

LCC 谐振变换器工作模式的分析与判别

张治国¹, 谢运祥¹, 袁兆梅²

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

摘要: 为了分析和判别 LCC 串并联谐振变换器的工作模式, 首先给出了图论分析法的基本原理和步骤, 应用该图论法获取了 LCC 谐振变换器的所有工作路径; 然后根据 LCC 谐振变换器的电路拓扑特点和工作规律, 得到有效通路, 并根据有效通路得到 2 种有实用价值的工作模式; 最后在此基础上推导了这 2 种工作模式的发生条件, 给出了判别依据。研究过程表明, 图论分析法简单易行, 是一种可用于多谐振模态下的谐振变换器的分析方法。

关键词: 变换器; 谐振; 工作模式; 图论; 连接矩阵
中图分类号: TM 46 **文献标识码:** A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.05.009

0 引言

静电除尘场合用到的串联谐振高频高压直流电源受升压变压器的漏感和分布电容的影响, 实际为 LCC 串并联拓扑结构^[1], 这种类型的谐振变换器兼顾了串联和并联谐振变换器各自的优点, 并且利用谐振元件吸收了升压变压器的寄生参数, 体积很小。其工作于电流断续模式时, 能实现零电压或零电流开通/关断, 显著减少开关损耗, 提高了开关频率, 具有高频、低能耗、小体积的优点^[2-5]。

LCC 谐振变换器是具有 3 个谐振元件, 在一个开关周期内呈现出多谐振过程的串并联谐振电路^[6-8]。这种拓扑结构的变换器在谐振电流断续时具有多种工作模式, 为了获取所有的工作模式以指导电路设计和调试, 本文用潜电路分析中常用的图论法^[9-17]对其进行了研究, 并由此得到了 2 种有实际应用价值的工作模式, 图论分析法为这种拓扑结构谐振电路的工作通路分析提供了理论依据。最后, 推导了这 2 种工作模式的发生条件和判别依据, 并用仿真和实验进行了验证。

1 LCC 谐振变换器拓扑

LCC 谐振变换器的主电路拓扑结构如图 1 所示。图中, 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 。谐振电流断续时一个开关周期内主要波形如图 2 所示。图中, 开关周期 $T_s=2(t_3-t_0)$, 谐振周期 $T_r=t_2-t_0$ 。电流断续时^[2], $T_s>2T_r$ 即 $f_s<0.5f_r$, f_s 为开关频率, f_r 为谐振频率。

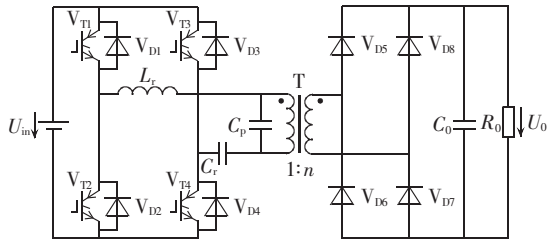


图 1 LCC 谐振变换器的电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of LCC resonant converter

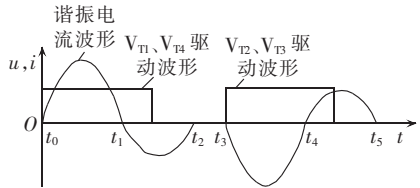


图 2 LCC 谐振变换器主要波形

Fig.2 Key waveforms of LCC resonant converter

2 图论分析法

2.1 有向图和连接矩阵的定义

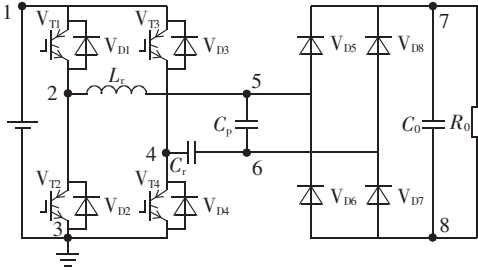
有向图 $G(V, E)$ 由节点集合 V 和边集合 E 构成, 是一个 $n \times n$ 的矩阵, n 为节点数, 定义如下^[11-13]:

$$C_{ij} = \begin{cases} 0 & i \neq j, \text{且节点 } i \text{ 与 } j \text{ 之间没有边相连} \\ \sum_{x=1}^k e_x & e_1, e_2, \dots, e_k \text{ 为 } i \text{ 与 } j \text{ 之间的有向边} \\ 1 & i = j \end{cases} \quad (1)$$

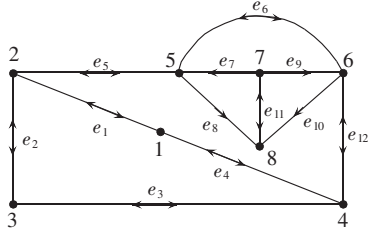
定理 定义 Δ_{ij} 为连接矩阵 C 的余子式, Δ_{ij} 的各项因子表示有向图中顶点 j 到顶点 i 的通路, 且用开关函数 F_{ij} 予以表示^[11-13]。

2.2 LCC 谐振变换器的有向图和连接矩阵

根据图论分析法对图 1 所示 LCC 谐振变换器的每个元件所在的路径进行命名, 并对电路中每条支路的交点用数字编号。如图 3(a)所示, 节点 1 代表电源正极, 节点 3 代表电源负极, 升压变压器作为一种能量传递设备其支路可忽略不计, 因此节点 5、6 直接连接并联谐振电容和整流桥。图 3(b)为图 3



(a) 节点与支路表示图



(b) 简化后的有向图

图 3 LCC 谐振变换器的有向图

Fig.3 Directed graph of LCC resonant converter

(a)简化后的有向图,图中箭头表示支路中电流可以流动的方向,整流二极管所在支路电流只能单方向流动,所以用单方向箭头表示。

根据 2.1 节连接矩阵的定义,结合图 3(b)可得 LCC 谐振变换器的连接矩阵为:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & e_1 & 0 & e_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_1 & 1 & e_2 & 0 & e_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e_2 & 1 & e_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_4 & 0 & e_3 & 1 & 0 & e_{12} & 0 & 0 \\ 0 & e_5 & 0 & 0 & 1 & e_6 & 0 & e_8 \\ 0 & 0 & 0 & e_{12} & e_6 & 1 & 0 & e_{10} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e_7 & e_9 & 1 & e_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

2.3 电源到地之间的通路计算

根据 2.1 节定理,各项因子为电源到地之间所有通路的行列式可用余子式 Δ_{31} 表示:

$$\Delta_{31} = \begin{bmatrix} e_1 & 0 & e_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & e_2 & 0 & e_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e_3 & 1 & 0 & e_{12} & 0 & 0 \\ e_5 & 0 & 0 & 1 & e_6 & 0 & e_8 \\ 0 & 0 & e_{12} & e_6 & 1 & 0 & e_{10} \\ 0 & 0 & 0 & e_7 & e_9 & 1 & e_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

每条支路只能通过一次,因此忽略带平方项的通路,由此可得开关函数为:

$$F_{31} = e_2 e_1 + e_4 e_3 + e_2 e_{12} e_4 e_5 e_6 + e_7 e_2 e_{11} e_8 e_1 + e_7 e_{11} e_8 e_4 e_3 + e_2 e_9 e_6 e_{11} e_8 e_1 + e_9 e_6 e_{11} e_8 e_4 e_3 + e_9 e_{12} e_3 e_5 e_{11} e_8 e_1 + e_2 e_7 e_{12} e_4 e_5 e_{11} e_{10} + e_6 e_1 e_5 e_3 e_{12} + e_2 e_7 e_6 e_1 e_{11} e_{10} + e_2 e_9 e_1 e_{11} e_{10} + e_7 e_6 e_4 e_3 e_{11} e_{10} + e_9 e_4 e_3 e_{11} e_{10} \quad (4)$$

2.4 地到电源之间的通路计算

同理,各项因子为地到电源之间所有通路的行列式可用余子式 Δ_{13} 表示:

$$\Delta_{13} = \begin{bmatrix} e_1 & 1 & 0 & e_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e_2 & e_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_4 & 0 & 1 & 0 & e_{12} & 0 & 0 \\ 0 & e_5 & 0 & 1 & e_6 & 0 & e_8 \\ 0 & 0 & e_{12} & e_6 & 1 & 0 & e_{10} \\ 0 & 0 & 0 & e_7 & e_9 & 1 & e_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

忽略带平方项的通路,由此可得开关函数为:

$$F_{13} = e_2 e_1 + e_4 e_3 + e_2 e_{12} e_4 e_5 e_6 + e_7 e_2 e_{11} e_8 e_1 + e_7 e_{11} e_8 e_4 e_3 + e_2 e_9 e_6 e_{11} e_8 e_1 + e_9 e_6 e_{11} e_8 e_4 e_3 + e_6 e_1 e_5 e_3 e_{12} + e_2 e_7 e_6 e_1 e_{11} e_{10} + e_2 e_9 e_1 e_{11} e_{10} + e_7 e_6 e_4 e_3 e_{11} e_{10} + e_9 e_4 e_3 e_{11} e_{10} + e_9 e_{12} e_4 e_5 e_{11} e_2 e_8 + e_1 e_7 e_{12} e_3 e_5 e_{11} e_{10} \quad (6)$$

2.5 回路计算

计算 2.2 节连接矩阵行列式的值,即可得到电路中所有可能的回路通路^[11-13]:

$$F_C = e_{12} e_5 e_6 e_3 e_2 + e_{12} e_5 e_6 e_4 e_1 + e_5 e_7 e_{12} e_{11} e_{10} e_4 e_1 + e_5 e_7 e_{12} e_{11} e_{10} e_3 e_2 + e_7 e_{11} e_8 + e_9 e_6 e_{11} e_8 + e_7 e_6 e_3 e_2 e_{11} e_{10} e_4 e_1 + e_9 e_4 e_1 e_{11} e_{10} e_3 e_2 + e_9 e_5 e_{12} e_{11} e_8 e_4 e_1 + e_9 e_5 e_{12} e_{11} e_8 e_3 e_2 + e_4 e_1 e_3 e_2 + e_7 e_4 e_1 e_{11} e_8 e_3 e_2 + e_9 e_6 e_3 e_2 e_{11} e_8 e_4 e_1 + e_7 e_6 e_{11} e_{10} \quad (7)$$

2.6 有效通路筛选

开关函数 F_{31} 、 F_{13} 和 F_C 描述了 LCC 谐振变换器电路中所有可能的通路,但按照电路原理有些通路实际上是不会存在的,因此需要对所有可能通路进行筛选以得到有效通路。

开关函数 F_{31} 描述的可能通路中,通路 $e_2 e_1$ 或 $e_4 e_3$ 是不可能同时存在的,否则开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 或 V_{T3} 、 V_{T4} 会由于短路直通而烧毁;另外按照变换器的工作原理,整流二极管 V_{D5} 、 V_{D6} 或 V_{D7} 、 V_{D8} 不可能同时导通,即通路 $e_7 e_8$ 或 $e_9 e_{10}$ 是不可能同时存在的。由此,可以筛选出电源到地之间的有效通路为 $e_2 e_{12} e_4 e_5 e_6$ 、 $e_9 e_{12} e_3 e_5 e_{11} e_8 e_1$ 、 $e_2 e_7 e_{12} e_4 e_5 e_{11} e_{10}$ 和 $e_6 e_1 e_5 e_3 e_{12}$ 。同理,可以筛选出地到电源之间的有效通路为 $e_2 e_{12} e_4 e_5 e_6$ 、 $e_6 e_1 e_5 e_3 e_{12}$ 、 $e_9 e_{12} e_4 e_5 e_{11} e_2 e_8$ 和 $e_1 e_7 e_{12} e_3 e_5 e_{11} e_{10}$ 。

另外按照变换器的工作原理,正常工作时通路 $e_2 e_3$ 或 $e_4 e_1$ 是不可能同时存在的,否则谐振网络自成一个回路,没有与电源产生能量传递关系。由此可见,开关函数 F_C 描述的通路中无有效通路存在。

根据以上分析,LCC 谐振变换器电路中所有可能的有效通路为 $e_2 e_{12} e_4 e_5 e_6$ 、 $e_6 e_1 e_5 e_3 e_{12}$ 、 $e_9 e_{12} e_4 e_5 e_{11} e_2 e_8$ 、 $e_9 e_{12} e_3 e_5 e_{11} e_8 e_1$ 、 $e_2 e_7 e_{12} e_4 e_5 e_{11} e_{10}$ 和 $e_1 e_7 e_{12} e_3 e_5 e_{11} e_{10}$ 。

3 工作模式

3.1 有效通路与工作模式之间的关联

在静电除尘应用场合,负载电阻是随除尘器电

场内烟气粉尘浓度的变化而变化的,所以在这类应用场合下,输出电压经常处于波动状态。当负载电阻在某一临界值附近变化时,随着输出电压和 C_p 箝位电压的改变, LCC 谐振变换器电路中包含的有效通路路径也随之改变,即工作模式发生变化。因此,在 2.6 节 LCC 谐振变换器电路所有有效通路分析的基础上可得到 2 种不同的工作模式。

处于工作模式 1 时, C_p 箝位电压低于某一临界值, C_p 、 L_r 和 C_r 组成的串联谐振回路依靠自身的谐振过程实现 C_p 箝位电压极性转换,能量回馈给直流电源,对应的有效通路 $e_2e_{12}e_4e_5e_6$ 和 $e_6e_{15}e_3e_{12}$ 为二极管续流,电流单向流动;而处于工作模式 2 时, C_p 箝位电压高于临界值, C_p 、 L_r 和 C_r 组成的串联谐振回路为 C_p 充电模式并且在二极管续流时能量回馈给直流电源,所对应的有效通路 $e_2e_{12}e_4e_5e_6$ 和 $e_6e_{15}e_3e_{12}$ 中电流双向流动。

2 种工作模式均应包含 C_p 箝位时的谐振模式,否则由于没有能量传输到负载,没有实际应用价值。对应的有效通路有 $e_9e_{12}e_4e_5e_{11}e_2e_8$ 、 $e_9e_{12}e_3e_5e_{11}e_8e_{10}$ 、 $e_2e_7e_{12}e_4e_5e_{11}e_{10}$ 和 $e_{11}e_7e_{12}e_3e_5e_{11}e_{10}$ 。

根据以上分析结果,电流断续时 LCC 谐振变换器 2 种工作模式的主要波形图和相应谐振模式如图 4、5 所示。图中, $U_e=U_0/n_o$ 。

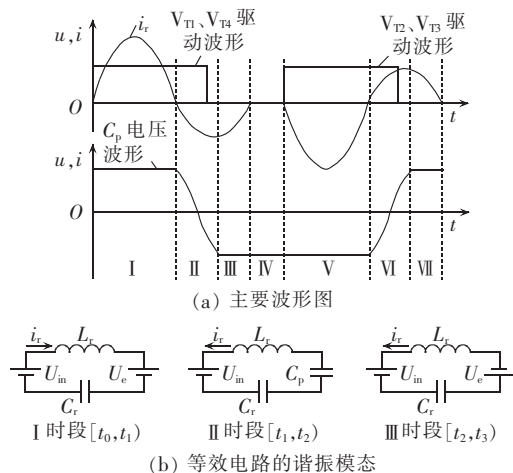


图 4 等效电路和主要波形(工作模式 1)

Fig.4 Equivalent circuits and key waveforms (operating mode 1)

3.2 基本方程式

对 LCC 谐振变换器的数学分析基于如下假设:电路中所有元件为理想元件;一个开关周期内 U_{in} 和 U_0 为恒值。并定义如下电路参数: $f_s=f_m f_r$, $A=C_p/C_r$, $C_2=C_r C_p/(C_r+C_p)$, $Z_2=\sqrt{L_r/C_2}$, $Z_1=\sqrt{L_r/C_r}$, $\omega_2=1/\sqrt{L_r C_2}$, $\omega_1=1/\sqrt{L_r C_r}$ 。

从图 4(b)和 5(b)所示等效电路的谐振模式可知, LCC 谐振变换器的基本谐振模式只有 2 个,如图 6 所示,图中所示电压和电流方向为正方向, LCC 谐

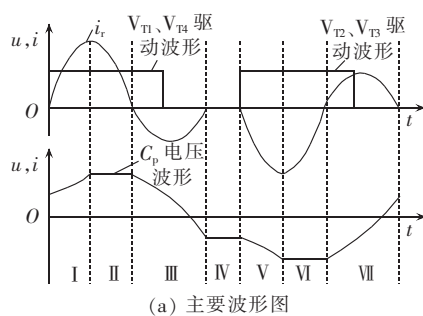


图 5 等效电路和主要波形(工作模式 2)

Fig.5 Equivalent circuits and key waveforms (operating mode 2)

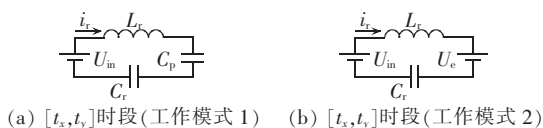


图 6 等效电路的基本谐振模式

Fig.6 General resonant modes of equivalent circuits

振变换器电路的数学分析是在这 2 个基本谐振模式的基础上展开的。

图中,等效电路谐振模式所处时间段的初始时间为 t_x ,结束时间为 t_y 。

假设图 6(a)电路中 C_p 初始电压 $u_{Cp}(t_x)=u_{Cpx}$,初始谐振电流 $i_r(t_x)=i_{rx}$, C_r 初始电压 $u_{Cr}(t_x)=u_{Crx}$,则 $[t_x, t_y]$ 时段时域方程可表示为:

$$\begin{cases} i_r(t) = i_{rx} \cos[\omega_2(t-t_x)] + \frac{U_{in}-u_{Cpx}-u_{Crx}}{Z_2} \sin[\omega_2(t-t_x)] \\ u_{Cr}(t) = u_{Crx} + \frac{i_{rx}}{C_r} \sqrt{L_r C_2} \sin[\omega_2(t-t_x)] + \frac{C_p(U_{in}-u_{Cpx}-u_{Crx})}{C_r+C_p} \{1-\cos[\omega_2(t-t_x)]\} \\ u_{Cp}(t) = u_{Cpx} + \frac{i_{rx}}{C_p} \sqrt{L_r C_2} \sin[\omega_2(t-t_x)] + \frac{C_r(U_{in}-u_{Cpx}-u_{Crx})}{C_r+C_p} \{1-\cos[\omega_2(t-t_x)]\} \end{cases} \quad (8)$$

同样,图 6(b)电路的 $[t_x, t_y]$ 时段时域方程可表示为:

$$\begin{cases} i_r(t) = i_{rx} \cos[\omega_1(t-t_x)] + \frac{U_{in}-U_e-u_{Crx}}{Z_1} \sin[\omega_1(t-t_x)] \\ u_{Cr}(t) = u_{Crx} + i_{rx} Z_1 \sin[\omega_1(t-t_x)] + (U_{in}-U_e-u_{Crx}) \{1-\cos[\omega_1(t-t_x)]\} \\ u_{Cp}(t) = U_e \end{cases} \quad (9)$$

3.3 产生条件与判别依据

本文的思路是通过 2 种开关模式下谐振电路临界点的分析来获取每种开关模式的产生条件和判

别依据。

3.3.1 工作模式 1

如果在 II 时段谐振电流反向后减小为零,则 III 时段所示的工作模式不存在,即 $t_3 - t_2 = 0$ 。在此临界工作条件下,谐振电路存在如下表达式:

$$\begin{cases} i_r(t_0) = i_r(t_1) = i_r(t_2) = i_r(t_3) = 0 \\ u_{Cp}(t_2) = u_{Cp}(t_3) = -U_e \\ u_{Cp}(t_0) = u_{Cp}(t_1) = U_e \\ u_{Cx}(t_3) = -u_{Cx}(t_0) \\ \omega_1(t_1 - t_0) = \omega_2(t_2 - t_1) = \pi \end{cases} \quad (10)$$

结合图 4(b)所示等效电路,根据基本方程和上述临界工作等式,可推导出 U_0 的临界数值为:

$$U_{0c} = \frac{nU_{in}}{A+1} \quad (11)$$

从而得出,工作模式 1 产生条件为 $U_0 < \frac{nU_{in}}{A+1}$ 。

在临界工作条件下,只有 I 时段能量由变压器流向负载,根据能量守恒,变压器一次侧输入功率等于负载侧输出功率,可得:

$$2 \frac{U_e}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} i_r(t) dt = \frac{U_0^2}{R_0} \quad (12)$$

$$i_r(t) = \frac{U_0(1+A)}{nZ_1} \sin[\omega_1(t-t_0)]$$

由式(12)可推导出临界负载电阻为:

$$R_{0c} = \frac{n^2 T_s}{4(1+A)C_r} \quad (13)$$

从而得出,判别依据为 $R_0 < \frac{n^2 T_s}{4(1+A)C_r}$ 。

3.3.2 工作模式 2

如果谐振电流在 I 时段结束后减小为零,则谐振电路直接进入 III 时段工作模式,即 $t_2 - t_1 = 0$ 。在此临界工作条件下,谐振电路存在如下表达式:

$$\begin{cases} i_r(t_0) = i_r(t_1) = i_r(t_2) = i_r(t_3) = 0 \\ u_{Cp}(t_0) = -u_{Cp}(t_3) < U_e \\ u_{Cp}(t_1) = u_{Cp}(t_2) = U_e \\ u_{Cx}(t_3) = -u_{Cx}(t_0) \\ \omega_2(t_1 - t_0) = \omega_2(t_3 - t_2) = \pi \end{cases} \quad (14)$$

同理,可得产生条件为 $\frac{nU_{in}}{A+1} < U_0 < \frac{2nU_{in}}{A+1}$,判别依据

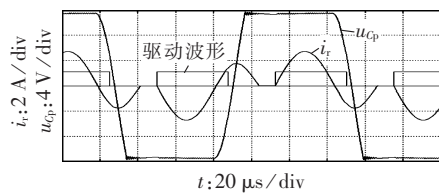
为 $R_0 > \frac{n^2 T_s}{4(1+A)C_r}$ 。

4 仿真和实验结果

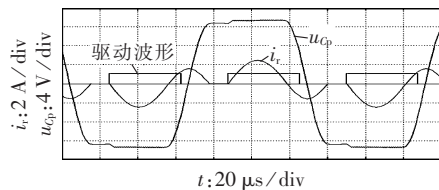
为了验证以上分析的正确性,进行了仿真和实验研究。仿真和实验的电路基本参数为: $U_{in} = 24 \text{ V}$; $n = 2$; $f_s = 8 \text{ kHz}$ 。选择谐振槽元件参数分别为 $C_p = C_r = 1 \mu\text{F}$ ($A = 1$), $L_r = 100 \mu\text{H}$ 。

由 3.3 节判别依据可知, $R_0 < 62.5 \Omega$ 时谐振电路运行于工作模式 1,实际取值 $R_0 = 50 \Omega$; $R_0 > 62.5 \Omega$

时谐振电路运行于工作模式 2,实际取值 $R_0 = 75 \Omega$ 。仿真和实验结果如图 7、8 所示。实验电路主控芯片为 TMS320F2812,开关管选用型号为 IGBT60N100。



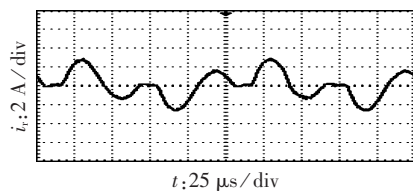
(a) 工作模式 1 波形



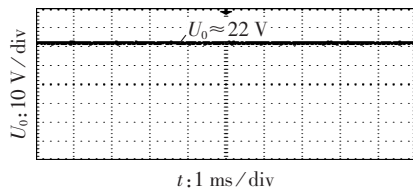
(b) 工作模式 2 波形

图 7 仿真结果

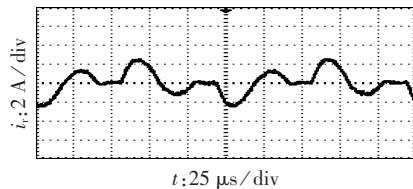
Fig.7 Simulative results



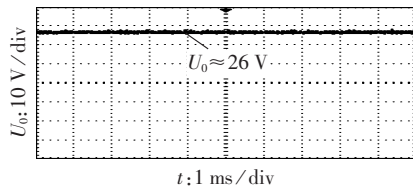
(a) i_r 波形 (工作模式 1)



(b) U_0 波形 (工作模式 1)



(c) i_r 波形 (工作模式 2)



(d) U_0 波形 (工作模式 2)

图 8 实验结果

Fig.8 Experimental results

图 7(a)中 $U_e = 11.4 \text{ V}$,根据 $U_0 = nU_e$,可得 $U_0 = 22.8 \text{ V}$,符合 3.3.1 节工作模式 1 的产生条件;图 7(b)中 $U_e = 13.3 \text{ V}$,同样可得 $U_0 = 26.6 \text{ V}$,符合 3.3.2 节工作模式 2 的产生条件。而且,图 8 所示实验结果中 U_0 的数值与仿真结果相比误差很小。可见本文对 LCC 谐振变换器 2 种工作模式的产生条件和判别依

据的推导是正确的。

5 结论

根据图论分析法得出了电流断续时 *LCC* 谐振变换器有实际应用价值的 2 种工作模式,推导给出了产生条件和判别依据。图论分析法为 *LCC* 谐振变换器工作模式的划分提供了理论依据,而且即使对于 *LCC* 谐振变换器这样复杂的强非线性多谐振电路,借助 MATLAB 工具,运用图论对其进行工作模式的分析并不繁杂。本文中所提 *LCC* 谐振变换器的图论分析方法对于静电除尘等高压高频应用领域的研究和实践有一定的参考价值。

参考文献:

- [1] 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,ZOU Yunping,et al. Effects of parasitical capacitors on charging characteristic of series resonant CCPS[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(10):40-44.
- [2] 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:[s.n.],2009:1482-1486.
- [3] SOEIRO T,BIELA J,MÜHLETHALER J,et al. Optimal design of resonant converter for electrostatic precipitators[C]//IPEC 2010. Sapporo,Japan:[s.n.],2010:2294-2301.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] YOUSSEF M J,JAIN P K. Series-parallel resonant converter in self-sustained oscillation mode with the high-frequency transformer-leakage-inductance effect:analysis,modeling,and design [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(3):1329-1341.
- [7] YOUSSEF M Z,PINHEIRO H,JAIN P K. Self-sustained phase-shift modulated resonant converters:modeling,design,and performance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2006,21(2):401-414.
- [8] 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.
- [9] 丘东元,张波. 谐振开关电容变换器中潜电路现象的研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(21):34-40.
QIU Dongyuan,ZHANG Bo. Study of sneak circuit in resonant switched capacitor converters[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(21):34-40.
- [10] 涂文娟,丘东元,张波. 高阶降压式谐振开关电容变换器的潜电路[J]. 中国电机工程学报,2008,28(36):10-16.
TU Wenjuan,QIU Dongyuan,ZHANG Bo. Sneak circuit in multi-stage step-down resonant switched capacitor converters[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(36):10-16.
- [11] 黎剑源,丘东元,张波. *n* 阶谐振开关电容变换器潜电路图论分析法[J]. 中国电机工程学报,2008,28(3):53-59.
LI Jianyuan,QIU Dongyuan,ZHANG Bo. Graph theory analysis method for sneak circuit in *n*-stage resonant switched capacitor converters[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(3):53-59.
- [12] 涂文娟,丘东元,张波,等. 基于图论的 *n* 阶升压式谐振开关电容变换器潜电路分析技术[J]. 电子学报,2008,36(2):271-277.
TU Wenjuan,QIU Dongyuan,ZHANG Bo,et al. Sneak circuit analysis in *n*-stage step-up resonant switched capacitor converters based on graphic theory [J]. Acta Electronica Sinica,2008,36(2):271-277.
- [13] 屈莉莉,张波,丘东元,等. 电力电子变换器广义连接矩阵及其潜电路判别[J]. 电工技术学报,2008,23(12):70-77.
QU Lili,ZHANG Bo,QIU Dongyuan,et al. Generalized connection matrix for power converters and sneak circuit identification [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,23(12):70-77.
- [14] 涂文娟,丘东元,张波. DC/DC 谐振开关电容变换器潜电路发生的一般规律分析[J]. 电工技术学报,2007,22(12):98-104.
TU Wenjuan,QIU Dongyuan,ZHANG Bo. General law of sneak circuit analysis in resonant switched capacitor DC/DC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(12):98-104.
- [15] 丘东元,涂文娟,张波,等. 谐振开关电容变换器的潜电路特性[J]. 电子学报,2007,35(8):1505-1510.
QIU Dongyuan,TU Wenjuan,ZHANG Bo,et al. Sneak circuit characteristic of resonant switched capacitor converter [J]. Acta Electronica Sinica,2007,35(8):1505-1510.
- [16] 涂文娟,丘东元,张波. 升压式谐振开关电容变换器中潜电路的一般规律[J]. 电工技术学报,2009,24(4):102-107.
TU Wenjuan,QIU Dongyuan,ZHANG Bo. General law of sneak circuit analysis in step-up resonant switched capacitor converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(4):102-107.
- [17] 武志刚,张尧,宋文南,等. 求解功率追踪问题的图论方法[J]. 电力自动化设备,2002,22(3):12-15.
WU Zhigang,ZHANG Yao,SONG Wennan,et al. A method to solve power-tracing problem based on graph theory [J]. Electric Power Automation Equipment,2002,22(3):12-15.

作者简介:

张治国(1977-),男,湖北武汉人,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(E-mail:Zhang1569@126.com);

谢运祥(1965-),男,湖南邵阳人,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子变换技术;

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

LCL 型进网滤波器的有源阻尼技术分析与比较

肖华锋¹, 许津铭², 谢少军²

(1. 东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096;

2. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016)

摘要: 为厘清现有 LCL 滤波器的有源阻尼方法之间的关系和寻找新的有源阻尼结构, 研究了抑制 LCL 谐振的有源阻尼方法的综合方法, 构造基于反馈的有源阻尼统一分析模型, 对采用单状态变量单补偿器反馈的有源阻尼方法进行了系统分析。通过传递函数和根轨迹图甄别出有效有源阻尼方法, 详细分析了滤波电容电压反馈、滤波电容电流反馈和提出的网侧滤波电感电压反馈 3 种有源阻尼方法的特性。建立了 3 kW 实验样机对 3 种有源阻尼方法进行了性能对比研究, 结果验证了有源阻尼综合方法的有效性。

关键词: 滤波器; 谐振; 有源阻尼; 反馈; 传递函数; 模型

中图分类号: TM 464; TN 713

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.05.010

0 引言

电压源型并网逆变器是当前蓬勃发展的新能源进入电网的接口, 用于各种分布式并网发电系统^[1] (如光伏发电系统、直驱型风力发电系统、燃料电池系统等)、交流微网中的逆变型接口^[2]及直流微网中直流母线与电网的接口^[3]等, 需求巨大。

为了减轻和限制它们对电网的污染, IEEE Std 929—2000、UL1741 等国际标准对并网逆变器的进网电流进行了严格的指标限制^[4-5], 包括总谐波含量和单次谐波含量。结合并网逆变器的实现技术来看, 达到开关频率谐波电流抑制指标最为困难, 涉及进网滤波器的选择。进网滤波器结构有 L、LC 和 LCL 3 种形式, 它们的滤波性能和控制特性已有相关文献论述^[6]。从现阶段工业应用情况来看, 在小功率并

网逆变器中一般采用 L 型滤波器, 在中、大功率的 SPWM 并网逆变器中一般采用 LC 型滤波器或带阻尼电阻的 LCL 型滤波器^[7], 而在学术界备受关注的带有源阻尼 AD (Active Damping)^[8-16]环节的 LCL 型滤波器在实际应用中较少见, 也即现阶段关于 LCL 型滤波器 AD 技术的研究离规模化应用仍有一段距离。相比 L 型滤波器, LCL 型滤波器为并网逆变器系统引入一对谐振极点, 其阻尼比为零且振荡频率较高, 威胁并网逆变器控制系统的稳定性^[17]。AD 技术的思想即为引入独立零点或共轭零点对消谐振极点或将共轭极点吸引至稳定区域内并留有一定安全裕度^[14]。已有大量的文献对 AD 方法进行了研究, 其中 Dahono 通过研究阻尼电阻在 LCL 型并网逆变器系统传递函数中的作用, 利用信号流图变换将实际存在的电阻元件转移至控制器结构中, 提出了虚拟电阻的概念^[8], 介绍了 4 种与常用的阻尼电阻方式对应的虚拟电阻实现方式。增加系统阻尼的另一种方式是通过增加滤波器状态变量反馈来实现: 文献^[9]提出采用串联超前-滞后模块的滤波电容电压反馈的 AD 方法; 文献^[10]提出基于比例环节的滤波电

收稿日期: 2012-06-26; 修回日期: 2013-03-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51077070); 教育部博士点基金资助项目 (20120092120054)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51077070) and the Doctoral Fund of Ministry of Education of China (20120092120054)

Analysis and identification of LCC resonant converter operating modes

ZHANG Zhiguo¹, XIE Yunxiang¹, YUAN Zhaomei²

(1. South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. Fujian Longking Co., Ltd., Longyan 364000, China)

Abstract: In order to analyze and identify the operating modes of LCC series-parallel resonant converter, the theorem and steps of graph theory analysis are introduced and all the operating paths of LCC resonant converter are thus obtained, the valid paths are then derived based on the characteristics of its circuit topology and operating law, and two practical operating modes are finally achieved according to the valid paths. For each mode, the operating condition is derived and its criterion is given. It is demonstrated during the study that, the graph theory analysis can be simply used in the analysis of resonant converter with multiple resonant modes.

Key words: electric converters; resonance; operating mode; graphic theory; connection matrix