

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》

2016.1.14

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 48 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填入圆括号作为答案。）

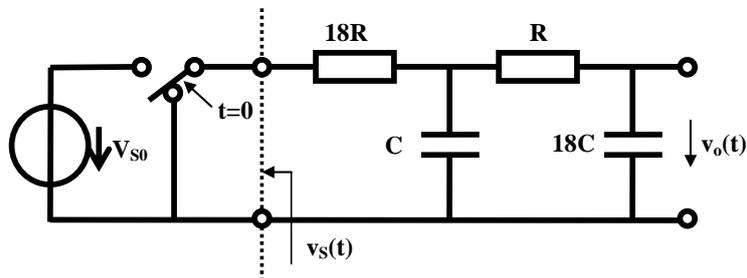


图 1 二阶 RC 电路

1、(+18) 图 1 所示二阶动态电路中的 R、C 参量已知，t=0 开关换路之前电路早已稳定。用五要素法分析开关换路之后的输出电压  $v_o(t)$ ，分析步骤如下：首先通过频域传递函数获得系统阻尼系数  $\xi$  和系统自由振荡频率  $\omega_0$ ，从激励源  $v_s(t)$  到响应  $v_o(t)$  之间的 RC 网络可视为四个二端口网络的级联，网络总 ABCD 参量等于分

ABCD 参量矩阵之积，即  $\mathbf{ABCD} = \left( \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix} \right)$   
 $= \left( \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix} \right)$  (最后一空只填写 A 参量即可)，

考虑到传递函数  $H(j\omega) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s}$  是 RC 网络的本征电压增益，恰好是 A 参量的倒数，

故而  $H(j\omega) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{1}{A} = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$ ，这是一个典型的二阶 ( ) <

低通/高通/带通/带阻/全通>滤波器传递函数形态，其中阻尼系数  $\xi = ( )$ ，

系统自由振荡频率  $\omega_0 = ( )$ 。其次求输出电压的稳态响应  $v_{oss}(t)$ ，注意

到开关换路后等待足够长时间电路为直流电路，( )，故而

$v_{o\infty}(t) = ( \quad )$ 。最后求两个初值。开关换路瞬间， $( \quad )$ ，故而  $v_o(0^+) = ( \quad )$ ，  
 $\frac{d}{dt}v_o(0^+) = ( \quad )$ 。将上述五要素代入五要素法的公式中，  
 $v_o(t) = ( \quad )$   
 $( \quad )$  (通用公式)  
 $= ( \quad )$   
 $( \quad )$  (代入后具体表述)，考虑到  $\xi > 1$  属过阻尼情况，可进而表述为指数衰减规律的形态，为  $v_o(t) = ( \quad )$ ，其指数衰减  
 长寿命项时间常数  $\tau_{long} = ( \quad )$ 。

2、(+6分) 对于图 1 所示二阶低通系统，根据其传递函数在图 2a 和图 2b 空位画出其幅频特性和相频特性的波特图，其中电路参量取值  $R=340\Omega$ ， $C=330\text{pF}$ 。

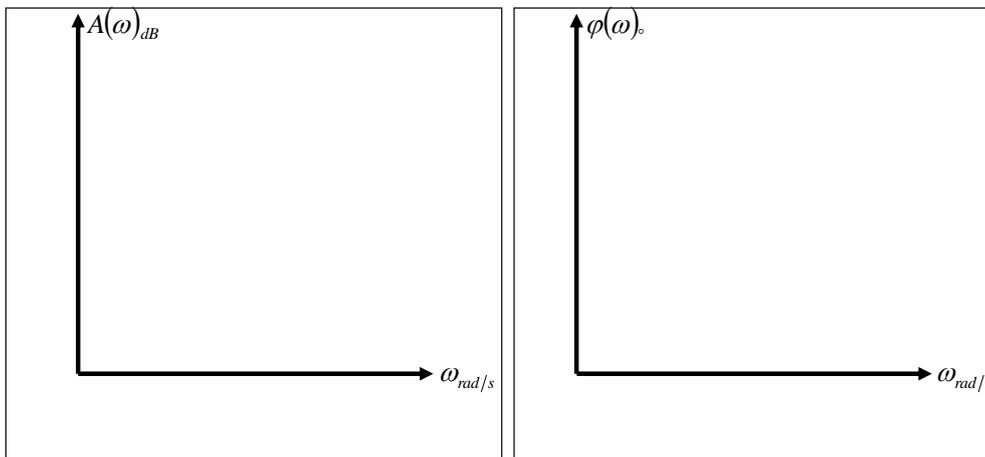


图 2a 幅频特性波特图

图 2b 相频特性波特图

3、(+6) 串联 RLC 谐振电路的品质因数  $Q = ( \quad )$ ，并联 RLC 谐振电路的品质因数  $Q = ( \quad )$ 。电压源激励串联 RLC 回路，以电阻 R 上分压为输出电压，输出和输入之间呈现  $( \quad )$  <低通/高通/带通/带阻/全通>滤波特性，其 3dB 带宽  $BW_{3dB} = ( \quad )$ 。如果输入激励为正弦波电压源，

$v_s(t) = V_{sm} \cos 2\pi f_0 t$ ，频率  $f_0 =$  ( ) 恰好为 RLC 谐振回路的谐振频率，那么电容上的稳态电压为  $v_R(t) =$  ( ) (本题空中表达式均以 R、L、C、 $V_{sm}$  为已知参量)。

4、(+4) 理想低通滤波器要求其通带内幅频特性 ( ) <为非零常量/和频率成正比/和频率成反比>，其通带内的群延时特性 ( ) <为非零常量/和频率成正比/和频率成反比>。最接近满足理想低通滤波器幅频特性要求的二阶低通滤波器具有 ( )，最接近理想低通滤波器群延时特性要求的二阶低通滤波器具有 ( )。

5、(+3) 如图 3 所示， $50\Omega$  电阻经  $10\text{pF}$  串联电容变换后，在  $1\text{MHz}$  频点上，其等效并联电阻阻值为 ( )  $\text{M}\Omega$ ，并联电容容值为 ( )  $\text{pF}$ 。

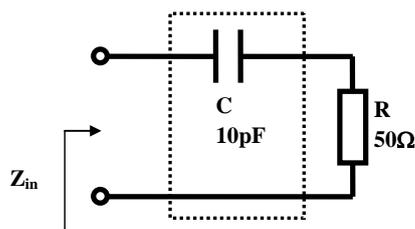


图 3 串臂电容阻抗变换

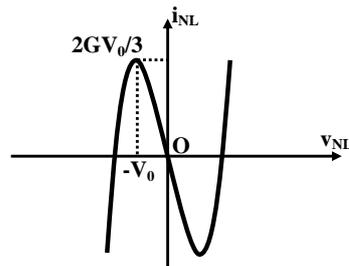


图 4 N 型负阻伏安特性曲线

6、(+3) N 型负阻的单端口元件约束方程为  $i_{NL} = -Gv_{NL} + \frac{G}{3V_0^2} v_{NL}^3$ ，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  $G$  和  $V_0$  均为已知量，该元件的伏安特性曲线如图 4 所示。该 N 型负阻现被偏置在负阻区中心位置 O 点，之后被正弦波电压  $v(t) = V_m \cos \omega t$  激励。当激励电压幅值  $V_m$  很小时，N 型负阻可视为线性负阻，线性负导  $-g_{n0}$  的大小为  $g_{n0} =$  ( )；当激励电压峰值幅值  $V_m$  很大时，N 型负阻两端将产生高次谐波电流分量，假设只有基波电流分量被带通滤波器保留下来而其他频率分量被滤除，于是 N 型负阻加带通滤波器被视为准线性负导，准线性负导  $-\overline{g_n}$  和激励电压峰值幅度  $V_m$  的关系为  $\overline{g_n} =$  ( )。

7、(+3) 电容三点式 LC 正弦波振荡器 (考毕兹振荡器) 中的所有损耗全部被折

合为位于 BJT 晶体管 bc 端口和三点式电感 L 并联的电导  $G_p$ ，已知 ce 端口三点式电容为  $C_1$ ，be 端口三点式电容为  $C_2$ ，在高 Q 值谐振腔假设下，该 LC 正弦波振荡器的起振条件为  $g_{m0} > ( \quad )$ ，其中  $g_{m0}$  为晶体管直流工作点上的微分跨导增益，此时，振荡器的振荡频率  $f_0 = ( \quad )$ 。

8、(+5) 如图 5 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。如果视共基组态的晶体管为放大网络，将负载电阻  $R_L$  影响折合到该放大器的输出端口（晶体管 CB 端口），等效负载电阻  $R'_L = ( \quad ) \text{k}\Omega$ ， $R_L$  部分接入的原因是为了 ( )。

假设振荡条件已经满足，该振荡器的振荡频率为  $f_0 = ( \quad ) \text{MHz}$ 。

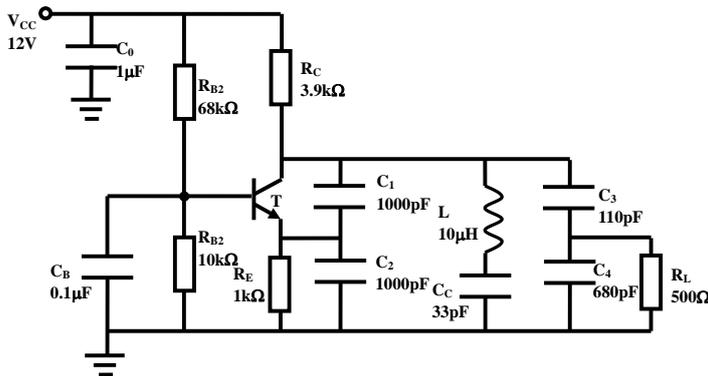


图 5 LC 正弦波振荡器

二、(20 分) 用 D 触发器作为状态记忆单元，设计一个如图 6 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， $S_1S_0$  为状态输出端。当模式控制端  $M=0$  时，计数器实现在 CLK 驱动下的加法计数  $00 \rightarrow 01 \rightarrow 10 \rightarrow 11 \rightarrow \dots$  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 驱动下减法计数的  $11 \rightarrow 10 \rightarrow 01 \rightarrow 00 \rightarrow \dots$  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(与、或、非、或非、与非、异或、异或非等门电路符号均可选用，状态记忆单元选用 D 触发器) 及其连接关系即可。

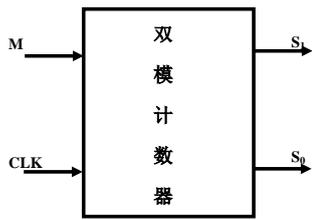


图 6 双模计数器

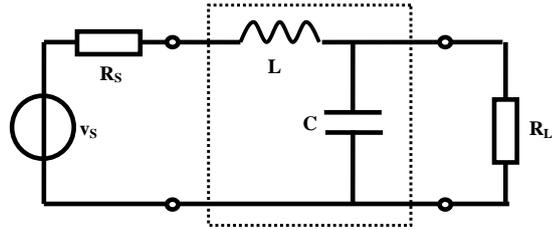


图 7 LC 无损网络设计

二、(20 分) 如图 7 所示, 信源内阻和负载电阻分别为  $R_S=50\Omega$ ,  $R_L=100\Omega$ , 请设计它们中间的 LC 二阶无损网络。

(1) (12 分) 请设计一个具有幅度最大平坦特性的二阶低通 LC 滤波器, 其 3dB 带宽为  $BW_{3dB}=1\text{MHz}$ , 请给出 L 和 C 的设计公式(以  $R_S$ 、 $R_L$ 、 $BW_{3dB}$  为已知量), 代入具体数值后给出 L、C 的具体设计数值。

(2) (8 分) 请设计一个在  $f_0=1\text{MHz}$  频点上可实现最大功率传输匹配的 LC 低通网络, 请给出 L 和 C 的设计公式(以  $R_S$ 、 $R_L$ 、 $f_0$  为已知量), 代入具体数值后给出 L、C 的具体设计数值。

四、(20 分) RC 移相正弦波振荡器分析与设计。

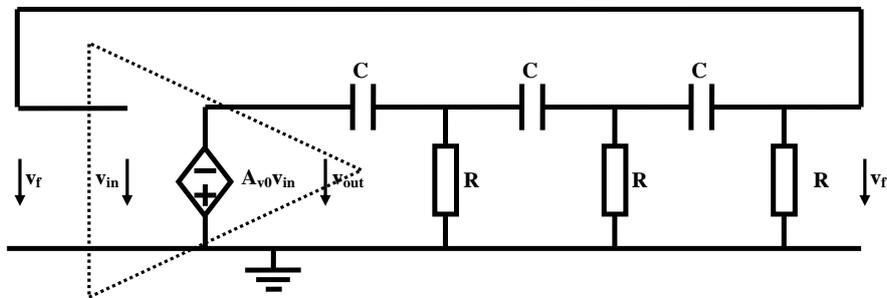


图 8a RC 超前移相正弦波振荡器原理图

(1) (8 分) 某同学希望设计一个 RC 超前移相正弦波振荡器, 他首先做了如下的原理性分析, 如图 8a 所示, 一个理想反相电压放大器(理想压控压源)使得电压信号移相  $180^\circ$ , 其后通过三级 RC 高通网络电压信号再移相  $180^\circ$ , 电压信号环路一周共移相  $360^\circ$  (或  $0^\circ$ ), 从而形成正反馈连接, 只要压控压源电压控制系数  $A_{v0}$  足够高, 其向外提供的能量补偿了 RC 网络消耗的能量, 则可在正反馈频点上形成正弦振荡。请分析并证明该原理性 RC 移相正弦波振荡器的起振条件为

$$A_{v0} > 29, \text{ 振荡频率为 } f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}。$$

(2) (12 分) 在分析确认该原理性电路可以形成正弦振荡输出后, 该同学试图用 CE 组态的 BJT 晶体管实现其中的反相电压放大功能。他挑选了电流增益  $\beta$  极大、厄利电压  $V_A$  极高的某型号的晶体管, 从而后续分析中 BJT 交流小信号模型中的  $r_{be}$  和  $r_{ce}$  均可视为无穷大电阻, 由于设计的振荡频率  $f_{osc} = 6kHz$  较低, BJT 的寄生电容影响无需考虑, 从而晶体管被建模为理想压控流源。该同学给出了如图 8b 所示的电路设计, 他没有对这个电路进行进一步的交流小信号分析, 而是直接依照对图 8a 电路的分析给出如下设计方案: 由于振荡频率设计值为  $6kHz$ , 取  $R = 3.3k\Omega$ ,  $C = 3.3nF$ , 从而  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = 5.97kHz \approx 6kHz$ 。晶体管直流偏置电路直接给定如下, 取  $R_{B2} = 3.6k\Omega$ ,  $R_{B1} = 39.6k\Omega$ , 如是  $R_{B1} || R_{B2} = R = 3.3k\Omega$  确保移相电阻取值如设计值。在  $\beta$  极大的情况下, 晶体管基极电压近似等于  $R_{B2}$  分压,  $V_{B0} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = 0.75V$ , 晶体管发射结二极管导通电压为  $0.6V$ , 故而发射极电压为  $V_{E0} = V_{B0} - 0.6 = 0.15V$ , 取  $R_E = 330\Omega$  使得晶体管偏置电流  $I_{C0} \approx I_{E0} = \frac{V_{E0}}{R_E} = \frac{0.15V}{330} = 0.455mA$  不是很大, 从而电路功耗较低。此时跨导增益  $g_m = \frac{I_{C0}}{v_T} \approx \frac{0.455mA}{26mV} = 17.5mS$ , 因而只要  $R_C > 1.66k\Omega$ , 即可确保反相电压放大倍数  $A_{v0} = g_m R_C > 29$ , 于是他取值  $R_C = 2k\Omega$ 。

(a) 画出交流小信号电路, 确认图 8b 振荡器的起振条件到底是什么? 这里假设  $R$  首先人为给予确定, 分析对  $g_m$  和  $R_C$  有何要求, 图 8b 振荡器方可振荡?

(b) 上述该同学给定的设计方案是否可以振荡? 如果可以振荡, 振荡频率为多少? 偏离设计值多少? 如果不能振荡, 请给出一个可以振荡的  $R_C$  取值, 并给出对应振荡频率, 说明偏离设计值多少?

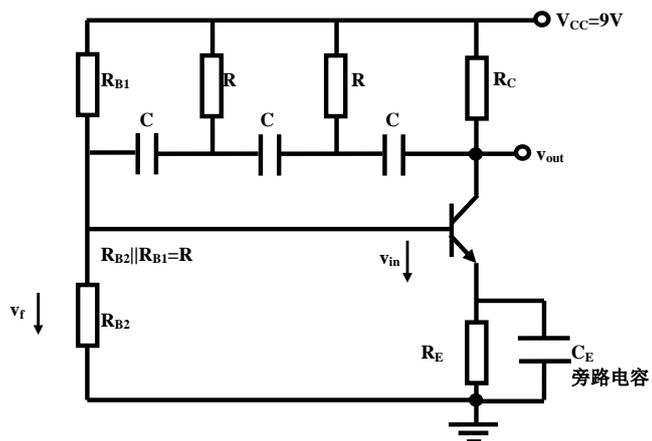


图 8b RC 超前移相正弦波振荡器晶体管实现方案