

电电复习笔记

January 3, 2025

无 34 gx

0. 线性电路

0.1. 网络参量

- $z, y, h, g, ABCD, abcd$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_1 \\ i_i \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix} & \left(\begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} \right) \end{aligned}$$

- $z = y^{-1}, h = g^{-1}, ABCD = abcd^{-1}$
- $z_{21} = \frac{1}{C}$ 跨阻增益, $y_{21} = -\frac{1}{B}$ 跨导增益, $h_{21} = -\frac{1}{D}$ 电流增益, $g_{21} = \frac{1}{A}$ 电压增益
- $p_{in} = p_{11} - \frac{p_{12}p_{21}}{p_{22}+P_L}, p_{out} = p_{22} - \frac{p_{12}p_{21}}{p_{11}+P_S}$

$$H_v = \frac{z_{21}R_L | y_{21}G_S | h_{21} | g_{21}R_LG_S}{p_{12}p_{21} - (p_{11} + P_S)(p_{22} + P_L)} \text{ (量纲分析即可)}$$

- 串串连接 z 相加, 并并连接 y 相加, 串并连接 h 相加, 并串连接 g 相加
- 串臂元件 $ABCD = \begin{bmatrix} 1 & z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 并臂元件 $ABCD = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y & 1 \end{bmatrix}$, 级联按顺序相乘
- 单向: $p_{12} = 0, |ABCD| = 0$; 近似的单向化条件: $|p_{12}p_{21}| \ll |(p_{11} + P_S)(p_{22} + P_L)|$
互易: z, y 对称、 h, g 反对称、 $|ABCD| = 1$; 线性时不变阻/容/感构成的网络一定互易
对称: 互易且 $z/y_{11} = z/y_{22}, \Delta_{h/g} = 1, A = D$
有源: $\Re(p_{11}) < 0 \vee \Re(p_{22}) < 0$ (负阻有源性)
 $|p_{12} + p_{21}^*|^2 > 4\Re(p_{11})\Re(p_{22})$ (受控源有源性)
(总之即 $p + p^H$ 非半正定)

0.2. 一些线性元件

- 变压器
 - 匝数比 $n:1$ 理想变压器 $ABCD = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & \frac{1}{n} \end{bmatrix}, h = \begin{bmatrix} 0 & n \\ -n & 0 \end{bmatrix}$
 - 互感变压器, 两端 L_1, L_2 , 匝数比 $n = \sqrt{L_1/L_2}$, 互感 $M = k\sqrt{L_1L_2}$, 耦合系数 $k \in [-1, 1]$,
 $z = j\omega \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} = j\omega\sqrt{L_1L_2} \begin{bmatrix} n & k \\ k & \frac{1}{n} \end{bmatrix}$, $|k| = 1$ 时为全耦合, 进一步 $L \rightarrow \infty$ 抽象为理想变压器
- 回旋器
 - $z = \begin{bmatrix} 0 & -r_1 \\ r_2 & 0 \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} 0 & r_1 \\ g_2 & 0 \end{bmatrix}$, $r_1 = r_2 = r$ 时无损无源, 为理想回旋器, 实现对偶变换
- 阻抗匹配
 - 并大串小 Q 相等, 局部 Q 等于并阻比串阻减一再开根

1. PN 结二极管

- 端口方程: $i = I_{S0} \left(e^{-\frac{v_D}{v_T}} - 1 \right)$, 其中 I_{S0} 为 pA 量级, $v_T = \frac{kT}{q}$ 在室温下为 26 mV
可近似为 $i = I_{S0} \exp\left(-\frac{v_D}{v_T}\right)$, 微分电阻 $r_d = \left(\frac{di}{dv}\right)^{-1}_Q = \frac{v_T}{I_0}$

- 抽象：导通 0.7 V 戴维南源/恒压源、理想整流模型
- 半波整流：单端直接接， $V_{dc} = \frac{1}{\pi}V_p$, $V_{rms} = \frac{1}{2}V_p$, $V_p' = V_p - V_{on}$ ，需要承受反向偏压
- 全波整流：单端转双端， $V_{dc} = \frac{1}{\pi}V_p$, $V_{rms} = \frac{1}{2\sqrt{2}}V_p$, $V_p' = \frac{1}{2}V_p - V_{on}$
- 桥式整流：双端四个管， $V_{dc} = \frac{2}{\pi}V_p$, $V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}}V_p$, $V_p' = V_p - 2V_{on}$
- 析取直流：A. 大电容低通滤波，取平均值；
B. 快速充电、慢速放电，取极大值，纹波幅度 $\Delta v = \frac{I_L}{fC}$
- 钳位器，并臂二极管，实现倍压整流
- 稳压二极管，工作于反向击穿区，可建模为恒压源/戴维南源；两个面对面对接，实现限幅电路
- 二极管+运放，可实现指数对数运算、半波信号产生
- 实际电路中判断正反偏的方法：先假设反偏截止（抠掉二极管），确认假设是否成立

2. 晶体管

- MOSFET：通过控制导电沟道电荷密度控制电阻， $\beta_n = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})$ ，N 型端口特性：

$$i_D = f_{iv,D}(v_{GS}, v_{DS}) = \begin{cases} 0 & v_{GS} < V_{TH} & \text{(截止区)} \\ 2\beta_n(v_{GS} - V_{TH})v_{DS} - \beta_n v_{DS}^2 & v_{GS} > V_{TH}, v_{GD} > V_{TH} & \text{(欧姆导通区)} \\ \beta_n(v_{GS} - V_{TH})^2 & v_{GS} > V_{TH}, v_{GD} < V_{TH} & \text{(恒流/有源/饱和区)} \end{cases}$$

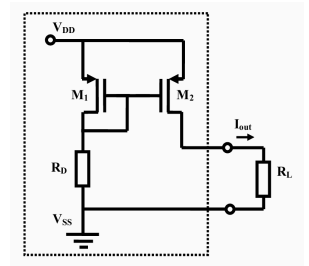
- ▶ 分段折线模型：

– 截止区：开路模型；截止/欧姆区：受控开关模型

– 欧姆区：受控线性电阻模型， $r_d = \left(\frac{di_D}{dv_{DS}}\right)^{-1}_{v_{DS}=0} = \frac{1}{2\beta_n(v_{GS} - v_{TH})}$

– 恒流区：受控恒流源模型， $i_D = \beta_n(v_{GS} - V_{TH})^2$

- ▶ 二极管连接方式：导线连接漏栅，端口特性 $i = \beta_n(v - V_{TH})^2$
- ▶ 电流镜：模拟集成电路的特征电路（工艺偏差一致抵消）， $\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}$



加特定负载，需要验证此时 M2 是否满足恒流区条件

- ▶ 分压偏置电路，漏极负反馈（压缩输出空间），通过灵敏度分析不确定性

- BJT：通过控制基区电子浓度电荷密度控制电阻；以 i_B 为控制变量，N 型恒流区端口特性：

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_B}{I_{BS0}} + 1\right), I_C = \beta I_B \quad (V_{CE} > V_{CE,sat})$$

- ▶ 分段折线模型：

– 截止区：开路模型；截止/饱和区：受控开关模型

– 饱和区：恒压源模型， $v_{BE} = V_{on}, v_{CE} = V_{CE,sat}$

– 恒流区：受控恒流源模型， $i_C = \beta I_{B0}\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) = I_{C0} + \frac{v_{CE}}{r_{CE}}$

- ▶ 分压偏置电路，BJT 关键参量 β 具有高度不确定性，需引入负反馈（并联/射极串联）
- ▶ 电流镜，TODO

- 厄利效应：输出电流乘上因子 $\left(1 + \frac{V_{DS/CE}}{V_A}\right)$

3. 反相器与数字电路

反相器分析方法：

1. 图解法，定性分析，并得出各区工作条件
2. 解析法/分段折线近似，得出转移特性方程和曲线

- CMOS 反相器：以非线性电阻 PMOS 沟道电阻和直流偏置电压源为偏置电路，功耗低增益高
- CMOS 数字电路

- ▶ 逻辑和门电路实现：这不是我们《数字逻辑与处理器基础》的梗吗，后面忘了
- ▶ 晶体管级逻辑电路：上 P 下 N，串联与并联或，PMOS 反向开关先求非，NMOS 旁路开关后求非，最后加一级非门
- ▶ 动态分析门电路延时：将所有寄生电容综合为负载电容，考虑阶跃信号的延时和升降时间
 - 极端抽象：假设以恒定的平均电流对电容充放电，且电容是线性时不变的
 - TODO

4. 放大器

4.1. 小信号放大

1. 直流分析，获得直流工作点
2. 交流小信号分析，取微分元件：线性电阻不变，电容/电感看情况短路/开路，直流源置零，非线性元件根据直流工作点计算微分增益，转化为微分小信号模型

- 晶体管 y 参量小信号模型：(BJT) $g_m = \frac{I_{C0}}{V_T}, r_{be} = \frac{\beta}{g_m}, r_{ce} = \frac{V_A}{I_{C0}}$
(MOS) $g_m = \frac{2I_{D0}}{V_{od}}, r_{ds} = \frac{V_A}{I_{D0}}$

• 三种组态

1. CE/CS：单向网络，压控流源模型，反相放大 $A_v \sim -g_m R_L, r_{in} = r_{be}/\infty, r_{out} = r_{ce}/r_{ds}$
2. CB/CG：双向网络，同相电流缓冲器
 $A_v \sim g_m R_L = \frac{g_m R_L}{1+g_m R_S}, r_{in} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce}+R_L}{1+g_m r_{ce}} \sim \frac{1}{g_m}, r_{out} = (r_{be} \parallel R_S) \langle g_m \rangle r_{ce} \sim \infty$
3. CC/CD：双向网络，同相电压缓冲器
 $A_v \sim g_m R_L = \frac{g_m R_L}{1+g_m R_L}, r_{in} = r_{be} \langle g_m \rangle (r_{ce} \parallel R_L) \sim \infty, r_{out} = r_{ce} \parallel \frac{r_{be}+R_S}{1+g_m r_{be}} \sim \frac{1}{g_m}$

• 频率特性

- ▶ 只需掌握到三个频点相加/倒数相加，近似估计，差别越大估计越准确
- ▶ 低端 3 dB 频点：分别看三个电容各自看到的电阻，其他电容短路，算出频点后相加
决定性因素： $f_{0,E} = \frac{1}{2\pi C_E} \left(1 / \left(\frac{1}{g_m} \parallel R_E \right) \right) \approx \frac{g_m}{2\pi C_E}$
- ▶ 高端 3 dB 频点：分别看三个电容各自看到的电阻，其他电容开路，算出时间常数后相加
决定性因素： $\tau_{bc} = C_{bc} \cdot R'_S \langle g_m \rangle R'_L$ (米勒效应：小电容大作用)
- ▶ 影响：有源性失却；产生负阻导致不稳定

4.2. 大信号放大

• 高增益方案：

1. 有源负载，通过偏置在恒流区的晶体管提供极大的交流电阻， $A_{v0} = -g_m (r_{ds1} \parallel r_{ds2})$
2. 缓冲隔离负载，共漏/共集组态的电压缓冲器，提供驱动重负载的能力
3. 级联放大

• 输出级（电压缓冲器）

- ▶ A 类放大器：通过大的直流偏置电流确保线性输出，输出最大摆幅 $\pm I_Q R_L$
为实现大信号（大摆幅），需要大偏置电流，能耗高，晶体管偏置 $\eta_{\max} = 25\%$ ，
高频扼流圈偏置 $\eta_{\max} = 50\%$
- ▶ AB 类放大器：推挽结构，调节两管间偏置电压使其微微导通：
输入信号正半周，Q1 导通，Q2 近乎截止；
输入信号负半周，Q2 导通，Q1 近乎截止；
 $I_{\text{PUSH}} \cdot I_{\text{PULL}} = C$ ，效率介于 A 与 B（无偏置电压， $\eta_{\max} = \frac{\pi}{4}$ ，交越失真）之间
- ▶ 直流/交流功率相关

$$\begin{cases} U = U_0 + U_1 \sin(\omega t) + U_2 \sin(2\omega t) + \dots \\ I = I_0 + I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + I_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{DC} = P_0 = U_0 I_0 \\ P_{AC} = \sum_{i \geq 1} P_i = \sum_{i \geq 1} \frac{|\cos \varphi_i|}{2} U_i I_i \end{cases}$$

- 差分对
 - 差模与共模

$$\begin{cases} v_{ic} = \frac{1}{2}(v_{ip} + v_{in}) \\ v_{id} = v_{ip} - v_{in} \end{cases}, \begin{cases} v_{ip} = v_{ic} + \frac{1}{2}v_{id} \\ v_{in} = v_{ic} - \frac{1}{2}v_{id} \end{cases}$$

$$v_o = A_{dd}v_{id} + A_{dc}v_{ic}, \text{共模抑制比 } CMRR = 20 \lg \left| \frac{A_{dd}}{A_{dc}} \right|$$

- 共模输入范围：两管不到欧姆区/饱和区， $v_{GD} < V_{TH} / v_D > v_B$
- 差模输入范围：由差模转移特性直接推，BJT 当作 $v_{id} = \pm 4.6v_T$ 截止

$$i_d = I_{SS} \frac{v_{id}}{V_{od0}} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{v_{id}}{V_{od0}} \right)^2} \text{ (MOS)} I_{EE} \tanh \frac{v_{id}}{2v_T} \text{ (BJT)}$$



- 小信号分析： g_m, r_{ds} 根据小信号模型直接算， $A_{vd} = g_{m0}(r_{ds} \parallel R_D)$
- 双端转单端：加电流镜，考虑负载电阻， $A_{vd} = g_{m0}(r_{ds2} \parallel r_{ds4})$

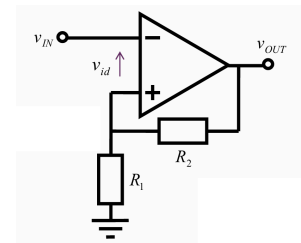
5. 反馈

5.1. 负反馈

- 理解性记忆：串联检测电流/形成电压，导致电阻小，开环置零即检测不到电流，开路；
并联检测电压/形成电流，导致电阻大，开环置零即检测不到电压，短路；

5.2. 正反馈

- 运放正反馈构成施密特触发器，形成滞回特性曲线
 - 在此基础上添加负反馈电阻 R ，形成 S 型负阻
 - 加流测试形成 S 形曲线，加压测试形成滞回曲线
 - 中间段为 $-R \frac{R_1}{R_2}$ 负阻，两侧为内阻 R 的戴维南源
 - 交换运放正负端，则形成 N 形负阻
- 晶体管正反馈
 - 肖克利二极管：S 型负阻，两 BJT 正反馈连接，电路符号：
 - 高阻/负阻/低阻区，高/低阻实现有记忆开关
 - 反相器级联并正反馈连接，形成 N 型负阻，即 SRAM，用于存储
 - 隧道二极管，N 型负阻，电路符号：



6. 振荡器

- 负阻振荡
 - * 正弦振荡：负欠阻尼振荡（串/并联）（基本不用，只对付填空题）
 - 起振条件： $r/g_n > R_s/G_p$ ；平衡条件： $r/g_n = R_s/G_p$ ；稳定条件： $\frac{dr/g_n}{dx} < 0$
 - 负阻振荡原理以 LC 谐振腔为主体，频率条件自然满足
 - 张弛振荡：由正弦振荡 Q 值很低时退化
 - $\Delta_t = \tau \ln \frac{V_{终} - V_{初}}{V_{终} - V_{转}}$
- 正反馈振荡
 - 起振条件： $|AF| > 1$ （幅度条件） $\varphi(\omega) = 0$ （频率/相位条件）

- 平衡条件: $|AF| = 1$
- 稳定条件: 平衡点处 $\frac{d|AF|}{dV} < 0$ (幅度条件) $\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} < 0$ (频率条件)
- 正反馈分析方法
 1. 把环路中的理想受控源作为放大网络 (注意抽取方法), 剩下都作为反馈网络处理
 2. 求放大倍数和反馈系数, 由相位条件确定振荡频率, 由幅度条件确定起振条件
 - $\xi < 0 \Leftrightarrow \begin{matrix} r_n > R_S \\ g_n > G_p \end{matrix} \Leftrightarrow A_0 F > 1$
 - $\omega_{osc} = \omega_0 \Leftrightarrow \begin{matrix} x_n + X_S = 0 \\ b_n + B_S = 0 \end{matrix} \Leftrightarrow \varphi_{AF} = 0$
- 三点式振荡器
 - 等效分析: 串转并, 即阻抗匹配; 全接入等效, 接入系数 p 即分压系数, $R' = \frac{1}{p^2} R$