

三角形偶极子天线的瞬态辐射研究

刘刚, 王春阳, 师剑军, 戴国宪

(空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800)

摘要:主要研究了一种三角形偶极子天线在空间的瞬态辐射问题,从对偶极子的标量位和矢量位的计算入手,运用叠加原理,得出了该三角形偶极子天线的辐射场和辐射功率,并与赫兹偶极子、扇形偶极子的结果进行了比较,通过实测和使用,证明该天线是一种较好的超宽带天线。

关键词:瞬态辐射;三角形偶极子;超宽带天线

中图分类号:TN82 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2001)05-0059-03

超宽带雷达的重要形式是无载波超宽带雷达,随着超宽带雷达的发展,对超宽带天线的研究越来越深入,大量形式的宽带天线不断问世,如偶极子天线、双圆锥天线、对数周期天线、喇叭天线、槽天线等^[1],而对数周期天线、双圆锥天线和喇叭天线不适宜瞬态时变信号的辐射^[2],因此,在工程中为了无失真地辐射窄脉冲,应用最多的仍是偶极子天线及其各种变型的平面偶极子天线,其中平面扇形偶极子天线具有良好的超宽带特性,并有人对其进行了分析^[3]。但这种天线不宜架设,尤其是当工作波长较长、夹角较大时更是如此,因为其圆弧部分占了较大面积,这就限制了该天线在某些工程中的应用^[4]。如果去掉圆弧部分,它就变成三角形偶极子天线,从而克服了扇形偶极子天线的缺点。

1 三角形天线的瞬态辐射分析

如图1所示的三角形偶极子天线,可看成是由许多赫兹偶极子组合而成,即有 $2N+1$ 个与 z 轴成 θ_i 的赫兹偶极子,当 $N \rightarrow \infty$ 时,辐射变成三角形偶极子辐射。我们先来分析图2所示的与 z 轴成 θ_i 夹角的赫兹偶极子的瞬态辐射情况。

该赫兹偶极子在距坐标原点 r 处的矢量位为 $A_i = (a_i Z_0 h_i / 4\pi cr) i_i$ (1) 其中: a_i 为第 i 个偶极子电流的单位矢量, $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi\Omega$ 是自由空间的波阻抗, r 为观察点到原点的距离, $c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ 为空间的光速, h_i 为与 z 轴成 θ_i 角的偶极子的长度, i_i 为第 i 个赫兹偶极子的馈电电流。

假定第0个赫兹偶极子(即与 z 轴重合)两端电荷为 $\pm q_z$,馈电电流为 i_z ,第 i 个赫兹偶极子(即与 z 轴成 θ_i 角)两端电荷为 $\pm q_i$,同时又假定电荷均匀分布在每个赫兹偶极子上,且它们的线电荷密度是相等的,从而由三角形的结构可得: $q_i = q_z / \cos\theta_i$, $i_i = i_z / \cos\theta_i$ (2)

考虑到 $a_i = a_y \sin\theta_i + a_z \cos\theta_i$,而 $i_z = i_z(t - \frac{r}{c})$,则有:

$$A_i = a_y \sin\theta_i \left(\frac{Z_0 h_i / \cos\theta_i}{4\pi cr} \right) i_z(t - \frac{r}{c}) / \cos\theta_i + a_z \cos\theta_i \left(\frac{Z_0 h_i / \cos\theta_i}{4\pi cr} \right) i_z(t - \frac{r}{c}) / \cos\theta_i \quad (3)$$

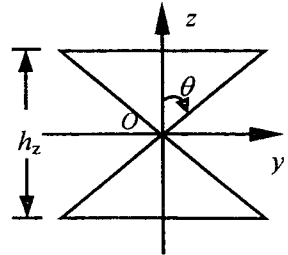


图1 三角形天线示意图

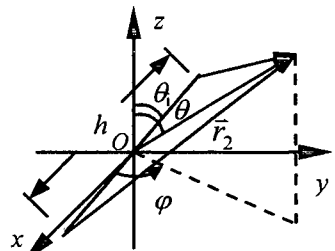


图2 赫兹偶极子的辐射

式中, h_i 为沿 z 轴方向的偶极子的长度, i_i 为与 z 轴重合的偶极子的馈电电流。而标量位为

$$\varphi_i(\mathbf{r}, t) = \frac{Z_0 c}{4\pi} \left[\frac{q_i(t - \frac{r_1}{c})}{r_1} - \frac{q_i(t - \frac{r_2}{c})}{r_2} \right] \quad (4)$$

式中, r_1, r_2 为 $+q_i, -q_i$ 到观察点的距离。故有 $r_1 = r\mathbf{a}_r - \frac{h_i}{2}\mathbf{a}_z$, $r_2 = r\mathbf{a}_r + \frac{h_i}{2}\mathbf{a}_z$ (5)

作近似展开后得:

$$r_1 = r(1 - \frac{1}{2} \frac{h_i}{r} \mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z) \quad (6) \quad \frac{1}{r_1} = \frac{1}{r} (1 + \frac{1}{2} \frac{h_i}{r} \mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z) \quad (8)$$

$$r_2 = r(1 + \frac{1}{2} \frac{h_i}{r} \mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z) \quad (7) \quad \frac{1}{r_2} = \frac{1}{r} (1 - \frac{1}{2} \frac{h_i}{r} \mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z) \quad (9)$$

$$\mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z = \sin\theta \sin\varphi \sin\theta_i + \cos\theta \cos\theta_i \quad (10)$$

其中 θ 为 \mathbf{r} 与 z 轴的夹角, φ 为 \mathbf{r} 在 xoy 平面上的投影与 x 轴的夹角。

利用式(6)、(7)两式的泰勒展开,并忽略高阶项可得

$$q_i(t - \frac{r_1}{c}) = q_i(t') + \frac{1}{2} \frac{h_i}{c} \frac{dq_i}{dt'} \mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z \quad (11) \quad q_i(t - \frac{r_2}{c}) = q_i(t') - \frac{1}{2} \frac{h_i}{c} \frac{dq_i}{dt'} \mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z \quad (12)$$

式中, $t' = t - \frac{r}{c}$, 将式(2)、(8)、(9)、(11)、(12)代入式(4)可得

$$\varphi_i(\mathbf{r}, t) = \frac{Z_0 c}{4\pi \cos^2 \theta_i} \left[\frac{1}{r^2} \int i_i dt' + \frac{1}{cr} i_i \right] h_i \mathbf{a}_r \cdot \mathbf{a}_z \quad (13)$$

当有 $2N+1$ 个赫兹偶极子以 z 轴对称地分布在 $yo z$ 平面内、且在 $[-\theta_0, \theta_0]$ 张角内均匀等间隔角度分布时,在空间任意点的矢量位和标量位为各个偶极子在此点产生的矢势和标势的叠加。

$$\mathbf{A}_{\text{总}} = \frac{1}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \mathbf{A}_i = \frac{\mathbf{a}_r}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \frac{Z_0 h_i}{4\pi cr \cos^2 \theta_i} i_i(t - \frac{r}{c}) + \frac{\mathbf{a}_z}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \frac{Z_0 h_i}{4\pi cr \cos \theta_i} i_i(t - \frac{r}{c}) \quad (14)$$

式中, \mathbf{A}_i 为与 z 轴的夹角为 θ_i 的第 i 个偶极子产生的矢量位, $-\theta_0 < \theta_i < \theta_0$, $\frac{1}{2N+1}$ 是为归一化而引入的。当

$2N+1 \rightarrow \infty, \theta_i - \theta_{i-1} \rightarrow 0$ 时, $\frac{2\theta_0}{2N+1} \rightarrow d\theta_i$, 此时变成了三角形天线辐射, 而矢量位变为

$$\mathbf{A}_{\text{总}}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mathbf{a}_r}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \frac{Z_0 h_z}{4\pi cr \cos^2 \theta_i} i_i(t - \frac{r}{c}) d\theta_i + \frac{\mathbf{a}_z}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \frac{Z_0 h_z}{4\pi cr \cos \theta_i} i_i(t - \frac{r}{c}) d\theta_i = \mathbf{a}_z \frac{Z_0 h_z}{4\pi cr} \frac{1}{2\theta_0} \ln \left(\frac{1 + \sin\theta_0}{1 - \sin\theta_0} \right) i_i(t - \frac{r}{c}) \quad (15)$$

而标量位为

$$\varphi_{\text{总}} = \frac{1}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \frac{Z_0 c}{4\pi} \left(\frac{1}{r^2} \int i_i dt' + \frac{1}{cr} i_i \right) h_i \mathbf{a}_i \cdot \mathbf{a}_r = \frac{1}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \frac{Z_0 c}{4\pi} \left(\frac{1}{r^2} \int i_i dt' + \frac{1}{cr} i_i \right) \frac{h_z}{\cos^2 \theta_i} (\sin\theta \sin\varphi \sin\theta_i + \cos\theta \cos\theta_i) d\theta_i = \frac{Z_0 c}{4\pi} \frac{1}{2\theta_0} \ln \left(\frac{1 + \sin\theta_0}{1 - \sin\theta_0} \right) \left(\frac{1}{r^2} \int i_i dt' + \frac{1}{cr} i_i \right) h_z \mathbf{a}_z \cdot \mathbf{a}_r \quad (16)$$

由式(15)得

$$\mathbf{H} = \frac{c}{Z_0} \nabla \times \mathbf{A} = \frac{h_z}{4\pi r} \frac{1}{2\theta_0} \ln \left(\frac{1 + \sin\theta_0}{1 - \sin\theta_0} \right) \left(\frac{1}{r} \frac{di_z}{dt} + \frac{c}{r^2} i_z \right) \mathbf{a}_z \times \mathbf{a}_r \quad (17) \quad \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \mathbf{a}_z \frac{Z_0 h_z}{4\pi cr} \frac{di_z}{dt} \quad (18)$$

由式(16)可得

$$\nabla \varphi = - \frac{Z_0 h_z}{4\pi c} \frac{1}{2\theta_0} \ln \left(\frac{1 + \sin\theta_0}{1 - \sin\theta_0} \right) \left[\frac{1}{r} \frac{di}{dt} (\mathbf{a}_z \cdot \mathbf{a}_r) \mathbf{a}_r + \left(\frac{c}{r^2} i + \frac{c^2}{r^3} \int i dt' \right) (3(\mathbf{a}_z \cdot \mathbf{a}_r) \mathbf{a}_r - \mathbf{a}_z) \right] \quad (19)$$

由 $\mathbf{E} = -\nabla \varphi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$ 可得

$$\mathbf{E} = \frac{Z_0 h_z}{4\pi c} \frac{1}{2\theta_0} \ln \left(\frac{1 + \sin\theta_0}{1 - \sin\theta_0} \right) \left[\frac{1}{r} \frac{di}{dt} \mathbf{a}_r \times (\mathbf{a}_r \times \mathbf{a}_z) + \left(\frac{c}{r^2} i + \frac{c^2}{r^3} \int i dt' \right) (\mathbf{a}_r \times (\mathbf{a}_r \times \mathbf{a}_z) + 2(\mathbf{a}_z \cdot \mathbf{a}_r) \mathbf{a}_r) \right] \quad (20)$$

在远区场,忽略 $(1/r)$ 高次项,可得坡印亭矢量为 $\mathbf{P}(\frac{1}{r}) = \mathbf{E}(\frac{1}{r}) \times \mathbf{H}(\frac{1}{r})$ (21)

由此可以求出在 t 时刻, r 距离上的辐射功率为

$$P_r(r, t) = \oint P\left(\frac{1}{r^2}\right) \cdot ds = \frac{Z_0 h_z^2}{6\pi c^2} \frac{1}{(2\theta_0)^2} \left(\ln\left(\frac{1 + \sin\theta_0}{1 - \sin\theta_0}\right) \right)^2 \left[\left(\frac{di_z}{dt}\right)^2 + \frac{2c}{r} i_z \frac{di_z}{dt} + \frac{c^2}{r^2} \left(i^2 + \frac{di_z}{dt} i dt'\right) + \frac{c^3}{r^3} i_z i_z dt' \right] \quad (22)$$

2 结论

由上述分析与文献[3]的扇形偶极子天线和文献[5]的赫兹电偶极子天线结果比较可知:1) 三角形偶极子天线、赫兹电偶极子天线和扇形偶极子天线都是与频率无关的超宽带天线。2) 三角形偶极子天线与赫兹电偶极子天线在远区有相同的辐射特性。且在 h_z 和 di_z/dt 相同的条件下, 其辐射功率比扇形偶极子天线大。3) 三角形偶极子天线要获得大功率辐射, di_z/dt 增大可得到很好的效果, h_z 值适当增加会使辐射功率增大, 但 h_z 的值必须根据工作频率进行确定, 以保证在该频率上可以看成是电小天线。4) 当 $\theta_0 \rightarrow 0$ 时, $\left[\ln\left(\frac{1 + \sin\theta_0}{1 - \sin\theta_0}\right) / 2\theta_0 \right]^2 \rightarrow 1$, 式(22)将变成赫兹偶极子的结果^[5]。

3 试验结果

根据上面的分析我们知道了三角形偶极子天线是一种与频率无关的超宽带天线, 能够无失真地辐射瞬态信号, 为此我们对设计的三角型天线在矢量网络分析仪上对其宽带特性进行了测试。从图3所示的测试结果可以看出, 在 0.5 GHz ~ 6.3 GHz 频率范围内其输入驻波比 ≤ 2.2 。把这种天线应用于一种超宽带运动检测雷达系统中得到了满意的效果。

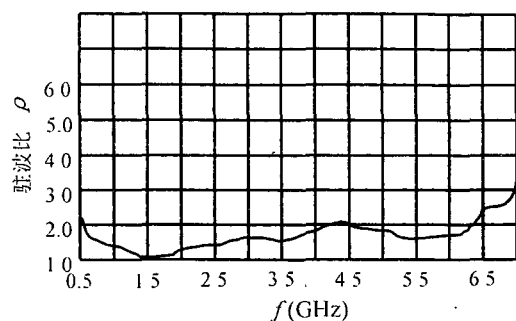


图3 天线驻波特性

参考文献:

- [1] 袁乃昌. 新型集成超宽带开槽天线的研制及其应用[J]. 电子学报, 1997, 25(9): 43-46.
- [2] Hussain M G M. Antenna Patterns of a Non-sinusoidal Waves with the Time Variation of Gaussian Pulsepart I[J]. IEEE Trans. EMC 1988, 30(4): 504-512.
- [3] 阮成礼, 袁乃昌. 一种非正弦辐射器的研究——平面扇形偶极子天线[A]. 中国电子学会微波专业委员会. 1991年全国微波会议论文集[C]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1991, 1055-1059.
- [4] 王元坤, 李玉叔. 线天线的宽频带技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995.
- [5] Harmuth H F. Antennas and Waveguides for Nonsinusoidal Waves[M]. ACADEMIC PRESS, INC. 1984.

A Study of a Transient Radiation of a Trilateral Dipole Antenna

LIU Gang, WANG Chun-yang, SHI Jian-jun, DAI Guo-xian

((The Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, China)

Abstract: In this paper, the transient radiation in space of a trilateral dipole antenna is mainly analyzed. It starts with the scalar and vector potential calculation of the Hertz dipole. The superposition theorem is employed in obtaining the radiation fields and power of this trilateral dipole antenna, which then are compared with the results of Hertz dipoles and fan-shaped dipoles. It has proved in the practical test and use that this antenna is a good ultra wide-band one.

Key words: transient radiation; trilateral dipole; ultra wide-band antenna