

DOI: 10.7652/xjtuxb201510007

水下磁谐振式无线电能传输系统的分析与设计

康乐, 胡欲立, 张克涵

(西北工业大学航海学院, 710072, 西安)

摘要: 针对水下供电技术中传统接触式密封插头容易在使用中发生磨损导致漏电的问题, 基于磁谐振式无线电能传输原理建立了磁谐振式三线圈互感耦合模型。该模型由发射线圈、接收线圈和负载线圈 3 部分组成, 独立的接收线圈具有较高的品质因数, 负载线圈单匝绕制有效降低内阻损耗, 克服了传统两线圈模型传输性能差和四线圈模型耦合次数多的缺点, 提高了传输功率和效率。对海水中高频电磁波的传播特性进行了分析, 进一步探究了海水中模型传输功率和效率与三线圈之间传输距离的关系。设计了一个三线圈磁谐振式无线电能传输样机, 实验结果表明, 在海水中传输距离为 12 cm 时, 传输效率可达 60%, 验证了所提方法的有效性。研究可为今后水下谐振式能量传输技术的应用和优化提供理论支持。

关键词: 无线能量传输; 电磁谐振; 海水; 最大功率; 最大效率

中图分类号: TM724 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2015)10-0041-07

Analysis and Design for Underwater Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transfer System

KANG Le, HU Yuli, ZHANG Kehan

(School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Aiming at leakage of electric connectors working in seawater, a model of three-coil magnetic resonance-based wireless power transfer system is established, which contains launch coil, receive coil and load coil. The receive coil has high quality factor, and the load coil is made by one-turn wire to reduce the resistance, hence the problem of low efficiency in two-coil and four-coil models is solved. The transmission characteristic of electromagnetic wave in seawater is analyzed. The relationships of output power and efficiency with underwater transmission distances from each coil to the other are also discussed. A three-coil prototype of magnetic resonance-based wireless power transfer system is designed, and the experiments show that the prototype efficiency reaches 60% for distance of 12 cm in seawater.

Keywords: wireless power transfer; magnetic resonance; seawater; maximum output power; maximum efficiency

在对水下航行器及海洋机电设备的供电中, 使用传统的湿拔插接口和导线的电能传输越来越无法满足水下设备的供电要求, 人们迫切需要一种更安全更方便的新型的非接触式电能传输技术^[1-3]。

2007 年, 美国科学家利用电磁谐振耦合的原理, 通过调整收发端线圈的固有频率, 利用自制装置点亮了 2 m 外的 60 W 灯泡, 系统传输效率达到 40% 左右, 实现了长距离无线传输的突破^[4-5], 该技术被称

收稿日期: 2015-01-06。 作者简介: 康乐(1988—), 男, 博士生; 胡欲立(通信作者), 男, 教授, 博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51179159); 教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20116102110009)。

网络出版时间: 2015-06-29

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20150629.1137.002.html>

为磁谐振式无线电能传输技术。磁谐振式无线电能传输技术与之前的电磁感应无线传输技术相比^[6-10],传输距离得到了大幅度的提高,实现了在 m 级的传输。

然而,现阶段该传输技术仍处于起步阶段,相关理论研究都还比较欠缺,目前大多数研究都集中于空气中的电能传输理论,如电力汽车、人体植入装置及飞行器等的充电系统^[11-13]。本文将着重研究应用于海水中的磁谐振式无线电能传输系统与传输距离之间的关系。

1 磁谐振式非接触电能传输模型

1.1 磁谐振式非接触电能传输基本原理

磁谐振式无线电能传输技术的工作原理是:当两个具有相同固有频率的线圈处在同一个空间中时,如果其中一个线圈中流过此频率的交变电流,则会在该线圈周围产生相同频率的交变磁场,那么处在磁场有效范围中的另一个线圈则会发生谐振,线圈中将产生相同频率交变电流,此时这两个线圈会产生能量交换。该现象被称为电磁谐振耦合。

图1所示为谐振耦合无线能量传输原理框图。4个线圈均具有相同的固有频率,激励线圈(A)激发发射线圈(P)产生交变的电磁场,在该磁场中的接收线圈(S)由于电磁谐振耦合原理产生了能量交换,能量由发射线圈传输至接收线圈,最终再由相同的原理将能量传导至负载线圈(B)。其中,发射线圈和接收线圈为多匝线圈,传输距离可以达到 m 级。同时,单匝的负载线圈以减少负载回路的电抗对接收线圈的自谐振频率的影响,这样负载回路的感抗和容抗极小,故看作纯电阻回路。因此,负载线圈反射到接收线圈的阻抗为纯阻性。

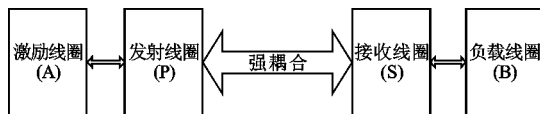


图1 磁谐振耦合式无线能量传输原理图

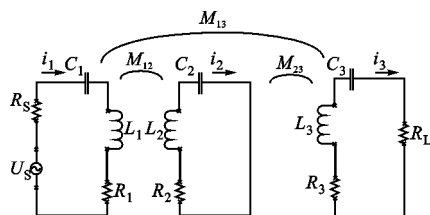
1.2 谐振耦合模型

在多数文献中,磁谐振系统采用的是四线圈的传输模型,优点是发射线圈和接收线圈采用单匝铜线绕制,因而具有较高的品质因数,工作时可以储存更多的能量,损耗小,输出功率高。但是,在海水中电磁波损耗较大的时候,由于耦合次数的增多使得损耗增大,尤其在长距离时功率和效率都比较低^[14-15]。两线圈模型由于负载直接和接收线圈相连,导致负

载线圈品质因数很低,传输性能不佳,并且两线圈磁谐振系统通过调整负载阻抗的大小实现阻抗匹配,在实际应用中较难实现^[16-19]。

因此综合考虑,本文采取三线圈的耦合谐振系统,即接收线圈和负载线圈分离,使接收线圈具有高品质因数,同时负载线圈采用单匝铜线绕制,降低内阻损耗,还可以通过调节接收线圈和负载线圈之间的距离方便地实现阻抗匹配。

三线圈耦合谐振式系统如图2所示,三线圈从左向右分别为发射线圈、接收线圈和负载线圈, L_1 、 L_2 、 L_3 分别为发射端、接收端、负载端的谐振线圈。



C_1 、 C_2 、 C_3 分别为谐振电容; R_1 、 R_2 、 R_3 分别为三线圈的内阻;
 R_S 为电源 U_S 的内阻; R_L 为负载; M_{12} 、 M_{23} 和 M_{13} 为线圈间的互感

图2 三线圈耦合电路模型

当系统正常工作时,三线圈同时达到谐振状态,自谐振频率相同,设谐振角频率为 ω ,则根据基尔霍夫定律得到下式

$$\left. \begin{aligned} U_S &= Z_{11}i_1 + Z_{21}i_2 + Z_{31}i_3 \\ 0 &= Z_{12}i_1 + Z_{22}i_2 + Z_{32}i_3 \\ 0 &= Z_{13}i_1 + Z_{23}i_2 + Z_{33}i_3 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: Z_{jk} ($j, k \in (1, 2, 3)$)为耦合线圈的自阻抗和互阻抗

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= R_S + R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \\ Z_{22} &= R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \\ Z_{33} &= R_L + R_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega M_{12} \\ Z_{13} &= Z_{31} = j\omega M_{13} \\ Z_{23} &= Z_{32} = j\omega M_{23} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

由谐振原理可知,系统发生谐振时, $j\omega L_j + \frac{1}{j\omega C_j} = 0$ ($j=1, 2, 3$),并且由于发射线圈与负载线圈不相邻,交叉耦合的影响可以忽略 M_{13} ,并且令 $R'_S = R_S + R_1$, $R'_L = R_L + R_3$,则式(1)变为

$$\left. \begin{aligned} U_S &= R'_S i_1 + j\omega M_{12} i_2 \\ 0 &= j\omega M_{12} i_1 + R_2 i_2 + j\omega M_{23} i_3 \\ 0 &= j\omega M_{23} i_2 + R'_L i_3 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

各个线圈回路中的电流为

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{(\omega^2 M_{23}^2 + R_2 R'_L) U_S}{\omega^2 M_{23}^2 R'_S + \omega^2 M_{12}^2 R'_L + R'_S R_2 R'_L} \\ i_2 &= \frac{-j\omega M_{12} R'_L U_S}{\omega^2 M_{23}^2 R'_S + \omega^2 M_{12}^2 R'_L + R'_S R_2 R'_L} \\ i_3 &= \frac{-\omega^2 M_{12} M_{23} U_S}{\omega^2 M_{23}^2 R'_S + \omega^2 M_{12}^2 R'_L + R'_S R_2 R'_L} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

计算得三线圈磁谐振式无线电能传输系统的输入功率、输出功率和效率的公式为

$$P_{in} = U_S i_1 = \frac{(\omega^2 M_{23}^2 + R_2 R'_L) U_S^2}{\omega^2 M_{23}^2 R'_S + \omega^2 M_{12}^2 R'_L + R'_S R_2 R'_L} \quad (5)$$

$$P_{out} = i_3^2 R_L = \frac{(\omega^2 M_{12} M_{23} U_S)^2 R_L}{(\omega^2 M_{23}^2 R'_S + \omega^2 M_{12}^2 R'_L + R'_S R_2 R'_L)^2} \quad (6)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} =$$

$$\frac{\omega^4 M_{12}^2 M_{23}^2 R_L}{\omega^2 M_{23}^2 R'_S + \omega^2 M_{12}^2 R'_L + R'_S R_2 R'_L} \frac{1}{\omega^2 M_{23}^2 + R_2 R'_L} \quad (7)$$

接下来,将品质因数 Q 以及耦合系数 K 引入到公式中,即 $Q_1 = \frac{\omega L_1}{R'_S}$, $Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}$, $Q_3 = \frac{\omega L_3}{R'_L}$, $K_{jk} = \frac{M_{jk}}{(L_j L_k)^{1/2}}$ ($j, k=1, 2, 3$), 同时定义负载系数 $\beta = \frac{R_L}{R'_L}$, $= \frac{R_L}{R_3 + R'_L}$, 表示负载线圈中负载阻抗与总阻抗的比值。输出功率和传输效率表达式变为

$$P_{out} = \frac{K_{12}^2 K_{23}^2 Q_1 Q_2 Q_3 \beta}{(K_{12}^2 Q_1 Q_2 + K_{23}^2 Q_2 Q_3 + 1)^2} \frac{U_S^2}{R'_S} \quad (8)$$

$$\eta = \frac{K_{12}^2 K_{23}^2 Q_1 Q_2 Q_3 \beta}{(K_{12}^2 Q_1 Q_2 + K_{23}^2 Q_2 Q_3 + 1)(K_{23}^2 Q_2 Q_3 + 1)} \quad (9)$$

2 电磁波在海水中的传播

由于本文磁谐振无线电能传输系统应用于水下航行器的电能补给,而海水对高频电磁波有强烈的衰减作用,因此接下来主要研究电磁波在导电媒质中的传播特性^[20-22]。

通常认为海水是各向同性的导电媒质,即 $\sigma \neq 0$ 。在导电媒质的无源区域,麦克斯韦方程式的复数形式为

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times H &= \sigma E + j\omega \epsilon E \\ \nabla \times E &= -j\omega \mu H \\ \nabla \cdot H &= 0 \\ \nabla \cdot E &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中: H 为磁场强度; E 为电场强度; ω 为频率; σ 为

电导率; ϵ 为介电常数。式(10)可以改为

$$\nabla \times H = j\omega \left(\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right) E = j\omega \epsilon_c E \quad (11)$$

式中: $\epsilon_c = \epsilon - j \frac{\sigma}{\omega}$ 称为介质的复介电常数。所以,麦克斯韦方程式变为

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times H &= j\omega \epsilon_c E \\ \nabla \times E &= -j\omega \mu H \\ \nabla \cdot H &= 0 \\ \nabla \cdot E &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

由式(12)可导出电媒质中的齐次亥姆霍兹方程

$$\nabla^2 E + \omega^2 \mu \epsilon_c E = 0 \quad (13)$$

$$\nabla^2 H + \omega^2 \mu \epsilon_c H = 0 \quad (14)$$

在均匀介质中传播单一频率的波时, $\omega^2 \mu \epsilon_c = \text{常数}$, 若取 $r^2 = -\omega^2 \mu \epsilon_c$, 则有 $r = j\omega (\mu \epsilon_c)^{1/2}$, 称为传播常数。引入传播常数后,式(13)变为

$$\nabla^2 E - r^2 E = 0 \quad (15)$$

由于我们讨论的仅仅是沿 $+Z$ 方向传播的正弦波,所以此均匀平面波的电场解为

$$E(z) = e_x E_x = e_x E_{xm} e^{-r z} = e_x E_{xm} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (16)$$

式中: E_{xm} 为电磁场的初始电场强度; α 和 β 分别为传播常数 $r (= \alpha + j\beta)$ 的实部和虚部,它们都是实数, α 为衰减常数,单位为 Np/m (奈培/米), β 称为相位常数,单位是 rad/m , 传播常数 r 的单位为 $1/\text{m}^{-1}$ 。

与电场 E 相伴的磁场可由方程 $\nabla \times E = -j\omega \mu H$ 利用式(12)来求得

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{\eta_c} e_z E(z) = e_y \frac{1}{\eta_c} E_{xm} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} = \\ &e_y \frac{1}{|\eta_c|} E_{xm} e^{-\alpha z} e^{-j(\beta z + \phi)} \end{aligned} \quad (17)$$

式中

$$\eta_c = \left(\frac{\mu}{\epsilon_c} \right)^{1/2} = \left(\frac{\mu}{\epsilon - j\sigma/\omega} \right)^{1/2} = |\eta_c| e^{j\phi} \quad (18)$$

称为导电媒质的本征阻抗,由媒质参数和电磁波频率确定,是一个复数, ϕ 为相位角。

导电媒质中的平均功率密度为

$$\begin{aligned} \bar{S} &= \frac{1}{2} R_e [E(z) H(z)] = \\ &\frac{1}{2} R_e \left[e_x E_{xm} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} e_y \frac{E_{xm}}{|\eta_c|} e^{-\alpha z} e^{j(\beta z + \phi)} \right] = \\ &e_z \frac{1}{2} \frac{E_{xm}^2}{|\eta_c|} e^{-2\alpha z} \cos \phi \end{aligned} \quad (19)$$

可见,由于导电媒质的电导率 $\sigma \neq 0$ 而引起衰减常数 $\alpha \neq 0$, 使得平面波传播过程中伴随着电磁能量的损耗,表现为电磁场量振幅的不断减小,平均功密

度的减小速率为 2α 。

下面说明传播常数 r 的意义。由设定的 $r = \alpha + j\beta$, 得

$$r^2 = (\alpha + j\beta)^2 + j2\alpha\beta = -\omega^2\mu\left(\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}\right) \quad (20)$$

解得

$$\alpha = \omega\left(\frac{\mu\epsilon}{2}\left[\left(1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2\right)^{1/2} - 1\right]\right)^{1/2} \quad (21)$$

$$\beta = \omega\left(\frac{\mu\epsilon}{2}\left[\left(1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2\right)^{1/2} + 1\right]\right)^{1/2} \quad (22)$$

可见, 衰减常数 α 和相位常数 β 不仅与 ϵ 、 μ 、 σ 有关, 还与电磁波的频率有关。所以, 导电媒质中波的相速 $V_p = \omega/\beta$ 是频率的函数。

在海水中 $\sigma = 4 \text{ S/m}$, 相对介电常数 $\epsilon_r = 81$, 相对磁导率 $\mu_r = 1$, 真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。当 $f = 100 \text{ kHz}$ 时, 由式(18)~式(22)可得到

$$\begin{aligned} \alpha &\approx 1.26 \text{ Np/m} \\ \beta &\approx 1.26 \text{ rad/m} \\ \eta_c &\approx \left(\frac{2\pi f\mu}{\sigma}\right)^{1/2} e^{j45^\circ} = 0.44e^{j45^\circ} \Omega \\ \bar{S} &= e_z \frac{1}{2} \frac{E_{xm}^2}{|\eta_c|} e^{-2\alpha z} \cos\phi = \\ e_z \frac{E_{xm}^2}{2 \times 0.44} e^{-2.52z} \cos45^\circ = \\ e_z 0.8(E_{xm})^2 e^{-2.52z} \text{ W/m}^2 \end{aligned} \quad (23)$$

当频率为 100 kHz 的电磁波初始场强为 E_{xm} , 设 δ 为电磁波传播 d 之后剩余功率密度 $\bar{S}_d$ 与初始功率密度 $\bar{S}_0$ 之比, 由式(23)得 δ 的表达式为

$$\delta = \frac{\bar{S}_d}{\bar{S}_0} = \frac{0.8(E_{xm})^2 e^{-2.52d}}{0.8(E_{xm})^2} = e^{-2.52d} \times 100\% \quad (24)$$

3 系统在海水中的传输功率和效率

当此系统在海水中工作时, 不仅高频电磁波随着传输距离的增加以指数形式衰减, 同时传输距离的增加也会引起耦合系数的下降, 关系式为

$$\begin{aligned} d_{12} &= \left(\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2K_{12}(L_1 L_2)^{1/2}}\right)^{1/3} \\ d_{23} &= \left(\frac{\mu_0\pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2K_{23}(L_2 L_3)^{1/2}}\right)^{1/3} \end{aligned}$$

圆形线圈电感 L 的计算公式为

$$L = N^2 r \mu_0 [\ln(8r/g) - 2] \quad (25)$$

式中: N 为匝数; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$; r 为线圈半径; $g = k(2a + 2a \times N)$ 是线圈截面的几何平均距离; a 为导线半径; 常数 $k = 0.2236$ 。

3.1 距离 d_{12} 与系统功率和效率的关系

当三线圈系统在海水中工作的时候, 为了分析的简便, 将接收线圈和负载线圈紧靠在一起, 即 $d_{23} = 0$ 、 $K_{23} = 1$, 此时由式(6)、式(7)、式(24)可知, 当 $0 \leq d_{12} \leq \left(\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2(L_1 L_2)^{1/2}}\right)^{1/3}$, 且 $K_{12} = 1$, 则系统的输出功率和传输效率为

$$P_{\text{out}} = \frac{Q_1 Q_2^2 Q_3 \beta}{(Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + 1)^2} \frac{U_s^2}{R_s'} e^{-2.52d_{12}} \quad (26)$$

$$\eta = \frac{Q_1 Q_2^2 Q_3 \beta}{(Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + 1)(Q_2 Q_3 + 1)} e^{-2.52d_{12}} \quad (27)$$

当 $d_{12} \geq \left(\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2(L_1 L_2)^{1/2}}\right)^{1/3}$, 且 $0 \leq K_{12} =$

$\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2d_{12}^3 (L_1 L_2)^{1/2}} \leq 1$, 有

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \left(\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2d_{12}^3 (L_1 L_2)^{1/2}}\right)^2 Q_1 Q_2^2 Q_3 \beta / \\ &\left(\left(\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2d_{12}^3 (L_1 L_2)^{1/2}}\right)^2 Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + 1\right)^{-2} \frac{U_s^2}{R_s'} e^{-2.52 \cdot d_{12}} \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \eta &= \left(\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2d_{12}^3 (L_1 L_2)^{1/2}}\right)^2 Q_1 Q_2^2 Q_3 \beta / \\ &\left(\left(\frac{\mu_0\pi N_1 N_2 r_1^2 r_2^2}{2d_{12}^3 (L_1 L_2)^{1/2}}\right)^2 Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + 1\right)^{-1} \cdot \\ &\frac{1}{Q_2 Q_3 + 1} e^{-2.52 \cdot d_{12}} \end{aligned} \quad (29)$$

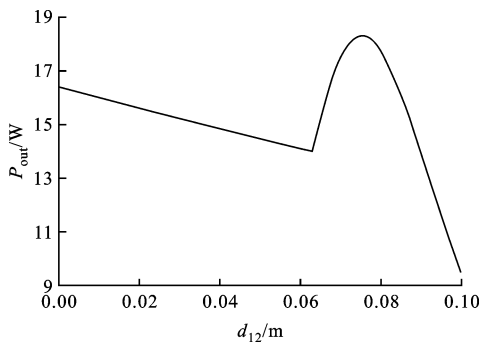
对于这个三线圈电能传输系统来说, 当系统设计完成后, 影响系统传输功率和效率的因素为发射线圈和接收线圈间距 d_{12} 和负载电阻 R_L 。在此本文仅分析线圈间距离对输出功率和传输效率的影响。

令 $Q_1 = 1$, $Q_2 = 200$, $Q_3 = 0.32$, $\beta = 1$, $R_s' = 3.2 \Omega$, $R_L' = 5 \Omega$, $N_1 = N_2 = 4$, $N_3 = 2$, $r_1 = r_2 = r_3 = 0.08 \text{ m}$, 由式(25)得到 $L_1 = L_2 = 5.125 \times 10^{-6} \text{ H}$, $L_3 = 2.6 \times 10^{-6} \text{ H}$, U_s 为峰值 24 V 的正弦电流, 通过 Matlab 建模计算式(26)~式(29), 得到海水中三线圈系统随传输距离变化的传输特性曲线, 如图3所示。

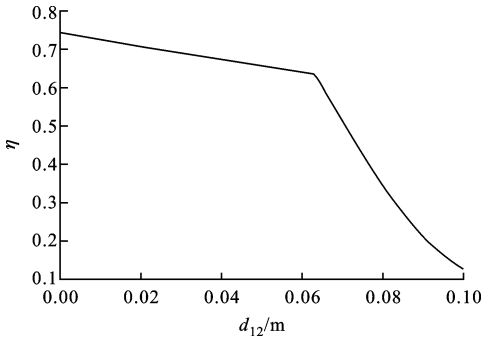
由图3可以看出: 当 $d_{23} = 0$ 、 d_{12} 变化时, 输出功率存在最大值, 而传输效率随着距离的增大持续降低; 当 $d_{12} = 0.075 \text{ m}$ 时, 输出功率达到最大值, 此时效率 $\eta = 42\%$ 。

3.2 距离 d_{23} 与系统功率和效率的关系

固定 d_{12} ($d_{12} = 0.05 \text{ m}$, 即 $K_{12} = 1$), 调节 d_{23} , 分析输出功率和效率的变化规律。当 $0 \leq d_{23} \leq \left(\frac{\mu_0\pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2(L_2 L_3)^{1/2}}\right)^{1/3}$ 、 $K_{23} = 1$ 时, 上述系统效率和功

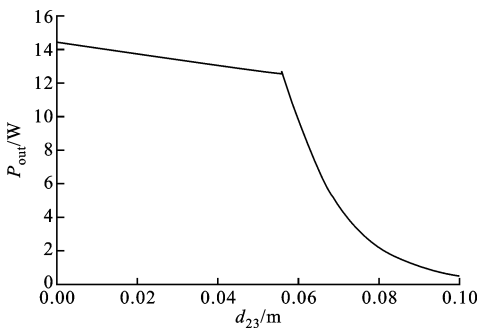


(a)输出功率

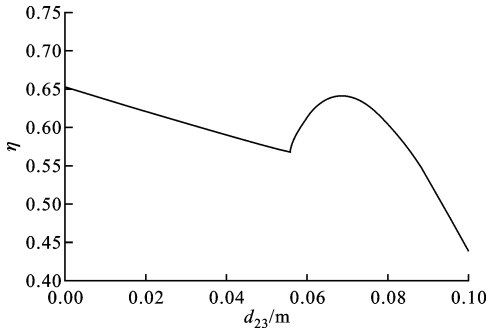


(b)传输效率

图 3 输出功率和传输效率随 d_{12} 的变化曲线



(a)输出功率



(b)传输效率

图 4 输出功率和效率随 d_{23} 的变化曲线

率的表达式可写为

$$P_{\text{out}} = 0.88 \frac{Q_1 Q_2^2 Q_3 \beta}{(Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + 1)^2} \frac{U_S^2}{R'_S} e^{-2.52 d_{23}} \quad (30)$$

$$\eta = 0.88 \frac{Q_1 Q_2^2 Q_3 \beta}{(Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + 1)(Q_2 Q_3 + 1)} e^{-2.52 d_{23}} \quad (31)$$

当 $d_{23} \geq \left(\frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2(L_2 L_3)^{1/2}} \right)^{1/3}$ 、且 $0 \leq K_{23} = \frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2d_{23}^3 (L_2 L_3)^{1/2}} \leq 1$ 时

$$P_{\text{out}} = 0.88 \left(\frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2d_{23}^3 (L_2 L_3)^{1/2}} \right)^2 Q_1 Q_2^2 Q_3 \beta / \left(Q_1 Q_2 + \left(\frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2d_{23}^3 (L_2 L_3)^{1/2}} \right)^2 Q_2 Q_3 + 1 \right)^{-2} \frac{U_S^2}{R'_S} e^{-2.52 d_{23}} \quad (32)$$

$$\eta = 0.88 \left(\frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2d_{23}^3 (L_2 L_3)^{1/2}} \right)^2 Q_1 Q_2^2 Q_3 \cdot \beta / \left(Q_1 Q_2 + \left(\frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2d_{23}^3 (L_2 L_3)^{1/2}} \right)^2 Q_2 Q_3 + 1 \right)^{-1} \cdot \left(\left(\frac{\mu_0 \pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2}{2d_{23}^3 (L_2 L_3)^{1/2}} \right)^2 Q_2 Q_3 + 1 \right)^{-1} e^{-2.52 d_{23}} \quad (33)$$

通过建模计算式(30)~式(33),得到海水中三线圈系统随距离 d_{23} 变化的传输特性曲线,如图 4 所示。

由图 4 可以看出,输出功率随着距离 d_{23} 的增加

而减小,而系统效率却有一个明显的最大值,这是因为在此处系统达到了阻抗匹配,使得电源输出的无用功显著降低,系统效率得到提高。因此,当传输距离 d_{12} 确定时,可以通过调节 d_{23} 从而改变 K_{23} ,达到阻抗匹配,使系统达到最大传输效率。

结合图 3、图 4 可知,系统的最大传输功率和最大效率并不能同时到达,但是当传输距离 d_{12} 确定后,总能够通过调节匹配距离 d_{23} 使得输出功率或传输功率达到最优。

4 实验验证

为了验证上述共振式水下电能传输系统分析的正确性,本文制作了一个工作频率为 100 kHz 的三线圈谐振系统,实验装置见图 5。

实验中,使用领英公司的功率放大器,它可以产生 100 kHz 的正弦交流电,并且利用阻抗盒实现输入端阻抗的调节。系统中耦合线圈由直径为 0.84 mm 的铜芯漆包线绕制而成,参数如表 1 所示。

表 1 线圈参数

线圈	匝数	直径/m	电感/ μ H	电容/ μ F	频率/kHz
发射线圈	4	0.18	5.44	0.47	101.0
接收线圈	4	0.18	5.44	0.47	99.6
负载线圈	2	0.18	2.60	1.00	97.4

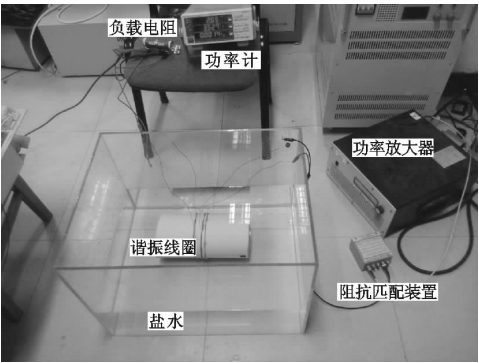


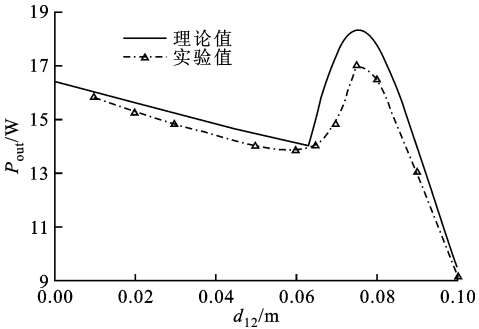
图 5 实验装置图

输出端接一个最大阻值为 $5\ \Omega$ 的滑动电阻作为负载,使用功率放大计测量输出功率。

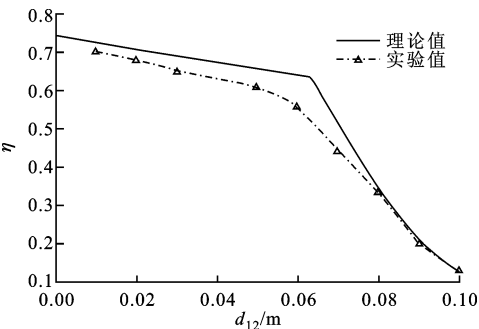
实验时,使 $d_{23}=0\ \text{m}$,输入峰值 $24\ \text{V}$ 正弦交流电,输入端阻抗为 $10\ \Omega$,调节发射线圈与接收线圈的距离 d_{12} ,测量系统输出功率和传输效率,部分实验结果如表 2 和图 6 所示。

表 2 仅改变传输距离 d_{12} 时的实验结果

d_{12}/m	输出功率/W	系统效率/%
0.01	15.8	70
0.03	14.9	65
0.06	13.4	56
0.08	16.5	33
0.10	9.1	13



(a) 输出功率



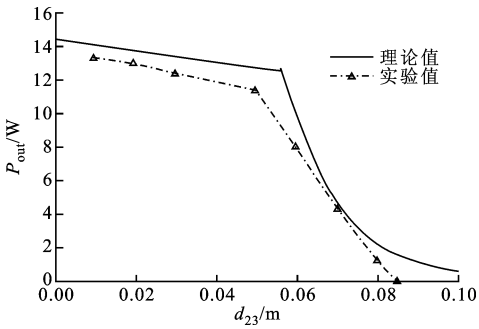
(b) 传输效率

图 6 仅改变距离 d_{12} 时的实验结果

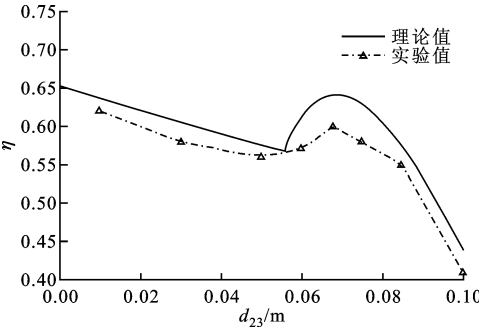
固定发射线圈和接收线圈的距离 $d_{12}=0.05\ \text{m}$,输入峰值 $24\ \text{V}$ 正弦交流电,输入端阻抗为 $10\ \Omega$,调节接收线圈和负载线圈的距离 d_{23} ,测量系统输出功率和传输效率,部分实验结果如表 3 和图 7 所示。

表 3 仅改变传输距离 d_{23} 时的实验结果

d_{23}/m	输出功率/W	系统效率/%
0.01	13.3	62
0.03	12.4	58
0.05	11.4	56
0.07	4.3	60
0.08	1.2	57



(a) 输出功率



(b) 传输效率

图 7 仅改变距离 d_{23} 时的实验结果

由图 6、图 7 实验结果可以看出,由于海水的导电性,使得系统的输出功率随传输距离的增加显著下降,当 d_{12} 和 d_{23} 大于临界值时输出功率呈指数下降趋势。

在图 6 中,当 $d_{23}=0\ \text{m}$, d_{12} 从 0 开始增加时,传输效率开始保持相对稳定 ($60\% \sim 70\%$),当 $d_{12} > 0.065\ \text{m}$ 后传输效率急速下降,并迅速衰减,输出功率却在 $d_{12} > 0.065\ \text{m}$ 后呈现上升趋势,并且在 $d_{12} \approx 0.075\ \text{m}$ 处达到最大值,约为 $17\ \text{W}$,此后同效率曲线一样急速下降。

在图 7 中, $d_{12}=0.05\ \text{m}$,随着 d_{23} 的增加输出功率单调递减,并在 $d_{23} > 0.055\ \text{m}$ 后急速下降,这是

由于此时耦合系数 K_{23} 的显著下降导致的。但是,通过调节 d_{23} 可以提升传输效率,从图 7 可看出,当 $d_{23}=0.07\text{ m}$ 左右时,系统传输效率达到最大,约为 60%。这是由于在该距离处输出端的阻抗和输入端相同,系统达到阻抗匹配状态。

实验中的线圈绕制和测量均存在一定误差,调节线圈时不可避免地产生形变从而改变谐振频率,因此 3 个线圈无法达到完全共振状态,加之实验中使用的盐水和真实海水有差别,造成实际测量值低于理论值。

5 结 论

本文用互感理论对三线圈谐振能量传输系统进行了分析,并且讨论了高频电磁波在海水中的传播特性,推导出了水下三线圈谐振系统的输出功率和效率的表达式,并通过 Matlab 仿真得到了系统水下工作的传输特性和传输距离的关系。实验结果表明,在传输距离一定时,可以通过调节接收线圈和负载线圈的距离使系统阻抗匹配,从而达到传输效率最优。所得出的结论可为后续水下谐振能量传输系统的工程化设计提供了较好的理论和实践支持。

参考文献:

- [1] PAINTER H, FLYNN J. Current and future wet-mate connector technology developments for scientific seabed observatory applications [C]//OCEANS 2006. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 881-886.
- [2] BARLOW S. The ruggedization of hybrid wet-mate connectors [J]. Sea Technology, 1997, 38(7): 17-21.
- [3] 鲁杰, 孙晓军, 汤振, 等. 水下插拔电连接器技术 [J]. 机电元件, 2011, 31(6): 3-5.
LU Jie, SUN Xiaojun, TANG Zhen, et al. Technology of under water wet-mate electrical connector [J]. Electromechanical Components, 2011, 31(6): 3-5.
- [4] SOLJACIC M, KURS A, KARALIS A, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances [J]. Science, 2007, 317: 83-86.
- [5] KARALIS A, JOANNOPOULOS J D, SOLJACIC M. Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer [J]. Annals of Physics, 2008, 323: 34-48.
- [6] 张凯. 非接触供电技术及其水下应用研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2008.
- [7] 李宏. 感应电能传输: 电力电子及电气自动化的新领域 [J]. 电气传动, 2001(2): 62-64.
LI Hong. Inductive power transfer: a new field for power electronics and electric-automation [J]. Electric Drive, 2001(2): 62-64.
- [8] 李泽松. 基于电磁感应原理的水下非接触式电能传输技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [9] 周雯琪. 感应耦合电能传输系统的特性与设计研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [10] KOJIYA T, SATO F, MATUSKI H, et al. Automatic power supply system to underwater vehicles utilizing non-contacting technology [C]//OCEANS 2004. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004: 2341-2345.
- [11] RAMRAKHYANI A K, MIRABBASI S, MU C. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2011, 5(1): 48-63.
- [12] IMURA T, OKABE H, HORI Y. Basic experimental study on helical antennas of wireless power transfer for electric vehicles by using magnetic resonant couplings [C]//Vehicle Power and Propulsion Conference 2009. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 936-940.
- [13] 杨庆新, 陈海燕, 徐桂芝, 等. 无接触电能传输技术的研究进展 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 6-13.
YANG Qingxin, CHEN Haiyan, XU Guizhi, et al. Research progress in contactless power transmission technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(7): 6-13.
- [14] 夏晨阳, 孙跃, 贾娜, 等. 耦合磁共振电能传输系统磁路机构参数优化 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 139-145.
XIA Chenyang, SUN Yue, JIA Na, et al. Magnetic circuit parameter optimization for coupled magnetic resonances power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 139-145.
- [15] CHEON S, KIM Y H, KANG S Y. Circuit-model-based analysis of a wireless energy-transfer system via coupled magnetic resonances [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(7): 2906-2914.
- [16] MAZLOUMAR S J, MAHANFAR A, KAMINSKA B. Mid-range wireless energy transfer using inductive resonance for wireless sensors [C]//International Conference on Computer Design. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 517-522.
- [17] ZHU Chunbo, LIU Kai, YU Chunlai. Simulation and experimental analysis on wireless energy transfer based on magnetic resonances [C]//Vehicle Power and Propulsion Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 112-116.

(下转第 53 页)