

一种低调谐增益变化的宽带电感电容压控振荡器*

袁 路 唐长文[†] 闵 昊

(复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室, 上海 201203)

摘要: 设计了一个应用于数字电视调谐器的宽带电感电容压控振荡器. 该振荡器包含了一个开关可变电容阵列, 用以抑制调谐增益的变化. 整个电路采用 0.18 μm CMOS 工艺实现. 测试结果表明: 压控振荡器的频率范围从 1.17GHz 至 2.03GHz (53.8%); 调谐增益从 69MHz/V 变化至 93MHz/V, 其变化幅度与最大值相比为 25.8%; 最差相位噪声为 -126dBc/Hz@1MHz; 在 1.5V 电源电压下, 压控振荡器的功耗约为 9mW.

关键词: 宽带; 调谐增益; 开关电容阵列; 开关可变电容阵列; 差分调谐; 压控振荡器

EEACC: 1230B

中图分类号: TN752

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2008)05-1003-07

1 引言

压控振荡器(voltage-controlled oscillator)是射频电路的一个重要模块. 作为锁相环的关键电路模块, 压控振荡器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. 随着无线通信网络的发展, 越来越多的射频电路要求收发机能够覆盖更宽的频率范围, 这无疑对压控振荡器的设计提出了更高的要求.

调谐增益(tuning gain)是衡量压控振荡器性能的一个重要参数, 其大小不仅决定了压控振荡器的频率范围, 还直接影响着锁相环环路噪声传递函数^[1]. 在通常情况下, 调谐增益都需要尽量低且稳定以改善锁相环相位噪声性能.

在压控振荡器中采用数字信号控制的开关电容阵列(switched capacitor array)是一种常见的降低调谐增益的设计方法, 它能够使压控振荡器覆盖宽频带同时保持较低的调谐增益^[2,3]. 尽管如此, 在压控振荡器的不同频段调谐增益会发生波动. 当频率范围加宽时, 这种波动会大到无法忽视的地步, 进而影响整个锁相环的性能. 因此必须采取措施来减小调谐增益的变化.

目前, 有一些设计方法用以抑制调谐增益的变化^[4~6]. 在文献[4]中, 输入控制电压改变等效谐振电感的大小, 从而抵消频率变化引起的调谐增益变化. 文献[5]利用数字逻辑电路, 让压控振荡器的输出频率信号决定其输入控制字. 但这种方法需要增加额外的数字电路, 功耗也会增加. 文献[6]则对可变电容施与不同的偏置电压, 使得总谐振电容随控制电压线性变化.

为了达到抑制调谐增益变化的目的, 本文在宽带电感电容压控振荡器中设计了一个开关可变电容阵列(switched varactor array). 开关可变电容阵列的存在让等效可变电容的大小变得可控, 从而使得压控振荡器

可以在很宽的频率范围内保持一个较小的调谐增益变化, 并且功耗不会因此额外增加. 测试结果显示, 其频率范围从 1.17 至 2.03GHz (53.8%), 调谐增益则从 69 变化至 93MHz/V (25.8%); 压控振荡器的供电电压为 1.5V, 最大直流功耗为 9mW.

2 频率范围要求

射频数字电视调谐器(digital-video broadcasting-terrestrial, DVB-T)的结构如图 1 所示, 大致可分为 3 部分: 射频前端、模拟前端和数字基带. 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. 数字电视标准 DVB-T 中, 天线接收到的射频信号频率在 50~860MHz 之间, 信道带宽为 6/7/8MHz, 而模拟前端输入信号的中频频率为 7.2MHz.

考虑到如果射频前端采用一次变频结构, 需要的本振信号频率范围太大, 仅用单个压控振荡器难以提供, 并且后续的镜像抑制滤波器设计也很难实现. 因此, 射频前端采用了二次变频结构, 即先将信号上变频至 1.12GHz 高中频, 再下变频至 7.2MHz 低中频. 由于第一次变频后的信号中频频率为 1.12GHz, 则需要的本振信号输出频率范围为 1.17 到 1.98GHz.

3 调谐增益的变化及其影响

压控振荡器的调谐增益在锁相环的传递函数中起着重要作用, 一个典型的频率综合器的开环传递函数与调谐增益成正比. 压控振荡器的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. 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

* 国家高技术研究发展计划资助项目(批准号: 2007AA01Z282)

[†] 通信作者. Email: zwtang@fudan.edu.cn

2007-10-10 收到, 2007-11-08 定稿

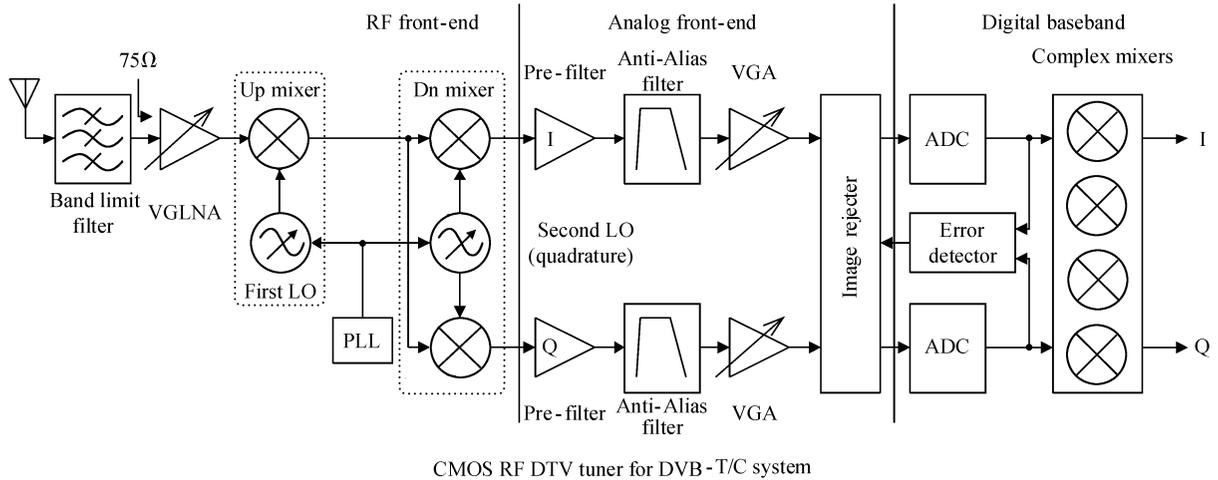


图 1 数字电视调谐器系统结构图
Fig. 1 Architecture of a DLIF DTV tuner

越差. 而调谐增益的变化会直接引起锁相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. 所以, 为了确保锁相环的性能稳定, 压控振荡器的调谐增益需要尽量低, 同时变化要尽量小.

图 2 是差分互补 MOS 管电感电容压控振荡器的基本原理图. Mp1, Mp2 管与 Mn1, Mn2 管的负跨导可以补偿振荡中的电路损耗, 为振荡提供能量. 压控电压 V_{tune} 控制可变电容 C_v , 达到控制振荡频率的目的.

对于电感电容压控振荡器来说, 其输出频率可以表示为:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

其中 L 为谐振电感值; C 为连接到振荡端 P1 与 P2 的总的谐振电容值. 其调谐增益 K_{VCO} 可以表示为^[7]:

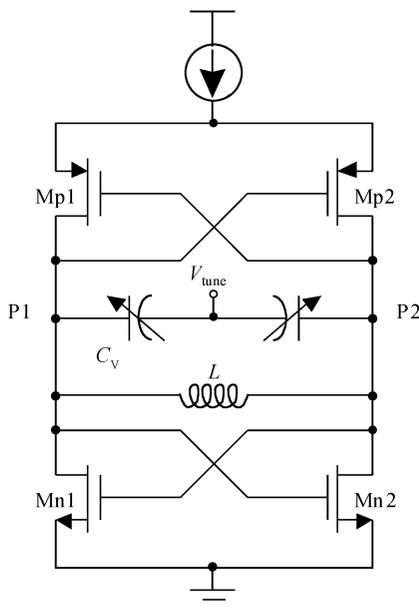


图 2 电容电感压控振荡器原理图
Fig. 2 Schematic diagram of a LC-VCO

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f}{\Delta V_{tune}} = \frac{\Delta f}{\Delta C} \times \frac{\Delta C}{\Delta V_{tune}} = \frac{-1}{4\pi C\sqrt{LC}} \times \frac{\Delta C_{VAR}}{\Delta V_{tune}} \quad (2)$$

由(1)式可看出, 对于宽带压控振荡器来说, 在电感值不变的情况下, 增大频率覆盖范围的唯一方法是增大压控可变电容. 但是增大压控可变电容会引起两个问题: 第一个问题是虽然压控可变电容增大, 但压控电压受到电源电压和电荷泵的限制, 压控电压范围保持不变, 导致 $\Delta C_{VAR}/\Delta V_{tune}$ 增大. 由(2)式可知调谐增益 K_{VCO} 也会随之增大, 这样会导致锁相环相位噪声恶化. 第二个问题在于压控振荡器工作在不同频带时, 谐振固定电容 C 大小不同, 调谐增益也会随之变化不定. 对于宽带压控振荡器, 这种变化会大到无法忽略的地步.

根据(2)式, 调谐增益变化幅度 ΔK_{VCO} 随振荡频率 f 的变化可表示为:

$$\Delta K_{VCO} = \left(A \frac{\Delta B}{\Delta f} + B \frac{\Delta A}{\Delta f} \right) \Delta f \quad (3)$$

其中:

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

$$B = \frac{\Delta C_{VAR}}{\Delta V_{tune}} \quad (5)$$

对于传统的宽带压控振荡器, 压控可变电容的变化范围不变, (3) 式中的 B 可看作定值. 可以推出:

$$\frac{\Delta B}{\Delta f} = 0 \quad (6)$$

$$\Delta K_{VCO} = B\Delta A \quad (7)$$

假设振荡器的最高工作频带和最低工作频带的比值为 2, 则根据(1)式可以计算出最大谐振电容与最小谐振电容比值为 4. 由(7)式可得出, 调谐增益会变化 8 倍.

对于第一个问题, 最常见的解决方法是把需要覆盖的频带划分成几个子频带, 每个子频带只覆盖较窄的频率范围, 同时增加数字控制信号来选择使其工作在合适的子频带. 这样相当于把一个宽带振荡器划分成了几个

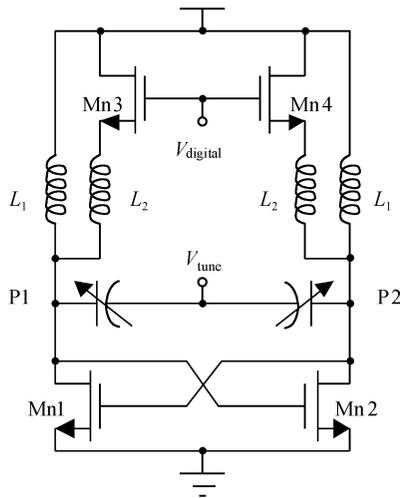


图 3 开关电感宽带压控振荡器
Fig. 3 Wideband VCO with switched inductor

窄带振荡器,在不增大调谐增益的条件下拓宽了频率范围.

常见的划分子频带的方式有以下几种:最简单的方式是将工作在不同频段的几个窄带振荡器连接起来,使其输出到同一个节点.这种电路设计简单,但面积大,功耗高,相当于几个振荡器的总和,现在已很少采用.第二种方式是通过数字信号来控制并联谐振电感值^[8],通过开关电感来切换不同的子频带(见图 3).但这种方式由于需要多个片上电感,面积较大,而且电感感值不易精准.第三种方式则是采用开关电容阵列,通过数字信号来控制谐振电容值的变化(见图 4).利用二进制权重的电容阵列可以保证覆盖所需要的频率,且结构简单,因此现在被广泛采用^[2,3].

还有一种减小调谐增益的方法则是利用差分调谐电压^[9].不同于单调谐电压的振荡器,差分调谐电压的振荡器具有两个压控电压输入端,压控电压的范围比单控制电压大一倍,调谐增益也减小一半.这种方法要求振荡器内部结构乃至提供控制电压的电荷泵都为差分结构.

上述方法虽然都能够有效减小最大调谐增益,但调谐增益仍然会随谐振电容改变.为了解决第二个问题,本文设计了一个开关可变电容阵列,让可变电容的大小变为可调.这样(3)式中的 B 不再为常数值,而是随振荡频率向 A 相反的方向变化,达到减小调谐增益变化幅度的目的.

4 压控振荡器电路结构

本设计利用了开关电容阵列和开关可变电容阵列

其中

$$\begin{cases} C_{\text{tol},n,\text{min}} = C_p + (\alpha_1 + \dots + \alpha_{n-1}) C_a + (1 + \beta_1 + \dots + \beta_{15}) C_{v,\text{min}} \\ C_{\text{tol},n,\text{max}} = C_p + (\alpha_1 + \dots + \alpha_{n-1}) C_a + (1 + \beta_1 + \dots + \beta_{n-1}) C_{v,\text{max}} + (\beta_n + \dots + \beta_{15}) C_{v,\text{min}} \end{cases} \quad (9)$$

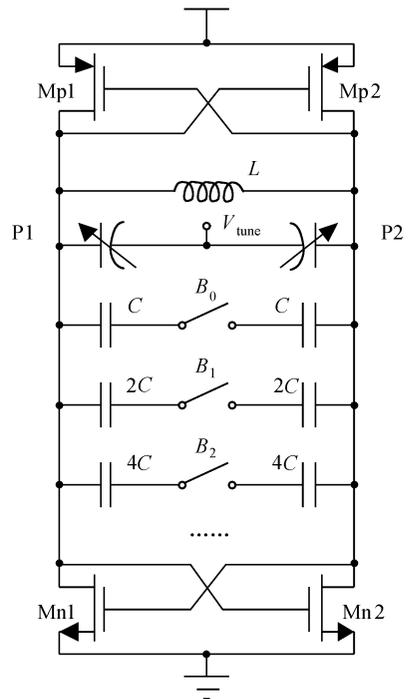


图 4 二进制权重开关电容阵列压控振荡器
Fig. 4 Wideband VCO with a switched capacitor array

来减小调谐增益及其变化,调谐电压也采用了差分结构.整个宽带压控振荡器的电路结构如图 5 所示.

由于 MOS 管可变电容本身就可以当作开关电容来使用,因此开关电容阵列直接采用了反型 MOS 管可变电容(inversion MOS varactor)加上数字控制信号来实现,这样避免了开关电容阵列的设计.开关电容阵列利用 4 位数字控制信号将整个频率范围划分成 16 根子频带.为了保证每两根相邻子频带的频率间距相同,开关电容阵列没有采用二进制权重编码方式,而是设计了 15 个子单元,子单元开关电容的大小比例为 $\alpha_1 C_a : \alpha_2 C_a : \alpha_3 C_a : \dots : \alpha_{15} C_a$.当振荡器工作在最高频率的子频带时,所有开关全部打开,随着开关依次闭合,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差分压控电压($V_{\text{ctrlp}}, V_{\text{ctrln}}$)连接,当开关闭合时,压控电压可以控制可变电容,而开关打开时,压控电压被隔断,可变电容固定在最小值.可变电容阵列的编码方式与开关电容阵列相同.假设可变电容子单元的大小比例为 $\beta_1 C_v : \beta_2 C_v : \beta_3 C_v : \dots : \beta_{15} C_v$.则从最高频率开始第 n ($n = 1, 2, \dots, 16$) 根子频带的最高振荡频率 $f_{n,\text{max}}$ 与最低振荡频率 $f_{n,\text{min}}$ 可以表示为:

$$\begin{cases} f_{n,\text{max}} = [4\pi^2 LC_{\text{tol},n,\text{min}}]^{-1/2} \\ f_{n,\text{min}} = [4\pi^2 LC_{\text{tol},n,\text{max}}]^{-1/2} \end{cases} \quad (8)$$

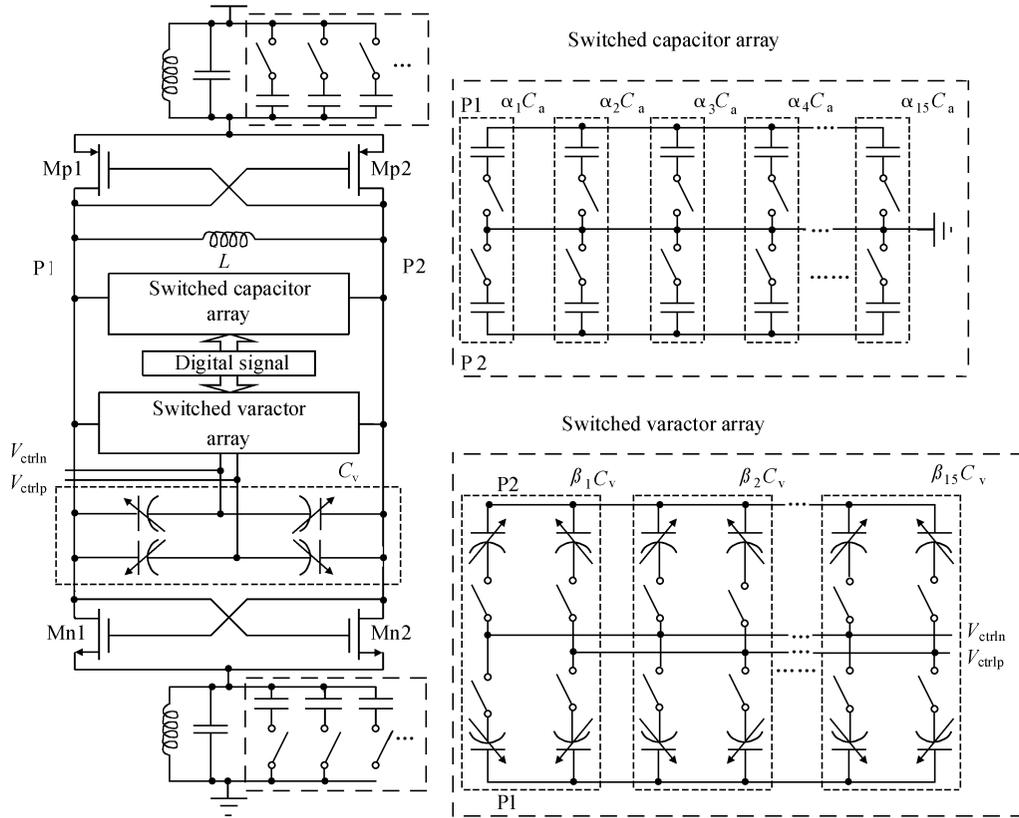


图 5 宽带压控振荡器电路结构原理图

Fig.5 Schematic diagram of proposed VCO

其中 C_p 为谐振点(P1,P2)之间的寄生电容值, $C_{v.min}$, $C_{v.max}$ 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 n 根子频带上的调谐增益则可以表示为:

$$K_{VCO,n} = \frac{df}{dV_{tune}} = \frac{df}{dC_v} \times \frac{dC_v}{dV_{tune}} = \frac{(1 + \beta_1 + \dots + \beta_{n-1})}{4\pi\sqrt{LC_{tol,n}^3}} \times \frac{dC_v}{dV_{tune}} \quad (10)$$

其中 $C_{tol,n} = C_p + (\alpha_1 + \dots + \alpha_{n-1})C_a + (1 + \beta_1 + \dots +$

$\beta_{n-1})C_v + (\beta_n + \dots + \beta_{15})C_{v.min}$. 根据(10)式, 如果选择一个合适的电容阵列的比值 α_n ($n = 1, 2, \dots, 15$) 与可变电容阵列的比值 β_n ($n = 1, 2, \dots, 15$), 可以做到使所有子频带的调谐增益 $K_{VCO,n}$ 相等.

为了进一步减小调谐增益, 本设计采用了差分压控电压输入的方式, 因此所有单元也相应设计为差分结构. 图 6 是开关可变电容阵列单元和开关电容阵列单元的电路结构图. 如图 6(a) 所示, 当数字控制信号 V_d 为高时, IMOS管可变电容通过开关管(Mn1, Mn2 和 Mp3,

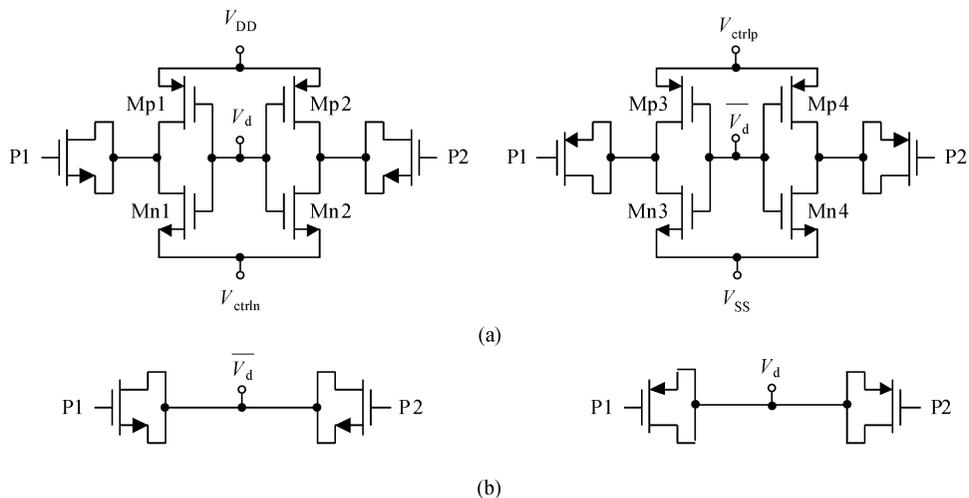


图 6 (a)压控电容阵列单元差分结构;(b)开关电容阵列单元差分结构

Fig.6 Schematic of one unit (a) Switched varactor;(b) Switched capacitor

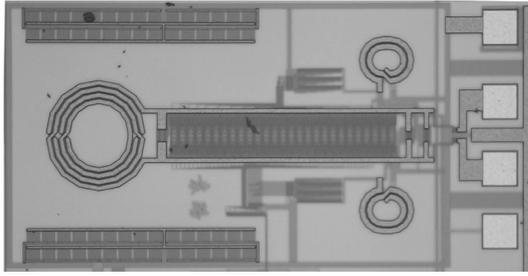


图 7 宽带压控振荡器芯片照片
Fig.7 Micrograph of wideband LC-VCO

Mp4) 连接到差分压控电压端; 而当 V_d 为低电平时, IMOS 管可变电容通过开关管 (Mp1, Mp2 和 Mn3, Mn4) 连接到 V_{SS} 或者 V_{DD} , 压控电压端对可变电容无作用, 可变电容固定在最小值. 图 6(b) 为开关电容阵列单元的差分单元结构.

本宽带压控振荡器没有设计电流镜偏置, 这是由于电流镜会改变振荡端直流电平使其不处于电源中点 ($V_{DD}/2$), 从而降低振荡器输出幅度. 同时, 电流镜对相位噪声性能 (特别是 $1/f^3$ 区域) 的影响也非常大. 去掉偏置电流镜后, 差分负阻管的大小直接决定了压控振荡器的功耗.

为了改善相位噪声性能, 本振荡器还加上了尾电感电容谐振电路, 并在尾电容处也加入了开关电容阵列. 尾电感和总尾电容始终谐振在振荡器工作频率的两倍, 这样不仅阻止了振荡器的二次谐波分量直接入地, 而且使得振荡器能够始终工作在电流受限区域, 改善了相位噪声性能^[10].

5 测试结果与讨论

本宽带压控振荡器采用 $0.18\mu\text{m}$ CMOS 工艺制造, 供电电压为 1.5V . 采用 1.5V 的低电压设计可以允许在 1.8V 电源电压和压控振荡器之间加上一个低压降稳压器, 从而减小电源噪声对振荡器性能的影响. 宽带压控振荡器的电感全部采用片上设计, 实现了全集成. 其芯片照片如图 7 所示, 芯片大小为 $0.6\text{mm} \times 0.9\text{mm}$.

测试得到振荡器的频率-电压调谐曲线如图 8 所示, 16 根子频带覆盖了 $1.17 \sim 2.03\text{GHz}$ 之间的频率, 可调频率范围为 860MHz (53%). 由于采用了数字开关可变电容阵列改变了压控可变电容的大小, 宽带振荡器每根子频带覆盖的频率范围均为 150MHz 左右. 经测试, 所有子频带的最大调谐增益 (K_{VCO}) 为 93MHz/V , 最小调谐增益为 69MHz/V , 定义 dK_{VCO} 来反映调谐增益的变化:

$$dK_{VCO} = \frac{K_{VCO,max} - K_{VCO,min}}{K_{VCO,max}} \quad (11)$$

由此得出本宽带压控振荡器的 dK_{VCO} 仅为 25.8%.

为了比较性能, 我们另外设计了一个采用传统结构的宽带压控振荡器. 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

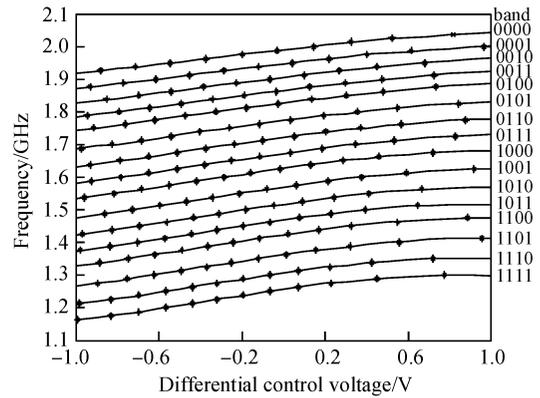


图 8 压控电压-频率关系
Fig.8 Measured tuning characteristics of VCO

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%, 远大于本设计. 可见, 采用数字开关可变电容阵列能够有效减小调谐增益的变化. 图 9 所示为两个振荡器不同子频带之间调谐增益的比较. 其中虚线表示仅采用开关电容阵列的振荡器, 实线表示本设计.

由于采用了尾电感电容滤波, 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 10 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 ($-128\text{dBc/Hz}@1\text{MHz}$) 相比, 相位噪声稍有恶化, 这可能是由于芯片乃至测试板上各种寄生效应所引起的. 后仿结果显示振荡器的最小输出幅度峰峰值为 1V .

近年来, 一些宽带振荡器设计也采用了某些措施以减小调谐增益的变化^[4~6]. 表 1 将本设计和这些振荡器设计做了比较. 可以看出, 本设计在采用 CMOS 工艺全集成的情况下, 能够在较宽的频率范围内有效地减小调谐增益的变化, 并且不会增加额外的电路功耗.

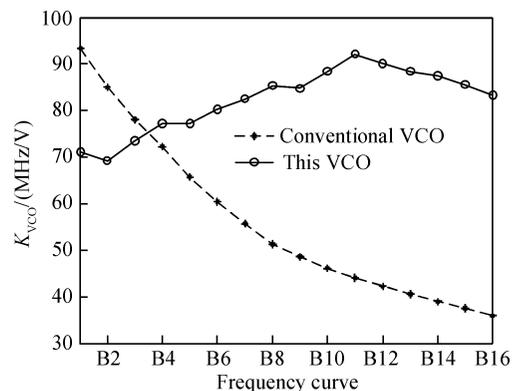


图 9 不同子频带的调谐增益
Fig.9 Tuning gain plotted against sub-bands

表 1 本设计与其他文献设计 VCO 的性能比较

Table 1 Performance comparison of VCO of our design with some literatures

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
Ref. [4]	3.23~4.57	34	42	21	-121@1MHz	11.2	0.25 μ m BiCMOS
Ref. [5]	1.67~1.93	15.8	42.2	29.8	-128.5@1MHz	12	0.13 μ m CMOS
Ref. [6]	3.21~4.02	22.4	33	28	-127@400kHz	18	0.13 μ m CMOS
本文	1.17~2.03	53.8	93	25.8	-126@1MHz	9	0.18 μ m CMOS

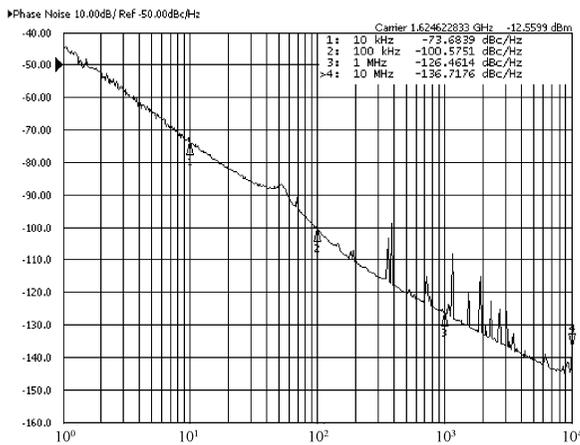


图 10 1.62GHz 处的相位噪声曲线

Fig. 10 Measured VCO phase noise of output frequency at 1.62GHz

6 总结

设计了一个应用于射频电视调谐器的宽带压控振荡器,振荡器采用了开关可变电容阵列,在不增加额外功耗的情况下有效减小了调谐增益变化.本设计采用 0.18 μ m CMOS 工艺实现,测试显示其频率覆盖范围达到 1.17~2.03GHz (53.8%).调谐增益测试结果从 69MHz/V 变化至 93MHz/V,相对最大调谐增益的变化值为 25.8%,远小于仅采用开关电容阵列的传统压控振荡器设计(62.7%).压控振荡器在载波频率偏 1MHz 处的最差相位噪声为 -126dBc/Hz,功耗为 9mW,芯片面积为 0.54mm².

致谢 作者衷心感谢中芯国际集成电路制造(上海)有限公司的杨立吾、多新中和李庭煌在芯片流片和测试方面给予的无私帮助.

参考文献

- [1] Razavi B. RF microelectronics. Beijing: Tsinghua University Press, 2003
- [2] Lee H I, Cho J K, Lee K S, et al. A Σ - Δ fractional-N frequency synthesizer using a wide-band integrated VCO and a fast AFC technique for GSM/GPRS/WCDMA applications. IEEE J Solid-State Circuits, 2004, 39(7): 1164
- [3] Berny A D, Niknejad A M, Meyer R G. A 1.8-GHz LC VCO with 1.3-GHz tuning range and digital amplitude calibration. IEEE J Solid-State Circuits, 2005, 40(4): 909
- [4] Nakamura T, Masuda T, Shiramizu N, et al. A wide-tuning-range VCO with small VCO-gain fluctuation for multi-band W-CDMA RFIC. Proc European Solid-State Circuits Conf, 2006: 448
- [5] Vaananen P, Mikkola N, Helio P. VCO design with on-chip calibration system. IEEE Trans Circuits Syst I, 2006, 53: 2157
- [6] Samadian S. A low phase noise quad-band CMOS VCO with minimized gain variation for GSM/GPRS/EDGE. International Symposium on Circuits and Systems, 2007: 3287
- [7] Hauspie D, Park E C, Craninckx J. Wideband VCO with simultaneous switching of frequency band, active core, and varactor size. IEEE J Solid-State Circuits, 2007, 42: 452
- [8] Herzel F, Erzgraber H, Ilkov N. A new approach to fully integrated CMOS LC-oscillators with a very large tuning range. IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2000: 573
- [9] Tiebout M. Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS. IEEE J Solid-State Circuits, 2001, 36: 1018
- [10] Hegazi E, Sjolund H, Abidi A A. A filtering technique to lower LC oscillator phase noise. IEEE J Solid-State Circuits, 2001, 36: 1921

A Wideband LC-VCO with Small Tuning Gain Fluctuation*

Yuan Lu, Tang Zhangwen[†], and Min Hao

(ASIC & System State Key Laboratory, Fudan University, Shanghai 201203, China)

Abstract: This paper presents a fully integrated wideband LC voltage-controlled oscillator (VCO) with small tuning gain fluctuation. This VCO is designed for a dual-conversion low-IF architecture (DLIF) DTV tuner. A switched varactor array is proposed to suppress tuning gain fluctuation for the performance of the phase locked loop (PLL). The whole VCO was implemented in a 0.18 μm CMOS process. The measured results show -126dBc/Hz phase noise at 1MHz offset frequency. The measured tuning range is 860MHz (53.8%) from 1.17 to 2.03GHz with the tuning gain from 69 to 93MHz/V. Power consumption is about 9mW with a 1.5V supply voltage.

Key words: wideband; tuning gain; switched capacitor array; switched varactor array; differentially tuned; VCO

EEACC: 1230B

Article ID: 0253-4177(2008)05-1003-07

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (No.2007AA01Z282)

[†] Corresponding author. Email: zwtang@fudan.edu.cn

Received 10 October 2007, revised manuscript received 8 November 2007

©2008 Chinese Institute of Electronics