

宽带端馈式同轴矩形波导天线单元的研究

刘 昊¹, 鲁加国², 黄年云³, 樊德森¹

(1. 中国科学技术大学, 安徽合肥 230027; 2. 中国电子科技集团第38所, 安徽合肥 230031; 3. 合肥工业大学, 安徽合肥 230001)

摘 要: 端馈式同轴矩形波导作为同轴波导变换, 前人已经作了很详细的分析计算. 由于端馈式同轴矩形波导与自由空间匹配困难, 它很少用作辐射天线单元. 本文用环耦合法和 FDID 法对这种三维非均匀天线单元结构的特性进行了深入的研究, 不仅减少了计算时间和空间, 而且提高了计算精确性, 得到这种相控阵天线单元的辐射方向图和驻波特性曲线, 并进行了实验验证, 解决了端馈式同轴矩形波导与自由空间的匹配问题. 研究表明该种相控阵天线单元具有带宽宽、大扫描角的特点, 可以广泛的用于地面、机载和星载相控阵雷达或者通信系统.

关键词: 端馈式同轴矩形波导; 环耦合法; 时域有限差分法

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 09-1365-03

Research of Broadband Coaxial-to-Rectangular Waveguide End Launcher Antenna Element

LIU Hao¹, LU Jia-guo², HUANG Nian-yun³, FAN De-sen¹

(1. University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230027, China; 2. CETC 38 Institute, Hefei, Anhui 230031, China;

3. University of Hefei Technology, Hefei, Anhui 230001, China)

Abstract: Coaxial-to-rectangular waveguide transition of end launcher has been analyzed and computed detailedly. But the coaxial-to-rectangular waveguide is rarely used as a radiation element for it is difficult to match with free space. This paper applies both loop coupling approach and FDID method to analyze the three-dimension non-even antenna element, not only reduces computing time and volume, but also improves the accuracy, then gets the radiation pattern and VSWR characteristic figure, proves it with experiment, and solves the match problem of free space. The research proves that this phased array radar element has characters of broadband, big scanning angle, which can be used in ground, airborne and satellite phased array radar or communication system.

Key words: coaxial-to-rectangular waveguide end launcher; loop coupling approach; FDID method

1 引言

现代雷达要求相控阵天线具有低副瓣和宽带扫描的功能, 天线单元的形式也多种多样, 通常有介质加载矩形波导、圆波导、微带贴片、微带折合振子、微带偶极子、带状线馈电偶极子等多种型式. 不同的天线单元有不同的特点, 与上述相控阵天线单元相比, 端馈同轴矩形波导天线单元具有频带宽, 适合于宽角扫描, 方便与 T/R 组件或激励网络的联结, 同时结构简单, 便于调试, 适合批量生产的众多优点, 所以本文对其特性进行了深入的研究.

以前, 该种天线单元的分析方法是先把它当作端馈同轴波导来分析, 再求出波导口的口径场, 利用口径场求出天线辐射方向图. 对端馈同轴波导的分析, 以前有许多方法如环耦合法^[1], 但它们只能得到输入阻抗, 而得不到天线的辐射方向图. 而用单独 FDID 方法来分析计算^[2], 对于 L 形同轴内导体部分的数值模拟将大大增加计算空间、加大计算存储量和计算时间. 本文结合环耦合方法和 FDID 法, 先用环耦合方法计

算单元波导内电流产生的电场, 再用 FDID 方法对波导的辐射场进行数值计算, 不仅减少了计算时间和空间, 而且提高了计算精确性, 得到的辐射方向图和驻波特性曲线, 与实际测得的数据非常符合.

2 理论分析

很多同轴波导馈电都是以同轴线的内导体作为探针, 从波导宽壁垂直引入波导中. 内导体在波导中的位置一般在已知波形的电场强度最大处并平行于电力线方向. 这种同轴波导馈电的工作方式是利用电耦合, 它具有低驻波带宽宽的优点, 但它占了两维空间. 本文提出的同轴矩形波导天线单元如图 1 所示, 它是由同轴线、L 形同轴内导体和矩形波导构成.

在通常情况下, 矩形波导的阻抗都比较高. 为了让它与同轴线的特性阻抗匹配, 我们用了 L 形同轴内导体, 它的长度和半径可以调节以使天线达到最佳电压驻波比和带宽.

同轴头固定在波导的端面上, 但它的位置不一定在该端面的正中央. 同轴头的内导体向里延伸到波导的内部, 并与 L

形同轴内导体连在一起。L 形同轴内导体与波导的端面之间呈容性,调节两端面之间的距离可以减少容性。其实可以看出同轴线的内导体、L 形同轴内导体和波导底面宽壁结合构成了一个磁耦合环,它通过磁耦合的方式将微波能量在同轴线的 TEM 模式和矩形波导的 TE_{10} 模式间进行转换。本文采用环耦合方法先计算单元波导内电流产生的电场,再以此电场为入射波,用 FDID 法计算天线单元的辐射方向图。这样就可以不用 FDID 模拟 L 形同轴内导体的激励,大大减少了计算空间和时间。

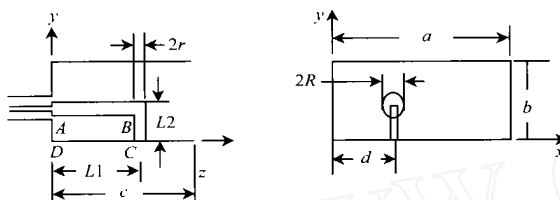


图1 同轴端馈波导天线单元结构

2.1 环耦合方法计算波导内电场

如图1所示,由同轴线输入激励信号,L形环在矩形波导内激励起高次模和主模。根据稳态公式,在 $z=0$ 处的输入阻抗为

$$Z_{in} = - \frac{1}{I_{in}^2} \int_V E_{ABC} \cdot J_{ABC} dV \quad (1)$$

输入阻抗 Z_{in} 可以通过以下三个步骤来求得。首先,假设臂 ABC 上的电流密度为

$$J_{AB}(z) = a_z \frac{I_0}{2r} \cos k(L_1 + L_2 - |z|) \quad (2a)$$

$$J_{BC}(y) = -a_y \frac{I_0}{2r} \cos ky \quad (2b)$$

其中 k 是自由空间波数, I_{in} 是 A 点的输入电流:

$$I_{in} = I_0 \cos k(L_1 + L_2) \quad (3)$$

其次,电场 E_{ABC} 可以表示为:

$$E_{ABC} = -j A_{ABC} \quad (4)$$

其中磁矢量位由 A_{ABC} 两个分量构成,一是由 z 方向的电流元在 (x, y, z) 产生的

$$A_z = \int_{-L_1}^{L_1} I(z) dz \frac{j2\mu}{k^2 ab_{mn}} \sin(ax) \sin(by) \left\{ \begin{aligned} & j_{mn} \left[a_x \frac{m}{a} \cos(ax) \sin(by) \right. \\ & \left. + a_y \frac{n}{b} \sin(ax) \cos(by) \right] \\ & - a_z k_{cnn}^2 \sin(ax) \sin(by) \end{aligned} \right\} e^{-j_{mn}|z-z'|} \quad (5a)$$

二是 y 由方向的电流元产生的

$$A_y = \int_0^{L_2} I(y) dy \frac{j2\mu}{k^2 ab_{mn} (1 + \delta_{0n})} \sin(ax) \cos(by) \left[\begin{aligned} & a_x a b \cos(ax) \sin(by) \\ & - a_y (k^2 - b^2) \sin(ax) \cos(by) \\ & - a_z j_{mn} b \sin(ax) \sin(by) \end{aligned} \right] \cdot e^{-j_{mn}|z-z'|} \quad (5b)$$

$$a = m/a, \quad b = n/b \quad (5c)$$

其中 k_{cnn} 为截止波数,而 δ_{0n} 为 Kronecker delta。将式(2)代入式(5)中,对式(5)进行线积分,然后代入式(4)中,就得到电场的表达式。因为已知的电流元只能激励起那些能被传输的模,于是 TE 模只能由 L 形臂的 BC 段产生,而 AB 和 BC 段都可以产生 TM 模。

但在矩形波导中除主模 TE_{10} 外,其他高次模很快就按指数规律衰落。

2.2 天线单元的 FDID 分析

特定环境下的天线辐射问题,其实就是解由天线单元和环境所决定的边界条件下的麦克斯韦方程组。而 FDID 方法 Yee 元胞为空间离散单元,将麦克斯韦旋度方程转为差分方程,在时间轴上逐步推进地求解,有很好的稳定性和收敛性。FDID 能方便的模拟各种复杂的天线,只需一次计算便可获得宽频带内天线的频域特性,这对天线的设计和改进了提供了直观的物理依据。

这是一个三维不连续性开域问题,由同轴线激励矩形波导产生 TE_{10} 模。首先建立三维差分网格如图2所示:

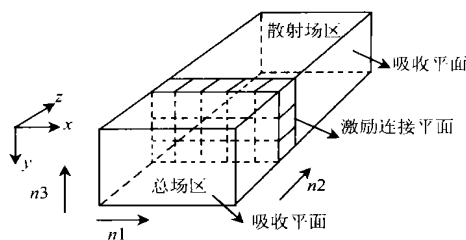


图2 端馈同轴波导单元的三维数值模型

在金属波导壁位置上的网格上令切向电场为零。在波的传播方向上设置吸收边界条件,在源端的吸收边界可取距源端几个网格处。

其次考虑激励源设置。我们将上一节计算得到的 E_{ABC} 作为激励源。

最后是吸收边界条件的处理。由于计算机容量的限制,FDID 只能在有限区域内计算。为了能模拟开域的电磁散射过程,在计算区域的截断边界处必给出吸收边界条件。本文采用的吸收边界为廖氏三阶吸收边界条件。其差分格式为:

$$(x, t + \Delta t) = \sum_{j=1}^N (-1)^{j+1} C_j^N G_j^i \quad (6)$$

其中

$$C_j^N = N! / [j! (N-j)!]$$

$$G^i = [G_{j,1}, G_{j,2}, \dots, G_{j,2j+1}]$$

它由递推公式:

$$G^j = G^1 \begin{bmatrix} G_{j-1,1}, G_{j-1,2}, \dots, G_{j-1,2j-1}, 0, 0 \\ 0, G_{j-1,1}, G_{j-1,2}, \dots, G_{j-1,2j-1}, 0 \\ 0, 0, G_{j-1,1}, G_{j-1,2}, \dots, G_{j-1,2j-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

得到,其中 G^1 的三个分量为:

$$T_{1,1} = (2 - S)(1 - S)/2 \quad (8)$$

$$T_{1,2} = S(2 - S), T_{1,3} = S(S - 1)/2$$

其中 $S = c \Delta t / \Delta x, \Delta t = 1$ 时

$$i, j = (t_j, x_i) = [t - (j-1)\Delta t, x - (i-1)\Delta x] \quad (9)$$

这就是廖氏吸收边界的具体形式,与其他常用的吸收边

界条件相比,廖氏吸收边界比 Mur 一阶、二阶吸收边界条件在更宽的入射角范围内表现比较低的反射系数。而三阶 Mur 很难实现,廖氏吸收边界仅需边界一侧的节点数据作 N 次矩阵相乘即可获得 N 阶廖氏吸收边界条件。

2.3 计算结果与实验数据的比较

要使端馈同轴波导天线单元宽带化,首先,必须选取一组

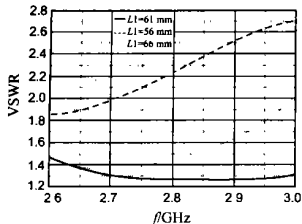


图 3 L_1 不同时的 VSWR

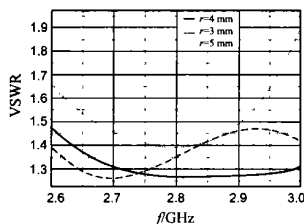


图 4 半径 r 不同时的 VSWR 比较

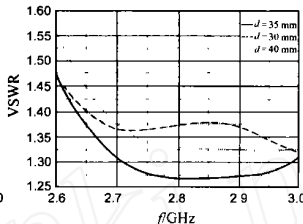


图 5 d 不同时的 VSWR

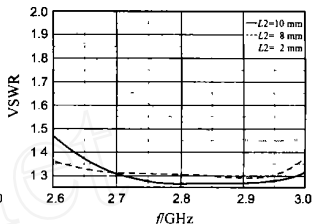


图 6 L_2 不同时的 VSWR

在微波暗室内测的数据和计算结果相比较如图 7 和 8 所示,两者有比较好的一致性。天线单元的 3dB 宽度测量值达到 102 而电压驻波比在工作频带 (2.6~3GHz) 小于 1.5。

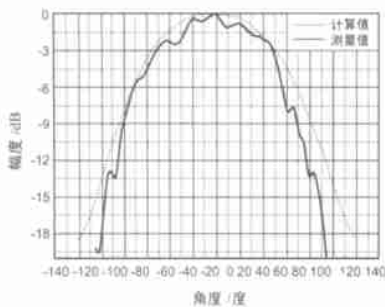


图 7 E 面方向图的比较

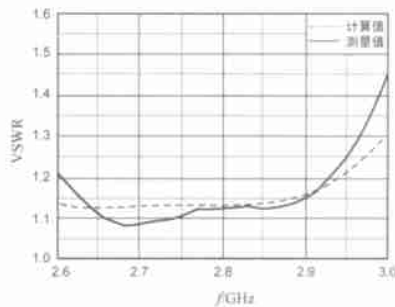


图 8 VSWR 计算值与测量值



图 9 天线单元实例

3 结论

本文采用了环耦合法与 FDTD 相结合的方法,大大减少了计算时间和空间。利用这种方法对端馈同轴矩形天线单元进行了分析计算,得到了较好的天线单元的辐射方向图和输入阻抗特性曲线,再进行加工生产天线单元,实际测量值也与计算值相符。这不仅提高了天线的设计效率,而且节省了人力物力,有一定的实用价值。同样也可以将此方法应用于端馈同轴圆波导和端馈微带波导单元的分析设计中。

参考文献:

- [1] M D Deshpande, et al. Analysis of an end launcher for an X-band rectangular waveguide [J]. IEEE Trans on MTT, 1979, 27(8): 731 - 735.
- [2] Panayiotis A Tirkas, et al. Finite-difference time-domain method for antenna radiation [J]. IEEE Trans on Antenna and Propagation, 1992, 40(3): 334 - 340.
- [3] Ji-Fuh Liang, et al. Coaxial probe modeling in waveguides and cavities [J]. In IEEE MTT-S Digest, 1992: 115 - 118.
- [4] John M Jarcen. A method of moments analysis and a finite difference

最佳的 L 形同轴内导体的尺寸,使其输入阻抗的电阻部分在宽频带范围内等于或接近同轴线的特性阻抗。在先已确定可控阵天线单元尺寸和带宽的前提下,不断优化内导体的尺寸,然后用本程序进行计算,以得到最好的结果。

矩形波导的尺寸为 $a=60\text{mm}$, $b=20\text{mm}$, $c=72.5\text{mm}$, 不断改变 L 形同轴内导体的尺寸的 VSWR 计算结果如图 3~6 所示。

根据此结果加工天线单元,样件的照片如图 9 所示。其中天线单元的结构尺寸为:

$L_1=61\text{mm}$, $L_2=10\text{mm}$, $r=4.5\text{mm}$, $d=35$, $f=2.8\text{GHz}$

time domain analysis of a probe-sleeve fed rectangular waveguide cavity [J]. IEEE Trans on Antenna and Propagation, 1991, 39(3): 444 - 451.

- [5] 葛德彪,闫玉波. 电磁波时域有限差分方法 [M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 2002.

作者简介:

刘 昊 男, 1976 年生于江西南昌, 1998 年毕业于中国科学技术大学电子工程与信息科学系, 现攻读博士学位, 研究方向为电磁场数值分析方法, 雷达天线系统的设计和微波 CAD。

鲁加国 男, 1964 年 12 月生于安徽省, 1987 年毕业于西安电子科技大学电磁场与微波技术专业, 至今, 在中国电子科技集团第 38 所工作, 现任所副总工程师, 研究员高级工程师, 中国电子学会高级会员, IEEE 高级会员, 主要从事雷达天线系统设计研究工作, 发表了学术论文二十余篇。

黄年云 女, 1973 年 3 月 14 日出生于安徽合肥, 1992 年就读于合肥工业大学应用电子技术专业, 1995 年毕业后在哈工大电气与自动化工程学院电工电子实验中心任职, 主要工作领域为 EDA, 计算机语言及计算机仿真与辅助设计等。