

电力电容器过电压周期试验主回路技术方案分析

魏新劳¹, 杨永明¹, 王永红¹, 陈庆国¹, 孙文祎²

(1. 哈尔滨理工大学 电气与工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150040;

2. 中国电子科技集团 第49研究所, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:从国标对电力电容器过电压周期试验的波形要求出发,对进行电力电容器过电压周期试验的串联谐振法和并联谐振法进行了深入的理论分析,并利用 Matlab/Simulink 对这两种方法进行了仿真,理论分析和仿真均表明:串联谐振法在减少试验电源容量和满足国标规定的试验电压波形两方面存在矛盾,而且不容易进行折中选择,不适合作为电力电容器过电压周期试验的主回路方案;而并联谐振法在减少试验电源容量和满足国标规定的试验电压波形两方面不存在任何矛盾,是电力电容器过电压周期试验最合理的主回路方案. 低压验证性试验进一步验证了并联谐振法作为电力电容器过电压周期试验的主回路方案的正确性.

关键词:电力电容器; 过电压周期试验; 主回路方案

中图分类号: TM531 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2010)01-0009-06

Main Circuit Technical Program Analysis on Power Capacitor Over-voltage Cycle Test

WEI Xin-lao¹, YANG Yong-ming¹, WANG Yong-hong¹, CHEN Qing-guo¹, SUN Wen-yi²

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150040, China;

2. The 49th Research Institute, China Electronic Technology Corporation, Harbin 150001, China)

Abstract: The cascade resonant method and parallel resonant method of the power capacitor over-voltage cycle test were deeply analyzed in theory based on the GB requirements of the power capacitor over-voltage cycle test waveform, and both methods were simulated by Matlab/Simulink. Both theoretical analysis and simulation show that: the cascade resonant method is not suitable for the main loop program of the power capacitor over-voltage cycle test because there is a contradiction between reducing the test power supply capacity and meeting the requirements of GB test voltage waveform, and it is not easy to carry out a compromise choice; however, the parallel resonant method is the most reasonable program of the main loop because there is not any contradiction between reducing the test power supply capacity and meeting the requirements of GB test voltage waveform. The low-voltage confirmatory test further verifies the correctness of the parallel resonant method as the main loop program of the power capacitor over-voltage cycle test.

Key words: power capacitor; over-voltage cycle test; main loop program

0 引言

电力电容器过电压周期试验是在额定最低温

度(-40 ℃)到室温的范围内,检验电力电容器耐受反复周期性过电压能力的型式试验,是一项要求非常苛刻的试验,是电力电容新产品鉴定中的一个重要试验项目. 根据我国电力电容过电压周

收稿日期: 2009-02-06

作者简介: 魏新劳(1960—),男,教授,博士生导师, E-mail: wxl9103@public.hr.hl.cn;

杨永明(1977—),男,硕士研究生.

期试验标准 GB/T11024.2-2001 的规定,电力电容器过电压周期试验波形必须符合图 1 所示的要求. 图 1 中实际上给出的是电压的幅度和相应的持续时间. 其中的 U_N 是被试电容器的额定工作电压, $T_0 = 20 \text{ ms}$ 是工频电压的周期时间. 在这个波形规定中,过电压的幅度和过电压的建立时间 ($\leq 20T_0$)、持续时间 ($\leq (21 \pm 2)T_0$) 和去除时间 ($\leq 20T_0$) 是要得到严格保证的^[1].

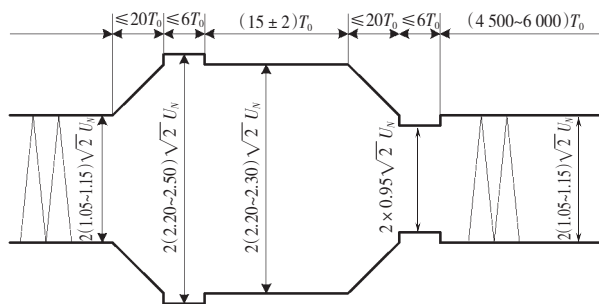


图1 过电压周期的时间和幅值极限

电力电容器过电压周期试验是在额定最低温度 (-40°C) 到室温的范围内,检验电力电容器耐受反复周期性过电压能由于被试品是电力电容器,如果不采取特殊的容量补偿办法的话,对试验设备、试验电源的容量要求将会是苛刻的. 所以,一般都要利用容量补偿技术等对被试品的试验容量进行补偿^[2-4],以减少对试验电源容量的要求.

目前,小容量的电力电容器过电压周期试验装置大都采用串联谐振的方法对被试品进行试验容量的补偿. 从原理上讲,采用 LC 串联谐振或者 LC 并联谐振回路都可以降低该试验对试验电源容量的要求,但是,考虑到图 1 所要求的波形要求,采用不同的办法所达到的效果则是完全不同的. 本文从对交流电压作用下的 LC 串联和并联谐振的过渡过程的深入分析入手,阐明了采用这两种办法的不同,给出了电力电容过电压周期试验主回路采用并联谐振回路才是更加合理的方案.

1 串联谐振法分析及仿真

图 2 为串联谐振法的等效电路^[5],其中 C_s 为被试品电容, L_s 为谐振电感, R_s 为谐振回路的总电阻.

由图可知

$$i(t) = C_s \frac{du_c(t)}{dt} \quad (1)$$

$$u_c(t) = u_0(t) - R_s i(t) - L_s \frac{di(t)}{dt} \quad (2)$$

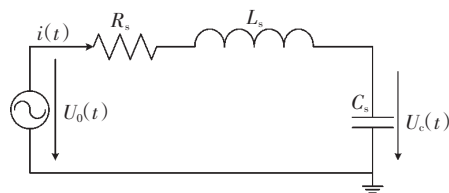


图2 串联谐振法等效电路

上两式联立,可以求得串联电路的微分方程为

$$L_s C_s \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + R_s C_s \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = u_0(t) \quad (3)$$

该方程是二阶常系数非齐次微分方程,根据数学理论,其全解等于对应的二阶常系数齐次微分方程

$$L_s C_s \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + R_s C_s \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = 0 \quad (4)$$

的通解加上该二阶常系数非齐次微分方程的一个特解.

齐次方程(4)的特征方程为

$$L_s C_s \lambda^2 + R_s C_s \lambda + 1 = 0 \quad (5)$$

特征方程的特征根为

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= -\frac{R_s}{2L_s} + \sqrt{\left(\frac{R_s}{2L_s}\right)^2 - \frac{1}{L_s C_s}} \\ \lambda_2 &= -\frac{R_s}{2L_s} - \sqrt{\left(\frac{R_s}{2L_s}\right)^2 - \frac{1}{L_s C_s}} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

假设电路串联谐振,电源的角频率为 ω ,谐振电路的品质因数为 Q . 那么 $L_s C_s \omega^2 = 1$, $Q = \frac{\omega L_s}{R_s}$, 则(6)式可以写成

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \omega \left(-\frac{1}{2Q} + j \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \right) = -\delta + j\omega_1 \\ \lambda_2 &= \omega \left(-\frac{1}{2Q} - j \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \right) = -\delta - j\omega_1 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中:

$$\left. \begin{aligned} \delta &= \frac{\omega}{2Q} \\ \omega_1 &= \omega \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

齐次方程的通解为

$$u_{c0}(t) = A_1 e^{\lambda_1 t} + A_2 e^{\lambda_2 t} \quad (9)$$

其中 A_1 、 A_2 为需要根据初始条件决定的常数.

至于非齐次方程(3)的一个特解,可以不必从方程本身去考虑. 事实上这个电路进入稳态以后电容器 C_s 上的电压就是方程(3)的一个特解. 所以可

以利用交流电路的稳态解求取办法,加上考虑到串联谐振,就可以求得方程(3)的一个特解为(U_m 为电源电压的峰值)

$$u_{ct}(t) = QU_m \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (10)$$

于是,方程(3)的全解为

$$u_c(t) = QU_m \sin(\omega t - 90^\circ) + A_1 e^{\lambda_1 t} + A_2 e^{\lambda_2 t} \quad (11)$$

利用 $t=0$ 时电容器上电压和流过电容器的电流均为 0 的初始条件,可以求得

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= -\frac{\lambda_2 QU_m}{\lambda_1 - \lambda_2} \\ A_2 &= \frac{\lambda_1 QU_m}{\lambda_1 - \lambda_2} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

于是可以求得

$$u_c(t) = QU_m \sin(\omega t - 90^\circ) - \frac{\lambda_2 QU_m}{\lambda_1 - \lambda_2} e^{\lambda_1 t} + \frac{\lambda_1 QU_m}{\lambda_1 - \lambda_2} e^{\lambda_2 t} \quad (13)$$

经整理,式(13)可以写成

$$\left. \begin{aligned} u_c(t) &= QU_m \left[\sin(\omega t - 90^\circ) + \sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{\omega_1}\right)^2} e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t - \theta) \right] \\ \theta &= \arcsin\left(\frac{\omega_1}{\sqrt{\omega_1^2 + \delta^2}}\right) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

因为

$$\frac{\delta}{\omega_1} = \frac{\frac{\omega}{2Q}}{\omega \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}} = \frac{1}{2Q \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}} \approx \frac{1}{2Q} \ll 1 \quad (15)$$

式(14)可以写成

$$\left. \begin{aligned} u_c(t) &\approx QU_m [\sin(\omega t - 90^\circ) + e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t - \theta)] \\ \theta &= \arcsin\left(\frac{\omega_1}{\sqrt{\omega_1^2 + \delta^2}}\right) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

由此可见,串联谐振回路,在加上频率等于其谐振频率的交流电压后,电路将出现一个由原来的初始 0 状态到最终完全谐振状态的过渡过程,此过渡过程的长短完全取决于衰减系数 δ ,其值越大则过渡过程越短,反之亦然。

通过对以上求解过程的分析可以看出,衰减系数 δ 实际上就是电路的齐次微分方程的 1 阶导数项的系数(本例中为 $R_s C_s$)与 2 倍的 2 阶导数项系数(本例中为 $2L_s C_s$)的比值。

另外,由式(8)可以看出,在谐振频率不变的情况下,衰减系数 δ 与谐振电路的品质因数成反比。换句话说,在串联谐振回路中,短的过渡过程和高的谐振电压效率是不能同时获得的。品质因数大则谐振电压效率高,装置的试验容量放大倍数高,但过渡过程长。反之亦然。

经简单计算可知,对于 50 Hz 的工频交流电压,如果要求谐振电路必须在 20 个周期内电压达到稳态值的 99%,则其品质因数不能超过 13.64。这样的品质因数显然是太低了。因此,以上理论分析表明,串联谐振回路法不适合用来做电力电容器过电压周期性试验的主回路。

为了对以上的理论分析结果有一个直观的认识,利用 Matlab 中的 Simulink 对串联谐振电路进行了仿真分析^[6],所得到的结果如图 3 所示。

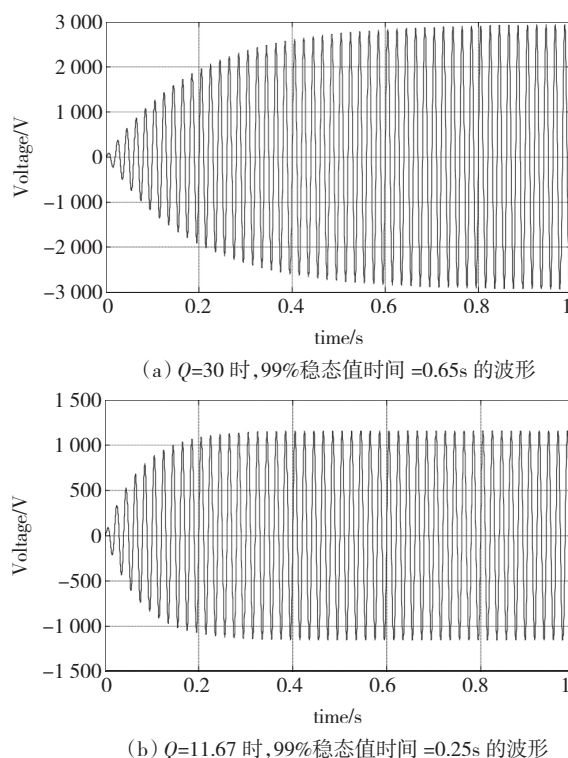


图 3 不同 Q 值时的串联谐振法过渡过程

从上述仿真分析可知,串联谐振回路随着品质因数的增大,串联谐振的过渡过程也大大增加,表明串联谐振回路中,短的过渡过程和高的谐振效率是不能同时获得的。

2 并联谐振回路法分析及仿真

图 4 为并联谐振法的等效电路^[7],其中 C_p 是被

试品电容, L_p 是谐振电感, R_p 是谐振电感的电阻, R_0 是电源支路的电阻^[8-9].

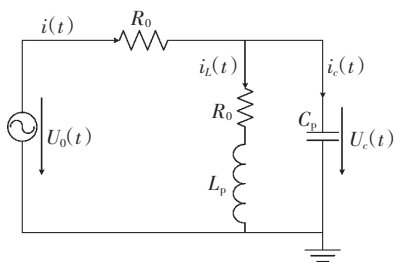


图4 并联谐振法等效电路

由图4可知

$$i_c(t) = C_p \frac{du_c(t)}{dt} \quad (17)$$

$$u_c(t) = R_p i_L(t) + L_p \frac{di_L(t)}{dt} \quad (18)$$

$$i_L(t) = \frac{u_0(t) - u_c(t)}{R_0} - i_c(t) \quad (19)$$

对式(19)求导得

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{R_0} \left(\frac{du_0(t)}{dt} - \frac{du_c(t)}{dt} \right) - \frac{di_c(t)}{dt} \quad (20)$$

将式(17)代入式(20)得

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{R_0} \left(\frac{du_0(t)}{dt} - \frac{du_c(t)}{dt} \right) - C_p \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} \quad (21)$$

把式(19)、(21)代入式(18),可得

$$\left. \begin{aligned} A \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + B \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) &= u_{eq}(t) \\ A &= \frac{R_0 L_p C_p}{R_p + R_0} \\ B &= \frac{L_p + R_0 R_p C_p}{R_p + R_0} \\ u_{eq}(t) &= \frac{1}{R_p + R_0} \left(R_p u_0(t) + L_p \frac{du_0(t)}{dt} \right) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

该方程是二阶常系数非齐次微分方程,根据数学理论,其全解等于对应的二阶常系数齐次微分方程

$$A \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + B \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = 0 \quad (23)$$

的通解加上该二阶常系数非齐次微分方程的一个特解。

齐次方程(23)的特征方程为

$$A\lambda^2 + B\lambda + 1 = 0 \quad (24)$$

特征方程的特征根为

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= -\frac{B}{2A} + \sqrt{\left(\frac{B}{2A}\right)^2 - \frac{1}{A}} \\ \lambda_2 &= -\frac{B}{2A} - \sqrt{\left(\frac{B}{2A}\right)^2 - \frac{1}{A}} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

代入 A 、 B 的具体表达式可得到

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= -\left(\frac{1}{2C_p R_0} + \frac{R_p}{2L_p}\right) + \\ &\quad \sqrt{\left(\frac{1}{2C_p R_0} + \frac{R_p}{2L_p}\right)^2 - \frac{R_p + R_0}{L_p C_p R_0}} \\ \lambda_2 &= -\left(\frac{1}{2C_p R_0} + \frac{R_p}{2L_p}\right) - \\ &\quad \sqrt{\left(\frac{1}{2C_p R_0} + \frac{R_p}{2L_p}\right)^2 - \frac{R_p + R_0}{L_p C_p R_0}} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

取

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (27)$$

$$\left. \begin{aligned} Q &= \frac{\omega_0 L_p}{R_p} \\ Q_c &= \frac{1}{\omega_0 C_p R_0} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

则特征根可以写成

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= -a\omega_0 + b\omega_0 \\ \lambda_2 &= -a\omega_0 - b\omega_0 \\ a &= \left(\frac{Q_c}{2} + \frac{1}{2Q}\right) \\ b &= \sqrt{\left(\frac{Q_c}{2} + \frac{1}{2Q}\right)^2 - \frac{(R_p + R_0)}{R_0}} \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

可以看出, ω_0 就是 LC 串联谐振回路的谐振频率,在串联谐振电路法中,它就等于电源的角频率 ω 。

齐次方程的通解为

$$u_{c0}(t) = A_1 e^{\lambda_1 t} + A_2 e^{\lambda_2 t} \quad (30)$$

其中的 A_1 、 A_2 为需要根据初始条件确定的待定常数。

至于非齐次方程(22)的一个特解,可以不必从方程本身去考虑。事实上这个电路进入稳态以后电容器 C_p 上的电压就是方程(22)的一个特解。所以可以利用交流电路的稳态解求取办法,加上考虑到串联谐振,就可以求得方程(22)的一个特解为 (U_m 为电源电压的峰值)。

在交流稳态下,LC 并联电路的入口导纳为

$$Y_\lambda = j\omega C_p + \frac{1}{R_p + j\omega L_p} =$$

$$\frac{1}{R_p^2 + \omega^2 L_p^2} (R_p + j\omega((R_p^2 + \omega^2 L_p^2)C_p - L_p)) \quad (31)$$

可见只有当下式满足时才是谐振状态

$$\omega^2 = \frac{\frac{L_p}{C_p} - R_p^2}{L_p^2} = \omega_0^2 \frac{Z_0^2 - R_p^2}{Z_0^2} \quad (32)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

分别是 LC 串联谐振回路的固有角频率和特性阻抗。一般情况下 $Z_0 \gg R_p$, 所以, 并联谐振回路的谐振频率和串联谐振回路的谐振频率基本相同, 并联谐振回路的谐振频率比串联谐振回路的谐振频率略小。

并联谐振回路谐振时, LC 并联电路的入口阻抗等于

$$Z_\lambda = \frac{R_p^2 + \omega^2 L_p^2}{R_p} = \frac{Z_0^2}{R_p} \quad (34)$$

于是谐振时电容器上电压的稳态值为 (U_m 为电源电压峰值)

$$u_{cw}(t) = \frac{Z_0^2}{Z_0^2 + R_0 R_p} U_m \sin \omega t \quad (35)$$

于是方程式(22)的全解为

$$u_c(t) = \frac{Z_0^2}{Z_0^2 + R_0 R_p} U_m \sin \omega t + A_1 e^{\lambda_1 t} + A_2 e^{\lambda_2 t} \quad (36)$$

利用 $t=0$ 时电容器上电压和流过电容器的电流均为 0 的初始条件, 可以求得

$$A_1 = -A_2 = \frac{-\omega Z_0^2 U_m}{(Z_0^2 + R_0 R_p)(\lambda_1 - \lambda_2)} \quad (37)$$

于是

$$u_c(t) = \frac{Z_0^2 U_m}{Z_0^2 + R_0 R_p} \left(\sin \omega t - \frac{\omega}{(\lambda_1 - \lambda_2)} (e^{\lambda_1 t} - e^{\lambda_2 t}) \right) \quad (38)$$

考虑到式(29), 式(38)可写作

$$\left. \begin{aligned} u_c(t) &= k U_m \left(\sin \omega t - \frac{\omega}{b \omega_0} e^{-a \omega_0 t} \operatorname{sh}(b \omega_0 t) \right) \\ k &= \frac{Z_0^2}{Z_0^2 + R_0 R_p} \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

可见, 并联谐振回路, 在加上频率等于其谐振频率的交流电压后, 电路也将出现一个由原来的初始 0 状态到最终完全谐振状态的过渡过程。

如果 b 为虚数, 则过渡过程的快慢完全取决于 $a \omega_0$, 也就是取决于

$$a \omega_0 = \omega_0 \left(\frac{Q_c}{2} + \frac{1}{2Q} \right) = \frac{1}{2C_p R_0} + \frac{\omega_0}{2Q} \quad (40)$$

由于 ω_0 与 ω 几乎相等, 所以, 式(27)中的第二项就是原来串联谐振回路中的衰减系数 δ 。由此可见, 并联谐振回路的衰减系数比串联谐振回路的衰减系数大一个增量 $1/(2C_p R_0)$, 而且 R_0 越小此增量越大。也就是说并联谐振回路的过渡过程要比串联谐振回路短, 而且, R_0 越小这种差别越明显。

如果 b 为实数, 那么过渡过程的快慢主要取决于 $(a-b)\omega_0$ 。从式(13)可知

$$b = \sqrt{\left(\frac{Q_c}{2} + \frac{1}{2Q} \right)^2 - \frac{(R_p + R_0)}{R_0}} = \sqrt{a^2 - \frac{(R_p + R_0)}{R_0}} \quad (41)$$

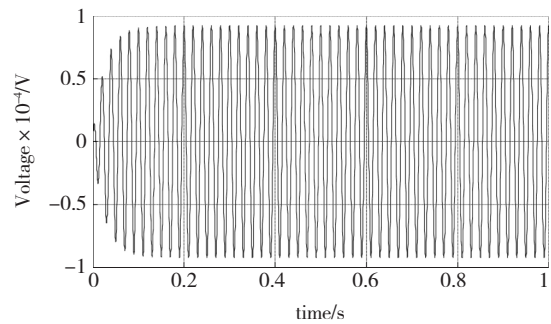
所以, 如果 b 为实数, 则 $a > 1$ 。由于 $R_p \ll R_0$, 所以 $b \approx$

$\sqrt{a^2 - 1} = a \sqrt{1 - \left(\frac{1}{a} \right)^2}$, 因为

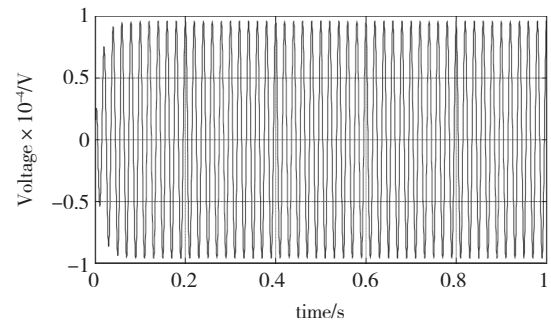
$$b = a \sqrt{1 - \left(\frac{1}{a} \right)^2} < a \left(1 - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{a} \right)^2 \right) = a - \frac{1}{2a} \quad (42)$$

所以

$$(a-b)\omega_0 = \left(a - a \sqrt{1 - \left(\frac{1}{a} \right)^2} \right) \omega_0 > \frac{\omega_0}{2a} \quad (43)$$



(a) $Q=47.157, Q_c=0.2358$ 时的电容电压波形



(b) $Q=47.157, Q_c=0.4715$ 时的电容电压波形

图5 不同 Q_c 值时的并联谐振法过渡过程

所以,此时的过渡过程衰减系数大于 $\omega_0/2a$. 通过分析可知,一般 a 不会超过 2,而所以 ω_0 几乎等于 ω ,所以,这时的衰减系数不会小于 78.5. 以这样的衰减系数,经过工频 3 个周期以后,过渡过程已经衰减到不足原来的 1% 了.

综合以上分析,无论是哪种情形,并联谐振回路在交流电压作用下的过渡过程都比串联谐振电路短^[10],而且,这里不存在谐振电压效率与过渡过程矛盾的问题.

为了对以上的理论分析结果有一个直观的认识,利用 Matlab 中的 Simulink 对并联谐振电路进行了仿真分析,所得到的结果如图 5 所示.

从上述仿真波形可以看出,并联谐振回路不存在谐振电压效率与过渡过程的矛盾,并且并联谐振回路在交流电压作用下的过渡过程都比串联谐振电路短.

3 低压验证性试验

为了检验本文的分析和仿真结果,对并联谐振法进行了低压、小容量验证实验. 由于该实验是原理验证性试验,为降低试验成本无需把并联谐振电抗器的品质因数做得很高.

实验时,被试电容器容量为 $C = 137 \mu\text{F}$,谐振电抗器的电感量为 $L = 74 \text{ mH}$,谐振电感的直流电阻 4.647Ω ,电源支路的电阻为 50Ω . 图 6 给出了被试品电压及电源电流的波形.

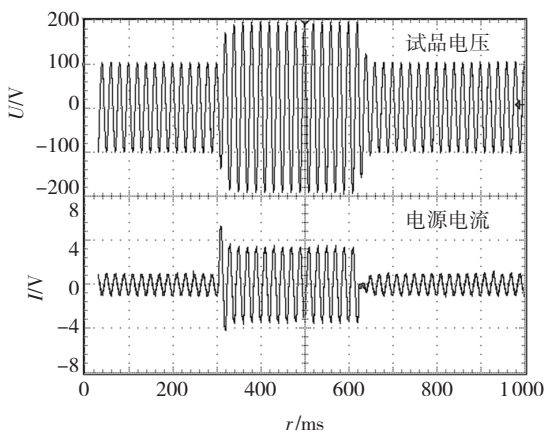


图 6 被试品上的电压波形和电源电流波形

从上述仿真图形可以看出:被试品的过电压周

期波形完全符合国标的要求,过渡过程理想,只要保证并联电抗器的品质因数就能大大减小设备电源的容量,并且合闸瞬间的峰值电流总小于稳定运行时电流的两倍,通过当前的电力电子器件可以很好的对被试品电压波形进行控制.

4 结 语

本文的理论分析和电路仿真均表明:串联谐振法不能同时满足减少试验电源容量和国标规定的试验电压波形,不适合作为电力电容器过电压周期试验的主回路方案;并联谐振法在大幅度减少试验电源容量的同时可以很容易地满足国标规定的试验电压波形,是电力电容器过电压周期试验最合理的主回路方案. 进一步的低压验证性试验也验证了并联谐振法作为电力电容器过电压周期试验的主回路方案是完全可行的.

参 考 文 献:

- [1] GB/T 11024.2-2001, 标称电压 1 kV 以上交流电力系统用并联电容器第 2 分: 耐电压试验 [S].
- [2] 刘万松. 模型电容器耐久性试验装置 [J]. 电力电容器, 1993, 2: 24-27.
- [3] 刘星原, 李朝坚. 计算机控制电容器耐久性试验研究 [J]. 电力电容器技术, 1994, 2: 27-30.
- [4] JESYS Rico J, ENRIQUE Acha, Manuel Madriga. The Study of Inrush Current Phenomenon Using Operational Matrices [J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, 2001, 16 (2): 231-237.
- [5] 周长源. 电路理论基础 [M]. 北京: 高等教育出版社, 1996.
- [6] 周渊深. 电力电子技术与 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2005.
- [7] 邱关源. 电路 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [8] JOU Hurng-Liahng, WU Jinn-Chang. Simplified Method for Protecting the Power Capacitor from Over-voltage/Over-current [J]. Electrical Power and Energy Systems 2008, 220 (28): 215-220.
- [9] 杜 雄. 采用虚拟电阻的电力电容器保护法 [J]. 电网技术, 2007, 31 (10): 51-54.
- [10] Power Capacitors Laboratory of CPRI. TYPICAL WAVEFORM OF OVER VOLTAGE CYCLE TEST AS PER IEC 60871-2:1999 [OL]. 2008, http://cpri.in/testing/dccd/capacitor_dccd.html.

(编辑: 温泽宇)