

# 基于数字信号处理器实现特定谐波脉宽调制 控制技术的研究<sup>\*</sup>

曾桂珍<sup>1</sup> 曾润忠<sup>2</sup> 张广远<sup>3</sup>

(1. 华东交通大学机电与车辆学院, 330013, 南昌; 2. 华东交通大学土木建筑学院, 330013, 南昌;

3. 中车大连电力牵引研发中心有限公司, 116022, 大连//第一作者, 副教授)

**摘 要** 在大功率交流传动控制中, 传统的 PWM (脉宽调制) 方法输出由于存在低次谐波, 会使电流和转矩产生脉动, 影响控制精度。以三相电压型逆变器为分析对象, 提出了一种基于数字信号处理器(DSP)来实现特定次谐波消除脉宽调制(SHEPWM)控制技术。该技术是首先根据 SHEPWM 控制技术的基本原理建立其特定谐波消除中开关角与调制度之间的数学模型; 然后通过 Matlab 软件对该非线性数学模型方程组进行求解, 得到对应的 PWM 单相电压脉冲的输出波形; 同时利用 dsPACE 半实物仿真平台对 SHEPWM 控制技术进行数字化实现及验证; 最后通过试验平台分析验证其输出电压、电流在不同载波比下的谐波消除情况。结果表明: 基于 DSP 实现的 SHEPWM 控制技术, 在实际应用中能够消除低次谐波、减小电流和转矩脉动, 并能提高电能控制质量。

**关键词** 大功率交流传动; 低次谐波; 脉宽调制; 数字信号处理器

**中图分类号** U223.6<sup>3</sup>

**DOI:** 10.16037/j.1007-869x.2021.01.007

## Selected Harmonic Elimination PWM Control Technology Realized Based on DSP

ZENG Guizhen, ZENG Runzhong, ZHANG Guangyuan

**Abstract** In high-power AC drive control, the output of conventional PWM (pulse width modulation) method has low-order harmonics, which will cause current and torque ripple and affect the control accuracy. Taking three-phase voltage inverter as the research object, a control technology to achieve the selected harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM) based on digital signal processing (DSP) is proposed. Firstly, according to the basic principle of SHEPWM control technology, the mathematical model between switching angle and modulation degree in selected harmonic elimination is established; then the non-linear mathematical model equation group is solved by Matlab software, obtaining the output waveform of single-phase voltage pulse of corresponding PWM; at the same time, the SHEPWM control technology is digitalized and verified by us-

ing dsPACE semi-physical simulation platform; finally, the harmonic elimination situation of output voltage and current wave of SHEPWM under different carrier ratios is analyzed through testing platform. The results show that the SHEPWM control technology based on DSP can eliminate low-order harmonics, reduce current and torque ripple and improve the quality of power control in practical application.

**Key words** high power AC drive; low-order harmonic; pulse width modulation (PWM); digital signal processing (DSP)

**First-author's address** School of Electrical and Mechanical and Vehicle Engineering, East China Jiaotong University, 330013, Nanchang, China

在大功率交流传动高速发展的今天, 谐波对用电设备的危害也变得愈发严重。传统的 PWM (脉宽调制) 方法无法消除或抑制谐波的发生。谐波不仅会造成牵引电机定子发热、转矩脉动, 还会污染设备的电磁环境, 降低系统的稳定性<sup>[1]</sup>。特定次谐波消除脉宽调制 (SHEPWM) 技术, 是由美国 PATEL H S 和 HOFTR G 教授提出的一种优化 PWM 技术。它主要是通过优化算法对脉冲开关导通角进行选择, 来有效减少输出中的低次谐波分量, 实现特定次谐波的消除, 以减小因谐波引起的转矩脉动<sup>[2]</sup>。

本文以三相电压型逆变器为分析对象, 先根据 SHEPWM 控制技术的基本原理建立数学模型, 推导出特定谐波消除中开关角与调制度之间的关系; 然后利用 Matlab 软件工具对该非线性关系方程组进行求解, 同时得到不同载波比下对应的 PWM 单相电压脉冲输出波形及 FFT (快速傅里叶变换) 分析, 来验证算法的正确性; 最后利用 dsPACE 仿真平台数字化实现 SHEPWM 控制技术, 同时对基于数字信号处理器 (DSP) 实现的 SHEPWM 控制技术进行试验验证, 分析输出电压、电流在不同载波比下谐波

<sup>\*</sup> 江西省教育厅科学技术研究项目 (GJJ171557); 江西省教育科学“十三五”规划 2016 年度课题 (16YB065)

消除情况,以此来证明本文所提出的基于 DSP 实现的 SHEPWM 控制技术能够有效消除低次谐波、减小电流脉动,并提高电能控制质量。

## 1 SHEPWM 控制技术的基本原理

SHEPWM 控制技术的基本原理是在逆变器多次换向中,恰当地控制输出相电压波形使其存在特定的缺口,即使其不存在某些特定的谐波。一般来说,在半个周期的电压波形中每设定一个缺口,就可以消除一种谐波。但是在控制电压输出时,必须要满足波形在正负半周零点对称和半周内  $\pi/2$  对称。这样使得输出电压波形为奇函数,不存在偶次谐波和余弦量,使谐波含量达到最少。以单相双极性 SPWM(正弦脉宽调制)为例,假设当开关角  $\alpha_i$  满足式(1)条件<sup>[3]</sup>,得到其电压波形如图 1 所示。

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \dots \leq \alpha_g \leq \frac{\pi}{2} \quad (1)$$

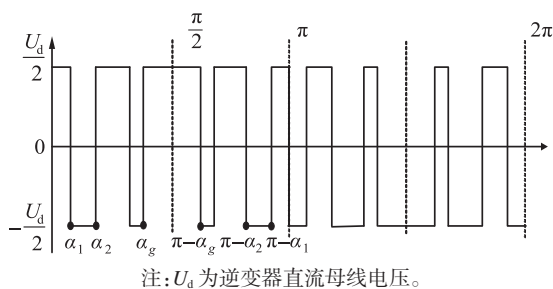


图 1 单相双极性 SHEPWM 输出波形

$$\begin{cases} a_0 = 0 \\ a_n = 0, n = 0, 1, 2, 3, \dots \\ b_0 = b_n = 0, n = 0, 2, 4, 6, \dots \\ b_j = b_n = \frac{2U_d}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^{(N-1)/2} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right], n = 1, 3, 5, 7, \dots \end{cases} \quad (5)$$

式中:

$N$ —— $[0, 2\pi]$ 区间的脉冲数,又叫载波比;

$(N-1)/2$ ——一个周期内开关角个数,本文用  $N_K$  表示;

从图 1 中得知:该电压波形在半个周期内以  $\pi/2$  为中心镜像对称,在一个周期内以  $\pi$  为中心旋转对称,这样就满足了 SHEPWM 输出波形的基本要求<sup>[4]</sup>。本文对该双极性 PWM 波形进行傅里叶变换分析,设  $a_0$  为直流分量、 $a_n$  为余弦分量、 $b_n$  为正弦分量、 $n$  为谐波次数、 $\omega$  为旋转的角频率、 $t$  为时间,则可得到图 1 所示波形的输出电压  $U_0(t)$  傅里叶分解表达式为:

$$U_0(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (2)$$

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U_0(t) d(\omega t) \\ a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U_0(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U_0(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \end{cases} \quad (3)$$

根据 SHEPWM 控制技术基本要求,该波形在  $[0, 2\pi]$  域对  $\pi$  点为中心对称,在  $[0, \pi]$  域对  $\pi/2$  点为轴对称。因此式(2)满足式(4)条件:

$$U_0(t) = -U_0(t + \pi); U_0(t) = +U_0(\pi - t) \quad (4)$$

将式(4)代入式(2)即可求出傅里叶级数的  $a_0$ 、 $a_n$ 、偶次正弦分量  $b_0$  和奇次正弦分量  $b_j$  分别如式(5)所示:

$\alpha_i$ —— $[0, 2\pi]$  区间内的  $N_K$  个开关角中的第  $i$  个开关角。

从式(5)可知, SHEPWM 波形的  $a_0$ 、 $a_n$ 、 $b_0$  都为零<sup>[5-6]</sup>。所以傅里叶变换后  $U_0(t)$  表达式可简化为:

$$\begin{cases} U_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2U_d}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^{(N-1)/2} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \sin(n\omega t), n = 1, 3, 5, \dots \\ U_0(t) \text{基波幅值 } b_{j,j} = \frac{2U_d}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^{N_K} (-1)^i \cos \alpha_i \right] \\ U_0(t) \text{各 } n \text{ 次谐波幅值 } b_{j,x} = \frac{2U_d}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^{N_K} (-1)^i \cos \alpha_i \right], n = 3, 5, 7, \dots \end{cases} \quad (6)$$

从式(6)可知,各次  $b_{j,x}$  是与  $\alpha_i$  有关的函数,只

要求得各个  $\alpha_i$  大小使得  $b_{j,x} = 0$ , 即可消除频率为  $n$

次的谐波量。根据电动机结构连接方式特点,电动机自身可以消除线电压中3的倍次谐波,所以SHEPWM控制技术中重点消除的谐波次数为5,7,11,13,...。根据理论总结可知,单位周期内 $N$ 个调制脉冲可消除 $N_K - 1$ 种谐波,可消除的谐波次数为 $n = 6K \pm 1$ <sup>[5]</sup>。其中: $K$ 取值范围为 $[1, N_K - 1]$ ,且当 $N_K$ 为奇数时, $n$ 最大可以取到 $3N_K - 2$ ;  $N_K$ 为偶数时, $n$ 最大可以取到 $3N_K - 1$ 。

根据电机控制理论,由于 $U_d$ 一般固定不变,电机输出电压的大小可以用调制度 $m$ 来衡量,其中 $m$ 定义为 $b_{j,j}$ 与 $\pi/2$ 倍 $U_d$ 的比值。

$$m = b_{j,j} / (2U_d / \pi) \quad (7)$$

所以由式(6)和式(7)得知,假设需要消除低次谐波,就需要 $b_{j,x} = 0$ 。那么SHEPWM控制技术的 $\alpha_i$ 与 $m$ 之间的数学模型表达式为<sup>[6-7]</sup>:

$$\begin{cases} 1 + 2 \sum_{i=1}^{N_K} (-1)^i \cos \alpha_i = m \\ 1 + 2 \sum_{i=1}^{N_K} (-1)^i \cos(n\alpha_i) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

## 2 Matlab 软件模拟 $\alpha_i$ 计算及电压波形分析

根据上述各式可知,SHEPWM控制技术的 $\alpha_i$ 与 $m$ 存在一定关系。但所得的方程组为多变量非线性超越方程组,求解难度大、结果也并不唯一,无法直接得到实时解。所以,本文利用Matlab软件编写相应的 $m$ 函数,选定初值后,利用迭代的方法对不同载波比下SHEPWM的 $\alpha_i$ 与 $m$ 进行离线求解,并根据求解结果对SHEPWM输出的单相电压脉冲波形进行分析,以验证算法求解后的正确性。

在Matlab软件的非线性方程组函数求解中,合理选择初始值有助于迭代算法能够快速收敛,SHEPWM的初始 $\alpha_i$ 分布范围主要包含 $0^\circ \sim 60^\circ$ 和 $0^\circ \sim 90^\circ$ 两种。本文采用初值选择在 $0^\circ \sim 60^\circ$ 范围内进行求解。其中初始 $\alpha_i$ 选择公式为<sup>[6-7]</sup>:

$$\begin{aligned} \alpha_i &= \alpha_{i+1} = \frac{120k}{N_K + 1}; \dots; \alpha_{N_K} = 60^\circ (\text{其中 } i = 1, 3, \dots, N_K/2; k = \frac{i+1}{2}; i, k \text{ 取整数}) \end{aligned} \quad (9)$$

在大功率交流传动控制系统中,受到开关器件损耗和散热问题的影响,PWM的载波比都很低。为了保证输出电压正弦度、减小负载电机转矩脉动、降低开关损耗,一般在低速情况下逆变器输出采用异

步调制;中、高速情况下,逆变器输出电压采用分段同步调制。其中异步调制区载波比相对较高,谐波含量小,无需再进行特定次谐波消除<sup>[8]</sup>。同步调制区谐波主要集中在载波比为11、7、5分频中,SHEPWM谐波消除的意义重大。本文根据实际应用情况,以载波比11分频为例,利用式(8)和(9)得到11分频下SHEPWM的 $\alpha_i$ 与 $m$ 之间的非线性方程组,同时利用Matlab软件编写对应的.m函数,对载波比11分频的非线性方程组进行求解,得到其 $m$ 和 $\alpha_i$ 的关系(见图2)和单相电压脉冲谐波(见图3)。

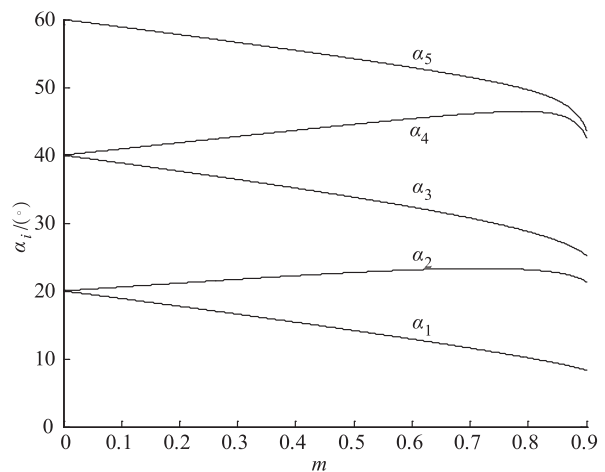


图2 载波比为11时 $m$ 与 $\alpha_i$ 的关系图

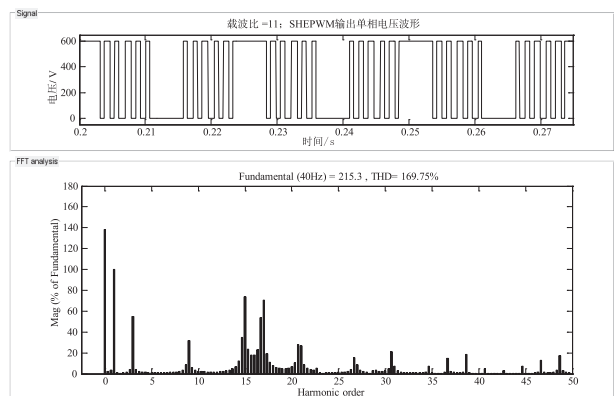


图3 载波比为11时单相电压谐波截图

设定 $U_d = 600$  V、11分频时电压输出频率 $f_{out} = 40$  Hz、 $m = 0.57$ 。从图3中可以看出,当载波比为11时,5、7、11、13低次谐波基本消除。同理设定7分频的 $m$ 为0.75、输出电压频率为52 Hz,5分频的 $m$ 为0.86、输出电压频率为60 Hz,可以得到载波比为7、5分频下其 $m$ 和 $\alpha_i$ 的关系和单相电压谐波分别如图4~7所示。

根据SHEPWM消谐理论,单位周期内 $N$ 个调制脉冲可将 $N_K - 1$ 种谐波消除,可消除的谐波次数

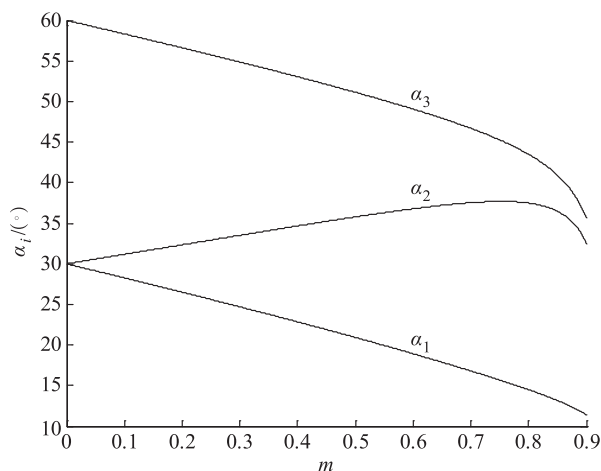
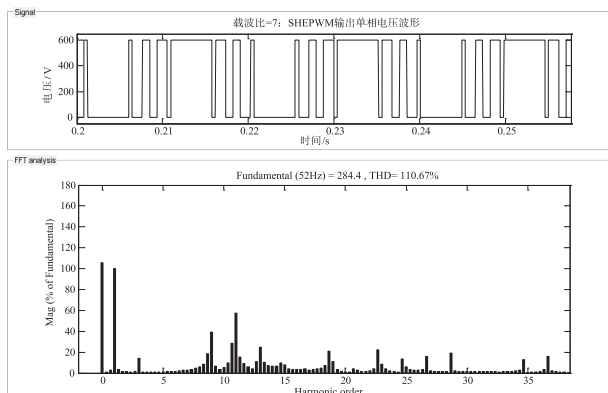
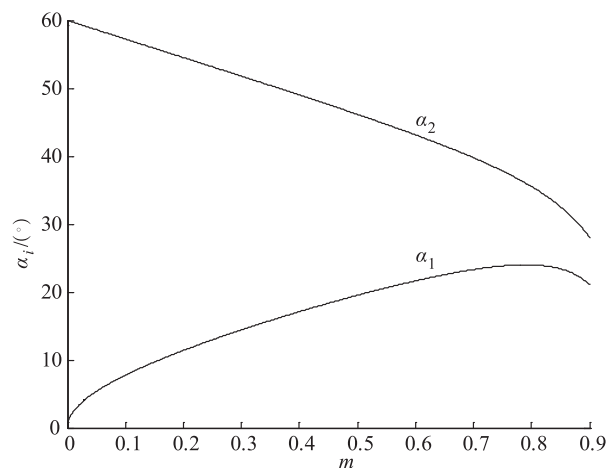
图4 载波比为7时  $m$  与  $\alpha_i$  的关系图

图5 载波比为7时单相电压谐波截图

图6 载波比为5时  $m$  与  $\alpha_i$  的关系图

为  $n = 6K \pm 1$ 。从 Matlab 软件对不同载波比下单相电压脉冲波形的 FFT 分析结果可以看出: SHEPWM 在载波比等于 11 时, 基本消除了 5、7、11、13 次谐波; 在载波比等于 7 时, 消除了 5、7 次谐波; 在载波比等于 5 时, 可以消除 5 次谐波。通过以上分析计算可知, 通过 Matlab 软件的迭代运算, 所得到的  $m$  和

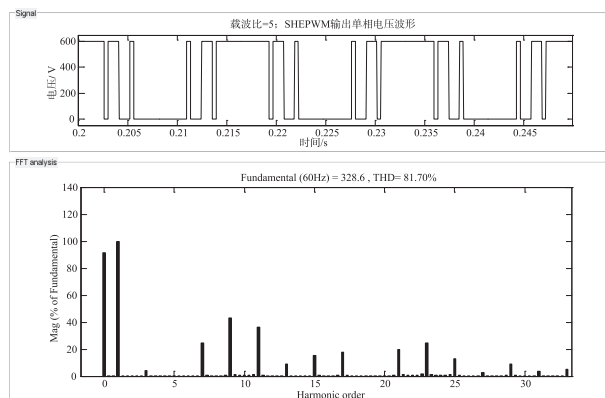


图7 载波比为5时单相电压谐波截图

$\alpha_i$  的关系能够实现 SHEPWM 对特定次谐波的消除, 验证了算法的可行性。

### 3 仿真和试验

为了深入研究 SHEPWM 对谐波消除的实际情况, 本文利用美国 TI 公司提供的 DSP 控制芯片 TMS320F28335, 编写软件语言对 SHEPWM 进行数字化实现, 并下载到该控制芯片当中; 同时针对该芯片搭建配套的硬件电路, 结合 dsPACE 半实物仿真平台对 SHEPWM 的 PWM 波形进行硬件实现; 最后利用试验平台带负载电机运行, 验证 SHEPWM 在实际应用中谐波消除情况。

为保证试验数据统一, 本文在 dsPACE 半实物仿真平台和最后试验中使用相同的电机参数。其中异步电机参数如下: 定子电阻  $R_s = 0.038 \text{ } \Omega$ , 定子漏感  $L_{ls} = 0.525 \text{ mH}$ , 转子电阻  $R_r = 0.028 \text{ } \Omega$ , 转子漏感  $L_{lr} = 0.945 \text{ mH}$ , 互感  $L_m = 19.479 \text{ mH}$ , 电机转动惯量  $J = 0.2 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ; 电机的额定功率  $P_n = 435 \text{ kW}$ , 额定频率  $f_n = 31 \text{ Hz}$ , 额定线电压  $U_n = 800 \text{ V}$ , 额定转矩为  $6800 \text{ Nm}$ 。逆变器直流电源电压为  $1800 \text{ V}$ 。

为降低开关损耗、提高电压利用率、减小不同载波比之间相互切换过程中的电流冲击, 本仿真和试验在电机低速区采用异步调制, 中高速区采用分段同步调制的方式。其中, 分段同步调制区包括 11 分频、7 分频和 3 分频, 最后经过 3 分频自然过渡到方波工况。根据上述 SHEPWM 基本理论, 载波比为 3 分频和方波工况时与普通 PWM 一样不能进行谐波消除, 所以本文主要研究电机控制运行在 11 分频和 7 分频时, 对 SHEPWM 进行 dsPACE 半实物仿真分析和试验验证。其中 dsPACE 半实物仿真结果如下: 图 8 给出了在 11 分频和 7 分频情况下电机定子磁链轨迹, 从图中可以得知定子磁链受 PWM 脉冲控



制为规则对称的多边形,磁链控制无畸变,磁链值约为 2.4 Wb; 图 9 给出了 11 分频情况下电机输出电流和相电压波形,从图 9 中可以看出电机输出电流稳定且无震荡,其有效值约为 290 A,相电压输出正弦度良好,软件分析其相电压有效值约为 620 V。

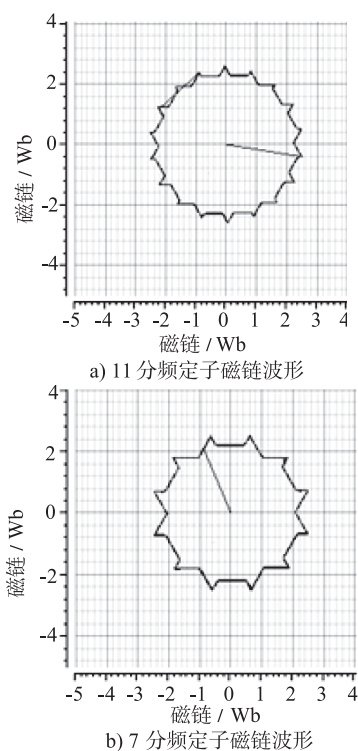


图 8 电机定子磁链波形

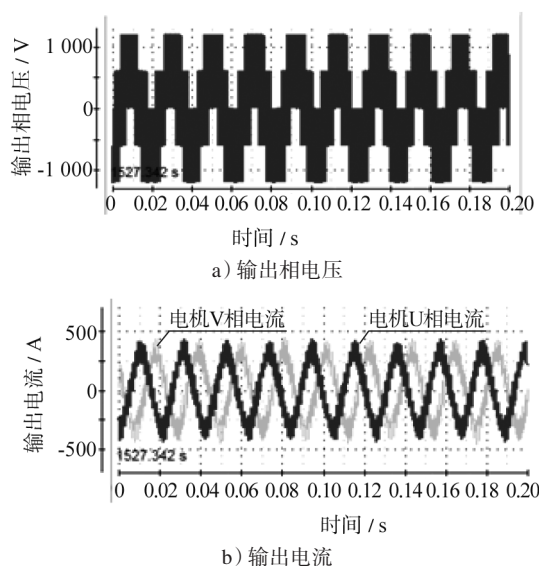


图 9 11 分频下电机输出电流和相电压波形

从半实物仿真结果可以看出,通过 DSP 可数字化实现 SHEPWM,能够达到控制电机在全速度范围内稳定运行。其电流输出平衡稳定,转矩脉动小。根

据半实物仿真情况,搭建大功率交流传动机车试验平台,验证该算法在实际应用中的情况,具体波形和数据结果如下:

图 10 分别显示了在实际运行中电机线电压和电流波形。从图 10 波形中可以看出 SHEPWM 同步调制在 11 分频( $0 \sim 0.06$  s)和 7 分频( $0.06 \sim 0.12$  s)工况下运行时,电机电压输出稳定、电流平衡;在两者进行切换时,电机电流运行稳定、冲击很小,电压波形输出正常。从图 10 电流波形看,因为 7 分频的 PWM 电压输出脉冲数减小、电流波形波动较大,所以 11 分频的电流波形平滑度要优于 7 分频,其整体谐波含量也偏小。

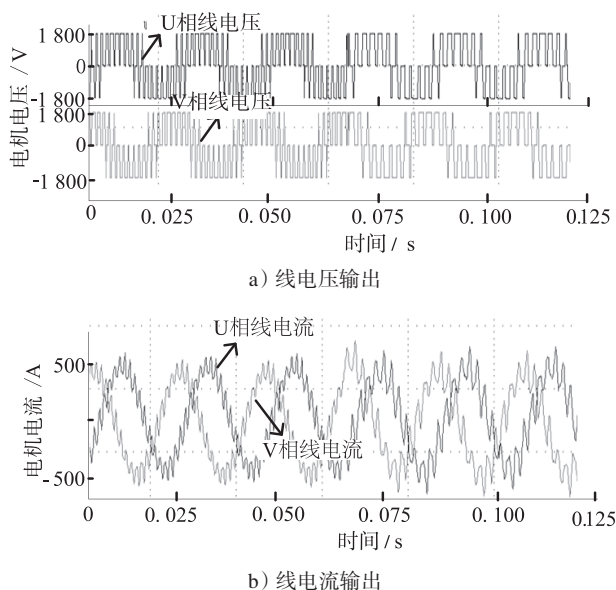


图 10 线电压和电流输出波形

为了分析实际运行中电机输出电流的谐波含量,本文将切换前后的电流数据导出,利用 FFT 工具进行谐波分析。其中示波器采样周期为  $100 \mu\text{s}$ ,选取导出的波形长度时间均为 0.1 s,其电流输出基波频率为 49.751 Hz。从图 11 中经 FFT 分析可知:在 11 分频时,电流的 5、7、11、13 次谐波都基本消除,谐波从 17 次开始增加;在 7 分频时,电流的 5、7 次谐波被消除,谐波从 11 次开始增加。两者切换前后的输出电流基波大小基本相同,但由于 7 分频的载波比较小,谐波整体含量略高于 11 分频。

从试验运行波形来看,基于 DSP 实现的 SHEPWM 在实际运行中的电机运行稳定,电压和电流波形良好,转矩脉动较小;从对电流波形的 FFT 分析可以看出,在全速度范围内,SHEPWM 能够有效消除其特定的低次谐波含量,可提高电压利用率、

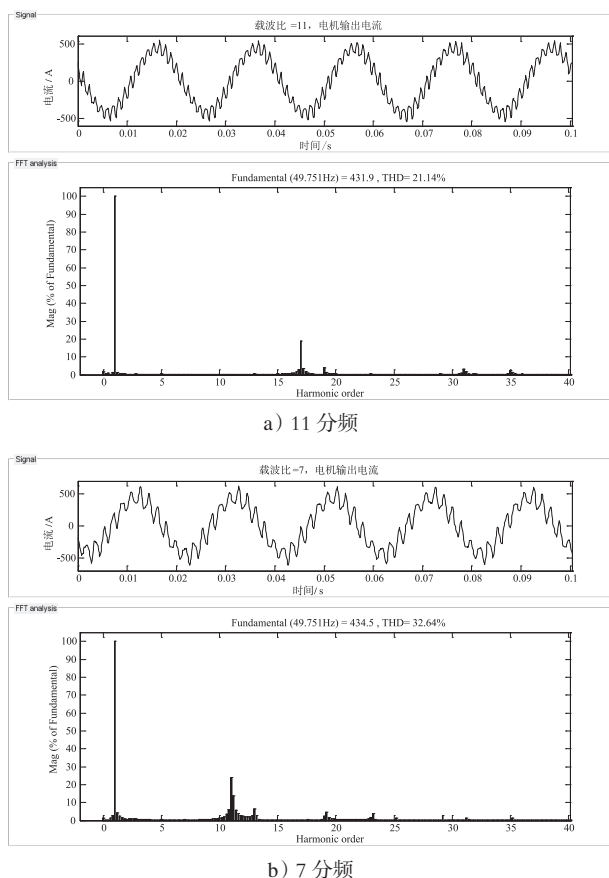


图 11 输出电流谐波分析截图

减少转矩脉动。

#### 4 结语

本文通过深入分析 SHEPWM 控制技术的基本

原理,对特定谐波消除中  $\alpha_i$  与  $m$  之间建立相应的数学模型;然后,利用 Matlab 软件对该数学模型在不同载波比下进行求解,得到对应的 PWM 单相电压脉冲输出波形,并进行 FFT 分析验证算法的正确性;最后利用 dsPACE 半实物仿真平台及试验,对基于 DSP 实现的 SHEPWM 控制技术进行验证。试验通过对电机输出转矩、电压和电流的波形分析,证明了本文所提出的基于 DSP 实现特定消谐 PWM 控制技术能够有效消除电流中的低次谐波、减小电流脉动、提高电压利用率,可为后续深入研究谐波对交流传动控制系统的影响提供参考。

#### 参考文献

- [1] 丁小松. SHEPWM 控制技术研究及其应用设计[D]. 西安: 西北工业大学, 2002.
- [2] 王堃, 游小杰, 王琛琛. 低开关频率下 SHEPWM 和 SVPWM 同步调制策略比较研究[J]. 电工技术学报, 2015(7): 333.
- [3] 李德华. 交流调速控制系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 39.
- [4] 黄银银, 费万民. 两电平逆变器半周期对称 SHEPWM 方法[J]. 电力自动化设备, 2013(4): 114.
- [5] 旬磊. 基于 DSP 的特定消谐脉宽调制波的实现[J]. 自动化技术及应用, 2009(11): 131.
- [6] 周明磊, 李强, 游小杰. 基于 SHEPWM 的多模式调制切换策略研究[J]. 铁道学报, 2014(1): 34.
- [7] 桂红云, 姚文熙, 吕征宇. 三电平 SHE-PWM 调制方法的 DSP 实现[J]. 电力电子技术, 2005(2): 13.
- [8] 孙柯, 罗利文, 吴晓毅. 利用特定消谐技术继续 PWM 逆变器的设计[J]. 智能仪器仪表, 2007(6): 60.

(收稿日期: 2019-03-22)

## 京雄城际铁路全线贯通, 雄安站同步投入使用

北京至雄安新区城际铁路大兴机场至雄安新区段 12 月 27 日正式开通运营, 京雄城际铁路全线贯通, 雄安站同步投入使用。开通后, 北京西站至雄安新区最快旅行时间 50 min, 大兴机场至雄安新区最快 19 min 可达。京雄城际铁路从北京西站引出, 线路全长 91 km, 最高设计时速 350 km, 设大兴机场、固安东、霸州北、雄安 4 座车站。京雄城际铁路大兴机场到雄安新区段开通运营后, 铁路部门将会安排开行动车组列车 16 对。2021 年 1 月 20 日全国铁路运行图调整时, 每日开行动车组列车最高达 17 对。27 日同步投入运营的雄安站站场规模为 13 台 23 线, 总建筑面积 47.52 万  $\text{m}^2$ 。规划显示, 雄安站今后将成为京港(台)高速铁路、京雄城际铁路、天津到雄安新区城际铁路、雄安新区到忻州高速铁路的交汇枢纽。作为我国智能高铁新标杆, 京雄城际铁路凝聚中国智慧, 是我国第一条全过程、全专业运用 BIM(建筑信息模型)技术设计的智能高铁, 应用了物联网、云计算、大数据等前沿科技, 智能化设计达 70 余项。在智能建造方面, 京雄城际铁路广泛应用智能装配式建造技术, 能够实现桥梁、房屋装配式结构设计和施工。在智能装备方面, 运用先进的列车控制系统, 采用智能控制、大数据、云计算等技术, 广泛应用新一代移动通信、牵引供电等设备。京雄城际铁路的开通运营, 对于雄安新区有效承接北京非首都功能疏解、加快新区产业聚集、提高新区辐射能力以及打造轨道上的京津冀具有重要意义。

(摘自 2020 年 12 月 28 日央广网“新闻和报纸摘要”, 记者 郭森、杜震、孟晓光报道)