

一种双模宽波束平面天线及其相控阵应用

帅 翔, 肖绍球, 王秉中

(电子科技大学物理学院 成都 610054)

【摘要】该文提出了一种双模宽波束平面天线单元,并基于此单元实现了具有大角度扫描特性的相控阵天线。该天线由两个平行的磁偶极子和一个电偶极子组成,其中磁偶极子是三边短路的微带贴片,电偶极子是带有扇形加载的金属条带。通过使用两个磁偶极子,工作带宽得到了有效拓展。天线10 dB阻抗带宽的测量值为5.3% (5.55~5.85 GHz),工作频带内E面的半功率波束宽度大于140°。对单元间距为 $0.23\lambda_0$ (λ_0 为在自由空间中心频率对应的波长)的8单元线阵的扫描特性进行了研究。测试结果表明,该天线阵的主波束可以在增益3 dB波动范围内从-60°扫描到+60°,同时扫描的3 dB波束覆盖范围可以从-76°到+78°。天线及其阵列的仿真和实验结果符合得较好。

关键词 电偶极子; 磁偶极子; 相控阵; 大角度扫描; 宽波束

中图分类号 TN82 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2018.06.006

A Dual-Mode Widebeam Planar Antenna and Its Phased Array Applications

SHUAI Xiang, XIAO Shao-qi, and WANG Bing-zhong

(School of Physics, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract A novel dual-mode widebeam planar antenna is proposed to fulfill the requirements of wide-angle scanning phased array application. It consists of two parallel magnetic dipoles and one electric dipole. The magnetic dipole is a microstrip patch with three shorted edges and the electric dipole is a metal strip with fan-shaped loading. With the utilization of two magnetic dipoles, the bandwidth is enhanced compared to one magnetic dipole. The measured 10-dB impedance bandwidth is 5.3% (5.55-5.85GHz) and the 3 dB beamwidth in E-plane is more than 140° within the whole working band. An array composed of eight elements with $0.23 \lambda_0$ spacing (λ_0 is the free space wavelength of central frequency) is also investigated. The main beam direction of the array can scan from -60° to 60° in E-plane with a gain fluctuation of less than 3 dB and the scanning 3 dB beam can cover a range from -76° to 78°. Good agreement between simulation and measurement is achieved.

Key words electric dipole; magnetic dipole; phased array; wide-angle scanning; widebeam

近年来,宽角扫描阵列天线由于具有无惯性波束扫描,可以同时跟踪多个目标等优点而在雷达和无线通信技术中得到广泛的应用^[1-4]。天线单元作为组成阵列的关键器件,其工作特性直接影响着阵列整体性能的优劣。具有宽波束特性的天线由于信号具有较大的覆盖范围,是实现宽角扫描阵列的重要方案之一。宽波束天线同时也在卫星通信中得到了广泛的应用,可以有效地增强接收天线低仰角信号的强度,提高通信质量。为此,国内外学者和工程技术人员开展了一系列的研究,提出了多种实现宽波束天线的解决办法。文献[5]提出了一款工作在中心频率2 323 MHz的天线,3 dB轴比波束宽度达到110°,其剖面高度为 $0.63\lambda_0$ 。文献[6]采用了圆极化微

带天线四周加载电偶极子的方式,利用电偶极子在俯仰面内的锥状波束展宽天线的辐射波束,该天线工作的中心频率为3 GHz,带宽为100 MHz,半功率波束宽度为156°,增益为3.5 dBi。

文献[7]提出了一款工作在GPS频段的的天线,3 dB轴比波束宽度达到112°,其剖面高度为 $0.16\lambda_5$ (λ_5 为GPS L5:1 176.45 MHz的自由空间波长)。文献[8]提出了一款中心频率为2.35 GHz的电-磁偶极子天线,电偶极子和磁偶极子的方向图在空间中互补,因此天线单向辐射,E面和H面的方向图均对称且近似相同,工作频带内增益为8.1 dBi,交叉极化抑制度优于40 dB,前后比特性良好。文献[9]提出了一款具有宽轴比波束特性的电磁偶极子天线,方向图具

收稿日期: 2017-03-27; 修回日期: 2017-11-26

基金项目: 国家自然科学基金(61331007, 61571087); 四川省杰出青年基金(2015JQ001)

作者简介: 帅翔(1982-),男,博士生,主要从事天线与阵列技术方面的研究。

有对称的特性, 其3 dB波束宽度为85°, 剖面高度为0.25λ₀。

上述具有宽波束特性的天线剖面较高, 不适合应用在体积受限和共形的场合。大量文献报道了实现低剖面宽波束天线的多种方案, 并应用在大角度扫描的阵列中。文献[10]最先提出了一种利用微带天线实现平面磁偶极子天线的形式。文献[11]在此基础上提出了一款具有垂直极化特性的磁偶极子贴片天线, 其三边短路, 一边开路作为等效磁流, 利用等效磁流的全向特性, 用多个单元构建了具有准端射辐射特性的阵列天线。文献[12]提出了一款加载梳状槽的贴片天线, 通过在贴片四周加载短路柱增强隔离, 可以实现天线带宽为4.3%, 剖面为0.1λ₀, 最大扫描角度为±60°。

本文利用两个工作在不同频率的磁偶极子, 通过扇形枝节加载的电偶极子馈电, 激发出两种不同的工作模式, 设计出一款工作在5.55~5.85 GHz的E面宽波束的平面天线, 并采用8个单元组成了线形阵列。测试结果表明, 工作频带内其单元的E面波束宽度优于±70°, 峰值增益为6.2 dBi, 前后比优于28 dB。阵列主波束的增益降低3 dB时最大可以扫描到偏离侧射方向±60°。

1 宽波束天线的设计

1.1 天线的结构

天线单元由两个平行放置的磁偶极子和放置于磁偶极子中间的电偶极子组成, 如图1所示。

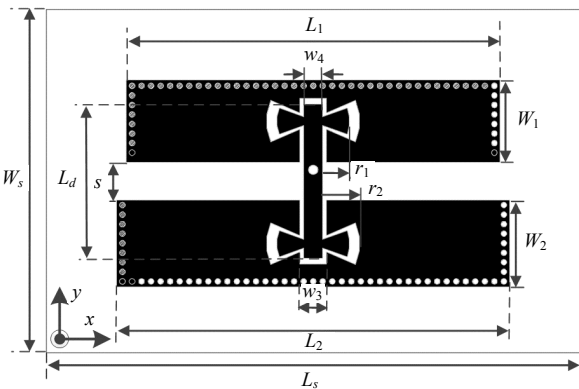


图1 宽波束天线的结构以及尺寸参数图

磁偶极子由3边短路, 一边开路的微带贴片构成。电偶极子由50 Ω同轴馈电, 两端是加载的扇形枝节, 整个天线印刷在Rogers5880基片(相对介电常数为2.2, 损耗正切角为0.002)的上层, 基片的底层是地平面。整个单元的尺寸是80 mm×60 mm×

1.6 mm, 即0.75λ₀ × 0.42λ₀ × 0.03λ₀。天线的尺寸参数在图1中标注, 具体的数值在表I中列出。此外, 接地孔的半径为0.3 mm, 接地孔之间的距离为1 mm。

表1 天线的详细尺寸

参数	取值/mm	参数	取值/mm
<i>L_s</i>	80	<i>s</i>	4
<i>W_s</i>	60	<i>L_d</i>	16.2
<i>L₁</i>	41.2	<i>w₃</i>	2.8
<i>W₁</i>	9.2	<i>w₄</i>	2.0
<i>L₂</i>	39.6	<i>r₁</i>	4
<i>W₂</i>	8.6	<i>r₂</i>	5.4

1.2 工作机理

由于两个磁偶极子天线工作机理类似, 因此将天线沿与磁偶极子平行的中线剖分为两部分, 如图2所示, 便于分析。

由图2可以看出, 电偶极子两端都是加载的扇形枝节, 这样能量通过细槽耦合到贴片, 便于扩展带宽。磁偶极子的宽度是0.25λ_g, 长度约为λ_g。考虑到实际加工的因素, 短路壁用密排的接地孔表示, 孔的半径为0.3 mm, 孔的间距为1 mm。开路的一边分布着垂直于基片的电场*E*, 由于基片很薄, 电场强度和方向不变, 根据等效原理, 磁流*M_s*沿着长边*x*的方向, 等效为一个辐射孔径。

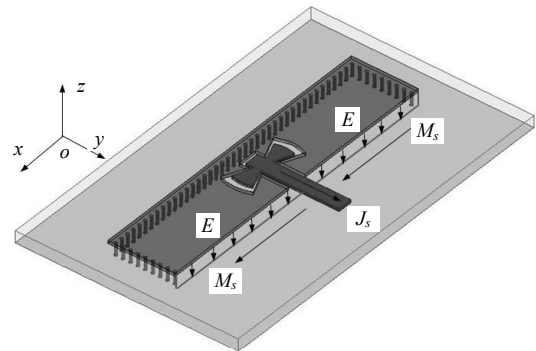
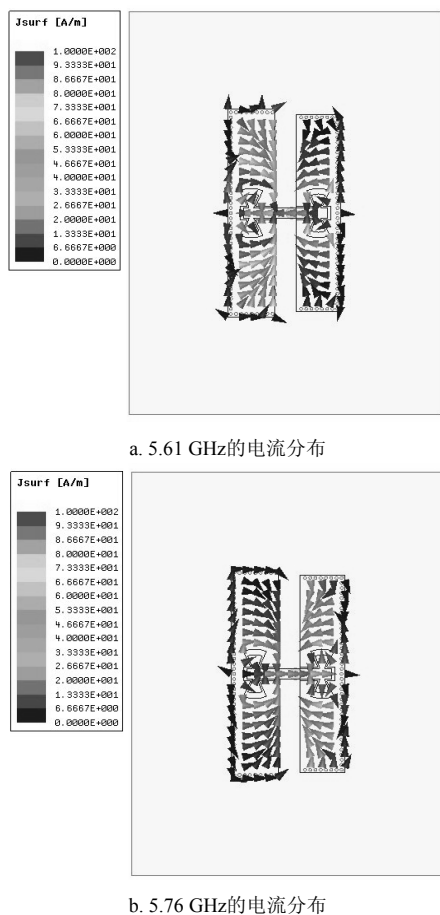


图2 宽波束天线的工作原理图

根据镜像原理, 磁流加倍为2*M_s*。由此看出, 天线是基于磁偶极子的模式工作, 而电偶极子主要起阻抗匹配和传递能量的作用。根据磁流的全向辐射特性, 在上半空间的*yo*z面具有近似全向的辐射方向图。

现在对天线的表面电流分布作进一步的分析。首先对天线用HFSS 15.0软件进行全波仿真。由端口的反射系数可知天线的两个谐振点是5.61 GHz和5.76 GHz。



a. 5.61 GHz 的电流分布

b. 5.76 GHz 的电流分布

图3 宽波束天线的电流分布图

当天线工作在5.61 GHz,如图3a所示,较强的电流分布在扇形枝节周围,较长的磁偶极子上分布的电流强度较大,说明较长磁偶极子的辐射起主要作用;当天线工作在5.76 GHz,如图3b所示,较短的磁偶极子上分布的电流强度较大,说明较短的磁偶极子辐射起主要作用。当天线在全频段内工作时,两个磁偶极子的等效孔径均起主要作用。

2 单元的工作性能

2.1 天线单元的反射系数

天线的回波损耗由安捷伦的矢量网络分析仪E5071B测量得出,如图4所示。10 dB阻抗带宽是5.3% (5.55~5.85 GHz),比单个磁偶极子的带宽有所展宽,实验和仿真结果比较接近。但是在低频点谐振频率略低,高频谐振点测试结果要高20 MHz,而且谐振较深,阻抗匹配特性还要好些,这些与加工的误差,接头与天线的匹配等因素有关。

天线中磁偶极子的长度和宽度主要决定谐振频率,而当谐振点确定之后,馈电点离电偶极子中心的距离 P ,两个磁偶极子之间的距离 S 对反射系数的影响较大。

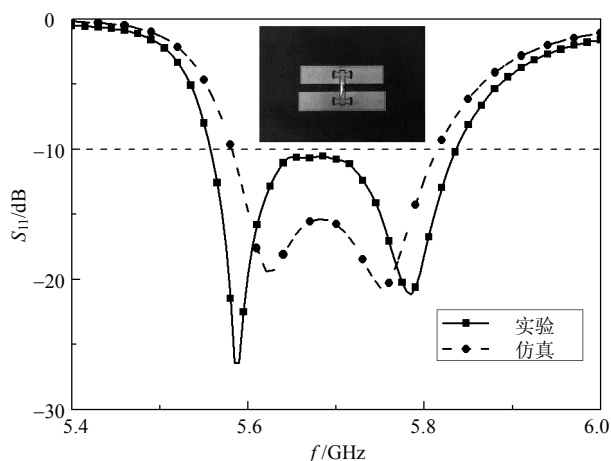
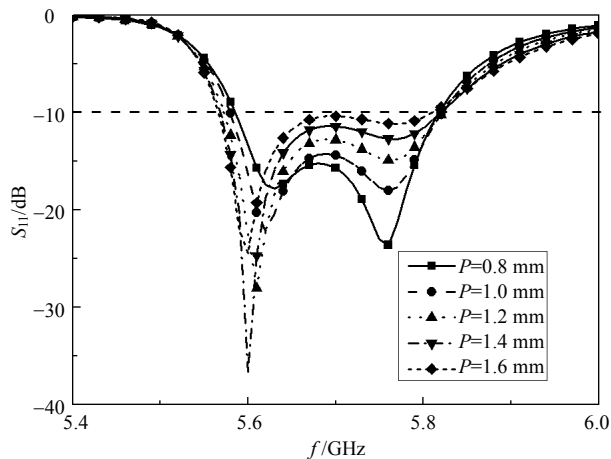


图4 天线的反射系数

现在以馈电点与天线的距离参数 P 为例,观察反射系数随不同参数 P 的变化,图5说明反射系数对 P 的变化比较敏感。这里取仿真得到的最优值 $P=1.2$ mm。实际加工中,参数 P 的较小误差都会导致反射系数曲线的明显变化。

图5 馈电位置 P 对反射系数的影响

2.2 天线单元的辐射特性

远场方向图在Satimo公司的StarLab System中测试,天线测试的状态如图6所示。

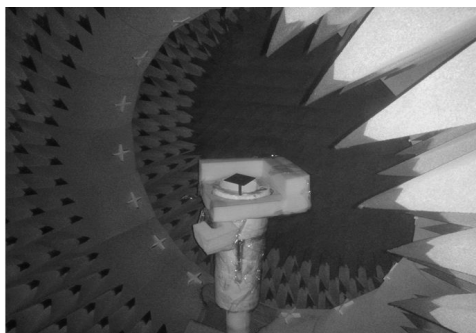


图6 天线在暗室中的测试图

仿真和测试的方向图如图7所示,可以看出E面和H面的主极化方向图符合得很好。天线工作在

5.61 GHz时, E面的3 dB波束范围从 $-74^\circ \sim 76^\circ$, 工作在5.76 GHz时, E面的3dB波束范围从 $-74^\circ \sim 82^\circ$, H面波束则较窄。两个面的交叉极化抑制制度均优于20 dB, 但比仿真的40 dB抑制制度有所恶化, 这与加工误差有关。此外, H面的交叉极化在低仰角不太理想, 这是由于磁偶极子的沿y方向的磁流受到了电偶极子的扰动, 增大了交叉极化分量。

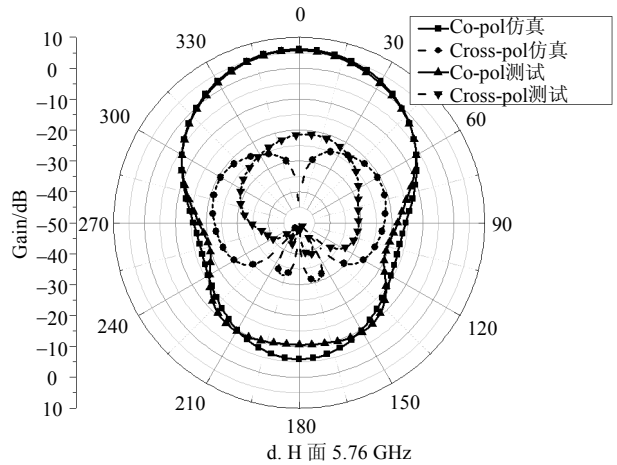
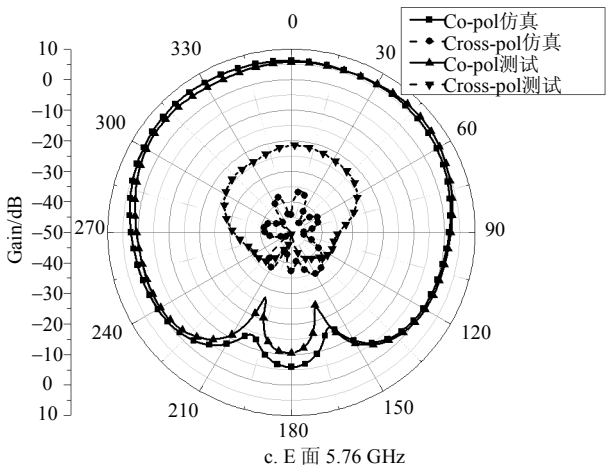
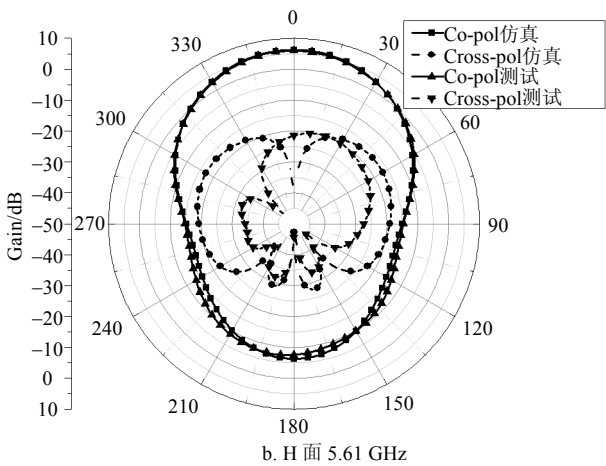
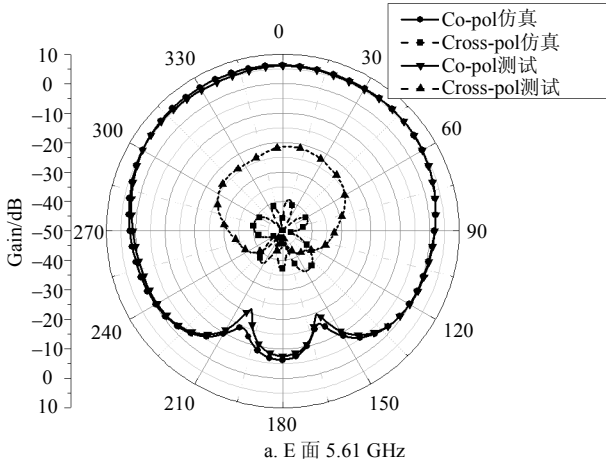


图7 天线的远场测试方向图

3 扫描阵列的结果和分析

3.1 阵列的设计和分析

设计时为了避免出现栅瓣, 单元间距 d 应不大于半波长^[13]。如图8所示, 将8个宽波束单元以相同的距离排成线阵。通过仿真确定当距离 $D=22.5$ mm时各单元端口的驻波和主波束的扫描特性最佳。

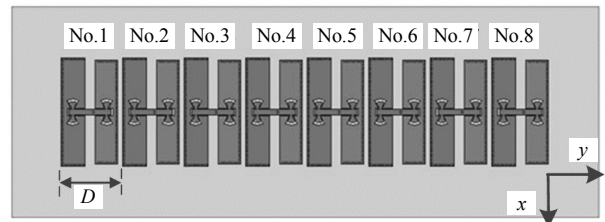


图8 阵列的拓扑图

现在给出单元1和其余7个单元的耦合情况, 如图9所示。工作在5.61 GHz时, 单元距离越大, 耦合越小, 最近的两个单元耦合也在 -10 dB以下。

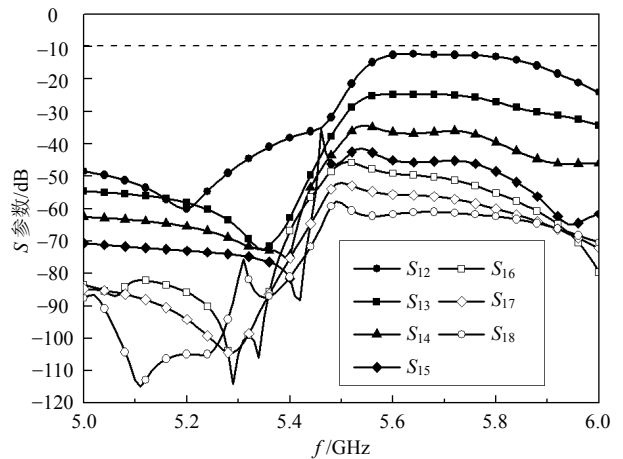


图9 单元1和阵列其他单元的耦合系数

由阵列的仿真结果分别提取各单元的有源单元方向图, 其结果由图10a和图10b共同给出。

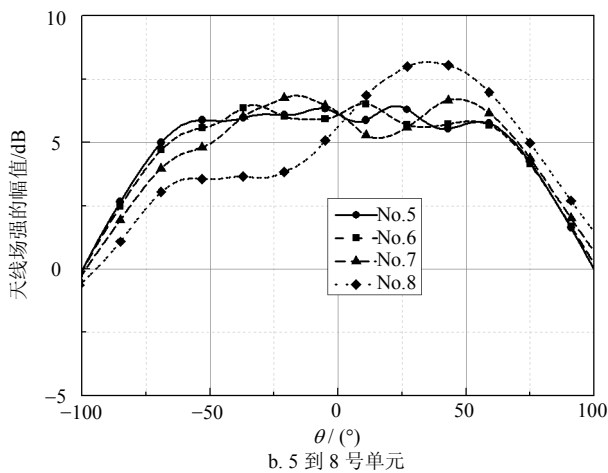
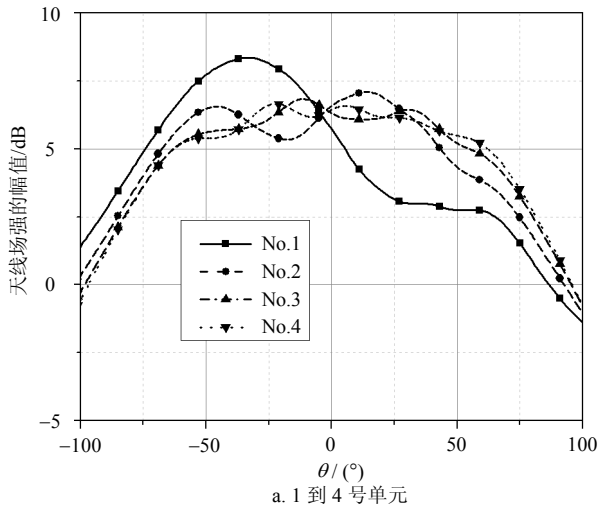


图10 单元1到8的有源单元方向图

对每个端口依次馈入渐变的相位 $0, \alpha_0, 2\alpha_0, \dots, 7\alpha_0$, 主波束依次扫描。随着扫描角度的增大, 波束宽度逐步增加, 仿真结果如图11所示。方向图的主波束从 -66° 扫描到 70° 的详细信息如表2所示。

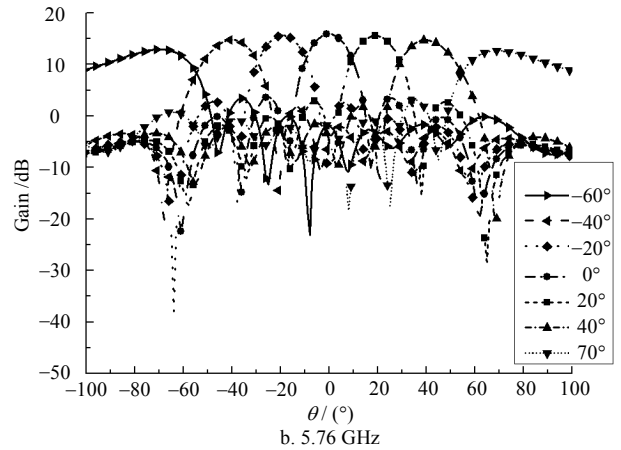
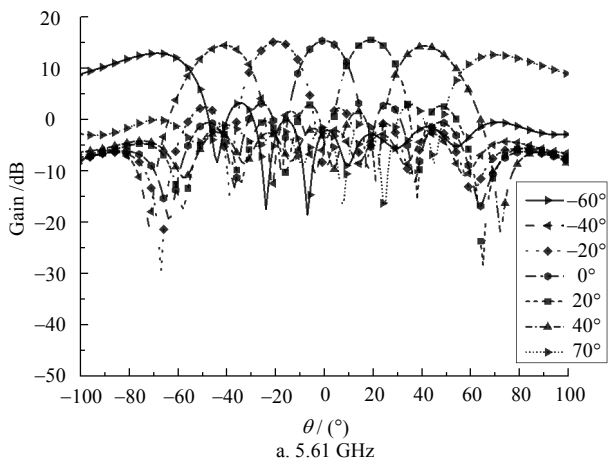


图11 仿真得到的阵列扫描方向图

表2 仿真的E面扫描方向图

$\theta/^\circ$	Gain/dBi		SLL/dB	
	5.61 GHz	5.76 GHz	5.61 GHz	5.76 GHz
-66	12.9	12.7	9.6	9.2
-40	14.5	14.7	12.9	12.5
-20	15.3	15.5	13.1	13.2
0	15.4	15.9	13.3	12.7
20	15.1	15.6	12.9	13.5
40	14.4	14.8	12.	13.3
70	12.7	12.7	9.7	9.4

3.2 阵列的加工、测试和结果分析

阵列同样采用厚度为1.6 mm的Rogers5880基片, 8单元阵列的总尺寸是218 mm×80 mm。分别测量第1个到第8个单元的有源单元方向图, 并保存备用。

设 $f_m(\theta, \varphi)$ 是第 m 个单元在阵列环境中的方向图即有源单元方向图, 它代表当第 m 个单元端口匹配良好并采用单位电压激励, 其余单元端口接上匹配负载使得各自的反射电压波可以忽略的情况下阵列的辐射方向图。因此, 总辐射场的表达式^[14]为:

$$E(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^N a_m g_m f_m(\theta, \varphi) \quad (1)$$

式中, a_m 是第 m 个单元的幅度激励系数; g_m 是第 m 个单元的相位激励因子。设阵列的每个单元都是等幅激励, 相位是线性渐变激励, 即 $a_m=1, g_m=e^{j(m-1)\alpha}$ (设第1个单元的激励相位是 $0^\circ, \alpha$ 是相邻单元激励的相位差)。因为 $f_m(\theta, \varphi)$ 包含了所有互耦的影响并隐含了由单元位置决定的空间相位信息, 所以式(1)计算总场的结果是精确的。

方向图的测试结果如图12所示。主波束在E面扫描, 增益和副瓣信息在表格3中列出。由此可见, 扫描特性相比仿真结果有一定程度的下降, 主要因素包括: 实际加工的接地孔金属化程度不完全; 同轴

接头和匹配负载的工作频率超过标称的5 GHz; 加工误差和焊接的因素。从表3可以看出, 扫描到最大角时副瓣低于主瓣6.1 dB。

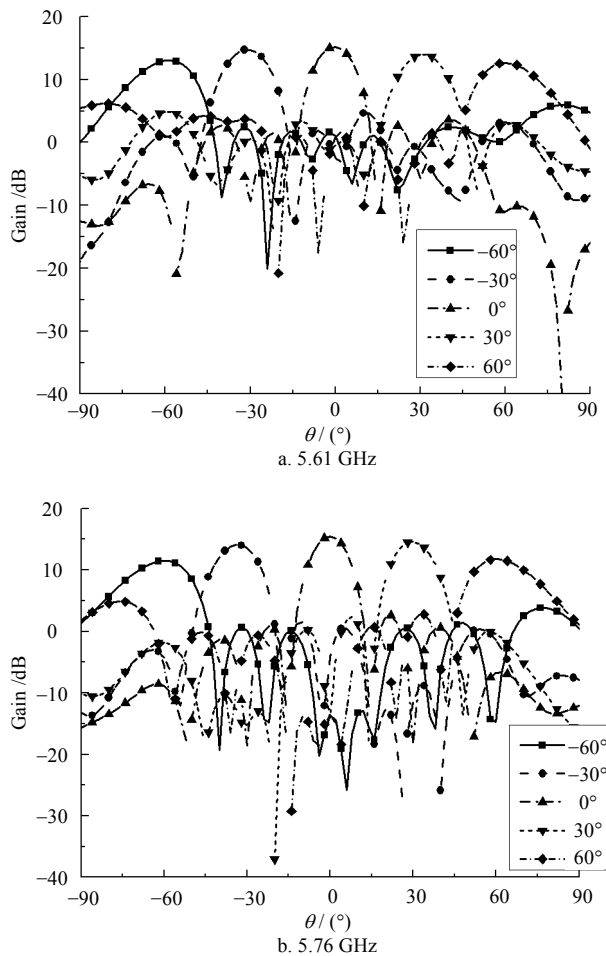


图12 阵列的实测扫描方向图

表3 测量的E面扫描的方向图

$\theta / (^{\circ})$	Gain/dBi		SLL/dB	
	5.61 GHz	5.76 GHz	5.61 GHz	5.76 GHz
-60	12.9	11.4	6.1	9.0
-30	14.7	14.3	11.5	12.6
0	15.2	15.4	11.7	12.8
30	14.0	14.5	9.1	11.5
60	12.7	11.8	6.5	6.9

4 结束语

本文提出了一款基于磁偶极子工作的双模宽波束平面贴片天线, 分析了该天线的工作机理, 通过仿真分析和加工, 验证该天线具有剖面低, 易加工, E面可以实现优于 $\pm 70^{\circ}$ 宽波束, 工作带宽有所拓宽等诸多优点。为了发挥天线宽波束特性的优势, 加工了一款8个单元组成的线形阵列, 测试结果表明该阵列主波束可以扫描到 $\pm 60^{\circ}$ 而保持良好的辐射特性。

参 考 文 献

- [1] VALAVAN S E, TRAN D, YAROVY A G, et al. Dual-band wide angle scanning phased array in X/Ku bands[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(5): 2514-2521.
- [2] KASEMODEL J A, CHEN C C, VOLAKIS J L. Wideband planar array with integrated feed and matching network for wide angle scanning[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(9): 2514-2521.
- [3] CHENG Y F, DING X, SHAO W, et al. A novel wide-angle scanning phased array based on dual-mode pattern reconfigurable elements[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 396-99.
- [4] BAI Y Y, XIAO S Q, TANG M C, et al. Wide angle scanning phased array with pattern reconfigurable elements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(11): 4071-4076.
- [5] TANG C L, CHIOU J Y, WONG K L. Beamwidth enhancement of a circularly polarized microstrip antenna mounted on a three-dimensional ground structure[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2002, 32(2): 149-153.
- [6] WU C, HAN L, YANG F, et al. Broad beamwidth circular polarisation antenna: Microstrip-monopole antenna[J]. Electronics Letters, 2012, 48(19): 1176-1178.
- [7] TA S X, CHOO H, ZIOLKOWSKI R W, et al. Multiband, wide-beam, circularly polarized, crossed, asymmetrically barbed dipole antennas for GPS applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(11): 5771-5775.
- [8] LUK K M, WONG H. A new wideband unidirectional antenna element[J]. International Journal of Microwave and Optical Technology, 2006, 1(1): 35-44.
- [9] MAK K M, LUK K M. A circularly polarized antenna with wide axial ratio beamwidth[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(10): 3309-3312.
- [10] KALOI C M. Asymmetrically fed magnetic microstrip dipole antenna: US 4095227[P]. 1978.
- [11] XUE Q, LIU J H. Microstrip magnetic dipole yagi array antenna with endfire radiation and vertical polarization[J]. IEEE Transactions on Antennas Propagation, 2013, 61(3): 1140-1147.
- [12] VALAVAN S E, TRAN D, YAROVY A G, et al. Planar dual-band wide scan phased array in X band[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(10): 5370-5375.
- [13] 薛正辉, 李伟明, 任武. 阵列天线分析与综合[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011. XUE Zheng-hui, LI Wei-ming, REN Wu. Array antenna analysis and synthesis[M]. Beijing: Beihang Publishing House, 2011.
- [14] MAILLOUX R J. Phased array antenna handbook[M]. Norwood, MA: Artech House, Inc. 2005.