

doi:10.11835/j.issn.1000.582X.2024.06.010

基于 E 类功率放大器的四线圈中距离无线输电系统的优化设计

刘羽¹, 余豪华¹, 彭博², 苏国栋³

(1. 国网浙江宁波市奉化区供电有限公司, 浙江宁波 315000; 2. 重庆大学自动化学院, 重庆 400044; 3. 重庆华创智能科技研究院有限公司, 重庆 402760)

摘要: E 类功率放大器由于具有拓扑简单、适用频率高、电能转换效率高等优点, 是高频 MHz 级无线输电系统的理想电源。研究分析了四线圈无线输电系统的传输特性, 提出传输效率的优化设计方法。同时, 考虑到 E 类功率放大器的工作状态, 提出通过激励线圈与发射线圈的距离调节, 实现输入电阻的完美匹配, 搭建了采用 2.81 MHz 的 E 类功率放大器的四线圈中距离无线输电系统。当传输距离为传输线圈边长的 3.6 倍时, 系统电源端到负载端的整体电能传输效率为 8.5%。

关键词: E 类功率放大器; 中距离无线输电系统; 阻抗匹配; 效率优化

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2024)06-094-09

Optimization design of four-coil mid-range wireless power transfer based on E-class amplifier

LIU Yu¹, YU Haohua¹, PENG Bo², SU Guodong³

(1. State Grid Zhejiang Ningbo Fenghua Power Supply Co., Ltd., Ningbo 315000, Zhejiang, P. R. China; 2. School of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China; 3. Chongqing Huachuang Intelligent Technology Research Institute Co., Ltd., Chongqing 402760, P. R. China)

Abstract: The E-class power amplifier presents an ideal solution for high-frequency power supply applications, characterized by its simple topology, high operational frequency, and efficiency. This paper conducts a detailed analysis of the transfer characteristics of a four-coil wireless power transfer (WPT) system and proposes an optimal design method to achieve high transfer efficiency. Additionally, with considering the operating status of the E-class amplifier, perfect matching of input resistance is achieved by adjusting the distance between the driving coil and transmitting coil. A 2.81 MHz four-coil mid-range WPT system employing an E-class amplifier is established. At a transfer distance of 3.6 times the side length of the transfer coil, the overall transfer efficiency from the power source to the load reaches 8.5%.

Keywords: E-class power amplifier; mid-range wireless power transfer; impedance matching; efficiency optimization

收稿日期: 2022-02-17

基金项目: 国网浙江省电力有限公司科技项目 (YYKJ202006).

Supported by State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd. Technology Project (YYKJ202006).

作者简介: 刘羽 (1981—), 男, 高级工程师, 主要从事无线电能传输技术方向研究, (E-mail) yuliu213@163.com。

通信作者: 彭博, 男, 硕士, (E-mail) 48320918@qq.com。

早在20世纪初,特斯拉就提出了电能的无线传输构想^[1]。2007年,麻省理工学院(MIT)研究团队提出磁耦合谐振式无线电能传输技术(wireless power transfer via magnetic resonance coupling, WPT/MRC)^[2],无线电能传输技术得到国内外的广泛关注。由于无线电能传输技术的便携性、安全性与可靠性,其在电动汽车^[3-5]、电子设备^[6]以及医疗植入设备^[7-9]充电等领域具备广阔的应用前景。

由于具有较高的可调度性,中距离无线输电系统一般采用四线圈拓扑结构。文献[8]简化了馈电线圈对于系统电能传输效率的影响,提出系统传输效率的优化方法。文献[9]提出利用改变馈电线圈尺寸实现传输散射参数调节。文献[10]提出通过改变馈电线圈耦合强度,优化系统的传输特性。四线圈系统与双线圈系统不同的是,功率传输的效率变化趋势不是随着传输距离增加而单调递减,它对初级线圈和次级线圈之间距离的变化不太敏感。四线圈能量传输系统可通过对各线圈之间距离的优化设计,实现给定传输距离下提供最大传输效率。

同时,高频激励源是保证无线输电系统精确工作频率以及稳定功率传输的关键。高频电源可采用桥式逆变器或功率放大器拓扑等。E类功率放大器^[11-12]具有器件少、工作频率高等优点,是MHz级高频无线输电系统理想的激励电源^[13-14]。

为实现较高电能传输效率及保证电源良好的阻抗匹配,笔者提出基于E类功率放大器的中距离四线圈无线输电系统设计方法。基于四线圈系统的等效电路模型,精确分析了负载线圈、接收线圈耦合强度与系统传输效率的关系,确定系统最高电能传输效率的设计原则,通过分析激励线圈与发射线圈距离对系统阻抗匹配的影响,提出了E类功放输出电阻的匹配方法。搭建了一套2.81 MHz级四线圈无线输电系统,通过实验测试,验证了该方法。

1 系统建模分析

图1为四线圈无线输电系统的整体电路图和能量传递示意图。其中: V_s 为电源电压; R_s 为电源内阻; R_L 为充电负载; R_1 、 R_2 为激励线圈和负载线圈的内阻; L_1 、 L_4 为线圈自感; R_2 、 R_3 和 L_2 、 L_3 分别为发射线圈与接收线圈的内阻和自感; C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 分别为4个线圈的补偿电容或自身寄生电容; k_{12} 为激励线圈与发射线圈之间的耦合系数; k_{23} 为传输线圈之间的耦合系数; k_{34} 为接收线圈与负载线圈之间的耦合系数; M 为特定2线圈之间的互感。当4个线圈全部处于谐振状态时, R_{33} 为负载线圈到接收线圈的映射电阻, R_{32} 为接收线圈到发射线圈的映射电阻, R_{21} 为发射线圈到激励线圈的映射电阻。

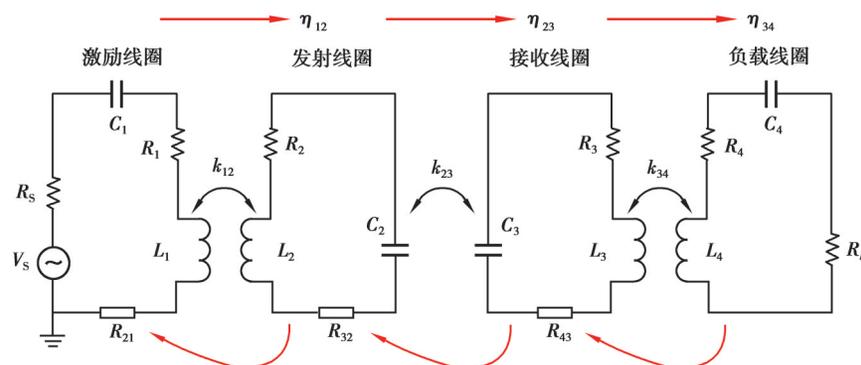


图1 四线圈无线输电系统电路图和能量传递示意图

Fig. 1 Circuit and energy transfer of a four coil wireless transmission system

由基尔霍夫电压定律可知

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s = \left(R_s + R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 + j\omega M_{12} I_2, \\ 0 = \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) I_2 + j\omega M_{12} I_1 + j\omega M_{23} I_3, \\ 0 = \left(R_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \right) I_3 + j\omega M_{23} I_2 + j\omega M_{34} I_4, \\ 0 = \left(R_4 + j\omega L_4 + \frac{1}{j\omega C_4} + R_L \right) I_4 + j\omega M_{34} I_3, \end{array} \right. \quad (1)$$

其中, I_1 、 I_2 、 I_3 和 I_4 分别为4个线圈内流经的电流。为实现系统较高的传输效率,保证4个线圈的谐振频率均与系统工作频率相等。令系统谐振频率为 f_0 ,角频率为 ω_0 ($\omega_0 = 2\pi f_0$)。当4个线圈均处于谐振状态时,线圈间的映射电阻分别为

$$R_{43} = \frac{(\omega k_{34} \sqrt{L_3 L_4})^2}{R_4 + R_L}, \quad (2)$$

$$R_{32} = \frac{(\omega k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 (R_4 + R_L)}{(\omega k_{34} \sqrt{L_3 L_4})^2 + R_3 (R_4 + R_L)}, \quad (3)$$

$$R_{21} = \frac{(\omega k_{12} \sqrt{L_1 L_2})^2 \left[(\omega k_{34} \sqrt{L_3 L_4})^2 + R_3 (R_4 + R_L) \right]}{\left[R_2 (\omega k_{34} \sqrt{L_3 L_4})^2 + R_2 R_3 (R_4 + R_L) + (R_4 + R_L) (\omega k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 \right]}. \quad (4)$$

由于激励线圈与负载线圈的内阻(R_1 、 R_4)远远小于负载电阻(R_L),故负载在负载线圈的电阻占比(负载线圈中的电能效率) $\approx 100\%$,即

$$\eta_4 = \frac{R_L}{R_L + R_4} \approx 1. \quad (5)$$

负载线圈在接收线圈的映射电阻在接收线圈内的电阻占比,即接收线圈中的电能效率为

$$\eta_3 = \frac{R_{43}}{R_{43} + R_3}. \quad (6)$$

接收线圈在发射线圈映射电阻在发射线圈内的电阻占比,即发射线圈中的电能效率为

$$\eta_2 = \frac{R_{32}}{R_{32} + R_2}. \quad (7)$$

同时,由于激励线圈内阻(R_1 、 R_4)远小于电源的输入电阻,故激励线圈内阻的能量损耗很小,激励线圈的电能效率约为 $\eta_1=1$ 。

由图1中四线圈无线输电系统的能量流动可知,电源输出的电能经过3次无线传输达到负载端。系统总体传输效率 η 为4次能量转换效率积,即

$$\eta = \frac{R_{43} (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2}{(\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 (R_{43} + R_3) + R_2 (R_{43} + R_3)^2}. \quad (8)$$

当传输距离不变(k_{23} 保持不变),将传输效率对 R_{43} 求解偏导

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_{43}} = 0. \quad (9)$$

负载线圈到接收线圈的最优映射电阻为

$$R_{43\text{opt}} = \sqrt{R_3^2 + \frac{R_3}{R_2} (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2}. \quad (10)$$

此时,四线圈无线输电系统的最高效率为

$$\eta = \frac{\sqrt{R_3^2 + \frac{R_3}{R_2}} (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2}{\left[(\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 \left(\sqrt{R_3^2 + \frac{R_3}{R_2}} (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 + R_3 \right) + R_2 \left(\sqrt{R_3^2 + \frac{R_3}{R_2}} (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 + R_3 \right)^2 \right]} \quad (11)$$

对应于最高效率的负载线圈与接收线圈的最佳耦合系数 k_{34opt} 为

$$k_{34opt} = \frac{\sqrt{(R_4 + R_L) \sqrt{R_3^2 + \frac{R_3}{R_2}} (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2}}{\omega_0 \sqrt{L_3 L_4}} \quad (12)$$

由以上分析可知,当传输距离固定后,调节负载线圈与接收线圈的距离和耦合系数,可实现系统的最大传输效率。

基于公式(4)和公式(10),在满足最优传输效率前提下,可通过调节激励线圈与发射线圈的耦合系数,实现E类功率放大器的最优输入电阻调节,保证功放的良好工作状态。令E类功率放大器的等效最优输入电阻为 R'_L ,则激励线圈与发射线圈的最优耦合系数 k_{12opt} 为

$$k_{12opt} = \frac{\sqrt{R'_L}}{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} \sqrt{\frac{(\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2}{\sqrt{R_3^2 + \frac{R_3}{R_2}} (\omega_0 k_{23} \sqrt{L_2 L_3})^2 + R_3} + R_2} \quad (13)$$

依据公式(12)和公式(13),图2(a)(b)分别显示了传输效率和无线输电系统等效映射电阻与线圈之间耦合系数的关系。在图2(a)中,当 k_{12} 一定时,存在最优 k_{34} ,令无线输电系统传输效率最大。同时,如图2(b)所示,在选取最优 k_{34} 后,存在唯一的 k_{12} ,使无线输电系统与高频电源电阻完美匹配。总之,相较于传统的两线圈无线输电系统^[15],四线圈无线输电系统的调节具有更高自由度,实现输出功率和效率的双重优化。

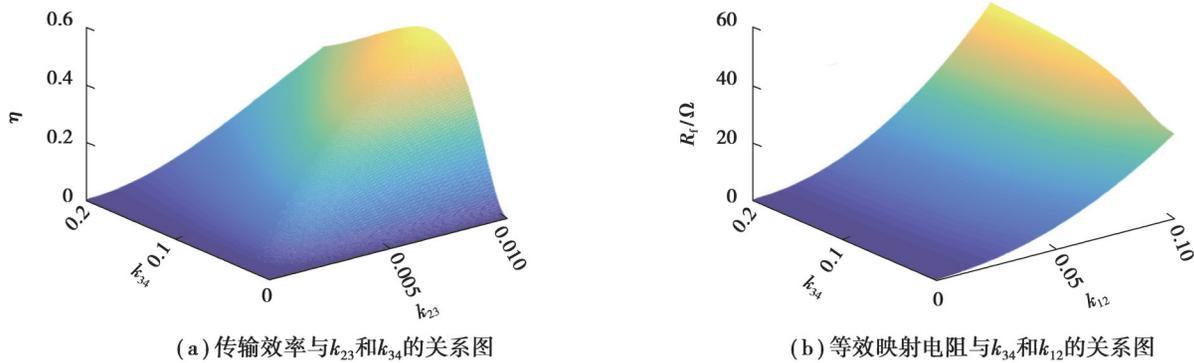


图2 传输效率和无线输电系统等效映射电阻及线圈之间耦合系数的关系

Fig. 2 The relationship between transmission efficiency, equivalent mapping resistance of wireless transmission systems, and coupling coefficient between coils

2 系统设计

图1、图3为基于E类功率放大器的四线圈无线输电系统整体电路图。其中: C_2 与 C_3 为传输线圈的寄生电容; d_{12} 为激励线圈与发射线圈的距离; d 为包含了线圈自身宽度的两传输线圈间距; d_{34} 为负载线圈与接收线圈的距离; Q 为E类功放理想开关管; L_0 是扼流电感; C_0 为开关管并联电容; R'_L 为功放理想的等效负载; C 、 L 与 R'_L 组成功放输出端的谐振网络。当开关管状态由关断转为导通,电容 C_0 两端的电压已经谐振到0,开关管零电压开通。由于 L 、 C 在开通前已经储存了能量,经由闭合谐振回路,负载 R'_L 可得到较为标准的正弦电压。当开关管由导通变为截止时,其漏源电流 $I_{ds}=0$,并联电容的电压 V_{ds} 上升,谐振网络滤除 V_{ds} 的非基波成分,向负载传送交流电能。因此,E类功放工作时,其等效输入电阻 R'_L 直接决定了谐振网络特性,进而影响开关管

的软工作状态。

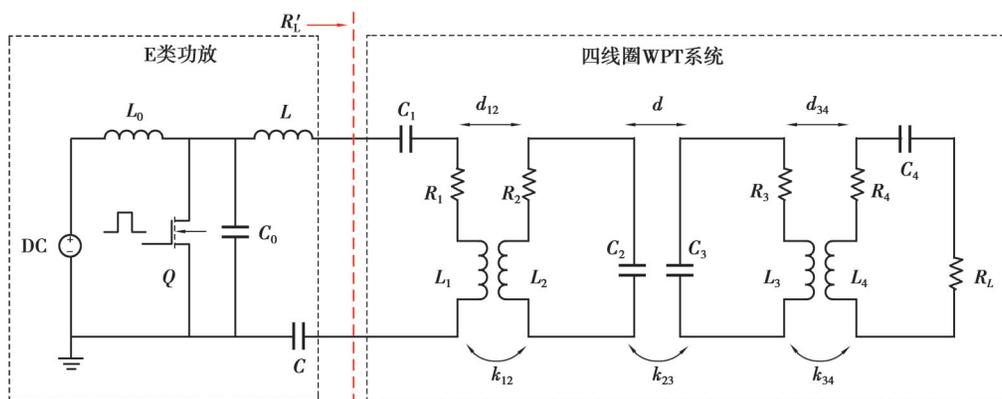


图3 系统整体电路图

Fig. 3 System's overall circuit

无线输电系统采用E类功放作为逆变电源时,保证功放有理想的输入电阻匹配是基本前提。设定E类功放的等效输入内阻为 $R'_1=10\ \Omega$ 。当进行中远距离输电时,调节激励线圈与发射线圈的距离 d_{12} ,利用阻抗分析仪测试,保证无线输电系统的映射电阻均与功放理想工作负载电阻相等,保证电源稳定良好的工作状态及系统整体较高的电能转换效率。图4为功放实物图。

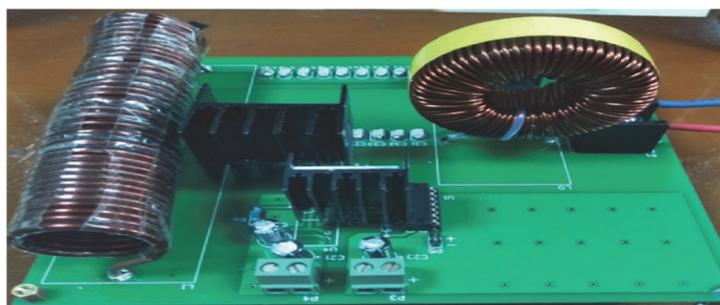


图4 实物图及实测等效映射电阻

Fig. 4 Physical image and measured equivalent mapping resistance

图5为四线圈无线输电系统的实物图,4个线圈均同轴放置。其中,传输线圈为四线圈模型中间的2组线圈,对应图1中的 L_2 和 L_3 ,2组线圈尺寸和圈数完全相同,都为边长=50 cm的方形螺旋线圈,圈数=16圈,匝间距=1 cm,导线线径=3 mm。馈电线圈为四线圈模型中外部的2组线圈,对应图1中的 L_1 和 L_4 ,这2组线圈尺寸和圈数完全相同,都为半径=20 cm的单圈圆形线圈,其导线线径=4 mm。表1为线圈具体参数。传输线圈利用其自身谐振,实现能量高效传输。而馈电线圈利用外接谐振电容,使其谐振频率接近系统工作频率2.81 MHz。

在中距离无线输电系统中,传输线圈的耦合系数是影响其传输效率的关键。图6为2个同轴放置的方形螺旋线圈位置示意图。

二者之间的互感为

$$M(x) = \frac{\mu_0}{\pi} \left[(a_1 + a_2) \ln \left(\frac{a_1 + a_2 + 2v_1}{a_1 + a_2 + 2w_1} \cdot \frac{t_2}{t_1} \right) - 2(2v_1 - w_1 - w_2) - (a_2 - a_1) \ln \left(\frac{a_2 - a_1 + 2w_2}{a_2 - a_1 + 2v_1} \cdot \frac{t_2}{t_1} \right) \right], \quad (14)$$

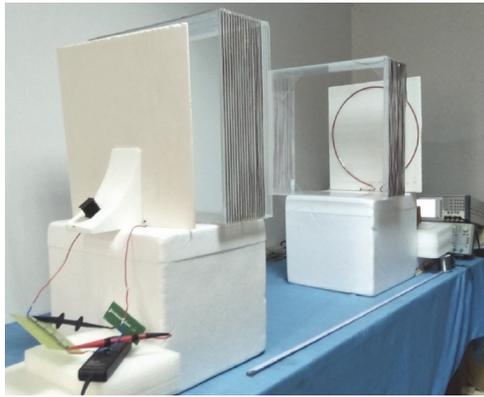


图 5 无线输电系统实物图

Fig. 5 Physical image of wireless transmission system

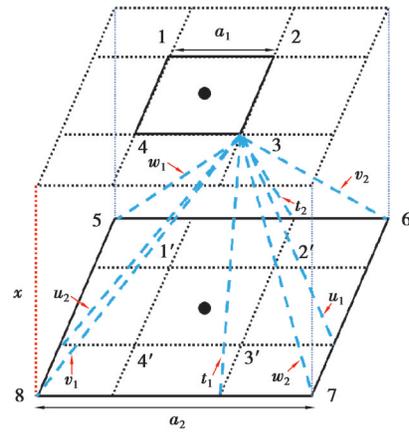


图 6 同轴非等大方形线圈互感模型

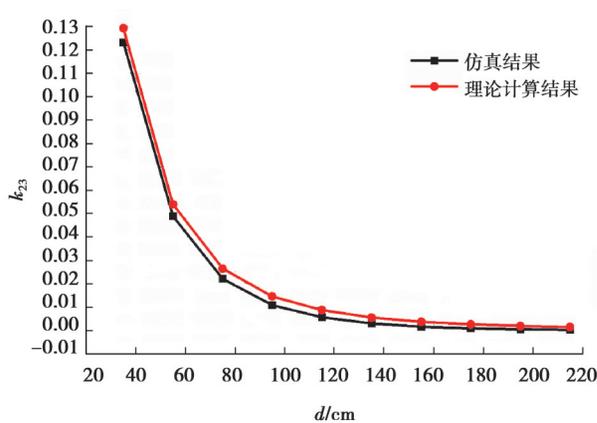
Fig. 6 A mutual inductance model for coaxial non-uniform square coils

具体位置参数分别为

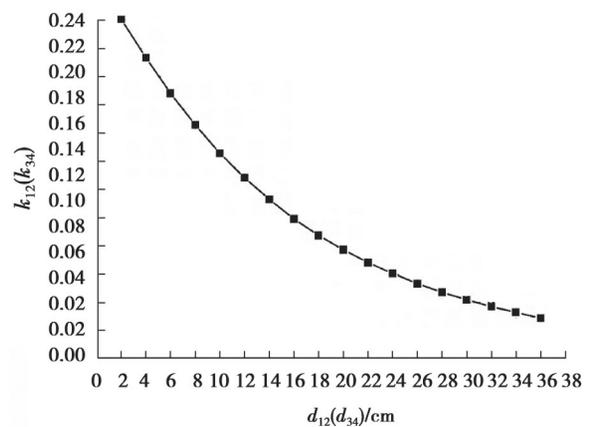
$$\begin{cases} v_1 = v_2 = \sqrt{0.5(a_1^2 + a_2^2) + x^2}, \\ t_1 = \sqrt{0.25(a_1 - a_2)^2 + x^2}, \\ t_2 = \sqrt{0.25(a_1 + a_2)^2 + x^2}, \\ w_1 = \sqrt{0.5(a_1 + a_2)^2 + x^2}, \\ w_2 = \sqrt{0.5(a_1 - a_2)^2 + x^2}. \end{cases} \quad (15)$$

同时,利用 Ansys Maxwell 仿真软件,建立各线圈之间的物理模型,探究线圈间距与线圈之间耦合系数的联系。

图 7(a)为传输线圈之间耦合系数与间距的关系图。当传输距离改变时,耦合系数 k_{23} 的仿真结果与理论计算结果均较为接近。当传输距离较远时,传输线圈耦合系数较小。此时耦合系数仿真与理论计算结果之间的差异,导致利用两种耦合系数计算得到的传输效率结果存在巨大差异。



(a) 传输线圈耦合系数与距离的关系图



(b) 馈电线圈与传输线圈耦合系数的仿真结果

图 7 耦合系数关系图

Fig. 7 Coupling coefficient relationship

为了表征负载线圈与接收线圈耦合强度 k_{34} 对系统传输效率的影响,探究 k_{34} 与两线圈之间距离的关系 d_{34} 。图 7(b)为 k_{34} 随 d_{34} 变化的仿真结果,当圆形馈电线圈与方形传输线圈间距增大时,二者之间的耦合系数

剧烈减小。基于图7(b),可推导传输距离 d 对应的接收线圈与发射线圈的最优耦合系数 k_{34opt} ,得到其最优间距 d_{34opt} 如表1所示。

表1 馈电线圈与传输线圈参数

Tab.1 Parameters of feed coil and transmission coil

| 线圈 | 自感/ μH | 寄生电容/ pF | 内阻/ Ω | Q 值 | 外接电容/ pF | 谐振频率/ MHz |
|------|-------------------|-------------------|--------------|-------|-------------------|--------------------|
| 方形线圈 | 206~208 | 15.6 | 8.0 | 453 | — | 2.80~2.81 |
| 馈电线圈 | 1.76 | — | 0.1 | 110 | 1 835 | 2.80~2.82 |

3 实验结果分析

实验过程中,固定传输线圈的间距 d ,移动负载线圈位置,调节其与接收线圈的耦合系数 k_{34} 和间距 d_{34} ,此后均调节发射线圈与接收线圈的间距,保证E类功率放大器有良好的输入电阻。图8为系统正常工作时负载电压波形。图9显示了不同传输距离条件下系统电源端到负载端的整体效率。当传输距离 $d=80\text{ cm}$ (1.6倍线圈边长), $d_{34}=8\text{ cm}$ 时,系统效率为74%。当 d_{34} 增大至10 cm时,系统效率达到最大为75.57%,继续增大 d_{34} ,系统传输效率下降。当传输距离 $d=100\text{ cm}$ (2倍线圈边长)时, d_{34} 为15 cm时,系统最高效率为64.5%。

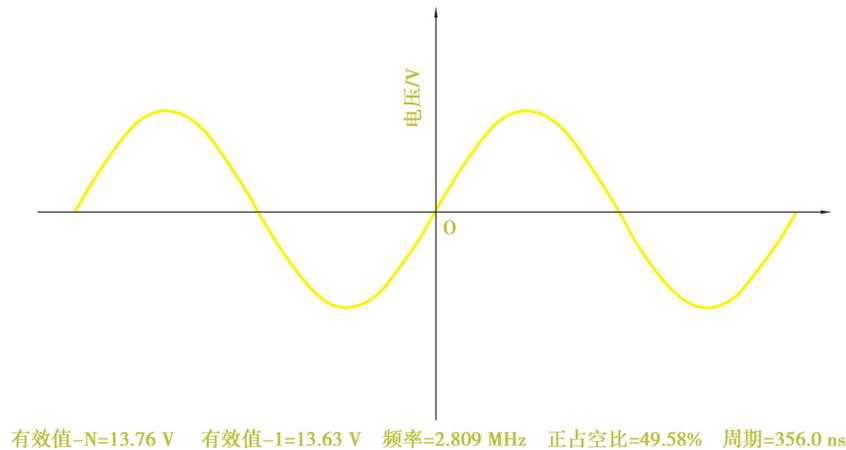


图8 负载电压波形

Fig. 8 Load voltage waveform

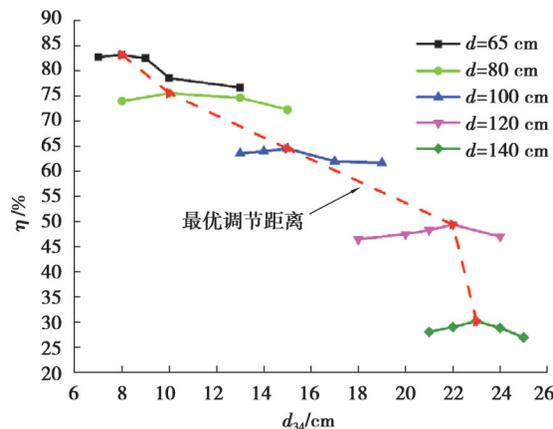
图9 不同传输距离下系统整机效率与 d_{34} 的关系Fig. 9 The relationship between the overall efficiency of the system and d_{34} under different transmission distances

图9的实验结果验证了理论分析,说明当传输距离 d 固定后,存在最优的 d_{34} 使系统传输效率最高。由公式(12)可知,随着传输距离增大,对应最优耦合系数 k_{34} 减小,负载线圈与接收线圈的最优间距 d_{34} 随之增大。对应于图9,调节 d_{34} 实现高的传输距离,改变 d_{12} 满足电源的良好匹配,图10显示了不同传输距离下最优 d_{34} 的实验测试与理论计算结果。基于传输线圈仿真耦合系数与理论计算耦合系数,再结合馈电线圈与传输线圈耦合系数与距离的关系,计算得到2种情况下的最优 d_{34} 。由于中远距离无线输电系统中,传输线圈之间耦合系数难以准确获得,故2种计算结果与实验测试结果之间均存在一定偏差。同时,实验测试误差导致实验结果与理论分析的差别,但系统传输距离 d 与最优 d_{34opt} 之间的关系曲线有力验证理论预测。

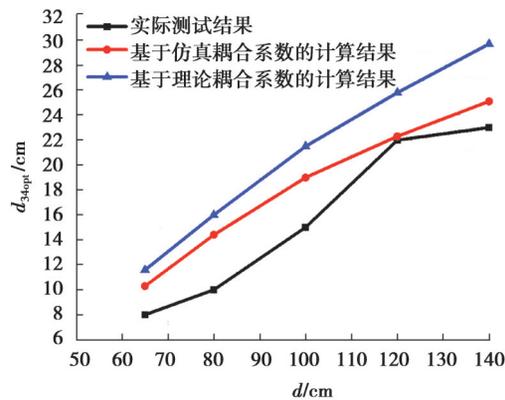


图10 不同传输距离下最高效率对应 d_{34} 的理论与测试结果

Fig. 10 Theory and test results of d_{34} corresponding to the highest efficiency at different transmission distances

图11为不同传输距离下系统最高传输效率的实验测试及理论计算结果。实验结果为电源端到负载端整体的电能传输效率,2种理论计算结果为四线圈无线输电系统的最高传输效率,未考虑电源对传输整体效率的影响。当传输距离=65 cm时(1.3倍传输线圈边长),测试的系统整机最高效率为83.2%,基于仿真耦合系数与理论计算耦合系数的最高传输效率分别为85.7%、87.1%。随着距离增大,传输效率剧烈减小。当传输距离=180 cm(3.6倍传输线圈边长)时,测试系统整体效率为8.5%。此时,基于传输线圈纯理论耦合系数的最高效率可达20%,而基于传输线圈仿真耦合系数的最高效率仅为3.2%。该结果说明在中远距离中,传输线圈耦合系数难以准确表征,导致传输效率理论分析结果与实验测试结果的差异。

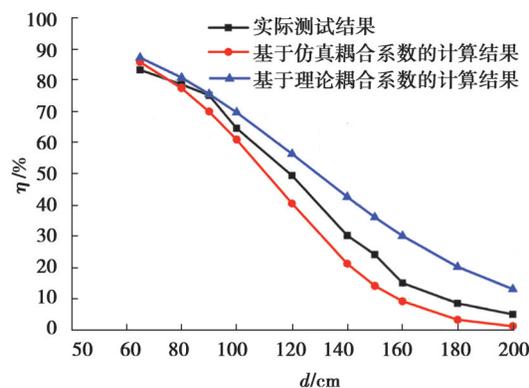


图11 不同传输距离下系统整机最高传输效率的实验及理论分析结果

Fig. 11 Experimental and theoretical analysis results of the maximum transmission efficiency of the whole system at different transmission distances

4 结 论

笔者探究了中距离四线圈无线输电系统的传输特性。理论分析了四线圈系统中负载线圈与接收线圈耦合强度对提升系统传输效率的作用,提出调节激励线圈与发射线圈的间距,实现高频电源的电阻匹配方法。搭建采用E类功率放大器作为电源的2.81 MHz中距离四线圈无线输电系统。通过调节负载线圈与接收线圈间距,当传输距离=1.8 m(3.6倍传输线圈边长)时,电源端到负载端的整体最高电能传输效率可达8.5%,传输距离=2 m(4倍传输线圈边长)时,系统整体效率为5%。实验测试验证了理论分析的正确性。

参考文献

- [1] Zhong W and Hui S Y R. Maximum Energy efficiency tracking for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 4025-4034.
- [2] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.
- [3] Wu H H, Gilchrist A, Sealy K, et al. A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 585-595.
- [4] Deng J J, Li W H, Nguyen T D, et al. Compact and efficient bipolar coupler for wireless power chargers: design and analysis [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6130-6140.
- [5] Li Z J, Zhu C B, Jiang J H, 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.
- [6] Hoang H, Lee S, Kim Y, et al. An adaptive technique to improve wireless power transfer for consumer electronics[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2012, 58(2): 327-332.
- [7] Wang J H, Li J G, Ho S L, et al. Analytical study and corresponding experiments for a new resonant magnetic charger with circular spiral coils[J]. Journal of Applied Physics, 2012, 111(7): 1-3.
- [8] Ramrakhiani A K, Mirabbasi S, Mu C A. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2011, 5(1): 48-63.
- [9] Duong T P, Lee J W. Experimental results of high-efficiency resonant coupling wireless power transfer using a variable coupling method[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(8): 442-444.
- [10] Ramrakhiani A K, Mirabbasi S, Mu C A. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2011, 5(1): 48-63.
- [11] Boys J T, Covic G A. The inductive power transfer story at the university of auckland [J]. IEEE Circuits and Systems Magazine, 2015, 15(2): 6-27.
- [12] Kazimierczuk M, Puczek K. Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1987, 34(2): 149-159.
- [13] Chen W, Chinga R A, Yoshida S, et al. A 25.6 W-13.56 MHz wireless power transfer system with a 94% efficiency GaN Class-E power amplifier[C]//2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest. Montreal, QC, Canada: IEEE, 2012: 1-3.
- [14] 曾智强, 郑心城, 陈为. E类放大器在远距离无线电能传输系统中的应用[J]. 电气开关, 2017, 55(1): 93-97, 100.
Zeng Z Q, Zheng X C, Chen W. Application of class E amplifier in long distance wireless energy transfer system[J]. Electric Switchgear, 2017, 55(1): 93-97, 100.(in Chinese)
- [15] Chen C J, Chu T H, Lin C L, et al. A study of loosely coupled coils for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2010, 57(7): 536-540.

(编辑 侯 湘)