维普资讯 http://www.cqvip.com

基于TMS320F2812的变频调压功率信号源设计

郑 孟[1]， 杨 毅[2]， 马 皓[1]
(1.浙江大学 电气工程学院， 浙江 杭州， 310027)
(2.浙江温州发电有限责任公司， 浙江 温州， 325602)

摘 要:研究了一种基于TMS320F2812数字控制的变频调压交流电源设计,应用TMS320F2812控制DC/DC和DC/AC两级,通过两级联合调节实现高精度的宽范围变频调压交流电源。给出了设计方案、参数和实验结果。

关键词:DSP控制；变频调压；交流电源

Design of VVVF Power Signal Source Based on DSP TMS320F2812

ZHENG Meng[1], YANG Yi[2], MA Hao[1]
(1.College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou Zhejiang 310027, China)
(2.Zhejiang Wenzhou Power Co. Ltd., Wenzhou Zhejiang 325602, China)

Abstract: A power signal source design based on TMS320F2812 digital control is presented. The power signal source is capable of providing a stable AC power source with variable amplitude and variable frequency covering a wide range. It can provide an accurate VVVF AC power source by combinative adjusting with DC/DC and DC/AC. The design scheme, parameters and experimental results are presented.

Keywords: DSP control; VVVF; AC power source

中图分类号:TN86 **文献标识码**:A **文章编号**:0219-2713(2006)06-0005-05

0 引言

本文介绍应用于仪器和设备测试的高精度宽频率功率信号源的设计。传统的功率信号源一般采用线性电源或模拟控制的功率开关变换电源。随着高性能DSP控制器的出现,使采用数字化控制的功率开关变换电源作为功率信号源成为可能,这有利于提高系统的集成化水平和控制功能。本文介绍的功率信号源采用工作频率为150 MHz的DSP TMS320F2812控制，并且采用DC/DC和DC/AC两级联合调节实现。

收稿日期:2006-01-13

1 系统的整体结构

本文介绍的功率信号源可提供输出电压从2~100 V可变,频率从20~1 000 Hz可变,并且可以在50 Hz基频的情况下叠加基波幅值0~30%的直流分量与2~9次的各次谐波分量。输出电压幅值最小可调步长和分辨率为0.1 V,输出电压频率最小可调步长和分辨率在20~100 Hz时为0.1 Hz,在100~1 000 Hz时,为1 Hz。在额定工作条件下,在2~100 V范围内,应能连续输出0.5 A的电流,即最大输出50 VA的功率。

为了满足系统的高精度及输出电压和频率均

维普资讯 http://www.cqvip.com

可变的要求，系统框图如图1所示，整个系统由AC/DC、DC/DC和DC/AC三部分组成。由于对输出功率的要求比较小，所以采用了反激式直流变换电路。DC/AC级采用全桥逆变电路。整个系统的控制是基于TI公司的DSP TMS320F2812。DC/DC环节采用INFINEON公司的ICES2AS01控制，其给定信号V_{ref}由DSP根据控制要求产生，从而获得可调的直流电压V_{dc}。DC/AC环节由DSP直接进行PWM控制，从而产生所需的功率信号波形。

DSP TMS320F2812的几个特点：

(1)速度方面　TMS320F2812最高工作频率为150 MHz(30 MHz的晶振经过倍频而得到)；

(2)AD精度　TMS320F2812的AD采样精度可以达到12位；

(3)运算方面　TMS320C2812是32位的定点DSP，可以方便地运行32位与32位的乘法，能满足高精度与快速计算的要求。

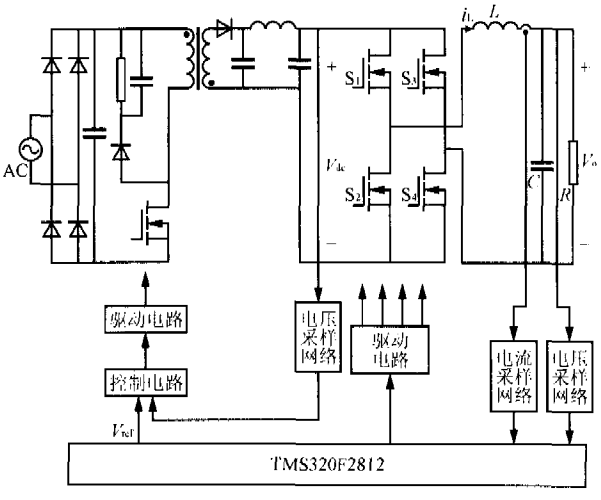

图1　系统整体框图

2　控制方案及参数设计

2.1　逆变器建模与控制方案设计

单相全桥逆变器及其双环控制的结构框图如图2所示，V_{dc}为输入直流电压，S_1~S_4是功率MOSFET管，L为输出滤波电感，C为输出滤波电容。其控制环节采用电压外环电流内环的双环PID控制。采用输出电压与给定电压进行比较得到误差电压，误差电压经过PI环后成为电流环的给定，与电流采样值再进行比较，再经过P环节，最后由DSP的PWM环节产生控制信号。由于电感电流等于电容电流和负载电流之和，其中电容电流为输出电压的微分，对电感电流进行控制相当于使系统能超前对输出电压进行控制，因此能得到更好的动态性能。另外电感电流包含了负载电流，所以又可以对负载起到限流作用。

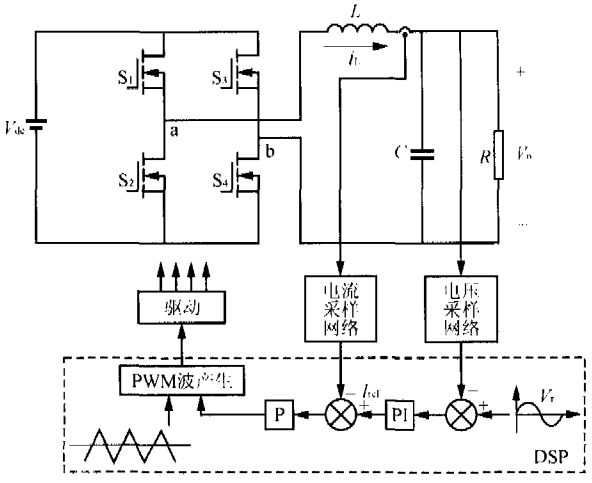

图2　逆变器及其控制框图

逆变器输出电压的采样为差分采样模式，电感电流采样采用电流霍尔器件。电压采样系数为0.0109，则采样精度为$\frac{3V}{2^{12}\times0.0109}=0.067\,V$，小于0.1 V，(其中，3 V是DSP采样的最大电压值)满足系统要求。

根据逆变器的结构框图可以得到逆变器系统的控制框图，如图3所示。其中，$\frac{K_{vp}s+K_{vi}}{s}$是电压环PI调节的传递函数；K_i为电流环P调节参数；K_m为PWM环节的有效增益；K_1为内环电流环的增益；K_2为电压外环的增益；$H_{SH}(S)$为零阶保持环节，为$\frac{1-e^{-T_sS}}{s}$，由于开关频率f_s较高，即T_s较小，所以近似为$\frac{1}{1+T_ss/2}$[3]。

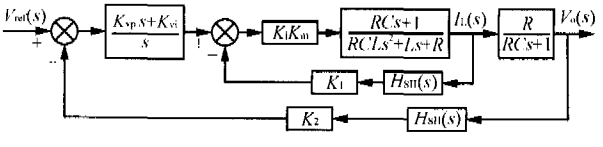

图3　逆变器系统的控制框图

维普资讯 http://www.cqvip.com

2.1.1 电流内环的参数设计

为了达到较高的精度，在程序设计时将采样值做 Q18 的变化，(在 DSP 里只能进行定点数的计算，Q18 是把浮点数转换为定点数的一个过程)即在原来的基础上乘以 2^{18}，在设计参数的时候应该考虑该系数。内环电流环的增益为 $K_1=(1/6)\times2^{18}=43\,691$，交越频率取 1/5 的开关频率，取开关频率为 100 kHz，V_{dc} 取 200 V 计算，则

$$K_m=\frac{V_{dc}}{V_{tri}}\times2^{-18}=\frac{200}{3}\times2^{-18}=2.543\ 1\times10^{-4}$$

由补偿后系统开环函数的模为 1，即

$$\left|K_iK_mK_1H_{SH}(s)\frac{RCs+1}{RCLs^2+Ls+R}\right|=1$$

得 $K_i=339$。

2.1.2 电压外环的参数设计

同样的，外环电压环的增益为 $K_2=0.0109\times2^{18}=2857$；

取 $K_{vp}=0.1$，$K_{vi}=3\,140$，即取 PI 环节补偿频率为 5 kHz。取开关频率为 100 kHz。其离散波特图如图 4 所示。从图 4 中可得，系统相位裕量为 60°，满足稳定性要求。

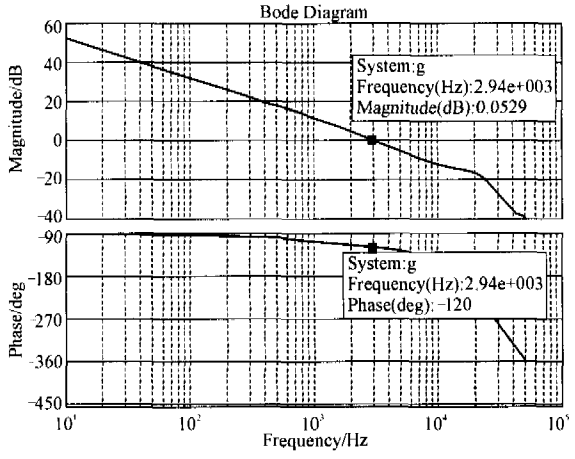

图 4 双环控制波特图

2.2 DC/DC 级控制给定设计

本文采用 DC/DC 和 DC/AC 两级联合调节，以达到功率信号源的高精度要求。DC/AC 级采用双极性的逆变器调压方式，幅度调制比为

$$m=U_{sm}/U_{cm}$$

式中：U_{sm} 为正弦调制波的幅值；

U_{cm} 为三角载波的幅值。

在双极性 SPWM 调压方法中，逆变桥的直流母线电压的利用率[1]为

$$A_v=\frac{mV_{dc}}{\sqrt{2}\ V_{dc}}=0.707m$$

在深度调制，即 m 值较小的情况下，u_c 和 u_s 的交点贴近横轴，输出电压每个载波周期的宽度近于相等，即接近于方波，其输出谐波的幅值较高，会影响输出电压的精度，所以，m 值越高越好。同时，为避免由于 PWM 控制脉波过窄和死区等因素使 PWM 脉波丢失，m 值不宜取的太高。一般情况 m 取 0.9。

当 m 一定时，根据该式和所要求的功率信号输出电压值可计算出 DC/AC 级的输入电压值，并由此给出 DC/DC 级输出电压的给定值。由于在基频 50 Hz 的情况下，有时需要叠加 0~30%的直流分量或者与 2~9 次的各次谐波，所以输出电压幅值作为参考。在不需要叠加的时候，当输出电压 V_o 已给定，则输出电压幅值 V_{om} 也相应给定，输入电压由公式 $V_{dc}=\frac{V_{om}}{m}$ 确定，取 $m=0.9$，则 $V_{dc}=\frac{V_{om}}{m}=\frac{V_{om}}{0.9}$。在叠加直流分量与谐波的时候，当输出基频的电压幅值与所叠加的直流分量或谐波的次数与幅值都给定后，则得到一个输出电压的幅值 V_{om}，考虑功率 MOSFET 的通态压降等因素，输入电压给予一定的裕量，对上述公式进行一定的修正：

$$输入电压=\frac{输出电压幅值(包括叠加后)}{0.8}$$

考虑输出电压的稳定性，设置了一个 V_{dc} 的最小值，即当 $V_{om}>8$ V(这里的 V_{om} 包括不叠加的与叠加后的)时，$V_{dc}=V_{om}/0.8$，而当 $V_{om}<8$ V 时，取 $V_{dc}=10$ V。需要说明的是，当叠加不同次的谐波时，其幅值的变化各有不同，所以在计算叠加后的幅值时，做了不同的处理。当输出基频电压幅值 100 V 叠加 30%电压幅值的直流分量时，其输出电压幅值达到 $100\sqrt{2}\times(1+30)\approx184$ V，按照上述公式，此时的输入电压为 230 V。所以在设计 DC/DC 级时输出电压范围应为 10~230 V。

2.3 程序流程图设计及开关频率设置

程序流程图如图 5 所示。由图 5 可知，主流程包括初始化、开中断、变频设置、V_{ref} 设置等，而电压和电流采样、电压 PI 环、电流 P 环计算、PWM 设置等在中断中完成。当输出电压值改变时，则调

维普资讯 http://www.cqvip.com

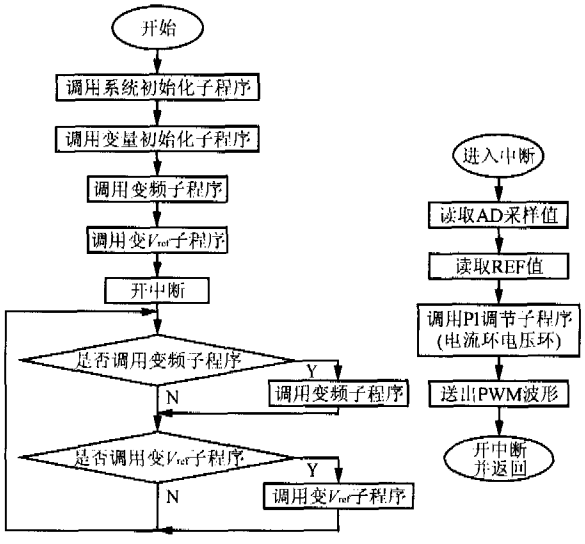

图5 程序流程图

用变压子程序,包括两部分,一部分是改变逆变器输出电压的给定值,另一部分是计算出DC/DC输出电压的给定值。

在DSP里,逆变器输出电压的给定值是以一个单位正弦表(Q15)乘以一个给定值(Q10)的形式给出的,最终与逆变器输出电压的采样值比较的数是一个Q25的数(即单位正弦表里的数乘以系数2^{25}),所以输出电压最小可调步长为

$$\frac{1\,\text{V}}{2^{10}\times 0.0109}=0.090\,\text{V}<0.1\,\text{V}$$

满足系统要求。

当输出频率改变时则调用变频子程序。由于输出电压频率从20~1 000 Hz可变,为了达到一定的精度要求,希望开关管的开关频率尽量高,在这里,采取分段的方式来进行设置,如图6所示。

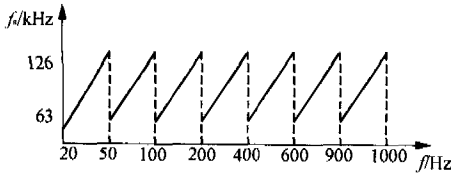

图6 开关频率与输出信号频率关系示意图

采取分段方式设置开关频率的目的是为了在整个频率范围内都有一个较高的开关频率,以提高精度并易于输出滤波。表1中给出了不同频率范围段的相位精度及最小可调步长。在20~100 Hz情况下,最小可调步长小于0.1 Hz满足系统要求,在100 Hz以上最小可调步长小于1 Hz也满足系统要求。这样,保证了在输出电压频率范围变化较大的情况下,开关频率的变化范围大概从60~126 kHz,取L=1 mH,C=0.47 μF,截止频率约为7.3 kHz,对上述开关频率的范围都可以达到较好的滤波效果。

表1 开关频率与输出频率关系表

输出信号频率f/Hz	开关频率范围/kHz	相位精度/°	最小可调步长/Hz
20~50	50.4~126	0.14	0.05
50~100	63~126	0.28	0.09
100~200	63~126	0.57	0.18
200~400	63~126	1.14	0.34
400~600	84~126	1.71	0.50
600~900	84~126	2.57	0.76
900~1000	113.4~126	2.86	0.92

3 实验结果

实验结果如图7~图12所示。

4 结语

本文提出了变频调压功率信号源的设计方

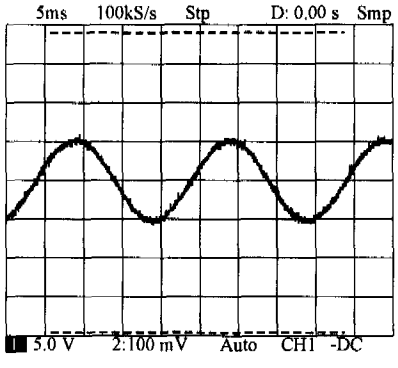

图7 50 Hz、幅值5 V时输出电压波形

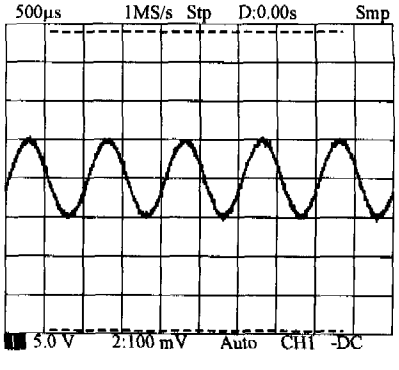

图8 1 000 Hz、幅值5 V时输出电压波形

维普资讯 http://www.cqvip.com

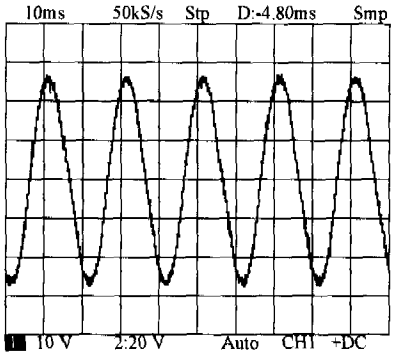

图9 50Hz、幅值25V时输出电压波形

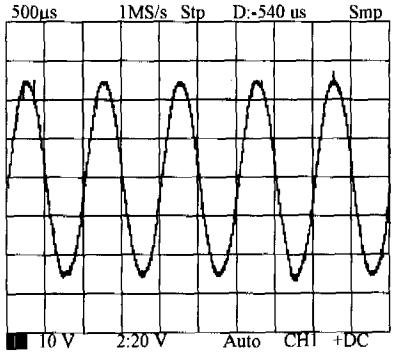

图10 1000Hz、幅值25V时输出电压波形

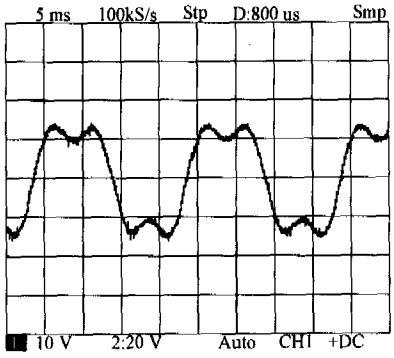

图11 50Hz基波幅值25V并且叠加150Hz谐波、幅值5V时输出电压波形

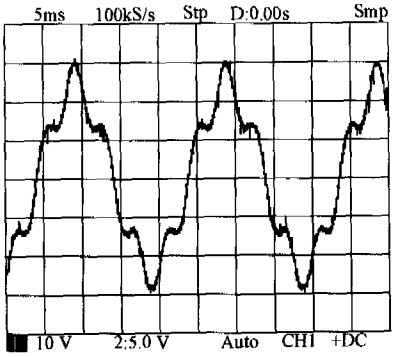

图12 50Hz基波幅值25V、叠加250Hz谐波、幅值5V时输出电压波形

案，通过TMS320F2812对DC/DC和DC/AC两级联合调节，实现了高精度的宽范围变频调压交流电源。

参考文献

[1] 林渭勋.现代电力电子电路[M].杭州:浙江大学出版社,2002.

[2] 陶永华.新型PID控制及其应用[M].北京:机械工业出版社,2003.

[3] Duan Y, Jin H. Digital Controller Design for Switch Mode Power Converters [A]. *Proceedings of IEEE APEC'99* [C]. 1999, 967-973.

[4] Wu H, Lin D, Zhang D, *et al.* A Current-mode Control Technique with Instantaneous Inductor-current Feedback for UPS Inverters [A]. *Proceedings of IEEE APEC'99* [C]. 1999, 951-957.

作者简介

郑 孟(1981-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子先进控制技术。

杨 毅(1969-),男,工程师,从事发电厂电气技术管理。

马 皓(1969-),男,副教授,博士,研究方向为电力电子技术、电力电子设备的先进控制和故障诊断。

安森美半导体持续分立元件封装的小型化

为持续应对便携式产品对分立元件封装的进一步小型化的需求,安森美半导体(ON Semiconductor,美国纳斯达克上市代号:ONNN)推出封装仅为1.4 mm×0.6 mm×0.5 mm SOD-723的3种新型肖特基二极管和3种新型ESD二极管。

采用SOD-723 1.4 mm×0.6 mm封装的器件包括业内最低正向电压(V_f)和反向漏电流(I_r)性能的肖特基二极管，以及ESD保护程度最高的ESD二极管。1.4 mm×0.6 mm×0.5 mm封装尺寸的SOD-723封装有助节约手机、PDA、数码相机、笔记本电脑、消费电子产品、媒体播放器等的电路板空间。与SOD-323封装相比,SOD-723占位面积减少73%,高度降低50%。与前一代SOD-523封装相比,SOD-723占位面积减少13%，高度降低28%。每10 000件的批量单价为0.023美元至0.035美元。