

文章编号: 1671-7449(2022)03-0252-08

一种基于多模谐振的宽带贴片天线设计

王浩, 张旭, 裴立力, 陈新伟, 韩国瑞

(山西大学物理电子工程学院, 山西太原 030006)

摘要: 设计了一种基于多模谐振的宽带贴片天线。首先, 通过在一个矩形贴片上蚀刻两条缝隙的方式, 使天线同时工作在 TM_{10} 和反相 TM_{30} 两个正交的模式来展宽天线的带宽; 其次, 通过在辐射贴片左右两侧的顶角处蚀刻 4 个方形缝隙, 改善天线低频处的阻抗匹配, 有效激励起缝隙模式, 进一步展宽天线的工作带宽; 为了激励这 3 个工作模式, 天线采用缝隙耦合馈电方式, 同时在微带馈线的终端加载方形贴片, 来改善天线的阻抗匹配。测量和仿真结果吻合良好, 天线的工作频带为 2.09 GHz~2.77 GHz, 相对带宽为 27.9%。天线实现了良好的宽边辐射, 峰值增益达到了 6.3 dBi。

关键词: 多模谐振; 宽带贴片天线; 微带天线

中图分类号: TN822+.8 文献标识码: A doi: 10.3969/j.issn.1671-7449.2022.03.012

Design of a Wideband Patch Antenna Under Multimode Resonance

WANG Hao, ZHANG Xu, PEI Lili, CHEN Xinwei, HAN Guorui

(School of Physics And Electronic Engineering, Shanxi University, Taiyuan 030006, China)

Abstract: A wideband patch antenna under multi-mode resonance is designed in this paper. By etching two slots on a rectangular patch, the antenna works simultaneously in two orthogonal modes of TM_{10} and anti-phased TM_{30} , which broaden the bandwidth of the antenna. In addition, four square slits are etched at corners of the radiation patch, improving the impedance matching of the antenna at low frequencies, effectively excite the slot mode, which further broadens the operating bandwidth of the antenna. The antenna introduced a aperture-coupled feeding method to excite three working modes at the same time. In order to improve the impedance matching of the antenna, a square patch is loaded on the terminal of the microstrip feeding line. Measured and simulated results are found in good agreement with each other and both of them show that impedance bandwidth is 27.9%. Besides, the good broadside radiation is achieved. The peak gain of the antenna is 6.3 dBi.

Key words: multimode resonance; wideband patch antenna; microstrip antenna

0 引言

随着无线通信技术的发展, 宽带无线接入技术因其高传输速率、大容量、低功耗等众多优点, 成为未来无线通信发展的热点。而宽带天线作为无线通信系统中一种发射或接收电磁波的关键器

件, 受到了广泛的关注和研究。

目前, 宽带天线的设计方法大致分为 4 种: 第 1 种是采用一个或多个寄生贴片, 在频带内形成多个寄生谐振频率实现带宽的展宽; 文献[1]通过在馈电贴片的上方放置一个寄生贴片, 从而引入新的谐振频率, 实现了 7% 的阻抗带宽。

收稿日期: 2021-06-04

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61771295, 61775126); 山西省自然科学基金资助项目(201901D111026, 201901D111027); 山西省“1331 工程”重点学科建设资助项目[1331KSC]; 山西大学大学生创新创业训练资助项目(202110108004)

作者简介: 王浩(1998-), 男, 硕士生, 主要从事微带天线和射频电路设计等研究。E-mail: 413915212@qq.com.

通信作者: 韩国瑞(1977-), 男, 副教授, 博士, 主要从事微带天线以及射频通信等研究。E-mail: han_gr@sxu.edu.cn.

文献[2]通过在两个堆叠的介质基板上分别印刷一个寄生贴片和一个 2×2 的寄生阵列贴片单元,引入了额外的谐振频率,从而实现了 7.4% 的阻抗带宽;文献[3]将两个介质基板堆叠放置,分别在两个基板上印刷一个贴片,产生两个不同的谐振频率,实现 25% 的阻抗带宽;文献[4]在一对蝶形偶极子周围增加 4 个扇形寄生单元,引入额外的谐振频率,天线的阻抗带宽达到了 48%;文献[5]通过在 4 个驱动贴片的边缘引入 4 个寄生贴片,产生了额外的谐振频率,展宽了天线的轴比带宽,实现了 19.5% 的阻抗带宽.然而,采用 1 个或多个寄生贴片的技术会增加天线的尺寸,不利于天线的小型化.第 2 种是采用临近耦合馈电结构来展宽带宽;文献[6]中 L 型探针耦合馈电和文献[7]中的 T 型探针耦合馈电,分别实现了 36% 和 41% 的阻抗带宽.但是引入的 L 型探针和 T 型探针馈电结构增加了天线的剖面高度.第 3 种是加载电容或电感单元结构,产生新的谐振,从而展宽天线带宽;文献[8]对一个宽臂偶极子天线采用渐变结构的双面平行带线进行馈电,实现了 44% 的阻抗带宽;文献[9]通过在中心馈电的圆形贴片外加载耦合圆环,并在圆环外边缘对称地加载 6 个短截线的方式产生了 3 个谐振模式,展宽了天线的工作带宽,实现了 17.6% 的阻抗带宽;文献[10]在贴片上蚀刻 E 型槽和 U 型槽,引入额外的谐振频率,天线的阻抗带宽可以达到 26.9%.然而,蚀刻的缝隙会破坏天线结构的对称性,导致交叉极化增大.第 4 种是通过同时激励天线的多个谐振模式来实现宽带特性;文献[11]通过蚀刻缝隙激励天线的 TM_{10} 和 TM_{01} 模式,在天线的超低剖面下获得约 3.8% 的阻抗带宽.但是辐射贴片上蚀刻的缝隙破坏了结构的对称性,产生了高的交叉极化;文献[12]通过在贴片的特定位置对称蚀刻缝隙,激励天线的 TM_{30} 和 TM_{50} 两种模式共同谐振来增加带宽,实现了 6.1% 的阻抗带宽;文献[13]通过在辐射贴片的中间位置蚀刻缝隙,激励起缝隙模式,与天线的 TM_{10} 和 TM_{12} 两种模式共同谐振来展宽工作带宽,实现了 55% 的阻抗带宽;文献[14]通过在辐射贴片和接地板之间加载短路针,可以同时激励 TM_{10} 和 TM_{30} 两种模式,从而产生 15.2% 的阻抗带宽.但是,直接采用高阶模式的辐射时,会在辐射方向上出现辐射零点,从而使得方向图会发生分瓣现象.

为改善高阶模式的辐射方向图,本文设计了

一种基于多模谐振的宽带贴片天线.首先,通过在一个矩形贴片上蚀刻两条缝隙的方式,使天线工作在 TM_{10} 和反相 TM_{30} 两个正交的模式来展宽天线的带宽;其次,在贴片的 4 个顶角处蚀刻方形缝隙改善天线低频处的阻抗匹配,有效激励起缝隙模式,进一步展宽天线的工作带宽;最后,采用缝隙耦合馈电的方式同时激励这 3 个工作模式,实现一个宽的阻抗带宽.获得宽带的同时,天线实现了良好的宽边方向辐射性能.

1 多模谐振天线的设计

本文设计的宽带贴片天线结构如图 1 所示.天线由两层介质基板组成,上层介质基板为 F4B,相对介电常数为 2.2,损耗角正切为 0.002,厚度 $h_1 = 2$ mm.下层介质基板为 FR4,相对介电常数为 4.4,损耗角正切为 0.02,厚度 $h_2 = 1.6$ mm.两层介质基板的长宽均为 l_1 和 w_1 ,并通过高度 $h = 2.8$ mm 的空气层隔开,增加空气层使得整个天线的等效介电常数降低,天线可以获得一个比较宽的工作带宽.在上层介质基板的上表面印刷了一个长度为 l ,宽度为 w 的辐射贴片.同时,关于 y 轴对称蚀刻了两个宽度为 s 的缝隙,将整个贴片分为 3 个贴片.中间贴片的宽度为 w_m ,左右两侧的贴片宽度为 w_s .缝隙的引入,使缝隙两侧产生的电场和贴片产生的电场相叠加,产生一个反相 TM_{30} 模式的工作模式,通过调整缝隙的位置和宽度,使 TM_{10} 模式和反相 TM_{30} 模式的谐振频率相互靠近,两种模式共同谐振实现宽带.在左右两侧的辐射贴片外侧顶角处蚀刻 4 个边长为 p 的方形缝隙,改善了天线低频处的阻抗匹配,有效激励起缝隙模式,进一步展宽天线的工作带宽.下层介质基板的上表面是与基板长宽一致,长度为 l_1 ,宽度为 w_1 的接地板.工作在奇数阶模式的辐射贴片的中心为电场零点;工作在偶数阶模式的辐射贴片的中心为电场峰值.为了激励 TM_{10} 模式和反相 TM_{30} 模式奇数阶工作模式,在辐射贴片的中心位置进行馈电.在接地板上蚀刻了长度为 l_2 ,宽度为 w_2 的缝隙,与顶层辐射贴片的中心线所对应.基板的下表面印刷了长度为 l_3 ,宽度为 w_3 的微带馈电线,通过上表面的缝隙为顶层贴片耦合馈电.为了改善天线的阻抗匹配,微带线的终端加载宽度为 w_4 的方形贴片.表 1 列出了图 1 天线结构的具体尺寸.

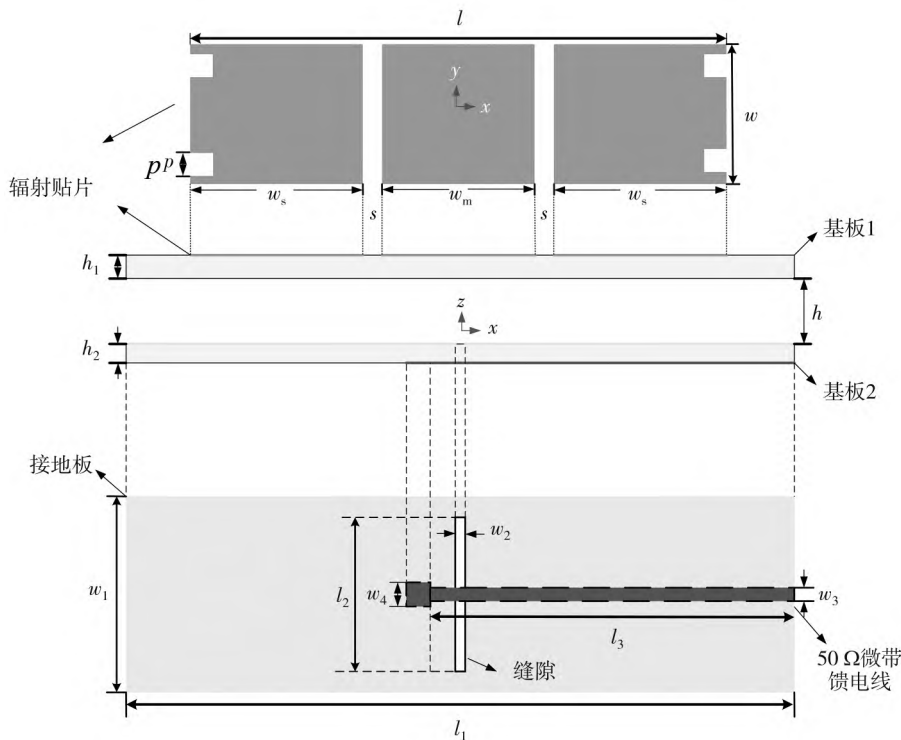


图1 设计天线的结构

Fig.1 Structure of proposed an tenna

表1 天线各部分的尺寸

Tab.1 Dimensions of antenna parts

参数	l	l_1	l_2	l_3	w	w_1	w_2	w_3	w_4
数值/mm	136	200	33	103	48	50	0.6	1.9	5
参数	w_m	w_s	h	h_1	h_2	s	p		
数值/mm	40	43.8	2.8	2	1.6	4.2	3.5		

2 天线的工作模式

2.1 TM_{10} 模式和反相 TM_{30} 模式

根据特征模理论，天线每一个谐振模式都对应一个特征模，由于其相应的特征电流都是正交的，所以这些天线的谐振模式是正交的。蚀刻缝隙前不同工作模式下电场的示意图如图2所示。图2(a)是蚀刻缝隙前矩形贴片 TM_{10} 模式的电场分布图，电场方向沿 x 轴方向由正向变化为反向，存在一个电场零点。可知 TM_{10} 模式时，贴片与接地板之间的电场变化是一致的。图2(b)是蚀刻缝隙前矩形贴片 TM_{30} 模式的电场分布图，此时电场方向沿 x 轴方向正反交替变化3次，存在3个电场零点。相比于 TM_{10} 模式，贴片中间的电场是由反向变为正向，与两侧的电场变化不一致。

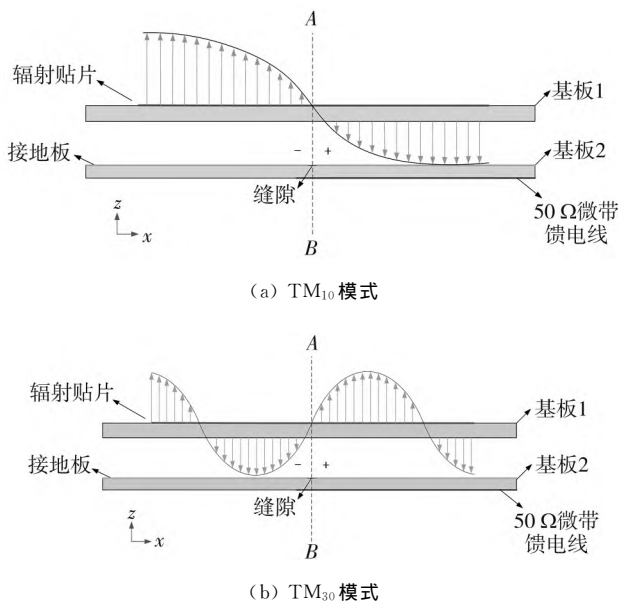


图2 蚀刻缝隙前不同工作模式下电场的示意图

Fig.2 Diagram of electric fields on different operating modes without slot

蚀刻缝隙后不同工作模式下电场的示意图如图 3 所示. 图 3(a) 是蚀刻缝隙后矩形贴片 TM_{10} 模式的电场分布图. 蚀刻缝隙后, 缝隙两侧产生的电场和贴片产生的电场相叠加, 电场方向沿 x 轴方向由正向变化为反向, 存在一个电场零点, 叠加后的场分布与蚀刻缝隙前的 TM_{10} 模式的电场分布一致. 为了改变 TM_{30} 模式电场的分布, 可以通过蚀刻缝隙构成反相 TM_{30} 模式, 其电场分布如图 3(b) 所示. 由于缝隙上存在强的耦合电流, 使得缝隙两侧的电场方向发生了突变, 因此, 反相 TM_{30} 模式时, 贴片上的电场方向 3 次均由正向变为反向.

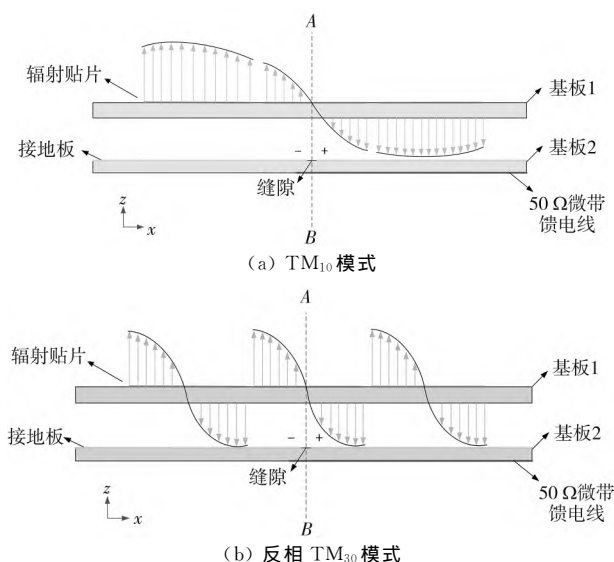
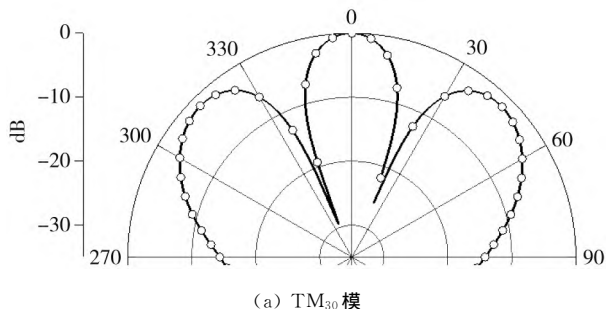
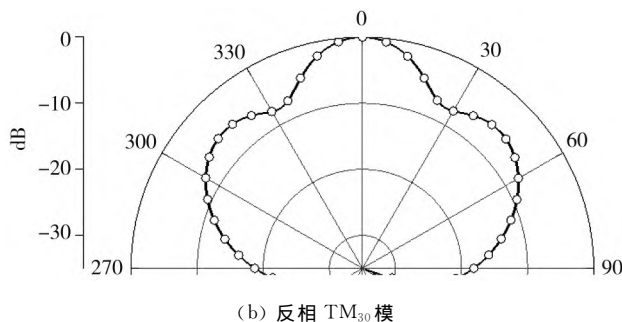


图 3 蚀刻缝隙后不同工作模式下电场的示意图
Fig. 3 Diagram of electric fields on different operating modes with slot

图 4 给出了 TM_{30} 模和反相 TM_{30} 模的辐射方向图. 从图 4(a) 中可以看出, 由于 TM_{30} 模的电场变化不一致, 导致 TM_{30} 模在主辐射方向出现辐射两个零点, 辐射方向图发生了明显的分瓣. 由图 4(b) 可知, 在矩形贴片上刻蚀缝隙后, 反相 TM_{30} 模沿贴片水平方向的电流方向没有改变, 因而主辐射方向无辐射零点, 因此, 分瓣现象得到改善, 实现了良好的宽边辐射.



(a) TM_{30} 模



(b) 反相 TM_{30} 模

图 4 TM_{30} 和反相 TM_{30} 的辐射方向图

Fig. 4 Radiation pattern of TM_{30} and anti-phased TM_{30}

根据不同 w_m/l 的输入, 阻抗为 50Ω 时可确定 f_{10} 和 f_{30} 的谐振频率, 根据谐振点处的电场分布可确定相应的工作模式. 图 5 给出了 w_m/l 对两个谐振频率及其频率比 f_{30}/f_{10} 的影响. 当 $w_m/l=0$ 即未蚀刻缝隙时, f_{10} 和 f_{30} 的谐振频率分别为 1.01 GHz 和 2.98 GHz, 频率比 f_{30}/f_{10} 约为 2.95. 当 w_m/l 变化时, f_{30}/f_{10} 的频率比也随之变化, 当 $w_m/l=0.29$ 时, 频率比 f_{30}/f_{10} 达到最小值为 1.09. 此时可以通过同时激励 f_{30} 和 f_{10} 两个模式获得宽的带宽. 这种方法与在主辐射贴片两侧放置寄生贴片来展宽带宽的方法不同.

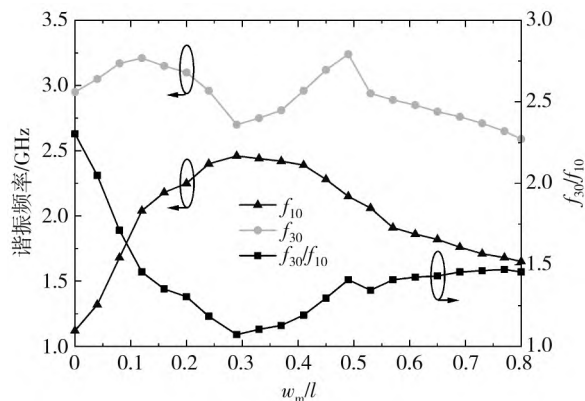


图 5 w_m/l 对两个谐振频率及其频率比 f_{30}/f_{10} 的影响

Fig. 5 Two resonant frequencies and their frequency ratio f_{30}/f_{10} of the antenna versus w_m/l

3 天线的关键参数

图 6 给出了缝隙宽度 p 对天线 S 参数的影响. 当 $p=0$ mm, 即未蚀刻方形槽时, 2.2 GHz 处存在一个谐振点, 但是阻抗匹配较差. 随着缝隙宽度 p 的增加, 2.2 GHz 处的阻抗匹配得到改善, 缝隙模式得以有效激励. 缝隙宽度增加后, 缝隙边缘流动的电流路径变长, f_1 向低频移动, 而对 f_2 和 f_3 几乎没有影响. $p=3.5$ mm 时, 天线的相对带宽从 27.1% 增加到 27.9%, 展宽了天线的工作带宽. $p=7$ mm 时, 高频段处的阻抗匹配

恶化, 2.6 GHz 处的 S_{11} 接近 -10 dB. 而 $p = 10.5$ mm 时, 2.3 GHz 处的 $S_{11} > -10$ dB, 导致出现了双频带. 因此缝隙宽度 p 为 3.5 mm 时, 可以获得一个较宽的工作带宽.

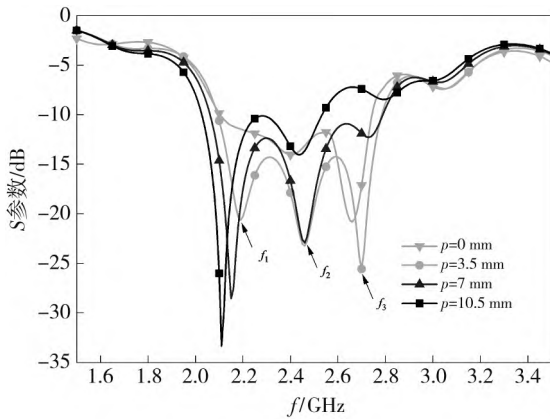


图 6 缝隙宽度 p 对天线 S 参数的影响

Fig. 6 S-parameters of the different gap width p

图 7 给出了通缝宽度 s 对天线 S 参数的影响. 当 $s = 0$ mm, 即未蚀刻缝隙时, 低频段的阻抗匹配较差, 高频处的阻抗匹配较好. 随着通缝宽度 s 的逐渐增加, 整个工作频带内的阻抗匹配得到改善. $s = 4.2$ mm 时, 整个工作频带内的阻抗匹配均在 -20 dB. 通缝宽度 s 对天线辐射方向图的影响如图 8 所示, $s = 0$ mm 时, 辐射贴片未蚀刻缝隙, 工作模式为 TM_{30} 模, 辐射方向图发生了明显的分瓣. 当 s 增加到 4.4 mm 时, E 面的旁瓣水平逐渐减小, 波束宽度更宽, 但是 -10 dB 工作带宽也逐渐变窄. $s = 4.2$ mm 时天线的工作带宽较宽且辐射方向图的旁瓣水平得到改善, 所以本文选取 $s = 4.2$ mm.

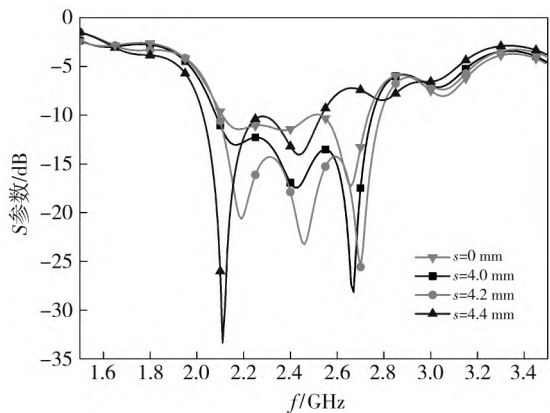


图 7 通缝宽度 s 对天线 S 参数的影响

Fig. 7 S-parameters of the different slot width s

接地板缝隙长度 l_2 对天线 S 参数的影响如图 9 所示. 随着缝隙长度 l_2 的逐渐增加, 高频处的阻抗匹配得到改善, 而低频处的阻抗匹配变差. $l_2 = 31$ mm 时, 低频的阻抗匹配较好, 高频处的阻

抗匹配较差, 工作频带为 2.18 GHz~2.78 GHz, 相对带宽为 24.2%; $l_2 = 35$ mm 时, 2.3 GHz 处的 $S_{11} > -10$ dB, 导致工作频带变窄, 天线的相对带宽为 18.9%. $l_2 = 33$ mm 时, 工作频带内的阻抗匹配均在 -20 dB 以下且天线的相对带宽为 27.9%, 所以本文选取 $l_2 = 33$ mm.

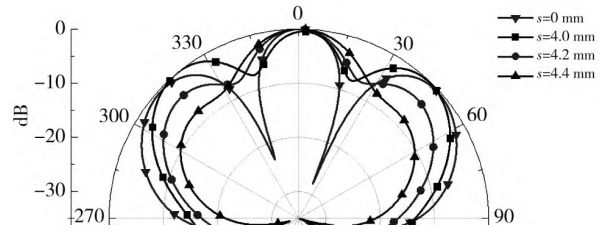


图 8 通缝宽度 s 对天线辐射方向图的影响

Fig. 8 Radiation pattern of the different slot width s

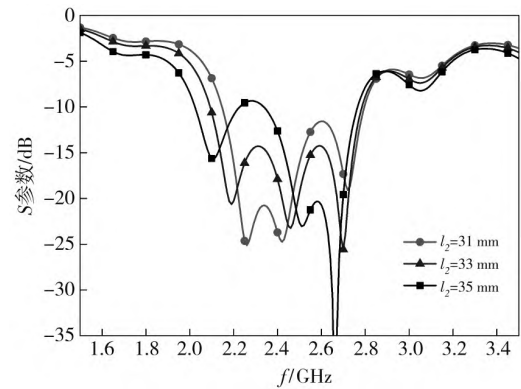


图 9 接地板缝隙长度 l_2 对天线 S 参数的影响

Fig. 9 S-parameters of the different ground gap length l_2

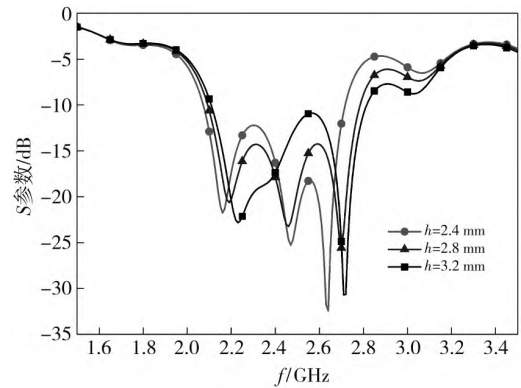


图 10 空气层高度 h 对天线 S 参数的影响

Fig. 10 S-parameters of the different air layer height h

图 10 给出了空气层高度 h 对天线 S 参数的影响. $h = 2.4$ mm 时, 低频和高频处的阻抗匹配良好, 但是天线的工作带宽较窄, 工作频带为 2.1 GHz~2.7 GHz, 相对带宽为 25%. $h = 2.8$ mm 时, 天线在整个工作频带内的阻抗匹配较好且 3 个谐振频率处的 S_{11} 均小于 -20 dB, 天线的相对带宽为 27.9%. 当 $h = 3.2$ mm 时, 高频段的阻抗匹配恶化, 天线的工作频带为 2.12 GHz~

2.79 GHz, 相对带宽为 27.3%。因此, 仿真结果表明, 所设计天线的良好阻抗匹配以及宽的工作带宽是在 $h=2.8\text{ mm}$ 时得到的。

4 天线的电场仿真结果

图 11 给出了设计天线在不同谐振频率处的电场分布。

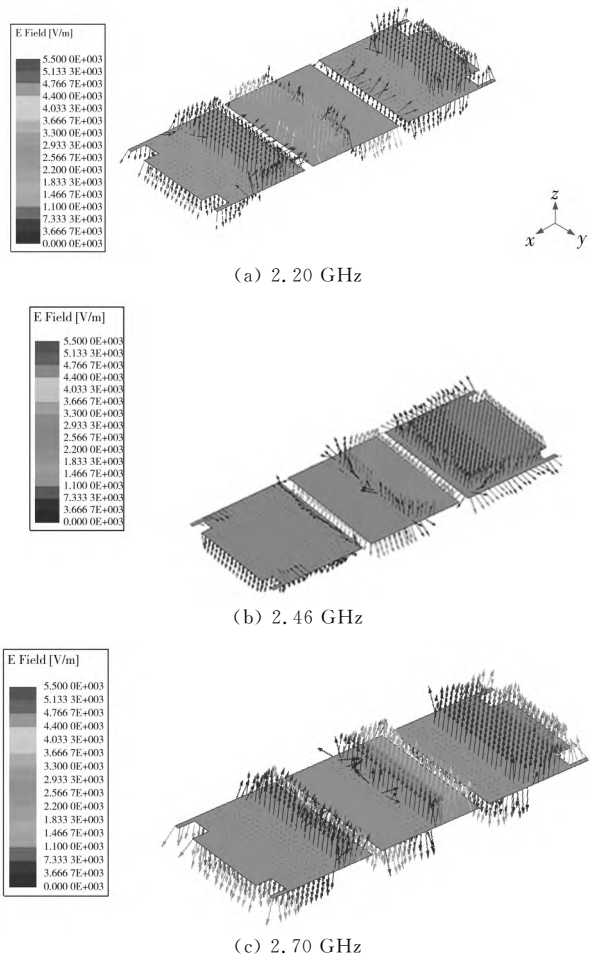


图 11 设计天线在不同谐振频率处的电场分布

Fig. 11 Electric field distributions on different resonance frequencies of proposed antenna

图 11(a) 是 2.20 GHz 的电场分布图。左右两侧贴片的电场方向沿 x 轴均由正向变化为反向, 中间贴片电场方向则与两侧相反。左右两侧贴片处的电场强度较弱, 中间贴片处的电场强度较强, 因此, 叠加后的场分布取决于中间贴片的电场, 从而可以获得一个较好的宽边辐射方向图。图 11(b) 是 2.46 GHz 的电场分布图。整个贴片上的电场方向沿 x 轴由正向变化为反向, 存在一个电场零点, 与图 2(a) TM_{10} 模电场示意图电场分布一致, 表明在工作频带内 2.46 GHz 谐振频率处激励了 TM_{10} 工作模式。2.70 GHz 的电场分布图如图 11(c) 所示, 电场方

向沿 x 轴均由正向变化为反向, 与图 3(b) 反相 TM_{30} 模电场分布一致。3 个贴片上的电场变化一致, 导致贴片上的表面电流分布沿 x 轴同相, 因此辐射方向图分瓣现象改善。

5 天线的测量结果

图 12 是设计天线的加工实物图。天线的整体尺寸为 $200\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 5.4\text{ mm}$ 。天线的正面印刷了一个蚀刻有两条缝隙的矩形辐射贴片。通过两条缝隙, 将整个贴片分为 3 个贴片, 左右两侧的辐射贴片外侧顶角处蚀刻了 4 个方形缝隙, 背面 $50\ \Omega$ 的微带馈电线与 SMA 接头相连。在介质基板的 4 个顶角通过塑料螺钉将两层介质基板固定。

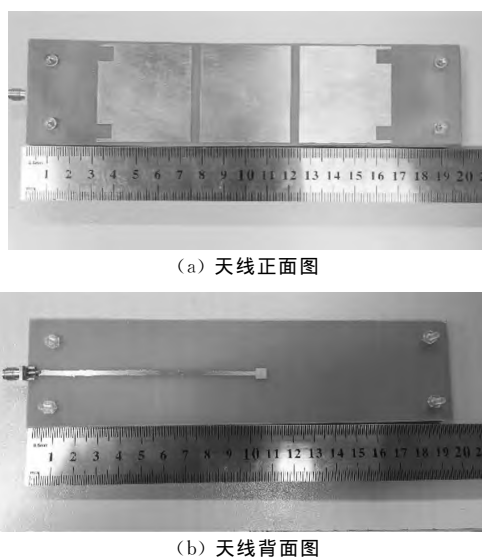


图 12 设计天线的加工实物图

Fig. 12 The physical picture of proposed antenna

图 13 给出了设计天线的仿真和测量 S 参数。

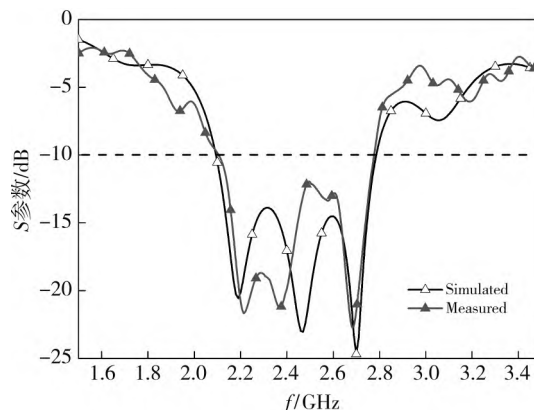


图 13 设计天线的仿真和测量 S 参数

Fig. 13 Simulated and measured S -parameters of the proposed antenna

如图 13 所示, 仿真的 -10 dB 工作频带为 $2.09\text{ GHz} \sim 2.79\text{ GHz}$, 天线的 3 个谐振频率分别

在 2.2 GHz, 2.46 GHz 和 2.7 GHz. 天线测量的工作频带为 2.09 GHz~2.77 GHz, 3 个谐振频率分别在 2.22 GHz, 2.38 GHz 和 2.69 GHz, 相对带宽为 27.9%. 测量的 S 参数曲线与仿真的 S 曲线发生偏移, 可能是加工天线时存在误差导致的.

图 14 是天线在 2.20 GHz, 2.46 GHz 和 2.7 GHz 时的辐射方向图.

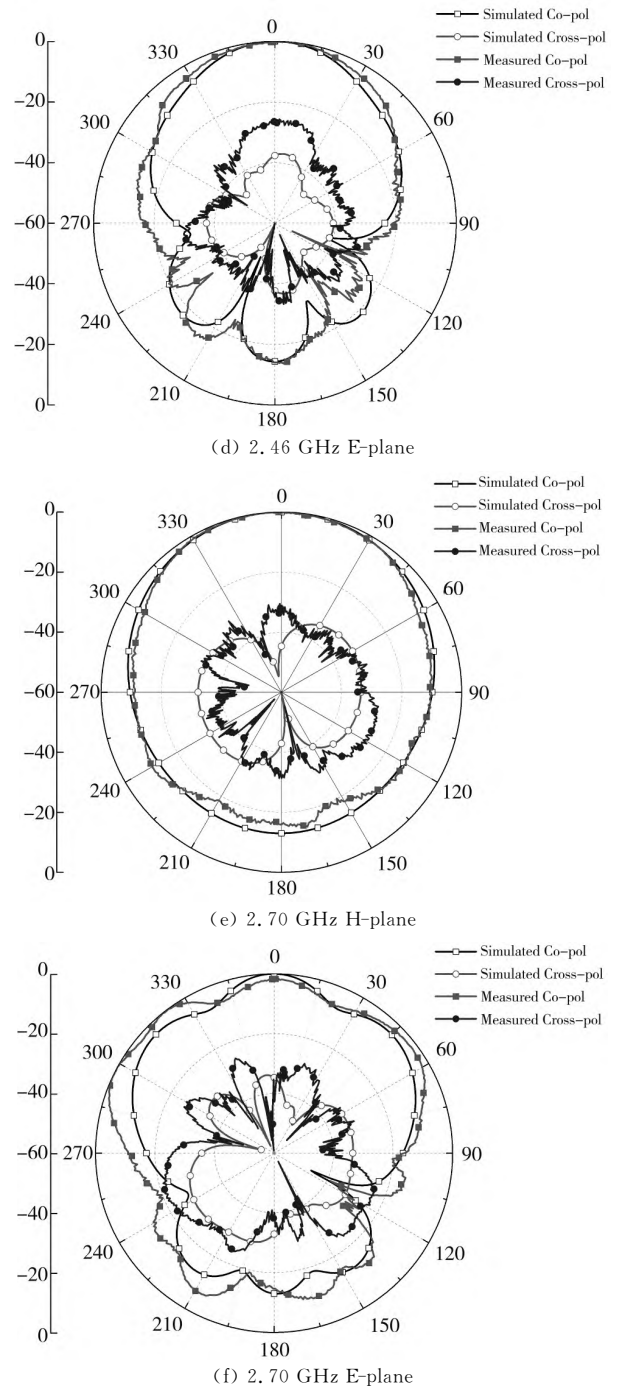
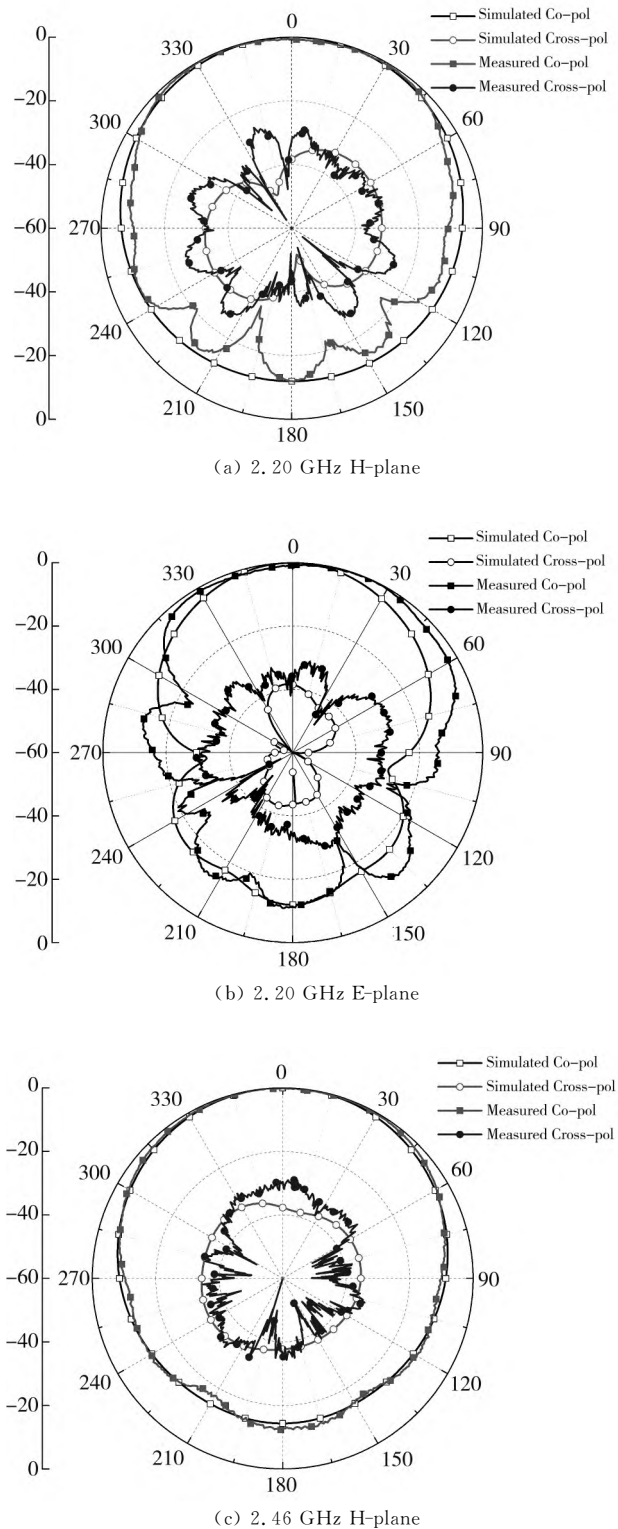


图 14 天线的辐射方向图

Fig. 14 Radiation pattern of antenna

由图 14 可知, 天线在 3 个频率处仿真的 H 面方向图近似于全向的辐射, 而在 2.20 GHz 处测量的方向图在背向辐射出现纹波, 可能是实际加工的天线接地板有限导致的. 由于设计天线结构的对称性, 3 个谐振频率处测量的交叉极化均小于 -30 dB. 此外, E 面辐射方向图的前后比均大于 12.4 dB, 实现了较好的前向辐射.

图 15 给出了天线增益的仿真和测量结果. 从图 15 可以看出, 在 2.09 GHz~2.79 GHz 的工作

频段中, 天线仿真的峰值增益为 8.3 dBi, 测量的峰值增益为 6.3 dBi. 测量结果比仿真结果总体小 2.0 dBi, 可能是由于介质的损耗引起的.

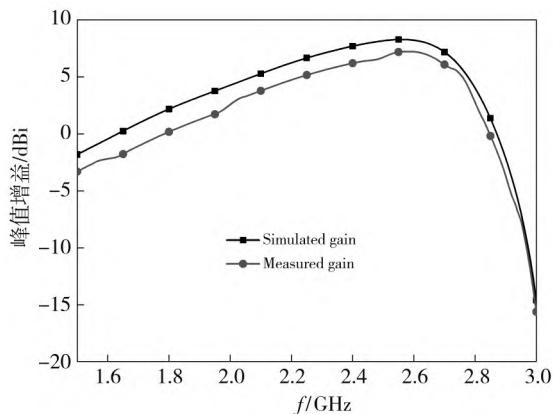


图 15 天线增益的仿真和测量结果

Fig. 15 Simulated and measured realized gains of antenna

6 结 论

本文设计了一种基于多模谐振的宽带天线. 通过在一个矩形贴片上蚀刻两条缝隙的方式, 使天线同时工作在 TM_{10} 模式和反相 TM_{30} 模式两个正交的模式来展宽天线的带宽. 另外, 通过在左右两侧的辐射贴片顶角处蚀刻 4 个方形缝隙, 改善天线低频处的阻抗匹配, 有效激励起缝隙模式, 进一步展宽天线的工作带宽. 测量结果和仿真结果吻合良好, 天线测量的工作频段为 2.09 GHz~2.77 GHz, 相对带宽为 27.9%. 此外, 天线实现了良好的宽边方向的辐射, 峰值增益达到了 6.3 dBi.

参考文献:

[1] NISHIYAMA E, AIKAWA M. Wide-band and high-gain microstrip antenna with thick parasitic patch substrate[C]. IEEE Antennas and Propagation Society Symposium. IEEE, 2004: 273-276.

[2] GUO L, TANG M C. A low-profile dual-polarized patch antenna with bandwidth enhanced by stacked parasitic elements[C]. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. IEEE, 2018: 1-3.

[3] CROQ F, PAPIERNIK A. Stacked slot-coupled printed antenna[J]. IEEE Microwave And Guided Wave Letters, 1991, 1(10): 288-290.

[4] TANG Z, LIU J, YIN Y. Enhanced cross-polarization discrimination of wideband differentially fed dual-polarized antenna via a shorting loop[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(8): 1454-1458.

[5] KANG D, CHENG G, QU D, et al. Compact broadband circularly polarized antenna with parasitic patches[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2017, 65(9): 4854-4857.

[6] MAK C L, LUK K M, LEE K F, et al. Experimental study of a microstrip patch antenna with an L-shaped probe[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000, 48(5): 777-783.

[7] MAK C L, LEE K F, LUK K M. Broadband patch antenna with a T-shaped probe[J]. IEE Proceedings - Microwaves Antennas and Propagation, 2000, 147(2): 73-76.

[8] 秦冬梅, 徐令彬. 宽频带印刷振子型基站天线的设计[J]. 测试技术学报, 2016, 30(6): 15-18.
QIN Dongmei, XU Lingbin. Design of broadband printed dipole base station antenna[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2016, 30(6): 15-18. (in Chinese)

[9] 田洁, 郭益敏, 李莉, 等. 一种低剖面宽带垂直极化全向天线设计[J]. 测试技术学报, 2020, 34(6): 90-94.
TIAN Jie, GUO Yimin, LI Li, et al. A low-profile broadband vertically polarized omnidirectional antenna design[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2020, 34(6): 90-94. (in Chinese)

[10] LIU S, WEN W, FANG D G. Single-feed dual-layer dual-band E-shaped and U-slot patch antenna for wireless communication application[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2016, 15(1): 468-471.

[11] XIAO S, WANG B Z, WEI S, et al. Bandwidth-enhancing ultralow-profile compact patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(11): 3443-3447.

[12] WEN J, XIE D, ZHU L. Bandwidth-enhanced high-gain microstrip patch antenna under TM_{30} and TM_{50} dual-mode resonances[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(10): 1976-1980.

[13] LIU N W, LEI Z, WA C W, et al. A low-profile differentially fed microstrip patch antenna with broad impedance bandwidth under triple-mode resonance[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(8): 1478-1482.

[14] LIU N W, ZHU L, CHOI W W. A low-profile aperture-coupled microstrip antenna with enhanced bandwidth under dual resonance[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(3): 1607-1611.