# 一种双边LCC补偿无线电能传输变换器 谐振网络设计方法

刘 硕1,苏建徽1,张 健1,徐海波2

(1. 合肥工业大学 光伏系统教育部工程研究中心,安徽 合肥 230009;

2. 东莞南方半导体科技有限公司,广东 东莞 523000)

摘要:针对双边LCC补偿方式的无线电能传输变换器,提出了一种谐振网络设计方法:基于抑制谐波电流、压缩磁元件体积以及在最大传输距离与最大横向偏移状态传输功率可接近额定功率的考虑,依据额定传输功率、开关频率等约束条件,确定谐振网络全部元件(包括松耦合变压器)的电参数。在此基础上提出了一种相应的带磁芯平面螺旋线圈松耦合变压器尺寸设计方案:依据松耦合变压器处于最大传输距离、最大横向偏移状态时的互感值,从理论上估算出其尺寸范围,再以少量有限元仿真搜索到其最佳尺寸。设计并制作了一台额定输出功率为4.5 kW的样机,验证了所提设计方法的正确性。

关键词:无线电能传输;双边LCC补偿;变换器;松耦合变压器;谐振网络;互感;谐波

中图分类号:TM 724;TM 46 文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202203007

## 0 引言

基于松耦合变压器LCT(Loosely Coupled Transformer)的无线电能传输WPT(Wireless Power Transfer)技术适用于电动汽车、轨道交通等大功率场合<sup>[1-2]</sup>。其中LCT因耦合度低,需要与补偿元件构成谐振网络,以补偿其无功功率,加强空间磁场<sup>[3]</sup>。常见的补偿方式有串联-串联SS(Series-Series)等<sup>[4]</sup>。

文献[5]提出的双边LCC补偿方式,具有谐振频 率不受负载及LCT互感影响、传输功率正比于互感 等优点。该文献使用基波法FHA(Fundamental Harmonic Analysis)分析了双边LCC补偿WPT变换器的 基本特性;又考虑到谐波,提出了一种实现逆变电 路开关器件零电压开通ZVS(Zero Voltage Switching) 的参数设计方法,并为带有磁芯的平面结构LCT<sup>[6]</sup> 配置了补偿元件参数。

相比SS补偿方式,双边LCC补偿方式谐振网络 复杂,其参数配置具有更多自由度<sup>[7]</sup>。因此有必要 合理设计其谐振网络。相关文献一般将LCT参数作 为已知量,如文献[7]基于器件电压与电流应力、谐 振网络对3次与5次谐波阻抗、LCT铜损与铁损等方 面的考虑,优化配置了谐振网络中两侧串联电感的 比值。文献[3]针对以绝缘栅双极型晶体管 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)作为开关器件的 LCC补偿WPT变换器能量发射端,提出了一种实现

收稿日期:2021-06-10;修回日期:2022-01-13 在线出版日期:2022-03-06

基金项目:广东省重点领域研发计划资助项目(2019B010127001) Project supported by the Research and Development Program Support in Key Areas of Guangdong Province (2019B010127001) 开关器件零电流关断ZCS(Zero Current Switching) 的谐振网络参数设计方法;而文献[8]针对以快恢复 二极管作为整流元件的 LCC 补偿 WPT 变换器能量 接收端,提出了一种以临界连续导通模式消除二极 管反向恢复损耗的谐振网络参数设计方法。近几年 碳化硅(SiC)器件迅速普及。SiC绝缘栅场效应晶体 管(MOS)与IGBT相比不存在拖尾电流,与SiMOS相 比耐压高,开关损耗低;SiC二极管与Si快恢复二极 管相比几乎无反向恢复损耗<sup>[9]</sup>。故采用 SiCMOS 与 SiC二极管后,不宜沿用文献[3]、[8]的设计思路,因 开关损耗与反向恢复损耗不再占较大比例,开关器 件内阻与整流二极管死区损耗的影响更加明显,故 在谐振网络参数设计上,希望其有较强的谐波抑制 能力。目前,相关文献未统筹设计谐振网络中元件 电参数,故需要反复交替LCT设计与补偿元件配置 这2个步骤,才可达到满意的设计结果。

虽然空心 LCT 参数估算与设计已有广泛研究<sup>[10-11]</sup>,但为了增加耦合度,降低对外界的干扰,用 于大功率场合的 LCT 带有磁芯,故其设计一般使用 建模与运算费时的有限元仿真软件<sup>[12]</sup>,而相关文献 没有提供有限元建模前对 LCT 尺寸的理论估算,故 仿真存在一定的盲目性。目前对 LCT 的研究热点在 于磁集成技术和如何提高耦合度与抗横向偏移能 力<sup>[1,6]</sup>。由于结构简单、节省导线、抗横向偏移能力 强,圆形平面螺旋线圈 LCT 在工程上较常应用<sup>[6]</sup>,其 磁芯有片状、辐射状 2种结构。文献[6]研究表明, 对于片状磁芯,磁芯面积大则 LCT 耦合度高,但磁芯 面积超过线圈面积后,耦合度增速明显减缓;对于辐 射状磁芯,磁芯密集则耦合度高,但随着密集度增 加,耦合度增速明显变缓,并接近片状磁芯效果。对 于双边LCC补偿WPT变换器,与LCT尺寸密切相关的参数(即互感)反映了其功率传输能力<sup>[5]</sup>,而目前 只有背靠无穷大面积、任意厚度磁材料的一对平行 线圈,才能以解析法精确计算得到互感<sup>[13-15]</sup>。

本文提出了一种双边LCC补偿WPT变换器谐振网络电参数设计方案:以抑制谐波电流、缩小磁元件尺寸为目标,依据额定(满载)传输功率等约束条件,确定LCT互感等电参数。并依据最大传输距离与最大横向偏移等约束条件,提出了相应的带磁芯圆形平面螺旋线圈LCT设计方案:在有限元仿真之前,从理论上估算LCT尺寸,从而节约仿真时间。最后,通过样机实验验证了本文设计方案的正确性。

## 1 谐振网络电参数设计

双边 LCC 补偿 WPT 变换器拓扑如图 1 所示。图 中: $U_1$ 为变换器输入电压; $I_1$ 为输入电流; $U_2$ 为输出 电压; $I_2$ 为输出电流; $R_1$ 为变换器的负载电阻; $K_1$ — K<sub>4</sub>构成全桥逆变电路;谐振电感 $L_{11}$ 、 $L_{12}$ 和谐振电容  $C_{11}$ 、 $C_{12}$ 、 $C_{1}$ 、 $C_{2}$ 以及 LCT构成谐振网络; $L_{1}$ 、 $L_{2}$ 和*M*分别 为 LCT 的初级自感、次级自感和互感; $D_1$ — $D_4$ 构成 整流电路; $C_0$ 为输出滤波电容; $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 分别为逆 变电路输出电流与整流电路输入电流;逆变电路输 出电压 $u_1(t)$ 与整流电路输入电压 $u_2(t)$ 分别为幅值 是 $U_1$ 与 $U_2$ 的方波。



#### 图1 双边LCC补偿WPT变换器

Fig.1 Double-sided LCC compensated WPT converter

逆变电路开关角频率等于谐振角频率ω<sub>0</sub>,且 满足<sup>[5]</sup>:

$$\frac{1}{\omega_0^2} = L_{f1}C_{f1} = L_1 \frac{C_1 C_{f1}}{C_1 + C_{f1}} = L_{f2}C_{f2} = L_2 \frac{C_2 C_{f2}}{C_2 + C_{f2}}$$
(1)

变换器传输功率P为<sup>[5]</sup>:

$$P = \frac{8U_1 U_2 M}{\pi^2 \omega_0 L_{\rm E} L_{\rm E}} \tag{2}$$

式(2)说明, $M/(L_nL_n)$ 表征变换器的功率传输能力,在其保持固定的约束下同时减小 $L_n$ 、 $L_n$ 与M固然能减少磁元件的体积与重量,但这样将降低谐振网络对谐波的阻抗,不利于抑制谐波、降低损耗。

在工程应用中,LCT初级与次级线圈相对位置 变动,导致M不稳定,而式(2)说明图1中WPT变换 器传输功率正比于M。为了调节与稳定传输功率, 一般该WPT变换器附有前级Buck变换器或后级 Boost变换器。对于本文即将讨论的后级附加Boost 变换器方案(WPT变换器的负载是Boost变换器),其 控制策略是,调节Boost变换器开关管占空比,以稳 定Boost变换器输出电压或电流:当M较低时,调低 占空比,使U<sub>2</sub>上升;当M增加时,调高占空比,使U<sub>2</sub> 下降。

为了在 $\omega_0$ 、额定传输功率 $P_m$ 、最大传输距离、最大横向偏移等已知约束条件下,设计出合理的谐振网络电参数与LCT尺寸,提出如下4个步骤的设计方案。

1)步骤1:设计 $L_{f1}$ 、 $L_{f2}$ 与 $C_{f1}$ 、 $C_{f2}$ 。

 $i_1(t) = i_2(t)$ 中的谐波不参与能量的传递,但会 增加逆变电路与整流电路的负担与损耗<sup>[7]</sup>,故谐振 元件 $L_{f1}$ 、 $C_{f1} = L_{f2}$ 、 $C_{f2}$ 应能有效抑制 $i_1(t) = i_2(t)$ 中的 谐波,但磁件的体积不宜过大。

考虑满载(功率恒为 $P_m$ )工况,当M取最小值 $M_{min}$ 时,由式(2)可知, $I_2$ 处于最小值 $I_{2_{min}}$ ,为了在 $U_1$ 固定 时维持功率稳定,后级Boost变换器将 $U_2$ 调到最大值  $U_{2_{max}}$ ,而 $I_1$ 不变。此时, $i_2(t)$ 中的总谐波幅值最大, 为 $I_{2hm_{max}}$ , $i_1(t)$ 中的总谐波幅值 $I_{1hm}$ 与 $I_{2hm_{max}}$ 分别为<sup>[5]</sup>:

$$\begin{cases} I_{1hm} = \frac{U_1}{\pi \omega_0 L_{f1}} \\ I_{2hm_max} = \frac{U_{2_max}}{\pi \omega_0 L_{f2}} \end{cases}$$
(3)

 $u_1(t)$ 的基波幅值 $U_{11stm}$ 为4 $U_1/\pi$ ;而此时 $u_2(t)$ 的 基波幅值 $U_{21stm}$ 最大,为 $U_{21stm_max}$ =4 $U_{2_max}/\pi$ ,因功率由 基波传输,故此时 $i_2(t)$ 中基波幅值最小,为 $I_{21stm_min}$ ,  $i_1(t)$ 中的基波幅值 $I_{11stm}$ 与 $I_{21stm_min}$ 分别为:

$$\begin{cases} I_{11stm} = \frac{2P_{m}}{4U_{1}/\pi} = \frac{\pi P_{m}}{2U_{1}} \\ I_{21stm\_min} = \frac{2P_{m}}{4U_{2\_max}/\pi} = \frac{\pi P_{m}}{2U_{2\_max}} \end{cases}$$
(4)

可见在功率固定时, $M_{\min}$ 状态下 $i_2(t)$ 中的基波 含量最低而谐波含量最高。现将 $I_{1hm}$ 限制为 $\lambda_1 I_{11stm}$ ( $\lambda_1$ <1),将 $I_{2hm}$  max限制为 $\lambda_2 I_{21stm}$  min( $\lambda_2$ <1),则:

$$\begin{cases} L_{f1} = \frac{2U_{1}^{2}}{\lambda_{1}\pi^{2}\omega_{0}P_{m}} \\ L_{f2} = \frac{2U_{2_{max}}^{2}}{\lambda_{2}\pi^{2}\omega_{0}P_{m}} \end{cases}$$
(5)

根据式(5)即可得到 $L_{\Pi}$ 和 $L_{\Omega}$ 。其中,系数 $\lambda_1,\lambda_2$ 的取值反映了在压缩磁元件体积与抑制谐波之间寻求的平衡。分别将 $\lambda_1,\lambda_2$ 作为参变量, $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 的波形分析见附录A,由此可知 $\lambda_1,\lambda_2$ 分别取0.3、0.2附近较为合适。由式(1)和式(5),可算出 $C_{\Pi}$ 与 $C_{\Omega}$ 。

#### 2)步骤2:设计LCT。

M随LCT的传输距离h与横向偏移d的增加而 减小<sup>[6]</sup>,因此最大传输距离 $h_{max}$ 与最大允许横向偏移  $d_{max}$ 状态对应着最小互感 $M_{min}$ 。对于双边LCC补偿 方式,P正比于M(见式(2)),故该状态下,应使得在 后级 Boost 变换器占空比为 $0 \setminus U_2 = U_{2_{max}}$ 时,传输接近 额定功率 $P_m$ 。

根据式(2)、(5),得到
$$M_{\min}$$
设计公式为:  
$$M_{\min} = \frac{\pi^2 \omega_0 P_m}{8U_1 U_2 m_m} L_{f_1} L_{f_2} = \frac{U_1 U_{2_{\max}}}{2\lambda_1 \lambda_2 \pi^2 \omega_0 P}$$
(6)

文献[5]中的式(14)、(15)说明,LCT初级与次级线圈电流表达式不显含M 和 P;初级线圈电流幅值等于 $u_1(t)$ 的基波幅值除以 $L_n$ 对基波的感抗;次级线圈电流幅值等于 $u_2(t)$ 的基波幅值除以 $L_n$ 对基波的感抗。结合本文式(5),LCT初级、次级线圈中电流有效值( $I_{LCTP}$ , $I_{LCTS}$ )分别为:

$$\begin{cases} I_{\text{LCT}_{P}} = \frac{2\sqrt{2} U_{1}}{\pi \omega_{0} L_{\text{f1}}} = \frac{\sqrt{2} \lambda_{1} \pi P_{\text{m}}}{U_{1}} \\ I_{\text{LCT}_{S}} = \frac{2\sqrt{2} U_{2}}{\pi \omega_{0} L_{\text{f2}}} = \frac{\sqrt{2} \lambda_{2} \pi P_{\text{m}} U_{2}}{U_{2}^{2} \max} \end{cases}$$
(7)

式中:当 $U_2 = U_{2_{max}}$ 时 $I_{LCT_S}$ 取最大值 $I_{LCT_S_{max}}$ 。将LCT 初级、次级线圈电流密度都设计为J,则可依据式(7) 确定导线导体部分截面积,并选定相应的丝包线,测 量其线径(带绝缘层的导线直径)分别为 $\phi_1$ 和 $\phi_2$ 。 一般LCT的线圈为单层密绕(螺距为丝包线线径), 在多数场合,希望LCT两线圈具有相同的半径,此时 LCT的两线圈匝数之比 $N_1:N_2$ 设计为初级、次级线圈 线径之比的倒数,即:

$$N_1: N_2 = \phi_2: \phi_1 \tag{8}$$

在两线圈半径不同的场合(设初级、次级线圈的 内半径之比 $r_{01}$ : $r_{02}$ 与外半径之比 $r_{1}$ : $r_{2}$ 都等于 $\alpha$ ),同理 依据几何关系得 $N_{1}$ : $N_{2}$ = $\alpha$ · $(\phi_{2};\phi_{1})$ 。

依据 $M_{min}$ 、 $N_1$ : $N_2$ 、 $\phi_1$ 和 $\phi_2$ ,利用有限元仿真软件 反复优化,通常做法是,由经验估计LCT尺寸并建 模,运行并记录仿真结果中的互感值,与目标互感值  $M_{min}$ 相比较,再由经验修正模型参数,增大或缩小模 型尺寸,重新仿真,如此交替仿真与修正参数过程, 直到仿真结果接近 $M_{min}$ ,这样就设计出了LCT尺寸。

3)步骤3:确定C<sub>1</sub>和C<sub>2</sub>。

式(1)所示谐振条件包含 LCT 自感,而其有限元 仿真结果与实物往往存在误差。故按上一设计步骤 结果制作 LCT,并测量  $h_{max} 与 d_{max}$ 对应的最小自感  $L_{1_{min}} 与 L_{2_{min}}; 又测量最小传输距离 h_{min} 与最小横向偏$  $移 <math>d_{min}$ 对应的最大自感  $L_{1_{max}} 与 L_{2_{max}}(对于平面结构$ LCT,自感随线圈相对位置变化不敏感<sup>[6]</sup>)。

文献[16]的表1说明,当谐振网络其他元件参数保持不变、LCT自感偏大导致失谐时,若 $U_1>U_2$ 则 $i_1(t)$ 超前 $u_1(t)$ ,若 $U_1<U_2$ 则 $i_1(t)$ 滞后 $u_1(t)$ ;自感偏小导致失谐时情况相反。

对于变换器的逆变电路中使用的SiCMOS,开通 损耗大于关断损耗<sup>[5]</sup>,故希望实现ZVS。大多数大 功率的工程实例中,U<sub>1</sub>取自维也纳整流器,超过 700 V,而负载是动力电池组,U<sub>2</sub>一般低于500 V,故 将 $L_{1_{max}}$ 与 $L_{2_{max}}$ 分别作为 $L_{1}$ 与 $L_{2}$ 代入式(1)配置 $C_{1}$ 与  $C_{2}$ 最合理;反之,在 $U_{1}$ < $U_{2}$ 的应用场景,则将 $L_{1_{min}}$ 与  $L_{2_{min}}$ 分别作为 $L_{1}$ 与 $L_{2}$ 代入式(1)配置 $C_{1}$ 与 $C_{2}$ 最合理。

4)步骤4:确定 $C_{f1}$ 、 $C_{f2}$ 、 $C_{1}$ 与 $C_{2}$ 的电压应力。

由于谐波电压大部分降落在电感元件上,故C<sub>1</sub> 和C<sub>2</sub>的电压应力(U<sub>Clm</sub>、U<sub>C2m</sub>)可近似为其基波电流幅 值与其对基波容抗的乘积,即:

$$U_{c_{1m}} = \frac{\sqrt{2} I_{\text{LCT}_P}}{\omega_0 C_1}$$

$$U_{c_{2m}} = \frac{\sqrt{2} I_{\text{LCT}_S}}{\omega_0 C_2}$$
(9)

式(9)不显含M、P,其中 $I_{LCTP}$ 与 $I_{LCTS}$ 由式(7)确定。

 $C_{\Pi}$ 和 $C_{2}$ 的电压应力也可近似为其基波电压幅 值,由于 $u_1(t)$ 与 $u_2(t)$ 的基波相位差接近 $\pi/2^{[5]}$ ,根据 图1,使它们分别作用于谐振网络,利用叠加定理与 勾股定理, $C_{\Pi}$ 与 $C_{2}$ 的电压应力( $U_{CIm}$ 、 $U_{C2m}$ )分别为:

$$\begin{cases} U_{Cf1m} = \sqrt{U_{11stm}^2 + \left(\frac{C_2 + C_{f2}}{C_2}\frac{M}{L_2}\right)^2 U_{21stm}^2} \\ U_{Cf2m} = \sqrt{U_{21stm}^2 + \left(\frac{C_1 + C_{f1}}{C_1}\frac{M}{L_1}\right)^2 U_{11stm}^2} \end{cases}$$
(10)

再结合式(1),式(10)可化简为:

$$\begin{cases} U_{Cf1m} = \sqrt{U_{11stm}^2 + \left(\frac{M}{L_{12}}\right)^2 U_{21stm}^2} \\ U_{Cf2m} = \sqrt{U_{21stm}^2 + \left(\frac{M}{L_{f1}}\right)^2 U_{11stm}^2} \end{cases}$$
(11)

在电压应力估算中,M取为 $M_{max}$ , $U_{11stm}$ 和 $U_{21stm}$ 分 别取为 $4U_1/\pi$ 和 $4U_{2_max}/\pi_{\circ}$ 

综上所述,基于在抑制总谐波幅值与压缩磁元 件体积之间寻求平衡的考虑,且保证互感最小时可 传输接近额定功率,可设计出图1拓扑谐振网络(包 括LCT)的电参数。

### 2 带磁芯圆形平面螺旋线圈LCT设计

LCT 互感反映了双边 LCC 补偿 WPT 变换器的 功率传输能力。第1节的设计步骤 2中,最大传输距 离与最大横向偏移状态对应的互感  $M_{\min}$ 取值与 LCT 的尺寸正相关,借助有限元仿真软件反复优化,可在  $M_{\min},N_1:N_2,\phi_1$ 和 $\phi_2$ 约束下设计出 LCT,但有限元软 件运行费时,通常的设计方法中,有限元仿真次数依 赖运气与设计者的工程经验丰富程度。若有限元建 模之前,从理论上估算出 LCT 尺寸范围,则可减少有 限元仿真与模型修正次数,节约仿真时间。本节通 过对比在不同传输距离与横向偏移状态,背靠大面 积片状磁芯的圆形平面螺旋线圈互感磁像法<sup>[13]</sup>计算 结果,及同样的线圈,但磁芯面积与线圈相仿的实际 情形的互感有限元计算结果,提出了一种基于半解 析解预估-有限元修正的带磁芯圆形平面螺旋线圈 LCT设计方法。

对于空心LCT,其互感具有解析解<sup>[10-11,13]</sup>。若一 对平行线圈 c<sub>1</sub>与 c<sub>2</sub>相距 h,都背靠面积远大于线圈本 身、厚度足以屏蔽 LCT 外侧磁场的高磁导率片状铁 氧体材料,则根据磁像法<sup>[13]</sup>,线圈电流的镜像分布如 图 2 所示。





为了具有足够的机械强度,高磁导率的片状铁 氧体磁芯厚度往往足以对LCT电参数影响较小<sup>[17]</sup>。 图 2 中,由于两线圈都紧贴铁氧体,因此电流 $I_1$ 对铁 氧体 1 的镜像 $I_1^{(1)}$ 紧贴 $I_1$ ,与 $c_2$ 相距h。 $I_1$ 、 $I_1^{(1)}$ 对铁氧 体 2 的镜像 $I_1^{(2)}$ 、 $I_1^{(3)}$ 也均与 $c_2$ 相距h。由于铁氧体的 相对磁导率 $\mu_r \gg 1$ ,根据文献[13]中式(4.111)(即  $I_1^{(k)} = (\mu_r - 1)I_1/(\mu_r + 1))$ , $I_1^{(1)}$ 、 $I_1^{(2)}$ 、 $I_1^{(3)}$ 的值都等于 $I_1$ 。 $I_1$ 其 他镜像(图 2 中未标出)与 $c_2$ 的距离呈h的3、5、7、… 倍增长。线圈 $c_1$ 与 $c_2$ 的互感反映了 $I_1$ 及其全部镜像 产生的磁场在 $c_2$ 中的通量,文献[11]的计算结果表 明,与 $I_1^{(1)}$ 、 $I_1^{(2)}$ 、 $I_1^{(3)}$ 相比, $I_1$ 其他离 $c_2$ 较远的镜像对通 量的贡献弱,该通量接近 $I_1$ 单独作用在 $c_2$ 中产生通 量的4倍。故背靠大面积铁氧体材料平行线圈 $c_1$ 与  $c_2$ 的互感 $M_{zFe}$ 可近似为无铁氧体时互感 $M_{air}$ 的4倍,  $M_{air}$ 可按式(12)进行数值计算<sup>[11]</sup>。

$$M_{\rm air} = \frac{\mu_0}{4\pi} a_1 a_2 \int_{\frac{r_0}{a_1}}^{\frac{r}{a_1}} \int_{\frac{r_0}{a_2}}^{\frac{r}{a_2}} [(1 + \varphi_1 \varphi_2) \cos(\varphi_2 - \varphi_1) - (\varphi_2 - \varphi_1) \sin(\varphi_2 - \varphi_1)] \times [h^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_2 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_2 \cos \varphi_1 - a_1 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a_2 \varphi_1 \cos \varphi_1)^2 + (d + a$$

 $(a_2\varphi_2\sin\varphi_2 - a_1\varphi_1\sin\varphi_1)^2$ 」<sup>2</sup>d\varphi\_1d\varphi\_2 (12) 式中: $\mu_0$ 为真空磁导率; $\varphi_1,\varphi_2$ 为积分变量; $r_0,r$ 分别 为两线圈内半径和外半径; $a_1=\delta_1/(2\pi), a_2=\delta_2/(2\pi),$  $\delta_1,\delta_2$ 分别为 $c_1$ 和 $c_2$ 的螺距,且满足 $(r-r_0)/\delta_1=N_1,$  $(r-r_0)/\delta_2=N_2, N_1, N_2$ 分别为 $c_1$ 和 $c_2$ 的匝数。

对于实际应用中的平面结构LCT,磁芯的面积 往往与线圈面积相当,且磁芯磁导率和电导率对互 感M的影响相比磁芯面积对M的影响可忽略<sup>[6]</sup>,故 M小于 $M_{***}$ ,而大于 $M_{***}$ ,即:

$$M_{air} < M < 4M_{air} = M_{\infty Fe}$$
 (13)  
式(13)可为有限元仿直模型中LCT尺寸的洗取

缩小搜索范围,但有必要进一步研究对于以下2种 典型磁芯结构,随着传输距离及横向偏移的变化,M与 $M_{are}$ 及 $M_{see}$ 的关系究竟如何。

圆形平面螺旋线圈LCT的一种典型磁芯结构如 附录B图B1所示。该LCT的铁氧体磁芯呈片状,与 线圈相固连。其单层密绕线圈的外边缘构成其正方 形磁芯的内切圆。将该LCT简称为片状磁芯LCT。

设定这一对平行线圈的 $r_0$ 都为20 mm, r都为100 mm, 初级线圈40 匝, 次级线圈27 匝, 磁芯厚度为10 mm。将按附录B图B1建模得到的有限元软件仿真结果M, 以及按式(12)计算得到的相应无磁芯时互感值 $M_{\rm air}$ 、线圈背靠大面积片状磁芯时的互感值 $M_{\rm air}$ 、线圈背靠大面积片状磁芯时的互感值 $M_{\rm air}$ 、线圈背靠大面积片状磁芯时的互感值 $M_{\rm air}$ 、转置成如图3所示的曲面图。其中, 计算网格节点设置为: 传输距离 h自20 mm(即20%r)至100 mm(即r)变化, 节点距为10 mm; 横向偏移d自0至60 mm(即60%r)变化, 节点距为10 mm。为节约计算时间, 有限元仿真的网格节点距为20 mm。



Fig.3 Simulative results of mutual inductance of flat core LCT

由图 3 可知:在h=20%r,d=0时,片状磁芯LCT 互感M达到 $M_{\infty Fe}$ 的74%、 $M_{air}$ 的3倍;随着h和d的增 大, $M 与 M_{\infty Fe}$ 的差异增加;随着h的增加, $M 与 M_{\infty Fe}$ 的 差异的增速减慢;随着d的增大, $M 与 M_{\infty Fe}$ 的差异的 增速增快;当h=r,d=60%r时,M仅为 $M_{air}$ 的1.3倍。

进一步的有限元仿真(求解类型必须设为Eddy Current,激励源频率设为100 kHz)研究结果表明,与 线圈尺寸相当的铝屏蔽材料<sup>[6,12]</sup>对片状磁芯LCT互 感的影响较弱。若紧贴图B1中的磁芯外侧存在厚 度为2mm、面积与磁芯相同的铝板,则当h=20%r、 d=0时,M减小至无铝板时的94%( $M_{air}$ 的2.8倍);当 h=r,d=60%r时,M减小至无铝板时的88%( $M_{air}$ 的 1.1倍)。

综上,在已知目标互感与线径,以有限元仿真确 定片状磁芯LCT线圈半径与匝数时,搜索范围宜从 目标互感对应的无穷大面积片状磁芯线圈半径和匝 数,至目标互感对应的空心线圈半径和匝数,搜索宜 起始于目标互感的一半对应的空心线圈半径和匝 数。这样,利用式(12)所示半解析解预估,再通过有 限元仿真修正,片状磁芯LCT的设计流程如下。 1)对应于h<sub>max</sub>和d<sub>max</sub>,设定两线圈相对位置。

2)目标互感为 $M_{min}$ 。由于是密绕,线径即是螺距。设定两线圈的 $r_0$ 。在式(8)所示的匝比约束下,依据式(12),编程计算并绘制空心线圈 $M_{air}-N_1$ 关系曲线,寻找在 $M_{air}=M_{min}/2$ 时的 $N_1$ ,确定其对应的外半径 $r_a(r_a=r_0+N_1\delta_1)$ ,同理找到 $M_{air}=M_{min}/4$ 、 $M_{air}=M_{min}$ 对应的外半径( $r_b$ 、 $r_c$ )。

3)以 $r_a$ 作为初始值建模,根据有限元仿真结果, 在 $(r_b, r_c)$ 范围内,不断增加或减少 $N_1$ 和r以修正模型,直到片状磁芯LCT的互感仿真结果逼近 $M_{min}$ 。

4)最后必须确认磁芯是否会饱和。

图1中LCT初级、次级线圈电流分别与 $U_1, U_2$ 成 正比<sup>[5]</sup>;磁场分布与磁芯相对位置有关。在 $h_{max}$ 与  $d_{max}$ 状态下, $U_2=U_{2,max}$ ;在 $h_{min}$ 状态下,平均磁路长度最 短,磁路缩短会增加磁芯内平均磁密;在 $d_{max}$ 状态,磁 场分布最不均衡;由于LCT是松耦合,故磁芯附近的 磁密受对侧线圈的影响可忽略,利用文献[13]中图 4.16(b)定性分析,磁芯内最大磁密区域出现在LCT 磁芯靠近线圈侧的表面;常见的锌锰铁氧体磁芯材 料临界饱和磁密是0.3 T。因此观察有限元软件提 供的 $h_{min}$ 与 $d_{max}$ 状态下,磁芯靠近线圈侧表面磁场分 布图是否出现磁密超过0.3 T的区域。若未出现则 不同工况下的磁芯均不会饱和,若出现则需增加 LCT尺寸或增厚磁芯。

圆形平面螺旋线圈LCT的另一种典型磁芯结构 如附录B图B2所示<sup>[6]</sup>,该LCT的磁芯为条形(尺寸为 90 mm×20 mm×10 mm),呈辐射状分布。磁芯的分 布可稀疏也可稠密,本文仅仿真线圈结构、尺寸同图 B1,每盘线圈6根磁芯的情形。设定磁芯伸出线圈 外边缘10 mm。将该LCT简称为辐射状磁芯LCT。

类似图3的绘制过程,对辐射状磁芯LCT整理 出如图4所示的反映互感值随h与d变化的曲面图。





由图4可知:在h=20%r,d=0时,辐射状磁芯 LCT互感M为 $M_{xre}$ 的49%、 $M_{air}$ 的1.9倍;随着h和d的增大,M与 $M_{xre}$ 的差异变化趋势同图3;当h=r,d=60%r时,M仅比 $M_{air}$ 多7%。

进一步的有限元仿真研究表明,与线圈尺寸相

当的铝屏蔽材料对辐射状磁芯LCT互感的影响较大。若紧贴图 B2中的磁芯外侧存在厚 2 mm、构成 线圈外接正方形的铝板,则当h和d较小时,M略大 于 $M_{air}$ (当h=20%r,d=0时,M仅为 $M_{air}$ 的1.2倍);当h和d较大时,M小于 $M_{air}$ (当h=r,d=60%r时,M仅为 $M_{air}$ 的66%)。

综上,在以有限元仿真确定辐射状磁芯LCT线 圈半径和匝数时,搜索范围宜从目标互感的一半对 应的空心线圈半径和匝数,至目标互感2倍对应的 空心线圈半径和匝数,搜索宜起始于目标互感对应 的空心线圈半径和匝数。

由于按式(12)计算的效率远高于有限元计算效 率<sup>[11]</sup>,故在有限元仿真之前确定LCT尺寸初始取值 和搜索范围,能显著提高LCT设计便捷性。

## 3 样机设计与实验结果

#### 3.1 样机谐振网络设计

为验证所提设计方案的正确性,设计了一台样机。技术指标为: $P_m$ =4.5 kW、开关频率 $f_0$ =100 kHz、 $U_1$ =700 V、 $U_2_{max}$ =400 V、h=60~70 mm、d=0~50 mm。

若取 $\lambda_1$ =0.3, $\lambda_2$ =0.2,则由式(1)、(5)、(6)得到 $L_{f1}$ = 117 μH、 $L_{f2}$ =57.3 μH、 $M_{min}$ =83.6 μH、 $C_{f1}$ =21.6 nF、 $C_{f2}$ = 44.2 nF;由式(11)得到 $U_{Cf1m}$ =1160 V、 $U_{Cf2m}$ =815 V。 实际 $C_{f1}$ 和 $C_{f2}$ 采用标准件,分别选用标称容量 $C_{f1}$ = 20 nF和 $C_{f2}$ =40 nF、耐压都为3 kV的圆柱形感应加 热专用谐振电容;重新由式(1)确定 $L_{f1}$ =127 μH、 $L_{f2}$ = 63.3 μH,又由式(5)确定 $\lambda_1$ =0.28、 $\lambda_2$ =0.18;由式(6) 得到 $M_{min}$ =99.5 μH。由式(4)得到满载时 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 中的基波有效值分别为 $I_{11st}$ = $I_{11stm}$ /1.414=7.14 A、 $I_{21st_min}$ =  $I_{21stm_min}$ /1.414 =12.5 A。

取LCT 线圈  $r_0$ =30 mm、J=4 A / mm<sup>2</sup>, 由式(7), LCT 初级线圈电流有效值为8 A,选用 $\phi$ 0.1×250 股丝 包线( $\phi_1$ =2.1 mm), 次级电流为9 A,选用 $\phi$ 0.1×300 股 丝包线( $\phi_2$ =2.3 mm)。由式(8)得 $N_1$ : $N_2$ =1.1。为了在  $h_{max}$ =70 mm与 $d_{max}$ =50 mm状态下获得 $M_{min}$ =99.5 µH, 在有限元仿真前,先由式(12)缩小LCT尺寸的搜索范 围,其中 $h=h_{max}$ =0.07 m, $d=d_{max}$ =0.05 m, $\delta_1$ =0.002 1 m,  $\delta_2$ =0.002 3 m, $r_0$ =0.03 m; 以MATLAB绘制 $N_1$ 与空心 线圈互感 $M_{air}$ 的关系如图5所示。



图 5 线圈尺寸估算 Fig.5 Coil size estimation

由图5可见: $M_{air}=M_{min}/2\approx50$  µH对应的 $N_1=N_{1a}$ 为 43 匝,故 $r_a=30+43\times2.1\approx120$  (mm); $M_{air}=M_{min}/4\approx25$  µH 对应的 $N_{1b}$ 为35 匝,故 $r_b\approx104$  mm; $M_{air}=M_{min}\approx100$  µH 对应的 $N_{1c}$ 为53 匝,故 $r_c\approx141$  mm。

然后利用有限元仿真修正,以 $r=r_a$ 为初始外半径(此时 $N_1$ 为43 匝, $N_2=N_1/1.1$ 为39 匝),LCT的片状 铁氧体磁芯选为厚度 5 mm、边长 250 mm的正方形, 相对磁导率设为 3 000, $h_{max}=70$  mm、 $d_{max}=50$  mm 状态 下 $M_{min}$ 的仿真结果是 98.3  $\mu$ H。经过进一步优化, 最终确定 $N_1$ 为 44 匝, $N_2$ 为 40 匝,r=122 mm,相应地  $M_{min}=106 \mu$ H。

制作出LCT,测得 $h_{max}$ 与 $d_{max}$ 状态下 $L_{1_min}$ =440 µH (仿真值422 µH), $L_{2_min}$ =358 µH(仿真值348 µH),而  $M_{min}$ =106 µH; $h_{min}$ =60 mm、d=0时, $L_{1_max}$ =458 µH(仿真 值437 µH), $L_{2_max}$ =373 µH(仿真值360 µH), 而 $M_{max}$ = 180 µH(仿真值180 µH)。将 $L_{1_max}$ 与 $L_{2_max}$ 代入式 (1),得到 $C_1$ =7.64 nF、 $C_2$ =8.18 nF,由式(7)、(9)得到  $C_1$ 、 $C_2$ 电压应力分别为2.25 kV和2.53 kV,确定 $C_1$ 和  $C_2$ 分别以7个和8个耐压为5 kV、容量为1 nF的圆柱 形聚丙烯薄膜谐振电容(标准件)并联而成。

将  $M_{\text{max}}$ =180 μH 代入式(2),得到  $U_{2_{\text{min}}}$ =236 V, 再由式(4)得到  $I_{21st_{\text{max}}}$ = $I_{21st_{\text{max}}}$ /1.414≈21.2 A。确定  $L_{f1}$ 和  $L_{f2}$ 分别选用  $\phi$ 0.1×200 股与  $\phi$ 0.1×500 股丝包线,在 PQ4040 磁芯骨架上绕制( $L_{f1}$ 可使用更小的 PQ3535 磁芯骨架,但考虑到后级 Boost 变换器也用到 PQ4040磁芯骨架,为了减少物料种类,故牺牲体积)。

将LCT两线圈电流幅值( $I_{LCT_Pm}$ =8×1.414≈11.3 (A) 与 $I_{LCT_Sm}$ =9×1.414≈12.7 (A))作用于 $h_{min}$ =60 mm与 $d_{max}$ = 50 mm状态的仿真模型,得到2片磁芯靠近线圈侧的 表面最大磁密为2.4 mT,远小于前述的0.3 T,故排 除磁饱和的可能性。

#### 3.2 实验结果

将制作的LCT与所选用的其他元件按照图1搭 建成样机,如附录B图B3所示。WPT变换器样机包 括逆变电路、谐振补偿电容与电感、LCT以及整流电 路,后级的Boost变换器与整流电路共用一块电路 板。其中LCT的片状磁芯是由厚5 mm的小块铁氧 体材料拼接而成的(总面积为250 mm×250 mm),线 圈与磁芯由环氧树脂浇注在铝壳内;Boost变换器采 用2路交错并联结构;样机中所有的MOS都采用SiC 器件C2M0280120D,所有的二极管都采用SiC器件 GS40120KQ2; U1=700 V 为充电模块 SR750-20 的输 出,U2为后级Boost变换器的输入,Boost变换器的负 载为大功率滑线变阻器。控制屏的作用是设置与监 测运行参数,被监测的运行参数除了 $U_1, U_2, I_1, I_2,$ 还 包括Boost变换器的输出电压与电流、逆变与整流电 路板散热器温度,这些参数由模拟采样电路采集,经 28035处理器处理后与控制屏通信,其中采样电路 采用高精度运放 OP2177, 直流电流的采样使用了

ACS712ELCTR-20A 霍尔电流传感器(测量相对误 差小于1.5%,内阻为1.2 mΩ)。

设置如下2种工况:①工况1为 $h=h_{max}=70$  mm、  $d=d_{max}=50$  mm、 $U_2=400$  V;②工况2为 $h=h_{min}=60$  mm、  $d=d_{min}=0$ 、 $U_2=225$  V。2种工况下 $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 、 $i_1(t)$ 、  $i_2(t)$ 波形如图6所示。



### 图 6 谐振网络电压与电流波形 Fig.6 Waveforms of voltage and current in resonant network

由图 6 可知, 2 种工况下, 逆变电路的所有开关 管都能实现 ZVS, WPT 变换器输出电流  $I_2$ 分别为 11.1 A 和 20.2 A, 输出功率  $P_0=U_2I_2$ 分别为 4 440 W 和 4 545 W, 输入电流  $I_1$ 分别为 6.55 A 和 6.73 A, WPT 变 换器的效率  $\eta=P_0/(U_1I_1)$ 分别为 96.8% 和 96.5%。

分别保持上述2种工况对应的LCT相对位置, 降低 $U_2$ 从而降低 $P_0$ ,得到 $\eta$ 随 $P_0$ 变化的规律如附录 B图B4所示。由图可见:效率与传输功率正相关; 在样机性能指标规定的h和d变化范围内,对于相同 的功率,当h和d较小时效率相对更低,即WPT变换 器总损耗更高(详细的损耗分析见附录C)。在图B4 中各测量点,逆变电路的开关管也都能实现ZVS。

以上实验数据与波形表明,本文方案设计的谐振网络可在宽范围实现逆变电路开关管ZVS。所设计出的LCT功率传输能力达到预期。对比其他文献中的样机:文献[5]中样机在20 cm距离、最大31 cm横向偏移时传输功率为7.7 kW,开关频率为79 kHz,最大效率为96%, $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 分别取0.14、0.16,其DD线圈LCT外形是60 cm×80 cm的矩形;文献[6]中样机在15 cm距离、无横向偏移时传输功率为1.8 kW,最大15 cm横向偏移时传输功率为1.8 kW,开关频率为85 kHz,最大效率为93.6%, $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 分别取0.23、0.43,

其辐射状磁芯 LCT 初级、次级圆形线圈直径分别为 60 cm、30 cm;文献[7]中样机在15 cm距离时传输功 率为6.6 kW,开关频率为85 kHz,最大效率为92.4%,  $\lambda_1,\lambda_2$ 分别取0.52~0.77、0.82~1.22,其方形线圈LCT 初级、次级外形分别为67 cm×54 cm、32 cm×32cm的 矩形。本文样机因应用场景需求,在传输距离、横向 偏移、传输功率、开关频率等方面与上述文献中的样 机有所不同,但最大效率超过96%。综合考虑LCT 尺寸和效率两方面,本文样机在性能上不劣于上述文 献中的样机,而本文样机的设计方法更具有便捷性。

## 4 结论

本文提出了一种适用于双边LCC补偿WPT变 换器的谐振网络电参数设计方案,可依据额定传输 功率、开关频率等约束条件,确定包括LCT在内的谐 振网络电参数。提出了一种适用于该拓扑的圆形平 面螺旋线圈LCT尺寸设计方案。通过将传输距离和 横向偏移大范围变动时,LCT互感有限元计算结果 与2种特殊情形半解析解对比,为在已知最大传输 距离、最大横向偏移及其对应的互感时LCT尺寸的 估算提供了理论依据,克服了目前有限元仿真中存 在的盲目性。样机实验验证了本文方案的正确性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

[1] 李砚玲,杜浩,何正友.基于双D形正交混合拓扑的感应电能 传输系统恒流输出研究[J].中国电机工程学报,2020,40(3): 942-950.

LI Yanling, DU Hao, HE Zhengyou. Research on constant current output of inductive power transfer system with double-D quadrature hybrid topology[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3):942-950.

- [2] 邓其军,刘姜涛,周洪,等.应用于无线电能传送系统的测控系统设计与开发[J].电力自动化设备,2015,35(7):147-152.
   DENG Qijun,LIU Jiangtao,ZHOU Hong, et al. Design and development of measuring control system for wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(7):147-152.
- [3]高键鑫,吴旭升,高嵬,等.一种基波电流补偿高次谐波电流的LCCL谐振结构参数设计方法[J].电力自动化设备,2018, 38(6):201-207.

GAO Jianxin, WU Xusheng, GAO Wei, et al. Design method of fundamental current compensating harmonic current parameters for LCCL resonant structure [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6):201-207.

- [4] 刘晓胜,顾轩溥,姚友素,等. 基于电容调制的无线电能传输系统信号电能同步传输[J]. 电力自动化设备,2018,38(3):140-146.
   LIU Xiaosheng, GU Xuanpu, YAO Yousu, et al. Synchronous transmission of signal and power in WPT system based on capacitor modulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018,38(3):140-146.
- [5] LI Siqi, LI Weihan, DENG Junjun, 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.
- [6] ZHANG Wei, WHITE J C, ABRAHAM A M, 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.

- [7] CHEN Y, ZHANG H, SHIN C S, et al. An efficiency optimization-based asymmetric tuning method of double-sided LCC compensated WPT system for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11):11475-11487.
- [8] 高键鑫,吴旭升,高嵬,等.基于临界导通模式的单位功率因数 感应式非接触电能传输系统接收端参数设计方法[J].电工技 术学报,2018,33(增刊1):18-25.
   GAO Jianxin,WU Xusheng,GAO Wei, et al. A parameters design method for critical conduction mode unity power factor receiver of inductive contactless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33 (Supplement 1):18-25.
- [9] 李厚基,王春芳,岳睿,等.基于SiC器件的单管无线电能传输 电路研究[J].中国电机工程学报,2020,40(6):1808-1816.
  LI Houji,WANG Chunfang,YUE Rui, et al. Research on single-switch wireless power transfer circuit based on SiC device
  [J]. Proceedings of the CSEE,2020,40(6):1808-1816.
- [10] LIU S, SU J, LAI J, et al. Precise modeling of mutual inductance for planar spiral coils in wireless power transfer and its application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021,36(9):9876-9885.
- [11] LIU Shuo,SU Jianhui,LAI Jidong. Accurate expressions of mutual inductance and their calculation of archimedean spiral coils[J]. Energies,2019,12(10):1-14.
- [12] 张献,王朝晖,魏斌,等. 电动汽车无线充电系统中电屏蔽对空间磁场的影响分析[J]. 电工技术学报,2019,34(8):1580-1588. ZHANG Xian,WANG Zhaohui,WEI Bin, et al. Analysis of the influence of electric shield on space magnetic field in electric vehicle wireless charging system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2019,34(8):1580-1588.
- [13] 林为干. 电磁场理论[M]. 北京:电子工业出版社,1984:205-207.
- [14] HURLEY W G, DUFFY M C. Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1995, 31(4):2416-2422.
- [15] HURLEY W G, DUFFY M C. Calculation of self and mutual impedances in planar sandwich inductors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1997, 33(3):2282-2290.
- [16] LI W,ZHAO H,DENG J, et al. Comparison study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV wireless chargers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016,65(6):4429-4439.
- [17] 王懿杰,姚友素,刘晓胜,等.无线电能传输用S/CLC补偿拓 扑分析[J].电工技术学报,2017,32(22):34-41.
  WANG Yijie,YAO Yousu,LIU Xiaosheng, et al. Analysis on S/CLC compensation topology for wireless power transfer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(22): 34-41.

#### 作者简介:



刘 硕(1988—),男,博士研究生,主要研 究方向为新能源发电与储能系统(E-mail: liushuo2010@126.com);

苏建徽(1963—),男,教授,博士研究生 导师,主要研究方向为太阳能发电技术、电 力变换节能技术(E-mail:su\_chen@126.com); 张 健(1977—),男,助理研究员,硕

士,主要研究方向为无线电能传输技术、电力 电子变换节能技术(E-mail:zhangjian\_pv@ sohu.com)。

#### (编辑 李莉)

(下转第110页 continued on page 110)

102

wer Automation Equipment, 2019, 39(6):47-53.

- [17] 汤欣喜,邢岩,吴红飞,等. 兼顾稳态效率和暂态升压能力的 LLC变换器[J]. 电工技术学报,2020,35(4):767-774. TANG Xinxi, XING Yan, WU Hongfei, et al. An improved LLC converter considering steady-state efficiency and transient boost capability [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020,35(4):767-774.
- [18] NIU J, TONG Y, DING Q, et al. Time domain simplified equations and its iterative calculation model for LLC resonant converter[J]. IEEE Access, 2020(8):151195-151207.

作者简介:



牛靖凯(1993—),男,博士研究生,主 要研究方向为宽禁带器件以及LLC谐振变 换器(E-mail:17117420@bjtu.edu.cn); 吴学智(1975—),男,副教授,博士研 究生导师,通信作者,主要研究方向为新能

源并网技术、微电网系统及大功率电机控制 技术(E-mail:xzhwu@bjtu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

## Parameter design method of LLC resonant converter based on simplified time-domain equations

NIU Jingkai<sup>1</sup>, WU Xuezhi<sup>1</sup>, ZHAO Yuming<sup>2</sup>, JING Long<sup>1</sup>, TONG Yibin<sup>1</sup>, XIN Xiaomin<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Shenzhen Power Supply Bureau Co., Ltd., Shenzhen 518020, China)

Abstract: The parameters of resonant elements in LLC resonant converter are the main factors affecting the gain, loss, volume of the converter, etc. However, most of the optimal design methods for resonant parameters have some shortcomings, such as low precision and complex algorithm. Based on the simplified time-domain equations, the operating conditions of switching frequency less than resonant frequency with heavy load are analyzed, and it is pointed out that the main factor affecting the gain is the inductance coefficient. At the same time, taking the resonant impedance as the key variable, the soft switching process and the peak voltage of the resonant capacitor are analyzed in time domain, and the relevant constraints are given. On the basis of the above analysis, an accurate, simple and fast design method to obtain the optimal value of resonance parameters is proposed. Finally, the proposed design method is verified by simulation and experiment.

Key words: LLC resonant converter; resonant parameter; simplified time-domain equations; peak voltage of resonant capacitor; parameter design

(上接第102页 continued from page 102)

# Design method of resonant network for double-sided LCC compensated wireless power transfer converter

LIU Shuo<sup>1</sup>, SU Jianhui<sup>1</sup>, ZHANG Jian<sup>1</sup>, XU Haibo<sup>2</sup>

(1. Photovoltaic System Research Center of Ministry of Education, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Dongguan Southern Semiconductor Technology Co., Ltd., Dongguan 523000, China)

Abstract: A resonant network design method is proposed for double-sided LCC compensated WPT (Wireless Power Transfer) converters. On the basis of suppressing the harmonic current, reducing the volume of magnetic components, and almost transferring the rated power under maximum distance and maximum lateral misalignment, the electrical parameters of all components in the resonant network, including LCT (Loosely Coupled Transformer), can be determined, according to the constraints of the rated power and switching frequency. A corresponding size design method for LCT with circular planar spiral coils and ferrite cores is proposed. The range of LCT size can be theoretically estimated based on the mutual inductance under maximum distance and maximum lateral misalignment, and then the optimal size of LCT is searched with a small amount of finite element simulation. A prototype with the rated output power of 4.5 kW is designed and constructed, and the experimental results verify the correctness of the proposed method.

Key words: wireless power transfer; double-sided LCC compensation; electric converters; loosely coupled transformer; resonant network; mutual inductance; harmonic

## 附录 A

方波  $u_2(t)$ 比  $u_1(t)$ 滞后  $\pi/2^{[5]}$ , 令 t=0 位于  $u_1(t)$ 的上升沿, 故  $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 的傅里叶分解为:

$$\begin{cases} u_1(t) = \frac{4U_1}{\pi} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{1}{2l+1} \sin[(2l+1)\omega_0 t] \\ u_2(t) = \frac{4U_2}{\pi} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^{l+1}}{2l+1} \cos[(2l+1)\omega_0 t] \end{cases}$$
(A1)

式中: l=0 项为基波; 各 l>0 项为谐波;  $u_1(t)$ 的各次谐波比  $u_2(t)$ 的各次谐波均滞后  $\pi/2$  电角度。近似认为 LCT 线包对各次谐波开路<sup>[5]</sup>, 故  $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 中各次谐波幅值可表示为:

$$\begin{cases} I_{1(2l+1)} = \frac{U_1}{\pi \omega_0 L_{t1} l(l+1)} \\ I_{2(2l+1)} = \frac{U_2}{\pi \omega_0 L_{t2} l(l+1)} \end{cases} \quad l = 1, 2, \cdots$$
(A2)

因 L<sub>f1</sub>、C<sub>f1</sub>与 L<sub>f2</sub>、C<sub>f2</sub>支路对各次谐波均呈感性, 故在图 1 参考方向下, *i*<sub>1</sub>(*t*)中的 2*l*+1(*l*≥1)次谐波比 *u*<sub>1</sub>(*t*) 中的 2*l*+1(*l*≥1)次谐波滞后 π/[2(2*l*+1)]电角度, 而 *i*<sub>2</sub>(*t*)中的 2*l*+1(*l*≥1)次谐波比 *u*<sub>2</sub>(*t*)中的 2*l*+1(*l*≥1)次谐波超前 π/[2(2*l*+1)]电角度。故 *i*<sub>1</sub>(*t*)、*i*<sub>2</sub>(*t*)所含总谐波分别为:

$$\begin{cases} \dot{i}_{1h}(t) = \frac{-U_1}{\pi\omega_0 L_{f1}} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l(l+1)} \cos[(2l+1)\omega_0 t] \\ \dot{i}_{2h}(t) = \frac{U_2}{\pi\omega_0 L_{f2}} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^l}{l(l+1)} \sin[(2l+1)\omega_0 t] \end{cases}$$
(A3)

式(A3)级数中各项在  $u_1(t) = u_2(t)$ 基波的各过零点处符号一致(为谐波的波峰或波谷),故  $i_{1h}(t) = i_{2h}(t)$ 的幅值如式(3)所示。

 $i_1(t)$ 由基波与谐波构成, $\lambda_1$ 是总谐波幅值  $I_{1hm}$ 与基波幅值  $I_{11stm}$ 的比例。为了直观地展现出  $i_1(t)=i_{11st}(t)+i_{1h}(t)$ 波形与 $\lambda_1$ 取值的关系,令 $I_{11stm}=1$ ,因 $i_1(t)$ 的基波 $i_{11st}(t)$ 近似与 $u_1(t)$ 同相<sup>[5]</sup>,则由式(A1),基 波可表示为:

$$i_{11st}(t) = \sin(\omega_0 t) \tag{A4}$$

又令  $I_{1hm}=\lambda_1$ ,则由式(A3)和式(3), $i_1(t)$ 的总谐波为:

$$i_{1h}(t) = -\lambda_1 \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l(l+1)} \cos[(2l+1)\omega_0 t]$$
(A5)

由式(A4)、(A5), 仅考虑不高于 15 次的谐波, 绘制出不同  $\lambda_1$  情形,  $i_1(t)$ 波形如图 A1 所示。由图可见, 在  $\lambda_1 \ge 0.3$  时  $i_1(t)$ 中谐波的贡献明显, 在  $\lambda_1 = 0.4$  时  $i_1(t)$ 波形已严重畸变。



图 A1  $i_1(t)$ 波形与  $\lambda_1$  的关系 Fig.A1 Relationship between  $i_1(t)$  waveform and  $\lambda_1$ 

 $i_2(t)$ 也是由基波与谐波构成, $\lambda_2$ 是总谐波幅值  $I_{2hm}$ 与基波幅值  $I_{21stm}$ 的比例。令  $I_{21stm}=1$ ,  $I_{2hm}=\lambda_2$ 。 $i_2(t)$ 基波  $i_{21st}(t)$ 的相位比  $u_2(t)$ 的相位滞后  $\arcsin\lambda_2^{[5]}$ 。为了直观地展现出  $i_2(t)=i_{21st}(t)+i_{2h}(t)$ 波形与  $\lambda_2$  取值的关系,由式(A1),基波可表示为:

$$i_{21\text{st}}(t) = -\cos(\omega_0 t - \arcsin\lambda_2) = -\sqrt{1 - \lambda_2^2}\cos(\omega_0 t) - \lambda_2\sin(\omega_0 t)$$
(A6)

由式(A3)和式(3), *i*<sub>2</sub>(*t*)的总谐波为:

$$i_{2h}(t) = \lambda_2 \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l(l+1)} \sin[(2l+1)\omega_0 t]$$
(A7)

由式(A6)、(A7), 仅考虑不高于 15 次的谐波, 绘制出不同  $\lambda_2$  情形,  $i_2(t)$  波形如图 A2 所示。由图可见, 在  $\lambda_2 \ge 0.3$  时  $i_2(t)$  中谐波的贡献明显, 在  $\lambda_2 = 0.4$  时  $i_2(t)$  波形已严重畸变。



图 A2  $i_2(t)$ 波形与  $\lambda_2$  的关系 Fig.A2 Relationship between  $i_2(t)$  waveform and  $\lambda_2$ 

对于采用 SiC 半导体器件的 WPT 变换器,半导体器件内阻与二极管死区压降损耗占了很大比例(见附录 C),故抑制谐波有利于降低总损耗。兼顾到压缩磁件的尺寸,使额定功率工况  $i_1(t)与 i_2(t)波形外观畸变不明显 的 \lambda_1 与 \lambda_2 取值是合理的。文献[5]中第 3 节分析表明,<math>i_1(t)$ 中谐波有利于逆变电路开关器件实现 ZVS,而  $i_2(t)$ 中谐波对此不利,故取  $\lambda_1 > \lambda_2$ 。结合图 A1、A2 中  $i_1(t)$ 和  $i_2(t)$ 的波形, $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 分别取 0.3、0.2 附近时波形较为满意。

附录 B



图 B1 片状磁芯 LCT Fig.B1 Flat core LCT







附录 C

样机实验中,当功率相同时,若 LCT 传输距离和横向偏移较小,效率却相对更低,这似乎不太符合常识,因此有必要进一步从理论上估算变换器各部分的功耗。当 h 和 d 减小、M 增加时, I<sub>2</sub>增加,为了维持传输功率,后级 Boost 变换器将 U<sub>2</sub>调低,整流电路损耗增加;由式(7)可知,LCT 初级、次级线圈电流(与 LCT 损耗 正相关)分别与 U<sub>1</sub>、U<sub>2</sub>成正比。可初步推断出在这些工况下,整流电路损耗大于 LCT 损耗。

变换器的损耗由电感与 LCT 的铜损和铁损、LCT 铝屏蔽材料中的涡流损耗、MOS 管与二极管的通态损 耗和开关损耗构成。对于本文实验中工作在 ZVS 状态的 SiCMOS,其损耗包括通态损耗和关断损耗;对于 SiC 二极管,其反相恢复损耗可忽略,其损耗是死区电压降和内阻导致的通态损耗<sup>[R1]</sup>。

图 6 中的 2 种工况下, *U*<sub>1</sub> 与 *U*<sub>2</sub>、*P*<sub>0</sub>、逆变输出电流基波有效值 *I*<sub>11st</sub> 与整流输入电流基波有效值 *I*<sub>21st</sub>、*I*<sub>LCT\_P</sub> 与 *I*<sub>LCT S</sub>、开关器件关断电流 *I*<sub>off</sub>、总损耗 *P*<sub>total</sub> 如表 C1 所示。

Table C1         Operation parameters of prototype									
工况	$U_1/V$	$U_2/V$	$P_{\rm O}/{\rm W}$	$I_{11st}/A$	$I_{21st}/A$	$I_{LCT_P}/A$	$I_{LCT_S}/A$	$I_{\rm off}/{\rm A}$	$P_{\text{total}}$ /W
1	700	400	4440	7.05	12.3	7.90	9.05	4.70	147
1	700	225	4545	7.21	22.4	7.90	5.09	4.80	166

表 C1	样机运行参数
------	--------

本样机使用的谐振电感  $L_{f1}$ 、 $L_{f2}$ 内阻分别为  $r_{f1}$ =48.4 mΩ、 $r_{f2}$ =9.71 mΩ; LCT 初级、次级线圈内阻分别为  $r_1$ =214 mΩ、 $r_2$ =162 mΩ。开关频率  $f_S$ =100 kHz。C2M0280120D 内阻为  $r_{MOS}$ =280 mΩ;关断能量损失  $e_{SW_OFF}$ =37  $\mu$ J(参考电压  $U_R$ =800 V、参考电流  $I_R$ =6 A)。二极管死区电压降为  $U_F$ =0.9 V,内阻  $r_D$ =du/di=0.06 Ω。

仅考虑基波, $L_{f1}$ 、 $L_{f2}$ 及LCT的铜损为:

$$P_{\rm Cu} = I_{\rm 11st}^2 r_{\rm f1} + I_{\rm 21st}^2 r_{\rm f2} + I_{\rm LCT\_P}^2 r_{\rm f1} + I_{\rm LCT\_S}^2 r_{\rm f2}$$
(C1)

逆变电路中, *i*<sub>1</sub>(*t*)在正半周期流经 K<sub>1</sub>、K<sub>4</sub>, 负半周期流经 K<sub>2</sub>、K<sub>3</sub>, 故 4 个 MOS 通态损耗为:

$$P_{\text{MOS}\_\text{cond}} = 2I_{11\text{st}}^2 r_{\text{MOS}} \tag{C2}$$

当 ZVS 实现时, 逆变电路无开通损耗, 4 个 MOS 的关断损耗为<sup>[R1]</sup>:

$$P_{\text{MOS}_{\text{SW}}} = 4f_{\text{S}}U_{1}I_{\text{off}}e_{\text{SW}_{\text{OFF}}} / (U_{\text{R}}I_{\text{R}})$$
(C3)

整流电路中, *i*<sub>2</sub>(*t*)在正半周期流经 D<sub>1</sub>、D<sub>4</sub>, 负半周期流经 D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>, 故 4 个二极管损耗为:

$$P_{\rm D} = 2 \times (2 \times 1.414 I_{2\rm lst} U_{\rm F} / \pi + I_{2\rm lst}^2 r_{\rm D}) \tag{C4}$$

计算出图 6 的 2 种工况下上述几种损耗如表 C2 所示。LCT 铁损、铝屏蔽材料中的损耗难以计算,未列入表中。

表 C2	各部分损耗估算

#### Table C2 Estimation of loose of each part

工况	$P_{\rm Cu}/{ m W}$	$P_{\rm MOS\_cond}/{ m W}$	$P_{\rm MOS\_sw}/{\rm W}$	$P_{\rm D}/{ m W}$	$P_{\rm tota}/{ m W}$
1	30.5	27.8	10.1	38.1	147
2	24.9	29.1	10.4	96.5	166

由表 C2 可知,整流电路损耗大于总铜损,逆变电路通态损耗大于关断损耗,逆变电路和整流电路损耗占据了总损耗的一大半。对于工况 1,因 U<sub>2</sub>高导致 LCT 线圈电流大、磁密高,LCT 传输距离和横向偏移较大,更多磁场进入铝屏蔽材料,故 LCT 损耗更大,但也未超过逆变电路和整流电路的损耗。对于工况 2,因电压低、电流大,故整流电路损耗极为显著。总之,整流电路损耗是导致功率相同前提下,若 LCT 传输距离与横向偏移较小,效率却相对更低的原因。

#### 参考文献:

[R1] BAC N X, VILATHGAMUWA D M, MADAWALA U K. A SiC-based matrix converter topology for inductive power transfer system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8):4029-4038.