

高性能三相背靠背变换器主电路参数设计

邹高域, 赵争鸣, 袁立强, 尹璐

(清华大学电机系电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室, 北京 100084)

摘要: 针对高性能三相异步电机变频调速系统的总体需求, 提出了一种背靠背变换器主电路参数的设计方法。以电网电流总谐波畸变率(THD)作为电流稳态性能的衡量指标, 推导了2种不同的计算电流谐波的方法。然后详细分析了主电路中的网侧滤波电感和直流母线电容与系统控制性能之间的关系, 据此提出了这2个储能元件的设计原则。同时结合背靠背变换器功率可双向流动和直流母线电压可控的特点, 对系统的电路参数进行合理的设计, 在此基础上研制出一套用于驱动55 kW异步电机的实验装置。仿真和实验结果验证了所提主电路参数设计方法的可行性。

关键词: 背靠背; 变换器; 傅里叶变换; 谐波电流; 总谐波畸变率; 直流母线电容

中图分类号: TM46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.01.013

0 引言

背靠背变换器因其直流电压可控、功率双向流动等优点, 在电机四象限运行场合具有十分广泛的应用。与通用变换器相比, 背靠背变换器采用脉宽调制(PWM)整流, 其直流母线电压可控^[1], 功率因数可调节至单位功率因数^[2], 使得其控制性能灵活多变, 但同时也对主电路参数的设计造成了一定的困难, 因为直流母线电压额定值的确定直接关系到系统中的绝缘栅双极型晶体管(IGBT)模块、母线电容等元件的选型。较高的直流母线电压可以使电机获得更好的调速性能, 但是这也对元器件的耐压性提出更高的要求, 因此, 在确定直流母线电压额定值时需要进行折中。另一方面, 背靠背变换器具有网侧滤波电感和直流母线电容2个储能元件, 这2个元件在实际应用中具有滤波和储能的双重作用, 其参数的设计直接关系到系统控制性能的发挥。

一些文献介绍了背靠背变换器的直流母线电压及储能元件的设计方法^[3-5], 但是没有综合考虑这些元素之间的相互作用。同时, 在设计交流电感时, 很多文献都以电流纹波作为重要依据来确定电感参数的取值^[6-8], 而很少关注对电网影响较大的交流输出电流谐波^[9]与电感取值之间的关系。文献^[10-12]研究了电流纹波与谐波之间的数学关系, 但是目前只针对单相变换器, 没有进一步推广到三相变换器的参数计算中。

因此, 本文以高性能三相两电平背靠背变频调

速驱动系统的主电路设计为研究内容, 推导了三相PWM整流器中的交流输出电流谐波的计算方法作为交流滤波电感的重要设计依据之一, 并详细分析了主电路中的2个储能元件与控制性能之间的关系, 通过理论分析和仿真找到主电路参数与直流母线电压之间的综合关系, 确立合理的设计依据, 并结合背靠背变换器功率可双向流动、直流母线电压可变的特性, 对一台55 kW异步电机变频调速系统的主电路进行合理设计, 最后在基于本文方法研制出的样机上进行了实验验证。

1 三相背靠背变频调速系统概述

背靠背变频调速系统的构成如图1所示, 其包括PWM整流环节、直流环节和PWM逆变环节。其中, R、S、T为网侧的三相交流进线端, U、V、W为电机侧的三相交流出线端, C_{DC} 为直流母线电容; PWM整流的前端通过交流滤波电抗器 L_g 与三相380 V交流电网相连, 以减少谐波对电网的危害; 变换器的出线侧直接与异步电机相连, 异步电机的负载为由6RA70拖动的直流电机。

在实际的电机调速系统设计中, 电机的参数和电网的条件是已知的, 变换器的主要参数如交流滤波电感 L_g 、直流母线电压 U_{DC} 等需进一步确定, 最后才能完成对开关器件和母线电容等元件的选型。背靠背变换器与通用变换器不同, 由于其整流侧可控, 理论上母线电压可达到无穷大, 但是过高的母线电压会对开关器件和直流母线的设计带来较大的不便。因此需要综合考虑不同参数之间的相互关系, 对主电路参数进行合理设计。

2 三相PWM整流器电流谐波计算方法

2.1 三相PWM整流器数学模型

根据图1所示的主电路图, 忽略电网电阻的影

收稿日期: 2013-01-27; 修回日期: 2013-11-26

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目(50737002); 电力系统国家重点实验室自主项目(SKLD11M03)

Project supported by the Key Program of National Natural Science Foundation of China(50737002) and the Program of State Key Lab of Power System in Tsinghua University(SKLD11M03)

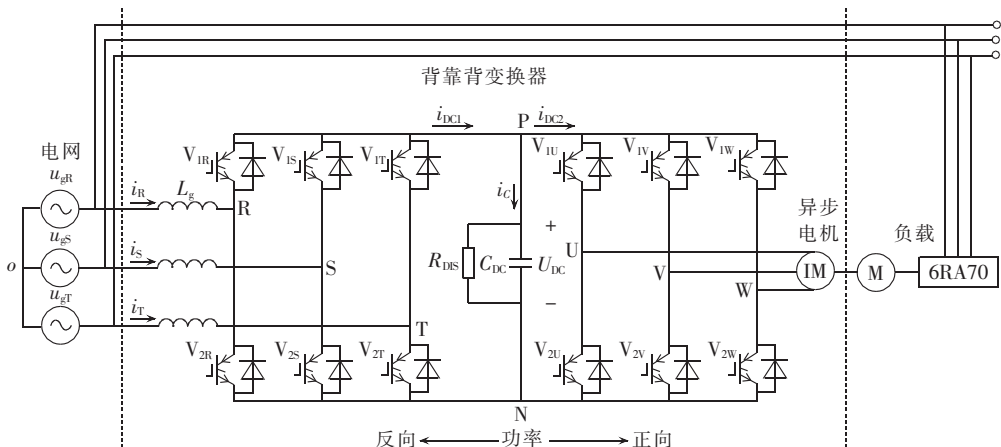


图 1 背靠背变频调速系统主电路结构图

Fig.1 Main circuit of back-to-back frequency-variable speed regulation system

响,三相 PWM 整流器的数学模型可表示为^[7]:

$$\begin{cases} L_g \frac{di_R}{dt} = u_{gR} - \left[U_{DC} S_R - \frac{U_{DC}}{3} (S_R + S_S + S_T) \right] \\ L_g \frac{di_S}{dt} = u_{gS} - \left[U_{DC} S_S - \frac{U_{DC}}{3} (S_R + S_S + S_T) \right] \\ L_g \frac{di_T}{dt} = u_{gT} - \left[U_{DC} S_T - \frac{U_{DC}}{3} (S_R + S_S + S_T) \right] \end{cases} \quad (1)$$

其中, S_R, S_S, S_T 为开关函数, 值为 1 时对应相的上桥臂导通, 为 0 时对应相的下桥臂导通。开关函数 S_R, S_S, S_T 为一系列方波, 其平均值为占空比。占空比与调制波电压有关, 以 SPWM 为例, 并设 R 相电网电压为 $u_{gR} = U_{gm} \sin \alpha$, 其中 U_{gm} 为电网相电压峰值, α 为随时间变化的角度, 则三相的占空比可写为:

$$\begin{cases} D_R = \frac{1 + M \sin \alpha}{2} \\ D_S = \frac{1 + M \sin(\alpha + 2\pi/3)}{2} \\ D_T = \frac{1 + M \sin(\alpha - 2\pi/3)}{2} \end{cases} \quad (2)$$

其中, M 为调制比。为便于推导网侧电感与电网电流总谐波畸变率(THD)之间的关系, 在计算电流谐波时作如下假设: 电网电压为正弦, 不含谐波分量; 假定输出电流只含基波项和开关次数的谐波项; 开关频率足够高, 以至电流跟踪误差基本为 0; 不考虑死区、控制延迟、母线电压波动等非理想因素。

2.2 基于傅里叶级数的谐波电流计算方法

以 1 个开关周期为单位, 将开关函数 S_R, S_S, S_T 展开成傅里叶级数为:

$$\begin{cases} S_R = D_R + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(k D_R \pi)}{k \pi} \cos(k \omega_{sw} t) \\ S_S = D_S + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(k D_S \pi)}{k \pi} \cos(k \omega_{sw} t) \\ S_T = D_T + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin(k D_T \pi)}{k \pi} \cos(k \omega_{sw} t) \end{cases} \quad (3)$$

其中, ω_{sw} 为开关角频率。将式(2)、(3)代入 PWM 整

流器的数学模型的 R 相方程, 求解此微分方程, 并将基波项 i_{Rf} 和谐波项 i_{Rh} 分别列写为:

$$\begin{cases} i_{Rf} = A \cos \alpha \\ i_{Rh} = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(k \omega_{sw} t) \end{cases} \quad (4)$$

$$A = \frac{U_{DC} M - 2 U_{gm}}{2 \omega L_g}$$
$$A_k = 2 U_{DC} [\sin(k D_S \pi) + \sin(k D_T \pi) - 2 \sin(k D_R \pi)] / (3 k^2 \pi \omega_{sw} L_g)$$

则总谐波电流有效值可表示为:

$$\Delta I_{rms-total} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{A_k}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (5)$$

由于谐波次数越高, 谐波电流值越小, 因此式(5)中 k 的上限可以取较大的有限值。

2.3 基于电流纹波的谐波电流计算方法

同样以 R 相为例, 图 2 所示为实际输出电流 i_R 、纹波电流 Δi_R 及对应的开关函数 S_R 的波形。假设开关频率无限大, 则在每个开关周期基波电流可认为保持不变, 如图中点划线所示。电流纹波为一系列三角波, 根据式(1)可得当输出电流基波位于正半周时, 在一个开关周期 T_s 内, 纹波电流的变化幅度为:

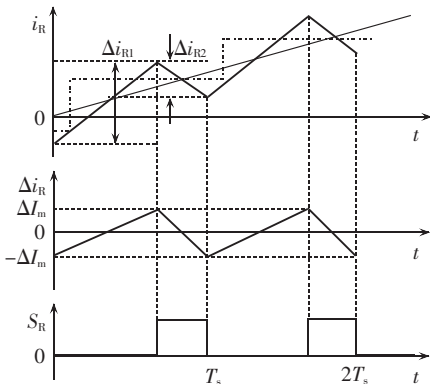


图 2 R 相输出电流、纹波电流及开关函数
Fig.2 Output current, ripple current and switching function of phase R

$$\Delta i_{R2} = \frac{u_{gR} - \frac{U_{DC}}{3}(2 - S_S - S_T)}{L_g} - D_R T_s \quad (6)$$

同理,当输出电流基波位于负半周时,纹波电流的变化幅度为:

$$\Delta i_{R1} = \frac{u_{gR} + \frac{U_{DC}}{3}(S_S + S_T)}{L_g} - (1 - D_R) T_s \quad (7)$$

由于电流没有跟踪误差,则纹波电流在每个周期的平均值应为 0,即其正、负最大值的绝对值相同,均为峰峰值的一半。对于一个平均值为 0 的三角波,其有效值 ΔI_{ms} 与幅值 ΔI_m 之间的关系是:

$$\Delta I_{ms} = \frac{\Delta I_m}{\sqrt{3}} = \frac{|\Delta i_{R2}|}{2\sqrt{3}} \quad (8)$$

将式(2)、(6)代入式(8),并将开关函数用其平均值占空比代替,可以得到:

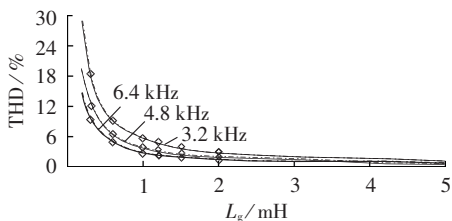
$$\Delta I_{ms} = \frac{T_s}{12\sqrt{3} L_g} (1 + M \sin \alpha) \times \left[\left(1 + \frac{M \sin \alpha}{2} \right) U_{DC} - 3 U_{gm} \sin \alpha \right] \quad (9)$$

将一个开关周期内的谐波电流有效值在 1 个基波周期内积分可以得到:

$$\begin{aligned} \Delta I_{ms-total} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \Delta I_{ms}^2 d\alpha} = \\ &= \frac{T_s}{12\sqrt{3} L_g} \left[\frac{1}{\pi} (2U_{DC}^2 M^3 - 12U_{DC} U_{gm} + \right. \\ &24U_{gm}^2 M + 6U_{DC}^2 M - 16U_{DC} U_{gm} M^2) + U_{DC}^2 + \\ &\frac{13}{8} U_{DC}^2 M^2 + \frac{3}{32} U_{DC}^2 M^4 + \frac{27}{8} U_{gm}^2 M^2 - \\ &\left. \frac{15}{2} U_{DC} U_{gm} M - \frac{9}{8} U_{DC} U_{gm} M^3 + \frac{9}{2} U_{gm}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (10) \end{aligned}$$

2.4 仿真分析

由式(4)和式(10)可以看到,谐波电流与网侧交流电感、直流母线电压和开关频率有密切关系。以用于驱动 55 kW 异步电机的背靠背变换器的整流侧为例,采用式(5)和式(10)分别计算电网电流的 THD。直流母线电压 U_{DC} 固定为 700 V,改变开关频率和网侧交流电感取值,得到额定运行状态下网侧交流电流 THD 变化曲线如图 3 所示。



— 2.2 节方法, --- 2.3 节方法, ◇ 仿真结果

图 3 网侧交流输出电流 THD 变化曲线

Fig.3 THD curve of grid-side AC output current

由图 3 可以看到,在不同开关频率和不同网侧电感下,采用 2.2 节和 2.3 节中的 2 种方法计算得到的 THD 曲线几乎完全重合,此外,在 MATLAB/Simulink 中搭建的仿真系统得到的 THD 也与 2 种计算方法的结果非常接近,这表明了 2 种谐波电流计算方法的正确性。值得注意的是,在采用基于傅里叶级数的方法计算 THD 时, k 值取为 5 000,虽然能更接近实际情况,但求解 1 次需要 5 min 左右。为保证计算的快速性,后面将采用基于电流纹波的 THD 计算方法。

3 背靠背变换器主电路参数设计

3.1 网侧电感在 PWM 整流电路中的约束关系

与通用变频器相比,背靠背变换器中的整流侧前端需要交流电感,它不仅可以提供无功功率,使整流侧可以运行在不同的工作模式下,而且能够滤除电网电流中的谐波,使交流输出侧获得较好的电流波形。根据交流输出电流的性能指标,可得到网侧电感与电路中各参数之间的相互关系。

a. 矢量三角形关系。

PWM 整流侧交流输出相电压 U_{rec} 、电网相电压 U_g 、电网电流 I_g 之间的关系可由式(11)表示,其中 θ_1 为网侧功率因数角,电网电流的有功部分由电机侧决定,在背靠背变换器中功率流动方向不同,其额定值也不同。

$$|U_{rec}|^2 = |U_g|^2 + |\omega L_g I_g|^2 - 2|U_g| |\omega L_g I_g| \sin \theta_1 \quad (11)$$

整流侧的交流输出相电压峰值与直流母线电压 U_{DC} 的关系为:

$$U_{recm} = U_{DC} M \leq U_{DC} M_{max} \quad (12)$$

其中, M_{max} 为最大调制比,采用 SVPWM 时调制比最大为 $1/\sqrt{3}$,采用 SPWM 时调制比最大为 0.5,考虑死区效应时其值略小。

将式(11)代入式(12),并取整流侧的功率因数为 1,可得到确定网侧电感一个取值上限的公式为:

$$L_g \leq \frac{\sqrt{(U_{DC} M_{max})^2 - U_{gm}^2}}{\omega I_{gm}} \quad (13)$$

其中, I_{gm} 为电网基波电流峰值。

b. 电流的动态性能指标。

衡量整流器交流输出电流动态特性的指标之一是电流跟踪速度。网侧电感对输出电流的动态性能产生一定的影响,电感越小,输出电流就能更快地达到指令值,而电感越大,跟踪速度越慢,就有可能影响电流的动态特性,可由此得到网侧电感的另一个取值上限。

当正弦电流过零时,其变化率最大。根据式(1)和图 2 可以得到基波电流过零时开关管 V_{IR} 在关断阶段和导通阶段的电流变化幅度分别为:

$$\Delta i_{R1} = \frac{U_{DC}(S_S + S_T)}{3L_g} (1 - D_R) T_s \tag{14}$$

$$\Delta i_{R2} = \frac{-U_{DC}(2 - S_S - S_T)}{3L_g} D_R T_s \tag{15}$$

为达到电流快速跟踪的要求,应满足:

$$\Delta i_{R1} + \Delta i_{R2} \geq \Delta i_{Rmax} = \left. \frac{di_R}{dt} \right|_{t=0} T_s = I_{gm} \omega T_s \tag{16}$$

将式(14)、(15)代入式(16),可以得到确定网侧电感第 2 个取值上限的公式为:

$$L_g \leq \frac{U_{DC}(S_S + S_T - 2D_R)}{3I_{gm} \omega} \tag{17}$$

将式(2)代入式(17)并化简可得:

$$L_g \leq \frac{-U_{DC} M \sin \alpha}{2I_{gm} \omega} \leq \frac{U_{DC} M_{max}}{2I_{gm} \omega} \tag{18}$$

c. 电流的稳态性能指标。

变换器的网侧输出电流中含有非常丰富的谐波,对电网的危害较大,在前端加入交流电感可以起到滤除谐波的作用,电感取值越大,网侧电流的谐波含量越小。因此可以选取 THD 作为衡量变换器输出电流稳态特性的标准。2.2 节和 2.3 节中给出的 2 种方法计算出的结果非常接近,其中基于电流纹波的谐波电流计算方法比较简洁,可将其作为输出电流稳态性能指标的依据。根据定义,交流输出电流的 THD 可表示为:

$$THD = \frac{\sqrt{2} \Delta I_{ms-total}}{I_{gm}} \leq THD_{max} \tag{19}$$

其中,THD_{max} 为电网允许的最大电流 THD。将式(10)代入式(19)即可确定网侧电感的取值下限。

3.2 主电路关键参数设计流程

根据 3.1 节中确定的电感取值依据可以看出,电感的取值范围与直流母线电压、额定输出电流、开关频率、THD 指标等参数有关。由于在背靠背变换器中,随着功率流向的变化,会存在不同的额定工作点,因而网侧电感 L_g 的取值也会有所差异,因此需要结合电机运行状态综合考虑网侧电感、直流母线电压额定值等参数的取值。具体设计步骤如图 4 所示。

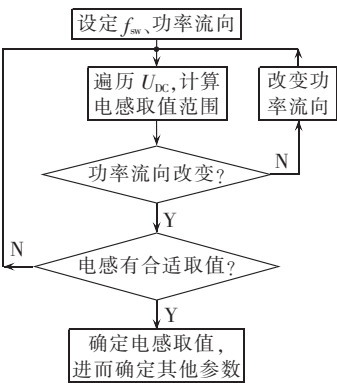


图 4 主电路参数设计流程图
Fig.4 Flowchart of main circuit parameter design

以 55 kW 背靠背变频调速系统的设计为例,系统指标如表 1 所示。

表 1 55 kW 背靠背变换器系统指标
Tab.1 System index of 55 kW back-to-back converter

指标	取值	指标	取值
电网电压	三相 380 V	变换器效率	>95 %
电网频率	50 Hz	电机功率	55 kW
电网电流 THD	<5 %	电机效率	90 %

考虑到现有器件耐压限制,将直流母线电压定在 500~1 000 V 的范围内变化,IGBT 的开关频率 f_{sw} 分别取 1、6.4 kHz,根据图 4 的步骤得到电感 L_g 与直流母线电压及开关频率之间的关系,如图 5 所示。可以看到,随着开关频率的降低, L_g 的取值范围(阴影部分)逐渐减小。当开关频率为 1 kHz 时, L_g 已没有合适的取值。因此开关频率应选 2 kHz 以上。在本系统设计中,将开关频率取为 6.4 kHz,直流母线电压额定值设定为 700 V,网侧交流电感在 0.75 ~ 3.70 mH 之间取值。

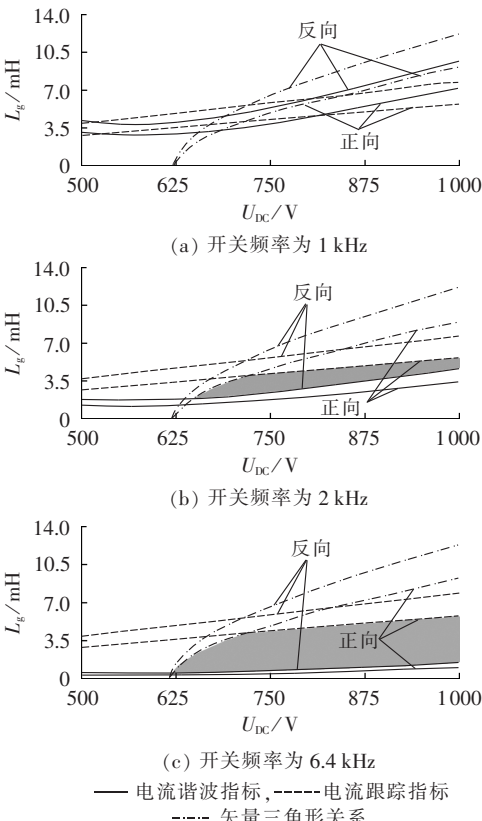


图 5 电感取值范围与开关频率及直流母线电压之间的关系曲线
Fig.5 Relationship between inductance range and DC-link voltage for different switch frequencies

3.3 直流母线电容设计

在背靠背变换器中,虽然能够采用协调控制的方法减小直流母线电容的体积^[14-17],甚至实现无直流环节,但是由于实际系统中的非理想特性,整流侧与

逆变侧的功率不可能在 1 个控制周期内达到平衡,这部分能量需要由母线电容来承担,以维持直流母线电压的稳定。同时,由于控制系统存在采样延迟,当电机功率突变,向网侧回馈能量,而整流侧仍向电机侧输出满载功率时,母线电容上将承受这两部分能量,使得母线电容的电压有较大的抬升,若母线电压超过电容的耐受电压,将可能导致电容的损坏,进而对其他元件造成损坏。由此可确定母线电容的一个下限值,以确保母线电压的波动限制在最大波动范围之内。

假设整流侧和逆变侧的输出电流限幅均为 1,系统在 n 个控制周期内达到功率平衡,则在该过程中,母线电容上的最大功率波动为:

$$\Delta E_{\max} = (P_{\text{rec}} + P_{\text{motor}})(nT_c + T_d) \quad (20)$$

其中, P_{rec} 为变频器整流侧的额定输出功率; P_{motor} 为电机额定功率; T_c 为系统的控制周期,与开关周期相同; T_d 为控制延迟,通常为 1 个开关周期。

由此可以得到确定母线电容取值下限的公式为:

$$C_{\text{DC}} \geq \frac{(P_{\text{rec}} + P_{\text{motor}})(n+1)T_s}{U_{\text{DC}}^2 \left(\Delta U_{\text{DCmax}} + \frac{1}{2} \Delta U_{\text{DCmax}}^2 \right)} \quad (21)$$

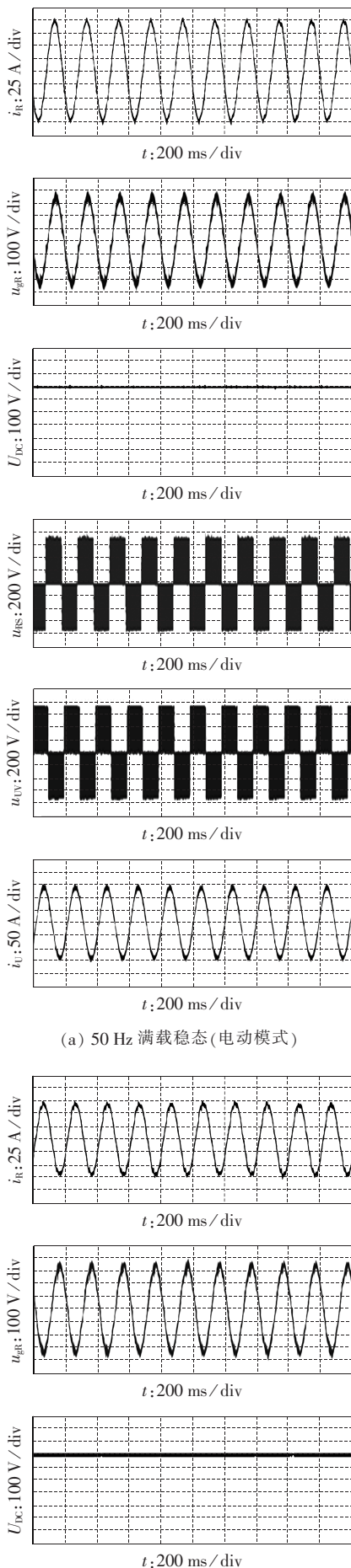
其中, ΔU_{DCmax} 为直流母线电压最大波动率。

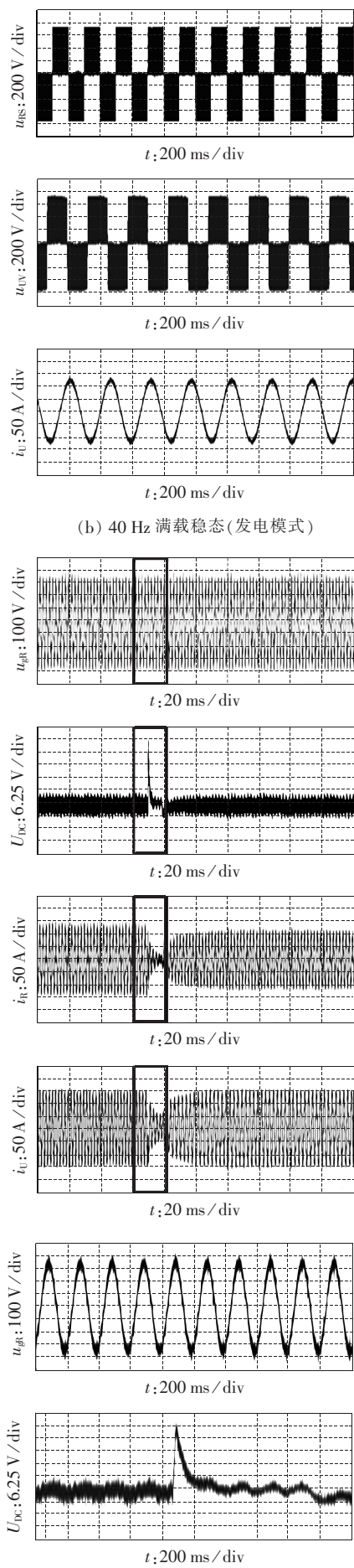
4 实验结果

根据表 1 中的指标,设计的 55 kW/380 V 背靠背变频调速系统的电路参数为: $U_{\text{DC}} = 700 \text{ V}$, $L_g = 2 \text{ mH}$, $C_{\text{DC}} = 4700 \text{ }\mu\text{F}$, $f_{\text{sw}} = 6.4 \text{ kHz}$,功率模块 IGBT 型号为 FF300R12ME3。设计样机的直流母排采用层叠母排,以减小 IGBT 在关断时产生的电压尖峰和开关过程中的电磁干扰。

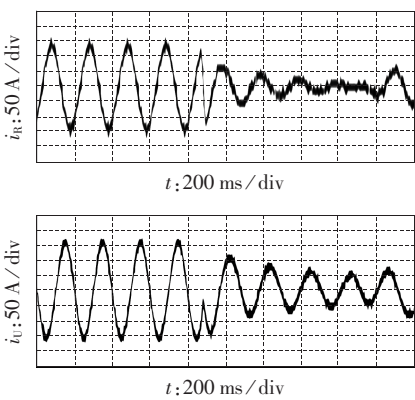
图 6 给出了电机满载时的系统实验波形。图 6(a)、(b)分别为电动模式和发电模式下电机满载运行稳态波形,电网相电压 u_{gr} 上的毛刺主要是由 6RA70 的晶闸管换相造成的。由于 6RA70 加载的限制,在发电模式下最高只能在 40 Hz 时加到满载。可以看到系统较好地实现了功率的双向流动。经测定可知,电动模式和发电模式下的功率因数均在 0.999 4 以上,系统在电动模式额定运行时的效率为 97%,在发电模式下 40 Hz 满载运行时的效率为 96.33%,达到系统的设计要求。图 6(c)为电机满载转速突减的波形,方框内的部分放大后分别对应后 4 个子图。由图 6(c)可见,电机运行状态的突变使得母线电压有一定程度的抬升,波动幅度约为 30 V,在直流母线电压额定值的 5% 以内。

图 7 给出了开关频率 6.4 kHz,不同网侧电感下系统额定运行时的电网电流 THD。在发电模式下电机运行频率仍为 40 Hz。当网侧电感为 2 mH 和 1 mH 时,电网电流 THD 均在 5% 以下,而当电网电感降至





(b) 40 Hz 满载稳态(发电模式)



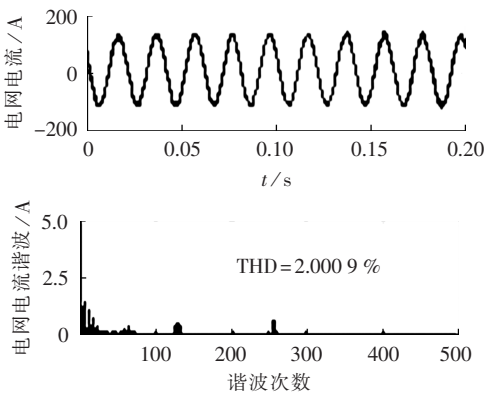
(c) 电机满载转速突减波形

图 6 电机满载下的系统实验波形

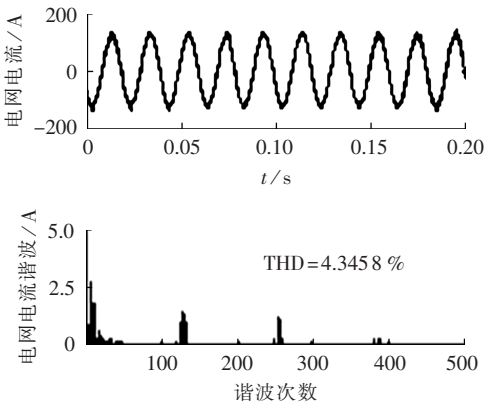
Fig.6 Experimental waveforms of system with full load

0.6 mH 时,电流 THD 为 5.9%,超出了预设的系统 THD 指标,这与仿真分析的结果一致。由图 7(d)可见,网侧电感 2 mH,电机工作在发电模式下 40 Hz 满载时,电网电流 THD 在 5% 以下。由于电机和变换器存在损耗,电机额定运行在发电模式时的电网电流小于电动模式时的电流,因此发电模式下的电流 THD 略高。为保证变换器在功率双向流动时电网电流 THD 均能达标,在选取电感值时应优先满足发电模式。

表 2 为电网电流 THD 的实验结果和计算结果,计算结果与实验结果较为吻合。实验结果的 THD 略高于计算结果,主要源于电网电压含低次谐波。



(a) 网侧电感 2 mH,电机工作于电动模式 50 Hz 满载



(b) 网侧电感 1 mH,电机工作于电动模式 50 Hz 满载

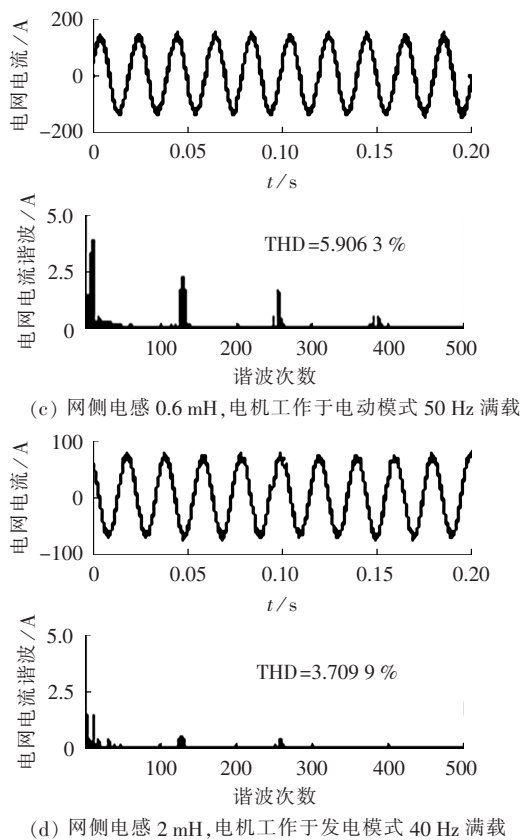


图 7 电网电流 THD
Fig.7 Grid current THD

表 2 电流 THD 的实验与计算结果对比
Tab.2 Comparison of current THD between
experimental and calculative results

电感取值 / mH	THD / %	
	实验结果	计算结果
0.3	9.8200	9.738
0.6	5.9063	4.869
1.0	4.3458	2.921
2.0	2.0009	1.461

5 结语

本文提出一套适用于高性能三相背靠背变换器的
主电路设计方法。以用于 55 kW 异步电机变频调
速的背靠背变换系统为例,结合功率双向流动的特
点,对系统的主电路参数进行合理设计。推导了三
相 PWM 整流器中 2 种不同的谐波电流的计算方
法,作为变换器主电路参数的设计依据。由于背靠
背变换器在功率正反向流动时的额定工作点不同,
因此,需要综合考虑不同的运行状态进行主电路参
数设计。实验表明,根据本文提出的设计方法得出
的主电路参数能够满足系统的设计指标,从而验证
了本文所提设计方法的有效性。

参考文献:

[1] 尹璐,赵争鸣,鲁挺,等. 基于双 DSP 的双 PWM 变频器控制平台
设计[J]. 电力自动化设备,2013,33(11):148-153.

YIN Lu,ZHAO Zhengming,LU Ting,et al. Control platform based
on dual DSPs for dual-PWM converter[J]. Electric Power
Automation Equipment,2013,33(11):148-153.

[2] 张厚升,赵艳雷. DSP 控制的能量回馈型交流电子负载设计[J].
电力自动化设备,2011,31(12):110-113.

ZHANG Housheng,ZHAO Yanlei. Design of energy-feedback-
type AC electronic load controlled by DSP[J]. Electric Power
Automation Equipment,2011,31(12):110-113.

[3] BUENO E J,COBRECES S,RODRIGUEZ F J,et al. Design of
a back-to-back NPC converter interface for wind turbines with
squirrel-cage induction generator[J]. IEEE Transactions on
Energy Conversion,2008,23(3):932-945.

[4] 李时杰. 基于 back-to-back 变流技术的调速系统的研究[D]. 北
京:中国科学院研究生院,2006.

LI Shijie. Research on the AC drive system with the back-to-
back converter[D]. Beijing:Graduate University of Chinese
Academy of Sciences,2006.

[5] 张承慧,李珂,杜春水,等. 基于幅相控制的变频器能量回馈控制
系统[J]. 电工技术学报,2005,20(2):41-45.

ZHANG Chenghui,LI Ke,DU Chunshui,et al. An energy-
feedback control system of inverter based on phase and
amplitude control[J]. Transactions of China Electrotechnical
Society,2005,20(2):41-45.

[6] LU Ting,ZHAO Zhengming,ZHANG Yingchao,et al. Design of
energy storage component parameters for three-level grid-connected
inverter[C]// International Conference on Electrical Machines
and Systems. [S.l.]:IEEE,2011:1-5.

[7] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版
社,2003:146-148.

[8] 张纭,李耀华,胜小松. 级联型多电平 D 类功率放大器输出滤波
器设计[J]. 电力电子技术,2006,40(1):26-28.

ZHANG Ying,LI Yaohua,SHENG Xiaosong. Design of a cascade
multilevel class-D amplifier's output filter[J]. Power Electronics,
2006,40(1):26-28.

[9] 王兆安,杨君,刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机
械工业出版社,1998:2-3.

[10] MAO Xiaolin,AYANAR R,KRISHNAMURTHY H K. Optimal
variable switching frequency scheme for reducing switching loss
in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis
[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(4):
991-1001.

[11] 沈安文,万淑芸,王离九,等. 双 PWM 交流传动系统中主电路
储能元件设计[J]. 华中理工大学学报,1999,27(7):24-26.

SHEN Anwen,WAN Shuyun,WANG Lijiu,et al. Design of
main circuit energy storage components in dual PWM AC
drives[J]. Journal of Huazhong University of Science and
Technology,1999,27(7):24-26.

[12] 夏尚学,田建设,贺春,等. 数字式 SPWM 型逆变器的谐波分析
[J]. 电力自动化设备,2003,23(2):8-10.

XIA Shangxue,TIAN Jianshe,HE Chun,et al. Harmonic
analysis of digital SPWM inverter[J]. Electric Power Automation
Equipment,2003,23(2):8-10.

[13] 张颖超,赵争鸣,冯博,等. 三电平双 PWM 变频器综合控制策
略[J]. 电工技术学报,2011,26(11):25-31.

ZHANG Yingchao,ZHAO Zhengming,FENG Bo,et al. Integrated
control scheme for three-level NPC based dual-PWM converter

[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26 (11): 25-31.

- [14] RAFFEL H, ORLIK B. High dynamic quasi-direct converter with very low DC-link capacity [C] // Industry Applications Conference. [S.l.]: IEEE, 2000: 2323-2330.
- [15] KIM J S, SUL S K. New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor [C] // Power Electronics Specialists Conference. [S.l.]: IEEE, 1993: 300-306.
- [16] HWANG J W G, WINKELNKEMPER M, LEHN P W. Control of AC-DC-AC converters with minimized DC link capacitance under grid distortion [C] // IEEE International Symposium on

Industrial Electronics. [S.l.]: IEEE, 2006: 1217-1222.

作者简介:



邹高域

邹高域(1986-),女,陕西南郑人,博士研究生,主要研究方向为电力电子与电机系统集成(E-mail: retniwsthi@gmail.com);

赵争鸣(1959-),男,湖南邵阳人,教授,博士,主要研究方向为大容量电力电子变换器、太阳能光伏发电系统。

Design of main circuit parameters for high-performance three-phase back-to-back converter

ZOU Gaoyu, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, YIN Lu

(State Key Lab of Control and Simulation of Power Systems & Generation Equipments,
Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The main circuit parameters of back-to-back converter are designed according to the overall requirement of frequency-variable speed regulation system for high-performance three-phase induction motor. With the THD of grid current as the judgment index of current steady-state performance, two methods of current harmonics calculation are derived. The relationship between the grid-side filter inductor/DC-link capacitor in main circuit and the system performance is analyzed in detail and the design principles are proposed for these two energy-storage components. The main circuit parameters are properly designed based on two facts: the power of back-to-back converter flows in both directions and the DC-link voltage is controlled. A prototype of back-to-back converter is developed for a 55 kW induction motor and the feasibility of the proposed design method is verified by its simulative and experimental results.

Key words: back-to-back; electric converters; Fourier transforms; harmonic current; THD; DC-link capacitor

(上接第 71 页 continued from page 71)

Analysis of low frequency oscillation in single-phase grid-connected inverter with *LCL* filter

ZHOU Lin, LONG Yanping, ZHANG Mi, CHAO Yang, ZHENG Guanghui

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,
Chongqing University, Chongqing 400030, China)

Abstract: The oscillation phenomenon in single-phase grid-connected inverter with *LCL* filter is analyzed. MATLAB/Simulink simulation is performed based on the average model of system, which shows that, the oscillation phenomenon occurs in a stable system along with the change of regulating coefficient. The discrete model of grid-connected inverter is deduced by using the stroboscopic sampling method. The system stability is analyzed according to the eigenvalues of Jacobian matrix, which reveals that the Hopf bifurcation occurred in system causes the oscillation phenomenon. The bifurcation point is accurately predicted by analyzing the change of eigenvalues. A method combined with the characteristic equation is given to determine the oscillation frequency. The correctness and validity of theoretical analysis are verified by experiments.

Key words: grid-connected inverter; electric filters; discrete model; Hopf bifurcation; oscillation frequency