

# 高频 LCC 谐振变换器的分析与轨迹控制

张治国<sup>1</sup>, 谢运祥<sup>1</sup>, 袁兆梅<sup>2</sup>

- (1. 华南理工大学电力学院, 广东省 广州市 510641;
2. 福建龙净环保股份有限公司, 福建省 龙岩市 364000)

## Analysis and Trajectory Control of LCC Resonant Converter for High Frequency Applications

ZHANG Zhiguo<sup>1</sup>, XIE Yunxiang<sup>1</sup>, YUAN Zhaomei<sup>2</sup>

- (1. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, Guangdong Province, China;
2. Fujian Longking Co., Ltd., Longyan 364000, Fujian Province, China)

**ABSTRACT:** The series-parallel resonant converter is known to have combined merits of the series resonant converter and parallel resonant converter. However, it has a three-element LCC structure with multi-resonant modes, which makes it difficult to analyze and control. In order to study the converter performance under continuous current mode, this paper demonstrated the operation principle of this converter, drew the state track diagram, and derived the trajectory equations. Finally, a simple and effective trajectory control method was given. The experimental result shows that the analysis and design method of the state-plane is effective. Trajectory control system has excellent transient performance and can achieve the new steady state in minimum time.

**KEY WORDS:** series parallel resonant; continuous current mode; state-plane analysis; trajectory equations; trajectory control (TC)

**摘要:** LCC 串并联谐振变换器兼有串联和并联谐振变换器各自的优点, 但由于 LCC 谐振电路有 3 个谐振元件, 变换器在工作中会出现出多谐振的过程, 使其分析与控制繁琐。为研究电流连续模式下 LCC 串并联谐振变换器特性, 阐述变换器的工作原理, 绘出其状态轨迹图, 推导轨迹方程, 并提出一种简单、有效的轨迹控制方法。实验结果表明, 所提状态轨迹的分析与设计方法是有效的, 而且轨迹控制能使系统能在很短的时间内达到稳态。

**关键词:** 串并联谐振; 电流连续; 状态平面分析法; 轨迹方程; 轨迹控制

## 0 引言

高频 LCC 谐振变换器具有串联或并联谐振变

换器高效率、高功率密度和抗负载短路能力强等优点<sup>[1-6]</sup>, 还能利用谐振元件吸收电路的寄生参数, 从而节省了谐振元件, 因此广泛应用于静电除尘和感应加热场合。文献[7-9]对该变换器电流断续模式下各参量的数学方程做了推导, 但在此工作模式下, 其输出电流和功率有限。文献[10]中提到了 LCC 谐振变换器处于电流连续模式下减少其开关损耗的最优算法, 指出电流连续模式下能增大传输功率, 提高输出电流, 但未对变换器特性作详细分析。

与低阶的串联或并联谐振变换器相比, 具有 3 个谐振元件的 LCC 谐振变换器的分析和控制要繁琐得多<sup>[11-16]</sup>。文献[17-18]提出了串联谐振变换器的状态空间分析法和轨迹控制; 文献[19]针对串联谐振电路提出了变频控制、轨迹控制等 5 种控制方法, 并在系统响应时间、稳定性、短路承受能力等方面进行了比较, 得出轨迹控制在这些方面均处于优势的结论。但上述文献未对 LCC 谐振电路的分析和控制方法进行研究。

本文对电流连续模式下的 LCC 谐振电路工作原理和状态轨迹进行分析, 给出了一组便于谐振参数设计的图表, 最后提出一种简单有效的轨迹控制方法, 并用实验予以验证。

## 1 LCC 谐振电路的工作原理与分析

### 1.1 LCC 谐振电路的工作原理

LCC 谐振变换器的电路拓扑如图 1 所示。图中,  $Q_1$ — $Q_4$  为 IGBT 开关管;  $D_1$ — $D_4$  和  $D_5$ — $D_8$  分别为

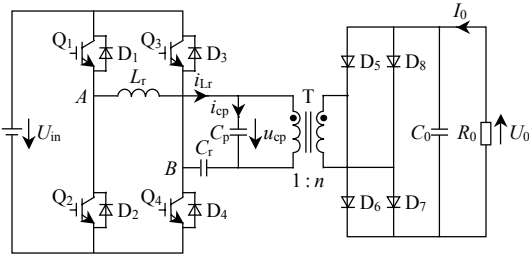


图 1 LCC 谐振变换器的电路拓扑

Fig. 1 Main circuit structure based on LCC resonant converter

反并联和整流二极管； $L_r$ 为串联谐振电感(包含变压器的漏感)； $C_r$ 为串联谐振电容； $C_p$ 为并联谐振电容(包含折算后的分布电容)； $C_0$ 和 $R_0$ 分别为负载等效电容和电阻，其中 $C_0$ 远大于 $C_p$ 。

图 2、3 分别为 LCC 谐振电路的主要波形与相应的谐振状态，各个时段的工作情况描述如下：

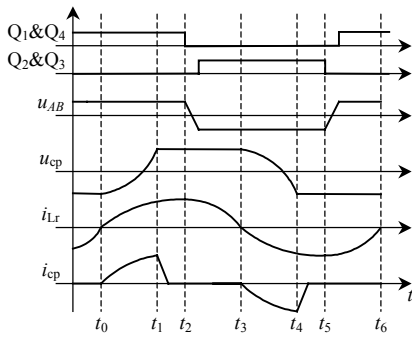


图 2 LCC 谐振电路主要波形

Fig. 2 Key waveforms of LCC resonant circuits

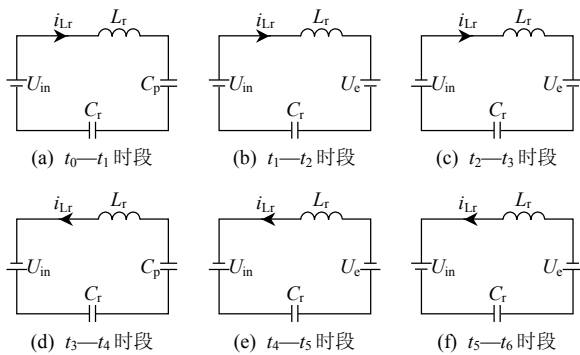


图 3 LCC 谐振电路的 6 种谐振状态

Fig. 3 Six resonant states of LCC resonant circuits

1)  $t_0-t_1$  时段。Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub> 零电流零电压导通， $C_p$  初始电压为  $-U_e$  ( $U_e = U_0/n$ )，初始谐振电流为零， $C_p$ 、 $L_r$  和  $C_r$  组成串联谐振回路给  $C_p$  充电，能量不经变压器流向负载。

2)  $t_1-t_2$  时段。Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub> 处于导通状态， $C_p$  电压钳位为  $U_e$ ， $L_r$  和  $C_r$  组成串联谐振回路， $C_p$  无电流

流过，能量经过变压器流向负载，D<sub>6</sub> 和 D<sub>8</sub> 自然导通。 $t_2$  时刻，Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub> 硬关断。

3)  $t_2-t_3$  时段。 $t_2$  时刻 D<sub>2</sub> 和 D<sub>3</sub> 自然导通， $C_p$  电压钳位为  $U_e$ ， $L_r$  和  $C_r$  组成串联谐振回路， $C_p$  无电流流过，能量经过变压器流向负载，D<sub>6</sub> 和 D<sub>8</sub> 处导通状态。在  $t_3$  时刻，谐振电流为零，由于 D<sub>2</sub> 和 D<sub>3</sub> 钳位作用，Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub> 为零电流零电压导通。

从  $t_3$  时刻起，Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub> 导通，变换器开始另一半周期的工作，其工作情况类似于上半周期。

### 1.2 LCC 谐振电路分析

为了方便分析，在推导 LCC 谐振电路相应时段的时域公式和轨迹方程前，先做如下假设：1) 电路中所有元件为理想元件；2) 一个开关周期内  $U_{in}$  和  $U_0$  为恒值。

为了方便推导图 3(a)—(c) 3 个时段的时域方程，定义如下电路参数： $Z_2 = C_r C_p / (C_r + C_p)$ ， $Z_1 = \sqrt{L_r / C_r}$ ， $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_r C_2}$ ， $\omega_1 = 1 / \sqrt{L_r C_r}$ ， $U_e = U_0/n$ 。

1) 图 3(a) 电路中， $C_p$  初始电压  $u_{cp}(t_0) = -U_e$ ，初始谐振电流  $i_{Lr}(t_0) = 0$ ， $C_r$  初始电压  $u_{cr}(t_0) = u_{cr0}$ ，则  $t_0-t_1$  时段的时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{U_{in} + U_e - u_{cr0}}{Z_2} \sin[\omega_2(t - t_0)] \\ u_{cr}(t) = u_{cr0} + \frac{C_p(U_{in} + U_e - u_{cr0})}{C_r + C_p} \{1 - \cos[\omega_2(t - t_0)]\} \\ u_{cp}(t) = -U_e + \frac{C_r(U_{in} + U_e - u_{cr0})}{C_r + C_p} \{1 - \cos[\omega_2(t - t_0)]\} \end{cases} \quad (1)$$

2) 图 3(b) 电路中，初始值  $u_{cr}(t_1) = u_{cr1}$ ， $i_{Lr}(t_1) = i_{Lr1}$ ，则  $t_1-t_2$  时段的时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = i_{Lr1} \cos[\omega_1(t - t_1)] + \frac{U_{in} - U_e - u_{cr1}}{Z_1} \sin[\omega_1(t - t_1)] \\ u_{cr}(t) = u_{cr1} + i_{Lr1} Z_1 \sin[\omega_1(t - t_1)] + (U_{in} - U_e - u_{cr1}) \{1 - \cos[\omega_1(t - t_1)]\} \\ u_{cp}(t) = U_e \end{cases} \quad (2)$$

3) 图 3(c) 电路中，初始值  $u_{cp}(t_2) = U_e$ ， $u_{cr}(t_2) = u_{cr2}$ ， $i_{Lr}(t_2) = i_{Lr2}$ ，则  $t_2-t_3$  时段的时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = i_{Lr2} \cos[\omega_1(t - t_2)] + \frac{-U_{in} - U_e - u_{cr2}}{Z_1} \sin[\omega_1(t - t_2)] \\ u_{cr}(t) = u_{cr2} + i_{Lr2} Z_1 \sin[\omega_1(t - t_2)] + (-U_{in} - U_e - u_{cr2}) \{1 - \cos[\omega_1(t - t_2)]\} \\ u_{cp}(t) = U_e \end{cases} \quad (3)$$

定义电流和电压的基准变量  $N_I = U_{in}/Z$ 、 $N_V = U_{in}$ ，基于  $N_I$  和  $N_V$  可通过以上时域方程得到状态变量为  $i_{LN}$  和  $u_{CN}$  的轨迹方程，其状态轨迹图如图 4 所示。需要注意的是在图 3(a)、(d) 所示电路中， $u_{CN}$  为  $C_2$  的电容电压， $Z = \sqrt{L_r/C_2}$ ，对应的坐标轴为  $u'_{CN}$  ( $i'_{LN}$ )；在图 3(b)、(c)、(e)、(f) 所示电路中， $u_{CN}$  为  $C_r$  的电容电压， $Z = \sqrt{L_r/C_r}$ ，对应的坐标轴为  $u_{CN}$  ( $i_{LN}$ )。对应于时域方程式(1)—(3)的轨迹方程分别为

$$\begin{cases} i_{LN} = (1 - \frac{-U_e + u_{cr0}}{U_{in}}) \sin[\omega_2(t - t_0)] \\ 1 - u_{CN} = (1 - \frac{-U_e + u_{cr0}}{U_{in}}) \cos[\omega_2(t - t_0)] \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_{LN} = \frac{i_{Lr1}Z_1}{U_{in}} \cos[\omega_1(t - t_1)] + (1 - \frac{U_e + u_{cr1}}{U_{in}}) \cdot \sin[\omega_1(t - t_1)] \\ u_{CN} - 1 + \frac{U_e}{U_{in}} = \frac{i_{Lr1}Z_1}{U_{in}} \sin[\omega_1(t - t_1)] - (1 - \frac{U_e + u_{cr1}}{U_{in}}) \cos[\omega_1(t - t_1)] \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_{LN} = \frac{i_{Lr2}Z_1}{U_{in}} \cos[\omega_1(t - t_2)] + (-1 - \frac{U_e + u_{cr2}}{U_{in}}) \cdot \sin[\omega_1(t - t_2)] \\ u_{CN} + 1 + \frac{U_e}{U_{in}} = \frac{i_{Lr2}Z_1}{U_{in}} \sin[\omega_1(t - t_2)] - (-1 - \frac{U_e + u_{cr2}}{U_{in}}) \cos[\omega_1(t - t_2)] \end{cases} \quad (6)$$

式(4)对应于  $t_0-t_1$  时段状态变量为  $i_{LN}$  和  $u_{CN}$  的状态轨迹，即图 4 中  $u'_{CN}(i'_{LN})$  坐标轴  $AB$  段圆弧，圆心为  $(1,0)$ ，半径为  $1 - (u_{cr0} - U_e)/U_{in}$ 。

式(5)对应于  $t_1-t_2$  时段状态变量为  $i_{LN}$  和  $u_{CN}$  的

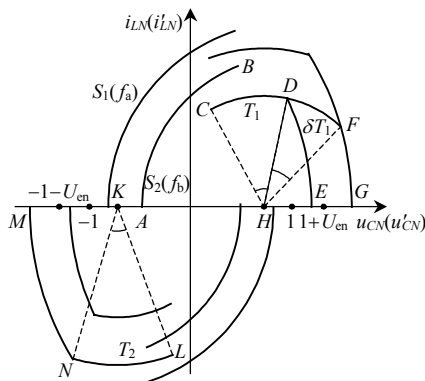


图 4 轨迹控制下的稳态轨迹转换

Fig. 4 Transitions between steady states under TC

状态轨迹，即图 4 中  $u_{CN}(i_{LN})$  坐标轴  $CD$  段圆弧，圆心为  $(1 - U_e/U_{in}, 0)$ ，半径为  $\{(i_{Lr1}Z_1/U_{in})^2 + [1 - (U_e + u_{cr1})/U_{in}]^2\}^{1/2}$ 。

式(6)对应于  $t_2-t_3$  时段状态变量为  $i_{LN}$  和  $u_{CN}$  的状态轨迹，即图 4 中  $u_{CN}(i_{LN})$  坐标轴  $DE$  段圆弧，圆心为  $(-1 - U_e/U_{in}, 0)$ ，半径为  $\{(i_{Lr2}Z_1/U_{in})^2 + [1 + (U_e + u_{cr2})/U_{in}]^2\}^{1/2}$ 。

同理，图 3(d)—(f) 的时域与轨迹方程可类似求得。

图 3(a)—(c) 3 个时段的边界条件是相互制约的，例如图 3(a) 电路的终值是图 3(b) 电路的初值，图 3(c) 电路的终值是图 3(a) 电路的初值的负数。由此可以求出此 LCC 谐振电路的总方程式。值得注意的是，式(4) 状态变量  $i_{LN}$  的终值是式(5)  $i_{LN}$  初值的  $1/K$  ( $K = Z_1/Z_2$ ) 倍。

为了方便推算 LCC 谐振电路的总方程式，令  $F = \omega_1/\omega_s$ ， $\theta_1 = \omega_2(t_1 - t_0)$ ， $\theta_2 = \omega_1(t_2 - t_1)$ ， $\theta_3 = \omega_1(t_3 - t_2)$ 。其中  $\omega_s = 2\pi f_s$ ， $f_s$  为开关频率。

按照边界条件的相互制约关系，式(4)—(6) 消去中间变量并化简后可得

$$\sin\theta_3 - K \sin\theta_1 \cos\theta_2 - \cos\theta_1 \sin\theta_2 = 0 \quad (7)$$

在  $t_0-t_1$  时段中， $C_p$  端电压变化幅度为  $2U_e$ ，则从式(1) 可得

$$2U_e = \frac{C_r(U_{in} + U_e - u_{cr0})(1 - \cos\theta_1)}{C_r + C_p} \quad (8)$$

式(8) 中  $U_e$  与其基准变量比值可表示为

$$U_{eN} = \frac{(1 - K^2)(1 - \cos\theta_1) \sin\theta_3}{K \sin\theta_1 \cos(\theta_2 + \theta_3) + \cos\theta_1 \sin(\theta_2 + \theta_3)} \quad (9)$$

另外由  $t_3 - t_0 = 1/(2f_s)$  可得

$$K\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = F\pi \quad (10)$$

式(7)、(9)、(10) 即为此 LCC 谐振电路的总方程式，它描述了稳态工作时各变量之间的关系。可见，在已知开关频率的前提下，对于一个确定的 LCC 谐振电路，各个时段的持续时间是通过数学方法得到的，一旦得到各个时段的持续时间，则可通过时域方程式(1)—(3) 得到不同时段下电感电流和电容电压的终值。另外，在  $t_0-t_1$  时段负载由电容  $C_0$  供电，能量不经变压器流向负载，只有在  $t_1-t_2$  时段和  $t_2-t_3$  时段才向负载提供能量，因此可得向负载提供能量的谐振电流在变压器一次侧的

平均值：

$$I_c = 2f_s \left( \int_0^{\theta_2/\omega} i_{Lr}(t) dt + \int_0^{\theta_3/\omega} i_{Lr}(t') dt' \right) \quad (11)$$

式(11)中  $I_c$  与其基准变量比值可表示为

$$I_{cN} = \frac{2}{\pi F} \left[ \frac{\cos \theta_3 \cos \theta_1 + \cos \theta_3}{K \sin \theta_1 \sin(\theta_2 + \theta_3) - \cos \theta_1 \cos(\theta_2 + \theta_3)} + 1 \right] \quad (12)$$

根据以上分析可以看出,  $U_{cN}$  与  $I_{cN}$  分别是三角函数的超越方程, 用数学迭代法通过计算机仿真可求出它们之间的对应关系, 这种对应关系在图 5(a) 中用一组关系曲线表示, 实际应用中能参照此关系曲线方便谐振元件参数的设计。

另外, 在  $t_0-t_1$  时段时串联谐振电感电流一直处于上升状态, 然后沿此上升斜面达到峰值  $i_{LpN}$ ;

串联谐振电容在谐振电流过零时达到峰值  $u_{cpN}$ ; 并联谐振电容的电压峰值即为钳位电压  $U_{cN}$ 。这样, 在得到各个时段的持续时间的前提下, 电感电流峰值和电容电压峰值是可以通过式(13)、(14)求得的。式(13)、(14)分别为电感电流峰值和电容电压峰值的求解方程。谐振电路中电感电流峰值和电容电压峰值, 也就是电感电流应力和电容电压应力数值, 它们与  $U_{cN}$  的对应关系分别在图 4(b)、(c)中用一组关系曲线表示。

$$i_{LpN} = \frac{2 \sin \theta_3 \sin \theta_1}{K \sin \theta_1 \cos(\theta_2 + \theta_3) + \cos \theta_1 \sin(\theta_2 + \theta_3)} \quad (13)$$

$$u_{cpN} = \frac{2 \sin \theta_3}{K \sin \theta_1 \cos(\theta_2 + \theta_3) + \cos \theta_1 \sin(\theta_2 + \theta_3)} - 1 - U_{cN} \quad (14)$$

根据以上方程式, 通过数学迭代的方法仿真可得一组  $C_r = C_p (K = \sqrt{2} / 2)$  时不同  $F$  值情况下的关系曲线, 如图 5 所示。

## 2 LCC 谐振电路的轨迹控制

LCC 谐振电路在图 3 所示 6 个时段下的状态变量轨迹是一个圆, 每种工作状态对应一个圆弧, 图 3(a)~(c)与(d)~(f)分别对应圆的上半周和下半周, 圆的上、下半周按坐标原点对称。图 4 给出了 2 条稳态轨线  $S_1$  和  $S_2$ , 这 2 条轨线分别对应 2 组不同的开关频率、负载电流和谐振能量。

轨迹控制法则是根据控制命令计算出最佳的开关管导通或关断时刻来实现两个不同轨线的转换, 以保证良好的动态性能<sup>[20]</sup>。LCC 谐振电路在电流连续模式时采取控制开关管的关断时刻来实现轨迹控制, 例如在图 4 中选择上半周期  $Q_1$ 、 $Q_4$  硬关断时刻来实现轨迹控制, 此时  $C_p$  被钳位, 轨线  $S_2$  和  $S_1$  对应的电路只有电感  $L_r$  和电容  $C_r$  参与谐振, 这在一定程度上简化了轨迹控制的实施。轨线  $S_2$  和  $S_1$  对应的开关频率分别为  $f_b$  和  $f_a$ , 且  $(f_b > f_a)$ 。下面分析图 4 中轨线  $S_2$  转换到  $S_1$  的过程。

如果没有轨线转换控制命令, 轨线变化过程为  $ABCDE$ , 而且, 轨线在  $B$ 、 $C$  两点变化时状态变量发生突变, 这是由于此时谐振元件由 3 个变为 2 个, 状态变量的坐标轴也从  $u'_{cN}(i_{LN})$  变为  $u_{cN}(i_{LN})$ ; 如果有轨线转换控制命令, 轨线变化过程为  $ABCDFG$ ,  $Q_1$ 、 $Q_4$  硬关断时刻由原轨线  $S_2$  的  $D$  点变为新轨线  $S_1$  的  $F$  点, 随后  $D_2$  和  $D_3$  自然导通, 到  $G$  点谐振电流过零并开始反向, 下半个周期状态变量开始按新

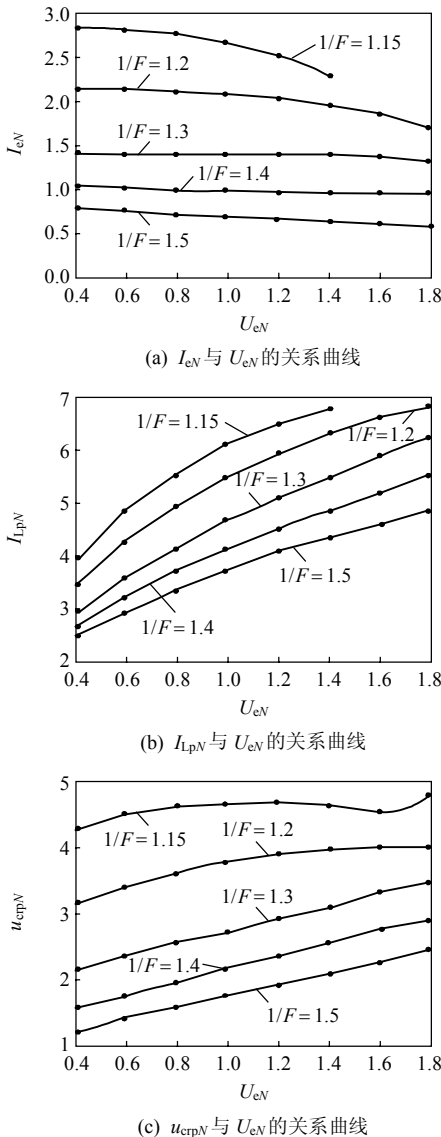


图 5 仿真关系曲线

Fig. 5 Relation curves of simulation

轨线  $S_1$  的规律变化。

令图4圆弧  $CD$  和  $DF$  对应的时间分别为  $T_1$  和  $\delta T_1$ , 且  $a = i_{Lr1} Z_1 / U_{in}$ ,  $b = 1 - (U_e + u_{cr1}) / U_{in}$ ,  $c = 1 - U_e / U_{in}$ 。则式(5)可表示为

$$\begin{cases} i_{LN} = a \cos \omega_1 (T_1 + \delta T_1) + b \sin \omega_1 (T_1 + \delta T_1) \\ u_{CN} = c + a \sin \omega_1 (T_1 + \delta T_1) - b \cos \omega_1 (T_1 + \delta T_1) \end{cases} \quad (15)$$

式(15)可转化为

$$\begin{cases} i_{LN} = y_0 - a \delta T_1 \sin \omega_1 T_1 + b \delta T_1 \cos \omega_1 T_1 \\ u_{CN} = x_0 + a \delta T_1 \cos \omega_1 T_1 + b \delta T_1 \sin \omega_1 T_1 \\ y_0 = a \cos \omega_1 T_1 + b \sin \omega_1 T_1 \\ x_0 = c + a \sin \omega_1 T_1 - b \cos \omega_1 T_1 \end{cases} \quad (16)$$

从式(16)可知, 在原轨线的基础上计算  $\delta T_1$  即可确定  $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时刻, 以上算法在数字信号处理(digital signal processing, DSP)中是容易实现的。

图4中  $F$  点为  $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时刻, 此时新轨线  $FG$  段圆弧的半径为  $R$ , 控制法则中在下半周期  $Q_2$ 、 $Q_3$  导通时, 需要实时测量  $Q_2$ 、 $Q_3$  导通时轨线上的点到  $MN$  段圆弧圆心  $(1+U_{en}, 0)$  的距离  $R_1$ , 并不断与  $R$  比较, 一旦  $R_1 \geq R$ , 则控制  $Q_2$ 、 $Q_3$  关断, 由此可以得出开关管  $Q_2$ 、 $Q_3$  的关断条件为  $R_1 = \sqrt{(u_{CN} - 1 - U_{en})^2 + i_{LN}^2} \geq R$ 。新轨线  $LN$  段圆弧  $Q_2$ 、 $Q_3$  的导通时间为  $T_2$ , 则新轨线上半周期  $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时刻变为  $\delta T_1 = 0$ 、 $T_1 = T_2$ , 然后保持不变直到下一次轨线转换控制命令到来。轨迹控制框图如图6所示。

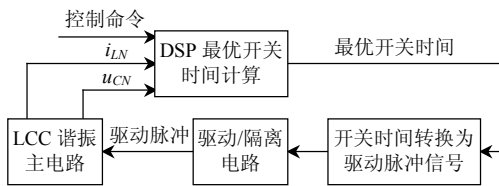


图6 轨迹控制框图

Fig. 6 Block diagram of TC

### 3 仿真与实验结果

#### 3.1 电路参数选择

为了验证设计的正确性, 根据图5(a)进行了谐振参数的设计。谐振电路稳态时, 工作于如下状态: 开关频率为  $20 \text{ kHz}$ , 高频变压器变比为  $1:2$ , 输入电压为  $100 \text{ V}$ , 负载电阻为  $22 \Omega$ 。参考图5(a)选择  $1/F = 1.2$  的曲线, 令  $U_{eN} = 1.2$ , 可得相应点对应的纵坐标  $I_{eN} = 2.04$ 。谐振电路参数的计算如下:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = f_s F = \frac{20 \times 10^3}{1.2} \text{ Hz} \quad (17)$$

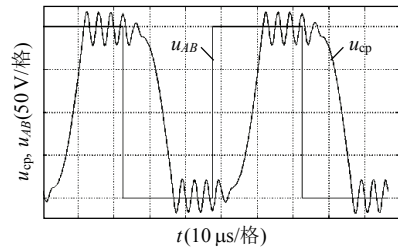
式(17)中, 当  $C_r = C_p = 1 \mu\text{F}$  时, 可以解出  $L_r = 91.2 \mu\text{H}$ , 实际选取  $C_r = C_p = 1 \mu\text{F}$ 、 $L_r = 91 \mu\text{H}$ 。负载侧电压和电流计算公式为

$$U_0 = n U_{eN} U_{in} = 2 \times 1.2 \times 100 \text{ V} = 240 \text{ V} \quad (18)$$

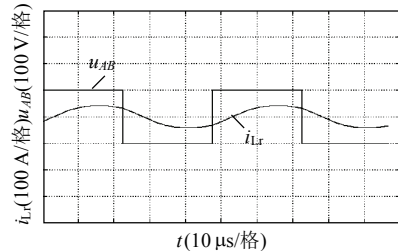
$$I_0 = \frac{I_{eN} U_{in}}{n \sqrt{L_r / C_r}} = \frac{2.04 \times 100 \text{ V}}{2 \sqrt{91 \mu\text{H} / 1 \mu\text{F}}} \approx 10.7 \text{ A} \quad (19)$$

#### 3.2 仿真与实验结果

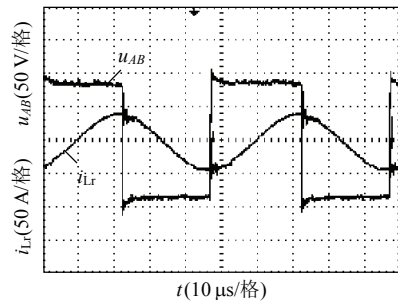
根据设计的谐振电路参数, 得到的仿真波形如图7(a)、(b)所示, 实验波形如图7(c)、(d)所示。从



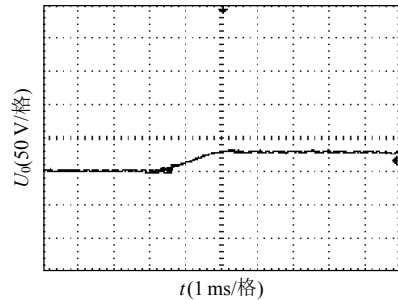
(a)  $u_{AB}$  与  $u_{cp}$  仿真波形



(b)  $u_{AB}$  与  $i_{Lr}$  仿真波形



(c)  $u_{AB}$  与  $i_{Lr}$  波形



(d) 输出电压  $U_0$  暂态过程

图7 仿真和实验结果

Fig. 7 Results of simulation and experiment

仿真和实验结果可以看出, 谐振电路中并联电容两侧的电压波形和谐振电流波形是符合设计要求的, 并且这两者的数值与理论数值相差不大。轨迹控制下输出电压变化的暂态过程如图 7(d)所示, 从图中可以看出, 采用该控制方法 LCC 谐振电路在输出电压改变时无振荡且能在很短时间(约 2.4 ms)达到稳态。

#### 4 结论

本文分析了工作在电流连续模式下 LCC 谐振电路的工作原理, 求出了谐振电路的总方程, 得出了便于谐振参数设计的图表, 最后提出一种简单适用的轨迹控制方法, 并用实验验证了该控制方法的有效性。本文提出的高频工作场合 LCC 谐振电路的分析方法和控制策略, 对于应用于静电除尘等高压高频领域的研究和实践有一定的参考价值。

#### 参考文献

- [1] 金晓毅, 邬伟扬, 孙孝峰, 等. 串联谐振高频链逆变器电源数学模型分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(27): 23-28.  
Jin Xiaoyi, Wu Weiyang, Sun Xiaofeng, et al. Mathematical analysis on the series resonant high frequency link inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(27): 23-28(in Chinese).
- [2] 唐雄民, 孟志强, 彭永进, 等. 串联负载谐振式 DBD 型臭氧发生器电源的基波分析法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(21): 38-42.  
Tang Xiongmin, Meng Zhiqiang, Peng Yongjin, et al. A fundamental wave method of dielectric-barrier discharge type ozonier powered by serial load resonant inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(21): 38-42(in Chinese).
- [3] 孙向东, 段龙, 钟彦儒, 等. 高压直流 LCC 谐振变换器的分析与设计[J]. 电工技术学报, 2002, 17(5): 60-64.  
Sun Xiangdong, Duan Long, Zhong Yanru, et al. Analysis and design of high voltage DC power supply with LCC resonant circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(5): 60-64(in Chinese).
- [4] 马皓, 俞宏霞, 严颖怡. 电流源型 LCL 谐振式变换器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 28-34.  
Ma Hao, Yu Hongxia, Yan Yingyi. Investigation on LCL resonant converter as current source[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(9): 28-34(in Chinese).
- [5] 张德华, 汪范彬, 刘腾, 等. 一种新型的串联有源箝位谐振直流环节逆变器双幅控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(7): 7-12.  
Zhang Dehua, Wang Fanbin, Liu Teng, et al. A novel two-amplitude control strategy for series actively clamped resonant DC-link converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(7): 7-12(in Chinese).
- [6] 刘军, 石健将, 张仲超, 等. 具有最小电流峰值的电容滤波高频高压并联谐振逆变器[J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 83-88.  
Liu Jun, Shi Jianjiang, Zhang Zhongchao, et al. Minimum peak current for high voltage high frequency parallel resonant converter with capacitive output filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(11): 83-88(in Chinese).
- [7] Liu Jun, Sheng Licheng, Shi Jianjiang, et al. LCC resonant converter operating under discontinuous resonant current mode in high voltage, high power and high frequency applications[C]//APEC 2009. Washington DC, USA: IEEE, 2009: 1482-1486.
- [8] 钟和清, 徐至新, 邹云屏, 等. 寄生电容对串联谐振电容器充电电源特性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 40-44.  
Zhong Heqing, Xu Zhixin, Zhou Yunping, et al. Effects of parasitical capacitors on charging characteristic of series resonant CCPS[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 40-44(in Chinese).
- [9] 齐虹, 陈冲, 颜玉崇, 等. 静电除尘用高频高压功率变换器[J]. 福州大学学报: 自然科学版, 2006, 34(2): 216-219.  
Qi Hong, Chen Chong, Yan Yuchong, et al. High frequency high voltage power converter for electrostatic precipitator[J]. Journal of Fuzhou University: Natural Science, 2006, 34(2): 216-219(in Chinese).
- [10] Soeiro T, Biela J, Mühlethaler J, et al. Optimal design of resonant converter for electrostatic precipitators[C]//IPEC 2010. Sapporo, Japan: IEEE, 2010: 2294-2301.
- [11] Gilbert A J, Bingham C M, Stone D A, et al. Normalized analysis and design of LCC resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2386-2402.
- [12] Bhat A K S. Analysis and design of a series-parallel resonant converter with capacitive output filter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(3): 523-530.
- [13] Demetriades G D, Ranstad P, Sadarangari C. Three elements resonant converter: the LCC topology by using Matlab[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Galway, Ireland: IEEE, 2000: 1077-1083.
- [14] Forsyth A J, Ward G A, Mollov S V. Extended

- fundamental frequency analysis of the LCC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1286-1291.
- [15] Martin-Ramos J A, Diaz J, Pernia A M, et al. Dynamic and steady-state models for the PRC-LCC resonant topology with a capacitor as output filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 54(4): 2262-2275.
- [16] 夏冰, 阮新波, 陈武. 高压大功率场合 LCC 谐振变换器的分析与设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 60-66. Xia Bing, Ruan Xinbo, Chen Wu. Analysis and design of LCC resonant converter for high voltage and high power applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 60-66(in Chinese).
- [17] Oruganti R, Yang J J, Lee F C. Implementation of optimal trajectory control of series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 1988, 3(3): 318-327.
- [18] Sivakuma S, Natarajan K, Sharaf A M. Optimal trajectory control of series resonant converter using modified capacitor voltage control technique[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Cambridge, MA, USA: IEEE, 1991: 752-759.
- [19] Oruganti R, Lee F C. Resonant power processors: part II- Methods of control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1985, 21(6): 1461-1471.
- [20] Chen H, Tseng K J. Optimal trajectory switching control for series-parallel resonant converter[C]//IEEE IECON. Roanoke, Virginia, USA: IEEE, 2003: 1986-1991.



张治国

收稿日期: 2011-02-14。

作者简介:

张治国(1977), 男, 博士研究生, 主要研究方向为高频谐振变换器的建模与控制, Zhang1569@126.com;

谢运祥(1965), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子变换技术;

袁兆梅(1980), 女, 硕士, 工程师, 主要研究方向为静电除尘器的电控技术。

(责任编辑 张玉荣)