

电子电路与系统基础(1)---线性电路---2020春季学期

第8讲：期中复习及作业讲解

李国林

清华大学电子工程系

B 班课程 内容安排

第一学期：线性	序号	第二学期：非线性
电路定律	1	器件基础
电阻电源	2	二极管
电容电感	3	MOSFET
信号分析	4	BJT
分压分流	5	反相电路
正弦稳态	6	数字门
时频分析	7	放大器
期中复习	8	期中复习
RLC 二阶	9	负反馈
二阶时频	10	差分放大
受控源	11	频率特性
网络参量	12	正反馈
典型网络	13	振荡器
作业选讲	14	作业选讲
期末复习	15	期末复习

期中复习大纲

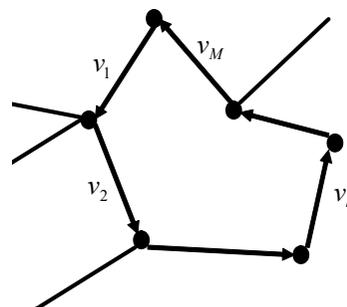
- 电路定律与定理
 - 相关作业选讲
- 信号与系统分析
 - 相关作业选讲
- 其他问题
 - 相关作业选讲，在下半学期课堂空余时间串讲

一、电路基本定律

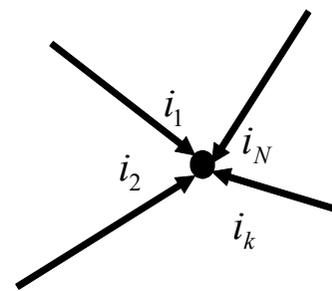
- 基尔霍夫电压定律
 - 环路一周总电压为0
 - 能量守恒定律的电路表述

- 基尔霍夫电流定律
 - 流入结点总电流为0
 - 电荷守恒定律的电路表述

$$\sum_k v_k = 0$$



$$\sum_k i_k = 0$$



基尔霍夫定律是端口（支路）连接关系方程：串联为一个回路？并联到一个结点？

- 欧姆定律
 - 支路约束方程：元件端口电压电流关系方程，电磁场和实体物质（构成电路器件的导体、半导体、绝缘体）相互作用形成的电磁能量转换关系在端口位置的描述方程

$$v(t) = Ri(t)$$

$$v(t) = v_s(t)$$

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

$$i(t) = i_s(t)$$

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$$

电路基本定理：使电路分析变得简单

■ 叠加定理

- 表述1：线性电路中有多个独立源激励时，总响应等于分响应之和
- 表述2：线性电路中有多个独立源激励时，任何支路电压或支路电流均可表述为所有独立源的线性叠加形式

■ 戴维南定理

- 对外只有一个端口的内部含独立源的线性电路，其端口等效电路为戴维南电压源，其源电压等于端口开路电压，其源内阻等于内部独立源置零时的端口看入电阻
- 对偶表述，**诺顿定理**：对外只有一个端口的内部含独立源的线性电路，其端口等效电路为诺顿电流源，其源电流等于端口短路电流，其源内导等于内部独立源置零时的端口看入电导

■ 替代定理：线性非线性均适用

- 如果一个电路网络可分割为两个单端口网络的对接关系，假设该端口的端口电压 V_p 或端口电流 I_p 通过某种方式已经确知，则可以用理想恒压源 $V_s=V_p$ ，或理想恒流源 $I_s=I_p$ 替代任意一个单端口网络，而另一个单端口网络内部的电压、电流均维持不变

对偶原理

- 电路中对偶量互换，原理表述（公式形式）不变

对偶量	对偶表达式		对偶量
电压 v	电场 \vec{E}	磁场 \vec{H}	电流 i
电阻 R	$v = iR$	$i = vG$	电导 G
串联	$R_{eq} = \sum_k R_k$	$G_{eq} = \sum_k G_k$	并联
短路	$v = 0$	$i = 0$	开路
回路/网格			结点
KVL	$\sum_k v_k = 0$	$\sum_k i_k = 0$	KCL
戴维南等效	$v = v_s - iR_s$	$i = i_s - vG_s$	诺顿等效
电容	$i = C \frac{dv}{dt}$	$v = L \frac{di}{dt}$	电感
...			...

简单串并联

■ 同属性元件串联

- 电压源串联，总源电压等于分源电压之和
- 电阻串联，总电阻等于分电阻之和
- 电感串联，总电感等于分电感之和
- 电容串联，总电容倒数等于分电容倒数之和

$$v_{s0} = \sum_{k=1}^n v_{sk}$$

$$R_{in} = \sum_{k=1}^n R_k$$

$$L_{in} = \sum_{k=1}^n L_k$$

$$\frac{1}{C_{in}} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k}$$

■ 同属性元件并联

- 电流源并联，总源电流等于分源电流之和
- 电导并联，总电导等于分电导之和
- 电容并联，总电容等于分电容之和
- 电感并联，总电感倒数等于分电感倒数之和

$$i_{s0} = \sum_{k=1}^n i_{sk}$$

$$G_{in} = \sum_{k=1}^n G_k$$

$$C_{in} = \sum_{k=1}^n C_k$$

$$\frac{1}{L_{in}} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{L_k}$$

简单分压分流

- 同属性元件串联，每个串联支路获得分压，
 - 电阻串联，分压系数=支路电阻与总电阻之比
 - 电感串联，分压系数=支路电感与总电感之比
 - 电容串联，分压系数=支路电容倒数与总电容倒数之比
 - 分压系数总是小于1，分压系数之和为1

$$\gamma_{vRm} = \frac{R_m}{\sum_{k=1}^n R_k}$$

$$\gamma_{vLm} = \frac{L_m}{\sum_{k=1}^n L_k}$$

$$\gamma_{vCm} = \frac{\frac{1}{C_m}}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k}}$$

- 同属性元件并联，每个并联支路获得分流，
 - 电导并联，分流系数=支路电导与总电导之比
 - 电容并联，分流系数=支路电容与总电容之比
 - 电感并联，分流系数=支路电感倒数与总电感倒数之比
 - 分流系数总是小于1，分流系数之和为1

$$\gamma_{iGm} = \frac{G_m}{\sum_{k=1}^n G_k}$$

$$\gamma_{iCm} = \frac{C_m}{\sum_{k=1}^n C_k}$$

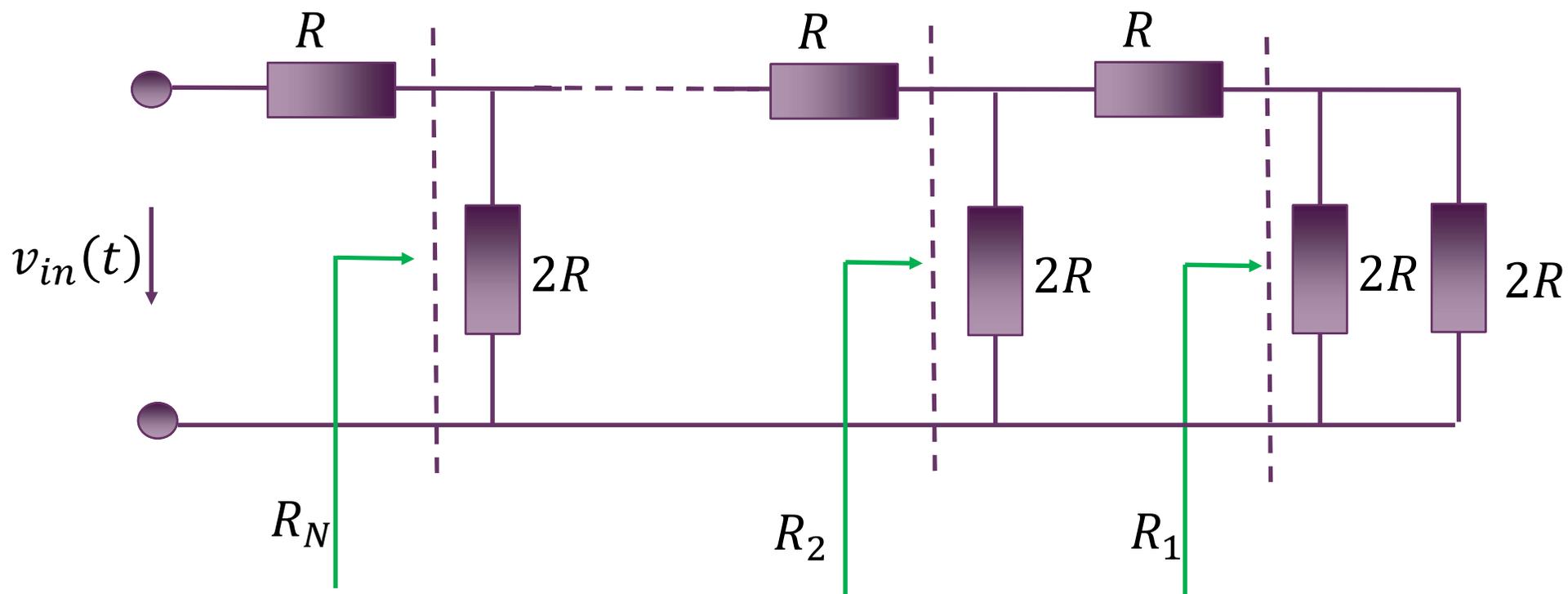
$$\gamma_{iLm} = \frac{\frac{1}{L_m}}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{L_k}}$$

熟练掌握

- 上述电路基本定律、定理、简单串并联关系、分压分流公式应熟练掌握，充分利用，使得简单结构电路的分析变得简单易行，概念清晰

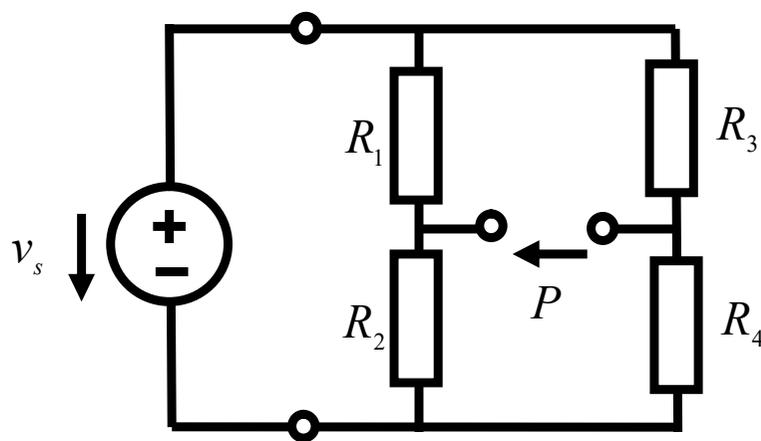
作业5.2 R-2R梯形电阻网络分析

- 分别计算从三个端口向右看入等效的电阻 R_1, R_2, R_N 。假设输入 v_{in} 是峰值为 V_p 的正弦波，最右边电阻上消耗的平均功率为多少？(用 R, N 和 V_p 表示)



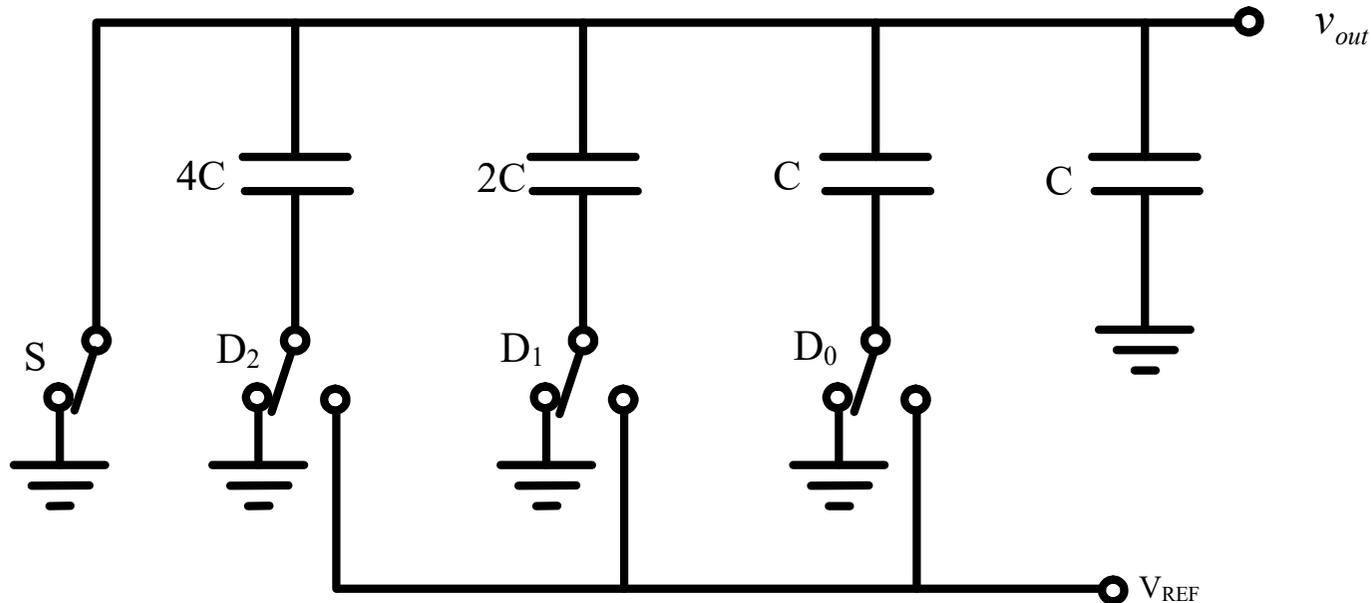
作业6.3 电桥电路的戴维南等效

- 如图所示为电阻电桥电路（惠斯通电桥），在电桥两端加载恒压，求桥中端口P的戴维南等效电路
 - 已知当电桥是平衡电桥时，端口P的等效戴维南源电压等于0，请由此定义给出电桥的平衡条件是什么？
 - 平衡电桥应用：假设 R_1 ， R_2 ， R_3 电阻已知，且 R_3 是可调电阻， R_4 电阻未知待测，在端口P接电压表（电压表等效电阻为无穷大，视为开路，因而电压表测量的是端口P的开路电压，即等效戴维南源的源电压；也可接电流表，电流表等效电阻为0，视为短路，因而电流表测量的是端口P的短路电流，即等效诺顿源的源电流），调整电阻 R_3 ，直至电表读数为0，此时电桥是平衡的，读出此时的 R_3 阻值，请问待测电阻 R_4 等于多少？



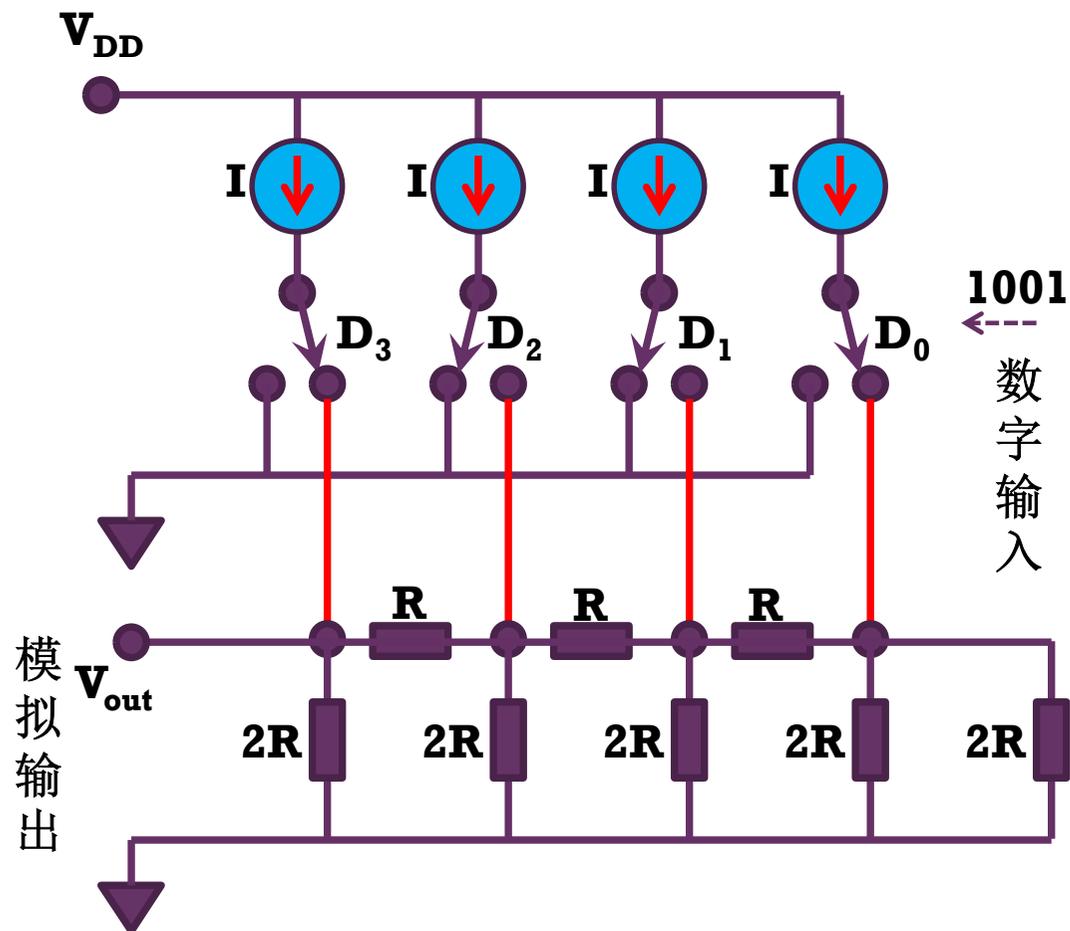
作业5.3 纯电容网络做数模转换

- 如图所示电路，可以完成加权电容DAC功能，请证明它可完成了3bit的DA转换功能
 - $v_{out} = V_0(2^2D_2 + 2^1D_1 + 2^0D_0)$
- 该电路工作顺序为：在复位相，所有开关全部接到地上，如图所示。在采样相，开关S断开，开关D₀到D₂则依数字输入而定，如果输入D_i=1，相应开关则拨向V_{REF}恒压源，如果D_i=0，相应开关则仍然保持和地连通。



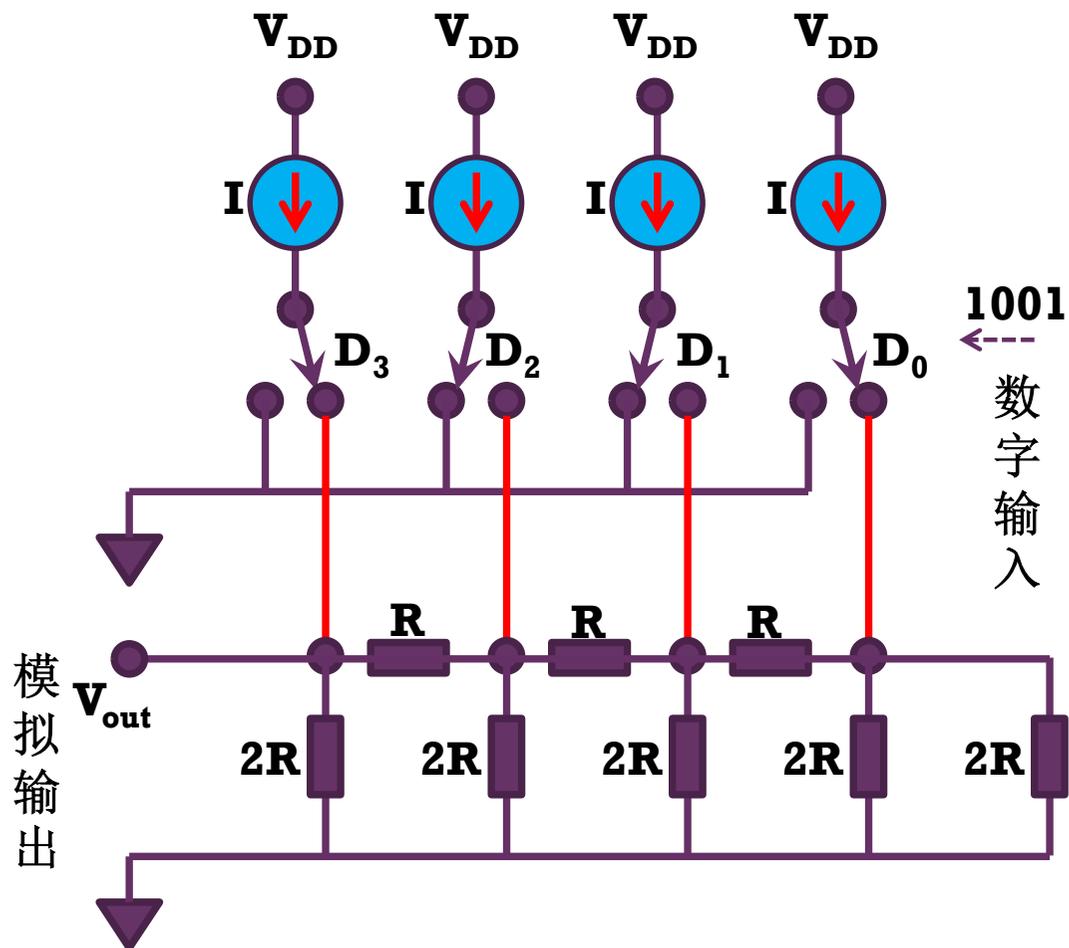
作业5.4 戴维南-诺顿定理的应用

- 请分析确认该电路具有DAC功能?
- 可采用戴维南-诺顿定理简化分析
- 其他任意方法分析亦可



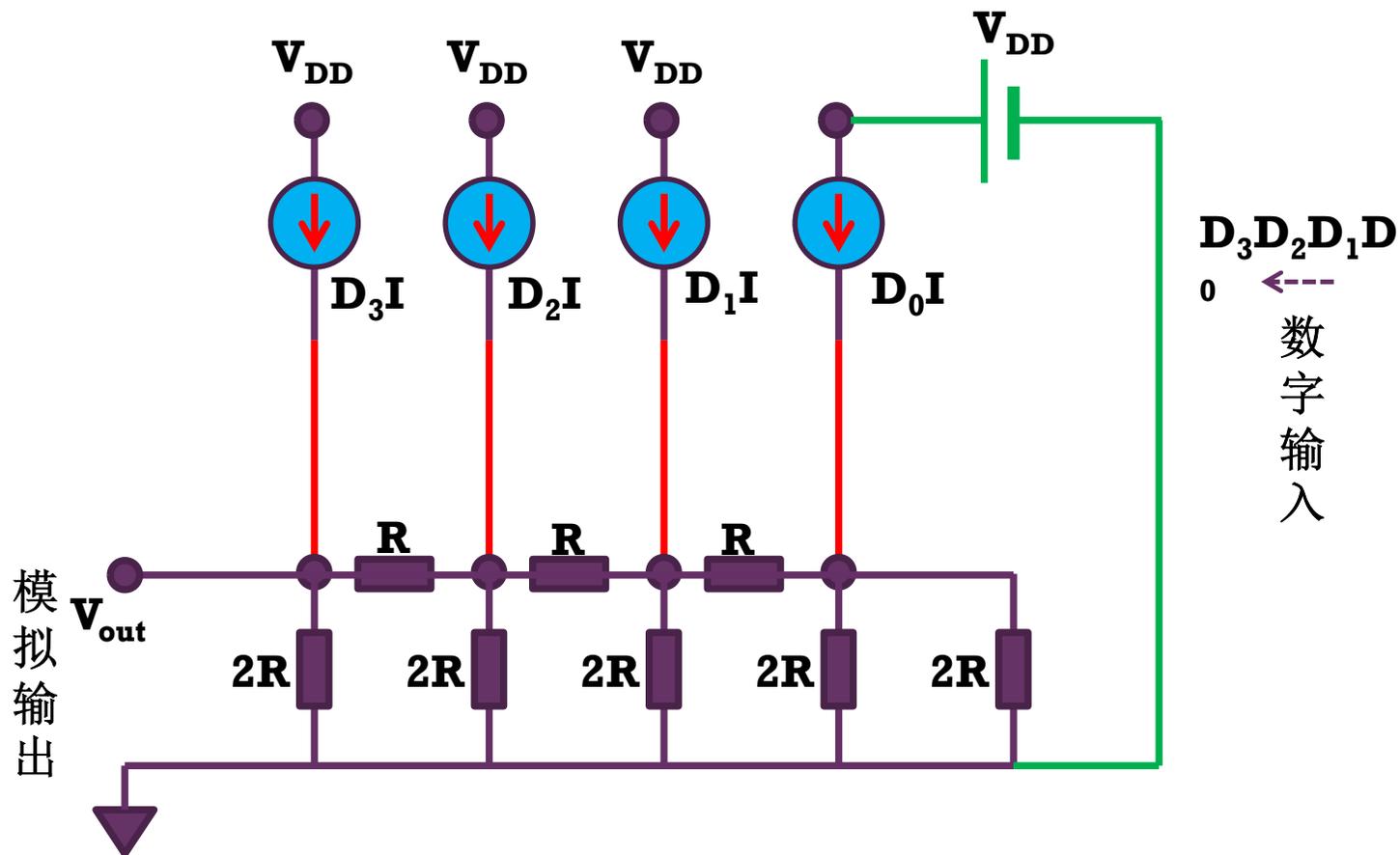
解题思路

第一步：电压源分离：替代定理



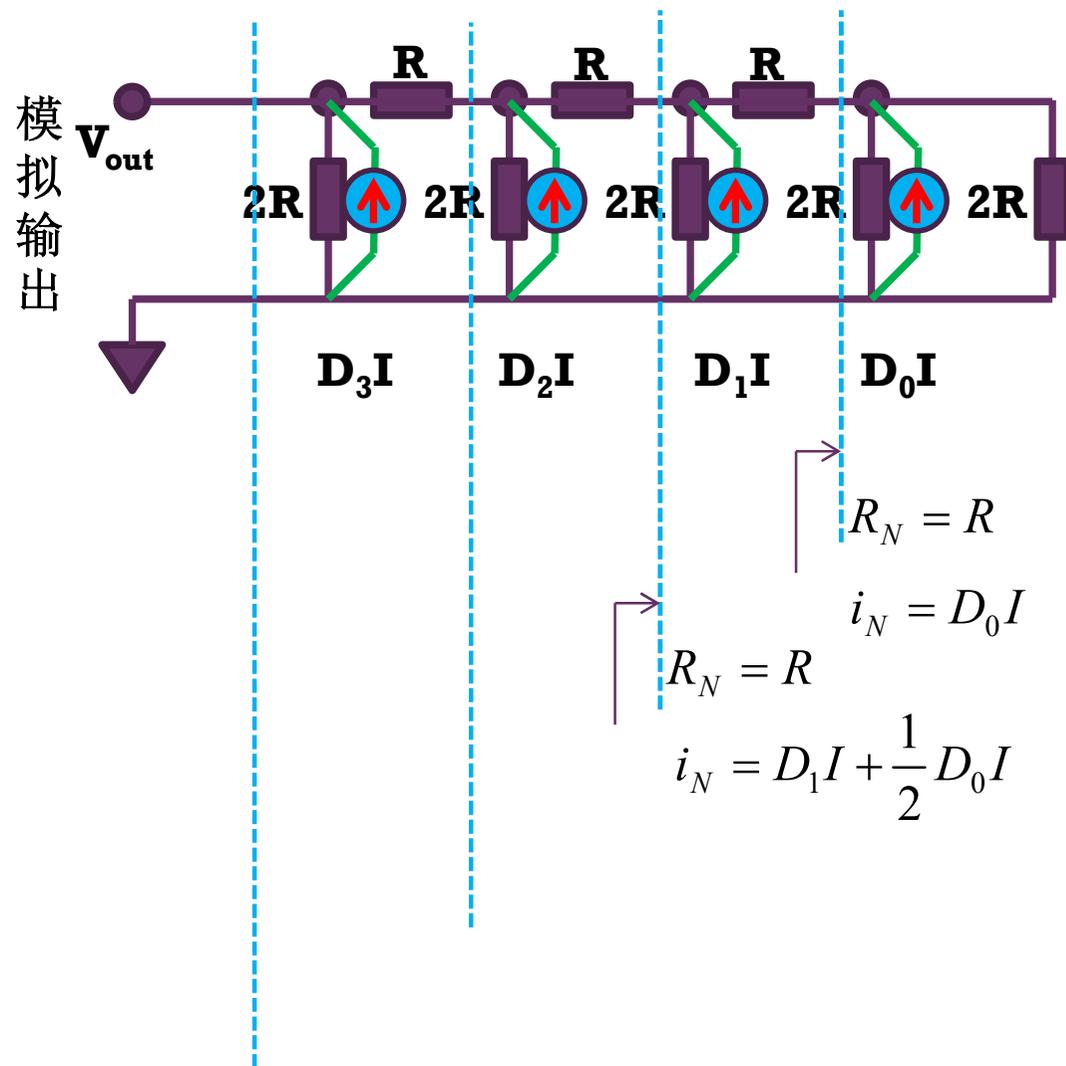
解题思路

第二步：源等效：替代定理



解题思路

第三步：戴维南-诺顿等效



二、信号与系统分析

- 电路中的信号可以傅立叶分解为许多单频正弦信号的叠加形式或积分形式，因此我们常以**正弦信号**作为电路系统的激励信号，考察电路系统的响应，以此研究系统特性
 - 线性时不变（LTI）系统的相量域分析考察的是正弦激励下的稳态响应：根据叠加定理，正弦激励下的分稳态响应的叠加（或积分）可形成真实信号的（总）响应，因此**相量域传递函数**（响应相量与激励相量之比）分析是模拟LTI电路系统分析的核心要点
- **冲激信号**的傅立叶频谱结构分析表明，冲激信号包含了所有频率分量且所有频率分量的幅度（密度）相同，因此LTI系统的**冲激响应**分析是LTI电路系统时域分析的核心要点
 - 时域冲激响应和频域传递函数之间是一对傅立叶变换对，是对系统特性不同视角下的等价描述
- **阶跃信号**是对理想开关拨动导致的信号通断的抽象，同时单位阶跃信号和单位冲激信号之间的微积分关系，使得LTI系统的**阶跃响应**和冲激响应之间也存在微积分关系，因而LTI系统的阶跃响应分析在系统特性分析中也是最常见的
- **方波信号**是对开关周期拨动的一种描述，也称开关信号，而开关是数字电路、能量转换电路的核心模型，因而方波信号是**数字电路和能量转换电路**功能分析中最常见的信号形式

时频对应关系

信号的频域表述
频谱结构

信号的时域表述
时域波形

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt$$

傅立叶变换

V/Hz

电压密度

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)e^{j\omega t} d\omega$$

傅立叶逆变换

V

信号单位

$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t$$

角速度为 ω 的旋转矢量，代表了角频率为 ω 的单频分量

对傅立叶变换的要求：

- 1、理解其物理意义
- 2、知道电路中的信号可分解为单频正弦信号的叠加（或积分）形式
- 3、理解时域波形和频谱结构是不同视角下对同一信号的等价观察

正弦信号的相量（矢量、复数）表述

$$x(t) = A_p \cos(\omega t + \varphi_0)$$

电子工程中，正弦信号多采用余弦函数表述
描述正弦信号的三个要素为
幅度、频率、相位

$$\begin{aligned} s(t) &= x(t) + jy(t) \\ &= A_p \cos \varphi(t) + jA_p \sin \varphi(t) \\ &= A_p e^{j\varphi(t)} = A_p e^{j(\omega t + \varphi_0)} \\ &= (A_p e^{j\varphi_0}) e^{j\omega t} = \dot{S} e^{j\omega t} \end{aligned}$$

正弦信号是 ω 角速度匀速旋转矢量在横轴上的投影，因而两者可以等同（知道其中一个，另外一个即可因而表述出来）。旋转矢量 $s(t)$ 可表述为相量 $\dot{S} = A_p e^{j\varphi_0}$ 与单位旋转矢量 $e^{j\omega t}$ 的乘积，而**LTI**系统不会产生新的频率分量，故而用单频正弦激励时，**LTI**系统中将只有一个单频信号，系统中的所有电量都具有相同的单位旋转矢量 $e^{j\omega t}$ 因子，仅仅是幅度和相位（相量）不同，这是相量法的理论基础：用相量电压、相量电流可用表征电路中的正弦电压和正弦电流

LTI电路系统的相量域分析要点

- 只需把电感、电容视为和电阻、电导同等地位的阻抗或导纳，

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad \text{例如RLC串联总阻抗等于串联分阻抗之和}$$

$$Y = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad \text{例如RLC并联总导纳等于并联分导纳之和}$$

- 所有分析和线性电阻电路分析等同，只不过是实数运算变成了复数运算（矢量的加减乘除运算）

- 串联阻抗相加，并联导纳相加

$$Z_{in} = \sum_{k=1}^n Z_k \quad Y_{in} = \sum_{k=1}^n Y_k$$

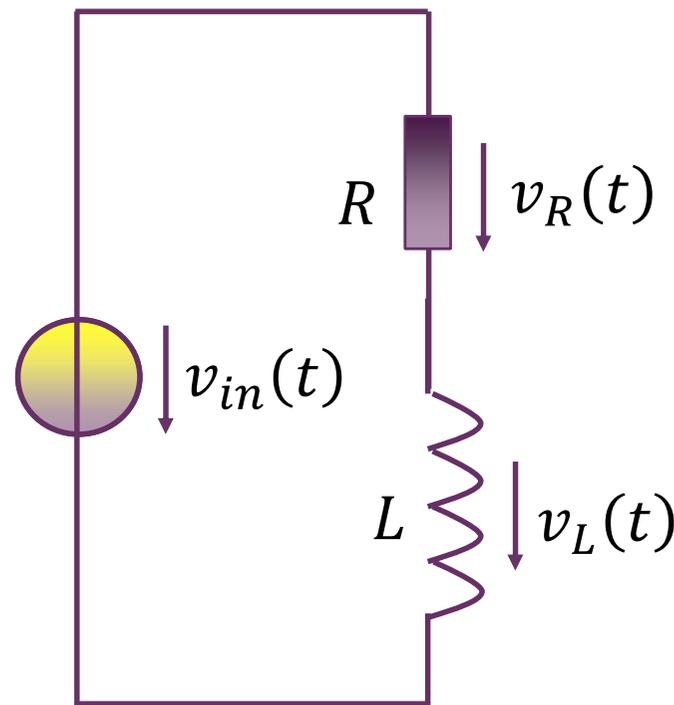
- 串联分压，并联分流

- 简单结构的传递函数就是分压分流系数

$$\gamma_{vZm} = \frac{Z_m}{\sum_{k=1}^n Z_k} \quad \gamma_{iYm} = \frac{Y_m}{\sum_{k=1}^n Y_k}$$

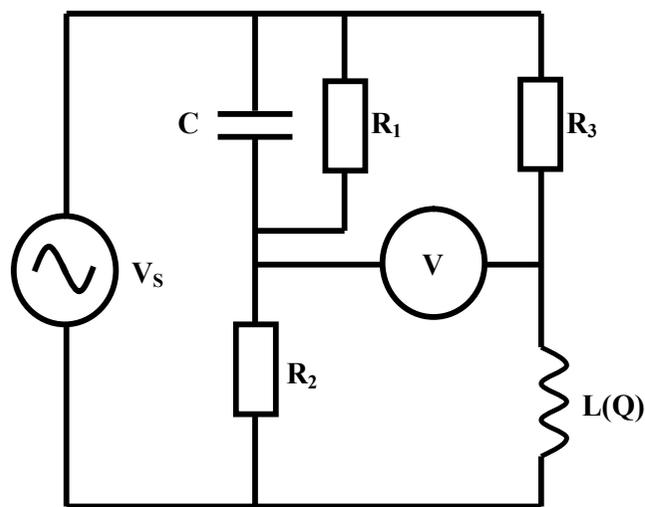
作业6.1 电阻和电感分压存在90°相差

- 输入正弦波激励电压源，测得电阻上正弦波电压幅度为3V，电感上正弦波电压幅度为4V
 - (1) 问：激励电压源正弦波电压幅度为多少？
 - (2) 假设输入电压源的初始相位为0，即 $\dot{V}_{in} = V_{ip} \angle 0^\circ$ ，请画出激励电压、电阻电压和电感电压相量图（矢量图）
 - (3) 假设电阻阻值为1k Ω ，分别求出电阻、电感上的瞬时功率、平均功率和复功率，和电源输出的瞬时、平均、复功率相比，功率（能量）是否守恒？
 - (4) 保持正弦激励电压源幅度不变，频率变为原来的两倍，此时电阻电压和电感电压幅度分别变化为多少？



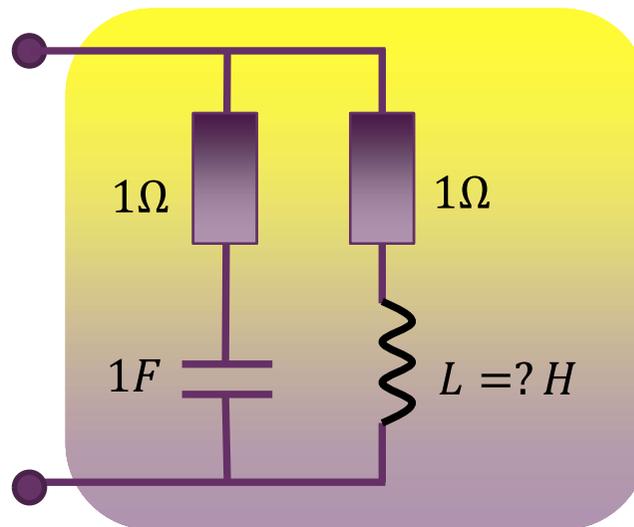
作业6.4 电桥电路测电感

- 电桥的平衡条件不仅可以用来测量电阻，还可用来测量电容或电感。如图所示为测量电感的麦克斯韦电桥，已知激励源为正弦波电压源，其频率为 ω_0 。实际电感存在寄生电阻效应，可等效为电感 L 和寄生电阻 R_S 的串联，定义电感的品质因数为 $Q = \frac{\omega_0 L}{R_S} = \frac{\text{虚功}}{\text{实功}}$ ，图中 $L(Q)$ 代表电感非理想，存在等效串联电阻 $R_S = \frac{\omega_0 L}{Q}$ 。图中其他电阻/电容值均已知可调，调至电桥平衡（桥中电表读数为0）时，请用此时的电阻、电容值表述电感的感值 L 和品质因数 Q 。



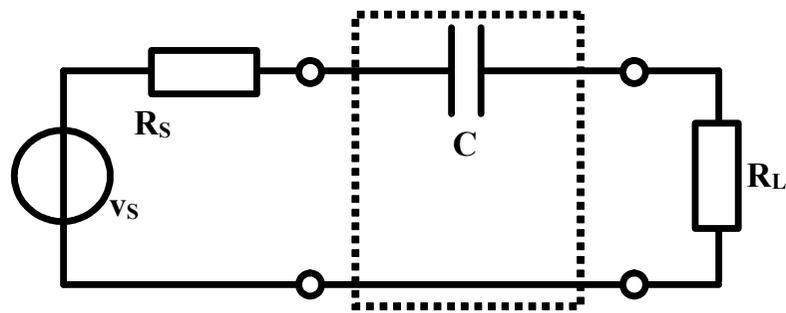
作业6.5 电感和电容的阻抗具有抵消补偿作用

- 对于图示网络
 - (1) 说明通过选择适当的电感感值 L ，端口阻抗可以和频率 ω 无关
 - (2) L 取该值时，端口阻抗为多少 Ω ?

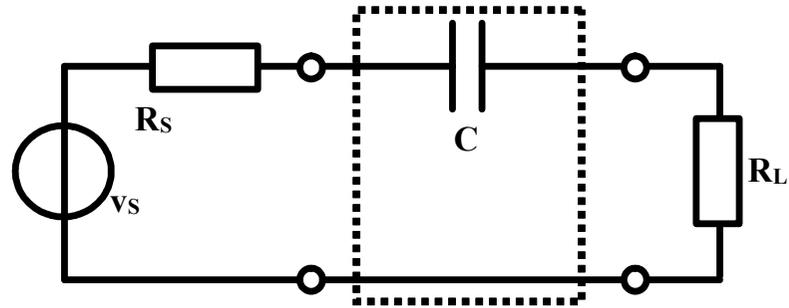


作业6.2 耦合电容

- 如图所示，这是一个用耦合电容耦合激励源和负载的简单电路模型。请分析确认：什么频率下可认为耦合电容是高频短路的？什么频率下可认为耦合电容是直流开路的？
- 分析思路：
 - 先分析电容分别短路/开路时，输出电压为多少
 - 再分析存在电容时，输出电压为多少
 - 两者差别低于某个人为规定数值（如1%），则可认为电容短路或开路



传递函数直接列写



- 1、首先判定这是一个典型的一阶高通系统
- 2、直接列写传递函数

$$H_{\text{HP}}(j\omega) = H_0 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}$$

- 3、其中

$$H_0 = \frac{R_L}{R_S + R_L} \quad \tau = (R_S + R_L)C$$

高频短路?

$$H_{HP}(j\infty) = \eta = \frac{R_L}{R_S + R_L}$$

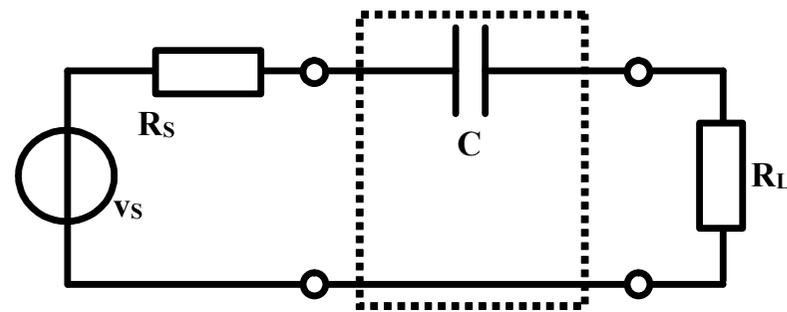
$$\omega > 10\omega_0$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_L &= \eta \frac{j\omega}{j\omega + \omega_0} \dot{V}_S = \eta \frac{1}{1 + \frac{\omega_0}{j10\omega_0}} \dot{V}_S \\ &= \eta \frac{1}{1 - j0.1} \dot{V}_S \\ &= \eta \frac{e^{j5.7^\circ}}{1.005} \dot{V}_S = \eta \cdot 0.995 \cdot e^{j5.7^\circ} \cdot \dot{V}_S \end{aligned}$$

$$v_S = V_{sp} \cos(\omega_0 t)$$

$$v_L = \eta V_{sp} \cos(\omega_0 t)$$

耦合电容**短路**,
高频扼流圈**开路**



$$H_{HP}(j\omega) = H_0 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} = \eta \frac{j\omega}{j\omega + \omega_0}$$

$$\eta = \frac{R_L}{R_S + R_L} \quad \omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{(R_S + R_L)C}$$

0.5%误差

3.2%误差

$$v_L = 0.995\eta V_{sp} \cos(\omega_0 t + 5.7^\circ)$$

足够接近耦合电容**短路**,
高频扼流圈**开路**

低频开路?

$$H_{HP}(j0) = 0$$

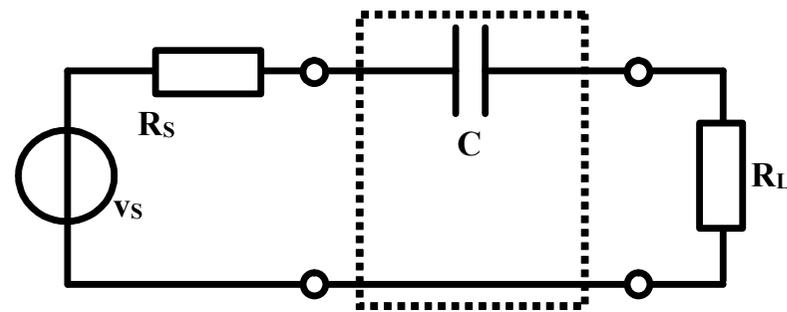
$$\omega < 0.1\omega_0$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_L &= \eta \frac{j\omega}{j\omega + \omega_0} \dot{V}_S = \eta \frac{1}{1 + \frac{\omega_0}{j0.1\omega_0}} \dot{V}_S \\ &= \eta \frac{1}{1 - j10} \dot{V}_S \\ &= \eta \frac{e^{j84.3^\circ}}{10.05} \dot{V}_S = \eta \cdot 0.0995 \cdot e^{j84.3^\circ} \cdot \dot{V}_S\end{aligned}$$

$$v_S = V_{sp} \cos(\omega_0 t)$$

$$v_L = 0$$

耦合电容**开路**,
高频扼流圈**短路**



$$H_{HP}(j\omega) = H_0 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} = \eta \frac{j\omega}{j\omega + \omega_0}$$

$$\eta = \frac{R_L}{R_S + R_L} \quad \omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{(R_S + R_L)C}$$

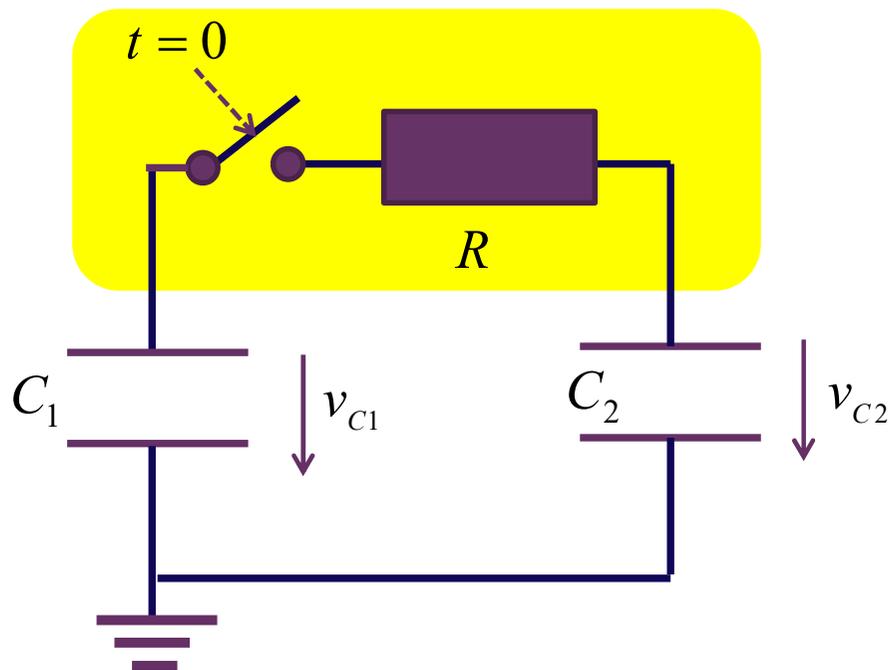
1% 的功率泄漏是否可忽略不计?

$$v_L = 0.1\eta V_{sp} \cos(\omega_0 t + 90^\circ - 5.7^\circ)$$

足够接近耦合电容**直流开路**,
高频扼流圈**直流短路**

作业5.6 电容重分配真实情况

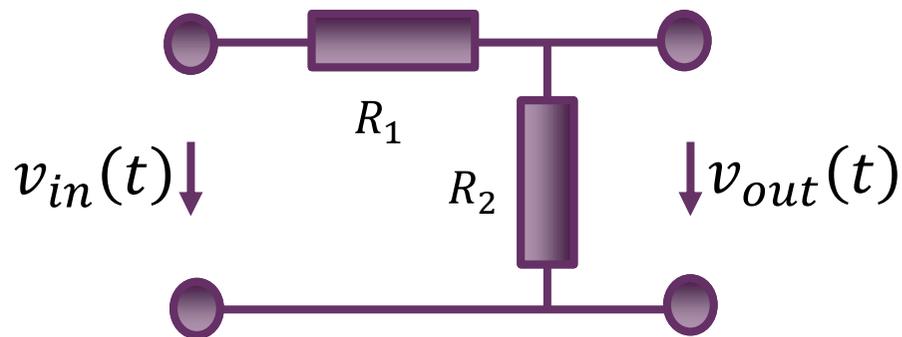
- 真实开关都是存在导通电阻的，因此真实开关的电路模型可以建模为理想开关和导通电阻的串联，请分析如图所示的开关闭合后，两个电容电压随时间的变化情况，分析这个过程中能量转换情况
- 假设开关闭合前，电容 C_1 的初始电压为 V_0 ，电容 C_2 的初始电压为0



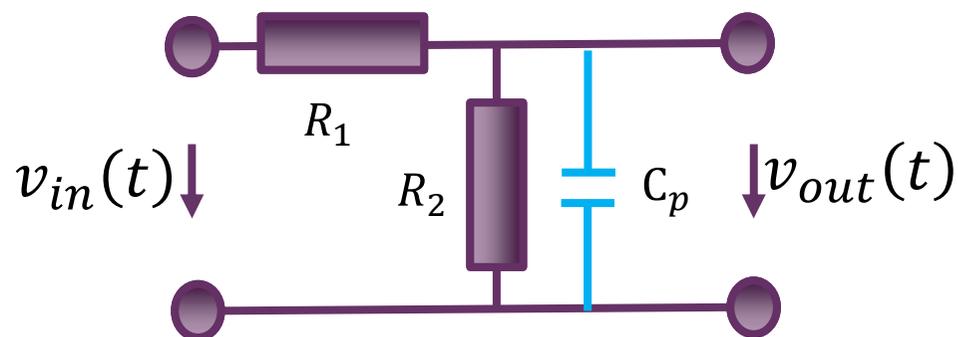
作业6.7 补偿电容

- 图示电路为一个电压分压网络做衰减器的应用，由于系统存在寄生电容，导致信号通过该衰减网络后出现波形失真，可以通过添加补偿电容将寄生电容影响抵消，使得信号通过该网络后无波形失真，请分析补偿电容大小
- 提示1：假设输入为阶跃电压，用三要素法，如果瞬态响应为0，则无失真
- 提示2：在相量域分析， v_{out} 是 v_{in} 的分压，如果分压系数是常数，则无失真

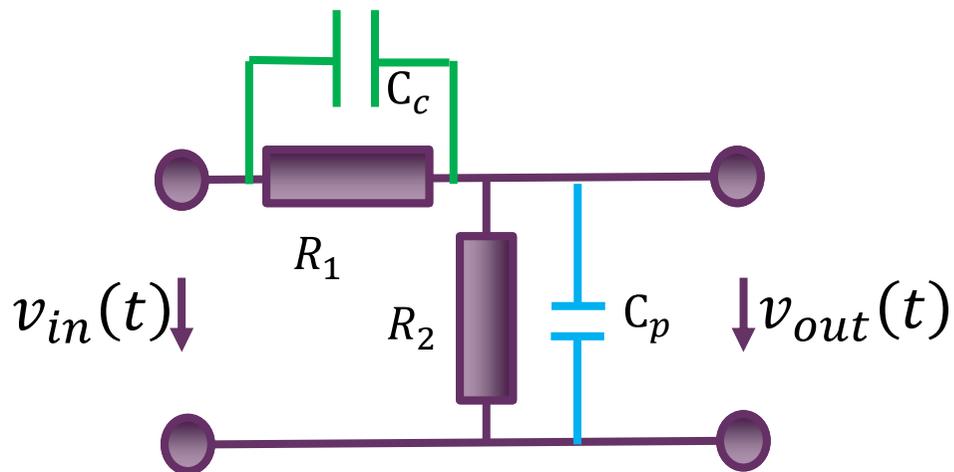
人为设计的电阻衰减器



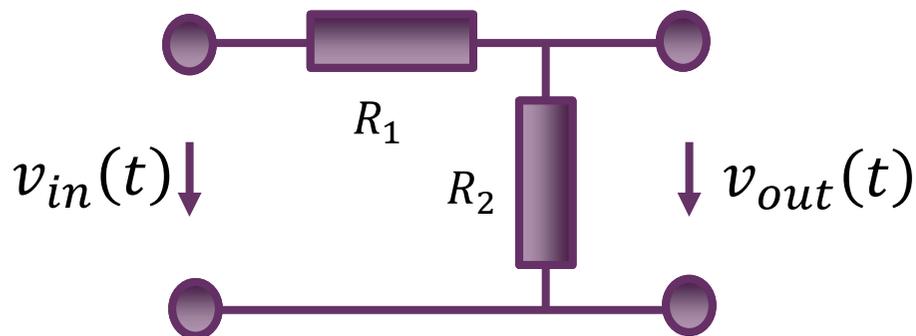
寄生电容效应导致信号失真



添加补偿电容消除影响



期望的衰减功能与寄生电容的影响

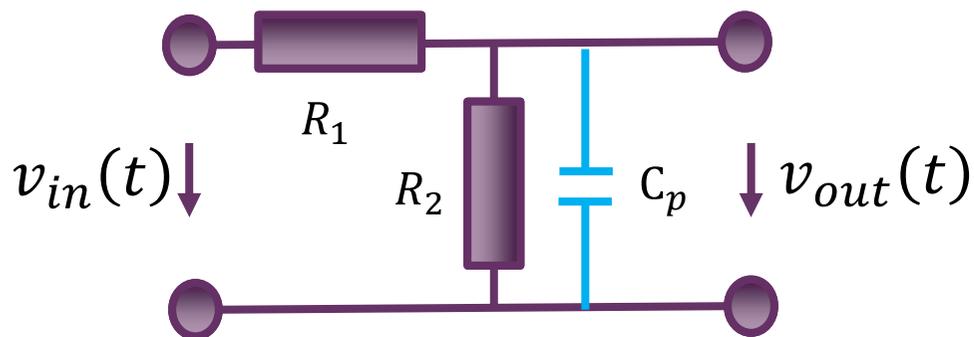


$$H = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$$

$$A(\omega) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\varphi(\omega) = 0$$

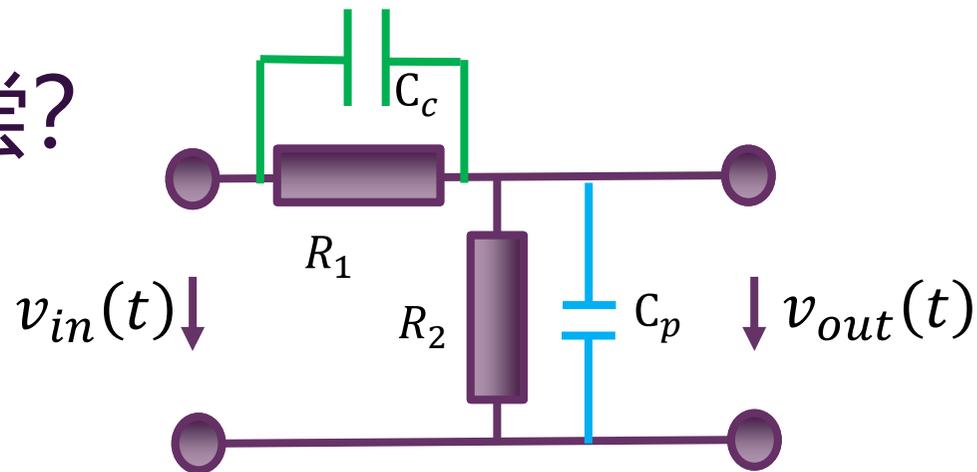
理想传输系统，无失真衰减网络，期望的衰减特性



$$\begin{aligned} H &= \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{Z_2}{R_1 + Z_2} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_p}}{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_p}} \\ &= \frac{R_2}{R_1 + j\omega R_1 R_2 C_p + R_2} \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_p} = H_0 \frac{1}{1 + s\tau} \\ &= A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \end{aligned}$$

非理想传输系统，有失真的衰减网络，衰减特性偏离期望

补偿电容如何补偿?



$$\begin{aligned}
 H &= \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \\
 &= \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_p}}{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_c} + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_p}} = \dots \\
 &= \frac{R_2(1 + j\omega R_1 C_c)}{R_1 + R_2 + j\omega R_2 R_1 (C_c + C_p)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega R_1 C_c}{1 + j\omega (R_1 || R_2)(C_c || C_p)} = H_0 \frac{1 + s\tau_c}{1 + s\tau}
 \end{aligned}$$

$$R_1 C_c = (R_1 || R_2)(C_c || C_p) = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_c + C_p)$$

$$R_1 C_c = R_2 C_p$$

$$C_{c,opt} = \frac{R_2}{R_1} C_p$$

可形成理想衰减特性

$$H = H_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

在时域看为何为最佳?

$$v_{in}(t) = V_{S0}U(t)$$

注意到输入激励源为恒压源，其阻抗特性为短路，从而两个电容从阻抗特性上看是并联关系，两个电容不独立，系统整体是一阶系统，故而可以用三要素法求解

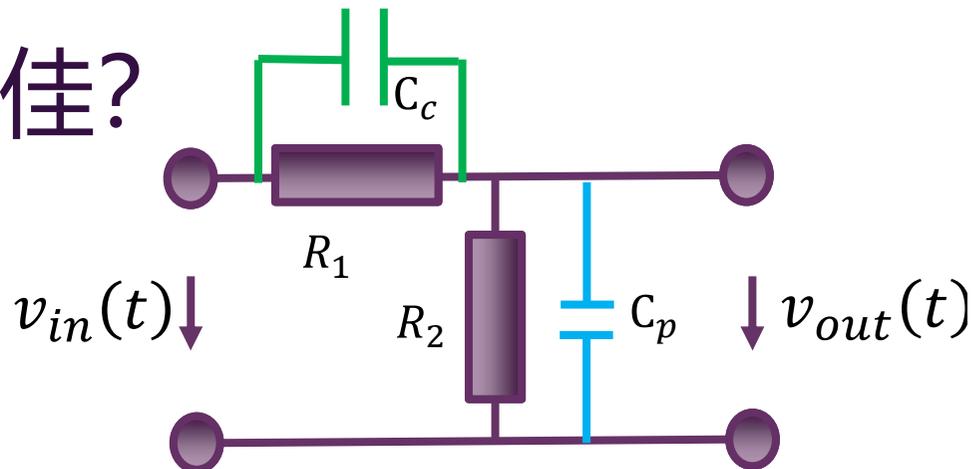
$$\tau = (R_1 \parallel R_2)(C_c \parallel C_p) = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_c + C_p)$$

$$v_{out}(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{S0}$$

$$v_{out}(t) = v_{out}(t) + (v_{out}(0^+) - v_{out\infty}(0^+))e^{-\frac{t}{\tau}} \stackrel{v_{out}(0^+) = v_{out\infty}(0^+)}{\cong} \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{S0} U(t) \quad (t > 0)$$

输出是输入的简单分压；输出波形和输入波形对比，无失真传输

$$\frac{C_c}{C_c + C_p} V_{S0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{S0} \Rightarrow R_1 C_c = R_2 C_p$$

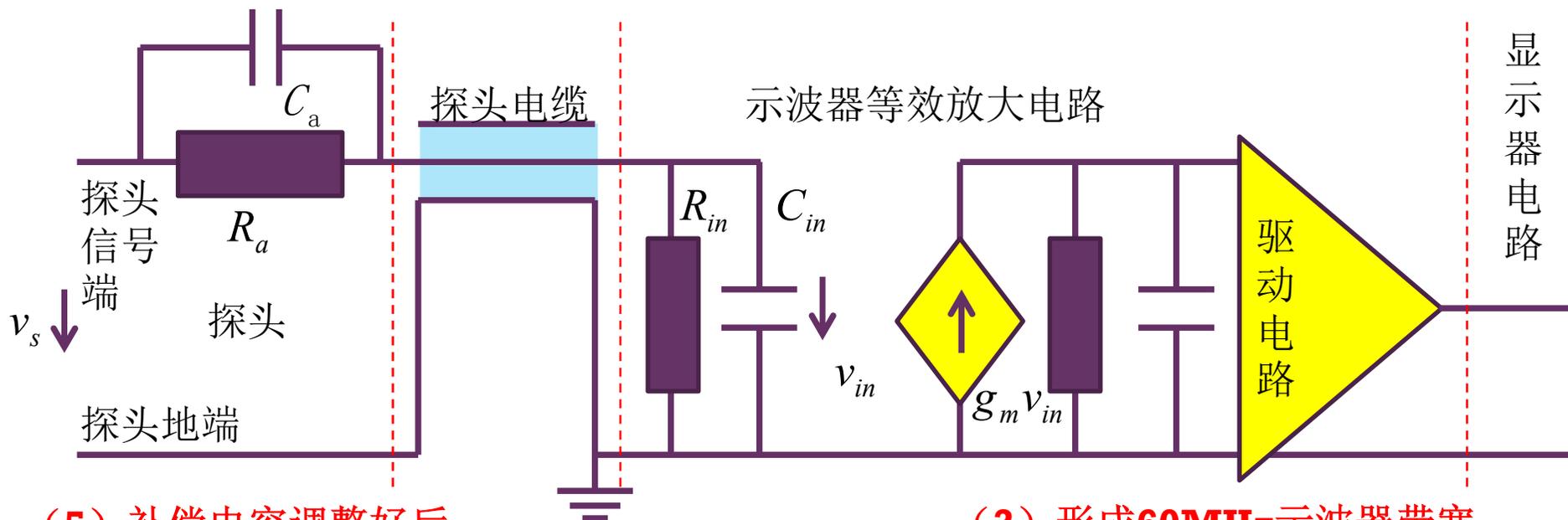


$t=0$ 瞬间，输入跳变，导致电容电压突变，电容上有冲激电流（无穷大电流），可以理解为电容高频短路，两个电阻在此瞬间不起作用。瞬间电容分压，

$$v_{out}(0^+) = \frac{C_c}{C_c + C_p} V_{S0}$$

应用背景：示波器探头补偿

- (0) 测试系统对被测电路产生不利影响
- (1) 衰减电阻隔离示波器探头电缆的影响



(5) 补偿电容调整后，
低阻抗测试点测试精度高

(3) 形成60MHz示波器带宽

$$\tau_{inner} = \frac{1}{2\pi BW} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 60MHz} = 2.65ns$$

$$\tau_{in} = (R_{in} \parallel R_a) C_{in} = (1M\Omega \parallel 9M\Omega) \times 10pF = 9\mu s$$

(2) 无补偿电容

(4) 系统带宽严重受限于
(18kHz) 探头，故而需要补偿

恰好补偿

- 假设示波器输入电阻 R_{in} 为 $1M\Omega$ ，输入电容 C_{in} 为 $10pF$ ，衰减电阻 R_a 为 $9M\Omega$ ，补偿电容 C_a 的最佳值为 $C_{a,opt}$ ，画出 $C_a=0.5C_{a,opt}$ ， $C_{a,opt}$ ， $2C_{a,opt}$ 三种情况下的阶跃响应曲线

$$C_a = C_{a,opt} = 1.11pF$$

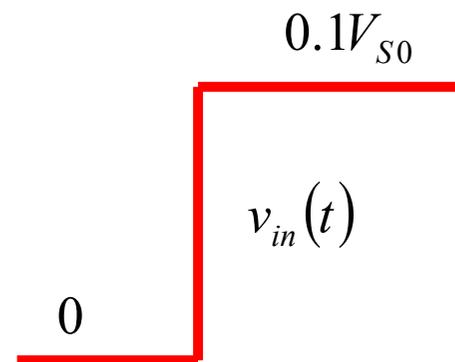
$$C_{a,opt} = \frac{R_{in}}{R_a} C_{in} = \frac{1M\Omega}{9M\Omega} \times 10pF = 1.11pF$$

$$\frac{\dot{V}_{in}}{\dot{V}_s} = \frac{R_{in}}{R_a + R_{in}} \frac{1 + j\omega R_a C_a}{1 + j\omega (R_a \parallel R_{in})(C_{in} \parallel C_a)} = \frac{1}{10}$$

$$v_{in}(t) = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_a} \cdot V_{s0} U(t) = \frac{1}{10} V_{s0} U(t)$$

$$v_s(t) = V_{s0} U(t)$$

$$v_{in}(t) = 0.1V_{s0} U(t)$$



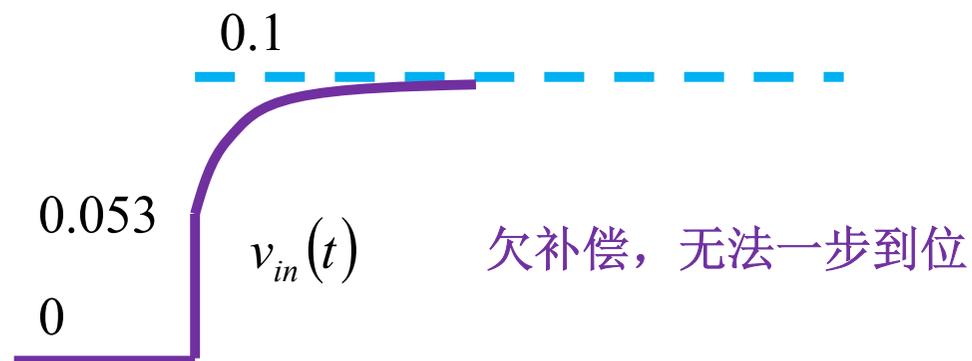
恰好补偿，衰减一步到位

欠补偿

$$C_a = 0.5C_{a,opt} = 0.555 pF$$

$$\begin{aligned} v_{in}(t) &= V_{S0} \left(\frac{R_{in}}{R_{in} + R_a} + \left(\frac{C_a}{C_{in} + C_a} - \frac{R_{in}}{R_{in} + R_a} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \cdot U(t) \\ &= V_{S0} \left(0.1 + \left(\frac{0.555}{10 + 0.555} - 0.1 \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \cdot U(t) \\ &= V_{S0} \left(0.1 - 0.047 e^{-\frac{t}{9.5\mu}} \right) \cdot U(t) \\ &= 0.1V_{S0} \left(1 - 0.47 e^{-\frac{t}{9.5\mu}} \right) \cdot U(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau &= RC = (R_a \parallel R_{in}) \cdot (C_a \parallel C_{in}) \\ &= \frac{R_a R_{in}}{R_a + R_{in}} (C_a + C_{in}) \\ &= 0.9 M\Omega \times 10.555 pF = 9.5 \mu s \end{aligned}$$

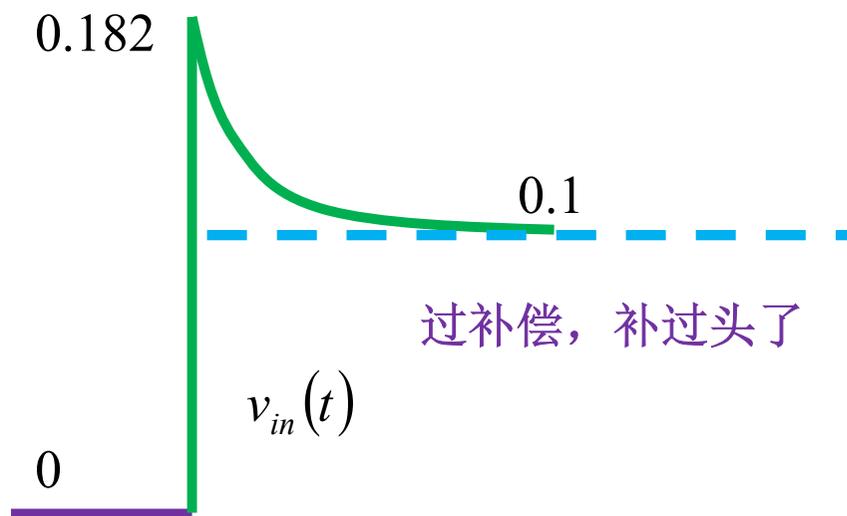


过补偿

$$C_a = 2C_{a,opt} = 2.222 \text{ pF}$$

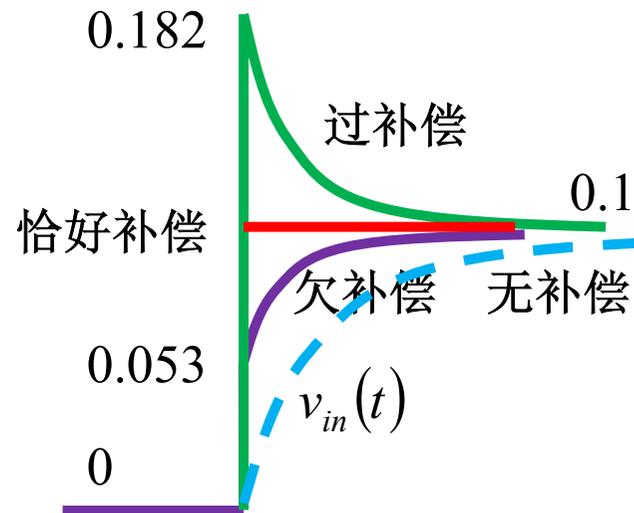
$$\begin{aligned} v_{in}(t) &= V_{s0} \left(\frac{R_{in}}{R_{in} + R_a} + \left(\frac{C_a}{C_{in} + C_a} - \frac{R_{in}}{R_{in} + R_a} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \cdot U(t) \\ &= V_{s0} \left(0.1 + \left(\frac{2.222}{10 + 2.222} - 0.1 \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \cdot U(t) \\ &= V_{s0} \left(0.1 + 0.082 e^{-\frac{t}{11\mu}} \right) \cdot U(t) \\ &= 0.1 V_{s0} \left(1 + 0.82 e^{-\frac{t}{11\mu}} \right) \cdot U(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau &= RC = (R_a \parallel R_{in}) \cdot (C_a \parallel C_{in}) \\ &= \frac{R_a R_{in}}{R_a + R_{in}} (C_a + C_{in}) \\ &= 0.9 \text{ M}\Omega \times 12.222 \text{ pF} = 11 \mu\text{s} \end{aligned}$$



补偿效果对比

$$v_{in}(t) = \frac{1}{10} \left(1 + 0.82e^{-\frac{t}{11\mu}} \right) U(t) \quad \text{过补偿}$$



早期示波器的探头补偿电容需要手工调准，调准方法就是观测方波激励下的响应

现在示波器的探头补偿可自动完成

$$v_{in}(t) = \frac{1}{10} \left(1 - 0.47e^{-\frac{t}{9.5\mu}} \right) U(t) \quad \text{欠补偿}$$

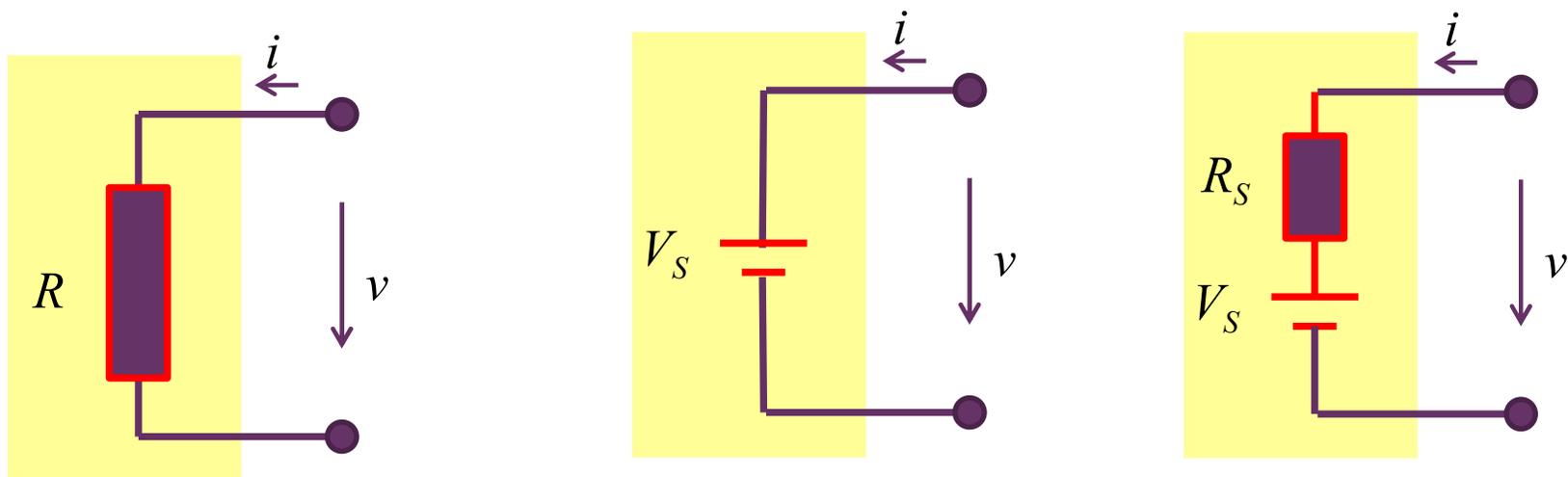
有源无源

- 具有向端口外提供电能量（电功率）能力的网络是有源网络，不具备该能力的网络为无源网络
- 对单端口网络，存在端口开路电压或端口短路电流的网络为有源网络
- ...

存在 $\sum_k v_k i_k < 0$ 可能性的网络是有源网络

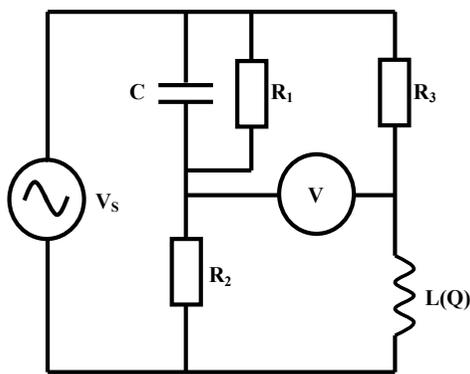
作业2.3 有源还是无源?

- 具有向端口外输出电功率能力的网络是有源网络，不具该能力的网络为无源网络。请分析如下三个网络，是有源网络，还是无源网络，为什么？

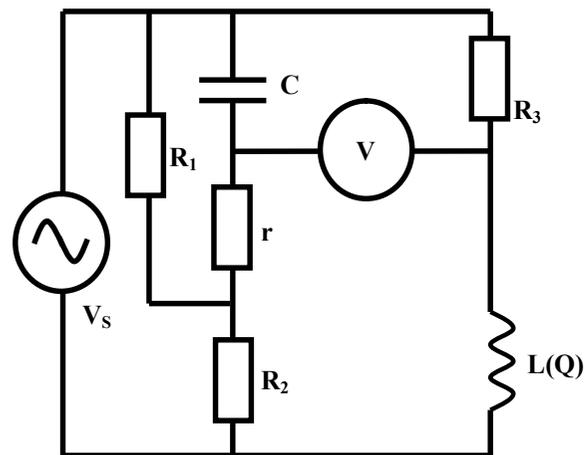


作业1 电桥测电感

- 用电桥测电感的感值与品质因数，请分析安德森电桥是如何测量电感的



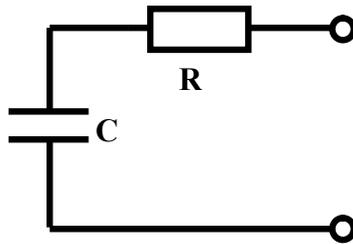
麦克斯韦电桥



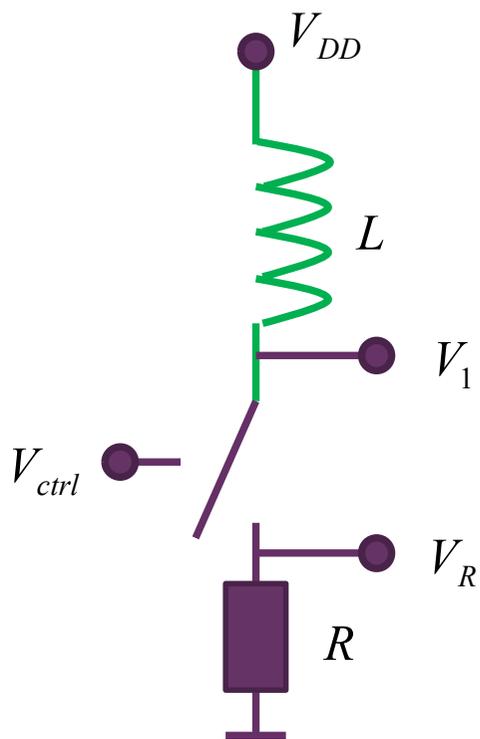
安德森电桥

作业2 RC分压分析

- 对于图示RC串联电路
 - (练习8.3.8) 在单端口加载正弦波激励电压源，测得电阻上正弦波电压幅度为3V，电容上正弦波电压幅度为4V，问激励电压源正弦波电压幅度为多少？保持正弦激励电压源幅度不变，但频率增加为原来频率的2倍，此时测得电阻上电压幅度为多少？电容上的电压幅度为多少？

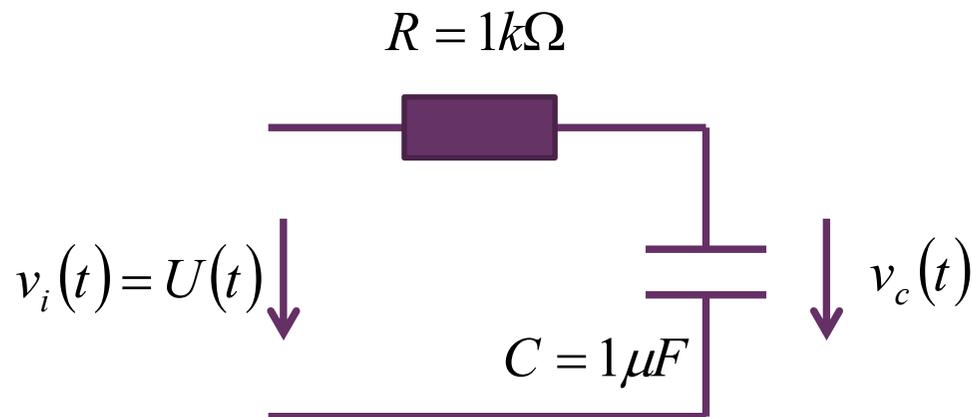
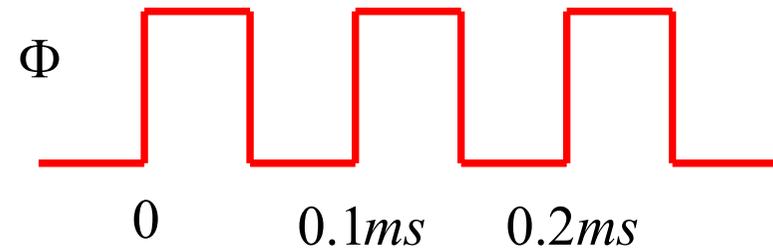
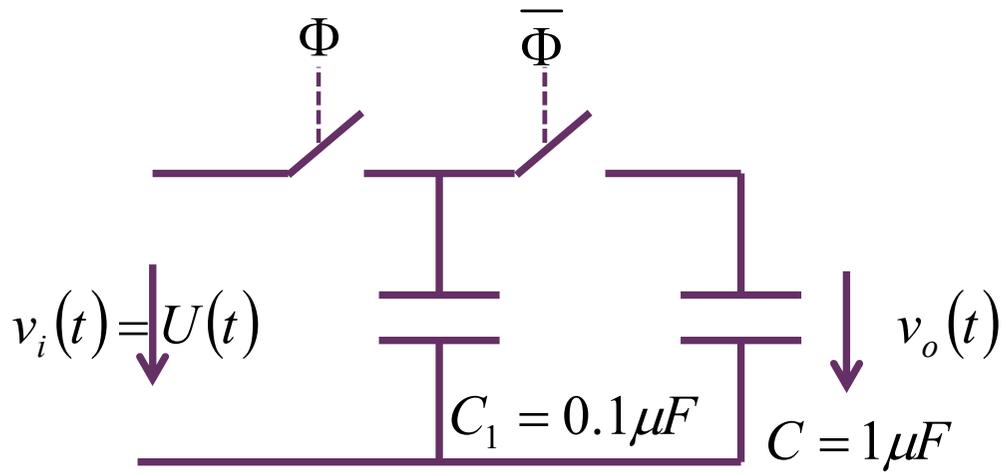


作业3 电火花的生产



- 这是一个继电器等效电路，晶体管开关可以接通电路，为负载电阻供电
 - 假设开关是理想开关
- 请分析开关闭合瞬间，负载电阻上的电压变化情况
- 请分析开关断开瞬间，开关两端电压变化情况
 - 机械开关则产生电火花，晶体管开关则击穿，下学期分析其解决方案

作业4 开关电容等效为电阻



- 假设开关是理想开关
- 考察两个电路输出电压波形是否一致？
 - 写出输出波形表达式
- 研究开关电容对电阻的可替代性？

$$R_{eff} = \frac{T}{C}$$

阶跃响应几乎重合

