Maximum Efficiency Tracking Control Method of WPT Based on SAR Impedance Matching*

ZHENG Hong[1*], YOU Tao[1], XU Yiran[2], YANG Liang[1]
(1.College of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang Jiangsu 212013, China;
2.School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology(Xuzhou), Xuzhou Jiangsu 221116, China)

Abstract: Wireless power transfer(WPT) technology has attracted much attention due to its advantages of safety, convenience, and non-contact. Maximum efficiency transmission is an important issue in WPT systems. The traditional maximum efficiency tracking method usually sets the system to perform load impedance matching at a fixed coupling condition. However, the coupling coefficient will inevitably change when the relative positions of the primary and secondary coils change. A maximum efficiency tracking control method based on coupling coefficient identification and semi-active rectification(SAR) impedance matching is proposed, which uses SAR combined with coupling coefficient identification to perform impedance matching, and switch controlled capacitor(SCC) to compensate for the imaginary part of impedance, avoiding the influence of nonlinear factors in the rectifier circuit. At the same time, the system response is fast and the control method is easy to realize. The simulation and experimental results show that when the coupling coefficient and the equivalent load change, the coupling coefficient can be accurately estimated and tracked to the maximum efficiency point and stable output voltage.

Key words: wireless power transfer(WPT); maximum efficiency tracking; SAR impedance matching; coupling coefficient identification
EEACC: 1205; 7220 **doi**: 10.3969/j.issn.1005-9490.2024.01.032

基于 SAR 阻抗匹配的 WPT 最大效率跟踪控制方法*

郑 宏[1*], 尤 涛[1], 许奕然[2], 杨 亮[1]
(1.江苏大学电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013; 2.中国矿业大学(徐州)电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘 要: 无线电能传输(WPT)技术因其安全、便捷、非接触等优点而备受关注。最大效率传输是 WPT 系统中一个重要课题。传统的最大效率跟踪方法通常设定系统在固定耦合条件进行负载阻抗匹配, 然而, 耦合系数会在初级和次级线圈相对位置变化时不可避免地发生变化。提出基于耦合系数辨识与半有源整流(SAR)阻抗匹配的最大效率跟踪控制方法, 该方法利用 SAR 结合耦合系数识别进行阻抗匹配, 开关控制电容(SCC)补偿其阻抗虚部, 避免了整流电路中非线性因素的影响。同时系统响应较快且控制方法便于实现。仿真和实验结果表明, 耦合系数和等效负载变化时, 都可以准确估计耦合系数并跟踪至最大效率点和输出恒压。

关键词: 无线电能传输(WPT); 最大效率跟踪; SAR 阻抗匹配; 耦合系数辨识
中图分类号: TN702; TN911.71 **文献标识码**: A **文章编号**: 1005-9490(2024)01-0188-06

近年来, 得益于安全、可靠、非接触式等优点, 磁耦合式无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术受到各界越来越多的关注。目前已应用于电动汽车[1]、无人机[2]、消费电子产品[3]等其他领域。

在 WPT 系统中, 传输效率是衡量系统性能的重要指标。实际应用中受多个因素的影响, 如线圈耦合系数、系统特征参数和负载特性[4]等。目前, 已有许多措施用以提高 WPT 系统的效率, 许多学者利用阻抗匹配网络将动态负载阻抗转换到最佳阻抗点, 无源阻抗匹配网络利用电感和电容网络实现阻抗转换, 无源阻抗匹配网络有效减小其中的无功分量, 有较强的调节能力, 但其控制复杂造成了较高的开关损耗[5-7]。有源阻抗匹配网络使用 DC-DC 变换器调节其占空比匹配负载阻抗的变化[8]。

在进一步的研究中, 考虑到 WPT 系统一、二次侧线圈的松耦合特性, 其耦合系数的变化会导致系统的最佳阻抗点偏移。文献[9]提出动态耦合系数辨识下的最大效率跟踪控制方法, 但该方法使用接

项目来源: 国家自然科学基金项目(52077098)
收稿日期: 2022-07-27 **修改日期**: 2022-09-06

收侧 Buck 电路占空比从中分离出真值是较为复杂困难的。文献[10]提出利用一次侧电压、电流进行动态耦合系数辨识,结合发射和接收侧的 DC-DC 来实现最大效率跟踪,但整流电路具有较高的谐波[11],增加了耦合系数估计的不确定性。

本文提出二次侧半有源整流结合开关控制电容补偿阻抗虚部下的耦合系数辨识,进行最大效率跟踪(Maximum Efficiency Tracking,MET)控制,减少一级 DC-DC 变换电路,同时可以避免二次侧整流电路的非线性因素影响耦合系数辨识的精度,进一步提高效率。

1　SS 型 WPT 系统理论分析

图 1 所示为 SS 谐振拓扑 WPT 系统等效模型,U_{in}为高频电源,I_p、I_s 分别为一、二次侧电流,L_p、L_s 分别为一、二次侧线圈电感,R_1、R_2 分别为其阻值,M 为线圈互感,C_p、C_s 为一、二次侧的谐振电容,R_L 为负载电阻。

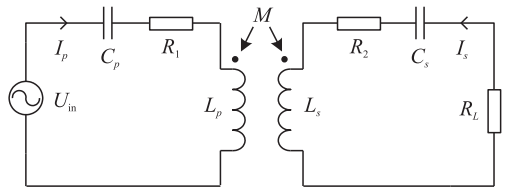


图 1　SS 拓扑 WPT 系统等效电路模型

按照图 1 的等效模型,根据基尔霍夫电压定律得到:

$$\begin{cases}(R_1+\mathrm{j}X_{L_p}+\mathrm{j}X_{C_p})I_p+\mathrm{j}\omega MI_s=U_{\text{in}}\\ \mathrm{j}\omega MI_p+(R_2+R_L+\mathrm{j}X_{L_s}+\mathrm{j}X_{C_s})I_s=0\end{cases}\tag{1}$$

假设系统一、二次侧完全谐振,即谐振频率满足 $\omega=2\pi f=\dfrac{1}{\sqrt{L_pC_p}}=\dfrac{1}{\sqrt{L_sC_s}}$。系统效率可由下式计算得到:

$$\eta=\frac{|I_s|^2R_L}{|I_s|^2R_L+|I_s|^2R_2+|I_p|^2R_1}=\frac{(\omega M)^2R_L}{[(R_L+R_2)R_1+(\omega M)^2](R_L+R_2)}\tag{2}$$

对式(2)求 R_L 的导数,可以获得最大传输效率下的最佳负载值,如下式所示:

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\eta}{\mathrm{d}R_L}=0\\ \dfrac{\mathrm{d}^2\eta}{\mathrm{d}R_L^2}<0\end{cases}\rightarrow R_{L-\eta\max}=R_2\sqrt{1+\frac{(k\omega)^2L_pL_s}{R_1R_2}}\tag{3}$$

式中:耦合系数 $k=M/\sqrt{L_pL_s}$。

由式(3)可见,系统达到最大效率时的最佳负载值与耦合系数相关,系统在进行最大效率跟踪时,需要估计出实时的耦合系数。

2　SAR 阻抗匹配

最大效率跟踪控制的系统拓扑结构如图 2 所示,L_p、L_s、C_p、C_s、线圈阻值 R_1、R_2 组成 S-S 谐振拓扑。发射端包括直流电源 U_{in},由 Q_b、L_b、C_b、D_b 组成 Buck-Boost 以调节谐振腔的输入电压,达到调节输出恒压。Q_1~Q_4 为全桥逆变的 MOSFET 开关管。接收端半有源整流(Semi-bridgeless Active Rectifier,SAR)由上桥臂二极管 D_1、D_2,下桥臂 MOSFET Q_5、Q_6 及其反并联体二极管组成。开关控制电容(Switched-Controlled Compensation Capacitor,SCC)由 Q_7、Q_8 并联固定值电容 C_1 组成,C_{SCC}为其等效电容值。

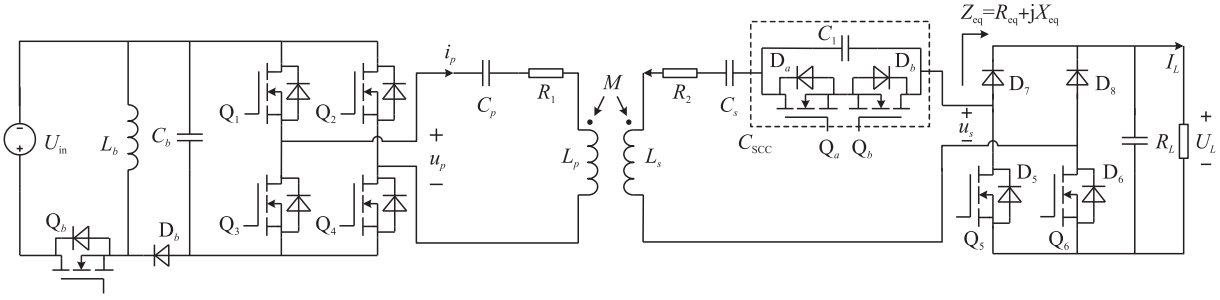


图 2　WPT 系统最大效率跟踪控制的系统拓扑

SAR 的开关顺序和工作波形如图 3 所示。MOSFET 开关管 Q_5 和 Q_6 在其反向并联二极管导通期间开通,以实现零电压开通(Zero Voltage Switching,ZVS)降低损耗。Q_5 和 Q_6 的导通时间为半个周期,在一个周期内互补导通,Q_6 相对 i_s 由负到正的过零点延迟开通,延迟时间为 $\pi-\varphi\in[0,\pi]$。因此,SAR 的导通角 φ 在最大值 π 和最小值 0 之间变化。导通角 φ 的变化将影响 u_s 和 i_s 之间的相位角。图 3 中,$u_{s,1}$是 u_s 的基波分量,滞后于 i_s,相位角为$(\pi-\varphi)/2$。因此,其等效负载是一个阻抗,而不是纯电阻负载。相较于系统的工作频率,负载电池充电是一个缓慢的过程,因此电池可被建模为由充电电压和充电电流决定的电阻,即 $R_L=U_L/I_L$。SAR 与阻性负载可由等效基波阻抗表示[12],计算公式如下:

$$Z_{eq}=R_{eq}+jX_{eq} \tag{4}$$

式中：

$$R_{eq}=\frac{8}{\pi^2}R_L\sin^4(\varphi/2) \tag{5}$$

$$X_{eq}=-\frac{8}{\pi^2}R_L\sin^3(\varphi/2)\cos(\varphi/2) \tag{6}$$

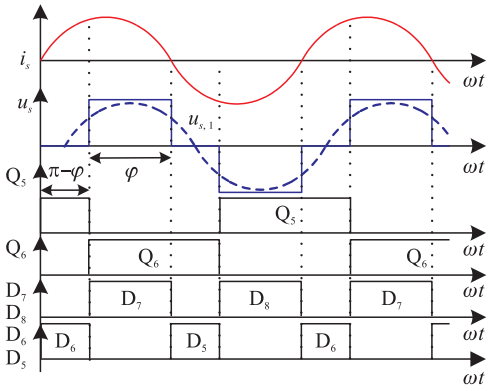


图 3 SAR 的工作波形

由于 SAR 匹配的等效阻抗不为纯电阻，其阻抗虚部不加补偿将会对系统特性及耦合系数估算造成影响，利用 SCC 对其进行补偿。SCC 开关管的开关顺序和工作波形如图 4 所示。Q_a 和 Q_b 导通半个周期，在一个周期内互补导通，其中 Q_b 相对 i_s 由负到正的过零点延迟开通 $\theta\in[\pi/2,\pi]$ 相角。由于 Q_a 和 Q_b 在零电压下开启，因此可以实现软开关，从而将开关损耗降至最低，降低系统的损耗。开关管并联的电容 C_1 在半个周期内的充电时间（或放电时间）为 $\pi-\theta$，该时间与延迟导通相角 θ 成反比，当相角 θ 增大时，并联电容 C_1 的充电时间减少，导致 u_{C1} 的等效均方根（rms）值较小。因此，可以通过改变相角 θ 调制 SCC 的等效电容 C_{SCC} 的大小。C_{SCC} 的值可以通过等效电容两端的电压 u_{SCC} 的基波分量和谐振网络二次侧电流计算得到，等效电容值如下[13]：

$$C_{SCC}=\frac{\pi C_1}{2\pi-[2\theta-\sin(2\theta)]} \tag{7}$$

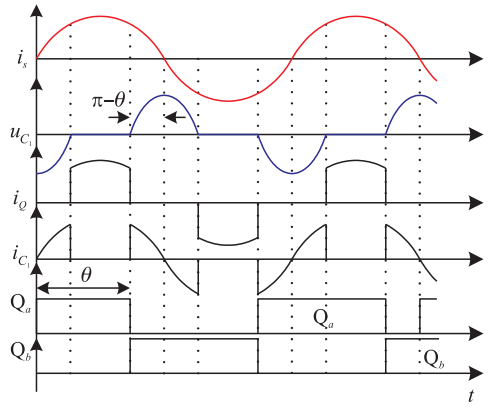


图 4 SCC 的工作波形

3 耦合系数估计及系统控制方法

SAR 跟踪最大效率下的最佳阻抗 $R_{eq}=R_{L\_\eta max}$ 时等效电路如图 5 所示，其虚部 X_{eq} 与 C_s 和 C_{SCC} 等效为 $C_{s,eq}$。在二次侧完全补偿时，即 $\omega L_s=1/\omega C_{s,eq}$。

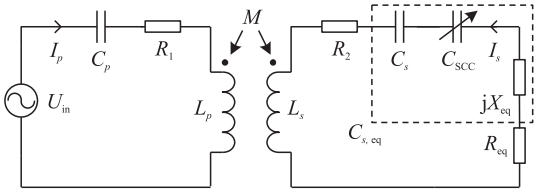


图 5 系统拓扑等效电路

根据式（5），二次侧向一次侧的反射阻抗由下式求得：

$$Z_{ref}=\frac{(\omega M)^2}{R_2+R_{eq}}=\frac{\pi^2(\omega M)^2}{\pi^2R_2+8R_L\sin^4(\varphi/2)} \tag{8}$$

则一次侧谐振电流 I_p 为：

$$I_p=\frac{U_p}{R_1+Z_{ref}} \tag{9}$$

将式（8）代入上式，得：

$$\frac{U_p}{I_p}=R_1+\frac{\pi^2(\omega M)^2}{\pi^2R_2+8R_L\sin^4(\varphi/2)} \tag{10}$$

将 $M=k\sqrt{L_1L_2}$ 代入上式可得耦合系数为：

$$k=\sqrt{\frac{(\pi^2R_2+8R_L\sin^4(\varphi/2))\left(\frac{U_p}{I_p}-R_1\right)}{\omega^2\pi^2L_1L_2}} \tag{11}$$

系统最大效率跟踪可以通过上式计算耦合系数 k 来实现实时跟踪。

采用最大效率跟踪和恒压充电方式的 WPT 系统的控制方式如图 6 所示。将输出电压 U_L 无线传输到发射端控制器，Buck-Boost 结合 PI 控制器稳定输出电压，控制器以恒定频率驱动全桥逆变，同时，发射侧检测到 U_p、I_p 通过无线通信传输到接收端。接收端控制器通过式（11）实时估算出耦合系数 k，经过零检测，根据式（5）来调整等效负载阻值到最大效率点，同时根据式（6）和式（7）补偿其虚部来完成最大效率跟踪。

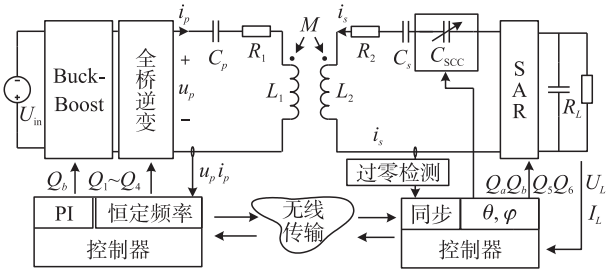


图 6 WPT 系统恒压输出及最大效率跟踪控制图

系统最大效率跟踪和恒压充电的详细流程如图 7 所示。首先,给定系统初始参数值进行初始化设置,检测负载电阻值 R_L,调整 SAR 导通角使得等效负载到最大效率点,同时给定 SCC 对应导通角进行补偿。当负载阻值与电压发生改变时,实时估算耦合系数并更新系统参数,依此不断检测系统参数的变化,并跟踪最大效率点同时稳压输出。

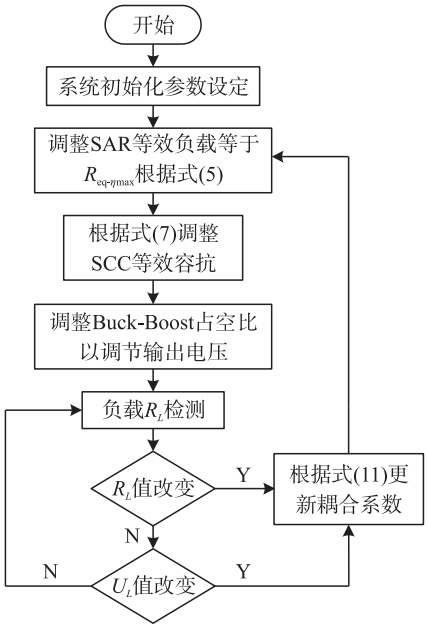


图 7　最大效率跟踪详细流程图

4　仿真与实验

4.1　仿真分析

首先在 MATLAB/Simulink 下搭建 WPT 系统模型进行仿真。WPT 系统的参数如表 1 所示,仿真模型参数和实验平台的参数一致,其中 f=85 kHz 是系统的谐振频率,f_b 是 Buck-Boost 的开关频率。

表 1　系统主要参数

参数	数值	参数	数值
U_{in}	48 V	C_1	180 nF
U_L	24 V	R_1	0.71 Ω
L_p	30.12 μH	R_2	0.79 Ω
L_s	29.3 μH	f	85 kHz
C_p	116.4 nF	f_b	200 kHz
C_s	335 nF		

图 8 给出了负载 R_L=15 Ω 时,耦合系数 k 从 0.05~0.3 变化时,分别仿真比较 SAR 匹配负载阻抗的耦合系数估计控制、无耦合系数估计以及不控整流搭配 Buck-Boost 匹配负载阻抗的系统效率。从图中可以看出,采用 SAR 匹配的耦合系数估计相较于 Buck-Boost 匹配负载阻抗系统效率有一定的提升。而对于没有采用耦合系数估计,系统效率有较大提高。

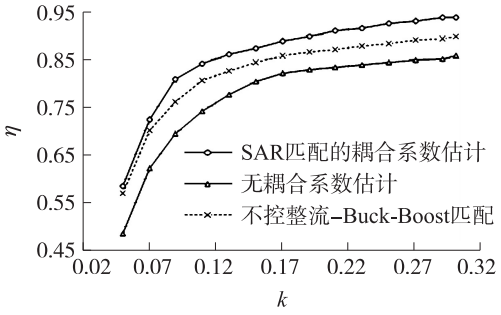


图 8　仿真传输效率对比图

4.2　实验验证

为进一步验证本文所提出的基于 SAR 的实时耦合系数估计下最大效率跟踪的效果,搭建的实验平台如图 9 所示,其主电路参数已在表 1 中给出。实验平台输入直流电压源 48 V,发射端主控芯片为 STM32F334C8T6,实现发射侧 Buck-Boost 控制、全桥逆变的驱动,电压、电流采样分析,以及与二次侧的通信。接收侧主控芯片为 DSP(TMS320F28335),检测电流 I_s 相位过零时刻,根据发射侧谐振腔输入电压、电流计算延迟导通角分别驱动 SAR 与 SCC 的开关管。

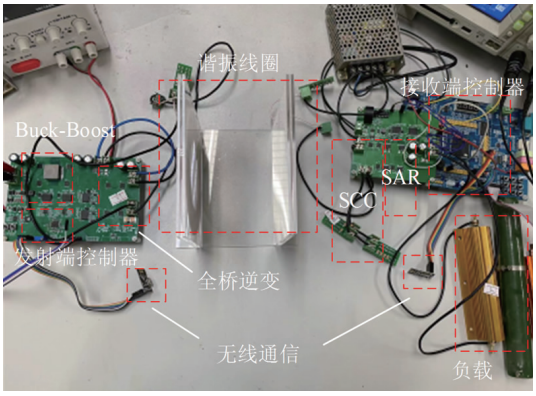


图 9　实验平台

图 10 所示为线圈在不同距离下的耦合系数实测值与系统估算值的对照。从折线图中可以看出系统估算得到的耦合系数很好地契合实际值,在一定范围内精确度较高。

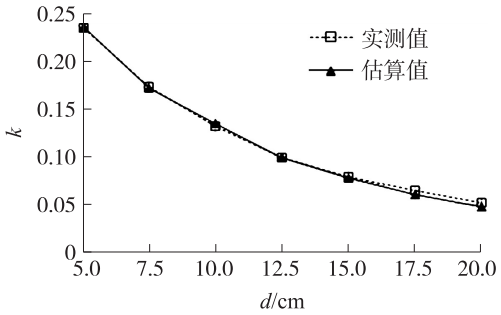
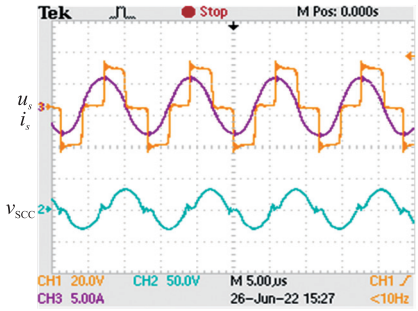


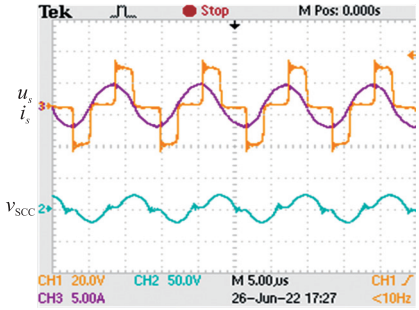
图 10　不同线圈距离下耦合系数实测值与估算值

SAR 与 SCC 的实验波形如图 11 所示，图 11(a)为 $k=0.182$、$R_L=15\ \Omega$ 时的接收端电流 i_s、SAR 两端 u_s 电压以及 SCC 两端电压 v_{SCC}。

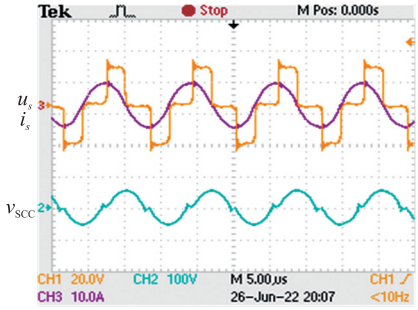
图 11(b)为 $k=0.182$、R_L 为 30 Ω 时的接收端波形。图 11(c)为 $k=0.098$、$R_L=15\ \Omega$ 时的实验波形。从波形图中可以看出，当耦合系数不变，负载阻值变大时，SAR 导通角减小，同时 SCC 两端电压波形变化以补偿其虚部。当负载不变，耦合系数发生变化时，SAR 与 SCC 的变化趋势也与理论分析和仿真一致，验证了方法的正确性。



(a) $k=0.182, R_L=15\ \Omega$



(b) $k=0.182, R_L=30\ \Omega$



(c) $k=0.009, R_L=15\ \Omega$

图 11 不同 k 与 R_L 时的波形图

图 12 与图 13 中 θ 与 φ 的值由接收端 DSP 经 DAC 转换，用 0~5 V 代表相角 0-π。便于观察，对波形相对于零点进行-0.3π 的偏移。

图 12 中，耦合系数为 0.182，负载阻值从 15 Ω 变化到 30 Ω 再变回到 15 Ω，输出电压在系统稳定时达到 24 V。φ 与 θ 分别从 0.53π 到 0.43π 和 0.60π 到 0.64π，根据式(5)可以验证 SAR 可以匹配到最佳效率点，SCC 将其阻抗虚部补偿。在负载切换时，系统完成跟踪到最大效率点时间在 180 ms 左右。图 13 中，系统负载固定为 15 Ω，移动线圈相对位置改变耦合系数 k，从 0.182 改变为 0.098。其中耦合系数变小，负载电压增大，经系统调节最终能稳定输出 24 V。φ 与 θ 分别从 0.53π 到 0.47π 和 0.60π 到 0.57π，系统整个跟踪过程约为 200 ms。

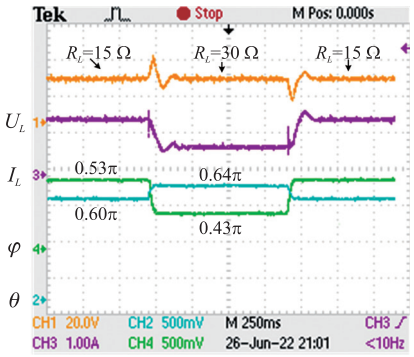


图 12 负载变化时的测试波形

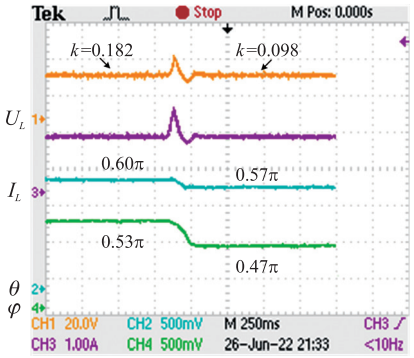


图 13 耦合系数变化时的测试波形

图 14 分别给出了负载阻值为 15 Ω 和 30 Ω 时，在不同耦合系数下的系统效率。图中可以看出采用最大效率跟踪控制方法的系统效率相较于不采用追踪控制的系统的效率有较大的提升。同时，可以看出系统可以在不同的负载情况下有效提升效率。相较于图 8 中的仿真效率值，由于实验中开关管等器件的损耗，实际效率较仿真值偏小。

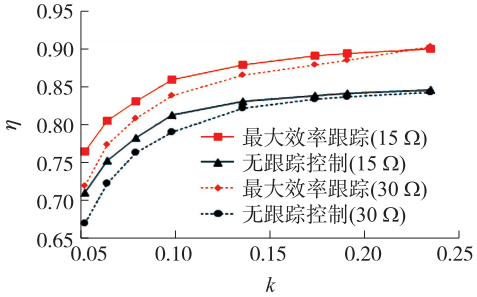


图 14 系统效率对比

5 结论

本文提出了基于 SAR 的负载阻抗匹配结合动

态耦合系数辨识对 WPT 系统进行最大效率跟踪的控制方法。与现有的控制方法相比,考虑了接收端整流电路的非线性对系统参数的影响,能快速估计出耦合系数。通过仿真与实验,验证了该方法可以实现精确的恒压输出,提高了系统效率。

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] Zhang H,Chen Y,Jo C H,et al. DC-Link and Switched Capacitor Control for Varying Coupling Conditions in Inductive Power Transfer System for Unmanned Aerial Vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(5):5108-5120.

[3] 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.

[4] 赵进国,赵晋斌,张俊伟,等. 无线电能传输系统中有源阻抗匹配网络断续电流模式最大效率跟踪研究[J]. 电工技术学报,2022,37(1):24-35.

[5] Yang L,Li X,Liu S,et al. Analysis and Design of an LCCC/S-Compensated WPT System with Constant Output Characteristics for Battery Charging Applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2021,9(1):1169-1180.

[6] 赵鱼名,王智慧,苏玉刚,等. 基于 T 型 CLC 谐振网络的恒压型电场耦合电能传输系统负载自适应技术[J]. 电工技术学报,2020,35(1):106-114.

[7] Liu Y,Feng H. Maximum Efficiency Tracking Control Method for WPT System Based on Dynamic Coupling Coefficient Identification and Impedance Matching Network [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2020,8(4):3633-3643.

[8] 刘媛媛,冯宏伟,赵振荣,等. WPT 系统最大效率跟踪下的实时耦合系数估计方法[J]. 电子器件,2020,43(6):1299-1303.

[9] 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,2018,33(6):5005-5015.

[10] He H,Wang S C,Liu Y W,et al. Maximum Efficiency Tracking for Dynamic WPT System Based on Optimal Input Voltage Matching [J]. IEEE Access, 2020, 8: 215224-215234.

[11] Liao C,Li J,Li S. Design of LCC Impedance Matching Circuit for Wireless Power Transfer System under Rectifier Load[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications,2017,2(3):237-245.

[12] Huang Z,Lam C,Mak P,et al. A Single-Stage Inductive-Power Transfer Converter for Constant-Power and Maximum-Efficiency Battery Charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2020,35(9):8973-8984.

[13] Zhao J,Zhang J Z,Zhang Y Q,et al. A Reactive Compensation Method Using Switch Controlled Capacitor for Wireless Power Transfer[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019:2112-2117.

郑　宏(1965—),男,博士,教授,研究方向为大功率电力电子变换器、智能电网的定制电力技术及分布式发电与储能技术等,zhenghong0511@ sina.com;

尤　涛(1997—),男,硕士研究生,研究方向为无线电能传输技术,ytao97@163.com。