

设计与研究

减小Z源逆变器电流电压应力的改进拓扑

蒋立, 郑建勇

(东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 在许多运用场合, 特别是大功率和轻载条件下, Z源逆变器电流应力较大, 调制系数与直通时间存在约束关系。为了缓和以上矛盾, 经过分析, 运用将Z源逆变器串联, H桥级联, 附加分流管等方法构建了改进拓扑。通过MATLAB/SIMULINK软件对各种拓扑结构进行了仿真验证, 证明了以上几种改进拓扑能大大减小Z源逆变器的电流和电压应力。

关键词: Z源; 电流应力; 电压应力; Z源多电平; 直通状态

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 1007-3175(2008)08-0001-05

Improved Topologies of Z-Source Inverter with Lower Current and Voltage Stresses

JIANG Li, ZHENG Jian-yong

(College of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In many cases, the limitation for Z-source inverter was revealed, especially in high power and light-load applications. The major problems were high current stress for inverter bridge and constraint relationship between modulation index and shoot-through duty. To solve these problems above, a few improved Z-source inverter topologies, such as cascading Z-source inverters and H bridges, adding shunting current diodes, were discussed in detail, being constructed. Simulation result relying on MATLAB/SIMULINK proves that these proposed topologies reduce the current and voltage stresses effectively.

Key words: Z-source; current stress; voltage stress; Z-source multilevel; shoot-through state

0 引言

Z源网络的概念问世以来, 对于基于该阻抗网络构建的能量变换器的研究蓬勃发展, 并且不断取得了新的突破和完善。其中, 所研究的大部分电路拓扑是基于Z源逆变器; 由于Z源逆变器弥补了传统电压源逆变器(VSI)或电流源逆变器(CSI)的不足, 在传统正弦波脉宽调制SPWM(或者空间矢量脉宽调制SVPWM)输出零电压状态(或者零电压矢量)中加入直通零矢量, 在不影响输出电压的同时取得了升压的效果。但是, Z源网络在获得青睐的同时也暴露出固有的局限性, 在设计以之为基础的功率变流设备的时候, 也需要将这些局限性考虑在内, 通过其他途径的改进减小对系统的影响。文中将介

绍几种多Z源拓扑, 并且将其与多电平逆变技术结合, 从而弥补Z源逆变器电流应力过大的缺陷。

1 Z源网络工作原理及其局限性

Z源阻抗网络由两个电感, 两个电容组成。在应用于DC-AC变换时, 以单相VSI为例, 结构见图1。

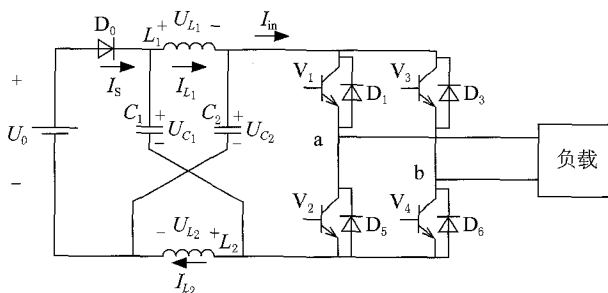


图1 单相Z源VSI结构图

作者简介: 蒋立(1984-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动技术;

郑建勇(1966-), 男, 教授, 博士生导师, 博士, 研究方向为电力电子与电力传动技术。

VSI 的 SPWM 或者 SVPWM 控制在一个开关周期内都存在电压零矢量状态, 即对负载输出电压为零; Z 源通过在这个状态下加入直通电压零矢量(逆变桥至少一个桥臂上下功率开关管同时导通)使电压非零矢量状态下逆变桥直流输入电压上升。在一定电压和功率等级下, 若阻抗网络的 L 、 C 参数设计合理, Z 源网络在 VSI 的一个开关周期中将只存在有源状态和直通状态^[1]。设开关周期为 T , 直通时间为 T_0 , 有源状态的时间为 T_1 , 则 $T_1+T_0=T$ 。稳态时, 由于对称, $U_{C1}=U_{C2}=U_C$, 则: $U_C=T_1U_0/(T_1-T_0)$, $U_{im}=2U_C-U_0=2TU_0/(T-2T_0)$ ^[2]。

其中 U_{im} 为逆变器直流侧电压峰值, 当 T_0 在 $(0\sim 0.5)T$ 范围内变化时, 理论上 U_{im}/U_0 为 $1\sim\infty$ 。

固然 Z 源逆变器较传统逆变器取得了更好的升压性能, 却也存在局限性, 比较突出的如下:

(1) 在对 Z 源 L 、 C 参数有特殊要求, 或者为了节省成本、减小装置体积和重量的情况下, 必须减小电感 L 的值; 而当电感值小于某一临界, 会导致在有源状态下直流电源流入 Z 源网络的电流断续, 导致二极管截止。又或者当 Z 源逆变器由满负荷运行突然降低到轻载运行, 会导致逆变器直流输入电压不稳定, 微观出现电压跌落, 宏观无限增大, 严重影响逆变器输入电压的质量^[3]。

(2) Z 源逆变器直通零矢量状态虽然对于输出电压的波形没有任何影响, 但对于功率器件电流应力参数的选择提出了更高的要求。对图 1 单相 Z 源 VSI 直通状态进行分析(三相系统分析类似)。

1.1 单桥臂直通开关管的电流应力

假设由 V_1 和 V_2 所在的桥臂直通, 逆变器等效如图 2 所示。

可以得到开关管电流应力 $i_{stress}=2I_L+i_{load}$ 。

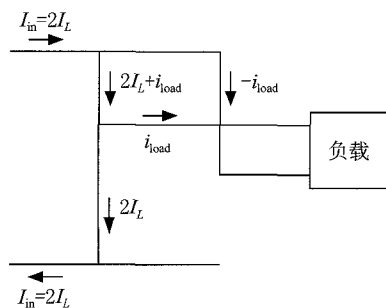


图2 单相Z源VSI单桥臂直通电流关系

1.2 双桥臂直通开关管的电流应力

设直通状态时, 两个桥臂都直通, 逆变器等效

如图 3 所示。

设流过两个桥臂上部开关管的电流分别为 i_a 和 i_b 。根据叠加定理分别考虑 $i_{load}=0$ 和 $2I_L=0$ 两种情况, 可得:

$$i_a = i_a|_{i_{load}=0} + i_a|_{2I_L=0} = I_L + \frac{1}{2} i_{load}$$

$$\text{同理可得 } i_b = I_L - \frac{1}{2} i_{load}$$

$$\text{可以得到开关管电流应力 } i_{stress} = I_L + \frac{1}{2} i_{load}$$

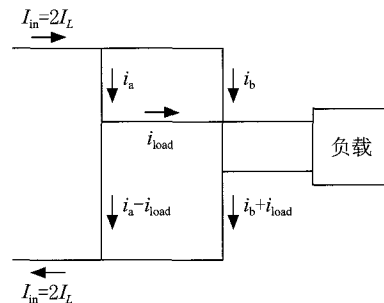


图3 单相Z源VSI双桥臂直通电流关系

不论哪种直通方式, 开关管的电流应力同时与负载电流和直通状态下 Z 源电感 L 上的电流有关。而直通时电感 L 上的电流纹波与 T_0 和 U_C 分别成正比关系, 可以得出结论, 若要减小功率开关管的电流应力, 可在满足技术指标的前提下减小直通时间或者降低 U_C 。

2 利用Z源串联减小电流纹波

在不增加电感值的前提下, 只能减小 T_0 或 U_C 以求得电流纹波的下降。实际应用中一般对 VSI 的输出电压等级做了要求, 再区分各个功率等级, 所以当直流电源电压 U_0 , VSI 输出电压, 逆变器控制策略一定时, 单 Z 源情况下式 (1) 中 B 可以确定, 则 T_0 唯一确定, 其中 M 为调制系数, B 为 Z 源升压因子, u_{acm} 为逆变器交流侧电压峰值。

$$u_{acm}/U_0 = MB \tag{1}$$

若减小 U_0 , 势必要增加 M , 同时 M 与 T_0/T 的最大值有约束条件, 单相 VSI 改进 PWM 控制^[4]中 $M+(T_0/T)_{max}=1$, 增加 M 的同时降低 Z 源的升压潜力; 而且在某些应用场合, 直流电源等级不能随意提高。

通过将两个 Z 源串联的方法可以使以上问题得以改善。如图 4 所示, 电路由两个 Z 源 (Z 源 1 和 Z 源 2) 串联组成。 V_2 管的通断使 Z 源 1 的工作状态在有源和直通状态下切换, Z 源 2 的工作状态切换由 VSI 完成。设 Z 源 1 和 Z 源 2 直通占空比分别

为 D_1 和 D_2 , 可得 VSI 直流侧输入电压 $U_{in} = \frac{1}{1-2D_1} \cdot \frac{1}{1-2D_2} U_0$, 同时设等效单 Z 源直通占空比为 D , 欲取得相同升压倍数则应 $\frac{1}{1-2D_1} \frac{1}{1-2D_2} = \frac{1}{1-2D}$, 得:

$$D = \frac{1 - (1-2D_1)(1-2D_2)}{2} \quad (2)$$

由式 (2) 可知, 若 D 较大, 合理分配 D_1 与 D_2

可以达到同样的升压倍数, 并且 D_1 与 D_2 均小于 D 。同时, 由于 D_2 远小于 D , VSI 调制系数 M 得以增大, 由式 (1) 知可以降低 U_0 或 D 。仅有 Z 源两电感电流流进 VSI 开关管, 其平均值和纹波都较小, 电流应力得以降低。在低电感值, 升压倍数要求较高以及轻载条件下效果明显。

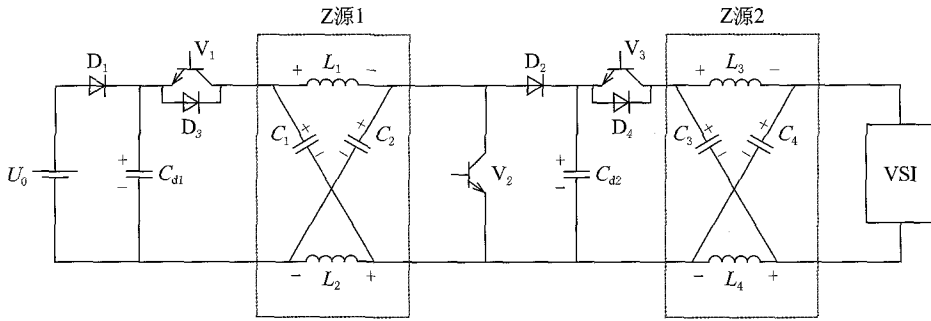


图4 双Z源串联VSI结构图

3 高功率等级下减小VSI电流应力的措施

在电感值较大且要求大功率运行的应用场合, 电感电流纹波已经不是导致电流应力增大的主要原因。若负载为感性且感抗较大, 在 VSI 直通零状态下, 负载电流可近似为不变; Z 源电感电流也近似为不变 (忽略电流纹波)。同样以单 Z 源单相 VSI 为例, 如图 1 所示, 在任意开关周期内, 可以认为流入电容的电流近似为零, 则流入 VSI 的电流与流过电感 L_1 的电流平均值相等。由于负载电流除去高频谐波外近似为正弦波, 故 L_1 电流为 2 倍基波频率半波振动, 峰值为负载电流峰值与有源状态下向 C_2 充电电流之和 (暂且忽略纹波电流), 故 $I_{L1m} > i_{loadm}$ 。若取单桥臂直通, $i_{stress} = 2I_{Lm} + i_{loadm} > 3i_{loadm}$; 若取双桥臂直通, $i_{stress} = I_{Lm} + \frac{1}{2}i_{loadm} > \frac{3}{2}i_{loadm}$ 。 I_{L1m} 、 i_{loadm} 、 I_{Lm} 为电流峰值。可知, 在大功率应用条件下, VSI 开关管电流应力很大。

直通状态下 Z 源电感电流与负载电流分流将大大降低 VSI 电流应力。如图 5 所示, 在 VSI 直流输入端并接一功率开关管 V_2 , 控制其在有源状态关断, 直通状态下导通, 而 VSI 各桥臂开关管采用上下互补控制信号。因为在不接 V_2 的 Z 源 VSI 逆变系统中运用改进 SPWM 调制产生的直通零矢量都位于传统零矢量状态时间段内, 所以若在该直通时间段内导通 V_2 , 而 VSI 部分保持传统零矢量状态可以取得

同样的升压效果, 并且不影响 VSI 输出电压波形, 流过 V_2 的电流等于 $2I_{L1}$ (应力介于传统双桥臂直通和单桥臂直通之间), VSI 各开关管电流为 i_{load} 。增加一个开关管但全面降低 VSI 所有开关管的电流应力到传统 VSI 的水平。

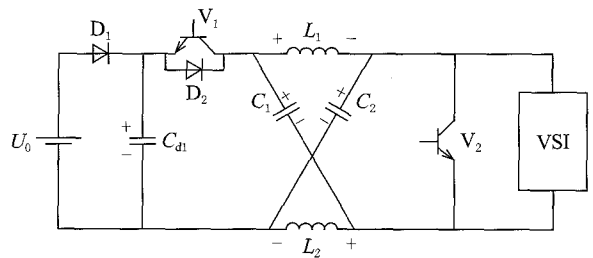


图5 大功率Z源输出并联分流管电路图

4 Z源多电平技术

通过多电平逆变技术, 可以降低功率开关管的电压应力, 减少输出电压谐波。在 Z 源逆变系统中应用多电平, 在输出电压等级一定的情况下, 可以通过保持升压倍数不变, 降低直流电源电压或者保持直流电源不变, 降低升压倍数来降低 Z 源电感电流纹波, 降低由其带来的开关管电流应力。

Z 源级联多电平逆变结构又可以分为直流侧级联 Z 源逆变器 (dc-link-cascaded Z-source inver-

ter), 双Z源逆变器 (dual Z-source inverter)^[5]。这里介绍双Z源输出2-H/2-H桥级联结构, 如图6所示, 两个2-H桥级联输出电压为 u_{load} 。以单相并网逆变器为例, 要求开环电压 $u_{loadm} = 220 \times \sqrt{2} V \approx 311 V$, u_{loadm} 为电压峰值, 两个Z源直通占空比分别为 D_1 、 D_2 , 采用载波相移改进SPWM调制方法, 则有:

$$U_{01} \frac{1}{1-2D_1} + U_{02} \frac{1}{1-2D_2} = u_{loadm}$$

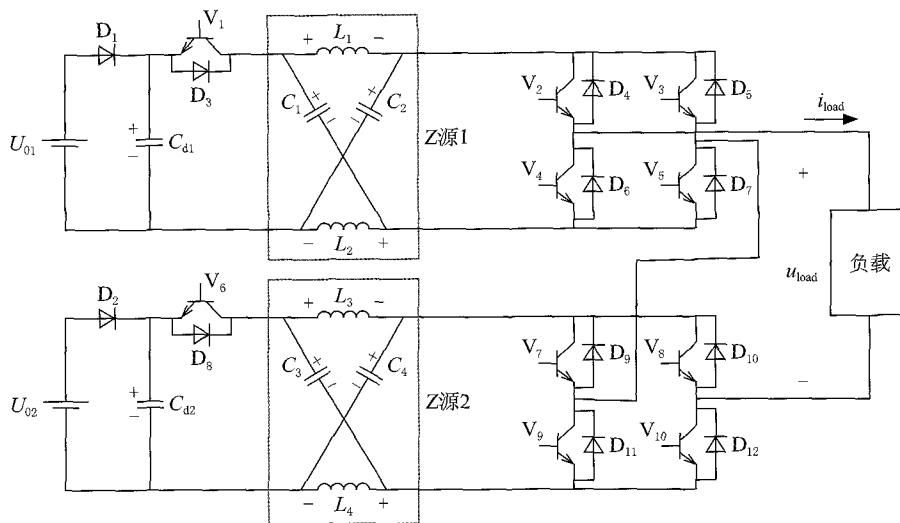


图6 双Z源2-H桥级联

5 仿真结果

利用MATLAB/SIMULINK软件进行仿真试验, 以验证以上的分析结论。

5.1 大功率传统单Z源VSI

直流电源 $U_0=100V$, 开关频率 $f=12.8kHz$, 负载为电感和电阻串联, $L=5mH$, $R=80\Omega$, $D=0.4$, $M=0.6$ 。逆变桥IGBT电压应力为500V, 电流应力分为单桥臂直通和双桥臂直通两种情况, 如图7所示, 可以直观地看出其由负载电流和电感电流合成。

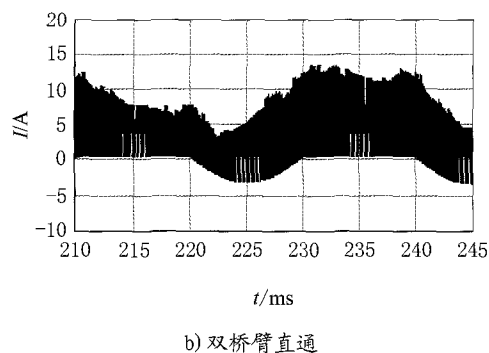
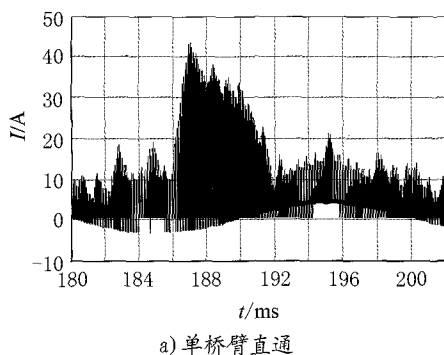
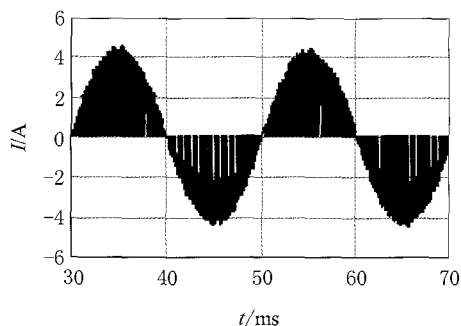


图7 传统单Z源VSI功率开关管电流波形

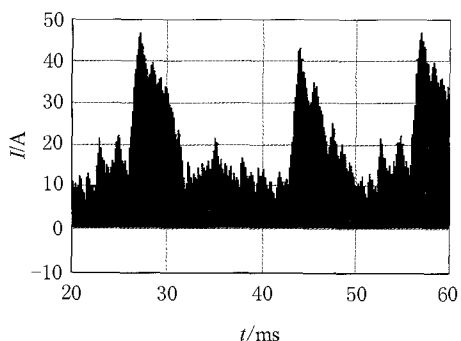
5.2 大功率单Z源并联分流功率管VSI

直流电源 $U_0=100V$, 开关频率 $f=12.8kHz$, 负载为电感和电阻串联, $L=5mH$, $R=80\Omega$, $D=0.4$, $M=0.6$ 。通过改进SPWM调制产生直通信号控制分流功率管 V_2 通断, VSI各桥臂开关管控制信号由与改进SPWM同频率同相位同幅值的载波和调制波进行传统SPWM调制产生, 同一桥臂上下控制信号互补。可见IGBT桥各个开关管电流如图8a)所示等于负

载电流,分流管电流如图8b)所示为Z源电感电流的两倍(单桥臂直通)。



a) IGBT桥开关管电流



b) 并联分流管电流

图8 Z源并联分流管后电流波形

5.3 Z源串联多电平VS1

直流电源 $U_{01}=U_{02}=50\text{V}$, 开关频率 $f=12.8\text{kHz}$, 负载为电感和电阻串联, $L=5\text{mH}$, $R=80\ \Omega$, $D_1=D_2=0.4$, $M=0.6$ 。采用载波相移改进SPWM调制方法,即两个2-H桥的载波信号交错开 $T/4$, T 为开关周期。如图9、图10所示,IGBT电压应力为 250V , 电流应力(此为单桥臂直通)也为图7的一半。

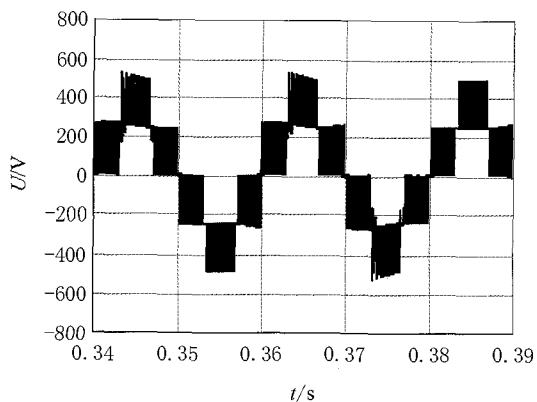
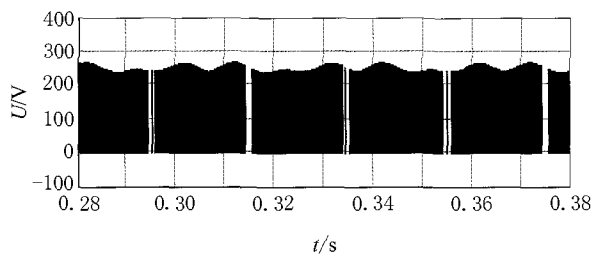
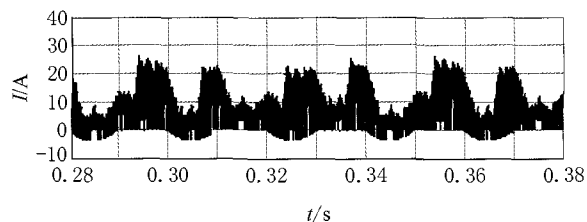


图9 双Z源2-H桥级联输出电压波形



a) 电压波形



b) 电流波形

图10 IGBT桥开关管电压电流波形

6 结语

为了弥补Z源逆变器的缺陷,文中提出了一些改进措施。通过Z源串联,Z源输出接分流开关管,引入Z源级联结构等,都可以降低逆变桥开关管的电流应力和电压应力;其中前三种可以大大降低不同工作情况下开关管的电流应力,Z源级联大大降低电压应力。与此同时,在Z源级联方面还需要做更多的研究工作,包括多Z源级联多电平逆变系统的拓扑结构和调制方法,以提高大电压高功率等级条件下Z源逆变器的应用能力,降低成本,提高利用率。

参考文献

- [1] Rajakaruna S, Jayawickrama Y R L. Designing Impedance Network of Z-Source Inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2004, 22(4).
- [2] Peng Fangzheng. Z-Source Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2003, 39(2).
- [3] Ding Xinping, Qian Zhaoming, Yang Shuitao, Cui Bin, Peng Fangzheng. A High-Performance Z-Source Inverter Operating with Small Inductor at Wide-Range Load[J]. Applied Power Electronics Conference APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE, 2007: 615-620.

(下转第12页)

CS5463 芯片带有串行接口和 $\Delta\Sigma$ 模/数转换器, 能够进行高速功率(电能)计算的高度集成芯片。其可以通过使用低成本的分压电阻器或电压互感器测量电压, 使用分流器或电流互感器测量电流, 从而计算出有功功率, 还能提供视在功

率、无功功率等多种参数计算, 可满足设计者的多方面需求。此外, 芯片内还带有温度传感器, 有助于设计者调整温度漂移误差, 提高测量精度。CS5463 芯片的内部结构框图如图 3 所示, PGA 为可编程增益放大器。

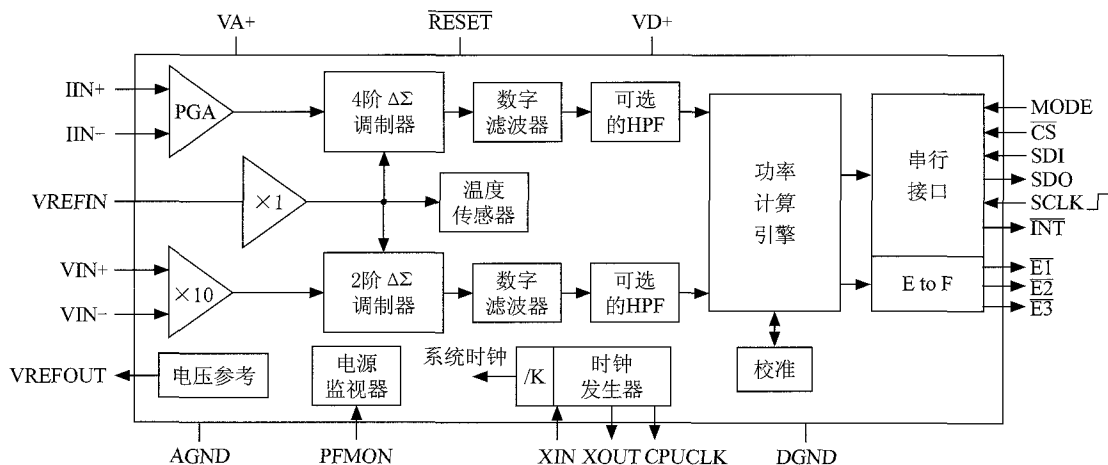


图3 CS5463芯片的内部结构框图

4 稳定性和抗干扰性

控制器设计时考虑到系统的稳定性和抗干扰要求比较高, 微处理器选择宏晶科技的 STC12C5410AD, 该MCU能够轻松通过4 kV快速脉冲干扰(EFT)试验, 具有超强抗干扰能力; 6 kV静电可直接打在芯片管脚上, 具有极高的抗静电性(ESD); 同时LQPF32脚的芯片封装, 在PCB板上的抗干扰性能也要比DIP形式封装的要好。

由于控制器现场干扰比较大, 因此设计时充分考虑了EMC问题, 电源初级进线部分采用滤波器处理, MCU和CS5463芯片除了每片加100 μ F电解电容和0.1 μ F的磁片电容外, 还在芯片的下面作了覆铜处理, 所有晶振外壳都接地, CS5463芯片模拟地和数字地用磁珠隔离开等措施。

经过上述措施处理后控制器顺利通过EFT(电

快速瞬变脉冲群)四级(± 4 kV)、ESD(静电)、Surge(浪涌)等测试, 达到设计指标。

5 结语

经过现场实际使用, 一台智能无功补偿控制器可以完成过去需要的多台控制器组合使用才能实现的功能, 非常适合于矿井使用变频器较多、负载不平衡的电力系统作无功补偿控制之用。

参考文献

- [1] 靳龙章, 丁毓山. 电网无功补偿实用技术[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2004.
- [2] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.

收稿日期: 2008-06-03

(上接第5页)

[4] Poh Chiang Loh, Mahinda Vilathgamuwa, Yue Sen Lai. Pulse-Width Modulation of Z-Source Inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2004, 17(2).

[5] Loh P C, Gao F, Blaabjerg F. Topological and

Modulation Design of Three-Level Z-Source Inverters[J]. International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, 2: 1-5.

收稿日期: 2008-05-06