DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.317 **中图分类号**：TM461 **文献标志码**：A

一种用于开绕组电机的新型矿用变频器及其共模电压抑制方法

郝俊豪，宋倩倩(中国电源学会会员)，李梓博，刘姿如，程 红，王 聪
(中国矿业大学(北京)机械与电气工程学院，北京 100083)

摘要：针对传统中高压变频器输入端带有体积庞大且价格昂贵的工频移相变压器问题，提出一种用于开绕组电机的新型单向能流矿用变频器拓扑。整流级采用3个单相二极管整流器+Boost变换器电路结构，输入侧无需工频变压器进行隔离，具有高输入功率因数、低输入电流谐波及低开关管电压应力等特点；逆变级采用开绕组连接方式与交流电机相连，实现了相间隔离。在该拓扑基础上，进一步研究了一种低共模电压的空间矢量脉宽调制SVPWM(space vector pulse width modulation)策略，实现了系统单位功率因数运行、共模电压抑制及开绕组电机零序电压的消除。

关键词：矿用交流电机传动；开绕组连接；变频器；共模电压抑制

A Novel Mining Converter for Open-end Winding Motors and the Corresponding Common Mode Voltage Suppression Method

HAO Junhao, SONG Qianqian, *Member*, *CPSS*, LI Zibo, LIU Ziru, CHENG Hong, WANG Cong
(School of Mechanical and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Beijing 100083, China)

Abstract: Aiming at eliminating the bulky and expensive line-frequency phase-shifting transformer at the input of the traditional medium/high voltage converter for AC motor drives, a new unidirectional power flow mining converter topology for open-end winding motors is proposed. The rectifier stage of the proposed converter topology adopts three single-phase diode rectifiers + Boost converter circuit structure without line-frequency transformer isolation, which is characterized by high input power factor, low input current harmonics and low switching device voltage stress. The inverter stage is connected to the AC motor by adopting stator open-winding connection for the isolation between phases. On the basis of the proposed topology, further investigates a low common-mode voltage space vector pulse width modulation (SVPWM) strategy, which achieves unity power factor operation of the system, the suppression of the common mode voltage in the rectifier stage, and the elimination of the zero sequence voltage in the open winding motor.

Keywords: Mining AC motor drives; open-winding connection; converter; common-mode voltage suppression

变频器作为现代工业生产中的重要设备，在煤炭领域已被广泛应用[1]，然而，在相当多的应用场合中能量并不需要双向流动，能量单向传输的中高压变频器被认为是一种更好的选择[2-3]。因此，实际应用中通常采用成本较低的二极管不控整流作为整流级，但其往往会带来谐波过大的问题[4]，特别是随着煤矿井下变频器的大量使用，其谐波除了会带来电网污染等问题，更重要的是会影响煤矿中的安全通信监控和继电保护装置，严重威胁人身安全和电力系统的稳定运行。为了使矿用变频器应用于更高电压等级的场合，通常采用多脉波整流来降低输入侧的谐波含量[5-6]，其输入端采用工频移相变压器实现隔离，增加了整流侧的脉波数，提高了变频器的功率因数；但从实用角度来看，工频变压器是昂贵、笨重、接线复杂且有较大损耗的电力设备，而煤矿井下空间狭小且矿用变频器还有厚重的隔爆壳和散热装置[7]，非

收稿日期：2023-09-26；**修回日期**：2023-12-25，2024-02-07，2024-03-13；**录用日期**：2024-04-03；**网络首发日期**：2024-04-28

常不利于工频变压器的安装。此外，在采用脉宽调制 PWM(pulse width modulation)技术的变频调速系统中，往往伴随着高频高幅值的共模电压产生[8-10]，而共模电压会在电机转轴上感应到轴电压，形成轴电流，从而加速电机轴承老化，缩短电机的使用寿命[11-12]。因此，必须采取有效措施对变频调速系统的共模电压进行抑制。

针对上述问题，本文提出了一种无变压器隔离与电机定子绕组开绕组连接的单向能流矿用变频器，其无需变压器隔离即可构成 1 对高压直流母线，整流级为可控整流，输入的电流谐波含量少，逆变级负载是将传统的三相电机的定子绕组打开，每一相逆变侧接在定子绕组两端，通过电机定子绕组间的隔离实现变换器的相间隔离。由于每一相的直流母线电压只需要高压相电压峰值，这较大程度降低了功率开关管的电压应力。在该拓扑的基础上采用一种低共模电压的空间矢量脉宽调制 SVPWM (space vector pulse width modulation)方案，对变频器整流级和逆变级的共模电压进行抑制，同时对开绕组电机的零序电压进行消除。

1 矿用开绕组变频器基本工作原理

一种采用与电机定子绕组开绕组连接的矿用变频器拓扑如图 1 所示，其输入侧为星型连接，逆变负载侧将三相电机定子绕组的中性点打开，采用开绕组连接。逆变级每一相为传统的电压型两电平全控桥，在控制方式上等效为 2 个三相逆变器分别

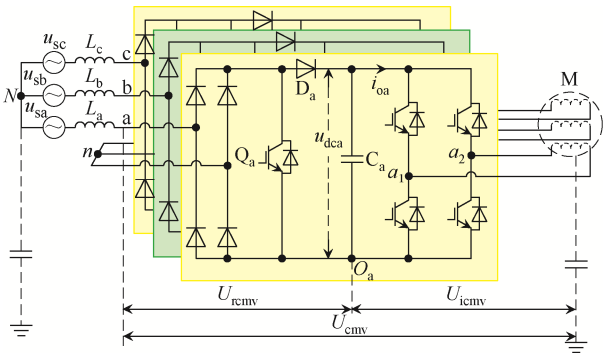


图 1 开绕组连接变频器

Fig. 1 Open-end winding connection converter

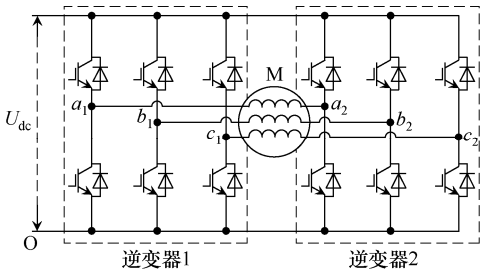


图 2 逆变级双三相逆变器

Fig. 2 Inverter stage dual three-phase inverter

连接在定子绕组两端，如图 2 所示，逆变器 1 由三相的逆变级第一桥臂组成，逆变器 2 由三相的逆变级第二桥臂组成。图中：N 为电网中性点；u_{sa}、u_{sb}、u_{sc} 均为三相电网相电压；L_x 为升压电感；n 为输入侧三相星型连接的中性点；Q_x(x=a,b,c)为全控型功率开关器件；D_x 为快恢复型二极管；C_x 为直流输出侧电容；i_{ox} 为 x 相整流器的负载等效电流；a_1、a_2、b_1、b_2、c_1、c_2 分别为 A、B、C 三相定子绕组两端的连接点；U_{rcmv}、U_{icmv}、U_{cmv} 分别为整流级、逆变级、变频器的共模电压；M 为开绕组电机。

整流级为非共直流母线连接，前级为不控整流桥，后级使用 Boost 单元，完成单位功率因数整流和直流母线输出。与传统矿用变频器相比，新型矿用变频器消除了电网输入侧的电流谐波污染。三相整流级直流侧母线输出电压分别为 u_{dca}、u_{dcb}、u_{dcc}，U_{dc} 为直流母线电压稳态值，系统稳态时 u_{dca}=u_{dcb}=u_{dcc}= U_{dc}。由于三相对称，以 A 相为例分析整流级的工作模态，每一相有 1 个功率开关管 Q_x，电流的流通路径由该相的输入电流极性和功率开关管共同决定，在连续导电模式下共有 4 种模态：①当输入电流为正、开关管 Q_a 关断时，整流侧二极管的输入电压 u_{an}=+U_{dc}；②当输入电流为正、开关管 Q_a 导通时，u_{an}=0；③当输入电流为负、开关管 Q_a 关断时，u_{an}=−U_{dc}；④当输入电流为负、开关管 Q_a 导通时，u_{an}=0。由此可知，输入端 u_{an} 的 3 种电平状态分别为 U_{dc}、−U_{dc}、0，这降低了变频器的电压尖峰 du/dt。本文所提拓扑适用于风机、泵类等单向能量流动的应用场合，对转速控制精度的要求较低，故逆变级采用的是恒压频比

的开环调速方式，整流级采用基于 *dq* 坐标变换的电压电流双闭环控制，实现直流母线输出电压稳定和输入侧单位功率因数运行。

1.1 整流级稳态数学模型

由上述拓扑结构和模态分析可知，每一相有 4 种工作模态。为便于分析，建立整流级电路稳态数学模型。假设 *x* 相整流级的开关函数为 S_x，当输入端 u_{an} 分别为 U_{dc}、$-U_{dc}$、0 时，S_x 分别为 1、−1、0。

对图 1 所示的整流级电路建立基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)和基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)方程，可得

$$\begin{cases} C_x \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}x}}{\mathrm{d}t} = S_x i_{L_x} - i_{ox} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_{L_x}}{\mathrm{d}t} + r i_{L_x} = u_{sx} - S_x u_{\mathrm{dc}x} - u_{nN} \end{cases} \quad x=\mathrm{a,b,c} \tag{1}$$

式中：i_{L_x} 为输入侧电感电流；r 为输入侧升压电感 L 的寄生电阻；u_{nN} 为输入侧中性点和三相电源中性点之间的电压。在三相电网电压平衡条件下，将 $u_{\mathrm{sa}}+u_{\mathrm{sb}}+u_{\mathrm{sc}}=0$、$i_{L_\mathrm{a}}+i_{L_\mathrm{b}}+i_{L_\mathrm{c}}=0$ 代入式(1)，可得节点电压 u_{nN} 为

$$u_{nN} = \frac{u_{\mathrm{sa}}+u_{\mathrm{sb}}+u_{\mathrm{sc}}}{3} - u_{\mathrm{dc}}\frac{S_\mathrm{a}+S_\mathrm{b}+S_\mathrm{c}}{3} = -u_{\mathrm{dc}}\frac{S_\mathrm{a}+S_\mathrm{b}+S_\mathrm{c}}{3} \tag{2}$$

式中，u_{dc} 为直流侧电容电压瞬时值。定义 i_o 为 i_{oa}、i_{ob} 和 i_{oc} 的平均值，可表示为

$$i_\mathrm{o} = \frac{i_{\mathrm{oa}}+i_{\mathrm{ob}}+i_{\mathrm{oc}}}{3} \tag{3}$$

将式(2)和式(3)代入式(1)，可以得到三相整流器的数学模型为

$$\begin{cases} 3C\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = S_\mathrm{a}i_{L_\mathrm{a}} + S_\mathrm{b}i_{L_\mathrm{b}} + S_\mathrm{c}i_{L_\mathrm{c}} - 3i_\mathrm{o} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_{L_x}}{\mathrm{d}t} + r i_{L_x} = u_{sx} - S_x u_{\mathrm{dc}x} + u_{\mathrm{dc}}\dfrac{S_\mathrm{a}+S_\mathrm{b}+S_\mathrm{c}}{3} \end{cases} \quad x=\mathrm{a,b,c} \tag{4}$$

式中，C 为直流侧电容。

1.2 整流级控制器设计

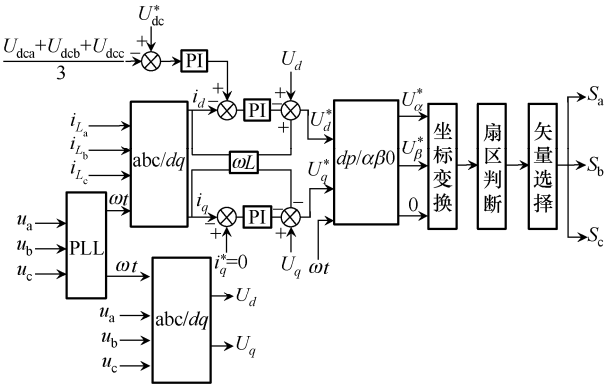
整流级采用电压电流双闭环控制，电流环闭环传递函数 $G_{\mathrm{ccl}}(s)$和电压外环传递函数 $G_{\mathrm{vol}}(s)$[3]分别为

$$\begin{cases} G_{\mathrm{ccl}}(s) \approx 1 \Big/ \left(1 + \dfrac{sT_{Lr}}{k_{pi}k_{\mathrm{PWM}}K_{Lr}}\right) \\ G_{\mathrm{vol}}(s) = \dfrac{k_{pv}(1+sT_\mathrm{b})}{sT_\mathrm{b}(1+sT_{ci})sC} \end{cases} \tag{5}$$

式中：s 为拉普拉斯算子；k_{pi}、k_{pv}、k_{PWM}、K_{Lr} 分别为电流环比例系数、电压环比例系数、整流级 PWM 等效增益、电流环被控对象比例增益；T_{Lr}、T_b、T_{ci} 分别为电感时间常数、电流反馈滤波时间常数、电流环积分时间常数。其中，电压电流双闭环的比例积分 PI(proportional integral)调节器参数 k_{pi}、k_{ii}、k_{pv}、k_{iv} 和变量 K_{Lr}、T_{Lr}、T_b、T_{ci} 分别满足

$$\begin{cases} K_{Lr} = \dfrac{1}{r} \\ T_{Lr} = \dfrac{L}{r} \\ T_\mathrm{b} = \dfrac{k_{pv}}{k_{iv}} \\ T_{ci} = \dfrac{T_{Lr}}{k_{pi}k_{\mathrm{PWM}}K_{Lr}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_{pi} = \dfrac{\omega_{ci}T_{Lr}}{k_{\mathrm{PWM}}K_{Lr}} \\ k_{ii} = \dfrac{k_{pi}}{T_{Lr}} = \dfrac{\omega_{ci}}{k_{\mathrm{PWM}}K_{Lr}} \\ k_{pv} = \omega_{cv}C \\ k_{iv} = \dfrac{k_{pv}}{T_\mathrm{b}} = C\omega_{cv}^3 T_{ci} \end{cases} \tag{6}$$

式中：ω_{ci}、ω_{cv} 分别为电流环开环截止角频率、电压环开环截止角频率；k_{ii}、k_{iv} 分别为电流环积分系数、电压环积分系数。将电流环的控制环路带宽 f_{ci} 设计为开关频率 f_s 的 1/25，角频率 $\omega_{ci}=2\pi f_{ci}$，为了在一定程度上抑制此类直流电压纹波，整流器直流母线电压控制环路带宽 f_{cv} 被设置为二倍工频的 1/4，f_{cv} 的角频率 $\omega_{cv}=2\pi f_{cv}$，满足电流环带宽 f_{ci} 远大于电压环带宽 f_{cv}。整流级和逆变级的控制结构如图 3(a)和(b)所示。图中：U_{dc}^* 为直流母线电压给定值；U_d、U_q 分别为 *dq* 轴坐标系下电网的 *d*、*q* 轴分量；U_d^*、U_q^* 分别为 *dq* 轴坐标系下目标矢量的 *d*、*q* 轴分量；U_α^*、U_β^* 分别为 *αβ* 轴坐标系下目标矢量的 *α*、*β* 轴分量；i_d、i_q 分别为电网侧三相电感电流在 *dq* 轴坐标系下的 *d*、*q* 轴分量；i_q^* 为电流环 *q* 轴电流给定值；f_{ref} 为逆变级输出频率给定值；θ_s 为逆变级参考角度；U_{ref} 为参考电压矢量幅值；U_α、U_β 分别为参考电压矢量在 *α*、*β* 轴的分量。



(a) 整流级控制结构

(b) 逆变级控制结构

图 3 整流级和逆变级控制结构

Fig. 3 Control structure of rectifier and inverter stages

1.3 与传统变频器的比较

本文所提变频器拓扑的每相输入电压均为相电压，相较于传统变频器每相桥臂承受的线电压，这极大降低了开关管的耐压等级。以 1 140 V 电压等级的矿用变频器为例，每相整流桥为单相不控整流，每相输入的相电压有效值为 660 V，考虑输入侧+10%~−10%的电压波动，故整流二极管的反向重复峰值电压 U_{RRM} 为

$$U_{\mathrm{RRM}} \geqslant u_{aN} \times \sqrt{2} \times 1.1 \times \beta \Rightarrow U_{\mathrm{RRM}} \geqslant 2\,053\ \mathrm{V} \quad (7)$$

式中：u_{aN} 为输入侧相电压有效值；β 为电压安全系数，取值为 2。

考虑直流侧电容的耐压安全裕量，直流电容的耐压值 U_C 为

$$U_C \geqslant u_{aN} \times \sqrt{2} \times \alpha \Rightarrow U_C \geqslant 1\,120\ \mathrm{V} \quad (8)$$

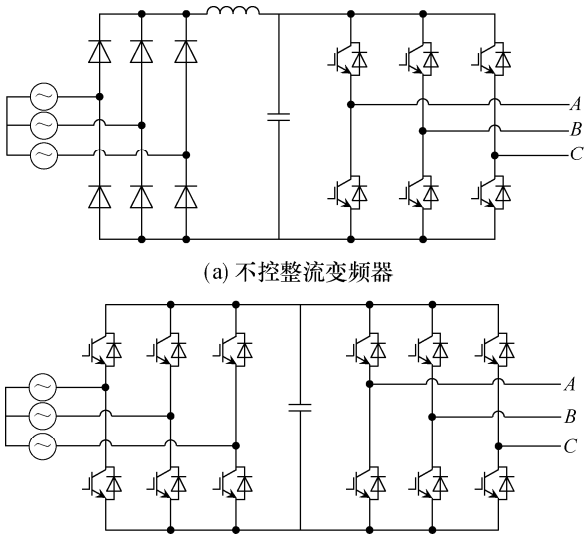
式中，α 为电容耐压值的安全裕量，取值为 1.2。

功率开关管工作时处于高频开关状态，且电路中存在杂散电感，使得功率开关管容易出现瞬间过电压，故功率开关管的耐压裕量取直流母线电压的 1.5 倍，计算式为

$$U_{\mathrm{IG}} \geqslant u_{aN} \times \sqrt{2} \times \gamma \times 1.5 \Rightarrow U_{\mathrm{IG}} \geqslant 1\,540\ \mathrm{V} \quad (9)$$

式中：U_{IG} 为开关管的耐压值；γ 为电压波动系数，取值为 1.1。

目前广泛使用的传统两电平矿用变频器拓扑有 2 种：第一种是整流级不控整流与两电平逆变器组合，如图 4(a)所示；第二种是整流级全控的背靠背形式的变频器，如图 4(b)所示。文献[13]和文献[14]分别对这 2 种形式变频器的主器件进行了设计选型，2 种拓扑的功率开关管耐压均选用不小于 3 300 V 的 IGBT 模块；本文所提的变频器拓扑整流级和逆变级的开关管耐压相同，由式(9)可知，可选用 1 700 V 电压等级的 IGBT 模块。在控制难度方面，整流级为可控整流，其输入侧有 3 种电平状态，整流级有 25 种开关状态形成 19 种电压矢量；逆变级为开绕组连接，有 64 种开关状态形成 19 种电压矢量。相比于图 4(a)的整流级为不控整流、逆变级有 8 种电压矢量和图 4(b)的整流级与逆变级均有 8 种电压矢量，本文所提拓扑在控制上较为复杂；但总体成本方面，低耐压功率开关管的成本远低于高耐压功率开关管，1.7 kV 耐压等级的 IGBT 模块成本为 3.3 kV 耐压等级的 IGBT 模块的 1/10，且本文所提拓扑输入侧不需要价格昂贵的移相变压器，故硬件成本较低，综合比较见表 1。



(a) 不控整流变频器

(b) 背靠背变频器

图 4 传统矿用变频器拓扑

Fig. 4 Conventional mining converter topology

表 1　1 140 V 电压等级的变频器比较

Tab. 1 Comparison of 1 140 V voltage level converters

	所提拓扑	不控整流变频器	背靠背变频器
IGBT 数量	15	6	12
二极管数量	12	6	—
直流电容数量	3	1	1
直流电容耐压/V	1 200	2 000	2 000
IGBT 耐压/V	1 700	3 300	3 300
二极管耐压/V	2 100	3 600	—
控制复杂性	高	低	中
总成本	低	高	高

2　矿用开绕组变频器低共模电压调制

根据共模电压的产生机理，新型矿用变频器的共模电压为负载中点与对地参考点之间的电压之差，表达式为

$$U_{\mathrm{cmv}}=\frac{1}{6}(U_{Aa_1}+U_{Aa_2}+U_{Bb_1}+U_{Bb_2}+U_{Cc_1}+U_{Cc_2}) \tag{10}$$

式中：U_{Aa_1}、U_{Aa_2}分别为 A 相的输入侧 A 点到逆变侧 a_1、a_2的电压差；U_{Bb_1}、U_{Bb_2}分别为 B 相的输入侧 B 点到逆变侧 b_1、b_2的电压差；U_{Cc_1}、U_{Cc_2}分别为 C 相的输入侧 C 点到逆变侧 c_1、c_2的电压差。变频系统总体共模电压也可以表示为整流级共模电压与逆变级共模电压之和，即

$$U_{\mathrm{cmv}}=U_{\mathrm{rcmv}}+\frac{1}{2}(U_{\mathrm{icmv1}}+U_{\mathrm{icmv2}}) \tag{11}$$

式中，U_{icmv1}和 U_{icmv2}分别为逆变级逆变器 1 和逆变器 2 的共模电压。

2.1　整流级共模电压抑制

由上述分析可知，稳态时整流级的每一相输入侧电压均有 3 种电平状态 U_{dc}、$-U_{\mathrm{dc}}$、0，这 3 种开关状态可分别用 1、−1、0 表示。由于三相电流极性不可能存在三相电流同时为负或同时为正的状态，故不存在[1 1 1]和[−1 −1 −1]这 2 种开关状态，所以整流级总的开关状态为 $3^3-2=25$ 种，共可以产生 19 种不同的电压矢量，整流级的空间矢量如图 5 所示。

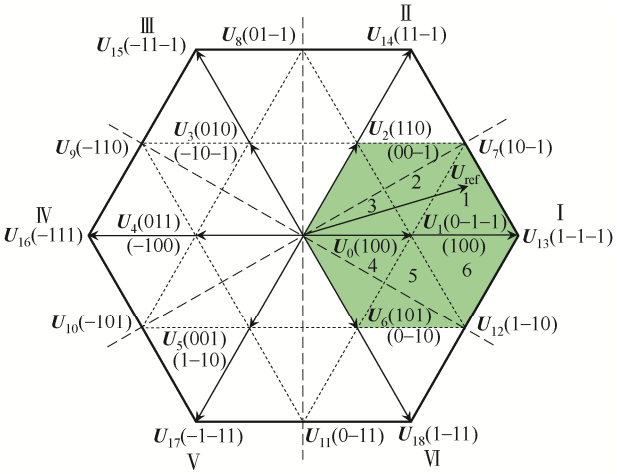


图 5　整流级的空间矢量

Fig. 5 Space vector of the rectifier stage

传统的三电平 SVPWM 需要大量的三角函数计算，用以区间划分和扇区边界条件判断。为避免上述问题，文献[15]介绍了维也纳整流器两电平和三电平调制的等效性，其将三电平空间矢量分解为 6 个两电平空间矢量，通过将目标矢量进行坐标变换，在两电平空间矢量里选择矢量并计算其作用时间，简化了三电平 SVPWM 的过程。在本文拓扑整流级的矢量区间划分中，由于输入端电平状态受三相电流极性的限制，可根据电流矢量的极性将整流级三电平平面划分为 6 个电流扇区(Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ、Ⅴ、Ⅵ)，在每个电流扇区中又分为 6 个电压小扇区(1、2、3、4、5、6)。

本文研究的变频器拓扑的整流级共模电压 U_{rcmv}为直流侧中点 O_x对地参考点 N之间的电压之差，表示为

$$U_{\mathrm{rcmv}}=U_{NO_x}=(U_{AO_{\mathrm{a}}}+U_{BO_{\mathrm{b}}}+U_{CO_{\mathrm{c}}})/3 \tag{12}$$

在整流级的所有电压矢量中，不同的电压矢量会产生不同的共模电压幅值，为了减小 U_{rcmv}的电压幅值，在 SVPWM 过程中，弃用了共模电压幅值较大的电压矢量，见表 2。

由表 2 可知，舍弃的 6 个小矢量分别为电压矢量 $\boldsymbol{U}_1$~$\boldsymbol{U}_6$的冗余矢量，在 6 个两电平空间矢量中相当于零矢量作用，故舍弃冗余小矢量后的低共模电压 SVPWM 方式，相当于从原来的七段式调制策略

表 2 整流级电压矢量产生的共模电压

Tab. 2 Common mode voltage generated by rectifier stage voltage vector

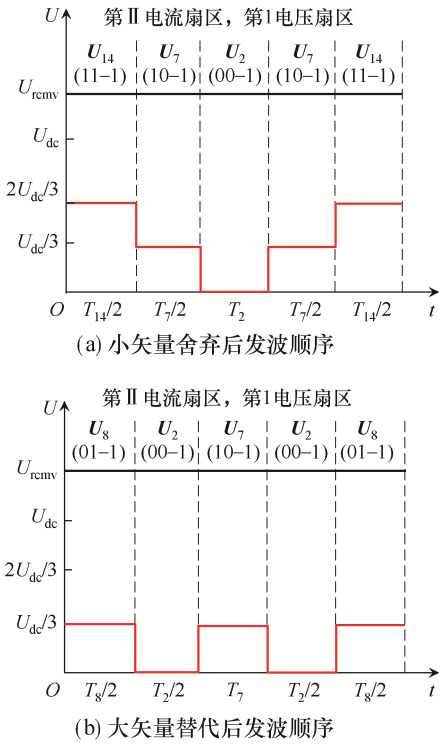
矢量类型	电压矢量	共模电压	电压矢量	共模电压
零矢量	$\boldsymbol{U}_0$(000)	0	—	—
小矢量	$\boldsymbol{U}_1$(011)	0	~~$\boldsymbol{U}_{13}$(100)~~	$U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_2$(001)	0	~~$\boldsymbol{U}_{14}$(110)~~	$2U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_3$(101)	0	~~$\boldsymbol{U}_{15}$(010)~~	$U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_4$(100)	0	~~$\boldsymbol{U}_{16}$(011)~~	$2U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_5$(110)	0	~~$\boldsymbol{U}_{17}$(001)~~	$U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_6$(010)	0	~~$\boldsymbol{U}_{18}$(101)~~	$2U_{dc}/3$
中矢量	$\boldsymbol{U}_7$(101)	$U_{dc}/3$	$\boldsymbol{U}_{10}$(101)	$U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_8$(011)	$U_{dc}/3$	$\boldsymbol{U}_{11}$(011)	$U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_9$(110)	$U_{dc}/3$	$\boldsymbol{U}_{12}$(110)	$U_{dc}/3$
大矢量	$\boldsymbol{U}_{13}$(111)	$U_{dc}/3$	~~$\boldsymbol{U}_{16}$(111)~~	$2U_{dc}/3$
	~~$\boldsymbol{U}_{14}$(111)~~	$2U_{dc}/3$	$\boldsymbol{U}_{17}$(111)	$U_{dc}/3$
	$\boldsymbol{U}_{15}$(111)	$U_{dc}/3$	~~$\boldsymbol{U}_{18}$(111)~~	$2U_{dc}/3$

变为五段式调制策略。假设目标矢量在第Ⅰ电流扇区的第 3 电压扇区，未抑制共模电压前为七段式发波顺序，小矢量(100)会产生 $U_{dc}/3$ 的共模电压；舍弃小矢量(100)后变为五段式发波，在该扇区内的共模电压均为 0。

除了部分小矢量会产生较大共模电压，部分大矢量(如 $\boldsymbol{U}_{14}$、$\boldsymbol{U}_{16}$、$\boldsymbol{U}_{18}$)也会产生较大的共模电压，所以当目标矢量合成需要用到共模电压较大的大矢量时，可选择与大矢量相邻的 2 个中矢量参与目标矢量的合成。假设目标矢量在第Ⅱ电流扇区的第 1 电压扇区，在舍弃小矢量 $\boldsymbol{U}_2$(110)后的五段式调制发波顺序如图 6(a)所示。由图可知，虽然消除了小矢量 $\boldsymbol{U}_2$(110)产生的较大共模电压，但是大矢量 $\boldsymbol{U}_{14}$(11−1)仍会产生幅值为 $2U_{dc}/3$ 的共模电压，所以选择与大矢量 $\boldsymbol{U}_{14}$ 相邻的中矢量 $\boldsymbol{U}_7$、$\boldsymbol{U}_8$ 对目标矢量进行合成，通过伏秒平衡原理，可得到每个矢量的作用时间，即

$$\begin{cases}\boldsymbol{U}_2T_2+\boldsymbol{U}_7T_7+\boldsymbol{U}_8T_8=\boldsymbol{U}_{ref}T_s\\ T_2+T_7+T_8=T_s\end{cases} \tag{13}$$

此外，为降低开关管的损耗，通过合理地设置电压矢量的发波顺序使开关管 1 个开关周期内开关 1 次，调整后的矢量和发波顺序如图 6(b)所示。



(a) 小矢量舍弃后发波顺序

(b) 大矢量替代后发波顺序

图 6 整流级不同矢量下的共模电压

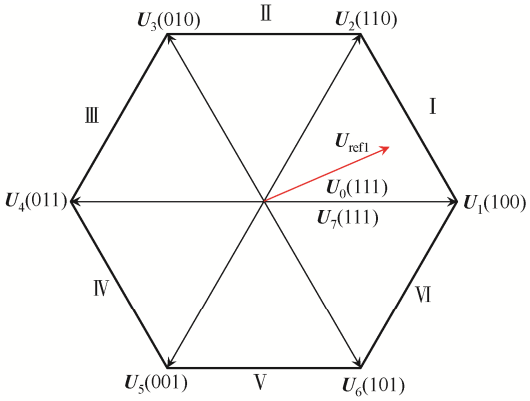
Fig. 6 Common mode voltage under different vectors of rectifier stage

2.2 逆变级零序电压消除和共模电压抑制

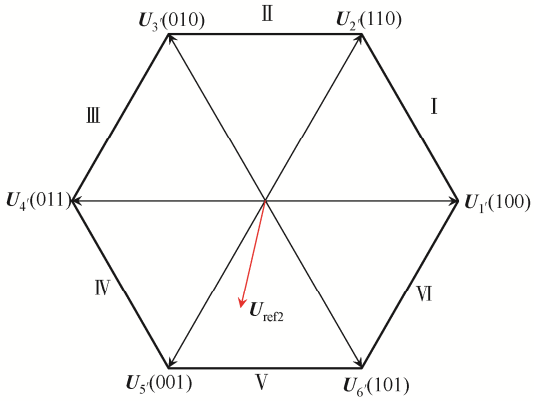
逆变环节每相接在电机定子绕组两端的为两电平电压型逆变器，逆变级三相控制方式等同于开绕组电机系统 2 个三相逆变器分别接在定子绕组

两端。由于负载电机的定子绕组中性点打开且直流电容相互之间未隔离，因此新型变频器拓扑中存在零序电流回路。若不考虑对零序电压进行消除，采用传统的 SVPWM 会在电机端产生较大的零序电流，造成输出电流畸变及各种负面影响，因此必须抑制或消除零序电压[16]。

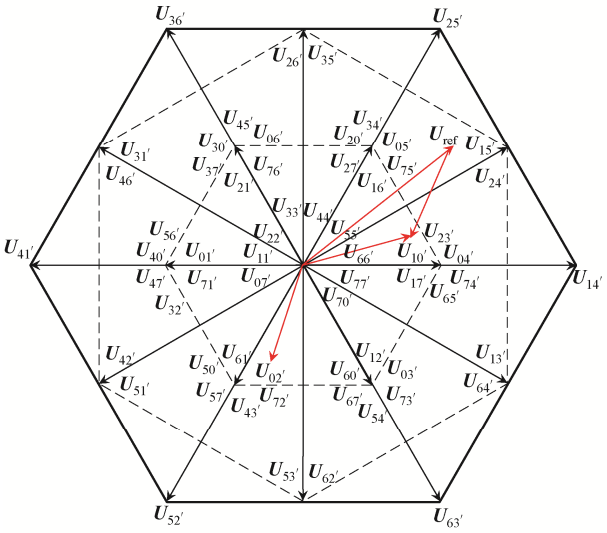
逆变器 1 和逆变器 2 为三相两电平逆变器，其电压矢量分别如图 7(a)和(b)所示，双逆变器的电压矢量为 2 个单逆变器的电压矢量组合。当 2 个逆变器的电压矢量相同时，合成矢量为零矢量；当 2 个逆变器的电压矢量相位相差 60°时，合成矢量模长为 $2U_{dc}/3$ 的小矢量；当 2 个逆变器的电压矢量相位相差 120°时，合成矢量模长为 $2\sqrt{3}\ U_{dc}/3$ 的中矢量；当 2 个逆变器的电压矢量相位相差 180°时，合成矢量模长为 $4U_{dc}/3$ 的大矢量。作用在绕组两端有 64 种开关状态，最终形成如图 7(c)所示的 19 个电压空间矢量。



(a) 逆变器1空间矢量



(b) 逆变器2空间矢量



(c) 双逆变器合成矢量

图 7　单逆变器矢量和双逆变器合成矢量

Fig. 7 Single inverter vector and dual inverter synthesized vector diagram

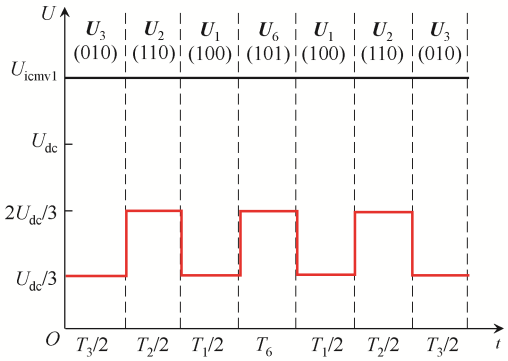
开绕组电机中，零序电压 U_{izs} 定义为 2 个逆变器共模电压之差，可表示为

$$\begin{cases} U_{izs} = U_{icmv1} - U_{icmv2} \\ U_{icmv1} = (U_{a_1O_a} + U_{b_1O_b} + U_{c_1O_c})/3 \\ U_{icmv2} = (U_{a_2O_a} + U_{b_2O_b} + U_{c_2O_c})/3 \end{cases} \tag{14}$$

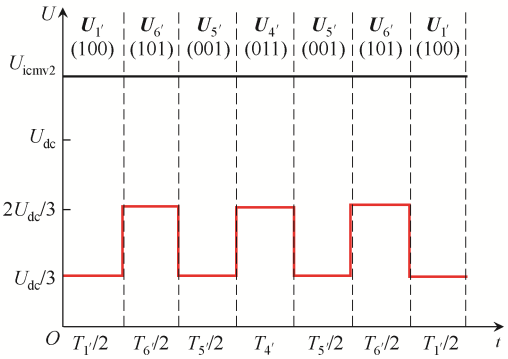
式中：$U_{a_1O_a}$、$U_{b_1O_b}$、$U_{c_1O_c}$ 分别为逆变器 1 三相桥臂中点对每相直流侧中点 O_x 的电压；$U_{a_2O_a}$、$U_{b_2O_b}$、$U_{c_2O_c}$ 分别为逆变器 2 三相桥臂中点对每相直流侧中点 O_x 的电压。由于零序电压的大小等于 2 个单逆变器的共模电压之差，故若要将零序电压消除为 0，就要使 2 个单逆变器产生的共模电压相等且开关管切换时间同步。在单逆变器中，电压矢量 $\boldsymbol{U}_1$、$\boldsymbol{U}_3$、$\boldsymbol{U}_5$ 共模电压均为 $U_{dc}/3$，电压矢量 $\boldsymbol{U}_2$、$\boldsymbol{U}_4$、$\boldsymbol{U}_6$ 共模电压均为 $2U_{dc}/3$，由于产生相同共模电压的电压矢量相位总是相差 120°，故采用 1 种 120°解耦调制策略[17]。如图 7(a)和(b)所示，将目标矢量分解为 2 个相差 120°的电压矢量，分别分配给 2 个单逆变器，目标矢量 $\boldsymbol{U}_{ref}$ 分解为 $\boldsymbol{U}_{ref1}$ 和 $\boldsymbol{U}_{ref2}$，其中，$\boldsymbol{U}_{ref1}$ 位于扇区Ⅰ中、$\boldsymbol{U}_{ref2}$ 位于扇区Ⅴ中，2 个逆变器会产生相同的共模电压，保证在 1 个开关周期内的任何时刻电机绕组的零序电压均为 0。

在消除零序电压的基础上对共模电压进行抑制，即在双逆变器产生相同共模电压的条件下，选择共模电压幅值较小的矢量对目标矢量进行合成；在单逆变器中，通过在工作矢量中插入零矢量保证在 1 个开关周期内开关管动作 1 次。为降低共模电压振荡幅值，选择与工作矢量相邻的 2 个相反矢量来代替 2 个零矢量的作用，将共模电压幅值降低为 $U_{dc}/3$ 或 $2U_{dc}/3$。以图 7 中对目标矢量的合成为例，逆变器 1 和逆变器 2 的矢量作用顺序如图 8 所示。

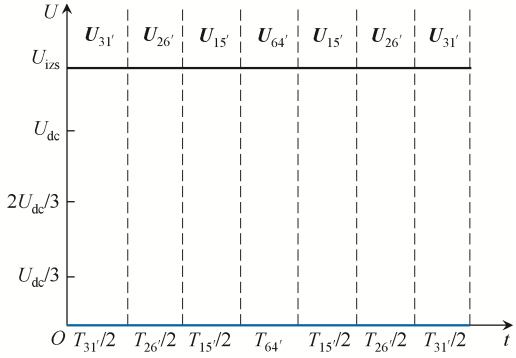
由图 8(c)~(d)可知，通过发波顺序调整与零矢量替代的 SVPWM，在消除逆变级零序电压的基础上，消除了幅值为 U_{dc} 的零矢量，降低了逆变级共模电压的振荡幅值。



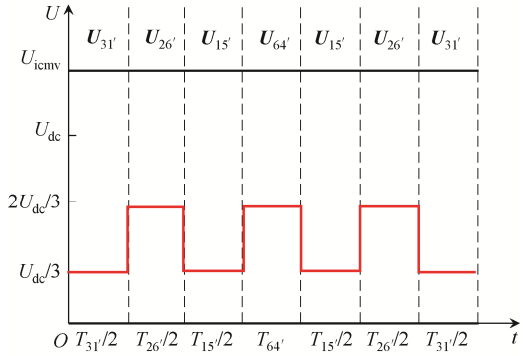
(a) 逆变器1共模电压



(b) 逆变器2共模电压



(c) 双逆变器零序电压



(d) 双逆变器共模电压

图 8 120°解耦控制下零序电压和低共模电压波形

Fig. 8 Waveforms of zero sequence voltage and low common mode voltage under 120° decoupling control

3 实验验证

为验证所述变频器拓扑和所提控制策略的有效性，本文搭建了 1 台 2.2 kW 的小功率实验样机，如图 9 所示，实验参数见表 3。

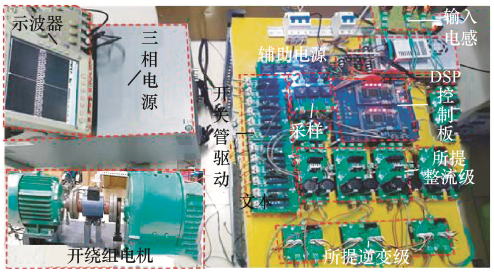


图 9 实验平台

Fig. 9 Experimental platform

表 3 实验参数

Tab. 3 Experimental parameters

参数	数值
输入相电压有效值 U_{rms}/V	220
网侧交流电感 L_x/mH	3
直流侧输出电压 U_{dc}/V	350
开关频率 f_s/kHz	10
直流侧电容 C_x/μF	2 000
输出功率 P/kW	2.2

将 L=3 mH、r=0.05、C=2 000 μF 代入式(6)，并根据 f_s=10 kHz 得到电流环带宽 $f_{ci}=f_s/25$=400 Hz、电压环带宽 f_{cv}=100/4=25 Hz，电流环参数 k_{pi}=7.54、k_{ii}=12.5，电压环参数 k_{pv}=0.31、k_{iv}=3.08。图 10 为电流环和电压环的开环伯德图，电压环相位裕量为 85.3°，如图 10 中 A 点所示；电流环相位裕量为 76.3°，如图 10 中 B 点所示，电流环稳定。

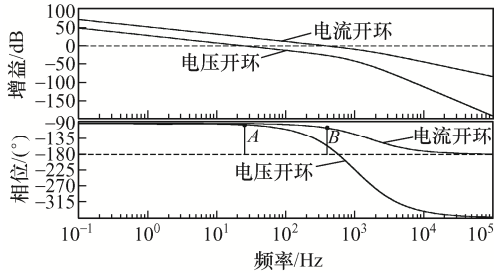


图 10　电流环和电压环的开环伯德图

Fig. 10 Open-loop Bode diagrams for current and voltage loops

图 11 为电流环和电压环的闭环伯德图，电流环在频率 50 Hz 处，幅值衰减了 0.034 4 dB，如图 11 中 C 点所示；相位滞后 7.16°，如图 11 中 D 点所示，幅值衰减和相位滞后都较小。图 11 中 E、F 点分别为电流环和电压环的带宽，电流内环带宽为 511 Hz、电压外环带宽为 27 Hz，满足 $f_{ci}>>f_{cv}$。

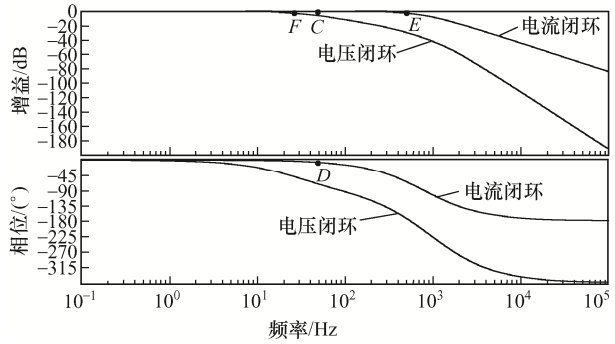
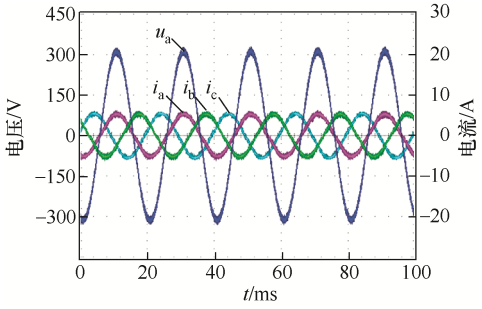


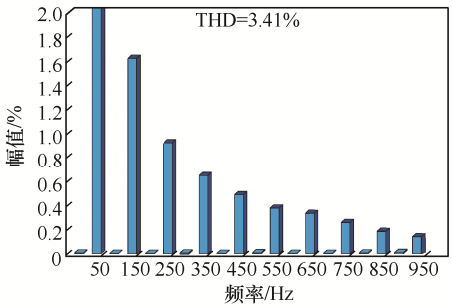
图 11　电流环和电压环的闭环伯德图

Fig. 11 Closed-loop Bode diagrams for current and voltage loops

图 12(a)为变频器输入侧 A 相的输入电压 u_a 和三相输入电流波形，从图中可以看出输入侧电压、电流相位相同，功率因数近似为 1，输入侧电流的 THD=3.41%，如图 12(b)所示，达到国标 GB/T 14549—1993 规定的要求。



(a) 输入电压、电流波形



(b) THD分析

图 12　输入电压电流和 THD 分析

Fig. 12 Input voltage, current and THD analysis

图 13 为不同工况下的系统效率特性，当系统运行在额定功率时，效率最高；当负载功率较低时，系统损耗功率占比相对增大，整个系统的效率较低。在采用上述低共模电压 SVPWM 方案后，变频器在某一时间点进行了从重载到轻载的负载突变，如图 14 所示，结果显示直流侧电压在发生突变后很快恢复平衡。

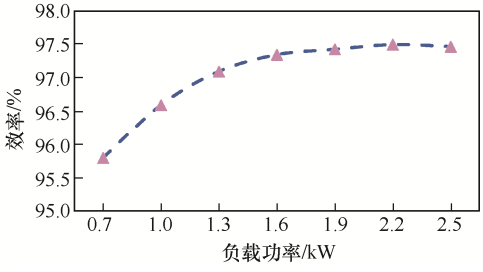


图 13　系统效率特性曲线

Fig. 13 System efficiency characteristic curves

图 15 为整流环节的共模电压波形，未抑制共模电压时，整流级的共模电压振荡幅值为 0~2U_{dc}/3；采

用上述低共模电压的 SVPWM 方案后，实验结果表明降低了整流级共模电压幅值的 1/2。图 16 为逆变环节的共模电压波形，未抑制共模电压时，逆变级的共模电压的振荡幅度为 0~$-U_{dc}$；采用上述低共模电压的 SVPWM 方案后，共模电压的振荡幅度为 $-U_{dc}/3$~$-2U_{dc}/3$。图 17 为变频器整体共模电压波形，

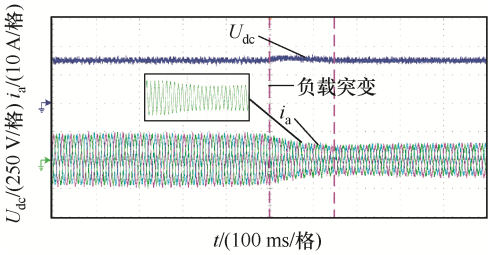


图 14 负载突变实验波形

Fig. 14 Waveforms of load mutation experiment

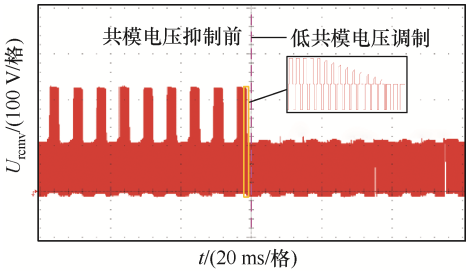


图 15 整流级共模电压波形

Fig. 15 Common mode voltage waveform of rectifier stage

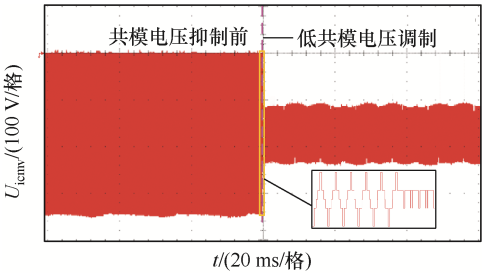


图 16 逆变级共模电压波形

Fig. 16 Inverter stage common mode voltage waveform

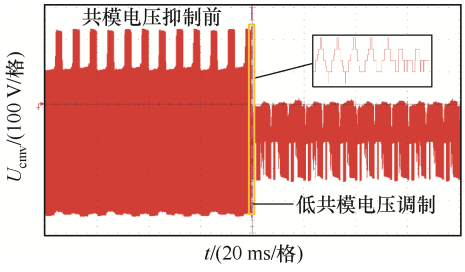


图 17 变频器系统总共模电压波形

Fig. 17 Total common mode voltage waveform of converter system

实验结果表明，共模电压未抑制前，振荡幅度为 $-U_{dc}$~$2U_{dc}/3$；采用上述低共模电压调制策略后，共模电压的振荡幅度为 0~$-2U_{dc}/3$。图 18 为变频器逆变环节的零序电压 U_{izs} 和 A 相逆变器输出电压 u_{ia} 波形，实验结果表明，在未进行零序电压消除时，零序电压在$-U_{dc}/3$~ $U_{dc}/3$ 之间振荡，逆变器的输出电压 u_{ia} 中有较大的 3 次谐波；采用上述抑制零序电压的 SVPWM 方式后，零序电压消除为 0。

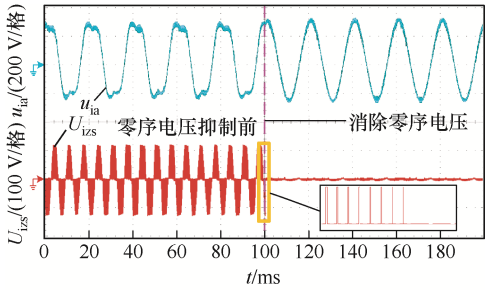


图 18 逆变级输出电压和零序电压波形

Fig. 18 Output voltage and zero sequence voltage waveforms of inverter stage

4 结语

本文首先提出了一种新型开绕组连接的单向能流矿用变频器，其具有输入电流谐波低、功率因数高、功率开关管耐压低等优点，分析了所提拓扑的整流级和逆变级空间矢量分布，并建立了数学模型；然后在该拓扑的基础上提出了一种低共模电压的 SVPWM 方案，在消除系统零序电压的基础上，对系统的共模电压进行了抑制；最后通过实验验证了所提拓扑和控制方案的正确性和有效性。

参考文献：

[1] 朱永平，徐晓建. 浅谈矿用变频器发展趋势[J]. 工矿自动化, 2017, 43(10): 18-23.
Zhu Yongping, Xu Xiaojian. Development trend of mine frequency converter [J]. Industry and Mine Automation, 2017, 43(10): 18-23. (in Chinese)

[2] Cheng Hong, Kong Jiayi, Wang Penghui, et al. Hybrid

control scheme for three-phase multilevel unidirectional rectifier under unbalanced input voltages [J]. IEEE Access, 2019, 7: 29989-30001.

[3] Cheng Hong, Zhao Zhihao, Wang Cong. A novel unidirectional three-phase multilevel rectifier composed of star-connected three single-phase topology based on five-level flying capacitor DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 5493-5503.

[4] 李兆平, 张红娟, 高妍, 等. 矿用高压变频器谐波抑制研究[J]. 煤炭技术, 2018, 37(12): 221-223.
Li Zhaoping, Zhang Hongjuan, Gao Yan, et al. Research on harmonic suppression of mine-used high voltage inverter [J]. Coal Technology, 2018, 37(12): 221-223. (in Chinese)

[5] Wang Jingfang, Chen Anchen, Yao Xuliang, et al. A simple 24-pulse rectifier employing an auxiliary pulse-doubling circuit [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 8392-8403.

[6] 李泉慧, 李峰, 殷昕羽, 等. 串联型 12 脉波整流器无源脉波倍增策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(S1): 136-146, 186.
Li Quanhui, Li Feng, Yin Xinyu, et al. Passive pulse doubling strategy for series-connected 12-pulse rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(S1): 136-146, 186. (in Chinese)

[7] 史晗. 1 140 V 大功率矿用防爆变频器研制[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2019.
Shi Han. Development of 1 140 V high power mine explosion-proof frequency inverter [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2019. (in Chinese)

[8] Xu Xiaona, Zheng Zedong, Wang Kui, et al. A carrier-based common-mode voltage elimination method for back-to-back three-level NPC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3040-3052.

[9] 叶少茜, 张希, 朱翀. 兼顾共模电压抑制与中性点电压平衡的 T 型三电平逆变器 DPWM 策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 133-142.
Ye Shaoqian, Zhang Xi, Zhu Chong. DPWM strategy for T-type three-level inverter considering common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 133-142. (in Chinese)

[10] 傅恺宁, 涂江涛, 陈为. 高频变压器传导共模干扰分析与评估[J]. 电源学报, 2024, 22(5):37-43.
Fu Kaining, Tu Jiangtao, Chen Wei. Analysis and evaluation of conducted common-mode interference of high-frequency transformer [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 37-43. (in Chinese)

[11] 李知浩, 刘瑞芳, 张亮亮, 等. 绝缘轴承对变频电机高频轴电流的抑制机理与效果[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1046-1058.
Li Zhihao, Liu Ruifang, Zhang Liangliang, et al. The suppression mechanism and effects of insulated bearings on high frequency bearing current [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1046-1058. (in Chinese)

[12] 陈立珂, 刘瑞芳, 李知浩, 等. 电缆参数对变频驱动电机轴电压和轴电流的影响[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4755-4766.
Chen Like, Liu Ruifang, Li Zhihao, et al. The influence of cable parameters on the bearing voltage and bearing current of the variable frequency drive motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4755-4766. (in Chinese)

[13] 张成明. 1 140 V/200 kW 矿用变频器设计研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2022.
Zhang Chengming. Design and research of 1 140 V/200 kW mining frequency converter [D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2022. (in Chinese)

[14] 傅林. 煤矿井下用四象限变频器主器件的设计选型[J]. 煤矿机电, 2017, 38(1): 18-21.
Fu Lin. Design and type selection of main components of four quadrant frequency converter in coal mine [J]. Colliery Mechanical & Electrical Technology, 2017, 38(1): 18-21. (in Chinese)

[15] Burgos R, Lai R, Pei Y, et al. Space vector modulation for Vienna-type rectifiers based on the equivalence bet-

ween two- and three-level converters: A carrier-based implementation [C]// 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando, FL, USA, 2007: 2861-2867.

[16] 王伟, 蒋奕昕, 王政, 等. 共直流母线开绕组电机系统零序电流抑制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1871-1884.
Wang Wei, Jiang Yixin, Wang Zheng, et al. Overview of zero-sequence current suppression technology for open-end winding motor system with common DC-bus [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1871-1884. (in Chinese)

[17] Baiju M R, Mohapatra K K, Kanchan R S, et al. A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 794-805.



郝俊豪

作者简介：

郝俊豪(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：zqt2100403075@student.cumtb.edu.cn。

宋倩倩(1999—)，女，中国电源学会会员，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：sqt2100403052@student.cumtb.edu.cn。

李梓博(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：zqt2100403079@student.cumtb.edu.cn。

刘姿如(1999—)，女，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：sqt2200403055@student.cumtb.edu.cn。

程红(1966—)，女，通信作者，博士，教授。研究方向：高压大功率多电平功率变换器技术。E-mail：chengh@cumtb.edu.cn。

王聪(1955—)，男，博士，教授。研究方向：软开关电力电子变换技术，高压大功率电力电子变换器。E-mail：wangc@cumtb.edu.cn。

(责任编辑：耿越)