

《电子电路与系统基础 I》2014 年春季学期期末考试试题 A 卷

班级 _____ 学号 _____ 姓名 _____

卷面满分 108 分，超过 100 分按 100 分计。数值计算保留 3 位有效位数。

一、填空题（76 分，请在试题纸对应空位填空或画图。对于选择填空题，可选项在题后<...>括号内选取）：

1、分析某非线性电阻电路，获得如下非线性方程， $i = 5 \cdot \ln \frac{720}{i}$ ，用牛顿拉夫逊迭代法求解，首先设定非线性方程为 $f(i) = i - 5 \cdot \ln \frac{720}{i} = 0$ ，给定的初始值为 $i^{(0)} = 20$ ，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 $i^{(k+1)} =$ () (迭代表达式)。

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

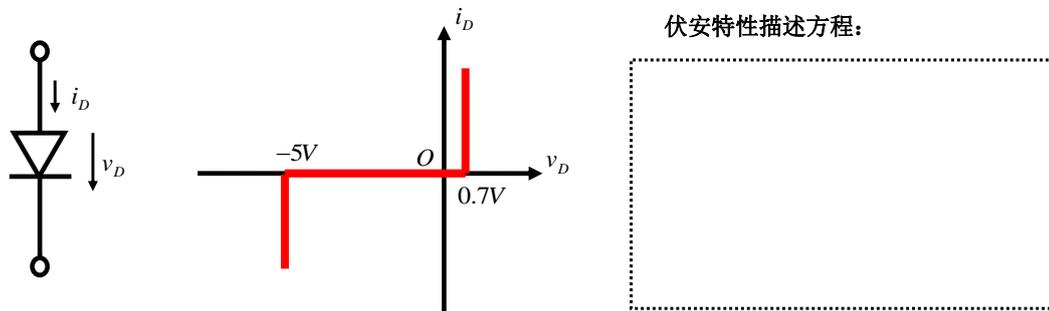
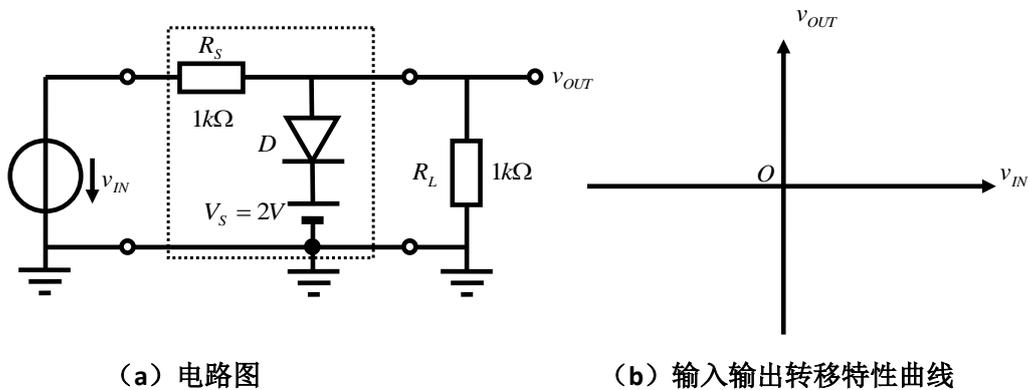


图 1 二极管伏安特性分段折线化



(a) 电路图

(b) 输入输出转移特性曲线

图 2 包含二极管的二端口网络

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 所示的虚框二端口网络,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 v_{IN} 。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 $v_{IN}(t)=V_{IN0}+V_m \cos \omega t$, 则当 $V_{IN0}=(\quad)$ 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 $V_m=V_{m,max}=(\quad)$ V。

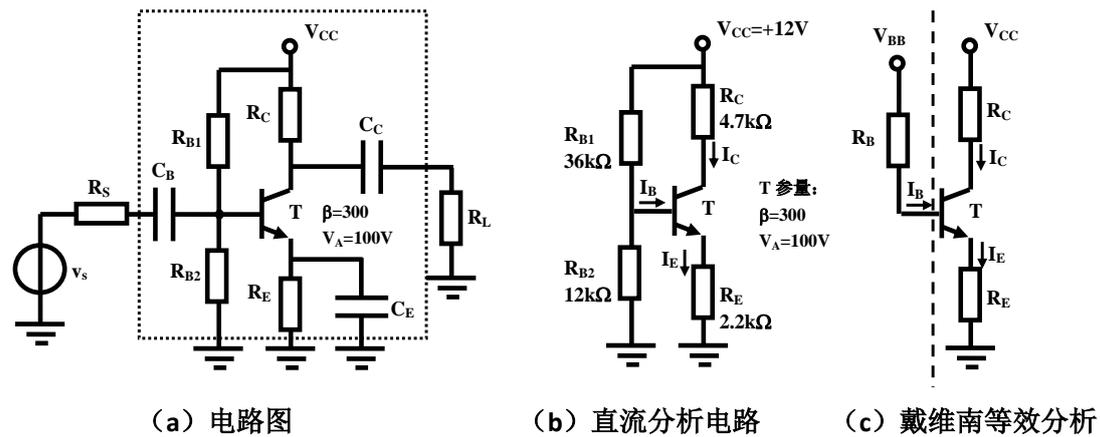


图 3 BJT 放大器电路

4、如图 3a 所示,这是一个 BJT 放大器,其中耦合电容 C_B 、 C_C 和旁路电容 C_E 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 (\quad) 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) $=(\quad 3V \quad)$ (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 $R_B=(\quad)=$ (\quad) , 由是基极电流 $I_B=(\quad)=(\quad)$, 集电极电流 $I_C=\beta I_B=(\quad)$ (只需具体数值)。经检查, $V_{CE}=(\quad)=$ $(\quad) > 0.2V$, 说明晶体管确实工作于恒流区。当进行交流小信号分析时,图示三个电容均做 (\quad) 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 $r_{be}=(\quad)=(\quad)$, 输出电阻 $r_{ce}=(\quad)=(\quad)$, 跨导增益 $g_m=(\quad)=(\quad)$ 。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 $R_{in}=(\quad)=(\quad)$, 输出电阻 $R_{out}=(\quad)$

= ()，本征跨导增益 $G_{m0} =$ () (表达式即可)。

5、请在下方空位画出图 3a 所示 BJT 放大电路的交流小信号分析电路 (包括源和负载)，其中，晶体管采用其微分元件电路模型。



图 3a 晶体管放大电路交流小信号分析电路

6、正弦波电压信号 $v_{in}(t) = V_p \cos \omega t$ 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 $v_{out}(t)$ ，该半波信号的电压有效值为 ()。

7、MOSFET 的英文全称为 ()，中文全称为 ()。可以将 MOSFET 的 () 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 ()。

9、已知某 PN 结二极管的直流电流为 1mA，其微分电阻为 () Ω 。

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 y 参量等效电路中的微分线性元件。负反馈连接关系为 () 连接关系，反馈网络检测放大网络的 ()，形成 ()，将其从 () 中扣除，形成的 () 加载到晶体管放大网络输入端，最终稳定放大网络的 ()，因而这种负反馈连接关系形成接近理想的 ()。这种连接关系在运算时需要放大网络和反馈网络的 () 参量矩阵相加，相加后的和参量矩阵的 () 元素代表理想反馈网络的 () <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 () 倍，闭环放大器输出电阻为开环放大器的 () 倍。假设深度负反馈条件 () 满足，对于图示的负反馈连接关系，闭环放大器的 () <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 ()。

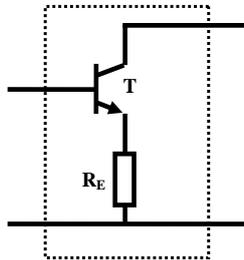


图 4 单 BJT 负反馈放大网络

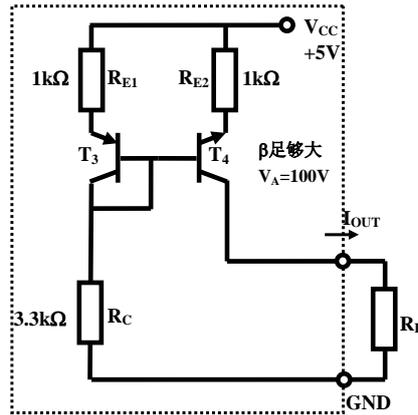


图 5 BJT 电流镜电流源电路

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 $I_{out} \approx$ () (符号运算表达式) = () (数值和单位)。电路中 R_{E2} 电阻的作用是 ()。对负载电阻 R_L 的要求是 ()，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 () (数值和单位)。

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 : ()
 T_3 : ()
 T_4 : ()
 T_5 : ()
 R_E : ()

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 v_{ic} 为 () mV，输入差模电压 v_{id} 为 () mV。此差模信号 () <可以, 不可以>被认为是交流小信号。

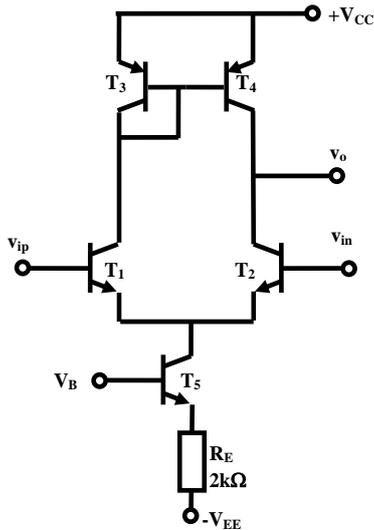


图 6 某晶体管电路

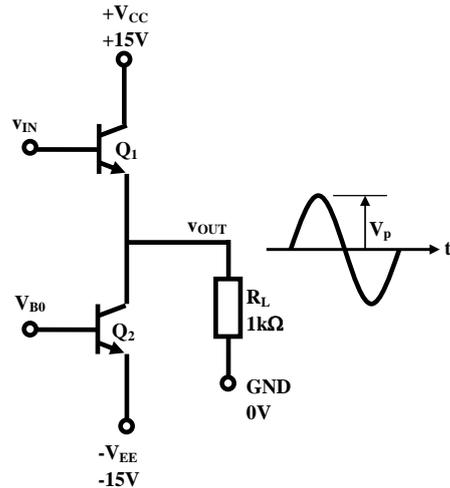


图 7 A 类电压缓冲器

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 $R_E = 2k\Omega$ ，直流偏置电压源 $V_{CC,EE} = \pm 12V$ ，差分电压为 $v_{id} = v_{ip} - v_{in} = V_{m1} \cos \omega_1 t$ ，尾电流源的偏置电压中存在交流小信号， $V_B = V_{B0} + V_{m2} \cos \omega_2 t$ ， $V_{B0} = -9.3V$ ，表达式中交流小信号幅度为 $V_{m1} = 2mV$ ， $V_{m2} = 200mV$ 。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 $r_{ce} = 100k\Omega$ 。估算中取热电压 $v_T = 25mV$ ，请给出输出端交流小信号近似表达式，为 $v_o(t) \approx$ ()

(单位：伏特)。

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 () V，在这种工作情况下，正电源 V_{CC} 释放了 () mW 的功率，负电源 V_{EE} () <释放，吸收>了 () mW 的功率， Q_1 () 了 () mW 的功率， Q_2 () 了 () mW 的功率，负载电阻 R_L () 了 () mW 的功率。(注：不做特别说明，功率均指平均功率。)

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 ()

() <尽可能多的列举>。

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

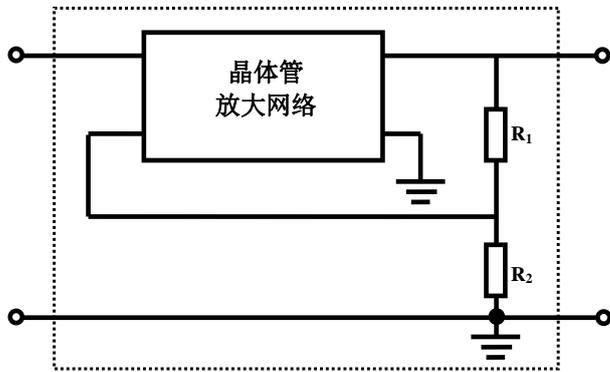


图 8 负反馈放大器

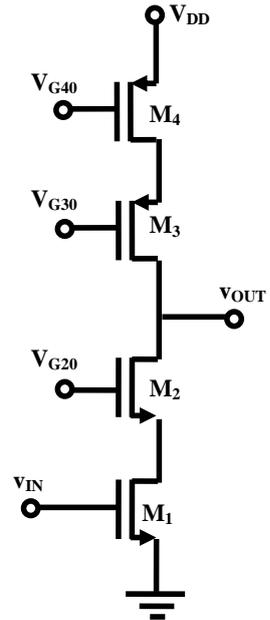
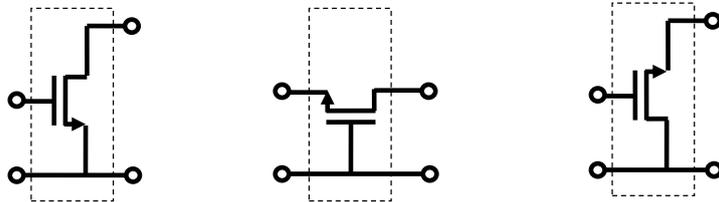


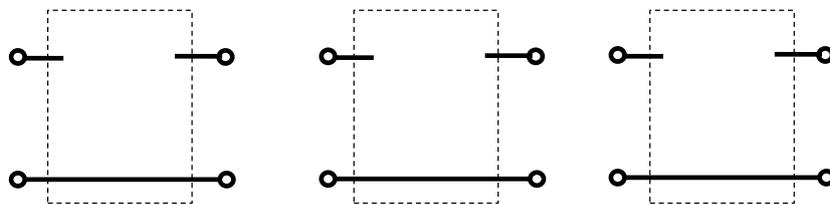
图 9 cascode 结构放大电路

18、如图 9 所示的 cascode 结构，假设所有晶体管 CS 组态 y 参数微分元件 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()。

19、对于图 10 所示的 NMOSFET，分别在图下空中填入它们的组态，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： () () ()



小信号等效电路： (a) (b) (c)

图 10 晶体管组态及其等效电路

二、(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 $+7\text{V}$ ，稳压二极管是吸收电功率还是释发电功率？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？

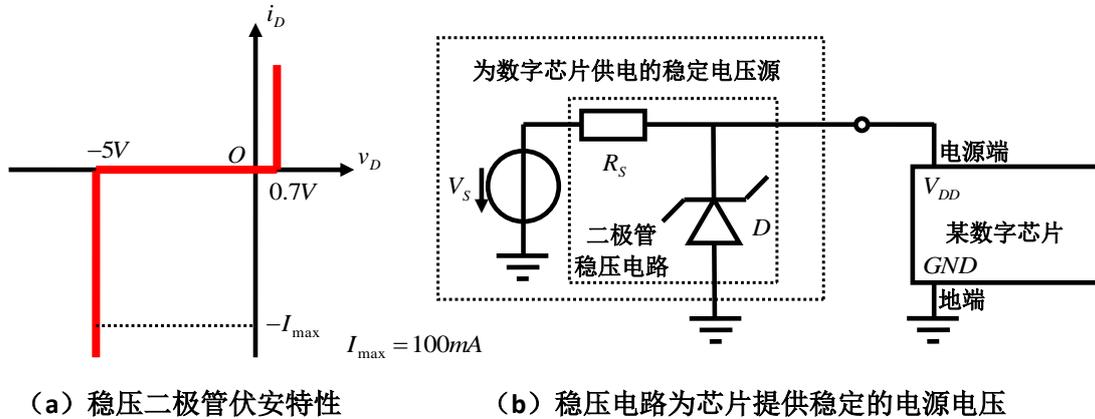


图 11 二极管稳压电路

三、(12 分)如图 12 所示的 NMOS 反相电路，已知 $V_{Thn} = 0.8\text{V}$ ， $V_{Thp} = 0.7\text{V}$ ， $V_{DD} = 5\text{V}$ ， $V_{G0} = 4.1\text{V}$ 。通过对晶体管 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， $\beta_n = \beta_p = 2\text{mA/V}^2$ ， $V_{En} = V_{Ep} = 50\text{V}$ 。已知 NMOS 晶体管工作于有源区的漏极电流方程为 $i_{Dn} = \beta_n (v_{GSn} - V_{Thn})^2 \left(1 + \frac{v_{DSn}}{V_{En}}\right)$ 。现希望用该反相器电路实现反相电压放大，已知 $v_{IN} = V_{IN0} + v_{in}(t)$ ， $v_{OUT} = V_{OUT0} + v_{out}(t)$ 。

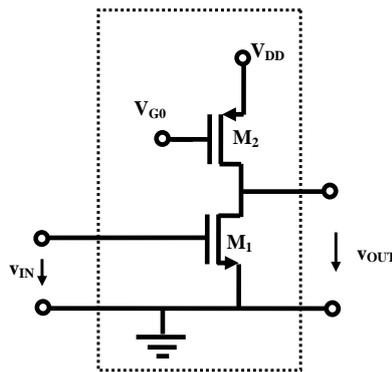


图 12 NMOS 反相电路

- (1) 分析输入直流电压 V_{IN0} 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} 。

四、(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为 $G_{p\max} (= A_0^2)$ 。

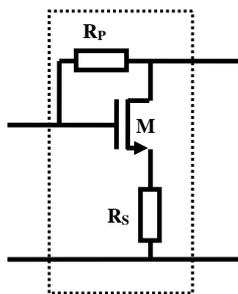


图 13 串联负反馈+并联负反馈

- (1) 以 g_m, Z_0, A_0 为已知量，获得关于 R_p 、 R_s 的设计公式，
- (2) 代入具体数值 ($g_m = 25\text{mS}, Z_0 = 1\text{k}\Omega, A_0 = 10$ (或 $G_{p\max} = 100 = 20\text{dB}$))，得到两个负反馈电阻取值大小 ($R_p = ? R_s = ?$)。