第二章　RF设计中的基本概念

- 噪声
  - 起伏噪声特性
  - 电路器件的噪声
  - 噪声系数
  - 等效噪声温度
  - 多级线性网络级联的噪声系数
- 非线性
- 灵敏度
- 动态范围

2.1 起伏噪声

- 电路中的主要噪声来源：
  - 电阻内电子的热运动
  - 晶体管中带电粒子的不规则运动
- 噪声限制了系统所能处理的最低信号电平
- 起伏噪声的定义：
  - 随机噪声
  - 在某一平均值上下作连续的不规则的起伏变化
- 特点（以电阻热噪声为例）：
  - 随机性
  - 电流脉冲持续时间短
  - 平均值为零

起伏噪声特性

- 频谱----极宽，几乎占据整个无线电频段
- 功率谱密度S(f)---- 单位：dBm/Hz

频带 $\Delta f = f_2 - f_1$ 内的噪声功率：

$$\begin{cases} P_V = \int_{f_1}^{f_2} S_V(f)df \\ P_I = \int_{f_1}^{f_2} S_I(f)df \end{cases}$$

电压功率谱密度 $S_V(f)$

噪声电压均方值 $\overline{V_n^2}$

$$\overline{V_n^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_V(f)df$$

电流功率谱密度 $S_I(f)$

噪声电流均方值 $\overline{I_n^2}$

$$\overline{I_n^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_I(f)df$$

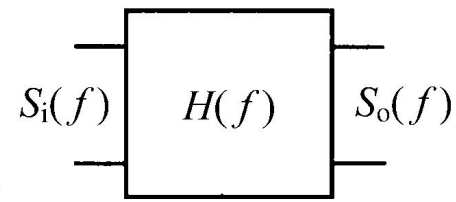
在频带内单位电阻上的噪声功率

白噪声：$S(f)$ 是常数 $\overline{I_n^2}=\int_{f_1}^{f_2}S_I(f)df=S_I\int_{f_1}^{f_2}df=S_I(f_2-f_1)$

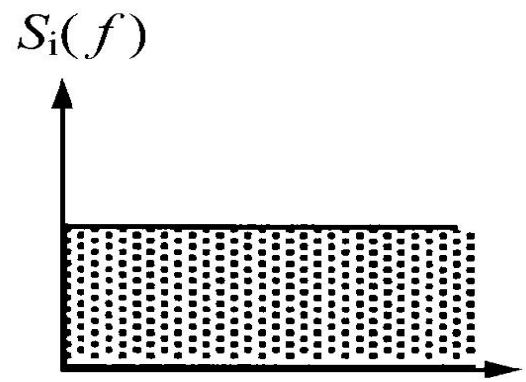
- 等效噪声带宽

噪声通过线性时不变系统

- 输入功率谱密度 $S_i(f)$
- 系统电压传递函数 $H(f)$
- 输出功率谱密度 $S_o(f)$

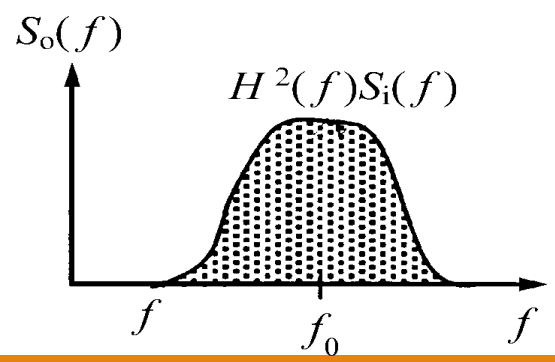


$$S_o(f)=S_i(f)\left|H(f)\right|^2$$



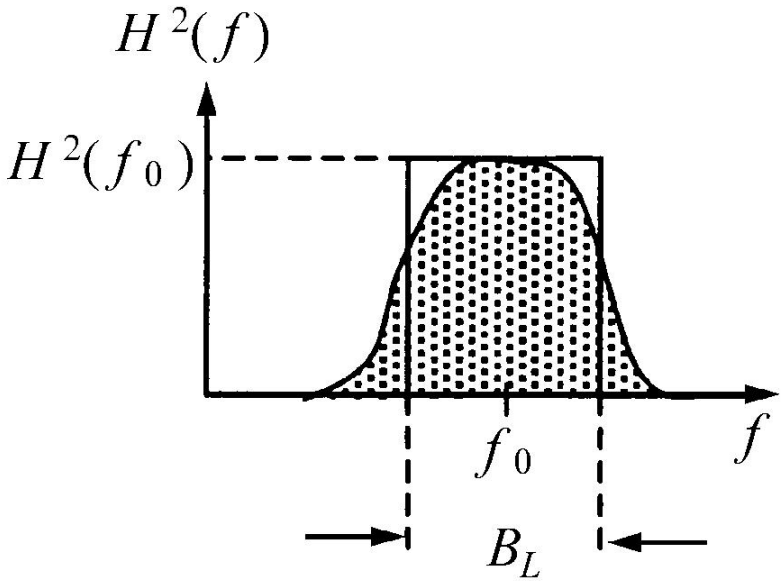
当白噪声通过线性时不变系统时，输出噪声电压均方值可表示为：

$$\overline{V_n^2}=\int_0^{+\infty}S_i(f)\left|H(f)\right|^2df=S_i\int_0^{+\infty}\left|H(f)\right|^2df$$



等效噪声带宽定义为：

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



系统总输出噪声为：

$$\overline{V_n^2} = \int_0^{+\infty} S_i(f)|H(f)|^2 df = S_i H^2(f_0) B_L$$

结论：系统等效噪声带宽越大，输出噪声越大

2.2电路器件的噪声

2.2.1 电阻的噪声

1. 功率谱密度

电流 $S_I = 4kT\dfrac{1}{R}$

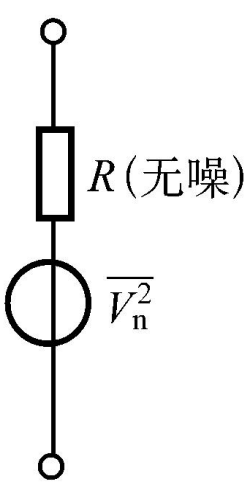
电压 $S_V = S_I R^2 = 4kTR$

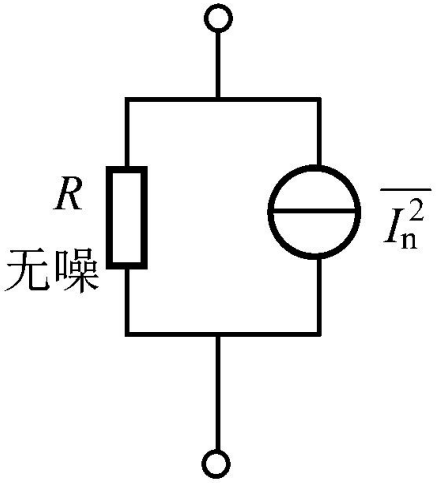
$\longrightarrow$ 白噪声

2. 等效电路

串联：无噪电阻R串噪声电压源 $\overline{V_n^2}$

并联：无噪电阻R并噪声电流源 $\overline{I_n^2}$

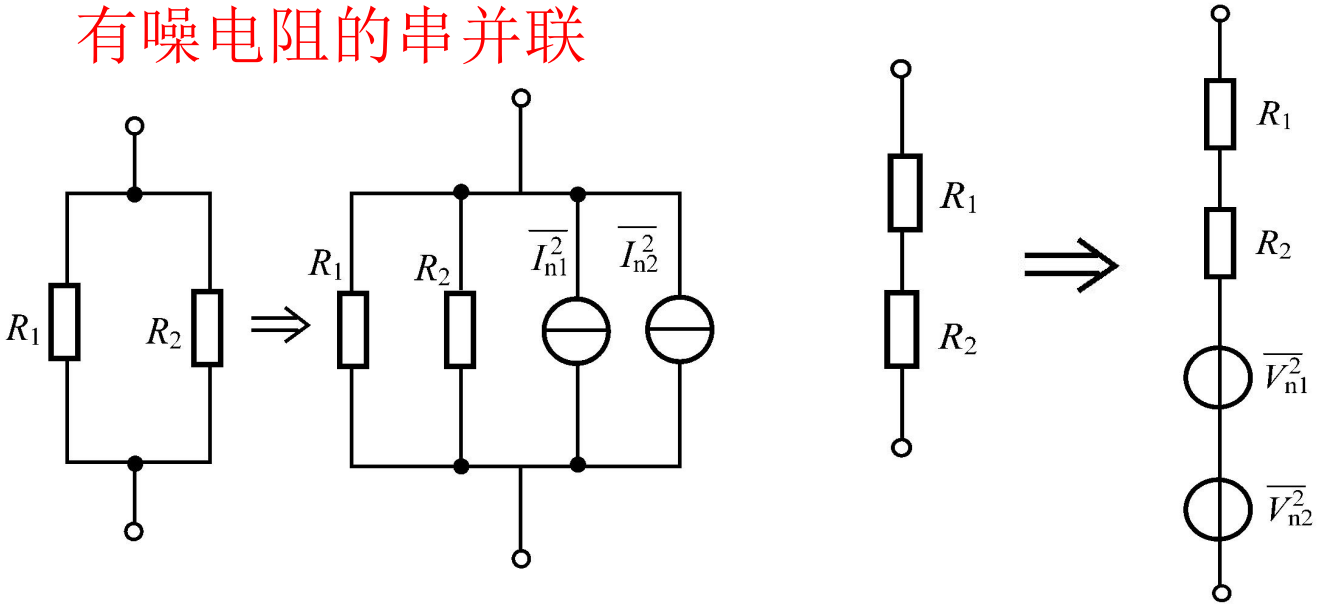




$$\overline{V_n^2} = 4kTRB \qquad \overline{I_n^2} = 4kT\frac{1}{R}B$$

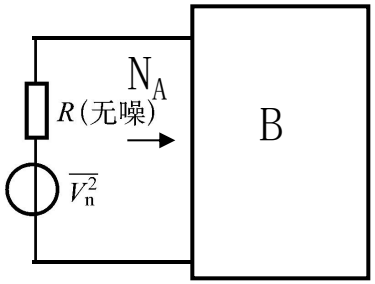
（B为系统带宽）

3. 有噪电阻的串并联



4. 额定噪声功率（条件：噪声源与系统匹配）

$$N_A = \frac{\overline{V_n^2}}{4R} = \frac{4kTRB}{4R} = kTB$$



特点 → 与噪声源电阻R大小无关

特点 → 与噪声源温度有关

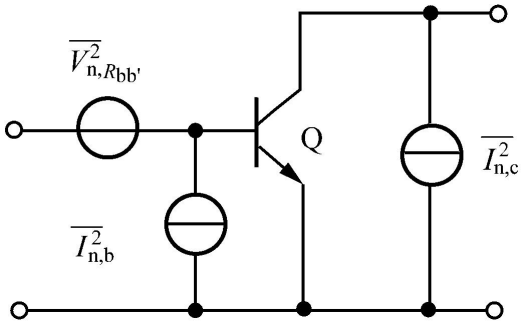
2.2.2 双极型晶体管的噪声

1．基区电阻 $r_{bb'}$　　热噪声 $\overline{V_{n,r_{bb'}}^2}$　　—— 白噪声

2. PN结散粒噪声shot noise-功率谱密度

3. 噪声等效电路

$$S_I = 2qI_0$$



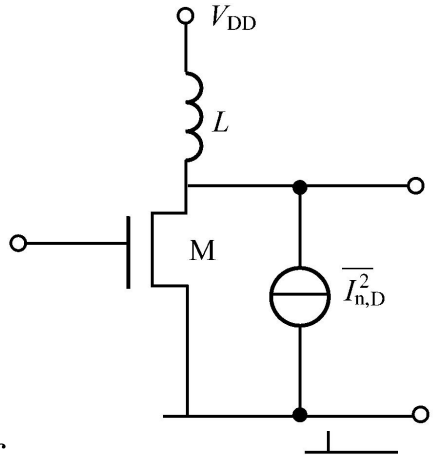
$$\overline{I_{n,c}^2} = 2qI_cB \qquad \overline{I_{n,b}^2} = 2qI_bB \qquad \overline{V_{n,r_{bb'}}^2} = 4kTr_{bb'}B$$

2.2.3 场效应管的噪声

1. 沟道电阻热噪声 ——$S_I = 4kT\gamma g_{d0}$

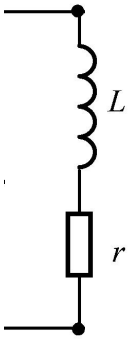
2. 噪声等效电路 $\overline{I_{n,D}} = 4kT\gamma g_{d0}B$

3. 闪烁噪声flicker noise-噪声 $S_V = \dfrac{K}{WLC_{OX}} \cdot \dfrac{1}{f}$



2.2.4 电抗元件的噪声

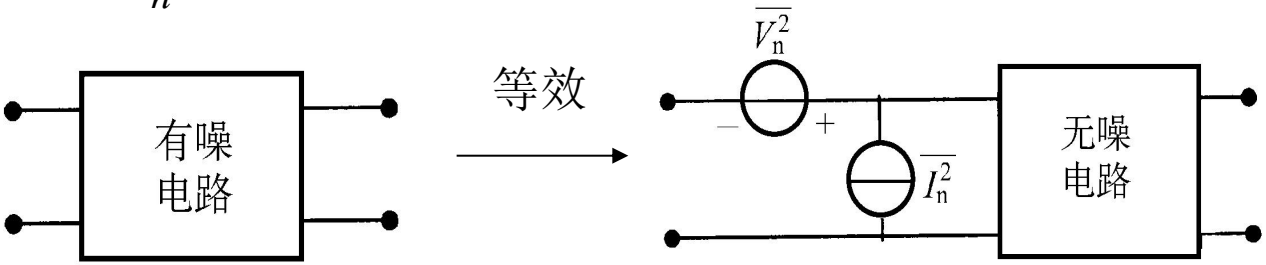
电抗元件的噪声来源于它的损耗电阻——热噪声



2.2.5 两端口网络的等效输入噪声源

串联噪声电压源 $\overline{V_n^2}$

并联噪声电流源 $\overline{I_n^2}$



求法：

$\overline{V_n^2}$ —— 输入端短路，将有噪网络的输出噪声功率等效到输入端的值

$\overline{I_n^2}$ —— 输入端开路，将有噪网络的输出噪声功率等效到输入端的值

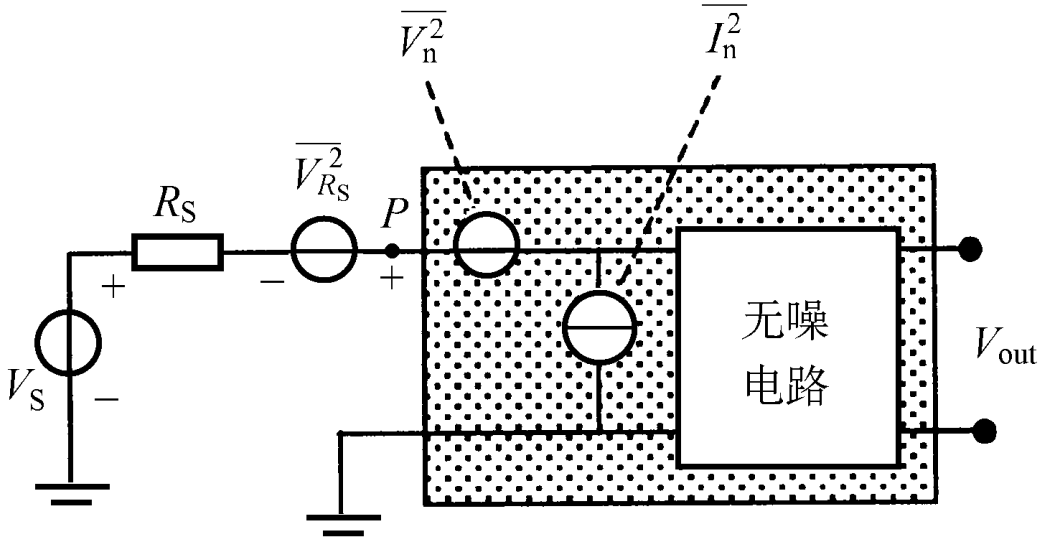
2.3 噪声系数

2.3.1 噪声系数(noise factor-F;noise figure-NF)

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{P_i / N_i}{P_o / N_o}$$

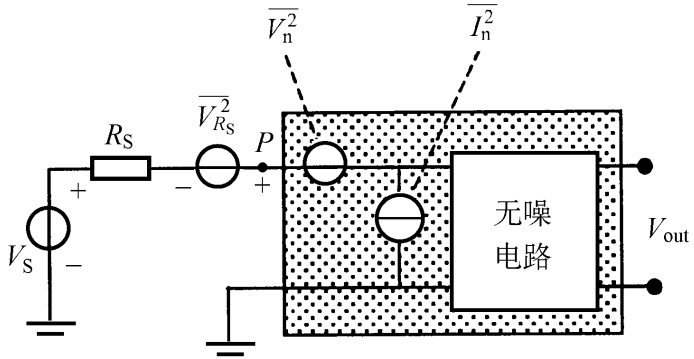
$$NF(dB) = 10\log F$$

2.3.2 噪声系数与等效输入噪声源的关系



信号源产生的噪声电压均方值为：

$$\overline{V_{R_S}^2} = 4kTR_S B$$



R_S为信号源内阻，B为线性网络带宽

信号源V_S → 输入信噪比$(SNR)_i$

输入噪声源 $\overline{V_{R_S}^2}$

内部噪声源 $\overline{V_n^2}$和$\overline{I_n^2}$ → 输出噪声功率

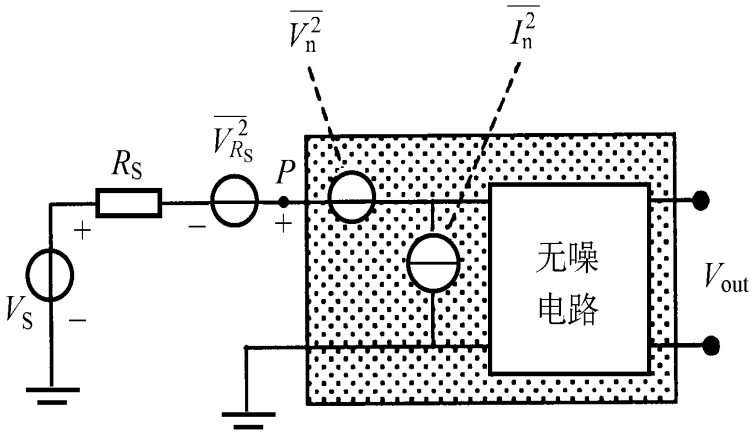
$\overline{V_n^2}$ 和$\overline{I_n^2}$ 相关性

信号源V_S → 输出信号功率 → 输出信噪比$(SNR)_o$

$$F = \frac{(SNR)_i}{(SNR)_o} = \frac{\overline{V_{R_S}^2} + \overline{(V_n + I_n R_S)^2}}{\overline{V_{R_S}^2}} = 1 + \frac{\overline{(V_n + I_n R_S)^2}}{4kTR_S B}$$

对噪声系数的理解

$$F=\frac{(SNR)_i}{(SNR)_o}=1+\frac{\overline{(V_n+I_nR_S)^2}}{4kTR_SB}$$



- 有噪网络的噪声系数一定大于1
- 噪声系数与网络内部噪声大小有关
- 网络的噪声系数与外部源噪声有关

● 与源噪声温度 T 有关 ⟶

测量噪声系数时，规定标准噪声温度 T_0=290k

● 与源内阻R 有关 ⟶

噪声匹配 ⟶ 噪声系数最小 ⟶ 最佳源内阻

$$F=\frac{(SNR)_i}{(SNR)_o}=1+\frac{\overline{(V_n+I_nR_S)^2}}{4kTR_SB}$$

- 高源阻抗，$\overline{I_n^2}$为主要噪声源
- 低源阻抗，$\overline{V_n^2}$为主要噪声源

- 功率匹配：传输功率最大，阻抗共轭匹配
- 噪声匹配：系统噪声系数最小

- 使系统噪声系数最小的最佳信号源内阻 $R_{S_{opt}}^2=\frac{\overline{V_n^2}}{\overline{I_n^2}}$

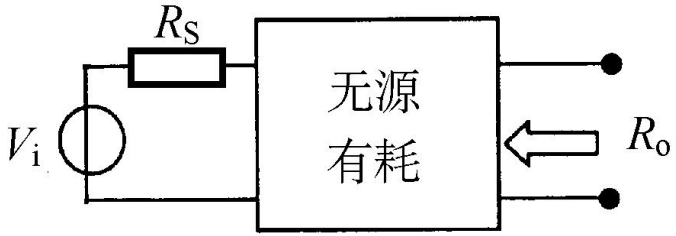
- 双极型(场效应)晶体管的最佳源阻抗和最小噪声系数？（自己证明）

2.3.3 无源有损网络的噪声系数

分析条件:输入、输出端均匹配

已知：无源有耗网络的损耗为 L

带宽为B



信号源内阻 R_S 产生的额定噪声功率为 $N_{iA} = KTB$

输出电阻 R_0 产生的额定噪声功率为 $N_{0A} = KTB$

根据噪声系数的定义

$$F = \frac{P_i / N_{iA}}{P_o / N_{oA}} = \frac{N_{oA}}{G_P \cdot N_{iA}} = \frac{1}{G_P} = L$$

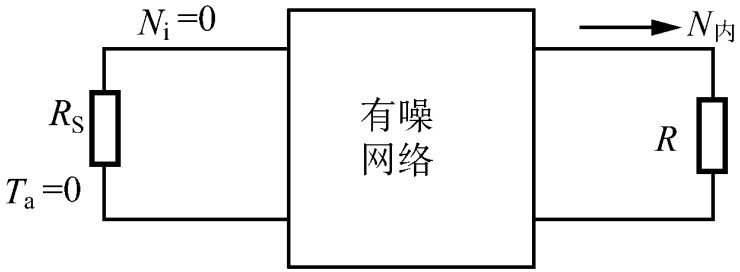
结论：无源有耗网络的噪声系数在数值上等于它的损耗

2.4 等效噪声温度

2.4.1等效噪声温度定义

条件：有噪线性网络、

产生白噪声、匹配

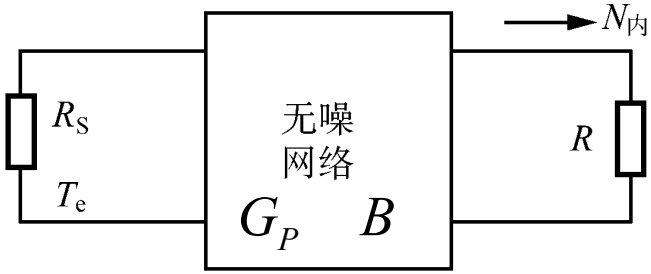


定义：将网络视为无噪，其内部噪声折合到输入源端，

视为由某电阻在温度 T_e 时产生的白噪声

有噪网络输出噪声和等效噪声温度的关系

$$N_{\text{inner}} = kT_e BG_P$$



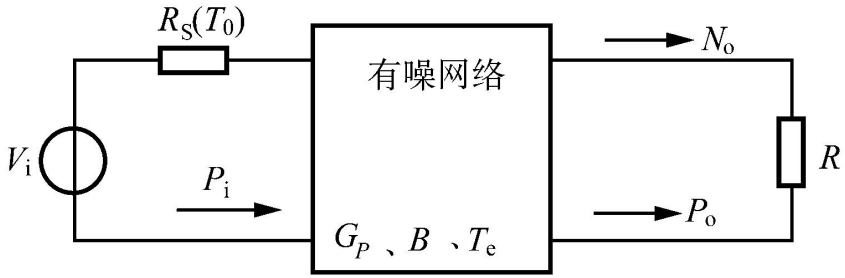
放大器、混频器 ⟶ 噪声系数

天线、接收机 ⟶ 等效噪声温度

2.4.2 等效噪声温度与噪声系数的关系

已知条件： 网络带宽 B G_P T_e

源端匹配 P_i T_0



信号源输入噪声为：$N_i = kT_0B$

设网络为无噪，总输入噪声为 $N_{i总} = k(T_0 + T_e)B$

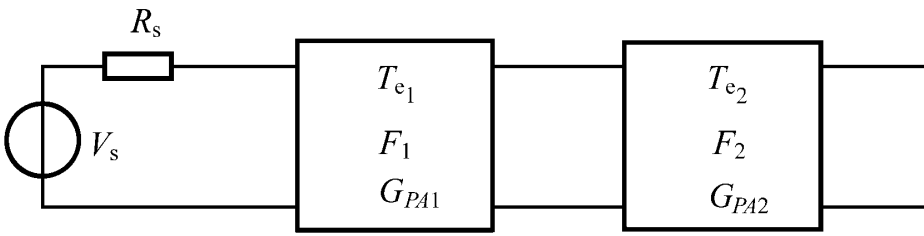
总输出噪声为 $N_o = G_P k(T_0 + T_e)B$

由噪声系数定义 $$F = \frac{P_i / N_i}{P_o / N_o} = \frac{P_i / kT_0B}{G_P P_i / G_P k(T_0 + T_e)B} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

或 $$T_e = (F - 1)T_0$$

2.5 多级线性网络级联的噪声系数

已知：各级间均匹配，带宽均为B，额定功率增益、噪声系数，等效噪声温度



求：总噪声系数F、等效噪声温度 T_e

第一级输入噪声功率 $N_i = kT_0B$

第一级的输出噪声功率是 $N_1 = G_{PA1}kT_0B + G_{PA1}kT_{e1}B$

第二级输出噪声功率是：

$$N_o = G_{PA2}N_1 + G_{PA2}kT_{e2}B = G_{PA1}G_{PA2}kB(T_0 + T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{PA1}})$$

两级总的输出噪声功率又可表示为

$$N_o = G_{PA1}G_{PA2}kB(T_0 + T_e)$$

相等

所以 $T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{PA1}}$ $F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{PA1}}$

多级线性网络级联总噪声系数（Friss方程）

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{P1} G_{P2}} + \cdots\cdots$$

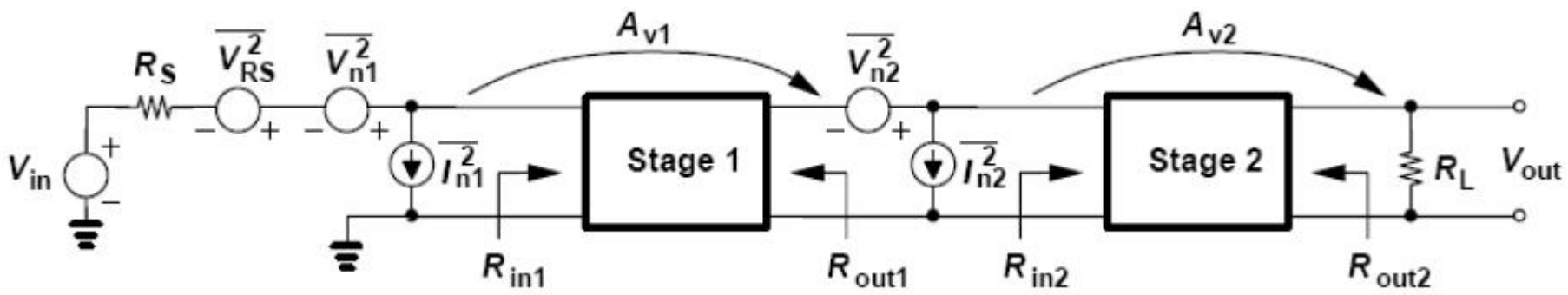
$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{P1}} + \frac{T_{e3}}{G_{P1} G_{P2}} + \cdots\cdots$$

结论：

1. 系统前级、特别是第一级的噪声系数对系统影响最大

2. 增大第一级的增益可以减少后级对系统噪声系数的影响

- 网络级联的噪声系数推导
  - 已知每一级的NF和电压增益
  - 级间阻抗不匹配
  - Av1和Av2表示两级的无负载电压增益
  - 采用电压增益的形式表示级联噪声系数（参考《射频微电子》）



第二章 RF设计中的基本概念

- 噪声
- 非线性
  - 非线性器件的描述方法
  - 器件非线性的影响
  - 多级非线性级级联特性
  - 非线性器件在频谱搬移中的应用
- 灵敏度
- 动态范围
- 码间干扰

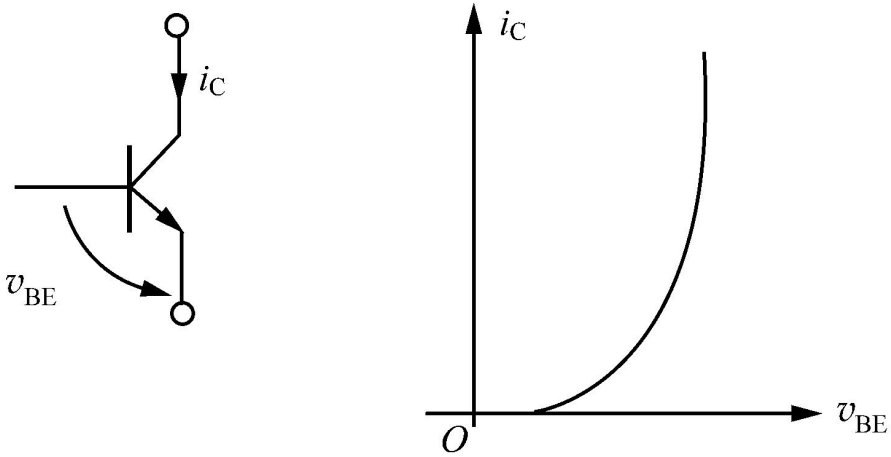
2.6 非线性器件的描述方法

- 非线性器件
  - 大信号时会引起失真
  - 能完成频谱搬移各种功能
- 非线性器件的描述方法
  - 用解析函数描述器件的伏安特性
  - 将器件的伏安特性在其工作点处用幂级数展开
  - 当输入信号较大时，用分段折线来描述器件的非线性

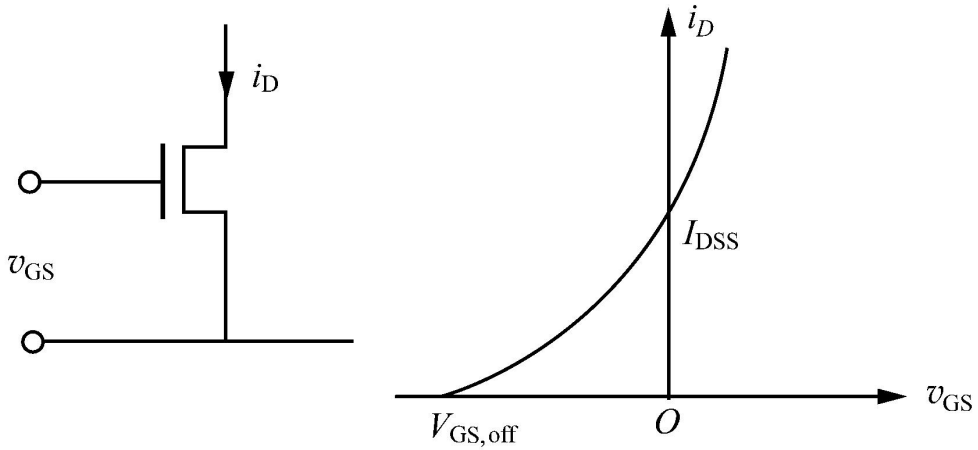
2.6.1 非线性器件的描述方法

解析函数描述：

双极型晶体管：



场效应管：



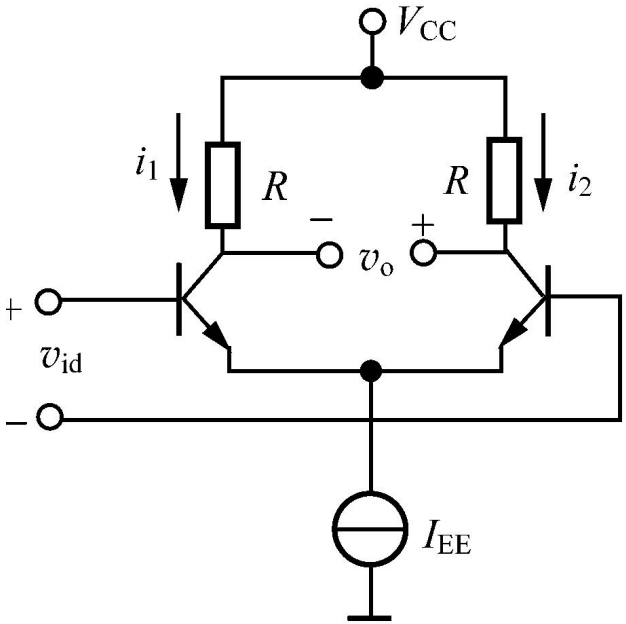
指数函数：$i_c \approx I_S e^{\frac{q}{KT} v_{BE}}$

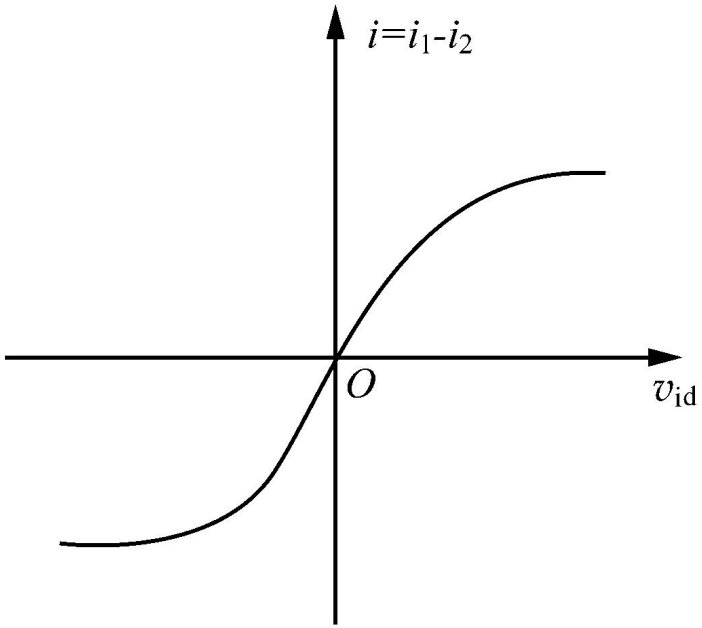
（饱和区）

平方关系：

$$i_D = I_{DSS}(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS,th}})^2$$

差分放大器：





双曲正切函数： $$i = i_1 - i_2 = I_0 th \frac{q}{2KT} v_{id}$$

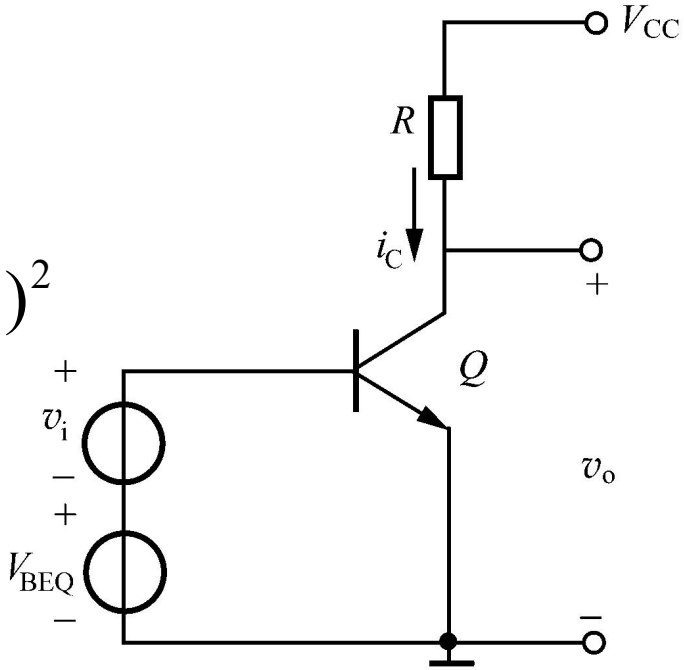
幂级数描述：

偏置 V_{BEQ} ⟶ 决定工作点 ⟶

将 $i_c \approx I_S e^{\frac{q}{KT}(V_{BEQ}+v_i)}$ 展开为幂级数

$$i_c = a_0 + a_1(v_{BE} - V_{BEQ}) + a_2(v_{BE} - V_{BEQ})^2$$

$$+a_3(v_{BE} - V_{BEQ})^3 + \cdots$$



代入 $v_{BE} = v_i + V_{BEQ}$

$$i_c = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \cdots + a_N v_i^N + \cdots$$

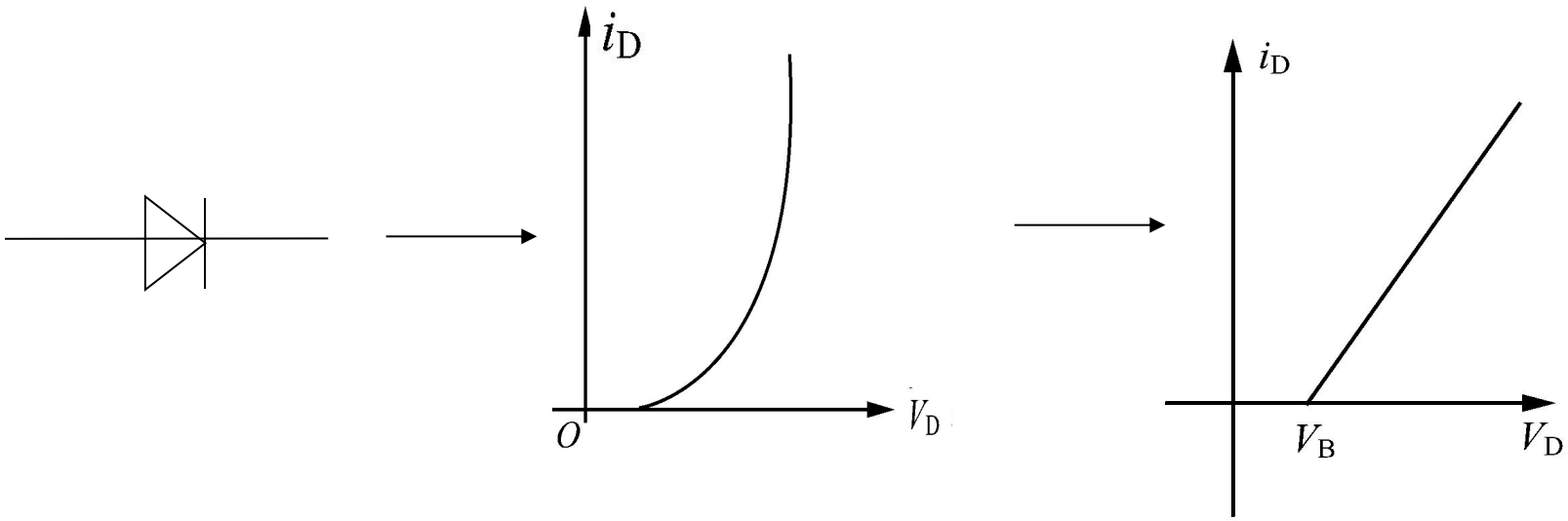
特点：① $i_c \sim v_i$ 呈非线性

② 系数与工作点有关

$$a_N = \frac{1}{N!} \times \frac{\partial^{(n)} i_c}{\partial v_{BE}^{(n)}}\bigg|_{v_{BE}=V_{BEQ}}$$

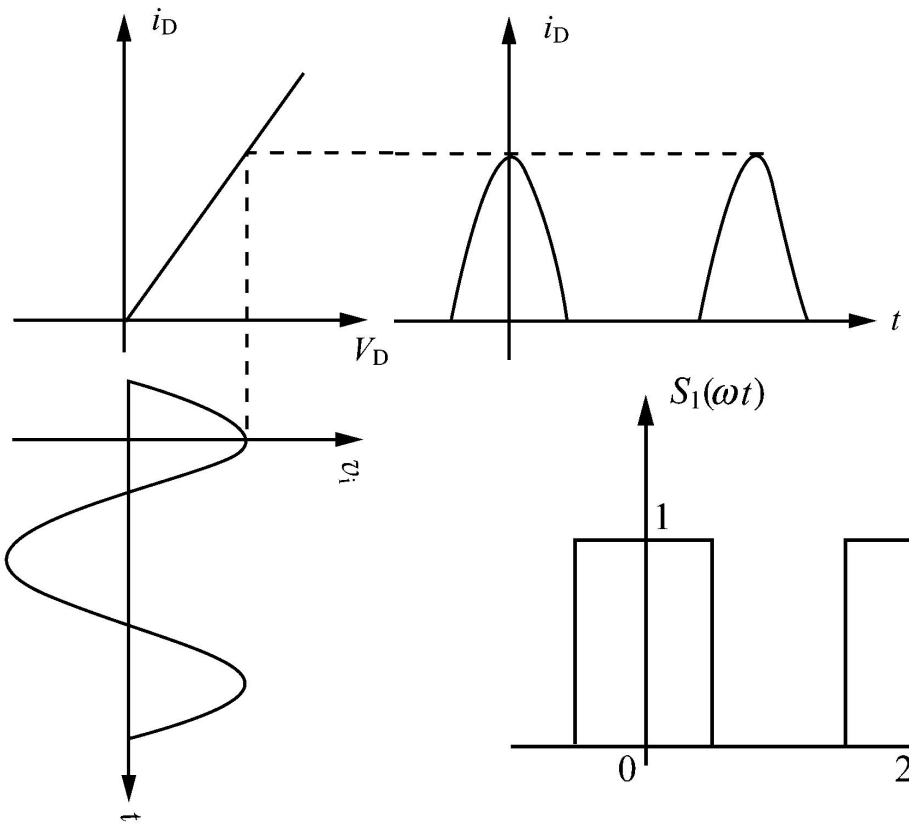
分段折线描述：

- 适用条件：大信号输入
- 以二极管为例，传输曲线近似：



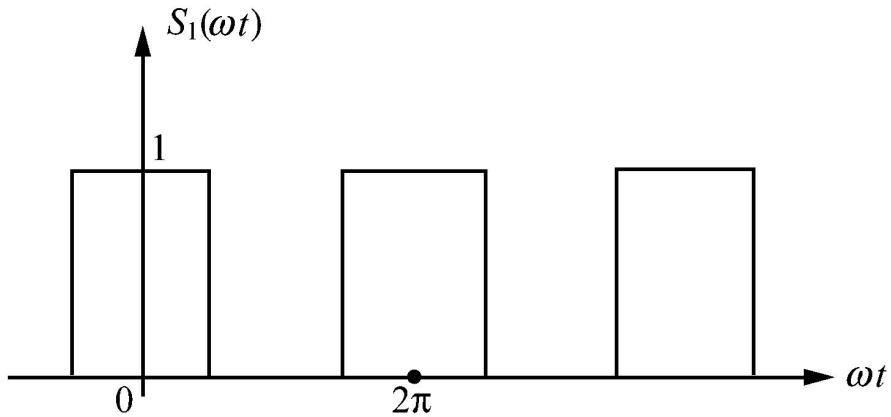
$$i_D = \begin{cases} g_D v_D & (v_D > V_B) \\ 0 & (v_D \le V_B) \end{cases}$$

单向开关函数:



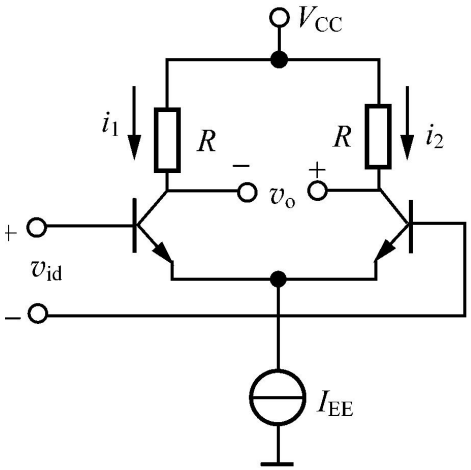
若采用大信号余弦电压激励，二极管电流近似为：

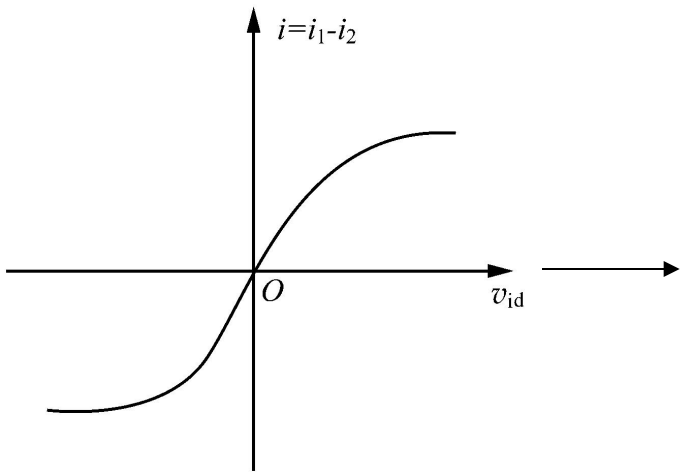
$$i_D = g_D S_1(\omega t) v_D$$

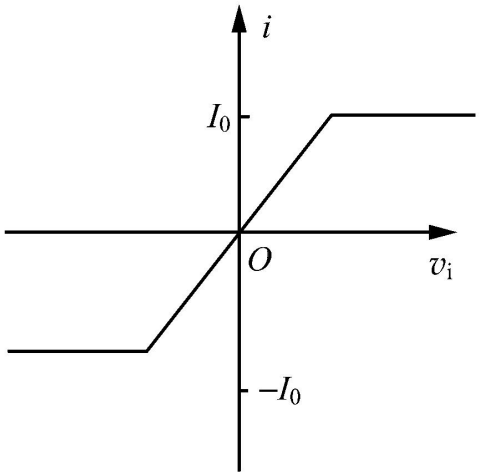


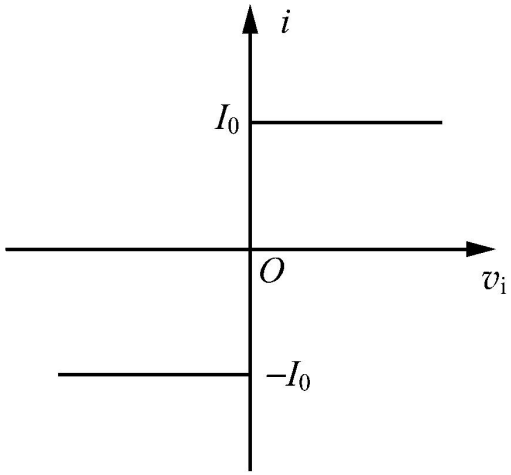
$$S_1(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega t \cdots\cdots$$

双向开关函数（以差分放大器为例）：



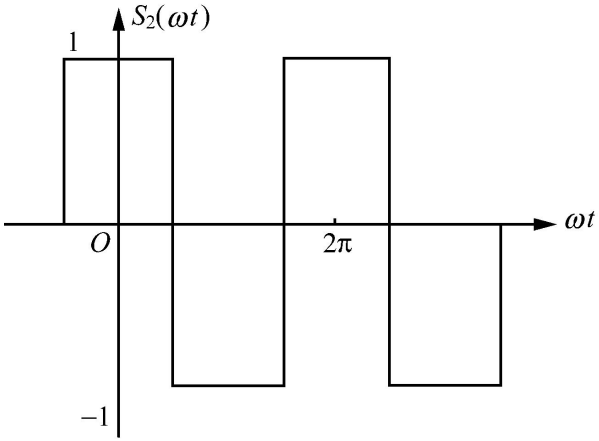






$$i=\begin{cases} I_0 & (v_i>0) \\ -I_0 & (v_i\le 0)\end{cases}$$

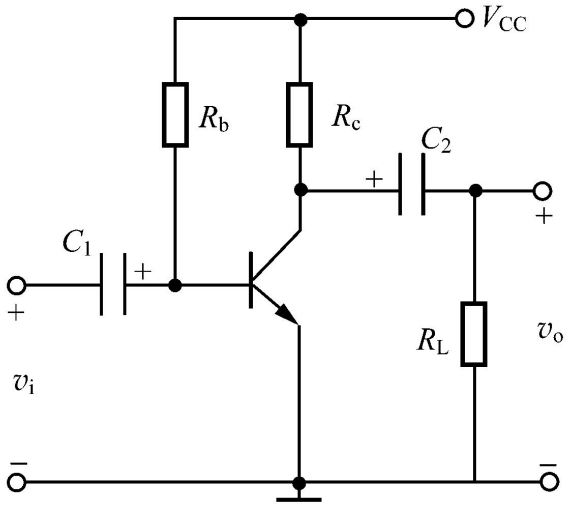
$$i=I_0S_2(\omega t)$$

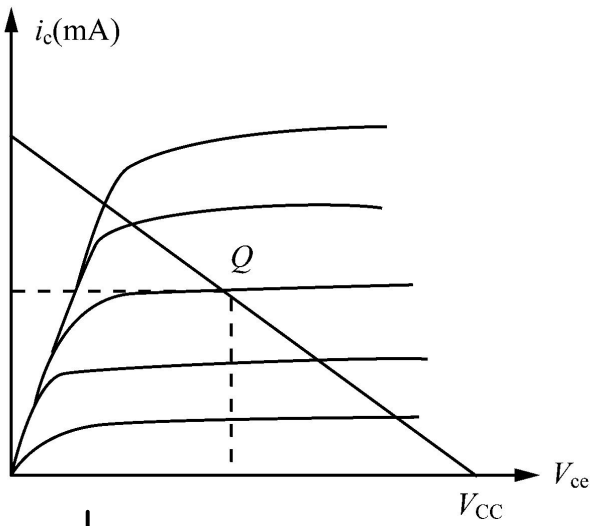


$$S_2(\omega t)=S_1(\omega t)-S_1(\omega t+\pi)=\frac{4}{\pi}\cos\omega t-\frac{4}{3\pi}\cos 3\omega t+\frac{4}{5\pi}\cos 5\omega t\cdots\cdots$$

2.6.2 线性化参数

- 适用条件：
  - 输入为小信号





- 线性化参数
  - 跨导（仅与工作点有关，与信号无关）

$$a_1 = \left.\frac{di_c}{dv_{be}}\right|_{v_{be}=V_{BEQ}} = g_m$$

- 线性的含义：
  - 输出仅含有与输入同频的信号，不产生新的频率分量
  - 放大器线性工作时，电压增益为gm*RL

表 2.6.1　常用基本放大器的非线性展开式、线性范围与跨导

名 称	伏安特性公式	信号电流展开式	线性范围	线性跨导
晶体管放大器	$i_C = I_{CQ} e^{\frac{v_S}{V_T}}$	$i_S = \frac{I_{CQ}}{V_T} v_S + \frac{I_{CQ}}{2} \frac{v_S^2}{V_T^2} + \frac{I_{CQ}}{6} \frac{v_S^3}{V_T^3} + \cdots$	$V_{sm} \leqslant 2.6\text{mV}$	I_{CQ}/V_T
FET 放大器	$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{th}}\right)^2$	$i_S = \frac{I_{DSS}}{V_{th}^2} \times [2(V_{GSQ} - V_{th}) v_S + v_S^2]$	$V_{sm} \leqslant \frac{1}{10}(V_{GSQ} - V_{th})$	$\frac{2I_D}{V_{GSQ} - V_{th}}$
BJT 差分放大器	$i_o = I_{EE} \text{th} \frac{v_{id}}{2V_T}$	$i_S = I_{EE}\left(\frac{v_{id}}{2V_T} - \frac{1}{3}\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right)^3 + \frac{1}{5}\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right)^5\right)$	$V_{id} \leqslant V_T = 26\text{mV}$	$\frac{I_{EE}}{2V_T}$
FET 差分放大器	$i_o = \frac{I_{SS} v_{id}}{V_{GSQ} - V_{th}} \sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}}{2(V_{GSQ} - V_{th})}\right)^2}$		$V_{id} \leqslant 0.1(V_{GSQ} - V_{th})$	$\frac{I_{SS}}{V_{GSQ} - V_{th}}$

2.7 器件非线性的影响

研究有源器件的非线性对线性放大器的影响

分两种情况讨论 → 只有一个有用信号输入

分两种情况讨论 → 除有用信号外，还有一个或多个信号输入

研究内容——出现的现象、名称定义；

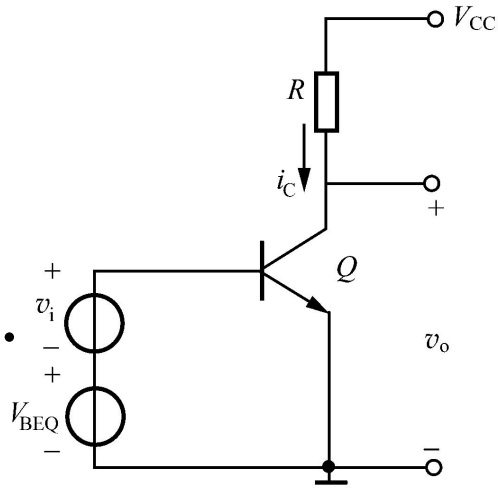
衡量性能的指标。

2.7.1 输入端仅有一个有用信号--谐波

放大器输入

$$v_i(t) = V_{im}\cos\omega_i t$$

$$v_{be} = V_{BEQ} + v_i$$



当输入信号幅度较大时

$$i_c = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \cdots + a_N v_i^N + \cdots$$

则

$$i_s(t) = a_1 V_{im}\cos\omega_i t + a_2 V_{im}^2\cos^2\omega_i t + a_3 V_{im}^3\cos^3\omega_i t + \cdots$$

$$= \frac{a_2 V_{im}^2}{2} + (a_1 V_{im} + \frac{3}{4}a_3 V_{im}^3)\cos\omega_i t + \frac{a_2}{2}V_{im}^2\cos 2\omega_i t + \frac{a_3}{4}V_{im}^3\cos 3\omega_i t + \cdots$$

在较大输入信号时，由于器件的非线性产生了谐波

- 结论：
  - 基波分量由各奇次项产生，二次谐波由二次及二次以上的偶次项产生，三次谐波由三次及三次以上的奇次项产生。。。。。
  - N次谐波的幅度正比于α_N及V_{im}^N，N$\uparrow$, $\alpha_N\downarrow$, 当输入信号的幅度V_{im}较小时，V_{im}^N也小，因此可忽略高次谐波。
  - 高次谐波可被滤波器滤除。

2.7.1 输入端仅有一个有用信号--增益压缩

- 前提：信号增大，高次项不能忽略时，研究非线性对基波信号的影响。

输出电流： $i_c = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \cdots + a_N v_i^N + \cdots$

基波信号电流： $i_{S1} = (a_1 V_{im} + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^3)\cos\omega_i t = (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2) v_i(t)$

基波信号电流幅度： $I_{S1} = a_1 V_{im} + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^3$

平均跨导：

$$\bar{g}_m = \frac{I_{S1}}{V_{1m}} = a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2$$

基波信号电流：

$$i_{S1} = \bar{g}_m V_{im} \cos\omega_i t$$

增益：

$$A_v = (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2) R_L$$

线性与非线性特性比较

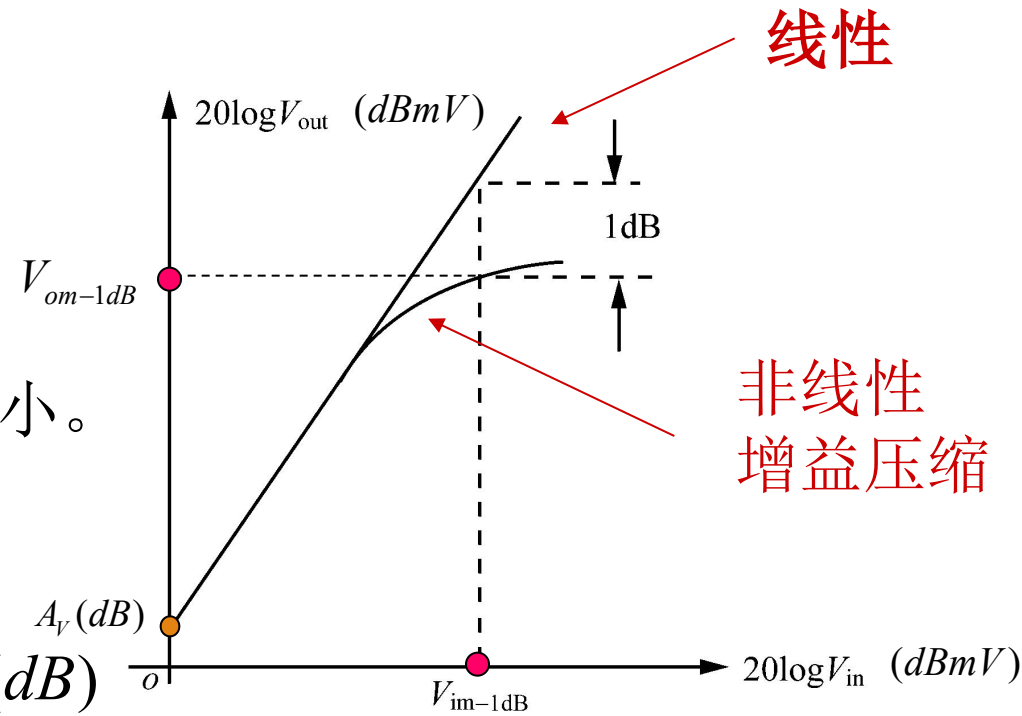
	线性	非线性
基波电流	$i_{S1} = a_1 V_{im} \cos \omega_i t$	$i_{S1} = (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2) V_{im} \cos \omega_i t$
跨导	$a_1 = \left. \frac{di_c}{dv_{be}} \right\|_{v_{be}=V_{BEQ}} = g_m$	$\bar{g}_m = \frac{I_{S1}}{V_{1m}} = a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2$
跨导特性	仅与放大器工作点有关	与工作点、输入信号幅度均有关
增益	$A_v = g_m R_L$	$A_v = \overline{g_m} R_L = (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2) R_L$
增益特性	常数	与输入信号幅度有关

增益压缩（gain compression）

$$A_V = (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2) R_L$$

当 $a_3 < 0$ 时，

放大器增益随信号增大而减小。



线性增益

$$V_{out}(dBmV) = V_{in}(dBmV) + A_V(dB)$$

增益压缩指标—1dB压缩点

$$V_{out-1dB}(dBmV) = V_{in-1dB}(dBmV) + A_V(dB) - 1$$

1dB压缩点

增益1dB压缩点计算：

$$20\log|a_1+\frac{3}{4}a_3V_{im-1dB}^2|=20\log|a_1|-1dB$$

$$V_{im-1dB}=\sqrt{0.145\left|\frac{a_1}{a_3}\right|}$$

V_{im-1dB} 与器件类型和放大器工作点有关

2.7.2 输入端有两个以上信号

- 器件的非线性会引起多个信号间的相互作用而造成干扰

设输入两个信号： $v_i(t) = V_{1m}\cos\omega_1 t + V_{2m}\cos\omega_2 t$

由于非线性 $i_c = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \cdots + a_N v_i^N + \cdots$

- 产生的频率分量包括：
  - 1. ω_1、ω_2 基波
  - 2. $p\omega_1$、$q\omega_2$ 谐波
  - 3. $\omega_1 + \omega_2$、$\omega_1 - \omega_2$
  - 4. $2\omega_1 + \omega_2$、$2\omega_1 - \omega_2$
  - 5. $2\omega_2 + \omega_1$、$2\omega_2 - \omega_1$

  组合频率

基波分量：
（仅考虑到三次方）

$$i=(a_1V_{1m}+\frac{3}{4}a_3V_{1m}^3+\frac{3}{2}a_3V_{1m}V_{2m}^2)\cos\omega_1 t$$

$$(a_1V_{2m}+\frac{3}{4}a_3V_{2m}^3+\frac{3}{2}a_3V_{2m}V_{1m}^2)\cos\omega_2 t$$

二次方产生的组合频率

$$a_2V_{1m}V_{2m}\cos(\omega_1+\omega_2)t+a_2V_{1m}V_{2m}\cos(\omega_1-\omega_2)t$$

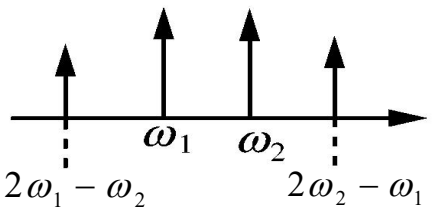
不在基频附近，被滤除

三次方项产生的组合频率为

$$\frac{3a_3V_{1m}^2V_{2m}}{4}\cos(2\omega_1-\omega_2)t+\frac{3a_3V_{1m}^2V_{2m}}{4}\cos(2\omega_1+\omega_2)t$$

在基频附近

$$\frac{3a_3V_{1m}V_{2m}^2}{4}\cos(2\omega_2-\omega_1)t+\frac{3a_3V_{1m}V_{2m}^2}{4}\cos(2\omega_2+\omega_1)t$$



A. 堵塞（Blocking）

输入状况：输入的有用信号 ω_1 为弱信号，
而另一个信号 ω_2 是强干扰信号。 $V_{1m} << V_{2m}$

有用信号基波 $i = (a_1 V_{1m} + \frac{3}{4} a_3 V_{1m}^3 + \frac{3}{2} a_3 V_{1m} V_{2m}^2) \cos \omega_1 t$

简化（忽略增益压缩项） $i = (a_1 + \frac{3}{2} a_3 V_{2m}^2) V_{1m} \cos \omega_1 t$

平均基波跨导 $\bar{g}_m = a_1 + \frac{3}{2} a_3 V_{2m}^2$

一般有 $a_3 < 0$ → 有用信号的跨导随干扰增大而减小

→ 增益随干扰信号增大而减小，甚至趋于零，称为堵塞

抗强信号堵塞：重要指标，一般要求引起射频接收机堵塞的强信号比有用信号大60dB～70dB。

B. 交叉调制（Cross Modulation）

输入状况：① 输入的有用信号 ω_1 为弱信号，
而另一个信号 ω_2 是强干扰信号。 $V_{1m} << V_{2m}$

② 强干扰是调幅波 $v_2 = \underbrace{V_{2m}(1+m\cos\Omega t)}_{\text{幅度}}\cos\omega_2 t$

则输出有用信号基波 $i = (a_1 + \frac{3}{2}a_3 V_{2m}^2)V_{1m}\cos\omega_1 t$

$$i(t) \approx \underbrace{[a_1 V_{1m} + \frac{3}{2}a_3 V_{1m}\underbrace{V_{2m}^2(1+m\cos\Omega t)^2}_{\text{干扰信号幅度}}]}_{\text{有用信号幅度}}\cos\omega_1 t$$

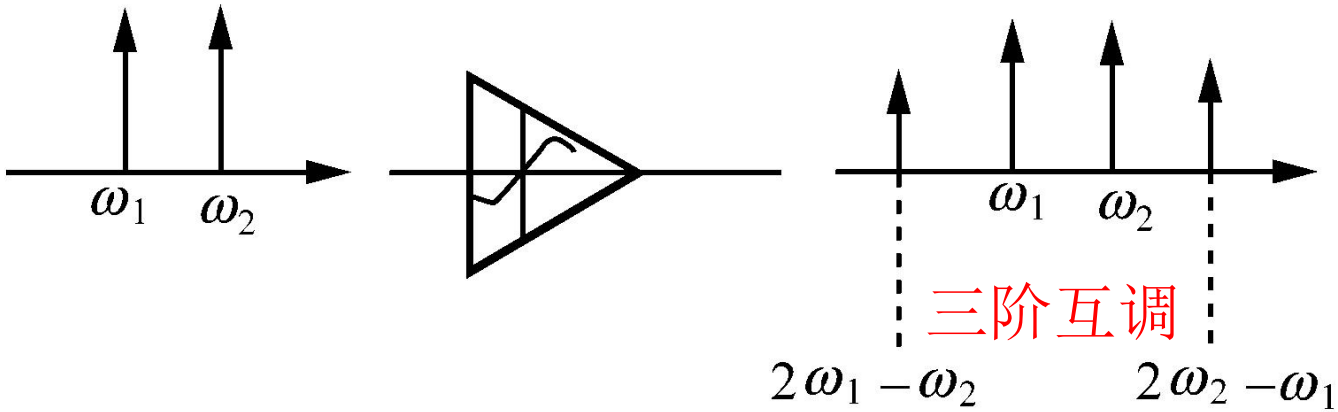
结果：干扰信号幅度调制信息转移到有用信号幅度上。如果：当有用信号是调幅波时，解调后，会听到干扰台的串话音

C. 互相调制（Intermodulation）

输入状况：　两个输入信号的频率非常接近

则输出电流：

$$i \approx (a_1 + \frac{9}{4}a_3V_m^2)V_m\cos\omega_1 t + (a_1 + \frac{9}{4}a_3V_m^2)V_m\cos\omega_2 t + \frac{3a_3V_m^3}{4}\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4}a_3V_m^3\cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cdots\cdots$$



特点：

组合频率 $2\omega_2 - \omega_1$ 、$2\omega_1 - \omega_2$ 很接近基波，滤波器无法滤除

- 这种干扰并不是由于两输入信号的谐波产生，而是由这两个输入信号的相互调制（相乘）引起的，称为互调失真。
  - 由三次方项引起的互调称为三阶互调。
  - 由五次方项引起的互调称为五阶互调。
  - 。。。。。。
- 衡量互调失真的指标
  - 互调失真比
  - 三阶互调截点

衡量互调失真的指标 I

- 互调失真比（IMR）定义：在输入信号幅度 V_m 下，三阶互调分量的幅度与基波幅度之比。

设：两信号输入幅度均为 V_m

输出基波：$(a_1+\frac{9}{4}a_3V_m^2)V_m\cos\omega_1 t$　输出互调：$\frac{3a_3V_m^3}{4}\cos(2\omega_1-\omega_2)t$

设　$a_1 >> \frac{9}{4}a_3V_m^2$（即输入信号较小，可忽略增益压缩）

互调失真电压幅度比：

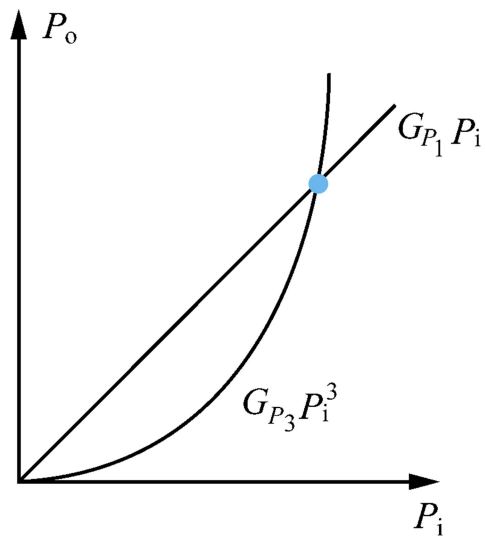
$$IMR=\frac{\frac{3}{4}a_3V_m^3}{a_1V_m}=\frac{3}{4}\frac{a_3}{a_1}V_m^2$$

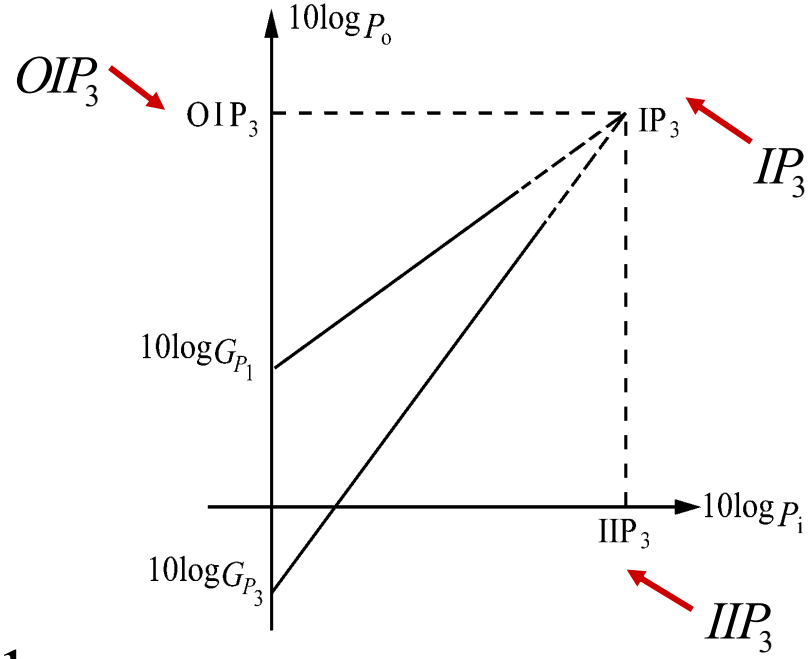
互调失真功率比：

$$P_{IMR}=\frac{\frac{1}{2}(\frac{3}{4}a_3V_m^3)^2}{\frac{1}{2}(a_1V_m)^2}=(IMR)^2$$

衡量互调失真的指标 II

- 三阶互调截点IP_3（third-order intercept point）定义：三阶互调功率达到和基波功率相等的点。





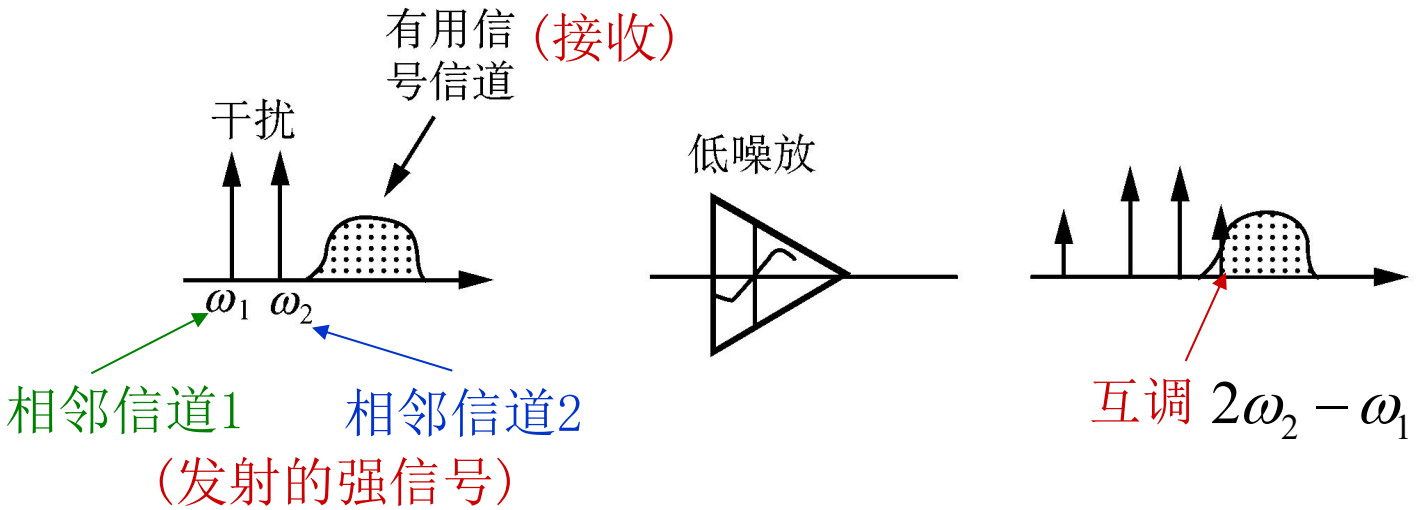
$$P_{01} = \frac{1}{2}(a_1 V_m)^2 = G_{p1} P_i \quad G_{P_1} > 1 \quad P_{01}(dB) = 10\log G_{p1} + 10\log P_i$$

$$P_{03} = \frac{1}{2}(\frac{3}{4} a_3 V_m^3)^2 = G_{p3} P_i^3 \quad G_{P_3} < 1 \quad P_{03}(dB) = 10\log G_{p3} + 30\log P_i$$

由三阶互调截点定义 $P_{o1} = P_{o3}$

则三阶互调截点： $$V_{mIP_3} \approx \sqrt{\frac{4}{3}\left|\frac{a_1}{a_3}\right|}$$

互调干扰在射频系统中出现的形式



- 1dB压缩点&三阶互调截点？
  - 均由非线性器件的三次方项引起

$$V_{im-idB} = \sqrt{0.145\left|\frac{a_1}{a_3}\right|}$$

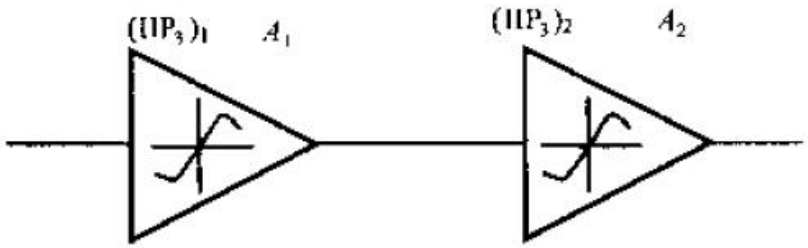
$$V_{imIP3} = \sqrt{\frac{4}{3}\left|\frac{a_1}{a_3}\right|}$$

$$\frac{V_{im-1dB}}{V_{imIP3}} = \sqrt{\frac{0.145}{4/3}} \approx -9.6dB$$

即增益压缩点的输入（或输出）电平要比三阶互调截点电平低9.6dB

2.7.3 多级非线性级级联特性

- 总的三阶截点和每级的增益及二阶截点之间的关系如何？



两级公式：

$$\frac{1}{IIP_3} \approx \frac{1}{(IIP_3)_1} + \frac{A_1^2}{(IIP_3)_2}$$

理解：

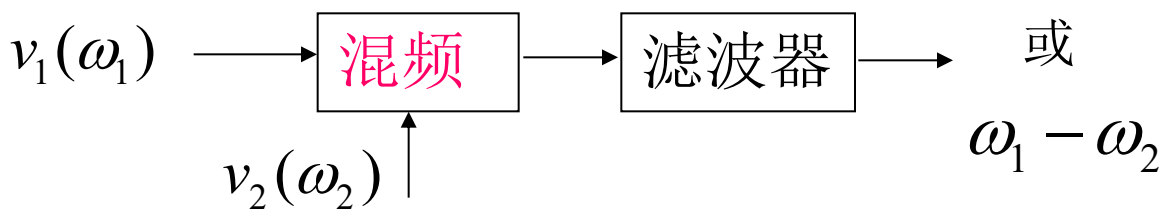
1. 当系统的每一级均有增益时，
   系统的总的三阶互调截点输入功率总是小于每一级的 IIP_3
2. 前级的增益越高，总系统的三阶互调输入功率越小
3. 由于进入后级的输入信号是经过前面各级的放大，
因此要求后级的线性范围也更大。

2.8 非线性器件在频谱搬移中的应用

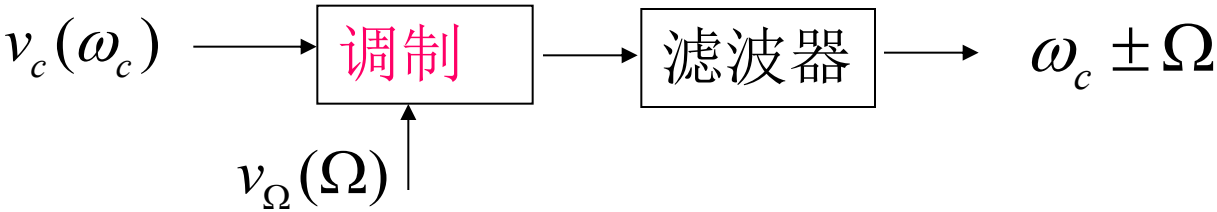
非线性器件
- 引起线性放大器失真
  - 谐波、组合频率
  - 增益压缩、互调失真
- 能完成频谱搬移功能

什么是频谱搬移？

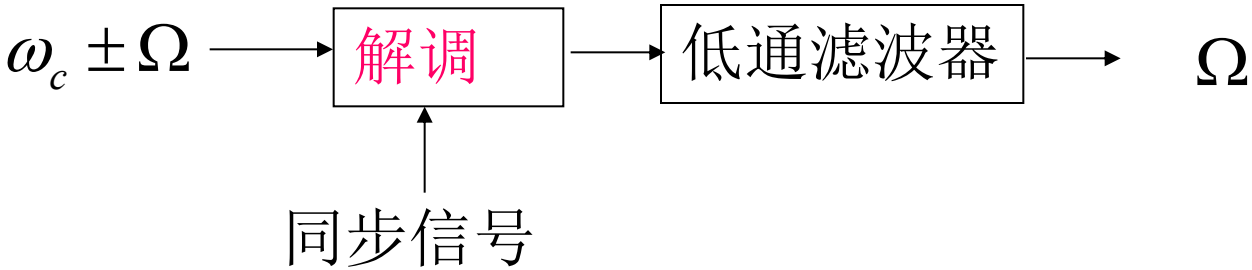
1. 两信号混频



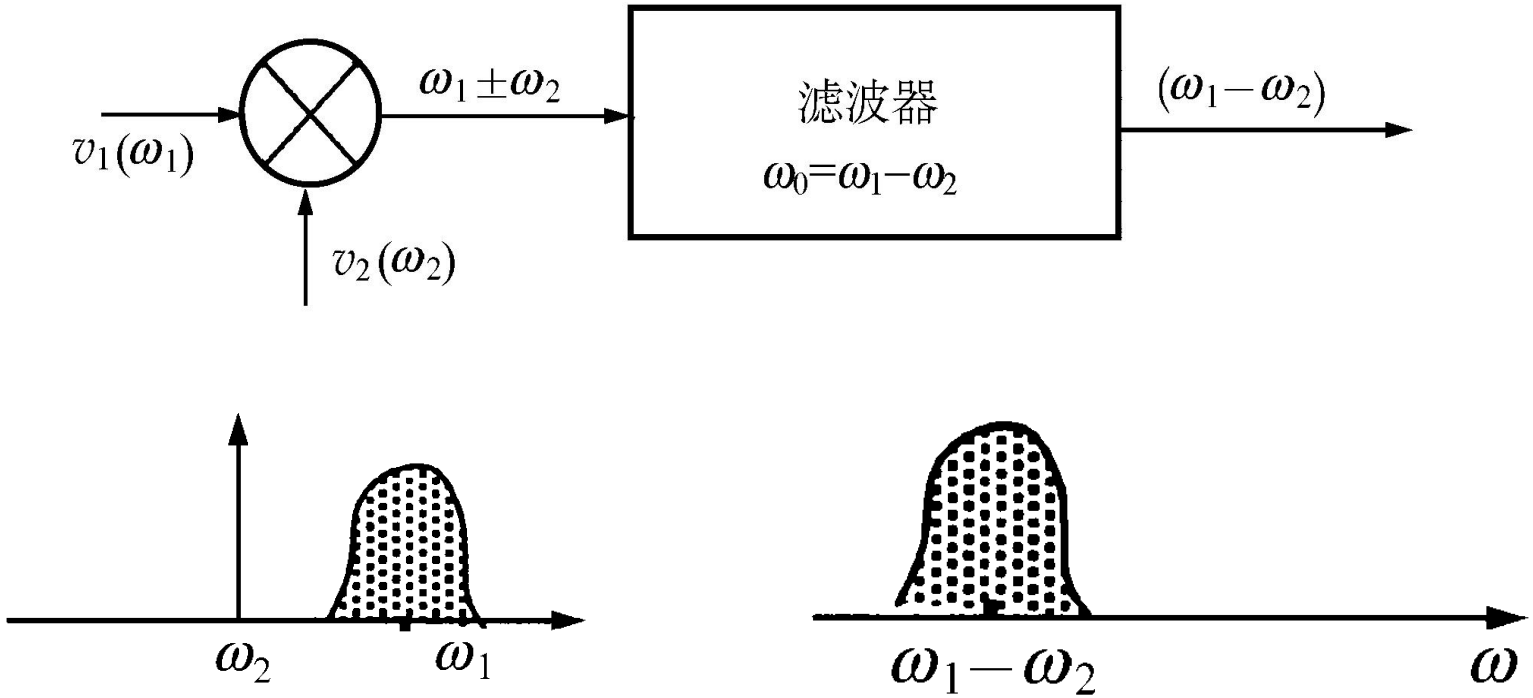
2. 调制



3. 解调



理想的频谱搬移电路——乘法器

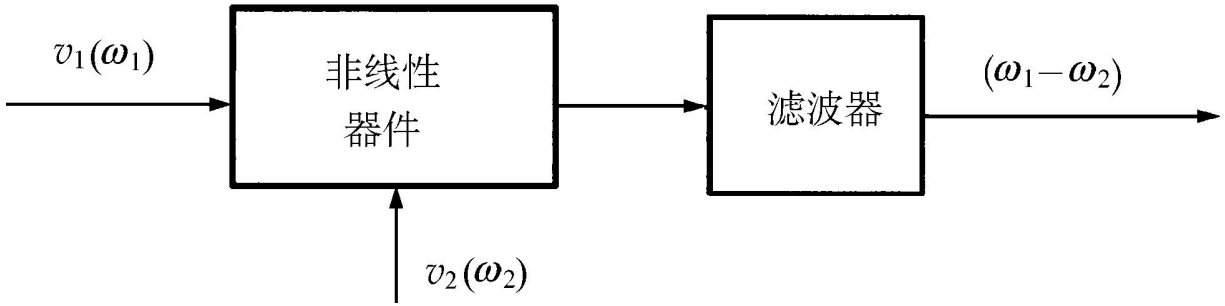


非线性器件实现频谱搬移

非线性器件的二次方项就可实现两信号的相乘

$$a_2(v_1+v_2)^2 = a_2(V_{1m}\cos\omega_1 t + V_{2m}\cos\omega_2 t)^2$$

$$= \frac{a_2}{2}V_{1m}V_{2m}\left[\cos(\omega_2+\omega_1)+\cos(\omega_2-\omega_1)t\right]+\cdots$$



存在问题：

由于 $i = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \cdots + a_N v_i^N + \cdots$

其中 $v_i = v_1 + v_2$

三次方及三次方以上的各高次方项产生的组合频率

$|\pm p\omega_1 \pm q\omega_2|$ $(p + q \geq 3)$ 对频谱搬移来说都是干扰

解决方法：

（1）从器件的特性考虑 ——采用平方律特性—无高次项

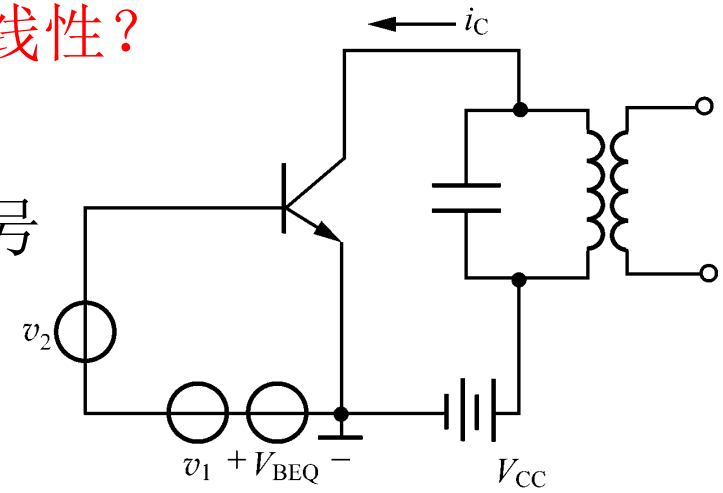
（2）从电路考虑——采用平衡电路结构形式 ---抵消干扰

（3）从输入电压的大小考虑，采用线性时变工作状态

线性时变工作状态 → 对什么而言是线性？

线性时变工作状态 → 什么是时变？

工作条件：一个是小信号，一个是大信号



$$v_1(t) = V_{1m}\cos\omega_1 t$$

$$v_2(t) = V_{2m}\cos\omega_2 t$$

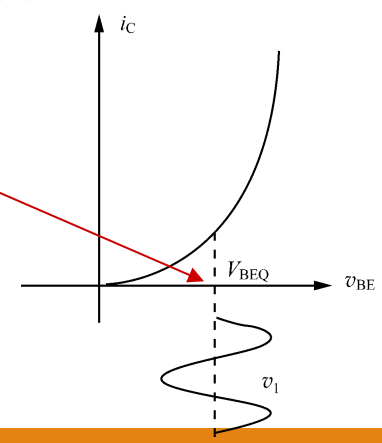
$$V_{1m} >> V_{2m}$$

静态偏置 V_{BEQ}

大信号 $v_1(t)$

→ 时变偏置 $V_{BEQ}(t) = V_{BEQ} + v_1(t)$ 时变偏置

→ 时变工作点



→ i_c 在时变工作点展开

i_c 在时变工作点展开

时变偏置　　小信号

$$i_c(t) = a_0 + a_1\left(v_{be} - V_{BEQ}(t)\right) + a_2\left(v_{be} - V_{BEQ}(t)\right)^2 + a_3\left(v_{be} - V_{BEQ}(t)\right)^3 + \cdots$$

代入：$v_{be} = V_{BEQ} + v_1(t) + v_2(t) = V_{BEQ}(t) + v_2(t)$

得：
$$i_c(t) = a_0 + a_1 v_2 + a_2 v_2^2 + a_3 v_2^3 + \cdots$$

现工作点是随 $v_1(t)$ 时变的，所以 a_i 也是随 $v_1(t)$ 时变的

$$i_c(t) = a_0(t) + a_1(t)v_2 + a_2(t)v_2^2 + a_3(t)v_2^3 + \cdots$$

时变的含义：

展开项的系数 a_i 大信号变化

a_i 的变化频率与大信号 $v_1(t)$ 的频率 ω_1 相同

最重要的两个系数:

$$a_0(t) = i_c(t)\Big|_{v_{be}=V_{BEQ}(t)} \overset{\Delta}{=} I_0(t)$$

时变静态电流

（静态——与小信号 $v_2(t)$ 无关）

$$a_1(t) = \frac{di_c}{dv_{be}}\Bigg|_{v_{be}=V_{BEQ}(t)} \overset{\Delta}{=} g_m(t)$$

时变跨导

将输入信号 $v_2(t)$ 转变为输出电流的能力

当 $a_0(t)$ 与 $a_1(t)$ 均是非线性时, 可以展开为:

$$a_0(t) = a_{00} + a_{01}\cos\omega_1 t + a_{02}\cos 2\omega_1 t + \cdots$$

$$a_1(t) = g_m(t) = g_{m0} + g_{m1}\cos\omega_1 t + g_{m2}\cos 2\omega_1 t + \cdots$$

重复频率均是大信号频率 ω_1

为什么是线性?

线性是对小信号 $v_2(t)$ 而言

对输出电流

$$i_c(t) = a_0(t) + a_1(t)v_2 + a_2(t)v_2^2 + a_3(t)v_2^3 + \cdots$$

忽略 $v_2(t)$ 二次方以上各项（ $v_2(t)$ 很小）

$$i_c(t) \approx a_0(t) + a_1(t)v_2 = I_0(t) + g_m(t)v_2(t)$$

特点:仅包含小信号 $v_2(t)$的线性项, 不含 $v_2(t)$的谐波

频谱搬移功能

$$i_c(t) \approx a_0(t) + a_1(t)v_2 = I_0(t) + \boxed{g_m(t)v_2(t)}$$

$$a_1(t) = g_m(t) = g_{m0} + g_{m1}\cos\omega_1 t + g_{m2}\cos 2\omega_1 t + \cdots$$

$$v_2(t) = V_{2m}\cos\omega_2 t$$

频谱：$\boxed{(\omega_1 + \omega_2) \quad (\omega_1 - \omega_2)}$ 频谱搬移

$$|p\omega_1 \pm \omega_2| \longleftarrow \text{干扰频率} \longrightarrow p\omega_1$$

线性时变工作的优点：干扰频率中减少了小信号 ω_2 的 $q \geq 2$ 以上的组合频率成分

小结

- 有源器件的伏安特性本质上都是非线性的，根据输入信号的大小可以有不同的描述方法；
- 有源器件构成的线性放大器有一定的线性工作范围，当输入信号超过此线性工作范围后，器件的非线性会引起失真与干扰；
- 衡量窄带线性放大器非线性失真的主要指标是增益1dB压缩点和三阶互调点（输入三阶互调功率IIP3）；
- 非线性器件的平方项可用于频谱搬移电路，为了减少不必要的组合频率干扰，可以采用特性为平方律的器件或采用线性时变工作状态；

第二章 RF设计中的基本概念

- 噪声
- 非线性
- 灵敏度
- 动态范围

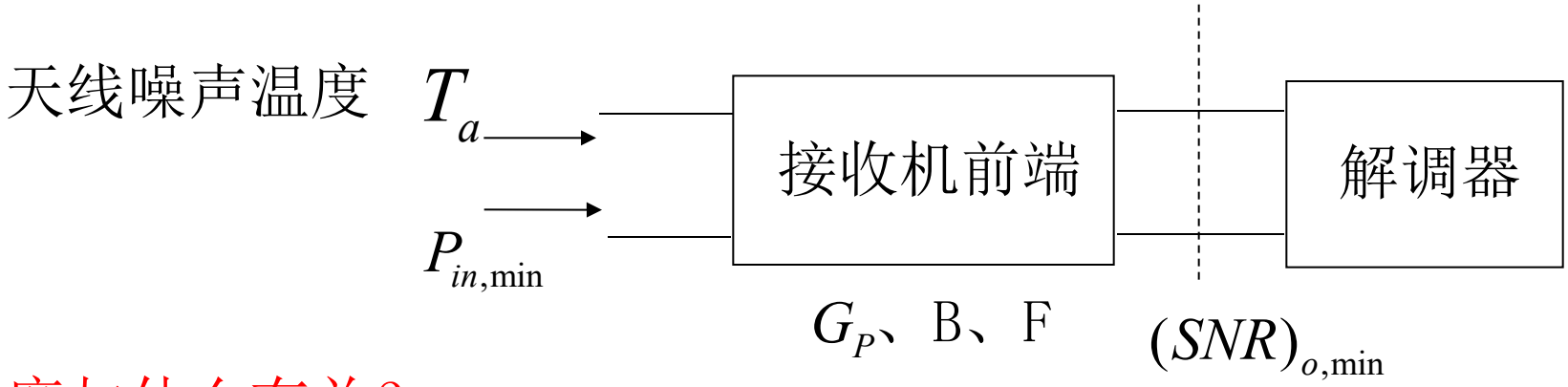
2.9 灵敏度与动态范围

有源器件 → 噪声----决定了放大器可放大的最低电平

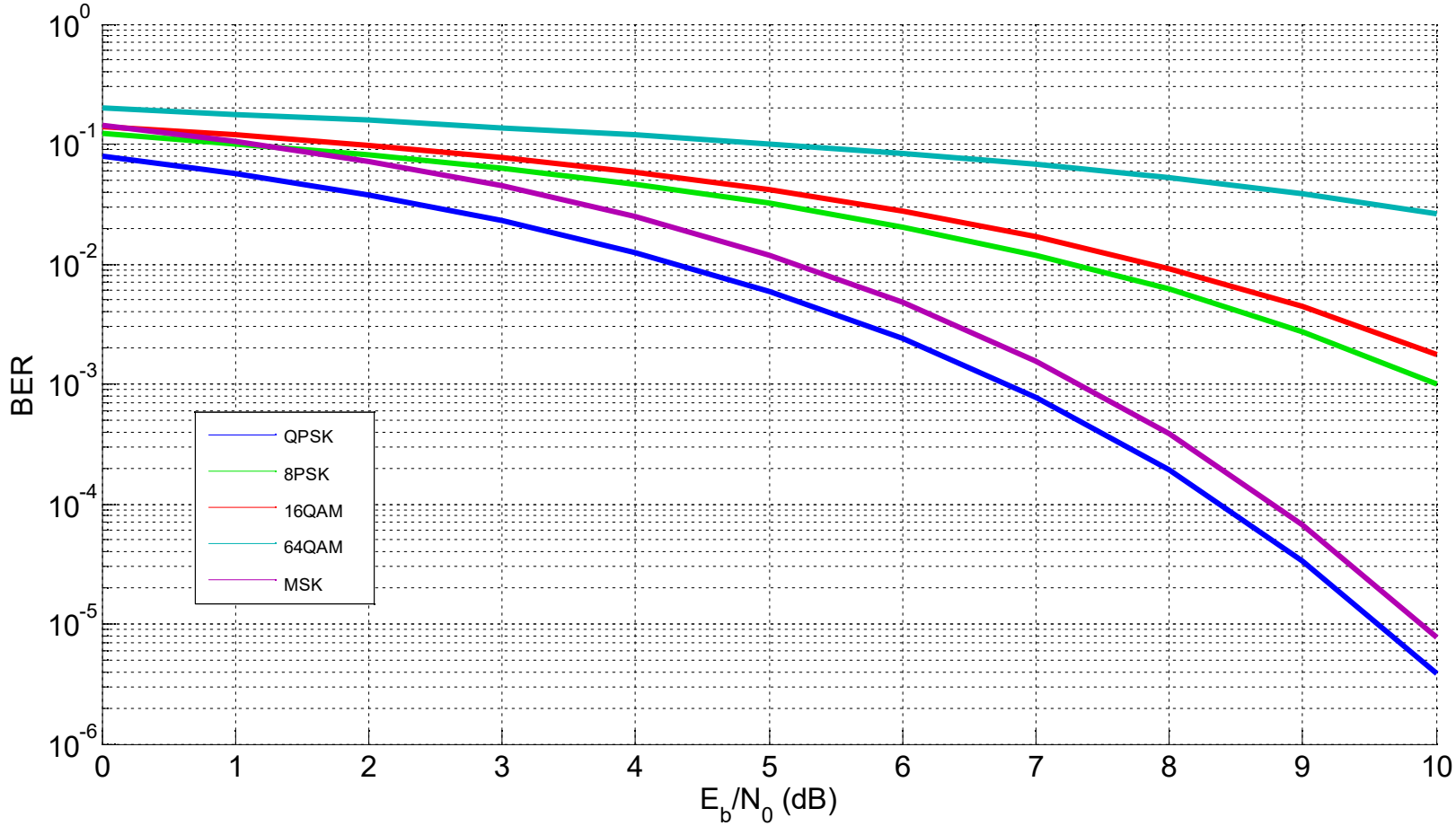
有源器件 → 非线性--引起失真，决定了放大器可放大的最高电平

2.9.1 灵敏度

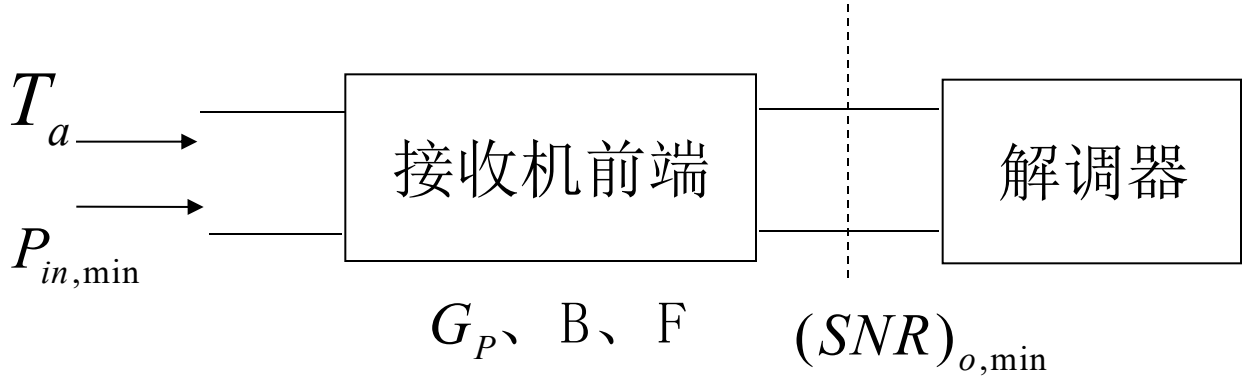
定义：在给定接收机的解调器前端所要求的最低信噪比条件下，接收机所能检测的最低输入信号电平（功率）



灵敏度与什么有关？


BER
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
10^{-6}
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
E_b/N_0 (dB)
QPSK
8PSK
16QAM
64QAM
MSK

灵敏度计算



$$P_{in,\min} = \frac{P_{o,\min}}{G_P} = (\frac{N_o}{G_P})(\frac{P_{o,\min}}{N_o}) = (\frac{N_o}{G_P})(SNR)_{o,\min}$$

$$N_o = kBT_aG_P + N_{内} \qquad N_{内} = kBT_eG_P = kB(F-1)T_0G_P$$

$$N_o = kB[T_a + (F-1)T_0]G_P$$

$$P_{in,\min} = kB[T_a + (F-1)T_0)(SNR)_{o,\min}$$

以dB表示

$$P_{in,\min}(dBm) = k[T_a + (F-1)T_0](dBm/HZ) + 10\log B + (SNR)_{o,\min}(dB)$$

$$P_{in,\min}(dBm) = k[T_a + (F-1)T_0](dBm/HZ) + 10\log B + (SNR)_{o,\min}(dB)$$

称 基底噪声 F_t ——描述了系统的总噪声

当 $T_a = T_0$ 时

$$F_t(dBm) = kT_0(dBm/HZ) + NF(dB) + 10\log B$$

$$F_t(dBm) = -174(dBm/HZ) + NF(dB) + 10\log B$$

此时灵敏度：

$$P_{in,\min}(dBm) = -174(dBm/HZ) + NF(dB) + 10\log B + (SNR)_{o,\min}(dB)$$

结论：灵敏度为

$$P_{in,\min}(dBm) = F_t(dBm) + (SNR)_{o,\min}(dB)$$

系统的基底噪声越大

要求输出的信噪比越高（输出信号质量好），

为保证此输出质量所要输入的信号最低电平就越高，

即灵敏度越低。

2.9.2 动态范围

接收机（或放大器）动态范围＝ $\dfrac{\text{允许的最大输入电平 } P_{in,\max}}{\text{允许的最小输入电平 } P_{in,\min}}$

影响最小输入电平的因素——灵敏度（基底噪声限制）

影响最大输入电平的因素——非线性失真, 输出信噪比下降

定义方法

1. 线性动态范围 DR_L $\begin{cases} P_{in,\max} & \text{1dB压缩点对应的输入电平} \\ P_{in,\min} & \text{灵敏度（或基底噪声）} \end{cases}$

功率放大器

2. 无杂散动态范围DR_F $\begin{cases} P_{in,\min} & \text{灵敏度（或基底噪声）} \\ P_{in,\max} \longrightarrow F_t = \dfrac{P_{o3}}{G_P} & \text{（} G_P \text{ 是系统功率增益）} \end{cases}$

SFDR

低噪声放大器、混频器

$\Downarrow$

$P_{in,\max}$ 在输出端产生的三阶互调输出折合到输入端等于噪声基底

The End !