

# 第十章 振荡器(OSC)

- 概述
- 振荡器基本原理
- 环形振荡器
- LC振荡器
- 振荡器的干扰和相位噪声
- 相位噪声带来的问题
- 正交信号的产生
- 振荡器优化设计

# 概述

---

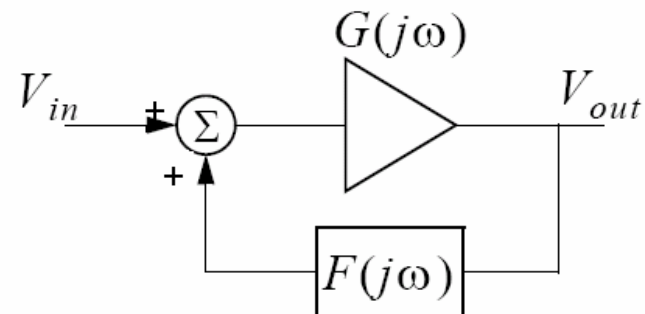
- » 振荡器(oscillator)是将直流电源能量转换成交流能量的电路。
- » 振荡器必须有正反馈和足够的增益以克服反馈路径上的损耗，同时还需要有选频网络。
- » 振荡器性能指标：振荡频率，振荡幅度，相位噪声，波形失真等。
- » 振荡器分类：
  - 可以分为环形振荡器、LC振荡器、RC振荡器、晶体振荡器和压控振荡器。
  - 也可以从单端或双端的角度来区分振荡器。单端振荡器有一个负载和一个带有负阻的谐振器，二者在同一端口；双端振荡器有两个端口并在两个端口上都有负载。在任何一种情况下，都必须有正反馈通路。

# 振荡器基本原理

## ► 从正反馈角度看

放大器的闭环增益为

$$T(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G(j\omega)}{1 - F(j\omega)G(j\omega)}$$



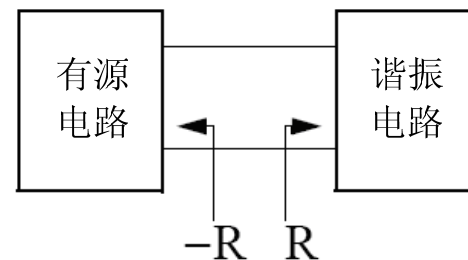
$$F(j\omega)G(j\omega) = 1 \longrightarrow \begin{cases} |F(j\omega_o)G(j\omega_o)| = 1 \\ \angle F(j\omega_o)G(j\omega_o) = 360^\circ \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{巴克豪森条件} \\ \text{(Barkhausen criterion)} \end{array}$$

- 巴克豪森条件是输出等幅持续振荡而必须满足的平衡条件，分别称为振幅平衡条件和相位平衡条件。
- 实际上，振荡器是一个强非线性系统，起振时的环路增益必须大于1，电路中的噪声被放大到一定的幅度后，环路进入平衡，满足平衡条件，维持等幅持续振荡。

# 振荡器基本原理

## ► 从负反馈角度看

将振荡器看成单端口网络，称为单端口系统(负阻)模型。



- 有源电路产生一个负阻，谐振器产生一个电阻。
- 在平衡状态下负阻正好抵消谐振电路中的等效电阻，或者说谐振电路中的能量损耗由有源电路补偿。

### » 三点式振荡器

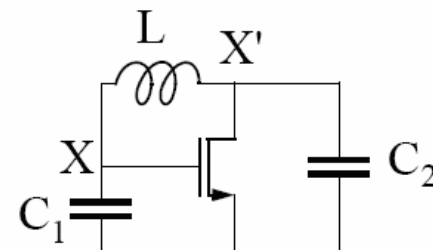
- 连接法则：

发射极(或源极)接同性质电抗

集电极(或漏极)和基极(或栅极)接异性质电抗

- 如果将XX' 处开路，则从此端口向晶体管看过去的等效阻抗为

$$Z_{XX'} = \frac{g_m}{s^2 C_1 C_2} + \frac{1}{s C_1} + \frac{1}{s C_2}$$



# 振荡器基本原理

---

在稳态情况下， $Z_{XX'}$  包含了一个负电阻和一个等效电容

$$R_{\text{neg}} = -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad C_{\text{eq}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

在 $XX'$ 处接上电感 $L$ 后的电路振荡角频率即为电路的谐振频率，表示为

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{eq}}}}$$

# 环行振荡器(Ring Oscillator)

» 环行振荡器是由一串延时单元构成的环行电路，为了实现振荡它必须满足正反馈条件。

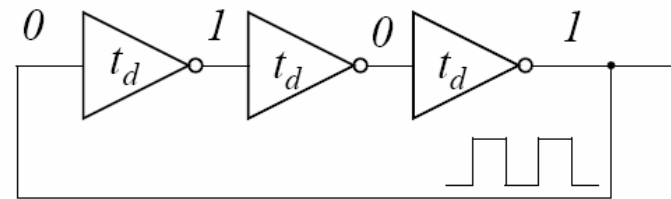
- 不计延时，电路产生180相移
- 电路延时应满足条件  $3t_d = T/2$

» 若用反相器构成延时单元，必须使用奇数( $N>1$ )个反相器，此时环行振荡器的振荡频率为

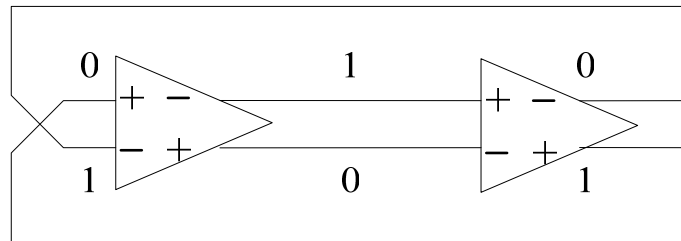
$$f = \frac{1}{2T_d} = \frac{1}{2Nt_d}$$

其中 $t_d$ 为单个反相器的延时， $T_d$ 为总延时。

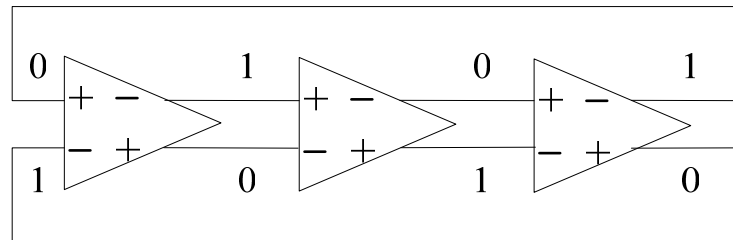
» 若使用差分放大器作为延时单元，既可以使用偶数级也可以使用奇数级来实现环行振荡器。



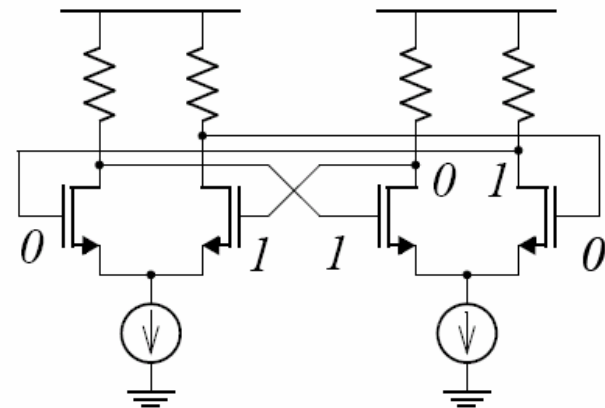
# 环行振荡器(Ring Oscillator)



(a)



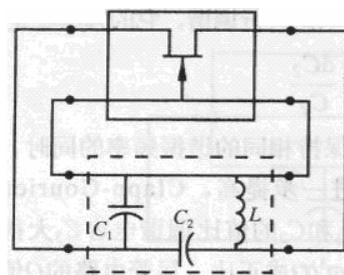
(b)



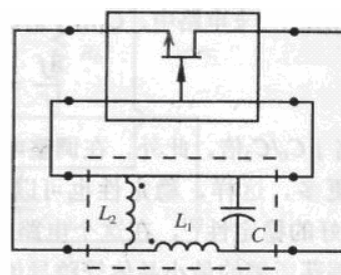
# LC振荡器

## ► LC振荡器分类

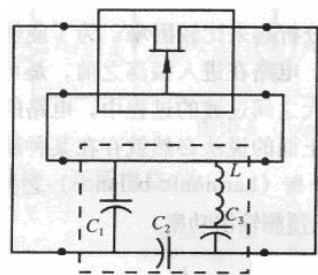
- » LC振荡器主要分为三点式LC振荡器(属于双端振荡器)和差分LC振荡器(属于单端振荡器)。
  - 三点式LC振荡器类型取决于放大器的反馈电路的不同连接方法，主要有Colpitts、Hartley、Clapp-Gouriet、Armstrong和Vackar型振荡器。



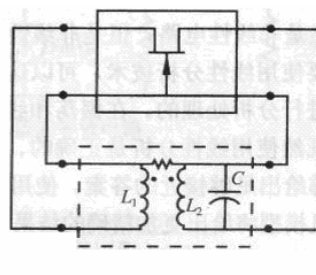
a) Colpitts



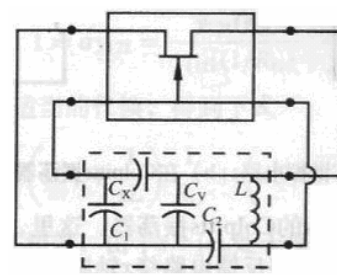
b) Hartley



c) Clapp-Gouriet



d) Armstrong



e) Vackar



# LC振荡器

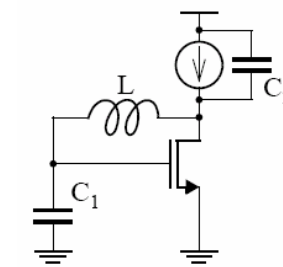
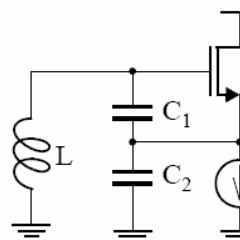
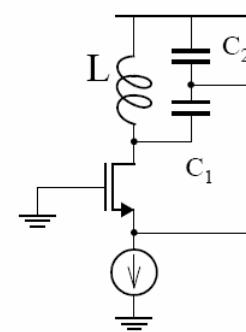
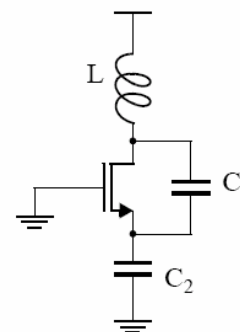
— 差分LC振荡器由差分耦合放大器和谐振电路组成，其中差分耦合放大器构成负阻。

» 压控振荡器：用电压控制电容，从而改变振荡频率。

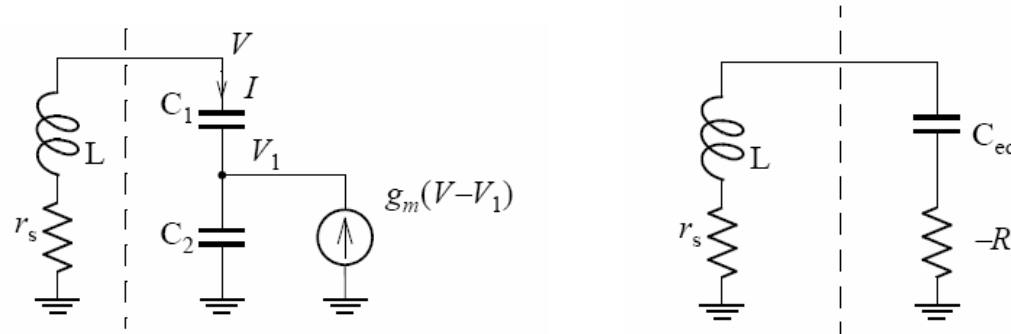
## ► Colpitts振荡器

» 根据放大器的三种基本组态选择不同的接地点，可以得到不同结构的Colpitts振荡器，其工作原理也可以很方便地通过反馈的观点来解释。

» 下面分析共漏极CMOS Colpitts振荡器的工作原理。首先，在小信号条件下，振荡器的等效电路如下：



# LC振荡器



对于虚线右边电路，其小信号阻抗为

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} - \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} = \frac{1}{j\omega C_{eq}} - R$$

其中

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad R = \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

当电路进入等幅持续振荡时，有  $R=r_s$ ，因此可以定义临界跨导为

$$g_{mc} = \omega^2 C_1 C_2 r_s$$

# LC振荡器

为了保证电路能够起振，必须满足条件 $R > r_s$ ，即

$$R = \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} > r_s \quad g_m > g_{mc} = \omega^2 C_1 C_2 r_s$$

MOS管的平均电流等于偏置电流，电流中的交流分量通过LC网络后会在栅极产生正弦信号，假设MOS管电流和电压为平方律关系，栅极振荡信号的幅度可以由以下关系式获得

$$V_m \approx \frac{I_0}{g_{mc}} f(x) \approx \frac{I_0(5+x)}{3r_s \omega_0^2 C_1 C_2}$$
$$\left( \frac{g_{m0}}{g_{mc}} \right)^2 = \frac{9\pi}{2} \frac{\left[ (1+2x^2) \cos^{-1} x - 3x\sqrt{1-x^2} \right]}{\left[ (2+x^2)\sqrt{1-x^2} - 3x \cos^{-1} x \right]^2}$$

其中

$$f(x) = \frac{g_{mc} V_m}{I_0}$$

$$x = \frac{V_{th} - V_B}{V_m}, \quad -1 \leq x \leq 1$$

$$g_{m0} = \sqrt{2I_0 \mu C_{ox} W / L}$$

振荡幅度正比于偏置电流，反比于临界跨导。

# LC振荡器

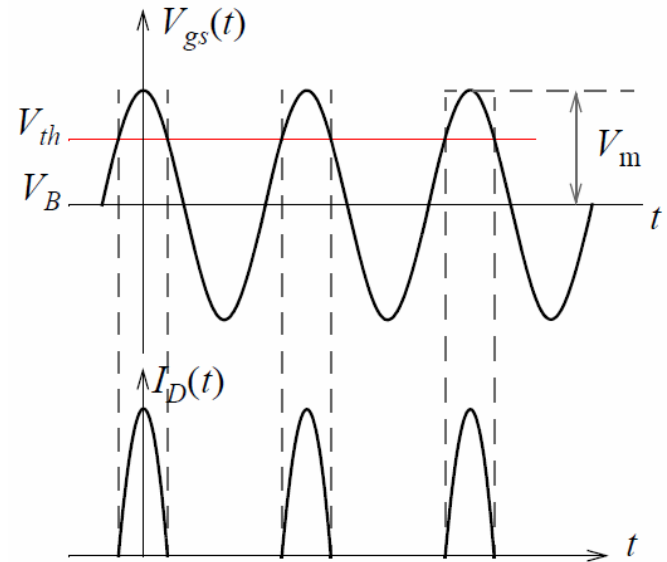
由于振荡频率满足关系式

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_{eq}} = \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}$$

振荡幅度表示为

$$V_m \approx \frac{I_0(5+x)}{3r_s\omega_0^2 C_1 C_2} = \frac{I_0(5+x)}{3r_s} \frac{L}{C_1 + C_2}$$

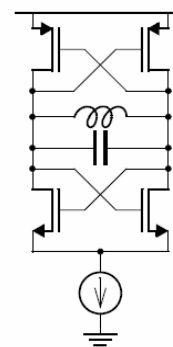
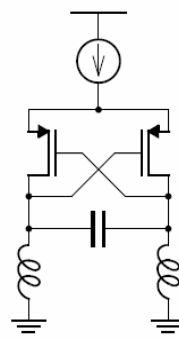
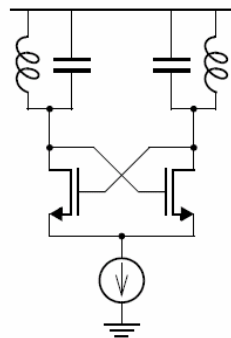
这表明振荡器的栅极振荡信号幅度的提高须通过减小谐振电路损耗以及提高电感电容比值来实现。



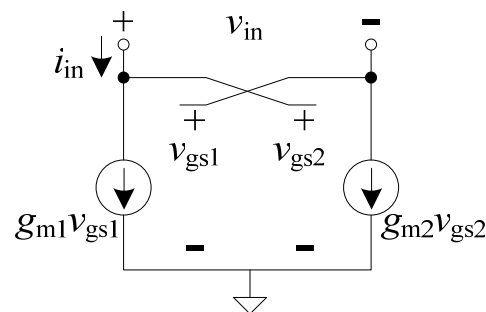
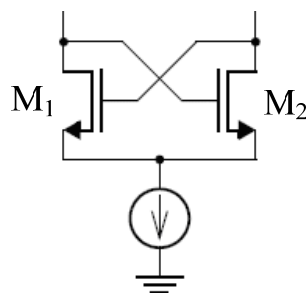
# LC振荡器

## ► 差分LC振荡器

差分LC振荡器由差分耦合放大器和谐振电路组成，其中差分耦合放大器构成负阻。



» 计算差分耦合放大器构成的负阻



# LC振荡器

$$\begin{aligned} v_{in} &= v_{gs2} - v_{gs1} \\ i_{in} &= g_{m1} v_{gs1} = -g_{m2} v_{gs2} \end{aligned} \quad \longrightarrow \quad R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = -\frac{1}{g_{m1}} - \frac{1}{g_{m2}}$$

若  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ ，则有

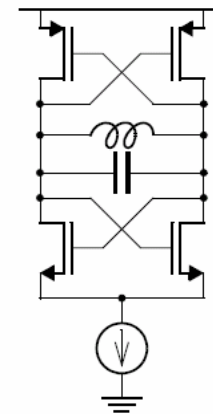
$$R_{in} = -\frac{2}{g_m}$$

设与差分耦合放大器相连的LC谐振电路的并联等效电阻为  $R_p$ ，为了保证电路能够起振， $R_{in}$  必须满足关系式

$$|R_{in}| = \frac{2}{g_m} < R_p \quad \longleftrightarrow \quad g_m > \frac{2}{R_p}$$

» 两个差分耦合放大器

$$R_{neg} = -\frac{2}{g_{mn} + g_{mp}}$$



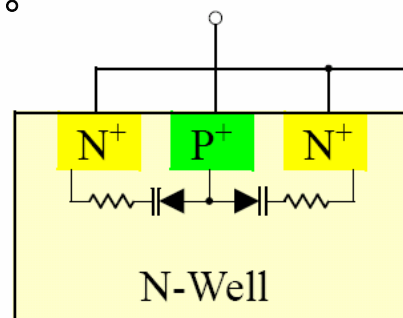
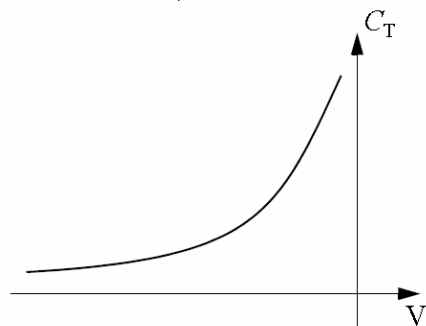
# LC振荡器

## ► 可变电容 (Varactors)

CMOS工艺可变电容主要有四种结构：变容二极管，普通MOS管可变电容，反型MOS管可变电容和积累型MOS管可变电容。

### 1) 变容二极管

变容二极管由PN结组成，在反向偏压下呈现一定的势垒电容，而且这个电容灵敏地随着反向偏压在一定范围内变化。



势垒电容 $C_T$ 随反向偏压的变化关系表示为

$$C_T = \frac{K}{(V_\phi - V)^m}$$

# LC振荡器

其中

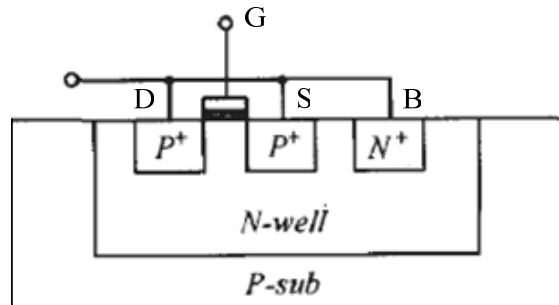
(1)  $K$ 为常数, 它决定于变容二极管所用半导体材料、杂质浓度等;

(2)  $V_\phi$ 为接触电位差;

(3)  $V$ 为外加电压(由于反向偏置, 故 $V < 0$ );

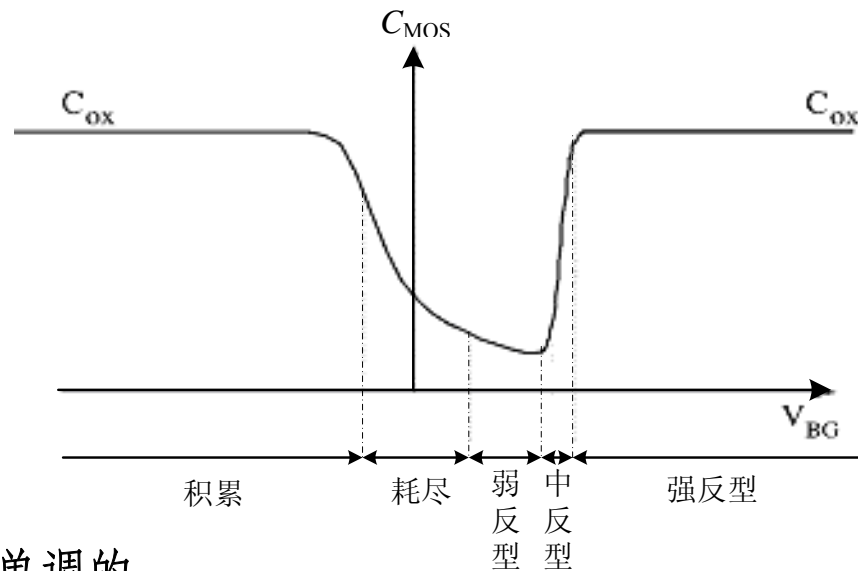
(4)  $m$ 为电容变化系数, 它决定于结的类型, 对于缓变结 $m \approx 1/3$ , 突变结 $m \approx 1/2$ , 超突变结 $m \approx 2$ 。

## 2) 普通MOS可变电容



PMOS可变电容( $D = S = B$ )

普通MOS变容管调谐特性是非单调的。

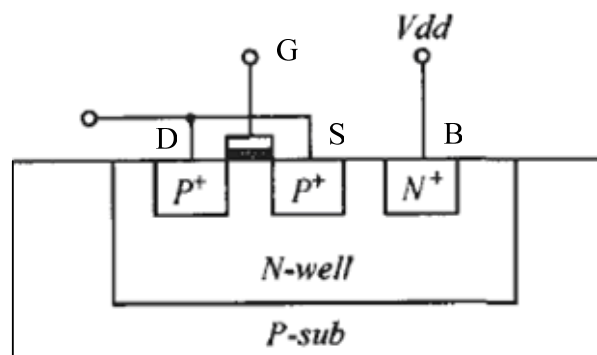




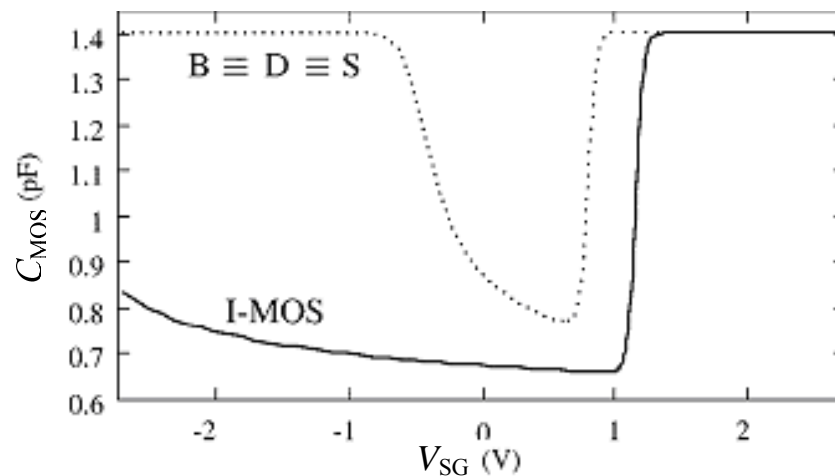
# LC振荡器

## 3) 反型MOS管可变电容(I-MOS)

特点：单调的调谐特性



反型 PMOS 电容

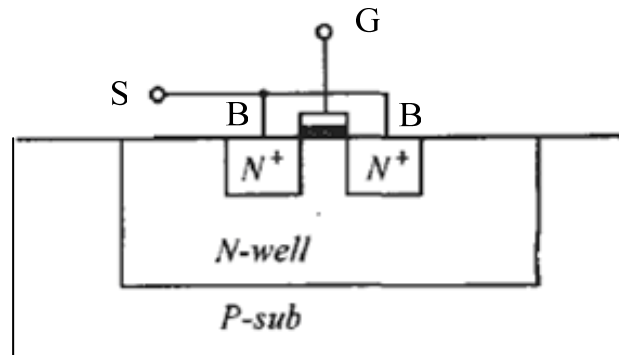


- » 确保晶体管在 $V_G$ 变化范围大的情况下不进入积累区
  - 将衬底(B)与漏源(D-S)的连接断开
  - 将衬底(B)连接至电路中的最高直流电压(例如, 电源电压Vdd)
  - 这样PMOS管将只工作于强、中、弱反型区

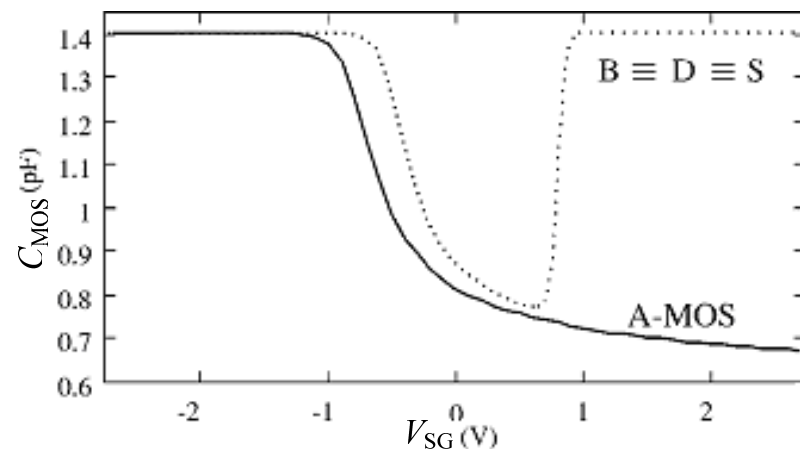
# LC振荡器

## 4) 积累型MOS管可变电容 (A-MOS)

特点：单调的调谐特性，更大的调谐范围，更高的品质因数。



积累型MOS电容



总结：

- » 变容二极管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，故在全集成宽调谐范围的电感电容压控振荡器的设计中，变容二极管使用已逐渐淡出。
- » 普通MOS管可变电容是非单调的，降低了电压控制范围，不适合于电感电容压控振荡器电路。

# LC振荡器

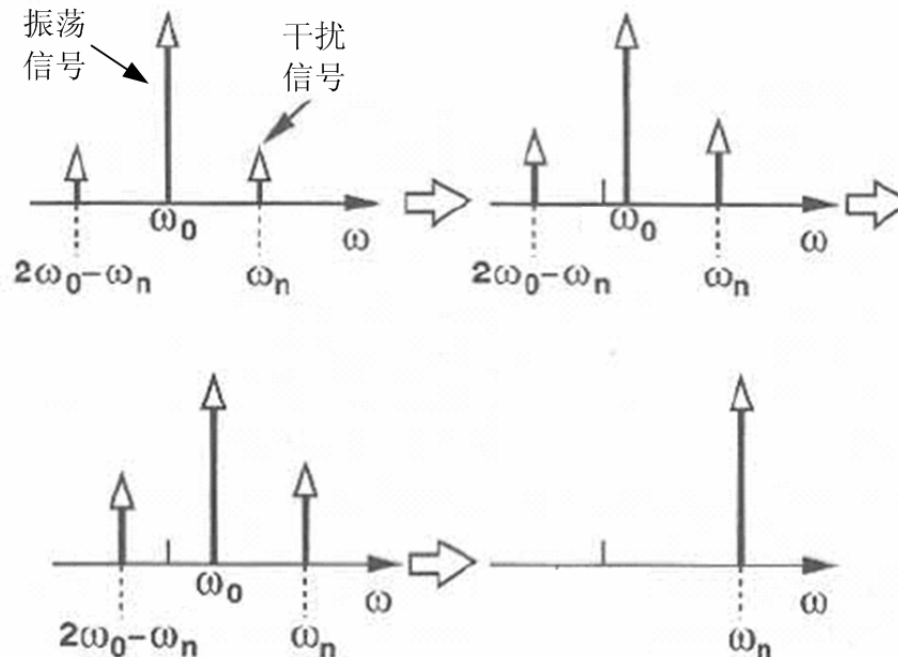
---

- » 反型MOS管和积累型MOS管可变电容是单调的，适用于电感电容压控振荡器，其调谐范围主要取决于可变电容的最大值与最小值的比值  $C_{\max}/C_{\min}$ ，同时与谐振电路中固定电容大小以及寄生电容有关。
- » 采用积累型MOS管的电感电容压控振荡器具有更小的功耗和更好的相位噪声。

# 振荡器的干扰和相位噪声

## ➤ 振荡器的干扰

- » 振荡器的工作状态会受到外部干扰、负载变化和电源变化的影响而偏离正常工作状态。
- 外部干扰：“注入锁定” (injection locking) 或 “注入牵引” (injection pulling)。



# 振荡器的干扰和相位噪声

---

- 负载变化：负载变化会导致VCO频率发生变化，这种现象称为“负载牵引” (load pulling)。为了避免负载牵引，VCO输出端应有一个输出缓冲级。
- 电源变化：射频振荡器对电源的变化比较敏感，当振荡器的电源发生变化时，其振荡频率和幅度都可能发生变化，这种现象称为“电源推进” (supply pushing)。例如在便携式收发机中，功率放大器的开和关会造成几百mV的电源电压波动，从而影响振荡器的正常工作。

# 振荡器的干扰和相位噪声

## ➤ 振荡器的相位噪声

理想的振荡信号可以表示为

$$x(t) = A \cos(\omega_c t)$$

由于电路噪声等原因，实际的信号表示为

$$x(t) = [1 + a(t)] A \cos[\omega_c t + \phi_n(t)]$$

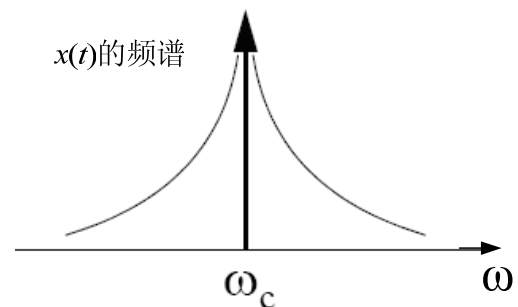
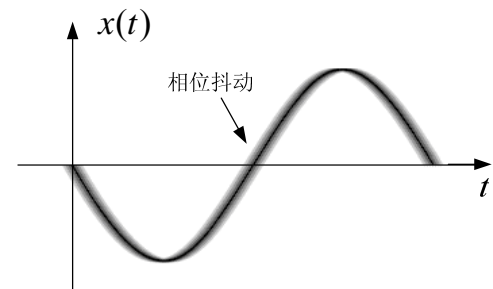
其中  $a(t)$  —— 幅度上的噪声，称为寄生调幅成份

$\phi_n(t)$  —— 相位噪声

实际信号近似表示为

$$x(t) \approx A \cos(\omega_c t) - A \phi_n(t) \sin(\omega_c t)$$

因此，相位噪声频谱被调制或搬移到了载波  $\omega_c$  处。



# 振荡器的干扰和相位噪声

## ► 振荡器的Q值与相位稳定性

若正反馈系统的开环传递函数为  $H(j\omega)$ ，并且其选频网络为 LC 谐振电路 (LC tank)，其 Q 值为

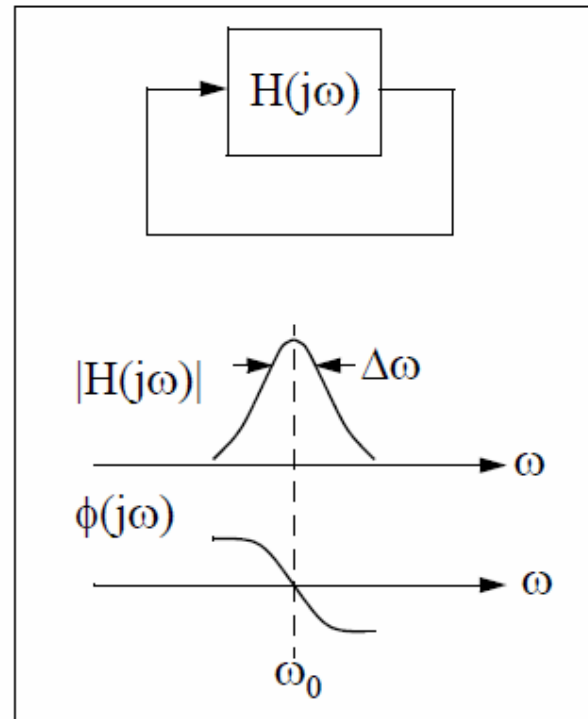
$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$$

Q 越高，在偏离  $\omega_0$  的频率上幅度衰减越大，因而更容易维持准确的振荡频率。

对振荡器来说从相位稳定的角度来定义 Q 值可能更有意义：

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d\phi}{d\omega} \right|$$

在环路增益的相频特性曲线上  $\omega_0$  处的相位斜率决定了振荡器相位的稳定性，这是因为产生振荡必须满足  $360^\circ$  的环路相位条件， $d\phi/d\omega$  越大则偏离  $\omega_0$  后的环路相移离振荡条件越远。



# 振荡器的干扰和相位噪声

## ► 相位噪声产生的机理

### 1) 信号反馈通路中的噪声

噪声信号 $x(t)$ 的传输函数为

$$T(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 - H(s)}$$

在 $\omega_0$ 附近可以将 $H(j\omega)$ 展开为

$$H(j\omega) \approx H(j\omega_0) + \Delta\omega \left. \frac{dH}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}$$

在振荡频率 $\omega_0$ 处有

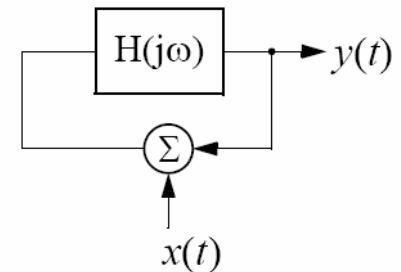
$$H(j\omega_0) = 1$$

在 $\omega_0$ 附近有

$$\left| \Delta\omega \left. \frac{dH}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \right| \ll 1$$

可得

$$T[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \approx \frac{-1}{\Delta\omega \left. \frac{dH}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}}$$



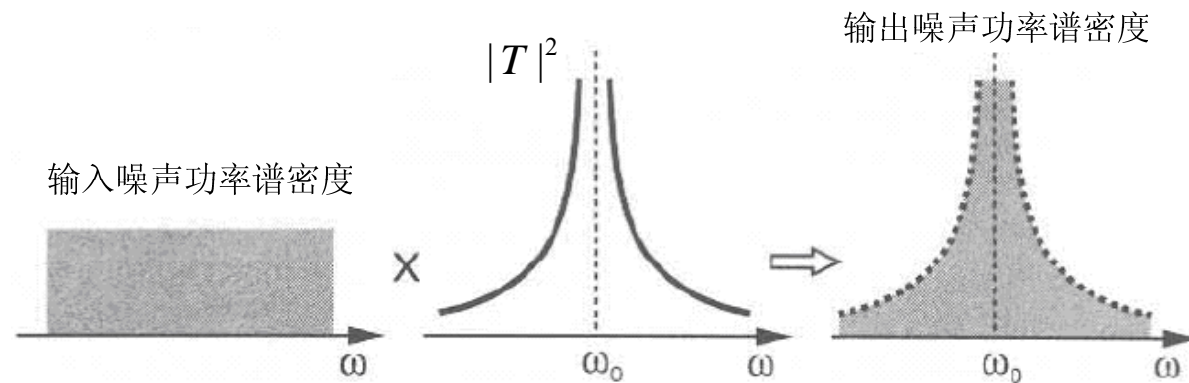


# 振荡器的干扰和相位噪声

因此，振荡频率附近的噪声功率传输函数为

$$|T[j(\omega_0 + \Delta\omega)]|^2 \approx \frac{1}{(\Delta\omega)^2 \left| \frac{dH}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}^2}$$

输出噪声谱密度等于噪声 $x(t)$ 的功率谱密度乘以噪声功率传输函数，换句话说噪声 $x(t)$ 的功率谱密度将被噪声功率传输函数成型。



# 振荡器的干扰和相位噪声

由

$$H(j\omega) = |H|e^{j\phi} \quad \frac{dH}{d\omega} = \left( \frac{d|H|}{d\omega} + j|H|\frac{d\phi}{d\omega} \right) e^{j\phi}$$

得

$$\left| \frac{dH}{d\omega} \right|^2 = \left| \frac{d|H|}{d\omega} \right|^2 + \left| \frac{d\phi}{d\omega} \right|^2 |H|^2$$

$$|T[j(\omega_0 + \Delta\omega)]|^2 \approx \frac{1}{(\Delta\omega)^2 \left| \frac{dH}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}^2} = \frac{1}{(\Delta\omega)^2 \left| \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}^2} = \frac{1}{4Q^2} \left( \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2$$

因此，输出噪声与谐振电路Q值、中心频率 $\omega_0$ 和偏移频率 $\Delta\omega$ 有关。噪声将对载波的幅度和相位同时产生影响，近似为各占一半。

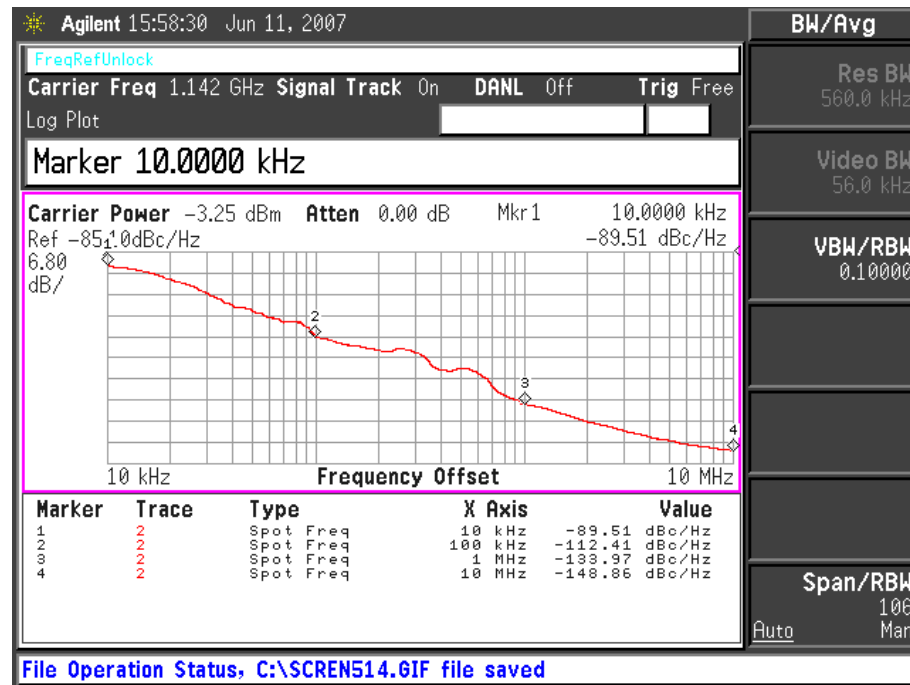
## 2) 频率控制通路中的噪声

与信号反馈通路中的噪声不同，频率控制通路中的噪声将直接影响VCO的工作频率，相当于对VCO进行了频率调制。

## 27

# 振荡器的干扰和相位噪声

- 由相位噪声测试曲线可以直接读出不同频率偏移下的相位噪声。



$\Delta f$	10 kHz	100kHz	1MHz	10MHz
$L(\Delta\omega)$ (dBc/Hz)	-89.51	-112.41	-133.97	-148.86

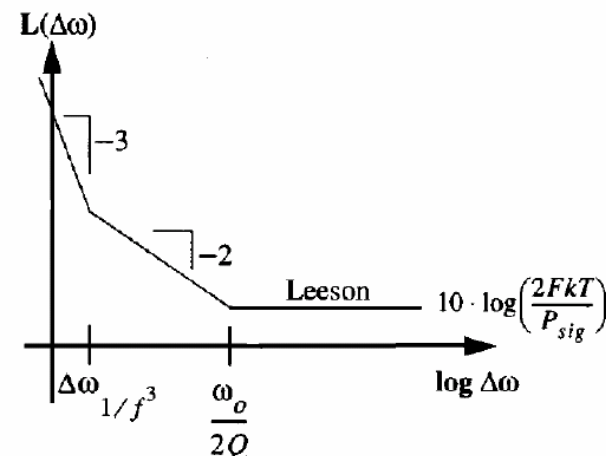
# 振荡器的干扰和相位噪声

## (2) 相位噪声的Leeson公式

$$L(\Delta\omega) = 10 \lg \left\{ \frac{2FkT}{P_{sig}} \left[ 1 + \left( \frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right] \left( 1 + \frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|} \right) \right\}$$

## (3) Hajimiri的线性时变模型

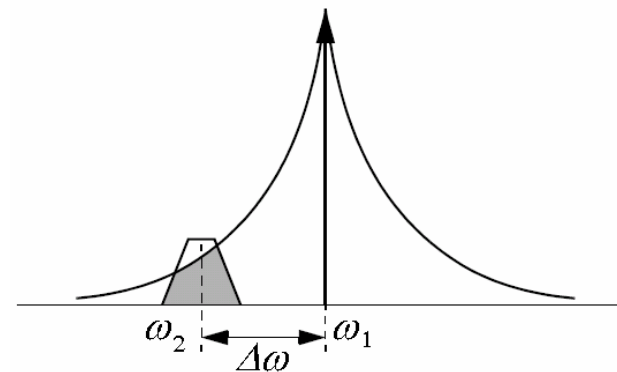
- 前面的相位噪声讨论假设了振荡器是线性和时不变的。通常线性假设是合理的，而时不变假设却缺乏明显的依据，因为振荡器本质上是时变系统。
- 线性时变模型引入了一个脉冲灵敏度函数(ISF, impulse sensitivity function)，该函数在信号幅度最大时有最小值0，在信号过零点时有最大值。根据该相位噪声理论，要获得良好的相位噪声，有源电路应该在ISF最小时对谐振电路充电，尽量采用对称设计可以减小 $1/f$ 噪声的影响。



# 相位噪声带来的问题

## ➤ 相位噪声对邻近信道造成的干扰

- » 假设接收机接收一个中心频率为 $\omega_2$ 微弱信号，其附近有一个发射机发射一个频率为 $\omega_1$ 的大功率信号并伴随着相位噪声。
- 此时接收机希望接收的微弱信号会受到发射机相位噪声的干扰。
- 在900MHz和1.9GHz周围，频率 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ 的差可以小到几十kHz，因此LO的输出频谱必须非常尖锐以减小对有用信号的影响。
- 例如，在IS-54系统中，相位噪声在60kHz频率偏移量上必须小于-115dBc/Hz。



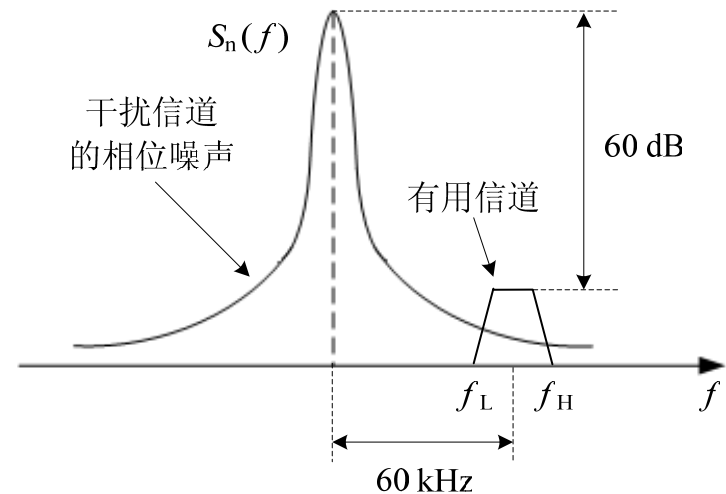
# 相位噪声带来的问题

## ► 相位噪声对接收信号的影响

有用信道的带宽是**30kHz**，信号功率与相距**60kHz**干扰信道相比低**60dB**。那么，为了使信噪比达到**15dB**，干扰信道的相位噪声在偏移量为**60kHz**时应为多少？

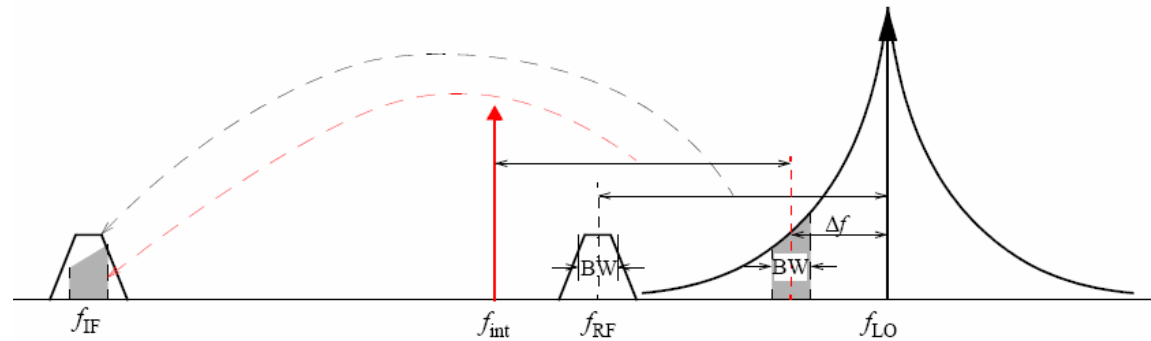
$$\begin{aligned}
 \text{Phase noise} &= 10\lg \frac{P_{n, \text{tot}} / (f_H - f_L)}{P_{\text{int}}} \\
 &= 10\lg \frac{S_0}{P_{\text{int}}} = 10\lg S_0 - 10\lg P_{\text{int}} \\
 &= 10\lg S_0 - 10\lg P_{\text{sig}} - 60 \text{ dB} \\
 &= -\text{SNR}_{\text{dB}} - 10\lg(f_H - f_L) - 60 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

$$\text{Phase noise} = -15 - 10\lg(30 \times 10^3) - 60 \approx -120 \text{ dBc/Hz}$$

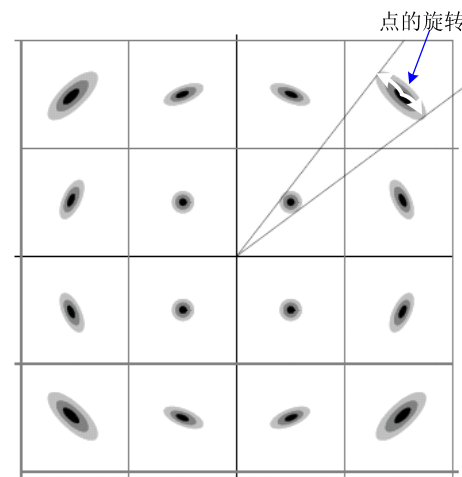


# 相位噪声带来的问题

## ➤ 倒易混频(reciprocal mixing)



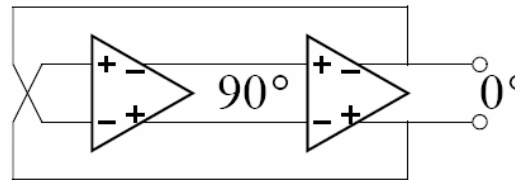
## ➤ 相位噪声对星座图的影响



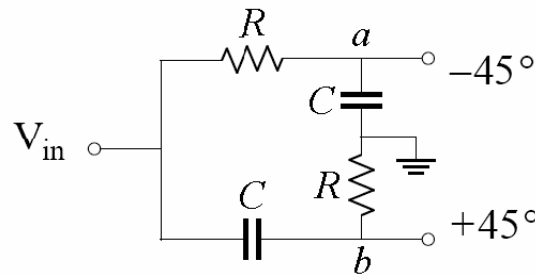


# 正交(I/Q)信号的产生

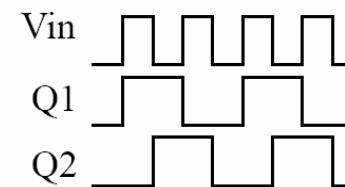
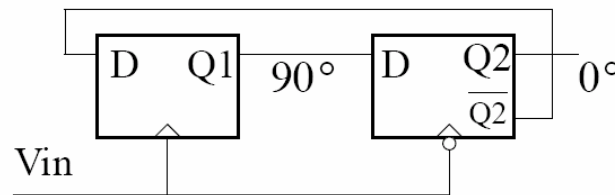
## 1. 环形振荡器(Ring Oscillator)



## 2. RC-CR移相

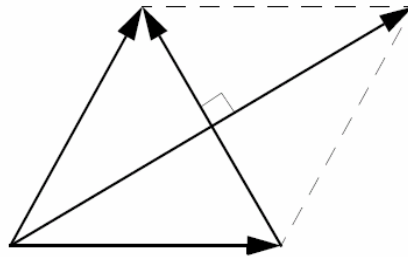


## 3. 分频

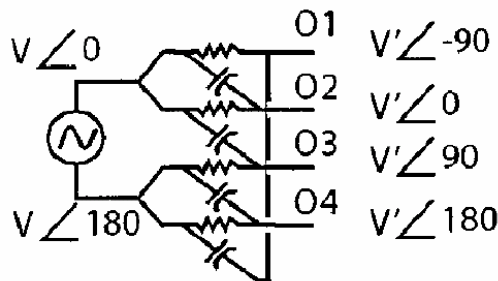


# 正交(I/Q)信号的产生

## 4. Havens技术(Havens' Technique)



## 5. 多相滤波器(polyphase filter)



# LC交叉耦合振荡器优化设计

## ►电压受限区与电流受限区

方波信号经LC谐振回路滤除高次谐波，产生一个近似理想的正弦电压波形，幅度为

$$V = 4IR / \pi$$

其中 $R$ 是谐振电路等效并联电阻， $I$ 为尾电流。

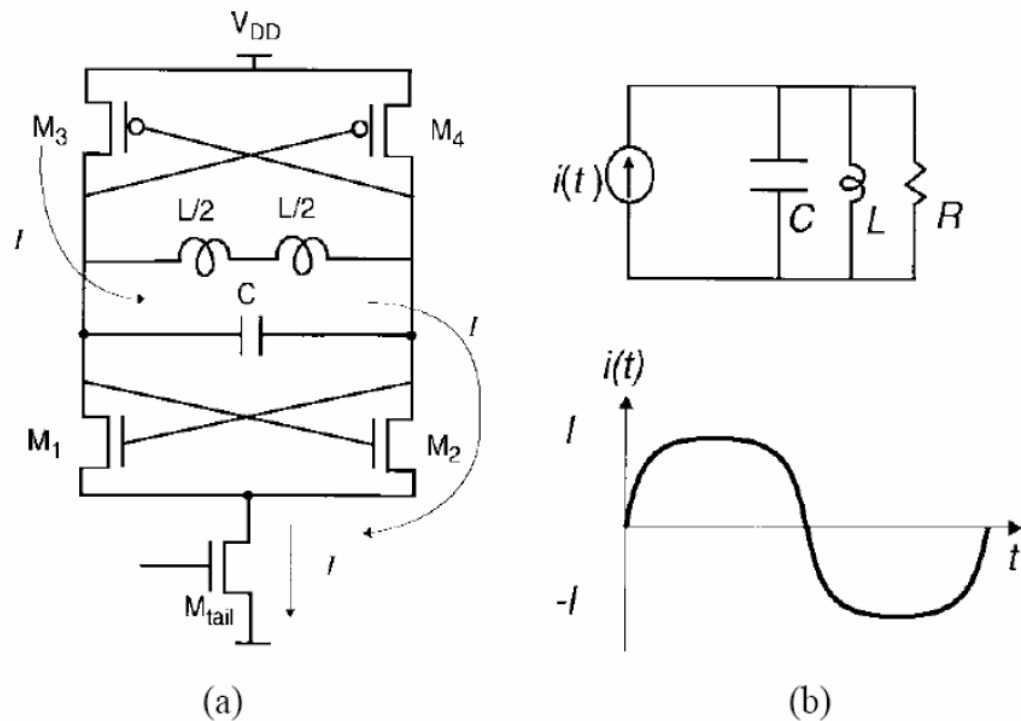
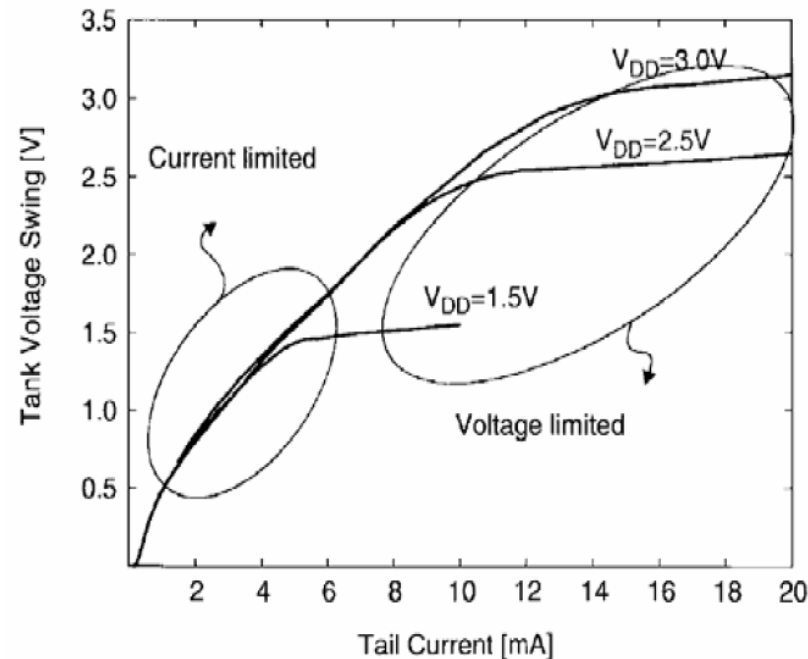


Fig. 1. (a) Current flow when the stage is switched to one side. (b) Differential equivalent circuit.

# LC交叉耦合振荡器优化设计

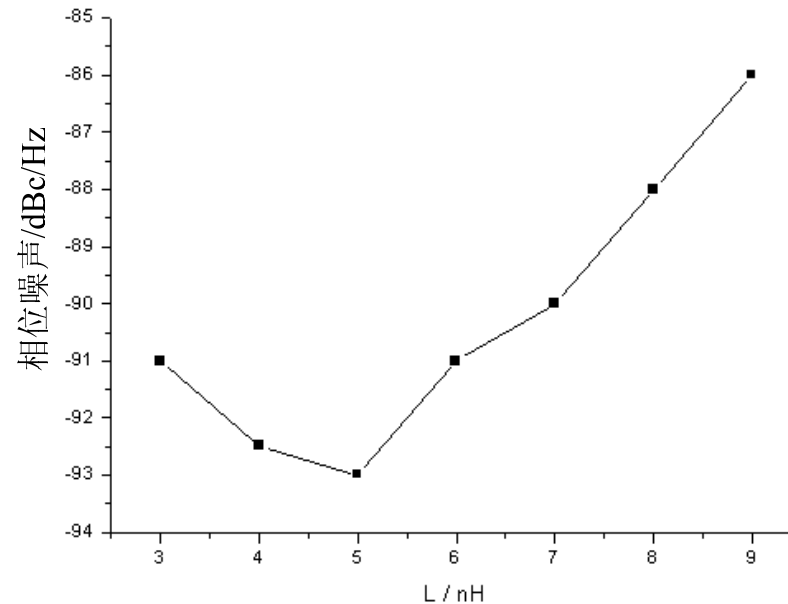
- 电流受限区 (**Current-Limited region**)：振荡幅度正比于偏置电流，当偏置电流增加时，振荡幅度也会增加。
- 电压受限区 (**Voltage-Limited region**)：当单端振荡幅度逐渐增加到接近  $V_{DD}/2$  时，继续增加偏置电流，振荡幅度不会明显增加。



# LC交叉耦合振荡器优化设计

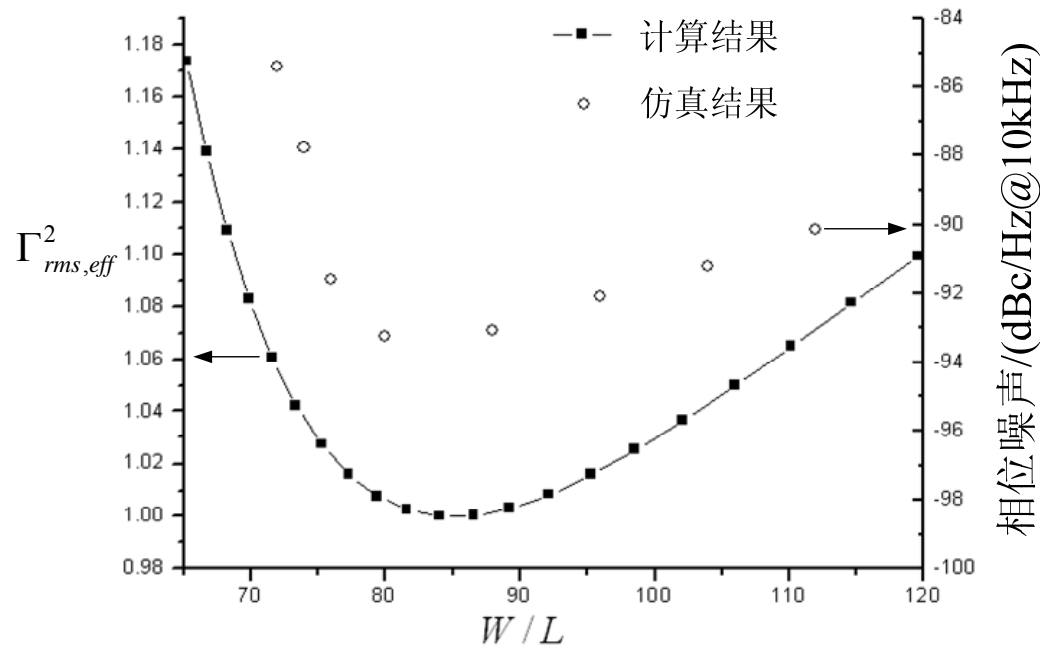
## — 谐振电路优化设计

$$\frac{P_{noise}}{P_{carrier}} \propto \frac{1}{C^2 A^2 R_p} = \frac{1}{C^2 A^2 L} = \frac{L}{\omega_0^2 A^2} \propto \frac{L}{A^2} = \begin{cases} 1/L & \text{(电流受限)} \\ L & \text{(电压受限)} \end{cases}$$

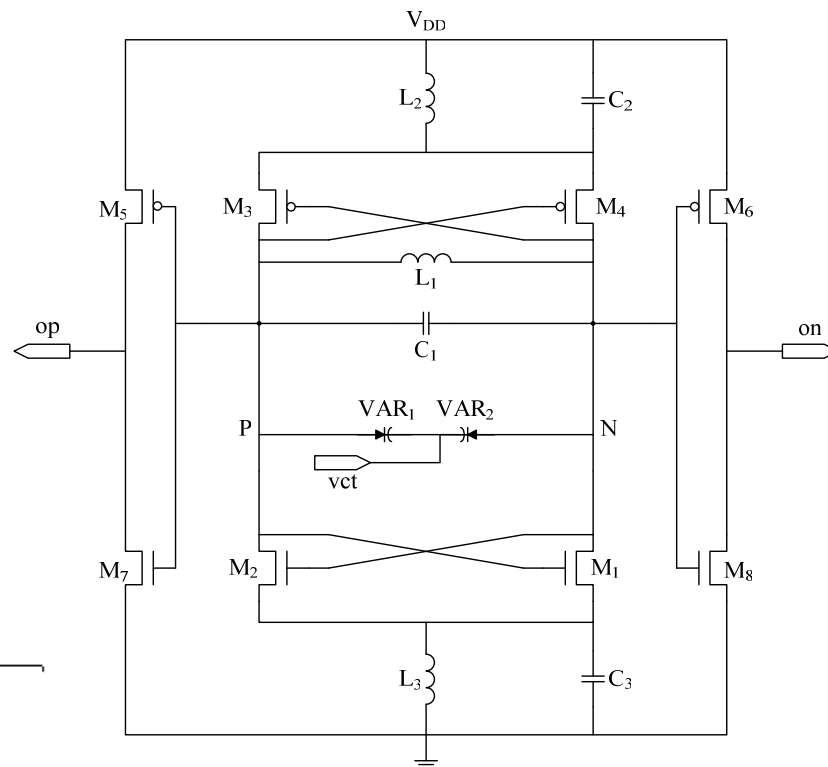


# LC交叉耦合振荡器优化设计

## – MOSFET优化设计



## 一 噪声滤波技术



## 参考文献

---

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998.
- [2] 谢嘉奎, 宣月清, 冯军编著, 电子线路非线性部分 (第四版), 高等教育出版社, 2002年2月。
- [3] W. Alan Davis, Krishna K. Agarwal, *Radio Frequency Circuit Design*, 2001, John Wiley & Sons, Inc.
- [4] Pietro Andreani and Sven Mattisson, "On the Use of MOS Varactors in RF VCO's", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 905-910, June 2000.
- [5] Rael J J, Abidi A A. Physical processes of phase noise in differential LC oscillators. *IEEE Custom Integrated Circuits Conf.* 2000, 569-572
- [6] Thomas, H. Lee and Ali Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 326-336, March 2000.
- [7] Qiuting Huang, "Power Consumption vs LO Amplitude for CMOS Colpitts Oscillators", in *Custom IC Conf (CICC)*, pp. 255-258, 1997.



## 参考文献

---

- [8] Qiuting Huang, “On the Exact Design of RF Oscillators”, in *Custom IC Conf (CICC)*, pp. 41-44, 1998.
- [9] T.P. Liu, “A 6.5GHz Monolithic CMOS Voltage-Controlled Oscillator”, in *IEEE Solid State Circuits Conf.*, pp. 404-405, 1999.
- [10] Hajimiri A, Lee T H. A general theory of phase noise in electrical oscillators. *IEEE [J] Solid State Circuits*, 1998, 33(2):179-194
- [11] Hajimiri A, Lee T H. Design issues in CMOS differential LC oscillators. *IEEE [J] Solid State Circuits*, 1999, 34(5):717-724
- [12] Andreani P, Fard A. More on the  $1/f^2$  phase noise performance of CMOS differential-pair LC-tank oscillators. *IEEE [J] Solid State Circuits*, 2006, 41(12):2703-2712
- [13] Hegazi E, Sjoland H, Abidi A A. A Filtering Technique to Lower LC Oscillator Phase Noise. *IEEE [J] Solid-State Circuits*, 2001, 36(12):1921-1930