

基于 DSP 改进的三环控制逆变电源设计

罗惠谦, 吕小涛

(武汉理工大学 自动化学院, 湖北 武汉 430070)

摘要: 针对逆变电源输出电压波形畸变并且在大功率负载下输出电压掉压严重的问题, 文章提出了采用新型改进的电容电流瞬时值内环, 电容电压瞬时值中间环, 电容电压有效值外环的三环控制策略, 借助于高效的 DSP, 实现了电路中逆变器数字控制。最后对设计的电路进行了仿真与实验, 实验结果与仿真结果比较表明了数字控制逆变器的良好控制性能, 达到了设计要求。

关键词: 逆变器; 数字信号处理器; 三环控制; 相位补偿控制; 数字化

中图分类号: TM46

文献标识码: B

文章编号: 1006-2394(2009)01-0062-03

Design of Improved Three-loops Control for Inverter Based on DSP

LUO Hui-qian, LV Xiao-tao

(School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: Aimed at the voltage wave distortion of inverter and the reduction of output voltage magnitude under the heavy load, a design of the inverter power supply was introduced, which uses the new improved three-loop control with the capacitance inductance current inner loop, the capacitance inductance voltage middle loop, the capacitance voltage effective value outer loop. By applying high performance digital signal processor, the digital closed-loop control of the inverter in the circuit is achieved. The simulation and experiment results are given finally. The experiment results are compared with simulation results, which prove the digital control inverter system has a good control performance and achieves expected results.

Key words: inverter; digital signal processor (DSP); three-loop control; phase compensatory control; digital

1 前言

目前的逆变电源大多采用外环电压、内环电流的双闭环控制策略, 电压瞬时值外环在很大程度上改善了波形的质量, 电流内环加大了逆变器控制系统的带宽, 使得逆变器动态响应加快, 输出电压的谐波含量减小, 非线性负载适应能力加强。但是, 当负载比较大时会出现输出电压掉压严重的现象。

为解决逆变电源在大功率负载下掉压严重的问题, 本研究提出在双环控制的基础上外加一个电压有效值的三环控制策略, 它的实质是随负载的增加而增大基准正弦信号, 从而保证输出电压幅值稳定。另外, 由于对逆变电源的数字化控制是当今电源的发展方向, 所以本研究通过选用 TI 公司的 DSP TMS320F2812 来实现对逆变器的数字化控制。

2 逆变电源控制系统的研究

2.1 逆变电源系统动态模型

图 1 所示为逆变电源的系统结构图, 当逆变器的开关频率 f_s 远大于信号波 e_i 的基波频率 f_0 时, 信号波 e_i 中的基波及低次谐波与逆变器输出电压中的对应分量存在固定比例关系。因此对基波及低次谐波而言, PWM 逆变器可以看作比例环节, 其增益为 $K_{PWM} = E_d / U_i$, E_d 为直流侧电压, U_i 为三角波幅值。变压器也可等效为一个比例环节, 其增益为变压器变比 k 的倒数。于是 PWM 逆变器和变压器一起可写成 $A = K_{PWM} / k$, 在

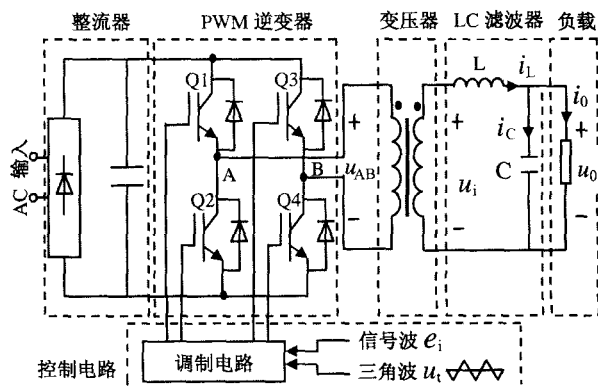


图 1 逆变电源系统结构图

收稿日期: 2008-10

作者简介: 罗惠谦(1955—), 男, 副教授, 研究方向为微机控制技术、汽车电子、电力电子技术。

LC滤波器中各电量间的关系可表示为:

$$U^* - U_0 = sL \times i_L \quad (1)$$

$$i_L - i_0 = i_C \quad (2)$$

$$U_0 = \frac{i_C}{sC} \quad (3)$$

结合式(1)(2)(3)

可以得出逆变电源主电路的动态模型如图2所示,其中 Δu 是扰动输入。

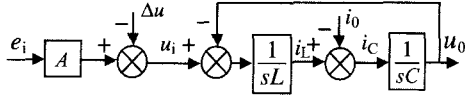


图2 逆变电源主电路动态模型

2.2 逆变电源控制方案

针对图2所示的逆变电源主电路动态模型,本文采用电容瞬时电流值内环、电容瞬时电压值中间环和电压有效值外环组成的三环控制策略如图3,其中,有效值反馈控制用来改变电压瞬时值反馈环的正弦波给定幅值,三环控制很好地解决了“随着负载的增加,输出电压幅值下降”的问题。 U^* 表示有效值外环的给定直流信号, K_3 为有效值外环的反馈系数。用给定与电压有效值反馈信号的差值作为PI调节器的输入,PI调节器的输出用来调节标准正弦波的幅值。 u^* 是电压有效值外环的输出又是电压瞬时值中间环的给定,实际它表示标准正弦信号。 K_1 、 K_2 分别为电流瞬时值内环、电压瞬时值中间环的反馈调节系数。

2.3 逆变电源相位补偿控制方案

如图3所示,利用电压瞬时值中间环对输出正弦电压的相位进行补偿控制。分析表明:当电压瞬时值中间环的调节器增益很大时,电压反馈正弦波的幅值与标准正弦波幅值几乎接近,设此时幅值都为A,反馈正弦波的相位滞后标准正弦波相位为 θ ,角频率为 ω ,于是标准正弦波可写成 $U^* = A\sin\omega t$,反馈正弦波可写成 $U_f = A\sin(\omega t - \theta)$ 。标准正弦波与电压反馈正弦波的差值为:

$$U = U^* - U_f = A\sin\omega t - A\sin(\omega t - \theta)$$

$$= 2A\cos\left(\omega t - \frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2}$$

$$= 2A\sin\frac{\theta}{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi - \theta}{2}\right)$$

由上推导结果知:标准正弦波与电压反馈正弦波的差值为一相位超前 $\frac{\pi - \theta}{2}$,幅值为 $2A\sin\frac{\theta}{2}$ 的正弦波。电

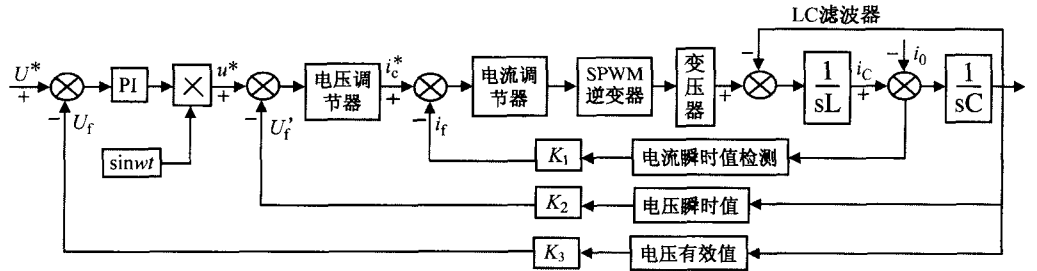


图3 逆变电源三闭环系统动态模型

压瞬时值中间环正是利用这个超前相位角来对输出正弦电压滞后的相位进行补偿控制。实验表明电压调节器的增益 K_U 越大,输出正弦波的相位越接近该相给定的标准正弦波的相位,但系统的稳定性问题限制了电压调节器增益的上限。

相位超前网络电路图如图4所示,选择合适的 R_1 、 R_2 、 C ,就能得到想要的相位超前参数来解决电压相位滞后的问题。因此针对上述不足,本文提出了一种新型的逆变电源相位控制方案如图5,在电流瞬时值环调节器的输出加一相位超前网络,此超前网络只对信号波的相位进行控制而不改变信号波的波形。这种新型的逆变电源相位控制方案可以使逆变电源输出正弦波的相位严格跟踪标准正弦波的相位而没有滞后,同时不影响输出波形的正弦度。

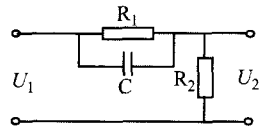


图4 相位超前网络电路图

上图4如果输入信号源的内阻为零,且输出端的负载阻抗为无穷大,相位超前网络的传递函数可写成:

$$G(s) = \frac{1}{a} \cdot \frac{1 + aTs}{1 + Ts} \quad (4)$$

式中 $a = 1 + \frac{R_1}{R_2} > 1$, $T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot C$,由式(4)知,相位超前网络的相角为:

$$\begin{aligned} \delta_c(\omega_0) &= \arctan(aT\omega_0) - \arctan(T\omega_0) \\ &= \arctan\frac{(a-1)T\omega_0}{1 + aT^2\omega_0^2} \end{aligned} \quad (5)$$

因为 $a > 1$,由式(5)知相位超前网络的输出信号相角比输入信号相角永远超前,具体超前多少度与 a 和 T 的取值有关。带相位超前网络的逆变电源多环

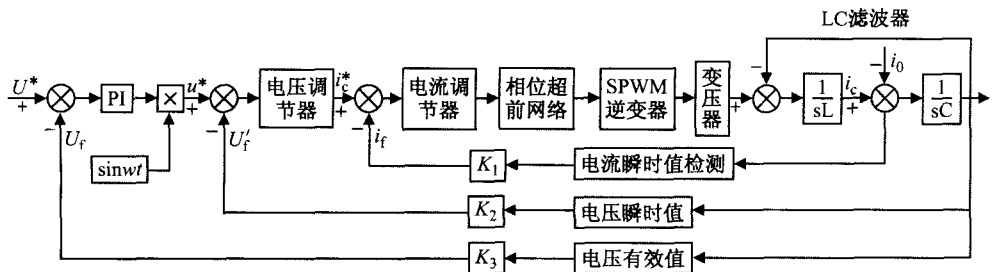


图5 带相位超前网络的逆变电源多环控制系统结构图

控制系统结构图如图5所示:只要 a 和 T 的取值满足可以使逆变电源输出相位稳态无差。

进一步对该方案改进:把相位超前网络放到标准正弦信号的输出 u^* 与电压有效值外环给定的中间位置,如图6。这样相位超前网络只影响标准正弦信号的相位而不改变波形正弦度,并且避开了系统瞬时值电压电流双闭环动态调节过程中对相位超前网络的影响。同时又可对逆变电源输出正弦波滞后的相角进行补偿控制,选择合适的相位超前网络参数,可以做到逆变电源系统输出相位稳态无差。

3 软件设计

全数字化逆变电源主程序流程图如图7所示,在主程序中主要对各模块进行初始化,系统初始化主要配置头文件和设置系统时钟频率,变量初始化主要给各变量分配地址空间和赋初始值,存正弦数据表以备中断子程序中计算标准正弦信号时调用,接下来还有事件管理器模块B初始化,ADC模块初始化,初始化完成后,DSP程序进入死循环,循环等待中断发生,如果定时器3周期中断发生则进入中断子程序。当定时器周期中断发生时,找到中断入口地址,然后加上偏移量,进入中断子程序中。

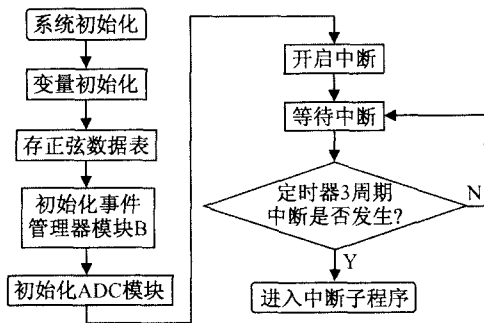


图7 主程序流程图

4 仿真、实验及结论

实验要求输入直流母线电压400V,逆变器输出电压220V/50Hz,输出功率6kVA。实验采用全桥电路为主电路,采用TI公司的DSP TMS320LF2407作为控制电路的核心,采取电容电压有效值(外环)、电容电流、电容电压三环控制方法,由DSP的ADC对逆变器输出进行采样,在DSP中与数字给定比较,经过控制算法得出占空比,输出SPWM脉冲,经驱动电

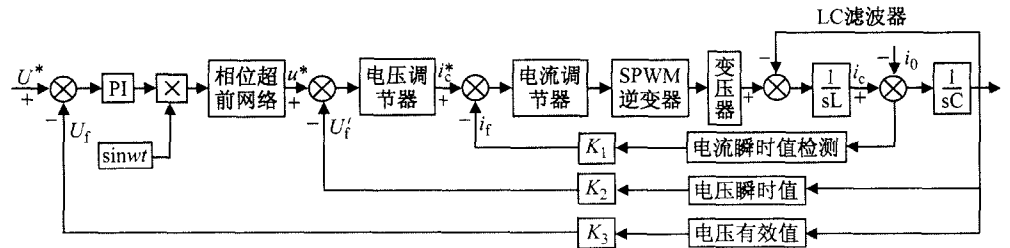


图6 改进后带相位超前网络的逆变电源多环控制系统结构图

路驱动IGBT。由于篇幅限制,仅给出不带超前网络的电压瞬时值相位补偿控制与带相位超前网络相位补偿控制后单相输出与标准正弦仿真波形如图8和图9。

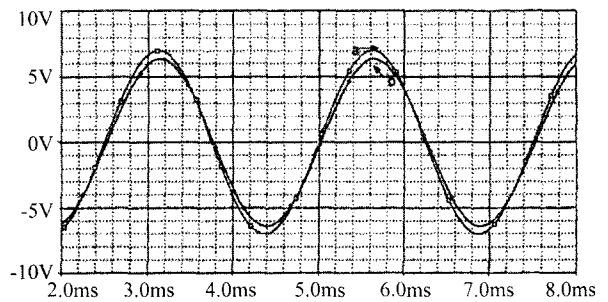


图8 电压瞬时值相位补偿控制后单相输出与标准正弦仿真波形(a:标准正弦波,b:输出波形 b滞后a相位 1°)

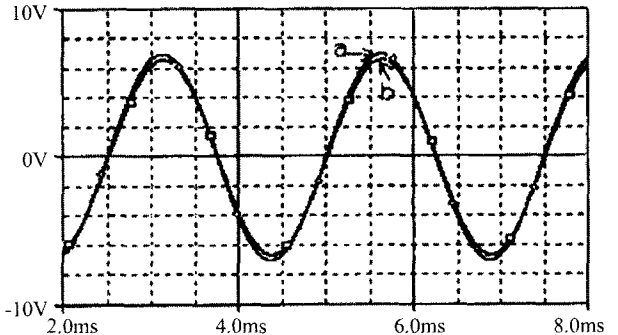


图9 带相位超前网络相位补偿控制后单相输出与标准正弦仿真波形(a:标准正弦波,b:输出波形 b滞后a相位 0°)

通过两种实验输出波形与标准正弦波的对比,证明了改进的三环控制方法很好的使逆变电源系统输出相位稳态无差,同时又解决了双环控制在大负载条件下掉压较大的问题,证实了本文控制方案理论的正确性。

参考文献:

- [1] 赵佳,沈颂华.基于DSP三环控制的逆变电源的设计[J].机电工程,2008,(2).
- [2] 王晓寰,冯建周.正弦波逆变电源的DSP数字控制技术研究[J].通信工程,2006,(9).
- [3] 宋卫章.正弦波逆变电源的研究[D].西安理工大学,2007.
- [4] 陈天锦,姚为正.基于DSP控制的逆变电源装置的研究[J].继电器,2004,(4). (丁云编发)