

基于平面宽带耦合抑制结构提高天线端口互隔离度的方法

黄 河

(西安电子科技大学空间科学与技术学院, 陕西西安 710126)

摘 要: 由于通信任务的多样化需求,同一系统中会集成多个不同频段的的天线. 相邻天线不可避免地会相互影响,导致天线端口的互隔离度下降. 为提高双频段天线端口之间的互隔离度,本文提出了一种加载于低频单元上的平面、宽带耦合抑制结构(Planar/Wideband Coupling Suppression Structure, PWCSS),该耦合抑制结构谐振在高频段,可以有效减小低频单元在高频段的雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS),使低频单元辐射的高频能量被吸收,进而提升两天线单元在高频段的端口互隔离度. 本文提出的 PWCSS 有以下优点:不会给低频单元带来额外的增益损失、不会对天线原有辐射方向图产生影响;不需要分层加工,成本低,集成度高;包含不同长度、不同位置的开路微带,可以有效地扩展耦合抑制的作用带宽. 对天线进行了仿真、加工和测试. 结果表明,采用 PWCSS 可使高频范围内平均互隔离度、最大互隔离度分别提高 16.6 dB 和 30 dB. 该耦合抑制方法可用于基站、探测、雷达等多天线系统,具有良好的应用前景.

关键词: 双极化天线;双频天线;互隔离度;平面宽带耦合抑制结构;天线耦合

基金项目: 国家自然科学基金(No.61901321)

中图分类号: TN821+.4;TN828.6

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)05-1516-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20221366

A Method to Improve the Mutual Isolation of Antenna Ports Using Planar/Wideband Coupling Suppression Structure

HUANG He

(School of Aerospace Science and Technology, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710126, China)

Abstract: Diversified communication mission requires more and more antennas to be integrated into the same system. Adjacent antennas inevitably influence each other, leading to a decline of the mutual isolation of the antennas' ports. This paper proposes a planar/wideband coupling suppression structure (PWCSS) resonated in the high frequency band to reduce the radar scattering cross section (RCS) of the low band element and absorb energy from the low band element in the high frequency band and improve the mutual isolation of the two antenna elements' ports in the high band. Compared to the previous approach, the PWCSS proposed in this paper has the following advantages. First, its usage will not bring extra gain loss for lower band element, and will not affect the radiation pattern of both the lower and higher band elements. Second, it does not require lamination process, which means low cost and high integration. Third, it contains open circuit microstrips with various lengths and positions, which can effectively extend the bandwidth of coupling suppression. The author simulated, manufactured and tested the antenna. Results show that the average/maximum mutual isolation in the high frequency band can be enhanced by 16.6 dB and 30 dB when the PWCSS is applied. This coupling suppression method can be very useful to base station, detection, radar and other multi-antenna systems, and has a good application prospect.

Key words: dual-polarized antenna; dual-band antenna; mutual isolation; planar/wideband coupling suppression structure; antenna coupling

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61901321)

1 引言

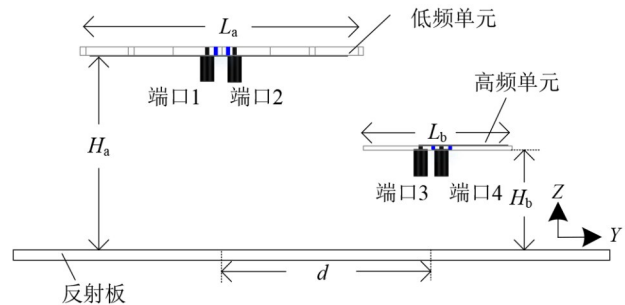
在多天线系统中,天线之间的耦合是制约系统性能的关键因素之一.为解决这个问题,研究人员已经提出了多种方法.比如,通过在低频单元偶极子臂上设置具有“通低频、阻高频”特性的扼流结构,实现不同频段之间的散射抑制^[1-3].再比如,采用具有带内辐射效率高、带外辐射效率低的滤波天线作为阵列中的单元,以获得较高的端口互隔离度^[4].又比如,用同轴电缆替换微带巴伦,以破坏高频单元及其馈电巴伦与地面产生的谐振回路,进而改善高频单元的方向图^[5].此外,还可以在低频和低频单元之间放置频率选择表面以达到解耦的目的^[6-10],以文献[10]中给出的方案为例,两个天线单元层叠放置且高频单元放置在低频单元上方,在它们之间放置一个频率选择表面,该频率选择表面可以反射由高频单元产生的电磁波,并引导低频单元产生的电磁波穿过,这样一来,两个天线单元的互隔离度和方向图都得到了改善.实际上,不只是在高低频单元之间设置频率选择表面,也可以像文献[6]中那样,将频率选择表面与低频单元集成在一起以达到去耦的目的.在文献[11,12]中,还提出了在天线辐射臂周围设置周期结构来消除带外反射、提高端口互隔离度的方法.文献[11,12]中涉及的耦合抑制结构分别由周期性的贴片和周期性的微带构成,它们分别印制在两个不同的介质板上,并与辐射臂所在的介质板通过层压技术集成在一起.通过这种方法,文献[11,12]中的两个天线之间端口互隔离度可提升5~17 dB(见文献[11]中的图3(b))和7~11 dB(见文献[12]中的图3(b)).

本文进一步提出了一种基于平面宽带耦合抑制结构的解耦方法.与文献[1~4]中的耦合抑制结构相比,本文提出的方法不依赖于天线单元本身,具有高度的设计自由度、可移植性和可复制性.与文献[11,12]相比,本文提出的解耦结构与天线辐射体共用同一介质板,易加工,而且因其具有不同长度的开路微带线,耦合抑制的带宽有明显的提升.

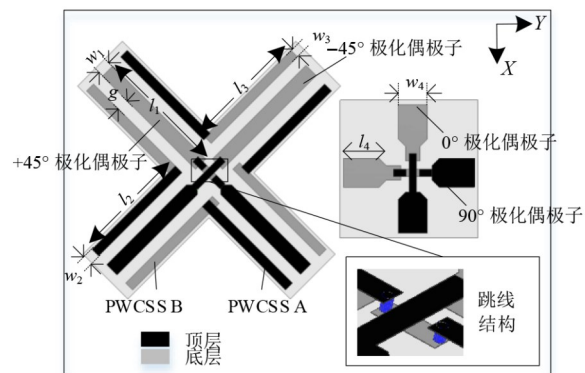
2 天线结构

图1给出了该双频天线的结构示意图.低频单元的工作频率为1.71~1.88 GHz,高频单元的工作频率为3.3~3.8 GHz.低频单元与反射板之间的距离为36 mm,大约是 $0.22\lambda_1$ (λ_1 是低频段中心频点1.8 GHz对应的自由空间波长).高频单元与反射板之间的距离为18 mm,大约是 $0.21\lambda_2$ (λ_2 是高频段中心频点3.55 GHz对应的自由空间波长).低频单元采用FR-4介质板,介电常数为4.4,厚度为1.6 mm,在介质板 $\pm 45^\circ$

方向分别印制两个相互垂直的偶极子^[13],从而产生 $+45^\circ$ 极化波和 -45° 极化波.为了避免上述偶极子相互交叉,在其中一个偶极子馈线的中间区域设置了一段跳线,图1(b)中的虚线框内给出了跳线部分的细节结构图.在介质板顶层和底层还分别设置有4条开路微带线,它们位于偶极子臂的一侧,并围绕低频单元的几何中心点旋转对称,而且,顶层和底层的开路微带线的长度略有差别.长短不一的开路微带线可以产生独立谐振点,增大耦合抑制带宽.高频单元同样采用介电常数为4.4,厚度为1.6 mm的FR-4介质板,其结构与低频单元的结构类似,只是未设置PWCSS,它由水平、垂直放置的两个偶极子构成,可以辐射 0° 和 90° 极化波.低频单元的端口记为“端口1”和“端口2”,高频单元的端口记为“端口3”和“端口4”.天线结构参数如下: $H_a=36$ mm, $H_b=18$ mm, $d=40$ mm, $L_a=48$ mm, $L_b=27$ mm, $w_1=3$ mm, $l_1=23.4$ mm, $w_2=2$ mm, $l_2=24.5$ mm, $w_3=2$ mm, $l_3=25.5$ mm, $g=2.5$, $w_4=6$ mm, $l_4=7.4$ mm.



(a) 天线结构侧视图



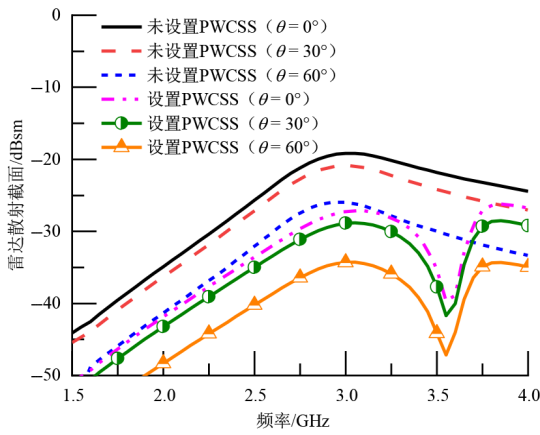
(b) 天线结构顶视图

图1 天线结构

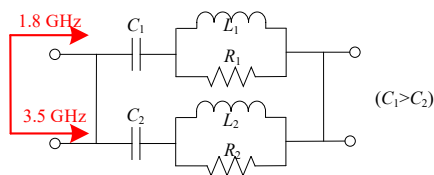
3 天线工作原理

从电磁场的角度看,PWCSS具有频率选择特性,可以消除天线在工作频带外的反射,直接减小天线的结构散射和模式散射,从而减小低频段天线在高频段的

雷达散射截面. 图2(a)给出了低频单元未设置和设置PWCSS时,在主工作面 $\varphi=0^\circ$ 内,俯仰角 θ 取 $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ 时的 RCS 曲线. 从图中可以看出,设置PWCSS后,低频单元在高频段的雷达散射截面有明显下降,此时低频单元对高频单元实现了“隐身”,故而在高频段内,高低频单元端口之间的互隔离度得到了提升. 从电路的角度来看,加载了PWCSS的低频单元可等效为两个 RLC 电路并联,如图2(b)所示, $R_1L_1C_1$ 和 $R_2L_2C_2$ 分别表示低频偶极子和PWCSS的等效集总元件值. R_1 和 R_2 是考虑微带线损耗的电阻性分量; L_1 表示偶极子自身分布电感; C_1 表示偶极子自身分布电容; L_2 表示PWCSS自身的分布电感; C_2 表示PWCSS自身的分布电容. 它们的具体值如下: $R_1=45.5 \Omega, L_1=1 \text{ nH}, C_1=0.0076 \text{ nF}, R_2=15.68 \Omega, L_2=6.84 \text{ nH}, C_2=0.29 \text{ pF}$. 根据电路理论,低频电流会流向大电容,也就是偶极子对应的等效电容 C_1 ,激发1.8 GHz的振荡,高频电流将流向小电容,也就是PWCSS对应的等效电容 C_2 ,激发3.55 GHz的振荡. 所以在低频单元附近设置谐振在3.55 GHz的结构,可以吸收低频天线辐射的高频段能量,进而减弱低频单元与高频单元之间的耦合. 根据电磁场理论,当谐振结构的长度约为二分之一波导波长时,就可以激励起对应的频率. 经过计算,介电常数为4.4,谐振点为3.55 GHz,对应的波导波长为42.25 mm,记作 λ_g . 因此,PCWSS的初始值设置为 $0.5\lambda_g$,根据耦合抑制所需的频率范围,对PWCSS的



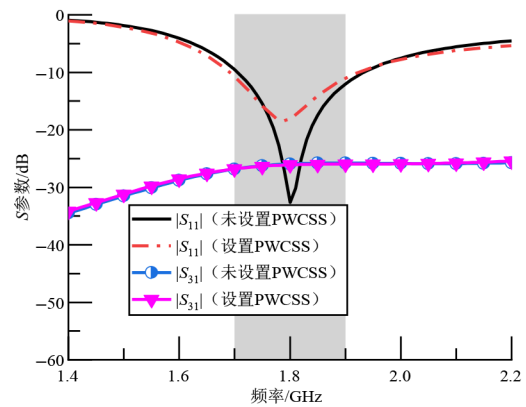
(a) 未设置和设置PWCSS对应的雷达散射截面曲线



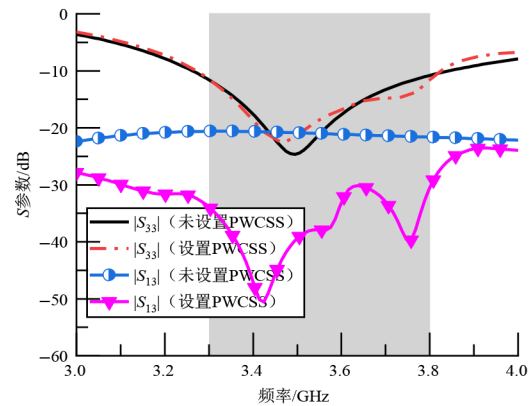
(b) 设置了PWCSS结构时,低频单元的等效电路

图2 雷达散射截面曲线和低频单元等效电路

长度、宽度以及它与低频单元偶极子臂之间的距离进行调整即可. 图3给出了未设置和已设置PWCSS时,低频单元和低频单元的S参数曲线,其中 $|S_{11}|$ 和 $|S_{33}|$ 分别代表低频和高频单元的反射系数, $|S_{31}|$ 代表低频段内、低频单元和低频单元端口之间的互隔离度, $|S_{13}|$ 代表高频段内、低频单元和低频单元端口之间的互隔离度. 图3的结果表明,设置PWCSS以后,低频单元的反射系数和低频段内高低频端口之间的互隔离度几乎没有变化(图3(a)),但是高频段内的端口互隔离度却得到了大幅提高,与未设置PWCSS的情况相比,高频段内的端口互隔离度提高了9~30 dB(图3(b)). 图4给出了未设置和已设置PWCSS时低频单元和低频单元的辐射方向. 从图4可以看出,PWCSS的设置对低频和高频单元的方向图没有太大的影响,说明PWCSS的引入不会影响天线原有辐射能力.



(a) 低频单元的反射系数和高低频端口互隔离度



(b) 高频单元的反射系数和高低频端口互隔离度

图3 低频单元和低频单元的S参数曲线

图5(a)给出了低频单元被激励时,低频段和低频段内的增益曲线(主工作面 $\varphi=0^\circ$ 内,俯仰角 θ 取 $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$),以 $\varphi=0^\circ$ 且 $\theta=0^\circ$ 时对应的增益曲线为例,当没

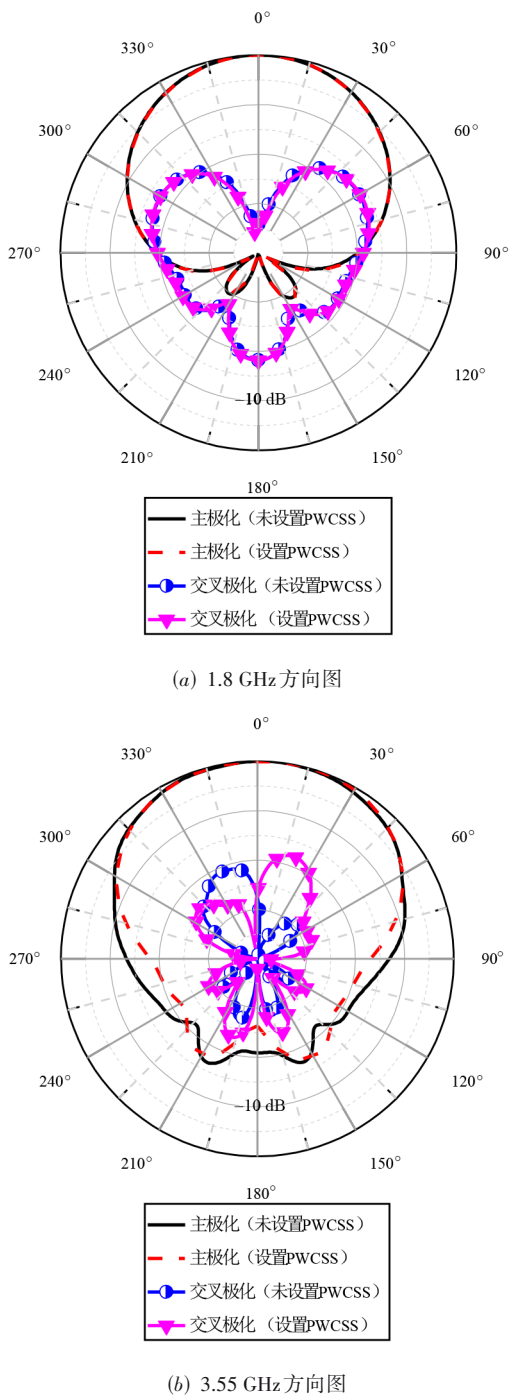


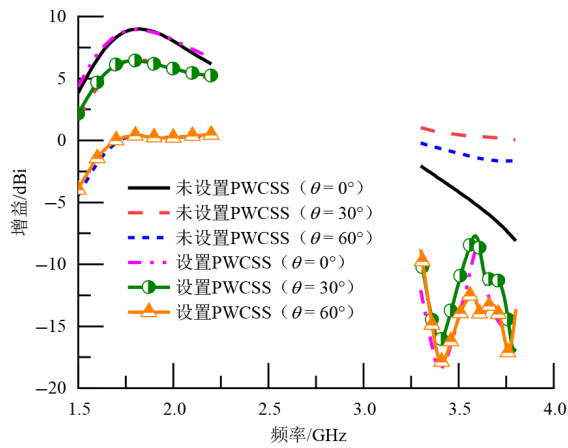
图4 低频单元和高频单元的方向图

有 PWCSS 时,低频单元在高频段的增益约为 -2.5 dBi, 而增加 PWCSS 后,增益下降到 $-18 \sim -5$ dBi. 如此低的带外增益说明 PWCSS 的引入降低了高频段内低频单元耦合到高频单元上的能量. 这一结论也能从图 5(b) 的电流分布中得到印证. 图 5(b) 给出了低频单元被激

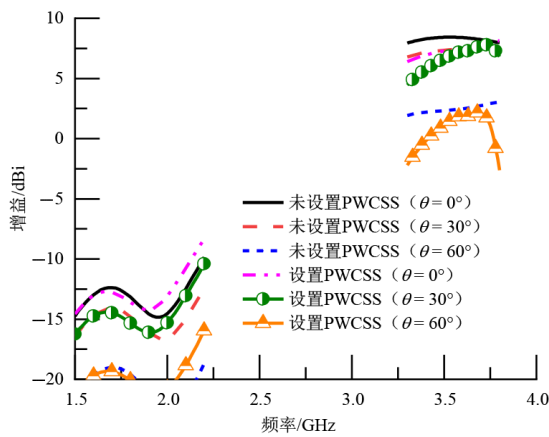
励时高频段中心频点 3.55 GHz 的电流分布图,从图中可以看出,未设置 PWCSS 时,低频单元的能量耦合到高频单元上,在高频单元上产生了大量感应电流,在设置 PWCSS 以后,高频单元上则几乎不存在感应电流. 图 5(c) 给出了高频单元被激励时在低频段和高频段内的增益(主工作面 $\varphi=0^\circ$ 内,俯仰角 θ 取 0° 、 30° 、 60°), 可以看到, 无论是否添加 PWCSS, 高频单元的带外增益均保持在 -10 dBi 以下, 说明在低频段内、高频单元耦合到低频单元上的能量本身就非常少. 图 5(d) 给出了未设置和设置 PWCSS 时低频单元和高频单元端口之间的包络相关系数的仿真值^[14], 从结果可以看出, 与未设置 PWCSS 时的包络相关系数相比, 设置 PWCSS 以后, 高频段内的包络相关系数下降了 0.2 , 说明高低频单元之间的耦合确实得到了抑制.

通过以上的讨论, 可以得出结论: PWCSS 的引入不会对原天线的匹配程度和辐射方向图产生太大影响, 但却可以大幅提高高频段内、高低频单元之间的互隔离度. 而且, PWCSS 的设计独立于天线的设计, 具有较高的设计自由度、可移植性和可复制性.

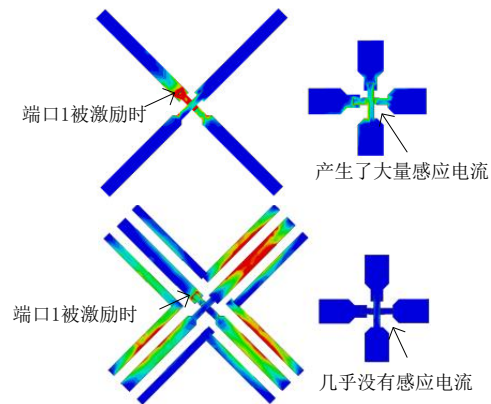
接着, 讨论关键几何参数对天线性能的影响. 第一个重要的几何参数是 PWCSS 与低频单元偶极子臂之间的距离 g , 图 6(a) 给出了 g 对高频段内端口互隔离度的影响. 从图 6(a) 的曲线可以看出, g 主要影响耦合抑制频段中的第二个谐振点, 参数 g 越大, 耦合抑制带宽越宽. 第二个重要的几何参数是 PWCSS 的宽度 w_3 , 图 6(b) 给出了 w_3 对高频段内端口互隔离度的影响. 从图 6(b) 的曲线可以看出, w_3 的值越大, 耦合抑制带宽越宽. 第三个重要的几何参数是顶层和底层 PWCSS 长度的差异 ($l_3 - l_2$), 图 6(c) 给出了 $l_3 - l_2$ 对高频单元自隔离度 ($|S_{43}|$) 的影响, 以及高频段内高低频端口之间互隔离度 ($|S_{13}|$) 的影响. 从图 6(c) 的曲线可以看出, $l_3 - l_2$ 的值越大, 耦合抑制的作用频带越低, 高频单元的自隔离度越小, 于是折中选择 $l_3 - l_2$ 为 1 mm. 从根本上来说, 图 6(a)~(c) 曲线变化的原因是参数 g 影响了等效电路模型中的电容分量, 参数 w_3 和 $l_3 - l_2$ 影响了等效电路模型中的电感分量. 无论是参数 g 、 w_3 还是 $l_3 - l_2$, 当它们的值发生变化时, 等效电路模型中的电感、电容分量也发生变化, 引起 PWCSS 的谐振频率变化, 进而影响耦合抑制的作用频点和带宽. 反之, 当需要改变耦合抑制的频率范围时, 可通过改变上述参数实现.



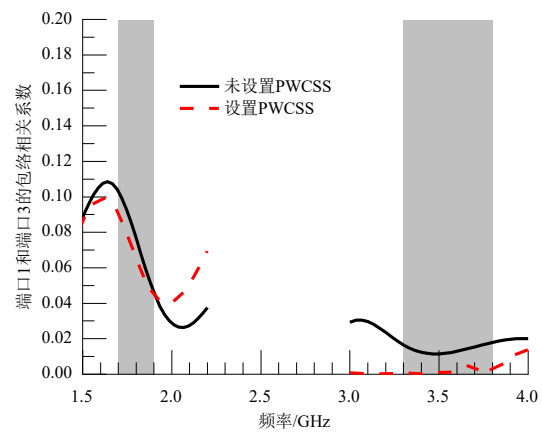
(a) 低频单元被激励时,在低频段和高频段内的增益



(c) 高频单元被激励时,在低频段和高频段内的增益



(b) 低频单元被激励时,高频段中心频点 3.55 GHz 的电流分布图



(d) 低频单元与高频单元端口之间的包络相关系数

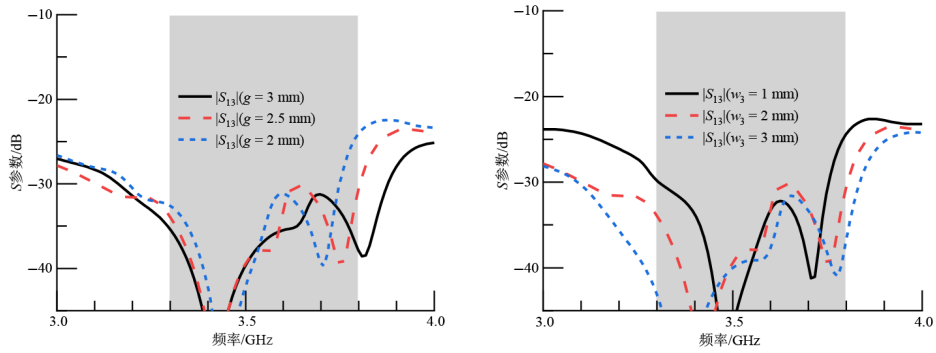
图5 增益曲线、电流分布和包络相关系数曲线

4 仿真与测试结果对比及分析

为了验证本文的设计,作者对该天线进行了加工和测试.图7是天线的实物照片.图8(a)给出了该天线的仿真和实测 S 参数曲线,其中 $|S_{11}|$ 和 $|S_{33}|$ 分别代表低频和高频单元的反射系数, $|S_{21}|$ 和 $|S_{43}|$ 分别代表低频和高频单元的自隔离度.低频单元可覆盖1.71~1.88 GHz,低频单元端口自隔离度仿真和实测值分别大于30 dB和28 dB;高频单元可覆盖3.3~3.8 GHz,高频单元端口自隔离度仿真和实测值分别大于25.5 dB和24.2 dB;图8(b)给出了低频单元和高频单元端口之间的互隔离度曲线,结果表明,低频段内的高低频单元之间的互隔离度仿真和实测值分别大于26 dB和24.7 dB,高频段内的高低频单元之间的互隔离度仿真和实测值分别大于29 dB和27.7 dB.

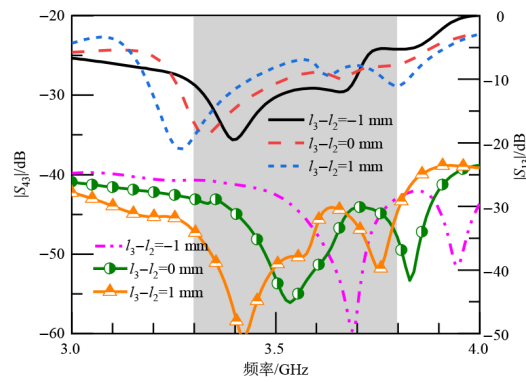
图9给出了该天线在低频段和高频段起始频点、中心频点、截止频点对应的仿真和实测方向图,另

外,由于天线结构关于其几何中心基本对称,所以仅给出了 XOZ 面的方向图,省略了 YOZ 面方向图.图10给出了低频单元和高频单元在各自频段内的仿真和实测增益曲线(注:以下增益曲线是在空间角度 $\theta=0^\circ$ 和 $\varphi=0^\circ$ 时获得的).低频单元被激励时,带内增益测试值大约为8.4 dBi;高频单元被激励时,带内增益测试值大约为7.6 dBi.与低频天线相比,高频天线具有更宽的半功率波束宽度和更低的增益,这是因为反射板的电尺寸是高频段天线工作频率对应波长的两倍多,这个问题可以通过给高频单元组阵来解决.另外需要说明的是,图10与图5(a)和(c)中的增益曲线是不一样的.图5(a)是低频单元被激励时,低频段和高频段内的增益曲线;图5(c)是高频单元被激励时,低频段和高频段内的增益曲线.图5(a)中给出的低频单元被激励时的高频段内的增益曲线和图5(c)中给出的高频单元被激励时的低



(a) 参数 g 对高频段内端口互隔离度的影响

(b) 参数 w_3 对高频段内端口互隔离度的影响



(c) $l_3 - l_2$ 对高频单元自隔离度($|S_{43}|$)以及高频段内高低频端口之间互隔离度($|S_{13}|$)的影响

图 6 一些重要几何参数对天线性能的影响

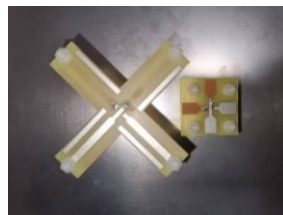
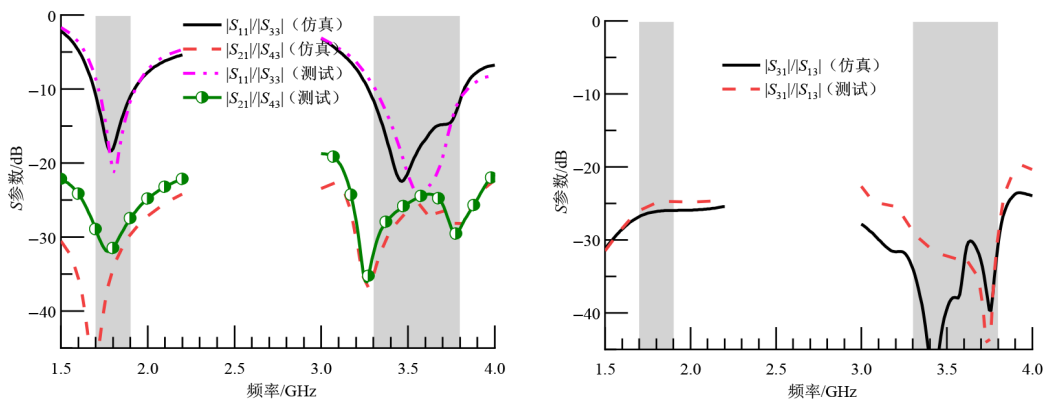


图 7 天线的实物图



(a) 仿真和实测反射系数曲线和自隔离度曲线

(b) 低频单元和高频单元端口之间的互隔离度曲线

图 8 天线仿真和测试曲线

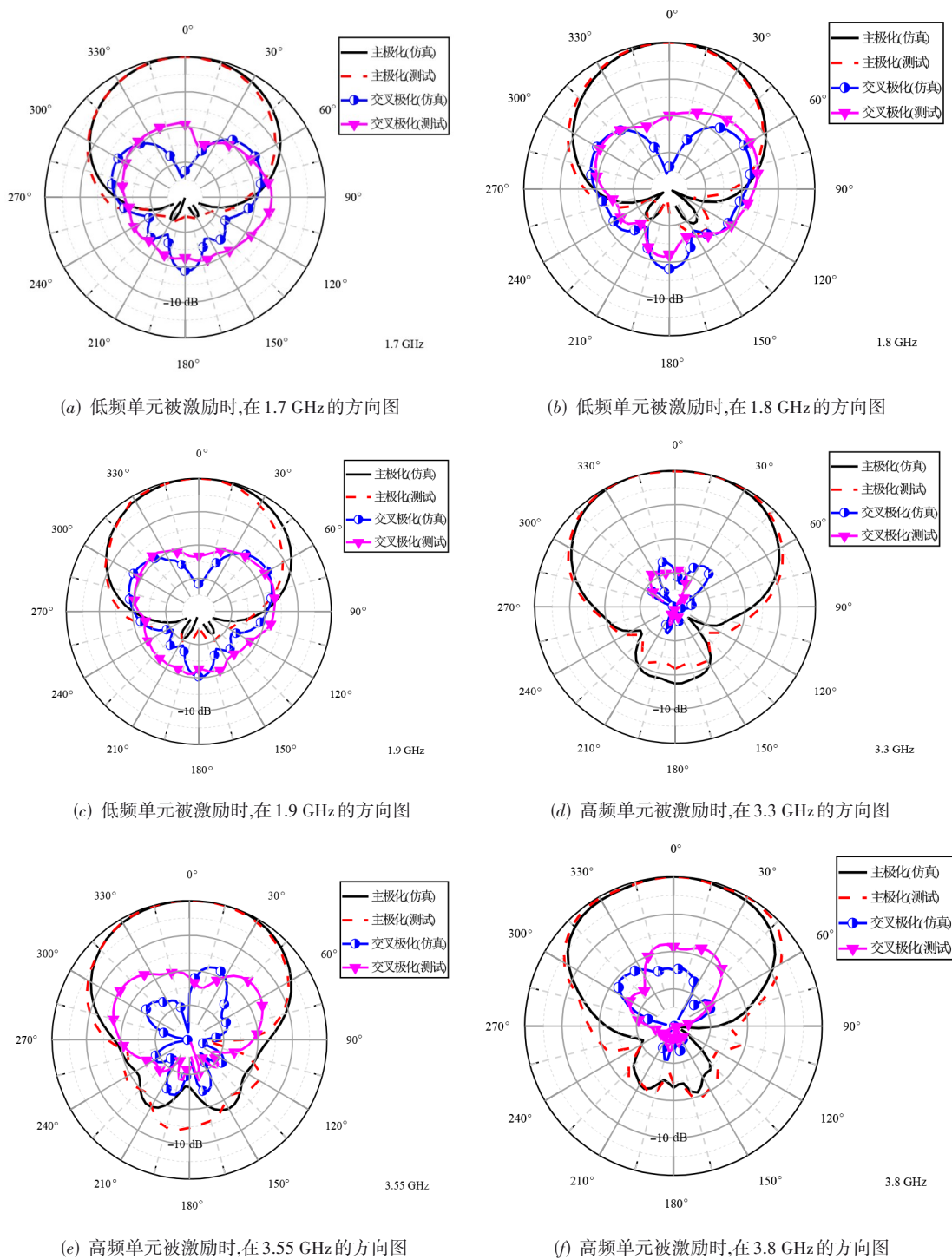


图9 天线XOZ面方向图

频段内的增益曲线,均小于 0 dBi,说明低频单元和高频单元在对方的频段内感知到的能量很少,所以才能获得较高的端口互隔离度.而图 10 中黑色和红色曲

线是低频单元被激励时低频段内的增益曲线,蓝色和玫红色曲线是高频单元被激励时高频段内的增益曲线.

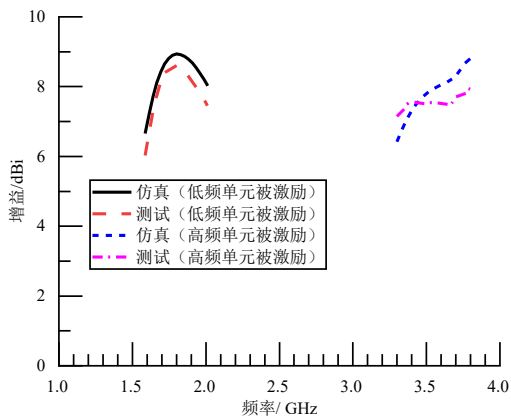


图10 低频单元和高频单元在各自频段内的增益曲线

5 结论

本文在前期研究^[11,12]的基础上,提出了一种基于PWCSS的双频天线解耦方法. PWCSS与低频天线共用同一介质板,实现了平面化结构. 此外, PWCSS中的两组开路微带特意设计成不同的长度,使它们在不同的频率点上谐振,从而扩展耦合抑制的作用带宽. 与文献^[11,12]的解耦方案相比,本文提出的解耦方案可将耦合抑制带宽扩展到11%以上. 该方法具有一定的先进性,在多天线系统中具有良好的应用前景.

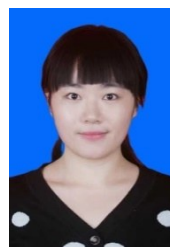
参考文献

- [1] SUN H H, DING C, ZHU H, et al. Suppression of cross-band scattering in multiband antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(4): 2379-2389.
- [2] SUN H H, ZHU H, DING C, et al. Scattering suppression in a 4G and 5G base station antenna array using spiral chokes[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(10): 1818-1822.
- [3] SUN H H, JONES B, GUO Y J, et al. Suppression of cross-band scattering in interleaved dual-band cellular base-station antenna arrays[J]. IEEE Access, 2020, 8: 222486-222495.
- [4] ZHANG Y, ZHANG X Y, YE L H, et al. Dual-band base station array using filtering antenna elements for mutual coupling suppression[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(8): 3423-3430.
- [5] HUANG H. An effective way regarding to coupling reduction and pattern correction in base station design[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2018, 60(11): 2707-2712.
- [6] YANG S J, ZHANG X Y. Frequency selective surface-based dual-band dual-polarized high-gain antenna[J]. IEEE

Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(3): 1663-1671.

- [7] ZHU Y F, CHEN Y K, YANG S W. Decoupling and low-profile design of dual-band dual-polarized base station antennas using frequency-selective surface[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(8): 5272-5281.
- [8] ZHU Y F, CHEN Y K, YANG S W. Integration of 5G rectangular MIMO antenna array and GSM antenna for dual-band base station applications[J]. IEEE Access, 2020, 8: 63175-63187.
- [9] ZHU Y F, CHEN Y K, YANG S W. Cross-band mutual coupling reduction in dual-band base-station antennas with a novel grid frequency selective surface[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(12): 8991-8996.
- [10] HUANG H. A decoupling method for antennas with different frequencies in 5G massive MIMO application[J]. IEEE Access, 2020, 8: 140273-140278.
- [11] HUANG H, LI X P, LIU Y M. A method to suppress the coupling of dual-frequency antennas[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20(8): 1458-1462.
- [12] HUANG H, LI X P, LIU Y M. A way to improve mutual isolation and radiation pattern of triple-band antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, 21(7): 1433-1436.
- [13] 常玉梅, 车文荃, 周雍. 印刷带状偶极子天线与经典三维柱状偶极子天线的等效理论研究[J]. 电子学报, 2015, 43(2): 230-235.
CHANG Y M, CHE W Q, ZHOU Y. Equivalence of the strip-dipole antenna printed on dielectric substrate to the classical rod-dipole antenna in air[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(2): 230-235. (in Chinese)
- [14] BLANCH S, ROMEU J, CORBELLA I. Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description[J]. Electronics Letters, 2003, 39(9): 705-707.

作者简介



黄河 女, 1990年出生, 陕西西安人. 现为西安电子科技大学空间科学与技术学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向为天线理论与设计. 中国电子学会会员编号: E190066428M.

E-mail: huanghe@xidian.edu.cn