

# 第五章 无线收发机结构

- 概述
- 中频选择
- 混频：更数学地看问题
- 无线接收机结构
- 无线发射机结构

# 概述

---

- 收发机(**Transceiver**)是由接收机和发射机组成的一个系统，系统级的设计和优化非常重要
  - 决定总体大小、功耗、性能
  - 协调各电路模块，确保达到指标
- 收发机结构对电路设计的影响
  - 电路的复杂度
  - 各级电路的工作频率、增益、噪声系数、线性度、功耗
  - 系统的集成度和成本
    - 片外元件的数量和种类（尤其是高**Q**值滤波器、谐振器的费用）
    - **PCB**线路的复杂度
    - 元件安装(焊接)的成本
    - 电路调试的费用

# 中频选择

---

## ➤ 信道选择在中频(Intermediate Frequency)进行

- 在射频选择信道非常困难
  - » 对于GSM系统

$$Q \approx \frac{900 \text{ MHz}}{200 \text{ kHz}} = 4500$$

- » 即使可以达到这么高的 $Q$ 值, 滤波器通带内的损耗和带外(相邻信道)的衰减也难以满足要求
- » 数字信号处理技术可以实现近乎理想的滤波器, 但是直接在射频频率进行模数转换并不现实
- » 因此, 射频滤波器只能用作整个系统频段的选择, 滤除频段外的干扰, 信道的选择(模拟或数字滤波)需要在较低的频率(中频或基带)进行

# 中频选择

---

## ➤ 中频频率的选择

### » 镜像频率和镜频抑制(**Image Rejection**)

由于开放频段(如**ISM**频段, 即工业、科学和医学频段)无需申请就可使用, 这个频段的干扰比较大, 因此选择中频频率时应尽量避免开放频段的干扰, 如让接收机的镜像频率落在开放频段以外。

### » 相邻信道(**Adjacent Channel**)干扰和选择性(**Selectivity**)

### » 避开其它干扰(如某些时钟和参考信号及其谐波频率)

# 混频：更数学地看问题

## ► 混频原理

- 实信号的Fourier变换：正负频率分量同时存在且互为共轭

$$x(t) \leftrightarrow X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad X(\omega) = X^*(-\omega)$$

$$\cos(\omega_c t) \leftrightarrow \pi[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$$

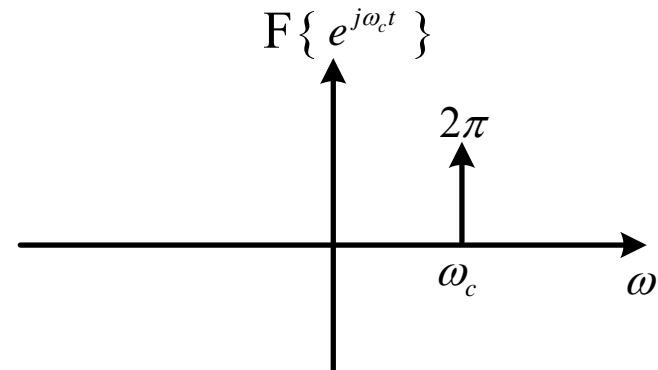
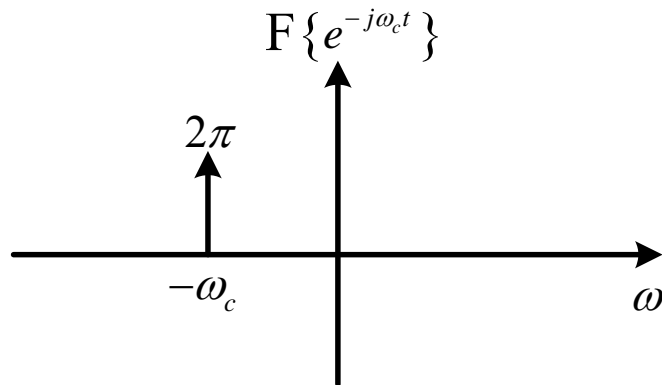
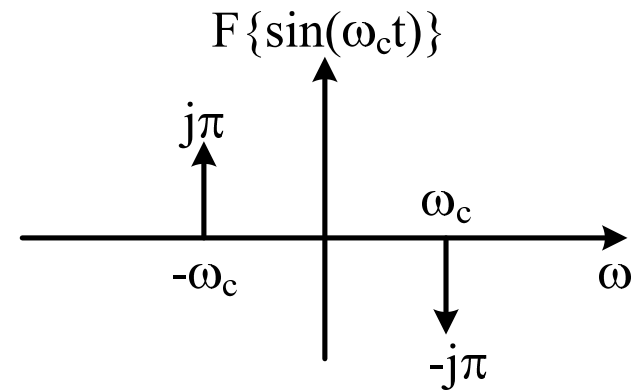
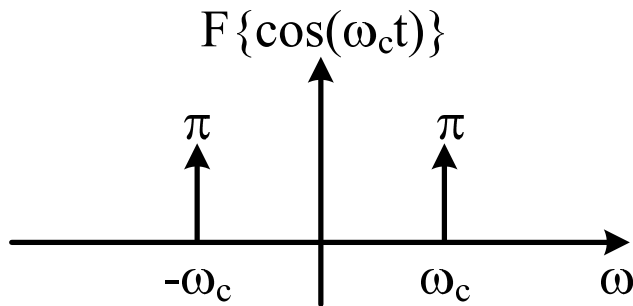
$$\sin(\omega_c t) \leftrightarrow j\pi[\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c)]$$

- 复信号可能只存在单边频率分量

$$e^{-j\omega_c t} \leftrightarrow 2\pi\delta(\omega + \omega_c) \quad e^{j\omega_c t} \leftrightarrow 2\pi\delta(\omega - \omega_c)$$

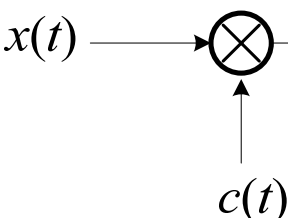
$$e^{-j\omega_c t} = \cos(\omega_c t) - j\sin(\omega_c t)$$

# 混频



# 混频

— 混频器是三端口器件


$$x(t) \longrightarrow \bigotimes \longrightarrow y(t) = x(t)c(t) \quad x(t)c(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} [X(\omega) * C(\omega)]$$

$$x(t) \cos(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [X(\omega + \omega_c) + X(\omega - \omega_c)]$$

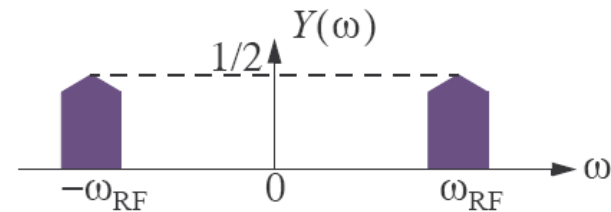
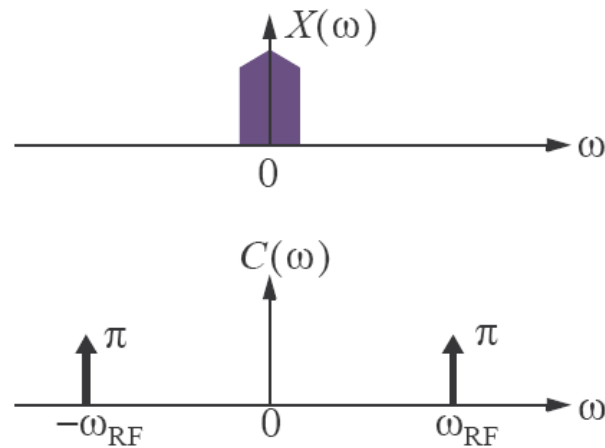
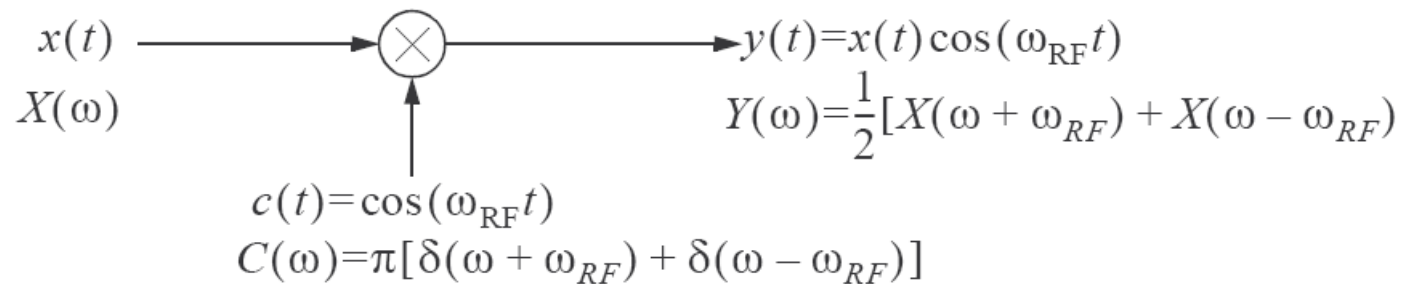
$$x(t) \sin(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{j}{2} [X(\omega + \omega_c) - X(\omega - \omega_c)]$$

$$x(t)e^{j\omega_c t} \leftrightarrow X(\omega - \omega_c) \quad x(t)e^{-j\omega_c t} \leftrightarrow X(\omega + \omega_c)$$

结论：时域相乘  $\Rightarrow$  频域卷积  $\Rightarrow$  频谱搬移

# 混频

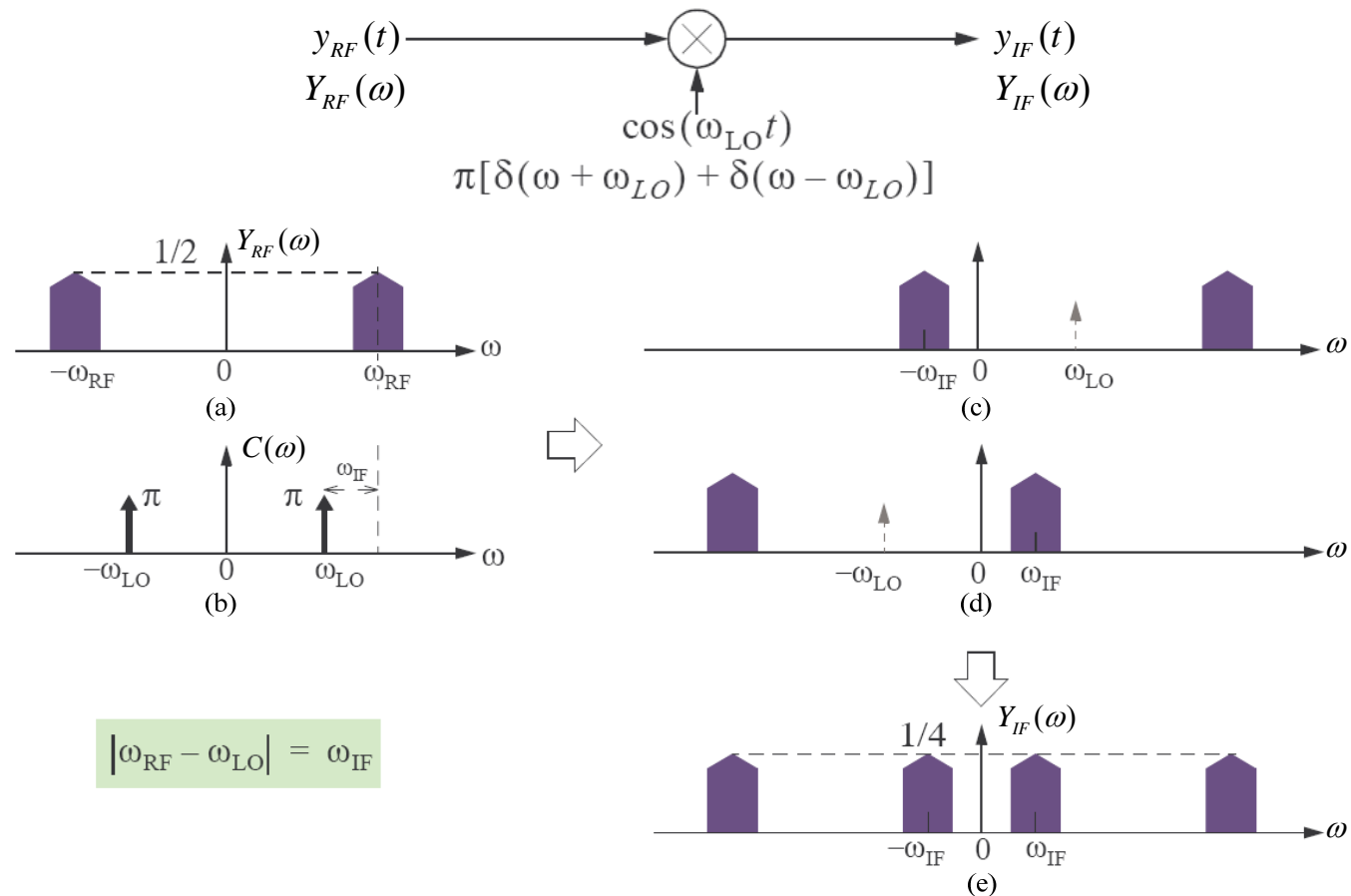
➤ 上变频（正弦载波幅度调制）：基带 → 射频





## 混频

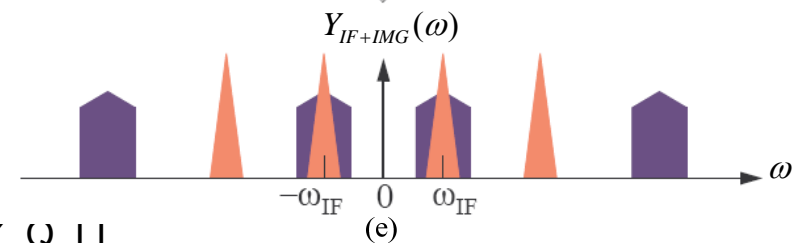
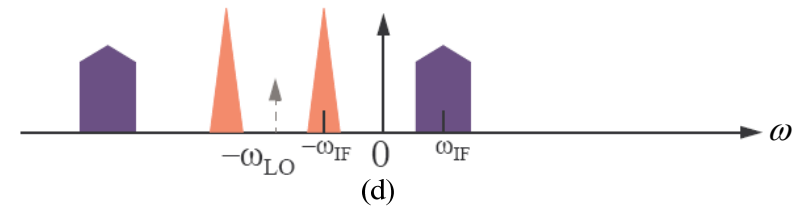
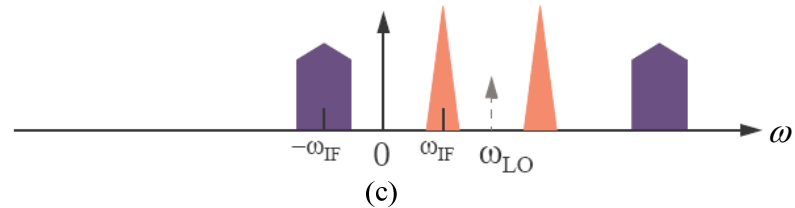
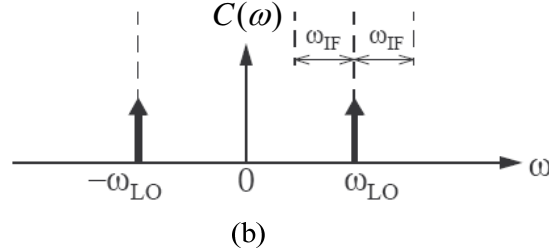
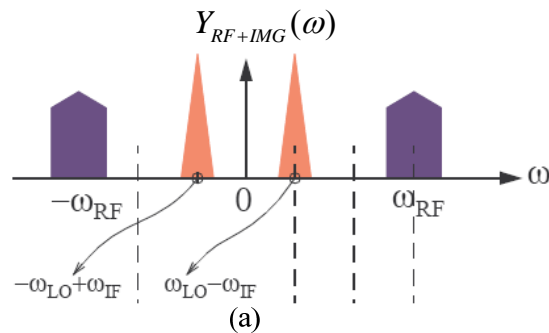
➤ 下变频（正弦载波幅度调制信号的解调）：射频 → 中频/基带



## 混频

### ➤ 镜像频率

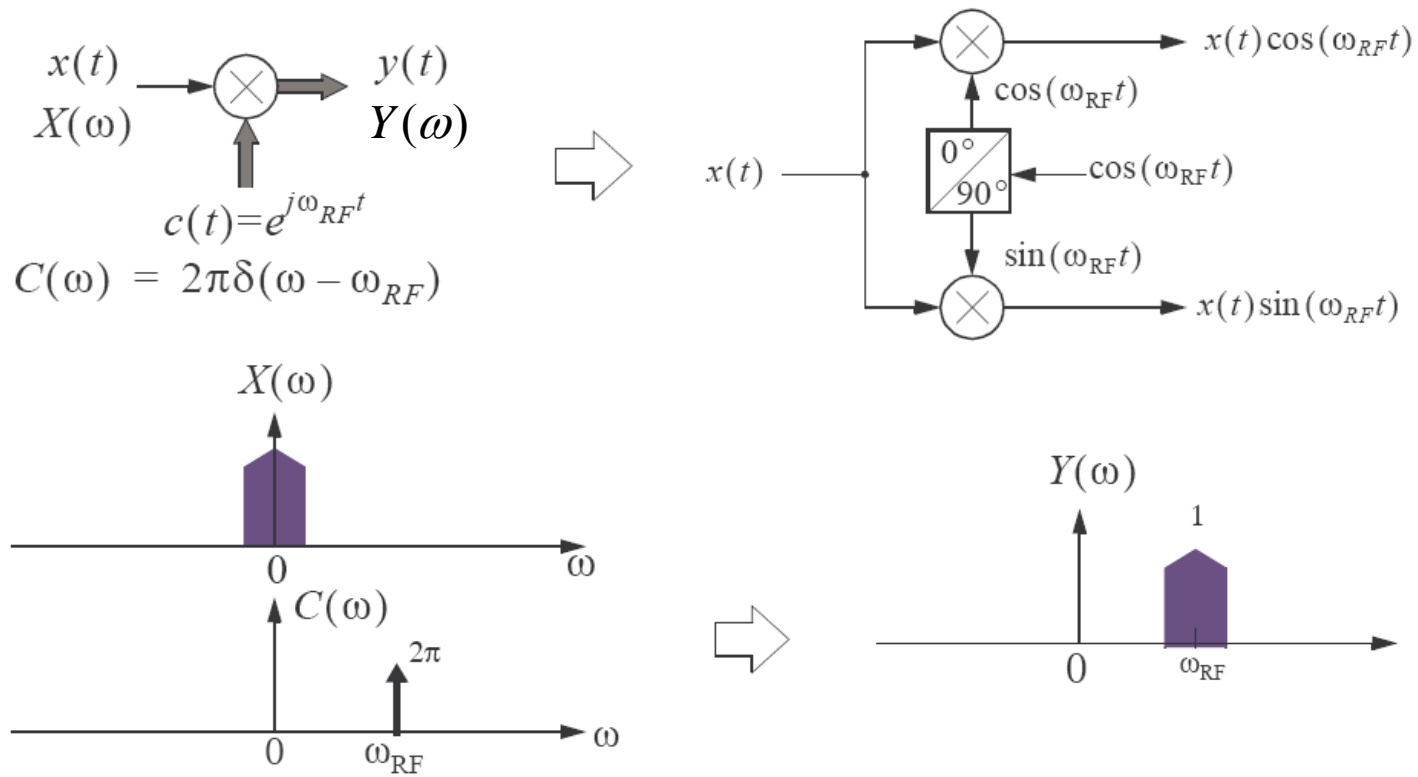
$$\begin{aligned}
 &y_{RF+IMG}(t) \xrightarrow{\quad \times \quad} y_{IF+IMG}(t) \\
 &Y_{RF+IMG}(\omega) \xrightarrow{\quad \cos(\omega_{LO}t) \quad} Y_{IF+IMG}(\omega) \\
 &\quad \quad \quad \pi[\delta(\omega + \omega_{LO}) + \delta(\omega - \omega_{LO})]
 \end{aligned}$$



# 混频

## ➤ 复混频：载波为复指数载波

### 1) 基带信号上变频



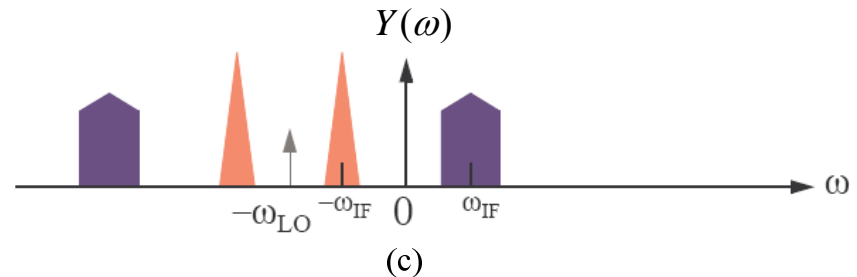
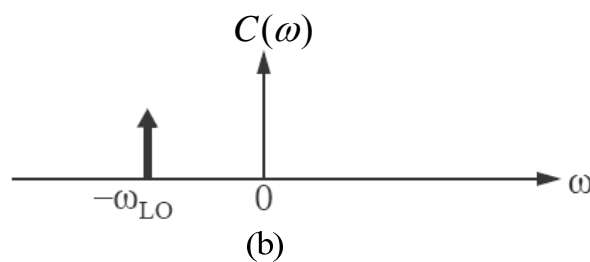
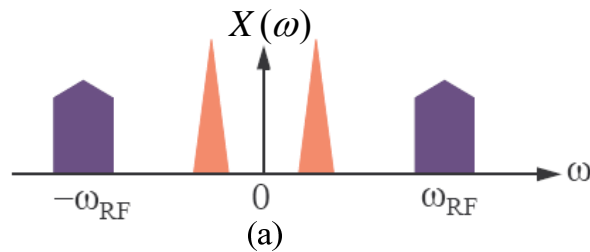
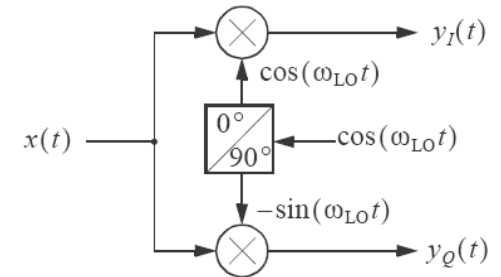
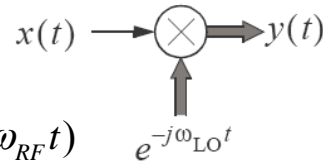
# 混频

## 2) 实信号下变频（正交下变频）

$$y(t) = x(t)e^{-j\omega_{RF}t}$$

$$= x(t)\cos(\omega_{RF}t) - jx(t)\sin(\omega_{RF}t)$$

$$= y_I(t) + jy_Q(t)$$



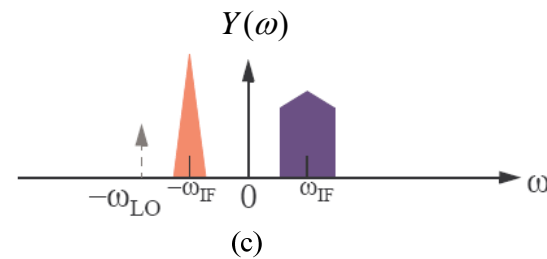
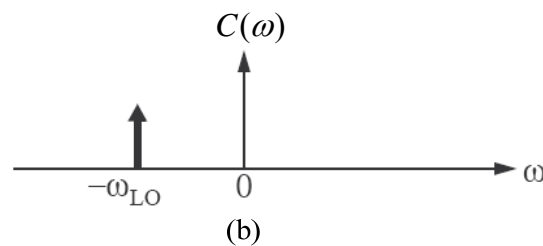
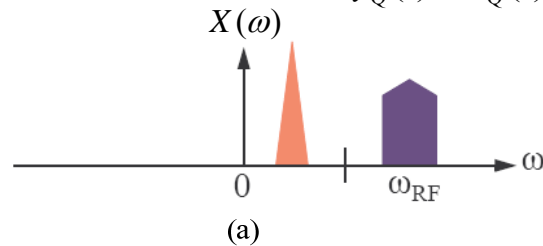
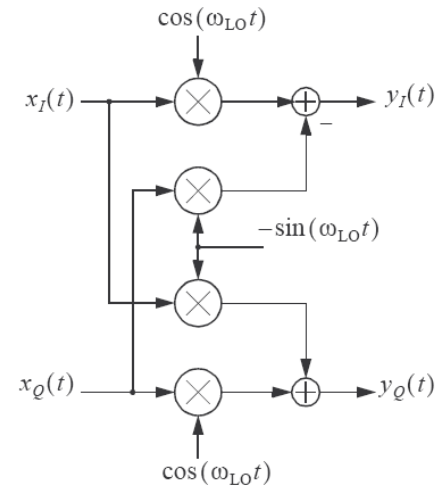
## 混频

### 3) 复信号下变频

$$x_I(t) + jx_Q(t) \xrightarrow{\cos(\omega_{LO}t) - j\sin(\omega_{LO}t)} y_I(t) + jy_Q(t)$$

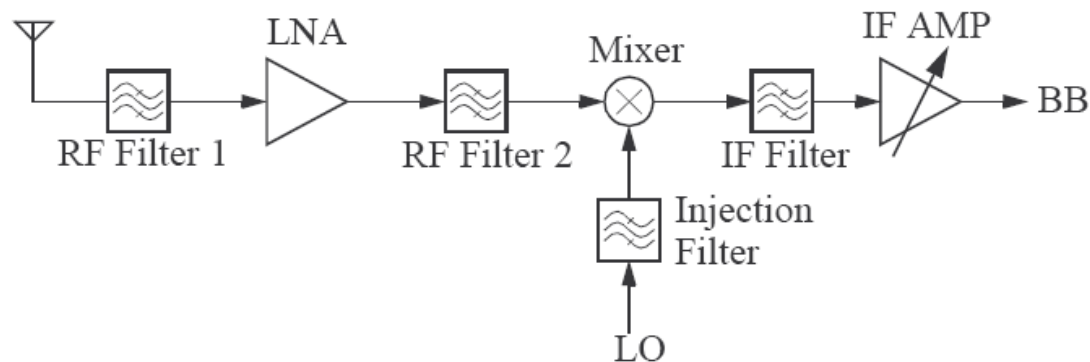
$$y_I(t) = x_I(t) \cos(\omega_{LO}t) + x_Q(t) \sin(\omega_{LO}t)$$

$$y_Q(t) = x_Q(t) \cos(\omega_{LO}t) - x_I(t) \sin(\omega_{LO}t)$$



# 无线接收机结构

## ➤ 接收机组成



### – RF Filter 1

- » 选择工作频段，限制输入带宽，减少互调(IM)失真
- » 抑制杂散(Spurious)信号，避免杂散响应
- » 减小本振泄漏，在FDD系统中作为频域双工器

### – LNA

- » 低噪声，在不造成接收机线性度恶化的前提下提供一定的增益，抑制后续电路噪声

# 无线接收机结构

---

## – RF Filter 2

- » 抑制由LNA放大或产生的镜像干扰
- » 进一步抑制其它杂散信号
- » 减小本振泄漏

## – Mixer

- » 下变频器
- » 接收机中输入射频信号最强的模块，线性度极为重要，同时要求较低的噪声

## – Injection Filter

- » 滤除来自本振的杂散信号

## – IF Filter

- » 抑制相邻信道干扰，提供选择性
- » 滤除混频器等产生的互调干扰
- » 如果存在第二次变频，需要抑制第二镜频

# 无线接收机结构

---

## – IF Amplifier

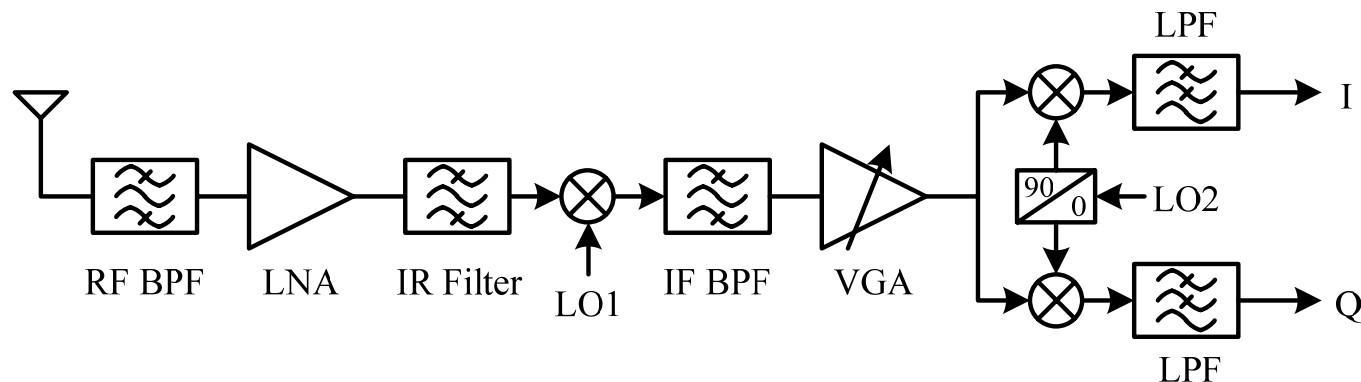
- » 将信号放大到一定的幅度供后续电路(如模数转换或解调器)处理
- » 通常需要较大的增益并实现增益控制



# 无线接收机结构 —— 超外差

## ► 超外差(Super-heterodyne)结构

- »超外差 (Super Heterodyne) 体系结构于1917年由Armstrong发明
- »由天线接收的射频信号首先经过射频带通滤波器 (RF BPF)、低噪声放大器 (LNA) 和镜像干扰抑制滤波器 (IR Filter)，进行第一次下变频，产生固定频率的中频 (IF) 信号。
- »固定频率的中频信号通过中频带通滤波器 (IF BPF) 进行信道选择
- »对中频信号进行第二次下变频得到所需的基带信号。



# 无线接收机结构 —— 超外差

» 各个模块的作用

- **RF BPF**: 衰减带外信号和镜像干扰。
- **IR Filter**: 抑制镜像干扰, 将其衰减到可接受的水平。
- 第一次下变频: 使用可调的本地振荡器 (**LO1**), 全部频谱被下变频到一个固定的中频。
- **IF BPF**: 用来选择信道, 称为信道选择滤波器, 在确定接收机的选择性方面起着非常重要的作用。
- 第二次下变频: 产生同相 (**I**) 和正交 (**Q**) 两路基带信号。

## 1) 超外差结构特点

- » 依靠周密的中频频率选择和高品质的射频(镜像抑制)和中频(信道选择)滤波器, 一个精心设计的超外差接收机可以达到很高的灵敏度、选择性和动态范围, 因此长久以来成为了高性能接收机的首选。
- » 超外差结构有多个变频级, 直流偏差和本振泄漏问题不会影响接收机的性能。

# 无线接收机结构 —— 超外差

- » 使用混频器将射频信号搬到一个较低的中频频率，然后再进行信道滤波、放大和解调，解决了高频信号处理所遇到的困难。
- » 由于镜像干扰抑制滤波器和信道选择滤波器均为高Q值带通滤波器，它们只能在片外实现，因此，难以进行单片集成。
- » 超外差接收机的成本高、尺寸大。
- » 由于中频远小于信号载频，因此在中频段对有用信道进行选择比在载频段的选择对滤波器的Q值要求要低得多。

两个概念：频带(**band**)和信道(**channel**)

## — 美洲**IS-95**蜂窝移动通信系统

»发射频带： **824-849MHz**，接收频带： **869-894 MHz**，带宽：**25MHz**

»信道数量：**832/频带**，信道带宽为**30kHz**。

# 无线接收机结构 —— 超外差

## — 中国GSM系统

- » 上行频带：890~915MHz(移动台发、基站收)
- » 下行频带：935~960MHz(移动台收、基站发)
- » 频带带宽：25MHz，信道带宽为200 kHz。

## 2) 增益的分配

- 接收机从天线上接收到的信号很弱（-150 dBm至-90 dBm）
  - » 接收机需要放大**100-180dB**。
  - » 为了使放大器稳定工作，一个频带内的放大器的增益一般不超过**50-60dB**。
  - » 超外差接收机方案将接收机总增益分散到高频、中频和基带三个频段上。在较低的固定中频上实现窄带高增益放大器比在载波频段上更容易和更稳定。同时解调或A/D变换在较低的固定中频上进行也比较容易。

# 无线接收机结构 —— 超外差

---

## — 低噪声放大器(LNA)

- » 低噪声放大器(LNA)应具有一定增益以减弱混频器和中频放大器的噪声对整机的影响，提高接收机灵敏度。
- » LNA的增益不宜太高，因为混频器是非线性器件，进入它的信号太大，会产生非线性失真。LNA增益一般不超过25dB。

## 3) 本振频率的选择

- » 本振频率可以高于(**High-side Injection**)或低于(**Low-side Injection**)信号频率，这取决于所引入镜像干扰的大小和振荡器设计的难易程度。
- » 一般来说低频的振荡器相对于高频来说可以获得更低的噪声性能，但是较小的变频范围。

# 无线接收机结构 —— 超外差

## 4) 寄生通道干扰

- » 超外差接收机的最大缺点是组合干扰频率点多。
- » 混频器不是一个理想乘法器，而是一个能完成相乘功能的非线性器件，它将进入的频率为 $\omega_{RF}$ 的有用信号和频率为 $\omega_{LO}$ 的本振信号，以及混入的干扰信号(如 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ )，通过混频器非线性特性中的某一高次方项组合产生组合频率，它们可以表示为

$$|p\omega_{LO} \pm q\omega_{RF}| \quad |p\omega_{LO} \pm (m\omega_1 \pm n\omega_2)|$$

- » 若它们落在中频频带内，就会形成对有用信号的干扰。通常把这些组合频率引起的干扰称为寄生通道干扰。
- » 寄生通道干扰中最为严重的干扰是“镜像干扰”。消除镜像干扰的唯一办法是不让它进入混频器，这要靠**RF-Filter**滤除镜像干扰，滤除效果取决于**Q**值。

## 无线接收机结构 —— 超外差

- 例题：设信号频率是900MHz，中频是10.7MHz，镜像频率是921.4MHz。若RF-Filter采用单调谐LC回路，中心频率调谐在900MHz，要求回路对镜像频率衰减60dB，计算调谐回路Q值。

解：谐振回路的归一化选频特性：

$$S = \frac{V(\omega)}{V(\omega_0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}}$$

$$60(\text{dB}) = 20 \lg \sqrt{1 + 4Q^2 \left( \frac{f_{\text{im}} - f_{\text{RF}}}{f_{\text{RF}}} \right)^2} \longrightarrow Q \geq 2.1 \times 10^4$$

- » LC回路很难实现这么高的Q值，需要使用其它类型射频滤波器。
- » 由于滤波器位于接收机的最前端，它的衰减会增加接收机的噪声系数，因此其损耗应控制在几分贝以内。
- » 为了在有限的Q值内有效的衰减镜像频率，另一种方法是增大中频频率，因此中频频率的选择非常重要。

# 无线接收机结构 —— 超外差

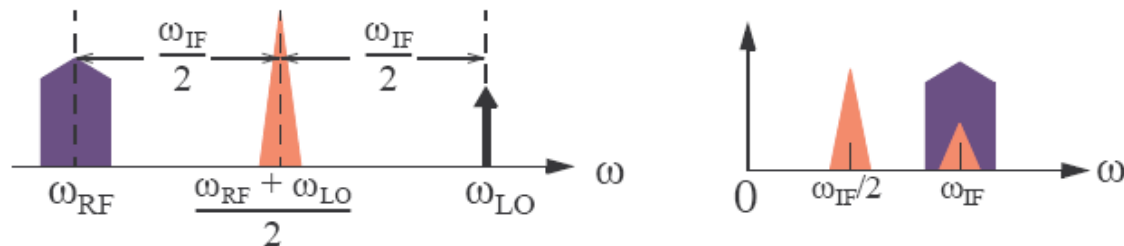
## 5) 灵敏度与选择性

### » 多次变频

为了解决中频选择中遇到的“灵敏度”和“选择性”的矛盾，以获得更高的灵敏度和选择性，有时需要通过2次或更多次变频，在多个中频频率上逐步滤波和放大。

## 6) 半中频(Half-IF)干扰

» 如果超外差接收机的射频放大器、混频器等电路存在二次失真，将会引起所谓的**Half-IF**问题





# 无线接收机结构 —— 超外差

---

- 本振的2次谐波与半中频干扰的2次谐波相混频

$$2\omega_{LO} - 2\frac{\omega_{RF} + \omega_{LO}}{2} = \omega_{LO} - \omega_{RF} = \omega_{IF}$$

- 本振与半中频干扰信号混频后经过二次失真

$$2(\omega_{LO} - \frac{\omega_{RF} + \omega_{LO}}{2}) = 2\frac{\omega_{IF}}{2} = \omega_{IF}$$

# 无线接收机结构 —— 零中频

## ➤ 零中频(zero-IF)或直接下变频(direct-conversion)接收机

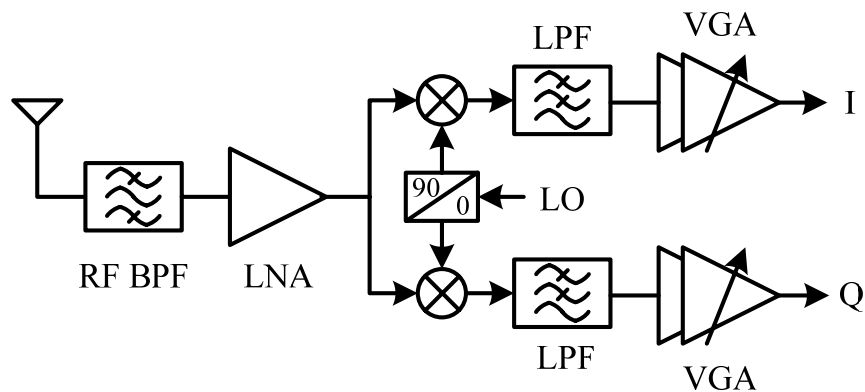
### 1) 结构

» 零中频接收机结构是接收机最自然、最直接的实现方法

» 零中频接收机的本振频率 $\omega_{LO}$ 等于载频 $\omega_{RF}$ ，即中频 $\omega_{IF}$ 为零

» 不存在镜像频率，也就没有镜像频率干扰问题，不需要镜频抑制滤波器

» 由于下变频是基带信号，因此不需要专用的中频滤波器来选择信道，而只须用低通滤波器来选择有用信道，并用基带放大器放大即可，有利于系统的单片集成和降低其成本与功耗

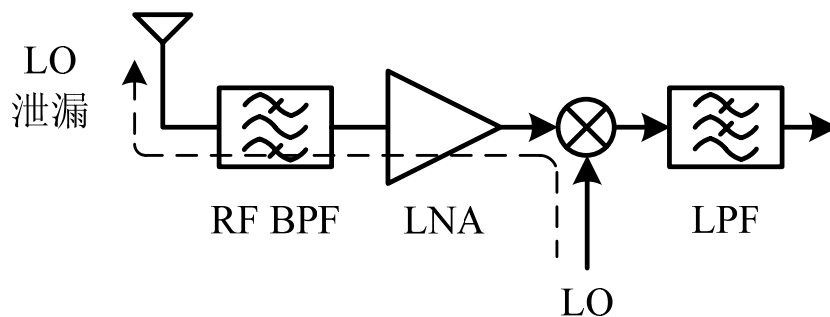


# 无线接收机结构 —— 零中频

## 2) 存在的问题

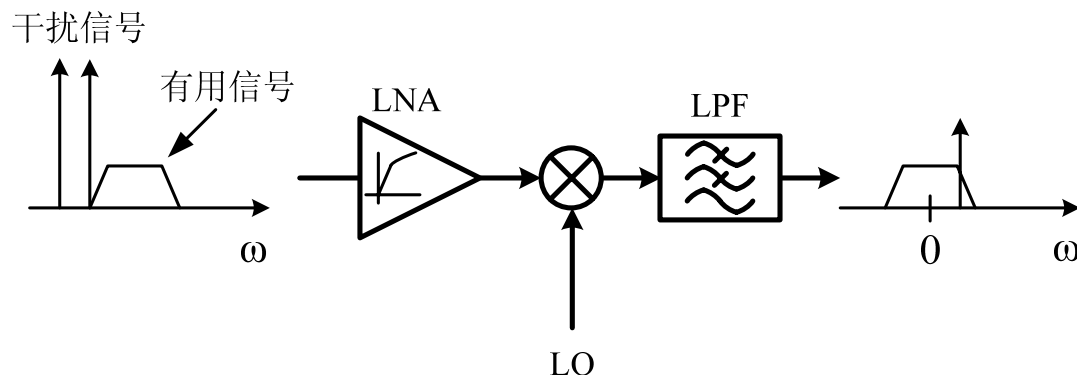
### (1) 本振泄漏(LO Leakage)

- » 如果本振信号是差分的，则泄漏到天线端会相互抵消。



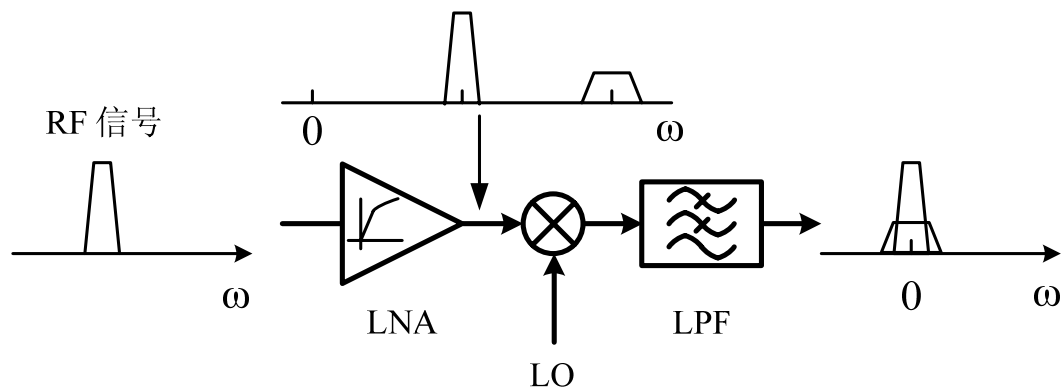
### (2) 偶次失真干扰(Even-Order Distortion)

- » 混频器的 **RF** 口与 **IF** 口的隔离度有限，干扰信号对基带信号造成干扰



# 无线接收机结构 —— 零中频

- » 射频信号的二次谐波与本振输出的二次谐波混频后，被下变频到基带上，与基带信号重叠，造成干扰

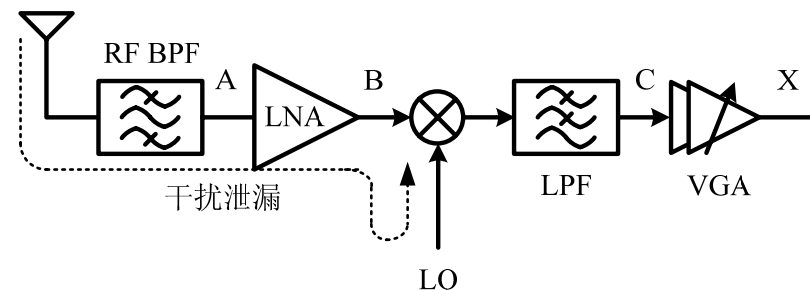
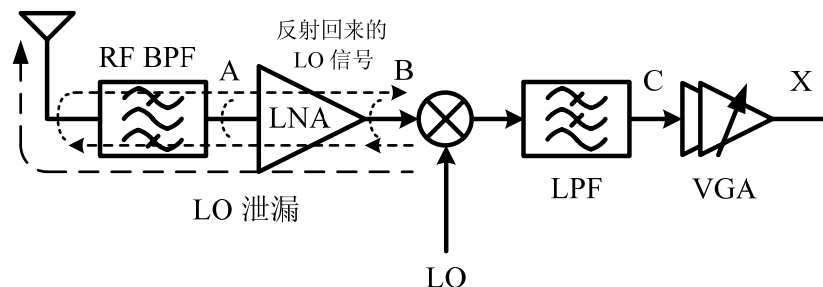


- » 混频器RF端口会遇到同样问题。因为加在混频器RF端口上的信号幅度最强，所以混频器的偶次非线性会在输出端产生严重的失真。
- » 采用差分结构，可以提高电路的2阶截点(IP2)，降低LNA的2次非线性。因此，偶次失真的解决方法是在低噪放和混频器中使用全差分结构以抵消偶次失真。

# 无线接收机结构 —— 零中频

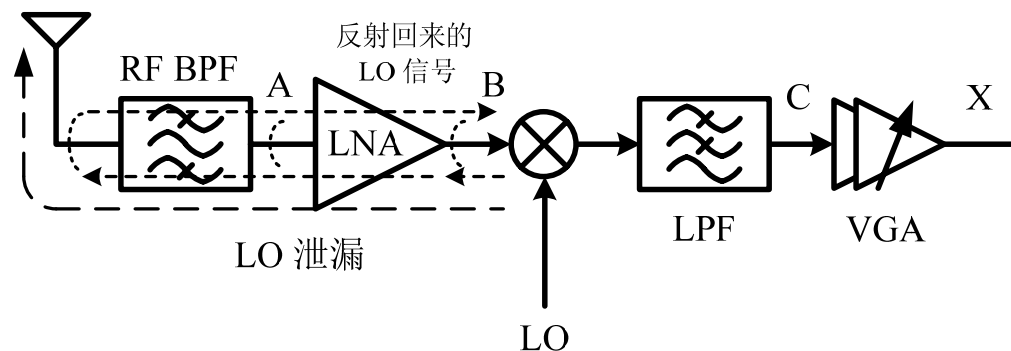
## (3) 直流偏差(DC offset)

- » 由自混频(self-mixing)引起。
- » 由本振泄漏的本振信号从天线回到LNA，进入下变频器的射频口，它和本振信号混频，差拍直流。
- » 同样，进入LNA的强干扰信号也会由于混频器各口的隔离性能不好而漏入本振口，反过来和射频口的强干扰混频，差拍为直流。
- » 直流偏移往往大于射频前端的噪声，使信噪比变差，而且大的直流偏移可能使混频器后的放大器饱和。



# 无线接收机结构 —— 零中频

## 一 自混频引起的直流偏差计算



由天线至X点的总增益约为100dB，本振信号的峰峰值为0.63V（在 $50\Omega$ 中为0dBm），在耦合到A点时信号被衰减了60dB。如果低噪放和混频器的总增益为30dB，则混频器输出端将产生大约10 mV的直流偏差。而在这一点上的有用信号电平可以小到 $30\mu\text{V}_{\text{rms}}$ 。因此，如果直流偏差被剩余的70dB增益直接放大，放大器将进入饱和状态，失去对有用信号的放大功能。

# 无线接收机结构 —— 零中频

---

## 一 消除直流偏差的方法

### » 数字信号处理

直流偏差可以在数字域通过数字信号处理的方法减弱，但算法相当复杂。尤其是当直流偏差为时变的，消除干扰就更困难。

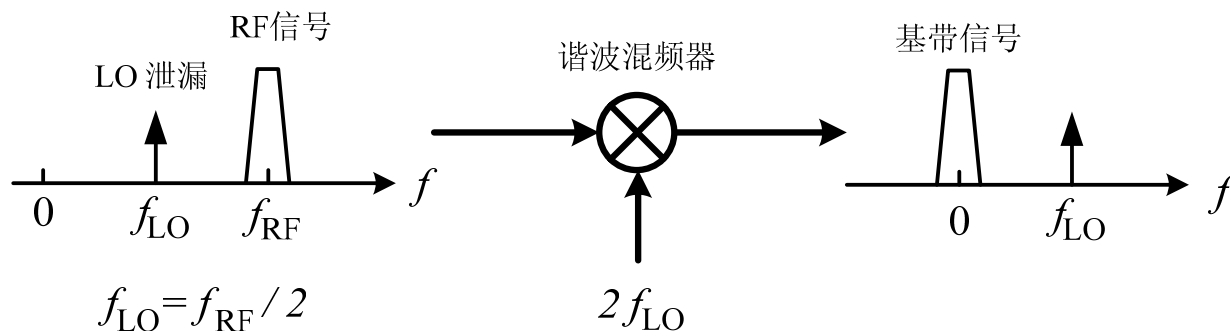
### » 交流耦合(AC Coupling)

将下变频后的基带信号用电容隔直流的方法耦合到基带放大器，以此消除直流偏差的干扰。对于直流附近集中了比较大能量的基带信号，这种方法会增加误码率，不宜采用。因此减少直流偏差干扰的有效方法是将欲发射的基带信号进行适当的编码并选择合适的调制方式，以减少基带信号在直流附近的能量。此时可以用交流耦合的方法来消除直流偏差而不损失直流能量。缺点是要用到大电容，增大了芯片的面积。

# 无线接收机结构 —— 零中频

## » 谐波混频(Harmonic Mixing)

本振信号频率选为射频信号频率的一半，混频器使用本振信号的二次谐波与输入射频信号进行混频。由本振泄漏引起的自混频将产生一个与本振信号同频率的交流信号，但不产生直流分量，从而有效地抑制了直流偏差。





# 无线接收机结构 —— 零中频

---

## » 低频噪声( $1/f$ noise)

有源器件内部存在闪烁噪声( $1/f$  noise), 尤其是MOSFET的 $1/f$ 噪声比较大, 对零中频的基带信号产生干扰, 降低信噪比。混频器设计为有一定增益, 而且设计时应尽量减小混频器的 $1/f$ 噪声。

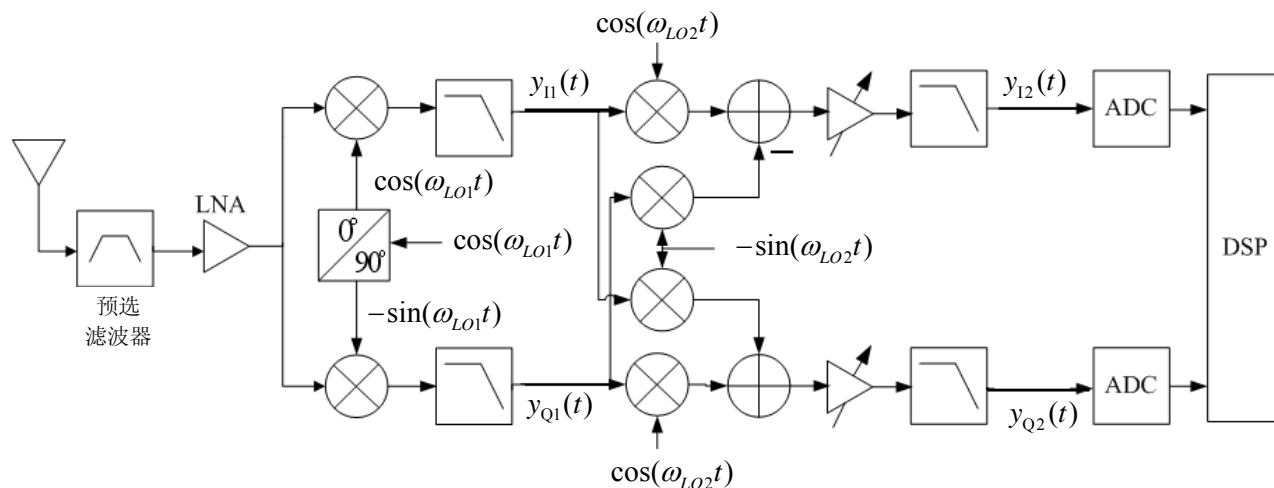
## » I/Q失配

元件失配会造成两条正交支路不匹配, 产生失真。

采用DSP方法进行补偿。

# 无线接收机结构 —— 宽中频

## ► 二次变频宽中频接收机



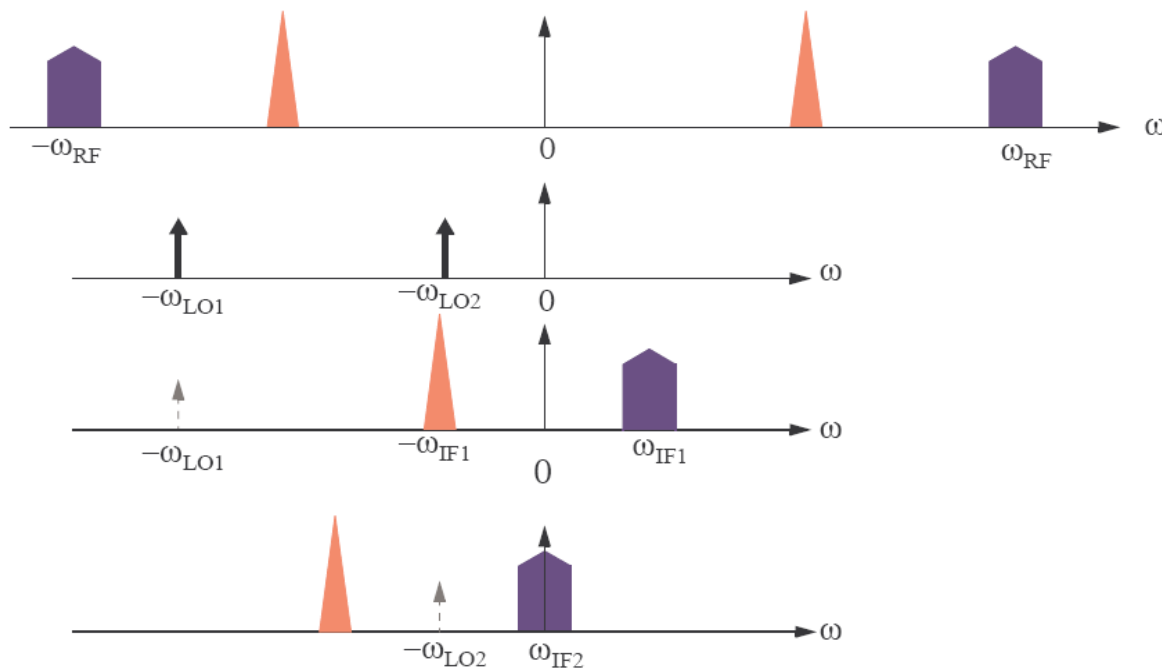
- » 使用两次复混频，有效地解决了镜频干扰问题
- » 与超外差结构相比，这种结构省去了片外滤波器，提高了系统集成度。
- » 二次变频宽中频接收机的第一本振采用固定频率，整个信号频段被搬移到第一中频；第二本振采用可变频率，完成调谐功能；第二中频为零中频，使用低通滤波器选择信道。

# 无线接收机结构 —— 宽中频

» 与零中频相比，不存在直流漂移和本振泄漏问题。

» 固定频率的第一本振和低频的第二本振可以使振荡器和频率合成器的相位噪声获得改善。

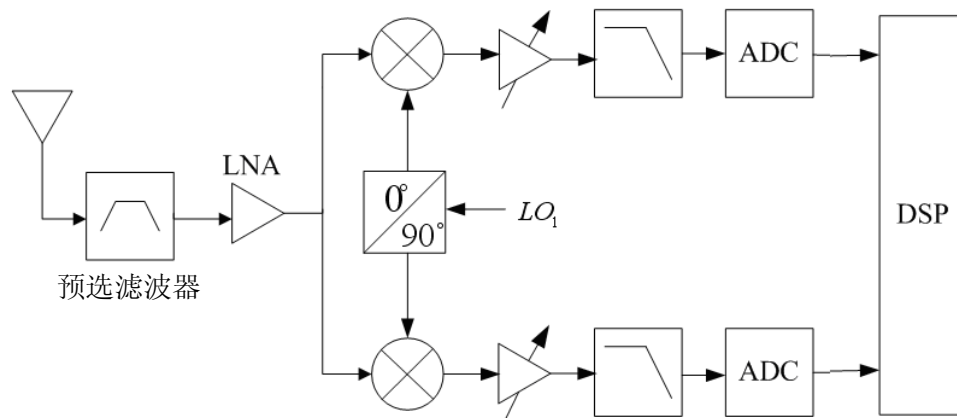
» 但是第二本振频率较低，要获得大变频范围较为困难。同时由于第一中频处没有信道选择滤波，所有信道均被放大后进行第二次变频，相邻信道的干扰较为严重，因此对动态范围有较高的要求。



# 无线接收机结构 —— 低中频

## ➤ 二次变频低中频结构

- » 二次变频低中频结构与宽中频一样采用两次复混频来抑制镜频干扰，所不同的是降低了中频频率

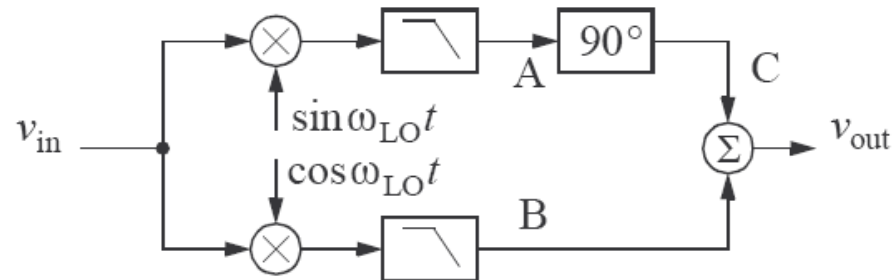


- » 直流偏移不会干扰有用的低中频信号。
- » 模数转换器(A/D Converter, ADC)可以放在第二次变频之前，在数字模块实现镜频抑制，可以大大降低正交失配，但对模数转换器精度要求较高。
- » 使用复混频以抑制镜像干扰，同时需要结合使用额外的镜频抑制措施，如镜频陷波滤波器(notch filter)、多相滤波器(poly-phase filter)和数字滤波器等，以进一步提高镜像抑制能力。

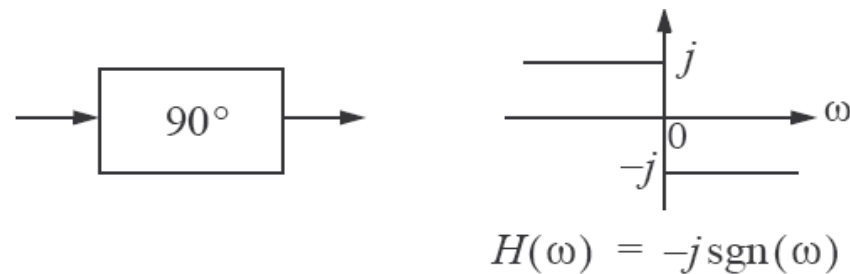
# 无线接收机结构 —— 镜像抑制

## ➤ 镜像抑制接收机

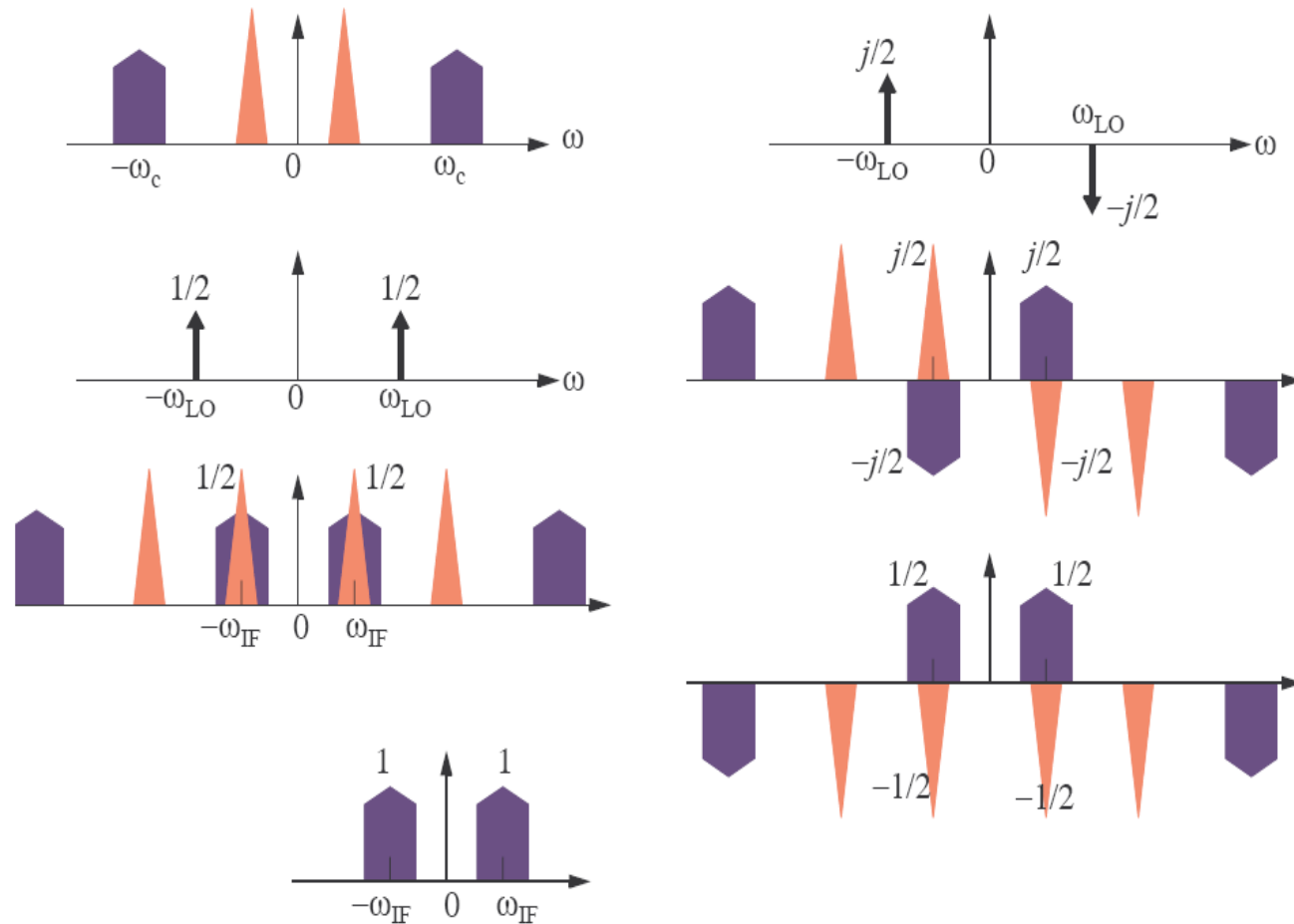
### 1) Hartley image-reject receiver



#### – 90°移相: Hilbert

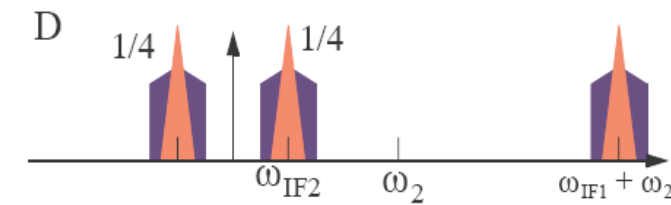
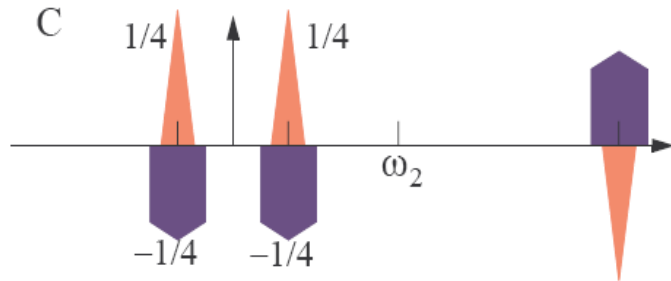
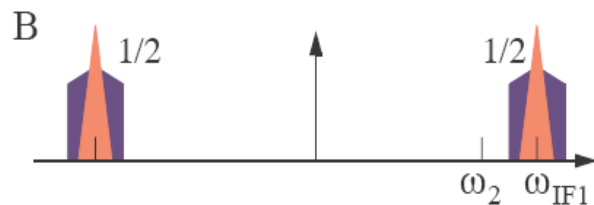
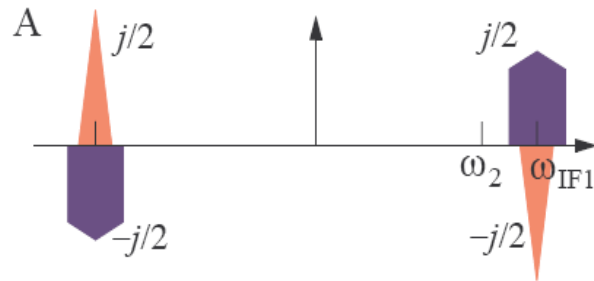
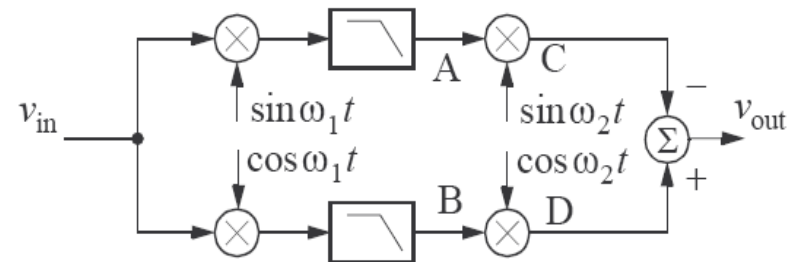


# 无线接收机结构 —— 镜像抑制



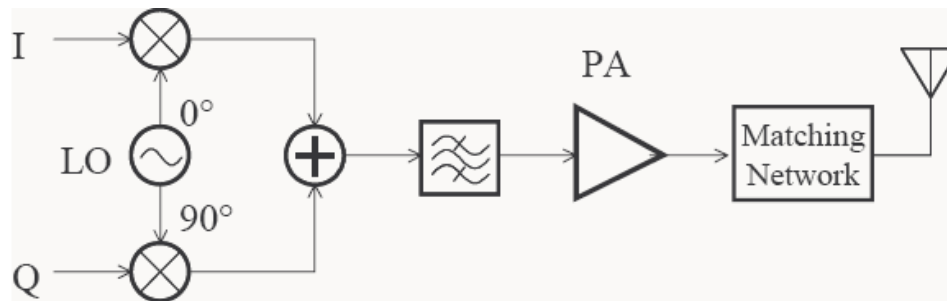
# 无线接收机结构 —— 镜像抑制

## 2) Weaver image-reject receiver

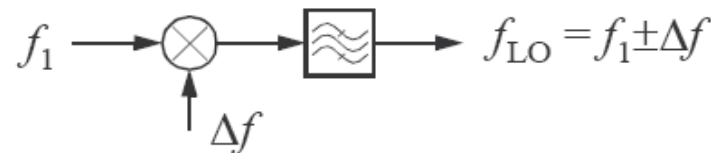


# 无线发射机结构

## ➤ 直接上变频(Direct-conversion)



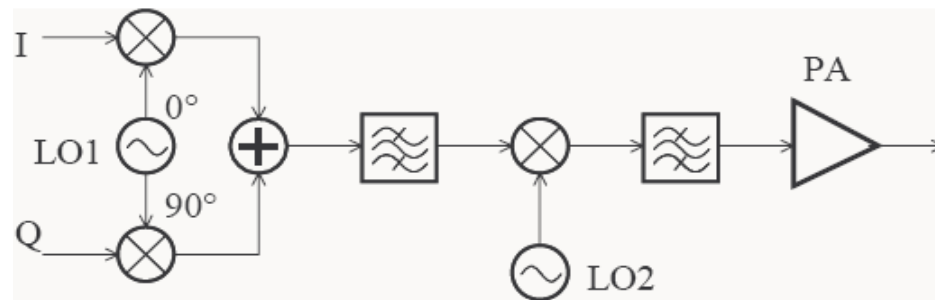
- » 结构简单
- » 功放对本振形成干扰(LO pulling or injection locking)
- » 本振频率可以通过加减一个偏移量来获得, 从而避免LO pulling





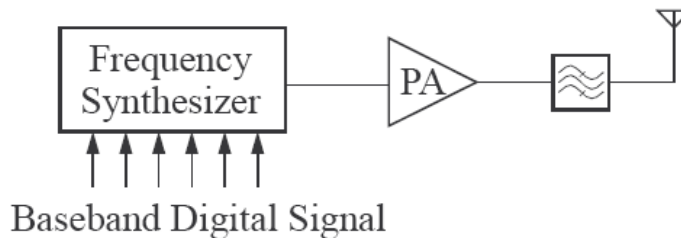
# 无线发射机结构

## ➤ 超外差式



- » 功放与本振之间具有良好的隔离度
- » 第一本振频率较低，可以达到较高的调制质量
- » 复杂度较高

## ➤ 直接数字调制



## 参考文献

---

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998.
- [2] Shahriar Mirabbasi and Ken Martin, “Classical and Modern Receiver Architectures”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 132-139, Nov. 2000.
- [3] Thomas H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, 2002.6, Publishing House of Electronics Industry.
- [4] Masoud Zargari, David K. Su, C. Patrick Yue, Shahriar Rabii, David Weber, Brian J. Kaczynski, Srenik S. Mehta, Kalwant Singh, Sunetra Mendis, and Bruce A. Wooley, “A 5-GHz CMOS Transceiver for IEEE 802.11a Wireless LAN Systems”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, pp. 1688-1694, VOL. 37, NO. 12, DECEMBER 2002.
- [5] Asad A. Abidi, “Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, pp1399-1410, VOL. 30, NO. 12, DECEMBER 1995.

## 参考文献

---

- [6] Jan Crols and Michiel S. J. Steyaert, “Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers”, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, pp269-282, VOL. 45, NO. 3, MARCH 1998
- [7] Behzad Razavi, “Design Considerations for Direct-Conversion Receivers”, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 44, No. 6, June 1997, pp. 428-435.
- [8] Zhaofeng Zhang, Zhiheng Chen, Jack Lau, „A 900MHz CMOS Balanced Harmonic Mixer for Direct Conversion Receivers”, IEEE 2000, pp. 219-222.