

基于 MCR-WPT 的电励磁同步电机研究*

钟再敏, 勾越, 秦一进
(同济大学, 上海 201804)

摘要: 基于磁耦合谐振式无线电能传输对电励磁同步电机(EESM)进行研究。针对 EESM 电刷集电环结构不可靠及需要维护的缺点,探索采用谐振式无线电能传输方式为转子提供励磁电能。通过对 EESM 建模、转子磁场定向控制方法的讨论,建立 EESM 控制系统模型。进行样机试验,对 EESM 磁耦合谐振式无线励磁方法及转子磁场定向控制进行了初步验证。

关键词: 电励磁同步电机; 谐振无线励磁; 转子磁场定向控制

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)08-0039-06

Research on Electrically Excited Synchronous Motor Based on MCR-WPT*

ZHONG Zaimin, GOU Yue, QIN Yijin
(Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: The research of electrically excited synchronous motor (EESM) was based on magnetic coupling resonance-wireless power transfer system. To overcome the disadvantages of EESM slip-ring brush's structural unreliability and requirement of maintenance, resonant radio transmission mode could be used as a way of providing excitation energy for the rotor. By modeling on EESM and discussing on the method of rotor field oriented control, EESM control system model was established. Through the prototype test, EESM rotor field oriented control and resonant wireless excitation method carried on the confirmation through the experiment primarily.

Key words: electrically excited synchronous motor (EESM); resonant wireless excitation; rotor-field-oriented control (RFOC)

0 引言

电励磁同步电机(Electrically Excited Synchronous Motor, EESM)在发电机组以及大功率驱动电机领域受到广泛应用。对 EESM 控制的研究包括磁链观测^[1]、无位置传感器控制^[2]及励磁控制技术^[3]。

对于 EESM 转子励磁,有刷结构由于电刷和集电环存在磨损、火花等问题,其应用场合受到限制。转子励磁无刷化是 EESM 的重要研究方向,业界也有一些很好的理论和实践成果。沈阳工业大学的王秀平^[4]提出一种无刷双馈电励磁同步电

机。夏永洪等^[5]提出在同步发电机的转子侧设立双绕组,通过谐波感应绕组捕获定子电枢电流的谐波来提供励磁电流。此外,还有学者研究了基于空气耦合变压器原理传递激励电流的无刷励磁方式^[6-7]。已知的转子无刷励磁方法存在通用性差、励磁效率偏低及结构复杂等不同程度的技术局限性,转子励磁无刷化尚无主流的解决方案。对于 EESM 转子无刷励磁方法,本文应用由 MIT 的 Soljacic^[8]提出并展示的谐振式无线电能传输技术,通过谐振无线电能传输的方式实现转子无刷励磁,在提高电机可靠性的同时还保证了励磁效率。

* 基金项目: 国家科技支撑项目(2015BAG03B00)

作者简介: 钟再敏(1973—),男,博士,教授,研究方向为车用电驱动。

勾越(1994—),男,硕士研究生,研究方向为车辆电子技术。

秦一进(1993—),男,硕士研究生,研究方向为车辆电子技术。

1 磁耦合谐振式无线电能传输原理

磁耦合谐振式无线电能传输 (Magnetic Coupling Resonance-Wireless Power Transfer, MCR-WPT) 系统电路图原理如图 1 所示。以一次侧、二次侧电路都串联的 LC-LC 式拓扑结构为例。

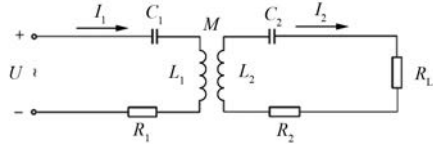


图 1 LC-LC 式无线电能传输拓扑结构

图 1 中, U 为一次侧交流激励电压, L_1 为一次侧谐振电感, C_1 为一次侧谐振电容, R_1 为一次侧寄生电阻, L_2 为二次侧谐振电感, C_2 为二次侧谐振电容, R_2 为二次侧寄生电阻, R_L 是二次侧负载电阻, M 为一次侧和二次侧线圈的互感。一次侧和二次侧空间上相互隔离, 没有接触, 通过一次侧和二次侧线圈之间互感作用实现耦合。

由基尔霍夫定律可知, 一次侧、二次侧电压关系分别满足向量等式:

$$\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M I_2 = U \quad (1)$$

$$\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) I_2 - j\omega M I_1 = 0 \quad (2)$$

式中: ω ——激励电压角频率。

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega M \\ -j\omega M & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

令 $j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = 0$, 则一次侧、二次侧都工作在谐振频率下, 且工作谐振频率为

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4)$$

通过设计一次侧和二次侧的谐振线圈及谐振电容, 可以保证一次侧、二次侧谐振频率相等。通过计算, 可得谐振时一次侧、二次侧电路电流为

$$I_1 = \frac{U(R_2 + R_L)}{R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2} \quad (5)$$

$$I_2 = \frac{Uj\omega M}{R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2} \quad (6)$$

由一次侧、二次侧电流, 可以计算系统的输入功率 P_{IN} 、负载功率 P_{OUT} 及系统效率 η 。

系统输入功率为

$$P_{IN} = U I_1 = \frac{U^2(R_2 + R_L)}{R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2} \quad (7)$$

负载功率为

$$P_{OUT} = |I_2|^2 R_L = \frac{U^2 \omega^2 M^2 R_L}{[R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2]^2} \quad (8)$$

电能传输效率为

$$\eta = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{[R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2](R_2 + R_L)} \quad (9)$$

在通常应用中, 二次侧寄生电阻 R_2 远小于负载电阻 R_L , 故式(9)中可忽略 R_2 , 效率表达式可简化为

$$\eta \approx \frac{\omega^2 M^2}{R_1 R_L + \omega^2 M^2} \quad (10)$$

根据式(9)可知, 电能传输效率随一次侧、二次侧线圈互感和谐振频率增大而提高。对于电机转子励磁应用, 无线电能传输距离小, 一次侧、二次侧线圈互感可以设计为较大值, 同时可将谐振频率设计为较高, 因此转子励磁能量传输效率理论上很高。

2 转子谐振式无线励磁

针对谐振式无线电能传输在 EESM 转子励磁上的应用, 对与之密切相关的问题进行分析讨论。

(1) 一次侧、二次侧线圈形式。由于一次侧线圈与定子端固定, 二次侧线圈与转子端固定, 为了使两者之间电能传输特性不随转子转动而变化, 两线圈的相对位置应始终保持一致, 以保证两线圈之间互感不变。可将两线圈设计为圆环形, 并使两线圈分别在与转子轴向垂直的两平面内, EESM 谐振无线励磁结构如图 2 所示。

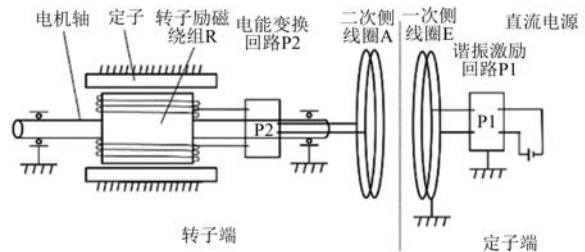


图 2 EESM 谐振无线励磁结构

(2) 二次侧电路形式。一次侧、二次侧谐振回路之间传输的为交流电,但 EESM 转子励磁通过直流电实现,因此,需要在二次侧将谐振无线电能传输回路的交流电通过整流滤波转换为直流

电,用于转子线圈励磁。一种可行的整流滤波电路如图 3 所示。二次侧电路对传递来的交流电通过全桥整流,并采用电感电容进行滤波处理得到直流电,再用于转子线圈励磁。

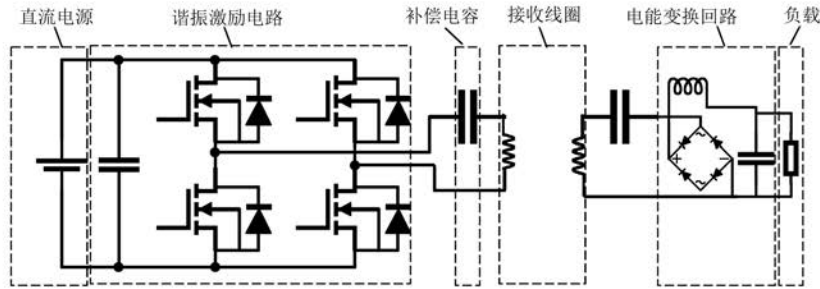


图 3 谐振无线电能传输系统

(3) 一次侧电压激励形式。理论分析中,一次侧激励为正弦电压激励,但在实际中,一次侧激励通过易于实现的方波进行激励,方波电压中除了能量传输的主要成分基波外,还含有谐波分量,如 3、5、7 次谐波等。由于谐波分量幅值随谐波次数增加迅速递减,且谐振无线电能传输系统具有很强的带通特性,谐波对系统能量传输的影响甚微,因此可以忽略谐波影响,用方波电压激励代替正弦电压激励。

(4) 转子励磁电流调节。在电机转子励磁中,电机运行在不同工况下转子励磁电流需求可能不同,可通过调节一次侧激励电压实现。实际控制中,可以通过改变一次侧方波激励电压的占空比,调整激励电压基波幅值,以控制励磁电流。

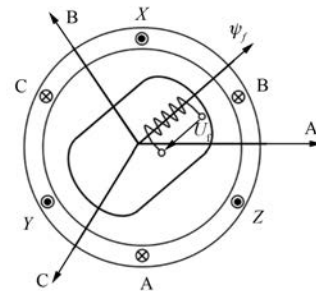


图 4 EESM 模型示意图

3 EESM 模型及转子磁场定向控制

3.1 EESM 模型

建立三相凸极 EESM 模型,假设定子三相绕组在空间对称分布,气隙磁场在空间呈正弦分布,忽略磁路饱和、铁心损耗及温度变化对电机的影响,采用电动机惯例设定正方向^[9]。EESM 模型示意如图 4 所示。

在转子 dq 同步坐标系下,定子和转子的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & & \\ & R_s & \\ & & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_r \psi_q \\ \omega_r \psi_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

磁链表达式为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{md} \\ 0 & L_q & 0 \\ L_{md} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: L_d ——定子直轴电感;
 L_q ——定子交轴电感;
 L_f ——转子自感;
 L_{md} ——定转子在 d 轴方向上的互感。

根据电机学原理,EESM 的转矩公式为

$$T_e = \frac{3}{2} p_0 (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (13)$$

式中: p_0 ——电机极对数。

将式(12)代入式(13),可得 EESM 转矩与 dq 轴电流的关系为

$$T_e = \frac{3}{2} p_0 [L_{md} i_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (14)$$

设 dq 轴下电流矢量 I_s 与 d 轴夹角为转矩角 β ,如图 5 所示。

dq 轴电流可分别表示为 $i_d = i_s \cos \beta, i_q =$

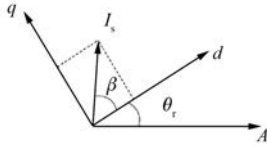


图5 dq轴电流矢量

$i_s \sin \beta$, 因此式(14)可以写为

$$T_e = \frac{3}{2} p_0 \left[L_{md} i_f i_s \sin \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta \right] \quad (15)$$

上述转矩公式中, 等式右边 $L_{md} i_f i_s \sin \beta$ 项为定转子电流相互作用产生的励磁转矩, $\frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta$ 项为直交轴磁阻不等引起的磁阻转矩。由式(15)可得励磁转矩、磁阻转矩及其合成转矩与转矩角 β 之间的关系, 如图6所示。

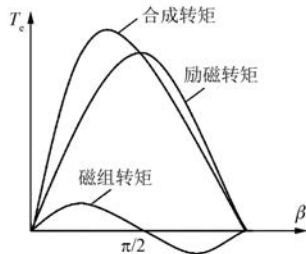


图6 EESM 转矩合成图

从图6可以看出, 当转矩角为 $0 \sim \pi/2$ 的某值时, 即电流矢量在 dq 坐标系下第一象限, 合成转矩可以取到最大值。因此, 在控制中, 可以通过调整转矩角, 充分利用电机磁阻转矩的特性来提高输出转矩。

3.2 转子磁场定向控制

式(14)表明, 电机输出转矩由定子直交轴电流及转子电流大小决定。通过转子磁场定向控制, 在转子同步 dq 坐标系下, 实现对定转子电流的控制, 从而控制电机输出转矩。EESM 转子磁场定向控制系统如图7所示。

电流分配模块根据转矩指令确定定转子电流分配规律。电流调节器根据电流指令与电流实际值之间的关系, 运算出电压指令。对电压指令进行坐标变换后用于空间矢量脉宽调制模块运算, 得出逆变器控制信号, 实现对 EESM 的控制。

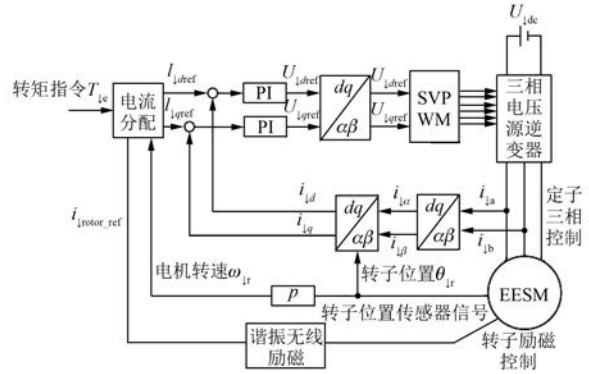


图7 EESM 转子磁场定向控制系统

3.3 电流分配规律

在 EESM 的控制中, 为充分利用电机的输出转矩, 可将转子励磁电流控制为额定值, 定子电流根据转速不同采用不同分配规律。在低速和高速下分别采用定子最大转矩电流比 (Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 电流分配和最大转矩电压比 (Maximum Torque Per Voltage, MTPV) 电流分配规律。电机额定励磁电流常不会很大, 认为电压极限椭圆、电流极限圆、MTPA 曲线及 MTPV 曲线的关系如图8所示。

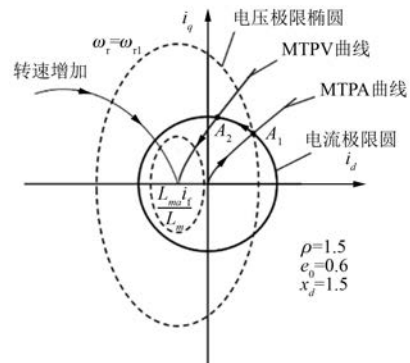


图8 EESM 运行限制与电压极限椭圆、电流极限圆、MTPA 曲线及 MTPV 曲线的关系图

在电机运行的各转速下, 转子励磁电流按额定值控制, 定子 dq 轴电流可以按如下规律控制。

当电机转速较低时, 根据转矩指令按定子电流 MTPA 规律对电流进行分配, 根据转矩需求将电流指令控制在 MTPA 曲线上某点, 以图8中 A_1 点为例。

随电机转速升高, 电压极限椭圆不断缩小, 当

达到转速 ω_{r1} 时,电压极限椭圆与电流指令 A_1 点触碰,受到逆变器电压限制。此过程中电机转速不能继续上升。

为提高电机转速,将电流指令从 A_1 点沿电流极限圆向左调整,直到电流分配点到达 MTPV 曲线上 A_2 点。该过程中电机转速上升,转矩下降。

随转速上升,电压极限椭圆不断缩小,在电压极限椭圆与 A_2 点触碰时,为进一步提高电机转速,将电流指令从 A_2 点沿 MTPV 曲线向电压极限椭圆内部移动。此过程中电机转矩下降,转速上升。

上述即为在电机全速度范围内运行的一种电流分配方法。

4 原理样机验证

结合前述理论和仿真,搭建试验系统,对谐振电能传输进行试验验证。谐振无线电能传输系统参数如表 1 所示。试验结果如图 9 和图 10 所示。

表 1 谐振无线电能传输系统参数

参数名称	参数值
传输功率/W	160(峰值)
电源供电电压/V	30
负载电阻/ Ω	10
一、二次侧线圈自感/ μH	25
一、二次侧线圈互感/ μH	18
谐振电容容值/nF	100
谐振(激励)频率/kHz	100

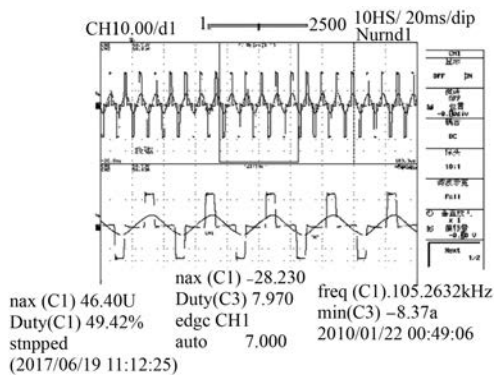


图 9 一次侧激励电压与电流

试验时,系统的谐振频率高于设计值 100 kHz,约为 105 kHz,其原因为高频下电容容值有所衰减,使系统谐振频率变高。图 9 所示为一

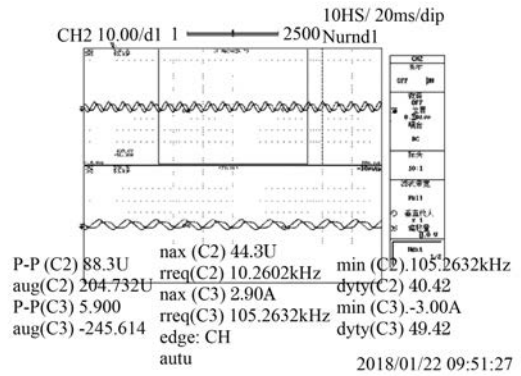


图 10 二次侧电流与谐振电容电压

次侧激励电压和一次侧电流之间关系,两者相位相同;图 10 所示为二次侧电容两端电压与其电流的关系,两者相位差为 90° 。负载端接收到的电压为一稳定的直流量,试验结果与理论吻合。

结合 EESM 样机,对其进行改装,应用谐振式无线电能传输电路实现转子励磁,电路一次侧与定子端固定,二次侧与转子端固定,如图 11 所示。对转子磁场定向控制,及转子无线励磁方案进行试验验证。

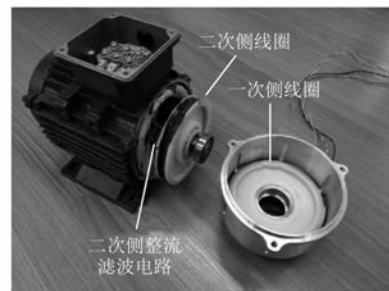


图 11 转子无线励磁电路

试验中,使用转子磁场定向控制方法对 EESM 进行控制,转子励磁通过谐振无线电能传输实现。控制电机使其空载运行,采集电机相电流和电机转子位置。EESM 相电流试验结果如图 12 所示。EESM 转子位置试验结果如图 13 所示。

试验中,电机运行平稳,转速稳定在约 85 r/min,相电流正弦度较好,初步验证了 EESM 转子磁场定向控制系统及谐振无线励磁系统的可行性。

5 结 语

本文对基于 MCR-WPT 的 EESM 进行研究,提出通过谐振式无线电能传输实现电励磁电机转子

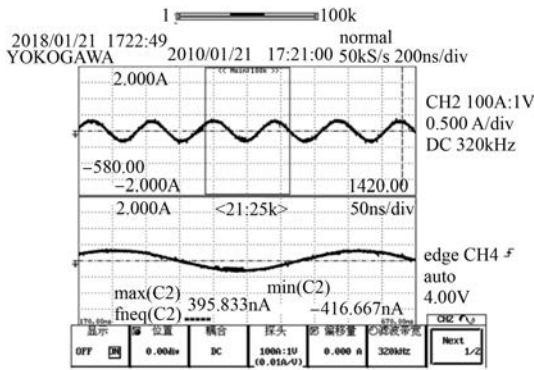


图 12 EESM 相电流试验结果

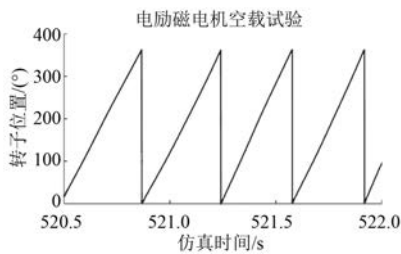


图 13 EESM 转子位置试验结果

励磁的方案,设计了 160 W 谐振无线电能传输系统,并将其应用到电机励磁。通过 EESM 建模,转子磁场定向控制探索,及电流分配策略的分析,建立了 EESM 控制系统。在 1 台 EESM 样机上进行转子磁场定向控制算法及谐振无线励磁方案验证,电机能够稳定地实现空载运转(约 85 r/min),初步验证了磁场定向控制算法及谐振无线励磁方法。

【参考文献】

[1] 戴鹏,付凤超,符晓,等.电励磁同步电机全阶磁链观测器设计[J].电机与控制应用,2011,38(9): 7-10.

[2] 王磊.电励磁同步电机无传感器控制检测技术研究[D].徐州:中国矿业大学,2012.

[3] 汤洪海,李春文,戎袁杰.基于 Lyapunov 函数的非线性励磁控制器设计[J].电气应用,2007,26(8): 69-73.

[4] 王秀平.新型混合转子无刷双馈电机的电磁特性分析与实验研究[D].沈阳:沈阳工业大学,2014.

[5] 夏永洪,黄劭刚.齿谐波绕组电流对电枢绕组空载电压波形的影响[J].中国电机工程学报,2014,34(6): 910-916.

[6] LIU Y J, PEHRMAN D, LYKARTSIS O, et al. High frequency exciter of electrically excited synchronous motors for vehicle applications [C] // 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Lausanne, 2016: 378-383.

[7] 胡望,邓先明,何凤有.新结构无刷电励磁同步电机设计与分析[J].电机与控制学报,2014,18(1): 86-91.

[8] KURS A, KARALIS A, MOFFATT R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance[J]. Science,2007,317(5834): 83-86.

[9] 李崇坚.交流同步电机调速系统[M].2版.北京:科学出版社,2013.

收稿日期: 2018-04-25

【期刊订阅】

在邮局漏订的读者,可直接从邮局汇款至我杂志社发行部补订

地址:上海市武宁路 505 号《电机与控制应用》发行部

邮编: 200063 电话: 021-62574990-745 传真: 021-62576377

国内邮发代号: 4-199 每册定价: 12.00 元 全年定价: 144.00 元