

无线电能传输系统多股利兹线损耗分析及 其分束补偿方法

麦建伟, 杨傲*, 张杰文, 王懿杰, 李陶, 姚友素, 徐殿国

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

Loss Analysis of Multi-stranded Litz Wire and Its Bundle Separation Compensation Method for Wireless Power Transfer System

MAI Jianwei, YANG Ao*, ZHANG Jiewen, WANG Yijie, LI Tao, YAO Yousu, XU Dianguo

(School of Electrical Engineer and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang Province, China)

ABSTRACT: In low and medium frequency wireless power transfer (WPT) system, the loosely coupled transformer (LCT) is often wound with Litz wire. Incomplete stranding of Litz wire leads to unbalanced currents in each bundle, so this paper analyzes this phenomenon in detail, describes the effect of this phenomenon on coil loss, and proposes a novel bundle separation compensation method. Eliminating the requirement for extra components, this approach enables current equalization across all strand bundles of the Litz wire while preserving the system's inherent output characteristics, ultimately boosting overall transmission efficiency. First, the twisted structure of Litz wire is studied, and the reasons for unbalanced current in each bundle are analyzed by circuit modeling of a traditional S/S compensated WPT system. Then, a separate bundle compensation method is proposed, similarly by circuit modeling, the effect of balancing current and efficiency improvement of each bundle is analyzed. Finally, a 2kW prototype is built to verify the effectiveness and correctness of the proposed method. The experiments show that the output current of the system with the traditional and novel methods varies less than 1% under different load conditions. The light-load and full-load efficiency can be improved by 3.1% and 1.1%, respectively, while keeping the constant current output characteristics.

KEY WORDS: wireless power transfer (WPT); bundle separation compensation; high efficiency; Litz wire; loss analysis

基金项目: 国家自然科学基金项目(52407198, 52277005); 黑龙江省博士后科学基金(LBH-Z23163); “新时代龙江优秀硕士、博士学位论文”资助(LJYXL2023-028)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52407198, 52277005); Heilongjiang Postdoctoral Fund (LBH-Z23163); Funding Project for “Outstanding Master's and Doctoral Dissertations in the New Era of Longjiang” (LJYXL2023-028).

摘要: 在中低频无线电能传输系统中, 松耦合变压器往往采用利兹线绕制, 利兹线绞合不完全会导致各束电流不均。文中对该现象进行详细的分析, 阐述该现象对线圈损耗的影响, 提出一种新型分束补偿方法。该方法无需额外器件, 不改变系统输出特性, 可以使利兹线各束均流, 从而提升系统的传输效率。首先, 分析利兹线的绞合结构, 通过对传统 S/S 补偿的 WPT 系统进行电路建模, 分析各束不均流的原因; 然后, 提出一种分束补偿方法, 同样通过电路建模, 分析各束的均流和效率提升效果; 最后, 搭建一个 2kW 样机, 验证所提方法的有效性和正确性。实验表明, 在不同负载条件下, 采用传统和新型方法的系统输出电流变化小于 1%。在保持恒流输出特性的条件下, 轻载和满载效率分别提升 3.1% 和 1.1%。

关键词: 无线电能传输; 分束补偿; 高效率; 利兹线; 损耗分析

0 引言

随着电力电子技术的不断进步, 电能的生产、传输和使用正经历着快速的变革。无线电能传输技术(wireless power transfer, WPT)能够在不使用电缆的情况下传输电能, 具备便捷、安全、低维护成本、环境适应性强等优点^[1-2], 在电动汽车^[3]、消费电子^[4]、医疗设备^[5]、水下作业^[6]、高压监测^[7]等领域具有广阔的应用前景。WPT 的研究主要集中在效率^[8]、抗偏移^[9]、功率密度^[10]、传输距离^[11]和功率等级^[12]等几个方面。

感应式无线电能传输研究较为成熟, 应用最为广泛, 其依赖于电磁感应定律, 以松耦合变压器(loosely coupled transformer, LCT)作为能量传输载体。工作频率主要参照 Qi 标准(中低频, 几十至几

百 kHz)和 ISM 标准(高频, 6.78 或 13.56 MHz 等)。在电动汽车、轨道交通等应用领域, WPT 系统的功率非常大, 高达几十 kW 甚至上 MW。因此, 为了提升系统功率容量, LCT 的线圈需要采用粗导线绕制, 以承载更大的电流^[12-15]。在中低频 WPT 领域, 传统的方法是采用单根粗利兹线实现, 其由多股相互绝缘的细导线多次绞合而成。与实心粗导线相比, 这种周期性绞合结构可以实现细导线不断换位, 有效降低集肤效应和邻近效应产生的损耗^[16], 进而提升线圈的品质因数和效率。

然而, 由于集肤效应和邻近效应不可完全避免, 为了分析利兹线的损耗, 常见的方法是采用有限元数值仿真, 但这需要对利兹线精细建模, 占据大量计算资源。因此利兹线损耗计算模型被广泛研究^[17-21], 通过对利兹线的集肤效应和邻近效应进行分析, 实现了快速、准确地损耗预测。

事实上, 绞合结构很难做到完全, 常见的利兹线绞合包括二级(股, 束)或三级(股, 子束, 束)结构。为了便于分析, 将股、子束、束统称为分支。绞合方式分为完全绞合和成束绞合^[21]。前者要求分支数 ≤ 6 , 以便分支在径向和轴向都实现完全换位, 各个分支之间的耦合系数相等且都接近 1。

而七分支及以上绞合属于成束绞合, 由于处于绞合中心的分支不参与绞合, 该支路与其他支路的耦合总体差异相对较大。为了绞合完全, 可以考虑去掉中心的分支, 但这降低了导体面积, 利兹线的填充系数较低, 不利于提升载流能力, 实际应用中很少使用该策略。

此外, 由于工艺水平的限制, 即使是分支数 ≤ 6 , 也很难做到真正完全地换位。因此利兹线内部电流分布实际上是不均的, 尤其是耦合总体差异较大的支路。

本文所研究的电流分布不均问题, 指的是各个分支之间的交流电流幅值相位不相等, 而非导体内部电流密度分布不均。前者是由于各分支间耦合系数不同, 后者是由于集肤效应和邻近效应。由于利兹线股或子束数量极多, 且股或子束的电流幅值较低, 不均流的影响较小, 因此, 重点研究束间的不均流影响。

大功率 WPT 系统需要采用更粗的利兹线, 多束绞合难以避免, 其中, 7 束绞合较为常见, 属于成束绞合, 束间耦合系数本身就不相等, 存在不均流现象。并且由于粗利兹线具有更大的横截面积和

更多股绝缘细导线, 更加难以完全绞合, 因此电流分布不均效果更严重, 降低了线圈的功率容量和效率。

针对上述问题, 本文首先揭示传统利兹线绞合不完全造成各束不均流的机理; 然后, 提出一种新型的利兹线分束并联补偿方法; 最后, 搭建一个基于恒流型 S/S 补偿拓扑的 WPT 系统样机, 设置对照实验以印证所提方法的有效性。在输出功率 2 kW 条件下, 采用 7 束并联补偿, 可以实现系统效率提升 1.1%, 并且输出电流变化小于 1%。

1 利兹线结构和传统补偿的电路分析

1.1 利兹线绞合结构分析

以 5 束三级结构和 7 束二级结构为例, 利兹线绞合截面示意图如图 1 所示。当利兹线绕制线圈后, 由于绞合, 每束自感基本相同, 束间耦合与束间相对位置有关。5 束利兹线的相对位置包括两种: 相邻(如 1、2 之间)、相隔一束(如 1、3 之间)。7 束利兹线的相对位置包括 3 种: 相邻、相隔一束、相隔两束(如 1、6 之间)。具有相同相对位置的束间耦合基本一致, 位置相邻的束间耦合最高, 相隔一束的束间耦合次之, 相隔两束的束间耦合最低。由于 LCT 的原副边线圈之间耦合较低, 远小于上述利兹线内部的束间耦合, 因此可认为原副边之间的束间耦合基本相等。某束电流主要由该束自感与其他束之间的互感总和决定, 接下来通过对系统电路进行建模, 详细解释该原因。

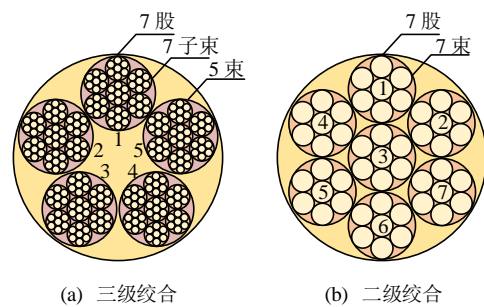


图 1 利兹线截面示意图

Fig. 1 Schematic diagram of cross section of Litz wire

1.2 传统补偿的系统电路建模

基于传统的恒流型 S/S 补偿拓扑的 n 束 WPT 系统电路原理图如图 2 所示, 主要包括全桥逆变器、S/S 补偿拓扑、松耦合变压器和同步整流器 4 个部分。

利兹线的每一束均可视为独立的电感, 即 L_{pi} 和 $L_{si}(i=1, 2, \dots, n)$ 。束间紧密耦合, 第 i 和 j 束之间

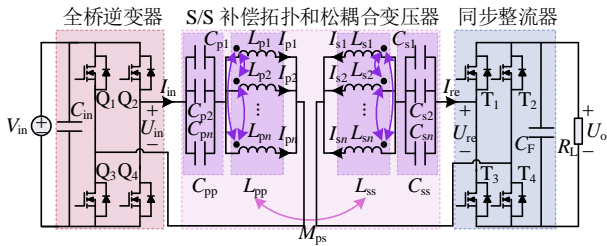


图2 传统补偿的WPT系统原理图

Fig. 2 Schematic diagram of WPT system with traditional compensation

的互感表示为 M_{pij} 和 M_{sij} ($i=1, 2, \dots, n, j=1, 2, \dots, n$ 且 $i \neq j$), 原副边之间的束间互感表示为 M_{pisj} 。 C_{pi} 和 C_{si} ($i=1, 2, \dots, n$) 分别为原、副边补偿电容; U_{in} 和 I_{in} 分别为逆变器的输出电压、电流; U_{re} 和 I_{re} 分别为整流器的输入电压、电流; V_{in} 为直流母线电压; U_o 为负载电压; R_L 为负载电阻。

为了方便分析电路特性, 将图2转化为受控源等效模型, 如图3所示, 其中 ω 为WPT系统谐振角频率。

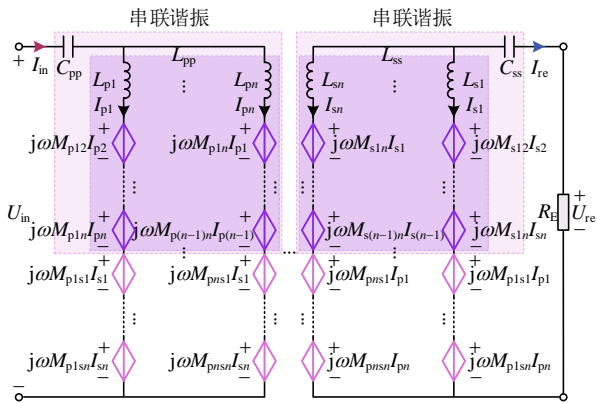


图3 传统补偿的受控源等效模型原理图

Fig. 3 Schematic diagram of controlled source equivalent model with traditional compensation

传统补偿方式可以等效为 n 束电感并联, 如图2(a)所示。由基尔霍夫定律可得, 原边线圈各束电压电流关系式:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_p = [\dot{U}_{p1} \ \dot{U}_{p2} \ \dots \ \dot{U}_{pn}]^T \\ \mathbf{I}_p = [\dot{I}_{p1} \ \dot{I}_{p2} \ \dots \ \dot{I}_{pn}]^T \\ \mathbf{L}_p = \begin{bmatrix} L_{p1} & M_{p12} & \dots & M_{p1n} \\ M_{p12} & L_{p2} & \dots & M_{p2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{p1n} & M_{p2n} & \dots & L_{pn} \end{bmatrix} \\ \mathbf{U}_p = j\omega \mathbf{L}_p \mathbf{I}_p \\ \dot{U}_{pp} = j\omega L_{pp} \dot{I}_{pp} = \dot{U}_{p1} = \dot{U}_{p2} = \dots = \dot{U}_{pn} \\ \dot{I}_{pp} = \dot{I}_{p1} + \dot{I}_{p2} + \dots + \dot{I}_{pn} \end{cases} \quad (1)$$

由式(1)可得式(2)、(3), 两者作差为0, 如式(4)所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{p1} \\ \dot{U}_{p2} \\ \vdots \\ \dot{U}_{pn} \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_{p1} & M_{p12} & \dots & M_{p1n} \\ M_{p12} & L_{p2} & \dots & M_{p2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{p1n} & M_{p2n} & \dots & L_{pn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{p1} \\ \dot{I}_{p2} \\ \vdots \\ \dot{I}_{pn} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{p1} \\ \dot{U}_{p2} \\ \vdots \\ \dot{U}_{pn} \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_{pp} & L_{pp} & \dots & L_{pp} \\ L_{pp} & L_{pp} & \dots & L_{pp} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{pp} & L_{pp} & \dots & L_{pp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{p1} \\ \dot{I}_{p2} \\ \vdots \\ \dot{I}_{pn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$(L_{pp} - L_p) \mathbf{I}_p = 0 \quad (4)$$

该齐次方程组有非零解, 因此原边等效自感 L_{pp} 满足:

$$|L_{pp} - L_p| = 0 \quad (5)$$

同理, 可得副边等效自感 L_{ss} 和原副边等效互感 M_{ppss} :

$$\begin{cases} |L_{ss} - L_s| = 0 \\ \mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{s1} & M_{s12} & \dots & M_{s1n} \\ M_{s12} & L_{s2} & \dots & M_{s2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{s1n} & M_{s2n} & \dots & L_{sn} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} |M_{ppss} - M_{ps}| = 0 \\ \mathbf{M}_{ps} = \begin{bmatrix} M_{p1s1} & M_{p1s2} & \dots & M_{p1sn} \\ M_{p2s1} & M_{p2s2} & \dots & M_{p2sn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{pns1} & M_{pns2} & \dots & M_{pnsn} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

式中 M_{ps} 为原副边线圈各束之间互感矩阵。

由于各束之间紧耦合, 且自感基本相等, 因此可得等效自感、互感与各束自感、互感之间的关系:

$$\begin{cases} L_{pp} \approx L_{pi} \\ L_{ss} \approx L_{si} \\ M_{ppss} \approx M_{pisj} \end{cases}, \quad i, j=1, 2, \dots, n \text{ 且 } i \neq j \quad (8)$$

整流器的基波等效输入负载阻抗 R_E ^[22]为

$$R_E = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (9)$$

根据基尔霍夫定律, 在传统补偿方法下, 线圈各束分支电流矩阵 \mathbf{I}_b 、电压矩阵 \mathbf{U}_b 与逆变器输出电压 U_{in} 、阻抗网络矩阵 \mathbf{Z}_b 、等效负载 R_E 之间关系式满足:

由7束利兹线的绞合结构可知,在理想情况下,电感互感矩阵 L_p 的各元素满足:

$$\begin{cases} L_{pa} = L_{p1} = L_{p2} = L_{p3} = L_{p4} = L_{p5} = L_{p6} = L_{p7} \\ M_{pa} = M_{p12} = M_{p13} = M_{p14} = M_{p34} = M_{p35} = M_{p36} = \\ \quad M_{p37} = M_{p45} = M_{p56} = M_{p67} = M_{p23} = M_{p27} \\ M_{pb} = M_{p15} = M_{p17} = M_{p24} = M_{p26} = M_{p46} = M_{p57} \\ M_{pc} = M_{p16} = M_{p25} = M_{p47} \\ L_{pa} > M_{pa} > M_{pb} > M_{pc} \end{cases} \quad (19)$$

结合式(17)可得:

$$\begin{cases} L_{pi} + M_{pi} = L_a + 3M_{pa} + 2M_{pb} + M_{pc}, i=1, 2, 4, 5, 6, 7 \\ L_{p3} + M_{p3} = L_a + 6M_{pa} \end{cases} \quad (20)$$

根据上文分析可知,第3束电流 I_{p3} 幅值较小,其余6束均流。并且由式(1)计算可得 I_{p3} 与其他束电流反相的条件:

$$M_{pa} > \frac{L_{pa} + 2M_{pb} + M_{pc}}{4} \quad (21)$$

通过公式分析难以直观地展示电流分布情况,为了更加直观、便于读者理解,给出具体的线圈参数,通过数值计算验证上述结论。由于利兹线的有限元仿真过于复杂,且难以体现利兹线工艺误差所带来的不完全绞合,因此直接采用阻抗分析仪对利兹线参数进行精准测量,从而进行电流数值计算。实验所用的松耦合变压器如图4所示,具体参数如表1所示。原副边均采用7束×172股的利兹线绕

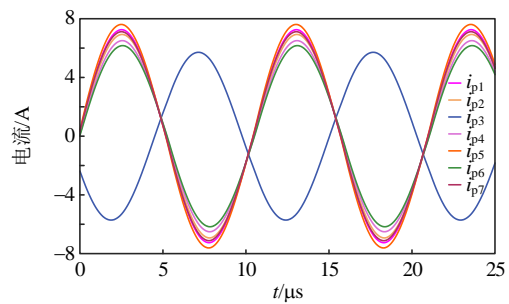
表1 WPT系统样机的电气参数

Table 1 Electrical parameters of WPT system

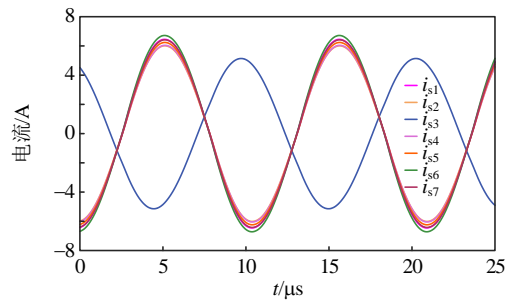
参数	数值	参数	数值	参数	数值	参数	数值
$L_{p1}/\mu\text{H}$	41.35	$L_{p2}/\mu\text{H}$	41.37	$L_{p3}/\mu\text{H}$	41.28	$L_{p4}/\mu\text{H}$	41.40
$L_{p5}/\mu\text{H}$	41.35	$L_{p6}/\mu\text{H}$	41.43	$L_{p7}/\mu\text{H}$	41.38	$M_{p12}/\mu\text{H}$	40.08
$M_{p13}/\mu\text{H}$	40.04	$M_{p14}/\mu\text{H}$	40.09	$M_{p15}/\mu\text{H}$	39.28	$M_{p16}/\mu\text{H}$	39.10
$M_{p17}/\mu\text{H}$	39.29	$M_{p23}/\mu\text{H}$	40.03	$M_{p24}/\mu\text{H}$	39.30	$M_{p25}/\mu\text{H}$	39.06
$M_{p26}/\mu\text{H}$	39.32	$M_{p27}/\mu\text{H}$	40.09	$M_{p34}/\mu\text{H}$	40.07	$M_{p35}/\mu\text{H}$	40.04
$M_{p36}/\mu\text{H}$	40.05	$M_{p37}/\mu\text{H}$	40.04	$M_{p45}/\mu\text{H}$	40.09	$M_{p46}/\mu\text{H}$	39.33
$M_{p47}/\mu\text{H}$	39.10	$M_{p56}/\mu\text{H}$	40.12	$M_{p57}/\mu\text{H}$	39.30	$M_{p67}/\mu\text{H}$	40.11
$L_{s1}/\mu\text{H}$	40.32	$L_{s2}/\mu\text{H}$	40.32	$L_{s3}/\mu\text{H}$	40.21	$L_{s4}/\mu\text{H}$	40.30
$L_{s5}/\mu\text{H}$	40.28	$L_{s6}/\mu\text{H}$	40.23	$L_{s7}/\mu\text{H}$	40.24	$M_{s12}/\mu\text{H}$	39.07
$M_{s13}/\mu\text{H}$	39.01	$M_{s14}/\mu\text{H}$	38.28	$M_{s15}/\mu\text{H}$	39.06	$M_{s16}/\mu\text{H}$	38.04
$M_{s17}/\mu\text{H}$	38.26	$M_{s23}/\mu\text{H}$	39.02	$M_{s24}/\mu\text{H}$	39.10	$M_{s25}/\mu\text{H}$	38.30
$M_{s26}/\mu\text{H}$	38.28	$M_{s27}/\mu\text{H}$	38.08	$M_{s34}/\mu\text{H}$	39.00	$M_{s35}/\mu\text{H}$	39.01
$M_{s36}/\mu\text{H}$	38.96	$M_{s37}/\mu\text{H}$	38.98	$M_{s45}/\mu\text{H}$	38.08	$M_{s46}/\mu\text{H}$	39.05
$M_{s47}/\mu\text{H}$	38.27	$M_{s56}/\mu\text{H}$	38.25	$M_{s57}/\mu\text{H}$	39.03	$M_{s67}/\mu\text{H}$	39.03
$L_{pp}/\mu\text{H}$	39.88	$L_{ss}/\mu\text{H}$	38.91	$R_{Lpi}/\text{m}\Omega$	133.23	$R_{Lsi}/\text{m}\Omega$	133.79
C_{pp}/nF	70.38	C_{ss}/nF	72.13	$R_{C_{pp}}/\text{m}\Omega$	18.77	$R_{C_{ss}}/\text{m}\Omega$	17.72
U_{in}/V	100	R_L/Ω	5	$M_{ppss}/\mu\text{H}$	6.31	f/kHz	95

制成方形线圈,外直径 D_o 为 21.5 cm,内直径 D_i 为 10 cm,传输距离 d 为 9.5 cm。原副边利兹线的各束具体编号如图4所示,第3束始终保持在中心位置。

利用式(11)计算,可得补偿电容 C_{pp} 和 C_{ss} 的值分别为 69.72 和 69.95 nF。考虑 ESR 后,按照表1中的参数和式(10)、(14)计算,可得原副边线圈各束电流波形,如图5所示。各束电流不均,且第3束电流与其他束电流反向,说明利兹线自感、互感参数影响了电流分布。通过式(15)、(16)计算可得线圈的损耗为 61.27 W。



(a) 原边



(b) 副边

图5 传统方法的原副边线圈电流理论波形

Fig. 5 Theoretical current waveforms of primary and secondary coils with traditional method

利兹线不完全绞合导致束间互感不一致,从而导致各束电流不均。为了分析利兹线参数对电流分布的敏感度,将表1的各束自感、束间互感参数取平均值,保证各束电感和束间互感完全一致,分别为 40.82 和 39.03 μH ,此时各束均流。当 M_{p12} 减小 1%,计算可得, i_{p1} 和 i_{p2} 相等,并且是其他束电流的 1.28 倍,即电流严重不均,说明利兹线参数对电流分布较为敏感。

7束利兹线自感互感参数具有28个,过于复杂,为了更全面地分析利兹线参数对电流分布的敏感度,采用随机采样和统计分析的数值计算方法。即

利用蒙特卡洛模拟对自感、互感参数施加 $\pm 1\%$ 范围内的随机扰动，以 i_{p1} 为例，观察幅值变化情况，如图 6 所示。

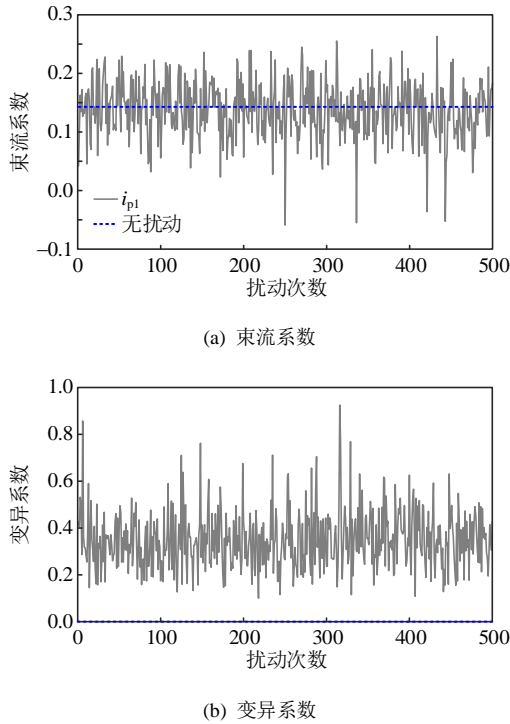


图 6 利兹线参数随机扰动后传统方法的 i_{p1} 的幅值变化
Fig. 6 Amplitude change of i_{p1} in traditional method with random perturbation of Litz wire parameters

定义 i_{p1} 的幅值与 $i_{p1}—i_{p7}$ 总和的比值为束流系数，在均流情况下，该系数为 0.1428，当该系数小于 0，说明电流反相。定义 $i_{p1}—i_{p7}$ 的标准差与其平均值的比值为变异系数，在均流情况下，该系数为 0，当该系数接近或大于 1，说明 $i_{p1}—i_{p7}$ 不均现象非常严重。

由图 6 可知，各束自感、互感参数在 $\pm 1\%$ 范围内变化时， i_{p1} 的束流系数和变异系数变化很大，束流系数远离 0.1428，甚至小于 0。变异系数接近 1。这说明各束电流关于利兹线参数非常敏感，仅是 1% 的参数误差，就可能导致束电流严重不均，甚至出现反相情况。

2 分束补偿的均流分析

2.1 分束补偿的系统电路建模

基于分束补偿的 n 束 WPT 系统电路原理图如图 7 所示，各束分别串联一个补偿电容。

如图 8 的受控源等效模型所示，根据基尔霍夫定律，在新型分束补偿方法下，式(10)依然成立，其中阻抗网络矩阵 Z_b 变为

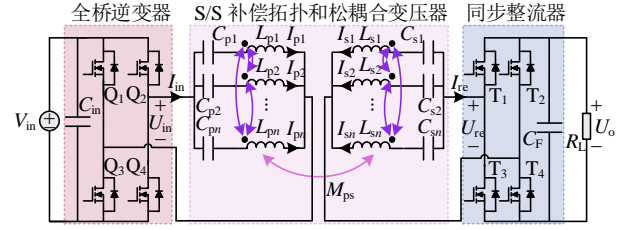


图 7 分束补偿的 WPT 系统原理图

Fig. 7 Schematic diagram of WPT system with separate bundle compensation

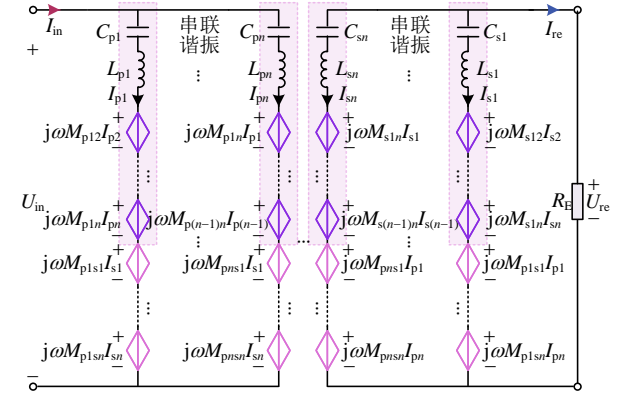


图 8 分束补偿的受控源等效模型原理图

Fig. 8 Schematic diagram of controlled source equivalent model with separate bundle compensation

$$Z_b = \begin{bmatrix} j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} & j\omega M_{ps} \\ j\omega M_{ps} & j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_E \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中，补偿电容矩阵 C_p 和 C_s 为

$$\begin{cases} C_p = \text{diag}[C_{p1} & C_{p2} & \dots & C_{pn}]^T \\ C_s = \text{diag}[C_{s1} & C_{s2} & \dots & C_{sn}]^T \end{cases} \quad (23)$$

线圈的 ESR 依然满足式(13)，补偿电容的 ESR 记为 R_{Cp} 和 R_{Cs} ，满足：

$$\begin{cases} R_{Cp} = [R_{Cp1} & R_{Cp2} & \dots & R_{Cpn}]^T \\ R_{Cs} = [R_{Cs1} & R_{Cs2} & \dots & R_{Csn}]^T \end{cases} \quad (24)$$

考虑线圈和补偿电容的 ESR 后，阻抗网络矩阵 Z_{b_ESR} 由式(14)变为

$$Z_{b_ESR} = Z_b + \begin{bmatrix} \text{diag}(R_{Lp} + R_{Cp}) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \text{diag}(R_{Ls} + R_{Cs}) \end{bmatrix} \quad (25)$$

由此可得交流侧损耗 P_{loss} 和输出功率 P_{out} 的表达式由式(15)变为

$$\begin{cases} P_{out} = \left(\sum_{i=1}^n I_{si} \right)^2 R_E \\ P_{loss} = \sum_{i=1}^n [I_{pi}^2 (R_{Lpi} + R_{Cpi}) + I_{si}^2 (R_{Lsi} + R_{Csi})] \end{cases} \quad (26)$$

2.2 分束补偿的系统均流分析

以原边线圈为例，在新型分束补偿方法下，实现的期望目标是原边各束支路电流都相等，与式(17)类似，依然认为 $M_{pisj} = M_{ppss}$ ，因此可得分束补偿拓扑的均流条件：

$$L_{p1} + M_{p1} - \frac{1}{\omega^2 C_{p1}} = L_{p2} + M_{p2} - \frac{1}{\omega^2 C_{p2}} = \dots = L_{pn} + M_{pn} - \frac{1}{\omega^2 C_{pn}} \quad (27)$$

原副边之间的互感可以传输有功功率，而原边各束之间的互感会产生无功功率。与传统方法类似，需要完全补偿无功分量，进而实现 WPT 系统的 ZPA 和 CCO 特性。因此，原边第 i 束的补偿电容 C_{pi} 需要补偿该束自感 L_{pi} 与该束与原边其他束的互感之和 M_{pi} ，副边也是同理，可得新型分束补偿的电容设计方法：

$$\begin{cases} C_{pi} = \frac{1}{\omega^2 (L_{pi} + M_{pi})} \\ C_{si} = \frac{1}{\omega^2 (L_{si} + M_{si})} \end{cases} \quad (28)$$

当 M_{pisj} 均相等，输入阻抗 Z_{in} 和输出电流 I_{re} 依然满足式(12)，即系统的 ZPA 和 CCO 特性保持不变。根据表 1 的 LCT 参数和式(28)计算，可得分束补偿电容的容值，如表 2 所示。

表 2 分束补偿电容的参数

参数	数值	参数	数值	参数	数值	参数	数值
C_{p1}/nF	10.28	C_{p2}/nF	10.27	C_{p3}/nF	10.20	C_{p4}/nF	10.27
C_{p5}/nF	10.28	C_{p6}/nF	10.28	C_{p7}/nF	10.28	$R_{Cpi}/m\Omega$	104.87
C_{s1}/nF	10.32	C_{s2}/nF	10.31	C_{s3}/nF	10.24	C_{s4}/nF	10.32
C_{s5}/nF	10.32	C_{s6}/nF	10.33	C_{s7}/nF	10.32	$R_{Csi}/m\Omega$	101.14

为了直观地体现均流效果，同样利用式(10)、(25)进行数值计算，可得原副边线圈各束电流理论波形，如图 9 所示。显然，各束电流基本重合，均流效果显著。通过式(26)计算可得线圈损耗为 40.51 W，与传统补偿方法相比，降低了 20.76 W。

与传统方法分析类似地，对自感、互感参数施加 $\pm 1\%$ 范围内的随机扰动，观察 i_{p1} 的束流系数和变异系数，如图 10 所示。在 500 次随机扰动内，束流系数非常接近 0.1428，且变异系数接近 0。意味着分束补偿方法可有效地提升降低各束电流关于利兹线参数的敏感度，实现利兹线各束均流。

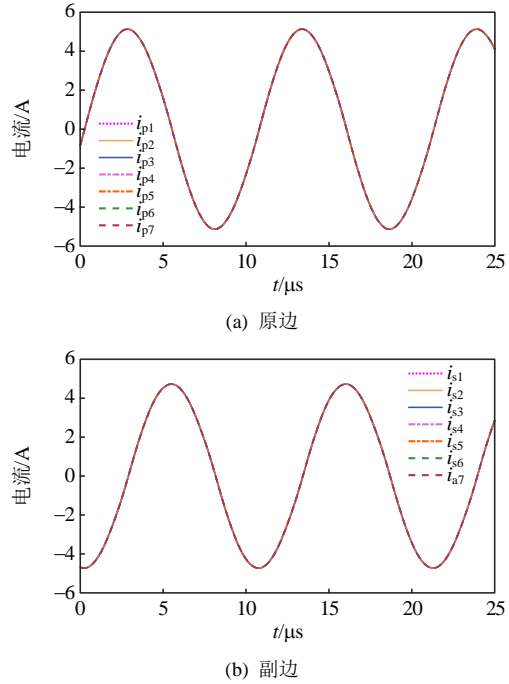


图 9 新型方法的原副边线圈电流理论波形

Fig. 9 Theoretical current waveforms of primary and secondary coils with novel method

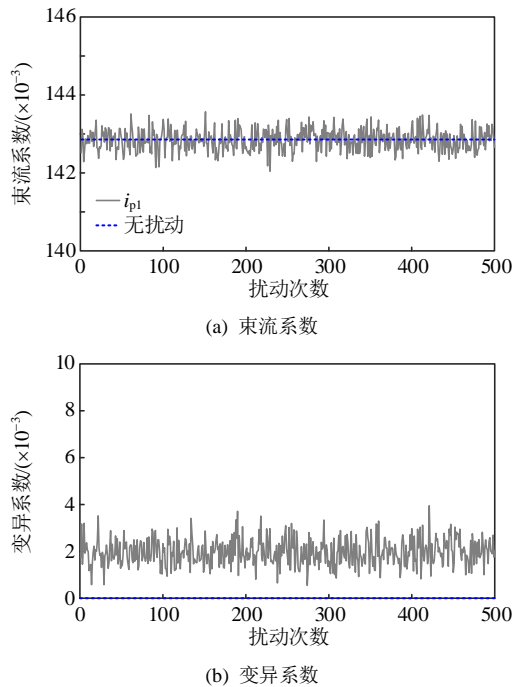


图 10 利兹线参数随机扰动后新型方法的 i_{p1} 的幅值变化
Fig. 10 Amplitude change of i_{p1} in novel method with random perturbation of Litz wire parameters

对利兹线参数添加扰动，可以等效于对分束补偿电容添加扰动，间接说明了在固定的利兹线参数条件下，各束电流分布关于各束补偿电容敏感度较低。

3 实验验证

为了验证本文提出的分束补偿方法，搭建了一

个 2 kW 的 WPT 系统样机，如图 11 所示。样机主要由全桥逆变器、原边补偿电容、副边补偿电容、LCT 和同步整流器组成。LCT 如图 4 所示，外直径 21.5 cm，传输距离 9.5 cm，耦合系数 0.16。

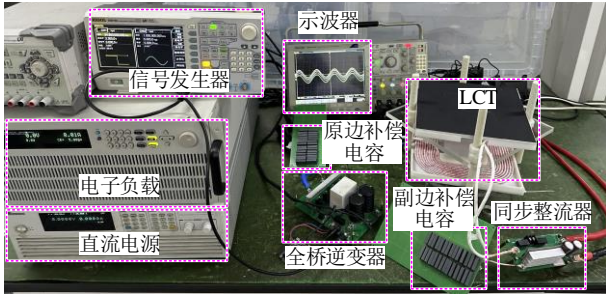


图 11 WPT 系统样机

Fig. 11 Prototype of WPT system

WPT 系统参数如表 1、2 所示，直流输入电压 100 V，频率 95 kHz，负载 1~5 Ω。由于分束补偿的各个电容理论值相差很小，并且电流分布关于各个电容值不敏感，并联总容值基本等于传统补偿的容值，因此在实际应用上，直接采用 7 个相同的电容进行并联，其容值等于传统补偿电容容值的 1/7。在对比传统和分束补偿方法的实验效果时，工作状态和补偿电容保持不变，仅改变电容与利兹线的连接方式，系统复杂度增加不明显。

在不同负载条件下，采用传统集中补偿和新型分束补偿的输出电流、效率变化曲线如图 12 所示。当负载由 1 Ω 增加至 5 Ω，在传统方法下，输出电流由 21.2 A 降至 20.21 A，而在新型方法下，电流由 21.18 A 降至 20.23 A，电流差别小于 1%，都具有较好的 CCO 特性。新型方法可以在轻载(1 Ω、450 W)和重载(5 Ω、2 045 W)条件下，分别将效率提升 3.1% 和 1.1%，最高效率可达 91.09%，印证了前文的理论分析。

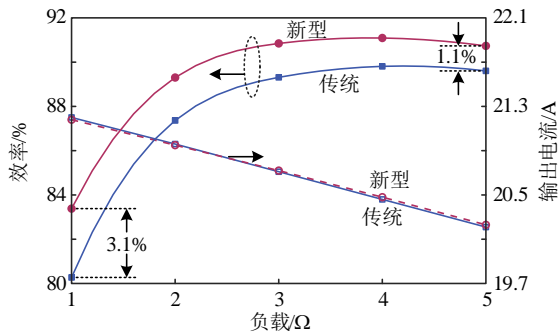


图 12 输出电流和效率随负载变化的曲线

Fig. 12 Curves of output current and efficiency versus load

为了测量更加精准，将 4 个电流探头同时夹在同一束上，排除探头本身之间的误差。此外，将探头夹在某一束上，测量其自感参数，发现自感变化极小，说明探头本身不会影响实际工况。

在传统和新型补偿方法下，逆变器和整流器的电压电流实验波形如图 13 所示。二者波形基本完全一致， i_{in} 略微滞后 u_{in} ，逆变器开关管实现了零电压开通(zero voltage switching, ZVS)。

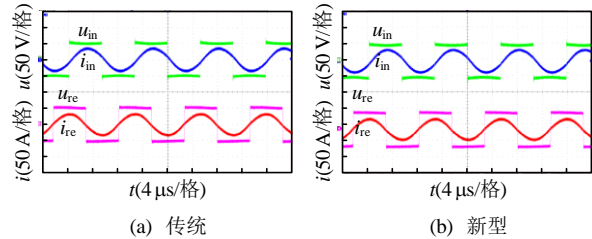


图 13 逆变器、整流器的电压电流实验波形($R_L = 5 \Omega$)

Fig. 13 Experimental voltage and current waveforms of inverter and rectifier ($R_L = 5 \Omega$)

在传统补偿方法下，轻载和重载的原边线圈电流波形如图 14 所示，由图可知，各束电流不均衡，尤其是第 3 束电流 i_{p3} ，与其他束电流反相，这与前文分析的理论波形相符。为具体展示不均流程度，以 $R_L = 5 \Omega$ 时，原边电流为例，最大电流 i_{p6} 的幅值约为 8 A，最小电流 i_{p3} 的幅值约为 5.8 A，不均流程度严重。

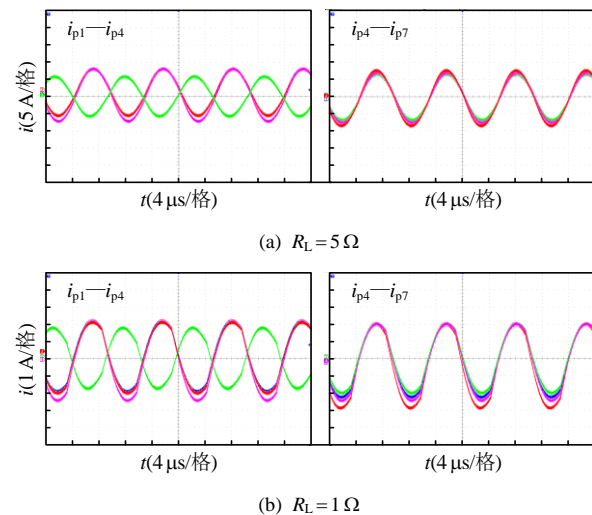


图 14 传统方法的原边线圈电流实验波形

Fig. 14 Experimental current waveforms of primary coil with traditional method

副边线圈电流波形如图 15 所示，与原边电流类似，各束电流不均衡，而且第 3 束电流 i_{s3} 与其他束电流反相。变负载时，副边线圈各束电流保持基本恒定，符合 CCO 输出特性。

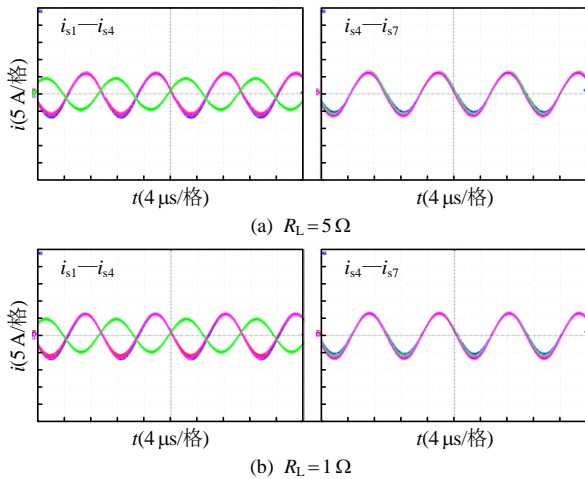


图15 传统方法的副边线圈电流实验波形

Fig. 15 Experimental current waveforms of secondary coil with traditional method

在新型补偿方法下,原副边线圈电流波形如图16、17所示,显然线圈各束实现了均流,这也印

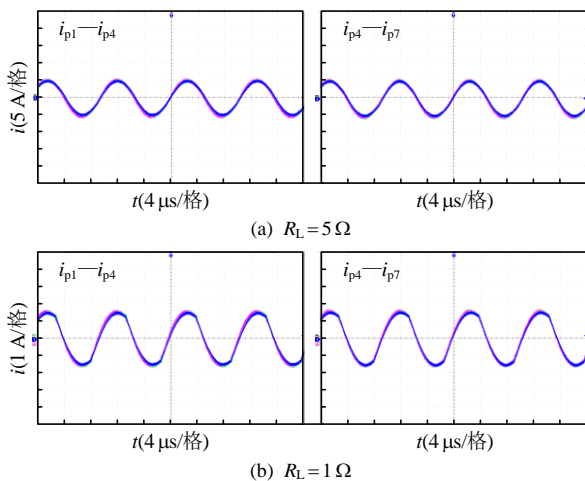


图16 新型方法的原边线圈电流实验波形

Fig. 16 Experimental current waveforms of primary coil with novel method

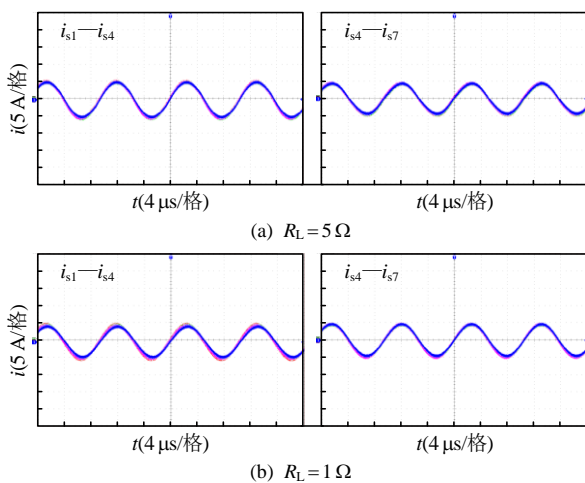


图17 新型方法的副边线圈电流实验波形

Fig. 17 Experimental current waveforms of secondary coil with novel method

证了上文的理论分析,证明了实验结果的正确性。

4 研究展望

利兹线分束补偿方法仅需将串联的电容分成多个,分别与利兹线各束串联后再整体并联,具有非常广泛的应用范围。首先,在WPT领域,该方法不仅仅局限于S/S补偿拓扑,也可应用于LCC/S、LCC/LCC等其他需要串联补偿电容的拓扑。其次,在其他电力电子领域,紧耦合变压器、电感、电机绕组等器件也需要利兹线绕制,因此,未来将探索该方法在电机、电源等领域的更多应用。

5 结论

本文提出了一种新型分束并联补偿方法,有效解决了WPT系统中利兹线各束电流不均的问题,进而提升系统的传输效率,得出结论如下:

1) 介绍了利兹线的绞合结构,说明各束之间耦合系数不等。通过电路建模,分析了各束电流不均的原因和敏感度。

2) 提出了新型分束补偿方法,无需额外器件即可实现利兹线各束均流,从而提升系统效率。通过理论分析,证明了该方法的有效性。

3) 搭建了一个2kW实验样机,结果表明,在变负载条件下,CCO特性保持不变,采用传统和新型方法的输出电流变化小于1%。轻载效率提升3.1%,满载效率提升1.1%,效果显著。

4) 该方法不受补偿拓扑限制,甚至可能不局限于WPT领域,在电机、电源等其他需要利兹线的领域也具有广阔的研究前景。

参考文献

- [1] 薛明,杨庆新,章鹏程,等.无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J].电工技术学报,2021,36(8):1547-1568.
XUE Ming, YANG Qingxin, ZHANG Pengcheng, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1547-1568(in Chinese).
- [2] 孙敏,戴欣,李艳玲,等.双向无线电能传输技术的研究现状[J].中国电机工程学报,2024,44(21):8580-8596.
SUN Min, DAI Xin, LI Yanling, et al. Research status of bidirectional wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(21): 8580-8596(in Chinese).
- [3] 周玮,蓝嘉豪,麦瑞坤,等.无线充电电动汽车V2G

- 模式下光储直流微电网能量管理策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(1): 82-91.
- ZHOU Wei, LAN Jiahao, MAI Ruikun, et al. Research on power management strategy of dc microgrid with photovoltaic, energy storage and EV-wireless power transfer in V2G mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 82-91(in Chinese).
- [4] WANG Wei, YU Zhanghao, ZOU Yiwei, et al. Omnidirectional wireless power transfer for millimetric magnetolectric biomedical implants[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2024, 59(11): 3599-3611.
- [5] KAN Tianze, MAI Ruikun, MERCIER P P, et al. Design and analysis of a three-phase wireless charging system for lightweight autonomous underwater vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6622-6632.
- [6] ZHANG Yiming, CHEN Shuxin, LI Xin, et al. Design methodology of free-positioning nonoverlapping wireless charging for consumer electronics based on antiparallel windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 825-834.
- [7] 谷鹏, 王懿杰, 关弘路, 等. 基于改进型三维螺线管磁耦合结构的多线圈长气隙无线电能传输系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8762-8771.
- GU Peng, WANG Yijie, GUAN Honglu, et al. Research on multi-coil large air gap wireless power transfer system based on improved 3D solenoid magnetic coupling structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8762-8771(in Chinese).
- [8] 麦建伟, 曾宪瑞, 刘治钢, 等. 基于 S/SP 补偿拓扑的强抗偏移感应式无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(4): 1525-1536.
- MAI Jianwei, ZENG Xianrui, LIU Zhigang, et al. An IPT system based on S/SP compensation topology with high misalignment tolerance[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(4): 1525-1536(in Chinese).
- [9] 陈飞彬, 麦瑞坤, 李勇, 等. 基于中继线圈切换的三线圈结构 WPT 系统效率优化研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(21): 6373-6382.
- CHEN Feibin, MAI Ruikun, LI Yong, et al. Efficiency optimization of three-coil structure WPT systems based on relay coil switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21): 6373-6382(in Chinese).
- [10] MAI Jianwei, WANG Yijie, ZENG Xianrui, et al. A multi-segment compensation method for improving power density of long-distance IPT system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12795-12806.
- [11] 管乐诗, 肖扬云, 王懿杰, 等. 一种基于 PCB 平面螺旋线圈的自补偿多中继无线电能传输系统设计[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(24): 8984-8994.
- GUAN Yueshi, XIAO Yangyun, WANG Yijie, et al. Design of a self-compensating multi-relay wireless power transmission system based on PCB planar spiral coil[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(24): 8984-8994(in Chinese).
- [12] YANG Lin, DONG Kangshuai, WANG Yilin, et al. Analysis, design, and validation of a dual-channel high-power WPT system based on bilateral coil decoupling[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(4): 4288-4295.
- [13] FOOTE A, COSTINETT D, KUSCH R, et al. Fourier analysis and design of a shielded 120 kW inductive wireless system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(11): 15295-15314.
- [14] RONANKI D, KARNEDDI H. Electric vehicle charging infrastructure: review, cyber security considerations, potential impacts, countermeasures, and future trends[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(1): 242-256.
- [15] HU Hongsheng, SU Jingyuan, CHEN Fengwei, et al. Modularized inductive power transfer systems with inherent impedance decoupling for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(2): 1492-1502.
- [16] LIU Zhuoyuan, ZHU Jianguo, ZHU Lihua. Accurate calculation of eddy current loss in Litz-wired high-frequency transformer windings[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-5.
- [17] 赵志刚, 刘朝阳, 贾慧杰, 等. 圆形利兹线绕组高频损耗三维快速计算模型[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(19): 7901-7910.
- ZHAO Zhigang, LIU Zhaoyang, JIA Huijie, et al. Fast three-dimensional calculation mode for high frequency loss of circular Litz-wire windings[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(19): 7901-7910(in Chinese).
- [18] 赵志刚, 王丽美, 陈天缘, 等. 基于等效复数磁导率的利兹线绕组损耗计算模型[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 947-955.
- ZHAO Zhigang, WANG Limei, CHEN Tianyuan, et al. Calculation model of winding loss of Litz-wire based on equivalent complex permeability[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 947-955(in Chinese).
- [19] 刘任, 袁轩, 刘瑞勇, 等. 高频磁性元件圆形利兹线绕组损耗解析计算模型[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8511-8517.

- LIU Ren, YUAN Xuan, LIU Ruiyong, et al. Analytical prediction model of round Litz wire windings losses of high frequency magnetic components[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8511-8517(in Chinese).
- [20] 陈庆彬, 范峰, 汪金帅, 等. 无线电能传输磁耦合系统 Litz 线圈交流电阻精确评估方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6294-6305.
- CHEN Qingbin, FAN Feng, WANG Jinshuai, et al. Accurate evaluation method of Litz coil ac resistance in wireless power transfer magnetically-coupled system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(24): 6294-6305(in Chinese).
- [21] 陈彬, 陶鑫, 万妮娜, 等. 非完全绞合利兹线的高频损耗特性分析与计算[J]. 高电压技术, 2023, 49(5): 2180-2193.
- CHEN Bin, TAO Xin, WAN Nina, et al. Analysis and calculation of high-frequency loss of incompletely-twisted Litz wire[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2180-2193(in Chinese).
- [22] 贾亚辉, 王智慧, 肖静, 等. 磁耦合无线电能传输系统

宽范围零电压开关实现方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(22): 6952-6964.

JIA Yahui, WANG Zhihui, XIAO Jing, et al. Implementation method of wide range zero voltage switching in magnetic coupling wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(22): 6952-6964(in Chinese).



麦建伟

在线出版日期: 2025-05-12。

收稿日期: 2025-01-13。

作者简介:

麦建伟(1994), 男, 副研究员, 研究方向为无线电能传输技术和高频功率变换, maijianwei@hit.edu.cn;

*通信作者: 杨傲(1999), 男, 博士研究生, 研究方向为无线电能传输, 24B306014@stu.hit.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)