光电器件

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2023061501

基于介质片加载实现MIMO介质谐振器天线解耦

余景东，靳　钊*，容　瑜，吴　飞

（长安大学 信息工程学院，西安 710021）

摘　要： 提出了一种通过在介质谐振器(DR)上表面侧边加载介质片(DS)来实现1×2 MIMO介质谐振器天线(DRA)解耦的新方法。1×2 MIMO DRA采用双层介质基板结构以优化阻抗匹配特性和辐射特性，两DR的边到边间距为0，天线工作在毫米波频段。所加载的DS使得DR内的场重新分布并向DS加载区域以及DS内集中，从而减弱耦合到另一DR单元的场强以实现解耦效果。基于ANSYS HFSS的仿真结果表明天线的－10 dB阻抗匹配带宽为25.6%(22.75～29.43 GHz)，带内最大实现了30 dB的隔离度的增强。

关键词： MIMO；介质谐振器天线；解耦；毫米波

中图分类号： TN828.6　**文章编号：** 1001－5868(2023)05－0685－05

Decoupling for MIMO Dielectric Resonator Antennas Based on Dielectric Sheets Loading

YU Jingdong，JIN Zhao，RONG Yu，WU Fei

（School of Information Engineering，Chang'an University，Xi'an 710021，CHN）

Abstract： A new simple method to decouple a 1×2 MIMO dielectric resonator antenna (DRA) by loading a dielectric sheet (DS) on the upper surface of the dielectric resonator (DR) at the lateral side is proposed. The 1×2 MIMO DRA adopted a double-layer dielectric substrates structure to optimize impedance matching and radiation characteristics. The edge-to-edge distance between the two DRs was 0，and the antenna operated in the millimeter wave frequency band. The loaded DS caused the E-field within the DR to redistribute and concentrate towards the DS loading area and within the DS，thereby weakening the field strength coupled to another DR unit to achieve decoupling effect. The simulation results based on ANSYS HFSS software show that the －10 dB impedance matching bandwidth of the antenna is 25.6% (22.75～29.43 GHz)，and a maximum isolation enhancement about 30 dB is achieved within the impedance matching bandwidth.

Key words： MIMO；dielectric resonator antennas；decouple；millimeter wave

0　引言

空前增长的移动数据业务需求对现代无线通信系统各方面性能指标如数据流传输速率、信道容量以及链路可靠性等提出了更高的要求。多输入多输出技术(MIMO)在提高数据传输速率，增大信道容量等方面发挥着重要作用[1-2]。然而，多辐射元件的密集排布势必会产生耦合从而造成信道干扰，恶化天线性能，因此针对MIMO天线降耦合(提高端口隔离度)问题的研究具有重要现实意义。

MIMO天线的单元端口隔离度的恶化源于天线辐射单元的辐射场在其邻近单元上产生感应电流。辐射场"隔断"的思路被提出以实现端口隔离度的增强，其代表性的方法包括在天线单元间插入超材料介质层[3]、使用EBG介质层[4]以及构建具有缺陷地结构的接地面[5-6]等，这一思路可被视为破坏能

收稿日期：2023－06－15.

*通信作者：靳　钊　E-mail：mxwjmy@chd.edu.cn

量的直接耦合路径。引入新的耦合路径使耦合能量相互“抵消”同样可以有效提高端口隔离度，基于“抵消”这一思路提出的方法包括引入中和线[6]、加载集总元件[7]以及介质覆层[8]等。此外，部分反射表面[9]也被加载到阵列上方通过对各个单元进行波束调控以实现端口隔离度的增强。然而，使用超材料、EBG介质层结构或者是部分反射表面的方法在实施上有时操作不够简便。

相较于微带天线，介质谐振器天线(DRA)依赖介质谐振器(DR)向外辐射电磁波，因此基本不存在欧姆损耗，这使得DRA具有极高的辐射效率[10]。第五代移动通信技术的部署正在稳步推进，Sub-6G已经部署到移动终端，不久的将来毫米波技术也将被部署到移动终端[11]，而我国将24.75～27.5 GHz作为毫米波通信的预选频段之一。在该频段，DRA仍可以保持较高的辐射效率。近年来，基于DRA的简单且易于实施的解耦方法颇受关注。在DR表面的特定位置加载金属贴片是其中常见的一种简单解耦方式[12-13]。此外，不需要额外结构的自解耦方法同样被提出[14-16]。

本文首次提出通过在矩形DR上表面侧边加载介质片(DS)来实现二元MIMO DRA的端口隔离度的增强，DR单元的边到边间距为0。加载在矩形DR上边缘的DS改变了矩形DR内的原有的场分布，从而改变了DR单元间的耦合场分布实现端口间的隔离度增强。详细地分析了所加载的DS的介电常数和尺寸对DRA单元间解耦效果的影响。

1 MIMO DRA结构设计

1.1 MIMO DRA单元配置

首先介绍MIMO DRA单元的具体配置，单元DRA透视分层结构如图1所示。自下而上结构依次为50 Ω标准微带线、介质基板1、地板面(GND)、介质基板2、矩形缝隙以及长方体DR1，其中微带线位于介质基板1的下表面，作为馈电线，介质基板1与2的材料均为Rogers RT/duroid 5880(介电常数为2.2，损耗角正切值为0.000 9)，矩形窄缝蚀刻于地板面中央作为电磁耦合缝隙，长方体DR1作为主要辐射元件，其材质为Rogers RT/duroid 6010(介电常数为10.2，损耗角正切值为0.002 3)。在这里双层基板结构为优化设计，在仿真分析部分也给出了采用单层基板(移除介质基板2)的DRA单元仿真结果。具体结构尺寸参数详见表1。

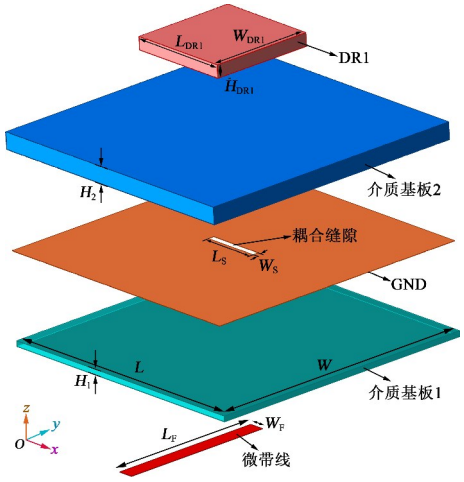


图1 MIMO DRA单元结构透视图

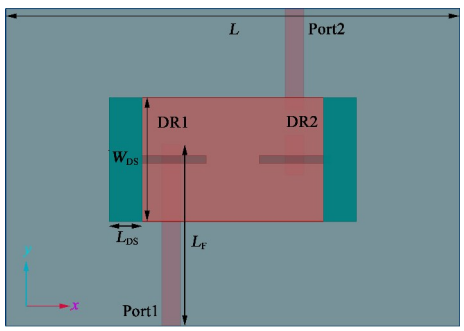
表1 MIMO DRA单元结构参数(单位:mm)

L	13	H_2	0.787	H_{DR1}	0.6
W	13	L_S	2.8	L^*_{DR1}	4.8
L_F	7.25	W_S	0.3	W^*_{DR1}	4.8
W_F	0.74	L_{DR1}	4.9	H^*_{DR1}	1.1
H_1	0.254	W_{DR1}	4.9	L^*_F	8.04

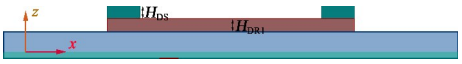
注：* 表示单层基板DRA较双层基板DRA的数据变化

1.2 1×2 MIMO DRA配置

图2给出了1×2 MIMO DRA的结构图。两个尺寸一致的长方体DR的边到边间距为0，即两者相接。在两长方体DR的一侧分别加载一个长方体介质片，材质与DR一致，用于实现两个DRA单元间的解耦。相对于DRA单元结构，1×2 MIMO DRA的基板长度被拓宽，同时重新调整了微带馈线的长度以及DR的厚度以消除DS的加载效应。仿真时只给其中一个端口加以激励而另一个端口匹配50 Ω负载。更新后的结构参数为：$L=18$ mm，$W_{DS}=4.9$ mm，$H_{DR1}=0.508$ mm，$L_F=7.1$ mm，$H_{DS}=0.508$ mm，$L_{DS}=1.3$ mm，其他未标注参数同DRA单元配置一致。



(a) 俯视图



（b）侧视图

图 2　1×2 MIMO DRA 结构图

2　1×2 MIMO DRA 仿真与分析

2.1　仿真结果与分析

图 3 为单元 DRA 分别选用双层与单层介质基板时的 S_{11} 参数及增益的仿真结果。在两种配置下 DRA 均谐振于 26 GHz，单层 DRA 的－10 dB 阻抗匹配带宽约为 13.4%（24.36～27.85 GHz），劣于双层 DRA 的 28.7%（22.48～30 GHz）的匹配带宽。同时，双层 DRA 在阻抗匹配带宽内的增益高于 7 dBi，而单层 DRA 的增益低于 6 dBi，因此双层基板设计的 MIMO 单元 DRA 较单层设计有更优异的性能。进一步分析长方体 DR 内位于 26 GHz 的工作模式，图 4 为 DR 内 $z=H_2+H_{DR1}/2$（双层）、$z=H^*_{DR1}/2$（单层）以及 $x=0$ 切面电场分布图，分析可知单层 DRA 中 DR 工作在 TE^x_{111} 模式下，而对于双层 DRA，TE^x_{111} 模式分布在 DR 与介质基板 2 中。此外，双层 DRA 中有着较强的缝隙场，如图 4(a)矩形框区域，而单层设计中的缝隙场并不显著。

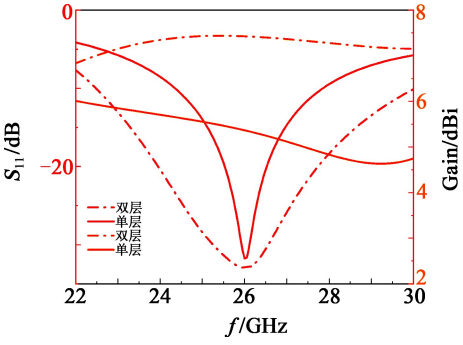
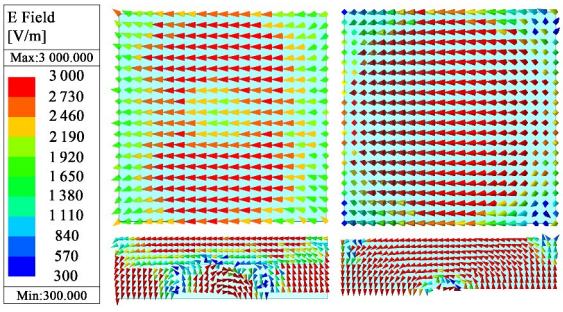


图 3　MIMO DRA 单元的 S_{11} 参数与增益曲线



（a）双层 DRA　　（b）单层 DRA

图 4　双、单层 DRA 26 GHz 下的电场分布

通过在 DR 上表面侧边加载 DS 以实现二元 DRA 端口隔离度增强。图 5 给出了加载与未加载 DS 时的 S_{11} 与 S_{21} 参数曲线，由于 S_{22} 与 S_{11}，S_{12} 与 S_{21} 基本一致，因此这里给出单组 S 参数。观察可知，解耦前后－10 dB 阻抗匹配带宽无明显差异。未解耦时 1×2 MIMO DRA 的隔离度在匹配带宽内维持在－15 dB 左右，而当加载 DS 后，在 26.8 GHz 处，隔离度达到－46 dB，隔离度的峰值提升约 30 dB，有效削弱了 MIMO 天线中的信道干扰，这表明 DS 的加载的确有着显著的解耦效果。进一步分析解耦前后 DR 内的场能分布情况以及 DS 内的场模式，相应的场分布图如图 6 所示。观察图 6(a)可知，无解耦结构条件下，当 DR1 被激励时，DR1 中所激励出的场为 TE^x_{111} 的上半模式场分布，两 DR 内有着较强的电场耦合，这尤其是在相接面附近。当加载 DS 后，如图 6(b)所示，主要场能分布向 DR 外侧迁移，同时，DR1 上表面的 DS 内有着很强的场分布，属于 TE^x_{111} 的部分场，相应地，耦合到 DR2 中的场被削弱，使得两 DRA 单元间的隔离度得到有效增强。

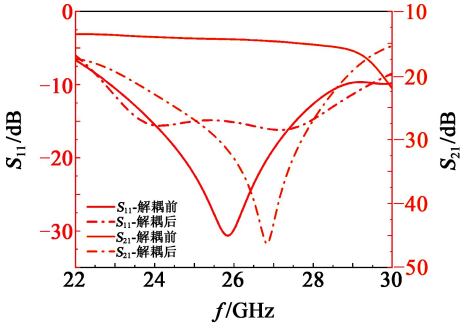
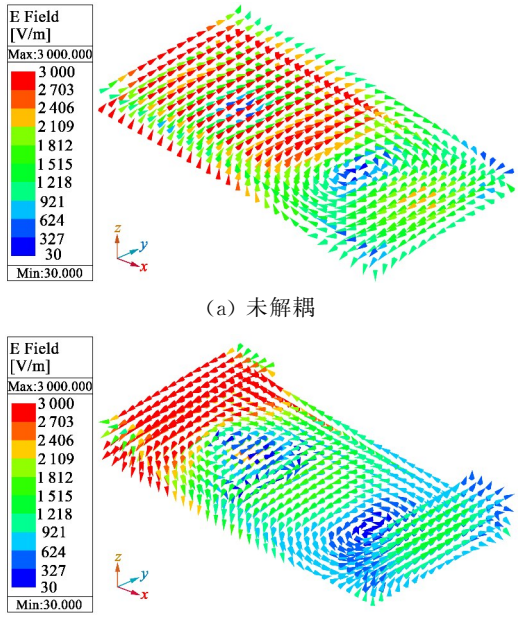


图 5　1×2 MIMO DRA 解耦前后 S 参数曲线

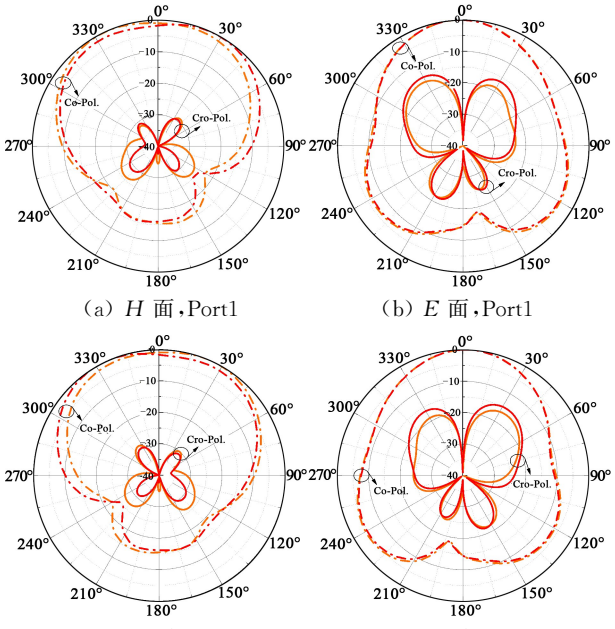


（a）未解耦

（b）已解耦

图 6　1×2 MIMO DRA 解耦前后场分布图（只激励 DR1）

接下来分析天线的辐射特性。图 7 给出了 MIMO DRA 双端口分别馈电时 26 GHz 处的解耦前后的归一化辐射方向图(红色线条为未解耦,橙色线条为已解耦)。无解耦结构时单元 DRA 的 H 面(xoz 平面)方向图的主波束由于 H 面耦合产生一定角度的偏移,解耦后 H 面仍有一定的主波束偏移,这是由于 DS 的不对称的加载造成的。此外,H 面呈现的交叉极化电平很低,而 E 面相对于 H 面较高。图 8 为解耦前后的增益($\theta=0°$(+z)方向)及包络相关系数(ECC)曲线,其中 ECC 表征 MIMO 天线的空间复用能力,这里根据辐射场计算。在 24.3 GHz 往后解耦后的天线增益持续高于解耦前,并且解耦后 ECC 在对应的阻抗匹配带宽内低于 0.005,这远远低于参考上限值 0.5。最后,表 3 给出了部分已提出方法的解耦效果以作对比,其中文献[3,8]均存在一定的主波束偏移现象。



(a) H 面,Port1 (b) E 面,Port1

(c) H 面,Port2 (d) E 面,Port2

图 7 1×2 MIMO DRA 在 26 GHz 处的归一化辐射方向图(红色线条:未解耦,橙色线条:已解耦)

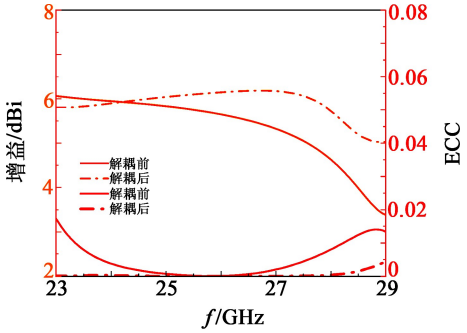


图 8 MIMO DRA 增益与 ECC 曲线(单端口激励)

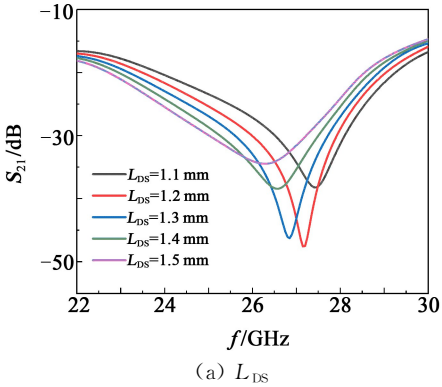
表 3 与相关文献中设计方法的性能对比

文献	方法	边到边间距(λ_0)	峰值隔离度提升*/dB	设计复杂度
[3]	引入超材料隔离墙	0.2	28(60 GHz)	高
[8]	加载介质块覆层	0	31.4 (2.12 GHz)	低
[16]	特定高次模激励	0.30/0.31 (E/H 面)	67(5.25 GHz) 64(5.25 GHz)	低
本文	DS 加载	0	30(26.8 GHz)	低

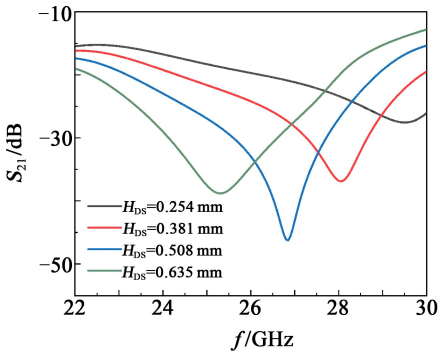
注:* 均为仿真结果且只摘出文献[9]中的其中一个设计的结果

2.2 结构参数分析

加载于 DR 表面的 DS 是 DRA 单元间实现端口解耦的关键,因此有必要对 DS 的相关参数包括 L_{DS},H_{DS}(W_{DS} 与 DR 边长 W_{DR1} 保持一致,故在此不讨论)以及介电常数 ε_{rDS} 作进一步讨论以分析其对解耦效果的影响。图 9 为 L_{DS} 和 H_{DS} 分别在不同取值时对应的 S_{21} 曲线。首先,可以确定的是随着这两个参数的增大,S_{21} 谐振频率左移,这是因为参数值的增大使得 DS,DR 以及与 DS 等高的 DR 上方的空气区域整体上的等效介电常数增大。另外,通过观察图 9 可知,DS 的尺寸过大与过小都不利于解耦,同时由于 DS 的非对称加载会影响辐射方向图,因此需要综合考虑隔离度提升效果与方向图来确定 DS 的尺寸参数。需要指出的是 DS 加载的位置同样很重要,当 DS 向介质基板中心靠近时,解耦效果持续削弱,由前文的场以及参数分析,这是可以预见的,为简洁起见这里不给出结果。图 10 为选用 DS 的介电常数为 10.2 与 36 时的仿真结果,由于介电常数的变动,当 DS 的介电常数为 36 时其尺寸参数 L_{DS},H_{DS} 分别变化 0.8 和 0.2 mm。可以看出在这两种条件下均可以实现优秀的解耦效果。由于高介电常数的 DS 具有更强的场束缚能力,因此可以推测介电常数的增大可以在保持优秀的解耦性能前提下进一步缩减 DS 的尺寸。



(a) L_{DS}



(b) H_{DS}

图 9　L_{DS} 和 H_{DS} 分别在不同取值时 S_{21} 变化曲线

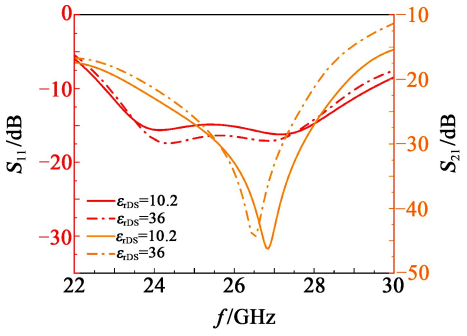


图 10　不同介电常数的 DS 加载下的 S 参数曲线

3　结束语

新颖的 DS 加载技术用于实现边到边距离为 0 的 1×2 MIMO DRA 的 H 面端口隔离度解耦中，仿真得到 MIMO DRA 的阻抗匹配带宽为 25.6%(22.75～29.43 GHz)，覆盖中国拟定的 5G FR2 频段之一(24.75～27.5 GHz)，带内实现的峰值隔离度增强约为 30 dB，表明了该方法的有效性。通过改变 DS 的加载位置与尺寸，此技术亦适用于 E 面解耦，满足不同极化特性的天线需求，而且在实际加工测试中，为便于馈电接头的安装，应适当扩大介质基板的尺寸，扩大介质基板并不会影响所提方法的解耦效果。

参考文献：

[1] Cheng B, Du Z. Dual polarization MIMO antenna for 5G mobile phone applications [J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2021, 69(7): 4160-4165.

[2] Barani I R R, Wong K L. Integrated inverted-F and open-slot antennas in the metal-framed smartphone for 2×2 LTE LB and 4×4 LTE M/HB MIMO operations [J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2018, 66(10): 5004-5012.

[3] Dadgarpour A, Zarghooni B, Virdee B S, et al. Mutual coupling reduction in dielectric resonator antennas using metasurface shield for 60-GHz MIMO systems [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., 2017, 16: 477-480.

[4] Tan X, Wang W, Wu Y, et al. Enhancing isolation in dual-band meander-line multiple antenna by employing split EBG structure [J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2019, 67(4): 2769-2774.

[5] Gao D, Cao Z X, Fu S D, et al. A novel slot-array defected ground structure for decoupling microstrip antenna array[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2020, 68(10): 7027-7038.

[6] Zhang S, Pedersen G F. Mutual coupling reduction for UWB MIMO antennas with a wideband neutralization line [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., 2016, 15: 166-169.

[7] Venkatasubramanian S N, Li L, Lehtovuori A, et al. Impact of using resistive elements for wideband isolation improvement [J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2017, 65(1): 52-62.

[8] Li M, Cheung S. Isolation enhancement for MIMO dielectric resonator antennas using dielectric superstrate[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2020, 69(7): 4154-4159.

[9] Das G, Sharma A, Gangwar R K, et al. Performance improvement of multiband MIMO dielectric resonator antenna system with a partially reflecting surface[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., 2019, 18(10): 2105-2109.

[10] Mongia R K, Bhartia P. Dielectric resonator antennas—A review and general design relations for resonant frequency and bandwidth [J]. Inter. J. of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, 1994, 4(3): 230-247.

[11] Ren Z, Wu S, Zhao A. Coexist design of sub-6 GHz and millimeter-wave antennas for 5G mobile terminals[C]// 2018 Inter. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP), 2018: 1-2.

[12] Sahu N K, Gangwar R K. Dual-port compact MIMO-DRAs: exploiting metallic sheets to increase inter-port isolation at 28-GHz 5G-band [J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems Ⅱ: Express Briefs, 2022, 69(12): 4814-4818.

[13] Tong C, Yang N, Leung K W, et al. Port and radiation pattern decoupling of dielectric resonator antennas[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2022, 70(9): 7713-7726.

[14] Liang Y Z, Chen F C, Zeng W F, et al. Design of self-decoupling dielectric resonator antenna with shared radiator[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2022, 71(1): 1053-1058.

[15] Yang L L, Wang X F, Ke Y H, et al. Dielectric patch antenna self-decoupling by proper structural parameters [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., 2022, 21(7): 1447-1451.

[16] Pan Y M, Hu Y, Zheng S Y. Design of low mutual coupling dielectric resonator antennas without using extra decoupling element[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2021, 69(11): 7377-7385.

作者简介：

余景东(1998—)，男，江西省上饶市人，硕士研究生，研究方向为介质谐振器天线设计；

靳　钊(1982—)，男，河南省开封市人，博士，副教授，主要研究领域为电路设计与信号处理。