

逆变电源并联的谐波环流抑制研究

刘艳兵, 丁 喆, 姚玉菲, 程松鹤

(河南科技大学 电子信息工程学院, 河南 洛阳 471003)

摘要:在逆变器系统中,滤波电感对死区等因素造成的波形畸变能够有效地抑制。对于大功率的逆变器,当滤波电感及并机电抗都很小时,死区等因素可引起很大的谐波环流。研究了逆变器的基本原理,描述了谐波扰动的双环控制模型,介绍耦合电感抑制谐波环流的方法。在此基础上建立了无互联线逆变电源并联的数学模型。研究表明耦合电感能有效的抑制谐波环流,电压电流双环反馈控制有效的抑制并联逆变电源间的环流。

关键词:逆变器;无连线并联;谐波环流;双环控制

中图分类号: TM 464 文献标识码: A 文章编号: 1002-087 X(2011)01-0079-03

Research of harmonic circulating current restrain in parallel inverter

LIU Yan-bing, DING Zhe, YAO Yu-fei, CHENG Song-he

(School of Electronic and Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang Henan 471003, China)

Abstract: In the inverter system, the filter inductance existence can effectively inhibit the waveform distortion caused by such as the dead zone factors. When filter and mechanical and electrical inductance resistance are all very small in the high-power inverter, the dead-zone and other factors may cause a lot of harmonic circulation. The basic principles of the inverter, and the harmonic disturbance model based on the dual-loop control were described, and the coupled inductors to inhibition the harmonic suppression circulation were introduced in this paper. The wireless mathematical model of parallel inverter was created based on the above principles. The studies show that the coupled inductors can effectively inhibit the harmonic circulation; voltage and current dual-loop feedback can effectively inhibit the circulation between the parallel inverters.

Key words: inverter; wireless parallel; harmonic circulating current; multiple loop control

信息电子技术的飞速发展,对电力设备的容量、性能和可靠性的要求越来越高,推动了电力电子技术的深入研究。多个模块并联供电已成为当今电源技术发展的重要方向之一,采用多个电源模块并联不仅可以提高供电的可靠性,均分负载功率,同时也可以降低热应力和电应力,真正实现冗余供电,降低成本。多个模块并联供电可以灵活供应不同需求的负载,以模块化供电取代系列化,从而缩短了电源的研制、生产周期,提高了电源的标准化程度和可维护性。

均流问题是逆变电源并联最重要的问题之一,环流、功率分配不均是导致并联失败的主要原因。对于逆变电源并联,如果不对环流加以限制,由于逆变器输出引线的阻抗非常小,每个模块输出的电压相位、幅值和频率等参数不能保证完全相同,因此可能产生很大的环流,导致并联失败,严重的可能烧坏设备。本文基于逆变器系统单个模块和两个并联模块系统,对其基本原理进行分析,采用电压电流双环控制法对逆变器并联系统中谐波环流进行研究,并在此基础上又引入耦合电感,理论分析和仿真研究表明能对谐波环流有良好的抑制效果,仿真结果也证实了这一结论。

收稿日期: 2010-05-19

作者简介: 刘艳兵(1985—),男,山东省人,硕士生,主要研究方向为无互联线逆变电源并联。

1 逆变器谐波扰动模型

图1是单个逆变模块的结构框图。

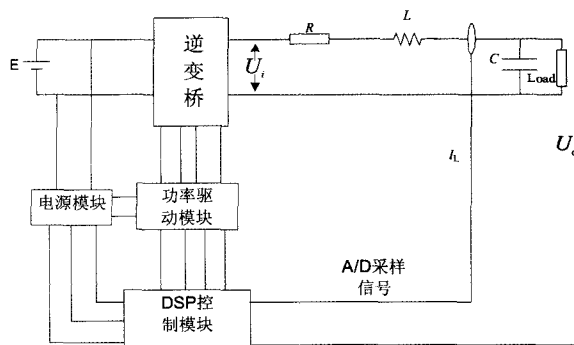


图1 单个逆变器谐波扰动模型

对于图1所示的全桥逆变器,电感 L 的时域表达式为 $1/Ls$,电容 C 的时域为 Cs ,可推得逆变器模块的传递函数为:

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{CLs^2 + (L/R + rC)s + 1 + r/R} \quad (1)$$

采用双极性正弦脉宽调制技术得逆变器的传递函数为:

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_m(s)} = \frac{1}{CLs^2 + (L/R + rC) + r/R + 1} \cdot \frac{E}{V_{in}N} \quad (2)$$

式中: v_m 为正弦信号; $v_m = V_{in}\sin(\omega t)$; V_m 为三角载波峰值。

对于大功率的逆变器,为保证安全性,一般将逆变器死区设置得较大,这样严重影响输出波形,死区效应随着开关频率的增加而加强,因此仅靠提高开关频率不能明显改善输出波形,因此常采用电压电流双环控制策略。由于传统的PI调节器产生较严重的滞后,为此在反馈通道中加入电压微分反馈方式,校正相位的滞后,为开环传递函数增加个零点,校正输出电压波形^[1-2]。

由式(1)可得逆变器的传递函数框图如图2所示。

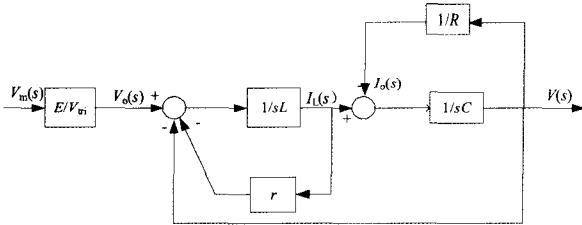


图2 逆变器的传递函数框图

理想的逆变桥一般为放大特性,且只对调制波线性放大,死区可引起SPWM波的电压偏差ΔU,死区效应产生的偏差由直流母线电压和开关频率决定,相位和滤波电感电流方向正好相反,因此具有可控电压源的特性。

2 逆变器并联系统中的环流产生

两台单相逆变器的并联电路如图3所示。其中,r1、r2为线路的等效阻抗,线路阻抗一般呈感性,因此以jX1、jX2代表其感抗。

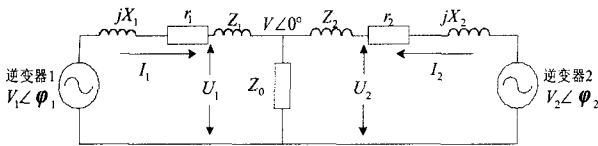


图3 两逆变器并联数学模型

逆变器1的电路电流为:

$$I_1 = \frac{V_1(\cos \phi_1 + j \sin \phi_1) - V}{r_1 + j(X_1 + Z_1)} \quad (3)$$

其中环流的定义为:

$$i_H(t) = [I_1(t) - I_2(t)]/2 \quad (4)$$

在图中若 $Z_1=Z_2=j\omega L_k$, 则:

$$I_H(s) = \frac{V_1(s) - V_2(s)}{2sL_k} \quad (5)$$

由式(5)可见环流与实际负载并无直接联系,即使两台逆变器的给定电压完全相同也不可能完全消除环流,且两台逆变器的输出电压之差与环流成比例。环流分量中既包含基波环流也包括谐波环流,在逆变器系统中包含了大量的低次谐波环流给系统的并联带来了很大的困难,由于低次谐波是系统所固有的,无法通过改变正弦脉宽调制偏差电压进行控制,也无法通过检测谐波环流并在给定电压中加入谐波进行抵消。一个瞬时值反馈能够抑制电压偏差产生的谐波失真,同样也能抑制环流,使逆变器的元器件参数尽量保持抑制是很好的抑制环流的方式,但是这样为逆变器的批量生产带来较

大的麻烦,因此用微控制器尽量采用数字化控制是减少谐波的有效方式。

3 双环控制逆变器并联环流效应的抑制

为改善逆变器并联的谐波环流,单个逆变器采用电流内环电压外环的双环控制如图4所示,以使系统具有较好的特性。

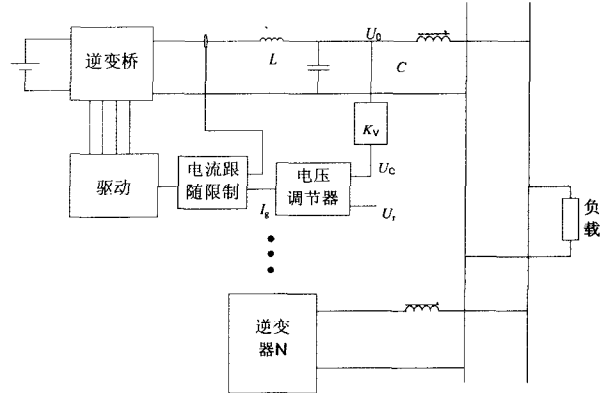


图4 无互联逆变器并联的原理图

电压瞬时值与给定信号进行比较,得出偏差电压Uc,经过电压调节器进行调节,得出的信号作为电流的参考,与采样瞬时电流比较获得电流误差信号,经电流跟随调节器获得调制波信号,在调制波信号中,开关器件的死区效应等因素引起的电压误差可以看作是一种扰动信号,里面既包含基波分量,也包括谐波分量,既影响到稳压也引起电压波形失真,因此只要抑制住偏差电压,稳压和电压波形失真问题都得到了解决^[3]。

造成电压偏差的原因很多,如死区、电路驱动延时、过调制等,其中死区对电压偏差的影响最大。控制系统的动态特性要求系统的频带要宽、回路增益要大、控制系统还必须稳定,而电压外环电流内环控制很好地解决了这一问题。电流内环可以抑制电流的干扰,还可以实现过流保护,因此双环控制近年来取得长足发展。

双环控制的电路结构框图如图5所示。

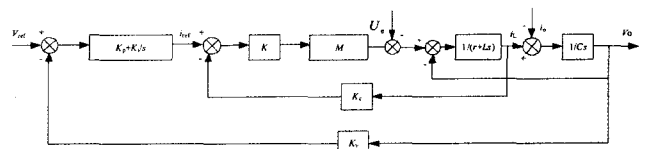


图5 逆变器双环控制结构框图

由图5得出系统的传递函数为:

$$V_o(s) = \frac{KM(K_p + K_i/s)V_{ref}(s)}{KM[K_cCs + K_v(K_p + K_i/s)] + LCs^2 + rCs + 1} \cdot \frac{U_c(s)}{KM[K_cCs + K_v(K_p + K_i/s)] + LCs^2 + rCs + 1} \cdot \frac{(Ls + r)I_o(s)}{KM[K_cCs + K_v(K_p + K_i/s)] + LCs^2 + rCs + 1} \quad (6)$$

令: $Be(s) = KM[K_cCs + K_v(K_p + K_i/s)] + LCs^2 + rCs + 1$, 则:

$$V_o(s) = \frac{KM(K_p + K_i/s)V_{ref}(s)}{Be(s)} - \frac{U_e(s)}{Be(s)} - \frac{(Ls+r)I_0(s)}{Be(s)} \quad (7)$$

由式(5)可进一步得出环流的表达式为:

$$I_H(s) = \frac{KM(K_p + K_i/s)\Delta V_{ref}(s)}{Ls+r+sL_k Be(s)} - \frac{\Delta U_e(s)}{Ls+r+sL_k Be(s)} \quad (8)$$

由式(7)可见,由于 Be 值较大,起到了对谐波扰动的抑制作用,对于线性负载能很好的适应,但是对于负载的非线性变化适应能力有点差,在逆变器输出端加上耦合电感,电压偏差信号作为假定的扰动信号,处在电流内环之外,在并联控制系统中有效的抑制电压偏差抑制了谐波环流。

由式(5)得环流的大小与耦合电感的值成反比关系,耦合电感的存在使环流大为减小。若假定电感的匝数都为 N ,两电感耦合在同一铁芯上,当逆变器间环流很小时假定无环流,有 $I_1=I_2$,铁芯的磁通为:

$$\phi = \frac{L_1 * \dot{I}_1}{N_1} - \frac{L_2 * \dot{I}_2}{N_2} = 0 \quad (9)$$

由式(8)得出,逆变器连接的耦合电感相互的耦合作用,使得电感间的磁通相互抵消,电感的电感值等效为零,所以逆变器的耦合电感存在对电压的稳定精度没有任何影响。耦合电感对环流的抑制效果较好,能有效抑制有功和无功环流,并且体积小,不影响逆变电源的整体设计,对输出电压的稳压精度没有影响。

4 仿真研究

为验证理论分析的正确性,在 MATLAB/simulink 环境下建立单个逆变器仿真电路如图 6 所示^[9]。系统参数: $L=1$ mh, $C=10$ μ F, $U_{dc}=220$ V。下垂系数: $m_1=4.2 \times 10^{-3}$, $k_1=0.1$, $j_1=5.19 \times 10^{-2}$, $m_2=5.3 \times 10^{-3}$, $k_2=1.26 \times 10^{-2}$, $j_2=1.5 \times 10^{-3}$ 。图中所示单个逆变器的电压电流双环控制仿真,采用传统的 PQ 下垂理论确定给定电压和给定电流, PQout 模块是计算逆变模块的瞬时有功和无功功率,其计算方法如图 7 所示。仿真结果未加入耦合电感时输出电压波形如图 8 所示,在逆变器输出端加上耦合电感之后输出电压波形如图 9 所示。

比较图 8 和图 9,可见加入耦合电感之后逆变器中的谐波得到了明显抑制,与理论分析结论一致。

在单个逆变器的基础上,采用无互联线逆变器并联的方法实现,用两个逆变电源为同一负载供电,建立两个模块并联的模型,仿真得两逆变器间的环流波形如图 10 所示,由图可见两逆变器间的环流已达很小,仿真结果与理论分析一致。

5 结论

本文详细分析逆变电源及其并联的基本原理,将死区等

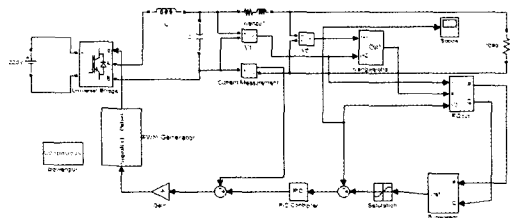


图 6 单个逆变器仿真

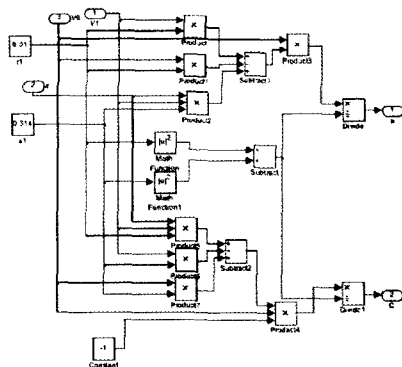


图 7 有功无功瞬时值的计算仿真子模块

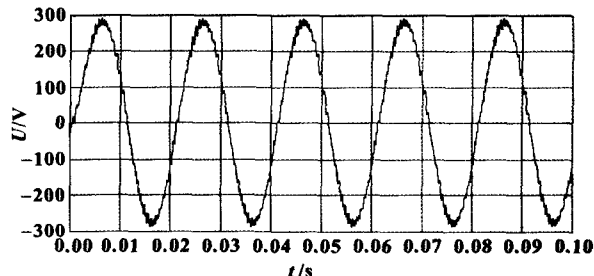


图 8 未加耦合电感电压输出波形

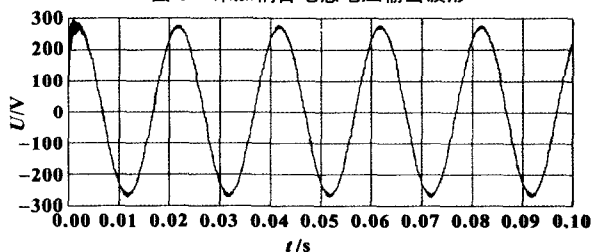


图 9 加入耦合电感输出电压波形

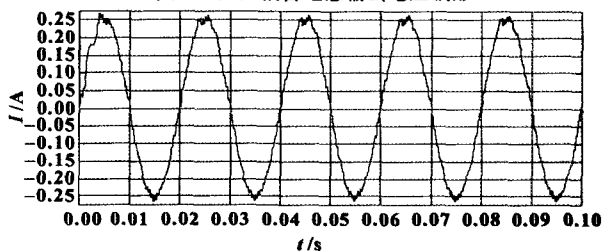


图 10 两逆变器并联环流波形

造成的脉宽波的偏差电压看做是一种谐波扰动,建立了基于谐波扰动的逆变电源数学模型,模型揭示了逆变电源输出波形失真及并联时谐波环流产生的原理,根据这一模型得出逆变电源并联系统中的环流,研究了逆变电压和电流瞬时值反馈对谐波的抑制作用,由理论分析和仿真结果可见,这种控制方案有效地抑制了谐波环流。

参考文献:

- [1] 张宇. 三相逆变器动态特性及其并联系统环流抑制的研究[D]. 浙江: 浙江大学, 2005.
- [2] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [3] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换和控制技术[M]. 第二版. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [4] JONG-WOO C, SEUNG-KI S. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(2): 221-227.