

NPC三电平双PWM变换器直流母线电流的重构

伍文俊, 魏 选, 王文轩, 李晓艳

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要:基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略,建立了二极管箝位(NPC)三电平逆变器直流母线电流的高频数学模型。根据有功功率平衡,提出一种直流母线电流的重构方法。从快速傅里叶变换(FFT)和交流侧有功功率2个方面对所提重构方法的误差进行了分析。最后,基于NPC三电平双PWM变换器的前馈控制完成了直流母线电流重构的实验。结果表明所提直流母线电流重构方法可行、有效,且实现简单、计算量较少。

关键词:NPC三电平变换器;直流母线电流;重构方法;前馈控制

中图分类号:TM 46; TM 721.1

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.201909038

0 引言

二极管箝位(NPC)三电平双脉宽调制(PWM)变换器因其具有可以实现能量的双向流动、直流输出电压高、网侧电流畸变小等优点,被广泛应用于风力发电、并网控制、变速驱动等电力领域。在双PWM变换器的控制中,整流器、逆变器的控制通常是独立的。整流器侧通常采用双闭环策略,用电压外环保持直流母线电压恒定,电流内环实现对网侧电流的控制。逆变器被视为整流器的直流负载,采用不同的控制策略满足实际需求。但是,直流母线电压的波动、系统的安全运行受到逆变器运行状态和负载变化的影响。目前,有许多控制方法可用来提高直流母线电压抵抗负载扰动的能力,如借助储能变换器的控制^[1]、功率前馈控制^[2-5]、直接电容电流控制^[6-7]、负载电流前馈控制^[8-12]等。采用这些控制都需要获取负载的运行状态及功率需求信息。流入逆变器的直流母线电流能及时反映逆变器负载的运行状态和功率信息,所需传感器数量少,可用于NPC三电平双PWM变换器电流前馈控制的系统抗扰控制。但由于直流母线电流是高频脉冲电流,故而难以准确获取。因此,准确实时获取NPC三电平双PWM变换器的直流母线电流是前馈控制中的关键技术。

文献[11]提出将电流传感器安装在直流母线上以获得直流母线电流。这种方法很简单,但会增加杂散电感和系统成本,且难以确定高频脉冲直流母线电流的滤波器参数。文献[12]采用逆变器的电机负载信息构建直流母线电流,其能够及时反映电机的负载运行状态和功率信息,但受到控制策略、调制方式以及电机参数的影响。文献[13]通过建立状态观测器获得直流母线电流,省去了电流传感器,其参

数取决于整流器输出电流和直流母线电压,算法复杂,运算量庞大。

本文根据NPC三电平PWM变换器直流母线电流高频数学模型,提出了一种简便的基于有功功率平衡的直流母线电流重构方法,该方法使NPC三电平PWM变换器系统的前馈控制变得简单易行。

1 直流母线电流的数学模型

NPC三电平双PWM变换器的结构框图如图1所示。假设三相交流电源及负载对称,图2(a)为NPC三电平逆变器主电路拓扑,图2(b)为逆变器的单相等效电路^[14]。

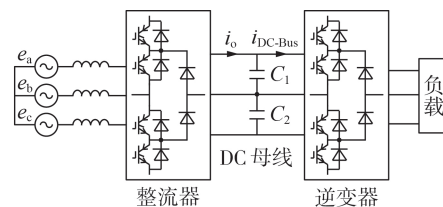


图1 NPC三电平双PWM变换器的结构图

Fig.1 Structure diagram of NPC three-level dual-PWM converter

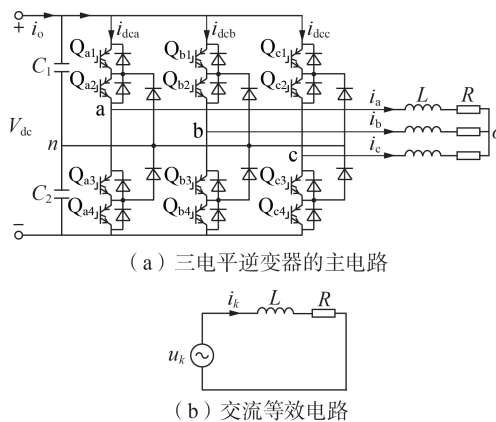


图2 三电平逆变器及其交流等效电路

Fig.2 Three-level inverter and its AC equivalent circuit

收稿日期:2019-03-01;修回日期:2019-07-21

基金项目:陕西省重点学科专项基金资助项目(105-5X1201)

Project supported by the Special Foundation for the Key Disciplines of Shaanxi Province(105-5X1201)

假设三电平逆变器第 k ($k \in \{a, b, c\}$) 相的开关函数为 s_k , 其定义如下:

$$s_k = \begin{cases} 1 & Q_{k1} \text{ 和 } Q_{k2} \text{ 导通; } Q_{k3} \text{ 和 } Q_{k4} \text{ 关断} \\ 0 & Q_{k2} \text{ 和 } Q_{k3} \text{ 导通; } Q_{k1} \text{ 和 } Q_{k4} \text{ 关断} \\ -1 & Q_{k3} \text{ 和 } Q_{k4} \text{ 导通; } Q_{k1} \text{ 和 } Q_{k2} \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

若三电平变换器直流侧电压恒定, 直流侧中点电位平衡, 则交流侧桥臂中点相对于直流侧中点 n 的电压 u_{kn} 的表达式为:

$$u_{kn} = \frac{1}{2} V_{dc} s_k \quad (2)$$

其中, V_{dc} 为三电平变换器直流电压的平均值。

根据 PWM 逆变器特性, 图 2(a) 中三电平逆变器输出电流的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

将式(3)简写为:

$$L \frac{di_k}{dt} + i_k R = u_k \quad (4)$$

其中, u_k 为逆变器输出的 k 相负载电压, 即逆变器交流侧桥臂中点电压相对于逆变器三相负载中点 o 的电压 u_{ko} ; i_k 为逆变器输出的 k 相负载电流。

由式(4)和一阶电路的全响应可知, i_k 由暂态分量和稳态分量构成, 其全解^[15]为:

$$\begin{cases} i_k = I \sin(\alpha_k - \varphi) + A_k e^{-\frac{t}{\tau}} \\ \alpha_k = \omega t - (j-1) \times 120 \end{cases} \quad (5)$$

其中, $j = 1, 2, 3$; I 为逆变器输出负载电流稳态时的幅值; A_k 为待定系数; τ 为时间常数; φ 为负载功率因数角, 其满足式(6)。

$$\begin{cases} \tau = \frac{L}{R} \\ \varphi = \arctan \frac{\omega L}{R} \end{cases} \quad (6)$$

根据初值 $i_k(0)=0$, i_k 可表示为:

$$i_k = I \sin(\alpha_k - \varphi) + I e^{-\frac{t}{\tau}} \sin[\varphi + (j-1) \times 120] \quad (7)$$

根据 NPC 三电平 PWM 变换器的高频数学模型^[16], 假定直流侧中点电位平衡, 则逆变器直流母线电流 i_{DC-Bus} 的数学模型为:

$$\begin{cases} i_{DC-Bus} = i_{dea} + i_{deb} + i_{dec} \\ i_{dek} = \frac{1}{2} s_k (s_k + 1) i_k \end{cases} \quad (8)$$

可见式(8)中含有开关函数 s_k , 显然流入逆变器的直流母线电流 i_{DC-Bus} 是与逆变器开关函数及调制

策略相关的高频脉冲信号。

当采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略调制时, 开关函数 s_k 可近似表示为:

$$s_k = m_1 \sin \alpha_k + m_2 \sin(3\omega t + \theta) \quad (9)$$

其中, m_1 为基波的调制度; m_2 为 3 倍次零序分量的调制度; θ 为 3 倍次分量相对于基波的移相角。根据式(7)~(9), 同时考虑三相电流的对称性, 得到基于 SVPWM 策略的直流母线电流为:

$$\begin{aligned} i_{DC-Bus} &= \sum_{k=1}^3 \frac{1}{2} s_k (s_k + 1) i_k = \frac{3}{4} I m_1 \cos \varphi - \\ &\frac{3}{8} I m_1^2 \sin(3\omega t - \varphi) + \frac{3}{2} I m_1 m_2 \cos \varphi \sin(3\omega t + \theta) - \\ &\frac{3}{4} e^{-\frac{t}{\tau}} I m_1 \cos(\omega t + \varphi) + \frac{3}{8} e^{-\frac{t}{\tau}} I m_1^2 \sin(2\omega t - \varphi) - \\ &\frac{3}{2} e^{-\frac{t}{\tau}} I m_1 m_2 \cos(\omega t + \varphi) \sin(3\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (10)$$

设逆变器输出基波频率为 f_1 、变换器的开关频率为 f_s , 从式(10)可以看出直流母线电流由稳态分量和暂态分量组成。其中, 稳态分量含有直流分量和频率为 $3f_1$ 的分量, 暂态分量包括基波和频率为 $2f_1$ 、 $4f_1$ 等分量的衰减量。

由以上分析并结合 PWM 变换器的性质可知, 当系统处于稳态时, 高频脉冲直流母线电流 i_{DC-Bus} 含有的成分为直流分量、频率为 $3f_1$ 的分量以及 $Nf_s \pm 3f_1$ 相关的分量。

2 直流母线电流的重构

由于式(10)所示的直流母线电流涉及的参量较多, 比较复杂, 不易于重构直流母线电流。因此, 下文中直流母线的重构采用有功功率守恒完成, 忽略逆变器的开关损耗, 即从直流侧流入逆变器的有功功率等于逆变器交流侧负载消耗的有功功率。

2.1 直流母线电流的重构

从直流侧流入逆变器的功率可以表示为:

$$P_{dc} = V_{dc} i_{DC-Bus} \quad (11)$$

三电平 PWM 逆变器交流侧负载消耗的有功功率 P_{ac} 为:

$$P_{ac} = \sum u_k i_k \quad (12)$$

根据文献[16], 三电平逆变器直流侧中点相对于三相负载中点的电压为:

$$u_{no} = -\frac{1}{3} (u_{an} + u_{bn} + u_{cn}) = -\frac{1}{6} V_{dc} (s_a + s_b + s_c) \quad (13)$$

当逆变器采用 SVPWM 策略时, 根据式(9), 忽略开关函数中的高频分量, 在三电平变换器直流侧电压恒定、直流侧中点电位平衡的情况下, 三相开关函数满足 $s_a + s_b + s_c = 0$, 故 u_{no} 近似为 0。由于 $u_k = u_{kn} + u_{no}$, 因此可以近似认为 $u_k = u_{kn}$, 则三电平 PWM 逆变器交

流侧负载消耗的有功功率 p_{ac} 为:

$$p_{ac} = \sum_{k=a,b,c} V_{dc} s_k i_k / 2 \quad (14)$$

采用 SVPWM 策略时,将式(7)和式(9)代入式(14)得:

$$p_{ac} = \sum_{j=1}^3 \left\{ \frac{1}{2} V_{dc} [m_1 \sin \alpha_k + m_2 \sin(3\omega t + \theta)] \times \left[I \sin(\alpha_k - \varphi) + I e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\varphi + (j-1) \times 120) \right] \right\} = \frac{3}{4} I V_{dc} m_1 \cos \varphi - \frac{3}{4} e^{-\frac{t}{\tau}} I V_{dc} m_1 \cos(\omega t + \varphi) \quad (15)$$

对比式(10)和式(15)可以看出,逆变器交流侧负载消耗的有功功率只与直流母线电流中的直流分量和基波衰减分量有关。因此,直流母线有功电流可表示为:

$$i_{DC-Bus-act} = \frac{p_{ac}}{V_{dc}} = \frac{3}{4} I m_1 \cos \varphi - \frac{3}{4} e^{-\frac{t}{\tau}} I m_1 \cos(\omega t + \varphi) \quad (16)$$

$i_{DC-Bus-act}$ 是从流入逆变器的直流母线电流中提取到的反映逆变器交流侧负载消耗有功功率的电流,理论上只要得到 $i_{DC-Bus-act}$ 系统就可以实现基于有功功率守恒的负载电流前馈控制算法,实现稳定直流母线电压的目的。从式(16)可以看出 $i_{DC-Bus-act}$ 含有直流量和基波的衰减量,而实际中基波量的衰减量远远小于直流量,所以直流母线有功电流可以近似由其直流量代替。因此,直流母线电流重构量 $i_{DC-Bus-re}$ 可表示为:

$$i_{DC-Bus-re} = \frac{3}{4} I m_1 \cos \varphi \quad (17)$$

2.2 直流母线电流重构方法的误差分析

为了分析直流母线电流重构的准确性,定义直流母线电流重构量 $i_{DC-Bus-re}$ 和直流母线电流 i_{DC-Bus} 的相对误差为:

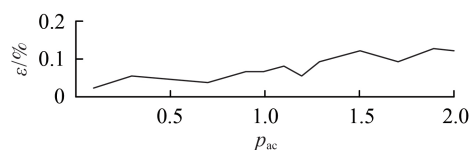
$$\varepsilon = \frac{i_{DC-Bus-re} - i_{DC-Bus}}{i_{DC-Bus}} \times 100\% \quad (18)$$

从式(18)可知,直流母线电流 i_{DC-Bus} 可以从两方面获得:通过电流的快速傅里叶变换(FFT)分析得到的高频脉冲电流的直流分量和通过交流侧有功功率计算得到的实际直流母线电流。因此,直流母线电流重构量和直流母线电流的相对误差可以从下面2个方面进行具体分析。

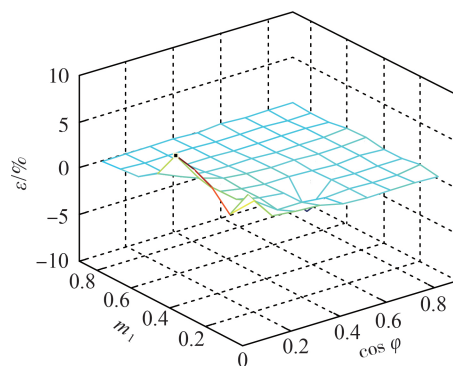
2.2.1 基于FFT的误差分析

本文在PSIM仿真软件中对NPC三电平双PWM变换器系统进行仿真,可以测得含高频脉冲的直流母线电流,并且很容易对其进行FFT分析,进而得出高频脉冲电流的直流分量。通过FFT分析得出的直流母线电流为 i_{DC-Bus} ,而 $i_{DC-Bus-re}$ 由式(17)计算得到。那么在NPC三电平双PWM变换器系统运行的不同情况下,得到的 $i_{DC-Bus-re}$ 与 i_{DC-Bus} 的相对误差 ε 如图3所

示。图中, p_{ac} 为标么值,后同。



(a) $m_1=0.9, \cos \varphi=0.9$



(b) m_1 为0.1~1, $\cos \varphi$ 为0.1~1

图3 基于FFT的相对误差

Fig.3 Relative errors based on FFT

图3(a)为在不同负载功率时计算得到的相对误差图。当负载功率在0.1~2 p.u.范围内变化,调制度和负载功率因数都为0.9保持不变时,得到的 $i_{DC-Bus-re}$ 与 i_{DC-Bus} 的相对误差 ε 在0.15%以内。图3(b)为在不同调制度与不同负载功率因数下得到的 $i_{DC-Bus-re}$ 与 i_{DC-Bus} 的相对误差,图中相对误差 ε 的最大值为4.763%,明显低于5%。所以从图3中可知,用式(17)计算得到的直流母线电流重构量可以近似表示直流母线电流。

2.2.2 基于交流侧有功功率的误差分析

同理,本文在PSIM仿真软件中对NPC三电平双PWM变换器系统进行仿真,通过交流侧有功功率 p_{ac} 计算得到的直流母线电流为:

$$i_{DC-Bus} = p_{ac} / V_{dc} \quad (19)$$

而 $i_{DC-Bus-re}$ 可由式(17)计算得到。因此,在NPC三电平双PWM变换器系统运行的不同情况下,采用同样的分析方法得到的 $i_{DC-Bus-re}$ 与 i_{DC-Bus} 的相对误差 ε 如图4所示。

从图4可知,尽管调制度和负载功率因数可变,但得到的 $i_{DC-Bus-re}$ 与 i_{DC-Bus} 的相对误差 ε 也一直在5%以内。从而可以说明,式(17)所示的直流母线电流重构方法在一定的误差允许范围内可以表示为实际的逆变器负载有功电流,反映负载有功功率的变化。

通过以上分析可以得出,式(17)可以作为直流母线电流的重构量,其在一定的误差范围内能有效表示逆变器消耗的实际有功电流,反映逆变器实际有功功率的变化。且本文提出的这种算法简单有效,运算量少。

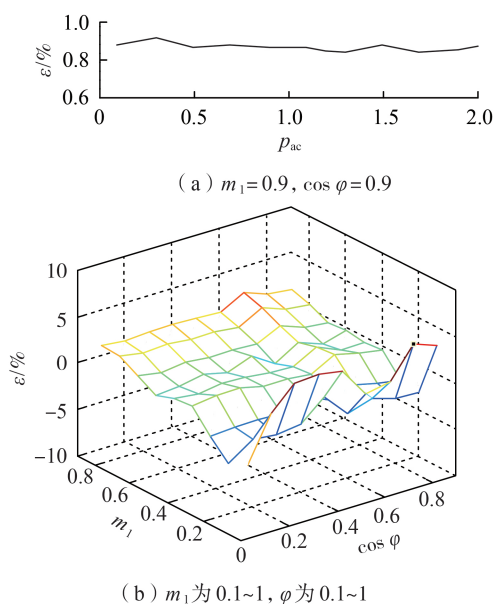


图4 基于交流侧有功功率的相对误差

Fig.4 Relative errors based on AC active power

3 实验分析

由2.1节可知, $i_{\text{DC-Bus-re}}$ 为直流母线电流的重构量,其可以近似代替直流母线电流。根据负载电流前馈控制的原理,将直流母线电流重构量 $i_{\text{DC-Bus-re}}$ 用于三电平双PWM变换器的负载电流前馈控制中。

三电平双PWM变换器系统实验参数如附录中表A1所示。系统控制框图如附录中图A1所示。图中, $i_{\text{DC-Bus-re}}$ 可以由式(17)获得,整流侧采用基于电网电压定向的电压电流双闭环控制策略,逆变侧采用开环控制策略,负载电流前馈量附加在整流器的电流内环上。负载为电阻电感负载,加载或减载实验是通过接通或断开并联在三相负载上的电阻 R_q 实现的。每相 R_q 是5个220 V / 100 W灯泡的并联。

图5为三电平双PWM变换器系统处于稳态时的直流母线电流实验波形及其FFT结果。便于观

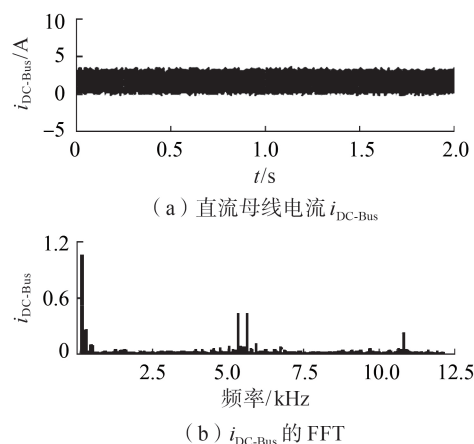


图5 直流母线电流及其FFT

Fig.5 DC bus current and its FFT

察,图5(b)中直流母线电流为标么值,基准值为直流母线电流的直流分量。从图5可知,当系统处于稳态时,直流母线电流由直流分量、频率为 $3f_1$ 的分量以及 $Nf_1 \pm 3f_1$ 相关的分量组成。显然,实验得到的直流母线电流谐波分量与上文关于直流母线电流的理论推导和分析基本是吻合的。

图6为负载加载实验结果。负载从电阻电感负载变换到电阻电感并联灯泡负载,稳定时负载功率提高到原来的200%,直流母线电流增加了约1倍。

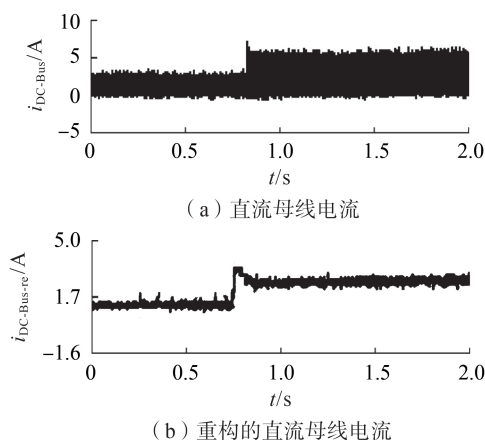


图6 加载时的直流母线电流

Fig.6 DC bus current when load power increasing

图7为负载减载实验结果。负载从电阻电感并联灯泡变换到电阻电感负载,稳定时负载功率减小了约50%,直流母线电流减小了约50%。

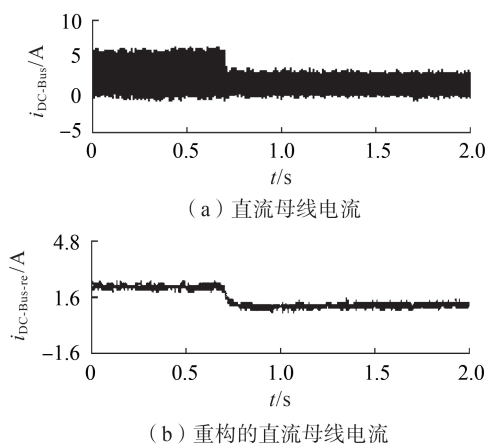


图7 减载时的直流母线电流

Fig.7 DC bus current when load power decreasing

图8为无直流母线负载电流前馈控制时的直流母线电压 v_{dc} 、有功功率电流反馈值 i_{sd} 和有功功率电流参考值 i_{sd}^* 实验波形。加载和减载方法分别与图6和图7一样。由图8(a)可知,当加载时,直流母线电压 v_{dc} 下降了12%,有功功率电流增加,并且有功功率电流反馈值 i_{sd} 跟踪有功功率电流参考值 i_{sd}^* 。由图8(b)可知,当负载突减时,直流母线电压上升了12%,

有功功率电流的参考值 i_{sd}^* 减小,并且有功功率电流的反馈值 i_{sd} 可以跟随 i_{sd}^* 。

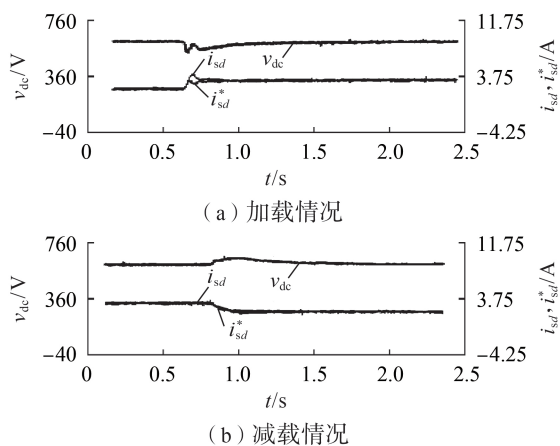


图8 无前馈控制的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms without feed-forward control

图9为基于提出的直流母线负载电流重构方法的采用前馈控制策略时的直流母线电压 v_{dc} 、有功功率电流反馈值 i_{sd} 和有功功率电流参考值 i_{sd}^* 的实验波形。可见当加载时,直流母线电压仅下降了5%;当减载时,直流母线电压仅上升了3.5%,有效抑制了负载的扰动;有功功率电流反馈值 i_{sd} 能够快速地跟踪有功功率电流参考值 i_{sd}^* 。

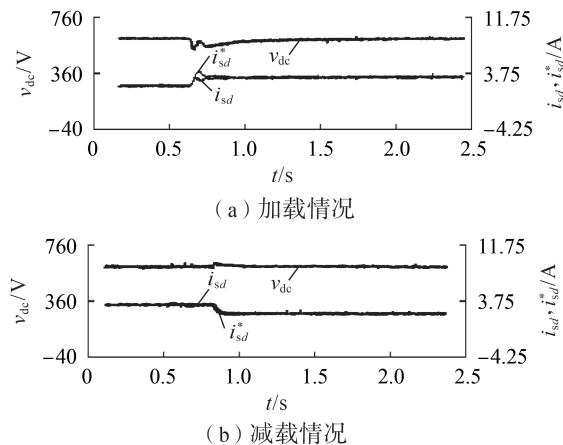


图9 采用直流母线电流重构法的前馈控制实验波形

Fig.9 Feed-forward control experimental waveforms with DC bus current reconfiguration method

从上述实验波形中可以看出,本文提出的电流重构方法简单且可行。基于直流母线负载电流重构法的前馈控制能快速、有效地提高直流母线电压抗逆变器负载扰动的能力,提高系统的稳定性和可靠性。

4 结论

本文基于三电平PWM逆变器的高频数学模型,推导了SVPWM下NPC三电平双PWM变换器直流

母线电流,并分析了其特征。根据有功功率守恒,提出了直流母线电流重构方法。通过大量的仿真数据,从FFT和逆变器交流侧有功功率2个方面对直流母线电流重构量的误差进行了分析。实验结果表明,本文提出的直流母线电流重构方法简单、快速、有效,采用前馈控制有效提高了NPC三电平双PWM变换器系统直流侧电压抗扰动能力。该直流母线电流重构法也可以方便地用来指导直流母线电流低通滤波器的设计。对于逆变器数学模型中含开关函数的部分和PWM中开关频率处的高频分量对本文所提重构方法的影响有待更进一步的深入研究。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 孙东阳,孙立志,吴凤江. SCESS-DFIG发电系统宽时间尺度功率波动的平抑控制方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(9): 107-113.
SUN Dongyang, SUN Lizhi, WU Fengjiang. Smoothing control method of wide time scale power fluctuation for SCESS-DFIG power generation system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(9): 107-113.
- [2] 王冕,陈国柱. 风电背靠背PWM变流器直流能量平衡新方法[J]. 电力自动化设备,2016,36(7):28-33.
WANG Mian, CHEN Guozhu. DC energy balance scheme for back-to-back PWM converters of wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 28-33.
- [3] 苗青,吴俊勇,艾洪克,等. 组合级联式兆瓦级功率调节装置协调控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):43-49.
MIAO Qing, WU Junyong, AI Hongke, et al. Coordinated control of hybrid cascaded megawatt power regulation device[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 43-49.
- [4] 王成山,李微,王议锋,等. 直流微电网母线电压波动分类及抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报,2017,37(1):84-97.
WANG Chengshan, LI Wei, WANG Yifeng, et al. A summary of the voltage fluctuation classification and suppression methods of DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(1): 84-97.
- [5] 杜新,朱凌. 基于功率前馈的直流母线电压控制方法研究[J]. 电力科学与工程,2013,29(8):6-9.
DU Xin, ZHU Ling. Research on DC bus voltage control method based on power feed forward[J]. Power Science and Engineering, 2013, 29(8): 6-9.
- [6] SON Y, HA J I. Direct power control of a three-phase inverter for grid input current shaping of a single-phase diode rectifier with a small DC-link capacitor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3794-3803.
- [7] 戴鹏,朱荣伍,陈根,等. 电容电流直接控制的双PWM协调控制策略[J]. 电工技术学报,2011,26(1):136-141.
DAI Peng, ZHU Rongwu, CHEN Gen, et al. Direct control of capacitor current for AC-DC-AC PWM converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(1): 136-141.
- [8] 康忠健,陈醒,崔朝丽,等. 基于ESO与终端滑模控制的直流配电网母线电压控制[J]. 中国电机工程学报,2018,38(11): 3236-3243.
KANG Zhongjian, CHEN Xing, CUI Zhaoli, et al. Bus voltage control method of DC distribution network based on ESO and terminal sliding mode control[J]. Proceedings of the CSEE,

- 2018,38(11):3236-3243.
- [9] 侯雯,宋文胜,武明义. 双向全桥DC-DC变换器的负载电流前馈控制方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(9):2478-2485.
HOU Nie,SONG Wensheng,WU Mingyi. The load current feed-forward control method of bidirectional full bridge DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9):2478-2485.
- [10] 黄本润,夏立,吴正国,等. 线电压补偿型动态电压恢复器的双前馈加反馈控制策略[J]. 电力自动化设备,2011,31(10):61-64.
HUANG Benrun,XIA Li,WU Zhengguo,et al. Double feedforward plus feedback control strategy based on line voltage compensation for dynamic voltage restorer[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(10):61-64.
- [11] HUR N,JUNG J,NAM K. A fast dynamic DC-link power-balancing scheme for a PWM converter-inverter system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2001,48(4):794-803.
- [12] WANG X,LIN H. DC-link current estimation for load-side converter of brushless doubly-fed generator in the current feed-forward control[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(8):1703-1710.
- [13] 李时杰,李耀华,陈睿. 背靠背交流系统中优化前馈控制策略的研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(22):74-79.
LI Shijie,LI Yaohua,CHEN Rui. Study of the optimum feed-forward control strategy in back-to-back converter system[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(22):74-79.
- [14] 邹高域,赵争鸣,袁立强,等. 双PWM变换器的系统安全工作区及其应用[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):82-88.
ZOU Gaoyu,ZHAO Zhengming,YUAN Liqiang,et al. System security work area of dual PWM converter and its application[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(3):82-88.
- [15] 张加胜,张磊. PWM逆变器的直流侧等效模型研究[J]. 中国电机工程学报,2007,27(5):103-107.
ZHANG Jiasheng,ZHANG Lei. Research on the DC-side equivalent model of PWM inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007,27(5):103-107.
- [16] 伍文俊. 二极管箝位三电平PWM整流器控制策略的研究[D]. 西安:西安理工大学,2010.
WU Wenjun. Research on diode-clamped three-level PWM rectifier control strategy[D]. Xi'an:Xi'an University of Technology,2010.

作者简介:



伍文俊

伍文俊(1967—),女,江西上高人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子与微电网控制、新型电力电子器件应用(**E-mail**: xlgwwj@xaut.edu.cn);

魏选(1993—),女,重庆人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(**E-mail**:2387391016@qq.com)。

Reconfiguration of DC bus current for three-level NPC dual-PWM converter

WU Wenjun,WEI Xuan,WANG Wenxuan,LI Xiaoyan

(School of Automation and Information Engineering,Xi'an University of Technology,Xi'an 710048,China)

Abstract: Based on SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) strategy,a high-frequency mathematical model of DC bus current for three-level NPC(Neutral-Point-Clamped) converter is proposed. According to the balance of active power,a reconstructed method of DC bus current is proposed. The error of the proposed constructed method is analyzed in aspects of FFT(Fast Fourier Transform) and active power at AC side. Finally,the related experiments are completed based on three-level NPC dual-PWM feed-forward control. The results show that the proposed method is feasible and effective,meanwhile it is easy to realize and needs less calculation.

Key words: three-level NPC converter;DC bus electric current;reconstructed method;feed-forward control

附录

表 A1 实验参数

Table A1 Experimental parameters

整流侧参数	参数值	逆变侧参数	参数值
电网电压	220V	输出相电压	180V
交流侧电感	4mH	输出频率	50Hz
直流侧电压	600V	阻感负载	75Ω , 8mH
单个电容	500uF	单只灯泡	220V/100W
开关频率	$f_s=5250\text{Hz}$		

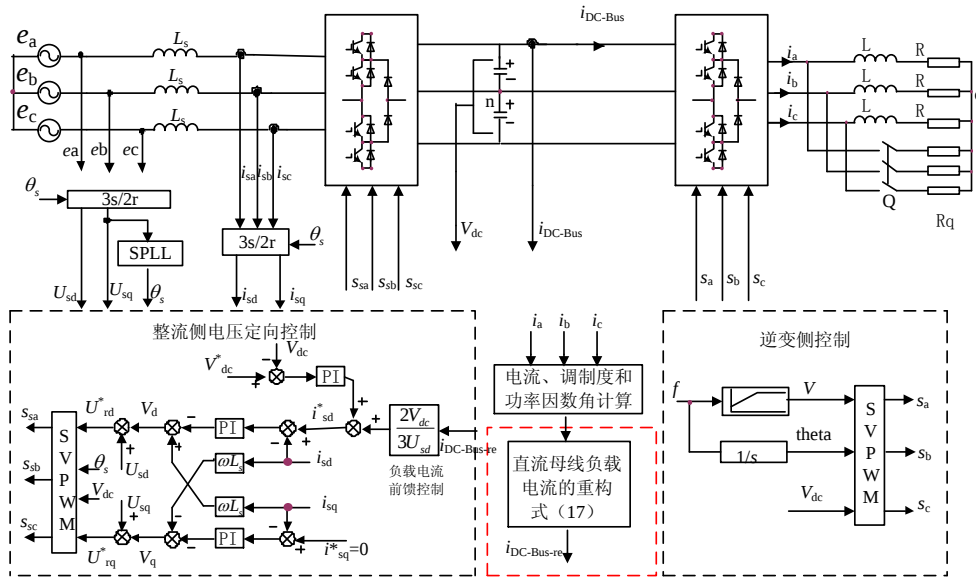


图 A1 三电平双 PWM 变换器实验系统框图

Fig.A1 Block diagram for three-level dual-PWM experiment system