

DOI: 10.7652/xjtuxb201406011

无隔离三相逆变器两种直流分量抑制策略对比

吴彬, 揭贵生, 王恒利, 阳习党, 朱威, 陆明科
(海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 430033, 武汉)

摘要: 为了抑制无输出隔离变压器中由于控制漂移、器件性能不一致等原因使得三相逆变器输出中包含的直流分量,提出了两种直流分量的抑制策略并进行了对比分析。第一种是在 dq 坐标系下采用带通滤波器检测输出电流直流分量并进行 PI 调节,然后补偿 SVPWM 脉宽的策略;第二种是在 abc 坐标系下采用滑动平均滤波检测出输出电流的直流分量并进行 PI 调节,然后补偿 SVPWM 脉宽的策略。通过理论分析和建模仿真对两种策略进行了对比分析,并在 450 kW 的三相逆变器上做了一系列实验。结果表明,采用滑动平均滤波策略在不同负载下对输出直流分量的抑制都有更好的效果,而带通滤波策略在轻载下抑制效果不能达标,重载下抑制效果也没有滑动平均滤波好。

关键词: 450 kW 三相逆变器;带通滤波;滑动平均滤波

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2014)06-0060-05

Comparison Between Two Strategies for Suppressing DC Bias in Three-Phase Inverter Without Output Transforms

WU Bin, JIE Guisheng, WANG Hengli, YANG Xidang, ZHU Wei, LU Mingke
(National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Wuhan 430033, China)

Abstract: To suppress the output DC component of three-phase inverter without output transformers due to control drift and inconsistent device performances, two modulation strategies are comparatively proposed. In the first modulation strategy, band-pass filter is adopted to detect the DC component in total output current, then the SVPWM pulse width is compensated with PI control in dq coordinate system. In the second strategy, slip average filter is chosen to detect the DC component, then SVPWM pulse width is compensated with PI control in abc coordinate system. Following the discussions for modeling and simulating, the experiments for 450 kW three-phase inverter are conducted and the results indicate that the slip average filter better suppresses the output DC component, while band-pass filter does not meet the suppressing standards under light load and works worse than the former under heavy load.

Keywords: 450 kW three-phase inverter; band-pass filter; slip average filter

随着电力电子技术的飞速发展,逆变器在各行各业的应用越来越广泛,使用者对它的体积和质量都提出了越来越高的要求,由于无输出隔离三相逆变器可以有效地减少了逆变器的体积与质量,成为近年来研究的热点。

逆变器失去了隔离变压器的作用,由于控制电路中 A/D 采样调理电路的漂移、死区、开关管本身及其驱动电路不一致等原因,逆变器输出电压中不可避免地出现直流分量,较大的直流电流会导致电网中变压器或互感器饱和、变电所接地网电腐蚀等。

相频率特征的重要参数, Q 越大, 提取的中心角频率分量越精确。但是, Q 越大, 也会带来动态响应越慢、数字滤波器的参数相差倍数越大等问题。综合考虑, 本文在仿真与实验中取品质因数 $Q=5$ 。

由式(5)可知, 其传递函数为

$$H(s) = \frac{62.8319s}{s^2 + 62.8319s + 98696.044} \quad (8)$$

由于 DSP 控制 A/D 采样频率为 2 850 Hz, 因此可得离散控制系统的传递函数为

$$H(z) = \frac{0.02176 - 0.02176z^{-1}}{1 - 1.966z^{-1} + 0.9782z^{-2}} \quad (9)$$

1.2 滑动平均滤波方法

假设输出三相交流电流包含直流分量, 如式(1)所示。以步长 $2\pi/\omega N$ 在每相电流上取 N 个采样点, 即在一个工频周期内均匀地取 N 个数据求平均, 沿离散时间序列滑动, 每次在滑动后得到一个新数据, 同时舍去最后一个旧数据求平均, 其表达式为

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[n-k] \quad (10)$$

式(1)中的交流分量经式(10)变换后, 可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_m}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\omega t + \frac{2\pi k}{\omega N}) &= 0 \\ \frac{I_m}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \frac{2\pi k}{\omega N}) &= 0 \\ \frac{I_m}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \frac{2\pi k}{\omega N}) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式(1)中的直流分量经式(10)变换后, 可得

$$\left. \begin{aligned} I_a &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} I_a = I_a; \quad I_b = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} I_b = I_b \\ I_c &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} I_c = I_c \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

由式(11)、式(12)可知, 经过滑动平均滤波, 交流分量被滤除, 直流分量被保留下来。所以, 可以通过采样总步长为基波周期整数倍的滑动平均滤波器, 得到输出电流直流分量。式(11)的频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-jk\omega} = \frac{1}{N} \left(\frac{1 - e^{-jN\omega}}{1 - e^{-j\omega}} \right) = \frac{\sin(N\omega/2)}{N\sin(\omega/2)} e^{-j\frac{(N-1)\omega}{2}} \quad (13)$$

式中: $\omega = 2\pi f T_s = 2\pi f / f_s$, $f_s = 1/T_s$, f_s 为采样频率, T_s 为采样周期。

以工程中比较常用的衰减 3 dB 作为临界条件, 由式(13)可以计算出滑动平均滤波器的截止频率 f_z

$$2^{1/2} \sin\left(\frac{2\pi f N}{2f_z}\right) = N \sin\left(\frac{2\pi f}{2f_z}\right) \quad (14)$$

本课题选取 $N=57$, $f=2850$, 计算出 $f_z=22.567$ Hz, 采用该控制策略的控制框图如图 2 所示。

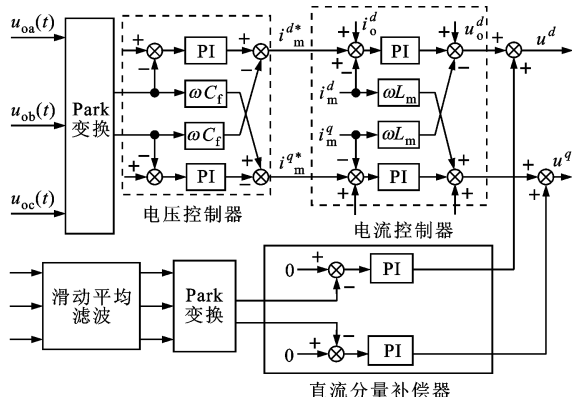


图2 滑动平均滤波方法控制框图

2 两者仿真对比分析

两种控制策略均采用电压外环、电流内环双闭环控制, 调节器采用 PI 控制, 电压外环的 PI 输出作为电流内环的参考给定信号。

本文基于 Matlab7.1/Simulink6.0 对两种输出直流分量控制策略进行了仿真研究。三相 450 kW 逆变器功率为 450 kW, 直流输入电压为 710 V, 交流输出线电压为 400 V, 交流输出电压基波频率为 50 Hz。

2.1 幅频特性

根据式(9)、式(13), 可以由滑动平均滤波和带通滤波的幅频特性函数做图 3。根据两种滤波器的工作原理可知, 两种滤波器功能是一致的, 带通滤波器在 dq 坐标系下对 50 Hz 电流信号滤波, 相当于滑动平均滤波在 abc 坐标系下对 0 Hz(直流分量)电流信号滤波, 但两者的具体实施过程不同, 也带来了滤波特性上的差异, 由图 3 可以发现如下特性。

(1) 通频带带宽越小, 两种滤波的效果越好。由式(7)、式(14)可知, 带通滤波器可以提高品质因数减小带宽, 但需要牺牲动态响应速度。滑动平均滤波可以通过增加采样点数来减小带宽, 但同样也会降低动态响应速度。

(2) 带通滤波以基波频率为中心, 增益越来越小, 但通频带外的谐波对滤波精度仍有影响, 而滑动平均滤波随频率的增加在基波频率的整数倍处增益始终为 0, 非倍频处谐波增益越来越低, 趋近于 0。

通过对两种滤波策略的幅频特性曲线的对比分析可以知道, 二者是同种功能的不同类型滤波器, 结合实际应用中的参数设定可以看出, 滑动滤波的通

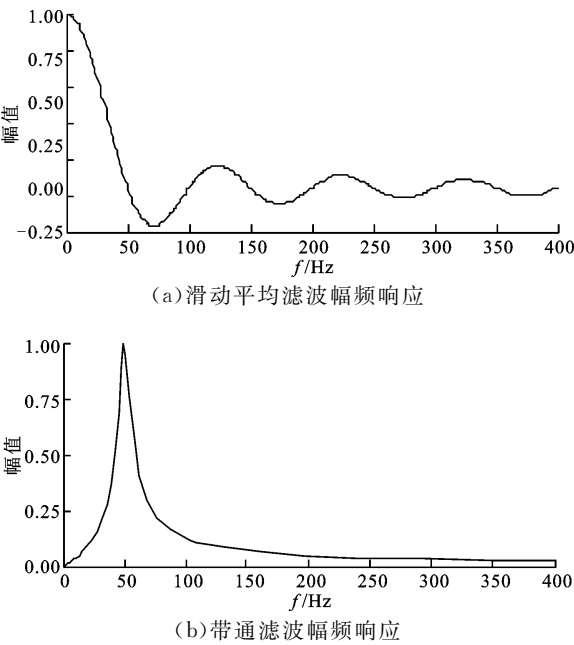


图 3 两种滤波法的幅频响应图

频带相对较大,滤波效果不受整数倍工频谐波影响,而带通滤波通频带相比较小,滤波效果受谐波影响相对较大。

2.2 直流分量抑制效果

为模拟实际工况中的直流分量,本文在仿真模型中的每个电压、电流 A/D 采样中加入固定直流偏置和随机误差,分别为电压、电流额定值的 1% 和其范围内的随机白噪声相叠加^[7-8],并采用带通滤波和滑动滤波两种策略对直流分量进行抑制。

仿真是在 100% 负载下进行的,得到了两种策略下输出电流直流分量(标么值)如图 4 所示。

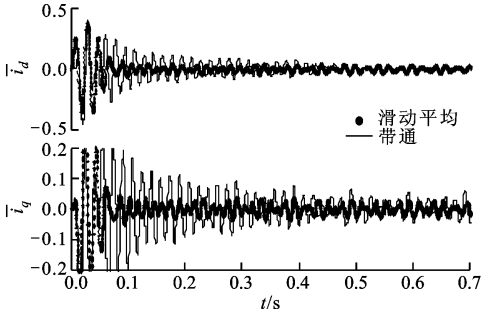


图 4 100% 负载下分别采用两种策略的输出电流直流分量

从图 4 可以看出,采用带通滤波策略比采用滑动平均滤波策略效果要差,具体体现在:前者的输出电流直流分量要大于后者,前者的响应时间也要比后者长很多。

2.3 动态性能

为了检验两者对系统动态性能的影响,分别在两种策略下测量分别得到的输出电流直流分量(标

么值),当仿真电路在 0.3 s 时由 50% 负载突加 50%,在 0.6 s 时突泄 50% 负载,结果如图 5 所示。

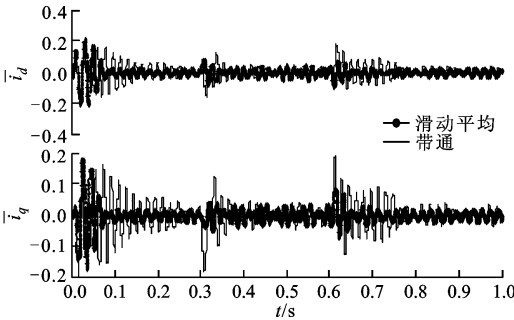


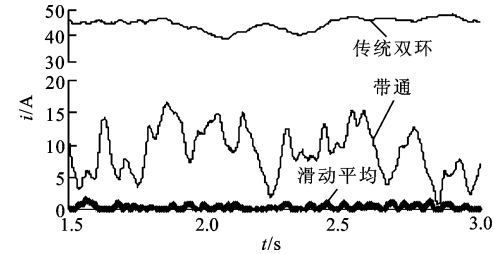
图 5 突加突泄负载两种策略的输出电流直流分量

从图 5 看出,滑动平均滤波这种方法的动态响应时间约为 0.1 s,而带通滤波的响应时间超过 0.2 s,很明显动态性能上滑动平均滤波要优于带通滤波。

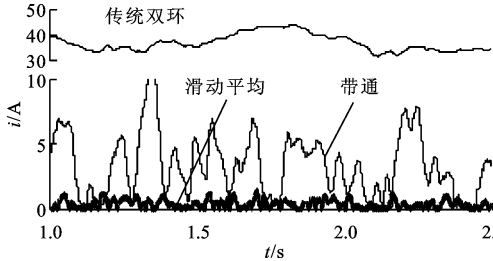
3 实验研究及分析

本实验在一台 450 kW 逆变器上进行,输入的直流母线电压为 710 V,额定输出功率为 450 kW,输出交流电压为 400 V/50 Hz。控制芯片采用 TMS320 F2812 型 DSP,主频 120 MHz,带 16 通道 12 位 A/D 转换器。开关频率为 2 850 Hz。

根据前面的分析可知,两种策略各自的优劣很大程度上取决于滤波效果(直流分量的提取效果),本文分别对双环控制加上带通滤波、双环控制+滑动平均滤波两种策略进行了实验,结果如图 6、图 7 所示。



(a)70% 负载 3 种情况下的输出电流直流分量

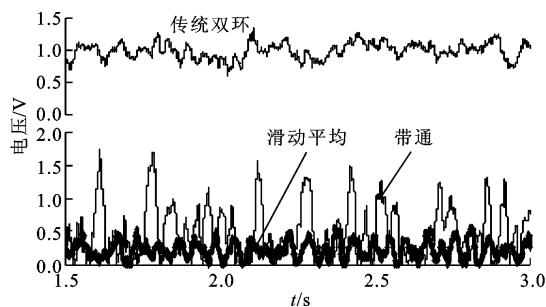


(b)100% 负载 3 种情况下的输出电流直流分量

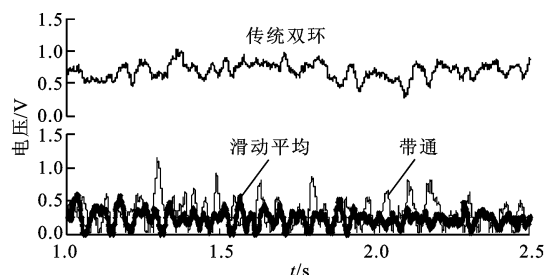
图 6 3 种情况下不同负载的输出电流直流分量

通过图 6、图 7 对比可以发现如下特性。

(1)两种抑制策略都能对输出电流、电压直流分



(a) 70%负载 3 种情况下的输出电压直流分量



(b) 100%负载 3 种情况下的输出电压直流分量

图 7 3 种情况下不同负载的输出电压直流分量

量起到抑制作用,但相比之下,采用滑动平均滤波比带通滤波效果要好很多。

(2)对于这两种抑制策略,低负载要比高负载下调制效果差,主要因为低负载下谐波比重更高,从而导致滤波效果变差,相比之下带通滤波受影响更大。

(3)采用带通滤波输出的电流与电压直流分量稳定性更差,主要由于滑动平均滤波得到的直流分量为一个工频周期内 N 个采样量的平均值,单个受噪声等影响而产生突变的采样量对于它的影响不大。带通滤波器则是对单个采样量进行滤波得到的控制量参与到逆变器调偏控制中去,在实际工程实验中难免会有噪声污染等造成的部分位置谐波量增加,此时带通滤波器的控制量会骤变,从而导致输出直流分量的不稳定,这种情况在低负载情况下将更加突出。将带通滤波、滑动平均滤波两种抑制策略对系统静、动态特性的影响和抑制效果等做了对比,结果表明,采用滑动平均滤波抑制策略具有明显的优越性,最后通过在 450 kW 逆变器上的一系列实验结果验证了这一结论。

4 结 论

本文针对三相无输出隔离变压器下的逆变器输出直流分量提出了带通滤波、滑动平均滤波两种抑制策略,在理论和仿真上将二者对系统静、动态特性的

影响和抑制效果等做了对比,结果表明,采用滑动平均滤波抑制策略具有明显的优越性,最后通过在 450 kW 逆变器上的一系列实验结果验证了这一结论。

参考文献:

- [1] SALAS V, OLIAS E, ALONSO M, et al. DC current injection into the network from PV grid inverters [C] // IEEE Proceedings of 4th World Conference of Photovoltaic Energy Conversion. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 2371-2374.
- [2] HE Zhongyi, XING Yan. Distributed control for UPS modules in parallel operation with RMS voltage regulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(8): 2860-2869.
- [3] 陈良亮, 肖岚, 胡文斌, 等. 逆变器输出电压直流分量产生原因与抑制方法 [J]. 电力电子技术, 2003, 37(5): 27-29.
CHEN Liangliang, XIAO Lan, HU Wenbin, et al. Reasons and restraining methods for DC bias in inverter output voltage [J]. Power Electronics, 2003, 37(5): 27-29.
- [4] LI Peng, DAN Bai, YONG Kang, et al. Research on three-phase inverter with unbalanced load [C] // Proceeding of IEEE APEC. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004: 128-133.
- [5] PINHEIRO H, FBOTTER O N, PINHEIRO Jr. A digital controller for single-phase UPS inverters to reduce the output DC component [C] // Proceedings of IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004: 1311-1314.
- [6] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2010: 111-149.
- [7] 张亚宁, 朱涛, 傅军, 等. 一种基于 TMS320F2812 的高精度 A/D 转换器的设计 [J]. 测控技术, 2013, 32(3): 26-28.
ZHANG Yaning, ZHU Tao, FU Jun, et al. Development of a high-precision A/D converter based on TMS320F2812 [J]. Measurement and Control Technology, 2013, 32(3): 26-28.
- [8] ARMSTRONG M, ATKINSON D J. Auto-calibrating DC link current sensing technique for transformerless, grid connected, H-bridge inverter systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1385-1394.

(编辑 杜秀杰)