

采用全局交叉耦合法计算永磁电机 dq 轴电感及特性

王 禹, 冯江华, 李伟业, 冯守智, 史俊旭, 陈致初

(中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 永磁电机 dq 轴电感计算的准确性决定了电机特性计算的准确性。为了研究电感精确计算方法, 提出一种预测 dq 轴磁链、端电压及电磁转矩的方法, 以某电动汽车电机为研究对象, 利用电机有限元模型并考虑交叉耦合效应计算出不同 i_d , i_q 下的 dq 轴电感, 进而计算电机关键特性, 依此可较容易地确定电机的电磁性能。利用该方法计算的电机 dq 轴电感与采用冻结磁导率方法的计算结果基本一致, 所计算出电机的转矩-转速特性、效率 Map 图等关键数据也与实测结果基本吻合, 证明了该计算方法的有效性。

关键词: dq 轴电感; 交叉耦合; 磁饱和; 冻结磁导率; 永磁电机

中图分类号: TM351; U266.29

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2018)03-0022-05

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2018.03.005

Calculation of D -axis and Q -axis Inductances and Characteristics of PM Motor by Global Cross-coupling Method

WANG Yu, FENG Jianghua, LI Weiye, FENG Shouzhi, SHI Junxu, CHEN Zhichu

(CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Calculation accuracy of the PM motor's characteristics depends on the accuracy of the calculation for d -axis and q -axis inductances. In order to research the exact calculation method, a 2D FEM model was built based on an electric vehicle motor. L_d and L_q was calculated based on the d -axis and q -axis flux linkage model, taking global cross-coupling effect into account. L_d and L_q were calculated again by the method of the frozen permeability and the results were in accordance with the ones by cross-coupling method; moreover, the calculated results of key parameters such as the character of torque and speed, efficiency map, etc are nearly identical with the practical test results, which verified the validity of the calculation method.

Keywords: d -axis and q -axis inductance; cross-coupling; saturation; frozen permeability; permanent magnetic motor

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有高转矩密度的特点, 被广泛应用于航天、电动汽车及轨道交通等领域。通过强制水冷等措施可使其获得较高的电磁负荷, 然而由于 dq 轴交叉耦合及磁饱和效应的存在, 电枢反应会对 PMSM 的 dq 轴电感及电磁转矩等性能产生较大影响。文献[1-4]分析了 PMSM 磁饱和及交叉耦合效应, 文献[5-6]建立了考虑交叉饱和效应的等效电路。

同步磁阻电机定子绕组励磁产生磁链, 交叉耦合效

应影响明显, 因此文献[7-10]研究了考虑磁饱和情况下的 dq 轴电感及转矩的计算。在永磁无刷同步电机中, 定子磁链通过永磁体和电枢反应 2 个源头产生。为了解交叉耦合对电机性能的影响程度, 确定特殊负载工况下非线性磁导率分布后, 可以通过线性求解方式计算 dq 轴电感, 虽然利用 Jmag 等软件包可以直接计算, 但是这种方法便利性差。为此, 本文提出一种预测 dq 轴磁链、端电压及电磁转矩的方法, 可较容易地确定 PMSM 的电磁性能。

1 L_d 和 L_q 的计算模型

PMSM 的电磁转矩特性可以通过式(1)^[11-12]计算

收稿日期: 2017-07-17

作者简介: 王禹(1987-), 男, 博士, 工程师, 主要从事电机设计工作。

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFB1200900)

得到，而最大转矩输出能力由其相电压和相电流决定。由于三相对称，只是相位角相差 120° ，因此本文以 A 相为例进行计算。

$$T = \frac{3}{2} p [\psi_d I_q - \psi_q I_d] = \frac{3}{2} p [\psi_{PM} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (1)$$

$$U_a = \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \leq U_{\max} \quad (2)$$

$$I_a = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{\max} \quad (3)$$

$$U_d = -\omega L_d I_q + R I_d \quad (4)$$

$$U_q = \omega (\psi_{PM} + L_d I_d) + R I_q \quad (5)$$

式中： T ——电机电磁转矩； p ——极对数； ψ_d ， ψ_q —— d 轴， q 轴磁链； ψ_{PM} ——永磁磁链； I_d ， I_q —— d ， q 轴电流； L_d ， L_q —— d ， q 轴电感； $U_{\max}$ ——最大相电压； $I_{\max}$ ——最大相电流； U_a ——A 相电压； I_a ——A 相电流； U_d —— d 轴电压； U_q —— q 轴电压； ω ——电角速度； R ——相电阻。

最大相电流受电源电流限制。对于脉宽调制控制器，最大相电压 $U_{\max}$ 可以通过 DC 母线电压确定：

$$U_{\max} = \frac{2}{\pi} U_{dc} \quad (6)$$

1.1 局部耦合算法

局部耦合算法是一种传统的计算方法，通过计算 PMSM 的 dq 轴磁链、永磁体磁链，进而获得 dq 轴电感。式 (7) 为局部耦合算法 L_d ， L_q 计算公式，其虽提及了 I_q 对 ψ_{PM} 的影响，但计算 L_d 时仍然使用 $\psi_{PM}(0)$ 且未考虑 dq 轴之间的交叉耦合影响，因此计算结果只能反映 I_d 对 L_d 以及 I_q 对 L_q 的影响。

$$\left. \begin{aligned} \psi_{PM}(I_q) &= \psi_d(I_d=0, I_q) \\ L_d(I_d) &= \frac{\psi_d(I_d) - \psi_{PM}(0)}{I_d} \\ L_q(I_q) &= \frac{\psi_q(I_q)}{I_q} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

I_d 的变化会引起磁路饱和程度的变化， ψ_d 则随之而改变。可以通过有限元方法针对不同 I_d 下的 ψ_d 进行定量计算。首先通过有限元程序扫描所允许的 dq 轴电流，再利用电压方程计算出端电压并将其限制在允许的范围内，最后通过式 (1) 计算出电机的电磁转矩。

1.2 全局交叉耦合算法

全局交叉耦合计算方法首先建立电机有限元模型，

通过扫描不同 i_d ， i_q 下的三相磁链，将三相磁链进行 dq 变换，获得不同 i_d ， i_q 下的 dq 轴磁链，最后通过考虑交叉耦合效应的电感计算公式计算不同 i_d ， i_q 下的 dq 轴电感，进而计算电机关键特性。PMSM 电磁转矩包括永磁转矩和磁阻转矩，其计算如式 (8) 所示。其中，用 $\psi_d(I_d=0, I_q)$ 表示永磁磁链 ψ_{PM} ，考虑了实际运行时 I_q 对 ψ_{PM} 的影响。

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} p [\psi_d(I_d, I_q) I_q - \psi_q(I_d, I_q) I_d] = \\ &= \frac{3}{2} p \left[\psi_d(I_d=0, I_q) I_q + \frac{\psi_d(I_d, I_q) - \psi_d(I_d=0, I_q)}{I_d} I_d I_q - \frac{\psi_q(I_d, I_q)}{I_q} I_d I_q \right] = \\ &= \frac{3}{2} p [\psi_{PM}(I_q) I_q + (L_d(I_d, I_q) - L_q(I_d, I_q)) I_d I_q] \end{aligned} \quad (8)$$

式中： $\psi_d(I_d, I_q)$ ， $\psi_q(I_d, I_q)$ ——不同 I_d ， I_q 下的 d ， q 轴磁链。

dq 轴电感可利用式 (9) 计算得到^[7]：

$$\left. \begin{aligned} \psi_{PM}(I_q) &= \psi_d(I_d=0, I_q) \\ L_d(I_d, I_q) &= \frac{\psi_d(I_d, I_q) - \psi_{PM}(I_d=0, I_q)}{I_d} \\ L_q(I_d, I_q) &= \frac{\psi_q(I_d, I_q)}{I_q} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

全局交叉耦合法与局部耦合法相似， $\psi_{PM}(I_q)$ 可通过有限元法计算求得，但需要注意 I_q 对 ψ_{PM} 受的影响。不同 I_d ， I_q 工况下电机相电压的计算如式 (10) 所示，通过该式约束电机所需的输入电压。

$$\begin{aligned} U_a &= \sqrt{(\omega L_q(I_d, I_q) I_q - R I_d)^2 + (\omega \psi_{PM}(I_q) + \omega L_d(I_d, I_q) I_d + R I_q)^2} = \\ &= \sqrt{(\omega \psi_q(I_d, I_q) I_q - R I_d)^2 + (\omega \psi_d(I_d, I_q) + R I_q)^2} \end{aligned} \quad (10)$$

2 计算实例

本文以某电动汽车电机为例进行计算。该电机为 V 型内置式永磁电机，其永磁体材料特性如表 1 所示。

表 1 永磁体材料 N35SH 特性
Tab. 1 Properties of N35SH magnet material

剩磁 / T @20℃	剩磁温度系数 / (%/℃)	矫顽力 / (kA/m) @20℃	矫顽力温度系 数 / (%/℃)
1.24	-0.11	939	-0.58

本文采用 Maxwell 建立 2D 模型并忽略了端部效应的影响。由于几何模型对称,为提高仿真速度,只建立了 1/8 周期模型。图 1 示出电机初始时刻(0 时刻)的磁密云图,此时转子 d 轴正对电机绕组 A 相轴线。

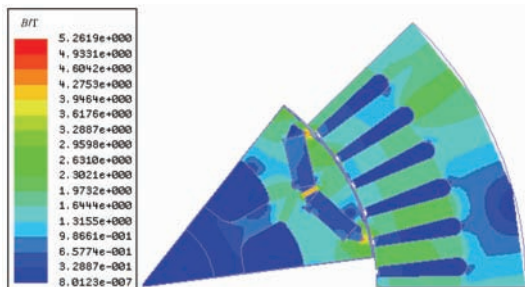


图 1 电机磁密分布

Fig. 1 Flux density of the PMSM

2.1 L_d 和 L_q

为了计算 L_d , L_q , 首先需要计算不同 I_d , I_q 下的 Ψ_d , Ψ_q 。通过 Park 反变换, 将 I_d , I_q 换算成 I_a , I_b , I_c , 并以此作为激励源输入电机模型:

$$\begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi) & -\sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (11)$$

为了确定模型的正确性, 首先利用有限元模型计算出 A 相磁链最大值, 结果如图 2 所示。可以看出, 随着 I_d 的增加, A 相磁链最大值在不断减小, 表明 I_d 起到了退磁的作用, 说明该模型可以反应电机的实际磁链情况。

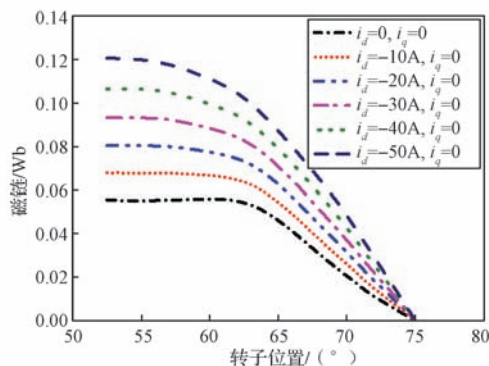


图 2 不同 I_d 下的 A 相磁链

Fig. 2 Variation of the phase-A flux-linkage with different I_d

接着令 $I_d=0$, $I_q=i_q$, 利用有限元模型计算出不同 I_d 下的三相磁链 Ψ_a , Ψ_b 和 Ψ_c ; 通过式 (12) 将三相磁链变换成 dq 轴磁链, 此时 d 轴磁链近似等于永磁磁链, 实现了永磁磁链从 d 轴磁链的分离。

$$\begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{pmatrix} \quad (12)$$

最后令 $I_d=i_d$, $I_q=i_q$, 再利用有限元模型计算出不同 I_d , I_q 下的三相磁链, 通过式 (12) 转换成 dq 轴磁链, 并通过式 (9) 计算出 L_d 和 L_q 。图 3, 图 4 分别示出 L_d 和 L_q 随 dq 轴电流变化而变化的平面图。可以看到, I_q 的增加将会导致 L_d 和 L_q 的减小; 而 $-I_d$ 的增加会导致 d 轴磁通路径局部饱和, 从而减小 L_d 和 L_q 。

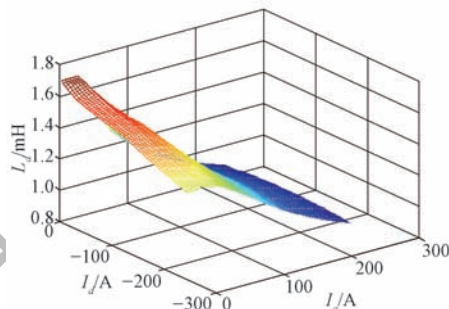


图 3 不同 I_d , I_q 下的 L_d 分布
Fig. 3 Variation of L_d with I_d and I_q

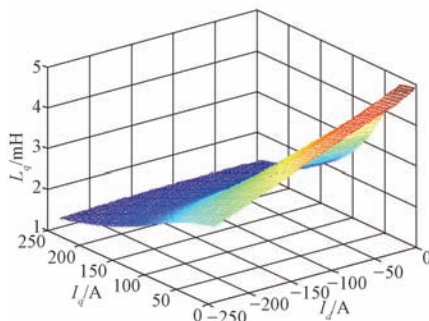


图 4 不同 I_d , I_q 下的 L_q 分布
Fig. 4 Variation of L_q with I_d and I_q

2.2 电磁转矩

已知不同 I_d 和 I_q 工况下的 L_d 和 L_q 时, 利用式 (8) 计算出不同转速下的 PMSM 电磁转矩, 包括永磁转矩和磁阻转矩, 进而获得转矩 - 转速曲线。图 5 为转速 - 转矩特性曲线, 图 6 为永磁转矩 - 转速特性曲线, 图 7 为磁阻转矩 - 转速特性曲线。

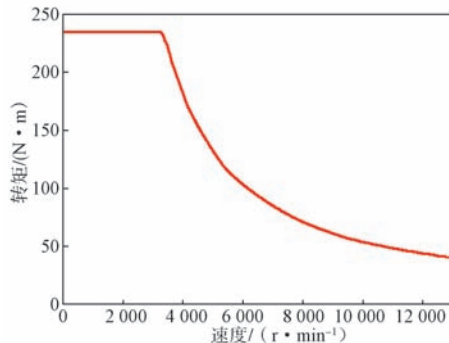


图 5 转速 - 转矩特性曲线

Fig. 5 Torque-speed characteristics

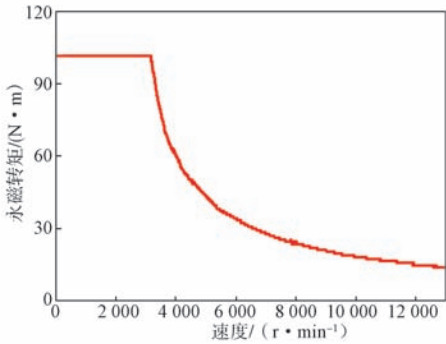


图6 永磁转矩-转速特性曲线

Fig. 6 Characteristics of torque-speed for PM component

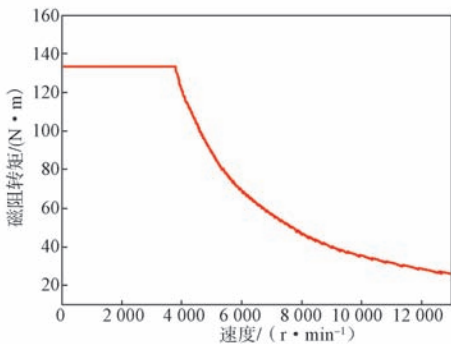


图7 磁阻转矩-转速特性曲线

Fig.7 Characteristics of reluctance component torque-speed

3 损耗和效率 Map 的计算

PMSM 的损耗主要包括定子铜耗 (p_{cu})、定子铁耗、转子铁耗、永磁体涡流损耗及机械损耗。式 (13) 和式 (14) 分别示出 PMSM 定子铜耗及电机效率的计算公式。

$$p_{cu} = 3 \times I_{rms} \times R_{ph} \quad (13)$$

$$\eta = \frac{p_{em} - p_{pm\ loss} - p_{iron\ loss} - p_{mec}}{p_{em} + p_{copper\ loss}} \quad (14)$$

式中: I_{rms} ——相电流; R_{ph} ——相电阻; p_{em} ——电磁功率;

$p_{pm\ loss}$ ——永磁体涡流损耗; $p_{iron\ loss}$ ——铁耗; $p_{copper\ loss}$ ——定子铜耗; p_{mec} ——机械损耗。

对于该电机, 其机械损耗可由式 (15) 计算:

$$p_{mec} = 0.275f + 0.00103f^2 \quad (15)$$

式中: f ——供电频率。

在正弦波供电情况下, 电机铁耗由式 (16) 计算, 主要受到频率及磁密的影响。

$$p_{iron\ loss} = K_h f B_m^2 + K_c f B_m^2 + K_e f^{1.5} B_m^{1.5} \quad (16)$$

式中: B_m ——交流磁密幅值; K_h ——铁耗磁滞损耗系数; K_c ——铁耗涡流损耗系数; K_e ——铁耗附加损耗系数。

本文利用有限元法计算电机铁心中的磁滞损耗及铁心中的涡流损耗。图 8 和图 9 分别示出不同 I_d , I_q 下该电机磁滞损耗和涡流损耗平面图。

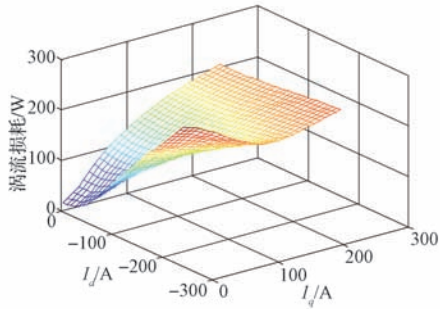


图8 不同 I_d , I_q 下涡流损耗

Fig. 8 Eddy-current core loss with different I_d and I_q

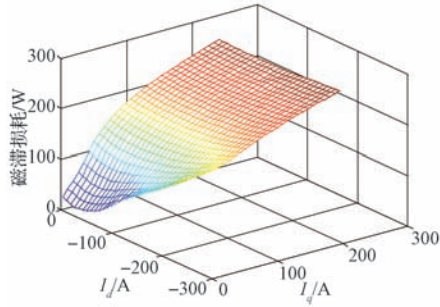


图9 不同 I_d , I_q 下磁滞损耗

Fig. 9 Hysteresis core loss with different I_d and I_q

利用有限元方法计算电机永磁体涡流损耗。在确定定子和转子铁耗、永磁体涡流损耗及电机机械损耗的情况下通过式 (14) 计算电机的效率, 本文采用最大效率控制策略, 如图 10 示出该电机的计算效率 Map 图, 图 11 为其实测效率 Map 图。对比效率 Map 图包络线以内的运行计算点 (图 10) 和实测点 (图 11), 发现计算结果与实测结果基本吻合。

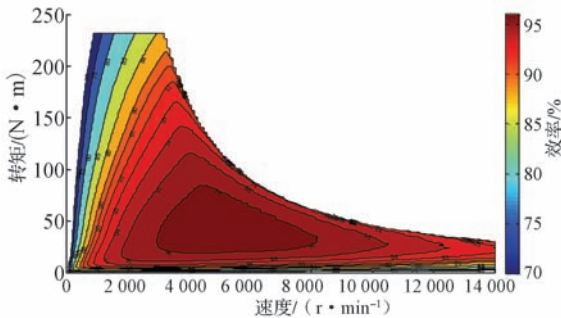


图10 计算效率 Map 图

Fig. 10 Efficiency map of calculation

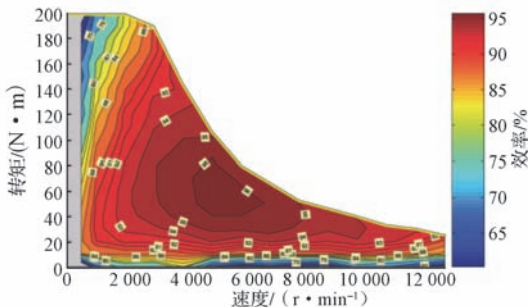


图11 实测效率 Map 图

Fig. 11 Motor efficiency map

4 冻结磁导率法计算 L_d 和 L_q

冻结磁导率法是计算电机电磁性能的经典算法，其最大程度地模拟了电机实际运行工况，计算比较准确，但是计算过程比较繁琐，不利于快速计算电机特性；而交叉耦合法均衡考虑了计算效率及计算准确性。为了从另一个角度验证全局交叉耦合 dq 轴电感计算法的准确性，利用 Jmag 软件建立了该电机 2D 模型，通过冻结磁导率法计算 dq 轴电感。

利用有限元法计算了电机在负载情况下的电磁特性， I_{max} =236 A， ω =3 000 r/min，电流角 =50 °，磁通及相对磁导率分布如图 12 所示。

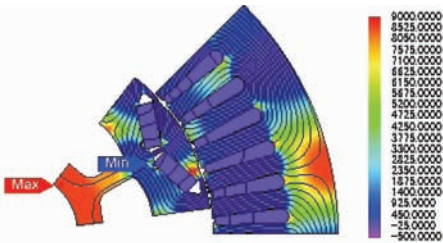


图 12 负载条件下磁力线及相对磁导率分布
Fig. 12 Flux line and relative permeability under load condition

储存该工况下电机的磁导率分布状况并将其施加于电机模型，同时将永磁体设置为空气，相当于将式 (13) 中的 $\Psi_{PM}(I_d=0, I_q)$ 置 0，计算此时的电机负载电磁特性 (图 13)，进而得到该工况下的三相磁链 (图 14)；通过式 (12) 进行 dq 变换，得到该工况下的 dq 轴磁链。通过冻结磁导率方法得到 dq 轴磁链，其既考虑了实际工况下的磁导率分布，又去除了永磁磁链对 dq 轴磁链的影响，因此 dq 轴电感计算结果更加准确。



图 13 冻结磁导率条件下的磁力线及相对磁导率分布
Fig. 13 Flux line and relative permeability under frozen permeability

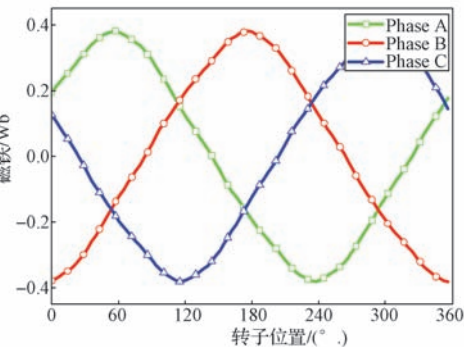


图 14 冻结磁导率情况下的三相磁链
Fig. 14 Three phases flux linkage under frozen permeability condition

表 2 示出 I_d =176 A， I_q =151 A，转速 =3 000 r/min 工况下，交叉耦合磁链法及冻结磁导率法计算所得的 dq 轴电感值，可以看出二种方法计算的结果基本一致。

表 2 交叉耦合算法与冻结磁导率算法 dq 轴电感计算结果对比

Tab. 2 Result comparison of L_d and L_q calculated by global cross-conpling method and frozen permeability method

	全局交叉耦合	冻结磁导率
L_d /mH	1.11	1.18
L_q /mH	1.98	1.92

5 结语

本文提出了一种预测 dq 轴磁链、端电压及电磁转矩的方法，其利用全局交叉耦合法计算 PMSM 的 dq 轴电感。文章以某电动汽车电机为研究对象，将利用全局交叉耦合法计算的 dq 轴电感计算结果和冻结磁导率法的计算结果进行比较，结果显示二者基本一致；通过电机电压、转矩计算模型对电机的转矩 - 转速特性、效率 Map 图进行了计算，发现全局交叉耦合计算的电机效率 Map 图与测量得到的效率 Map 图基本吻合。

该计算方法可以相对准确地计算出不同 I_d, I_q 下的 dq 轴电感，进而可以提高电机转矩 - 转速特性计算的准确性，且该种方法是基于磁链进行计算，通用性较强。其不足之处在于需要通过有限元模型来扫描不同 I_d, I_q 下的三相磁链，计算量稍大，但随着有限元计算方法的不断优化，计算速度将大幅度提升，其劣势将不再明显。

参考文献:

[1] EL-SERAFI A M, WU J. Determination of the parameters representing the cross-magnetizing effect in saturated synchronous machines [J] . IEEE Trans. Energy Convers., 1993,8(3): 333-340.

[2] VAS P, HALLENIUS K E, BROWN J E. Cross-saturation in smooth air-gap electric machines [J] .IEEE Trans. Energy Convers, 1986,1(1): 103-109.

[3] SALEHIFAR M, ARASHLOO R S, MORENO-EQUILAZ J M. Fault Detection and Fault Tolerant Operation of a Five Phase PM Motor Drive Using Adaptive Model Identification Approach [J] . IEEE Trans. Power Electronics, 2014, 2(2):212-223.

[4] EL-SERAFI A M, ABDALLAH A S, EL-SHERBINY M K, et al. Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines [J] .IEEE Trans. Energy Convers., 1988, 3(4): 815-823.

[5] SODA N, ENOKIZONO M. Stator Shape Design Method for Improving Power Density in PM Motor [J] . IEEE Trans. on Magnetics, 2017, 53(11):1-4.

[6] CHUI M T, CHIANG J A, GAING Z L, et al. Design of a novel consequent-pole interior PM motor for applying to refrigerant compressor [C] //19th International Conference on Electrical Machines & Systems, 2016:13-16.

[7] FAUCHER J, LAJOIE-MAZENC M, CHAYEGANI A. Characterization of a closed-loop controlled current-fed machine taking into account saturation [J] . IEEE Trans. Ind. Appl., 1979(15): 482-484.

(下转第 32 页)

压能较快地被控制至平衡状态。

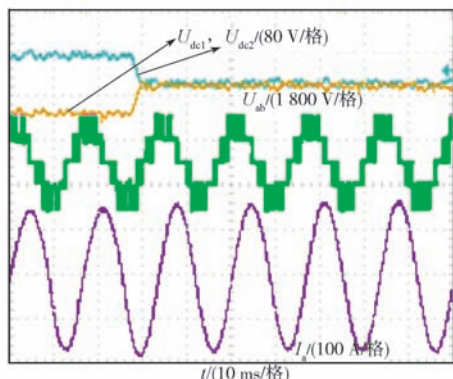


图 10 中点电压平衡控制实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of the neutral point voltage of the converter with balance control

为了验证在加负载时中点电压控制的效果，给感应电机突加 100 kW 负载，其波形如图 11 所示。可以看出，在突加负载的过程中，上、下电容器电压一直维持平衡状态，证明所提调制策略在负载电流发生变化时也能起到很好的中点箝位作用。

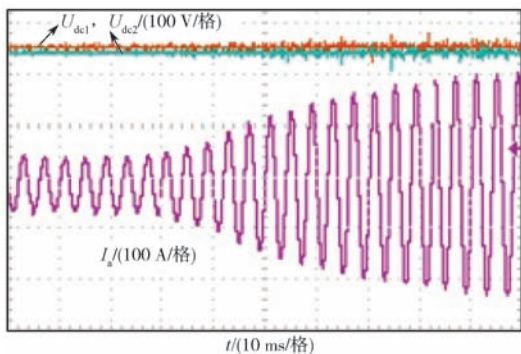


图 11 突加负载实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of the neutral point voltage as the load imposing

5 结语

本文提出一种基于可变虚拟中矢量的三电平 SVPWM 调制策略，通过合理地选择正、负小矢量和中矢量合成可变的虚拟中矢量参与矢量合成，达到控制中点电压平衡的目的；通过仿真和样机实验验证了所提控制策略的

正确性与可行性，为 T 型三电平逆变器应用于地铁牵引变流系统解决了中点电压平衡问题，有效提高了系统的稳定性和可靠性。

参考文献:

- [1] 翁星方, 忻力, 胡家喜, 等. 简化地铁车辆 IGBT 牵引逆变器 [J]. 机车电传动, 2011(3): 44-48.
- WENG X F, XIN L, HU J X, et al. The Simplification of IGBT Traction Inverter for Metro Vehicle [J]. Electric Drive for Locomotive, 2011 (3): 44-48.
- [2] 丁荣军, 黄济荣. 现代交流技术与电气传动 [M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- [3] 王付胜, 邵章平, 张兴, 等. 多机 T 型三电平光伏并网逆变器的环流抑制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 40-49.
- WANG F S, SHAO Z P, ZHANG X, et al. Circulating Current Reduction for T-type Three-level Grid-connected Photovoltaic Inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 40-49.
- [4] 林磊, 邹云屏, 钟和清, 等. 基于固定合成矢量的三电平异步电机直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(27): 120-125.
- LIN L, ZOU Y P, ZHONG H Q, et al. DTC Algorithm of Induction Motors Fed by Three-level Inverter Based on Fixed Synthesizing Vector [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(27): 120-125.
- [5] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.
- SONG W X, CHEN G C, WU H, et al. A Novel SVPWM Strategy and Its Implementation Considering Neutral-point Potential Balancing for Three-level NPC Inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 95-100.
- [6] GRIGOLETTO F B, PINHEIRO H. A space vector PWM modulation scheme for back-to-back three-level diode-clamped converters [C] // Power Electronics Conference, 2009. Brazilian, Brazil: IEEE, 2009: 1058-1065.
- [7] MONGE S B, SOMAVILLA S, BORDONAU J, et al. Capacitor Voltage Balance for the Neutral-Point-Clamped Converter using the Virtual Space Vector Concept With Optimized Spectral Performance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1128-1135.
- [8] 周京华, 贾斌, 章小卫, 等. 混合式三电平中点电位平衡控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 82-89.
- ZHOU J H, JIA B, ZHANG X W, et al. A Hybrid Three-level Neutral-point Balance Control Strategy [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 82-89.

(上接第 26 页)

- [8] BOLDEA I, NASAR S A. A general equivalent circuit (GEC) of electrical machines including cross-coupling saturation and frequency effects [J]. IEEE Trans. Energy Convers., 1988, 3(3): 689-695.
- [9] 薛志强, 周羽, 李槐树. 考虑定转子双边开槽时表贴式永磁电机空载磁场解析计算 (英文) [J]. 中国电机工程学报, 2017(8): 2399-2408.
- XUE Z Q, Z Y, L H S. Analytical Calculation of Open-Circuit Field in Surface-Mounted Permanent-Magnet Machines Accounting for Slots in Stator and Rotor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017(8): 2399-2408.
- [10] 徐磊, 林明耀, 付兴贺. 双定子直线旋转永磁电机特性分析与

- 实验研究 [J]. 中国电机工程学报, 2017(16): 4791-4799.
- XU L, LIN M Y, FU X H. Characteristics Analysis and Experimental Study of a Double Stator Linear and Rotary Permanent Magnet Motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017(16): 4791-4799.
- [11] LEVI E, LEVI V A. Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models [J]. IEEE Trans. Energy Convers, 2000, 15(2): 224-230.
- [12] QI G, CHEN J T, ZHU Z Q, et al. Influence of Skew and Cross-Coupling on Flux-Weakening Performance of Permanent-Magnet Brushless AC Machines [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2009, 45(5): 2010-2017.