

doi:10.16018/j.cnki.cn32-1650/n.202104007

电动汽车无线充电系统耦合线圈的优化设计

郭微¹, 张健²

(1. 安徽水利水电职业技术学院 机械与汽车工程学院, 安徽 合肥 230011;
2. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:为了提高电动汽车无线充电系统磁耦合机构的耦合系数,在分析耦合线圈参数对串联补偿网络影响的基础上,采用电磁仿真分析法,对单圆形磁耦合线圈传输距离、内外径尺寸、绕线方式对自感系数、耦合系数的影响进行了研究。结果表明:磁耦合线圈自感系数的稳定性受其外径和传输距离之比影响,磁耦合线圈外径与传输距离之比越小,磁耦合线圈自感系数越稳定;当传输距离和磁耦合线圈外径确定时,磁耦合线圈内外径之比越小,耦合线圈的耦合系数越高;当两个磁耦合线圈传输距离、外径尺寸、互感系数相同时,不同绕线方式的线圈,其耦合系数也不相同,其中匝间距等增绕线方式的线圈可以获得较高的耦合系数。

关键词:设计优化;磁耦合机构;耦合系数;电动汽车无线充电

中图分类号:TH132 **文献标志码:**A **文章编号:**1671-5322(2021)04-0036-08

在电动汽车大功率无线电能传输中多采用磁耦合谐振方式^[1-4]。磁耦合机构作为无线电能传输的关键部件,其性能决定了无线电能传输系统的传输功率和传输效率。目前国内外关于磁耦合线圈结构、磁芯形状的优化有大量的研究,用以提高系统的传输效率与抗偏移性能,便于优化控制策略^[5-6]。

Budhia等^[7]提出DD(Double D)绕线方式提高了耦合线圈的抗偏移性能;王智慧等^[8]使用线圈组合的方法,提出DLDD(Double Layer Double D—type)绕线方式,提高了线圈的耦合面积;刘志珍等^[9]给出一种适用于单圆形线圈和DD形磁耦合线圈的优化设计方法,使优化后的磁芯结构在同样的线圈面积下,耦合系数有10%~30%的提升。刘言伟等^[10]对方形线圈的边长和传输距离进行了优化,建立了边长与传输距离的关系;Budhia等^[11]对圆形线圈的磁芯结构进行了优化,在保证传输效率的同时节省了磁材料;杨刚等^[12]对方形线圈磁芯结构进行了优化设计,并搭建了最

高传输效率95%、功率3.3 kW的实验平台。

上述研究都是基于匝与匝之间采用紧密贴合的密集绕线方式的线圈,通过对其磁耦合机构进行优化,有效地增强了耦合线圈的抗偏移性能,提高了磁性材料的利用率。而对线圈匝与匝之间有一定距离的松散绕线方式,线圈内外径尺寸、传输距离及之间的关系对自感系数、耦合系数的影响探讨较少。本文采用电磁仿真分析的方法^[13-14],对线圈内外径与传输距离之间的关系以及线圈匝与匝之间的距离对自感系数、耦合系数的影响进行研究,以增加磁耦合机构的耦合系数,提高系统的传输功率和传输效率。

1 电动汽车无线充电电路

电动汽车无线充电电路结构如图1所示。图1中磁耦合线圈左侧为无线充电电路发射端,将工频交流电转换成高频交变的磁场;右侧为无线充电电路接收端,将高频交变磁场中的能量感应为电能,并为电动汽车充电。

收稿日期:2020-11-05

基金项目:安徽省高校自然科学研究重点项目(KJ2017A593)。

作者简介:郭微(1976—),女,辽宁沈阳人,副教授,硕士,主要研究方向为汽车底盘传动系统设计。

通信作者:张健(1977—),男,安徽砀山人,助理研究员,博士生,主要研究方向为可再生能源发电、特殊电源和无线能源传输技术。

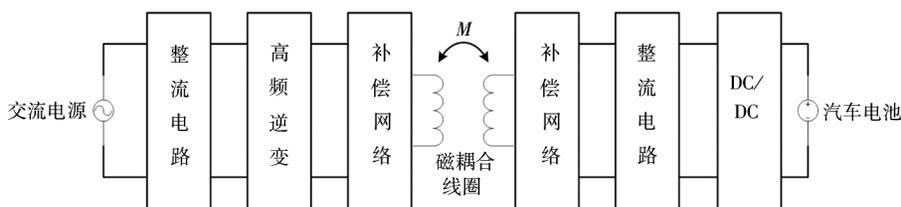
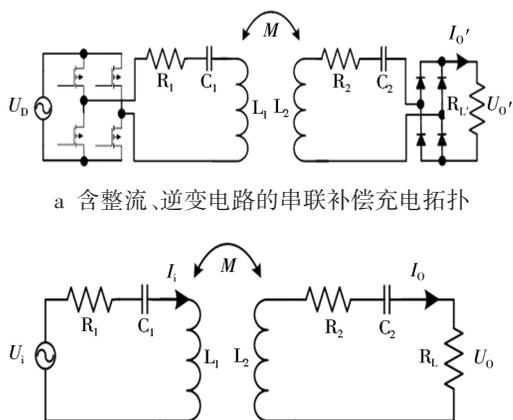


图1 电动汽车无线充电结构框图

Fig 1 Block diagram of electric vehicle wireless charging structure

在电动汽车无线充电过程中,由于磁耦合机构发射线圈与接收线圈距离较远(20 cm左右),线圈耦合系数低、漏感大,直接驱动耦合线圈进行能量传输会使整个系统呈感性。为了提高系统传输效率,降低系统感性,通过添加补偿电容等器件构成补偿网络,使充电系统呈纯阻性。

本文以补偿电容和耦合线圈串联方式构成SS补偿网络如图2所示。图2a中 U_D 为交流电整流后的直流电源,谐振补偿电容 C_1 、 C_2 和磁耦合的原副边线圈 L_1 、 L_2 构成串联补偿网络, R'_L 为汽车电池等价内阻。将图2a发射端逆变电路和接收端整流电路进一步简化得到图2b所示电路,图中 R_L 为 R'_L 在整流电路前的等价电阻。



a 含整流、逆变电路的串联补偿充电拓扑

b 简化的串联补偿充电拓扑

图2 SS串联补偿充电拓扑

Fig 2 SS series compensation charging topology

使用互感耦合模型对图2b系统进行分析。当系统工作于谐振频率 ω_0 时,有:

$$\begin{cases} I_o = \frac{U_i}{j\omega_0 M + R_1} = \frac{U_o}{R_L} \\ I_i = \frac{R_L + R_2}{j\omega_0 M} I_o \end{cases} \quad (1)$$

式中: I_o 为接收端补偿网络电流,A; U_o 为接收端等价输出电压,V; R_L 为接收端等价电阻, Ω 、 R_1 、

R_2 分别为发射端、接收端的线路电阻, Ω ; I_i 为发射端逆变电源输入电流,A; U_i 为发射端逆变电源输入电压,V; M 为耦合线圈 L_1 、 L_2 的互感系数,H; ω_0 为补偿网络谐振频率,rad/s; j 为虚数单位。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2)$$

式中: L_1 、 L_2 分别为发射线圈、接收线圈的自感系数,H; C_1 、 C_2 分别为发射线圈、接收线圈的补偿电容,F。

系统的传输效率 η 为:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{I_o^2 R_L}{I_o^2 (R_L + R_2) + I_i^2 R_L} = \frac{R_L}{\frac{(R_1 + R_2)^2}{\omega_0^2 M^2} R_1 + R_2 + R_L} \quad (3)$$

式中: P_o 为接收端的输出功率,W; P_i 为发射端的输入功率,W。

公式(3)中互感系数 M 用发射线圈与接收线圈之间的耦合因数 k 表示为:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (4)$$

耦合线圈 L_1 、 L_2 的传输功率与其工作时承受功率的比值为:

$$\begin{cases} \left| \frac{P'_{L1}}{P_{L1}} \right| = \left| \frac{j\omega_0 M I_o I_i}{j\omega_0 L_1 I_i^2} \right| = k^2 \frac{\omega_0 L_2}{R_L + R_2} \\ \left| \frac{P'_{L2}}{P_{L2}} \right| = \left| \frac{j\omega_0 M I_i I_o}{j\omega_0 L_2 I_o^2} \right| = \frac{R_L + R_2}{\omega_0 L_2} \end{cases} \quad (5)$$

式中: P'_{L1} 、 P_{L1} 分别为 L_1 的传输功率与工作承受功率,W; P'_{L2} 、 P_{L2} 分别为 L_2 的传输功率与工作承受功率,W。

采用基波分析法,可以得到图2中 R'_L 和其等效负载 R_L 的关系:

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} R'_L \quad (6)$$

进一步可以得到图2a中输出电流 I'_o 为:

$$I'_0 = \frac{8}{\pi^2} I_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_i}{\omega_0 M} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_i}{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}} \quad (7)$$

式中: I'_0 为实际充电电流,A。

显然,当串联补偿网络工作于谐振频率 ω_0 时,由公式(1)可以得到,系统呈纯阻性且负载电流的值与负载无关;由公式(3)可以得到,系统的传输效率随着互感系数 M 的增加而提高;由公式(4)可以得到,提高系统的耦合系数 k ,可以提高互感系数 M ;由公式(5)可以得到,在线路损耗和负载相同的情况下,增加耦合系数 k ,可以提高发射线圈的利用率,增强系统的传输功率。因而,对于串联补偿网络,提高系统耦合系数,能够提高系统传输功率和传输效率。

两理想耦合线圈 L_1 、 L_2 的互感系数 M 可以根据诺伊曼公式,即式(8)计算。

$$M = N_1 \cdot N_2 \cdot \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{\ell_2} \oint_{\ell_1} \frac{d\ell_1 \cdot d\ell_2}{r} \quad (8)$$

式中: ℓ_1 、 ℓ_2 分别为耦合线圈 L_1 、 L_2 的中心线路径,m; N_1 、 N_2 分别为耦合线圈 L_1 、 L_2 的匝数; r 为耦合线圈 L_1 、 L_2 上任意两点间的距离,m; μ_0 是真空磁导率,H/m。

N 匝密绕线圈的自感系数可由公式(9)计算。

$$L = N^2 \cdot \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{p_2} \oint_{p_1} \frac{dp_1 \cdot dp_2}{e} \quad (9)$$

式中: L 为自感系数,H; p_1 、 p_2 分别为线圈的中心线路径与内侧边线路径,m; e 为 p_1 、 p_2 上任意两点间的距离,m; N 为线圈匝数。

由公式(8)可以看出,线圈的互感系数和耦合线圈间的距离、线圈的形状、线圈的匝数相关;由公式(9)可以看出,线圈的自感系数和线圈的形状、线圈的匝数相关。因此耦合线圈的耦合系数会随着耦合线圈的位置而改变。

在电动汽车无线电能传输系统中,补偿网络中电容的值不会随线圈的位置发生变化。而每次为电动汽车充电时,受车胎压、车负荷状态、停车位置等因素的影响,磁耦合线圈 L_1 、 L_2 之间的垂直距离、水平位置均会发生变化,造成线圈的自感和互感发生改变,使系统谐振并偏离原来的谐振频率,进而降低系统输出功率,并使系统的控制变得复杂。

2 磁耦合线圈优化设计

由于耦合线圈的耦合系数随着耦合线圈的

位置而改变,从而使系统谐振,进而降低系统输出功率。因此,可以根据传输距离优化线圈内外径尺寸,确定线圈绕线方式,以提高磁耦合机构的耦合系数。

磁耦合线圈结构如图3所示。图3中各参数定义如下:线圈外径为 D 、内径为 d ,mm;线圈磁芯直径为 A (与线圈外径 D 大小相同),mm;绕制线圈的导线直径为 W_d ,mm;两线圈垂直距离为 d_z ,mm;线圈的匝数为 N 。当线圈为紧密绕制,即匝与匝之间距离为0时,线圈内径计算公式为:

$$d = D - 2NW_d \quad (10)$$

为研究线圈优化,本文采用电磁仿真分析法,使用Ansoft Maxwell软件对圆形磁耦合线圈进行仿真研究。仿真时,接收线圈与发射线圈设置相同。

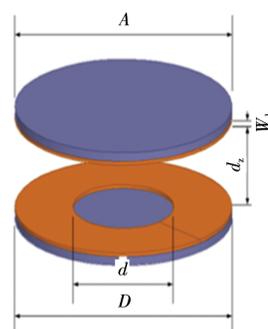


图3 耦合线圈结构图

Fig 3 Structure diagram of coupling coil

2.1 磁耦合线圈外径的优化

为优化线圈外径,对线圈外径分别为600 mm和300 mm的2组不同匝数的耦合线圈进行仿真,研究磁耦合线圈自感、互感及耦合系数随线圈垂直距离 d_z 的变化。仿真时参数设置如表1所示。

表1 磁耦合线圈仿真参数

Table 1 Simulation parameters of magnetic coupling coil

参数	耦合线圈1	耦合线圈2
相对磁导率	2 300	2 300
磁芯直径 A /mm	600	300
磁芯厚度 H /mm	10	10
导线直径 W_d /mm	4	4
线圈外径 D /mm	600	300
线圈内径 d /mm	$600-8 \times N$	$300-8 \times N$

图4为外径600 mm和300 mm的2组磁耦合线圈在没有水平偏移情况下,线圈垂直距离逐渐增大到线圈外径时,线圈自感系数变化的仿真结

果。由图4仿真结果可以得到:

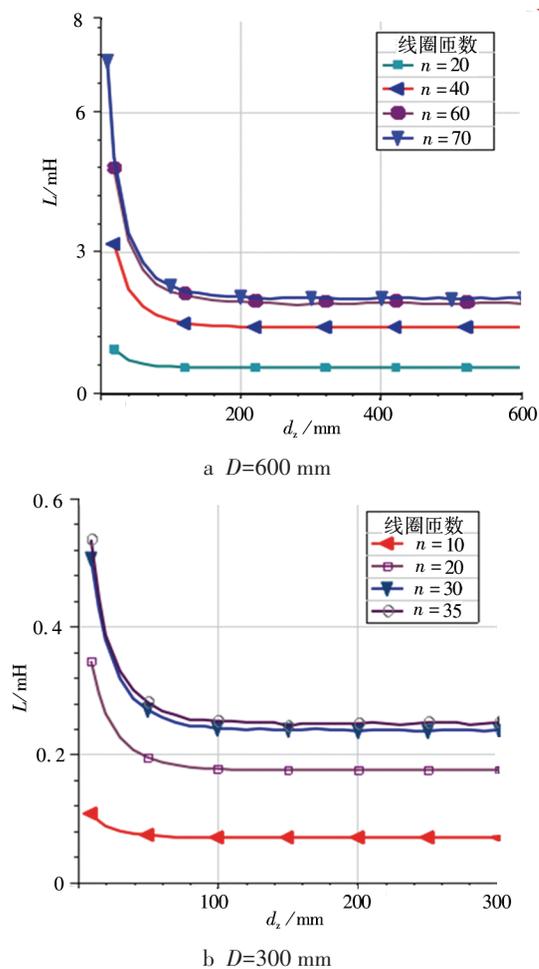


图4 自感随线圈距离变化曲线

Fig 4 Variation curve of self inductance with coil distance

(1) 两组磁耦合线圈在内外径之比、传输距离与外径之比均相同时,自感系数随线圈间距变化趋势相同。因而在设计时可以根据实际系统建立等比例缩小模型,以加快仿真计算速度。

(2) 在匝数相同的情况下,外径大的线圈可以获得较大的自感系数;根据公式(3)、公式(4),若耦合系数 k 相同,则线圈外径越大其互感系数 M 也越大,系统可以获得更大的传输功率和传输效率。

(3) 磁耦合机构耦合线圈的自感系数并不是固定不变的,而是随传输距离的增加而减小,并趋近于独立线圈的自感系数。图4把磁耦合线圈自感系数区域划分为3个区间,分别是区间一,垂直距离 $<$ 线圈外径的 $1/10$; 区间二,线圈外径的 $1/10 \leq$ 垂直距离 $<$ 线圈外径的 $1/4$; 区间三,垂直距离 \geq 线圈外径的 $1/4$ 。显然,在区间一,自感系数变化剧烈,自感系数随垂直距离增大呈线性急剧减

小;在区间二,自感系数变化率逐渐减小,并和垂直距离呈反比;在区间三,自感系数趋于稳定,即基本保持不变。

结合以上分析,一方面,为了提高系统传输效率,需要增加线圈的外径,以提高互感系数;另一方面,为了在传输距离变化时获得稳定的自感系数,需要减小线圈的外径。因此,建议在公式(11)的范围内优化磁耦合线圈外径。

$$2h < D < 4h \quad (11)$$

式中: D 为线圈外径, mm; h 为传输距离, mm。

2.2 磁耦合线圈内径的优化

为优化线圈内径,根据公式(4)对磁耦合线圈的耦合系数 k 进行仿真计算,得到两组磁耦合线圈在没有水平偏移的情况下,其垂直距离由小逐渐增大到线圈外径大小时耦合系数 k 的变化情况,如图5所示。

图5的仿真结果表明:

(1) 外径相同、匝数相同的耦合线圈,耦合系数随线圈垂直距离的增大呈反比关系逐渐减小。

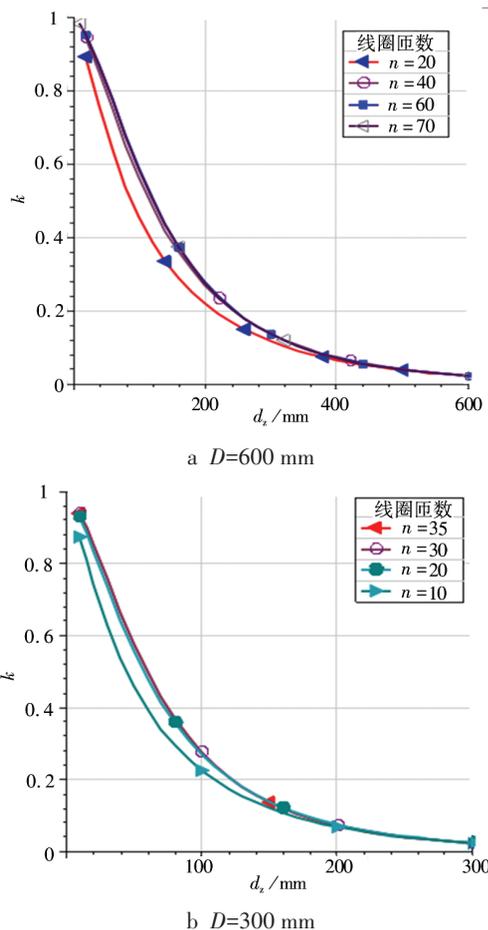


图5 耦合系数随线圈距离变化曲线

Fig 5 Variation curve of coupling coefficient with coil distance

(2)线圈间垂直距离相同时,随着线圈匝数的增加、内径的减小,耦合系数逐渐增大,即内外径之比越小,耦合系数越高。

(3)内外径之比相同的磁耦合线圈,在传输距离与外径之比相同时,耦合系数的值基本相同。

(4)耦合线圈的垂直距离越大,受内外径之比的影响越小。

综上所述,在一定的传输距离下,为了使磁耦合线圈具有较高的耦合系数,磁耦合线圈应具有较小的内外径之比,即尽量减小线圈的内径,增大传输线圈导线包围的面积。

2.3 磁耦合线圈匝间距优化

在电动汽车无线电能传输系统中,磁耦合线圈外径较大(600~800 mm),且采用紧密方式绕制耦合线圈。如果此时线圈内径变小会使线圈的自感系数增大,为获得最优的参数,需要降低耦合线圈的自感系数。为此,本文提出线圈稀疏绕线方式,即耦合线圈匝与匝之间有一定距离的绕线方式,其优点有:(1)耦合线圈具有较小的内外径比,可以获得较高的耦合系数;(2)耦合线圈的匝数可以根据需要进行调整,以获取最优的自感系数。

本文采用3种稀疏方式对线圈匝与匝之间距离即匝间距进行调整,分别为:(1)等间距方式,即匝间距相同;(2)等增方式,即匝间距从外至内等值增加;(3)等减方式,即匝间距从外至内等值减小。3种方式线圈结构如图6所示。仿真时,3种方式线圈内外径尺寸、匝数、线圈匝间距设置如表2,磁芯及导线参数同表1。作为对比,对相同匝数和自感系数相近的紧密绕制线圈也进行了仿真,其匝间距取0.1 mm,结构如图7所示。

当发生水平偏移时,对图6~图7中的线圈进行仿真,得到自感系数 L 、互感系数 M 、耦合系数 k 和水平偏移量 d_x 的关系,如图8所示。图8中Deng曲线为等间距线圈曲线,其匝间距离可根据公式(12)计算;Zeng曲线为等增线圈曲线,Jian曲线为等减线圈曲线,等增线圈的等增距离和等减线圈的等减距离可根据公式(13)计算;M7、M11曲线为匝间距0.1 mm,匝数分别为7和11的线圈曲线。

$$\Delta d = \frac{D - d - 2NW_d}{2(N - 1)} \quad (12)$$

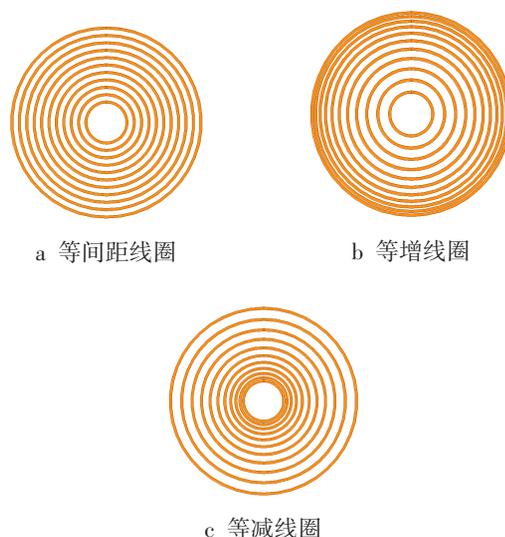


图6 不同稀疏绕线方式的线圈

Fig 6 Coils with different sparse winding modes

表2 稀疏线圈参数设置表

Table 2 Sparse Coil Parameter Setting Table

参数	参数值
匝数	11
内径/mm	60
外径/mm	300
等间距线圈匝间距/mm	7.6
等增线圈等增距离/mm	1.3818
等减线圈等减距离/mm	1.3818

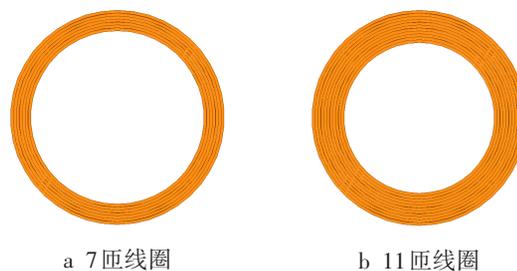


图7 匝间距0.1 mm线圈

Fig 7 Coils with spacing of 0.1 mm

$$\Delta z = \frac{D - d - 2NW_d}{N(N - 1)} \quad (13)$$

式中: Δd 为等间距线圈匝间距离,mm; Δz 为等增线圈的等增距离或等减线圈的等减距离,mm。

对图8仿真结果进行分析,可知:

(1)在线圈匝数相同时,采用稀疏绕线方式的线圈的自感系数小于紧密绕制的线圈,表明稀疏绕线方式可以有效降低线圈的自感。

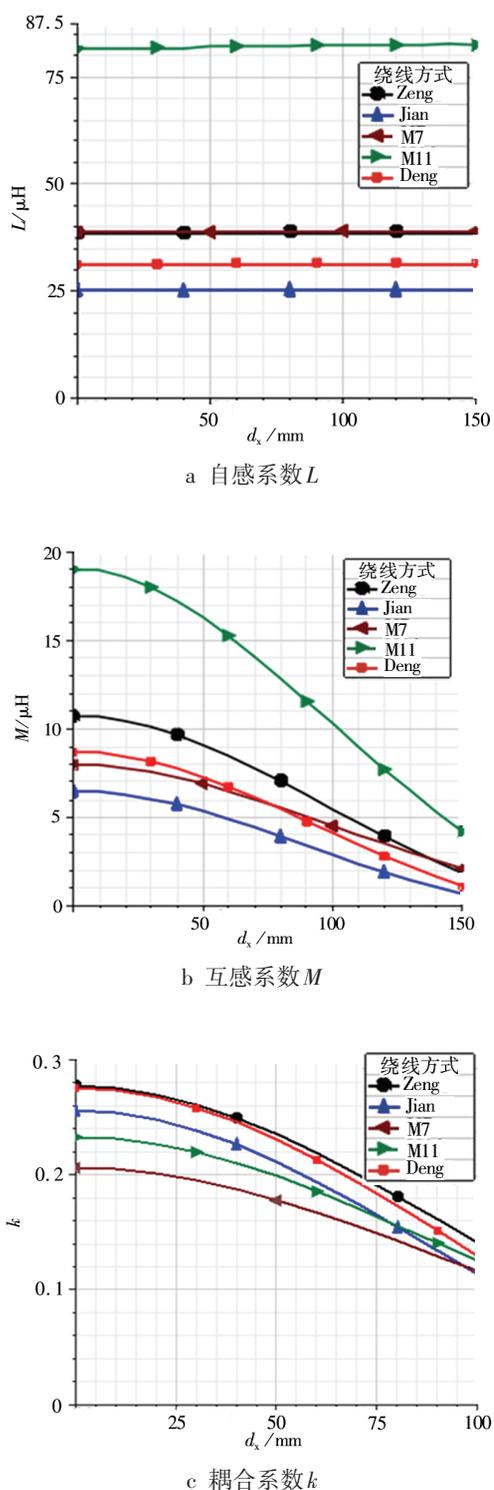


图8 线圈参数水平偏移曲线

Fig 8 Curve of coil parameters with horizontal offset

(2)3种线圈稀疏绕线方式中,耦合系数 k 的大小顺序为: $k_{\text{等增线圈}} > k_{\text{等距线圈}} > k_{\text{等减线圈}}$ 。即使耦合线圈发生水平偏移,耦合系数仍保持这种关系,说明等增线圈的抗偏移性能优于其他2种线圈。

(3)等增线圈与密绕线圈相比,在发生水平

偏移时,在较大的范围内等增线圈的耦合系数大于密绕线圈的耦合系数。即在线圈自感系数相同时,等增线圈可以获得较大的互感;在线圈互感系数相同时,等增线圈自感系数小于密绕线圈的自感系数。

综上所述,与密绕线圈相比,等增耦合线圈在降低自感系数的同时,增大了线圈间的耦合系数,提高了线圈的抗偏移性能,具有更好的传输性能。

3 耦合线圈优化设计流程及应用

3.1 耦合线圈优化设计流程

结合上述仿真与讨论,耦合线圈优化设计流程如图9所示。

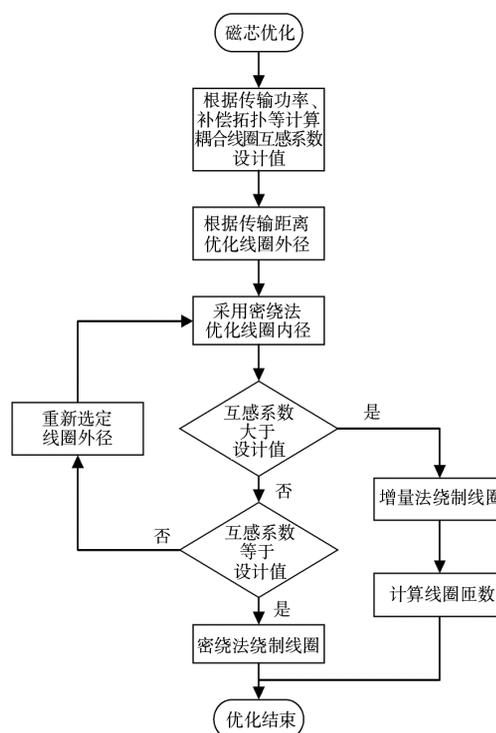


图9 耦合线圈优化流程

Fig 9 Coupling coil optimization process

图9流程图中各步骤如下:(1)根据系统传输功率、传输距离、补偿网络拓扑等,确定耦合线圈互感系数设计值和耦合线圈导线尺寸;(2)根据公式(11),由电能传输距离优化线圈外径,使耦合线圈偏移设计值时,其自感系数变化较小;(3)采用密绕法优化线圈内径,并计算不同匝数的线圈自感系数和互感系数,以获取最优的耦合系数;(4)将互感系数仿真结果与设计值对比,以确定线圈的绕线方式和匝数。若仿真结果大于设计值,则采取等增方式绕制线圈,并进行匝数的

优化计算;若仿真结果等于设计值,则采用密绕方法绕制线圈;若仿真结果小于设计值,则根据公式(11)重新选定线圈外径,并返回步骤(3),重新进行计算。

3.2 耦合线圈设计

根据图9耦合线圈的优化流程,当传输距离200 mm,逆变侧直流输入电压600 V,负载电流15 A时,耦合线圈设计过程如下:

(1)计算耦合线圈互感系数设计值。根据SAE J2954-2019选取系统谐振频率为85 kHz,系统采用SS补偿拓扑,根据公式(7)得到耦合线圈的互感系数设计值 $M=60.8 \mu\text{H}$ 。

(2)确定磁耦合线圈外径。根据公式(11),由传输距离200 mm选取磁耦合线圈外径600 mm。

(3)计算磁耦合线圈内径。采用密绕法,根据公式(10)线圈内外径的关系,使用仿真软件,逐匝计算线圈耦合系数,相关参数见表1,结果如图5a所示。特别的,在线圈13.6匝时,互感系数可以满足设计需求,此时 $L=312.9 \mu\text{H}$ 、 $M=60.5 \mu\text{H}$ 、 $k=0.193$;当线圈60匝时,耦合系数达到最大,对应磁耦合线圈内径为120 mm,此时 $L=1.96 \text{ mH}$ 、 $M=550.1 \mu\text{H}$ 、 $k=0.280$ 。

(4)计算磁耦合线圈匝数。由步骤(3)可知,采用密绕法,当线圈耦合系数达到最大时,互感系数大于所需参数,因此采用增量法绕制线圈,结构如图6b。

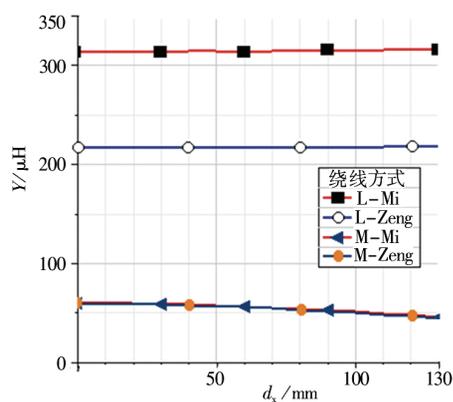
固定线圈内外径,改变线圈匝数,根据公式(12)、公式(13)进行仿真计算,在线圈18匝时,获得所需参数,此时等增距离为1.098 mm,无偏移时 $L=217.0 \mu\text{H}$ 、 $M=59.9 \mu\text{H}$ 、 $k=0.276$ 。

3.3 设计结果验证

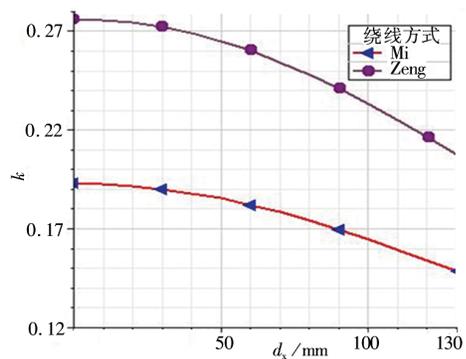
对密绕法耦合线圈与等增法耦合线圈在水平偏移量0~130 mm^[15]内进行仿真,仿真时参数设置如表1,仿真结果如图10所示。图10a中M-Mi为密绕线圈互感系数曲线;L-Mi为密绕线圈自感系数曲线,M-Zeng为等增线圈互感系数曲线;L-Zeng为等增线圈自感系数曲线。图10b中Mi为密绕线圈耦合系数;Zeng为等增线圈耦合系数。

对图10仿真结果进行分析,可知:

(1)自感系数。密绕线圈自感系数在312.9~315.8 μH ,变化率0.92%;等增线圈自感系数在216.7~217.9 μH ,变化率0.56%。两种磁耦合线圈自感系数在偏移范围内都具有良好的稳定性,自感系数的变化均小于1%。



a 自感与互感曲线



b 耦合系数曲线

图10 线圈参数水平偏移对比曲线

Fig 10 Comparison curve of horizontal offset of coil parameters

(2)耦合系数。密绕线圈耦合系数在0.149~0.193之间;等增线圈耦合系数在0.207~0.276之间,耦合系数提高了39.6%~43.0%。

仿真结果表明:等增磁耦合线圈自感系数的稳定性优于密绕线圈,且耦合系数得到大幅提高,验证了本文优化方法与设计流程的正确性。

4 结论

针对应用于电动汽车无线充电的单圆形磁耦合线圈,采用电磁仿真分析法设计了传输距离200 mm的磁耦合线圈,得出如下结论:磁耦合线圈自感系数的稳定性受其外径和传输距离之比影响,磁耦合线圈外径与传输距离之比越小,磁耦合线圈自感系数越稳定;当传输距离和磁耦合线圈外径确定时,磁耦合线圈内外径之比越小,耦合线圈的耦合系数越高;当两个磁耦合线圈传输距离、外径尺寸、互感系数相同时,不同的绕线方式的线圈,耦合系数也不相同,其中匝间距等增绕线方式的线圈可以获得较高的耦合系数。

参考文献:

- [1] 吴理豪,张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述(上篇)[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6):1153-1165.
- [2] 黄学良,王维,谭林林. 磁耦合谐振式无线电能传输技术研究动态与应用展望[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 2-14, 141.
- [3] 曹玲玲,陈乾宏,任小永,等. 电动汽车高效率无线充电技术的研究进展[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 1-13.
- [4] 范思明,莫小勇,张鑫. 无线电能传输技术的研究现状与应用[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10):2584-2600.
- [5] 谭林林,颜长鑫,黄学良,等. 无线电能传输系统电压稳定在线控制策略的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 12-17.
- [6] 严开沁,陈乾宏,曹玲玲,等. 串—串补偿与串—并补偿非接触谐振变换器特性分析与控制策略[J]. 南京航空航天大学学报, 2014, 46(1): 101-108.
- [7] BUDHIA M, BOYS J T, COVIC G A, et al. Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 318-328.
- [8] 王智慧,胡超,孙跃,等. 基于输出能效特性的IPT系统磁耦合机构设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19):26-31.
- [9] 刘志珍,曾浩,陈红星,等. 电动汽车无线充电系统磁芯结构的设计及优化[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(1): 8-15.
- [10] 刘言伟,卢闻州,董一帆,等. 电动汽车无线充电用方形线圈仿真优化研究[J]. 电源学报, 2020, 18(2):180-190.
- [11] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [12] 杨刚,苏建徽,张健,等. 感应式无线电能传输系统设计及优化[J]. 电气工程, 2017, 5(4):306-313.
- [13] 孙舒瑶,高金凤. 基于双LCC结构电动汽车无线充电系统仿真设计[J]. 电力科学与工程, 2020, (10):16-23.
- [14] 李秋生,张国兴,李培英,等. 电动汽车无线充电松耦合变压器仿真研究[J]. 电子设计工程, 2017, 25(8): 27-31.
- [15] 中国电力企业联合会. 电动汽车无线充电系统第3部分:特殊要求:GB/T 38775. 3—2020 [S]. 北京:中国标准出版社出版, 2020:4.

Optimal Design of Coupling Coil for Wireless Charging System of Electric Vehicle

GUO Wei¹, ZHANG Jian²

(1. School of Mechanical & Automotive Engineering, Anhui Water Conservancy Technical College, Hefei Anhui 230011, China;)
 (2. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei Anhui 230009, China)

Abstract: In order to improve the coupling coefficient of magnetic coupling mechanism of electric vehicle wireless charging system, based on the analysis of the influence of coupling coil parameters on series compensation network, the effects of transmission distance, internal and external warp size and winding mode of single circular magnetic coupling coil on self inductance coefficient and coupling coefficient are studied by using electromagnetic simulation analysis method. The results show that the stability of the self inductance coefficient of the magnetic coupling coil is affected by the ratio of its outer diameter to transmission distance. The smaller the ratio of the outer diameter of the magnetic coupling coil to the transmission distance, the more stable the self inductance coefficient of the magnetic coupling coil. When the transmission distance and the outer diameter of the magnetic coupling coil are determined, the smaller the ratio of the inner diameter to the outer diameter of the magnetic coupling coil, the higher the coupling coefficient of the coupling coil. When the transmission distance, outer diameter and mutual inductance of the two magnetic coupling coils are the same, the coupling coefficients of the coils with different winding methods are also different. The coils with increased winding methods such as turn spacing can obtain higher coupling coefficients.

Keywords: design optimization; magnetic coupler mechanism; coupling coefficient; electric vehicle wireless charging

(责任编辑:李华云)