

文章编号 1005-0388(2001)03-0323-06

对数周期偶极子天线的可变相位中心^{*}

金元松 董明玉 何绍林 邓冀云

(中国电波传播研究所, 河南 新乡 453003)

摘要 导出了直线阵列存在相位中心的条件。为了能把不存在相位中心的定向天线单元应用到干涉仪测向系统, 提出了可变相位中心概念, 并给出了对数周期偶极子天线可变相位中心计算实例。文中还讨论了把可变相位中心应用到干涉仪测向的方法。

关键词 可变相位中心 对数周期天线 干涉仪测向

中图分类号 TN821 文献标识码 A

The variable phase center of the log-periodic dipole antenna

JIN Yuan-song DONG Ming-yu HE Shao-ling DENG Ji-yun

(China Research Institute of Radiowave Propagation, Xinxiang Henan 453003, China)

Abstract In this paper the condition making that the linear array have fixed phase center is derived. The variable phase center is defined for general linear array, which makes that the directive antenna can be used as elements of the interferometer array. The variable phase centers are calculated for the log-periodic antenna.

Key words variable phase center log-periodic antenna interferometer

1 引言

在干涉仪测向中, 准确确定每个单元的相位中心对提高测向精度非常重要。如果组成干涉仪天线阵列的单元是简单的偶极子天线, 当忽略天线支架的影响时, 其相位中心就在中心馈电点处。但是如果把具有一定方向性的天线, 比如对数周期天线, 作为干涉仪阵单元使用, 那么情况就复杂得多。

长期以来, 不少人认为对数周期偶极子天线存在相位中心, 但这只不过是直观的感觉而来的认识。那么, 对数周期天线到底有没有相位中心? 如果没有相位中心, 能不能在一定的角度范围内找一个近似的视在相位中心? 其适用范围和误差范围多大? 如果想把定向单元作为干涉仪单元使用, 那么必须搞清楚这些问题。

本文从推导天线直线阵列存在相位中心的条件入手, 回答了上述问题。为了在没有固定相位中心的情况下也能把相位中心的概念应用到干涉仪测向算

法中, 本文特引入了可变相位中心的概念。文中时间因子为 $e^{j\omega t}$ 。

2 线直线阵列存在相位中心的条件

为了能用数学归纳法导出直线阵列存在相位中心的条件, 先考虑三元直线阵和二元阵。设阵中每个单元在 X-Y 平面上无方向性。现在要讨论不考虑单元间互耦情况下 X-Y 平面上的相位中心问题。

假设三元直线阵存在一个相位中心 P , 那么该点肯定在 1~3 单元之间的直线的某一点上。那么在方位面(相对阵轴向的方位角为 φ)的远区场可表示为

$$E = [E_1 e^{j(\theta_1 - kd_1 p \cos \varphi)} + E_2 e^{j(\theta_2 \pm Kd_2 p \cos \varphi)} + E_3 e^{j(\theta_3 + kd_3 p \cos \varphi)}] \frac{e^{-jKR_p}}{R_p} \quad (1)$$

因为假设了有相位中心, 下面的表达式成立;

$$F = \frac{E_1 \sin \Delta_1 + E_2 \sin \Delta_2 + E_3 \sin \Delta_3}{E_1 \cos \Delta_1 + E_2 \cos \Delta_2 + E_3 \cos \Delta_3} = \text{const}$$

(对任意 φ 角) (2)

式中 $\Delta_1 = \theta_1 - kd_{1p}\cos\varphi$
 $\Delta_2 = \theta_2 \pm kd_{2p}\cos\varphi$
 $\Delta_3 = \theta_3 - kd_{3p}\cos\varphi$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\partial F}{\partial \varphi} &= 0 \\ \therefore \frac{1}{E^2} [&(E_1 \cos \Delta_1 + E_2 \cos \Delta_2 + E_3 \cos \Delta_3) \cdot \\ &(E_1 \cos \Delta_1 (kd_{1p} \sin \varphi) + E_2 \cos \Delta_2 (\mp kd_{2p} \sin \varphi) + \\ &E_3 \cos \Delta_3 (-kd_{3p} \sin \varphi)) - (E_1 \sin \Delta_1 + E_2 \sin \Delta_2 + \\ &E_3 \sin \Delta_3) (-E_1 \sin \Delta_1 (kd_{1p} \sin \varphi) - E_2 \sin \Delta_2 \\ &(\mp kd_{2p} \sin \varphi) - E_3 \sin \Delta_3 (-kd_{3p} \sin \varphi))] &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $E = \sum_{i=1}^3 E_i \cos \Delta_i$

$\sin \varphi = 0$ 为(3)式的第一个解。显然, 该解对现在的问题没有物理意义, 因此应当舍去。(3)式的另一个解是(3)式的分子为零的解。经整理得;

$$\begin{aligned} d_{1p}[E_1^2 + E_1 E_2 \cos(\Delta_1 - \Delta_2) + E_1 E_3 \cos(\Delta_1 - \Delta_3)] \mp \\ d_{2p}[E_2^2 + E_1 E_2 \cos(\Delta_1 - \Delta_2) + E_2 E_3 \cos(\Delta_2 - \Delta_3)] \\ - \\ d_{3p}[E_3^2 + E_1 E_3 \cos(\Delta_1 - \Delta_3) + E_2 E_3 \cos(\Delta_2 - \Delta_3)] \\ = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

(4)式的解为;

$$E_1 = E_3, \quad d_{2p} = 0, \quad d_{1p} = d_{3p}, \quad \theta_1 = -\theta_3 \quad (5)$$

从(1)式和(5)式可以看出, 该三元阵列存在相位中心的条件为第一单元和第三单元的远区辐射场提取共同项之后互为共轭场。用同样的方法, 可容易导出, 二元阵存在相位中心的条件为;

$$E_1 = E_2, \quad d_{1p} = d_{2p}, \quad \theta_1 = -\theta_2 \quad (6)$$

也就是说, 二元阵存在相位中心的条件为两个单元的远区辐射场提取共同项之后互为共轭场。

用数学归纳法可很容易证明, 类似(5)式和(6)式的结论对任意的奇数元和偶数元直线阵也成立。对单元数 $M=2N+1$ 的奇数阵而言, (5)式变成

$$\begin{aligned} E_i = E_{M-i} &\quad d_{ip} = d_{M-ip}, \quad d_{N+1} = 0, \\ \theta_i = -\theta_{M-i} &\quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (7)$$

对偶数阵而言, (6)式变成

$$E_i = E_{M-i} \quad d_{ip} = d_{M-ip}, \quad \theta_i = -\theta_{M-i} \quad (8)$$

显然, 只要互为共轭的两个相应单元是相似单元, 那么, 上述结论当考虑单元之间的互耦影响时也成立。同样, 只要相应单元为相似单元, 那么, 当单元具有一定方向性时, 上面的结果仍然成立。

3 对数周期偶极子天线的相位中心问题

对数周期偶极子天线虽然有很多振子, 但在确定的频率上, 只有位于工作区以内的振子对辐射起主要作用。因此, 这种天线的相位中心主要取决于由工作区内的振子组成的阵列情况。工作区内谐振振子两边振子上电流的幅相分布情况与上面(7)式和(8)式要求的条件相接近, 但距离关系不符合要求。因此, 对数周期天线的相位中心不存在。在第 5 节的计算实例中, 对对数周期天线的相位中心问题作了进一步的论述。

4 直线阵的可变相位中心

既然对数周期天线的相位中心不存在, 那么用对数周期天线作干涉仪天线阵列的单元就成了问题。这是因为在干涉仪测向算法中需要知道每个单元的相位中心。为了解决定向天线在干涉仪测向中的应用问题, 在此特提出可变相位中心概念。多数情况下, 具有一定方向性的线天线单元可看成直线阵列。因此本文只研究直线阵列的可变相位中心问题。

阵列中的一个点, 如果以该点为原点的阵列远区合成场在给定的方位角方向上具有等相面性质, 也就是说该合成场相位对方位角的导数在该给定的方位角上等于零, 那么定义该点为该直线阵列在该给定方向上的可变相位中心。在一般情况下, 给定的方位角不同, 可变相位中心的位置也不同, 即该相位中心是方位角的函数。可变相位中心的说法由此而来。可以把存在固定相位中心的情况看成可变相位中心的特例。

在上面的三元直线阵情况下, 可变相位中心就是对给定的单元辐射场幅度和固有相位(E_1, E_2, E_3 和 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$)、给定的单元间距以及给定的方位角 φ 求解方程(5)而得到的 d_{1p} (或 d_{2p} 或 d_{3p})。由于该方程是超越方程, 因此在一般情况下, 需要用迭代法求解。但因为方程(4)左边是间距的实函数, 而且在可变相位中心两侧, 该函数异号, 所以用中值定理求解非常方便。对多元阵而言, 求解方法完全一样, 只是方程(4)的项数不同。另外, 如果要考虑单元间互耦影响, 那么阵列中单元相对位置确定之后, 每个单元上的幅度和相位的确定需要求解积分方程。该积分方程的求解则需要用矩量法。

设有 N 元阵, 编号从左侧开始。设相位中心位于第 $M-1$ 和 M 个单元之间。那么, (1)式变成;

$$\sum_{i=1}^N E_i e^{j\Delta_i} \frac{e^{-jR_p}}{R_p} = E_T \quad (9)$$

$$\Delta_i = \theta_i - d_{ip} \cos \varphi \quad i \leq M-1$$

$$\Delta_i = \theta_i + d_{ip} \cos \varphi \quad i \geq M \quad i = 1, \dots, N$$

$$F = \sum_i^N E_i \sin \Delta_i / \sum_i^N E_i \cos \Delta_i$$

令 $E = \sum_{i=1}^N E_i \cos \Delta_i$ 那么

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial \varphi} = & \frac{k \sin \varphi}{E^2} \left[\sum_{i=1}^N E_i \cos \Delta_i \left(\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \cos \Delta_i - \right. \right. \\ & \left. \left. \sum_{i=M}^N E_i d_{ip} \cos \Delta_i \right) + \sum_{i=1}^N E_i \sin \Delta_i \cdot \right. \\ & \left. \left(\sum_{i=1}^{M-1} E_i d_{ip} \sin \Delta_i - \sum_{i=M}^N E_i d_{ip} \sin \Delta_i \right) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N E_i \cos \Delta_i \left(\sum_{i=1}^{M-1} d_{ip} E_i \cos \Delta_i - \sum_{i=M}^N E_i d_{ip} \cos \Delta_i \right) + \\ \sum_{i=1}^N E_i \sin \Delta_i \left(\sum_{i=1}^{M-1} E_i d_{ip} \sin \Delta_i - \sum_{i=M}^N E_i d_{ip} \sin \Delta_i \right) = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

对给定的方位角,求解方程(11),就可以得出对应于该方位角的可变相位中心。

5 计算实例

图1到图3示出了由三个半波振子组成的三元直线阵的可变相位中心随方位角的变化和方向图曲线。图中 E 表示各个单元上电流幅度。 θ 表示各个单元上电流的固有相位, X 表示每个单元的 x 坐标。

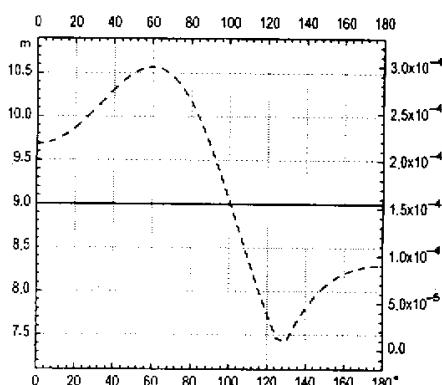


图1 三元阵的可变相位中心

$E_1 = E_2 = E_3 = 1$, $\theta_1 = 54$, $\theta_2 = 0$, $\theta_3 = -54$, $x_1 = 0$, $x_2 = 9$, $x_3 = 18$

计算频率为 10MHz。曲线的横坐标为从阵列轴线算起的方位角,纵坐标为可变相位中心的 X 坐标位置,度量单位为 m。

图1中的阵满足存在相位中心条件,其相位中心位于 9m 处,也就是第二个单元位置就是相位中心位置。在此参数下,阵在 H 面上方向图零点大约在 125° 的方位角上。图2是在图1参数的基础上,只改变了第三个单元位置 0.3m。结果发现,在辐射方向性为零的方位角附近,其可变相位中心变化非常大。在图3和图4中,分别改变了 E 和 θ 参数(都改变了很小的量)。结果都在辐射零点附近,其可变相位中心变化都很大。图5是同时改变三个参量的情况。

从上面几个图中可以看出,当单元电流幅度、相位和阵中单元间距变化很小时,阵的辐射方向图基本不发生变化,但其可变相位中心在零辐射方向附近发生非常大的变化,可变相位中心位置甚至可远超出天线阵尺度范围。

图6到图13示出了在 10MHz 到 19MHz 的频率上,对数周期偶极子天线可变相位中心 H 面方向图随方位角的变化情况。从图中可以看出,可变相位中心随方位角的变化相当可观。如果要考虑相对固定的“视在相位中心”,那么其范围仅限于主波束的半功率波束宽度以内,而且这结论不包括天线设计的边频区域。

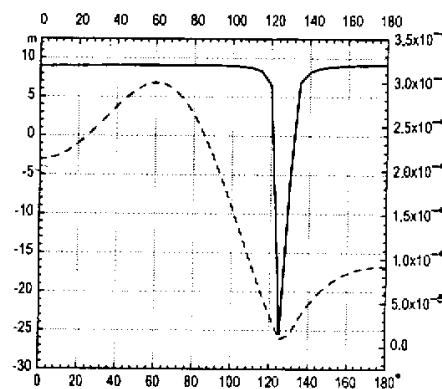


图2 三元阵的可变相位中心

$E_1 = E_2 = E_3 = 1$, $\theta_1 = 54$, $\theta_2 = 0$, $\theta_3 = -54$, $x_1 = 0$, $x_2 = 9$, $x_3 = 18.3$

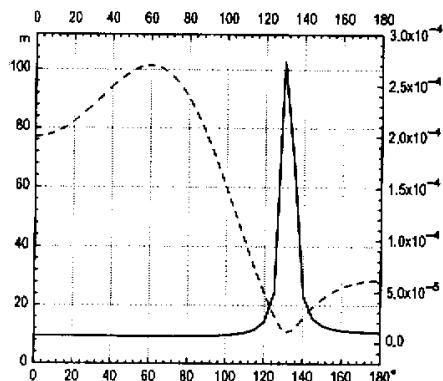


图 3 三元阵的可变相位中心

$E_1=0.8, E_2=1, E_3=0.9, \theta_1=54, \theta_2=0, \theta_3=-54, x_1=0, x_2=9, x_3=18$

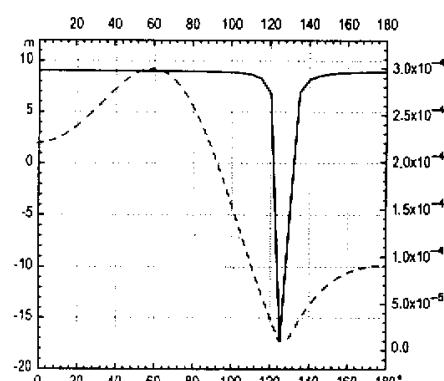


图 4 三元阵的可变相位中心

$E_1=E_2=E_3=1, \theta_1=54, \theta_2=0, \theta_3=-55.8, x_1=0, x_2=9, x_3=18$

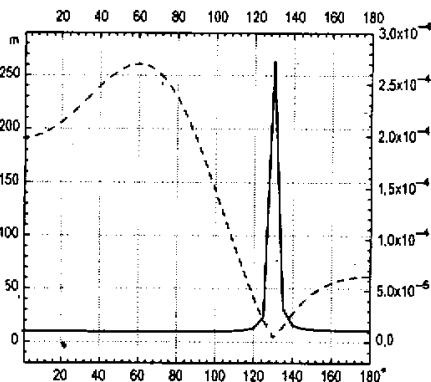


图 5 三元阵的可变相位中心

$E_1=0.8, E_2=1, E_3=0.9, \theta_1=54, \theta_2=0, \theta_3=-55.8, x_1=0, x_2=9, x_3=18.3$

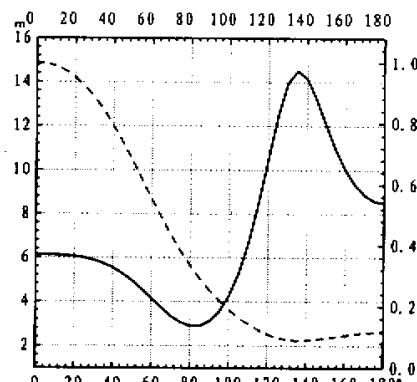


图 6 对数周期偶极天线的可变相位中心

结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16, \text{freq.}=10\text{MHz}$

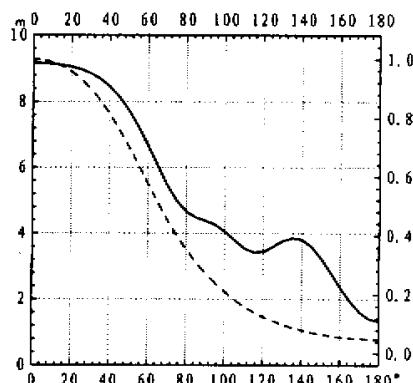


图 7 对数周期偶极天线的可变相位中心

结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16, \text{freq.}=11\text{MHz}$

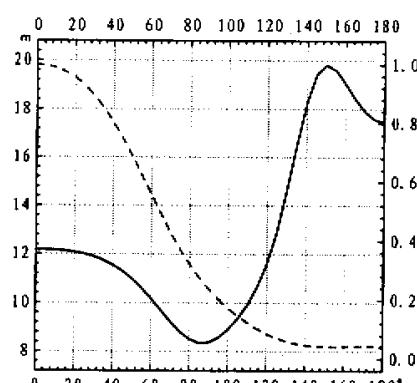


图 8 对数周期偶极天线的可变相位中心

结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16, \text{freq.}=12\text{MHz}$

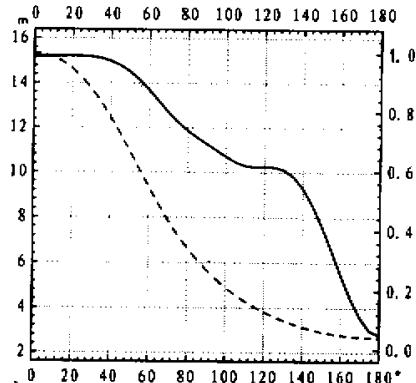


图 9 对数周期偶极天线的可变相位中心
结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16$, freq. = 13MHz

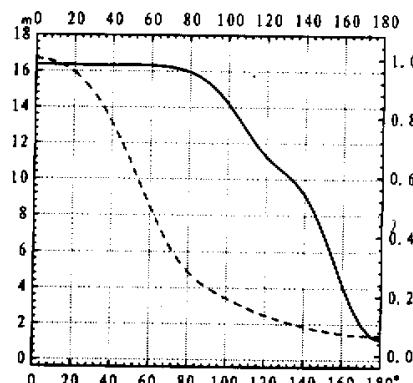


图 10 对数周期偶极天线的可变相位中心
结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16$, freq. = 14MHz

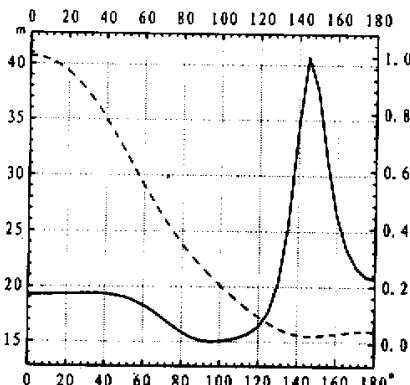


图 11 对数周期偶极天线的可变相位中心
结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16$, freq. = 15MHz

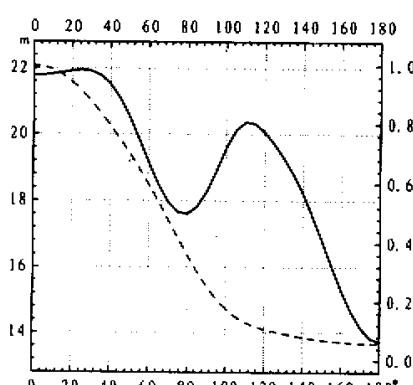


图 12 对数周期偶极天线的可变相位中心,
结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16$, freq. = 16MHz

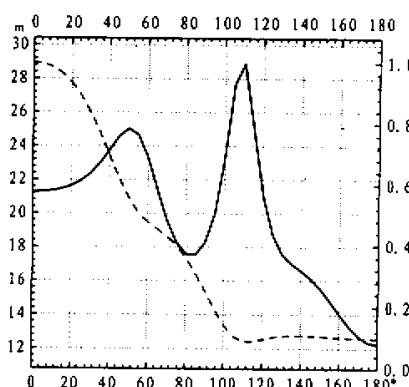


图 13 对数周期偶极天线的可变相位中心
结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16$, freq. = 17MHz

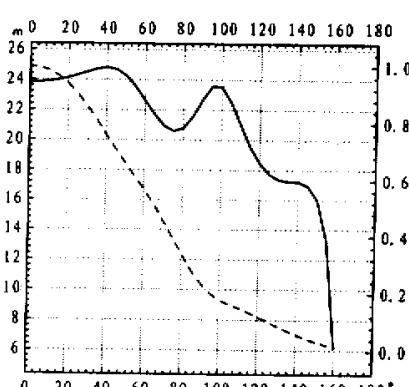


图 14 对数周期偶极天线的可变相位中心,
结构参数: $\tau=0.9, \sigma=0.16$, freq. = 18MHz

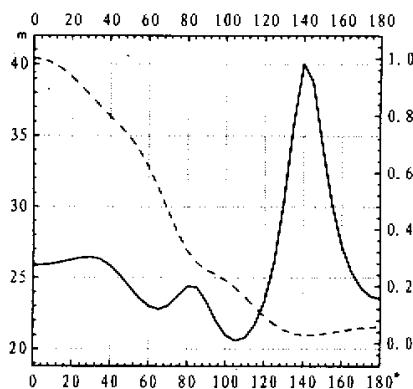


图 15 对数周期偶极天线的可变相位中心
结构参数: $\tau = 0.9$, $\sigma = 0.16$, freq. = 19MHz

6 可变相位中心在干涉仪测向算法中的应用

干涉仪测向靠阵中各单元接收电压之间的比相来确定来波方向。这样就需要知道各单元的相位中心。如果天线阵采用定向天线,那么由于单元无确定而固定的相位中心,干涉仪测向的直接算法不好用。作者作了实际计算,把两个计算实例中的对数周期天线在 100m 半径的圆周上排列,每个单元主轴朝向圆心,两个单元主轴夹角为 30°。假设从水平方向的来波对一个单元主轴的方位角为 30°。在 12MHz 上的计算结果表明,当把 0° 方向的相位中心作为固定相位中心来用时,两个单元之间的比较相位差产生 1.18° 的方位指向误差。这在测向精度要求高的测向系统中不允许。要想提高测向精度,必须用可变相位中心。但在测向应用中,由于来波方向未知,可变相位中心不好直接使用。在这种情况下,用迭代算法可以解决上面的困难。可以先用某一个方位角的相位中心进行测向算法计算,求出所对应的来波方位角。该方位角为迭代的初始解,然后从可变相位中

心曲线中找出对应于该方位角的可变相位中心并用它进行第二次迭代计算,求出第二个迭代解,直到解收敛为止。由于干涉仪测向算法公式比较简单,这种迭代计算不会占有多少时间。从对数周期天线可变相位中心随方位角变化曲线可以看出,在大约天线主波束 0.25 功率的波束宽度以内,可变相位中心随方位角单调变化,因此,只要在该方位角范围内选初始解,而且实际来波方向也在该方位角以内,那么可以保证上述迭代算法的收敛性。

7 结语

本文导出了直线阵列存在相位中心的条件。对不存在固定的相位中心的天线阵列,本文提出了可变相位中心概念,从而保证了能把定向天线作为干涉仪阵列单元使用。本文中只讨论了自由空间对数周期偶极子天线 H 面可变相位中心随方位角的变化情况。需要指出的是自由空间的对数周期偶极子天线 E 面可变相位中心与 H 面可变相位中心不重叠。

如果考虑实际使用时地面的影响,可变相位中心将变得更复杂。此时需要用 Sommerfeld 积分求解地面的影响,这样才能保证严格求解对数周期天线每个振子上电流幅度和相位,从而保证可变相位中心的计算精度。

金元松 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理论及数值计算、天线理论与设计。

董明玉 女,高级工程师,中国电波传播研究所计算中心主任。主要研究领域包括计算机软件开发与网络技术。

何绍林 男,高级工程师,工学硕士。主要研究领域包括电磁场数值计算,天线设计。

邓冀云 女,山西人,工程师。主要研究领域包括匹配、变换网络设计,天线测试。

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>