电容的比值很小的前提下才成立。因此只适用于单根窄带的调谐增益调整。

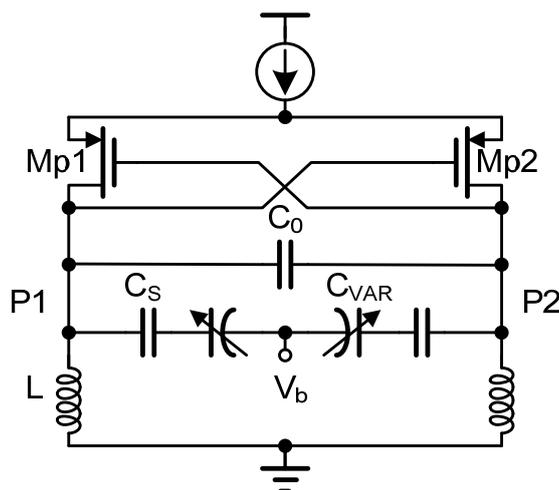


图 4.10 利用 MOS 管可变电容的压控振荡器

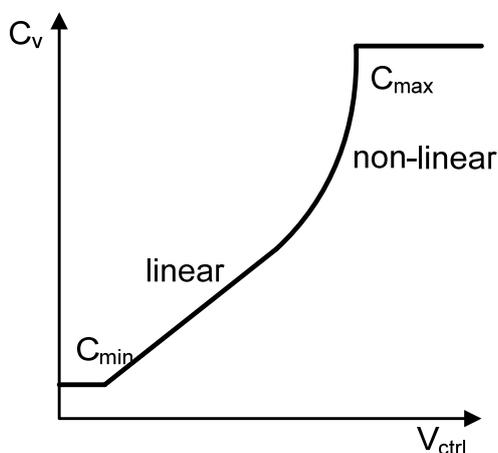


图 4.11 可变电容优化后具有稳定调谐增益的 $C-V$ 曲线

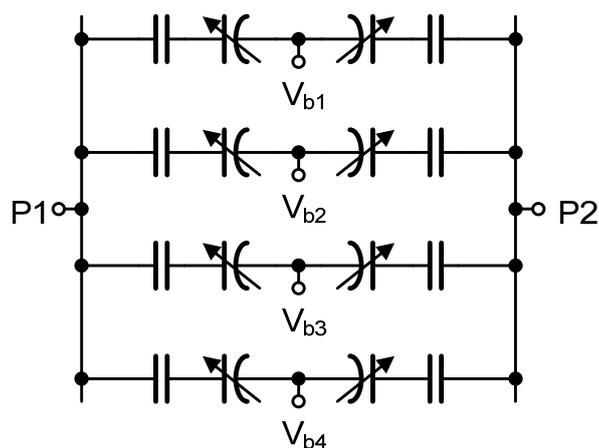


图 4.12 偏置电压

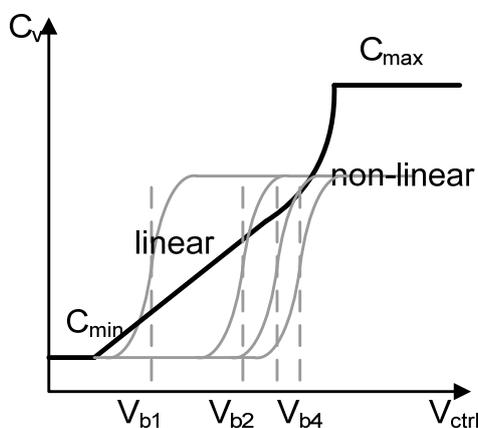


图 4.13 可变电容优化后具有稳定调谐增益的 C-V 曲线

4.4.3 数字信号反馈

为了保证子频带之间不会出现空隙，子频带覆盖的范围都会设计成有一定的重叠。在实际应用中，两个相邻子频带的交叠可以达到 70%。这样，如果要得到某个的固定频率，压控振荡器可以选择工作在不同的子频带。如图 4.14 中的调谐曲线，当压控振荡器的工作频率为 f_0 时，压控振荡器工作在子频带 F_{V2} , F_{V3} , F_{V4} , F_{V5} 均可。

由于工作在不同子频带下时，控制电压 V_{ctrl} 有所不同，调谐增益也会变化。因此为了减小调谐增益变化，可以通过数字逻辑，对不同子频带下的调谐增益进行比较，选取一个和目标值最接近的子频带[8]。如图 4.15，压控振荡器的输出通过分频器后输入数字逻辑，反馈至压控电压数字控制字(DAC control word)，通过 DAC 可以精确的控制压控电压，测试出调谐增益。数字逻辑将测得的调谐增益值与存储的目标值进行比较，决定压控振荡器数字控制字(VCO calibration

word)。

采用数字信号反馈的方式可以在一定程度上减小调谐增益的变化。但是并不能从根本上解决调谐增益随振荡频率变化的问题，因此只适用于频率范围不是很宽的情况。

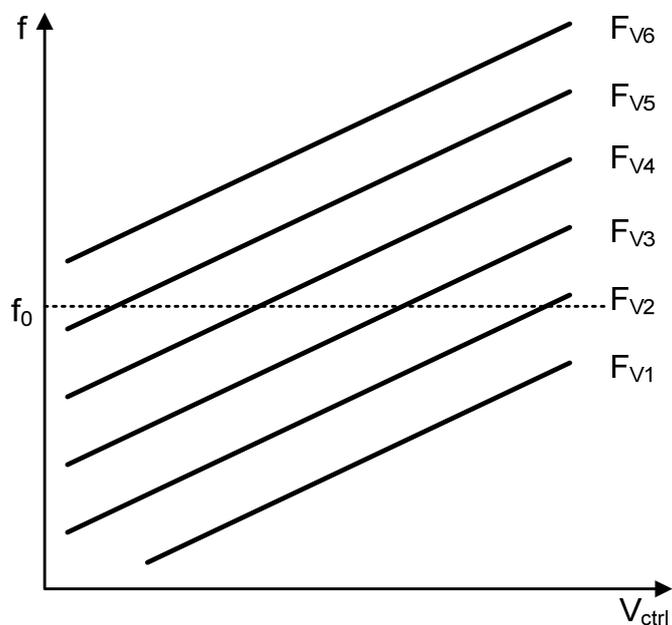


图 4.14 压控振荡器交叠的子频带

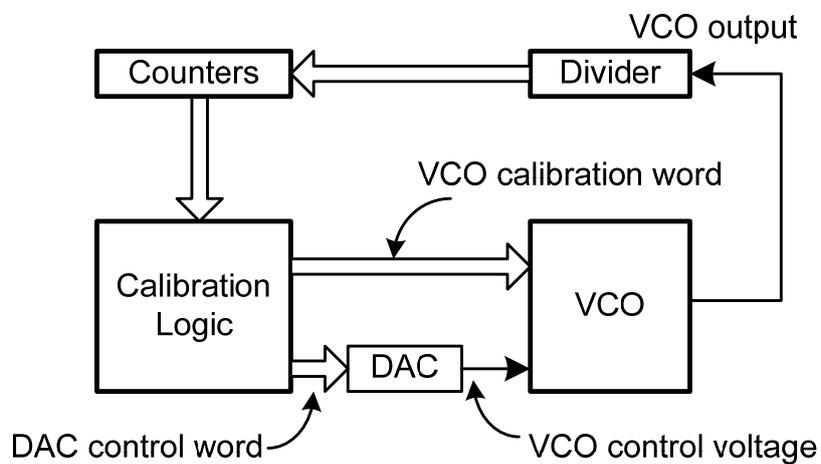


图 4.15 数字信号反馈控制下的压控振荡器

参考文献

- [1] 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.

-
- [2] Axel D. Berny, Ali M. Niknejad and Robert G. Meyer, "A 1.8-GHz LC VCO With 1.3-GHz Tuning Range and Digital Amplitude Calibration," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 4, April 2005.
- [3] 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.
- [4] A. Kral, F. Behbahani, and A. A. Abidi, "RF-CMOS oscillators with switched tuning," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 555-558, 1998
- [5] E. Y. Sung, "A Wideband 0.18- μ m CMOS SD Fractional-N Frequency Synthesizer with a Single VCO for DVB-T," *A-SSCC Dig. Tech. Papers*, pp.193-196, Nov. 2005
- [6] Takahiro Nakamura, Toru Masuda, Nobuhiro Shiramizu, Katsuyoshi Washio, et al., "A Wide-tuning-range VCO with Small VCO-gain Fluctuation for Multi-band W-CDMA RFIC," in *Proc. European Solid-State Circuits Conf.*, pp. 448-451, Sept. 2006.
- [7] Samadian, S., "A Low Phase Noise Quad-Band CMOS VCO with Minimized Gain Variation for GSM/GPRS/EDGE," *International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 3287-3290, May 2007.
- [8] Paavo Vaananen, Niko Mikkola and Petri Helio, "VCO Design With On-chip Calibration System," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, pp: 2157-2166, Oct. 2006.

第五章 低调谐增益变化的宽带振荡器设计

对于实际应用于电视调谐器的宽带压控振荡器，除了输出频率范围和相位噪声等性能要求之外，还需要在整个频率范围上都保持一个较低且稳定的调谐增益，以满足频率综合器的相位噪声，稳定性等要求。基于第四章中提出的开关电容阵列的结构，本章主要介绍基于开关可变电容阵列的，能够满足电视调谐器上变频应用的宽带压控振荡器设计过程。

5.1 振荡器基本结构

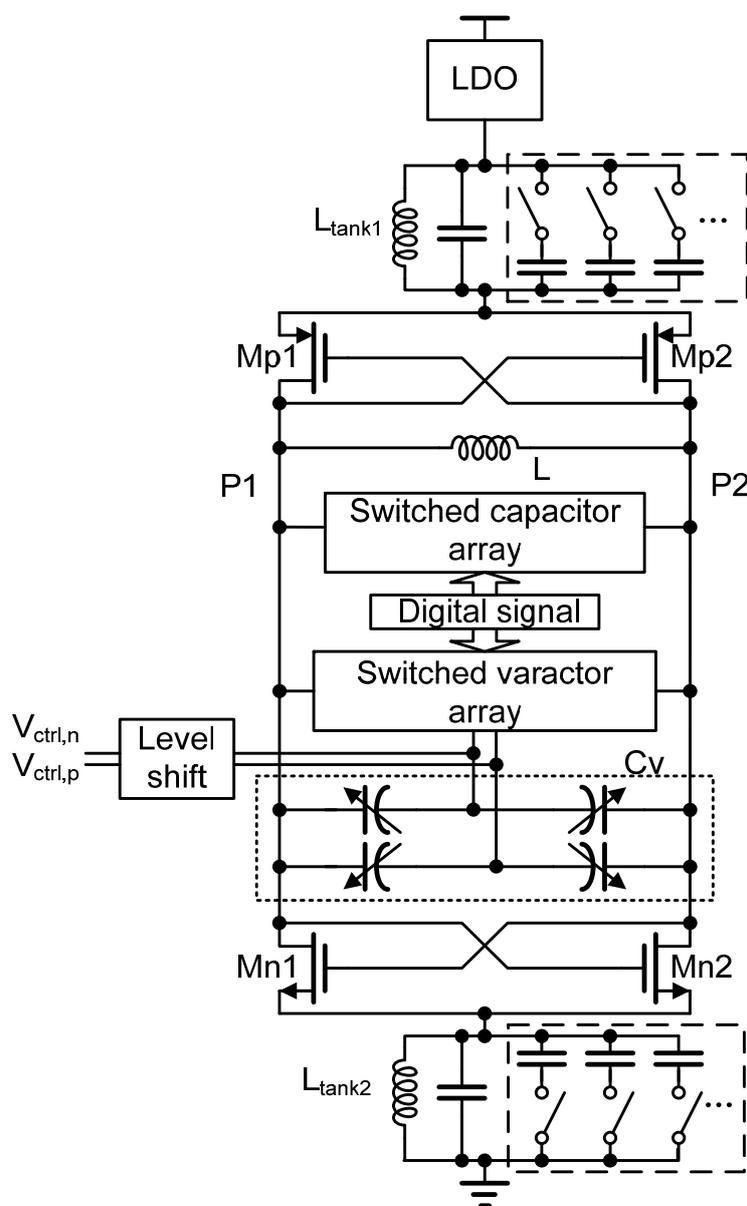


图 5.1 宽带压控振荡器结构原理图

应用于电视调谐器上变频的宽带压控振荡器原理图如图 5.1。电源电压 VDD 通过低压降稳压器(LDO)给振荡器供电，从而隔绝来自电源电压的噪声。NMOS 和 PMOS 差分对管(Mp1, Mp2 与 Mn1, Mn2)同时提供能量。谐振电感 L 采用了自行设计的十六边形对称螺旋电感。数字信号输入用来控制开关电容阵列与开关可变电容阵列。在第四章已经介绍过，这种结构可以将频率范围分成多个子频带并稳定每根频带之间的调谐增益变化。电路采用了差分调谐电压 $V_{ctrl,n}$, $V_{ctrl,p}$ 来控制可变电容 C_v 和开关可变电容阵列，以减小调谐增益[1]。尾电感(L_{tank1}, L_{tank2})与尾电容开关阵列一起组成尾电容电感二次谐波谐振结构。

5.2 片上电感

SMIC 0.18 μ m RF CMOS 工艺库中提供了一些片上电感器件，利用最高层金属 M6 层绕成四边形，一端用低层金属 M5 层引出(几何形状如图 5.2)。这种工艺库提供的这种电感存在以下缺点：

- 一、感值很少，选择余地有限。
- 二、电感的几何形状并不对称，两端的品质因数，电感感值有差异。倘若直接用作谐振电感接入差分振荡端，差分输出波形的对称性会受到影响。
- 三、电感仅用单层金属缠绕而成，等效串联电阻较大，品质因数较低。

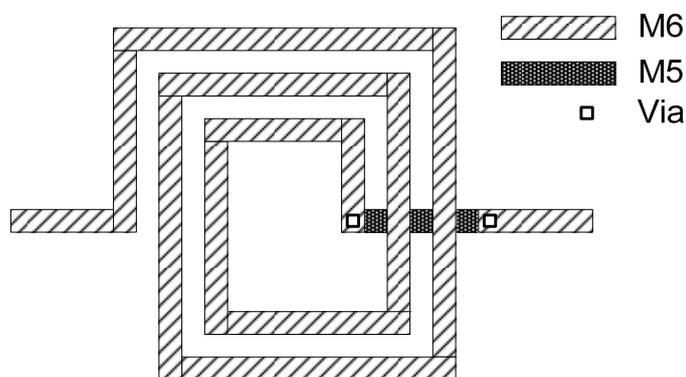


图 5.2 SMIC 0.18 μ m CMOS 工艺库中螺旋电感几何形状

由第三章中的分析可知，电感电容压控振荡器的设计关键在于电感的选取。电感的好坏直接决定振荡器的功耗和相位噪声性能的好坏。考虑到工艺库本身提供的电感存在以上缺点，设计时采用了自己设计的多层金属并联的差分对称电感。电感形状设为十六边形近似为圆形，采用 4 层高层金属(M3, M4, M5, M6)并联的方式减小串联电阻[2]。

将十六边形近似为圆形电感，根据改进型 Wheeler 表达式[3]，电感感值可表示为：

$$L = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{\text{avg}}}{1 + K_2 \rho} \quad (5.1)$$

其中：

$$\rho = \frac{(d_{\text{out}} - d_{\text{in}})}{(d_{\text{out}} + d_{\text{in}})} \quad (5.2)$$

$$d_{\text{avg}} = \frac{(d_{\text{out}} + d_{\text{in}})}{2} \quad (5.3)$$

式(5.1)中的 K_1 , K_2 是与电感形状有关的系数, μ_0 为磁介质常数, d_{in} 和 d_{out} 分别为电感的内直径和外直径, n 为电感圈数, ρ 为填充系数, 反映了平面螺旋电感中间的空洞程度。

根据频率范围的要求和功耗指标, 结合实际版图中寄生电容等其他因素, 可以大致确定电感感值的范围。通过式(5.1)和版图面积要求, 可以确定电感的几何尺寸。然后, 用仿真工具 **Momentum** 对电感进行仿真和建模, 就可以得到准确的电感值和品质因数。

为了便于对整个压控振荡器进行仿真, 还建立了差分对称电感的等效集总电路模型, 如图 5.3[4]。

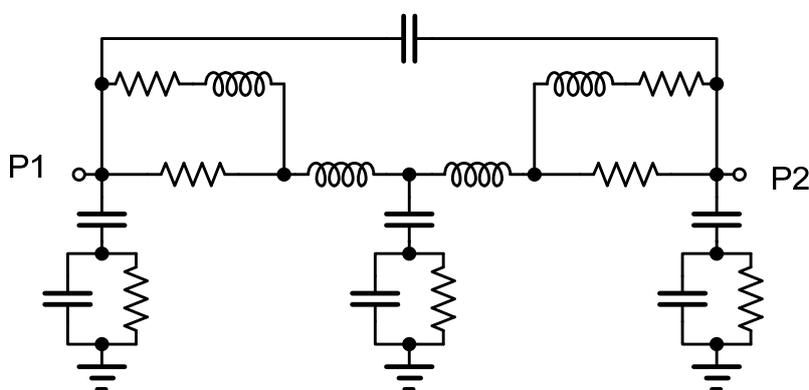


图 5.3 电感等效模型

5.3 开关可变电容阵列

振荡器中所有的可变电容都采用了反型 MOS 管可变电容, 图 5.4 为 N 型 IMOS 可变电容, 将 NMOS 管的源漏两端短接在一起, 衬底接地, 随着两端电压的变化, MOS 管能工作在强反型区或弱反型区。由于源漏端的寄生电容比栅端大, 在应用时常将栅极接振荡端, 源漏极接调谐电压。

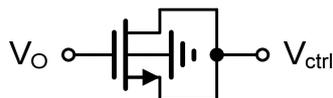


图 5.4 反型 NMOS 可变电容

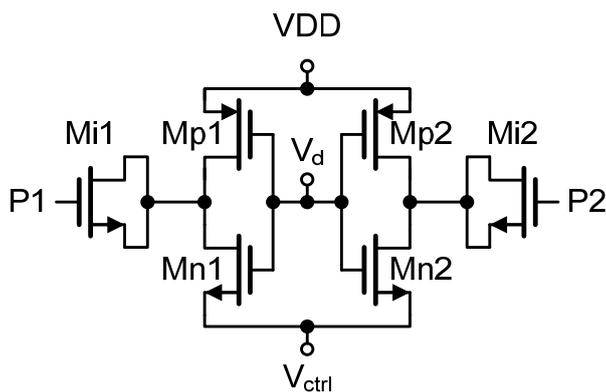
为了用数字信号控制可变电容, 采用了如图 5.5(a)所示的开关可变电容结构(为了图像简洁, 以后章节图表省去衬底连接)。当数字控制信号 V_d 为低时, IMOS 可变电容的源漏两端通过 M_{p1} 和 M_{p2} 等效导通电阻接到电源电压 V_{DD} 上(图 5.5(b)), M_{i1} , M_{i2} 工作在耗尽区, 其电容为最小值。当数字控制信号 V_d 为高时, MOS 可变电容的源漏两端通过 M_{n1} 和 M_{n2} 的等效导通电阻接到调谐电压 V_{ctrl} 上(图 5.5(c))。同理也可设计出反型 PMOS 开关可变电容(图 5.6), 满足差分调谐电压的要求。

5.4 开关电容阵列

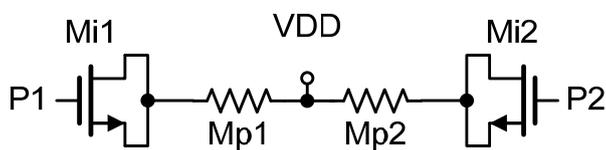
开关电容的结构常常依靠固定电容加上数字信号控制的开关管来实现, 图 5.7 是常用的几种开关电容结构[5]。图 5.7(a)在第四章已经介绍过, 其结构可以全部采用 NMOS 实现。其中 M_{pd} 作为下拉管, 在导通时为 M_{sw} 的源漏两端提供直流电平, 通常取最小宽长比。 M_{sw} 管作为开关管, 在导通时等效为电容间的一个串联电阻, 在打开时, M_{sw} 源漏两端的寄生电容与固定电容串联至振荡点 $P1$, $P2$ 。所以, M_{sw} 管的宽长比越大, 其导通电阻越小, 开关电容的品质因数也越好。而 M_{sw} 管的宽长比越大, 其打开时串联至振荡点的寄生电容也会越大, 开关电容的变化范围也就越小。因此需要根据实际情况选择合适的开关管大小。

图 5.7(a)结构在开关管不导通时, M_{sw} 源漏两端的直流电压是浮动的, 浮动的直流电压会使谐振点的负载无法预测, 进而恶化相位噪声性能。为了解决这个问题, 在图 5.7(a)的基础上增加了两个上拉管 M_{pu} , 如图 5.7(b)[6]。当数字信号为低时, 开关管关闭, 两个上拉管 M_{pu} 导通, 将振荡点与开关管源漏短接。这样做的缺点是进一步增加了振荡点的寄生电容。

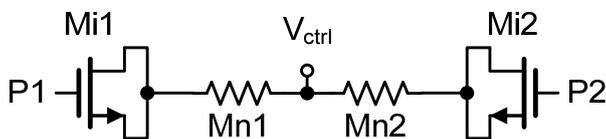
在本设计中直接采用 IMOS 可变电容充当开关电容(图 5.8)。与调谐电压控制的可变电容类型相同。这样使得开关电容与可变电容的类型相同, 电容单元之间比例关系很精确。而且相比固定电容和开关管的组合, 这种结构相对简单, 不需要考虑品质因数和电容变化范围的折衷。



(a)



(b)



(c)

图 5.5 反型 NMOS 开关可变电容

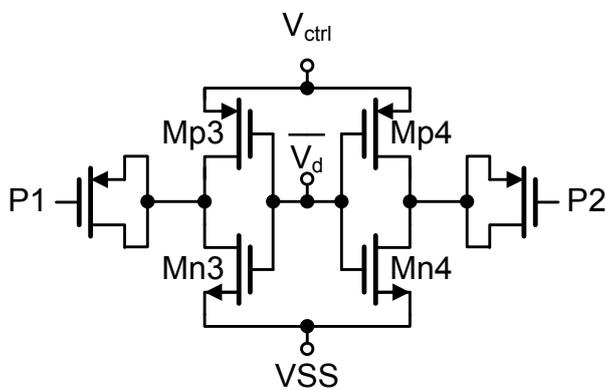


图 5.6 反型 PMOS 开关可变电容

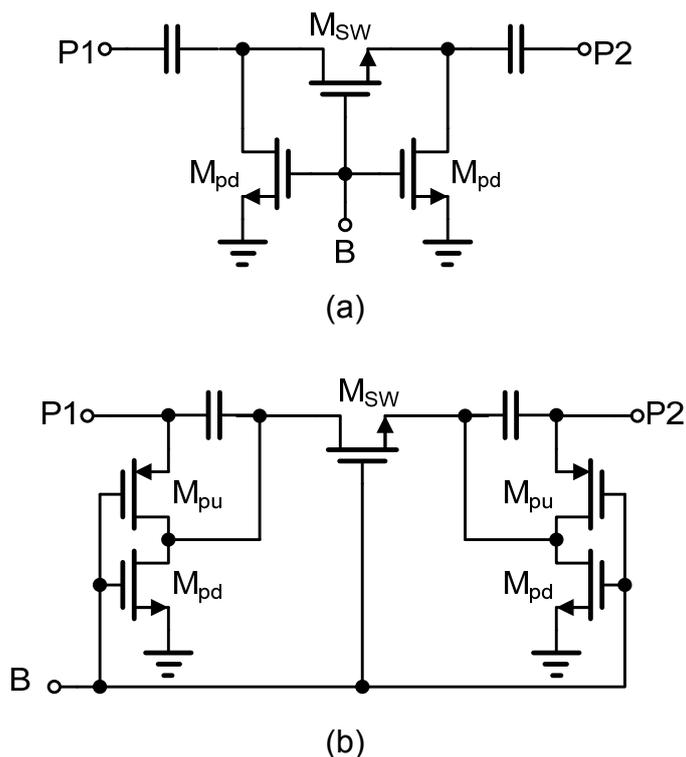


图 5.7 开关电容结构

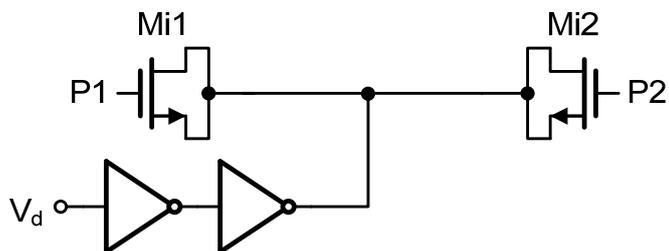


图 5.8 利用可变电容作为开关电容结构

5.5 电平移位电路

由于采用了非零阈值管作为 MOS 管可变电容，压控振荡器的调谐电压有效范围可能会和电荷泵的输出电压范围出现移位，具体原理如下：

以图 5.4 中的反型 NMOS 管可变电容为例。随着两端电压的不同，NMOS 管工作在弱反型区和强反型区，其等效电容值随之变化。如图 5.9，可以认为反型 NMOS 管的等效电容 C_v 为：

$$C_v = \begin{cases} C_{v,max} & (V_O - V_{ctrl} > V_{th}) \\ C_{v,min} & (V_O - V_{ctrl} < V_{th}) \end{cases} \quad (5.4)$$

在实际应用中， V_O 为压控振荡器的输出振荡点， V_{ctrl} 为控制电压，其有效

区域与 V_O 的输出摆幅之间会有大小为 V_{th} 的差值。如图 5.10，实线为输出电压振荡波形，阴影区域为调谐电压 V_{ctrl} 的有效区域。当 V_{ctrl} 大于此区域时， $V_O - V_{ctrl}$ 小于 V_{th} ，可变电容值恒为 $C_{v,min}$ ；当 V_{ctrl} 小于此区域时， $V_O - V_{ctrl}$ 大于 V_{th} ，可变电容值恒为 $C_{v,max}$ 。如果振荡电压在正负电源电压 (V_{SS} , V_{DD}) 之间震荡，其直流点设为 $V_{DD}/2$ ，则 V_{th} 不为零时，调谐电压 V_{ctrl} 的有效区域的中点偏离中点 V_{th} 。

因此，只要 V_{th} 不为零，就会造成压控曲线的偏离。如图 5.11，由于频率综合器中电荷泵的输出范围中点在 $V_{DD}/2$ ，所以如果直接将电荷泵输出作为压控振荡器输入，压控振荡器将不会工作在压控曲线线性最好的区域。

压控曲线的偏离会造成压控增益的极大变化。如 5.12，如果调谐电压工作范围为阴影区域，即线性较好的区域，调谐增益仅从 $K_{V,min}$ 变化至 $K_{V,max}$ 。当压控曲线偏离了中点，电荷泵输出范围不是阴影区域，而是有 V_{th} 的偏差，其压控增益会在 $K_{V,max}$ 到 0 之间变化。

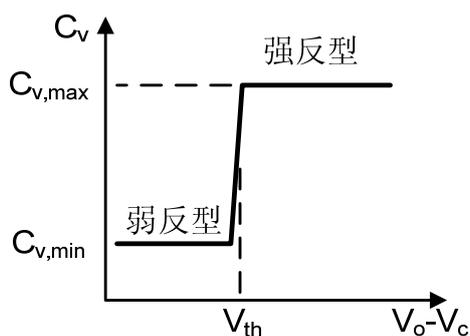


图 5.9 可变电容的电压-电容特性

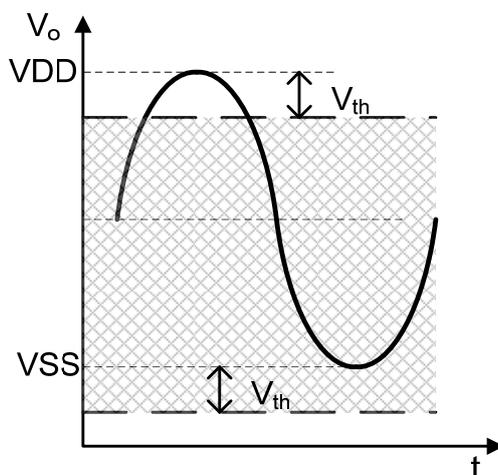


图 5.10 调谐电压有效区域

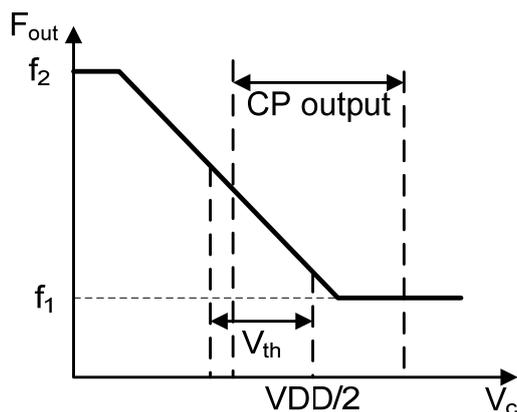


图 5.11 偏离电荷泵输出范围的压控曲线

受工艺所限，阈值完全为零的 MOS 管是不存在的，即使工艺库提供的零阈值管也会存在一定的阈值电压。因此，必须采取某种措施消除阈值电压的影响。

我们通过改变电荷泵的输出范围，使得电荷泵的输出范围也偏离 V_{th} 的办法可以消除阈值电压的偏差。但这么做必须重新设计电荷泵，而且需要额外精确的参考电压值。本设计采用了一种电平移位电路来实现消除阈值电压的目的。

如图 5.13，电荷泵输出 $V_{cp,n}$ 经过一个源极跟随器后再输入压控振荡器作为调谐电压 $V_{ctrl,n}$ 控制可变电容 M_i 。则有：

$$V_{ctrl,n} = V_{cp,n} - V_{GS,M_{x,n}} \quad (5.5)$$

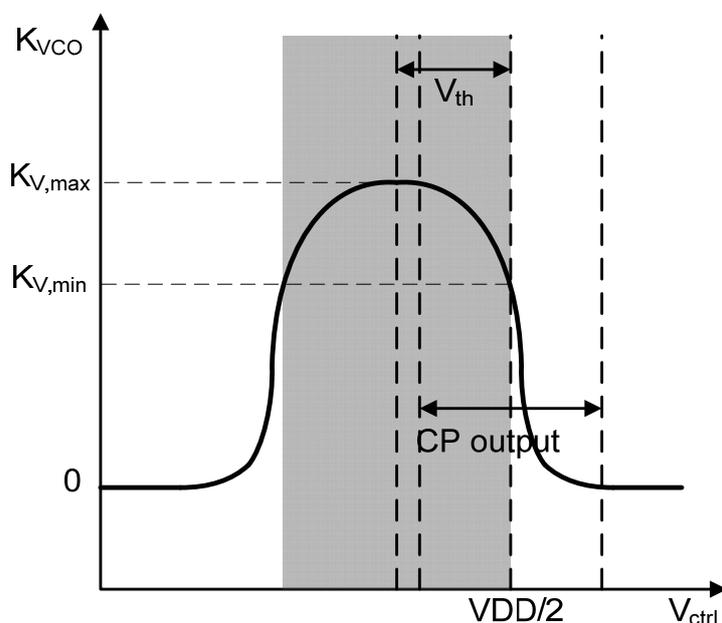


图 5.12 压控增益曲线

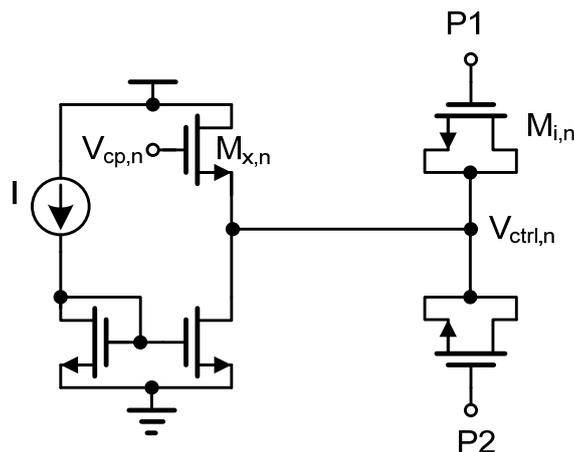


图 5.13 电平移位电路

晶体管 $M_{x,n}$ 与 $M_{i,n}$ 类型相同，阈值电压相近。由于电荷泵输出不会高于电源电压， $M_{x,n}$ 管一直工作在饱和区，流过 $M_{x,n}$ 管的电流为 I ，根据 MOS 管 I/V 特性可以得到[7]:

$$I = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (5.6)$$

因此，当电流很小的情况下， $M_{x,n}$ 的栅源电压 V_{GS} 近似于阈值电压 V_{th} ， $V_{ctrl,n}$ 相对于 $V_{cp,n}$ 向下平移了 V_{GS} ，消除了阈值电压影响。使得调谐电压的有效范围挪回至图 5.12 中的阴影区域。同理可以设计用于反型 PMOS 可变电容的电平移位电路(图 5.14)。

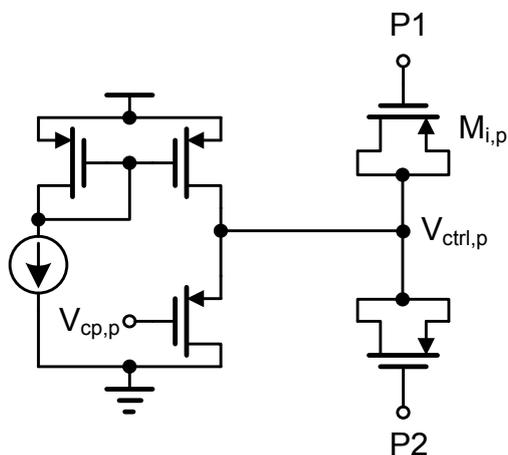


图 5.14 PMOS 型电平移位电路

这种方法只需要在电荷泵和压控振荡器之间增加一个很小的电路，不需要额外的参考电压。但是缺点在于电平移位电路的晶体管噪声会直接加至调谐电压上，造成压控振荡器相位噪声性能的恶化，所以设计时有两点需要注意：

一、偏置电流 I 要尽量小，因为电流越小， M_x 的栅源电压 V_{GS} 越接近阈值电压 V_{th} ，阈值电压的影响越小。

二、采用晶体管的面积尽量大，以减小晶体管闪烁噪声，避免恶化压控振荡器相位噪声性能。

5.6 二次谐波谐振

在压控振荡器中，电流的奇次谐波在差分对管共源端会互相抵消，但偶次谐波会沿着共模通路到地，从而恶化相位噪声。尾电源虽然能提供共模点到交流地的高阻抗，但是尾电源本身的噪声会极大的恶化压控振荡器的噪声性能，并且尾电源的存在也会限制输出电压的最大摆幅[8]。

为了优化相位噪声性能，本设计增加了尾电感电容二次谐波谐振结构，在差分对管共源端到地和电源之间都加上了一个电感电容并联网络(图 5.1)，电感(L_{tank1} 与 L_{tank2})和并联的电容阵列始终谐振在输出频率的二倍频。这样做一方面，为偶次谐波从共源端到地提供了高阻抗，提高了相位噪声性能[9]；另一方面，使得共源端可以以二倍输出频率振荡，从而使得差分输出电压峰峰值可以超过电源电压，不受电源电压的钳制。使振荡器即使振幅很大也还能工作在电流受限区域，进一步优化了相位噪声性能。

参考文献

- [1] Tiebout M. "Low-power Low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, No. 7, July 2001
- [2] 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.
- [3] Sunderarajan S. Mohan, "The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuits," Ph. D. Dissertation, Stanford University, Dec. 1999.
- [4] 卢磊, 周峰, 唐长文, 闵昊, 王俊宇, "中心抽头差分电感的等效模型和参数提取", 半导体学报, 2006, 27(12):2150-2154
- [5] Adrian Maxim, "A Multi-Rate 9.953-12.5-GHz 0.2- μm SiGe BiCMOS LC Oscillator Using a Resistor-Tuned Varactor and a Supply Pushing Cancellation Circuit," *IEEE J. Solid -State Circuits*, vol. 41, NO. 4, April 2006.
- [6] A. Maxim, "A 9.953/10.7/12.5 GHz 0.13 μm CMOS LC oscillator using

- capacitor calibration and a V_{GS}/R based low noise regulator,” in *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symp.*, 2005, pp. 411–414.
- [7] B. Razavi, *RF Microelectronics*. New Jersey: Prentice-Hall, 1998. pp. 20.
- [8] 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.
- [9] E. Hegazi, H. Sjoland 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.

第六章 芯片实现与测试

根据前面的理论分析，我们通过了两次实际流片测试来验证电路设计理论的正确性。第一次流片采用 SMIC 0.18 μm RF CMOS 工艺设计并实现了一个采用开关可变电容阵列技术优化调谐增益的宽带压控振荡器，验证了此技术的可行性；第二次用相同的工艺和设计优化技术，设计实现了一种满足电视调谐器系统中宽带频率综合器要求的压控振荡器。

表 6.1 流片情况

编号	流片时间	工艺	子频带数	频率范围
1	2007.06	SMIC 0.18 μm CMOS RF	16	1.18GHz-2.03GHz
2	2007.11	SMIC 0.18 μm CMOS RF	64	1.16GHz-2.06GHz

6.1 采用开关可变电容阵列的宽带压控振荡器

6.1.1 芯片实现

压控振荡器的谐振电感采用对称连接的十六边形片上电感，用四层高层金属 (M3, M4, M5, M6) 并联缠绕而成。如图 6.1，谐振电感的内径为 55 μm ，宽度 10 μm ，金属间距 2 μm 。

图 6.2 和图 6.3 分别为 Momentum 仿真得到的等效电感值和品质因数。三条线分别表示两个端口的单端特性和差分特性。由于是对称电感，两个端口的单端特性非常相似，其差分应用时的品质因数较好。

压控振荡器采用的尾电感属于单端应用，只要求接至压控振荡器一端的品质因数，因此采用了不对称电感以节省面积。电感采用高层金属(M6)串联低层金属(M3, M4, M5)的并联缠绕而成，如图 6.4。图 6.5 和图 6.6 为 Momentum 仿真得到非对称电感的等效电感值和品质因数。

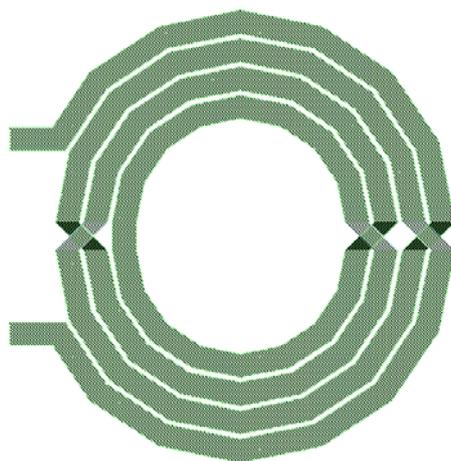


图 6.1 对称片上电感版图

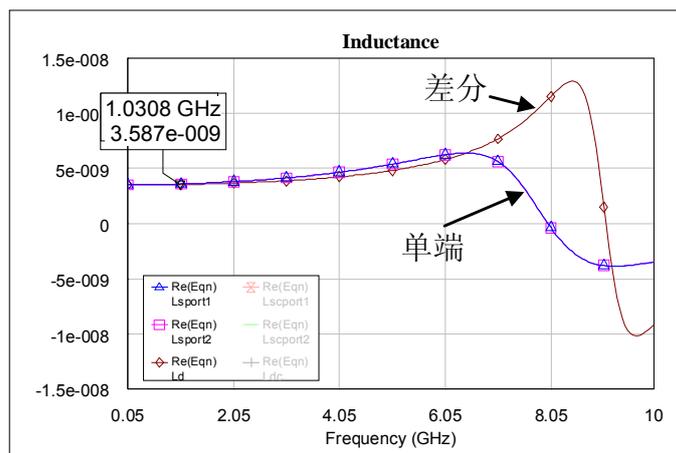


图 6.2 对称片上电感等效感值曲线

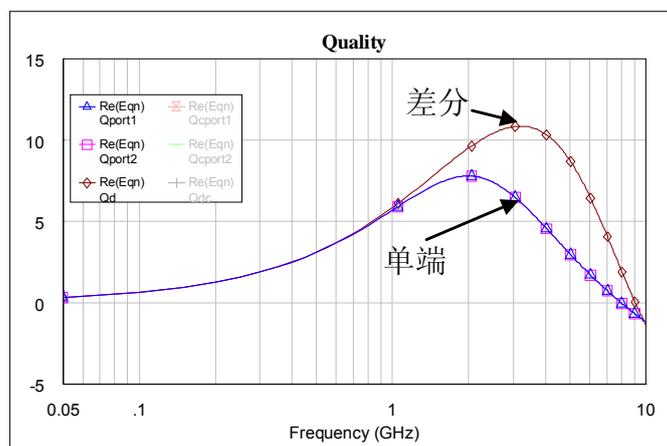


图 6.3 对称电感品质因数

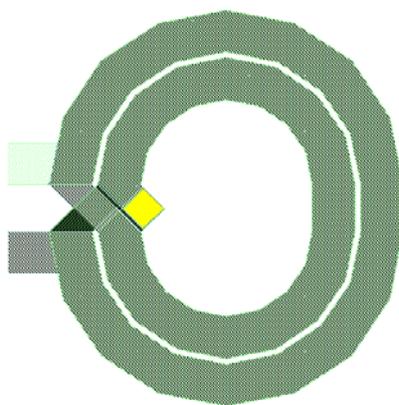


图 6.4 不对称尾电感版图

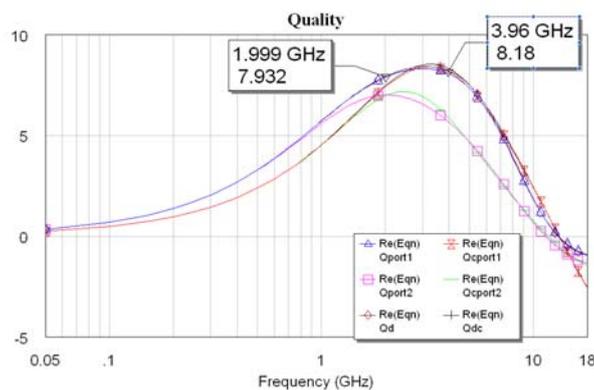


图 6.5 非对称片上电感等效感值曲线

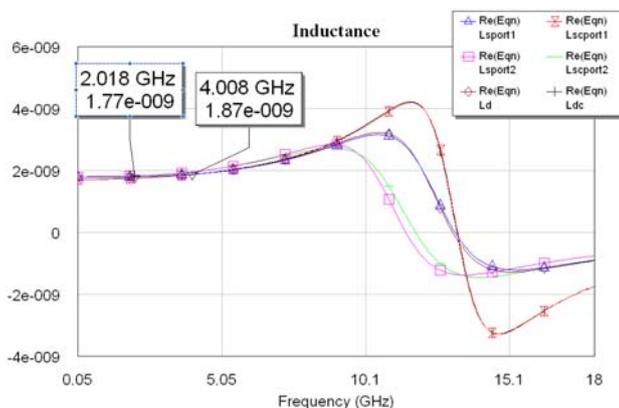


图 6.6 非对称片上电感品质因数

由于电容电感压控振荡器的两端是差分输出，为了保证输出波形的对称性，谐振电容电感需要对称分布在两个振荡输出点的中间。为了节省面积，版图设计时将开关电容单元和开关可变电容单元放在一起。图 6.7 是单个电容单元的版图，单元电路图如图 6.8，固定电容和可变电容的位置对于两个振荡输出点(P1, P2)来说完全一致。图 6.9 是整个压控振荡器的芯片照片，对称电感的两端延伸出两条平行金属线，谐振电容放在这两条金属中间。需要注意的是延伸出的两条平行金属线之间也存在互感，由此导致等效谐振电感增大，振荡频率下降，仿真时必须考虑到这点。在版图设计时，应使电容尽量靠近电感，以减小平行金属线的长度。

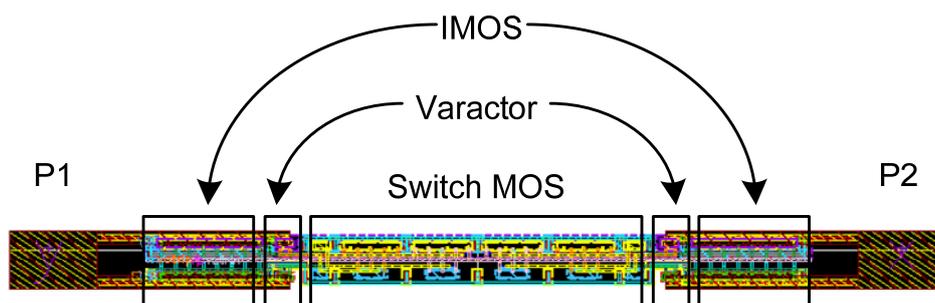


图 6.7 开关电容与开关可变电容单元版图

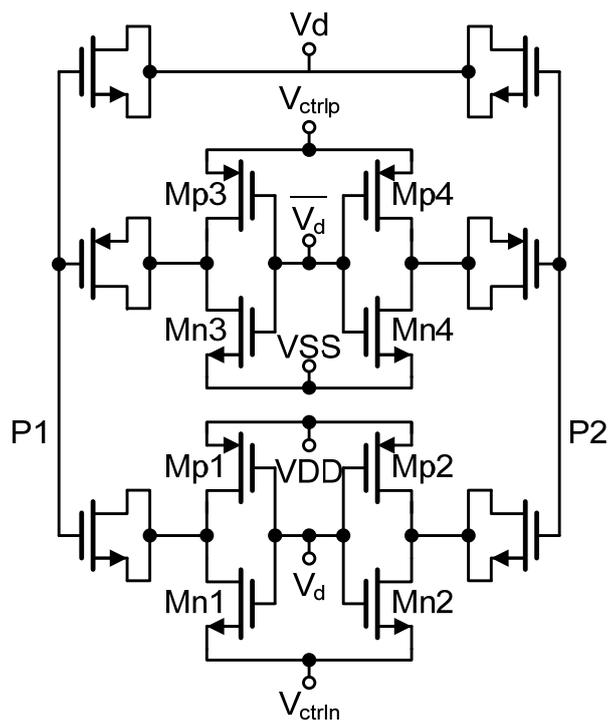


图 6.8 开关电容与开关可变电容单元电路图

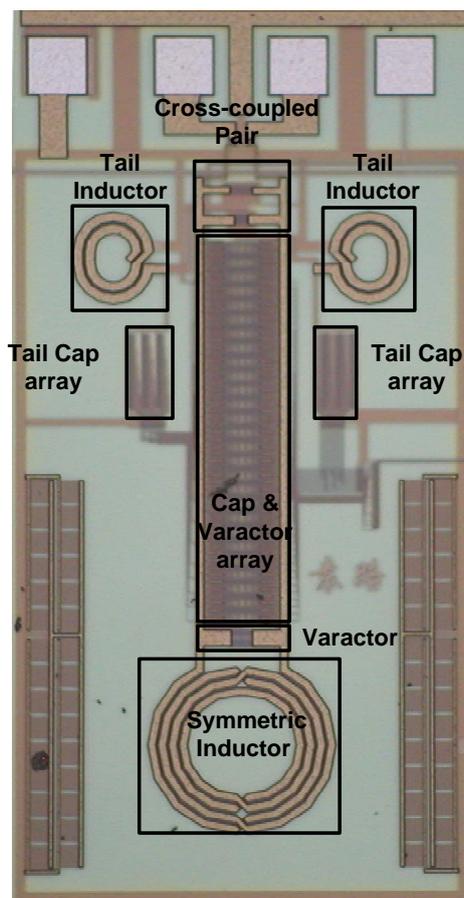


图 6.9 宽带压控振荡器芯片照片

6.1.2 测试方案

对于压控振荡器，直接测试振荡器输出端的频率特性比较困难，因为接入输出端的接口寄生电容以及测试仪器端口的寄生电容都会极大的影响输出端等效谐振电容，从而影响振荡器频率特性。因此，通常在引出的测试端口和振荡端之间加入一个缓冲器(buffer)，一方面能够将测试端口与振荡端隔离开，使得外部寄生电容不会对压控振荡器造成影响；另一方面能够将振荡端的频率特性传递到测试端口进行测试。本压控振荡器采用了开漏输出共源放大器作为测试缓冲器。

图 6.10 是压控振荡器的测试原理图，振荡器的差分输出端 P1, P2 分别通过一个 PMOS 管接成的开漏输出，将振荡信号输出，在外部通过一个 Balun 将差分信号转换成单端信号，由 SMA 头接入频谱仪进行测试和分析。在实际测试中，采用 Balun 的阻抗比为 4:1，为了使输出阻抗匹配，接入的单端输出电阻 R1, R2 大小为 100 欧姆。

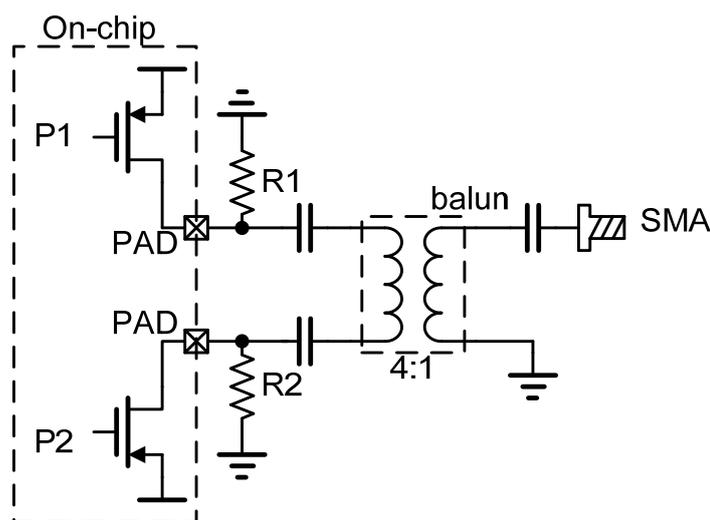


图 6.10 压控振荡器测试原理图

6.1.3 测试结果

芯片不包含测试 PAD 的大小为 $0.6\text{ mm} \times 0.9\text{ mm}$ ，供电电压为 1.5 V ，偏置电流为 6 mA 。测试得到振荡器的频率-电压调谐曲线如图 6.11，16 根子频带覆盖了 1.17 GHz 到 2.03 GHz 之间的频率，可调频率范围达到了 860 MHz (53%)。宽带振荡器每根子频带覆盖的频率范围均为 150 MHz 左右，相邻两子频带之间的交叠达到 70%。经测试，所有子频带的最大调谐增益(K_{VCO})为 93 MHz/V ，最小调谐增益为 69 MHz/V ，定义 dK_{VCO} 来反映调谐增益的变化：

$$dK_{VCO} = \frac{K_{VCO,max} - K_{VCO,min}}{K_{VCO,max}} \quad (6.1)$$

由此得出本宽带压控振荡器的 dK_{VCO} 仅为 25.8%。图 6.12 中的实线显示了宽带振荡器在不同子频带的调谐增益。同时，我们另外设计了一个宽带压控振荡器。该振荡器子频带划分方式、频率覆盖范围以及功耗均与本设计相同，仅采用二进制权重开关电容阵列和单个可变电容实现，没有用以调整可变电容大小的开关可变电容阵列。振荡器频率范围与本设计相同，也划分成 16 根子频带。仿真结果显示，只采用开关电容阵列的振荡器最大调谐增益为 94MHz/V，最小调谐增益为 35MHz/V，调谐增益的变化 dK_{VCO} 为 62.7%，其在不同子频带的调谐增益见于图 6.12 中的虚线。可见，采用数字开关可变电容阵列有效的减小了调谐增益的变化。

由于采用了尾电感电容二次谐波谐振技术，压控振荡器始终工作在电流受限区，振荡器的相位噪声在整个频率范围内变化非常小。测试得到压控振荡器在 1MHz 频偏处的相位噪声为 -126dBc/Hz。图 6.13 是压控振荡器工作频率为 1.62GHz 时测得的相位噪声曲线。与仿真结果(-128dBc/Hz@1MHz)相比，相位噪声稍有恶化，这可能是由芯片以及测试板上各种寄生效应所引起的。

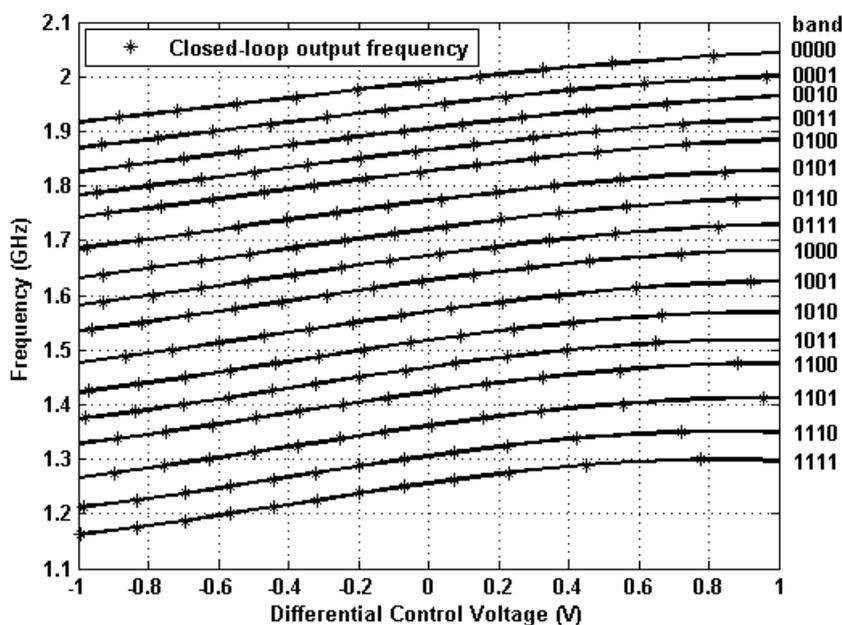


图 6.11 压控电压—频率关系图

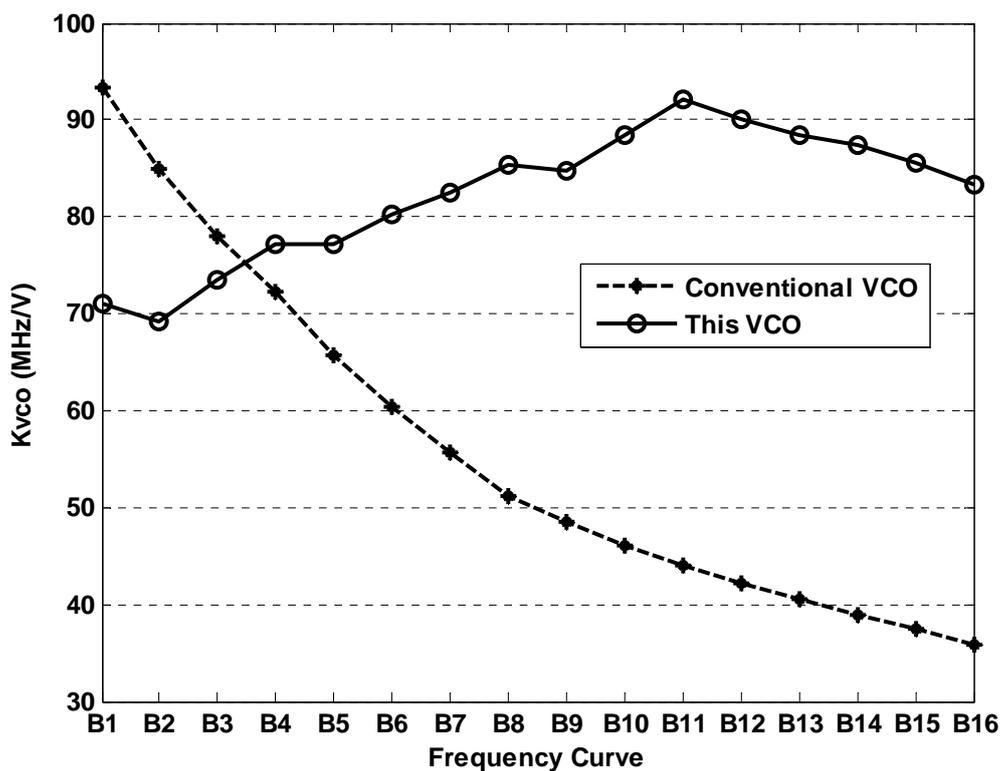


图 6.12 不同子频带的调谐增益

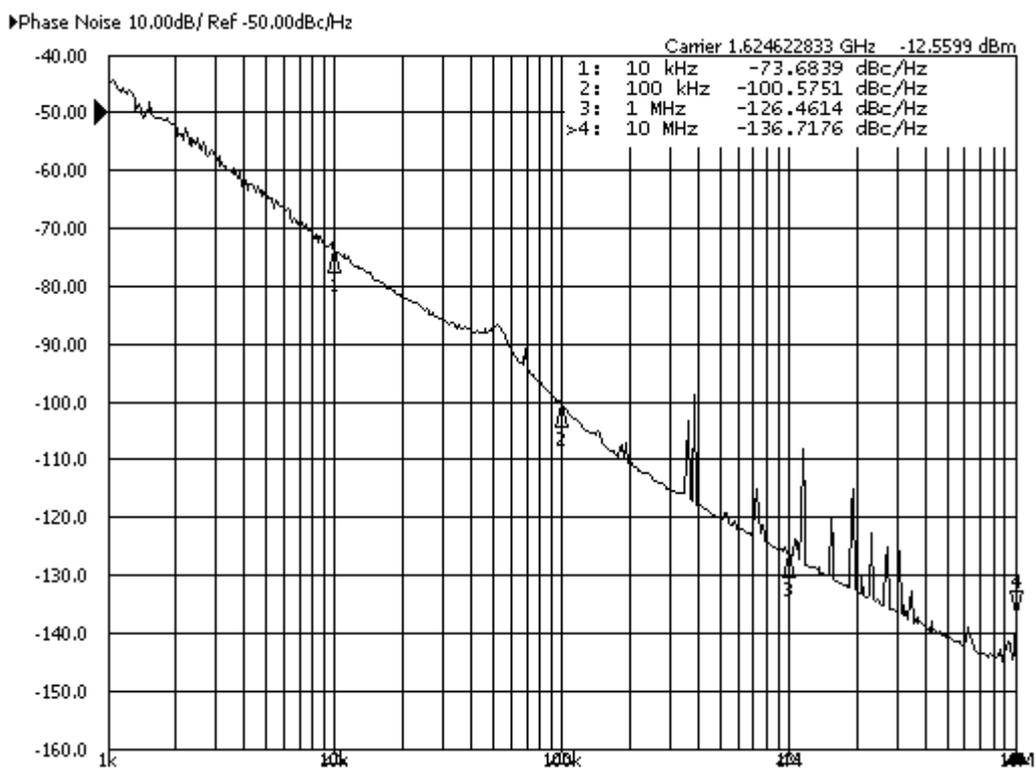


图 6.13 典型相位噪声

6.2 应用于电视调谐器的宽带压控振荡器

6.2.1 芯片实现

图 6.14 为包含了宽带压控振荡器的应用于电视调谐器中的宽带频率综合器的芯片照片。宽带频率综合器包括所有测试电路及 PAD 的芯片面积为 $1.7\text{ mm} \times 1.1\text{ mm}$ 。

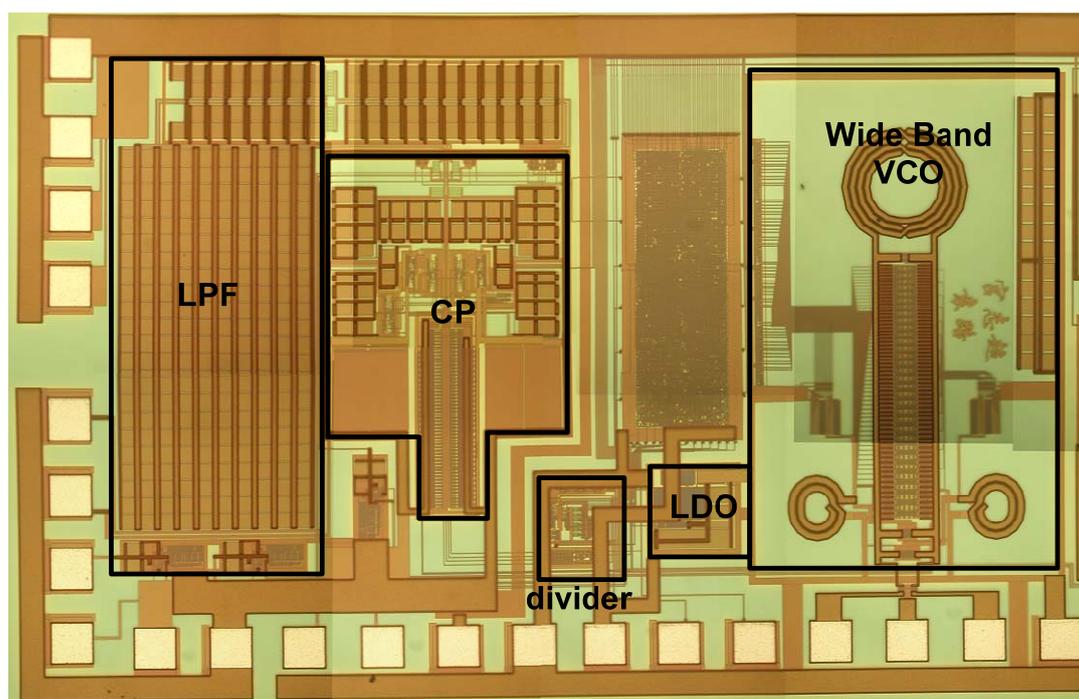


图 6.14 宽带频率综合器芯片照片

6.2.2 仿真与测试结果

测试电路板如图 6.15 所示。测试得到振荡器的频率-电压调谐曲线如图 6.16, 64 根子频带覆盖了 1.17GHz 到 2.06GHz 之间的频率, 可调频率范围为 890MHz (55%)。宽带振荡器每根子频带覆盖的频率范围均为 30MHz 左右。经测试, 所有子频带中最大调谐增益(K_{VCO})为 21.1MHz/V , 最小调谐增益为 15.11MHz/V , 调谐增益的变化 dK_{VCO} 为 28.3%。

在输出频率较高时, 调谐增益明显比输出频率较低时的调谐增益小, 这是因为当压控振荡器工作在较低频率时, 输出振幅较小, 压控电压有效范围随之下降, 导致调谐增益上升。

为了减小电源对噪声性能的影响, 测试时利用干电池给芯片进行供电, 测试得到压控振荡器在 1MHz 频偏处的相位噪声可以达到为 -130dBc/Hz 。图 6.17 是压控振荡器工作频率为 1.67GHz 时测得的相位噪声曲线。

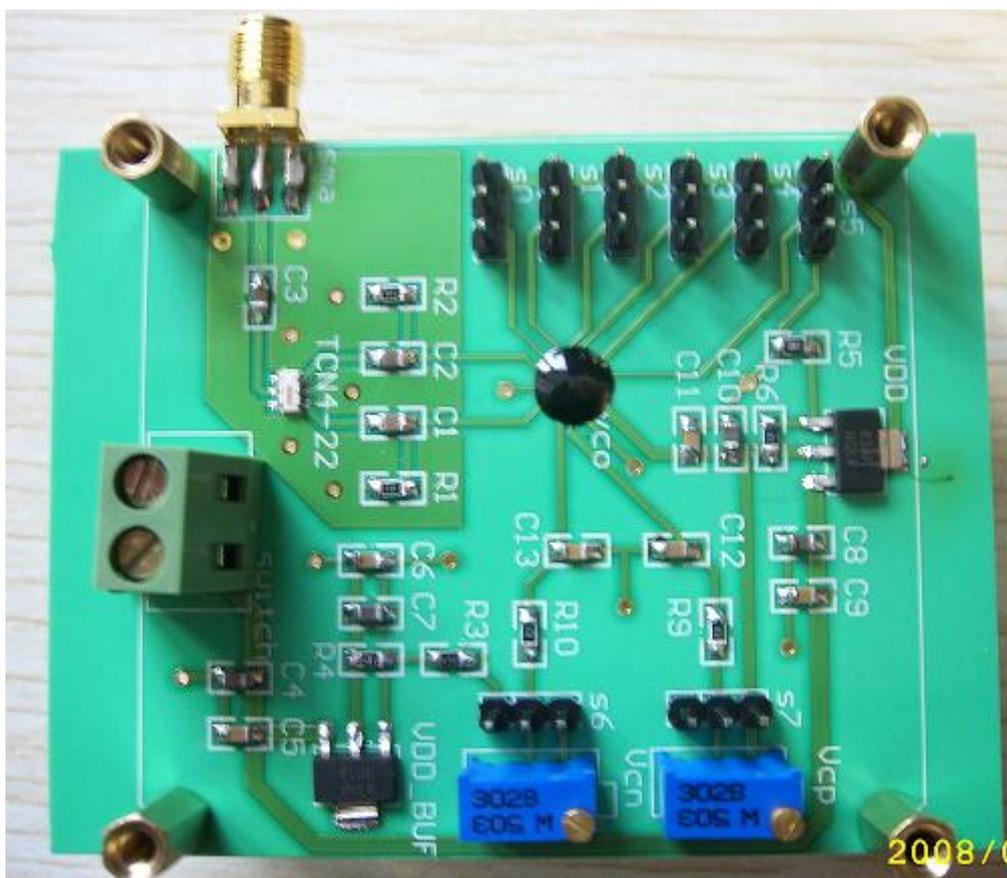


图 6.15 宽带压控振荡器单测 PCB 板

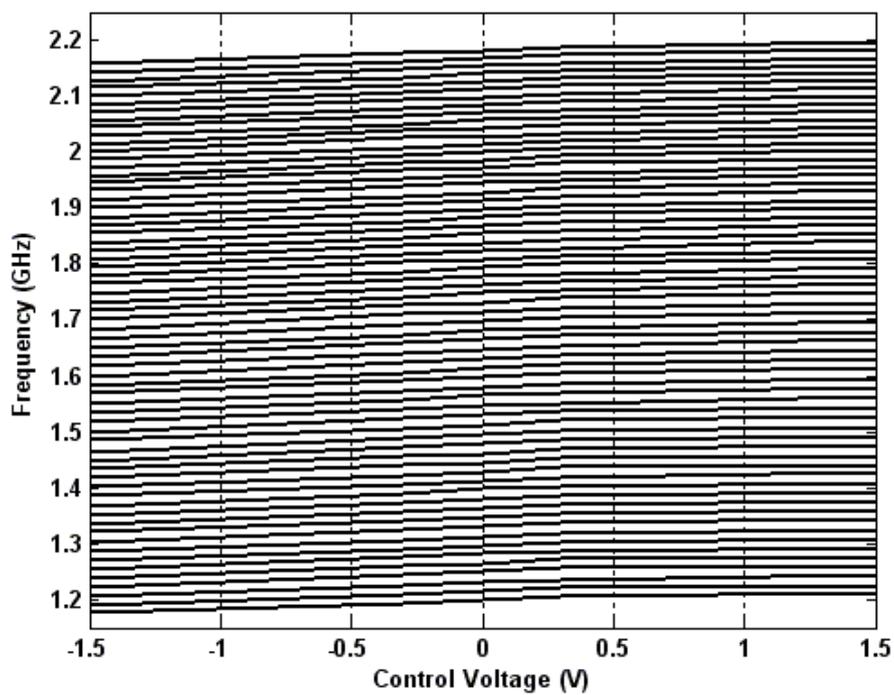


图 6.16 测试频率特性曲线

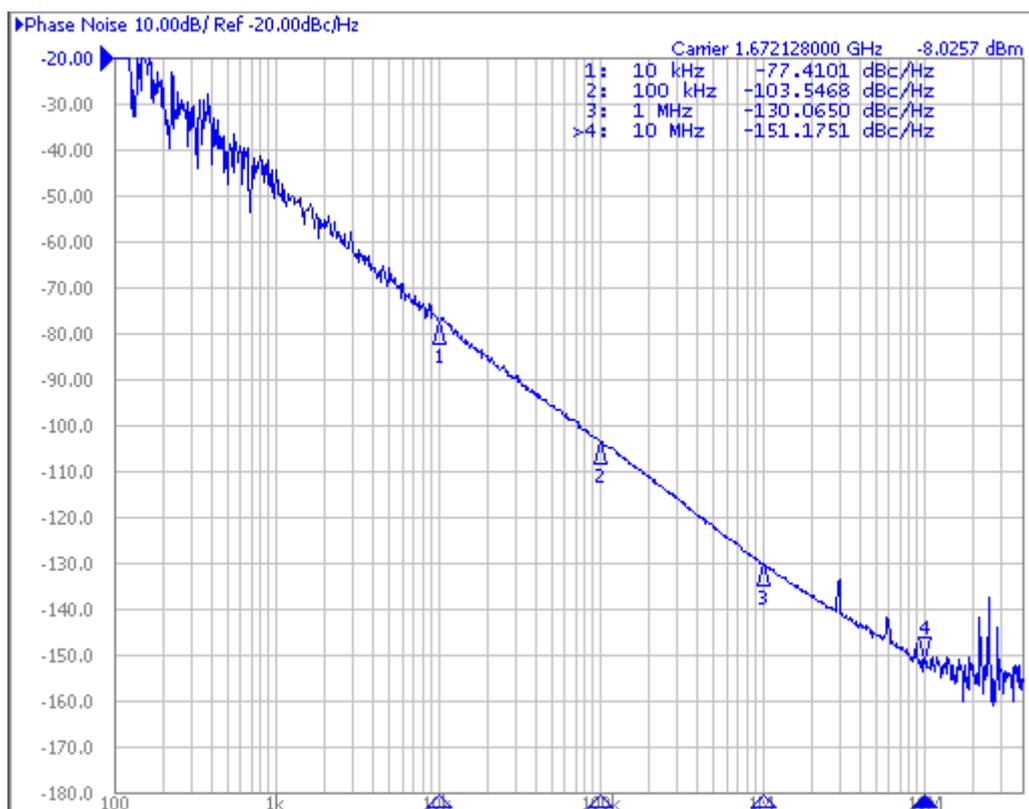


图 6.17 测试相位噪声曲线

6.3 测试结果小结

表 6.1 测试结果总结及比较

参考文献	频率范围 (GHz)	频率范围 (%)	最大调谐增益 (MHz/V)	调谐增益变化	相位噪声 (dBc/Hz)	功耗 (mW)	工艺
[1]	3.23-4.57	34	42	21%	-121 @ 1MHz	11.2	0.25 μ m BiCMOS
[2]	1.67-1.93	15.8	42.2	29.8%	-128.5 @ 1MHz	12	0.13 μ m CMOS
[3]	3.21-4.02	22.4	33	28%	-127 @ 400kHz	18	0.13 μ m CMOS
本文 1	1.17-2.03	53.8	93	25.8%	-126 @ 1MHz	9	0.18 μ m CMOS
本文 2	1.17-2.06	55.1	21.1	28.3%	-130 @ 1MHz	9	0.18 μ m CMOS

表 6.1 将本文设计的宽带压控振荡器性能作了一个小结，并于其他类似的芯片结果进行了比较。其中本文 1 表示第一次设计的采用开关可变电容器阵列技术优化调谐增益的宽带压控振荡器；本文 2 表示第二次设计的满足电视调谐器系统中

宽带频率综合器要求的压控振荡器。测试结果显示,本设计能够在频率范围覆盖超过 50%的情况下保持较低的调谐增益,其性能达到了较高的水平,完全可以满足数字电视调谐器应用的需要。

参考文献

- [1] Takahiro Nakamura, Toru Masuda, Nobuhiro Shiramizu, Katsuyoshi Washio, et al., "A Wide-tuning-range VCO with Small VCO-gain Fluctuation for Multi-band W-CDMA RFIC," in Proc. European Solid-State Circuits Conf., pp. 448-451, Sept. 2006.
- [2] Paavo Vaananen, Niko Mikkola and Petri Helio, "VCO Design With On-chip Calibration System," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 53, pp: 2157-2166, Oct. 2006.
- [3] Samadian, S., "A Low Phase Noise Quad-Band CMOS VCO with Minimized Gain Variation for GSM/GPRS/EDGE," International Symposium on Circuits and Systems, pp. 3287-3290, May 2007.

第七章 总结与未来展望

7.1 论文总结

本论文针对数字电视调谐器的实际应用需求,研究了宽带压控振荡器设计的各种基础理论与设计细节。本文首先从振荡器的基本原理和结构入手,研究了压控振荡器的基本理论;接着,详细分析了振荡频率对压控振荡器性能的影响,为宽带高性能压控振荡器的设计打下基础。随后,论文深入分析了压控振荡器调谐增益性能的优化方法,找出调谐增益随频率变化的原因,通过增加开关可变电容阵列等方式优化电路结构,降低了调谐增益的变化,实现了较好的电路性能,并据此设计出应用于数字电视调谐器中的宽带压控振荡器。最后,通过实际流片测试,验证了设计理论的正确性。所设计的具有低调谐增益的宽带压控振荡器各项性能指标都基本满足数字电视调谐器系统的要求。论文的研究成果对于设计覆盖各射频频段的电感电容压控振荡器都具有一定的理论指导意义和参考价值。

7.2 未来展望

虽然目前设计的宽带压控振荡器已经很好地满足了数字电视调谐器的设计要求,但还有以下两点可以考虑改进:

1) 到目前为止,设计出的宽带压控振荡器频率覆盖范围已经达到了1.17GHz-2.06GHz(55%),完全满足数字电视调谐器要求。考虑到如果能够使频率范围覆盖从1GHz至2GHz的区间,即达到66%以上,则振荡器输出最高频率 f_{\max} 经过二分频器以后仍然可以高于最低振荡频率 f_{\min} 。这样,通过对压控振荡器的输出不断地二分频,理论上可以得到任何低于最高振荡频率 f_{\max} 的频率值,这对于设计覆盖多个频段的频率综合器和射频系统非常有帮助。

2) 振荡输出幅度的变化会在一定程度上引起调谐增益的变化,因此保持稳定的振荡输出幅度对稳定调谐增益十分重要。在第五章的设计中,压控振荡器一直工作在满摆幅输出的状态。这样做虽然很容易保持稳定的大输出摆幅,但是无法对摆幅值进行控制。因此,可以增加输出摆幅检测电路,同时尾电流大小和差分对管的宽长比均变为可控,其数字控制信号由输出幅度检测电路反馈决定。在振荡幅度下降时,尾电流和差分对管宽长比增大,功耗增大,使振荡幅度上升;而振荡幅度上升时,尾电流和差分对管宽长比减小,功耗减小,使振荡幅度回落。振荡幅度值可以通过输出幅度检测电路调整,可控性很强。

致谢

在复旦的硕士生涯行将结束，在这三年的时间里得到了许多人的关心与帮助，对我的成长起到了不可磨灭的作用。首先要感谢的无疑是我的导师唐长文博士，唐老师严谨的治学态度和对科研工作的热情是我学到的最珍贵的东西，并必将因此受益终身。唐老师在学习上的悉心教导和在生活中对我的照顾都让我难以忘怀。感谢闵昊教授在科研中给予的中肯建议，为我提供了一个良好的实验室环境，感谢王俊宇老师、张皓老师事无巨细的帮助和支持。

还要感谢实验室所有的同学们，是你们创造了一个积极向上，乐观互助的学习氛围，并让我的研究生生活充满欢乐。尤其是要感谢TV Tuner组的卢磊，金黎明，尹睿，韩科锋等同学给予的许多有益的建议和讨论。

感谢我的朋友们，感谢你们的关心和鼓励让我能一直走下去。最后，感谢我的家人对我的养育和关爱，你们的希望是我前进的动力。谨以此文献给你们。

论文独创性声明

本论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。论文中除了特别加以标注和致谢的地方外,不包含其他人或其它机构已经发表或撰写过的研究成果。其他同志对本研究的启发和所做的贡献均已在论文中作了明确的声明并表示了谢意。

作者签名: _____ 日期: _____

论文使用授权声明

本人完全了解复旦大学有关保留、使用学位论文的规定,即:学校有权保留送交论文的复印件,允许论文被查阅和借阅;学校可以公布论文的全部或部分内容,可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。保密的论文在解密后遵守此规定。

作者签名: _____ 导师签名: _____ 日期: _____