

# 基于 DSP 的高频链并联逆变器的软开关技术

李益海<sup>1</sup>, 李先祥<sup>2</sup>, 陈立定<sup>1</sup>

(1. 华南理工大学, 广东 广州 510640 ; 2. 佛山科学技术学院, 广东 佛山 528000)

**摘要:** 高频链并联逆变器是现代电力电子研究的一个热点。逆变器作为高频链并联系统的核心部分, 实现逆变器的软开关特性, 减小开关损耗是系统研究的一个重点。本文介绍了一种基于 DSP 的并联高频链逆变器的软开关技术。主电路采用 FB-ZVZCS(全桥零电压零电流)软开关拓扑结构, 结合电压外环电流内环双闭环控制系统, 实现了逆变器的软开关。采用改进的 PQ 控制, 有效地提高了负载的均流效果。仿真波形表明该逆变器具有良好的性能。

**关键词:** 高频链; 并联; 软开关; ZVZCS

**中图分类号:** TM464      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1001-3474(2009)02-0066-04

## Soft-switch Technology Based on High-frequency Link Parallel Inverter

LI Yi-hai<sup>1</sup>, LI Xian-xiang<sup>2</sup>, CHEN Li-ding<sup>1</sup>

(1. South China University of Technology, Guangzhou 510640, China  
2. Foshan University, Foshan 528000, China)

**Abstract:** The inverter as the core of the High-frequency inverter linked parallel system to achieve the soft switching characteristics, reduce the switching losses is a priority of system research. The main circuit using FB-ZVZCS(full-bridge zero-voltage and current) soft-switch topology, with the outer ring voltage current inner ring double-loop control system, achieves a soft switching inverter. Adopting improved control of the PQ, effectively improve the load flow results. Simulation shows that the inverter has a good performance.

**Key words:** High-frequency link; Parallel; Soft switch; ZVZCS

**Document Code:** A      **Article ID:** 1001-3474(2009)02-0064-04

本文介绍了一种基于 DSP 的高频链并联逆变器的软开关技术。描述了基于 DSP 的高频链并联逆变器控制系统, 并对逆变器的软开关技术做了详细的分析。最大限度地实现了逆变器的软开关, 输出了高质量的逆变波形。

### 1 系统结构

系统结构如图 1 所示。主电路由高频逆变器、高频变压器、周波变换器以及输入、输出滤波器构成。高频变压器由两个相互独立的参数相同的变压

器构成。高频逆变器采用全桥拓扑结构, 由  $S_1$ 、 $S_2$  构成超前臂,  $S_3$ 、 $S_4$  构成滞后臂。它在移相全桥 ZVS 的基础上增加了两只阻断二极管  $D_3$ 、 $D_4$ , 省去了滞后臂上的吸收电容, 并在主回路上增加了一个阻断电容  $C_b$ 。周波变换器由  $S_5$ 、 $S_6$  以及各自的并联二极管构成全波式的拓扑结构主电路如图 1 所示。

控制电路部分采用电流内环电压外环双闭环控制系统, 并联控制采用改进的 PQ 算法。采样电感电流和电容电压, 计算出有功功率  $P$  和无功功率  $Q$ ,

**基金项目:** 广东省自然科学基金项目(项目编号:06029437)。

**作者简介:** 李益海(1983-), 男, 硕士, 主要从事电力电子技术的研究工作。

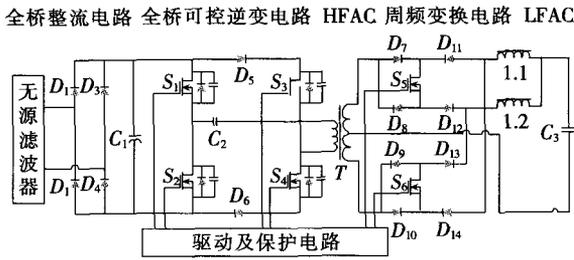


图1 主电路图

经改进的PQ算法调节后,得到参考电压。参考电压与采样电压比较后,经过PI调节,得到参考电流。参考电流再与采样电流比较,经过比例放大后,与DSP产生的锯齿波比较,得到各个IGBT的驱动。控制电路仿真如图2所示。

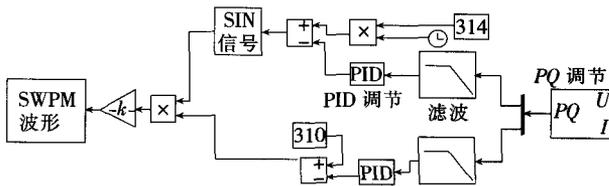


图2 控制电路仿真图

## 2 全桥ZVZCS逆变器的零电压零电流分析

### 2.1 主电路工作原理

与移相全桥ZVS逆变器相比,移相全桥ZVZCS逆变器多了一个阻断电容 $C_b$ 和二二极管 $D_3$ 、 $D_4$ 。通过阻断电容 $C_b$ 和阻断二极管 $D_3$ 、 $D_4$ 配合,能够使全桥滞后臂上的主开关管( $S_3$ 、 $S_4$ )达到零电流开关(ZCS)的效果,而超前臂上的主开关管( $S_1$ 、 $S_2$ )仍然处于零电压开关(ZVS)的状态。主电路中的高频变压器实现电压波形的放大功能。下面分析半个周期的开关模式,另半个周期是对称的。各开关模式的工作波形如下。

(1)模式1: $S_1$ 和 $S_4$ 导通,阻断电容正向充电, $T_1$ 作为变压器传输能量到输出,而 $T_2$ 的励磁电感作为输出电感。

(2)模式2:在 $t_1$ 时刻关断 $S_1$ ,原边电流 $I_p$ 从 $S_1$ 中转移到 $C_1$ 和 $C_2$ 支路中,以相同的速率给 $C_1$ 充电,同时 $C_2$ 放电。当 $C_2$ 放完后,同时开通 $S_2$ ,实现零电压开通。

(3)模式3:开关 $S_2$ 零电压导通。 $U_{ab} = 0$ ,所以此时加在变压器原边绕组和漏感上的电压为阻断电容电压 $U_{cbp}$ ,原边电流开始减小,原边电压极性开始改变。此时原、副边绕组电压均为零, $U_{cbp}$ 全部加在漏感上。在 $t_3$ 时刻,原边电流下降到零。

(4)模式4:原边电流下降到零后,维持原状态。

$$I_p = 0, U_{ab} = U_{cbp}$$

(5)模式5:在 $t_4$ 时刻关断 $S_4$ ,此阶段原边电流为 $I_p = 0, U_{ab} = U_{cbp}$ 。此时 $S_4$ 中没有电流通过,因此实现了零电流关断。起不到缓冲吸收的作用,容量过大轻载时电荷尚未完全放完,加剧了开通损耗。

### 2.2 滞后臂零点流分析

阻断电容 $C_b$ 上的电压上升到 $U_{cbp}$ 时,饱和电感仍处于饱和状态。在阻断电容电压 $U_{cbp}$ 的作用下,原边电流将迅速下降,并导致副边电流迅速下降。根据假定,由于 $C_b$ 足够大,因此阻断电容上的 $U_{cbp}$ 可近似看作不变。由于电压 $U_{ab}$ 等于零,阻断电容电压 $U_{ab}$ 全部加在谐振电感上,这时有:

$$I_p = nI_0 - \frac{U_{cbp}}{L_{s1} + L_{s2}}t \quad (1)$$

式中: $I_p$ —原边电流;

$n$ —线圈匝数比;

$I_0$ —副边电流;

$U_{cbp}$ —阻断电容电压;

$L_s$ —串连谐振电感;

$t$ —时间。

然后原边电流开始衰减,在模式3结束时原边电流为零。该工作模式的持续时间

$$\Delta T_s = \frac{nI_0(L_{s1} + L_{s2})}{U_{cbp}} \quad (2)$$

由于阻断电容和饱和电感的作用,使得环流期间原边电流迅速下降。为了保证滞后臂器件有ZCS条件,必须有:

$$T_{zc} \geq t_{off} \quad (3)$$

式中: $t_{off}$ —滞后臂 $Q_3$ 或 $Q_4$ 在零电流条件下的关断时间;

$T_{zc}$ —模式4的持续时间。

其中

$$T_{zc} = (1 - D)T_s/2 - \Delta T_s \quad (4)$$

式中: $T_s$ —开关周期;

$D$ —占空比。

从式(2)和式(4)可知,为了保证有足够的 $T_{zc}$ ,必须尽可能地减低 $\Delta T_s$ ,而要减低 $\Delta T_s$ ,就必须降低 $L_{lk}$ 和 $C_b$ 。因为滞后臂具有了ZCS环境,可以减少对串连谐振电感 $L_s$ 的要求,甚至就可以利用变压器本身的漏感。又由于 $\Delta T_s$ 与负载和输入电压无关,可实现任意负载和输入电压范围内的滞后臂的零点流开关。

### 3 系统仿真结果分析

满载时初级电压和电流波形如图3所示。在图3中上面是电压波形,下面是电流波形,可以看出在满载时,占空比较大,初级电流下降时间短。副边电压波形如图4所示。存在电压为零的时间段,在电压为零时,周波变换器实现开关,这样实现了周波变换器的ZVS开关。与图3比较可以看出占空比损耗小。

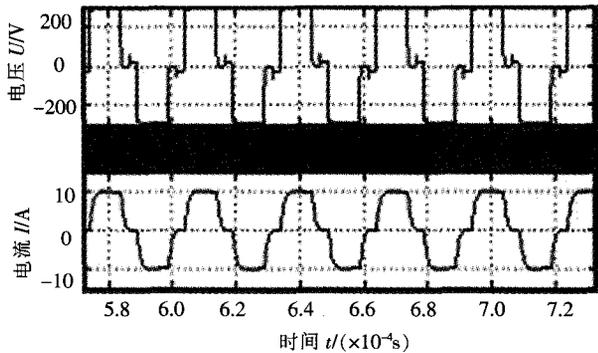


图3 原边电压电流波形

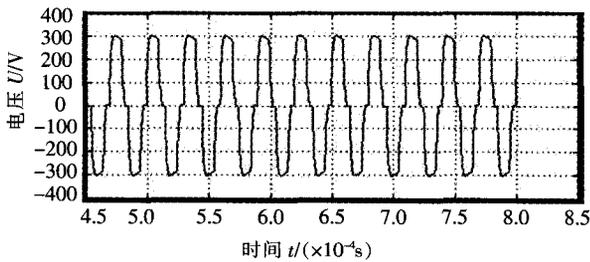


图4 变压器副边电压波形

超前桥臂  $S_1$  的零电压开关仿真波形如图5所示。 $S_1$  和  $S_2$  都是超前臂,它们的工作状态分析是相同的。对比图5中的下面是开关  $G$  极和  $E$  极之间

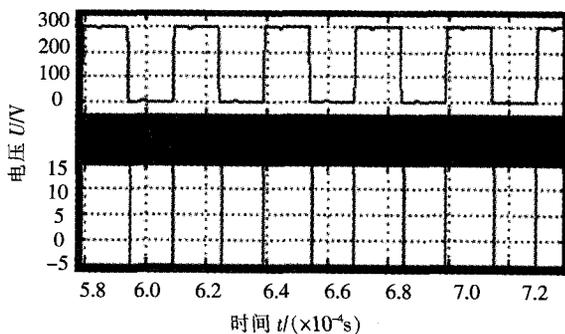


图5 超前臂  $S_1$  的电压仿真波

驱动电压波形,上面是开关  $C$  极和  $E$  极之间电压波形,可见超前臂是零电压开关,开关的驱动波形的开通和关断时刻,开关管  $C$  和  $E$  之间电压为零。滞后

臂  $S_2$  的零电流开关仿真波形如图6所示。滞后臂  $S_3$  和  $S_4$  的工作状态分析是相同的。对比图6,下面是开关管  $C$  极和  $E$  极之间的电压波形,上面是开关管  $C$  极的电流波形。可以看出滞后桥臂实现了零电流开关,在开关管的开通和关断时刻,开关管  $C$  极的电流为零。

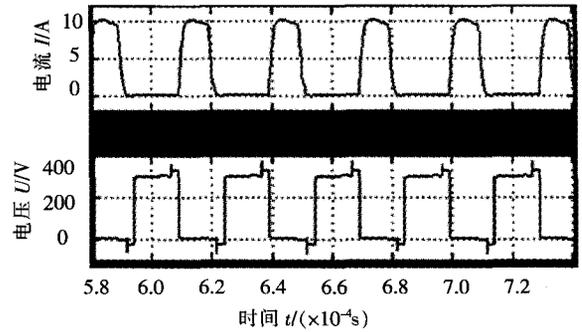


图6 滞后臂  $S_3$  的电流电压波形

并联控制通过改进的  $PQ$  算法实现并联系统的均流。为了对负载有更好的均流效果以及更好的动态响应,引入了有功功率的积分项和微分项,无功功率的微分项。

$$\varphi = -m \int_{-\infty}^t P dt - m_p P - m_d \frac{dP}{dt} \quad (5)$$

$$U = U_0 - nQ - n_d \frac{dQ}{dt} \quad (6)$$

式中:  $m_p$ 、 $n$ —下垂系数;  $m_d$ 、 $n_d$ —微分系数;  
 $m$ —积分系数;  $P$ —有功功率;  
 $Q$ —无功功率;  $t$ —模态3的时间。

本课题研究两台逆变器并联参数,输出电压 220 V,频率 50 Hz,输出最大功率 1 kW。在进行动态调试时,各调节器的参数极大地影响了并联系统的性能。通过经验及 MATLAB 仿真,得到各参数如下:  $n = 1 \times 10^{-4}$ ;  $n_d = 5 \times 10^{-7}$ ;  $m_d = 5 \times 10^{-7}$ ;  $m_p = 2 \times 10^{-5}$ ;  $m = 1 \times 10^{-4}$ 。取并联逆变器的负载  $R = 100 \Omega$ ,逆变器1的线路负载  $R_1 = 0.1 \Omega$ ,逆变器2的线路负载  $R_2 = 0.2 \Omega$ 。图7和图8是两台逆变器同时工作一段时间后,逆变器2退出工作的波形图。

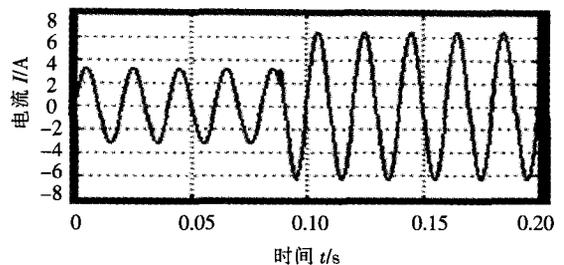


图7 逆变器1的电流波形

仿真结果表明:当两台逆变器同时工作时,两台逆变器的电流幅值基本相等稳定性好,均流效果好;当一台逆变器退出工作时,电流能够较快地调整,响应速度快,系统动态性能好。

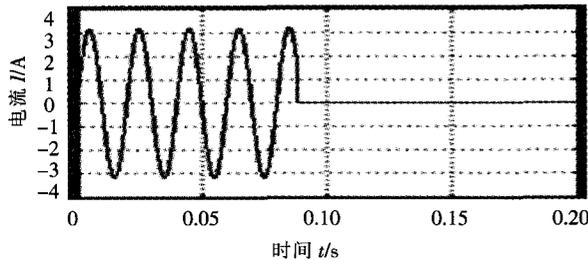


图8 逆变器2的电流波形

#### 4 结论

在分布式无线高频链并联逆变器供电系统中引入软开关拓扑结构,完全实现超前臂的零电压开关和滞后臂的零电流开关。采用移相控制策略,高频变压器原边电压为双极性SPWM波,实现了周波变换器的零电压开关,滤波器的体积小,输出的波形质量高,同时,整个拓扑结构简单,双向功率流双高频变压器结构,具有高频电气隔离的优点。并且采用改进的PQ算法。在经典PQ算法的基础上增加微分和积分环节,使系统的动态响应更好。采用高性

(上接第65页)能和Cu焊盘结合部位的金属间化合物处(3号位)。随着疲劳循环的进行,已经开裂的裂纹沿着不同的扩展途径扩展直至完全贯(下转第111页)穿达到完全破坏。图10也显示了焊点失效后的形貌,裂纹沿着钎料和陶瓷处完全贯穿和裂纹沿着钎料内部即将或者完全贯穿。

#### 4 结论

(1)在机械拉-拉疲劳条件下,应力是焊点失效的主要因素,加在PCB上的峰值应力越大(意味着焊点上的应力值也越大),焊点失效越快,疲劳寿命越短。

(2)在相同的应力水平下,Sn37Pb焊点的疲劳寿命要高于SAC305,在高应力和低应力值下寿命差距不是很明显,但是介于高、低应力之间时,Sn37Pb焊点的寿命要远高于SAC305焊点,且在40MPa时达到最大,前者的疲劳寿命,约为后者的2倍~3倍。

(3)无论是Sn37Pb焊点还是SAC305焊点,它们均有三处共同的开裂位置,开裂处裂纹沿着不同的路径扩展,直至贯通。

参考文献:

能的DSP对并联逆变器进行检测、控制和故障诊断、保护及报警,实现负载均流和输出同步。而仿真结果也显示出系统可以很好地适应线性和软开关特性。

#### 参考文献:

- [1] Matsui M, Nagai M, Mochizuki M. High-frequency link DC/AC converter with suppressed voltage clamp circuits - naturally commutated phase angle control with self turn of devices[J]. IEEE Trans, 1996, 32(2): 293-300.
- [2] 孙向东. 组合式软开关高频链逆变器的研究[D]. 西安:西安理工大学, 2003.
- [3] De Brabandere K, Bolsens B, Van den Keybus J et al. A voltage and frequency droop control method for parallel Inverters[J]. IEEE trans. on power electronics, 2004, 351(2): 2501-2506.
- [4] Guerrero J M, Miret J. Output impedance performance for parallel operation of UPS inverters using wireless and average current-sharing controllers in proc [C]. IEEE APEC04 Conf, Madrid, 2004: 2482-2488.
- [5] Chiang S J, Chang J M. Parallel control of the UPS inverters with frequency-dependent droop scheme[J]. IEEE PESC01, Taiwan, 2001: 957-961.
- [6] 马小林. 逆变器模块并联技术的研究[D]. 杭州:浙江大学, 2004. 收稿日期: 2008-12-30

- [1] 李晓延, 严永长. 电子封装焊点可靠性及寿命预测方法[J]. 机械强度, 2005, 475-479.
- [2] 王谦, Shi Wei Ricky LEE, 汪刚强等. 电子封装中的焊点及其可靠性[J]. 电子元件与材料, 2000, 19(2): 24-26.
- [3] 丁颖, 王春青. PCB焊点可靠性问题的理论和实验研究进展[J]. 电子工艺技术, 2001, 22(6): 231-237.
- [4] Xia Liu, Valmiki K Sooklal, Melody A Verges et al. Experimental study and life prediction on high cycle vibration fatigue in BGA packages[J]. Microelectronics reliability, 2006: 1128-1138.
- [5] YoungBae Kim, Hiroshi Noguchi, Masazumi Amagai. Vibration fatigue reliability of BGA-IC package with Pb-free solder and Pb-Sn solder[J]. Microelectronics reliability, 2006: 459-466.
- [6] Hongfang Wang, Mei Zhao, Qiang Guo. Vibration fatigue experiments of SMT solder joint[J]. Microelectronics reliability, 2004: 1143-1156.
- [7] Jie Gu, Donald Barker, Michael Pecht. Prognostics implementation of electronics under vibration loading[J]. Microelectronics reliability, 2007: 1849-1856.

收稿日期: 2008-12-27