具有定子直流励磁能力的新型电机控制器演变

李安, 蒋栋*, 刘自程, 于子翔, 孔武斌, 曲荣海

华中科技大学电气与电子工程学院, 武汉 430074

* E-mail: jiangd@hust.edu.cn

收稿日期: 2020-05-27; 接受日期: 2020-10-19; 网络版发表日期: 2021-03-22

国家自然科学基金(批准号: 51877091)资助项目

摘要 采用全控型电力电子器件的逆变器是现代交流电机控制的主要方法. 近年来一系列带直流偏置正弦电流的新型磁阻电机被相继提出. 与基于传统半桥拓扑型逆变器的电机控制器不同, 驱动控制该类磁阻电机的电力电子变换器需要具有定子直流励磁电流输出能力. 本文首先介绍了集成直流励磁能力的新型电机控制器的基本控制原理和拓扑结构. 在此基础上, 通过对四种改进方案的介绍, 展示了新型电机控制器的改进路线图. 本文提出从功率器件容量和控制自由度两个方面出发进行改进, 可以有效降低新型电机控制器的成本、体积和功率损耗. 进一步地, 通过对基本拓扑结构和本文所提出的三种改进的拓扑结构进行深入的讨论与对比, 可以得出, 串联绕组拓扑是目前硬件水平和控制性能均最优的新型电机控制器拓扑结构. 相比传统半桥拓扑, 该拓扑在增加一个桥臂的条件下, 实现调制比和调速范围增加近一倍, 不仅适用于特殊的磁阻电机, 也能够通用于各类交流电机的控制, 还可以进一步拓展至多相系统. 所介绍的五种新型电机控制器拓扑结构都具有原型机和实验结果. 结果显示, 基于定子绕组注入直流电流这一需求设计的一系列新型电机控制器在性能上实现了逐步改进.

关键词 电力传动, 磁阻电机, 电力电子变换器, 拓扑结构, 调制算法

1 引言

电力传动系统主要由两个部分组成, 即电机和电机控制器. 其中, 电机控制器的本质是一个以功率半导体开关器件为核心的电能变换电路. 该电路的拓扑结构决定了电机控制器的性能上限. 目前工业界应用最为广泛的电机控制器拓扑结构是三相半桥拓扑的电压型逆变器结构. 该结构成本低、功率密度高, 针对一部分的传统交流电机, 譬如异步电机和永磁同步电机等, 具有较大的应用优势. 然而, 随着多电飞机、电动

汽车、航天航空等新型应用领域的兴起, 对电机传动领域提出了一些新的要求. 对于同步电机, 电机转子侧的电励磁机构增加了系统的复杂程度, 而永磁励磁又存在成本高和灭磁困难等问题. 异步电机虽然采用感应的方法给转子励磁, 但是转子大量铜绕组也增加了成本和降低了功率因数和功率密度^[1,2]. 如果对于同步电机, 可以在定子侧通过磁路直接给转子励磁, 则可以优化电机性能. 这一思路对应的就是定子励磁型磁阻电机, 主要代表是开关磁阻电机(SRM)^[3,4]. 定子励磁型磁阻电机的结构如图1(a)所示, 定转子都采用双

引用格式: 李安, 蒋栋, 刘自程, 等. 具有定子直流励磁能力的新型电机控制器演变. 中国科学: 技术科学, 2021, 51: 1040–1052

Li A, Jiang D, Liu Z C, et al. Evolution of novel motor controller with direct current excitation capability (in Chinese). Sci Sin Tech, 2021, 51: 1040–1052, doi: [10.1360/SST-2020-0219](https://doi.org/10.1360/SST-2020-0219)

凸极结构. 在这样的电机定子中, 直流电流可以通过转子凸极实现直接励磁. 根据叠加原理, 在绕组电流中直流偏置电流用于励磁而交变分量用于产生转矩. 开关磁阻电机采用的就是直流偏置电流叠加方波/梯形波的交变分量实现转矩的产生. 但是这种方波或者梯形波的交变分量给电机带来了较大的转矩波动和振动噪声的问题. 近年来在同样的电机结构上, 采用正弦电流叠加直流励磁分量的方法得到应用, 被称为定子直流励磁的游标磁阻电机(DC-VRM)^[5~7]. 其结构仍采用图1(a)所示的定转子双凸极结构. DC-VRM在定子侧仅有一组集中绕组, 省去了单独的电励磁装置. 而转子侧也仅包含硅钢片, 不包含任何绕组或永磁体. 因此该类电机结构简单易于制造并具有坚固可靠的转子结构, 具有成本低、体积小、调速范围宽及散热方便等优势. 其绕组电流如图1(b)所示, 为正弦电流叠加直流励磁分量. 相比SRM难以解决的转矩波动和噪声问题, 该电机还可以表现出正弦反电动势和平滑的相电流, 并较大程度降低电机输出的转矩波动和噪声.

如图1(b)所示, DC-VRM最重要的特征是定子电流为带直流偏置的正弦电流, 其三相电流表达式为

$$\begin{cases} i_A = \sqrt{2} I_{AC} \sin \theta_e + I_{DC}, \\ i_B = \sqrt{2} I_{AC} \sin(\theta_e - 2\pi/3) + I_{DC}, \\ i_C = \sqrt{2} I_{AC} \sin(\theta_e + 2\pi/3) + I_{DC} \end{cases} \quad (1)$$

其中, I_{AC} 为相电流中交流分量的有效值, I_{DC} 为相电流中的直流分量, θ_e 为电机转子旋转的电角度.

平均电磁转矩由其中的DC和AC分量相互作用产生. 电机的转矩与DC和AC分量的幅值乘积成正比, 而当DC和AC分量的比例不同时, 相同输出转矩下的功

率损耗也不同. 通过研究发现, 当DC和AC的有效值相等时, 可以实现最大转矩安培比输出, 即输出相同的转矩下可以产生最小的损耗, 这被称为MTPA控制策略^[7].

绕组中直流成分的注入给这类新型电机的控制器设计带来了挑战. 本质上, 当采用PARK变换将静止坐标系下的三相电流转换为同步坐标系下的dq0轴电流后, 三相电流中的相同直流成分包含在零轴电流中. 在大多数传统电机中应用时, 零轴电流通常被认作为无用的电流. 特别是在永磁同步电机中, 需要抑制零轴交流谐波电流, 避免产生额外的功率损耗和转矩脉动^[8]. 然而, 在以DC-VRM为代表的新型磁阻电机中, 定子绕组通入零轴直流电流作为励磁电流, 用于转子的磁通激励和转矩提升.

由于不存在零轴电流通路, 基于三相半桥电压型逆变器拓扑的传统电机控制器不能用于控制DC-VRM电机. 因此, 文献[7]提出了一种基于三相H桥拓扑的DC-VRM电机控制器, 并提出了相应的空间矢量调制算法和电机矢量控制算法. 文献[9,10]改善了基于三相H桥拓扑结构的DC-VRM电机控制器的控制算法, 使该类电机的控制更加灵活, 并降低其转矩脉动. 但由于三相H桥拓扑采用了两倍于三相半桥拓扑的电力电子器件数量, 成本高、体积大, 损耗大, 限制了该类新型磁阻电机的推广和应用. 因此, 如何改进集成直流励磁能力的电机控制器的拓扑结构, 降低控制器的成本和体积, 成为影响该类磁阻电机发展的关键因素. 文献[11~15]从功率器件容量和控制自由度两个方面进行改进, 逐步降低了新型电机控制器的成本、体积和功率损耗. 本文将基于前期工作, 详细介绍集成直流励磁能力的新型电机控制器拓扑结构的演变流程.

同时, 除了针对磁阻电机的直流偏置电流控制能力, 针对普通交流电机, 三相H桥拓扑相对于广泛应用的三相半桥拓扑还有一个重要的优势就是接近两倍的直流电压利用率. 在直流电压受限的情况下, 可以大大提高电机调速范围. 利用拓扑的演化, 新提出的电机控制器拓扑在器件优化的情况下能达到H桥拓扑下的电压利用率和调速范围, 能通用于各类交流电机.

本文以新型的DC-VRM电机为例来介绍新型电机控制器的发展过程. DC-VRM电机是一类有代表性的绕组带直流偏置的电机, 提出了对应的控制器的需求, 但是本文的控制器适用于各类带直流偏置/零轴电流

图1 (网络版彩图)带直流偏置的定子励磁型电机结构与特性. (a) 电机结构; (b) 正弦叠加直流偏置的相电流

Figure 1 (Color online) Structure and characteristics of DC biased sinusoidal reluctance motor. (a) Motor structure; (b) DC-biased sinusoidal phase current.

需求的电机。串联绕组电机控制器则进一步突破了对电机类型的限制,能适用于普通交流电机的控制。

本文的内容组织如下。第2节介绍了带直流偏置电流的电机控制系统的通用结构和基本的控制器拓扑结构——三相H桥拓扑结构。第3节首先利用相电流的单向流动,提出单极性和容错型的两种H桥拓扑,然后针对相电流的正负不对称性,对功率器件进行优化改进,提出一种电流容量不对称的功率开关的设计方法。第4节讨论了如何采用器件复用技术减少功率器件的个数,提出两种新型的四桥臂拓扑结构,并分析了各自的工作原理和性能。其中第二种串联绕组型拓扑结构能适用于各类不同的交流电机。第5节对比了本文所提到的各类典型具有直流励磁能力的拓扑结构,并分析了各自的优缺点。最后,第6节总结了电机控制器的演变过程,并基于现有结构提出了未来展望。

2 带直流励磁能力的电机控制器基本方案

本节以DC-VRM电机为例,介绍具有直流励磁能力的电机控制器的基本控制系统和拓扑结构。

2.1 定子叠加直流励磁电流的电机控制系统

正如第1节中所介绍的,DC-VRM电机的转矩由相电流中的DC和AC分量相互作用产生。转换到同步坐

标系中后,其电机的平均转矩与 i_q (交流电流幅值)和 i_0 (直流电流)的乘积线性相关。在同步坐标系下,忽略谐波项后,DC-VRM的数学模型与永磁同步电机类似。因此,可以采用转速-电流双闭环控制,对DC-VRM电机进行调速。

图2显示了基于矢量控制的新型电机控制结构框图。测量得到的转子位置 θ_r 经过微分得到角速度 ω_r , ω_r 与参考角速度 ω_r^* 比较,通过自动转速调节器得到参考电流 i_{dq0}^* ,实现转速环控制。测量得到的三相电流通过PARK变换得到反馈电流 i_{dq0} , i_{dq0} 与参考电流 i_{dq0}^* 比较,通过自动转速调节器,得到参考电压 v_{dq0}^* 。再通过PARK逆变换和电压调制模块后,控制电力电子变换器输出所需要的电压值。可以看到,由于需要直流电流,电流环中不仅包含d轴和q轴的电流控制器,还包含零轴电流控制器。转速环和电流环的参考指令值生成属于控制部分,而由本文所研究的电压调制方法和电力电子变换器拓扑属于功率放大部分。

图3显示了本文测试所提出的各种新型电机控制器采用的电机测试平台,包括DC-VRM新型磁阻电机、转矩转速测量仪和磁粉制动器。其中,DC-VRM电机的参数如表1所示。为了保证对比公平,本文所有提到的新型电机控制器均采用该电机测试平台进行测试。驱动侧的直流电压取为100 V,控制器功率器件的开关频率取为20 kHz。在控制侧,除调制算法根据所提

图2 具有直流偏置正弦电流的电机的矢量控制框图

Figure 2 Vector control block diagram of DC-biased sinusoidal current reluctance motor.

图3 (网络版彩图)DC-VRM电机测试平台

Figure 3 (Color online) DC-VRM motor test platform.

表1 DC-VRM电机参数

Table 1 DC-VRM motor parameters

电机参数	值
极对数(P)	10
定子绕组电阻(R)	0.088 Ω
定子绕组电感的常数项(L_s)	1.625 mH
定子绕组电感的交变项(L_δ)	1.125 mH
额定相电流有效值(I_{rms})	19 A
额定相电流的直流成分(I_{DC})	13.44 A
额定相电流的交流成分(I_{AC})	13.44 A
额定转矩(T_N)	2.2 N m
额定转速(N)	1500 r/min

出的控制器拓扑改变以外, 其他控制参数不改变。

2.2 基本拓扑: 三相H桥拓扑

电力电子变换器是整个控制系统的核心部分, 它将直流电能转换为电机需要的相电压和电流。正如第1节所述, 由于无法注入直流电流, 三相半桥拓扑天然地不能用于作为该类别电机控制器的拓扑。

因此, 三相H桥拓扑被最先提出作为具有直流电流注入能力的电机控制器拓扑^[5]。该拓扑结构如图4所示。

在三相H桥拓扑中, 每相绕组单独由两个桥臂控制, 因此其具有零轴电流通路。但可以看到, 相比传统半桥拓扑, 该拓扑中功率开关的个数增加了一倍, 成本和体积大大增加, 难以被市场接受。

事实上, 经过分析得知, 三相H桥拓扑不是该类别

图4 三相H桥拓扑结构

Figure 4 Three-phase H-bridge topology.

新型电机控制器的最优拓扑结构。可以采用新的拓扑结构, 大大降低该类别电机控制器的成本、体积和功率损耗。

基于该种电机带直流偏置正弦电流的特性, 三相H桥拓扑存在两个方面的改进潜力:

(1) 带直流偏置的正弦电流会使功率器件的电流应力分布不对称, 从而可以优化功率器件的电流容量, 降低其成本和体积;

(2) 三相电流对称且注入的直流成分相同, 因此三相H桥的控制自由度存在冗余, 可以复用桥臂, 减少功率器件的个数。

整体改进框图如图5所示, 基于器件容量的第一方面改进在第3节具体介绍; 基于控制自由度的第二方面的改进在第4节具体介绍。

三相H桥拓扑的另一个优势是相对广泛应用的三相半桥型拓扑有更高的直流电压利用率。三相半桥型拓扑采用正弦脉宽调制(SPWM)时, 输出相电压峰值不能超过直流母线电压的一半。即使采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)也只能提高15%。而采用图4的结构可以实现输出相电压峰值等于直流母线电压, 即在相同的直流母线电压下, 电机调速范围可以增加近一倍。不过也是受制于H桥拓扑下电力电子器件的倍增, 这一优势并没有充分发挥。第4节的复用桥臂的方法中也能更好的利用这一优势。

3 基于电流不对称的改进

纯交变电流在逆变器中各个电力电子器件的分布是均匀的。直流电流的注入改变了流通在各个功率器件中的相电流成分。因此可以利用相电流不对称的特性, 优化三相H桥拓扑中的功率器件^[11~13]。

图 5 (网络版彩图)优化基本拓扑的两个方面
Figure 5 (Color online) Two aspects of optimizing the basic topology.

3.1 单极性三相H桥拓扑

如图6所示, 利用直流电流的注入使相电流单向流动, 三相H桥每个桥臂中都可以减少一个IGBT和一个反并联二极管, 称该类电机控制器的拓扑为单极性三相H桥拓扑. 该拓扑减少了功率器件以及驱动电路的成本和体积.

文献[11]中的实验结果展示了三相电流单向流动, 此时直流电流幅值必须大于等于交流电流幅值. 而当DC-VRM电机采用最大转矩电流比控制(MTPA控制)时, 要求DC和AC的有效值相等, 此时相电流仍然需要双向流动. 因此, 采用该单极性三相H桥拓扑会限制电机的输出性能.

3.2 容错型三相H桥拓扑

基于3.1节的内容可知, 三相H桥拓扑可以看作由两个单极性三相H桥拓扑组合而成. 如图7所示, 当注

入正向直流电流时, 相电流只流通正向的单极性三相H桥; 当注入反向直流电流时, 相电流只流通反向的单极性三相H桥.

由于对该类别电机来说, 正反电流均可以产生所需的电磁转矩(转矩方向由 i_0 和 i_q 的符号共同决定). 那么一个三相H桥拓扑就包含了两套能驱动电机的拓扑, 它们之间相对独立存在. 在其中一套拓扑出现器件开

图 6 单极性三相H桥拓扑
Figure 6 Unipolar three-phase H-bridge topology.

图 7 (网络版彩图)容错性三相H桥拓扑. (a) 正向容错拓扑; (b) 反向容错拓扑

Figure 7 (Color online) Fault-tolerant three-phase H-bridge topology. (a) Forward fault-tolerant topology; (b) reverse fault-tolerant topology.

路故障的情况下, 不影响另一套拓扑的运行. 基于以上分析, 可以采用三相H桥拓扑容错控制DC-VRM电机. 在检测到功率器件故障开路后, 由于电磁暂态过程远远快于机械暂态过程, 控制器可以在几个毫秒内平滑地切换到正向或反向的单极性三相H桥拓扑下运行, 实现容错控制. 文献[12]的实验结果显示在出现故障之前, DC-VRM电机采用MTPA控制, 相电流双向流动. 功率器件开路故障后, A相电流不能流通正向电流, 此时电机不能输出正常转矩. 在切换到反向单极性三相H桥拓扑运行时, 三相电流全部反向流通, 输出稳定的 i_0 和 i_q , 此时电机可以消除转矩脉动, 实现容错运行.

3.3 电流容量不对称的三相H桥拓扑

当要求电机实现MTPA控制时, 如图1(b)所示, 仍然存在反向电流, 但反向电流的幅值远远小于正向电流. 此时采用图6的单极性H桥拓扑无法实现电流双向流动. 但是利用正反电流流通的功率器件不同, 三相H

桥拓扑可以采用电流容量不对称功率开关. 如图8所示, 三相H桥拓扑选择了电流容量不对称的二极管和IGBT组成电流两象限功率开关, 包括大容量IGBT并联小容量二极管和小容量IGBT并联大容量二极管. 直流电流和交流电流的有效值的比例是影响IGBT和二极管具体容量的主要因素.

图9显示了基于不对称功率开关的三相H桥拓扑的实验样机, 其中 T_H 和 T_L 代表上下桥臂的IGBT, D_H 和 D_L 代表上下桥臂的反并联二极管. 可以看到, 流通正向大电流的IGBT和二极管均选择了大封装和高电流容量的功率器件, 并采用了散热片进行散热; 而流过反

图 8 (网络版彩图)两种容量不对称的两象限功率开关

Figure 8 (Color online) Two-quadrant power switch with two asymmetric capacities.

图 9 (网络版彩图)基于不对称功率开关的三相H桥实验样机

Figure 9 (Color online) Experimental prototype of three-phase H-bridge with asymmetric power switch.

向小电流的IGBT和二极管均选择为小封装低电流容量的功率器件,降低了成本和体积.文献[13]实验比较了两组器件的温度特性,证明采用这样的匹配器件容量和散热,温度分布更均匀,也更适用于低成本与高功率密度的设计需求.

4 基于控制自由度的改进

三相H桥拓扑包含6个桥臂,每相绕组单独控制.但事实上,三相绕组电流控制的自由度存在冗余,可以通过桥臂共用的方法,减少功率器件的数量,因此本节介绍了两种桥臂共用的方法,并详细阐述了各自的工作原理^[14,15].

4.1 三相四桥臂拓扑

为了实现直流电流的注入,传统方法是采用H桥单独控制每相绕组的电流.但事实上,可以通过一个共用的桥臂为直流电流提供流通路径.如图10所示为提出的一种三相四桥臂拓扑.该拓扑由一个传统的三相半桥拓扑和一个单极性的中性点桥臂组成.其中,单极性的中性点桥臂只包含一个IGBT和一个二极管,其输出中点连接新型电机的中性点.根据基尔霍夫电流定律,中性点桥臂流入的电流为

$$i_N = i_A + i_B + i_C = 3I_{DC} \quad (2)$$

可以看到,中性点桥臂为所有相电流中的直流成分提供通路,由于直流电流单向流动,因此该桥臂被选为单极性的桥臂.

相比传统的三相H桥拓扑,该结构中的功率器件数量减少接近一半,大大降低了成本和体积.但为了

图 10 三相四桥臂拓扑
Figure 10 Three-phase four-leg topology.

实现直流电流的注入,其重难点在于对单极性中性点桥臂的控制.

在采用载波比较PWM策略时,中性点桥臂电压可以看作作为一种共模注入电压,通过改变该共模注入电压的波形,可以得到不同的等效电压调制策略,如等效为SPWM, SVPWM或DPWM调制方法等^[14,16].表2展示了四种最常见的桥臂电压选择方案,其中 v_{AO}^* , v_{BO}^* , v_{CO}^* 和 v_{NO}^* 分别为四个桥臂的参考输出电压, v_A^* , v_B^* , v_C^* 分别为三个参考相电压.其中DPWMMAX和DPWMMIN是不连续PWM方法.

图11为该拓扑的电压调制流程图.在表2中选择一种方案,可以由参考相电压得到四个参考桥臂电压,与三角载波比较后可以得到开关管的驱动方波.但由于存在中性点,在SPWM下输出交流相电压峰值只能达到直流母线电压的一半.即使采用SVPWM等空间矢量电压调制算法,该拓扑的最大直流电压利用率也只能达到1.15倍,与半桥拓扑相同.

表 2 不同桥臂电压选择方案下的等效PWM

Table 2 Equivalent PWM under different bridge leg voltage selection schemes

$v_{AO}^*, v_{BO}^*, v_{CO}^*$	v_{NO}^*	等效PWM
	0	SPWM
$\begin{cases} v_{AO}^* = v_A^* + v_{NO}^* \\ v_{BO}^* = v_B^* + v_{NO}^* \\ v_{CO}^* = v_C^* + v_{NO}^* \end{cases}$	$-0.5(v_{\max}^* + v_{\min}^*)$	SVPWM
	$1 - v_{\max}^*$	DPWMMAX
	$-1 - v_{\min}^*$	DPWMMIN

图 11 三相四桥臂拓扑的电压调制流程图
Figure 11 Voltage modulation flow chart of three-phase four-leg topology.

文献[14]的实验结果显示, 三相桥臂电流均为带直流偏置的正弦相电流. 而中性点桥臂电流为直流电流, 且大小是相电流中直流成分的三倍. 这说明相比相桥臂, 中性点桥臂中的电流应力非常大. 当直流成分占比大时, 中性点桥臂的功率器件会产生较大损耗, 且容易损毁.

4.2 三相串联绕组拓扑

三相四桥臂拓扑虽然大大降低了新型电机控制器的成本、体积和功率损耗, 但同时也使最大直流电压利用率降低为1.15, 与三相半桥拓扑相同. 此外, 由于中性点桥臂流通所有直流电流的和, 在相数增多或直流成分占比大时, 中性点桥臂的电流应力大.

为了克服以上的性能缺陷, 如图12所示, 一种三相串联绕组拓扑结构被提出. 该拓扑同样只包含四个桥臂, 降低了成本和体积. 与半桥结构相所不同的是三相绕组不再采用Y型连接, 而是采用串联连接方式.

由于相绕组串联, 这种拓扑具有如图13所示的独特的低损耗直流电流流路径. 直流成分在中间两个桥臂中被抵消, 只流通两侧的桥臂, 且不存在直流分量的叠加. 这一特性大大降低了功率器件的电流应力 and 损耗.

串联绕组拓扑的调制策略与传统拓扑非常不同, 由于桥臂2和3均同时决定两个相电压. 不能采用传统载波比较方法实现参考相电压与参考桥臂电压一一对应. 为了实现最优的电压调制性能和范围, 文献[15]提出了一种针对串联绕组拓扑的3D-SVPWM调制算法. 该算法将四个桥臂的开关状态转换到 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系(Clark变换)下, 得到基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系的标准电压矢量, 并采用这些矢量合成得到所需要的三相电压. 对应的调制策略实现了全电压自由度的控制, 即不仅能实现 $\alpha\beta$ 轴中交流电压的输出, 也能实现 γ 轴中直流电压的输出.

图14显示三相串联绕组拓扑在直流电压100 V下输出的最大基波相电压. 可以看到, 该拓扑输出的最大基波相电压幅值为100 V, 实现直流电压利用率为2, 与三相H桥拓扑相同.

图15显示了三相串联绕组拓扑驱动DC-VRM电机在1500 r/min和1 N·m负载转矩下的四个桥臂电流波形和三相电流波形^[15]. 可以看到, 相电流为带直流偏置的正弦电流. 桥臂1和4流通的是相电流, 为带直流偏置的正弦电流. 而桥臂2和3流通的是对称的交流电流

图 12 三相串联绕组拓扑
Figure 12 Three-phase series-end winding topology.

图 13 (网络版彩图)串联绕组拓扑的零轴电流通路
Figure 13 (Color online) Zero-axis current path of series-end winding topology.

图 14 (网络版彩图)满调制比输出的最大基波相电压
Figure 14 (Color online) Maximum fundamental phase voltage of full modulation ratio.

成分, 电流峰值相同.

图16显示了三相串联绕组拓扑相比三相H桥拓扑在不同转矩输出下实测的损耗降低比例. 可以看到, 在三相串联绕组拓扑下的功率损耗最高可以降低20%以上. 相比三相四桥臂拓扑, 效率提升更明显.

特别地, 串联绕组拓扑通过两侧桥臂的开关控制

图 15 (网络版彩图)在1500 r/min和1 N m负载转矩下的三相电流(a)和四个桥臂电流(b)
Figure 15 (Color online) Three-phase current (a), four bridge leg currents (b) under 1500 r/min and 1 N m load torque.

图 16 (网络版彩图)电机控制器损耗对比图
Figure 16 (Color online) Losses comparison of motor controllers.

可以控制各类零轴电流,也包括控制零轴电流为零.在控制零轴电流为零的条件下,对于普通的交流电机,包括同步电机和异步电机,均可以有效地控制.在这种情况下对于一个三相的交流电机,只需要四个桥臂就能实现开绕组H桥逆变器驱动类似的效果,将调速范围提高到三相半桥逆变器的近两倍.而H桥逆变器需要六个桥臂才能做到.

进一步地,对 N 相电机采用串联绕组拓扑结构,可以用 $N+1$ 个桥臂实现H桥逆变器 $2N$ 个桥臂才能实现的宽调速范围.这一拓扑结构的额外优势:能够适用于各类型的交流电机并发挥优势.图17以五相系统为例展示了五相串联绕组拓扑结构.为了实现半桥逆变器两倍的调速范围,五相串联绕组拓扑的绕组连接顺序不再采用顺序串联,而采用了间隔串联的方式,提高直流电压利用率^[17].

如图18所示,搭建了五相串联绕组电机驱动平台.所采用的五相感应电机参数如表3所示.图19显示了满

调制比输出时的桥臂调制波、桥臂电压、相电压和相电流波形,验证了五相串联绕组电机控制器的控制性能.可以看到最大输出的相电压为100 V,说明直流电压利用率达到了2.

5 讨论与拓展

根据以上的分析,表4将传统H桥拓扑、单极性H桥拓扑、三相四桥臂拓扑以及三相串联绕组拓扑,四

图 17 五相串联绕组拓扑结构
Figure 17 Five-phase series-end winding topology.

表 3 五相感应电机参数

Table 3 Five-phase induction motor parameters

电机参数	值
极对数(P)	3
定子绕组电阻(R)	1.32 Ω
励磁电感(L_m)	0.0714 H
额定相电压有效值(V_N)	100 V
额定相电流有效值(I_N)	6 A
额定基波频率(ω_N)	50 Hz
额定功率(P_{rate})	1.5 kW

图 18 (网络版彩图)五相串联绕组电机驱动平台

Figure 18 (Color online) Five-phase series-end winding motor drive platform.

图 19 (网络版彩图)五相串联绕组拓扑输出的桥臂调制波 (a), 桥臂电压 (b), 相电压 (c), 相电流 (d)

Figure 19 (Color online) (a) Bridge leg modulation wave; (b) bridge leg voltage; (c) phase voltage; (d) phase current of five-phase series-end winding topology.

种具有直流励磁能力的电机控制器拓扑, 进行成本、效率和功率密度等性能对比。前文所述的另外两种拓扑: 不对称全桥和全桥容错拓扑都是传统H桥拓扑不同的设计和控制方法, 不再做比较。

在控制性能方面, 四种拓扑中只有单极性H桥拓扑无法流通双向相电流, 无法实现MTPA控制, 且无法实现容错控制。另外三种拓扑均可实现MTPA控制, 但由于三相四桥臂拓扑的中性点桥臂为单极性桥臂且流通较大电流, 因此容错性要略低一些。此外, 直流电压

利用率是另外一个非常重要的指标。三相四桥臂拓扑由于存在中性点, 直流电压利用率相比其他三种拓扑降低了接近一半, 这将大大限制新型电机的转速范围和动态特性。可以看到, 三相串联绕组拓扑的各方面控制性能均是最优的。

在硬件性能方面, 传统H桥拓扑的器件数量最多, 单极性H桥拓扑的器件数量最少。但这并不能说明单极性H桥拓扑的成本或体积就是最低的, 因为拓扑结构改变会带来电流流通路径的改变, 从而需要选择不

表 4 四种拓扑结构的性能对比

Table 4 Performance comparison of four topologies

		H桥拓扑	单极性H桥拓扑	三相四桥臂拓扑	三相串联绕组拓扑
零轴电流控制能力		双向流通	单向流通	双向流通	双向流通
控制性能	直流电压利用率	2	2	1.15	2
	容错能力	较高	无	较低	较高
器件个数		12(IGBT)+12(二极管)	6(IGBT)+6(二极管)	7(IGBT)+7(二极管)	8(IGBT)+8(二极管)
门极驱动个数		12	6	7	8
硬件性能	总器件VA率	$6 \times 4 \times V \times \sqrt{3} I$ $=41.57 VI$	$3 \times 2 \times V \times \sqrt{3} I$ $=20.78 VI$	$3 \times 2 \times V \times \sqrt{3} I + 2 \times V \times 3 \sqrt{2} I$ $=18.87 VI$	$2 \times 2 \times V \times \sqrt{3} I + 2 \times 4 \times V \times \sqrt{3} I$ $=20.78 VI$
	功率损耗	$6 \times \sqrt{3} = 10.39 \text{ p.u.}$	$6 \times \sqrt{3} = 10.39 \text{ p.u.}$	$3 \times \sqrt{3} + 1 \times 3 \sqrt{2} = 9.44 \text{ p.u.}$	$2 \times \sqrt{3} + 2 \times \sqrt{3} = 6.93 \text{ p.u.}$
普适性	适用电机	各类交流电机	仅适用于磁阻电机	仅适用于磁阻电机	各类交流电机

同容量的功率器件. VA率可以被用来粗略估计一种拓扑结构的成本或体积^[18]. 假设相电流中基波成分幅值和直流电流大小相等, 为 $\sqrt{2}I$, 四种拓扑功率器件的VA率总和如表4所示. 可以看到单极性H桥拓扑和三相串联绕组拓扑的VA率是传统H桥拓扑的一半, 三相四桥臂拓扑VA率最小, 由此可以大致对比各拓扑的成本和体积. 而功率损耗则主要由电流应力产生, 假设功率器件导通压降不变, 则可以大致得出各拓扑产生的功率损耗. 可以看到, H桥拓扑和单极性H桥拓扑的功率损耗相同, 因为电流流通过路是相同的. 三相四桥臂拓扑由于中性点桥臂中的交流成分被抵消, 功率损耗有一定程度的降低. 进一步地, 在三相串联绕组拓扑中, 由于低零轴电流通路的存在, 功率损耗最低.

特别地, 虽然对于绕组直流偏置电流的需求来源于新型的定子励磁型磁阻电机, 但是电力电子的拓扑结构的发展使部分控制器不仅适用于这类特殊电机, 而是普适于各类交流电机, 包括同步电机和异步电机的驱动. 单极性H桥拓扑和三相四桥臂拓扑是面向有直流偏置/零轴电流需求的电机的控制器结构, 尤其是单极性H桥拓扑必须在绕组中注入大于交流峰值的直流才能稳定工作. H桥拓扑结构可以控制一定的直流偏置电流, 也可以控制直流电流为零而应用在普通交流电机的控制, 并且实现电压利用率和调速范围的增加. 但是这种变换器的电力电子器件数量最多. 三相串联绕组拓扑在控制直流偏置电流为零的能力上与H桥拓扑是一致的, 也能普适于各类交流电机控制, 并实现与H桥拓扑一致的电压利用率和调速范围. 更重要的是, 在电力电子器件数量上, 可以比H桥拓扑减少1/3

以上, 使其更具经济性.

综合对比以上性能, 三相四桥臂拓扑结构的成本最低, 体积最小, 适合低成本的定子励磁型磁阻电机应用领域. 三相串联绕组拓扑的性能是最均衡全面的, 且全面优于其他三种拓扑结构, 适合在高性能、高可靠性的领域中应用, 而且串联绕组拓扑结构在控制零轴电流为零的条件下, 可以应用于普通交流电机的驱动, 实现在优化器件数量下调速范围的明显改善, 在本文的各类拓扑中是一种最具应用前景的新技术.

6 结语

本文的工作从传统电机控制器中一个被忽视的自由度——零轴电流出发, 根据新型电机绕组对于直流分量的需求, 从功率器件容量和控制自由度两个方面出发, 展示了新型电机控制器的改进路线图.

通过对基本H桥拓扑结构和本团队所提出的三种改进的拓扑结构进行深入的讨论与对比, 可以得出结论, 串联绕组拓扑是目前硬件水平和控制性能均最优的新型电机控制器拓扑结构. 相比传统半桥拓扑, 该拓扑在增加一个桥臂的条件下, 实现调制比和调速范围增加近一倍, 不仅适用于特殊的磁阻电机, 也能够通用于各类交流电机的控制, 进一步还可以拓展至多相系统中应用, 作为半桥拓扑和全桥拓扑的补充.

综上所述, 这一系列具有直流励磁能力的新型电机控制器是对传统电机控制技术的一个拓展, 对推广需采用直流偏置进行励磁的某些新型交流电机具有重要的研究和应用价值.

参考文献

- 1 Wang M T. Overview of AC asynchronous motor control methods (in Chinese). *Sci Tech Infor*, 2011, 3: 95, 74 [王民廷. 交流异步电机控制方法综述. 科技信息, 2011, 3: 95, 74]
- 2 Tang X, Wang X H, Li Y, et al. Research on permanent magnet demagnetization during the starting process of asynchronous starting permanent magnet synchronous motors (in Chinese). *Proc Chin Soc Electr Eng*, 2015, 35: 961–970 [唐旭, 王秀和, 李莹, 等. 异步起动永磁同步电动机起动过程中永磁体退磁研究. 中国电机工程学报, 2015, 35: 961–970]
- 3 James S C. Status of the United States air force's more electric aircraft initiative. *Aerosp Electronic Syst Mag*, 1998, 13: 17–22
- 4 Wu J H. Design and Application of Switched Reluctance Motor (in Chinese). Beijing: China Machine Press, 2000 [吴建华. 开关磁阻电机设计与应用. 北京: 机械工业出版社, 2000]
- 5 Jia S, Qu R, Li J, et al. Flux modulation principles of DC-biased sinusoidal current vernier reluctance machines. In: *Proceedings of the 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Milwaukee, 2016. 1–8
- 6 Nakao N, Akatsu K. Vector control specialized for switched reluctance motor drives. In: *Proceedings of the 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Berlin, 2014. 943–949
- 7 Zhu Z, Lee B, Liu X. Integrated field and armature current control strategy for variable flux reluctance machine using open winding. *IEEE Trans Ind Applicat*, 2016, 52: 1519–1529
- 8 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. *IEEE Trans Power Electron*, 2004, 19: 794–805
- 9 Yu Z, Li D, Kong W, et al. New optimal current control strategy for six-phase DC-biased vernier reluctance machines considering distorted EMF. *IEEE Trans Power Electron*, 2018, 33: 10633–10645
- 10 Yu Z, Kong W, Qu R, et al. Optimal three-dimensional current computation flux weakening control strategy for DC-biased vernier reluctance machines considering inductance nonlinearity. *IEEE Trans Power Electron*, 2019, 34: 1560–1571
- 11 Kong W, Jiang D, Qu R, et al. Drive for DC-biased sinusoidal current vernier reluctance motors with reduced power electronics devices. In: *Proceedings of the 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. Miami, 2017. 1–6
- 12 Yu Z, Kong W, Jiang D, et al. Fault-tolerant control strategy of the open-winding inverter for DC-biased vernier reluctance machines. *IEEE Trans Power Electron*, 2019, 34: 1658–1671
- 13 Li A, Gao Z, Jiang D, et al. Drive system with asymmetrical power electronics devices for novel reluctance machines with DC-biased sinusoidal current. *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, 2019, 7: 2303–2313
- 14 Li A, Jiang D, Gao Z, et al. Three-phase four-leg drive for DC-biased sinusoidal current vernier reluctance machine. *IEEE Trans Ind Applicat*, 2019, 55: 2758–2769
- 15 Li A, Jiang D, Kong W, et al. Four-leg converter for reluctance machine with DC-biased sinusoidal winding current. *IEEE Trans Power Electron*, 2019, 34: 4569–4580
- 16 Kim J H, Sul S K. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters. *IEEE Trans Power Electron*, 2004, 19: 66–75
- 17 Li A, Jiang D, Zicheng L, et al. Five-phase series-end winding motor controller: Converter topology and modulation method. In: *Proceedings of the 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Baltimore, 2019. 629–634
- 18 Ha K, Lee C, Kim J, et al. Design and development of low-cost and high-efficiency variable-speed drive system with switched reluctance motor. *IEEE Trans Ind Applicat*, 2007, 43: 703–713

Evolution of novel motor controller with direct current excitation capability

LI An, JIANG Dong, LIU ZiCheng, YU ZiXiang, KONG WuBin & QU RongHai

School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China

The use of an inverter with fully controlled power electronic devices is the primary method of modern alternating current (AC) motor control. In recent years, a series of new reluctance motors with direct current (DC)-bias sinusoidal current have been proposed. Unlike the motor controller based on the traditional half-bridge topology inverter, the power electronic converter driving and controlling this type of reluctance motor must have stator DC excitation capability. This paper introduces the basic control principle and topology of a new motor controller with integrated DC excitation capability. Accordingly, through the introduction of four improvement schemes, an improvement roadmap of the new motor controller is shown. This paper proposes improvements in terms of power device capacity and control freedom, which can effectively reduce the cost, volume, and power loss of the new motor controller. Furthermore, through in-depth discussion, a comparison of the basic topology, and the three improved topologies proposed by the authors, it is concluded that the series-end winding topology represents a new motor controller with both the best hardware and control performance. Compared with the traditional half-bridge topology, the proposed topology can achieve nearly double the modulation ratio and speed range under the condition of only adding one bridge. This is not only suitable for special reluctance motors but also the control of various AC motors and can be further extended to multiphase systems. All of the five new motor controllers have prototypes and experimental results, the latter indicating that the series of new motor controllers based on the requirement of injecting DC into the stator winding yielded gradual improvements in performance.

motor drive, reluctance motor control, power electronic converter, topology, modulation algorithm

doi: [10.1360/SST-2020-0219](https://doi.org/10.1360/SST-2020-0219)