

一. 共射放大电路

1. 静态图解分析

{ 输入特性曲线
 { 输入回路的直流负载线 $\Rightarrow \begin{cases} I_{BQ} \\ V_{CEQ} \end{cases}$
 \Rightarrow { 输出特性曲线
 { 输出回路的直流负载线 $\Rightarrow \begin{cases} I_{CQ} \\ V_{CEQ} \end{cases}$

2. 动态图解分析

{ 输入特性曲线
 { 输入回路的直流负载线平行移动
 \Rightarrow { 输出特性曲线上下移动
 { 输出回路的直流负载线上 Q 点往复运动.

1) 截止失真:

$\begin{cases} I_{CQ} > I_{cm} + I_{CEO} : \text{不截止} \Rightarrow V_{om2} \\ V_{CEQ} > V_{om} + V_{CE(sat)} : \text{不饱和} \Rightarrow V_{om1} \end{cases}$
 I_{CQ} 偏小 \rightarrow 工作点偏低 \rightarrow 截止失真
 \rightarrow 需增大 V_{BB}

I_{CQ} 偏大 \rightarrow 工作点偏高 \rightarrow 饱和失真
 \rightarrow 需减小 V_{BB} .

$\begin{cases} V_{om1} = V_{CEQ} - V_{CE(sat)} \\ V_{om2} = \text{交流负载线斜率} \cdot I_{CQ} \end{cases}$



最大动态范围: $V_{om1} = V_{om2}$.

2) 非线性失真.

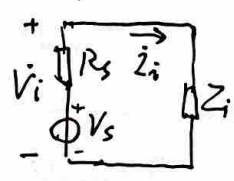
$D = \sqrt{\left(\frac{A_v}{A_v}\right)^2 + \left(\frac{A_i}{A_i}\right)^2 + \dots}$ A_1 : 基波幅度
 $D \rightarrow 2\% (5\%)$ 时, $V \rightarrow V_{ommax}$, $P \rightarrow P_{omax}$
 $\eta = \frac{P_o}{P_{DC}}$: 输出功率 / 直流电源供给的平均功率.

A. 放大电路的主要性能指标

小信号放大电路: 线性有源二端口网络:

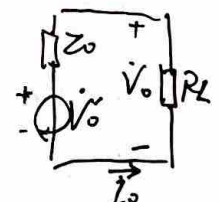


a. 输入阻抗



$Z_i = \frac{V_i}{I_i}$ 中频区 $R_i = \frac{V_i}{I_i}$
 R_i 越大, R_s 上压降越小, V_i 越接近信号源 V_s .

b. 输出阻抗



$Z_o = \frac{V_o - V_o'}{I_o}$ 中频区 $V_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} V_o'$
 R_o 越小, R_L 上压降越大, 电路带负载能力越强.

$R_o = \frac{V}{I} \Big|_{R_L = \infty, V_s = 0}$ (R_L 开路, V_s 短路, 加测试电压 V)

C. 增益

电压增益 $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ 电流增益 $A_i = \frac{I_o}{I_i}$
 互阻增益 $A_r = \frac{V_o}{I_i}$ 互导增益 $A_g = \frac{I_o}{V_i}$
 源电压 $\dots A_{vs} = \frac{V_o}{V_s}$ 源电流 $\dots A_{is} = \frac{I_o}{I_s}$

$A_{vs} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_v$, $A_{is} = \frac{R_o}{R_s + R_o} A_i$
 功率增益: $G_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = A_v A_i$
 { 电压大: $R_i \gg R_s, R_o \ll R_L$
 { 电流大: $R_i \ll R_s, R_o \gg R_L$

d. 频率响应.

$A_v = A_v(\omega) e^{j\phi(\omega)}$
 $A_v(\omega)$: 幅频特性, $A_{vm} \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow f_H \cdot f_L$
 $\phi(\omega)$: 相频特性, $BW = f_H - f_L$: 通频带.

编号:

班级:

姓名:

第

页

3. 直流负载线与交流负载线

1) 基本共射放大电路.

$$\begin{cases} V_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ} R_C & \text{直流} \\ V_{ce} = R_C \cdot i_c & \text{交流} \end{cases}$$

∴ 总: $V_{CC} = V_{CE} + i_c R_C$

2) 阻容耦合放大电路.

$$\begin{cases} V_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ} R_C & \text{直流} \\ V_{ce} = (R_C // R_L) i_c & \text{交流} \end{cases}$$

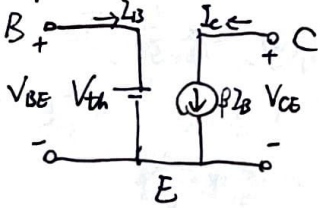
∴ 总: $V_{CE} = [V_{CEQ} + (R_C // R_L) I_{CQ}] - (R_C // R_L) i_c$

交流负载线是动态时工作点移动轨迹.

4. 静态模型分析

忽略基区宽度调制: $V_{BE} = \text{const}$;

$\beta = \beta = \text{const}$.

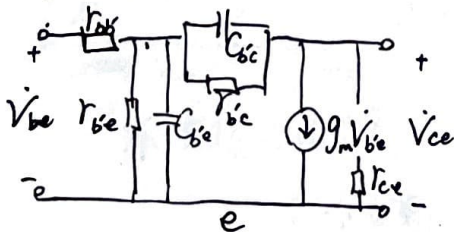


5. 动态模型分析.

混合π模型: BJT在放大区;

$f < f_\beta$, 低频小信号.

$g_m V_{be} = \beta I_b$



1) $r_{be} \gg 1/(\omega C_{be})$, 忽略 r_{be}

2) 低频时, 忽略 C_{be} , C_{ce} (开路)

3) $r_{ce} \gg R_L$ 条件下, 忽略 r_{ce} .

6. 工作点的稳定性问题

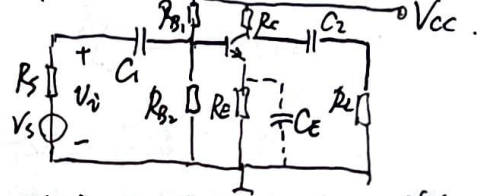
1) 工作点稳定性的重要性:

放大电路的动态性能指标与Q点相关.

2) 影响Q点稳定的主要因素:

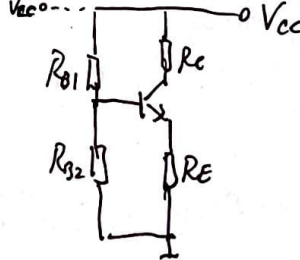
温度; 电源电压; 晶体管参数.

3) 稳定直流工作点电路:

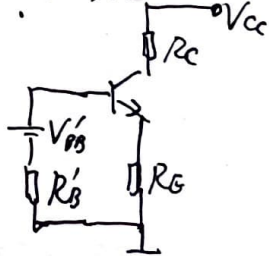


直流通路:

$$I_{CQ} = \frac{\beta(V_{BQ} - V_{BEQ})}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

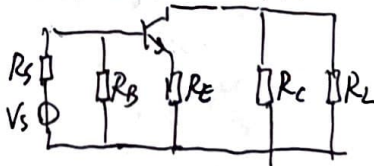


戴维宁



交流通路:

$$A_v = - \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be} + (\beta + 1)R_E}$$



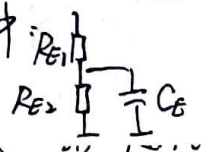
① $T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow \rightarrow I_{EQ} \uparrow \rightarrow V_{EQ} \downarrow \rightarrow V_{BEQ} \downarrow$
 $\rightarrow I_{BQ} \downarrow \rightarrow I_{CQ} \downarrow$

② $(\beta + 1)R_E \gg R_B$ 时, $I_{CQ} \approx (V_{BQ} - V_{BE}) / R_E$.
 β 与 β 无关, 与 β 无关

③ $(\beta + 1)R_E \gg r_{be}$ 时, $A_v \approx - \frac{R_C // R_L}{R_E}$.
 与 β 无关.

④ 共射极旁路电容 C_E , $A_v = - \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}}$

在稳定性与增益间的折中



二. 共集放大电路

$$I_o = \frac{1}{1+2\beta} I_R, \quad I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

输出电压由射极输出——射极输出器。 $R_o = r_{ce2}$

$|A_v| \rightarrow 1, V_o \approx V_i$ ——射极跟随器。 Δ 考虑基区宽度调制:

特点: 输入电阻高、输出电阻低、
电压输入输出同相、高频响应特性好。

$$\frac{I_o}{I_{c1}} = \frac{V_A + V_{CE2}}{V_A + V_{CE1}}$$

$$\therefore I_R = I_{c1} + 2I_{B1}, \text{ 忽略 } I_{B3}$$

$$\therefore \frac{I_o}{I_R} \approx \frac{V_A + V_{CE2}}{V_A + V_{CE1}}$$

应用: 作多级放大电路的输入级
作多级放大电路的输出级
作两级放大电路的缓冲级

优点: 简单、元件少。

缺点: 集成电路中 R 值不大, 故 I_o 值不小;

I_o 受 V_{CC} 影响大;

R_o 不够大;

V_{BE} 和 β 对温度敏感。

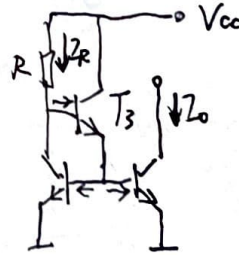
动态范围分析: $\because i_E \sim i_C, V_{EC} \sim V_{CE}$
 \therefore 用共射输出特性曲线分析。

缺点: 脉冲波形失真;
负阻自激振荡。

三. 共基放大电路

特点: 电压放大 (同相), 与共射等值。
输入电阻低, 输出电阻高。

改进1: 加缓冲管。



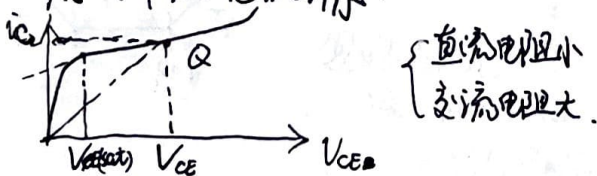
对 I_R 分流更少:

$$I_{B3} = \frac{I_R}{\beta_3 + 1}$$

镜像精度更高。

四. 电流源电路

用 BJT 的电流源:

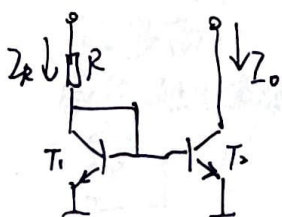


$$I_o = \frac{1}{1+2[\beta_1(\beta_3+1)]} I_R, \quad I_R = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R}$$

$$R_o = r_{ce2}$$

改进2: 射极接负反馈电阻。

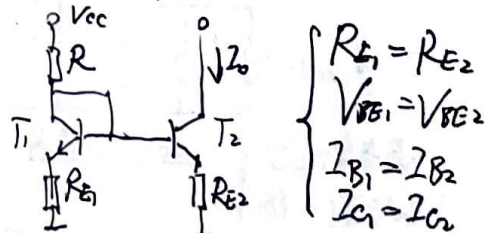
1. 基本镜像电流源



Δ 忽略基区宽度调制:

$$\begin{cases} V_{BE1} = V_{BE2} \\ I_{B1} = I_{B2} \rightarrow \beta I_{B1} = \beta I_{B2} \\ I_{C1} = I_{C2} \end{cases}$$

T_1, T_2 特性一致。



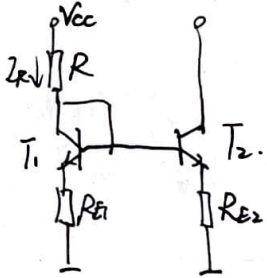
$$I_o = \frac{1}{1+2/\beta} I_R, \quad I_R \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R + R_{E1}}$$

$$R_o = r_{ce2} \left(1 + \frac{\beta R_{E2}}{r_{be} + R_{E1} + R_{E2}} \right) \quad (r_d \ll R_{E1}, r_{ce} \gg R_{E2})$$

(提高办法: 减小 $R_o = R // (2 + R_{E1}) \approx R // R_{E1}$)

2. 比例电流源

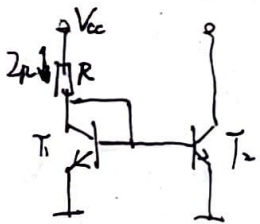
1) 接负反馈电阻的比例电流源



$R_{E1} \neq R_{E2}$
 忽略基极电流
 $I_0 \approx \frac{V_{BE1} - V_{BE2} + I_R R_{E1}}{R_{E2}}$
 $I_R R_{E1} \gg (V_{BE1} - V_{BE2})$ 时

$I_0 \approx \frac{R_{E1}}{R_{E2}} I_R$
 $I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE2} - I_0 R_{E2}}{R}$
 $R_0 \approx r_{ce2} (1 + \frac{R_{E1}}{R_{E2}})$

2) 简单比例电流源



忽略基极电流
 $\frac{I_0}{I_R} \approx \frac{I_{E2}}{I_{E1}} \approx \frac{I_{S2} e^{V_{BE2}/V_T}}{I_{S1} e^{V_{BE1}/V_T}}$
 $= \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{S_2}{S_1}$

T1, T2 特性不一.

4. 电流源的主要应用

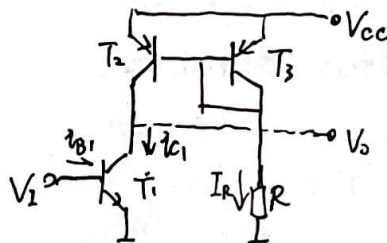
1) 作直流偏置电路.

$\begin{cases} CC \\ \text{差放.} \end{cases}$

2) 作有源负载电阻

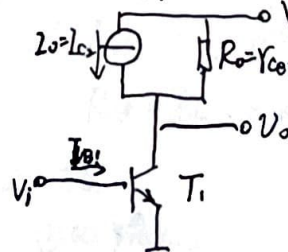
• CE: 直流电阻小, 交流电阻大最好.

$\begin{cases} A_v = \frac{\beta R_c}{V_{be}} \dots R_c \text{大则 } A_v \text{大 (动态)} \\ V_{CC} = I_0 R_c + V_{CEQ} \dots R_c \text{小则 } V_{CEQ} \text{小 (静态)} \end{cases}$



① 不提高电源电压的条件下, 获得合适的静态工作点
 ② 有较高的电压增益和较宽的动态范围.

Δ 直流分析: 由 I_{R01} 决定 V_{CE1}

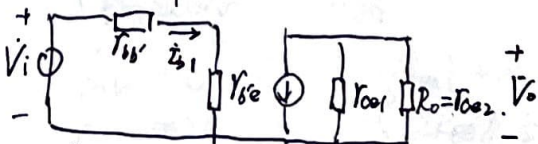


T1 的负载: $i_{C2} = f(V_{B2} - V_{CE2})$

约束方程: $\begin{cases} i_{C2} = I_0, i_{C1} = f(V_{CE1}) \\ V_{CE2} + V_{CE1} = V_{CC} \end{cases}$

故可将 $i_{C1} - V_{CE1}$ 与 $i_{C2} - (V_{CE2})$ 画在同一张图中, 交点即为工作点.

Δ 动态分析.

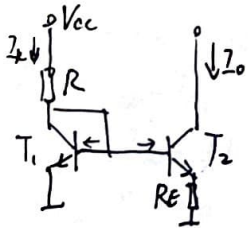


$\begin{cases} A_v = - \frac{\beta_1 (r_{ce1} // r_{ce2})}{r_{be1}} \\ R_i = r_{be} \\ R_o = r_{ce1} // r_{ce2} \end{cases}$

电压增益高
 解决了直交流与交流耦合
 输出电阻高.

3) 电流源作输出和放大.

3. 微电流源



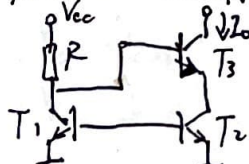
忽略 I_{B2} :
 $I_0 \approx \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_{E1}}$

忽略 I_{B1}, I_{B2} :
 $V_{BE1} - V_{BE2} \approx V_T \ln(I_{E1}/I_{E2})$
 $\approx V_T \ln(I_R/I_0)$

$I_0 \approx \frac{V_T}{R_{E1}} \ln \frac{I_R}{I_0}$
 $I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R}$

R_0 很高.

4. 威尔逊电流源



$\begin{cases} V_{BE1} = V_{BE2} \\ I_{B1} = I_{B2} \\ I_{C1} = I_{C2} \\ I_0 \approx I_{E3} \end{cases}$

T1, T2 特性一致.

信号是时间的函数

(科目:) 数 学 作 业 纸

静态时, 无信号输入, $U_i=0$, 电路中又有直流量, 非时间的函数.

编号: _____

班级: _____

姓名: _____

第 _____

页 _____

1. 差分放大电路

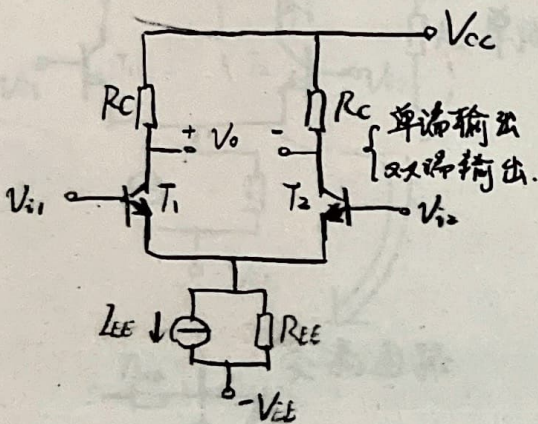
设 U_{i1} , U_{i2} 是任意幅度与极性的信号

$$U_{o1} = \frac{1}{2}(U_{i1} + U_{i2}) + \frac{1}{2}(U_{i1} - U_{i2})$$

$$U_{o2} = \frac{1}{2}(U_{i1} + U_{i2}) - \frac{1}{2}(U_{i1} - U_{i2})$$

共模输入信号: $U_{ic} = (U_{i1} + U_{i2})/2$

差模输入信号: $U_{id} = U_{i1} - U_{i2}$



$$I_{EE} = I_{E1} + I_{E2} \approx I_{E1}(1 + I_{E2}/I_{E1}) \approx I_{E1}[1 + e^{(U_{BE1} - U_{BE2})/V_T}] = I_{E1}(1 + e^{-U_{id}/V_T})$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = I_{EE}/(1 + e^{-U_{id}/V_T}) = \frac{1}{2}I_{EE} + \frac{1}{2}I_{EE} \frac{e^{U_{id}/V_T} - 1}{e^{U_{id}/V_T} + 1} = \frac{1}{2}I_{EE} + \frac{1}{2}I_{EE} \tanh\left(\frac{U_{id}}{2V_T}\right)$$

$$I_{C2} \approx I_{EE} - I_{C1} = \frac{1}{2}I_{EE} - \frac{1}{2}I_{EE} \tanh\left(\frac{U_{id}}{2V_T}\right)$$

双端输出时 $U_o = U_{o1} - U_{o2} = (V_{CC} - R_C I_{C1}) - (V_{CC} - R_C I_{C2}) \approx -I_{EE} R_C \tanh\left(\frac{U_{id}}{2V_T}\right)$ (线性区斜率 $\approx -\frac{I_{EE} R_C}{2V_T}$)

$|U_{id}| \leq V_T$: 线性区; $|U_{id}| \geq 4V_T$: 限幅区.

1. 静态分析: 直流工作点 (不接信号源 $U_i=0$)

$$U_{i1} = U_{i2} = 0, V_{BEQ1} = V_{BEQ2} \approx 0.7V,$$

$$I_{EQ1} = I_{EQ2} \approx I_{EE}/2.$$

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ2} \approx V_{CC} - \frac{1}{2}R_C I_{EE}.$$

$$V_o = 0$$

2. 动态分析: 大信号工作状态.

1) 差模: 作用: 非饱和开关 (工作在限幅区)
限制: $V_{CEM} = V_{CE} + V_{(BR)EBO}$.

2) 共模: 作用: 集电极电阻几乎不变
限制: 不能使BJT进入饱和区 (V_{icm}).

3. 动态分析: 小信号工作状态

A_{vd} : 差模电压增益; A_{vc} : 共模电压增益.

$$U_o = U_{od} + U_{oc} \pm A_{vd} U_{id} + A_{vc} U_{ic}$$

1) 差模:

① 双端输出.

{ 输入回路: 射极接地 } 半边电路分析.
{ 输出回路: R_C 中点接地 }

$$A_{vd} = \frac{U_{od}}{U_{id}} = \frac{U_{od1} - U_{od2}}{U_{i1} - U_{i2}} = \frac{2U_{od1}}{2U_{i1}} = -\frac{\beta R_C'}{r_{be}} \approx -\frac{I_{EE} R_C}{2V_T}$$

(无源负载忽略)

② 单端输出

忽略基区宽度调制. 近似认为对称.

$$A_{vd} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_C'}{r_{be}}. \text{ 若双端都上接电阻 } R_C, A_{vd} = -\frac{\beta R_C'}{r_{be}}$$

$$R_{od} \approx R_C, R_{id} = 2r_{be}.$$

2) 共模:

① 双端输出

{ 输入回路: 射极 $2R_{EE}$ 负反馈电阻 } 半边分析.
{ 输出回路: R_C 开路 }

$$A_{vc} = 0, K_{CMR} = |A_{vd}/A_{vc}| \rightarrow \infty$$

$$R_{oc} \approx 2R_C, R_{ic} \approx \frac{\beta}{2}(2R_{EE} \parallel \frac{r_{ce}}{2}), r_{ce} = \frac{V_A + V_{CEQ}}{I_{CQ}}$$

R_{EE} : 电流源输出电阻.

② 单端输出.

射极接 $2R_{EE}$, 忽略基区宽度调制

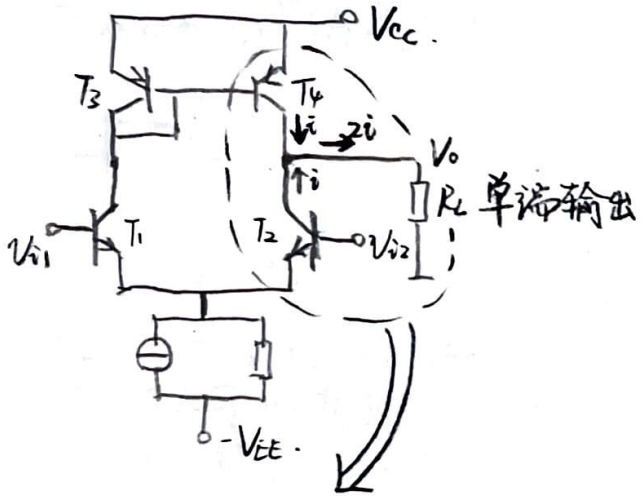
$$A_{vc} \approx -\frac{R_C'}{2R_{EE}}, K_{CMR} \approx \frac{\beta R_{EE}}{r_{be}}$$

$$R_{oc} \approx R_C, R_{ic} \approx \frac{\beta}{2}(2R_{EE} \parallel \frac{r_{ce}}{2})$$

4. 有源负载差放的分析

1) 静态分析: 对称, 电流源分析.

2) 动态分析 (小信号, 线性区):



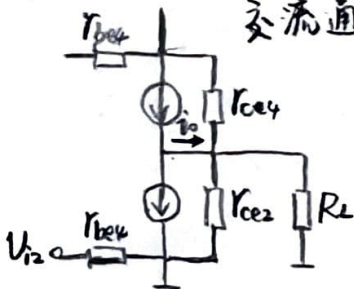
5. 电阻偏置和电流源偏置问题.

电流源偏置时 无论加多大共模信号 + 共模直流

由于上拉 R_c 上电流未变, 电路中电位
分布未变, 共模信号的加入无影响.

电阻偏置时, 由于 I_{cc} 不变, 的加入共模
信号 + 共模直流 (在配有晶体管模型
下只能分析共模信号瞬时值 + 共模直流)
时, 电路中各量已变, 要重新求解.

交流通路



① 差模:

单端输出, 经电流源传输作用,
输出端获得的信号电流是单管原号
电流两倍, 恰等于双端输出电流.

$$A_{vd} = \frac{\beta R_L}{r_{be}}, R_L' = R_{ce2} // R_{ce1} // R_L$$

$$R_{id} = 2r_{be1}, R_o = R_{ce2} // R_{ce1} \rightarrow T_4 \text{ 输出电阻}$$

② 共模:

共模抑制能力与双端输出差放一样.
为提高 K_{CMR} , 提高 R_{EE} , 增加对称性.

分析方法: 共模大信号 $\rightarrow V_{cm}$ 问题 电流源输出电阻

静态分析 共模大信号 $\rightarrow V_{cm}$ 问题 $\downarrow \downarrow$

\rightarrow 共模小信号 \rightarrow 共模交流通路 \rightarrow 增益: R_{id}, R_{oc}

\rightarrow 差模小信号 \rightarrow 差模交流通路 \rightarrow 增益: R_{id}, R_{od}

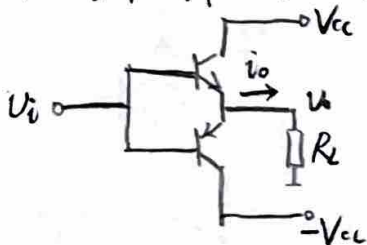
共模直流: 与静态分析一致
差模直流: 参照 U_{d1}, U_{d2} 图

\rightarrow 共模抑制比 K_{CMR}

六. 互补输出级 大信号 → 图解法

电路末级特点: 较重负载, 向负载供足够倍功率.
对输出级要求: R_o 小, P_o 大, η 高, 动态范围宽, 失真小.

1. ~~基本互补~~ 乙类互补输出级



静态: $v_i = 0, V_o = 0, I_o = 0$

动态: 正半周: NPN射极跟随器, $\sim V_{cc} - V_{ce(sat)}$

负半周: PNP射极跟随器 $\sim V_{cc} - V_{ce(sat)}$

静态: $P_o = P_{DC} = 0$

动态: $P_{omax} = \frac{1}{2} \frac{(V_{cc} - V_{ce(sat)})^2}{R_L} \approx \frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2}{R_L}$

$P_{DCmax} = \frac{2V_{cc}}{\pi} \frac{V_{cc} - V_{ce(sat)}}{R_L} \approx \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}^2}{R_L}$

$\eta_{max} \approx \frac{\pi}{4}$ R_L 限运用.

极限参数:

$I_{cm} \geq \frac{V_{cc}}{R_L}, V_{(BR)CEO} \geq 2V_{cc}, P_{cm} \geq \frac{1}{2} P_{max} = \frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2}{R_L}$

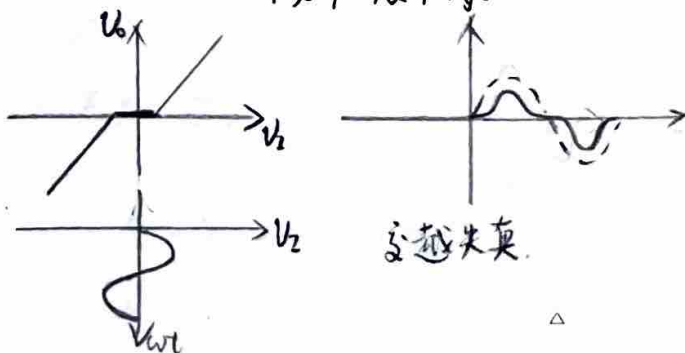
优点: 正、负向动态范围近似相等 (此优于射极跟随器)

缺点: 对BJT V_{be} 存在, 有交越失真

2. 甲乙类互补输出级

目的1: 消交越失真, 给两管安排合适静态工作点

目的2: 保证两管基极激励幅度相等.



B. 甲、乙类

导通角: 信号的一个周期内晶体管导通角度的二分之一.

乙类: $\theta = 90^\circ$

甲类: $\theta = 180^\circ$

甲乙类: $\theta \in (90^\circ, 180^\circ)$

C. 互补输出级输出功率与效率

V_{om} : 输出电压幅度

I_{om} : 输出电流幅度

负载平均功率:

$P_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(V_{om} \sin \omega t)^2}{R} d(\omega t) = \frac{1}{2} V_{om} I_{om}$

电源输出平均功率:

$P_{DC} = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{cc} I_{om} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_{cc}}{\pi} \frac{V_{om}}{R_L}$

效率:

$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{om}}{V_{cc}}$

晶体管总功耗:

$P_{DC} - P_o = \frac{2V_{cc}}{\pi} \frac{V_{om}}{R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_{om}^2}{R_L}$

若 V_o 能取到 $\frac{2}{\pi} V_{cc}$, 则管耗取最大值

$P_{Tmax} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R_L}$

D. 复合管

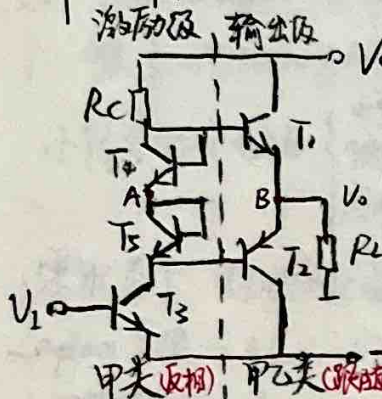
四种接法: NNEB, PPEB, NPNB, PPNB

放大系数: $\beta_1 + \beta_1(1 + \beta_2)$ (或 $\beta_1 + \beta_1(1 + \beta_2)$, $\beta_1(1 + \beta_2)$, $\beta_1(\beta_2 + 1)$)

放大类型: 与输入管同型.

输入电阻: $\beta_1(\beta_1 + 1) \beta_2 \dots \beta_{e1} \dots$

解决方案1:



(正半周)

$$V_o = V_{cc} - [R_c(i_{c3} + i_{b1}) + V_{BE1}]$$

$$V_o = (1 + \beta_1) i_{b1} R_L$$

$$\text{得 } V_o = \frac{V_{cc} - V_{BE1} - R_c i_{c3}}{1 + (1 + \beta_1) R_L}$$

$i_{c3} \rightarrow 0$ 时,

$$V_o = \frac{V_{cc} - V_{BE1}}{1 + (1 + \beta_1) R_L}$$

(若是饱和 T_L 则 $V_o = 2/3 V_{cc}$)

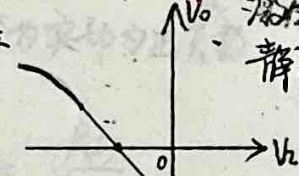
甲类(反相), 甲乙类(跟随)

静态: 由于 $I_{CQ3} \approx I_{ES3} e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}}$

$$I_{CQ2} \approx I_{ES2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

$$I_{CQ3} \approx I_{ES3} e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}}$$

$$I_{CQ1} \approx I_{ES1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$



无交越失真

(忽略 T_2 基极电流) $V_2 = V_{BE3}$

有 $I_{CQ1} \approx I_{CQ3} (I_{ES1}/I_{ES3})$, $V_{BEQ4} \approx V_{BE1}$

$I_{CQ2} \approx I_{CQ3} (I_{ES2}/I_{ES3})$, $V_{BEQ5} \approx V_{BE2}$ 导通

故又要设计好 T_1, T_4 与 T_2, T_5 发射结

面积比, 调整 I_{CQ3} , 可得

合适的静态工作点 解决1 ($V_A = V_B = 0$)

动态: T_4, T_5 二极管, 动态电阻很小, 故

T_1, T_2 基极间信号压降忽略, 保证

T_1, T_2 激励信号幅度相等 解决2

负半周动态范围: T_3 饱和, $V_{cc} - V_{BE2} - V_{CE(sat)3}$

正半周动态范围: T_3 截止, $V_{cc} - R_c i_{b1} - V_{BE1}$

$$V_o = [R_c(i_{c3} + i_{b1}) + V_{BE1}] + V_{cc}$$

由于要获得大的信号幅度, i_{b1} 大, V_{CE1} 大, T_1 放大状态;

极限运用: T_3 工作于甲类状态可使 $i_{c3min} \rightarrow 0$ 得上式。

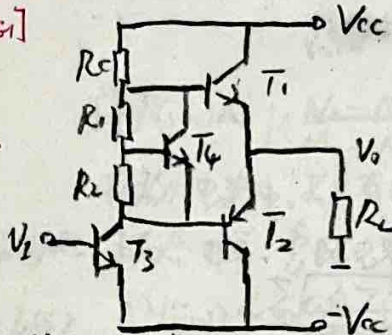
优点: 无交越失真, 输出波形好

缺点: 正半周动态范围小, \rightarrow 自举: 集电极有源负载

输出管 β 值有限, 则 i_{b1} 大, 故限制了 P_{omax}

输出级上下两管难匹配。

解决方案2: V_{BE} 倍增电路。



激励级: 甲类 输出级: 甲乙类

静态: 忽略 T_4 基极电流

$$V_{CEQ4} = V_{BEQ1} + V_{BEQ2} \approx (1 + \frac{R_1}{R_2}) V_{BEQ4}$$

调整 R_1/R_2 可得合适的 I_{CQ1}, I_{CQ2} 解决1

输出级: 甲乙类: CC

激励级: 甲类: CE 负载: $R_L' \approx R_c // R_{L2}$

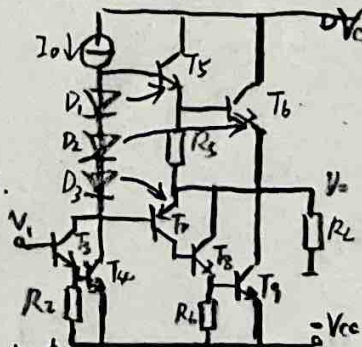
T_4 的 C-E 间动态电阻小,

V_{CEQ4} 稳定, 近似恒压源。

保证驱动管基极驱动信号幅度同 解决2

3. 准互补输出级。

解决方案1: 直接耦合方式: OCL



T_3, T_4 : 甲类激励级

$T_5, T_6 \sim T_8, T_9$: 甲乙类互补输出级

D_1, D_2, D_3 : 供正负偏压

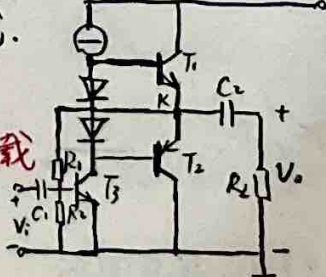
Z_0 : 有源负载

R_5, R_6 : 泄流 I_{CS0}

静态: 计算 I_{CQ4}

动态: 计算 P_{om}, V_{om} , 动态范围

解决方案2: 阻容耦合方式: OTL



静态: 调节 R_1 通过 T_1, T_2 使 V_K 达到 $\frac{1}{2} V_{CC}$

动态: C_2 很大, 其上 $V_K \approx \frac{1}{2} V_{CC}$

正半周 C_2 充电

负半周 C_2 为 $\frac{1}{2} V_{CC}$ 电压源

上下两管有效供电电压 $\frac{1}{2} V_{CC}$

负反馈稳定工作点: $V_K \uparrow \rightarrow V_{B1} \downarrow \rightarrow V_{B3} \downarrow \rightarrow V_K \downarrow$

(科目:) 数 学 作 业 纸

编号:

班级:

姓名:

第 页

七. 放大电路的频率响应特性.

1. 频率响应的分析方法.

小信号放大电路 $\left\{ \begin{array}{l} \text{中频} \\ \text{低频} \\ \text{高频} \end{array} \right\}$ 线性时不变系统.

零状态下: $U_R(t) = R i_R(t)$, $U_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$, $U_C(t) = \int_{-\infty}^t i_C(t) dt$

Laplace 变换 $\rightarrow V_R(s) = R I(s)$, $V_L(s) = s L I(s)$, $V_C(s) = \frac{1}{sC} I(s)$.

\therefore 元件模型: $R, sL, \frac{1}{sC}$ 皆为实部为正复数.

由 $r(t) = h(t) * e(t)$, 得

$$R(s) = H(s) \bullet E(s) \quad \therefore H(s) = \frac{R(s)}{E(s)}$$

由 s 域元件模型, $H(s)$ 在放大电路中由 KCL, KVL 汇为一般的有理函数, 进一步

$$H(s) = \frac{K \prod_{j=1}^m (s - z_j)}{\prod_{i=1}^n (s - p_i)}$$

设激励源 $e(t) = E_m \sin \omega t$

$$\text{则 } E(s) = \frac{E_m \omega_0}{s^2 + \omega_0^2}$$

$$\therefore R(s) = \frac{E_m \omega_0}{s^2 + \omega_0^2} H(s)$$

$$= \frac{K_1 \omega_0}{s + j\omega_0} + \frac{K_2 \omega_0}{s - j\omega_0} + \frac{K_3}{s - p_1} + \dots + \frac{K_n}{s - p_n}$$

$$\text{其中 } K_{-j\omega_0} = (s + j\omega_0) R(s) |_{s = -j\omega_0} = \frac{E_m \omega_0 H(-j\omega_0)}{-2j\omega_0}$$

$$K_{j\omega_0} = (s - j\omega_0) R(s) |_{s = j\omega_0} = \frac{E_m \omega_0 H(j\omega_0)}{2j\omega_0}$$

$$\therefore H(t) = \mathcal{L}^{-1}[R(s)] = E_m H_0 \sin(\omega t + \varphi_0) + K_1 e^{p_1 t} + \dots + K_n e^{p_n t}$$

由于元件参数皆为正, 故 p_1, \dots, p_n 皆为负(实部)

$\therefore t \rightarrow \infty$ 时, $r(t) = E_m H_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$

综上, 正弦稳态时 $H(s)$ 等价于 $H(j\omega)$.

由于一般 $e(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(\omega) e^{j\omega t} d\omega$

\therefore 系统频率响应 $H(s) |_{s=j\omega} = |H(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$.

由 $H(j\omega) = \frac{K \prod_{j=1}^m (j\omega - z_j)}{\prod_{i=1}^n (j\omega - p_i)}$ 其中 p_i 在左半平面

$$\text{得 } |H(j\omega)| \approx K \frac{M_1 \dots M_m}{M_1 \dots M_n} \omega^{(k_1 + \dots + k_m) - (l_1 + \dots + l_n)}$$

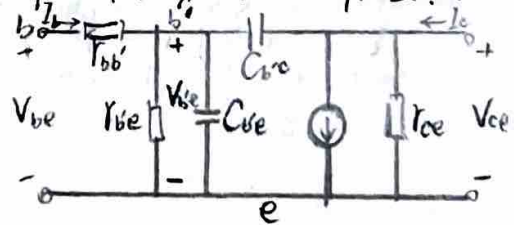
在放大电路中, 若只有电容(混合 π 模型中电容、耦合电容、旁路电容), 则 p_i 又在负实轴.

$$\therefore H(j\omega) \sim \frac{\sum_{k=1}^m \omega^k z_k^2}{\sum_{i=1}^n \omega^2 + p_i^2} \quad \text{即 } \omega \text{ 足够大时 } \sim \omega^{m-n}$$

可画出幅频和相频曲线. 为扩展视野画成波特图/十倍频程 $(20 \lg |H(j\omega)|, \varphi(\omega))$.

2. BJT 为大系数的频率响应.

低、中、高频混合 π 模型



β_0 : 低频时的电流放大系数(共射)

β : 共发射极输出端接为短路时的电流放大系数

α : 低频时的电流放大系数(共基)

α : 共基极接法电流放大系数.

f_β : 使 $|\beta|$ 降至 $0.7\beta_0$ 时的频率.

f_T : 使 $|\beta| = 1$ 的频率, 晶体管特征频率.

$$f_2 = (\beta_0 + 1) f_\beta$$

$$\text{由 } \beta = \frac{I_c}{I_b} |_{V_{ce}=0} = \frac{g_m - j\omega C_{bc} r_{be}}{1 + j\omega r_{be} (C_{be} + C_{bc})} \approx \frac{\beta_0}{1 + j\omega r_{be} (C_{be} + C_{bc})}$$

$$\text{得 } f_\beta = \frac{g_m}{2\pi r_{be} (C_{be} + C_{bc})}, \text{ 令 } |\beta| = 1, \text{ 又得}$$

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta = \frac{g_m}{2\pi (C_{be} + C_{bc})}$$

$$\therefore f_2 = (\beta_0 + 1) f_\beta = \frac{\beta_0 + 1}{2\pi r_{be} (C_{be} + C_{bc})}, f_2 > f_T > f_\beta$$

适用范围: 小信号, $f < f_T$.

编号:

班级:

姓名:

3. 线性失真:

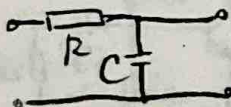
{ 幅度失真 } 无新频率成分
{ 相位失真 }

非线性失真: 产生新频率成分 (maybe)

无失真传输: $H(t) = Ke^{j\omega t} \Rightarrow H(j\omega) = Ke^{j\omega t_0}$

增益带宽积: 中频增益 A_{vsm} · 带宽 BW.

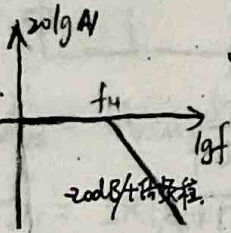
4. 由于单管共射、共集、共基均可近似为 RC 回路, 因此分析 RC 低通/高通滤波器网:

△ 

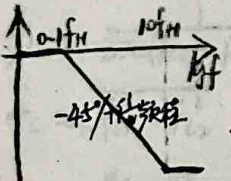
$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + jf/f_H}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

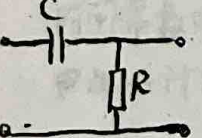
$\therefore 20\lg|H| = 20\lg|1 + jf/f_H|^{-2}$
 $\varphi = -\arctan(f/f_H)$



$f = f_H$ 处误差 $20\lg\sqrt{2} \approx 3\text{dB}$



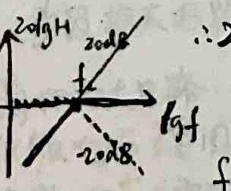
$f = 0.1f_H$ 处误差 $\arctan 0.1 \approx 5^\circ$
 $f = 10f_H$ 处误差 $90^\circ - \arctan 10 \approx 5^\circ$

△ 

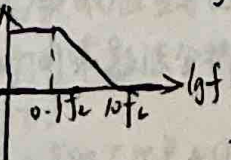
$$H(j\omega) = \frac{jf/f_2}{1 + jf/f_2}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$\therefore 20\lg|H| = 20\lg(f/f_2) - 20\lg\sqrt{1 + (f/f_2)^2}$
 $\varphi = -\arctan(f/f_2) + \frac{\pi}{2}$



$f = f_2$ 处误差 $20\lg\sqrt{2} \approx 3\text{dB}$



$f = 0.1f_2$ 处误差 5°
 $f = 10f_2$ 处误差 -5°

5. 共射高频响应 (二阶零 → 一阶无零)

化简步骤: 容抗单向化 → 忽略 C_m → 合并 R_C

$$A_{vs} = A_{vsm} \frac{1}{1 + jf/f_H}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_s' C_i} : R_s' \text{ 为从 } C_i \text{ 看入的等效电阻}$$

$$G \cdot BW = |A_{vsm} f_H|, R_{b'c} \cdot C_{bc} \cdot C_{be} \downarrow, G \cdot BW \uparrow, f_H \uparrow$$

注: 为提高 f_H , R_s 尽量小 → 恒压激励

△ 共集高频响应 (二阶零 → 一阶零)

化简步骤: 忽略 C_{bc} ($\omega C_{bc} \gg R_s + r_{bb'}$)

$$A_{vs} = A_{vsm} \frac{1 + jf/f_2}{1 + jf/f_p}$$

$$f_2 \approx f_T, f_p = \frac{1}{2\pi R_s' C_{be}}, R_s' \text{ 为从 } C_{be} \text{ 看入的等效电阻}$$

$$f_H = \left(\frac{1}{f_p} - \frac{1}{f_2} \right)^{-1}, r_{bb'} \downarrow, C_{be} \downarrow, f_H \uparrow$$

注: 为提高 f_H , R_s 尽量小, → 恒压激励
 C_{be} 的补偿电流作用使之 f_H 很大

△ 共基高频响应 (二阶无零)

化简步骤: 忽略 $r_{bb'}$ → 分解电流源 → 受控源等效 $\frac{1}{g_m}$

$$A_{vs} = A_{vsm} \frac{1}{(1 + jf/f_{p1})(1 + jf/f_{p2})}$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi(R_s' // r_{e'}) C_{be}} : R_s' // r_{e'} \text{ 为 } C_{be} \text{ 看入的等效电阻}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_L' C_{bc}} : R_L' \text{ 为 } C_{bc} \text{ 看入等效电阻}$$

$$\frac{1}{f_H} \approx \sqrt{\frac{1}{f_{p1}^2} + \frac{1}{f_{p2}^2}}$$

注: 提高 f_{p1} , R_s 尽量大 → 恒流激励
避免 f_{p2} 小, 不宜带容性负载

总结: 高频段串联大电容短, 并联大电容短, 算 f_H
中频段忽略所有电容, 大短小断, 算 A_{vsm}
低频段串联大电容断, 并联小电容断, 算 f_L

6. 放大电路低频响应.

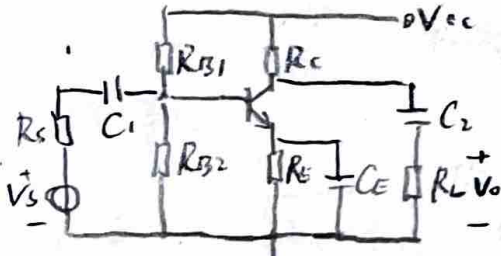
BJT 内部电容皆小: C_{be} 10pF 级, C_{bc} 1pF 级

低频时忽略. 一般: 小电容串并皆断.

化简步骤: 忽略偏置电阻 R_B 忽略 r_{ce}

→ 射极电阻等效至基极回路 → 忽略 R_E

→ 基极回路合并 C, 输出回路等效电压源



$$\dot{A}_{vs} = A_{vsm} \frac{j\omega/f_{L1}}{1+j\omega/f_{L1}} \cdot \frac{j\omega/f_{L2}}{1+j\omega/f_{L2}}$$

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + r_{be})C} \quad C \sim R_s + r_{be} \quad (C \text{ 取最大})$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_2} \quad C_2 \sim R_C + R_L$$

$$f_L \approx \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2} \quad \text{若无 } C_1, C_2, f_L = 0 \text{ (直接耦合)}$$

总法: 由叠加原理 (线性网络), 确定

时间常数时可短路其他电容单计一个

由此一一计出

7. 多级放大电路频率响应

影响放大电路

低频响应主要因素: 耦合电容、旁路电容.

高频响应主要因素: 结电容、分布电容.

时间常数法分析每个电容单独起作用时的 τ .

若与其他 τ 相差十倍以上, 此为互根点, 以计算 f_H/f_L

若与其他相近, 则 $f_L \approx 1.1 \sqrt{\sum f_{Li}^2}$, $f_H \approx (1.1 \sqrt{\sum f_{Hi}^2})^{-1}$

增益提高, 通频带变窄.

八. 多级放大电路.

阻 (后级输入电阻) 容耦合:

不好集成, 低频响应差; 作接电路.



变压器耦合:

体积大, 低频差 大功率电路.



直接耦合:

易集成, $f_L = 0$; 直流电位匹配问题, 零点漂移.

1. 级间直流电位匹配问题.

① 射极接二极管/稳压管 (稳压大功压小)

② 由电源直接电平移动电路 (移 $2R$) 高阻抗

③ NPN-PNP 互补 直流电平移动电路.

2. 零点漂移问题.

零点, 工作点

漂移: 输出电压相对初始值随机波动.

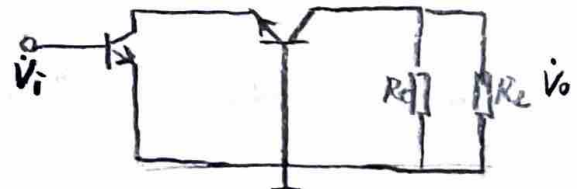
将信号淹没 使后级脱离工作状态

解决: 输入级用差放

3. 放大电路级联计算方法.

往下看包括输入电阻, 往上看包括输出电阻.

1) CE-CB



$$\text{第一级 } A_{v1} = -\frac{\beta R_i'}{r_{be}} \approx -1 \quad (R_i' = r_{be}/(\beta+1))$$

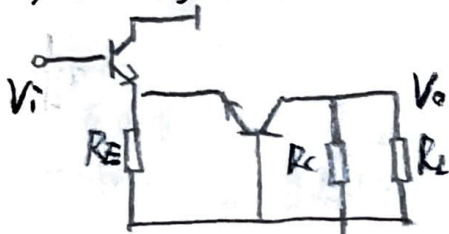
$$\text{第二级 } A_{v2} = -\frac{\beta R_i'}{r_{be}} \quad \rightarrow C_{in} \sim f_H \text{ 大}$$

$$A_v = \frac{\beta R_i'}{r_{be}}$$

$$R_i = r_{be} \text{ 大}$$

$$R_o = R_c \text{ 大}$$

2) CC-CB

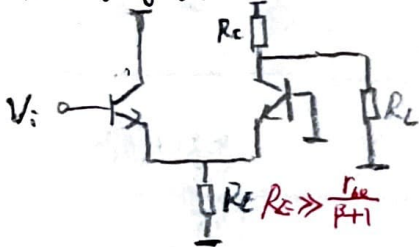


第一级 $A_{v1} = \frac{(\beta+1)R_{L1}}{r_{be1}+(\beta+1)R_{E1}} \approx \frac{1}{2} (R_{L1} = \frac{r_{be}}{\beta+1})$

第二级 $A_{v2} = \frac{\beta R_L}{r_{be}}$

$A_v = \frac{\beta R_L}{2r_{be}}$ 与单端输入单端输出

的差放等效:



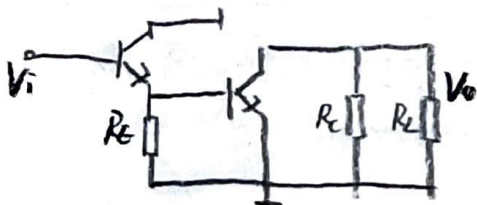
$R_i = r_{be} + (\beta+1)R_{L1}$

$\approx 2r_{be}$

$R_o \approx R_c$

CC、CB的高频响应皆好。

3) CC-CE



第一级 $A_{v1} = \frac{(\beta+1) \cdot r_{be2}}{r_{be1} + (\beta+1)r_{be2}}$

第二级 $A_{v2} = -\frac{\beta R_L}{r_{be2}}$

$A_v = -\frac{\beta(\beta+1)R_L}{r_{be1} + (\beta+1)r_{be2}}$

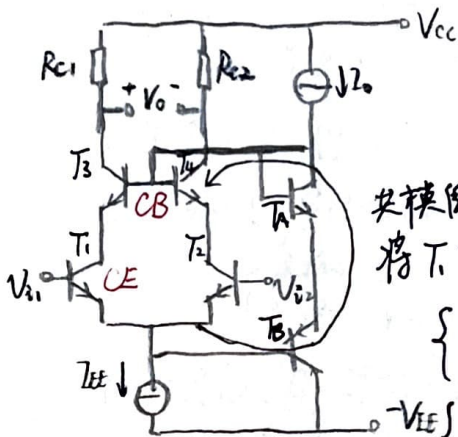
$R_i = r_{be1} + (\beta+1)r_{be2}$ 大

$R_o = R_c$ 大

CC的输出阻抗小 ($\approx \frac{r_{be}}{\beta+1}$), 即CE的等效信号源内阻小, 恒压激励,

f_H 提高.

4) CE-CB差放.



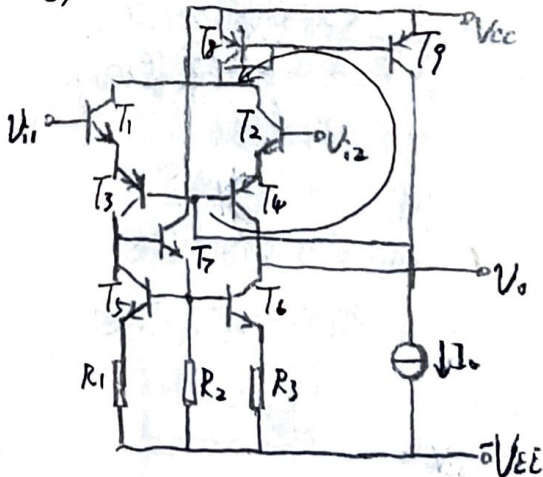
共模同举: I_o 与 T_A, T_B 的作用
将 T_1, T_2 的 V_{CB} 钳于 $0V$.

{ 消除基区宽度调制效应对共模
消除 V_A 不对称对 T_2 影响

{ 提高 K_{cmr}
 I_E 不变时 V_{CE} 变化只加在 βT_4 上

{ 因 $V_{CE} \approx 0, I_{CBO} \approx 0$, 消温漂
因 $V_{CB} \approx 0$, 保护 T_1 免被击穿.

5) CC-CB差放



共模负反馈:

$T \uparrow \rightarrow T_1, T_2, I_{C1} \uparrow \rightarrow T_8, I_{C1} \uparrow \rightarrow T_9, I_{C1} \uparrow \rightarrow T_3, T_4, I_{CB} \uparrow$
 $\rightarrow T_1, T_2, I_{C1} \downarrow$

差模增益高(半边电路分析), R_i, R_o 大.

V_{IDM}, V_{ZCM} 大.

九. MOS管模型.

1. 静态

可变电阻区: $I_D = \frac{K_p}{2} W/L [2(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2]$

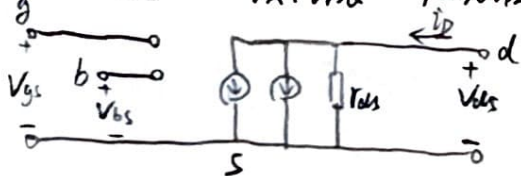
饱和区: $I_D = \frac{K_p}{2} W/L (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS})$

2. 低频小信号

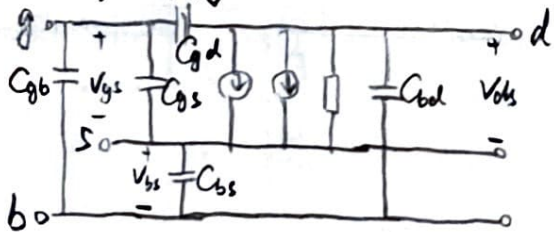
$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2 \sqrt{\frac{K_p W}{2} \cdot I_D}$

$g_{mb} = \eta g_m$

$g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{I_D}{V_A + V_{GS}} = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{GS}}$



3. 高频小信号



当栅源与衬底短接时, $C_{cs} = 0$

$C_{gs} = C_{gb} + C_{gs}$, ~~$C_{gs} C_{ds} = C$~~

$C_{gd} = C_{bd}$

定义输出交流短路(漏源短)时使
电流增益 $i_d/i_g = 1$ 的频率为 $f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$

4. 三种组态基本放大电路: R_D 固定

十. MOS管有源电阻和电流源.

集成MOS管单级放大电路. MOS管差放.

1. 有源电阻(低频)

① 增强型: GD短接: 保证在饱和区.

直流: $R_D = V_{DS}/I_{DQ}$
交流: $r = r_{ds} // \frac{1}{g_m}$ (b.s.短)

② 耗尽型: GS短接: 保证在饱和区.

直流: $R_D = V_{DS}/I_{DQ}$
交流: $r = r_{ds}$ (b.s.短)

应用: 分压器: 长宽比定分压比, 静态特性差与衬底
放大电路负载: 直流小(降低电压), 交流大(A_v 大)

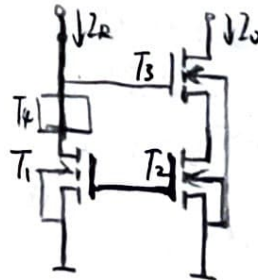
2. 电流源(中频)

① 基本镜像电流源/比例电流源

有源电阻获得参考电流 I_R . $I_0 = [(W/L_2)/(W/L_1)] I_R$
忽略沟道长度调制, $I_0 = \frac{W/L_2(1 + \lambda V_{DS})}{W/L_1(1 + \lambda V_{DS})} I_R$

输出电阻 $R_0 = r_{ds2}$

② 威尔逊电流源/比例电流源



T_3 负反馈, 温度特性好.

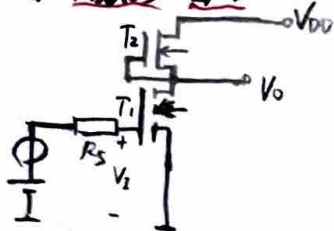
$R_0 \approx (g_{m1} r_{ds1}) r_{ds3}$

在参考支路串有源电阻 T_4 , 使
 $V_{GS4} = V_{GS3}$, 提高镜像精度.

缺点: 比基本镜像电流源动态范围小 ($T_2 V_{DS}$ 大).

3. 共源极放大电路

① NMOS E/D



$$V_2 = V_{GS1} > V_{th}$$

$$V_0 = V_{DS1} > V_{GS1} - V_{th}$$

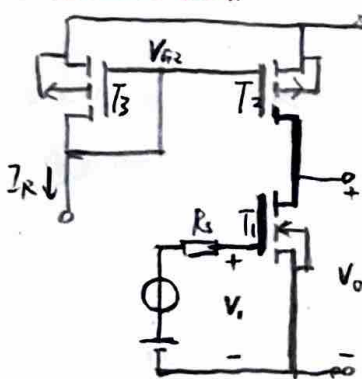
$$V_{DD} - V_0 = V_{DS2} > -V_{off}$$

- 1) 低频: $A_v = -g_{m1} \cdot (g_{ds1} + g_{ds2} + g_{mb2})^{-1} = -g_{m1} R_0$
- 2) 高频: 密勒等效, 采用中频增益算 C_m .

② NMOS E/E

与E/D类似分析, 增益小很多. (多了 g_{m2} 的分母)

③ CMOS CS



PMOS与NMOS
衬底电位一高一低
无衬底调制.
 $V_2 = V_{GS1} > V_{th1}$
 $V_0 = V_{DS1} > V_{GS1} - V_{th1}$
 $V_{GS2} - V_{DD} = V_{GS2} < V_{GS2}$
 $V_{DS1} - V_{DD} = V_{DS2} < V_{GS2} - V_{th2}$

- 1) 直流传输特性: $V_2 \sim V_0$
- 2) 低频 $A_v = -g_{m1} (R_{ds1} // R_{ds2}) = -g_{m1} R_0 \propto \frac{1}{\sqrt{I_{DQ}}}$
- 3) 高频: 密勒等效, 中频增益算 C_m .

5. 共栅极放大电路

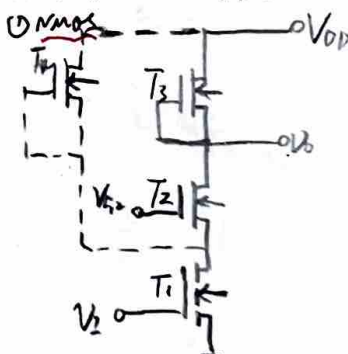
① NMOS E/D

- 1) 低频: $V_{GS1} = V_{GS2} = -V_i$ 具体分析.
- 2) 高频: 与BJT CB相似, 输入节点, 输出节点.

② CMOS CG

- 1) 低频: 负载小了 g_{m2} , 具体分析.
- 2) 高频: 与NMOS E/D类似, 分析 in out 节点.

6. 共源极-共栅极放大电路



1) 低频: $i_{d1} = g_{m1} V_i, V_0 = -R_L' i_{d2}$
 $\approx -g_{m1} R_L' V_i \approx -g_{m1} R_{ds1} // \frac{1}{g_{m2}} V_i$
 $\therefore A_v \approx -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{m2}}$

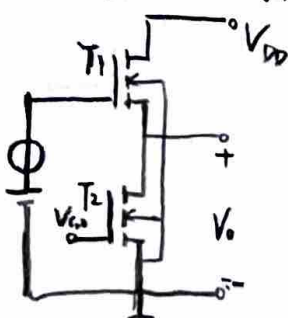
采用动态电阻大的 T_1 使 T_1 的静态电流主要由它提供, 且不影响到 T_2 动态电阻, 提高增益.

- 2) 高频: 输出极点为主极点, 不分析.

② CMOS

- 1) 低频: $A_v \approx -g_{m1} / g_{ds3}$
- 2) 高频: 与NMOS类似.

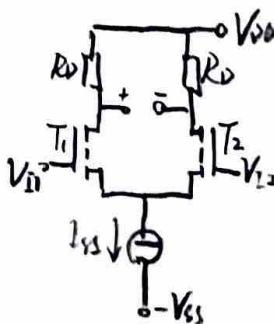
4. 共漏极放大电路



1) 低频:
 $A_v = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1} + g_{m2}}$
 $\approx \frac{1}{1 + \eta_1}$
 $= g_{m1} R_0$

- 2) 高频: 无密勒效应, 高频特性好!
(C_{gs} 延迟增益下降)

7. MOS 差放



$$\begin{cases} i_{D1} = \frac{K_p}{2} (V_{GS1} - V_{th})^2 \\ i_{D2} = \frac{K_p}{2} (V_{GS2} - V_{th})^2 \\ i_{D1} + i_{D2} = I_{SS} \\ V_{D0} = V_{GS1} - V_{GS2} \end{cases}$$

编号:

班级:

姓名:

第

页

$$i_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{K_p W}{2} V_{D1} \frac{I_{SS}}{2} \left(\frac{K_p W}{2} \right)^{-1} V_{D1}^2$$

$$V_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{K_p W}{2} V_{D1} \sqrt{\frac{I_{SS}}{2} \left(\frac{K_p W}{2} \right)^{-1} - \left(\frac{V_{D1}}{2} \right)^2}$$

$$V_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} - \frac{K_p W}{2} V_{D2} \sqrt{\frac{I_{SS}}{2} \left(\frac{K_p W}{2} \right)^{-1} - \left(\frac{V_{D2}}{2} \right)^2}$$

① $V_{D1} \ll \sqrt{\frac{4I_{SS}}{K_p W}}$ 时, 小信号

$$i_{c1} = -i_{c2} \approx \sqrt{\frac{K_p W I_{SS}}{4L}} V_{D1}$$

② $V_{D1} = \pm \sqrt{\frac{2I_{SS}}{K_p W}}$ 时, 限幅区.

1) 普通 MOS 差放.

双端输出: $A_{vD} = -g_m(R_D // r_{DS})$

$$A_{vC} = 0 \quad K_{CMR} = \infty$$

单端输出: $A_{vD1} = -\frac{1}{2} g_m(R_D // r_{DS})$

$$A_{vC1} = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}}, \quad K_{CMR} \approx g_m R_{SS}$$

高频: 半边分析, 与 CS 类似.

2) 有源负载 ED

低频: 半边分析, 共模时考虑大管 g_{mb} .

高频: CS.

3) 有源负载 E/E.

低频: 多了 g_{mb} 枝.

高频: CS.

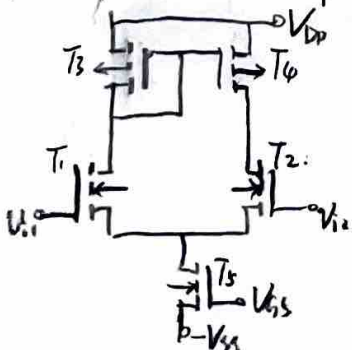
4) CMOS (PMOS 负载).

低频: 半边分析, 共模不分析

高频: CS

5) CMOS (PMOS 尾源)

低频: 不能半边分析, 负载不对称.



$$i_{c1} \approx -i_{c2} = g_m (V_{i1} - V_{i2}) / 2$$

$$i_o = i_{c1} - i_{c2} \approx 2i_{c1} = g_m (V_{i1} - V_{i2})$$

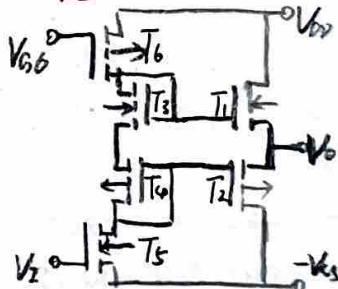
$$V_o = i_o (r_{DS1} // r_{DS2}) \approx g_m (r_{DS1} // r_{DS2}) (V_{i1} - V_{i2})$$

$$\therefore A_{vD} = g_m (r_{DS1} // r_{DS2})$$

高频: 重输出节点, 不分析.

十一. CMOS 输出级.

1. CMOS CD.

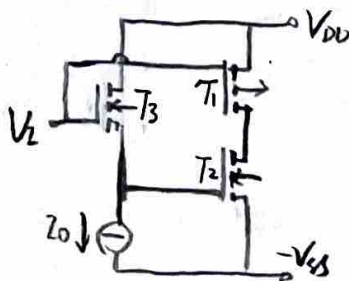


T1, T2: 互补 CD 甲类
T3, T4: 偏置元件
T5: 辅助级 CS 甲类
T6: 有源负载.

动态范围 (正向):

$$\begin{cases} V_o = V_{DD} - |V_{GS6}| - V_{GS1} \\ V_{GS6} \geq V_{GS6} - V_{GS6} \Rightarrow \text{最大范围时 } V_{GS6} = V_{GS6} - V_{GS6} \\ |V_{GS1}| > |V_{GS4}| \end{cases}$$

2. CMOS CS.



T1, T2: 互补 CS 甲类
T3, T4: CD, 移动电平.

$$V_{GS1} = V_{GS} - V_{DD}$$

$$V_{GS2} = V_{GS} - V_{GS3} + V_{GS}$$

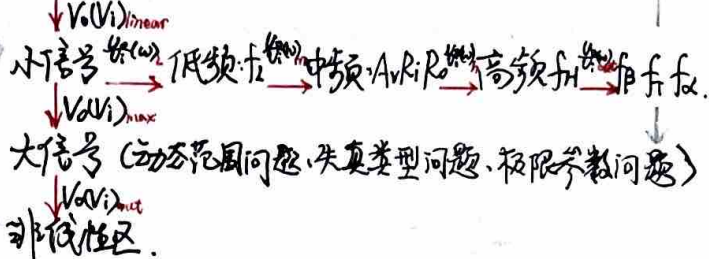
动态范围大, 输出电阻大.

BJT, MOS

有源负载、电流源、电压源、基本放大电路
(负载) (负载、偏置) (偏置) (3+3)

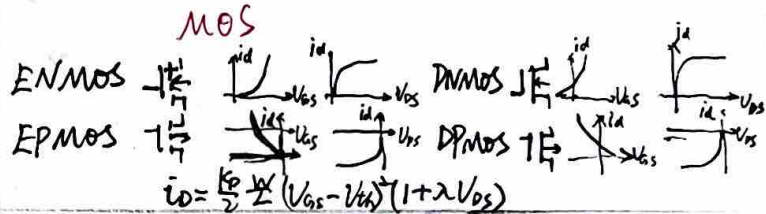
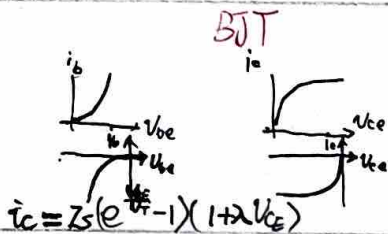


直流
(瞬时)



一. BJT, MOS

NPN
 PNP



二. 有源负载、电流源、基本放大电路

1. 有源负载

2. 电流源

基本镜像 (VA) 微 威尔逊
(缓冲管改进及双负载改进 → 比例源 (补偿管改进))

3. 基本放大

CE | CC | CB

EMOS GD短 PMOS GS短. 中低频电阻; 高频阻抗

基本镜像 (V_D) 威尔逊: 静态分压计算 作为CE、CS负载的
(比例源) (比例源, 补偿管改进) 传输曲线; Z_o, I_c, R_o.

直流	B、C分别偏置; C-电阻(电阻偏置)			G、D分别偏置; D-电阻(有源电阻)偏置.			电压源与零定理.
f_L	忽略 (2.2)	忽略	忽略	忽略	忽略	忽略	戴维宁; MOS静态分压
A_v	$-R_C / r_{be}$	$\frac{R_C}{r_{be} + (\beta+1)R_E}$	R_C / r_{be}	$-g_m R_D$	$\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$	$\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} \approx g_m R_D$	BJT: B-E等效法; NMOS: 衬底 V_{GS} PMOS: 衬底 V_{GS}
R_i	r_{be}	$r_{be} + (\beta+1)R_E$	$r_{be} / (\beta+1)$	∞	∞	$1/A_v \approx 1/g_m$	CB: 电流源/分压
R_o	R_C	$R_E \parallel \frac{R_C + V_{CC}}{\beta+1}$	R_C	$R_D \parallel R_{GS}$	$R_S \parallel R_{GS} \parallel g_m$	$R_D / (1 + g_m R_S)$	定理.
f_H	忽略 (1.0) 恒压	忽略 C_c (1.1) 恒压	忽略 i_{b2} (2.0) 恒压	忽略 (2.0) 恒压	~	~	

大信号 在直流工作点上加交流负载线: $V_{om1} \approx V_a, V_{om2} \approx I_a \cdot R_{load}$

三. 差放

直流 小信号 大信号
传输线 $V_o(V_i)$ 双: 单: CE: f_H V_{om} : 极限参数
电阻偏置时 CE (with R_E): K_{cur} V_{ZM} : 上下饱和
~ ~ CS (with R_S): K_{cur} ~
线性区过限; 限幅区
单边电路法 cap for
单: 电流源/分压 (A_v, R_o)

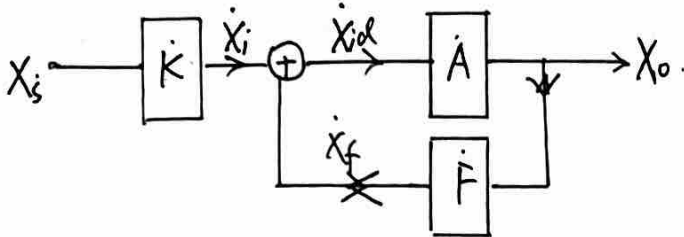
四. 多级放大

直流	CE-CB CC-CB CCCE CE-CB差放 CC-CB差放			CS-CG			调节工作点的方法: 调B/G偏置电阻; 用电压源作负载 改子处 (A/D).
f_L	三种耦合 (阻容 f_L 直接 → 三种匹配; 差放所需)			一种耦合, 考虑增益管增大放大管 g_m .			求工作点的方法: 找偏置电阻/电压源 引入负反馈的作用
A_v	各级时间常数与频率; 修正 1-1			~			复合管的计算
R_i	~			~			复合管阻值电阻作用
R_o	~			~			~
f_H	~			~			~

五. 互补输出级

直流 小信号 大信号
 $V_o = 0$ V_{GS} : 分压 V_{GS} : 通-断 (剩 R_{GS}) V_{GS} : 通-断 (剩 R_{GS})
乙类 R_{GS} : 0; R_{GS} : $\frac{V_{CC}}{2}$ CE-CC: 推-正; 正向最大 V_{GS} 最大 V_{GS} : 通-断 (剩 R_{GS})
甲乙类 输入级: 偏置 A_v ↑ 前级: 互补管电阻 有源负载: 负载管电阻
~ ~ CD 对称 同上. CD 正向: 通-断 (剩 R_{GS}) V_{GS} : 通-断 (剩 R_{GS})
~ ~ CS 中的匹配问题 CS 正向: 通-断 (剩 R_{GS}) V_{GS} : 通-断 (剩 R_{GS})
~ ~ $\eta = P_o / P_{DC} = \frac{1}{2} V_{om} / V_{CC}$

六. 反馈放大电路.



$$A = \frac{X_o}{X_{id}} : \text{开环增益.}$$

$$A_f = \frac{X_o}{X_i} = \frac{A}{1+AF} : \text{闭环增益. } F = \frac{X_f}{X_o} : \text{反馈系数.}$$

$$A_{kf} = \frac{X_o}{X_s} = K A_f : \text{源增益.}$$

$$AF = \frac{X_f}{X_{id}} : \text{环路增益.}$$

$$|D| = |1+AF| : \text{反馈深度.}$$

$$|D| > 1 \text{ 负反馈, } \gg 1 \text{ 深度负反馈.}$$

$$< 1 \text{ 正反馈}$$

$$= 0 \text{ 自激.}$$

1. 直流反馈:

直流通路存在反馈: 不饱, 稳定工作

2. 交流反馈:

电压串联: 压控电压源, 宜恒压激励.

电流并联: 流控电流源, 宜恒流激励.

电压并联: 流控电压源, 宜恒流激励.

电流串联: 压控电流源, 宜恒压激励.

若是串联反馈, 用瞬时极性法判断反馈极性.

若是并联反馈, 用瞬时流向法判断反馈极性.

3. 反馈的频率响应

$$A_f = \frac{A}{1+AF}$$

$$\textcircled{1} \text{ 中频: } \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{AF} \frac{dA}{A}$$

$$\textcircled{2} \text{ 中频: 串联: } R_{if} = (1+AF)R_i$$

$$\text{并联: } R_{of} = R_o / (1+AF)$$

$$\textcircled{3} \text{ 中频: 电压: } R_{if} = R_o / (1+AF)$$

$$\text{电流: } R_{of} = (1+AF)R_o$$

$$\textcircled{4} \dot{A} = \frac{A_m}{1+jf/f_H}, \text{ 基本放大电路有一个极点.}$$

$$A_f = \frac{A}{1+AF} = \frac{A_m}{1+A_m F} \frac{1}{1+jf/f_{HF}}, \text{ 引入反馈后,}$$

$$f_{HF} = (1+A_m F) f_H; A_{mf} = \frac{A_m}{1+A_m F}, \text{ 增益带宽积不变}$$

$$\textcircled{5} F_f = D / |1+AF|, D: \text{非线性失真系数.}$$

注: 比较波形失真程度须使输出幅度相同.

$$\textcircled{6} AF = -1, \text{ 即 } |AF| = 1 \text{ \& } \Delta\varphi_A + \Delta\varphi_F = \pm n \text{ 时成数}$$

起振条件: $|AF| > 1$ \& $\Delta\varphi_A + \Delta\varphi_F = \pm n$, 受器件

非线性限制稳定在等幅振荡.

4. 反馈的稳定性 (设 $\Delta\varphi_F = 0$: 反馈网络纯阻性).

① 当 $20\lg|A| - 20\lg|1/F| = 0$, 看 $\Delta\varphi_A$ 是否到 -180° , 于 A 的 Bode 图上, 可判断反馈电路稳定性 (是否自激)

$$\left. \begin{array}{l} \text{增益裕度: } G_m = 20\lg|A| - 20\lg|1/F| \Big|_{\Delta\varphi = -180^\circ} \Rightarrow \leq 70\text{dB} \\ \text{相位裕度: } \varphi_m = \Delta\varphi_A - (-180^\circ) \Rightarrow \geq 45^\circ \end{array} \right\}$$

注: Bode 图画法:

幅频: f_p 以右: $-20\text{dB}/\text{十倍频}$ (误差 3dB)

相频: $0: f_p \sim 10f_p: -45^\circ/\text{十倍频}$ (误差 $5-7^\circ$).

$$\textcircled{2} \text{ 精确算法: 由 } \dot{A} = |A(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$$

当 $\Delta\varphi_A = \varphi(\omega) = -180^\circ$ 时, 看 $|A(j\omega)|$ 是否 $> 1/F$.

① 相位补偿

由3知,增大F在中频时可改善电路性能

由4知,增大F在高频时更易引起自激

现引入相位补偿,使F较大时也能远离自激

a. 电容滞后补偿

1) 在产生主极点的结点加入接地电容,左移 f_{p1}

若 $F=1$,则需左移 f_{p1} ,使 $20\lg|A|_{f=f_{p1}}=0$

2) 在产生主极点反相放大器件输入与输出间

加入密勒电容(分裂极点电容)

{ BJT: 产生正值零点 $f_z \gg BW_G$,无影响

{ MOS: 产生两正零点 $f_z \sim f_{p1}$,用密入CRK法解决

若 $F=1$,同样要实现单位增益补偿

b. 电容、电阻滞后补偿(极点-零点对消补偿)

1) 在产生主极点的结点加入接地RC,消 f_{p1} ,移 f_{p1}

若 $F=1$,则需左移 f_{p1} ,使 $20\lg|A|_{f=f_{p1}}=0$

2) 密勒电容补偿同a

c. 超前补偿

在易于产生自激的频率附近引入超前补偿零点

注: 密勒电容补偿引入的正直零点有滞后相移,故需消除

七. 集成运算放大器及其基本应用电路

1. 组成:

① 差动输入级 (V_{i0} , I_{i0} , I_{i2} 小, R_{id} 小, R_{ic} 大, K_{cmr} 大)

② 中间级 (A_v 大, R_i 大, 电平移动)

③ 输出级 (P_o 大, R_o 小, 动态范围大)

辅: 直流偏置、电平移动、相位补偿、调零端、过流保护

2. 差模传输特性 & 共模传输特性

$$V_o(V_{id}) = \begin{cases} A_{vd} V_{id} = A_{vd}(V_p - V_n) & (V_{o2}/A_{vd} > V_{o1}/A_{vd}) \\ V_{oL} & (-\infty, V_{o1}/A_{vd}) \\ V_{oH} & (V_{o1}/A_{vd}, \infty) \end{cases}$$

$$V_o(V_{ic}) = 0$$

3. 参数

① 输入失调电压参数

V_{i0} : 输入失调电压

加 V_{i0} 使 $V_o=0$ when 静态

反映运放中电路对称性和电平匹配

I_{i3} : 输入偏置电流

$I_{i0} = (I_{iN} + I_{iP})/2$ when 静态

反映输入差分管 β 大小和输入电阻大小

I_{i2} : 输入失调电流

$I_{i2} = |I_{iP} - I_{iN}|$ when 静态

反映输入差分管 β 不对称程度

注: 密勒 $V_{id} \gg V_{i0} + R_s I_{i2}$

② 差模特性参数

f_H : 上限截止频率 $f_H = BW$

BW_G : 单位增益带宽 $BW_G \approx A_{vd} f_H$ when 单极点

③ 共模特性参数

R_{ic} : 每个输入端看入的共模动态电阻

④ 大信号特性参数

S_R : 转换速率(速率): $S_R = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{max}$

BW_p : 功率带宽: $BW_p = \frac{S_R}{2\pi V_{om}}$

编号:

班级:

姓名:

第 页

注: 当运放内采用密勒电容补偿.

$$i_{o1} \approx i_c = -C_c \frac{dV_o}{dt}, \quad \frac{dV_o}{dt} \approx -\frac{V_{o1}}{C_c}$$

$$S_{Rc} = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{max} \approx \pm \frac{I_{EE}}{C_c}$$

$$\alpha A_{vol} = \frac{V_o}{V_{id}} \approx -\frac{I_{o1}}{j\omega C_c V_{id}} \approx -\frac{A_{\mu 1}}{j\omega C_c}$$

$$\therefore BW_G \approx \frac{A_{\mu 1}}{2\pi C_c}$$

$$\therefore S_R \approx \pm \frac{I_{EE}}{A_{\mu 1}} \cdot 2\pi BW_G$$

4. 例子.

① BJT: F007 P321.

1) 输入级: CC-CB 差放, 输入差模, 输出 i_c .

2) 中间级: 复合管 CE

3) 输出级: 电流源负载互补输出级 133-14

4) 直流偏置: 微电流源降低功耗.

5) 相位补偿: 密勒电容补偿 (单位增益)

6) 调零端: 零输入零输出.

7) 过流保护: 电流取样 \rightarrow 保护管导通 \rightarrow 限流.

② MOS: P335.

1) 输入级: CMOS 差放.

2) 输出级: CMOS 互补输出级.

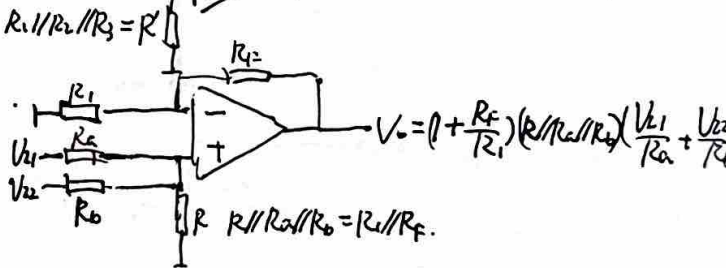
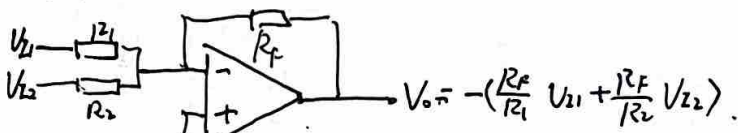
3) 相位补偿: 带 R_{null} 的密勒电容补偿.

注: $R_{null} = \frac{1}{g_m}$.

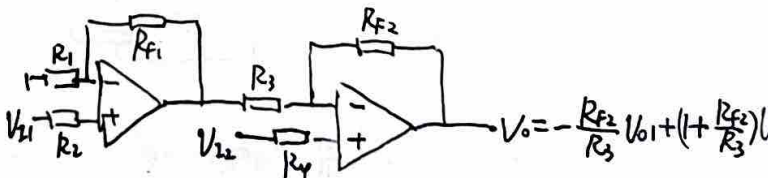
5. 运放的线性应用.

直流 ~~电压~~ 负反馈 \rightarrow 线性区 \rightarrow 虚短、虚断.

① 加法:



② 减法:



③ 积分、微分

积分: 在反馈回路并大电阻保持直流负反馈通路

微分: 在反馈回路并小电容起相位补偿作用.

6. 运放的非线性应用.

正反馈/正反馈 \rightarrow 非线性区 $\rightarrow V_o = V_{OH}/V_{OL}$.

不加相位补偿电路, 提高工作速度.

参数:

1) ΔV_i : 灵敏度: $V_o - V_i$ 曲线中 $0.1(V_{OH} - V_{OL}) \sim 0.9(V_{OH} - V_{OL})$
开环增益 \uparrow , $\Delta V_i \downarrow$

2) Δt : 响应时间: $V_o - V_i$ 曲线中 $0.1(V_{OH} - V_{OL}) \sim 0.9(V_{OH} - V_{OL})$

$$S_R = \frac{0.8(V_{OH} - V_{OL})}{\Delta t} \quad \text{高速宽带, } \Delta t \downarrow$$

编号:

班级:

姓名:

第 页

① 单限电压比较器: 无反馈.

② 滞回比较器 (施密特触发器): 正反馈.

反相输入: 左上 → 右下.
同相输入: 左下 → 右上.

$\Delta U_{th} = V_{th1} - V_{th2}$ 反馈深度.

③ 窗口比较器.

注: 限幅措施: 输入输出 (负反馈稳压管).

输入 (极间=极管); 输出 (对地稳压管).

八. 脉冲波形的产生与处理电路.

单极点放大电路 ~ RC 低通:

充电: $V_o = V_m(1 - e^{-t/RC})$

$t_r = RC \ln \frac{V_m - 0.1V_m}{V_m - 0.9V_m} \approx 2.2RC$

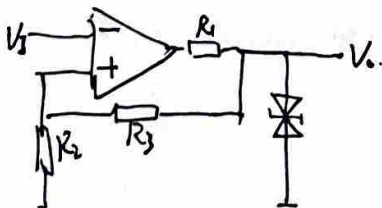
放电: $V_o = V_m e^{-t/RC}$

$t_f = RC \ln \frac{0 - 0.9V_m}{0 - 0.1V_m} \approx 2.2RC$

$t_{r/f} \approx 2.2 \ln 9 \approx 0.35$

1. 滞回比较器 (施密特触发器):

电平触发; 双稳态.

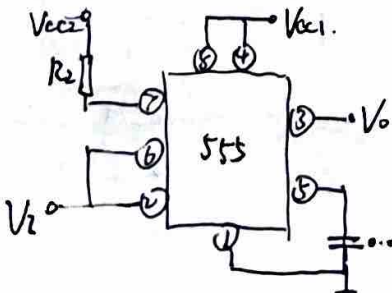


$V_{th1} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_2$

$V_{th2} = -\frac{R_1}{R_2 + R_3} V_2$

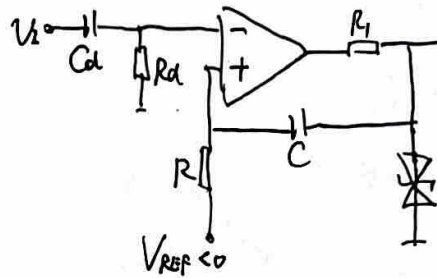
$V_{th1} = \frac{2}{3} V_{cc1}$

$V_{th2} = \frac{1}{3} V_{cc1}$



2. 单稳态触发器.

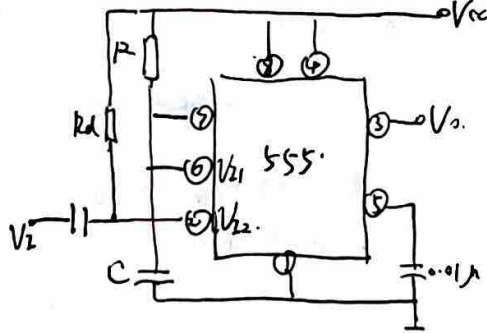
边沿触发; 单稳态; 单稳稳态 → 脉冲调制.



初: $V_p = V_{REF} \rightarrow V_o = V_2$
 $t_w = RC \ln \left| \frac{V_{REF} - (V_{REF} + V_2)}{V_{REF} - 0} \right|$

$= RC \ln \left| \frac{2V_2}{V_{REF}} \right|$

$t_{re} \approx 3RC$



初: $V_{i1} = 0, V_o = V_{OL}$

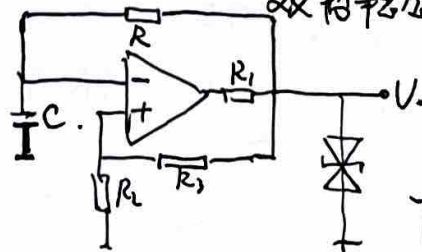
$t_w = RC \ln \left| \frac{V_{cc} - 0}{V_{cc} - \frac{2}{3}V_{cc}} \right|$

$= RC \ln 3$

$t_{re} \approx 0$

3. ~~施密特触发器~~ 双稳态触发器.

双稳态 → 压控振荡



$V_{th1} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_2$

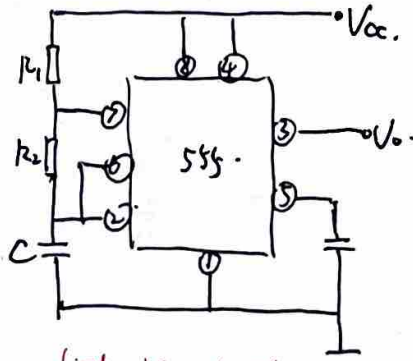
$V_{th2} = -\frac{R_1}{R_2 + R_3} V_2$

$T = RC \ln \frac{V_2 - V_{th2}}{V_2 - V_{th1}}$

$+ RC \ln \frac{V_2 - V_{th1}}{V_2 - V_{th2}}$

$= 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_3} \right)$

first: $V_o = 0, V_o = V_2$



$V_{th1} = \frac{2}{3} V_{cc}$

$V_{th2} = \frac{1}{3} V_{cc}$

$T = (R_1 + R_2) C \ln \frac{V_{cc} - V_{th2}}{V_{cc} - V_{th1}}$

$+ R_2 C \ln \frac{0 - V_{th1}}{0 - V_{th2}}$

$= (R_1 + 2R_2) C \ln 2$

first: $V_2 = 0, V_o = V_{OH}$

改来回向时间常数, 加积分器, 可得锯齿波发生器.

△ 由 V_{th1}, V_{th2} 算幅度, 由 $I_{at} = C \frac{dU}{dt}$ 算周期.

九. 模数转换器和数模转换器.

1. D/A转换器.

① 技术指标.

MSB: D_{n-1}

LSB: D_0

$$V_{LSB} = \frac{V_{om}}{2^n - 1} = \Delta V$$

$$\text{分辨率: } V_{LSB}/V_{om} = \frac{1}{2^n - 1}$$

t_{set} : 误差进入 $\pm \frac{1}{2} V_{LSB}$ 的时间.

② 基本电路.

1) 倒T形电阻网络.

$$i_0 = \frac{V_{ref}}{R} \cdot \frac{1}{2^n} \sum_{i=0}^n D_i \cdot 2^i$$

模拟开关的导通电阻影响匹配精度.

2) 权电流:

$$i_0 = I \cdot \frac{1}{2^n} \sum_{i=0}^n D_i \cdot 2^i$$

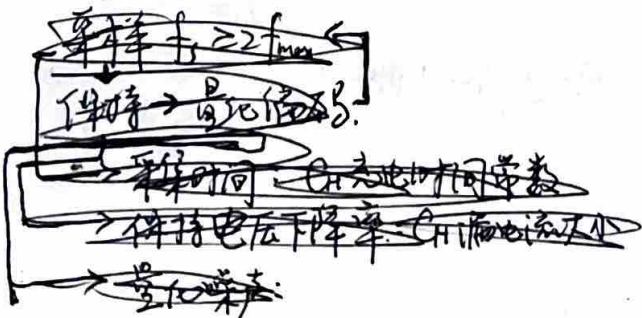
电流值基本不受模拟电阻 $R_0 \cdot V_0$ 影响.

3) 电阻分层结构:

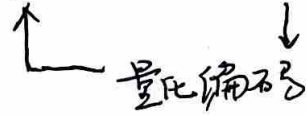
$$V_0 = V_{REF} \cdot \frac{1}{2^n} \sum_{i=0}^n D_i \cdot 2^i$$

各路选择器选择 $0: \frac{1}{2^n} V_{REF} : \frac{2^n - 1}{2^n} V_{REF}$ 的一个, 需高输入阻抗的缓冲级.

2. A/D转换器.



$$\text{采样 } f_s \geq 2f_m \rightarrow \text{保持}$$



采样时间: C_H 充电时间常数

保持电压下降率: C_H 漏电流大小

量化噪声: 舍尾取整法: $\Delta = \frac{1}{2^n}$ 误差: Δ

四舍五入法: $\Delta = \frac{2}{2^{n+1}}$ 误差: $\frac{\Delta}{2}$

① 技术指标.

V_{im} : 最大输入电压

$V_{im}/2^n$: 最小输入电压 = 分辨率.

② 基本电路.

1) 并行比较型

时间: 1 元件: $2^n - 1$ 比较器.

2) 分段并行 (分 k 段).

时间: $k + \dots$ 元件: $k(2^k - 1)$ 比较器.

3) 反渣计数器型.

时间: $(2^n - 1) T_{cp}$

4) 逐次逼近型

时间: $(n+2) T_{cp}$. $\frac{1}{2} V_{REF} \Rightarrow \frac{1}{2^2} V_{REF} \Rightarrow \dots \Rightarrow \frac{1}{2^n} V_{REF}$

5) 双积分型.

时间: $2^{n+1} T_{cp}$ $T_1 = 2^n T_{cp}$, $T_2 = -\frac{V_x}{V_{REF}} \cdot 2^n \cdot T_{cp}$

$$V_{max} = -\frac{V_x}{R C} \cdot 2^n T_{cp}$$

编号:

班级:

姓名:

第 1 页

3.1.1 PNP单管放大原理.

3.1.2 由频率等效电路判断对正弦信号的放大作用.

3.2.1 决定电压增益的因素.

$$A_v = \frac{-\beta R_c}{R_b + r_{be}}, A'_v = \frac{-\beta R_c}{R_b + r_{be} + r_s}$$

3.2.2 决定电压增益的元件参数.

$$V_o = -\frac{\beta R_c // R_D}{R_b + r_{be}} V_i$$

3.3.1 ① 图解法与静态工作点.

分析方法: 直流通路 \rightarrow 输入的约束方程与输入特性曲线交点求出 $I_B \rightarrow$ 输出的约束方程与 I_B 对应的输出特性曲线交点求出 Q 点.

② 图解法与动态范围.

分析方法: 输入特性曲线中 V_{BE} 上加信号 \rightarrow I_B 上信号 (2 的波动) \rightarrow 工作点波动 (输出特性曲线中) (与输入反相) \rightarrow Q 点离饱和区较近 \rightarrow 输出电压波形底部切顶.

3.3.2 图解法分析静态工作点;

图解法分析静态上加以正弦信号

\rightarrow 动态范围 V_{om1}, V_{om2} 的图解求解.

3.3.3 ① 由失真波形判断失真类型:

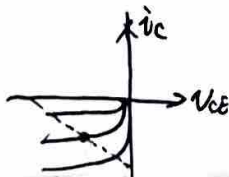
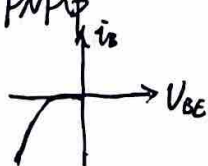
底部切顶: 饱和失真; 顶部切顶: 截止失真 (BJT 共射极的反相): 熟记输出特性曲线.

② 消除失真办法:

底部切顶 \rightarrow 降低工作点 \rightarrow 降 $I_c \rightarrow$ 降 $I_B \rightarrow$ 降 V_{BB} .

顶部切顶类似.

③ PNP 中



底部切顶: 截止失真
顶部切顶: 饱和失真.

3.3.4 基本共射放大

(1) 静态工作点: 去电容 (开), 直流通路.

(2) 动态性能: 中频中频短路与旁路电容, 开 BJT 极间电容, 中频交流通路.

$$A_v = -\frac{\beta R'_i}{r_{be}} \quad (r_{be} = r_{be} + r_{be} = r_{be} + \frac{\beta V_T}{I_{CQ}})$$

$$R_i = R_b // R_{be} \quad (\text{分两段算法})$$

$$R_o = r_{ce} // R_c \approx R_c \quad (V_i \rightarrow 0, R_i \rightarrow \infty)$$

3.3.5 共射, 含射极旁路电阻 (负反馈稳定静态工作点) 和射极旁路电容 (中频短路与射极电阻提高增益).

(1) 静态工作点: 电压源分割法, 戴维宁算 V_{BB} .

(2) 动态性能: 中频等效电路, 源增益 $A_{vs} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_v$

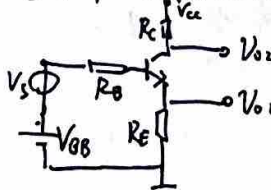
(3) 动态范围: $V_{om1} = V_{CEQ} - V_{CE(sat)}$, $V_{om1} = V_{CEQ} - V_{CE(sat)}$
 $V_{om2} = R'_i \cdot I_{CQ}$ (截止三角).

3.3.6 基本共射放大, 电阻偏置.

画直流通路, 中频交流通路, 算静态工作点和动态性能
注意: 源电压增益:

$$A_{vs} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_v$$

3.4.1 分相器电路 (共集 & 共射)



V_{o1} 输出: 共集

$A_{v1} = A_{vs1} = \beta R_E / (R_b + r_{be} + \beta R_E)$ 同相

$$R_{o1} = \frac{R_b + r_{be}}{\beta + 1} // R_E \quad (\text{分相器法})$$

V_{o2} 输出: 共射.

$$A_{v2} = A_{vs2} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (\beta + 1) R_E} \quad \text{反相}$$

$$R_{o2} = R_c \quad (\text{受旁路电流源阻断})$$

加重载时, $A_{vs1} = \frac{\beta (R_E // R_D)}{R_b + r_{be} + \beta (R_E // R_D)}$, $A_{vs2} = -\frac{\beta (R_c // R_D)}{R_b + r_{be} + (\beta + 1) R_E}$
为使 A_{vs1}, A_{vs2} 接近 1 而反相, R_c 应尽量大.

编号:

班级:

姓名:

第 2 页

3.4.2 基本共集: 射极跟随器 (电压跟随器)

(1) 静态工作点 (电压源分割法, because of 偏置电阻)

(2) 动态性能: 中频等效电路

输入电阻: 令电压源短路, 从输入端看
输出电阻: 令电压源短路, 从输出端看 } 可分成两级!

3.4.3 带阻 (C₂) 的共集. 电压源分割法!

(1) 静态工作点: ~~求 I_B, I_E, I_C~~ 列方程求解

(2) 动态性能: 中频等效电路: 所有电容短路

含反馈电阻 R_f, 故不能用等效极性法
直接求, 要列方程求解, 或用密勒等效法

(3) C₂ 开路后的动态性能: 基极电阻偏置
R_B 与原输入电阻并联, 用等效极性法
即可计算

3.4.4 基本共基: 电压跟随器

(1) 直流通路: 中频时, CE 间电压控电流源

由 V_{CE}, RE 间 r_{be} + r_{ce}

(2) 动态性能: 等效极性法 (极性转换法)

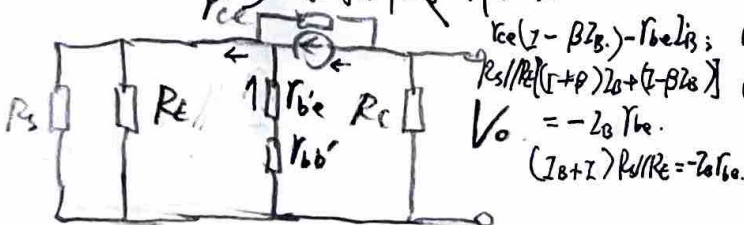
R_e 与等效至发射极的基极电阻并联

求输出电阻: 由电压源短路, 从输出端看

作用, R_o = R_e

3.4.5 基本共基: 不忽略 r_{ce} 时的等效 R_o

仍用等效极性法, 不过电压源短路的作用消失, 要列方程求解: V_o =



3.4.6 共基极 ~~电压~~ 电阻的共基放大

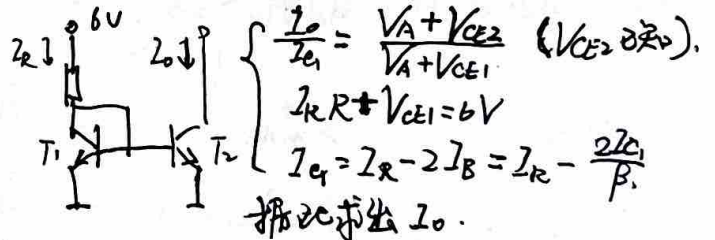
动态性能: B-E 等效极性法

3.4.7 共基. 完整 (带偏置) 电路

(1) 静态工作点: 列方程

(2) 动态性能: 还原成共基极交流通路:
带基极反馈电阻; B-E 等效极性法

3.5.1 基本镜像电流源, 考虑基区宽度调制



$R_o = r_{ce} = \frac{V_{CE2} + V_A}{I_o}$ 即可得

3.5.2 基本镜像多电流源

(1) 输出电流 I_o:

$$\begin{cases} I_R R + V_{CE} = V_{CC} \\ I_R = 2\beta I_B + 5I_B \\ I_o = 3\beta I_B \end{cases}$$

(2) 输出电阻. 原则: 电压源短路 (其 I_o = ∞)

3.5.3 双镜像电流源

共参考支路的镜像电流源和输出源

两个特性方程 + 一个 KVL 求输出电流 (含 I_o)

3.5.4 带缓冲管和补偿电阻的多路电流源

(1) 输出电流 I_{oi}: 按比例电流源关系写出

(2) T 作用: 减少对 I_o 分流, 提高比例精度

R 作用: 由于 β 随 I_C 变, 故 R 作持 I_C 不致太小, 保证了 β 不会变小

编号:

班级:

姓名:

第 3 页

3.6.1 单端输入双端输出差放.

画输出波形: $\left\{ \begin{array}{l} \text{放大区: 不失真 (1)} \\ \text{过渡区: } \text{失真 (2) 不规则失真} \\ \text{饱和区: } \text{失真 (3) 顶部失真} \end{array} \right.$

3.6.2. 由比例电流源偏置差放.

(1) 静态工作点: 电流源输出电流 \rightarrow 对称性.
 \rightarrow 差模为大管基极静态电位加.

(2) 双端输出取差模电压增益: 半边电路法 CE.
 差模输入电阻 $2r_{be}$.

单端输出时的 $K_{CMR} = \frac{\beta R_{EE}}{r_{be}}$: 需算比例电流源
 输出电阻 $R_{id} = r_{ce} (1 + \frac{\beta R_{E3}}{r_{ce} + R_{E3} + R_L // R_2})$.

(3) V_{IDM}, V_{ICM} : 前者不致差放为大管击穿
 后者不致上下 BJT 饱和 (利用静态工作点)

3.6.5. 带调节的差放.

Avd-Rid 半边电路法; CE: (B-E 等极性法).

3.6.6. 比例电流源偏置、有源负载差放.

(1) 差模电压增益、差模输出电阻、差模输入电阻
 有源负载输出电阻. $\left. \begin{array}{l} \text{及 } R_{id} \text{ 输出电阻} \\ R_L \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Avd}, R_o, R_{id} = 2r_{be}$.

(2) 有源负载除去反馈电阻后的动态性能.
 算法同上.

(3) V_{ICM} ($V_{icm} < V_{ic}$, $V_{icm} > V_{is}$).

3.7.1. 甲乙类二极管补偿互补输出级.

(1) 静态工作点:
 输入的静态偏压使 $V_o = 0$.
 以及其对称点电位加, 以此算其它.

(2) 动态范围.
 $\left\{ \begin{array}{l} \text{正向: 补偿二极管截止, 算上半部分回路.} \\ \text{反向: 甲类放大管饱和.} \end{array} \right.$

(3) 最大输出功率 (平均功率, 非瞬时).

$$\left\{ \begin{array}{l} P_o = \frac{1}{2} V_{om} I_{om} \text{ (正向时求得)} \\ P_{DC} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \frac{V_{om}}{R_L} \text{ 都非极限运用} \end{array} \right.$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} \quad V_{om} \text{ 取 } V_{om+} \text{ 与 } V_{om-} \text{ 小者算.}$$

(4) 输入小信号时的 A_v, R_i, R_o .

忽略二极管的动态电阻, 电路变为 CE-CC 形式. 第一级负载为 $R_{c1} // R_{i2}$ 第二级负载为 R_L , 第一级输出电阻为 R_{c1} . 是否二级的输入电阻, 第二级的输出电阻为 R_{c2} .

$$\frac{R_c}{\beta + 1} // R_L$$

3.6.3 电阻偏置差放

(1) 静态工作点: 硬上.

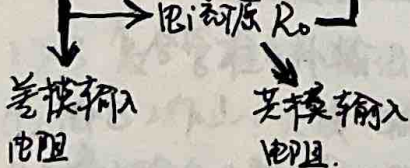
(2) 双端输出电压 } 将瞬时值分差模和共模.
 单端输出电压 } 差模为小信号, 按公式算差模输出;
 共模为大信号, 按静态求共模输出.

(只有电阻偏置的单管情况下共模瞬时值才有输出).

3.6.4. (3) $K_{CMR} = \frac{\beta R_c}{r_{be}}$.

3.6.4. 比例电流源偏置, 带射极反馈电阻的差放.

静态 \rightarrow 差模增益 \rightarrow 共模抑制比



(注意基极电阻和射极反馈电阻) (将 R_o 代入公式算).
 $R_o = r_{ce} (1 + \frac{\beta R_{E3}}{R_{c1} + r_{ce} + R_L // R_2})$

3.2. 有源负载甲乙类互补输出级

(1) 动态范围: 负: 甲类的大管饱和; 正: 电流源输出管饱和.

(2) 最大输出功率、输出级效率.

由于正负向输出电压一样, 故 V_{om}, Z_m 一样.

$$P_{DC} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \frac{V_{om}}{R_L}, P_o = \frac{1}{2} V_{om} I_m, \eta = \frac{P_o}{P_{DC}}$$

(3) $I_{cm}, P_{cm}, V_{BRCEO}$ 极限参数.

I_{cm} , 单向导通时, $I_{cm} > \frac{V_{CC}}{R_L}$ 才能导通管子不堵.

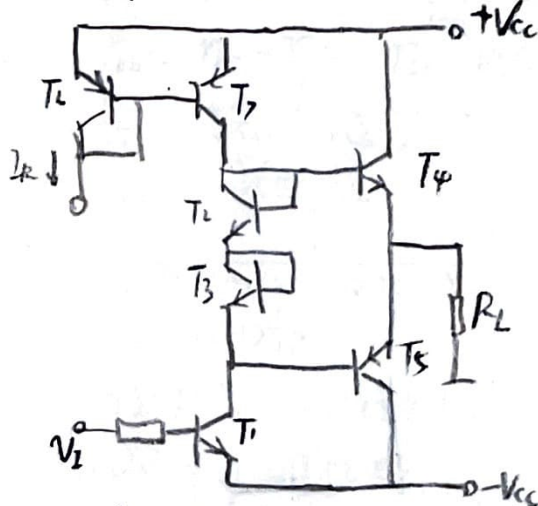
P_{cm} , 将管耗对 V_{om} 求导求出管耗设计应 $> \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L}$.

V_{BRCEO} , T_1 或 T_2 饱和时, $2V_{CC}$ 电压全加在

T_4 或 T_5 上, 故 $V_{BRCEO} \geq 2V_{CC}$.

(4) 电源源输出的最大电流 (为使输出功率最大).

正向最大时, T_2 饱和, 输出电流临界最小, 此时 $I_{C1} \approx 0$, I_{C2} 全流至 T_4 基极, 故 $I_{C2}(1+\beta)R_L = V_{om}$.



3.3 复合管推挽互补输出级 阻容耦合.

(1) 静态工作点: 关键: 输出端静态 $\frac{V_{CC}}{2}$.

(2) 加大输出功率、输出级效率.

由于是电阻负载 (T_1 管), 故正向时经计算不如负向时能输出最大电压大, 故按正向时计算.

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L}, P_{DC} = \frac{2 \cdot V_{CC}/2}{\pi} \frac{V_{om}}{R_L}, \eta = \frac{P_o}{P_{DC}}$$

注意: 阻容耦合时, 电压源相当于减半, 另一半降在电容 (耦合) 上.

3.4 带自举的甲乙类互补输出级 阻容耦合.

(1) 静态工作点的调节: 根据 R_1 的直流负反馈作用, 调 R_1 改变反馈深度进而改变输出电压.

(2) 无自举时的最大正向幅度:

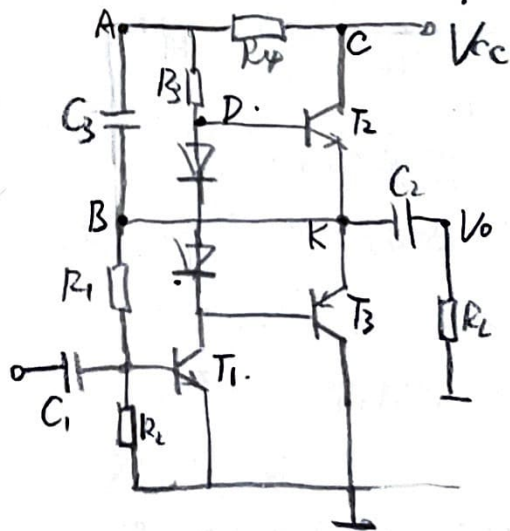
D_1, D_2 截止时 V_o 最大: 推导:

$$\begin{cases} V_o = \frac{V_{CC}}{2} - [R_3(i_{C1} + i_{C2}) + V_{BE2}] \\ V_o = (1+\beta)i_{B2}R_L \end{cases}$$

消去 i_{B2} , 得 $V_o = \frac{V_{CC}/2 - V_{BE2} - R_3 i_{C1}}{1 + R_3/(1+\beta)R_L}$. 故

$i_{C1} = 0$ 时 V_o 最大, 得 V_{om} .

(3) 有自举时的最大正向幅度 / 自举原理:



C_3 很大, 充电时间常数很大, 故 V_{A0} 近似不变. 正向时, 当 $V_k \uparrow$, 有 $V_A \uparrow$, 由于 $V_C = V_{CC}$ 不变, 故, V_A 大到一定程度时, R_p 电流反向, 朝右. D 点电压 $V_o \uparrow$, T_2 可不到饱和, 此时 V_o 可解达 $V_{CC} - V_{CE(sat)2} = \frac{V_{CC}}{2}$. 而电压最大输出幅度按小者算.

编号:

班级:

姓名:

第 5 页

3.7.5 平衡式推挽功放 (对称乙类互补输出级)

(1) 工作原理: 与乙类互补输出级类似, 除了 $R_L \rightarrow \frac{R_L}{2}$.

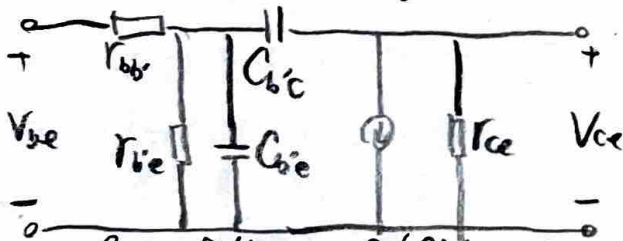
(2) 最大输出功率, 输出级效率.

$$P_{O\max} = P_{O\text{乙}} = \frac{V_{om}^2}{2 \cdot \frac{R_L}{2}} \quad \text{故 } P_O = \frac{4 \cdot V_{om}^2}{2 R_L} = 4 P_{\text{原}}$$

效率不变.

(3) 设计完整功放: 应模仿甲乙类互补输出级, 加补偿二极管; 设置复合管加大放大倍数及平衡两管的大管放大倍数; 用自举加大正向动态范围.

3.8.1 混合π模型参数.



$$g_m = \beta / r_{be} = \beta / \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$r_{bb'} = r_{be} - r_{be}' = r_{be} - \beta V_T / I_{CQ}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{be} + C_{bc})}$$

$$r_{ce} = \frac{V_{CEQ} + V_A}{I_{CQ}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi r_{be}(C_{be} + C_{bc})}$$

$$f_\alpha = (\beta + 1) f_p$$

3.8.2 线性失真与非线性失真的概念.

线性失真: 电路元件引起线性失真.

3.8.3 三极零极点系统

(1) 传输函数及 Bode 图.

$$A = \frac{A_m}{(1 + jf/f_{p1}) \dots}$$

Bode 图: 一个极点产生一个 -20dB/dec 的下降.

(2) 具体频率的增益幅度和相位.

(3) f_H : 阶跃信号输出 f_H .

3.8.4 幅频特性 Bode 图.

(1) 耦合方式: 由于无低频极点, 也无耦合电容, 所以是直接耦合 (直流耦合).

(2) A_v 表达式: 由中频增益和极点频率直接给出.

(3) f_H : 由于 f_{p1} 与 f_{p2} 相差 10 倍以上, 故 $f_H \approx f_{p1}$.

(4) 具体频率对应的相位: 直接代入 A_v 算!

3.8.5 由 A_v 求参数和 Bode 图. 二极零极点系统

中频电压增益: $f \gg f_{p1}, f \ll f_{p2}$ (零点也除了 f_{p2})

$$|A_v|_{\text{中频}} = A_m$$

$f_H = f_{p2}, f_L = f_{p1}$. 标有 f_H 的 Bode 图, 零极点对应.

3.8.6 CE 频响

高频: 大电容短路. (密勒近似)

$$f_H = \frac{1}{2\pi [R_s // (R_b + r_{bb'}) // r_{be}'] [C_{be} // (1 + g_m(R_c // R_L)) C_{bc}]}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi [R_s + r_{bb'}] // r_{be}'] [C_{be} // (1 + g_m(R_c // R_L)) C_{bc}]}$$

低频: 小电容开路. (B-E 等效极性法, 忽略 f_{p1})

$$f_L = \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2}$$

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + r_{be})}, f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_c + R_L)}$$

3.8.7 CE 频响

由电路图和 Bode 图确定元件参数.

3.8.8 CC 阻容耦合. 频响. (电阻偏差)

(1) 静态工作点: 电流源分析法. 戴维宁.

(2) f_H : 大电容短路; 忽略 $C_{bc} \rightarrow$ 一零一极

$$f_p = \frac{1}{2\pi [R_s + R_{bb'} + R_i] // r_{be}'] C_{be}}$$

$$f_H = \left(\frac{1}{f_p^2} - \frac{1}{f_z^2} \right)^{-1/2}$$

编号:

班级:

姓名:

第 6 页

(3) 各个电容引起的 f_H .

算一个对另一个短路.

3.8.9 CBS 频响。

(1) (2) ~~电压源~~ f_H : 包含 V_{be} ; 电压源分割法;

f_{in} V_{be} 等效电阻 V_{gm} ; = 极零点系统.

$$f_H = (\sqrt{f_{p1}^2 + f_{p2}^2})^{-1}$$

3.8.10. 差放频响。

f_H : 半边电路分析: CE $\Rightarrow f_H = \frac{2\alpha(R_E + r_{be}) // r_{be}}{[1 + g_m R_E] C_{bc} C_{be}}$

$A_{vm} = \frac{\beta R_E}{R_E + r_{be}}$

3.9.1 两级直接耦合放大电路直流。

电压源分割法; 戴维南。

总结: 只要是基极电阻偏置, 都用电压源分割法求静态问题。

3.9.2. CC-CE 动态性能。(中频)

第一级 CC: $R_{i1} = (R_s + r_{be}) // (\beta + 1) R_{E1} // R_{i2}$

$$R_{o1} = R_{E1} // \frac{R_s + r_{be}}{\beta + 1}$$

$$A_{v1} = \frac{(\beta + 1) R_{E1}}{R_s + r_{be} + (\beta + 1) R_{E1}}$$

第二级 CE: $R_{i2} = r_{be} + (\beta + 1) R_{E2}$

$$R_{o2} = R_C$$

$$A_{v2} = \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be} + (\beta + 1) R_{E2}}$$

3.9.3 电压源偏置差放 - CE 两级放大动态性能。

第一级: 单端输出差放。(差模)

$$R_{i1} = 2R_1 + 2r_{be} + 2(\beta + 1)R_3$$

$$R_{o1} = R_3$$

$$A_{v1} \approx -\frac{\beta R_3 / R_1}{R_{i1}} = -\frac{\beta(R_3 // R_1)}{R_{i1}}$$

第二级 CE: $R_{i2} = r_{be3} + (\beta + 1)R_{10}$

$$R_{o2} = R_{11}$$

$$A_{v2} = -\beta R_{11} / R_{i2}$$

共模: 计算电流源输出电阻:

$$R_E = r_{ce3} (1 + \frac{\beta R_3}{r_{be3} + R_3 + R_3 // R_9})$$

再算共模增益:

$$A_{c1} = \frac{\beta R_3 // [r_{be3} + (\beta + 1)R_{10}]}{R_1 + r_{be1} + (\beta + 1)(R_3 + 2R_E)}$$

共模抑制比

$$K_{CMR} = \frac{A_{v1} A_{v2}}{A_{c1} A_{c2}} = \frac{A_{v1}}{A_{c1}} = 6748$$

总结: 差放的增益与单端输入和双端输入的输入方式无关;

只有单端输出才有共模增益, 双端时为 0; 单端输出差模要除 1/2, 双端时不必。

3.9.4. 基极电阻偏置的 CE - CB.

(1) 静态工作点: 列方程求解 (也可用电压源分割法)

(2) 动态性能:

第一级 CE: $R_{i1} = r_{be3} + (\beta + 1)R_6$

$$R_{o1} = \infty$$

$$A_{v1} = -\frac{\beta R_2}{R_{i1}}$$

第二级 CB: $R_{i2} = \frac{R_{i1}}{\beta + 1} = r_{be2} / (\beta + 1)$

$$R_{o2} = R_5$$

$$A_{v2} = \frac{\beta R_5}{(\beta + 1) r_{be2}}$$

(3) 动态范围: 不使 T_2 饱和或截止。

3.9.5. CC-CB (电压源/电阻偏置) - CC-CC.

(1) 静态工作点.

将 CB 一级进行电压源分割法即可, 再戴维南. 然后利用此级算出的值算出其他管的工作点.

(2) 动态性能.

$$A_{v1} = \frac{\beta(R_3 + r_{be2})}{r_{be1} + (\beta + 1)(R_1 // R_2)}$$

$$R_{i1} = R_s + r_{be1} + (\beta + 1)(R_1 + R_2)$$

$$A_{v2} = \frac{(\beta + 1) r_{be2}}{\beta(R_3 // R_4)} \cdot \frac{\beta(R_5 // R_6)}{r_{be2}}$$

编号:

班级:

姓名:

第 7 页

$$R_{o1} = \frac{R_1 // (r_{be1} + R_s)}{\beta + 1} \cdot R_1 + \frac{r_{be1} + R_s}{\beta + 1}$$

3.9.8. 电压源/电阻偏置 (输入端隔离)

差放 - CC.

$$R_{o2} = R_2; R_{i2} = (R_1 // R_{o1}) \cdot \sqrt{r_{be2}} / (\beta + 1)$$

工作原理: 差模增益为 0

共模时: CE-CC.

$$A_{v3} = \frac{(\beta + 1)(R_3 // R_{i4})}{r_{be3} + (\beta + 1)(R_3 // R_{i4})}$$

$$R_{i3} = r_{be3} + (\beta + 1)(R_3 // R_{i4})$$

$$A_{v1} = \frac{\beta \cdot (R_5 // R_{i2})}{R_8 + r_{be1}(\beta + 1)R_7}; R_{i2} = r_{be2} + (\beta + 1)R_9$$

$$R_{o3} = \frac{r_{be3} + R_{o2} // R_7}{\beta + 1}$$

$$A_{v2} = \frac{(\beta + 1)R_9}{r_{be2} + (\beta + 1)R_9}$$

$$A_{v4} = \frac{(\beta + 1)R_9}{r_{be4} + (\beta + 1)R_8}$$

3.9.9 CC-CC-CC. 模拟开关.

$$R_{i4} = r_{be4} + (\beta + 1)R_8$$

$$R_{o4} = R_8 // \frac{r_{be4} + R_{o3}}{\beta + 1}$$

总结: 多级放大电路与 B-E 等效极化法.

① R_i : 可能与下级 R_i 有关. (CC)

② R_o : 可能与前级 R_o 有关. (CC)

③ A_v : 与负载, 即后级 A_i 有关.

④ B-E 等效极化法: 注意串接 (转换后); $E \rightarrow B: \times(\beta + 1)$
(∞ 输入电阻) 注意电流源截断效应. $B \rightarrow E: /(\beta + 1)$.

3.9.6. CE-CB 差放, 电流源负载.

工作原理: D_1, D_2 共模抬举作用, 将 T_1, T_2

V_{CE} 限制于 $0.7V$.

动态性能: $A = \frac{V_{od}}{2V_{id}} = \frac{\beta(r_{ce1} + r_{ce2})}{2r_{be2}}$ 表示电流源负载

$$R_o \approx (r_{ce1} + r_{ce2}) // (r_{ce3} + \dots)$$

3.9.7. CC-CB 差放 - 甲乙类互补输出级.

(电流源负载).

工作原理: CC-CB-CE 电压增益高.

$$\begin{cases} R_i = r_{be2} + (\beta + 1)R_i' \\ R_i' = \frac{r_{be3}}{\beta + 1} \end{cases}$$

4.2.1 MOS参数计算。

(1) g_m, r_{ds}

$$\begin{aligned} \text{由于 } i_{DS} &= \frac{k_p W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \\ \text{故 } g_m &= \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{GS}} = k_p \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})(1 + \lambda V_{DS}) \\ &= \frac{2 I_{DQ}}{V_{GSQ} - V_{th}} \\ &= \sqrt{2 k_p \frac{W}{L} I_{DQ} (1 + \lambda V_{DSQ})} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{而 } g_{ds} &= \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{DS}} = \frac{k_p W}{2L} \lambda (V_{GS} - V_{th})^2 \\ &= \frac{\lambda I_{DQ}}{1 + \lambda V_{DSQ}} \\ &= \frac{I_{DQ}}{V_A + V_{DSQ}} \end{aligned}$$

$$(2) f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

4.2.2 基本CS。

(1) 静态工作点: $I_D = \frac{k_p W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (\lambda \approx 0)$
 $V_{GS} = V_{GG} - I_D R$

注意源极负反馈电阻的作用。

(2) 动态性能。

A_v : 对于共源极CS, 若忽略 r_{ds} , 可采用类似于BJT中B-E等效极性的G-S等效极性的方法。

$$A_v = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} \quad (\beta \text{ 与 } \beta+1 \text{ 相同, 都为 } \infty)$$

R_o : 若忽略 r_{ds} , 则由电流源截断法, R_o 只与输出回路有关。

一般不考虑 r_{ds} , when CS及源极电阻。

4.2.3 基本CS: 栅极电阻偏置; 源极旁路电容。

(1) 静态工作点: 仍然是两个方程, 求出 I_D 和 V_G 。

即可求出 V_{DSQ} 。

注: 由于栅极不取电流, MOS中的栅极电阻偏置的静态工作点问题无需用电压源分割法。

(2) 动态性能

A_v : 由于有源极旁路电容, 不计源极旁路电阻(短)

R_i : 栅极偏置的CS, R_i 不为 ∞ , 但值相当大。

R_o : 由于忽略 r_{ds} , 由电流源截断法直接得出。

4.2.4 基本CG (计 r_{ds})

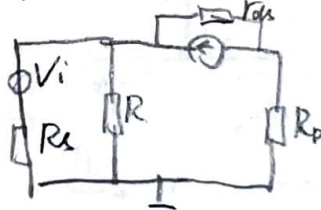
(1) 中低频交流小信号等效电路: $g_m V_{GS}$; r_{ds} (ds间)

(2) 动态性能: 由于 r_{ds} 跨接在i、o端, 是旁路电阻, 用旁路等效法, 可得

$$A_v = \frac{g_m + g_{ds}}{g_D + g_{ds}}, \quad g_D \text{ 是漏极负载的电导。}$$

$$R_i = \frac{1}{A_v g_D} \rightarrow \text{即将漏极负载缩小 } A_v \text{ 倍的值。}$$

$$R_o = R_D // (1 + g_m R_S) r_{ds}, \text{ 即反向旁路电阻与 } R_D \text{ 并联。}$$



4.2.5 基本JFET CD (源极跟随器/源极输出器)

(1) 中低频交流小信号等效电路: (带栅和旁路电容)

(2) 动态性能:

$$A_v \text{ (不忽略 } r_{ds}) : \frac{g_m R_i}{1 + g_m R_i} \text{ (并在输入端电阻无效)}$$

R_i : 并不向输入端电阻有效。

R_o : 只要电流源(压控)两端电压等于栅极电压的电压源都计为一个电阻; JFET无衬底调制。

4.3.1 有源电阻: 作分压器。

到达电流方程 $i_{DS} = f(V_{GS})$ 开根号!

到达约束方程 $\sum V_{GSi} = V_{DD}$; i_{DSi} 全等。

4.3.2 基本镜像电流源

输出电流 I_o (不计沟道长度调制); I_{D1} 及 I_{D2} 相等; 约束 (沟道长度调制):

$$\frac{I_R}{I_o} = \frac{V_A + V_{DSQ}}{V_A + V_{DSQ}} = \frac{1 + \lambda V_{DSQ}}{1 + \lambda V_{DSQ}}$$



4.3.3. 有源阻NMOS电流源(镜像)

输出电流 I_o : 两个电流方程; 约束方程.

4.3.4 电流源负载PMOS电流源: 双电流源.

输出电流 I_o : 忽略沟道长度调制:

$$\frac{I_i}{W_i/L_i} = \frac{I_j}{W_j/L_j}$$

4.3.5 组合电流源(镜像).

以稳压二极管为突破口.

4.3.6 双有源负载二镜像电流源.

先求参考支路镜像管的作业:

$$\begin{cases} \sqrt{W_i/L_i} (V_{os_i} - V_{th}) = \dots = \sqrt{W_j/L_j} (V_{os_j} - V_{th}) \\ (V_{os_i} - V_{th}) + \dots + (V_{os_j} - V_{th}) = V_{DD} - (j-i)V_{th} \end{cases}$$

再求镜像管对应的输出管的 I_o : $\lambda=0$.

4.3.7 有源负载威尔逊电流源.

输出电流: 与基本镜像电流源一样.

输出电阻: $R_o = (g_{m1} R_{A1}) R_{A2}$.

$$R_{A1} = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{1}{\frac{W_1}{L_1} \frac{1}{V_A} (V_{os_1} - V_{th})^2}$$

$$\frac{V_{os_1} - V_{th}}{V_{os_2} - V_{th}} = \frac{\sqrt{W_2/L_2}}{\sqrt{W_1/L_1}}, \text{可算出.}$$

4.3.8 串接电流源.

4.3.9 JFET单管电流源.

由于JFET是耗尽型, 故允许GS短接, 电流为

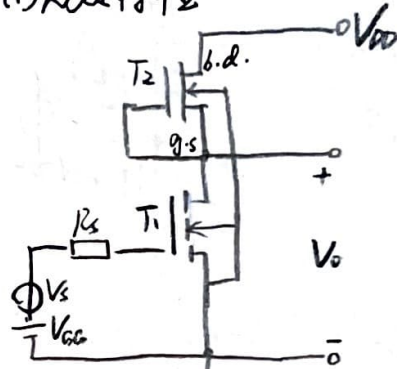
$$I_{DSS} = \frac{k}{2} V_{th}^2, \text{ 故 } I_{D_S} = \frac{k}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 = \frac{(V_{GS} - V_{th})^2}{V_{th}^2} I_{DSS}$$

列电流方程与KVL(GS回路)可求得 I_o .

输出电阻: 列方程求解.

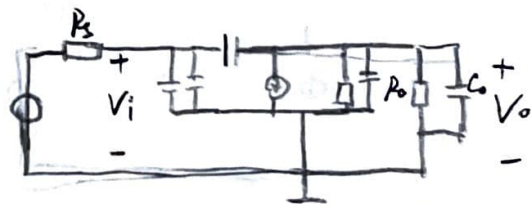
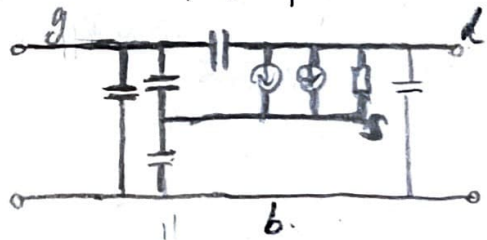
4.4.1 CS; E/D; NMOS

(1) 动态特性



$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{mb2} + g_{ds2} + g_{ds1}}$$
$$R_o = \frac{1}{g_{mb2} + g_{ds2} + g_{ds1}}$$

(2) f_{-3dB} 注意题中所给单位.



$$C_o = C_{gs2} + C_{gd2} + C_{ds2}$$

$$R_o = \frac{1}{g_{ds2} + g_{mb2}}$$

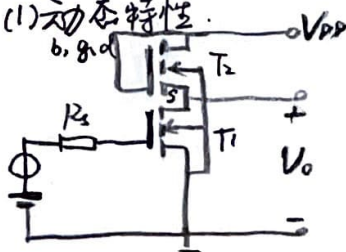
$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_S [C_{gs1} + C_{gs2} + (1 + g_{m1} (R_{DS1} // R_o)) C_{gd1}]}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi (R_{DS1} // R_o) (C_{gd1} + C_{ds1} + C_o)}$$

$$f_H = (\sqrt{f_{p1}^2} + \sqrt{f_{p2}^2})^{-1}$$

4.4.2 CS; E/E; NMOS.

(1) 动态特性.

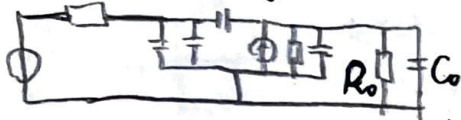


$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{mb2} + g_{ds2} + g_{m2} + g_{ds1}}$$
$$R_o = \frac{1}{g_{mb2} + g_{ds2} + g_{m2} + g_{ds1}}$$

(2) f_H : 注意题中所给单位.

$$R_o = (g_{mb1} + g_{ds2} + g_{m2})^{-1}$$

$$C_o = C_{bs2} + C_{gs2}$$

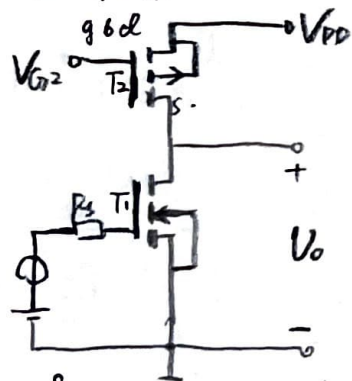


$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi R_s \{ C_{gb1} + C_{gs1} + [1 + g_{m1}(R_{ds1} // R_o)] C_{gd1} \}}$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi (R_{ds1} // R_o) (C_{gd1} + C_{gd1} + C_o)}$$

4.4.3 CS; CMOS.

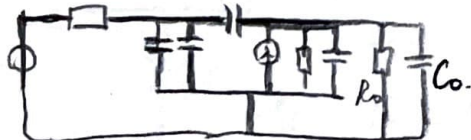
(1) 动态性能.



$$A_v = -g_{m1} / (g_{ds1} + g_{ds2})$$

$$R_o = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}}$$

(2) f_H



$$R_o = \frac{1}{g_{ds2}}$$

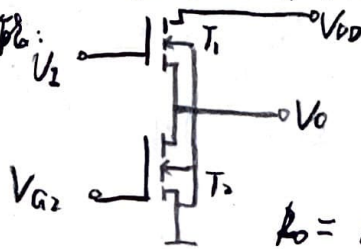
$$C_o = C_{bs2} + C_{gs2}$$

$$f_H = \sqrt{f_{P1}^2 + f_{P2}^2}$$

4.4.4. CMOS 差分输出及 (正负半周管 CS) 见 4.6.2 节.

4.4.5 (a) CD; E/E; 电阻源负载.

动态性能:

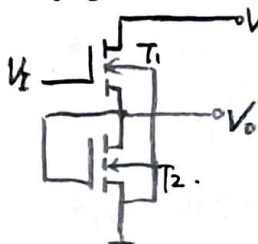


$$A_v = \frac{g_{m1} R_L}{1 + (g_{m1} + g_{mb1}) R_L} = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1} + g_{mb1}}$$

$$R_o = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1} + g_{mb1}}$$

(b) CD; E/E; 有源电阻.

动态性能:



$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1} + g_{m2} + g_{ds2}}$$

$$R_o = R_{o2} // \frac{1}{g_{m1}} // \frac{1}{g_{mb1}} // r_{ds1}$$

$$= \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1} + g_{m2} + g_{ds2}}$$

4.4.6 CS-CG; 普通; NMOS.

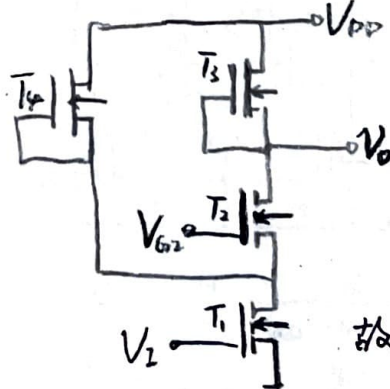
(1) 静态工作点: 根据栅极偏置电路形式, 直接按分压算即可.

(2) 动态性能: 忽略 C_G 一级电阻 (并联, 太大)

$$A_v = -g_{m1} R_D$$

$$R_o = R_D$$

4.4.7 CS-CG; 有源负载; 加补偿增益管.



加补偿增益管 T_4 前

$$A_v = -g_{m1} / (g_{mbs} + g_{ds3})$$

$$R_o = (g_{mbs} + g_{ds3})^{-1}$$

加补偿增益管 T_4 后,

T_1 上电流为原来的 $n+1$ 倍

故 $g_{m1} \approx \sqrt{n+1} \frac{W}{L} I_{DS1}$ 变为原来的 $\sqrt{n+1}$ 倍, 其它值不变.

4.5.1 JFET 差放; 单管 JFET 电流源偏置.

(1) 静态工作点

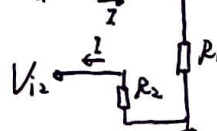
先求电流源输出电流 (用方程 + KVL).

再利用输入端静态电位为 0 求其它.

(2) 动态性能 (差模).

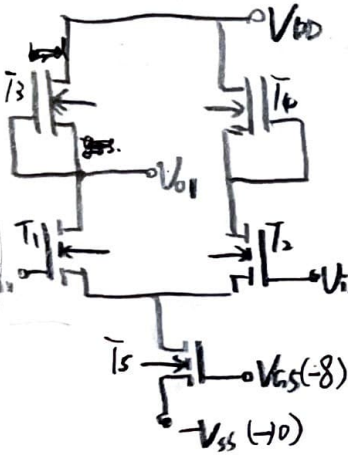
A_v : CS 求法.

R_i : V_{i1}



$$\frac{V_{i1} - V_{i2}}{I} = R_1 + R_2$$

4.5.2 E/D; NMOS 差放。



(1) 静态工作点. 由 I_S 直接算出静态电流. 再利用静态输入端电压为 0 算 I_S 的 V_{GS} .

(2) 动态性能: 半电路法

$$A_{dv1} = \frac{1}{2} A_{dv} = \frac{1}{2} \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{mb3}}$$

$$A_{cm} = \frac{1}{2} \cdot \frac{g_{m1} (g_{ds1} + g_{mb3})^{-1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1}) (2r_{ds1})}$$

$$\approx - \frac{1}{2(1 + \eta_1) \eta_2 g_{m3} r_{ds5}}$$

$$A_{dm} \approx - \frac{1}{2} \frac{g_{m1}}{\eta_2 g_{m3}} = \because K_{cm} \approx (1 + \eta_1) g_{m1} r_{ds5}$$

$$R_o \approx r_{ds2} \parallel r_{ds4}$$

4.5.5 CMOS 差放; 单电流源负载 (不对称!)

(1) 电路组成: 差放; 单电流源负载 (单端输出) 电流源偏置.

(2) 静态工作点

静态分布大略对称 (因电流源负载对称).

(3) 动态性能.

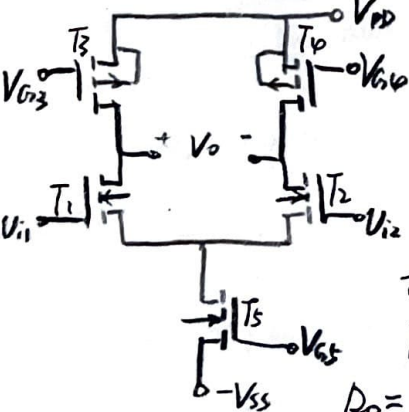
$$\begin{cases} A_v = g_{m1} (r_{ds2} \parallel r_{ds4}) \\ R_o = r_{ds2} \parallel r_{ds4} \end{cases}$$

$$R_o = r_{ds2} \parallel r_{ds4}$$

(4) f_H (忽略极间电容)

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_o C_2} \quad (\text{此为右极点, 故忽略极间电容})$$

4.5.3 CMOS 差放; 有源负载 对称电流源负载



半电路法:

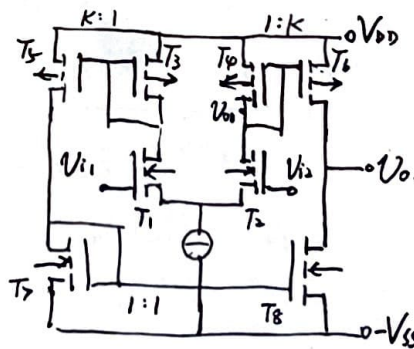
$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3}}$$

由于忽略 V_{GS} 对称, 故

对称, 故

$$r_{ds} \approx \frac{V_A}{I_D}$$

$$R_o = (g_{ds1} + g_{ds3})^{-1}$$



$$V_{o1} = - \frac{1}{2} \frac{g_{m2}}{g_{ds2} + g_{ds4} + g_{mp}} V_i$$

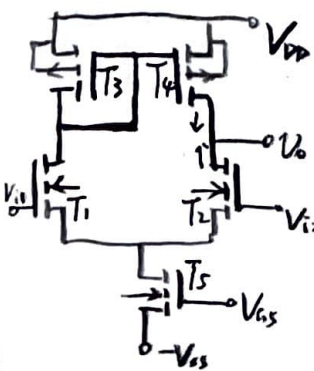
$$V_o = - \frac{g_{mb}}{g_{ds6} + g_{ds8} + g_{ms}} V_{o1}$$

$$g_{ds2} = \frac{I}{V_A} > g_{ds4} = \frac{I}{V_A} > g_{mp} = \sqrt{K} I > g_{m2} = \sqrt{K} I$$

$$g_{ds6} = \frac{K7}{V_A} > g_{ds8} = \frac{K7}{V_A} > g_{ms} = \sqrt{K} K2 > g_{mb} = \sqrt{K} K2$$

$$\therefore V_o = \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{K}}{\frac{2I}{V_A} + \sqrt{K}} \right)^2 V_i$$

4.5.4 CMOS 差放; 单电流源负载 (不对称!)



用极间分析法: 动态时.

$$i_{d2} \approx g_{m1} \frac{(V_{i1} - V_{i2})}{2}$$

$$i_{d4} \approx -i_{d2}$$

$$\therefore i_o = i_{d2} - i_{d4}$$

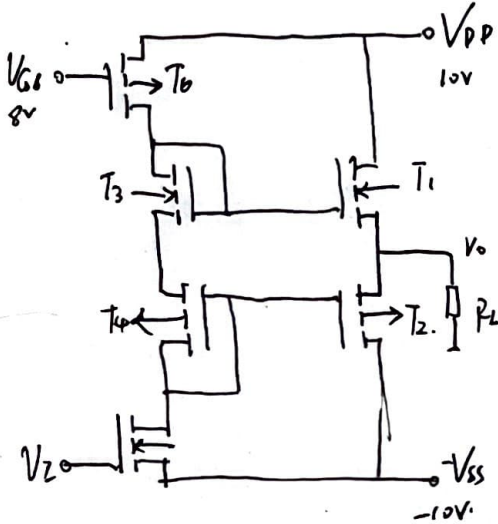
$$\approx g_{m1} (V_{i1} - V_{i2})$$

$$\therefore V_o = i_o (r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$

$$= g_{m1} (r_{ds2} \parallel r_{ds4}) (V_{i1} - V_{i2})$$

$$\therefore A_{vd} \approx g_{m1} (r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$

4.6.1 CD互补输出级



(1) 静态工作点 (忽略死区)

key: 静态时 V_o 及其对称点电位为 0

$$I_{DQ6} = I_{DQ3} = \frac{k_p}{2} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{th})^2$$

$$V_{GS3} = V_{GS} = \sqrt{\frac{I_{DQ2}}{\frac{k_p}{2} \frac{W}{L}}} + V_{th} = V_{GS1}$$

$$I_{DQ1} = I_{DQ2} = \frac{k_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{th})^2$$

(2) 动态范围

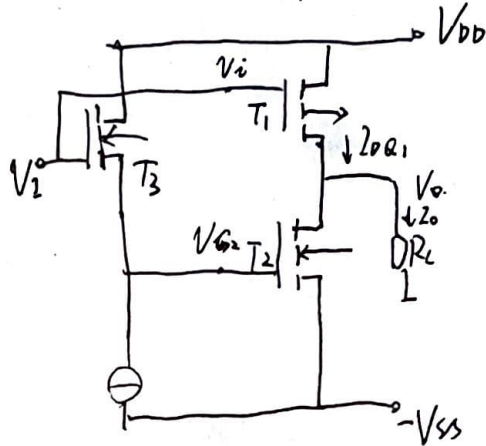
正向时

$$V_o = i R_L = \chi (V_{GS1} - V_{th})^2 = \chi (V_{GS} - V_{th})^2$$

若 V_o 大至使 T_6 进入动态电阻区, 即可最大

$$\left\{ \begin{aligned} V_o &= i R_L, i = \frac{k_p}{2} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{th})^2 \\ V_{GS6} &= V_{GS6} - V_{th}, V_{GS6} = 10, V_{GS6} = V_{GS1}, V_{GS1} = V_o \end{aligned} \right.$$

4.6.2 CS互补输出级



(1) 静态工作点

key: $V_o = 0$

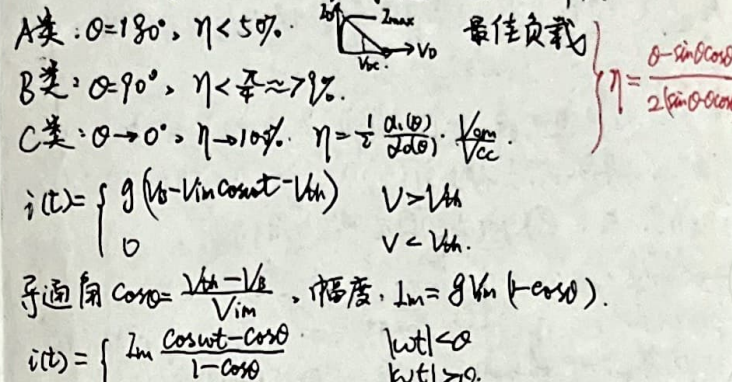
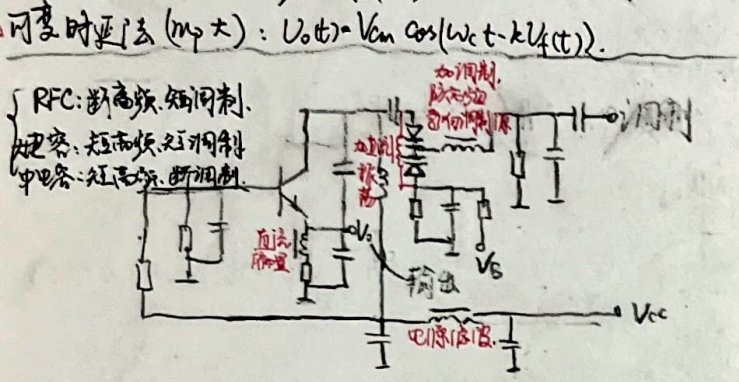
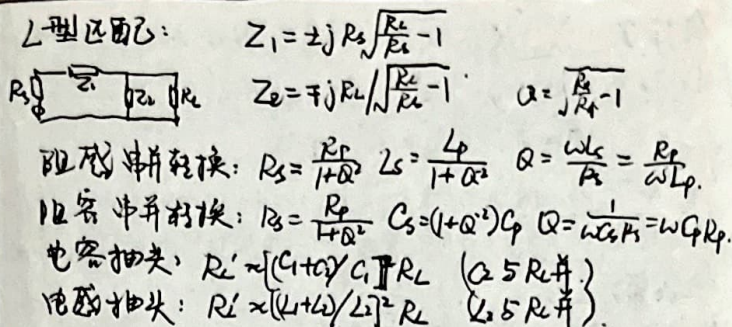
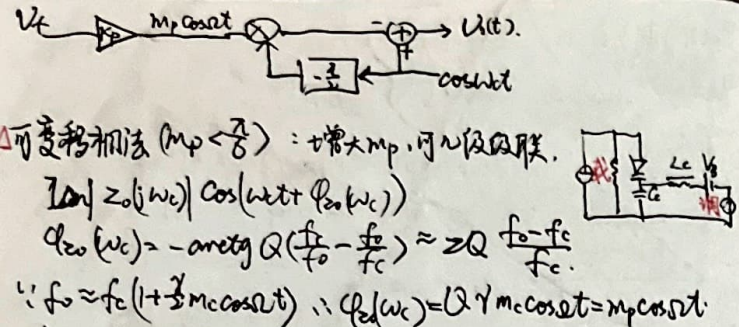
$$I_{DQ1} (\text{已知}) \rightarrow V_{GS1} \rightarrow V_i \rightarrow I_o$$

(2) 动态性能

第一级 CD, $A_{V1} \approx 1$

$$\text{第二级 CS, } A_{V2} = - \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + \frac{1}{R_L}}$$

(当 T_1 导通时 T_2 截止, 故只有 r_{ds1} 作为输出电阻, T_2 导通时类似)



斜率鉴频: 先微分(双失谐回路)再幅度解调(包络)

正负鉴频: 先延时再鉴相

延时: 谐振和LC

$Q(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx \frac{\pi}{2} - \frac{2Q}{\omega_0} (\omega - \omega_0)$

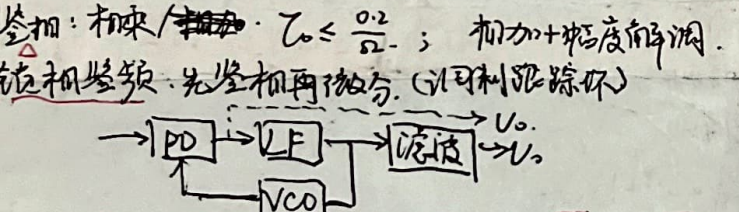
$T_0 = \frac{2Q}{\omega_0} (Q < \frac{\pi}{8} \frac{\omega_0}{2\pi f_{im}})$

振荡 画出反馈和耦合接入! CE: B-C; CB: E-C; CC: B-E

带有正反馈通路的放大器或负阻器件: 能量交换, 尚完元件的能量损耗.

频率决定元件或回路: 谐振选频, 移相, 延时.

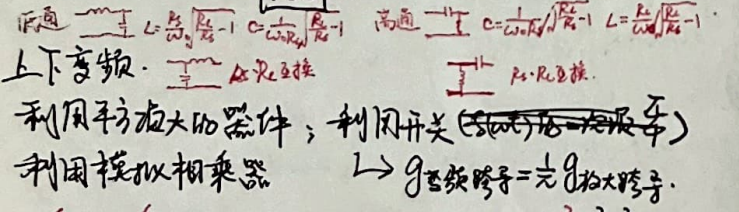
电源: 直流感量, 斩高频器提供直流感量



起振: $|T| > 1, \varphi = 2n\pi$ 自给偏置: $V_{cc} = V_b - V_{be} - V_{ce}$

平衡: $|T| = 1, \varphi = 2n\pi$ 正反馈 $\rightarrow Z_0 \rightarrow Z_0 \rightarrow V_{be}$

稳定: $\frac{\partial |T|}{\partial \omega} < 0, \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} < 0 \rightarrow g_m \rightarrow$ 振幅, 增益.



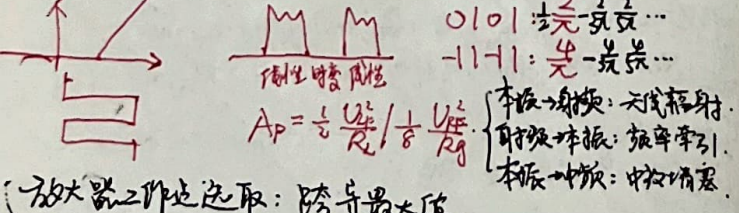
克拉泼: 反馈 C_1, C_2 频率 C_3 分开, 调频时振幅不稳 (电容变)

西勒: 反馈 C_1, C_2 频率 $C_3 + C_0$, 调频用 C_0

射随: 增大接入电阻, $Q \uparrow$

晶体: C_0 外, Z_q 外, $Q \uparrow$ 串-高Q阻抗线; 并-高Q电容.

注意: $f < f_0$ 不满足过冲; $f > f_0$ 反谐振不够.



锁相环: $(\omega_0 - \omega) t + \theta_m \sin \omega t \xrightarrow{\text{鉴相}} \varphi_{eom} + K_{VCO} \sin \omega t [2t + \theta(\omega)]$

PD: $V_b(t) = f[\varphi_e(t)] \approx K_p \sin[\varphi_e(t)]$; LF: VCO: $\omega_o(t) = \omega_0 + K_{VCO} \int \varphi_e(t) dt$

$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + K_p \int \varphi_e(t) dt = (\omega_0 - \omega) + \frac{d\varphi_e(t)}{dt}$

eg. $\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + K_p \sin \varphi_e(t) = \omega_0 - \omega_0 + \frac{d\varphi_e(t)}{dt}$ 单频用相图

eg. $\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + K_p \tan \varphi_e(t) = \omega_0 - \omega_0 + \frac{d\varphi_e(t)}{dt}$

-MTE: $T(s) = \frac{K_p}{s + K_p}$, $T_0(s) = \frac{s}{s + K_p}$ ($\Delta \varphi < \frac{\pi}{8}$)

频率特性: $V_i = V_{im} \sin(\omega_1 t + \theta_1) + V_{im} \sin(\omega_2 t + \theta_2)$, $V_0 = V_{om} \cos(\omega_1 t + \theta_1) + V_{om} \cos(\omega_2 t + \theta_2)$

捕获: $\pm K_p + \omega_0$, 信号带: $\pm \Delta \omega_m + \omega_c$ ($M_p \cdot \Omega = \Delta \omega_m$)

前置鉴频: $f_1 + m f_2$; 前置鉴频: $P N f_2$; 否则冲: $[P(A)] A + [P(N-A)] f_2$

另环: $(N_1 + m N_2) \cdot f_2$, 带宽: F 在 K_p 外; 带宽: F 在 K_p 内.

LC: 斜率鉴频: 先微分; 正鉴频: 调(延时); 直接调频: 调(谐振)

移相同相调频: 先移相; 这有品振: 先移相+反馈; C类: 调(谐振)

中频品振: 调(调 C_0); L型匹配: 调(阻抗匹配); $\varphi_1 = \varphi_0 + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \dots$

频率特性: $V_i = V_{im} \sin(\omega_1 t + \theta_1) + V_{im} \sin(\omega_2 t + \theta_2)$, $V_0 = V_{om} \cos(\omega_1 t + \theta_1) + V_{om} \cos(\omega_2 t + \theta_2)$

捕获: $\pm K_p + \omega_0$, 信号带: $\pm \Delta \omega_m + \omega_c$ ($M_p \cdot \Omega = \Delta \omega_m$)

前置鉴频: $f_1 + m f_2$; 前置鉴频: $P N f_2$; 否则冲: $[P(A)] A + [P(N-A)] f_2$

另环: $(N_1 + m N_2) \cdot f_2$, 带宽: F 在 K_p 外; 带宽: F 在 K_p 内.

LC: 斜率鉴频: 先微分; 正鉴频: 调(延时); 直接调频: 调(谐振)

移相同相调频: 先移相; 这有品振: 先移相+反馈; C类: 调(谐振)

中频品振: 调(调 C_0); L型匹配: 调(阻抗匹配); $\varphi_1 = \varphi_0 + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \dots$

频率选择性滤波器: 射频带通, 把接收和可接收的多个信道所处的频率滤出, 保证射频放大器的正常工作 (不堵塞), 有时兼有滤波抑制作用。

非线性抑制滤波器: 射频带通, 抑制杂波。

信道选择滤波器: 中频带通, 信道选择, 滤除下变频器产生的带外失真。

基带低通滤波器: 对输出基带信号进行滤波处理。

固定中频: \circ

中频实现信道选择: 低Q, 解调器前的增益分配至射频频上; 高增益不线性 (非线性), 不过低 (F_n 小), 中频高增益, 稳定, 易制作, 固定中频易解调。

二次变频方案: Δ

第一次混频采用高中频, 以提高对性能频率的抗干扰能力。第二次混频采用低中频, 以抑制相邻信道的干扰。

-混: $BW \uparrow \rightarrow Q \downarrow$; =混: $f_0 \downarrow \rightarrow Q \downarrow$ ($Q = f_0/BW$)

零中频方案: Δ

零中频无载频, 正交中频解调分别解调上下边带。

调制: 天线尺寸的要求; 信道复用; 降低干扰信号对传输的影响。

接收机: LNA ~ 解调器前: 线性 (混频时为非线性)

发射机: 调制器后 ~ 功放: 非线性 (混频)

后级电路: 调制解调: 非线性 (调制幅, Armstrong: 线性调制)

噪声与非线性

$W_n(f) = 4kTR(f)$, $W_v(f) = 4kTC(f)$

$\bar{U}_n^2 = \int 4kTR(f) df$, $\bar{U}_v^2 = \int 4kTC(f) df$

通过线性系统: $\bar{U}_n^2 = \int W_n(f) |H(f)|^2 df$

等效噪声带宽: $\Delta f = \bar{U}_n^2 / 4kTR_{max}$, $\Delta f = \frac{1}{|H(f)|^2} \int H^2 df$

$F_n = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{P_{no}}{G_p P_{ni}} = 1 + \frac{P_{ni}}{G_p P_{ni}}$

$T_e = (F_n - 1)T_0 = \frac{P_{ni}}{G_p P_{ni}} \cdot T_0$

双端端接匹配时

$P_{si} = U_s^2/4R_s$, $P_{ni} = U_n^2/4R_s = KT\Delta f$

$P_{so} = U_s^2/4R_o$, $P_{no} = U_n^2/4R_o = KTA\Delta f$

$F_n = 1 + \frac{R_s}{R_o} + \frac{R_s}{R_i} + \frac{R_s}{R_o} + \frac{R_s}{R_i}$

$F_n = F_{n1} + \frac{F_{n2}-1}{G_{m1}} + \dots + \frac{F_{nm}-1}{G_{m1} \dots G_{m(n-1)}}$, $T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{m1}} + \dots + \frac{T_{en}}{G_{m1} \dots G_{m(n-1)}}$

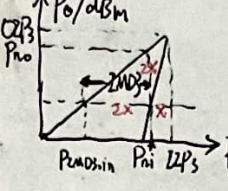
$P_{i(min)} = (\frac{P_{ni}}{P_{no}})_{min} F_n KT \Delta f$, $U_{i(min)} = \sqrt{R_i P_{i(min)}}$

10 级各 $\frac{G_m - 1}{G_m F_n - 1}$, 大者置前。

单频输入: 谐波: THD = 谐波功率/基波功率。功率压缩: $V_{im-dB} = \sqrt{0.145 \frac{P_{i1}}{P_{i0}}}$

双频输入: 堵塞: $(a_1 + \frac{1}{2}a_3 V_{im}^2) V_i = 0$ ($V_{im} \gg V_{im0}$, $a_3 < 0$)。交叉调制干扰: $(a_1 + \frac{1}{2}a_3 V_{im}^2 + 3a_3 m_1 a_2 V_{im}^2 \cos 2\omega t + \dots) V_i$ ($V_{im} \ll V_{im0}$)

交互调制失真: $V_{im-2P3} = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{P_{i1}}{P_{i0}}} \cdot P_{imr} = (2MR)^2$, $2MR = \frac{1}{2} \frac{a_3}{a_1} V_{im}^2$ ($V_{im} = V_{im0} = V_m$, $\omega_1 \sim \omega_2$). $\frac{1}{22P3} = \frac{1}{22P1} + \frac{1}{22P2} + \dots$

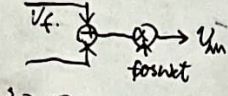


$P_{m2,3,4}$ 输入阶交调项 = 输入噪声基底: $= -174 \text{ dBm} + 10 \lg \frac{B}{B_n} + NF$. 信噪比最高 = 阶交调制失真 $2MD3 = \frac{a_3}{a_1} |V_m|$. 等于谐波分量时 $V_{ep2} = \frac{a_2}{a_1}$.

调制与解调: 标准调幅: $V = [V_m(t) + V_c(t)] \cos \omega_c t = V_m(t) + m \cos \omega_c t \cos \omega_c t$

载波: $P_c = \frac{1}{2} \frac{V_c^2}{R_L}$; 上边带 $\approx m^2 P_c$; 下边带 $\approx m^2 P_c$; 总 $P_c (1 + \frac{m^2}{2})$.

调制: V_c 乘法器差动平衡



解调: 相干解调: PLL 载波跟踪生成本地载波 (或滤波产生)。

非相干解调: 包络检波。

抑制载波调幅: 调制: 相乘器在输入加偏置防止偏/载漏。

解调: 平方环: 平方 -> 载波跟踪 -> 2倍频, 提取载波。

单边带调幅: 直流, 低频 -> 载波边带调幅。

调制: 多级滤波法, 每级降 Q 值以作频移; 移相法: 正交结构。

解调: 加导频, PLL 载波跟踪。

调频: $\omega_f = \omega_c + K_f U_f(t)$

$\Phi_f = \omega_c t + K_f \int U_f dt + \theta_0$

$\omega_f = \omega_c + K_f V_m \cos \omega_c t$

$\Phi_f = \omega_c t + \frac{K_f V_m}{\omega_c} \sin \omega_c t + \theta_0$

$BW_{FM} = 2(m+1)\Omega(F)$, $V_{fm} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(mF) \cos(\omega_c + n\Omega)t$

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(mF) = 1$. 预加重 (级) 加重 (积) 提高信噪比。

$\begin{cases} mF \gg 1 & \text{宽带调频 } BW \approx 2mF = 2\Delta f_m: \text{ 1 等不随 F 变} \\ mF < 1 & \text{窄带调频 } BW \approx 2F \end{cases}$

直接调频: Δf_m 大, 不稳。

$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} (1 + m \cos \omega_c t)^{\frac{1}{2}} = f_c (1 + m \cos \omega_c t)$

$\Delta f_m = m_c f_c = K_f V_m = m_c \cdot F$; $S_F = \frac{\Delta f_m}{V_m} = \frac{m_c f_c}{V_m}$

部分接入 C_j : $m_c \downarrow \rightarrow \Delta f_m \downarrow$, $S_F \downarrow$, 稳定性 \uparrow (用 AFC; $\Delta f_m \uparrow$)

晶体振荡: $\Delta f_m \downarrow \rightarrow S_F \downarrow$, 稳定性 \uparrow (用 PLL: $\Delta f_m \downarrow$, 稳定性 \uparrow)

扩展频偏: 提高 f_c , 载波频率 + 变频

间接调频: Δf_m 小, 稳; 先产生后再调相。

Armstrong 矢量合成法: 线性: $m_p < \frac{\pi}{2}$

$V_m = \cos(\omega_c t + m_p \cos \omega_c t) \approx \cos \omega_c t - m_p \cos \omega_c t \sin \omega_c t$

通信电路原理

一. 线性系统基础概念

1. 匹配网络的概念.

① 最大功率传输匹配: 窄带, 射频.

$$\begin{aligned} X_L &= -X_S & \Rightarrow & Z_L = Z_S^* \\ R_L &= R_S & & P_L = |V_S|^2 / 8R_S \end{aligned}$$

$$H_p = \frac{|V_{o1}|^2}{2R_L} / \frac{|V_S|^2}{8R_S} = 4 \frac{R_S}{R_L} |H_S|^2$$

$$T_p = 2 \sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \frac{V_S}{V_L} \quad \text{传输系数.}$$

$$\Gamma_p = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S} \quad \text{反射系数.}$$

$$|\Gamma_p|^2 + |T_p|^2 = 1$$

② 传输线上电压波的单向传输匹配: 宽带, 数字.

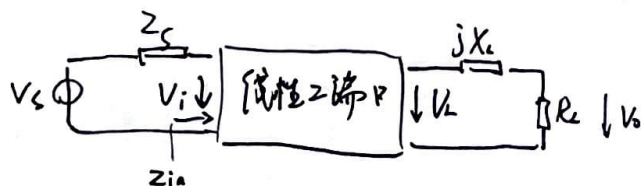
$$Z_L = Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{无损传输线})$$

$$T_v = 1 + \Gamma_o, \quad T_i = 1 - \Gamma_o \quad \text{传输系数}$$

$$\Gamma_o = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{反射系数.}$$

③ 最小噪声系数匹配 ...

④ 稳定性匹配 ...



2. 网络参量及其特性.

① 常用 = 端口网络参量.

1) 阻抗参量: 串 联 $Z = Z_1 + Z_2$

2) 导纳参量: 并 联 $Y = Y_1 + Y_2$

3) 传输参量: 级 联 $A = A_1 + A_2$

对无损耗网络, 有

$$\begin{cases} \text{无损: } |H_{21}|^2 (R_L \text{ 上功率}) = |T_p|^2 (Z_{in} \text{ 上功率}) \\ \text{互易: } Z_{12} = Z_{21} \end{cases}$$

② 用 2 端口网络参量表示传输特性.

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{A}{D}} \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{Z_1}{y_{11}}} = \sqrt{Z_{11} \cdot Z_{12} Z_{21}}$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{B}{A}} \sqrt{\frac{C}{D}} = \sqrt{\frac{Z_2}{y_{22}}} = \sqrt{Z_{12} \cdot Z_{11} \cdot Z_{21}}$$

双端端接匹配时:

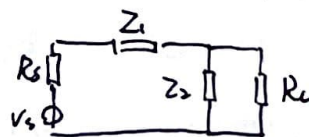
$$T_v = \sqrt{\frac{D}{A}} \cdot \frac{1}{\sqrt{AD + \sqrt{BC}}}$$

$$T_i = \sqrt{\frac{A}{D}} \cdot \frac{1}{\sqrt{AD + \sqrt{BC}}}$$

3. 匹配网络的设计

① 用端接阻抗 = 端口特征阻抗的
观点考察最大功率传输匹配

e.g. L型匹配网络.



$$Z_{01} = \sqrt{(Z_1 + Z_2) Z_1}, \quad Z_{02} = \sqrt{Z_2 \cdot \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}}$$

$$\Rightarrow Z_1 = \pm j R_L \sqrt{\frac{R_L}{R_L} - 1}, \quad Z_2 = \mp j R_L \sqrt{\frac{R_L}{R_L} - 1}$$

编号:

班级:

姓名:

第 2 页

② 用谐振电路点考察最大功率传输匹配负载的接入方式.

1) 串联谐振电路.



$$H(\omega) = 2 \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} \frac{U_0}{U_s} = A_0 \frac{\frac{1}{Q} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) + 1}$$

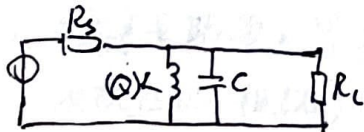
$$H(\omega) = A_0 \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} e^{-j \arctan Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} = (R_s + R_L) \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$BW_{3dB} = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q} = \frac{f_0}{Q}$$

$$\tau_g = - \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{2Q}{\omega_0}$$

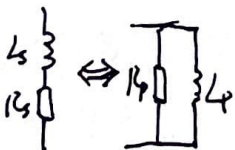
2) 并联谐振电路.



$$H(\omega) = 2 \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} \frac{U_0}{U_s} = 2 \sqrt{\frac{G_s}{G_L}} \frac{U_0}{U_s} = A_0 \frac{\frac{1}{Q} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) + 1}$$

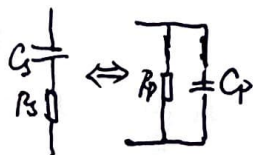
一般情况下, L 含串联的损耗电阻 \$R_s (Q_L)\$.

利用如下串-并联转换



$$R_p = \frac{R_s}{1 + Q_s^2}$$

$$L_p = \frac{L_s}{1 + Q_s^2}$$



$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}$$

$$C_s = (1 + Q_p^2) C_p$$

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{R_p}{\omega L_p}$$

$$Q_p = \frac{1}{\omega C_p R_p} = \omega C_s R_s$$

可得 $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q_s^2}}$

a. 变压器接入.

$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L$$

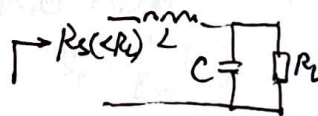
b. 电容抽头

$$R_L' \approx \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 R_L \quad (C_2 \text{ 与 } R_L \text{ 并})$$

c. 电感抽头.

$$R_L' \approx \left(\frac{L_1 + L_2}{L_2} \right)^2 R_L \quad (L_2 \text{ 与 } R_L \text{ 并})$$

eg L 型匹配网络

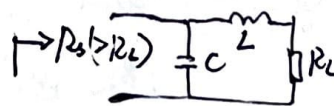


$$C' = (1 + Q^2) C$$

$$R_L' = R_L (1 + Q^2) = R_s$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$$

$$\Rightarrow L = \frac{R_s}{\omega_0} \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1}, \quad C = \frac{1}{\omega_0 R_L} \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1}$$



$$L' = L(1 + Q^2)$$

$$R_L' = R_L(1 + Q^2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\Rightarrow L = \frac{R_s}{\omega_0} \sqrt{\frac{R_s}{R_L} - 1}, \quad C = \frac{1}{\omega_0 R_s} \sqrt{\frac{R_s}{R_L} - 1}$$

③ 其他(巴)式的匹配网络

1) 本波长传输线阻抗变换器

输入阻抗 $Z_i(l) = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L \tan \beta l}$

$l = \frac{\lambda}{4}$ 时, $Z_i(l) = Z_0^2 / Z_L$, 故 $Z_0 = \sqrt{R_s R_L}$

编号:

班级:

姓名:

第 3 页

2) 传输线等效电容、电感.

$$Z_L |_{z=0} = j Z_0 \tan \beta l$$

$$Z_L |_{z=\infty} = -j Z_0 \cot \beta l$$

$$Z_L |_{z_0 \rightarrow z} \approx Z_L + j Z_0 \tan \beta l$$

$$Z_L |_{z \rightarrow z_0} \approx \frac{1}{1/Z_L + j \tan \beta l / Z_0}$$

3) 传输线变压器

奇模: 上导体电流 = 下导体电流
电耦合: $I_1 = I_0, U_1 = U_0$. ($\theta = \beta l \approx 0$)
无耦: 每对导体独立.

低通原型滤波器: $\omega_{ch} = 1, S_p = S / \omega_c$.

1) 低通 \rightarrow 高通 ($l \rightarrow h$).

$$S = \frac{\omega_{ch}}{S_p}$$

低通原型指标:

$$\alpha_{pl} = \alpha_{ph}, \alpha_{sl} = \alpha_{sh}, \omega_{pl} = \frac{\omega_{ch}}{\omega_{ph}}, \omega_{sl} = \frac{\omega_{ch}}{\omega_{ph}}$$

高通元件:

$$L = \frac{1}{\omega_{ch} C_p}, C = \frac{1}{\omega_{ch} L_p}$$

2) 低通 \rightarrow 带通 ($l \rightarrow b$)

$$S_p = \frac{1}{B_w} \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right)$$

$$B_w = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_0, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

低通原型指标:

$$\alpha_{pl} = \alpha_{pb}, \alpha_{sl} = \alpha_{sb}$$

$$\omega_{pl} = \max \left\{ \frac{1}{B_w} \left(\frac{\omega_{pb1,2}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{pb1,2}} \right) \right\}$$

$$\omega_{sl} = \max \left\{ \frac{1}{B_w} \left(\frac{\omega_{sb1,2}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{sb1,2}} \right) \right\}$$

带通元件:

$$L_p \rightarrow \frac{L_p}{B_w \omega_0} \text{ 串 } \frac{B_w}{\omega_0 L_p} \rightarrow C_p \rightarrow \frac{C_p}{B_w \omega_0} \text{ 并 } \frac{B_w}{\omega_0 C_p}$$

3) 低通 \rightarrow 带阻 ($l \rightarrow r$).

$$S_p = \frac{1}{B_w} \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right), B_w, \omega_0 \text{ 类似}$$

低通原型指标:

$$\omega_{pl} = \dots, \omega_{sl} = \dots \text{ 类似, 通考与阻考互换}$$

带阻元件:

$$L_p \rightarrow \frac{1}{B_w \omega_0 L_p} \text{ 并 } \frac{L_p B_w}{\omega_0}, C_p \rightarrow \frac{1}{B_w \omega_0 C_p} \text{ 串 } \frac{C_p B_w}{\omega_0}$$

二. 滤波器

1. 滤波器基本概念

功能: 对信号限带; 鉴频;
阻抗匹配、阻抗变换;
频率特性校正.

$$H(s) = T_p(s) = 2 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{U_2}{U_1} \frac{R_2 = R_1}{2} \frac{U_2}{U_1}$$

$$\text{衰减特性: } \alpha(\omega) = 20 \lg \frac{1}{|H(j\omega)|}$$

2. LC滤波器综合

① 例: 巴特沃兹低通

由 $\alpha_p \leq \alpha_{pmax}, \alpha_s \geq \alpha_{smin}$ 得 n .

由 n 得 ω_c (一般取较小的值).

由 n, ω_c 得 g_k : $g_0 = g_{n+1} = 1, g_k = 2 \sin \frac{k-1}{2n} \pi$.

$$R = g^2 R_2, L = \frac{g^2 R_2}{\omega_c}, C = \frac{g^2}{\omega_c R_2}$$

② 频率变换.

编号:

班级:

姓名:

第 4 页

3. 其它类型滤波器简介.

① RC有源滤波器.

基本单元: 加法器、积分器、反向器.

方法: 列出电路中节点电压, 并用辅助电压

替代电流, 统一为对电压的运算以便

用基本单元实现电路.

② Gm-C滤波器. 类似①的方法.

③ 开关电容滤波器

三. 高频放大器.

1. 器件模型与有源性.

BJT

MOSFET

零点: $\frac{g_m}{2\pi C_{bc}}$ (C_{bc}, C_{gd})

$\frac{g_m}{2\pi(C_{gd} + C_{bc})}$

特征 ($\beta=1$): $\frac{g_m}{2\pi(C_{bc} + C_{bc})}$

$\frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$

最高频率 ($G=1$): $\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_{be}C_{bc}C_{bc}}}$

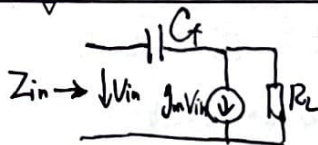
$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_g C_{gs} C_{gd}}}$

有源性: 二端 $p = \operatorname{Re}\{U_i I_i^*\} + \operatorname{Re}\{U_o I_o^*\} < 0$.

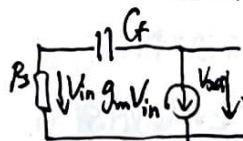
eg 晶体管 $g_m^2 > 4g_{in}g_{out} \approx \frac{4}{r_{be} \cdot R_L}$

2. 放大管基本组态.

CE组态 米勒效应:



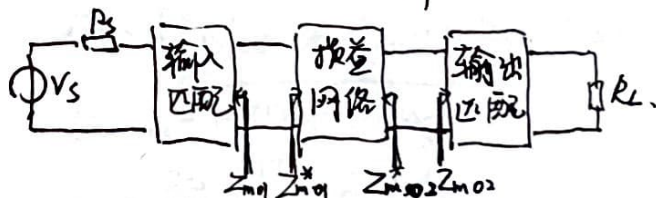
$$Z_{in} = \frac{1}{sC_f(1+g_m R_L)} + \frac{1}{R_L + g_m}$$



$$Z_{out} = \frac{1}{sC_f(1+g_m R_L)} + \frac{1}{R_L + g_m}$$

共轭匹配时 两端的匹配电感和电容
+ 原端电容谐振于工作频率.

2. 最大功率传输匹配分析.



匹配: $Z_{in}^* = \frac{AZ_{out} + B}{CZ_{out} + D}$, $Z_{out}^* = \frac{DZ_{in} + B}{CZ_{in} + A}$ (共轭)

得 $R_{in}(j\omega) = \sqrt{\Delta}/2a(\omega)$, $jX_{in}(j\omega) = b(\omega)/2a(\omega)$.

其中 $\Delta = \operatorname{Re}(A^*D + B^*C) - |AD - BC|^2$.

① 条件稳定放大区

ω : $\Delta < 0$, 无法双端共轭匹配.

② 绝对稳定放大区

ω : $\Delta > 0$, 可双端共轭匹配

eg. 晶体管中 $\Delta > 0 \Rightarrow \omega < \frac{2g_{in}g_{out}}{\sqrt{g_{in}^2 - 4g_{in}g_{out}} \cdot C_f}$. RP

有源性条件 $g_m^2 > 4g_{in}g_{out}$. 不满足时, 恒有 $\Delta > 0$.

增加绝对稳定放大区的方法:

{ 在不稳定区抵消 C_f : 中和 }
 { 增加 g_{in} (低噪放), g_{out} (功放) } 增益下降.
 { BJT 两端间并联电阻, } 稳定区扩展.

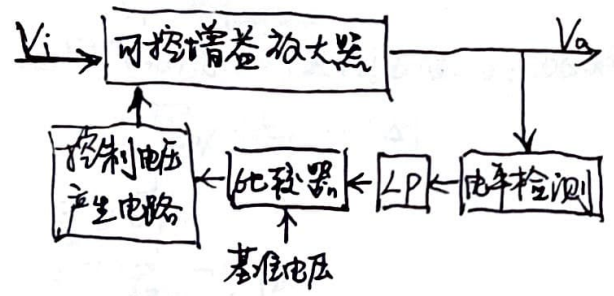
4. 可调谐放大器

- 密勒效应: $A \cdot BW \downarrow$: 部分接入
- 负阻效应: 不稳定: 共源共栅; 中和法

5. 宽带放大器

- 把主极点推离原点
- 增加零点或采用复极点.
- 负反馈.

6. 自动增益控制



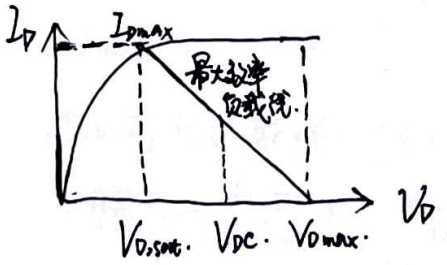
位置: 接收机前级, 高放, 主中放.

参数: G (抑制倍数) = m_i (in 动态范围) / m_o (out...).

实现: 差放 (平坦非线性区), 电导放大器 (可变电阻).

7. A类功率放大

V_{Dmax} , I_{Dmax} 受限于管子击穿特性、源电压.



$$V_{DC} = \frac{1}{2}(V_{max} - V_{Ds_{at}}), I_{DQ} = \frac{1}{2}I_{Dmax}, R_{opt} = \frac{2(V_{DC} - V_{Ds_{at}})}{2I_{DQ}}$$

$$P_{omax} = \frac{1}{2}(I_{DQ} \cdot V_{DC})$$

$$P_{dc} = I_{DQ} \cdot V_{DC}$$

$$\eta_{max} = 50\%$$

8. 为大器噪声

- ① 干扰和噪声 外 vs 内.
- ② 器件噪声

1) 电阻热噪声: 加性, 均值为0, 方差固定, 幅度正态

$$\bar{v}_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{T} v_n^2(t) dt$$

$$\frac{d\bar{v}_n^2}{df} = W_v(f) \approx 4kTR$$

$$W_{v_o}(f) = |H(j\omega)|^2 W_v(f) \approx 4kTR |H(j\omega)|^2$$

$$\bar{v}_{no}^2 = \int_0^{\infty} W_{v_o}(f) df = 4kTR |H(0)|^2 \Delta f$$

$$v_{no,rms} = \sqrt{4kTR |H(0)|^2 \Delta f}$$

$$\bar{i}_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{T} i_n^2(t) dt$$

$$\frac{d\bar{i}_n^2}{df} = \frac{1}{R^2} W_i(f) \approx 4kTG = W_i(f)$$

$$W_{i_o}(f) = |H_i(j\omega)|^2 W_i(f) \approx 4kTG |H_i(j\omega)|^2$$

$$\bar{i}_{no}^2 = \int_0^{\infty} W_{i_o}(f) df = 4kTG |H_i(0)|^2 \Delta f$$

$$i_{no,rms} = \sqrt{4kTG |H_i(0)|^2 \Delta f}$$

推广: $\bar{v}_n^2 = \int_0^{\infty} 4kTR(f) df, \bar{i}_n^2 = \int_0^{\infty} 4kTG(f) df$

2) 晶体管噪声

电阻热噪声: $W_v = 4kTR_{bb}$ 中频

散粒噪声: $W_i = 2qI_{c/0}$ 中频

分配噪声: $W_i = 2qI_c (1 - \frac{100f}{\omega_0})^2$ 高频

1/f 噪声: $W_i = \frac{K}{f} \cdot \frac{I}{A}$ 低频

3) MOSFET 噪声

沟道热噪声: $W_i = 4kT \gamma g_{m0}$ 中频

栅极散粒噪声: $W_i = 2qI_g$ 中频

栅极感应噪声: $W_i = 4kT \sigma g_g$...

1/f 噪声: $W_v = \frac{K}{CoxWL} \cdot \frac{1}{f}$ 低频

编号:

班级:

姓名:

第 6 页

② 噪声系数

1) F_n 和 T_e .

$$F_n = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{P_{no}}{G_p P_{ni}} = \frac{G_p P_{ni} + P_{na}}{G_p P_{ni}} = 1 + \frac{P_{na}}{G_p P_{ni}}$$

$$T_e = (F_n - 1)T_0 = 290K = \frac{P_{na}}{G_p P_{ni}} \cdot T_0$$

当信源端接匹配时

$$P_{si} = U_s^2/4R_s, P_{ni} = \bar{U}_n^2/4R_s = KT\Delta f$$

$$F_n = \frac{P_{nom}}{G_{pm} KT\Delta f}$$

$$T_e = \frac{P_{na}}{G_{pm} \cdot K\Delta f}$$

当网络无源时,且输出端接匹配时.

$$P_{nom} = \bar{U}_{no}^2/4R_{in} = KT\Delta f$$

$$F_n = \frac{1}{G_{pm}}$$

$$T_e = \left(\frac{1}{G_{pm}} - 1\right)T_0$$

2) 二端口网络噪声模型



$$U_n = -i_{n2}/Y_{n1}, i_{n2} = i_{n1} | U_1=0, U_2=0$$

$$i_n = -U_{n2}/Z_{n1}, U_{n2} = U_{n1} | i_1=0, i_2=0$$

$$F_n = F_{nmin} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{sopt}|^2 = F_{nmin} + \frac{G_m}{R_s} |Z_s - Z_{sopt}|^2$$

3) 二端口网络级联噪声模型

$$F_n = 1 + (F_{n1} - 1) + \frac{F_{n2} - 1}{G_{pm1}} + \dots + \frac{F_{nN} - 1}{G_{pm1} \dots G_{pm(N-1)}}$$

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{pm1}} + \dots + \frac{T_{eN}}{G_{pm1} \dots G_{pm(N-1)}}$$

(端接匹配)

比较各网络的 $\frac{G_{pm} - 1}{G_{pm} F_n - 1}$, 大者置前.

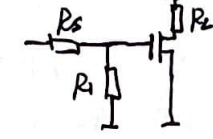
4) 接收机灵敏度与最小可检测功率.

端接匹配时:

$$P_{si(min)} = \left(\frac{P_{so}}{P_{ni}}\right)_{min} F_n K T \Delta f$$

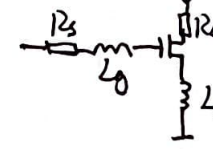
$$V_i(min) = 2\sqrt{R_i P_{si(min)}}$$

5) LNA 阻抗匹配



$$R_s = R_1$$

R_1 增加放大器噪声
 R_1 降低放大器功率增益.



$L_0 + L_s \leq C_s$ 谐振于 2 频.

实现与信源的共轭匹配
不产生热噪声, 不消耗功率, 噪声电阻匹配.

四. 非线性电路及其分析

1. 非线性电路的基本概念

非线性 (叠 & 均) | 时变恒 \Rightarrow 新频率.

2. 非线性元件.

参数 (电阻, 电压) \rightarrow 非线性

含至少一个工作于非线性状态的非线性元件
eg 功放, 倍频器, 振荡器, 调制解调器

(调频, 调相 (鉴频, 鉴相))

参数 (时间) \rightarrow 时变参量.

含至少一个时变参量元件.

eg. 变频器, 模拟相乘器, 开关.

编号:

班级:

姓名:

第 7 页

2. 非线性电路的分析方法

① 解杆函数

BJT: $i_c = I_{c0} (e^{\frac{V_{be}}{V_T}} - 1)$

MOS: $i_{d1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})^2$

BJT差: $i_c = I_0 \tanh \frac{V_{id}}{2V_T}$

MOS差: $i_d = I_{d0} \sqrt{2\beta I_{d0} - \beta^2 V_{id}^2}$

② 幂级数

1) 单频输入

$V_i(t) = V_{im} \cos \omega t$

$i_c(t) = a_0 + a_1 V_{im} \cos \omega t + a_2 V_{im}^2 \cos^2 \omega t + \dots$

a. 谐波

偶次频率分量只与偶次项有关, 奇...
m次频率分量只与m次项有关.

b. 功率压缩

$i_c(t) = (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2) V_i(t)$, $a_3 < 0$

1dB压缩点 $V_{im, 1dB} = \sqrt{0.145 \frac{|a_1|}{|a_3|}}$

2) 双频输入

$V_i(t) = V_{im} \cos \omega_1 t + V_{im} \cos \omega_2 t$

$i_c(t) = \text{直流} + \text{一次项} + \text{二次项} + \dots$

a. 阻塞

$V_{im} \ll V_{2m}$, $a_3 < 0$

$i_{\omega_1} = (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_{im}^2 + \frac{3}{2} a_3 V_{2m}^2) V_{im} \cos \omega_1 t \approx (a_1 + \frac{3}{2} a_3 V_{2m}^2) V_{im}$

V_{2m} 干扰使有用的 $V_{im} \rightarrow 0$.

b. 交叉调制干扰

$V_{im} \ll V_{2m}$, $V_{2m}(t) = V_{2m}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_2 t$

$i_{\omega_1} = (a_1 + \frac{3}{2} a_3 V_{2m}^2 + 3 a_3 m_a V_{2m}^2 \cos \Omega t + \frac{3}{2} a_3 m_a^2 V_{2m}^2 \cos^2 \Omega t) V_{im}$

经幅度解调后听到 Ω 带音.

C. 交互调制失真

$V_{1m} = V_{2m} = V_m$, $\omega_1 \sim \omega_2$

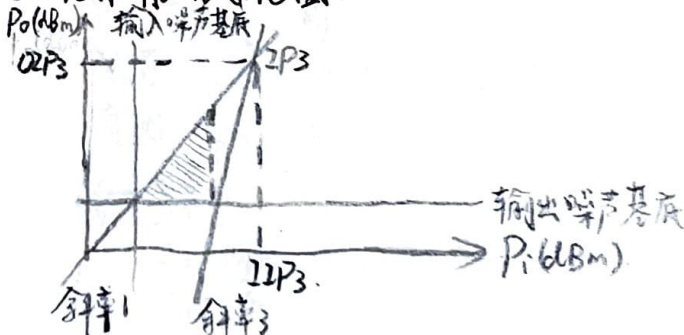
$i_{band} \approx (a_1 + \frac{3}{4} a_3 V_m^2) V_m (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + (\frac{3}{4} a_3 V_m^2) V_m (\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t)$

交互调制失真系数 $IMR = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} V_m^2$, $P_{2mR} = (IMR)^2 P_1$

三阶交调截止 $V_{im-3P3} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|a_1|}{|a_3|}}$

非线性系统的级联 $\frac{1}{IIP3} = \frac{1}{IIP3_1} + \frac{C_1}{IIP3_2} + \frac{C_1 C_2}{IIP3_3} + \dots$
级联系统的非线性主要取决于最后一级.

3) 无杂散动态范围



输出噪声基底 = $f_n k T \Delta f \approx -174 \text{ dBm} + 10 \lg \frac{\Delta f}{\text{Hz}} + NF$

动态范围 $\approx \frac{2}{3} (OIP3 - \text{输出噪声基底}) = \frac{2}{3} (IIP3 - \text{输入噪声基底})$

三阶交调 = 输入噪声基底时信噪比最高.

③ 折线分析法 (V_B : 过偏置)

$i(t) = \begin{cases} g(V_B + V_{im} \cos \omega t - V_A) & V > V_A \\ 0 & V \leq V_A \end{cases}$

导通角 $\cos \theta = \frac{V_A - V_B}{V_{im}}$, 幅度 $I_m = g V_{im} (1 - \cos \theta)$

$i(t) = \begin{cases} I_m \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} & |\omega t| \leq \theta \\ 0 & |\omega t| > \theta \end{cases}$

$= I_0 + I_1 \cos \omega t + \dots$

I_0 : 180°最大, I_1 : 120°/n最大.

$\frac{I_1}{I_0}$: 单调减, 0°时最大, 为2.

A, B, C: $P_{DC} = V_{CC} \cdot I_{D0}$, $P_o = \frac{1}{2} V_{CC} I_{D1}$, $\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{I_{D1}}{2I_{D0}} = \frac{0 - \sin\theta \cos\theta}{2(\sin\theta - 0 \cos\theta)}$

(科目:)

数 学 作 业 纸

A: $\theta = \pi$, $\eta = 50\%$ B: $\theta = \frac{\pi}{2}$, $\eta = \frac{1}{4}$ C: $\theta \rightarrow 0$, $\eta = 100\%$ 实际 $\theta = 65^\circ \sim 70^\circ$

编号:

班级:

姓名:

第 8 页

4. 功率放大器

- ① A类: $\theta = 180^\circ$, $\eta < 50\%$.
- ② B类: $\theta = 90^\circ$, $\eta < \frac{\pi}{4} \approx 79\%$.
 $I_m = V_p / R_L$, $P_{out} = V_o^2 / 2R_L$
 $I_{avg} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_o}{R_L} \sin\omega t dt = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_o}{R_L}$, $P_{DC} = I_{avg} V_o$
- ③ C类: $0 < \theta < 90^\circ$, $\eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \rho < 100\%$.
 $P_{out} = \frac{1}{2} I_{e1} V_{om} = \frac{1}{2} I_m \alpha_1(\theta) V_{om}$
 $P_{DC} = I_{e0} \cdot V_{CC} = \frac{1}{2} I_m \alpha_0(\theta) V_{om} / \rho$
- ④ D类: $\theta = 90^\circ$, $\eta < 100\%$.

晶体管开关状态

$V_{in} = V_{CES} + (V_{CC} - 2V_{CES})$ 开关函数 (ωt)
 $V_o = \frac{2}{\pi} (V_{CC} - 2V_{CES}) \cos(\omega t)$
 $I_m = \frac{2}{\pi R_L} (V_{CC} - 2V_{CES})$
 $I_o = \alpha_0(\theta) I_m = \frac{I_m}{\pi}$
 $\eta = \frac{\frac{1}{2} V_{om}^2 / R_L}{I_o V_{CC}} = \frac{V_{CC} - 2V_{CES}}{V_{CC}}$

∴

5. 模拟相乘器

① Gilbert 相乘器:

$V_o = R_c I_o \tanh \frac{V_x}{2V_T} \tanh \frac{V_y}{2V_T}$

{ 线性输入范围小
温度稳定性差

② 运放四输入限幅模拟相乘器:

$V_o = \frac{2R_c}{I_x R_x R_y} V_x V_y$

{ 源极负反馈 (电压-电流转换)
反双曲正切函数变换的线性化

③ 环行二极管相乘器:

6. 变频器

- ① 时变参量线性电路
- ② 变频器的技术指标
 - { 下变频: 取差频
 - { 上变频: 取和频
 - { 输入: 小信号
 - { 控制: 大信号: 本振 (由外部输入则为混频器)

1) 变频增益

$A_p = \frac{1}{2} \frac{V_{if}^2}{R_L} / \frac{1}{8} \frac{V_{if}^2}{R_g}$

{ 无源: $A_p < 1$: 线性范围大, 速度快.
{ 有源: $A_p > 1$: 噪声性能好.

2) 噪声系数

$F_n = \frac{S_{if}/N_{if}}{S_{rf}/N_{rf}}$

3) 变频失真

用 1dB 功率压缩点和三阶交调 IP3 衡量

4) 工作稳定性

控制信号 (本振信号) 的频率稳定性

5) 端口隔离度

{ 本振 \rightarrow 射频: 影响前级 LNA, 辐射出去.
{ 射频 \rightarrow 本振: 频率牵引.
{ 本振 \rightarrow 中频: 后级中放堵塞.
{ 射频 \rightarrow 中频: 由 LNA 非线性产生的中频干扰.

6) 端口阻抗

三个端口阻抗匹配

编号:

班级:

姓名:

第 9 页

③ 变频器基本工作原理

1) 利用器件非线性特性

饱和区 MOSFET: 平方律大, 杂波少.

2) 利用开关(或取样) ☆

双平衡混频器: 双向开关, 又有奇次频率分量.

3) 利用模拟相乘器.

端口间隔离度好; 有增益(抑后噪)
线性范围小, $IIP3$ 小.

解决: 提高高放选频性; 减少高放非线性.

4) 组合频率干扰 (内)

现象: 因高放或混频器非线性, 输入(射频)

谐波与本振谐波的组合落入中频.

$$pf_2 \pm qf_s = f_1$$

解决: 选择适当中频; 限制混频器输入幅度.

5) 交叉调制干扰

现象: 两个调幅信号因高放和混频器非线性产生的串话, 只要干扰调幅够强都会有.

解决: 高放输入限幅; 提高前端选择性.

6) 互相调制干扰. ~ 组合副波道

现象: 多干扰和本振混频落入中频. 叫叫

$$|mf_2 \pm |pfn_1 \pm qfn_2| = f_2$$

解决: 提高前端选择性.

④ 变频干扰

1) 中频干扰:

现象: 高放对中频抑制不够.

解决: 前级加中频陷波器.

2) 镜频干扰

现象: 与本振混频得中频.

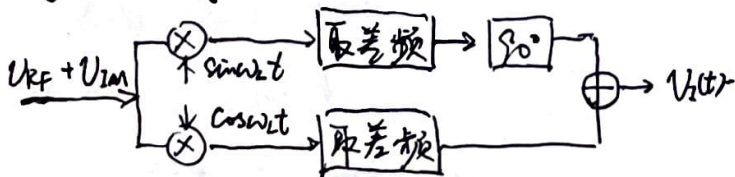
解决: 前级加镜像抑制滤波器.

提高中频频率, 可采用二次变频.

零中频方案.

镜频抑制接收机方案.

eg. Hartley



3) 组合副波道干扰 (外)

现象: 干扰谐波与本振谐波的组合落入中频.

原因是高放或混频器的非线性, 产生干扰的谐波.

$$pf_2 \pm qf_n \approx f_2, f_n = \frac{pf_2 \pm f_1}{q}$$

五. 正弦波振荡器.

1. 基本情况

直流 → 交流; 正反馈/负阻; 选频/移相/延时

混频器中的本振
调制/解调中的载波/本地载波.
时钟基准信号

2. 反馈振荡器的基本工作原理.

① 平衡条件.

$$V_o = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)F(j\omega)} V_i$$

振幅平衡: $|A(j\omega)F(j\omega)| = 1$ ($= |A_{in} Z_{out} F|$)
相位平衡: $\angle A(j\omega) + \angle F(j\omega) = 2n\pi$ ($= \angle_{in} + \angle_{out} + \angle F$)

编号:

班级:

姓名:

第 10 页

$\varphi_{gm} + \varphi_r$ 几乎不随 ω 变。
 Q 越大, 谐振频率越接近 ω_0 。

② 起振条件:

振幅: $|A(j\omega_0)F(j\omega_0)| > 1$

相位: $\varphi_A(j\omega_0) + \varphi_F(j\omega_0) = 0$

~~相位: $\varphi_A(j\omega_0) + \varphi_F(j\omega_0) = 0$~~

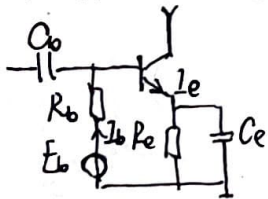
△问题: 如何起振, 且防止晶体管饱和 ($Q \downarrow$)。

△解决:

1) 差分对代替单管: 大 Q , 无偶次谐波。

2) 自动电平控制

3) 负反馈: 自偏置效应; 直流负反馈



$V_{be} = E_0 - I_b R_b - I_e R_e$

正反馈 $\rightarrow I_e \uparrow \rightarrow I_b \uparrow$

$V_{be} \downarrow \rightarrow g_m \downarrow \rightarrow A \downarrow$

△现象: A类 \rightarrow C类; 极点: 右半 \rightarrow 虚轴

③ 稳定条件:

振幅: $\frac{\partial T}{\partial V_i} \Big|_{\text{稳态}} < 0, T = A \cdot F$

相位: $\frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \Big|_{\text{稳态}} < 0, \varphi_T = \varphi_A + \varphi_F$

自偏置: $\frac{\partial T}{\partial V_i} \Big|_{\omega_0} \downarrow$
 $Q \uparrow, \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} \downarrow$

3. LC 振荡器的电路分析:

共基: 正反馈
 共射: 负反馈, 需反向。

问题: R_i 小, 直连影响 Q 值。

解决: 阻抗变换后连回。

① 互感耦合 $F = \frac{M}{L}$

② 三点式

$V_F = \frac{X_2}{X_2 + X_3} V_{ce} = -\frac{X_2}{X_1} (g_m R_p V_{ce}) = \left(\frac{X_2}{X_1} g_m R_p\right) V_i$

为保证同相反馈, X_1, X_2 (同连射极) 同性质。

1) 考毕兹 (电容三点式)

2) 哈特莱 (电感三点式)

3) 克拉泼: ~~反馈系数 (C_1, C_2) 和频率调整 (C_3) 分开~~

~~$C_3 \ll C_1 + C_2, C_1, C_2 \ll C_3$~~

$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_1 + C_2} + \frac{1}{C_1 C_2}$

$C_3 \ll C_1 + C_2, C_1 \approx C_2$

$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \quad R_p = \left(\frac{C_3}{C_1 + C_2}\right)^2 R_L$ (部分接入)

优点: 反馈调整 (C_1/C_2) 和频率调整 (C_3) 分开。
 缺点: 频率调整时会影响到振幅。

4) 西勒:

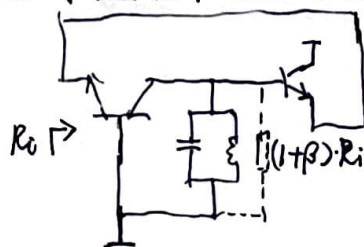
$C \approx C_3 + C_0$, 调 C_0 定振荡频率, 保振幅稳定。

$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_3 + C_0)L}}$

C_3 不能太大, C_0 调节范围小。

C_3 不能太小, 接入系数小, 振荡幅度小。

⑤ 射随器作阻抗变换:



负阻 LC 振荡器

低Q → 晶体; 寄生参数 → 对谐波、西勒; 反馈低Q → 射随.

编号:

班级:

姓名:

第 11 页

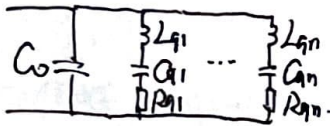
4. 振荡器的频率稳定性.

现象: 相位噪声.

原因: 寄生电感、直流电压、Q值、温度...

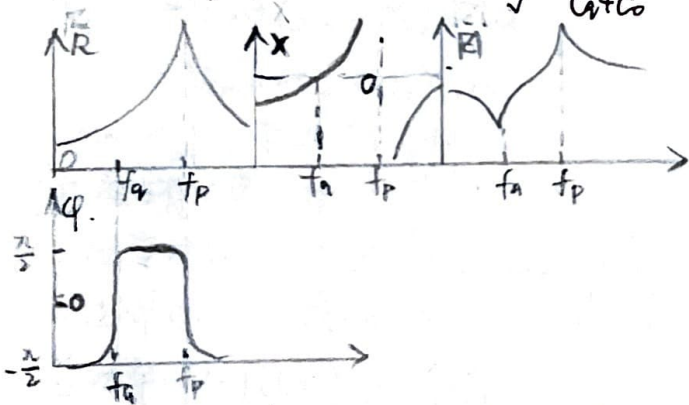
解决: 标准性、恒温、工作点、电压源、接入系数...

5. 晶体振荡器.



$$f \propto \frac{1}{\text{厚度}}$$

串: $f_q = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}}$ 并: $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \frac{C_q C_0}{C_q + C_0}}}$ (忽略时)



串实: $f_1 \approx (1 + \frac{1}{2Q^2}) f_q$ 并实: $f_2 = (1 - \frac{1}{2Q^2}) f_p$

$f_2 - f_1 \approx f_p - f_q \approx \frac{1}{2} \frac{C_0}{C_q} \cdot f_q \approx 0$

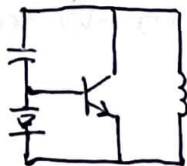
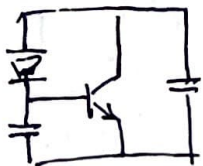
① 串联型晶振: 晶体作高Q短路线 ($f = f_q$)

可用一小电容并在晶体上抵消 C_0 . 增大反馈量, 加速起振.

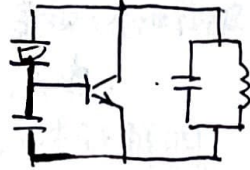
② 并联型晶振: 晶体作电感 ($f_q < f \rightarrow f_p$).

皮尔斯

密勒



③ 泛音晶振 (基音的奇数倍).



$$f_0 \in (2k-1)F, (2k+1)F$$

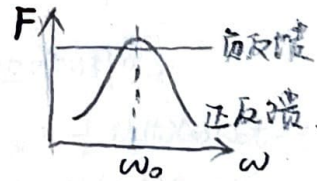
$f < f_0$: 回路感性, 无相位平衡条件.

$f > (2k+1)F$: 反馈系数小, 无幅度平衡条件.

$f = (2k+1)F$: 谐振于泛音.

6. 其他振荡器形式.

① 文氏电桥振荡器.



② 移相式RC振荡器

三级移相 (ω 上移相 80°) + 反相器.

③ 积分型正弦波振荡器.

两个级联的积分器 + 反相器.

④ 压控振荡器.

变容 = 极管实现, 详见下一章.

六. 调制与解调.

调制原因

- { 天线尺寸约束.
- { 信道复用
- { 降低干扰信号影响.

1. 幅度调制

① 标准幅度调制.

$$\begin{aligned}
 U_{AM}(t) &= [V_m + U_f(t)] \cos \omega_c t \\
 &= [V_m + V_m \cos \Omega t] \cos \omega_c t \\
 &= V_m (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t
 \end{aligned}$$

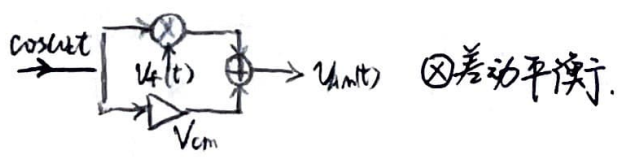
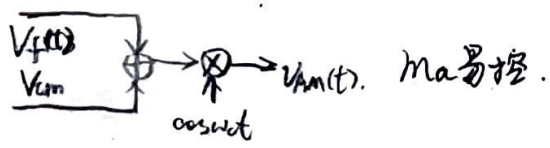
$m_a < 1$, 否则过调制.

$$\begin{cases}
 \text{载波功率: } P_c = \frac{1}{2} \frac{V_m^2}{R_c} \\
 \text{上边带功率: } P_u = \frac{1}{2} (\frac{1}{2} m_a V_m)^2 / R_c = \frac{1}{4} m_a^2 P_c \\
 \text{下边带功率: } P_l = \frac{1}{2} (\frac{1}{2} m_a V_m)^2 / R_c = \frac{1}{4} m_a^2 P_c \\
 \text{总功率: } P = P_c (1 + \frac{m_a^2}{2}) < \frac{3}{2} P_c.
 \end{cases}$$

- { 优点: 载波大, 方便解调
- { 缺点: $> \frac{1}{2}$ 功率费于载波

- { 时域: 包络为调制信号波形
- { 频域: 线性搬移, 一半冗余.

1) 调制: 变频器(混频器)



2) 解调

检波效率: $K_D = \frac{V_o}{m_a V_m} = \frac{V_o}{V_m}$

a. 相干解调:

变频(本地载波由滤波器或锁相环得) + 低通.

b. 非相干解调.

- { 小信号平方律检波: 作功率指示
- { 大信号峰值包络检波: $\tau_a C \ll R_c C < T_a$.

② 抑制载波调幅.

$$U_{DSB}(t) = U_f(t) \cos \omega_c t.$$

- 1) 调制: 变频器 + 带通(防载漏, 旁漏).
- 2) 解调: 本地载波由平方器 + 带通 + 分频产生.

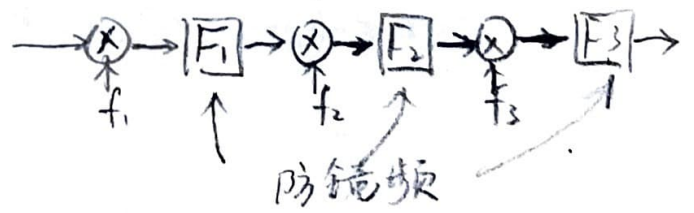
③ 单边带调幅.

$$\begin{cases}
 U_{SSB+} = \frac{1}{2} U_f(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} U_f(t) \sin \omega_c t \\
 U_{SSB-} = \frac{1}{2} U_f(t) \cos \omega_c t + \frac{1}{2} U_f(t) \sin \omega_c t.
 \end{cases}$$

其中, $U_f(t) = \text{LFT}(j U_f(j\omega)) \text{sgn}(\omega)$.

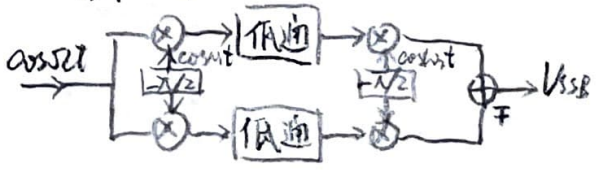
1) 调制.

a. 多级滤波法: 降低Q值要求



b. 移相法: Hartley(见前).

c. 移相法: Weaver



$m_f \gg 1$: 宽带调频: $BW \approx 2m_f F = 2\Delta f_m$

$m_f < 1$: 窄带调频: $BW \approx 2F$

(科目:) 数 学 作 业 纸

调制相对同相的状态: 带宽 $BW \approx 2(F + k_m + 2F)$ 几乎不随 F 变.

编号: ~~高频是窄带调频~~ 起边. 班级: ~~高频是窄带调频~~ 姓名: ~~高频是窄带调频~~ 第 13 页

2) 解调: 加入导频, 锁相环取出本地载波. ② 镜频抑制接收方案

优点: 节省功率, 节约带宽, 信噪比高

Hartley, Weaver.

缺点: 滤波, 移相, 正弦载波恢复设备复杂.

不适于传输直流低频.

2. 角度调制.

④ 残留边带调制.

① 基本概念.

发送边带被抑制部分和抑制边带被发送部分互补对称.

参考调制 调频

调相

1) 调制: 类似SSB, 滤波器易做.

瞬时 ω $\omega_c + k_f V_m \cos \Omega t$

$\omega_c - k_p V_m \Omega \sin \Omega t$

2) 解调: 加导频 + 锁相环; 非线性变换.

频偏 $\Delta \omega$ $k_f V_m = m_f \Omega$

$k_p V_m \Omega = m_p \Omega$

⑤ 正交调制

瞬时 ϕ $\omega_c t + m_f \sin \Omega t$

$\omega_c t + m_p \cos \Omega t$

正交的载波与本地载波.

相位 m $m_f = \frac{k_f V_m}{\Omega}$

$m_p = k_p V_m$

总结: 超外差接收机.

② 频率调制信号的性质.

① 中频实现信道选择: 低Q

$$V_{fm} = \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$$

$$= \text{Re} \{ e^{j\omega_c t} e^{j m_f \sin \Omega t} \}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_c + n\Omega)t$$

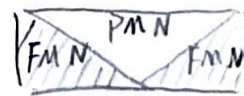
② 解调器前的增益分配至射, 中频上.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) = 1, BW_f \approx 2(m_f + 1)F: \text{兆赫} f_c.$$

③ 高放(LNA)增益不高(非线性)不低(噪声系数). 问题干扰信号引起的频率调制:

④ 中放高增益, 稳定, 易制做.

⑤ 固定中频易解调.



$$SNR_{fm} = \frac{\Delta \omega_c}{\Delta \omega_n}, \Delta \omega_n = \frac{V_{fm}}{V_m} (\omega_n - \omega_c).$$

解调: 调制前加重: 高通(微分). 解调后去加重: 低通(积分). 产生内调制率比.

① 二次变频方案

{ 一混: 高中频, 易滤波.
二混: 低中频, 易滤邻扰, 中频选频低Q.

② 零频方案

{ 无镜频干扰
上下边带互为镜频 \rightarrow 正交幅度解调

③ 实现频率调制的方法和电路.

1) 技术指标.

线性度 $f \sim V$; 最大频偏 Δf_m (要求频带内不变)

调制灵敏度 $S_f = \frac{\Delta f}{\Delta V}$; 中心频率稳定度 (f_c).

(科目:)

数 学 作 业 纸

直流通路 \rightarrow 直流电压; 调制信号通路 \rightarrow 调制信号; 高频通路 \rightarrow 调频信号.

编号:

班级:

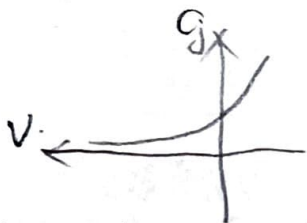
姓名:

第 14 页

2) 上变频: 调制后将调频频率升高.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{外差法: } \omega_c + K_f U_m(t) \rightarrow \omega_c + \omega_{L0} + K_f U_m(t) \\ \text{倍频法: } \omega_c + K_f U_m(t) \rightarrow N\omega_c + NK_f U_m(t). \end{array} \right.$$

3) 直接调频电路.



设 $U_m(t) = V_m \cos \Omega t$, 则

$$C_j = \frac{C_0}{[1 + (V_B + V_m \cos \Omega t) / \phi]^2}$$

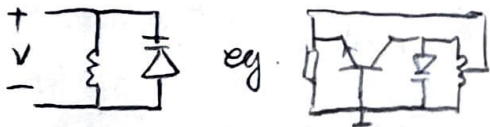
$$= \frac{C_0}{(1 + V_B / \phi)^2 [1 + V_m \cos \Omega t / (V_B + \phi)]^2}$$

$$= \frac{C_0'}{(1 + m_c \cos \Omega t)^2}$$

C_0' : 直流偏置 V_B 下的电容

$$m_c = \frac{V_m}{V_B + \phi} < 1: \text{电容调制制度.}$$

a. 变容 = 极管全接入.



$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_j}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_0' / (1 + m_c \cos \Omega t)^2}}$$

$$= f_c (1 + m_c \cos \Omega t)^{\frac{1}{2}}$$

$$= f_c \left(1 + \frac{1}{2} m_c \cos \Omega t + \frac{1}{2!} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} - 1 \right) (m_c \cos \Omega t)^2 + \dots \right)$$

优点: 频偏大, 调制系数高 $\Delta f_m = m_c f_c \cdot f_c = \frac{m_c f_c^2}{V_m}$

缺点: 振荡回路的高频电压加在变容管上

可能使变容管部分导通, 电阻下降, Q \downarrow .

b. 变容 = 极管部分接入.



$$C_j = C_0' / (1 + m_c \cos \Omega t)^2$$

$$\text{设 } C_{\Sigma 0} = C_1 + C_2 C_0' / (C_2 + C_0')$$

$$\text{设 } C_2 = C_1 + C_2 C_j / (C_2 + C_j)$$

$$\text{故 } f_c = 1 / (2\pi \sqrt{LC_{\Sigma 0}})$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_2}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_2 C_0' / C_2}}$$

$$\approx f_c \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C_0'}{C_2} \frac{C_2'}{C_2} m_c \cos \Omega t + \dots \right)$$

优点: 中心频率稳定性提高 $C_0' C_2 C_2' / C_2^2$ 倍;

且由于变容管部分接入, 加到变容管上的高频电压只是回路振荡电压的一部分, 进一步提高了载波频率稳定性.

缺点: 频偏降 $C_0' C_2 C_2' / C_2^2$ 倍

调制系数降 $C_0' C_2 C_2' / C_2^2$ 倍.

C. 双变容管背靠背连接.

$$C_{\Sigma 0} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + \frac{0.5 C_0' C_2}{0.5 C_0' + C_2}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{\Sigma 0}}}$$



优点: 对高频振荡信号, 每个变容管承受电压减半, 对直流和调制信号, 两变容管并联, 工作点和受调状态相同.

总结: 直接调频发射机.

- ① 变容二极管直接调频电路简单, 工作频率高
- ② 频偏大.

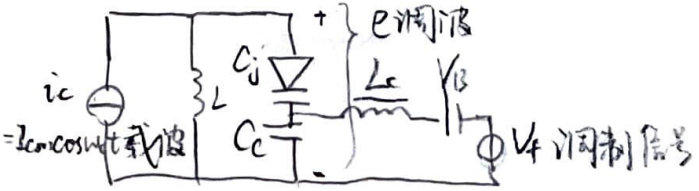
③ 频率稳定度不够, 变容管在回路振荡电压下会导通, 导致回路Q值下降.

- 采用晶体振荡器: 频偏小. ★
- 采用 AFC: 频偏大
- 采用 PLL: 频偏大, 中心频率稳定.

4) 间接调频电路. 先积分再调相.

a. 可变移相法 ($m_p < \frac{\pi}{6}$).

$$V_o(t) = V_m \cos(\omega_c t + K_p U_f(t))$$



已调波输出端电压:

$$I_m |Z_o(j\omega_c)| \cos(\omega_c t + \phi_{\Sigma 0}(\omega_c))$$

其中,

$$\phi_{\Sigma 0}(\omega_c) = -\arctan Q \left(\frac{f_c}{f_0} - \frac{f_0}{f_c} \right)$$

$$\approx -Q \frac{(f_c - f_0)(f_c + f_0)}{f_0 f_c}$$

$$\approx 2Q \frac{f_0 - f_c}{f_c}$$

由于 $f_0 \approx f_c (1 + \frac{\gamma}{2} m \cos \Omega t)$, 故

$$\phi_{\Sigma 0}(\omega_c) \approx Q \gamma m \cos \Omega t = m_p \cos \Omega t \quad (m_p = Q \gamma \frac{V_m}{V_0 + \phi})$$

而 $|Z_o(j\omega_c)|$ 可通过阻抗匹配/自动增益控制而稳定. 为增大 m_p , 可采用多级回路级联.

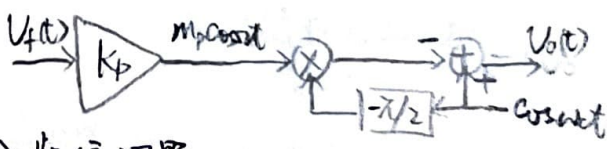
b. 可变时延法 ($m_p > 1$)

$$V_o(t) = V_m \cos(\omega_c t - k \tau U_f(t)) = V_m \cos(\omega_c t - k_m U_f(t))$$

c. 矢量合成法 ($m_p < \frac{\pi}{6}$). Armstrong. 线性调制

$$V_o(t) = \cos(\omega_c t + m_p \cos \Omega t)$$

$$\approx \cos(\omega_c t) - m_p \cos \Omega t \sin(\omega_c t)$$



扩展频偏 → 5) 频偏问题 Δ

- $\Delta \omega^{Direct FM} = \alpha \omega_c V_m \rightarrow \omega_c \uparrow$ 频偏 \uparrow (见前页)
- $\Delta \omega^{Indirect FM} = \beta V_m \rightarrow$ 倍频, 频偏 \uparrow .

note: 可采用倍频加变频的方式使载波频率和频偏得到不同倍数的增长.

编号:

班级:

姓名:

第 16 页

④ 调频波的解调方法和电路.

1) 限幅鉴频.

限幅器消除调频波的寄生调幅, 防鉴频器的误解调, 与去加重共同提高信噪比.

2) 鉴频器性能指标. (鉴频器位于中放之后).

线性度 U_f ; 线性范围 $> 2\Delta f_m$.

鉴频灵敏度 $S_0 = \frac{\Delta V}{\Delta f}$; 中心频率 = 中频

3) 鉴频方法与原理.

a. 斜率鉴频.

$$V_{FM}(t) = V_m \cos(\omega_c t + K_f \int_0^t \Omega(\lambda) d\lambda + \theta_0)$$

$$\frac{d}{dt} V_{FM}(t) = V_m (\omega_c + K_f \Omega(t)) \cos(\omega_c t + K_f \int_0^t \Omega(\lambda) d\lambda + \theta_0 + \frac{\pi}{2})$$

(双失谐回路) 微分 + 包络检波 ($K_f V_m < \omega_c$).

b. 正交鉴频 先延时再鉴相.

$$V_{FM}(t - T_0) = \cos(\omega_c(t - T_0) + m_f \sin \Omega(t - T_0))$$

$$\approx \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t - m_f \Omega T_0 \cos \Omega t - \omega_c T_0)$$

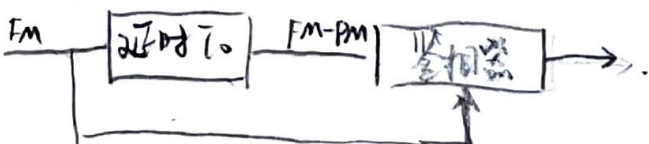
其中 $\Omega T_0 < \frac{\pi}{2}$, $\omega_c T_0 = \pm \frac{\pi}{2}$.

$$\Delta \theta = -m_f \Omega T_0 \cos \Omega t - \omega_c T_0$$

$$= -\Delta \omega T_0 \cos \Omega t - \omega_c T_0$$

$$= -T_0 K_f V_m \cos \Omega t - \omega_c T_0$$

延时后成为调频-调相波, 用鉴相器取出调制信号.



延时电路实现:

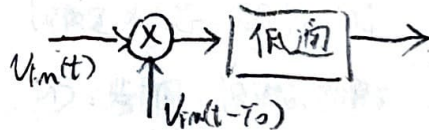


$$Q(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$\approx \frac{\pi}{2} - \frac{2Q}{\omega_0} (\omega - \omega_0). \quad (Q < \frac{\pi}{6} \cdot \frac{\omega_0}{2\Delta\omega_m})$$

$$T_0 = \frac{2Q}{\omega_0}$$

鉴相器实现1: 相乘型鉴相器.



$$V_p(t) = V_{FM}(t) V_{FM}(t - T_0) =$$

$$V_m^2 \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t) \cos \omega_c [t - T_0 + m_f \sin \Omega (t - T_0)]$$

设 $T_0 \leq 0.2/\Omega$, 则经低通滤波器后.

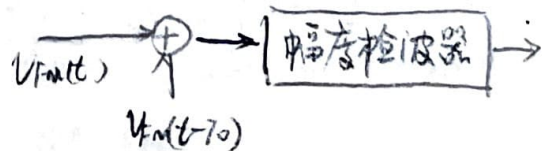
$$V_p(t) = \frac{1}{2} V_m^2 \cos(\omega_c T_0 + m_f \Omega T_0 \cos \Omega t)$$

$$= -\frac{1}{2} V_m^2 \sin(m_f \Omega T_0 \cos \Omega t) \quad (\omega_c T_0 = \frac{\pi}{2})$$

$$\approx -\frac{1}{2} V_m^2 m_f \Omega T_0 \cos \Omega t \quad (m_f \Omega T_0 < 0.2)$$

$$= -\frac{1}{2} V_m^2 K_f T_0 \cos \Omega t$$

鉴相器实现2: 相加型鉴相器.



c: 过零鉴频

利用调频波的过零信息实现频率解调.

线性范围 (+~V) 大, 易于集成

鉴相鉴频. 先鉴相再微分

见 PLL, PD 输出误差电压.

性能优良, 允许输入调频波有较低信噪比.

同步为VCO线性范围和Kp中较小者。

(科目:) 数 学 作 业 纸

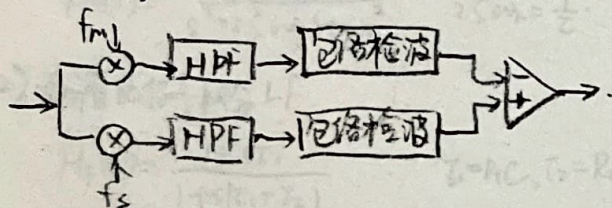
看能否锁定, 带宽是否完全包括 $\omega_c \pm \Delta\omega_m$ 的频带
 编号: VCO中心频率± 班级: 载波频率, 姓名: 第 17 页

3. 数字调制

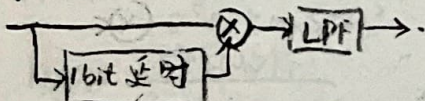
ASK



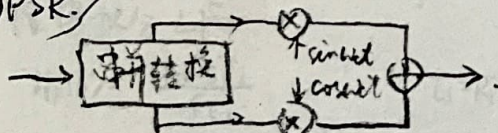
FSK ($f_m = f_c + \Delta f$: 传号; $f_s = f_c - \Delta f$: 空号) $MP = \frac{\Delta f}{f_c}$



DBPSK



QPSK



总结: 调频发射机

① 由于限幅, 幅度恒定, 可用高效的C类放大, 调幅则不可

② 由于限幅, 抗AM噪声; 用预加重加重提高信噪比。

① 占用带宽: $BW \approx 2(m+1)F$

② 系统复杂。

七. 锁相环

1. 概述

反馈控制系统: AGC-AFC-APC-PLL

其中PLL: 窄带跟踪(滤波)、频率综合、

调制解调、信号检测。

2. PLL基本原理

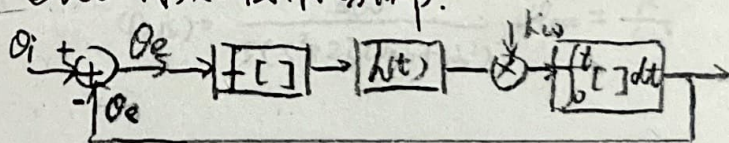
{ 跟踪状态

锁定状态: 调制跟踪、载波跟踪(窄带跟踪)

① PD: 鉴相: 相减, 相乘转电压

② LF: 滤波: 滤除鉴相电压中的噪声, 为PLL提供纹波记忆

③ VCO: 调频: 固有积分环节。



$$V_{in} = V_{im} \sin(\omega_0 t + \theta_e(t))$$

$$V_{out} = V_{om} \cos(\omega_0 t + \theta_o(t))$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} + K_{\omega} \int_0^t h(t-\tau) f[\theta_e(\tau)] d\tau = (\omega_{i0} - \omega_0) + \frac{d\theta_i}{dt}$$

3. PLL的线性分析

当 θ_e 很小时, $f[\theta_e(t)] \approx K_d \theta_e(t)$ 。有

$$s\theta_e(s) + K_{\omega} K_d H(s) \theta_e(s) = s\theta_i(s)$$

① 静态特性

{ 瞬时频率差为0

误差相位为const, 正弦鉴相 $\phi_{cso} = \arcsin \frac{\omega_0 - \omega_0}{K_p A_v}$

同步带: $\omega_0 - A_{\omega H} \leq \omega_{i0} \leq \omega_0 + A_{\omega H}$

{ 正弦鉴相: $A_{\omega H} = K_p A_v$

{ 若 A_v 很大, 同步带受VCO线性范围限制。

误差传递函数 → 环路跟踪特性. eg 稳态相差.
 闭环传递函数 → 环路频率特性. eg 闭环带宽通过PLL.

(科目:) **数 学 作 业 纸**

编号: _____ 班级: _____ 姓名: _____ 第 18 页

② 简化模型和传递函数.

ω_n 越大, 跟踪越快. ζ 越大, 跟踪越快.

1) RC 积分 LF

2) 阶跃响应: $O_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s}$.

$H_f(s) = \frac{1}{1+s\tau}$ $\tau = RC$

-1阶: $\phi_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s(1+K_p)}$, $\phi_{e\infty} = \frac{\Delta\omega}{K_p}$.

$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ $\omega_n^2 = \frac{K_p}{\tau}$

=1阶: eg 理想积分 LF.

$H_e(s) = \frac{s^2 + 2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ $2\zeta\omega_n = \frac{1}{\tau}$

$\phi_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$, $\phi_{e\infty} = 0$

2) 无源比例积分 LF.

ω_n 越大, 跟踪越快. $\zeta = 0.707 \sim$ 兼顾速度与过冲.

$H_f(s) = \frac{1+sT_2}{1+s(T_1+T_2)}$ $T_1 = R_1C, T_2 = R_2C$

3) 频率斜升: $O_i(s) = \frac{R}{s^3}$

$H(s) = \frac{(2\zeta - \omega_n/K_p)\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ $\omega_n^2 = \frac{K_p}{T_1+T_2}$

-1阶: $\phi_e(s) = \frac{R}{s^2(1+K_p)}$, $\phi_{e\infty} = \infty$

$H_e(s) = \frac{s^2 + s\omega_n^2/K_p}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ $2\zeta\omega_n = \frac{1+K_p T_2}{T_1+T_2}$

=1阶: eg 理想积分 LF.

$\phi_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}$, $\phi_{e\infty} = \frac{R}{\omega_n^2}$.

3) 理想积分 LF.

$H_f(s) = \frac{1+sT_2}{sT_1}$ $T_1 = R_1C, T_2 = R_2C$

$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ $\omega_n^2 = \frac{K_p}{T_1}$

$H_e(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ $2\zeta\omega_n = K_p \frac{T_2}{T_1}$

④ PLL 的频率特性.

输入为调相信, 初相位为 ψ_0 .

$V_i = V_{im} \sin[\omega_0 t + \psi_0 \sin(\Omega t + \psi_1)]$

$V_o = V_{om} \cos[\omega_0 t + \psi_0 \sin(\Omega t + \psi_2)] + \phi_{e\infty}$

$O_i = O_{im} \sin(\Omega t + \psi_1)$

$O_o = O_{om} \sin(\Omega t + \psi_2)$

$O_o(s)/O_i(s) = H(s)$, $\phi_{e\infty} = f^{-1} \left[\frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{K_e \cdot A_v} \right]$.

1) -1阶: $H(j\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(\Omega/K_p)^2}} e^{-j\arctg(\Omega/K_p)}$.

2) 2阶: eg 理想积分 LF.

$H(j\Omega) = \frac{1 + (2\zeta - 2\eta)\Omega^2}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + (2\zeta\Omega)^2}} e^{j(\arctg 2\zeta\Omega - \arctg \frac{2\zeta - 2\eta}{1 - \Omega^2})}$

4) 直通 LF.

$H_f(s) = 1$

$H(s) = \frac{K_p}{s + K_p}$

$H_e(s) = \frac{s}{s + K_p}$

③ PLL 的跟踪特性.

1) 相位阶跃: $O_i(s) = \frac{\Delta\theta}{s}$.

-1阶: $\phi_e(s) = \frac{\Delta\theta}{s} \cdot H_e(s)$, $\lim_{s \rightarrow 0} s\phi_e(s) = \phi_{e\infty} = 0$.

=1阶: eg 理想积分 LF.

$\phi_e(s) = \frac{s\Delta\theta}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$, $\lim_{s \rightarrow 0} s\phi_e(s) = \phi_{e\infty} = 0$.

ω_n : 伸缩频率

$\zeta = 0.707 \sim$: 兼顾过冲和过渡带.

Ω 在带内: 调制跟踪, 输出也是调相信

Ω 在带外: 载波跟踪, 输出是载波 → 提取载波

最大频偏对于捕捉带,可在鉴相器后接放大器,获得更大的直流环路增益以捕获之。

(科目:)

数 学 作 业 纸

一阶环: 相位捕获; 二阶环: 频率牵引, 相位捕获。

编号: _____

班级: _____

姓名: _____

第 19 页

① PLL 的稳定性.

- 一阶环恒稳定. 90°
- 二阶环由于寄生参量可能会不稳定 180°

② PLL 的噪声特性.

- 输入噪声 \leftarrow 闭环传递函数 $H(s)$
- VCO 相位噪声 \leftarrow 误差传递函数 $H_e(s)$

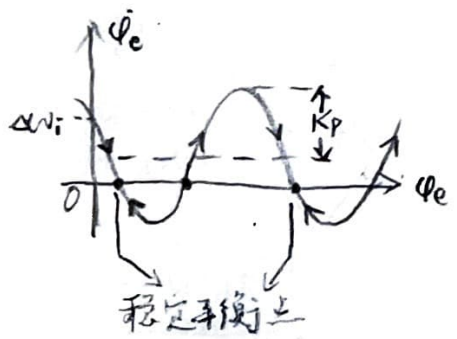
4. PLL 的非线性分析.

- 跟踪: 锁定 \rightarrow 重新锁定: 线性 ($\omega_i = \omega_o$) \rightarrow 同步带
- 捕获: 失锁 \rightarrow 锁定: 非线性. ($\omega_i \neq \omega_o$) \rightarrow 捕捉带
- 快捕带 \leq 捕捉带 \leq 同步带.
- 捕捉带: 能进入锁定的最大初始频差.
- 快捕带: 能 2π 内进入锁定的.

③ 一阶环非线性分析 (eg 正弦鉴频).

$$\phi_e(t) + K_p \sin \phi_e(t) = \Delta \omega_i = \omega_i - \omega_o. \quad (\Delta \omega_i \text{ 输入单频})$$

$\phi_e(t) - \phi_e(t)$ 图: 相位:

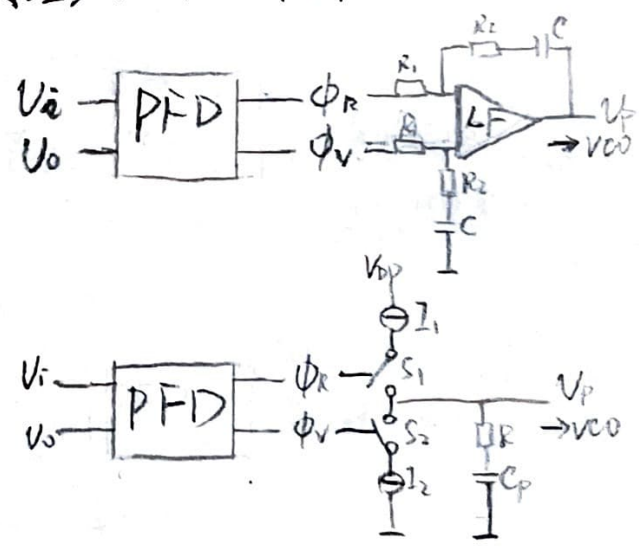


$$\phi_{eco} = \arcsin \frac{\Delta \omega_i}{K_p} + 2n\pi. \quad (\phi_e = 0)$$

- 捕捉带: $\Delta \omega_i < K_p$; 此时总有稳定平衡点.
- 快捕带: $\Delta \omega_i < K_p$, 能在 2π 内达到稳定 (半周).
- 起始频差 $\Delta \omega_i > K_p$, 则频率牵引, 不锁定但平均频差 $<$ 起始频差 $\Delta \omega_i$

④ 二阶环非线性分析 (eg 正弦鉴频).

- 频率牵引 \rightarrow 相位锁定.
- 理想积分 LF: 捕捉带 ∞ , 快捕带 $25\omega_n$.
- 捕捉时间 $T_p \approx \frac{\Delta \omega_i^2}{25\omega_n^2} \Rightarrow$ 加快捕捉的措施
- 1) 扩大环路带宽.
- 2) 减小 $\Delta \omega_i$: 外加粗调电压, 预调 VCO 振荡频率.
- 3) 用鉴频鉴相器代替鉴相器; 捕捉 \approx 快捕.

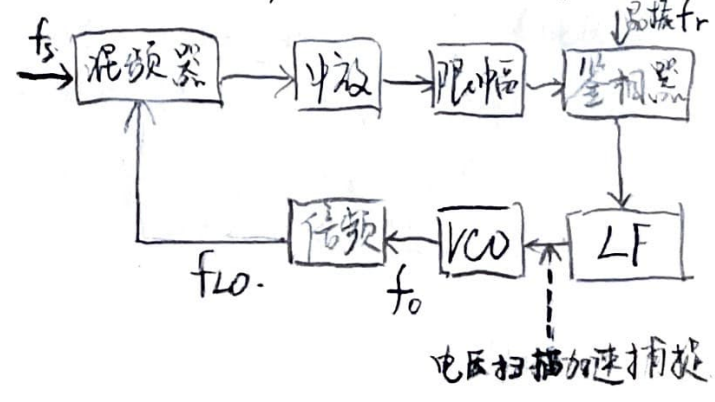


5. 集成锁相环.

6. 锁相环的应用.

① 窄带跟踪滤波器 - 窄带跟踪环 (载波跟踪).

解决一般接收机中因中心频率变化而将中频通带做得较宽从而引起邻道干扰的问题.



编号:

班级:

姓名:

第 20 页

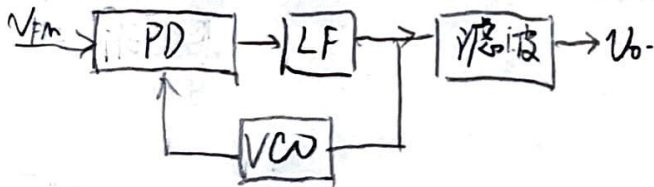
② 载波恢复 - 窄带跟踪环 (载波跟踪)

1) 平方环: 抑制载波幅度 & PSK.
平方 → 载波跟踪 → 分频 → 混频.

2) Costas 环: 各种数字调制信号.

调制信号 · 移相器 → 滤波 → 幅度补偿

③ 锁相鉴频器 - 宽带跟踪环 (调制跟踪)



调制信号 ~ 相位误差信号.

④ 频率综合及其他应用
见下篇.

7. AFC.



$$T(s) = \frac{K_d K_o H(s)}{1 + K_d K_o H(s)} \quad T_e(s) = \frac{1}{1 + K_d K_o H(s)}$$

$$\left. \begin{aligned} \text{VCO: } & \frac{N_k}{1 + N_k K_d K_o} \Delta f_c \\ \text{FD: } & \frac{N_k K_d K_o}{1 + N_k K_d K_o} \Delta f_d \\ \text{晶体: } & \frac{N_k N_d K_d K_o}{1 + N_k K_d K_o} \Delta f_o \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{AFC 控制的} \\ \text{FM 发射机的} \\ \text{输出端噪声.} \end{array}$$

八. 频率合成技术.

1. 概述.

① 直接频率合成: 混频 + 倍频/分频 + 滤波.

优点: 快
缺点: 离散频率数目, 相位噪声大, 结构复杂.

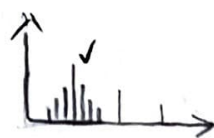
② 锁相频率合成: (混频/分频) 分频 + PLL.

优点: 结构简单, 频率纯净, 离散频率多.
缺点: 跟踪慢.

③ 直接数字频率合成.

2. 主要技术指标

± 频范围、频率分辨率 ~ 参考频率 (晶振)、
转换时间 ~ 参考频率⁻¹ (PLL)、频率稳定度、
频率纯净度.



$$H_n(\omega_{sc} + \omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{\omega_{sc}}{2\omega} \right)^{1/2} \frac{1}{\omega}$$

α ↑, 相位噪声 ↓

3. 锁相频率合成法.

1) 带前置混频器的锁相频率合成器 $f_c + n f_r$
分辨率: f_r ; 输出频率较高; 频率纯度不高 (混频)

2) 带前置分频器的锁相频率合成器 $p n f_r$
分辨率: $p f_r$; 输出频率高; 频率纯度高 (分频)

3) 双模前置分频锁相频率合成器 (B+DA+PM-A)
分辨率: f_r ; 输出频率更高; 频率纯度高.

4) 多环频率合成器 $(N_1 + n \cdot N_2) \frac{f_c}{N}$
分辨率: $\frac{f_c}{N}$; 主环决定主值, 其他环决定尾数...
解决单环分辨率受限问题.