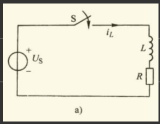
概述



a)

$$KVL: L\frac{di(t)}{dt}+Ri(t)=u_S(t)$$

激励：外界对电路的输入

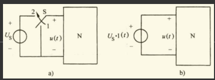
响应：电路在激励作用下产生

阶跃函数和冲激函数

单位阶跃函数

$$1(t)=\begin{cases}0, & t<0\\1, & t>0\end{cases}$$

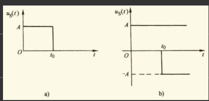
开关函数 $K\cdot 1(t)$



a) b)

延时的单位阶跃函数 $1(t-t_0)$ 定义为 $1(t-t_0)=\begin{cases}0 & t<t_0\\1 & t>t_0\end{cases}$

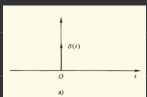
利用阶跃函数和延时阶跃函数，可以表示矩形脉冲函数 $u_S(t)=A\cdot 1(t)-A\cdot 1(t-t_0)$



a) b)

单位冲激函数

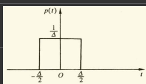
$$\delta(t)=\begin{cases}0 & t\neq 0\\\infty & t=0\\\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)\,dt=1\end{cases}$$



a)

先来看单位脉冲函数 $p(t)$

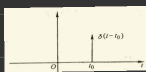
$$p(t)=\begin{cases}\frac{1}{\Delta} & |t|<\frac{\Delta}{2}\\0 & |t|>\frac{\Delta}{2}\end{cases}$$



宽度Δ，高度$\frac{1}{\Delta}$，面积为1

当$\Delta\to 0$，脉冲 → 单位冲激

延时的单位冲激函数 $\delta(t-t_0)$ 定义为 $\delta(t-t_0)=\begin{cases}0 & t\neq t_0\\\infty & t=t_0\\\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-t_0)\,dt=1\end{cases}$



冲激函数 $\delta(t)$ 的筛分性质：

$$f(t)\cdot\delta(t)=f(0)\cdot\delta(t)$$

因此

$$\int_{-\infty}^{+\infty}f(t)\cdot\delta(t)\,dt=\int_{-\infty}^{+\infty}f(0)\cdot\delta(t)\,dt=f(0)$$

将冲激函数出现时刻的函数值通过积分运算筛选分离出来的性质

单位冲激函数是单位阶跃函数的导数，即 $\delta(t)=\frac{d1(t)}{dt}$

单位阶跃函数是单位冲激函数的积分，即 $\int_{-\infty}^{t}\delta(t)dt=\begin{cases}0 & t<0\\ 1 & t>0\end{cases}=1(t)$

换路定则和初始条件

换路定则

电路的结构、参数突然改变或激励的突然变化

换路定则1：i_C为有限值时，电容上电荷q_C和电压u_C在换路瞬间保持连续

在电容上，电荷 q_C、电压 u_C 可表示为电流 i_C 的积分，即

$$\left.\begin{aligned}q_C(t)&=q_C(t_0)+\int_{t_0}^{t}i_C(\xi)d\xi\\ u_C(t)&=u_C(t_0)+\frac{1}{C}\int_{t_0}^{t}i_C(\xi)d\xi\end{aligned}\right\}$$

令式中 $t_0=0_-$，$t=0_+$，则有

$$\left.\begin{aligned}q_C(0_+)&=q_C(0_-)+\int_{0_-}^{0_+}i_C(\xi)d\xi\\ u_C(0_+)&=u_C(0_-)+\frac{1}{C}\int_{0_-}^{0_+}i_C(\xi)d\xi\end{aligned}\right\}$$

当电容电流 i_C 为有限值时，从 $0_-\to0_+$ 积分项为零，故有

$$\left.\begin{aligned}q_C(0_+)&=q_C(0_-)\\ u_C(0_+)&=u_C(0_-)\end{aligned}\right\}$$

换路定则2：u_L为有限值时，电感中的磁链Ψ_L和电流i_L在换路瞬间保持连续

在电感中，磁链 Ψ_L、电流 i_L 可表示为电压 u_L 的积分，即

$$\left.\begin{aligned}\Psi_L(t)&=\Psi_L(t_0)+\int_{t_0}^{t}u_L(\xi)d\xi\\ i_L(t)&=i_L(t_0)+\frac{1}{L}\int_{t_0}^{t}u_L(\xi)d\xi\end{aligned}\right\}$$

令式中 $t_0=0_-$，$t=0_+$，则有

$$\left.\begin{aligned}\Psi_L(0_+)&=\Psi_L(0_-)+\int_{0_-}^{0_+}u_L(\xi)d\xi\\ i_L(0_+)&=i_L(0_-)+\frac{1}{L}\int_{0_-}^{0_+}u_L(\xi)d\xi\end{aligned}\right\}$$

当电感两端电压 u_L 为有限值时，积分项为零，故而有

$$\left.\begin{aligned}\Psi_L(0_+)&=\Psi_L(0_-)\\ i_L(0_+)&=i_L(0_-)\end{aligned}\right\}$$

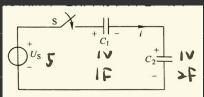
也可用电磁能量一般不能突变来说明

初始条件的确定

以电压为$u_C(0_+)$的电压源替代电容，电流为$i_L(0_+)$的电流源替代电感，从而得$t=0_+$时刻的等效的电阻电路

换路前后，瞬间u_C和i_L连续，但它们的导数不连续

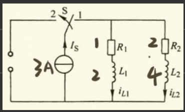
若换路后，电路中存在由电压源、电容组成的回路或纯电容回路时，换路定则不再适用，各电容电压可能会跳变，此时电容电流不再是有限值。

eg. 

$C_2u_{C2}(0_+)-C_1u_{C1}(0_+)=C_2u_{C2}(0_-)-C_1u_{C1}(0_-)$ 电荷守恒

若换路后，电路中存在由电流源和电感组成的割集或纯电感割集时，换路定则不再适用，各电感电流可能要发生跳变，此时电感电压不再是有限值

eg.



$L_2 i_{L2}(0_+) - L_1 i_{L1}(0_+) = L_2 i_{L2}(0_-) - L_1 i_{L1}(0_-)$ 磁链守恒

小结

① 通常情况下，$u_C(0_+)=u_C(0_-)$，$i_L(0_+)=i_L(0_-)$

② 电压源与电容组成回路或纯电容回路，电流源与电感组成的割集或纯电感割集，u_C 和 i_L 发生强迫突变

③ 强迫跳变时，节点上电荷守恒，即 $\sum_{节点} q(0_+) = \sum_{节点} q(0_-)$ 或 $\sum_{节点} Cu_C(0_+) = \sum_{节点} Cu_C(0_-)$

(节点连接电容正极板时，电荷取正)

回路中磁链守恒，即 $\sum \psi(0_+) = \sum \psi(0_-)$ 或 $\sum L i_L(0_+) = \sum L i_L(0_-)$

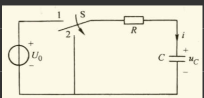
(电感电流方向与回路方向一致时，磁链取正)

一阶电路的零输入响应

仅含一个独立储能元件　　无激励，仅由储能元件的初始储能引起的响应

RC电路的零输入响应

可做成简易延时电路



$u_C(0_-)=U_0$

S切换至2后，由KVL得 $Ri+u_C=0$　$i=C\frac{du_C}{dt}$

$RC\frac{du_C}{dt}+u_C=0$　一阶齐次微分方程

特征方程 $RCs+1=0$

$s=-\frac{1}{RC}$

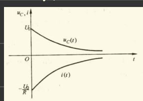
与激励无关——自由响应/暂态响应

$\therefore u_C(t)=Ae^{st}=Ae^{-\frac{t}{RC}}$

由 $u_C(0_+)=u_C(0_-)=U_0$，得 $u_C(0_+)=A=U_0$

$\therefore u_C(t)=U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$

$i(t)=C\frac{du_C}{dt}=-\frac{U_0}{R}e^{-\frac{t}{RC}}$

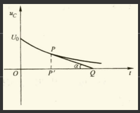


表示实际的电容放电电流方向与假设参考方向相反

令 $\tau=RC$，具时间的量纲，τ 越大，过渡过程维持时间越长，进行得越慢

t经过 $3\tau\sim5\tau$ 后，通常认为过渡过程基本结束

时间常数τ的图解法



$$P'Q=\frac{PP'}{\tan\alpha}=\frac{u_C}{-\frac{du_C}{dt}}=\frac{U_0e^{-\frac{t}{\tau}}}{\frac{1}{\tau}U_0e^{-\frac{t}{\tau}}}=\tau$$

τ的大小取决于电路结构和参数，而与激励无关。RC串联电路的 $\tau=RC$

当R一定、C愈大，则C上储存的初始能量 $\frac{1}{2}CU_0^2$ 越大，放电时间愈长；

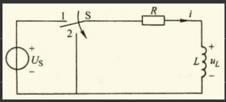
当C一定、R愈大，则放电电流愈小，放电时间愈长

整个过渡过程中，电阻消耗总能量为 $\int_0^\infty Ri^2dt=\int_0^\infty R\left(-\frac{U_0}{R}e^{-\frac{t}{RC}}\right)^2dt=\frac{U_0^2}{R}\int_0^\infty e^{-\frac{2t}{RC}}dt=\frac{1}{2}CU_0^2$

时间常数τ的等效法计算

去掉独立电源（电压源短路、电流源开路

RL电路的零输入响应



$i(0_-)=\frac{U_s}{R}$

S切换至2后，由KVL得 $L\frac{di}{dt}+Ri=0$

特征方程 $sL+R=0$　　一阶齐次

$s=-\frac{R}{L}$

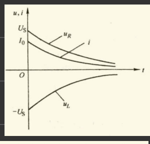
$i=Ae^{st}=Ae^{-\frac{R}{L}t}$

由换路定则 $i(0_+)=i(0_-)=\frac{U_s}{R}=I_0=A$

$i(t)=I_0e^{-\frac{R}{L}t}=\frac{U_s}{R}e^{-\frac{R}{L}t}$

$u_R(t)=Ri(t)=U_se^{-\frac{R}{L}t}$

$u_L(t)=L\frac{di}{dt}=-U_se^{-\frac{R}{L}t}$



令 $\tau=\frac{L}{R}$，同样是具有时间的量纲.

过渡过程进展的快慢。在 RL 电路中，时间常数 τ 与 L 成正比，与 R 成反比。当 R 一定时，L 愈大，电感中储存的初始能量愈大，放电时间愈长；当 L 一定时，R 越大，电阻 R 消耗的功率 Ri^2 愈大，磁场能转化为热能的速率愈大，放电时间愈短，时间常数愈小。

整个过渡过程中，电阻消耗总能量为 $\int_0^{\infty}Ri^2dt=\int_0^{\infty}R(I_0e^{-\frac{R}{L}t})^2dt=\frac{1}{2}LI_0^2$

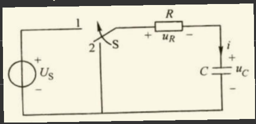
从RC和RL电路的零输入响应可以看出，零输入响应的大小与其对应的初始值成正比。如 $i(t)=I_0e^{-\frac{R}{L}t}=\frac{U_s}{R}e^{-\frac{R}{L}t}$　　$u_C(t)=U_0e^{-\frac{t}{RC}}$

一阶电路的零状态响应

储能元件无初始储能，外加激励在电路中产生的响应

直流激励下的零状态响应

RC串联电路



$S \to 1$ $RC\frac{du_c}{dt}+u_c=U_s$

特解 $u_{cp}(t)=U_s$

齐次通解 $u_{ch}(t)=Ae^{-\frac{t}{RC}}=Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

全解 $u_c(t)=u_{cp}(t)+u_{ch}(t)=U_s+Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

根据换路定则 $u_c(0_+)=u_c(0_-)=0$

强制响应/稳态响应

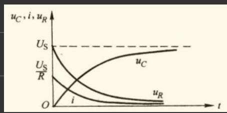
$\therefore u_c(0_+)=U_s+A$

$\therefore A=-U_s$

最终求得 $u_c(t)=U_s(1-e^{-\frac{t}{\tau}})$

$i(t)=C\frac{du_c}{dt}=\frac{U_s}{R}e^{-\frac{t}{\tau}}$

$u_R(t)=Ri(t)=U_se^{-\frac{t}{\tau}}$



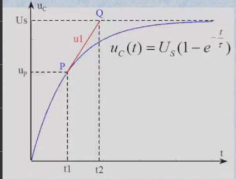
相当于电压源对电容充电

(a) $u_c(t)=U_s(1-e^{-\frac{t}{\tau}})$ 与激励成正比

(b) 充电过程中耗能 $\begin{cases} W_R=\int_0^\infty i_c^2(t)R\,dt=\frac{1}{2}CU_s^2 \\ W_C=\frac{1}{2}CU_s^2 \end{cases}$ 充电过程中有一半能量消耗在电阻

时间常数τ的图解法

$u_1=k(t-t_1)+u_P$



$$k=\frac{du_C}{dt}\Big|_P=\left[\frac{d}{dt}U_S(1-e^{-\frac{t}{\tau}})\right]_{t=t_1}=\frac{U_S}{\tau}e^{-\frac{t_1}{\tau}}$$

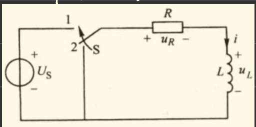
$$u_P=U_S(1-e^{-\frac{t_1}{\tau}})$$

$$u_1=\frac{U_S}{\tau}e^{-\frac{t_1}{\tau}}(t-t_1)+U_S(1-e^{-\frac{t_1}{\tau}})$$

$$u_1(t_2)=U_S=\frac{U_S}{\tau}e^{-\frac{t_1}{\tau}}(t_2-t_1)+U_S(1-e^{-\frac{t_1}{\tau}}) \Rightarrow \tau=t_2-t_1$$

注意：换路前后的τ可能不一样

● RL串联电路



$S \to 1$

$$L\frac{di}{dt} + Ri = U_s$$

特解 $i(\infty) = \frac{U_s}{U_R} = i_p(t)$

通解 $i_h(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

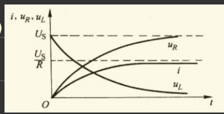
全解 $i(t) = i_p(t) + i_h(t) = \frac{U_s}{R} + Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

根据换路定则 $i(0_+) = i(0_-) = 0$

$i(0_+) = \frac{U_s}{R} + A$

$\therefore A = -\frac{U_s}{R}$

$\therefore i(t) = \frac{U_s}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = \frac{U_s}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t})$

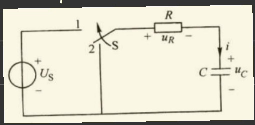


$u_R(t) = Ri(t) = U_s(1 - e^{-\frac{R}{L}t})$

$u_L(t) = L\frac{di}{dt} = U_s e^{-\frac{R}{L}t}$

正弦交流激励下的零状态响应

● RC串联电路（以 $u_s(t) = \sqrt{2}U\sin(wt + \psi_u)$ 为例）



$$RC\frac{du_c}{dt} + u_c = u_s(t) = \sqrt{2}U\sin(wt + \psi_u)$$

$$u_c(t) = \underbrace{u_{cp}(t)}_{稳态分量} + \underbrace{u_{ch}(t)}_{暂态分量}$$

稳态分量可利用相量计算

$$\dot{I}\left(R - j\frac{1}{\omega C}\right) = \dot{U}$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R - j\frac{1}{\omega C}} = \frac{U\angle\psi_u}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}\angle\psi} = \frac{U}{z}\angle\psi_u - \varphi$$

式中

$$\varphi = \arctan\left(-\frac{1}{\omega CR}\right) \qquad z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

$$\dot{U}_{C_p} = \dot{I}\left(-j\frac{1}{\omega C}\right) = \frac{U}{z\omega C}\angle\psi_u - \varphi - 90°$$

$$u_{C_p}(t) = \frac{\sqrt{2}U}{z\omega C}\sin(\omega t + \psi_u - \varphi - 90°)$$

暂态分量仍为 $Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

$\therefore$ 全解为 $u_c(t) = \frac{\sqrt{2}U}{zwC}\sin(wt + \psi_u - \varphi - 90°) + Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

根据换路定则 $u_c(0_+) = u_c(0_-) = 0$

$\therefore u_c(0_+) = \frac{\sqrt{2}U}{zwC}\sin(\psi_u - \varphi - 90°) + A = 0$

确定积分常数 $A = -\frac{\sqrt{2}U}{zwC}\sin(\psi_u - \varphi - 90°)$

最终得到

$$u_C(t) = \frac{\sqrt{2}U}{z\omega C}\sin(\omega t + \psi_u - \varphi - 90°) - \frac{\sqrt{2}U}{z\omega C}\sin(\psi_u - \varphi - 90°)\mathrm{e}^{-\frac{t}{RC}}$$

$$i(t) = C\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} = \frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\omega t + \psi_u - \varphi) + \frac{\sqrt{2}U}{z\omega CR}\sin(\psi_u - \varphi - 90°)\mathrm{e}^{-\frac{t}{RC}}$$

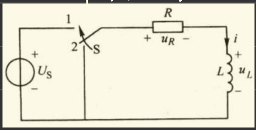
$$u_R(t) = Ri(t) = \frac{\sqrt{2}RU}{z}\sin(\omega t + \psi_u - \varphi) + \frac{\sqrt{2}U}{z\omega C}\sin(\psi_u - \varphi - 90°)\mathrm{e}^{-\frac{t}{RC}}$$

当$\psi_u=\varphi$或$\psi_u=\varphi+180°$，电压暂态分量max

电容过渡电压max不会超过稳态电压幅值$\frac{\sqrt{2}U}{z\omega C}$的两倍.

过渡电流max在某些情况下将大大超过稳态电流的幅值$\frac{\sqrt{2}U}{z}$

RL串联电路



$L\frac{di}{dt}+Ri=u_S(t)=\sqrt{2}U\sin(\omega t+\psi_u)$

初始条件 $i(0_-)=0$

全解 $i(t)=i_p(t)+i_h(t)$

特解用相量求解

$$\dot{I}_p(R+j\omega L)=\dot{U}$$

$$\dot{I}_p=\frac{\dot{U}}{R+j\omega L}=\frac{U\angle\psi_u}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}\angle\varphi}=\frac{U}{z}\angle\psi_u-\varphi$$

式中

$$z=\sqrt{R^2+(\omega L)^2}\qquad \varphi=\arctan\frac{\omega L}{R}$$

$$i_p(t)=\frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\omega t+\psi_u-\varphi)$$

暂态电流

$$i_h(t)=Ae^{-\frac{t}{\tau}}$$

于是 $i(t)=\frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\omega t+\psi_u-\varphi)+Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

根据换路定则 $i(0_+)=i(0_-)=0$

$i(0_+)=\frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\psi_u-\varphi)+A$

$\therefore A=-\frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\psi_u-\varphi)$

最终得到

$$i(t)=\frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\omega t+\psi_u-\varphi)-\frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\psi_u-\varphi)e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$u_L(t)=L\frac{di}{dt}=\frac{\sqrt{2}U}{z}\omega L\sin(\omega t+\psi_u-\varphi+90^\circ)+\frac{\sqrt{2}U}{z}R\sin(\psi_u-\varphi)e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$u_R(t)=\frac{\sqrt{2}U}{z}R\sin(\omega t+\psi_u-\varphi)-\frac{\sqrt{2}U}{z}R\sin(\psi_u-\varphi)e^{-\frac{R}{L}t}$$

两种极端情况:

(1) 换路时,恰好 $\psi_u=\varphi$,则无暂态分量,即没有发生过渡过程,从初始状态直接进入稳定状态.

(2) 换路时,$\psi_u=\varphi\pm 90^\circ$

$$i(t)=\frac{\sqrt{2}U}{z}\sin(\omega t\pm 90^\circ)\mp\frac{\sqrt{2}U}{z}e^{-\frac{Rt}{L}}$$

$$u_L(t)=\mp\frac{\sqrt{2}U}{z}\omega L\sin\omega t\pm\frac{\sqrt{2}U}{z}Re^{-\frac{Rt}{L}}$$

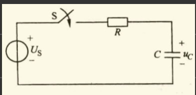
$$u_R(t)=\frac{\sqrt{2}U}{z}R\sin(\omega t+90^\circ)\mp\frac{\sqrt{2}U}{z}Re^{-\frac{Rt}{L}}$$

暂态分量系数max

零状态线性:激励扩大k倍,各零状态响应也随之扩大k倍

一阶电路的全响应和三要素法

外加激励和非零状态的储能元件



$u_C(0_-)=U_0$

KVL：$RC\frac{du_C}{dt}+u_C=U_S$

$u_C(t)=u_{Cp}(t)+u_{Ch}(t)=U_S+Ae^{-\frac{t}{RC}}$

根据换路定则 $u_C(0_+)=u_C(0_-)=U_0$

$\therefore u_C(0_+)=U_S+A$

$\therefore A=U_0-U_S$

最终得到全响应 $u_C(t)=U_S+(U_0-U_S)e^{-\frac{t}{RC}}$

$$=\underbrace{U_0e^{-\frac{t}{RC}}}_{\text{零输入响应}}+\underbrace{U_S(1-e^{-\frac{t}{RC}})}_{\text{零状态响应}}$$

全响应 = 零输入响应 + 零状态响应

用经典法求解

一阶线性常系数微分方程全解即一阶电路的全响应，记为 $f(t)$，有

$f(t)=\underbrace{f_p(t)}_{\text{特}}+\underbrace{f_h(t)}_{\text{通}}$（指数形式 $Ae^{-\frac{t}{\tau}}$）

则 $f(t)=f_p(t)+Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

$t=0_+$，$f(0_+)=f_p(0_+)+A$

$A=f(0_+)-f_p(0_+)$

于是，$f(t)=\underbrace{f_p(t)}_{\text{特解}}+[\underbrace{f(0_+)}_{\text{换路瞬间初始值}}-f_p(0_+)]e^{-\frac{t}{\tau}}$　　三要素公式

$\tau=R_{eq}C$ / $\frac{L}{R_{eq}}$，R_{eq} 是储能元件两端的端口等效电阻

强制分量（当激励是直流或正弦交流电源时，即稳态分量

则 $f_p(t)=f(\infty)$）

激励 $e(t)$ 的形式	响应 $f(t)$ 的形式
1. a（常量）	A（常数）
2. at^n	$B_0t^n+B_1t^{n-1}+\cdots+B_n$
3. ae^{Kt}	Ce^{Kt}
4. $a\sin\omega t$	$C\sin\omega t+D\cos\omega t$
5. $a\cos\omega t$	
6. $at^ne^{Kt}\sin\omega t$	$(F_0t^n+F_1t^{n-1}+\cdots+F_n)e^{Kt}\sin\omega t+$
7. $at^ne^{Kt}\cos\omega t$	$(G_0t^n+G_1t^{n-1}+\cdots+G_n)e^{Kt}\cos\omega t$

二阶电路零输入响应

过阻尼情况 $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$

两不等负实根 S_1, S_2，通解 $u_C(t) = A_1 e^{S_1 t} + A_2 e^{S_2 t}$　非周期衰减

临界阻尼情况 $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$

重根（负实根）$S_1 = S_2 = -\alpha = -\frac{R}{2L}$　　通解 $U_C(t) = (A_1 + A_2 t)\, e^{-\alpha t}$　非周期非振荡

欠阻尼情况 $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$

两实部为负的共轭复根 $S_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_d$　$(\alpha = \frac{R}{2L}$　$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$　$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

通解 $U_C(t) = A e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t + \theta)$　周期性振荡（阻尼振荡/衰减振荡）

$R = 0$ 时，等幅振荡/无阻尼振荡

二阶电路的零状态响应

特解 $\Leftrightarrow$ 稳态解　通解 $\Leftrightarrow$ 暂态解

二阶电路的全响应

全响应 = 零输入 + 零状态 = 强制分量 + 自由分量

非正弦电路分析

有效值 $I=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2dt}$　　$U=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2dt}$

非正弦周期电流 $I=\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2+\cdots}$　　$U=\sqrt{U_0^2+U_1^2+U_2^2+\cdots}$　　$P=U_0I_0+\sum_{k=1}^{\infty}U_kI_k\cos\varphi_k$

平均功率=各谐波信号平均功率之和

计算各频率谐波分量激励下的电路响应，需注意电路的阻抗特性随频率变化

不同频率分量的相加是无意义的，因此不能进行相量叠加

对称三相电路中的高次谐波

$u_A=u(t)$　$u_B=u(t-\frac{T}{3})$　$u_C=u(t-\frac{2T}{3})$

基波、7次谐波 相位差$\frac{2}{3}\pi$　$A\to B\to C\to A$ 正序　$6k+1$

5次谐波 相位差$\frac{2}{3}\pi$　$A\to C\to B\to A$ 负序　$6k-1$

3次谐波 相位相等　零序　$6k+3$

Y-Y无中线

正序和负序，线电压有效值=$\sqrt{3}$倍相电压

零序，因幅值、相位相等，线电压中不包含这些分量

$U_{ph}=\sqrt{U_{1ph}^2+U_{3ph}^2+U_{7ph}^2+\cdots}$

$U_l=\sqrt{U_{1l}^2+U_{5l}^2+U_{7l}^2+U_{11l}^2+\cdots}=\sqrt{3}\times\sqrt{U_{1ph}^2+U_{5ph}^2+U_{7ph}^2+U_{11ph}^2+\cdots}$　存疑

Y-Y有中线

正序 类似基波分量

负序 中性点电压为0　单相图计算　注意相序为$A\to C\to B$（C滞后A$\frac{2\pi}{3}$，B滞后A$\frac{4}{3}\pi$

零序 中性点电压不为0　三相的电压电流完全相同，中线电流=3×相电流