

基于DSP的能量双向流动交直流电源变换器

PWM整流器是交直流两侧均可控的四象限运行的电源变换器，同时具有抑制谐波及实现网侧单位功率因数控制等优势。将**PWM整流器**应用于交直流电源中，介绍了主电路参数的选取，给出了交直流电源变换器软硬件设计方案。研制了一种以**TMS320F2812**为核心器件，采用**PWM整流器**实现的交直流电源变换器，并进行了实验验证。实验结果表明采用三相**PWM整流技术**，使交直流侧能实现能量的双向流动，并且使电网侧功率因数为**1**，具有优越的静态和动态性能。

吴必瑞/宁德师范学院物理与电气工程系

裴素萍/中原工学院电子信息学院

0 引言

电力电子装置的大量使用，容易对电网产生谐波污染，治理这些谐波污染最根本的方法是使变流装置的交流侧电流正弦化，并且保证其运行于单位功率因数工作状态。**PWM整流器**可以实现能量的双向传输，当它从电网获取电能时，它工作于整流状态；而当它向电网送电能时，其工作于有源逆变状态^[1]。而能够实现单位功率因数指的是：当**PWM整流器**工作于整流状态时，网侧电压与电流同相；当**PWM整流器**工作于有源逆变状态时，其网侧电压与电流反相。三相电压型**PWM整流器**能够同时控制直流输出和电网侧的功率因数，其实质上是一个交直流两侧均可控的四象限运行的电源变换器，因而被广泛应用于直流电动机驱动、蓄电池放电和分布式并网发电等领域中^[2]。文献[3]提出了一种以**DSP**

和**CPLD**的三相**PWM整流器**设计，但未提及如何对选取电路参数和设计电路，设计电路采用**CPLD**后增加硬件投入；文献[4]提出了采用空间矢量实现三相**PWM整流器**控制，且对硬件电路设计进行介绍。本文根据三相电压型**PWM整流器**数学模型采用**SVPWM**控制策略的电流闭环，设计了一种具有能量双向流动功能的交直流电源变换器，采用三相**PWM整流技术**，实现交直流侧能量的双向流动。

1 变换器数学模型及控制策略

图1为三相电压型**PWM整流器**主电路结构。其中 e_a 、 e_b 和 e_c 表示**PWM整流器**交流侧电网电动势瞬时值， i_a 、 i_b 和 i_c 表示**PWM整流器**交流侧的三相电流瞬时值， L 和 R 分别表示交流侧滤波电路电感和电抗器等效电阻， C 为整流器直流储能电容， V_{dc} 、 I_{dc} 分别为电容两端电压以及直流侧电流， V_a 、 V_b 和 V_c 及与其上下对应的 V'_a 、 V'_b 和 V'_c 表示整流器功率开关管的上下桥臂。

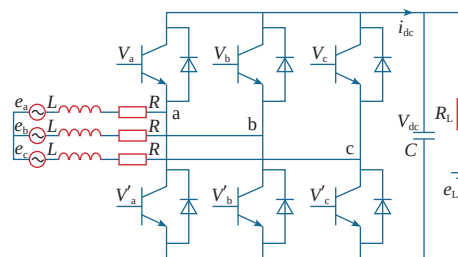


图1 三相电压型**PWM整流器**主电路结构

将**PWM整流器**功率开关管的状态用 S_k ($k = a, b$ 和 c)表示，当 $S_k = 1$ 时，表示功率开关桥的上桥臂导通，下桥臂关断；当 $S_k = 0$ 时，表示功率开关桥的上桥



吴必瑞/讲师

关键词/Keywords

PWM整流器 ·
电源变换器 ·
交流电感 ·
直流电容 ·
TMS320F2812 ·

福建省科技计划项目 (2011H0018)，宁德师院服务海西建设项目 (2011H202，2012H307)。

臂关断,下桥臂导通。由此可得三相电压型PWM整流器在三相静止即a、b、c坐标系下的一般数学模型

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= e_a - \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) V_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= e_b - \left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) V_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= e_c - \left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) V_{dc} \end{aligned} \quad (1)$$

为了验证交流电感和直流电容确定结果的正确性,在Matlab仿真软件中搭建Simulink仿真平台,建立了控制系统仿真模型,进行系统仿真。三相PWM整流器由三相交流电源、LC交流滤波电路、三相功率开关管模块、直流侧储能电容和直流负载构成。三相PWM整流器采用SVPWM的电流闭环控制策略的控制性能,依据电路原理和电路控制结构,其结构图如图2所示。

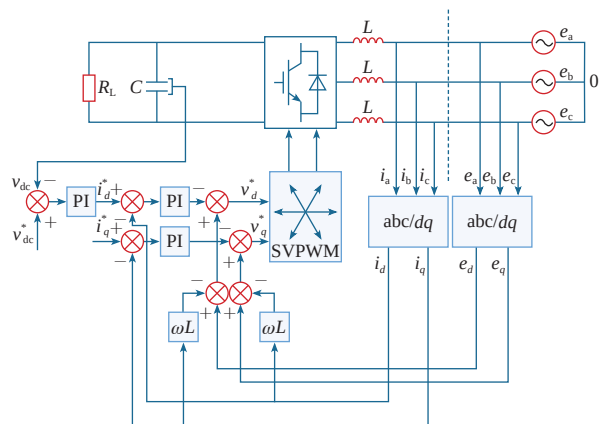


图2 采用SVPWM控制策略的电流闭环结构图

2 主电路参数的选取

主电路采用高阻抗变压器、PWM变流器和单桥臂DC/DC变换器,使交直流侧能实现能量的双向流动,并且使电网侧功率因数为1。交流侧采用合理设计的高阻抗变压器进行隔离和电压变换,使变压器漏抗与交流侧电感组成LCL滤波,提高系统的性能指标。三相电源线电压380 V,三相变压器一次侧和二次侧电压比为380/36,其容量为300 V·A。LC滤波电路中,L的选取根据分析,电感值为6 mH,直流侧储能电容容量为4 700 μF,直

流侧负载的选取是在充分考虑了直流侧电容的充电时间以及耐压时间后,其值定为100 Ω。

2.1 IGBT模块的选取

PWM整流器的核心部件是功率开关管,在器件选取上,应依据系统控制所需要的开关器件频率、系统运行所要求的开关器件的性能等方面。根据本文研究课题的系统要求,实验样机选用三菱公司的PM100CL1A120模块,其驱动电路与功率开关器件及相应的保护电路集成到一块电路板上,硬件电路简单,性能可靠。特别是内置的保护电路,使得整个系统在运行时控制性能更加稳定。

2.2 交流侧电感设计

变换器交流侧电感的取值会影响到电流环的静态和动态响应,同时影响变换器的输出直流输出电压、功率及功率因数^[8-9]。三相电压型PWM整流器交流侧电感取值上范围为

$$L \leq \frac{E_m \sin \varphi + \sqrt{E_m^2 \sin^2 \varphi + V_m^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (2)$$

式中, E_m 为电网的相电压峰值; I_m 为整流器交流侧电流峰值; V_m 为整流器交流侧电压峰值。又因为 $V_m \leq M V_{dc}$,所以得到

$$L \geq \frac{(2V_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2V_{dc} \Delta i_{\max}} \quad (3)$$

式中, $\Delta i_{\max}$ 为最大的允许谐波电流波动量。

2.3 直流侧电容设计

直流侧储能电容具有稳定直流电压、缓冲交直流两侧能量交换的作用,其选取规则有两个方面:一是为了满足直流电压跟踪效果,其容量要选小点;二是确保控制系统的电压外环抗扰性能,其容量要选大点,即

$$C \leq \frac{t_r^*}{0.74 R_{Le}} \quad (4)$$

为了满足抗扰性指标 ΔV_m^* ,则VSR直流侧电容应满足

$$C > \frac{1}{2\Delta V_m^* R_{Le}} \quad (5)$$

3 交直流电源变换器软硬件设计

三相电压型PWM整流器的实验样机平台电路的整体结构如图3所示,实验样机整体结构如图4所示。可以看出实验样机的构成包括主电路、电压电流采集电路、检测调理电路、DSP电路、光隔及驱动电路、同步信号检测电路和辅助电源电路七大部分。

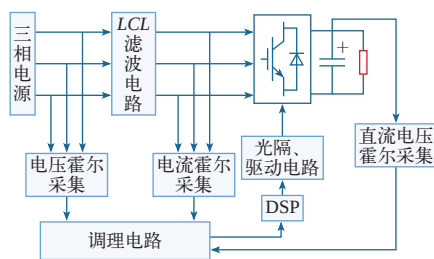


图3 硬件电路结构

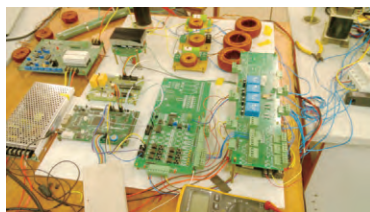


图4 实验样机结构

3.1 IGBT驱动电路的设计

对触发电路的要求有：驱动电压在15 V左右，上下波动不超过 ± 1.5 V，太低时会出现电路欠电压保护，太高时又会损坏电路内部器件；其电路滤波电容容量要适当；驱动电流根据开关频率的大小进行修正。驱动芯片采用美国fairchild公司的FSAM10SH60A，IPM触发电路原理图如图5所示。

3.2 信号采集电路设计

经过电压跟随电路对信号进行隔离、滤波之后要对其进行偏置处理,把有负值的信号全部处理在DSP中AD电路所允许的电压范围0~3 V。需要进行偏置处理的是三相电网电压信号、整流器直流侧电压信号和交流侧三相电流信号。再结合硬件电路的要求,在设计偏置电路时,偏置电压值定为直流偏置1.5 V。把数据处理到0~3 V以内,就可以输入到DSP当中了。电压偏置电路以及电压跟随器电路原理图如图6所示。

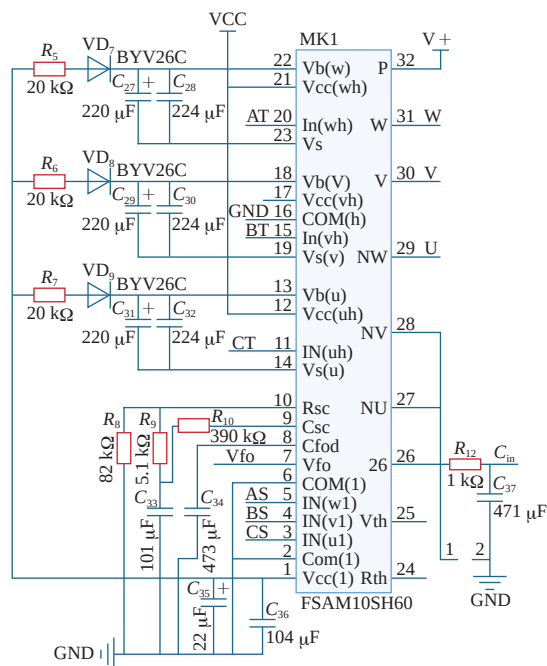


图5 IPM触发电路原理图

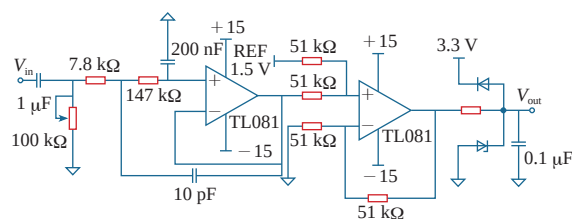


图6 电压偏置电路及电压跟随器电路原理图

3.3 软件设计

数据处理部分是建立在基于TMS320F2812的DSP实验平台完成,软件处理是在Code Composer Studio3.3集成开发系统下进行。整个程序的编写采用C语言,主要包括主程序、AD中断服务子程序、定时器下溢中断服务子程序、捕获中断服务子程序、保护中断服务子程序和延迟子程序等。程序流程图如图7a所示。可知在主程序中,主要实现的功能是完成系统所用到的模块初始化、中断使能和查询等待。程序中用到两个中断子程序:EVA通用定时器1下溢中断、捕获中断。EVA通用定时器1的下溢中断流程图如图7b所示。在这个中断服务子程序中所完成的工作是:调用AD中已经过坐标变换的值,根据所采用的SVPWM控制策略,对这些值作扇区判断,根据判断结果产生PWM波,再清除中断标志位,等待下一个中断

到来。

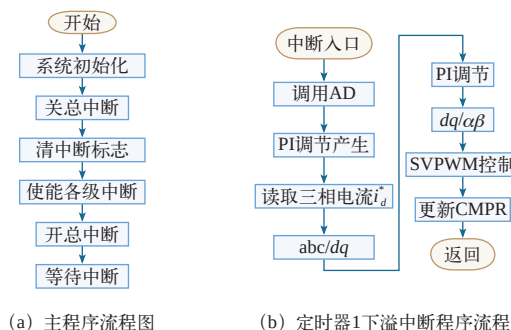


图7 程序流程图

4 结果与分析

4.1 逆变实验过程及结果

图8为逆变并网后电网电压与电流实验波形，幅值较大的波形是电网电压信号，幅值较小的波形是并网后交流侧电流信号。硬件电路参数为：三相电压源、三相变压器（其电压比为380/36，容量为300 V·A）、电流给定值为2.8 A、交流侧滤波电感4 mH、直流侧储能电容容量为4 700 μ f，网侧变压器二次侧采用三角形联结方式。图9为电流谐波分析。

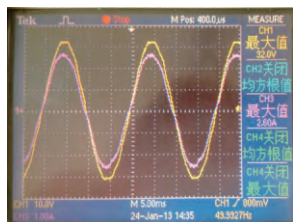


图8 逆变并网后电流跟踪效果图



图9 电流谐波分析

由图9知，逆变并网后得到的电流波形，谐波畸变率已达到国家标准的要求。这一实验结果直接验证了本研究所采取的控制策略的可行性。

4.2 PWM整流实验过程及结果

在逆变实验成功的基础上，对硬件电路进行改造，可进行PWM整流实验。图10为PWM整流并网后电压电流波形。信号1是并网后电网电压波形，信号2是并网后整流器交流侧电压波形，信号3是并网后整流器交流侧电流波形，直流侧电压给定100 V，实测直流侧电压稳定在100 V。

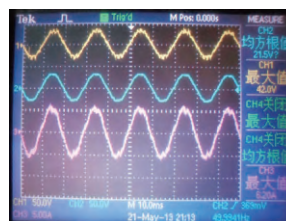


图10 PWM整流并网后电压电流波形

PWM整流器并网实验交流侧已基本满足电流跟踪效果，接近单位功率因数。再由图10可知，交流侧实验电流波形的谐波畸变率为4.97%，虽然波形仍有较大谐波成分，但是与不可控整流状态下谐波畸变率（大约30%左右）相比较，已经有了很大改善，基本满足国家对谐波畸变率的要求。

5 结束语

本文设计了一种具有能量双向流动功能的交直流电源变换器。采用三相PWM整流技术，实现交直流侧能量的双向流动，并且使电网侧功率因数为1。交流侧采用高阻抗变压器进行隔离和电压变换，使变压器漏抗与交流侧电感组成LCL滤波提高系统的性能指标，使电流畸变率小于5%，直流电压的稳定度小于2%。直流侧附加单桥臂组成升降DC变换环节可以满足蓄电池充放电的功能。

参考文献

- [1] 张宏杰, 张辑, 孙祖明. 三相电压源型PWM整流器不平衡控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(22): 13-16.
- [2] Kolar J W, Round S D. Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage PWM converter systems[J]. IEEE Process Electric Power Applications, 2006, 153(4): 535-543.
- [3] 赵志旺, 金丽萍, 闫民华. 基于DSP和CPLD的三相PWM整流器设计[J]. 电力电子技术, 2010, 44(8): 52-55.
- [4] 张先进, 王步根. 电压空间矢量控制三相PWM整流器研制[J]. 电力电子技术, 2013, 47(1): 90-92.

(收稿日期: 2015-02-12) EA