

基于中继传输的海-空跨界磁感应通信覆盖范围与可用带宽分析

张歆 童昱泽 田志颖 王金洪 姚泽

Coverage and transmission bandwidth analyses of undersea-to-air magnetic induction communication with relay transmission

Zhang Xin Tong Yu-Ze Tian Zhi-Ying Wang Jin-Hong Yao Ze

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 69, 248401 (2020) DOI: 10.7498/aps.69.20200882

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200882>

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

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于重复编码的海上可见光通信大气信道建模

Atmospheric channel model of maritime visible light communication based on repeated coding

物理学报. 2018, 67(21): 214206 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20181112>

基于驻极体材料的机械天线式低频/甚低频通信磁场传播模型

Magnetic field propagation model of low frequency/very low communication based on mechanical antenna of electret

物理学报. 2020, 69(15): 158401 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200314>

基于软件定义量子通信的自由空间量子通信信道参数自适应调整策略

Parameters adaptive adjustment strategy of quantum communication channel in free-space based on software-defined quantum communication

物理学报. 2019, 68(14): 140302 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190462>

基于表面磁感应强度的铁磁构件应力恒磁表征方法

A method of characterizing axial stress in ferromagnetic members using superficial magnetic flux density obtained from static magnetization by permanent magnet

物理学报. 2018, 67(17): 178103 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180560>

基于cluster态的信道容量可控的可控量子安全直接通信方案

Cluster state based controlled quantum secure direct communication protocol with controllable channel capacity

物理学报. 2017, 66(18): 180303 <https://doi.org/10.7498/aps.66.180303>

复杂大气背景下机载通信终端与无人机目标之间的激光传输特性研究

Laser propagation transmission properties characteristics between airborne communication terminal and unmanned aerial vehicle target in complex atmospheric background

物理学报. 2019, 68(9): 094203 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20182052>

基于中继传输的海-空跨界磁感应通信 覆盖范围与可用带宽分析*

张歆^{1)2)†} 童昱泽¹⁾ 田志颖¹⁾ 王金洪¹⁾ 姚泽¹⁾

1) (西北工业大学航海学院, 西安 710072)

2) (鹏城实验室, 深圳 518055)

(2020年6月10日收到; 2020年8月7日收到修改稿)

跨空海界面(跨界)的信息传输具有非常重要的实际意义,磁感应通信具有可以双向跨界传输、不易受复杂水文环境影响的独特优势,具备成为跨界通信技术的潜力.但磁场分量随距离和频率增加的快速衰减限制了磁感应通信的覆盖范围和传输速率.本文提出基于中继传输的海-空跨界磁感应通信方案,利用中继传输获取分布式空间分集增益,用来增强水下的磁场分量,扩大跨界磁感应通信的水下覆盖范围和传输带宽.利用分层导电媒质中的磁偶极子模型,建立了基于中继传输的海-空跨界磁感应通信的传播模型;提出了确定中继位置的方法与步骤;通过水下磁感应强度分布的计算,对比分析了不同中继条件下,基于中继传输的海-空跨界磁感应通信的通信范围和可用带宽.数值分析的结果表明,选取合适的中继数量和位置,中继传输可同时使跨界磁感应通信的水下覆盖范围和有效数据率成倍地增加,从而使得基于中继传输的磁感应通信有望为跨界通信提供有效的解决方案.

关键词: 磁感应, 信道模型, 跨界通信, 分层导电媒质

PACS: 84.40.Ua, 41.20.Gz, 41.20.Jb

DOI: 10.7498/aps.69.20200882

1 引言

在空中和海水之间传递信息的跨空水界面(简称跨界)无线通信具有非常重要的科学和战略意义,以及广阔的应用前景,长期以来受到广泛的关注^[1-10].极低频/甚低频(ELF/VLF)电磁波通信、蓝绿激光通信,以及水声、光纤通信加海面浮标中继等可以进行跨界通信的技术吸引了大量的研究.近年来,“数字海洋”和海洋立体监测网的建设产生了对跨界通信的新需求.在保证传输速率和水下覆盖范围的同时,双向传输、能适应各种复杂的水文环境,成为未来海空跨界通信技术的必要条件.无论从科学研究还是从应用层面来看,跨界通信都是

一个热点和充满挑战的领域,这些新的需求和技术挑战促使我们考虑新的跨界通信技术.

磁感应通信利用近场交变磁场感应来传递信息,具有天生的安全优势,是未来水下通信的重点关注领域^[8-18].与水下信息传输常用的水声通信相比,磁感应通信具有传播时延可以忽略、不易受多径传播的影响、对时变环境敏感度低的独特优势,特别适合于浅海等传播特性恶劣的环境.除此之外,磁感应通信可以穿透水与空气分界面,甚至油层与浮冰层,不受恶劣水文条件、浑浊海水或遮挡的影响,无需大尺寸的天线,具有进行双向跨界通信的潜质.

但由于磁场分量随距离和频率的增加而快速衰减,磁感应通信的传输距离非常有限.为了获得

* 国防重点实验室基金(批准号: 6142106180301)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zhangxin@nwpu.edu.cn

更大的入水深度, 需要采用较低频率, 而这势必影响传输带宽, 进而影响通信的数据率. 这些缺陷严重限制了磁感应通信的实际应用.

增加传输距离和数据率是磁感应通信研究关注的重点. Guo 等 [12] 提出通过对收发线圈天线加装金属外壳的方法来增强感应磁场. Kim 等 [13] 和 Guo 等 [14] 提出采用天线阵来增加磁感应的信道容量. Sun 等 [15,19] 提出中继波导的方法, 利用收发线圈与中继线圈之间的耦合, 减少路径损失, 提高通信距离. Zhang 等 [10] 提出利用中继传输, 即主动中继的方法来扩大从空中到海水 (空-海) 跨界通信的通信范围. Kisseleff 等 [20] 同样采用了主动中继的方法来增加无线地下传感器网络的容量.

中继传输与中继波导有很大不同. 中继波导通过收发线圈间的相互耦合, 利用物理效应减少磁感应传输的路径损耗, 所获得的增益对中继的位置有较高的要求 [19,21], 比较适合在地下等稳定环境中应用; 而中继传输对接收到的信号进行了处理和再发射, 其实质是分布式天线阵, 通过获取分布式空间分集增益来增加接收信噪比. 这种空间分集在增加通信范围的同时, 还可提高数据率. 中继传输对中继端的位置没有严格的要求, 只要能有效接收磁感应信号即可, 易于在水下平台上布放. 因此, 基于中继传输的磁感应通信很适合在有高损耗的动态环境中应用, 用于水下传感器网与空中的跨界信息交互.

本文着重研究从水下向空中 (简称海-空) 的跨界磁感应通信的传播, 提出基于中继传输的海-空跨界 (简称海空-中继-跨界) 磁感应通信的传播模型, 通过水下磁感应强度分布的计算, 分析中继传输对海-空跨界通信的覆盖范围和可用带宽的影响.

本文安排如下: 第 2 节介绍海空-中继-跨界磁感应通信的传输模型及中继选择的方法; 第 3 节仿真分析中继传输对跨界通信性能的影响; 最后为全文小结.

2 海空-中继-跨界磁感应通信的传播模型

2.1 海空-中继-跨界通信系统模型

图 1 为海空-中继-跨界通信的示意图, 其中, 发射和接收天线分别位于水下和空中, 中继天线布放在水下. 由水下发射的信号经由两种路径到达位

于空中的接收天线: 一是直达路径, 从发射天线直接到达接收天线. 当发射天线入水深度较大时, 由于路径损耗, 接收信号可能小于接收灵敏度, 无法有效检测. 另一是中继路径, 发射信号由中继天线接收处理后, 再转发传输到接收天线. 很明显, 借助于中继传输, 发射天线可以有更大的水下深度.

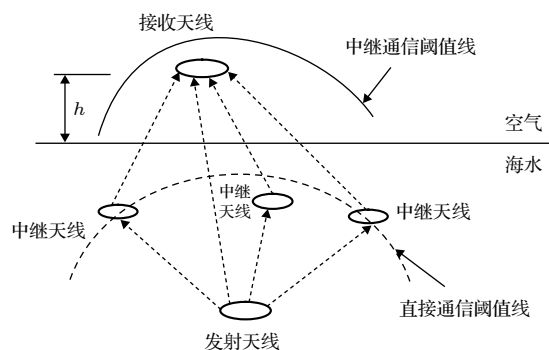


图 1 基于中继的海-空跨界通信示意图

Fig. 1. Diagram of relay based sea-air transboundary communication.

为了评估中继传输的作用, 本文用文献 [9] 中的方法定义接收阈值和有效通信范围. 设接收/中继天线的有效检测阈值为 B_t , 即当接收磁感应强度 $B \geq B_t$ 时, 接收信号可以被正确译码, 本文将接收的磁感应强度为 B_t 的位置的连线称为阈值线; 由阈值线包围的、 $B \geq B_t$ 的区域称为有效通信范围, 如图 1 所示. 图中由发射天线向中继天线传输时所形成的通信范围, 称为直接通信范围; 经中继传输后形成的覆盖范围称为中继通信范围.

显然, 中继天线的位置及数量对中继通信的性能有决定性的影响. 为了保证在动态海洋环境中, 中继天线能有效地检测信号, 中继天线应在发射天线的直接通信范围内. 同样, 若采用一个中继, 则接收天线也应在中继天线的直接通信范围内.

本文将首先建立基于中继传输的跨界磁感应传播模型, 然后给出中继的选择方法, 并分析中继传输对跨界磁感应通信性能的改善.

2.2 海空-中继-跨界传播模型

海空-中继-跨界磁感应通信的传播信道包括海水信道和跨界信道. 在跨界通信中, 信号的频率通常较低, 载有交变电流的环形天线可模化为磁偶极子.

考虑磁偶极子在海水信道和跨界信道中的传播. 建立坐标系 1, 其直角坐标系和柱坐标系分别用 (x, y, z) 和 (ρ, φ, z) 表征 (图 2). 其中, 海空界面

位于坐标系 1 中 $z = 0$ 平面, 在柱坐标系中, 发射天线位于水下 $P_1(0, 0, d)$ 处, 中继天线位于水下 $P(\rho, \varphi, z)$ 点, 接收天线位于空中 $P_0(\rho_0, \varphi_0, h)$ 点. 当从水下向空中 (海-空) 传输时, $d > 0, z > 0, h < 0$.

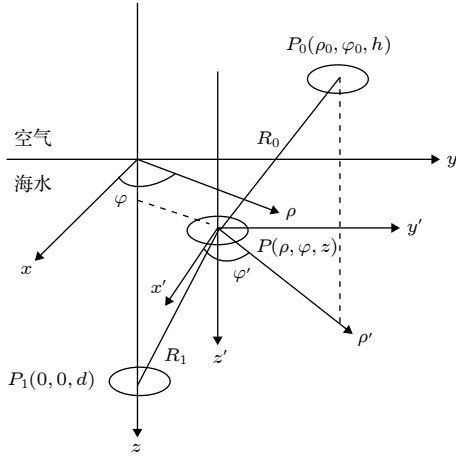


图 2 海空-中继-跨界传播模型的坐标系
Fig. 2. Coordinate system of a sea-air-relay-transboundary propagation model.

在中继天线 P 点建立坐标系 2 (用 (x', y', z') 和 (ρ', φ', z') 表征), 接收天线 P_0 在坐标系 2 中的坐标为 (ρ', φ', h') , 两坐标系的直角坐标间的关系为

$$x_0 = x + x', \quad y_0 = y + y', \quad h = z + h'. \quad (1)$$

设发射和中继天线的激励电流为 I , 匝数为 N , 环形天线面积为 S ; $m = INS$ 为磁偶极子的磁矩; 发射与中继的距离为 R_1 , 中继与接收的距离为 R_2 .

电磁场可以用矢量函数 $\mathbf{\Pi}$ 来描述, $\mathbf{\Pi}$ 被称为 Hertz 矢量, 包括磁 Hertz 矢量和电 Hertz 矢量. 对于简谐时间变量 $e^{j\omega t}$, 在各向同性、均匀导电介质中, 以电流密度 J 为源, Hertz 矢量函数 $\mathbf{\Pi}$ 满足波动方程^[1]

$$\nabla^2 \mathbf{\Pi} + k_c^2 \mathbf{\Pi} = -J/(j\omega\epsilon_c), \quad (2)$$

式中, $k_c^2 = \omega^2 \mu \epsilon_c$, $\epsilon_c = \epsilon + \sigma/(j\omega)$, 其中, ϵ, μ, k 分别为媒质的介电常数、磁导率和波数, $\omega = 2\pi f$ 为信号角频率.

设发射、中继天线的法线方向为垂直方向, 对于垂直方向的磁偶极子 (VMD), 磁 Hertz 矢量函数只有垂直分量, 在距离 R_1 处的磁 Hertz 矢量函数表示为^[2]

$$\bar{\mathbf{\Pi}} = e_z \mathbf{\Pi}_z = e_z \frac{INS}{4\pi R_1} e^{-jk_0 R_1} = e_z \frac{m}{4\pi} e^{-jk_0 R_1} / R_1, \quad (3)$$

$\mathbf{\Pi}_z$ 在空气和海水中有不同的值, 并服从电磁场的切向分量在界面处连续的边界条件, 电磁场分量可由下式得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= -j\omega\mu\nabla \times \mathbf{\pi}, \\ \mathbf{H} &= \nabla\nabla \cdot \mathbf{\pi} + k^2 \mathbf{\pi}. \end{aligned} \quad (4)$$

将 (3) 式代入 (4) 式可以看到, 对于 VMD, 电磁场分量中只有 E_φ, H_r 和 H_z 分量存在^[2].

利用边界条件、近似条件和 Sommerfeld 恒等式

$$\frac{e^{(-jk_a u)}}{u} \equiv \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{H_0^2(\lambda\rho_1)}{\gamma_a} e^{(-\gamma_a |z_1 \mp h|)} \lambda d\lambda, \quad (5)$$

可以分别得到跨界及海水中 Hertz 矢量函数的解. (5) 式中, $u = [\rho^2 + (z_1 \mp h)^2]^{1/2}$, $\gamma_{a,s} = \sqrt{\lambda^2 - k_{a,s}^2}$, 且 $\text{Re}(\gamma_{a,s}) \geq 0$, $H_0^2(\lambda\rho_1)$ 是 Hankel 函数.

有大量的论文讨论了电磁波在海水及跨界传播中的表达式^[1-3], 本文将借助这些表达式来建立海空-中继-跨界传播模型.

首先考虑海水信道中发射 P_1 到中继 P 的传输. 设折射率 $n = \gamma_1/\gamma_0$, γ_0 和 γ_1 是空气和海水中的传播常数, 分别表示为 $\gamma_0 = j\omega\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ 和 $\gamma_1 = \sqrt{j\omega\mu_0(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}$, 其中, 下标“0”和“1”分别表示空气和海水介质. Bannister^[4] 给出了电/磁偶极子在分界面下介质中传播时的电磁场的近似公式, 其中, 在 $|n^2| \geq 10, \rho \geq 3(z+d)$ 的条件下, VMD 产生的磁场强度 \mathbf{H} 只有 H_ρ 和 H_z 分量, 表示为

$$\begin{aligned} H_\rho &= \frac{m}{2\pi\gamma_1\rho^4} \left\{ \left(\frac{\gamma_1\rho}{2} T + 3\gamma_0\rho + \gamma_0^2\rho^2 \right) e^{-\gamma_0\rho} e^{-\gamma_1(z+d)} - \frac{\gamma_1(z+d)}{\gamma_1^2\rho^2} e^{-\gamma_1 R_1} \left[(45 + 45\gamma_1\rho + 18\gamma_1^2\rho^2 + 3\gamma_1^3\rho^3) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{(z+d)^2}{\rho^2} (105 + 105\gamma_1\rho + 45\gamma_1^2\rho^2 + 10\gamma_1^3\rho^3 + \gamma_1^4\rho^4) \right] \frac{3 + 3\gamma_1\rho + \gamma_1^2\rho^2}{2} [\gamma_1(z-d)e^{-\gamma_1 R_0} - \gamma_1(z+d)e^{-\gamma_1 R_1}] \right\}, \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_z &= \frac{m}{2\pi(\gamma_1^2 - \gamma_0^2)\rho^5} \left\{ (9 + 9\gamma_0\rho + 4\gamma_0^2\rho^2 + \gamma_0^3\rho^3) e^{-\gamma_0\rho} e^{-\gamma_1(z+d)} - e^{-\gamma_1 R_1} \left[(9 + 9\gamma_1\rho + 4\gamma_1^2\rho^2 + \gamma_1^3\rho^3) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{(z+d)^2}{\rho^2} (90 + 90\gamma_1\rho + 39\gamma_1^2\rho^2 + 9\gamma_1^3\rho^3 + \gamma_1^4\rho^4) \right] \frac{(\gamma_1^2 - \gamma_0^2)\rho^2}{2} (1 + \gamma_1\rho + \gamma_1^2\rho^2) (e^{-\gamma_1 R_0} - e^{-\gamma_1 R_1}) \right\}. \quad (7) \end{aligned}$$

接着考虑中继 P 到接收 P_0 的跨界传输. 按照 Bannister^[3] 的研究, 在坐标系 2 中, 在“准近区场”条件下, 即

$$|k_0 R| < 1 < |k_1 R|, \quad (8)$$

可得海-空跨界传播时海水中的磁场分量为

$$\begin{cases} H_{\rho'} = -\frac{3m\rho' e^{jk_1 h}}{j2\pi k_1 R^5} \left(1 - \frac{5z'^2}{R^2}\right), \\ H_{z'} = \frac{3m e^{jk_1 h}}{2\pi k_1^2 R^5} \left[3(1 + jk_1 z') - \frac{5z'^2}{R^2}(6 + jk_1 z') + \frac{35z'^4}{R^4}\right], \end{cases} \quad (9)$$

式中, $R = [(\rho'^2 + (z' + h)^2)^{1/2} \gg |h|$.

当 $\rho \rightarrow 0$ 时, (9) 式简化为

$$\begin{cases} H_{\rho'} = \frac{6m\rho' e^{jk_1 h}}{j2\pi k_1 z'^5}, \\ H_{z'} = \frac{3m e^{jk_1 h}}{2\pi k_1^2 z'^4}. \end{cases} \quad (10)$$

如果没有中继传输, 要跨界传输到接收天线 P_0 点, 那么发射天线 P_1 的深度要与 P 点相当, 以使 P_0 点位于 P_1 的直接通信范围内, 如图 1 所示, 海-空直接跨界的通信范围由 (9) 式和 (10) 式, 以及接收阈值 B_t 计算而得. 采用中继传输后, 发射信号首先被中继 P 收到后转发, 经跨界传播到达接收天线 P_0 . 若假设发送信息在中继处被无误转发, 则中继跨界的通信范围将由 (6) 式、(7) 式、(9) 式和 (10) 式决定. 很明显, 这时发射 P_1 的深度将大于中继 P 的深度, 这意味着水下的通信范围也随之增大, 增大的程度取决于中继 P 的数量和位置.

对中继位置的基本要求是既能保证有效接收发射天线 P_1 发送的信号, 又能保证其转发信号被接收天线 P_0 无误接收. 在海-空通信的情况下, 本文假设空中接收天线的高度是给定的, 利用互易原理来确定中继的水下位置.

首先考虑只有一个中继天线的情况, 中继位置的选择方法和水下磁场分布的计算步骤如下.

1) 给定接收天线空中的高度 $|h|$, 按照 (9) 式和 (10) 式计算跨界传播时, 坐标系 2 中海水中的磁场强度 \mathbf{H}'_{re} , 其中

$$\mathbf{H}'_{re} = H_{\rho'} \rho' + H_{z'} z', \quad (11)$$

按照 (1) 式将 \mathbf{H}'_{re} 转换到坐标系 1 中, 得到 \mathbf{H}_{re} ;

2) 由给定的接收天线高度 $|h|$, 按照互易原理, 确定中继天线的候选位置范围;

3) 选择一中继天线坐标, 按照 (6) 式和 (7) 式计算海水中的磁场强度; 由选定的中继坐标, 按照互易原理确定发射天线的候选位置范围, 选满足 $(0, 0, d)$ 形式的点为发射天线位置, 并对中继天线位置进行修正;

4) 由发射和中继天线坐标, 按照 (6) 式、(7) 式、(9) 式和 (10) 式的计算结果, 给出发射和中继的直接通信范围, 如图 1 所示. 这时, 中继的直接通信范围等价于发射的中继通信范围.

当采用多个中继时, 假设有 N 个中继, 各中继的坐标为 (ρ_i, φ_i, z_i) , $i = 1, 2, \dots, N$. 首先按照步骤 1 的方法计算各中继天线到接收天线的磁场强度 $\mathbf{H}_{rei}(\rho_i, \varphi_i, z_i)$, 假设各中继端信号处理的速度相同, 由于海水中磁感应信号的传播速度为 2.25×10^8 m/s, 且跨界传输的入水深度值不大, 因此, 各中继到接收的传播时延差可忽略不计, 接收天线的磁场强度为

$$\mathbf{H}_0 = \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_{rei}(\rho_i, \varphi_i, z_i), \quad (12)$$

求使 \mathbf{H}_0 最大时的中继候选坐标值 (ρ_i, φ_i, z_i) , 联合接收阈值 B_t 确定跨界通信时水下的通信范围; 然后, 对每个 (ρ_i, φ_i, z_i) , 按照 (6) 式和 (7) 式计算海水中的磁场强度, 根据互易原理, 确定发射天线的候选坐标 $(0, 0, d_i)$, N 个 $(0, 0, d_i)$ 的交集为发射天线的最终坐标 $(0, 0, d)$, $d = \bigcap_{i=1}^N d_i$.

按照上述策略得到最佳中继坐标, 可使水下覆盖范围达到最佳, 但其求解是一个复杂的计算过程, 超出本文的讨论范围. 本文着重研究中继传输对跨界磁感应通信的水下覆盖范围和数据率的影响, 因此, 本文采用一种计算过程更简单的中继布放方法, 即选定一个中继坐标, 确定其跨界和水下的通信范围, 其他的中继布放在这些通信范围内. 这种中继天线的布放策略无法使中继传输的覆盖范围达到最佳, 但可以增加接收信噪比.

2.3 有效通信速率

设接收信噪比为 $SNR(\rho, z, f)$, 它是水平距离、深度与频率的函数, 则信道容量, 即有效通信数据率表示为

$$R(\rho, z, f) = W[1 + SNR(\rho, z, f)], \quad (13)$$

式中, W 为信道带宽. 由 (13) 式可知, 有效数据率是信道带宽和接收信噪比的函数. 因此, 除增加接

收信噪比外, 增加信道的可用带宽同样可以提高有效数据率.

由于磁场强度随频率的增加而衰减, 磁感应通信的可用带宽受到限制. 借助于有效检测阈值 B_t , 本文给出有效最高可用频率的概念, 即在给定深度和水平距离的条件下, 若满足当 $f \leq f_0$ 时, 接收磁感应强度 $B \geq B_t$; 当 $f > f_0$ 时, $B < B_t$, 则 f_0 被称为最高可用频率, 简称最高频率; 这时, 信道的可用带宽由 $[0, f_0]$ 表征.

于是, 提高最高频率 f_0 , 意味着可用带宽随之增加, 进而可增加磁感应通信的有效数据率.

3 仿真分析

本文将通过对水下磁感应强度的计算, 对比分析中继传输对海空磁感应通信的通信范围和可用带宽的改善.

3.1 近区场条件和中继坐标选取

在用 (6) 式和 (7) 式计算时要满足近区场条件 $|n^2| \geq 10$, $\rho \geq 3(z + d)$; 用 (9) 式和 (10) 式计算时必须满足近区场条件 (8) 式. 仿真的频率范围为 20—2000 Hz, 在此频率范围内, $|n^2| \gg 10$, 满足近区场条件; 按照 (8) 式, 对应的 R 在 $3.968—2.39 \times 10^6$ 之间. 对于不满足近区场条件的磁场强度值, 本文利用相邻的磁场强度值, 采用样条插值的方法获得.

在进行中继点坐标选择时, 设接收磁感应强度的阈值为 $B_t = \mu_s H_t = 6$ pt, 按照 2.2 节介绍的方法和步骤选取中继点的坐标. 其余仿真参数取值如下: 线圈天线的激励电流为 $I = 2$ A, 横截面积 $s = 0.785$ m², 匝数 $N = 200$; 空中接收天线的高度 $h = 10$ m; 海水的磁导率 $\mu = 4.0 \times 10^{-7}$ H/m.

值得一提的是, 在分析比较不同频率的通信性能时, 中继位置的选取与单频时有所不同. 显然, 当频率不同时, 磁感应通信的水下通信范围是不同的, 如果将中继天线放在阈值线上, 那么低频率时选取的中继位置在高频率时可能在通信范围以外; 而高频率时选取的中继点可能无法充分发挥中继传输的作用. 因此, 固定的中继位置对不同的频率不具可比性, 而按相同的策略来确定中继坐标更具合理性. 本文选偏离阈值线中心点某个值的坐标作为中继位置. 例如, 若在某个频率下, 有效检测阈

值线上有 N 个点, 可作为候选中继点, 其对应的径向距离为 $\rho_0 = [-\rho_{N/2}, \dots, -\rho_1, \rho_1, \dots, \rho_{N/2}] = [-\rho'_1, \dots, \rho'_{N/2}, \dots, \rho'_N]$. 令下标的中心位置表示为 $L_0 = N/2$, 若选取距中心点 m 个下标的点为中继坐标, 则中继点的径向距离为 $\rho'_{N/2-m}$. 同样的方法可找到对应的深度坐标.

为简便起见, 本文在阈值线上选择中继坐标. 当中继坐标位于阈值线以内时, 磁场强度值略有不同, 但随中继传输的变化趋势不变.

3.2 仿真结果及分析

3.2.1 中继通信范围分析

首先仿真分析中继对通信范围的影响. 图 3 为 $f = 2000$ Hz, 采用两个中继天线, 当中继位置不同时的通信范围, 其中, 横坐标表示水平距离, 纵坐标表示水下深度. 图 3(a)—图 3(c) 中选取的两个中继坐标偏离中心值 m 分别为 (2, -3), (5, -6) 和 (8, -9), 并给出了相应的中继坐标. 对比 m 值和相应的坐标可知, m 越小, 中继位置越深, 两中继靠得越近.

由图 3 可以观察到两个现象. 首先, 相比无中继时, 有中继时的水下通信范围有显著的增加. 例如, 在给定的仿真条件下, 无中继时, 通信范围的最大深度, 也就是发射天线可以布放的最大深度为 100 m 左右; 有中继时, 最大深度可以增加至 145 m 以上; 在相同的深度上, 中继可使水平距离增加约 1 倍. 第二个现象是通信范围的增加随中继坐标的不同而不同. 对比图 3 的各图可知, 中继通信范围随着两中继天线坐标的逐渐上移而增大. 其原因正如上节所述, 在保证中继天线可以有效接收到信号的前提下, 适当拉开中继天线间的距离, 可使中继通信的覆盖范围有效增加.

3.2.2 中继通信的最高频率分析

如前所述, 最高频率与磁感应通信的有效数据率相关, 因此, 借助于中继传输对提高最高频率的仿真, 可分析中继对数据率改善的趋势.

图 4 为给定水平距离 r , 采用 1 或 2 个中继的条件下最高频率随深度变化的曲线, 图中横坐标为最高频率, 纵坐标为水下深度, 中继点的偏离值为 (2, -3). 可以看出, 当水平距离 $r = 40$ m (图 4(a)), 深度 $d = 200$ m 左右, 中继数从 0 增加到 2 时, 最高频率从 140 Hz 增加到 620 Hz; 而当水平距离增

加到 $r = 100\text{ m}$ (图 4(b)) 时, 最高频率从 60 Hz 增加到 600 Hz, 增加了 10 倍. 另外, 在图 4(b) 中, 当最高频率为 400 Hz 时, 无中继时的深度为 0. 这意味着当 $r = 100\text{ m}$, 频率大于 400 Hz 时, 无法进行跨界通信; 而采用两中继时, 发射天线可以位于 220 m 的深度. 由此可见, 采用中继可以显著增加最高频率.

对比图 4(a) 和图 4(b) 可以看到, 在同样的深

度上, 水平距离的增加会使最高频率下降; 而在同样的水平距离上, 最高频率会随发射天线布放深度的增加而显著下降. 这表明要实现大的覆盖范围, 有效数据率则会受到限制, 即磁感应通信的通信范围 \times 数据率性能受限.

图 5 给出了在相同的水平距离, 不同中继坐标时, 最高频率随深度的变化, 其中横坐标表示最高频率, 纵坐标表示水下深度. 可以看出, 采用两中继条件下, 在截止频率 920 Hz 处, $m = (2, -3)$ 和 $m = (7, -8)$ 时的深度分别为 180 和 205 m; 在频率为 2000 Hz 时, 深度分别为 120 和 145 m. 这表明当 m 取较大值时, 中继传输对最高频率的增加更为明显. 结合图 3 的结果可知, m 取较大值时, 中继传输对通信范围和最高频率的增加都很明显. 因此, 选择合适的中继数量和位置, 可同时显著增加通信范围和可用带宽, 中继位置的选取对性能的改善起着重要的作用.

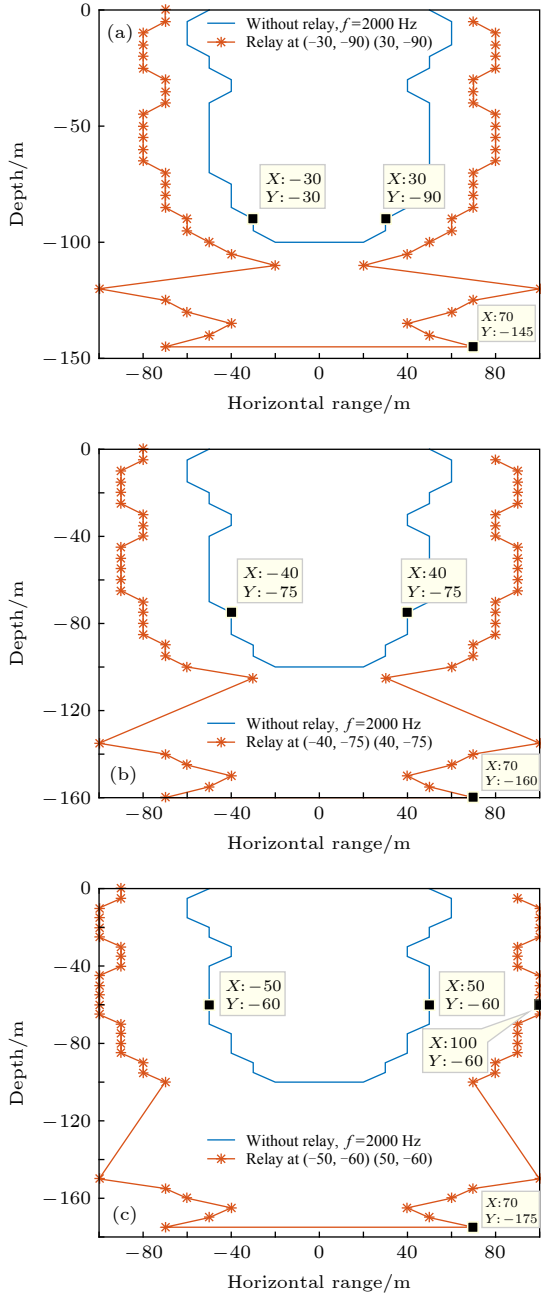


图 3 水下通信范围随中继位置的变化

Fig. 3. Variation of underwater communication ranges with relay locations.

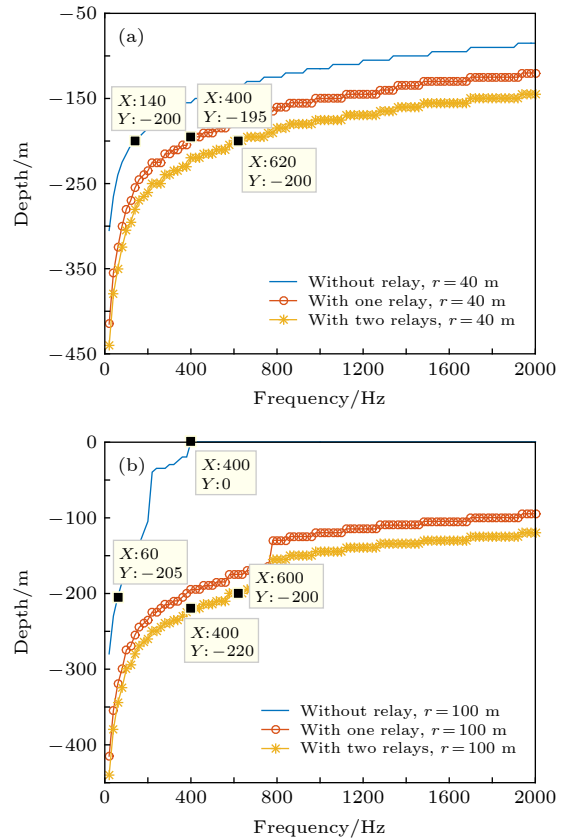


图 4 不同中继数时, 最高频率随深度的变化 (a) $r = 40\text{ m}$; (b) $r = 100\text{ m}$

Fig. 4. Variation of the highest frequency with depth at different relay numbers: (a) $r = 40\text{ m}$; (b) $r = 100\text{ m}$.

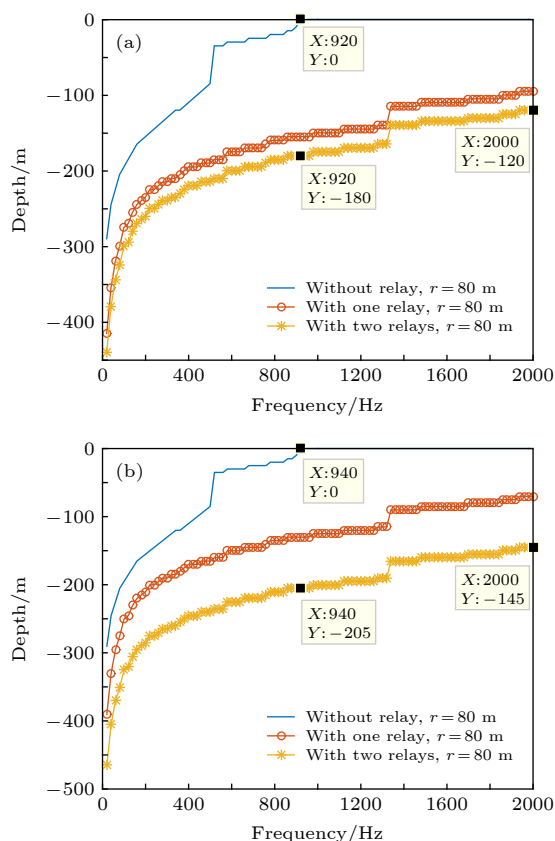


图 5 不同中继位置时, 最高频率随深度的变化 (a) $m = (2, -3)$; (b) $m = (7, -8)$

Fig. 5. Variation of the highest frequency with depth at different relay locations: (a) $m = (2, -3)$; (b) $m = (7, -8)$.

4 结 论

本文对基于磁中继的海-空跨界磁感应通信进行了研究, 提出了海空-中继-跨界通信方案, 其实质在于利用主动中继的方法, 形成分布式天线阵, 通过获取分布式空间分集增益, 增强水下的磁场分量, 扩大磁感应传播范围, 在提高接收信噪比的同时增加了传输带宽. 本文借助于海-空跨界通信传播模型, 仿真分析了中继传输对通信范围和最高频率的影响. 仿真结果验证了通信方案的有效性, 即中继传输可使跨界磁感应通信的覆盖范围成倍增加, 对最高频率的增加更为明显. 由于中继传输同时增加了接收信噪比和可用带宽, 因此, 可使跨界磁感应通信的有效数据率显著增加.

值得一提的是, 中继点的位置对海空-中继-跨界方案的传输性能有着重要的影响. 在实际应用时, 中继的布放可根据空中接收点的高度范围、拟采用的通信信号载波频率、发射磁矩以及接收机的灵敏度等参数来决定. 基本方法是首先根据接收点

高度范围, 利用互易原理确定中继点的位置和通信范围, 确保接收机可以有效接收中继信号; 再由中继点的位置确定发射机的位置和通信范围, 保证中继点可以有效接收发射信号. 考虑到动态海洋环境的影响, 可以将中继点和接收点放置在直接通信范围的中心区域, 以保证其可靠接收. 同时, 可在发射点的直接通信范围内布放多个中继点, 一方面保证中继传输的有效实现, 另一方面可以获得更大的分集增益.

仿真结果表明, 虽然中继点只要位于直接通信的范围内即可, 但合适的中继位置可使磁感应传播性能得到更多的改善. 因此, 最佳中继布放策略应得到深入的研究.

本文的研究表明, 基于中继传输的磁感应通信很适合在有高损耗的动态环境中应用, 大幅度增加了磁感应通信成为跨界通信技术的可行性和有效性.

参考文献

- [1] Durrani S H 1962 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **10** 524
- [2] Durrani S H 1964 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **12** 464
- [3] Bannister P R 1967 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **AP-15** 618
- [4] Bannister P R 1984 *IEEE J. Oceanic Eng.* **OE-9** 154
- [5] Yue H Y, Jin Y Q 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 4579 (in Chinese) [叶红霞, 金亚秋 2009 *物理学报* **58** 4579]
- [6] Afanasev K, Gafurov S 2015 *International Congress on Sound and Vibration* Florence, Italy July 12–16, 2015 p1
- [7] Callahan M 1981 *IEEE Commun. Mag.* **19** 16
- [8] Sojdehei J J, Wrathall P N, Dinn D F 2001 *MTS/IEEE OCEANS 2001 Conference Proceedings* Honolulu, Hawaii, USA, November 5–8, 2001 p513
- [9] Chai B B, Zhang X, Wang J H 2018 *OCEANS - MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO)* Kobe, Japan, May 28–31, 2018 p1
- [10] Zhang X, Wang J H, Zhang X J 2019 *J. Electromagn. Waves Appl.* **33** 1287
- [11] Li Y Z, Wang S N, Jin C, Zhang Y, Jiang T 2019 *IEEE Commun. Surv. Tutorials.* **21** 2466
- [12] Guo H Z, Sun Z, Sun J B, Litchinitser N M 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **63** 5072
- [13] Kim H J, Park J H, Oh K S, Choi J P, Jang J E, Choi J W 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 1952
- [14] Guo H Z, Sun Z 2016 *IEEE Communications Conference* Washington DC, USA, December 4–8, 2016 p1
- [15] Akyildiz I F, Wang P, Sun Z 2015 *IEEE Commun. Mag.* **53** 42
- [16] Gulbahar B, Akan O B 2012 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **11** 3326
- [17] Guo H Z, Sun Z, Wang P 2017 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **66** 6619
- [18] Domingo M C 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 2929
- [19] Sun Z, Akyildiz I F 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 2426

[20] Kisseleff S, Sackenreuter B, Akyildiz I F, Gerstacker W 2015
IEEE ICC 2015-Ad-hoc and Sensor Networking Symposium
(ICC' 15-AHSN) London, United Kingdom, June 10, 2015

p6541

[21] Sun Z, Akyildiz I F 2013 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **12**
996

Coverage and transmission bandwidth analyses of undersea-to-air magnetic induction communication with relay transmission*

Zhang Xin^{1)2)†} Tong Yu-Ze¹⁾ Tian Zhi-Ying¹⁾ Wang Jin-Hong¹⁾ Yao Ze¹⁾

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

2) (*Peng Cheng Laboratory, Shenzhen 518055, China*)

(Received 10 June 2020; revised manuscript received 7 August 2020)

Abstract

The transboundary information transmission across the air-and-sea interface is of great practical significance. No matter from the perspective of scientific research or from the view of applications, transboundary communication is a hot and challenging field. Magnetic induction communication has the unique advantages of two-way transboundary transmission, insusceptible to complex hydro-logical environment, and especially suitable for shallow water channel and other environments with harsh propagation characteristics, providing a promising solution for transboundary information transmission. However, the rapid attenuation of magnetic field component with the increase of distance and frequency limits the coverage and transmission rate of the transboundary magnetic induction communication. Therefore, enhancing magnetic field component at a distance has become a focus of magnetic induction communication research. An undersea-to-air transboundary magnetic induction communication scheme based on relay transmission is proposed in this paper, in which a virtual distributed antenna array is formed by processing and relaying the received signals performed at the relay terminals, and the distributed spatial diversity gain can be obtained which is used to enhance the underwater magnetic field component, expand the magnetic induction propagation range, and increase the transmission bandwidth and improve the receiving signal-to-noise ratio as well. Moreover, even in a dynamic marine environment, the relay transmission can be effectively realized and the communication performance can be guaranteed. In this paper, the propagation model of relay transmission based undersea-to-air transboundary magnetic induction communication is established by using the magnetic dipole model in layered conductive media. The effective communication range of direct and relay communication are defined by using their receiving thresholds, and the basic methods and steps to determine the relay location are presented. The communication coverage and available transmission bandwidth of undersea-to-air transboundary magnetic induction communication under different relay scenarios are analyzed and compared by calculating the underwater magnetic induction strength distribution. The numerical results indicate that the underwater coverage and available bandwidth of transboundary magnetic induction communication can be simultaneously doubled under the appropriate number and location of relays. The research in this paper suggests that the relay transmission scheme for magnetic induction communication is suitable for the application in dynamic environment with high propagation loss, which greatly increases the feasibility and effectiveness of the magnetic induction communication as a transboundary communication technology.

Keywords: magnetic induction, channel model, transboundary communication, layered conducting medium

PACS: 84.40.Ua, 41.20.Gz, 41.20.Jb

DOI: 10.7498/aps.69.20200882

* Project supported by the Fund for Key Laboratory of National Defense, China (Grant No. 6142106180301).

† Corresponding author. E-mail: zhangxin@nwpu.edu.cn