

三电平逆变器硬件电路及其仿真结果的研究

刘亚东¹, 李桂丹², 高亮³

(1. 黑龙江省电子信息产品监督检验院, 哈尔滨 150001;

2. 哈尔滨理工大学电气与电子工程学院, 哈尔滨 150040; 3. 哈尔滨第二电业局, 哈尔滨 150076)

摘要: 主要介绍了一种三电平逆变器的硬件电路设计, 用 MATLAB 对设计其进行了仿真并得出仿真结果同时也给出了在硬件平台上的实验结果, 最终证明逆变器可以被广泛应用于大功率场合。

关键词: 三电平逆变器; 逆变器; 硬件电路

Research on three-level inverter hardware circuit and its simulation results

LIU Ya-dong¹, LI Gui-dan², GAO Liang³

(1. Heilongjiang Province Electronic Information Products Supervision and Inspection Institute, Harbin 150001, China;

2. School of Electrical&Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150040, China;

3. The Second Electric Power Bureau of Harbin, Harbin 150076, China)

Abstract: This article introduced a hardware circuit design of 3-phase converter, the design was simulated using MATLAB and the simulation results are gotted. At the same time the experiment result on hardware flat has been given, finally it was proved that 3-phase converter can be widely used in big power occasion.

Key words: three-level inverter; inverter; hardware circuit

0 引言

近年来,在高压大功率的应用场合,一种新型的逆变器——多电平逆变器受到越来越广泛的应用。多电平逆变器的思想最早是由 Nabae 于 20 世纪 80 年代初提出的。其基本思想就是应用多个直流电平来逼近正弦输出的阶梯波电压。其拓扑形式主要可分为三类:二极管钳位型,飞跃电容型和独立直流电源级联多电平三种。其中应用最广泛的是二极管钳位型,本文的研究对象为二极管钳位型三电平逆变器。

1 系统硬件设计

图 1 即为二极管钳位型三电平逆变器的拓扑结构,它由 2 个输入电容、12 个开关管、12 个续流二极管以及 6 个钳位二极管组成。2 个输入电容 C1, C2 串联均分输入电压 U_D , 每个电容上的电压为 $1/2U_D$, 由于钳位二极管的作用,每个开关管在关断时所承受的电压为电容电压,即 $1/2U_D$ 。因此,三电平逆变器可以在不增加器件耐压等级的情况下成倍地升高输入电压。另外,由于桥臂的输出有 +1, -1 和 0

三种电平,因此相对于两电平逆变器,三电平逆变器的输出波形更接近正弦波,每个功率器件两端的电压只能在 +1,0 之间或 -1,0 之间变化,对于相同的输入电压,三电平逆变器功率器件的电压变化率只有两电平逆变器的一半。正因为上述的种种优点,三电平逆变器被广泛地应用于高压大功率场合。

但是由于功率器件的个数比两电平逆变器增加了一倍,控制也比较复杂。另外,由于输入电容不可能是无穷大的,因此,随着两个输入电容的充放电,两个电容上的电压会有波动,并不是理想的平分输入电压,因此在三电平逆变器的控制上必须将输入电容电压的平衡考虑在内。如果两个输入电容上的电压相差过大,不仅输出电压的谐波含量会增加,而且某些功率管上承受的电压会上升,缩短装置的寿命,严重时甚至会损坏功率管和直流电容。

收稿日期: 2007-12-11

作者简介: 刘亚东(1969-),男,2002年毕业于黑龙江省广播电视大学,主要从事信息集成技术研究。

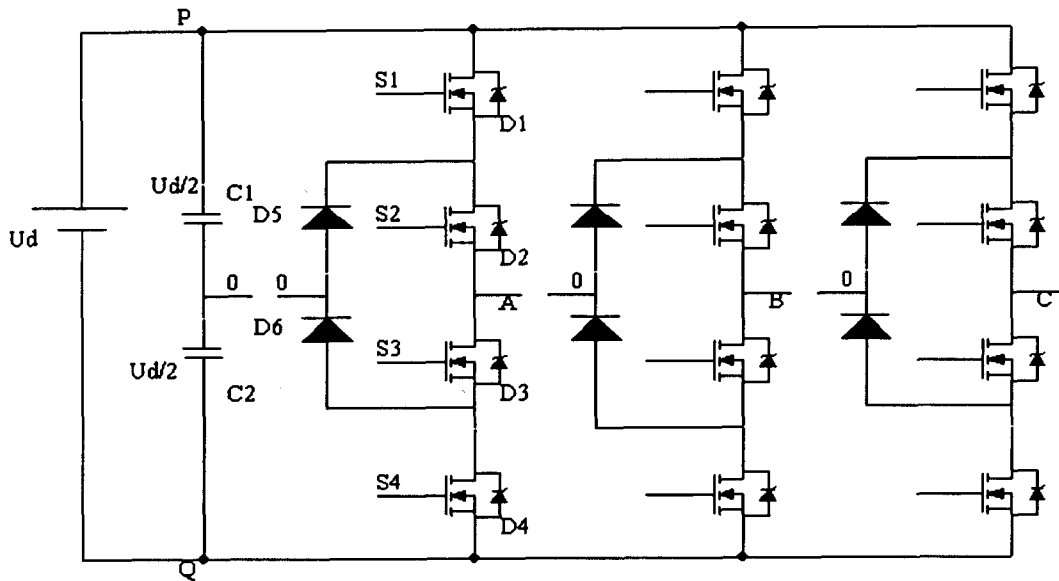


图1 二极管钳位型三电平逆变器

设计要求:

输入直流电压:1000 ~ 1500V

输出相电压:380VAC/50Hz

输出功率:15kVA

1.1 逆变桥主电路设计

三相逆变器主电路的功能是将高压直流电逆变为三相三线交流电,它的器件选用、电路设计、冷却结构和工艺等都需要精心设计,以保证系统具有高的可靠性、好的维修性以及高效率。

在常用的全控开关电力电子器件中,双极型大功率晶体管(GTR)具有导通饱和压降小,电压容量大等显著优点,因此被广泛应用于大功率变换电路中。但晶体管有明显的缺点:电流驱动,驱动损耗大,开关速度低。尤其是存贮时间长,从而引起较大的开关损耗,特别当开关频率很高时,开关损耗比较显著。功率场效应晶体管(MOSFET)与双极型晶体管恰好相反,其开关速度快,开关损耗低,可以工作在较高的工作频率;电压驱动,驱动损耗低;其导通电阻是正温度系数,易于并联。但是它电流容量小,饱和压降比较大,且随着阻断电压的提高,导通电阻近似成正比上升。绝缘栅双极型晶体管(IGBT)作为新发展起来的电力电子器件,它兼有GTR和MOSFET两种晶体管的优点,抛弃了两者的缺点。该器件的输入控制级为场效应管,而输出级为双极型晶体管GTR,故驱动功率小。它具有如下优点:(1)开关频率高,因此正弦脉宽调制时可以用较高的开关频率来削弱输出谐波分量,减小谐波损耗。而且随着功率管工作开关频率的提高,输出电压中的谐波成分多为高频,这样就可以降低输出滤波器电

感和电容,可采取较小的滤波器,从而减小系统的体积重量,提高效率;(2)IGBT作为电压控制自关断器件,输入阻抗高,栅级所需驱动功率很小,这样可以简化功率管驱动电路和变频器的结构,提高系统可靠性;(3)IGBT的饱和压降比MOS器件压降小,且电流容量大,耐压高,安全工作区宽。本系统的三相桥式逆变器中,需要用12个主功率管,12个续流二极管。主功率管的工作开关频率为 $50 \times 72 = 3600\text{Hz}$,功率管承受最大电压。 $U_{\max} = 0.5 \times 1500 = 725\text{V}$,考虑1.5倍的安全裕量,IGBT的耐压为 $1.5 \times 725 = 1087.5\text{V}$ 。功率管流过电流瞬时最大值,考虑1.5倍的安全裕量,IGBT的电流可取 $18.6 \times 1.5 = 27.9\text{A}$ 。综合以上计算,选用EUPEC公司的型号为BSM50GB120DN2的IGBT,其电压、电流参数: $V_{\text{CES}} = 1200\text{V}$, $I_c = 50\text{A}$ 。

1.2 箝位二极管的选择

三电平逆变器主电路中还需要用到6个箝位二极管,这些二极管上承受的反压等于一个输入电容上的电压。因此箝位二极管承受的最大电压为725V,考虑1.5倍的安全裕量,箝位二极管的耐压为1087.5V。流经箝位二极管的电流为某一相桥臂的相电流,因此,箝位二极管流过的最大瞬时电流为18.6A,考虑1.5倍的设计裕量,箝位二极管的电流可取27.9A。选用IXYS公司的DES160-12,额定电压为1200V,额定电流为60A,反向恢复时间为35ns。

1.3 输出滤波器设计

滤波器设计的基本要求如下:在满足输出电压波形失真度要求的前提下,尽量提高滤波器的谐振频率,以减小其体积和重量。滤波电路应具有较低

的输出阻抗,以减小负载变化时对滤波器滤波效果的影响。尽量低的损耗。

(1) 谐振频率选择

在理想开关条件下,采用电压空间矢量控制方案时,输出电压中所有偶数次谐波 3 及 3 的倍数次谐波都为零,5,7,11,13 等低次谐波含量也很小,滤波器的谐振频率可以取得较高。但由于实际系统中存在控制信号死区、信号传输延时、晶体管开关时间以及功率器件参数不完全一致等因素,输出电压中含有一定的低次谐波,限制了滤波器谐振频率的提高。根据滤波要求,滤波器谐振频率不能超过基频的五倍,并为了避免对某次谐波过度放大,谐振频率不能取得靠近整数,设 f_1 为输出滤波器的谐振频率, f_0 为输出电压频率,可取输出滤波器的谐振频率 $f_1 = 4.5, f_0 = 225\text{Hz}$ 。

(2) 电感电容参数的选择

滤波器谐振频率确定以后,LC 的乘积也就确定了,还需要选择电感和电容的具体数值。当电感 L 较大时,电感上电压降也就比较大,为了保证输出稳定在 380V,直流母线电压将相应升高,这就增大了功率晶体管的电压应力。此外,当系统带有不平衡负载时,流过电感的不对称电流所产生的压降将造

成三相输出电压的中点偏移。从这些方面考虑,电感取值要尽量小。但由于谐振频率一定,减小电感势必必要增大电容,过大的电容将大大增加电容的体积重量,增大功率晶体管的电流负担,而且一定量的电感、也有助于限制过载或短路时输出电流上升率,对系统起保护作用。经综合考虑后,取 $L = 3\text{mH}, C = 80\mu\text{H}$ 。

1.4 功率模块驱动隔离电路

本系统中功率管选用 IGBT,驱动芯乾选用混合集成 IGBT 驱动器 M57962L,驱动电路如图 2, M57962L 是高速光域隔离输入,有 2500VAC 的高绝缘强度,与 TTL 电平兼容,内藏定时逻辑短路保护电路,并具有延时保护特性,而且驱动功率大,省去了驱动变压器。M57962L 的 4,6 脚之间为电源 25V。1,14 脚为驱动信号输入,当 13,14 脚之间电压为 0 时,即 13 脚电压为 VCC 时,G,E 之间电压为 -10V,IGBT 关断;当 13 脚电压为 0 时,G,E 之间输出 +14V,IGBT 开通。IGBT 正常开通时,C,E 之间饱和导通电压较低,当 IGBT 短路时,流过 IGBT 的电流非常大,使得 C,E 之间电压增大,8 脚检测到此电压过高时,光耦 4N25 的发光二极管导通,保护信号 PRO 变为低电平,并执行保护功能。

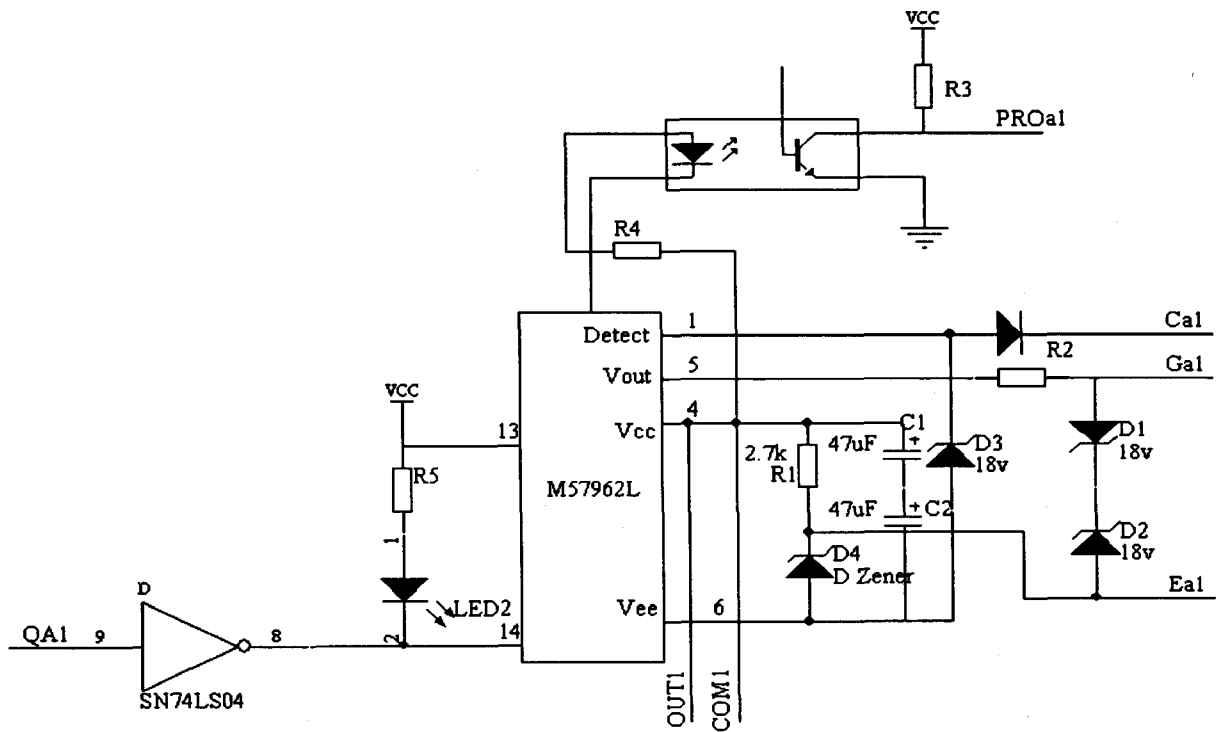


图 2 IGBT 驱动电路

2 仿真试验结果

三电平逆变器的控制方法都是由两电平逆变器延伸拓展而来的,也采用脉宽调制 (PWM, Pulse

Width Modulation) 的方法。与两电平逆变器一样,常用的调制方法分为空间矢量调制 (SVM, Space Vector Modulation) 和正弦脉宽调制 (SPWM, Sinusoidal

PWM)。空间矢量调制具有直流电压利用率高,算法简单,易于实现直流侧电压平衡等优点,因此被广泛应用于三电平逆变器的控制之中,本文所采用的就是这种简单的空间矢量控制方法。本节使用

MATLAB PSB 工具箱对该算法进行了仿真验证,图 3 为总的系统框图。图 4 是输出电压的仿真结果,仿真证明三相输出电压为互差 120 度的正弦波。

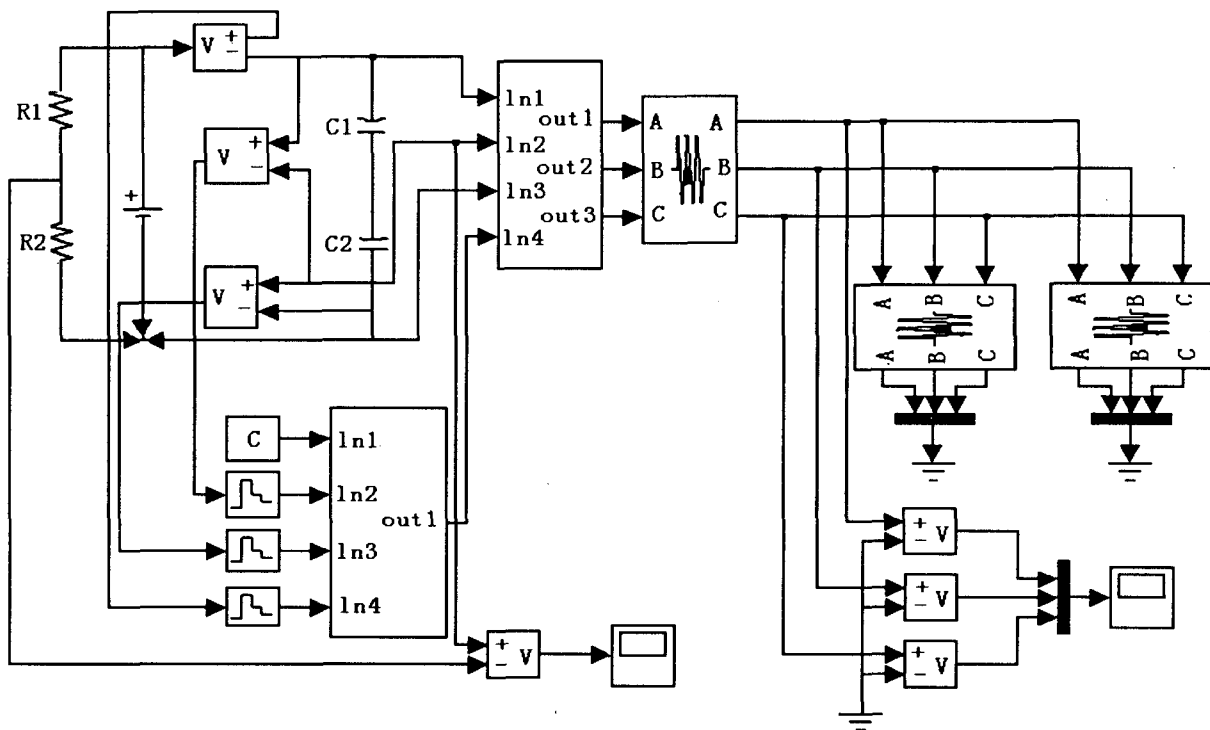


图 3 三电平逆变器 MATLAB 仿真系统框图

表 1 列出了空载情况下在基于 TMS320LF2407A 的数字试验平台上进行试验的结果。从实验结果可以看出,随着输入直流电压的升高,输出正弦波形的

THD 越来越小,当输入电压加到 90V 左右时,输出 THD 已降到 3% 以内。证明了本文所阐述的三电平逆变器可以实现三电平的正弦输出。

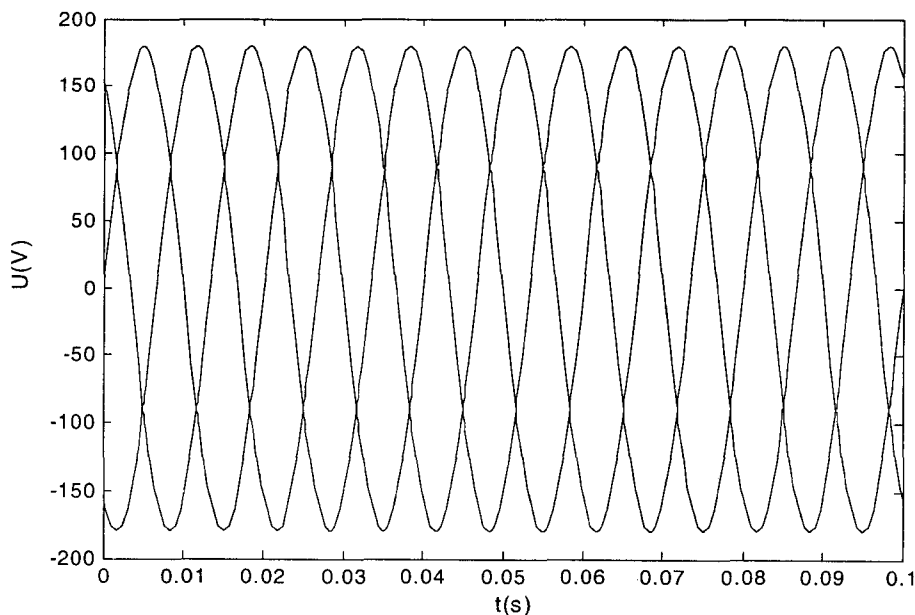


图 4 三相输出电压仿真波形

(下转第 78 页)

介质层厚度 $l = r_2 - r_1$, 空气特性阻抗 $R = \eta_0$, 介质层电感 $L = -\frac{1}{\omega^2 \epsilon_0 l}$, 介质层电容 $C = -\frac{1}{\omega^2 \mu_0 l}$,

$\epsilon_2 = -\epsilon_0, \mu_2 = -\mu_0$, 根据微波电路理论可以得到该传输电路的输入阻抗为:

$$Z_{in} = R \frac{1 - \omega^2(L + \mu_0 r_1)C - \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 r_1^2(1 - \omega^2 LC) + j\omega[\mu_0 r_1 + L(1 - \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 r_1^2)]}{j\omega \epsilon_0 r_1 [R + j\omega(L + \mu_0 r_1) - \omega^2 RC(L + \mu_0 r_1)]} \quad (8)$$

为简便起见, 令 $l \approx r_1$, 输入阻抗变为:

$$Z_{in} = R \frac{(k_0 r_1)^4 (k_0 l)^4 - j k_0 r_1 \{1 - (k_0 l)^2 (1 + \frac{r_1}{l}) + (k_0 l)^4 [1 + 2(\frac{r_1}{l})^2 + (\frac{r_1}{l})^3]\}}{(k_0 r_1)^2 \{1 - (k_0 l)^2 [1 + 2(\frac{r_1}{l})] + (k_0 l)^4 [1 + (\frac{r_1}{l})^2] + (k_0 r_1)^2 (k_0 l)^4\}} \quad (9)$$

根据电路匹配原理, 当 $Z_{in} = R = \eta_0$ 时, 输入功率达到最大值, 由公式(8)得此时 $r_1 = \lambda_0 / (2\sqrt{2}\pi) = 3.36\text{mm}$, 其他参数同上, 根据公式(7), (9) 可得输入阻抗和辐射功率随介质壳厚度的变化关系如图4所示。

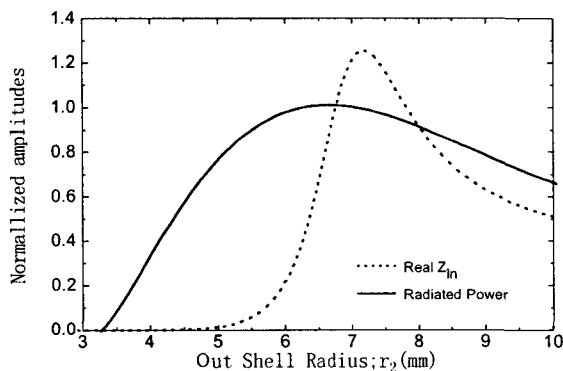


图4 输入阻抗和辐射功率随介质层厚度的关系

由图可见, 输入阻抗的 $Z_{in} = R = \eta_0$, 纵坐标的归一化幅度为1时, $r_2 = 6.72\text{mm}$, 解析解计算的功率增益最大值出现在6.6mm处(此时增益为5.7倍), 两者位置基本吻合, 左手介质壳在一定条件下可以形成一个有效的匹配网络, 增强天线的辐射功率。

3 结束语

分析了包围左手介质壳时电偶极子的辐射问题, 根据辐射场的本征函数级数解, 指出了左手介质可以有效地增强电偶极子的辐射功率, 并利用微波电路原理对该特性进行了分析, 验证了理论的正确性, 对今后进一步开展左手介质在天线问题上的研究具有指导意义。

参考文献:

- [1] Veselago V G. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ [J]. Sov Phys Usp 1968(10):509 - 514.
- [2] Pendry J B. Negative refraction makes a perfect lens[J]. Phys. Rev. Lett, 2000, 85(18):3966 - 3969.
- [3] Okabe H, Caloz C, Itoh T. A Compact Enhanced Bandwidth Hybrid Ring Using an Artificial Lumped Element Left-Handed Transmission-Line Section[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 2004, 52(3): 798 - 804.
- [4] Smith G S. An Introduction to Classical Electromagnetic Radiation [M]. Cambridge, U.K Cambridge University Press, 1997:94 - 98.
- [5] Balanis C A. Antenna Theory Analysis and Design, New York: Wiley, 1997:4 - 11.

责任编辑: 么丽苹

(上接第75页)

表1 三电平逆变器试验数据

U_{in} (V)	$U_{O(nms)}$ (V)	THD (%)
15	5.336	5.43
30	10.807	4.24
60	22.21	3.955
90	33.6	2.7
120	44.11	2.36

3 结束语

本章详细叙述了空间矢量三电平逆变器的硬件设计, 它采用的是数字实时计算的空间矢量调制方法。用 MATLAB 的 PSB 工具箱对算法进行了仿真,

并在硬件平台上进行了实验, 验证了系统的正确性。

参考文献:

- [1] 张立, 赵永健. 现代电力电子技术[M]. 北京: 科学出版社, 1992.
- [2] 丁道宏. 电力电子技术(修订版)[M]. 北京: 航空工业出版社, 1999.
- [3] 丁道宏. 国内外开关电源的发展展望[M]. 中兴通讯技术, 第72期.
- [4] 赵良炳. 谈谈我国开关电源未来发展的几点想法[J]. 中国电源博览 2002(2).
- [5] DSP56800 16-Bit Digital Signal Processor Family Manual[Z]. Rev. 2. 0, Motorola Inc, 2002.
- [6] DSP56F83xx Family 16-Bit Digital Signal Processor Peripheral Manual [Z]. Rev. 0.7, Motorola Inc, 2003.

责任编辑: 肖滨