

电动汽车用开关磁阻电机集成功率变换器设计

孙丽华, 张琳, 孙会琴, 郭英军, 李争, 郭天亮

(河北科技大学 电气工程学院, 河北 石家庄 050000)

摘要: 电动汽车用开关磁阻电机控制系统包含电机驱动和电池充电电路, 降低了系统集成度和功率密度。以开关磁阻电机不对称半桥式功率变换器为基础, 设计了一种用于电动汽车的集成功率变换器, 增加了前端电路, 通过控制前端电路可以实现电机驱动和电池充电两种工作模式。在电机驱动模式下利用电容器的充放电功能提高了系统的能量比, 给出了电容器的容量估算方法, 对比了不同容量对系统性能的影响。在电池充电模式下利用电机绕组作为充电电感, 对原有功率器件复用, 实现了具有功率因数校正(PFC)的功能充电方式, 有效地改善了交流信号, 分析了电机绕组作为充电电感的限定条件, 实现了恒流充电和恒压充电过程, 最后通过Matlab/Simulink仿真验证了方案的有效性。

关键词: 电动汽车; 开关磁阻电机; 功率变换器; 能量比; 功率因数校正

中图分类号: TM352 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22644

Design of Switched Reluctance Motor Integrated Power Converter for Electric Vehicle

SUN Lihua, ZHANG Lin, SUN Huiqin, GUO Yingjun, LI Zheng, GUO Tianliang

(School of Electrical Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhang 050000, Hebei, China)

Abstract: The switched reluctance motor control system for electric vehicles includes motor drive and battery charging circuit, which reduces system integration and power density. Based on the asymmetric half-bridge power converter of switched reluctance motor, an integrated power converter for electric vehicle was designed. The front-end circuit was added, and two working modes of motor driving and battery charging could be realized by controlling the front-end circuit. The energy ratio of the system was improved by using the charge-discharge function of the capacitor in the motor driving mode, the capacity estimation method of the capacitor was given, and the influence of different capacities on system performance was compared. In the battery charging mode, the motor winding was used as the charging inductance, multiplexing the original power devices, the functional charging mode with power factor correction (PFC) was realized, the AC signal was effectively improved, the limiting conditions of the motor winding as the charging inductance were analyzed, the constant current charging and constant voltage charging process were realized. Finally, the effectiveness of the scheme were verified by Matlab/Simulink simulation.

Key words: electric vehicle; switched reluctance motor; power converter; energy ratio; power factor correction

开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 由于其稳定性高, 适合在恶劣环境中工作等优势成为最具潜力的车用电动机。传统电动汽车-开关磁阻电机系统有两个电能分配装置, 分别是由整流器、功率因数校正 (power factor correction, PFC) 电路组成的充电装置, 和用于电动机驱动的功率变换器。性能优越的功率变换器

具有快速励磁和退磁功能, 控制元件数量少、集成度高, 同时各相绕组相互独立, 具有良好的稳定性和容错能力的特点。

目前有很多文献研究了不同的功率变换器拓扑结构。文献[1]提出的一种在不对称半桥前端加入额外的DC-DC变换器的拓扑结构可以实现灵活充电, 但是增加的电感和电容元件降低了

基金项目: 河北省科技厅重点研发计划项目(20314501D); 河北省科技厅重点研发计划项目(19214501D)

作者简介: 孙丽华(1965—), 女, 学士, 副教授, Email: slhkd@163.com

通讯作者: 孙会琴(1973—), 女, 硕士, 教授, Email: 383355370@qq.com

功率密度,增加了电路的复杂程度。文献[2]提出的具有电池充电功能的公共开关式功率变换器拓扑提高了集成度,但由于各相共用一个开关管,各相绕组无法独立工作,容错性能差。文献[3]提出的新型变换器将电源系统和驱动系统融为一体,并且通过升压斩波电路提升了系统的性能,但Boost电路的动态响应很难满足电机在高速时的要求。文献[4]提出的用于电动汽车的被动升压式变换器提高了输出转矩和系统的效率,但额外的电容电感降低了系统的功率密度和容错能力。文献[5]提出的四电平的结构有效地解决了电流拖尾导致的负转矩,特别适合电机的高速运行,而固定的调制方法使得控制方法复杂。文献[6]提出的低成本的拓扑结构只能提高续流时的电压,但电路容错性能差,仅适合在工作环境好的场合。文献[7]提出的增加双倍功率开关管可以减小励磁电流的上升时间,虽然效果明显,但大大增加了系统的复杂程度。文献[8]提出的双电源的变换器不需要额外的硬件设备就可以实现电池的灵活充电,但双电源变换器难以运用在纯电动汽车上。文献[9]提出的低成本的变换器仅需要一个继电器就可以实现电机驱动和充电两种工作模式,却不能输出多电平以解决电流拖尾问题。文献[10]提出的用于电动汽车的拓扑结构增加了半无桥PFC电路,可以实现PFC充电功能,但增加的电气元件和开关管增加了系统的成本,并且电路没有输出多电平的能力。

本文提出了电动汽车用开关磁阻电机的集成式功率变换器(integrated power converter, IPC)。在不对称半桥式功率变换器的基础上增加前端电路,通过控制前端电路实现了电机驱动和电池充电的工作模式。在电机驱动模式下,IPC可以输出多电平,以解决电流拖尾的问题,并且利用电容器的充放电功能,提升系统的能量比、提高电能的利用率。在电池充电模式下,利用电路原有器件和电机绕组构建了整流电路和PFC电路,交流电网经过整流和功率因数校正后给电池充电,实现了在交流充电环境下的功率因数校正。将传统的电动汽车系统的充电装置和功率变换器融为了一体,提高系统的集成度。

1 传统的SRM功率变换器

1.1 不对称半桥式功率变换器

开关磁阻电机不对称半桥式功率变换器各

相绕组相互独立,具有良好的稳定性和容错能力^[11],其拓扑结构如图1所示。每相绕组有两只主开关和两只续流二极管,有三种工作状态,以A相为例说明。

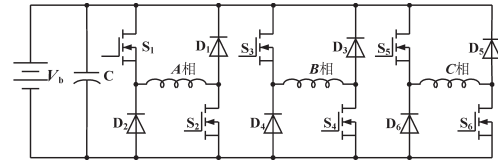


图1 传统不对称半桥式功率变换器

Fig.1 Traditional asymmetric half bridge power converter

工作状态1:励磁状态,开关管 S_1 和 S_2 导通,电流通过 S_1 和 S_2 给A相绕组励磁,绕组相电流上升。

工作状态2:零电压续流状态,开关管 S_1 截止, S_2 导通,A相绕组电流经过 S_2 和 D_1 闭合,绕组两端电压为零,由于反电势的存在,使得电流缓慢下降。

工作状态3:续流状态,开关管 S_1 和 S_2 截止,电机绕组中的磁场储能以电能的形式通过 D_1 和 D_2 迅速回馈电源,实线强迫换相,A相绕组电流快速下降。

1.2 开关磁阻电机的数学模型

忽略开关管压降,绕组 k 电压平衡方程如下式所示^[11]:

$$\pm U_k = R_k i_k + \frac{d\Psi}{dt} \quad (1)$$

式中: U_k 为绕组的相电压; R_k 为绕组的等效电阻; i_k 为绕组的相电流; Ψ 为绕组的磁链;“+”为励磁阶段;“-”为续流阶段。

电磁转矩方程如下式所示:

$$T_k = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{d\theta} \quad (2)$$

式中: L_k 为绕组电感; θ 为转子位置角。

转子运动方程如下式所示:

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = \sum_{k=1}^n T_k - T_L \quad (3)$$

式中: J 为转动惯量; ω 为转子的转速; B 为摩擦系数; n 为电机的相数; T_L 为负载转矩。

2 集成式功率变换器的设计

2.1 集成式功率变换器的拓扑结构

电动汽车正常运行时,电池的电能被IPC分配给电机的各相绕组。当电动汽车驻车充电时,IPC将电能进行整流和功率因数校正,最后给电

池充电。基于IPC的电动汽车系统能量流图如图2所示。

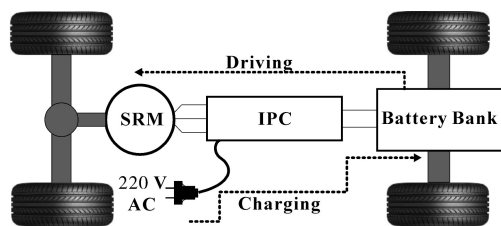
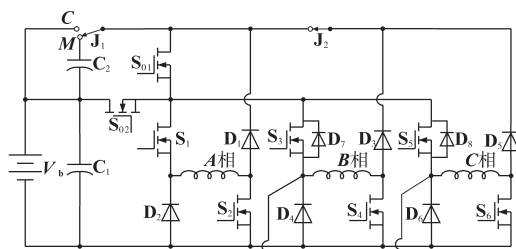


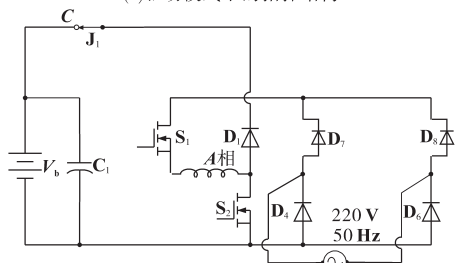
图2 基于IPC的电动汽车系统能量流图

Fig.2 Energy flow diagram of electric vehicle system based on IPC

IPC的拓扑结构如图3所示,前端电路由继电器 J_1 和 J_2 、开关管 S_{01} 和 S_{02} 及电容器 C_2 组成。电动汽车正常行驶时,IPC工作在电机驱动模式,拓扑结构如图3a所示,此时,继电器 J_1 连接到 M 点, J_2 导通,续流二极管 D_1 、 D_3 和 D_5 与电容器 C_2 相连。电动汽车驻车充电时,继电器 J_1 连接到 C 点、 J_2 断开,开关管 S_1 一直处于导通状态, S_{01} 和 S_{02} 处于截止状态,利用开关管 S_3 和 S_5 的反并联二极管 D_7 和 D_8 与续流二极管 D_4 和 D_6 组成不可控整流电路;利用 A 相绕组、开关管 S_2 和二极



(a)驱动模式下的拓扑结构



(b)充电模式下的拓扑结构

图3 IPC在不同模式下的拓扑结构

Fig.3 The topology of IPC in different modes

2.2 驱动模式分析

2.2.1 电压特性

传统的功率变换器在电机低速时有良好的性能,在高速运行时,由于反电势的影响,绕组的相电流延伸到了电感下降区^[12],由式(2)可以知道,电感对角度的微分为负时会产生制动转矩,如图4中实线所示。

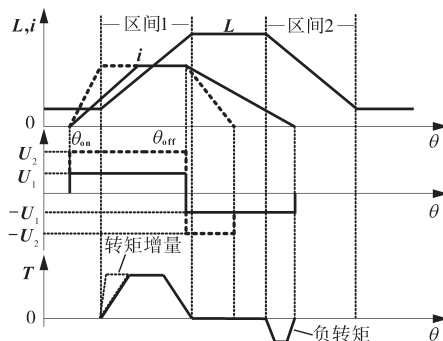


图4 不同电压下的电动机情况

Fig.4 Motor conditions at different voltages

为了解决上述会产生制动转矩的问题,对式(1)进一步分析可以得到下式:

$$\begin{aligned} U_k &= R_k i_k + \frac{\partial \Psi(i_k, \theta)}{\partial i_k} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi(i_k, \theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \\ &= R_k i_k + L(i_k, \theta) \frac{di}{dt} + \frac{\partial L(i_k, \theta)}{\partial \theta} \omega \cdot i \\ &= R_k i_k + L(i_k, \theta) \frac{di}{dt} + e(i_k, \omega) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $di/dt = [U_k - R_k i_k - e(i_k, \omega)] / L(i_k, \theta)$

由式(4)可知,电流变化率与电压幅值成正比。如果将电压的幅值从 U_1 提高到 U_2 ,励磁时,电流快速上升,从而增加了输出转矩;退磁时,电流快速下降,可以消除制动转矩,达到图4中虚线所示效果。

2.2.2 电感非线性化

为进一步准确描述电机换相的过程,将线性电感波形进行傅里叶展开,并取其平均分量和基波分量可以得到下式^[13]:

$$\begin{cases} L(\theta) = L_u + L_l [1 - \cos(N_r \theta)] \\ L_l = (L_a - L_u) / 2 \end{cases} \quad (5)$$

式中: L_u 为最小电感值; L_a 为最大电感值; N_r 为转子极数。

图5为非线性绕组电感、相电流和 M 点电位的波形。

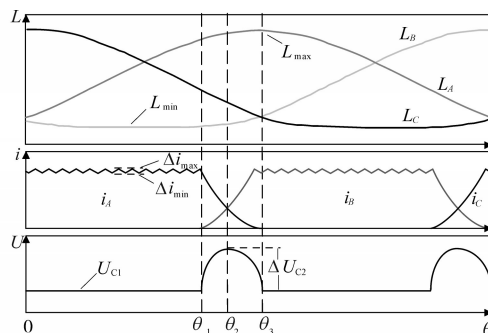


图5 绕组的电感、电流和 M 点电位的波形

Fig.5 Waveforms of inductance, current and potentials of M point

2.2.3 工作方式分析

IPC的工作过程中包括励磁方式、零电压续流方式、快速励磁方式和快速退磁方式。

在图5区间 $0 \sim \theta_1$ 内, A相绕组单独导通, 采用电流斩波控制限制电流, 当电流小于最小波动电流 $\Delta i_{\min}$ 时 S_{01} 截止, S_{02} , S_1 和 S_2 导通, 电路工作在励磁模式增大电流, 电流流向如图6a所示; 电流大于 $\Delta i_{\max}$ 时仅有 S_2 导通, 电路工作在零电压续流的方式减小电流, 电流流向如图6b所示, 此方式维持恒定的转矩。区间 $\theta_1 \sim \theta_3$ 为换相区间, 在区间 $\theta_1 \sim \theta_2$ 内, S_1 , S_2 和 S_{02} 截止, S_3 , S_4 和 S_{01} 导通, A相绕组退磁, B相绕组励磁, 此时A相绕组产生很高的感生电势, 一方面给电容 C_1 和 C_2 充电, 另一方面给B相绕组建立磁场, 电容器 C_2 抬升了M点电位, 此时A相绕组电流快速下降, 而B相绕组的电流快速上升, 进入快速励磁模式, 电流流向如图6c所示; 在区间 $\theta_2 \sim \theta_3$ 内, 虽然各开关状态不变, 但A相绕组的感生电势下降至 $U_{C1} + U_{C2}$, 电容器 C_2 开始放电, 此时由A相绕组、电容器 C_1 和 C_2 共同给B相绕组供电, M点电位开始下降, A相绕组电流快速下降, B相绕组电流快速上升, 进入快速退磁模式, 电流流向如图6d所示。转子到 θ_3 之后, 电容器放电完毕, 使开关管 S_{01} 截止, M点电位回到 U_{C1} , B相开始电流斩波控制。

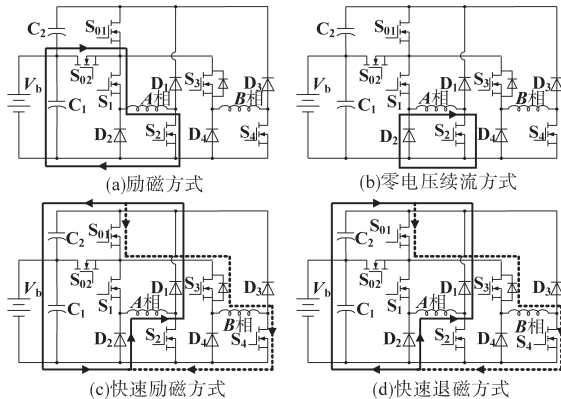


图6 驱动模式下不同的工作方式

Fig.6 Different working states in driving mode

2.3 电容器容量设计

2.3.1 系统能量比

通过对电路工作过程的分析可知, 电容 C_2 储存了一部分来自绕组反馈的电感, 并将该电能利用到下一相的励磁过程中^[14], 电机驱动系统下输入能量如下式所示:

$$\begin{cases} \pm U_k i_k = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_k i_k^2 \right) + \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k}{dt} \\ \pm U_k i_k = \omega \frac{d}{d\theta} \left(\frac{1}{2} L_k i_k^2 \right) + \frac{1}{2} \omega i_k^2 \frac{dL_k}{d\theta} \end{cases} \quad (6)$$

式中: “+”表示励磁时从电源向绕组输入的电能; “-”表示续流时绕组向电源反馈的电能。

励磁时, 单位时间内电源向电机绕组输入的电能一部分以磁能的形式储存在绕组 $(0.5 \cdot L_k \cdot i_k^2)$, 另一部分转换为机械能 $(0.5 \cdot \omega \cdot i_k^2 \cdot dL_k/d\theta)$ 。续流时, 绕组储能会反馈给电源。

由于开关磁阻电机驱动系统使用非正弦交流电, 提出“能量比”的概念代替功率因数, 反映电能利用率, 定义能量比 EM 如下式所示:

$$EM = \frac{P}{X} \quad (7)$$

式中: P 为输出的有功功率; X 为输入的总电能。

由于电容器 C_2 的储能作用, 减少了反馈回电源的电能, 提高了系统的能量比, 同时储存于电容器的电能提高了母线电压、提升了电机的转矩输出能力。

2.3.2 电容器参数估算

电容器 C_2 的容量直接影响驱动系统性能, 容量选择过大会导致电压上升速度变慢, 使得母线电压的增量变小。容量过小的电容器的耐压值往往不能满足需求。

忽略绕组的内阻, 根据图6d所示电流路径可以得到电压方程:

$$V_b + \frac{1}{C_2} \int i_k dt + V_{ci} = L_k \frac{di_k}{dt} + i_k \cdot \omega \cdot \frac{dL_k}{d\theta} \quad (8)$$

式中: i_k 为绕组相电流; V_{ci} 为电容初始电压。

假设初始电流为 I_0 , 忽略反电势项的影响, 相电流表达式可以由下式解出:

$$i_k(t) = V_{ci} \sqrt{C_2/L_k} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_k C_2}}\right) + I_0 \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_k C_2}}\right) \quad (9)$$

电容 C_2 的电压纹波值计算公式如下:

$$\Delta U_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_{t=0}^{t=T_2} i_k dt \quad (10)$$

其中

$$T_2 = \sqrt{L_k C_2} \tan^{-1} \left(\frac{I_0 \sqrt{L_k/C_2}}{V_{ci}} \right) \quad (11)$$

式中: T_2 为电容 C_2 充电时间。

将式(9)、式(11)代入式(10), 可得电容电压

的纹波值如下式所示:

$$\Delta U_{C2} = \sqrt{V_{ci}^2 + I_o^2 L_k / C_2} - V_{ci} \quad (12)$$

限定纹波值的大小,可得电容器 C_2 的估算公式如下式所示:

$$C_2 = \frac{I_o^2 L_k}{(\Delta U_{C2} + V_{ci})^2 - V_{ci}^2} \quad (13)$$

2.4 充电模式分析

当电动汽车驻车充电时,IPC 可以实现 PFC 充电功能。图7为图3b的等效电路,开关管 S_1 一直处于导通状态,当 S_2 导通时,电流通过整流电路转换为直流电,接着给A相绕组励磁。当 S_2 关断时,整流电路和A相绕组共同给电池充电。以网侧电压的相位信号为反馈,通过控制开关管 S_2 ,使A相绕组电流跟随网侧电压的相位,间接地使网侧电压和电流同相位,从而可以有效地增大功率因数。通过对 S_2 进行 PWM 控制可以实现功率因数校正功能。

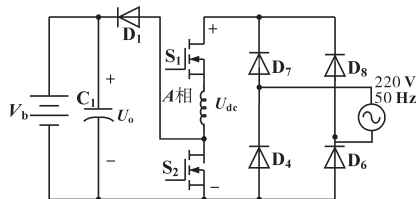


图7 充电模式下的等效电路

Fig.7 Equivalent circuit in charging mode

2.5 绕组复用的限定条件

SRM 的绕组作为 PFC 电路中的电感使用时,需要满足升压电路的使用条件,根据文献[15]可以得到下式:

$$L_{\min} = \frac{U_{dc} \cdot U_o - U_{dc}^2}{0.2 I_{LM} \cdot U_o \cdot f_s} \quad (14)$$

式中: $L_{\min}$ 为充电所需最小电感量; U_{dc} 为整流电路

输出电压; U_o 为 PFC 电路输出电压; I_{LM} 为电感电流最大值; f_s 为开关管工作频率。

当电机绕组作为存储电感使用时,该A相绕组凸极会吸引转子凸极与之对齐,使得所利用相绕组电感值 L_A 最大,限定条件可以写为 $L_A \geq L_{\min}$ 。另外,充电时流过绕组的电流有效值不能超过电机运行时的额定电流,否则会烧坏绕组。

参考文献[15]的电流有效值计算公式,可以得到充电时二极管 D_1 、开关管 S_2 和A相绕组上电流有效值 I_D 、 I_S 和 I_L 的计算公式^[3]为

$$I_D = I_{Da} \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{16}{3\pi} \frac{V_b}{U_M}} \quad (15)$$

$$I_S = I_{ac} \sqrt{1 + \frac{8}{3\pi} \frac{U_M}{V_b}} \quad (16)$$

$$I_L = \sqrt{I_S^2 + I_D^2} \quad (17)$$

式中: V_b 为电池电压; U_M 为交流电压峰值; I_{Da} 为通过二极管电流的平均值; I_{ac} 为输入的电流的有效值。

3 系统的仿真与分析

3.1 仿真系统组成

IPC 的控制系统如图8所示,驱动模式的控制采用电流和转速的双闭环结构,转速的误差信号 $\delta\omega$ 经过 PI 控制器得到参考电流 i^* ,与电流反馈信号相减后得到电流误差信号 δi ,经过滞环控制器得到所需占空比,根据开关角生成驱动信号 $S_1 \sim S_6$ 。另外,为了防止电容器 C_2 被反向充电,需要在电压降低到阈值以下时使 S_{01} 截止,在右侧的虚线框中给出了开关管 S_{01} 的开关逻辑。

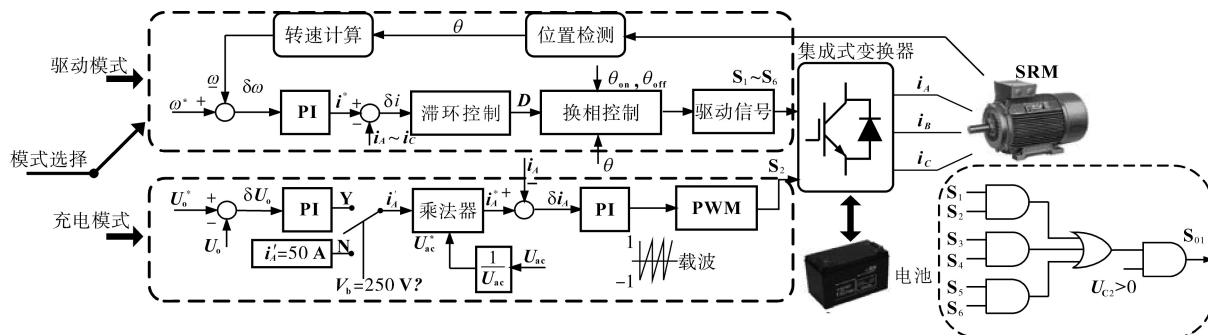


图8 IPC的控制系统框图

Fig.8 IPC control system block diagram

电动汽车充电分为两个阶段,第一阶段进行 30 A 恒流充电,PFC 电路输出电压会逐渐上升,当电压达到 250 V 时进行第二阶段的充电,即恒

压充电。将升压电路输出电压与给定电压的差作为比例积分控制器的输入,其输出的 i_A^* 与交流电压相乘,获得与交流电压同相位的绕组参考

电流 i_a^* , 经过比例积分控制生成调制信号, 与载波比较后生成对 S_2 的 PWM 信号。载波为双极性的锯齿波, 改变锯齿波的周期可以改变 PWM 的频率。

3.2 仿真系统参数

SRM 在额定电压下运行, 并搭载额定负载 (运行电流为额定电流), 仿真系统中参数如下: 电机定转子极数 12/8, 绕组电阻 0.05Ω , 最大电感值 2.2 mH , 最小电感值 0.67 mH , 额定功率 30 kW , 额定电压 250 V , 额定电流 100 A 。

仿真系统充电模式主要计算参数: 1) 电池恒流充电时, 绕组上的平均电流接近 50 A , PFC 输出的平均电流为 30 A , 即 $I_{\text{oa}}=30 \text{ A}$; 2) 电池标称电压为 200 V , 满负荷电压为 250 V , 恒压充电时的给定电压 250 V , 即 $U_o=250 \text{ V}$; 3) 充电电压 U_{ac} 为 $220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$, 峰值电压 311 V , 交流侧电流有效值 I_{ac} 为 45.45 A ; 4) PFC 电路工作在 CCM 模式, 并且开关管的工作频率 $f_s=20 \text{ kHz}$; 5) 电容器 C_2 估算容量约为 $75 \mu\text{F}$ 左右; 6) 充电时二极管 D_1 的电流方均根值 I_D 为 71 A , 开关管 S_2 的电流方均根值 I_s 为 34 A , 电感上经过电流的方均根值 I_L 为 79 A , 低于电机的额定电流。电感电流最大值为 111 A ; 7) 充电所需最小电感量 L_{min} 为 0.093 mH , 对齐位置的电感量远远大于所需的电感最小量, 满足绕组复用的限定条件。

基于上述计算参数, 选取耐压 300 V , 额定电流 110 A , 最大开关频率 25 kHz , MOSFET 型号 HM3307, 反向耐压 250 V , 正向电流 80 A , 肖特基二极管型号 MBR60100PT。

3.3 驱动模式下仿真结果分析

3.3.1 电容器容量与能量比

仿真测试了估算值 C_2 为 $75 \mu\text{F}$ 左右不同容量对系统的影响。

表 1 给出了负载为 $100 \text{ N}\cdot\text{m}$, 给定转速为 5000 r/min 情况下, 电容器容量对母线电压、可达到的最高转速和最高能量比的影响 (容量 0 代表不对称半桥式功率变换器)。 C_2 容量为 $10 \mu\text{F}$ 时, 母线的峰值电压接近 600 V , 而一般电解电容的耐压值小于 500 V 。容量为 $50 \mu\text{F}$ 时, 最高转速约达到 4800 r/min , 母线电压最高达到 488 V 。 C_2 容量为 $75 \mu\text{F}$ 时, 母线电压提升不大, 转速的提升不明显。 IPC 与不对称半桥功率变换器相比, 有效地提升了能量比。综合分析后, C_2 的容量选取 $50 \mu\text{F}$ 。

表 1 C_2 不同容量对系统性能的影响

电容器容量/ μF	母线电压峰值/ V	最高转速/ $(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	最高能量比/%
10	588	4 820	88.7
50	488	4 800	88.3
75	345	4 630	87.1
0	280	4 500	81.7

3.3.2 驱动模式下仿真结果

图 9 给出了 C_2 为 $50 \mu\text{F}$ 时电机的 A 相电压、三相电流和合成转矩的波形图, 可以看到每段高电压的作用时, 对应相电流变化速度增快。而在一个周期内, 高电压作用时间小于该周期的 10%, 所以器件的电压应力并不高。

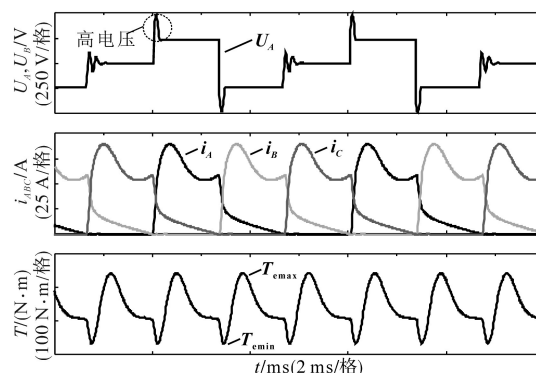


图 9 电机 A 相电压、三相电流和合成转矩的波形

Fig.9 waveforms of A phase voltage, three phase current and resultant torque of motor

3.4 充电模式下仿真结果分析

3.4.1 电感电流仿真结果

恒压充电时, 如果在电压信号误差的绝对值为 0.1 时, 给定的电感电流平均值为 50 A , 则可以得到比例系数 P 的估计值为 500 , 通过工程试凑法, 比例系数最终整定值为 524 。当开关频率为 20 kHz , 比例系数 P 为 524 时, 图 10 为充电时电感上电流波形, 图 11 上下 2 子图分别给出了经过 PFC 处理前后的电网侧电压、电流波形, 交流侧电流的总谐波失真 (THD) 约为 11% , 功率因数为 0.96 。处理前功率因数低, 形成损耗。处理后有效地实现功率因数校正的功能。

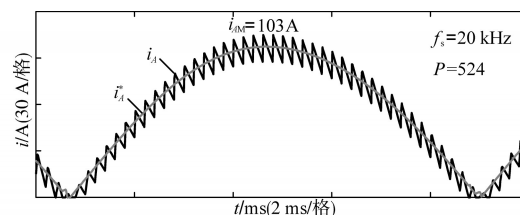


图 10 开关频率为 20 kHz 时的给定和实际的电感电流波形

Fig.10 Given and actual inductance current waveforms at 20 kHz

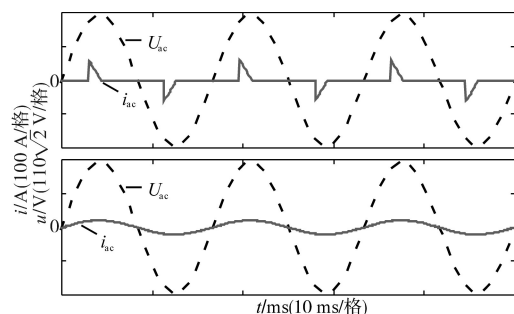


图11 PFC处理前后交流侧电压和电流波形的对比图

Fig.11 Comparison of voltage and current waveforms at AC side without PFC and with PFC

3.4.2 电池充电仿真结果

图12为电池的荷电状态、PFC电路的输出电压和充电电流的波形图,在阶段1时,充电电流的平均值维持在30 A左右,PFC电路的输出电压逐渐升高,当电压高于预设值时进入阶段2充电,此时输出电压恒定在250 V左右,电流逐渐降低,当电流为零时表示电池已经充满。

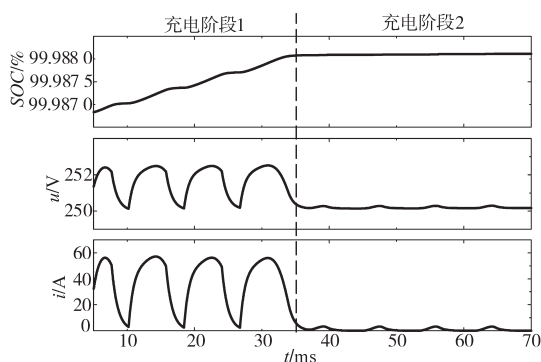


图12 充电阶段转换时电池荷电状态、PFC电路输出电压和充电电流的波形图

Fig.12 Waveforms of battery state of charge, PFC circuit output voltage and charging current during charging stage transition

4 结论

本文提出了一种新型的集成功率变换器(IPC),同时具有电机驱动和充电两种模式。给出驱动模式下的不同工作方式,分析了电容容量对母线电压、转速和最高能量比的影响;研究了充电模式中绕组复用的限定条件,实现了具有功率因数校正的充电的功能,有效地提高了系统的功率因数。最后测试了电池的充电响应,结果表明该变换器可以实现先恒流再恒压的充电方式。仿真结果说明IPC在电机驱动和充电时均提高了电源的利用率。

参考文献

- [1] Chang H C, Liaw C M. On the front-end converter and its control for a battery powered switched reluctance motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 2143-2156, 4.
- [2] Jaehyuck K, Krishnan R. Switched reluctance motor drive for low-cost high-volume applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(4): 1241-1248.
- [3] Chang H C, Liaw C M. Development of a compact switched-reluctance motor drive for EV propulsion with voltage-boosting and PFC charging capabilities[J]. IEEE Transactions On Vehicular Technology, 2019, 58(7): 3198-3215.
- [4] Chang H C, Liaw C M. An integrated driving/charging switched reluctance motor drive using three phase power module[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1763-1775.
- [5] Hu K W, Yi P H, Liaw C M. An EV SRM drive powered by battery with V2G and V2H capabilities[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8): 4714-4727.
- [6] 蔡燕, 刘亚亮, 范少雄, 等. 基于双处理器架构的开关磁阻电机远程控制系统[J]. 电工技术学报, 2015, 30(S2): 56-63.
Cai Yan, Liu Yaliang, Fan Shaoxiong, et al. Switched reluctance motor remote control system based on dual processor architecture[J]. Acta Electrotechnica, 2015, 30(S2): 56-63.
- [7] 甘醇. 开关磁阻电机高性能功率变换器设计及振动抑制研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016.
Gan Chun. Design and vibration suppression of high performance power converters for switched reluctance motors[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2016.
- [8] 肖丽, 董昊宇, 高峰, 等. 新能源汽车用新型开关磁阻电机驱动系统[J]. 电气传动, 2018, 48(7): 3-8.
Xiao Li, Dong Haoyu, Gao Feng, et al. Novel switched reluctance motor drive system for new energy vehicles[J]. Electrical Drive, 2018, 48(7): 3-8.
- [9] 宁德胜, 袁克湘, 胡维超. 电动汽车用开关磁阻电机五电平功率变换器[J]. 汽车工程师, 2018(6): 50-54.
Ning Desheng, Yuan Kexiang, Hu Weichao. Switched reluctance motor five level power converter for electric vehicles[J]. Automotive Engineer, 2018(6): 50-54.
- [10] 徐少辉. 电动汽车开关磁阻电机驱动系统研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2018.
Xu Shaohui. Research on switched reluctance motor drive system for electric vehicles[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2018.
- [11] 李姗姗, 李爱民, 王青, 等. 基于特殊位置检测的开关磁阻电机无位置传感器控制策略[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 12-18.
Li Shanshan, Li Aimin, Wang Qing, et al. Sensorless control strategy for switched reluctance motor based on special position

(下转第31页)

- 50.
- Wang Lei, Chang Xiqiang, Aibibule Saitaer, *et al.* Research on mathematical model of basic network components and electromagnetic transient analysis[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2020, 57(16):44-50.
- [3] 张欣,黄永章.大规模风电接入对系统功角稳定性影响的研究[J/OL]. 电测与仪表:[2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.th.20191116.1441.004.html>.
- Zhang Xin, Huang Yongzhang. Research on the effect of large-scale wind power integration on the power angle stability[J/OL]. *Electrical Measurement & Instrumentation*: [2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.th.20191116.1441.004.html>.
- [4] Shuai Z, Peng Y, Liu X, *et al.* Dynamic equivalent modeling for multi-microgrid based on structure preservation method[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2018, 10(4):3929-3942.
- [5] Francés A, Asensi R, García Ó, *et al.* Modeling electronic power converters in smart DC microgrids—an overview[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2018, 9(6):6274-6287.
- [6] Cespedes M, Sun J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(3):1254-1261.
- [7] Rygg A, Molinas M, Zhang C, *et al.* A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the dq-domain impedance definition for the stability analysis of AC power electronics systems[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016, 4(4):1383-1396.
- [8] Papadopoulos P N, Papadopoulos T A, Crolla P, *et al.* Measurement-based analysis of the dynamic performance of microgrids using system identification techniques[J]. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2015, 9(1):90-103.
- [9] Sen S, Kumar V. Microgrid modeling: a comprehensive survey [J]. *Annual reviews in control*, 2018, 46:216-250.
- [10] Milanovic J V, Zali S M. Validation of equivalent dynamic model of active distribution network cell[J]. *IEEE Transactions on Power System*, 2013, 28(3):2101-2110.
- [11] Papadopoulos P N, Papadopoulos T A, Crolla P, *et al.* Black-box dynamic equivalent model for microgrids using measurement data[J]. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2014, 8(5):851-861.
- [12] 王胜,冯兴明,周宇,等.基于BP神经网络预测的微网系统dq轴谐波阻抗的主动测量策略[J/OL]. 电测与仪表:[2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20200901.1106.002.html>.
- Wang Sheng, Feng Xingming, Zhou Yu, *et al.* An active measurement strategy of dq-axis harmonic impedance in microgrid system based on BP neural network prediction[J/OL]. *Electrical Measurement & Instrumentation*: [2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20200901.1106.002.html>.
- [13] 余登武,刘敏.基于深度循环卷积模型的非侵入式负荷分解方法[J/OL]. 电测与仪表:[2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.0200604.1036.004.html>.
- Yu Dengwu, Liu Min. A non-invasive load decomposition method based on deep circular convolution model[J/OL]. *Electrical Measurement & Instrumentation*: [2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.0200604.1036.004.html>.
- [14] 郑贵林,谢耀.基于小波和长短期记忆混合神经网络的电力用户异常用电模式检测[J/OL]. 电测与仪表:[2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20200526.1638.014.html>.
- Zheng Guilin, Xie Yao. Anomaly detection for power consumption patterns based on wavelet and LSTM hybrid neural network [J/OL]. *Electrical Measurement & Instrumentation*: [2020-09-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20200526.1638.014.html>.

收稿日期:2020-10-31

修改稿日期:2020-12-25

(上接第25页)

- detection[J]. *Motor and Control Applications*, 2018, 45(12):12-18.
- [12] 费晨,颜建虎,汪盼,等.基于遗传算法和转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12):6-11, 18.
- Fei Chen, Yan Jianhu, Wang Pan, *et al.* Torque ripple suppression of switched reluctance motor based on genetic algorithm and torque distribution function[J]. *Motor and Control Applications*, 2018, 45(12):6-11, 18.
- [13] 米林,周鹏,谭伟.基于自适应模糊滑模的开关磁阻电机控制[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2018, 32(12):162-169.
- Mi Lin, Zhou Peng, Tan Wei. Switched reluctance motor control based on adaptive fuzzy sliding mode[J]. *Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science)*, 2018, 32(12):162-169.
- [14] Metrology. Researchers from maulana azad national institute of technology discuss findings in metrology (measurement and optimization of performance parameters of linear switched reluctance motor using finite element method) [J]. *Science Letter*, 2019, 18(3):181-199.
- [15] Erickson RW, Maksimovic D. *Fundamentals of power electronics* [M]. 2nd ed. Norwell, MA: Kluwer, 2001.

收稿日期:2020-11-06

修改稿日期:2021-01-01