

doi:10.3969/j.issn.1672-4348.2020.03.011

四线圈 WPT 系统非理想耦合及等效解耦方法

林抒毅,田源,黄晓生,孔毅鹏,俞智坤

(福建工程学院 信息科学与工程学院,福州市 350118)

摘要: 针对四线圈非理想耦合对系统输出电流特性的影响,采用等效容性耦合的方法来实现理想的四线圈系统电流输出特性。首先结合补偿电感的磁集成,减少了无线电能传输系统磁元件数量并缩小其体积,再对等效电路参数的设计进行分析并设计了实验样机。实验结果验证了容性耦合等效方法的准确性与有效性。在负载范围内,样机接收端直流输出电流的波动小于 8%,传输距离为 75 mm 时整机输出功率为 300 W,效率峰值达到了 81.49%。

关键词: 无线电能传输;四线圈;等效电路;容性耦合

中图分类号: TM42

文献标志码: A

文章编号: 1672-4348(2020)03-0260-07

Non-ideal coupling and equivalent decoupling method of four-coil wireless power transfer

LIN Shuyi, TIAN Yuan, HUANG Xiaosheng, KONG Yipeng, YU Zhikun

(School of Information Science and Engineering, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China)

Abstract: In view of the influence of four-coil non-ideal coupling on the output current characteristics of the system, an equivalent capacitive coupling method was proposed to realize the ideal current output characteristics of a four-coil system. Firstly, combined with the magnetic integration of the compensation inductor, the wireless power transmission system reduces the number of magnetic components and the volume of the total system. Then, the design of equivalent circuit parameters was analyzed and an experimental prototype was designed. Experimental results verify the accuracy and effectiveness of the capacitive coupling equivalent method. Within the load range, the fluctuation of DC output current at the receiving side of the prototype is less than 8%, the output power of the whole machine is 300 W when the transmission distance is 75 mm, and the peak efficiency reaches 81.49%.

Keywords: wireless power transfer; four-coil; equivalent circuit; capacitive coupling

近场磁耦合谐振式无线电能传输系统(wireless power transfer, WPT)由于其具有非辐射、高绝缘、便捷等优点,被越来越多地应用于动力电池及各种智能终端的无线充电场合^[1-6]。由于具有低耦合系数下的高效性以及恒流输出等特点,四线圈结构的 WPT 系统特别适合于电池的无线充电应用^[7-8]。

实际的 WPT 系统为了缩小系统体积,可将发

射侧与接收侧各自的耦合线圈绕制于同一平面,并通过调节线圈尺寸以达到耦合系数的调整^[9-10]。但是,由于耦合线圈间距离缩小,间隔线圈(驱动线圈与接收线圈、驱动线圈与负载线圈、发射线圈与负载线圈)的耦合系数不可忽略,这种线圈间的非理想耦合导致四线圈 WPT 系统的传输电压/电流增益变得十分复杂,难以实现理想设计中的恒电流增益特性。文献[8]采用了与传

统四线圈 WPT 系统不同的补偿网络设计从而使其非理想耦合并不影响传输特性,提高了系统的传输效率。由于其采用变频控制,增加了系统设计与分析难度。文献[11]将四线圈 WPT 系统等效为 LCC 补偿的双线圈 WPT 系统。由此可知, LCC 补偿网络可以实现与四线圈相同的传输特性^[12-13]。然而,电感器件的增加,使得 LCC 谐振补偿网络的体积需要相应增加。文献[14]通过磁集成的方法,将 LCC 中的补偿电感集成入发射线圈,从而缩小 WPT 系统体积,并充分利用了耦合线圈中的多余空间。由于采用了“8”字形绕法,使其磁集成方法更适用于距离较小的 WPT 系统^[15]。

采用线圈位置调整的方法难以解决线圈的非理想耦合问题,而通过耦合线圈的多谐振补偿虽然可以等效实现理想的四线圈 WPT 系统传输特性,但其补偿网络需要额外的电感元件。针对目前四线圈 WPT 系统设计中所存在的问题,本文分析了考虑非理想耦合调节下的四线圈 WPT 系统输出电流特性。

1 四线圈 WPT 系统的非理想耦合分析

1.1 四线圈 WPT 系统基本拓扑

如图 1 所示,四线圈的 WPT 系统包含驱动线圈 L_1 ,发射线圈 L_2 ,接收线圈 L_3 ,负载线圈 L_4 。各线圈间的互感分别表示为 M_{12} 、 M_{23} 、 M_{34} 、 M_{13} 、 M_{24} 、 M_{14} 。 $R_1 \sim R_4$ 为对应环路的等效串联电阻(ESR, equivalent series resistor)。在现有的文献中,通常仅考虑相邻线圈间的耦合,即 M_{12} 、 M_{23} 、 M_{34} 。当驱动线圈采用电压源激励时,负载线圈的输出呈电流源性质。因此,理想的四线圈 WPT 系统特别适用于电池的无线充电应用中。

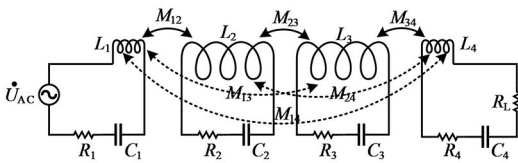


图 1 四线圈 WPT 系统的等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of a four-coil WPT system

然而,实际的 WPT 系统为了缩小耦合线圈所占的空间,经常将 L_1 与 L_2 绕制于同一平面, L_3 与

L_4 绕制于同一平面。四线圈 WPT 系统的非理想耦合,即 M_{13} 、 M_{24} 、 M_{14} 变得不可忽略。非理想耦合将使得系统的恒流输出特性受到影响,从而使得后级变换器的分析与设计变得更加复杂。

根据互感耦合方程可知, WPT 系统的输出符合:

$$\begin{bmatrix} Z_{\text{loop1}} & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} & j\omega M_{14} \\ j\omega M_{12} & Z_{\text{loop2}} & j\omega M_{23} & j\omega M_{24} \\ j\omega M_{13} & j\omega M_{23} & Z_{\text{loop3}} & j\omega M_{34} \\ j\omega M_{14} & j\omega M_{24} & j\omega M_{34} & Z_{\text{loop4}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{\text{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$Z_{\text{loop1}} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2)$$

$$Z_{\text{loop2}} = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (3)$$

$$Z_{\text{loop3}} = R_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \quad (4)$$

$$Z_{\text{loop4}} = R_4 + j\omega L_4 + \frac{1}{j\omega C_4} + R_L \quad (5)$$

其中, U_{in} 为输入电压峰值, $I_1 \sim I_4$ 分别为各环路电流峰值, $Z_{\text{loop1}} \sim Z_{\text{loop4}}$ 为各环路阻抗。由上式可知,当仅考虑相邻线圈间的耦合并忽略环路 ESR 时,可通过简化获得

$$I_4 = \frac{U_{\text{in}} \cdot M_{23}}{\omega \cdot M_{12} \cdot M_{34}} \quad (6)$$

由此可知,理想的四线圈 WPT 系统具有电流源输出性质。然而,在考虑式(1)中的所有互感参数时,系统输出变得较为复杂且难以直接获得输出表达式。因此,为了便于分析非理想耦合条件下的系统输出特性,以四线圈 WPT 系统的有限元仿真实例为基础进行仿真分析。

1.2 非理想耦合影响下的输出特性

如图 2 所示,因为四线圈结构具有对称性,所以仿真以 150 mm * 150 mm 耦合线圈的 1/4 模型为例,仿真其在额定 75 mm 传输距离下的耦合系数。其中, L_2 与 L_3 均为 6 匝, L_1 与 L_4 均为 5 匝。其耦合系数为

$$\begin{bmatrix} k_{11}k_{12}k_{13}k_{14} \\ k_{21}k_{22}k_{23}k_{24} \\ k_{31}k_{32}k_{33}k_{34} \\ k_{41}k_{42}k_{43}k_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.229 & 0.0815 & 0.0657 \\ 0.229 & 1 & 0.13567 & 0.0815 \\ 0.0815 & 0.136 & 1 & 0.229 \\ 0.0657 & 0.0815 & 0.229 & 1 \end{bmatrix}$$

互感矩阵(单位: μH)为

$$\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5.436 & 2.119 & 0.755 & 0.357 \\ 2.119 & 15.814 & 2.146 & 0.755 \\ 0.755 & 2.146 & 15.816 & 2.120 \\ 0.357 & 0.755 & 2.120 & 5.436 \end{bmatrix}$$

可知, k_{13} 、 k_{24} 、 k_{14} 仍然较大。

利用 PSPICE 仿真不同负载电阻条件下的输出电流特性。如图 3 所示,当不考虑非理想耦合,即理想四线圈 WPT 条件下,输出电流几乎不随负载电阻 R 的变化而变化。而考虑非理想耦合时,即实际四线圈 WPT 系统的电流随负载变化的幅度明显大于前者。可见,消除非理想耦合的影响有助于实现理想的四线圈 WPT 系统输出特性,即稳定输出电流,提高系统稳定性。

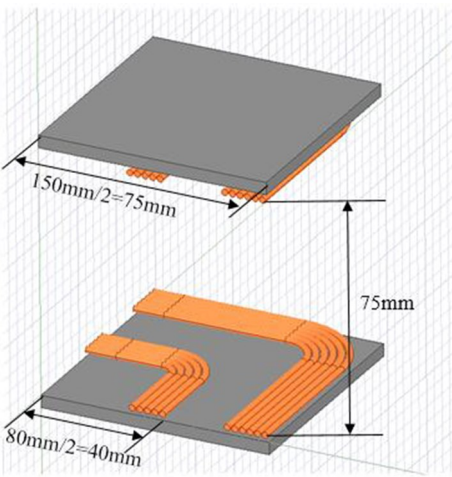


图 2 耦合线圈的 1/4 有限元仿真模型
Fig.2 One quarter FEM simulation model of coupling coils

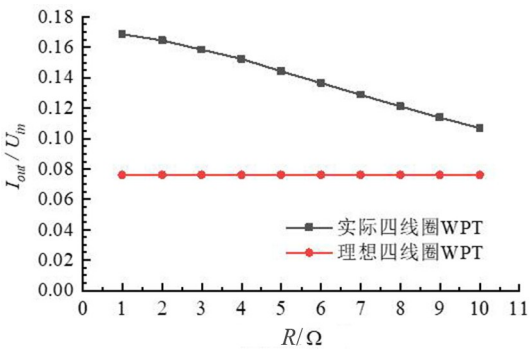


图 3 不同负载阻值下的输出电流

Fig.3 Output current variation with different load resistance

2 四线圈 WPT 系统的容性耦合等效方法

2.1 理想四线圈 WPT 的 T 型解耦

当仅考虑 M_{12} 、 M_{23} 、 M_{34} 这 3 个耦合线圈间的互感时,图 1 中的四线圈 WPT 系统可以等效为如图 4 所示的带有多谐振补偿网络的双线圈 WPT 系统。通过互感的 T 型解耦可方便地获得理想四线圈 WPT 系统的等效电路图。值得注意的是,进行 T 型解耦时,各线圈间的互感维持不变,而等效后的耦合系数则有所不同。

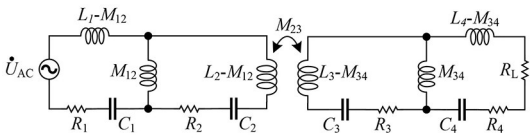


图 4 理想四线圈 WPT 系统的 T 型解耦

Fig.4 T-type decoupling of ideal four-coil WPT system

由图 4 可知,通过 T 型解耦,四线圈 WPT 系统可等效为带有双边 LCLC 补偿的双线圈 WPT 系统。各补偿后的线圈环路的谐振频率均为系统的工作频率。

由于 LCLC 需要两个独立的补偿电感器件,不仅增加了元件的数量和体积,其损耗也将增加。因此,虽然可通过 LCLC 补偿网络等效地实现四线圈 WPT 系统的电流源输出特性,但其器件数量与损耗均有所增加。

2.2 互感 T 型解耦的容性耦合等效

在图 4 中,互感 M_{12} 与 M_{34} 可取负值,即 L_1 与 L_2 、 L_3 与 L_4 分别视为非同名端耦合。在四线圈 WPT 系统的 T 型解耦中,互感取值正负并不影响等效电路的准确性。

因此,假设系统仅工作在谐振状态,则可用电容 C_{m12} 与 C_{m34} 代替互感 M_{12} 与 M_{34} ,如图 5 所示,其中:

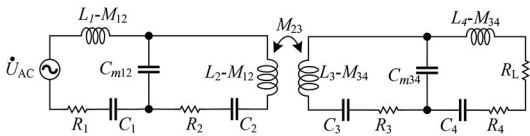


图 5 互感 T 型解耦的容性耦合等效

Fig.5 Equivalent capacitive coupling of the T-type decoupling circuit of mutual inductance

$$C_{m12} = \frac{1}{\omega^2 \cdot M_{12}} \quad (7)$$

$$C_{m34} = \frac{1}{\omega^2 \cdot M_{34}} \quad (8)$$

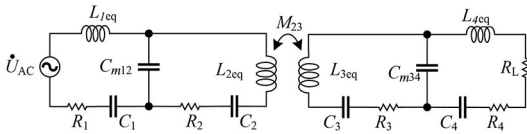
式中 M_{12} 、 M_{34} 为负值。

通过上述容性耦合等效的方法可知,双边 LCC 仅是图 5 拓扑的一个实例,二者在谐振频率上的阻抗、传输特性相同。上述推导将双边 LCC 补偿与四线圈 WPT 两者进行了等效,使得现有文献中对于两者的分析可以进行互换,实现更加灵活的阻抗及增益设计。其次,采用容性耦合等效的方法等效实现了理想四线圈 WPT。等效电容 C_{m12} 与 C_{m34} 使得上述等效电路中的感性元件数量与实际的四线圈系统中的数量相同,从而解决了传统四线圈 WPT 系统中所存在的非理想耦合情况。同时,由于采用容性等效耦合的方法,使得采用理想线圈参数设计方法所获得的系统增益接近设计值,消除传统设计方法所获得线圈参数值由于非理想耦合的影响而与实测值不符的问题。

3 样机设计与磁集成

3.1 参数设计

为了便于设计与分析,重定义图 5 的参数,如图 6 所示。



注: $C_{1eq} \sim C_{4eq}$ 为根据实际电容值获得的与理想四线圈 WPT 中的 4 个补偿电容相对应的等效值,并不是实际的电容器件。实际的电容器件标注为图 9 或图 6 中的标注的电容。

图 6 简化后的容性耦合等效电路

Fig.6 Simplified equivalent circuit of capacitive coupling

采用容性等效耦合后,WPT 系统的设计与计算均与理想四线圈 WPT 系统无本质不同。其中

$$L_{1eq} = L_1 - M_{12}, C_{1eq} = 1/\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{m12}}\right) \quad (9)$$

$$L_{2eq} = L_2 - M_{12}, C_{2eq} = 1/\left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{m12}}\right) \quad (10)$$

$$L_{3eq} = L_3 - M_{34}, C_{3eq} = 1/\left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_{m34}}\right) \quad (11)$$

$$L_{4eq} = L_4 - M_{34}, C_{4eq} = 1/\left(\frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_{m34}}\right) \quad (12)$$

系统的设计参数受限于输入源、线圈尺寸等。为了便于分析,样机以 48 V 直流输入的双路差分 Class-E 逆变器为交流电压源。负载端额定输出功率为 300 W,额定直流输出电流 I_{oDC} 为 9.4 A,满载直流输出电压 U_{oDC} 为 32 V,传输距离 75 mm,线圈尺寸 150 mm * 150 mm,工作频率为 1 MHz。为了减少电感器件数量并降低损耗, L_{1eq} 也作为 Class-E 逆变器的输出谐振电感^[16]。因此, L_{1eq} 的取值由 Class-E 逆变器的有载 Q 值决定。设计的 Q 值取 5,则 $L_{1eq} \approx 11.013 \mu\text{H}$ 。

根据输出电压与电流可知负载环路的等效交流负载电阻 R_{oAC} 为^[17]:

$$R_{oAC} = \frac{U_{oDC}}{I_{oDC}} \cdot \frac{8}{\pi^2} \approx 2.759 \Omega$$

L_4 的额定电流峰值 I_4 为:

$$I_4 = \sqrt{\frac{2P_{out}}{R_{oAC}}} \approx 14.74 \text{ A}$$

根据式(6)可知:

$$\frac{M_{12}M_{34}}{M_{23}} = \frac{U_{in}}{I_4 \cdot \omega} \approx 1.706 \mu\text{H} \quad (13)$$

根据双路差分输出的 E 类逆变器设计, $U_{in} \approx 158 \text{ V}$ 。 M_{23} 、 L_2 、 L_3 根据上述有限元仿真结果进行估算,即 $M_{23} = 2.15 \mu\text{H}$, $L_2 = L_3 = 15.816 \mu\text{H}$ 。

由于负载阻值较小,为了提高负载效率, L_4 的取值应尽量小。令 $L_4 = 0$,根据线圈尺寸及电容器件值,选取 C_{m34} 为 25 nF,对应的 $-M_{34} = 1.081 \mu\text{H}$ 。进而接收侧省去了电容 C_4 。

根据式(13)可进一步获得 M_{12} 值,即:

$$M_{12} = -\frac{2.15}{1.081} \times 1.706 \mu\text{H}$$

对应的 C_{m12} 值为:

$$C_{m12} = \frac{1}{-M_{12} \cdot \omega^2} = 6.431 \text{ nF}$$

$$C_1 = \frac{1}{1/(\omega^2 \cdot L_{1eq}) - 1/C_{m12}} = 3.581 \text{ nF}$$

最终,样机设计参数 L_{1eq} 、 L_{2eq} 、 L_{3eq} 、 L_{4eq} 分别为 11.013、15.816、15.816、1.081 mH,补偿电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_{m12} 、 C_{m34} 分别为 3.851、1.376、1.377、6.431、25.000 nF。

3.2 耦合线圈与补偿电感的磁集成

传统线圈绕制设计为了尽量避免非理想耦合

的影响,都会在实验过程不断调整驱动线圈与发射线圈、接收线圈与负载线圈,从而尽最大限度降低非理想耦合的影响。通过上述的容性耦合等效方法,等效消除了四线圈 WPT 系统中的非理想互感。为了减少电感器件数量,并在一定程度上降低系统的所占体积,可将图 6 中补偿电感 L_{1eq} 与 L_{2eq} 集成于发射线圈与接收线圈,不仅充分利用了发射线圈与接收线圈的剩余空间,补偿电感的设计灵活性也更高。采用“8”字型绕线圈与“0”字型绕线圈进行空间上的解耦,是非耦合电感磁集成常用的方法^[18-19]。在实际的绕制过程中 L_{1eq} 与 L_{2eq} 均采用了对称“8”字型绕法,因此, L_{1eq} 与 L_{2eq} 、 L_{4eq} 与 L_{3eq} 分别解耦。同时, L_{1eq} 与 L_{4eq} 通过旋转 90° 的方法实现空间上的解耦。最终, 4 个线圈间仅剩 L_{2eq} 与 L_{3eq} 间有耦合互感 M_{23} 。同时,因为线圈与线圈之间或者线圈与一些绝缘物质之间都会形成分布电容,而分布电容的存在导致在高频运行下的耦合线圈的电感值和电阻值增大,不利于实验分析。通过上述计算的参数和 ANSYS 仿真软件相结合,在工作频率和耦合线圈尺寸的限制下,不断调整线圈匝数,使得耦合线圈的实际电感值等于理论计算值,尽可能地降低实验误差。

解耦线圈的磁场方向如图 7 所示,通过磁通方向相反进而抵消互磁通。 L_{1eq} 、 L_{4eq} 通过 8 字型绕法与 L_{2eq} 、 L_{3eq} 进行解耦。而 L_{1eq} 与 L_{4eq} 则相互旋转 90° 进行解耦。

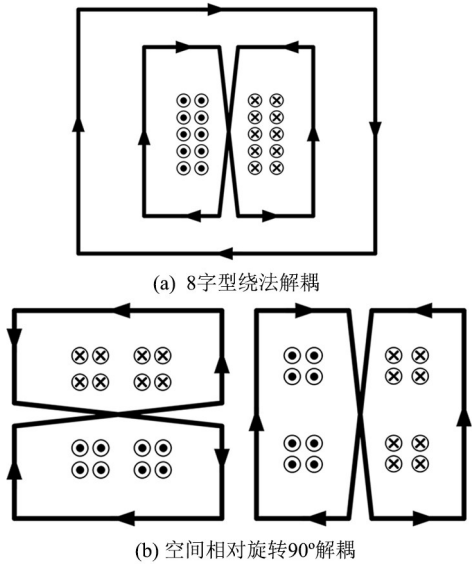


图 7 线圈解耦示意图

Fig.7 Schematic diagram of coil decoupling

4 样机实验与分析

4.1 实验装置

如图 8 所示,样机采用双路 E 类逆变器差分输出,其中 L_{1eq} 亦作为逆变器的输出谐振电感,从而简化了 WPT 系统拓扑。除了 WPT 系统的磁耦合结构,该拓扑仅包含两个输入电感元件 L_{f1} , 使系统体积得以缩小。其中,样机的参数 L_{1eq} 、 L_{2eq} 、 L_{3eq} 、 L_{4eq} 分别为 11.297、18.365、18.465、1.044 μH , 补偿电容 C_{1eq} 、 C_{2eq} 、 C_{3eq} 、 C_{4eq} 分别为 20 239、10 376、1.377、24.380 nF。开关采用耐压值为 300 V 的 IXFY26N30X3,整流二极管采用 FFD10UP20S。

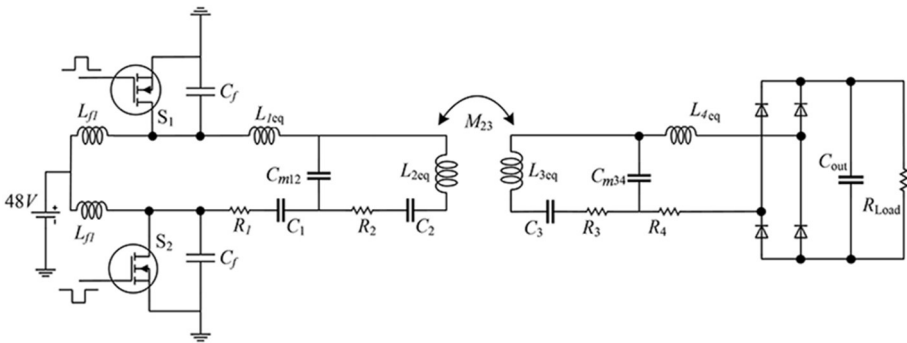


图 8 样机电路图

Fig.8 Circuit of the prototype

4.2 输出电流特性

测试不同输出功率条件下的输出直流电流值,如图 9 所示。传输距离为 75 mm,发射线圈与

接收线圈间的耦合系数仿真计算值约为 0.136。由图 9 可知,随着输出功率的变化,输出电流的波动较小。

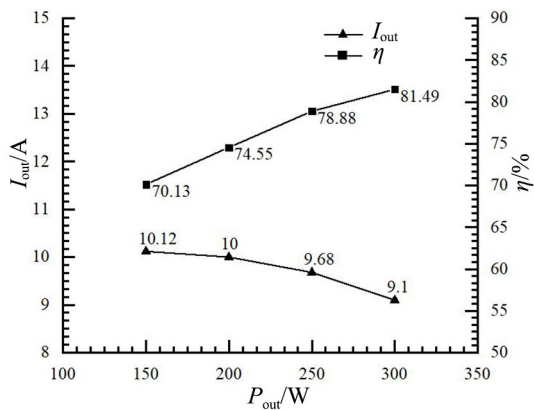


图 9 不同输出功率下的系统效率与输出直流电流实测值

Fig.9 Measured values of system efficiency and output DC current at different output power

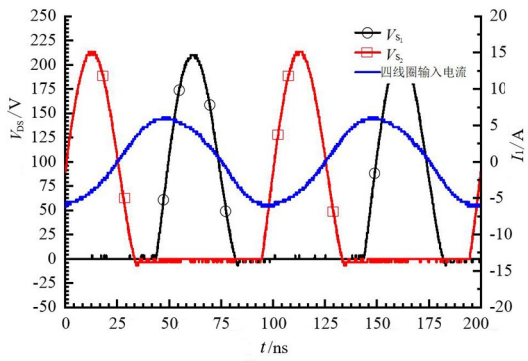
由此可见,图 6 中的拓扑可有效的实现理想四线圈 WPT 系统的恒流源输出特性,输出电流实测值与设计值接近。以文献[20]为参考,提出一种应用于 WPT 系统的新型补偿结构,开环条件下,设定输出恒流 2.1 A,实际输出 3.1~3.5 A。而本研究设计值 9.4 A 输出直流电流在不同输出功率条件下的波动小于 8%。

4.3 效率特性

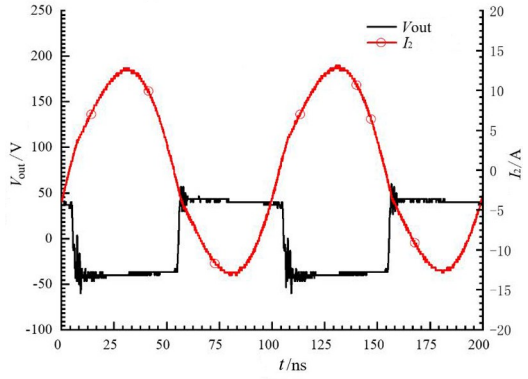
系统效率随输出功率变化的曲线如图 9 所示。系统效率 η 为接收端直流输出功率 P_{out} 与逆变器直流输入功率 P_{in} 之比。因此,系统效率值考虑了逆变器、补偿电容、磁耦合结构及整流桥的损耗。实测效率峰值 H 约为 81.49%,传输距离 75 mm。

系统在输出功率为额定 300 W 时的电压及电流波形如图 10 所示。输出端由于采用了桥式整流,其负载线圈的输出电压 V_{out} 成方波。由于逆变器采用了双路差分形式的 E 类逆变器,其输

出电压为两个 MOSFET 的 V_{DS} 相减,逆变器输出电流 I_1 ,接收端输出电流为 I_2 。



(a) 逆变器输出电压及电流波形图



(b) 系统输出电压及电流波形图

图 10 系统额定功率下电压及电流波形图

Fig.10 Voltage and current wave forms of the four-coil system at rated power

5 结论

- 1) 等效容性耦合方法解决了现有的四线圈无线电能传输系统由于非理想耦合而造成的输出电流波动过大的问题。
- 2) 通过补偿电感的磁集成,使得等效后的无线电能传输系统减少了磁元件数量并缩小体积。有效的提高了系统的工作效率。

参考文献:

[1] LI Z, ZHU C, JIANG J, et al. A 3-kW wireless power transfer system for sightseeing car supercapacitor charge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3301-3316.

[2] 赵志勇, 杨中平, 林飞, 等. 基于停车误差规律的有轨电车无线电能传输系统线圈优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(S1): 196-203.

[3] 张献, 章鹏程, 杨庆新, 等. 基于有限元方法的电动汽车无线充电耦合机构的磁屏蔽设计与分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 71-79.

[4] 赵俊锋, 黄学良. 小功率无线电能传输系统应用研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 470-474.

[5] 张欣, 李连鹤, 杨庆新, 等. 高频信号采集传输方案在无线供电技术中的应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(S2): 31-36.

- [5] 张欣, 李连鹤, 杨庆新, 等. 高频信号采集系统在高速列车无线供电技术中的应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(S1): 251-255.
- [6] HUI S, ZHONG W, LEE C. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4500-4511.
- [7] ZHANG Y, ZHAO Z, CHEN K. Frequency-splitting analysis of four-coil resonant wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4): 2436-2445.
- [8] ESTEBAN B, SID-AHMED M, KAR N. A comparative study of power supply architectures in wireless EV charging systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6408-6422.
- [9] MOON S, MOON G. Wireless power transfer system with an asymmetric 4-coil resonator for electric vehicle battery chargers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015(10): 1650-1657.
- [10] DANG Z, CAO Y, ABU QAHOUC J A. Reconfigurable magnetic resonance-coupled wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6057-6069.
- [11] LIU Z, ZHAO H, SHUAI C, et al. Analysis and equivalent of four-coil and two-coil systems in wireless power transfer[C] //2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (2015 WoW). Daejeon, South Korea: IEEE, 2015: 1-6.
- [12] LI S, LI W, DENG J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.
- [13] DENG J, LU F, LI W, et al. ZVS double-side LCC compensated resonant inverter with magnetic integration for electric vehicle wireless charger[C] //2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): Charlotte, NC, USA: IEEE, 2015: 1131-1136.
- [14] DENG J, LI W, LI S, et al. Magnetic integration of LCC compensated resonant converter for inductive power transfer applications[C] //2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Pittsburgh, PA, USA: IEEE, 2014: 660-667.
- [15] JIANG H, LI W, TABADDOR M, et al. Optimization and safety evaluation of a 3.3 kW wireless EV charger[C] //2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Dearborn, MI, USA: IEEE, 2015.
- [16] ROSLANIEC L, JURKOV A, BASTAMI A, et al. Design of single-switch inverters for variable resistance/load modulation operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3200-3214.
- [17] WANG C, COVIC G, STIELAU O. General stability criterions for zero phase angle controlled loosely coupled inductive power transfer systems[C] //IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No. 37243). Denver, CO, USA: IEEE, 2001: 1049-1054.
- [18] ZHANG W, WHITE J, ABRAHAM A, et al. Loosely coupled transformer structure and interoperability study for EV wireless charging systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6356-6367.
- [19] COVIC G, BOYS J. Inductive power transfer[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(6): 1276-1289.
- [20] 廖佳威. 基于发射端 TS/FS 变结构补偿网络的恒压/恒流型无线充电系统[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2019.

(责任编辑: 方素华)