

共中线开绕组电驱动拓扑共模电压抑制策略

杨淑英, 孙光森, 符 煥, 谢 震

(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

**摘要:**中线的引入使得双逆变器开绕组驱动拓扑同时兼顾了共母线和独立母线开绕组拓扑的优势,成为新能源汽车电驱动拓扑的理想形式。共模电压不仅造成轴电流影响电机的有效使用寿命,且其漏电流产生电磁干扰。依据开绕组拓扑在逆变器配置上的灵活性,将一台逆变器作为主逆变器,工作于六脉波模式,而将另一台逆变器作为辅助逆变器工作在高频脉宽调制模式。混合工作模式使得仅需在高频调制侧设置共模滤波器便可达到抑制漏电流和电磁干扰的目的。本文以异步电机为例,在讨论其控制策略的基础上,设计了共模滤波器,并通过基于Plexim RT-BOX实时仿真平台建立了对象模型,通过基于DSP的控制算法实现平台对所设计的控制算法和共模滤波器的有效性进行了验证。

**关键词:**共中线开绕组驱动拓扑;共模电压;共模滤波器

**DOI:** 10. 12067/ATEEE2002044      **文章编号:** 1003-3076(2020)12-0052-10      **中图分类号:** TM343

1 引言

电压源型逆变器(Voltage Source Inverter, VSI)开绕组电机驱动(Neutral Point Connected Open-End Winding Induction Motor, NC-OEWIM)拓扑具有调速范围宽、波形质量高、电压利用率高、容错运行性能好等优点,使其近年来受到较多的关注<sup>[1-5]</sup>。尤其在新能源汽车应用场合,其拓扑优势不仅体现在电机控制本身,而且体现在不同能源形式的直接接入上。如文献[6]对两逆变器间功率流动问题进行了讨论,文献[7]将超级电容集成在驱动系统中,起到功率缓冲作用。从结构上来说,当前见诸于文献报道的拓扑主要有共直流母线设计和独立直流母线设计,如图1所示。共直流母线设计在电网供电的一般工业应用场合能够避免隔离变压器的使用,简化供电系统设计,但该配置方案也限制了两逆变器直流母线配置的灵活性,同时两逆变器之间存在零序电流通路,需要通过特定的控制策略对零序环流(Zero Sequence Current, ZSC)加以抑制<sup>[8]</sup>。独立母线开绕组拓扑方案两逆变器直流侧可以独立进行配置,这不仅能够实现更多电平的输出,而且能够实现

不同形式能源的直接混合。

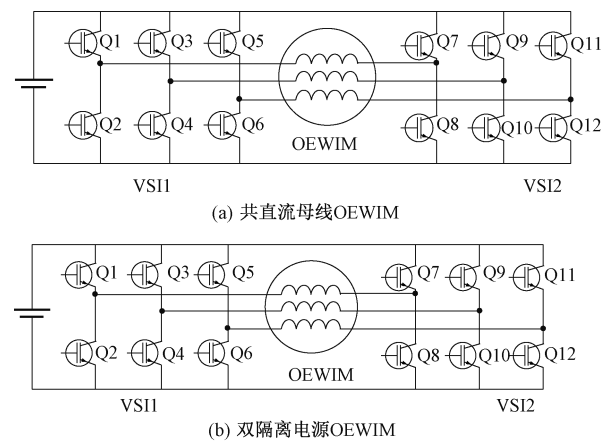


图1 OEWIM 结构  
Fig.1 Structures of OEWIM

尽管独立母线结构阻止了零序环流通路,避免了环流对调制策略的约束,但高频脉动电压降落在两直流母线之间,形成电磁干扰<sup>[9,10]</sup>。另外,零序环流通路的消失,也丧失了零序电流利用的自由度。基于以上分析,为同时兼顾共母线和独立母线开绕组拓扑的优势,本文研究了一种两逆变器母线共中

收稿日期: 2020-06-18  
基金项目: 国家自然科学基金项目(51877062)  
作者简介: 杨淑英(1980-),男,安徽籍,教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动;  
孙光森(1994-),男,江苏籍,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

点设计方案,即通过导线将两直流母线中点连接在一起,形成共中线开绕组拓扑结构。该拓扑既保留了独立母线设计的母线配置灵活性,又克服了母线间的高频电压脉动问题,有利于电磁干扰和轴电流的抑制<sup>[11]</sup>。尽管文献[11]提及共中线拓扑的优势,但并未对其控制算法进行研究。文献[12]试图通过中线零序通路进行功率交换,但其较大的零序环流,造成相电流畸变、损耗增加。

尽管双逆变器开绕组驱动系统能够提升输出电平数和波形质量、降低直流母线电压需求,但其高频变化的 PWM 输出波形使得系统对地同样存在电机端共模电压(Common Mode Voltage, CMV)问题<sup>[13]</sup>。尤其在使用 0 电压矢量的调制策略中,电机端 CMV 幅值更高。CMV 若不能得到有效抑制,将引发轴电压、漏电流、电磁干扰等一系列问题,影响到电机轴承的有效使用寿命,降低系统可靠性,增加系统故障率<sup>[14]</sup>。就 PWM(Pulse Width Modulation, PWM)变频调速系统 CMV 抑制而言,主要有优化调制策略方案和增加共模滤波器方案。为抑制 CMV 文献中报道的 PWM 调制方案多数采用弃用零电压矢量的 PWM 调制方式以降低 CMV 的幅值<sup>[15]</sup>。具体而言主要有远状态矢量合成方案(Remote-State PWM, RSPWM)<sup>[16]</sup>、近状态矢量合成方案(Near-State PWM, NSPWM)<sup>[17]</sup>、以非零矢量等效零矢量的合成方案(Active Zero State PWM, AZSPWM1/2/3)<sup>[16]</sup>、虚拟矢量方案(Virtual Space Vector Modulation, VS-VM)<sup>[18]</sup>、以及立足于载波调制比较实现方式的载波移相方案(Phase-Shifted Sinusoidal PWM, PS-SPWM)<sup>[19,20]</sup>等。文献[10]将 NSPWM、AZSPWM 等方案拓展到开绕组驱动拓扑中,文献[21]通过对 VS-VM 算法的改造实现了开绕组系统零序电流的动态控制。文献[16]利用 RSPWM 思想实现开绕组系统环流和 CMV 抑制。研究不难发现,除 RSPWM 方案获得了恒定的 CMV 外,其他方案虽然通过弃用零电压矢量减小了 CMV 的幅值,但其高频脉动特征依然能够通过寄生电容形成漏电流和轴电流。为进一步降低 CMV,抑制漏电流,共模滤波器方案也获得较好的研究和应用。多数研究围绕单逆变器驱动系统展开,文献[22]对 RLC 共模滤波器进行了优化设计,为了提升无源共模滤波器的适应性,文献[15]引入了有源滤波器,文献[23]和文献[24]通过附加桥臂的方式获得 CMV 的抑制。有源滤波器方案需要额外增加开关器件,增加了系统成本和控制复杂

性。

印度学者 Kalaiselvi 和 Srinivas 将单逆变器无源滤波器方案引入到双逆变器开绕组系统,以实现开绕组系统 CMV 的抑制<sup>[25]</sup>。开绕组驱动拓扑由两台逆变器组成,这也增加了 CMV 抑制的灵活性。文献[10]对比研究了两逆变器的矢量合成模式对系统 CMV 的影响,特定的组合方式不仅能够抑制 CMV 的幅值,还能够减小 CMV 的脉动频率,甚至无脉动,但增加了输出谐波。基于特定矢量的中心六边形矢量合成方案,能够同时消除零序电压和 CMV,但同样会降低波形输出质量和直流电压利用率<sup>[26]</sup>。文献[27]则通过两逆变器的配合实现了机端过电压的抑制。尽管文献中关于单逆变器变流驱动系统共模抑制的研究较多,也获得了较好的研究成果,但对开绕组系统而言,目前关于共模的研究多集中在零序电压控制上,而系统对地共模电压抑制方面的研究还较少报道。

对双逆变器驱动系统而言其电机定子电压取决于两逆变器输出电压之差,两台逆变器本身可以采用不同的开关器件和调制方式。文献[28]针对大功率应用场合,将定子绕组一端配置为 SCR 电流源逆变器,工作在基波频率状态,而将另一端配置为 IGBT 电压源逆变器,工作于高频调制模式。文献[29]针对航天飞行器启动电机高速应用场合,将一台逆变器采用 Si IGBT 设计,而将另一台逆变器采用 SiC MOSFET 设计,并将 Si 器件工作在基频状态,而将 SiC 器件工作在高频调制状态。

针对双逆变器开绕组驱动拓扑,本文提出了图 2 所示的非对称混合拓扑方案,以期获得较好的共模特性。图 2 中将一台逆变器工作于基频换流模式,而将另一台逆变器工作在 PWM 方式。该调制方式既能够确保多电平输出效果,也能够遵循临近矢量合成法则,以减小电压合成误差,提升负载电流波形质量<sup>[30]</sup>。同时,基频调制逆变器侧所产生的共模电压幅值和频率都将得到有效降低,这在单侧设计共模滤波器提供了条件。

针对图 2 所示的共中线开绕组拓扑,本文在分析其环流抑制策略的基础上,讨论了电机端 CMV 和共模滤波器设计方案,给出了共模滤波器设计参数。对于 ZSC 的抑制,本文使用了零矢量分配-空间矢量脉宽调制法(Zero Vector Redistribution Space Vector Pulse Width Modulation, ZVR-SVPWM)。最后本文通过基于 Plexim RT-BOX 和 DSP TMS320F28379

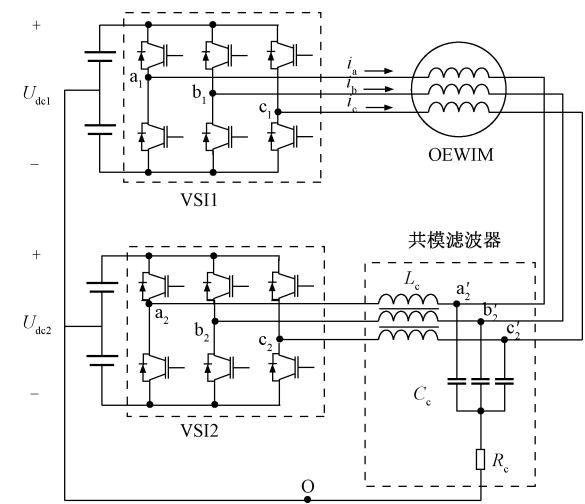


图 2 带有共模滤波器的 NC-OEWIM 系统  
Fig.2 NC-OEWIM system with common-mode filter

控制器的 OEWIM 半实物仿真系统对本文的分析和设计进行了验证。

2 共中线开绕组电机控制策略

2.1 共中线开绕组电机电压模型

开绕组电机的 ZSC 与零序电压关系满足<sup>[31]</sup>：

$$u_{zs} = L_{ls} \frac{di_0}{dt} + R_s i_0 \tag{1}$$

式中,  $u_{zs}$  为零序电压;  $i_0$  为零序环流;  $L_{ls}$  为定子漏电感;  $R_s$  为定子电阻。定子漏电感与定子电阻组成零序回路。

定义开关函数  $S_{mx}$  表示对应相桥臂开关管状态, 下标  $m=a,b,c$  表示对应的相,  $x=1,2$  表示 VSI1 或 VSI2。  $S_{mx}=1$  表示上桥臂开通, 下桥臂关断;  $S_{mx}=0$  表示上桥臂关断, 下桥臂开通。逆变器桥臂输出电压可表示为:

$$u_{mxo} = (S_{mx} - 0.5) U_{dcx} \tag{2}$$

式中,  $u_{mxo}$  为以  $m_x$  点为正极, O 点为负极, 所测得的电压;  $U_{dcx}$  为 VSI1 以及 VSI2 的直流母线电压。

电机定子每相绕组电压可以表示为:

$$u_m = u_{m1o} - u_{m2'o} \tag{3}$$

由式(3)可推得电机定子电压矢量为:

$$\boldsymbol{U}_s = \boldsymbol{U}_{s1} - \boldsymbol{U}_{s2} \tag{4}$$

式中,  $\boldsymbol{U}_s$  为电机定子电压矢量;  $\boldsymbol{U}_{s1}$  与  $\boldsymbol{U}_{s2}$  分别为电机定子绕组从 VSI1 和 VSI2 得到的电压矢量。

逆变器端共模电压可表示为:

$$u_{cmx} = \frac{u_{axo} + u_{bxo} + u_{cxo}}{3} \tag{5}$$

式中,  $u_{cm1}$  和  $u_{cm2}$  分别为 VSI1 和 VSI2 端的 CMV。

对 2 电平逆变器而言, 共有 8 种开关组合对应着 6 个非零电压矢量和 2 个零电压矢量。根据式 (5) 可以将每种开关组合所对应的共模电压输出计算得出, 并表示于表 1。

Tab.1 CMV of each voltage vector	
逆变器端 CMV 值	电压矢量
$-\frac{1}{2}U_{dcx}$	$V_0$
$-\frac{1}{6}U_{dcx}$	$V_1, V_3, V_5$
$\frac{1}{6}U_{dcx}$	$V_2, V_4, V_6$
$\frac{1}{2}U_{dcx}$	$V_7$

共模滤波器输出端 CMV 定义为:

$$u_{cmf} = \frac{u_{a2'o} + u_{b2'o} + u_{c2'o}}{3} \tag{6}$$

考虑到高频调制逆变器 VSI2 侧配置共模滤波器后, 零序电压以及电机端共模电压  $u_{cm}$  表示为:

$$\begin{cases} u_{zs} = u_{cm1} - u_{cmf} \\ u_{cm} = u_{cm1} + u_{cmf} \end{cases} \tag{7}$$

对开绕组系统而言, 两台逆变器共输出 64 个电压矢量, 分布在 18 个非零矢量和 1 个零矢量位置上, 如图 3 所示。为便于矢量合成, 在图 3 中标出了 6 个子六边形 OBGMLF、OCHNGA、ODIPHB、OE-JQIC、OFKRJD、OALSKE, 对应的子六边形中心 (Sub-Hexagon Center, SHC) 分别记为 A、B、C、D、E、F。依据参考电压相位的不同, 将与参考矢量末端最近的 SHC 称为 NSHC, 具体可根据参考矢量在图 3 中所处的扇区进行判断。

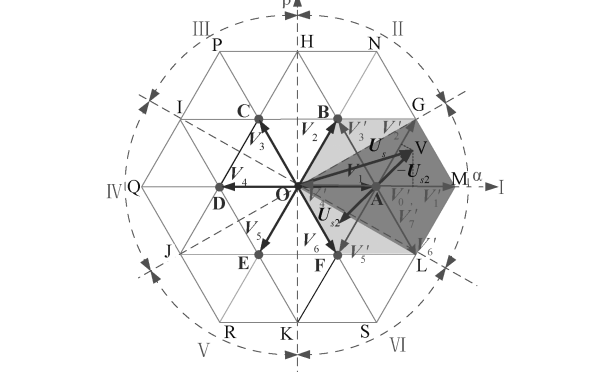


图 3 两电平逆变器空间电压矢量分布  
Fig.3 Space voltage vectors of two-level inverters





$$\begin{cases} G_{cm1}(s) = \frac{u_{cm1}(s)}{u_{cm1}(s)} = \frac{L_c s + 9R_c L_c C_c s^2}{R_s + (L_c + L_{ls} + 3R_s R_c C_c) s + [R_s L_{ls} + (R_s + 3R_c) 3L_c] C_c s^2 + 3L_{ls} L_c C_c s^3} \\ G_{cm2}(s) = \frac{u_{cm2}(s)}{u_{cm2}(s)} = \frac{R_s + (3R_s R_c C_c + L_{ls}) s + 3R_c L_{ls} C_c s^2}{R_s + (3R_s R_c C_c + L_{ls}) s + [3R_c L_{ls} + (R_s + 3R_c) 3L_c] C_c s^2 + 3L_{ls} L_c C_c s^3} \end{cases} \quad (10)$$

与传统单逆变器驱动系统不同,这里考虑到双逆变器开绕组系统本身的零序通路,共模等效电路实际上构成了 LCL 滤波器特性。在 LCL 滤波器的参数设计时,一般会将共模滤波器的谐振频率  $f_0$  设计为低于开关频率的  $1/3$  处,以使幅值较高的开关频率次电压得到有效衰减。

当 VSI1 工作在六脉波模式时,其输出的共模电压  $u_{cm1}$  为  $\pm U_{dc1}/6$  即  $\pm 50$  V。每个相电流周期中  $u_{cm1}$  在  $\pm U_{dc1}/6$  之间切换 6 次,故为三倍电机工作频率方波。为了抑制零序环流,VSI2 将同样输出周期平均值为  $\pm 50$  V 的共模电压。由此  $u_{cm1}$  与  $u_{cm2}$  之中均含有  $3f_w$  频率的方波。额定运行条件下,  $u_{cm1}$  与  $u_{cm2}$  中的基波,均为 150 Hz 幅值为 50 V。

为了防止共模滤波器对低频次共模电压有着较大的衰减,从而影响了零序通路的控制效果,谐振频率  $f_0$  应当高于通路中基波频率的 10 倍。由此,  $f_0$  的范围应当为 1.5~3.3 kHz。

本文中等效 LCL 滤波器的谐振频率计算为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_{ls} + 3L_c}{3C_c L_{ls} L_c}}} \quad (11)$$

过大的  $L_c$  会带来体积质量以及成本的上升,在实际工程中不可取。为了保证滤波效果,降低  $u_{cm2}$  在滤波电容上产生的冲击电流,折中令  $L_c = 25$  mH。选定  $f_0 = 2.1$  kHz,计算出的  $C_c = 490$  nF。

滤波电容为高频电流分量提供了低阻抗通路,使其不会经过电机的电子绕组。为了抑制在谐振频率处的欠阻尼振荡,可在等效电路的电容上串接阻尼电阻<sup>[32]</sup>。然而,阻尼电阻的存在,增加了滤波电容-阻尼电阻支路的阻抗,降低了滤波效果。存在无阻尼电阻的情况下,共模通路幅频特性如图 6 所示。图 6 中,虽然谐振峰得到了有效抑制,使共模等效通路中不存在明显的欠阻尼振荡,但阻尼电阻也会降低共模抑制效果。在危害最为显著的开关频率处,存在阻尼电阻时共模电压的衰减力度有明显的降低。依据该分析,阻尼电阻的值是对欠阻尼振荡问题以及滤波性能之间的折中。本文中选择  $R_c = 50$   $\Omega$ 。

由于仅有 VSI2 端加装了共模滤波器,同时由共模等效电路可知,ZSC 的抑制需要两逆变器输出的

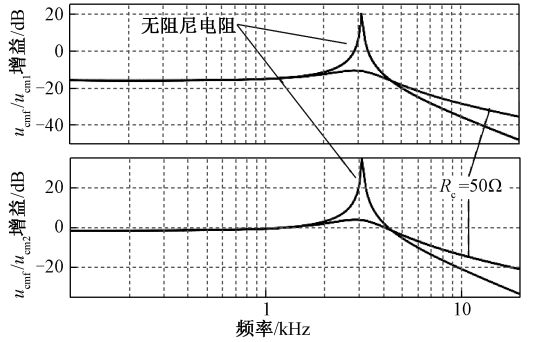


图6 幅频特性

Fig.6 Amplitude frequency characteristic

CMV 相配合,但 VSI2 共模电压的高次谐波被共模滤波器滤波后才进入零序回路。在扇区切换时,ZSC 需要经短暂过渡,才可在 ZSC 闭环控制的作用下抑制到 0。

理想共模电抗器对差模电流没有抑制能力,这就使得图 2 所示的共模滤波器电容在开关动作过程中产生冲击电流,增加开关管的电流应力,为此需要在共模电感绕制时具有一定的漏感成分,形成差模电抗以抑制电流冲击。本文将差模电感量值设定为 0.1 mH。由于在本文所关注的共模通路中,该漏感影响很小,故忽略不计。

阻尼电阻上的功耗由各次谐波产生,共模等效通路里面主要有两种谐波,其一是三倍电机工作频率的方波。当电机运行在额定频率 50 Hz 时,  $u_{cm1}$  与  $u_{cm2}$  中存在 150 Hz 的方波分量,幅值为 50 V。根据傅里叶变换,150 Hz 的方波由 150 Hz, 450 Hz 以及 750 Hz 等奇数次谐波构成。其二,由于 VSI2 工作在高频调制模式,故  $u_{cm2}$  还含有高频谐波,集中在开关频率 10 kHz 处,幅值为 150 V。

各次谐波在  $R_c$  上的分压,带来了功耗。令  $s = j\omega$ , 则每次谐波在  $R_c$  上的分压为:

$$U_{R_c}(j\omega) = \frac{3j\omega R_c C_c [G_{cm1}(j\omega) u_{cm1}(j\omega) + G_{cm2}(j\omega) u_{cm2}(j\omega)]}{1 + 3j\omega R_c C_c} \quad (12)$$

各次谐波在  $R_c$  上产生的功耗为:

$$P_{R_c} = \frac{1}{R_c} \left( \frac{|U_{R_c}(j\omega)|}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (13)$$

死区对零序电压以及共模电压有一定的影响。以 VSI2 的 A 相桥臂为例,当流入  $a_2$  点的电流,即  $i_{a2}$  为正时,死区使上桥臂续流导通造成正的电压误差,反之导致负的电压误差,如图 7 所示。

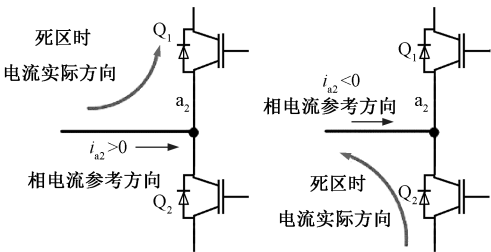


图 7 死区电流  
Fig.7 Current of deadtime

以  $i_{a2}>0$  时为例,图 8 显示了死区时,  $a_2$  桥臂两开关管的开关动作,本文中使用的上升沿延迟的死区模式。图 8 中的死区 1 处,开关函数为 1,实际输出为  $0.5U_{dc2}$ ,没有出现误差。在死区 2 处,开关函数为 0,若无死区则桥臂输出  $-0.5U_{dc2}$ ,但在死区的作用下实际输出为  $0.5U_{dc2}$ 。由此可以推导出,各相电压在一个载波周期中,将会产生伏秒积为  $\pm t_{dh}U_{dc2}$  的误差,误差的极性由流入节点的电流极性决定。

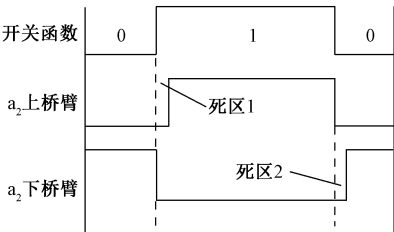


图 8 死区开关动作  
Fig.8 Switch action of deadtime

死区引起的相电压误差,会导致零序电压的合成误差,从而成为形成零序环流的一个因素。不过由于系统中存在零序环流闭环控制,零序电压合成误差会被有效消除。

一台逆变器中有且仅有两相桥臂同时动作时,逆变器端共模电压会产生尖峰<sup>[33]</sup>,幅值为  $0.5U_{dex}$ 。由于 VSI1 工作在六脉波模式,故不存在两相桥臂同时动作的情况。VSI2 存在两相桥臂同时动作的可能,但  $u_{cm2}$  的幅值原本就已经达到  $0.5U_{dc2}$ ,而且共模滤波器会对尖峰所带来的高次谐波产生较大衰减,所以 VSI2 的共模电压尖峰不会对电机端共模电压产生显著的影响。

4 实验验证

为验证所设计的 NC-OEWIM 系统控制算法和共模滤波器的有效性,设计了基于 Plexim GmbH 公司 RT-BOX 平台的半实物系统,如图 9 所示。双逆变器、开绕组电机以及共模滤波器在 RT-BOX 中进行模拟,而控制算法则在 DSP TMS320F28377 中编程实现。使用 RT-BOX 的优势在于,可以较为方便地改变滤波器以及电机的参数,从而为验证算法提供方便。



图 9 RT-BOX  
Fig.9 RT-BOX

图 10 显示了开关函数  $S_{a1}$  与  $S_{a2}$  的波形,VSI1 每一个开关管的动作频率为基波频率,远低于 VSI2 的开关管动作频率。

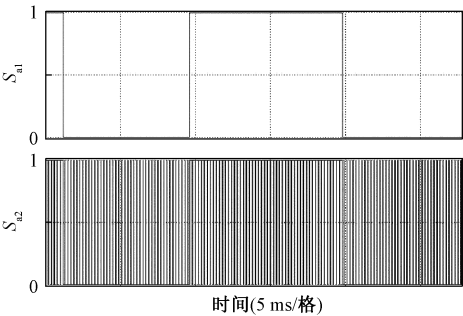


图 10  $S_{a1}$  与  $S_{a2}$  的波形  
Fig.10 Waveform of  $S_{a1}$  and  $S_{a2}$

图 11 给出了共模滤波器对电机端高频共模电压的抑制效果。如图 11(a)所示,电机端存在高频共模电压。而在共模滤波器的作用下,共模电压的高频分量被有效抑制,如图 11(b)所示。图 12 为图 11(b)CMV 的频谱,进一步印证了以上结论。CMV 中危害最大的 10 kHz 谐波分量被抑制到了 11.3 V,相对于未滤波时 CMV 的高频分量理论幅值  $0.5U_{dc2}$ ,约为 7.5%。

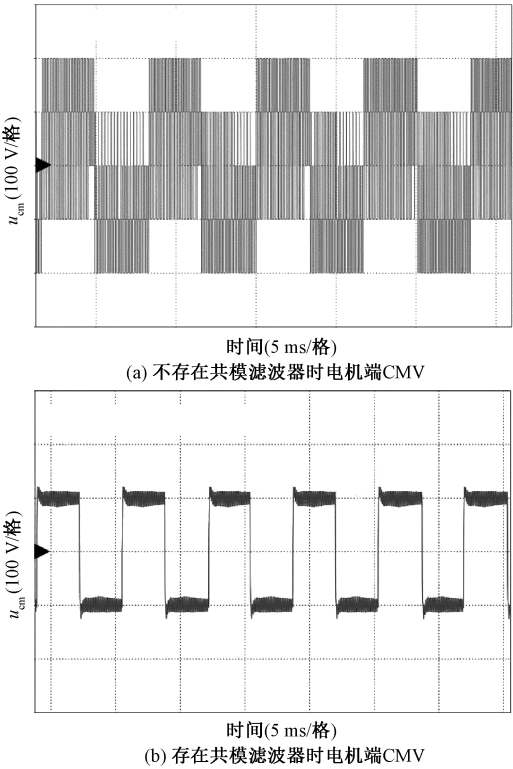


图 11 共模电压对比

Fig.11 Contrast of CMV

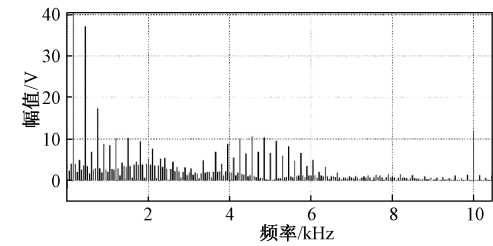


图 12 共模滤波器性能

Fig.12 Performance of CMV filter

图 13 对比了有无共模滤波器时的 A 相电流以及 ZSC 的波形。当系统高频 ZSV 得到有效抑制时, ZSC 幅值明显减小。经测算,电机工作在额定频率 50 Hz 时, $R_c$  的功耗约为 2.2 W。

图 14 显示了在相电流阶跃与转速变化时的 CMV 波形。当电流阶跃时,如图 14(a) 所示,CMV 并没有较大变化。当转速改变时,如图 14(b) 所示,CMV 亦无较大变化。共模滤波器在电机运行参数改变的时候,表现出了一定的稳定性。

图 15 显示了零速启动时的各波形。在 1 s 内电机转速从 0 均匀增加至 150 rad/s 的额定转速。在此期间,相电流跟踪良好,ZSC 以及 CMV 的幅值

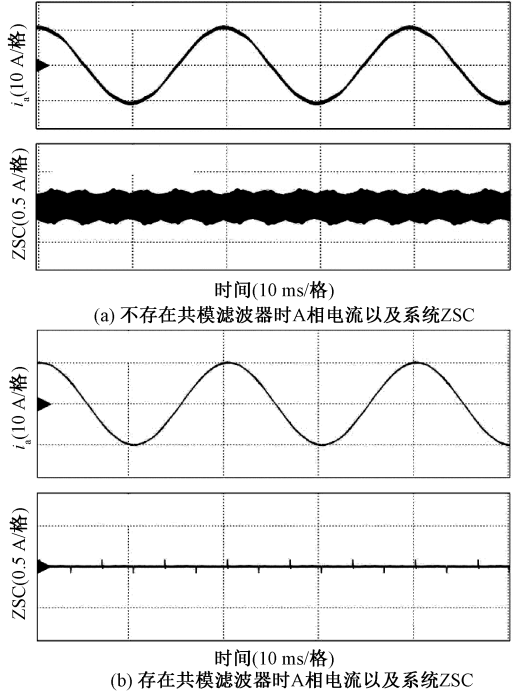


图 13 ZSC 对比

Fig.13 Contrast of ZSC

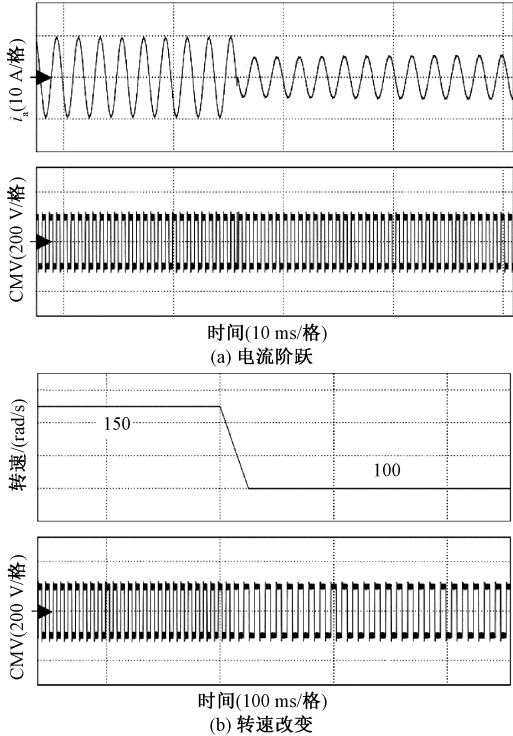


图 14 条件改变时的 CMV 对比

Fig.14 Contrast of CMV when conditions change

较为稳定。

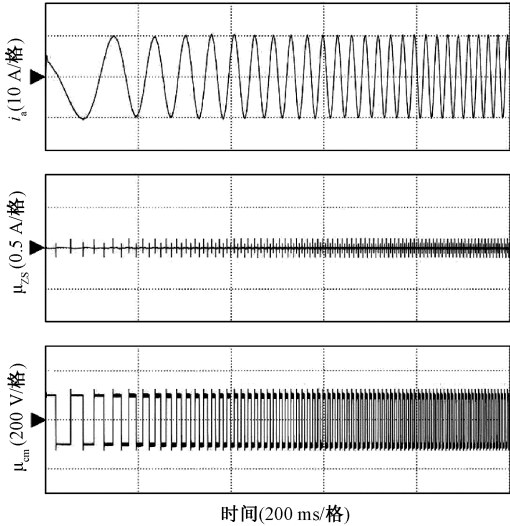


图 15 零速启动

Fig.15 Start from zero speed

## 5 结论

对于本文所提出的共中线开绕组电机驱动拓扑,在逆变器 1 处采用了低频六脉波调制策略,在逆变器 2 处加装了共模滤波器,运行在高频 PWM 调制模式,由此降低了共模电压高频分量的幅值。为了抑制该拓扑方案存在的零序环流问题,本文采用了 ZVR-SVPWM 法。通过建立共模等效电路的方法,本文对双逆变器系统的单边无源共模滤波器设计进行了分析,整理出了各滤波器件参数的一般确定方法。最后,本文对滤波性能的影响进行了分析,并通过半实物仿真对共模滤波器的性能进行了验证。

## 参考文献 (References):

[ 1 ] Somani A, Gupta R K, Mohapatra K K, et al. Circulating currents in open-end winding PWM ac drives [ A ]. IEC-ON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society [ C ]. Glendale, AZ, 2010. 798-804.

[ 2 ] Baranwal R, Basu K, Mohan N. Dual two level inverter carrier SVPWM with zero common mode voltage [ A ]. 2012 IEEE International Conference on Power Electronics [ C ]. Bengaluru, 2012. 1-6.

[ 3 ] Edpuganti A, Rathore A K. New optimal pulsewidth modulation for single DC-link dual-inverter fed open-end stator winding induction motor drive [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 ( 8 ): 4386-4393.

[ 4 ] An Q, Liu J, Peng Z, et al. Dual-space vector control of open-end winding permanent magnet synchronous motor

drive fed by dual inverter [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 ( 12 ): 8329-8342.

[ 5 ] Baiju M R, Mohapatra K K, Kanchan R S. 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.

[ 6 ] Casadei D, Grandi G, Lega A, et al. Multilevel operation and input power balancing for a dual two-level inverter with insulated DC sources [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44 ( 6 ): 1815-1824.

[ 7 ] Lu S, Corzine K A, Ferdowsi M. An unique ultracapacitor direct integration scheme in multilevel motor drives for large vehicle propulsion [ A ]. Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting [ C ]. Tampa, FL, 2006. 2419-2426.

[ 8 ] 年珩, 曾恒力, 周义杰 ( Nian Heng, Zeng Hengli, Zhou Yijie ). 共直流母线开绕组永磁同步电机系统零序电流抑制策略 ( Zero sequence current suppression strategy for open winding permanent magnet synchronous motor with common DC bus ) [ J ]. 电工技术学报 ( Transactions of China Electrotechnical Society ), 2015, 30 ( 20 ): 40-48.

[ 9 ] Lakhimsetty S, Somasekhar V T. A four-level open-end winding induction motor drive with a nested rectifier-inverter combination with two DC power supplies [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 ( 9 ): 8894-8904.

[ 10 ] Mohapatra K K, Gopakumar K, Somasekhar V T, et al. A harmonic elimination and suppression scheme for an open-end winding induction motor drive [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50 ( 6 ): 1187-1198.

[ 11 ] Huang Z, Yang T, Giangrande P, et al. An active modulation scheme to boost voltage utilization of the dual converter with a floating bridge [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 ( 7 ): 5623-5633.

[ 12 ] Reddy M H V, Gowri K S, Reddy T B, et al. Effect of center voltage vectors ( CVVs ) of three-level space plane on the performance of dual inverter fed open end winding induction motor drive [ J ]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 5 ( 2 ): 43-55.

[ 13 ] Kalaiselvi J, Srinivas S. Bearing currents and shaft voltage reduction in dual-inverter-fed open-end winding induction motor with reduced CMV PWM methods [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 ( 1 ): 144-152.

[ 14 ] 周斌, 揭贵生, 刘振田, 等 ( Zhou Bin, Jie Guisheng, Liu Zhentian, et al. ). 一种改进的无零矢量共模电压



- 抑制 PWM 策略 (An improved no zero-vector PWM strategy for common-mode voltages reduction) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (6): 27-32.
- [15] 章勇高, 邝光健, 龙立中 (Zhang Yonggao, Kuang Guangjian, Long Lizhong). 三相逆变器的无零矢量共模电压抑制技术研究 (Research of reduced common-mode voltage technique with nonzero vector pulse width modulation for three-phase inverters) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2013, 41 (2): 138-143.
- [16] Hava A M, Ün E. Performance analysis of reduced common-mode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (1): 241-252.
- [17] Ün E, Hava A M. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45 (2): 782-793.
- [18] Tian K, Wang J, Wu B, et al. A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (1): 839-848.
- [19] Liu Z, Zheng Z, Sudhoff S D, et al. Reduction of common-mode voltage in multiphase two-level inverters using SPWM with phase-shifted carriers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (9): 6631-6645.
- [20] Huang J, Shi H. Reducing the common-mode voltage through carrier peak position modulation in an SPWM three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (9): 4490-4495.
- [21] 杨淑英, 姚乐, 张兴, 等 (Yang Shuying, Yao Le, Zhang Xing, et al.). 共直流母线开绕组异步电机零序环流抑制策略研究 (Research on scheme of zero-sequence currents suppression for open-end winding induction motor with common DC bus) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2018, 38 (12): 3688-3698.
- [22] 张侃, 徐殿国, 高强 (Zhang Kan, Xu Dianguo, Gao Qiang). PWM 逆变器输出无源共模滤波器 (PWM output inverter with passive common mode filter) [A]. 中国电工技术学会电力电子学会第十届学术年会论文摘要集 (Paper abstracts in the 10th annual conversation of china 3lectrotechnical society and power electronics society) [C]. 2006.
- [23] Garg P, Essakiappan S, Krishnamoorthy H S, et al. A fault-tolerant three-phase adjustable speed drive topology with active common-mode voltage suppression [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (5): 2828-2839.
- [24] Huang J, Shi H. A hybrid filter for the suppression of common-mode voltage and differential-mode harmonics in three-phase inverters with CPPM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (7): 3991-4000.
- [25] Kalaiselvi, Srinivas S. Passive common mode filter for reducing shaft voltage, ground current, bearing current in dual two level inverter fed open end winding induction motor [A]. 2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) [C]. Bran, 2014. 595-600.
- [26] Yuan X, Zhang C, Zhang S. Torque ripple suppression for open-end winding permanent-magnet synchronous machine drives with predictive current control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67 (3): 1771-1781.
- [27] De Caro Salvatore, Foti Salvatore, Scimone Tommaso, et al. Motor overvoltage mitigation on SiC MOSFET drives exploiting an open-end winding configuration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (11): 11128-11138.
- [28] Sebastian C R, Rajeevan P P. Load commutated SCR based multilevel current source inverter fed induction motor drive [A]. 2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) [C]. Cairns, QLD, 2018. 145-149.
- [29] Rovere L, Formentini A, Calzo G L, et al. Zero-sequence voltage elimination for dual-fed common DC-link open-end winding PMSM high-speed starter-generator-Part I: modulation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55 (6): 7804-7812.
- [30] Kalaiselvi J, Srinivas S. Design and development of a single CM filter for bearing current and ground current reduction in a dual two level inverter fed open end winding induction motor drive [A]. 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) [C]. Trivandrum, 2016. 1-6.
- [31] 姚乐 (Yao Le). 共直流母线开绕组异步电机零序电流抑制策略研究 (Research on scheme of zero-sequence currents suppression for open-end winding induction motor with common DC bus) [D]. 合肥: 合肥工业大学 (Hefei: Hefei University of Technology), 2018.
- [32] 董蜜, 欧静, 杨健, 等 (Dong Mi, Ou Jing, Yang Jian, et al.). 基于有源阻尼的单相 LCL 光伏并网逆变

器的优化控制器设计 (Optimized controller design for single-phase LCL photovoltaic grid-connected inverter based on active damping) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (7): 1-9.

[33] 李文爽 (Li Wenshuang). 双三相电机变频驱动系统共模电压抑制策略研究 (Research on common-mode voltage reduction strategy of dual three-phase motor variable frequency drive system) [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学 (Harbin: Harbin Institute of Technology), 2018.

# Common-mode voltage suppression strategy for open-winding electric drive with neutral point connected DC-buses

YANG Shu-ying, SUN Guang-miao, FU Huan, XIE Zhen

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** By connecting the neutral points of the two DC-buses, the dual-inverter open-winding electric drive is allowed to obtain merits both of the common-bus configuration and of the separated bus configuration, yielding an ideal electric drive topology for new-energy vehicles. Common-mode voltage would not only cause bearing current, reducing the service life of the bearings, but also produce leakage current, exciting electromagnetic interference. Using the operation flexibilities of the two inverters included in the open-winding drive, one inverter is operated as the main inverter, and switched in the six-step mode, while the other is operated as assistant inverter, and switched at high frequency PWM mode. This hybrid switching modes allow only one common-mode filter required in the high frequency side to achieve the aim, sustaining the leakage current, as well as relieving the interference. An open-winding induction machine is taken as an example in this paper. After analyzing the basic control scheme, the common filter is designed, the RT-box from Plexim is used to building the simulation model, and the DSP-based control system is used to operate the control scheme. Based on this, the validations of the control scheme and the common filter are confirmed.

**Key words:** open-winding electric drive with neutral point connected DC-buses; common-mode voltage; common-mode filter