

樊文生, 张世田, 韩道菲. 基于波导理论的机载甚低频拖曳天线辐射场分析[J]. 电波科学学报, 2015, 30(1): 114-120. doi: 10.13443/j.cjors.2014010502

FAN Wensheng, ZHANG Shitian, HAN Xiaofei. Radiate electromagnetic field for airborne VLF trailing antenna based on theory of wave-guide [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2015, 30(1): 114-120. (in Chinese). doi: 10.13443/j.cjors.2014010502

基于波导理论的机载甚低频 拖曳天线辐射场分析

樊文生¹ 张世田² 韩道菲²

(1. 海军司令部信息化部, 北京 100161; 2. 中国电波传播研究所, 山东 青岛 266071)

摘 要 基于甚低频波导理论推导了机载拖曳天线辐射场的计算公式. 计算了横磁波与横电波的高度增益, 并分析了其随拖曳天线高度波动起伏的变化趋势; 研究了拖曳天线辐射场随天线高度、天线倾角、接收方位角的变化特性. 文章研究结果对机载拖曳天线的研制、应用具有重要的参考意义.

关键词 波导理论; 机载拖曳天线; 水平电偶极子; 高度增益

中图分类号 243.4; TN820.1⁺7 **文献标志码** A

文章编号 1005-0388(2015)01-0114-07

Radiate electromagnetic field for airborne VLF trailing antenna based on theory of wave-guide

FAN Wensheng¹ ZHANG Shitian² HAN Xiaofei²

(1. Information Department of Navy Command, Beijing 100161, China;

2. Chinese Research Institute of Radio Wave Propagation, Qingdao Shandong 266107, China)

Abstract Based on the wave-guide theory, the formulas used to calculate radiation fields excited by the airborne trailing antenna are deduced. According to the formulas, altitude gains are obtained, and the altitude gain fluctuation with the height of observing points is analyzed. Then, for the radiation fields excited by the trailing antenna, its variation characteristics with the antenna height, tilt angel and receiving azimuth angel are discussed, which has great reference value for trailing antenna study and application.

Key words theory of wave-guide; airborne trailing antenna; horizontal electrical dipole; altitude gain

引 言

岸基甚低频(Very Low Frequency, VLF)通信是成熟有效的对潜通信手段, 具有发射功率大、覆盖范围广等优点, 但同时亦存在目标大、易受攻击、受损后维修时间长等缺点, 因而各国在建立岸基发射台的同时积极开展机载 VLF 发射系统的研制. 机载

VLF 发射天线是发射系统关键的组成部分, 其辐射效率、辐射场特性等直接影响发射系统最终的实际应用效能, 因而开展机载 VLF 天线辐射场的研究意义重大.

VLF 频段的电波波长较长, 为了使天线具有一定的效率, 天线的几何尺寸都比较大, 在机载发射平台条件下, 只可以采用拖曳方式, 平时圈绕在机舱

收稿日期: 2014-01-05

联系人: 张世田 E-mail: shitian_zhang@126.com

内,需要发射时,释放出来,由飞机拖曳前行.为了提高拖曳天线的发射效率,希望天线采用垂直极化方式,因而要求天线尽量保持垂直状态.但由于飞机飞行姿态的影响,拖曳天线不可能完全与地面保持垂直,因而拖曳天线既有水平天线分量又有垂直天线分量,其空间的辐射场十分复杂,国内外对空间辐射场分析研究相对较少^[1-2],尤其是基于地-电离层波导理论的辐射场的研究更是鲜见报道,本文根据 VLF 地-电离层波导理论研究了单拖曳天线在空间的合成场.

1 电偶极子在波导中激励的场

1.1 垂直电偶极子激励的电磁场

根据 VLF 波导传播理论^[3],把地面与电离层下边界理解成两个同心球面,它们的归一化等效表面阻抗分别为 Δ_g 和 Δ_i ,垂直电偶极子位于 z 轴上,离地面高度为 z_s ,若取球坐标如图 1 所示,则波导内激励的电磁场为:

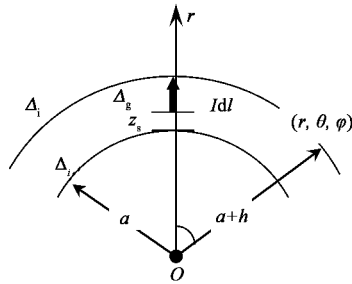


图 1 球坐标示意图

$$E_r = -\frac{Idl\eta e^{-i\pi/4}}{h\sqrt{\lambda a \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{\frac{3}{2}} F_n(z_s) F_n(z_r) e^{ika S_n \theta}; \quad (1)$$

$$E_\theta = -\frac{Idl\eta e^{i\pi/4}}{kh\sqrt{\lambda a \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{1/2} \cdot F_n(z_s) F_n'(z_r) e^{ika S_n \theta}; \quad (2)$$

$$H_\varphi = \frac{Idl e^{-i\pi/4}}{h\sqrt{\lambda a \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{\frac{1}{2}} F_n(z_s) F_n(z_r) e^{ika S_n \theta}. \quad (3)$$

式(1)~(3)中: Idl 是发射电流矩; η 是电波在真空中的波阻抗; k 是电波在真空中的波数; h 为电离层高度; Λ_n^e 是第 n 阶横磁波(Transverse Magnetic Wave, TM 波)模的激励因子; S_n 是第 n 阶 TM 波模的入射特征角正弦; $F_n(z_s)$ 和 $F_n(z_r)$ 分别是第 n 阶波模在发射和接收天线处的高度增益因子,这些参数都由第 n 阶模的模方程确定,第 n 阶

模的高度增益函数为

$$F_n(z) = \frac{W_1(t_n - y) + B(t_n)W_2(t_n - y)}{W_1(t_n) + B(t_n)W_2(t_n)}, \quad (4)$$

式中, $W_1(t)$ 和 $W_2(t)$ 分别是第一类和第二类 Airy 函数.

n 阶模的激励因子为

$$\Lambda_n^e = \frac{1}{1 + \frac{\sin(2kC_n h)}{2kC_n h}}, \quad (5)$$

$C_n = (1 - S_n^2)^{\frac{1}{2}}$ 是 n 阶模的入射角余弦.

对于拖曳天线而言,由于其离地几千米甚至更高,因而其各阶模的高度增益不能向地基发射天线那样取为 1,而是随天线高度发生变化.高度增益是 VLF 拖曳天线电波传播的重要参数,与拖曳天线辐射特性密切相关,因而需要对 TM 波高度增益进行仿真计算,以研究高度增益变化趋势.

由图 2 可以看出,TM 各阶模的高度增益在地面处归一化为 1,随着离地高度的增加起伏波动,各阶模高度增益的最大值与最小值之比可高达 10 倍以上.

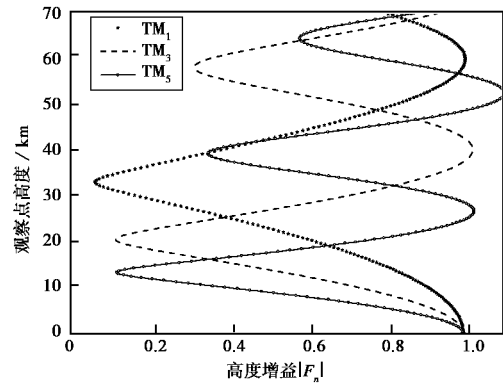


图 2 TM 波高度增益随观察点高度的变化

1.2 水平电偶极子激励的电磁场

如果水平电偶极子离地高度为 z_s ,仍取球坐标系如图 1 所示.按照波导传播理论计算方法,水平电偶极子在波导中产生的电磁场将同时激励起 TM 和横电波(Transverse Electrical Wave, TE 波)两种波模,它们可表示为:

$$H_\theta^{he}(z, \theta, \varphi) = \frac{Idl}{2ha} \sin \varphi \left\{ \frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_n \Lambda_n^e S_n^{\frac{3}{2}} F_n(z_r) \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \exp(ika S_n \theta - \pi/4) \right\} + \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot$$

$$\sum_m \frac{\Lambda_m^h G_m(z_s)}{S_m^{\frac{1}{2}}} \frac{\partial G_m(z_r)}{k \partial z} \cdot \exp(ika S_m \theta + i\pi/4) \}; \quad (6)$$

$$H_\varphi^{\text{he}}(z, \theta, \varphi) = \frac{Idl}{2ha} \cos \varphi \left\{ \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-1/2} \cdot F_n(z_r) \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \exp(ika S_n \theta + i\pi/4) \frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_m \frac{\Lambda_m^h G_m(z_s)}{S_m^{\frac{3}{2}}} \frac{\partial G_m(z_r)}{k \partial z} \cdot \exp(ika S_m \theta - i\pi/4) \right\}; \quad (7)$$

$$H_z^{\text{he}}(z, \theta, \varphi) = \frac{Idl}{2ha} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_m \Lambda_m^h G_m(z_s) \cdot G_m(z_r) \exp(ika S_m \theta - i\pi/4); \quad (8)$$

$$E_\theta^{\text{he}}(z, \theta, \varphi) = \frac{-iIdl\eta}{2ha} \cos \varphi \left\{ \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-\frac{1}{2}} \cdot \frac{\partial F_n(z_r)}{k \partial z} \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \exp(ika S_n \theta + i\pi/4) - \frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_m \Lambda_m^h S_m^{-3/2} G_m(z_s) G_m(z_r) \cdot \exp(ika S_m \theta - i\pi/4) \right\} \quad (9)$$

$$E_\varphi^{\text{he}}(z, \theta, \varphi) = \frac{iIdl\eta}{2ha} \sin \varphi \left\{ \frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-3/2} \frac{\partial F_n(z_r)}{k \partial z} \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \cdot \exp(ika S_n \theta - i\pi/4) - \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_m \Lambda_m^h S_m^{-1/2} G_m(z_s) G_m(z_r) \cdot \exp(ika S_m \theta + i\pi/4) \right\}; \quad (10)$$

$$E_z^{\text{he}}(z, \theta, \varphi) = -\frac{iIdl\eta}{2ha} \cos \varphi \left\{ \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-\frac{1}{2}} F_n(z_r) \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \exp(ika S_n \theta - i\pi/4) \right\}. \quad (11)$$

式(6)~(11)中: $\Lambda_n^e, S_n, F_n(z)$ 与式(1)~(3)中的含义相同; $G_m(z), S_m, \Lambda_m^h$ 代表第 m 阶 TE 波模的高度增益函数、入射角正弦和激励因子, 其中 S_m 由 TE 波的模方程确定, 模方程为

$$R_g^h \cdot R_i^h \cdot \exp\left(2ik \int_0^h \left(C_m^2 + \frac{2t}{a} S_m^2\right)^{\frac{1}{2}} dt\right)$$

$$= \exp(2i(m-1)\pi), m = 1, 2, 3, \quad (12)$$

$$R_g^h = \frac{C_m - 1/\Delta_g}{C_m + 1/\Delta_g}, \quad (13)$$

$$R_i^h = \frac{C'_m - 1/\Delta_i}{C'_m + 1/\Delta_i}, \quad (14)$$

$$C'_m = \left(C_m^2 + \frac{2h}{a} S_m^2\right)^{\frac{1}{2}}. \quad (15)$$

C_m 是 m 阶模的入射角余弦.

m 阶高度因子为

$$G_m(z) = \left\{ \exp\left[-ik \int_0^z \left(C_m^2 + \frac{2t}{a} S_m^2\right)^{1/2} dt\right] + R_g^h \exp\left[ik \int_0^z \left(C_m^2 + \frac{2t}{a} S_m^2\right)^{1/2} dt\right] \right\} (1 + R_g^h)^{-1}, \quad (16)$$

m 阶激励因子为

$$\Lambda_m^h = \Delta_g^2 C_m^2 \left[1 - \frac{\sin(2kC_m)}{2kC_m} - \Delta_g^2 C_m^2 \left(1 + \frac{\sin(2kC_m)}{2kC_m} \right) - i \frac{\Delta_g}{kh} (\cos(2kC_m) - 1) \right]^{-1}. \quad (17)$$

对于 TE 波而言, 其高度增益远远大于 TM 波, 且变化趋势与 TM 波亦有很大区别. 由图 3 可以看出 TE 各阶模的高度增益在地面处归一化为 1, 随着离地高度的增加波动起伏, 一阶模高度增益的最大值与最小值之比可高达 20 000 倍, 二阶模高度增益的最大值与最小值之比也高达 10 000 倍. 故机载 VLF 发射天线较地基 VLF 发射天线 TE 波模的作用显著增强, 从而使发射天线场的分布较地基发射台有较大差异.

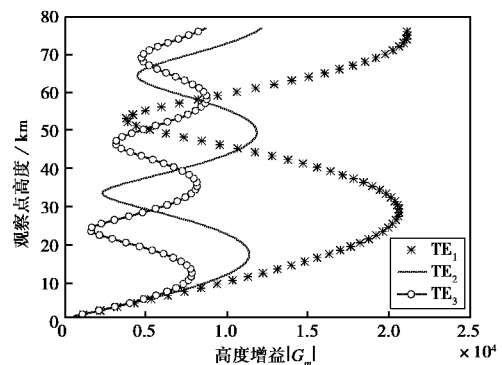


图3 TE波高度增益随观察点高度的变化

2 机载发射天线在地面上产生的电磁场计算方法

实际的发射天线应同时具有垂直和水平电流

矩. 因为飞行方向及风速的影响, 水平电流矩不可能始终指向同一方向, 所以发射电流矩应分解成 x 、 y 、 z 三个方向的分量. 其中 z 方向规定为垂直于地面向上为正、 x 方向规定为水平正东方向为正、 y 方向规定为水平正北方向为正. 为了便于各个场分量的迭加, 需要把各个场分量都首先转化为 x 、 y 、 z 三个方向上的分量. 如果记发射天线所在位置的三维坐标为 x_s 、 y_s 、 z_s , 而接收点的坐标为 x_r 、 y_r 、 z_r (当位于海面时 $z_r = 0$), 如图 4 所示.

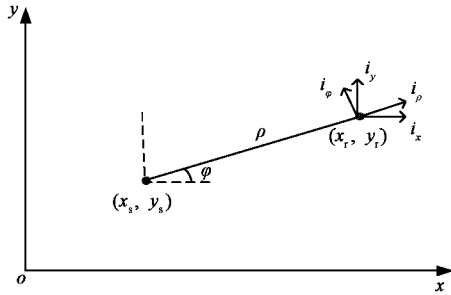


图 4 发射点与接收点位置关系

图中, 接收点相对于发射源的方位为 φ_r ,

$$i_x = i_\rho \cos \varphi_r - i_\varphi \sin \varphi_r, \quad (18)$$

$$i_y = i_\rho \sin \varphi_r + i_\varphi \cos \varphi_r.$$

dl 在 x 、 y 、 z 三个方向上的投影为

$$dl = \sin \theta_s \cos \varphi_s dx + \sin \theta_s \sin \varphi_s dy + \cos \varphi_s dz. \quad (19)$$

式中: θ_s 为天线与地面垂直方向的夹角; φ_s 为天线在水平面内投影与 x 方向的夹角. 则接收点的电场可以理解成三个等效电偶极子产生的电场的迭加, 即

$$E(x_r, y_r, 0) = \begin{bmatrix} E_x^v & E_x^h & E_x^y \\ E_y^v & E_y^h & E_y^y \\ E_z^v & E_z^h & E_z^y \end{bmatrix} Idl \begin{bmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \cos \varphi_s \\ \sin \theta_s \sin \varphi_s \end{bmatrix}. \quad (20)$$

同理, 磁场表达式亦然.

式(20) 矩阵中的各个元素分别表示位于 x_s 、 y_s 、 z_s 处的电偶极子在 x_r 、 y_r 、 z_r 处产生的相应的电磁场分量, 其中上标 v 、 h_x 、 h_y 表示电偶极子的方向分别是 z 、 x 、 y 方向, 下标表示场分量的方向.

$$E_x^h = \frac{-\eta Idl \cos \theta_s}{2ha} \left\{ \cos \varphi_r \left[\sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-\frac{1}{2}} \cdot \frac{\partial F_n(z_r)}{k \partial z} \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \exp(ika S_n \theta + i\pi/4) - \frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_m \Lambda_m^h S_m^{-\frac{3}{2}} G_m(z_s) G_m(z_r) \cdot \right. \right.$$

$$\left. \exp(ika S_m \theta - i\pi/4) \right] - \sin \varphi_r \left[\frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-\frac{3}{2}} \frac{\partial F_n(z_r)}{k \partial z} \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \cdot \exp(ika S_n \theta - i\pi/4) - \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_m \Lambda_m^h S_m^{-\frac{1}{2}} G_m(z_s) G_m(z_r) \exp(ika S_m \theta + i\pi/4) \right] \}. \quad (21)$$

式中:

$$\theta = \rho/a, \quad (22)$$

$$\rho = ((x_r - x_s)^2 + (y_r - y_s)^2)^{1/2}. \quad (23)$$

类似地, 其它各个电场分量都可导出.

磁场分量为

$$H_y^v = \frac{Idl \sin \theta_s e^{-i\pi/4}}{h \sqrt{\lambda a \sin \theta}} \cos \varphi_r \sum_n \Lambda_n^e S_n^{\frac{1}{2}} F_n(z_s) F_n(z_r) e^{ika S_n \theta}; \quad (24)$$

$$H_y^{he} = \frac{Idl \cos \theta_s}{2ha} \sin \varphi_r \left\{ \frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-3/2} F_n(z_r) \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \cdot \exp(ika S_n \theta - i\pi/4) + \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \cdot \sum_m \frac{\Lambda_m^h G_m(z_s)}{S_m^{1/2}} \frac{\partial G_m(z_r)}{k \partial z} \cdot \exp(ika S_m \theta + i\pi/4) \right\} + \frac{Idl \cos \theta_s}{2ha} \cos \varphi_r \left\{ \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_n \Lambda_n^e S_n^{-1/2} F_n(z_r) \frac{\partial F_n(z_s)}{k \partial z} \cdot \exp(ika S_n \theta + i\pi/4) + \frac{1}{ka \sin \theta} \sqrt{\frac{2ka}{\pi \sin \theta}} \sum_m \frac{\Lambda_m^h G_m(z_s)}{S_m^{3/2}} \frac{\partial G_m(z_r)}{k \partial z} \exp(ika S_m \theta - i\pi/4) \right\}. \quad (25)$$

式(24)、(25) 中:

$$\partial G_m(z)/k \partial z \Big|_{z=0} = -i/\Delta_g; \quad (26)$$

$$\frac{\partial F_n(z)}{\partial z} = \sqrt{(t_n - y) F_n(z)} \left(\frac{2}{ka} \right)^{1/3} k, \quad (27)$$

$$y = \left(\frac{2\nu(\nu+1)}{a^3} \right)^{1/3} z, \quad (28)$$

$$\nu(\nu+1) \approx k^2 a^2 \left[1 + \left(\frac{2}{ka} \right)^{2/3} t_n \right], \quad (29)$$

$$t_n = \left(\frac{a^3}{2\nu(\nu+1)} \right)^{2/3} \left[\frac{\nu(\nu+1)}{a^2} - k^2 \right]. \quad (30)$$

类似地, 其它各个磁场分量亦都可导出.

机载 VLF 拖曳天线是一个非对称激励的线天

线,仿真计算时,将拖曳天线分成若干段进行处理,每段的电流、高度、位置等都不尽相同,天线总的辐射场是由各分段电流产生的辐射场叠加而成。在进行计算时将天线姿态及天线上的电流分布进行了简化,如图5所示。

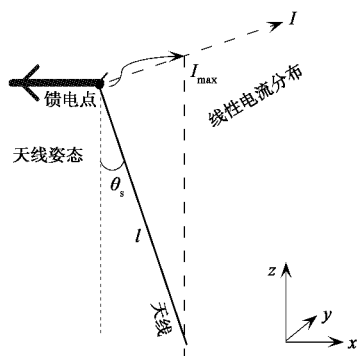


图5 天线姿态及电流分布示意图

若视天线上的电流呈线性分布^[4],其馈电处电流最大,末端电流为0,则天线上电流分布为

$$I_n = I_{\max}(l - l_n)/l. \quad (31)$$

式中: I_n 为第 n 段天线的电流; $I_{\max}$ 为天线馈电点的电流(计算时取值为1 A); l 为天线的总长度; l_n 为第 n 段天线离馈电点的距离。

实际上,由于拖曳天线与飞机的相互作用,飞机自身也带有感应电流,其电流方向与机翼机身方向一致,此时飞机可看作水平电偶极子天线,虽其上的感应电流与拖曳天线电流相当,但其等效的水平偶极子天线长度远小于拖曳天线长度,故其辐射场对整个机载拖曳天线的辐射场影响较小。

3 典型条件下计算结果及讨论

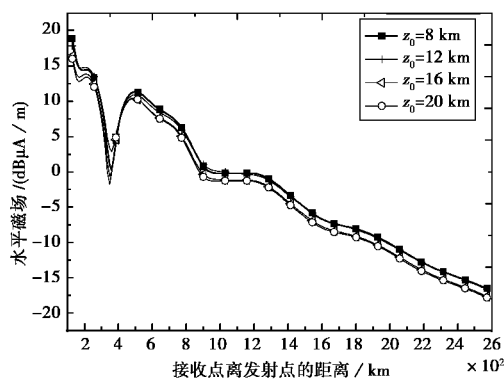
计算时参数选取如下:等效电离层高度为77 km,天线长度为6 km,馈电点离地高度为 z_0 ,接收点位于地面或水面(各阶模的高度增益取值为1),频率默认为20 kHz,天线倾角 θ_s 默认为 30° ,接收方位 φ_s 默认为 0° 。

由图6~9分析可知:

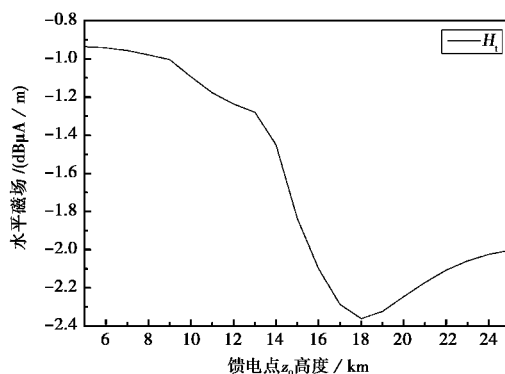
- 1) 飞机飞行高度对地面(或水面)接收点场强影响较小,接收点场强随飞行高度变化会有1 dB左右的小幅波动;
- 2) 机载拖曳天线存在一定倾角,其场由水平电偶极子与垂直电偶极子辐射场合成,由于水平电偶极子的辐射场具有方向性,因而其合成场有方向性变化,不同方向上场强随距离变化曲线有明显差异;
- 3) 发射天线高度一定时,不同倾角对接收点的场强

影响较大,倾角在 $15^\circ \sim 45^\circ$ 间接收点场强随倾角变化较缓,倾角在 $45^\circ \sim 60^\circ$ 间接收点场强随倾角变化相对剧烈,因而在条件允许下天线倾角小些为好;

4) 接收点的垂直电场及水平磁场对天线发射频率较敏感,传播路径上场强‘波谷’的位置会随发射频率变化,从而使得机载拖曳天线通信‘盲区’发生改变。



(a) 传播路径上场强随天线馈电点高度的变化



(b) 距天线1280 km处场强随馈电点高度的变化

图6 接收点场强随天线馈电点高度的变化

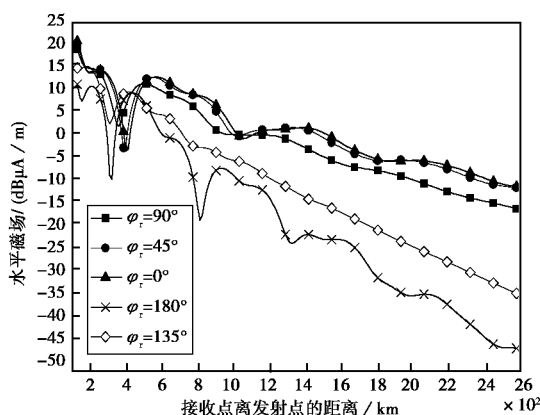


图7 不同距离接收点场强随方位角的变化

此外,机载天线辐射场也存在昼夜差异,限于篇幅有限本文只计算了白天辐射场的情况。

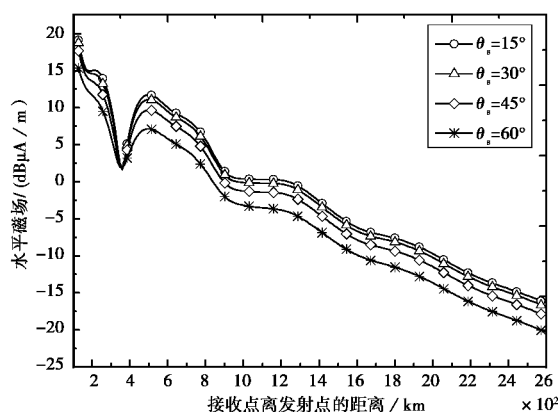
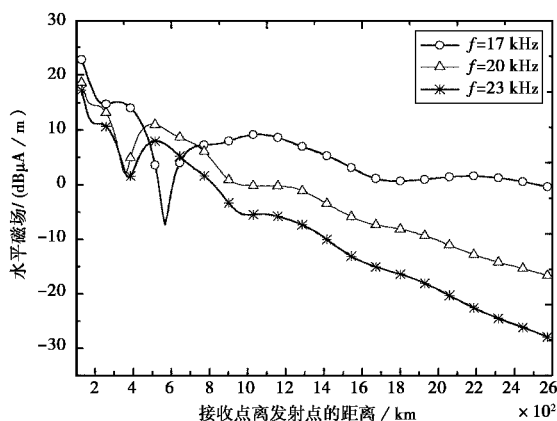
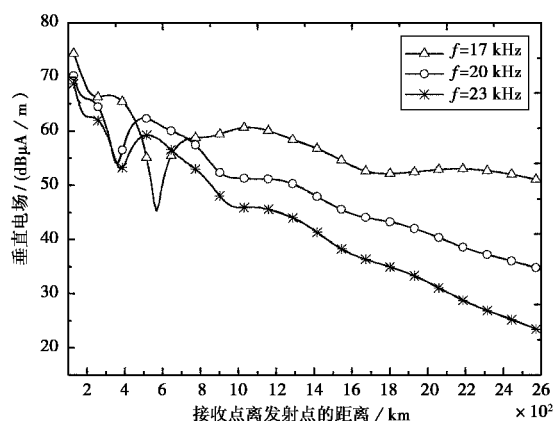


图 8 传播路径上场强随天线倾角的变化



(a) 接收点水平磁场随发射频率的变化



(b) 接收点垂直电场随发射频率的变化

图 9 传播路径上场强随天线发射频率的变化

综上,由于机载 VLF 拖曳天线受飞行高度、天线姿态、天线电流分布、工作频率等因素的影响,其天线辐射场方向性及场强波动(尤其是‘波谷’位置变化)较地天线辐射场更为复杂,通信范围的预测也更为困难.所以,机载的 VLF 通信系统在使用时

应根据任务需求,先进行信道计算分析,然后设计合理的飞行航线和各种参数,才能保证通信效果.

4 结 论

本文基于 VLF 地-电离层波导理论计算并分析了拖曳天线辐射场随天线高度、天线倾角、接收方位角的变化特性,文中仿真计算较拖曳天线实际情况有所差异,主要是:

- 1) 拖曳天线姿态受飞机飞行状态、气流、自身长度及重量等因素的影响,其实际姿态十分复杂^[6];
- 2) 天线上电流分布受天线姿态、天线线径及工作频率等影响,电流分布亦较为复杂并非严格意义上线性分布,但其电流分布大致规律为馈电处电流最大,末端电流为 0;
- 3) 机载拖曳天线可能采用双拖曳天线形式,即发射天线由一根长天线和一根短天线组成,其长天线尽量保持垂直状态,短天线尽量保持水平状态.

虽然仿真计算与实际情况存在不同,但机载拖曳天线在空间合成场的计算方法及公式是通用的,天线辐射场的特性也是基本一致的,文中的计算分析可为机载拖曳天线的研制应用提供相关理论支持.

参考文献

- [1] 张安旭,张智军,陈汉辉,等.机载天线的方向图分析[J].海军工程大学学报,2006,17(6):19-21.
ZHANG Anxu, ZHANG Zhijun, CHEN Hanhui, et al. The analysis of an airborne-antenna pattern[J]. Journal of Air Force Engineering University: Natural Science Edition, 2006, 17(6):19-21. (in Chinese)
- [2] 魏 亮,柳 超.浅析机载甚低频双拖曳天线的辐射特性[J].现代电子技术,2007(1):14-17.
WEI Liang, LIU Chao. Analysis the Impedance of the dual trailing wire antenna (DTWA) on an aircraft[J]. Modern Electronics Technique, 2007(1):14-17. (in Chinese)
- [3] 潘威炎.长波超长波极长波传播[M].成都:电子科技大学出版社,2004.
- [4] 吴龙刚,苏东林,陈佳佳,等.半空间中机载甚低频双拖曳天线电磁辐射特性[J].北京航空航天大学学报,2011,37(11):1471-1474.
WU Longgang, SU Donglin, CHEN Jiajia, et al. Analysis of electromagnetic radiation for airborne very-low-frequency(VLF)dual trailing antenna in half-space[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(11):1471-1474. (in Chinese)

- [5] 吴 笛. 甚低频机载拖曳天线系统线性模型分析[J]. 舰船电子工程, 2009, 29(3): 68-71.
WU Di. Analysis of dual trailing wire antenna s wire model[J]. Ship Electronic Engineering, 2009, 29(3): 68-71. (in Chinese)

SLF 通信.

张世田 (1978—), 男, 山东人, 硕士, 主要研究方向为电波传播、电磁散射、逆散射等.

作者简介

樊文生 (1967—), 男, 山西人, 1991 年 7 月毕业于海军电子工程学院, 主要研究方向为 LF、VLF、

韩道菲 (1987—), 女, 山东人, 硕士, 中国电波传播研究所助理工程师, 研究方向为电波传播和电磁场的理论分析与数值计算等.

(上接第 103 页)

Members

Chen Q. (Japan)	Chen X.D. (UK)
Chen Z.Y. (China)	Fang Dagang (China)
Fichte L.O. (Germany)	Gao Benqing (China)
Gao Yougang (China)	Gavan J. (Israel)
Giri D.V. (USA)	Guo Guozheng (China)
Han F. (USA)	Huang Y. (UK)
Ianoz M. (Switzerland)	Kim J.H. (Korea)
Koga R. (Japan)	Koshevaya S. V. (Mexico)
Kubina S. (Canada)	Li Xiuping (China)
Liang P. (HK, China)	Liu Yuanan (China)
Lu J.W. (Australia)	Lu Yinghua (China)
Nitta S. (Japan)	Picte M. (Belgium)
Rakov V. A. (USA)	Ruan Fangming (China)
Shi Dan (China)	Shi Xiaowei (China)
Sokolov S.A. (Russia)	Su Donglin (China)
Trzaska H (Poland)	Wang J.Q. (Japan)
Xie Yanzhao (China)	Zhang H.X. (China)
Zhao T. (China)	

Organizing Committee

Chairman Mi J. F. (China)

Members

Zhen Guiling (China)
Zhang Suhui (China)
Zhou Yinghui (China)

Preliminary Paper Submission Deadline: June 30, 2015

Notification of Acceptance: July 31, 2015

Camera-Ready Manuscript Deadline: August 31, 2015

All submissions must be electronic, in PDF or MS word version.

No hardcopies shall be accepted.

Email Submission: ceem2015@gmail.com

Website: www.ceem2015.org

For further information, please contact

Dr. Shi Dan. Beijing University of Posts and
Telecommunications, P. O. Box 171, Beijing, 100876. China.
Phone: +8618601206662 E-mail: ceem2015@gmail.com



Prof. Shi Lihua, National Key Lab of Environmental Electromagnetic
Effects and Electro-optical Engineering
Email: shilih@tom.com