# 模块化多电平变频驱动系统的转矩脉动最小化控制*

韩晓燕, 郭亚男, 刘秀敏
(中原工学院信息商务学院,河南 郑州 450007)

**摘　要**:应用基于两电平变频器的传统感应电机驱动系统存在输出转矩脉动较大的问题。针对这个问题,设计了一种模块化多电平变频器驱动的多极感应电机转矩脉动最小化控制方案。基于多极感应电机设计了其多电平驱动变频器拓扑,并采用了一种单极性的载波移相空间矢量脉宽调制技术进行控制。通过脉冲序列生成分析和计算,系统的低次输出谐波都达到了开关频率的四倍频以上,进而有效降低了转矩脉动。基于模块化多电平变频器的多级感应电机驱动试验平台进行了对比试验研究,试验结果验证了在新型控制策略下的有效性,电机转矩脉动得到了明显改善。

**关键词**:感应电机;模块化多电平;变频器;转矩脉动;载波移相
**中图分类号**:TM 346　　**文献标志码**:A　　**文章编号**:1673-6540(2017)09-0088-06

# Torque Ripple Minimization Control for Modular Multilevel Converter Driven System*

*HAN Xiaoyan*, *GUO Yanan*, *LIU Xiumin*
(College of Information & Business, Zhongyuan University of Technology, Zhengzhou 450007, China)

**Abstract**: The conventional induction motor driven system which was equipped with two-level converter had the problem of large torque ripples. Aiming at it, a torque ripple minimization control for multi-pole induction motor driven by modular multilevel converter was proposed. The modular multilevel drive converter topology was designed based on the multi-pole induction motor, and a unipolar carrier phase shifted SVPWM technique was adopted for the controller. Through the analysis and calculation of pulse sequence generation, all low order harmonics achieve four fold frequency of switching frequency, and then minimize the torque ripples. The experimental research had been carried out based on multi-pole induction motor drive test platform with modular multilevel converter. The test results verified the effectiveness of the new control strategy, and the torque ripple of the motor was improved obviously.

**Key words**: **induction motor; modular multilevel; converter; carrier phase shift; torque ripple**

## 0　引　言

基于感应电机的电力传动系统具有较低的成本和较高的可靠性[1-3]。传统两电平拓扑结构的变频器由于结构简单,易于实现,也被广泛应用于电力传动系统,但其谐波含量较高[4-5]。变频器输出电压谐波将引起电流纹波,从而产生转矩脉动,导致电机和电力电子器件的生命周期降低,进一步降低了系统可靠性[6-7]。为了降低逆变电路的输出谐波,文献[8-10]采用了改进脉宽调制(Pulse Width Modulation,PWM)策略的方案来实现谐波含量的降低,但是与此同时导致了更多的

* 基金项目:河南省重点科技攻关项目(152102210155)
作者简介:韩晓燕(1983—),女,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。
郭亚男(1982—),女,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化。
刘秀敏(1982—),女,硕士研究生,研究方向为智能化控制与信号处理。

开关损耗和较高的 d$u$/d$t$。文献[11-12]采用了多电平逆变电路和单极性 PWM 技术可以将谐波频带提高到两倍开关频率处,使得在不增加开关频率的基础上减小了谐波含量。文献[13-15]采用了单极性载波移相 PWM 进一步将所有低次谐波变换到四倍开关频率处及以上,进一步降低了谐波影响。但是单极性载波移相 PWM 的应用需要更多的负载终端,而每个终端都需要一个两电平拓扑电路,所以单极性载波移相 PWM 广泛应用于不间断电源系统,因为不间断电源可以接入多绕组变压器。对于传统的感应电机驱动系统,受限于端口条件,该调制技术无法使用。

因此,本文在前述文献的研究基础上提出了一种模块化多电平变频器(Modular Multilevel Converters,MMC)驱动的多极感应电机转矩脉动最小化控制方案。该方案中采用 4 个 MMC 构成了多电平主电路拓扑,从而可以使用单极性载波移相 PWM 技术,同时驱动电机为三相多极感应电机,其定子每相含两套绕组,从而具有两个输入端。为了提高直流电压利用率,在采用单极性载波移相 PWM 技术的基础上,结合使用了空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation,SVPWM),将谐波频率提高到开关频率的四倍频以上,进而有效地降低了电流谐波和电磁转矩脉动。最后在基于模块化多电平变频器的感应电机驱动试验平台上开展了对比试验研究,验证了新型驱动系统相对于传统两电平变频器能有效降低转矩脉冲。

## 1　模块化多电平变频器结构

模块化多电平变频器主电路拓扑结构示意图如图 1 所示。从图 1 中可以看出,MMC 包含 4 个 MMC 模块,其中 MMC1 和 MMC2 的输出到感应电机第一套绕组,而 MMC3 和 MMC4 的输出到感应电机第二套绕组。同时系统采用了两套独立的直流电源,一套给 MMC1 和 MMC3 供电,另一套给 MMC2 和 MMC4 供电,相当于每相绕组都由两个独立的两电平逆变电路控制。因此,在此主电路拓扑下,每套绕组的输入电压都是三电平电压,进而整个电机的每相有效端电压为两套绕组输入电压之和,即五电平电压。此外,由于使用了两套独立的直流电源,SVPWM 算法中零序电压将不能生成零序电流。

从图 1 所示的电路拓扑中还可以看出,将 S11 和 S22 开通,则有 $U_{A12}=U_{dc}/4$;将 11 和 S21 开通(或者 S12 和 S22 开通),则使得 $U_{A12}$为零电压;将 S21 和 S12 开通,则有 $U_{A12}=-U_{dc}/4$。同样的电压变化可以在 $U_{A34}$上产生,进而 A 相的总电压通过载波移相控制可以变为五电平电压,即当 S11、S22、S31 和 S42 开通时,有 $U_{A14}=U_{dc}/2$;当 S21、S12、S41 和 S32 开通时,有 $U_{A14}=-U_{dc}/2$。为了使 $U_{A14}=U_{dc}/4$,可以有不同的开关状态组合,例如将 S11、S22、S31 和 S41 同时开通,类似的将 S12、S21、S31 和 S41 开通可以使 $U_{A14}=-U_{dc}/4$。对于零电平,将全部上管开通或者关闭就可以得到。具体的电平生成表如表 1 所示,B 相和 C 相的电压生成也和 A 相类似。

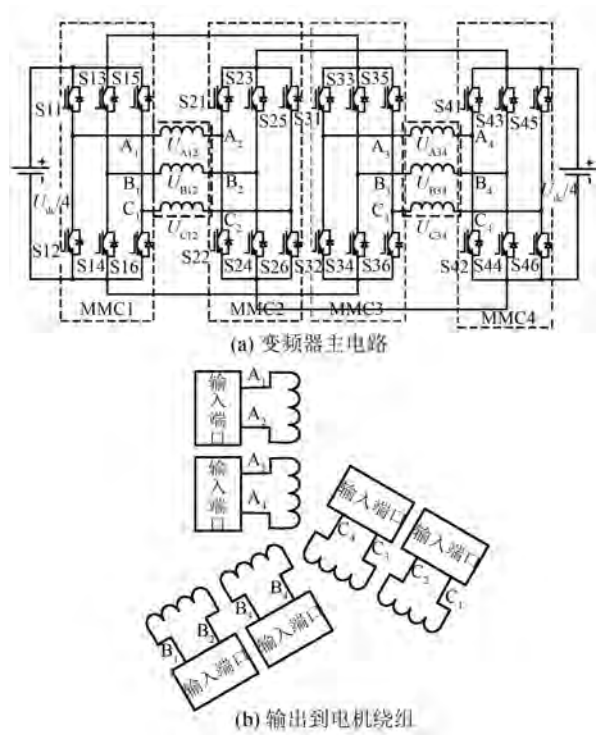


图 1　MMC 主电路拓扑结构

将 MMC1 和 MMC2 的参考电压 $U_{r1}$和 $U_{r2}$的相差设置为 180°,即调制波相移 180°,则可以使得 $U_{A12}$为三电平电压,具体如图 2(a)和图 2(b)所示。从图 2 可以看出,每个 MMC 的矢量六边形都含有 8 个空间矢量,当 $U_{r1}$和 $U_{r2}$如图 2 中所示位置时(分别为扇区 Ⅰ 和扇区 Ⅳ,MMC1 序列为 $7_1-2_1-1_1-8_1-1_1-2_1-7_1$,MMC2序列为$7_2-4_2-$

**表 1　开关组合与五电平点电压生成**

| 电压 | 开关状态 | | | |
|---|---|---|---|---|
| | $S_{11}/S_{13}/S_{15}$ | $S_{21}/S_{23}/S_{25}$ | $S_{31}/S_{33}/S_{35}$ | $S_{41}/S_{43}/S_{45}$ |
| $U_{dc}/2$ | ON | OFF | ON | OFF |
| $U_{dc}/4$ | ON | OFF | OFF | OFF |
| | ON | OFF | ON | ON |
| | ON | ON | ON | OFF |
| 0 | OFF | OFF | ON | OFF |
| | ON | ON | ON | ON |
| | OFF | OFF | OFF | OFF |
| | OFF | ON | OFF | OFF |
| $-U_{dc}/4$ | OFF | ON | ON | ON |
| | ON | ON | OFF | ON |
| $-U_{dc}/2$ | OFF | OFF | OFF | ON |
| | OFF | ON | OFF | ON |

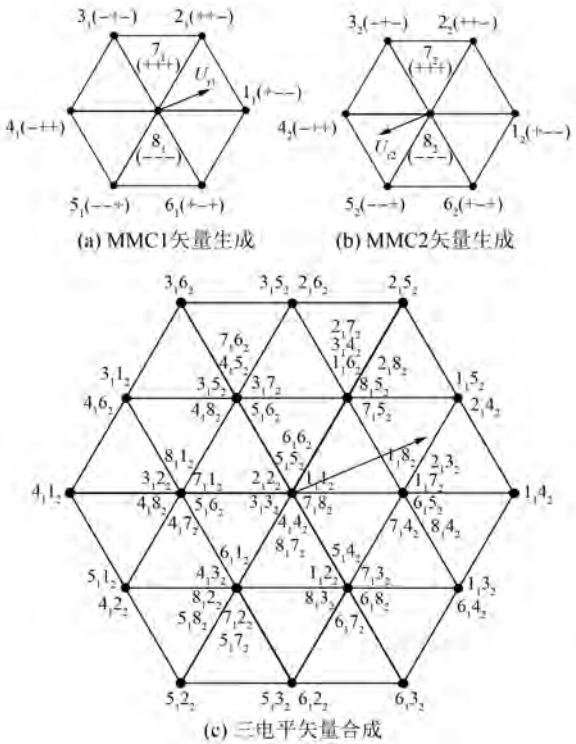


图 2　电压矢量生成原理

$5_2-8_2-5_2-4_2-7_2$,此时 MMC3 和 MMC4 的脉冲生成类似于 MMC1 和 MMC2,但 $U_{r3}$ 和 $U_{r4}$ 分别相对于 $U_{r1}$ 和 $U_{r2}$ 有 $T_s/2$ 的相移,即 MMC3 序列为 $1_3-2_3-7_3-2_3-1_3-8_3-1_3$,MMC2 序列为 $4_4-7_4-4_4-5_4-8_4-5_4-4_4$。

图 3 所示为一个开关周期内 MMC1 至 MMC4 的开关序列图。从图 2 和图 3 中可以看出由于在 $U_{r1}(U_{r2})$ 和 $U_{r3}(U_{r4})$ 之间存在 $T_s/2$ 的相移,才使得绕组上合成了一个五电平的电压。同时由于 MMC2 的载波相对于 MMC1 的载波相移了 180°,从而所有奇数次边带谐波将消除[11-12],而参考矢量之间 $T_s/2$ 的相移将消除 2 次边带谐波[16],故使用单极性载波移相 PWM 调制技术将消除 1 次、2 次和 3 次边带谐波,故只有 4 次边带谐波存在。

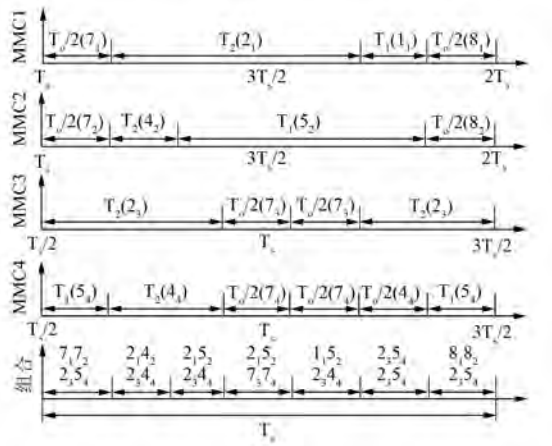


图 3　MMC1—MMC4 的脉冲序列

图 1 所示的主电路拓扑结构相对于传统电路拓扑,还具有更高的可靠性。当 MMC1、MMC2、MMC3 和 MMC4 中任意两个故障停机时,变频器仍然可以工作,同时在绕组上输出三电平电压。图 4 所示为当 MMC2 和 MMC4 故障时的等效电路,此时 MMC1 的输出即为 $U_{A12}$,而 MMC3 的输出即为 $U_{A34}$,而变频器由单一直流电源供电并在绕组上输出三电平电压。如果采用传统的拓扑电路形式,则整个系统将停机。另一方面,图 1 所示的主电路拓扑结构和传统的 NPC 型多电平电路相比,不存在中点电位偏移的问题[17-18],不需要额外的算法控制中点电位,因此计算负担小,易于工程实践。

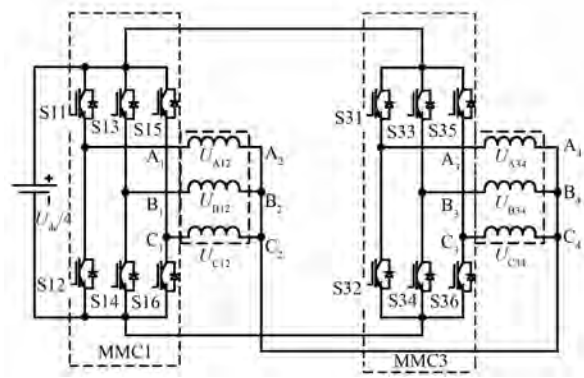


图 4　故障下的变频器主电路拓扑结构

## 2　谐波电流和转矩脉动计算

根据感应电机数学模型[6],转矩与电流和磁链相关,故谐波电流将产生转矩脉动。但是采用本文所设计的 MMC 拓扑结构,并使用单极性载波移相 PWM 后,谐波电流和转矩脉动将明显减小,下面将进行具体的计算,首先假设如下:(1)在定子电阻上的压降可以忽略;(2)当谐波电流作用在定子绕组上时,只考虑绕组的感性。根据文献[19],转矩脉动将正比于 $q$ 轴电流脉动,具体如下:

$$T_{e0}=\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{U_s}{\omega}\right)(1-\sigma_s)i_q \tag{1}$$

式中:$p$——极对数;

$U_s$——基波电压峰值;

$\omega$——基波角频率;

$\sigma$——电机总漏感和励磁电感的比值;

$i_q$——$q$ 轴电流。

由于变频器本质输出的是谐波较多的多电平电压,而电机需要纯正弦电压输入,故变频器输出电压矢量和实际需要电压矢量的不同而产生了谐波电流,进一步生成了转矩脉动。

图 1 所示的多级感应电机需要的输入电压为纯正弦波,设电压矢量角为 $\alpha$,则表达式为

$$\begin{cases} U_1=m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j\alpha} \\ U_2=m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j(\pi+\alpha)} \\ U_3=m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j\alpha} \\ U_4=m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j(\pi+\alpha)} \end{cases} \tag{2}$$

其中 $m_a$ 为调制比。

实际上变频器输出的三电平电压如下:

$$\begin{cases} U_1=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a1}+S_{b1}e^{j(2\pi/3)}+S_{c1}e^{j(4\pi/3)}] \\ U_2=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a2}+S_{b2}e^{j(2\pi/3)}+S_{c2}e^{j(4\pi/3)}] \\ U_3=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a3}+S_{b3}e^{j(2\pi/3)}+S_{c3}e^{j(4\pi/3)}] \\ U_4=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a4}+S_{b4}e^{j(2\pi/3)}+S_{c4}e^{j(4\pi/3)}] \end{cases} \tag{3}$$

其中 $S_{a1}-S_{a4}$、$S_{b1}-S_{b4}$ 和 $S_{c1}-S_{c4}$ 为开关状态,将式(3)减去式(2)可以得到电压差为

$$\begin{cases} U_{1e}=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a1}+S_{b1}e^{j(2\pi/3)}+S_{c1}e^{j(4\pi/3)}]- \\ \qquad m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j\alpha} \\ U_{2e}=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a2}+S_{b2}e^{j(2\pi/3)}+S_{c2}e^{j(4\pi/3)}]- \\ \qquad m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j(\pi+\alpha)} \\ U_{3e}=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a3}+S_{b3}e^{j(2\pi/3)}+S_{c3}e^{j(4\pi/3)}]- \\ \qquad m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j\alpha} \\ U_{4e}=\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)[S_{a4}+S_{b4}e^{j(2\pi/3)}+S_{c4}e^{j(4\pi/3)}]- \\ \qquad m_a\left(\frac{U_{dc}}{4}\right)e^{j(\pi+\alpha)} \end{cases} \tag{4}$$

MMC1 的参考电压和 MMC2 的参考电压相差为 180°,而第一套绕组上的压差 $U_{1e}-U_{2e}$ 和第二套绕组上的压差 $U_{3e}-U_{4e}$ 是类似的,因此电机绕组上总的压差为

$$U_e=(U_{1e}-U_{2e})+(U_{3e}-U_{4e}) \tag{5}$$

式(5)中 $U_e$ 可以分解为实部和虚部两部分,具体如下:

$$U_e=U_{e\alpha}+jU_{e\beta} \tag{6}$$

根据假设(2),电流脉动可近似计算为[19]

$$\begin{aligned} i_{\alpha ripple}&=\frac{\int U_{e\alpha}}{L_s}dt \\ i_{\beta ripple}&=\frac{\int U_{e\beta}}{L_s}dt \end{aligned} \tag{7}$$

式中:$L_s$——电机绕组电感;

$i_{\alpha ripple}$、$i_{\beta ripple}$——$\alpha\beta$ 坐标系下电流脉动值。

将式(7)的结果转换到同步旋转 $dq$ 坐标系为

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{\alpha ripple} \\ i_{\beta ripple} \end{bmatrix} \tag{8}$$

将式(8)中的 $i_q$ 代入式(1),可得到最终的转矩脉动。

## 3　试验验证

为了验证多电平驱动变频器在降低转矩脉动的有效性,搭建了基于 MMC 的多级感应电机驱动试验平台进行了试验研究。为了突出调制策略的有效性,电机采用开关 $U/f$ 控制并设置了不同的调制比进行测试。控制器硬件平台采用了 dSPACE 系统,4 组 MMC 采用了 2 个独立的直流源进行供电,直流电压为 100 V。在试验中,调制波频率在 0~50 Hz 之间变化,开关频率设置为 2 kHz。感应电机参数如表 2 所示。试验系统如图 5 所示。

**表 1　试验电机额定参数**

| 试验参数 | 数值 |
|---|---|
| 额定功率 $P_n$/kW | 1.05 |
| 额定电压 $U_n$/V | 220 |
| 定子电阻 $R_s$/Ω | 0.8 |
| 转子电阻 $R_r$/Ω | 0.6 |
| 定子电感 $L_{ls}$/mH | 126 |
| 转子电感 $L_{lr}$/mH | 126 |
| 互感/mH | 113 |
| 额定频率 $f_n$/Hz | 50 |
| 额定转速 $\omega_n$/(r·min$^{-1}$) | 1 400 |
| 极对数 $p$ | 2 |

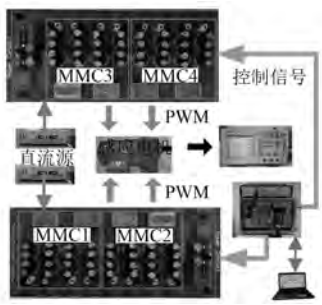


图 5　试验平台构成图

如图 6 所示为不同调制比下的 A 相绕组上的电压 $U_{A12}$、$U_{A34}$ 和 $U_{A14}$,以及电流 $i_a$ 的波形。其中:图 6(a)所示为调制比为 0.5 时的试验波形,图 6(b)所示为调制比为 1 时的试验波形,图 6(c)所示为调制比为 1.32 时(过调制)的试验波形。三幅示波器波形图从上至下通道 1 为 $U_{A12}$,通道 2 为 $U_{A34}$,通道 3 为 $U_{A14}$,通道 4 为 $i_a$。从图 6 中可以看出 A 相绕组上的总电压 $U_{A14}$ 为多电平电压波形。

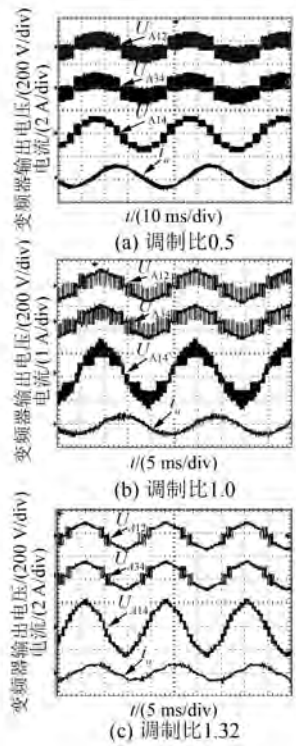


图 6　不同调制比下变频器输出波形

对图 6 的输出电压波形数据进行分析,可以得到如图 7(a)和图 7(b)所示在调制比分别为 0.5和 1 时,变频器输出电压 $U_{A14}$ 的频谱。从图 7 中可以看出,谐波频带在四倍开关频率以上,从而将有效降低转矩脉动。为了对比分析,将采用传统两电平拓扑变频器的输出电压频谱绘制于图 7(c)和图 7(d),调制比也分别为 0.5 和 1。对比图 7(a)、图 7(b)、图 7(c)和图 7(d)可以看出,在多电平拓扑和单极性载波移相 PWM 下,变频器的输出电压谐波明显降低。

如图 8(a)和图 8(b)所示分别为新型多电平驱动系统和传动两电平驱动系统驱动感应电机时的转矩脉动波形。从图 8 可以看出,与传统两电平变频器相比,新型多电平变频器驱动感应电机时,输出转矩脉动明显减少。

## 4　结　语

为了解决传统两电平感应电机驱动系统输出转矩脉动较大的问题,本文设计一种新型基于

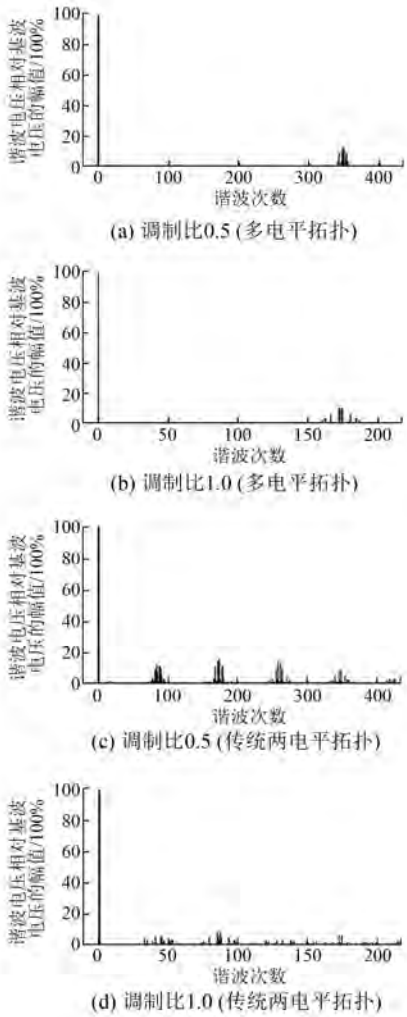


图 7　不同调制比下输出电压谐波频谱

MMC 的多电平感应电机变频驱动系统,通过理论分析和试验验证,得到主要结论如下:

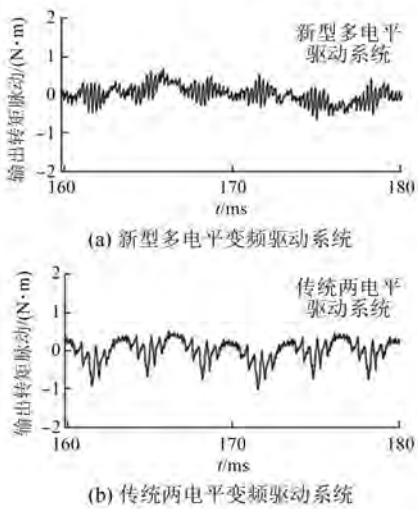


图 8　传统和新型变频驱动系统的输出转矩脉动对比

(1) 采用 4 组 MMC 构建的多电平变频器采用单极性载波移相 PWM 后,可以有效地将谐波电压频率升高到开关频率的四倍频及以上,从而有效地降低了输出转矩脉动。

(2) 试验结果表明,与传统两电平变频驱动系统相比,新型系统在有效降低电机输出转矩脉动的同时,还具有较高的可靠性和冗余能力,能够在一组 MMC 故障的情况继续运行。

## 【参 考 文 献】

[1] 赵海森,王博,王义龙,等.势能负载条件下感应电机变频-调压分段节能控制策略研究[J].中国电机工程学报,2015,35(6):1490-1497.

[2] 沈佳,谢卫,屈鲁.九相感应电动机调速系统的建模与仿真[J].电机与控制应用,2015,42(7):44-48.

[3] 金辛海,张扬,杨明,等.一种感应电机预测控制的电流静差消除方法[J].电机与控制学报,2015,19(11):1-9.

[4] 梅柏杉,冯江波,吴迪.基于谐波电流闭环控制的九相感应电机矢量控制系统[J].电机与控制应用,2014,41(10):15-19.

[5] 梅从立,黄文涛,殷开婷,等.基于 Hammerstein 模型的感应电机变频器调速系统神经网络控制[J].控制与决策,2015,30(6):1148-1152.

[6] 张兴华,石万.感应电机直接转矩控制系统的转矩脉动极小化方法[J].电力自动化设备,2015,35(10):140-144.

[7] 孙笑辉,张曾科,韩曾晋.基于直接转矩控制的感应电动机转矩脉动最小化方法研究[J].中国电机工程学报,2002,22(8):109-112.

[8] 林海,何瑞玲,周海森,等.三相无刷直流电机改进型脉宽调制策略[J].电力系统及其自动化学报,2013,25(6):79-83.

[9] 谷鑫,姜勃,耿强,等.基于 3 次谐波控制及脉冲波动分析的三电平 SHE-PWM 调制优化策略[J].电工技术学报,2015,30(2):88-96.

[10] 赵紫龙,周敏,瞿兴鸿,等.基于改进空间矢量脉宽调制的电压源型换流器偶次谐波抑制[J].电力系统自动化,2013,37(8):112-116.

[11] DARGAHI V, DARGAHI S. Analytical modelling of single-phase stacked multicell multilevel converters exploiting kapteyn (fourier-bessel) series[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(6): 1220-1238.

(下转第 99 页)

复更快,表明 ADRC 系统具有更强的鲁棒性和抗干扰能力。

(4) 从图 6、图 7 可看出:在外加负载和恢复空载时刻,两径向位移基本不受影响,表明采用 ADRC 的系统动态解耦性能也更强。

## 4 结　语

针对 BLIM 的逆系统动态性能会随负载和本体参数变化而下降的问题,以及传统 PID 控制器的快速性与平稳性的矛盾问题,提出了一种基于逆系统解耦的自抗扰控制策略。仿真结果表明:采用 ADRC 控制器的系统能够极大地降低系统的超调量和提高控制目标的响应速度;能够有效地提高系统的动态性能,对内扰和外扰都能有效抑制,降低了控制系统对精确数学模型的依赖性;系统对本体参数、负载扰动和环境的变化有更好的适应性和鲁棒性。

### 【参 考 文 献】


[1] 邓智泉,王晓琳,张宏荃,等.无轴承异步电机转子磁场定向控制[J].中国电机工程学报,2003,23(3):89-92.

[2] 卜文绍,黄声华,刘文胜,等.无轴承异步电机研究现状及应用前景[J].微电机,2006,39(6):67-70.

[3] 卜文绍,祖从林,路春晓,等.无轴承异步电机的 RFOC 逆动态解耦控制[J].电气传动,2014,44(8):68-72.

[4] 韩京清.从 PID 技术到"自抗扰控制"技术[J].控制工程,2002,9(3):13-18.

[5] 孙晓东,朱焜秋.基于神经网络逆系统理论无轴承异步电动机解耦控制[J].电工技术学报,2010,25(1):43-49.

[6] 黄雷,赵光宙,年珩,等.永磁型无轴承电机悬浮系统的 H∞ 鲁棒控制[J].控制理论与应用,2008,25(4):711-716.

[7] 韩京清.自抗扰控制技术[J].前沿科学,2007(1):25-32.

[8] 苏位峰,孙旭东,李发海.基于自抗扰控制器的异步电机矢量控制[J].清华大学学报(自然科学版),2004,44(10):1329-1332.

[9] 丁强,王晓琳,解超.无轴承交替极永磁电机悬浮系统自抗扰控制[J].控制工程,2010(S2):159-163.

[10] 朱大敏,刘贤兴.基于自抗扰技术的无轴承异步电动机 SVM-DTC 控制系统[J].微特电机,2010,38(11):54-57.

[11] 卜文绍,祖从林,路春晓.考虑电流动态的无轴承异步电机解耦控制策略[J].控制理论与应用,2014,31(11):1561-1567.


收稿日期:2017-02-13

(上接第 93 页)


[12] NIJHAWAN P, BHATIA R S, JAIN D K. Improved performance of multilevel inverter-based distribution static synchronous compensator with induction furnace load[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(9): 1939-1947.

[13] MWINYIWIWA B, OOI B T, WOLANSKI Z. UPFC using multiconverter operated by phase-shifted triangle carrier SPWM strategy [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3): 495-500.

[14] RABINOVICI R, BAIMEL D, TOMASIK J, et al. Thirteen-level cascaded H-bridge inverter operated by generic phase shifted pulse-width modulation[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(6): 1516-1529.

[15] GOVINDARAJU C, BASKARAN K. Efficient sequential switching hybrid-modulation techniques for cascaded multilevel inverters [J]. IET Power Electronics, 2011, 26(6): 1639-1648.

[16] KIM J S, SUL S K. A novel voltage modulation technique of the space vector PWM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 116(8): 820-825.

[17] 胡存刚,王群京,李国丽,等.基于虚拟空间矢量的三电平 NPC 逆变器中点电压平衡控制方法[J].电工技术学报,2009,24(5):100-107.

[18] 张茂松,王群京,李国丽,等.中点钳位式三电平 D-STATCOM 的鲁棒电流和中点电位控制策略研究[J].中国电机工程学报,2016,36(14):3868-3877.

[19] BASU K, PRASAD J S S, NARAYANAN G, et al. Reduction of torque ripple in induction motor drives using an advanced hybrid PWM technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2085-2091.


收稿日期:2017-03-20