

# 牵引变流器网侧电流谐波抑制研究

涂晨阳<sup>1</sup>, 成 庶<sup>2</sup>, 肖振鹏<sup>1</sup>

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 长沙 410075; 2. 中南大学 交通运输工程学院, 长沙 410075)

**摘要:** 作为电力机车牵引传动系统核心部件的牵引变流器是牵引供电网的主要谐波来源之一; 牵引变流器采用的单相四象限整流器, 输出含有二次脉动, 且工作开关频率较低, 导致变流器网侧电流谐波问题严重; 目前单相四象限整流器的控制脉冲产生主要采用 SPWM 技术; 与 SPWM 相比, SHEPWM (特定谐波消除 PWM) 可以针对性的消除特定的谐波, 谐波含量更小, 效率更高, 但其无法消除调制波中本身就存在的谐波; 针对 SHEPWM 调制策略进行了分析设计, 同时对陷波滤波器技术、PR 控制策略和 LC 回路在降低谐波含量中的作用进行深入分析; 经过合理的方案选择, 有效的降低了网侧电流谐波含量, 并通过 MATLAB 仿真实验进行了分析验证。

**关键词:** 牵引变流器; 谐波抑制; 特定谐波消除; 陷波器

## Research on Grid-side Current Harmonic Suppression of Traction Converters

Tu Chenyang<sup>1</sup>, Cheng Shu<sup>2</sup>, Xiao Zhenpeng<sup>1</sup>

(1. College of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410075, China;

2. School of Traffic & Transportation Engineering, Central South University, Changsha 410075, China)

**Abstract:** Traction converters, as the core components of electric locomotive traction-drive system, is one of the main sources of traction power supply grid harmonic. Traction converters using single-phase four-quadrant rectifier output ripple containing secondary and work with lower operating switching frequency, resulting in the converter side current harmonics problem serious. Currently, control pulses of single-phase four-quadrant rectifier, generated mainly by SPWM technology. Compared with SPWM, SHEPWM (Selective Harmonic Elimination PWM) can be targeted to eliminate specific harmonics, harmonic content is smaller, and more efficient, but it can't eliminate the harmonic which the modulation wave contained. In this paper, analysis and design SHEPWM modulation strategy, and analysis the effect of the notch filter, PR strategies, and LC circuit in reducing the harmonic. After choosing the reasonable scheme, reducing the harmonic effectively, and it analyzed and verified by Matlab simulation experiment.

**Keywords:** traction converter; harmonic elimination; SHEPWM; notch filter

## 0 引言

根据国家铁路局发布的《2015 年铁道统计公报》, 2015 年全国铁路旅客发送量完成 25.35 亿人, 全国铁路货运总发送量完成 33.58 亿吨。电气化率 60.8%, 比上年提高 2.5 个百分点, “交—直—交”型的电力机车或动车组已经成为电气化铁路运输的主力车型。交流传动电力机车/动车组的大量投入运行, 一方面提高了铁路运输的效率和质量, 另一方面也给电气化铁路系统带来了严重的谐波问题<sup>[1]</sup>。

牵引网的谐波超标, 会导致保护装置动作, 引起线路的停运, 造成严重的经济损失和社会影响<sup>[2]</sup>。而变流器网侧电流谐波的频谱较宽, 会导致诸多问题, 如引起特定频段的谐波电流放大, 谐振过电压, 甚至烧毁设备<sup>[3]</sup>。

电力电子技术的快速发展, 推动着交流技术的进步, 目前单相四象限脉冲整流器已经广泛应用于电力牵引传动领域, 是电力机车和电动车组传动系

统的重要组成部分。与传统相控整流器相比, PWM 脉冲整流器的谐波含量低, 功率因数高, 并且能实现四象限运行。

**收稿日期:** 2017-01-18; **修回日期:** 2017-02-27。

**基金项目:** 高速铁路系统安全保障技术(2016YFB1200401)。

**作者简介:** 涂晨阳(1991-), 男, 硕士研究生, 主要从事电力电子与电力传动方向的研究。

**通讯作者:** 成 庶(1981-), 男, 湖南长沙人, 硕士生导师, 主要从事电力牵引及传动控制方向的研究。

1973 年, 国外学者 Hasmukh S. Patel 等提出 SHEPWM (Selected Harmonic Elimination PWM) 策略<sup>[4-5]</sup>, 这种 PWM 调制方法比传统的 SPWM 调制方法相比更具优势, 在同等的开关频率下, 可以得到更低的电流纹波, 消除特定的谐波, 减少谐波含量。

但 SHEPWM 在调制波不含有谐波的前提下才能有效消除特定次数的谐波, 而单相四象限脉冲整流器本身的固有缺陷导致输出的直流侧含有二次脉冲, 包含二次脉动的中间直流环节电压进入控制环节, 经运算得到给定的调制波中含有低次谐波。

在中间直流环节加入 LC 二次谐振电路<sup>[6-7]</sup>, 为二次脉动提供回流路径, 可以有有效的滤除二次脉动。一方面由于需要增加电容和电感, 提高了成本和体积, 另一方面旁路二次功率, 降低了整流器的功率密度。在中间直流电压的采样环节进行滤波, 若采用一般的低通滤波器, 因牵引变流器二次脉动的频率较低, 滤波器的惯性时间常数必然要取得较大, 这会降低系统的响应速度<sup>[8]</sup>。而采用陷波滤波器可以滤出 100Hz 特定频率的脉动, 而对系统响应影响较小, 但滤波的频率固定。以上方法各有优缺点。

本文针对以上情况, 详细分析了 SHEPWM 调制的基本原理, 引入基于中心面积等效法的初值取法, 设计实现 SHEPWM 调制策略。并设计数字陷波滤波器对采样的直流环节电压进行滤波处理。建立仿真模型, 分析验证牵引变流器网侧电流谐波的抑制效果。

# 1 牵引变流器网侧整流器组成

## 1.1 主电路拓扑结构

单相四象限脉冲整流器的基本拓扑结构如图 1 所示：图中  $L$  为网侧电感， $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$  为桥臂的 4 个全控型器件， $AC$  为网侧等效电源， $R_{load}$  为负载， $C_d$  为中间直流环节的支撑电容，其中  $L_2$  和  $C_2$  分别是二次谐振回路的电感和电容。

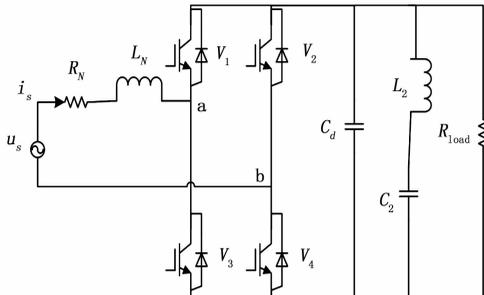


图 1 单相四象限整流器拓扑结构

## 1.2 整流器控制系统组成

目前牵引变流器的单相四象限整流器主要采用瞬态直接电流控制，本文所设计的控制系统框图如图 2 所示。图 2 主要分为电压外环和电流内环以及 SHEPWM 调制策略，电压外环采用 PI 控制器，其输出与补偿相加后作为电流环的给定值。电流环采用比例一谐振（PR）控制，可对电流实现无差控制。单相 PWM 整流器采用 SHEPWM 调制策略时，不使用参考电压与三角波进行比较，而是通过锁相环和幅值估计进行相位和幅值的观测，进而得到调制比  $m$  和相位  $\arg(u)$ ，代入分段拟合函数进行计算即可得到开关角，进而可确定器件的开关状态。

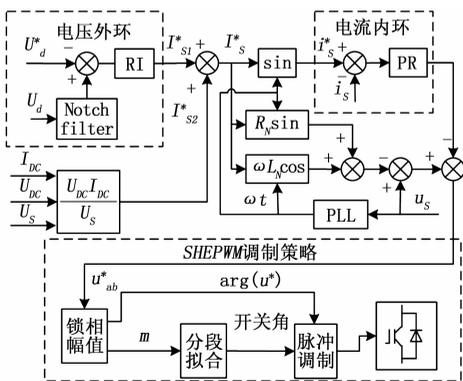


图 2 单相 PWM 整流器控制策略

## 1.3 网侧整流器直流电压二次纹波

文献 [6] 详细分析了中间直流电压二次纹波的产生机理，证明二次纹波是网侧整流器工作原理上的固有缺陷。

从图 2 的控制系统框图中，若采样的直流电压单相四象限脉冲整流器采用瞬态电压电流双闭环控制策略。中间直流电压作为电压环的输入，若未滤除二次纹波，二次纹波与锁相环输入  $\sin\omega t$  相乘，则会在调制波中引入三次频率成分，导致调制得到的网侧电流中将会含有三次谐波，再次注入到中间直流环节，将会产生更高次的谐波，反复注入，将引入更多的低次谐波。

所以在框图中，采用了陷波器（notch filter）对采样得到

的直流电压进行滤波处理，可有效滤除二倍于网侧频率的两倍的脉动。

## 2 SHEPWM 调制策略

牵引变流器中器件开关频率普遍较低，只有几百 Hz，本文设计的开关频率为 500Hz，单极性调制。SHEPWM 包含二分之一周期对称和四分之一周期对称两种方法<sup>[7-8]</sup>，为了减小方程组的维数和缩小解的空间，本文采用的是四分之一周期对称方法。

### 2.1 SHEPWM 的基本原理

根据 500 Hz 开关频率和四分之一周期对称方法，可得开关角个数  $N=5$ ，得到如图 3 的四分之一周期对称波形。

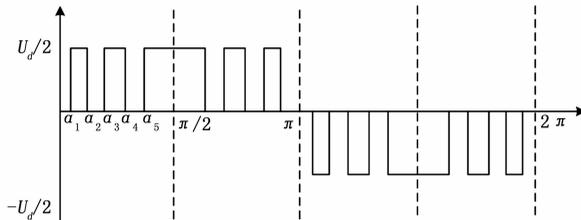


图 3 单相 PWM 整流器电压波形

对波形进行傅立叶分析，由于关于四分之一周期对称，所以余弦分量为零，只含有正弦分量，用傅立叶级数表示为：

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,7,9} a_n \sin n\omega t \tag{1}$$

式中， $a_n$  为：

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(\omega t) \sin n\omega t \, d\omega t \tag{2}$$

如图 3 波形，能够独立控制的只有  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$  共 5 个时刻，该波形的  $a_n$  为：

$$a_n = \frac{2}{\pi} U_d \sum_{k=1}^5 (-1)^k \sin(n\alpha_k) \tag{3}$$

选定  $\alpha_1$  用于基波控制，那么还有 4 个变量可以独立控制用于消除 3、5、7、9 次谐波，那么就可以得到如下方程组<sup>[9]</sup>：

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^5 (-1)^{k+1} \cos\alpha_k = \frac{\pi}{4} m \\ \sum_{k=1}^5 (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k = 0 \quad n = 3, 5, 9, 11 \end{cases} \tag{4}$$

其中： $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \pi/2$ 。

### 2.2 SHEPWM 初值和求解

通过迭代法可以解上文所述公式（4），但是方程是否收敛的关键因素是初值的选择，初值的给定有多种方法，如神经网络法、基于快速同伦算法等。但较为复杂，本文采用 SPWM 中心面积等效法给定初值，计算简单，经验证得到了满意的收敛结果。将半波正弦波形均分为 5 段，根据面积等效原理  $S_{\text{矩形}} = S_{\text{正弦}}$  以及面积中心原理  $S_a = S_b$  有：

$$\begin{cases} \theta_k U_d = \int_{\frac{k}{5}\pi}^{\frac{k+1}{5}\pi} \sin(\omega t) \, dt \\ \int_{\frac{k}{5}\pi}^{\theta_k} \sin(\omega t) \, dt = \int_{\theta_k}^{\frac{k+1}{5}\pi} \sin(\omega t) \, dt \end{cases} \tag{5}$$

其中： $k = 1, 2, 3, 4, 5$ 。

由式（5）可求出  $\theta_k$  和  $\delta_k$ ，设调制比为  $M$ ，则在四分之一周期内得到的各初始值为式（6）：

$$\begin{cases} \alpha_1 = \delta_1 - \frac{1}{2}M\theta_1 \\ \alpha_2 = \delta_1 + \frac{1}{2}M\theta_1 \\ \alpha_3 = \delta_2 - \frac{1}{2}M\theta_2 \\ \alpha_4 = \delta_2 + \frac{1}{2}M\theta_2 \\ \alpha_5 = \delta_3 - \frac{1}{2}M\theta_3 \end{cases} \quad (6)$$

选定初值后, 利用 MATLAB 编写牛顿下山法迭代函数 mulDNewton 进行非线性方程组式 (5) 的求解。计算表明, 只需迭代 4-5 次, 就可收敛达到  $10^{-4}$  精度。取调制比 M 的分辨率为 0.01, 得到 SHEPWM 开关角与调制比变化的曲线如下图所示:

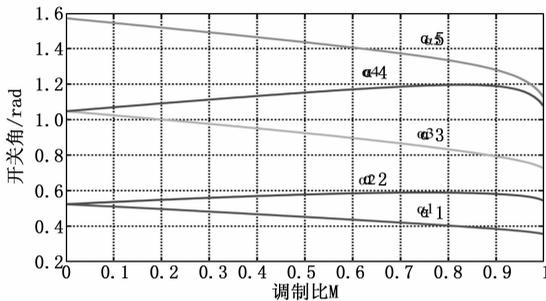


图 4 开关角与调制比关系

由于调制比 M 取 0.01 的分辨率, 若使用查表法, 则分辨率过低影响控制效果, 而且查表法占用存储空间, 若提高分辨率, 则以量级增加计算量和存储空间。所以本文采用曲线分段拟合, 将曲线分为 10 段, 利用 MATLAB 的 Curve Fitting Tool 的多项式拟合得到分段拟合函数。

### 2.3 SHEPWM 实现

如图 2 系统控制策略可看出, 利用瞬态电流控制给出的调制波得到相位和幅值后, 通过分段拟合函数计算得的开关角, 根据开关角的开关时刻对器件进行控制。

### 3 数字陷波器设计

选择 IIR (Infinite Impulse Response, 有限冲激响应) 滤波器设计方法, 根据巴斯特沃逼近得到数字带阻系统函数<sup>[10]</sup>, 进而得到数字陷波滤波器的系统函数。巴斯特沃滤波器具有良好的综合性能, 提供了最大的通带幅度响应平坦度, 其衰减速度优于贝赛尔, 而脉冲响应优于切比雪夫。

采用归一化原型  $\Omega_c = 1$  的低通滤波器作为变换原型, 可以得到数字带阻系统函数:

$$H_{BR}(z) = H_{LP}(s) \Big|_{s=\frac{D(1-z^{-2})}{1-Ez^{-1}+z^{-2}}} \quad (7)$$

式 (7) 中 D 和 E 与频率  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  关系可以利用双线性变换的频率之间关系, 设数字带阻滤波器的阻带中心频率为  $\omega_0$ , 可以得到:

$$D = \Omega_c \tan\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}\right) \quad (8)$$

$$E = 2\cos\omega_0 = \frac{2\cos\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}\right)} \quad (9)$$

式中的  $\Omega_c = 1$ ,  $\omega_{s1}$  为下限截止频率,  $\omega_{s2}$  为上限截止频率。对于陷波滤波器, 这里取:

$$\omega_{s1} = \omega_{s2} = \omega_0 \quad (10)$$

再给定滤波器性能指标, 网侧频率设定为 50Hz, 可取陷波器的截止频率为:

$$f_0 = 100\text{Hz} \quad (11)$$

3dB 衰减处的边带频率分别取为:

$$\begin{cases} f_1 = 99\text{Hz} \\ f_2 = 101\text{Hz} \end{cases} \quad (12)$$

综合陷波滤波器滤波效果, 取  $f_0$  处的衰减为 37dB, 取抽样频率:

$$f_s = 500\text{Hz} \quad (13)$$

接着根据奈奎斯特定律以及巴特沃斯滤波器的阶数计算公式, 确定阶数:

$$N \geq \frac{\log(10^{3.7} - 1)}{2\log(\Omega_s)} \quad (14)$$

计算并取整, 可得  $N = 1$ , 可得:

$$H_{BR}(z) = \frac{1 - Ez^{-1} + z^{-2}}{1 + D - Ez^{-1} + (1 - D)z^{-2}} \quad (15)$$

此外

$$\omega = 2\pi \frac{f}{f_s} \quad (16)$$

根据给定的性能指标就可以计算出 D 和 E, 代入式 (15), 计算得到的系统传递函数为:

$$H_{BR}(z) = \frac{1 - 0.6181z^{-1} + z^{-2}}{1.0126 - 0.6181z^{-1} + 0.9874z^{-2}} \quad (17)$$

利用公示 (17) 可验证陷波滤波器的幅频特性和相频特性与设计的性能指标。

## 4 仿真实验分析验证

### 4.1 系统模型设计

所采用的整流器拓扑结构如图 1, 采用的控制策略图 2 所示, 为了使结果更符合电力机车的实际情况, 本文参照 HXD2 型电力机车变流器的参数进行网侧 PWM 整流器模型的参数设置。如下表。

表 1 整流器模型的参数

参数	数值
额定输入电压/V	AC 950
额定输入电流/A	AC 1650
中间直流电压/V	DC 1800
中间支撑电容/mF	4
网侧电感/mH	2
负载电流/A	225

直流环节电压经过动态陷波器 notch filter 模块, 该模块由程序语言编写 S 函数实现, 用以滤除  $U_{DC}$  中的二倍频谐波。

由图 5 所示, 通过本文所设计的数字陷波滤波器, 可以有效地滤除直流电压中的二倍频纹波。

图 6 是整流器网侧电压  $u_s$ 、网侧电流  $i_s$  以及 a、b 点的电压  $u_{ab}$  的波形。可以看出通过控制  $u_{ab}$  滞后与网侧电压  $u_{ab}$  一定的相位, 网侧电流  $i_s$  和网侧电压  $u_s$  可以实现同步。

### 4.2 网侧电流谐波分析

首先在模型中未加入数字陷波滤波器和 LC 谐振回路的条

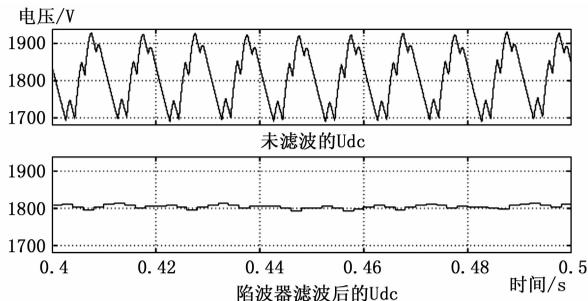


图 5 陷波器滤波效果

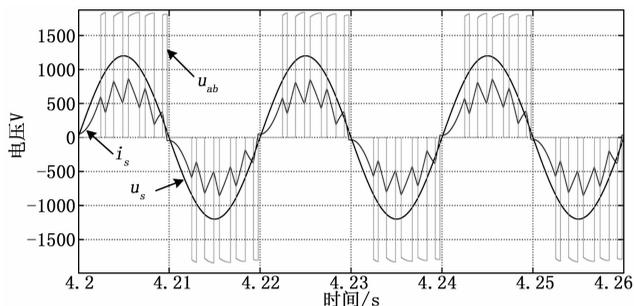


图 6 整流器波形图

件下, 分别用 SPWM 和 SHEPWM 调制策略对模型进行仿真, 并对其网侧电流进行 FFT 分析得到如图 7。

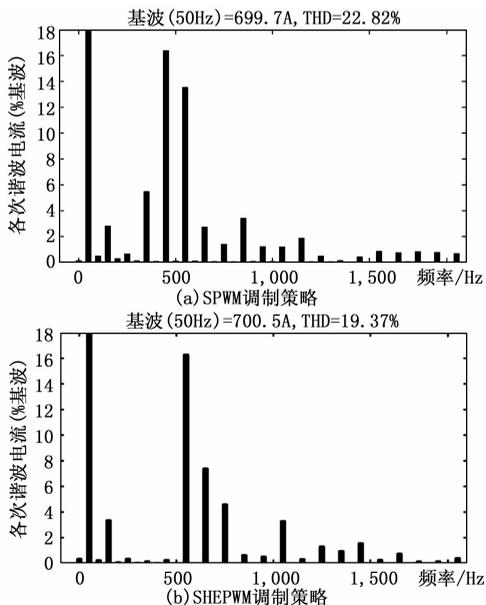


图 7 PWM 与 SHEPWM 调制策略的 FFT 分析

从图 7 中可以看出采用 SHEPWM 调制策略比 SPWM 更有效地消除了 5、7、9 次谐波, 总谐波失真 THD 从 22.82% 大幅下降到了 19.37%。但是出现了较高的三次谐波, 这是由于中间直流环节的二次纹波引起的。

所以在 SHEPWM 调制策略的基础上加入数字陷波器, 得到的网侧电流 FFT 分析结果如图 8。虽然存在的三次谐波较大, 但总谐波失真 (THD) 进一步下降, 并且各次谐波电流都有小幅度的降低。列出部分谐波电流大小对比如下表:

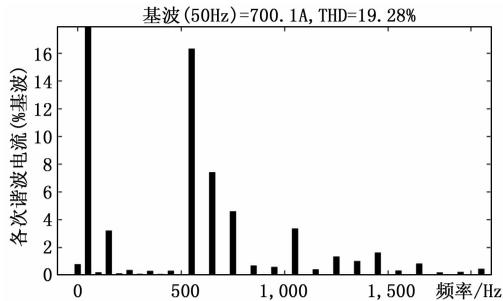


图 8 陷波器+SHEPWM 的 FFT 分析

表 2 谐波含量比较

	仅 SHEPWM	陷波器+SHEPWM
3 次谐波	16.74	15.74A
5 次谐波	1.93A	1.68A
7 次谐波	0.89A	1.34A
9 次谐波	1.49A	1.44A

接着在模型中加入 LC 谐振电路, 并对网侧电流谐波进行 FFT 分析得到图 9。从图中可以看出总谐波失真 THD 进一步降低, 并且 3、5、7、9 次谐波含量非常低, 谐波抑制效果较好。

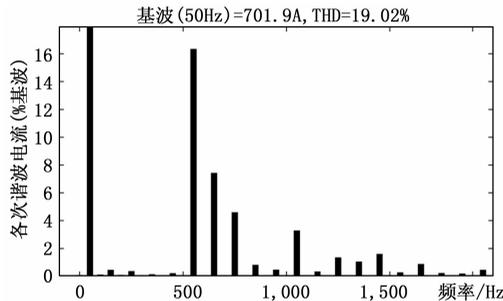


图 9 LC+SHEPWM 网侧电流 FFT 分析

### 5 结论

本文针对牵引变流器的网侧电流谐波问题进行了深入分析。并在此基础上分析设计了 SHEPWM 调制策略, 采用目前应用较广的瞬态电流控制, 对网侧电流谐波进行抑制的影响因素进行了理论分析及仿真实验, 均证明: ①采用 SHEPWM 调制策略, 有效降低了网侧电流谐波的含量②引入基于面积等效法的初值给定方法, 简化了初值的选取, 降低了计算量。③结合设计的数字陷波滤波器, 抑制了直流二次纹波对控制系统的影响。④LC 谐振电路不仅可以抑制直流环节的电压脉动, 还可以有效地抑制网侧电流谐波中三次谐波的产生。综合以上各点, 为网侧电流谐波的抑制提供了有效地参考。

### 参考文献:

[1] 樊运新, 邹焕青. 车网系统高频谐振特性分析 [J]. 电力机车与城市轨道交通, 2014, 37 (5): 10-15.

[2] 任元, 吕润徐, 张直平. 信阳和驻马店地区电气化铁路谐波引起 220kV 高频保护动作的分析 [J]. 电网技术, 1995, 19 (2): 33-39.

[3] 郭其一, 冯江华, 张志学, 罗文广. 车载网侧变流器电流谐波优化控制策略 [J]. 同济大学学报 (自然科学版), 2015, 43 (5): 788-793.

收端物理层 AD 转换接口还原为低速并行信号。HT 总线信号分为三类:

1) 链路信号: 32 位 CAD 传输信号、1 位 CTL 控制信号、4 位 CLK 时钟信号, 用于控制、传输数据;

2) 复位信号: PWROK 和 RESET 信号, 用于初始化和复位链路;

3) 管理信号: LDTSTOP 和 LDTREQ 信号。

HT 总线采用单向点对点传输技术, 将 CAD 信号分成两组, 按照不同方向单向传输, 可达 GB/s, 在处理器芯片上按照接收端和发送端分别处理, 传输效率与有效带宽均远大于双向信号总线, 简化板级设计工作。

HT 总线采用包交换方式进行信号传输, 将总线操作分为控制包和数据包两大类, 控制包还包括读命令包、写命令包、读响应包、写响应包, 每组传输总线使用一位控制信号线来区分传输的为控制包还是数据包。

HT 总线采用虚通道技术, 将 HT 协议划分为三种不同的数据流: 无响应请求通道、需响应请求通道、响应通道, 将一个物理链路划分为若干相互独立的逻辑通道。针对这三种通道, 还设置了六种缓冲区类型, 实现每个虚通道的缓冲流控自行维护, 避免命令之间的互锁, 提供了乱序执行的基础条件, 实现不同数据流在同一信号线上的并发传输, 提高总线传输的效率和性能<sup>[3]</sup>。

### 3 系统软件设计

并行冗余计算机系统采用基于目录的高速缓存一致性协议, 系统内共享二级缓存与各个处理器核内私有指令缓存和数据缓存之间的数据一致性, 由系统中共享存储层次的目录维护。目录与其数据的存储位置相关联, 目录的管理由各个存储单元所在的存储节点目录决定, 目录控制器存储的相关一致性信息包括存储单元的状态和拥有此存储单元备份的处理器。

每个共享存储单元的状态由这个共享存储单元自身维护, 这个状态标识了当前这个共享存储单元在其它处理节点中私有缓存的使用方式, 并且记录了哪些处理器的私有高速缓存中拥有该共享存储单元的备份。系统中任意一个处理器需要对共享存储单元进行操作时, 都直接与这个共享存储单元本身交互, 由这个共享存储单元的状态控制器再与其它处理器中的缓存备份交互, 通过一致性协议控制整个系统中的缓存数据一致性。

龙芯 3A 处理器的一级缓存由各处理器私有, 二级缓存和内存采用全局编制, 由所有处理器共享。缓存块的目录信息在宿主二级缓存中维护, 目录使用 32 位宽度的位向量来记录拥有每个缓存备份的一级缓存编号, 因此硬件能自动维护各指令和数据缓存之间的一致性, 同时也就维护了全系统各级存储结构间的数据一致性。

(上接第 256 页)

[4] Patel Hasmukh S, Hoft Richard G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters; part I - Harmonic elimination [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1973, 9 (3): 310 - 317

[5] Patel Hasmukh S, Hoft Richard G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters; part II - Harmonic elimination [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1974, 10 (5): 666 - 673

[6] 李 伟, 马志文, 蔡华斌, 等. 无二次滤波环节的单相四象限整流

一级缓存块采用三状态转换机制, 无效状态、共享状态和独占状态, 无效表示这个缓存块中没有有效数据, 独占表示这个缓存块中的数据有效且未经修改, 共享表示这个缓存块中的数据已经被修改而且还未写回下级缓存。三种状态的相互转移图如图 7 所示。

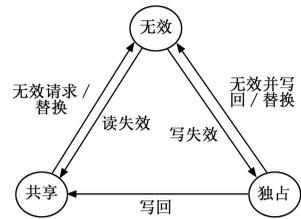


图 7 并行互连体系架构示意图

### 4 实验结果与分析

并行冗余计算机系统工作主频为 800 MHz, 将系统工作周期设定为 125  $\mu$ s, 主副计算机系统同步周期设定每间隔 125 ms 主副计算机系统完成一次硬盘数据同步备份。通过在计算机系统二次供电母线增加功能开关的方式, 进行故障注入, 分别将主计算机系统的 CPU 处理器或接口桥片的供电关断, 实现应急故障模拟。经测试验证, 该并行冗余计算机系统可以通过加载 CPU 寄存器信息和内存信息, 实现计算机系统运算及通信内容的无缝切换, 而依靠 CPU 芯片内的 Cache 一致性设计和三状态转换机制, 成功保障了寄存器信息与内存信息的高度同步性。

### 5 结束语

本文首先对于并行冗余计算机系统的功能应用进行了介绍与分析, 然后又介绍了并行冗余计算机系统的构成, 并对于该系统的硬件和软件设计的关键技术进行了细致全面的分析, 为该系统的实现提供了基础与参考, 最后通过故障注入方式, 对于系统的容错备份功能进行了验证。并行冗余计算机系统在的应用, 对于国产自主可控计算机设备的可靠性改进具有重要意义, 为任务的成功完成提供有效支撑。

#### 参考文献:

- [1] Chen D, Su H, Yew P. The impact of synchronization and granularity on parallel systems [C]. Proceedings of 17th Annual International Symposium on Computer Architecture, 1990, 239 - 248.
- [2] 王焕东, 高 翔, 陈云霁, 等. 龙芯 3 号互联系统的设计与实现 [J]. 计算机研究与发展, 2008 (45): 2001 - 2010.
- [3] HyperTransport Technology Consortium. Hyper Transport TM1/O Link Specification Revision 1.03. <http://www.hypertransport.org/default.cfm?page=Hyper> [EB/OL]. TransportSpecificationslx, 2008 - 11 - 20.
- [4] 王兆安, 黄 俊. 电力电子技术 (第四版) [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [5] 张永昌, 赵争鸣, 张颖超. 三电平逆变器 SHEPWM 多组解特性比较实验 [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (3): 60 - 65.
- [6] 张永昌, 赵争鸣. 三电平逆变器 SHEPWM [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (1): 74 - 78.
- [7] 程佩青. 数字信号处理教程 [M]. 第三版. 北京: 清华大学出版社, 2010.