

抗偏移磁感应耦合式 AUV 无线充电系统的设计

张云昊 何 敏

(上海海事大学物流工程学院 上海 201306)

摘要:针对水下自主航行器无线充电系统在复杂环境中易产生偏移、传输功率与效率不稳定的问题,提出了一种抗偏移性能优异的磁感应耦合式无线充电系统。通过磁芯与线圈结构设计,优化了磁路走向,与现有结构相比,在空间占用、磁场约束及抗偏移性能方面更优。同时选择了补偿网络,使用受控源模型分析恒流输出性能,通过ZVS方法进行参数设计,降低额外损耗。仿真结果表明,该无线充电系统在横向偏移20 mm及纵向偏移15 mm时,耦合系数衰减在20%以内,在旋转偏移15°时耦合系数衰减在15%以内。在负载增大10倍时输出电流波动保持在10%以内。制作了磁耦合结构,各方向偏移时耦合系数衰减均保持在25%以内。进行了硬件实验,样机传输效率为83%,在各方向偏移时传输功率均保持在最高功率的70%以上,传输效率保持在70%以上。

关键词:水下自主航行器;抗偏移;磁感应耦合;无线充电;补偿网络

中图分类号: TM724; TN86 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.99

Design of misalignment-tolerant magnetic induction coupler for AUV wireless charging system

Zhang Yunhao He Min

(School of Logistics Engineering, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

Abstract: To address the issues of misalignment and unstable transmission power and efficiency in complex environments for Autonomous Underwater Vehicle wireless charging systems, a magnetic induction coupling wireless charging system featuring high misalignment tolerance is proposed. The magnetic core and coil structures are designed to optimize the magnetic path. Compared with existing systems, it has better space efficiency, magnetic field control, and anti-misalignment performance. A compensation network for the system is selected based on anti-misalignment performance. The constant current output performance is evaluated through controlled source model. The ZVS method is applied in parameter design to minimize extra losses. Simulation results show that the wireless charging system maintains coupling coefficient attenuation within 20% for lateral offsets of 20 mm and longitudinal offsets of 15 mm, and within 15% for rotational offsets of 15°. The output current fluctuation remains within 10% when the load is increased by ten times. The magnetic coupling structure was fabricated, and the coupling coefficient attenuation remains within 25% under misalignment in all directions. The hardware experiment was conducted, with experimental results showing 83% transmission efficiency at 10 Ω load with 25 V input voltage. When subjected to maximum design-range offsets in various directions, the system maintains transmission power above 70% of its peak value while sustaining transmission efficiency exceeding 70%.

Keywords: autonomous underwater vehicle; misalignment tolerance; magnetic inductive coupling; wireless charging; compensation network

0 引言

进入21世纪,对海洋的勘探、开发与资源利用已经

成为各国经济发展的一个重要方向。随着我国建设海洋强国战略的确定,海洋事业持续快速发展,水下自主航行器(autonomous underwater vehicle, AUV)作为探测海洋的重要装备,在海洋资源开发、生物研究、生态保护以及国

土安全保障等领域发挥了重要作用^[1]。

无线充电技术(wireless power transfer, WPT)近年来飞速发展,由于无人水下设备的能源供给问题始终没有得到彻底解决,更换电池与水下电缆等传统电能补给方式存在自动化程度低、维护成本高与活动范围受限等问题,而将无线充电技术应用于水下设备充电,能够提高充电安全性、可靠性、灵活性和隐蔽性,增强水下设备的工作能力,其典型应用案例是 AUV 与海底基站或母船对接充电^[2]。目前,人们正在将无线充电技术逐步应用于 AUV 领域,而由于海水的高导电性与环境不稳定性等因素对充电方式的限制,基于磁场耦合方法的无线充电技术较为常见^[3]。

磁感应耦合式水下无线充电系统通常由直流电源、逆变电路、发射端侧补偿网络、发射线圈、接收线圈、接收端侧补偿网络、整流电路及电池组成。直流电源输出的直流信号经逆变电路转换为交流信号,经过补偿网络传输至发射端的发射线圈后形成交变电磁场,通过电磁感应,交变电磁场信号耦合至接收端的接收线圈,被转换为交流信号,再经补偿网络和整流电路转换为直流信号,即可为电池充电^[4]。

无线电能传输技术是实现“电—磁—电”能量转换的技术,而磁耦合结构即线圈与磁芯等结构是电磁能量交互的重要部分,其设计是否合理决定了整个无线充电系统传输功率的能力。同时,发射端和接收端之间由于气隙存在、漏感较大,导致了无线充电系统中无功功率增多,需要通过合理设计电感与电容组成的补偿网络,以降低系统的无功功率,提高系统的能量传输效率与带负载能力^[5]。

和其他充电系统如陆上无线充电系统一样,输出功率和传输效率是水下无线充电系统的主要性能指标,而磁耦合结构、发射端侧补偿网络、接收端侧补偿网络这 3 部分的性能又是这些性能指标的重要影响因素^[6]。但在常见陆上无线充电系统中,发射端与接收端基本不会产生偏移,即发射端和接收端位置固定,耦合程度也能保持稳定,因此整个系统的输出功率与传输效率能保持稳定。而当无线充电系统应用于水下环境时,通常因为水流冲击等环境因素,磁耦合结构的发射端与接收端不能够完全对齐,经常发生横向、纵向及旋转错位的偏移,直接引起输出功率和效率的变化。此外,偏移还会引起接收端电路反映阻抗的变化,亦会造成输出效率减小及输出功率不稳定的问题^[5]。

因此,要提高水下无线充电系统的性能指标,改善系统的抗偏移能力尤为重要,即无论在对准情况还是偏移情况下,系统都能保持较高的输出功率与传输效率,输出稳定。

现有的水下无线充电系统抗偏移能力研究,通常从

磁耦合结构设计与补偿电路设计两个方面入手^[7],通过磁耦合结构的设计与优化来减小偏移时耦合情况的变化,并通过补偿网络的选择与参数优化来减小无功功率,保证负载无关的输出。且当前水下 AUV 通常被设计为纺锤形状的圆柱外形,内部空间被仪器舱、电池舱与推进舱等充分占用,无线充电机构的空间十分有限^[5]。因此,本文针对小型圆柱外形 AUV 的水下无线充电场景,分别对磁耦合结构与补偿网络进行了优化设计。

适用于 AUV 水下无线充电的磁耦合结构主要包含磁芯与线圈两部分,磁芯的设计主要是为了限制磁路走向、提高传输效率,而线圈设计需要配合磁芯结构,根据参数需求设计绕制结构。磁芯的形状及大小、线圈的匝数及绕制方式等因素,都是电能传输性能和磁场分布的决定性因素^[8]。因此,水下无线充电的磁耦合结构需要针对应用场景进行特殊设计,通过提高其抗偏移能力来提高整个系统在偏移情况下的输出功率及传输效率。

在国外,随着无线充电技术的发展,水下无线电能传输技术的研究已经比较深入,针对不同水下应用场景的磁耦合结构不断被提出,并成功在多种军用和民用产品中推广应用。2004 年,日本学者提出了一种具有锥形磁耦合结构的水下无线充电系统^[9],通过母船向水下自主航行器传输电能。其耦合装置磁芯使用铁氧体材质,充电线圈缠绕为锥形,一定程度削弱了水下环境对充电效率造成的影响。系统通过发射侧与接收侧分离式设计,充电时发射侧与接收侧严格贴合,实现了 90% 以上的传递效率,实现 500 W 功率传输。2017 年,美国学者提出了环形磁耦合结构,该结构总体上分为 3 组发射接收结构,系统工作于 465 kHz 的频率下,输出功率达到 1 kW,传输效率达到 92.41%。同时,其磁场远离 AUV 内部中心位置,具有较好的电磁兼容性^[10]。

在国内,近年来多种应用于不同场景的水下无线充电磁耦合结构不断被提出。华南理工大学刘润鹏等^[11]提出改进线圈结构的环形耦合器,该结构可以降低旋转偏移对耦合效果的影响,系统传输功率 40 W,效率达到 70%。浙江大学团队针对 AUV 的无线充电系统进行了研究,使用 PM 形磁耦合结构,系统负载功率达到 40 W,效率达到 85%^[12]。大连理工大学王忠达等^[13]针对 AUV 特殊的圆弧外形且容易受到海水流动影响的特点,提出了 E 形磁芯的磁耦合结构,具有一定抗偏移性能,开环实验传输功率达到 120 W,效率超过 95%。哈尔滨工业大学蔡春伟等^[14]提出的 I 型磁芯耦合装置,适应 AUV 特殊圆弧外形的同时,降低了接收端质量,系统最大功率 600 W,效率达到 88.3%。

在通用的 AUV 应用场景下,需要在综合考虑磁场分布、错位敏感性、空间限制、经济性等多方面因素的同时^[15],保持系统较高的抗偏移能力,以提高充电效率、稳

定输出功率。上述结构并不能很好满足通用场景下的设计需求。例如,PM 形结构需要设置在 AUV 机身之外,会破坏整体的流线型结构,增大水下航行阻力;E 型结构和 I 型结构分别在横纵向偏移及滚动错位时耦合能力下降较多;环形结构在 AUV 内部需要占用大量空间,且充电磁场容易干扰到内部其他设备,具备高抗偏移能力却牺牲了电磁兼容性能与空间。

在补偿网络研究方面,已有较为成熟的研究成果,按结构分类主要有串联补偿、并联补偿、LCC 以及 LCL 补偿等多种结构^[16];按传输特性分类,又可分为仅负载无关型、仅耦合无关型、耦合负载均无关型等,其中仅负载无关型又可细分为恒压型、恒流型两种^[17]。在设计 AUV 无线充电系统的补偿网络时,需要根据实际应用场景需求,选择合适的补偿网络结构,对参数进行优化,使得在磁耦合结构发生偏移时,系统输出保持稳定。

本文首先从提高抗偏移能力出发,设计了一种新的 U-C 形抗偏移磁耦合结构,也即发射端为 U 形,接收端为 C 形,并在横纵向及旋转偏移时具有较强抗偏移能力的磁耦合结构,对其进行参数优化设计,并对偏移时的耦合情况进行仿真;其次,在理论分析的基础上,选择适用于本磁耦合结构的补偿网络,进行参数优化设计,减小无功功率,在偏移的情况下,减小反应阻抗变化对系统输出稳定性的影响,从而提高系统抗偏移能力以及输出效率。最后,制作磁耦合装置并进行抗偏移能力测试,同时对无线充电系统进行硬件搭建,对整个系统进行变压、变负载和抗偏移性能分析实验。

1 耦合系数与抗偏移能力

1.1 耦合系数

一般的,磁耦合结构的互感模型如图 1 所示,其中 L_p 和 L_s 分别为发射端和接收端的自感, M 为两线圈的互感。无线充电系统依赖发射端和接收端之间的互感实现能量无线传递,而初级端线圈与次级端线圈之间的耦合程度用耦合系数 k 来表示。

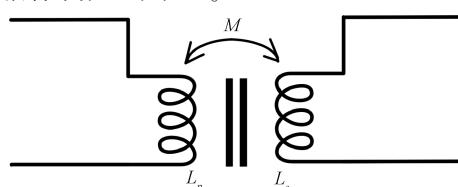


图 1 磁耦合结构的互感模型

Fig. 1 Mutual inductance model of magnetic coupling structure

其中耦合系数的表达式为:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (1)$$

磁耦合装置在电路中等效为互感电路,决定了系统传输功率的最大值。无线充电系统传递到接收端后的输出功率功率为视在功率与品质因数的乘积^[5],其表达式为:

$$P_{out} = SQ = V_{oc} I_{sc} Q = \omega I_1^2 \frac{M^2}{L_s} Q = V_1 I_1 k^2 Q \quad (2)$$

式中: V_{oc} 为开路电压; I_{sc} 为短路电流; L_s 为输出端自感。输出功率不仅与发送线圈上的电压和电流与接收端的品质系数的乘积成正比,还与磁耦合元件的耦合系数的平方成正比。因此,耦合系数是耦合能力的直接体现,系数越高,耦合装置的耦合程度越高,更容易实现高效率。

然而,当 AUV 工作于水下,尤其是海洋中时,通常会发生由于水流冲击产生偏移,耦合系数降低,充电系统的传输功率和效率会因此而降低。因此,无线充电中传输功率与效率稳定与否,耦合系数的变化程度是关键。在磁耦合结构设计过程中,需要通过仿真磁耦合结构在横纵向偏移及旋转偏移时耦合系数的变化,分析磁芯及线圈整体结构的抗偏移能力。

1.2 U-C 形抗偏移磁耦合结构的提出

本文在进行磁耦合结构设计时的主要考虑因素如下:不改变 AUV 外形;不过多占用 AUV 内部空间;漏磁较小,不影响 AUV 内部其他元器件;抗偏移性能优于常见静态无线充电电磁耦合结构。因此,提出一种新的磁耦合结构,发射端设计采用 U 形结构,接收端则采用 C 形,发射端线圈沿着 U 形磁芯底边绕制为螺旋线圈,接收端线圈绕制方式相同,磁耦合结构如图 2 所示。

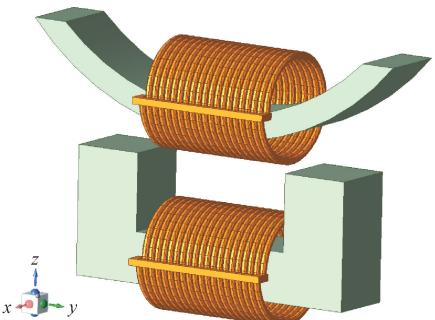


图 2 磁耦合结构模型

Fig. 2 Magnetic coupling structure model

设计思路如下:对于接收端,目前大多数 AUV 外形为圆柱体,将接收端设计成 C 形能够有效的利用舱内空间,且贴合外壳可以保证发射端接收端间隙最小,能够有效降低由于海水介质造成的高频涡流损耗^[5]。对于发射端,磁芯设计成 U 形,既有利于 AUV 的圆柱外形贴合,又有利于与接收端 C 形磁芯组合构成一个完整的磁路。

从电磁屏蔽技术的角度考虑,本结构属于被动屏蔽方法中的磁性材料屏蔽^[18],相比于需要加金属屏蔽罩或外增加额外屏蔽线圈的方法,本结构能够最小化空间占用,仅通过磁芯的形状设计来约束磁路走向。因此,本结构是一种适用于小型圆柱外形 AUV 的无线充电结构。

对该结构进行初步电磁场仿真,其静态磁力线分布如图 3 所示,由上至下分别是接收端线圈截面、接收端 C 形磁芯、发射端 U 形磁芯以及发射端线圈截面。仿真时,将发射端线圈通入 3 A 大小的交变电流,观察截面产生的磁路,可以看出磁路密集分布于磁芯内部与中间部分空隙,而接收端上方的 AUV 腔体中则只有极少磁路分布。因此,U-C 形磁耦合结构具备强磁场约束能力,既能在偏移时将交变磁场限制在接收线圈范围内,提高抗偏移能力,又能减小对 AUV 内部其他元器件的影响,具备良好电磁兼容性能。

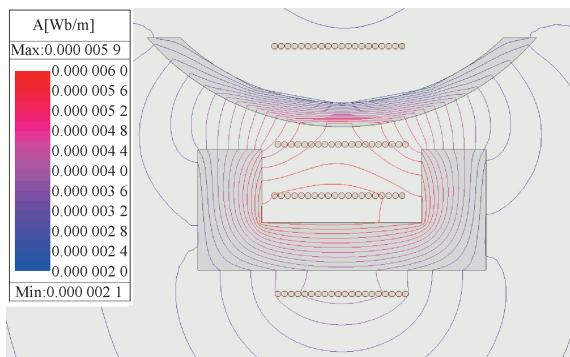


图 3 U 形发射端磁力线分布

Fig. 3 Distribution of magnetic field lines at the U-shaped transmitter

1.3 LCC-P 补偿网络的选定

补偿网络分为原边补偿和副边补偿,分别连接在逆变电路之后和整流电路之前,补偿方式主要有 3 种,即串联补偿、并联补偿和电感-电容-电感补偿^[19]。设计目标是在工作频率 50 kHz 时,使用电容、电感器件对发射接收两端的电感进行补偿,使得电路表现为纯阻性,从而降低无功功率。除了降低无功功率的目标外,还需要达到负载无关及耦合无关的输出。虽然通常情况下难以通过电路设计达到输出与耦合无关,但前面已经通过磁耦合结构的设计,保证耦合系数在偏移情况下仍变化程度较小。因此,为达到负载无关的恒流输出,保持电路安全稳定,电路设计部分选择了 LCC-P 补偿网络。

基于 LCC-P 补偿网络的无线充电系统如图 4 所示。

补偿网络受控源模型^[20]如图 5 所示。LCC-P 补偿网络实现负载无关恒流输出特性时,其谐振频率的表达式为:

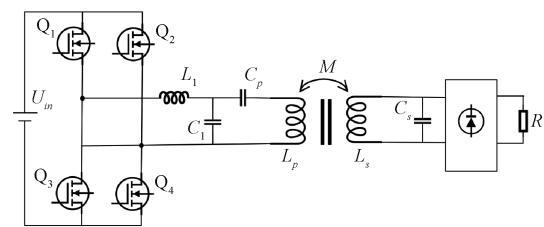


图 4 基于 LCC-P 补偿网络的无线充电系统

Fig. 4 Wireless charging system based on LCC-P compensation network

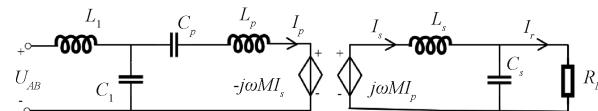


图 5 补偿网络受控源模型

Fig. 5 Controlled source model of compensation network

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (3)$$

此时,流经负载的电流 I_r 的表达式为:

$$I_r = \frac{M I_p}{L_s} = \frac{M U_{AB}}{j \omega L_t L_s} = \frac{k U_{AB}}{j \omega L_t \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}} \quad (4)$$

因此,在满足式(3)的谐振频率时,流经负载的电流表达式中只有耦合系数 k 为变量,与负载大小无关,且前文通过磁耦合结构的设计,保证了耦合系数在偏移情况下变化程度很小。因此,LCC-P 补偿网络是最适合应用于本无线充电系统的补偿网络,利用了磁耦合结构的强抗偏移性能,达到了负载无关的恒流输出,保证了系统整体的抗偏移性能。

2 磁耦合结构的仿真与分析

利用有限元分析工具 Ansys Maxwell 搭建磁耦合装置的三维涡流场仿真模型,发射端磁芯尺寸为 90 mm×20 mm×38 mm,接收端磁芯厚度 10 mm,外径 80 mm,发射端与接收端线圈直径 31 mm。在发射端线圈通入 3 A 大小的交流电流,频率为 50 kHz,在相同条件下与典型 E 形磁芯^[13]进行对比,二者横截面磁感应强度对比如图 6 所示。

从定性角度,对本发射端结构与典型 E 形结构进行抗偏移能力分析。U-C 形结构的感应磁场呈“O”形,接收线圈感应接收端磁芯内部的变化磁场,而在接收端发生横纵向偏移及滚动错位时,由于磁芯对磁场的约束,接收线圈的感应强度的变化较小。E-C 形结构的感应磁场呈“∞”形,接收线圈平面绕制在接收端磁芯底部,感应位于结构中心气隙中的变化磁场。要提高磁耦合结构的抗偏移能力,利用好磁芯对磁场的约束特性是关键。在

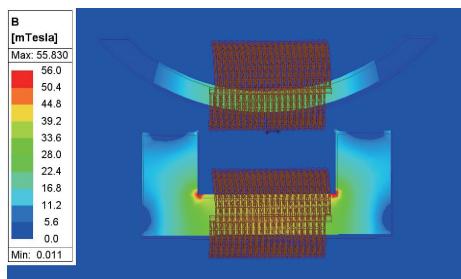
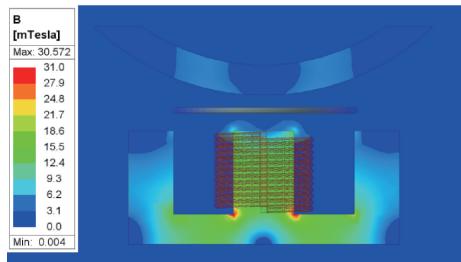
(a) U形
(a) U-shaped(b) E形
(b) E-shaped

图 6 U 形与 E 形发射端结构磁感应强度对比

Fig. 6 Magnetic induction intensity of U-shaped and E-shaped transmitter structures

偏移情况下, E-C 形结构弱化了磁芯的作用,接收端线圈将远离磁场,而 U-C 形磁芯与螺旋绕制线圈组合的磁耦合结构,由于磁芯对于磁场的约束作用,具有更高的稳定性。同时,与其他典型磁耦合结构如的罐形、环形结构相比,在空间利用与电磁兼容性能方面也具有一定的提升。

由式(1)和(2)可知,磁耦合结构的互感大小与磁耦合系数成正比,且输出效率与磁耦合系数正相关,因此为进一步验证磁耦合装置抗偏移性能,需要通过仿真软件计算磁耦合结构发射端与接收端的互感与自感,通过式(1)计算不同偏移情况下耦合系数的变化程度,从而测试磁耦合结构的抗偏移性能。

从定量分析角度,在仿真软件中使用参数化扫描,分别对接收端磁芯与线圈整体进行位移参数设置,沿 y 轴设置偏移参数 $0\sim20$ mm 进行横向偏移测试,耦合系数变化对比如图 7 所示。沿 x 轴设置偏移参数 $0\sim15$ mm 进行纵向偏移测试,耦合系数变化对比如图 8 所示。以 x 轴轴向设置旋转角度 $0^\circ\sim15^\circ$ 进行旋转偏移测试,耦合系数变化对比如图 9 所示。

在无偏移情况及各方向最大偏移情况下,U-C 形与 E-C 形耦合结构耦合系数及衰减程度如表 1 所示。可以看出 U-C 形磁耦合结构在 y 轴横向偏移 20 mm、 x 轴纵向偏移 15 mm 及旋转偏移 15° 时,耦合系数 k 的衰减程度均小于 E 形结构,将衰减的百分比控制在 25% 以内,说明了系统具有较强的抗偏移能力。

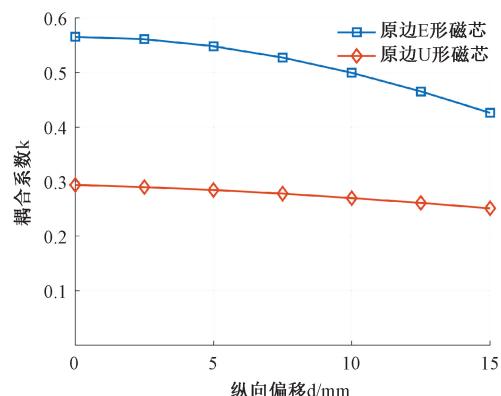


图 7 横向偏移耦合系数变化对比

Fig. 7 Comparison of variations in lateral misalignment coupling coefficient

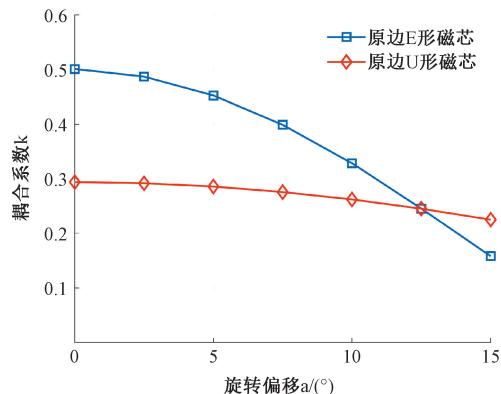


图 8 纵向偏移耦合系数变化对比

Fig. 8 Comparison of variations in longitudinal misalignment coupling coefficient

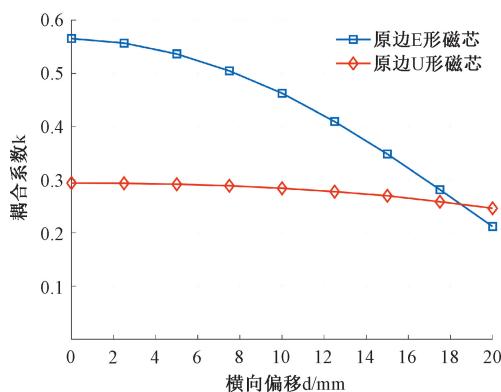


图 9 旋转偏移耦合系数变化对比

Fig. 9 Comparison of variations in rotational misalignment coupling coefficient

表 1 最大横向及旋转偏移下耦合系数变化

Table 1 Variation of coupling coefficient under maximum lateral, longitudinal, and rotational misalignment

偏移参数	U-C 形结构	E-C 形结构
无位移	0.293 93 (100.00%)	0.565 31 (100.00%)
y 轴横向偏移 20 mm	0.246 61 (83.80%)	0.212 30 (37.55%)
x 轴纵向偏移 15 mm	0.251 07 (85.42%)	0.426 30 (75.41%)
旋转偏移 15°	0.225 10 (76.58%)	0.157 93 (31.51%)

在水下复杂环境中,通常不仅在一个维度发生偏移,沿 x 轴 y 轴方向同时发生偏移的情况也较为常见,因此,对 U-C 形磁耦合结构在横向纵向同时存在偏移的情况进行仿真分析。沿 y 轴设置偏移参数 0~20 mm,沿 x 轴设置偏移参数 0~15 mm,每 2.5 mm 为间隔进行二维偏移测试,耦合系数变化如图 10 所示。在 y 轴横向偏移 20 mm,同时 x 轴纵向偏移 15 mm 时,耦合系数为 0.214,仍保持在最大耦合系数的 70% 以上,验证了 U-C 形磁耦合结构具有良好的抗偏移性能。

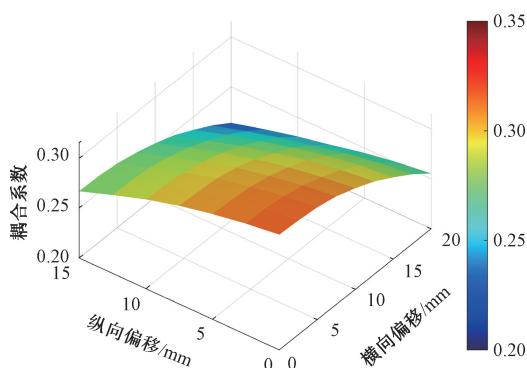


图 10 二维偏移耦合系数变化

Fig. 10 Variations in 2D misalignment coupling coefficient

除了磁芯整体结构外,磁芯厚度、宽度等尺寸参数也会影响耦合能力。对于 U-C 形磁耦合结构,副边磁芯厚度与原边两侧边柱宽度也会对耦合系数有一定影响,同样需要通过参数化扫描的方式确定具体尺寸参数。如图 11 所示,分别为不同副边磁芯厚度与原边边柱宽度下耦合系数的变化。副边磁芯厚度对耦合系数的影响非常小,可以根据空间占用的要求调整,为了最小化空间占用及重量,后续实验设置副边磁芯宽度为 5 mm。对于发射端,耦合系数 k 随着边柱宽度增加而提高,但是由于线圈结构的限制,边柱最大有效宽度为 20 mm,因此确定原边边柱宽度为 20 mm。

除了磁芯设计外,线圈的绕制方式也对耦合能力及抗偏移能力有一定影响。通过上述实验确定了发射端与接收端磁芯的 U-C 形结构,也就确定了磁路的走向,接收端线圈由于磁芯的磁场约束,位置相对固定,而发射端线

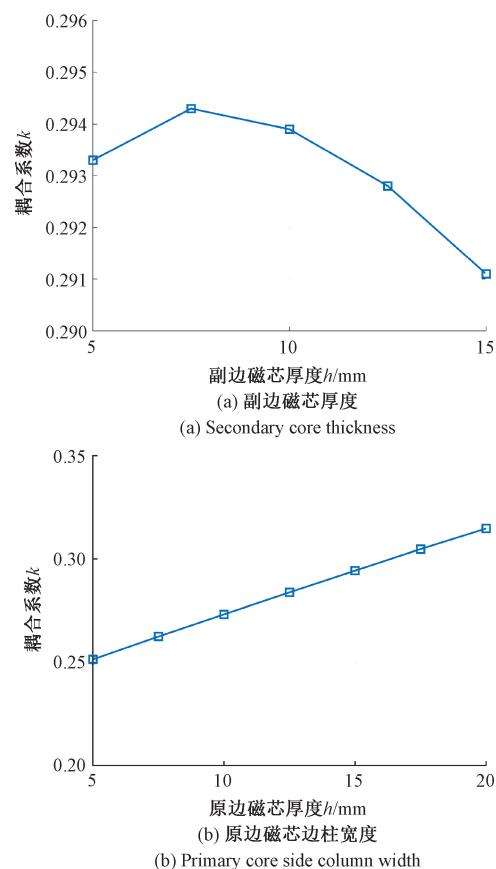


图 11 原副边磁芯参数对耦合系数的影响

Fig. 11 The Influence of primary and secondary core parameters on coupling coefficient

圈有底边绕制和两侧边柱绕制两种选择。图 12(a)所示是边柱绕线方式在涡流场下的磁感应强度图,与图 12(b)所示的底边绕线方式相比,前者在两侧边柱上各绕制 10 圈并串接,后者在底边绕制 20 圈,可以看出后者在副边磁芯产生了更强的磁感应强度,通过仿真得到,无偏移情况下原边线圈自感为 70.42 μ H,副边线圈自感为 59.20 μ H,互感为 19.79 μ H。

为进一步测试抗偏移性能,对两种绕线方式沿 y 轴设置横向偏移参数 0~20 mm 进行测试,互感与耦合系数随横向、纵向偏移的变化如图 13 所示。其中互感在最大偏移时底边绕线方式衰减至 78.99%,边柱绕线方式衰减至 77.65%;耦合系数在最大偏移时底边绕线方式衰减至 80.73%,边柱绕线方式衰减至 78.95%。因此,底边绕线方式优于边柱绕线,抗偏移性能更强,在复杂环境中具有更高的稳定性。

3 补偿网络参数选取与仿真

在确定了负载无关输出时的谐振条件后,电路实现

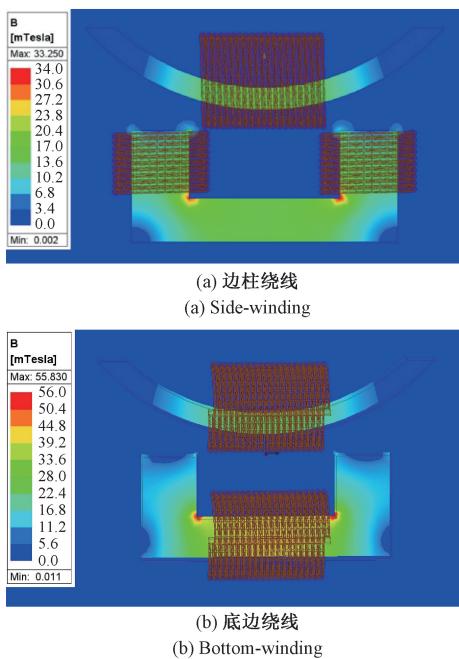


图 12 边柱绕线与底边绕线磁感应强度图

Fig. 12 Magnetic induction intensity of side-winding and bottom-winding

了一定的抗偏移能力。为了进一步提升能量传输效率,减少电路损耗,需要设计实现得开关管零电压导通(zero voltage switch, ZVS)^[17]。使用图 14 所示的 T 形拓扑结构对发射端电路进行等效分析,中间支路阻抗值定义为,左侧右侧阻抗分别为中间支路阻抗的 α 、 β 倍。由于应用于无线充电逆变电路的整体输入阻抗应当设计为偏感性^[21],因此,需要通过参数设计,在谐振条件下调整输入阻抗的阻抗角,使得电流稍滞后于电压,从而实现 ZVS。

根据 T 形拓扑结构,可以列出计算式如下:

$$\begin{cases} X = \frac{1}{\omega C_l} \\ \alpha X = \omega L_1 \\ \beta X = \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \end{cases} \quad (5)$$

输入阻抗 Z_{ref} 可表示为:

$$Z_{ref} = \frac{M^2 R_L}{L_s^2} - j \frac{\omega M^2}{L_s} = A + jB \quad (6)$$

可得输出电流 I_p 为:

$$I_p = \frac{(-jX)/(j\beta X + Z_{ref})}{j\beta X + Z_{ref}} = \frac{U_{AB}}{Z_{in}} = \frac{U_{AB}}{-Z_{ref}(\alpha - 1) + jX(\alpha + \beta - \alpha\beta)} \quad (7)$$

根据磁耦合结构的仿真,副边自感 L_s 为 59.20 μ H,互感 M 为 19.79 μ H,则反应阻抗的实部 A 与虚部 B 分

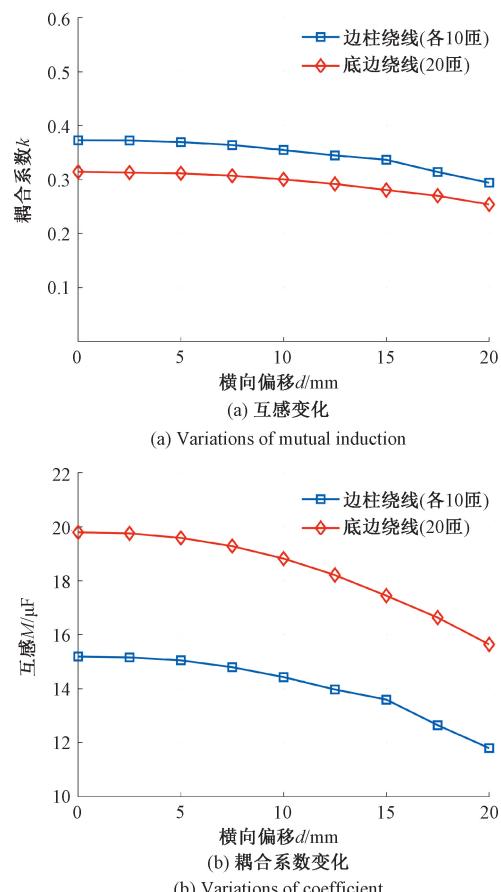


图 13 不同绕线方式横向偏移互感与耦合系数变化

Fig. 13 Mutual inductance and coefficient variation under lateral and longitudinal misalignment of different winding methods

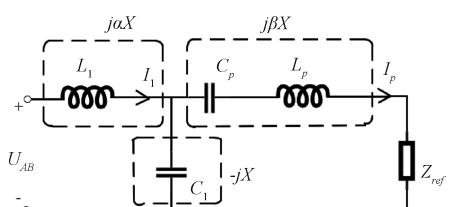


图 14 原边等效 T 形拓扑结构

Fig. 14 Equivalent T-shaped topological structure of the original edge

别为 1.68 与 2.08。根据实际应用经验,等效负载 R_L 取 15 Ω ,串联电感 L_1 取 15 μ H,输入电压 U_{AB} 为 15 V,将数据代入输出电流 I_p 表达式,电流绝对值与系数 α 、 β 的关系如图 15 所示。

由于在谐振时,角频率为 $1/\sqrt{L_1 C_l}$,则参数 α 确定值为 1,根据输入阻抗表达式确定阻抗角公式如下:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X(1 - \beta) + B}{A} \quad (8)$$

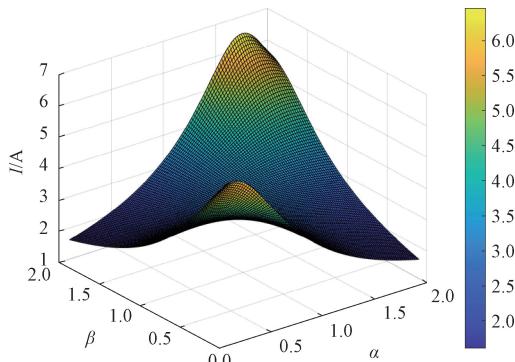


图 15 输出电流与系数关系的三维图

Fig. 15 Three dimensional graph of the relationship between output current and coefficient

根据已有经验,阻抗角过大易造成多余的功率损耗,将阻抗角设置在 15° ,既能保证电路偏感性,又能降低额外损耗。根据阻抗角公式计算可得参数 β 约为 0.46,此时输出电流 I_p 约为 3.18 A,确定电路参数如表 2 所示。

表 2 电路参数

Table 2 Circuit parameter

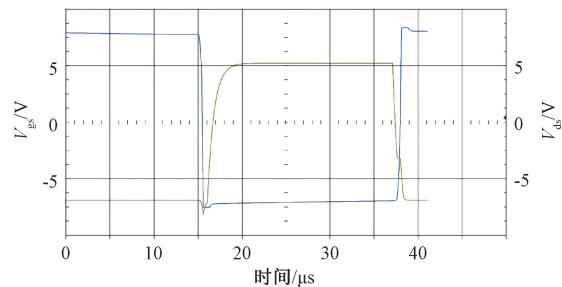
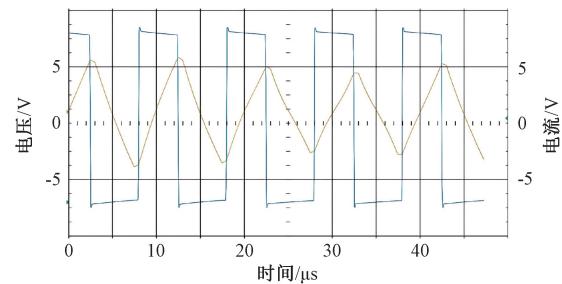
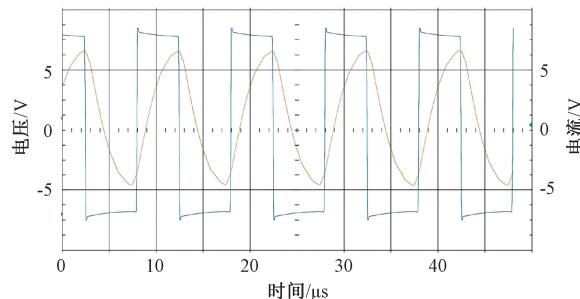
参数名	参数值
逆变输出电压	15 V
输出电流	3.18 A
等效负载	15Ω
工作频率	50 kHz
原边自感	70.42 μ H
副边自感	59.20 μ H
互感	19.79 μ H
原边串联电感	15 μ H
原边串联电容	0.159 μ F
原边并联电容	0.675 μ F
副边并联电容	0.171 μ F

根据表 2 中的参数在 multism 软件中进行电路仿真验证,MOSFET 的 V_{ds} 和 V_{gs} 波形如图 16 所示,蓝色波形为 V_{ds} ,在导通 V_{gs} 上升前, V_{ds} 值为 0,实现了 ZVS。等效负载 R_{AB} 分别为 15 及 50 Ω 时,逆变输出电压 U_{AB} 及逆变输出电流 I_1 的波形如图 17、18 所示,等效负载为 15 Ω 时,电流波形无畸变,均方根值约为 2.89 A,电压波形为方波,峰值 15 V。等效负载为 50 Ω 时,电流波形更近似正弦波形,电流值无明显变化。

为验证负载无关的输出性能,测试负载在 5~50 Ω 范围内流经负载电流的变化如图 19 所示,在负载阻值增大 10 倍时,负载电流从 1.05 A 变化到 1.18 A,仅浮动了 10%,验证了此补偿网络具有负载无关输出能力。

4 无线充电系统实验

为搭建实验平台,对无线充电系统的磁耦合结构与

图 16 V_{ds} 和 V_{gs} 波形Fig. 16 Waveforms of V_{ds} and V_{gs} 图 17 U_{AB} 和 I_1 波形 ($R_{AB} = 15 \Omega$)Fig. 17 Waveforms of U_{AB} and I_1 ($R_{AB} = 15 \Omega$)图 18 U_{AB} 和 I_1 波形 ($R_{AB} = 50 \Omega$)Fig. 18 Waveforms of U_{AB} and I_1 ($R_{AB} = 50 \Omega$)

硬件电路进行制作。对于磁耦合结构的制作,发射端磁芯采用材料为 PC40,型号为 UF86 的 U 型锰锌铁氧体磁芯,规格为 $85.7 \text{ mm} \times 28.5 \text{ mm} \times 43.6 \text{ mm}$,边柱宽度 14.8 mm;接收端磁芯采用材料为 PC95 的半圆开口锰锌铁氧体磁环,规格为 $76 \text{ mm} \times 52 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$,分别为磁环外径、内径与宽度。根据磁耦合结构的设计,实际绕制的磁耦合装置如图 20 所示,图中发射端磁芯底边与接收端磁芯各绕 20 匝。

完成磁耦合装置实物制作后对其发射端和接收端线圈的自感、互感和耦合系数进行测量与计算。表 3 所示是仿真与实物测试的参数对比,磁耦合结构发射端与接收端实际自感、互感与耦合系数与仿真接近,基本符合预期。

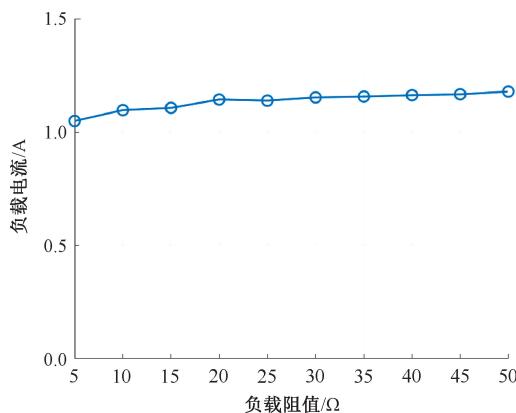


图 19 负载电流随阻值的变化

Fig. 19 Load current variation with resistance



图 20 互感测试实验

Fig. 20 Mutual inductance testing experiment

表 3 仿真与实物测试的参数对比

Table 3 Comparison of simulation and physical testing parameters

参数名	仿真	实物测试
发射线圈自感/μH	70.42	67.00
接收线圈自感/μH	59.20	52.00
互感/μH	19.79	16.5
耦合系数	0.306	0.280

将接收端分别沿 y 轴设置偏移参数 $0 \sim 20$ mm 进行横向偏移测试, 耦合系数变化与仿真数据的对比如图 21 所示。沿 x 轴设置偏移参数 $0 \sim 15$ mm 进行纵向偏移测试, 耦合系数变化与仿真数据的对比如图 22 所示。以 x 轴轴向设置旋转角度 $0^\circ \sim 15^\circ$ 进行旋转偏移测试, 耦合系数变化与仿真数据的对比如图 23 所示。

由图 21 可知, U-C 形结构耦合系数在 y 轴横向偏移 20 mm 时, 耦合系数为 0.220 24, 衰减至无位移时耦合系数的 78.79%; 由图 22 可知, 在 x 轴纵向偏移 15 mm 时, 耦合系数为 0.228 72, 衰减至无位移时耦合系数的 82.89%; 由图 23 可知, 在旋转偏移 15° 时, 耦合系数为 0.245 66, 衰减至无位移时耦合系数的 87.88%。可见对于常见磁耦合结构偏移情况下, U-C 形磁耦合装置错位适应性较强。与 E-C 形结构偏移情况下的仿真数据对比

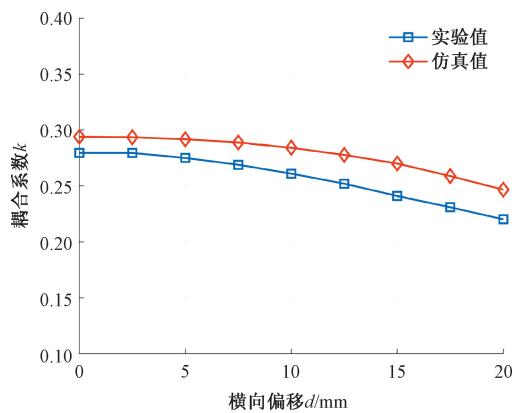


图 21 横向偏移情况下耦合系数对比

Fig. 21 Comparison of variations in lateral misalignment coupling coefficient

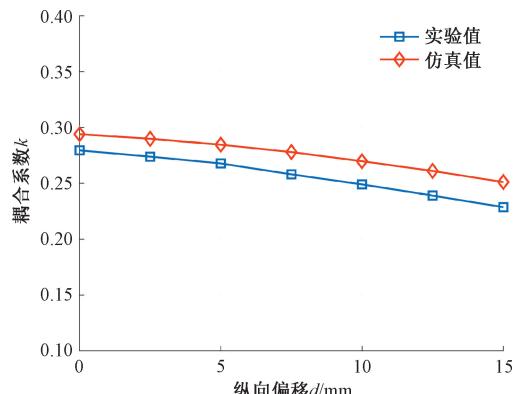


图 22 纵向偏移情况下耦合系数对比

Fig. 22 Comparison of variations in longitudinal misalignment coupling coefficient

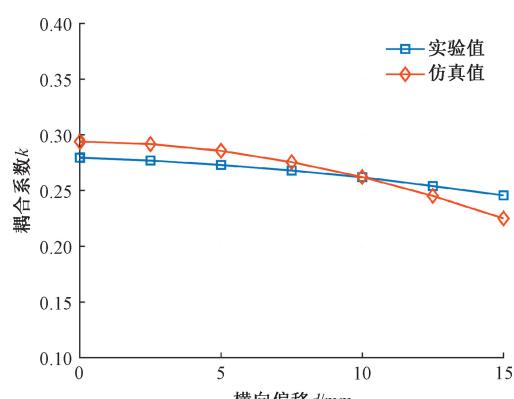


图 23 旋转偏移情况下耦合系数对比

Fig. 23 Comparison of variations in rotational misalignment coupling coefficient

如表 4 所示, 在 y 轴横向及旋转偏移时远优于 E-C 形结构, 在 x 轴纵向偏移时抗偏移性能也更优。

表 4 U-C 形结构与 E-C 形结构抗偏移性能对比

Table 4 Comparison of offset resistance performance between U-C shaped structure and E-C shaped structure

偏移参数	U-C 形结构耦合系数	E-C 形结构
无位移	0.279 54(100.00%)	0.565 31(100.00%)
y 轴横向偏移 20 mm	0.220 24(78.79%)	0.212 30(37.55%)
x 轴纵向偏移 15 mm	0.228 72(82.89%)	0.426 30(75.41%)
旋转偏移 15°	0.245 66(87.88%)	0.157 93(31.51%)

根据实际制作的磁耦合装置参数,对整体电路参数重新进行了调整,调整后的电路参数如表 5 所示。

表 5 实验电路参数

Table 5 Experimental circuit parameter

参数名	参数值
逆变输出电压	12.0 V
等效负载	10.0 Ω
工作频率	50 kHz
原边自感	67.00 μH
副边自感	52.00 μH
互感	16.53 μH
原边串联电感	14.7 μH
原边串联电容	0.150 μF
原边并联电容	0.680 μF
副边并联电容	0.171 μF

硬件电路包括驱动电路、全桥逆变电路、不控整流电路与补偿电路,其中逆变电路与驱动电路集成在一块板上,发射端补偿电路、接收端整流电路与接收端补偿电路集成在一块板上。

为了保证实验安全,在主电路上电之前,先验证控制电路输出信号以及开关管工作状态的正确性。将控制信号程序编译并下载到芯片中,对芯片和驱动电路通电,测量驱动芯片 IR2104 输入使能信号波形。一路互补 PWM 信号驱动全桥逆变电路两组 MOS 管交替导通,且存在死区防止电源短路烧毁。而且此时示波器显示工作频率为 50 kHz,与预期设定相同,说明在主电路通电时,系统能够正常工作。

为了验证 LCC-P 补偿网络电路特性并选择合适的工作条件,在空气环境下搭建实验样机,分别改变电路的负载电阻和输入电压,进行控制变量单独进行实验,通过记录流经负载的电流及负载电压计算无线充电系统的输出功率和效率。

表 6 是输入电压为 12 V 时,负载大小与无线充电系统的输出功率和效率的关系,改变负载由 5~50 Ω,左侧纵坐标为输出功率,随着电阻增加,输出电流基本维持在 0.6 A 左右,验证了 LCC-P 网络的恒流源特性。输出功率随电阻增大而增大,呈线性增加,效率在电阻为 35 Ω

时达到最大,为 84.65%。图 24 所示是负载大小与无线充电系统的输出功率和效率的关系。因此,工况为输入 12 V 电压,负载 35 Ω 时,系统具有最佳充电效率。

表 6 负载电阻与输出功率、效率的关系

Table 6 Relationship between load resistance and output power, efficiency

电阻/Ω	输出电压/V	输出电流/mA	输出功率/W	效率/%
5	3.083	617	1.9	70.98
10	5.985	598	3.58	71.85
15	8.04	588	4.73	73.5
20	10.464	582	6.09	77.03
25	12.874	576	7.41	78.43
30	15	577	8.655	79.3
35	16.89	572	9.66	84.65
40	20.02	573	11.47	84.18
45	22.05	571	12.58	83.70
50	24.10	571	13.76	83.58

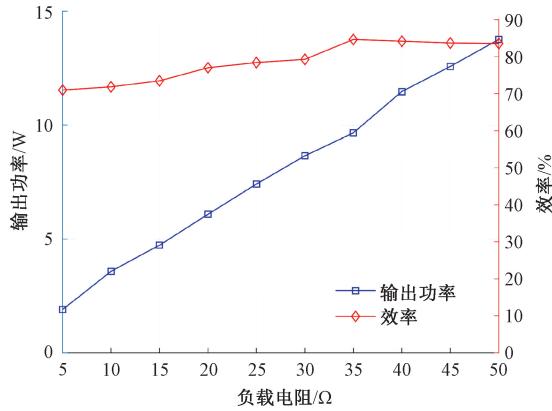


图 24 负载大小与输出功率和效率的关系

Fig. 24 Relationship diagram between load, output power, and efficiency

同时,进行变压实验,表 7 是负载为 10 Ω 时,输入电压与无线充电系统的输出功率和效率的关系,改变输入电压由 5~40 V,左侧纵坐标为输出功率,随着输入电压增加,输出功率随输入电压增大而增大,呈指数形式增加,效率则随输入电压增大趋于稳定,在输入电压为 25 V 时达到最大,为 83.58%。图 25 所示是输入电压与无线充电系统的输出功率和效率的关系。因此,在工况为负载 10 Ω 时,输入电压 25 V 可以获得最大充电效率,此时输出功率 13.76 W。

为了验证设计的磁耦合装置及匹配参数具有良好的错位适应性,对磁耦合装置的无线充电系统进行沿 y 轴纵向偏移、沿 x 轴横向偏移以及旋转偏移实验,通过测试在不同偏移情况下输出功率下降程度及效率变化,来评估无线充电系统的抗偏移性能。对磁耦合装置的无线充

电系统分别进行纵向、横向及旋转 3 个维度的偏移实验, 系统输入电源和负载选取 25 V 和 10Ω , 其余参数不变。系统输出功率和效率随纵向、横向及旋转偏移的变化分别如图 26~28 所示。

表 7 输入电压与输出功率、效率的关系

Table 7 Relationship between input voltage, output power, and efficiency

输入电压/V	输出电压/V	输出电流/mA	输出功率/W	效率/%
5	2.391	248	0.593	59.71
10	4.777	498	2.379	68.04
15	7.461	747	5.57	72.88
20	9.55	1000	9.55	74.41
25	11.43	1246	13.76	83.58
30	14.369	1500	21.55	81.30
35	16.853	1755	29.577	75.96
40	19.92	1999	39.832	77.39

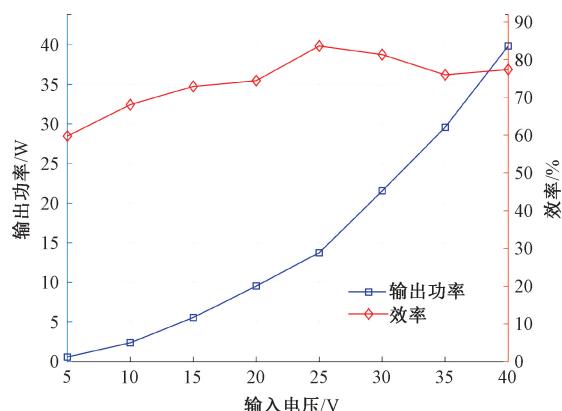


图 25 输入电压与输出功率和效率的关系

Fig. 25 Relationship between input voltage, output power, and efficiency

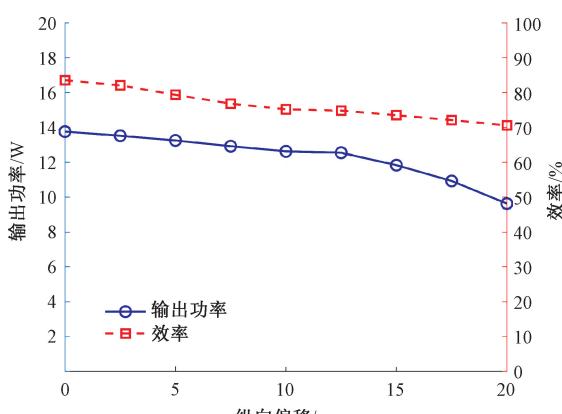


图 26 纵向偏移时输出功率和效率变化

Fig. 26 Output power and efficiency variation chart during longitudinal offset

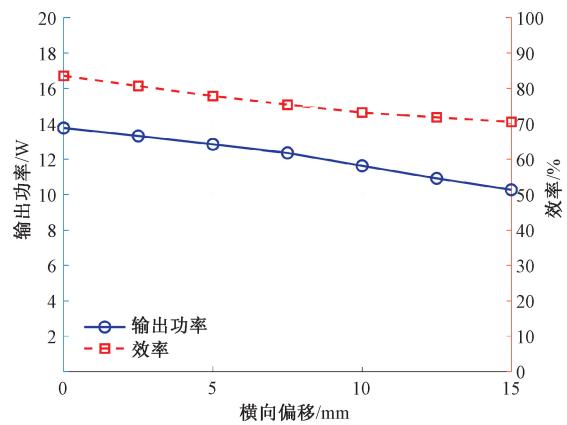


图 27 横向偏移时输出功率和效率变化

Fig. 27 Output power and efficiency variation chart during lateral offset

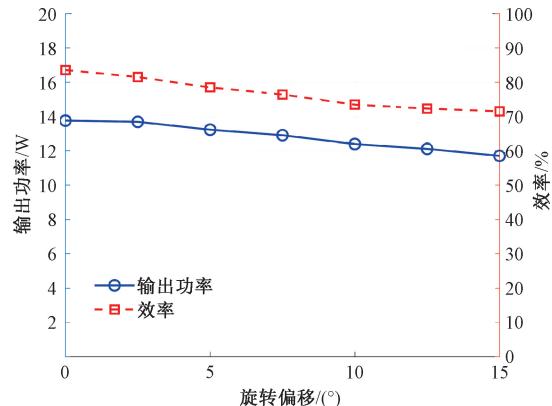


图 28 旋转偏移时输出功率和效率变化

Fig. 28 Output power and efficiency variation chart during rotation offset

可见无论发生何种偏移, 系统的输出功率和效率均会降低, 无偏移情况下, 系统输出功率为 13.76 W, 传输效率 83.58%。图 26 中沿 y 轴纵向偏移 12.5 mm 时保持输出功率 12.55 W, 下降至无偏移情况输出功率的 91.20%; 最大纵向偏移 20 mm 的情况下, 系统输出功率下降至 9.63 W, 也即无偏移情况输出功率的 69.90%, 传输效率维持在 70% 以上。

图 27 中沿 x 轴最大纵向偏移 15 mm 的情况下, 系统输出功率达到 11.71 W, 下降至无偏移情况输出功率的 74.64%, 传输效率维持在 70% 以上。

图 28 中最大旋转偏移 15° 的情况下, 系统输出功率达到 11.71 W, 下降至无偏移情况输出功率的 85.10%, 传输效率同样维持在 70% 以上。

由此可见, 通过磁耦合装置的结构设计和补偿电路设计, 系统的输出功率和输出效率随偏移下降缓慢, 无偏移时传输效率达到 83.58%, 且在横向、纵向及旋转偏移

的设计指标范围内,传输效率仍保持在 70%以上,具有较强的抗偏移性能。

5 结 论

磁感应耦合式无线充电技术已经成为 AUV 水下应用的主要充电方式之一,但水流的冲击等因素常会引发磁耦合结构产生偏移现象,进而影响整个充电系统的输出功率和传输效率,因此有必要提高系统的抗偏移能力。磁耦合结构与补偿网络又是系统中影响抗偏移能力的两个主要因素,本文提出了提出了一种新型的 U-C 形磁芯及线圈结构,相较于其他常见结构具有占用空间小、适应圆弧外形以及磁场约束能力强的特点,仿真结果证明该磁耦合结构具有较高的抗偏移能力;同时选择了 LCC-P 补偿网络,有效利用磁耦合结构强抗偏移的特点,应用受控源模型对该电路进行分析,并使用 ZVS 方法进行参数设计,降低了额外损耗,通过仿真实验证明了电路的负载无关输出特性。制作了磁耦合结构并搭建无线充电系统平台,进行了磁耦合结构的抗偏移性能测试,在设计指标范围内,偏移情况下耦合系数衰减均保持在 25%以内,进行变输入电压变负载性能分析,实验表明负载为 10 Ω 时,输入电压 25 V 可以获得最高传输效率 83%,此时,磁耦合装置在横向、纵向及旋转偏移的设计指标范围内,传输功率能保持在最高功率的 70%以上,传输效率也仍保持在 70%以上,验证了本设计具有较强抗偏移性能,理论分析与硬件实验相一致。

参考文献

- [1] MANALANG D, DELANEY J R. Axial seamount-restless, wired and occupied: A conceptual overview of resident AUV operations and technologies [J]. IEEE, 2016;1-7.
- [2] 吴旭升, 孙盼, 杨深钦, 等. 水下无线电能传输技术及应用研究综述 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(8): 1609-1620.
- WU X SH, SUN P, YANG SH Q, et al. Review of underwater wireless power transfer technology and applications [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8):1609-1620.
- [3] HASABA R, YAMAGUCHI S, YAGI T, et al. Experimental study of kW-class wireless charging system for autonomous underwater vehicle with magnetic resonance [C]. 2023 IEEE Underwater Technology, 2023;1-4.
- [4] 蔡天昊, 吕枫. 水下机器人磁耦合无线电能传输技术研究进展 [J]. 中国海洋平台, 2024, 39(4):39-46.
- CAI T H, LYU F. Research progress of magnetic coupling wireless power transfer technology for underwater robots [J].
- China Offshore Platform, 2024, 39(4):39-46.
- [5] 秦沫. 磁感应耦合式水下自主航行器无线充电技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
- QIN M. Research on magnetic induction coupled wireless charging technology for autonomous underwater vehicles [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.
- [6] 訾振豪, 王宇晗, 王逸涵, 等. 可实现效率提升的一种水下无线充电系统研究 [J]. 电工技术, 2023(13): 167-171.
- ZI ZH H, WANG Y H, WANG Y H, et al. Research on an underwater wireless charging system for efficiency improvement [J]. Electric Engineering, 2023 (13) : 167-171.
- [7] 张建多. 水下无线电能传输磁耦合机构电磁场仿真及实验验证 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2023.
- ZHANG J D. Electromagnetic field simulation and experimental verification of magnetic coupling mechanism for underwater wireless power transfer [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2023.
- [8] CAI C, ZHANG Y, WU S, et al. A circumferential coupled dipole-coil magnetic coupler for autonomous underwater vehicles wireless charging applications [J]. IEEE Access, 2020, 8:65432-65442.
- [9] KOJIYA T, SATO F, MATSUKI H, et al. Automatic power supply system to underwater vehicles utilizing non-contacting technology [C]. Oceans. IEEE, 2004: 2341-2345.
- [10] KAN T, MAI R, MERCIER P P, et al. Design and analysis of a three-phase wireless charging system for lightweight autonomous underwater vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017;1-1.
- [11] 刘润鹏, 杨金明. 一种改进线圈结构的 AUV 无线充电系统 [J]. 水下无人系统学报, 2020, 28 (3): 323-329.
- LIU R P, YANG J M. An improved coil structure-based wireless charging system for AUVs [J]. Journal of Unmanned Undersea Systems, 2020, 28(3): 323-329.
- [12] 周杰. 海水环境下非接触电能传输效率的优化研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2014.
- ZHOU J. Optimization of non-contact power transfer efficiency in seawater environment [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014.
- [13] 王忠达. 自主水下航行器磁耦合式无线充电系统设计 [D]. 大连: 大连理工大学, 2023.
- WANG ZH D. Design of a magnetic coupling wireless charging system for autonomous underwater vehicles [D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2023.
- [14] 蔡春伟, 武帅, 张言语, 等. 基于弧形线圈结构的无

- 线充电系统能量传输与控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(14): 2959-2968.
- CAI CH W, WU SH, ZHANG Y Y, et al. Energy transmission and control of wireless charging system based on arc-shaped coil structure [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(14): 2959-2968.
- [15] KIM S, COVIC G A, BOYS J T. Comparison of tripolar and circular pads for IPT charging systems [J]. IEEE, 2018(7).
- [16] 李季. 基于双层错位对称线圈的水下自主航行器无线充电系统[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
- LI J. Wireless charging system for autonomous underwater vehicles based on double-layer misaligned symmetrical coils [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022.
- [17] 王懿杰, 孙熙来, 麦建伟, 等. 电磁感应式无线电能传输系统变参数条件下补偿网络研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 18.
- WANG Y J, SUN X L, MAI J W, et al. Review of compensation networks for inductive power transfer systems under variable parameters[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 18.
- [18] 李中启, 熊鑫博, 孔彭生, 等. 无线充电系统电磁屏蔽与效率优化技术研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(5): 151-162.
- LI ZH Q, XIONG X B, KONG P SH, et al. Research on electromagnetic shielding and efficiency optimization technology for wireless power transfer system[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(5): 151-162.
- [19] ZHANG W, WONG S C, CHI K T, et al. Analysis and comparison of secondary series- and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2979-2990.
- [20] WANG Y, WANG H, LIANG T, et al. Analysis and design of an LCC/S compensated resonant converter for inductively coupled power transfer [C]. 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). IEEE, 2017: 1-5.
- [21] ZHU Q, WANG L, GUO Y, et al. Applying LCC compensation network to dynamic wireless EV charging system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016; 1-1.

作者简介



张云昊, 2022 年于大连海事大学获得学士学位, 现为上海海事大学物流工程学院硕士研究生, 主要研究方向为磁感应耦合式水下无线充电技术。

E-mail: yunhao_zhang619@163.com

Zhang Yunhao received his B. Sc. degree from Dalian Maritime University in 2022. He is now a M. Sc. candidate in Logistics Engineering College, Shanghai Maritime University. His main research interests include magnetic induction coupler for underwater wireless charging system.



何敏(通信作者), 分别在 1997 年、2000 年和 2002 年于天津大学获得学士学位、硕士学位和博士学位, 现为上海海事大学物流工程学院教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电磁测量和成像技术。

E-mail: minhe@shmtu.edu.cn

He Min (Corresponding author) received her B. Sc., M. Sc. and Ph. D. all from Tianjin University in 1997, 2000 and 2002, respectively. Now she is a professor and M. Sc. supervisor in Logistics Engineering College, Shanghai Maritime University. Her main research interests include Electromagnetic Measurement and Imaging Technology.