# 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.dqcd25273

## 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。





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<sub>a1</sub>,T<sub>a2</sub>以开 关频率f<sub>s</sub>工作,而B桥臂的开关器件T<sub>a3</sub>持续导 通,T<sub>a4</sub>持续关断,逆变器工作在降压模式下,输出 电压u<sub>a</sub>低于输入电压U<sub>in</sub>;相反,当DC端电压升高 时,B桥臂的开关器件T<sub>a3</sub>,T<sub>a4</sub>以开关频率f<sub>s</sub>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<sub>a1</sub>和 D<sub>a2</sub>分别控制A桥臂的开关器件T<sub>a1</sub>和B桥臂的开 关器件T<sub>a3</sub>。在降压模式下,占空比D<sub>a1</sub>从0至1变 化,而占空比D<sub>a2</sub>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 $u_a = 1/D_{a2} \cdot U_{in} > U_{ino}$ 

逆变器正常工作时,逆变器可以输出三相正 弦电压:

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

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

式中:*I*<sub>m</sub>为电流幅值; *φ*<sub>i</sub>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:

$$M = 2U_{\rm m}/U_{\rm in} \tag{3}$$

式中:Uin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

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

式中: $\varphi$ 为电压相位角, $\varphi = \omega_{m}t; \varphi_{o}$ 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

$$m_{a}(\varphi) = \frac{u_{an}(\varphi)}{U_{in}}$$
(5)  
$$\overset{\dot{u_{a}}}{\longrightarrow} \overset{\dot{u_{an}}}{\longrightarrow} \overset{\dot{u_{an}}}{\overset} \dot{u_{an}}}{\overset} \dot{u_{an}}}{\overset}$$

式中: $u_{an}(\varphi)$ 为输出电压瞬时值。 升降压切换角 $\varphi_{o}$ 定义如下:

$$\varphi_{\circ} = \cos^{-1}\left(\frac{U_{\rm in} - U_{\rm m}}{U_{\rm m}}\right) \tag{6}$$

由式(3),进一步得到:

$$\varphi_{o} = \cos^{-1}(2/M - 1) \tag{7}$$

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

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

式中:*U*<sub>off</sub>为三相电压所加的直流偏置。并且有:

$$U_{\rm off} = U_{\rm m} \tag{9}$$

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<sub>AB</sub>, U<sub>BC</sub>和 U<sub>CA</sub>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,,u,, u<sub>m</sub>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<sub>a1</sub>和D<sub>a2</sub>。因为开关频率f<sub>s</sub>远大于 电机电压基频f<sub>m</sub>,因此正弦输出电压u<sub>m</sub>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<sub>a</sub>1和D<sub>a2</sub>:

$$D_{a1} = \min[1, m_a(\varphi)] = \begin{cases} 1 & 0 < \varphi \le \varphi_\circ \\ m_a(\varphi) & \varphi_\circ < \varphi \le \pi \end{cases} (10)$$
$$D_{a2} = \min[1, \frac{1}{m_a(\varphi)}] = \begin{cases} 1/m_a(\varphi) & 0 < \varphi \le \varphi_\circ \\ 1 & \varphi_\circ < \varphi \le \pi \end{cases} (11)$$

由式(4)、式(6)进一步得到:

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

$$D_{a2} = \begin{cases} \frac{2}{M(1 + \cos\varphi)} & 0 < \varphi \le \varphi_{\circ} \\ 1 & \varphi_{\circ} < \varphi \le \pi \end{cases}$$
(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in和一个电 流纹波 $\Delta i_{L}$ 组成,电流纹波 $\Delta i_{L}$ 是PWM开关操作 的结果。基波电感电流为

$$i_{\text{La}} = \frac{i_{an}}{D_{a2}} = \begin{cases} I_{\text{m}} \cos\varphi 1/D_{a2} & 0 < \varphi \leq \varphi_{\text{o}} \\ I_{\text{m}} \cos\varphi & \varphi_{\text{o}} < \varphi \leq \pi \end{cases}$$
(14)

式中:*i*\_\_\_为电机a相电流。

$$i_{La} = \begin{cases} I_{\rm m} \cos\varphi \frac{M(1 + \cos\varphi)}{2} & 0 < \varphi \le \varphi_{\circ} \\ I_{\rm m} \cos\varphi & \varphi_{\circ} < \varphi \le \pi \end{cases}$$
(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:

$$I_{\text{L}a,\text{max}} = I_{\text{m}}M \tag{16}$$

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 iLa 大于电机电流幅值 Imo.式 (15)中i<sub>1</sub>可以近似表示为

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

由此可以计算出电感电流有效值:

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

电流纹波的峰值为

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

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

$$L_{a} \ge \max\left[1, 4\frac{M-1}{M}\right] \cdot \frac{U_{\text{in}}}{8\Delta I_{\text{L}a}f_{\text{s}}} \qquad (20)$$

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。的存在,交流输出侧不需要 额外的滤波,电容两端的电压uca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

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

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

$$C_{a} \ge \max\left[\frac{U_{\rm in}}{64L_{a}\Delta u_{\rm Ca}f_{s}^{2}}, \frac{MI_{\rm m}}{8\Delta u_{\rm Ca}f_{s}}\right] \qquad (22)$$

# 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=1000 kHz,电感L=6.8 µH,电容C=2.0 µF。

#### 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。Uin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<sub>a</sub>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。上流过的电流 ila。 逆变器输出电压如 图6所示,相应的FFT结果如图7所示。







 $Fig.7 \quad Voltage \; FFT \; result(fundamental \; frequency \; 16 \; kHz)$ 

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涡轮风机的驱动系统,额定功率560W,额 定转速120kr/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<sub>s</sub>=100 kHz,逆变器电感*L*=6.8 μH,逆变 器电容*C*=2.3 μF。

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。



Fig.8 Experimental platform

#### 4.2 实验结果分析

燃料电池 DC 端电压 U<sub>in</sub> 是变化的,因此实验时,首先将 U<sub>in</sub>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。



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<sub>in</sub>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





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 1	rated	spee	d		
_						_	_

	运行方式	转速/(kr•min <sup>-1</sup> )	温升/℃	
	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

- 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(ICEECCOT), 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 SVP-WM 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SVP-WM[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 度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,验证了其实用性。 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

[2] 赤庄昌. 至] VIA 志线的系统控制益的设计与实现[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

(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源逆变器驱动的无位置传感器 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. 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

[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 setmodel 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 threephase 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. Threephase 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