

清华大学本科期末考试试题纸 A 卷

考试科目：《电子电路与系统基础 II》

2015.1.14

班号：

学号：

姓名：

卷面满分 108 分，卷面分超过 100 分者按 100 分计。

一、 填空题（请在试题纸上填空，本题共 70 分。对于数值答案，可以先给出公式表述，后给出数值答案。如果圆括号后为尖括号<选项 1, 选项 2, ...>，请在圆括号的空中选择尖括号中的一个选项作为答案。）

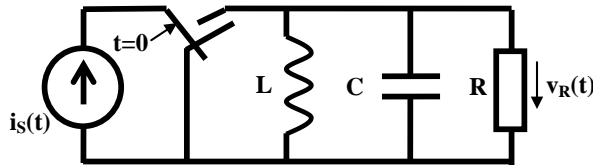


图 1 RLC 并联谐振电路

1、(+5) 对于图 1 所示 RLC 并联谐振电路，其特征阻抗  $Z_0 =$  ( )，其自由振荡频率  $f_0 =$  ( )，阻尼系数  $\xi =$  ( )。假设  $t < 0$  时电路早已稳定， $t = 0$  时开关换向，已知阻尼系数  $\xi < 1$ ，请给出电流源为  $i_s(t) = I_{s0}$  情况下的电阻电压表达式  $v_R(t) =$  ( )。

2、(+6) 对于图 1 所示动态线性时不变电路，请用品质因数  $Q$  和自由振荡频率  $\omega_0$  表述响应电压  $V_R$  和激励电流  $I_S$  之间的传递函数关系，为  $H(j\omega) = \frac{\dot{V}_R(j\omega)}{\dot{I}_S(j\omega)} =$  ( )，其中品质因数  $Q =$  ( )。它是一个 ( ) <低通/高通/带通/带阻/全通>选频系统，系统的 3dB 带宽(/频点)为 ( ) (如果有带宽则填带宽，如果无法表述带宽，则填入 3dB 频点)。如果激励信号为正弦波， $i_s(t) = I_{sm} \cos \omega_0 t$ ，其中  $\omega_0$  恰好为 LC 谐振腔的自由振荡频率，则输出电压的稳态表达式为  $v_{R\infty}(t) =$  ( )。

3、(+8) 考察二阶线性时不变动态电路在冲激、阶跃、正弦、方波等激励下的某电量  $x(t)_{t \geq 0}$ ，则可采用五要素法进行描述，这五个要素分别为 (1) ( / ) (中文名称/符号表述)、(2) ( / )、(3) ( / )、(4) ( / )、(5) ( / )，用五要素法写出的该二阶动态电路中电量  $x(t)$  的时域表达式为  $x(t) = ($   
 $) (t \geq 0$ ，只需写出欠阻尼  $\xi < 1$  情况下的表达式即可)。

4、(+5) 二阶低通系统的阻尼系数为  $\xi$ ，自由振荡频率为  $\omega_0$ ，用  $s$  代表  $j\omega$ ，该二阶低通系统的系统传递函数典型形式为  $H(s) = H_0 \cdot ($   
 $)$ ，其中  $H_0$  代表 ( ) 频点的系统传递系数。对于这样的二阶低通系统，如果期望它具有幅度最大平坦特性，则设定该系统的阻尼系数为 ( )，此时二阶系统的 3dB 带宽  $BW_{3dB} = ($   
 $)$ 。当用阶跃信号激励该二阶低通系统时，上升沿时间  $T_r = ($   
 $)$ 。

5、(+2) 某欠阻尼二阶低通系统的阻尼系数为  $\xi = 0.1$ ，其自由振荡频率为  $\omega_0$ 。该低通系统的阶跃响应进入稳态 (和稳态值差 1%) 所需的时间为 ( )，它和过阻尼系数  $\xi = ($   
 $)$  的低通系统具有几乎相当的进入稳态延时。

6、(+3) 一个单端口网络的品质因数  $Q$  被定义为正弦波激励下稳态响应的储能与耗能之比，对于 RL (电阻电感) 串联构成的单端口网络，其  $Q$  值为 ( )，对于 RC (电阻电容) 并联构成的单端口网络，其  $Q$  值为 ( )，其中正弦波频率为  $\omega$ 。

7、(+6) 已知反相器的输入电压输出电压静态转移特性曲线如图 2a 所示，在中间斜率陡峭区域，扣除直流工作点影响后该反相器的交流小信号电路模型是跨导增益为  $g_m$  的理想压控流源。请分析图 2b 所示反相器的三种反馈连接方式，在图下空中填写该反馈连接方式的反相器电路的等效电路，或者填写它们可能具有什么样的电路功能，分析时可考虑反相器中存在的寄生电容导致的特殊效应。当我们用示波器观测这些电路的输出端电压时，示波器显示的波形应该是怎样的，请

在旁边图上画出示波器显示波形的示意图。

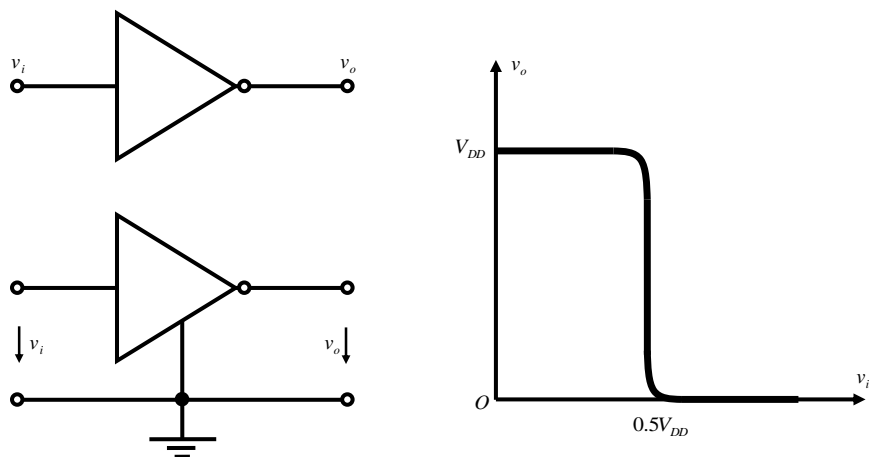
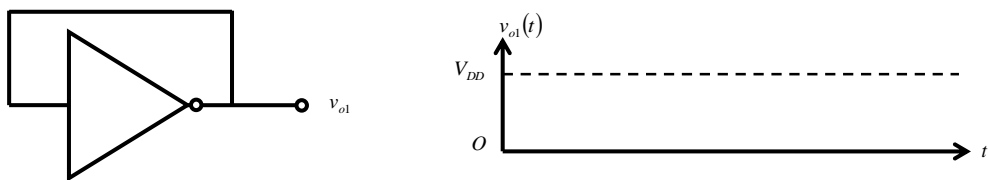
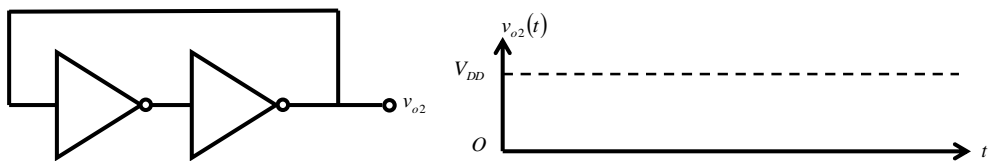


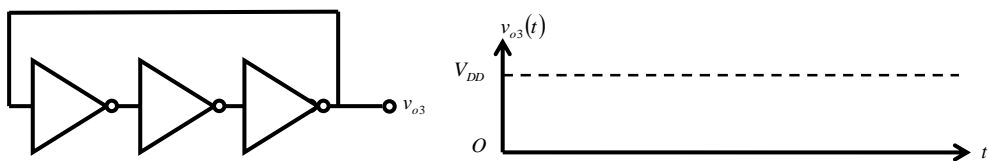
图 2a 反相器端口定义及输入输出转移特性曲线



等效电路或可实现的电路功能：( )



等效电路或可实现的电路功能：( )



等效电路或可实现的电路功能：( )

图 2b 有反馈连接的反相器：可实现功能，示波器测量的端口波形

8、(+3) RLC 串联谐振被称为 ( ) <电压/电流>谐振，这是由于 RLC 串联谐振回路被正弦波 ( ) <电压源/电流源>激励时，在谐振频点上，电感和电容上的 ( ) <电压/电流>幅度是激励源幅度的 Q 倍。于是，我们可以通过将大的负载电阻 ( ) <并联/串联>在高 Q 值串联谐振的电抗（电感 L 或电容 C 的）端口上，即可在负载上获得更高的 ( ) <电压/电流>，如是可以实现 ( )。

9、(+3) 如图 3 所示， $50\Omega$ 电阻经  $100\text{pF}$  串联电容变换后，在  $100\text{kHz}$  频点上，其等效并联电阻阻值为 ( )  $\text{M}\Omega$ ，并联电容容值为 ( )  $\text{pF}$ 。

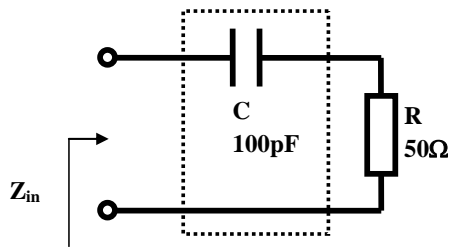


图 3 串联电容阻抗变换

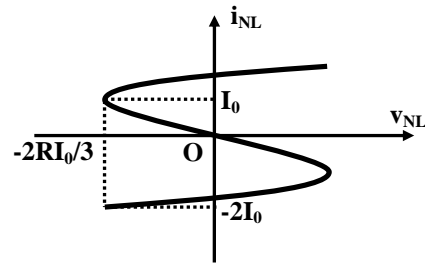


图 4 S 型负阻伏安特性曲线

10、(+7) S 型负阻的单端口元件约束方程为  $v_{NL} = -Ri_{NL} + \frac{R}{3I_0^2} i_{NL}^3$ ，其中  $v_{NL}$  和  $i_{NL}$  为单端口元件的关联端口电压和端口电流，两个参量  $R$  和  $I_0$  均为已知量，该元件的伏安特性曲线如图 4 所示。该 S 型负阻现被偏置在负阻区中心位置 O 点，之后被正弦波电流  $i(t) = I_m \cos \omega t$  激励。当激励电流幅值  $I_m$  很小时，S 型负阻可视为线性负阻，线性负阻  $-r_{n0}$  的大小为  $r_{n0} =$  ( )；当激励电流峰值幅值  $I_m$  很大时，S 型负阻两端将产生高次谐波电压分量，假设只有基波电压分量被带通滤波器保留下来而其他频率分量被滤除，于是 S 型负阻加带通滤波器被视为准线性负阻，准线性负阻  $-\bar{r}_n$  和激励电流峰值幅度  $I_m$  的关系为  $\bar{r}_n =$  ( )。现将偏置在 O 点的该 S 型负阻 ( ) <串联/并联> 接入 LC 谐振腔内，并假设谐振腔损耗已经折合到 S 型负阻等效中，那么要想形成高纯度的正弦振荡波形，对电感  $L$ 、电容  $C$  提出的要求为 ( )。该振荡器稳定输出后，正弦振荡频率为  $f_0 =$  ( )，输出 (串联则取回路电流为输出，并联则取结点电压为输出) 正弦波的峰值幅度为 ( )。

11、(+3) 对于图 4 所示直流偏置在 O 点的 S 型负阻，其端口接电容 ( ) <可以/不可以> 形成张弛振荡。如果可以，请用两个转折点的平均电流估算张弛振荡的振荡频率大体为 ( )，其中，端接电容的容值为  $C$ ，S 型负阻参量为  $R$  和  $I_0$ 。如果不可以，请说明原因为什么不可以： ( )。

12、(+10) 图 5a 所示运放电路中的运放为理想运放，那么该电路为 ( )  
 <一阶/二阶/高阶填写相应阶数>线性时不变动态电路。该电路的传递函数为  
 $H(j\omega) = \frac{\dot{V}_o(j\omega)}{\dot{V}_i(j\omega)} =$  ( )。画出其  
 幅频特性和相频特性伯特图于图 5b/c 位置，由此可知，该系统为 ( )  
 <低通/高通/带通/带阻/全通/其他自写>系统。该系统的单位阶跃响应  $g(t) =$   
 ( )  $U(t)$ 。空中数学表达式的参量应采用图 5a 给定的电路元  
 件参量，例如 R, C,  $R_1$ ,  $R_2$ 。

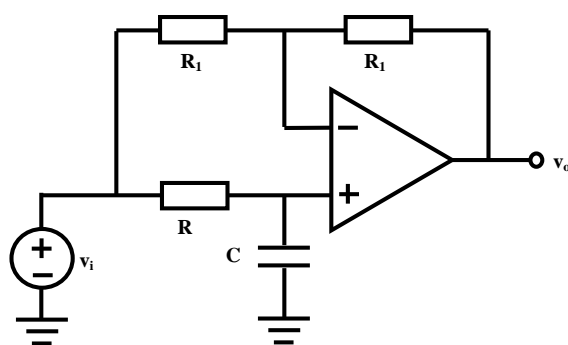


图 5a 含运放的线性时不变动态电路



图 5b 幅频特性伯特图

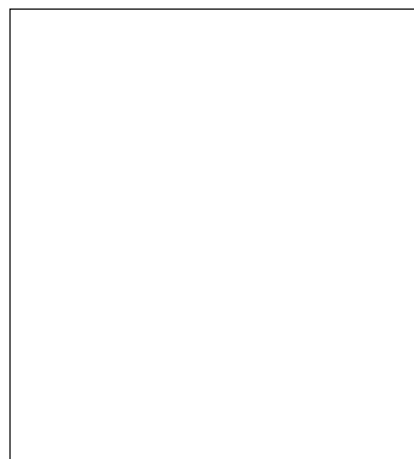


图 5c 相频特性伯特图

13、(+6) 如图 6 所示，这是一个用共基组态 BJT 晶体管实现的电容三点式 LC 正  
 弦波振荡器，请在图右侧空位画出其交流线性分析或准线性分析电路图，图中只  
 需画出晶体管符号（无需晶体管小信号电路模型）和晶体管外围电路（电容、电  
 感和电阻）即可。如果视共基组态的晶体管为放大网络，将负载电阻  $R_L$  的影响  
 折合到该放大器的输出端（晶体管 CB 端口），等效负载电阻  $R'_L =$  ( )  $\Omega$ 。

假设电路满足所有振荡条件，平衡后输出的正弦波的频率为  $f_0 = ( \quad )$  MHz。

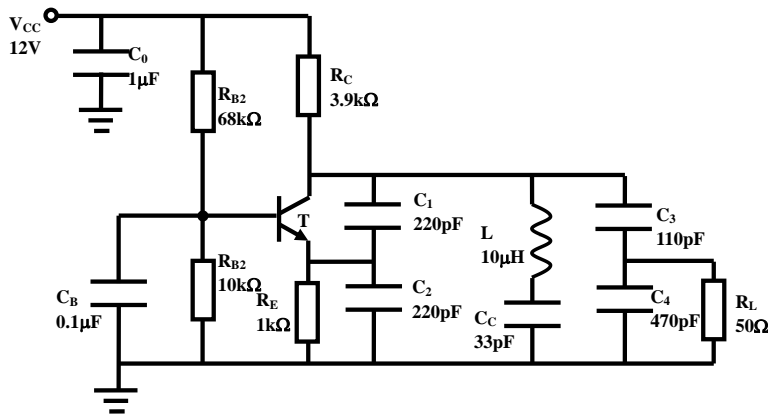


图 6 LC 正弦波振荡器

交流分析电路模型图

14、(+3) 对于正反馈正弦波振荡器，其准线性增益为  $A$ ，其反馈系数为  $F(j\omega)$ ，定义环路增益为  $T = A \cdot F(j\omega) = |AF|e^{j\phi_{AF}}$ ，则幅度振荡条件分别为：

- (a) 起振条件 (  $|AF| > 1$  )；
- (b) 平衡条件 (  $|AF| = 1$  )；
- (c) 稳定条件 (  $\phi_{AF} = 2n\pi$  )。

二、(17分) 用 D 触发器作为状态记忆单元，设计一个如图 7 所示的双模 4 状态计数器：其中 M 为模式控制输入端，CLK 为驱动时钟， $S_2S_1$  为状态输出端。当模式控制端  $M=0$  时，计数器实现在 CLK 驱动下的  $00 \rightarrow 01 \rightarrow 11 \rightarrow 10 \rightarrow \dots$  四状态循环转移计数；当模式控制端  $M=1$  时，计数器实现在 CLK 驱动下的  $00 \rightarrow 10 \rightarrow 11 \rightarrow 01 \rightarrow \dots$  四状态循环转移计数。**设计步骤：**(1) 画状态转移图；(2) 根据状态转移情况画组合逻辑电路的卡诺图，给出组合逻辑电路设计的逻辑表达式；(3) 给出该双模计数器逻辑电路设计图，电路图中只需画出逻辑器件符号（门电路、D 触发器等逻辑电路符号）及其连接关系即可。

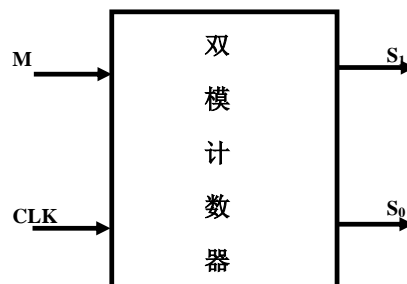


图 7 双模计数器

三、（11分）对于图8所示二阶电路，已知两个电容的初始电压均为0，输入电压为阶跃信号  $v_i(t)=V_0U(t)$ ，请给出输出电压时域表达式  $v_o(t)$ 。

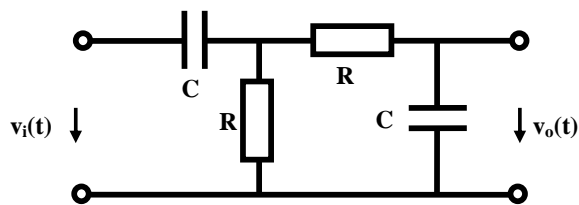


图8 二阶RC电路

四、（10分）某同学在设计哈特莱正弦波振荡器时，首先将一个在磁环上绕了  $N$  圈制成的电感  $L(L=N^2\Xi, \Xi$ 为磁环磁导)中间引出一个抽头，接到晶体管源极上，电感的两端则分别接在晶体管的漏极和栅极，如图9所示。由于一分为二的两个电感绕在同一个磁环上，它们之间具有全耦合关系，即  $M=\sqrt{L_1L_2}$ ，其中  $L_1=N_1^2\Xi$ ， $L_2=N_2^2\Xi$ ，这里  $N_1, N_2$  和  $N$  为电感在磁环上的绕线匝数， $N=N_1+N_2$ 。假设电路中的所有能量损耗全部折合等效为和电容串联的电阻  $R_{Loss}$ ，且  $Q=\frac{1}{R_{Loss}}\sqrt{\frac{L}{C}}\gg 1$ 。此时图中晶体管可以建模为理想压控流源，其跨导增益为  $g_m$ 。

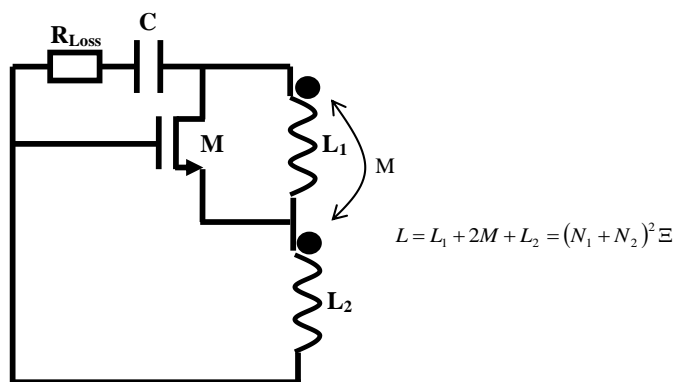


图9 哈特莱振荡器原理性分析

(1) 请分析该振荡器，用图示的已知电路元件参量  $L$ 、 $M$ 、 $C$ 、 $R_{loss}$ 、 $g_m$  表述该正弦波振荡器的振荡频率和起振条件。

(2) 在实际电路设计中，我们往往期望低功耗设计，因而希望直流偏置电流足够的小，换句话说，希望和直流偏置电流成正比关系的跨导  $g_m$  应足够的小，

该振荡器仍然可以起振。请分析对于图 9 所示的原理性振荡电路，电感中间抽头如何引出（即接入系数  $p = \frac{N_2}{N}$  如何取值），该电路可以在较小的  $g_m$ （对应较小的直流偏置电流）条件下就可以起振。