

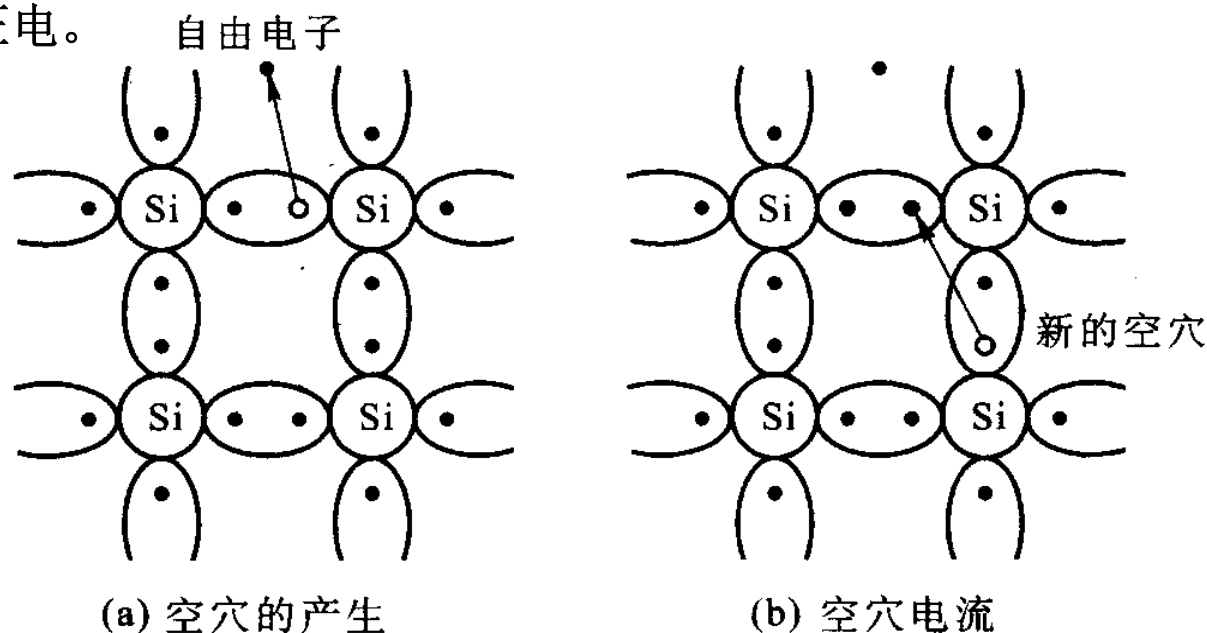
# 第4章 放大器及其 非线性

# 4.1 放大器简介噪声 的概念

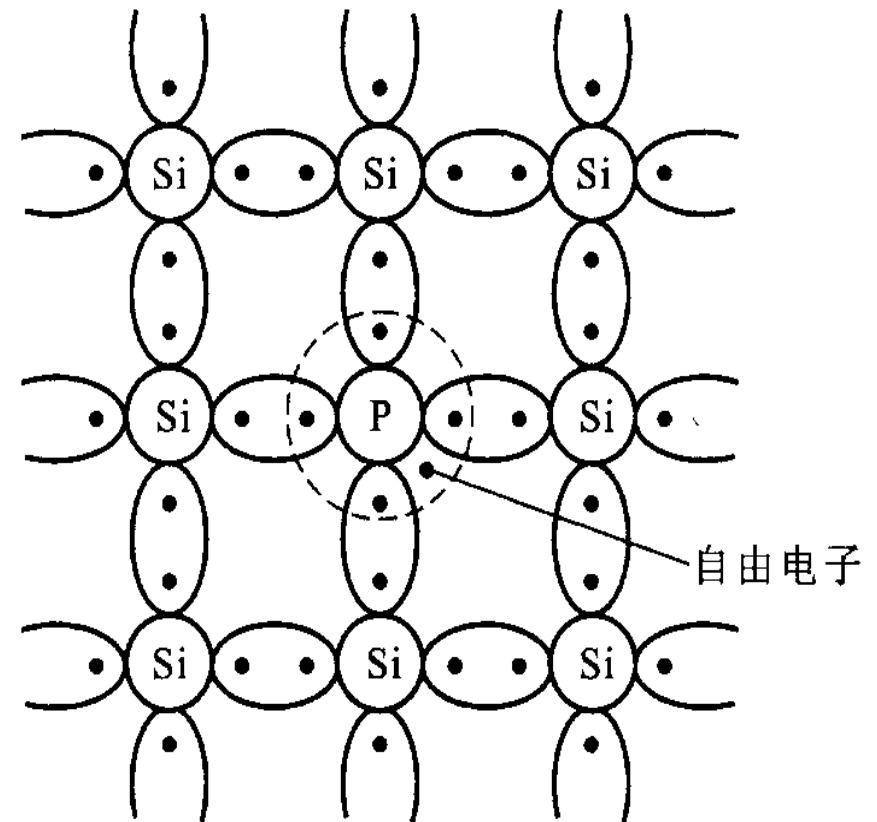
# 本征半导体和掺杂半导体

半导体是导电能力介于导体和绝缘体之间的物质。常用的半导体材料有硅和锗。

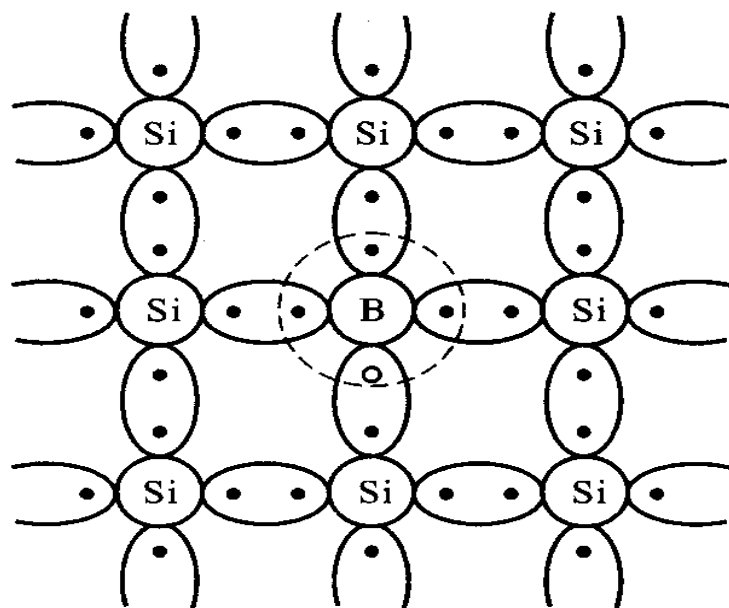
纯净的具有完整单晶体结构的半导体材料称为**本征半导体**。本征半导体的导电能力很弱，其原子之间的共价键结构非常稳定，价电子不易脱离束缚而成为自由电子。但是当获得足够的能量后，一些价电子可能挣脱共价键的束缚游离出来，成为自由电子，当有外电场作用时这些自由电子就可以参与导电。另外，当价电子游离出来以后，会在原来位置上留下一个“空位”，使得这个共价键不稳定，能吸引其他电子来填充，这部分电子移动相当于“空位”向相反方向移动，这些空位我们称为空穴，空穴带正电。



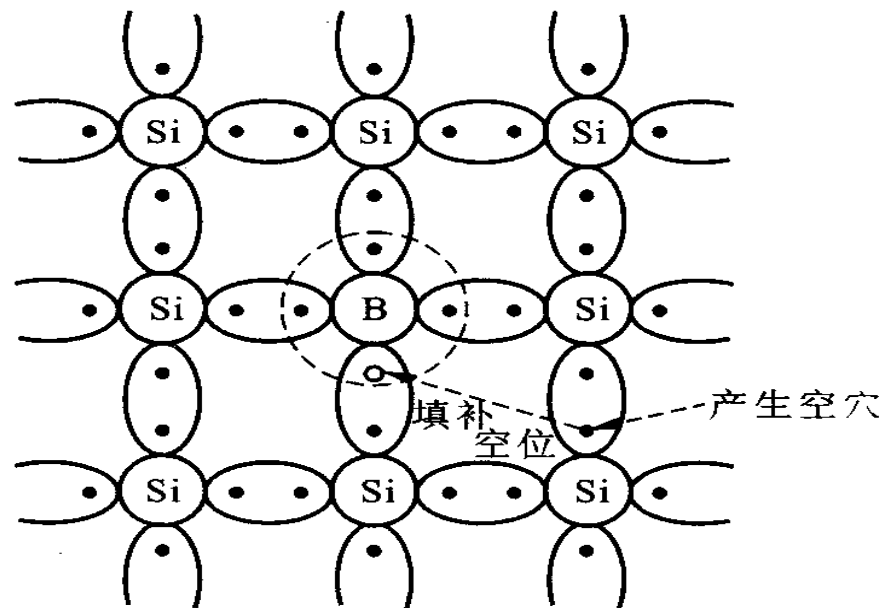
若掺入五价元素，如磷(P)，就形成了**N型半导体**。由于磷原子有**5个价电子**，其最外层的四个电子与相邻的4个硅（或锗）原子组成共价键结构，有**1个价电子**游离于共价键之外，成为自由电子。每掺入一个磷原子就会产生一个自由电子，因此**N型半导体中自由电子的浓度大大增加**。与此同时，还存在因热激发产生的少量自由电子和空穴。由于自由电子的数目远大于空穴的数目，所以自由电子是多数载流子，空穴是少数载流子。



同理，若在硅（或锗）晶体中掺入微量的三价元素，如硼（B），就形成了**P型半导体**，不难看出**P型半导体多数载流子是空穴，少数载流子是自由电子**。



(a) 结构示意图

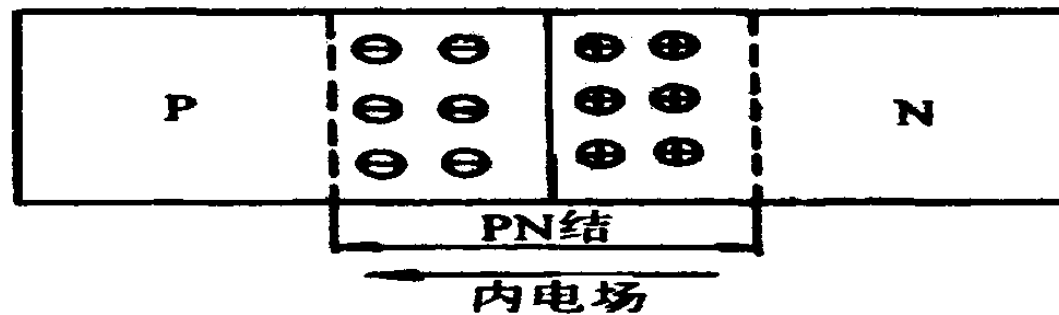


(b) P型半导体中的空穴载流子

# PN结

## PN结的形成：

把P型半导体和N型半导体用特殊的工艺结合在一起时，N区中浓度较高的自由电子会扩散到P区，并与P型半导体中空穴复合，在N区一侧留下带正电的净电荷区。同时，P区浓度较高的空穴会扩散到N区中并与自由电子复合，在P区形成带负电的净电荷区。从而在交界面处形成一个由N区指向P区的内电场。该内电场对多数载流子继续扩散起阻碍作用，对双方少数载流子的漂移运动起推动作用。当多数载流子扩散数量与少数载流子漂移数量相同时，内电场宽度和强度保持稳定。这种在P型半导体和N型半导体交界面处形成的稳定的内电场称为PN结。



# PN结的特性

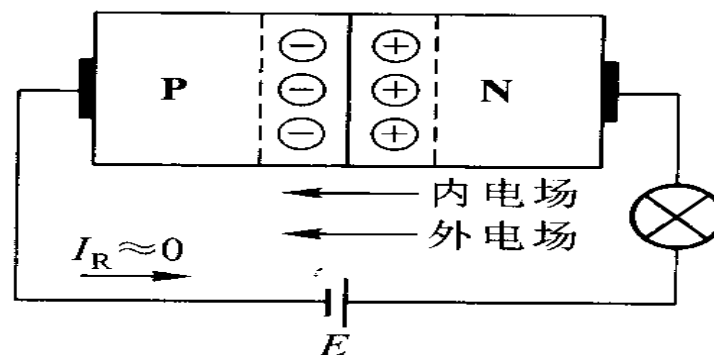
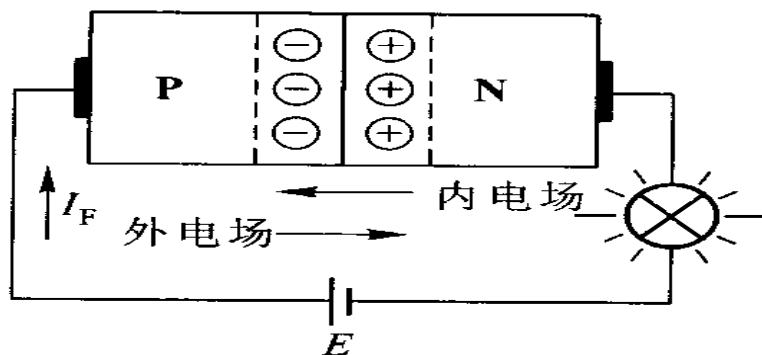
PN结有一个非常重要的导电特性：**单向导电性**。

## 1) PN结加正向电压——正向导通

如图所示，电源正极接P区，负极接N区，称为正向电压，指示灯亮，说明PN结导通。

## 2) PN结加反向电压——反向截止

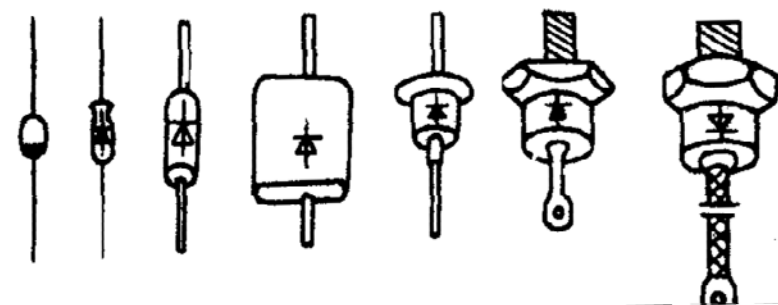
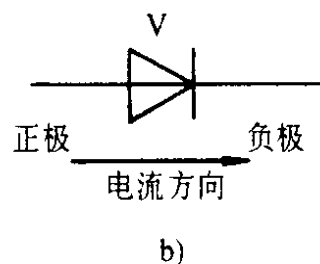
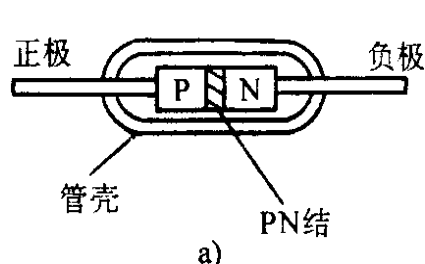
如图所示，电源负极接P区，正极接N区，称为反向电压，指示灯不亮，说明PN结截止。



# 二极管

## 结构

在一个**PN结**的**P区**和**N区**各接出一条引线，再封装在管壳内，就制成一只二极管，如图**a**所示，**N区**引出端为阴极（负极），**P区**引出端为阳极（正极），其文字符号为**VD**，图形符号如图**b**所示。图所示是几种常见的二极管的外形。



## 类型

二极管的分类方法很多，根据工艺及结构，二极管可分点接触型、面接触型及平面型二极管；根据材料不同，可分为硅二极管和锗二极管两类；根据**用途**不同，又可分为**普通二极管**、**整流二极管**、**稳压二极管**等。



# 二极管伏安特性

## (1) 正向特性

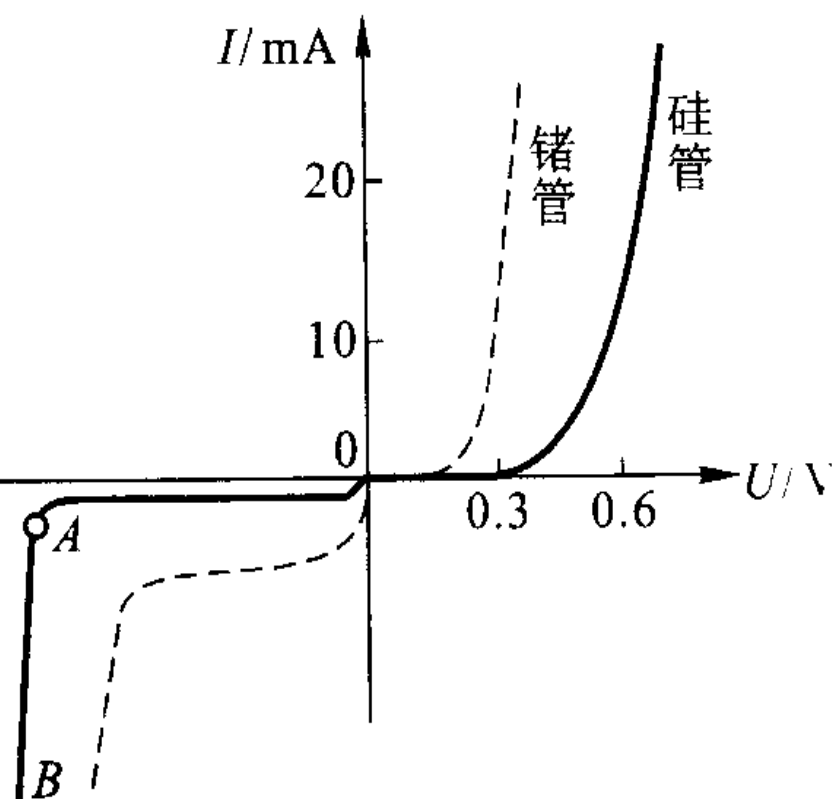
位于图中第一象限。当二极管承受很小的正向电压时，二极管并不能导通，这是因为外电场太弱，不足以克服内电场的阻挡作用，这段区域称为死区，与此相对应的电压叫死区电压，一般硅二极管的死区电压约**0.5伏**，锗二极管约**0.2伏**。

当正向电压上升到大于死区电压时，二极管开始导通，正向电流随正向电压上升很快。二极管导通后的正向电阻很小，其正向压降很小，一般硅管约**0.7V**，锗管约为**0.2-0.3伏**。

## (2) 反向特性

位于图中第三象限。当二极管承受反向电压时，二极管中只有很小的反向电流，是由少数载流子漂移形成。

当反向电压增大到超过某个值时，反向电流急剧加大，二极管被击穿，可能被损坏。所以一般二极管不允许工作在这个区域。



# DIODE



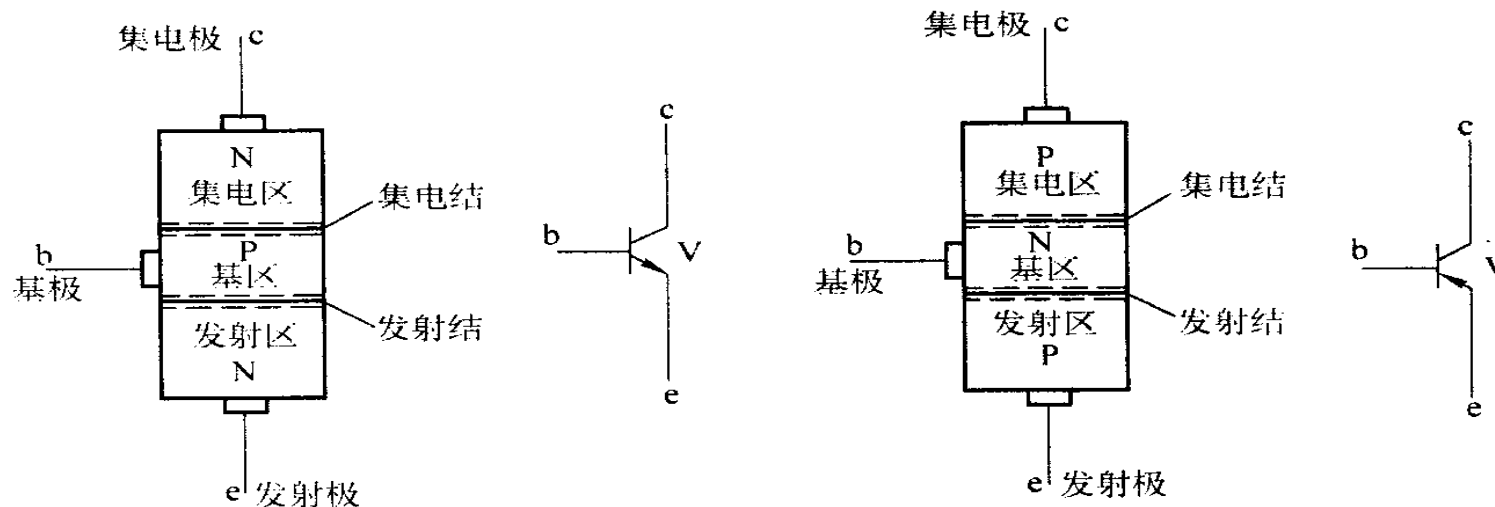
TECHNICAL SUPPORT FROM  
**JOSE JOJI,**  
WESTGHATS TECHNOLOGIES PVT LTD

# 三极管的结构、符号和型号

## 三极管的结构

在一块极薄的硅或锗基片上通过一定的工艺制做出两个**PN**结就构成了三层半导体结构，从三层半导体各引出一根引线就是三极管的三个极，再封装在管壳里，就构成晶体三极管。三个电极分别叫做发射极**E**、基极**B**、集电极**C**，与之对应的每层半导体分别称为发射区、基区、集电区。发射区与基区之间的**PN**结为发射结，集电区和基区之间的**PN**结为集电结。基区是**P**型半导体的称为**NPN**型三极管，基区是**N**型半导体的称为**PNP**型三极管。

晶体三极管的内部结构特点是：① 发射区的掺杂浓度大于集电区；② 基区非常薄且掺杂很轻；③ 集电结面积较发射结大，它们并不对称，所以集电极和发射极不能互换。



# 三极管的电流放大作用

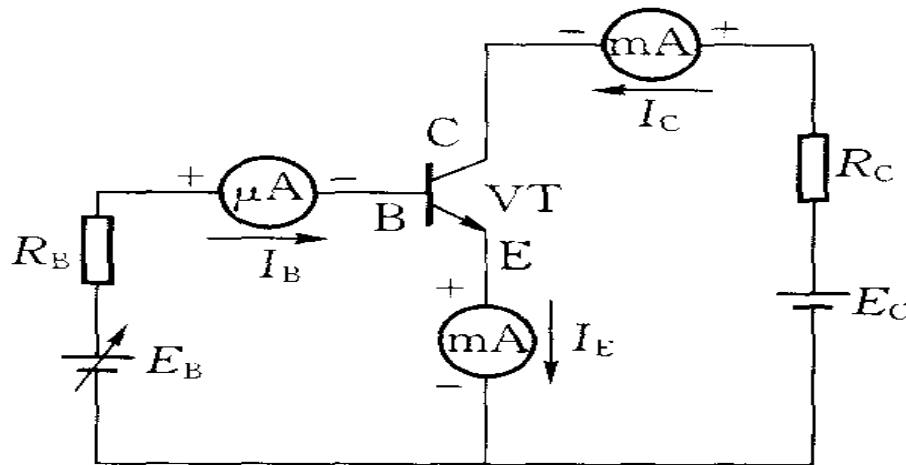
当给三极管的发射结加正向电压，集电结加反向电压时，三极管具有电流放大作用，电路形式如图所示。

## 1、静态电流放大作用

集电极电流一般是基极电流**30-100**倍，称为静态电流放大系数。

## 2、动态电流放大作用

$\beta$ 称为动态电流放大系数，与静态电流放大系数近似相等，一般取为一致。

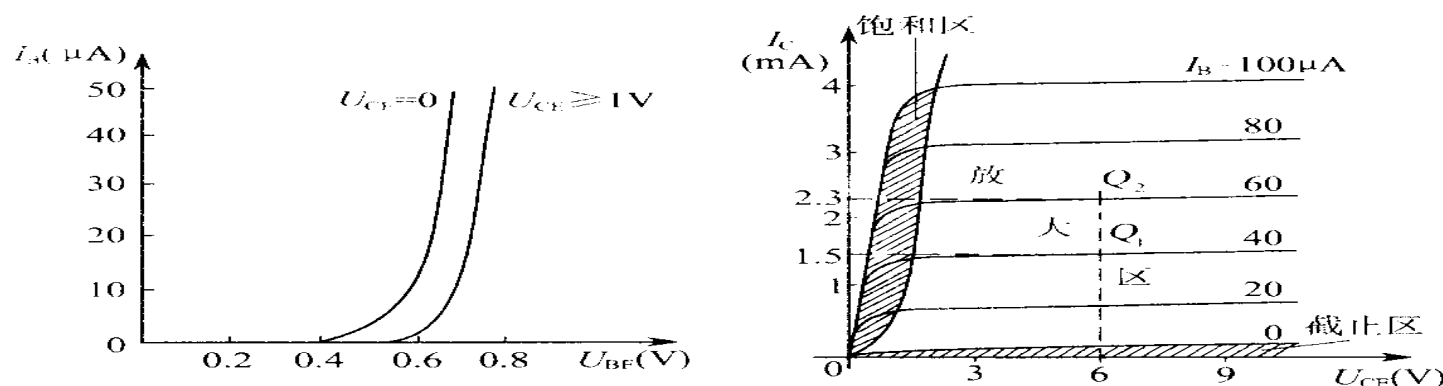


# 三极管的特性曲线

表示三极管各极电流和极间电压关系的曲线称为**晶体管的特性曲线**，它是了解三极管外部性能和分析三极管工作状态的重要依据。

## 1、输入特性

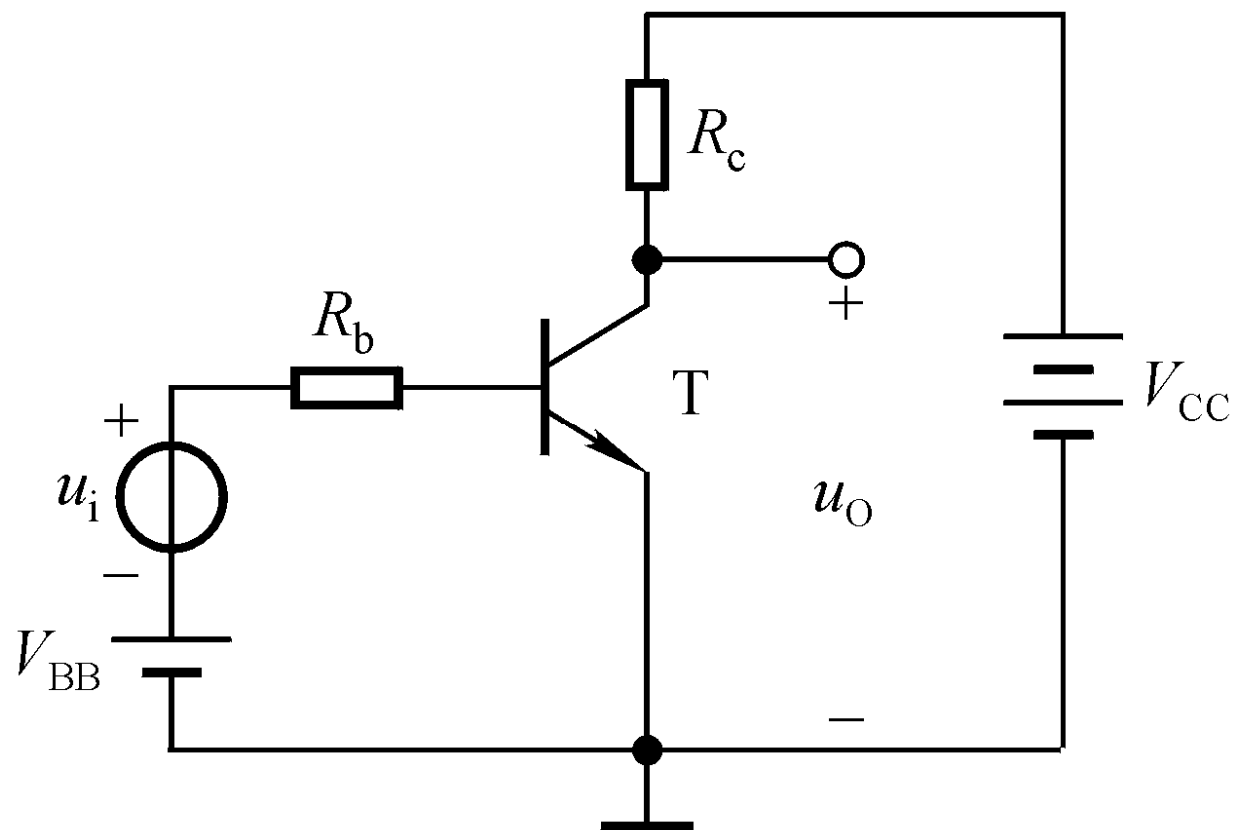
输入特性是指当三极管集电极-发射极之间的电压 $U_{CE}$ 为定值，**基极电流 $I_B$** 和**基极-发射极之间电压 $U_{BE}$** 之间的关系。其特性曲线如图所示。



## 2、输出特性

输出特性是指当三极管的**基极电流 $I_B$** 为定值，**集电极电流 $I_C$** 与**集电极-发射极之间的电压 $U_{CE}$** 之间的关系，其特性曲线如图所示。由图可见，当基极电流不变时集电极电流基本不随集-射极之间的电压 $U_{CE}$ 变化而变化，所以说从三极管的集电极看进去具有**恒流源特性**。不同的基极电流 $I_B$ 对应不同的输出特性曲线，从而形成一个曲线簇，可把输出特性曲线簇分成三个区域，不同的区域对应着不同的工作状态。

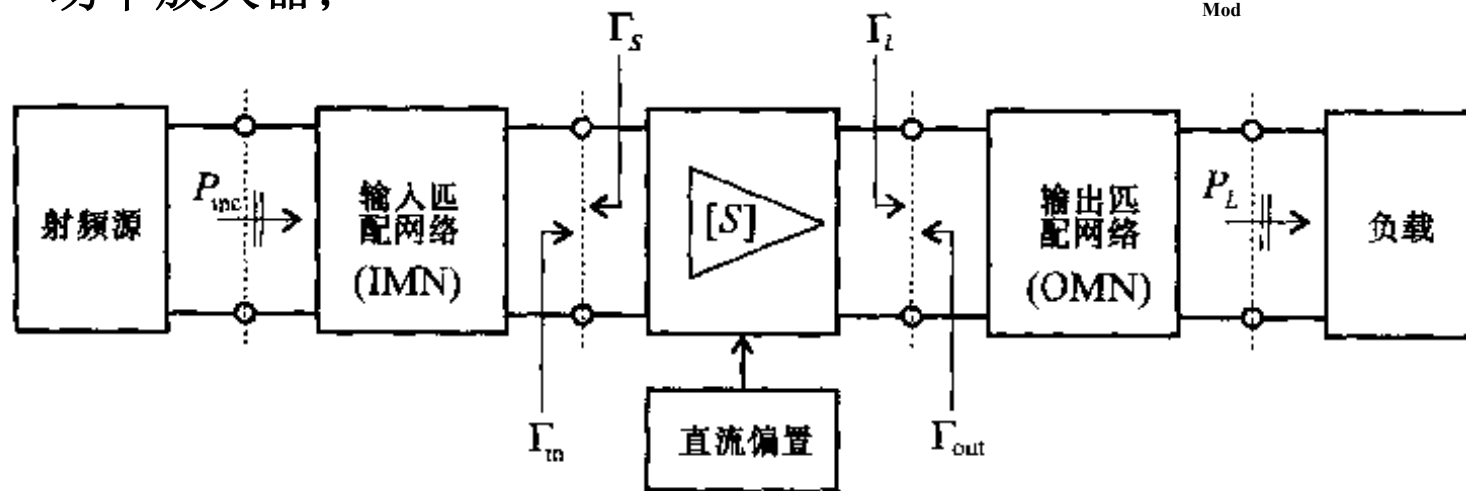
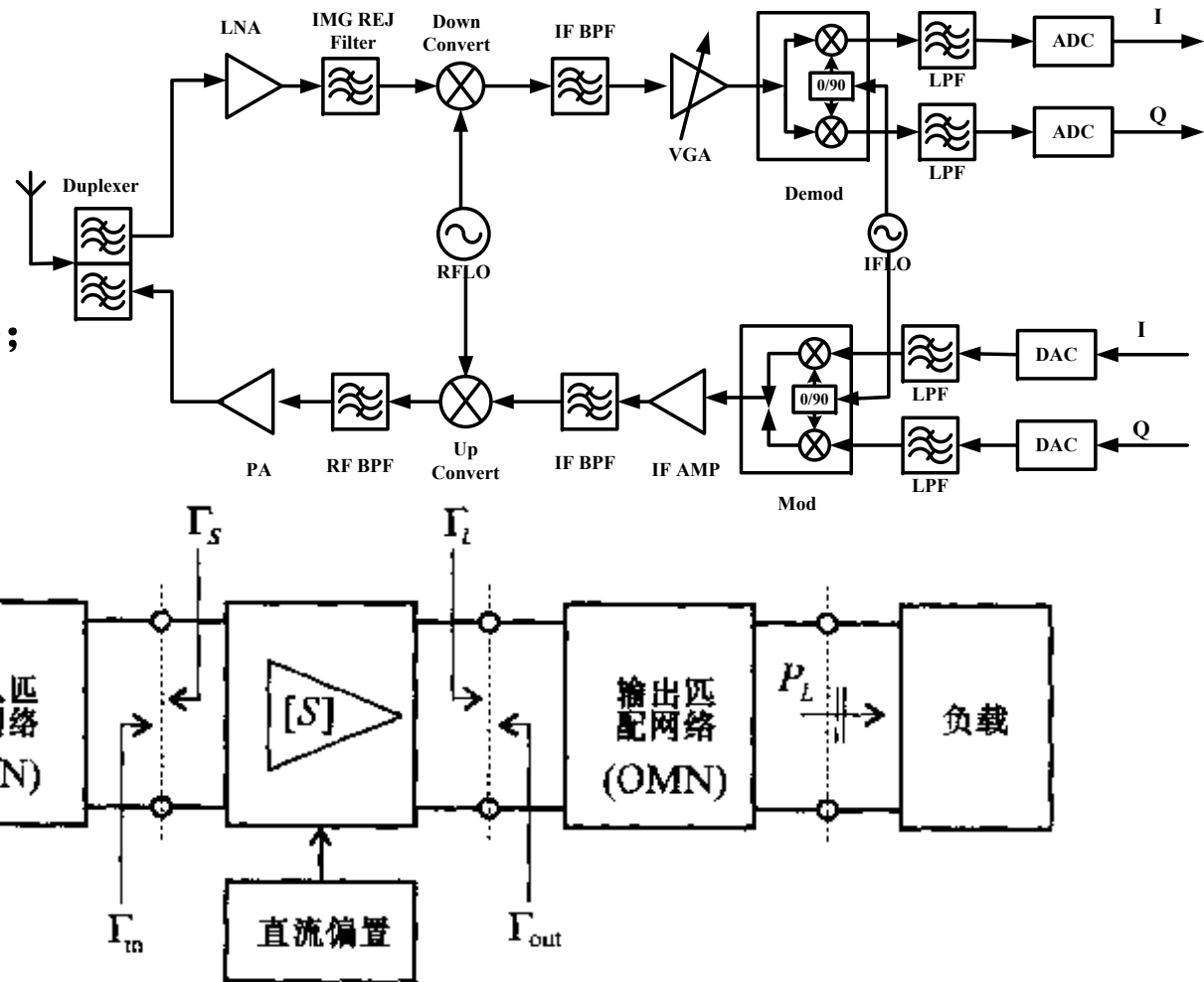
# 典型的三极管组成的放大电路



# 放大器

常见的放大器有：

- 低噪声放大器；
- 中频放大器；
- 可变增益放大器；
- 射频放大器；
- 功率放大器；

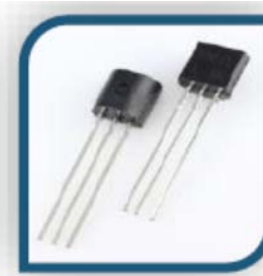


插入在输入输出匹配网络之间的常规单级放大器电路

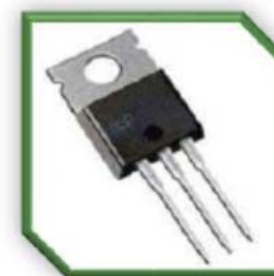
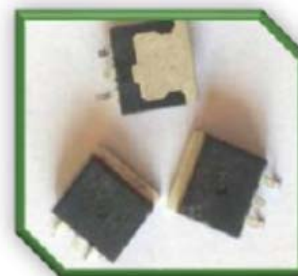
# 放大器分类

## 按器件种类分类:

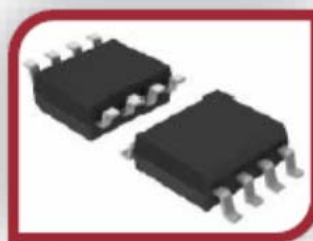
➤ 晶体管放大器



➤ 场效应管放大器



➤ 集成电路放大器



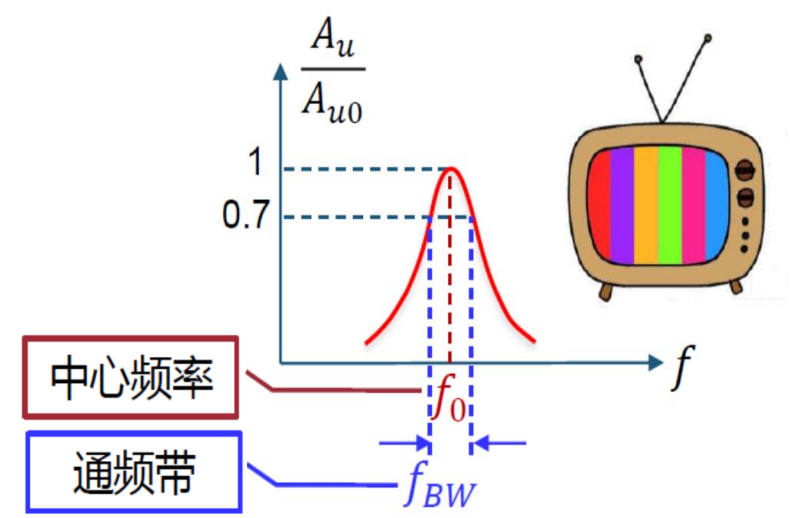


# 按通频带分类:

$$\text{相对带宽} = \frac{f_{BW}}{f_o}$$

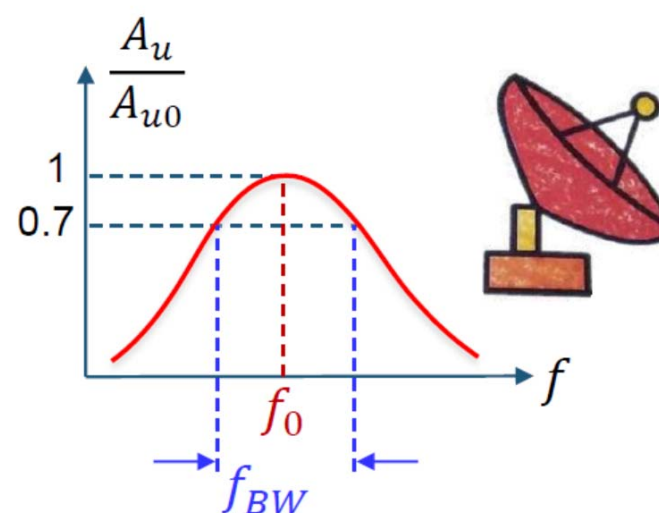
窄带放大器

(相对频带小到0.01)



宽带放大器

(相对频带在0.1以上)



## 按负载分类：

- 谐振放大器：LC串并联及耦合回路作为负载；具有放大和选频的作用。
- 非谐振放大器

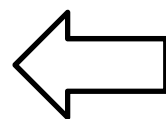
# 放大器的关键参数

放大器的指标是由其在特定偏置条件下的S参量确定的，其关键参数有：

- 增益及增益平坦度（dB）；
- 工作频率及带宽（Hz）；
- 输出功率（dBm）；
- 直流输入功率（V和A）；
- 输入输出反射系数（VSWR）；
- 噪声系数（dB）；
- 交调失真（IMD）、谐波、反馈、热效应

# 低噪声放大器的技术指标

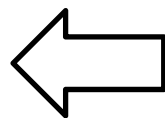
- 噪声系数;
- 放大器的增益;
- 稳定系数;
- 通带内的增益平坦度;
- 放大器的非线性指标



提高低噪声放大器的增益，对于降低整机噪声系数非常有利，但增益高会影响动态范围，所以需整体考虑。



$$\text{增益} = \frac{\text{输出信号幅度}}{\text{输入信号幅度}} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{电压增益} \\ \text{功率增益} \end{array} \right.$$



放大器自激振荡是不稳定的表现，此时没有信号输入，也有振荡功率输出，放大器变成了振荡器。

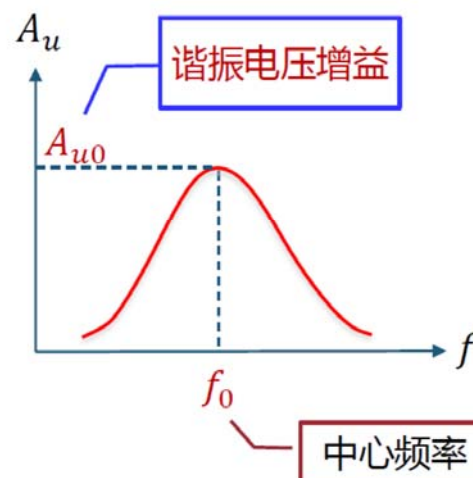
(1) 电压增益：

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$$

输出电压  
输入电压

以分贝表示： $A_u(dB) = 20\lg |\dot{A}_u| = 20\lg \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \right|$

谐振电压增益：放大器在谐振频率上的电压增益，此时放大器的增益最大。



(2) 功率增益： $A_p = \frac{P_o}{P_i}$

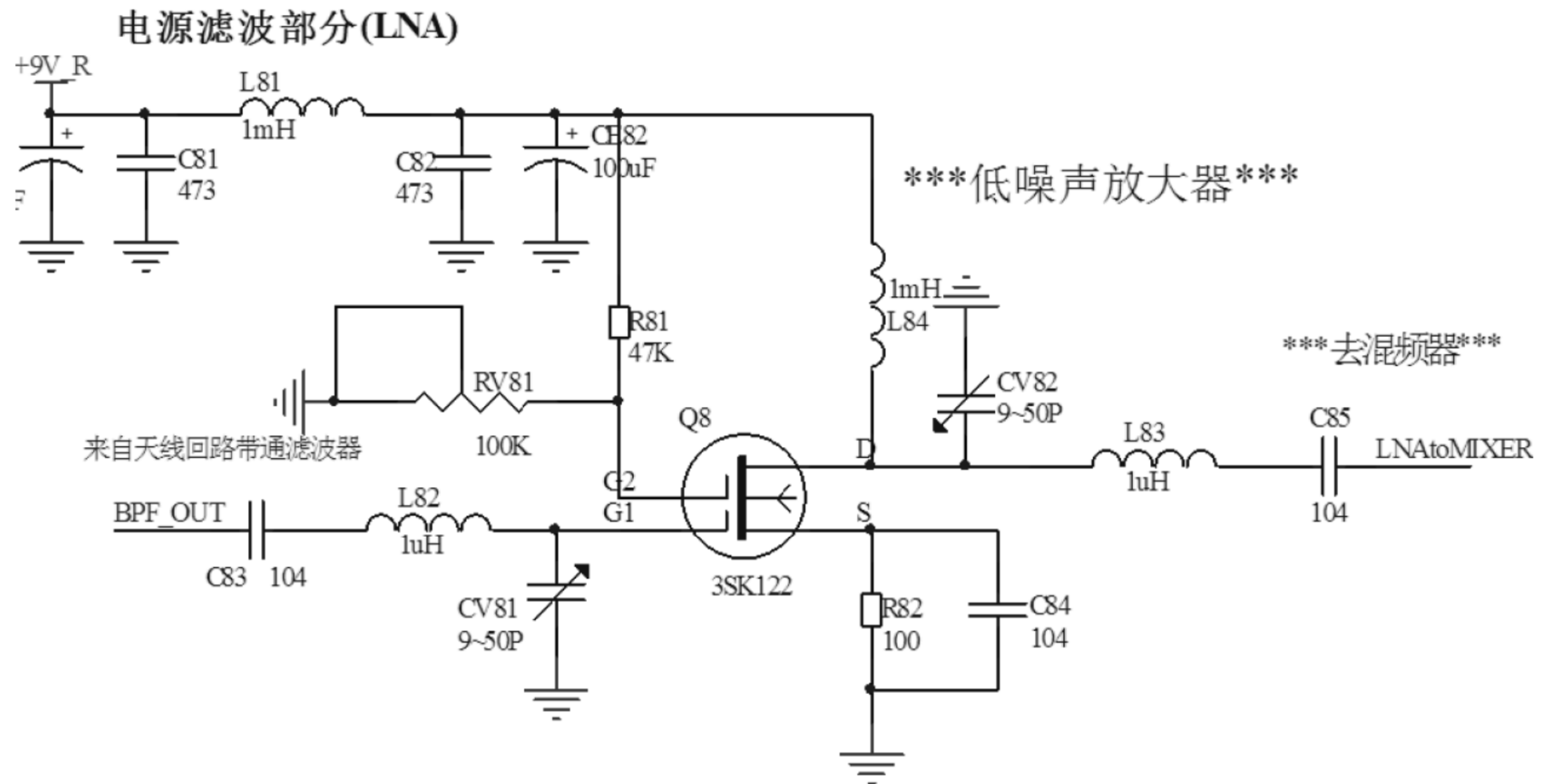
输出功率  
输入功率

以分贝表示： $A_p(dB) = 10\lg A_p = 10\lg \frac{P_o}{P_i}$

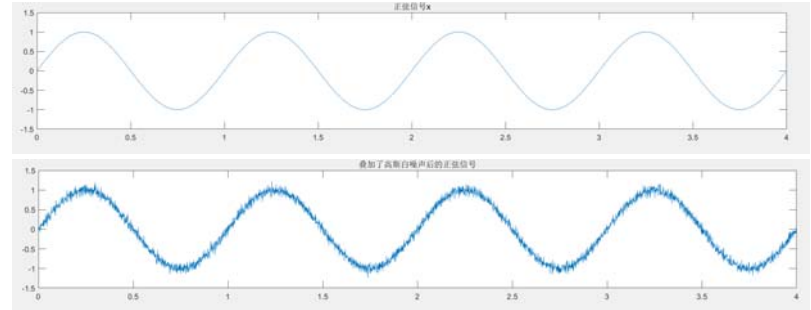
# LNA的主要特点

- 1、要求LNA有较低的噪声系数；
- 2、要求LNA有一定的功率增益；
- 3、要求LNA具有足够的线性范围；
- 4、LNA的匹配问题。

# 场效应低噪声放大电路



# 噪声



- 噪声最广泛的定义为“除了所希望信号之外的所有信号”，噪声不可避免地存在于电路的每个部分。
- 电路中的电阻是主要的无源器件噪声源，而双极性晶体管和场效应晶体管等则是主要的有源器件噪声源。



# 电阻热噪声

- 电阻是具有一定阻值的导体，内部存在着大量作杂乱无章运动的自由电子。**运动的强度由电阻的温度决定**，温度越高，运动越强，只有当温度下降到绝对零度时，运动才停止。
- 电阻中每个电子运动的方向和速度是不规则的随机运动，故在导体内部形成了无规则的电流，由于它随时间不断变化，忽大忽小，此起彼伏，由它引起的噪声称之为起伏噪声；由于这种噪声是电子的热运动产生的，也称之为**电阻热噪声**。
- 由于电子质量很轻，做无规则运动的速度很快，它形成的起伏噪声电流是无数个非周期性窄脉冲叠加的结果，各非周期性脉冲电流的极性、大小和出现的时间都是不确定的。因此，它们合成电流时大、时小、时正、时负。

# 电阻热噪声的平均功率

- 热噪声(布朗噪声)是由电阻(或导体)内的自由电子热运动产生的。自由电子的热运动是随机运动。热噪声的平均功率正比于带宽和温度的乘积：

$$N=kTB$$

$N$ —噪声功率（即噪声平均功率，单位**W**）；

$k$ —玻尔兹曼常数,  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K;

$B$ —带宽（**Hz**）

$T$ —热力学温度，开氏温度（**K**）， $T(K)=273+T(^{\circ}C)$

工程中噪声功率常用对数函数功率单位**dBm**表示，一个**dBm**的对数函数表达式为：

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

**mW**

## 热噪声的平均功率（续）

- 在常温 $17^{\circ}\text{C}$ （ $T=17^{\circ}\text{C}+273=290\text{K}$ ）下，对任何带宽的噪声功率计算表达式：

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

- 在工作频段内热噪声的功率在频谱上是均匀分布的。因此，工程中又把功率频谱密度均匀分布的热噪声，称之为“白噪声”。
- $N$ 又可以称作热噪声源的额定输出功率，即电阻热噪声源可能输出的最大功率。电阻热噪声源的额定功率仅与温度和系统带宽有关，而与本身电阻和负载无关。

Bandwidth {Delta f}	Thermal noise power	Notes
1 Hz	-174 dBm	
10 Hz	-164 dBm	
100 Hz	-154 dBm	
1 kHz	-144 dBm	
10 kHz	-134 dBm	<a href="#">FM</a> channel of <a href="#">2-way radio</a>
100 kHz	-124 dBm	
180 kHz	-121.45 dBm	One <a href="#">LTE</a> resource block
200 kHz	-121 dBm	<a href="#">GSM</a> channel
1 MHz	-114 dBm	Bluetooth channel
2 MHz	-111 dBm	Commercial <a href="#">GPS</a> channel
3.84 MHz	-108 dBm	<a href="#">UMTS</a> channel
6 MHz	-106 dBm	<a href="#">Analog television</a> channel
20 MHz	-101 dBm	<a href="#">WLAN 802.11</a> channel
40 MHz	-98 dBm	<a href="#">WLAN 802.11n</a> 40 MHz channel
80 MHz	-95 dBm	<a href="#">WLAN 802.11ac</a> 80 MHz channel
160 MHz	-92 dBm	<a href="#">WLAN 802.11ac</a> 160 MHz channel
1 GHz	-84 dBm	UWB channel

# 功率谱密度

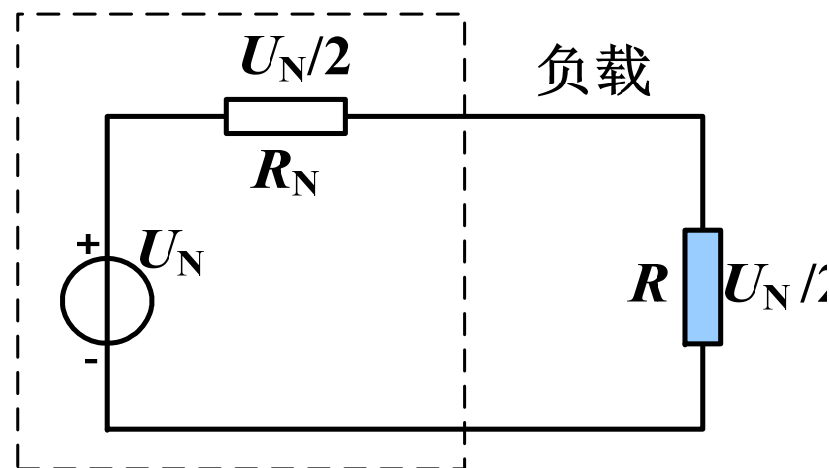
- 在有输出负载的状态下，当输出噪声功率达到最大值且噪声功率传送到负载 $R$ 上的条件时， $R=R_N$ （ $R_N$ 为热噪声源内阻）。因此， $R$ 和 $R_N$ 两端的噪声电压降都将等于等效噪声源的一半：

$$N = kTB = \frac{(U_N/2)^2}{R} = \frac{U_N^2}{4R}$$

噪声电压均方值： $U_N^2 = 4kTRB$

- 在单位带宽（1Hz）内的噪声电压均方值： $S(f) = 4kTR$

热噪声功率谱密度仅与温度 $T$ 和电阻 $R$ 有关，而与频率 $f$ 无关，即热噪声的频谱很宽。



噪声源等效电路

电压均方  
频谱密度

电阻热噪声的  
功率谱密度

$$S(f) = 4kTR$$

## 例题

**例** 某电子器件内阻 $R_N=100\Omega$ ，负载 $R_L=100\Omega$ ，带宽 $B=10\text{kHz}$ 。求室温 $17^\circ\text{C}$ 时的**最大输出热噪声功率** $N$ （分别用**W**和**dBm**表示）和 $R_L$ 上的有效噪声电压（不计 $R_L$ 本身热噪声）。

解：（1）根据热噪声功率的公式可得

$$\begin{aligned} N &= kTB = (1.38 \times 10^{-23}) * (17 + 273) * 10 \times 10^3 \\ &= 4 \times 10^{-17} (\text{W}) \end{aligned}$$

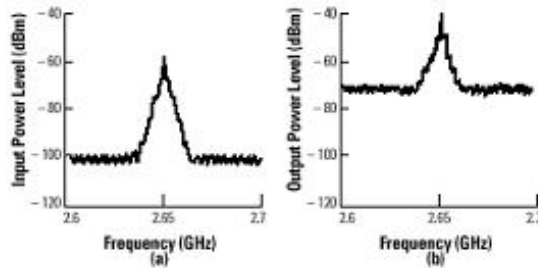
$$N_{(\text{dBm})} = -174 + 10 \lg B = -174 + 10 \lg 10^4 = -134 (\text{dBm})$$

（2）根据有效噪声电压的公式可得

$$U_L = 0.5 U_N = 0.5 ((4kTB * R)^{0.5}) = 0.06325 (\mu\text{V})$$

# 噪声系数（噪声度量）

- 将噪声因数 $F$ 用对数表示，就是噪声系数 $N_F$ ，即



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

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。例如，噪声系数为3dB的放大器表明输出端的信噪比比输入端小3dB。
- 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。

已知某放大器的输入信号功率  $S_i=2\mu\text{W}$ ，输入噪声功率  $N_i=0.02\text{pW}$ ，功率增益  $G=20\text{dB}$ ，放大器内部噪声功率  $N_A=6\text{pW}$ ，试求：输入信噪比  $S_i/N_i$ 、输出信噪比  $S_o/N_o$ 、噪声因数  $F$  和噪声系数  $N_F$ 。

解：输入信噪比是输入功率与输入噪声功率之比，即：

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{2 \times 10^{-6}}{0.02 \times 10^{-12}} = 100 \times 10^6$$
$$\frac{S_i}{N_i} (\text{dB}) = 10 \lg \frac{S_i}{N_i} = 10 \lg 100 \times 10^6 = 80 \text{dB}$$

输出信噪比是输出信号功率与输出噪声功率之比，输出信号功率  $S_o$  为  $S_o = GS_i = 100 \times 2 \times 10^{-6} = 2 \times 10^{-4} \text{W}$

输出信号功率  $N_o$  为输入噪声功率  $N_i$  被放大器放大以后，再加上放大器的噪声功率  $N_A$ ，即

$$N_o = GN_i + N_A = 100 \times 0.02 \times 10^{-12} + 6 \times 10^{-12} = 8 \times 10^{-12} \text{W}$$



输出信噪比:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{2 \times 10^{-4}}{8 \times 10^{-12}} = 2.5 \times 10^7$$
$$\frac{S_o}{N_o} (dB) = 10 \lg \frac{S_o}{N_o} = 10 \lg 2.5 \times 10^7 = 74 \text{dB}$$

显然, 信号通过放大器后信噪比下降**6dB**。则放大器的噪声因数**F**为

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} = \frac{100 \times 10^6}{25 \times 10^6} = 4$$

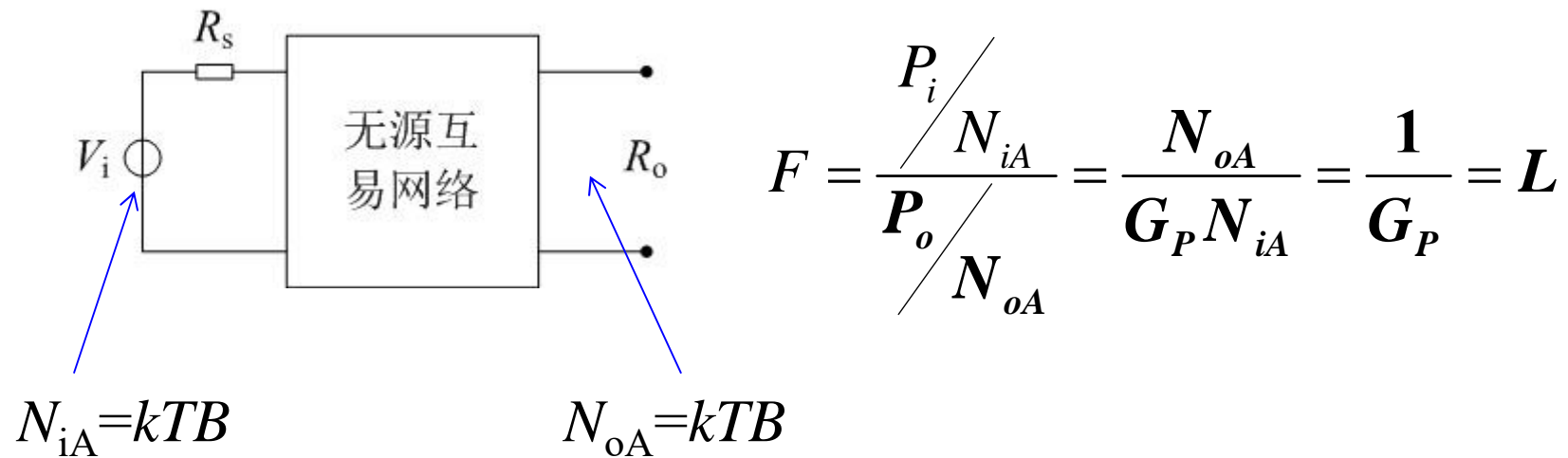
噪声系数**N<sub>F</sub>**为

$$N_F = 10 \lg F = 10 \lg 4 = 6 \text{dB}$$

或

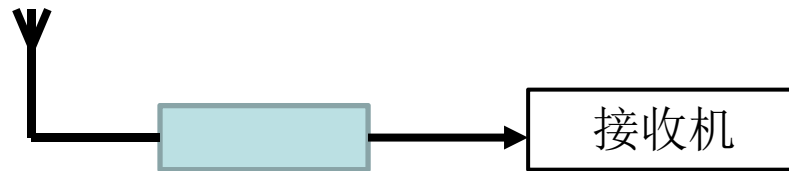
$$N_F = \frac{S_i}{N_i} (dB) - \frac{S_o}{N_o} (dB) = 80 \text{dB} - 74 \text{dB} = 6 \text{dB}$$

# 无源互易网络噪声系数



◆对于无源互易网络，其损耗 $L$ 在数值上等于其噪声系数。

2. 已知接收机的输入阻抗为50欧姆，噪声系数为6dB。用一个10m长，衰减量为0.3dB/m的50欧电缆将接收机连至天线，试问总的噪声系数为多少？



$$IL = 0.3 \times 10 = 3\text{dB}$$

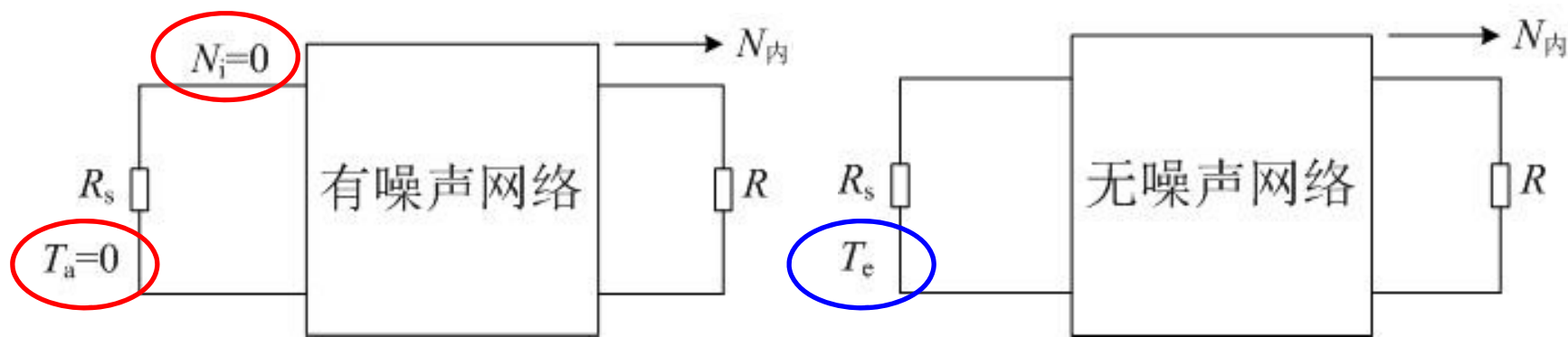
$$NF_2 = 6\text{dB} \quad F_2 = 4$$

$$NF_1 = IL = 3\text{dB} \quad F_1 = 2$$

$$G_1 = 1/IL = -3\text{dB} \quad G_1 = 0.5$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 2 + \frac{4 - 1}{0.5} = 8 \quad \Longrightarrow \quad NF = 10\lg F = 9\text{dB}$$

## 等效噪声温度 (另一种度量参数)



◆任何一个线性网络，如果其产生的噪声为白噪声，则可用处于网路输入端、温度为 $T_e$ 的电阻所产生的热噪声源来代替，而将网络视为无噪的。

◆温度 $T_e$ 称为该线性系统的等效噪声温度。

热噪声是自由电子热运动而产生的，所以热噪声功率电平也可以用温度来表征。对任何一个线性电路所产生的热噪声输出，都可以用温度为 $T_e$ 和处于电路输入端的电阻热噪声功率来等效，即：

$$\frac{N_A}{G} = N_{iA} = kT_e B$$

电路热噪声输出功率  $\nearrow$

电路增益  $\nearrow$

$$T_e = \frac{N_A}{GkB}$$

$N_A$  折算电路输入端的热噪声功率  $\nwarrow$

电路输入噪声 $N_i$ 是由信号源内阻 $R_s$ ，处于环境温度 $T_0$ 所产生的热噪声，即：

$$N_i = kT_0 B$$

则：

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} = \frac{N_o}{\frac{S_o}{S_i} N_i} = \frac{N_o}{GN_i} = \frac{GN_i + N_A}{GN_i} = 1 + \frac{N_A}{GN_i} = 1 + \frac{GkT_e B}{GkT_0 B} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

$$T_e = (F - 1)T_0$$

热噪声等效噪声温度和噪声因数（噪声系数）的转换关系

# 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 $T_e = 75\text{K}$ ，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)  $T_0 = 273 + 27 = 300(\text{K})$

根据 $T_e = (F - 1)T$ ,

可以推出 $F = 1 + T_e/T_0 = 1 + (75/300) = 1.25$

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

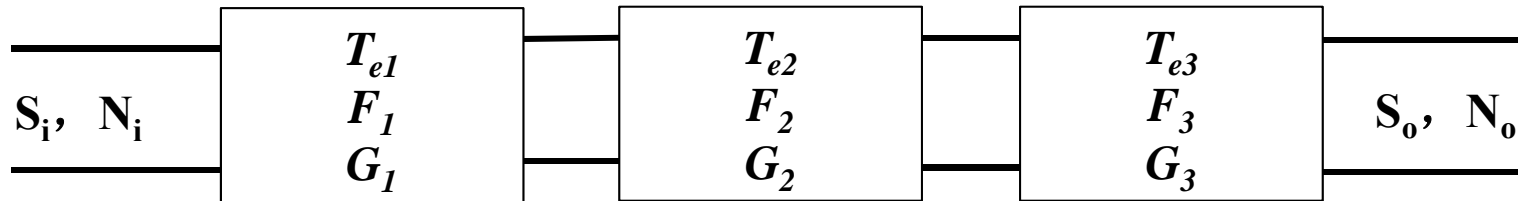
(2) 根据 $F = 10^{(N_F/10)}$ 可以求出 $F = 10^{(6/10)} = 3.98$

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

# 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。

# 级联系统噪声公式推导



◆ 对多级电路级联，图中输入、输出信号功率为 $S_i$ 和 $S_o$ ，输出噪声功率为 $N_i$ 和 $N_o$ 。设某系统第一级与第二级的增益为 $G_1$ 与 $G_2$ ，噪声系数为 $F_1$ 和 $F_2$ ，等效噪声温度为 $T_{e1}$ 与 $T_{e2}$ ，等效噪声带宽均为 $B$ 。

◆ 信号源输入噪声功率为： $N_i = kT_0B$

◆ 可推出第一级的输出噪声功率为：

$$N_1 = G_1 kT_0 B + G_1 kT_{e1} B$$

◆ 第二级的输出噪声功率为：

$$\begin{aligned} N_o &= G_2 N_1 + G_2 kT_{e2} B = G_2 (G_1 kT_0 B + G_1 kT_{e1} B) + G_2 kT_{e2} B \\ &= G_2 G_1 k B (T_0 + T_{e1} + T_{e2}/G_1) \end{aligned}$$



◆可得两级级联系统的等效噪声温度为：

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1}$$

◆代入噪声系数与等效噪声温度的关系式可得：

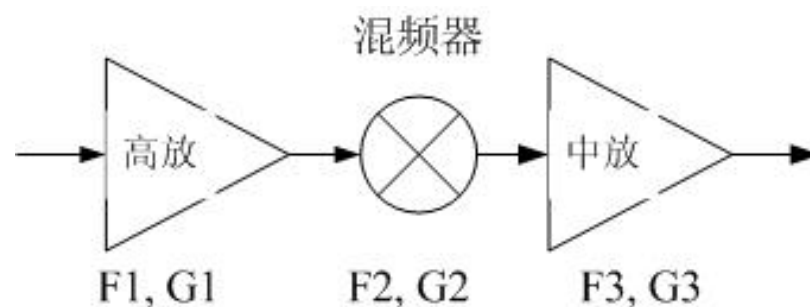
$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

◆同理可得到多级系统的噪声系数公式：

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

◆为了降低多级电压总噪声系数，往往要尽量降低第一级甚至第二级的噪声系数。这就是接收机的第一级或第二级电路必须采用低噪声放大器的原因。

# 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，接收通道总的噪声系数降低到加入前的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

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

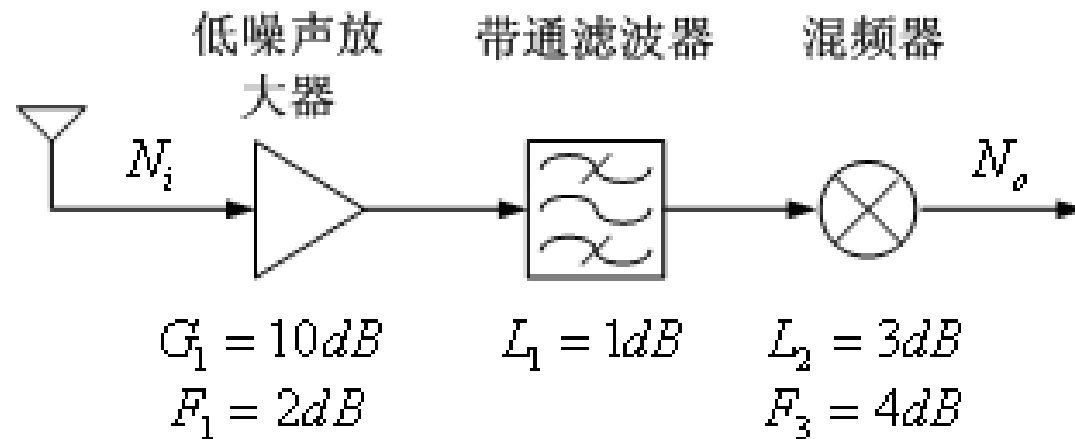
加入高放后的系统噪声因数为  $F = 0.1F' = 1.806$ ，将结果带入多级系统的级联公式可得

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

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

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

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

用多级噪声系数的计算公式得接收机总的噪声系数

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

$$NF = 2.55dB$$

则总的等效噪声温度为

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

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。

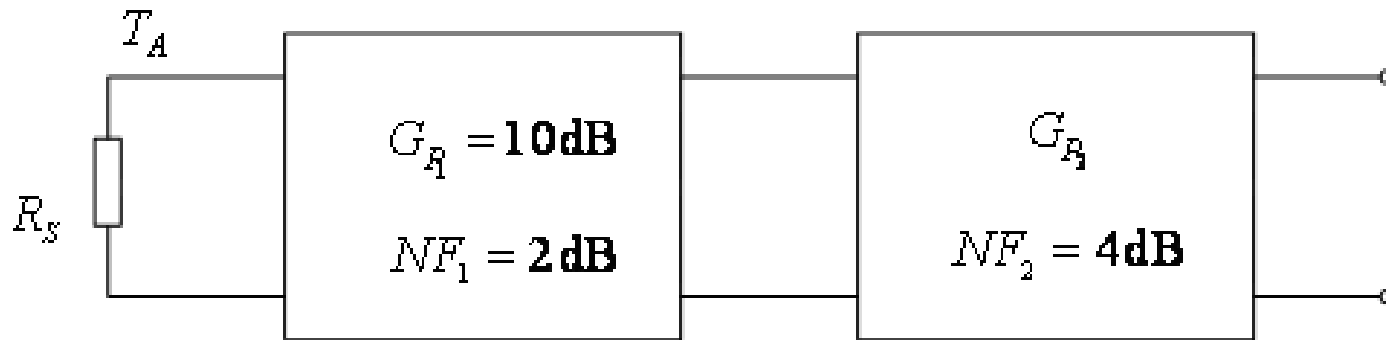
设接收机天线等效噪声温度为 $T_a$ , 接收机噪声系数为 $F$ , 增益为 $G_P$ , 带宽为 $B$ , 可检测的最低输入功率电平为 $P_{\text{in, min}}$ , 则 $P_{\text{in, min}} = P_{\text{o, min}} / G_P$ , 其中 $P_{\text{o, min}}$ 为此  
时信号经接收机放大后对应的最低输出电平。

# 接收灵敏度

$$P_{\text{in,min}} = \frac{P_{\text{o,min}}}{G_{\text{P}}} = \left( \frac{N_{\text{o}}}{G_{\text{P}}} \right) \cdot \left( \frac{P_{\text{o,min}}}{N_{\text{o}}} \right)$$

- $N_{\text{o}}$ 为接收机的总输出噪声功率，为天线噪声经放大后的输出与接收机内部噪声的总和。
- $N_{\text{o}} = N_{\text{内}} + N_{\text{天线}} = k[T_{\text{a}} + (F-1)T_{\text{o}}]BG_{\text{p}}$
- 设输出信噪比为 $D = P_{\text{o,min}}/N_{\text{o}}$ ，此时灵敏度为
- $P_{\text{in,min}} = k[T_{\text{a}} + (F-1)T_{\text{o}}]BD$
- 当 $T_{\text{o}} = T_{\text{a}} = 290\text{K}$ 时，化为dB表达式为
- $S(P)_{\text{(dBm)}} = -174\text{dBm} + N_{\text{F}} + 10\lg B + D_{\text{(dB)}}$

**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

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

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

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

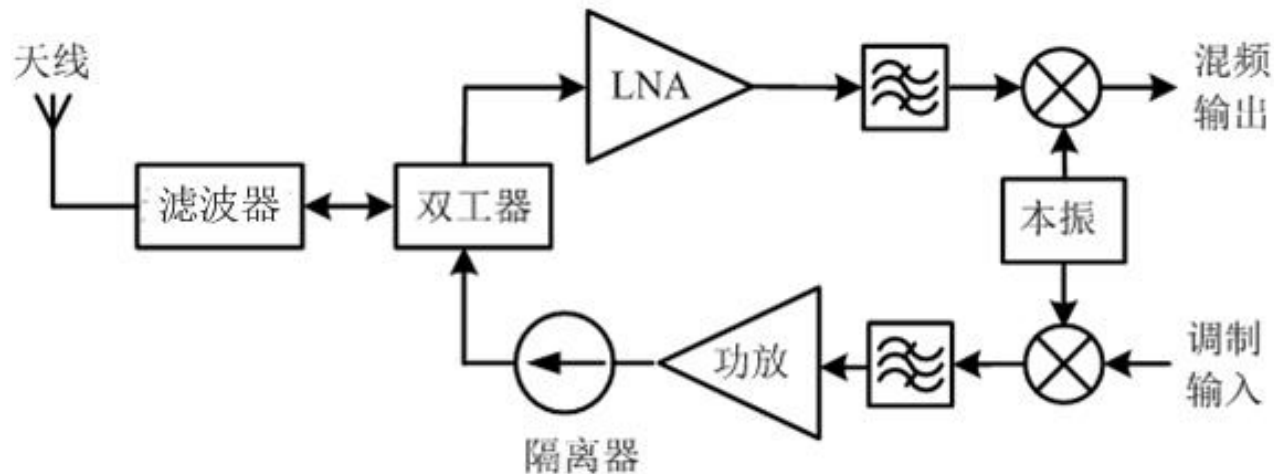
基底噪声为

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

接收机最低输入电平

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

# 例题



- 某cdma2000移动台射频前端收发系统中，设cdma2000信号带宽 $B_N$ 为1.23MHz，接收灵敏度 $S(\text{dBm})$ 为-95dBm，输出信噪比 $D$ 为11dB。
- 求：窄带CDMA接收系统的噪声系数；

# 例题

解：（1）根据灵敏度的计算公式，有

$$S(\text{dBm}) = -174\text{dBm/Hz} + N_F + 10\lg B_N + D(\text{dB})$$

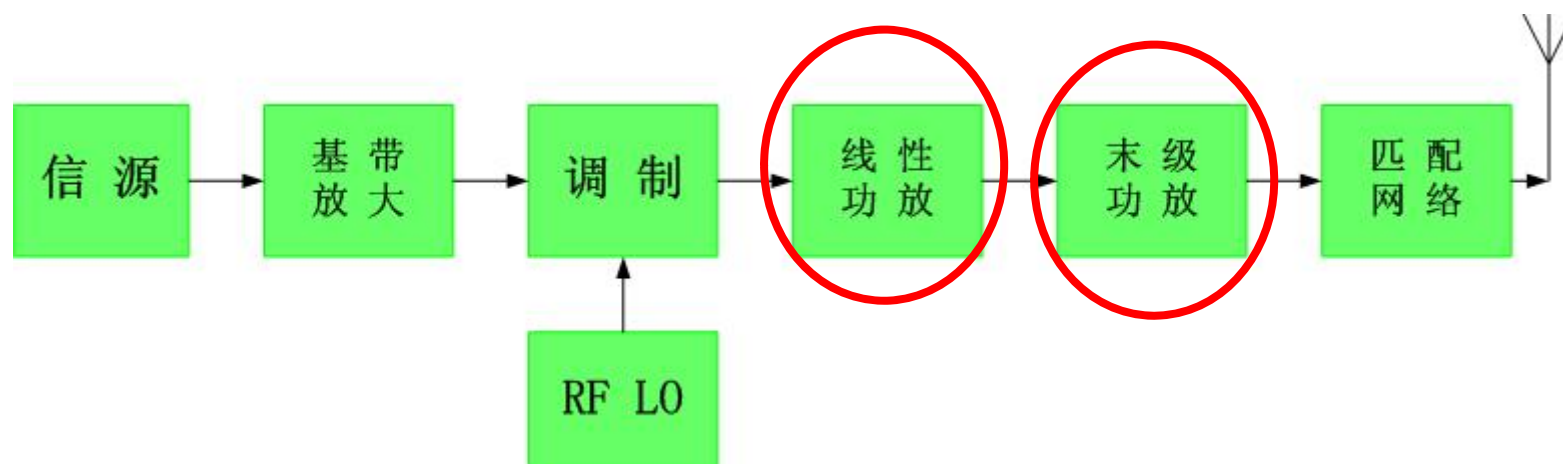
将 $S = -95\text{dBm}$ ， $D = 11\text{dB}$ ， $B_N = 1.23\text{MHz}$ 代入可得

$$N_F = S(\text{dBm}) - D + 174\text{dBm/Hz} - 10\lg B_N = 7.1(\text{dB})$$

## 4.2 放大器及其 非线性

$R_2 = 1$

# 发射系统框图



- 射频功率放大器(RF PA)是发射系统中主要的功能电路部分。

# 功率放大器的应用

- 高保真音响;
- 电视汽车音响;
- 广播、电视信号;
- 无绳电话及对讲机;
- 无线通信基站和终端;
- 无限局域网;
- 全球定位系统(GPS);
- 卫星通信

# 射频功率放大器的主要指标

射频功率放大器的工作特点是低电压、大电流。  
其基本组成单元包括晶体管、偏置电路、扼流圈、阻抗匹配网络与负载。

射频功率放大器的主要指标：

- 工作频率；
- 小信号增益；
- 输出功率；
- 效率等参数。

# 射频功率放大器的分类

功率放大器输出功率大，将直流电能转换成交流输出功率，其中，转换效率是主要研究的内容。

## 受控电流源型功率放大器

- **A类（甲类）** 工作状态：输入正弦波的一周期内，功率管全导通。
- **B类（乙类）** 工作状态：输入正弦波的一个周期内，功率管半个周期导通，半周期截止。形成半波失真输出，产生多次谐波。
- **C类（丙类）** 工作状态：在输入正弦波的一周期内，功率管导通时间小于半个周期。输出为小于半个周期的余弦脉冲，从而形成丰富的谐波输出。



# 非线性失真与干扰

- 失真从广义角度而言也属于噪声范畴，失真有线性失真和非线性失真，它们是由系统产生的，都属于相关噪声。
- 线性失真通常是由电路的频响特性而造成的信号波形失真，是属于频域失真。
- 非线性失真是由电路器件的非线性特性造成的，在频域中它区别于线性失真的特点，是会产生大量新的频率分量。
- 电路的有源器件都是非线性器件，例如二极管、双极型晶体管和场效应管等。根据电路不同的功能使用不同的器件。

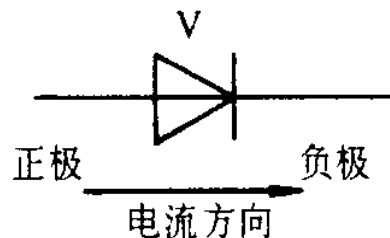
# 非线性器件的特性描述

有源器件根据输入信号幅度的大小，通常可以用三种逼近方法来描述其非线性特性。

第一种是用解析函数来描述器件的伏安特性：

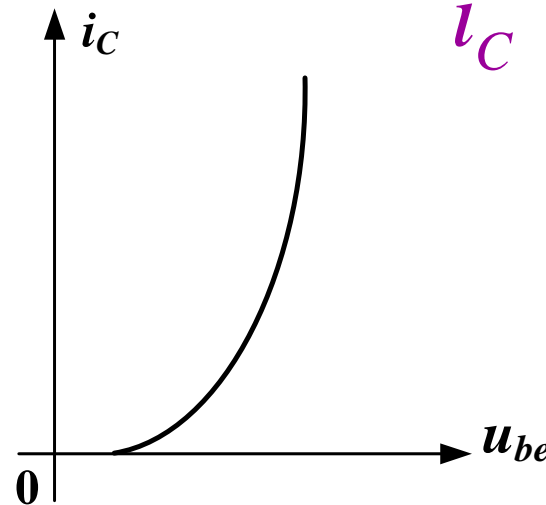
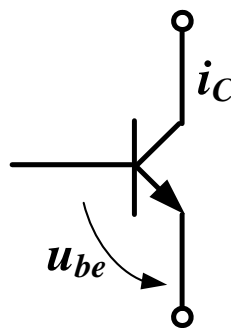
1、正向导通的二极管：

$$i \approx I_S e^{\frac{u}{U_T}}$$



2、双极型晶体管：

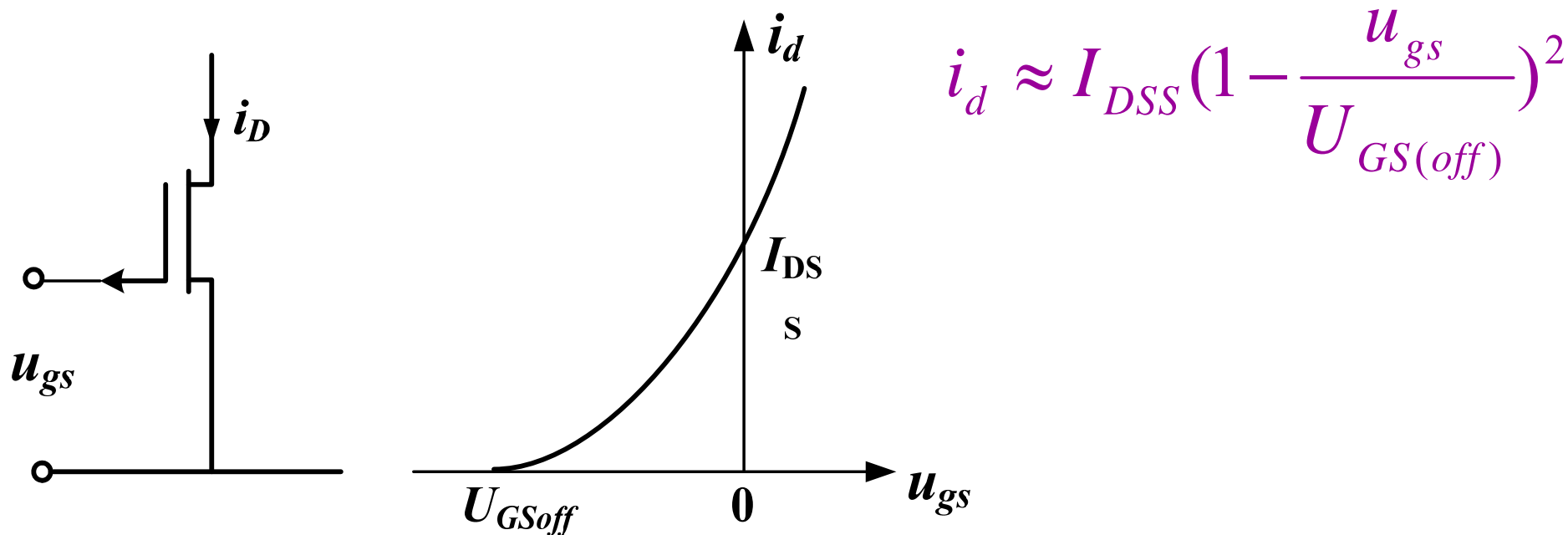
$$i_C \approx I_{EBS} e^{\frac{u_{be}}{U_T}}$$



(a) 双极型晶体管的集电极电流和输入电压间的关系

# 非线性器件的特性描述-解析函数法

## 3、场效应晶体管：



(b) 处于饱和的场效应管的漏极电流和栅极电压间的关系

# 非线性器件的特性描述

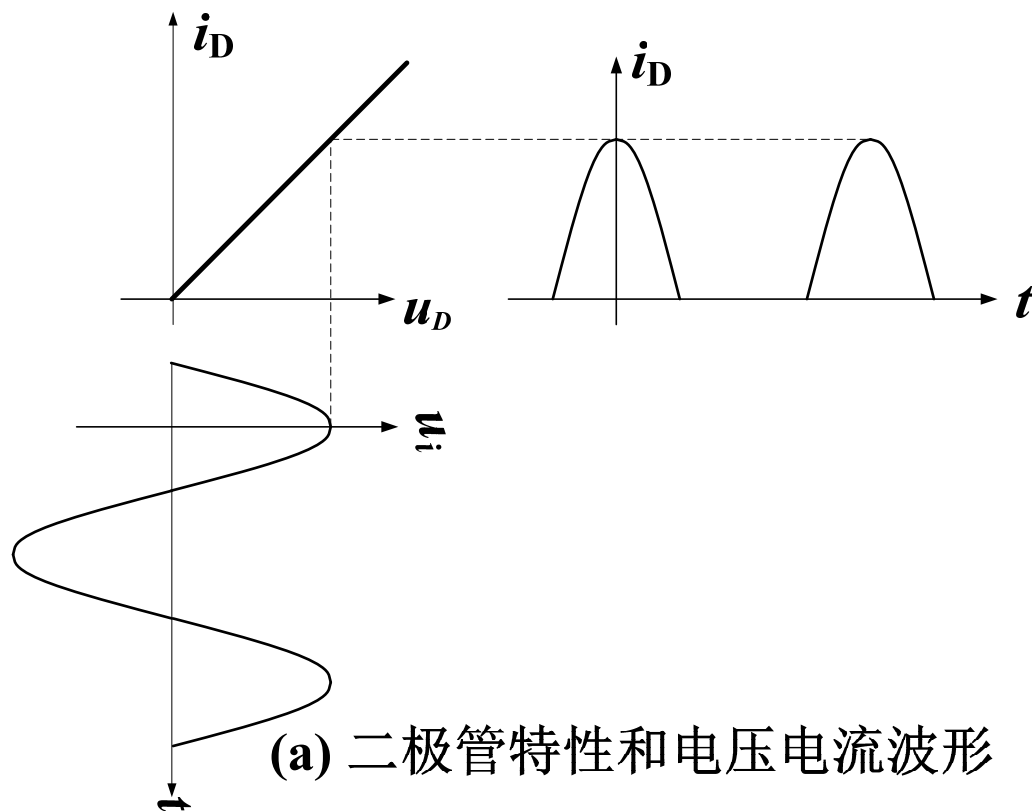
- 第二种方法是用幂级数展开式来描述器件的伏安特性。

$$i = k_0 + k_1 u + k_2 u^2 + k_3 u^3 + \cdots \cdots + k_n u^n + \cdots$$

- 式中  $k_n$  ( $n=0, 1, 2, 3, \dots$  正整数) 。为与电路工作点有关的系数，通常  $n$  越大，则系数  $k_n$  的值越小。
- 当电路中非线性器件用幂级数表示时，所取的级数项数就完全取决于信号幅度的大小和所要求的精度。

# 非线性器件的特性描述

- 第三种方法是在输入信号幅度很大时, 常用分段折线来描述器件特性。



(a) 二极管特性和电压电流波形

- 如二极管在大信号工作时, 因为信号幅度远远大于二极管的导通电压, 所以二极管的伏安特性可以用通过原点的斜直线表示。

$$i_D = \begin{cases} g_D u_D & u_D > 0 \\ 0 & u_D < 0 \end{cases}$$

# 常用三角函数公式

- $\sin(a)\sin(b)=-1/2*\cos(a+b)-\cos(a-b)$
- $\cos(a)\cos(b)=1/2*\cos(a+b)+\cos(a-b)$   
(积化和差公式)
- $\sin(a)\cos(b)=1/2*\sin(a+b)+\sin(a-b)$
- $\sin^2(a/2)=(1-\cos a)/2$
- $\cos^2(a/2)=(1+\cos a)/2$  (半角公式)
- $\cos 2a=\cos^2 a-\sin^2 a$
- $\sin 2a=2\sin a*\cos a$  (倍角公式)

# 无记忆系统的非线性失真分析 ——幂级数法

无记忆系统：输出电压是输入电压的瞬时函数。

假定非线性是弱的（大多数通信系统属于这种情况）

输出电压  $e_0(t)$  表示为输入电压  $e_i(t)$  的幂级数，即

$$e_0(t) = K_1 e_i + K_2 e_i^2 + K_3 e_i^3 + \dots$$

对于线性网络  $K_i (i = 2, 3, 4 \dots) = 0$ 。上式忽略了两端口的相位特性。





# 单频率输入试验

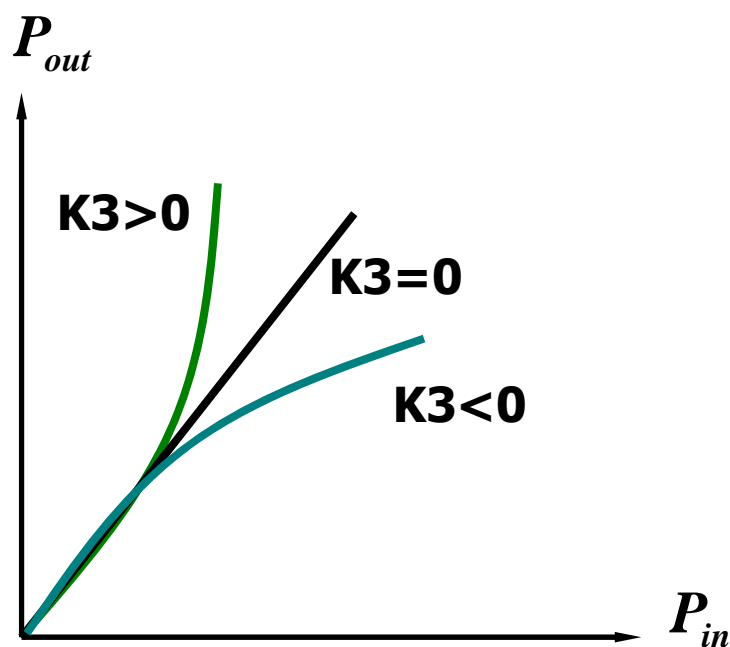
$$e_i = A \cos \omega_1 t$$

$$e_o = K_1 A \cos \omega_1 t + K_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + K_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t$$

$$= \frac{1}{2} K_2 A^2 + (K_1 A + \frac{3}{4} K_3 A^3) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} K_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} K_3 A^3 \cos 3\omega_1 t$$

由上式可见，输出包括  $DC, \omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1$ . 其中，对应于

输入信号频率的输出幅度为  $K_1 A + \frac{3}{4} K_3 A^3 = K_1 A [1 + \frac{3}{4} (\frac{K_3}{K_1}) A^2]$



若  $K_3 < 0$ ，输出基频  
小于  $K_1 A$  (线性增益)，  
叫增益压缩（饱和）

若  $K_3 > 0$ ，输出基频  
大于  $K_1 A$  (线性增益)，  
叫增益扩展

通常  $K_3 < 0$ ，输出功率用**1dB**压缩点表示其特性。

基频增益为  $G = 20 \lg \frac{K_1 A + \frac{3}{4} K_3 A^3}{A} = 20 \lg(K_1 + \frac{3}{4} K_3 A^2)$

线性增益为  $G = 20 \lg \frac{K_1 A}{A} = 20 \lg K_1$

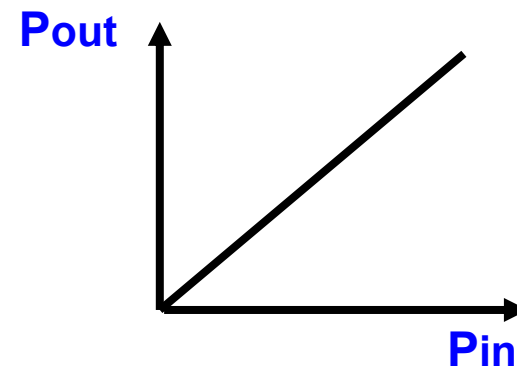
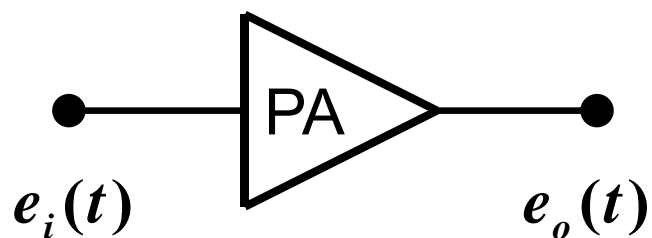
1dB压缩点的增益为  $G_{1dB} = G_o - 1dB$

或  $K_1 + \frac{3}{4} K_3 A^2 = 0.891 K_1$

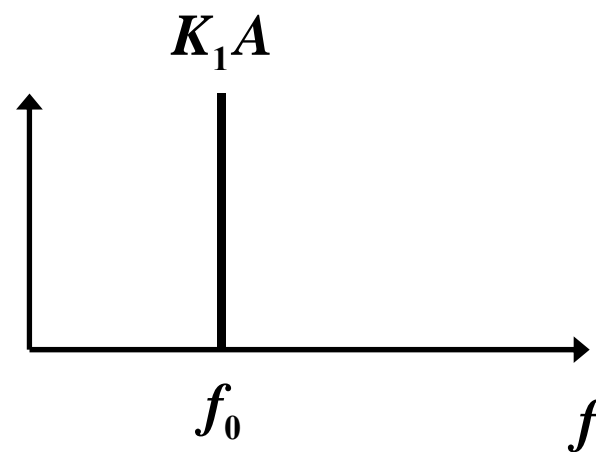
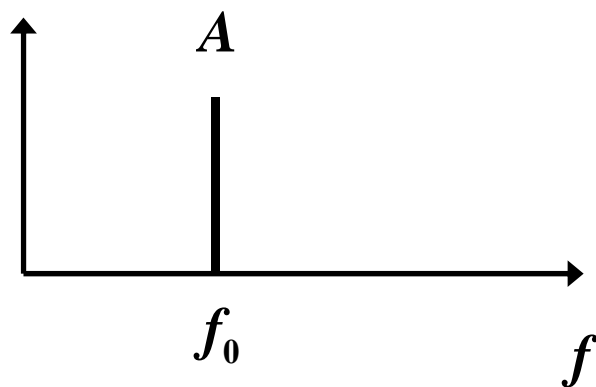
由此可以求得**1dB**增益压缩点的输入信号幅度

$$A^2 = 0.145 \frac{K_1}{|K_3|}$$

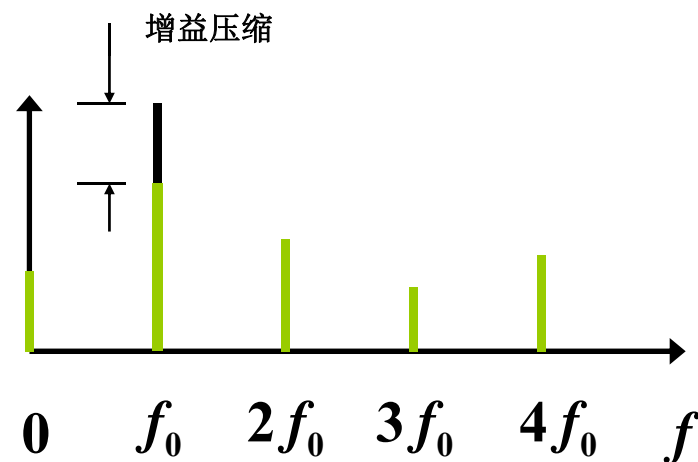
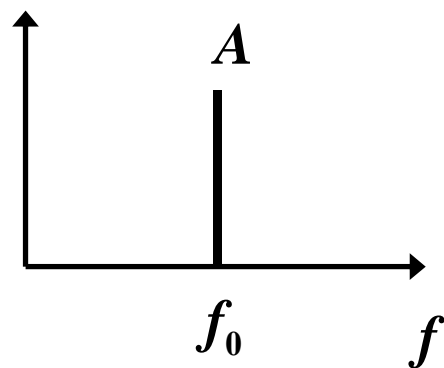
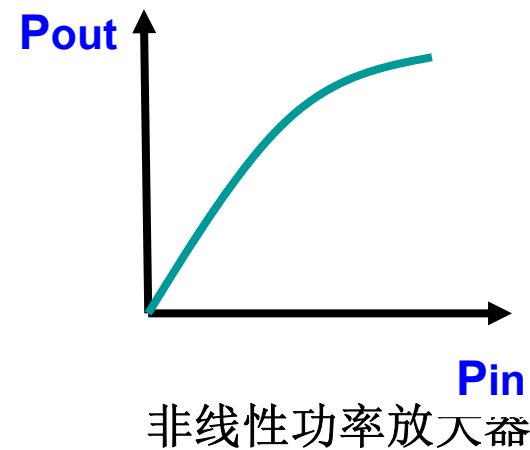
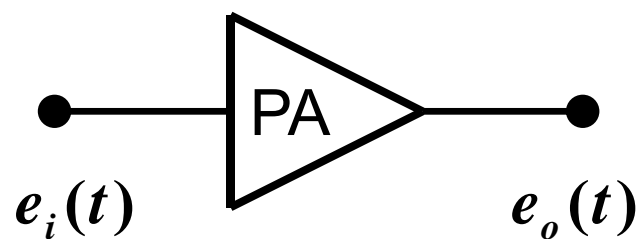
# 理想的功率放大器



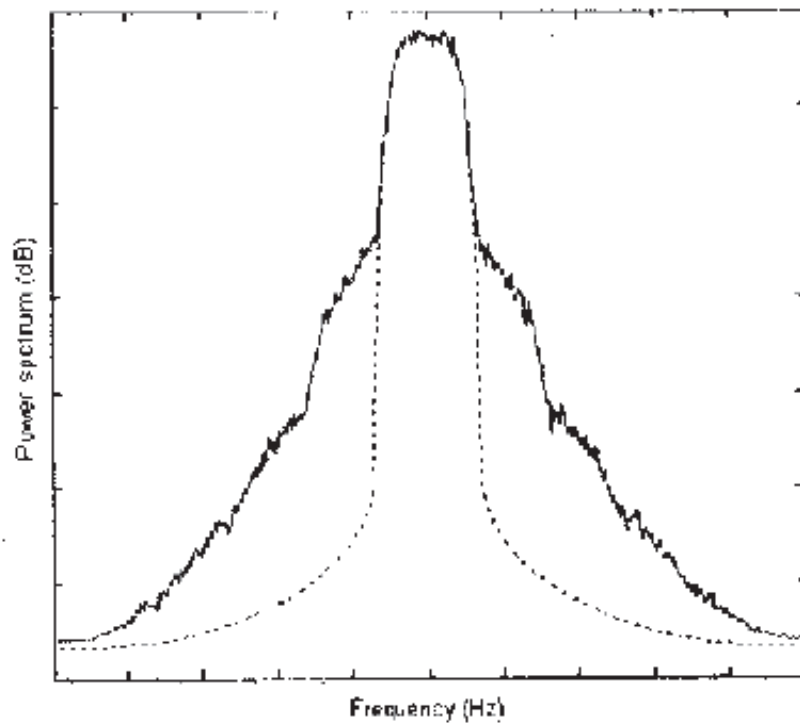
理想的线性功率放大器



# 非线性的功率放大器



# 放大器非线性对信号质量的影响



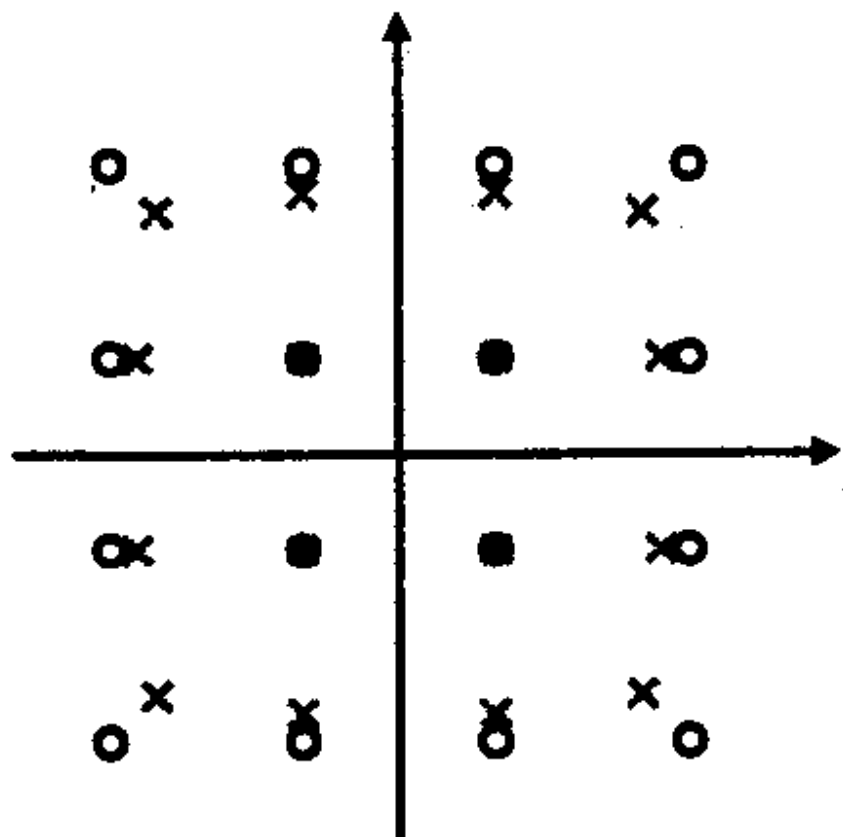
失真前后16-QAM信号功率谱图

在频域方面，放大器的非线性失真会使原本严格限制在某一带宽内的信号发生频谱扩展，如图所示。信号的频谱在经过非线性放大器后，被扩展到更宽的频带内，在原来没有信号的频带内产生了新的信号，这种现象称之为频谱再生。频谱再生会引起邻近信道干扰，影响相邻甚至更远信道内信号的正常接收。

频域方面

# 增益压缩将导致星座图指标恶化

Example:  
“compressed”  
16-QAM  
constellation.



假定两端口的输入输出阻抗为  $Z_{in} = Z_{out} = R\Omega$

则基频输入输出功率分别为

$$P_i = 10 \lg \left[ \left( \frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right] \text{ dBm}$$

dBm 定义的是 milliwatt。  
0 dBm = 10 log 1 mw

$$P_{out} = 10 \lg \left\{ \left( \frac{K_1 A + \frac{3}{4} K_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{ dBm} = G + P_i \text{ dBm}$$



**1dB**增益压缩点的输出功率为

$$P_{1dB} = G_{1dB} + P_i = G_o - 1 + P_i \text{ dBm}$$

$$P_{1dB} = G_o - 1 + 10 \lg \left[ \frac{0.145 K_1}{2 |K_3|} \frac{10^3}{R} \right] \text{ dBm}$$

$$= 10 \lg \frac{57.70 K_1^3}{|K_3| R}$$

$$= 10 \lg \left\{ \left( \frac{1}{17.33} \frac{K_1^3}{|K_3|} \right) \frac{10^3}{R} \right\} \text{ dBm}$$

如果  $R = 50\Omega$  , 则

$$P_{1dB} = 10 \lg \frac{K_1^3}{|K_3|} + 0.62 \text{ dBm}$$

例：已知一两端口的传递特性为： $e_o = 15e_i - 2e_i^3$   
 (假定  $R=50$ )

求：

- (1)  $G_o$   $\leftarrow G = 20 \lg \frac{K_1 A}{A} = 20 \lg K_1$
- (2)  $G_{1dB}$   $\leftarrow G_{1dB} = G_o - 1dB$
- (3) **1dB**压缩点的幅度**A**;  $\leftarrow A^2 = 0.145 \frac{K_1}{|K_3|}$
- (4)  $P_{1dB}$   $\leftarrow P_{1dB} = 10 \lg \frac{K_1^3}{|K_3|} + 0.62dBm$

# 双频率输入试验

$$e_i = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$$

$$e_o = K_1 A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + K_2 A^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 + K_3 A^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3$$

$$\begin{aligned} &= K_2 A^2 + K_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (K_1 A + \frac{9}{4} K_3 A^3) \cos \omega_1 t \\ &+ (K_1 A + \frac{9}{4} K_3 A^3) \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} K_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\ &+ \frac{3}{4} K_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + K_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\ &+ \frac{1}{2} K_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} K_2 A^2 \cos 2\omega_2 t + \frac{3}{4} K_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t \\ &+ \frac{3}{4} K_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{1}{4} K_3 A^3 \cos 3\omega_1 t \\ &+ \frac{1}{4} K_3 A^3 \cos 3\omega_2 t \end{aligned}$$

产生的频率分量:

基波:  $\omega_1, \omega_2$

谐波:  $2\omega_1, 2\omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2$

二阶互调积(Second-Order Intermodulation products):

$$\omega_1 \pm \omega_2$$

三阶互调积(third-order Intermodulation products):

$$2\omega_1 \pm \omega_2$$

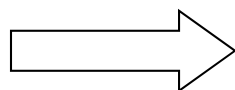
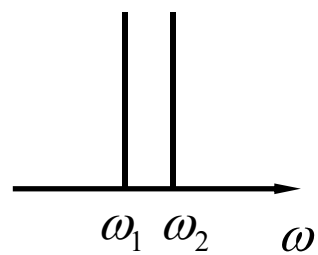
$$2\omega_2 \pm \omega_1$$

其中,  $\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2, 2\omega_1 + \omega_2, 2\omega_2 + \omega_1, 3\omega_1, 3\omega_2$

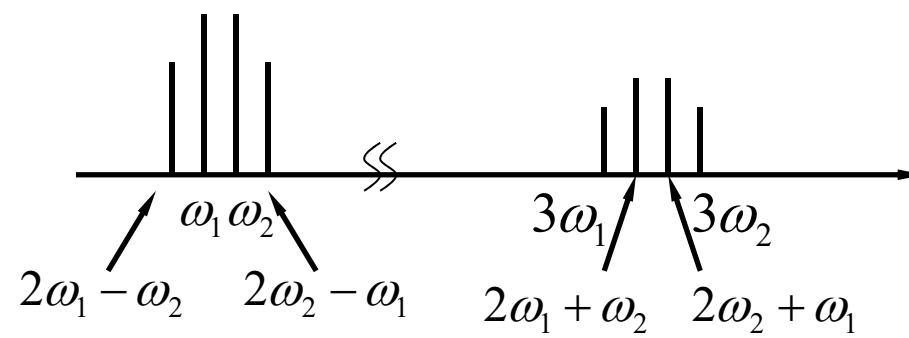
落在系统的频带之外, 只有  $2\omega_1 - \omega_2$  ,  $2\omega_2 - \omega_1$

落在通频带之内, 因而产生失真, 所以必须对其相关特性进行研究研究之。

输入



输出



# 交叉点的定义

$P_o$  : 假定系统为线性时, 输出功率与输入功率的关系,

$$K_3 = 0$$

利用小信号结果, 外推得到

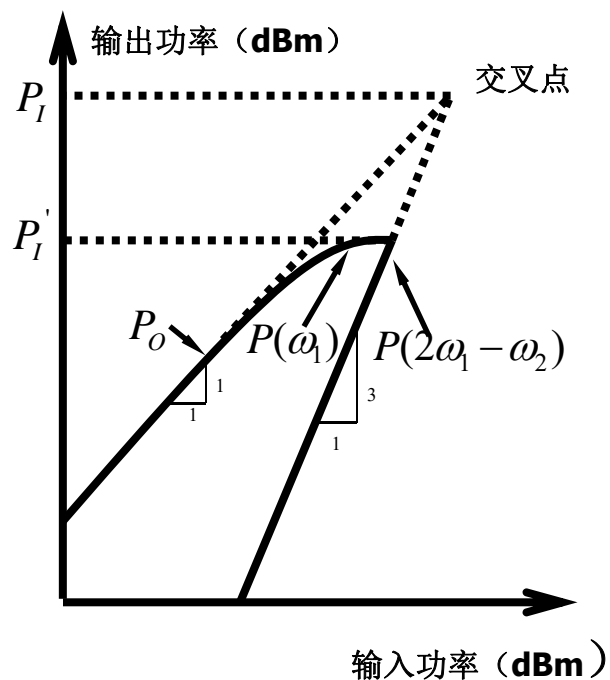
$$P_o = 10 \lg \left[ \left( \frac{K_1 A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right] \text{ dBm}$$

$P(\omega_1)$ : 非线性系统的基波输出

$$P(\omega_1) = 10 \lg \left[ \left( \frac{K_1 A + \frac{9}{4} K_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right] \text{ dBm}$$

$P(2\omega_1 - \omega_2)$  : 三阶互调积功率

$$P(2\omega_1 - \omega_2) = 10 \lg \left[ \left( \frac{\frac{3}{4} K_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right] \text{ dBm}$$



定义： $P(2\omega_1 - \omega_2)$ 与  $P_o$  的交点的输出功率  $P_I$  叫交叉点 (Intercept point)。

$P_o$  正比于输入功率， $P(2\omega_1 - \omega_2)$  正比于输入功率的立方，在双对数坐标系统内他们是斜率分别为1和3的直线，他们的交点即交叉点  $P_I$ 。

令  $P_o = P(2\omega_1 - \omega_2)$  得

$$A^2 \text{ (at } P_I) = \frac{4}{3} \frac{K_1}{|K_3|} \quad (P_I \text{ 对应的信号幅度})$$

对应的  $P_I$  为

$$P_I = 10 \lg \left[ \left( \frac{2}{3} \frac{K_1^3}{|K_3|} \right) \frac{10^3}{R} \right] \text{ dBm}$$

如果  $R = 50\Omega$ ,

$$P_I = 10 \lg \frac{K_1^3}{|K_3|} + 11.25 \text{ dBm}$$



令  $P(\omega_1)=P(2\omega_1-\omega_2)$ ，得  $P_I'$  点，对应的幅度为

$$A^2(at P_I') = \frac{2}{3} \frac{K_1}{|K_3|}$$

求得

$$P_I' = 10 \lg \left[ \left( \frac{1}{12} \frac{K_1^3}{|K_3|} \right) \frac{10^3}{R} \right] dBm = P_I - 9 \text{ dBm}$$

对照前面  $P_{1dB}$  的表达式，得  $P_I$  与  $P_{1dB}$  之间的关系式

$$P_I = P_{1dB} + 10.63 \text{ dBm}$$

由  $P_I$  表达式可见  $P_I$  与输入功率电平无关，因此可以用来作为非线性的度量。

比较  $P_o$  ,  $P_I$  ,  $P(2\omega_1 - \omega_2)$  的表达式, 可以得到

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

在低功率电平下,  $P_o \approx P(\omega_1)$  , 因此

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

在较高功率电平下, 上式不再成立, 利用  $P(\omega_1)$  、  
 $P(2\omega_1 - \omega_2)$  和  $P_I$  的表达式,

可以导出

$$\begin{aligned} P_{(2\omega_1 - \omega_2)} - 60 \lg & \left[ 1 - 0.343 R^{1/3} \frac{|K_3|^{1/3}}{K_1} \left( \lg^{-1} \frac{P_{(2\omega_1 - \omega_2)}}{10} \right)^{1/3} \right] \\ & = 3P(\omega_1) - 2P_I \text{ dBm} \end{aligned}$$

例：已知两端口的传递特性为  $e_o = 15e_i - 2e_i^3$

求： 1)  $P_I \longleftarrow P_I = 10 \lg \left[ \left( \frac{2}{3} \frac{K_1^3}{|K_3|} \right) \frac{10^3}{R} \right] \text{dBm} = 43.52 \text{dBm}$

2) 如果  $P(\omega_1) = -10 \text{dBm}$ ，求相应的  $P(2\omega_1 - \omega_2)$

$$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P(\omega_1) - 2P_I \text{ dBm} = -117 \text{dBm}$$

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 $P_I$ 。

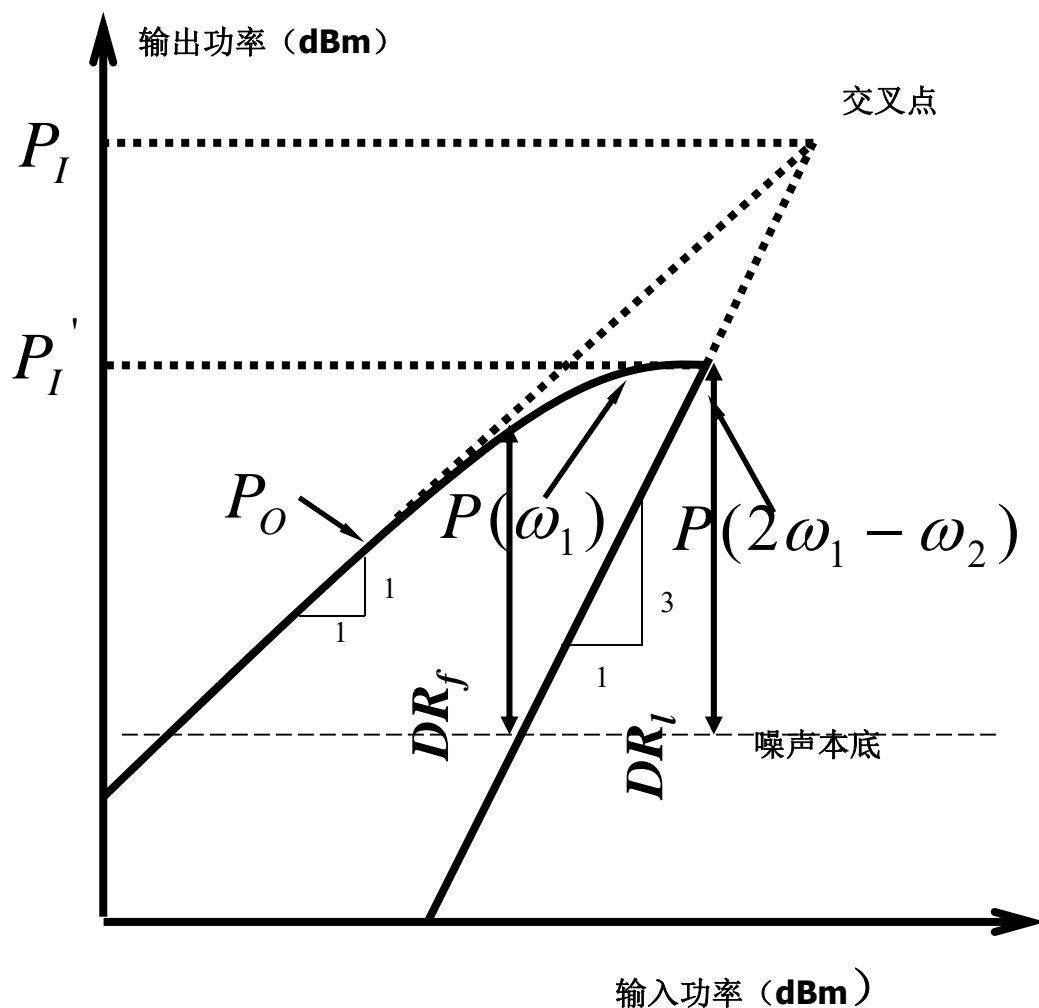
$$\begin{aligned}\text{解： } P_I &= 0.5 * [3P(\omega_1) - P(2\omega_1 - \omega_2)] \\ &= 0.5 * [10 * 3 + 30] \\ &= 30\text{dBm}\end{aligned}$$

注：1) 当系统的非线性可以用三项幂级数来表示时，交叉点是预计三阶互调积的失真电平的很方便的方法。三阶互调积通常落在系统的通频带内（即使在窄带情况下）。

2) 根据  $P(2\omega_1 - \omega_2) \approx 3P_o - 2P_I \text{dBm}$  交叉点  $P_I$  可以通过在低电平下测量  $P(\omega_1)$  和  $P(2\omega_1 - \omega_2)$  来求得。

# 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。对于功率放大器，动态范围的低端为噪声所限，高端限制在压缩点上，这也是放大器的线性工作范围，称为线性动态范围（ $DR_l$ ），对于低噪声放大器和混频器，在低端噪声限制其工作，而最大功率应使此时的交调失真变得不可以接受。实际工作范围要使寄生响应最小，称之为无寄生动态范围（ $DR_f$ ）。



若放大器的特性:  $P_{out}=10P_{in}$

则 $P_{in}=0$ , 则会有 $P_{out}=0$ ?

若 $P_{in}=10^6W$ ,  $P_{out}=10^7W$ ?

在极低的输入功率电平下, 输出主要来自于放大器的噪声; 将元件冷却会达到更低的值。在噪声本底之上, 放大器存在 $P_{out}=10P_{in}$ 的一段输入功率范围。动态范围的上端, 输出开始饱和, 当输入功率再增加时, 输出功率不再增长。故, 若输入功率过大, 放大器将被烧毁。

噪声系数为F的两端口的噪声输出功率为

式中  $N_o = KT_o BGF \text{ (W)}$

$$K = 1.374 \times 10^{-23} \text{ J/K}, \quad T_o = 290 \text{ K}$$

$$B = \frac{1}{G} \int_0^\infty G_f(f) df \text{ (Hz)} \quad \text{噪声带宽}$$

$N_o$ 是测量的增益与频率的关系，G是  $G_f$  的最大值。

$G_f$  亦可以用dBm表示为

$$N_o = -174 \text{ dBm} + 10 \lg B + G(\text{dB}) + F(\text{dB})$$

噪声越高，为了达到预定信噪比要求的信号电平亦高，但三阶互调失真增加。



由式 
$$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P_o - 2P_I$$

得 
$$P(\omega) - P(2\omega_1 - \omega_2) = \frac{2}{3}(P_I - P_{(2\omega_1 - \omega_2)})$$


定义：当三阶互调积电平等于噪声电平  $(P_{(2\omega_1 - \omega_2)} = N_0)$

的  $P(\omega) - P(2\omega_1 - \omega_2) = P(\omega_1) - N_0$ （输出信号电平与噪声电平之比）叫做动态范围。即

$$DR_f = \frac{2}{3}(P_I - N_o) = \frac{2}{3}[P_I + 174 - 10\lg B - G(\text{dB}) - F(\text{dB})]$$

例：设一通信接收机参数如下： $F=1.5\text{dB}$ ， $G=50\text{dB}$ ，  
 $B=70\text{MHz}$ ，交叉点  $P_I = 15\text{dBm}$

求： $DR_f$


$$DR = \frac{2}{3} [P_I + 174 - 10 \lg B - G(\text{dB}) - F(\text{dB})]$$
$$= \frac{2}{3} [15 + 174 - 78.45 - 50 - 1.5] = 39.4\text{dB}$$

# 无记忆系统的交叉调制 (Cross Modulation)

定义:一个信号的调制转移到另一个信号上, 出现不希望有的调制, 叫做交叉调制。

输入信号  $e_i = A(1 + M \cos \omega_m t) \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t$

将  $e_i$  代入  $e_o = K_1 e_i + K_2 e_i^2 + K_3 e_i^3$ , 得

$$\begin{aligned}
e_o = & K_1 A (1 + M \cos \omega_m t) \cos \omega_1 t + \boxed{K_1 A \cos \omega_2 t} \\
& + K_2 A^2 \left[ (1 + 2M \cos \omega_m t + \frac{1}{2} M^2 + \frac{1}{2} M^2 \cos 2\omega_m t) \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_1 t \right) \right. \\
& + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_2 t + (1 + M \cos \omega_m t) \{ \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \cos (\omega_1 + \omega_2) t \} \Big] \\
& + K_3 A^3 \left[ \left\{ 1 + 3M \cos \omega_m t + 3M^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_m t \right) + M^3 \left( \frac{3}{4} \cos \omega_m t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_m t \right) \right\} \right. \\
& \times \left( \frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_1 t \right) + 3(1 + 2M \cos \omega_m t + \frac{1}{2} M^2 + \frac{1}{2} M^2 \cos 2\omega_m t) \\
& \times \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_1 t \right) \boxed{\cos \omega_2 t} + 3(1 + M \cos \omega_m t) \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_2 t \right) \cos \omega_1 t \\
& \left. + \boxed{\frac{3}{4} \cos \omega_2 t} + \frac{1}{4} \cos 3\omega_2 t \right]
\end{aligned}$$

其中交叉调制项为

$$\begin{aligned} e_{CM} &= \left( K_1 A + \frac{3}{4} K_3 A^3 \right) \cos \omega_2 t + \left( 3 K_3 A^3 M \cos \omega_m t \right) \cos \omega_2 t \\ &= E_{CM} \left( 1 + M' \cos \omega_m t \right) \cos \omega_2 t \end{aligned}$$

式中

$$E_{CM} = K_1 A + \frac{3}{4} K_3 A^3, \quad M' = \frac{3 K_3 A^2 M}{K_1 + \frac{3}{4} K_3 A^2}$$

即调制从 $\omega_1$ 转移到频率为 $\omega_2$ 的信号上。 $M'$ 可以测量求得。

因为：

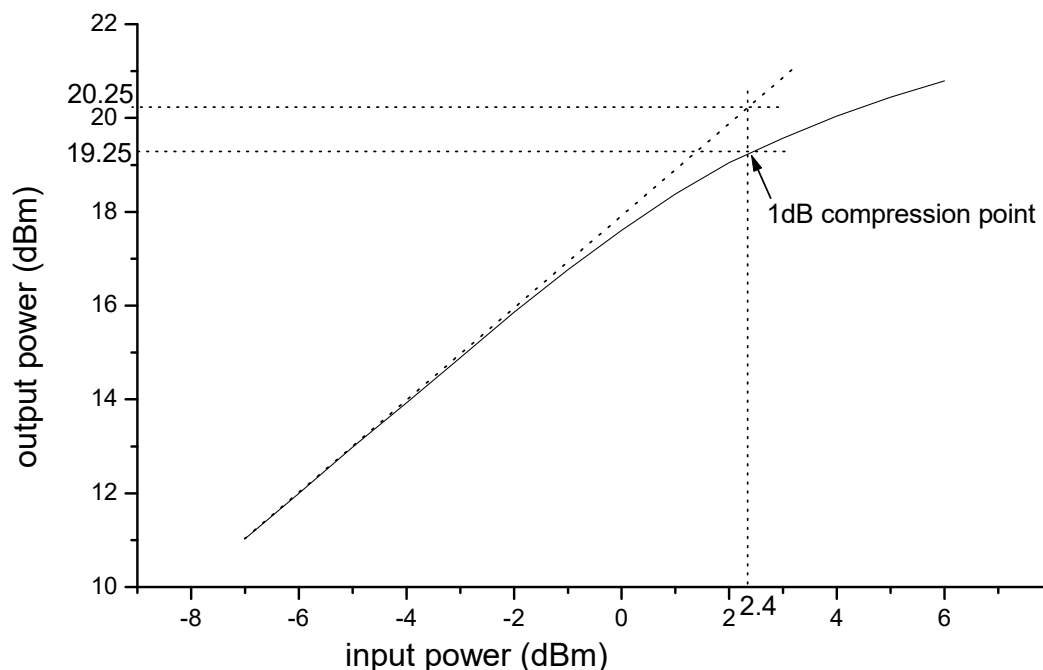
$$e_{CM} = E_{CM} \left( \cos \omega_2 t + \frac{1}{2} M' \cos (\omega_2 + \omega_m) t + \frac{1}{2} M' \cos (\omega_2 - \omega_m) t \right)$$

# 功率放大器线性化技术

功率放大器是现代通信系统中非常重要的组成部分，收发端的线性放大和频率变换是保证能够正确解调数字调制信号的必要条件。现在通信系统均采用了QPSK,64QAM等线性调制技术，这些调制方法对功放的非线性特性非常敏感，因而对放大器有更高的线性要求，以避免对邻近信道的干扰，保证调制的窄带特性。设计具有高度线性的宽带功率放大器显得十分必要。

A类放大器具有最好的线性，但效率过低。A类放大器的偏置使其工作在线性区域的中间部分，RF信号不可能超出到非线性区域。但由于其效率低下，A类放大器一般避免使用。此外还有AB类，B类，C类偏置放大器，这些放大器通过使放大器工作在更接近截止电流的工作点上达到较高的效率。

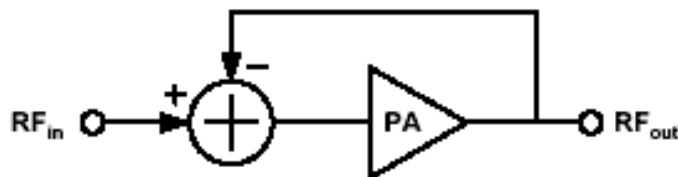
# 功率回退法(Power Back-off)



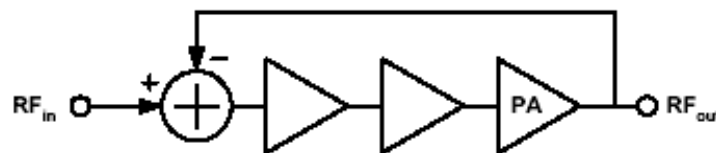
**功率回退法:**把功率放大器的输入功率从压缩点向后回退几个, 工作在远小于压缩点的电平上, 使功率放大器脱离饱和区, 进入线性工作区, 从而改善功率放大器的三阶交调系数。一般情况, 当基波功率降低**1dB**时, 三阶交调失真改善**2dB**。

功率回退法简单且易实现, 不需要增加任何附加设备, 是改善放大器线性度行之有效的方法, 缺点是效率大为降低。另外, 当功率回退到一定程度, 当三阶交调制达到**-50dBc**以下时, 继续回退将不再改善放大器的线性度。因此, 在线性度要求很高的场合, 完全靠功率回退是不够的。通常将回退法与其他方法结合起来使用。

# 负反馈法(Negative Feedback Method)



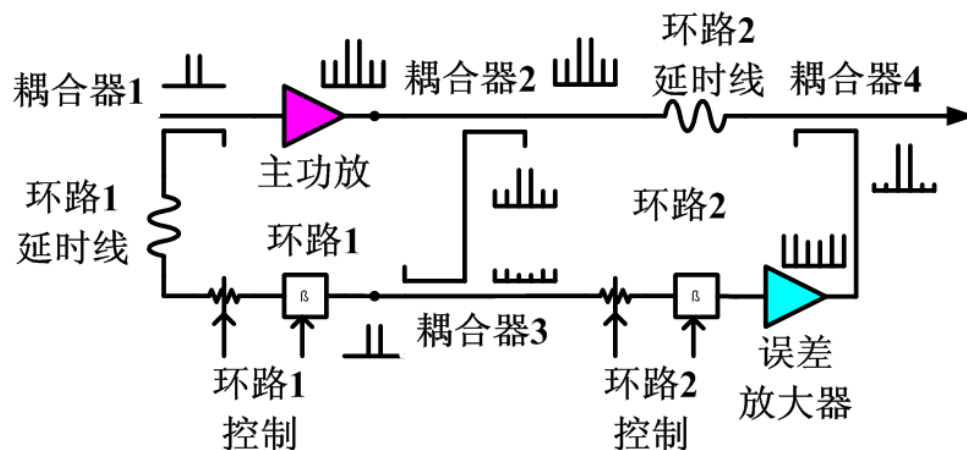
负反馈是将功率放大器输出的非线性信号反馈到输入端，与原输入信号共同作为功率放大器的输入信号，以减少功率放大器的非线性。如果单阶放大器的增益很高，可以考虑采用本地负反馈（**Local feedback**）来改进线性度。本地负反馈削减了整个放大器的增益。单阶放大器的增益不足以高到能够使用本地负反馈，因此我们可以采用多级放大器级联的方法来构成全局负反馈（**Globally feedback**）。



在工作频率较低时，这种方法经常得到使用。但高频时使用负反馈代价过大。首先是高频时放大器价格较高，若每级只有很小的增益，则需要较多的级数和放大器来达到所需的增益，使整体效率较低。更重要的是，当级数较多时，每级所产生的延时将使整个放大器变得不稳定。

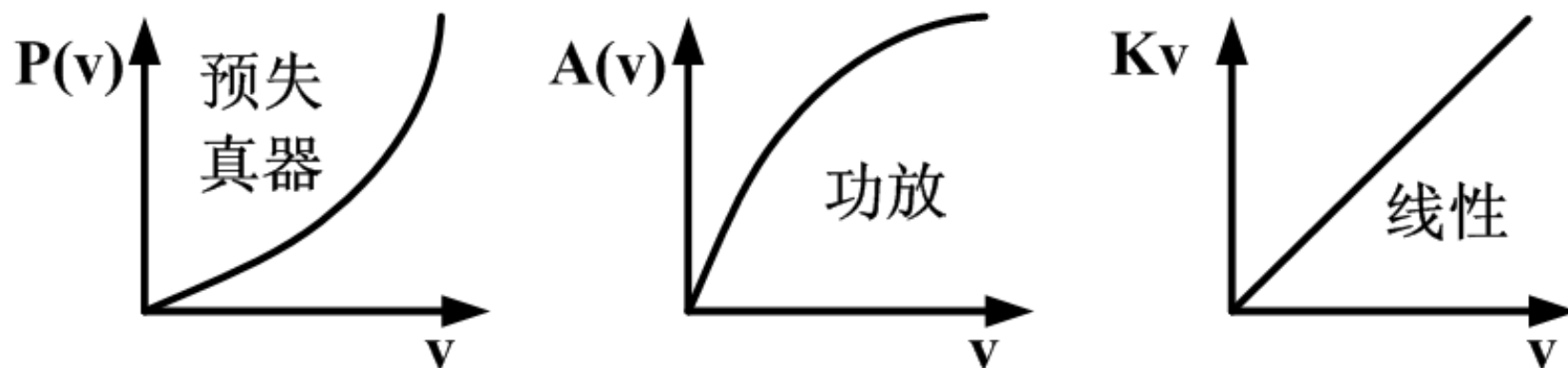
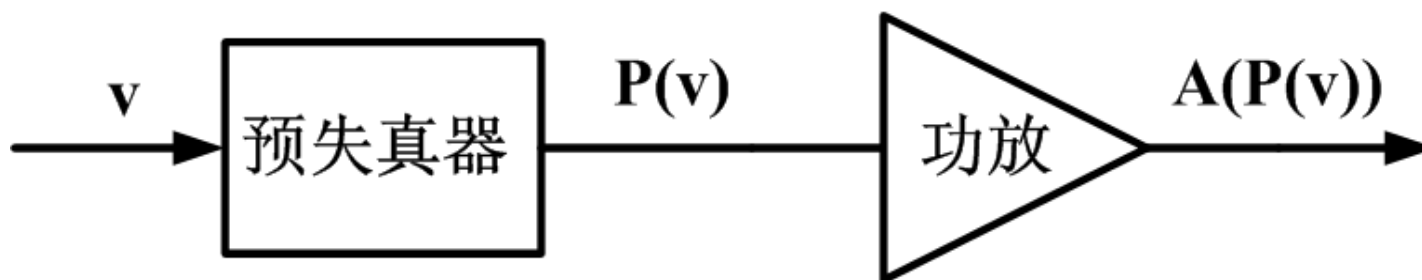


# 前馈法(Feedforward Method)



前馈法的思想是，先把放大器的输出衰减至输入的水平，然后把它们相减，这样就只剩下畸变部分，这个畸变信号是由于放大器的非线性产生的，接着把畸变部分经由一个单独的放大器加以放大，并与原放大器输出信号相减，这样就剩下了线性放大部分。前馈结构包括两个环路：**信号消减环**和**误差消减环**。信号消减环是从主支路中把主功率放大器输出信号耦合出来，与参考支路的信号叠加，以抵消主信号分量，而提取交调信号分量。参考支路的延迟线是为了补偿主支路的群延迟。误差消减环是把交调信号分量放大，再耦合回主支路与主功率放大器输出信号相减，抵消掉交调信号分量，从而使主功率放大器的交调信号分量降低。此环路中的延迟线的功能与信号消减环的是相同的。为了提高线性化的精度，可对前馈网络进行嵌套，进行多重前向交调信号消减。

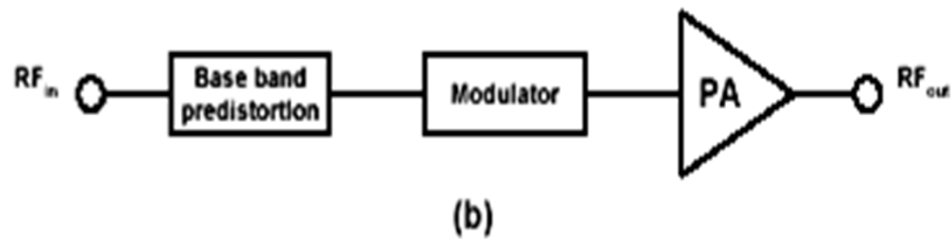
# 预失真法( Predistortion Method)



预失真方法的基本思想是对放大器进行实时的补偿，通过电路网络或其他技术方法对放大器的非线性输入输出特性进行校正。



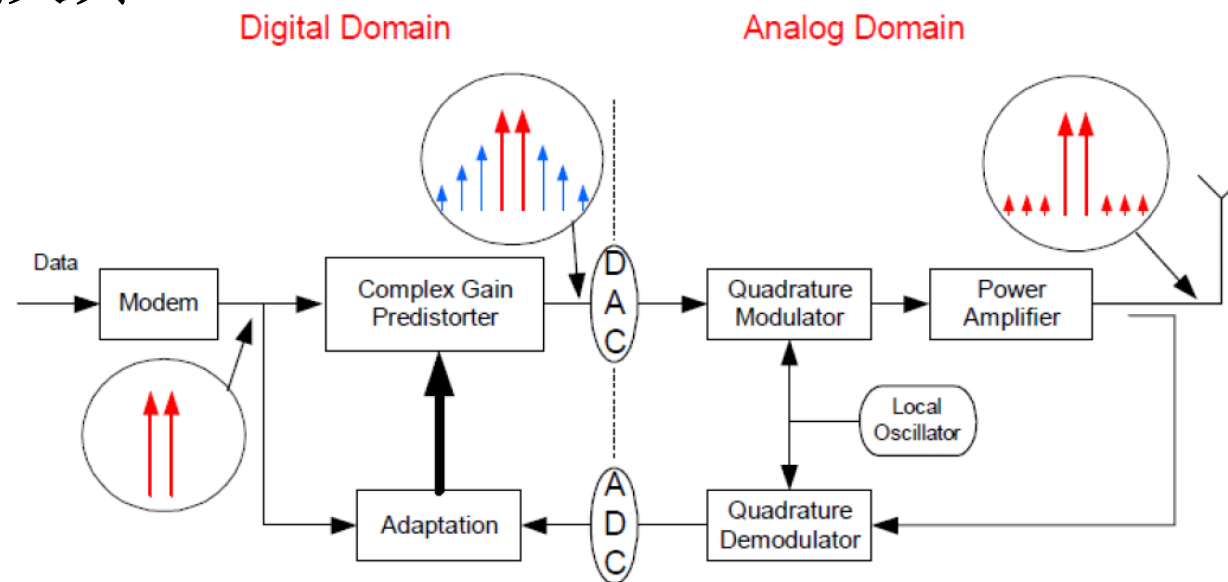
射频预失真



基带预失真

按照预失真电路工作的频段，可以分为射频预失真，中频预失真和基带预失真。其中射频预失真对最终的射频信号进行纠正；中频预失真发生在中频上，精度不如射频预失真；基带预失真主要应用了**DSP**技术把预失真系数存在其中。

按照预失真电路的不同结构，可以分为开环预失真和闭环预失真。



开环预失真方法具有带宽较宽，稳定性好，易于与其他方法结合使用的优点。而闭环方法则是在开环的基础上加入了反馈，构成了自适应预失真，能够实时跟踪放大器的非线性特性，并避免系统参数的漂移。

