

# 第3章 电子通信系统基础

# 本章内容

- 电路中的噪声P.8
- 噪声系数与等效噪声温度P.15
- 非线性失真与干扰P.21
- 灵敏度与动态范围P.19

# 热噪声的平均功率

- 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。这些噪声源所产生的噪声可分为热噪声、闪烁噪声等。
- 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）； $B$ —带宽（Hz）； $T$ —绝对温度（K）， $T=^{\circ}\text{C}+273$ 。
- 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：

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

# 热噪声的平均功率（续）

- 在常温 $17^{\circ}\text{C}$ 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。

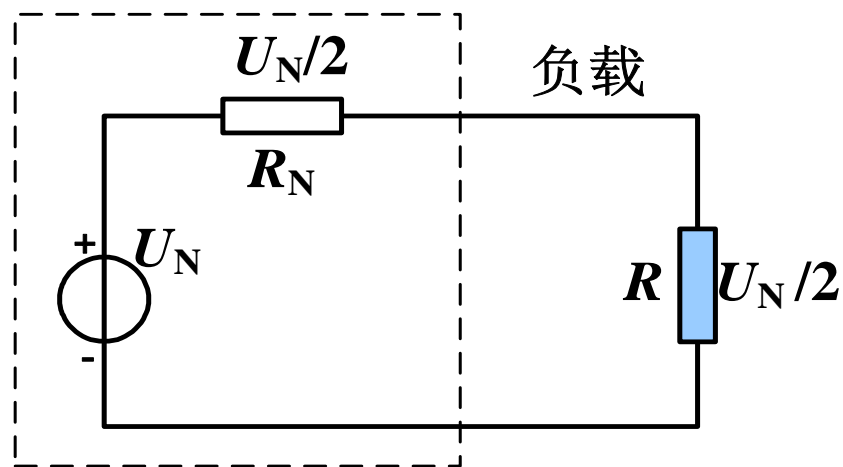
# 功率谱密度

- 在有输出负载的状态下，当输出噪声功率达到最大值时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：  $S(f) = 4kTR$



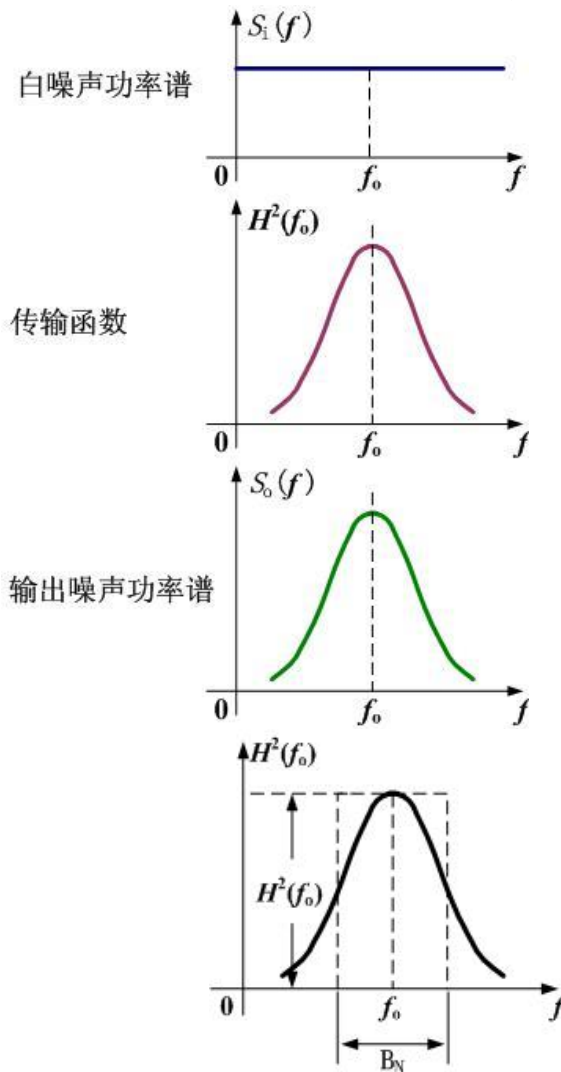
噪声源等效电路

电压均方  
频谱密度

电阻热噪声的  
功率谱密度

$$S(f) = 4kTR$$

# 噪声带宽



- 热噪声的频谱很宽，但在实际的通信系统的通带是有限宽。热噪声通过带通系统后，其功率谱密度会发生变化。
- 由于带通线性系统的滤波作用，只有位于通带内的那一部分噪声的功率才会对通信系统产生影响。 $S_o(f) = H^2(f)S_i(f)$
- 工程中将系统功率传输函数  $H^2(f)$  曲线与  $f$  轴之间的面积与功率传输函数值  $H^2(f_0)$  的比值定义为  $B_N$ ，即等效噪声带宽。

$$B_N = \frac{\int_0^\infty H^2(f) df}{H^2(f_0)}$$

系统输出端的噪声电压均方值:

$$U_{N_o}^2 = \int_0^\infty S_o(f) df = S_i(f) \int_0^\infty H^2(f) df$$

为  $f = f_0$  时的  
功率传输函数值

# 电阻热噪声

- 电阻热噪声通过带通线性系统以后，其输出电压均方值是热噪声功率谱密度  $S(f)$  与函数值  $H^2(f_0)$  以及等效噪声带宽  $B_N$  的乘积。

$$U_{N0}^2 = 4kTRH^2(f_0)B_N$$

- 场效应管则具有沟道热噪声，其电流功率频谱密度为

$$S_i(f) = 4kT(2/3)g_m$$

其中  $g_m$  为场效应管的跨导 ( $1/\Omega$  , 即  $S$ )。

# 例题

- 例1.6.1 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

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

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

（2）根据有效噪声电压的公式可得

$$u_L = 0.5 u_N = 0.5 ((4kTB \cdot R)^{0.5}) = 0.06325 (\mu\text{V})$$



# 本章内容

- 电路中的噪声
- 噪声系数与等效噪声温度
- 非线性失真与干扰
- 灵敏度与动态范围

# 噪声系数

- 通常用信号功率**S**与噪声功率**N**之比，即信噪比 **S/N**来衡量信号的质量。
- 输出信噪比相对输入信噪比的变化，可以明确地表明电路的噪声性能。定义输入信噪比和输出信噪比的比值为噪声因数**F**，即

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}}$$

→ 输入信噪功率比

→ 输出信噪功率比

# 噪声系数（续）

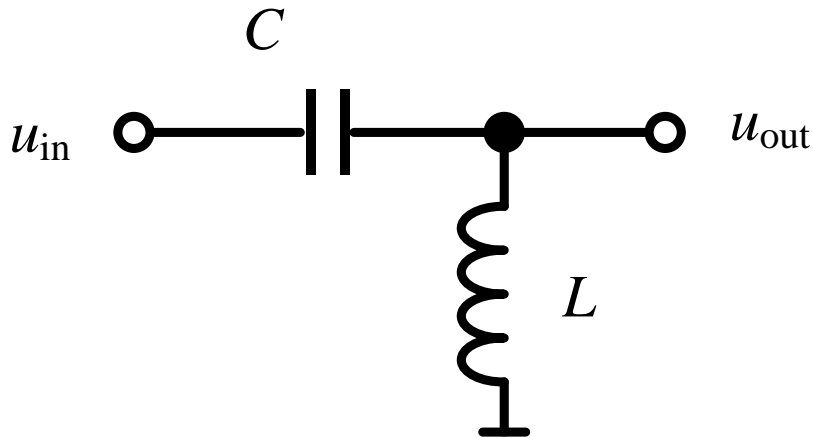
- 将噪声因数 $F$ 用对数表示，就是噪声系数 $N_F$ ，即

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

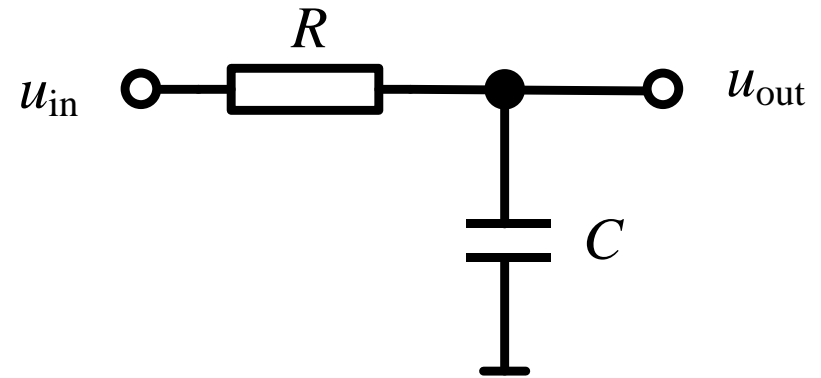
- 噪声系数 $N_F$ 明确地表明了当一个信号从电路的输入传到输出端时，系统内部噪声造成的信噪比恶化的程度。例如，噪声系数为3dB的放大器表明输出端的信噪比比输入端小3dB。
- 对一个理想的无噪声放大器，噪声因数 $F=1$ ，噪声系数 $N_F=0\text{dB}$ 。有噪系统的噪声因数均大于1。

# 无源互易网络噪声系数

- 下图所示滤波器，其输入、输出端口是可以交换的，这样的二端网络称为无源互易网络。

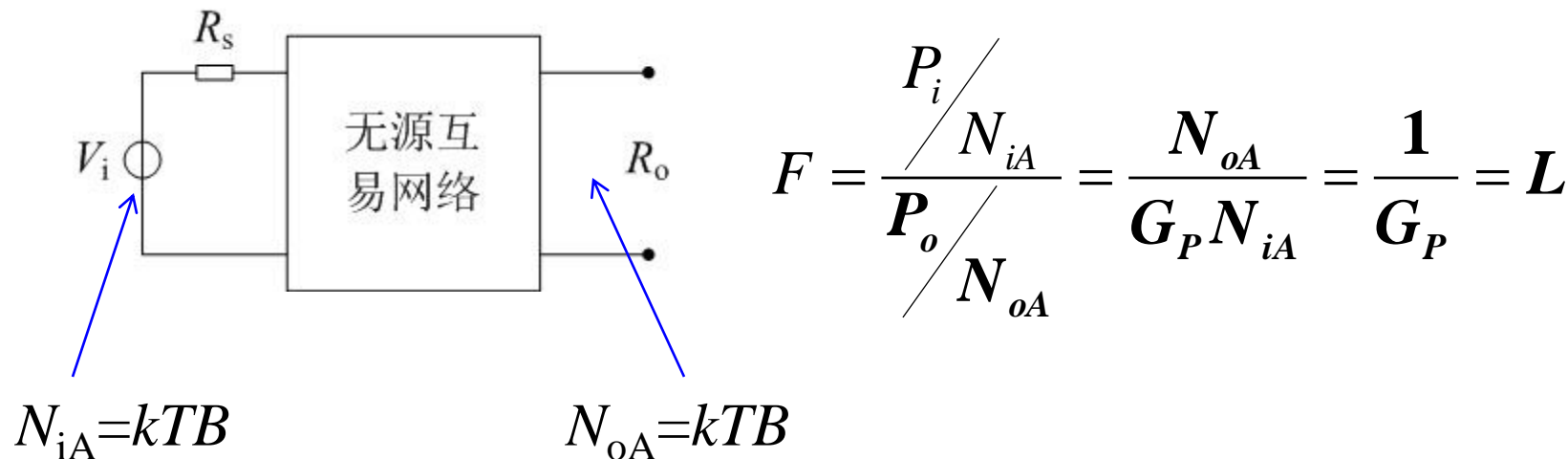


(a) LC滤波器



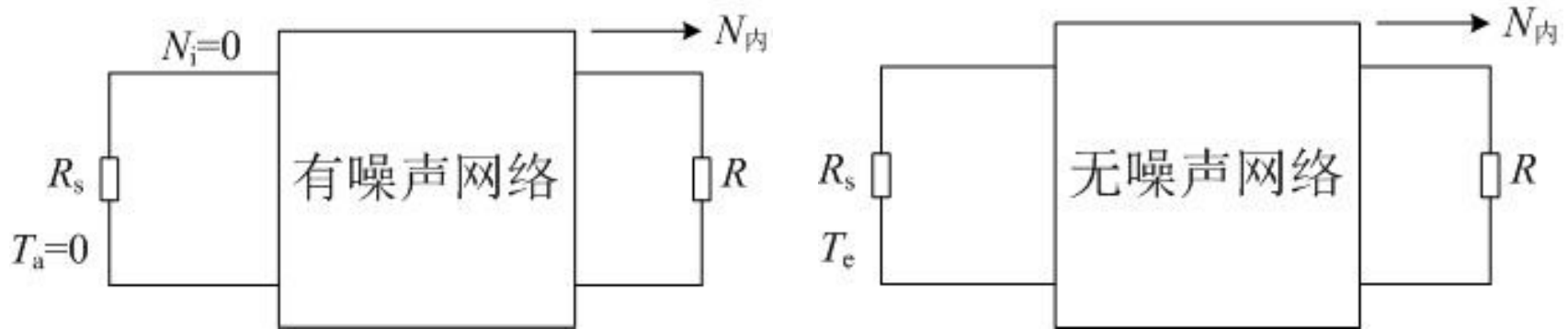
(b) RC滤波器

# 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。

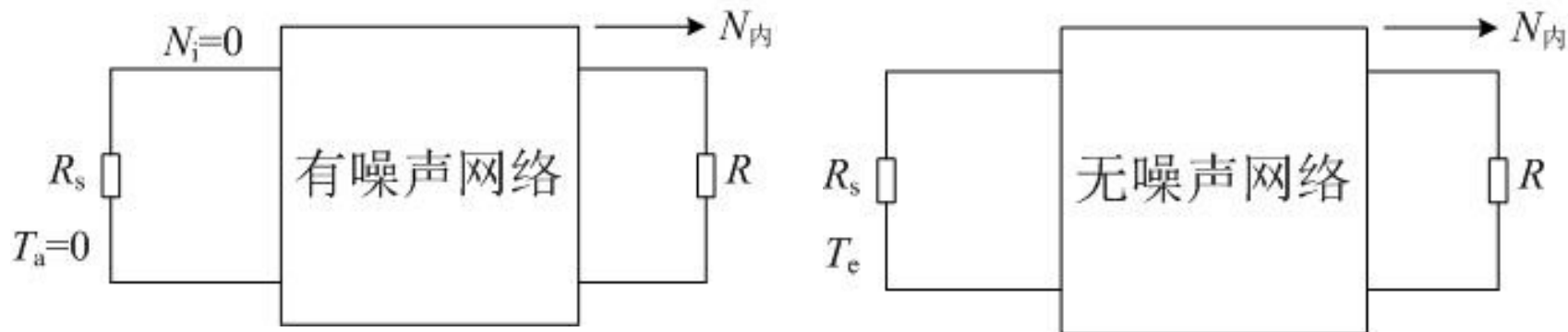
# 等效噪声温度



◆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 $T_N$ 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 $T_N$ 称为该线性系统的等效噪声温度。

# 等效噪声温度



◆若源阻抗为 $R_s$ 与网络输入阻抗匹配，对应噪声温度 $T_0=0$ ，则外部输入噪声 $N_i=0$ 。

◆设网络的增益为 $G$ ，带宽为 $B$ ，网络产生的总输出噪声功率为 $N_o=N_{内}$ （网络本身产生的输出噪声功率），温度为 $T_N$ 的电阻的热噪声功率为 $kT_N B$ 。可得：

$$\blacktriangleright N_{o总} = GkT_N B$$

# 等效噪声温度

$$\blacktriangleright T_N = N_{o\text{总}} / (kBG)$$

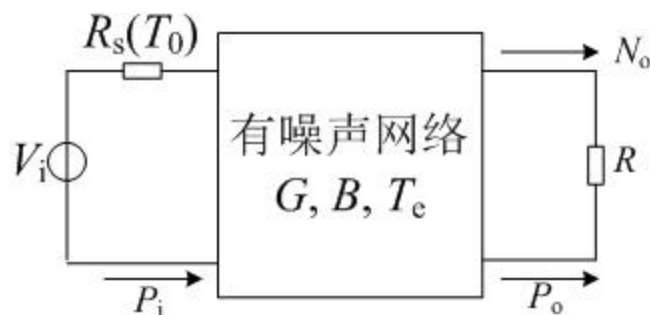
◆若外部输入噪声 $N_i \neq 0$ 。则可将由外部引入的噪声看作是由信号源内阻处于某一温度 $T_0$ 所产生的热噪声功率  $kT_0B$  。

◆此时网络的总输入噪声功率为内外部噪声功率在输入端的叠加，即噪声温度叠加。

$$\blacktriangleright N_{i\text{总}} = k(T_0 + T_N)B$$



# 等效噪声温度



◆设网络的输入信号功率为 $P_i$ ，输出信号功率为 $P_o$ ，外部输入噪声 $N_i$ 是由信号源内阻 $R_s$ 处于标准噪声温度 $T_0(=290\text{K})$ ，此时 $N_i = kT_0B$ ，即 $T_a=T_0$ 。则网络的总输出噪声功率为：

$$\triangleright N_{o\text{总}} = Gk(T_0 + T_N)B$$

# 等效噪声温度

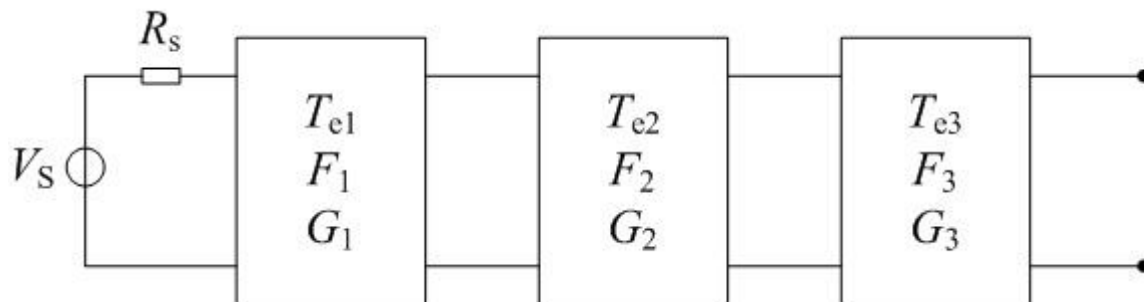
◆根据噪声系数的定义可得：

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} = \frac{N_o}{\frac{S_o}{S_i} N_i} = \frac{N_o}{GN_i} = \frac{GN_i + N_A}{GN_i} = 1 + \frac{N_A}{GN_i}$$
$$= 1 + \frac{GkT_N B}{GkT_0 B} = 1 + \frac{T_N}{T_0}$$

$$\triangleright T_N = (F-1)T_0$$

◆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。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。

# 级联系统噪声系数的计算



◆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：

$$\blacktriangleright N_1=G_1kT_0B+G_1kT_{e1}B$$

# 级联系统噪声系数的计算

◆第二级的输出噪声功率为：

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

◆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：

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

# 级联系统噪声系数的计算

- 同理可得到多级系统的噪声系数公式：

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

- 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

- 例1.6.6 在室温 $27^{\circ}\text{C}$ 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 $T_N$ 。

- 解：（1） $T = 273 + 27 = 300(\text{K})$

根据 $T_N = (F - 1)T$ ，可以推出

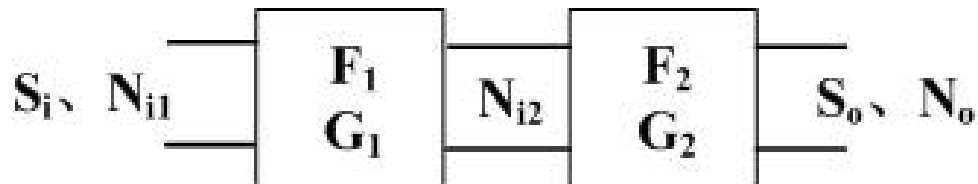
$$F = 1 + T_N / T = 1 + (75 / 300) = 1.25$$

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

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

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

# 例题



- 例1.6.4 两级噪声网络级联中， $N_{F1} = 2\text{dB}$ ， $G_1 = 12\text{dB}$ ；而 $N_{F2} = 6\text{dB}$ ， $G_2=10\text{dB}$ ，求总的噪声系数 $N_F$ 。

解：根据公式 $N_F=10\lg F$ ，将噪声系数转换为噪声因数。

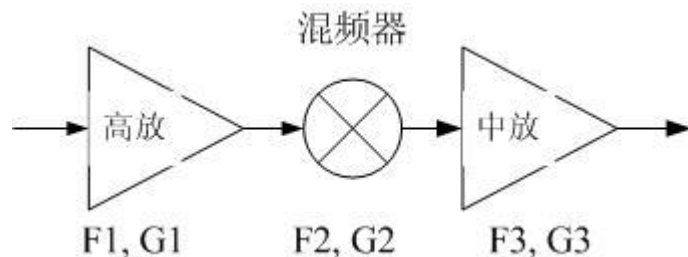
$$F_1=1.59, F_2=4, G_1=15, G_2=10$$

根据级联系统的噪声公式可得：

$$F=F_1+(F_2-1)/G_1=1.779$$

$$N_F=10\lg F=2.5(\text{dB})$$

# 例题



- 例1.6.5 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。

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



# 例题

- 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  $F = 0.1 F' = 1.806$ ,

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  $N_{F1} = 10 \lg F_1 = 1.66(\text{dB})$

# 本章内容

- 电路中的噪声
- 噪声系数与等效噪声温度
- 非线性失真与干扰
- 灵敏度与动态范围

# 微波常用单位

■ dBW(分贝瓦):

✓ 定义:  $P_1(\text{dBW}) = 10 \log_{10} (P_1(\text{W}))$

■ dBm(分贝毫瓦):

✓ 定义:  $P_1(\text{dBm}) = 10 \log_{10} (P_1(\text{mW}))$

■ dBmW(分贝微瓦):

✓ 定义:  $P_1(\text{dBmW}) = 10 \log_{10} (P_1 (\mu\text{W}))$

# 微波常用单位

## ■分贝

✓描述功率相对增益或插损或相对功率,若有功率  $P_1$ (输入)和 $P_2$ (输出)

$$N=10\log_{10}(P_1/P_2)$$

✓若N为正,则可说 $P_1$ 比 $P_2$ 要高N分贝(dB)

✓若N为负,则可说 $P_1$ 比 $P_2$ 要低N分贝(dB)

✓描述电压传输增益或插损或相对电平,若有电压  $V_1$ (输入)和 $V_2$ (输出)

$$G_V(\text{dB}) = 20 \log_{10} (V_2/V_1)$$

# **mW、dBm、dBW变换示例**

- $P = 1 \text{ mW} \rightarrow P = 0 \text{ dBm}$
- $P = 10 \text{ mW} \rightarrow P = 10 \text{ dBm}$
- $P = 0.1 \text{ mW} \rightarrow P = -10 \text{ dBm}$
- $P = 1 \text{ mW} \rightarrow P (\text{dBW}) = -30 \text{ dBW}$
- $P = 10 \text{ mW} \rightarrow P (\text{dBW}) = -20 \text{ dBW}$
- $P = 0.1 \text{ mW} \rightarrow P (\text{dBW}) = -40 \text{ dBW}$

# 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。

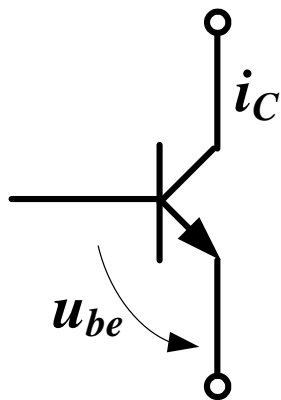
# 非线性器件的特性描述

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：**

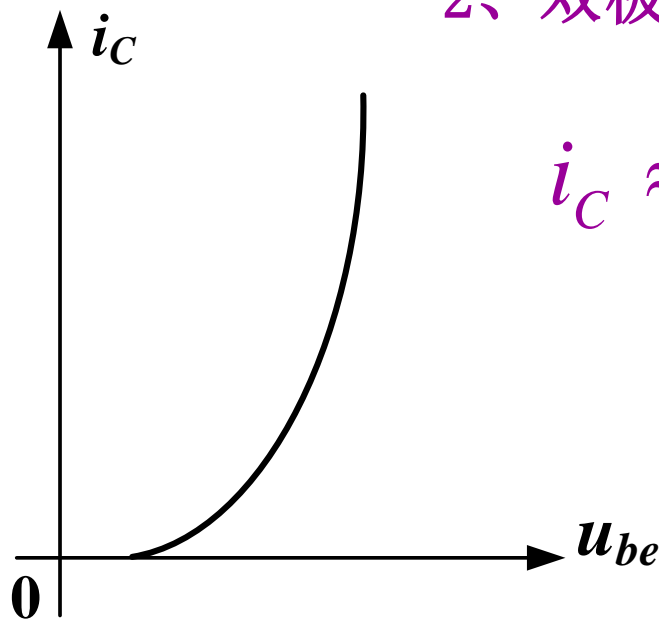
1、正向导通的二极管：

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



2、双极型晶体管：

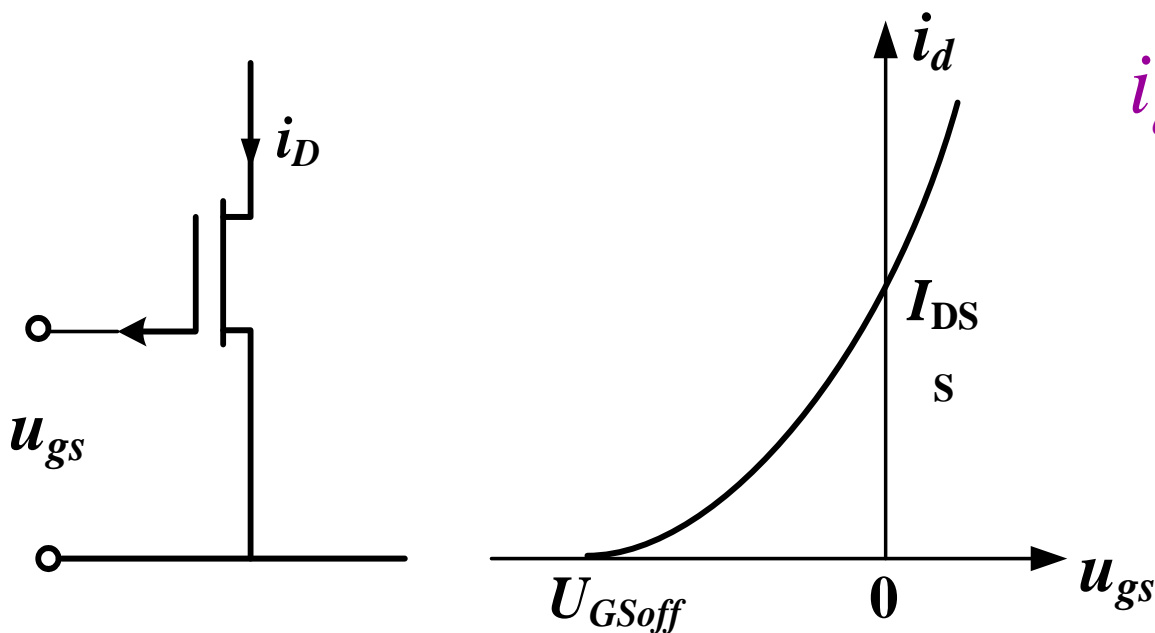
$$i_C \approx I_{EBS} e^{\frac{u_{be}}{U_T}}$$



(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：



$$i_d \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{gs}}{U_{GS(off)}}\right)^2$$

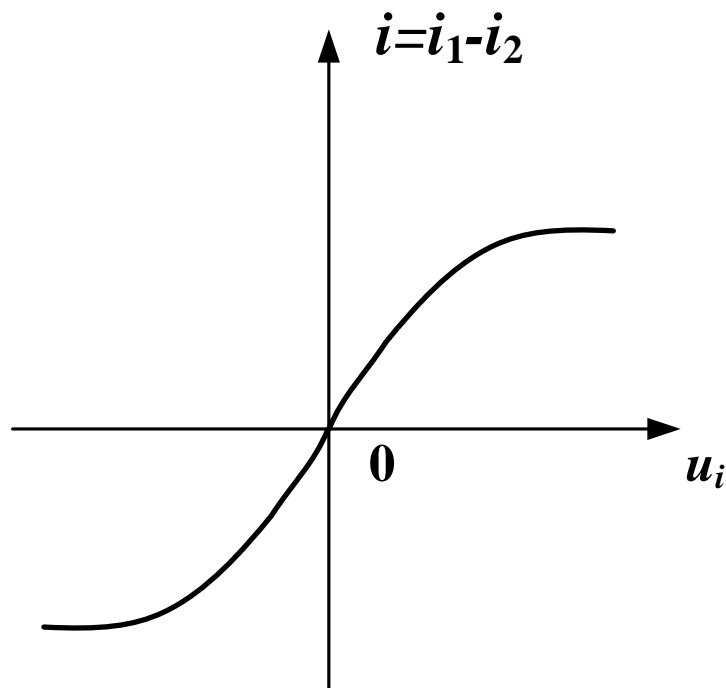
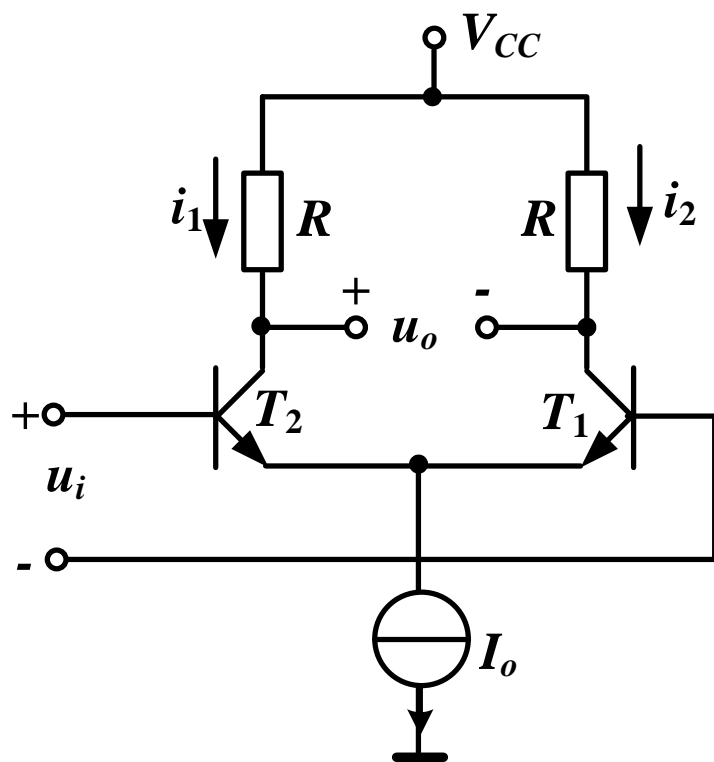
(b) 处于饱和的场效应管的漏极电流和栅极电压间的关系



# 非线性器件的特性描述 - 解析函数法

## 4、双极型晶体管差分放大器：

$$i_1 - i_2 = I_o \tanh \frac{u_{id}}{2U_T}$$



(c) 晶体管差分对输出电流和差模输入电压间的关系

# 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。**

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \cdots + a_n u^n + \cdots$$

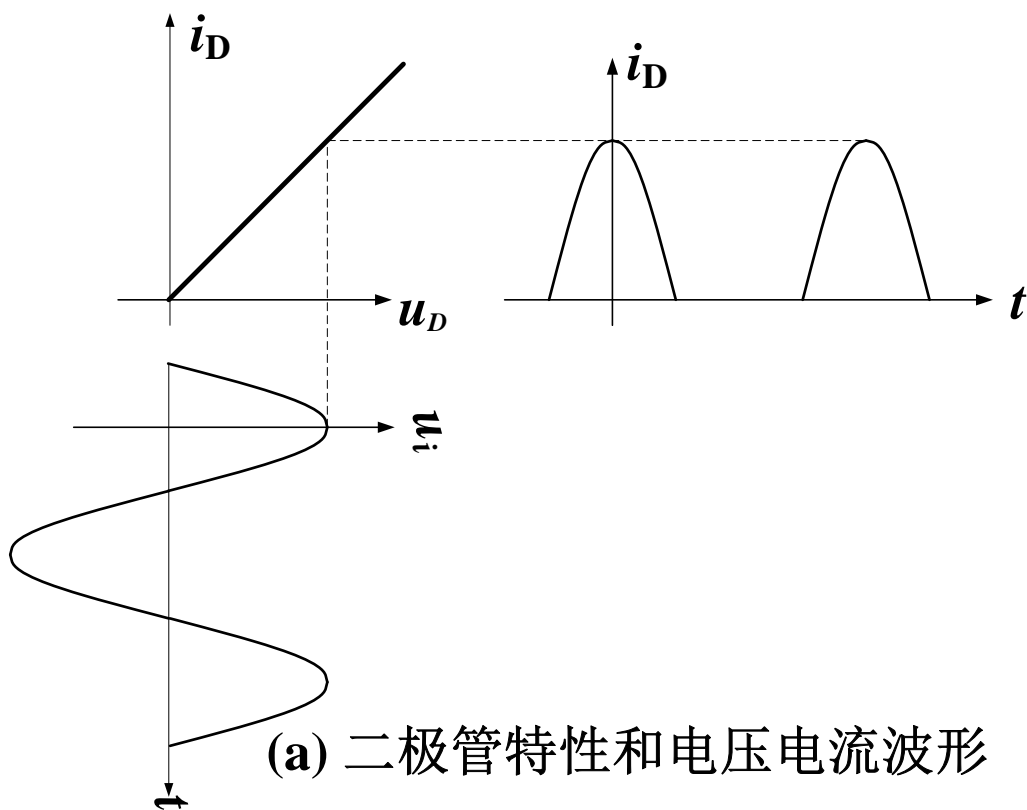
■ 式中  $a_n$  ( $n=0, 1, 2, 3, \dots$  正整数) 为与电路工作点有关的系数, 通常  $n$  越大, 则系数  $a_n$  的值越小。

■ 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。

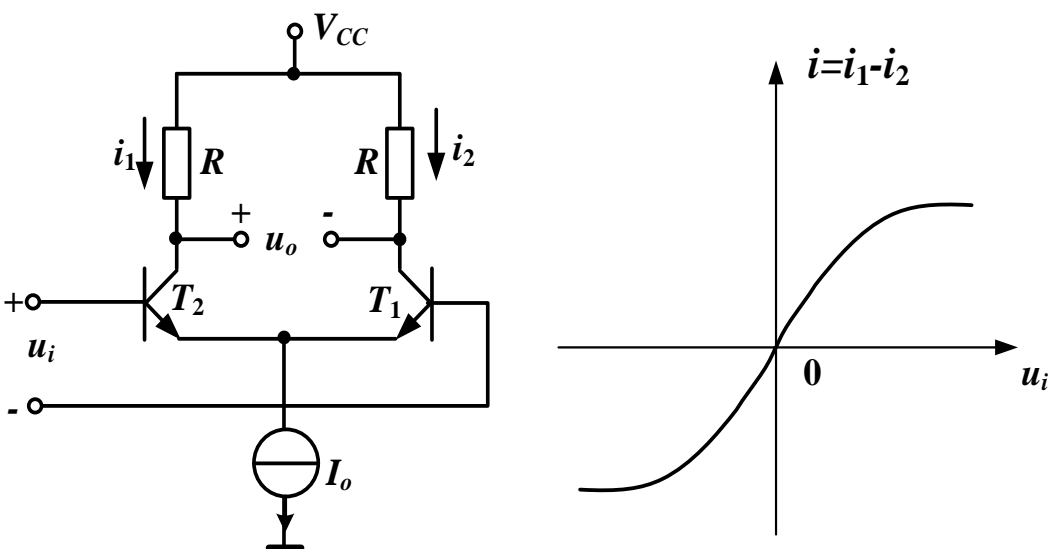
- 如二极管在大信号工作时,因为信号幅度远远大于二极管的导通电压,所以二极管的伏安特性可以用通过原点的斜直线表示。



(a) 二极管特性和电压电流波形

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

# 非线性器件的特性描述—分段折线分析法

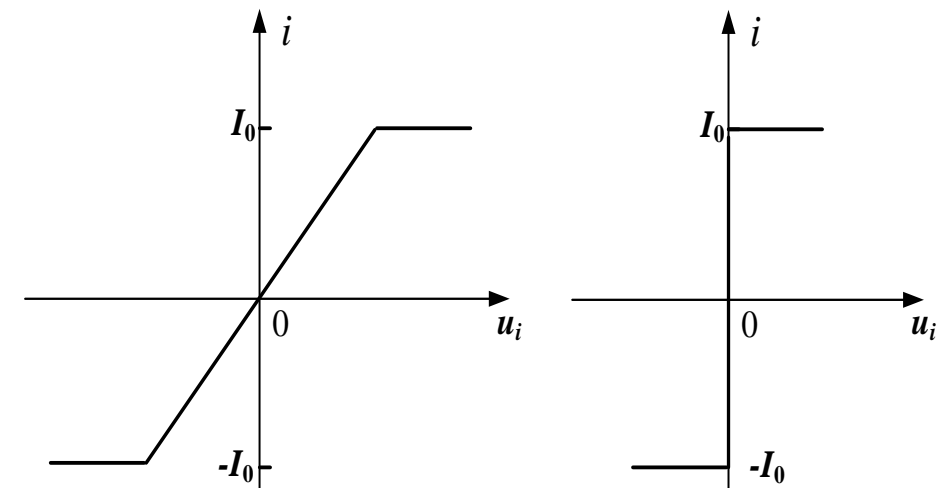


(c) 晶体管差分对输出电流和差模输入电压间的关系

对于晶体管差分放大器的伏安特性，它是双曲正切函数，在大信号工作时，也可以用三段折线逼近，

差分放大器的输出电流为：

$$i_1 - i_2 = \begin{cases} I_o & u_{id} > 0 \\ -I_o & u_{id} < 0 \end{cases}$$

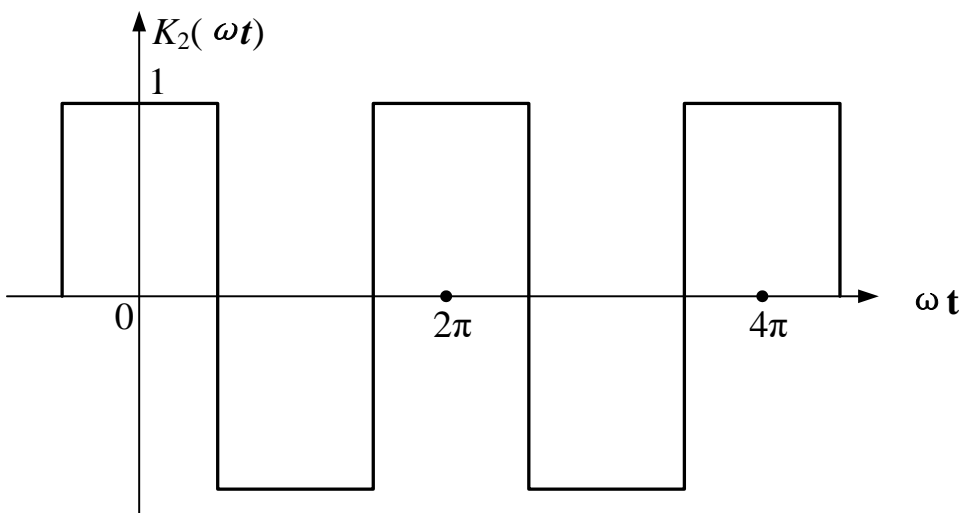


(a)

(b)

# 非线性器件的特性描述—分段折线分析法

差分放大器的输出电流为:



$$i_1 - i_2 = \begin{cases} I_o & u_{id} > 0 \\ -I_o & u_{id} < 0 \end{cases}$$

是一个电子开关，其开关函数可以用  $K_2(\omega t)$  表示。

$$K_2(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega t - \dots$$

在大信号余弦电压激励时，差分放大器的输出电流又可以用开关函数表示： $i_1 - i_2 = I_o K_2(\omega t)$

# 非线性电阻电路的近似解析分析

## 幂级数分析法

- 将非线性电阻电路输出输入特性用一个N阶幂级数近似表示，借助幂级数的性质，实现对电路的解析分析。

例如，设非线性元件的特性用非线性函数  $i = f(v)$

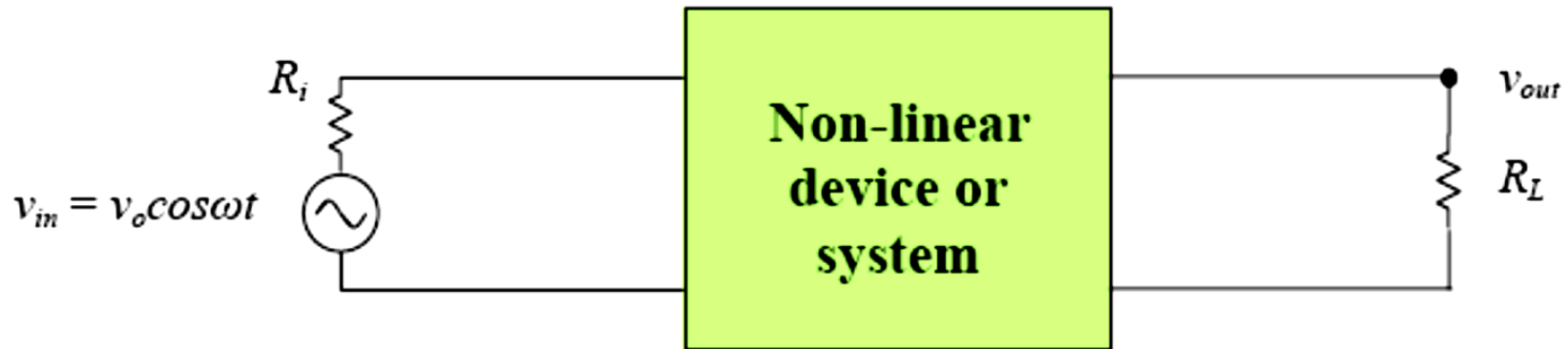
来描述。如果  $f(v)$  的各阶导数存在，则该函数可以展开成以下幂级数：

$$i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \cdots$$

# 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）

# 单音信号通过非线性系统

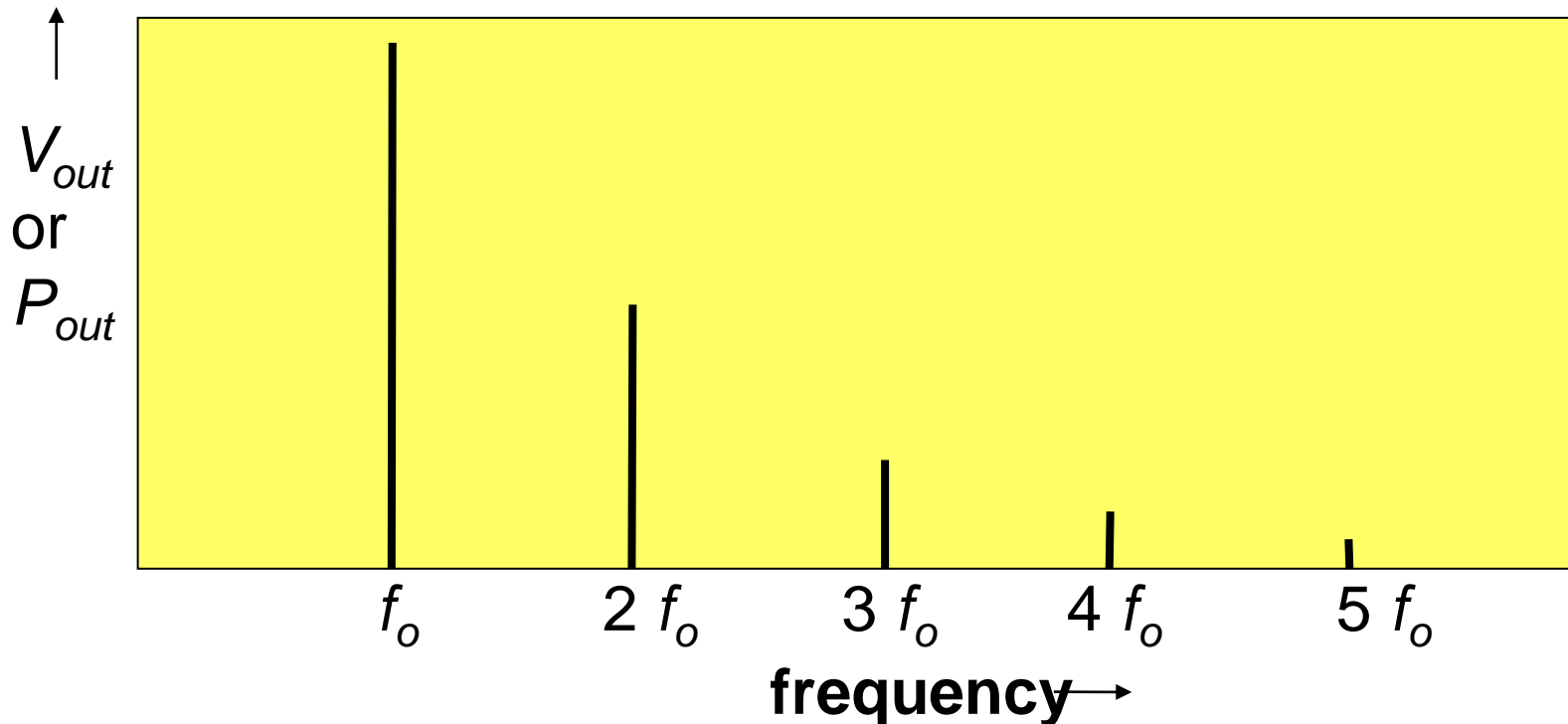


$$\begin{aligned}
 V_{out} &= V_{dc} + a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + a_4 v_{in}^4 + \dots \\
 &= V_{dc} + a_1 v_o \cos \omega t + a_2 v_o^2 \cos^2 \omega t + a_3 v_o^3 \cos^3 \omega t + a_4 \\
 &\quad v_o^4 \cos^4 \omega t + \dots \\
 &= V_{dc} + \\
 &\quad + a_1 v_o \cos \omega t + \\
 &\quad + a_2 v_o^2 [1/2 + (1/2) \cos 2\omega t] + \\
 &\quad + a_3 v_o^3 [(3/4) \cos \omega t + (1/4) \cos 3\omega t] + \\
 &\quad + a_4 v_o^4 [3/8 + (1/2) \cos 2\omega t + (1/8) \cos 4\omega t] + \\
 &\quad + \dots
 \end{aligned}$$



# 单音信号通过非线性系统

$$\begin{aligned} V_{out} = & [V_{dc} + (1/2)a_2 v_o^2 + (3/8)a_4 v_o^4 + \dots] + \\ & + [a_1 v_o + (3/4)a_3 v_o^3 + \dots] \cos \omega t + \\ & + [(1/2)a_2 v_o^2 + (1/2)a_4 v_o^4 + \dots] \cos 2\omega t + \\ & + [(1/4)a_3 v_o^3 + \dots] \cos 3\omega t + \\ & + [(1/8)a_4 v_o^4 + \dots] \cos 4\omega t + \\ & + \dots \end{aligned}$$



非线性特性的影响-输入端仅有一个信号  
器件非线性特性对放大器的影响，可以分两种情况讨论。

### ■ 输入端仅有一个信号

设输入端的信号电压为  $u_i = U_{im} \cos \omega t$

此时放大器的输出电流：

$$\begin{aligned} i_C &= a_0 + a_1 U_{im} \cos \omega t + a_2 U_{im}^2 \cos^2 \omega t + a_3 U_{im}^3 \cos^3 \omega t + \dots \\ &= a_0 + \frac{a_2 U_{im}^2}{2} + \left( a_1 U_{im} + \frac{3}{4} a_3 U_{im}^3 \right) \cos \omega t \\ &\quad + \frac{a_2}{2} U_{im}^2 \cos 2\omega t + \frac{a_3}{4} U_{im}^3 \cos 3\omega t + \dots \end{aligned}$$

# 非线性特性的影响-输入端仅有一个信号

放大器的输出电流:

$$i_C = a_0 + \frac{a_2 U_{im}^2}{2} + (a_1 U_{im} + \frac{3}{4} a_3 U_{im}^3) \cos \omega t + \frac{a_2}{2} U_{im}^2 \cos 2\omega t \\ + \frac{a_3}{4} U_{im}^3 \cos 3\omega t + \dots$$

- 单一频率信号输入时,通过非线性器件,输出电流中既有原输入频率的基波分量,又有直流和大量的高次谐波分量.
- 基波分量是由各奇次方项产生的,偶次谐波是由偶次方项产生的,奇次谐波则是由奇次方项产生的.
- 谐波次数越高(即 $n$ 越大),则 $a_n$ 值越小,甚至还会是负值. 当输入信号幅度较小时,则 $a_n$ 也更小,所以高次谐波一般可以忽略.

# 非线性特性的影响-输入端仅有一个信号

放大器的输出电流:

基波振幅

$$i_C = a_0 + \frac{a_2 U_{im}^2}{2} + (a_1 U_{im} + \frac{3}{4} a_3 U_{im}^3) \cos \omega t + \frac{a_2}{2} U_{im}^2 \cos 2\omega t + \dots$$

- 当输入信号幅度大，必须考虑到三次方项的作用时（三次方项以上可以忽略），基波电流为

$$i_C = (a_1 U_{im} + \frac{3}{4} a_3 U_{im}^3) \cos \omega t = U_{1m} \cos \omega t$$

# 非线性特性的影响-输入端仅有一个信号

$$u_i = U_{im} \cos \omega t$$

基波振幅:

$$U_{1m} = a_1 U_{im} + \frac{3}{4} a_3 U_{im}^3 \quad \text{通常, } a_3 < 0$$

在双极型三极管放大器中, 当输入信号增大到出现饱和时,  $a_3$  变为负值; 晶体管差分放大器输出电流展开式中,

$$a_3 = -\frac{I_{EE}}{3} \left( \frac{1}{2U_T} \right)^3$$

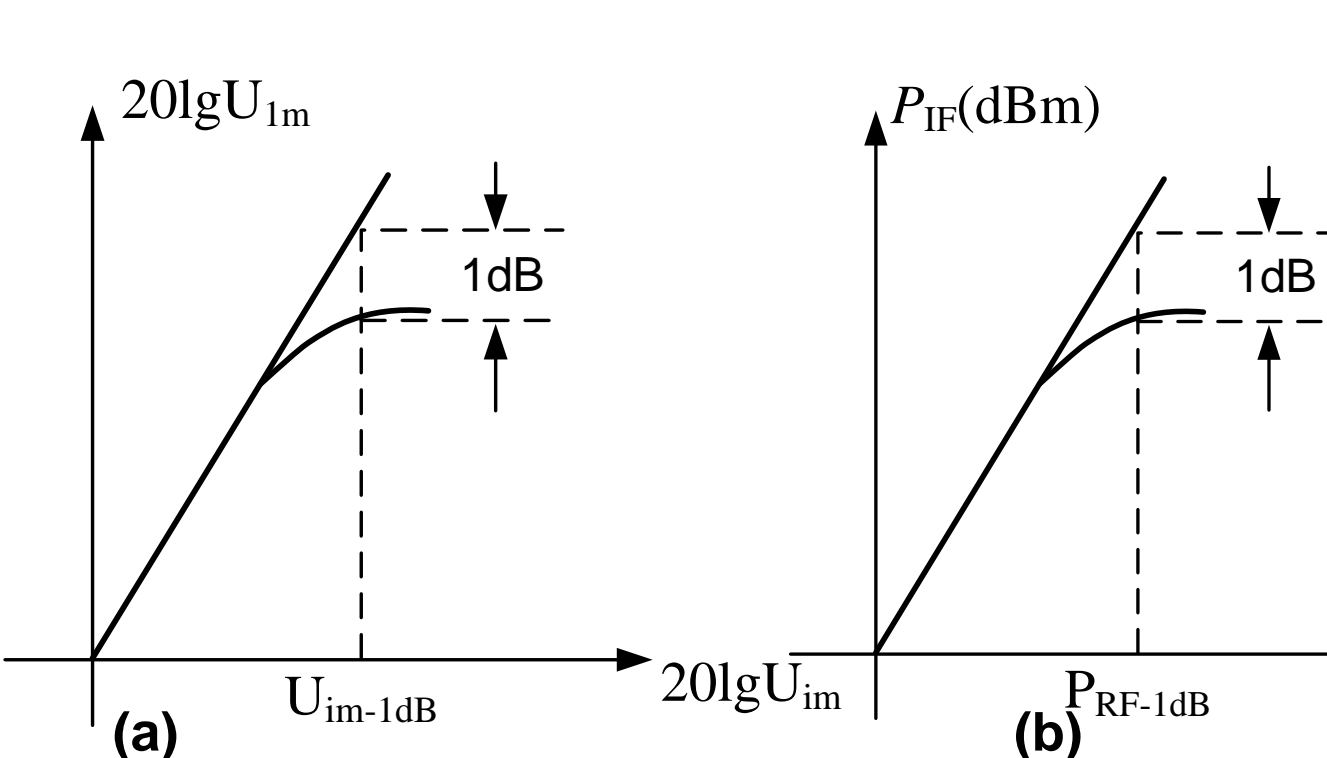
$U_{1m}$  随输入信号幅度  $U_{im}$  的增大将减小其增加的速度 (因为  $a_3 < 0$ ), 这一现象称增益压缩。

# 非线性特性的影响-输入端仅有一个信号

工程中常用“**1dB压缩点**”来度量器件的线性性能。

**1dB压缩点**——为使增益比线性增益下降**1dB**所对应的输入信号幅度 $U_{im}$ （或输入功率 $P_{i(dBm)}$ ）。

$$20\lg |a_1 + 3/4(a_3 U_{im1dB}^2)| = 20\lg a_1 - 1\text{dB} \rightarrow U_{im1dB} = (0.145 * |a_1/a_3|)^{0.5}$$



$U_{im1dB}$ 仅与电路的 $a_1$ 、 $a_3$ 有关,即非线性度有关。

工程中**1dB压缩点**不仅用来度量放大器的线性程度,还常用来表征混频器的线性程度。

图1. 7. 5 放大器的**1dB**压缩点

# 非线性特性的影响-输入端有两个信号

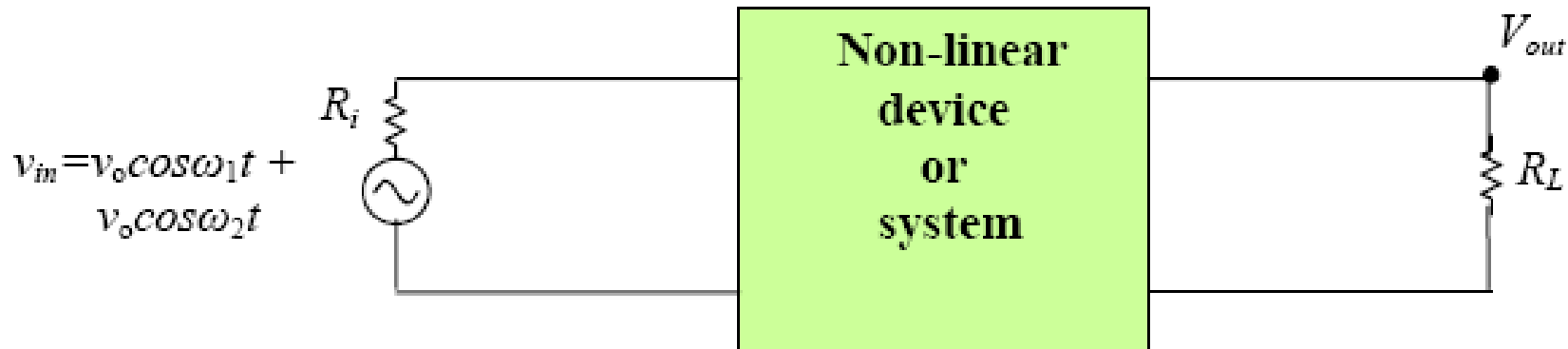
- **输入端有两个信号**
- 在放大器输入端除有用信号以外，还有一个或两个以上的干扰信号时，由于器件的非线性作用会使输出端产生除有用信号以外的大量组合干扰频率分量。
- 假设输入端用一个有用信号 $\omega_1$ 和一个干扰信号 $\omega_2$ ，即

$$u_i(t) = U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t$$

忽略三次方项以上的高次方项，可得基波电流信号：

$$\begin{aligned} i_C = & a_0 + a_1(U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) + \\ & a_2(U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t)^2 + a_3(U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t)^3 \\ & + \dots \end{aligned}$$

# 两个信号进入非线性系统



$$\begin{aligned}
 V_{out} &= V_{dc} + a_1 V_{in} + a_2 V_{in}^2 + a_3 V_{in}^3 + a_4 V_{in}^4 + \dots \\
 &= V_{dc} + a_1 v_o [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t] + a_2 v_o^2 [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t]^2 \\
 &\quad + a_3 v_o^3 [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t]^3 + a_4 v_o^4 [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t]^4 + \\
 &\quad \dots
 \end{aligned}$$



# 两个信号进入非线性系统

$$\begin{aligned} = & V_{dc} + a_1 v_o [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t] + \\ & a_2 v_o^2 [1 + (1/2) \cos 2\omega_1 t + (1/2) \cos 2\omega_2 t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \\ & + a_3 v_o^3 [(9/4) \cos \omega_1 t + (9/4) \cos \omega_2 t + (1/4) \cos 3\omega_1 t + (1/4) \cos 3\omega_2 t + \\ & (3/4) \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + (3/4) \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + (3/4) \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \\ & (3/4) \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] + \\ & a_4 v_o^4 [9/4 + 2 \cos 2\omega_1 t + 2 \cos 2\omega_2 t + (1/8) \cos 4\omega_1 t + (1/8) \cos 4\omega_2 t + \\ & 3 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + 3 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (1/2) \cos(3\omega_1 + \omega_2)t + \\ & (1/2) \cos(\omega_1 + 3\omega_2)t + (1/2) \cos(3\omega_1 - \omega_2)t + \\ & (1/2) \cos(3\omega_2 - \omega_1)t + (3/4) \cos 2(\omega_1 + \omega_2)t + (3/4) \cos 2(\omega_1 - \omega_2)t] + \\ & + \dots \end{aligned}$$

# 两个信号进入非线性系统

$$\begin{aligned}
 &= [V_{dc} + a_2 V_o^2 + (9/4) a_4 V_o^4] + \\
 &+ [a_1 v_o + (9/4) a_3 v_o^3 + \dots] \cos \omega_1 t + [a_1 v_o + (9/4) a_3 v_o^3 + \dots] \cos \omega_2 t + \\
 &+ [(1/2) a_2 v_o^2 + 2a_4 v_o^4 + \dots] \cos 2\omega_1 t + [(1/2) a_2 v_o^2 + 2a_4 v_o^4 + \dots] \cos 2\omega_2 t + \\
 &+ [a_2 v_o^2 + 3a_4 v_o^4 + \dots] \cos(\omega_1 - \omega_2)t + [a_2 v_o^2 + 3a_4 v_o^4 + \dots] \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \\
 &+ [a_3 v_o^3 + \dots] \cos 3\omega_1 t + [a_3 v_o^3 + \dots] \cos 3\omega_2 t + \\
 &+ [(3/4) a_3 v_o^3 + \dots] \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + [(3/4) a_3 v_o^3 + \dots] \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \\
 &+ [(3/4) a_3 v_o^3 + \dots] \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + [(3/4) a_3 v_o^3 + \dots] \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \\
 &+ [(1/8) a_4 v_o^4 + \dots] \cos 4\omega_1 t + [(1/8) a_4 v_o^4 + \dots] \cos 4\omega_2 t + \\
 &+ [(1/2) a_4 v_o^4 + \dots] \cos(3\omega_2 - \omega_1)t + [(1/2) a_4 v_o^4 + \dots] \cos(3\omega_2 + \omega_1)t + \\
 &+ [(1/2) a_4 v_o^4 + \dots] \cos(3\omega_1 - \omega_2)t + [(1/2) a_4 v_o^4 + \dots] \cos(3\omega_1 + \omega_2)t + \\
 &+ [(3/4) a_4 v_o^4 + \dots] \cos 2(\omega_1 - \omega_2)t + [(3/4) a_4 v_o^4 + \dots] \cos 2(\omega_1 + \omega_2)t + \\
 &+ \dots
 \end{aligned}$$

非线性特性的影响—输入端有两个信号

$$\begin{aligned} i_C = & a_0 + a_1(U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) + \\ & a_2 \left[ U_{1m}^2 \frac{1 + \cos 2\omega_1 t}{2} + U_{2m}^2 \frac{1 + \cos 2\omega_2 t}{2} + \right. \\ & \quad \left. U_{1m} U_{2m} \frac{\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t}{2} \right] + \\ & a_3 \left\{ U_{1m}^3 \left( \frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{\cos 3\omega_1 t}{4} \right) + U_{2m}^3 \left( \frac{3}{4} \cos \omega_2 t + \frac{\cos 3\omega_2 t}{4} \right) \right. \\ & \quad \left. + U_{1m} U_{2m}^2 \left[ \frac{3}{2} \cos \omega_1 t + \frac{3}{4} \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \right] \right. \\ & \quad \left. + U_{1m}^2 U_{2m} \left[ \frac{3}{2} \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \right] \right\} \end{aligned}$$

非线性特性的影响—输入端有两个信号

$\omega_1$ 和 $\omega_2$ 的基波分量由一次方和三次方项产生

$$i_{C1} = (a_1 U_{1m} + \frac{3}{4} a_3 U_{1m}^3 + \frac{3}{2} a_3 U_{1m} U_{2m}^2) \cos \omega_1 t + \\ (a_1 U_{2m} + \frac{3}{4} a_3 U_{2m}^3 + \frac{3}{2} a_3 U_{1m}^2 U_{2m}) \cos \omega_2 t$$

$\omega_1 \pm \omega_2$ 分量由二次方项产生

$$a_2 U_{1m} U_{2m} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$

组合频率由三次方项产生

$$\frac{3}{4} a_3 \{ U_{1m}^2 U_{2m} [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_1 + \omega_2)t] + \\ U_{1m} U_{2m}^2 [\cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cos(2\omega_1 + \omega_2)t] \}$$

# 非线性特性的影响—输入端有两个信号

如果输入 $\omega_1$ 为弱信号,而干扰 $\omega_2$ 为强信号,即 $U_{1m} \ll U_{2m}$ 。  
忽略 $\frac{3}{4}(a_3 U_{1m}^3)$

则得输出有用信号的基波电流为:

$$i_{c1} \approx (a_1 + \frac{3}{2}a_3 U_{2m}^2) U_{1m} \cos \omega_1 t$$

上式表明,输出基波电流振幅与干扰信号振幅 $U_{2m}^2$  和 $a_3$ 的乘积有关。

$a_3$ 是小于零的负值,随着干扰信号幅度的增加,有可能使输出电流变小,甚至趋于零,这就是接收机中的**阻塞现象**。工程中,设计接收机电路时,抗强信号阻塞是一个很重要的指标,通常要求抗强信号比为**60~70dB**。

# 非线性特性的影响—输入端有两个信号

组合频率中的差频( $2\omega_1-\omega_2$ )和( $2\omega_2-\omega_1$ )也是由三次方项产生,

$$i_M = \frac{3}{4}a_3 \left[ U_{1m}^2 U_{2m} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + U_{1m} U_{2m}^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \right]$$

若 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ 均为干扰信号,则这两个干扰信号的频率组合( $2\omega_1-\omega_2$ )或( $2\omega_2-\omega_1$ )有可能会接近或等于所要接收的频率值 $\omega_R$ ,即

$$\begin{array}{ll} 2\omega_1 - \omega_2 \approx \omega_R & \text{或} \quad 2f_1 - f_2 = f_R \\ 2\omega_2 - \omega_1 \approx \omega_R & \text{或} \quad 2f_2 - f_1 = f_R \end{array}$$

**该组合频率分量就会进入接收机中频通道形成干扰。这种干扰是由这两个干扰信号的相互调制引起的,所以称为互调干扰(或互调失真)。同时,它是由三次方项产生的互调,所以工程中称三阶互调干扰,简称三阶互调。**

# 非线性特性的影响—输入端有两个信号

三阶互调干扰是通信机的重要指标，工程中常用互调失真比**IMR**和三阶互调阻断点**IP<sub>3</sub>**来度量。

**IMR**——在某一输入幅度下三阶互调分量幅度和基波幅度之比值。

基波幅度为 $a_1 U_{1m}$ (忽略三次方项以上产生项),三阶互调幅度为 $\frac{3}{4}a_3 U_{1m}^2 U_{2m}$  或  $\frac{3}{4}a_3 U_{1m} U_{2m}^2$

若令 $U_{1m} = U_{2m} = U_m$ ，则IMR为  $IMR = \frac{\frac{3}{4}a_3 U_m^3}{a_1 U_m} = \frac{3}{4} \cdot \frac{a_3}{a_1} U_m^2$

$$IMR(dB) = 20\lg\left(\frac{3}{4} \cdot \frac{a_3}{a_1} U_m^2\right) = 20\lg\frac{3}{4} + 20\lg\frac{a_3}{a_1} + 40\lg U_m$$

输入信号幅度越大，则IMR也就越大，即三阶互调干扰就越严重。

# 非线性特性的影响—输入端有两个信号

**IP<sub>3</sub>**的输入幅度 $U_{imIP3}$ 也可以通过计算来确定。  
根据**IP<sub>3</sub>**的定义：当三阶互调分量增长到和基波分量相等时，接收机就无法正常接收，因此有

$$a_1 U_m = \frac{3}{4} a_3 U_m^3 \quad \longrightarrow \quad U_{imIP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}$$

出现**IP<sub>3</sub>**的输入信号幅度 $U_{imIP3}$ 仅与 $a_1$ 和 $a_3$ 有关，即仅与电路的非线性有关。而且，当线性度越差，即 $a_3$ 越大时，出现**IP<sub>3</sub>**的幅度 $U_{imIP3}$ 也就越小，即表明器件线性越差。



# 非线性特性的影响—输入端有两个信号

三阶互调和增益**1dB**压缩都由器件非线性三次方项产生的，因此可以比较一下它们的输入幅度比

$$\frac{U_{im1dB}}{U_{imIP3}} = \frac{\sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}}{\sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}} = \sqrt{\frac{0.145}{1.333}} = -9.6(dB)$$

**1dB**压缩点的输入幅度要比三阶互调阻断点的输入幅度低**9.6dB**（即**0.33**倍）。因此， $U_{im1dB}$ 表征了器件能线性工作的最大输入电压幅度，即器件的线性动态范围。

# 本章内容

- 电路中的噪声
- 噪声系数与等效噪声温度
- 非线性失真与干扰
- 灵敏度与动态范围

# 接收灵敏度

- （定义1）：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
- $S(P)_{\text{(dBm)}} = -174\text{dBm} + N_{\text{F}} + 10\lg B + D_{\text{(dB)}}$

# 接收灵敏度

- 上式中前三项称为系统的总合成噪声，也称基底噪声，记为 $F_t$ ，则在温度为290K时， $F_t$ 的表达式为
- $F_t = -174\text{dBm} + N_F + 10\lg B$
- 接收灵敏度是接收机接收有用信号能力强弱的一个重要指标。

# 接收灵敏度

**（定义2）：接收灵敏度**——用输入信号电压幅值  $E_A(\mu V)$  来表示，为产生比接收机噪声因数大10dB的音频输出所必须的输入信号电压幅值  $E_A$ 。

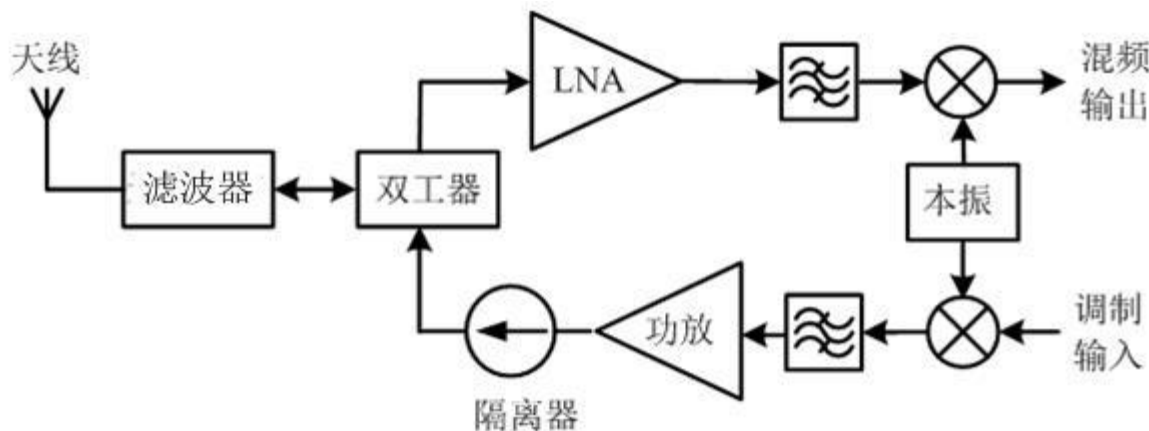
系统噪声系数  $N_F$  和灵敏度  $E_A$  之间的关系（ $T=290K$ ）：

$$E_A = 4 \times 10^{-3} \times \sqrt{R_A DB_N F} \quad (\mu V)$$

- $E_A$ ——接收灵敏度，单位  $\mu V$ ；
- $R_A$ ——天线等效阻抗，单位  $\Omega$ ；
- $D$ 、 $F$  均为无量纲数， $B_N$  单位必须用  $KHz$ 。

✓ 接收机的噪声系数大，灵敏度就低；噪声系数小，灵敏度就高。

# 例题



- 例2.3.1 某CDMA移动台射频前端收发系统中，设窄带CDMA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：1) 窄带CDMA接收系统的噪声系数；2) 若滤波器损耗为0.5dB，收发双工器损耗为3.5dB，LNA的噪声系数控制在多少才能保证整个接收机的性能？（滤波器是无源互易网络）

# 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  $S = -117\text{dBm}$ ， $D = 11\text{dB}$ ， $B_N = 1.23\text{MHz}$  代入可得
$$N_F = S(\text{dBm}) - D + 174\text{dBm/Hz} - 10\lg B_N = 7.1(\text{dB})$$
- （2）根据无源互易网络的特性，无源互易网络的损耗在数值上与噪声系数相等。则剩余部分的噪声系数
- $N_{F,\text{LNA}} = N_F - 0.5 - 3.5 = 3.1(\text{dB})$



# 无失真动态范围

• 射频电路中，无失真动态范围定义为不出现三阶互调阻塞时的最大输入信号上限与下限输入信号为接收灵敏度的功率的比值。

$$SFDR = \frac{P_{in,max}}{P_{in,min}}$$

$$SFDR \text{ (dB)} = S_{max} \text{ (dBm)} - S_{min} \text{ (dBm)}$$


不出现三阶互调时最大输入

接收灵敏度

•  $S_{max}$  (dBm) 规定为在此输入信号下，输出端引起的三阶互调失真分量  $P_{o3}$  折合到输入端恰好等于基底噪声  $F_t$ ，即  $F_t = P_{o3}/G_P$ ， $G_P$  为功率增益。

# 无失真动态范围

- 当输入 $P_{in,max}$ 时, 产生的基波输出功率和三阶互调失真功率分别为

$$P_{o1} = G_P P_{in,max} \quad P_{o3} = G_{P3} P_{in,max}^3$$

根据三阶互调阻断点 $IIP_3$ 的定义, 当 $P_{in,max} = IIP_3$ 时,  $P_{o3} = P_{o1}$

因此可得 $G_{P3} = \frac{G_P}{(IIP_3)^2}$

把 $G_{P3}$ 关系式代入 $P_{o3}$ 的关系式, 又可得

$$P_{o3} = G_{P3} S_{in,max}^3 = \frac{G_P}{(IIP_3)^2} S_{in,max}^3 = G_P F_t$$

- 得到  $S_{in,max}$  为  $S_{in,max} = \sqrt[3]{(IIP_3)^2 F_t}$

# 无失真动态范围

- $P_{in,min}$  即接收灵敏度:

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

- 可求出:  $P_{in,min} = S_{in,min} = F_t D$

- 代入SFDR表达式

$$SFDR = \frac{P_{in,max}}{P_{in,min}} = \frac{P_{in,max}}{S_{in,min}} = \frac{\sqrt[3]{(IIP_3)^2 F_t}}{F_t \cdot D}$$

- 以对数形式表示SFDR为

$$SFDR = \frac{1}{3}[2IIP_3 + N_{Ft}] - [N_{Ft} + D](\text{dB})$$

# 例题

**例2.3.2 某接收机的前端LNA噪声系数 $N_F = 3\text{dB}$ ，输入三阶互调阻断点 $IIP3 = -20\text{dBm}$ ，带宽 $B = 1\text{MHz}$ 。若要求输出信噪比 $D$ 为 $12\text{dB}$ 。求LNA的无失真动态范围SFDR。**

**解：首先求出灵敏度**

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

# 例题

- 则  $N_{Ft} = -174\text{dBm/Hz} + N_F + 10\lg B_N = -111\text{dBm}$
- 代入SFDR的对数表达形式可得：

$$\begin{aligned}\text{SFDR(dB)} &= S_{\max}(\text{dBm}) - S_{\min}(\text{dBm}) \\ &= 1/3(2IIP_3 + N_{Ft}) - [N_{Ft} + D(\text{dB})] \\ &= 48.67\text{dB}\end{aligned}$$

# 线性动态范围

- 射频系统的输入信号动态范围也可以用线性动态范围**IEDR**来表示，定义为**1dB压缩点**的输入信号电平与灵敏度之比。
- 例 2.3.4 已知某放大器的噪声带宽  $B_N = 200\text{kHz}$ ， $N_F = 2\text{dB}$ ，求基底噪声  $N_{Ft}$  为多少？若1dB压缩点的输入功率  $S_{in1} = -20\text{dBm}$ ，要求输出信噪比  $D = 15\text{dB}$ 时，问此时放大器的线性动态范围**IEDR** (Linear dynamic range)为多少？

# 例题

- 解：可求出基底噪声 $N_{Ft}$ 为

$$N_{Ft} = -174\text{dBm/Hz} + N_F + 10\lg B_N = -119\text{dBm}$$

$$\text{则 IEDR(dB)} = S_{in1} - S(\text{dBm})$$

$$= S_{in1} - [N_{Ft} + D(\text{dB})] = 84\text{dB}$$

# 本章要点

- 电阻热噪声的平均功率与最大输出热噪声功率的基本概念。
- 噪声系数的概念、无源互易网络、等效噪声温度，在此基础上掌握级联系统的噪声系数的计算。
- 理解常见的三种描述非线性系统特性描述方法，尤其是幂指数展开分析法的原理。并在此基础上掌握**1dB**输入压缩点与三阶互调阻断点的概念。
- 理解掌握输入灵敏度、无失真动态范围、线性动态范围等通信系统指标的计算。