

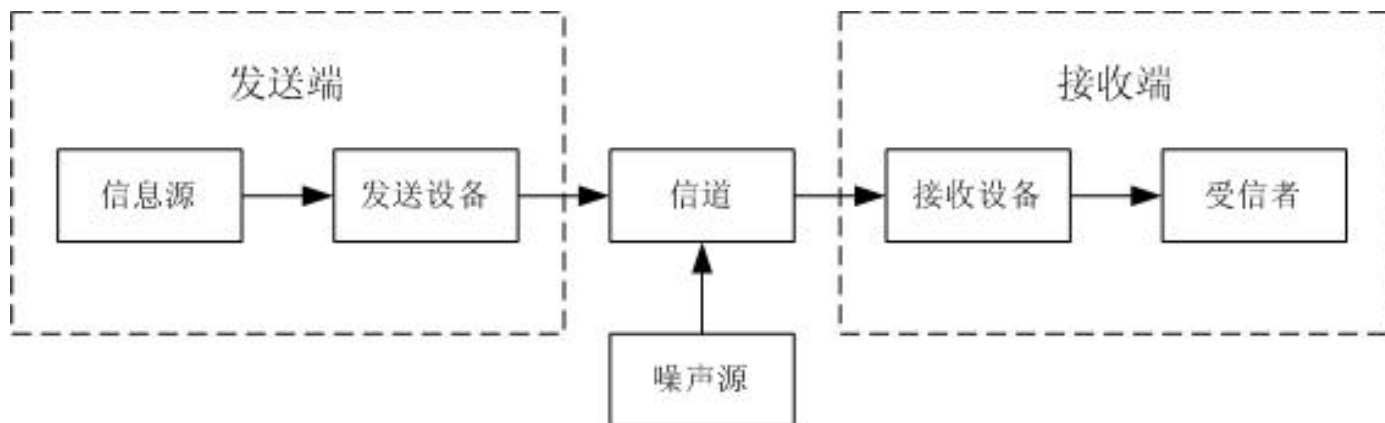
第5章 发射与接收机结构

本章内容

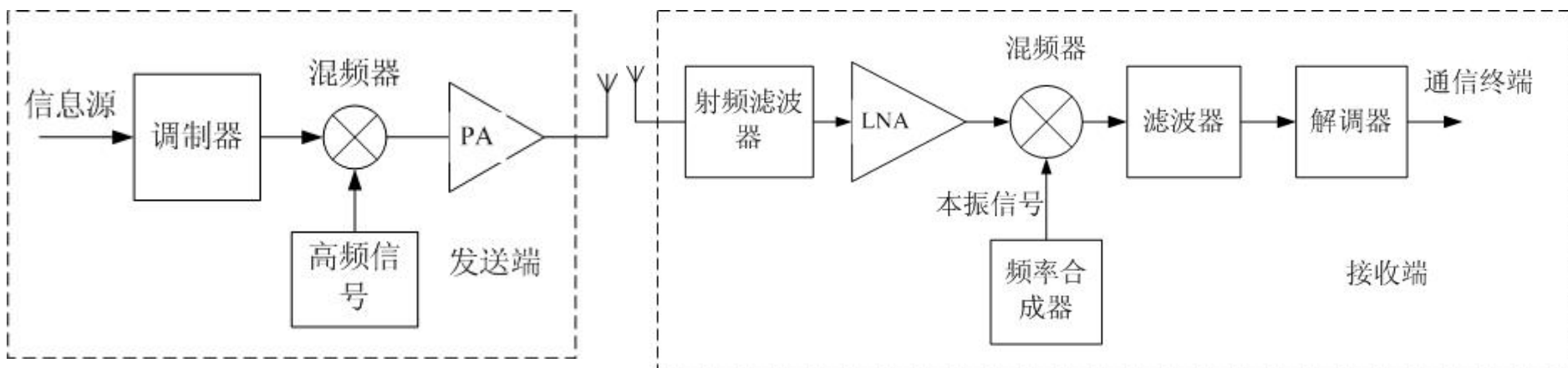
- 接收机与发射机的系统模型
- 直接高放接收机 P.238
- 单次变频外差式接收机P.238
- ✓ 收发机系统中的干扰及其抑制方法
- 双重变频超外差接收机
- AGC与AFC

收发机系统的模型

- 收发机的通用系统模型如下图所示，概括的反映了点对点通信系统的共性。根据应用环境不同，将会出现不同形式的较具体的系统模型。

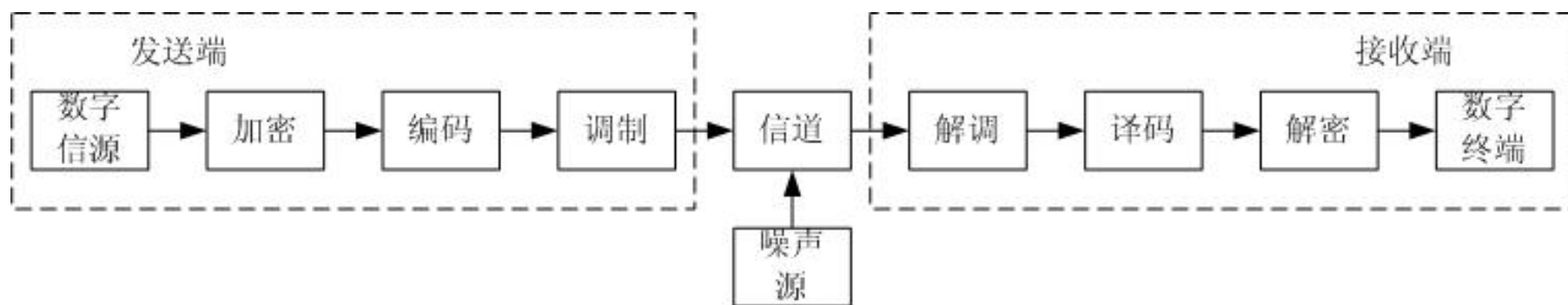


模拟收发机系统



- 模拟收发机系统传送的是模拟信号，发送端的信息源将所需传输的语音、图像等连续变化的低频的模拟信息转变为连续变化的原始电信号。

数字收发机系统

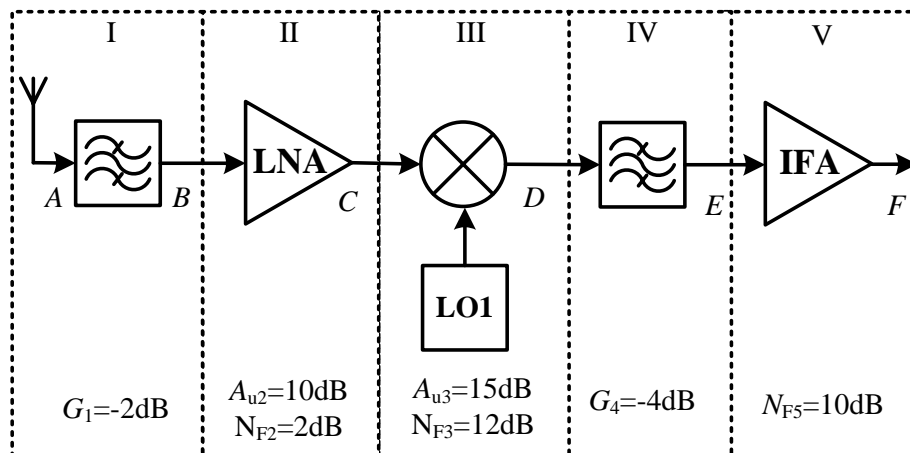


- 数字收发机系统是传输数字信号的，在发送端必须把由信息源产生的连续变化的模拟基带信号，变换成离散的数字脉冲信号。

级联系统增益

- 在接收机的设计中，理想情况下前级电路输出阻抗和后级电路的输入阻抗相等，噪声系数级联公式中的功率增益与电压增益相等。
- 实际情况中往往前后级电路间的阻抗不匹配，噪声系数级联公式中的功率增益与电压增益不等，需要重新计算功率增益。

例题 P.87



- 例3.6.1 某接收机由五级电路构成，滤波器无增益， L 为插入损耗。假设端口A、B、C都是共轭匹配且阻抗都为 50Ω 。混频器的输出阻抗D为 500Ω ，第四级的中频滤波器源和负载阻抗E都是 500Ω ，若输入噪声电流忽略不计，求该接收系统的噪声系数。

例题

- 解：由滤波器无增益可得 $G_1=-N_{F1}=-2\text{dB}$ ， $G_2=-N_{F4}=-4\text{dB}$ 。
根据无源互易网络的特性可得 $N_{F1}=2\text{dB}$ ， $N_{F4}=4\text{dB}$ 。
- 由于输入输出的阻抗相等，所以 $G_{p2}=A_{u2}=10\text{dB}$ 。
- $G_{p3}=10\lg(P_D/P_C)=10\lg((U_D^2/2R_D)/(U_C^2/2R_C))=20\lg(U_D/U_C)+10\lg(R_C/R_D)=A_{u3}+10\lg(R_C/R_D)=5(\text{dB})$ 。
- 将所有参数都化为无量纲数，可得： $F_1=F_2=1.59$ ， $F_3=15.9$ ， $F_4=2.51$ ， $F_5=10$ ， $G_2=10$ ， $G_3=3.16$ ， $G_1=0.63$ ， $G_4=0.4$
- 可以求出级联系统的噪声为

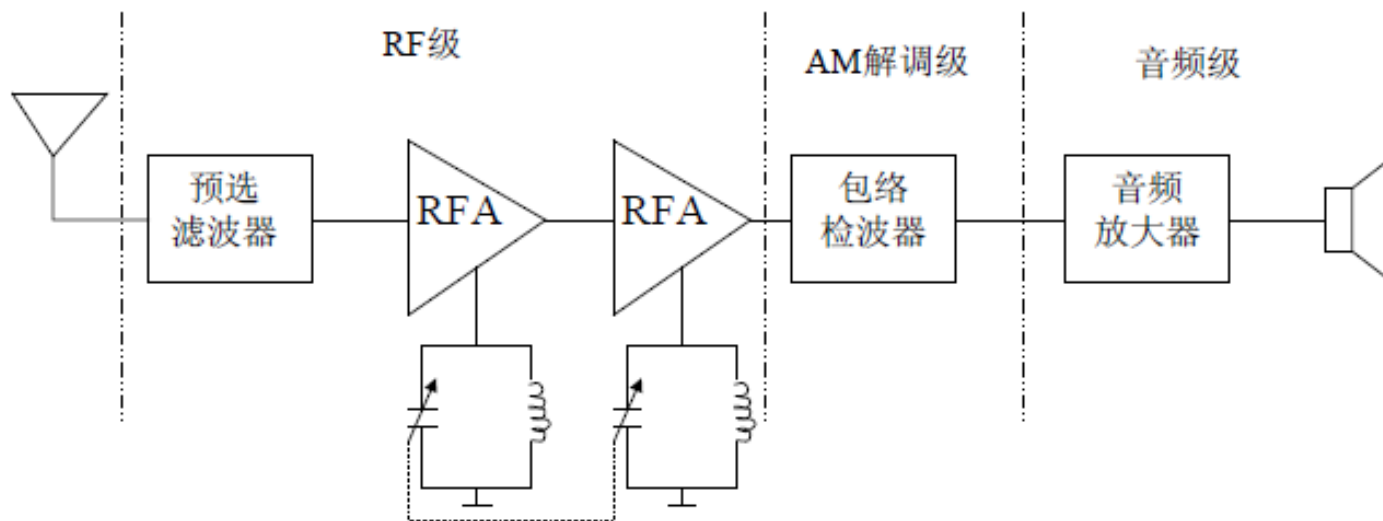
$$F=F_1+(F_2-1)/G_1+(F_3-1)/(G_1*G_2)+(F_4-1)/(G_1*G_2*G_3)+(F_5-1)/(G_1*G_2*G_3*G_4)=6.11$$

则 $N_F=7.86\text{dB}$ 。

本章内容

- 接收机与发射机的系统模型
- 直接高放接收机P.238
- 单次变频外差式接收机 P.238
- ✓ 收发机系统中的干扰及其抑制方法
- 双重变频超外差接收机
- AGC与AFC

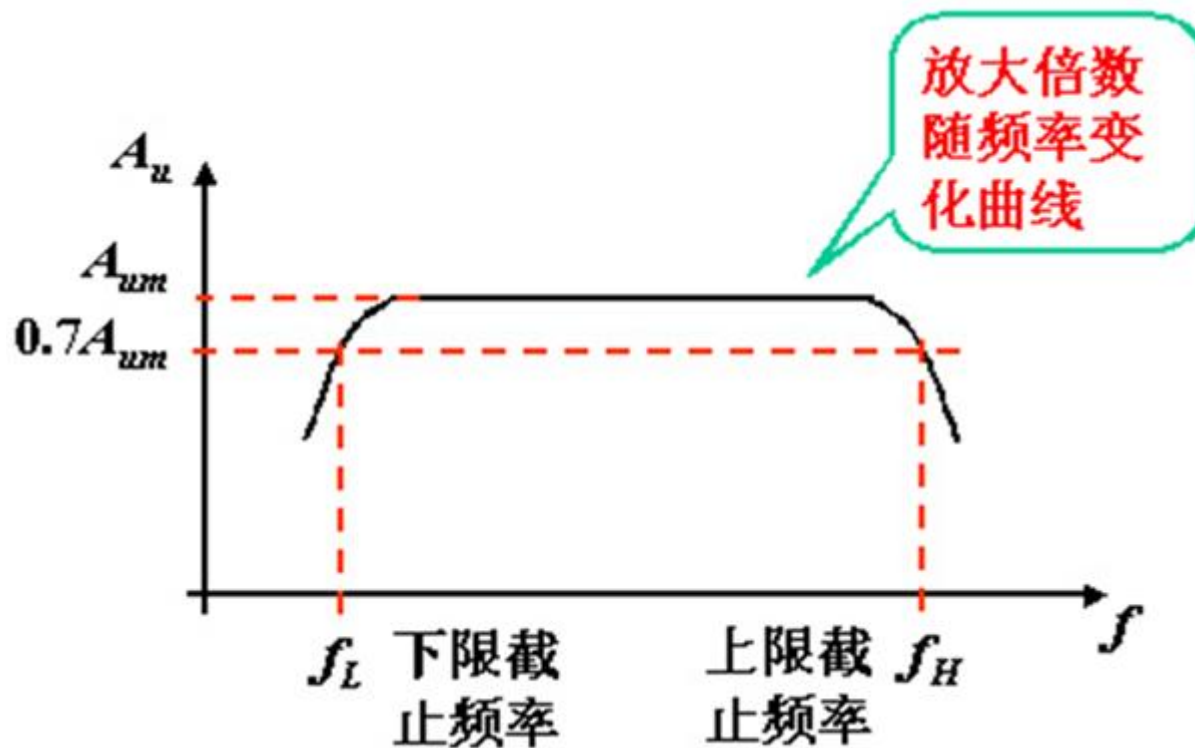
直接高放式接收机



缺点:

- 高频放大增益做不高，灵敏度低。
- 波段内高、低端放大器增益不均匀。
- 若采用多级高频放大，各级的谐振回路统调困难。

直接高放式接收机

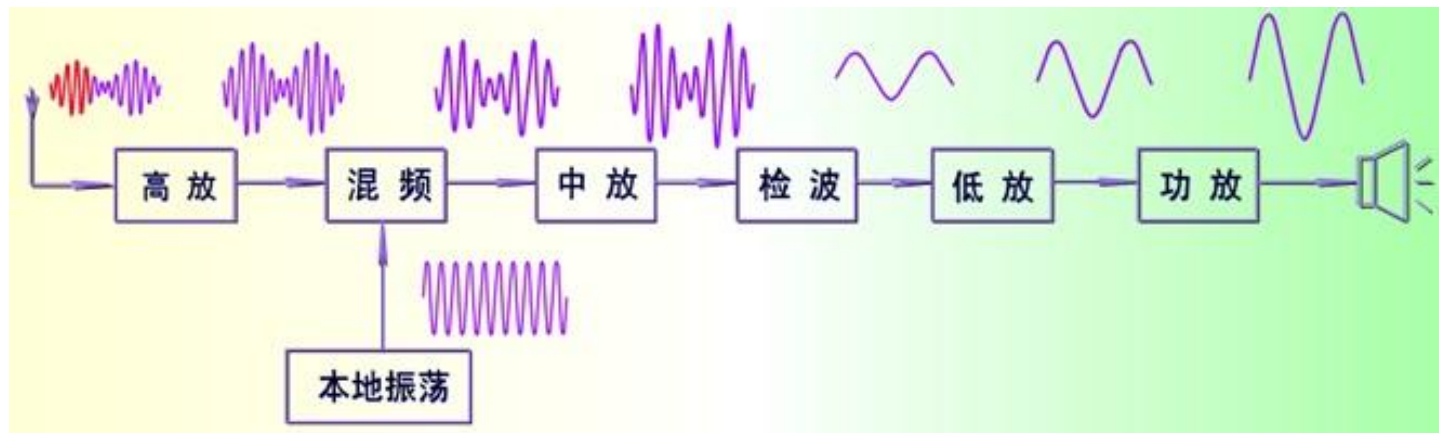


- 通频带: $f_{bw} = f_H - f_L$

本章内容

- 接收机与发射机的系统模型
- 直接高放接收机
- 单次变频外差式接收机 P.238
- ✓ 收发机系统中的干扰及其抑制方法
- 双重变频超外差接收机
- AGC与AFC

单次变频外差式接收机



- 外差接收是将射频 f_R 与本振 f_L 通过下变频产生中频 f_I ，且要求本振频率始终高于接收射频一个中频。这一要求可以用预选回路与本振回路的统调实现。这样就可以始终保证 $f_I = |f_L \pm f_R|$ ，即中频 f_I 永不变。
- 对波段内所有的接收频率都变成处理一个中频信号 f_I 的接收机就是超外差接收机。

本章内容

- 接收机与发射机的系统模型
- 直接高放接收机
- 单次变频外差式接收机
- ✓ 收发机系统中的干扰及其抑制方法
- 双重变频超外差接收机
- AGC与AFC

混频原理 P.63

- 混频器是一种频率变换器件，理想混频器是把两输入信号在时域中相乘：

$$A\cos\alpha \cdot B\cos\beta = \frac{AB}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

和频，上变频

差频，下变频

- 必须通过滤波器滤除不需要的频率成分。

混频原理（时域）

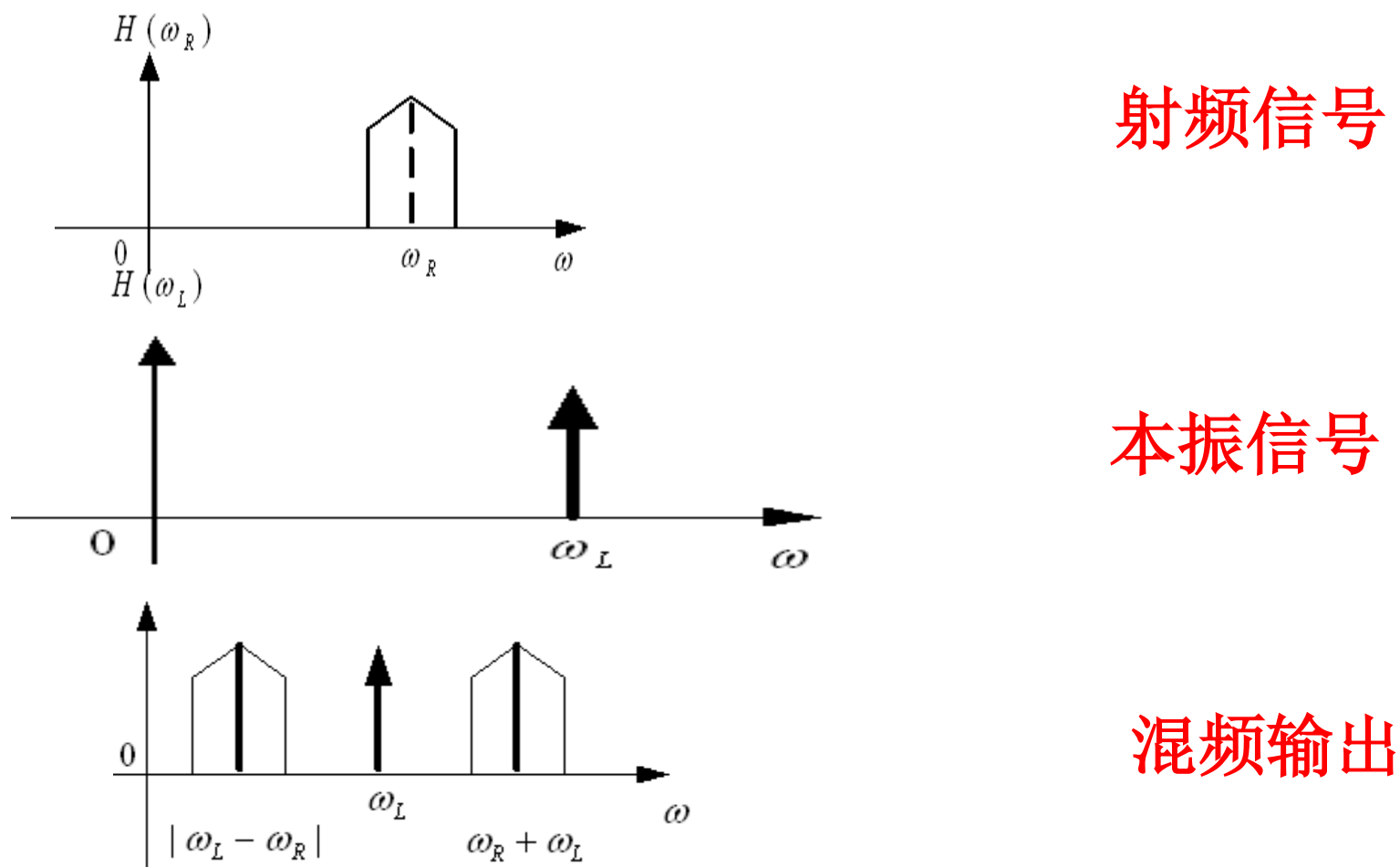
- 混频器有两个输入端：分别为射频（**RF**）与本振（**LO, Local Oscillator**）信号；一个输出端：中频（**IF, Intermediate Frequency**）。
- 中频频率 f_I 可以有两种关系式表达

$$f_I = f_L + f_R \quad \text{上混频}$$

$$f_I = |f_L - f_R| = \begin{cases} f_L - f_R & (f_L > f_R) \\ f_R - f_L & (f_L < f_R) \end{cases} \quad \text{下混频}$$

混频原理（频域）

- 从频域角度来看，混频是一种频谱的线性搬移，输出IF与输入RF的频谱结构相同。



失真与干扰 P.67

- 混频器输入为两单音信号时，输出电流表达式为

$$\begin{aligned} i = & a_0 + \frac{1}{2}a_2U_{1m}^2 + \frac{1}{2}a_2U_{2m}^2 \\ & + (a_1U_{1m} + \frac{3}{4}a_3U_{1m}^3 + \frac{3}{2}a_3U_{1m}U_{2m}^2)\cos\omega_1t \\ & + (a_1U_{2m} + \frac{3}{4}a_3U_{2m}^3 + \frac{3}{2}a_3U_{1m}^2U_{2m})\cos\omega_2t \\ & + \frac{1}{2}a_2U_{1m}^2\cos 2\omega_1t + \frac{1}{2}a_2U_{2m}^2\cos 2\omega_2t \\ & + a_2U_{1m}U_{2m}\cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2U_{1m}U_{2m}\cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ & + \frac{1}{4}a_3U_{1m}^3\cos 3\omega_1t + \frac{1}{4}a_3U_{2m}^3\cos 3\omega_2t \\ & + \frac{3}{4}a_3U_{1m}^2U_{2m}\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4}a_3U_{1m}^2U_{2m}\cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\ & + \frac{3}{4}a_3U_{1m}U_{2m}^2\cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \frac{3}{4}a_3U_{1m}U_{2m}^2\cos(\omega_1 - 2\omega_2)t \end{aligned}$$

混频失真与干扰

组合频率分量	幂次	组合频率分量	幂次
ω_1	1	$3\omega_1$	3
ω_2	1	$3\omega_2$	3
$2\omega_1$	2	$ 2\omega_1 \pm \omega_2 $	3
$2\omega_2$	2	$ \omega_1 \pm 2\omega_2 $	3
$ \omega_1 \pm \omega_2 $	2	$\pm p\omega_1 \pm q\omega_2$	n

寄生通道干扰

- 当混频器的输入信号中含有干扰信号 f_m 时，则干扰信号可与本振信号相互作用产生中频即：

$$\blacktriangleright \pm (af_L \pm bf_m) = f_I = |f_L - f_R|$$

- 若将中频信号的通道称为主通道，则该干扰信号与本振信号产生的信号通道则称为寄生通道。

1. 镜频干扰

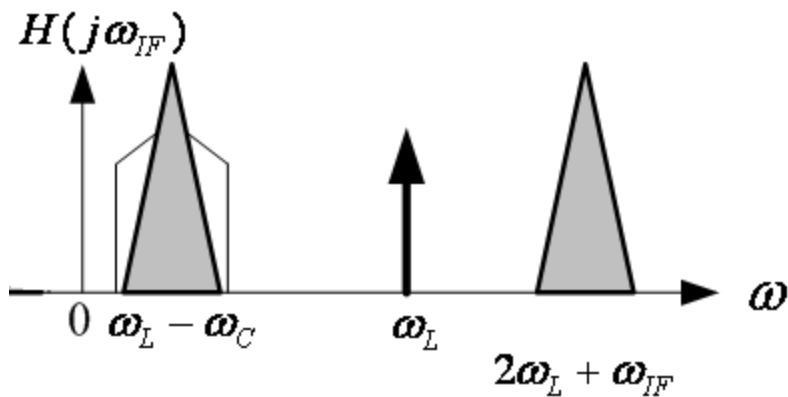
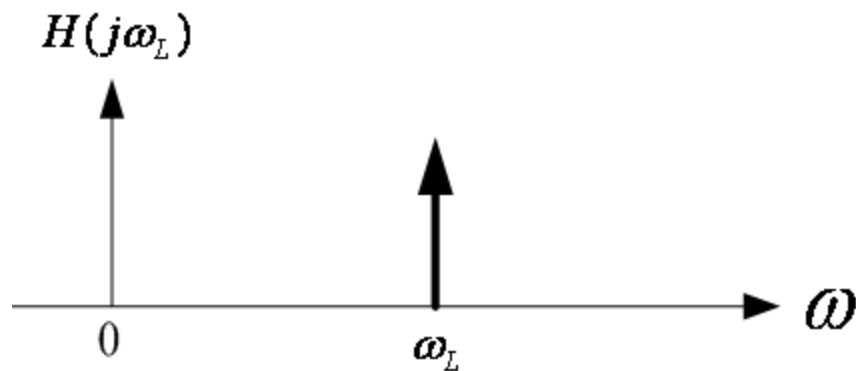
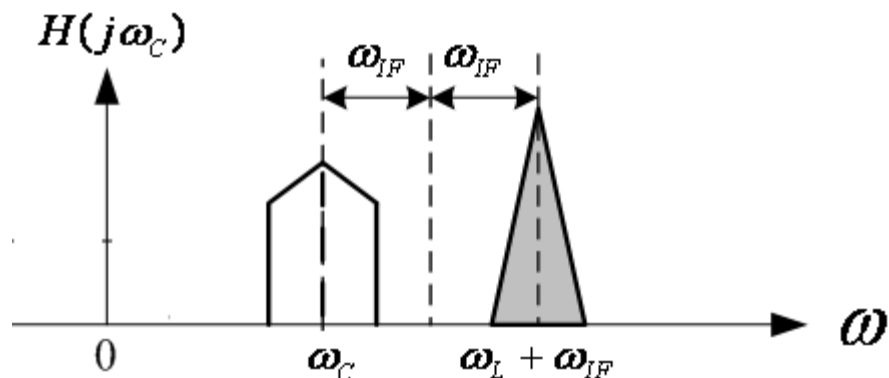
- ◆ 即使是理想的下混频器，若有一个射频输入信号 f_R 和一个干扰信号 $f_{\text{IMG}} = f_R + 2f_I$ ，与本振混频后可能产生与中频信号频率相同信号：

$$f_L - f_R = f_I = f_{\text{IMG}} - f_L$$

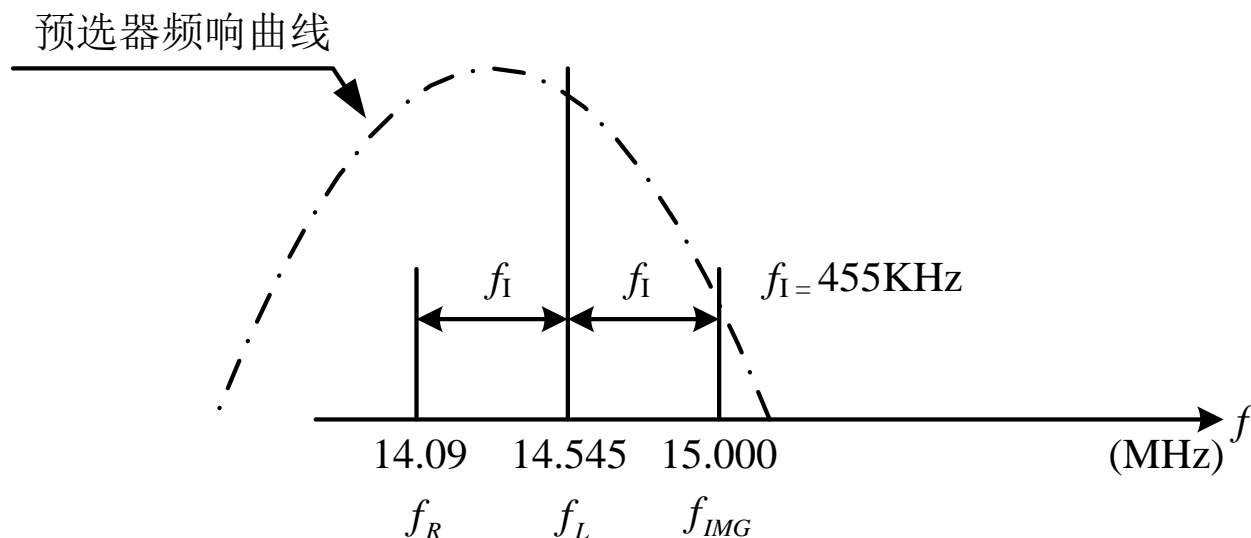
- ◆ 上式中产生了两个频率相同的信号，通常将该干扰信号称为镜频，用 f_{IMG} 表示。
- ◆ 镜频干扰是寄生通道干扰中最主要的一种。

镜频干扰

• 以下变频为例



镜频干扰



- 若某电台的频率是**14.09MHz**，本振为**14.545MHz**，则中频为**455kHz**。由于接收机的非理性特性，有一干扰信号的频率为**15MHz**，这两个信号都会由接收通道进入混频器，与混频器产生有用的中频和干扰信号。

2. 本振与射频的组合频率干扰

- 若射频信号与本振的组合频率 $f = pf_L \pm qf_R = f_I \pm F$ (F 小于中频带宽)，则组合频率在接收机的中频附近，对接收机产生干扰。
- 这类干扰造成的干扰频率在本振或是在射频信号基波频率上下对称分布。影响最大的是三阶组合干扰频率，即 $f_L \pm 2f_R$ 或 $2f_L \pm f_R$ 。
- 产生这种干扰的原因是混频器的非线性或本振信号的频谱不纯，含有丰富的谐波成份，产生了这种组合频率的干扰。

例题

- **例3.3.4** 某下变频接收机接收到的电台信号频率为3.001MHz，若本振频率为4.501MHz，中频滤波器带宽为 $\pm 3\text{KHz}$ 。

求 1) 计算中频频率；

2) 是否可能产生组合频率干扰进入接收机？

例题

- 解：已知 $f_R=3.001\text{MHz}$ ， $f_L=4.501\text{MHz}$ 。
- 可以求出中频 $f_I=f_L-f_R=4.501-3.001=1.5(\text{MHz})$
- 可求出接收信号的二次谐波分量与本振信号的组合频率为 $2f_R-f_L=1.501(\text{MHz})$ 。该组合频率与滤波器的中心频率 1.5MHz 仅差 1kHz ，处于滤波器的带宽内。因此该组合频率可以通过混频器进入通道。

3. 互相调制干扰

- 当非线性系统的射频输入口有多个干扰信号 f_1 、 f_2 同时进入时，每个干扰信号单独与本振作用的组合频率并不等于中频，但是会产生 $\pm[|pf_1 - qf_2| - f_L] = f_{IF}$ 的组合频率分量，使混频器的输出产生中频失真。
- 这种由于两个信号相互作用产生的干扰称为互调干扰。当 p 与 q 的值越小，相应产生的干扰分量的幅度越大。其中以三阶互调即 $p+q=3$ 最为严重。
- 三阶互调的干扰信号频率与射频信号频率之间满足 $2f_1 - f_2 = f_R$ 或 $f_1 - 2f_2 = f_R$ 。
- 互调干扰属于频谱失真。

例题

- **例3.3.3**若非线性电路中三极管的集极输出电流表达式为，

$$i_c = I_0 + au_{be} + bu_{be}^2 + cu_{be}^3 + du_{be}^4$$

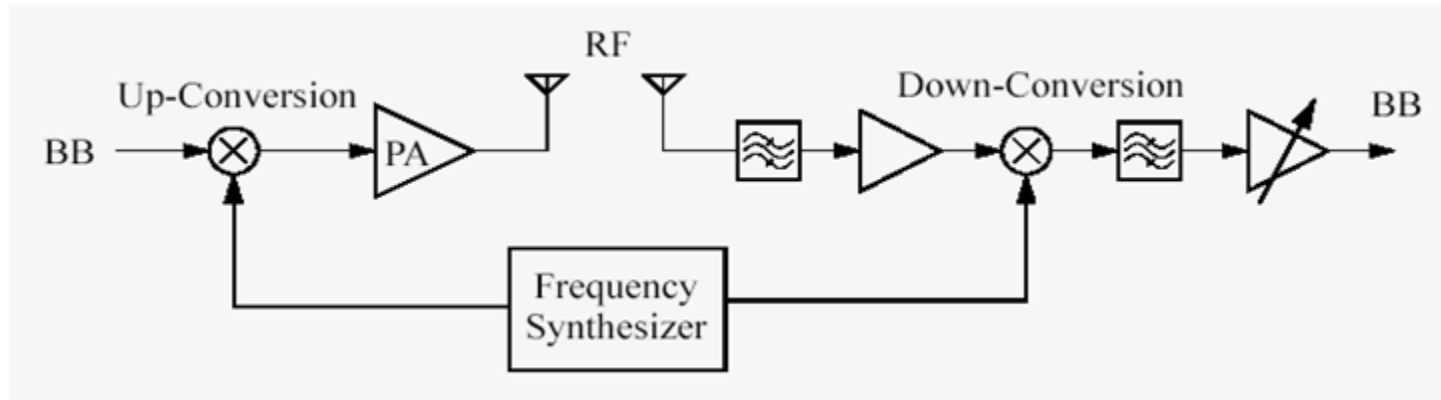
本振频率 $f_L=23\text{MHz}$ ，接收的有用射频信号频率为 $f_R=20\text{MHz}$ ，接收通道中频 $f_I=f_L-f_R=3\text{MHz}$ ，若混频器输入端作用着两个干扰信号 $f_{M1}=19.6\text{MHz}$ ， $f_{M2}=19.2\text{MHz}$ ，试问这两个干扰信号是否会对接收机产生干扰？如果有干扰这是一种什么干扰？

例题

- 解：当干扰信号的组合频率分量 $(2f_1-f_2)$ 或 $(2f_2-f_1)$ 的频率与接收机的射频频率相等，该组合频率干扰信号与本振信号混频所得出的信号的频率与接收机的中频信号的频率相等，从而进入接收通道引起三阶互调干扰。

由于 $f_L-(2f_2-f_1)=4.2\text{MHz}\neq f_I$ ， $f_L-(2f_1-f_2)=3\text{MHz}=f_I$ ，故三阶互调干扰是由 $(2f_1-f_2)$ 分量产生的。

镜频干扰抑制方法



- 镜频干扰是由于中频频率选得比较低，使得镜频干扰频率在接收机滤波器的通带范围内。如果选取较高的中频，使其**高于波段最高频率**，镜频落在波段外，即高中频接收方案。
- 使中频大于波段范围。例如：GSM通信接收波段为935~960MHz，发送波段为890~915MHz。中频 $f_i=76\text{MHz}>25\text{MHz}$ ，可有效抑制镜频干扰。

镜频干扰抑制方法

- 例：某下混频接收机接收信号频率为14.090MHz，中频为41MHz，求本振频率和镜频干扰频率。
- 解：本振频率 $f_L = f_I + f_R = 55.09\text{MHz}$ ，镜频频率为 $f_{\text{IMG}} = 2f_I + f_R = f_L + f_I = 96.09\text{MHz}$ 。
- 可见，此时镜频频率远离接收信号的频率，因此较容易被滤波器滤除。

本章内容

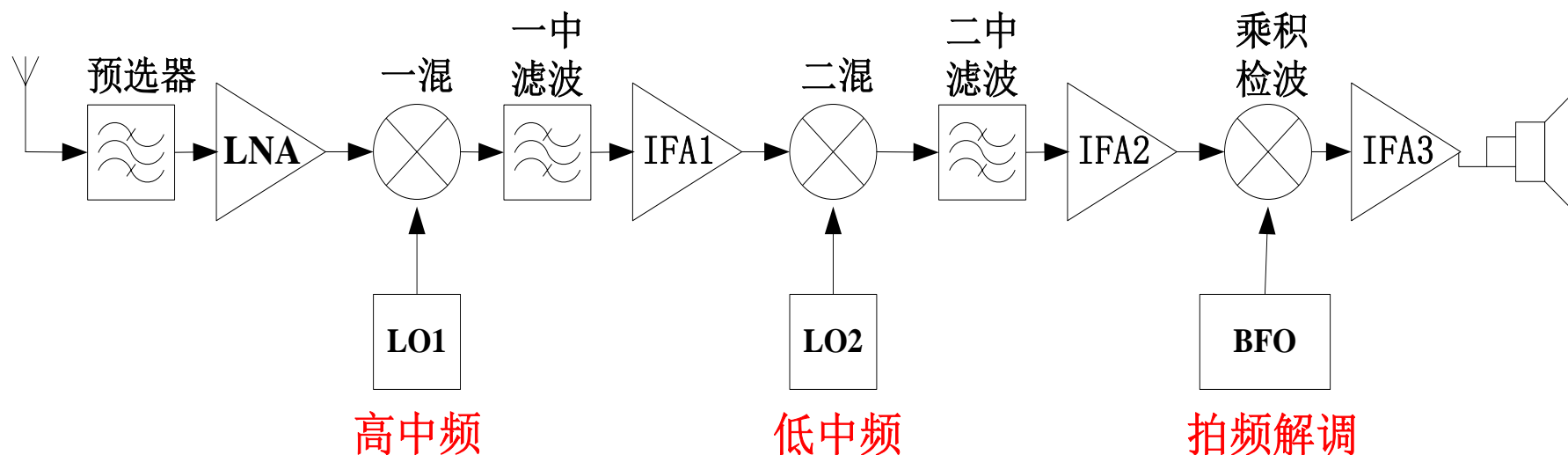
- 接收机与发射机的系统模型
- 直接高放接收机
- 单次变频外差式接收机
- ✓ 收发机系统中的干扰及其抑制方法
- 双重变频超外差接收机 P.242
- AGC与AFC

双重变频超外差接收机

- 高中频接收方案
- 优点：易于抑制镜频干扰；
- 缺点：
 - a. 中频放大器增益做不高；
 - b. 接收机灵敏度低，选择性差。

双重变频超外差接收机

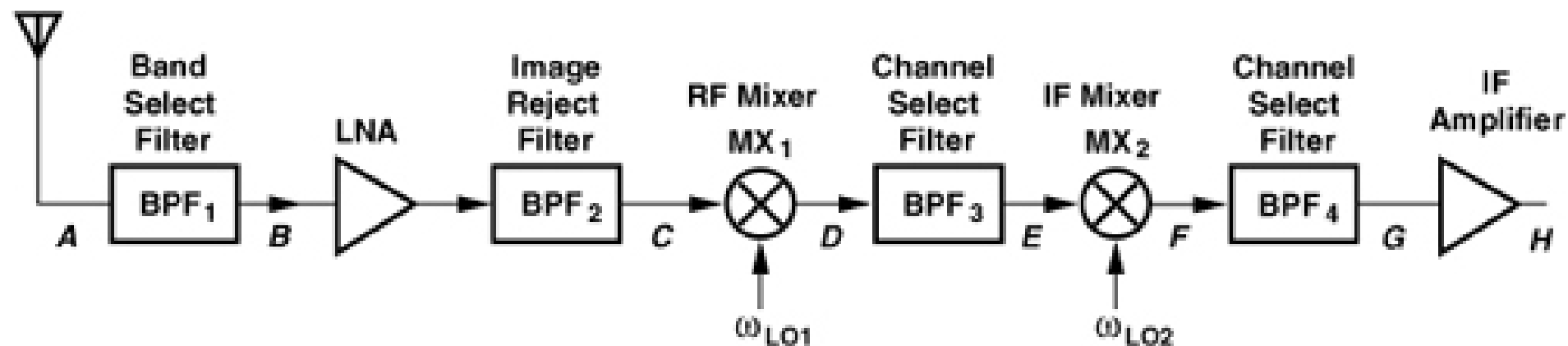
- 第一次混频产生高中频，再将高中频经第二次混频后产生低中频，然后对低中频处理。



- 由于第二次混频为低中频，仍然会产生镜频干扰

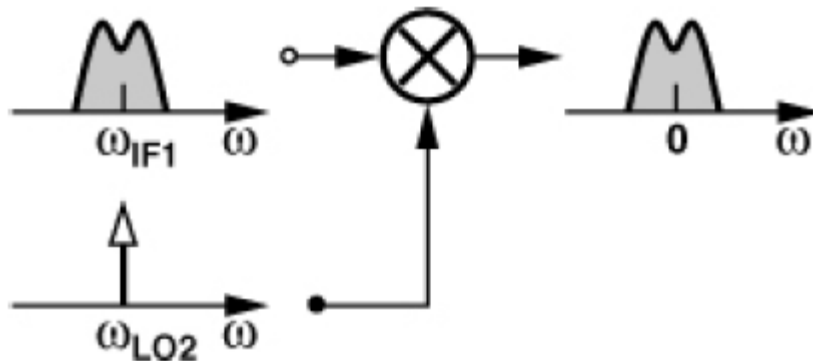
双重变频超外差接收机

- 双重超外差接收机有较多滤波器，不易小型化与集成。



现代双重变频超外差接收机

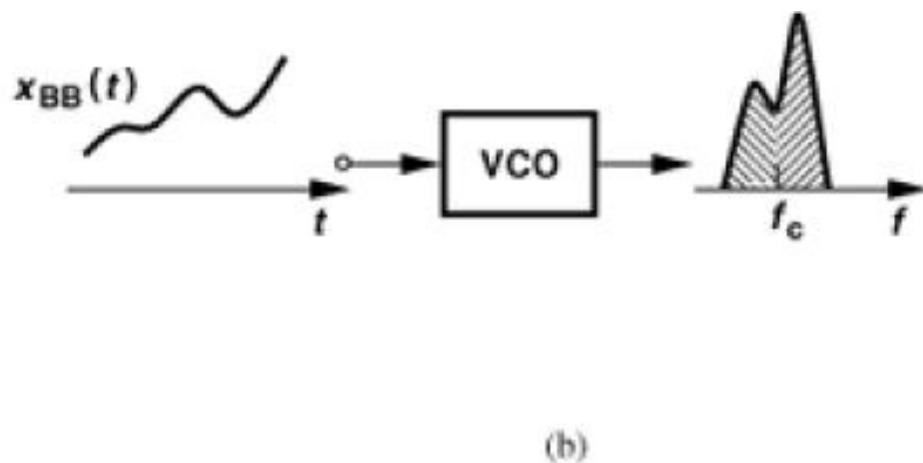
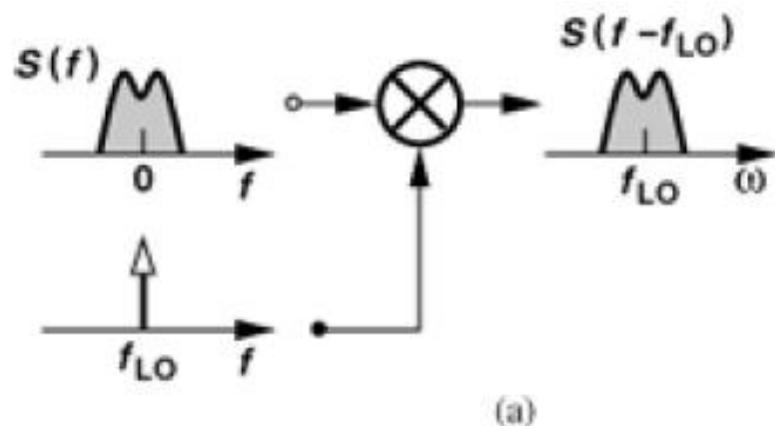
- 由于传统双重变频超外差接收机采用了较多滤波器，不便于集成。
- 为减少第二次变频低中频的镜频干扰，第二中频采用了零中频接收架构。即第二次下混频本振频率和第一次混频的中频相等。 $F_{LO2} = F_{IF1}$



- 镜频干扰信号=零中频输出信号，即干扰就是信号本身会有何效果？

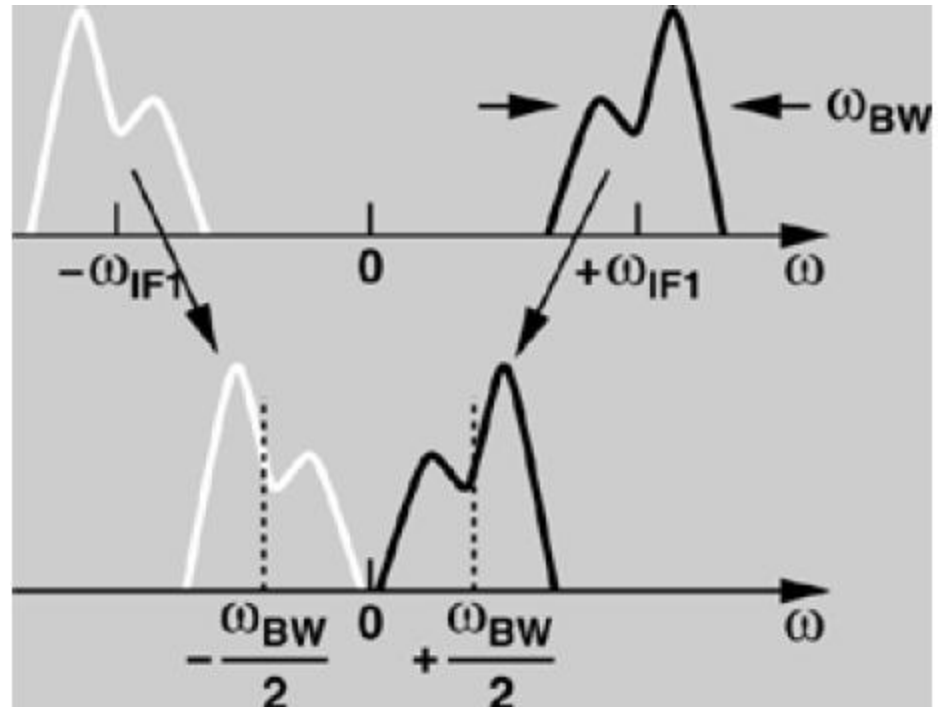
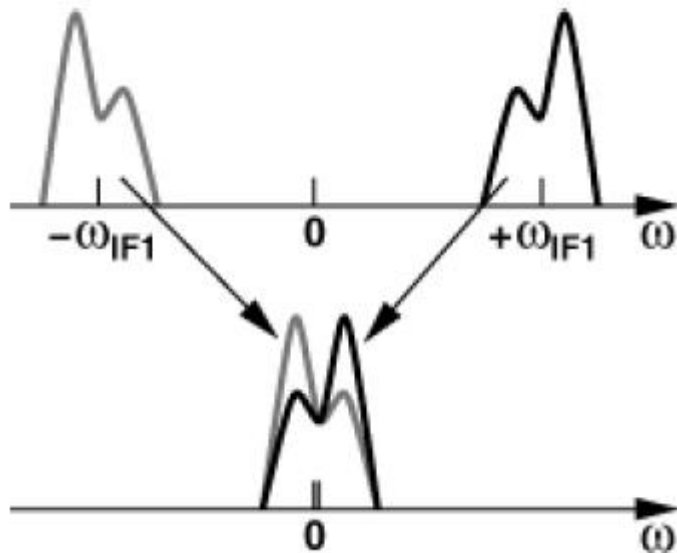
对称频谱与非对称频谱

- 如AM信号频谱对称，只需一个边带就可反映原始信息。
- 但FM, FSK, QPSK, GMSK, QAM等已调信号在载波处为非对称频谱，单边带不能反映原始信息。



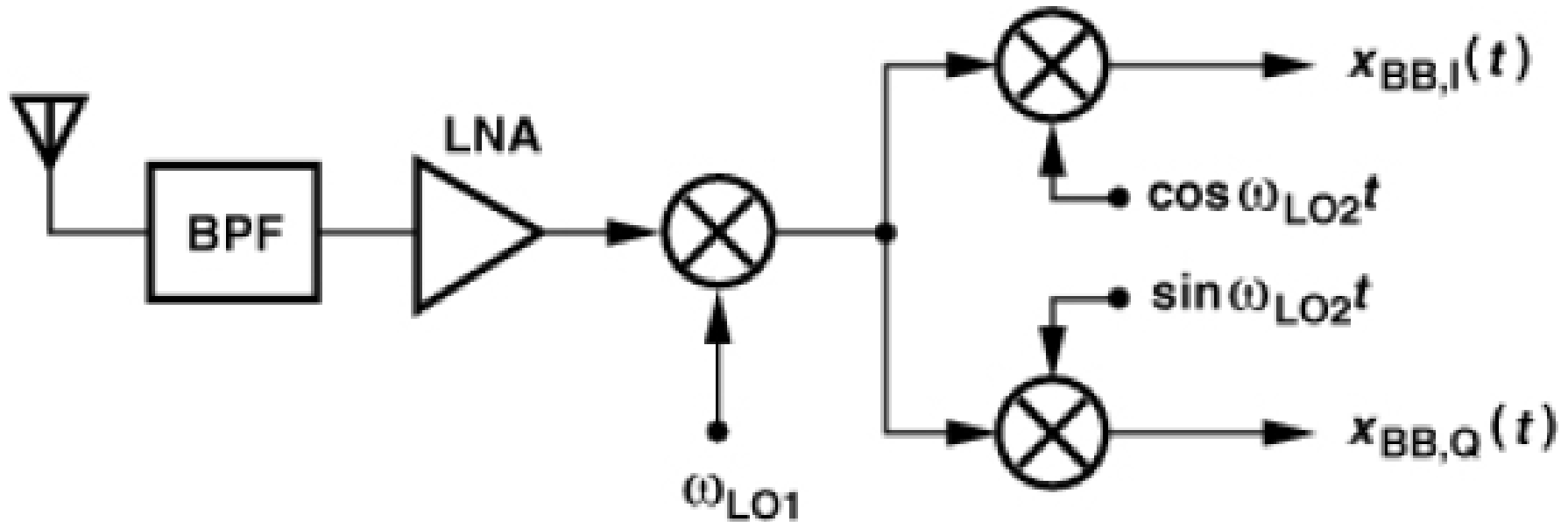
零中频选取

- 如果把这样频谱搬移到零中频，就会产生频谱混叠 (overlap)
- 为不使频谱混叠，需要把中频选取到信号一半带宽位置，即 $\omega_{BW/2}$ ，但中频的选取要随信号带宽变化。



零中频选取

- 为不使频谱混叠，可以把两个下混频信号相位差相差90度。
- I 信号是同相分量In phase,
Q 信号为正交分量Quadrature

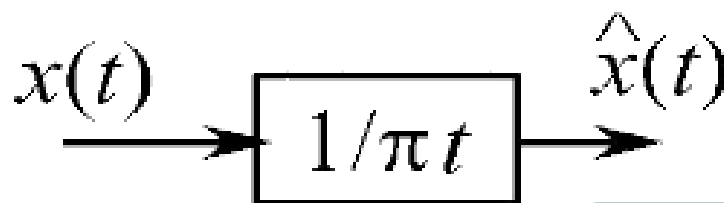


Hilbert 变换

1、连续时间信号

实连续时间信号 $x(t)$ 的 Hilbert 变换 $\hat{x}(t)$ 定义为:

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(t - \tau)}{\tau} d\tau = x(t) * \frac{1}{\pi t}$$



$$h(t) = 1/\pi t$$

负频率移相**90度**
正频率移相**-90度**

$$\therefore H(j\Omega) = -j \operatorname{sgn}(\Omega) = \begin{cases} -j & \Omega > 0 \\ j & \Omega < 0 \end{cases}$$

希尔伯特变换

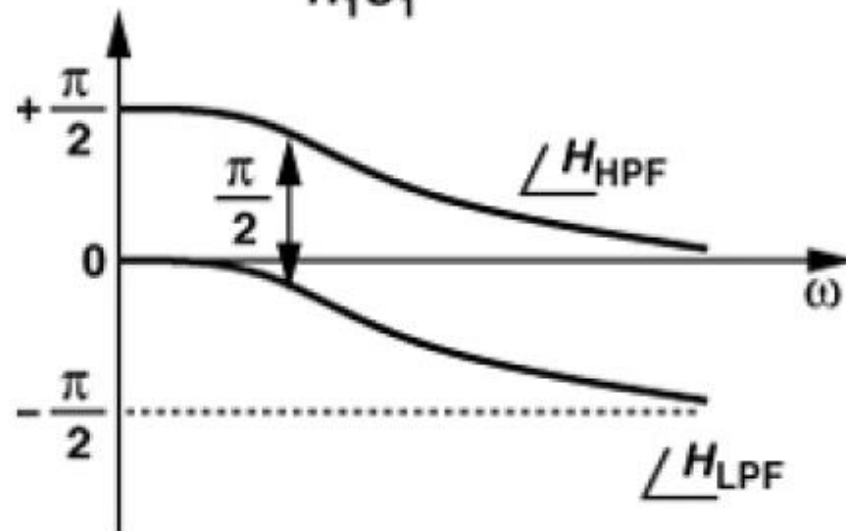
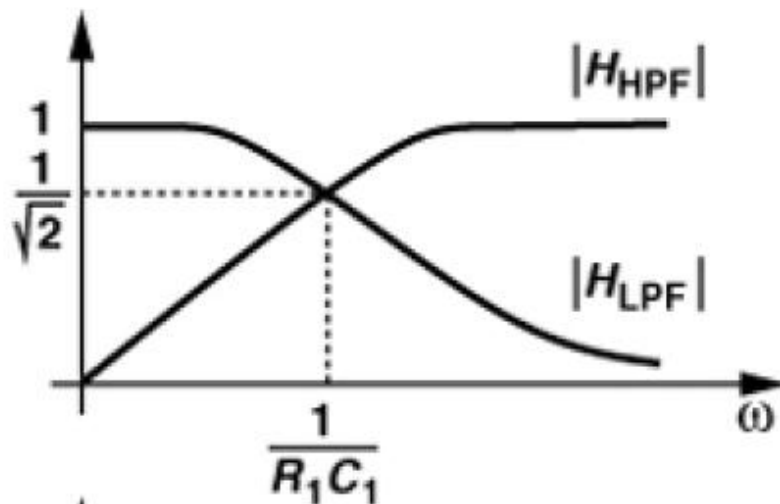
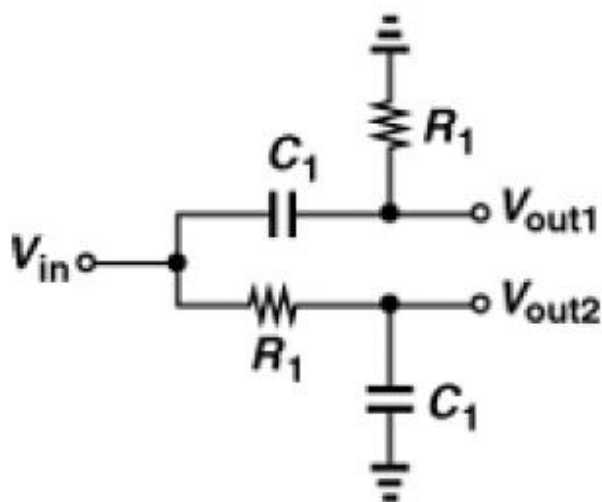
- 信号 $f(t)$ 的希尔伯特变换 $f^{\wedge}(t)$ 的频谱函数为

$$\mathcal{F}\{f^{\wedge}(t)\} = -jF(j\omega)\text{sgn}\omega$$

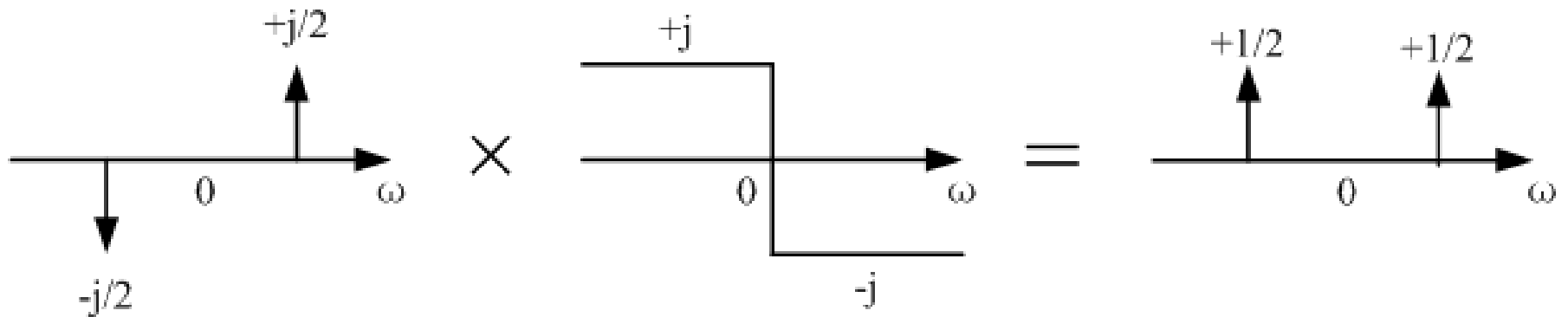
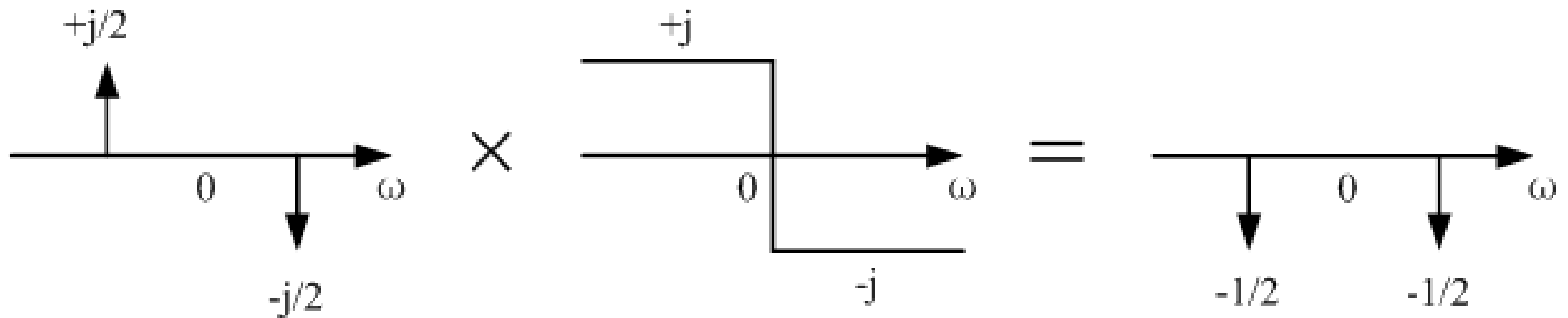
- 式中 $F(j\omega)$ 为原信号 $f(t)$ 的频谱密度函数。上式说明一个信号的希尔伯特变换可以让该信号通过一个全通相移网络来实现。
- 该相移网络对信号的所有正频率分量产生滞后90度相移，而对所有负频率分量产生超前90度的相移。
- 这样的相移网络常称为90度相移滤波器或垂直滤波器。

垂直滤波器的物理实现

- V_{out1} 信号超前45度, V_{out2} 信号滞后45度。

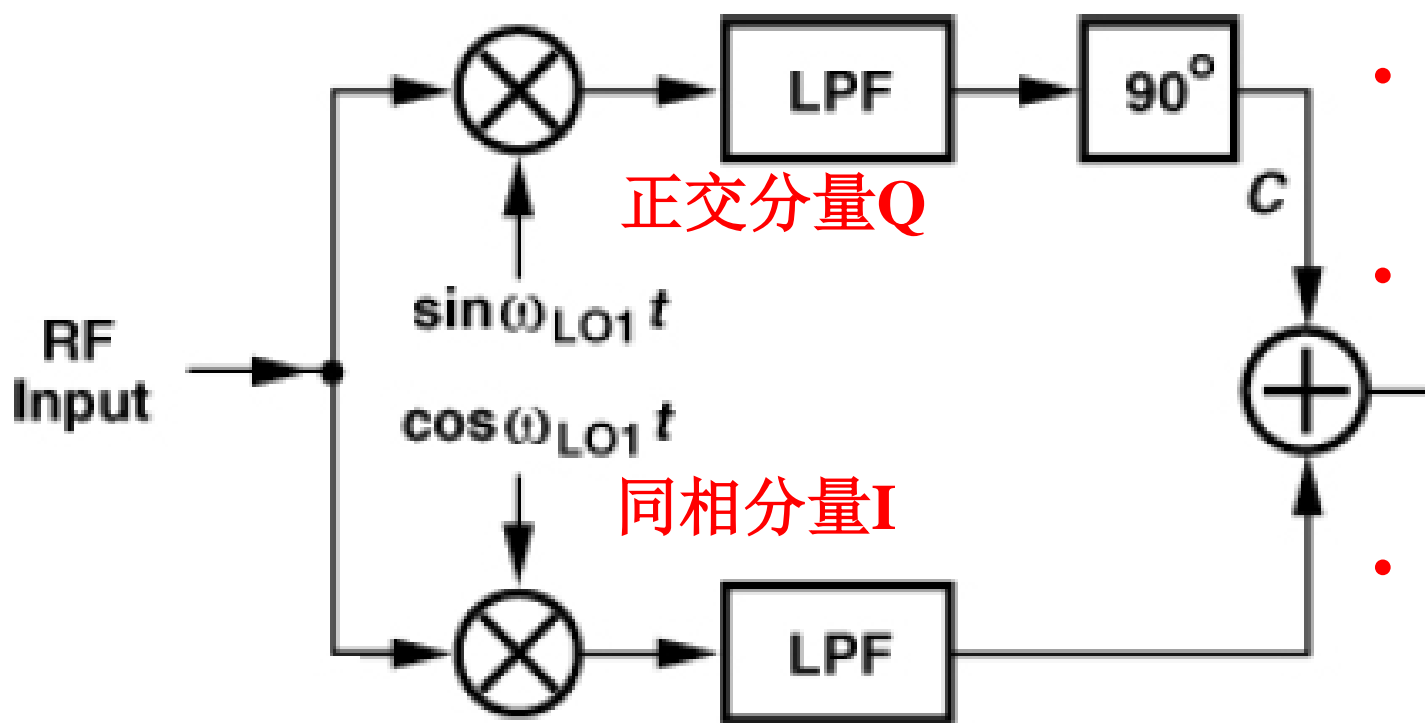


90度相移滤波器



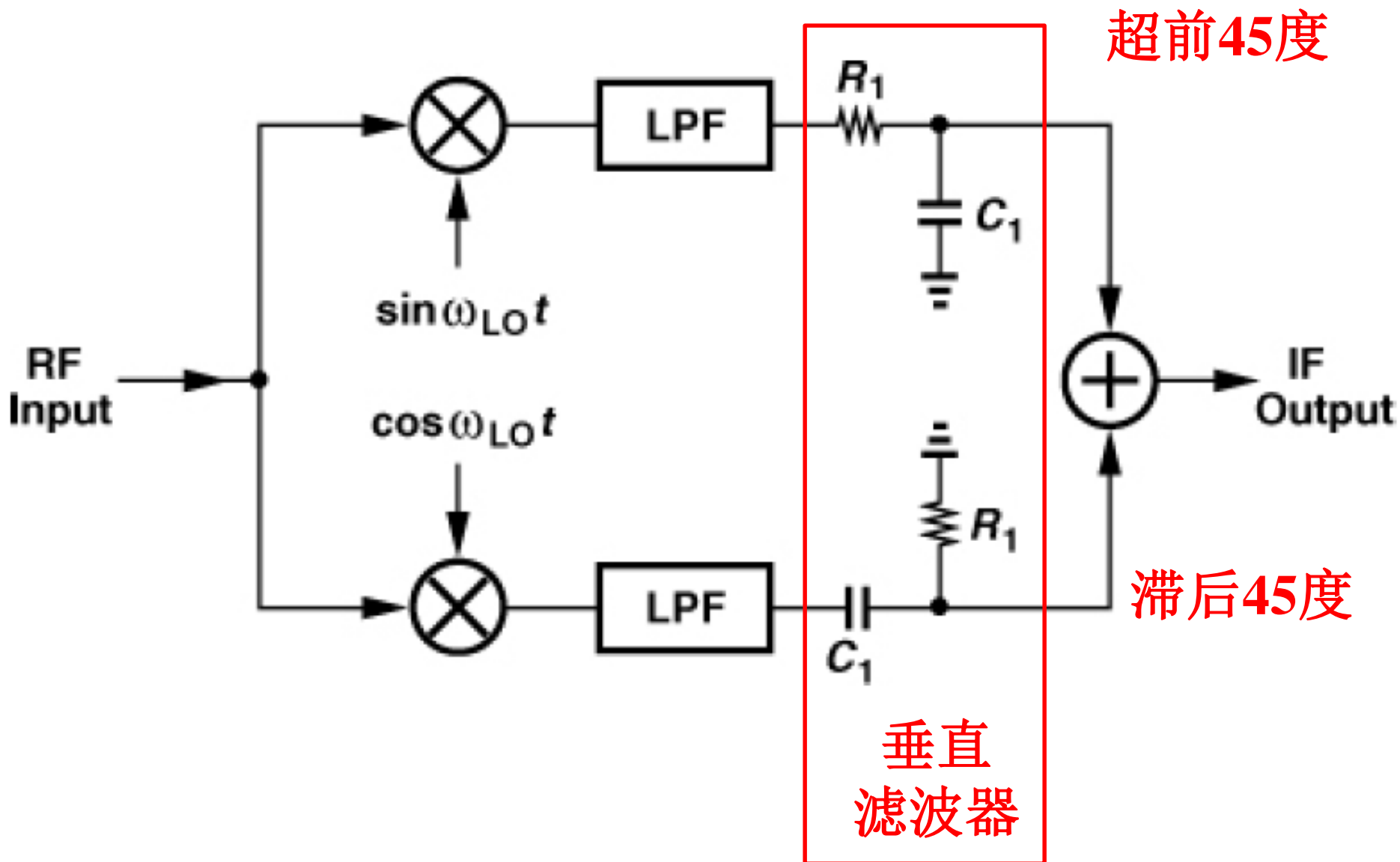
Hartley接收机

- Hartley接收机在正交分量上采用90度移相滤波器，输出为代数和，有效抑制镜频。

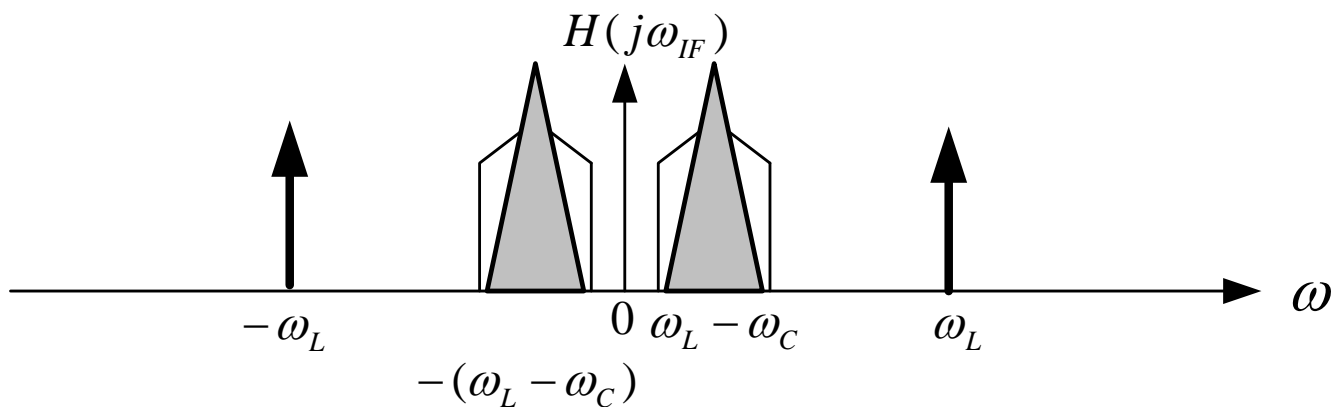
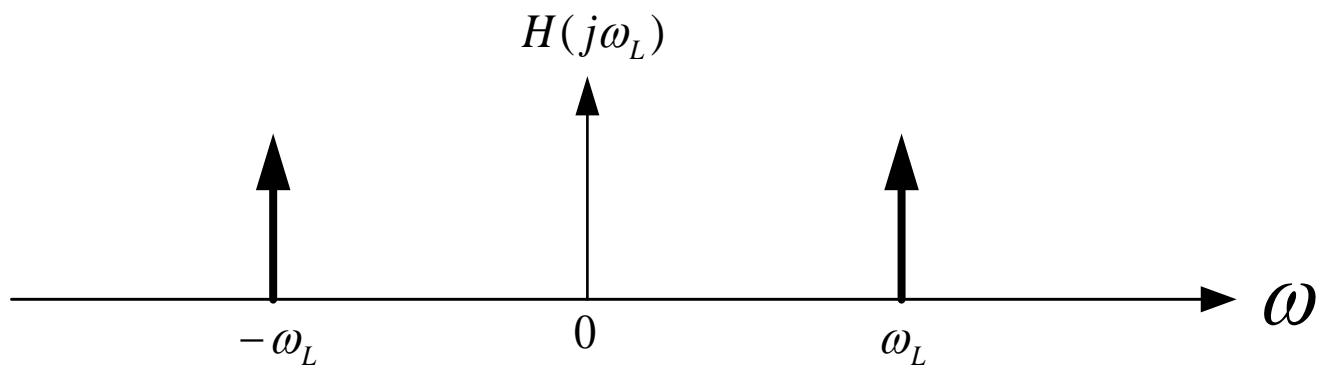
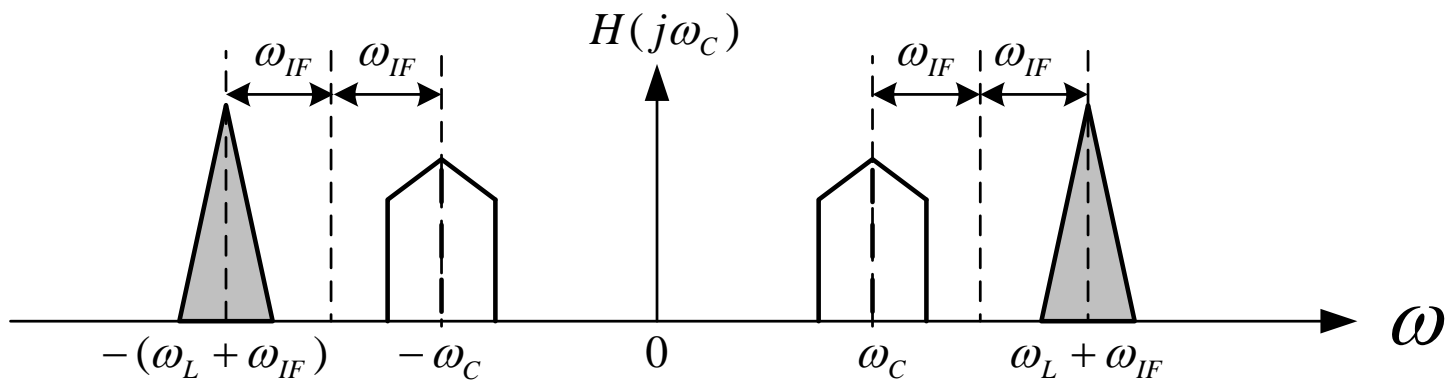


- C点合成为代数
数和。
- 当本振频率
高于射频频
率，取差频；
- 当本振频率
低于射频频
率，取和频。

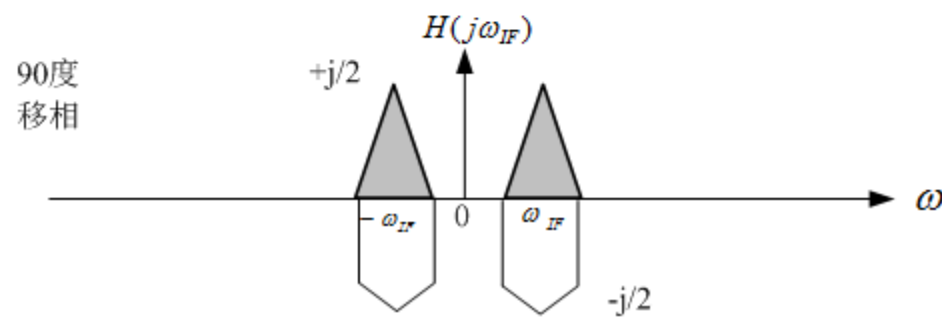
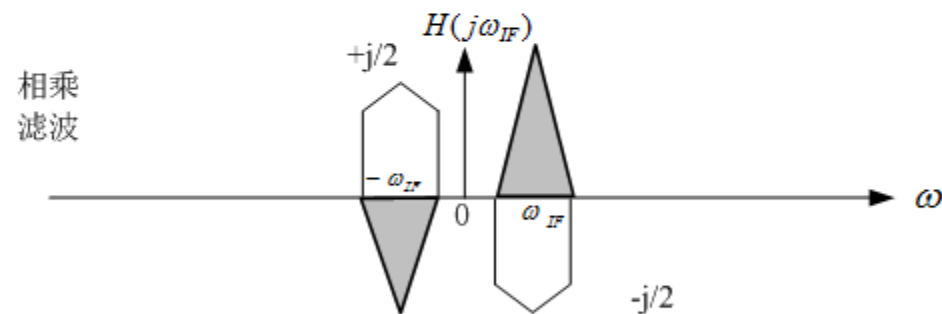
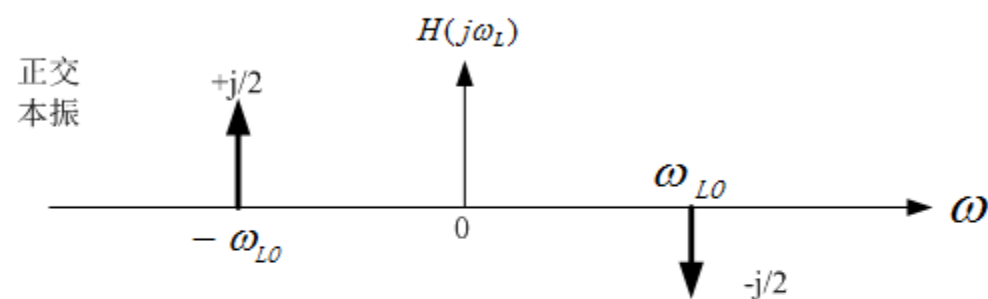
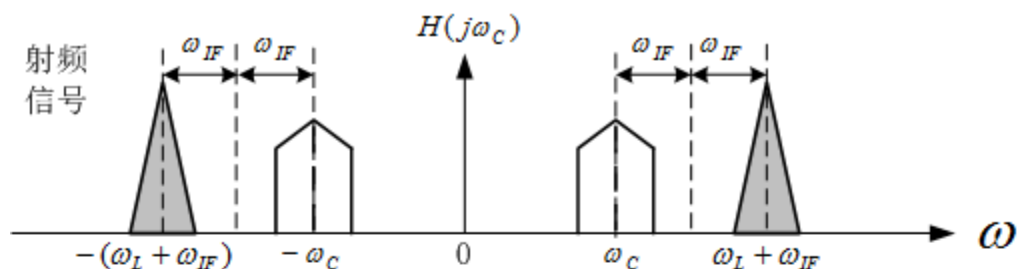
Hartley接收机的物理实现



同相分量镜像频率的产生

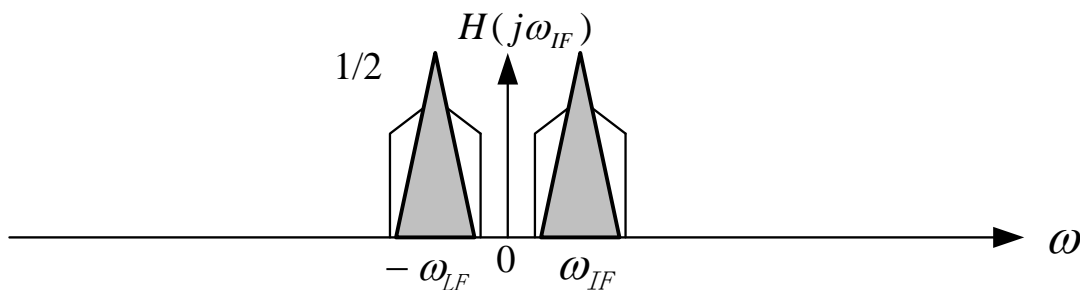


正交分量镜像频率的产生

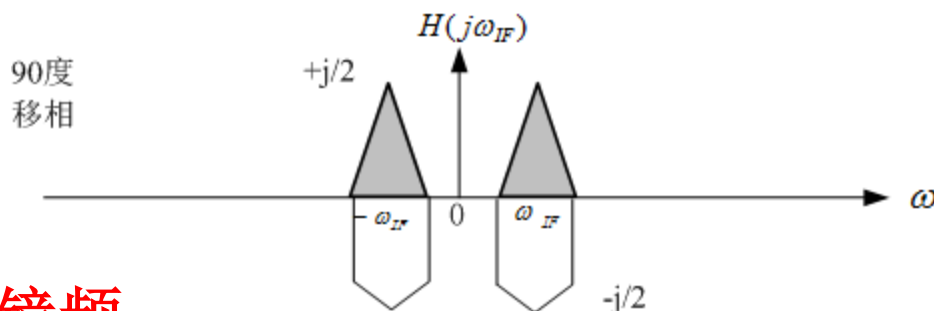


Hartley接收机

- 对于上图当本振频率高于射频频率，用同相分量减去正交分量，镜频抵消，同相分量加强一倍。

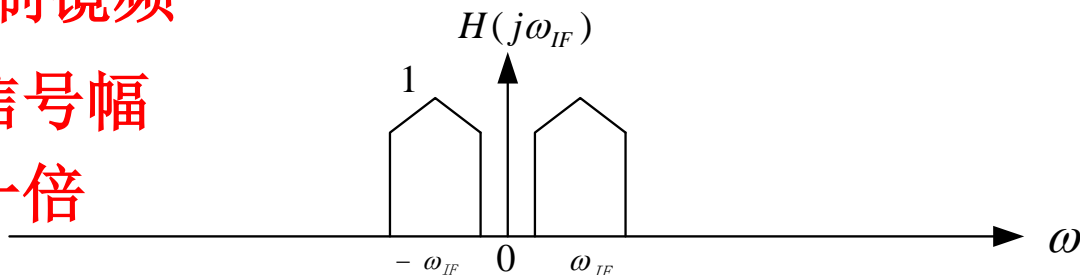


同相分量I



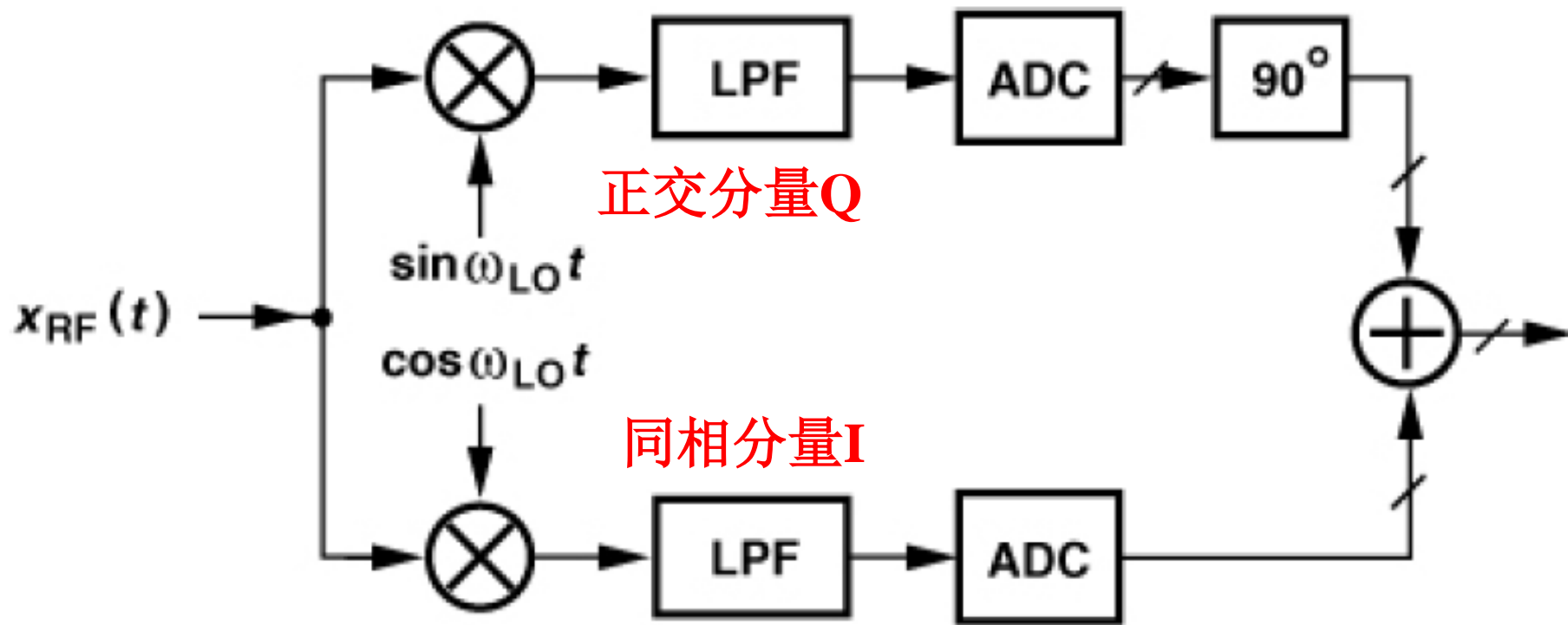
正交分量Q

I - Q, 抑制镜频
且中频信号幅
度增加一倍



数字Hartley接收机

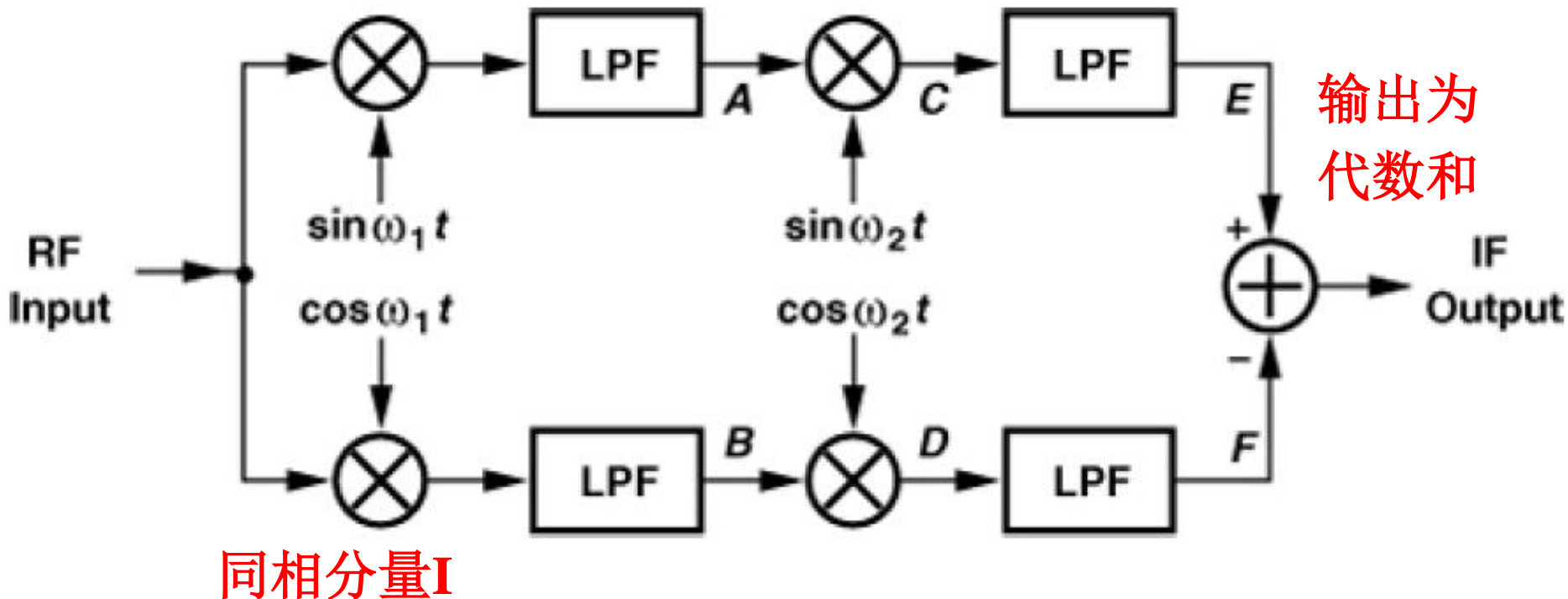
- 采用正交IQ信号还可方便地便于DSP处理，90度移相可在数字域中进行。

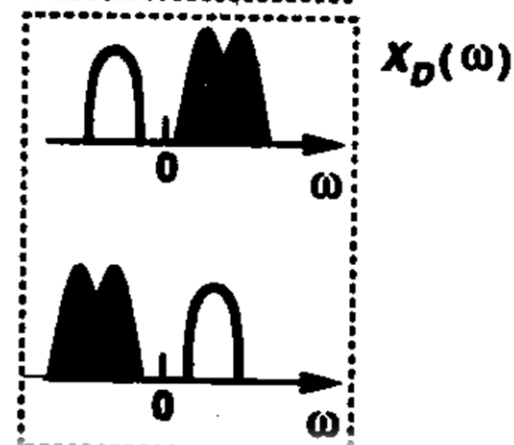
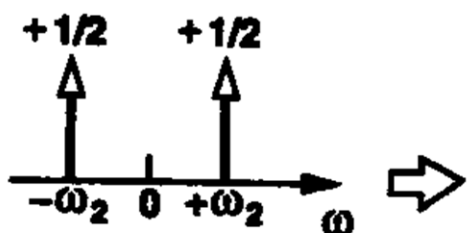
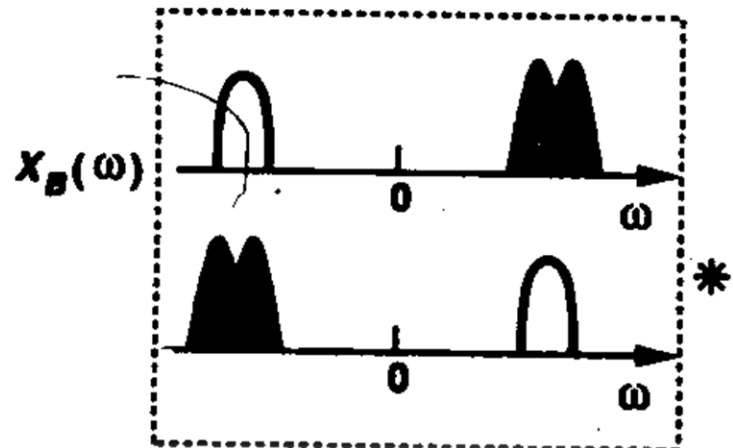
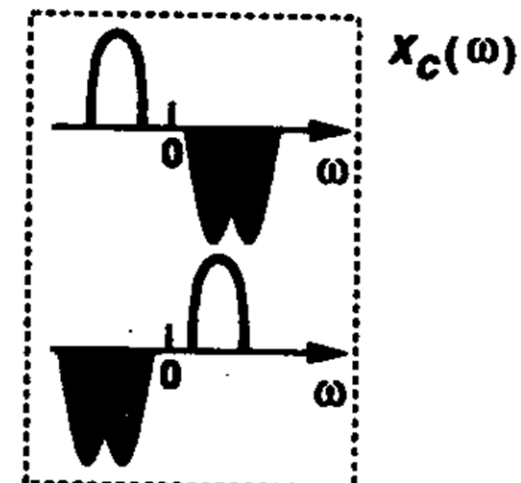
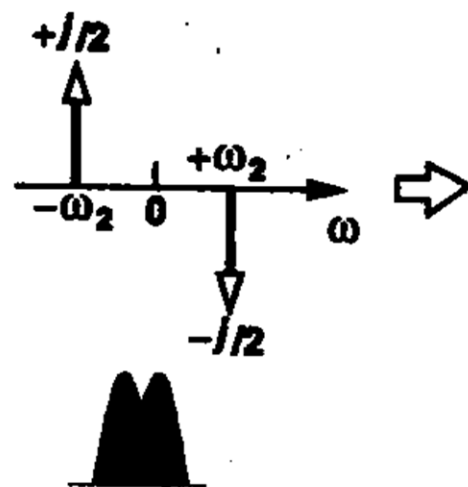
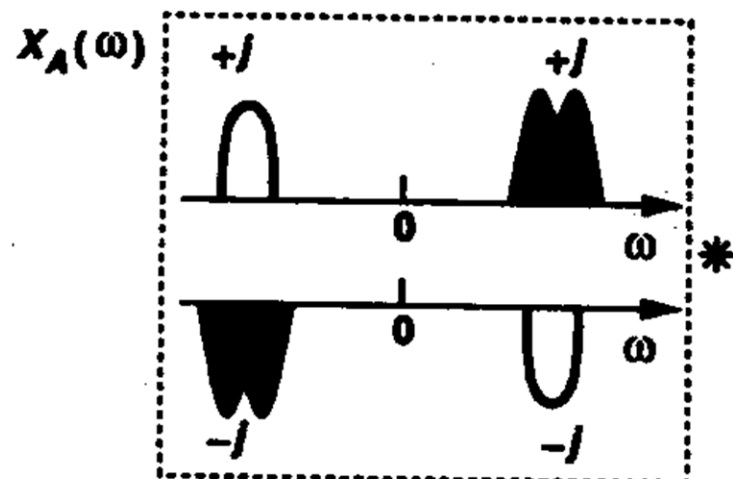
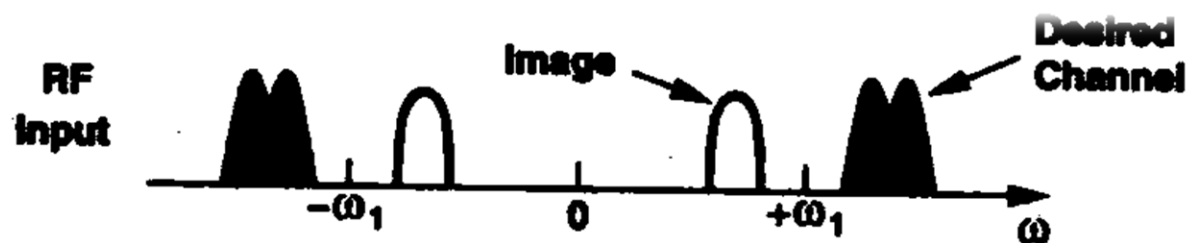


Weaver接收机

- 由于Hartley接收机的90度移相器不能对接收带宽内的所有信号准确移相90度，就会有IQ的失调。

正交分量Q





数字Weaver接收机

- 在雷达等接收机中，由模拟混频器完成一混，二次混频可由ADC采样后在数字域中完成。
- 正交混频有效抑制镜频干扰。

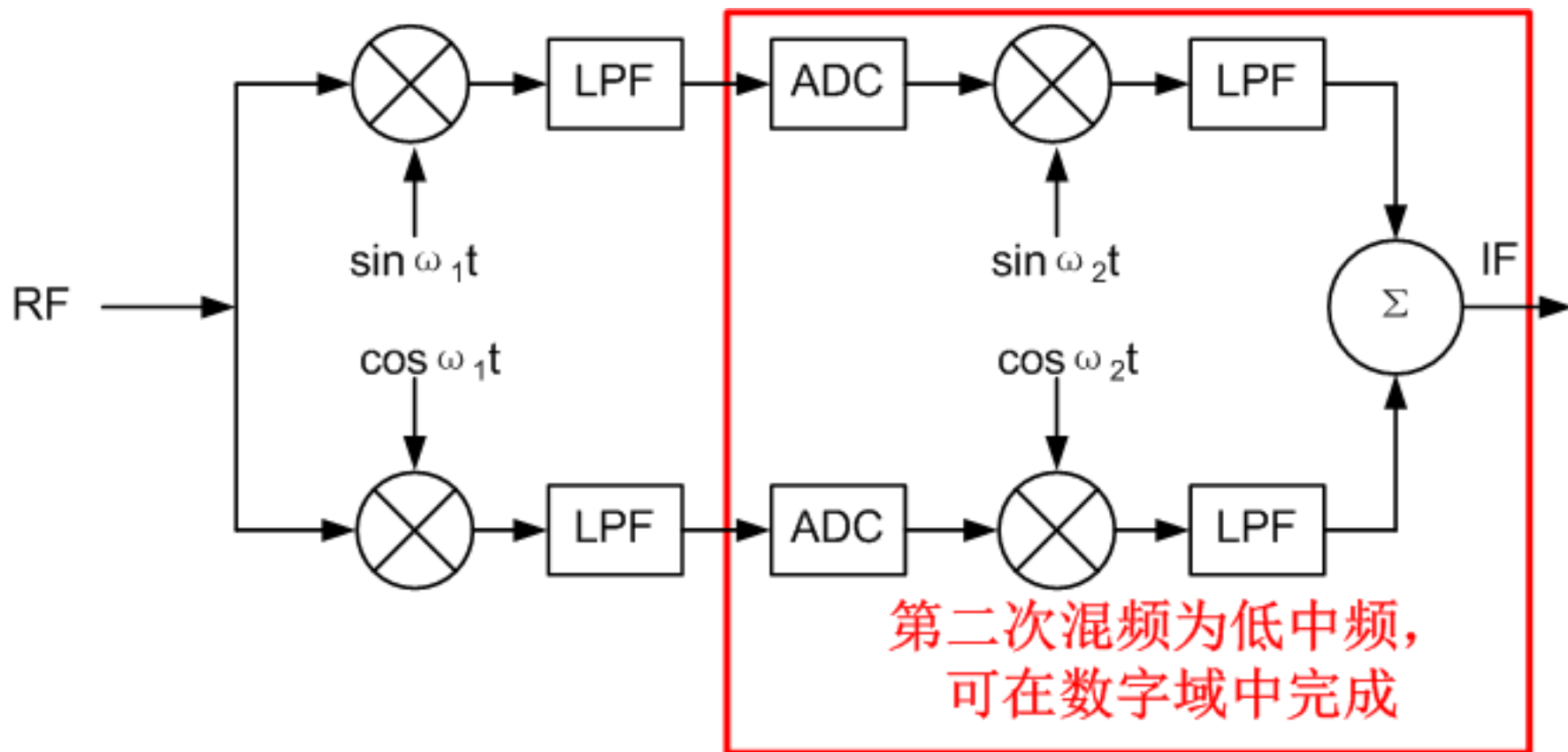
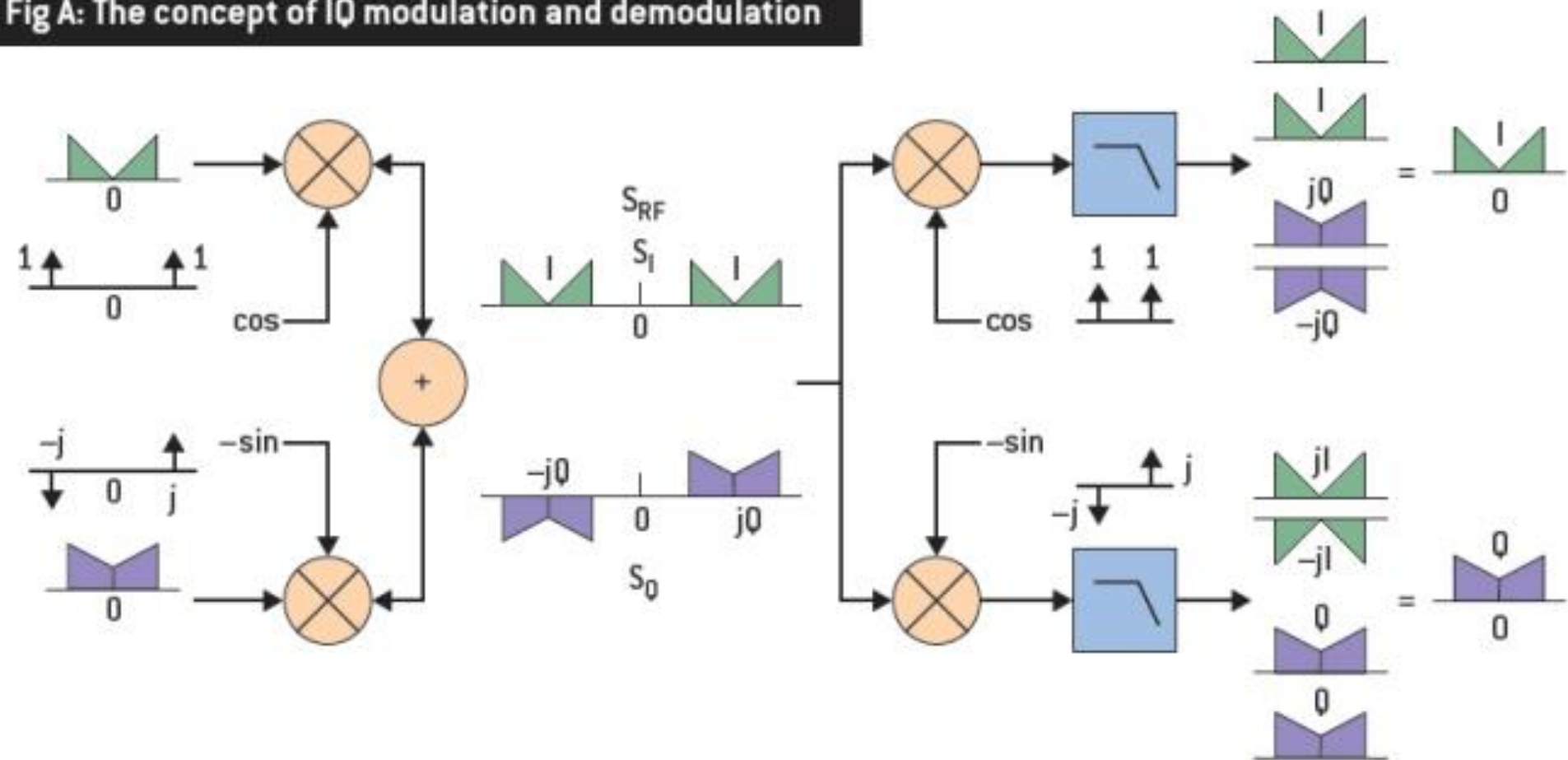


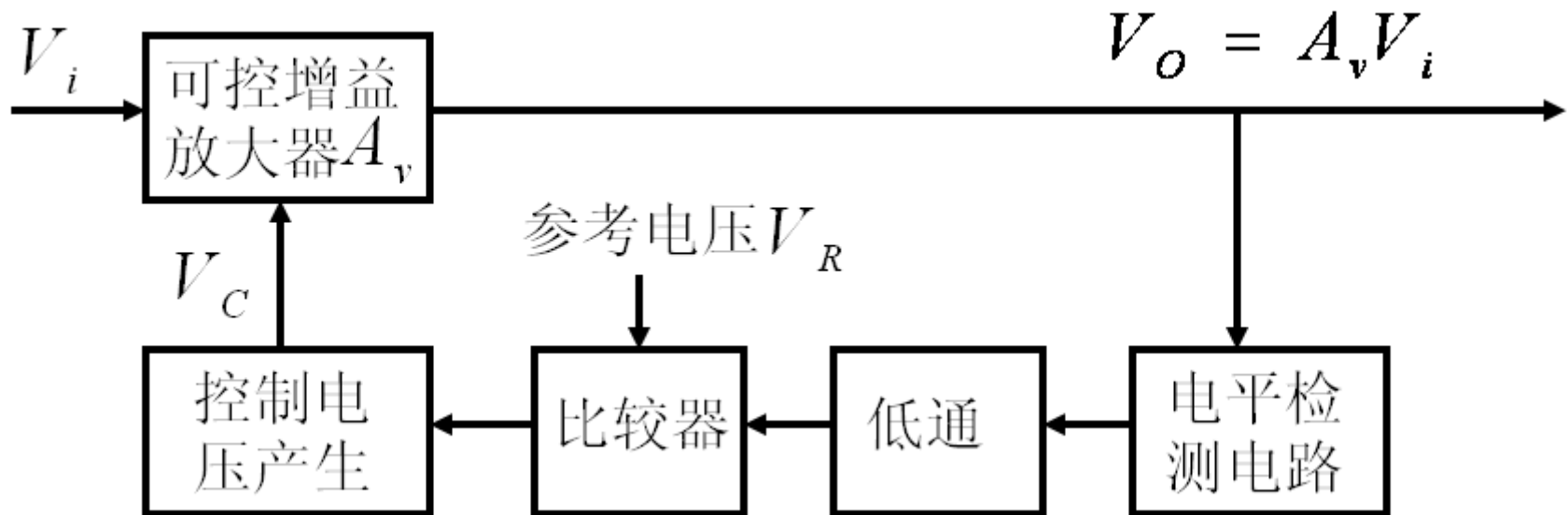
Fig A: The concept of IQ modulation and demodulation



本章内容

- 接收机与发射机的系统模型
- 直接高放接收机
- 单次变频外差式接收机
- ✓ 收发机系统中的干扰及其抑制方法
- 双重变频超外差接收机
- AGC与AFC P.244 P.291

自动增益控制电路(AGC)



- 自动增益控制是通过图中所示非线性闭环环路实现的。

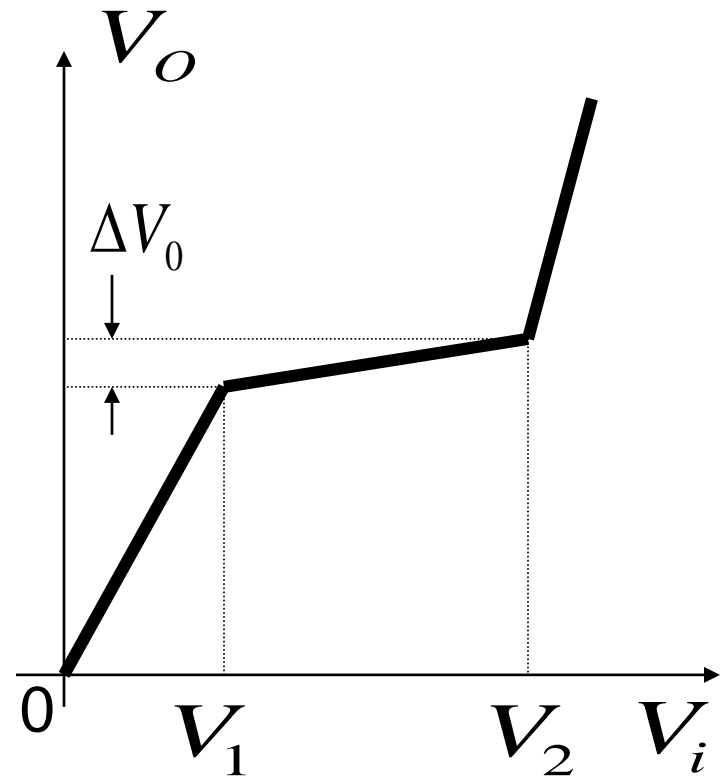
AGC控制特性

■ 对如图所示AGC输入与输出电压关系曲线可分为三段进行讨论：

$$(1) \quad 0 < V_i < V_1$$

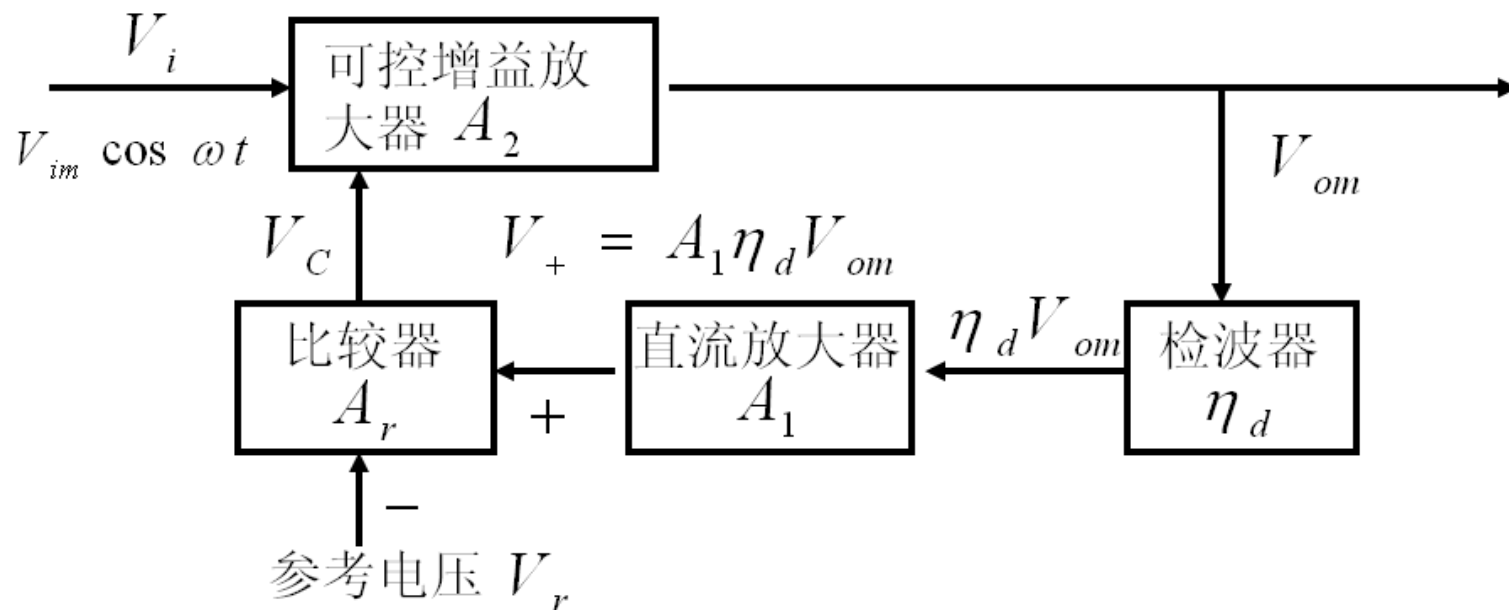
$$(2) \quad V_1 < V_i < V_2$$

$$(3) \quad V_2 < V_i$$



■ 上述AGC由于输入电压必须大于某一门限才起作用，因此又称为延迟AGC。

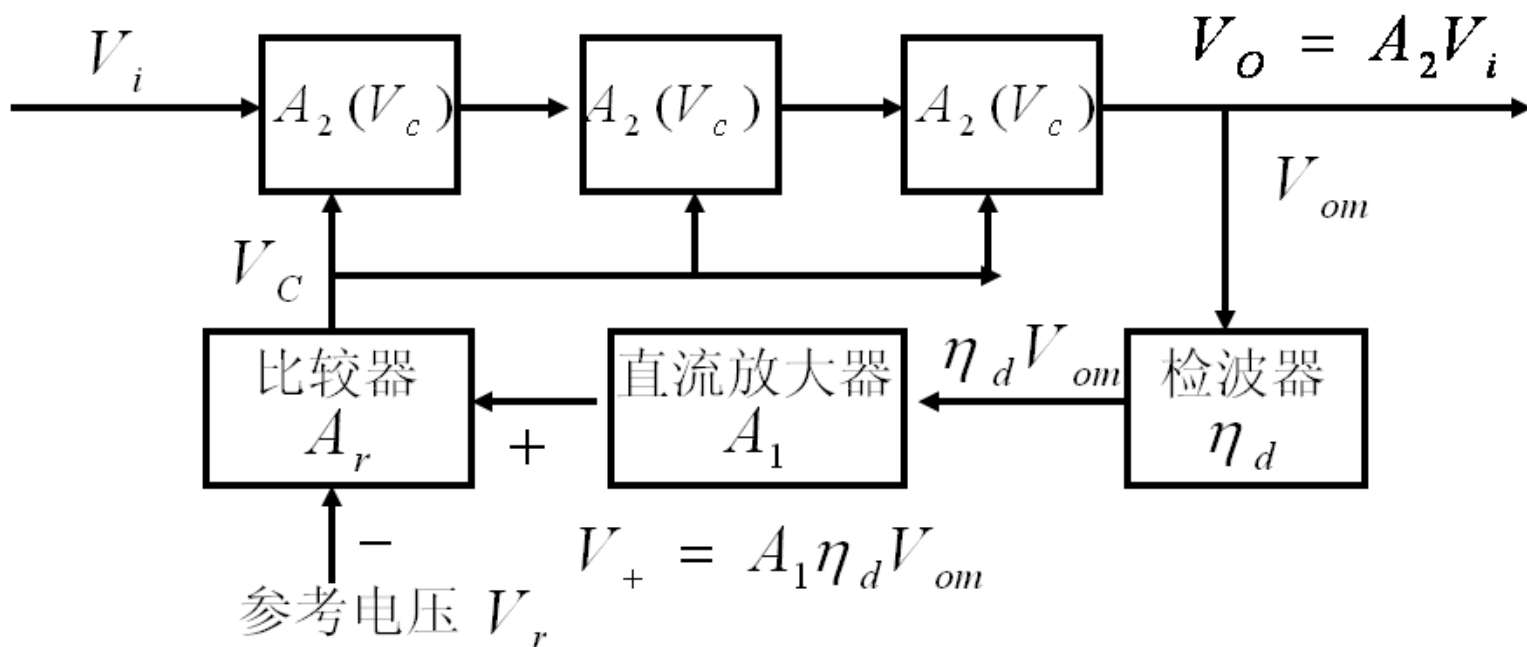
自动增益控制（AGC）电路工作原理



AGC控制原理:

$$\begin{array}{ccc}
 V_{om} \uparrow \Rightarrow A_1 \eta_d V_{om} \uparrow \Rightarrow V_c (V_{AGC}) \uparrow & & \\
 \Downarrow & & \Downarrow \\
 V_{om} \downarrow & \Longleftarrow & A_2 (V_c) \downarrow
 \end{array}$$

例题



•**例7.5.3** 如图所示AGC电路中, $\eta_d=1$,
 $A_2(V_c)=20/(1+2V_c)$ 。若 $(V_{im})_{\min}=125\mu\text{V}$ 时, $(V_{om})_{\min}=1\text{V}$ 。
 要求AGC控制范围大于66dB, $(V_{om})_{\max}=3\text{V}$ 。试求 A_1 和 V_r 值。

例题

- 解：由于AGC的范围为66dB，所以有

- $(U_{im})_{\max}/(U_{im})_{\min}=66\text{dB}\approx 2000$

- $(U_{im})_{\max}=(U_{im})_{\min}\cdot 2000=0.25\text{V}$

- 以最小值计算有

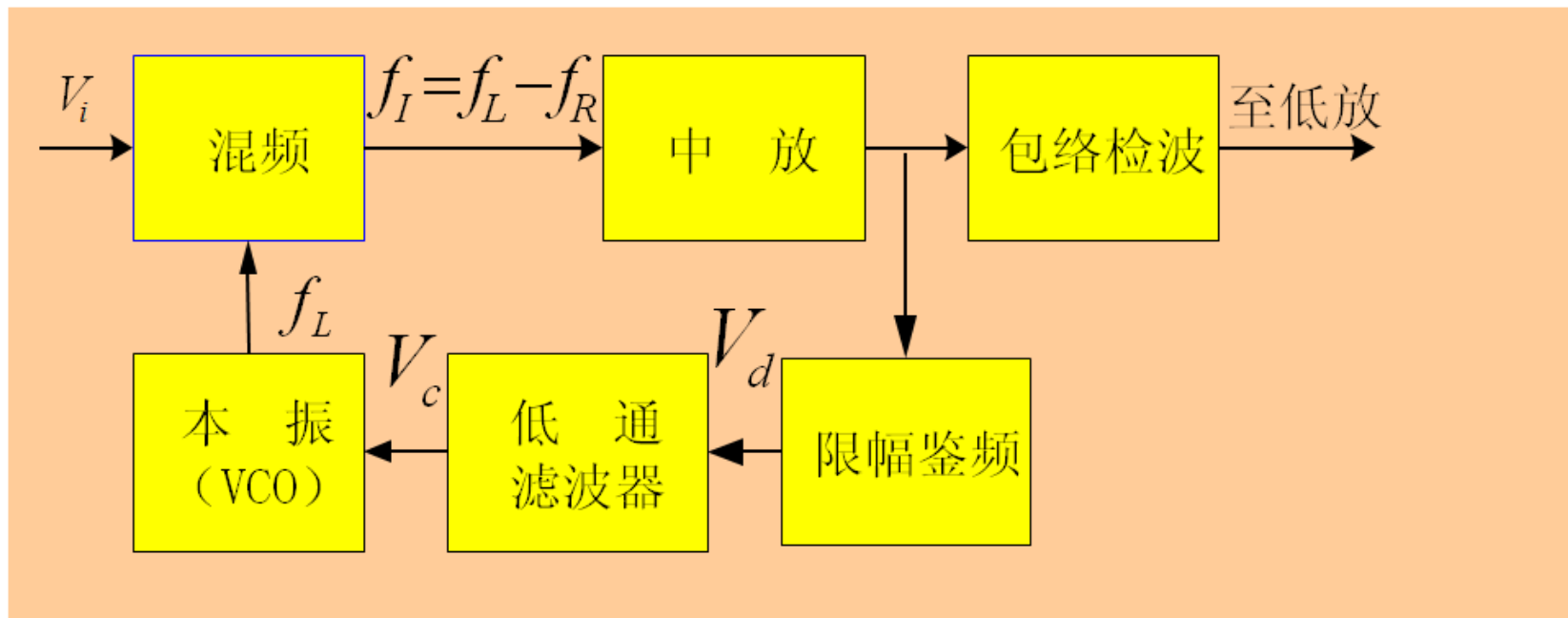
- $(U_{om})_{\min}=[A_2(u_c)_{\min}]^3(U_{im})_{\min}=[20/(1+2(u_c)_{\min})]^3 (U_{im})_{\min}$

- 将相关参数带入上式可以求出 $(U_c)_{\min}=0$ ，有
 $(U_c)_{\min}=(U_{om})_{\min}\eta_d A_1 - U_r=0$ ，可得 $A_1=U_r$ 。

例题

- 以最大值计算有 $(U_{om})_{\max}=[20/(1+2(u_c)_{\max})]^3 (U_{im})_{\max}$
将相关参数带入可得 $(U_c)_{\max} \geq 3.86V$ ， 由
$$(U_c)_{\max} = (U_{om})_{\max} \eta_d A_1 - U_r \geq 3.86V。$$
解不等式可得 $A_1 \geq 1.93V$ ， 取 $A_1=2$ ， 有 $U_r=A_1=2V$ 。

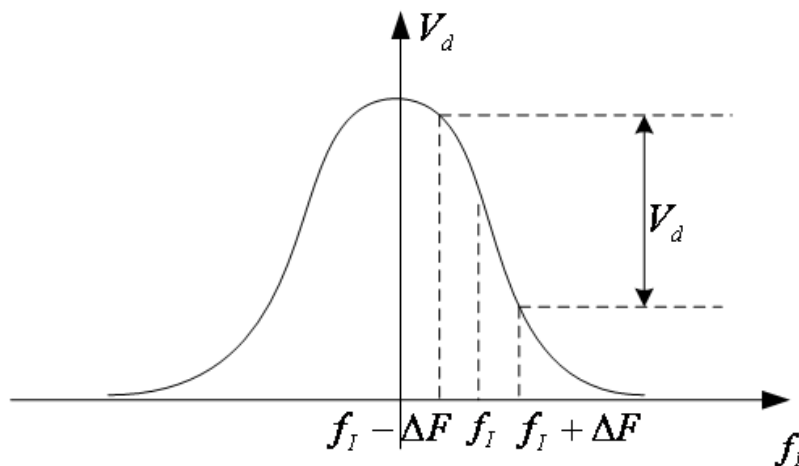
- 自动频率控制AFC P.291



- AFC广泛地被用在SSB，FM通信机中用来稳定中频频率，减小中放电路的有效中频带宽。

AFC的构成及工作原理

- 限幅鉴频器通常是一个斜率鉴频器，鉴频输出 V_d 反比于 ΔF 为频率偏移，频率与鉴相特性如图所示。



本章要点

- 收发机系统模型与级联系统增益计算
- 常见接收机的结构与工作原理
- 通信系统中的常见干扰（寄生通道、镜像、本振与射频组合、互调）与抑制方法（镜频抑制）
- AGC与AFC的基本原理