

文章编号:1002-8684(2006)08-0057-04

潜艇极低频全向接收天线中运动 感应噪声研究

·论文·

张 静, 谢 慧, 田培根

(海军工程大学 电子工程学院, 湖北 武汉 430033)

【摘要】通过对极低频拖曳全向接收天线运动感应噪声产生原理的研究,得出了潜艇电极对拖曳天线和磁场天线的运动感应噪声功率谱的表达式,详细指出了天线灵敏度、电缆特性、地磁场等关键因素在影响运动感应噪声方面所起的作用,探讨了减小运动感应噪声的方法,并与实验测得的噪声电压进行比较证实了上述理论。

【关键词】潜艇通信; 极低频; 全向接收; 运动感应噪声

【中图分类号】 TN82

【文献标识码】 A

Study on Motion-induced Noise in the Design of Extremely Low Frequency Omni-directional Receiving Antenna of Submarine

ZHANG Jing, XIE Hui, TIAN Pei-gen

(College of Electronics Engineering, Navy University of Engineering, Wuhan 430033, China)

【Abstract】 The theory for motion-induced noise generation of the extremely low frequency omni-directional antenna is studied, and formulae for the submarine towed electrode-pair antenna and H-field antenna are represented in the form of the motion-induced noise voltage power spectrum. The effects of various contributing factors such as antenna sensitivity profile, cable properties and geomagnetic field are indicated. The approach to reducing the noise is discussed in detail. Finally, the theory is supported by the experimental results.

【Key words】 submarine communication; extremely low frequency; omni-directional receiving; motion-induced noise

1 引言

极低频 (Extremely Low Frequency, ELF) 电波在地-电离层波导内传播, 每 1000 km 的衰减只有 0.23 dB 左右, 可以穿透海水上百米, 适于远距离对潜艇进行通信。目前, 在实际应用中最为有效的接收天线是电极对拖曳天线^[1]。ELF 电波在向海水下传播时是水平线极化波形式, 其电场分量和磁场分量基本垂直。当潜艇航向垂直于连接接收发两点的地球大圆路径时, 天线电缆轴向上的电场分量为零, 电极对天线处于收信盲区, 但此时磁场分量最大。在同一个电缆中加装磁场天线, 其最大接收方向 (相对于电场分量) 与航向垂直, 从而可以消除电极对天线的盲区, 理论上可以构成全向接收天线^[2]。

电极对天线的噪声源主要是热噪声和运动感应噪声, 影响磁场天线的主要噪声是热噪声、运动感应噪声、磁致伸缩噪声和巴克豪森噪声^[3,4]。笔者主要讨论运动感应噪声对电极对拖曳天线和磁场天线的影响。

2 磁场天线的运动感应噪声产生原理

由于地磁场的存在, 天线的振动在天线两端会感应出电压, 这是运动感应噪声的来源。天线在水中的振动状态可分为横向、纵向和扭曲 3 种类型, 产生运动感应噪声主要是横向振动, 由湍流^[5]产生。磁场天线在电缆的运动中会由于地磁场在线圈中磁通量的变化而产生运动感应噪声。

电缆波动引起地磁分量与实际天线电缆中心线之间的夹角变化, 使天线线圈和地磁场之间存在随时间变化的切割, 从而在天线端产生噪声电压, 如图 1 所示。设天线平均的轴线位置为 z 轴, 假定地磁场分布在 yz 平面, 则地磁在海水中磁感应强度只有 B_z 和 B_y 两个分量, $y(z, t)$ 是天线实际中心线从平均轴线上的横向位移, 它是时间的函数。

以位于 z 处的一段天线元 dz 为对象, 通过小天线段的实际磁通量 Φ 为

$$\Phi = \mu_0 A(z) N(z) \cos \theta (B_z + B_y \partial y / \partial z) dz \quad (1)$$

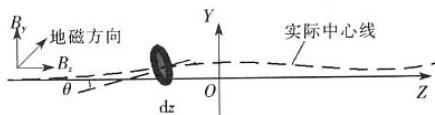


图 1 磁场拖曳天线运动感应噪声产生原理示意图

式中: θ 为天线元 dz 的法线方向与 z 轴的夹角, μ_r 为磁场天线线圈铁芯相对磁导率的平均值; $A(z)$ 为线圈在 z 处的横截面积; $N(z)$ 为线圈在 z 处的匝数。若 $|\partial y/\partial z| \ll 1$ (天线长度足够长时, 此不等式成立), 考虑到 $\partial B_z/\partial t=0$, $\partial B/\partial t=0$, $\theta \approx 0$, 则天线上总的运动感应电压为

$$v(t) = \int \frac{d\Phi}{dt} dz = B_y \int \mu_r A(z) N(z) \frac{\partial^2 y(z, t)}{\partial z \partial t} dz \quad (2)$$

由式(2)可知, 即使没有采用高磁导率的铁芯, 仍然会产生运动感应噪声。将 $u(z) = \mu_r A(z) N(z)$ 称为天线灵敏度函数, 它反映出天线电缆各处对单位入射磁场强度的响应能力; 对式(2)分部积分得到

$$v(t) = B_y \left[u(z) \frac{\partial y(z, t)}{\partial t} \right]_l - B_y \int u'(z) \frac{\partial y(z, t)}{\partial t} dz \quad (3)$$

式(3)中: $u'(z)$ 为 $u(z)$ 的一阶导数。若天线灵敏度在天线各处是均匀的, 则式(3)右边第二项为零, 此时, 均匀灵敏度天线的运动感应噪声为

$$v(t) = B_y u_0 \frac{\partial}{\partial t} [y(l, t) - y(-l, t)] \quad (4)$$

式(4)中: u_0 为均匀天线的灵敏度, 这说明均匀天线的运动感应噪声只与天线两端的振动有关, 而与天线中间部分的振动无关。完全消除天线两端的振动是不可能的(实验条件下可固定两端来鉴别), 但是可以让天线在两端处的灵敏度为零, 而在中间部分为非均匀曲线, 当式(3)右边第一项为零时

$$v(t) = -B_y \int u'(z) \frac{\partial y(z, t)}{\partial t} dz \quad (5)$$

从频率的角度更容易看出磁场拖曳天线的运动感应噪声谱。

3 磁场天线的运动感应噪声谱

假设天线电缆位于 z 轴, 而单个横向力 F 作用于 z_0 , 形成了 z 处天线元 dz 的位移 $y(z, t)$, 天线元中因此产生了电压 $v_1(t)$ 。因此, 由式(5)可知, z_0 处单个力在整个天线产生的电压频谱 $V_1(\omega)$ 为

$$V_1(\omega) = j\omega B_y F(\omega) \int u'(z) G(z, z_0, \omega) dz \quad (6)$$

其中, $F(\omega)$ 为单个力 F 的频谱, 格林函数 $G(z, z_0, \omega)$ 表示作用在 z_0 处频率为 ω 的单位作用力在 z 处引起的位移。

由式(6)可知, 由 F 感应的天线电压功率谱密度为

$$S_v(\omega) = \omega^2 B_y^2 S_f(\omega) \left| \int u'(z) G(z, z_0, \omega) dz \right|^2 \quad (7)$$

其中, $S_f(\omega)$ 是 $F(\omega)$ 的功率谱密度。若天线上的受力分布均匀, M 为均匀分布系数, 则整个天线横向振动产生的总的噪声电压功率谱 $S_v(\omega)$ 为

$$S_v(\omega) = \omega^2 B_y^2 M S_f(\omega) \left| \left| \int u'(z) G(z, z_0, \omega) dz \right|^2 dz_0 \right| \quad (8)$$

当天线电缆长度与作用力分布的相关长度相比较长时(实际上总是满足的), 电缆段上横向力的均方值既是电缆长度的 $M S_f(\omega)$ 倍, 又是长度的 $S_f(0, \omega)$ 倍^[6]。 $S_f(k, \omega)$ 是电缆上横向力的二维功率谱, 因此, 电压总噪声功率谱为

$$S_v(\omega) = \omega^2 B_y^2 S_f(0, \omega) \left| \left| \int u'(z) G(z, z_0, \omega) dz \right|^2 dz_0 \right| \quad (9)$$

假定张力不变, 则格林函数 $G(z, z_0, \omega)$ 只与力的作用点和响应点的距离差有关, 可写成 $G(z-z_0, \omega)$ 。为了更好地分析式(9), 对其进行傅里叶变换

$$U(k) = \int u(z) e^{-jzk} dz \quad (10)$$

$$H_i(k, \omega) = \int G_0(z, \omega) e^{-jzk} dz \quad (11)$$

式(9)中的内积分可以用相应的傅里叶变换来表示, 则噪声电压功率谱又可表示为

$$S_v(\omega) = \frac{1}{2\pi} \omega^2 B_y^2 S_f(0, \omega) \int k^2 |U(k)|^2 |H_i(k, \omega)|^2 dk \quad (12)$$

由式(12)可知, 如果二维功率谱 $S_f(0, \omega)$ 一定时, 运动感应噪声的大小取决于积分值的大小, 图 2 给出了灵敏度曲线长而平滑的典型电缆的 $|U(k)|^2$ 和 $|H_i(k, \omega)|^2$ 示意图, 拖曳电缆 $|H_i(k, \omega)|^2$ 的计算公式见参考文献[6]。

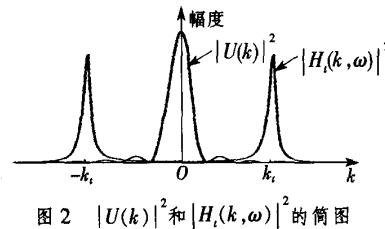


图 2 $|U(k)|^2$ 和 $|H_i(k, \omega)|^2$ 的简图

当灵敏度曲线很长且光滑时, 其傅里叶变换仅在原点处有尖锐峰值, 所以 $|U(k)|^2$ 在 $k=0$ 两侧很窄的地

方有峰值,其他地方很小;而 $|H_i(k, \omega)|^2$ 仅在 $\pm k_i$ 处有峰值。 k_i 是横向波以频率 ω 沿着电缆传播的特性波数的实部。灵敏度曲线越长越平滑则中间的峰值越高,且在 $k=0$ 附近时,有 $|H_i(k, \omega)|^2 \approx |H_i(0, \omega)|^2$,则式(12)的积分式可以表示为 $|H_i(0, \omega)|^2 \int k^2 |U(k)|^2 dk$,在 k 较大时,积分式的数值可以忽略。当曲线相对较短但光滑时,在 $k=\pm k_i$ 处, $|H_i(k, \omega)|^2$ 形成了2个又高又尖的边瓣,其对积分式的影响很大,此时,式(12)的积分式可以表示为: $K_i^2 \langle |U(k_i)|^2 \rangle \int |H_i(k, \omega)|^2 dk$,其中 $\langle |U(k_i)|^2 \rangle$ 表示函数 $|U(k)|^2$ 在 $k=\pm k_i$ 的局部平均。在 $k=\pm k_i$ 和 $k=0$ 这3个小窄区之外,其他的数值对积分的影响可以忽略,则式(12)可表示为

$$S_v(\omega) = \frac{\omega^2 B_y^2 S_i(0, \omega)}{2\pi} |H_i(0, \omega)|^2 \times \left[\int k^2 |U(k)|^2 dk + k_i^2 \langle |U(k_i)|^2 \rangle \frac{\int |H_i(k, \omega)|^2 dk}{|H_i(0, \omega)|^2} \right] \quad (13)$$

式(13)中 $\langle |U(k_i)|^2 \rangle$ 的数值是在灵敏度曲线短而光滑的条件下得到的,但实际曲线可能由于线圈、铁芯在轴向分布上的不确定性,使实际灵敏度曲线只能由确定的函数上附加一个随机变量来表达。因此, $\langle |U(k_i)|^2 \rangle$ 可以分为两个量值部分,第一部分为在曲线非常光滑、 k 值不大条件下的数值,表示为

$$\langle |U(k_i)|^2 \rangle \approx \frac{1}{k_i^4} \sum_n |\Delta u'(z_n)|^2 \quad (14)$$

式(14)中: $\Delta u'(z_n)$ 是 $u'(z_n)$ 在不连续点 z_n 处的跳跃,求和 \sum 运算是对所有不连续跳跃平方后的和,和曲线非常长而光滑相比,主要是由于曲线较短而使两个边瓣的影响变大,由此带来的噪声称为短度噪声,而把 $\int k^2 |U(k)|^2 dk$ 带来的噪声称为长度噪声; $\langle |U(k_i)|^2 \rangle$ 第二部分是当实际的天线灵敏度并不是光滑的数值,设实际的灵敏度曲线为

$$u_r(z) = u(z)[1 + \varepsilon(z)] \quad (15)$$

随机变量 $\varepsilon(z)$ 是平滑曲线的扰动项,设 $S_e(k)$ 是 $\varepsilon(z)$ 相关函数的傅里叶变换,即 $\varepsilon(z)$ 的频谱密度,假设 $\varepsilon(z)$ 的平均值为0,且在 z 点处是统计均匀的,则 $|U(k_i)|^2$ 增加了 $S_e(k) \int u^2(z) dz$ 项,它所对应的噪声是由于曲线不光滑而带来的噪声项,称为粗度噪声。将式

(13)除以有效长度的平方得到等效噪声场得

$$S_v(\omega) = \frac{\omega^2 B_y^2 \delta S_i(0, \omega)}{2\pi^2} |H_i(0, \omega)|^2 \times 4\pi \left[\int u(z) dz \right] \int k^2 |U(k)|^2 dk + \frac{\sum_n |\Delta u'(z_n)|^2}{k_i^2} + k_i^2 S_e(k_i) \int u^2(z) dz - \frac{\int |H_i(k, \omega)|^2 dk}{|H_i(0, \omega)|^2} \quad (16)$$

式(16)中: δ 为极低频波在海水中的集肤深度。式(16)是针对一个灵敏度曲线连续但是允许其导数有不连续点的磁场天线的运动感应噪声 ENF 表达式。它的条件是假定横向作用力基本上不相关,在实际中这一点是可以满足的¹⁶。

4 电极对天线中的运动感应噪声谱

对于电极对拖曳天线的运动感应 ENF 的推导与关于磁场天线运动感应 ENF 所用方法非常相近,但更为简单,因为不存在“曲线粗度”分量,其基本方程为

$$v(t) = B_y \int u(z) \frac{\partial x(z, t)}{\partial t} dz \quad (17)$$

在频段中,式(17)表示为

$$v(\omega) = -j\omega B_y \int u(z) x(z, \omega) dz \quad (18)$$

在式(17)和式(18)中,当 $|z| < l$ 时, $u(z) = 1$,其余情况为零;当地磁场位于 yz 平面时,只有 x 方向振动产生运动感应噪声。

运用前文中的推导方法,可以得到关于等效噪声场功率谱密度 $S_v(\omega)$ 的表达式

$$S_v(\omega) = \omega^2 B_y^2 \frac{1}{2\pi} \int \left| \frac{U(k)}{U(0)} \right|^2 |H_i(k, \omega)|^2 S_i(k, \omega) dk \quad (19)$$

假设 $S_i(k, \omega)$ 在 k 的范围内,被积函数余项不可忽略时,其基本上等于 $S_i(0, \omega)$;加进 $U(k)$ 在 $k=0$ 处的峰值以及 $|H_i(k, \omega)|$ 在 $\pm k_i$ 处峰值的基值,可近似得到

$$S_v(\omega) = \frac{1}{2l} \left(\frac{B_y}{\omega |m_i|} \right)^2 S_i(0, \omega) \left(1 + \frac{Q_i}{\pi k_i l} \right) \quad (20)$$

式(20)中: $2l$ 为天线长度; m_i 为电缆横向振动的有效质量; Q_i 为电缆横向振动的机械质量因素。在 $u(z)$ 初始不确定的情况下,运用变分法可证明最小化曲线实际上是电极对天线具有的,即 $u(z) = 1(|z| < l)$,其余情况下 $u(z) = 0$ 。

在长电极对天线中,式(20)中的“短曲线”修正项

$\frac{Q_i}{\pi k_i l}$ 可被忽略^①,其运动感应 ENF 表示为

$$S_e(\omega) = \frac{1}{2l} \left(\frac{B_i}{\omega |m_i|} \right)^2 S_f(0, \omega) \quad (21)$$

式(21)表明运动感应 ENF 除了与电缆的直径有关外,与电缆的任何机械性能都没有关系。

5 实验结果

用带有应变规和加速计的拖曳电缆可以对运动感应噪声进行测量。因为电缆曲率是对于电缆位移距离的二阶导数,这时曲率频谱密度 $S_c(\omega)$ 可由式 $S_c(\omega)/k_i^4$ 精确给出,其中 $S_c(\omega)$ 为位移频谱函数。将式(20)变形,由电缆力学公式可知^②

$$S_c(\omega) \approx \frac{k_i Q_i}{\pi \omega^4 |m_i|^2} S_f(0, \omega) \quad (22)$$

与式(21)综合可得到长电极对天线的运动感应噪声电压谱 $S_v(\omega)$

$$S_v(\omega) = l_e^2 S_c(\omega) = \frac{2l \pi B_i^2 \omega^2}{k_i^5 Q_i} S_c(\omega) \quad (23)$$

其中 l_e 指天线有效长度, k_i 和 Q_i 可用测量曲率的电缆位置上的电缆张力来计算。同样,也可得到具有均匀曲线的长磁场天线的运动感应噪声电压频谱

$$S_v(\omega) = \frac{1}{8} \left[\frac{\delta l_e B_i^2 \omega}{l} \right]^2 \frac{[k_i Q_i]_l + [k_i Q_i]_{-l}}{[k_i^5 Q_i]_g} S_c(\omega) \quad (24)$$

式中:下标 l 、 $-l$ 或 g 表示括号内的量可用沿天线两端电缆位置(l 和 $-l$)的张力和测量曲率(g)的应变规来计算。

图 3 为航速为 12 节时,直接测量所得噪声电压与公式推导所得噪声电压的对比图,其中参考电压为单位频率上的噪声电压值。图 3(a)表示以 12 节航速拖曳的电缆开端相距 120 m 的 2 个应变规测量的曲率频谱;图 3(b)中,将式(23)运用到图 3(a)的曲率频谱中后导出的 300 m 电极对天线以 12 节航速拖曳时的运动感应噪声电压与测得的电极对天线的噪声电压的比较。图 3(c)为将式(23)运用到图 3(a)的曲率频谱中后导出 240 m 长磁场天线的运动感应噪声电压的结果,该磁场天线具有均匀的灵敏度曲线,并且在 45 Hz 时的有效长度为 5.3 m,其中 B_i 假定为 0.5×10^{-4} Wb·m⁻²,集肤深度是由 $4 \Omega/m$ 的海水导电率计算得到的。

由于应变规的校准完全是由从电缆轴的标称偏移

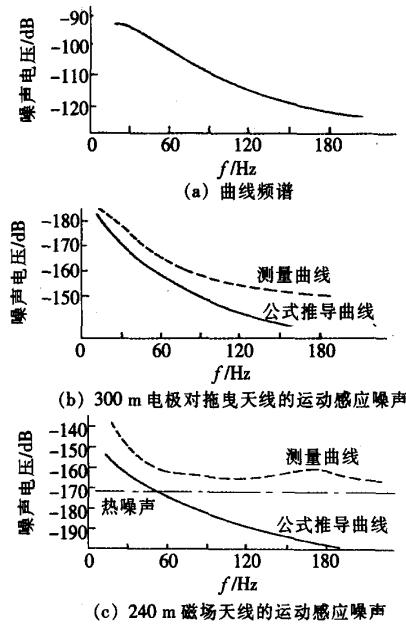


图 3 直接测量所得噪声电压与公式推导所得噪声电压的对比曲线图

推算得到,而实际上它们的灵敏度要比公式推导的低,这是由安装时所需的实际改进使得电缆局部变硬造成的。考虑到这些差别,图 3(b)和图 3(c)中导出的噪声与测得的噪声之间的一致性就相符合了。

参考文献

- [1] DIVERA D F. Submarine towed communication antennas: past, present and future[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 46(1):23-26.
- [2] KAPLAN B Z, SUISSA U. Treatment of extremely low frequency magnetic and electric field sensors via the rules of electromagnetic duality[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(4):2298-2305.
- [3] 梁高权. 甚低频波和超低频波的辐射与传播[D]. 南京: 海军工程大学电子工程学院, 2002.
- [4] 陈卫东, 王永斌, 屈晓旭. 超低频拖曳磁场天线设计中的热噪声研究[J]. 海军工程大学学报, 2004, 16(2):51-55.
- [5] BURROWS M L. Performance of the ELF antenna water flow tunnel[R]. Massachusetts: Lincoln Laboratory, M. I. T., 1975.
- [6] BURROWS M L. On the design of a towed ELF H-field antenna[R]. Massachusetts: Lincoln Laboratory, M. I. T., 1972.
- [7] BURROWS M L. Motion-induced noise in electrode-pair extremely low frequency[J]. IEEE Transactions on Communications, 1974, 22(4):540-542.

[责任编辑] 潘浩然

[收稿日期] 2006-04-29

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>