

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.242124

基于四矩形正交线圈的无线电能传输系统 混合式补偿拓扑优化及其抗偏移性

刘旭 曹宇鹏 夏晨阳 杨龙月

(中国矿业大学电气工程学院 徐州 221008)

摘要 在电动汽车无线充电系统中,由于车辆停靠不准导致的位置偏移是不可避免的,这将造成系统参数变化,从而引起输出电压波动,甚至损坏系统。因此,本文提出一种基于四矩形正交(QRQP)线圈的新型混合式补偿拓扑结构,并给出其参数设计准则与优化策略,以有效提升系统的多方向抗偏移特性。优化后的系统可在一定范围内的任意角度偏移及负载变化工况下,维持系统输出电压的恒定,且当接收线圈移除时,还可有效地限制原边电流,从而保障系统安全。所提混合式补偿拓扑结构及其优化方法经过了1 kW的实验室原型样机验证,实验结果表明,当负载电阻在20~100 Ω 变化范围内,系统在X轴偏移-140~140 mm、Y轴偏移-105~105 mm以及XY轴对角偏移-200~200 mm时的输出电压波动均小于5%。同时,当线圈间垂直间距在-35~70 mm变化时,输出电压波动可限制在8%以内。

关键词: 无线电能传输 线圈结构 混合拓扑 抗偏移性

中图分类号: TM724

0 引言

磁耦合谐振式无线电能传输(Magnetic Coupled Resonant Wireless Power Transfer, MCR-WPT)技术可以实现用电设备与电网侧的机械隔离,具有安全、灵活、高效等特点^[1-7]。该技术为解决电动汽车有线供电模式存在的设备沉重、插拔充电接头易产生电火花等问题提供了可靠的解决方案,得到了越来越多的研究与关注。

在电动汽车无线充电系统中,停车不准导致的位置偏移是引起系统能效失衡的主要问题。这是由于线圈间的位置偏移会导致线圈互感等参数发生剧烈变化,从而影响系统输出电压与效率剧烈波动,导致系统不能正常工作甚至损坏^[8]。因此,对电动汽车无线充电系统的抗偏移性研究至关重要。当前对电动汽车无线充电系统的抗偏移性研究主要集中在高频逆变器控制^[9-14]、耦合机构设计^[15-20]与补偿拓扑设计^[21-27]等方面。

在高频逆变器控制方面,现有的研究主要通过控制逆变器输出电压的方式提升系统的抗偏移性。例如,文献[9]采用脉冲密度控制技术,通过控制逆变器输出方波密度从而实现输出电压调控,但此种方法会在系统中产生电流振荡,导致系统不稳定。文献[10-12]通过脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)控制或移相控制技术来控制逆变器输出方波脉宽,从而实现输出电压的控制。但此种控制方式容易造成系统控制不稳定与逆变器损耗增加的情况。文献[13-14]采用脉冲频率控制,通过控制逆变器输出频率来控制系统输出功率与效率。可以发现,这类方法多应用在对传输效率影响较小,对输出功率影响较大的系统中,应用范围有限,同时当负载发生变化时容易导致频率分裂现象,从而影响系统稳定性。因此,相关研究和应用更希望在不引入复杂控制的基础上,通过线圈设计与拓扑结构优化来提升系统的抗偏移性。

在耦合机构设计方面,相关研究主要通过设计优化线圈结构从而产生相对均匀磁场以提升系统抗偏移性。例如,文献[15]提出的不对称圆形线圈结构即有效增强了系统抗偏移性,但其耦合系数较

于对称结构较小。文献[16]提出了纵向磁场更均匀的双 D (Double-D, DD) 线圈, 但其横向磁场存在感应盲区, 故其在横向偏移时抗偏移性差。文献[17]提出了双 D 正交 (Double-D Quadrature, DDQ) 线圈, 通过增加与 DD 线圈正交的 Q 型线圈, 使其横向磁场更加均匀, 但其横向抗偏移性依然较差, 同时横向偏移会引入交叉耦合。文献[18]提出了双极 (Bipolar, BP) 线圈, 解决了 DDQ 线圈耗材较多的问题, 但其横向磁场与纵向磁场依然不均匀。文献[19]提出了四 D (Quadruple-D, QD) 线圈, 该线圈在横向与纵向磁场强度相同, 但在线圈中心处由于磁场相互抵消存在感应盲区。文献[20, 27]提出了四 D 正交 (Quadruple-D Quadrature Pad, QDQP) 线圈结构, 消除了中心磁场感应盲区, 但当角度偏移时其抗偏移性较差。综合分析可以发现, 仅通过磁耦合机构的优化设计只能在某些方向产生均匀磁场, 其对提升系统的抗偏移能力十分有限, 应当与补偿拓扑等方式结合共同提升系统的抗偏移性。同时, 针对特定的耦合机构, 还可通过与补偿拓扑结构的协同优化或一体化设计等方式结合共同提升系统的抗偏移性。

在补偿拓扑设计优化方面, 文献[21]提出了串并联/串联 (Series Parallel/Series, SP/S) 补偿拓扑结构并对其参数进行优化设计, 将偏移范围提升到线圈尺寸的 25%。但此种拓扑结构对负载变化敏感, 当负载变化范围较大时, 其输出波动较大。文献[22]对串联/串并联 (Series/Series Parallel, S/SP) 拓扑进行了参数优化, 实现了负载在 $80 \sim 800 \Omega$ 变化范围内输出电压波动为 4.7%, 耦合系数变化 34.5% 时系统输出电压波动为 1.5%。但当耦合系数变化 34.5% 且负载在 $80 \sim 800 \Omega$ 范围内变化时, 其输出电压波动为 43.8%, 输出波动依然较大。由于单一拓扑结构不能实现当耦合系数与负载同时变化下系统输出电压/电流恒定, 因此混合拓扑结构应运而生。该结构利用偏移时不同拓扑输出特性相反的原理, 结合两套互相解耦的线圈, 可实现偏移时输出电压或输出电流的稳定。例如, 文献[23-25]结合了双边电感-电容-电容 (Inductive-Capacitive-Capacitive, LCC) 与串联-串联 (Series-Series, S-S) 偏移下输出特性相反的原理, 采用不同的连接方式, 并配合不同的线圈, 实现了偏移后系统输出波动小于 5% 的效果。文献[26]利用了电感-电容-电容-串联 (Inductive-Capacitive-Capacitive-Series, LCC-S) 与串联-电感-电容-电容 (Series-Inductive-Capacitive-Capacitive,

S-LCC) 补偿拓扑输出特性相反的原理设计了混合式拓扑, 实现了纵向偏移 50%、垂直偏移 25% 下系统输出电压波动小于 5% 的效果。文献[27]采用与文献[26]相同的补偿拓扑, 但线圈结构由 DDQ 型变为了 QDQP 型, 从而实现了纵向/横向偏移 37.5%、垂直偏移 23.3% 下, 输出电压波动小于 5% 的效果。综合分析可以发现, 上述拓扑结构尚无法实现角度偏移与负载变化同时发生时系统输出电压保持恒定。此外, 相关研究亦未充分利用磁耦合机构的特性对拓扑结构进行一体化优化设计。

综上所述, 为了在不引入复杂控制的基础上解决线圈发生任意方向偏移及负载同时变化时系统输出电压波动大的问题, 本文提出并研究了一种基于四矩形正交 (Quadruple Rectangle Quadrature Pad, QRQP) 磁耦合机构的混合式拓扑参数优化设计。该系统充分利用了 QRQP 线圈的交叉耦合进行了补偿拓扑结构的复用设计与优化, 在无需任何智能控制算法的情况下, 可保证负载大范围变化且线圈在平面各方向或垂直方向偏移时, 有效抑制了系统输出电压波动。同时, 当接收线圈意外移除时, 该混合拓扑还可限制原边输入电流的急剧增加, 以有效保障系统的安全运行。

1 所提线圈结构与混合式补偿拓扑

传统的混合式拓扑结构多数需要利用两套输出特性随耦合系数变化相反的补偿拓扑结构以实现在线圈偏移情况下输出电压或电流恒定控制^[20], 因此, 需要两套互相解耦的线圈结构以防止偏移条件下线圈间交叉耦合破坏系统输出特性。但对于现有的线圈结构如 DDQ 线圈, 其仅可实现 X 轴方向上的解耦; 对于 QDQP 线圈, 其可以实现在 X 、 Y 轴方向上的解耦。但以上线圈均不能实现在角度偏移下的解耦, 故在线圈间同时存在 X 轴与 Y 轴偏移时, 其线圈间会产生交叉耦合, 造成系统抗偏移性下降^[24]。

因此, 本文将提出并研究一种 QRQP 线圈, 以利用该线圈的耦合变化特性进一步提出基于交叉耦合的新型混合拓扑参数优化策略。

1.1 QRQP 耦合机构设计

QDQP 与 QRQP 线圈结构如图 1 所示, 传统的 QDQP 线圈结构由 QD 线圈与 Q 线圈组合而成, 其在 X 轴偏移、 Y 轴偏移与 Z 轴偏移下 QD 线圈与 Q 线圈互相解耦, 但在角度偏移下其线圈之间解耦特性会被破坏, 此时会引入交叉耦合, 且交叉耦合互感 M_{13} 变化剧烈, 因此传统的两套输出特性随耦合

系数变化相反的补偿拓扑构成的混合拓扑在角度偏移下输出电压会剧烈波动,如S-LCC与LCC-S拓扑^[27]。由于交叉耦合互感 M_{13} 在实际情况下不可能完全避免,因此,本文将利用S-LCC、LCC-S、LCC-LCC输出特性与S-S拓扑输出特性相反的原理,首先设计新型线圈结构,以利用该交叉耦合互感建立新型混合式补偿拓扑结构,从而解决任意方向偏移下的输出电压波动大的问题。

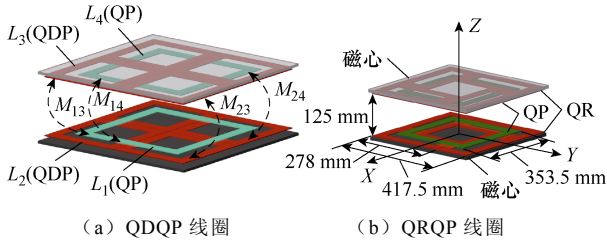


图1 QDQP与QRQP线圈结构

Fig.1 Structures of the QDQP and QRQP coils

本文所提出的混合式拓扑设计的要求为当线圈间发生偏移时,使得系统中S-S拓扑的输出电压降低。对于混合拓扑结构中的S-S拓扑结构而言,其输出电压随互感的增加先增加后降低,当线圈沿X轴与45°对角线发生偏移时,QP线圈与QR线圈间解耦特性被破坏,此时交叉互感 M_{13} 与 M_{24} 呈现上升趋势,其输出电压随 M_{13} 的增加而降低,而当线圈沿Z轴向上偏移时,交叉互感 M_{13} 逐渐被削弱,其输出电压随交叉互感 M_{13} 的降低而降低。故新型线圈中交叉耦合互感 M_{13} 、 M_{24} 正对时,应设计得足够小。此外,由于矩形线圈在长边抗偏移性优于方形线圈^[28-29],故本文在QDQP线圈基础上提出QRQP线圈,如图1b所示。

该线圈结构由QR线圈与Q线圈组成,每个QR线圈由4个尺寸相同的矩形线圈组成,其呈旋转性分布,Q线圈位于QR线圈上方,发射端与接收端QRQP线圈对称。铁氧体磁心放置于QR线圈下方以增加线圈间耦合。基于上述设计,QRQP线圈间互感如图2a所示,QR线圈磁场如图2b所示。由于QR线圈中相邻线圈产生磁场相反,故Q线圈与QR线圈正对时互相解耦,此时交叉互感 M_{13} 与 M_{24} 较小,当线圈发生偏移时,由于Q线圈与QR线圈间解耦特性被破坏,此时交叉互感 M_{13} 与 M_{24} 呈上升趋势,满足混合拓扑设计要求。

本文采用有限元仿真软件Maxwell对QDQP线圈与QRQP线圈进行建模仿真,线圈采用紧密缠绕方式,传能距离设计为125 mm,发射线圈与接收线圈采用相同结构,因此交叉耦合 $M_{13}=M_{24}$, $M_{12}=$

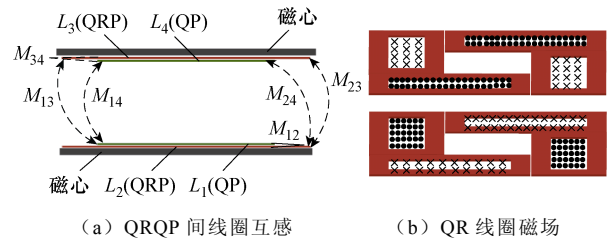


图2 QRQP线圈磁场分布

Fig.2 The shape of the magnetic field of the QRQP coil M_{34} 。固定QR线圈与QD线圈整体尺寸为417 mm×417 mm,其余线圈初始参数见表1。

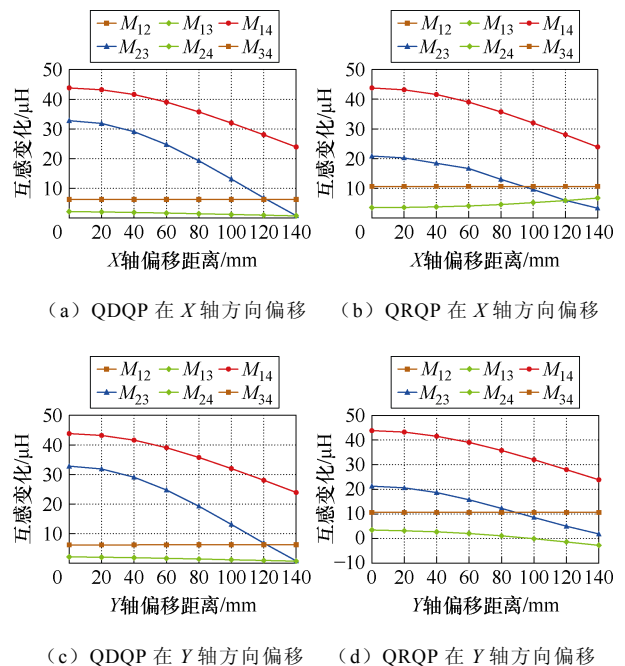
表1 线圈参数

Tab.1 Coil parameters

线圈形状	线圈组合	线圈尺寸/(mm×mm)	匝数
QRQP	QR	278×138.5	12
	Q	353.5×353.5	13
QDQP	QD	207×208	12
	Q	353.5×353.5	13

由于实际发射线圈中QR线圈与接收线圈中QP线圈存在导线直径和匝间距,因此本文通过分析两种线圈在X、Y、Z轴与角度偏移下互感变化曲线,其结果如图3所示。

从图3可以看出,当QRQP线圈向X轴发生偏移时,交叉互感 M_{13} 会逐渐增强,当向Y轴发生偏移时,交叉互感 M_{13} 会逐渐被削弱。因此QRQP线圈在X轴与Y轴方向抗偏移性并不相同。同时可以看出,在X轴偏移与在45°对角线偏移下,相较于QDQP线圈结构,QRQP线圈主互感 M_{14} 、 M_{23} 变化



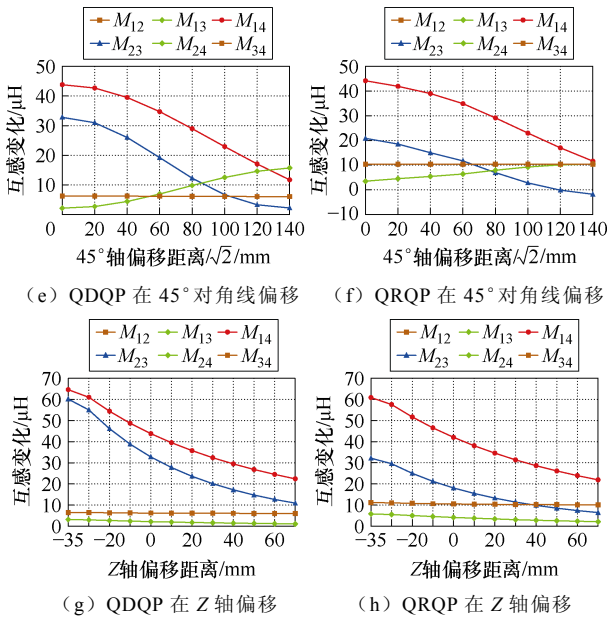


图 3 不同线圈偏移情况下互感变化特性

Fig.3 Variation characteristics of the mutual inductance

between coils under different offset conditions

趋势一致，而交叉耦和互感 M_{13} 、 M_{24} 变化趋势也基本相同。因此，在 X 轴偏移与角度偏移下 QRQP 线圈结构互感变化更为均匀，从而可保障系统输出电压波动的平缓性。但对于 Y 轴，由于交叉耦合互感 M_{13} 、 M_{24} 会持续减小至线圈极性相反，其电压波动特性还需依据系统的补偿电路结构进一步分析。

1.2 混合式补偿拓扑结构电路分析

本文提出的基于 QRQP 线圈的新型混合式补偿拓扑基本原理如图 4 所示。

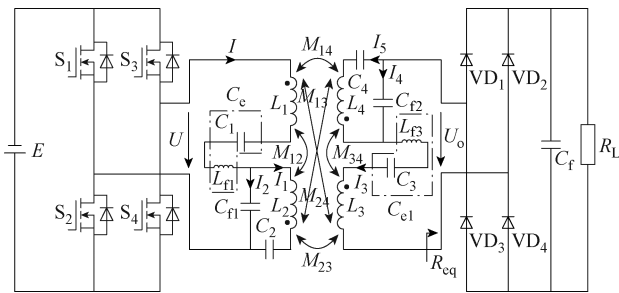


图 4 混合式补偿拓扑基本原理

Fig.4 Hybrid compensation topology schematic

逆变器由 MOSFET ($S_1 \sim S_4$) 组成，二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 组成全桥整流， L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 分别为发射线圈与接收线圈自感， C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_{f1} 、 C_{f2} 为补偿电容， C_f 为滤波电容， L_{f1} 、 L_{f3} 为补偿电感。4 个线圈间互感分别为 M_{14} 、 M_{23} 、 M_{13} 、 M_{24} 、 M_{12} 、 M_{34} 。其中， M_{14} 、 M_{23} 为主耦合， M_{12} 、 M_{34} 、 M_{13} 、 M_{24} 为交叉耦合。 E 为输入直流电压， U 为逆变器输

出电压。 U_o 为整流器输入电压， I 、 I_1 、 I_3 、 I_5 分别为流入发射与接收线圈电流， I_2 、 I_4 为流入电容 C_{f1} 电流， R_L 为负载电阻。

在该混合式补偿拓扑中，随着发射线圈与接收线圈偏移程度增大，即主耦合互感 M_{14} 、 M_{23} 逐渐降低，而交叉耦合互感 M_{13} 与 M_{24} 逐渐增加，此时 S-LCC 拓扑结构、LCC-S 拓扑结构与 LCC-LCC 拓扑结构输出电压随偏移距离增大而增大，而 S-S 拓扑结构输出电压则呈减小趋势，S-LCC、LCC-S、LCC-LCC 与 S-S 电路拓扑输出电压随线圈偏移表现出的变化趋势相反。故可根据以上特性，通过对混合拓扑补偿参数的优化设计并引入调节系数 K_1 与 K_2 ，同时调节补偿电感 L_{f1} 的值，将四种电路补偿拓扑特性融合到混合拓扑中，以实现电压输出波动更小，增强系统的抗偏移能力。

此外，通过补偿电路参数设计，实际发射线圈中补偿电感 L_{f1} 与补偿电容 C_1 还可以等效为一个补偿电容 C_e ，接收线圈中补偿电感 L_{f3} 与补偿电容 C_3 可以等效视为补偿电容 C_{e1} ，以进行电路特性简化分析，其关系为

$$\begin{cases} C_e = \frac{C_1}{1 - \omega^2 L_{f1} C_1} \\ C_{e1} = \frac{C_3}{1 - \omega^2 L_{f3} C_3} \\ \frac{1}{\omega C_1} - \omega L_{f1} \geq 0 \\ \frac{1}{\omega C_3} - \omega L_{f3} \geq 0 \end{cases} \quad (1)$$

由于电容体积、质量与寄生电阻远小于电感，因此这种新型混合拓扑相较于现有的研究而言^[20-24]，既降低了系统体积与质量，又提升了系统效率。

为简化分析，还可忽略系统寄生电阻，并采用基波近似法对系统进行分析^[27]。此时系统等效交流负载 R_{eq} 可表示为

$$R_{eq} = \frac{8R_L}{\pi^2} \quad (2)$$

设系统各补偿参数满足

$$\begin{cases} \omega_0^2 L_1 C_1 = \omega_0^2 L_3 C_3 = \omega_0^2 L_{f1} C_{f1} = \omega_0^2 L_{f3} C_{f2} = 1 \\ L_1 = L_4 \quad L_2 = L_3 \\ M_{12} = M_{34} \quad M_{13} = M_{24} \\ L_{f1} = L_{f3} \quad C_{f1} = C_{f2} \end{cases} \quad (3)$$

式中， ω_0 为系统的谐振角频率。

因此,可获得如图5所示的混合式补偿拓扑等效电路。

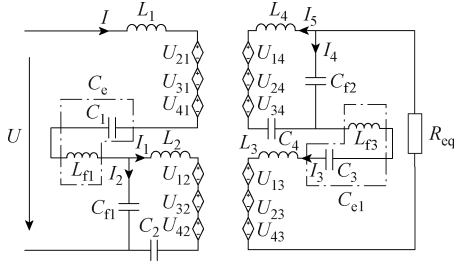


图5 混合式补偿拓扑等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of the hybrid compensation topology

由于线圈极性不同,此时系统中由互感 M_{14} 、 M_{23} 、 M_{13} 、 M_{24} 、 M_{12} 、 M_{34} 产生四组感应电压,可表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_{12} = -j\omega_0 M_{12} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{13} = j\omega_0 M_{13} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{14} = -j\omega_0 M_{14} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{21} = -j\omega_0 M_{12} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{23} = -j\omega_0 M_{23} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{24} = j\omega_0 M_{24} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{31} = j\omega_0 M_{13} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{32} = -j\omega_0 M_{23} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{34} = -j\omega_0 M_{34} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{41} = -j\omega_0 M_{14} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{42} = j\omega_0 M_{24} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_{43} = -j\omega_0 M_{34} \dot{I}_1 \end{cases} \quad (4)$$

式中, U_{mn} 分别为线圈 m 在线圈 n 上产生的感应电压, $m, n=1, 2, 3, 4$ 。

根据基尔霍夫电压、电流定律可列矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} & Z_{26} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} & Z_{36} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} & Z_{56} \\ Z_{61} & Z_{62} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & Z_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \\ \dot{I}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中

$$Z_{11} = j\omega_0 L_{f1} \quad Z_{12} = Z_{21} = Z_{46} = Z_{64} = -j\omega_0 M_{12}$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{26} = Z_{62} = j\omega_0 M_{13} \quad Z_{16} = Z_{61} = -j\omega_0 M_{14}$$

$$Z_{24} = Z_{42} = -j\omega_0 M_{23} \quad Z_{44} = j\omega_0 L_{f1} + R_{eq}$$

$$Z_{32} = Z_{33} = Z_{55} = Z_{56} = -1 \quad Z_{31} = Z_{54} = 1$$

$$Z_{13} = Z_{45} = -j\omega_0 L_{f1} \quad Z_{23} = Z_{65} = j\omega_0 L_{f1}$$

$$Z_{66} = j\omega_0 L_4 + \frac{1}{j\omega_0 C_4} \quad Z_{22} = j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2}$$

$$Z_{15} = Z_{51} = Z_{25} = Z_{52} = Z_{34} = Z_{35} = Z_{36} = Z_{43} = Z_{53} = Z_{63} = 0$$

为了简化分析,记在谐振频率 ω_0 处 LCC 补偿拓扑谐振电容为 C_{20} 、 C_{40} , 其与线圈和补偿电感的关系可表示为

$$\begin{cases} j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_{20}} = j\omega_0 L_{f1} \\ j\omega_0 L_4 + \frac{1}{j\omega_0 C_{40}} = j\omega_0 L_{f1} \end{cases} \quad (6)$$

由于混合式拓扑采用原边串联与副边串联的电路结构,同时系统存在交叉耦合 M_{12} 、 M_{34} 、 M_{13} 与 M_{14} , 此时 S-LCC、S-S、LCC-LCC 与 LCC-S 四种拓扑结构输出特性会相互影响导致系统失谐。故需引入调节系数 K_1 、 K_2 对 LCC 拓扑谐振时补偿电容 C_2 与 C_4 进行调谐,使得系统输出电压随偏移程度的增加波动更加平缓,提高系统的抗偏移性能。

设混合拓扑谐振时补偿电容 $C_2 = K_1 C_{20}$, $C_4 = K_2 C_{40}$ 。此时,设 L_2 与 C_2 组成的 LC 支路等效电感为 L_f , L_4 与 C_4 支路等效电感为 L_{f2} , 可获得

$$\begin{cases} j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} = j\omega_0 L_f \\ j\omega_0 L_4 + \frac{1}{j\omega_0 C_4} = j\omega_0 L_{f2} \end{cases} \quad (7)$$

联立式(6)和式(7)可得调谐系数 K_1 、 K_2 分别为

$$\begin{cases} K_1 = \frac{C_2}{C_{20}} = \frac{L_{f1} - L_2}{L_f - L_2} \\ K_2 = \frac{C_4}{C_{40}} = \frac{L_{f1} - L_4}{L_{f2} - L_4} \end{cases} \quad (8)$$

令

$$\begin{cases} k_{f1} = \frac{\sqrt{M_{14} M_{23}}}{L_{f1}} & k_{f2} = \frac{M_{13}}{L_{f1}} \\ k_{f3} = \frac{-M_{14}}{L_{f1}} & k_{f4} = \frac{-M_{12}}{L_{f1}} \\ k_{f5} = \frac{L_f - L_{f1}}{L_{f1}} & k_{f6} = \frac{L_{f2} - L_{f1}}{L_{f1}} \end{cases} \quad (9)$$

联立式(5)~式(9),可得系统输出电压 \dot{U}_o 为

$$\dot{U}_o = \dot{I}_3 R_{eq} = \frac{\dot{U} A R_{eq}}{B} \quad (10)$$

其中

$$\begin{cases} A = -k_{f2}^3 k_{f3} + b(k_{f3}^2 k_{f5} + k_{f1}^2 k_{f6}) + k_{f2} k_{f3} (b^2 + k_{f1}^2 + k_{f5} k_{f6}) \\ B = \sqrt{a^2 + c^2} \\ a = \omega_0 L_{f1} a_1 \\ b = 1 + k_{f4} \\ a_1 = 2bk_{f2}k_{f3}k_{f5} + 2bk_{f1}^2k_{f2}k_{f6} - \\ \quad k_{f3} \left[k_{f1}^4 + (b^2 - k_{f2}^2)^2 - 2k_{f1}^2 (b^2 + k_{f2}^2) - k_{f2}^2 k_{f5} k_{f6} \right] \\ c = k_{f3} (2bk_{f2}k_{f3} + k_{f3}^2 k_{f5} + b^2 k_{f6}) R_{eq} \end{cases} \quad (11)$$

观察式 (11) 可知, 当 R_{eq} 足够大时, k_{f1} 、 k_{f2} 、 k_{f3} 、 k_{f4} 、 k_{f5} 、 k_{f6} 、 b 同时满足

$$\max \{|k_{f1}|, |k_{f2}|, |k_{f3}|, |k_{f4}|, |k_{f5}|, |k_{f6}|, b\} < 1 \quad (12)$$

$$a \ll c \quad (13)$$

因此, 式 (10) 可简化为

$$\dot{U}_o = \frac{\dot{U}A}{k_{f3} (2bk_{f2}k_{f3} + k_{f3}^2 k_{f5} + b^2 k_{f6})} \quad (14)$$

此时电压增益系数 G_{iv} 可简化为

$$G_{iv} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}} = \frac{A}{k_{f3} (2bk_{f2}k_{f3} + k_{f3}^2 k_{f5} + b^2 k_{f6})} \quad (15)$$

由式 (15) 可知, 该系统的输出电压增益与负载无关。同时, 对于不同的线圈结构, 当系统发生偏移时, k_{f1} 的值会减小, k_{f2} 的值不变或增加, k_{f3} 的值会增加, 当给定线圈偏移变化趋势与输出电压波动范围, 即可通过优化补偿电感 L_{f1} 与调谐系数 K_1 、 K_2 调节输出电压增益系数 G_{iv} , 进而实现电压的平稳输出。

2 混合补偿拓扑优化与抗偏移特性分析

2.1 混合式补偿拓扑结构优化

设系统受到扰动时预期输出电压为 U_f , 输出电压波动为 U_d , 可获得相关系统性能表述为

$$\begin{cases} U_d = U_{omax} - U_{omin} \\ \delta = \max \left\{ \frac{U_{omax} - U_f}{U_f}, \frac{U_f - U_{omin}}{U_f} \right\} \\ \eta_d = \eta_{omax} - \eta_{omin} \end{cases} \quad (16)$$

式中, U_d 为线圈在一定范围内发生偏移且负载 R_L 发生变化时输出最大电压 U_{omax} 与最小电压 U_{omin} 的差; η_d 为线圈在一定范围内发生偏移且负载 R_L 发生变化时输出最大效率 η_{omax} 与最小效率 η_{omin} 的差; δ 为电压波动区间。

由式 (12) ~ 式 (15) 可知, 通过调节 L_{f1} 、 K_1 、 K_2 的值, 可以使输出电压与负载无关, 同时可以保持输出电压恒定。

设定 R_L 范围为 20~100 Ω , 基准输出电压波动区间为 δ_f , 输入电压为 250 V, 约束条件为: $R_L = 20 \Omega$, 输出功率 $P \geq 1 \text{ kW}$ 。如图 3 所示, 由于 45° 角偏移时线圈间互感变化最大, 故当线圈沿 45° 对角线从 0 mm 偏移至 $140\sqrt{2}$ mm 时, 其输出特性变化最大。因此, 本文根据 45° 角偏移时线圈互感变化特性, 对基于 QRQP 线圈的混合式补偿拓扑结构在不同的 K_1 、 K_2 与 L_{f1} 取值下的抗偏移性进行分析, 其优化流程如图 6 所示。

本文采用了迭代方式对 L_{f1} 、 K_1 、 K_2 进行优化。对 1.1 节所提 QRQP 线圈分析, 当线圈正对时, 互感 M_{14} 、 M_{23} 、 M_{13} 、 M_{12} 分别为 43.818 6、20.452、10.607、3.294 μH , 根据式 (12) 约束条件可知, L_{f1} 应不小于 30 μH 。在优化过程中 L_{f1} 以 2 μH 为检索步长, 对其进行了 30~50 μH 范围内最优值的分析。分析过程中发现当 $L_{f1} \geq 50 \mu\text{H}$ 时, 其电压波动区间 δ 已完全不满足约束条件。受限于文章篇幅, 本文分别选取 30 μH 、40 μH 、50 μH 用来分析调节 L_{f1} 、 K_1 、 K_2 时其电压波动与效率波动变化规律。

2.2 混合式补偿拓扑结构抗偏移特性分析

当 $L_{f1} = 30 \mu\text{H}$ 时, 调节 K_1 与 K_2 , 其输出电压与输出效率波动如图 7 所示。可以看出, 当固定 L_{f1} 与 K_1 不变时, 随着 K_2 的增加, 其输出电压波动 U_d 先减小后增加, 系统效率波动 η_d 则不断增加。当 $K_1 = 1.08$, $K_2 = 1.12$ 时, 此时输出电压波动达到最低点, 最低点为 14.459 V, 此时系统效率波动为 28.34%。当固定 L_{f1} 与 K_2 不变, 随着 K_1 的增加, 其输出电压波动 U_d 会先减小后增加, 系统效率波动 η_d 在不断降低。同时可以看出, 固定 L_{f1} 不变, 当调谐系数 $K_1 > 1.24$ 时, 系统效率波动 η_d 随 K_1 变化基本不变, 此时 K_1 主要影响输出电压波动 U_d 。故可以在确定 L_{f1} 与 K_1 的基础上调节 K_2 , 从而使输出电压波动 U_d 与效率波动 η_d 最小。

增大 L_{f1} 至 40 μH 或 50 μH 时, 调节 K_1 与 K_2 , 其输出电压与系统效率波动分别如图 8 所示。从图

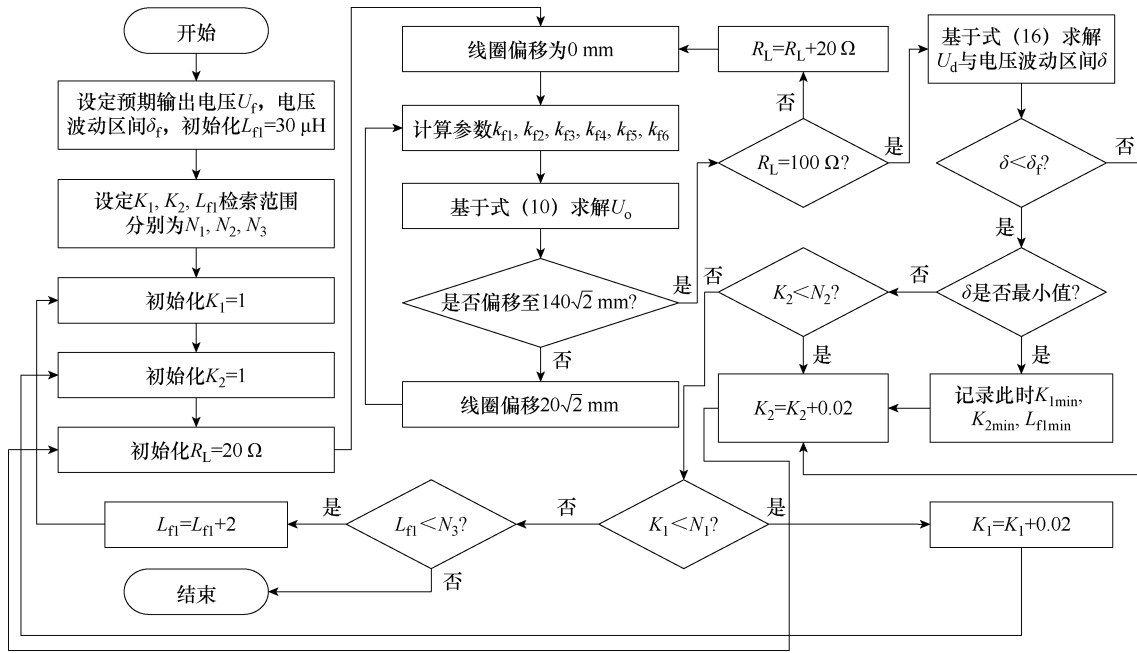
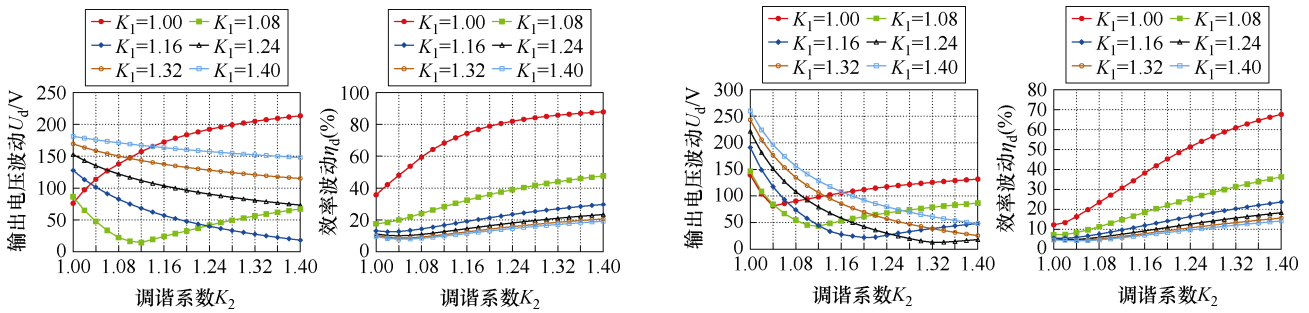


图6 系统优化流程

Fig.6 System optimization flow chart

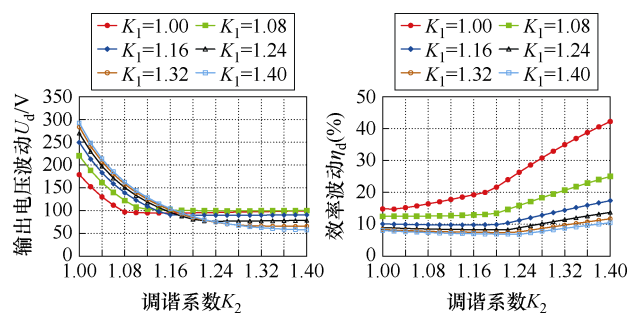


(a) K_1, K_2 变化下输出电压波动 (b) K_1, K_2 变化下系统效率波动

图7 $L_{f1}=30\mu H$ 下输出电压与系统效率波动

Fig.7 Fluctuation of the output voltage and system efficiency when $L_{f1}=30\mu H$

8中可以看出,当固定 K_1, K_2 不变时,随着 L_{f1} 增加,系统效率波动 η_d 不断降低,输出电压波动 U_d 对应最小值先减小后增大,且最小值对应 K_2 逐渐增大。当 $L_{f1}=40\mu H, K_1=1.24, K_2=1.32$ 时,输出电压波动达到最低点,最低点为12.8122V,此时系统效率波动为15.608%。当 $L_{f1}=50\mu H, K_1 < 1.16$ 时,输出电压波动 U_d 随 K_2 增加趋于定值100V,随着 K_1 继续增加,输出电压波动 U_d 随 K_2 变化趋势基本一致,此时调节 K_1 对输出电压波动影响不大。因此,可通过寻找最优的 L_{f1}, K_1 与 K_2 ,使得系统在偏移下输出电压波动降低。需要指出的是,当 L_{f1} 过大时,系统输出电压波动本身已趋于稳定,此时,再通过调节 K_1 和 K_2 对减小系统输出电压波动的作用相对较小。综上所述,本文中 L_{f1} 的取值确定为 $40\mu H$ 。



(c) $L_{f1}=50\mu H$ 下输出电压波动 (d) $L_{f1}=50\mu H$ 下系统效率波动

图8 不同 L_{f1} 设计下输出电压与系统效率波动

Fig.8 Fluctuation of the output voltage and system efficiency with different L_{f1}

3 实验验证

为了验证本文所提混合式补偿拓扑及其参数优化方法的有效性,结合图4所给出的系统电路结构与表1所设计的QRQP线圈结构参数搭建了1kW

的实验样机对优化后混合拓扑进行性能验证, 所采用的 QRQP 线圈如图 9 所示, 传能距离为 125 mm, 电路参数见表 2。

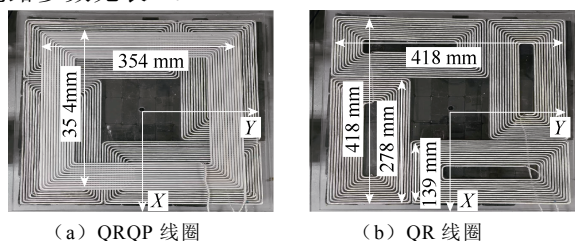


图 9 QRQP 线圈结构

Fig.9 Structure of the QRQP coil

表 2 实验电路参数

Tab.2 Experimental circuit parameters

参 数	数 值
E/V	250
f/kHz	85
U_o/V	157
$L_{f1}/\mu H$	40
$L_{f3}/\mu H$	40
C_1/nF	25.32
C_2/nF	29.1
C_3/nF	18.621
C_4/nF	47.2
$L_1/\mu H$	138.529
$L_2/\mu H$	188.28
$L_3/\mu H$	187.78
$L_4/\mu H$	137.829
C_e/nF	35.231
C_{e1}/nF	23.53
C_{f1}/nF	88.23
C_{f2}/nF	88.7
δ (%)	5
$M_{12}/\mu H$	10.441
$M_{13}/\mu H$	20.864
$M_{14}/\mu H$	44.192
$M_{23}/\mu H$	3.494
K_1	1.24
K_2	1.32

实验装置如图 10 所示。实验中发射侧使用 ITECH IT6006D-800-20 直流电源供电, 使用 Keysight N2783B 示波器测量实验波形, 采用 Yokogawa WT1800 功率分析仪对系统功率及效率进行测量。

为了验证基于 QRQP 线圈结构的混合拓扑抗偏移特性与负载无关特性, 实验中首先选取负载 $R_L=$

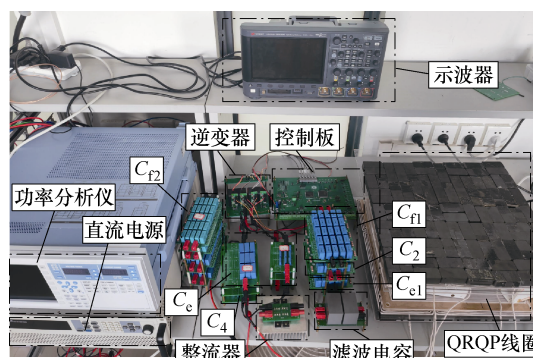
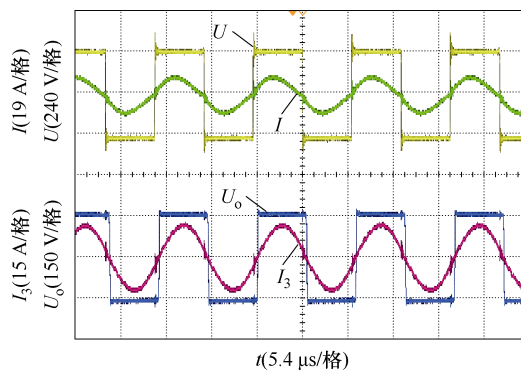


图 10 实验装置

Fig.10 Experimental prototype

20Ω , 以发射线圈与接收线圈正对时负载 R_L 输出电压 U_R 为基准电压 U_f , 设定基准输出电压波动区间 δ_f 为 5%。此时系统的原副边电压波形与关键节点功率、效率如图 11 所示, 其中 U 为逆变器输出电压, I 为逆变器输出电流, U_o 为整流器输入电压, I_3 为整流器输入电流。



(a) 正对时系统波形

Item	Value	Label
U_{dc1}/V	249.39	E
I_{dc1}/A	5.350	I_{in}
P_1/kW	1.3344	P_{in}
U_{dc4}/V	156.56	U_R
I_{dc}/A	7.839	I_o
P_4/kW	1.2273	P_o
η (%)	91.977	η
L_{oss1}/W	107.06	

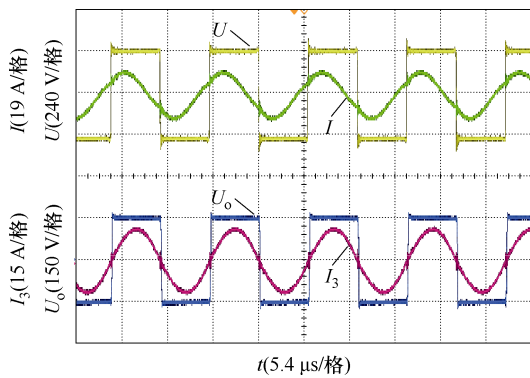
(b) 系统输出功率、效率

图 11 实验波形与系统输出功率、效率

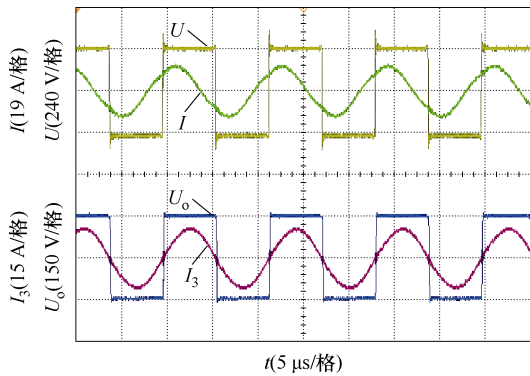
Fig.11 Experimental waveforms and system output efficacy

此时直流侧输入电压 $E=249.39 V$, 直流电源输入电流 $I_{in}=5.350 A$, 负载 R_L 输出电压 $U_R=156.56 V$, 输出功率 $P_o=1.2273 kW$, 整机效率为 91.977%。系统基准电压 $U_f=156.56 V$ 。

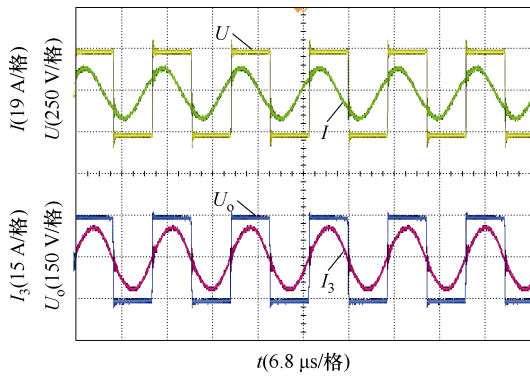
图 12 为不同工况下系统输出波形。从图中可以看出, 当负载大范围变化且线圈在平面各方向或垂



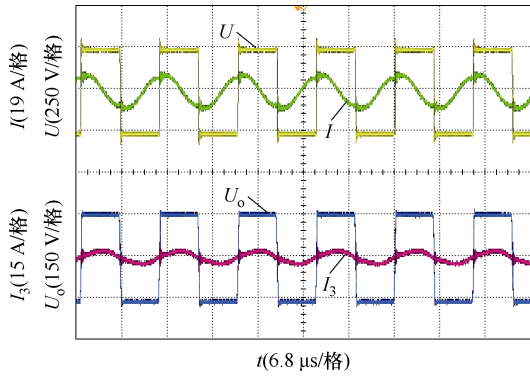
(a) $R_L=20\ \Omega$ 下沿 X 轴偏移 140 mm 系统波形



(b) $R_L=20\ \Omega$ 下沿 Y 轴偏移 100 mm 系统波形



(c) $R_L=20\ \Omega$ 下沿 45° 对角线偏移 $140\sqrt{2}$ mm 系统波形



(d) $R_L=100\ \Omega$ 下沿 Z 轴偏移 +70 mm 时系统波形

图 12 不同工况下系统输出波形

Fig.12 The system outputs waveforms under different working conditions

直方向偏移时, 系统输出电压基本不变, 这表明系统在各方向均具有良好的抗偏移性。

当负载 R_L 在 $20\sim 100\ \Omega$ 范围内变化时, 负载线圈分别沿 X 轴、Y 轴、Z 轴与 X 轴和 Y 轴成 45° 角下变化时, 系统输出电压与效率如图 13~图 16 所示。

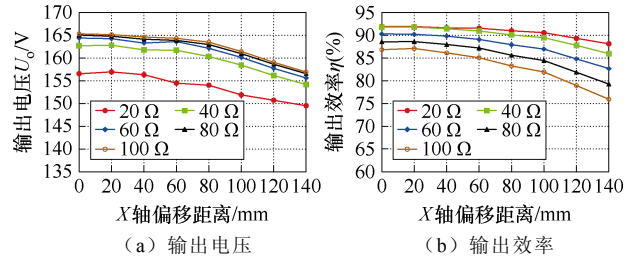


图 13 沿 X 轴偏移同时 R_L 变化时输出电压与效率

Fig.13 The output voltage and efficiency with X-misalignment while the R_L changes

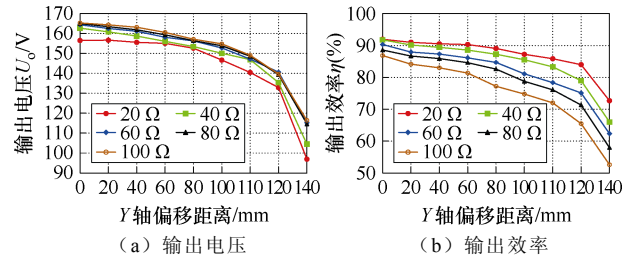


图 14 沿 Y 轴偏移同时 R_L 变化时输出电压与效率

Fig.14 The output voltage and efficiency with Y-misalignment while the R_L changes

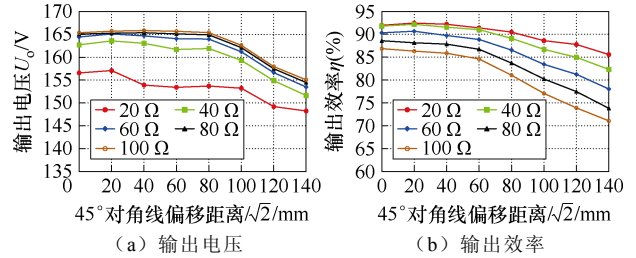


图 15 沿 45° 偏移同时 R_L 变化时输出电压与效率

Fig.15 The output voltage and efficiency with diagonal misalignment while the R_L changes

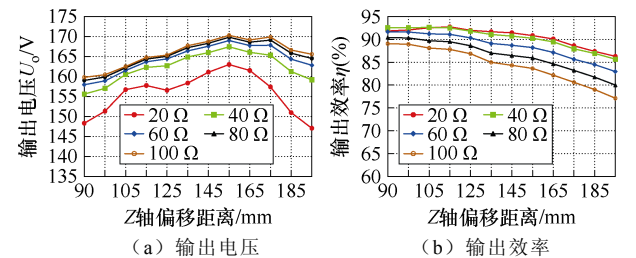


图 16 沿 Z 轴偏移同时 R_L 变化时输出电压与效率

Fig.16 The output voltage and efficiency with Z-misalignment while the R_L changes

可以看出, 系统输出电压随平面偏移距离的增加而降低, 随原副边气隙增加先增加后降低, 随负

载 R_L 的增加而增加, 当负载电阻 $R_L > 80 \Omega$ 时, 其输出电压随负载电阻变化基本不变, 这与理论分析一致。且系统效率随偏移距离增加而不断降低, 随负载电阻 R_L 的增加先上升后降低, 且负载电阻越大, 系统效率随偏移距离下降越快。当系统从正对沿 45° 角偏移 $140\sqrt{2} \text{ mm}$, 负载 R_L 从 20Ω 变为 100Ω 时, 由于实际中电容误差与连接导线等存在电阻, 输出电压波动 U_d 最大为 17 V , 此时系统输出效率波动最大为 21.92% , 因此实验与理论基本相符。当 $R_L > 40 \Omega$ 且固定负载不变时, 系统在 X 轴偏移 $0 \sim 80 \text{ mm}$, 45° 角偏移 $0 \sim 80\sqrt{2} \text{ mm}$ 下, 系统输出电压波动小于 1.27% , 系统输出效率始终大于 81% 。沿 X 轴偏移 $0 \sim 140 \text{ mm}$, 45° 角偏移 $0 \sim 140\sqrt{2} \text{ mm}$ 且负载在 $20 \sim 100 \Omega$ 内变化时, 其输出电压波动区间 δ_f 始终小于 5% 。当系统发生垂直偏移 $-35 \sim 70 \text{ mm}$ 且负载在 $20 \sim 100 \Omega$ 内变化时, 其输出电压波动区间 δ_f 为 $-5\% \sim 8\%$, 系统效率始终大于 70% 。

此外, 需要指出的是, 由于线圈结构在 Y 轴偏移时交叉互感 M_{13} 持续减小, 当偏移距离大于 105 mm 时, 此时 QR 线圈与 QP 线圈同名端会发生变化, 因此系统输出电压与输出效率会急速下降。因此当系统沿 Y 轴偏移小于 105 mm 时, 系统输出电压波动区间 δ_f 始终小于 5% 。同时由于系统偏移后系统呈容性, 且系统中无补偿电感, 故系统可以以较高效

率运行。

图 17 为当接收线圈完全移除时逆变器输出电压与两个发射线圈输出电流。其中, I 为发射线圈 L_1 中流入电流, I_1 为发射线圈 L_2 中流入电流。当接收线圈完全移除时, 由于对系统参数进行了优化, 系统并非处于完全谐振状态, 故发射线圈中电流将有些增大, 但并不会导致逆变器短路, 因此所提混合拓扑系统可以安全工作。

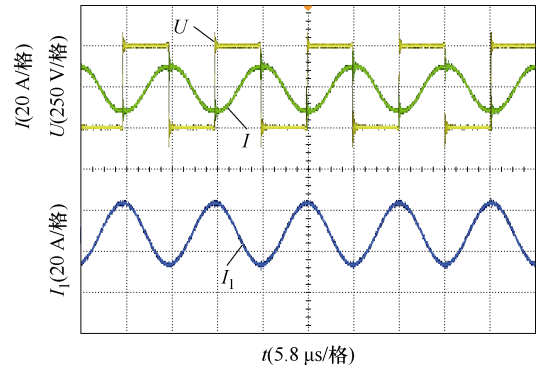


图 17 负载移除时系统波形

Fig.17 The waveforms of the system when the load is moved out from the system

同时, 为了进一步对比分析本文所提出的基于 QRQP 线圈的混合式补偿拓扑结构的优缺点, 本文将现有相关研究^[23-27]与本文的实验结果进行了对比分析, 见表 3。可以看出, 对比现有拓扑结构, 本

表 3 与现有工作对比

Tab.3 Comparisons with existing methods

文献	拓扑连接方式	拓扑结构	线圈形状	线圈尺寸/ (cm×cm)	偏移距离/cm		输出波动 (%)	补偿电感 个数	负载变化 范围/ Ω	对原边 电流的限制
[23]	原边并联	LCC-LCC	交叠单极性线圈	39.1×73.8	$X: \pm 16$	$Y: \text{N/A}$	5	1+1	N/A	否
	副边并联	S-S			$Z: \text{N/A}$	$45^\circ: \text{N/A}$				
[24]	原边串联	LCC-LCC	交叠单极性线圈	39.1×77.5	$X: \pm 16$	$Y: \pm 10$	5	0+1	N/A	是
	副边串联	S-S			$Z: \text{N/A}$	$45^\circ: \text{N/A}$				
[25]	原边并联	LCC-LCC	DD 线圈	24×12	$X: \pm 7$	$Y: \pm 7$	16.6	1+1	10~25	否
	副边并联	S-S	DD 线圈	24×12	$Z: +4$	$45^\circ: \text{N/A}$				
[26]	原边串联	LCC-S	DD 线圈	40×40	$X: \pm 20$	$Y: \text{N/A}$	5	0+1	25~70	是
	副边并联	S-LCC	Q 线圈	40×40	$Z: -2 \sim 4$	$45^\circ: \text{N/A}$				
[27]	原边串联	LCC-S	Q 线圈	40×40	$X: \pm 15$	$Y: \pm 15$	$X/Y/Z: 5$	0+1	16~32	是
	副边并联	S-LCC	QD 线圈	40×40	$Z: -2 \sim 3.5$	$45^\circ: \pm 15\sqrt{2}$	$45^\circ: 58.31$			
本文	原边串联	LCC-S	QR 线圈	41.7×41.7	$X: \pm 14$	$Y: \pm 10.5$	$X/Y/45^\circ: 5$	0+0	$R_L > 20$	是
	副边串联	LCC-LCC								
		S-LCC								

注: N/A 指不能实现。

文所提基于 QRQP 线圈的混合拓扑可以在平面各向偏移与垂直偏移较大范围内实现电压平稳输出, 并且输出电压在负载 $R_L > 20 \Omega$ 时与负载无关, 同时当接收线圈完全移出时系统可以限制逆变器输出电流。由于系统不包含补偿电感, 因此该方案可以在保证系统结构紧凑下同时系统输出效率较高。但与文献[27]相比, 该方案在 Y 轴抗偏移范围较小。

4 结论

本文提出了一种基于 QRQP 线圈结构的混合拓扑结构来提升系统的抗偏移性。该混合拓扑由 S-LCC、LCC-S、S-S 与 LCC-LCC 拓扑结构组成, 所提混合拓扑可以提升平面偏移与垂直偏移下的抗偏移性, 且当负载断开时该混合拓扑可以限制原边电流突变, 避免系统损坏。此外基于 QRQP 线圈的偏移特性对该混合拓扑的参数提出了设计优化方法, 并设计了 1 kW 系统对其进行验证。实验表明, 在选取合适的 L_{f1} 、 K_1 与 K_2 下, 系统负载变化 5 倍且在 X 轴偏移 ± 140 mm、Y 轴偏移 ± 105 mm 与 45° 偏移 $\pm 140\sqrt{2}$ mm 下输出电压波动始终小于 5%, 在 Z 轴偏移 $-35 \sim 70$ mm 下系统输出电压波动小于 8%, 且当 $R_L > 20 \Omega$ 时系统输出电压波动与负载无关。

参考文献

- [1] 贾舒然, 段善旭, 陈昌松, 等. 实现效率优化的无线电能传输系统双侧多周期不对称电压激励方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(17): 4597-4609.
Jia Shuran, Duan Shanxu, Chen Changsong, et al. Dual-side multi-period asymmetrical voltage excitation control for wireless power transfer system for efficiency optimization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(17): 4597-4609.
- [2] 周玮, 高侨, 陈泽林, 等. 基于同侧解耦型电场耦合机构的多发射多接收无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4811-4822.
Zhou Wei, Gao Qiao, Chen Zelin, et al. Multi-transmit and multi-recvie wireless power transmission system based on same-side decoupling electric field coupling mechanism[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4811-4822.
- [3] 谭平安, 许文浩, 上官旭, 等. 无线电能传输系统中组合串绕六边形线圈的互感建模及参数优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(9): 2299-2309.
Tan Ping'an, Xu Wenhao, Shangguan Xu, et al. Mutual inductance modeling and parameter optimization of wireless power transfer system with combined series-wound hexagonal coils[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(9): 2299-2309.
- [4] 陈阳, 杨斌, 彭云尔, 等. 感应式无线电能传输系统抗偏移技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(14): 5537-5557.
Chen Yang, Yang Bin, Peng Yun'er, et al. Review of anti-misalignment technology in inductive wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(14): 5537-5557.
- [5] 夏晨阳, 任刚, 韩毅, 等. 基于正交 DD 线圈副边去耦合干扰的双负载无线电能传输系统[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 161-167.
Xia Chenyang, Ren Gang, Han Yi, et al. Double-load wireless power transfer system with secondary-side interference decoupling based on orthogonal DD coil[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 161-167.
- [6] 朱郭福, 李建贵, 王隆扬, 等. 电动汽车动态无线充电系统弯道互感跌落研究及改进[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 228-235.
Zhu Guofu, Li Jianguo, Wang Longyang, et al. Research and improvement of mutual inductance drop at corner in dynamic wireless charging system for electric vehicles[J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 228-235.
- [7] 葛凯梁, 仇钧, 朱海. 基于中继线圈的电动汽车静态无线充电系统抗偏移性能提升研究[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 35-42.
Ge Kailiang, Qiu Jun, Zhu Hai. Research on improvement of anti-misalignment capacity of static wireless charging system for electric vehicles based on relay coil[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 35-42.
- [8] 谢诗云, 杨奕, 李恋, 等. 基于双极性耦合磁场调控的高抗偏移偏转无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4838-4852.
Xie Shiyun, Yang Yi, Li Lian, et al. Wireless power transfer system with high misalignment tolerance based on bipolar coupling magnetic-field control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4838-4852.
- [9] 陈舒欣, 李洪畅, 汤屹. Extending the

- operating region of inductive power transfer systems through dual-side cooperative control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(11): 9302-9312.
- [10] Kim M, Joo D M, Lee B K. Design and control of inductive power transfer system for electric vehicles considering wide variation of output voltage and coupling coefficient[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(2): 1197-1208.
- [11] Li Yanling, Du Hao, He Zhengyou, et al. Robust control for the IPT system with parametric uncertainty using LMI pole constraints[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(1): 1022-1035.
- [12] Zhang Zhen, Shen Shen, Liang Zhenyan, et al. Dynamic-balancing robust current control for wireless drone-in-flight charging[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(3): 3626-3635.
- [13] Gati E, Kampitsis G, Manias S. Variable frequency controller for inductive power transfer in dynamic conditions[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(2): 1684-1696.
- [14] Miller J M, Onar O C, Chinthavali M. Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2015, 3(1): 147-162.
- [15] Aditya K, Sood V K, Williamson S S. Magnetic characterization of unsymmetrical coil pairs using Archimedean spirals for wider misalignment tolerance in IPT systems[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2017, 3(2): 454-463.
- [16] Zaheer A, Hao Hao, Covic G A, et al. Investigation of multiple decoupled coil primary pad topologies in lumped IPT systems for interoperable electric vehicle charging[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(4): 1937-1955.
- [17] 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.
- [18] Zaheer A, Covic G A, Kacprzak D. A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(7): 3288-3301.
- [19] Ahmad A, Alam M S, Mohamed A A S. Design and interoperability analysis of quadruple pad structure for electric vehicle wireless charging application[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2019, 5(4): 934-945.
- [20] 张艺明, 王辉, 沈志伟, 等. 利用混合拓扑实现强抗偏移性能的紧凑型电动汽车无线充电系统[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(8): 2979-2986.
- Zhang Yiming, Wang Hui, Shen Zhiwei, et al. Misalignment-tolerant compact electric vehicle wireless charging system by using hybrid topology[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(8): 2979-2986.
- [21] Villa J L, Sallan J, Sanz Osorio J F, et al. High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 945-951.
- [22] Yao Yousu, Wang Yijie, Liu Xiaosheng, et al. Analysis and design of an S/SP compensated IPT system to minimize output voltage fluctuation versus coupling coefficient and load variation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(10): 9262-9272.
- [23] Zhao Lei, Thrimawithana D J, Madawala U K. Hybrid bidirectional wireless EV charging system tolerant to pad misalignment[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(9): 7079-7086.
- [24] Zhao Lei, Thrimawithana D J, Madawala U K, et al. A misalignment-tolerant series-hybrid wireless EV charging system with integrated magnetics[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(2): 1276-1285.
- [25] Ke Guangjie, Chen Qianhong, Xu Ligang, et al. Analysis and optimization of a double-sided S-LCC hybrid converter for high misalignment tolerance[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(6): 4870-4881.
- [26] Qu Xiaohui, Yao Yunchang, Wang Dule, et al. A family of hybrid IPT topologies with near load-independent output and high tolerance to pad misalignment[J]. *IEEE Transactions on Power Elec-*

- tronics, 2020, 35(7): 6867-6877.
- [27] Chen Yang, Yang Bin, Zhou Xiaobing, et al. A hybrid inductive power transfer system with misalignment tolerance using quadruple-D quadrature pads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6039-6049.
- [28] Zhang Yiming, Chen Shuxin, Li Xin, et al. Design of high-power static wireless power transfer via magnetic induction: an overview[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2021, 6(4): 281-297.
- [29] Rituraj G, Kushwaha B K, Kumar P. A unipolar coil arrangement method for improving the coupling coefficient without ferrite material in wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(2): 497-509.
-
- 作者简介
刘 旭 男, 1990 年生, 副教授, 博士生导师, 研究方向为无线电能传输技术。
E-mail: xu.liu@cumt.edu.cn
杨龙月 男, 1988 年生, 副教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术。
E-mail: yanglongyue@cumt.edu.cn (通信作者)

Optimization of Hybrid Compensation Topology and Anti-Offset Performance of Wireless Power Transfer System Based on QRQP Coil

Liu Xu Cao Yupeng Xia Chenyang Yang Longyue

(School of Electrical Engineering China University of Mining and Technology Xuzhou 221008 China)

Abstract For the wireless charging systems for electric vehicles (EVs), the misalignment phenomenon due to inaccurate parking is the most significant issue, which causes non-negligible negative impacts on the power efficiency and amount. That is because the positional misalignment between coils leads to significant changes in parameters such as mutual inductance, which in turn causes dramatic fluctuations in the system's output voltage and efficiency. It potentially prevents the system from functioning correctly or even damages it. Therefore, research on the anti-misalignment capability of EV wireless charging systems is crucial. Current research focuses on high-frequency inverter control, coupling mechanism design, and compensation topology design. However, these methods fail to maintain a constant output voltage when both coil misalignment and large variations in load occur. This paper proposes a novel hybrid compensation topology based on the QRQP coil.

This paper uses finite element simulation software to investigate a QRQP coil and its misalignment and coupling characteristics. To reduce output voltage fluctuations caused by coil misalignment and large variations in load, a novel hybrid topology is introduced based on the QRQP coil. This topology leverages the principle of opposing output characteristics between S-LCC, LCC-S, LCC-LCC, and SS topologies. Detailed design guidelines for the parameters and optimization strategies are proposed. Meanwhile, the system's anti-misalignment capability under different parameter selections is analyzed. Finally, optimal system parameters are selected and analyzed. The optimized system can maintain a constant output voltage under various misalignment angles and load variations within a specific range. When the receiving coil is removed, the primary-side current can be effectively limited, which ensures the system's safety.

The proposed topology has been validated through a 1 kW laboratory prototype. Experimental results show that when the load resistance varies from 20 Ω to 100 Ω , the system maintains output voltage fluctuations of less than 5% under X -axis misalignment from -140 mm to +140 mm, Y -axis misalignment from -105 mm to +105 mm, and diagonal misalignment along the XY -axis from -200 mm to +200 mm. When the load resistance varies from 20 Ω to 100 Ω and the coils' vertical distance changes from -35 mm to 70 mm, the output voltage fluctuation can be kept within 8%. Furthermore, since the system exhibits capacitive behavior after misalignment and has no compensating inductance, it can operate with high efficiency. Analysis under extreme conditions

shows that when the receiving coil is removed, the optimized hybrid topology effectively limits the primary-side current surge, preventing system damage.

The following conclusions can be drawn. (1) The proposed optimization theory for the novel hybrid topology is consistent with the experimental results. (2) The optimized hybrid compensation topology based on the QRQP coil can effectively reduce output voltage fluctuations when coil misalignment and large variations in load occur simultaneously. (3) When removing the receiving coil, the optimized hybrid topology effectively limits the primary-side current surge, preventing system damage.

Keywords: Wireless power transfer, coil structure, hybrid topology, misalignment tolerance

(编辑 陈 诚)