

# 无线充电最优匹配下最大输出功率自适应选择

刘鸿,徐诗豪,杨凌升

(南京信息工程大学 电子与信息工程学院,江苏 南京 210044)

**摘要:**讨论了电动汽车(electric vehicle, EV)无线充电系统中,在最优负载电阻的前提下,无线能量传输(wireless power transfer, WPT)电路的分频现象。在最优化的WPT电路中,通过改变充电系统中主从线圈间耦合系数( $k$ )的值,电路将会产生3个零电抗频率(zero reactance frequency, ZRF)点,进而产生分频现象。通过对ZRF点进行自适应频率选择,可使整个电路系统在高能量传输效率的前提下,其输出功率达到最大。

**关键词:**无线充电;最优负载;零电抗频率;频率选择

**中图分类号:** TM133 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed23611

## Adaptive Selection of Maximum Output Power Under Optimal Matching of Wireless Charging

LIU Hong, XU Shihao, YANG Lingsheng

(School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, Jiangsu, China)

**Abstract:** The frequency division phenomenon of the wireless power transfer (WPT) circuit in the electric vehicle wireless charging system under the premise of the optimal load resistance was discussed. In the optimized WPT circuit, by changing the value of the coupling coefficient ( $k$ ) between the master and slave coils in the charging system, three zero reactance frequency (ZRF) points would be generated in the circuit, and then frequency division was generated. Through the adaptive frequency selection of the ZRF point, the output power of the entire circuit system can be maximized under the premise of high energy transmission efficiency.

**Key words:** wireless charging; optimal load; zero reactance frequency (ZRF); frequency selection

近年来,电动汽车(electric vehicle, EV)市场增长迅速,对如何提供方便、安全的充电服务的需求也越来越高。电动汽车无线充电技术因其有节省材料、无触电危险、恶劣天气环境可使用性强等优点,越来越受到汽车制造商的关注。目前汽车工程师学会(society of automotive engineers, SAE)制定的标准J2954中有五个可供无线充电使用的频带<sup>[1]</sup>,分别为:21.05~38.10 kHz, 42.00~56.19 kHz, 69.93~71.43 kHz, 81.38~90.00 kHz及140.91~148.50 kHz。围绕这些频带,产学研界展开了大量的研究,而如何能实现高能量传输效率<sup>[2-5]</sup>和高输出功率<sup>[6-8]</sup>是这些研究所需解决的主要问题。例如参考文献[9],讨论了耦合系数对于整个无线充电系统的影响,并提出了最优耦合系数区间的概念,通过选择最优耦合区间,保证了整个系统在线圈出现水平偏移的情况下仍

可以保持高传输效率。而文献[10-11]主要研究了汽车线圈一侧的补偿电路中负载电阻对于整个电路效率的影响。

上述研究及其他相关研究<sup>[12-14]</sup>都是基于频带内固定工作频率下的讨论,没有考虑在工作频带内调整工作频率点的供能方式。

在电动汽车无线充电系统(wireless power transfer, WPT)电路中,存在着零电抗频率(zero reactance frequency, ZRF)<sup>[15]</sup>。即从电路输入端看,整个电路的电抗为零,在该频率下初级侧电流相位差为零,此时整个系统可以实现高效率下大功率传输。因为现阶段研究中最常用的频段为81.38~90.00 kHz,所以本文将在此工作频带内,在输出端加入最优负载的基础上,对电路分频现象加以讨论,并找到输出功率最大的ZRF频点,进而明确该频点对应的耦合系数 $k$ 。从而可

**基金项目:**昆山&南京信息工程大学智能传感研究中心项目(KX201908310001)

**作者简介:**刘鸿(1998—),男,硕士,Email:liuhong7935@foxmail.com

通过对充电频率实时调整,实现整个电路系统在高能量传输效率下维持最高的输出功率。

### 1 WPT 电路的理论研究

图 1 为电动汽车无线充电系统示意图和等效电路图。

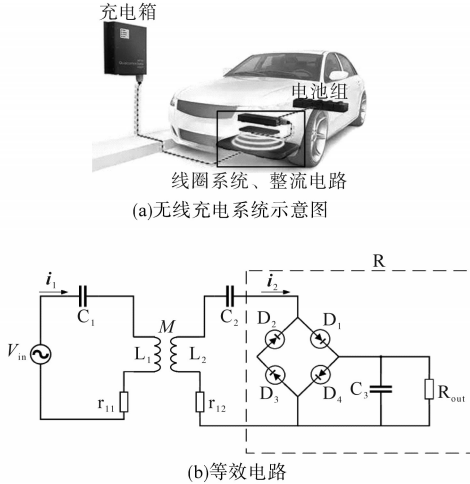


图 1 电动汽车无线充电系统示意图、等效电路图

Fig.1 Schematic and the equivalent circuit of EV's wireless charging system

图 1a 为电动汽车无线充电系统示意图。汽车停在充电点,利用地面线圈与汽车线圈的耦合效果对汽车的电池进行充电。图 1a 框图中的地面线圈、汽车线圈和整流电路可等效为图 1b 所示的电路图。在图 1b 的电路图中又分为虚线框外和框内两部分,虚线框外部分是地面线圈与汽车线圈部分,其中  $L_1, L_2$  分别为主从线圈的自感;  $C_1, C_2$  为谐振电容;  $r_{11}, r_{12}$  为线圈电阻;  $R_{out}$  为负载电阻;  $V_{in}$  为电源电压;  $M = k\sqrt{L_1 L_2}$  为线圈互感,  $k$  为线圈间的耦合系数;  $i_1, i_2$  分别为两侧的电流,虚线框内是为了将交流转化为直流的整流电路;二极管  $D_1 \sim D_4$  为理想二极管,在二极管电路中输出电压变为正弦波的绝对值;  $C_3$  为与  $R_{out}$  并联的电容器,电容器电容值较大时,可使得输出电压变为矩形波,将整个整流电路等效为电阻  $R$ 。基于文献[16]中的研究结论,我们可以得出当整体电路传输效率最高时,  $R$  与  $R_{out}$  关系为  $R = 8R_{out} / \pi^2$ 。

系统根据基尔霍夫定律<sup>[17]</sup>可以得到以下公式:

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) & -j\omega M \\ -j\omega M & R + r_{12} + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $\omega$  为电流的角频率。

设置如下变量等式:

$$\begin{cases} A = L_1 C_1 = L_2 C_2 \\ B = C_1 r_{11} \\ X = C_2 (\frac{8}{\pi^2} R_{out} + r_{12}) \\ Y = k^2 - 1 \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)求解可得  $i_1, i_2$  如下:

$$i_1 = \frac{C_2 V_{in} \omega [\omega(X + jA\omega) - j]}{A^2 Y \omega^4 + jA\omega^3(B + X) + \omega^2(2A + BX) - j\omega(B + X) - 1} \quad (3)$$

$$i_2 = \frac{jC_1 C_2 V_{in} \omega^3 k \sqrt{L_1 L_2}}{A^2 B \omega^4 + jA\omega^3(B + X) + \omega^2(2A + BX) - j\omega(B + X) - 1} \quad (4)$$

通过电路各个值的定义,可以得到如下公式:

$$P_{in} = \text{Re} \{ V_{in} \times \bar{i}_1 \} \quad (5)$$

$$P_{out} = \frac{8}{\pi^2} R_{out} \times |i_2|^2 \quad (6)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (7)$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_1} \quad (8)$$

式中:  $P_{in}$  为输入功率;  $P_{out}$  为输出功率;  $\eta$  为传输效率;  $Z_{in}$  为输入阻抗。

利用公式(5)中的值可以得到后面讨论的频率与阻抗、传输效率、输出功率的关系。

### 2 分析分频现象

本文线圈由直径 1.5 mm 规格的 Litz 线绕制而成,主从线圈匝数都为 33 匝,利用电流相位差为零可以确定 3 个 ZRF 点的位置。实际操作中可以根据需求进行调整。

根据线圈规格可以得到线圈的自感  $L_1, L_2$  和线圈电阻  $r_{11}, r_{12}$ , 谐振电容取常见的 10 nF, 负载电阻和并联电容根据参考文献的最优负载<sup>[14]</sup>相应调整,电源电压就是正常的 220 V, 电路中的各个指标取值设置如下:  $L_1=L_2=395 \mu\text{H}, C_1=C_2=10 \text{ nF}, r_{11}=r_{12}=0.04 \Omega, R_{out}=37 \Omega, V_{in}=220 \text{ V}, C_3=10 \mu\text{F}$ 。

在 Matlab 中进行仿真测试,得到式(8)定义的输入阻抗值  $Z_{in}$  与工作频率  $f$  之间的关系图如图 2~图 4 所示,其中,  $f_0, f_1, f_2$  为 3 个 ZRF 频率点。

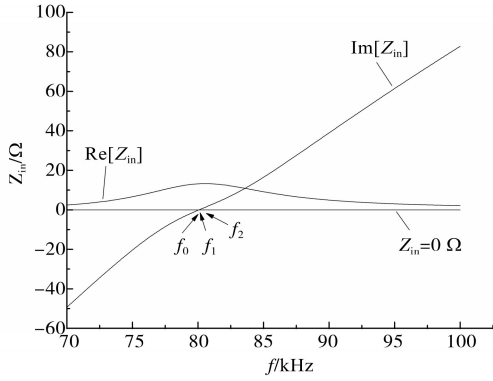


图2  $k=0.1$ 时  $Z_{in}$ 实部与虚部与  $f$ 的关系

Fig. 2 The relationship between the real and imaginary parts of  $Z_{in}$  and  $f$  when  $k=0.1$

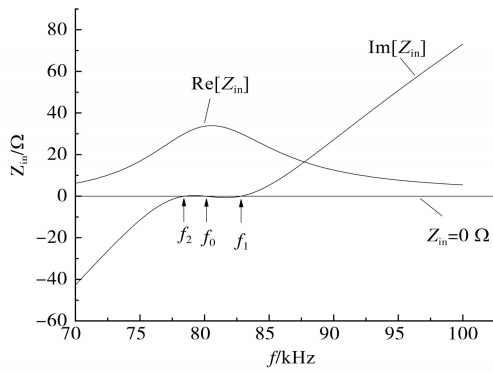


图3  $k=0.16$ 时的  $Z_{in}$ 实部与虚部与频率的关系

Fig. 3 The relationship between the real and imaginary parts of  $Z_{in}$  and  $f$  when  $k=0.16$

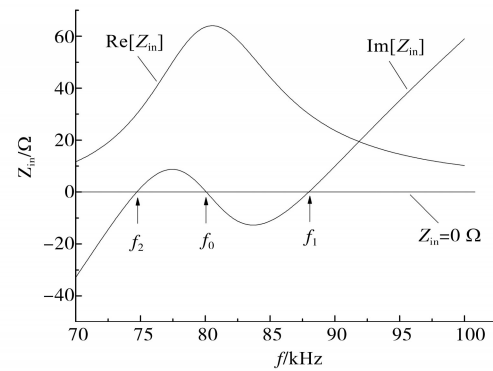


图4  $k=0.22$ 时的  $Z_{in}$ 实部与虚部与  $f$ 的关系

Fig.4 The relationship between the real and imaginary parts of the  $Z_{in}$  and the  $f$  when  $k=0.22$

从图2~图4输入阻抗与频率的关系曲线可以看出,当  $k$  值逐渐变大时,电路产生了分频现象,并且从图3可以判断出,当  $k$  值高于某个临界点,整个电路会出现分频现象。从图4可以明显得到在 81.38 ~ 90.00 kHz 频段中存在一个 ZRF 频率点。代入式(5)~式(8)可得到输出效率  $\eta$  和输出功率  $P_{out}$  与频率  $f$  的关系图如图5~图7所示。

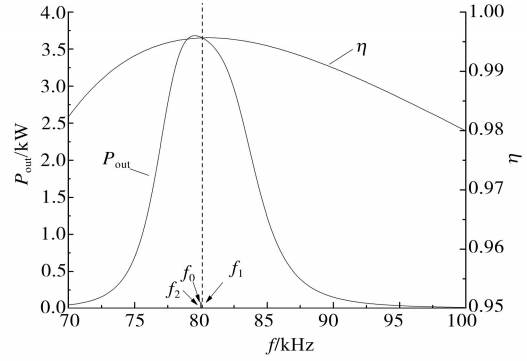


图5  $k=0.1$ 时  $\eta$  和  $P_{out}$  与频率的关系

Fig.5 The relationship between  $\eta$ ,  $P_{out}$  and  $f$  when  $k=0.1$

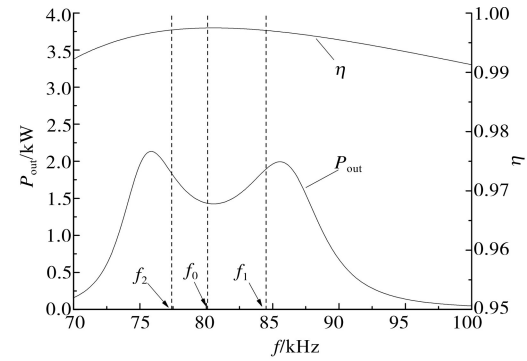


图6  $k=0.16$ 时  $\eta$  和  $P_{out}$  与频率的关系

Fig.6 The relationship between  $\eta$ ,  $P_{out}$  and  $f$  when  $k=0.16$

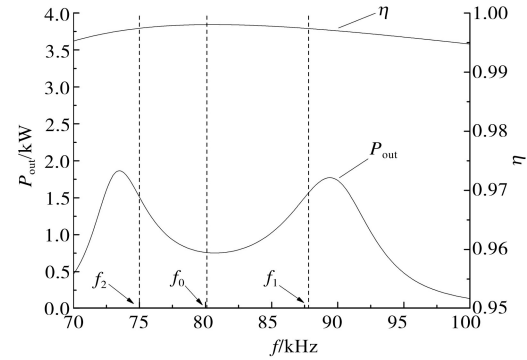


图7  $k=0.22$ 时  $\eta$  和  $P_{out}$  与频率的关系

Fig. 7 The relationship between  $\eta$ ,  $P_{out}$  and  $f$  when  $k=0.22$

在图5中,3个ZRF点都在80.1 kHz处,传输效率为99.56%,输出功率为3.65 kW,在图6中,3个频点分别为77.4 kHz,0.1 kHz和84.5 kHz,传输效率分别为99.69%,99.73%和99.68%,输出功率分别为1.835 kW,1.432 kW和1.895 kW。在图7中,3个频点分别为75.0 kHz,80.1 kHz和87.8 kHz,传输效率分别为99.72%,99.79%和99.71%,输出功率分别为1.510 kW,0.758 kW和1.566 kW,对比之后可以得到, $k$ 值的变化对于3个ZRF点( $f_0, f_1, f_2$ )上的传输效率影响很小,但对于3个点上的输出功率影响很大。 $f_1, f_2$ 频点上的输出功率明显高于 $f_0$ ,所以当  $k$  值确定时,将频率设置为

$f_1, f_2$ , 整个电路将会达到 99.7% 的高传输效率以及 1.8 kW 左右的高输出功率, 此时的充电效果将达到最优。

由于 ZRF 是零电抗频率, 所以可以通过  $\text{Im}[i_i] = 0$ , 将式(5)的  $i_i$  提取虚部可以得到下列公式:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{A}} \quad (9)$$

$$f_1 = \frac{\sqrt{\frac{\sqrt{4A^2B + (X^2 - 2A)^2} - 2A + X^2}{X^2Y}}}{2\sqrt{2}\pi} \quad (10)$$

$$f_2 = \frac{\sqrt{\frac{-\sqrt{4A^2Y + (X^2 - 2A)^2} - 2A + X^2}{A^2Y}}}{2\sqrt{2}\pi} \quad (11)$$

依据上述公式, 可得  $f$  与  $k$  值的关系如图 8 所示。

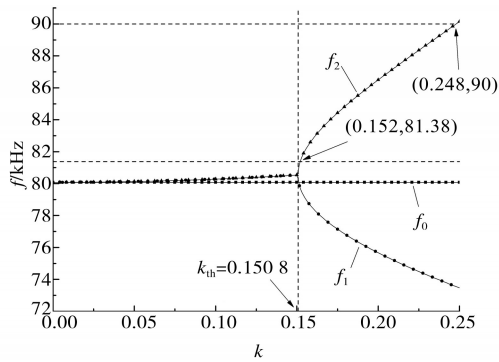


图8  $f_0, f_1, f_2$  与  $k$  值关系

Fig.8 Relationship between  $f_0, f_1, f_2$  and  $k$  value

图 8 中, 三条线分别对应式(9)~式(11)中的  $f_0, f_1, f_2$ , 由于  $k$  值的变化, 从最初的 3 个点在同一个值上, 到产生了 3 个不同的值, 即当  $k$  值大于  $k_{th} = 0.1508$  时, 电路就产生了分频现象, 当  $k$  值小于  $k_{th}$  时, 电路不发生分频现象。而对于给定的工作频段 81.38 ~ 90.00 kHz 内, 明显存在着对应的 ZRF 点。在上面的分析中对于分频现象产生 3 个 ZRF 点, 当电路频率取  $k$  值对应的  $f_1, f_2$  时, 电路的传输效率高且输出功率最高。所以 81.38~90.00 kHz 频段内,  $k$  值在 0.152 ~ 0.248 时, 都可以取得对应的 ZRF 点。

### 3 针对分频自适应频率选择

明确了分频现象产生的条件后, 依据耦合系数临界点  $k_{th}$ , 电路就可以在分频现象产生的基础上实现频率自适应选择, 进而实现最优化设计。根据式(10)、式(11)中的  $f_1, f_2$  的表达式, 可以推出

$$k_{th} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{X^2(4A - X^2)}{A^2}}$$

当电动汽车停在充电处, 由于一般情况下充电线圈与汽车线圈的规格固定, 可以得到对应的参数  $L_1, L_2$ , 线圈匝数  $N_1, N_2$ , 以及线圈几何形状。圆形线圈尺寸和相对位置参数如图 9 所示, 其中内外半径  $R_{11}, R_{12}, R_{21}, R_{22}$ , 以及线圈之间的距离  $h$  都为已知量。

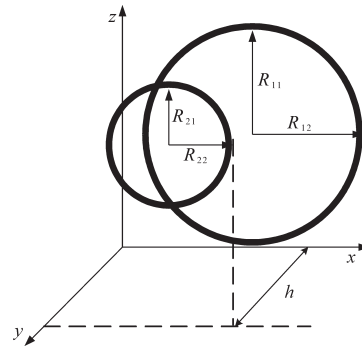


图9 圆形线圈尺寸和相对位置参数

Fig.9 The size and relative position parameters of the circular coil

根据文献[18]中的讨论可以根据两个线圈的空间位置得到两线圈之间的互感。方形线圈之间的互感参照研究文献[19]也可以得出。

利用互感和已知的  $L_1, L_2$  可以得到充电线圈与汽车线圈的耦合系数  $k$ , 先比较  $k$  与  $k_{th}$  的关系, 若  $k$  值未大于  $k_{th}$ , 则通过调整充电线圈的位置(垂直位置的变化)使  $k$  值大于  $k_{th}$ , 此时整个电路会产生分频现象, 利用式(9)~式(11)可以得到  $k$  值相对应的 ZRF 点  $f_1$  的频率大小, 调整供能电路的频率使之达到  $f_1$ , 整个电路将会达到高传输效率下高输出功率的充电效果。具体的自适应流程如图 10 所示。

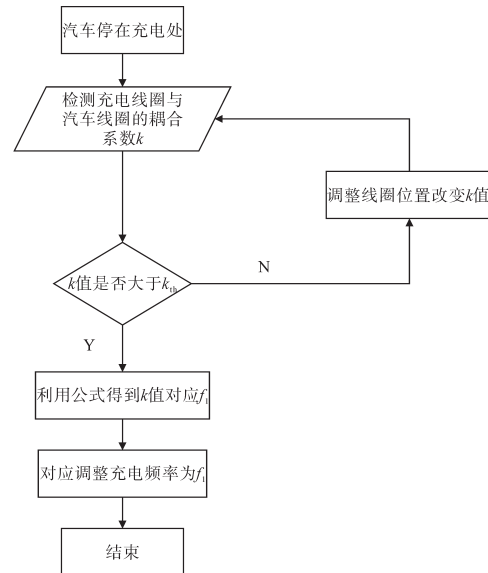


图10 频率选择自适应流程图

Fig.10 Frequency selection adaptive flow chart



表1为本文提案方法与近期研究的比较。可以看出提案方法同时兼顾传输效率和输出功率,与传统方法相比,线圈设计简单,无需原副边实时通信,实现起来更为方便。

表1 各研究比较

Tab.1 Comparison of studies

研究方法	优化内容	实现方法	频率
文献[3]	效率	三线圈结构	单频点
文献[7]	功率	调节电流实现阻抗匹配	单频点
文献[9]	效率+功率	三线圈结构	单频点
本文方法	效率+功率	改变耦合系数 $k$	变频

### 4 实验验证

为了验证磁耦合谐振电路的分频现象,我们搭建相应的实验平台进行验证,如图11所示。

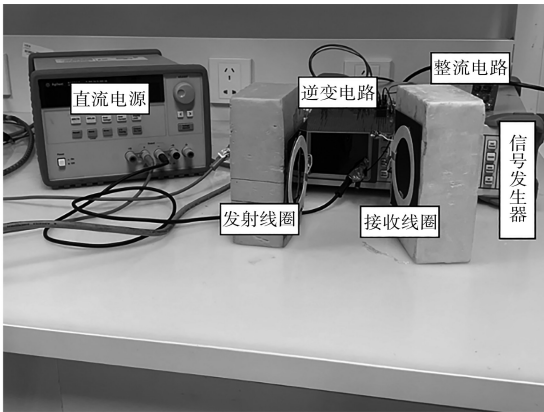


图11 磁耦合谐振电路实验搭建示意图

Fig.11 Schematic of the experimental construction for magnetic coupling resonant circuit

本文设计的实验参数如下 $L_2=10\ \mu\text{H}$ ,发射端谐振电容 $C_1=8\ \text{nF}$ ,接收端谐振电容 $C_2=8\ \text{nF}$ ,发射线圈内阻 $r_1=0.2\ \Omega$ ,接收线圈内阻 $r_2=0.2\ \Omega$ ,负载 $R_{\text{out}}=5\ \Omega$ ,输入电压 $V_{\text{in}}=5\ \text{V}$ ,平滑电容 $C_3=10\ \mu\text{F}$ 。此时电路的耦合系数临界值 $k_{\text{in}}$ 为0.1467。

耦合线圈形状大小确定,自感固定,可以根据线圈的位置调整改变两个耦合线圈之间的耦合系数,并在不同的条件下进行测试,仿真数据结果如图12~图14所示。

图12~图14分析了 $k=0.1, 0.15$ 及 $0.2$ 情形下,电路的传输效率以及输出功率与频率的关系。测量时,利用输入电压 $V_{\text{in}}$ 以及测量出的平均输入电流 $I_{\text{in}}$ 相乘计算得到输入功率 $P_{\text{in}}=V_{\text{in}}\cdot I_{\text{in}}$ ,测量负载的输出电压 $V_{\text{out}}$ 与已知负载大小, $P_{\text{out}}=V_{\text{out}}^2/R_{\text{out}}$ 。利用 $\eta=P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$ 得出整个电路的效率。

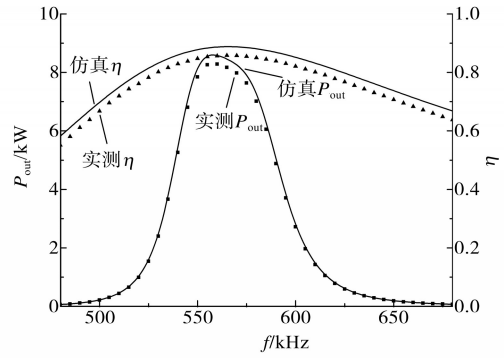


图12  $k=0.1$ 时 $\eta$ 和 $P_{\text{out}}$ 与 $f$ 的关系

Fig.12 The relationship between  $\eta, P_{\text{out}}$  and  $f$  when  $k=0.1$

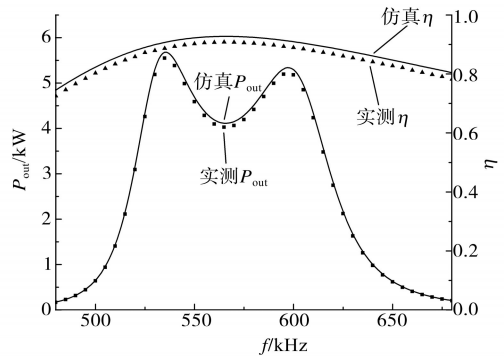


图13  $k=0.15$ 时 $\eta$ 和 $P_{\text{out}}$ 与 $f$ 的关系

Fig.13 The relationship between  $\eta, P_{\text{out}}$  and  $f$  when  $k=0.15$

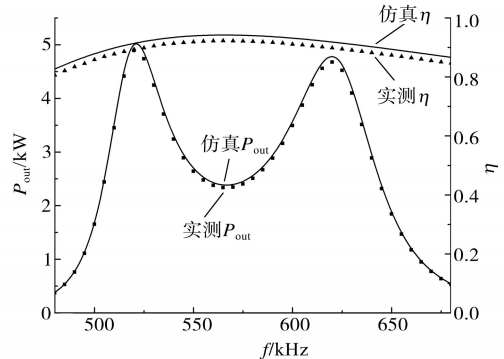


图14  $k=0.2$ 时 $\eta$ 和 $P_{\text{out}}$ 与 $f$ 的关系

Fig.14 The relationship between  $\eta, P_{\text{out}}$  and  $f$  when  $k=0.2$

图12中并未产生分频现象。仿真结果在558 kHz取得最大输出功率为8.596 W,传输效率为88.56%;实测结果在560 kHz取得最大的输出功率为8.283 W,此时的传输效率为85.62%。

图13中电路产生了分频现象,仿真结果在536 kHz时取得5.676 W的输出功率与90.83%的传输效率;在597 kHz时取得5.339 W的输出功率与91.21%的传输效率;在562 kHz时得到4.144 W的输出功率与92.71%的传输效率。实测结果在535 kHz取得最大的输出功率为5.548 W,此时的传输效率为88.64%;另一个较大的输出功率在595 kHz时取得,输出功率为5.192 W,此时的传

输效率 89.34%;而此时 560 kHz 时输出功率为 4.095 W,传输效率为 90.66%。三者相比,前两个点的传输效率相对较低一点,但相差不大。而输出功率则高于后者。

图 14 中分频现象更加明显。仿真结果在 521 kHz 时取得 5.001 W 的输出功率与 91.36% 的传输效率;在 620 kHz 时得到 4.779 W 的输出功率与 91.83% 的传输效率;在 562 kHz 时得到 2.405 W 的输出功率与 94.18% 的传输效率。实测结果在 520 kHz 处取得的最大输出功率为 4.891 W,此时传输效率为 89.32%;在 620 kHz 处产生了另一个高输出功率为 4.675 W,此时的传输效率为 89.84%;与中间频率 560 kHz 时的 2.378 W 输出功率及 92.18% 的传输效率相比,传输效率变化不大,输出功率有明显提高。

根据上述三图可以得出,在线圈之间耦合系数逐渐增大的情况下,整个电路的分频现象如前面仿真分析的一样逐渐趋于明显。但实验结果和仿真结果比较都有一定程度的下降,分析原因可能有:1) 系统中实际使用的电器元件与仿真中的理想模型存在一定误差。2) 电路运行过程中会产生发热现象,导致能量的消耗。3) 利用铁氧体磁芯对线圈进行辐射抑制,未加入铝片加强磁屏蔽,导致了部分能量辐射损耗。

## 5 结论

本文在 81.38 ~ 90.00 kHz 频段,以最优负载阻抗为前提,对电磁互感电路的零电抗频率展开讨论,得出了电路分频现象产生的条件。在仿真模型中,当  $k$  值在 0.152 ~ 0.248 内时,都可得相应的 ZRF 频点。通过对比 3 个 ZRF 点相应的传输效率和输出功率,可实现 99.7% 的传输效率及 1.8 kW 左右的高输出功率。论文还在此基础上搭建了实验平台进行测试,验证了分频现象。这也从侧面证实了在目标频段内,基于最优负载阻抗,利用耦合系数  $k$  和 ZRF 频点,在实现高传输效率下,得到最大输出功率频率选择方法的可行性。

### 参考文献

[1] 赵纪新. 基于 SAE J2954 标准的定点无线电能传输系统特性分析与系统设计[D]. 天津:河北工业大学,2017.  
ZHAO Jixin. Transimission characteristics analysis and system design of static wireless power transfer system based on SAE J2954 [D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2017.

[2] 杨云虎,陈帅,李晨,等. 电动汽车无线充电系统关键变量对系统效率的影响[J]. 常州工学院学报,2020,33(5):18-24.  
YANG Yunhu, CHEN Shuai, LI Chen, et al. On the influence of key variables on system efficiency in wireless charging system for electric vehicles[J]. Journal of Changzhou Institute of Technology, 2020, 33(5): 18-24.

[3] 王宇飞. 用于提高电动汽车无线充电系统效率稳定性的相关技术研究[D]. 北京:华北电力大学,2019.  
WANG Yufei. Related technologies for improving the stability of the efficiency of WPTS for EV application[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2019.

[4] KAZI S R, POTFODE S R, PATIL S L, et al. Frequency and efficiency analysis of inductively coupled wireless power transmission system[C]//2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI), Chennai, 2017: 1163-1169.

[5] 张辉,雷艳婷,王换民. 电动汽车 LCC 型无线充电电路特性分析[J]. 电气传动,2017,47(8):63-66, 75.  
ZHANG Hui, LEI Yanting, WANG Huanmin. Study of characteristics for the electric vehicle LCC-type wireless charging circuit[J]. Electric Drive, 2017, 47(8): 63-66, 75.

[6] SUN Bo, TSANG Danny H K. Power transferability analysis of I-SS-Buck dynamic wireless charging system[C]//2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), London, United Kingdom, 2019: 156-159.

[7] 程靖宜. 电动汽车磁耦合谐振式无线电能传输系统效率/功率特性研究[D]. 西安:西安建筑科技大学,2020.  
CHENG Jingyi. Research on efficiency/power characteristics of magnetic coupled resonances wireless power transfer system for electric vehicles[D]. Xi'an: Xi'an University of Architecture & Technology, 2020.

[8] 黄悦华,谌桥,程江洲,等. 电动汽车 LCL 复合型无线充电研究[J]. 电气传动,2021,51(10):69-75, 80.  
HUANG Yuehua, ZHAN Qiao, CHENG Jiangzhou, et al. Research on LCL-compound wireless charging of electric vehicle. [J]. Electric Drive, 2021, 51(10): 69-75, 80.

[9] 张伟峰,金正军,宋书轩,等. 用于提升无线充电抗偏移能力的磁耦合器最优耦合系数研究[J]. 浙江电力,2020,39(11): 81-87.  
ZHANG Weifeng, JIN Zhengjun, SONG Shuxuan, et al. Study on optimal coupling coefficient of magnetic coupler for improving anti drift ability of wireless charging[J]. Zhejiang Electric Power, 2020, 39(11): 81-87.

[10] KABALAN H H, ELGHANAM E A, HASSAN M S, et al. The impact of coupling and loading conditions on the performance of S-S EV dynamic wireless charging systems[C]//2019 International Conference on Electrical and Computing Technologies and Applications (ICECTA), Ras Al Khaimah, United Arab Emirates, 2019: 1-5.

[11] HANS M R, GAIKWAD G M. Analysis of rectifier load for electric vehicle wireless charging system[C]//2020 Internatio-

(下转第 90 页)