

基于 LTCC 工艺双频 GPS 陶瓷微带天线研究

陈世钗, 刘光聪, 蒋洪平, 薛伟, 张龙, 马晋毅, 刘锦, 刘春蓉

(中国电子科技集团公司第 26 研究所, 重庆 400060)

摘要: 在空腔模型理论基础上, 利用微扰法对切角矩形微带天线进行严密的数学推论。并设计了 GPS 双馈点双频圆极化陶瓷微带天线。根据设计公式计算出结构参数, 在 Ansoft-HFSS 软件中建立天线模型, 通过参数优化得到天线参数, 并利用 LTCC 工艺进行样品制作。结果表明: 样品天线工作在 1 575 MHz 和 1 227 MHz 时, 10 dB 带宽均大于 10 MHz, 回波损耗均小于 -15 dB, 轴比均小于 4 dB, 仿真结果与测试结果相似。总结了天线小批量生产的经验, 提出了进一步小型化的研究方向。

关键词: 微带天线; 圆极化; 空腔模型理论; 微扰分析法; LTCC 工艺

中图分类号: TN384 **文献标识码:** A

Research of Dual-Band GPS Ceramic Microstrip Antenna Based on LTCC Technics

CHEN Shichai, LIU Guangcong, JIANG Hongping, XUE Wei, ZHANG Long,
MA Jinyi, LIU Jing, LIU Chunrong

(26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: Based on the cavity mode theory, the GPS ceramic microstrip antenna with the corner-truncated rectangle has been analyzed mathematically by using the perturbation method. A dual-band GPS circularly polarized ceramic microstrip antenna with double feed-in points has been designed. The structure parameters have been calculated by the design formula. The antenna's model has been established and simulated by Ansoft-HFSS. The optimal antenna's parameters have been obtained and an antenna sample has been fabricated by using LTCC technics. The experimental results showed that the 10 dB bandwidth was above 10 MHz, the return loss was below -15 dB and the axial ratio was below 4 dB when the antenna operated at 1 575 MHz and 1 227 MHz. The measured results confirm the validity of this design, which satisfied the requirements of GPS applications at 1 227 MHz and 1 575 MHz. Finally, the analysis of the antenna mass productions has been carried out and the further miniaturized trends of this antenna have also been proposed in this paper.

Key words: microstrip antenna; circularly polarized; cavity mode theory; perturbation method; LTCC technics

0 引言

目前, GPS 技术已在导弹制导、飞机导航、空投定位、大地测量、资源勘测、水坝变形监测、车船调度管理、大气物理观测、高精度时间频率对比等诸多领域取得了长足进展。2000 年 5 月 2 日, 美国取消了有选择可用性(SA)政策, GPS 单点定位精度大为提高, 定位精度比有 SA 干扰时提高约 10 倍, 95% 置信度下的水平定位精度可达 22.5 m^[1]。虽然单点定位精度有了很大提高, 但对于高精度应用领域, 如要求 30 cm 精度的飞机自动着陆系统、要求厘米级定轨精度的海洋动力环境遥感卫星等应用领域, 单点定位精度远不能满足使用要求。差分 GPS 技术

的发展提供了实现高精度定位能力的现实途径, 如 NASA 喷气推进实验室开发的全球差分 GPS 系统, 实现了双频 GPS 接收机无缝全球实时定位, 精度优于 20 cm。特别是对于有预定高度动态的低轨卫星而言, 高精度全球差分 GPS 可实现最优估计策略, 易于获得优于 10 cm 的定位精度^[2]。

在差分 GPS 系统中, GPS 接收天线要求能接收 L_1 (1 575. 42 MHz)、 L_2 (1 227. 6 MHz)2 个频带信号。用于双频 GPS 接收的常见天线型式有微带天线、四臂螺旋天线、角锥螺旋天线等^[3]。本文主要介绍一种基于 LTCC 工艺的双频陶瓷微带天线的设计方法, 通过 2 个探针馈电分别激励 2 个尺寸不同

的方形切角贴片,它们分别印刷在具有一定间距并排放置的陶瓷介质基板表面上。该天线具有优良的圆对称半球波束、良好的广角圆极化和阻抗匹配特性;与四臂螺旋天线、角锥螺旋天线相比,也具有结构紧凑,体积小及加工方便等优点。

1 微扰法分析圆极化切角矩形微带天线推及建模

根据空腔模型理论可知,一个矩形微带天线由单馈电点可产生极化正交幅度相等的2个简并模,但不能形成90°相位差。为了在简并模之间形成90°相位差,在微带天线上附加一对切角简并模分离单元,使简并正交模的谐振频率产生分离。工作频率选在2个谐振频率之间。当切角大小选择合适时,对工作频率而言,一个模的等效阻抗相角超前45°,而另一模的等效阻抗相角滞后45°,这样就形成了圆极化辐射。下面介绍在矩形微带天线基本理论的基础上,对矩形微带天线引入分离单元,使其实现圆极化特性,并利用微扰分析法对天线进行数学模型建立和严谨的数学推导,最后给出引入切法分离单元后的天线等效电路和天线设计的计算公式。

图1为附加切角简并分离单元 $\Delta S = \Delta S_1 + \Delta S_2$ 的矩形微带天线,其中馈电点在x轴上,而电磁场将在贴片和接地板间建立。由于腔体高度 $h \ll \lambda$ (λ 为自由空间波长),电场只有z向分量 E_z 。矩形贴片可当成一等效的开路边界的谐振腔,它四周为理想磁壁,四周壁磁场等于0;上下壁为理想电壁。其特征函数满足齐次波动方程及腔边界条件,有^[4]

$$\begin{cases} \Delta^2 \psi_{mn} + k^2 \psi_{mn} = 0 \\ \frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

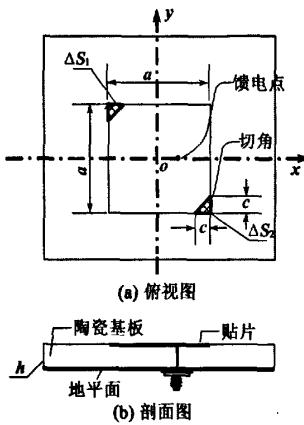


图1 附加切角简并分离单元 ΔS 的矩形微带天线

仅在离散的 k_{mn} 才存在不为0的解,每一个 k_{mn} 值对应一个特征函数。将式(1)两边乘以特征函数

的共轭值 ψ_{mn}^* ,再对腔体体积积分。考虑到 h 上积分与坐标 x, y 无关,并利用格林第一恒等式可得

$$\iint_s (\psi_{mn}^* \nabla^2 \psi_{mn} + k_{mn}^2 |\psi_{mn}|^2) ds' = \oint_c \psi_{mn} \frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} dc - \iint_s |\nabla \psi_{mn}|^2 ds' + k_{mn}^2 \iint_s |\psi_{mn}|^2 ds' = 0 \quad (2)$$

由式(1)的 $\frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} = 0$ 可知,在矩形微带天线周界 c 上积分为0。式(2)经整理得到

$$k_{mn}^2 = \iint_s |\nabla \psi_{mn}|^2 ds' / k_{mn}^2 \iint_s |\psi_{mn}|^2 ds' \quad (3)$$

根据瑞利-里兹法可求矩形微带天线附加 ΔS 后的模的波数 k_{mn} (特征值)。设矩形微带天线只激励基模,在附加分离单元 ΔS 后,可令新的特征函数为 ψ' ,相应的波数(特征值)为 k' ,则可设

$$\psi' = P\psi_{01} + Q\psi_{10} \quad (4)$$

式中 P, Q 为待求的展开式系数。

把式(4)代入式(3)中,可得

$$k'^2 = \frac{\iint_s (P \nabla \psi_{01} + Q \nabla \psi_{10})^2 ds'}{\iint_s (P\psi_{01} + Q\psi_{10})^2 ds'} \quad (5)$$

式中 $S' = S + \Delta S$, S 为方形贴片面积。设

$$\begin{cases} \iint_{\Delta S} (\nabla \psi_{01})^2 ds = q_1 \\ \iint_{\Delta S} (\nabla \psi_{10})^2 ds = q_2 \\ \iint_{\Delta S} |\psi_{01}|^2 ds = p_1 \\ \iint_{\Delta S} |\psi_{10}|^2 ds = p_2 \\ \iint_{\Delta S} \psi_{01} \psi_{10} ds = p_{12} \\ \iint_{\Delta S} \nabla \psi_{01} \nabla \psi_{10} ds = q_{12} \end{cases} \quad (6)$$

把式(6)代入式(5)中,经化简可得

$$f_1(P, Q) - k'^2 f_2(P, Q) = 0 \quad (7)$$

对式(7)分别求关于 P 和 Q 的导数,得到2个关于 P 和 Q 的一次代数齐次方程,若 P, Q 有解,则

$$\det \begin{vmatrix} k_{01}^2 + q_1 - k'^2(1 + p_1) & q_{12} - k'^2 p_{12} \\ q_{12} - k'^2 p_{12} & k_{10}^2 + q_2 - k'^2(1 + p_2) \end{vmatrix} = 0 \quad (8)$$

对于方形微带天线而言,磁流分布在贴片四周

$x = \pm a/2, y = \pm a/2$, 相应的 E_z 的基模标量特征函数为

$$\begin{cases} \psi_{01} = V_0 \sin kx \\ \psi_{10} = V_0 \sin ky \end{cases} \quad (9)$$

式中: $V_0 = \sqrt{2}/a$; $k = \pi/a$ 。

$$\begin{cases} q_1 = q_2 = q_{12} = 0 \\ p_1 = p_2 = 2(\Delta S/S) \\ p_{12} = -2(\Delta S/S) \end{cases} \quad (10)$$

将式(9)代入式(4), 将式(10)代入式(8), 经计算取一次近似可得

$$\begin{cases} k'_{01}^2 = k_{01}^2 (1 - 4\Delta S/S) \\ k'_{10}^2 = k_{01}^2 = (\pi/a)^2 \end{cases} \quad (11)$$

由特征函数的正交性可知

$$\iint \psi \psi' ds = \iint (P\psi_{01} + Q\psi_{10})^2 ds' = 1 \quad (12)$$

由式(12)可得 $P^2 = Q^2 = 1$ 。

线性无关的解有

$$\begin{cases} P_a = -Q_a = 1/\sqrt{2} \\ P_b = Q_b = 1/\sqrt{2} \end{cases} \quad (13)$$

于是我们得到附加分离单元后的特征函数为

$$\begin{cases} \psi'_a \approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} [\sin(kx) - \sin(ky)] \\ \psi'_b \approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} [\sin(kx) + \sin(ky)] \end{cases} \quad (14)$$

以上的分析说明在矩形微带天线上附加分离单元 ΔS 后, 产生 2 个特征值, 它们相应的特征函数和波数(特征值)如式(14)、(11)。2 个特征模对应的谐振频率分别为^[4]

$$\begin{cases} f_a = f_{or} + \Delta f'_a = f_{or} \left(1 - 2 \frac{\Delta S}{S}\right) \\ f_b = f_{or} + \Delta f'_b = f_{or} \\ f_{or} = \frac{c}{2a \sqrt{\epsilon_r}} \end{cases} \quad (15)$$

式中: f_{or} 为未附加微扰时天线谐振频率, 工作频率由圆极化条件确定, 它是两谐振频率的算术平均值; $\Delta f'_a$ 、 $\Delta f'_b$ 为附加微扰后, 谐振频率的偏移量; c 为光速; a 为贴片边长; ϵ_r 为介质基片相对介电常数。

附加微扰单元后, 2 个特征模能量转换比值分别为

$$\begin{cases} N'_a = \frac{\sqrt{S}}{a} [\sin(kx) - \sin(ky)] \\ N'_b = \frac{\sqrt{S}}{a} [\sin(kx) + \sin(ky)] \end{cases} \quad (16)$$

由式(9)~(16)可得出方形微带天线引入切角微扰单元后的等效电路图如图 2 所示。 T'_a 和 T'_b 分别对应匝数比值为 N'_a 和 N'_b 的理想变压器, \dot{V}_t 为端口 11' 的输入电压, \dot{Y}_a 和 \dot{Y}_b 是分别对应 2 个正交极化模 ψ'_a 和 ψ'_b 的贴片输入导纳。 L'_a 、 C'_a 、 G'_a 和 L'_b 、 C'_b 、 G'_b 分别构成了 2 个正交极化模 ψ'_a 和 ψ'_b 的 2 个谐振器。

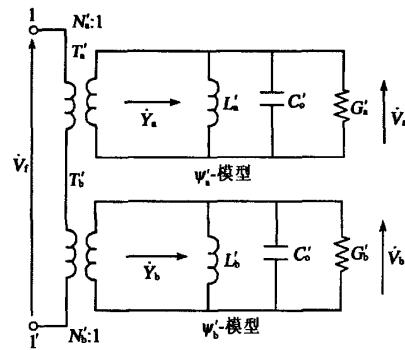


图 2 方形微带天线等效电路图

在方形贴片对角线上切掉一个 45° 角。该分离单元使馈电场形成 2 个空间正交简并模的谐振频率发生分离, 分离的大小决定于 $\Delta S/S$ 。为实现圆极化, 这 2 个模必须达到幅值相等、相位相差 90° 。相等幅值可通过适当选择馈电位置实现, 这就是馈电点为何位于切角贴片中心线上的原因。 90° 相移的产生有馈电点位置和分离单元尺寸 2 个因素。

由圆极化条件可得贴片天线 Q_0 值与微扰单元尺寸的关系为

$$\frac{|\Delta S|}{S} = \frac{1}{2Q_0} \quad (17)$$

式中 Q_0 为贴片的品质因素; 方形贴片面积 $S = a^2$; $C = \sqrt{\Delta S}$ 为切角边长。

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{sp}} + \frac{1}{Q_{sur}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (18)$$

式中: Q_c 和 Q_d 分别为与导体损耗和介质损耗有关的品质因素; Q_{sp} 和 Q_{sur} 与空间波和表面波的辐射有关。

$$\begin{cases} Q_c = h \sqrt{\pi f_{or} \mu_0 \sigma} \\ Q_d = 1/\tan \delta Q_{sp} = \frac{2\pi f w_e}{P_{sp}} \\ Q_{sur} = \frac{2\pi f w_e}{P_{sur}} \end{cases} \quad (19)$$

式中: σ 为贴片金属的电导率; δ 为介质损耗角; μ_0 为真空磁导率。

由贴片下的场分布可确定贮存能量:

$$w_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \iiint |E_e(x, y)|^2 dV \quad (20)$$

式中 V 为指贴片所围得体积。

$$P_{sp} = \frac{\eta_0 K_0^2 K_{od}^2}{3\pi} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r} + \frac{1}{5\epsilon_r^2} \right) \quad (21)$$

式中: $K_0 = 2\pi/\lambda_0$ 为自由空间波数; $K_{od} = K_0 h_0$, $\eta_0 = 120\pi \cdot \Omega$ 为自由空间波阻抗。

$$P_{sur} = \frac{\eta_0 K_0^2}{4} \cdot \{ [\epsilon_r (x_0^2 - 1)] / \{ \epsilon_r [1/\sqrt{x_0^2 - 1} + \sqrt{x_0^2 - 1}/(\epsilon_r - x_0^2)] + K_{od} [1 + \epsilon_r^2 (x_0^2 - 1)/(\epsilon_r - x_0^2)] \} \} \quad (22)$$

式中 $x_0 = 1 + \frac{-\epsilon_r^2 + a_0 a_1 + \epsilon_r \sqrt{\epsilon_r^2 - 2a_0 a_1 + a_0^2}}{\epsilon_r^2 - a_1^2}$, $a_0 = \sqrt{\epsilon_r - 1} \tan(K_{od} \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1})$, $a_1 = \{ -[\tan(K_{od} \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}) + K_{od} \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1} / \cos^2(K_{od} \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1})] \} / \sqrt{\epsilon_r - 1}$ 。

利用上述公式可确定出分离单元切角的尺寸。

2 设计过程

2.1 微波陶瓷介质基板

微带天线使用的材料是一种微波介质陶瓷材料。介质陶瓷天线基板用的材料研制需考虑以下方面:

- 尽可能高的 ϵ_r 。 ϵ_r 增大, 贴片尺寸减小, 使器件小型化, 但会提高制作公差的要求, 且会使带宽降低。
- 介质损耗角正切的选取影响到天线的效率, 当损耗角正切增加时会使馈电损耗增大。
- 谐振频率的温度系数 τ_f 应尽可能小, 以保证高的温度稳定性。

针对上述要求, 本文采用了我所自制的一种微波介质陶瓷材料, 材料体系为 $\text{CaO}-\text{MgO}-\text{SiO}_2-\text{ZrO}_2-\text{BaO}$, 其性能为 $\epsilon_r = 13 \sim 14$, 烧成温度 $\leq 950^\circ\text{C}$, $\tau_f \leq -13.5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, $Qf \geq 10\ 350$ ($f = 5\ \text{GHz}$)。

2.2 双频微带天线结构实现、参数提取及仿真

GPS 采用微带天线, 要求天线具有剖面薄, 体积轻, 小型化的特点。双频微带天线结构设计可利用前文推导的单馈电点方形微带天线的结构模型, 通过在方形贴片对角线引入一对尺寸合适的切角, 可实现圆极化特性。为了实现双频带工作目的, 将 2 个陶瓷天线并排安装于一块金属接地板上, 并以一定间距相隔, 以保证两工作频点具有良好隔离度。

采用同轴探针背馈的方式来实现馈电信号的输出, 该方式能通过改变馈电点在 x 或 y 轴方向的位置来实现阻抗的匹配。与微带线馈电相比, 信号从背部馈入, 可以避免输入信号与辐射信号的相互干扰, 保证天线增益的最大化和圆极化特性的纯度。馈电引线在整机上也易安装、结构牢固, 有利于机载或车载 GPS 的使用。

增加介质陶瓷基板厚度 h 可提高带宽和效率, 但要防止表面波辐射的产生。 $h \leq 0.3c/(2\pi f_u \sqrt{\epsilon_r})$, 其中 f_u 为最高工作频率。介质陶瓷基板材料选定后 ($\epsilon_r = 13 \sim 14$), GPS 天线 2 个工作频率是已知的, 分别为 $L_1 = 1\ 575\ \text{MHz}$ 和 $L_2 = 1\ 227\ \text{MHz}$, 天线贴片尺寸可由式(15)计算得到, 而微扰分离单元, 即切角边长 c , 可通过式(17)和(18)计算获得。经初步计算, 可得双频微带天线结构参数: L_1 频点天线结构参数为 $h_1 \approx 2.5\ \text{mm}$, $a_1 \approx 26.5\ \text{mm}$, $c_1 \approx 1.23\ \text{mm}$; L_2 频点天线结构参数为 $h_2 \approx 2.5\ \text{mm}$, $a_2 \approx 33.96\ \text{mm}$, $c_2 \approx 1.23\ \text{mm}$, 馈点位置暂定为 $F_1 = F_2 = 3\ \text{mm}$ 。

利用以上计算所得结构参数, 在三维电磁场全波仿真软件 Ansoft-HFSS 中建立如图 3 所示的双频陶瓷微带天线物理模型, 并进行仿真优化结构参数。调整馈点的位置可调整天线输入阻抗匹配, 通过调节天线基板高度 h , 即可改变天线工作频带宽度; 调节贴片边长 a 的尺寸大小, 可改变天线工作中心频率; 调整切角边长 c , 可获得良好的圆极化特性。

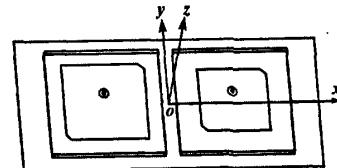
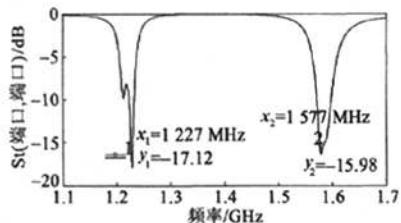
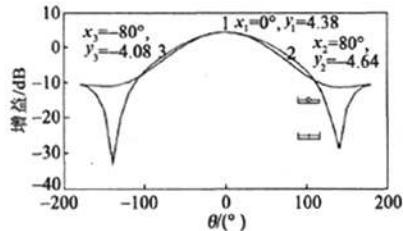
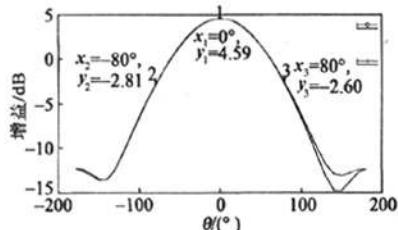


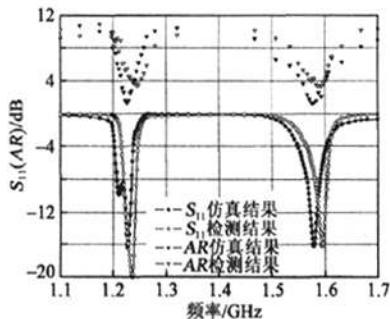
图 3 双频陶瓷微带天线物理模型

通过不断地修正和优化初步计算的结构参数, 最终得到了最优的器件结构参数, 即当 $h_1 = 2.25\ \text{mm}$, $a_1 = 22.85\ \text{mm}$, $c_1 = 1.38\ \text{mm}$, $F_1 = 3.86\ \text{mm}$; $h_2 = 2.45\ \text{mm}$, $a_2 = 30.16\ \text{mm}$, $c_2 = 1.43\ \text{mm}$, $F_2 = 3.31\ \text{mm}$ 。两天线基板的间距为 $3.5\ \text{mm}$ 时, 天线的中心频率为 $L_1 = 1\ 575\ \text{MHz}$ 和 $L_2 = 1\ 227\ \text{MHz}$ 时, $10\ \text{dB}$ 带宽均大于 $10\ \text{MHz}$, 回波损耗均小于 $-15\ \text{dB}$, 增益均大于 $4\ \text{dB}$ 。具体仿真曲线图如图 4~6 所示。

图4 天线回波损耗(S_{11})仿真曲线图图5 天线增益仿真曲线图($L_1 = 1.575$ MHz)图6 天线增益仿真曲线图($L_2 = 1.227$ MHz)

2.3 天线制作、测试及结果分析

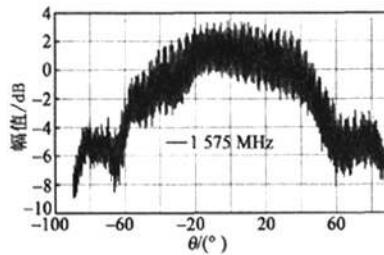
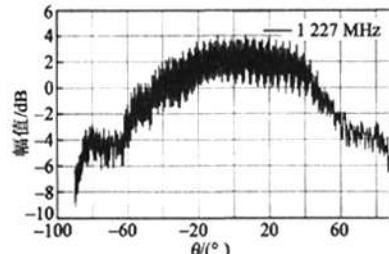
按软件优化仿真提取出的结构参数进行了样品的制作。利用LTCC工艺,对选定的微波陶瓷粉料进行流延、冲片、打定位孔和背馈电点引出端孔。对位、叠片;采用低损耗的银浆进行丝网印刷辐射贴片和接地电极,排胶、烧结、清洗,在通孔位置处安装上馈电同轴探针,用无铅焊膏实现馈电同轴探针与辐射电极的连接,在矢量网络分析仪进行工作频率和驻波的测试,最后在微波暗室进行远场测试。共制作20只天线样品。

图7为天线回波损耗 S_{11} 的测试曲线与和仿真图7 天线回波损耗(S_{11})和轴比(AR)的幅频曲线图

曲线的对比图。由测试曲线易知,在 L_1 和 L_2 频段, S_{11} 均小于16 dB,而10 dB带宽分别是22 MHz和17 MHz。与仿真结果相比,2个工作频率均往高频方向偏移,这是由于相邻贴片间有电磁干扰;同时,陶瓷基板高度、贴片尺寸、切角大小等制造公差较大,也有可能导致上述频偏现象的出现。

为了研究GPS天线圆极化特性,对天线样品进行了轴比测试,如图7所示。在 L_1 和 L_2 频点,轴比均小于4 dB,同时4 dB带宽分别为21 MHz和13 MHz,而仿真结果是在这两频点轴比均小于2 dB,4 dB带宽分别为46 MHz和24 MHz。与仿真结果相比,轴比测试结果与 S_{11} 测试结果一样,都向高频方向发生一定的频率偏移量,产生这种现象的原因跟 S_{11} 的类似。

为了研究GPS天线的辐射特性,对天线样品进行了增益方形图测试,测试结果如图8、9所示。由图可知,在 L_1 和 L_2 频点的增益最大值分别为3.5 dB和4 dB,在仰角为20°处,分别为大于-6 dB和-5 dB。与图5、6的仿真结果相比,增益的最大值和仰角为20°处的增益均有所降低,这是由于工艺制作精度、安装方式及测试环境条件导致的,这一偏差在合理的范围内。

图8 天线增益方向图测试曲线($L_1 = 1.575$ MHz)图9 天线增益方向图测试曲线($L_2 = 1.227$ MHz)

2.4 批量生产经验及双频天线小型化发展方向

通过对该型双频天线的几次小批量生产和测试工作,发现了不同批次微波陶瓷粉料电性能的一致性、贴片尺寸的精度、切角尺寸精度、用于背馈探针

的天线陶瓷基板通孔的尺寸精度,用户线路的匹配等均对天线的性能产生不同程度的影响。当不同材料的 ϵ_r 稳定性差时,产品的一致性较差。辐射贴片的尺寸精度对产品的性能,尤其是频率影响较大,而切角的尺寸精度对圆极化特性影响较大,同时对频率也有一定的影响。要求提高工艺的精度来保证。天线产品的各项性能与测试反射板也有密切联系,增大反射板,可在某种程度上提高天线增益。

随着便携式产品的多功能化发展,要求射频元件向小型化方向发展。对于双频陶瓷天线产品的进一步小型化,可考虑从以下几个方面来进行设计:

1) 采用高相对介电常数的微波介质陶瓷材料。由式(15)可知,当谐振频率一定时,天线辐射贴片尺寸与 $\sqrt{\epsilon_r}$ 成反比,相对介电常数越大,天线尺寸越小。

2) 对辐射贴片进行开槽可减小天线尺寸。这样做可使辐射贴片呈分形排列,使其等效电长度 L 增大,从而达到减小天线尺寸的目的。

3) 采用短路探针法可减小天线尺寸^[5]短路探针和同轴馈电探针之间形成强耦合,等效于加载一个电容,使得天线在低于谐振频率位置达到阻抗匹配,从而减小天线的尺寸。

4) 可采用两频点辐射贴片垂直叠层放置,减少了双频天线尺寸。工作频率高的微带天线放在上层,工作频率低的微带天线放在下层。低频微带天线的辐射贴片较大,可等效为上层高频微带天线的接地电极,上层高频微带天线的辐射贴片足够的小,

不影响下层低频微带天线的辐射特性。

3 结束语

建立了在对角线方向切去一对45°角的矩形微带天线数学模型,在空腔模型理论基础上,利用微扰法对该模型进行严密的数学推论,并设计了GPS双馈点双频圆极化陶瓷微带天线。根据设计公式计算出结构参数,在Ansoft-HFSS软件中建立天线模型,通过参数优化得到天线参数,并利用LTCC工艺进行样品制作。结果表明,样品天线工作在 L_1 和 L_2 频点时,10 dB带宽均大于10 MHz,回波损耗均小于-15 dB,轴比均小于4 dB,仿真结果与测试结果相似。通过对天线小批量生产及调试工作经历的分析,总结出了进一步小型化的方向。

参考文献:

- [1] SHAW M, SANDHOO K, TURNER D. Modernization of the global positioning system [J]. GPS World, 2000, 9: 36-44.
- [2] 高建新.高精度全球差分GPS的应用[J].测绘信息与工程,2002,27(2):16-18.
- [3] PADROS N, ORTIGOSA J, BAKER J, et al. Comparative study of high-perfromance GPS receiving antenna design [J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 1997, 45(11): 698-706.
- [4] GARG R, BHARTIA P, BAHL I, et al Microstrip antenna design handbook [M]. America: Artech House, 2001.
- [5] 栗秀珍, 谭克俊, 房少军. 多短路针加载小型微带贴片天线的理论分析[J]. 微波学报, 2003, 19(12): 62-66.

(上接第221页)

- [4] JUNG S B, KIM S W. Improvement of scanning accuracy of PZT piezoelectric actuators by feed-forward model-reference control [J]. Precision Engineering, 1994, 16(1): 49-55.
- [5] 张波,王纪武,陈恩.压电驱动晶体的特性研究[J].中国机械工程,2002,13(5):446-449.
- ZHANG Bo, WANG Jiwu, CHEN Ken. Study on the hysteresis property of piezoelectric actuator [J]. China Mechanical Engineering, 2002, 13(5): 446-449.
- [6] GOLDFARB M, CELANOVIC N. A lumped parameter electromechanical model for describing the nonlinear behavior of piezoelectric actuators [J]. ASME Journal of Dynamic System, Measurement and Control, 1997, 119(9): 478-485.
- [7] 秦月霞,胡德金.压电驱动器的非线性建模[J].上海交
- 通大学学报,2004,38(8): 1334-1336.
- QIN Yuexia, HU Dejin. Nonlinear modeling for piezoelectric actuators [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2004, 38(8): 1334-1336.
- [8] LEE J W, MIN K D, KANG K Y. Numerical and experimental analysis of unsteady cavitating nozzle flow and diesel spray characteristics in a high-pressure piezo-driven injector [J]. The 13th International Pacific Conference on Automotive Engineering, 2005.
- [9] CATANIA A E, FERRARI A, SPESSA E. Numerical experimental study and solutions to reduce the dwell-time threshold for fusion-free consecutive injections in a multijet solenoid-type CR system [J]. Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, 2009 (3) 131: 1-13.
- [10] ANSI/IEEE 176-1987 IEEE Standard on Piezoelectricity [S].

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>