

文章编号:1005-0523(2015)06-0093-07

抑制两级式逆变器中间母线电压二次纹波的方法

袁义生¹, 张育源¹, 周 盼¹, 黄志敏²

(1. 华东交通大学电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013; 2. 国网江西上犹县供电有限责任公司, 江西 上犹 341200)

摘要:针对两级式单相逆变器中间母线电压存在二次纹波的问题,提出了一种可以抑制其幅值的控制方法。对两级式单相逆变系统中能量流动、纹波功率以及中间母线电容纹波电压的产生机理进行了分析。提出一种在前级直-直电路控制器的电压环的给定处加入与母线电容电压同频、同相的扰动量,通过调节扰动量的大小来抑制母线电容纹波电压的控制方法。该方法可增加电压外环的带宽,提高系统的响应速度,显著改善负载跳变时的动态特性。此控制策略在基于 DSP 的先进数字控制平台上进行了实验,实验结果表明该控制策略的有效性和合理性。

关键词:逆变器;二次纹波电压;直流变换器;控制方法

中图分类号:TM46

文献标志码:A

DOI:10.16749/j.cnki.jecjtu.2015.06.015

两级式单相逆变器^[1-3]广泛应用于低压直流源供电的交通和电力系统中。其中,前级直-直变换器实现直流升压,后级逆变电路再产生额定的交流输出。由于后级逆变电路输出电压和电流都是低频交流电,输出瞬时功率中除含有直流量外还含有两倍频脉动量,造成中间母线电压(即前级变换器的输出侧)出现二次纹波分量^[4-6]。中间母线电容一般由电解电容构成^[7],而该电解电容的寿命是决定整个逆变装置使用寿命的关键;因此,希望能找到一种方法来抑制两级式逆变器中间母线电容二次电压纹波。

最简单的方法是加大中间母线电容^[3,8],其缺点是:较大的电容增加了系统的体积、重量和价格;当电容增大至一定值时,其对低频纹波脉动的抑制效果将非常有限,而且整个系统的动态响应将变得非常缓慢^[9]。文献[10-11]提出采用 LC 串联谐振的方法,以减小母线上电压纹波。其缺点是: L, C 值要取的很大,不适用于小功率场合,且其谐振电流在大幅度波动,可能会造成级联系统的不稳定。文献[12]提出增加功率解耦变换器的方法,以实现减小母线电压纹波的目的。其缺点是:系统结构及控制复杂、成本高。文献[13]提出采用快速跟踪模式的方法以减小 DC/DC 变换器输出电压纹波,改善逆变器的交流输出效果。文献[14]提出将逆变输出电流的绝对值前馈到前级 Boost 的电流环的给定处,以达到减小母线纹波电压的目的,但文中对母线低频纹波电压的抑制没有进行深入地研究,缺乏理论依据。

本文提出了一种控制方法:首先计算出母线纹波电压大小的数值,然后在前级电压环给定上叠加一个与母线电压同频、同相的扰动量,通过调节扰动量的大小以达到减小母线电压纹波的目的。文中所叠加扰动量的大小由输出负载决定,当负载发生跳变时,对输出电流采样并送入 TMS320F28335 可实现扰动量大小的自适应调整,从而有效抑制母线电压低频纹波。最后以实验验证该方法的有效性和可行性。

1 中间母线电压低频脉动产生机理

分析的两级式单相逆变器如图 1 所示,其中 C_{DC} 为中间母线电容。假设逆变器的输出电压 u_o 为正弦波

收稿日期:2015-06-01

基金项目:国家自然科学基金项目(51467005);江西省自然科学基金项目(20142BAB206025)

作者简介:袁义生(1974—),男,教授,博士,研究方向为电力电子系统及控制技术。

形,负载为纯阻性,则逆变器的输出电压 u_o 、输出电流 i_o 、瞬时输出功率 p_o 的表达式见式(1)。

$$\left. \begin{aligned} u_o &= U_0 \sin \omega_0 t \\ i_o &= I_0 \sin \omega_0 t \\ p_o &= u_o i_o = (U_0 I_0 - U_0 I_0 \cos 2\omega_0 t) / 2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: U_0 和 I_0 分别为逆变器输出电压和电流的幅值; ω_0 为角频率。根据瞬时输出功率 p_o 的表达式,输出功率由两部分组成:一部分为常量,一部分以两倍的输出电压频率($2f_o$)做正弦规律脉动。如果忽略电路损耗,则后级逆变器瞬时输入功率 p_2 等于瞬时输出功率 p_o 。因此, p_2 也含有以 $2f_o$ 脉动的分量,它将使中间母线电压 u_{bus} 产生低频纹波。中间母线电容 C_{DC} 一般较大,所以母线电容电压低频纹波比例较小。假设中间母线电压 u_{bus} 的平均电压为 U_{dc} ,则后级逆变器输入电流 i_{inv} 、母线电容输入电流 i_c 、母线电容纹波电压 Δu_{bus} 的表达式见式(2)所示。

$$\left. \begin{aligned} i_{inv} &= \frac{U_0 I_0}{2U_{dc}} - \frac{U_0 I_0}{2U_{dc}} \cos 2\omega_0 t \\ i_c &= \frac{U_0 I_0}{2U_{dc}} \cos 2\omega_0 t \\ \Delta u_{bus} &= \frac{1}{C_{DC}} \int i_c dt = \frac{P_0}{2\omega_0 C_{DC} U_{dc}} \sin 2\omega_0 t \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

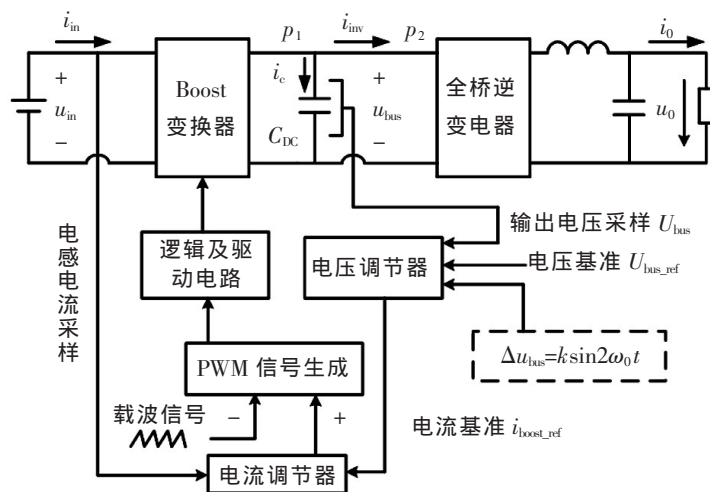


图1 两级式单相逆变器控制策略框图

Fig.1 Control strategy block diagram of two stage single phase inverter

由式(2)可以看出母线电容纹波电压的幅值与3个因素有关: 两级式逆变器的功率, 母线电压的平均值, 母线电容的容值;而且与母线电压平均值及母线电容容值大小成反比,与逆变器输出功率成正比。

图2为两级式单相逆变器主要波形图。从图中可以看出逆变器输出电压 u_o 、输出电流 i_o 、瞬时输出功率 p_o 以及滤除高频分量后逆变器输入电流 i_{inv} 与中间母线电压之间的波形关系。其中: T 代表逆变器输出电压的周期, $T=1/f_o$; p_1 表示前级直流变换器的输出功率; u_{busmax} 表示母线电压的最大值; u_{busmin} 表示母线电压的最小值; i_{dc} 表示前级直流变换器的输出电流。

由图2可以看出: 母线电容 C_{DC} 作为一个存储能量的介质, 当 $p_1 > p_2$, 即前级直流变换器的输出功率大于后级逆变器的输入功率时, 母线电容储存能量, 母线电压上升; 反之, 母线电容释放能量, 母线电压下降。因此, 可以把中间母线电容 C_{DC} 称之为解耦电容。

2 抑制两级式逆变器母线电压低频脉动的控制策略

图1中无虚框所示部分为传统的电压外环电流内环的双环控制模式。它存在的问题是: 为了保证中间

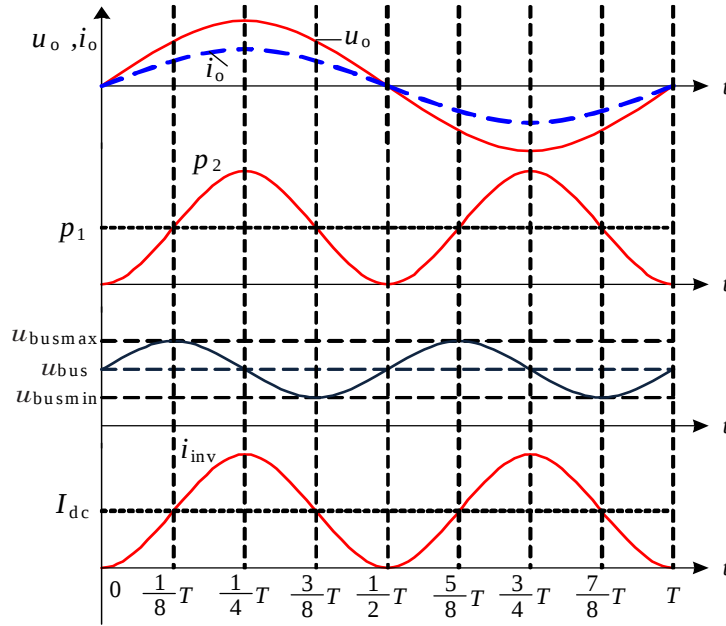


图2 两级式单相逆变器主要波形

Fig.2 Key waveforms of two-stage inverter

母线电压的动态特性,电压环控制器需要较大带宽,但反馈的 u_{bus} 中含有 2 倍频纹波,且其相位与输出功率 p_0 的 2 倍频量相差 90° 。所以,电压环的输出量,即电流指令信号中也含有与输出功率 p_0 的 2 倍频量相差 90° 的量,使得系统的瞬时输入功率和瞬时输出功率不平衡,不能抑制 u_{bus} 中的 2 倍频纹波电压。

本文提出了一种抑制母线电压二次纹波的方法:在前级直流变换器电压环的给定处叠加一个扰动量 Δu_{bus} , Δu_{bus} 与 Boost 的输出电压反馈 u_{bus} 同频、同相,通过调节 Δu_{bus} 的大小来减小两级逆变器中间母线电容电压中两次低频纹波的大小。

3 控制器设计及分析

3.1 主电路参数

前级直流变换器输入电压 u_{in} 为 100 V;输出母线电压 U_{bus} 为 200 V;电路工作占空比 $D=1-D'$;开关频率 $f_s=100$ kHz;输入电感 $L=1$ mH;输出母线电容 $C=1\ 290$ μ F;负载电阻 $R=24.2\ \Omega$ 。后级逆变器输出电压为 110 V;开关频率为 20 kHz;额定负载为 $24.2\ \Omega$ 。

3.2 传统控制器设计

图3为前级直流变换器双环控制框图,无虚框所示部分为传统控制模式。对 Boost 进行小信号建模可得输入电感电流对占空比的传递函数为

$$G_{id} = \frac{2U_{bus}}{D'^2 R} \frac{1 + \frac{RCs}{2}}{\frac{LC}{D'^2} s^2 + \frac{L}{D'^2 R} s + 1} \quad (3)$$

Boost 变换器电流内环控制框图如图3所示。 $G_i(s)$ 为电流内环补偿网络传递函数; $F_m(s)$ 为 PWM 调制器增益, $F_m(s)=0.5$ 。

电流内环采用具有单零点-双极点的 PI 控制器,表达式见式(4)。

$$G_i(s) = \frac{K_{pi}}{s} \frac{s + \omega_{zi}}{s + \omega_{pi}} \quad (4)$$

其中: K_{pi} 为电流环控制器的比例系数; ω_{zi} 为控制器的零点; ω_{pi} 为控制器的极点。控制器中的积分用以消除电流内环的稳态误差,采样时带来的高频噪声信号可通过极点 ω_{pi} 滤除。为了使内外环互不影响,其相应的

截止频率都应该远离 100 Hz。此外,选取适当的 K_{pi} 值以使电流内环拥有较宽的带宽,获得较快的响应速度。由此可得:控制器的零点被设计在 477.5 Hz,极点则被设置在原点和 117 631 Hz。于是可画出加入控制器后

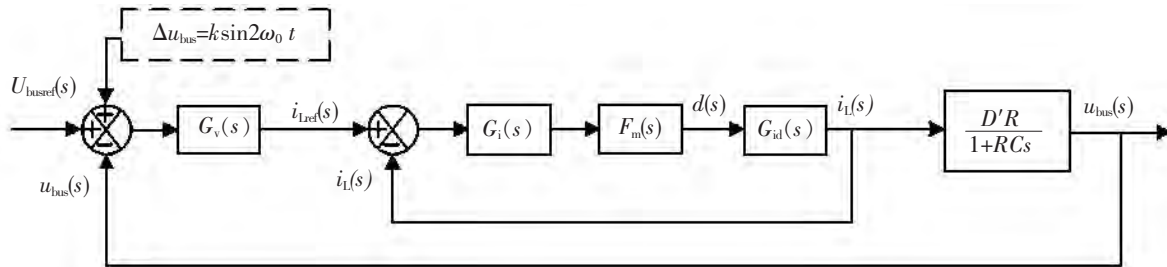


图 3 前级直流变换器双环控制框图

Fig.3 Double loop control block diagram for the front DC converter

电流环开环系统的伯德图,从伯德图可以看出,经过校正后的电流环具有 15.77 kHz 的截止频率和 80.5°的相角裕度,系统的响应速度和稳定性都能满足要求。此时,电流环控制器的传递函数为

$$G_i(s) = \frac{739\,098}{s} \frac{s+3\,000}{s+739\,098} \quad (5)$$

如果内环的反馈量能很好地跟踪给定量,那内环的传递函数就可看成 1。电压外环同样采用具有单零点-双极点的 PI 控制器,表达式见式(6)。

$$G_v(s) = \frac{K_{pv}}{s} \frac{s+\omega_{zv}}{s+\omega_{pw}} \quad (6)$$

其中: K_{pv} 为电压环控制器的比例系数; ω_{zv} 为控制器的零点; ω_{pw} 为控制器的极点。首先,极点 ω_{pw} 的作用:一是抑制采样时带来的高频噪声信号,二是降低右半平面的零点在高频部分带来的影响;其次,选取适当的零点 ω_{zv} 以抑制电压的超调量;最后,选择适当的 K_{pv} 值以使电压环拥有足够的相角裕度并保证电压环截止频率 f_{cv} 低于右半平面零点的频率;由此可得到电压外环的 PI 调节器,其表达式为

$$G_v(s) = \frac{13}{s} \frac{s+5}{s+72} \quad (7)$$

于是可画出加入控制器后电压环开环系统的伯德图,从伯德图可以看出,校正后的电压环具有 7.7 Hz 的截止频率和 86°的相角裕度,系统稳定。系统在 100 Hz 处有 1 个 -38 dB 的衰减量;因此,100 Hz 的低频纹波经过电压环的控制后会衰减 79.4 倍,即变为原来的 0.012 6,100 Hz 低频纹波可以得到有效抑制。采用传统控制方式虽然可以抑制 100 Hz 的低频分量,但电压环的带宽设计的很低,这使得系统的响应速度慢,当输入电压或负载发生突变时,系统抗干扰能力弱,系统的动态特性较差。具体表现为:当投切载时中间母线电压会出现较大的下降或过冲,中间母线电压较大的下降将使逆变器输出电压波形出现削顶现象,而较大的过冲将使后级逆变器开关管承受的电压应力增大。

3.3 改进的控制器设计

图 3 中虚线框内所示部分为改进的控制方法:在前级直流变换器电压环的给定处叠加 1 个扰动量 Δu_{bus} ,通过调节 Δu_{bus} 幅值 k 的大小来抑制两级式逆变器中间母线电容电压中二次低频纹波。采用改进的控制方法,在设计电压外环的带宽时,带宽可以设计的更大,以提高系统的响应速度,改善系统的动态特性。

由于后级逆变器输出电压和电流都是低频交流电;因此逆变级的瞬时功率中含有两倍频脉动量。该两倍频脉动量是两级式逆变器中必然存在的,它不会因采用某种控制策略而消失。该低频脉动功率可由前级变换器输入电感承担,或者由中间母线电容承担,或者由前级输入电感和中间母线电容共同承担。当母线电容承担的脉动量在减小时,前级输入电感承担的脉动量则在增加;或者当母线电容承担的脉动量在增加时,前级输入电感承担的脉动量则在减小。设 $\Delta u_{bus} = k \sin 2\omega_0 t$, Δu_{bus} 与 Boost 的输出母线电压反馈 u_{bus} 中的二次低频纹波分量相减的结果 Δu_{ripple} 见式(8)。

$$\Delta u_{\text{ripple}} = k \sin 2\omega_o t - \frac{p_0}{2\omega_o C_{\text{DC}} U_{\text{dc}}} \sin 2\omega_o t = (k - \frac{p_0}{2\omega_o C_{\text{DC}} U_{\text{dc}}}) \sin 2\omega_o t \quad (8)$$

根据主电路参数,可计算出中间母线电容电压中二次纹波的幅值为

$$\frac{p_0}{2\omega_o C_{\text{DC}} U_{\text{dc}}} = 3.08 \quad (9)$$

当 $0 < k < 3.08$ 时, Δu_{ripple} 的幅值小于 0。随着 k 的增大, Δu_{ripple} 的幅值的绝对值将减小。 Δu_{ripple} 经过前级电压环的控制器后将作为电流环的给定;因此前级输入电感电流的纹波将逐渐减小。与此对应的,中间母线电容上的纹波将逐渐增大。当 $k = 3.08$ 时, $\Delta u_{\text{ripple}} = 0$, 此时前级电感电流将不含脉动分量,脉动分量将全部由中间母线电容承担,母线电容的纹波幅值将达到最大。当 $k > 3.08$ 时, Δu_{ripple} 的幅值大于 0,前级电感电流的相位将平移 180° ,随着 k 的增大, Δu_{ripple} 的幅值将增大;因此前级电感电流的纹波将逐渐增大。与此对应的,中间母线电容上的纹波将逐渐减小。当 k 增大到使得中间母线电容上不含脉动分量时,前级电感电流上的纹波将达到最大,此时前级电感电流可近似计算如下:

$$i_L = \frac{p_0}{u_{\text{in}}} = \frac{U_0 I_0}{2u_{\text{in}}} - \frac{U_0 I_0 \cos 2\omega_o t}{2u_{\text{in}}} \quad (10)$$

前级电压环加入扰动量后,其控制器 $G_v(s)$ 的参数可设计为 $K_{pv} = 542$, $\omega_{zv} = 0.15$, $\omega_{pv} = 183$ 。由此可做出电压环开环系统的伯德图,从伯德图可知电压环开环系统的穿越频率为 70 Hz。相比于传统控制模式下电压环的穿越频率(7.7 Hz),改进后的控制方法可使电压环的带宽设计更大。

4 实验结果

为了验证控制策略的正确性与有效性,研制了 1 台 500 W 两级式单相逆变器原型机。实验主要参数为:输入直流电压为 100 V,输出单相交流电压为 110 V、50 Hz,前级 Boost 变换器的开关频率为 100 kHz,后级逆变系统开关频率 20 kHz,负载为纯阻性。图 4 为两级式逆变器在传统控制模式下,输出功率为 500 W 时的实验波形。图中显示的是负载从半载到满载切换时的动态响应波形,母线电压下降约 13 V,并且需要经过 8 到 10 个输出周期才会进入下一种状态的稳态。实验结果表明,采用传统控制模式,系统的响应速度较慢,动态特性较差。图 5 为两级式逆变器前级 Boost 电压环加入扰动量时的实验波形。图 5a 为 $k=2$ 时系统的稳态波形,二次低频脉动分量由中间母线电容和前级输入电感共同承担;图 5b 为 $k=3.08$ 时系统的稳态波形,前级输入电感电流为一直线,二次低频分量全部由中间母线电容承担,中间母线电容电压脉动达到最大,峰峰值约为 6 V;图 5c 为 $k=4.4$ 时系统的稳态波形,中间母线电容电压基本上为一直线,二次低频分量几乎全部由前级输入电感承担,输入电感电流脉动达到最大,峰峰值约为 10 A 且相位平移了 180° ;图 5d 为 $k=4.4$ 、负载从半载到满载切换时的动态响应波形,母线电压下降约 3 V,并且只需 1 个输出周期就可进入下一种状态的稳态,此外,母线电容电压纹波也得到有效抑制。相比于传统控制模式,改进的控制方法在输入电压或负载发生突变时,系统抗干扰能力强,响应速度快且动态性能好。当负载跳变时中间母线电压不会出现

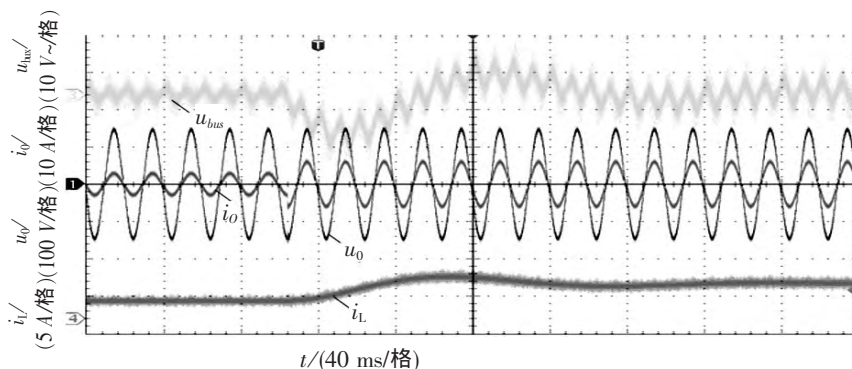


图 4 传统控制模式系统波形

Fig.4 The waveform of the system in traditional control mode

较大的下降或上升,且能降低后级逆变器开关管的电压应力。

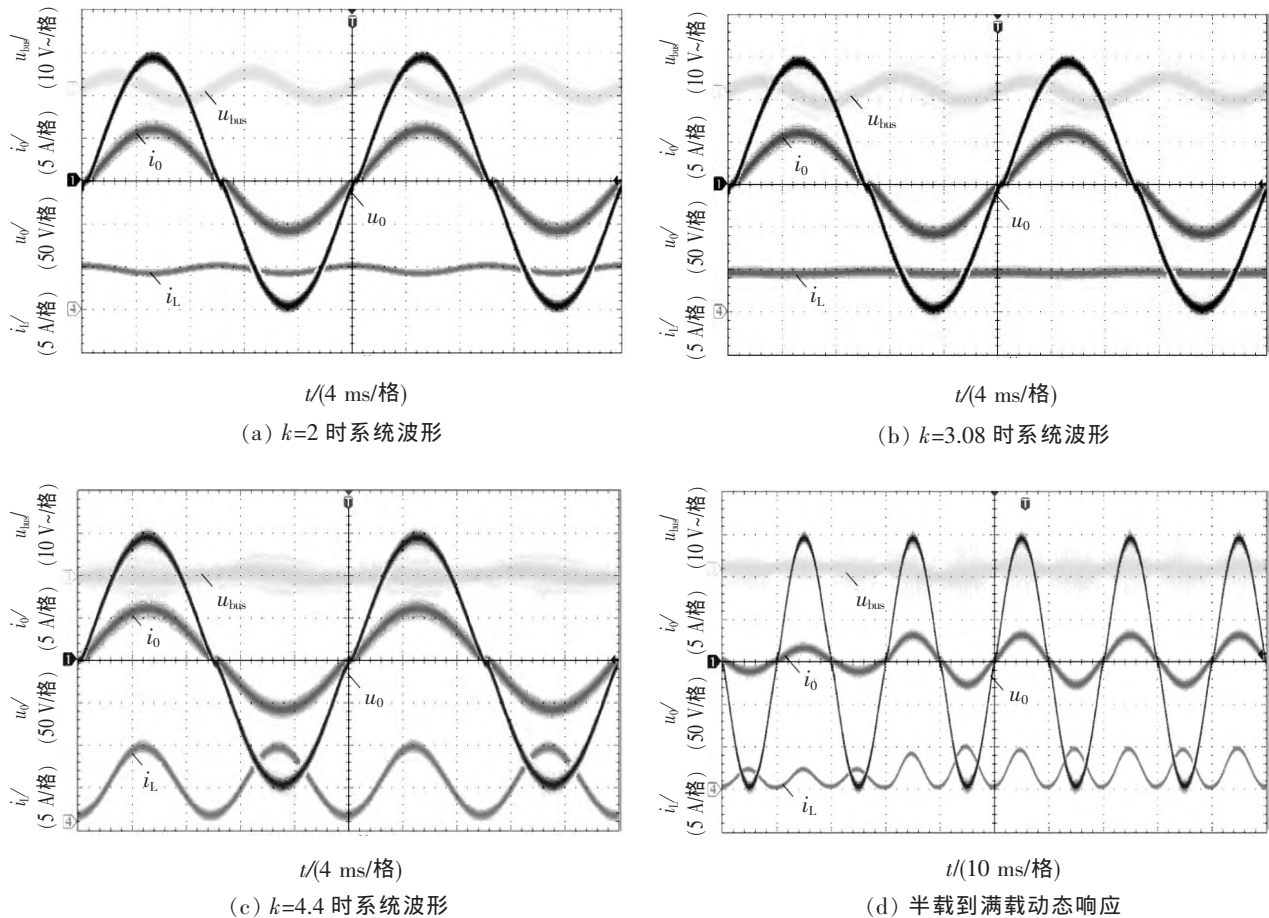


图 5 电压环加入扰动量时系统波形

Fig.5 The waveform of the system with disturbance added to the voltage loop

5 结论

首先对以 Boost 电路为前级的典型两级式单相逆变系统中间母线电容低频脉动的产生机理进行了分析;接着针对传统控制模式下系统响应速度慢、动态特性较差的缺点,提出一种在电压环中加入扰动量的控制方法,改进的控制方法可增大电压环的带宽,提高系统的响应速度,改善系统的动态特性;最后,在基于 DSP 的先进数字控制平台上进行了实验,实验结果表明了该控制策略的有效性和合理性。

参考文献:

- [1] 袁义生,黎益朝. 三相交错式热电变流器研究[J]. 华东交通大学学报,2014,31(1):108-113.
- [2] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2003:8-11.
- [3] 吴屏. 燃料电池发电系统前端 DC/DC 变换器设计[D]. 杭州:浙江大学,2007:11-25.
- [4] 祝国平,阮新波,王学华,等. 两级式单相逆变器二次纹波电流的抑制与动态特性的改善[J]. 中国电机工程学报,2013,33(12):72-80.
- [5] 刘斌,贺建军,栗梅,等. 两级式单相逆变输入端纹波电流双反馈抑制[J]. 电工技术学报,2013,28(8):187-193.
- [6] 王建华,卢旭倩,张方华,等. 两级式单相逆变器输入电流低频纹波分析及抑制[J]. 中国电机工程学报,2012,32(6):10-16.

- [7] ITOH J, HAYASHI F. Ripple current reduction of a fuel cell for a single-phase isolated converter using a DC active filter with a center tap[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 550–556.
- [8] SCHENCK M, LAI J S, STANTON K. Fuel cell and power conditioning system interactions[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference, Austin, TX, USA; IEEE, 2005: 114–120.
- [9] 孙良伟. 单相光伏并网发电系统中 DC/DC 变换器的设计与优化[D]. 杭州: 浙江大学, 2007: 21–23.
- [10] CHEN Y M, WU H C, CHEN Y C. DC Bus regulation strategy for grid-connected PV power generation system[C]//IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, USA; IEEE, 2008: 437–442.
- [11] FUKUSHIMA K, NORIGOE I, SHOYAMA M, et al. Input current-ripple consideration for the pulselink dcac converter for fuel cells by small series LC circuit[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference, Washington DC, USA; IEEE, 2009: 447–451.
- [12] 王翀. 两级式光伏并网逆变器及其功率解耦研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010: 19–32.
- [13] 朱成花, 石健将, 严仰光. 带有前级 DC/DC 变换器与逆变器相互作用分析[J]. 南京航空航天大学学报, 2004, 36(5): 574–578.
- [14] 彭良平, 石峰, 杜毅, 等. 双级式光伏并网逆变器母线电压二次纹波抑制[J]. 电力电子技术, 2013, 47(9): 29–31.

A Technique for the Secondary Ripple Reduction of the Bus Voltage in Two-stage DC-AC Inverter

Yuan Yisheng¹, Zhang Yuyuan¹, Zhou Pan¹, Huang Zhimin²

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China; 2. Poner Supply Company of Shangyou Lounty in Jiangxi Provinle, Shangyou 341200, China)

Abstract: A control method was proposed aiming at suppressing the second ripple voltage amplitude in intermediate bus capacitor of two stage single-phase inverter. This paper analyzed the power flow, ripple power and the mechanism of ripple voltage in the intermediate bus capacitors in two stage single-phase power system. A disturbance which was the same frequency and phase as bus voltage was added in the voltage loop of the front dc converter. The bus capacitor voltage ripple suppression can be achieved by adjusting the size of the disturbance. This method can increase the voltage loop bandwidth, which can improve the response speed of the system and the dynamic performance when the load jump happened. An experimental platform based on DSP was built up with the proposed control strategy, and the experimental results proved its effectiveness and rationality.

Key words: inverter; second ripple voltage; DC converter; control method

(责任编辑 刘棉玲)