

基于 DSP 的 SPWM 变频电源数字控制

胡兴柳

(安徽工业大学 电气信息学院, 安徽 马鞍山, 243002)

摘要:介绍了基于 DSP 的变频电源数字控制系统,详细讨论了利用 DSP TMS320LF2407 产生频率幅值可按需要改变的 SPWM 波的程序设计策略和算法。实验效果很好,满足了变频器在线调试的要求。

关键词:变频电源; 正弦脉宽调制; 数字信号处理器

Digital Control of SPWM Inverter Based on DSP

HU Xing-liu

(School of Electrical Engineering & Information, Anhui University of Technology,
Ma'anshan Anhui 243002, China)

Abstract: The digital control system based on DSP is introduced. The program design technology and algorithm of SPWM wave generating by TMS320LF2407, which can be varied with frequency and magnitude is discussed in detail. The experimental results are good and the design can satisfied the on-line test of inverter.

Keywords: inverter; SPWM; DSP

中图分类号:TM46 文献标识码:A 文章编号:0219-2713(2006)07-0005-04

0 引言

数字信号处理器(DSP)已广泛应用在高频开关电源的控制,采取 DSP 作为变频电源的控制核心,可以用最少的软硬件实现灵活、准确的在线控制。数字信号处理器 TMS320LF2407 既有一般 DSP 芯片的特点,还在片内集成了许多外设电路,使其可以很方便地实现变频电源控制。本文中,控制系统采用了工程应用较多的正弦脉宽调制技术,该技术具有算法简单,硬件实现容易,谐波较小等优点^[1],可以充分发挥 DSP 的高速性、实时性、可靠性等方面的特点,结合相应的软件,应用一些改进的算法实现了 SPWM 调制,输出了质量较好、频率和幅值可任意改变的控制信号。

1 系统的结构

图 1 为变频电源基本控制电路硬件框图。变

频电源采用高频 SPWM 技术和通用电压型单相全桥逆变电路,选取 IGBT 功率模块作为开关器件,控制电路采用全数字化设计。

输出电压和电感电流通过采样网络,将输入信号转换为 TMS320LF2407 所需要的电平,接至

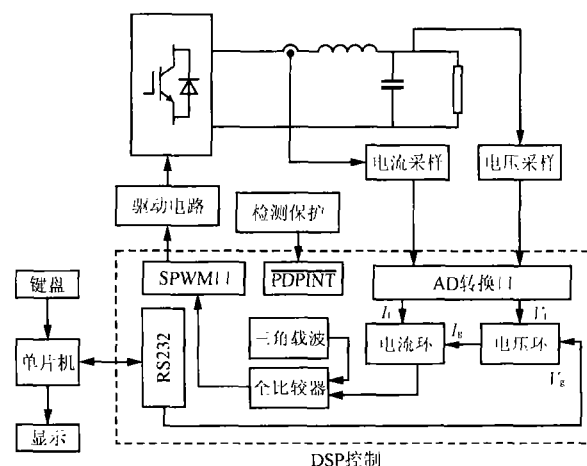


图 1 SPWM 变频器基本控制电路硬件框图

收稿日期:2006-01-18

TMS320LF2407的A/D转换口。通过键盘键入所要求的输出电压值、频率值,由SCI模块与DSP实现通讯。得到逆变器当前工作的基准电压信号,经过电压电流调节器获得实际的正弦调制信号,与DSP定时器产生的三角波载波信号相交截,输出带有一定死区的驱动控制信号,经驱动单元进行隔离放大后送到IGBT。DSP可以把当前时刻的输出电压、频率值送给单片机并在8位LED上显示出来。为了保证过压、欠压、过流(过载)的情况下能有效地保护功率开关和负载,在本系统中设置了保护电路,一旦出现故障,PDPIINT引脚为低电平状态,封锁驱动脉冲控制信号,切断变频电源输出。

2 SPWM 波的软件设计

变频电源研制的核心是SPWM波的生成,可利用DSP通过软件来实现,系统采用了双闭环反馈的控制策略,其外环为输出电压反馈,电压调节器一般采用PI形式,电感电流反馈构成内环,电流环设计为比例环节。由图1可以看出,输出电压的信号经调理采样生成 V_f 后直接反馈,与参考正弦电压 V_{ref} 比较后,经PI调节后作为电流内环的给定信号 I_g 。其与电感电流反馈值 I_f 比较得到的误差经P调节,作为调制波与三角载波进行交截产生SPWM开关信号。为了便于变频器在线调试,所生成的SPWM波调制比必须可在一定范围任意改变,且误差较小。由上所述,可知SPWM波的生成涉及3个方面:获得参考正弦电压 V_{ref} 、实现电压电流双闭环控制、产生三角载波。其中,三角载波的实现很简单,可由DSP中的通用定时器产生,本设计中,使用了通用定时器1,可根据载波频率确定定时器1中的周期寄存器TIPR的值。下面着重介绍前两个方面所涉及的设计和算法。

2.1 基准正弦电压信号的生成

DSP实时地从单片机读取所需要的电压的频率和幅值作为当前输出电压的基准(给定)。获取当前时刻的正弦值,基准正弦信号是通过查表法产生的。在数字控制系统中正弦基准信号就是一个正弦数据表格,故应将正弦波按其表达式制成 $0^\circ\sim 360^\circ$ 的表格供查用,在本设计中,正弦数据表格中数据点数选为1024,可将其数值放在片外数

据存储器。有如下关系式:

$$\sin\omega_s t = \sin 2\pi f_s N T \quad (1)$$

式中: f_s 为当前时刻调制频率;

t 为采样时刻;

N 为当前时刻处在整个调制周期的第 N 个脉冲。

由于本系统系变频电源,即 f_s 是在变化的,且系统采用的是异步调制,所以 N 也是随 f_s 变化而变化的。由此必须实时变化定时时间 T 以确保整个周期的脉冲数最大限度地接近整数,以避免或减少输出波形含有基波的子谐波;此外,还须实时地改变脉冲序列,以保证输出电压值不发生较大的跳变。

2.1.1 实时改变定时时间

假设 $f_s=400$ Hz,则频率调制比 M_f 为

$$M_f = \frac{f_c}{f_s} = \frac{25000}{400} = 62.5$$

由于整个周期的脉冲数 N_E 超过1,所以 N_E 只能选用定标为 Q_0 ,即 N_E 只能为整数,所以 $N_E=62$,从而在脉冲数上出现了相差了0.5个,反映在桥臂输出电压上,有正负输出所含的脉冲数不相同。由此会产生基频的子谐波。

如果我们以当前的脉冲数 N_E 回推出开关频率,则有 $f_c=62 \times 400=24.8$ kHz,这样确定的开关频率,就最大限度地保证了正负调制周期的脉冲数近似相同。设计中,定时器1的工作方式设定为连续增减计数方式^[2],故 $T_{1PR} = \frac{f_{cpu}}{2f_c}$,其中 $f_{cpu}=20$ MHz为时钟频率,开关频率25 kHz时可得定时时间 T 为40 μ s, T_{1PR} 为400;而开关频率为24.8 kHz时可得定时时间 T 为40.65 μ s, T_{1PR} 为403.225, T_{1PR} 定标为 Q_0 ,所以只能为整数403,故求得频率调制比 $M_f = \frac{f_c}{f_s} = \frac{f_{cpu}}{2T_{1PR}f_s} = 62.035$,所以正负调制周期的脉冲数相差极少,为0.035,这样就最大限度的消除了基频的子谐波。

2.1.2 实时改变脉冲序列

当频率不发生改变时,DSP按原来的输出序列($N=1,2,\dots,N_E$)循环输出脉冲,设在第 N 个周期时,频率发生改变,则DSP应按新的脉冲序列($N'=1,2,\dots,N_E'$)输出脉冲。

图2中,在 $N=25$ 时刻频率从500 Hz变化到250 Hz,由于 $N=25$ 对应输出频率500 Hz为零点

处,对应于输出频率 250 Hz 为正峰值处,所以如果不改变输出脉冲序列,则会导致输出电压相位和电压值都出现跳变,如图 2(a)所示;图 2(b)中按一定的规律改变输出脉冲序列,输出电压相位和电压值就不会出现跳变。为了保证在频率切换过程中电压的相位变化最小,输出电压值不发生较大的跳变,应按下式来确定新的脉冲序列中起始的脉冲序号 N' ,即令:

$$\frac{2\pi}{N_E} N = \frac{2\pi}{N'_E} N' \rightarrow N' = \frac{N'_E}{N_E} N \quad (2)$$

具体流程如图 3 所示。

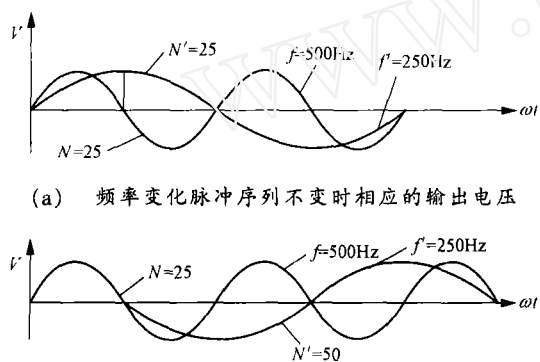


图 2 频率变化时不同脉冲序列特点对应的输出电压

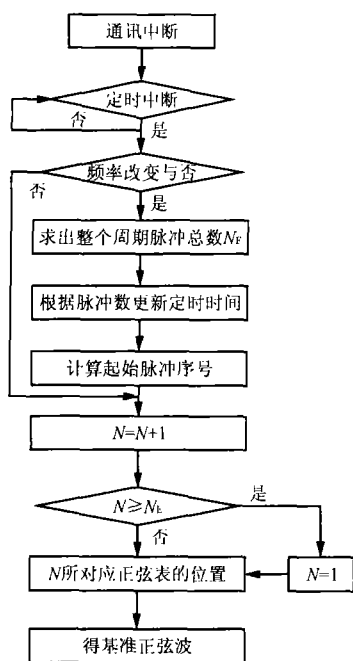


图 3 基准正弦电压信号生成流程图

2.2 双闭环控制实现

图 4 为电压、电流双闭环数字控制流程图。在

实际应用中,考虑到一些具体情况,还需对电压调节器的数字 PI 调节及电流调节器的数字 P 调节加以一定的限制,针对不同的情况采取最佳控制方法^[3]。故在图 4 中(1)、(1')、(2)、(3)、(3')处采用了一些改进算法及策略,下面分别加以简单介绍。

在图 4 中(1)和(1')处设置了死区,因为在输出变化较小时,通过计算得到的 PWM 控制寄存器的值可能也会有小幅度的振动,这样会使系统不稳定。若设置适当的死区范围,则可以消除由此引起的振荡,又不会太大影响输出精度。根据实际情况分别设定最小输入偏差量 e_1 (e_1'), 即当 $|e_v(k)| < e_1$ ($|e_i(k)| < e_1'$) 时,控制量保持不变,跳过 PI 运算或 P 运算;图 4 中(3)和(3')处对相应的输出值进行了限幅,这是由于当 PI 调节器或 P 调节器中输出值很大时,不仅容易造成控制规律错误,而且可能引起系统损坏,输出限幅可以避免上述情形的发生;PI 调节引入积分环节的目的是为了消除静差,提高精度,但当被控量与设定值的偏差较大时会造成 PI 运算的积分积累,引起系统较大的超调,稳定性减弱。故在图 4 中(2)处对 PI 控制积分分离,设置偏差阈值 e_0 , 当 $|e_v(k)| > e_0$, 取消积分作用,用 P 控制,当 $|e_v(k)| \leq e_0$, 引入积分作用,这样既保持了积分作用,又减小超调量,使系统的控制性能有很大改善。

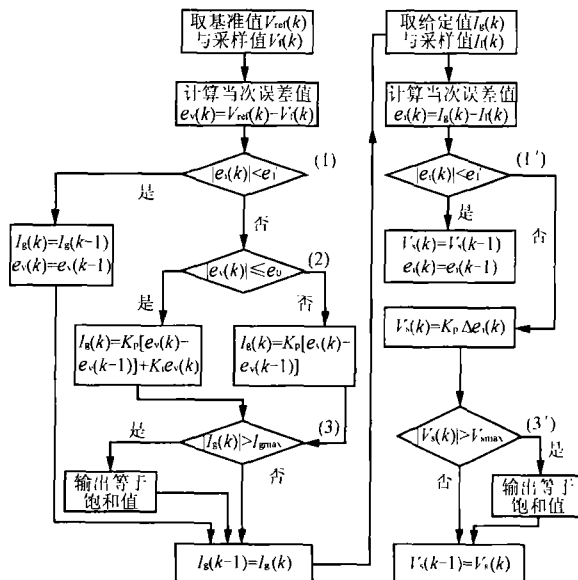


图 4 双环数字控制流程图

3 实验结果

根据上述基本编程思路,编制了一个调制比

N 可任意改变的通用SPWM产生软件,只要通过按键输入相应的数据,就可以根据负载的需要产生任意输出频率和电压幅值的SPWM波。研制了一台容量为5000VA的变频器样机,并进行了实验,实验结果表明,输出电压波形光滑,波形失真度低,输出电压的 $THD \leq 2\%$ 。图5中,通过实时改变给定频率以调节输出电压频率,频率由低逐渐增高,图6中,通过实时改变给定电压幅值以调节输出电压,电压由低逐渐增高。从频率、电压的动态过程可以看出系统实现了实时变频和变压。

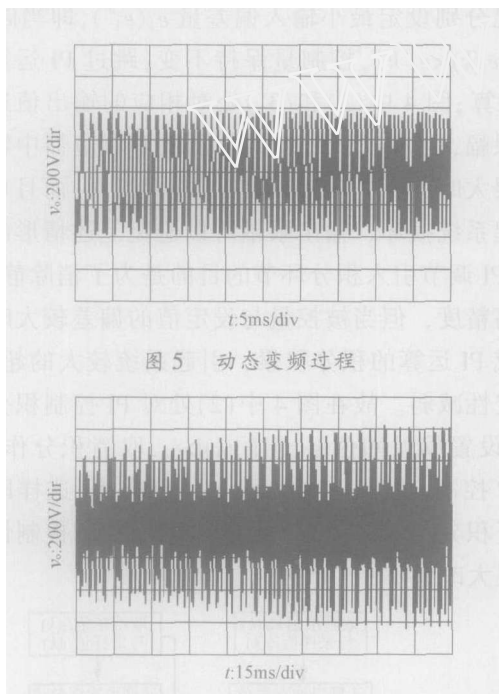


图5 动态变频过程

图6 动态变压过程

4 结语

本文以DSP作为主控芯片,设计并实现了SPWM变频电源数字化控制,该方式控制灵活、调试方便、可靠性高。在使用双闭环控制策略的变频电源中,应用适合于DSP特点的一些算法,编程产生了可以变频变压的SPWM波信号,设计的方法是可行的。数字化使得系统具有很强的可编程性,这样系统更易于更新和升级,并获得了比较好的实验效果。

参考文献

- [1] 刘凤君. 正弦波逆变器[M]. 北京:科学出版社, 2002.
- [2] TI Company. TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide[Z]. TI Company, 2001.

- [3] 姚燕南, 虞鹤松. 微机控制新技术[M]. 西安:西安交通大学出版社, 2003.

作者简介

胡兴柳(1974-),女,讲师,工学硕士,研究方向为电力电子与电力传动。

中国举办首届“1瓦论坛”

值此2006年全国节能周开幕前夕,由中标认证中心主办、安森美半导体协办的主题为“迈向1瓦待机目标”的中国首届“1瓦论坛”于2006年6月10日在上海召开。此次论坛得到政府相关部门、行业专家以及领导厂商的大力支持,参会的各方代表就当前中国的待机能耗发展现状、最新节能技术和解决方案,以及成功经验和其它热点问题进行了热烈而深入的交流和探讨。

待机能耗是电子设备和家用电器能源浪费的主要来源,指用户关掉电器设备之后,电器设备在待机功能下仍消耗电力能源。“1瓦计划”是2000年由国际能源署(IEA)向其成员国的电器产品生产者和销售商发起的节能倡议,目标是到2010年实施1瓦的待机能耗行动。目前,该计划已经得到欧盟、美国的积极响应。

作为美国国家环保局和能源部向消费者推广高质量和高效率的节能性产品的认证项目,美国能源之星项目仅在2005年就为全国消费者共节约了超过120亿美元的电费,节约了相当于1.5个三峡工程或50多个新发电站。但是在中国,目前只有某些大城市启动了待机能耗计划并取得了些许成效。根据中标认证中心的调查显示,我国城市家庭平均每天待机能耗相当于24小时使用着一盏15W到30W的“长明灯”,悄悄蚕食着电费和宝贵的能源。以我国彩色电视机为例,中国目前的彩电能效限定值及节能评价价值指标为待机能耗3W,2009年3月1日的目标是1W。如果中国所有彩电的待机能耗均达至3W标准,到2011年将可节约60亿人民币。

此外,来自中标认证中心、安森美半导体和创维集团的代表也在论坛上做了主题发言。

随着全球节能意识日渐深入人心,待机能耗的迅速增长及由此引发的环境问题引起越来越广泛的关注,并已成为国际社会关注的热门话题。我国既是全球人均能源保有量较低的国家,同时也是世界上产值能耗偏高的国家,降低待机能耗对中国而言刻不容缓。此次论坛的举办,提供了一个探讨热点话题、交流成功经验和典型案例的平台,进一步推进了“1瓦计划”在国内更有效更广泛的实施。从今年开始,“1瓦论坛”会议每年举办一次,以推进1瓦待机能耗在中国的向前发展。