

宽带宽角圆极化贴片天线的实验研究

胡明春, 杜小辉, 李建新

(南京电子技术研究所, 江苏南京 210013)

摘 要: 本文提出一种新的宽带宽角圆极化微带天线设计方法, 在利用容性探针近耦合馈电的基础上, 通过平衡馈电, 使贴片天线的阻抗带宽 ($VSWR \leq 2$) 和宽角轴比带宽 (45° 圆锥空域内的 $AR \leq 3\text{dB}$) 达到 20% 以上. 实验测试表明, 利用该方法设计的贴片天线的带宽达到 26.33% ($VSWR$ 、宽角 AR 同时满足要求), 从而证实了该方法的正确性和实用性.

关键词: 宽角圆极化; 平衡馈电; 微带天线

中图分类号: TN821 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 12-1888-03

Experimental Study of Broad-Band and Wide-Angle Circularly Polarized Patch Antennas

HU Ming-chun, DU Xiao-hui, LI Jian-xin

(Nanjing Research Institute of Electronics and Technology, Nanjing, Jiangsu 210013, China)

Abstract: A new method for the design of broad-band and wide-angle circularly polarized (CP) microstrip patch antennas is presented in this paper. Based upon the proximity coupling balance-feed by utilizing capacitively probes, the 2 V standing wave ratio (VSWR) and wide-angle 3dB axial ratio (AR) (in the 45° conic airspace) bandwidth can be achieved more than 20%. The measured results show that the wide-angle 3dB axial ratio and 2 V standing wave ratio bandwidth of the patch antenna designed by this method is 26.33% ($VSWR \leq 2$, wide-angle $AR \leq 3\text{dB}$). So this design technique is correct and practical.

Key words: wide-angle circularly polarization; balance-feed; microstrip antenna

1 引言

宽带宽角 CP 贴片天线 (本文中所述的宽角是指 45° 圆锥空域内) 由于其固有的机械特性 (重量轻、体积小、剖面低) 和良好的电气特性 (无需进行极化跟踪, 宽角内极化失配损耗低) 在许多领域有着应用前景, 如移动卫星系统、机载雷达系统等, 但关于这类天线设计的文献很少. 近年来, 出现了许多改善微带天线阻抗带宽的设计方法^[1-6], 尽管一些考虑了交叉极化, 遗憾的是这些方法中能同时展宽轴比带宽的却不多. 一般的方法设计圆极化微带天线仅有 10% 左右的带宽^[7-10]. 在文献[11]中, 通过使用一层高介电常数基片和一层低介电常数基片的两层贴片天线, 使 3dB AR 带宽达到 32%, 但并未给出带内的 VSWR, 事实上在激励贴片下使用高介电常数基片会降低阻抗带宽. 裂缝耦合微带贴片天线可以获得非常宽的阻抗带宽^[1], 但随之而来的表面波和高次模激励严重制约了 AR 带宽^[11]. 而且, 通常的圆极化微带天线仅在轴向有较好的 AR, 要在宽角范围内产生圆极化辐射, 需要使电场的 E_ϕ 和 E_θ 分量在宽角内近于相等.

普通探针馈电需要焊接, 裂缝耦合馈电易使介质基板间不准直, 这些不连续性易激励高次模, 导致交叉极化电平升高, 增大 AR, 而使用带帽的探针或 L 型探针等容性探针近耦合馈电能避免馈电点的不连续性, 并且加工容易, 其阻抗带宽也很宽^[12,13]. 使用四个容性探针的平衡馈电方式, 可使 E_ϕ 和 E_θ 分量在宽角范围内近于相等, 并对已产生的高次模有抑制作用, 所以改善了宽角 AR 性能. 由于其宽带宽角圆极化特性, 也非常适合作为阵列天线单元, 当然, 应用时需考虑互耦

对宽角 AR 性能的影响.

文[13]中对容性耦合馈电的 CP 微带天线进行了实验分析, 并获得非常好的结果, 其 3-dB 轴向 AR 带宽达到 35%, 且频带内 $VSWR \leq 2$. 本文在此基础上对容性近耦合平衡馈电的宽角 CP 微带天线进行了实验研究, 结果表明同时满足 $VSWR \leq 2$ 和宽角 $AR \leq 3\text{dB}$ 的带宽达到 26.33%. 虽然本文使用的容性探针是带帽的探针, 但该方法也适用于其它容性探针如 L 探针等.

2 天线设计

提出的天线结构如图 1(a) 所示, 采用四个探针对下层辐射贴片近耦合容性平衡馈电, 上层辐射贴片是寄生贴片, 主要是为了扩展带宽. 两层贴片间是空气层, 而下层贴片 (激励贴片) 和接地板间是低介电常数的介质, 再加上探针帽的容性补偿, 根据文[3,4], 此结构可获得 25% 左右的阻抗带宽 (单个馈电点时). 四个探针的平衡馈电方式不仅可以获得好的宽角 AR, 而且可以大大改善阻抗带宽. 阻抗频带和宽角 AR 频带间存在不一致, 阻抗带宽在一定条件下随着微带天线厚度的增加而增加, 而厚度的增加会使表面波和高次模的激励更加严重, 从而恶化宽角 AR 性能. 这种不一致性严重制约了宽角 CP 微带天线的带宽. 四点平衡馈电由于其宽阻抗带宽性能可以缓解这种矛盾, 因为它可以牺牲单个馈电点的阻抗带宽来获得宽带宽角 AR, 同时保证总的输入端口仍有足够的阻抗带宽. 所以, 我们可以调整 h_3 和 S 值, 来优化宽角圆极化带宽. 经实验研究发现, 当 h_3 大约为 $0.06\lambda_0$, S 大约为 $0.048\lambda_0$ (λ_0 为自由空间里的中心频率波长) 时, 宽角 CP 带宽获得最佳值.

收稿日期: 2001-07-23; 修回日期: 2002-03-26

近耦合馈电一方面能提供补偿探针感抗的容抗;另一方面可以避免探针焊接馈电和裂缝耦合馈电等带来的不连续而引起高次模激励,而高次模的激励会恶化 AR。贴片是采用圆形贴片,但方形贴片同样适用,而且探针也可用其它形式的容性探针代替,如 L 探针等。

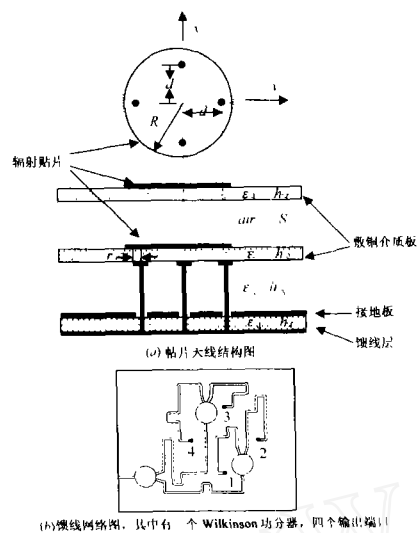


图 1 宽带宽角圆极化微带天线结构图,该天线辐射右旋圆极化波

天线馈线结构如图 1(b)所示

示,在宽带宽角 CP 天线中,馈电网络起着重要的作用。四个端口的激励必须等幅,相位依次差 90° ,且在宽频带内为天线提供匹配的输入。任何阻抗失配和幅相误差都会导致 AR 的恶化。如图 1(b)所示,通过三个 Wilkinson 功分器提供等幅激励,而 90° 的相位差则为了简单起见采用端口之间的馈线长度差四分之一中心频率波长来获得。每个功分器均使用片状隔离电阻,确保四个端口之间相互隔离,由对称性可知,端口间幅度误差很小。显然,随着频率偏离中心频率,相位误差线性增加;虽然和幅度误差相比,相位误差对 AR 的影响较小^[14],但当频带超过 20% 后,其对 AR 的影响十分显著,从而严重制约了宽角 AR 带宽。解决方法有两种:一是采用数字移相器;二是利用耦合线固定移相,它来源于差分移相器,能在倍频程内提供几乎不变的移相^[15]。它们的缺点是加工难度高、占用面积较大,受加工工艺和馈电层能用面积的制约。就本文设计的天线来说,由后面的分析可知,简单的馈线网络在一定程度上制约了宽带宽角 CP 微带天线的带宽。

3 实验结果和讨论

我们按上述天线结构设计了一个中心频率为 1.8GHz(这里的中心频率针对轴比频带,同时馈线网络也按中心频率设计)的宽角 CP 微带天线,并对其电气性能进行了测试。从实用性强和一致性好的角度考虑,将蚀刻有圆形贴片的两层敷铜板的厚度均定为 1.5mm(即 $h_1 = h_2 = 1.5\text{mm}$),这有利于保证基片表面平整度,因为太薄的基片容易变形。激励贴片下的介质厚度为 $h_3 = 10\text{mm}$ (约 $0.06\lambda_0$),空气层厚度为 $S = 8\text{mm}$ (约 $0.048\lambda_0$),总厚度为 21mm(约 $0.126\lambda_0$),天线的其它参数如下: $\epsilon_1 = 2.6, \epsilon_2 = 2.6, \epsilon_3 = 2.2, d = 19\text{mm}, r = 4.1\text{mm}$,上层贴片 $R_1 = 24\text{mm}$,下层贴片 $R_2 = 23.5\text{mm}$,为叙述方便称该天线为天线 1。

图 2(a)是 VSWR 实测曲线,图 2(b)是 AR 实测曲线。可见阻抗带宽很宽(低频截止频率为 1.54GHz),接近 1GHz,且高频端比低频端有更好的 VSWR。这是因为当频率升高时,天线

的电气厚度相应增加的缘故。由图 2(b)可知,宽角 AR 频带为 1.55~2.02GHz,若按中心频率等于 $(f_L + f_H)/2$ (f_L, f_H 分别表示频带的低频和高频)的定义,中心频率应为 1.785GHz,与设计中心频率 1.8GHz 相比偏离了 15MHz,所以宽角 AR 带宽为 26.33%,并且宽角 AR 频带在阻抗频带内。

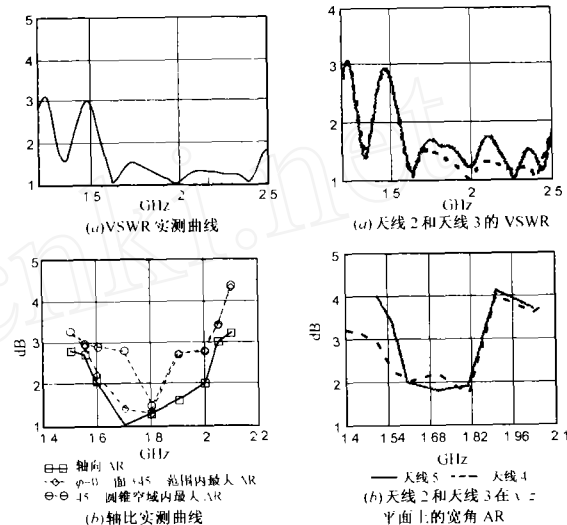


图 2 图 3 天线 2 和天线 3 的 VSWR 和 AR 特性

然而,可以看出宽角 AR 频带在阻抗频带的低频部分,一方面是因为馈线网络是按中心频率 1.8GHz 设计的,随着频率偏离 1.8GHz,馈线网络的移相误差线性增加,导致 AR 升高。从一定程度上说,由于馈线网络造成的线性移相误差限制了宽角 AR 带宽。在宽角 AR 频带(1.55GHz~2.02GHz)内,对四个输出端口之间的相位差进行了测量,若以第一个端口(见图 1(b))为标准,则第二、三、四个端口依次为: $-76.35^\circ \sim -100.25^\circ, -159.3^\circ \sim -207.5^\circ, -234^\circ \sim -301.1^\circ$;而幅度误差不超过 0.5dB。可见相位误差较大,虽然获得了较宽的宽角 AR 带宽(归因于幅度误差很小,再加上采用平衡馈电方式),但由于移相误差线性增加使得宽角 AR 带宽再难进一步展宽,由此可见若想获得更宽的宽角 AR 带宽,需要改进馈线网络,减小移相误差。

另一方面,当频率升高时,天线的电气厚度增加,高次模和表面波的激励也越来越严重,从而制约了宽角 AR 频带。高次模和表面波激励的大小主要和激励贴片下的介质厚度有关,因此当激励贴片下的介质厚度一定时,AR 频带所能达到的最高频率范围就确定了,而同时阻抗频带所能达到的最低频率范围也确定了,所以需要优化激励贴片下的厚度,使阻抗和 AR 在频带内都满足要求。同时调整寄生贴片和激励贴片间的厚度,可以优化 AR 带宽。由文[11]可知,两贴片间距越近,耦合越强,激励贴片下的高次模和表面波对轴比影响就越强烈,两贴片间距越远,耦合越松,激励贴片下的介质对高次模和表面波的束缚就越紧,其影响就越小。但若两贴片间距太远,又会在寄生贴片下激励新的高次模和表面波。因此 h_1 和 S 有个最佳值(当蚀刻贴片的介质板选定)。

为了说明 S 变化对宽角轴比带宽的影响,我们分别对当 $S = 10\text{mm}$ 和 $S = 5\text{mm}$ (其它参数不变)的两种宽角圆极化贴片

天线(分别称为天线 2、天线 3)进行了实验测试.图 3(a)是其 VSWR 测试曲线,天线 3 在低频端的截止频率是 1.554GHz,天线 2 在低频端的截止频率是 1.547GHz,可见 S 在一定范围变化时,对阻抗频带影响很小,只是当 S 减小时会使阻抗频带的低频端稍有缩减.

图 3(b)是在 $\varphi = 0^\circ$ 平面上的宽角 AR 曲线,与天线 1 相比,天线 2 在 $\varphi = 0^\circ$ 平面上的宽角轴比带宽缩短了,主要是频带的高频部分缩短了,而频带的低频却得到了展宽.这是因为虽然寄生贴片和激励贴片间是松耦合,但由于间距太远,高频时会激励较强的高次模和表面波.而在低频时,不会激励新的高次模和表面波,同时激励贴片下的高次模

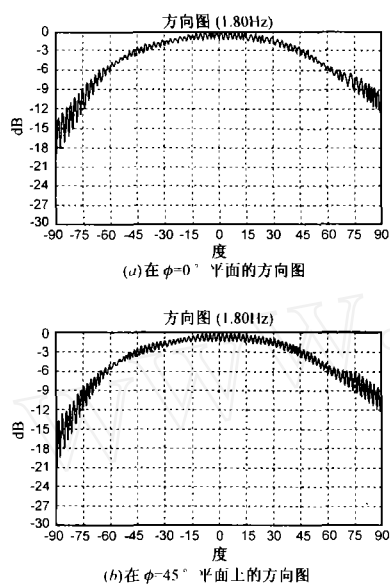


图 4 天线 1 在 1.8GHz 时的方向图

和表面波被紧紧束缚介质中,因此对天线的 AR 特性影响较小.与天线 1 比较,天线 3 在 $\varphi = 0^\circ$ 平面上的宽角轴比频带在高频端和低频端均缩短了,这归因于两贴片间耦合太强,使得激励贴片下的高次模和表面波严重影响了天线的 AR 特性.

图 4 是 1.8GHz 时天线 1 在方位角为 0° 和 45° 时测得的方向图.测量是在微波暗室中进行的,发射天线采用带有反射板的线极化振子天线并快速旋转.由于缺乏标准的 CP 天线作为发射天线,未测量宽角 CP 天线的增益.但在宽角 AR 频带内测量的方向图发现,其 3dB 波束宽度变化很小,可以断定频带内增益变化不大.

4 结论

本文提出了一种新的宽带宽角圆极化贴片天线设计方法,并对此进行了实验研究.在利用容性探针近馈电的基础上,通过平衡馈电,使得天线的阻抗带宽($VSWR \leq 2$)和宽角轴比(45° 圆锥空域内的 $AR \leq 3dB$)带宽达到 20% 以上.实验测试表明,通过该方法设计的宽角圆极化微带贴片天线,其宽角轴比带宽达到 26.33%,同时频带内 VSWR 均满足要求.同时我们还考察了容性探针下的介质厚度、激励贴片和寄生贴片间的厚度对天线的 AR 特性和 VSWR 特性的影响,实验发现当容性探针下的介质厚度 h_1 、空气层厚度 S 分别约为 0.06、0.048 中心频率波长时,宽角轴比带宽可获得最佳值.因为幅相误差直接导致 AR 的恶化,本文也讨论了馈线网络的设计,并指出馈线网络提供的幅相精度将在一定程度上制约了宽角 AR 带宽.所以,为了获得更宽的宽角圆极化带宽,必须降低馈线网络的幅相误差.由于其宽带宽角圆极化特性和天馈线一体化的结构,也使得它非常适合作为阵列天线单元.

参考文献:

- [1] S D Targonski, R B Waterhouse, D M Pozar. Design of wideband aperture-stacked patch microstrip antennas[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, Sep. 1998, AP-46(9):1245 - 1251.
- [2] K M Luk, C L Mak, Y L Chow, K F Lee. Broadband microstrip patch antenna[J]. Electron Lett, 1998, 34:1442 - 1443.
- [3] Rod B Waterhouse. Design of probe-fed stacked patches[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, Dec. 1999, AP-47(12):1780 - 1784.
- [4] Zhang-fa Liu, Pang-Shyan Kooi, Le-Wei Li, Mook-Seng Leong, Tat-Soon. A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, Sep. 1999, AP-47(9):1416 - 1420.
- [5] Sean M duffy. An enhanced bandwidth design technique for electromagnetically coupled microstrip antennas[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, Feb. 2000, AP-48(2):161 - 164.
- [6] Kin-fai Tong, Kwai-man Luk, Kai-fong Lee, Richard. A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, June 2000, AP-48(6):954 - 959.
- [7] Choon Sae Lee, Vahaka Nalbandian. Planar circularly polarized microstrip antenna with a single feed[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, June 1999, AP-47(6):1005 - 1007.
- [8] Raul R Ramirez, Nicolaos G Alexopoulos. Single feed proximity coupled circularly polarized microstrip monofilar archimedean spiral antenna array[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, June 1999, AP-47(2):406 - 407.
- [9] Jui-Han, Chia-Luan, Kin-Lu Wong. Single-feed slotted equilateral-triangular microstrip antenna for circular polarization[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, July 1999, AP-47(7):1174 - 1178.
- [10] Nemai cC Karmakar. Circularly polarized aperture-coupled circular microstrip patch antennas for L-band applications[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, May 1999, AP-47(5):933 - 939.
- [11] Rod B Waterhouse. Stacked patches using high and low dielectric constant material combinations[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, Dec 1999, AP-47(12):1767 - 1771.
- [12] C l Mak, K M Luk, K F Lee, Y L Chow. Experimental study of a microstrip patch antenna with an L-shaped probe[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, May 2000, AP-48(5):777 - 782.
- [13] Kin-Lu Wong, Tzung-Wern Chiou. Broad-Band Single-Patch Circularly Polarized Microstrip Antenna with Dual Capacitively Coupled Feeds[J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, Jan. 2001, AP-49(1):41 - 44.
- [14] D M Pozar, S D Targonski. Axial ratio of circularly polarized antennas with amplitude and phase errors[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Oct. 1990, 32(5):45 - 46.
- [15] Burkhard Schiek, Jurgen Kohler. A method for broad-band matching of microstrip differential phase shifters[J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Aug. 1977, MTT-25(8):666 - 671.

作者简介:

胡明春 男,1963 年 2 月生于江苏扬州,1984 年毕业于中国科技大学空间物理专业,1989 年毕业于南京电子工程研究中心电磁场与微波技术专业,获硕士学位,现任信息产业部第十四研究所天线微波部主任、高级工程师、硕士生导师,从事微波天线研发和设计工作.