

# 基于移相控制的串联谐振变换器稳态分析

吴俊娟, 邬伟扬, 代明辉

(燕山大学电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

**摘要:**将基波分析法应用到基于移相控制的串联谐振变换器,以电路稳态模型为基础计算出变换器的电压增益、电路阻抗、谐振电容电压和谐振电感电流、电压电流应力及功率,得到这些量与工作频率、占空比及等效负载品质因数之间的数学表达式,并通过仿真图形进行直观显示。最后通过搭建的电路进行了实验验证。

**关键词:**变换器; 串联谐振; 移相控制; 基波分析法

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2010)02-0034-03

## Steady State Analysis of the Series Resonant Converter Based on Phase-shifted Control

WU Jun-juan, WU Wei-yang, DAI Ming-hui

(Key Lab. of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province,  
Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

**Abstract:**The fundamental wave method is applied to analyze series resonant converter based on phase-shifted control. According to the steady state model, the expressions of voltage conversion ratio, circuit impedance, resonant inductance current and resonant capacitor voltage, voltage and current stresses against switching frequency are derived. The simulation diagrams are given to demonstrate their relationship. The experimental results verify the correctness of the analysis.

**Keywords:**converter; series resonant; phase-shifted control; fundamental wave method

**Foundation Project:**Supported by Natural Science Foundation of Hebei Province(No.E2008000777); Educational Commission of Hebei Province(No.ZH2007103)

### 1 引言

负载谐振变换器利用谐振网络在电压或电流过零点进行开关切换,可大大降低开关损耗,使变换器的高频化成为可能,而平滑变化的波形和较小的电压、电流变化率有利于改善系统的电磁兼容性,因而该变换器在高功率变换领域得到了广泛研究。该变换器根据负载与谐振槽的连接方式可分为串联谐振和并联谐振。前者因电路附加元件少,结构简单,控制容易等优点,广泛应用于实际生产中。

以往串联负载谐振变换器大多通过改变工作频率来调节输出电压。然而,该方法中变频控制环节的设计较复杂,且频率的大范围变化不利于滤波器的设计。相比之下,恒频控制方法能够抑制高频谐波,因此近年来相继提出了许多恒频控制方法,其中移相控制技术较为成熟<sup>[1]</sup>。该技术是一种适用于全桥电路的恒频控制方法,利于磁性组件设计,从而减小变换器体积,提高功率密度。文中旨在研究基于移相控制的串联谐振变换器的电路特性。

### 2 移相控制串联谐振变换器

图1示出串联谐振变换器的主电路拓扑。VS<sub>1</sub>~

VS<sub>4</sub>构成高频逆变桥;L<sub>r</sub>与C<sub>r</sub>组成串联谐振槽;VD<sub>1</sub>~VD<sub>4</sub>构成不控整流桥。

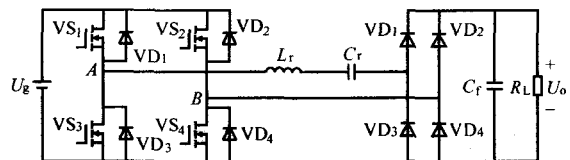
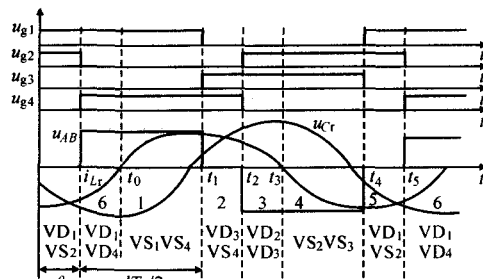


图1 串联谐振变换器电路原理图

高频逆变桥采用移相控制,控制原理为:令两个桥臂的上下两个开关管按180°导通角交替工作,控制VS<sub>1</sub>和VS<sub>4</sub>之间的相位角θ即有效占空比d=1-θ/π改变,从而可控制加在谐振网络两端的输入电压u<sub>AB</sub>的占空比,实现对输出电压U<sub>o</sub>的控制。在一个开关周期中,变换器有6种开关模式:VS<sub>1</sub>VS<sub>4</sub>→VD<sub>3</sub>VS<sub>4</sub>→VD<sub>2</sub>VD<sub>3</sub>→VS<sub>2</sub>VS<sub>3</sub>→VD<sub>1</sub>VS<sub>2</sub>→VD<sub>1</sub>VD<sub>4</sub>,图2示出相应的电路波形。



u<sub>g1</sub>~u<sub>g4</sub>为VS<sub>1</sub>~VS<sub>4</sub>的驱动信号,u<sub>AB</sub>为逆变桥输出电压  
i<sub>Lr</sub>和u<sub>Cr</sub>分别为谐振电感电流和谐振电容电压

图2 移相控制串联谐振变换器主要波形

基金项目:河北省自然科学基金资助项目(E2008000777);河北省教育厅科学研究重点资助项目(ZH2007103)

定稿日期:2009-11-26

作者简介:吴俊娟(1979-),女,河北人,博士研究生,研究方向为谐振型变换器的建模与控制。

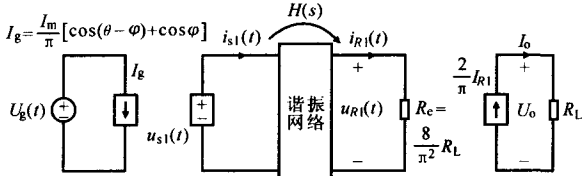
4个功率开关管均可实现零电压开通(ZVS)。由于开关频率 $f_s$ 恒定,因此移相控制又称为占空比控制。令逆变桥的 $f_s$ 高于 $f_0$ ,谐振槽呈感性,谐振电流滞后于 $u_{AB}$ ,从而使开关管实现ZVS,降低开关损耗。

### 3 基于变换器稳态模型的数学分析

若 $f_s \approx f_0$ ,且谐振网络的品质因数较高时,串联谐振DC/DC变换器中 $i_{Lr}$ 和 $u_{Cr}$ 可只考虑其基波,忽略高次谐波,将不会带来较大误差。基波分析法就是基于该假设的一种分析谐振变换器稳态关系的方法<sup>[2]</sup>。

#### 3.1 稳态模型

将串联谐振变换器视为由可控开关网络、谐振槽网络、不可控整流网络和低通无源滤波网络构成。模型的推导是在假设谐振槽电量是标准正弦量下进行的。该假设认为谐振槽的输入只有基波分量为有效激励,其余高次谐波均被谐振槽衰减掉。整流网络对谐振槽的负载效应用等效电阻 $R_e$ 来表示,其推导过程也只考虑了谐振槽输出电压的基波分量。图3示出串联谐振DC/DC变换器等效模型。



$u_{s1}(t)$ 为谐振电路输入电压; $I_m$ 为谐振电流幅值  
图3 串联谐振DC/DC变换器等效模型

#### 3.2 数学分析

##### 3.2.1 电压增益

电压增益为:

$$M = \frac{U_o}{U_g} = \sin\left(\frac{\pi d}{2}\right) |H(s)| = \frac{\sin(\pi d/2)}{\sqrt{1+Q_L^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (1)$$

式中: $\omega_0$ 为谐振频率, $\omega_0=2\pi f_0$ ;  $Z_0$ 为特征阻抗, $Z_0=1/(\omega_0 C)$ ;  $Q_L$ 为等效负载品质因数, $Q_L=\omega_0 L/R_e=1/(\omega_0 C R_e)=Z_0/R_e=\sqrt{L/C}/R_{e0}$ 。

图4示出当 $d=1$ 时, $M$ 与归一化频率 $f/f_0$ 和 $Q_L$ 的关系。可见,调节 $f_s$ 的大小就可以调节 $U_o$ ,当 $f_s=f_0$ 时, $M=1$ ;在相同频率点处,负载越重,即 $1/Q_L$ 越小, $M$ 越小。当 $f_s$ 固定时, $d$ 越大, $M$ 越大。

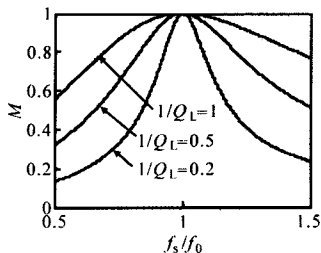


图4  $M$ 与 $f/f_0, Q_L$ 的关系

对于移相控制而言, $d=1-\theta/\pi$ ,所以 $M$ 可等效为:

$$M = \frac{U_o}{U_g} = \frac{\cos(\theta/2)}{\sqrt{1+Q_L^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (2)$$

图5示出 $\theta$ 与 $M$ 之间的关系曲线。 $\theta$ 的变化范围为 $0<\theta<\pi$ ,所以当 $f_s$ 固定时, $\theta$ 越小, $M$ 越大。

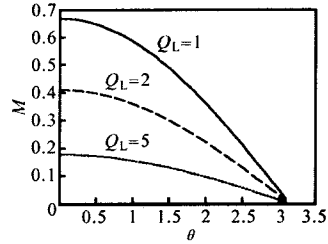


图5  $M$ 与 $\theta$ 的关系

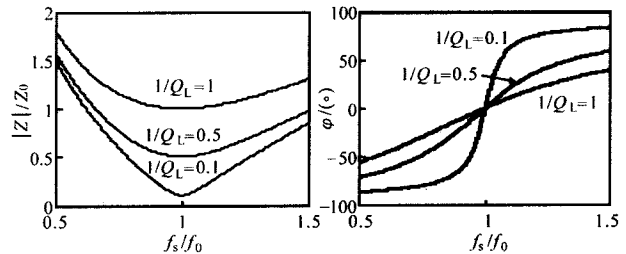
##### 3.2.2 输入阻抗和谐振电流

输入阻抗为:

$$Z = R_e + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R_e \left[1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] = |Z| e^{j\varphi} \quad (3)$$

式中: $|Z|=Z_0\sqrt{1+Q_L^2+(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega)^2}$ ;  $|Z|/Z_0$ 为输入阻抗的幅值; $\varphi$ 为相角, $\varphi=\arctan[Q_L(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega)]$ 。

由式(3)可见,在 $f_0$ 处,谐振电路的电抗为零。图6分别示出 $|Z|/Z_0, \varphi$ 与归一化频率 $f/f_0$ 及 $Q_L$ 的关系。可见,在 $f_0$ 处, $|Z|$ 最小。在相同频率处,负载越轻, $|Z|$ 越大。当 $f_s < f_0$ 时, $\varphi < 0$ ,表示谐振电路呈容性;反之呈感性。



(a)  $|Z|/Z_0$ 与 $f_s/f_0, Q_L$ 的关系 (b)  $\varphi$ 与 $f_s/f_0, Q_L$ 的关系

图6  $|Z|/Z_0, \varphi$ 与 $f/f_0$ 和 $Q_L$ 关系

根据稳态模型, $u_{s1}(t)$ 为 $u_{AB}$ 的基波分量,即:

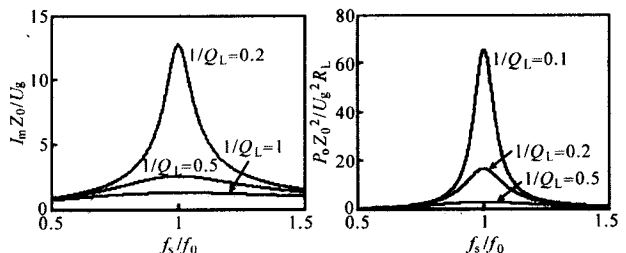
$$u_{s1}(t) = \frac{4U_g}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d}{2}\right) \sin\omega t = U_{s1} \sin\omega t \quad (4)$$

若 $f_s \approx f_0$ ,则谐振电路对高次谐波的阻抗非常大,因此 $i_{Lr}$ 近似为正弦量:

$$i_{Lr} = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (5)$$

式中: $I_m = U_{s1}/|Z| = 4U_g \sin(\pi d/2) / [\pi Z_0 \sqrt{(R/Z_0)^2 + (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}]$ 。

图7a示出 $d=1$ 时, $I_m$ 与归一化频率 $f/f_0$ 和 $Q_L$ 的关系。由图可见,当 $f_s=f_0$ 时, $I_m$ 最大,且负载越重, $I_m$ 越大。



(a)  $I_m Z_0/U_g$ 与 $f_s/f_0, Q_L$ 的关系 (b)  $P_o Z_0^2/U_g R_L$ 与 $f_s/f_0, Q_L$ 的关系

图7  $I_m Z_0/U_g, P_o Z_0^2/U_g R_L$ 与归一化频率 $f/f_0$ 和 $Q_L$ 的关系  
当 $d=1$ 时,变换器的输入电流为:

$$I_g = \frac{2}{\pi} I_m \cos \varphi = \frac{8U_g}{\pi^2 R_e} \cdot \frac{1}{1 + Q_L^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2} \quad (6)$$

输入、输出的有功功率分别为:

$$\begin{cases} P_i = U_g I_g = \frac{8U_g^2}{\pi^2 R_e \left[ 1 + Q_L^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]} \\ P_o = I_o^2 R_L = \frac{64R_L U_g^2}{\pi^4 Z_0^2 \left[ \left( \frac{R_e}{Z_0} \right)^2 + \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]} \end{cases} \quad (7)$$

图 7b 示出  $d=1$  时, 归一化的  $P_o$  同归一化工作频率  $f_s/f_0$  和  $Q_L$  的关系。可见, 在  $f_0$  处,  $P_o$  最大; 在相同工作频率点处, 负载越重,  $P_o$  越大。

功率开关管承受的最大电压  $U_{sm}=U_g$ , 其最大电流等于  $i_{Lr}$  的最大值, 即:

$$I_{sm} = I_{Lm} = \frac{4U_g}{\pi R_e} \quad (8)$$

电容电压峰值:

$$U_{cm} = \frac{I_m}{\omega C} = \frac{4U_g \sin(\pi d/2)}{\pi \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right) \sqrt{\left( \frac{R_e}{Z_0} \right)^2 + \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (9)$$

电感电压峰值:

$$U_{Lm} = \omega L I_m = \frac{4U_g (\omega/\omega_0) \sin(\pi d/2)}{\pi \sqrt{\left( \frac{R_e}{Z_0} \right)^2 + \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (10)$$

图 8 示出  $d=1$  时, 归一化的  $U_{cm}$  与  $U_{Lm}$  同归一化工作频率  $f_s/f_0$  和  $Q_L$  之间的关系。

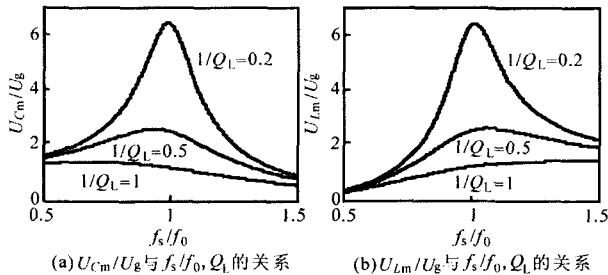


图 8  $U_{cm}/U_g, U_{Lm}/U_g$  与  $f_s/f_0$  和  $Q_L$  的关系

## 4 实验验证

为验证理论分析, 选用 UC3875 作为移相控制芯片, 搭建了实验电路。系统主要技术指标:  $U_g=48\text{ V}; f_s=39\sim 63.4\text{ kHz}; R_L=20\sim 44\ \Omega; L_r=213\ \mu\text{H}; C_r=50\text{ nF}; C_f=33\ \mu\text{F}$ ; 最大输出功率  $P_{\text{max}}=115\text{ W}$ 。所选用的功率器件为  $14\text{ A}/500\text{ V}$  的 IRF450。当  $d=1, f_s=1.3f_0$  时, 实验测得  $V_{S1}$  的驱动信号  $u_{gvs1}$  和  $i_{Lr}$  的波形如图 9a 所示。此时  $i_{Lr}$  滞后于谐振槽两端电压, 开关管实现 ZVS; 当占空比  $d=0.8, f_s=1.3f_0$  时, 实验测得逆变桥输出电压  $u_{AB}$  和  $i_{Lr}$  的波形如图 9b 所示。

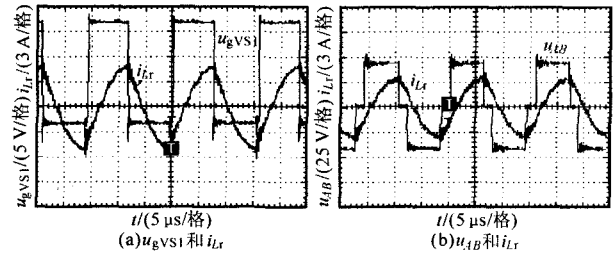


图 9 实验波形

## 5 结论

由谐振变换器的稳态分析可见, 移相控制原理简单, 实现方便。通过调节移相角的大小即可控制输出电压。当移相角不变时, 电路若工作于谐振频率处, 则电压增益最大; 若偏离谐振频率, 则电压增益相应减小。只要保证谐振变换器工作在高于谐振频率的状态, 即可实现零电压开通, 降低了开关损耗, 使变换器体现出良好的性能。

## 参考文献

- [1] J P Vandael, P D Ziogas. A DC/DC PWM Series Resonant Converter operated at Resonant Frequency[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1988, 35(3): 451-460.
- [2] 张卫平, 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [3] Erickson, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition[M]. Secaucus, NJ, USA: Kluwer Academic Publishers, 2000.

(上接第 17 页) 名. 出版年. 卷号(期号): 起止页码。(两个以上作者, 采用逗号相隔); ③会议录、论文集、论文汇编: 著者. 题目名. 文集名, 会址, 出版年: 起止页码。(两个以上作者, 采用逗号相隔); ④科学技术报告: 著者. 题目名. 文集名, 会址, 出版年: 起止页码。(两个以上作者, 采用逗号相隔); ⑤ 学位论文: 著者. 题目名.[何学位]. 出版者, 出版年. ⑥ 专利文献: 著者. 题目名. 专利文献种类, 专利号, 申请时间, 起止页码; ⑦ 手册: 著者或著者单位. 题目名. 出版单位, 出版时间。

(10) 要求提供第一作者和简介, 内容是: 姓名(出生年)、性别、籍贯、职称及研究方向。

(11) 编辑部对稿件有修改权, 不愿改动的, 请来稿时说明;

(12) 本刊已入中国科学引文数据库及有关数据库, 不愿录入各数据库者, 请在来稿中注明。

(13) 稿件一经发表, 赠送刊物两册。

(14) 投稿作者须在投稿文章最后一页留下自己的联系方式(手机号码或固定电话), 以方便联系。

注: 希望作者在投稿时, 注意上述要求, 给全各参数。

投稿邮箱: dldzjstg@163.com, 投稿时, 请在 Email 主题栏注明“投稿”字样!