

基于磁共振的水下非接触式电能传输系统建模与损耗分析

张克涵 阎龙斌 闫争超 文海兵 宋保维

Modeling and analysis of eddy-current loss of underwater contact-less power transmission system based on magnetic coupled resonance

Zhang Ke-Han Yan Long-Bin Yan Zheng-Chao Wen Hai-Bing Song Bao-Wei

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 048401 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.048401

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.048401>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I4>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于双缘调制的数字电压型控制 Buck 变换器离散迭代映射建模与动力学分析

Discrete iterative-map modeling and dynamical analysis of digital voltage-mode controlled buck converter with dual-edge modulation

物理学报.2015, 64(22): 228401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.228401>

离散移相控制全桥 DC-DC 变换器的能量迭代建模及多周期态研究

The study of energy model and multi-period of discrete phase shift control technique for full-bridge DC-DC converter

物理学报.2015, 64(10): 108401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.108401>

基于状态关联性的 Boost 变换器混沌与反混沌控制

Chaos control and anti-control in Boost converter based on altering correlation

物理学报.2015, 64(4): 048401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.048401>

电流型脉冲序列控制 Buck 变换器工作在电感电流连续导电模式时的多周期行为

Multi-period analysis of current-mode pulse-train controlled continuous conduction mode converter

物理学报.2014, 63(24): 248401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.248401>

脉冲跨周期调制连续导电模式 Buck 变换器低频波动现象研究

Low-frequency oscillation of continuous conduction mode buck converter with pulse skipped modulation

物理学报.2014, 63(19): 198401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.198401>

基于磁共振的水下非接触式电能传输系统建模与损耗分析

张克涵[†] 阎龙斌 闫争超 文海兵 宋保维

(西北工业大学航海学院, 西安 710072)

(2015年9月11日收到; 2015年12月14日收到修改稿)

文章对基于磁共振的水下非接触式电能传输系统在海水中的传输机理以及电涡流损耗进行了分析. 首先基于互感模型, 建立了空气中磁共振非接触式电能传输系统的数学模型, 分析了系统的频率特性, 从理论上对频率分裂现象进行了解释. 然后针对海水环境, 通过麦克斯韦方程组建立系统的数学模型, 通过级数展开, 略去高阶项, 得到计算电涡流损耗的近似公式, 分析了电涡流损耗与线圈半径、谐振频率、传输距离、磁感应强度的关系, 为水下非接触式电能传输系统的总体设计提供了理论依据. 最后通过实验验证了在空气中和海水中进行非接触式电能传输的异同, 以及电涡流损耗与各项参数的关系. 实验表明: 在空气中当传输距离为 50 mm、传输功率为 100 W 时, 效率在 80% 以上; 在海水中当传输距离为 50 mm、传输功率为 100 W 时, 效率约为 67%, 说明基于磁共振的水下非接触式电能传输系统在海水中也有很好的应用前景.

关键词: 磁共振, 互感模型, 频率特性, 电涡流损耗

PACS: 84.30.Jc, 03.50.De

DOI: 10.7498/aps.65.048401

1 引言

非接触式电能传输技术包括磁耦合、磁共振以及微波辐射三种方式. 基于磁耦合的非接触式电能传输系统, 传输距离一般在 10 mm 以内, 一般适用于近距离、大功率的场合, 当传输距离较大时, 传输效率会急剧下降^[1,2]; 基于微波辐射的传输方式, 电能被转化为微波通过天线发射与接收, 适用于电能的远程输送, 缺点是不能绕开障碍物, 且由于大气的尘埃等因素, 传输效率很低, 因此这种方式在传输电能方面还有很大的局限性; 相比而言, 基于磁共振的非接触式电能传输是通过原、副边线圈的共振, 形成一个能量低阻通道, 在原、副边线圈距离较远时, 也可以实现较高效率传输, 且对方向性要求不高, 使其在医疗、交通运输、家用电器、军事等方面具有很好的发展前景^[3-6].

水下非接触式电能传输技术是将电能经过磁

场能的转化, 完成从原边线圈到副边线圈的传递, 这种传输方式不存在发送端与接收端的直接电气连接, 可以避免传统湿插拔电能补给方式由于金属接插件接触引起的火花、漏电等安全隐患, 提高了电能传输的安全性, 适用于水下航行器与海底基站对接的海洋工作环境, 这可以大幅提高水下航行器的工作效率和隐蔽性.

有关空气中磁共振非接触式电能传输系统的研究很多. 2007年, 麻省理工大学 Soljacic 教授的研究小组^[7]第一次以耦合模理论解释了磁共振非接触式电能传输机理. 此后, 国内外学者对非接触式电能传输做了大量的研究, 研究热点主要集中在最大功率传输及阻抗匹配等方面^[8-10]. 而针对海水中非接触式电能传输的研究, 基本都是基于磁耦合方式, 对磁共振方面的研究很少. 文献^[11]中提出了一种在海底进行非接触式电能传输的方案, 实现了在海底当传输距离为 50 mm 时, 传输效率为 40%; 文献^[12]中设计了一款 24 cm × 24 cm × 1.5 cm

[†] 通信作者. E-mail: zhangkehan210@163.com

的谐振器, 在次级侧经过整流、DC-DC变换, 实现了当传输距离为 50 mm 时, 传输效率为 50%, 且论证得出电能损耗主要为电涡流损耗; 文献 [13] 提出了一种给水中机器鱼的充电方案, 在研究中发现, 当谐振频率变高时, 涡流损耗会急剧增大. 在海洋环境中进行磁共振非接触式电能传输时, 交变电流产生交变磁场, 交变磁场又会在海水中产生涡旋电场, 由于海水具有较大的电导率, 其产生的电涡流损耗较大, 会降低海水中电能传输效率, 增加了系统的复杂程度. 国内外的研究大部分只是提到在海水中进行非接触式电能传输时, 存在电涡流损耗, 但大都没有理论推导, 也无具体的数学表达式. 因此研究电涡流损耗的产生机理以及影响因素是十分必要的. 文献 [14] 提出了一种针对磁耦合的水下非接触式电能传输电涡流损耗计算方法, 该方法仅给出了计算电涡流损耗的近似积分形式, 并无解析式. 文献 [15] 提出了一种铁板中涡流的检测方法, 并分析了感生电压和铁板厚度、电导率的关系. 文献 [16] 对小功率螺线管的涡流损耗进行了有限元分析, 得出了仿真结果. 文献 [17] 针对电动汽车的非接触式充电, 采用有限元方法计算了在汽车底盘中产生的电涡流大小. 本文针对水下磁共振电能传输系统, 建立数学模型, 基于麦克斯韦方程组推导出电涡流损耗的数学表达式, 定性分析各个参数与电涡流损耗的关系, 从而为系统的总体设计和高效传输提供理论依据.

2 电路模型建立

磁共振电能传输系统按补偿电路结构一般分为初级侧与次级侧串串、串并、并串、并并四种工作方式 [18]. 考虑到串串模式有更好的负载适应性和频率稳定性 [19], 本文选择串串模式进行建模, 电路模型如图 1 所示.

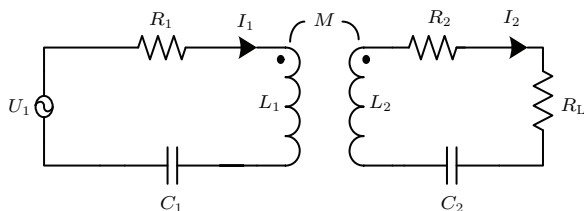


图1 电能传输系统电路模型

Fig. 1. The circuit model of CPT system.

图 1, $U_1 = A \sin(\omega t)$ 为输入电压; R_1 为电源内阻和初级侧线路电阻之和; R_2 为次级侧线路电阻; R_L 为负载电阻; L_1, L_2 分别为初级侧、次级侧线圈电感; C_1, C_2 分别为初、次级侧补偿电容; M 为两个线圈之间的互感.

2.1 数学模型

选同名端和电流参考方向如图 1 所示, 根据基尔霍夫定律可以列出初级侧、次级侧回路方程如下:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 R_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2, \quad (1)$$

$$j\omega M \dot{I}_1 = j\omega L_2 \dot{I}_2 + R_2 \dot{I}_2 + R_L \dot{I}_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \dot{I}_2. \quad (2)$$

为了求解方便, 取: $L_1 = L_2 = L, C_1 = C_2 = C, R_1 = R_2 = R$.

定义耦合系数 $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$, 则负载电压 U_L 可写为

$$U_L = \left| \frac{j\omega k L \frac{1}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_1 R_L}{j\omega L + R + R_L + \frac{1}{j\omega C} + \omega^2 k^2 L^2 \frac{1}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}} \right|. \quad (3)$$

当输入电压为 $U_1 = 100\sqrt{2} \sin(\omega t)/V$ 时, 负载电压 U_L 与频率 f ($2\pi f = \omega$)、耦合系数 k 的关系 ($L_1 = L_2 = 38.91 \mu\text{H}, C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}, R_1 = R_2 = 0.2 \Omega, R_L = 5 \Omega$) 如图 2 所示.

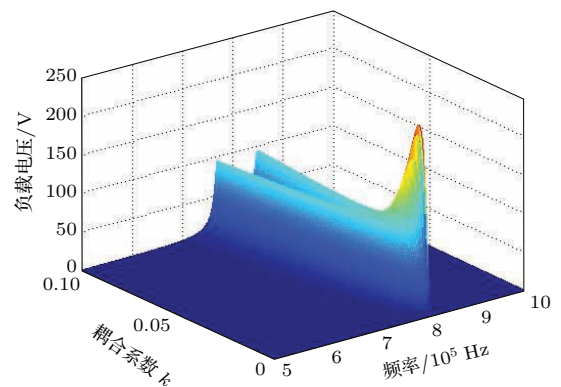


图2 U_L 与 k 和 f 的关系

Fig. 2. The relations among U_L and k, f .

从图 2 的三维图可以看出, 负载电压在谐振频率处 (谐振频率约为 810 kHz) 取最大值, 且随着耦合系数的增大, 出现频率分裂现象, 即存在两个频率使负载电压取得最大值. 随着耦合系数的进一步增大, 分裂现象越来越严重. 从图 2 还可以看出, 负载电压在某一段距离上基本没有变化, 且通过计算发现, 负载电阻 R_L 越小, 这种效果越明显. 将负载电压没有变化的这段距离称为磁共振电能传输的有效距离区间, 可以使用频率跟踪技术, 使负载功率一直取最大值.

根据文献 [20], 在初级侧线圈和次级侧线圈为同轴螺线线圈时, 且在准静态约束条件下, 谐振耦合式电能传输距离与互感的关系约为

$$M = \frac{\pi\mu(n_1n_2)^{0.5}(r_1r_2)^2}{2h^3}, \quad (4)$$

其中, r_1, r_2 为初级侧、次级侧线圈半径; n_1, n_2 为初级侧、次级侧线圈匝数; μ 为磁导率; h 为两线圈中心在轴上的距离. 如果取 $n_1 = n_2 = n, r_1 = r_2 = r$ 以及 $k = M/\sqrt{L_1L_2}$, 则可以得出

$$h = \left(\frac{\pi\mu nr^4}{2k\sqrt{L_1L_2}} \right)^{1/3}. \quad (5)$$

通过 (5) 式, 可以得到耦合系数与传输距离的关系.

2.2 效率 η_{air} 的分析

通过 (1) 和 (2) 式, 可求得次级侧电路在初级侧的反射阻抗. 令反射阻抗为 Z_r , 则

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2 (R_2 + R_L)}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} + j \frac{-\omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2}. \quad (6)$$

取 $L_1 = L_2 = L, C_1 = C_2 = C$, 当 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 时 (即谐振时), 效率 η_{air} 的表达式为

$$\eta_{\text{air}} = \frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 M^2 + R_1(R_2 + R_L)} \times \frac{R_L}{R_2 + R_L} \times 100\%. \quad (7)$$

将 ωM 看作变量, 取 $R_1 = R_2 = 0.2 \Omega$, η_{air} 与 ωM 和 R_L 的关系如图 3 所示.

从图 3 可以看出: 在 R_L 一定时, ωM 越大, 效率越高; 在 ωM 一定时, R_L 增大, 效率先增大、后减小, 存在最优的 R_L 使效率最高.

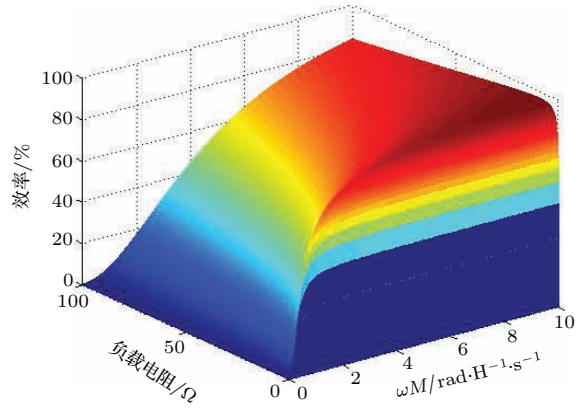


图 3 η_{air} 与 ωM 和 R_L 的关系

Fig. 3. The relations among η_{air} and $\omega M, R_L$.

3 海水中电涡流损耗分析

空气中的电导率非常小, 可认为空气不导电, 所以在空气中进行磁共振电能传输时, 不必考虑电涡流损耗的影响, 因而空气中传输效率较高, 传输距离较远. 海水有较大的电导率, 当线圈中有高频交变电流时, 会产生交变磁场, 交变磁场会产生涡旋电场, 在海水中会产生涡旋电流, 进而产生较大的电涡流损耗. 相比于空气, 在海水中进行非接触式电能传输时, 其传输距离、传输效率会有所下降. 在实际中, 为了减小电涡流损耗, 可以考虑在水下航行器和海底基站对接完成后, 用高磁导率、低电导率的材料制成圆柱外壳, 将整个电能传输系统包围起来, 将电涡流损耗限制在水下航行器和海底基站之间的圆柱体内. 示意图见图 4. 在图 4 中, 分别建立柱面坐标系 (ρ, ϕ, z) 和直角坐标系 (x, y, z) .

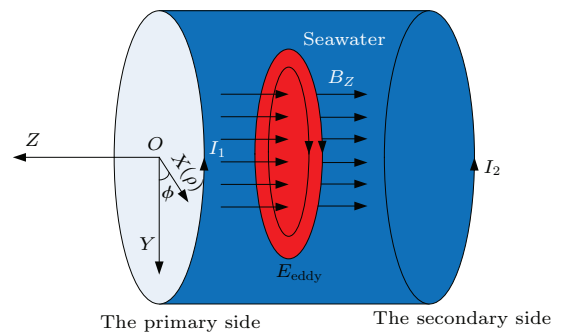


图 4 电涡流原理图

Fig. 4. The schematic diagram of current eddy.

3.1 电涡流损耗计算

由圆周的对称性可以证明载流线圈在周围空间中产生的电场强度只有周向分量 E_ϕ [21], 根据法

拉第电磁感应定律, 可得产生 E_ϕ 的只是和线圈平面垂直的磁感应强度 B_Z , 故以下计算只考虑 B_Z . 由于水下非接触式电能传输距离相对较短, 可认为在 t 时刻, B_Z 在 Z 轴方向上是大小不变的. 由于圆周具有对称性, 可用 B_Z 在 X 轴方向上的变化来代替 B_Z 在整个 XoY 平面上的变化.

根据麦克斯韦方程组和上段中的近似处理^[22], 可得磁场满足的涡流场方程如下:

$$j\omega\mu H_Z = \frac{\partial^2 H_Z}{\partial x^2} = k^2 H_Z. \quad (8)$$

根据对称条件解 (8) 式可得

$$H_z(x) = C \cosh(kx). \quad (9)$$

当 $x = 0$ 时, $H_z(0) = C = B_o/\mu$ (B_o 为原点处的磁感应强度), 可得

$$B_z(x) = B_o \cosh(kx). \quad (10)$$

由 $\mathbf{J} = \nabla \times \mathbf{H} = \frac{-\partial H_z}{\partial x} \mathbf{e}_y$ 和 $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ 可得 $J_y(x) = \frac{-k B_o}{\mu} \sinh(kx)$. $\sinh(kx)$, $\cosh(kx)$ 分别是双曲正弦、双曲余弦函数.

将 $k = \sqrt{j\omega\sigma\mu} = \sqrt{\omega\sigma\mu/2}(1 + j) = \gamma + j\beta$ 代入 (10) 式可得

$$|B_z(x)| = |B_o| \sqrt{\frac{1}{2}(\cosh 2\gamma x + \cos 2\gamma x)}. \quad (11)$$

同理可得

$$|J_y| = \left| \frac{k B_o}{\mu} \right| \sqrt{\frac{1}{2}(\cosh 2\gamma x - \cos 2\gamma x)}. \quad (12)$$

电涡流在两线圈之间的圆柱体内产生的电涡流损耗功率为

$$P_{\text{eddy}} = \int_v \sigma |E|^2 dv, \quad (13)$$

其中 v 为两线圈之间的圆柱体海水, 底面半径为 r , 高为 h , 即传输距离. 由于 $E_y(x) = \frac{-k B_o}{\mu\sigma} \sinh(kx)$, 且圆周上的电场强度都相等, 可得

$$\begin{aligned} P_{\text{eddy}} &= \int_v \sigma \left| \frac{k B_o}{\mu\sigma} \sinh(kx) \right|^2 dv \\ &= \int_v \frac{\omega |B_o|^2}{\mu} |\sinh(kx)|^2 dv. \end{aligned} \quad (14)$$

将积分区域代入上式可得

$$\begin{aligned} P_{\text{eddy}} &= \frac{\pi h \omega |B_o|^2}{\mu} \left[\frac{r}{2\gamma} (\sinh 2\gamma r - \sin 2\gamma r) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{4\gamma^2} (\cosh 2\gamma r + \cos 2\gamma r) + \frac{1}{2\gamma^2} \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

引入磁感应强度沿截面的平均值^[23] $B_{z\text{av}}$:

$$B_{z\text{av}} = \frac{1}{2r} \int_{-r}^r B_z dx,$$

代入 (10) 式, 可得

$$B_{z\text{av}} = \frac{B_o}{rk} \sinh kr. \quad (16)$$

由 (16) 式可得

$$B_o = B_{z\text{av}} \frac{rk}{\sinh kr}. \quad (17)$$

将 (17) 式代入 (15) 式可得

$$\begin{aligned} P_{\text{eddy}} &= \frac{\omega |B_{z\text{av}}|^2 \pi h}{\mu} \left[\frac{r}{2\gamma} (\sinh 2\gamma r - \sin 2\gamma r) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{4\gamma^2} (\cosh 2\gamma r + \cos 2\gamma r) + \frac{1}{2\gamma^2} \right] \\ &\quad \times \frac{r^2 \omega \mu \sigma}{\frac{1}{2} (\cosh 2\gamma r - \cos 2\gamma r)}. \end{aligned} \quad (18)$$

当 $r\gamma \ll 1$, 即低频时, 将 $\sinh 2\gamma r$, $\sin 2\gamma r$, $\cosh 2\gamma r$, $\cos 2\gamma r$ 用级数展开, 并略去高阶无穷小, 可得

$$P_{\text{eddy}} \approx \frac{2\omega^2 |B_{z\text{av}}|^2 \pi h r^4 \sigma}{3}. \quad (19)$$

通过 (19) 式, 可得出电涡流损耗 P_{eddy} 近似与频率 ω 的平方成正比, 与磁场强度 $|B_{z\text{av}}|$ 的平方成正比. 在频率较高时, 损耗会急剧增大. B_o 可通过下式, 用 I_1 , I_2 产生的磁感应强度矢量相加来估算:

$$B_1 = \frac{\mu n I_1}{2r}, \quad B_2 = \frac{\mu n I_2}{2r}, \quad B_o = \sqrt{B_1^2 + B_2^2}. \quad (20)$$

n 为线圈匝数.

海水中的效率 η_{sea} 可近似表达为

$$\begin{aligned} \eta_{\text{sea}} &= \frac{P_{\text{in_sea}} - P_{\text{eddy}} - |I_1|^2 R_1 - |I_2|^2 R_2}{P_{\text{in_sea}}} \\ &\quad \times 100\%. \end{aligned} \quad (21)$$

4 实验验证

为了验证上述理论分析的正确性, 搭建实验系统如图 5 所示.

实验原理为: 用信号发生器和功率放大器产生高频正弦信号, 加入到初级发射线圈, 然后通过次级接收线圈接收并整流, 再输入到功率电阻. 系

统中将初级线圈和次级线圈套在用有机玻璃加工的圆柱形筒上, 通过此方式搭建实验系统, 可满足模型建立中将电涡流损耗限制在圆柱形筒中的假设, 即圆柱形筒外没有电涡流损耗(实际使用时, 海水介质只存在于电能传输间隙中, 故此实验模型合理). 用筒中充满海水和空气两种情况来对比得到电涡流损耗.

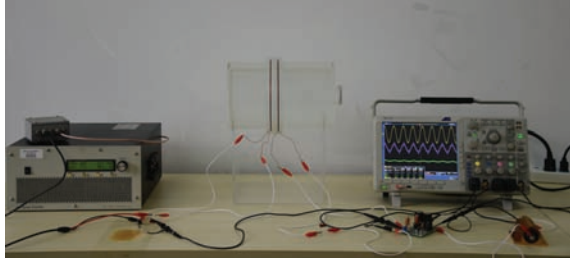


图5 实验系统图

Fig. 5. The experiment system.

实验中预定指标为传输功率大于 100 W、传输距离大于 50 mm, 考虑到高频下的趋肤效应^[24]、高频导致的电涡流损耗以及线圈参数影响下的互感系数, 通过计算机编程优化, 选取各项参数取值如表 1 所列.

表1 实验参数

Table 1. The physical parameters for experiment.

参数	取值
初级侧线圈电感/ μH	38.72
次级侧线圈电感/ μH	38.94
初级侧谐振电容/nF	1, 2.2, 10
次级侧谐振电容/nF	1, 2.2, 10
初级侧线圈电阻/ Ω	0.22
次级侧线圈电阻/ Ω	0.24
负载电阻/ Ω	30
初级侧、次级侧线圈匝数	8
漆包线线径/mm	1
线圈半径/cm	10

4.1 空气中传输特性验证

在空气中, 分别做了谐振电容为 1, 2.2, 10 nF, 传输距离为 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 mm, 输入功率分别为 50, 75, 100, 125, 150, 175 W 的对

比实验. 由于次级侧电路进行了整流, 导致实际谐振频率比理论谐振频率偏小.

输入功率为 150 W 时, 输出功率和效率的实验结果如图 6 所示. 从图 6 中的实验结果可以看出:

1) 在输入功率、谐振频率一定的条件下, 随着传输距离的增加, 接收功率逐渐下降, 效率逐渐降低; 传输距离增加, 导致互感 M 减小, 从而导致接收功率逐渐下降、效率降低, 这与 (7) 式中效率与互感 M 的关系一致;

2) 在传输距离、输入功率一定的条件下, 随着谐振频率的增大, 接收功率逐渐增大, 效率逐渐增大, 这与 (7) 式中效率与频率 ω 的关系一致.

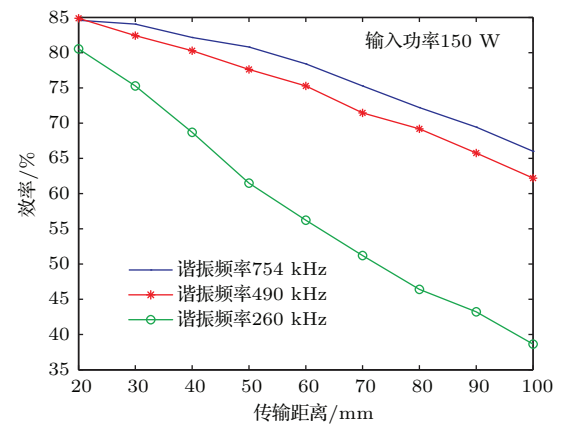
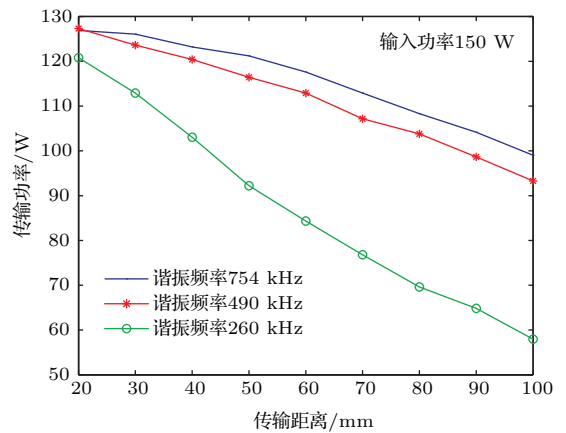


图6 空气中的传输特性

Fig. 6. The transmission characteristic in the air.

4.2 海水中传输特性和涡流损耗的验证

4.2.1 海水中传输特性

在海水中, 首先研究了互感 M 在不同介质(海水、空气)的异同. 根据 (4) 式可知, 在线圈物理参数、距离一定时, 互感只与介质的磁导率有关. 空气和海水的磁导率几乎相等, 所以相同的线圈在空气

和海水中的互感几乎是相等的, 实验数据如图7所示. 从图7的实验结果可知: 线圈在海水和空气中的互感系数几乎是相等的, 也即耦合系数几乎是相等的, 所以相对于空气, 在海水中进行电能传输时, 效率降低的原因只能是电涡流损耗.

为了研究电涡流损耗, 在线圈中间的圆柱形筒中加满海水, 做与空气中同样的实验进行对比, 实验结果如图8所示.

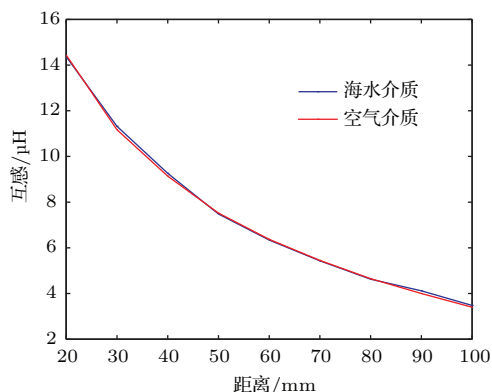


图7 空气和海水中的互感系数的对比

Fig. 7. The mutual inductance comparison in the air and seawater.

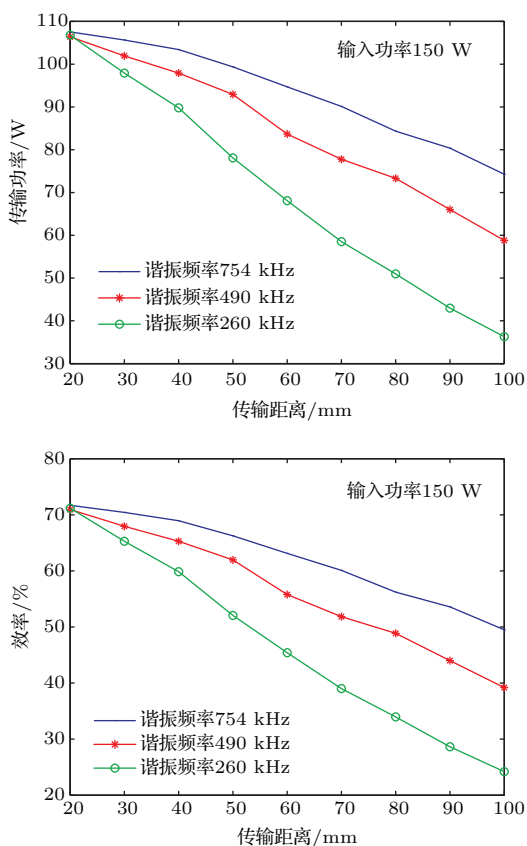


图8 海水中的传输特性

Fig. 8. The transmission characteristic in the seawater.

对比图8和图6中的实验结果, 可以清晰地看出电涡流损耗对电能传输的影响:

1) 在输入功率、谐振频率一定的条件下, 随着传输距离的增加, 接收功率逐渐下降, 效率逐渐降低; 传输距离增加, 导致互感 M 减小, 从而导致接收功率逐渐下降、效率降低;

2) 在传输距离、输入功率一定的条件下, 随着谐振频率的增大, 接收功率逐渐增大, 效率逐渐增大.

4.2.2 电涡流损耗实验数据

对实验结果进行处理, 计算得输入功率为150 W时的电涡流损耗如图9所示. 从图9可以看出:

1) 在输入功率、谐振频率一定的条件下, 随着传输距离增加, 电涡流损耗逐渐增大, 这是因为随着传输距离增大, 互感 M 逐渐减小, 导致反射阻抗减小, 进一步导致电流增大, 磁感应强度 B 增大的缘故, 同时, 海水介质厚度的增加, 也会导致电涡流损耗增大; 这可验证(19)式中电涡流损耗随着磁感应强度 B 增大而增大的特性;

2) 在输入功率、传输距离一定的条件下, 随着谐振频率的增大, 电涡流损耗呈现先增大、后减小的趋势, 这是因为随着谐振频率增大, 反射阻抗增大, 导致电流减小, 进而导致磁感应强度 B 减小, 由谐振频率和磁感应强度 B 共同影响的结果; 从这里也可以看出, 考虑到传输特性和电涡流损耗, 适当优化谐振频率, 可以取到最优值.

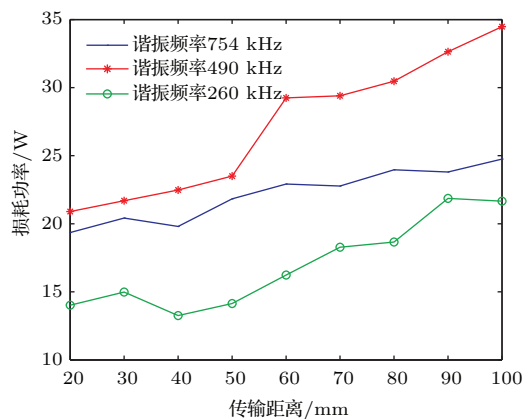


图9 输入功率为150 W时的电涡流损耗

Fig. 9. The current eddy loss when the power is 150 W.

4.2.3 电涡流损耗与海水介质厚度 h 的关系

实验中, 通过给实验筒中慢慢加海水, 测得不

同海水介质厚度下的电涡流损耗(传输距离为 30 mm, 频率为 754 kHz), 实验结果如图 10 所示.

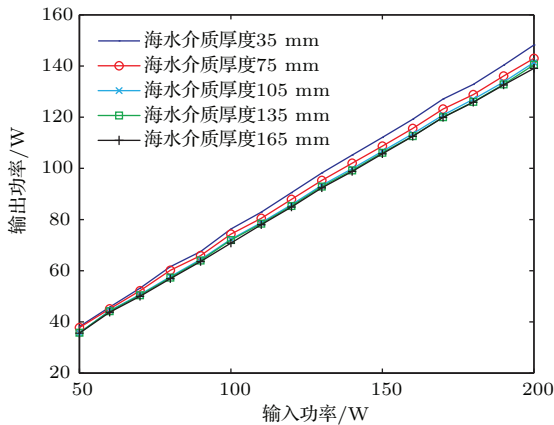


图 10 电涡流损耗与海水介质厚度 h 的关系

Fig. 10. The relations between current eddy loss and seawater thickness h .

从图 10 可以看出, 在输入功率一定的条件下, 随着海水介质厚度 h 的增加, 输出功率基本呈线性减小, 说明电涡流损耗呈线性增大. 这验证了 (19) 式中电涡流损耗与海水介质厚度 h 成正比的特性.

4.2.4 电涡流损耗与电导率 σ 的关系

实验中采取往淡水中加氯化钠的方式来改变水的电导率, 研究电涡流损耗与电导率的关系(传输距离为 30 mm, 频率为 754 kHz), 实验结果如图 11 所示.

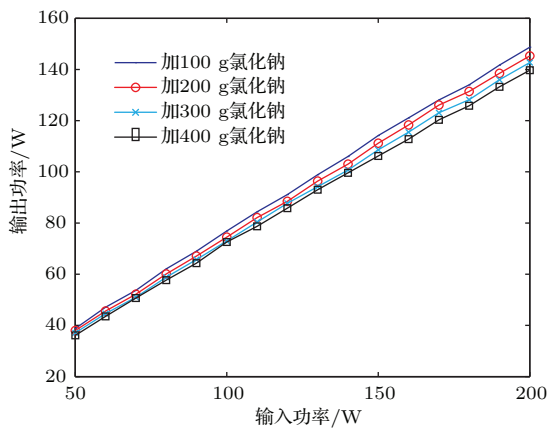


图 11 电涡流损耗与介质电导率的关系

Fig. 11. The relations between current eddy loss and dielectric conductivity.

从图 11 可以看出, 在输入功率一定的条件下, 随着介质电导率 σ 增加, 输出功率基本呈线性减小, 说明电涡流损耗呈线性增大. 这验证了 (19) 式中电涡流损耗与介质电导率 σ 成正比的特性.

5 结 论

1) 研究了空气中非接触式能量传输特性, 并分析了负载电阻 R_L 、互感 M 、谐振频率 ω 对传输效率的影响. 从实验中可以看出, 随着谐振频率、互感系数的增加, 传输效率逐渐增大. 从图 6 可以看出, 在空气中, 按照本实验系统的参数, 当传输距离为 50 mm、传输功率为 100 W 时, 效率在 80% 以上.

2) 研究了在海水介质和空气介质的互感系数变化情况. 通过实验可以看出, 在空气中和海水中互感系数几乎没有变化, 即耦合系数几乎没有变化. 所以海水对非接触式能量传输的影响只能是电涡流损耗. 相对于空气, 在海水中进行非接触式能量传输时, 效率会有所下降. 从图 8 可以看出, 按照本实验系统的参数, 在海水中, 当传输距离为 50 mm、传输功率为 100 W 时, 效率约为 67%.

3) 研究了电涡流损耗与谐振频率 ω 、线圈半径 r 、介质电导率 σ 、介质厚度 h 等的关系. 通过实验可以看出, 电涡流损耗随着介质电导率 σ 、介质厚度 h 的增大而线性增大. 而磁感应强度 B 和谐振频率 ω 共同影响着电涡流损耗, 其二者相互制约, 所以在实际应用中要合理选择谐振频率、传输距离以及输入电压等参数.

4) 本文的研究为水下非接触式能量传输系统设计提供了理论依据, 也说明基于磁共振的水下非接触式能量传输系统在水下航行器的应用中有广阔的发展前景.

参考文献

- [1] Ho Y L, McCormick D, Budgett D, Hu A P 2013 *IEEE International Symposium on Circuits and Systems* Beijing, China, May 19–23, 2013 p2787
- [2] Sibue J R, Meunier G, Ferrieux J P, Roudet J, Periot R 2013 *IEEE Trans. Magn.* **49** 586
- [3] Ping S 2008 *Ph. D. Dissertation* (Auckland: The University of Auckland)
- [4] Yang Z, Liu W T, Basham E 2007 *IEEE Trans. Magn.* **43** 3851
- [5] Covic G A, Boys J T, Lu H G 2006 *Proceedings of the 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications* Singapore, May 24–26, 2006 p466
- [6] Dehennis A D, Wise K D 2005 *J. Microelectromech. Syst.* **14** 12
- [7] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, Joannopoulos J D, Fisher P, Soljacic M 2007 *Science* **317** 83

- [8] Teck C B, Kato M, Imura T, Sehoon O, Hori Y 2013 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **60** 3689
- [9] Juseop L, Lim Y S, Yang W J, Lim S O 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 889
- [10] Lim Y, Tang H, Lim S, Park J 2014 *IEEE Trans. Power Electron.* **29** 4403
- [11] Fukuda H, Kobayashi N, Shizuno K, Yoshida S, Tanomura M, Hama Y 2013 *IEEE International Underwater Technology Symposium* Tokyo, Japan March 5–8, 2013 p1
- [12] Shizuno K, Yoshida S, Tanomura M, Hama Y 2014 *IEEE Oceans Newfoundland & Labrador*, Canada, September 14–19, 2014 p1
- [13] Itoh R, Sawahara Y, Ishizaki T, Awai I 2014 *IEEE 3rd Global Conference on Consumer Electronics* Tokyo, Japan October 7–10, 2014 p459
- [14] Zhou J, Li D J, Chen Y 2013 *J. Ocean Eng.* **60** 175
- [15] Chen X L, Lei Y Z 2015 *Chin. Phys. B* **24** 030301
- [16] Li Y, Li Z, Shen Y, Ren M 2011 *Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation* Shanghai, China, Jan. 6–7, 2011 p490
- [17] Zhu Q W, Wang L F, Liao C L, Guo Y J 2014 *IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific* Beijing, China, August 31–September 3, 2014 p1
- [18] Su Y G, Tang C S, Wu S P, Sun Y 2006 *Proceedings of the International Conference on Power System Technology* Chongqing, China, October 22–26, 2006 p794
- [19] Sun Y, Xia C Y, Zhao Z B, Zhai Y, Yang F X 2011 *Adv. Technol. Electr. Eng. Energy* **30** 9 (in Chinese) [孙跃, 夏晨阳, 赵志斌, 翟渊, 杨芳勋 2011 电工电能新技术 **30** 9]
- [20] Karalis A, Joannopoulos J D, Soljacic M 2008 *Ann. Phys.* **323** 34
- [21] Lei Y Z 2000 *The Analysis Method of the Time-varying Electromagnetic Field* (Beijing: Science Press) p96 (in Chinese) [雷银照 2000 时谐电磁场解析方法 (北京: 科学出版社) 第96页]
- [22] Wu J S, Wu C Y, Zhang R G 2014 *Eddy Current Technology and Application* (Changsha: Central South University Press) p209 (in Chinese) [吴桔生, 吴承燕, 张荣刚 2014 电涡流技术与应用 (长沙: 中南大学出版社) 第209页]
- [23] Yan J C 2013 *The Theory of Electromagnetic* (Hefei: University of Science and Technology of China) p304 (in Chinese) [严济慈 2013 电磁学 (合肥: 中国科技大学出版社) 第304页]
- [24] Li Y 2012 *Ph. D. Dissertation* (Tianjin: Hebei University of Technology) (in Chinese) [李阳 2012 博士学位论文 (天津: 河北工业大学)]

Modeling and analysis of eddy-current loss of underwater contact-less power transmission system based on magnetic coupled resonance

Zhang Ke-Han[†] Yan Long-Bin Yan Zheng-Chao Wen Hai-Bing Song Bao-Wei

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

(Received 11 September 2015; revised manuscript received 14 December 2015)

Abstract

In this paper, we investigate the transmission mechanism and eddy-current loss of the contact-less power transmission (CPT) system in seawater environment. Contact-less power transfer could be achieved in the three following ways: magnetic coupling, magnetic resonance coupling, and microwave radiation. When the primary and secondary coils are in resonance, a channel of low resistance in the magnetic resonance coupling system is formed. Therefore, it is used for medium-distance power transmission and it has less restrictions on orientation, which means that it has wide applications in many scenarios. Moreover, contact-less power transfer is safer and more concealed than traditional plug power supply, especially in underwater vehicles. Firstly, the mathematical model based on the mutual inductance model is proposed for the CPT system in the air, then the frequency analysis of the CPT model as well as theoretical explanation of the splitting phenomenon is conducted, after that we consider the seawater effect on the mutual inductance coefficient. Secondly, we build a mathematical model of the eddy-current loss in seawater circumstance according to the Maxwell's equations, where we introduce an average magnetic induction in cross section, then derive an approximate formula through Taylor expansion, and analyze the relations between eddy-current loss and the physical parameters including coil radius, resonance frequency, transmission distance, and magnetic induction. According to the theoretical results, we optimize these physical parameters and then design a 754 kHz CPT system, thereafter we validate the CPT system both in the air and in seawater and find the difference between these two circumstances, and verify the relations between eddy-current loss and the physical parameters which are proposed in our theory. It can be learned from the experiment that when transmission distance is 50 mm and transmission power is 100 W in the air, the transmission efficiency is over 80%, and when transmission distance is 50 mm and transmission power is 100 W in seawater, the transmission efficiency is over 67%. Apparently, our magnetic-resonance-coupling-based CPT system has potentials serving as an underwater vehicle.

Keywords: magnetic coupled resonance, mutual inductance model, frequency characteristic, eddy-current loss

PACS: 84.30.Jc, 03.50.De

DOI: [10.7498/aps.65.048401](https://doi.org/10.7498/aps.65.048401)

[†] Corresponding author. E-mail: zhangkehan210@163.com