

# 燃料电池用三相DC/DC超高频正弦波电压输出 逆变器控制策略研究

冯翔,余岳,李诚,郑威,刘建华

(湖南工业大学轨道交通学院,湖南株洲 412007)

**摘要:**传统超高速永磁同步电机驱动器采用PWM等效正弦电压输出,谐波较大,导致电机发热严重,并且其无法用于燃料电池等输入电压大范围变化的场合。为减少电机发热量,进一步拓展其应用场景,提出了一种基于三相DC/DC变换器的新型正弦波电压输出逆变器,通过建立逆变器的控制策略的数学模型,驱动了一台120 kr/min的超高速永磁同步电机。实验结果表明,三相正弦波电压输出逆变器输出电压谐波低于传统逆变器,在高转速工况下减少了电机发热量,具有实际工程应用价值。

**关键词:**超高频正弦波;升降压斩波电路;永磁同步电机

**中图分类号:**TP351;TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25273

## Research on Control Strategy of Three-phase DC/DC Ultra High Frequency Sine Wave Voltage Output Inverter for Fuel Cell

FENG Xiang, YU Yue, LI Cheng, ZHENG Wei, LIU Jianhua

(College of Railway Transportation, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, Hunan, China)

**Abstract:** The traditional ultra high speed permanent magnet synchronous motor (PMSM) driver uses PWM equivalent sine voltage output, which leads to severe motor heating due to large harmonics, and it cannot be used in situations where the input voltage changes over a large range, such as fuel cells. To reduce the heat generated by the motor and further expand its application scenarios, a new sine wave voltage output inverter based on three-phase DC/DC converter was proposed, a 120 kr/min ultra high speed PMSM was successfully driven. The experimental results show that the output voltage harmonics of the three-phase sine wave voltage output inverter are lower than those of traditional inverters, which reduces the heat generation of the motor under high speed conditions and has practical engineering application value.

**Key words:** ultra high frequency sine wave; Buck-Boost chopper circuit; permanent magnet synchronous motor (PMSM)

超高速永磁同步电机因其具有效率高、转速范围大等优点,广泛应用于氢燃料电池空压机、半导体晶圆切割、高速离心压缩机以及航天技术中反作用力轮等场合<sup>[1]</sup>。目前,永磁同步电机驱动器主要采用两种电压驱动方式,第一种采用方波控制<sup>[2-4]</sup>,第二种采用SVPWM(space vector pulse width modulation)脉宽电压调制拟合正弦波控制<sup>[5-6]</sup>。如果采用方波控制模式,驱动器发热比

较小,但由于输出电压谐波比较大,导致电机发热严重。如果采用SVPWM脉宽电压调制输出,在一定程度上能够等效正弦波电压输出,但是由于开关频率等问题,电机谐波依然存在,同时会造成开关管的开关损耗增加,电机和控制器的发热问题依然存在。如果不采用软开关技术,传统的SVPWM和SPWM(sine pulse width modulation)会造成电力电子器件上面的开关损耗增加<sup>[7]</sup>,尤

**基金项目:**湖南省自然科学基金(2022JJ50082);湖南省大学生创新创业训练项目(S202211535045);

教育部产学合作协同育人项目(202102264003)

**作者简介:**冯翔(2002—),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动,Email:may\_fx@163.com

**通讯作者:**余岳(1978—),男,博士,副教授,主要研究方向为微电网运行优化、电力电子和电力传动,Email:yuyue@hut.edu.cn

其是在超高频输出条件下,开关管会产生大量热量,加速开关管的损耗。因此,国内外学者开始研究一种更新的驱动器来解决这个问题。

传统的电压源驱动器为Buck型,其仅具有降压能力,无法适用于燃料电池等电压大范围变化的场合。为了产生高于输入电压的输出电压,目前国内外研究多采用双级逆变器<sup>[8]</sup>,尽管该逆变器能够使输出电压大于它的直流输入电压,但需要先将直流输入电压升压,再通过逆变产生合适的输出电压。而这个过程将会产生较高的噪声和较大的损耗,并且该逆变器体积较大,生产成本也较高。

为了提高逆变器的能量转换效率,文献[9]提出了一种两级式单相逆变器的二次功率解耦控制方法。文献[10]提出了一种单相全桥谐振极逆变器拓扑结构,通过添加必要的辅助谐振单元而使开关元件取得零电压或者零电流软切换,进而降低开关损耗,减小电磁干扰,抑制谐波污染,提高逆变效率,使逆变装置具有更优的性能指标,但辅助电路进入谐振状态之前,需要使流过谐振电感的电流达到设定值,这使得控制更加复杂化。

文献[11-12]采用T型逆变器,减少了谐波和

开关损耗,但半桥开关管需要承受更大的电压,一定程度上增加了成本。文献[13]采用了一种Z源逆变器(Z-source inverter, ZSI)结构,扩大逆变器输出电压变化范围同时提高能量转换效率。ZSI的同一相上、下桥臂可以同时开通,实现升压、降压能力,并且直流母线电压可调,因此被大量使用于电机控制领域<sup>[14-15]</sup>。但是,ZSI在升压操作下承受的电压应力增加,这限制了其可用性<sup>[16]</sup>。

文献[17]提出一种基于DC/DC变换器的正弦波电压输出逆变器,其具有可自主升降压、输出电压变化范围宽、能量效率高等优点,适应于超高速电机调速。

本文基于DC/DC变换器,提出了一种新型三相正弦波电压输出逆变器。通过建立该逆变器控制策略的数学模型,分析了逆变器输出交流电压质量,并设计了一台超高速永磁同步电机控制系统。实验结果验证了该控制系统的正确性和有效性。

## 1 逆变器拓扑

三相DC/DC正弦波电压输出逆变器由三个Buck-Boost转换器连接到一个共同的“\*”点构成,结构如图1所示。

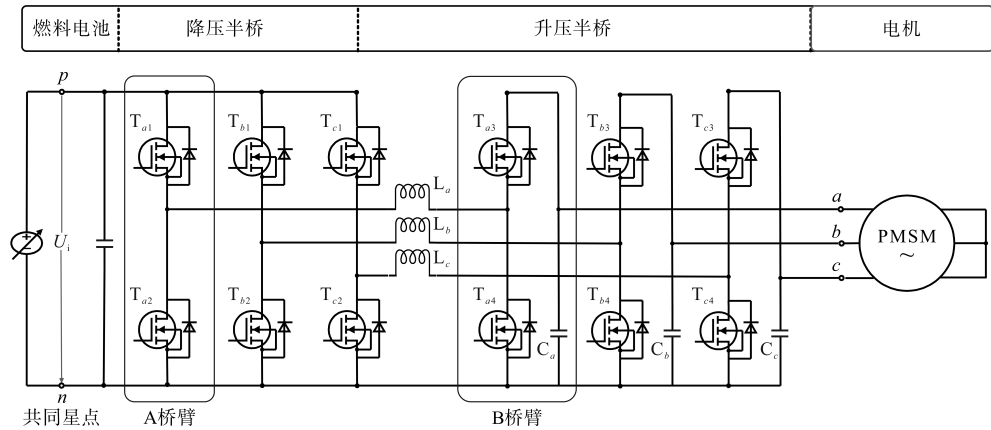


图1 三相正弦波电压输出逆变器

Fig.1 Three-phase sine wave voltage output inverter

因为三相模块完全一致,不失一般性,以a相为例,逆变器a相模块包括两个桥臂A和B。A桥臂仅在降压时进行开关操作,B桥臂仅在升压时进行开关操作,两个桥臂之间连接有电感。当DC端电压降低时,A桥臂的开关器件 $T_{a1}$ , $T_{a2}$ 以开关频率 $f_s$ 工作,而B桥臂的开关器件 $T_{a3}$ 持续导通, $T_{a4}$ 持续关断,逆变器工作在降压模式下,输出电压 $u_a$ 低于输入电压 $U_{in}$ ;相反,当DC端电压升高时,B桥臂的开关器件 $T_{a3}$ , $T_{a4}$ 以开关频率 $f_s$ 工作,

而A桥臂的开关器件 $T_{a1}$ 持续导通, $T_{a2}$ 持续关断,逆变器工作在升压模式,输出电压 $u_a$ 高于输入电压 $U_{in}$ 。在开关频率 $f_s$ 远大于输出电压基频( $f_s \gg f_m$ )的情况下,逆变器在降压和升压状态之间无缝过渡,输出电压 $u_a$ 可以实现大幅度变化。

开关器件采用PWM方式控制,占空比 $D_{a1}$ 和 $D_{a2}$ 分别控制A桥臂的开关器件 $T_{a1}$ 和B桥臂的开关器件 $T_{a3}$ 。在降压模式下,占空比 $D_{a1}$ 从0至1变化,而占空比 $D_{a2}$ 则保持为1,相当于一个Buck转

换器,输出电压  $u_a = D_{a1} \cdot U_{in} < U_{in}$ ; 升压模式则相反,相当于一个 Boost 转换器,输出电压  $u_a = 1/D_{a2} \cdot U_{in} > U_{in}$ 。

逆变器正常工作时,逆变器可以输出三相正弦电压:

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos(\omega_m t) \\ u_b = U_m \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \\ u_c = U_m \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_a, u_b, u_c$  分别为  $a, b, c$  三相电压;  $U_m$  为电压幅值;  $\omega_m$  为角频率,  $\omega_m = 2\pi f_m$ 。

由于电机为感性负载,对应的三相电流为

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega_m t - \varphi_i) \\ i_b = I_m \cos(\omega_m t - 2\pi/3 - \varphi_i) \\ i_c = I_m \cos(\omega_m t + 2\pi/3 - \varphi_i) \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $I_m$  为电流幅值;  $\varphi_i$  为电机电压相位超前电流相位角度。

为便于分析,认为电机相电压与相电流同相,即单位功率因数  $\cos\varphi_i = 1, \varphi_i = 0$ 。定义  $M$  为三相电压调制指数:

$$M = 2U_m/U_{in} \quad (3)$$

式中:  $U_{in}$  为逆变器输入直流电压幅值。

由于三相DC/DC正弦波电压输出逆变器本身具有可升降压的能力,因此其调制指数可以高于一般的逆变器。

逆变器工作在降压或升压状态下,其升压半桥和降压桥臂的导通角分别为

$$\begin{cases} m_a(\varphi) \leq 1 & +\varphi_0 < \varphi < 2\pi - \varphi_0 \\ m_a(\varphi) > 1 & -\varphi_0 < \varphi < +\varphi_0 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\varphi$  为电压相位角,  $\varphi = \omega_m t$ ;  $\varphi_0$  为升压到降压的切换角;  $m_a(\varphi)$  为调制因子,即逆变器输出电压与输入电压瞬时比值。

$m_a(\varphi)$  计算公式为

$$m_a(\varphi) = \frac{u_{an}(\varphi)}{U_{in}} \quad (5)$$

式中:  $u_{an}(\varphi)$  为输出电压瞬时值。

升降压切换角  $\varphi_0$  定义如下:

$$\varphi_0 = \cos^{-1}\left(\frac{U_{in} - U_m}{U_m}\right) \quad (6)$$

由式(3),进一步得到:

$$\varphi_0 = \cos^{-1}(2/M - 1) \quad (7)$$

两个桥臂以互斥的方式运行。即一个桥臂处于工作状态时,另一个桥臂不进行开关操作,而是保持上管一直导通而下管一直关断的状态。因此在任何时刻,只有两个开关器件进行开关操作,降低了开关损耗,实现了能量的高效率转换。同时三相正弦波电压输出逆变器集成有电容和电感进行滤波,输出电压谐波畸变率低于传统的三相桥式逆变器,在一定程度上缓解了超高速永磁同步电机和驱动器发热量大的问题。

## 2 调制策略建模

为了验证三相DC/DC正弦波电压输出逆变器的功能和效率,设计了控制系统。控制系统设计框图如图2所示。

对于三相正弦波电压输出逆变器,三个DC/DC变换器的输出电压只能为正,因此需要输入带偏置的严格为正的三相交流正弦电压,使得输出电压始终为正,三相带偏置的电压为

$$\begin{cases} u_{an} = U_m \cos(\omega_m t) + U_{off} \\ u_{bn} = U_m \cos(\omega_m t - 2\pi/3) + U_{off} \\ u_{cn} = U_m \cos(\omega_m t + 2\pi/3) + U_{off} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $U_{off}$  为三相电压所加的直流偏置。

并且有:

$$U_{off} = U_m \quad (9)$$

逆变器相对于“\*”点产生具有相同恒定偏移电压的三个正弦电压,因此,即使逆变器输出电压是偏移的正弦波,但线电压  $U_{AB}, U_{BC}$  和  $U_{CA}$  是标准的正弦波,逆变器输出到电机的电压和电流也是正弦的。

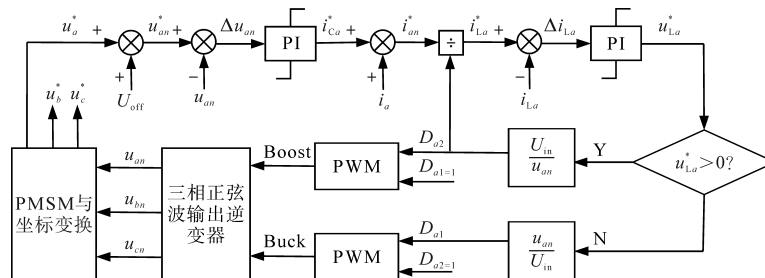


图2 三相正弦波电压输出逆变器调制策略

Fig.2 Modulation strategy of three-phase sine wave voltage output inverter

三相DC/DC正弦波电压输出每相桥臂都是独立控制的,确保了逆变器输出三相电压 $u_{an}, u_{bn}, u_{cn}$ 跟随正弦基准。电机三相电流与基准之间的误差由PI控制器处理,并与适当的前馈项相加,产生调制参考信号。

现在分别计算A桥臂和B桥臂的上桥臂开关器件的占空比 $D_{a1}$ 和 $D_{a2}$ 。因为开关频率 $f_s$ 远大于电机电压基频 $f_m$ ,因此正弦输出电压 $u_{an}$ 的任意时刻都可以被视为DC/DC变换器的准静态工作点。从而,可以得出占空比 $D_{a1}$ 和 $D_{a2}$ :

$$D_{a1} = \min[1, m_a(\varphi)] = \begin{cases} 1 & 0 < \varphi \leq \varphi_0 \\ m_a(\varphi) & \varphi_0 < \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (10)$$

$$D_{a2} = \min[1, \frac{1}{m_a(\varphi)}] = \begin{cases} 1/m_a(\varphi) & 0 < \varphi \leq \varphi_0 \\ 1 & \varphi_0 < \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (11)$$

由式(4)、式(6)进一步得到:

$$D_{a1} = \begin{cases} 1 & 0 < \varphi \leq \varphi_0 \\ M(1 + \cos\varphi)/2 & \varphi_0 < \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (12)$$

$$D_{a2} = \begin{cases} \frac{2}{M(1 + \cos\varphi)} & 0 < \varphi \leq \varphi_0 \\ 1 & \varphi_0 < \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (13)$$

由此,计算出逆变器三相桥臂开关器件占空比,控制开关器件开通和关断,从而产生稳定的三相正弦交流电压。

为了保证电流连续,逆变器每一相都有电感、电容进行滤波,因此我们对电感、电容参数进行分析。电流由一个基波电流分量 $i_{La}$ 和一个电流纹波 $\Delta i_{La}$ 组成,电流纹波 $\Delta i_{La}$ 是PWM开关操作的结果。基波电感电流为

$$i_{La} = \frac{i_{an}}{D_{a2}} = \begin{cases} I_m \cos\varphi / D_{a2} & 0 < \varphi \leq \varphi_0 \\ I_m \cos\varphi & \varphi_0 < \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (14)$$

式中: $i_{an}$ 为电机a相电流。

由式(13),进一步有:

$$i_{La} = \begin{cases} I_m \cos\varphi \frac{M(1 + \cos\varphi)}{2} & 0 < \varphi \leq \varphi_0 \\ I_m \cos\varphi & \varphi_0 < \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (15)$$

可知,电感上的电流并不是完全正弦的。当逆变器工作在升压状态,且 $\varphi=0$ 时,电感电流出现最大值:

$$I_{La,max} = I_m M \quad (16)$$

可知,电感上的最大电流取决于调制指数 $M$ 。当 $M>1$ 时,电感电流 $i_{La}$ 大于电机电流幅值 $I_m$ 。式(15)中 $i_{La}$ 可以近似表示为

$$i_{La} = I_m \left[ \frac{(M + 1)}{2} \cos\varphi + \frac{M - 1}{2} \right] \quad (17)$$

由此可以计算出电感电流有效值:

$$I_{La,RMS} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{3M^2 - 2M + 3}}{2} \quad (18)$$

电流纹波的峰值为

$$\Delta I_{La} = \max \left[ 1, 4 \frac{M - 1}{M} \right] \cdot \frac{U_{in}}{8L_a f_s} \quad (19)$$

由式(15)~式(19)可知,为了将电流纹波限制在最大值 $\Delta I_{La}$ 内,电感值必须限制为

$$L_a \geq \max \left[ 1, 4 \frac{M - 1}{M} \right] \cdot \frac{U_{in}}{8\Delta I_{La} f_s} \quad (20)$$

其中, $M = M_{max}$ 是逆变器工作范围内可能的最高调制指数。

由于输出电容 $C_a$ 的存在,交流输出侧不需要额外的滤波,电容两端的电压 $u_{Ca}$ 是连续的,因此逆变器可以为电机提供高质量的正弦电压。由于PWM操作,会在滤波电容 $C_a$ 电压 $u_{Ca}$ 上叠加电压纹波 $\Delta u_{Ca}$ ,电压纹波的峰值为

$$\Delta u_{Ca} = \Delta u_{an} = \max \left[ \frac{U_{in}}{64L_a C_a f_s^2}, \frac{MI_m}{8C_a f_s} \right] \quad (21)$$

因此,为了将电流纹波限制在最大值 $\Delta u_{Ca}$ 内,电容值必须限制为

$$C_a \geq \max \left[ \frac{U_{in}}{64L_a \Delta u_{Ca} f_s^2}, \frac{MI_m}{8\Delta u_{Ca} f_s} \right] \quad (22)$$

### 3 仿真分析

#### 3.1 仿真模型搭建

为了验证逆变器的性能以及所设计的控制策略可行性,在Matlab/Simulink中搭建控制系统模型。逆变器参数设置如下:开关频率 $f_s=1\ 000$  kHz,电感 $L=6.8\ \mu\text{H}$ ,电容 $C=2.0\ \mu\text{F}$ 。

#### 3.2 仿真结果分析

为了测试逆变器的性能极限,先进行开环测试。 $U_{in}$ 设置为12 V,输入基频为16 kHz,幅值为3 V,偏置10 V的正弦电压基准。开关器件 $T_{a1}$ 和 $T_{a2}$ 的占空比 $D_{a1}$ 和 $D_{a2}$ 如图3所示,控制信号如图4所示。此时逆变器工作在Buck-Boost状态,图5为电感 $L_a$ 上流过的电流 $i_{La}$ 。逆变器输出电压如图6所示,相应的FFT结果如图7所示。

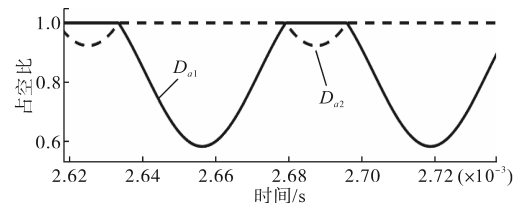


图3 开关器件占空比 $D_{a1}$ 和 $D_{a2}$

Fig.3 Switching device duty cycle  $D_{a1}$  and  $D_{a2}$

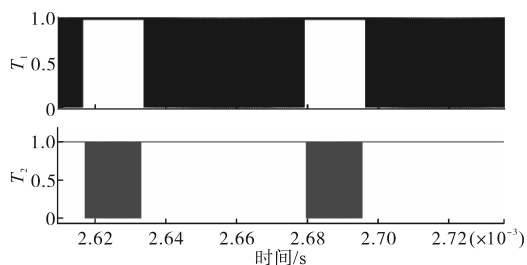


图4 开关器件 $T_{a1}$ 和 $T_{a2}$ 控制信号

Fig.4 Control signal of witching device  $T_{a1}$  and  $T_{a2}$

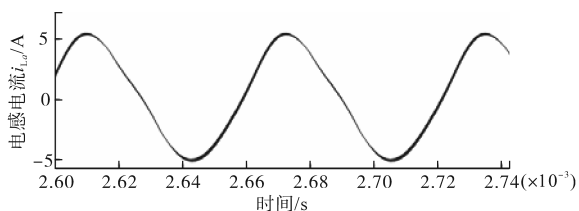


图5 电感 $L_a$ 上的电流

Fig.5 Current on inductance  $L_a$

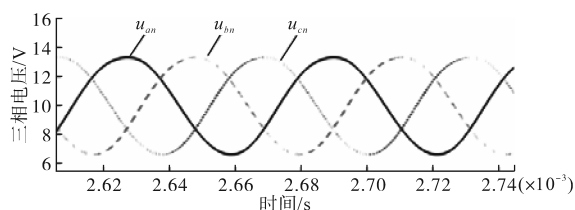


图6 逆变器输出三相电压(基频 16 kHz)

Fig.6 Inverter output three-phase voltage

(fundamental frequency 16 kHz)

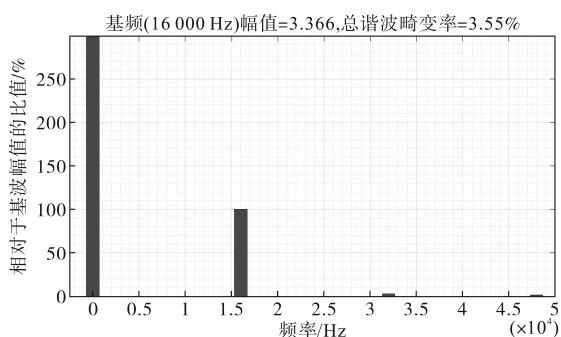


图7 电压FFT结果(基频 16 kHz)

Fig.7 Voltage FFT result(fundamental frequency 16 kHz)

由图3~图6可见,逆变器对于基准电压具有良好的跟随能力,可以输出16 kHz的超高频正弦波。由图7可见电压谐波畸变率仅为3.55%,低于传统的逆变器,这对于减少电机发热,提高电机稳定性,是一个非常重要的技术突破。

## 4 实验分析

### 4.1 实验平台

根据实际需求,我们设计了一台燃料电池用Nidec涡轮增压机的驱动系统,额定功率560 W,额定转速120 kr/min,具体参数如下:电机转速100

kr/min,输入电压24 V,功率560 W,极对数为1,开关频率 $f_s=100$  kHz,逆变器电感 $L=6.8$   $\mu$ H,逆变器电容 $C=2.3$   $\mu$ F。

图8为实验平台,控制器DSP采用TI公司的TMS320F28335,电压采样使用直接相电压分压电阻+RC滤波电路,测量仪器采用Tektronix公司的MDO3024示波器以及TPP0250电压测量探头和A622电流测量探头等。

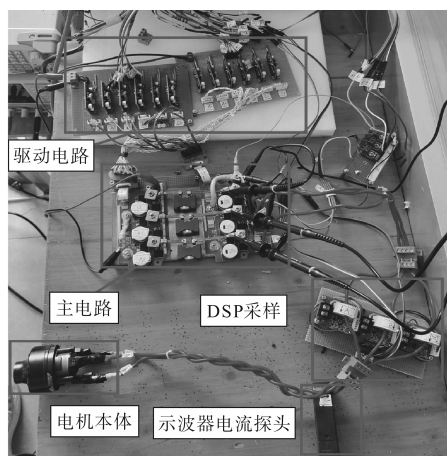


图8 实验平台

Fig.8 Experimental platform

### 4.2 实验结果分析

燃料电池DC端电压 $U_{in}$ 是变化的,因此实验时,首先将 $U_{in}$ 设置为5 V。输入基频为70 Hz、幅值为1.5 V、偏置3 V的正弦电压基准进行开环测试,图9为逆变器输出的电压波形。

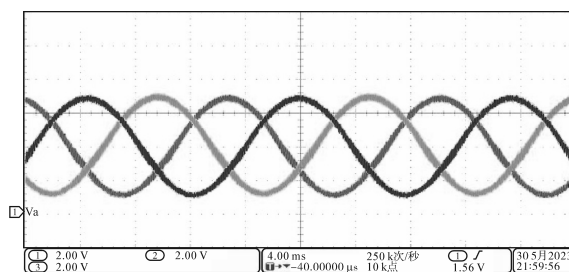


图9 逆变器输出电压

Fig.9 Output voltage of inverter

通过V/F启动,使电机转速逐渐斜坡上升。当逆变器输出频率上升至2 kHz,此时 $U_{in}$ 输入为24 V,逆变器输出电压波形如图10所示,其中开关频率均为100 kHz。通过实时观测程序中电机转速估计值,其对应的转速曲线如图11所示。

由于开关操作会给输出电压带来纹波,而三相正弦波电压输出逆变器本身具有滤波电容和电感模块,不需要进行额外的交流侧滤波,其输出电压纹波值较小,实际的电压总畸变率低于传统的SVPWM脉宽调制电压。同时对比了使用三

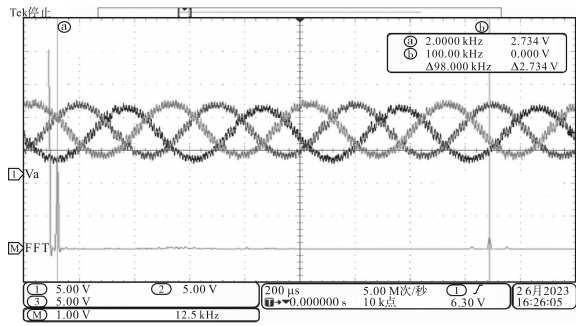


图10 三相电机电压

Fig.10 Three phase motor voltage

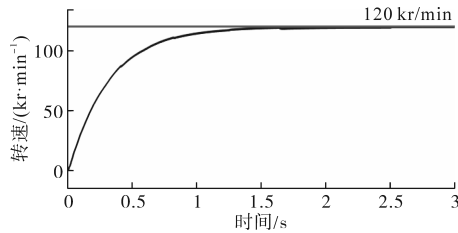


图11 电机转速

Fig.11 Speed of motor

相正弦波电压输出逆变器驱动电机和使用方波运行时电机的温升<sup>[18]</sup>。当涡轮风机处于自风冷工作状态下额定运行30 min后,温升对比如表1所示。

表1 额定转速下正弦波电压输出逆变器和方波运行电机温升对比

Tab.1 Comparison of temperature rise between sine wave voltage output inverter and square wave operating motor at rated speed

运行方式	转速/(kr·min <sup>-1</sup> )	温升/°C
正弦波电压运行	120	40.2
方波运行	120	76.3

实验结果表明,在同等条件下,基于DC/DC的三相正弦波电压输出逆变器驱动电机相比使用方波驱动电机,发热量减少47.3%。

## 5 结论

本文研究了一种基于DC/DC变换器的新型三相正弦波电压输出逆变器拓扑结构,通过建立逆变器数学模型,进行仿真和实验分析。最后,设计了一台120 kr/min的超高速永磁同步电机驱动系统。

实验结果表明,三相正弦波电压输出逆变器输出电压谐波畸变率低于传统的逆变器,设计的永磁同步电机驱动系统在将电机转速提高至120 kr/min的超高转速的同时减少了电机发热量,提升了电机工作稳定性。该系统适用于燃料电池等电压大范围变化的场合,提供了一种有效的解决方案来提升现代交流电机调速系统的可靠性。

## 参考文献

- [1] 肖家锴,郑高峰,刘朋熙,等. 高速电机发展现状以及关键技术综述[J]. 电气传动,2020,50(10):3-9,15.  
XIAO Jiakai, ZHENG Gaofeng, LIU Pengxi, et al. Overview of the development status and key technologies of high speed motors[J]. Electric Drive, 2020, 50(10): 3-9, 15.
- [2] 郑笑咏,邓锦祥,胡荏,等. 无位置传感器无刷直流电机控制技术综述[J]. 电气传动,2022,52(24):3-11,66.  
ZHENG Xiaoyong, DENG Jinxiang, HU Ren, et al. Summary of control technology of position sensorless brushless DC motor [J]. Electric Drive, 2022, 52(24): 3-11, 66.
- [3] PARK Y, KIM H, JANG H, et al. Efficiency improvement of permanent magnet BLDC with halbach magnet array for drone [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2020, 30(4):1-5.
- [4] REDDY T N, BASAM V R, PASUMARTHI M R. A new method for multi-loop control tuning of high power PM-BLDC motor drive[C]//2019 4th International Conference on Electrical, Electronics, Communication, Computer Technologies and Optimization Techniques (ICEECOT), Mysuru, India: IEEE, 2019: 89-94.
- [5] 王梦谦,李华,毕京斌,等. 一种改进的多电平逆变器SVPWM调制方法研究[J]. 电气传动,2022,52(5):28-33,46.  
WANG Mengqian, LI Hua, BI Jingbin, et al. Research on an improved SVPWM modulation method for multilevel inverters[J]. Electric Drive, 2022, 52(5): 28-33, 46.
- [6] 宋春伟,何金龙,李刚. 3H桥开关次数均衡死区消除SVPWM[J]. 电机与控制学报,2023,27(1):80-87,109.  
SONG Chunwei, HE Jinlong, LI Gang. Dead-time elimination SVPWM with switching times sharing for 3H bridge inverter [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(1): 80-87, 109.
- [7] 李扬,李金玉,赵文逸,等. SPWM逆变器死区影响分析[J]. 电力电子技术,2021,55(10):69-73,79.  
LI Yang, LI Jinyu, ZHAO Wenyi, et al. Analysis on the effect of dead-time of SPWM inverter[J]. Power Electronics, 2021, 55(10): 69-73, 79.
- [8] LI P, LI R, CAI S, et al. Sine wave current tracking of grid-tied two-stage single-phase inverter via adaptive model predictive control with voltage regulation[C]//2019 Chinese Control Conference (CCC), Guangzhou, China, 2019: 6487-6492.
- [9] 孙瑞东,曾国宏,王静,等. 两级式单相逆变器的二次功率解耦控制[J]. 电力自动化设备,2023,43(4):30-38.  
SUN Ruidong, ZENG Guohong, WANG Jing, et al. Decoupling control of second-harmonic power for two-stage single-phase inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 30-38.
- [10] 王强,王有政,王天施,等. 高效率单相全桥零电流开关谐振极逆变器[J]. 电子学报,2021,49(4):788-791.  
WANG Qiang, WANG Youzheng, WANG Tianshi, et al. High-

(下转第25页)

经测试,12 V输出及3.3 V输出的负载稳定性和电压稳定度均满足稳定性要求。

## 5 结论

本文基于VITA46及VITA62标准,设计了6U的DCDC电源板卡,包括硬件保护、缓启,软件采集控制及上位机交互设计,通过热仿真验证工况下的工作状态,最后设计出实物,并对带载状态下模块的波形、数据进行分析,验证了其适用性。该模块具有较强的通用性,结构紧凑,集成度高,有较高的可靠性等优势,能够满足当前重要工业应用场景的高性能和高可靠性要求。

### 参考文献

- [1] 焦耀华. 基于VPX的嵌入式信息处理设备的研制[D]. 北京:北京工业大学,2018.  
JIAO Yaohua. Development of VPX based embedded information processing equipment[D]. Beijing: Beijing University of Technology, 2018.
- [2] 张连营. 基于VPX总线的系统控制器的设计与实现[D]. 成都:电子科技大学,2017.  
ZHANG Lianying. Design and implementation of a system controller based on VPX bus[D]. Chengdu: University of Electronic

- Science and Technology, 2017.
- [3] 陈昌明. 基于VPX的高速信号采集处理卡的设计与应用研究[D]. 郑州:解放军信息工程大学,2016.  
CHEN Changming. Design and application research of high speed signal acquisition and processing card based on VPX [D]. Zhengzhou: PLA University of Information Engineering, 2016.
- [4] 吴林印,周品臣,蒋剑伟,等. 基于VPX架构的多元化综合业务采集系统设计[J]. 广东通信技术,2023,43(2):48-53.  
WU Linyin, ZHOU Pinchen, JIANG Jianwei, et al. Design of a diversified comprehensive business acquisition system based on VPX architecture[J]. Guangdong Communication Technology, 2023, 43 (2):48-53.
- [5] 鲁超,米文龙,胡丁锐. 基于VPX开放式架构的无线电监测平台设计[J]. 电子技术应用,2022,48(6):50-53.  
LU Chao, MI Wenlong, HU Dingrui. Design of radio monitoring platform based on VPX open architecture[J]. Application of Electronic Technique, 2022,48(6): 50-53.
- [6] 王锡志. 基于国产化通用VPX的信号处理板设计[J]. 计算机与网络,2022,48(1):52-55.  
WANG Xizhi. Design of signal processing board based on autonomous and controllable general VPX[J]. Computer & Network, 2022, 48 (1):52-55.

收稿日期:2023-07-18

修改稿日期:2023-09-13

(上接第14页)

- efficiency single-phase full-bridge zero-current switching resonant pole inverter[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49 (4): 788-791.
- [11] 陈丹江,柳玉甜,张少中. 三电平T型逆变器开关控制策略研究[J]. 控制工程,2022,29(5):927-934.  
CHEN Danjiang, LIU Yutian, ZHANG Shaozhong. Switch control strategies of three-level T-type inverter[J]. Control Engineering of China, 2022, 29(5): 927-934.
- [12] 苏锦智,张继鹏,安群涛,等. 基于T型逆变器的高速永磁同步电机无位置传感器控制系统[J]. 微电机,2021,54(8):98-101,118.  
SU Jinzhi, ZHANG Jipeng, AN Quntao, et al. Discrete current control loop design of permanent synchronous motor drives[J]. Micromotors, 2021, 54(8):98-101, 118.
- [13] XIAO S, SHI T, LI X, et al. Single-current-sensor control for PMSM driven by quasi-Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7013-7024.
- [14] 李新旻,夏长亮,陈炜,等. Z源逆变器驱动的位置传感器无刷直流电机反电势过零点检测方法[J]. 中国电机工程学报,2017,37(17):5153-5161,5235.  
LI Xinmin, XIA Changliang, CHEN Wei, et al. Zero-crossing point detection of back EMF for Z-source inverter fed sensorless brushless DC motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37 (17):5153-5161,5235.

- [15] 曾礼,杜强,陈阳琦. 双向准Z源逆变器驱动永磁同步电机的快速有限集模型预测控制[J]. 电机与控制应用,2021,48(8):28-35,43.  
ZENG Li, DU Qiang, CHEN Yangqi. Fast finite control set-model predictive control for PMSM driven by bidirectional quasi-Z-source inverter[J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(8):28-35, 43.
- [16] BAKHOVTSEV I A, PANFILOV D V. Comparison of three-phase three-level Z-source inverter and quasi-Z-source inverter characteristics[C]//International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Novosibirsk, Russia: EDM, 2014: 365-369.
- [17] ANTIVACHIS M, BORTIS D, SCHRITTWIESER L, et al. Three-phase Y-inverter with wide DC input voltage range[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, San Antonio, TX, USA: APEC, 2018: 1492-1499.
- [18] 胡辉,余岳,刘建华,等. 超高速BLDC无速度传感器控制研究[J]. 电力电子技术,2022,56(11):24-26,32.  
HU Hui, YU Yue, LIU Jianhua, et al. Study of speed sensorless control of ultra-high speed BLDC[J]. Power Electronics, 2022, 56(11):24-26, 32.

收稿日期:2023-07-21

修改稿日期:2023-08-31