

# CMOS射频集成电路设计

2007年10月19日

唐长文 助理研究员

[zwtang@fudan.edu.cn](mailto:zwtang@fudan.edu.cn)

<http://rfic.fudan.edu.cn/Courses.htm>

复旦大学 专用集成电路与系统国家重点实验室

版权© 2005-2007, 版权所有, 不得侵犯

# 混频器

- 预备知识
- 混频器性能指标
- 混频器特性
- 非线性效应
- 混频器的结构
  - 单平衡结构
  - 双平衡结构

# 预备知识

- 任何一个实信号

$$\cos 2\pi ft = \frac{e^{-j2\pi ft} + e^{j2\pi ft}}{2} \Leftrightarrow \frac{1}{2}(\delta(-f) + \delta(f))$$

$$\sin 2\pi ft = \frac{e^{-j2\pi ft} - e^{j2\pi ft}}{-2j} \Leftrightarrow \frac{j}{2}(\delta(-f) - \delta(f))$$

- 三角函数

$$A \cos(\omega_1 t) \cdot B \cos(\omega_2 t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$

- 函数变换: 乘积与卷积

$$f(t) \cdot g(t) \Leftrightarrow F(\omega) * G(\omega)$$

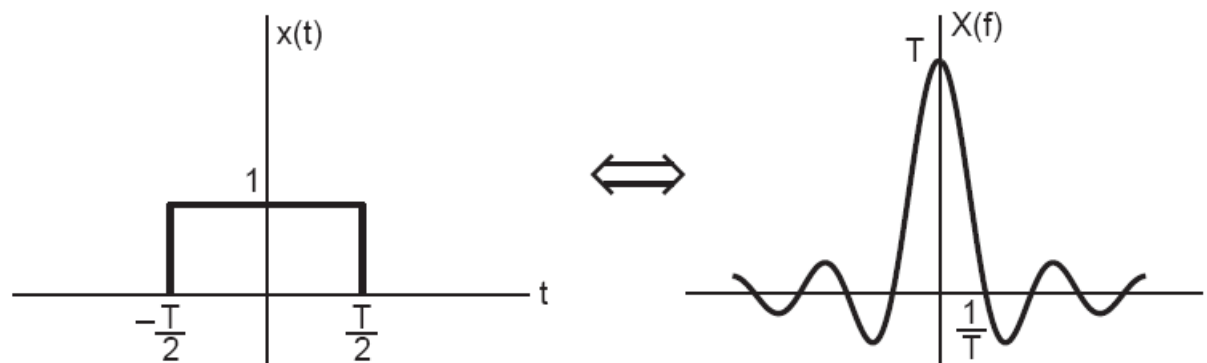
时间域

$$f(t) * g(t) \Leftrightarrow F(\omega) \cdot G(\omega)$$

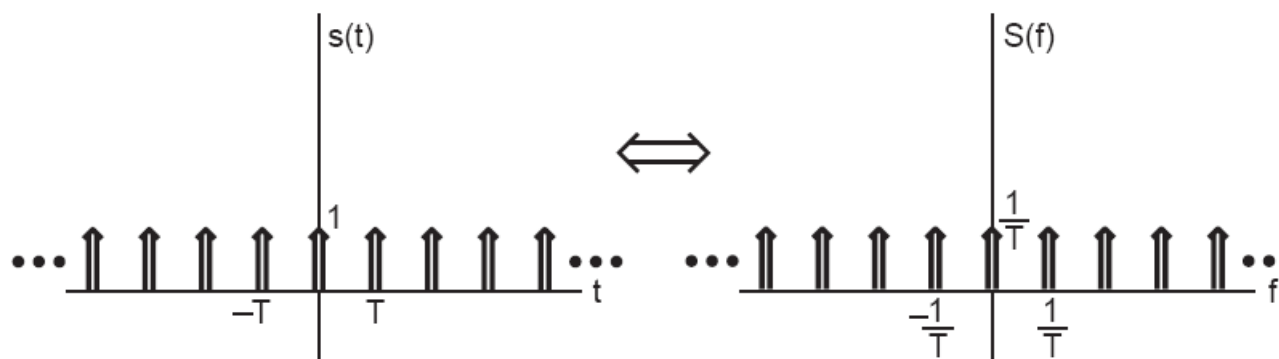
频率域

# 两个重要的变换

- 时间域的矩形脉冲与频率域**SINC**函数



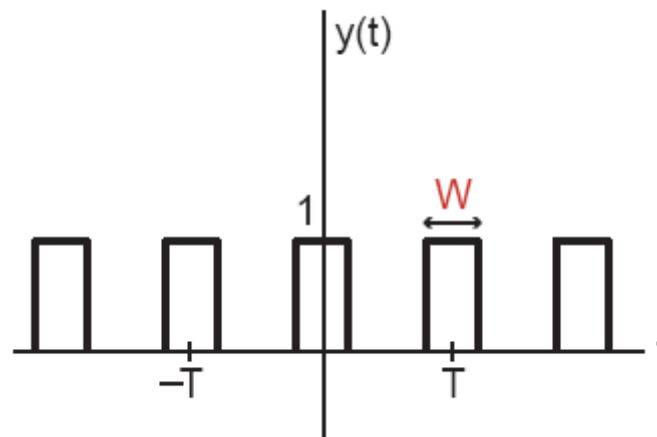
- 时间域的冲击序列与频率域冲击序列



# 占空比 $W/T$ 的方波

## ● 时域上

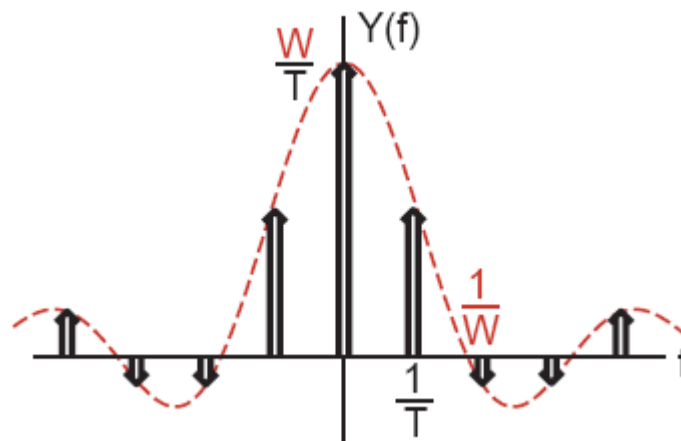
$$y(t) = \begin{cases} 1 & |t| < \frac{W}{2} \\ 0 & t < -\frac{W}{2}, t > \frac{W}{2} \end{cases}$$



## ● 频域上

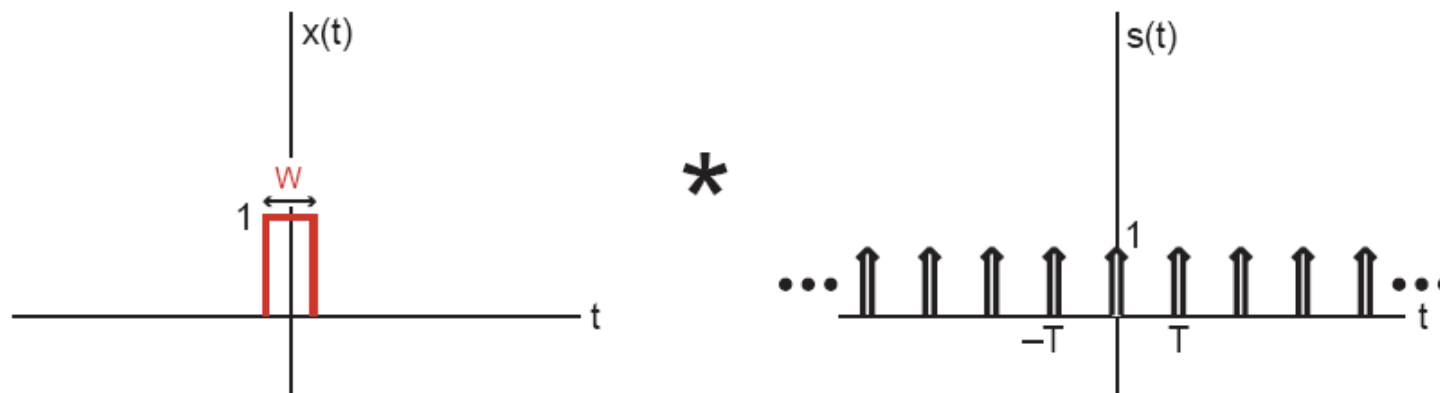
$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{W}{T} \text{sinc}\left(\frac{k\pi W}{T}\right) e^{jk\frac{2\pi}{T}t}$$

$$C_k = \frac{W}{T} \text{sinc}\left(\frac{k\pi W}{T}\right)$$

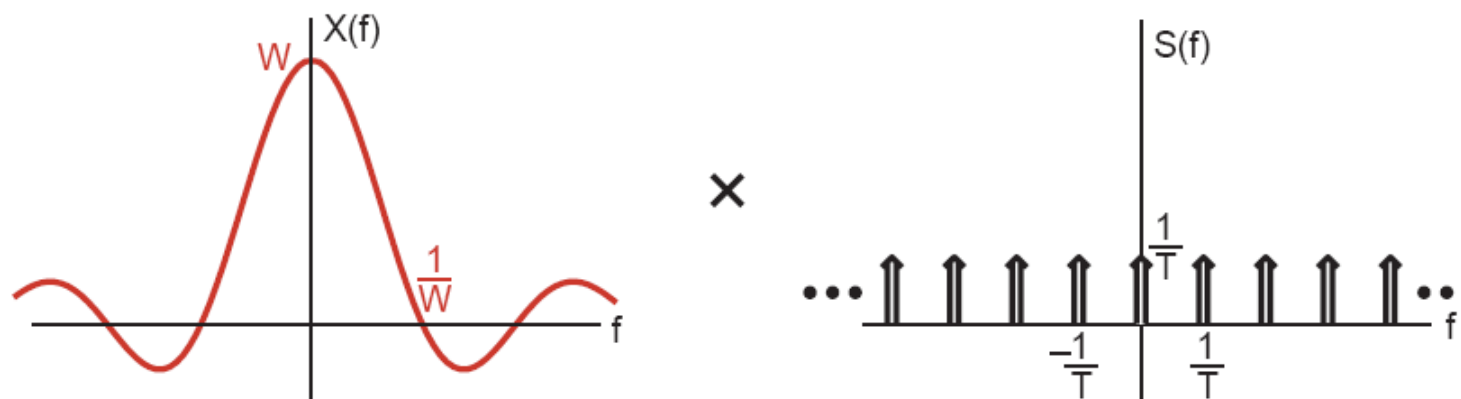


# 方波的时域和频率特性(I)

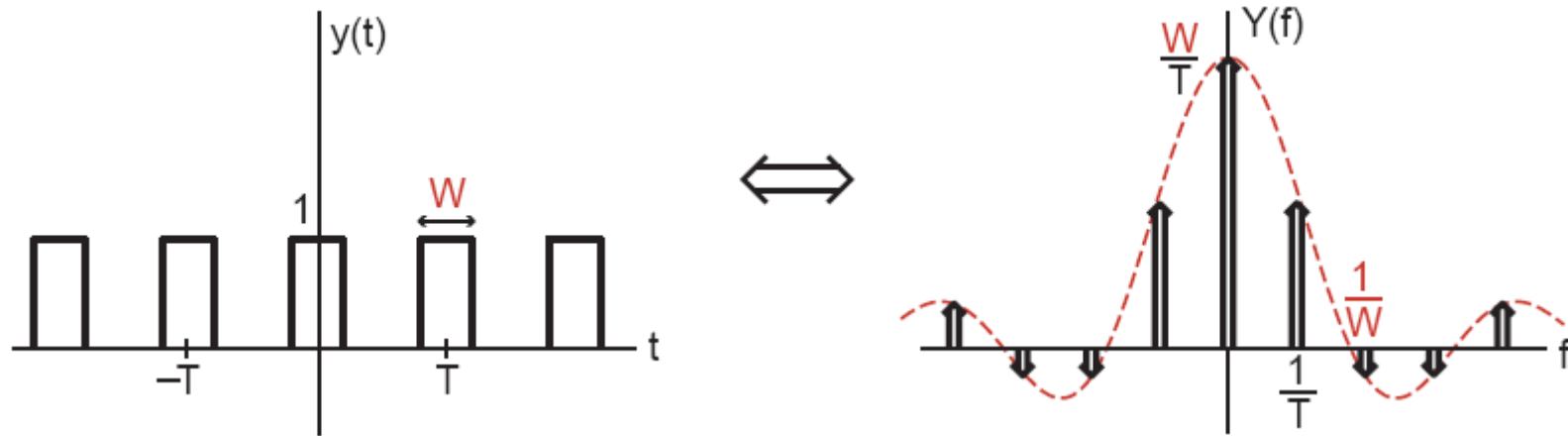
- 在时域上, 看作为矩形波与冲击序列的卷积



- 在频域上, 看作为矩形波与冲击序列的乘积



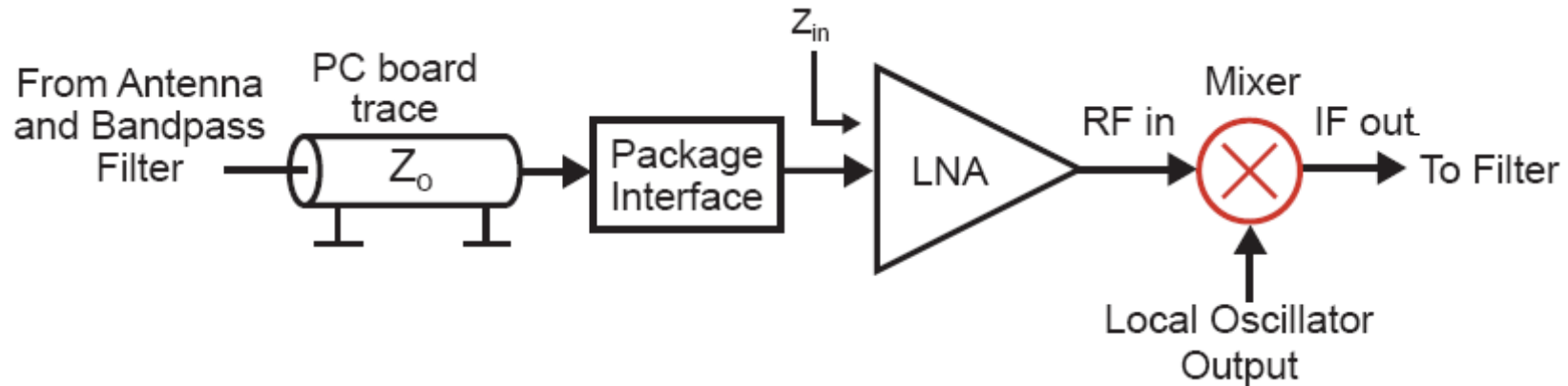
# 方波的时域和频率特性(II)



- 基频频率为  $1/T$ 
  - 高次谐波幅度降低
- 当  $W=T/2$  时 (即 50% 占空比)
  - 偶次谐波为零
- 当幅度在 1 和 -1 间变化
  - 直流成份为零

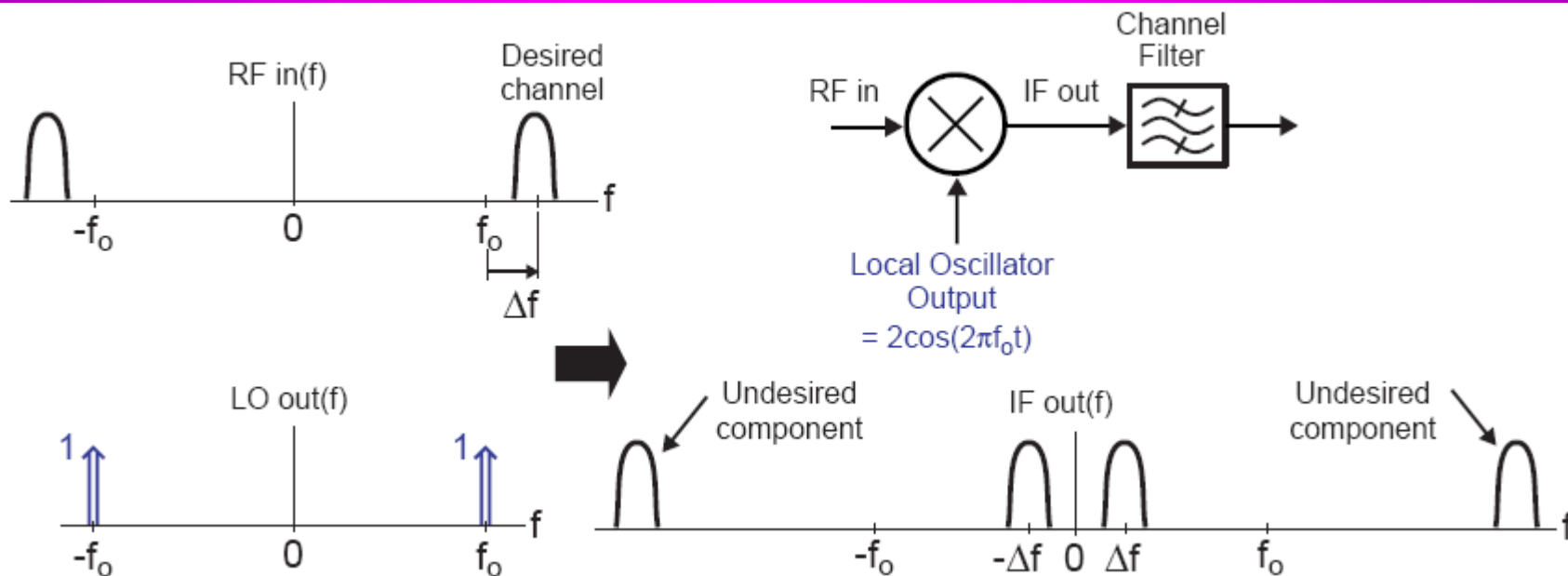
$$C_k = \frac{W}{T} \text{sinc} \left( \frac{k\pi W}{T} \right)$$

# 混频器性能指标



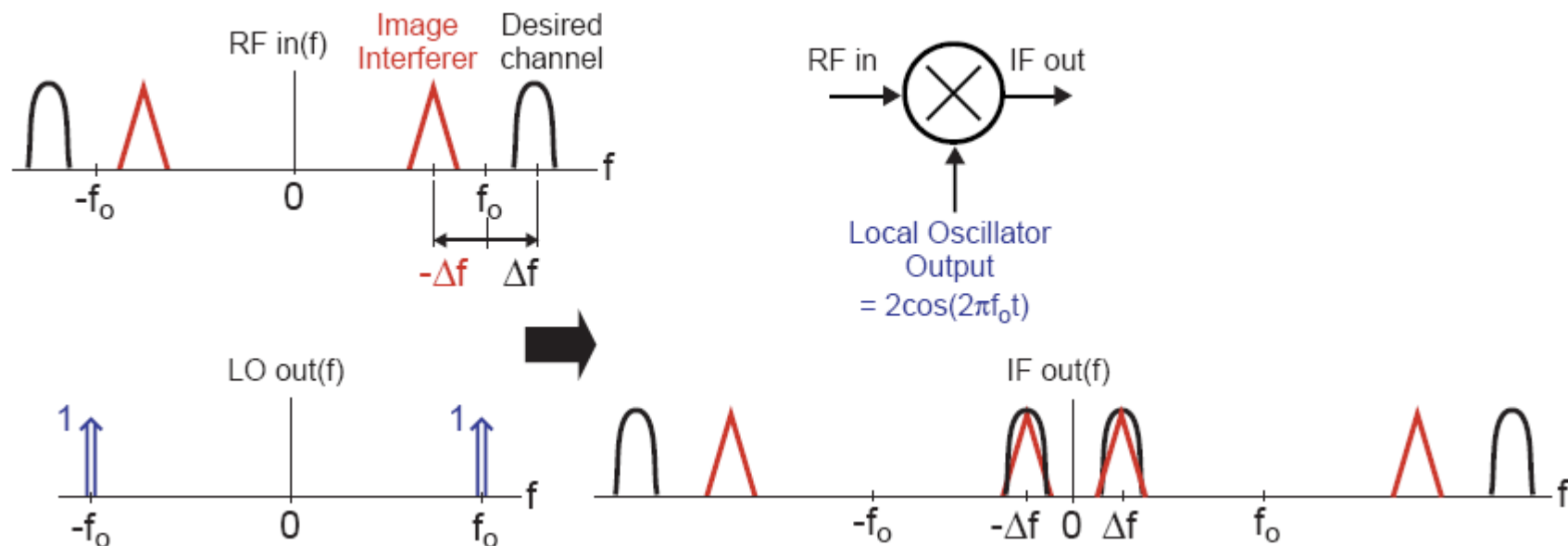
- 噪声系数**NF** - 影响接收机灵敏度
- 线性度**IIP<sub>3</sub>** - 影响接收机动态范围
- 转换增益**Conversion Gain** - 降低后续级的噪声影响
- 功率匹配/阻抗匹配 - 对集成电路而言, 要求最大电压增益
- 隔离度**Isolation** - **RF,IF,LO**相互间最小馈通
- 功耗 - 最小功耗消耗
- 工艺、温度的稳定性 - 对工艺偏差和温度变化不敏感

# 理想混频特性



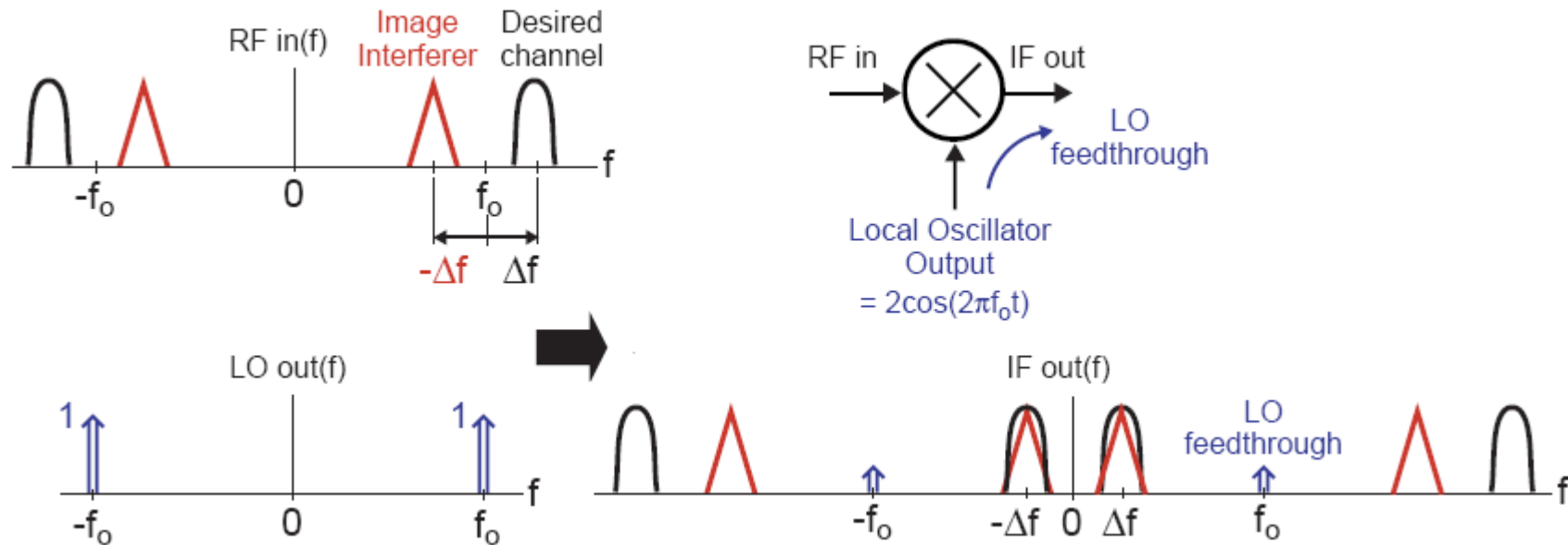
- 射频频带(**RF**)转换到低中频段(**IF**)
  - 低中频(**IF**)不为零 - 外差或低中频接收机
  - 低中频(**IF**)为零 - 零中频接收机
- 中频输出端的滤波器将无用的高频成份滤除掉

# 镜像信号干扰



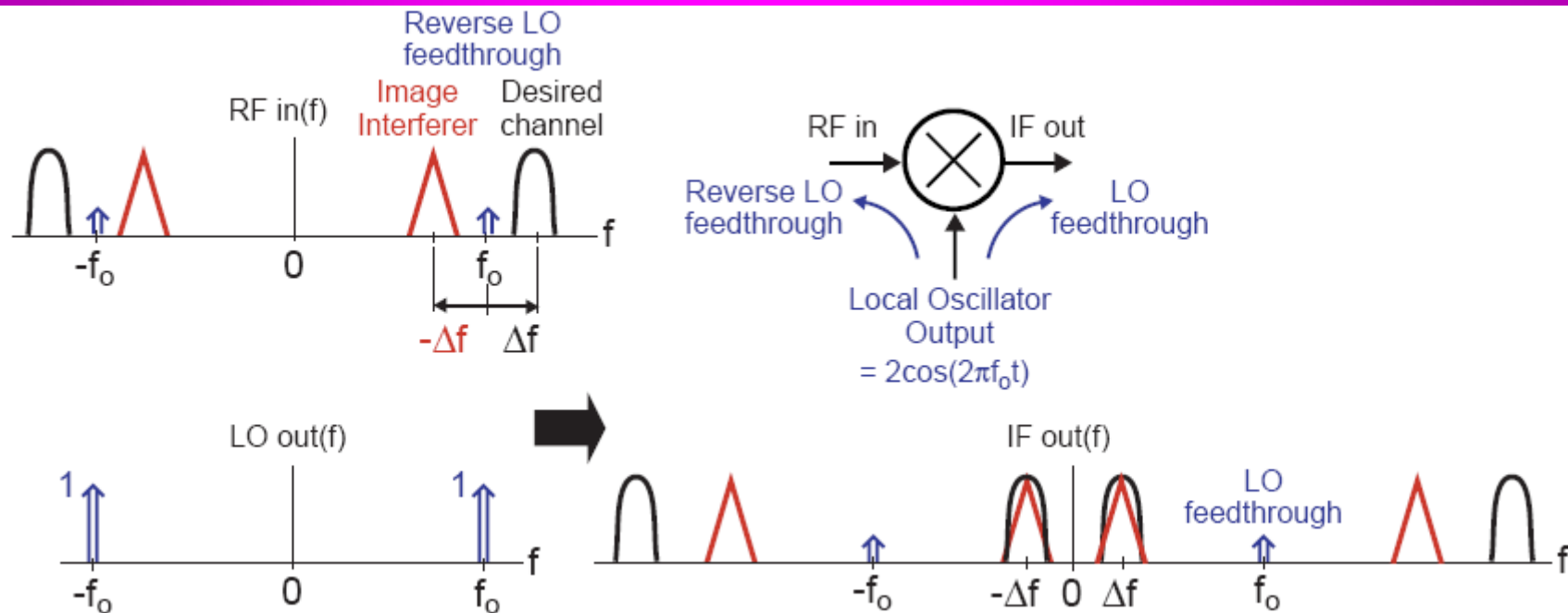
- 如果中频段(**IF**)不为零, 将会存在镜像信号干扰问题
  - 镜像频带上的干扰信号将会下变频到中频(**IF**)输出
  - 镜像信号干扰不能够在中频(**IF**)通过滤波器滤除掉
- 如果中频段(**IF**)为零, 也存在镜像干扰问题。镜像信号就是其本身。

# 本振信号正向穿通



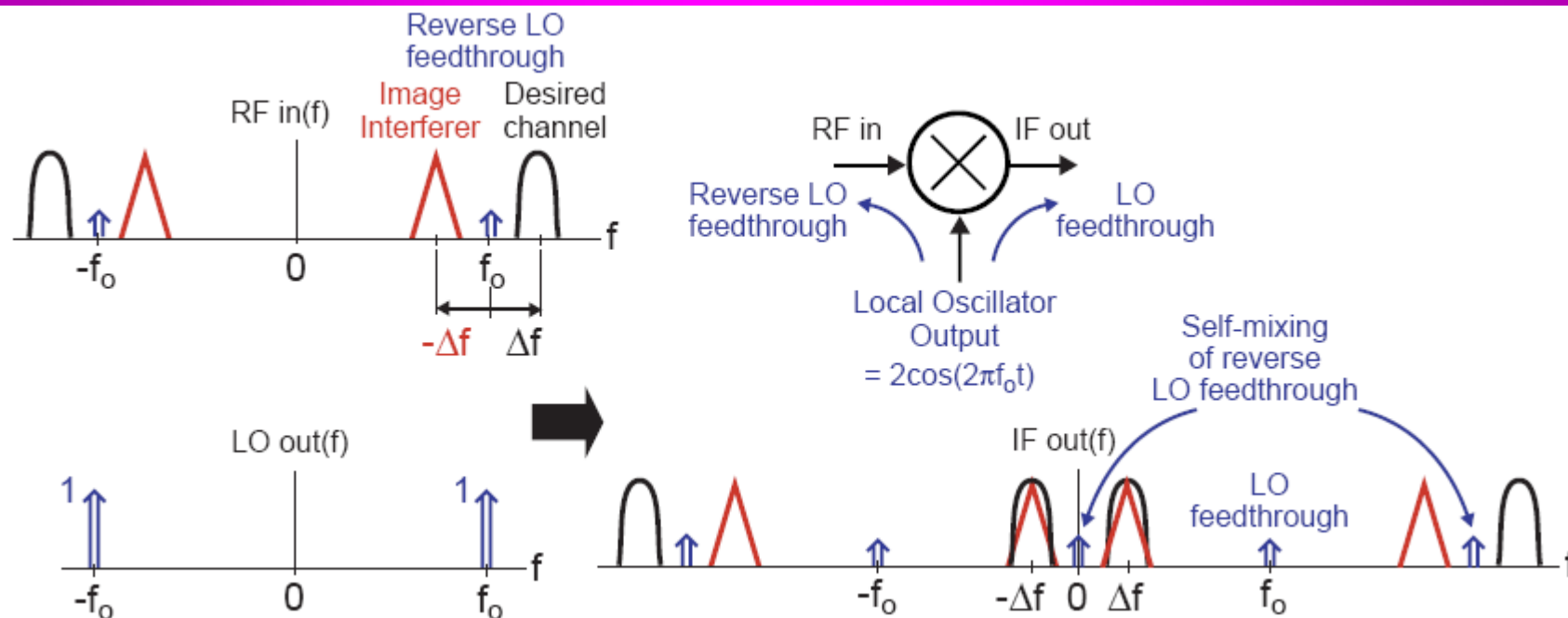
- 由于寄生电容的存在，电源耦合，衬底耦合等，本振信号会从本振(LO)端穿通到中频(IF)端
  - 本振输出信号幅度比射频信号大，故本振信号穿通很明显
  - 中频信号动态范围大，本振信号穿通很大会阻塞中频信号
  - 本振信号穿通很小时，可以通过中频滤波去除

# 本振信号反向穿通



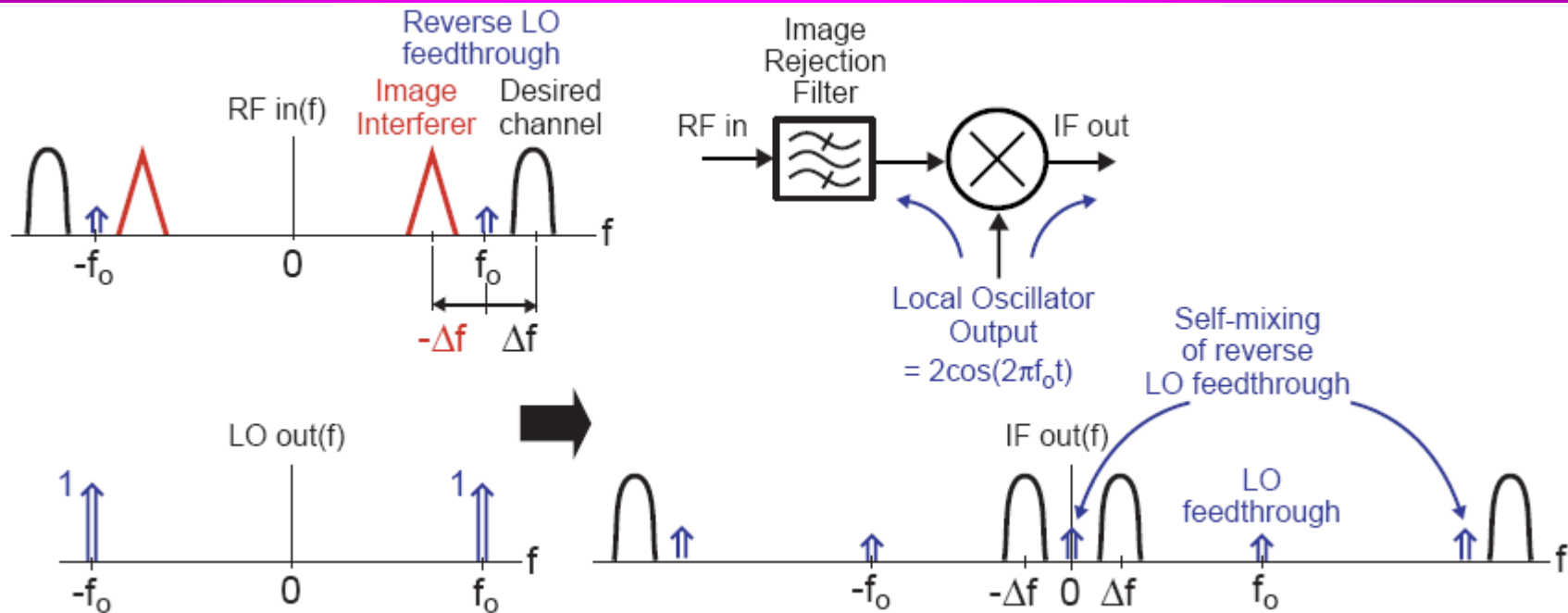
- 由于寄生电容的存在等，本振信号会从本振**(LO)**端反向穿通到射频**(RF)**输入端
  - 反向穿通信号很大，且低噪声放大器反向隔离度较差，本振信号可能会泄漏到天线，违反射频辐射干扰标准
  - 确保本振到天线的反向隔离度足够高

# 反向穿通本振信号的自混频现象



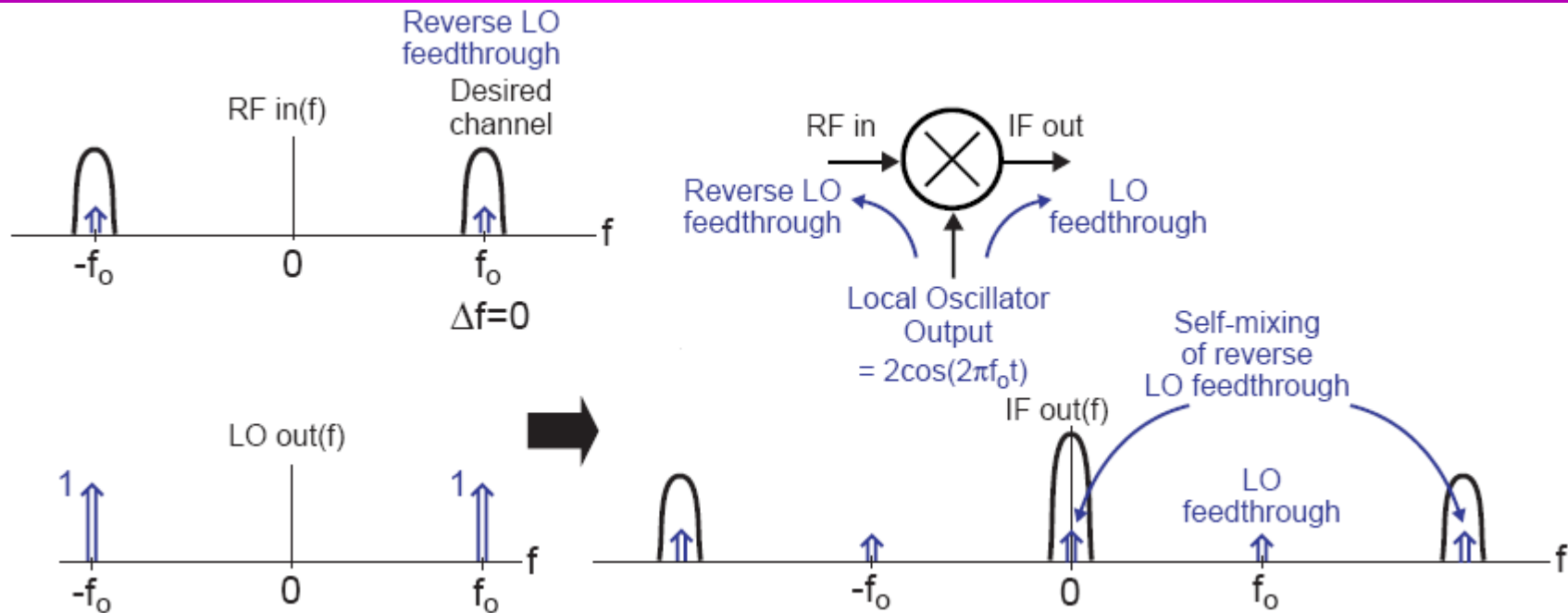
- 反向穿通的本振信号会进入混频器与本振信号进行混频
  - 中频输出产生直流和二次谐波( $2f_0$ )成份
  - 在零中频接收机中, 混频器后级电路会被直流成份阻塞

# 消除镜像干扰的方法(I)——抑制镜像滤波器



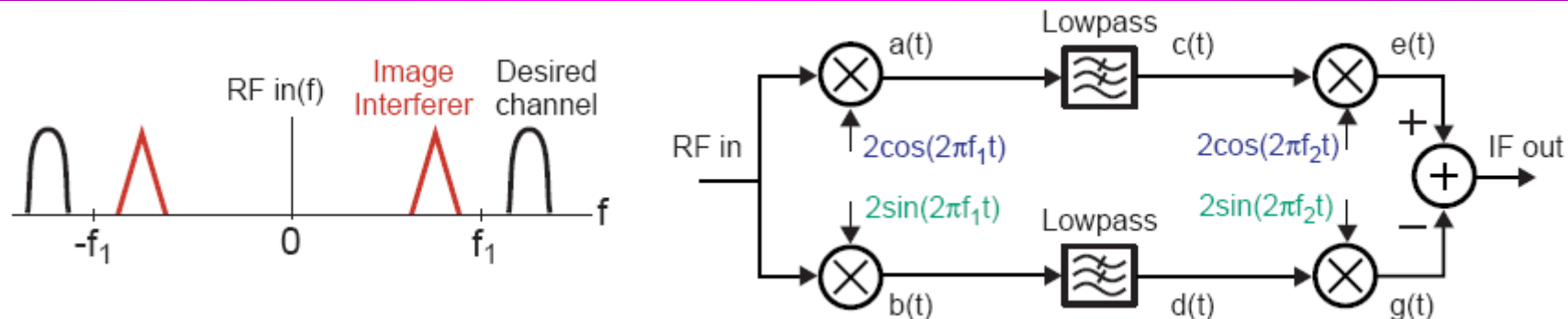
- 混频器输入端采用抑制镜像滤波器滤除镜像信号
- 问题 - 需要较高频率的中频
  - 射频滤波器的带宽足够大, 允许所有通道信号正常通过
  - 射频滤波器的Q值不能太大

# 消除镜像干扰的方法(II) — 零中频混频



- 零中频混频
  - 中频信号频率为零, 将没有镜像频段, **但存在镜像问题!**
- 存在许多问题
  - 反向穿通本振的自混频现象会破坏中频信号
  - 直流失调现象很严重,  **$1/f$ 噪声影响严重**

# 消除镜像干扰的方法(III) ——抑制镜像混频器



- 抑制镜像混频器能够完全消除镜像干扰，而不是通过射频滤波器简单滤除

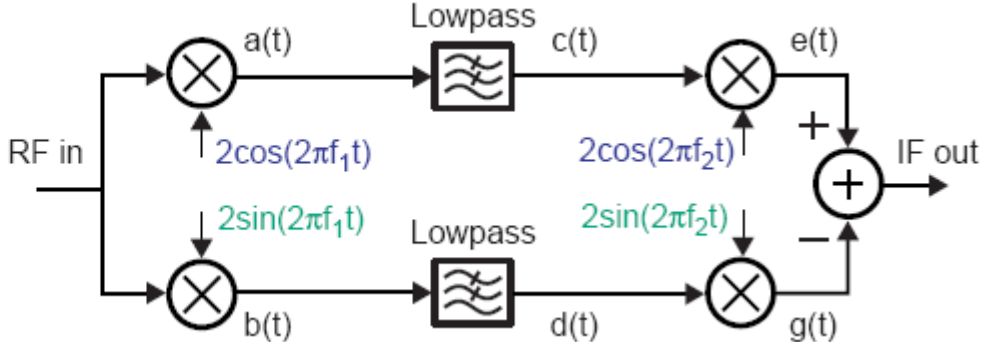
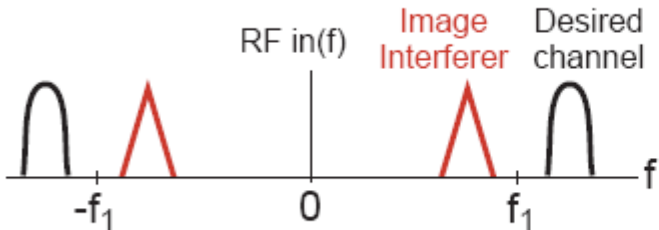
## □ 优点

- ❖ 允许使用很低的中频输出，不需要高Q值滤波器
- ❖ 非常适合集成

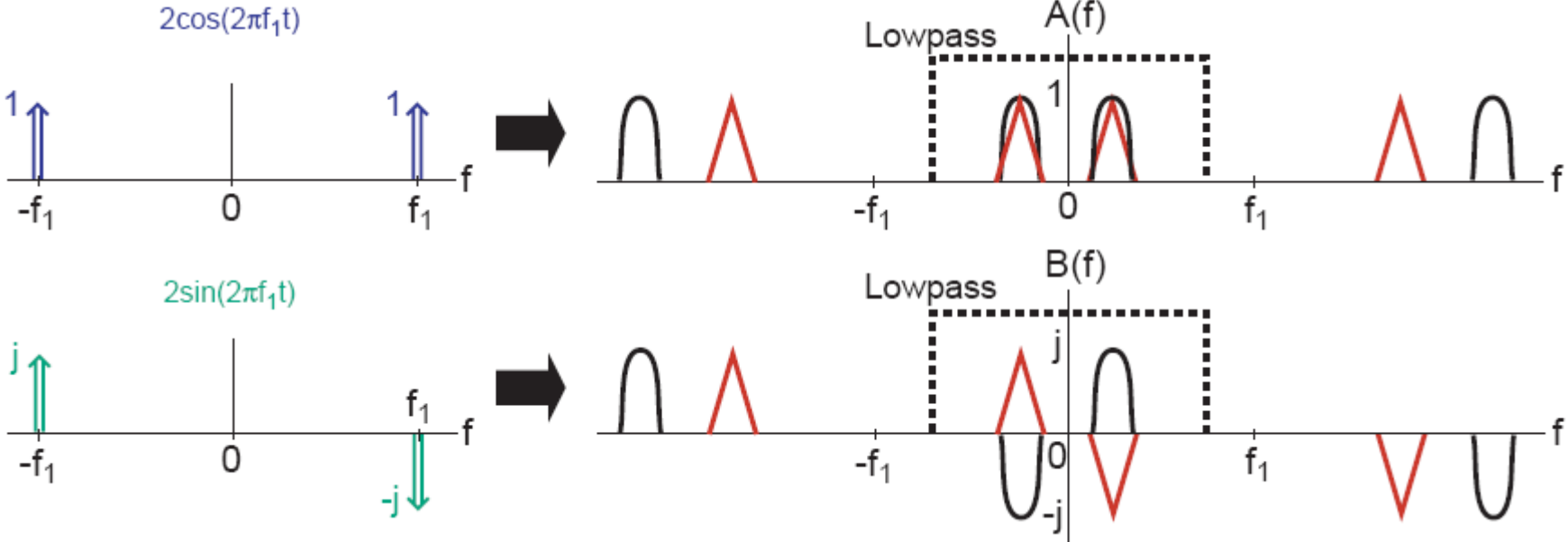
## □ 缺点

- ❖ 两条通路的增益和相位的失配影响镜像抑制程度
- ❖ 实际结构的镜像抑制程度能够达到**40 ~ 50dB**

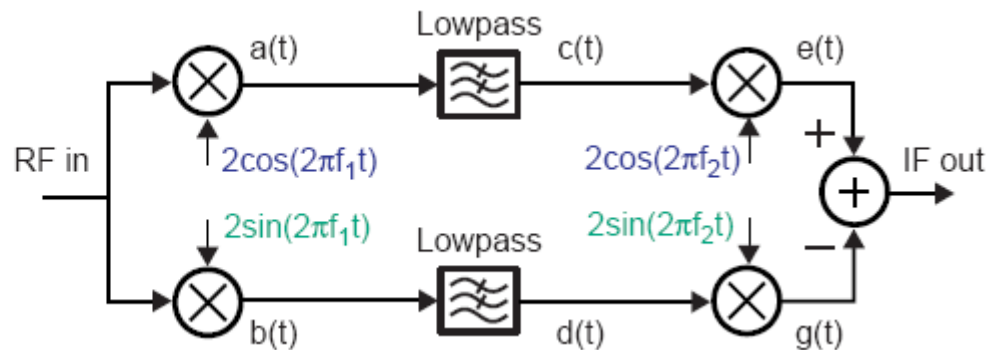
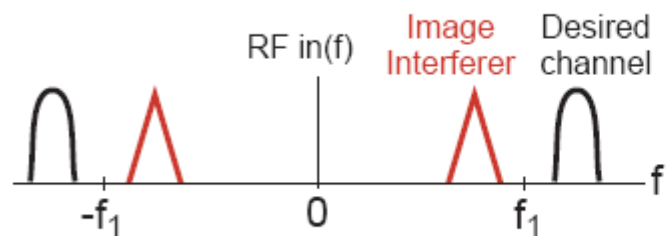
# 抑制镜像混频器原理(I)



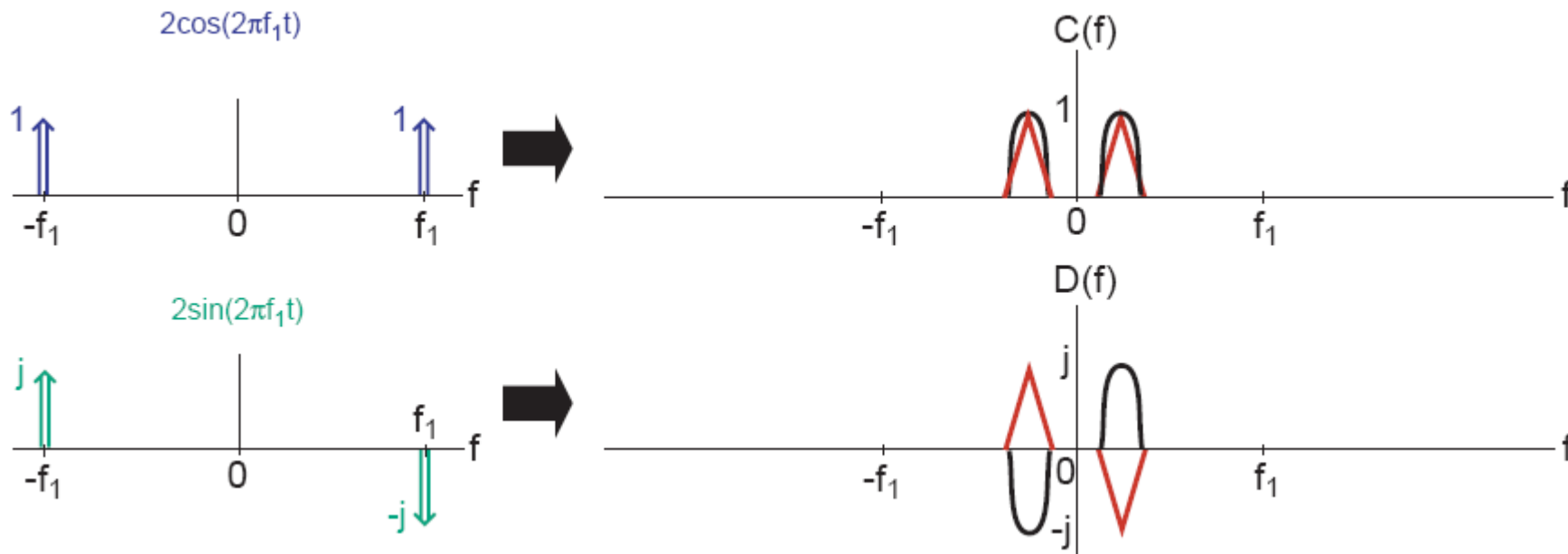
假设RF信号时一个实信号



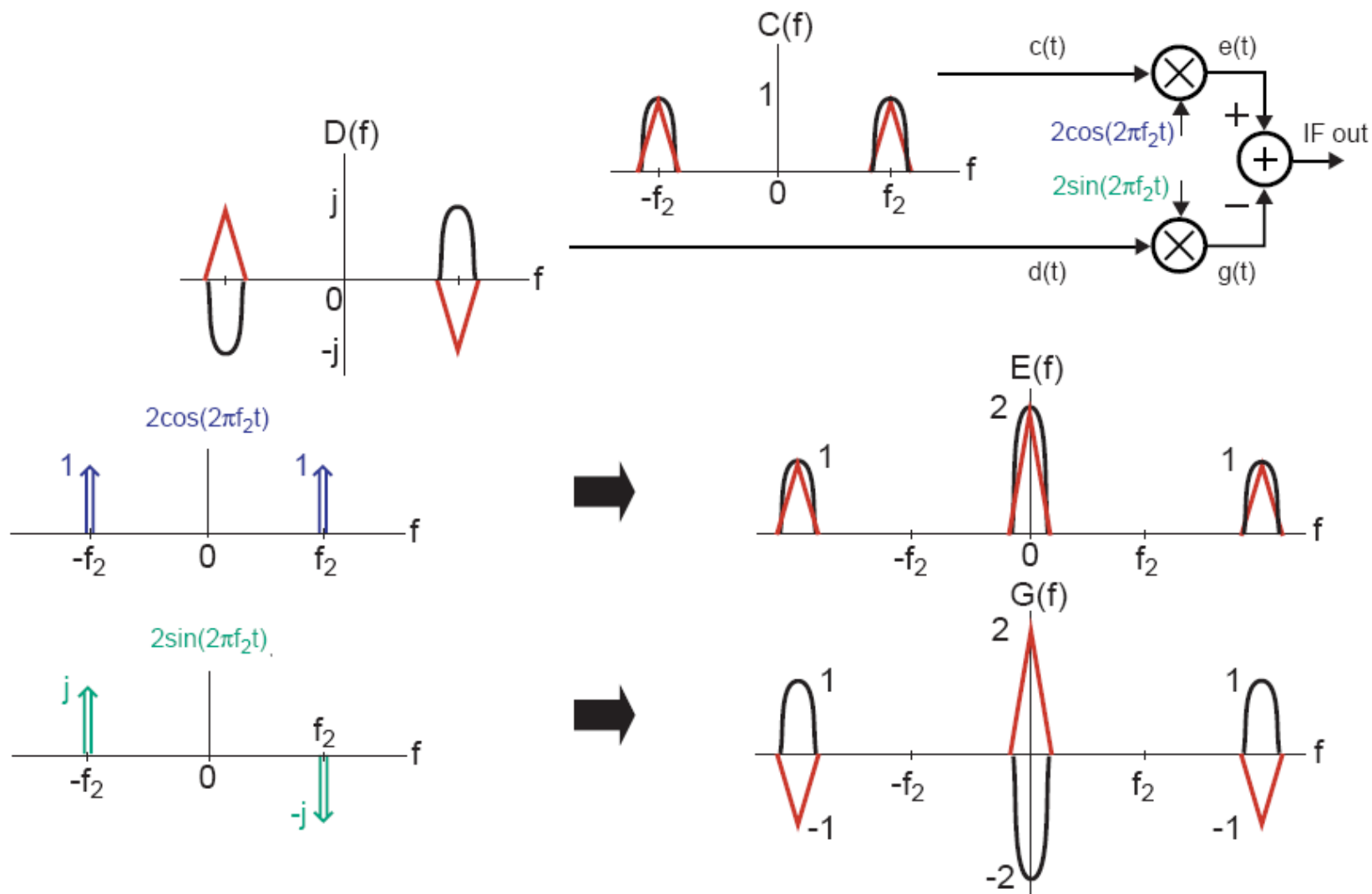
# 抑制镜像混频器原理(II)



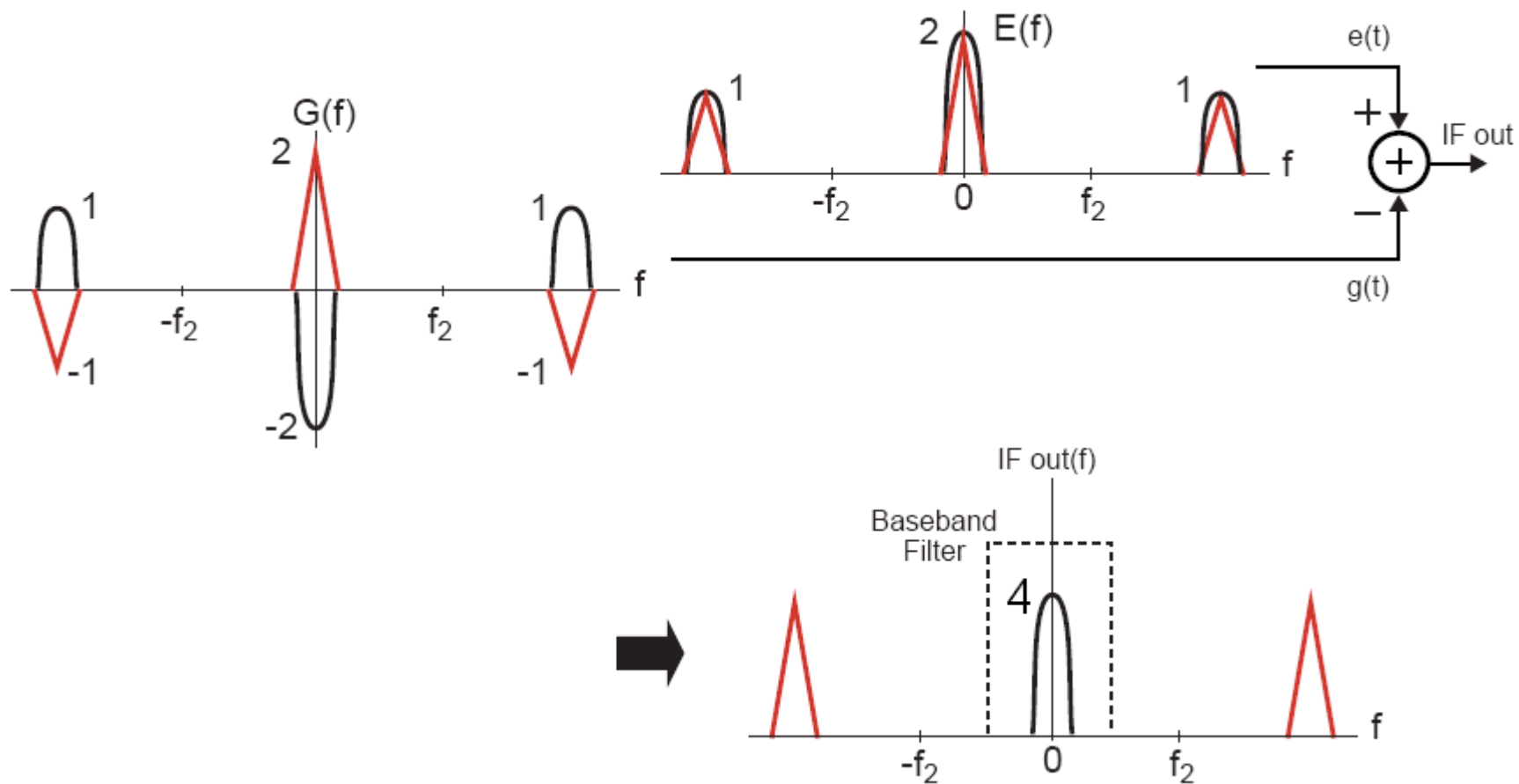
## 低频低通滤波



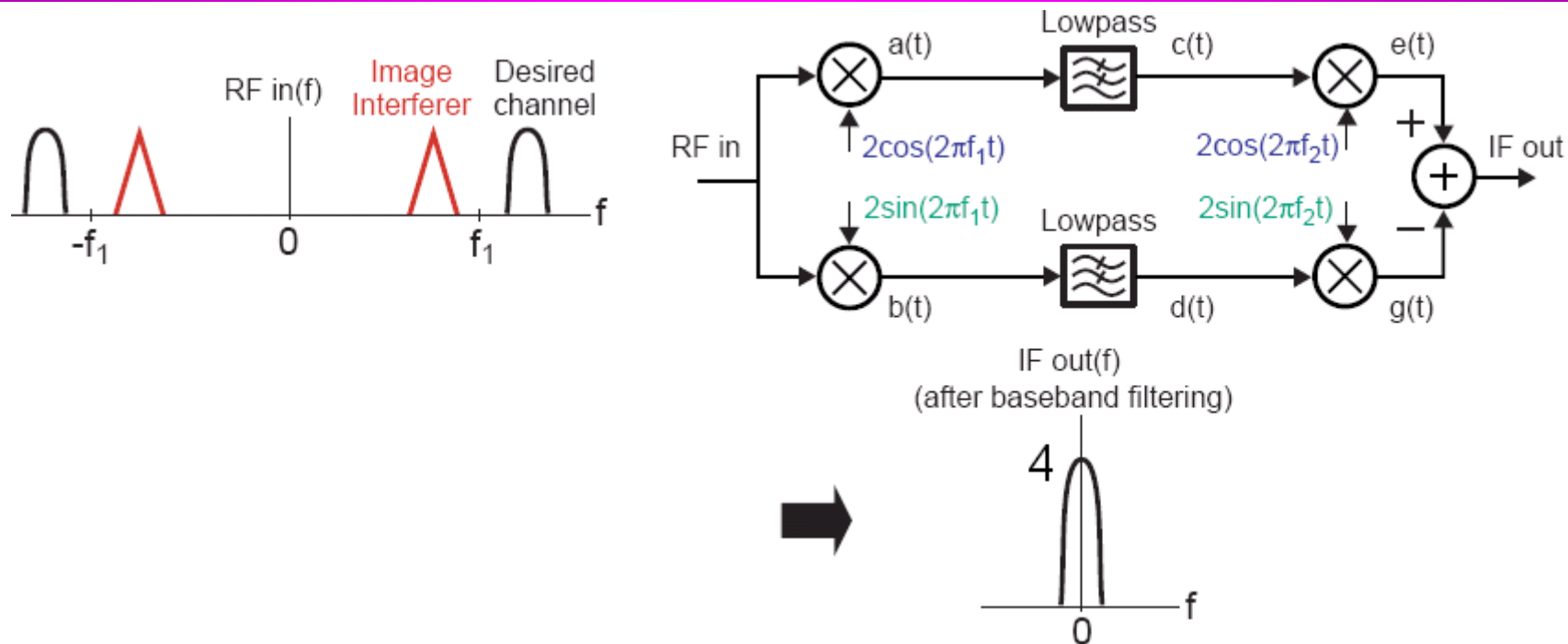
# 抑制镜像混频器原理(III)



# 抑制镜像混频器原理(IV)

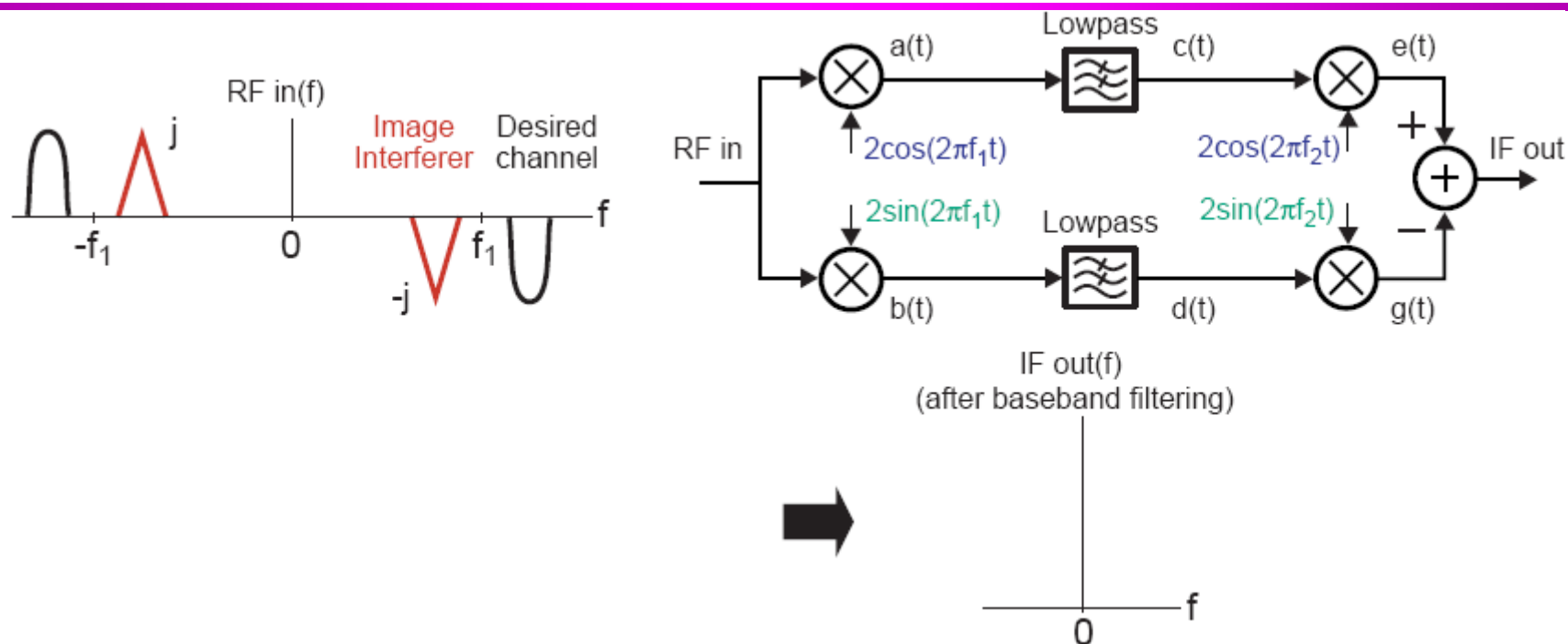


# 抑制镜像混频器问题(I)



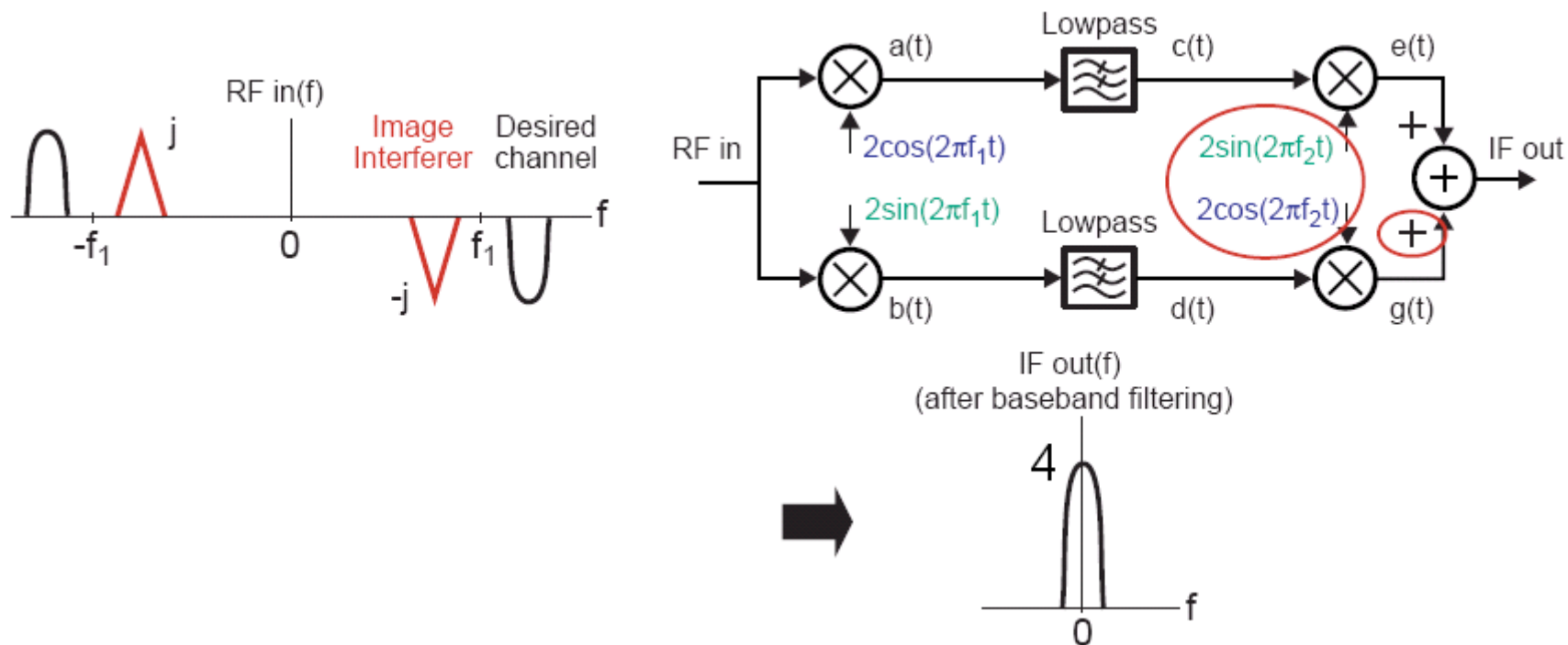
- 零中频结构的中频(IF)输出对 $1/f$ 噪声敏感
  - 对 $c(t)$ 和 $d(t)$ 信号进行数字化, 然后进行数字混频可以克服上述问题

## 抑制镜像混频器问题(II)



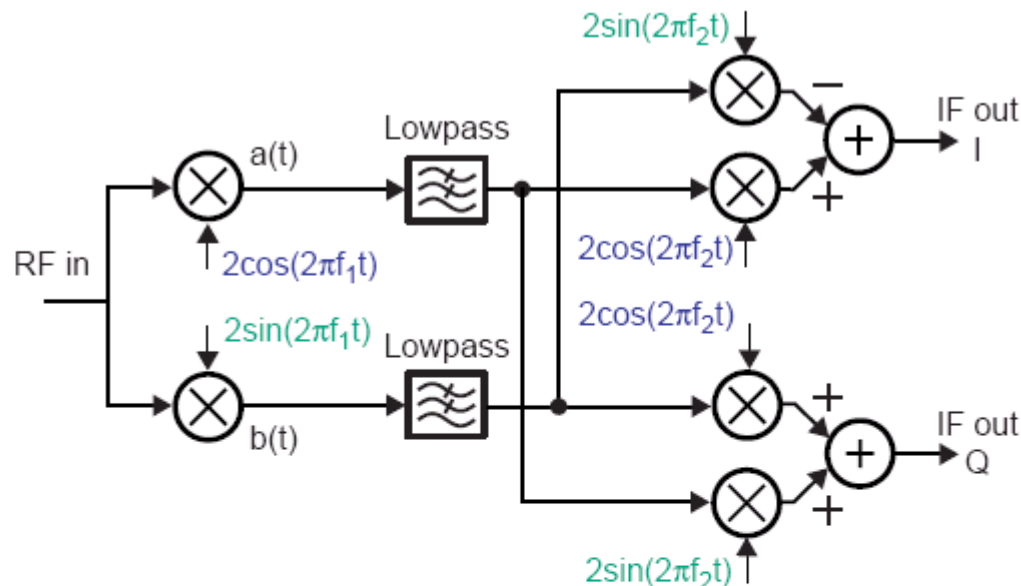
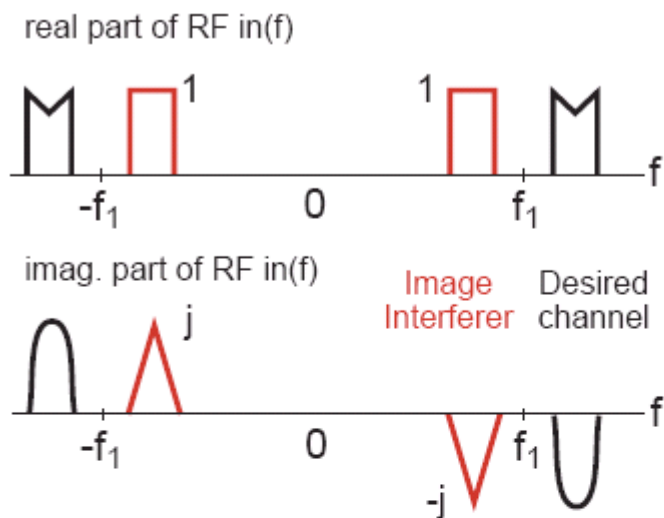
- 有用信号和镜像信号都是虚信号时，有用信号和镜像信号都被抑制了
  - 抑制镜像混频器对射频信号的相位非常敏感
- 改变第二级混频器的相位可以解决该问题

# 虚信号的抑制镜像混频器



- 与实信号抑制镜像混频器的区别
  - 第二级混频器的 **sine** 和 **cosine** 位置对调
  - 加法运算, 而不是减法运算
- 射频 (**RF**) 输入是实信号时, 中频 (**IF**) 输出为零

# I/Q分量抑制镜像混频器

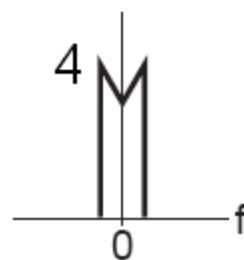


两个本振信号

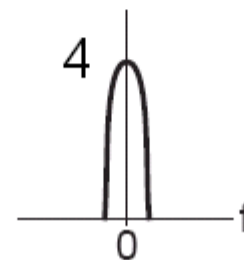
**f1:** I/Q两路信号

**f2:** 四路正交信号

IF out(f) (I component)  
(after baseband filtering)

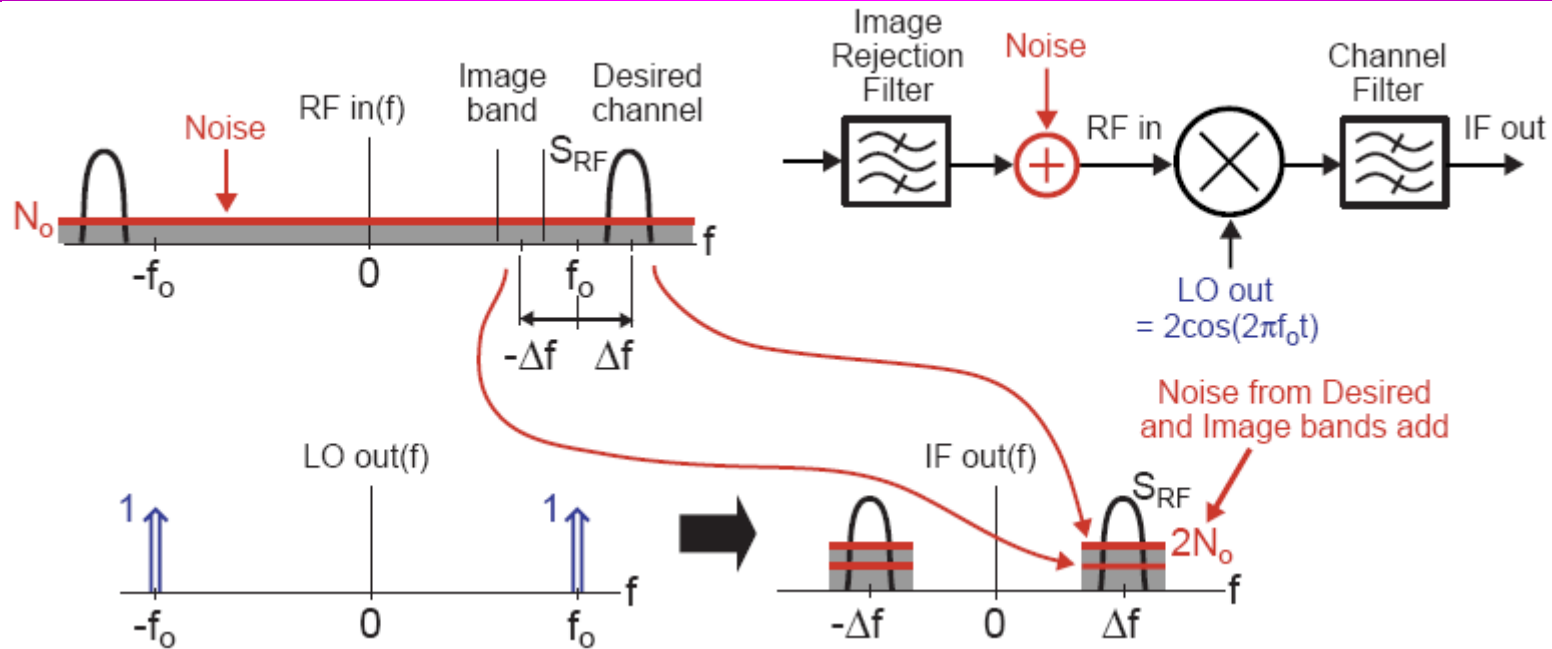


IF out(f) (Q component)  
(after baseband filtering)



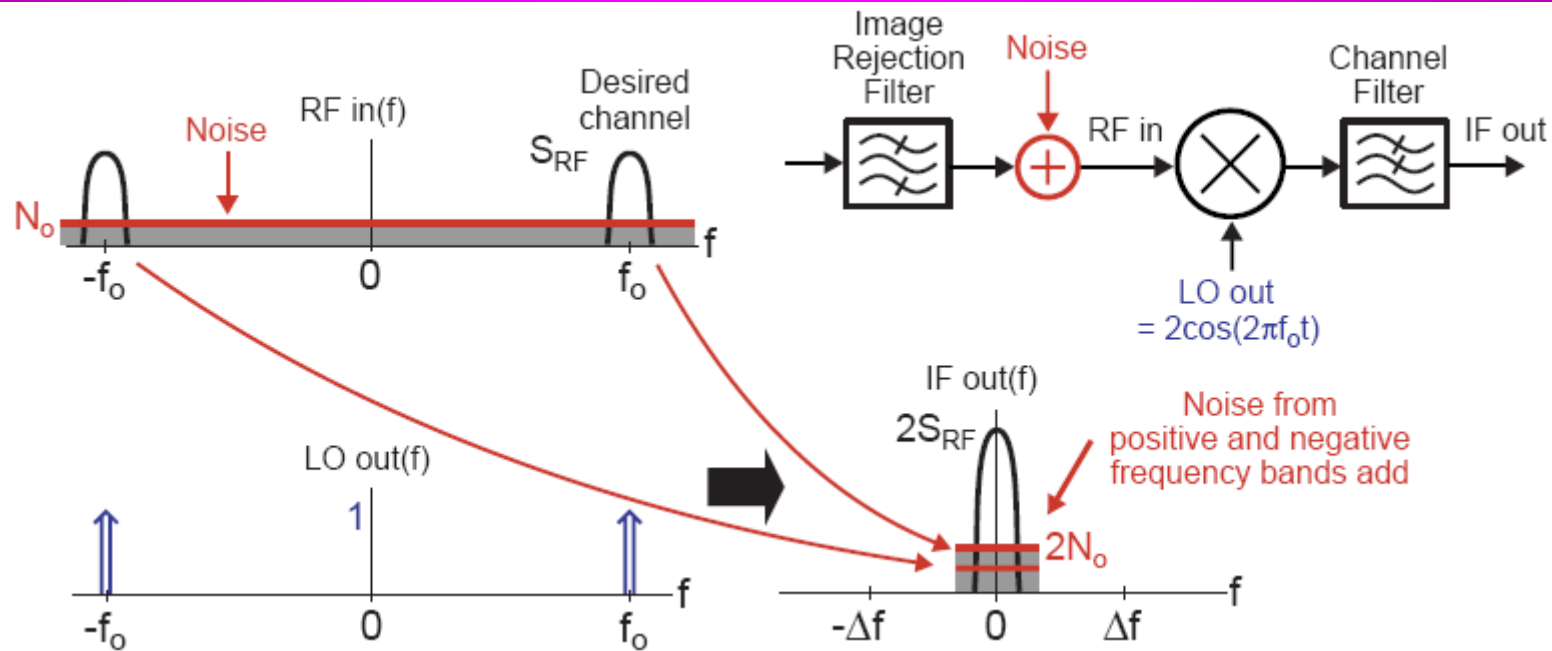
- 适合IQ正交调制方式, 中频输出为I、Q分量

# 单边带(SSB)混频器的噪声系数



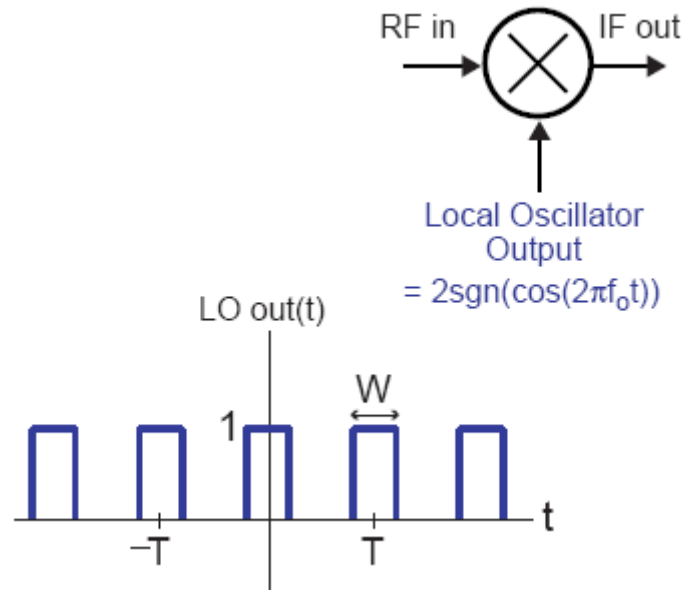
- 混频器和前级电路在信号频带和镜像频带都会产生噪声
  - 信号频带和镜像频带的噪声都会混频到中频信号中
  - 与低噪声放大器相比，混频器噪声性能较差

# 双边带(SSB)混频器的噪声系数



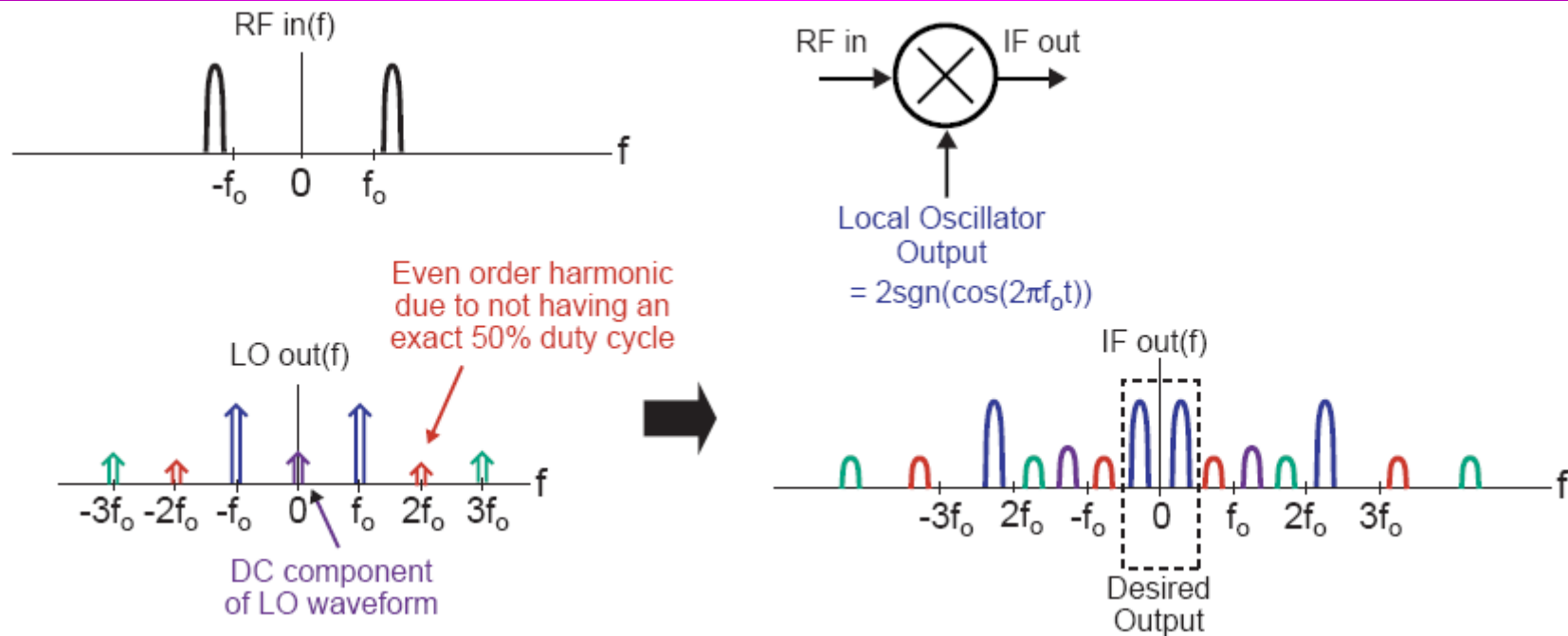
- 零中频结构没有镜像频带
  - 正负频带上的噪声相加，信号也相加。
- 双边带噪声系数比单边带噪声系数低**3dB**
  - 通常，混频器噪声系数性能是双边带结果

# 本振信号是方波信号的混频器



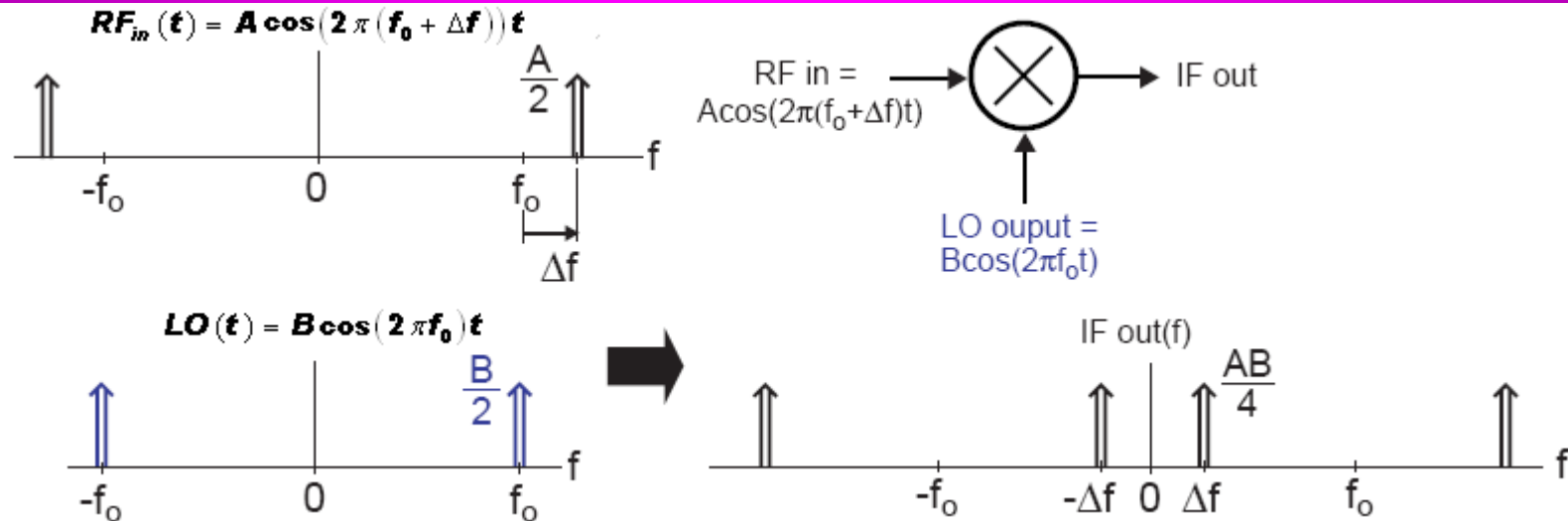
- 在集成电路中，理想的乘法器是很难实现的。
- 开关特性在**CMOS**工艺中很容易实现。
- 方波信号实现比正弦信号容易

# 本振信号是方波信号的混频特性



- 本振信号中所有谐波会与射频输入信号进行混频
  - 如果射频输入的信号带宽足够窄, 就不会发生迭混现象
- 一次谐波混频结果(有用信号)可以通过中频滤波提取出来

# 电压转换增益



- 定义：中频输出信号与射频输入信号的电压比值
- 例子：理想混频器的电压转换增益  $\frac{A \cdot B/2}{A} = B/2$

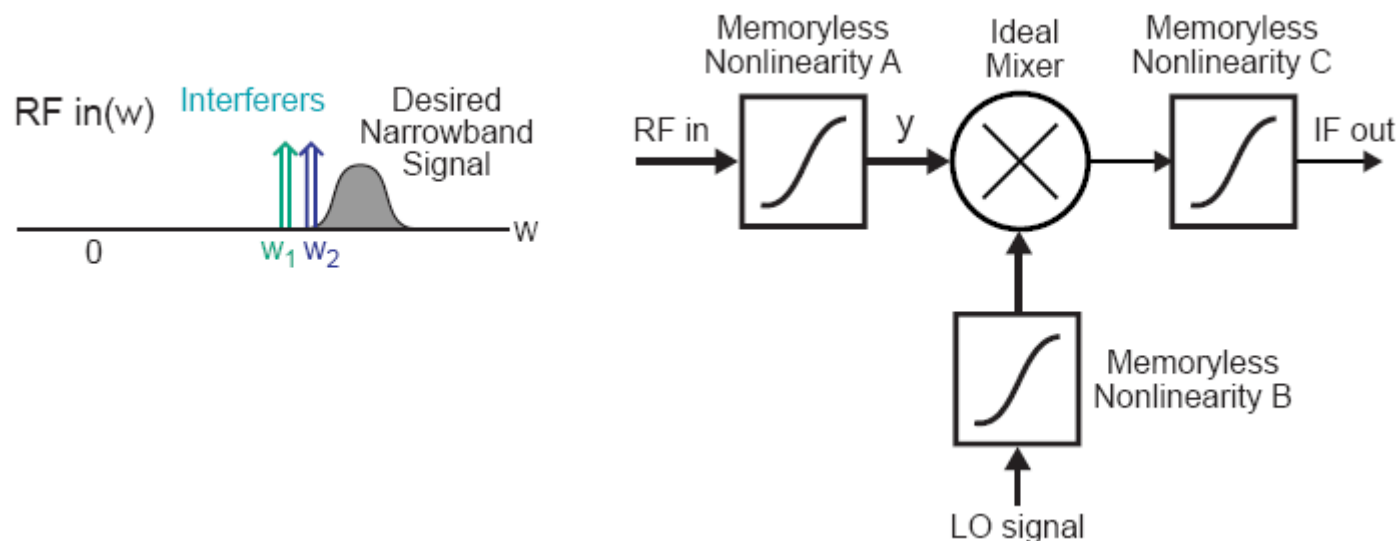
$$IF_{in}(t) = \frac{AB}{2} \left( \cos(2\pi(\Delta f)t) + \cos(2\pi(2f_0 + \Delta f)t) \right)$$

- 转换增益与混频器结构和本振信号(正弦波或者方波)有关

# 电压转换增益的权衡

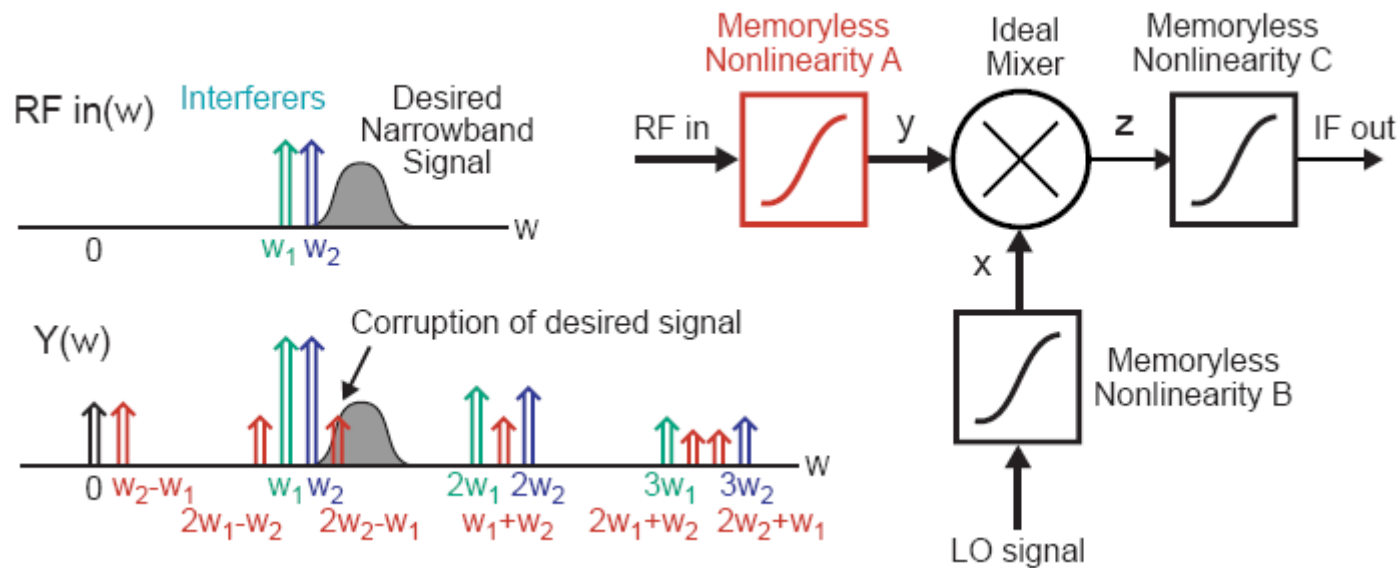
- 有源混频器的电压转换增益大于无源混频器
- 高电压转换增益的好处
  - 后级的噪声影响可以降低
- 高电压转换增益的坏处
  - 电压转换增益太高会降低混频器的线性度

# 混频器的线性度



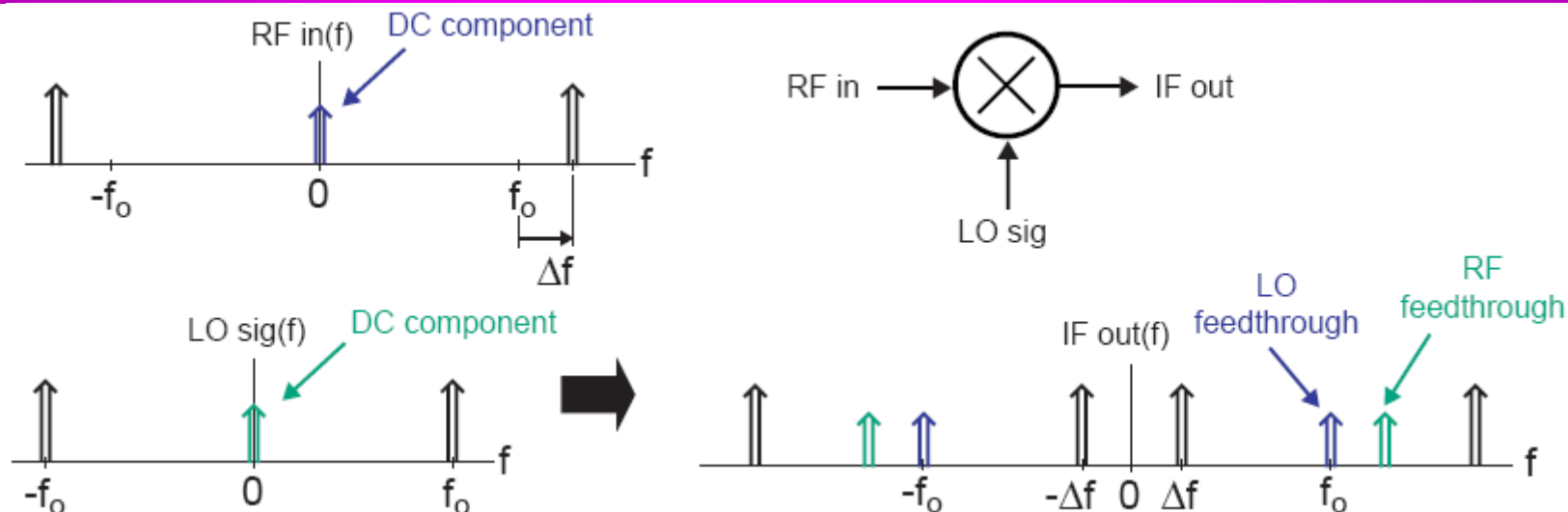
- 忽略动态效应，混频器的非线性可以等效到理想混频器的三个端口上
  - 端口 **A** 的非线性与低噪声放大器相同
  - 端口 **B** 的非线性会改变本振信号的频谱：电压转换增益
  - 端口 **C** 的非线性会引起中频输出的自混频

# 射频输入端口(输入跨导)的线性度



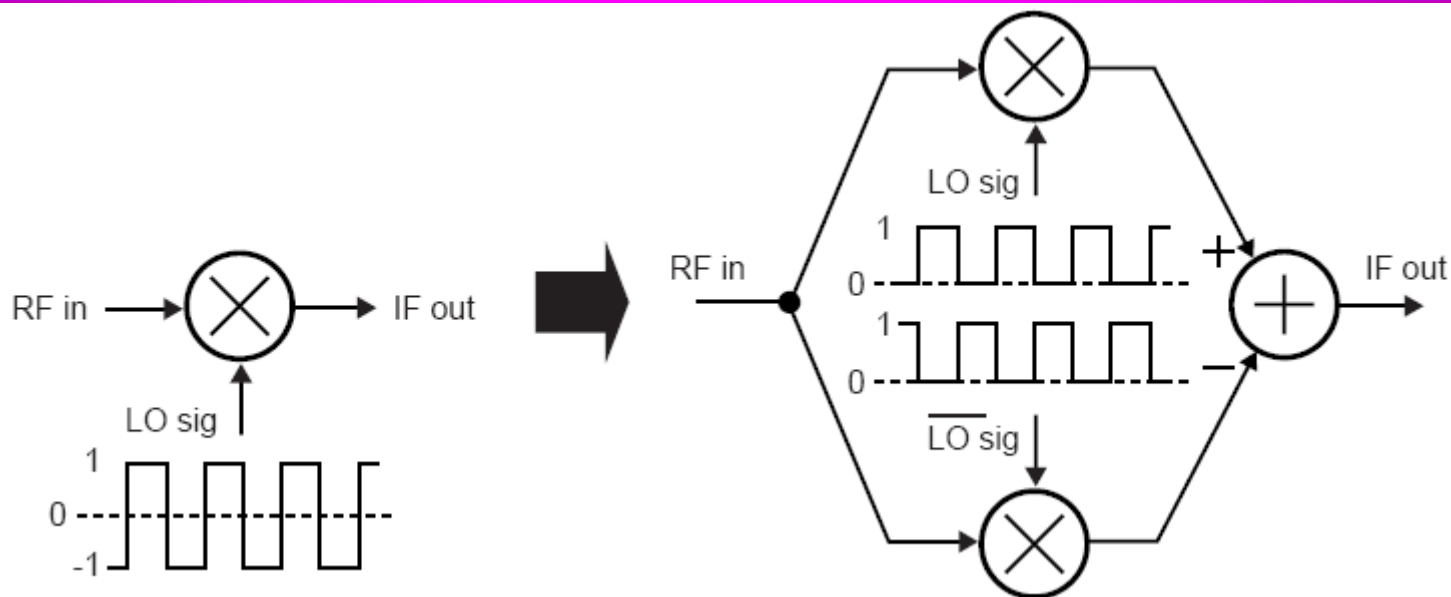
- 大多数情况下, 端口 **B** 的非线性不考虑
  - 本振信号通常是方波信号
- 线性负载(例如电阻)可以避免端口 **C** 的非线性
- 端口 **A** 的非线性会降低临近干扰信号的抑制程度
  - 像低噪声放大器一样, 采用  $IIP_3$  来衡量
  - 使用 **two-tone** 的方法进行测试

# 平衡混频器



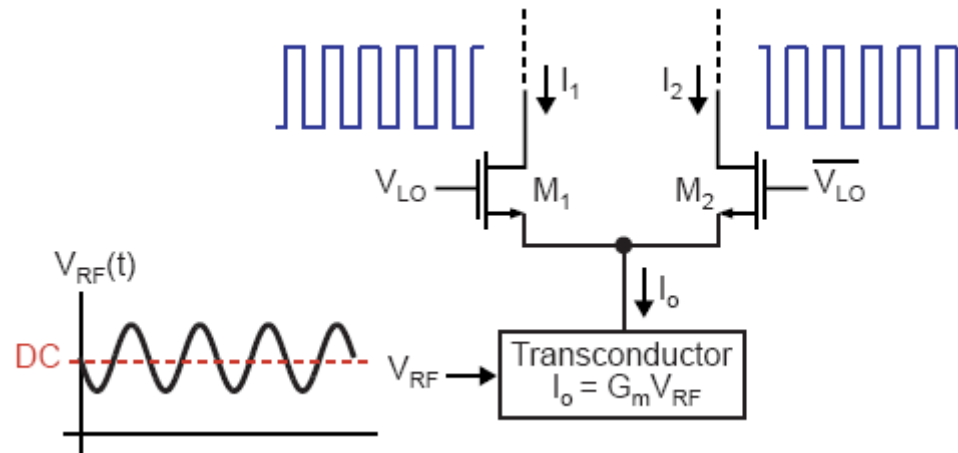
- 平衡信号定义为无直流成份的信号，即差分信号
- 本振(**LO**)信号和射频(**RF**)输入信号的平衡特性
  - 非平衡的射频(**RF**)输入信号会引起本振(**LO**)信号的穿通
  - 非平衡的本振(**LO**)信号会引起射频(**RF**)输入信号的穿通

# 平衡的本振信号



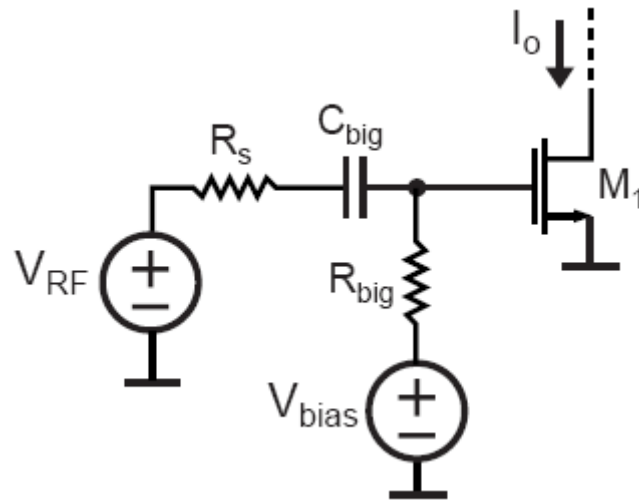
- 射频(**RF**)输入信号与两路反向的本振(**LO**)信号混频之后信号求和
  - 消除射频输入信号的穿通

# 单平衡混频器



- 输入跨导将射频(RF)输入电压信号转换成电流信号, 然后本振(LO)信号差分对管切换电流的流向
- 本振(LO)信号是平衡的, 输出差分实现减法运算
- 本振信号的摆幅和上升斜率影响管子M<sub>1</sub>和M<sub>2</sub>的噪声贡献
- 输入跨导的线性度决定了整个混频器的线性度

# 输入跨导的实现(I) —— 共源结构



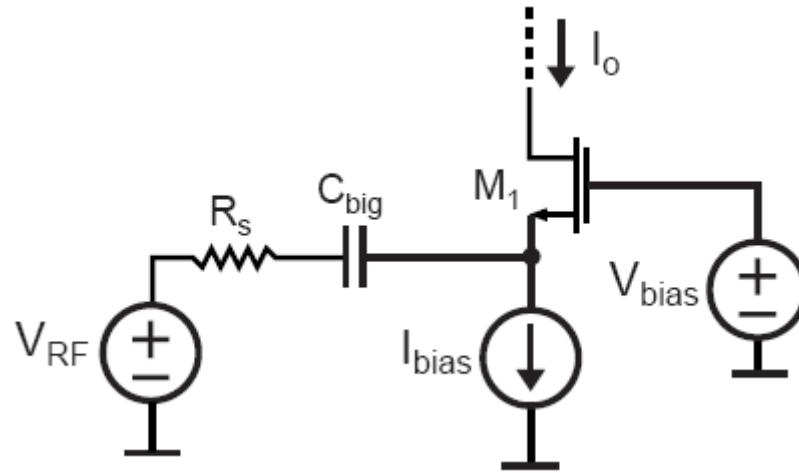
- 共源结构

- 管子  $M_1$  工作在饱和区，混频器的跨导就是管子  $M_1$  的跨导

- 偏置电压  $V_{bias}$  越高， $M_1$  的线性越好，此时管子  $M_1$  的电场饱和

和

# 输入跨导的实现(II) — 共栅结构



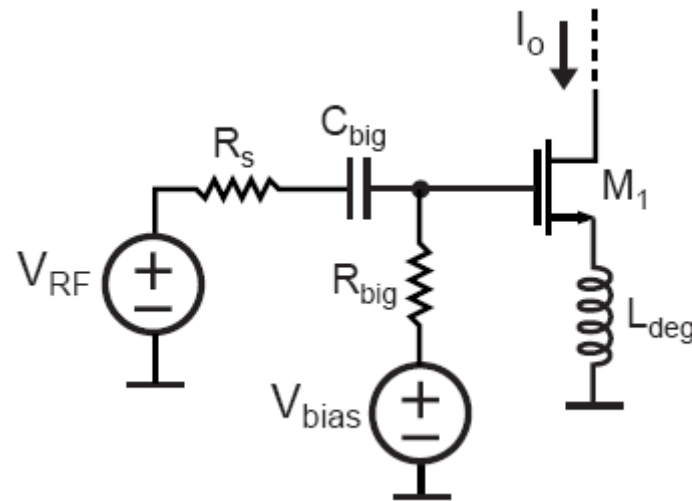
- 共栅结构

- 混频器的跨导  $\frac{1}{R_s + 1/g_m}$

- 退化结构(Degenerated)提高了  $M_1$  管的线性度

- 增大偏置电流  $I_{bias}$ , 使得  $M_1$  管进入电场饱和, 提高管子  $M_1$  线性度

# 输入跨导的实现(III) —带源极电感共源结构



## ● 带源极电感的共源结构

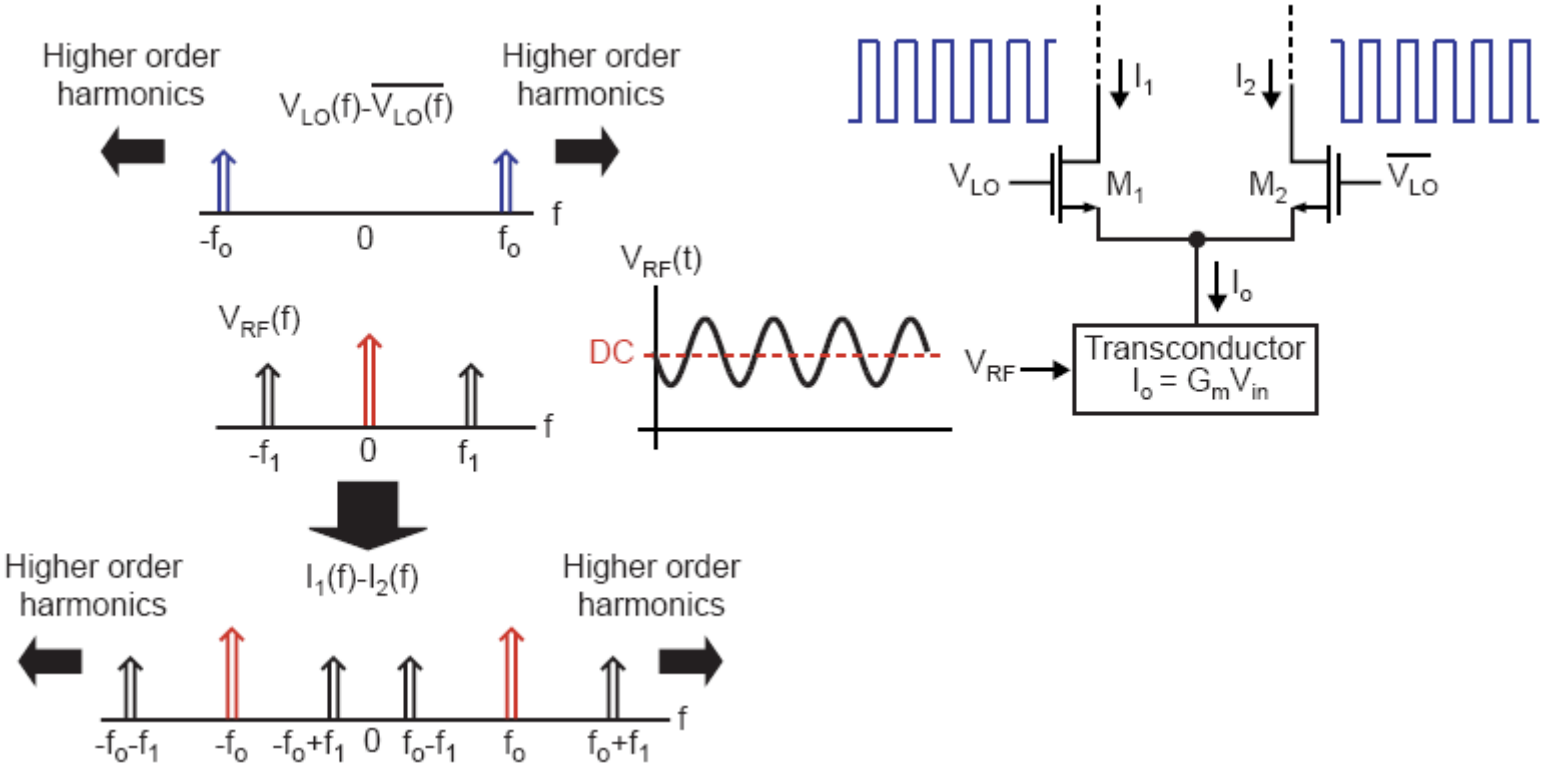
□ 电感比电阻好的原因

❖ 电感无直流压降

❖ 提高了高频时的阻抗，能够滤除高频成份

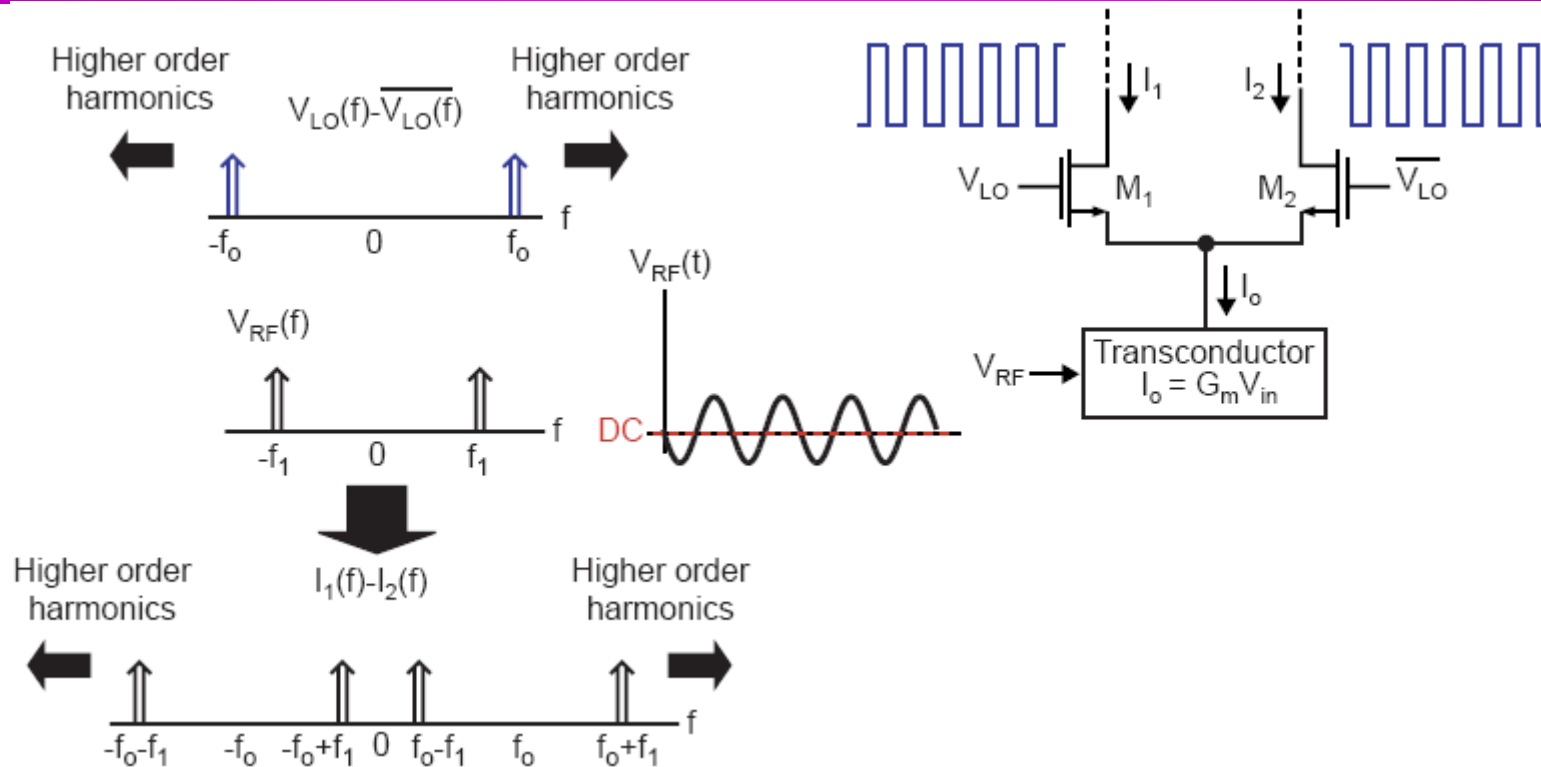
□ 对于集成电路而言，低噪放与混频器直接相连，不需要功率匹配。

# 单平衡混频器的本振穿通



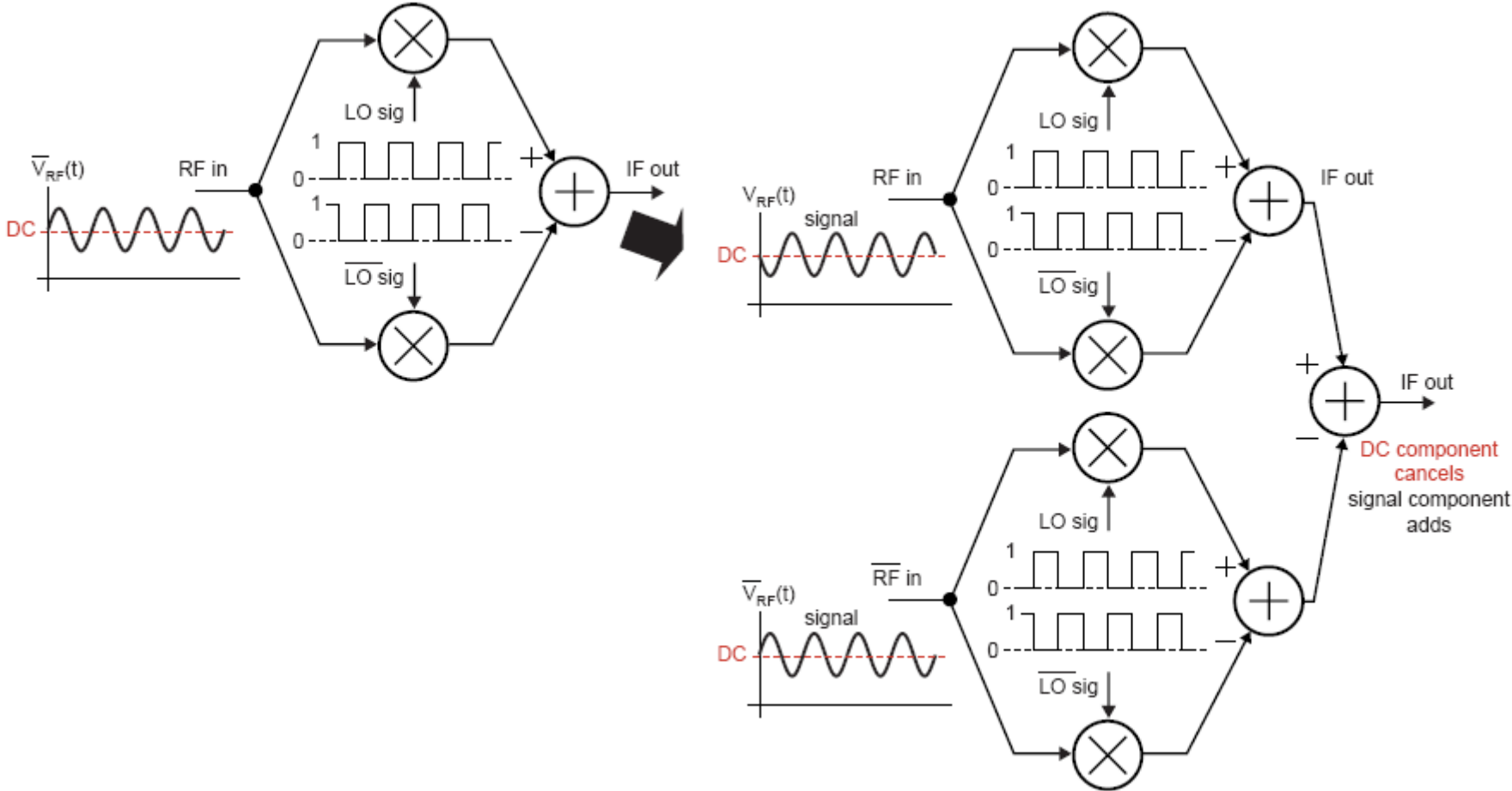
- 非平衡射频(RF)输入会引起非常大的本振(LO)穿通
  - 可以通过滤波器滤除, 也可以通过平衡射频输入消除

# 双平衡混频器(I)



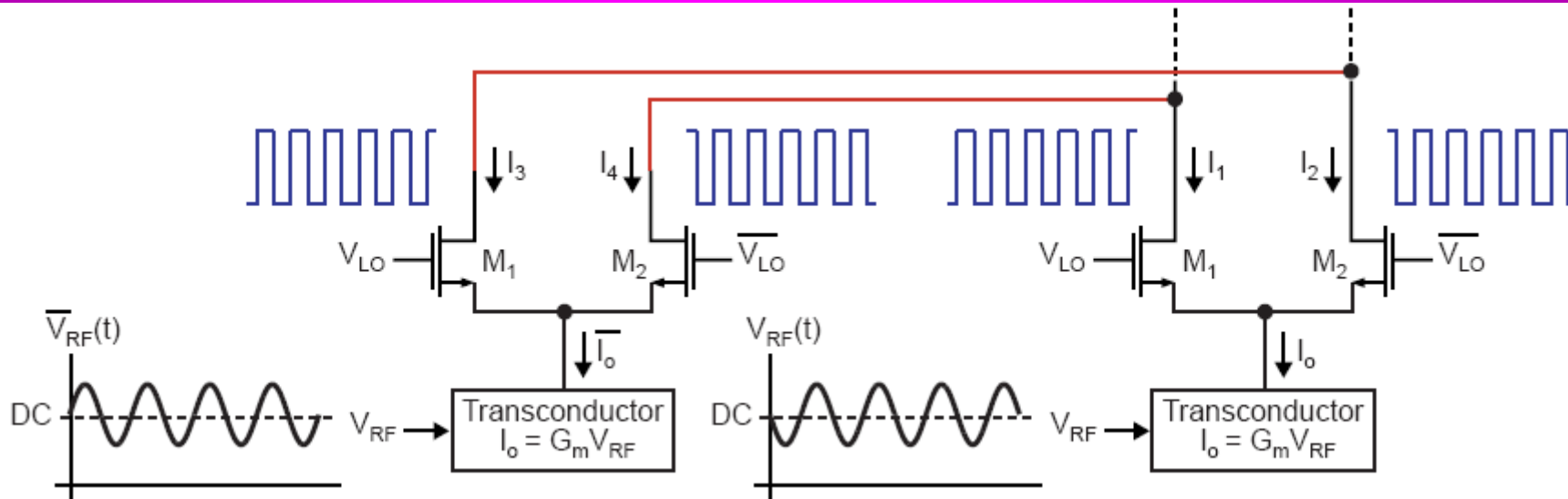
- 双平衡: 本振和射频输入的直流都为零
- 本振穿通得到大幅度降低
- 实际上, 射频信号输入的跨导放大器需要电压偏置

# 双平衡混频器(II)



- 与本振平衡相似的方法

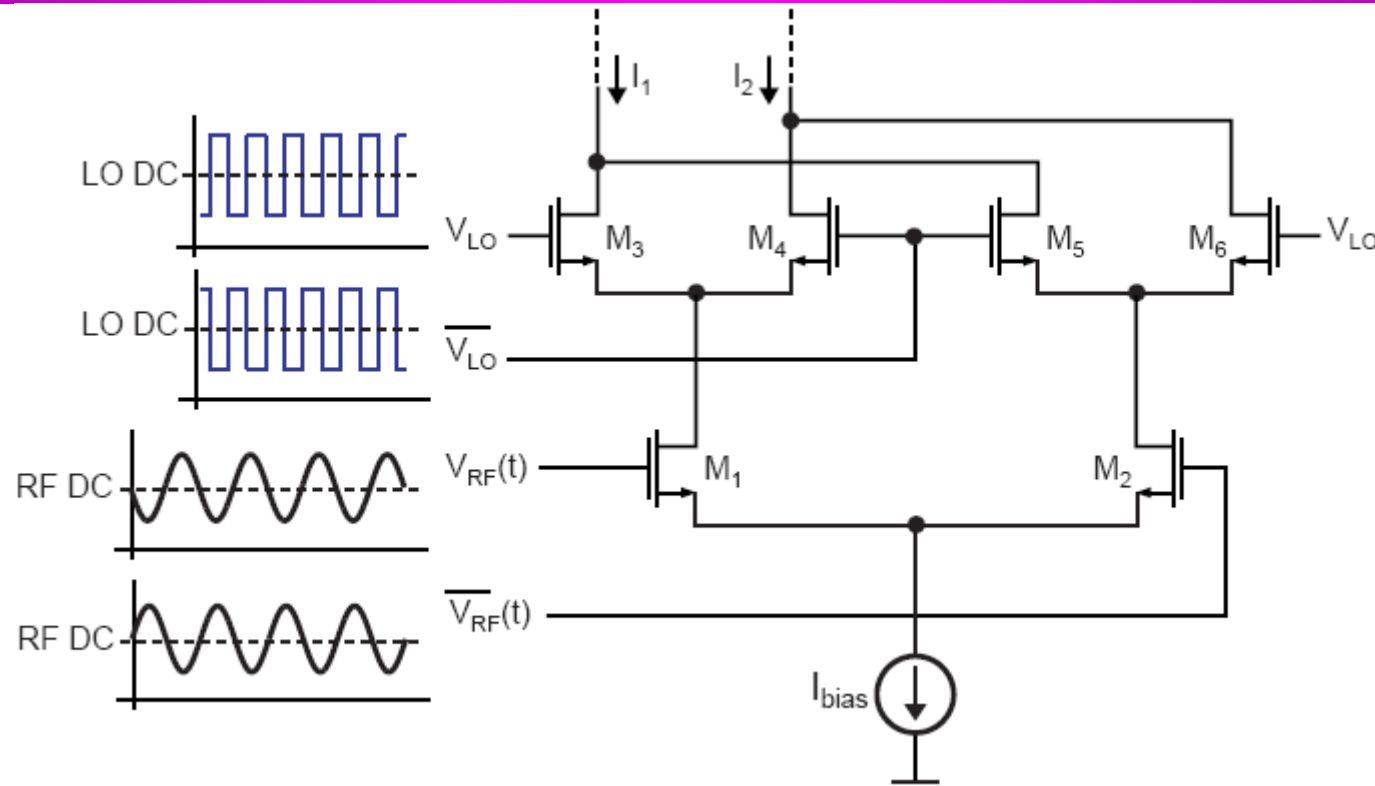
## 双平衡混频器(III)



- 射频输入是平衡信号，本振信号也是平衡信号
- 交叉耦合差分输出实现减法运算

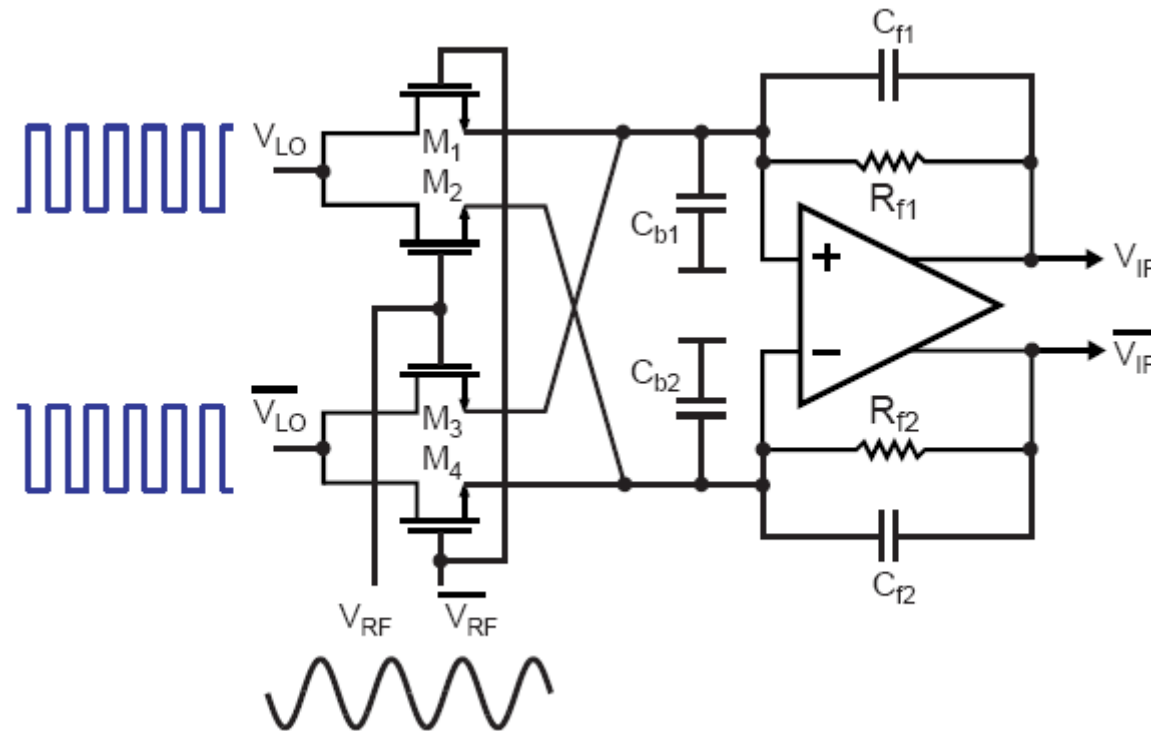
$$I = (I_2 + I_3) - (I_1 + I_4)$$

# Gilbert混频器



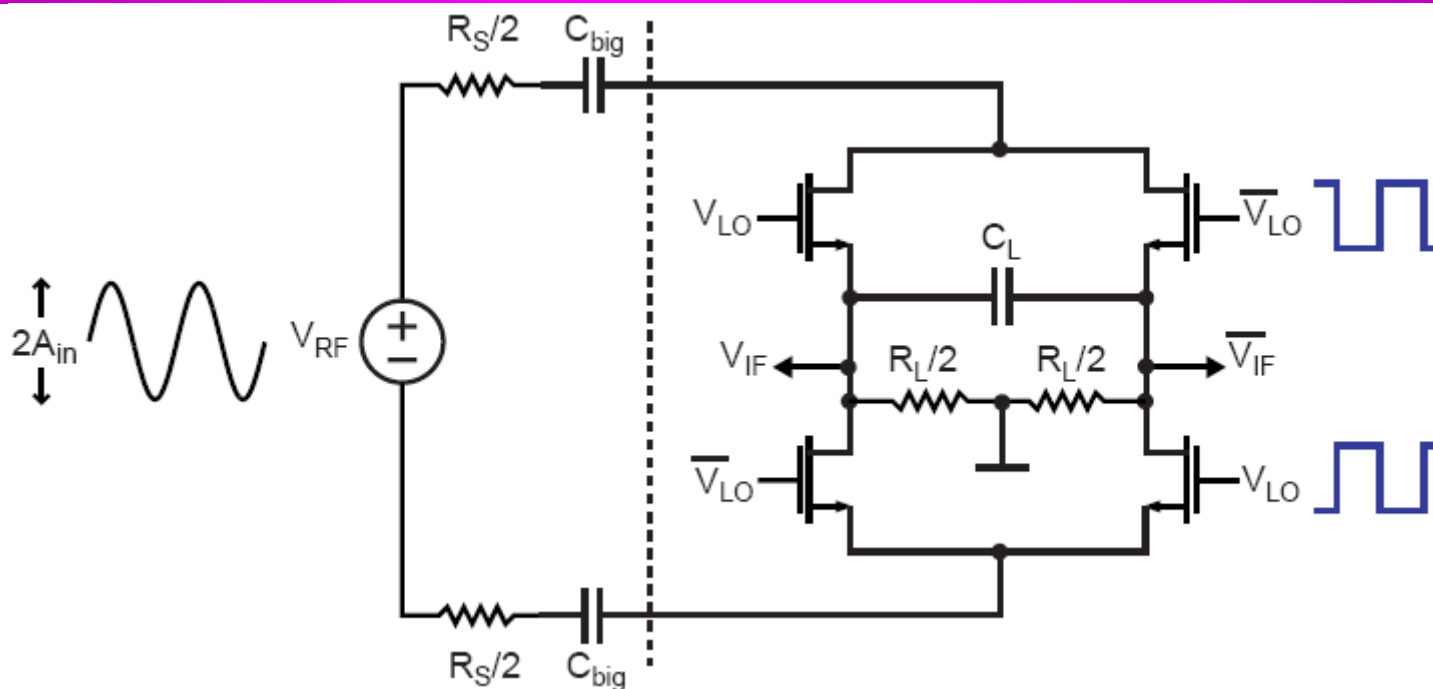
- 差分对实现输入跨导放大器
- 集成电路实现中采用最多的混频器结构

# 高线性度混频器



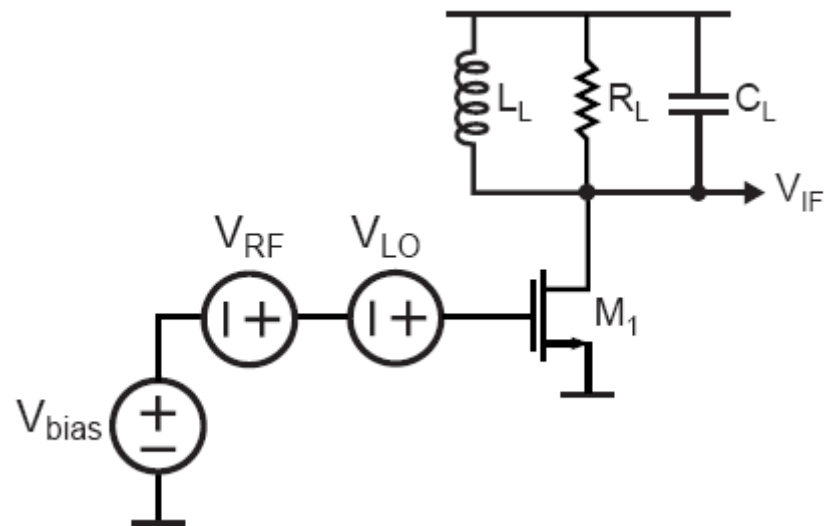
- 本振信号使得管子在关断和线性电阻两种状态切换
  - 管子处在线性电阻状态, 射频信号改变沟道电阻值
  - 射频信号的直流偏置的大小要确保管子工作在线性电阻状态
- 能实现高线性度混频器, 但噪声系数性能很差

# 无源混频器



- 通过开关直接实现电压混频，避免使用跨导放大器
  - 不需要直流偏置
  - 可以实现低功耗

# 平方律混频器(I)



- 通过**MOS**管的平方律特性实现混频功能

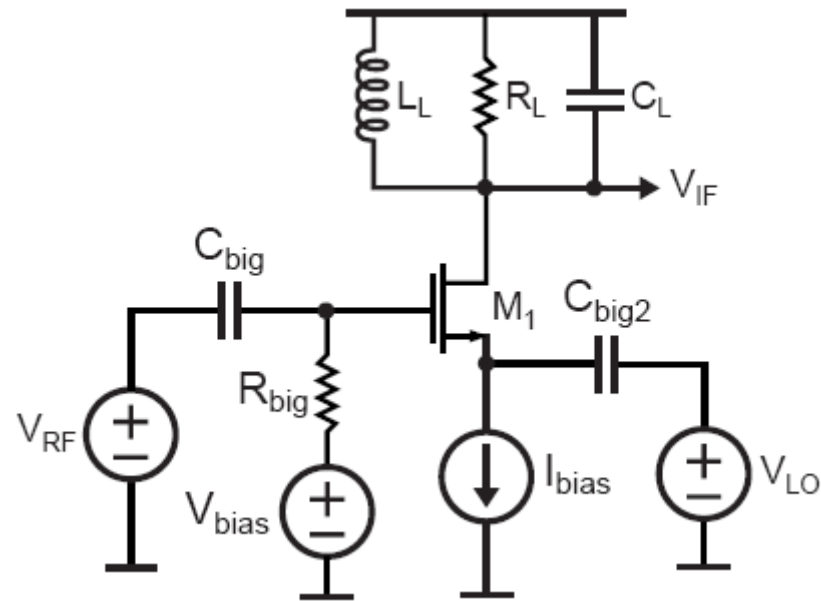
□理想的平方律可以实现乘积项

$$(V_{RF} + V_{LO})^2 = V_{RF}^2 + 2V_{RF}V_{LO} + V_{LO}^2$$

□无用信号成份通过滤波器滤除

- 本振信号和射频输入没有隔离作用

# 平方律混频器(II)



- 本振信号和射频输入分别在**MOS**管的源极和栅极
  - 本振信号与射频输入之间的有一定程度的隔离
- 与基于乘法的混频器相比, 该结构性能比较差
  - 存在需要无用的频谱成份
  - 本振信号与射频输入之间的隔离效果不佳

# 参考文献

## ● 杂志文章

- ❑ J. Crols and M. S. J. Steyaert, "A 1.5 GHz highly linear CMOS downconversion Mixer," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 30, pp.736-742, July 1995.
- ❑ E. A. M. Klumperink, S. M. Louwsma, G.J.M. Wienk, and B. Nauta, "A CMOS switched transconductor Mixer," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol.39, pp.1231-1240, Aug. 2004.
- ❑ M. T. Terrovitis, and R. G. Meyer "Intermodulation Distortion in Current-Commutating CMOS Mixer," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol.35, pp.1461-1473, Oct. 2000.
- ❑ M. T. Terrovitis, and R. G. Meyer "Noise in current-commutating CMOS mixer," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol.34, pp.772-783, Jun. 1999.
- ❑ S. Chehrazi, R. Bagheri, and A. A. Abidi "Noise in passive FET mixer," *IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference*, pp.375-378.
- ❑ H. Darabi, and A. A. Abidi, "Noise in RF-CMOS mixer: a simple physical model," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 35, pp. 15-25, Jan. 2000.
- ❑ D. Manstretta, M. Brandolini, F. Svelto, "Second-order intermodulation mechanisms in CMOS downconverters," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 38, pp. 394-406, March. 2003.
- ❑ H. Sjoland, A. K. Sanjaani, and A. A. Abidi, "A merged CMOS LNA and mixer for a WCDMA receiver," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 38, pp. 1045-1050, June. 2003.