

文章编号 1005-0388(2007)02-0229-05

对数周期偶极子天线全空间可变相位中心

金元松 任晓飞 冀海鸣 何绍林

(中国电波传播研究所, herorxf@163.com, 山东 青岛 266071)

摘要 导出了直线阵列在全空间中存在可变相位中心的条件, 得出了由非相似单元组成的直线阵列(如对数周期偶极子天线)不存在全空间可变相位中心, 但在 E 面和 H 面独立存在各自的可变相位中心的结论。证明了对数周期偶极子天线(LPDA)在 E 面和 H 面有不同的可变相位中心。采用矩量法(MoM)分析了 LPDA 的 E 面和 H 面可变相位中心, 计算结果表明: 虽然在 LPDA 的主波束范围内其相位中心变化很小, 可以作为“视在相位中心”, 但是这种“视在相位中心”仍然在 E 面和 H 面是不重合的。此外, “视在相位中心”随着频率沿着集合线移动。

关键词 相位中心, 全空间, 对数周期天线

中图分类号 TN821 文献标识码 A

Variable phase center of log-periodic dipole antenna in full space

JIN Yuan-song REN Xiao-fei JI Hai-ming HE Shao-lin

(China Research Institute of Radiowave Propagation, herorxf@163.com,
Qingdao Shandong 266071, China)

Abstract In this paper, the condition under which a linear array has a variable phase center in the full space is derived. It is concluded that the non-similar array (such as log-periodic dipole antenna) has not variable phase center in ful space, however, it has variable phase center in the E-plane and H-plane independently. It has been proved that log-periodic dipole antenna (LPDA) has different variable phase center in E-plane and H-plane. The variable phase center of LPDA in E-plane and H-plane had been calculated by Method of Moment(MoM), the result demonstrates that the variable phase center varies gently in the main beam of LPDA, then the variable phase center is called the “approximate phase center”, however, the “approximate phase center” in E-plane and H-plane are also not superposition. Moreover, the “approximate phase center” tracks with frequency in the line.

Key words phase center, full space, log-periodic antenna

1 引言

作者曾首次严格地讨论了对数周期天线等直线阵列天线存在相位中心的条件, 并对对数周期天线等不存在确定相位中心的定向天线提出了可变相位中心的概念^[1]。在文献[1]中讨论了对数周期天线

方位面可变相位中心。文献[2]中利用迭代法找出了对数周期偶极子天线的 E 面和 H 面的“视在相位中心”, 其结果表明二者不重合, 但是文中没有严格证明不重合的原因。本文研究了全空间中任意来波方向的可变相位中心, 从理论上证明了二者不重合。把侦收和测向合为一体是当前短波无线电监测技术

的发展趋势,此时常常需要把定向天线作为干涉仪单元使用。因此讨论定向天线在全空间中任意方向来波的可变相位中心问题是十分有意义的。文中的时间因子为 $e^{j\omega t}$ 。

2 直线阵列全空间可变相位中心

建立如图1所示的球坐标系,设组成天线阵的单元沿 y 轴直线排列,对于 N 元阵,设相位中心位于第 $M-1$ 和第 M 个单元之间,那么阵列在远区观测点 p 处的场强为

$$E = \sum_{i=1}^N E_i e^{j\Psi_i} \frac{e^{-jk r_p}}{r_p} \quad (1)$$

其中, E_i 表示各个单元天线在远区场的场强幅度, r_p 表示相位中心到观测点的矢径。

$$\Psi_i = \begin{cases} \xi_i - kd_{ip} \cos\theta \cos\varphi & i \leq M-1 \\ \xi_i + kd_{ip} \cos\theta \cos\varphi & i \geq M \end{cases} \quad (2)$$

ξ_i 表示第 i 个单元的电流相位, d_{ip} 表示可变相位中心到第 i 个单元的距离

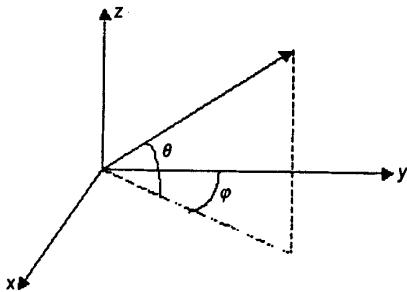


图1 球坐标系

那么,阵列天线在远区场的相位

$$\vartheta(\theta, \varphi) = kr_p - \tan^{-1} F(\theta, \varphi) \quad (3)$$

其中,

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N E_i \sin\Psi_i / \sum_{i=1}^N E_i \cos\Psi_i$$

考虑 $\vartheta(\theta, \varphi)$ 在点 (θ_p, φ_p) 沿以 r_p 为半径的球面上任意光滑弧线 s 的方向导数,设在点 (θ_p, φ_p) 处弧线 s 的切线的单位矢量为 l_0 ,则

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial s} = \left[\frac{1}{r_p} \left| \frac{\partial \vartheta}{\partial \theta} \right|_{\theta_p} e_\theta + \frac{1}{r_p \cos\theta} \left| \frac{\partial \vartheta}{\partial \varphi} \right|_{\varphi_p} e_\varphi \right] \cdot l_0 \quad (4)$$

如果在 (θ_p, φ_p) 有可变相位中心,则

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial s} = 0$$

从而

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial \vartheta}{\partial \theta} \right|_{(\theta_p, \varphi_p)} = 0 \\ \left. \frac{\partial \vartheta}{\partial \varphi} \right|_{(\theta_p, \varphi_p)} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

由于在选取弧线 s 的方向任意,所以 $\vartheta(\theta, \varphi)$ 在点 (θ_p, φ_p) 沿球面上任意方向的弧线方向导数都为零。于是求解全空间中任意方向来波的可变相位中心就转化为求解方程组(5)。将(3)式代入(5)式,并进一步整理有

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \theta} \right|_{(\theta_p, \varphi_p)} &= \frac{1}{E^2} \left(\sum_{i=1}^N E_i \cos\Psi_i \cdot \sum_{i=1}^N E'_i \sin\Psi_i - \right. \\ &\quad \sum_{i=1}^N E_i \sin\Psi_i \cdot \sum_{i=1}^N E'_i \cos\Psi_i \left. \right) + \\ &\quad \frac{k \sin\theta_p \cos\varphi_p}{E^2} \left[\sum_{i=1}^N E_i \cos\Psi_i \cdot \right. \\ &\quad \left(\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \cos\Psi_i - \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \cos\Psi_i \right) + \\ &\quad \sum_{i=1}^N E_i \sin\Psi_i \cdot \left(\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \sin\Psi_i - \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \sin\Psi_i \right) \left. \right] \\ &= \frac{1}{E^2} \cdot A + \frac{k \sin\theta_p \cos\varphi_p}{E^2} \cdot B = 0 \end{aligned} \quad (6a)$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \varphi} \right|_{(\theta_p, \varphi_p)} &= \frac{1}{E^2} \left(\sum_{i=1}^N E_i \cos\Psi_i \cdot \sum_{i=1}^N E'_i \sin\Psi_i - \right. \\ &\quad \sum_{i=1}^N E_i \sin\Psi_i \cdot \sum_{i=1}^N E'_{ip} \cos\Psi_i \left. \right) + \\ &\quad \frac{k \cos\theta_p \sin\varphi_p}{E^2} \left[\sum_{i=1}^N E_i \cos\Psi_i \cdot \right. \\ &\quad \left(\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \cos\Psi_i - \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \cos\Psi_i \right) + \\ &\quad \sum_{i=1}^N E_i \sin\Psi_i \cdot \left(\sum_{i=1}^M d_{ip} E_i \sin\Psi_i - \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \sin\Psi_i \right) \left. \right] \\ &= \frac{1}{E^2} \cdot C + \frac{k \cos\theta_p \sin\varphi_p}{E^2} \cdot D = 0 \end{aligned} \quad (6b)$$

其中, $E = \sum_{i=1}^N E_i \cos\Psi_i$

E'_i 表示第 i 个单元远区辐射场幅度对 θ 的导数, E'_{ip} 表示第 i 个单元远区辐射场幅度对 φ 的导数。

(6a)和(6b)构成一个方程组(6)。方程组(6)的解代表了空间中任意来波方向的可变相位中心。(6a)式表示 E 面可变相位中心存在的条件,(6b)式

表示 H 面可变相位中心存在的条件。

方程组(6)有解的必要条件为:

$$\begin{cases} A = 0 \\ C = 0 \end{cases} \quad (7)$$

满足该条件的解为

$$\begin{cases} E'_{\vartheta} = E'_{\varphi} & i = 1, N, j = 1, N \\ E'_{ip} = E'_{jp} & i = 1, N, j = 1, N \end{cases} \quad (8)$$

或

$$\begin{cases} E'_{\vartheta} = 0 \\ E'_{ip} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

(9)式是(8)式的特例。满足(8)式的天线阵为相似单元阵,满足(9)式的天线阵为全空间无方向性单元阵。

由此得到非常重要的结论:如果直线阵列是由若干个相似单元组成,那么该阵列存在全空间可变相位中心,如果该阵列进一步满足相位中心存在的条件,那么在全空间存在确定的相位中心。如果直线阵列是由若干个非相似单元组成,那么该阵列除了几个空间域之外,不存在全空间的可变相位中心。

为了进一步讨论这个非相似阵列可能存在全空间可变相位中心的空间域,先将方程组(6)中的两方程独立求解。从第一方程得到的可变相位中心记为 $d p_{\theta}$,第二方程得到的可变相位中心记为 $d p_{\varphi}$,全空间中的可变相位中心存在条件就转化为 $d p_{\theta}, d p_{\varphi}$ 重合问题,当二者重合时,在点 $(\theta_{\theta}, \varphi_{\varphi})$ 存在全空间可变相位中心,否则不存在。

令

$$\frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \theta} = H(d p_{\theta}, \theta, \varphi) = 0 \quad (10)$$

$$\frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \varphi} = G(d p_{\varphi}, \theta, \varphi) = 0 \quad (11)$$

(10)、(11)两式构成了两个空间曲面,如果对于全空间中的来波方向存在可变相位中心,那么该可变相位中心出现在空间曲面 H, G 相交构成的空间域上。如果它是空间曲线,就表示只对部分来波方向存在可变相位中心。要对于任意的来波方向都存在可变相位中心,那么曲面 H, G 必须完全重合。

3 对数周期偶极子天线的可变相位中心

对数周期偶极子天线是由许多偶极子天线按照一定的比例尺寸排列成直线阵而构成非相似阵,由于偶极子天线在远区场的场强在子午面和方位面的方向性不一致,不满足(8)式,所以对数周期偶极子

天线 E 面和 H 面可变相位中心不重合。分别讨论一下 E 面和 H 面的可变相位中心。

E 面可变相位中心:

$$\begin{aligned} & (\sum_{i=1}^N E_i \cos \Psi_i) \cdot (\sum_{i=1}^N E'_{ip} \sin \Psi_i) - (\sum_{i=1}^N E_i \sin \Psi_i) \cdot \\ & (\sum_{i=1}^N E'_{ip} \cos \Psi_i) + k \sin \theta [\sum_{i=1}^N E_i \cos \Psi_i \cdot \\ & (\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \cos \Psi_i) - \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \cos \Psi_i + \\ & \sum_{i=1}^N E_i \sin \Psi_i \cdot (\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \sin \Psi_i - \\ & \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \sin \Psi_i)] = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

H 面可变相位中心:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^N E_i \cos \Psi_i \cdot (\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \cos \Psi_i - \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \cos \Psi_i) + \\ & \sum_{i=1}^N E_i \sin \Psi_i \cdot (\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \sin \Psi_i - \sum_{i=M}^N d_{ip} E_i \cos \Psi_i) = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

4 计算实例

图 2 给出了 3 个等幅但不等相馈电的半波振子天线排成相似直线阵列,在给定条件下(不考虑互耦效应)E 面和 H 面的可变相位中心,可以看到 E 面和 H 面可变相位中心完全重合。图 3 给出了空间任意的来波方向可变相位中心的三维图,从图中可以看出,相似阵在全空间处处存在可变相位中心。图 4 给出了在相似阵的前提下,同时满足存在固定相位中心的条件,阵列在空间中任意来波方向下的可变相位中心,从图中可见,相位中心固定不变。

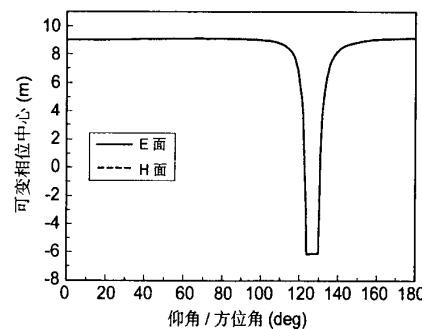


图 2 $\xi_1 = 54^\circ, \xi_2 = 0, \xi_3 = -54^\circ$,
 $y_1 = 0, y_2 = 9, y_3 = 18.3$ m

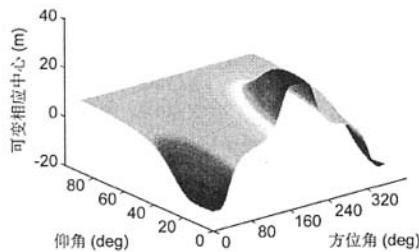


图 3 $\xi_1 = 54^\circ, \xi_2 = 0, \xi_3 = 54^\circ$,
 $y_1 = 0, y_2 = 9\text{m}, y_3 = 18\text{m}$

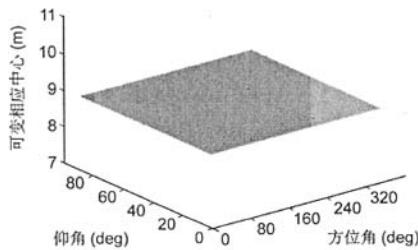


图 4 $\xi_1 = 54^\circ, \xi_2 = 0, \xi_3 = -54^\circ, y_1 = 0$,
 $y_2 = 9\text{m}, y_3 = 18\text{m}$

图 5 到图 8 给出了不同频率下对数周期偶极子天线 ($\tau = 0.9, \sigma = 0.16$) 的 E 面和 H 面可变相位中心

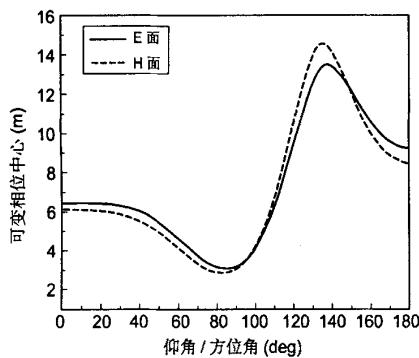


图 5 10MHz 可变相位中心

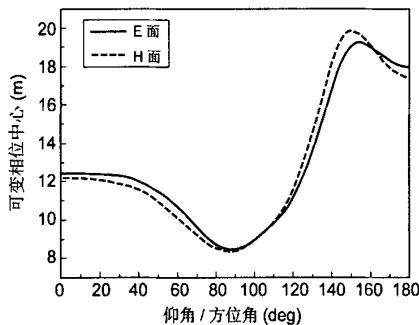


图 6 12MHz 可变相位中心

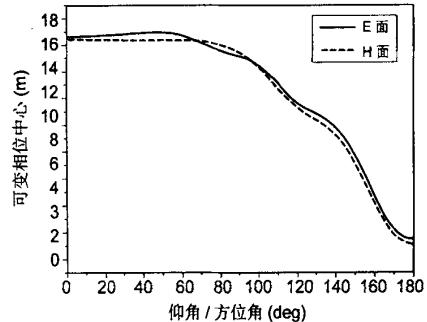


图 7 14MHz 可变相位中心

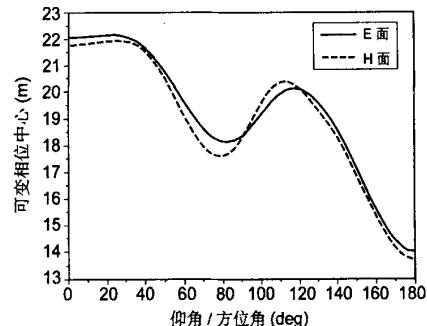


图 8 16MHz 可变相位中心

心随着角度的变化曲线, 图中纵坐标表示可变相位中心的坐标, 坐标原点选取在最长阵子处。

从图中可以明显看到对数周期偶极子天线的 E 面可变相位中心和 H 面可变相位中心并不完全重合, 也就不存在全空间可变相位中心。

5 结论

得到的非常重要的结论是由非相似单元组成的直线阵列(如对数周期偶极子天线)对于全空间中任意来波方向的可变相位中心, 并不是处处存在。但在 E 面和 H 面独立存在各自的可变相位中心, 如果考虑二者的“视在相位中心”, 其不重合。并且这个“视在相位中心”随着频率的升高向短振子方向移动。

文中导出的公式在存在互耦情况下依然成立, 如果考虑地面影响, 无论采用近似的菲涅尔反射系数还是精确的 Sommerfeld 积分^[3], 只要能够得到振子电流分布, 就可以利用文中公式计算可变相位中心, 当然二者的精度是不一样的。采用菲涅尔反射系数得到的相位中心基本可以满足一般工程要求。

参考文献

- [1] 金元松,董明玉,何绍林等.对数周期偶极子天线的可变相位中心[J].电波科学学报,2001,16(3):323-328.
Jin Y S, Dong M Y, He S L, et al.. The variable phase center of the log-periodic dipole antenna [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2001, 16 (3): 323-328.
- [2] 丁晓磊,王建,林昌禄.对数周期偶极子天线相位中心的分析与计算[J].电子学报,2003,31(9):1375-1377.
- [3] 金元松,刘小国. Sommerfeld 积分的快速收敛方法[J]. 电波科学学报,1999,14(4)增刊:144-146.



金元松 (1941—),男(朝鲜族),吉林人,研究员,中国电子学会会士,主要研究领域包括电磁场数值计算、天线理论与设计、有耗媒质中的电磁问题以及雷达目标散射问题等。



任晓飞 (1981—),男,陕西人,2003年毕业于燕山大学电子与通信工程系,同年进入中国电波传播研究所攻读硕士学位,目前研究方向为天线理论与设计、电磁场数值计算。

E-mail:renxf_crirp@163.com



冀海鸣 (1973—),男,河南人,1996年毕业于桂林电子工业学院机电一体化专业,1996年毕业后在22所六室从事天线结构及机电一体化设计,先后承担了多项重大军工课题的天线设计任务,在天线结构设计方面有丰富的经验。

(上接第228页)

- [8] Yan K K, Lu Y. Sidelobe reduction in array pattern synthesis using genetic algorithm[J]. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1997, 45(7):1117-1121.
- [9] Haupt R L. An introduction to genetic algorithms for electromagnetic[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1995, 37(2):7-15.
- [10] Liao W P, Chu F L. Array pattern synthesis with null steering using genetic algorithm by controlling only the current amplitudes[J]. Int J Electronics, 1999, 86 (4):445-457.
- [11] 马云辉.阵列天线的遗传算法综合[J].电波科学学报,2001,16(2):172-176.
Ma Y H. Synthesis of the array antennas using genetic algorithm[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2001, 16(2):172-176.
- [12] Herrera F Lozano. Tackling real-coded genetic algorithms: Operators and tools for behavioral analysis [J]. Artificial Intelligence Review, 1998, 12(4):265-319.

- [13] 陈小平,于盛林.实数遗传算法交叉策略的改进[J].电子学报,2003,31(1):71-74.
- [14] 李人厚.智能控制理论和方法[M].西安:西安电子科技大学出版社,1999:181-185.
- [15] 曹承志,王楠.智能技术[M].北京:清华大学出版社,2004:188-190.



尚飞 (1980—),男,北京,北京理工大学信息科学技术学院博士研究生,电磁场与微波技术专业,主要研究方向为智能天线,数字通信。

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>