

基于宽波束磁电偶极子天线的宽角扫描线性相控阵列

杨浩楠 曹祥玉 高军 杨欢欢 李桐

Wide-angle scanning linear phased arrays based on wide-beam magneto electric dipole antenna

Yan Hao-Nan Cao Xiang-Yu Gao Jun Yang Huan-Huan Li Tong

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 70, 014101 (2021) DOI: 10.7498/aps.70.20201104

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.70.20201104>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种宽角域散射增强超表面的研究

Research of a wide-angle backscattering enhancement metasurface

物理学报. 2018, 67(19): 198101 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20181053>

基于等效介质原理的宽角超材料吸波体的理论分析

Theoretical analysis of wide-angle metamaterial absorbers based on equivalent medium theory

物理学报. 2020, 69(5): 054202 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191732>

基于可调石墨烯超表面的宽角度动态波束控制

Dynamic beam-steering in wide angle range based on tunable graphene metasurface

物理学报. 2018, 67(18): 184101 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180592>

基于场变换理论的大角度涡旋电磁波生成方法

Wide-angle method for vortex electromagnetic wave generation using field transformation

物理学报. 2020, 69(13): 135201 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200365>

基于热声相控阵列的声聚焦效应

Acoustic focusing by thermoacoustic phased array

物理学报. 2017, 66(15): 154302 <https://doi.org/10.7498/aps.66.154302>

基于宽禁带GaN基异质结结构的垂直型高温霍尔传感器

Demonstration of wide-bandgap GaN-based heterojunction vertical Hall sensors for high-temperature magnetic field detection

物理学报. 2019, 68(15): 158502 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190413>

基于宽波束磁电偶极子天线的宽角扫描 线性相控阵列*

杨浩楠[†] 曹祥玉 高军 杨欢欢 李桐

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

(2020 年 7 月 12 日收到; 2020 年 8 月 11 日收到修改稿)

设计并加工了两款基于宽波束磁电偶极子天线单元的宽角扫描线性阵列. 首先, 通过加载磁偶极子的方法拓展了天线单元的 3-dB 波束宽度. 然后, 基于该宽波束天线单元设计了两款具有良好宽角扫描特性的一维阵列天线. 实测结果表明, 天线单元的 E 面方向图 3-dB 波束宽度在 9 GHz—12 GHz 均大于 107°, H 面方向图 3-dB 波束宽度在 7 GHz—12 GHz 均大于 178°. E 面阵列中心单元的有源驻波比在 9 GHz—13 GHz 小于 2, 相对阻抗带宽为 36.36%. H 面阵列中心单元的有源驻波比在 9.6 GHz—12.6 GHz 小于 2.5, 相对阻抗带宽为 27.03%. E 面阵列在 9 GHz—12 GHz 可实现 $\pm 70^\circ$ 的有效宽角扫描. H 面阵列在 9 GHz—12 GHz 可实现 $\pm 90^\circ$ 的有效宽角扫描. 与传统的扫描阵列相比, 设计的阵列可实现有效宽带宽角扫描, 在 X 波段相控阵雷达方面具有广阔的应用前景.

关键词: 宽波束, 宽角扫描, 磁电偶极子天线, 相控阵

PACS: 41.20.Jb, 42.25.Bs

DOI: 10.7498/aps.70.20201104

1 引言

相控阵天线因其波束捷变特性在军事雷达领域及民用通信领域具有广阔的应用前景, 引起了学界的广泛关注. 微带阵列天线因其具有剖面低、易加工及易与载体共形等优点已成为相控阵天线的主流形式. 然而, 对于微带相控阵列天线而言, 其主波束扫描范围仅为 $\pm 50^\circ$, 且扫描过程中增益会下降 4—5 dB^[1]. 同时, 微带相控阵列天线的工作带宽在实际应用中也有很大问题. 这些缺点限制了微带相控阵列天线的应用范围, 同时, 也引起了学界对于宽带宽角扫描相控阵列天线的广泛研究.

近年来, 学界提出了几种拓展相控阵列扫描范围的方法. 第一种方法是利用方向图可重构天线单

元作为阵元^[2–7]. 天线单元的 3-dB 波束宽度并不是非常宽, 但是可以通过改变天线单元辐射方向图进行波束切换, 进而实现宽角扫描. 同时, 学界对于方向图可重构磁电偶极子天线单元进行了深入研究, 如 H 面波束宽度可重构磁电偶极子天线^[8,9], 双面波束宽度可重构磁电偶极子天线^[10]. 上述波束宽度可调的磁电偶极子天线在宽角扫描阵列的设计中应用前景广阔. 然而, 这类天线单元引入了额外的电子元件及控制电路, 从而增加了设计难度, 并对辐射方向图产生了不良影响.

与利用方向图可重构天线单元作为阵元不同, 另一类拓展相控阵列天线扫描范围的方法是采用宽波束天线单元作为阵元. 学界提出了多种拓展天线单元 3-dB 波束宽度的方法^[11–19], 如新型微带磁偶极子天线^[14]、采用寄生像素层^[15]以及使用电

* 国家自然科学基金 (批准号: 61671464, 61801508, 61701523), 陕西省自然科学基金基础研究计划 (批准号: 2018JM6040, 2019JQ-103) 和博士后创新人才支持计划 (批准号: BX20180375) 资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: 18220526812@163.com

壁^[16,17]. 值得注意的是, 文献 [12] 将常见的载体天线分为八类并指出了具有宽角扫描应用潜力的天线单元类型, 从而为设计宽波束天线提供了指导思路. 采用宽波束天线作为阵元使得阵列天线旁瓣水平升高, 文献 [20] 中的布阵策略可为解决这些问题提供参考.

常见的拓展相控阵列天线扫描范围的方法还包括利用梯度超表面^[21]作为阵列覆层. 当阵列发射电磁波透过特定设计的梯度超表面时, 波束偏转至更低角域, 从而拓展了阵列扫描范围.

就上述文献而言, 大多数研究集中于某个频点附近, 也就是说, 所设计的相控阵列天线仅能在点频范围内实现宽角扫描, 而对于能够在宽带范围内实现宽角扫描的相控阵列天线研究不足, 而这也正是实际应用亟需的.

本文设计并测试了两款基于宽波束天线单元的宽角扫描线性阵列. 首先, 通过加载微带磁偶极子方法拓展了天线单元的 3-dB 波束宽度. 基于此, 设计了两款 9 单元一维扫描阵列并进行了加工测试. 仿真和实测结果均表明, 加载的微带磁偶极子有效拓展了天线单元的 3-dB 波束宽度, 所设计

的一维阵列天线具备在宽频带范围内实现宽角扫描的能力.

2 宽波束天线单元结构的设计与分析

本文提出的宽波束天线单元主要由两部分组成 (图 1). 第一部分为微带磁电偶极子天线, 该结构与文献 [22] 中设计的天线类似, 通过介质板集成金属化过孔技术获得磁偶极子, 水平辐射贴片则充当电偶极子. 介质基板介电常数为 4.4, 损耗角正切为 0.0025. 第二部分为用来拓展天线 3-dB 波束宽度而加载的微带磁偶极子, 表 1 给出了天线单元的详细结构参数.

天线单元的宽带特性是宽带阵列的前提. 文献 [23] 中提出的磁电偶极子天线是一款结构简单、辐射性能稳定的宽带天线. 天线单元的宽波束特性可通过加载微带磁偶极子实现. 图 2 展示了宽波束天线单元的设计流程. 首先, 改变了文献 [22] 中天线的尺寸, 使其工作于 X 波段, 得到 1 号天线. 然后, 改变了 1 号天线的馈电结构及电偶极子的形状以获得更好的阻抗匹配特性, 得到 2 号天线. 利用

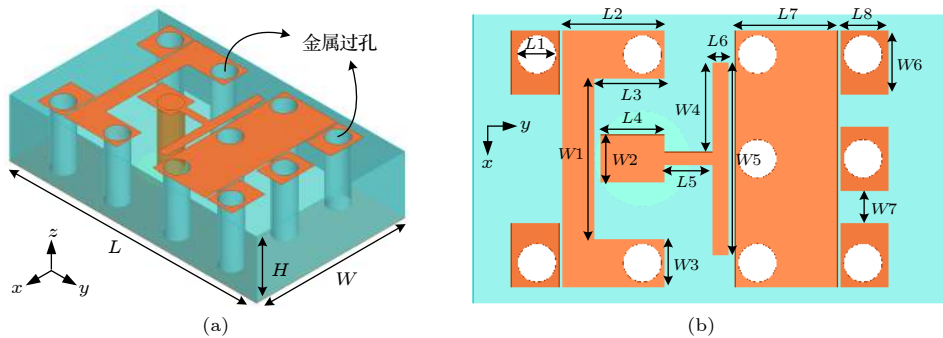


图 1 宽波束天线单元结构图 (a) 三维图; (b) 俯视图

Fig. 1. Structure of the wide-beam antenna: (a) 3-D view; (b) top view.

表 1 宽波束天线单元参数

Table 1. Parameters of the wide-beam antenna.

天线参数	L	W	H	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5	W_6	W_7
参数值/mm	15	9	3.5	0.6	3.2	2.2	2	1.5	0.5	3.2	1.5	5	1.5	1.5	2.8	6	2	1

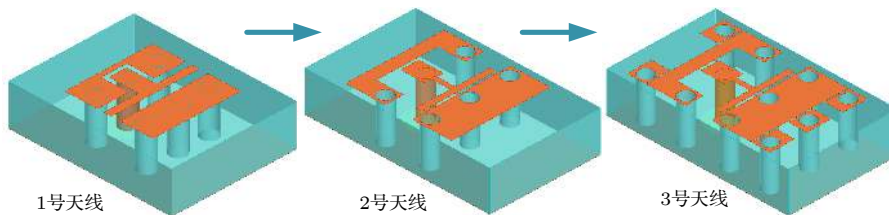


图 2 设计流程

Fig. 2. The design process.

电磁仿真软件 Ansys HFSS 对 2 号天线单元进行仿真, 计算其波束宽度. 图 3 给出了其在 10 GHz 下的辐射方向图. 由图 3 可知, 2 号天线单元 E 面方向图 3-dB 波束宽度仅为 82.3° , 未能达到希望的波束宽度 100° , 不能满足宽角扫描相控阵列天线的设计要求. 为拓展天线波束宽度, 在电偶极子两侧加载了微带磁偶极子. 由图 3 可得, 加载微带磁偶极子的 3 号天线, 其 E 面 3-dB 波束宽度由 82.3° 拓宽至 115.8° , H 面 3-dB 波束宽度由 119.8° 拓宽至 185.2° .

图 4 给出了 3 号天线单元 10 GHz 处一个周

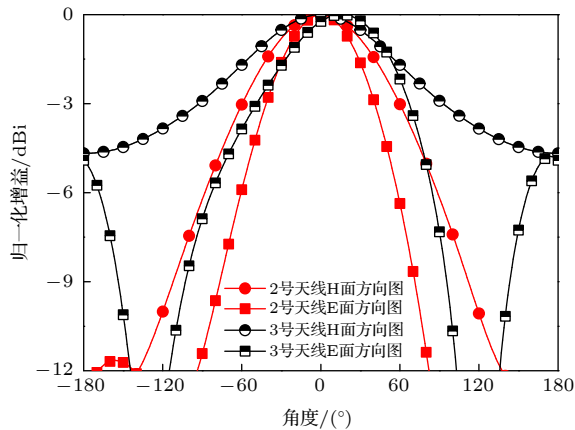


图 3 10 GHz 处 3-dB 波束宽度拓展效果

Fig. 3. The broadening effect of 3-dB beam-width at 10 GHz.

期内的表面电流分布图. 由图 4 可知, 新增加的金属化过孔表面电流与同侧原有金属过孔表面电流方向相同, 从而在原有等效磁流 M_2 的基础上增加了两个等效磁流 M_1 和 M_3 . 磁流平行于金属的模型可用镜像原理分析. 基于文献 [12] 对常见载体天线的分类, “磁流平行于电壁”类天线在上半空间拥有近乎全向的方向图. 新引入的等效磁流加强了天线在低仰角区域的辐射, 从而拓展了天线的方向图波束宽度.

图 5 给出了设计的宽波束天线单元的驻波比. 由图 5 可得, 设计的天线单元在 7.3—12.6 GHz 驻波比小于 2, 相对阻抗带宽为 53.26%. 图 6 给出了设计的宽波束天线单元在 7—12 GHz 的辐射方向图, 表 2 给出了天线单元在该频带范围内的 3-dB 波束宽度. 由表 2 可得, 天线单元的 E 面方向图 3-dB 波束宽度在 9—12 GHz 均大于 107° , H 面方向图 3-dB 波束宽度在 9—12 GHz 均大于 178° . 综合驻波比及 3-dB 波束宽度来看, 提出的天线单元已满足宽带宽角扫描相控阵列对于天线单元的设计要求. 然而, 波束展宽后, 天线单元的增益下降. 表 3 给出了参考天线及波束展宽后天线的增益数值.

将所提出的天线和目前已有的具有宽波束特性的磁电偶极子天线进行了对比 (表 4), 由表 4 可得, 本文所设计的磁电偶极子天线主要优势在于双面宽波束特性、宽带特性及低剖面特性.

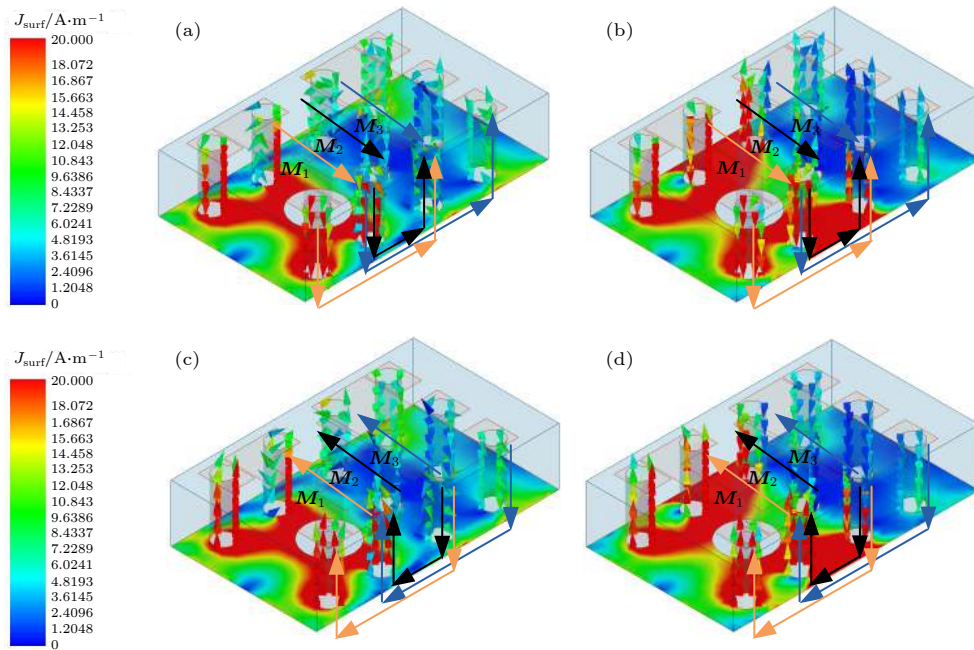


图 4 10 GHz 处电流分布图 (a) 0° ; (b) 90° ; (c) 180° ; (d) 270°

Fig. 4. The distribution of electric current at 10 GHz: (a) 0° ; (b) 90° ; (c) 180° ; (d) 270° .

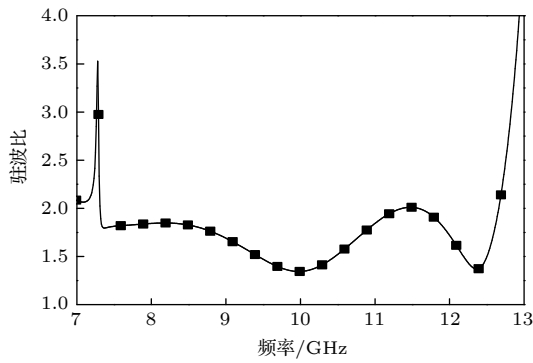


图5 天线单元驻波比

Fig. 5. VSWR of the antenna.

表2 天线单元 3-dB 波束宽度

Table 2. 3-dB beam-width of the antenna.

频率/GHz	E面3-dB波束宽度/(°)	H面3-dB波束宽度/(°)
7	97	180.4
8	101.1	178.2
9	107	178.4
10	115.8	185.2
11	135.5	220.9
12	180.6	360

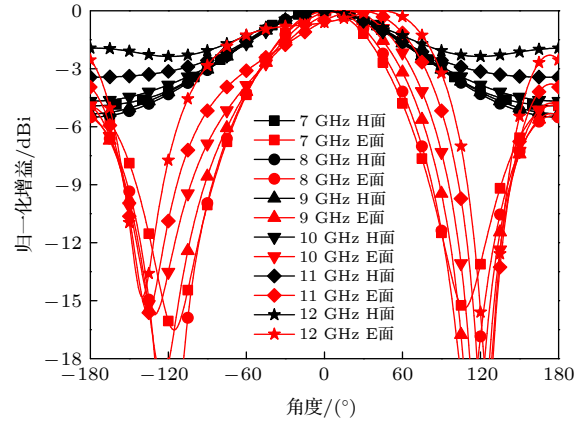


图6 天线单元方向图

Fig. 6. Radiation patterns of the antenna.

表3 2号天线与3号天线增益对比

Table 3. Comparison between Ant.2 and Ant.3.

频率/GHz	参考天线增益/dBi	本文天线增益-/dBi
9	5.91	4.19
10	5.98	3.91
11	5.84	3.59
12	5.43	2.87

表4 已报道宽波束磁电偶极子天线与本文天线特性对比

Table 4. Comparison between the reported and proposed magneto-electric dipole antenna.

文献	相对阻抗带宽/%	工作频段/GHz	增益/dBi	剖面/ λ	E面波束宽度/(°)	H面波束宽度/(°)
[16]	34.6	3.1—4.4	—	0.21	174	112
[17]	81.1	3.3—7.8	3.65 ± 1.65	0.27	215 (5.5 GHz) 106 (7.5 GHz)	186 (5.5 GHz) 83 (7.5 GHz)
[24]	41	2.42—3.7	6.3	0.45	75	120
[25]	63	2.76—5.3	5	0.15	129.1 (3.4 GHz) 151.6 (4.9 GHz)	100.4 (3.4 GHz) 94.2 (4.9 GHz)
[26]	22.6 19.6	3.25—4.08 4.29—5.22	6.9 ± 0.3 5.4 ± 0.7	0.27 0.23	91 (3.5 GHz) 168 (4.9 GHz) 83 (3.5 GHz) 74 (4.9 GHz)	83 (3.5 GHz) 162 (4.9 GHz) 90 (3.5 GHz) 133 (4.9 GHz)
本文	53.26	7.3—12.6	3.53 ± 0.66	0.116	>97	>178.2

3 一维宽角扫描阵列设计

图7给出了一维宽角扫描阵列的模型图. 设计的阵列均为9单元线性阵列. 考虑到栅瓣抑制条件及阵中单元有源驻波比, E面阵列阵元间距选定为12 mm, H面阵列阵元间距选定为9 mm.

4 加工与实测

为检验设计方法的有效性, 对设计的一维线性扫描阵列进行了加工实测. 图8给出了加工样品的实物图.

阵列中心单元的有源驻波比由安捷伦N5230 C矢量网络分析仪测试得到, 阵列的扫描方向图通过合成阵列中所有阵元的有源方向图得到, 因此, 实际测量过程中没有用到移相器及馈电网络, 仅通过微波暗室中的远场方向图测量系统测量得到了阵列中每一单元天线的有源方向图.

图9给出了阵列中心天线单元的实测有源驻波比. 由图9可得, E面阵列中心单元有源驻波比在9—13 GHz小于2. 与仿真结果相比, 实测有源驻波比在10.3—11 GHz有所抬升, 但仍小于2. H面阵列中心单元的有源驻波比, 而在9.6—12.6 GHz小于2.5, 实测结果与仿真结果吻合较好.

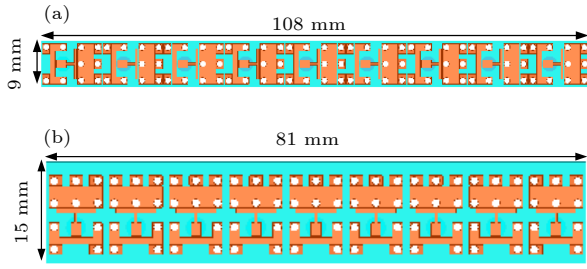


图 7 一维相控阵列 (a) E 面阵列; (b) H 面阵列

Fig. 7. The phased arrays: (a) E-plane array; (b) H-plane array.

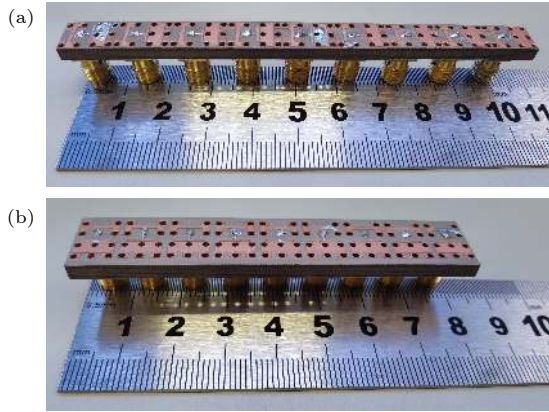


图 8 阵列实物图 (a) E 面阵列; (b) H 面阵列

Fig. 8. The prototypes of the arrays: (a) E-plane array; (b) H-plane array.

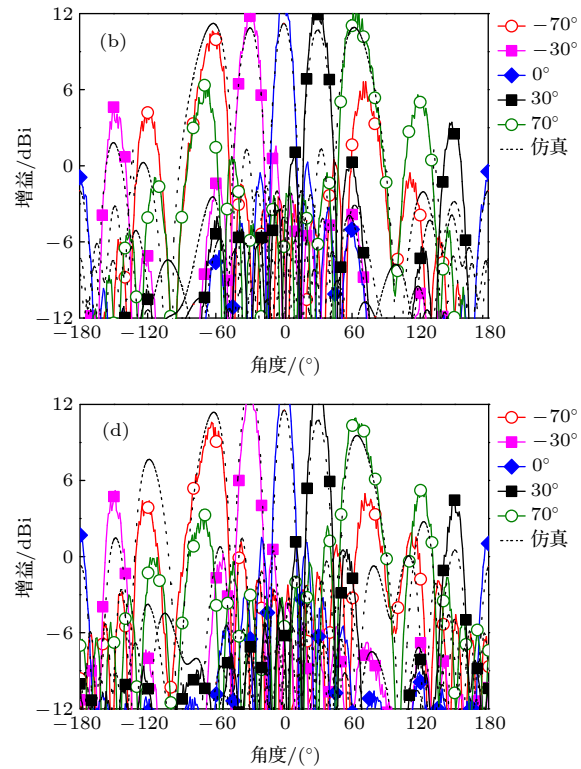
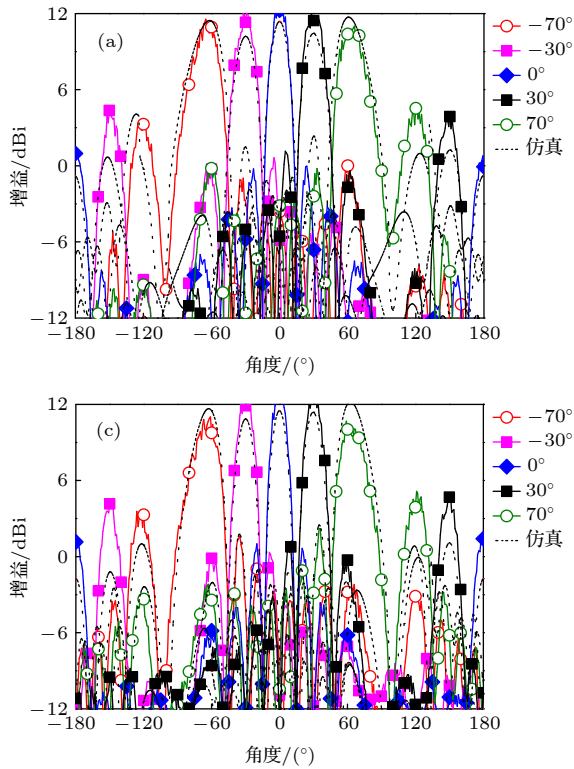


图 10 E 面阵列实测扫描方向图 (a) 9 GHz; (b) 10 GHz; (c) 11 GHz; (d) 12 GHz

Fig. 10. The scanning patterns of the E-plane array: (a) 9 GHz; (b) 10 GHz; (c) 11 GHz; (d) 12 GHz.

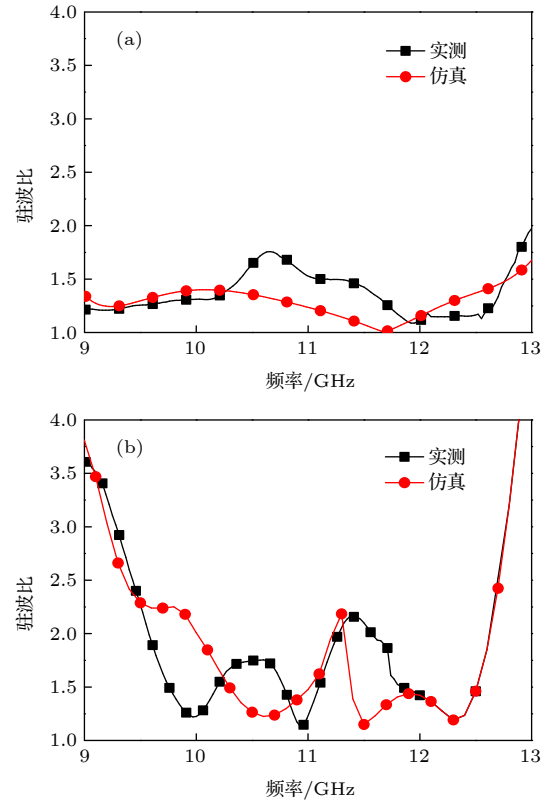


图 9 阵列中心单元实测有源驻波比 (a) E 面阵列; (b) H 面阵列

Fig. 9. The active VSWRs of the unit at the center of two arrays: (a) E-plane array; (b) H-plane array.

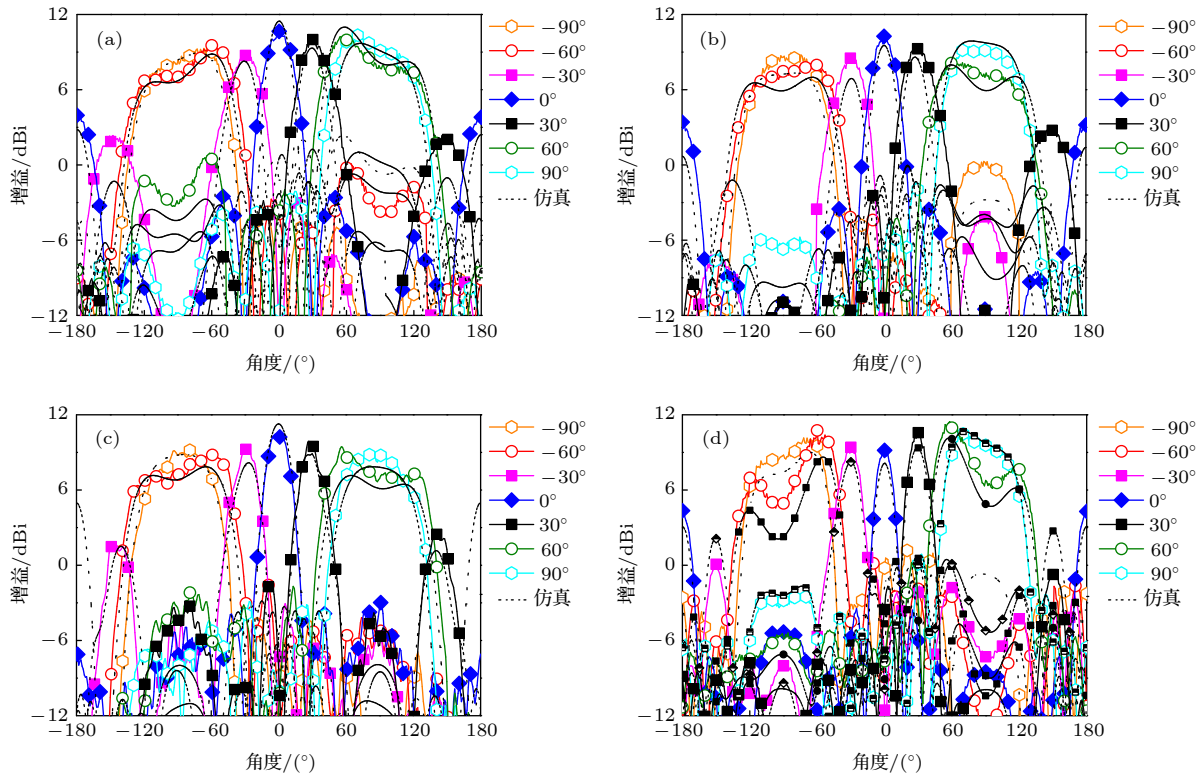


图 11 H 面阵列实测扫描方向图 (a) 9 GHz; (b) 10 GHz; (c) 11 GHz; (d) 12 GHz

Fig. 11. The scanning patterns of the H-plane array: (a) 9 GHz; (b) 10 GHz; (c) 11 GHz; (d) 12 GHz.

表 5 已报道 X 波段相控阵与本文相控阵天线特性对比

Table 5. Comparison between the reported and proposed X-band phased arrays.

文献	相对阻抗带宽/%	工作频带/GHz	剖面/ λ	E面扫描范围/(°)	H面扫描范围/(°)
[27]	40	8—12	0.31	± 60 (8—10 GHz) ± 50 (12 GHz)	± 60 (8—10 GHz) ± 50 (12 GHz)
[28]	40	8—12	1.22	± 45	± 45
[29]	18.18	10.5—12.6	0.84	± 60	± 60
[30]	40	8—12	0.8	± 45	± 60
[31]	30	—	—	± 60	± 60
本文	28.5	9—12	0.116	± 70	± 90

图 10 给出了 E 面阵列的实测扫描方向图. 由图 10 可得, E 面阵列的扫描波束可覆盖 $\pm 70^\circ$ 的角域范围, 扫描过程中天线增益损耗小于 3 dB. 实测结果与仿真结果吻合较好, 验证了 E 面阵列的扫描性能.

图 11 给出了 H 面阵列的实测扫描方向图. 由图 11 可得, H 面阵列的扫描波束可覆盖 $\pm 90^\circ$ 的角域范围. 扫描过程中天线增益损耗小于 2 dB. 实测结果与仿真结果吻合较好, 验证了 H 面阵列的扫描性能.

将本文提出的相控阵和已发表的代表性 X 波段相控阵天线的典型指标进行了对比 (表 5), 由表 5 可得, 本文所设计的相控阵主要优势在于宽角扫描

能力及低剖面特性.

5 结 论

本文设计了一款宽波束磁电偶极子天线单元, 通过加载磁偶极子的方法拓展了天线的 3-dB 波束宽度, 基于该天线单元, 设计并测试了两款宽角扫描阵列. 实测结果表明, 设计的一维扫描阵列可在 9 GHz—12 GHz 实现有效宽角扫描. 因此, 本文所提出的加载磁偶极子方法可为设计宽波束天线及宽角扫描阵列提供参考, 所设计的一维宽角扫描阵列在 X 波段相控阵雷达方面具有广阔的应用前景.

参考文献

- [1] Zhang Z J, Jin L, Shu X R 2007 *Radar Antenna Technology* (Beijing: Publishing House of Electronics Industry) p221 (in Chinese) [张祖稷, 金林, 束咸荣 2005 雷达天线技术 (北京: 电子工业出版社) 第221页]
- [2] Bai Y Y, Xiao S Q, Wang B Z, Ding Z F 2010 *J. Infrared Millim. Terahertz Waves* **31** 1
- [3] Bai Y Y, Xiao S Q, Tang M C, Ding Z F 2011 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **59** 4071
- [4] Ding X, Wang B Z, He G Q 2013 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **61** 5319
- [5] Xiao S Q, Zheng C R, Li M, Xiong J 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **63** 2364
- [6] Cheng Y F, Ding X, Shao W, Yu M X, Wang B Z 2017 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **16** 396
- [7] Ding X, Cheng Y F, Shao W, Wang B Z 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 4548
- [8] Ge L, Luk K M 2015 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **14** 28
- [9] Ge L, Luk K M 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 423
- [10] Shi Y, Cai Y, Yang J, Li L 2019 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **18** 28
- [11] Lin G 2007 *Radar Sci. Technol.* **5** 157
- [12] Wang R, Wang B Z, Hu C, Ding X 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **63** 3908
- [13] Wang R, Wang B Z, Ding X, Yang X S 2017 *Sci. Rep.* **7** 2729
- [14] Liu C M, Xiao S Q, Tu H L, Ding Z F 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 1151
- [15] Cheng Y F, Ding X, Shao W, Yu M X, Wang B Z 2017 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **16** 876
- [16] Yang G W, Li J Y, Wei D J, Xu R 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 450
- [17] Yang G W, Li J Y, Yang J J, Zhou S G 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 6724
- [18] Yang G W, Chen Q Q, Li J Y, Zhou S G, Xing Z J 2019 *IEEE Acc.* **7** 71897
- [19] Chattopadhyay S 2009 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **57** 3325
- [20] Yang H H, Li T, Xu L M, Cao X Y, Gao J, Tian J H, Yang H N, Sun D 2019 *IEEE Acc.* **7** 152715
- [21] Lü Y H, Ding X, Wang B Z, Anagnostou D E 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 1402
- [22] Luk K M, Wong H 2006 *Int. J. Microw. Opt. Technol.* **1** 35
- [23] Ng K B, Wong H, So K K, Chan C H, Luk K M 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 3129
- [24] Li Y J, Luk K M 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 1830
- [25] Lai J, Feng B, Zeng Q 2019 *IEEE 6th International Symposium on Electromagnetic Compatibility* Nanjing, China November 1–4, 2019 p1
- [26] Feng B T, Zhu C, Cheng J C, Sim C Y D 2019 *IEEE Acc.* **7** 43346
- [27] Zheng G 2016 *M. S. Thesis* (Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China) (in Chinese) [郑贵 2016 硕士学位论文 (成都: 电子科技大学)]
- [28] Wang M Z 2014 *M. S. Thesis* (Xi'an: Xidian University) (in Chinese) [王茂泽 2014 硕士学位论文 (西安: 西安电子科技大学)]
- [29] Xu Z 2008 *Ph. D. Dissertation* (Xi'an: Xidian University) (in Chinese) [徐志 2008 博士学位论文 (西安: 西安电子科技大学)]
- [30] Smolders A B 1996 *Proceedings of International Symposium on Phased Array Systems and Technology* Boston, MA, USA, October 15–18, 1996 p87
- [31] Kedar A, Beenamole K S 2011 *Prog. Electro. Res. B* **27** 235

Wide-angle scanning linear phased arrays based on wide-beam magneto electric dipole antenna^{*}

Yan Hao-Nan[†] Cao Xiang-Yu Gao Jun Yang Huan-Huan Li Tong

(*Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China*)

(Received 12 July 2020; revised manuscript received 11 August 2020)

Abstract

Microstrip phased array has aroused interest of many researchers because of its beam agility. However, a big problem for typical microstrip array is that its main beam can only scan from about -50° to 50° , with a gain loss of 4-5 dB. Meanwhile, the relatively narrow operating bandwidth of microstrip antenna is also a problem in application. These flaws have dramatically limited its applications and spawned many studies on phased array with wide-angle scanning capability. Several methods have been proposed to broaden the scanning coverage of phased array, such as utilizing pattern-reconfigurable antenna as an element of array, taking wide-beam antenna as the element of array, and adopt metasurface as the top cladding of array. However, most of existing researches mainly focus on achieving wide-angle scanning performance within a relatively narrow bandwidth. A phased array that possesses wide-angle scanning capability at both main planes within a relatively wide bandwidth is highly desirable. In this paper, a wide-beam magnetoelectric (ME) dipole antenna is proposed. It consists of an ME dipole antenna in the form of microstrip patch and a pair of magnetic dipoles. Metallic through holes integrated with patches and ground are utilized to form magnetic currents. Extra magnetic dipoles are added to broaden the 3-dB beam-width. The simulated results reveal that the 3-dB beam-width of the proposed antenna is greater than 107° in the E-plane (9 GHz–12 GHz) and 178° in the H-plane (7 GHz–12 GHz) respectively. The impedance bandwidth of the proposed antenna is 53.26% from 7.3 GHz to 12.6 GHz ($VWSR < 2$). Based on the proposed antenna element, two linear phased arrays are fabricated and measured. To test the wide-angle scanning capability of the arrays, each antenna element is simply fed with alternating currents with identical amplitude and linearly increasing phases. The measured results reveal that the wide-angle scanning capability of H-plane array and E-plane array can be obtained from 9 GHz to 12 GHz. The scanning beam of the H-plane array can cover the range from -90° to 90° . The scanning beam of the E-plane array can cover the range from -70° to 70° . The impedance bandwidth of the central antenna is 27.03% for the H-plane array from 9.6 GHz to 12.6 GHz (active $VWSR < 2.5$) and 36.36% for the E-plane array from 9 GHz to 13 GHz (active $VWSR < 2$) respectively. Hence, the proposed method can be used as a reference for designing a wide-beam antenna and wide-angle scanning phased array and the designed phased arrays can be applied to X-band radar systems.

Keywords: wide beam, wide-angle scanning, magnetoelectric(ME) dipole antenna, phased array

PACS: 41.20.Jb, 42.25.Bs

DOI: 10.7498/aps.70.20201104

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61671464, 61801508, 61701523), the Natural Science Foundational Research Fund of Shaanxi Province, China (Grant Nos. 2018JM6040, 2019JQ-103), and the Postdoctoral Innovation Talent Support Program of China (Grant No. BX20180375).

[†] Corresponding author. E-mail: 18220526812@163.com