

非线性方程的牛顿拉夫逊迭代法

- 1、分析某非线性电路方程，获得如下非线性方程， $i = 5 \cdot \ln(720/i)$ ，用牛顿拉夫逊迭代法求解，首先设定非线性方程为 $f(i) = i - 5 \cdot \ln(720/i) = 0$ ，给定初始值为 $i^{(0)} = 20$ ，则第一次迭代结果 $i^{(1)}$ () (具体数值)。对该非线性方程，牛顿拉夫逊迭代法的迭代格式为 () (迭代表达式)。

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - \frac{f(x^{(k)})}{f'(x^{(k)})} \quad f'(i) = 1 + \frac{5}{i}$$

$$i^{(1)} = i^{(0)} - \frac{f(i^{(0)})}{f'(i^{(0)})} = 20 - \frac{20 - 5 \ln \frac{720}{20}}{1 + \frac{5}{20}} = 20 - \frac{2.082}{1.25} = 20 - 1.666 = 18.334 \approx 18.3$$

非线性方程的牛顿拉夫逊迭代法

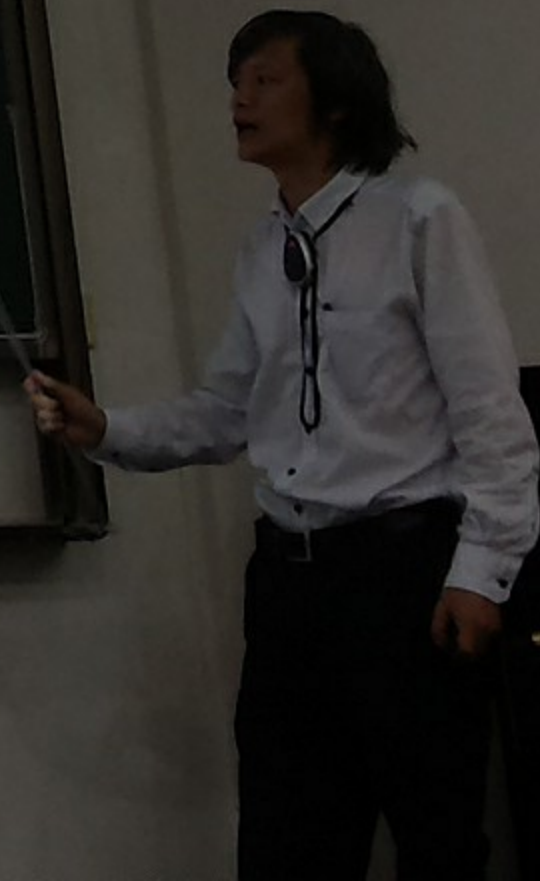
- 1、分析某非线性电路方程，获得如下非线性方程， $i = 5 \cdot \ln(720/i)$ ，用牛顿拉夫逊迭代法求解，首先设定非线性方程为 $f(i) = i - 5 \cdot \ln(720/i) = 0$ ，给定的初始值为 $i^{(0)} = 20$ ，则第一次迭代结果 $i^{(1)} = 18.334$ (具体数值)。对该非线性方程，牛顿拉夫逊迭代法的迭代格式为 (迭代表达式)。

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - \frac{f(x^{(k)})}{f'(x^{(k)})} \quad f'(i) = 1 + \frac{5}{i}$$

$$i^{(k+1)} = i^{(k)} - \frac{i^{(k)} - 5 \cdot \ln \frac{720}{i^{(k)}}}{1 + \frac{5}{i^{(k)}}}$$

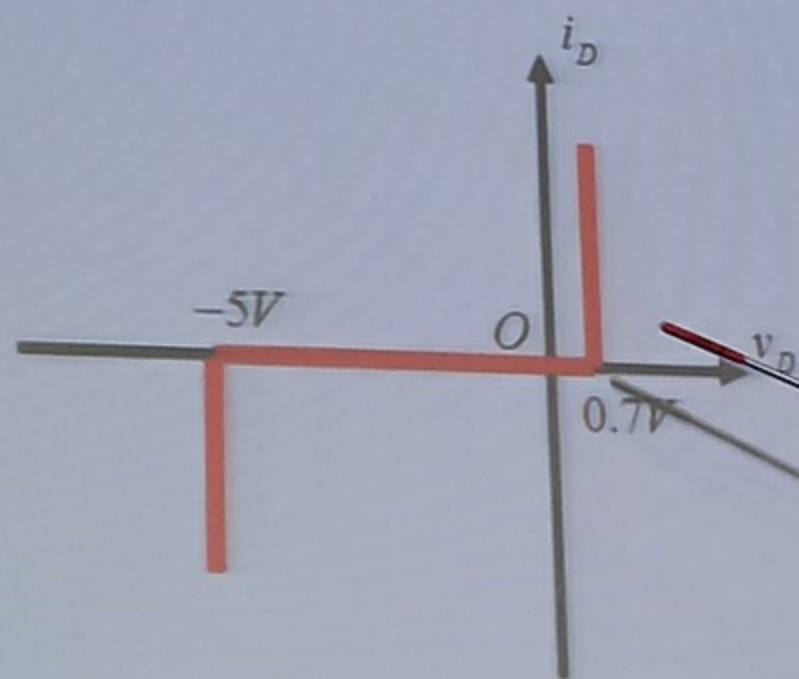
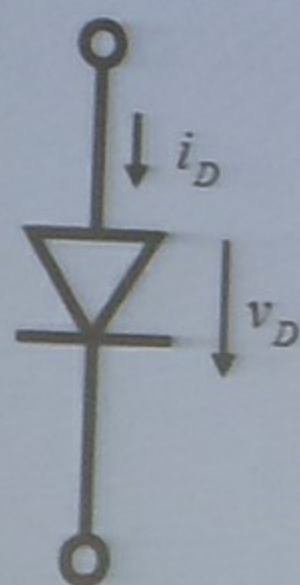
每空1分，共2分

$$i^{(1)} = i^{(0)} - \frac{f(i^{(0)})}{f'(i^{(0)})} = 20 - \frac{20 - 5 \ln \frac{720}{20}}{1 + \frac{5}{20}} = 20 - \frac{2.082}{1.25} = 20 - 1.666 = 18.334 \approx 18.3$$



二极管分段折线模型

- 2、某二极管D的反向击穿电压为5V，正向导通电压为0.7V，在包含该二极管的某个二极管电路中对该二极管进行分段线性化处理，将其伏安特性曲线抽象为如图1所示的三段折线。请给出该二极管分段线性化的分段线性描述方程，为

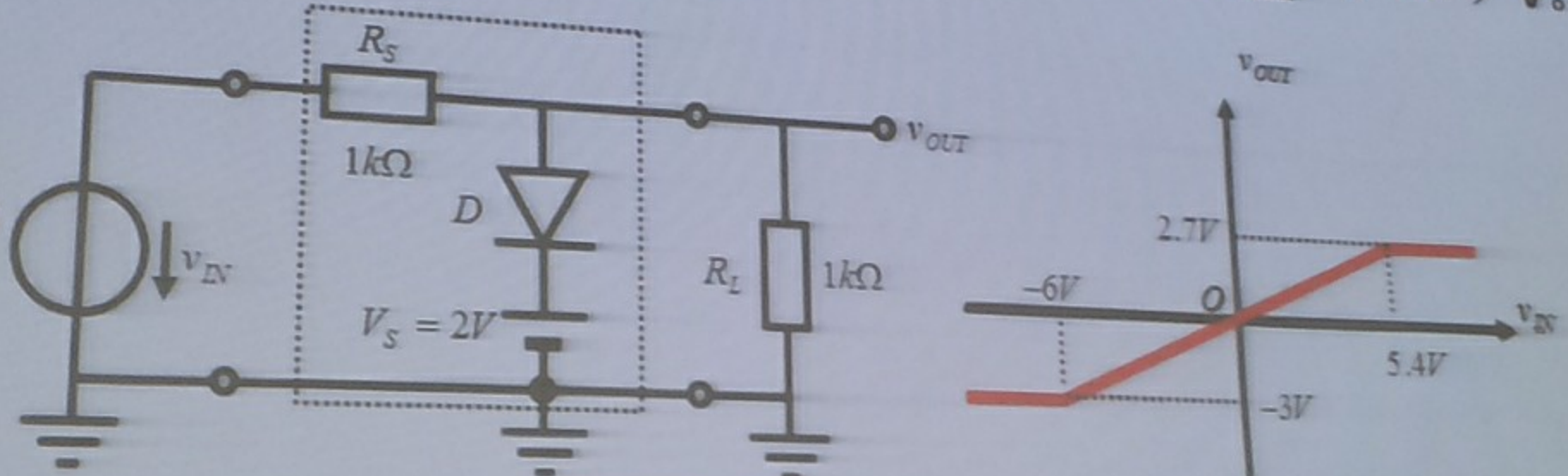


$$\begin{cases} v_D = +0.7V & (i_D > 0) \\ i_D = 0 & (-5V < v_D < +0.7V) \\ v_D = -5V & (i_D < 0) \end{cases}$$

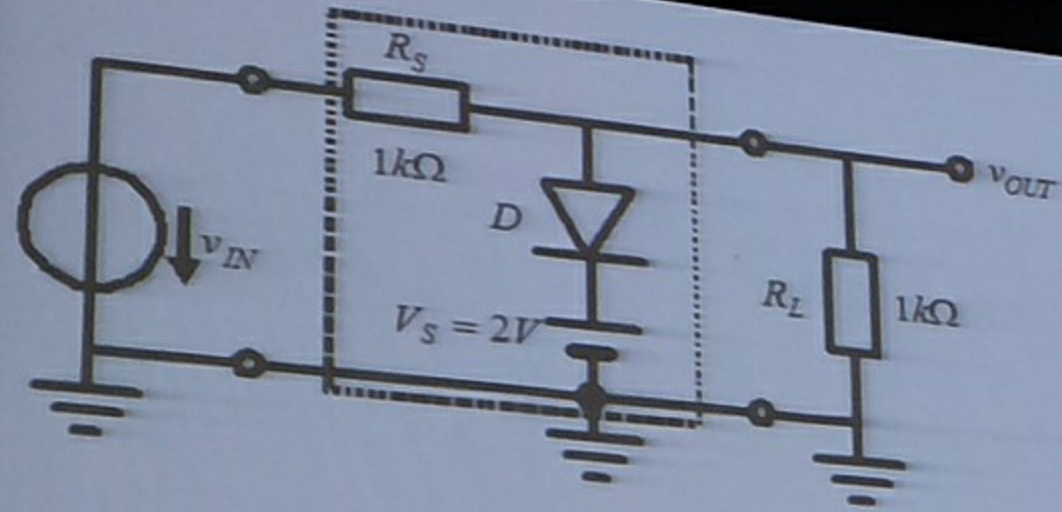
本题3分，每个分段1分，描述方程0.5分，条件0.5分。

二极管分段折线模型的应用

- 3、假设图2a所示二极管电路中的二极管D具有图1所示分段折线伏安特性。对于图2a所示的二端口网络，其内部独立源 $V_S=2V$ ，输出端带负载 $R_L=1k\Omega$ ，输入端为理想恒压源。请在图2b位置画出该带载二端口网络的输入电压和输出电压转移特性曲线，如果转移特性曲线上有明显的转折点，请标记清楚这些转折点的纵横坐标。假设输入端电压信号为 $v_{IN}(t)=V_m \cos \omega t$ ，则当 $V_{INO} = (-0.3)$ V时该二端口网络具有最大的线性范围，此时输入正弦电压信号的幅值可取得最大值，为 $V_m = V_{max} = (5.7)$ V。



本题共6分。三段折线形态1.5分，过原点0.5分，共2分。转折点纵横坐标各0.5分，一个转折点1分，共2分。两个空，每个空1分，共2分。



明显分区特性的器件，在不同区分别分析

假设二极管正向导通：

$$i_D = \frac{0.5v_{IN} - 0.7 - V_S}{R_S} > 0$$

$$v_{OUT} = 0.7 + V_S = 2.7V$$

假设二极管反向击穿：

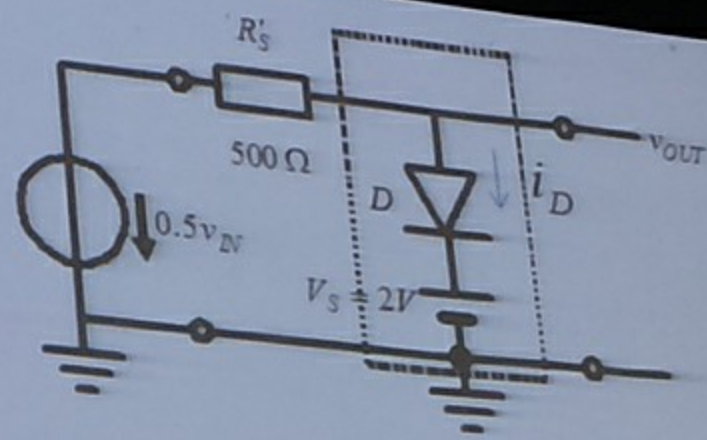
$$i_D = \frac{0.5v_{IN} + 5 - V_S}{R_S} < 0$$

$$v_{OUT} = -5 + V_S = -3V$$

假设二极管反偏截止：

$$v_{OUT} = 0.5v_{IN}$$

分段折线是连续的，结果曲线也应是连续的

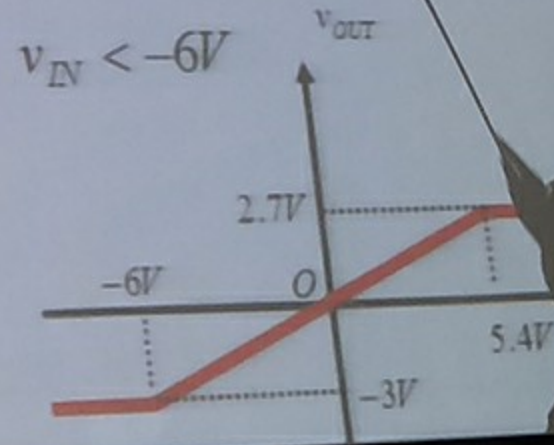


$$0.5v_{IN} = i_D R'_S + v_D + V_S$$

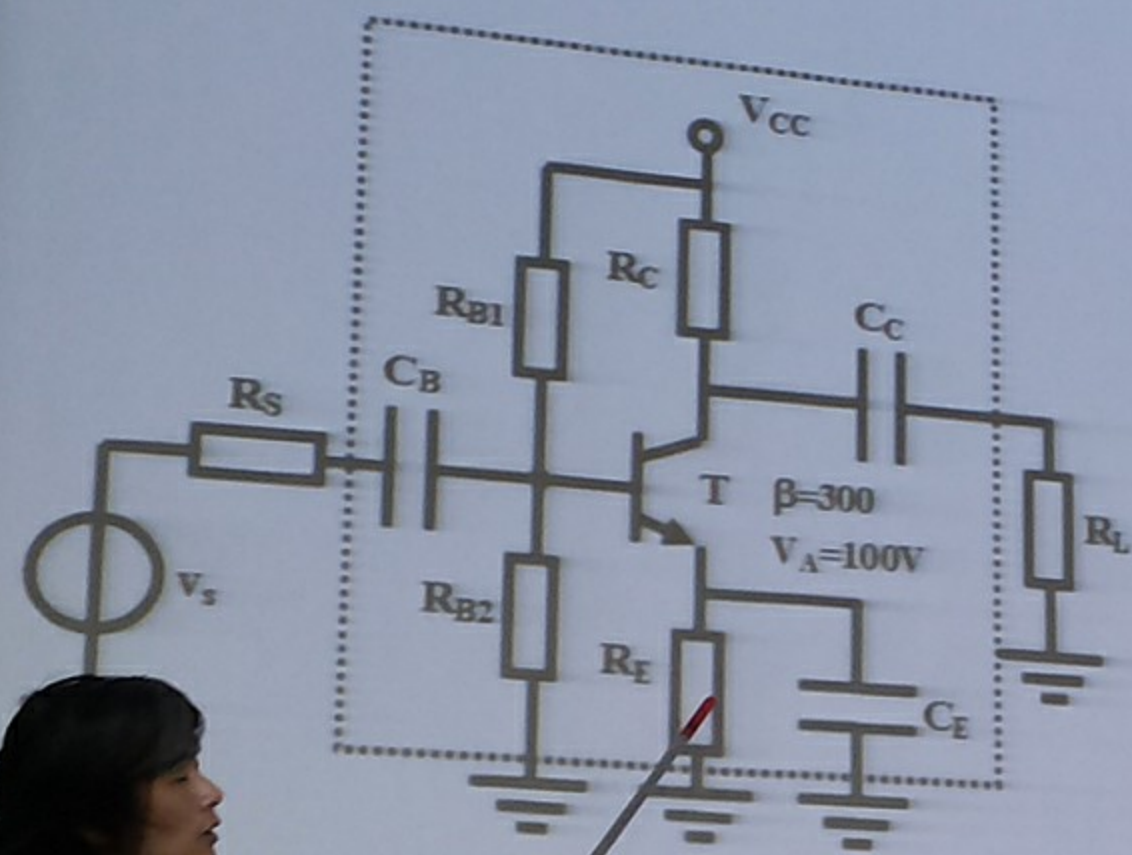
$$0.5v_{IN} > 0.7 + V_S = 2.7V$$

$$v_{IN} > 5.4V$$

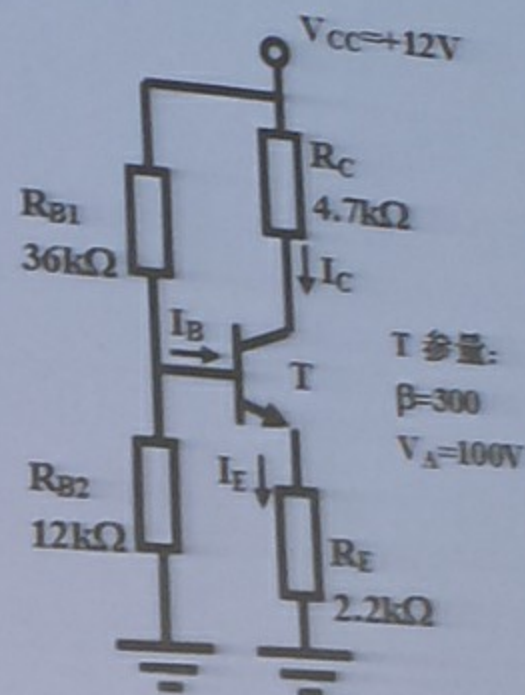
$$0.5v_{IN} < -5 + V_S = -3V$$



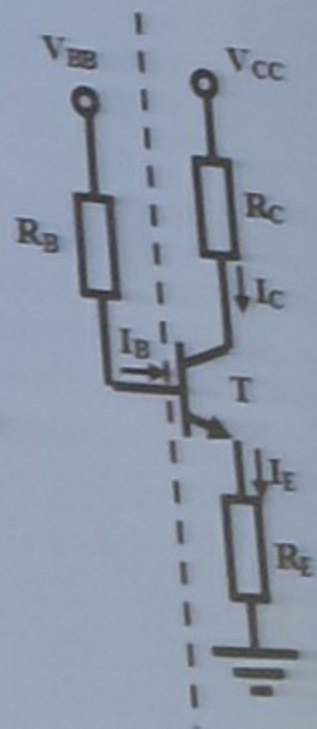
BJT放大器



电路图

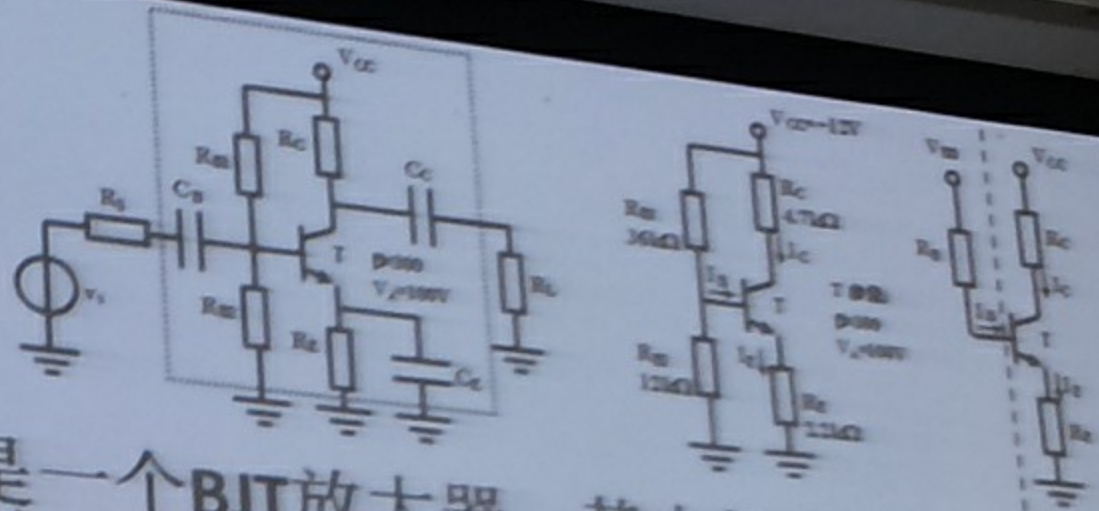


直流分析



戴维南等效

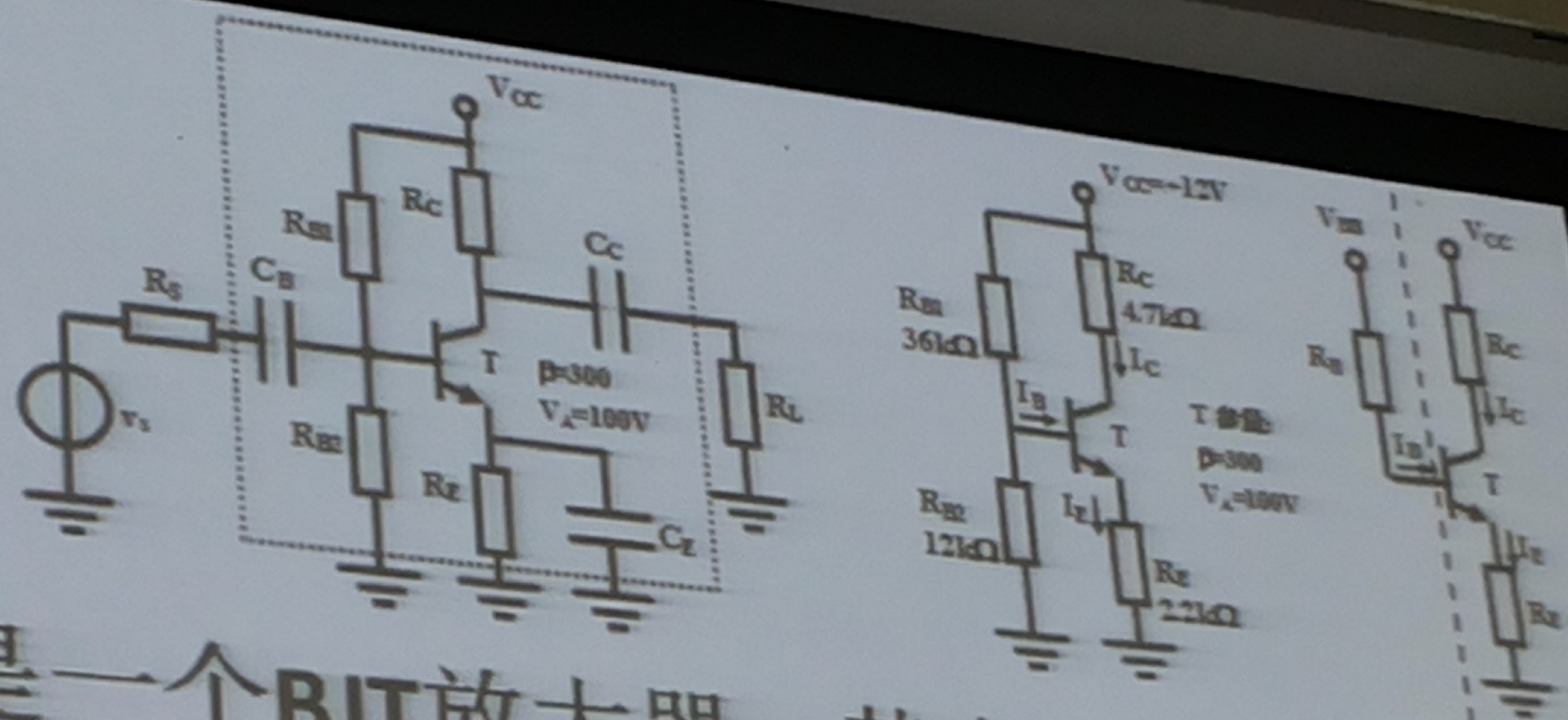
直流分析



- 4、如图3a所示，这是一个BJT放大器，其中耦合电容 C_c 、 C_e 和旁路电容 C_b 均为在高频可视为短路的大电容。在做直流分析时，图示三个电容均做（开路）处理，获得如图3b所示的直流分析电路。对该电路进行分析，首先将电阻分压网络等效为戴维南源，源电压为（ $V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$ ）

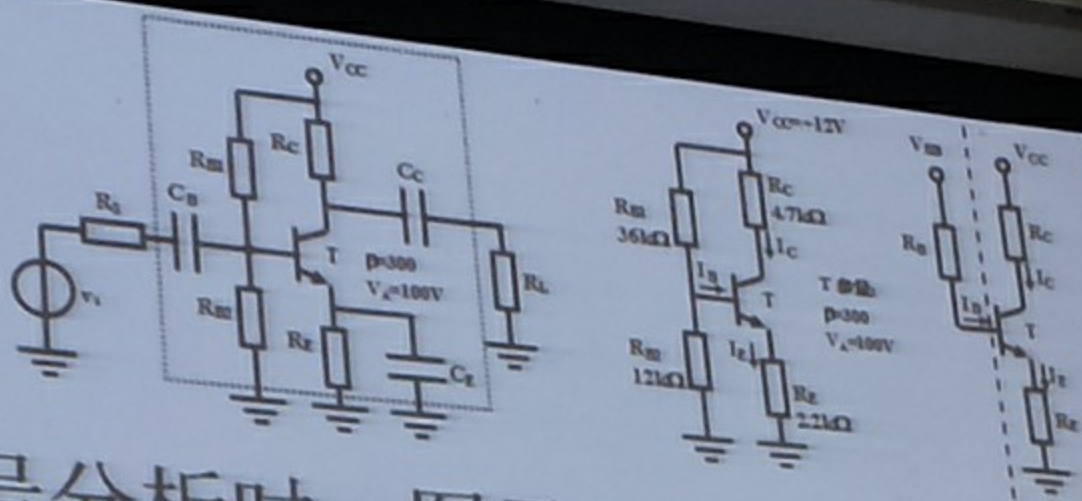
（符号运算表达式）=（ $3V$ ）具体数值和单位）（其后有连续两个空的均依此例，第一空填数学符号运算表达式，第二空填计算后的具体数值及其单位），源内阻为（ $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$ ）=（ $9k\Omega$ ），由是基极电流（ $I_B = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_B + (\beta + 1)R_E}$ ）

=（ $3.43\mu A$ ），集电极电流 $I_C = \beta I_B =$ （ $1.03mA$ ）（只需具体数值）。经检查， $V_{CE} =$ （ $V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$ ）
=（ $4.78V$ ） $> 0.2V$ ，说明晶体管确实工作于恒流区。



示，这是一个BJT放大器，其中耦合电容 C_B 、 C_C 、 C_E 均为在高频可视为短路的大电容。在做图所示三个电容均做（**开路**）处理，获得如流分析电路。对该电路进行分析，首先将等效为戴维南源 源电压为

交流分析

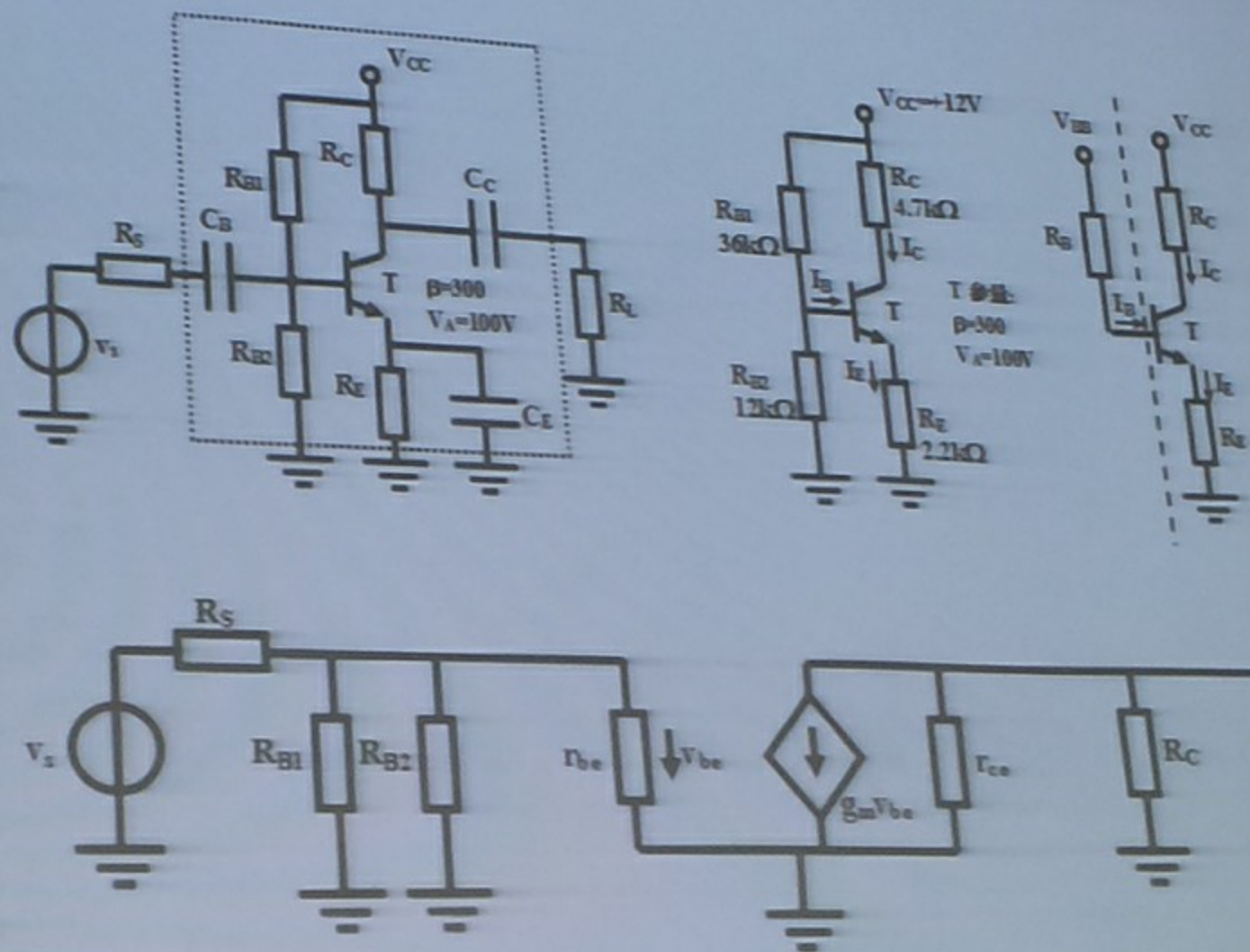


- 当进行交流小信号分析时，图示三个电容均做（**短路**）处理，同时晶体管采用其y参量微分元件跨导放大电路模型，其中输入电阻 $r_{be} =$ $(v_T / I_{B0}) = (7.46k\Omega)$ ，输出电阻 $r_{ce} = (V_A / I_{C0}) = (95.7k\Omega)$ ，跨导增益 $g_m = (I_{C0} / v_T) = (40.2mS)$ 。将如图3a所示虚框内二端口网络视为线性放大器网络（交流小信号），用跨导器模型，该放大器输入电阻 $R_{in} = (R_B \parallel r_{be}) = (4.08k\Omega)$ ，输出电阻 $R_{out} = (R_C \parallel r_{ce}) = (4.48k\Omega)$ ，本征跨导增益 $G_{m0} = (-g_m)$ （表达式即可）。

本题每空0.5分，20空共10分。
 凡是数值空中没有填单位的扣0.25分。数值5%偏差不扣分

交流小信号等效电路

- 5、请在图3c右侧画出该BJT放大电路的交流小信号分析电路，其中，晶体管采用其微分电路模型。



本题共5分：电压源 v_s 、内阻 R_S 、 R_B （或 R_{B1} 、 R_{B2} 并联）、 r_{be} 、 g_m 、 r_{ce} 、 R_C 、 R_L 、控制电压 v_{be} （及其箭头）、地共10个元件，每个0.5分。10个元件齐全，连接关系正确，5分。连接关系错误，扣相应位置分。缺失元件，扣相应位置分。

基础知识

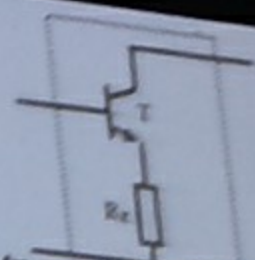
- 6、正弦波电压信号通过由理想整流二极管构成的半波整流器电路后，负载电阻上为半波信号，该半波信号的电压有效值为 $(0.5V_p)$ 。
- 7、MOSFET的英文全称为 $(\text{Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor})$ ，中文全称为 $(\text{金属-氧化物-半导体场效应晶体管})$ 。可以将MOSFET的 (漏源) 端口视为一个受控的非线性电阻。
- 8、NMOSFET工作于恒流导通区的条件为 $(\begin{matrix} v_{GS} > V_{TH} \\ v_{GD} < V_{TH} \end{matrix})$ 。
- 9、已知某PN结二极管的直流电流为1mA，其微分电阻为 (26) Ω 。

每空1分

$V_{eff} = \frac{V_p}{2}$



单管负反馈放大电路



10、如图4虚框所示，这是单晶体管放大网络和线性电阻负反馈网络形成的负反馈放大网络。已知 $R_E \ll r_{be}, r_{ce}, g_m R_E \gg 1$ ，其中 r_{be}, r_{ce}, g_m 是晶体管T的交流小信号参量等效电路中的微分线性元件。负反馈连接关系为（**串联**）连接关系，反馈网络检测放大网络的（**输出电流**），形成（**反馈电压**），将其从（**输入电压**）中扣除，形成的（**误差电压**）加载到晶体管放大网络输入端，最终稳定放大网络的（**输出电流**），因而这种负反馈连接关系形成接近理想的（**压控流源**）。这种连接关系在运算时需要放大网络和反馈网络的（**z**）参量矩阵相加，相加后的和参量矩阵的（**12**）元素代表理想反馈网络的（**跨阻**）<电压、电流、跨导、跨阻>反馈系数，剩余三个参量代表了开环放大器（单向放大网络）的网络参量。对和参量矩阵求逆可获得闭环放大器等效电路对应的二端口网络参量。通过分析该逆矩阵及负载情况，假设满足单向化条件，故而不必考虑逆矩阵的12元素影响，如果已知闭环放大器的环路增益为T，那么对于图示的负反馈连接关系，闭环放大器输入电阻为开环放大器的（**1+T**）倍，闭环放大器输出电阻为开环放大器的（**1+T**）倍。假设深度负反馈条件（**T>>1**）满足，对于图示的负反馈连接关系，闭环放大器的（**跨导**）<电压、电流、跨导、跨阻>增益近似等于反馈系数的倒数，大约等于（**1/R_E**）。

本题15空，最后一空为1分，其他14空每空0.5分，共8分。

$$Z_F = Z_A + Z_F$$

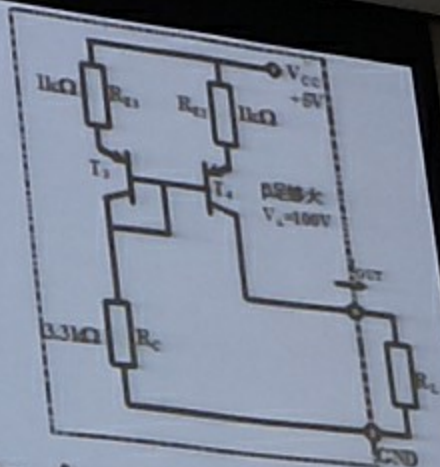
$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环

$$= Z_{if} = \begin{pmatrix} y_{11} & 1 \\ y_{21} & 1/y_{22} \end{pmatrix}$$



电流镜实现的电流源



- 11、如图5所示，这是用两个工艺参量完全一致的PNP-BJT晶体管实现的电流镜电流源电路，电流源输出电流为 $I_{out} \approx$ ()

$$\frac{V_{CC} - 0.7}{R_{E1} + R_C}$$

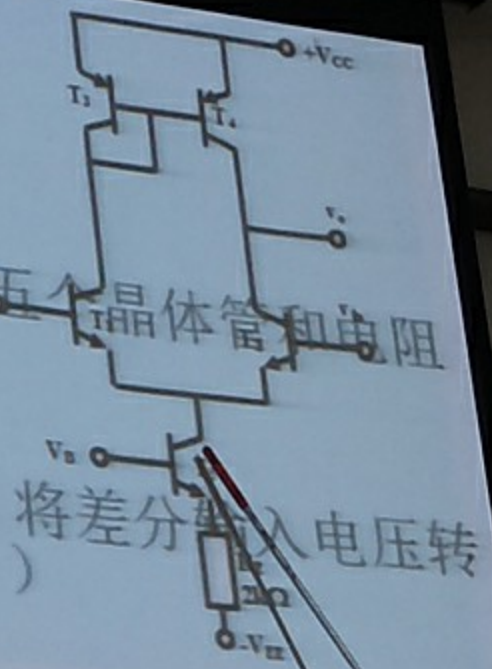
(表达式) = (**1mA**) (数值和单位)。电路中电阻 R_{E2} 的作用是

(**使得等效电流源输出电阻变大，电流源输出电流更加稳定**)。对负载电阻 R_L 的要求是 (**$R_L < 3.8k\Omega$**)，否则输出将不再是恒流输出。负载满足近似恒流输出要求时，电流源内阻大约为 (**$3.95M\Omega$**) (数值和单位)。

本题每空1分，共5分。

差分放大电路

- 12、图6晶体管电路现作为放大电路使用，请给出五个晶体管和电阻 R_E 的作用。



- T_1 : (差分输入管，和 T_2 共同构成差分输入端口，将差分输入电压转化为差分输出电流)
- T_2 : (差分输入管，和 T_1 共同构成差分输入端口，将差分输入电压转化为差分输出电流)
- T_3 : (电流镜二极管参考支路，将支路电流转化为二极管电压，为 T_4 电流源提供偏置电压)
- T_4 : (电流镜电流源，在偏置电压作用下，形成恒流输出，将差分对管的一条支路电流镜像到输出支路上，使得差分电流可在单端输出)
- T_5 : (尾电流源，为差分对管提供偏置电流)
- R_E : (串联负反馈电阻，提高尾电流源的内阻，稳定尾电流源电流，提高共模抑制比)

本题5空，每空1分，共5分。意思到位即可给满分，如有偏离，斟酌给0.5分；如果和参考答案不搭边，全扣分。

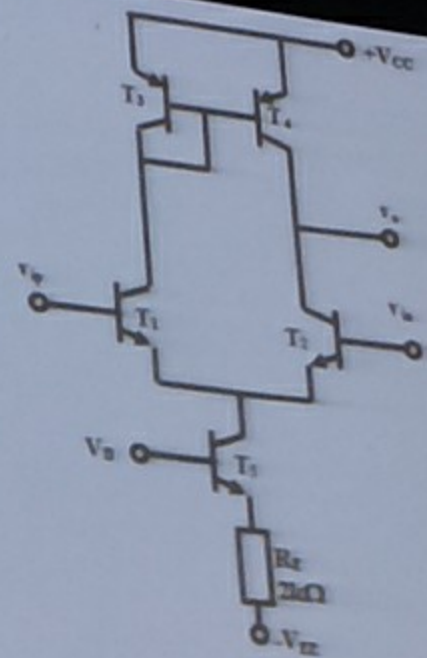
Handwritten notes on the left side of the slide, including circuit parameters and equations:

$$Z_A + Z_F$$

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix}$$

差模与共模



- 13、对于图6所示晶体管差分放大电路，假设 $v_{ip} = 1100 + 20 \sin \omega t$ ， $v_{in} = 1110 - 10 \sin \omega t$ （单位：**mV**），则输入共模电压为（ **$1105 + 5 \sin \omega t$** ）**mV**，输入差模电压为（ **$-10 + 30 \sin \omega t$** ）**mV**。此差模信号（**不可以**）**<可以, 不可以>**被认为是交流小信号。

本题3空，每空1分，共3分。

Handwritten notes on the left side of the slide:

$$= Z_A + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环

$$Z_{11}' = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

阻抗

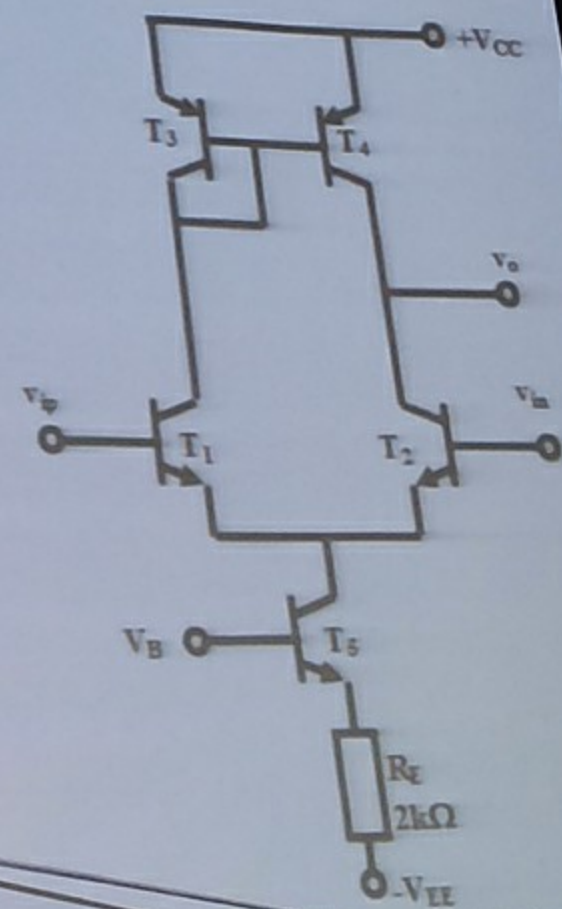
变增益放大 可实现乘法 功能

- 14、对于图6所示晶体管电路，假设所有晶体管全部工作于恒流导通区，偏置电阻 $R_E = 2\text{k}\Omega$ ，直流偏置电压源 $V_{CC,EE} = \pm 12\text{V}$ ，差分电压为 $v_{id} = v_{ip} - v_{in} = V_{m1} \cos \omega_1 t$ ，偏置电压 V_B 中存在交流小信号 $V_B = V_{B0} + V_{m2} \cos \omega_2 t$ ， $V_{B0} = -9.3\text{V}$ ，表达式中交流小信号幅度为 $V_{m1} = 2\text{mV}$ ， $V_{m2} = 200\text{mV}$ 。假设所有晶体管CE组态 y 参量等效电路集射端口微分电阻均为 $r_{ce} = 100\text{k}\Omega$ 。估算中取热电压 $v_T = 25\text{mV}$ ，请给出输出端交流小信号近似表达式，为 $v_o(t) =$

$$\left(2 \cos \omega_1 t + 0.1 \cos(\omega_2 - \omega_1) t + 0.1 \cos(\omega_2 + \omega_1) t \right)$$

(单位：伏特)。

本题3分，每项1分



Handwritten notes on the left side of the slide:

$$F = Z_A + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环 Z_F 等效电阻

$$= Z_{AF} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

乘法可实现频率变换

$$g_{m0} = \frac{I_C}{v_T}$$

$$I_{EE} \approx \frac{V_B - V_{BE} - V_{EE}}{R_E} = \frac{-9.3 + V_{m2} \cos \omega_2 t - 0.7 + 12}{2k} = \frac{2 + V_{m2} \cos \omega_2 t}{2k}$$

$$I_C = 0.5 I_{EE} = \frac{1}{2} \frac{2 + V_{m2} \cos \omega_2 t}{2k}$$

$$g_{m0} = \frac{I_C}{v_T} = \frac{1}{2} \frac{2 + V_{m2} \cos \omega_2 t}{2k \times 25m} = \frac{2 + V_{m2} \cos \omega_2 t}{100}$$

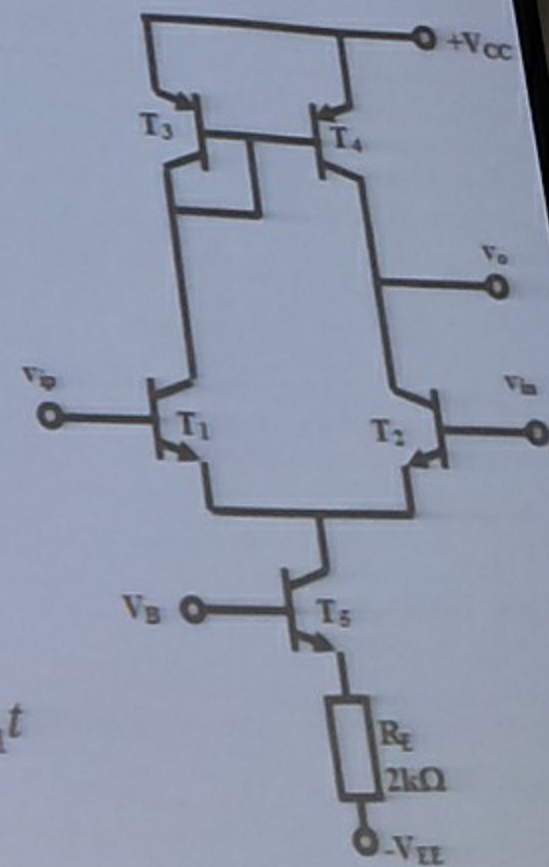
$$v_o = g_{m0} \frac{r_{ce}}{2} V_{m1} \cos \omega_1 t = \frac{2 + V_{m2} \cos \omega_2 t}{100} \times \frac{100k}{2} \times V_{m1} \cos \omega_1 t$$

$$= 1000 \times (1 + 0.5 V_{m2} \cos \omega_2 t) \times V_{m1} \cos \omega_1 t$$

$$= (1 + 0.5 \times 0.2 \cos \omega_2 t) \times 2 \cos \omega_1 t$$

$$= 2 \cos \omega_1 t + 0.2 \cos \omega_2 t \cos \omega_1 t$$

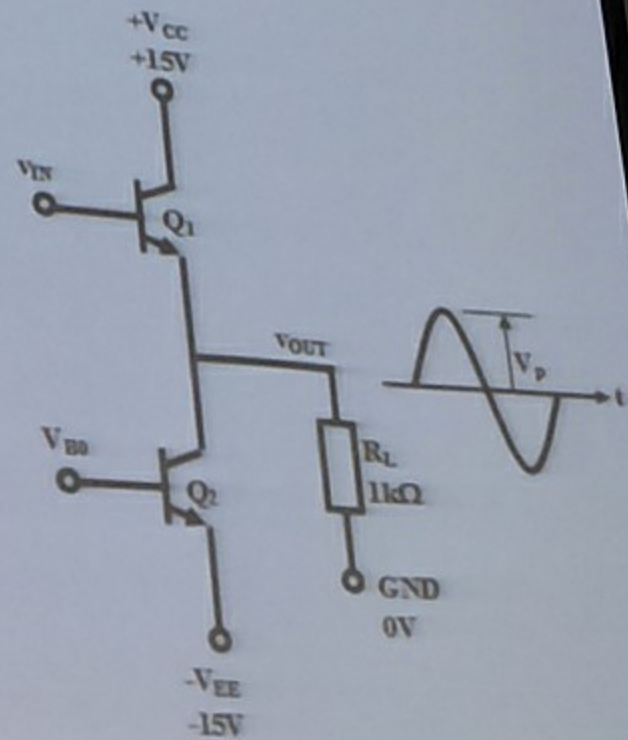
$$= 2 \cos \omega_1 t + 0.1 \cos(\omega_2 - \omega_1)t + 0.1 \cos(\omega_2 + \omega_1)t$$



Handwritten notes on the left side of the slide, including mathematical expressions like z_1, z_2 and y_1, y_2 .

- 15、如图7所示，这是一个A类电压缓冲器，已知 Q_2 等效恒流源电流为13mA，则输出正弦波电压的峰值 V_p 最大为(13)V，在这种工作情况下，正电源 V_{CC} 释放了(195)mW的功率，负电源 V_{EE} (释放) <吸收，释放>了(195)mW的功率， Q_1 (吸收) <吸收，释放>了(110.5)mW的功率， Q_2 (吸收) <吸收，释放>了(195)mW的功率，负载电阻 R_L (吸收) <吸收，释放>了(84.5)mW的功率。(注：不做特别说明，功率均指平均功率。)
- 本题每空0.5分，共10空，本题共5分

A类缓冲器



$$13mA \times 15V = 195mW$$

$$\frac{1}{2} \frac{13^2}{1k} = \frac{169}{2k} = 84.5mW$$

$$195 - 84.5 = 110.5mW$$

Handwritten notes on the left side of the slide:

$$Z_p + Z_f$$

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环

$$= \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

闭环

高增益获得深度负反馈

- 16、为了获得深度负反馈，需要高增益的放大网络。对于晶体管放大网络，获得高增益的方法有（**(1) 采用多级级联方式；**
(2) 采用有源负载提高等效负载电阻；
(3) 采用电压缓冲器降低实际负载对增益的影响）<尽可能多的列举>。

本题2分。只要回答出两个，即给2分。回答一个给1分，回答3个不多给分。回答采用cascode结构，等同级联。

$$\begin{aligned} Z_F &= Z_A + Z_F \\ &= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

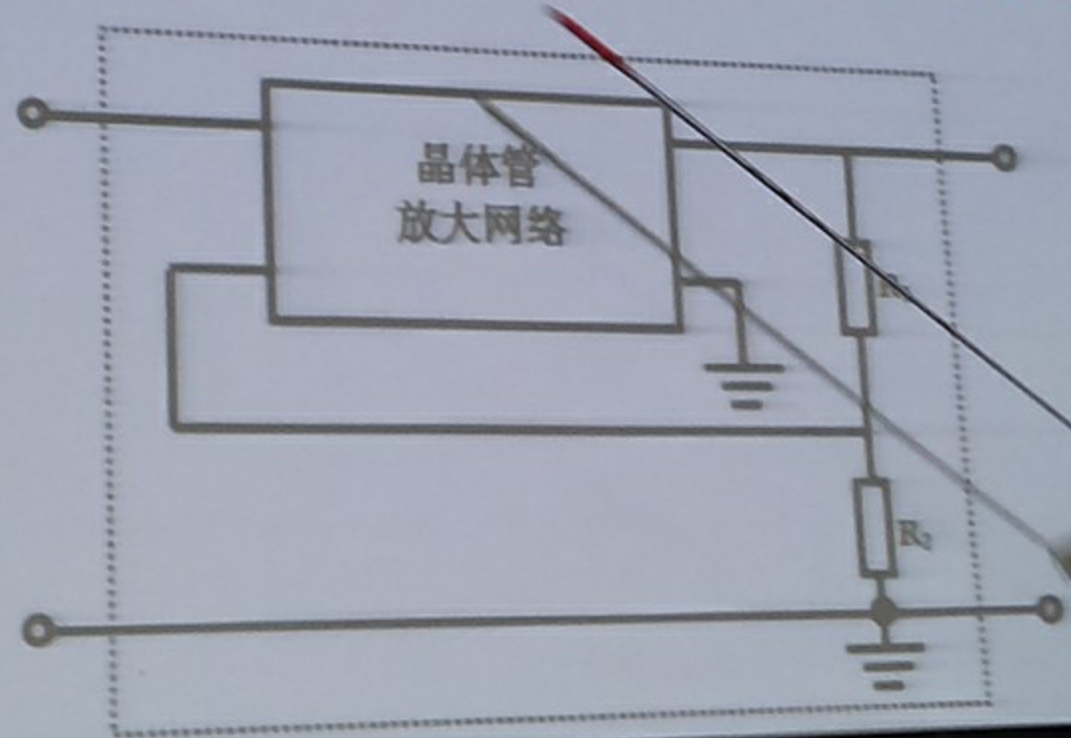
开 Z_F 短路

$$= Z_{AF} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

负反馈放大器

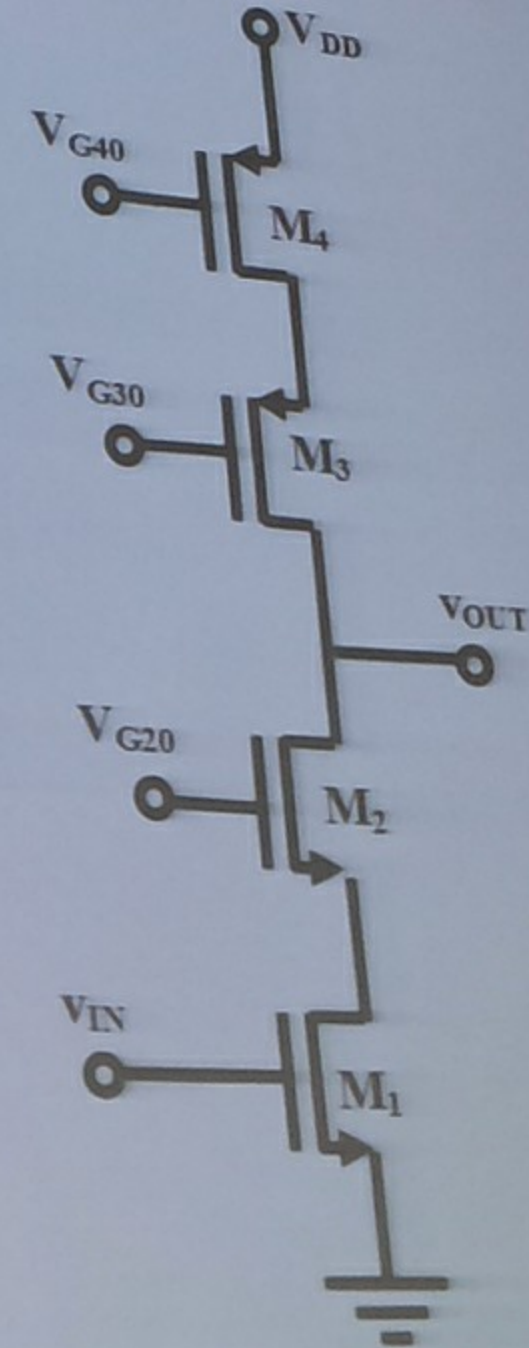
- 17、如图8所示，这是一个负反馈放大器，具有（串并）连接关系。假设满足深度负反馈条件，则闭环后（电压）<电压、电流、跨导、跨阻>增益近似由反馈网络决定，大体等于（ $1+R_1/R_2$ ）。

本题2分，前两空每空0.5分，最后一空1分



cascode

- 18、如图9所示的cascode结构，假设所有晶体管CS组态y参量微分元件DS端口电阻都是 r_{ds} ，跨导增益都是 g_m ，则该放大器的本征电压增益为 $(-0.5(g_m r_{ds})^2)$ 。



Handwritten notes on the left side of the slide:

$$Z_F = Z_P + Z_F$$

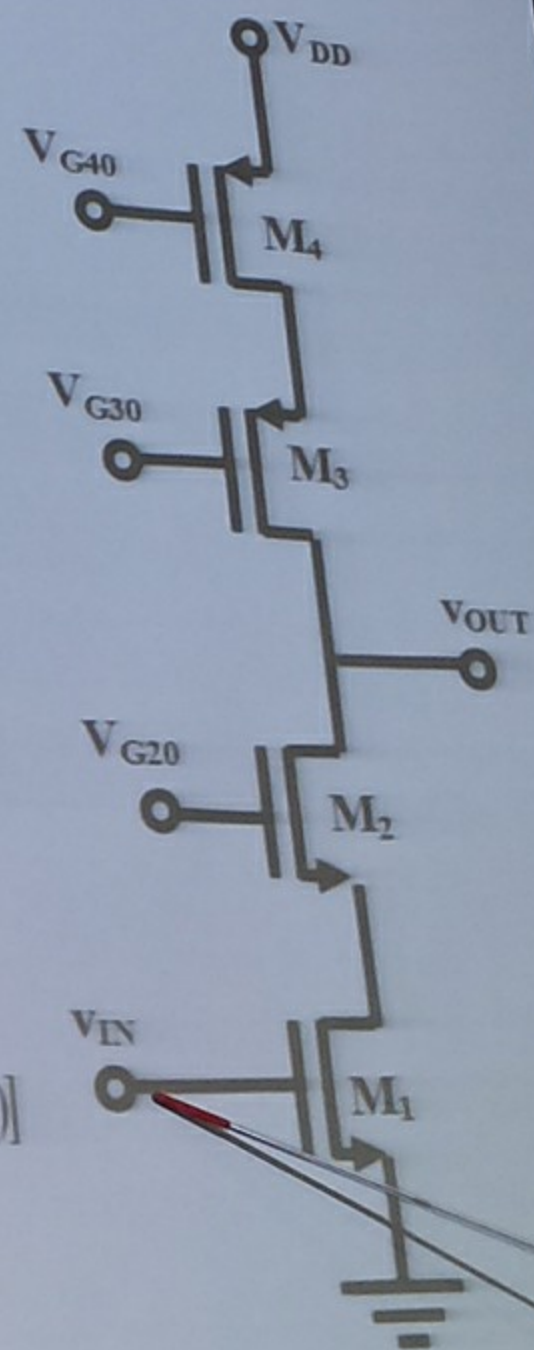
$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{24} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开Z_F 短路

$$= Z_{if}' = \begin{pmatrix} y_{11} & 1 \\ y_{21} & y_{12} \end{pmatrix}$$

cascode

- 18、如图9所示的cascode结构，假设所有晶体管CS组态y参量微分元件DS端口电阻都是 r_{ds} ，跨导增益都是 g_m ，则该放大器的本征电压增益为 $(-0.5(g_m r_{ds})^2)$ 。



$$\begin{aligned}
 & -g_{m1} \cdot [(r_{ds2} \langle g_{m2} \rangle r_{ds1}) \parallel (r_{ds3} \langle g_{m3} \rangle r_{ds4})] \\
 & = -g_{m1} \cdot [(r_{ds2} + r_{ds1} + r_{ds2} g_{m2} r_{ds1}) \parallel (r_{ds4} + r_{ds3} + r_{ds4} g_{m3} r_{ds3})] \\
 & = -g_m \cdot [(2r_{ds} + g_m r_{ds}^2) \parallel (2r_{ds} + g_m r_{ds}^2)] \\
 & = -g_m r_{ds} \cdot (1 + 0.5 g_m r_{ds}) \\
 & = -0.5 (g_m r_{ds})^2 - g_m r_{ds} \\
 & \approx -0.5 (g_m r_{ds})^2
 \end{aligned}$$

本题1分。填写如下答案均不扣分，如果缺负号扣0.5分

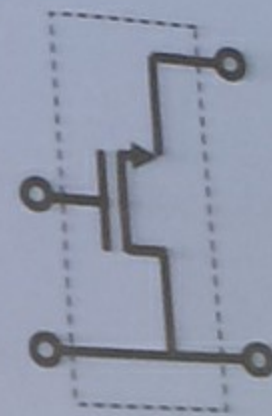
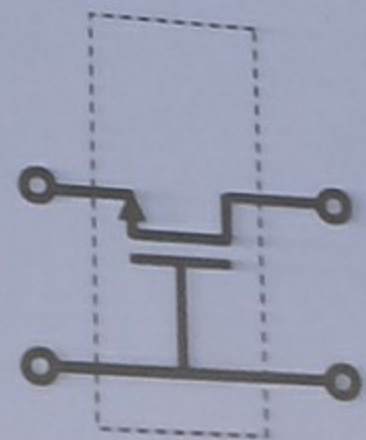
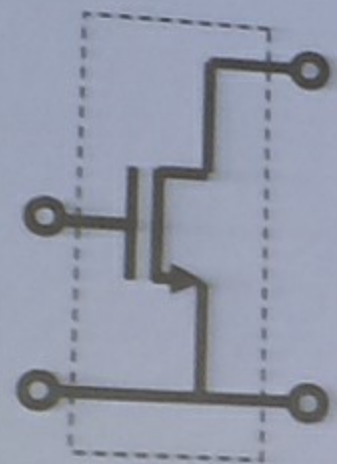
Handwritten notes on the left side of the slide:

$$\begin{aligned}
 Z_{AF} &= Z_A + Z_F \\
 &= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} + z_F \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Other notes include $Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$ and various circuit symbols.

不同组态晶体管电路模型

- 19、对于图10所示的NMOSFET，分别在空
中填下它们的组态，并给出不考虑厄利效
应（假设 $V_E \rightarrow \infty$ ）的交流小信号等效电路模
型。



$$Z_{AF} = Z_B + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环

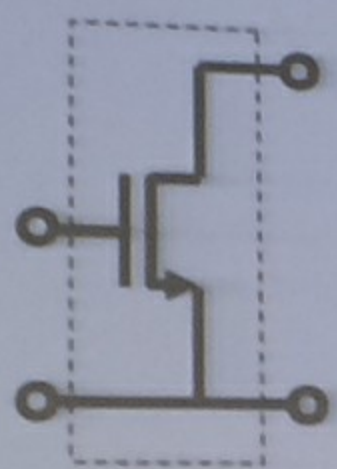
$$Z_{AF} = Z_{AF}' = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

短路

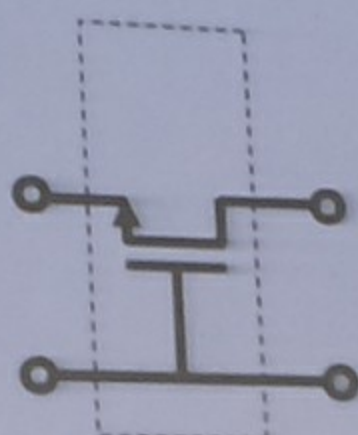


不同组态晶体管电路模型

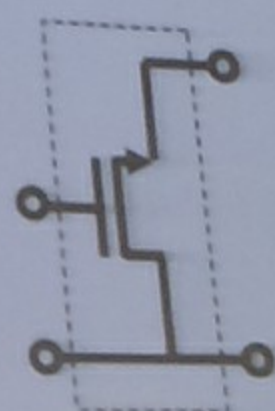
- 19、对于图10所示的NMOSFET，分别在空
中填下它们的组态，并给出不考虑厄利效
应（假设 $V_E \rightarrow \infty$ ）的交流小信号等效电路模
型。



组态： (共源)



(共栅)



(共漏)

组态每空1分，共3分

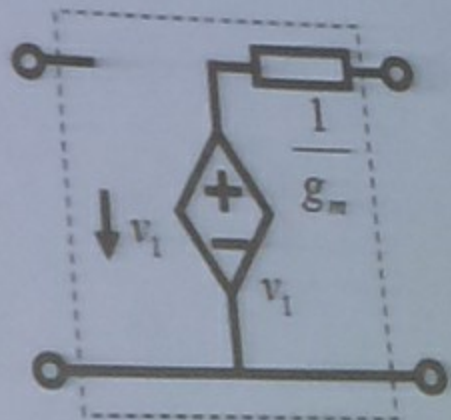
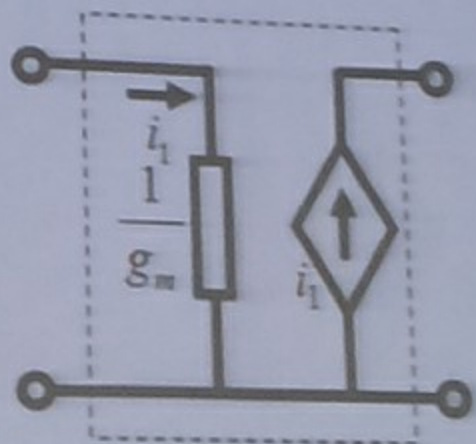
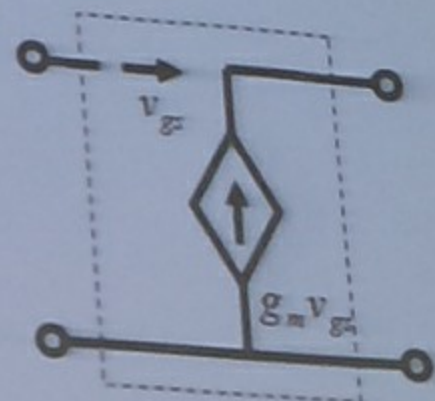
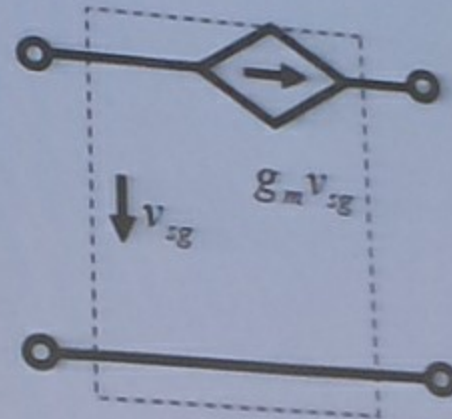
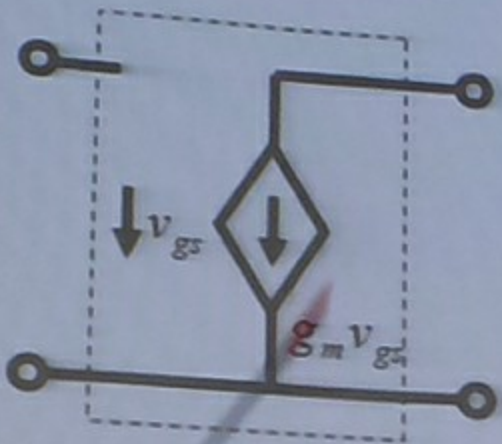
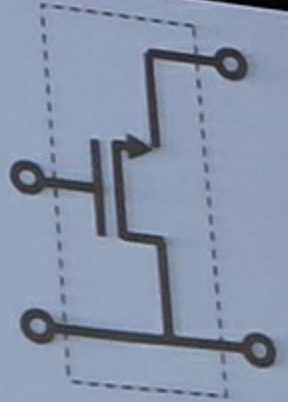
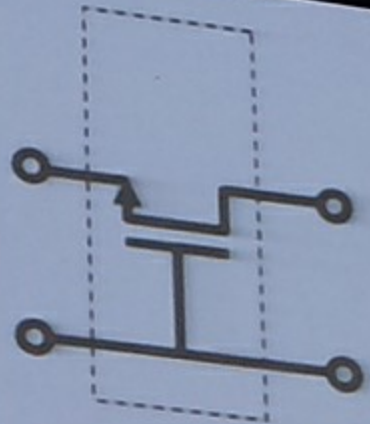
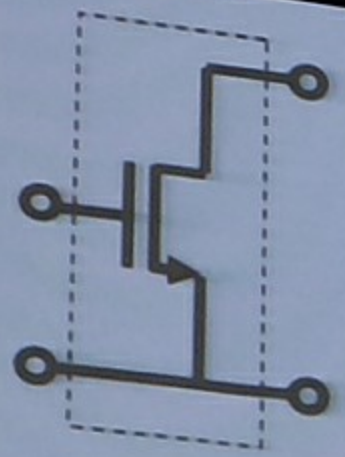
$$A_F = Z_D + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开Z_F 2Z_F R₂₂

$$F = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$





电路模型每个组态2分。本题共9分

$$Z_{AF} = Z_A + Z_F$$

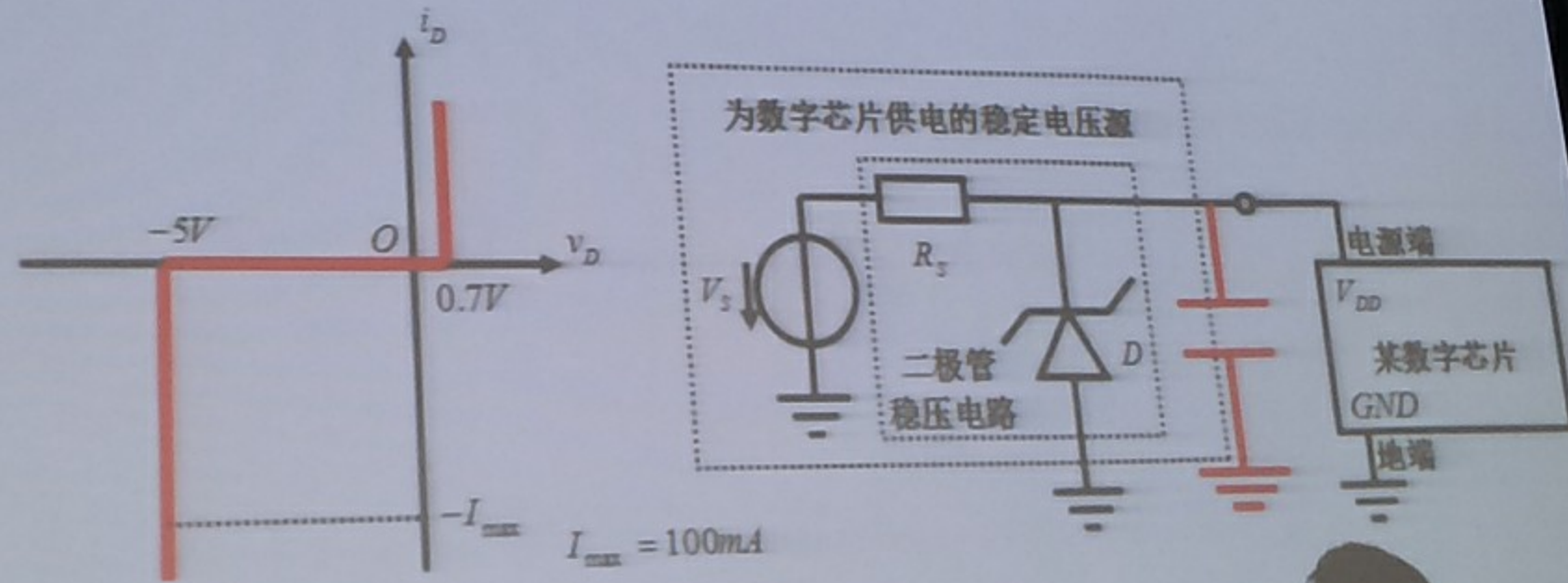
$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \dots$$

开Z₂

$$Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

二极管稳压电路

- (8分) 已知某稳压二极管的分段折线模型如图11a所示, 图11b是用具有这种特性稳压二极管构成的稳压电路。已知电源电压 V_S 在7V-8V之间波动, 负载为某数字芯片, 该芯片要求+5V的电压源能够提供1mA-5mA的电流。为了确保数字芯片电源电压始终为+5V,
- (1) 请给出限流电阻 R_S 的选择范围。
- (2) 假设 $R_S=200\Omega$, 芯片当前工作电流为5mA, 电源电压为+7V, 稳压二极管是吸收电功率还是释放电功率? 吸收或释放多少mW的电功率? 此时, 芯片吸收功率多少? 二极管稳压电路的能量转换效率为多少?



Handwritten notes on the left side of the slide:

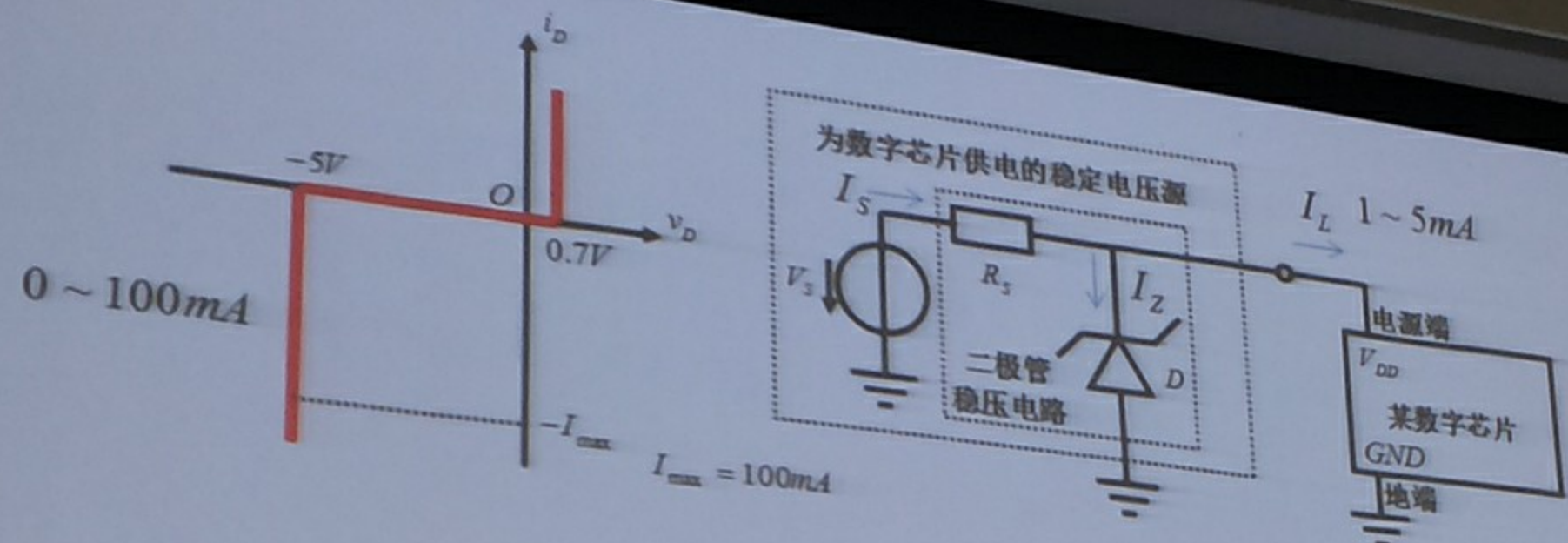
$$Z_F = Z_A + Z_B$$

$$= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环 Z_{11} Z_{22}

$$= Z_{AF} = \begin{pmatrix} Y_{11} & 1 \\ Y_{21} & Y_{12} \end{pmatrix}$$

闭环 Z_{11} Z_{22}



$$I_Z + I_L = I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \in (I_L, I_L + 100) \quad (+1分)$$

$$I_L < \frac{V_S - V_Z}{R_S} < I_L + 100 \quad (+1分)$$

$$\frac{V_S - V_Z}{I_L + 100} < R_S < \frac{V_S - V_Z}{I_L} \quad (+1分)$$

$$19\Omega = \frac{7-5}{105m} < \frac{V_S - V_Z}{I_L + 100} < \frac{8-5}{101m} = 30\Omega$$

$$400\Omega = \frac{7-5}{5} < \frac{V_S - V_Z}{I_L} < \frac{8-5}{1} = 3k\Omega$$

$$30\Omega < R_S < 400\Omega \quad (+1分)$$

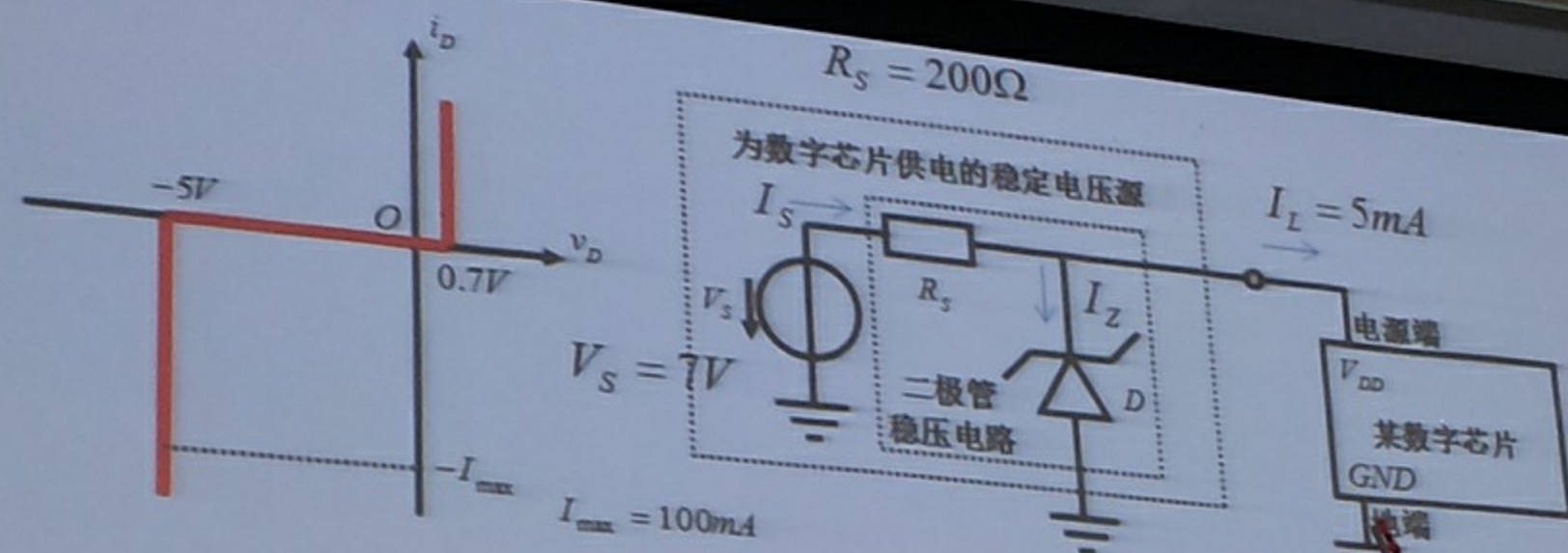
Handwritten notes on the left side of the screen, including circuit diagrams and mathematical expressions related to impedance and admittance.

$Z_A + Z_F$

$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

$Y_{11} \quad Y_{12}$

$Y_{21} \quad Y_{22}$



$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{7 - 5}{200} = 0.01A = 10mA \quad (+1)$$

$$I_Z = I_S - I_L = 5mA \quad \text{吸收电能} \quad (+0.5) \quad (+0.5)$$

$$P_D = 5 \times 5 = 25mW \quad \text{吸收} \quad (+0.5)$$

$$P_L = 5 \times 5 = 25mW \quad \text{吸收} \quad (+0.5)$$

$$P_S = 7 \times 10 = 70mW \quad \text{释放} \quad (+0.5)$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{25}{70} = 35.7\% \quad (+0.5)$$

Handwritten notes on the left side of the slide:

$$Z_F = Z_A + Z_B$$

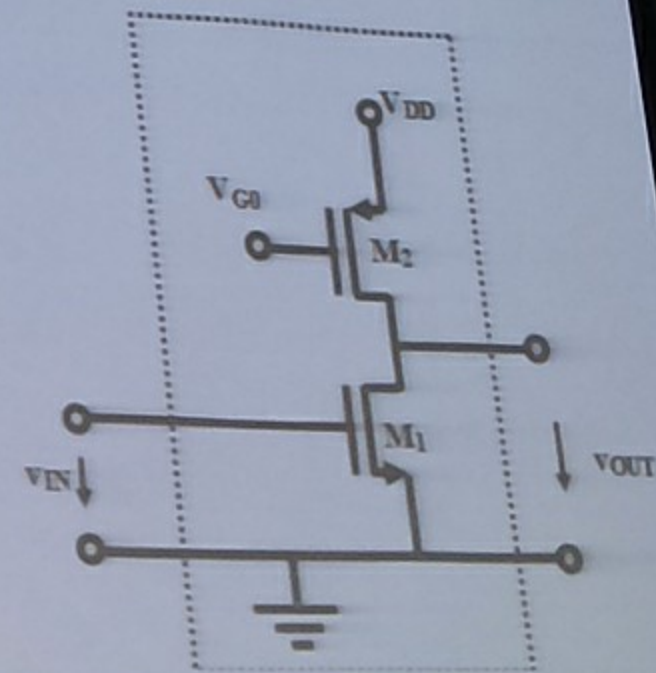
$$= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开 Z₂₁ Z₂₁ 与 Z₁₂ 互易

$$= Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

三、NMOS反相器

(12分) 如图12所示的NMOS反相器电路, 已知 $V_{THn}=0.8V$, $V_{THp}=0.7V$, $V_{DD}=5V$, $V_{G0}=4.1V$ 。经过对晶体管 M_1 和 M_2 尺寸的调整, 使得PMOS和NMOS具有如下相同的工艺参量 $\beta_p=\beta_n=2mA/V^2$, $V_{En}=V_{Ep}=50V$ 。已知NMOS晶体管工作于有源区的漏极电流方程为 $i_{Dn}=\beta_n(V_{GSn}-V_{THn})^2(1+v_{DSn}/V_{En})$ 。现希望用该反相器电路实现反相电压放大, 已知 $v_{IN}=V_{INO}+v_{in}(t)$, $v_{OUT}=V_{OUT0}+v_{out}(t)$ 。



- (1) 分析输入直流电压 V_{INO} 设置为多大时, 输出直流电压位于半电源电压位置, 即 $V_{OUT0}=0.5V_{DD}$ 。
- (2) 在上述直流工作点位置, 交流小信号本征电压增益为多大?
- (3) 当交流小信号 $v_{in}(t)=V_m \cos \omega t$ 的幅度 $V_m=V_{m0}$ 时, 两个晶体管中的一个或两个将会从恒流导通区进入欧姆导通区, 求 V_{m0} 。

Handwritten notes on the left side of the slide:

$$Z_{AF} = Z_A + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开Z_F 短Z_A

$$Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

直流工作点

做放大器使用时，两个晶体管均工作于恒流区，即

$$i_{Dn} = \beta_n (v_{GSn} - V_{THn})^2 \left(1 + \frac{v_{DSn}}{V_{En}} \right)$$

$$i_{Dp} = \beta_p (v_{SGp} - V_{THp})^2 \left(1 + \frac{v_{SDp}}{V_{Ep}} \right)$$

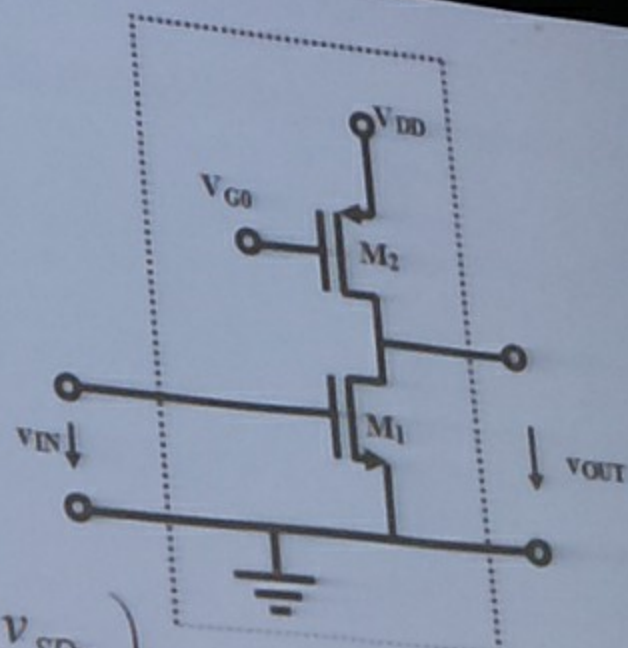
$$\beta_n (v_{GSn} - V_{THn})^2 \left(1 + \frac{v_{DSn}}{V_{En}} \right) = \beta_p (v_{SGp} - V_{THp})^2 \left(1 + \frac{v_{SDp}}{V_{Ep}} \right) \quad (+1)$$

$$(V_{IN0} - V_{THn})^2 \left(1 + \frac{V_{OUT0}}{V_{En}} \right) = (V_{DD} - V_{G0} - V_{THp})^2 \left(1 + \frac{V_{DD} - V_{OUT0}}{V_{Ep}} \right)$$

$$(V_{IN0} - V_{THn})^2 \left(1 + \frac{0.5V_{DD}}{V_E} \right) = (V_{DD} - V_{G0} - V_{THp})^2 \left(1 + \frac{0.5V_{DD}}{V_E} \right) \quad (+1)$$

$$V_{IN0} = V_{DD} - V_{G0} - V_{THp} + V_{THn} = 5 - 4.1 - 0.7 + 0.8 = 1V \quad (+2)$$

故而输入直流偏置电压为1V时，输出电压直流工作点位于 $0.5V_{DD}$ 。



$Z_{AF} = Z_A + Z_F$
 $= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$
开环
 $Z_{AF} = Z_{AF}' = \dots$

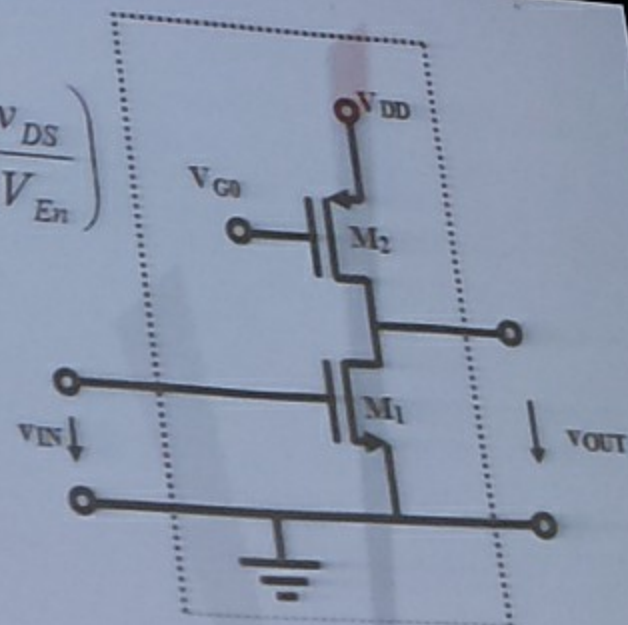
交流小信号放大器增益

本征电压增益

$$A_{v0} = g_{m1} (r_{ds1} \parallel r_{ds2}) \quad (+2) \quad i_D = \beta_n (v_{GS} - V_{THn})^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_{En}}\right)$$

$$g_{m1} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} = 2\beta_n (V_{IN0} - V_{THn}) \left(1 + \frac{V_{DS0}}{V_{En}}\right)$$

$$= 2 \times 2 \times (1 - 0.8) \times \left(1 + \frac{2.5}{50}\right) = 0.8 \times 1.05 = 0.84 \text{ mS} \quad (+1)$$



$$g_{ds1} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} = \beta_n (V_{IN0} - V_{THn})^2 \frac{1}{V_{En}} = 2 \times (1 - 0.8)^2 \times \frac{1}{50} = 0.0016 \text{ mS}$$

$$r_{ds1} = g_{ds1}^{-1} = 625 \text{ k}\Omega \quad r_{ds2} = r_{ds1} = 625 \text{ k}\Omega \quad (+1)$$

$$A_{v0} = -g_{m1} (r_{ds1} \parallel r_{ds2}) = -0.84 \times 312.5 = -262.5 \quad (+1)$$

直接从非线性电路方程获得的相对准确的解

$$Z_{AF} = Z_A + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_f \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开Z_F 短路

$$Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

交流小信号放大器增益

电压增益近似公式估算

$$A_{v0} = g_{m1} (r_{ds1} \parallel r_{ds2})$$

$$i_D = \beta_n (v_{GS} - V_{THn})^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_{En}} \right)$$

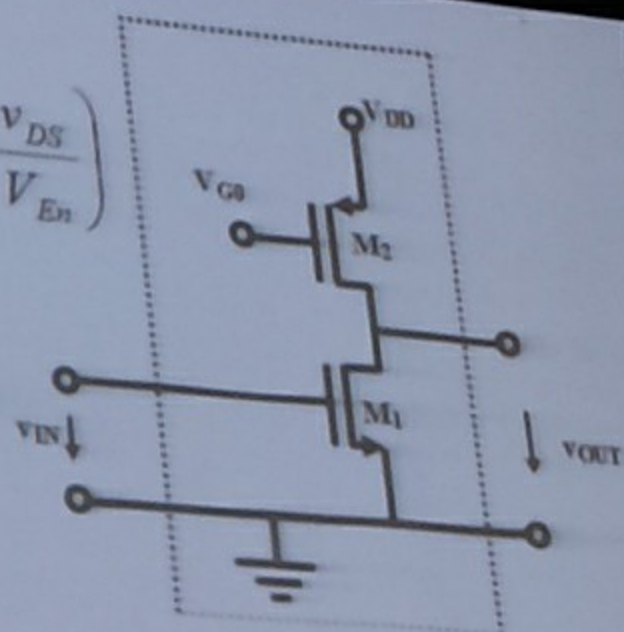
$$I_{D0} = \beta_n (V_{IN0} - V_{THn})^2 = 2 \times (0.2)^2 = 0.08 \text{mA} = 80 \mu\text{A}$$

$$g_{m1} \approx \frac{2I_{D0}}{V_{GS0} - V_{TH}} = \frac{2 \times 0.08 \text{m}}{0.2} = 0.8 \text{mS}$$

$$r_{ds1} = \frac{V_E}{I_{D0}} = \frac{50}{0.08 \text{m}} = 625 \text{k}\Omega$$

$$r_{ds2} = r_{ds1} = 625 \text{k}\Omega$$

$$A_{v0} = -g_{m1} (r_{ds1} \parallel r_{ds2}) = -0.8 \times 312.5 = -250 \quad \text{估算结果足够用了}$$



Handwritten notes on the left side of the slide:

$$Z_{AF} = Z_A + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开Z_F

$$Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

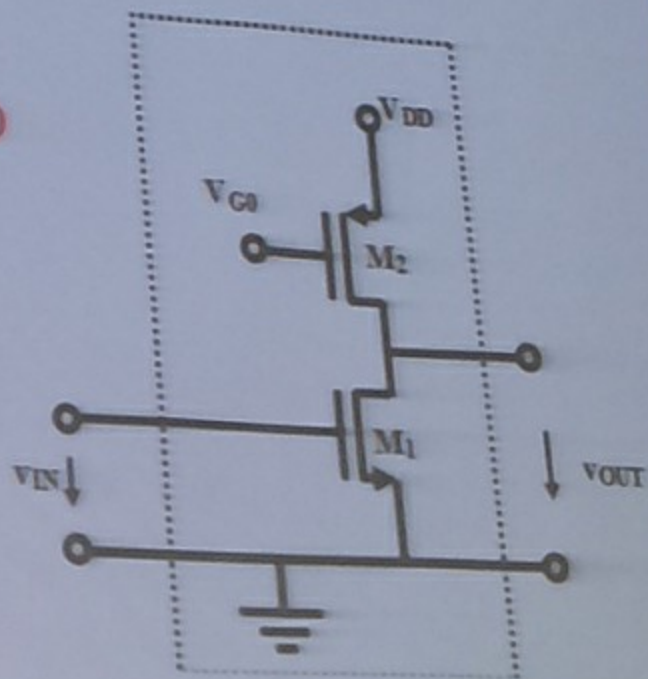
信号太大晶体管脱离有源区 一般认为进入非线性工作区

由于增益极高，一般可近似认为
工作在有源区则认为工作在线性区

$$V_{mo} = 0.5V_{DD} - V_{DS,sat} = 2.5 - 0.2 = 2.3V \quad (+1)$$

$$V_{mi} = \frac{V_{mo}}{A_v} = \frac{2.3}{262.5} = 8.8mV \quad (+1)$$

输入正弦波的幅度不能超过8.8mV，
超过晶体管则进入欧姆导通区，故
而 $V_{m0} = 8.8mV$



$$V_{mi} = \frac{V_{mo}}{A_v} = \frac{2.3}{250} = 9.2mV$$

Handwritten notes on the left side of the slide:

$$A_F = Z_A + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环增益 $A = Z_{AF} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$

工程估算 没有必要 精准计算

失去了原理解
变成纯数学运算

$$i_{Dn} = \beta_n (V_{IN0} + v_i - V_{THn})^2 \left(1 + \frac{0.5V_{DD} + v_{out}}{V_E} \right)$$

$$= i_{Dp} = \beta_p (V_{DD} - V_{G0} - V_{THp})^2 \left(1 + \frac{0.5V_{DD} - v_{out}}{V_E} \right)$$

$$(0.2 + v_i)^2 \left(1 + \frac{2.5 + v_{out}}{50} \right) = (0.2)^2 \left(1 + \frac{2.5 - v_{out}}{50} \right)$$

$$v_{out} = -52.5 \frac{(1 + 5v_i)^2 - 1}{(1 + 5v_i)^2 + 1} = -262.5 \frac{v_i + 2.5v_i^2}{1 + 5v_i + 12.5v_i^2}$$

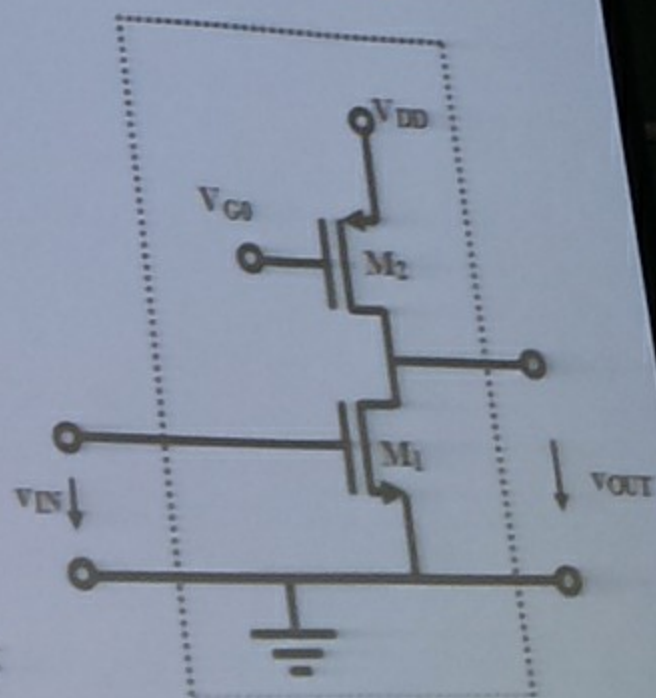
$$-2.3 < -262.5 \frac{v_i + 2.5v_i^2}{1 + 5v_i + 12.5v_i^2} < 2.3$$

$$-\frac{2.3}{262.5} < \frac{v_i + 2.5v_i^2}{1 + 5v_i + 12.5v_i^2} < \frac{2.3}{262.5} = \beta$$

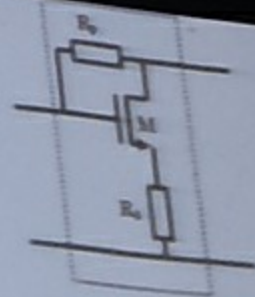
$$-\beta - 5\beta v_i - 12.5\beta v_i^2 < v_i + 2.5v_i^2 < \beta + 5\beta v_i + 12.5\beta v_i^2$$

$$v_i < \frac{-(1 - 5\beta) + \sqrt{(1 - 5\beta)(1 + 5\beta)}}{5(1 - 5\beta)} = 8.96mV \quad v_i > \frac{-(5\beta + 1) + \sqrt{(5\beta + 1)(1 - 5\beta)}}{5(5\beta + 1)} = -8.58mV$$

$$V_{m0} = 8.58mV$$



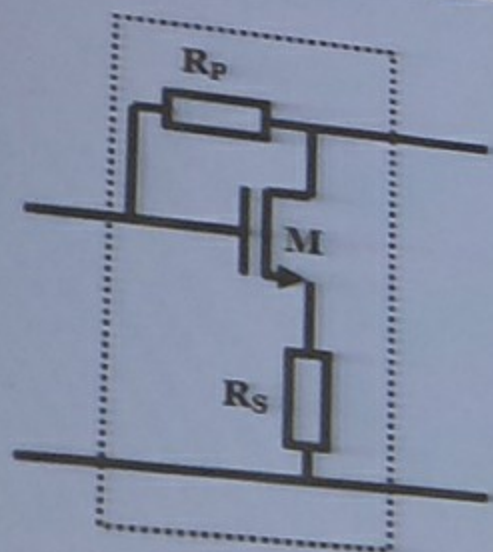
四、负反馈放大器



- (12分) 如图13所示, 这是一个同时添加了并联负反馈电阻 R_p 和串联负反馈电阻 R_s 作用的单晶体管放大网络。为了简化分析, 假设晶体管为理想压控流源: 晶体管自身的输入电阻和输出电阻均为无穷大, 其跨导增益为 g_m 。对于图所示虚框二端口放大网络, 期望其双端口具有相同的特征阻抗 $Z_{01}=Z_{02}=Z_0$, 设定其最大功率增益 $G_{pmax}=(A_0)^2$ 。以 g_m, Z_0, A_0 为已知量, 获得关于 R_p, R_s 的设计公式, 并代入具体数值 ($g_m=25\text{mS}, Z_0=1\text{k}\Omega, A_0=10$ 或 $G_{pmax}=100=20\text{dB}$), 得到两个负反馈电阻取值大小。

$Z_{AF} = Z_0 + Z_F$
 $Z_{AF} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$
 $Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$

网络参量



并并连接y相加

$$y_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_p & -G_p \\ -G_p & G_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_p & -G_p \\ g_m - G_p & G_p \end{bmatrix}$$

串串连接z相加

$$z = \begin{bmatrix} G_p & -G_p \\ g_m - G_p & G_p \end{bmatrix}^{-1} + \begin{bmatrix} R_s & R_s \\ R_s & R_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{g_m} + R_s & \frac{1}{g_m} + R_s \\ \frac{1}{g_m} - R_p + R_s & \frac{1}{g_m} + R_s \end{bmatrix}$$

$$y = z^{-1} = \begin{bmatrix} G_p & -G_p \\ \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_s} - G_p & G_p \end{bmatrix}$$

+5分

Handwritten notes on the left side of the slide:

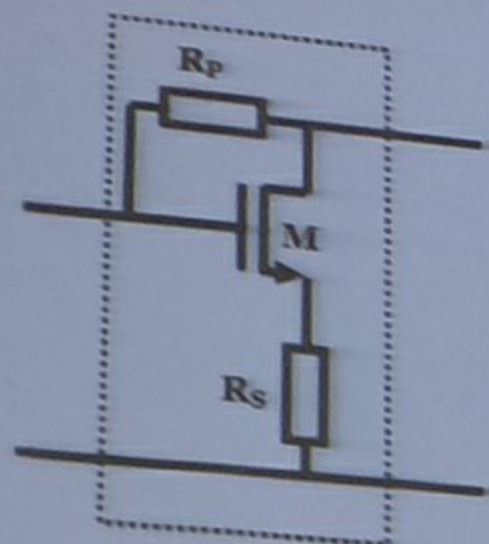
$$Z_{AF} = Z_A + Z_F$$

$$= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_f \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开 \$Z_F\$
 短路 \$R_s\$

$$Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

特征阻抗



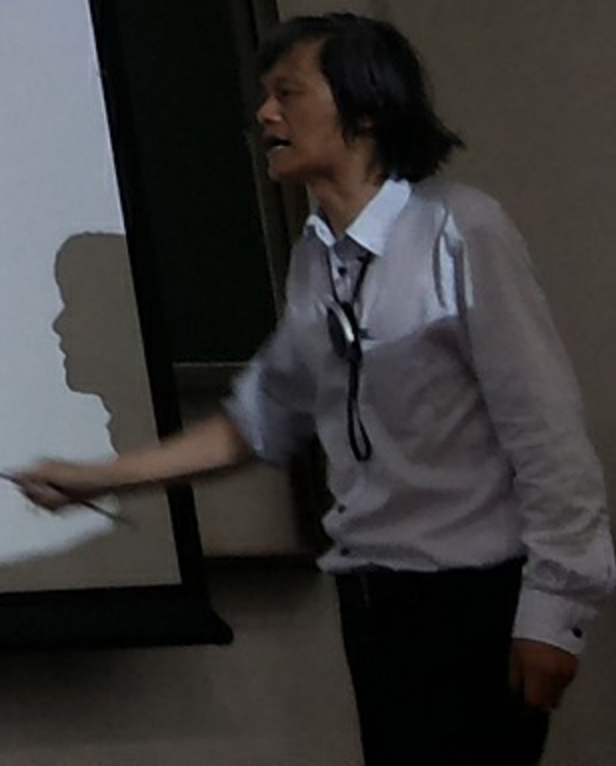
$$z = \begin{bmatrix} \frac{1}{g_m} + R_s & \frac{1}{g_m} + R_s \\ \frac{1}{g_m} - R_p + R_s & \frac{1}{g_m} + R_s \end{bmatrix}$$

$$y = \begin{bmatrix} G_p & -G_p \\ \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_s} - G_p & G_p \end{bmatrix}$$

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{z_{11}}{y_{11}}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{g_m} + R_s}{G_p}} = \sqrt{\left(\frac{1}{g_m} + R_s\right) R_p} = Z_0 = Z_{02}$$

+2分

$Z_{AF} = Z_0 + Z_F$
 $= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_f \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$
 $Y_{AF} = Z_{AF}^{-1} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix}$
 开路
 短路



最大功率增益

$$G_{p,\max} = \left(\frac{1}{\sqrt{AD} + \sqrt{BC}} \right)^2$$

$$z = \begin{bmatrix} \frac{1}{g_m} + R_s & \frac{1}{g_m} + R_s \\ \frac{1}{g_m} - R_p + R_s & \frac{1}{g_m} + R_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \frac{G_p}{G_p - \frac{1}{g_m} + R_s} \begin{bmatrix} 1 & R_p \\ \frac{1}{g_m} + R_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \frac{1}{\sqrt{AD} + \sqrt{BC}} = \frac{\frac{1}{g_m} - \frac{1}{R_p}}{\frac{1}{g_m} + R_s} = \frac{R_p - \left(\frac{1}{g_m} + R_s \right)}{\frac{1}{R_p} + \sqrt{\left(\frac{1}{g_m} + R_s \right) R_p}} = \frac{1}{g_m + R_s + \sqrt{\left(\frac{1}{g_m} + R_s \right) R_p}} \quad +2\text{分}$$

$F = Z_A + Z_F$
 $= \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & z_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$
 $= z_{11}' = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$
 开Z_{12}} 短路

设计参数

$$Z_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{g_m} + R_S\right) R_P}$$

$$R_P = (A_0 + 1)Z_0$$



$$A_0 = \frac{R_P - \left(\frac{1}{g_m} + R_S\right)}{\frac{1}{g_m} + R_S + \sqrt{\left(\frac{1}{g_m} + R_S\right) R_P}}$$

$$R_S = \frac{Z_0}{A_0 + 1} \frac{1}{g_m}$$

$$R_P = (A_0 + 1)Z_0 = (10 + 1) \times 1k = 11k\Omega$$

$$R_S = \frac{Z_0}{A_0 + 1} \frac{1}{g_m} = \frac{1k}{11} \frac{1}{0.025} = 91 - 40 = 51\Omega$$

$Z_F = Z_0 + Z_F$
 $= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z_0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$
 开环
 $Z_{if} = \begin{pmatrix} Y_{11} & \\ & Y_{22} \end{pmatrix}$
 阻抗



本周作业

- 点线
 - P8: 1, 2, 3;
 - P9: 2, 4;
 - P10: 6, 8;
 - P11: 10;
 - P12: 12

作图规范:

- 1、作图线是细实线，投影是粗实线