

磁耦合谐振式供电系统的频率分裂抑制方法

刘飞飞, 郭波超, 任舒琪, 朱杨林

(江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000)

摘要:抑制谐振式供电系统发生的频率分裂在过耦合处系统效率不降低.运用耦合模理论,推导出效率与频率、耦合系数的关系式,并发现频率分裂现象.其因为谐振线圈的品质因数发生改变.随后本文提出使用电感较大接收端的方法.此方法可以抑制频率分裂且提高传输效率.最后,组建了磁耦合谐振式供电系统实验平台,实验证明此方法有效.

关键词:谐振式供电系统;频率分裂;耦合模理论;品质因数

中图分类号:TM61

文献标志码:A

伴随智能工厂、轨道机器人及无人仓库等概念的提出,电能传输的安全性与便捷性受到更多重视.磁耦合谐振式无线电能传输^[1](Magnetic coupling resonance wireless power transfer, MCR-WPT)系统为获得最高的传输效率,需要进行适当的匹配,以满足一定的互感关系.但是互感系数对距离变化相对敏感.当系统处于弱耦合或强耦合阶段时,传输效率都会降低,但两者原因不同.弱耦合阶段是由于互感系数降低.强耦合阶段是由于互感系数增加,造成谐振点漂移,最优传输频率出现在谐振点两侧.强耦合时最优传输频率分裂的现象被称为频率分裂^[2].

已有学者提出若干抑制频率分裂的方法.文献[3]提出调整负载电阻的方法,但机械调节负载电阻,使系统工作过程变得复杂.文献[4-5]提出合理设计谐振线圈的尺寸,以消除互感的极点值,然而降低互感会影响传输效率.文献[6]提出利用电磁耦合系数的异相特性,磁耦合系数被电耦合系数所抵消,但谐振线圈的结构设计复杂且磁场被削弱.文献[7]提出频率跟踪方法使系统处在最大传输效率的频率点,但工作频率的改变,造成系统处在非谐振点降低传输效率.文献[8]提出L型阻抗匹配网络以调节等效负载电阻,使得系统关键参数发生改变.由于需要附加控制电路,造成系统设计难度增加.

为得出频率分裂的原因,本文使用耦合模理论对MCR-WPT系统建模.进而提出使用电感值不同,但具有相同谐振频率线圈的方法.该方法可以抑制MCR-WPT系统因处于过耦合状态而造成的频率分裂,且能提高传输效率.组建MCR-WPT系统实验平台进行实验.实验结果表明该方法有效且正确.

1 模型建立及分析

1.1 耦合模模型

图1为磁耦合谐振式供电系统的结构图.系统由高频电源^[10]、谐振线圈及负载组成.线圈 a_1, a_2 间的功率传输是由耦合线圈谐振完成,然后负载 R_L 从线圈 a_2 获得功率.图1中 a_1, a_2 的电压为 U_1, U_2 ,电流为 i_1, i_2 ,电阻为 R_1, R_2 ,电容为 C_1, C_2 ,电感为 L_1, L_2 和品质因数为 Q_1, Q_2 ; U_S 为电源电压; R_L 为负载阻抗;电源线圈与负载线圈的等效电感为 L_S, L_D ,等效电阻为 R_S, R_D ; M_{S1} 为电源线圈和线圈 a_1 的等效互感; M_{2D} 为线圈 a_2 和负载线圈的等效互感;为方便计算,设 a_1 与 a_2 之间仅通过 M_{12} 耦合, $Q = \omega L/R$ 为线圈品质因数;

收稿日期:2018-04-09;修回日期:2018-06-22.

基金项目:江西省教育厅科技落地计划项目(KJLD13042);江西省研究生创新项目(YC2017-S290).

作者简介:刘飞飞(1962—),男,江西赣州人,江西理工大学教授,博士,研究方向为高效节能矿冶机电装备及其智能化、矿冶生产过程模拟与控制.

通信作者:郭波超, E-mail:857991483@qq.com.

则系统的耦合系数定义^[9]为 $k_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}}$, $i = S, 1, 2; j = 1, 2, D$.

谐振系统中,当无法忽视阻抗损耗,且谐振线圈的品质因数 Q 较大时,会影响到耦合机构的谐振频率,其一阶泰勒展开式^[11]为 $\omega'_{10,20} = \omega_{10,20}(1 + i/(2Q_{1,2}))$,式中: $\omega_{10,20} = (L_{1,2}C_{1,2})^{-\frac{1}{2}}$ 表示谐振线圈的无损耗谐振角频率, $\omega'_{10,20}$ 表示有损耗谐振角频率.

其耦合模方程为

$$\begin{cases} \frac{da_1}{dt} = i\omega'_{10}a_1 + ik_{12}a_2, \\ \frac{da_2}{dt} = i\omega'_{20}a_2 + k_{21}a_1, \end{cases} \quad (1)$$

式中 a_1, a_2 为谐振线圈的简正模,其 2 范数具有功率量纲,且有

$$a_{1,2} = \frac{1}{2} \sqrt{L_{1,2}} (I_{1,2} + i\omega C_{1,2} U_{1,2}). \quad (2)$$

在振荡 $t = 0$ 时刻,将 $t = 0, \omega = \omega'_{10} = \omega'_{20}, k = k_{12} = k_{21}$ 代入(1)式可得^[12]

$$\begin{cases} a_1(t) = e^{i\omega'_{10}t} \cos(kt), \\ a_2(t) = ie^{i\omega'_{10}t} \sin(kt). \end{cases}$$

磁耦合谐振式供电系统的总功率为 $P(t) = |a_1(t)|^2 + |a_2(t)|^2 = e^{-2t\omega'}$.由上式可知,耦合系数 k 、谐振角频率 ω 和品质因数 Q 会对系统传输效率产生影响,功率交换关系如图 2 所示,其中 $|a_1|^2, |a_2|^2$ 分别为谐振线圈 1、2 功率,系统总功率以指数衰减,是因为阻抗损耗的存在.

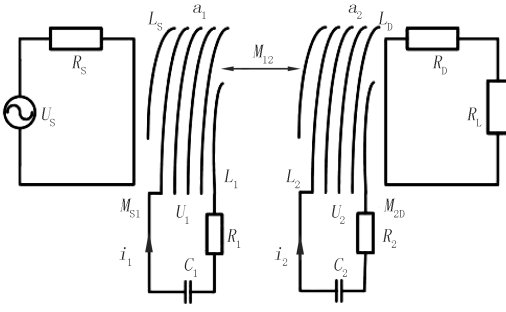


图 1 磁耦合谐振式供电系统结构图

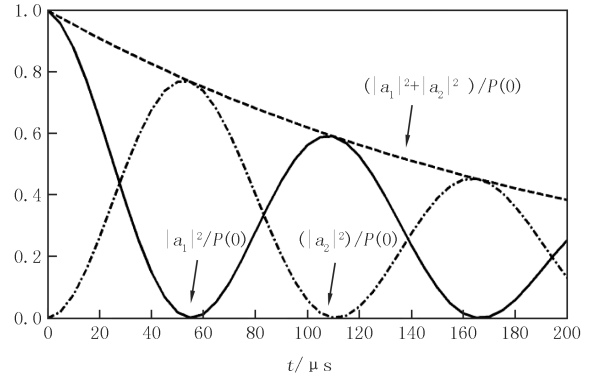


图 2 功率交换原理图

1.2 频率分裂变化规律

当 a_1 上有功率模 $A_S e^{i\omega t}$ 以谐振频率振荡,且 $k_{12} = k_{21} = k$,由(1)式可得方程解^[13]

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(\omega - \omega'_{10}) \\ -k \end{bmatrix} \frac{A_S e^{i\omega t}}{(\omega - \omega'_{10})(\omega - \omega'_{20}) + k^2}, \quad (3)$$

式中 A_S 为功率模幅值,为使传输效率最高,且 $\omega = \omega_{10} = \omega_{20}$,由(2)式推得 $A_S = i\omega_0 \sqrt{L_1} I_1/2$.

当系统发生谐振时,耦合因数

$$k = i\omega_{12}/(2\sqrt{L_1 L_2}) = i\omega_0 k_{12}/2. \quad (4)$$

考虑负载对 a_2 的影响, K_{2D} 较小时,

$$\frac{1}{Q'_2} = \frac{1}{Q_2} + \frac{1}{Q_L}. \quad (5)$$

因此负载有功功率

$$P_L = \text{Re}\{S_2 - S_{a2}\} = \omega_0 |a_2|^2 / Q_L, \quad (6)$$

(6)式中 S_2, S_{a2} 代表接收端及谐振线圈 a_2 的总功率.

结合 (3)~(6) 式,

$$P_L = \frac{\omega_0 L_1 I_1^2 k_{12}^2 / (16 Q_L)}{\chi^4 + \chi^2 \left[\left(\frac{1}{2 Q_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{2 Q'_2} \right)^2 - \frac{k_{12}^2}{2} \right] + \left(\frac{k_{12}^2}{4} + \frac{1}{4 Q_1 Q'_2} \right)^2}, \tag{7}$$

式中 $\chi = 1 - \omega / \omega_0$ 为影响因子,表示谐振角频率的被影响程度.

由(7)式可知, Q, k, χ 及电源容量,对 P_L 的传输效率产生影响.因为电源容量已定,且谐振线圈的工作频率为谐振点附近,所以 χ 接近零, ω 值不大.因此为使 P_L 值最大,对 χ 求导并使公式等于零,将(7) 式分母设为 Δ , 得到

$$\frac{\partial P_L}{\partial \chi} = \frac{-\omega_0 L_1 I_1^2 k_{12}^2}{8 Q_L \Delta^2} \chi \left[2 \chi^2 + \left(\frac{1}{2 Q_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{2 Q'_2} \right)^2 - \frac{k_{12}^2}{2} \right] = 0. \tag{8}$$

因为要实现持续振荡,所以 $\Delta \geq 0$,所以得到 (8) 式的解 $\chi_{1,2} = \mp \frac{1}{2} \sqrt{k_{12}^2 - \frac{1}{2 Q_1} - \frac{1}{2 Q'_2}}$.由于 k 值增加,(7) 式出现两个极大值.为使 P_L 为极大值,系统角频率应为

$$\omega_{1,2} = \left(1 \pm \frac{1}{2} \sqrt{k_{12}^2 - \frac{1}{2 Q_1} - \frac{1}{2 Q'_2}} \right) \omega_0. \tag{9}$$

由 (9) 式可知 $\omega_{1,2}$ 值是 k 值与 Q 值的函数,式中 $\omega_{1,2}$ 为分裂频率,则有功功率是 $P_1 = P_2 = \frac{\omega_0 L_1 I_1^2 k_{12}^2 / Q_L}{\left(k_{12}^2 + \frac{1}{Q_1 Q'_2} \right)^2 - \left(k_{12}^2 - \frac{1}{2 Q_1} - \frac{1}{2 Q'_2} \right)^2}$.发生频率分裂时, P_1, P_2 为极大值,当 $k_{12} = (Q_1 Q'_2)^{-\frac{1}{2}}$ 时,频率分裂的现象消失,一般情况下, $Q_L \ll Q_1$, 因此有 $P_1 = P_2 = \frac{\omega_0 L_1 I_1^2 Q_1 Q'_2}{4 Q_L} = P_{Lmax}$, 式中 P_{Lmax} 是负载能接受到最大功率.当 k 值变小时,功率虽仍被吸收,但 k 值与距离的 3 次方为负相关,变化为 $P|_{k_{12} \rightarrow 0} = \omega_0 L_1 I_1^2 k_{12}^2 (Q_1 Q'_2)^2 / Q_L$.

图 3 是 P_L 值随 k_{12} 值和 ω / ω_0 值的变化规律^[14].由图 3 可知,当谐振线圈工作频率为 $\omega_{1,2}$ 时, (7) 式得两个极大值.并且当 $k_{12} = (1 / Q_1 Q'_2)^{-\frac{1}{2}}$ 时,谐振线圈频率处在谐振点.负载功率快速降低为 0,是由于 k_{12} 值持续变小.所以 k_{12} 值的改变,造成谐振点改变,发生频率分裂现象.

2 耦合机构的设计及实验

2.1 线圈设计

因 $k_{12} = (1 / Q_1 Q'_2)^{-\frac{1}{2}}$, 当谐振线圈相互靠近,接收端的电感发生改变,对品质因数产生影响,使耦合系数发生改变,最终系统谐振点发生漂移.

因此,本文设计一种接收端电感相对较大的耦合机构,所以谐振线圈的品质因数被影响程度降低,使系统的谐振点不发生漂移.谐振线圈实物如图 4 所示,其外形尺寸为 97 mm×52 mm×3.0 mm,绕制圈数为 9 匝.

使用 JC2812A LCR 数字电桥测得谐振线圈的物理参数如表 1,计算得出耦合机构的谐振频率为 3.859 4 MHz.

谐振线圈物理参数存在差异的原因如下:

- 1)谐振线圈为手工制作,线圈参数存在差异;
- 2)焊制时造成电感和电阻发生变化;
- 3)铜材质容易变形.

表 1 谐振线圈参数

谐振线圈	电感/ μ H	电容/pF	电阻/ Ω
电感较大	17.01	100	0.049
电感较小	7.73	220	0.049 97

2.2 实验

组建如图 5 的实验平台,分别在不同距离,使用信号发生器(ATTEN ATF40D)产生高频信号^[15],通过耦合机构耦合,在示波器(ATTEN ADS1102CAL)显示的波形及数值.

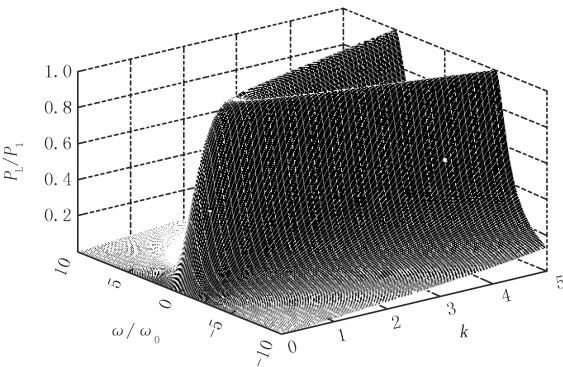


图3 有功功率随耦合系数的变化关系

本文将进行两组实验,信号发生器产生 2 V 电压,第 1 组使用电感相同的谐振线圈,在 1~5 MHz 频率之间,以 0.5 MHz 为步长进行实验.第 2 组使用接收端电感较大谐振线圈,在 1~5 MHz 频率之间,以 0.5 MHz 为步长进行实验.利用 MATLAB 绘制成图,所得结果见图 6.

由图 6(a)可知,当耦合机构为相同电感的谐振线圈时,频率分裂现象是非常明显的.当耦合机构距离为 1 mm 时,传输效率的极大值分别出现在 2.5 MHz 与 4.5 MHz,随着距离的增加,频率分裂现象逐渐减弱,直至 16 mm 时现象消失.这是因为谐振线圈的品质因数被影响程度随着距离的增加而减弱.

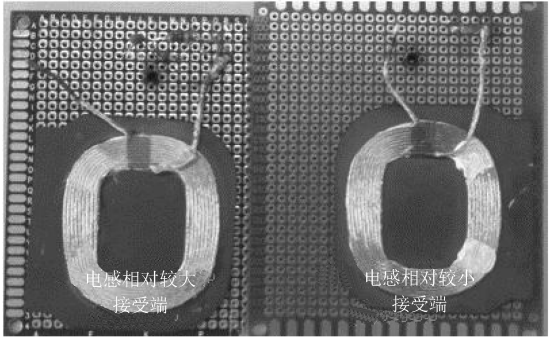


图4 实验线圈实物图

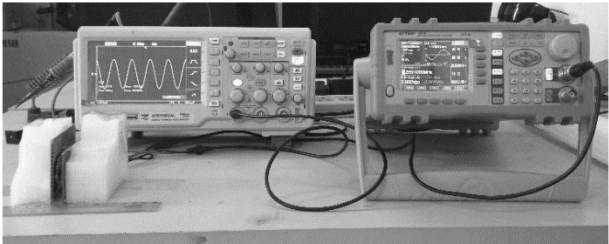
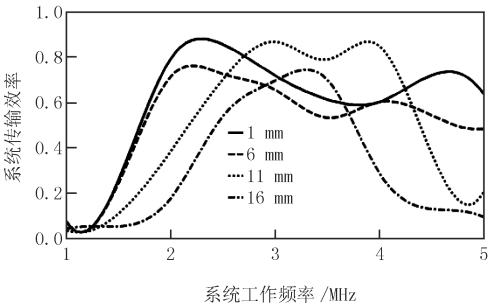
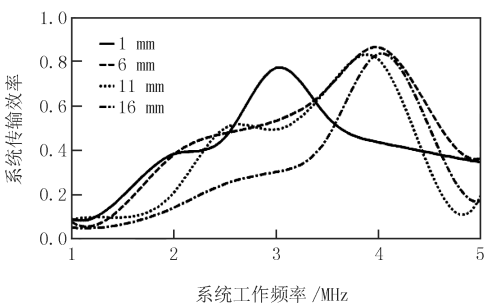


图5 实验平台



(a) 耦合机构电感相同



(b) 接收端电感较大

图6 实验数据拟合结果

由图 6(b)可知,当耦合机构的接收端为较大电感的谐振线圈时,频率分裂基本被抑制.但是当耦合机构的距离为 1 mm 时,传输效率曲线图虽然只有一个极大值,但是极大值出现在 3 MHz 附近,最佳频率点发生了漂移,究其原因是 1 mm 的距离太小,对接收端品质因数产生影响,使系统谐振点漂移,但没有发生频率分裂现象.当距离扩大到 6 mm,传输效率最大值出现在 4 MHz 附近,与谐振线圈的计算谐振点基本一致.据此,使用接收端较大电感的耦合机构,能够抑制 MCR-WPT 系统出现的频率分裂现象,且传输效率要优于传统谐振线圈.

3 结 论

本文提出一种接收端为较大电感的 MCR-WPT 系统,以抑制频率分裂.基于耦合模理论建立了该系统的数学模型,得到频率分裂现象的本质原因为谐振线圈的品质因数被改变.研究了较大电感谐振线圈的传输

效率,并与传统谐振线圈进行了比较.实验结果表明,提出的谐振线圈对抑制 MCR-WPT 系统存在的频率分裂现象是有效的,在不需要复杂控制电路的情况下,可以提高过耦合阶段的传输效率.

参 考 文 献

[1] Sample A P, Meyer D A, Smith J R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(2): 544-554.

[2] Kurs A, Karalis R, Moffatt I, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 5834: 83-86.

[3] Huang Shoudao, Li Zhongqi, Lu Kaiyuan. A requence splitting suppression method for four coil wireless power transfer system[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(15): 12-14.

[4] LYU Yuelong, MENG Fanyi, CHE Bangjun, et al. A novel method for frequency splitting suppression in wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6097-6107.

[5] Yue Longlyu, Fan Yimeng, Qun Wu. Frequency splitting elimination in wireless power transfer using nonidentical resonant coils[C]//Asia Pacific Microwave Conference, Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-3.

[6] Xiu Yinzhang, Cheng Daixue, Jie Kailin. Distance Insensitive Wireless Power Transfer Using Mixed Electric and Magnetic Coupling for Frequency Splitting Suppression[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(11): 4307-4316.

[7] Schormans M, Valente V, Demosthenous A. Frequency Splitting Analysis and Compensation Method for Inductive Wireless Powering of Implantable Biosensors[J]. Sensors, 2016, 16(8): 1229.

[8] 李中启, 黄守道, 易吉良, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统频率分裂抑制方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(02): 21-27.

[9] Durga P, Kar S S, Biswal P K, et al. Selection of maximum power transfer region for resonant inductively coupled wireless charging system [J]. AEU International Journal of Electronics and Communications, 2018, 84: 84-92.

[10] 李瑞生, 徐军, 翟登辉, 等. 三电平 DC/DC 电源转换技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(11): 73-80.

[11] 李阳, 张雅希, 杨庆新, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统最大能量效率点分析与实验验证[J]. 电工技术学报, 2016, 31(02): 18-24.

[12] 李岳, 张强, 徐晨洋, 等. 基于耦合模理论的磁耦合谐振无线传输分析[J]. 电力电子技术, 2015, 49(10): 55-57.

[13] 张献, 杨庆新, 陈海燕, 等. 电磁耦合谐振式传能系统的频率分裂特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(09): 167-173.

[14] 陈景龙, 李文宏. 风光互补发电无线电能传输系统的研究与设计[J]. 科学技术与工程, 2017, 17(02): 49-56.

[15] 王振浩, 刘宇男, 张明江, 等. 基于双向 DC/AC 变换器的混合储能系统动态控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(03): 26-32.

A method of frequency suppression for magnetically coupling resonant power supply system

Liu Feifei, Guo Bochao, Ren Shuqi, Zhu Yanglin

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: In order to suppress the frequency division of the resonant power supply system, the efficiency of the system is not decreased at the over-coupling point. In this paper, the relationship between efficiency, frequency and coupling coefficient is derived by using the coupled mode theory. Subsequently, a method with a large inductor is proposed, which can suppress frequency division and improve transmission efficiency. Finally, the experimental platform of magnetic coupling resonant power supply system is established.

Keywords: frequency splitting; magnetic-coupled resonant power supply system; coupling mode theory; quality factor

[责任编辑 杨浦]