复旦大学电子工程系　陈光梦

模拟电子学基础

绪　论

模拟电子学的研究对象

模拟电子学的研究方法

模拟电子学的应用背景

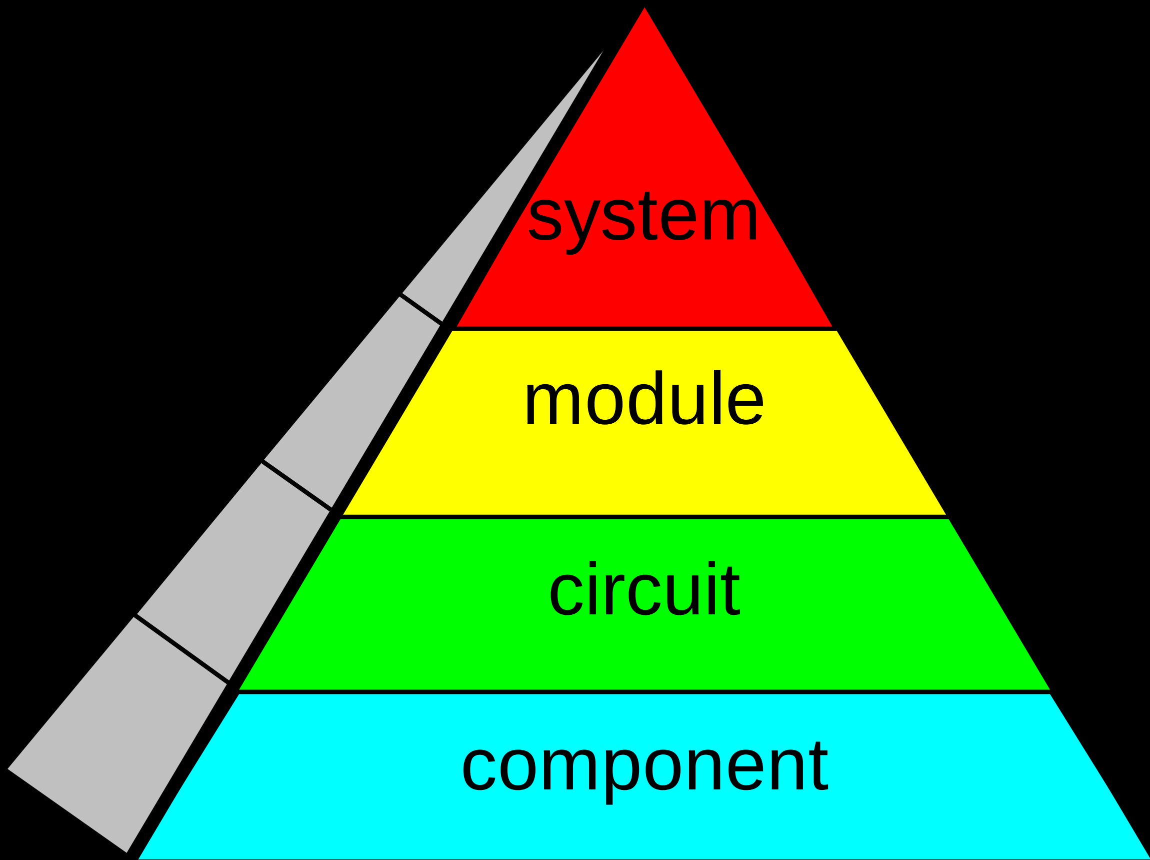
电子学的研究对象的层次

1、系统

2、模块

3、电路

4、器件



模拟电子学的研究对象的分类

1、按照信号性质分类

线性电路　　能够用线性方程描述

非线性电路　不能用线性方程描述

2、按照信号频率分类

低频电路　信号频率低，可忽略许多与频率有关的参量

高频电路　信号频率高，必须考虑各种与频率相关的参量

模拟电子学的研究方法

- 器件的研究方法：　物理学方法
- 模块和电路的研究方法：　电子学方法
- 系统的研究方法：　数学、电子学、计算机、系统工程等各门学科的综合

电子学方法的特点

- 线性电路　通过求解电路方程，得到有关电路特性的信息
- 非线性电路　在一定条件下作线性化近似
- 工程计算　在工程允许的范围内，简化实际的电路参数或方程
- 计算机辅助设计　利用计算机的计算能力求解电路方程

模拟电子学的应用背景

- 消费 收音机、电话、手机、CD、电视、DVD、汽车电子、……
- 工业 机床、工业仪表、各种自动控制设备、医疗器械、……
- 军事 雷达、军事通信、坦克、飞机、导弹、卫星、……
- 科研 各种实验设备

复旦大学电子工程系　陈光梦

第1章
电路分析基础

概　述

研究内容的描述

元件的描述

分析方法的一般描述

研究的内容

本章研究线性电路分析的一般问题：

1. 如何根据已知的电路结构列出描述其电压电流关系的电路方程；
2. 如何根据电路方程求解输入输出信号之间的关系，即电路的传递函数；
3. 如何根据传递函数讨论电路的各种特性。

线性元件与线性电路

- **特点：** 元件参数不随外加电压、电流的变化而发生变化，可以用线性方程（代数方程、微分方程或积分方程）描述其电压电流关系。
- **相对性：** 线性是针对某个特定的条件而言的，而 非线性元件在特定的条件下也可以近似为线性元件。
- **线性电路：** 若构成电路的所有元件均为线性元件，则该电路是线性电路。反之，只要在电路中存在非线性元件，则该电路就是非线性电路。

线性元件的模型

- 等效模型：用一些已知特性的元件模型来代替实际电路，以利于电路的分析
  - 电阻、电容、电感
  - 电压源、电流源（统称独立源）
  - 压控电压源、流控电压源、压控电流源、流控电流源（统称受控源）
- 等效电路：由等效模型构成的电路，在规定的条件下与被等效的实际电路具有相同的电学特性

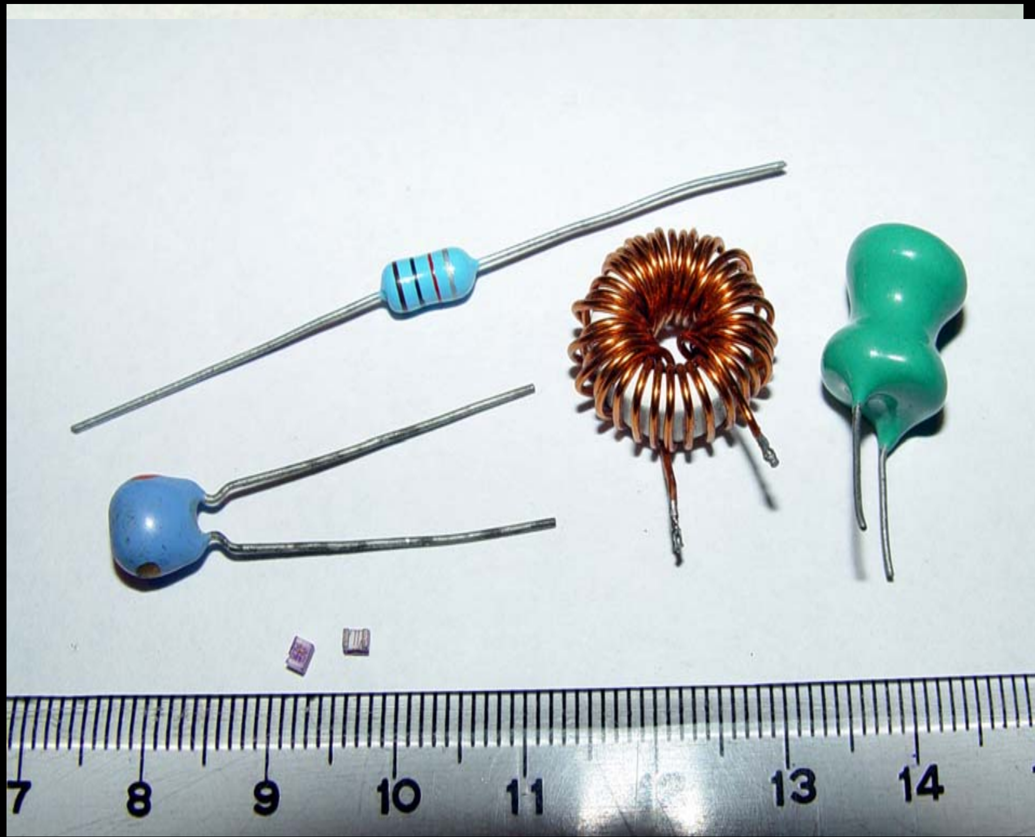
电阻、电容、电感（电导、电纳）

无源元件

$$v_R(t) = R \cdot i_R(t)$$

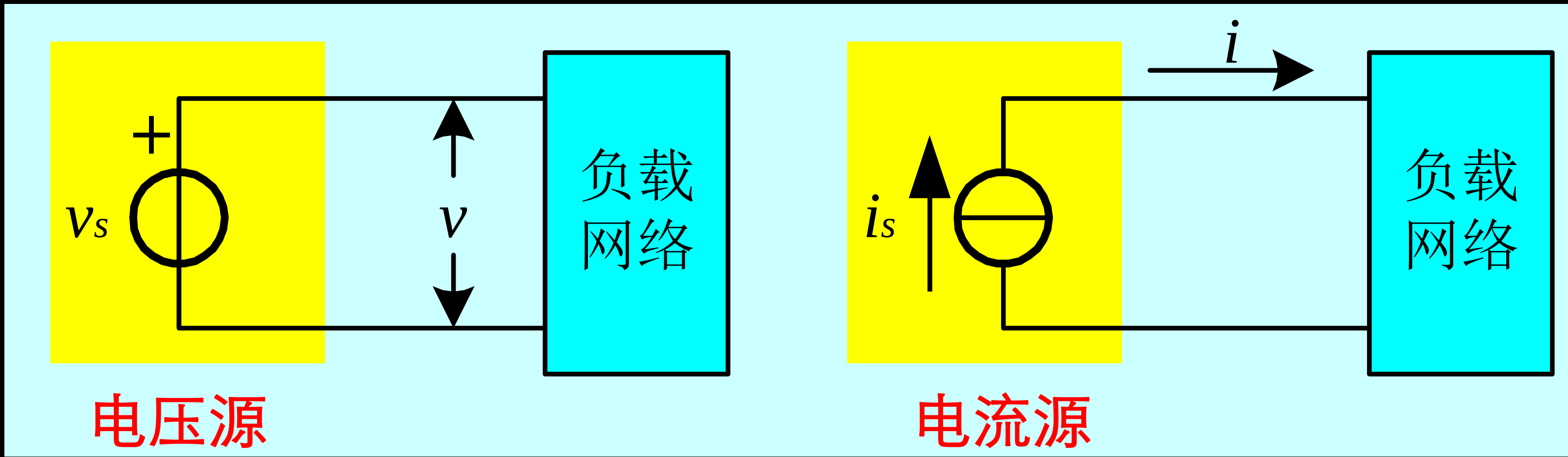
$$v_C(t) = \frac{1}{C}\int i_C(t)dt$$

$$v_L(t) = L\frac{di_L(t)}{dt}$$



电压源、电流源

有源元件

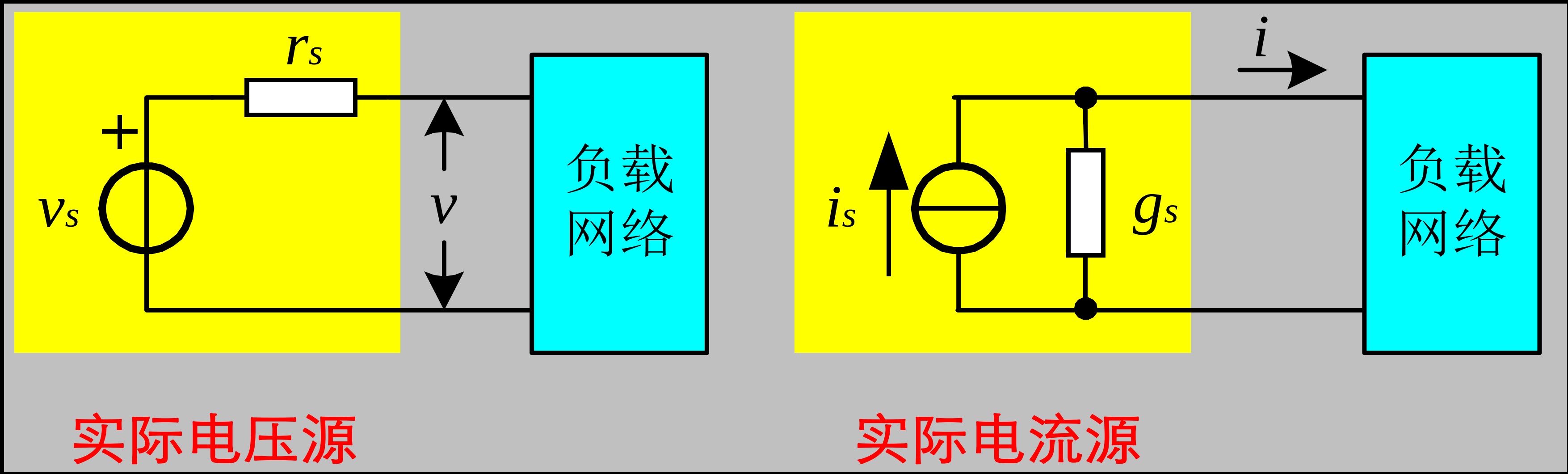


电压源的输出电压与电流无关，$v(t) = v_s(t)$。

电流源的输出电流与电压无关，$i(t) = i_s(t)$。

实际的电压源和电流源

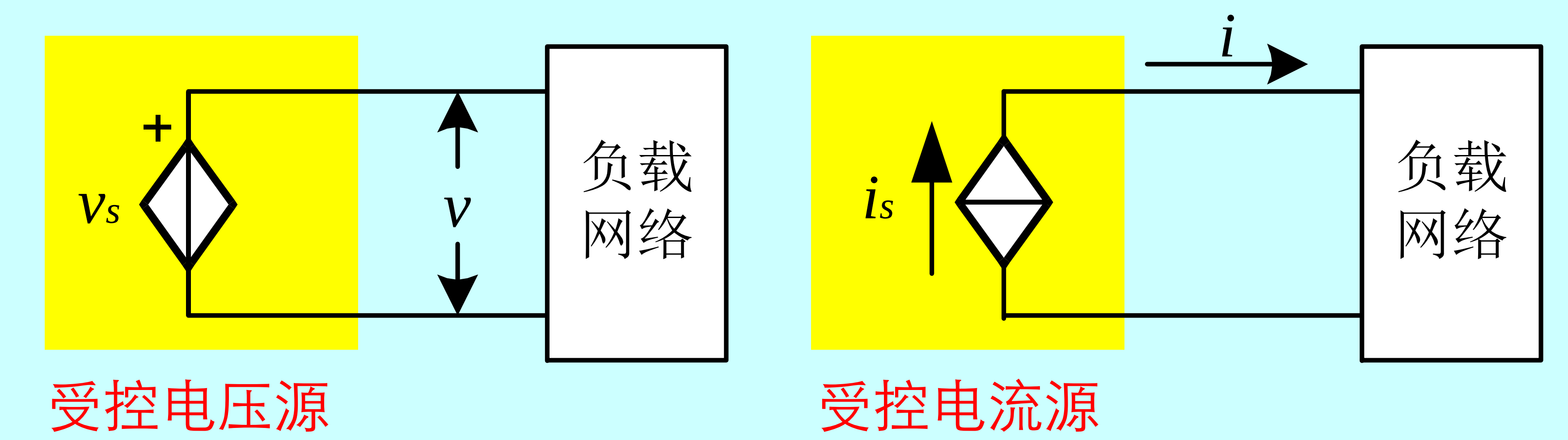
具有内阻，负载上的电压或电流受负载影响



电压源的内阻一般用串联的电阻表示

电流源的内阻一般用并联的电导表示

受控源



与独立源的不同之处在于：**受控源受到电路中另一个信号（电压或电流）的控制，其输出是那个信号的函数。**

四种受控源

- 压控电压源（VCVS）

$$v_s = A_v v_c$$

- 流控电压源（CCVS）

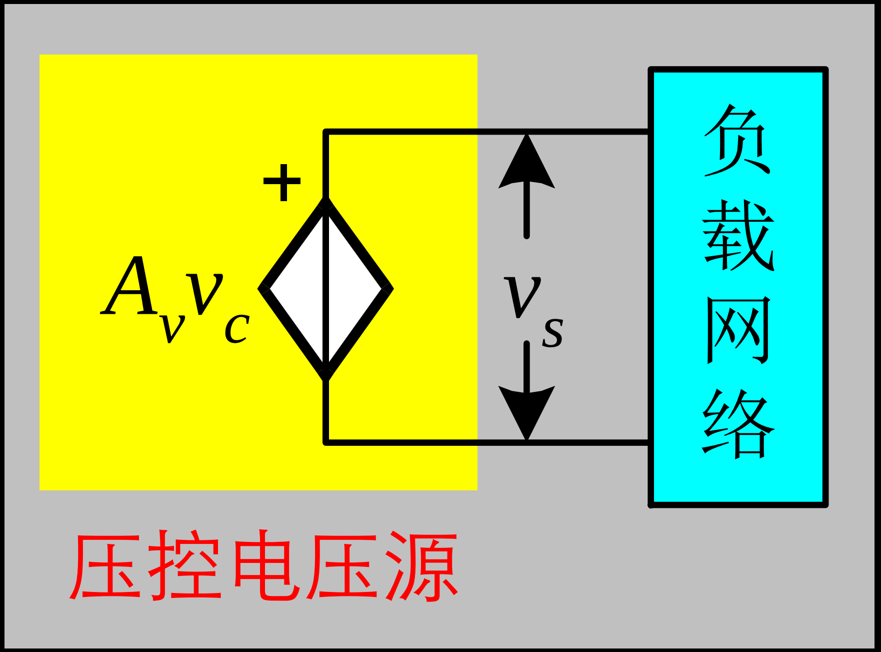
$$v_s = R_m i_c$$

- 压控电流源（VCCS）

$$i_s = G_m v_c$$

- 流控电流源（CCCS）

$$i_s = A_i\, i_c$$



线性电路的分析方法

- 激励 → 响应
- 时域分析
  - 激励是随时间变化的信号，分析响应随时间变化的规律
- 频域分析
  - 激励是稳定的正弦信号，分析响应随频率变化的规律
- 复频域分析
  - 通过拉普拉斯变换，在复频域解微分方程。可以方便地转换到时域或频域，在电子学中常用。

拉普拉斯变换简介

- 定义

$$F(s)=\int_0^{\infty} f(t)e^{-st}dt$$

s 是一个复变量，$s=\sigma+j\omega$

$f(t)$ 应满足下列条件：

1）当$t<0$时，$f(t)=0$；

2）当$t>0$时，$f(t)$ 分段连续；

3）当$t\to\infty$时，e^{-st} 较 $f(t)$ 衰减得更快。

拉普拉斯变换的主要基本定理

叠加定理 $f_1(t) \pm f_2(t) \Leftrightarrow F_1(s) \pm F_2(s)$

比例定理 $kf(t) \Leftrightarrow kF(s)$

微分定理 $\dfrac{df(t)}{dt} \Leftrightarrow sF(s) - f(0)$

积分定理 $\int f(t)dt \Leftrightarrow \dfrac{F(s)}{s} + \dfrac{\int f(t)dt\,|_{t=0}}{s}$

拉普拉斯变换的算符作用

- 若规定 $f(t)$ 的初值（或积分初值）为0，则根据微分定理和积分定理，有

$$\frac{df(t)}{dt} \Leftrightarrow sF(s)$$

$$\int f(t)dt \Leftrightarrow \frac{F(s)}{s}$$

- 所以，可以将拉普拉斯变换的自变量 s 看成一个微分算符
- 例如：

$$v_L(t) = L\frac{d}{dt}i(t) \quad \Leftrightarrow \quad v_L(s) = Ls \cdot i(s)$$

拉普拉斯算符与时域、频域的联系

时域

$$\frac{d}{dt}$$

频域

$$j\omega$$

零初值条件

复频域

局限于虚轴

$$s = \sigma + j\omega$$

线性元件的频域与复频域表示

电阻	电容	电感
$v_R(t)=R\cdot i_R(t)$	$v_C(t)=\frac{1}{C}\int i_C(t)dt$	$v_L(t)=L\frac{di_L(t)}{dt}$
$v_R(j\omega)=R\cdot i_R(j\omega)$	$v_C(j\omega)=\frac{1}{j\omega C}i_C(j\omega)$	$v_L(j\omega)=j\omega L i_L(j\omega)$
$v_R(s)=R\cdot i_R(s)$	$v_C(s)=\frac{1}{C}\cdot\frac{i_C(s)}{s}$	$v_L(s)=L\cdot s i_L(s)$
R	$\frac{1}{j\omega C},\frac{1}{sC}$	$j\omega L, sL$

基本定律与定理及其应用

基尔霍夫定律

等效电压源定律

等效电流源定律

叠加定理

节点电压法与回路电流法

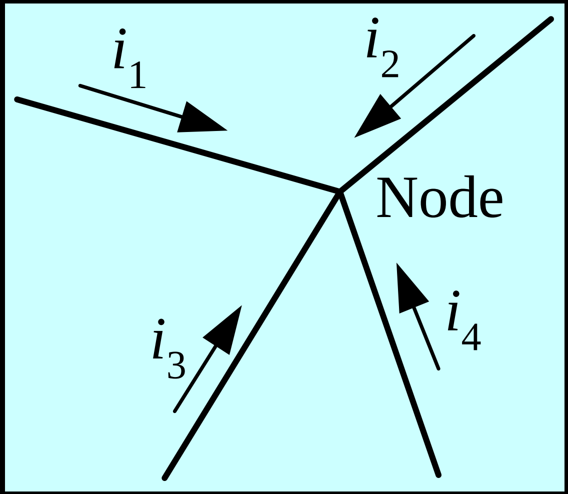
基尔霍夫定律

- 支路（Branch）：电路中能通过同一电流的分支。支路一般由二端元件或二端元件的串联构成。
- 节点（Node）：电路中三个或三个以上的支路的交点。
- 回路（Loop）：电路中由支路构成的闭合路径。

基尔霍夫电流定律 (KCL)

- 对于电路的任意一个节点，流入该节点的所有瞬时电流的代数和为零

$$\sum_{n} i_n(t) = 0$$

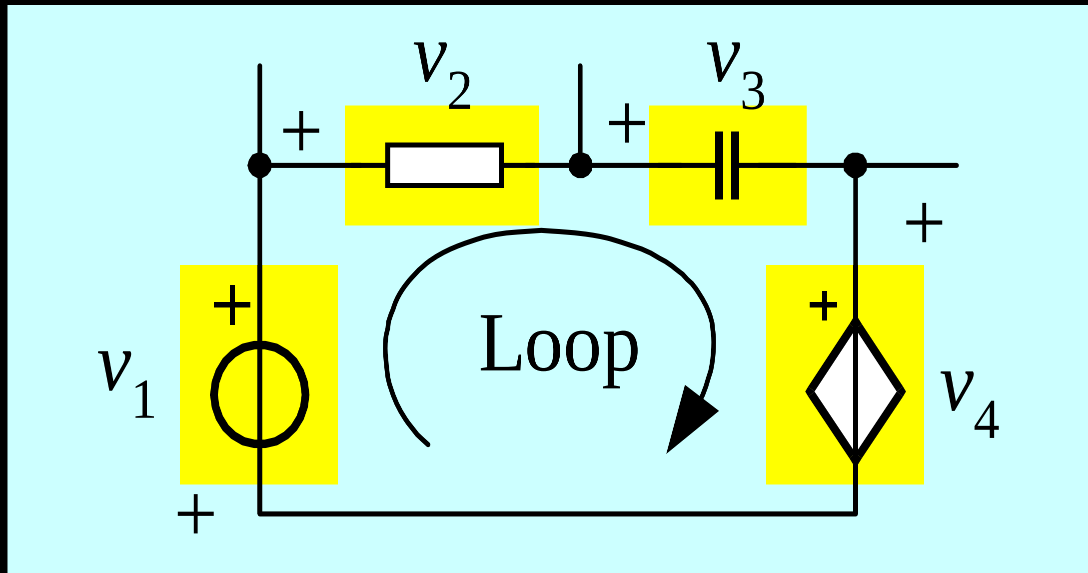


- 可以将节点延拓为一个闭合面

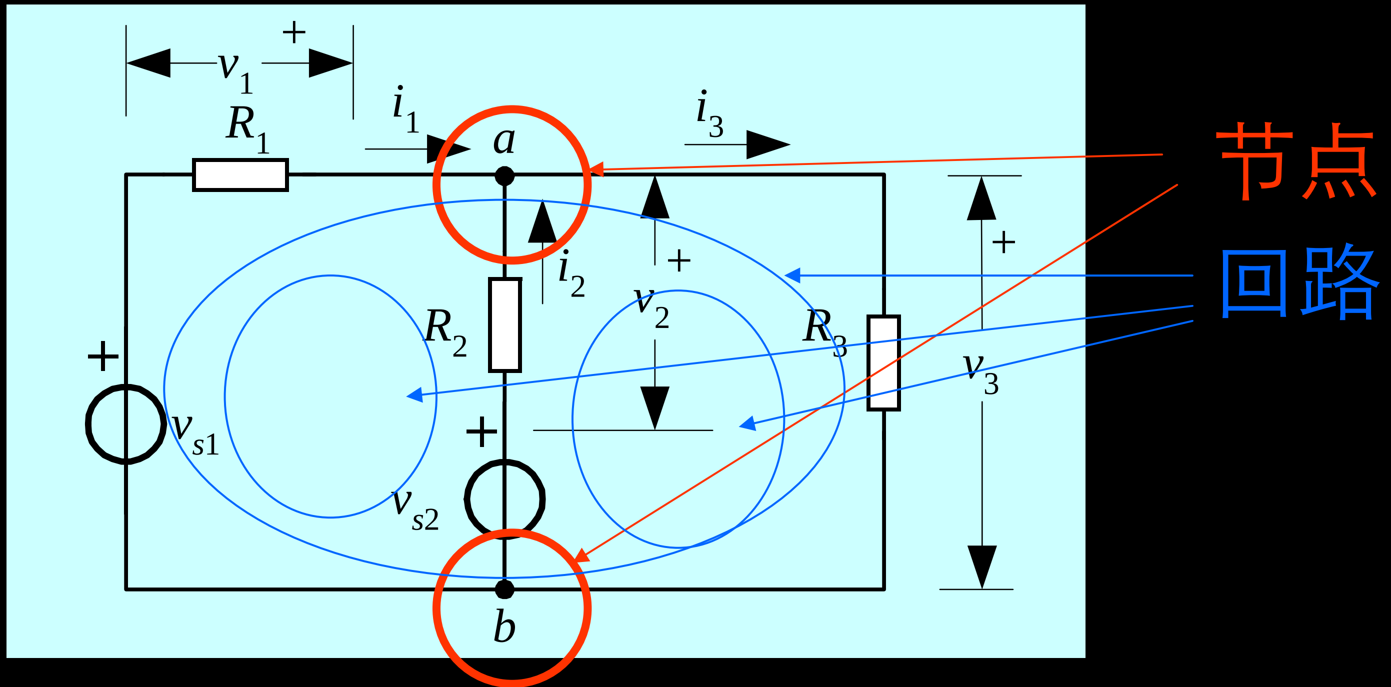
基尔霍夫电压定律 (KVL)

- 对于电路的任意一个回路，环绕该回路的所有瞬时电压的代数和为零

$$\sum_n v_n(t) = 0$$



基尔霍夫定律的例子



基尔霍夫方程组

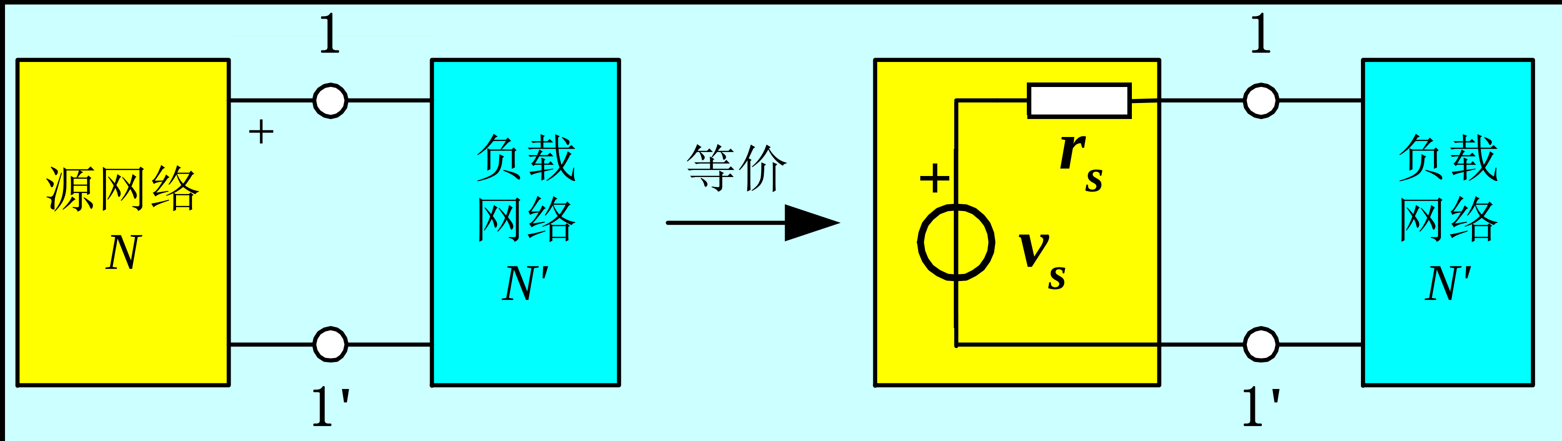
$$i_1 + i_2 - i_3 = 0$$

$$-v_{s1} - v_1 + v_2 + v_{s2} = 0$$

$$-v_{s2} - v_2 + v_3 = 0$$

等效电压源定律（戴文宁定律）

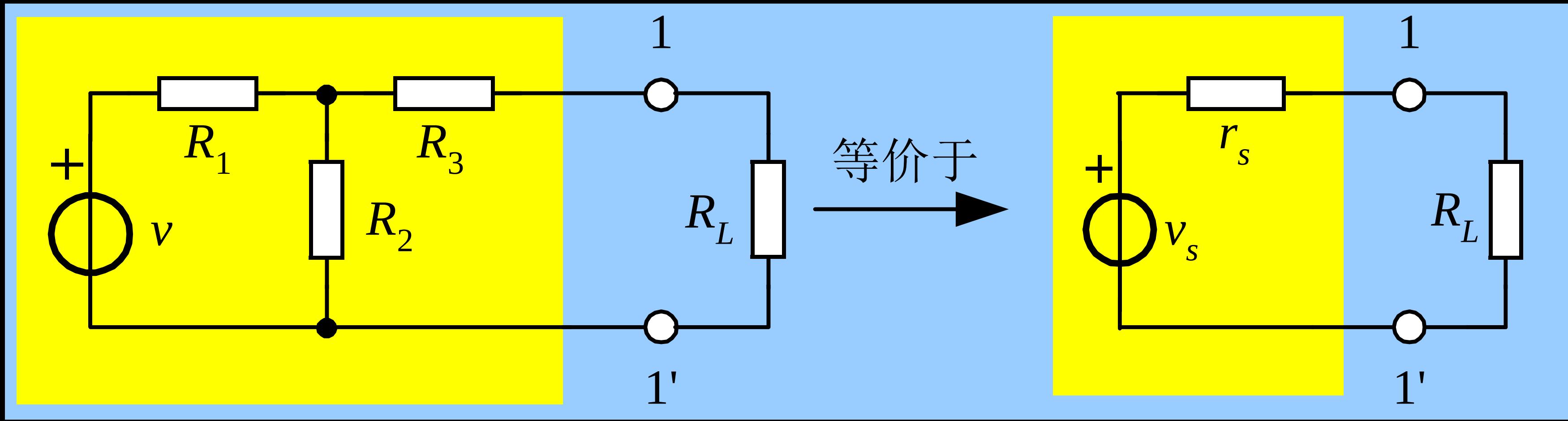
- 网络的等效关系

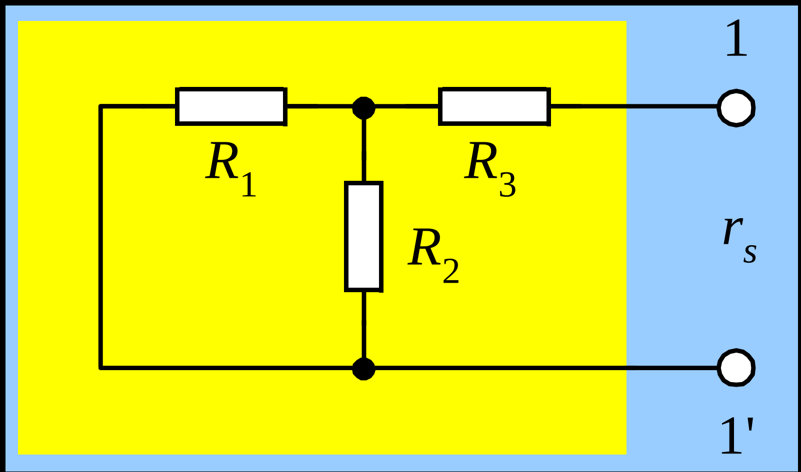


v_s = 网络 N 的端口1-1' 间的开路电压

r_s = 网络 N 内所有独立源被去除后，端口1-1' 间的总阻抗

等效电压源定律的例子



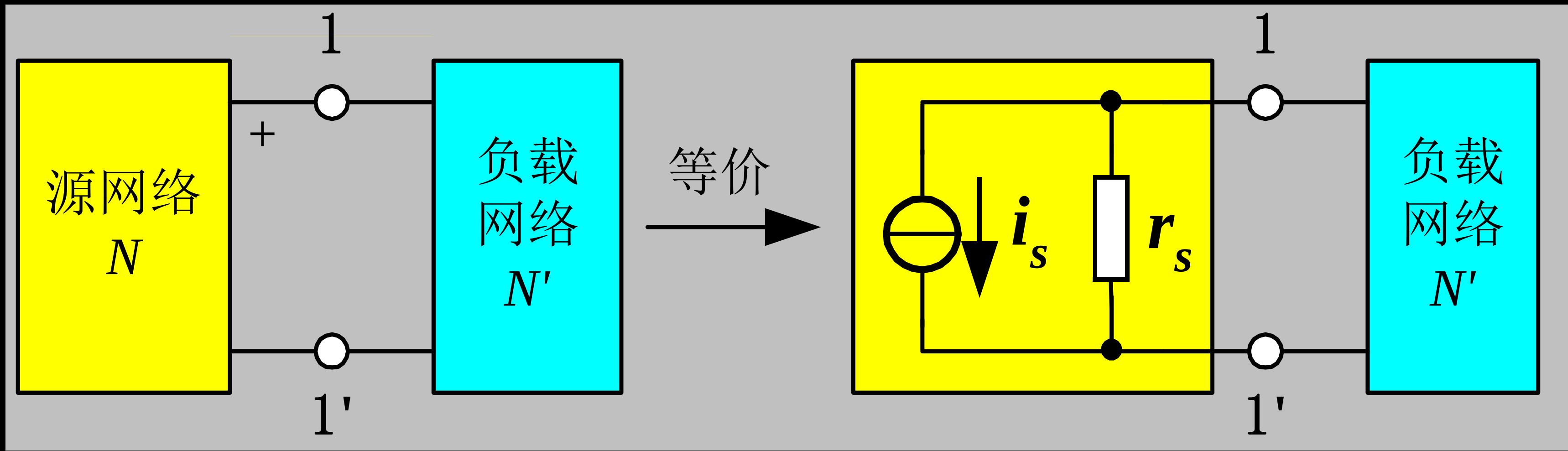


$$v_s = v \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$r_s = (R_1 // R_2) + R_3$$

等效电流源定律（诺顿定律）

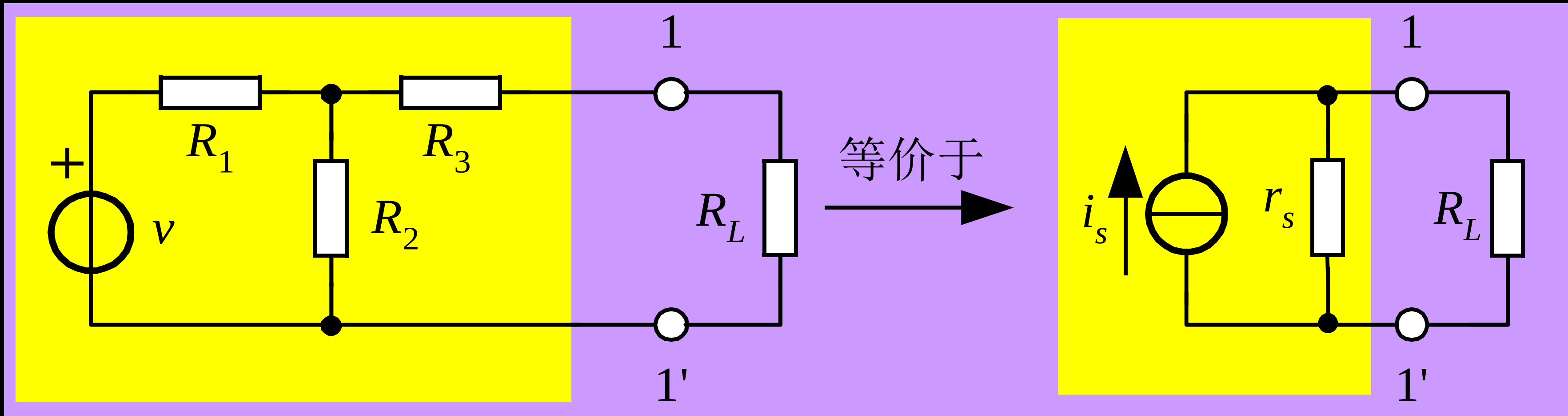
- 网络的等效关系

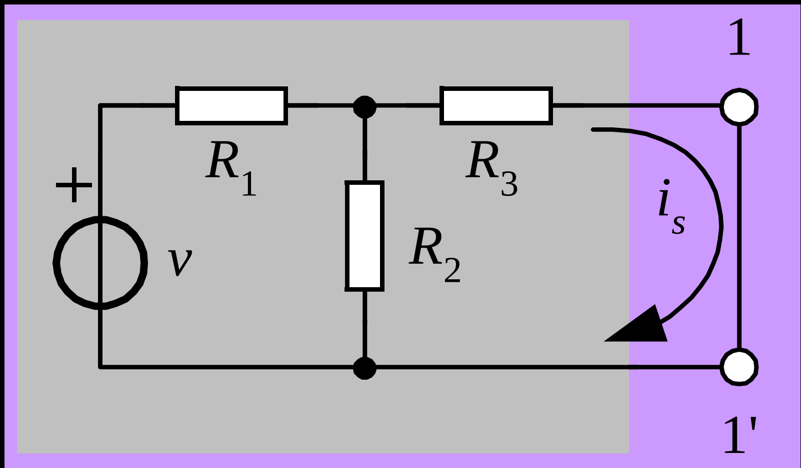


i_s = 网络 N 的端口1-1' 间的短路电流

r_s = 网络 N 内所有独立源被去除后，端口1-1' 间的总导纳（阻抗）

等效电流源定律的例子





$$i_s = \frac{v}{R_1 + R_2 // R_3} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$r_s = (R_1 // R_2) + R_3$$

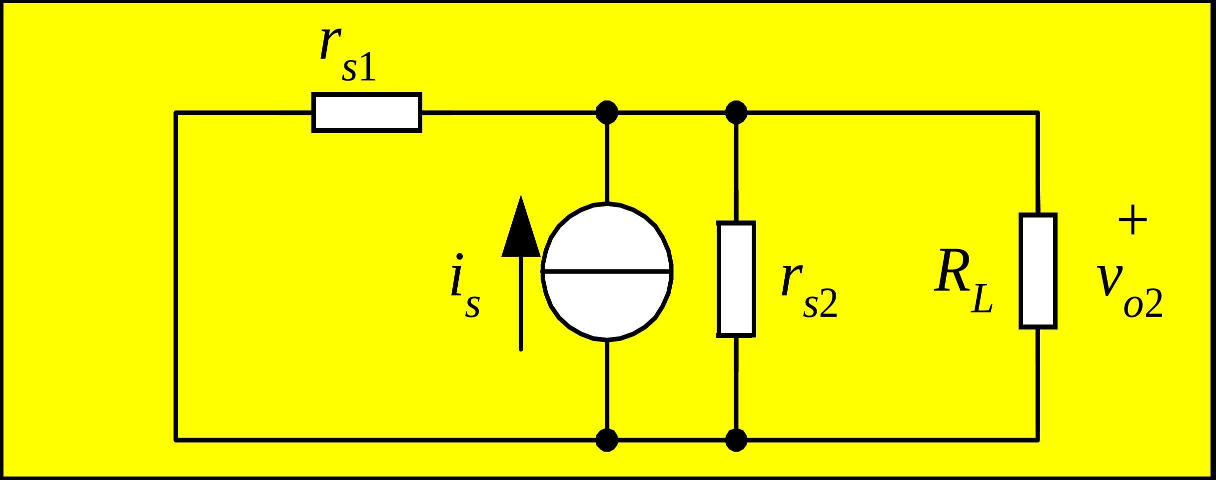
叠加定理

- 在线性电路中，任意一个支路的电流（或电压）都是电路中各个电压源或电流源单独激励时在该支路中产生的电流（或电压）之总和。

$$f(x_1 + x_2 + \ldots + x_n) = f(x_1) + f(x_2) + \ldots + f(x_n)$$

- 单独激励，是指将电路中其他的独立源去除，即电压源短路、电流源开路。

叠加定理的例子



$$v_{o1}=\frac{R_L\,//\,r_{s2}}{r_{s1}+R_L\,//\,r_{s2}}v_s \qquad v_{o2}=(R_L\,//\,r_{s2}\,//\,r_{s1})i_s$$

$$v_o=\frac{R_L\,//\,r_{s2}}{r_{s1}+R_L\,//\,r_{s2}}v_s+(R_L\,//\,r_{s2}\,//\,r_{s1})i_s$$

节点电压法

- 一个网络中某个节点 i 到某参考点的电压差称为节点电压 v_i
- 节点电压方程具有下列一般形式

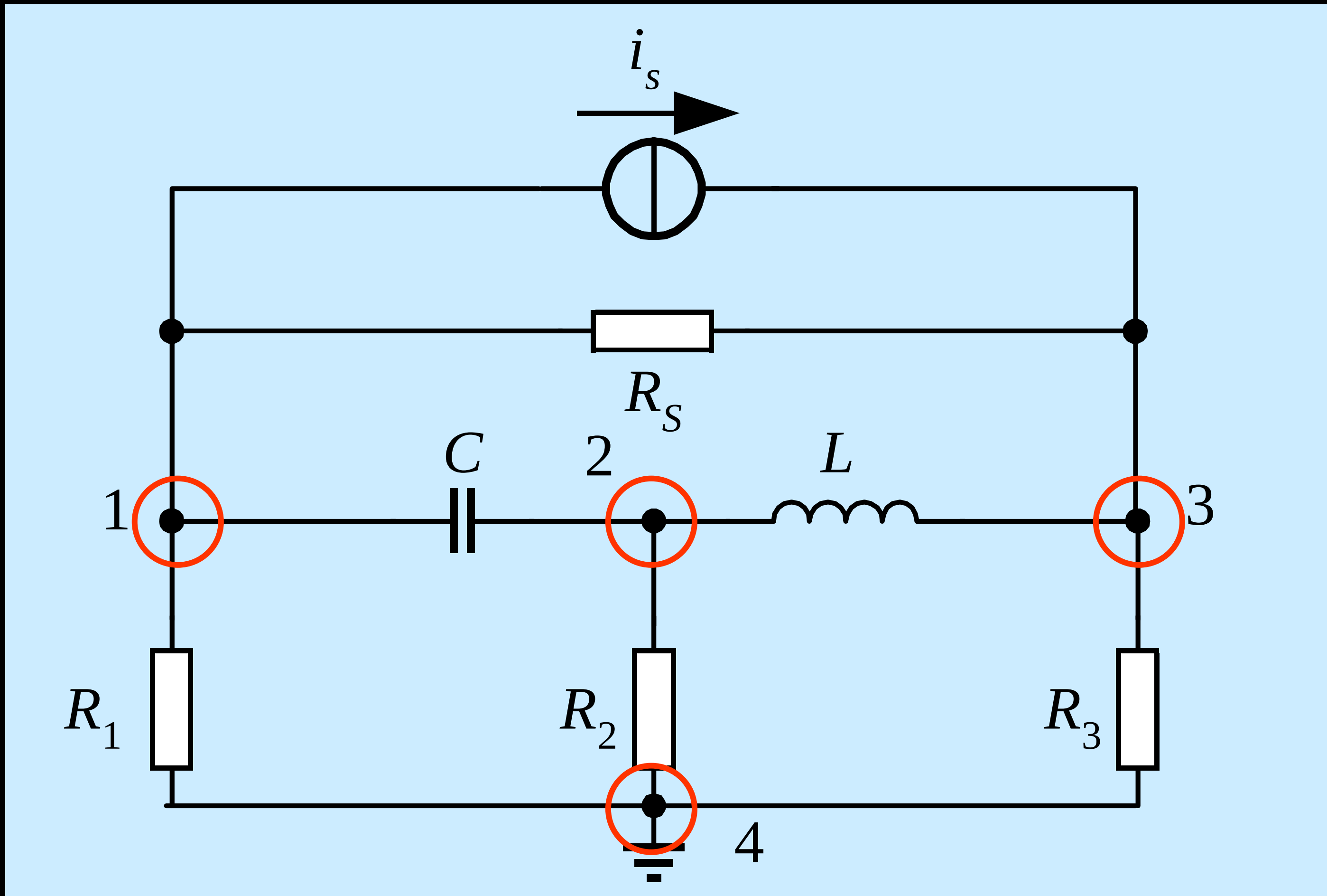
$$\begin{cases} Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2 + \ldots + Y_{1m}v_m = i_1 \\ Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2 + \ldots + Y_{2m}v_m = i_2 \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ Y_{m1}v_1 + Y_{m2}v_2 + \ldots + Y_{mm}v_m = i_m \end{cases}$$

- v_i 第 i 个节点的节点电压。
- Y_{ii} 第 i 个节点的自导纳，即连接在节点 i和其他节点之间的支路导纳之和，取正号。
- $Y_{ij}(i\neq j)$ 互导纳，即连接在节点 i、j 之间的所有支路导纳之和，取负号。若节点j与节点i无支路相连，则取零。
- i_i 流入节点 i 的所有激励电流源之和。若流出则取负号。

节点电压法的注意点

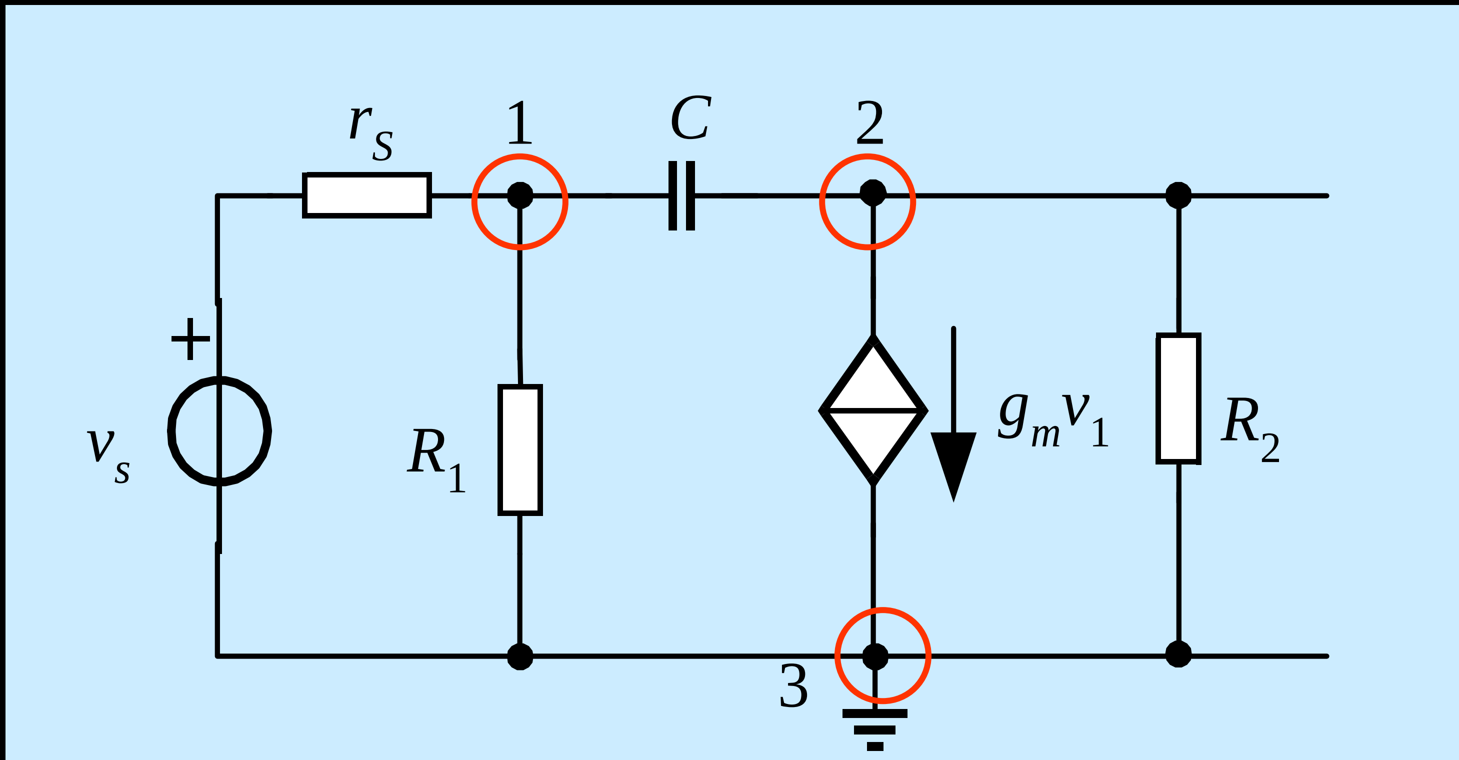
- 一个具有N个节点的网络，一定可以写出N-1个节点电压方程。
- 要求流入节点的源为电流源。
- 若电路中的激励源不是电流源，则可以通过诺顿定理先行转换。
- 若在电路中出现相关源，可以先作为独立源处理，最后将它移到方程左边，与相同的变量合并。

节点电压法的例子



$$
\begin{cases}
\overbrace{(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_s}+sC)}^{Y_{11}}v_1 \overbrace{-sC}^{Y_{12}}v_2 \overbrace{-\frac{1}{R_s}}^{Y_{13}}v_3=-i_s & \text{节点1} \\
\overbrace{-sC}^{Y_{21}}v_1+\overbrace{(\frac{1}{R_2}+sC+\frac{1}{sL})}^{Y_{22}}v_2 \overbrace{-\frac{1}{sL}}^{Y_{23}}v_3=0 & \text{节点2} \\
\overbrace{-\frac{1}{R_s}}^{Y_{31}}v_1 \overbrace{-\frac{1}{sL}}^{Y_{32}}v_2+\overbrace{(\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_s}+\frac{1}{sL})}^{Y_{33}}v_3=i_s & \text{节点3}
\end{cases}
$$

带相关源的电路运用节点电压法的例子



3个节点，其中节点3为参考节点

- 由于激励源为电压源，所以先行转换，将v_s和r_s转换为$i_s=v_s/r_s$，内阻为 r_s 的电流源，则有

$$
\begin{cases}
\overbrace{(\frac{1}{r_s}+\frac{1}{R_1}+sC)}^{Y_{11}}v_1 - \overbrace{sC}^{Y_{12}}v_2 = \frac{v_s}{r_s} \\
\overbrace{-sC}^{Y_{21}}v_1 + \overbrace{(\frac{1}{R_L}+sC)}^{Y_{22}}v_2 = \overbrace{-g_m v_1}^{\text{相关源}}
\end{cases}
$$

- 消去 v_1，得到 $v_2=f(v_s)$ 形式的解

$$
v_2 = \frac{(g_m - sC)\dfrac{1}{r_s}}{s^2C^2 - g_m sC - (\dfrac{1}{r_s}+\dfrac{1}{R_1}+sC)(\dfrac{1}{R_L}+sC)} v_s
$$

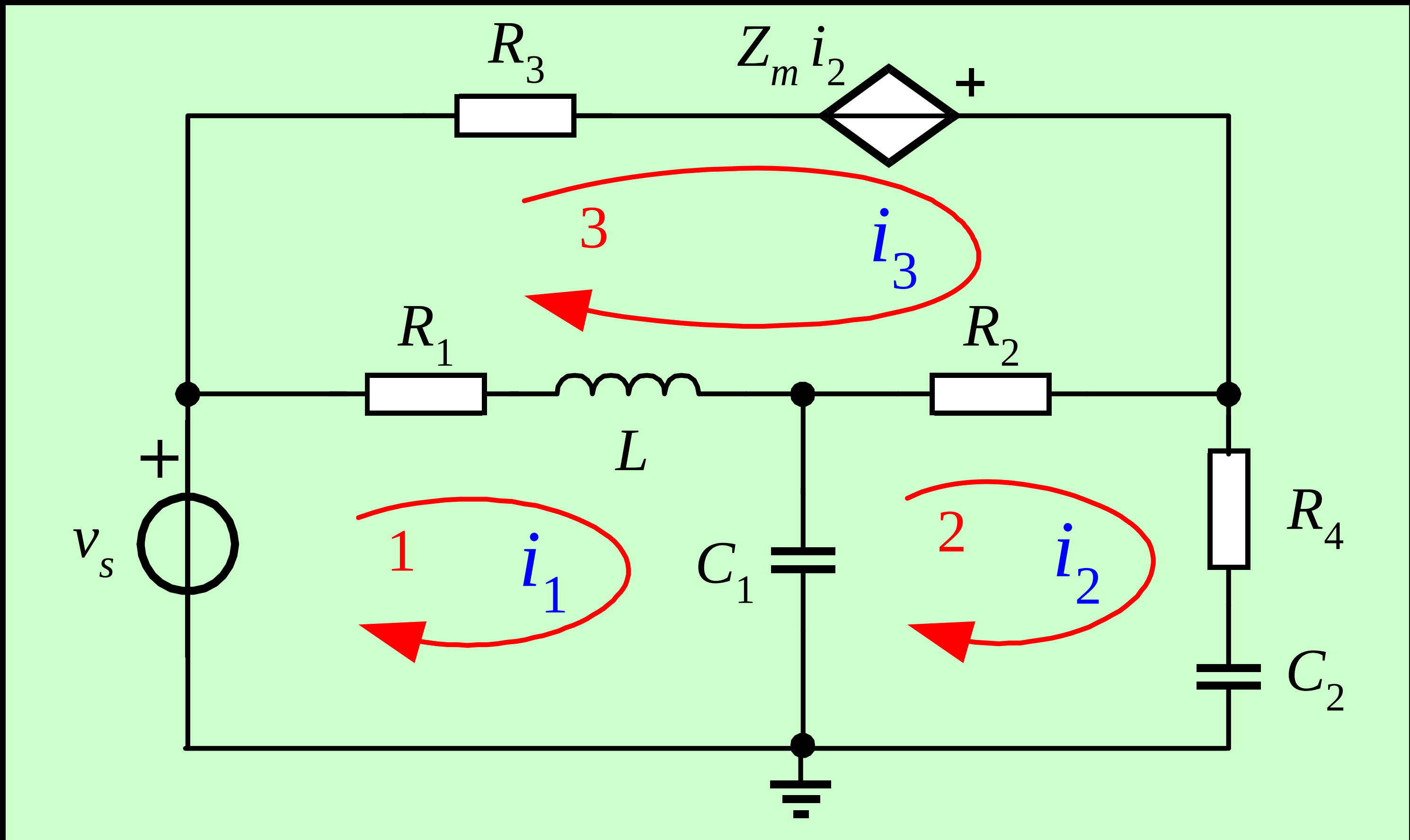
回路电流法

- 每个独立回路中设定一个回路电流 i_i
- 回路电流方程具有下列一般形式

$$
\begin{cases}
Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2 + \ldots + Z_{1m}i_m = v_1 \\
Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2 + \ldots + Z_{2m}i_m = v_2 \\
\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
Z_{m1}i_1 + Z_{m2}i_2 + \ldots + Z_{mm}i_m = v_m
\end{cases}
$$

- $\boldsymbol{i_i}$：第 i 个回路的回路电流。
- $\boldsymbol{Z_{ii}}$：第 i 个回路的自阻抗，即回路 i 中各支路阻抗之和，取正号。
- $\boldsymbol{Z_{ij}}(i\neq j)$：互阻抗，它等于与回路 i 与回路 j 之间的所有公共支路阻抗之和。当两个回路电流方向一致时取正号，否则取负号。
- $\boldsymbol{v_i}$：回路 i 中所有激励电压源之代数和。与回路电流方向一致者取负号，否则取正号。

回路电流法的例子



$$\begin{cases} \overbrace{(R_1 + sL + \frac{1}{sC_1})}^{Z_{11}} i_1 \overbrace{- \frac{1}{sC_1}}^{Z_{12}} i_2 \overbrace{- (R_1 + sL)}^{Z_{13}} i_3 = v_s \\ \overbrace{- \frac{1}{sC_1}}^{Z_{21}} i_1 + \overbrace{(\frac{1}{sC_1} + R_2 + R_4 + \frac{1}{sC_2})}^{Z_{22}} i_2 \overbrace{- R_2}^{Z_{23}} i_3 = 0 \\ \overbrace{-(R_1 + sL)}^{Z_{31}} i_1 \overbrace{- R_2}^{Z_{32}} i_2 + \overbrace{(R_3 + R_2 + R_1 + sL)}^{Z_{33}} i_3 = Z_m i_2 \end{cases}$$

回路1

回路2

回路3

线性电路的分析方法

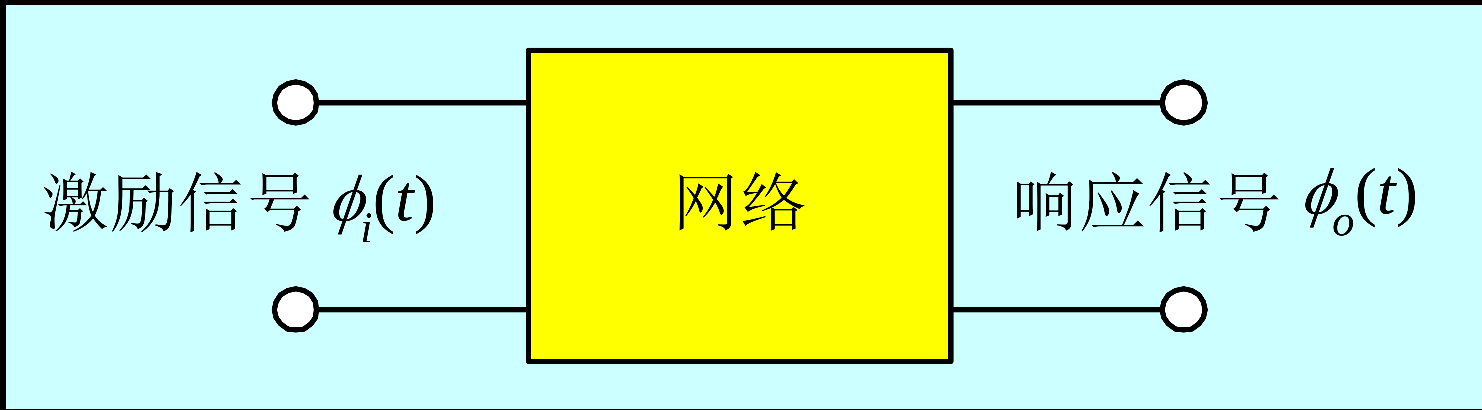
网络函数

稳态分析

瞬态分析

网络函数

- 双口网络



- 网络函数

$$H(s)=\frac{\phi_o(s)}{\phi_i(s)}$$

- 网络函数由网络结构与参数惟一确定

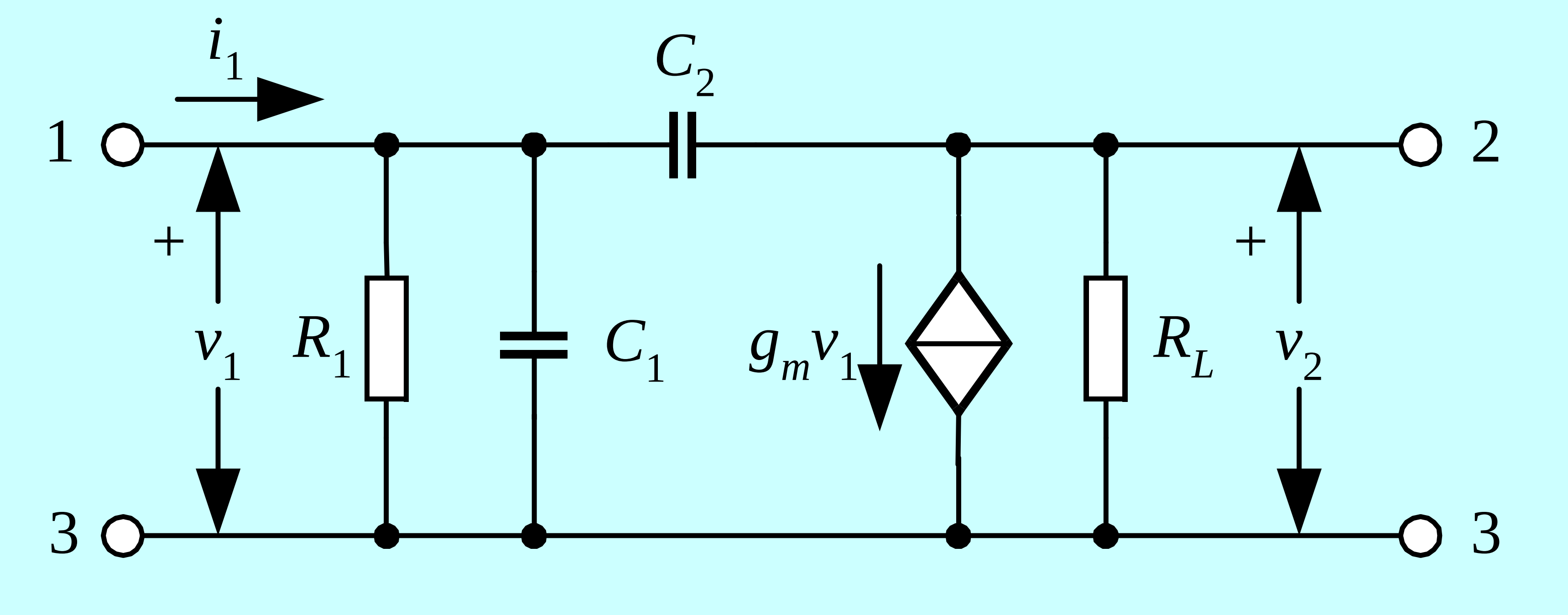
驱动点函数

- 激励信号与响应信号出现在网络的同一端口
- 输入阻抗（导纳）、输出阻抗（导纳）

- 求输入阻抗时，可以在输入端加电压，求出输入端的电流（也可以加电流求电压），则

$$r_i = v_i / i_i$$

输入阻抗的例子



$$r_i = \frac{v_1}{i_1}$$

节点电压方程组

$$\begin{cases}(\frac{1}{R_1}+sC_1+sC_2)v_1(s)-sC_2v_2(s)=i_1(s)\\(-sC_2+g_m)v_1(s)+(sC_2+\frac{1}{R_L})v_2(s)=0\end{cases}$$

$$r_i(s)=\frac{v_1(s)}{i_1(s)}=\frac{\frac{s}{C_1}+\frac{1}{R_LC_1C_2}}{s^2+\left[\frac{1}{C_1}(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_L}+g_m)+\frac{1}{R_LC_2}\right]s+\frac{1}{R_1R_LC_1C_2}}$$

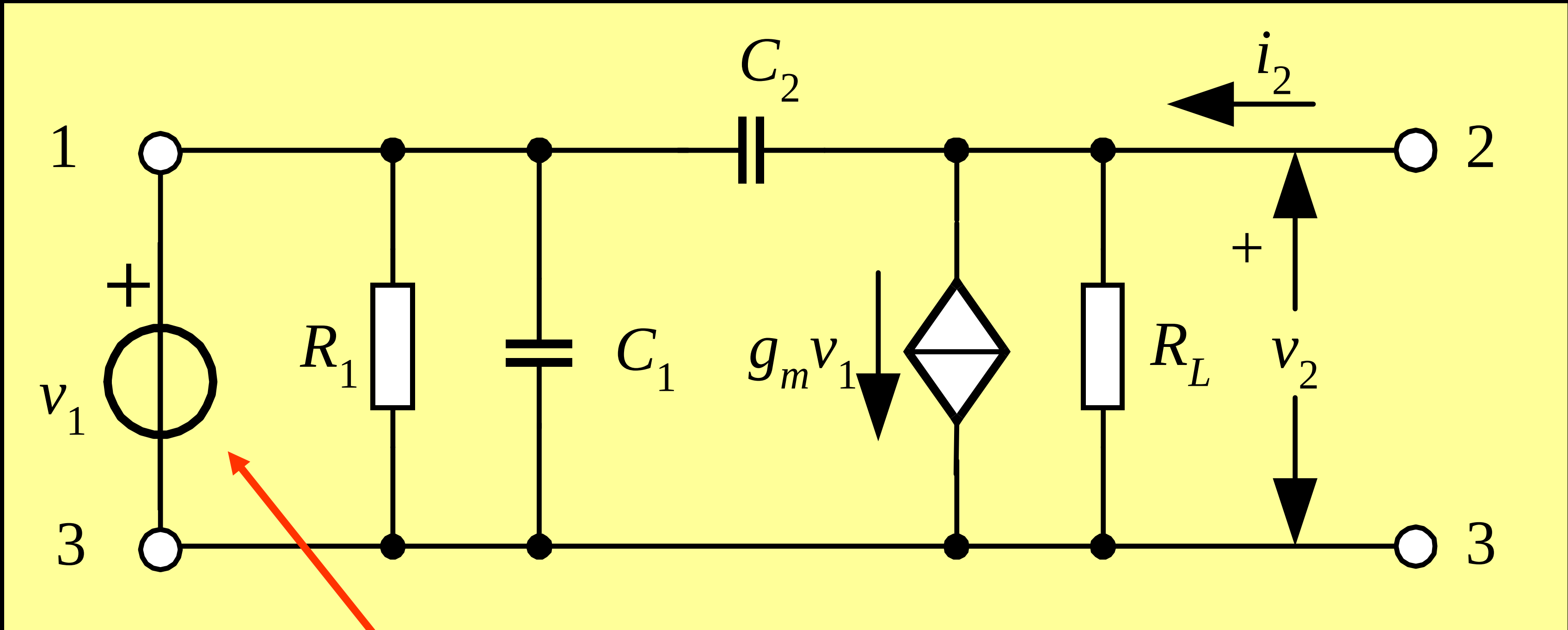
驱动点函数

- 求输出阻抗时，可以在输出端加电压，求流进输出端的电流（也可以加电流求电压），则

$$r_o = v_o / i_o$$

- 注意：当分析一个带有激励信号源的网络的输出阻抗时，要特别注意将信号源去除以后再求输出阻抗。去除的原则是：电压源短路，电流源开路，但是全部保留它们的源内阻。

输出阻抗的例子

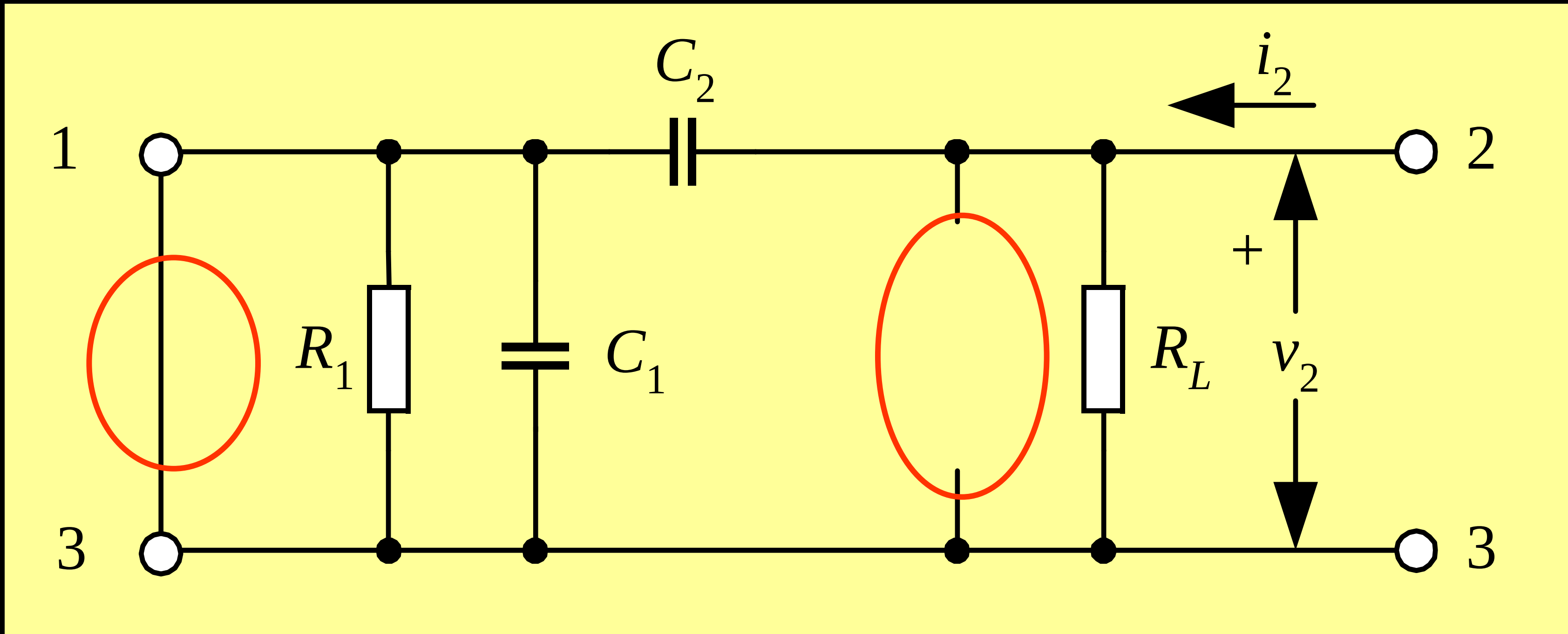


$$r_o = \frac{v_2}{i_2}$$

在计算时要将输入信号去除

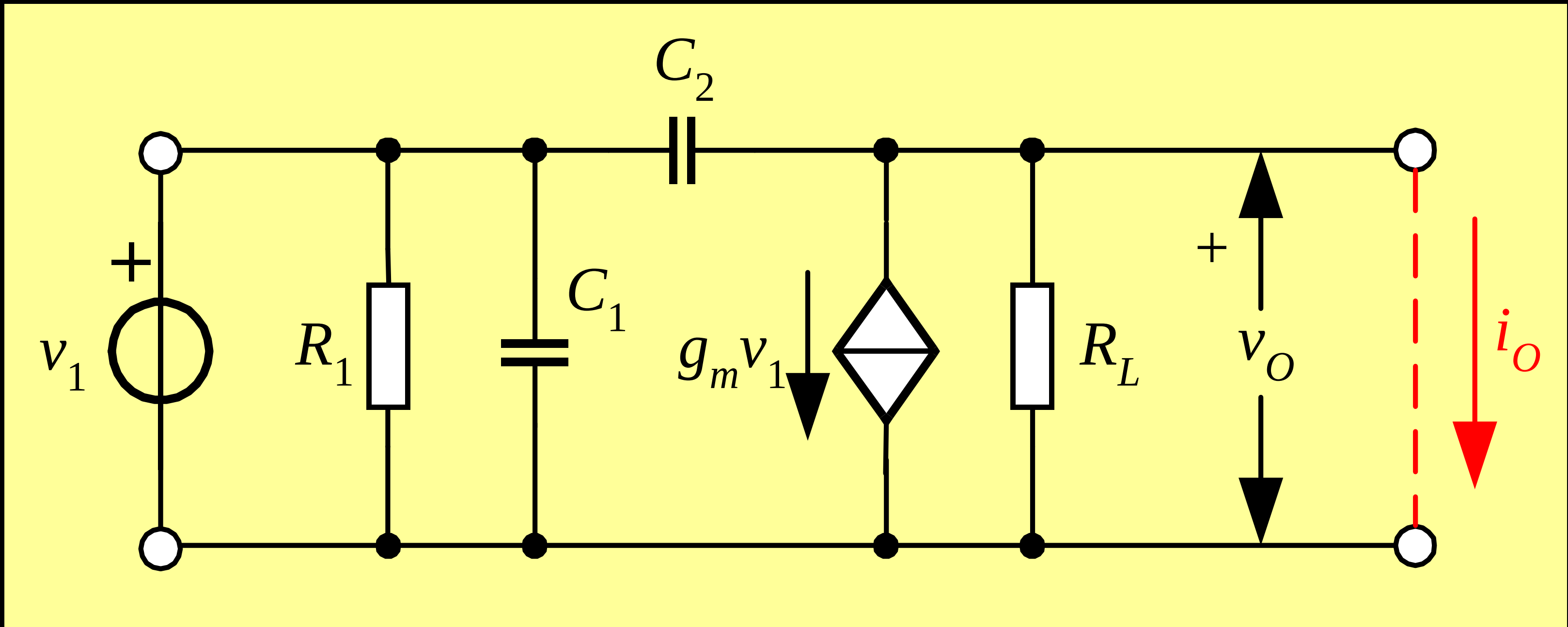
去除输入信号（电压源短路、电流源开路）后的电路

注意，由于激励没有了，相关源也同时消失



$$r_o = \frac{v_2}{i_2} = R_L // \frac{1}{sC_2} = \frac{R_L}{1 + sR_L C_2}$$

输出阻抗的另一种求解方法

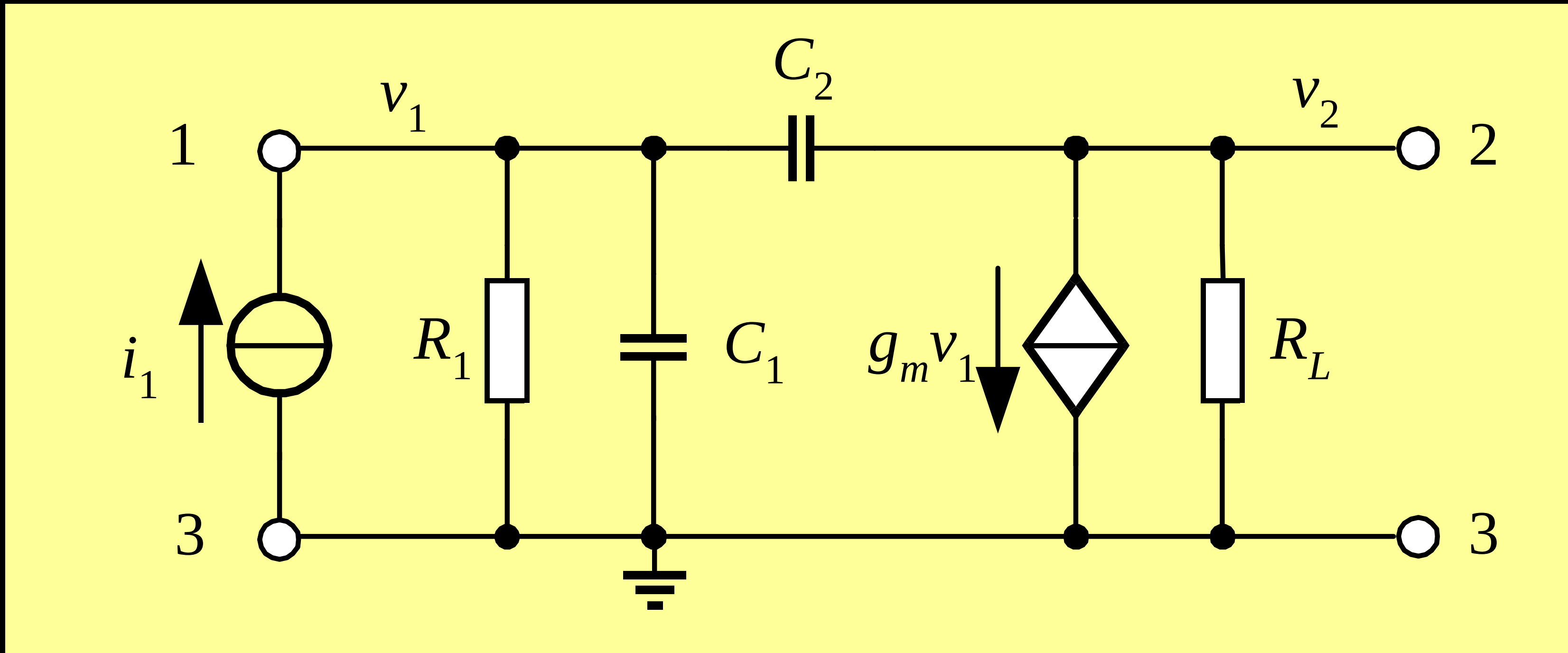


$$r_o = \frac{v_O\ (\text{开路输出电压})}{i_O\ (\text{短路输出电流})}$$

传递函数

- 激励信号与响应信号出现在网络的不同端口
- 电压放大系数 $$A_v(s) = v_o(s)/v_i(s)$$
- 跨导 $$G_m(s) = i_o(s)/v_i(s)$$
- 跨阻 $$R_m(s) = v_o(s)/i_i(s)$$
- 电流放大系数 $$A_i(s) = i_o(s)/i_i(s)$$

传递函数的例子



求传递函数：跨阻

$$R_m(s) = \frac{v_2(s)}{i_1(s)}$$

- 节点方程：

$$\begin{cases}(\frac{1}{R_1}+sC_1+sC_2)v_1(s)-sC_2v_2(s)=i_1(s)\\ -sC_2v_1(s)+(\frac{1}{R_L}+sC_2)v_2(s)=-g_mv_1(s)\end{cases}$$

- 解

$$R_m(s)=\frac{\frac{1}{C_1}(s-\frac{g_m}{C_2})}{s^2+\left[\frac{1}{C_1}(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_L}+g_m)+\frac{1}{R_LC_2}\right]s+\frac{1}{R_1R_LC_1C_2}}$$

网络函数的一般形式

$$H(s)=k\frac{s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\ldots+b_1s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_1s+a_0}$$

$$=k\frac{(s-z_1)(s-z_2)\ldots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\ldots(s-p_n)}$$

- z_1、z_2、…、z_m为网络函数$H(s)$的零点
- p_1、p_2、…、p_n为网络函数$H(s)$的极点

稳态分析

- 讨论在不同频率的正弦信号的激励下网络响应的变化情况
- 网络函数一般是频率的函数
- 线性网络在简谐信号激励下的输出仍然是简谐信号
- 随着输入信号的频率变化，输出信号与输入信号之间的幅度比和相位差会发生变化
- 幅频特性：输出信号与输入信号之间的幅度比随输入信号的频率变化而变化的规律
- 相频特性：输出信号与输入信号之间的相位差随输入信号的频率变化而变化的规律

电路的频率响应

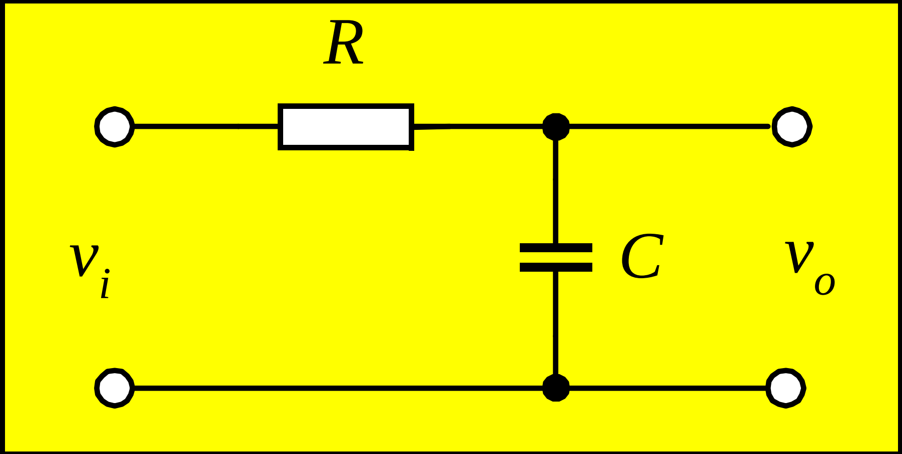
- 频率响应函数

$$H(j\omega) = k\frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)\ldots(j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\ldots(j\omega - p_n)}$$

- 与网络函数具有相同的形式
- 零点与极点决定了网络的频率特性

一阶低通网络

- 电路例子



- 电压传递函数

$$H(s)=\frac{v_o(s)}{v_i(s)}=\frac{\frac{1}{sC}}{R+\frac{1}{sC}}=\frac{1}{1+sRC}=\frac{1}{1+\frac{s}{\omega_0}}$$

一阶低通网络的频率特性

- 频率特性

$$H(j\omega)=\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_0}}$$

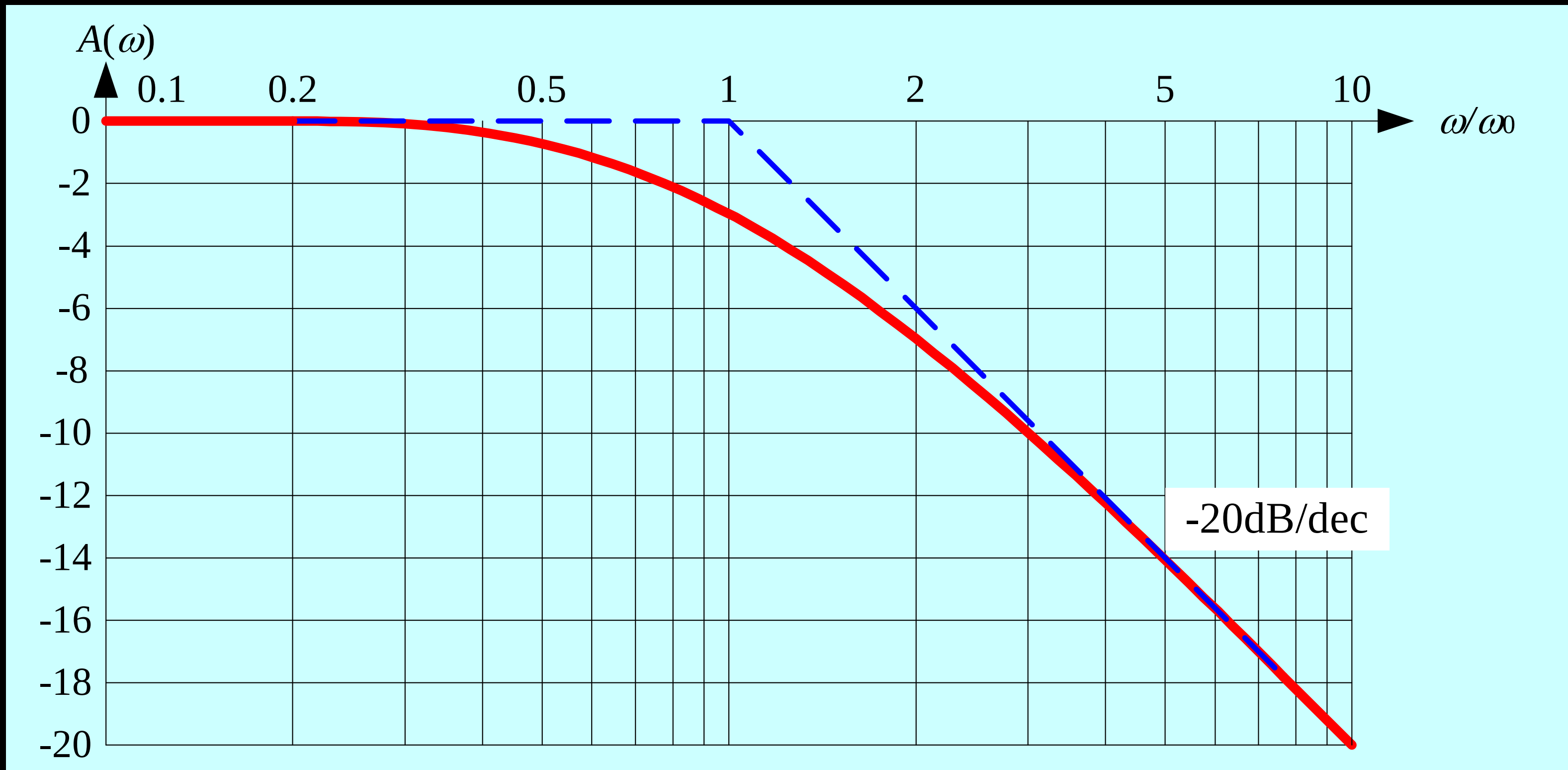
- 对数幅频特性和相频特性

$$A(\omega)=20\lg\left|H(j\omega)\right|=-10\lg\left[1+(\frac{\omega}{\omega_0})^2\right]$$

$$\varphi(\omega)=\angle H(j\omega)=-\mathrm{arctg}(\frac{\omega}{\omega_0})$$

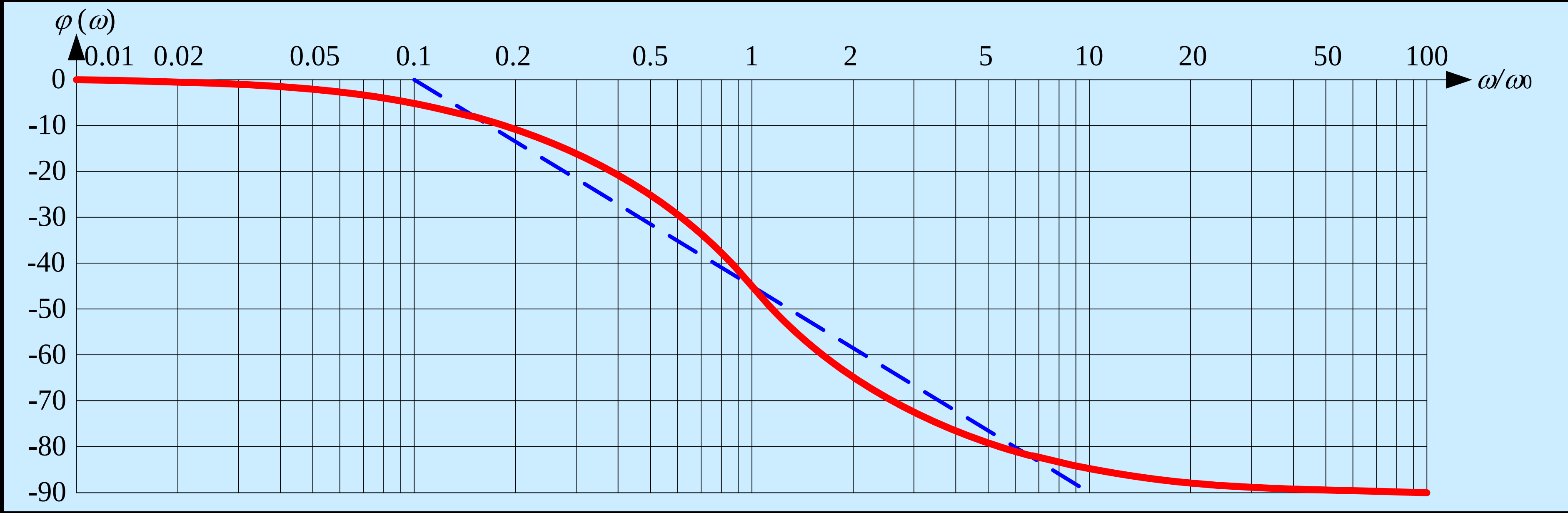
一阶低通网络的对数幅频特性

$$A(\omega)=20\lg\left|H(j\omega)\right|=-10\lg\left[1+(\frac{\omega}{\omega_0})^2\right]$$



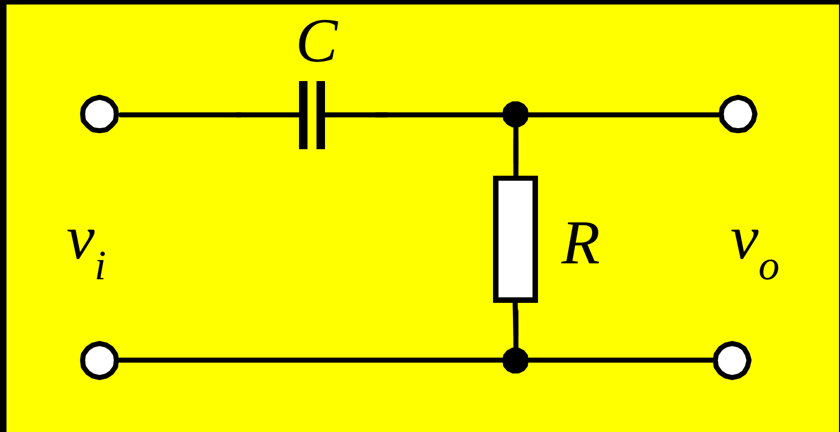
一阶低通网络的相频特性

$$\varphi(\omega) = \angle H(j\omega) = -\mathrm{arctg}(\frac{\omega}{\omega_0})$$



一阶高通网络

- 电路例子



- 电压传递函数

$$H(s)=\frac{v_o}{v_i}=\frac{R}{R+\dfrac{1}{sC}}=\frac{sRC}{1+sRC}=\frac{s/\omega_0}{1+s/\omega_0}$$

一阶高通网络的频率特性

- 频率特性

$$H(j\omega)=\frac{j\omega/\omega_0}{1+j\omega/\omega_0}$$

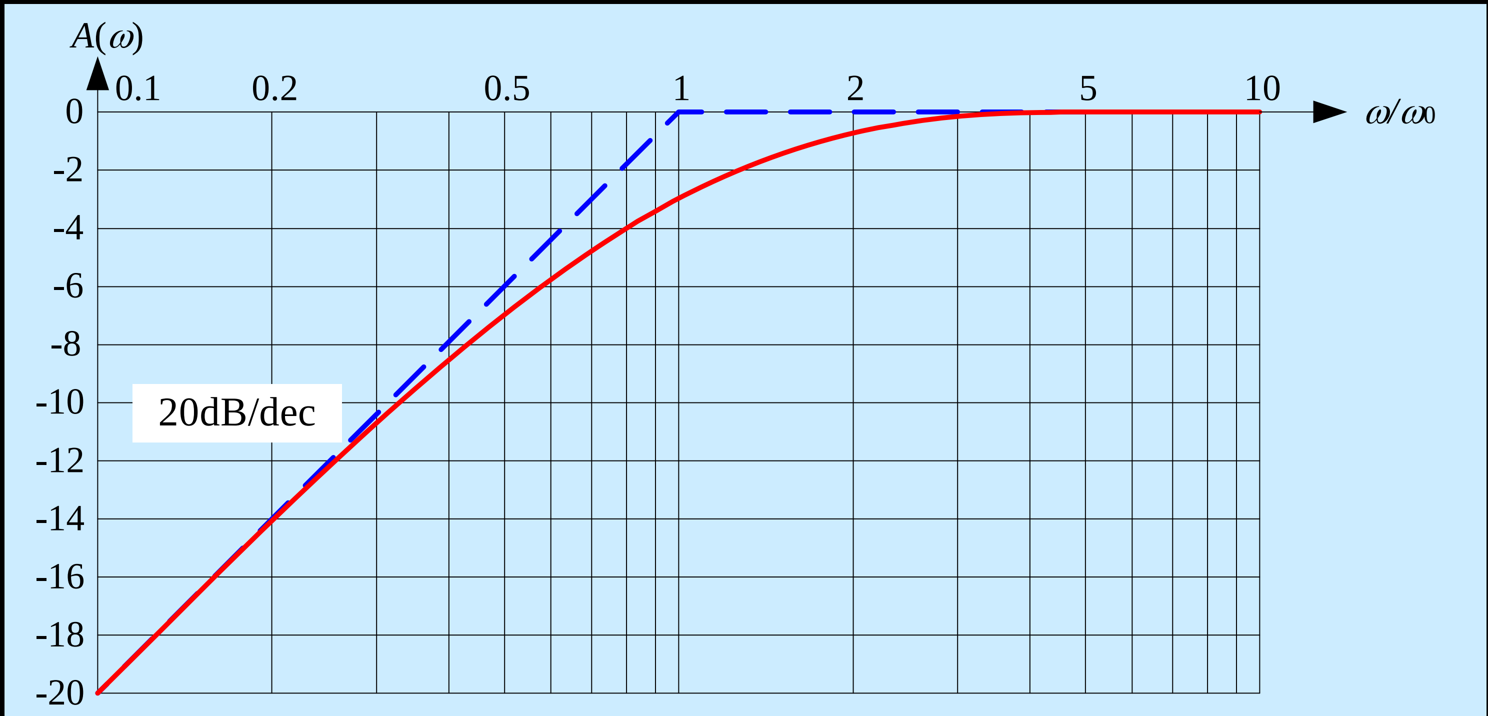
- 对数幅频特性和相频特性

$$A(\omega)=20\lg\left|H(j\omega)\right|=20\lg\frac{\omega}{\omega_0}-20\lg\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}$$

$$\varphi(\omega)=\angle H(j\omega)=\frac{\pi}{2}-\mathrm{arctg}(\frac{\omega}{\omega_0})$$

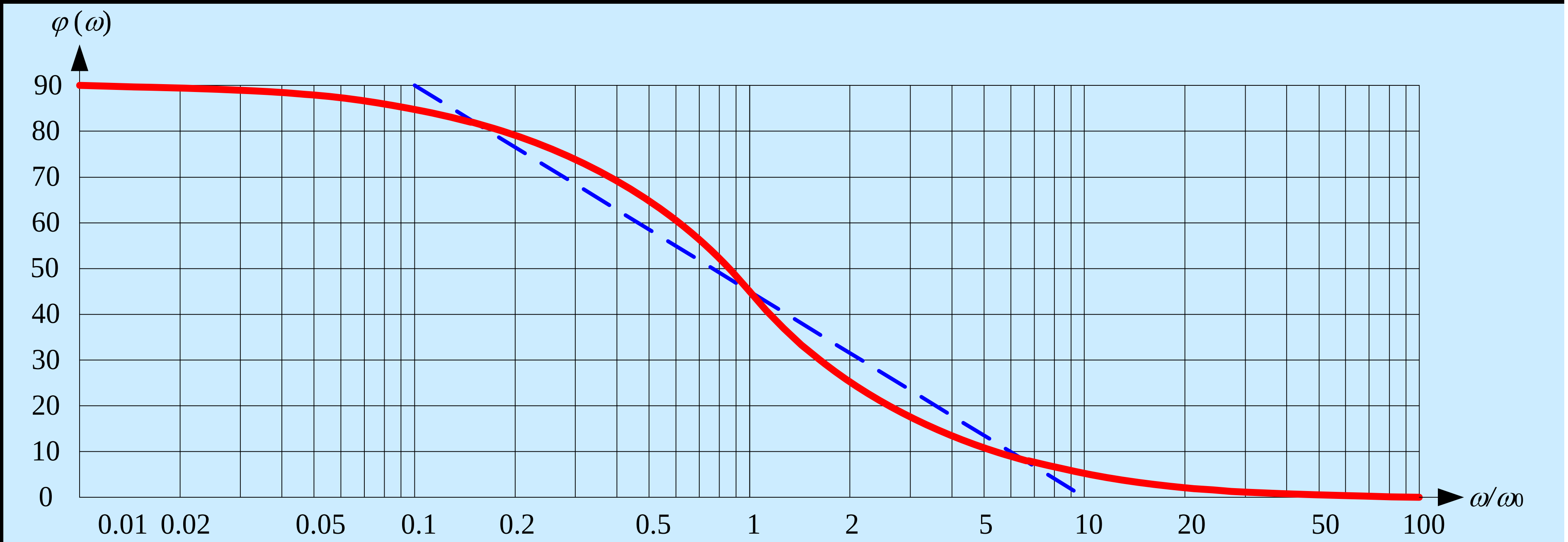
一阶高通网络的对数幅频特性

$$A(\omega) = 20\lg\left|H(j\omega)\right| = 20\lg\frac{\omega}{\omega_0} - 20\lg\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}$$



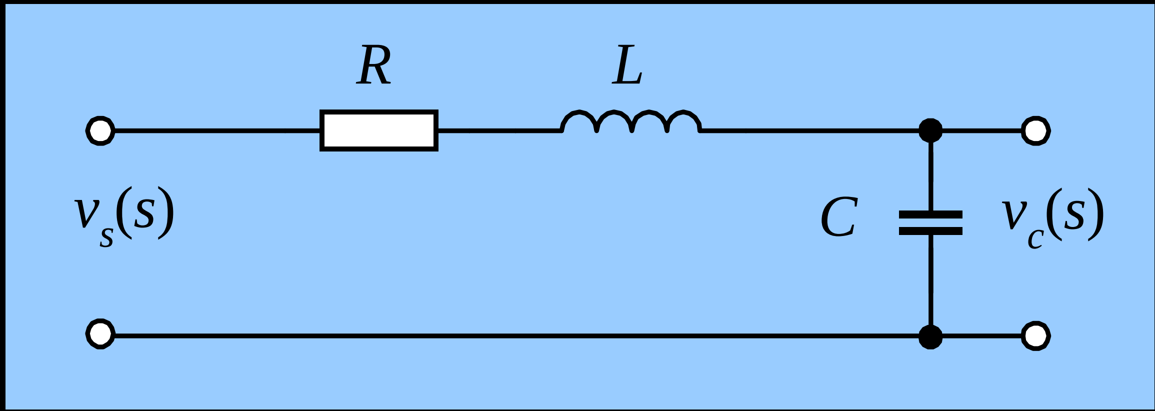
一阶高通网络的相频特性

$$\varphi(\omega) = \angle H(j\omega) = \frac{\pi}{2} - \mathrm{arctg}(\frac{\omega}{\omega_0})$$



二阶网络

- 电路



- 电压传递函数

$$H(s)=\frac{v_o}{v_i}=\frac{\frac{1}{sC}}{R+sL+\frac{1}{sC}}=\frac{\omega_0^2}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2}$$

二阶网络的频率特性

- 当阻尼因子 $\xi < 1$ 时，p_1、p_2为一对共轭复根，即电路具有一对共轭复极点。此时

$$A(\omega) = -20\lg\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

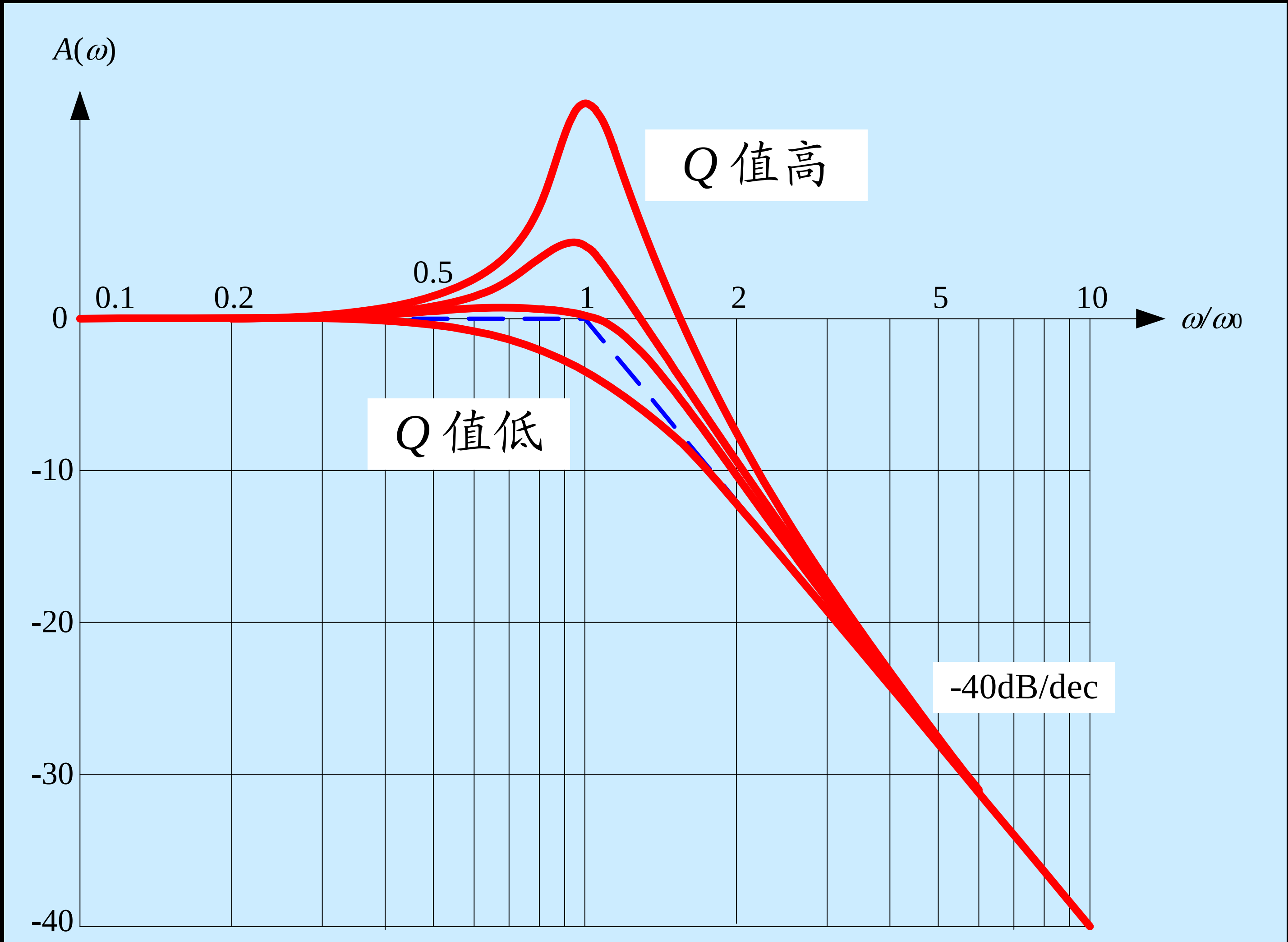
$$\varphi(\omega) = -\mathrm{arctg}\frac{2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

- 通常在电子学中，令 $Q = 1/(2\xi)$，称 Q 为电路的品质因数，此时

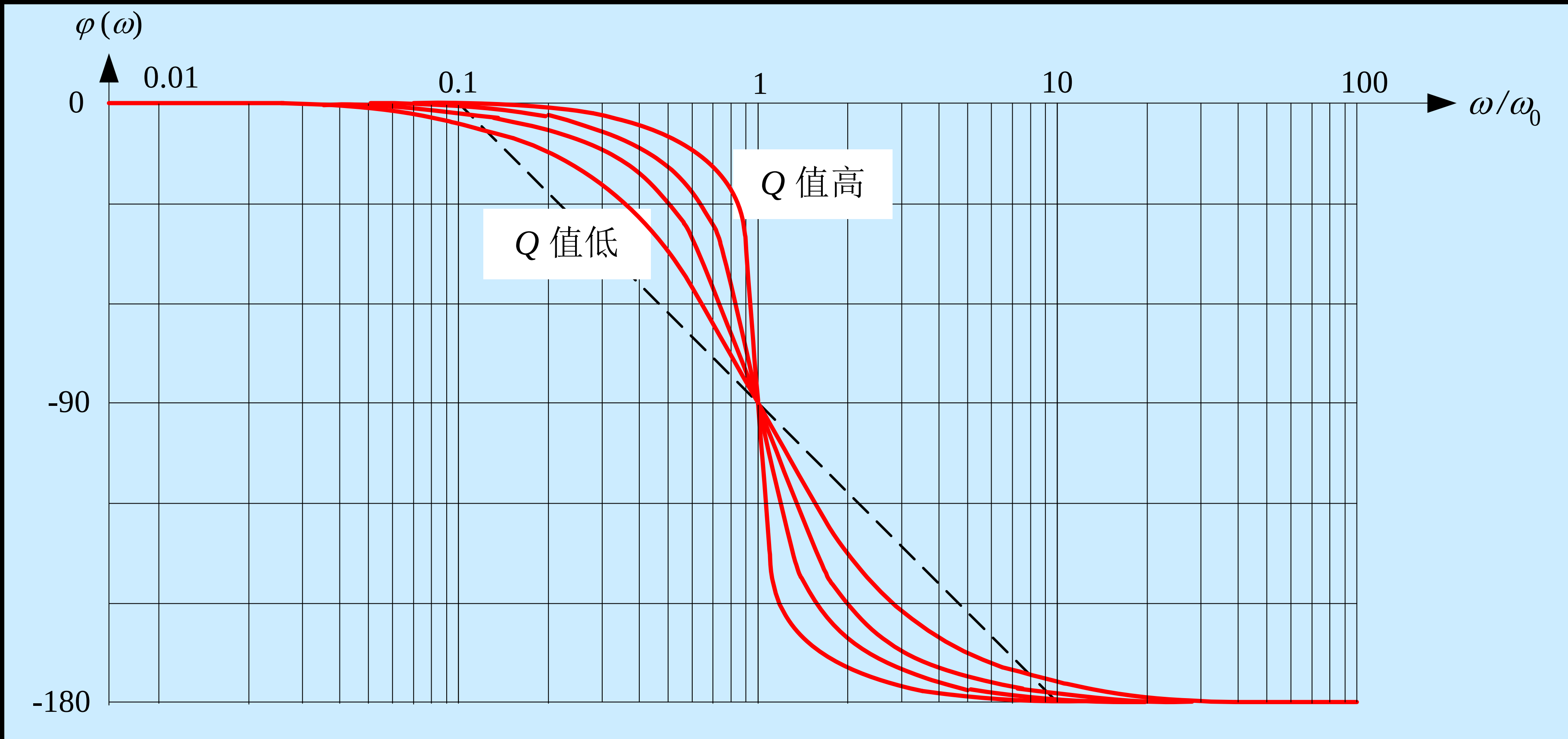
$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$A(\omega) = -20\lg\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q^2}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

二阶网络的对数幅频特性



二阶网络的相频特性



复杂网络的频率特性

- 任何一个电路的对数幅频特性可以表示成

$$A(\omega)=\underbrace{20\lg K}_{\text{直流}}+\underbrace{\sum_{i=1}^{m}20\lg N_i}_{\text{零点}}-\underbrace{\sum_{i=1}^{n}20\lg D_i}_{\text{极点}}$$

- 任何一个电路的相频特性可以表示成

$$\varphi(\omega)=\underbrace{\sum_{i=1}^{m}\alpha_i}_{\text{零点}}-\underbrace{\sum_{i=1}^{n}\beta_i}_{\text{极点}}$$

- 其中零、极点或者是实数，或者是共轭复数

复杂网络的Bode图

- 任何一个电路的总的对数幅频特性和相频特性，都可以分解成每个零、极点的特性的叠加。
- 由于线性电路的传递函数总是由实零、极点与共轭复零、极点组成，所以只要求出传递函数的零、极点，再根据一阶系统与二阶系统的讨论，就可以直接绘出复杂系统的频响曲线。

Bode图与传递函数的关系(1)

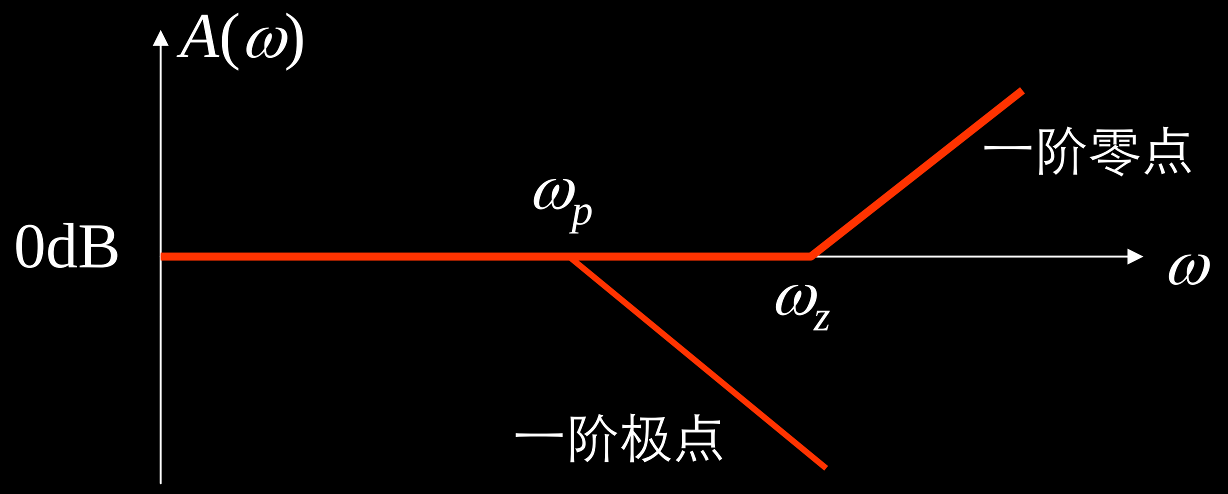
- 一阶函数标准表达式
  - 极点

$$H(s)=\frac{1}{1+\dfrac{s}{\omega_p}},\qquad \omega_p \text{ 为极点频率}$$

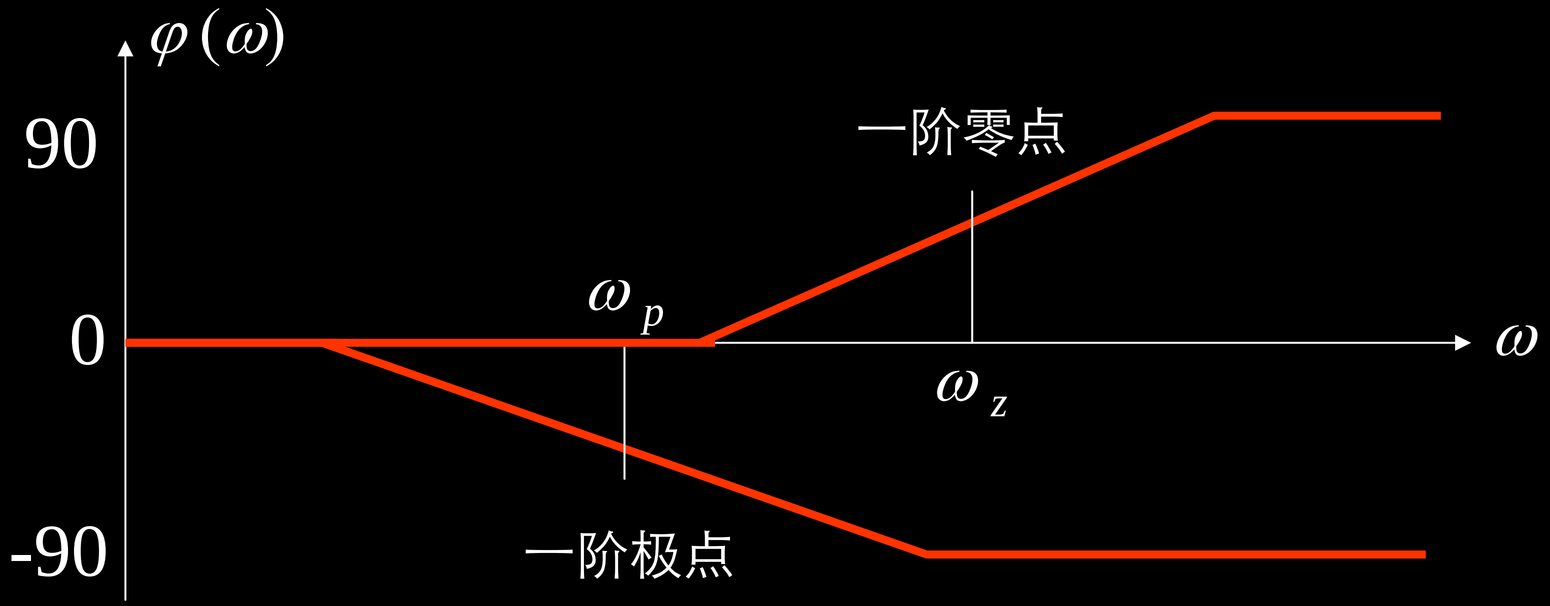
  - 零点

$$H(s)=1+\frac{s}{\omega_z},\qquad \omega_z \text{ 为零点频率}$$

- 每个一阶极点对应一个对数幅频特性图上的顺时针转折，斜率的变化为 – 20dB/dec
- 每个一阶零点对应一个对数幅频特性图上的逆时针转折，斜率的变化为 + 20dB/dec
- 下图为渐近线图，实际曲线要注意3dB修正



- 大部分情况下，每个一阶极点在相频特性图上对应一个－90°的相移，极点频率的相移为－45°
- 大部分情况下，每个一阶零点在相频特性图上对应一个＋90°的相移，零点频率的相移为＋45°
- 下图为渐近线图，实际曲线要注意修正



Bode图与传递函数的关系(2)

- 在电子电路中，常见的二阶函数只有一种，已经在前面讨论过，其标准表达式为

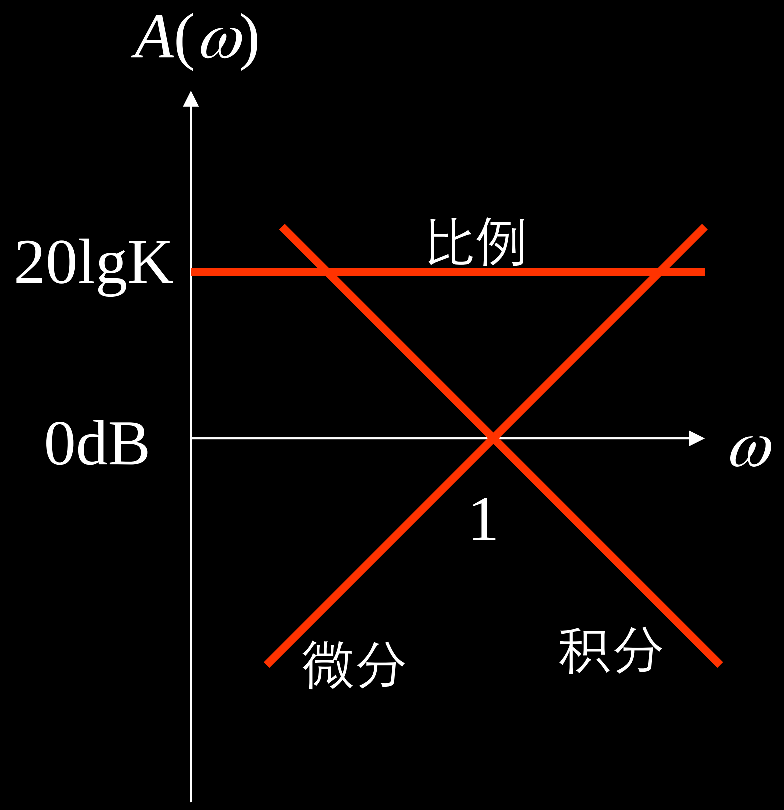
$$H(s)=\frac{\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0 s}{Q}+\omega_0^2},\qquad \frac{1}{2}<Q<\infty$$

- 对数幅频特性与相频特性也在前面讨论过，需注意其形状与阻尼因子有关

Bode图与传递函数的关系(3)

- 另外还有比例（直流增益）、积分与微分函数，其标准表达式为
  - 比例函数 $H(s)=K$
  - 积分函数 $H(s)=\dfrac{1}{s}$
  - 微分函数 $H(s)=s$

- 比例、积分与微分函数的对数幅频特性均为直线
- 比例函数为水平直线，纵坐标等于20lgK
- 积分函数以－20dB/dec斜率在ω=1点处与坐标横轴相交，相频特性－90°
- 微分函数以＋20dB/dec斜率在ω=1点处与坐标横轴相交，相频特性＋90°



复杂网络的频率特性

- 先将传递函数转换为标准形式相乘的形式
- 按照前面的讨论，画出每个标准函数的Bode图
- 将所有的Bode图叠加（即在每个频率上所有Bode图的纵坐标相加），得到最终的Bode图
- 根据Bode图，讨论网络的频率特性

复杂网络的例子

$$H(s)=k\frac{(s+\omega_2)(s+\omega_3)}{(s+\omega_4)(s^2+\frac{\omega_1 s}{Q}+\omega_1^2)},\qquad (\frac{1}{2}<\xi<\infty)$$

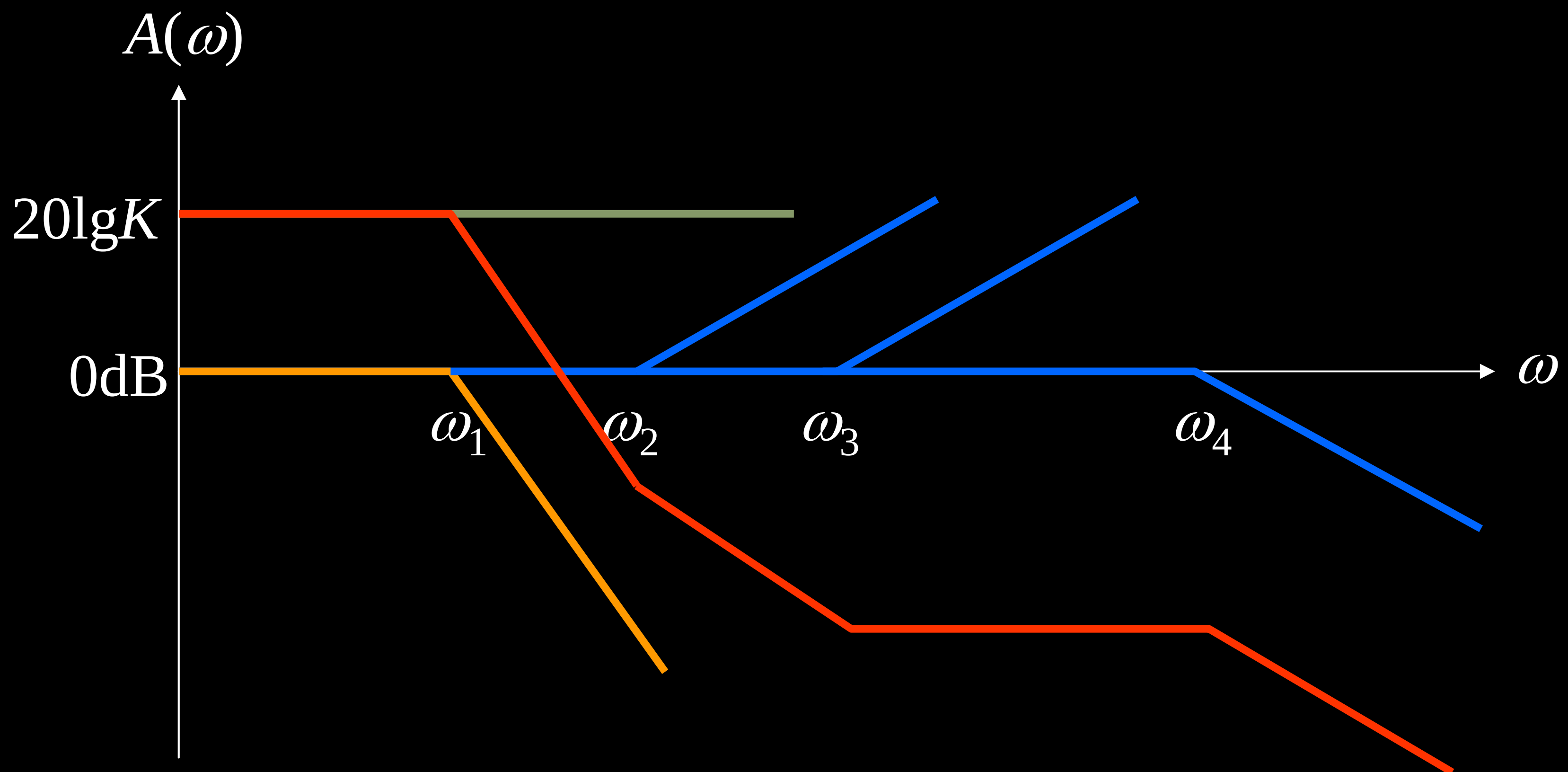
先将它转换为标准形式

$$H(s)=K\cdot(1+\frac{s}{\omega_2})(1+\frac{s}{\omega_3})\cdot\frac{1}{(1+\frac{s}{\omega_4})}\cdot\frac{\omega_1^{\,2}}{(s^2+\frac{\omega_1 s}{Q}+\omega_1^2)}$$

其中　$K=k\cdot\dfrac{\omega_2\omega_3}{\omega_1^{\,2}\omega_4}$

$$H(s)=K\cdot(1+\frac{s}{\omega_2})(1+\frac{s}{\omega_3})\cdot\frac{1}{(1+\frac{s}{\omega_4})}\cdot\frac{\omega_1^{\ 2}}{(s^2+\frac{\omega_1 s}{Q}+\omega_1^2)}$$

直流　一阶网络　二阶网络



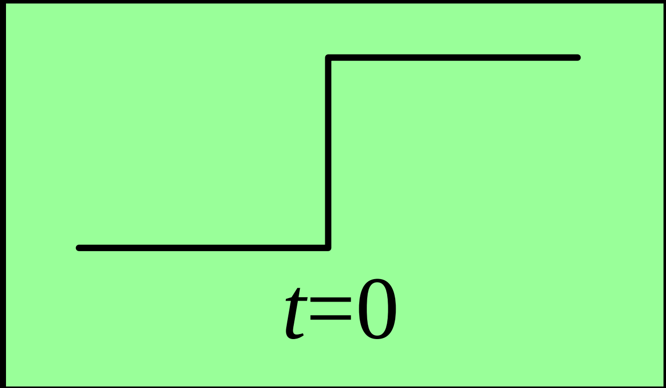
瞬态分析

- 时域分析
- 在时域求解网络函数。常常采用拉普拉斯变换求解
- 可以讨论电路在输入信号变化的瞬间的输出变化情况
- 通常采用非正弦信号作为电路的激励信号

阶跃响应

- 阶跃函数

$$v_s(t)=\begin{cases}0 & t<0\\ v_s & t\geq 0\end{cases}$$



- 拉普拉斯变换以后，阶跃函数的象函数

$$v_s(s)=\frac{v_s}{s}$$

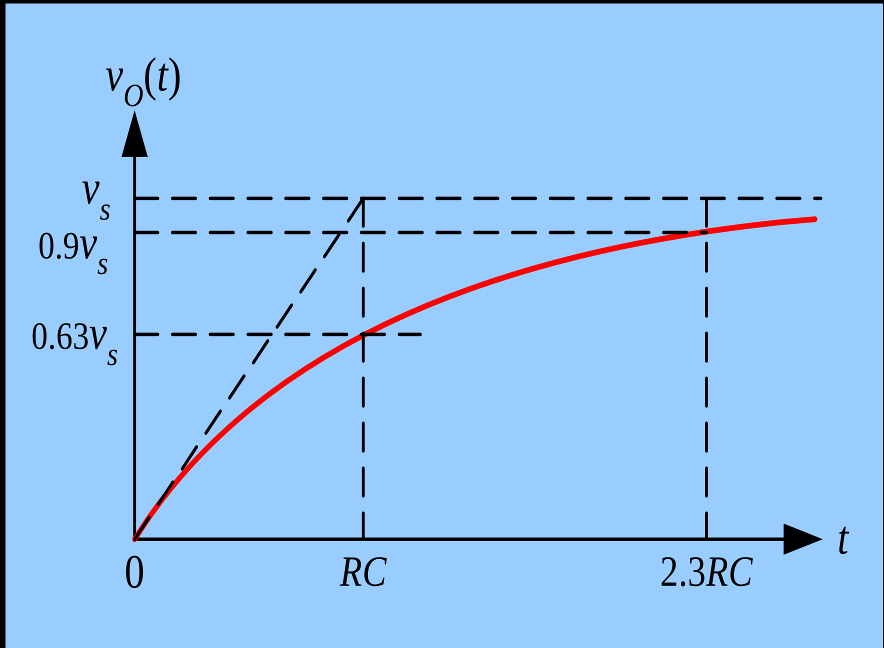
一阶低通网络的阶跃响应

$$v_o(s) = H(s)v_s(s) = \frac{1}{1+sRC} \cdot \frac{v_s}{s}$$

$$= v_s\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s+\frac{1}{RC}}\right)$$

- 拉普拉斯反变换后

$$v_o(t) = v_s(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

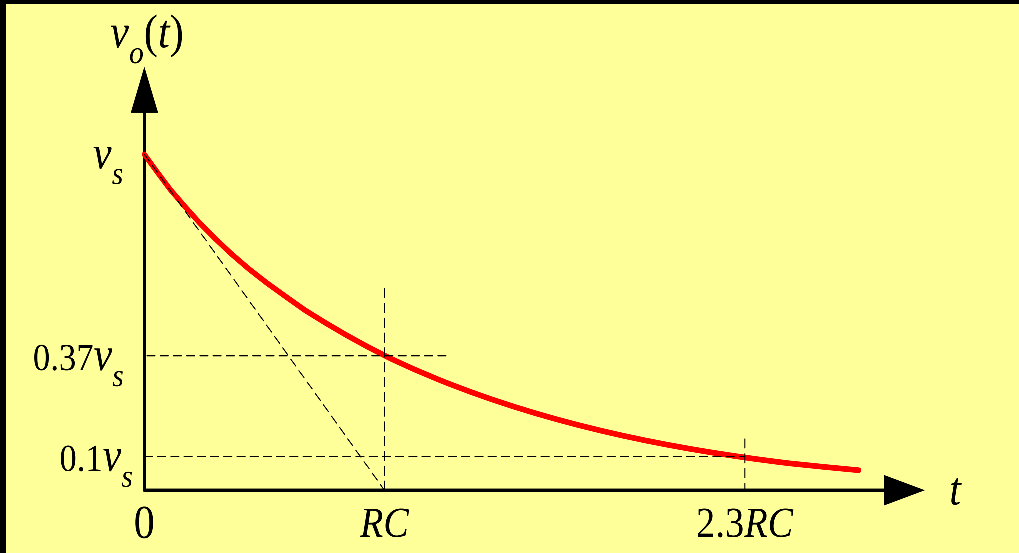


一阶高通网络的阶跃响应

$$v_o(s) = H(s)v_s(s) = \frac{sRC}{1+sRC}\cdot\frac{v_s}{s} = v_s\cdot\frac{1}{s+\dfrac{1}{RC}}$$

- 拉普拉斯反变换后

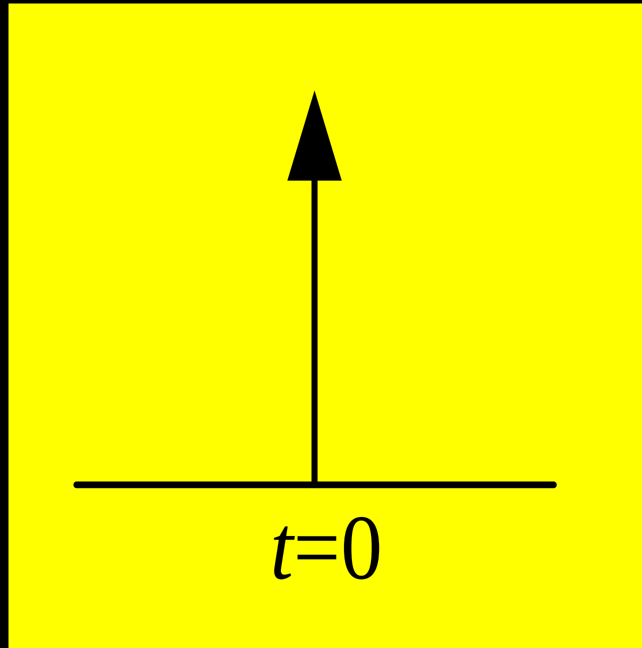
$$v_o(t) = v_s e^{-\frac{t}{RC}}$$



冲击响应

- 冲击函数

$$v_s(t)=\delta(t)=\begin{cases}0 & t\neq 0\\ \infty & t=0\end{cases}$$



- 拉普拉斯变换以后，冲击函数的象函数

$$v_s(s)=1$$

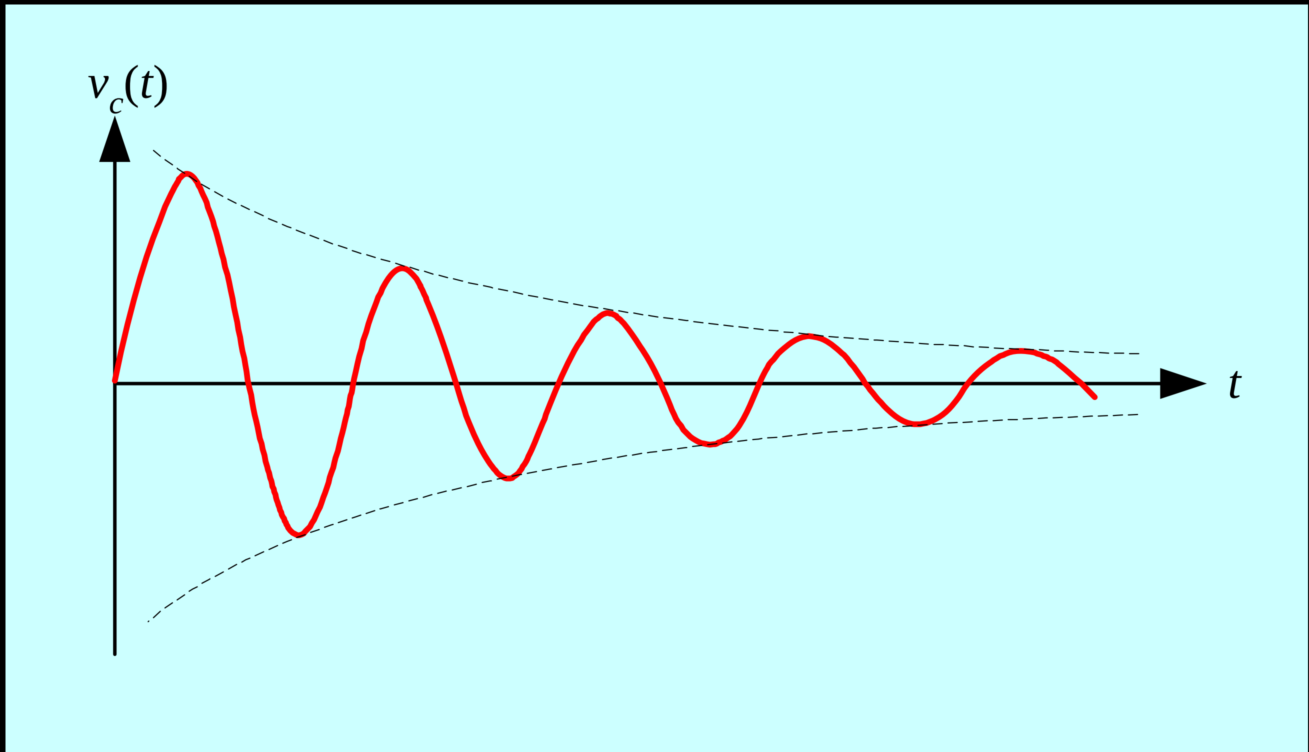
二阶网络的冲击响应

$$v_c(s)=\frac{\frac{1}{LC}}{s^2+\frac{R}{L}s+\frac{1}{LC}}=\frac{\omega_0^2}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2}$$

- 拉普拉斯反变换后 (满足 $0<\xi<1$ 条件)

$$v_c(t)=\frac{\omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}}e^{-\xi\omega_0 t}\sin(\omega_0\sqrt{1-\xi^2}\,t)$$

二阶网络的冲击响应波形



注：满足 $0 < \xi < 1$ 条件

第1章结束