

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.07.016

基于二阶陷波器的三相四开关永磁同步发电系统中性点直流偏置电压抑制研究^{*}

侍 文, 朱 翀, 杨 欢, 赵荣祥^{*}

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对三相四开关低速永磁同步发电机驱动系统中存在的中性点直流偏置电压问题,对三相四开关变流器的过调制原理、中性点电压的组成进行了研究,分析得出了中性点电压存在直流偏置量和低频交流量,提出了一种基于二阶自适应陷波器的中性点直流偏置电压抑制策略。设计了采用二阶自适应陷波器的基于定子电流补偿的三相四开关机侧变流器中性点电压直流偏置抑制系统,利用基于 DSP2808 的低速永磁同步发电系统平台,对所设计系统进行了实验验证。实验结果表明:所提二阶陷波器提高了中性点电压控制环的响应速度,抑制了永磁同步发电机输出电磁转矩中的 2 倍频分量,实现了三相四开关永磁同步发电机驱动系统稳定运行。

关键词:三相四开关变流器;低速;中性点电压偏置;二阶陷波器

中图分类号:TM313

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)07-0740-06

Neutral point DC-offset voltage suppression in three-phase four-switch inverter-fed PMSG drives based on second-order notch filter

SHI Wen, ZHU Chong, YANG Huan, ZHAO Rong-xiang

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the neutral point DC-voltage offset existing in the three-phase four-switch (TPFS) low-speed PMSG drives can easily lead to over-modulation of the converter, the principle of over-modulation and composition of neutral point voltage of TPFS converter were studied. The neutral point voltage is composed of DC offset and low frequency AC components. A DC-voltage offset suppression strategy based on second-order adaptive notch filter was proposed. A neutral-point DC-voltage offset suppression system based on stator current compensation with second-order adaptive notch filter was designed. The low-speed permanent magnet synchronous power generation system platform based on DSP2808 was used to verify the designed system. The experimental results show that the proposed second-order adaptive notch filter can improve the response speed of the neutral voltage control loop, suppress the second harmonic component of the electromagnetic torque produced by PMSG and realize the stable operation of the three-phase four-switch PMSG drives system.

Key words: three-phase four-switch inverter; low-speed; DC-offset voltage; second-order notch filter

0 引 言

电压源型三相六开关变流器作为能量转换的核心,在风力发电等工业场合得到了广泛应用。变流器是系统可靠性的基础,受到了越来越广泛的关注^[1-5]。

功率半导体器件(IGBTs、MOSFETs)及其驱动电路工作在开关状态,较易发生故障,在电力电子设备故障中,约有 60% 的故障是由开关管和驱动电路引起的^[6]。因此,研究变流器的容错运行问题就显得尤为重要。

收稿日期:2017-11-29

作者简介:侍文(1992-),男,江苏淮安人,主要从事永磁发电机的容错运行控制方面的研究。E-mail:shiwen5419@163.com

通信联系人:赵荣祥,男,教授,博士生导师。E-mail:rongxiang@zju.edu.cn

为了解决变流器的容错控制问题,文献[7]采用器件冗余的方法,当六开关变流器发生故障后立即使冗余器件投入运行,这会增加系统的运行成本;另一种方法是将故障后的系统运行在四开关模式下,故障相引至电容中性点,无需增加额外的开关器件^[8-10]。

变流器的输出性能与 PWM 技术密切相关,相较于六开关变流器,四开关变流器只有 4 个非零基本矢量,因而调制方法较为复杂。文献[11-13]对四开关变流器的性能与调制方法进行了研究,但都是基于中性点上下电容电压相等的前提下,实际上,在四开关变流器中,某一相输出直接接到了电容中性点,必然导致中性点上下电容电压呈周期性波动;文献[14-15]在考虑中性点电压波动情况下,提出改进的 SVPWM 调制方法,但忽略了中性点电压偏置对调制的影响;文献[16]分析了三相四开关网侧变换器线性调制所需母线电压与负载电流、中性点电压偏置之间的关系;文献[17]在 PWM 并网变换器的控制中,为了消除中性点电压直流偏置,采用了二阶低通滤波器来滤除上下电容电压差中的交流分量,但在低速永磁同步发电机中,由于定子电流频率较低,二阶低通滤波器不能兼顾滤波效果和动态响应。

本文将对三相四开关变流器的过调制原理、中性点电压的组成进行研究,并提出一种基于二阶自适应陷波器的中性点直流偏置电压抑制策略。

1 线性调制所需最小直流母线电压与中性点电压直流偏置的关系

三相四开关永磁同步发电机驱动系统拓扑如图 1 所示。

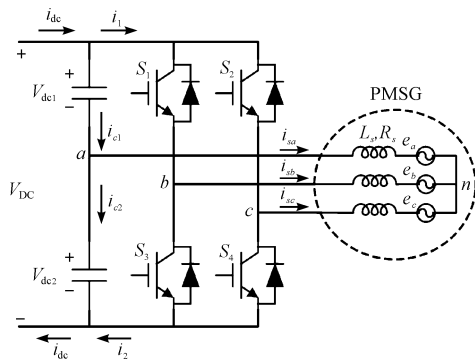


图1 三相四开关永磁同步发电机驱动系统拓扑

系统参数如表 1 所示。

模拟 A 相开关管发生故障,永磁同步发电机 A 相

连接到直流电容中点,电容 C_1 和 C_2 的电压分别为 V_{dc1} 、 V_{dc2} ,对直流侧列写电流方程:

$$\begin{cases} i_{c1} = C \frac{dV_{dc1}}{dt} \\ i_{c2} = C \frac{dV_{dc2}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

将式(1)中 i_{c1} 、 i_{c2} 相减可得:

$$i_{c1} - i_{c2} = C \frac{d(V_{dc1} - V_{dc2})}{dt} = i_{sa} \quad (2)$$

对式(2)两边积分可得:

$$V_{dc1}(t) - V_{dc2}(t) = \frac{1}{C} \int i_{sa} dt + V_{dc1}(0) - V_{dc2} \quad (3)$$

由式(3)可知:永磁同步发电机驱动系统在稳态运行过程中,中性点上下电容电压差呈定子电流频率脉动,脉动幅值的大小由 A 相电流幅值 I_m 决定。当电机加减负载时, i_{sa} 的积分不为零,此时电容电压差将引入一定的直流偏置。

对于表贴式永磁同步发电机而言,最大转矩电流比控制等价于零 d 轴电流控制。基于 MPTA 控制策略的永磁同步发电机矢量图如图 2 所示。

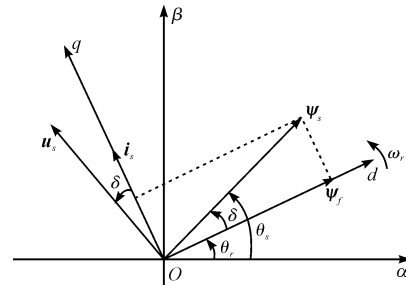


图2 基于 MPTA 控制策略的永磁同步发电机矢量图

u_s —定子电压矢量; i_s —定子电流矢量; ψ_s —定子磁链矢量; ψ_f —转子磁链矢量; θ_r —转子磁链矢量角; $\theta_s = \omega t$; θ_s —定子磁链矢量角; δ —定、转子磁链间的夹角

发电机的输出转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_{sq} \quad (4)$$

由于 $i_d = 0$,根据磁链方程,定子磁链 d 轴分量与转子磁链相等,将发电机输出转矩用定子磁链来表示:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f \frac{\psi_{sq}}{L_q} = \frac{3}{2} p_n \psi_f \frac{|\psi_s|}{L_s} \sin \delta \quad (5)$$

式中: $|\psi_s|$ —定子磁链的幅值。

由图 2 可得,发电机定子磁链幅值、定子电压幅值在稳态时的表达式为:

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_f^2 + \left(\frac{L_s T_e}{1.5 p_n \psi_f} \right)^2} \quad (6)$$

$$|u_s| = \omega_r | \psi_s | = \omega_r \sqrt{\psi_f^2 + \left(\frac{L_s T_e}{1.5 p_n \psi_f} \right)^2} \quad (7)$$

三相四开关变流器运行于线性调制区域的等价条件为:

$$\begin{cases} 0 \leq d_b \leq 1 \\ 0 \leq d_c \leq 1 \end{cases} \quad (8)$$

三相四开关变流器的开关占空比表达式为:

$$\begin{cases} d_b = \frac{u_{sb}^* - u_{sa}^* + V_{DC2}}{V_{DC}} \\ d_c = \frac{u_{sc}^* - u_{sa}^* + V_{DC2}}{V_{DC}} \end{cases} \quad (9)$$

中性点上下电容电压和为:

$$V_{dc1}(t) + V_{dc2}(t) = V_{DC} \quad (10)$$

联立式(3,10),可得电压 $V_{dc2}(t)$ 为:

$$V_{dc2}(t) = \frac{V_{DC}}{2} - \frac{1}{2C} \int_0^t i_{sa} d\tau - \frac{\Delta V_{DC}}{2} \quad (11)$$

由图 2 可得:

$$i_{sa} = |i_s| \cos\left(\omega_r t + \frac{\pi}{2}\right) = -|i_s| \sin\omega_r t \quad (12)$$

定子电流矢量 i_s 的幅值等于 i_{sq} ,故 i_{sa} 为:

$$i_{sa} = -\frac{2T_e}{3p_n \psi_f} \sin\omega_r t \quad (13)$$

将式(13)代入式(11),可得:

$$V_{dc2}(t) = \frac{V_{DC}}{2} - \frac{T_e}{3p_n \omega_r \psi_f C} \cos\omega_r t - \frac{\Delta V_{DC}}{2} \quad (14)$$

由图 2 可得定子电压表达式为:

$$\begin{cases} u_{sa}^* = |u_s| \cos\left(\omega_r t + \delta + \frac{\pi}{2}\right) \\ u_{sb}^* = |u_s| \cos\left(\omega_r t + \delta - \frac{\pi}{6}\right) \\ u_{sc}^* = |u_s| \cos\left(\omega_r t + \delta - \frac{5\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (15)$$

将式(7,14,15)代入到式(9)中,可以得到 B 、 C 相占空比表达式:

$$d_b = \frac{1}{2} - \frac{X}{V_{DC}} \sin(\omega_r t - \delta + \varphi_b) - \frac{\Delta V_{DC}}{2V_{DC}} \quad (16)$$

式(16)中, X 和 φ_b 分别为:

$$\begin{cases} X = \sqrt{\left(\frac{T_e \psi_f}{\omega_r C M} + \frac{\omega_r M}{2\sqrt{3} p_n \psi_f} \right)^2 + \left(\frac{2T_e^2 L_s}{3\omega_r C \psi_f M} + \frac{\omega_r M}{2p_n \psi_f} \right)^2} \\ M = \sqrt{9p_n^2 \psi_f^4 + 4L_s^2 T_e^2} \\ \varphi_b = \arctan \frac{6\sqrt{3} T_e p_n \psi_f^2 + 3\omega_r^2 M^2 C}{4\sqrt{3} T_e^2 p_n L_s + 3\sqrt{3} \omega_r^2 M^2 C} \end{cases} \quad (17)$$

$$d_c = \frac{1}{2} - \frac{Y}{V_{DC}} \sin(\omega_r t - \delta + \varphi_c) - \frac{\Delta V_{DC}}{2V_{DC}} \quad (18)$$

式(18)中, Y 和 φ_c 分别为:

$$\begin{cases} Y = \sqrt{\left(\frac{T_e \psi_f}{\omega_r C M} - \frac{\omega_r M}{2\sqrt{3} p_n \psi_f} \right)^2 + \left(\frac{2T_e^2 L_s}{3\omega_r C \psi_f M} + \frac{\omega_r M}{2p_n \psi_f} \right)^2} \\ \varphi_c = \arctan \frac{6\sqrt{3} T_e p_n \psi_f^2 - 3\omega_r^2 M^2 C}{4\sqrt{3} T_e^2 p_n L_s + 3\sqrt{3} \omega_r^2 M^2 C} \end{cases} \quad (19)$$

将式(16,18)代入式(8)中,求关于 V_{DC} 的不等式,可以得到 V_{DCmin} :

$$V_{DCmin} = 2 \sqrt{\left(\frac{T_e \psi_f}{\omega_r C M} + \frac{\omega_r M}{2\sqrt{3} p_n \psi_f} \right)^2 + \left(\frac{2T_e^2 L_s}{3\omega_r \psi_f C M} + \frac{\omega_r M}{2p_n \psi_f} \right)^2} + |\Delta V_{DC}| \quad (20)$$

式(20)给出了三相四开关变流器运行于线性调制区所需直流母线电压与发电机转矩 T_e 、转速 ω_r 以及直流偏置 $|\Delta V_{DC}|$ 之间的关系。

发电机输出转矩恒定时($T_e = 300 \text{ Nm}$),维持线性调制所需直流母线电压与发电机转速、直流偏置电压之间的关系,如图 3 所示。

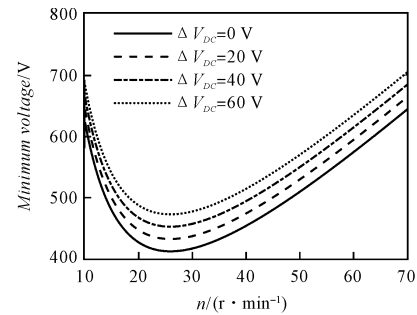


图 3 线性调制所需电压与转速、中性点电压偏置的关系($T_e = 300 \text{ Nm}$)

从图 3 中可以看出:随着中性点电压直流偏置 $|\Delta V_{DC}|$ 的增加,线性调制所需的直流母线电压也需要增大。发电机运行在额定转速 50 r/min ,当直流偏置 $|\Delta V_{DC}| = 0 \text{ V}$ 时,线性调制所需的直流母线电压为 510 V ;当 $|\Delta V_{DC}| = 20 \text{ V}$ 时,线性调制所需最小直流母线电压为 530 V ;当直流偏置达到 $|\Delta V_{DC}| = 60 \text{ V}$ 时,线性调制所需的直流母线电压将会达到 570 V ;当直流偏置电压进一步加大时,线性调制所需直流母线电压将进一步增大,极易造成变流器系统运行于过调制区域,进而引发电机转矩的低频脉动。这主要是因为当中性点电压偏置较大时,基本电压矢量 U_1 或 U_2 的幅值会减小,根据伏秒定律,合成参考矢量 u_s 一定时,该基本电压矢量所需的作用时间也会增加,较易造成矢量作用总时间超出调制周期,进而引发变流器系统的过调制。所以在三相四开关机侧变流器的控制中,应尽量避免出现中性点电压偏置。

永磁同步发电系统参数如表1所示。

表1 永磁同步发电系统参数

电容 $C_1 \cdot C_2/\mu\text{F}$	额定转速 $\omega_m/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	定子电阻 R_s/Ω	定子电感 L_s/mH	极对数 p_n	转子磁链 ψ_f/Vs	开关周期 T_s/s
2 400	50	0.893	28.93	8	2.804 7	$1e-4$

2 中性点电压直流偏置的提取

中性点电压直流偏置抑制最关键的是直流偏置电压的获取。首先需要有一个滤波器对中性点上下电容电压差进行滤波,得到中性点电压的直流偏置量,令滤波后的直流偏置电压为中性点电压偏置抑制环的闭环反馈量。由式(3)可知,电容电压差主要由直流分量、 ω_r (定子电流的频率)相关的交流量两部分组成。在三相四开关网侧变流器中,由于电容电压波动的频率为50 Hz,文献[17]采用的是二阶低通滤波器来滤取直流偏置电压,二阶低通滤波器的传递函数为:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (21)$$

而在容错运行的三相四开关机侧变流器中,低速运行的永磁同步发电机转速变化较大,电容电压波动的频率较低且范围较大,增加了二阶低通滤波器的设计难度。当永磁同步发电机的转速为15 r/min时,定子电流频率为2 Hz,电容电压脉动的频率同样也为2 Hz,如图4所示。

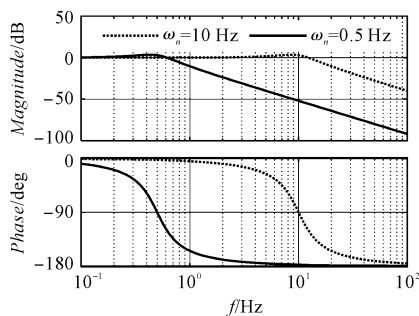


图4 二阶低通滤波器截止频率不同时的频域特性

当二阶低通滤波器的截止频率为10 Hz时,幅频特性在2 Hz处的增益为0 dB,此时的二阶低通滤波器无法滤除电容电压差中的2 Hz的交流量。低通滤波器得到的直流偏置电压中会含有大量的2 Hz的交流信号,经过旋转变换后在故障相电流给定中表现为2倍频的形式,即频率为4 Hz的信号,经电流控制后会在发电机的定子电流中出现2倍频的谐波电流,产生剧烈的低频脉动转矩。

若将低通滤波器的截止频率设为0.5 Hz,二阶低通滤波器在2 Hz处的幅值增益约为-23 dB,此时频

率为2 Hz的信号经过低通滤波器后,其幅值衰减为原来的1/10,滤波效果勉强能接受。若需要更佳的滤波效果,需要进一步降低二阶低通滤波器的截止频率,导致系统带宽的降低,影响系统的动态响应速度。

电容电压差主要由两部分组成,直流分量、 ω_r (定子电流的频率)相关的交流量。提取中性点的直流偏置电压,只需要滤除 ω_r 频率的电压分量,即可得到中性点电压的直流偏置量,因此针对二阶低通滤波器在容错型低速永磁同步发电机驱动系统应用中的局限性,本文采用了一种自适应的二阶陷波器来提取中性点的直流偏置电压,二阶陷波器只对 ω_r 频率的电压分量具有阻碍作用,传递函数为:

$$G(s) = \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + \omega_r s + \omega_r^2} \quad (22)$$

式中, ω_r —定子电流频率,即永磁同步发电机转速 ω_m 与极对数 p_n 的乘积。

实际运行过程中, ω_r 由转速传感器获得,随发电机的转速变化而变化,这样二阶陷波器可以实时的调整其中心频率。采用二阶陷波器可以明显提高滤波器的截止频率,如图5所示。

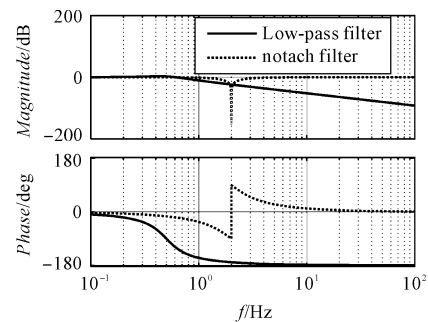


图5 低通滤波器与陷波器的性能比较

截止频率的提高可以提高中性点电压控制环的带宽,加快系统的响应速度,可以更快地消除永磁同步发电机加减速过程中引入的直流偏置电压。

3 基于定子电流补偿的机侧变流器中性点电压偏置抑制系统设计

基于定子电流补偿的机侧变流器中性点电压控制系统控制结构框图如图6所示。

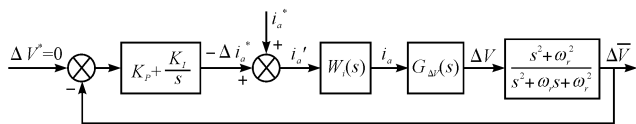


图 6 机侧变流器中性点电压控制结构框图

$W_i(s)$ —A 相电流的闭环传递函数, 稳定运行时, 其值近似为 1; $G_{\Delta V}(s)$ —中性点电压偏移量与故障相电流 i_a 之间的小信号开环传递函数

$$G_{\Delta V}(s) = \frac{\Delta V(s)}{\hat{i}_a(s)} = \frac{1}{2Cs} \quad (23)$$

实际运行过程中, 实时采样中性点上下串联电容两端的电压值, 相减后通过二阶陷波器获得直流偏置电压 $\Delta \bar{V}$, $\Delta \bar{V}$ 经过 PI 调节器后得到故障相电流的补偿量 Δi_a^* , 将其与非故障相的电流补偿量 (Δi_b^* 和 Δi_c^* 均为零) 进行 $d-q$ 变换, 以此作为 i_d^* 和 i_q^* 的修正值, 如图 7 所示。

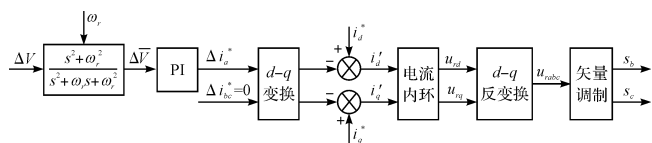


图 7 基于定子电流补偿的中性点电压直流偏置控制原理框图

根据图 6, 可以得到基于定子电流补偿的机侧变流器中性点电压直流偏置控制系统的开环传递函数为:

$$G_z(s) = \frac{(s^2 + \omega_r^2)(K_p s + K_I)}{2Cs^2(s^2 + \omega_r s + \omega_r^2)} \quad (24)$$

按最小转速 15 r/min (2 Hz) 来整定中性点直流电压偏置控制环, 当 $K_p = 0.02$ 、 $K_I = 0.0525$, 系统截止频率为 0.715 Hz, 相角裕度为 37° , 系统稳定性较好, 整定后开环系统 Bode 图, 如图 8 所示。

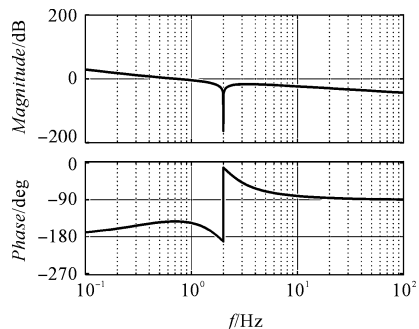


图 8 中性点电压直流偏置控制开环系统波特图

动态响应较采用二阶低通滤波器快, 整定后的中性点电压控制环的性能较好, 在保证稳定性的前提下提高了动态响应速度。

4 实验验证

为验证抑制策略的正确性, 笔者进行实验验证, 三相四开关永磁同步发电驱动系统实验平台如图 9 所示。

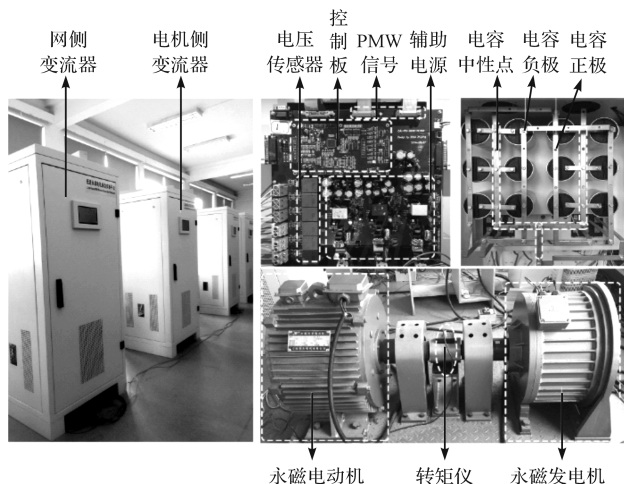


图 9 三相四开关永磁同步发电驱动系统实验平台

其中, IGBT 模块采用 Semikron 公司的 SKM200GB12V; 控制器采用 TI 公司的 TMS320F2808 定点 DSP 芯片; 直流母线电压为 600 V, 直流侧电容 $C_1 = C_2 = 2400 \mu\text{F}$; 开关频率 $f = 10 \text{ kHz}$ 。实验中, 移除 A 相的开关信号来模拟 A 相开关器件故障, 并将 A 相直接接到电容中性点与 B、C 相构成三相四开关变流器。

采用二阶低通滤波器控制的中性点电容电压波形如图 10 所示。

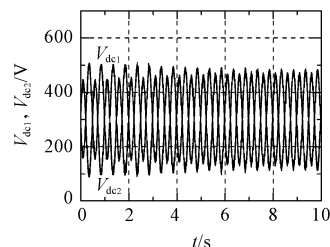


图 10 采用低通滤波器控制的中性点电压动态波形

采用二阶自适应陷波器的中性点电容电压波形如图 11 所示。

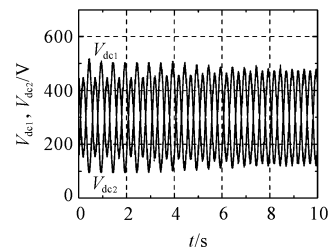


图 11 采用陷波器控制的中性点电容电压动态波形

初始中性点直流偏置电压 $|\Delta V_{DC}| = 70 \text{ V}$, 发电机转速为 15 r/min , 发电机定子电流频率为 2 Hz 。

图 10 中, 在 $t = 0.5 \text{ s}$ 时, 中性点电压偏置抑制环的给定设为 0, 即 $|\Delta V_{DC}|^* = 0 \text{ V}$, 经过 9.5 s , 即 $t = 10 \text{ s}$ 时, 直流偏置 $|\Delta V_{DC}|$ 仍未到达 0。当采用二阶自适应滤波器时, 如图 11 所示在 $t = 3 \text{ s}$ 时, 中性点电压偏置抑制环的给定设为 0, 即 $|\Delta V_{DC}|^* = 0 \text{ V}$, 经过 5 s , 即 $t = 8 \text{ s}$ 时, 直流偏置 $|\Delta V_{DC}|$ 已基本上为 0。

采用二阶陷波器时, 直流偏置电压消除后达到稳态时的中性点上下电容电压波形如图 12 所示。

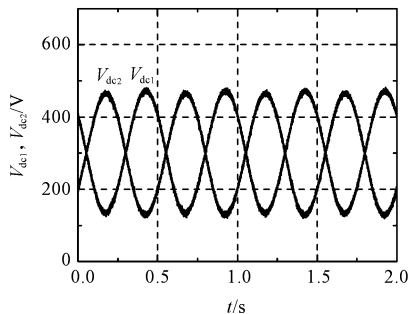


图 12 稳态下电容电压波形

由图 12 可以看出: 电容电压按正弦形式脉动, 中性点直流偏置电压已经基本消除。

采用二阶自适应陷波器和低通滤波控制的发电机电磁转矩波形如图 13 所示。

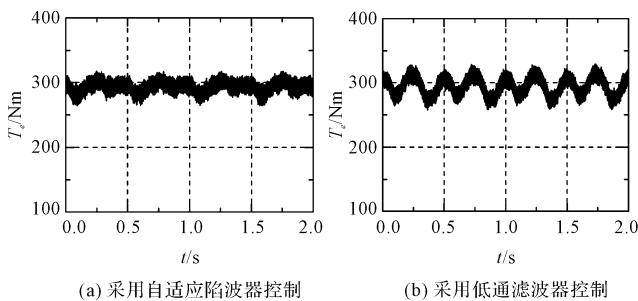


图 13 中性点电压控制稳态下转矩波形

中性点电压控制稳态下电磁转矩 FFT 分析如图 14 所示。

结合图 14(a,b) 电磁转矩的傅立叶分析, 采用低通滤波器控制的发电机电磁转矩中存在幅值较大 2 倍频谐波成分, 造成发电机转矩产生剧烈的低频脉动。

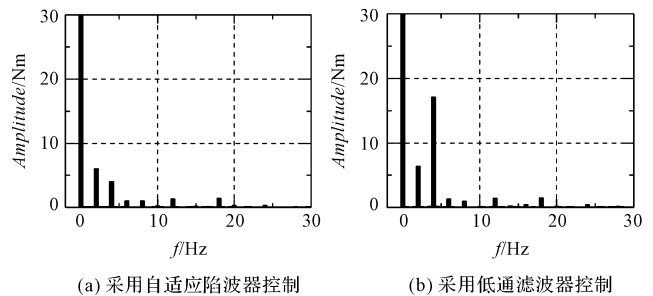


图 14 中性点电压控制稳态下电磁转矩 FFT 分析

这是由于采用二阶低通滤波器时, 在定子电流频率处无法提供足够的衰减率, 中性点电压中的定子电流频率分量会被引入到补偿的故障相电流中, 经定子电流控制后, 会产生 2 倍频的定子电流成分, 从而造成发电机电磁转矩低频脉动, 而二阶陷波器在定子电流频率处的衰减率极高, 可以完全滤除中性点电压中的定子电流频率分量的交流量。

实验结果表明: 二阶陷波器不仅加快了中性点电压控制环的响应速度, 也改善了发电机输出转矩的质量。

5 结束语

本文提出了一种采用二阶陷波器的基于定子电流补偿的机侧变流器中性点直流偏置电压抑制策略, 可以有效消除电机在加减负载时引入的中性点直流偏置电压, 得出结论:

该抑制算法能有效解决容错型三相四开关永磁同步发电系统中的中性点直流偏置电压问题, 使中性点电压偏置抑制环的动态响应速度加快, 有效降低永磁同步发电机的输出电磁转矩中的 2 倍频分量。

参考文献 (References):

- [1] PETRONE G, SPAGNUOLO G, TEDODORESCU R, et al. Reliability issues in photovoltaic power processing systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(7): 2569-2580.
- [2] WIKSTROM P, TERENS L A, KOBI H. Reliability, availability, and maintainability of high-power variable-speed drive systems [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, 36(1): 231-241.

(下转第 766 页)

本文引用格式:

侍文, 朱翀, 杨欢, 等. 基于二阶陷波器的三相四开关永磁同步发电系统中性点直流偏置电压抑制研究[J]. 机电工程, 2018, 35(7): 740-745, 766.
SHI Wen, ZHU Chong, YANG Huan, et al. Neutral point DC-offset voltage suppression in three-phase four-switch inverter-fed PMSG drives based on second-order notch filter [J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2018, 35(7): 740-745, 766. *《机电工程》杂志*: <http://www.meem.com.cn>