

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902551

基于耦合系数估计的电动汽车无线电能传输最大效率跟踪*

程靖宜 武小兰 白志峰
(西安建筑科技大学 机电工程学院 西安 710055)

摘要:电动汽车行驶(EV)过程中可通过无线电能传输(WPT)提高续航里程,而车辆轴荷的改变或者路面状况引起的悬架振动会改变发射线圈和接收线圈之间的耦合系数,导致 WPT 系统远离最大效率传输点。为了解决 WPT 系统效率随着耦合系数的波动而偏离极值点的问题,以串联(SS)型拓扑为研究对象推导出耦合系数实时估计方程,在此基础上提出了一种新的最大效率跟踪控制方法,利用 PI 控制调节接收侧直流电流,从而使得 WPT 系统在耦合系数变化时也可以维持最大效率状态。仿真和实验结果表明了该方法的有效性。

关键词:电动汽车;无线电能传输;耦合系数估计;最大效率跟踪
中图分类号: TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.99

Maximum efficiency tracking of wireless power transfer for electric vehicles based on coupling coefficient estimation

Cheng Jingyi Wu Xiaolan Bai Zhifeng
(School of Mechanical and Electrical Engineering, Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an 710055, China)

Abstract: While electric vehicles (EV) can improve driving range through wireless power transfer (WPT), changes in vehicle axle load or suspension vibration caused by road conditions can change the coupling coefficient between transmitter coil and receiver coil, leading to WPT system being far away from the maximum efficiency transmission point. To address the problem that WPT system efficiency deviates from the extreme point along with the fluctuation of coupling coefficient, a real-time estimation method of coupling coefficient for series-series (SS) topology is proposed, on this basis, a novel maximum efficiency tracking control scheme is proposed, which is regulating the DC link current of secondary side by PI feedback controller to maintain the highest efficiency of WPT system when coupling coefficient varies. Simulation and experimental results indicate the effectiveness of the proposed method.

Keywords: electric vehicle; wireless power transfer; coupling coefficient estimation; maximum efficiency tracking

0 引言

无线电能传输(WPT)作为向电动汽车供电的新方式渐渐成为学术界和产业界共同关注的热点^[1],该方式有助于解决储能设备寿命有限、有线充电技术因频繁插拔造成的插座磨损、线路损坏等问题^[2]。为了减少运行成本及损耗,延长电动汽车的续航里程,WPT 往往需要工作在最大效率点,而耦合系数的波动,负载特性的改变导致系统偏离最大效率点,研究参数变动、环境改变情况

下的最大效率跟踪对优化系统性能具有重要意义。
WPT 只在特定的负载条件下实现最大效率传输,因此最大效率跟踪方法大多为负载阻抗匹配。基本分为如下 3 类^[3]:调节系统工作频率实现阻抗匹配^[4-5]、调节无源器件网络实现无源阻抗匹配^[6-7]、调节 DC/DC 变换器实现有源阻抗匹配^[8-9]。电动汽车 WPT 系统发射端固定在地面侧,所有元器件均已固定不易变动,在发射端进行阻抗匹配和无源阻抗匹配的方法缺乏实用性和操作性,且增加了发射端设备的建设和维修成本,因此大多采用第 3 类方法。主流的做法是通过调节接收侧 DC/DC 变换器占空比

改变直流侧电压进行最大效率跟踪^[10]。考虑到电流相对电压而言,有响应迅速、控制器设计容易、输出瞬态响应好、在多个电源单元并联时易于实现负载均流等优点^[11],本文对副边直流侧电流进行闭环控制实现 WPT 系统工作在最大效率状态,整个控制方法更加简单高效。

耦合系数是影响效率的关键因素。车辆在行驶过程中,耦合系数随的时刻变化直接影响传输最优效率点。Hori 团队^[10]提出耦合系数的估计方程,但是该方法假设电路处于完全谐振状态,未考虑电动汽车实际行驶中, WPT 电路出现偏离谐振点的情况。Jiwariyavej 等^[12]提出了一种只需接收侧参数的互感系数估计方法,但是该方法需要两个测试样本才能实现估计,在实际操作中并不适用。Dai 等^[13]介绍了一种耦合系数估计方法,该方法分为初始耦合系数估计和动态耦合系数估计两个步骤。虽然具有较高的精度,但在实际操作中存在一定的困难。

本文提出了一种考虑系统非谐振状态的串串型(SS)拓扑的耦合系数估计方法。在此基础上,提出了一种最大效率跟踪的方法,通过 PI 控制器对接收侧直流侧输出电流进行调节,从而实现 WPT 系统工作在最大效率状态。最后利用 MATLAB 实现仿真并搭建了实验平台,验证了所提出方法的有效性。

1 电动汽车无线电能传输系统建模

1.1 SS 型磁耦合谐振 WPT 原理

磁耦合谐振式 WPT 系统工作的基本原理是 WPT 系

统的能量发射侧线圈埋设在路面下,能量接收侧线圈安装于汽车底盘。发射线圈将电网输入的电能转化为高频磁场能,通过交变磁场作为传输媒介进行电能传输,当两侧谐振线圈以相同的频率振动时,电磁场携带的能量便从发射侧传到接收侧,再经过一系列转换电路后与蓄电池并联向电机提供能^[14]。图 1 所示为电动汽车 WPT 示意图,发射侧包括功率源和发射线圈,接收侧包括接收线圈、整流电路、DC/DC 模块、蓄电池组和电机。

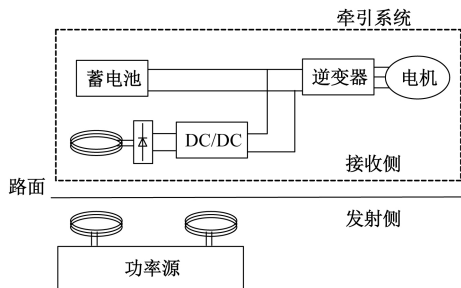


图 1 电动汽车无线电能传输示意图

Fig.1 Schematic of WPT system transmission structure of EV

本文针对实际原副线圈经常采用的串串型拓扑进行分析建模^[15]。本文所提出的 WPT 系统电路原理如图 2 所示,其中 V_1 是高频输入电压源, V_2 是等效负载端的电压。 R_1 、 C_1 、 L_1 以及 R_2 、 C_2 、 L_2 分别是发射侧电路和接收侧电路的等效内阻、补偿电容、耦合电感。 I_1 、 I_2 分别是发射侧和接收侧的输入电流和输出电流, M 是两侧线圈的互感, Z_L 是谐振回路的等效负载阻抗。 V_{dc} 、 I_{dc} 是经过整流滤波后的直流侧电压、电流。

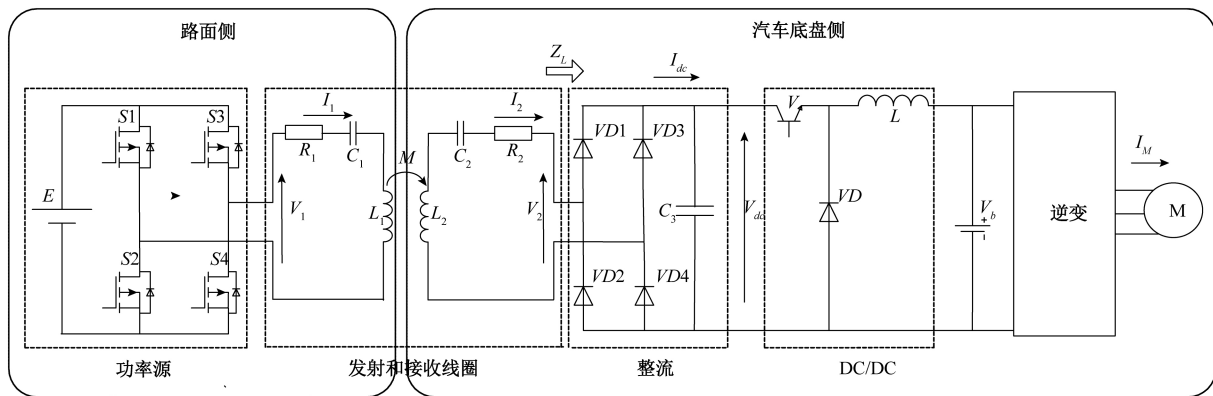


图 2 WPT 系统电路原理

Fig.2 Circuit schematic of the proposed WPT system

1.2 整流桥负载特性分析

在实际工作情况下,整流桥等效负载阻抗并不是固定不变的,电流电压的变化,DC/DC 占空比的改变,都会引起整流桥等效负载阻抗的改变,不能将其单视为电阻。

图 3 所示为全桥整流电路,VD1~VD4 是四个整流二

极管, C_3 是滤波电容,接收端 RLC 振荡电路可以视为无源滤波器^[16-17],抑制高次谐波。整流桥负载 Z_L 从基层面定义,可表示为^[18]:

$$Z_L = \frac{U_a}{I_2} + \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (1)$$

式中: R_L 是整流桥后的等效负载; U_a 是二极管的通态

压降。

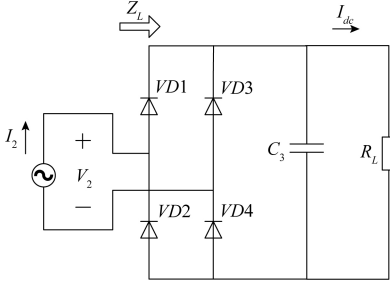


图 3 全桥整流电路

Fig.3 The circuit of full bridge rectifier

2 基于耦合系数估计的无线电能传输最大效率跟踪

2.1 耦合系数的实时估计

电动汽车在行驶过程中的耦合系数估计是最大效率跟踪的前提和基础^[3]。传统分析大多基于假设原副边拓扑均处于完全谐振状态,而车辆轴荷的改变或者路面不同的状况,会引起的悬架振动而改变 WPT 系统发射端与接收端的距离,导致耦合系数的改变,因此实际电路不可能时刻处于理想谐振状态,在发射端、接收端会产生不可忽略的电抗^[19]。

图 4 所示为典型的 SS 型 WPT 的简化电路拓扑,两线圈阻抗分别为:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = R_1 + jX_1 \quad (2)$$

$$Z_2 = R_2 + Z_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = \Delta + jX_2 \quad (3)$$

其中, $\Delta = R_2 + Z_L$; ω 是谐振角频率; X_1 、 X_2 是发射端、接收端的电抗。

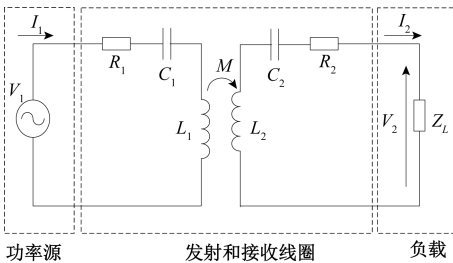


图 4 典型 SS 型 WPT 简化电路拓扑

Fig.4 Typical simplified circuit of WPT with SS topology

KVL 方程如下:

$$\dot{V}_1 = (R_1 + jX_1) \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 \quad (4)$$

$$0 = j\omega M \dot{I}_1 - (\Delta + jX_2) \dot{I}_2 \quad (5)$$

发射端电流 $\dot{I}_1$ 如下:

$$\dot{I}_1 = \frac{Z_2 \dot{V}_1}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} = \frac{(\Delta + jX_2) \dot{V}_1}{(R_1 + jX_1)(\Delta + jX_2) + \omega^2 M^2} \quad (6)$$

接收端电流 $\dot{I}_2$ 如下:

$$\dot{I}_2 = \frac{j\omega M \dot{V}_1}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} = \frac{j\omega M \dot{V}_1}{(R_1 + jX_1)(\Delta + jX_2) + \omega^2 M^2} \quad (7)$$

$\dot{I}_2$ 与 $\dot{I}_1$ 之比的模 $|A_I|$ 为:

$$|A_I| = \left| \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right| = \frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\text{Re}^2(A_I) + \text{Im}^2(A_I)} = \sqrt{\left(\frac{\omega M X_2}{\Delta^2 + X_2^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega M \Delta}{\Delta^2 + X_2^2} \right)^2} = \frac{\omega M}{\sqrt{\Delta^2 + X_2^2}} \quad (8)$$

又有:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (9)$$

推导出耦合系数 k 的估计方程:

$$k = \frac{1}{\omega \sqrt{L_1 L_2}} \frac{I_2}{I_1} \sqrt{\left(R_2 + \frac{U_a}{I_2} + \frac{8}{\pi^2} R_L \right)^2 + X_2^2} \quad (10)$$

上述公式均假定在理想条件下,而在实际工作中,会存在元器件损耗^[12],当 k 值变化时, I_{dc} 、 V_{dc} 也会随之改变,因此为了计算准确,减小误差,通过 $R_L = V_{dc}/I_{dc}$ 可计算出当前距离下的整流桥后的等效负载。

V_2 、 I_2 通过傅里叶展开式可表示为^[10]:

$$V_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc}, I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{dc} \quad (11)$$

式(11)可以表示为:

$$k = \frac{1}{\omega \sqrt{L_1 L_2}} \frac{\pi I_{dc}}{2\sqrt{2} I_1} \times \sqrt{\left(R_2 + \frac{2\sqrt{2} U_a}{\pi I_{dc}} + \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{dc}}{I_{dc}} \right)^2 + X_2^2} \quad (12)$$

式中未知参数有直流侧值电流 I_{dc} 、直流侧值电压 V_{dc} ,发射端电流值 I_1 ,其余参数均固定,且直流侧数据相较于交流侧易于检测和获取,更适用于实际操作中。当原副边距离变化时,测量未知数据,代入式(12),完成耦合系数的实时估计。

2.2 基于直流侧电流控制的最大效率跟踪

图 5 所示是基于直流侧电流控制的最大效率跟踪框图,根据式(12)得出耦合系数估计值,以当前耦合系数下效率极值所对应的直流侧电流 $I_{dc\eta\max}$ 为指令值,通过 PI 控制改变 DC/DC 变换器占空比对 I_{dc} 进行闭环控制,以达到最大效率跟踪目的。

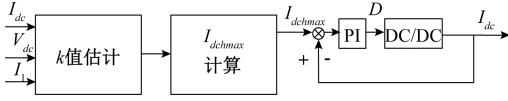


图5 基于直流侧电流控制的最大效率跟踪框图
Fig.5 Block of maximum efficiency tracking based on DC link current control

输入功率可以表示:

$$P_{in} = V_1 I_1 \cos \theta = V_1^2 \cdot \operatorname{Re} \left[\frac{Z_2}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \right] = \frac{[(\omega M)^2 \Delta + R_1 \Delta^2 X_2^2] V_1^2}{[R_1 \Delta - X_1 X_2 + (\omega M)^2]^2 + (R_1 X_2 + \Delta X_1)^2} \quad (13)$$

输出功率:

$$P_{out} = I_2^2 Z_L = \frac{(\omega M)^2 V_1^2 Z_L}{|Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2|^2} = \frac{(\omega M)^2 V_1^2 Z_L}{[R_1 \Delta - X_1 X_2 + (\omega M)^2]^2 + (R_1 X_2 + \Delta X_1)^2} \quad (14)$$

传输效率如下:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{(\omega M)^2 Z_L}{(\omega M)^2 \Delta + R_1 (\Delta^2 + X_2^2)} \quad (15)$$

令:

$$\frac{\partial \eta}{\partial Z_L} = 0 \quad (16)$$

得到实现最大效率所对应的负载值:

$$Z_{L\eta\max} = \sqrt{R_2^2 + X_2^2 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_1}} \quad (17)$$

如图6所示,随着等效负载阻抗增大,系统传输效率先增加到极大值再逐渐减小,且在不同距离下,最大传输效率对应了不同的最优等效负载。

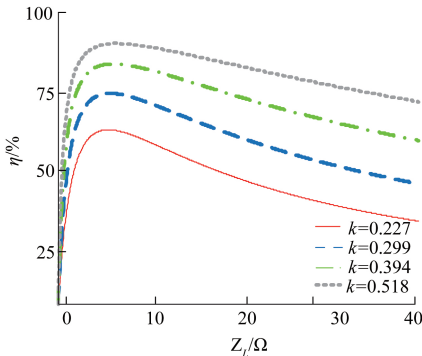


图6 效率随等效负载阻抗变化

Fig.6 Transmission efficiency at different Z_L

联合式(1)和(12)代入式(16),可得:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% =$$

$$(\omega M)^2 \left(\frac{2\sqrt{2} U_a}{\pi I_{dc}} + \frac{8}{\pi^2} R_L \right) / \{ (\omega M)^2 \times (R_2 + \frac{2\sqrt{2} U_a}{\pi I_{dc}} + \frac{8}{\pi^2} R_L) \times R_1 (R_2 + \frac{2\sqrt{2} U_a}{\pi I_{dc}} + \frac{8}{\pi^2} R_L)^2 + R_1 X_2^2 \} \quad (18)$$

令:

$$\frac{\partial \eta}{\partial I_{dc}} = 0 \quad (19)$$

得到实现最大效率所对应的直流侧电流值 $I_{dc\eta\max}$ 为:

$$I_{dc\eta\max} = \frac{2\sqrt{2} U_a}{\pi \left(\sqrt{R_2^2 + X_2^2 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_1}} - \frac{8}{\pi^2} R_L \right)} \quad (20)$$

式中: R_1 、 R_2 、 X_2 、 U_a 值均已知, R_L 可通过 V_{dc}/I_{dc} 计算, 耦合系数 k 的值由式(12)估计而得, 由此可计算出不同距离下的效率极值点对应的不同直流侧电流值 $I_{dc\eta\max}$ 。

3 仿真及实验

3.1 仿真分析

本节对耦合系数估计和最大效率跟踪方法进行了仿真分析, 所使用的仿真数据参数和实验设备参数一致, 如表1所示。

表1 实验设备参数

Table 1 Parameters of experimental set up

参数	名称	数值
N_1, N_2	线圈匝数	21 Ts
r_1, r_2	线圈内半径	5.4 cm
L_1	发射线圈电感	15 μ H
L_2	接收线圈电感	15 μ H
C_1	发射端电容	1.6 μ F
C_2	接收端电容	2.0 μ F
f_1	发射端线圈频率	32 kHz
f_2	接收端线圈频率	29 kHz
R_1, R_2	电感线圈内阻	140 m Ω
U_a	二极管压降	0.4 V

使用 MATLAB 对耦合系数估计和最大效率跟踪方法进行仿真。选取耦合系数分别为 0.227、0.299、0.394、0.518 来模拟 WPT 实际耦合系数改变的情况。根据表1参数得到耦合系数、互感系数关于距离的变化曲线, 仿真结果如图7所示, 随着距离增大, 耦合系数和互感系数均逐渐减小。

根据式(18)得到图8所示直流侧电流随效率变化规律, 随着 I_{dc} 的增加, 效率先增加到最大值, 该值对应了电

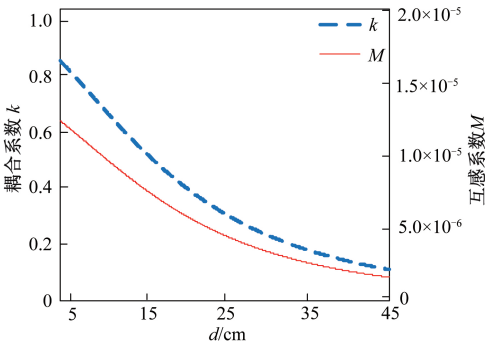


图 7 耦合系数互感系数随距离变化
Fig.7 k 、 M at different distance

流 $I_{dc\eta_{max}}$,过了该点后,效率呈下降趋势。 k 值由 0.518 减小到 0.227 时,效率极值由 86.4% 下降到 57.81%,可见对最大效率跟踪的必要性。通过分析可知,调节直流侧电流 I_{dc} 向 $I_{dc\eta_{max}}$ 变化,以实现系统效率最大化的方法是可行有效的。

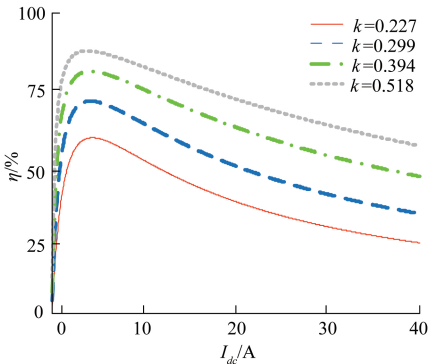


图 8 效率随直流侧电流变化
Fig.8 Transmission efficiency at different I_{dc}

3.2 实验验证

为验证所述无线电能传输最大效率跟踪分析的正确性,搭建了图 9 所示实验平台,包括了 24 V 直流电源、发射端线圈和高频逆变电路、接收端线圈、整流电路和 DC/DC 变换器、作为负载的不同功率阻值电阻。

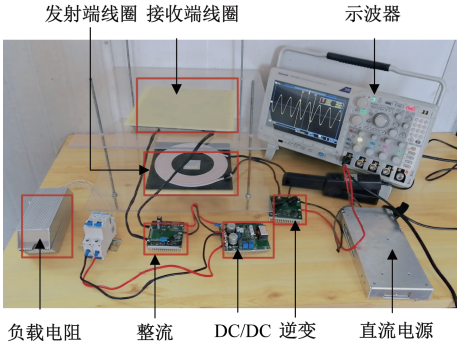


图 9 实验平台
Fig.9 Experimental setup

耦合系数实时估计实验选定 $4.5\ \Omega$ 的负载,以仿真时的耦合系数模拟实际原副边距离改变情况,具体实验测量数据如表 2 所示,可以看出实验结果基本低于仿真结果,这主要是由于手动误差造成的双侧线圈之间测量距离不准确造成的。

表 2 耦合系数估计实验数据
Table 2 Experimental results of real-time coupling coefficient estimation

I_{dc}/A	V_{dc}/V	I_1/A	k 值		误差/%
			实验	仿真	
6.02	25.8	30.0	0.233	0.227	2.6
5.80	29.6	23.6	0.289	0.299	3.3
5.56	31.3	18.0	0.377	0.394	4.3
5.64	30.8	13.8	0.490	0.518	5.4

最大效率跟踪实验依旧选择仿真时 4 组不同耦合系数数值,以 $I_{dc\eta_{max}}$ 作为目标指令值,通过 PI 控制器调节 DC/DC 占空比跟踪指令值,由仿真结果设定 I_{dc} 变化范围为 3.5~7.5 A,记录若干个点,计算每个点下的效率,用 MATLAB 拟合出曲线。实验结果如图 10~13 所示,黑色实心圆点表示当前耦合系数下效率极值点对应的直流侧电流最优取值。

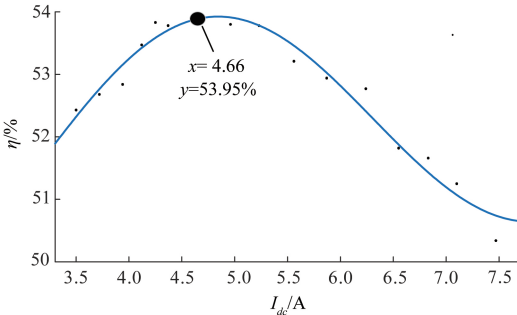


图 10 $k=0.227$ 时效率随直流侧电流变化
Fig.10 The efficiency changes with the DC link current when $k=0.227$

分析实验结果可看出,以 $k=0.518$ 时为例,当 I_{dc} 电流值为 4 A,负载有功功率为 113.9 W,输出功率为 127.4 W 时,此刻的传输效率为 89.40%,而随着 I_{dc} 的增大,传输效率逐渐下降,与 2.2 节推导结果具有一致性。

表 3 是最大效率跟踪实验和仿真结果, I_{dc}^* 、 η^* 是仿真数据, I_{dc} 、 η 是实验数据,电流误差值和效率误差值如图 14 和 15 所示。比较可知,实验结果与仿真结果存在一定的误差,这是由于理论计算忽略了高频辐射损耗,系统的自谐振频率并非时刻等于线圈固有频率,发射线圈和接收线圈之间的距离控制精确度,线圈内阻大小的测量都存在误差,手工绕制线圈不够精密等因素所造成的。

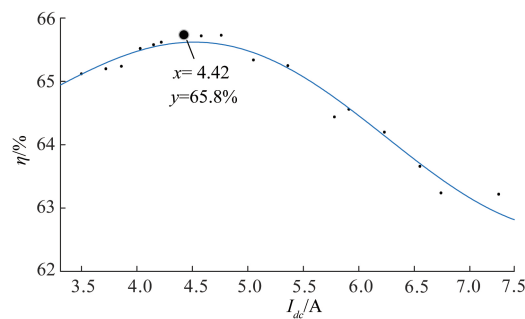


图 11 $k=0.299$ 时效率随直流侧电流变化
Fig.11 The efficiency changes with the DC link current when $k=0.299$

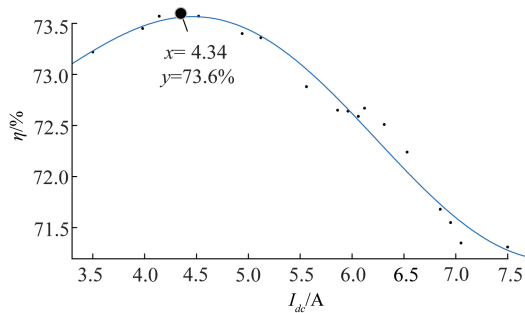


图 12 $k=0.394$ 时效率随直流侧电流变化
Fig.12 The efficiency changes with the DC link current when $k=0.394$

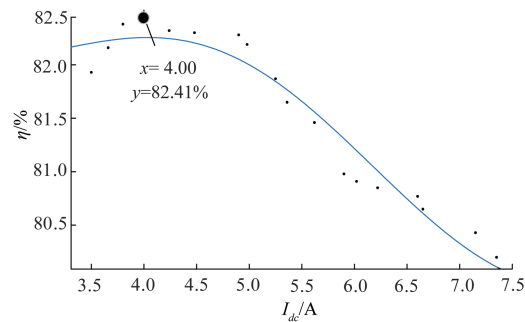


图 13 $k=0.518$ 时效率随直流侧电流变化
Fig.13 The efficiency changes with the DC link current when $k=0.518$

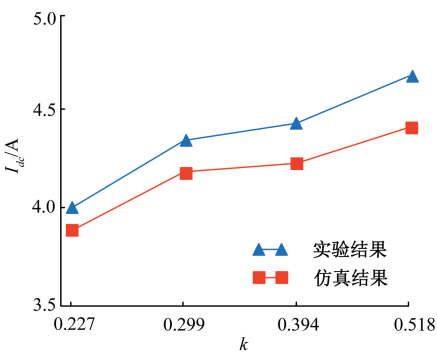


图 14 电流值误差
Fig.14 Diagram of current error

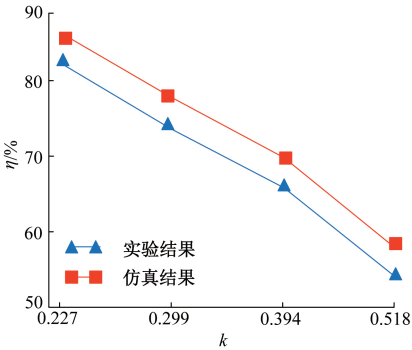


图 15 效率值误差
Fig.15 Diagram of efficiency error

4 结 论

本文建立了电动汽车 WPT 模型,分析了耦合系数、传输效率、直流侧电流和等效负载阻抗之间的关系,改进了耦合系数估计方程和 WPT 最大效率跟踪方法。以非理想谐振状态的系统为主要研究目标,提出了一种耦合系数的实时估计方法,在传输距离变化时能较准确计算出当下的耦合系数。在此基础上,提出了基于直流侧电流控制的最大效率跟踪方法,所提出的方法能够使电动汽车运行时保持较高效率状态。且直流侧电流数据易于测量,大大简化了控制系统,电流控制方法又具有良好的动态性能和稳态精度,更适用于本文所建立的模型。最后,搭建实验平台验证理论分析与仿真结果的正确性。

参考文献

[1] ZOU Y W, HUANG X L, TAN L L, et al. Current research situation and developing tendency about wireless power transmission [C]. IEEE International Conference on Electrical and Control Engineering, 2010; 3507-3511.
[2] ZHANG Z, PANG H, GEORGIADIS A, et al. Wireless power transfer: An overview [J]. IEEE Transactions on

表 3 最大效率跟踪实验和仿真结果

Table 3 Results of maximum efficiency tracking experiment and simulation

k	I_{dc}^*/A	I_{dc}/A	$\eta^*/\%$	$\eta/\%$
0.227	4.40	4.66	57.81	53.95
0.299	4.22	4.42	69.86	65.80
0.394	4.18	4.34	77.66	73.60
0.518	3.88	4.00	86.40	82.41

- Industrial Electronics, 2018, 66(2): 1044-1058.
- [3] 李小飞. IPT 系统最大功率跟踪和最大效率跟踪研究[D]. 重庆:重庆大学, 2018.
- LI X F. Research on maximum power tracking and maximum efficiency tracking of IPT system [D]. Chongqing: Chongqing university, 2018.
- [4] PATI D, SIRICO M, LEI G, et al. Maximum efficiency tracking in wireless power transfer for battery charger: Phase shift and frequency control[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, 2016: 1-8.
- [5] PELLITTERI F, BOSCAINO V, MICELI R, et al. Power tracking with maximum efficiency for wireless charging of E-bikes[C]. 2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), 2014: 1-7.
- [6] LIU M, CHEN M. Dual-band multi-receiver wireless power transfer with reactance steering network[C]. 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow), 2018: 1-6.
- [7] WANG Q, WANG Y. Power efficiency optimisation of a three-coil wireless power transfer using compensatory reactance[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(13): 2102-2108.
- [8] KOBAYASHI D, IMURA T, HORI Y. Real-time coupling coefficient estimation and maximum efficiency control on dynamic wireless power transfer for electric vehicles[C]. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (2015 WoW), 2015: 1-6.
- [9] YANG Y, ZHONG W, KIRATIPONGVOOT S, et al. Dynamic improvement of series-series compensated wireless power transfer systems using discrete sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6351-6360.
- [10] KOBAYASHI D, IMURA T, HORI Y. Real-time coupling coefficient estimation and maximum efficiency control on dynamic wireless power transfer using secondary DC-DC converter [C]. IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2015: 004650-004655.
- [11] KAZMIERKOWSKI P, ALESANI M. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 691-703.
- [12] JIWARIYAVEJ V, IMURA T, HORI Y. Coupling coefficients estimation of wireless power transfer system via magnetic resonance coupling using information from either side of the system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 3(1): 191-200.
- [13] DAI X, LI X, LI Y, et al. Maximum efficiency tracking for wireless power transfer systems with dynamic coupling coefficient estimation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(6): 5005-5015.
- [14] 杨国明. 电磁谐振耦合无线电能传输技术的研究[D]. 沈阳:沈阳工业大学, 2013.
- YANG G M. Research on wireless power transmission technology based on electromagnetic resonant coupling[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2013.
- [15] KIM J, SON H C, KIM D H, PARK Y J. Optimal design of a wireless power transfer system with multiple self-resonators for an LED TV [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2012, 58(3): 775-780.
- [16] STEIGERWALD R L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2): 174-182.
- [17] BYUNGCHO C, JAEHYUN N, HONNYONG C, et al. Design and implementation of low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 140-147.
- [18] LU W, ZHAO M, ZHOU L, et al. Modeling and analysis of magnetically coupled resonant wireless power transfer system with rectifier bridge LED load[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2015, 43(12): 1914-1924.
- [19] 赵梵丹. 磁耦合谐振式无线充电系统副边控制技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2017.
- ZHAO F D. Research on side control technology of magnetic coupled resonant wireless charging system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.

作者简介



程靖宜, 2017 年于西安建筑科技大学获得学士学位, 现为西安建筑科技大学硕士研究生, 主要研究方向为电动汽车的无线充电。

E-mail: chengjingyi@xauat.edu.cn

Cheng Jingyi received B.Sc. degree from Xi'an University of Architecture and Technology in 2017. She is a M. Sc. candidate at Xi'an University of Architecture and Technology now. Her main research interests include wireless power transfer of electric vehicles.