



复 习





考试注意事项

时间： 2021.01.13

3:50-5:50

地点： 教一-311

考试形式： 闭卷

注意事项： 带计算器 校园卡 身份证

（不能用手机）



常用单位及转换关系

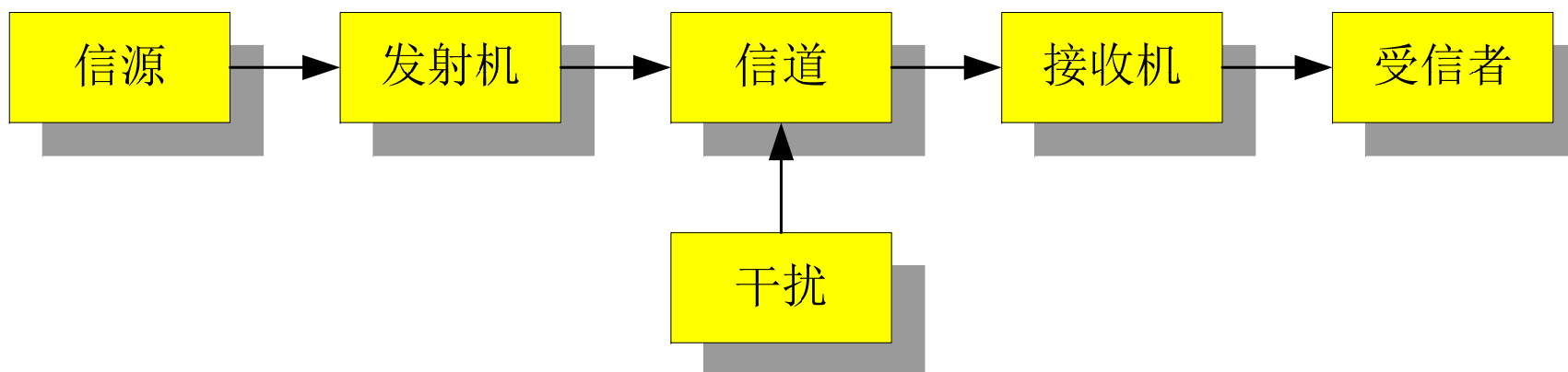


- 电阻 (Ω)、电容 (F)、电感 (H)
 - 幅度: V, mV.....
 - 频率 (f): Hz, kHz, MHz, GHz.....
 - 角频率 (ω): rad/s
 - 功率: W, mW.....
- $\omega = 2\pi f$
- $\text{dBm} (? \text{dBm} = 10 \lg (? \text{ mW}))$
- 温度: $^{\circ}\text{C}$
 - 绝对温度: K ($T(\text{K}) = 273 + T(^{\circ}\text{C})$)
 - 增益: 倍或dB
 - 其它: Q值, 相位噪声 (dBc/Hz)



第一章 通信电子线路简介

- 通信中常用的技术：FDMA、TDMA、CDMA、OFDM.....
- 通信系统模型：



- 为什么通信系统中需要混频？



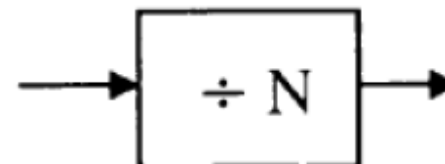
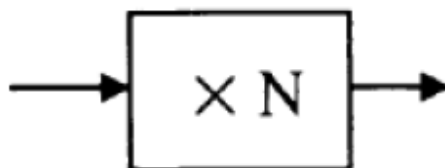
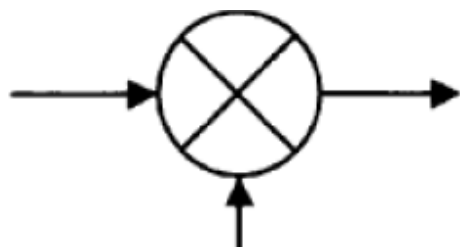
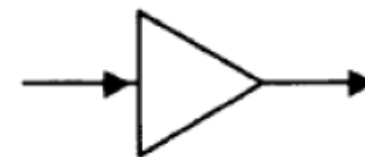
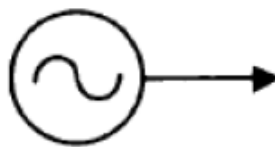
$$\lambda = c * T = c / f$$

第二章 通信系统概论

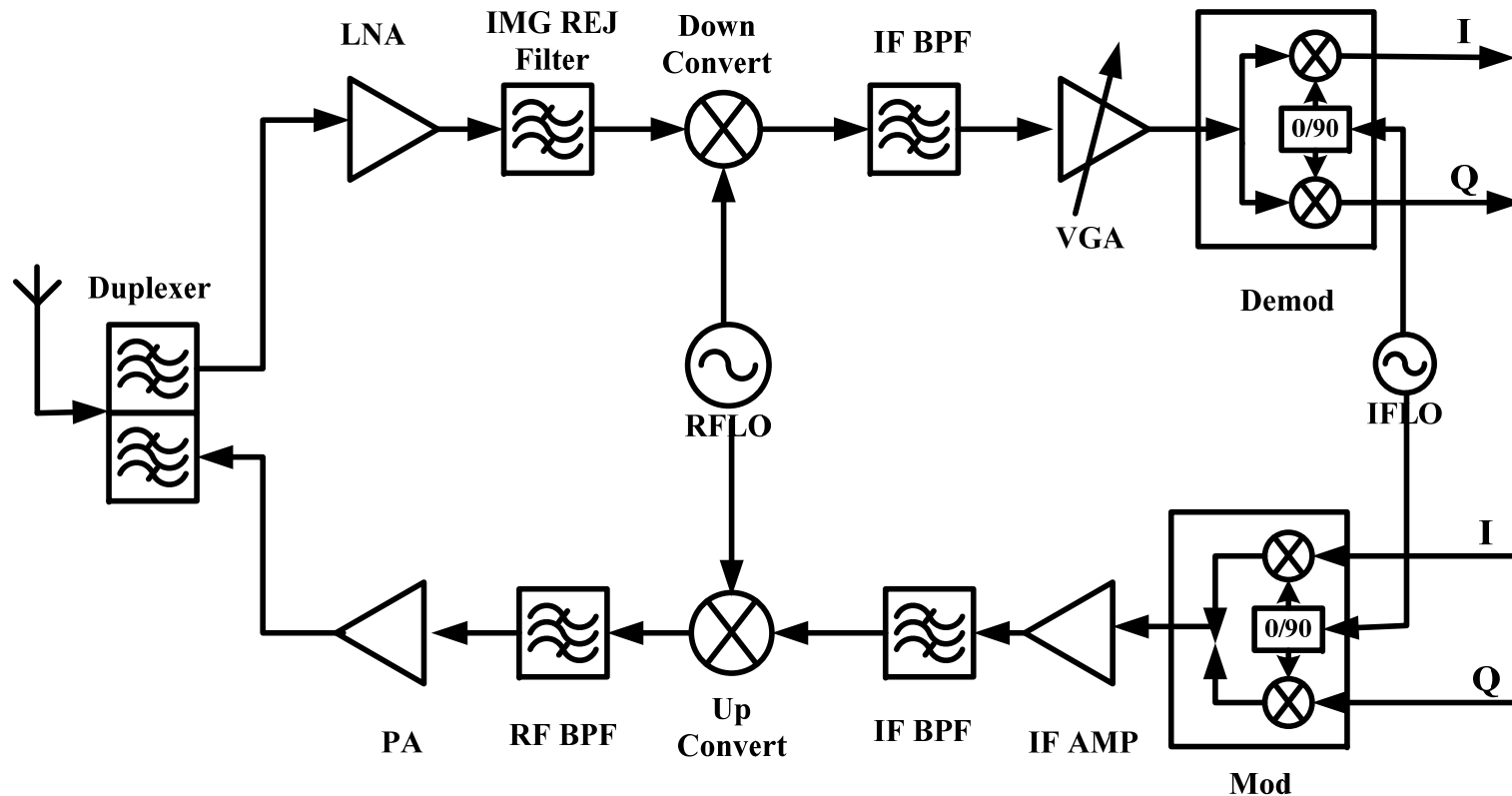


- 常用基本单位 (mW , dB , dBm) ;
- 放大器 (分类、作用、增益(dB , 倍数 >1)、信噪比、噪声系数、 P_I) ;
- 衰减器 (作用、衰减量 (dB , 倍数 <1)) ;
- 混频器 (作用, 功能、镜频干扰, 互调干扰、组合频率干扰等) ;
- 频率合成器 (作用、相位噪声 dBc/Hz 、倒易混频)

常用的器件符号



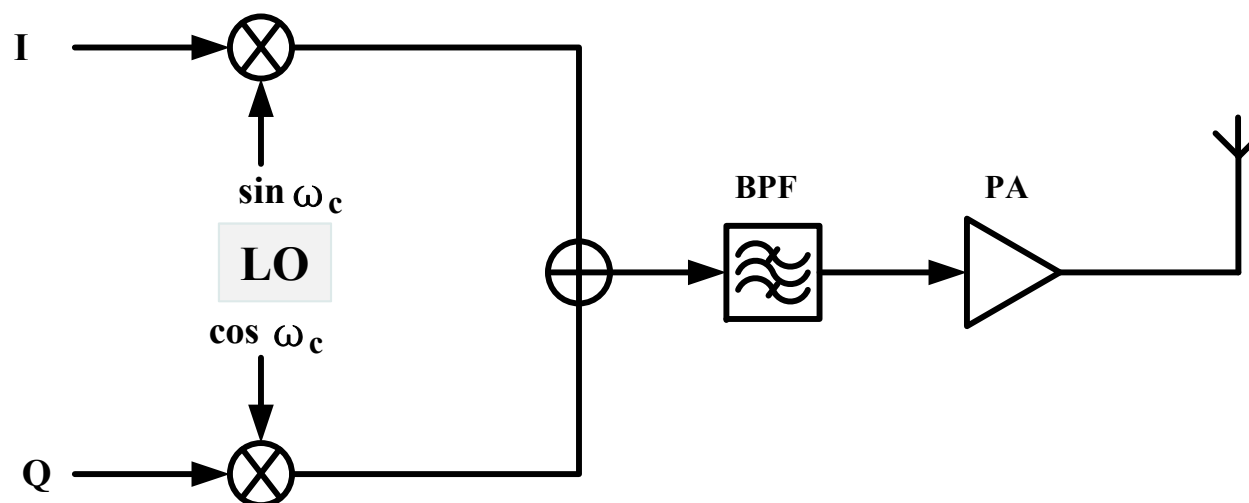
常见收发信机框图



直调、直解；数字中频；超外差
对应的射频、中频、本振的频率范围；
能自主设计收发信机



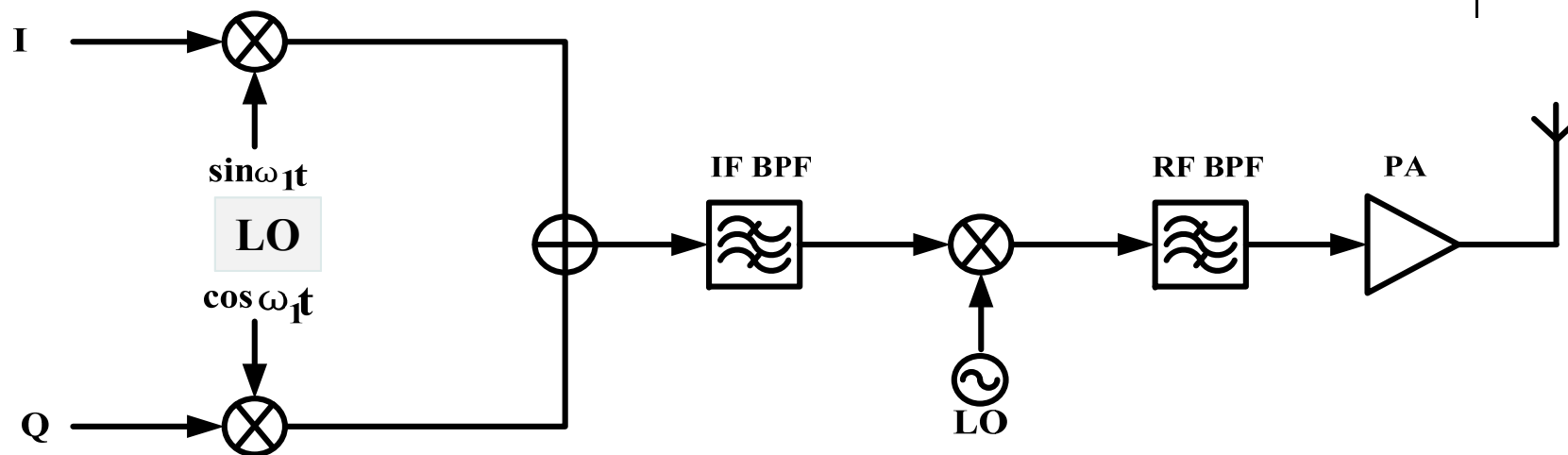
直接调制发射机原理框图



优点：结构简单，器件少，成本低；

缺点：I/Q相位的幅度和相位不平衡不易调节，易造成较大的载波泄漏和边带泄漏

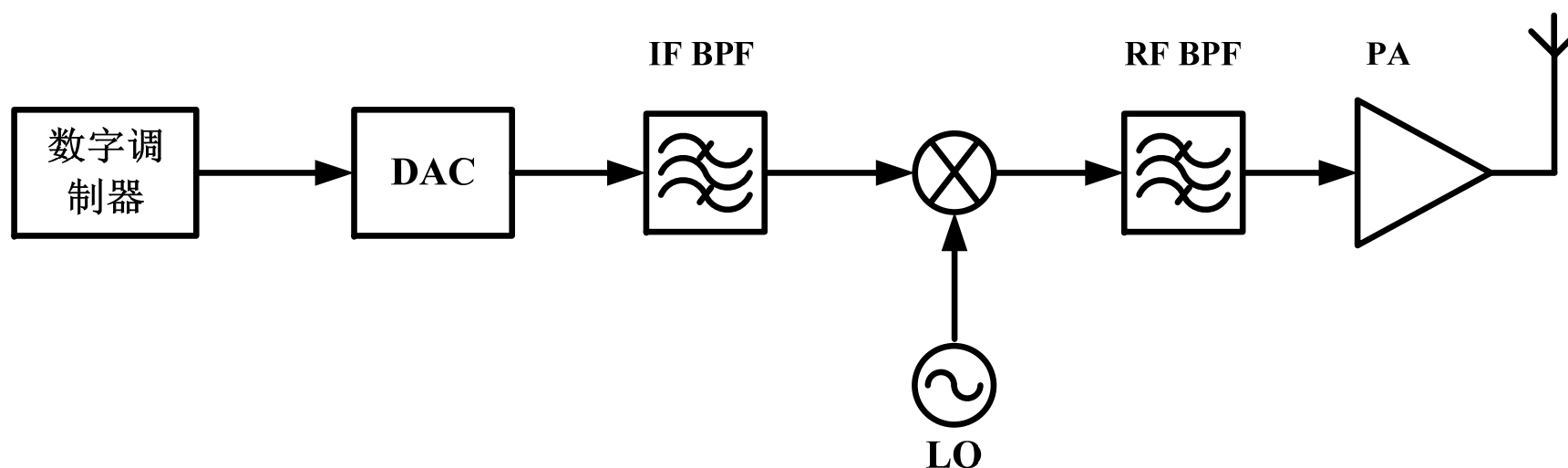
超外差发射机原理框图



优点：低频调制器具有更好的幅频特性；功放和本振有很好的隔离；

缺点：所需元件多，增加噪声，增加发射机的复杂度、体积、功耗和成本。

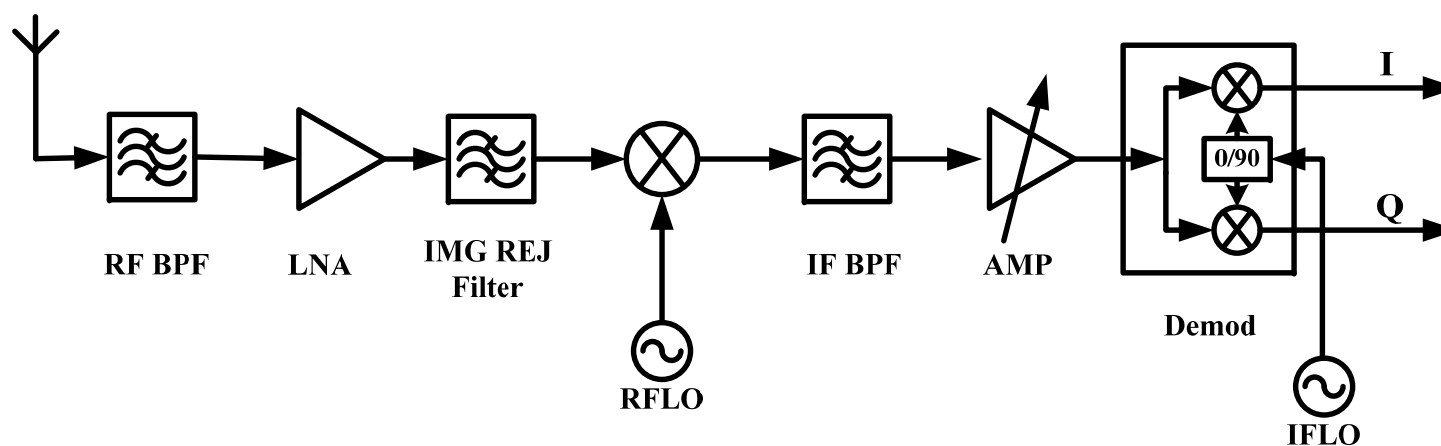
数字中频发射机原理图



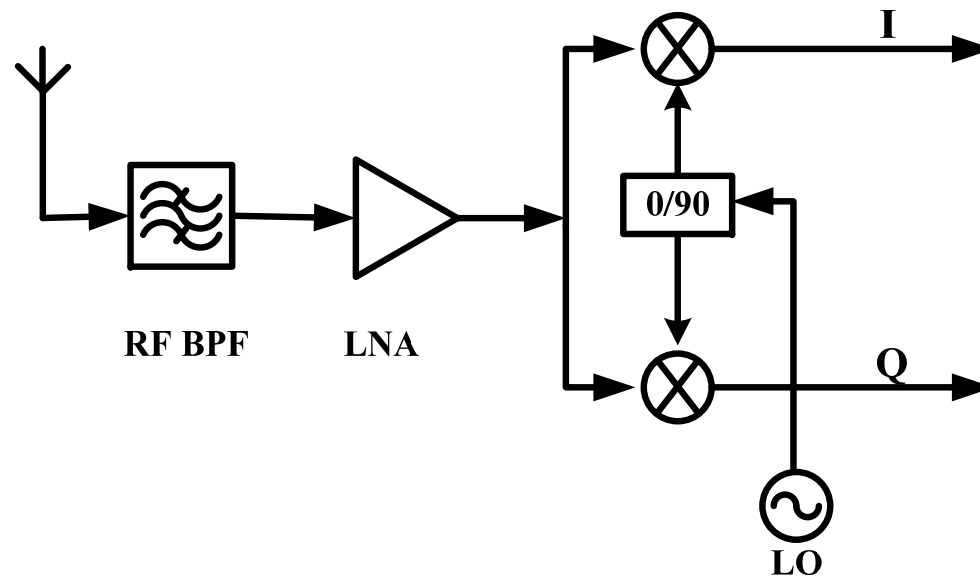
优点：调制精度高，射频电路设计简单；

缺点：对基带要求较高，目前成本较高，功耗大。

超外差射频接收机原理框图

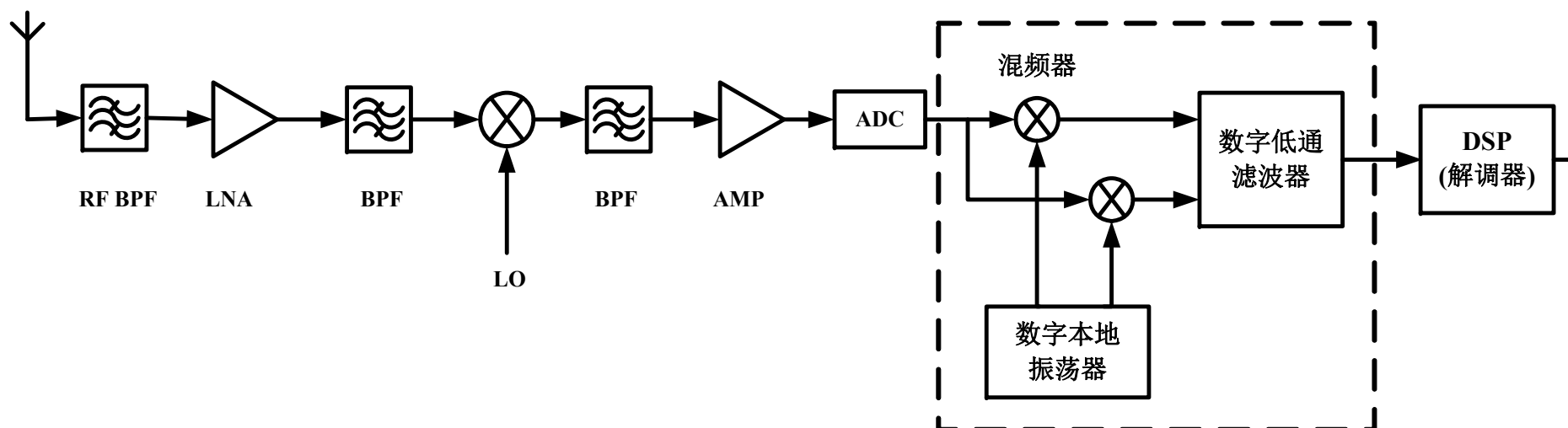


直接解调射频接收机原理框图





数字中频接收机原理框图





第三章 常用无源器件

- 特征阻抗、反射系数（意义）
- 传输线：介质损耗、导体损耗、辐射损耗；
几何参数：基片厚度，微带线宽度，金属厚度；
电磁参数：介质介电常数、损耗角正切、相对磁导率、金属导电率等；
- 谐振器、滤波器（分类）、天线（天线增益，天线阵面）
- 天线基础：天线尺寸、天线阵面





谐振器

- 谐振器的特性

中心频率:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_o$$

3dB带宽:

$$B_{3dB} = \frac{f_o}{Q} \quad \text{或} \quad 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_o}{Q}$$

相对抑制比:

$$\alpha = \frac{U}{U_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta f}{f_o}\right)^2}}$$



滤波器



- 按照通频带分类：低通、高通、带通、带阻；
- 按材质分类：LC滤波器、石英晶体滤波器、声表面波滤波器、腔体滤波器等；



例：给定并联谐振回路的中心频率 $f_0=640\text{kHz}$ ，要求在偏离谐振频率 $\pm 100\text{kHz}$ 处衰减 $S=-16\text{dB}$ ，求回路Q值，通频带 $BW_{3\text{dB}}$ 。

解：

$$S = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} = -16\text{dB} = 0.158$$

$$\alpha = 20 \lg \alpha$$

将 $f_0=640\text{kHz}$ 及 $f=f_0 \pm 100\text{kHz}$ 代入

得 $Q=20$

则

$$BW_{3\text{dB}} = \frac{f_0}{Q} = \frac{640}{20} = 32\text{kHz}$$



例题



- 例 设一个 LC 并联回路的谐振频率 $f_0=10.7\text{MHz}$ ，已知回路电容 $C=100\text{pF}$ ，则回路电感 L 是多少？若要求信号偏离 f_0 为 500kHz 处衰减为 20dB ，则回路的有载品质因数 Q_P 为多少？通频带 B 为多少？

解：（1）可以求得回路的谐振角频率

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_o, \text{ 可得: } L = \frac{1}{\omega_o^2 C} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C} = 2.21(\mu\text{H})$$

（2）取正偏离 $f_1=11.2\text{MHz}$ ， $f_0=10.7\text{MHz}$ 。20dB衰减即

为幅度衰减10倍，则 $A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_P^2 \left(\frac{f_1}{f_o} - \frac{f_o}{f_1} \right)^2}} = 0.1$

可求出 $Q_P=108.89$ 。

$$\alpha = 20 \lg \alpha$$

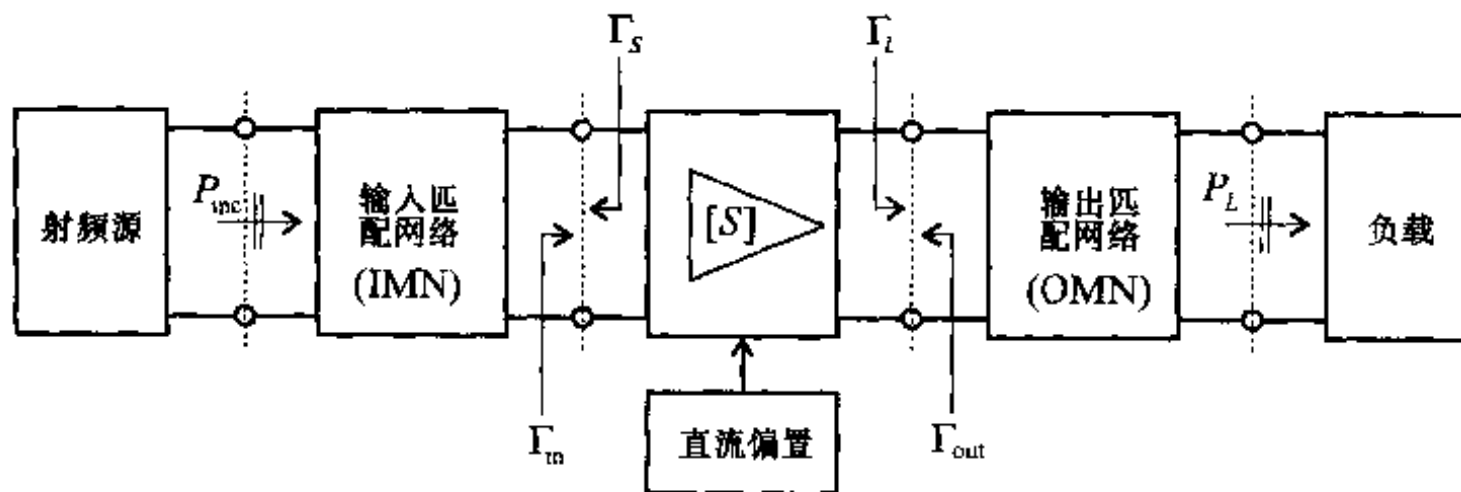
$$(3) B = \frac{f_o}{Q_P} = \frac{10.7 \times 10^6}{108.89} = 98.3 \times 10^3 = 98.3(\text{kHz})$$



第四章 放大器及非线性



放大器的分类？放大器如何设计？



插入在输入输出匹配网络之间的常规单级放大器电路

放大器



- 热噪声

$$N=kTB$$

N —噪声功率（即噪声平均功率，单位W）；

k —玻尔兹曼常数， 1.38×10^{-23} ；

B —带宽（Hz）

T —电阻温度，以绝对温度（K）计算， $T(K)=273+T(^{\circ}C)$

$$N(\text{dBm})=10\lg(kTB/0.001)$$

$$N_{(\text{dBm})}=-174+10\lg B(\text{dBm})$$



噪声系数



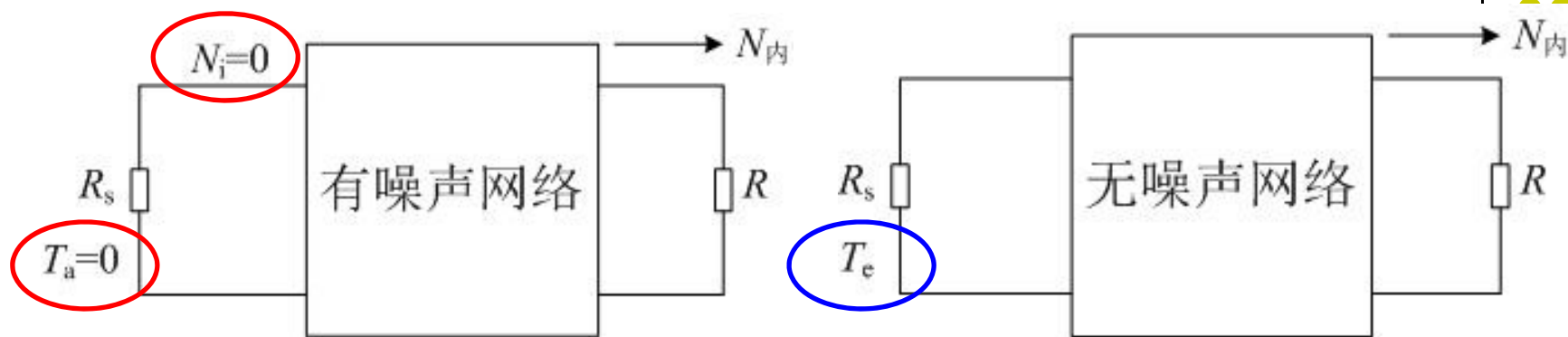
- 将噪声因数 F 用对数表示，就是**噪声系数** N_F ，即

$$N_F = 10 \lg F = 10 \lg \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}}$$

信噪比SNR虽然能反映信号质量的好坏，但它不能反映该放大器或网络对信号质量的影响，也不能反映放大器本身噪声性能的好坏，故用噪声系数来衡量。

- 噪声系数** N_F 明确地表明了当一个信号从电路的输入传到输出端时，系统内部噪声造成的信噪比恶化的程度。
- 对一个理想的**无噪声**放大器，噪声因数 $F=1$ ，**噪声系数** $N_F=0\text{dB}$ 。有噪系统的噪声因数均大于1。

等效噪声温度 (另一种度量参数)



◆ 温度 T_e 称为该线性系统的等效噪声温度。

$$T_e = (F - 1)T$$

热噪声等效噪声温度和噪声因数（噪声系数）的转换关系

等效噪声温度能否测量？



等效噪声温度

- ◆等效噪声温度是一个不能直接测量的假设值。在低噪声、复杂的微波接收机和卫星接收机中，一般用等效噪声温度来计算，而不用噪声系数。
- ◆噪声温度和噪声系数是用来描述系统噪声系数的两种指标，是用来描述系统信噪比下降的程度。
- ◆对放大器等常用噪声系数描述，而对天线与接收机等常用噪声温度描述。

例题



例 在室温27°C时，试计算：1) 某放大器的等效噪声温度为 $T_N = 75\text{K}$ ，求它的噪声系数 N_F ；2) 有一个混频器的噪声系数 $N_F = 6\text{dB}$ ，求等效噪声温度 T_N (注意单位)。

解：(1) $T = 273 + 27 = 300(\text{K})$

根据 $T_N = (F - 1)T$ ，可以推出

$$F = 1 + T_N / T = 1 + (75 / 300) = 1.25$$

$$N_F = 10 \lg F = 10 \lg(1.25) = 0.97(\text{dB})$$

(2) 根据 $F = 10^{(N_F / 10)}$ 可以求出 $F = 10^{(6 / 10)} = 3.98$

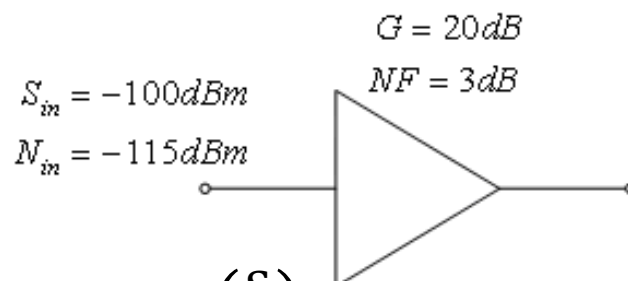
$$\text{则 } T_N = (F - 1)T = (4 - 1) * 300 = 900(\text{K})$$



作业



1. 如图所示放大器及输入信号，设放大器的带宽 $B=200\text{kHz}$ ，
试求：（1）输入信噪比 $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{in}}$ ；（2）输出信号功率 S_{out} ；
（3）输出噪声功率 N_{out} ；（4）输出信噪比 $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{out}}$ 。



解（1）输入信噪比 $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{in}} = -100 - (-115) = 15\text{dB}$

（2）输出信号功率 $S_{\text{out}} = S_{\text{in}} + G = -100 + 20 = -80\text{dBm}$

（3）设放大器内部噪声为 $N_{\text{内}}$ ，因为 $NF=3\text{dB}$ 即 $F=2$ ，根据噪声系数 F 与等效噪声温度 T_e 的关系，可以算出该放大器的等效噪声温度为 $T_e = (F-1)T_0 = (2-1)T_0 = T_0$ ，





所以放大器的内部噪声等效到输入端为 $kT_e B = kT_0 B$,
放大器的带宽 $B = 200\text{kHz}$,
则 $kT_e B = kT_0 B = -174 + 10\lg B = -121\text{dBm} = N_{\text{内}}$

$$\text{由于 } N_{out} = G (N_i + N_{\text{内}}) = GN_i + GkT_0 B$$

$$GN_i = -115 + 20 = -95\text{dBm} = 3.16 \times 10^{-10}\text{mW}$$

$$GN_{\text{内}} = -121 + 20 = -101\text{dBm} = 0.79 \times 10^{-10}\text{mW}$$

故输出噪声功率为

$$N_{out} = G (N_i + N_{\text{内}}) = 3.95 \times 10^{-10}\text{mW} = -94\text{dBm}$$

$$(4) \text{ 输出信噪比 } \left(\frac{S}{N}\right)_{out} = -80 - (-94) = 14\text{dB}$$

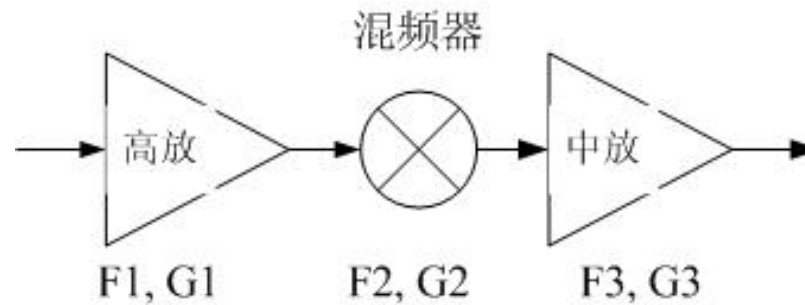


噪声系数级联



$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdots G_{n-1}}$$

例题



某接收机高放功率增益 $G_1=17\text{dB}$ ，混频器功率增益 $G_2=-7\text{dB}$ ，混频器和中频放大器的噪声系数分别为 $N_{F2}=5\text{dB}$ 和 $N_{F3}=6\text{dB}$ 。若要求加入高放后，接收通道总的噪声因数降低到加入前的0.1倍。求高放级的噪声系数 N_{F1} 。

解：根据公式 $N_F=10\lg F$ ，将噪声系数转换为噪声因数。

$$F_2=3.16, F_3=3.98, G_1=50.12, G_2=0.2$$



- 假设未加入高放，根据级联系统的噪声公式可得后两级的通道噪声因数为

$$F' = F_2 + (F_3 - 1)/G_2 = 3.16 + (3.98 - 1)/0.2 = 18.06$$

加入高放后的系统噪声因数为 $F = 0.1F' = 1.806$ ，将结果带入多级系统的级联公式可得

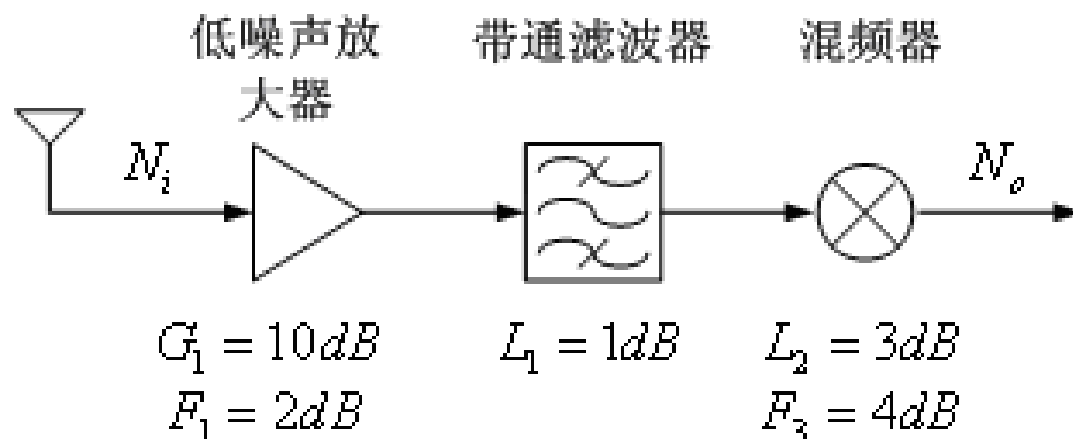
$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/(G_1 G_2) = F_1 + 0.34 = 1.806$$

可以求出 $F_1 = F - 0.34 = 1.466$

则高放的噪声系数 N_{F1} 为 $N_{F1} = 10 \lg F_1 = 1.66(\text{dB})$



例：某接收机的结构框图如下图所示，若从接收天线进来的噪声输入功率为 $N_i = kT_a B$ ，其中 $T_a = 15K$ ，环境温度为 $290K$ ，中频带宽为 $10MHz$ 。求接收机总的噪声系数、总的等效噪声温度和输出噪声功率。



解：将dB转换为线性值

$$G_1=10\text{dB}=10 \quad G_2=-L_1=-1\text{dB}=0.79 \quad G_3=-L_2=-3\text{dB}=0.5$$

$$F_1=2\text{dB}=1.58 \quad F_2=L_1=1\text{dB}=1.26 \quad F_3=4\text{dB}=2.51$$

用多级噪声系数的计算公式得接收机总的噪声系数

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} = 1.58 + \frac{1.26 - 1}{10} + \frac{2.51 - 1}{10 \times 0.79} = 1.8$$

$$\text{NF} = 2.55\text{dB}$$

则总的等效噪声温度为

$$T_e = (F - 1)T_0 = (1.8 - 1) \times 290 = 232\text{K}$$

输出噪声功率为

$$\begin{aligned} N_o &= k(T_a + T_e)BG = 1.38 \times 10^{-23} \times (15 + 232) \times 10 \times 10^6 \times 3.95 \\ &= 1.35 \times 10^{-13} \text{ W} \end{aligned}$$



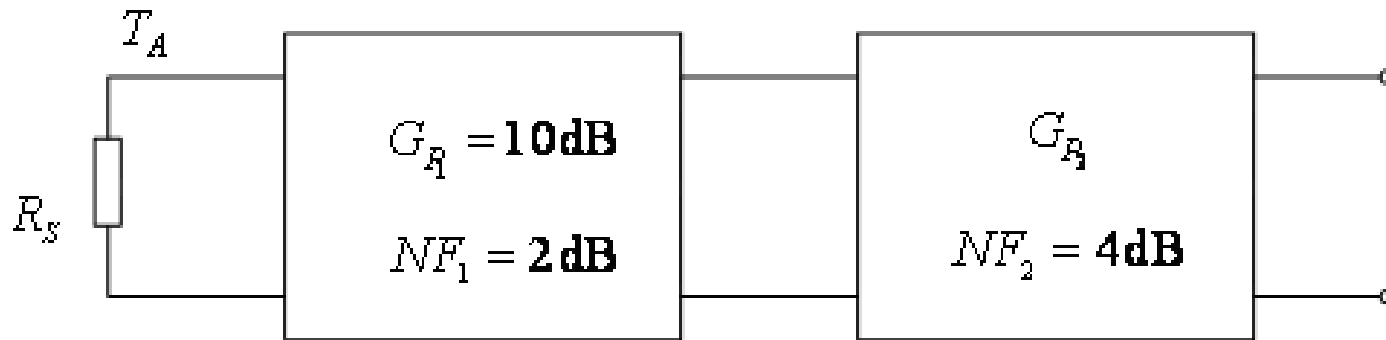


接收灵敏度

接收灵敏度 $S_{(\text{dBm})}$: 在保证必要的输出信噪比条件下, 接收机输入端所需的最小有用信号电平。

- $S(P)_{(\text{dBm})} = -174\text{dBm} + N_F + 10\lg B + D_{(\text{dB})}$

例：某接收机前端两级的增益，噪声系数如下图所示，带宽为 $B=30\text{kHz}$ 。某天线等效噪声温度 $T_A=250\text{K}$ 。为获得输出信噪比 $(\text{SNR})_{o,\min}=20\text{dB}$ ，求接收机的最小输入电平 $P_{\text{in},\min}$ 为多少？



解：将增益、噪声系数的dB值换成线性值为

$$\begin{aligned} G_{P1}=10\text{dB} & \quad G_{P1}=10; & NF_1=2\text{dB} & \quad F_1=1.58; \\ NF_2=4\text{dB} & \quad F_2=2.51 \end{aligned}$$

接收机的噪声系数F

$$\begin{aligned} F &= F_1 + \frac{F_2-1}{G_1} + \frac{F_3-1}{G_1 G_2} \dots\dots \\ &= 1.58 + \frac{2.51-1}{10} = 1.73 \end{aligned} \quad NF=2.38\text{dB}$$





等效噪声温度

$$T_e = (F-1)T_0 = 211.9\text{K}$$

基底噪声为

$$\begin{aligned} F_t &= 10\lg k(T_A + T_e) + 10\lg B \\ &= 10\lg[1.38 \times 10^{-23} \times (250 + 211.9)] + 10\lg 30000 \\ &= -157.1\text{dBW} = -127.1\text{dBm} \end{aligned}$$

接收机最低输入电平

$$P_{\text{in,min}} = F_t + (SNR)_{\text{o,min}} = -127.1 + 20 = -107.1\text{dBm} = 1.9 \times 10^{-11}\text{mW}$$



放大器的非线性



- 通过幂级数推导出非线性的一些表现（单音输出DC、 ω_1 、 $2\omega_1$ 等、双音输出DC、 ω_1 、 ω_2 、 $2\omega_1$ 、 $2\omega_2$ 、 $2\omega_1 \pm \omega_2$ 、 $2\omega_2 \pm \omega_1$ ，交叉调制.....）；
- 三阶交调输出与交叉点关系

$$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P(\omega_1) - 2P_I \text{ dBm}$$

- 常见的线性化的方法：功率回退法、反馈法、前馈法、预失真法



例：用频谱仪实测放大器SGA-4563在2GHz工作时，输出主功率为10dBm，三阶交调分量功率为-30dBm，试推导该放大器在2GHz时的输出 P_I 。

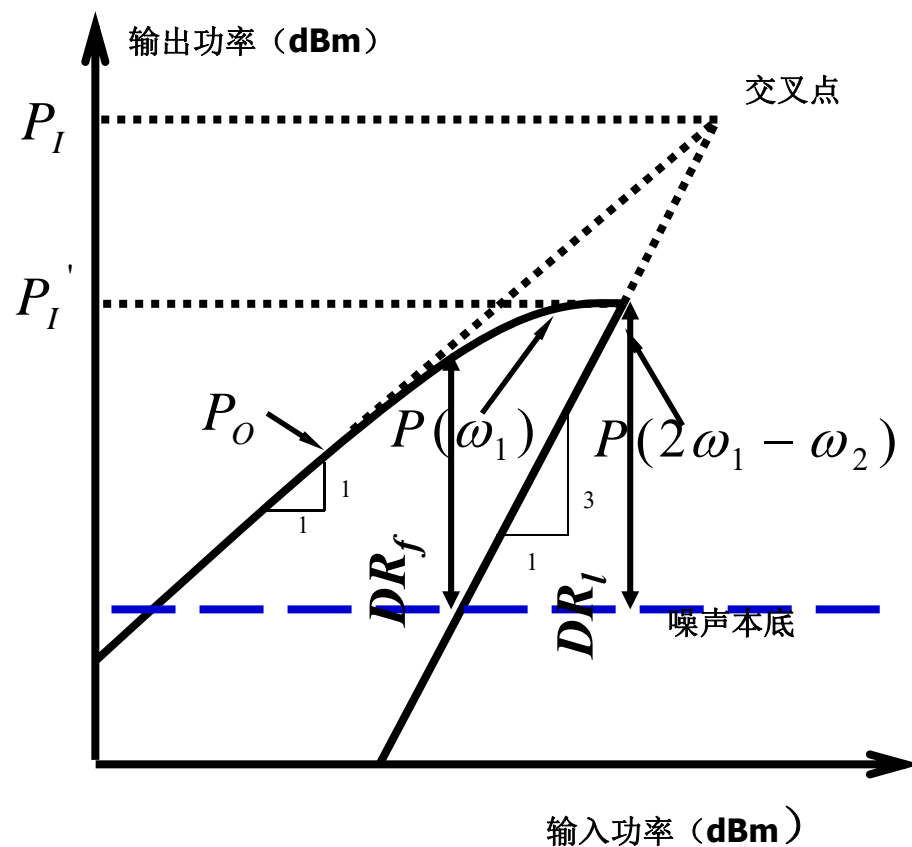
$$\begin{aligned}\text{解： } P_I &= 0.5 * [3P(\omega_1) - P(2\omega_1 - \omega_2)] \\ &= 0.5 * [10 * 3 + 30] \\ &= 30\text{dBm}\end{aligned}$$



动态范围(Dynamic Range)



动态范围为系统或元件有所希望特性的工作范围。对于系统来说，动态范围的低端为噪声所限，高端限制在压缩点上。





常见的功放线性化技术

- 功率回退法;
- 负反馈法;
- 前馈法
- 预失真法（基带、中频、射频）

第五章 混频器

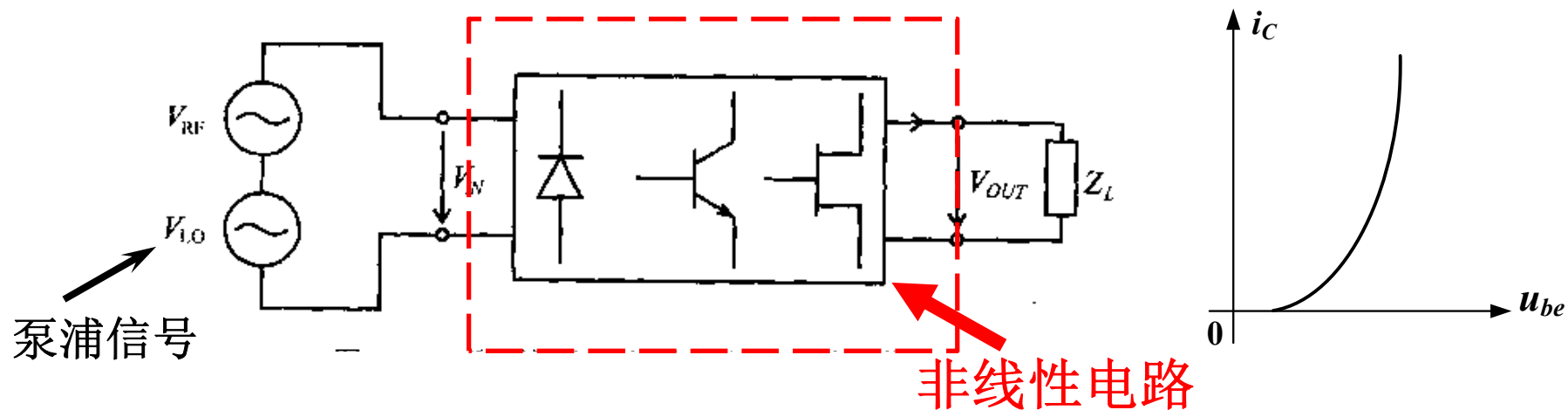


- 会规划收发信机中混频器的本振的频率范围；
- 镜频干扰对系统的影响，镜频信号如何计算？
- 混频器的干扰（镜频干扰、交叉调制、互相调制干扰、本振与射频的组合频率干扰）；

（组合频率干扰是指一个本振信号和一个射频信号进入混频器产生的干扰，互调干扰是指两个射频干扰信号本身各自都不会形成中频进入接收通道，但他们的组合频率 $2f_{M1}-f_{M2}$ 或 $2f_{M2}-f_{M1}$ 近似等于接收射频信号的频率，混频后形成干扰中频进入接收通道）。



混频器的基本原理



混频器参数定义



- 射频、中频功率间的变频损耗或增益；

$$\text{变频损耗 } CL = 10 \log \left(\frac{P_{RF}}{P_{IF}} \right) \quad \text{变频增益 } CG = 10 \log \left(\frac{P_{IF}}{P_{RF}} \right)$$

通常，对于BJT或FET，常用变频增益。

- 噪声系数F；

FET的噪声系数比BJT低，BJT混频器常应用于需要高变频效率和低偏置电压的场合。

- 本振信号与射频端口之间的隔离度；



本振频率选择



已知一射频信道的中心频率为1.89GHz，带宽为20MHz，需要下变频为200MHz中的中频。请选择合适的本振频率 f_{LO} 。确定能够滤出该射频信道和相应中频信道的带通滤波器的品质因数。

。 $Q=f_{RF}/BW$

解：通过非线性器件将射频信号与本振信号混频后，根据 f_{RF} 和 f_{LO} 的相对大小，我们可以得到 $f_{IF}=f_{RF}-f_{LO}$ 或 $f_{IF}=f_{LO}-f_{RF}$ 的中频信号。因此，为了从 $f_{RF}=1.89\text{GHz}$ 产生 $f_{IF}=200\text{MHz}$ 的中频，我们可以采用 $f_{LO}=f_{RF}-f_{IF}=1.69\text{GHz}$ 或 $f_{LO}=f_{RF}+f_{IF}=2.09\text{GHz}$ 。这两种方案都是可行的，实际应用中也都常被采用。如果选择 $f_{RF}>f_{LO}$ ，则称混频器为地本振注入（**Low-side injection**）；如果选择 $f_{RF}<f_{LO}$ ，则称混频器为高本振注入（**High-side injection**）。由于本振信号频率越低则越容易产生和处理，所以前一种方案更常用。





因为在下变频信号之前，信号带宽为20MHz，中心频率为1.89GHz，所以，如果要滤除该信号，我们必须使用品质因数 $Q=f_{RF}/BW=94.5$ 的滤波器。然而，下变频之后，信号的带宽没有变，但中心频率变为 $f_{IF}=200\text{MHz}$ ，所以，滤波器的品质因数只要为 $Q=f_{IF}/BW=10$ 。

此例题表明，一旦使用混频器实现了对射频信号的下变频，则可大大降低对滤波器的技术指标要求。



互相调制 (Inter Modulation)



若有两个干扰频率 f_1 和 f_2 输入到混频器，会产生组合频率 $2f_1 \pm f_2$ 和 $2f_2 \pm f_1$ ，而 $2f_1 + f_2$ 、 $2f_2 + f_1$ 频率较高，容易滤除， $2f_1 - f_2$ 和 $2f_2 - f_1$ 比较靠近有用的射频信号，就会对有用信号产生干扰。故由两个输入信号的互相调制引起的失真叫互调失真，是由非线性器件的三次方引起的互调，所以为三阶互调。这种干扰近似等于接收信号的频率，能进入接收通道，滤波器无法滤除，三阶互调属于频率上的干扰。

三阶交调和三阶互调都是由非线性的三次方项同时产生的，三阶交调是指有一个干扰信号的幅度调制信息转移到有用信号幅度上，三阶互调是两个干扰信号的组合频率干扰了有用信号。



例：某短波通信机的接收频段为2~20MHz，中心
 $f_I=10.7\text{MHz}$ ，附近有两个强干扰信号 $f_{M1}=8.5\text{MHz}$ ，
 $f_{M2}=11.7\text{MHz}$ ，当接收机正在接收 $f_R=5.3\text{MHz}$ 的信号时，试
问 f_{M1} 和 f_{M2} 能否进入接收机的中频通道形成干扰？并说明这
是什么干扰？

解： $f_I=f_L-f_R$

故 $f_L=f_I+f_R=5.3+10.7=16\text{MHz}$

而 $2f_{M1}-f_{M2}=8.5\times 2-11.7=5.3\text{MHz}$

所以有 $f_L-(2f_{M1}-f_{M2})=16-5.3=10.7\text{MHz}$

可见，干扰 f_{M1} 和 f_{M2} 能以互调方式进入接收机中频通道形
成干扰。因为是组合频率 $(2f_{M1}-f_{M2})$ 形成干扰，所以是三
阶互调干扰。





例：广播接收机的中频为**465kHz**，采用低中频，即 $f_I=f_L-f_s$ 。
试解释下列现象：

1. 当收听频率 $f_s=932\text{kHz}$ 的电台播音时，伴有单音的啸叫声；
2. 当收听频率 $f_s=540\text{kHz}$ 的电台播音时，同时听到频率为**1470kHz**的电台播音。
3. 当收听频率 $f_s=1386\text{kHz}$ 的电台播音时，同时听到频率为**693kHz**的电台播音。
4. 当收听频率 $f_s=693\text{kHz}$ 的电台播音时，可同时听到频率为**813kHz**和**933kHz**的两个电台的播音，当一个台停播时，则另一个台的播音也消失。





分析：干扰啸叫是接收信号本身与本振的组合频率形成的干扰，它与外来的干扰信号无关；组合干扰是由外来干扰与本振组合形成的干扰；交调干扰是外来干扰与输入有用信号组合形成的干扰；而互调干扰则是由两个外来干扰信号组合形成的对有用信号的干扰。

解：

1. $f_L = f_I + f_s = 932 + 465 = 1397 \text{ kHz}$ ，而 $2f_s - f_L = 2 * 932 - 1397 = 467 \text{ kHz}$ ，
由于该信号可以通过中放，经检波产生2kHz的单音啸音；
2. $f_s = 540 \text{ kHz}$ ， $f_L = 540 + 465 = 1005 \text{ kHz}$ ，外来干扰频率1470kHz与
 f_L 的差频，即 $1470 - 1005 = 465 \text{ kHz}$ ，正好为中频，即满足 $f_M = f_s + 2f_I$ ，所以干扰是镜频干扰；
3. $f_s = 1386 \text{ kHz}$ ， $f_L = 1386 + 465 = 1851 \text{ kHz}$ ，而 $f_L - 2f_M = 1851 - 2 * 693 = 465 \text{ kHz}$ ，可见本振与干扰频率之差正好在中频，所以仍然是组合干扰；
4. 由于两个干扰信号相互依存，且满足 $933 - 813 = 813 - 693$ ，即满足 $f_{M2} - f_{M1} = f_{M1} - f_s$ 的关系，因而为互调干扰。





第六章 调制解调器

调制的基本概念:

模拟调制: AM, FM, PM

数字调制: ASK, FSK, PSK

$$V(t) = A(t) \cos[2\pi f(t) + \varphi(t)]$$

AM

FM

PM

ASK

FSK

PSK



振幅调制电路



标准调幅波信号的数学表示式

载频信号 $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$

调制信号 $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

AM波在单音调制时表达式

$$\begin{aligned} v_{AM}(t) &= V_m(t) \cos \omega_c t \\ &= (V_{cm} + K_A V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &= \underline{V_{cm} (1 + m_A \cos \Omega t) \cos \omega_c t} \\ &= \underline{V_{cm} \cos \omega_c t + m_A V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t} \end{aligned}$$

$$m_A = \frac{K_A V_{\Omega m}}{V_{cm}}$$

调幅指数， K_A 为调制电路决定的比例常数，在幅度调制中，为保证不出现过调制，要求 $m_A \leq 1$

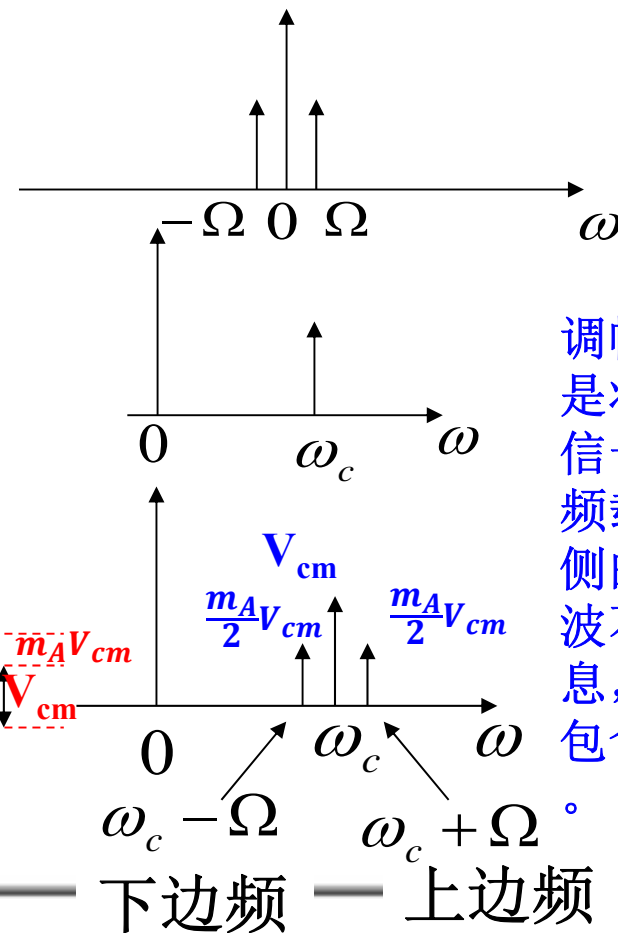
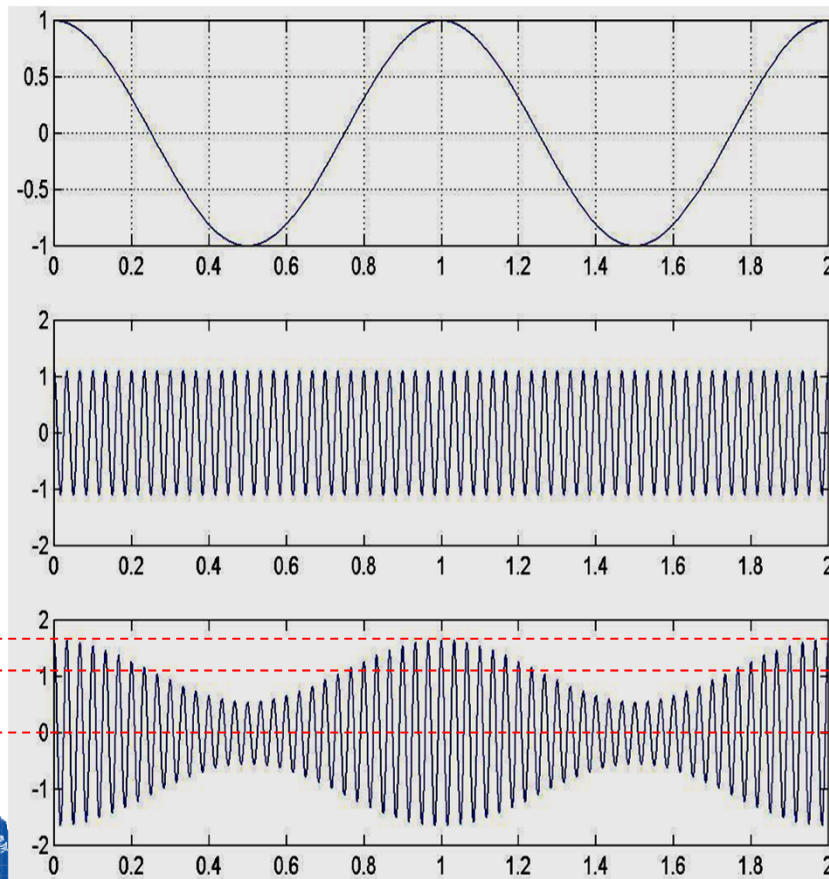


时域波形与频谱



单音调制AM波频谱表达式:

$$v_{AM}(t) = V_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_A V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega) t + \frac{1}{2} m_A V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega) t$$



调幅的过程就是将低频调制信号搬移到高频载波分量两侧的过程。载波不含调制信息，只有边频包含调制信息。



AM波的功率



若将调幅波电压加于负载电阻 R_L 上，负载电阻吸收功率为各项正弦分量单独作用功率之和。

◆ 载波功率分量

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L}$$

◆ 上边频分量功率

$$P_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{m_A}{2} V_{CM} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{1}{8} \frac{m_A^2 V_{CM}^2}{R_L} = \frac{1}{4} m_A^2 P_C$$

◆ 下边频分量功率

$$P_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{m_A}{2} V_{CM} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{1}{8} \frac{m_A^2 V_{CM}^2}{R_L} = \frac{1}{4} m_A^2 P_C$$





◆ 调制信号在一个周期内的平均功率

$$P = P_c + P_1 + P_2 = \left(1 + \frac{m_A^2}{2}\right) P_c$$

可见，边频功率随着 m_A 的增大而增大，当 $m_A=1$ 时，边频功率最大，即 $P = \frac{3}{2}P_c$ 这时上、下边频功率之和只占载波功率的一半。这种调制方式，发射端发送的功率被不携带信息的载波占了很大的比例。

➤ 改进型的AM，DSB和SSB



例题



若模拟调幅波(AM)的表达式为 $V_{AM}(t)=10(1+0.7\cos \Omega t)\cos \omega_c t$,
其中载频 $\omega_c=(2000*2\pi)\text{kHz}$, 调制频率 $\Omega=(2\pi)\text{kHz}$ 。(1) 试画出该调幅波频谱图; (2), 并计算它在负载 $R=1\Omega$ 时的载波功率; 平均功率及有效频带宽度。

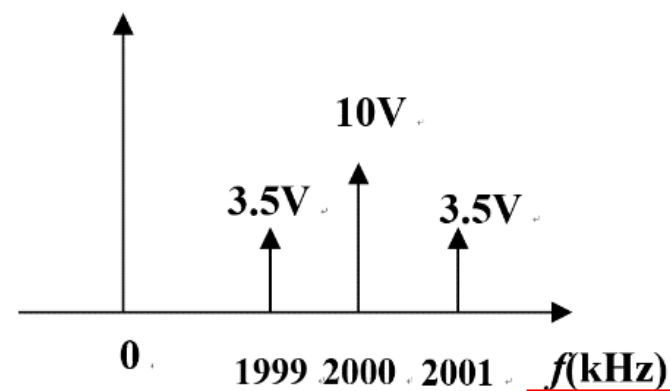
解: (1) $f_c=2000\text{kHz}$, 调制频率 $\Omega=1\text{kHz}$,

$$(2) P_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CM}^2}{R} = \frac{1}{2} \times 10^2 = 50(W)$$

$$P_{\text{边}} = \frac{1}{2} m_a^2 P_c = \frac{1}{2} \times 0.7^2 \times 50 = 12.25(W)$$

$$P = P_c + P_{\text{边}} = 62.25W$$

$$B = 2\Omega = 2\text{kHz}$$





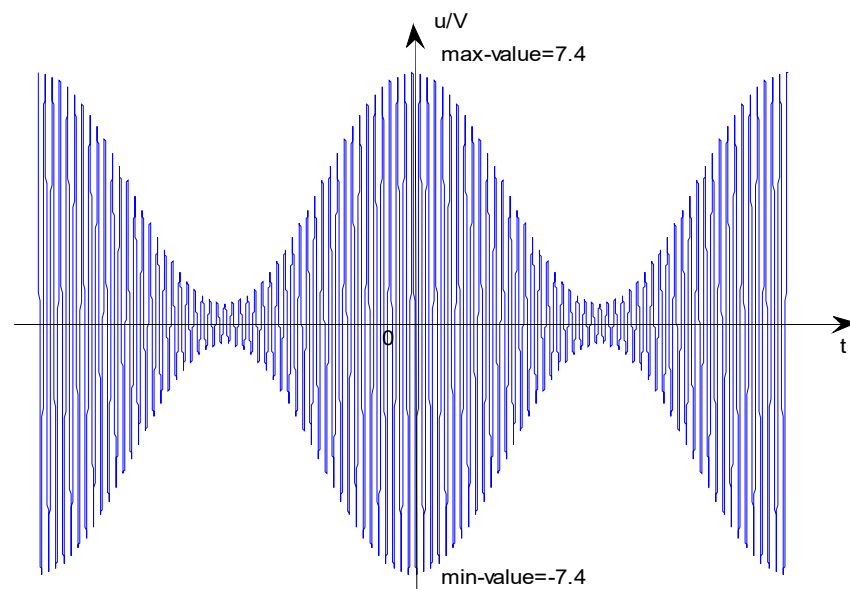
例：一调幅波为

$$u_{\text{AM}}(t) = 4[1 + 0.85 \cos 2\pi \times 3 \times 10^3 t] \cos(2\pi \times 10^7 t)$$

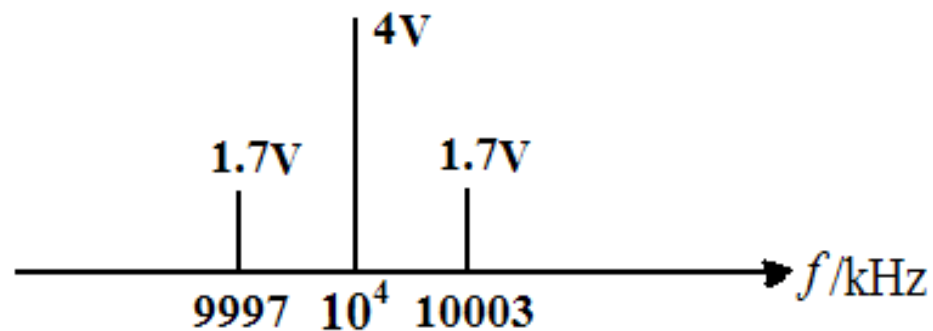
- (1) 画出调幅波的波形，标出峰与谷值；
- (2) 画出调幅波的频谱图，并表明参数；
- (3) 计算该信号占的带宽；
- (4) 算该信号在单位电阻上消耗的边带功率与总平均功率的比值。



解：（1）波峰值7.4V，波谷值-7.4V。



（2）调幅波的频谱图：





$$(3) \quad BW_{AM} = 2 \times F = 2 \times 3 \times 10^3 = 6 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$$(4) \quad P_{\text{载}} = \frac{4^2}{2} = 8 \text{ W}$$

$$P_{\text{DSB}} = 2 \cdot \frac{1.7^2}{2} = 2.89 \text{ W}$$

$$\frac{P_{\text{DSB}}}{P_{\text{AM}}} = \frac{P_{\text{DSB}}}{P_{\text{载}} + P_{\text{DSB}}} = \frac{2.89}{8 + 2.89} = 26.5\%$$

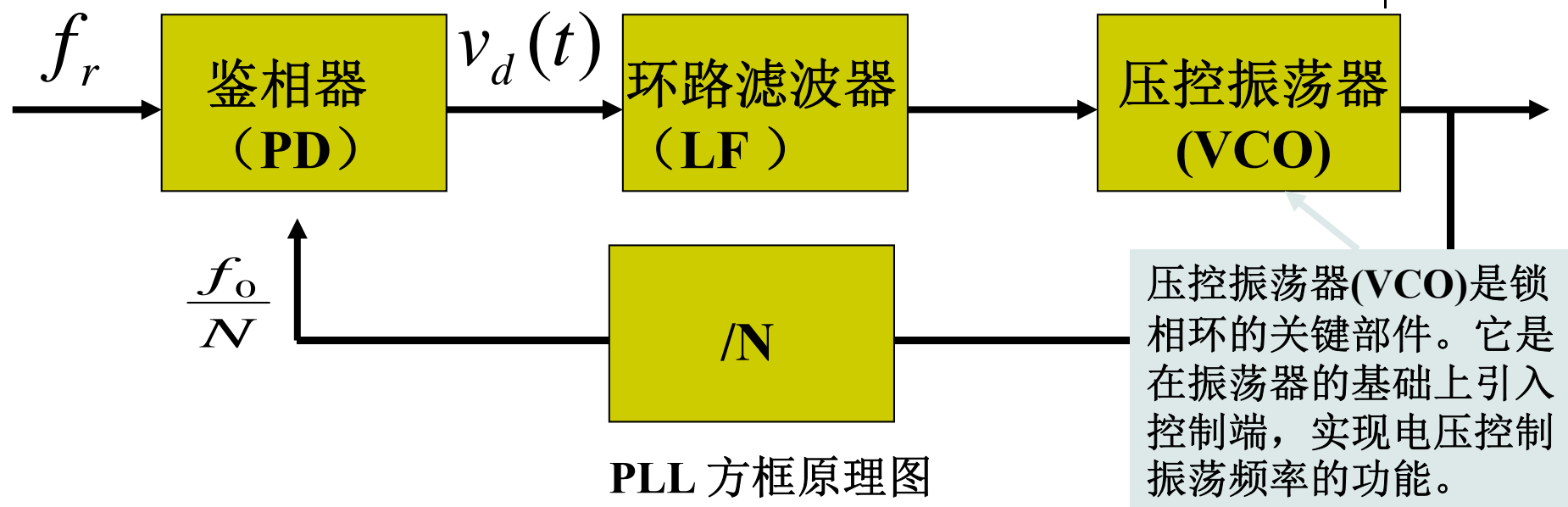


第七章 频率合成器



- 掌握锁相式频率合成（PLL）和直接数字频率合成（DDS）基本技术(输出频率);
- 能够分析频率合成器的输出频率范围和频率分辨率;
- 倒易混频

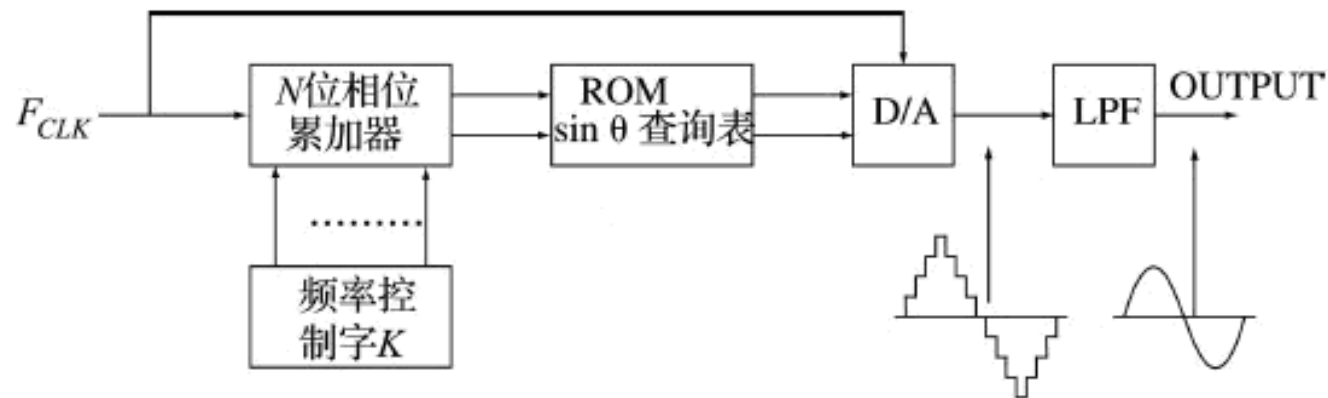
锁相频率合成



环路锁定时 $f_o = Nf_r$ ，改变 N 则输出为一系列点频。

直接数字合成

DDS Direct Digital Synthesis

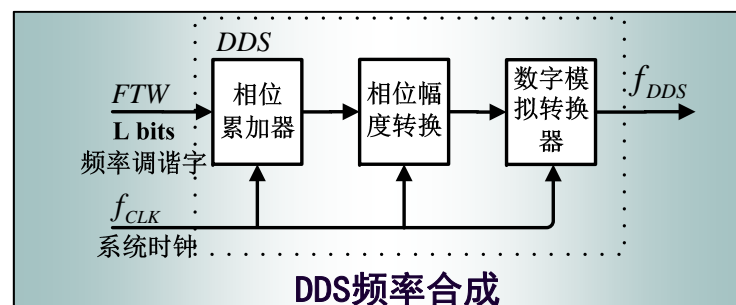
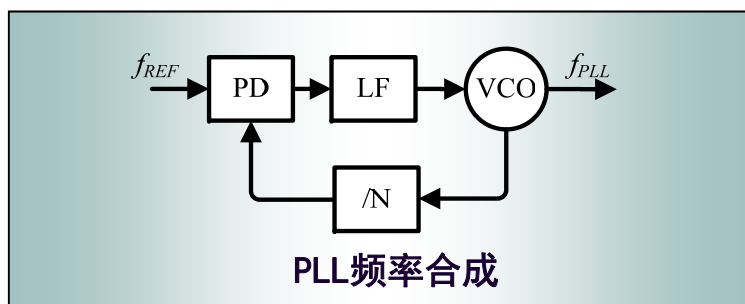
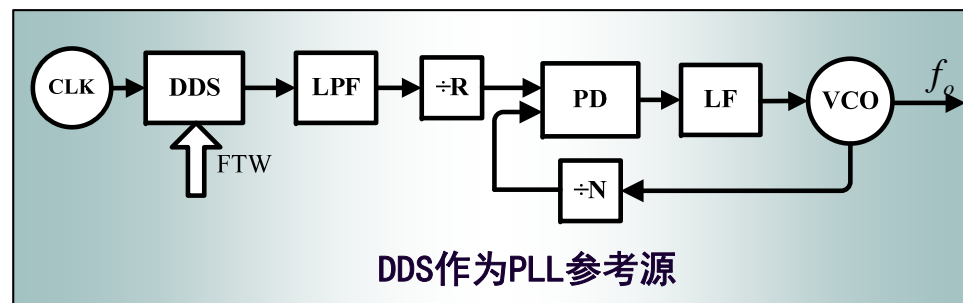
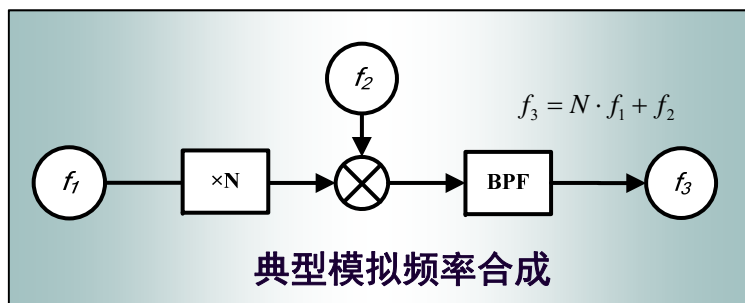


DDS包括相位累加器、波形存储器ROM、数模转换器、低通滤波器和参考时钟等五部分。

$$f_{out} = \frac{M}{2^N} f_{clk}$$

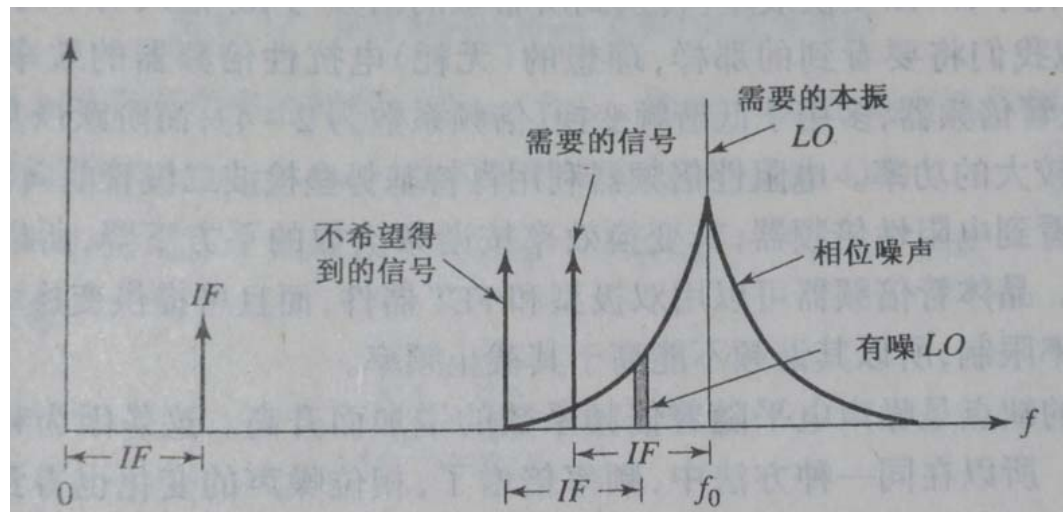


频率合成技术基本技术



倒易混频

在接收机中，相位噪声的影响使信噪比和选择性变坏。频率为 f_0 的本机振荡器使所需的信号下变频到中频信号，由于相位噪声的存在，使不需要的干扰信号下变频后也落在带内。



为了使相邻通道抑制率达到SdB，最大可容许相位噪声的表达式为：

$$L(f_m) = C(\text{dBm}) - S(\text{dB}) - I(\text{dBm}) - 10 \lg(B), \quad (\text{dBc/Hz})$$

所需要用得
信号电平

不希望得到的
干扰信号电平

中频滤波
器带宽



GSM接收机相位噪声要求



GSM（全球移动通信系统）蜂窝标准要求最小干扰信号抑制度为9dB；当载波电平为-99dBm时，干扰信号电压在离载波3MHz处为-23dBm，离载波1.6MHz处为-33dBm；离载波0.6MHz处为-43dBm，确定在这些载波频率偏离处，所需本振的相位噪声。通道带宽是200kHz。

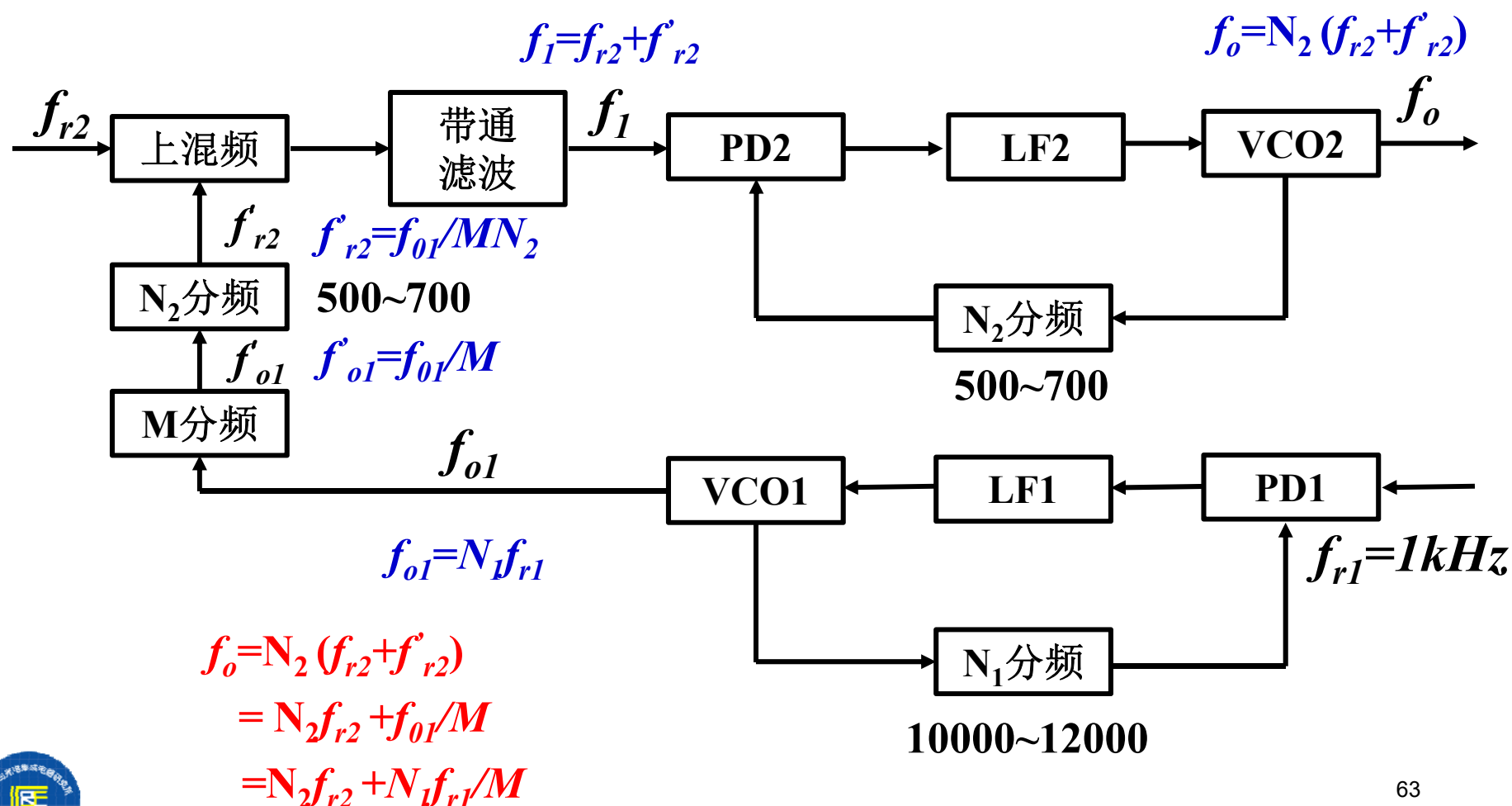
解：

$$\begin{aligned} L(f_m) &= C(\text{dBm}) - S(\text{dB}) - I(\text{dBm}) - 10\lg(B) \\ &= -99\text{dBm} - 9\text{dB} - I(\text{dBm}) - 10\lg(20000) \end{aligned}$$

频率偏离（MHz）	干扰信号电平（dBm）	相位噪声dBc/Hz
3.0	-23	-138
1.6	-33	-128
0.6	-43	-118



例：图所示为双环频率合成器的工作原理，其中两个 N_2 可变分频率器是完全同步的。列出输出频率 f_o 与参考信号频率 f_{r1} , f_{r2} 的关系式，计算该频率合成器的信道间隔 f_{ch} 及输出频率范围。





解： (1)
$$f_o = N_2 f_{r2} + N_1 f_{r1} / M$$

(2) 该频率合成器的信道间隔 (频率分辨率)

$$f_{ch} = f_{r1} / M = 100 \text{ Hz}$$

(3)

$$f_{r1} = 1 \text{ kHz}, N_1 = 10000 \sim 12000, M = 10, N_2 = 500 \sim 700, f_{r2} = 100 \text{ kHz}$$

则：

$$f_{omin} = N_{2min} f_{r2} + N_{1min} f_{r1} / M = 500 \times 10^5 + 10^4 \times 100 = 51 \text{ MHz}$$

$$\begin{aligned} f_{omax} &= N_{2max} f_{r2} + N_{1max} f_{r1} / M = 700 \times 10^5 + 1.2 \times 10^4 \times 100 \\ &= 72 \text{ MHz} \end{aligned}$$

该频率合成器的频率输出范围为 (51~72) MHz

