

文章编号:1000-582X(2003)05-0133-04

PWM与谐振型开关变流器的设计及实验

高潮^{1,2}

(1. 佛山科学技术学院自动化系, 广东佛山 528000; 2. 东莞理工学院电子工程系, 广东东莞 523106)

摘要:对(桥式)零电流开关准谐振变流器电路加以改进,通过引入辅助开关,使准谐振变流器工作在恒频PWM方式下;同时,分析及研究桥式并联谐振开关变流器存在的几个不足之处;针对这些问题,对原有电路拓扑结构提出一系列改进措施以及引入多谐振技术;新一类变流器包括几种不同的电路结构,其开关场效应管实现了在零电流条件下导通及关断,变流器的控制方式实现恒频PWM控制方式,该文通过电路分析、计算机仿真以及桥式变流器的电路实验,证实了改进后变流器所具有的优点。

关键词: 恒频; 脉宽调制; 准谐振; 多谐振; 开关变流器
中图分类号: TN73 **文献标识码:** A

谐振及准谐振开关变流器的电路结构,基本上可以分为零电流开关、零电压开关、桥式串联谐振开关、以及桥式并联谐振开关4大类^[1-3]。在传统的桥式串/并联谐振开关变流器中,开关功率管的关断是在电流为零时进行,但它的导通却是在一个较大的初始电流条件下开始的,这将会引起较大的 di/dt 以及导通损耗,使开关功率管的开关转换在高频时变得比较困难;并且,传统的桥式并联谐振变流器,其输出参数的调节是采用改变开关频率来实现,当输入电压或负载参数变化较大时,为了稳定输出电压,其开关频率的变化范围随之加大,这对于变流器中的高频变压器、滤波器等参数的优化设计带来不利影响;此外,在传统的并联谐振开关变流器中,输入电源与谐振电路之间存在能量往返,开关晶体管的均方根电流值较大,这也使功率管的导通损耗加大^[4-6]。

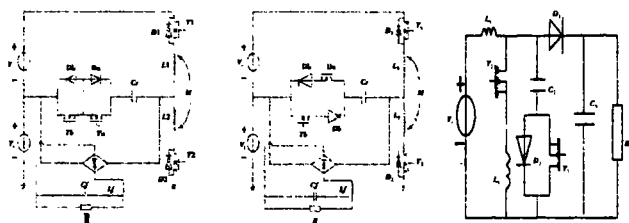
针对桥式并联谐振型开关变流器的这些问题,提出了一系列改进措施:在LC谐振电路中,引入互感电路,在原电路参数设计变化不大的情况下,可使开关功率管实现在零电流条件下进行导通及关断。避免功率管在导通时引起一个较大的 di/dt ;另一方面,在控制方式上,通过引入2个全波辅助开关,分别控制其占空比,使得传统并联谐振型开关变流器的控制调节方式工作在恒频脉宽调制方式(PWM)下,这对于变流器电路参数的优化设计以及开关功率管导通损耗的减小都

具有实际意义。

1 桥式多谐振零电流开关变流器

1.1 电路拓扑结构

基于恒频脉冲宽度调制型多谐振(桥式)开关变流器的电路拓扑结构包括几种电路形式,分别如图1(a)、(b)、(c)所示。它们与传统的并联谐振开关变流器的不同之处在于:1)互感(L_1 、 L_2 、 M)与电容 C_r 组成多谐振电路,并根据主开关功率管 T_1 、 T_2 与辅助开关 T_a 、 T_b 、 D_a 、 D_b 的开关状态构成不同的谐振参数;2)图1所示的2个辅助开关中,图1(a)实际上是2个双向开关的串联,而图1(b)中则是2个单向开关的并联,通过对辅助开关 T_1 、 T_2 的调节控制,使得变流器可以工作在恒频PWM方式下。



(a) 双向开关的串联形式; (b) 单向开关的并联形式; (c) 准谐振电路形式

图1 恒频脉宽调制型多谐振零电流开关变流器电路拓扑

• 收稿日期:2003-01-28

基金项目:广东省自然科学基金项目(010005)

作者简介:高潮(1958-),男,重庆市人,东莞理工学院副教授,工学博士后,主要从事电力电子技术方向研究。

1.2 工作机理及主要工作波形

因为图1(a)、(b)所示的2个变流器工作机理基本相同,本文仅以图1(a)为例来加以分析讨论。为了阐述方便,对变流器的工作状态加以理想化处理,即开关功率管及二极管为理想器件,变流器的开关频率比由滤波电路 $L_f C_f$ 构成的频率大得多,输出电流 I_o 可近似为一恒定值。变流器在前半个开关周期 $0 \leq t \leq T_s/2$ 的各个电路子拓扑如图2(a)~图2(d)所示,其工作机理如下:

1) 互感(L_1, L_2, M)与电容 C_r 谐振阶段 $0 \leq t \leq t_1$

在 $t < 0$ 时,开关功率管 T_1, T_2 均处于关断,辅助开关 T_a 处于导通,反向电流 i_{L2} 经二极管 D_2 流通。 $t = 0$ 时,均效应管 T_1 导通,其导通电流 i_{L1} 受电感 L_1 的限制不能发生跃变,而从零开始呈正弦上升,与此同时, i_{L2} 趋于零,在 $i_{L2} = 0$ 时,此阶段结束,其间中变流器的电路方式为:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_i}{L_1 - M}t + \frac{1}{2}[i_{L2}(0) - I_o](1 - \cos\omega_1 t) - \frac{1}{\omega_1} \frac{V_c(o)}{\omega_1 L_1 + M} \sin\omega_1 t \quad (1)$$

$$i_{L2}(t) = 0$$

$$i_{L2}(t) = \frac{V_i}{L_1 - M}t - \frac{1}{2}[i_{L2}(0) - I_o](1 - \cos\omega_1 t) + \frac{1}{\omega_1} \frac{V_c(o)}{\omega_1 L_1 + M} \sin\omega_1 t \quad (2)$$

$$V_c(t) = -[i_{L2}(o) - I_o]Z_{n1} \sin\omega_1 t + V_{c(o)} \cos\omega_1 t \quad (3)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{2}{(L_1 + M)C_r}}, Z_{n1} = \sqrt{\frac{L_1 + M}{C_r}} \quad (L_1 = L_2) \quad (4)$$

$$\Delta t_1 = t_1 \quad (5)$$

2) $L_1 C_r$ 谐振充电、放电阶段 $t_1 \leq t \leq t_2$

当 $t = t_1$ 时, $i_{L2}(t_1) = 0$ 由于二极管 D_2 的单向导电性,电感 L_2 中不再有电流通过,于是 L_1 不再有由 i_{L2} 引起的互感作用。此时形成电感 L_1 与电容 C_r 谐振充电放电阶段, i_{L1} 为正值, V_c 为负值,则电感 L_1 处于充电,电容 C_r 处于放电状态。在 $t = t_2$, 电容 C_r 放电至零时,辅助开关 T_a 关断,此阶段结束,于是各个电路变量的函数式及时间长度为:

$$i_{L1}(t) = -I_o + [i_{L1}(t_1) + I_o] \cos\omega_2(t - t_1) + \frac{V_c(t_1) - V_i}{Z_{n2}} \sin\omega_2(t - t_1) \quad (6)$$

$$V_c(t) = V_i + [i_{L1}(t_1) + I_o]Z_{n2} \sin\omega_2(t - t_1) + [V_c(t_1) - V_i] \cos\omega_2(t - t_1) \quad (7)$$

$$Z_{n2} = \sqrt{\frac{L_1}{C_r}}, \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_r}}, \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (8)$$

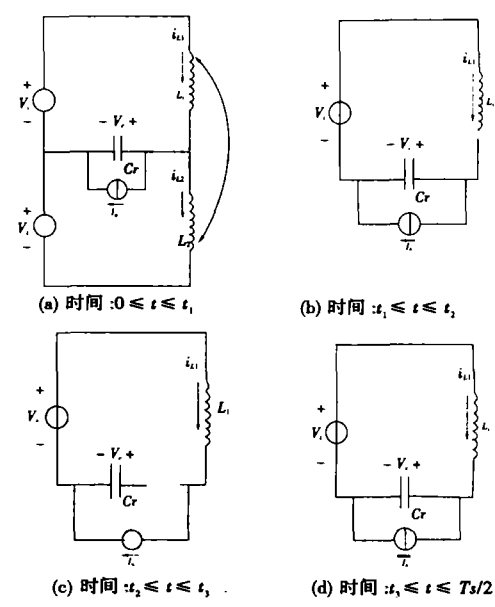


图2 多谐振开关变流器在 $0 \leq t \leq T_s/2$ 的工作机理
进一步,可以对辅助开关 T_a 的工作情况加以讨论。在 $t = t_2$, 场效应管 T_a 关断时,其电压和电流为:

$$V_{DS}(t_2) = V_i - L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - V_{cr} = V_{DSmin} \quad (9)$$

$$i_{on}(t_2) = i_{L1} - I_o = 0 \quad (10)$$

显然,场效应管 T_a 是在零电流及开关电压应力最低的情况下自然关断,这将有利于变流器整机电路的优化设计。

3) 电流 $i_{L1} = I_o$ 、电压 $V_c = 0$ 之常值阶段 $t_2 \leq t \leq t_3$

当 $t = t_2$ 时, $V_c = 0, i_{L1} = I_o$, 此阶段的时间长度为 $\Delta t_3 = t_3 - t_2$, 时间 Δt_3 可以调节,以控制变流器的输出。当 $\Delta t_3 = 0$ 时,则变流器的控制调节方式就转变为传统的调频工作方式。恒频 PWM 型变流器的占空比 D 为:

$$D = \frac{\Delta t_3}{T_s} = \frac{2\Delta t_3}{T_s} \quad (11)$$

4) L_1, C_r 重新谐振充放电 $t_3 \leq t \leq t_4$, 以及电感电流 i_{L1} 续流 $t_4 \leq t \leq T_s/2$ 阶段

根据输出电压控制过程的需要,在 $t = t_3$ 时,辅助开关 T_a 再一次导通,这时电路又重新处于 $L_1 C_r$ 谐振状态。在 $t = t_3$ 时,电容电压 V_c 达到峰值 $V_c = V_{cmax}$, 电感电流 $I_{L1} = I_o$, 此时辅助开关 T_a 关断,另一场效应管 T_b 导通,电容 C_r 开始谐振放电。在 $t = t_4$ 时,电感电流 i_{L1} 谐振至零,场效应管 T_1 关断,此后,反向电流 i_{L1} 经二极管 D_1 继续流通,开始续流工作过程,此阶段直到 $t = T_s/2$, 控制电路使场效应管 T_2 导通时为止,变流器在前半个开关周期的工作结束。在后半个开关周期 $T_s/2 \leq t \leq T_s$ 里的工作机理与前半个开关周期完全类似。电路分析方程式为:

$$i_{L1}(t) = IO + \frac{V_i}{Z_{n2}} \sin \omega_2(t - t_3) \quad (12)$$

$$V_C(t) = V_i [1 - \cos \omega_2(t - t_3)] \quad (13)$$

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{1}{\omega_2} \arcsin \left(-\frac{Z_{n1} I_0}{V_i} \right) \quad (14)$$

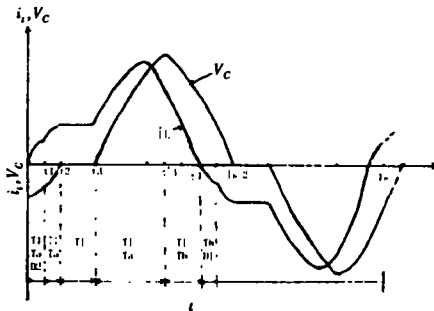
$$\Delta t_5 = \frac{T_s}{2} - \Delta t_1 - \Delta t_2 - \Delta t_3 - \Delta t_4 \quad (15)$$

进一步,当 $t = t_4$,场效应管 T_a 关断、 T_b 导通时, T_b 的导通电流为:

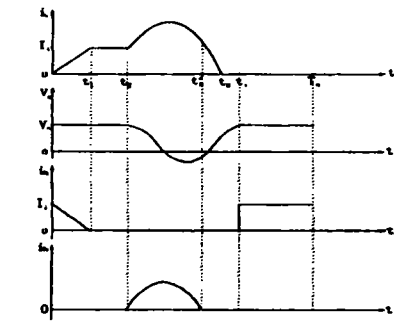
$$i_{on}(t'_4) = i_{L1}(t'_4) - I_0 = 0 \quad (16)$$

这说明辅助开关(场效应管 T_a 及 T_b)均是在零电流条件下自然关断和导通的,不会带来附加的开关损耗。

根据(1)~(4)中的电路分析,可以获得变流器在一个开关周期里的主要工作波形,如图3所示。



(a) 双向开关的串联形式的工作波形



(b) 准谐振电路形式的工作波形

图3 开关变流器(图1(a)及图1(c))在 $0 \leq t \leq T_s$ 的工作波形

2 变流器直流工作特性及电路设计

根据式(1)~式(15)中的电路变量方程式,可以求出变流器在一个周期里输出电压 V_o 的平均值:

$$V_o = \frac{2}{T_s} \left[\int_0^{t_1} V_c dt + \int_{t_1}^{t_2} v_c dt + \int_{t_2}^{t_3} V_i dt + \int_{t_3}^{T_s/2} V_c dt \right] \quad (17)$$

进一步,可以求出变流器输出电压与输入电压的直流转换比 M :

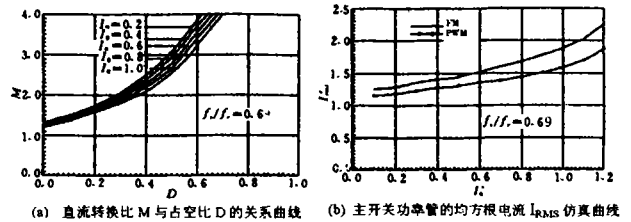
$$M = \frac{V_o}{V_i} f[f_s, \omega_1, \omega_2, I_0, V_i, V_c(0),$$

$$i_{L2}(0), Z_{n1}, Z_{n2} \Delta t_i (i = 1, 2, 3 \dots 5)] + D \quad (18)$$

式(18)是一个复合函数,限于篇幅,这里未列出详细函数式,其中 $D = \frac{2\Delta t_2}{T_s}$ 为恒频 PWM 型多谐振开关变流器的占空比。根据式(18),在确定开关频率 f_s 与谐振频率 f_r ($f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$) 的取值后,可以获得在不

同负载情况下,直流转换比 M 与占空比 D 的关系曲线,图4(a)为计算机的仿真结果,从图4(a)中各条曲线可以看出,当变流器的输出负载变化范围加大时,占空比 D 的变化范围并不大,这对于变流器工作参数的优化设计是有利的。

并且,根据式(1)~式(15)中相应的电路方程式,可以求出变流器主开关功率场效应管的均方根电流 I_{RMS} 。它与式(18)类似,也是一个复合函数,本文直接给出了由计算机进行仿真的数据结果,如图4(b)所示。图4(b)中也同时给出了传统型变流器开关功率管的均方根电流仿真曲线,从图4(b)中可以看出,改进后的变流器,其主开关功率管的均方根电流值低于传统型,这也是本文所提出的变流器所具有的特点之一。

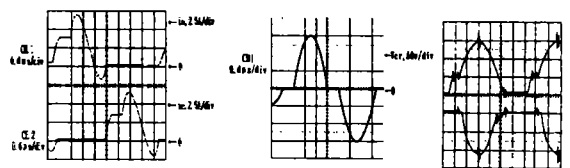


(a) 直流转换比 M 与占空比 D 的关系曲线 (b) 主开关功率管的均方根电流 I_{RMS} 仿真曲线

图4 恒频脉宽调制型多谐振开关变流器工作特性

3 电路实验

按照文中所分析及设计的基于恒频多谐振技术开关变流器进行了一系列实验数据检测,其主要实验波形如图5(a)、(b)、(c)所示,从图5(a)、(b)的实验波形可以清楚看到,变流器主开关功率场效应管的导通过程是在零电流条件下开始。另一方面,从图5(a)中也可以看出,变流器具有传统的并联谐振开关变流器的工作特点,但控制方式则是属于脉宽调制型。从图5(c)实验波形可以看出,电路具有零电流开关谐振变流器的工作特点,而控制方式则属于脉宽调制(PWM)型。



(a) 开关功率管电流 I_a, I_b 波形 (b) 谐振电容电压 V_C 波形 (c) 图1(c)电路波形 i_L, V_c

图5 恒频脉宽调制型多谐振零电流开关变流器实验波形

4 结论

(桥式)零电流开关(准)谐振变流器与传统的PWM型硬开关变流器各有其长处与不足。根据二者的工作原理和特点,通过在前者电路中引入一个全波辅助开关,分别控制其主开关及辅助开关的导通与关断时间,就可以使零电流开关准谐振变流器工作在恒频脉宽调制(PWM)方式下;基于恒频脉宽调制(PWM)技术以及多谐振技术,研制出的新一类的桥式零电流开关DC/DC变流器,电路分析与实验结果表明,此类变流器效果明显,并具有以下几个特点:

1)多谐振技术使得桥式串(并)联谐振开关变流器的主开关功率管在零电流下导通,变流器有一个比较低的 di/dt ,这有利于变流器导通损耗的减小及开关频率的提高;

2)多谐振式变流器输出电压的调节是通过恒频脉宽调制(PWM)方式加以控制,从而使高频变压器,LC滤波器的体积减小,电路参数的优化设计能够容易实现;

3)变流器的直流工作特性中,当负载变化较大时,占空比 D 的变化范围并不大,恒频PWM型多谐振变流器更适合于宽负载装置中的使用;并且,变流器主开关管的均方根电流值低于传统型,这也有利于变流器导通损耗的减小;

4)新一类变流器开关条件的改善都是在原有电路结构变化不大的情况下取得的;另一方面,辅助开关

是在零电流条件下自然导通和关断,其开关电压应力也最低,因此,它们不会产生明显的附加开关损耗。

此类恒频PWM型控制技术以及多谐振技术在其他类型的(准)谐振变流器中的应用,也正在研究中。

参考文献:

- [1] THOMAS G. WILSON. The Evolution of Power Electronics [J]. IEEE Trans on PE, 2000,15(3):439-446.
- [2] TREVOR A. SMITH, SIMA DIMITRIJEV. Analysis of a Multi-resonant Forward Converter Based Nonideal Coupling of the Transformer [J]. IEEE Trans on PE, 2000,15(1):111-120.
- [3] YUAN, XIAOMING IVO BARBI. Analysis, Designing, and Experimentation of a Transformer-Assisted PWM Zero-Voltage Switching Pole Inverter [J]. IEEE Trans on PE, 2000,15(1):72-81.
- [4] RAJAPANDIAN AYYANAR, NED MOHAN. Novel Soft-Switching DC-DC Converter with Full ZVS-Range and Reduced Filter Requirement Part I: Regulated-Output Applications [J]. IEEE Trans on PE, 2001,16(2):184-192.
- [5] ZHU GUANGYONG, WEI HUAI, CHRIS IANNELLO et al. Dynamic Behavior of Two Parallel Connected Power Factor Correction Converters [J]. PESC1999 proceeding, 1999, 9:157-166.
- [6] MIDDLEBROOK R D. Transformerless DC-to-DC Converters with Large Conversion Ratios [J]. IEEE Trans on Power Electro, 1998, 3(4):277-281.

Zero Current Switching Multi-resonant Converters based on Constant Frequency PWM and Mutual Inductance Technique

GAO Chao^{1,2}

- (1. Automatic Engineering Department of Foshan Science & Technology University, Foshan 528000, China;
2. Department of Electronic Engineering, Dongguan Institute of Technology, Dongguan 523106, China)

Abstract: This paper introduces a novel constant frequency switching PWM converter, as well as some improvements on the conventional bridge parallel resonant converters. By introducing mutual inductance and auxiliary into the original circuit topology, a class of novel zero current switching multi-resonant converters regulated by PWM mode at a fixed switching frequency are presented, which overcomes some drawback of the original circuits. One illustrative example is analyzed and the experimental results are given, which confirms the advantages of this approach.

Key words: constant frequency; pulse width modulation; quasi-resonant; multi-resonant; converter

(责任编辑 陈移峰)