基于 DSP 的移相全桥变换器的研究

郝振宇[1]　王洪庆[2]
1. 凌源钢铁集团公司型材厂　2. 天津电气传动设计研究所

摘要:研究了以全桥变换器作为主电路拓扑、以 TMS320LF240x 系列 DSP 作主控芯片、以移相控制方式作为控制方案的移相全桥软开关 DC－DC 变换器。由 DSP 发出移相控制信号并经芯片 IR2110 驱动放大,在移相驱动信号的控制下可以实现全桥变换器主功率开关的 ZVS。进行了系统软件和硬件的设计,并安装了实验样机,实验结果表明设计方案正确,软开关效果良好。

关键词:移相全桥变换器　零电压切换(ZVS)　TMS320LF240x

Research of the Phase Shift FB-PWM Converter Based on DSP

Hao Zhenyu　Wang Hongqing

Abstract: The full bridge converter as the main circuit, TMS320LF240x series DSP is used to control the chip, the phase shifting control mode are taken as the control plan, the phase shifting entire bridge soft switch DC－DC converter was studied. The DSP sends out the phase shifting control signal and then that amplified by IR2110 chip. It can realize ZVS of the full bridge converter main power switch by the phase shifting drive control. It designed the software and the hardware of this system, and built the prototype. The experimental results show the design proposal is feasible.

Keywords: phase shift FB-PWM converter　zero voltage switch (ZVS)　TMS320LF240x

1　引言

软开关移相全桥变换器,采用移相 PWM 控制,不仅保持了零电压准谐振电路开关损耗小的优点,而且工作在固定的开关频率。同普通的全桥电路相比,移相全桥电路仅仅增加了一个谐振电感,成本和电路的复杂程度基本没有增加,它在换流时利用谐振实现开关器件的零电压开通,消除了开通损耗,从而提高了电路的效率,使开关频率可以提高到 100～500 kHz。

移相全桥变换器作为一种性能优异的变换器,在中大功率变换器中得到了广泛的应用,一些用于移相全桥控制的专用芯片也相继推出,包括仙童公司的 ML4148,TI 公司的 UC3875(79)、UCC3895[1]。使用专用芯片用于移相全桥控制的优点是简化了电路的设计过程,硬件实现简单,开发周期短,工作可靠性高。然而使用专用芯片也有一些缺点。首先是不能得到最优的控制方案,调节器设计比较粗糙;其次,上述专用芯片对于移相全桥电路中普遍存在的磁偏问题都没有很好的解决。还有一些系统对电源的要求较高,如远程监控和故障诊断功能,这些都是使用专用的移相控制芯片所无法完成的。针对上述问题,本文采用了德州仪器公司的 TMS320LF2407A 数字信号处理器(DSP)[2]作为控制核心芯片,实现了对移相全桥变换器的控制,解决了上述的一些问题。

本文首先介绍了整个系统的组成。然后应用 TI 公司 TMS320LF2407 DSP 设计了 220 V 输入、100 V 输出、开关频率 20 kHz,500 W 的移相全桥电源,给出了设计流程和相应的实验波形。

2　系统结构

系统的主电路为 ZVS 移相全桥变换器,如图 1 所示。其中功率开关 Q_1 和 Q_2 为超前桥臂,Q_3 和 Q_4 为滞后桥臂,L_r 为变压器的漏感和谐振电感之和,利用 L_r 储能对功率开关并联电容的充放电来使开关管两端电压谐振到零,从而使全桥变换器的 4 个开关管依次在零电压下开通。变压器副边为二极管全桥整流电路,(根据应用

场合不同也可采用全波整流电路)，最后通过 LC 滤波器的滤波作用在负载上得到稳定的直流电压。

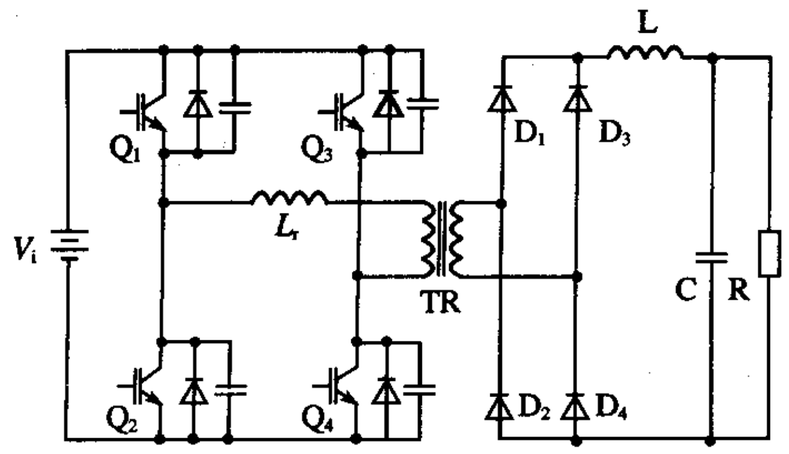


图 1　主电路原理图

在实际应用中为了使变换器的输出具有较好负载响应特性，本文中采用电压环作为外环，电流环作为内环，设计了调节器，形成了串级控制。通过电流内环的作用提高了系统的快速响应特性，同时实现了原边电流的过流保护功能。

基于 DSP 的移相全桥变换器的系统控制结构示意图如图 2 所示。

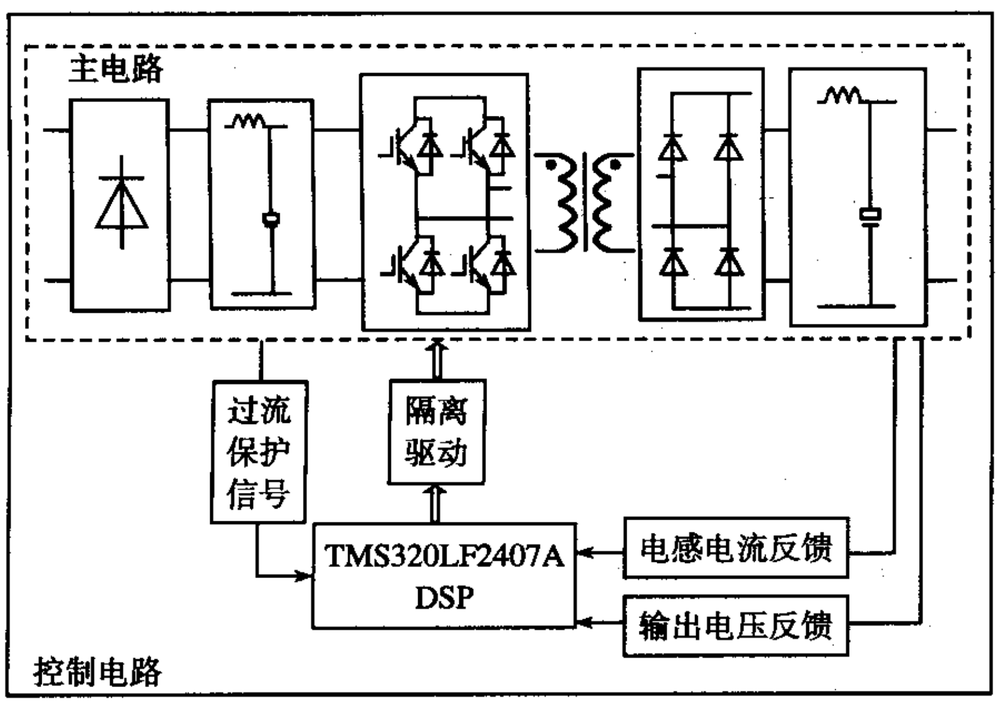


图 2　基于 DSP 的移相全桥变换器结构示意图

3　DSP 程序设计

本文应用 DSP 汇编语言进行了程序的设计，主要完成了移相脉冲的形成、外部数据的采集、软启动、过流保护以及双闭环系统的调节器设计等工作。

3.1　移相脉冲的形成

利用 DSP 的全比较单元可以方便地产生各种对称或者不对称的 PWM 波形。本文使用 EVA 中的通用定时器 GP1 实现采样周期，由于所设计的变换器的功率开关的工作频率为 20 kHz，所以采样周期为 50 μs。

使用全比较单元 1、单元 2 产生 4 路驱动信号，分别驱动 2 个桥臂的 4 个开关。通过设置比较寄存器 CMPR1 和 CMPR2 来改变移相角。令 GP1 工作在连续增/减计数模式，当计数值到达 0 或者设定值时，分别产生下溢中断和匹配中断。全比较单元产生移相 PWM 信号的原理如图 3 所示。

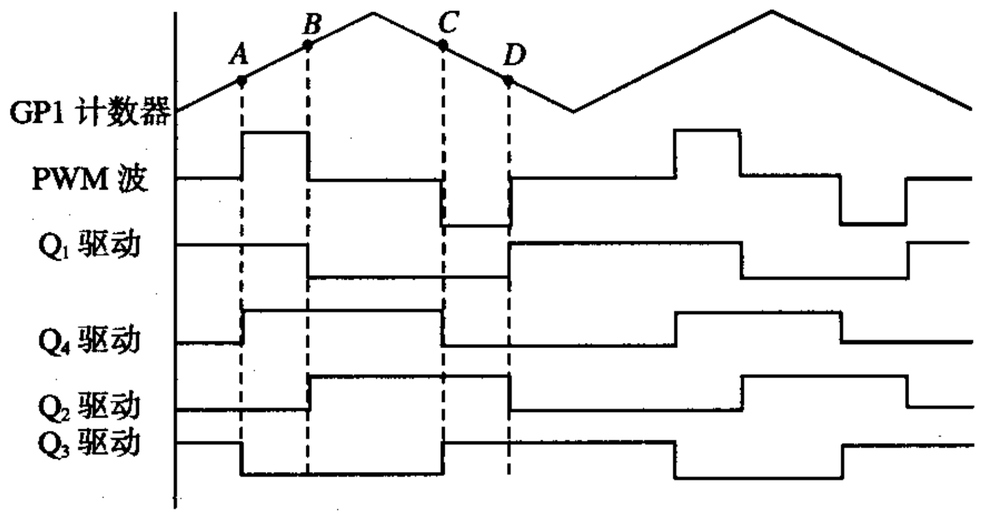


图 3　全比较单元生成移相 PWM 信号原理

为了产生移相，应用对称 PWM 波形生成模式。对称 PWM 信号的特性是关于 PWM 周期中心对称的调制脉冲所规定。由图 3 可以看出，对称的 PWM 的优势在于它在一个周期内可以有两次比较匹配，一次发生在周期匹配前的增计数期间(*A* 点和 *B* 点)；另一次是在周期匹配后的减计数期间(*C* 点和 *B* 点)。新的比较值在匹配后就更新了比较寄存器的值，并提前或推迟 PWM 脉冲第 2 个边沿的到来，从而实现 2 个相互独立的脉冲。这样可以得到产生移相 PWM 信号的中断流程图，如图 4 所示。

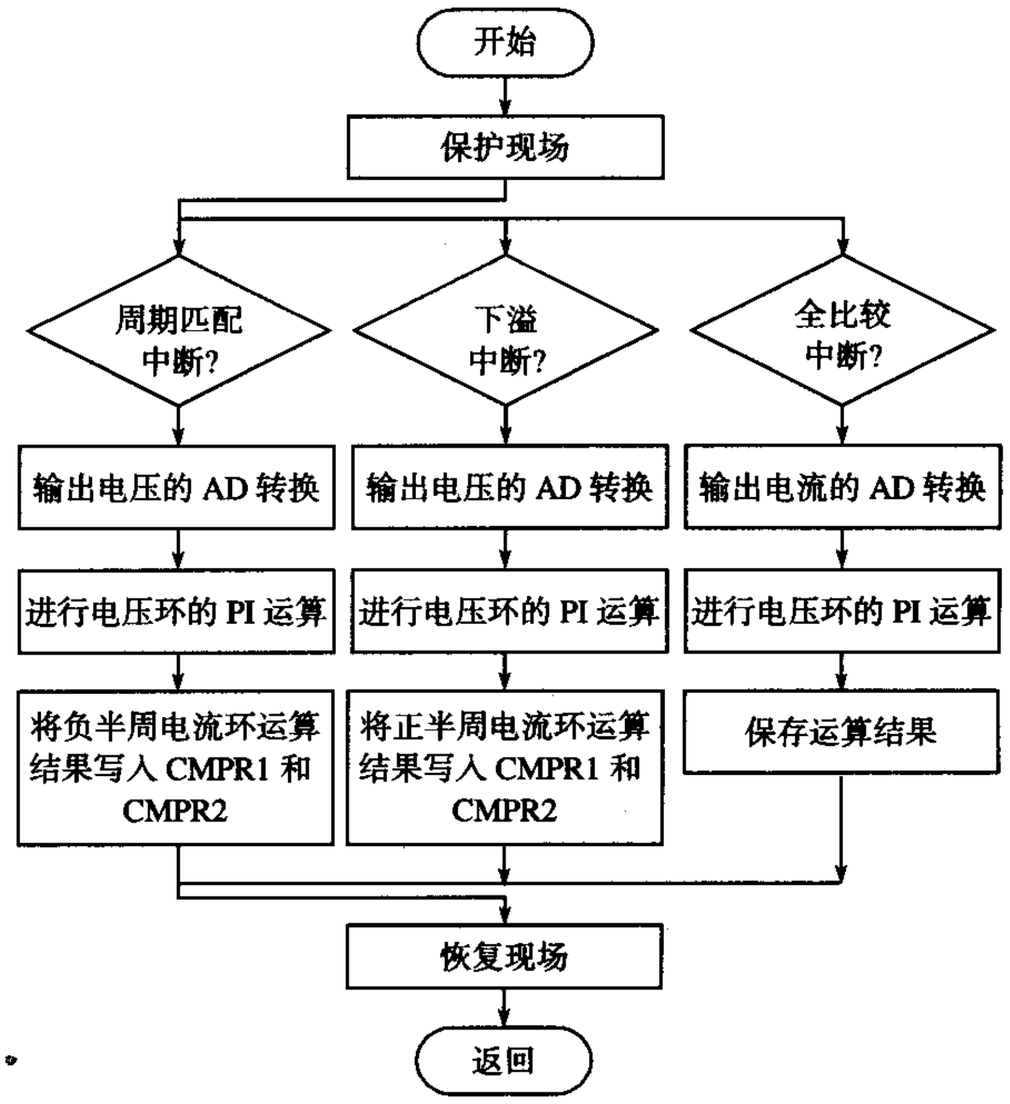


图 4　中断流程图

3.2　电压电流双闭环系统设计

系统的闭环控制框图如图 5 所示。

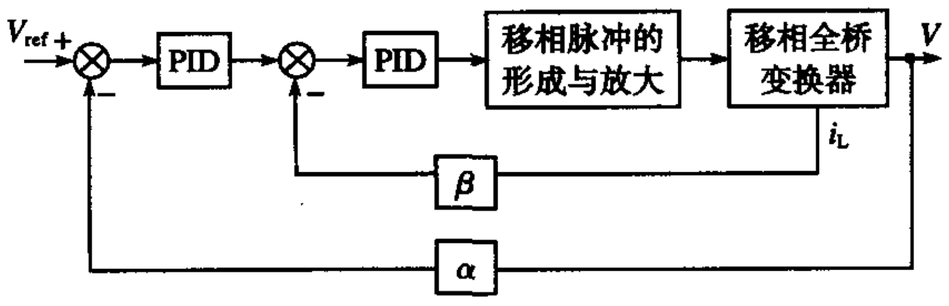


图 5　双闭环结构框图

为了提高系统的性能，本文应用电压环作为外环，电感电流环作为内环，设计了调节器形成了级联控制。通过电流内环的作用，提高了系统的快速响应特性，同时实现了原边的过流保护。

其中电压外环采用 PID 调节器，电感电流内环采用 PI 调节器，电流调节器的输出作为调制信号，经过 A/D 转换后进入 DSP 进行信号的处理产生相应的移相信号。

PID 控制经过多年的发展，性能不断提高。本文采用增量式 PID 算法，其公式为

$$\begin{aligned}\Delta u_k &= u_k - u_{k-1}\\ &= K_p(e_k - e_{k-1}) - K_I e_k +\\ &\quad K_D(e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2})\\ &= d_0 e_k + d_1 e_k + d_2 e_k \qquad (1)\end{aligned}$$

其中　　$d_0 = K_p + K_I + K_D$

$d_1 = K_p + 2K_D$　　$d_2 = K_D$

增量式 PID 算法的程序流程图如图 6 所示。

关于数字 PID 参数的整定一般采用工程方法来整定，如经验法、衰减曲线法、临界比例度法和响应曲线法等[3]。

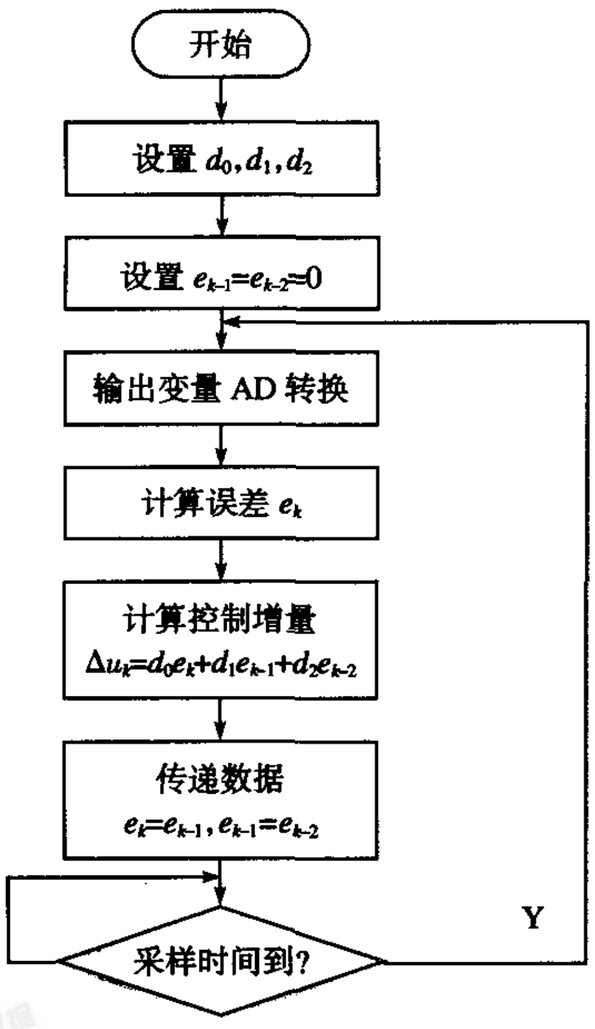


图 6　PID 算法流程图

3.3　软启动

为了抑制系统上电过程中的电流冲击，通常是采用在输入回路中串联限流电阻的方法来限制上电时的电流，上电完成后再切除。此外，在变换器开始工作的时候，输出电压为零电压环的积分环节饱和，输出电流参考值为最大限幅值，变换器实际处在开环状态，这将导致较大的超调电流。

为了解决以上问题，本文采用的软启动原理是通过逐渐增加参考电压值，即将给定电压值所对应的数据存储到一寄存器，每一个开关周期对该寄存器累加一个数值，从而限制输出电压的上升率，直到参考电压值增加到给定电压值为止。在这个过程中，参考电压值增加的起始点总是等于当前输出电压的值。软启动子程序是在周期中断中调用的，在周期中断结束时，给定电压的值总是略微超前输出电压一些，从而防止了电压环积分器饱和的情况发生。这种方法在给定电压值发生突变和负载突变时仍然有效。

4　实验结果

在分析了主电路基本工作原理和进行 DSP 程序设计的基础上，制作了一台直流输入 220 V，输出直流电压 100 V，开关频率 20 kHz，输出功率 500 W 的移相全桥变换器的试验样机，进行了系统的试验，对设计进行验证。

实验所得主要波形如图 7～图 11 所示。

图 7 中，1 为功率管 Q_1 的驱动信号，2 为功率管 Q_2 的驱动信号。

图 8 中，1 为功率管 Q_1 的驱动信号，2 为功率管 Q_4 的驱动信号。

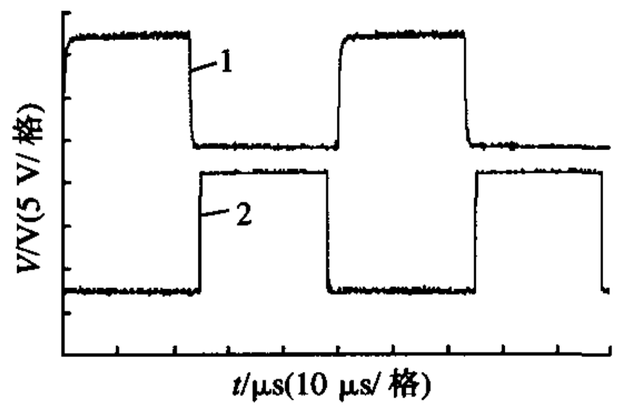


图 7　Q_1 与 Q_2 驱动信号

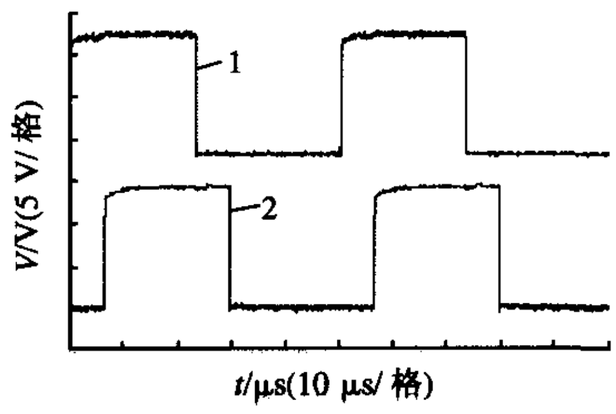


图 8　Q_1 与 Q_4 驱动信号

图 9 中，1 为功率管 Q_1 的驱动信号，2 为功率管 Q_1 漏源极之间的电压波形。

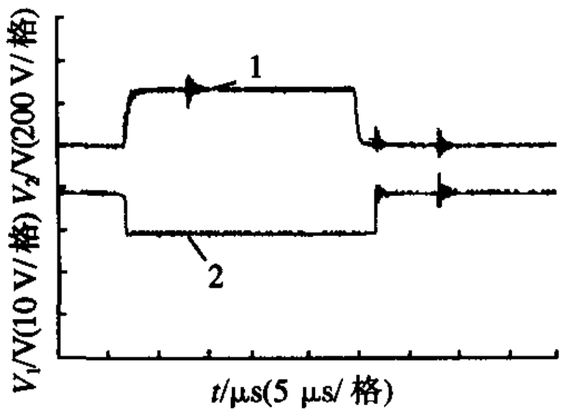


图 9　Q_1 驱动信号与其漏源电压波形

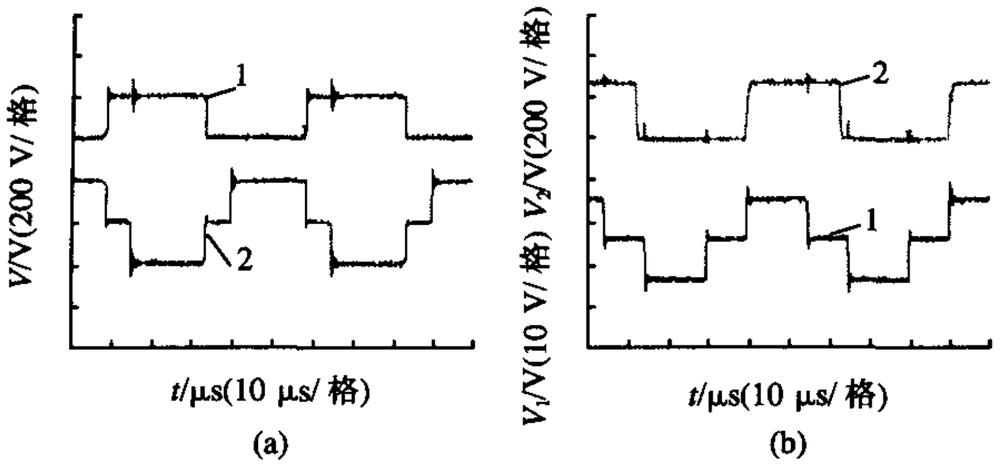


图 10　不同占空比下变压器原边电压波形

图 10a 中 1 为 Q_1 漏源极电压，2 为变压器原边电压。图 10b 中 1 为 Q_1 的驱动信号，2 为变压器原边电压。

由以上试验结果看出，变换器的主功率开关实现了 ZVS 开通，软开关效果良好。在负载电流从 0～5 A 突变时，系统具有较好的负载稳定性。

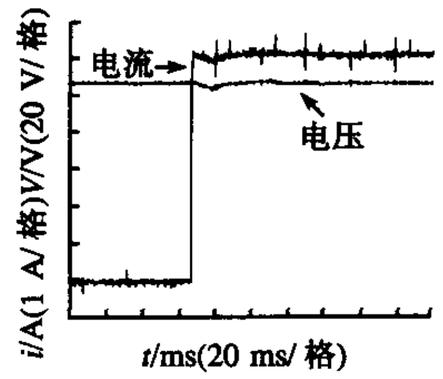


图 11　空载到满载突加给定时电压和电流波形

5　结论

本文以移相全桥变换器为研究对象，应用 DSP 编写了输出电压和滤波电感电流双闭环控制程序，实现了对变换器的有效控制，并通过试验验证了设计的可行性和正确性。

参考文献

1　张哲，张纯江，沈虹. 新型移相控制器 UCC3895 的应用研究. 电力电子技术，2005，39(3)：64～65

2　刘和平. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用. 北京：北京航空航天大学出版社，2002：1～5

3　何克忠. 计算机控制系统. 北京：清华大学出版社，1998：228～241

收稿日期：2005-12-21
修改稿日期：2006-08-15

(上接第 15 页)

4　结论

理论分析与仿真论证表明，用 $G(\theta)$ 函数进行转子位置估算理论上适用于整个转速范围，极大地拓展了无刷直流电机无位置传感器传动系统的低速运行范围。同时该方法不仅能在稳态过程中得到比较准确的电机换相信息，在暂态过程中也能得到比较准确的电机换相信息。仿真论证为下一步实验论证奠定了坚实的基础。

参考文献

1　Iizuka K, Uzuhashi H, Kano M. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor[J]. IEEE TRANS. IND. APPLICAT, 1985, (IA-27): 595～601

2　Julio C Moreira. Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating Over a Wide Speed Range[J]. IEEE Trans. ind. applicat, 1996,32(6):1394～1401

3　Satoshi Ogasawara, Hirofumi Akagi. An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors [J]. IEEE Trans. ind. applicat, 1991,27(5):928～933

4　Jahns T M, Becerra R C, Ehsani M. Integrated Current Regulation for a Brushless ECM Drive[J]. IEEE Trans. Power Electron, 1991,6:118～126

5　Ertugrul N, Acarnley P. A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat, 1994,30:126～133

6　Wu R, Slemon G R. A Permanent Magnet Motor Drive without a Shaft Sensor[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat, 1991,27:1005～1011

7　Kim Tae-hyung, Mehrdad Ehsani. Sensorless Control of the BLDC Motors from Near-zero to High Speed[C]. Proceeding from Applied Power Electronics Conference and Exposition Eighteenth Anuual IEEE,2003,1:306～312

8　董富红，沈艳霞，纪志成. 永磁无刷直流电机无位置传感器估计方法综述[J]. 微电机，2003,36(5):39～46

9　Vukosavic S. Third Harmonic Component Control System and Method. U. S. Patent 4,912,378,1990

10　卢子广，柴建云，邱阿瑞等. 电动汽车无刷直流电动机驱动系统实时仿真[J]. 系统仿真学报，2003,15(4):541～547

收稿日期：2005-12-21
修改稿日期：2006-08-17