

# 一种双频四模极化可重构天线

孙 胜<sup>1</sup>, 王世通<sup>2</sup>, 孙虎成<sup>3</sup>

(1. 电子科技大学电子科学与工程学院, 四川成都 611731; 2. 澳门大学科技学院, 澳门 999078;  
3. 南京信息工程大学电子与信息工程学院, 江苏南京 210044)

**摘要:** 极化可重构天线是一种极化状态可切换的新型天线,它具有减少系统中天线数量、利于频率复用等优点. 本文基于模式可切换馈电网络,提出了一种具备两个工作频带(1 GHz和2.1 GHz)和四种极化状态( $0^\circ$ 和 $90^\circ$ 线极化和左、右旋圆极化)的直流偏置电压数量较少的双宽带极化可重构微带天线. 双频比可实现范围为1.7~3.5. 本文详细介绍了双频可切换馈网和天线的设计过程. 本文在分支线耦合器的基础上加载4个开路枝节和12个二极管,通过切换二极管状态使馈网输出信号幅度和相位可以在四种模式之间切换,从而满足四种极化状态的激励条件;并且基于参数分析,提出了调节双频比和提高轴比带宽的方法. 天线方面,本文在双层L探针贴片天线的基础上设计了一种准同轴去耦结构和一种T形结匹配结构. 仿真结果表明天线具有良好的双频双极化性能. 最后,对馈电网络和天线的整体进行了仿真和加工实测. 实测结果表明,该天线在0.94~1.07 GHz(13%)和1.99~2.27 GHz(12.6%)两个较宽的频带内仅用2个直流偏置电压(不包括地板电位)就实现了四种极化状态的切换,低、高频带内线极化状态的法向增益分别为7.6 dBi和7.3 dBi,圆极化的法向增益分别为6.3 dBic和5.9 dBic. 本文设计的双频四极化可重构天线为RFID系统、WLAN系统和卫星导航系统提供了新的解决方案.

**关键词:** 双频;四极化;可重构天线;可切换馈电网络;微带天线

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.61971115, No.61721001)

**中图分类号:** TN82

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2023)08-2168-11

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

**DOI:** 10.12263/DZXB.20211304

## A Dual-Band Quad-Polarization Reconfigurable Antenna

SUN Sheng<sup>1</sup>, WANG Shi-tong<sup>2</sup>, SUN Hu-cheng<sup>3</sup>

(1. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China;

2. Faculty of Science and Technology, University of Macau, Macau 999078, China;

3. School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210044, China)

**Abstract:** Polarization reconfigurable antenna is a state-switchable antenna with advantages of reducing number of antennas used in a system as well as frequency reuse. In this article, a dual-band reconfigurable microstrip antenna with quad-polarization diversities in both operating frequency bands (1 GHz and 2.1 GHz) is presented based on a mode-switchable feed network. The achievable frequency ratio is 1.7-3.5. The article presents the design of feed network and antenna in detail. Due to the 4 open-ended stubs and 12 p-i-n diodes, the amplitudes and phases of the feed network can switch among four operating modes which meet the excitation conditions of four polarization states. A method to adjust frequency ratio and improve the bandwidth of axial ratio is proposed based on the analysis of key parameters of the feed network. In terms of the radiator, a quasi-coaxial decoupling structure and a T-junction matching structure are proposed as modifications of L-probe feed patch antenna. Simulation results verify a dual-band dual-polarized performance. Finally, the integrated system is simulated and measured. Measured results show that the proposed antenna implements four polarization states in 0.94-1.07 GHz (13%) and 1.99-2.27 GHz (12.6%) by utilizing only two dc bias voltages. The broadside gains for linearly polarized states at high and low frequencies are 7.6 dBi and 7.3 dBi, respectively. Those for circularly polarized states are 6.3 dBic and 5.9 dBic, respectively. The proposed dual-band quad-polarization reconfigurable antenna provides a new solution for RFID (Radio Frequency Identification) systems, WLAN (Wireless Local Area Network) systems and satellite navigation systems.

Key words: dual-band; quad-polarization; reconfigurable antenna; switchable feed network; microstrip antenna

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61971115, No.61721001)

## 1 引言

自进入移动通信时代以来,通信标准的不断更迭对天线的设计提出了新的挑战.可重构天线(reconfigurable antenna)为通信系统的设计提供了新的解决方案.可重构天线调控的目标包括极化方式、波束指向及波束形状、工作频率及频带宽度等.其中,可以动态地切换极化方式的天线被称作极化可重构天线<sup>[1]</sup>.极化可重构天线具有一些传统天线所不具备的优点,包括:消除多径效应<sup>[1]</sup>;频率复用(frequency reuse),从而显著提高通信容量<sup>[2]</sup>等.同时它还可以减少天线数量,有利于通信系统的小型化设计.本文提出的双频极化可重构天线的频率比可以在 1.7 到 3.5 范围内变化,选择合适的频率比可以使该天线满足不同的应用需求.例如:可用来设计双频的 RFID(Radio Frequency Identification)读取器天线,提高该天线的读写稳定性;可用于 WLAN(Wireless Local Area Network)通信系统;可用于卫星导航系统等.

可切换的极化类型和数量是衡量极化可重构性能的一个重要指标.圆极化和线极化是天线设计中主要的两类.其中线极化根据电场矢量与地平面之间的角度可分为垂直极化、水平极化和 45°线极化等,而圆极化有右旋和左旋圆极化.近年来,诸多学者针对可在同类型极化方式内切换的天线展开研究,如线极化可重构天线<sup>[3-11]</sup>和圆极化可重构天线<sup>[12-18]</sup>.相比于前两类,线-圆混合极化可重构天线<sup>[19-28]</sup>显然可重构特性更丰富,更能发挥极化可重构天线的优势.但是这类天线比前两类更难实现.这是由于线极化和圆极化往往对应天线的不同谐振模式,具有不同的输入阻抗,较难同时匹配.针对这一问题,一种直接的解决办法是设计可重构阻抗匹配网络.文献[26]和文献[27]在阻抗匹配网络的基础上提出可重构馈网,实现了天线的混合极化可重构.但是受限于阻抗匹配电路结构,天线匹配带宽较窄.近年来,超材料结构是拓展匹配带宽并保持低剖面的一种有效手段.基于此,文献[29]提出一种宽带混合极化可重构天线并利用特征模理论进行分析.然而该天线馈电网络拓扑复杂,二极管数量多,效率较低.

前文所述极化可重构天线均只有一个频带,不能满足现代通信系统多频带的工作需求,因此,对双频极化可重构天线的研究具有重要意义.双频极化可重构天线有两个方面的问题需要考虑:其一,天线高次模的影响,有些可以加以利用而有的需要尽量抑制;其二,如何在改变极化状态的同时不改变设定的工作频率<sup>[30]</sup>.由于上述难点,目前相关研究较少.文献[30]设计的双频线极化可重构天线利用了微带天线前两个奇

次模,该天线具有 3 个线极化状态,工作频率分别为 2.4 GHz 和 5.8 GHz.文献[31]和文献[32]分别基于槽形天线和单极子天线的结构设计了一个双频圆极化可重构天线,圆极化旋向由对称分布在馈线两侧的开路枝节控制.值得注意的是,上述双频天线均只能在同一极化类型内切换,且带宽较窄.

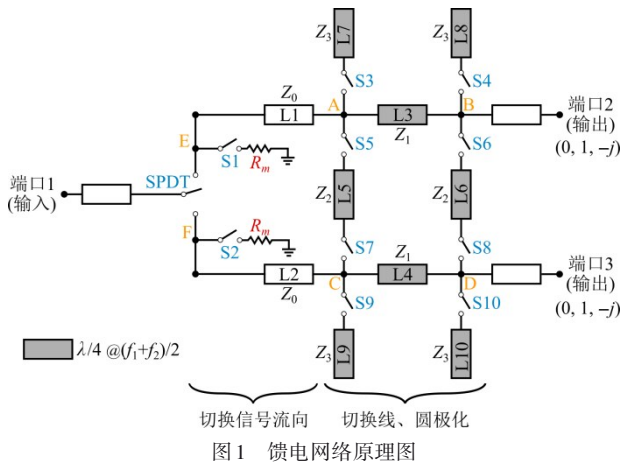
本文提出一个双频四极化可重构天线,其具有 4 种极化状态:0°线极化、90°线极化、左旋圆极化、右旋圆极化.该天线由两部分构成.首先,本文设计了一个 3 端口馈电网络,该馈电网络输出信号幅度和相位由 PIN 二极管控制;其次,本文在双层贴片天线基础上改进得到了一个双频双极化天线,通过加载短路销钉改善了天线的匹配和辐射性能;最后,本文针对圆极化轴比给出了馈电网络和天线级联以后的优化方法.

## 2 天线设计与分析

### 2.1 馈电网络设计原理

分支线电桥的两路输出信号具有幅度相等且相位差为 90°的特性,并且输出端口之间存在隔离,因此常用于圆极化天线、巴特勒矩阵和混频器的设计当中.近年来,随着可重构天线研究热度的提高,分支线电桥也常被用来设计四极化的可重构天线的馈网.文献[19]最早将分支线耦合器应用于极化可重构天线的设计,但其电路尺寸较大.文献[33]对文献[19]做出了改进,将馈网简化为 4 端口网络,缩小了电路的体积,减少了二极管数量(4 个),但仍为双端口输入,需要手动更换输入端口从而切换极化状态.文献[34]和文献[35]采用了准集总正交耦合器(Quasi-Lumped Quadrature Coupler, QLQC)进一步缩小了电路尺寸,并且馈网只包含一个输入端口.以上文献虽然都实现了四极化可重构,但是 4 种极化状态的重叠带宽(匹配带宽和轴比带宽)均较窄.本文设计的可重构馈电网络针对这些问题做出了改进.图 1 为可重构馈电网络原理图,主要由两部分构成.与输入端直接相连的单刀双掷开关 SPDT 与微带线 L1, L2 和开关 S1, S2 控制信号流向.终端电阻  $R_m$  对端口 2 和端口 3 的相位差和幅度有重要影响.与输出端直接相连的微带线 L3~L10 和开关 S3~S10 切换线极化和圆极化状态.图中微带线特性阻抗  $Z_1, Z_0, Z_3$  可由文献[36]中的设计公式求得.

如表 1 所示,可重构馈网具有 4 种工作模式.当 SPDT 打到 E,即模式(1, 0),开关 S1, S3~S10 均断开,则只有端口 2 有输出,端口 3 无信号输出.该模式下开关 S2 的状态不会改变电路 S 参数,此处为了减少偏置电压的



数量,开关S2处于闭合状态.同理,当SPDT打到F端,开关S1闭合、开关S2~S10断开时,馈电网络工作在模式(0,1).

当馈电网络工作在双输出模式(1,-j)时,SPDT打到E,信号导向微带线L1,开关S1~S10的状态与模式(0,1)正好相反.如图1所示,微带线L3~L10构成一个A和C为输入,B和D为输出的4端口网络.文献[36]详细阐释了这种网络的工作原理,同理,当开关S1~S10的状态与模式(1,0)相反且SPDT打到F端时,馈电网络工作在模式(-j,1).

图2为包含直流控制电压的可重构馈电网络结构示意图,可以看出,该馈电网络避免了阻抗匹配电路的

使用,简化了电路.图1中的理想开关用PIN二极管SMP1340-079LF实现,SPDT用反向并联的D11和D12实现.对馈电网络中12个二极管状态进行分析、归类,可以使所需直流电压数量降到最低,简化偏置电路.由前文分析可知,D1,D2,D11,D12这4个二极管只需要一个直流电压 $U_1$ 即可控制.其余8个二极管同时导通和关断,也只需要一个直流电压 $U_2$ 即可控制,再加上参考电位 $U_g$ ,3个直流电压即可完成馈电网络的模式切换.分压电阻 $R_d$ 的作用是为二极管提供合适的偏置电流.

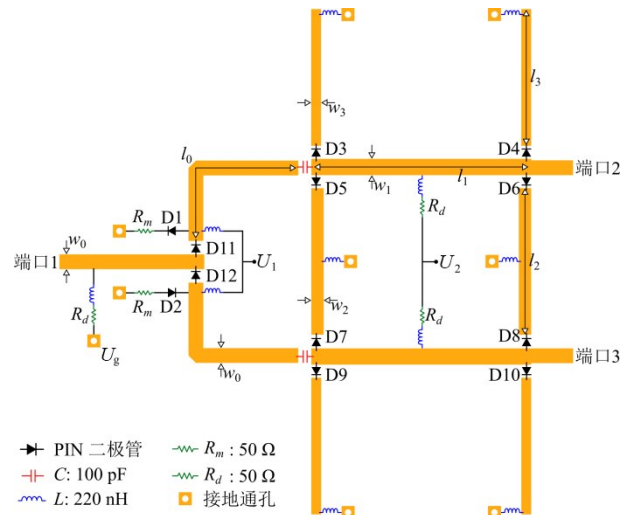


图2 可重构馈电网络结构、尺寸和直流偏置

表1 馈电网络4种工作模式与对应的二极管状态

工作模式 (端口2、端口3)	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	SPDT
(1,0)	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	E
(0,1)	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	F
(1,-j)	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	E
(-j,1)	ON	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	F

优化后的电路尺寸参数总结在表2中,介质基板采用0.508 mm的RO4350B.模式(0,1)和模式(1,0)频率响应为全通,无须考察S参数.又由于对称性,图3只给出双输出模式(1,-j)的仿真S参数和输出端口相位差.可以看出,馈电网络在两个工作频率1 GHz和2.1 GHz处的输出信号幅度相等,相位差为 $90^\circ$ ,满足设计要求.

## 2.2 馈网参数分析

如图1所示,微带线L3~L10理想电长度为四分之一

表2 馈网尺寸参数

参数	$w_0$	$w_1$	$w_2$	$w_3$
数值/mm	1.1	1.15	0.9	0.7
参数	$l_0$	$l_1$	$l_2$	$l_3$
数值/mm	22.4	29.5	20	27

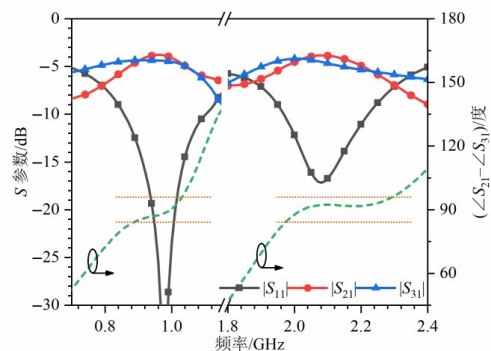


图3 模式(1,-j)的仿真S参数和输出信号相位差

个波导波长,而实际应用中微调L3~L10的宽度和长度可以改变双频比和相位差.下面将微带线L3~L10的宽度和长度分为 $(w_1, l_2)$ , $(w_2, l_2)$ 和 $(w_3, l_3)$ 这三组进行参数分析.

从图4(a)可以看到,当 $w_1$ 增大时,两个频带内的 $|S_{21}|$ 均增大, $|S_{31}|$ 均减小,输出信号相位差均为 $90^\circ$ 且随着 $w_1$ 的增大,相位差随频率的变化变得剧烈.而如图4(b)所示, $w_2$ 对馈电网络的影响与 $w_1$ 相反.无论是 $w_1$ 还是 $w_2$ 都基本不会造成频偏,但高频的阻抗匹配性能较为敏感.

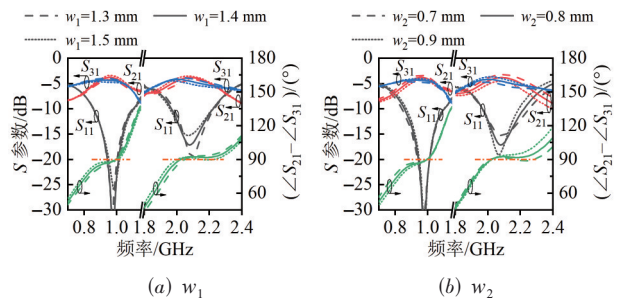


图4 参数 $w_1$ 和 $w_2$ 对馈网S参数的影响

从图5(a)可以看到,在低频,当 $l_1$ 增大时 $|S_{21}|$ 减小, $|S_{31}|$ 增大,且相位差随频率变化更陡峭;高频相反.从图5(b)可以看出 $l_2$ 对馈电网络的影响与 $l_1$ 相反.这一特性有利于对两个频带的S参数分别调节.

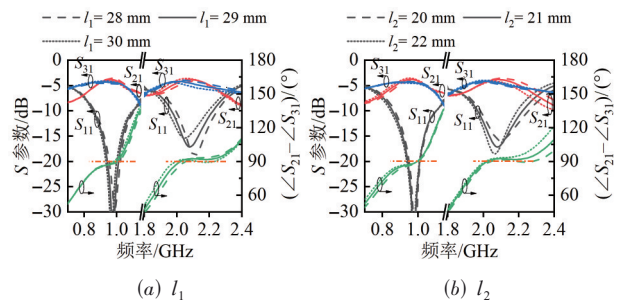


图5 参数 $l_1$ 和 $l_2$ 对馈电网络S参数的影响

图6给出了 $w_3$ 和 $l_3$ 对馈网的影响. $w_3$ 和 $l_3$ 主要影响的是工作频率,而几乎不影响输出信号的幅度和相位差.从图6(a)可以看出, $w_3$ 增大时,两个频带相互远离,双频比变大.从图6(b)可以看出, $l_3$ 增大时, $S_{11}$ 向低频偏移.

### 2.3 双频天线设计原理

上一节介绍的可重构馈网具有4种工作模式,非常

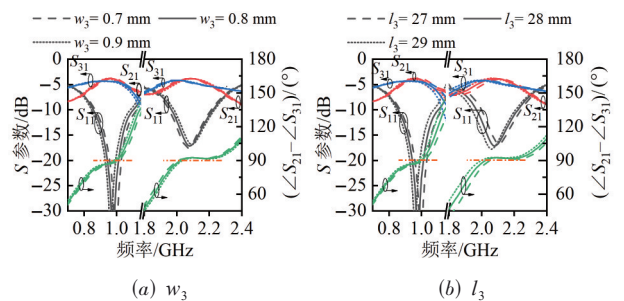


图6 参数 $w_3$ 和 $l_3$ 对馈电网络S参数的影响

适合为极化可重构天线馈电.本节为了验证其性能,基于探针耦合馈电结构设计了一款双频双极化贴片天线.L探针馈电贴片天线最早于1998年由香港城市大学的Luk提出<sup>[37]</sup>,之后被广泛地应用于宽带贴片天线的设计当中.经过几十年的发展,诸多学者基于L探针馈电贴片天线的基本结构或原理,设计了众多性能丰富的天线,包括双频天线<sup>[38,39]</sup>,双极化天线<sup>[40,41]</sup>等.图7所示天线共有2个辐射贴片、4个L形探针、2个T形结和4个短路金属柱.从天线辐射体结构上看,该天线是文献[38]的延伸,但是本文对两个频带同时激励时的阻抗匹配问题以及高、低频探针耦合等问题进行了较为深入的分析,并提出了独到的解决方案.下面分别对这两个问题进行阐述.

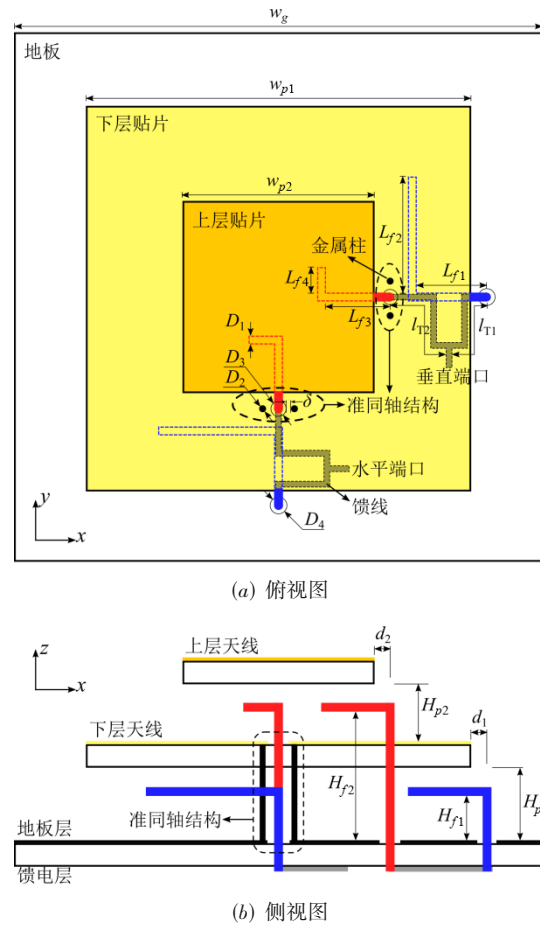
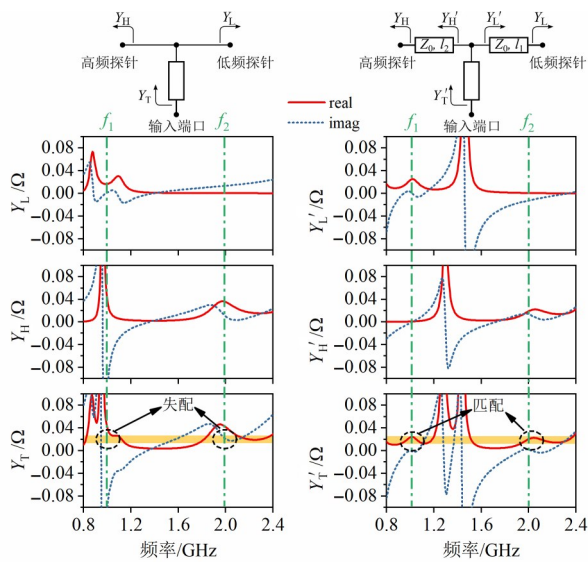


图7 双频L探针馈电贴片天线结构和尺寸参数图

首先来看阻抗匹配问题.要想只用一个端口激励起同极化方向上的两个频带,就需要合理设计功分器将高、低频天线端口和输入端口连接起来.威尔金森功分器是微波电路中一种常用的具有输出隔离的功分器.但是由于威尔金森功分器中包含四分之一波长微带线,电路尺寸较大.本文天线的高、低频天线端口由于工作频率不同,无须考虑隔离问题,因此本文采用了

结构简单的T形结. T形结的输入端口与馈网相连,两个输出端口分别与天线高、低频探针相连. 当T形结的一个输出端口工作时,另一个端口相当于并联阻抗变换器,因此T形结的两个输出臂具有能量传输和阻抗匹配两个功能,如图8所示,图8(a)为天线与探针直接相连的情况,图8(b)为天线通过T形结与探针相连的情形. 图中 $Y_H$ 和 $Y_L$ 分别为高频探针和低频探针向贴片看去的输入阻抗. 可以看到,直连时输入端口的阻抗处于失配状态(图8(a)),天线无法工作. 而通过T形结,两个频带的输入阻抗被调节到匹配状态(图8(b)).



(a) 天线与探针直接相连 (b) 天线与探针通过T形结相连  
图8 T形结对天线阻抗匹配的影响

然后来看高、低频探针耦合问题. 为了减小高频探针与中间贴片层的耦合,本文还设计了一种准同轴结构,有效改善了天线的匹配和高频辐射性能,如图9所示,红色虚线表示电场强度较高的部分. 可以看出,左图电场集中于低频贴片与地板之间,说明能量没有传输到上层贴片;而右图引入短路柱以后,电场分布发生改变,电场集中于上下层贴片之间,表明上层贴片得到激励.

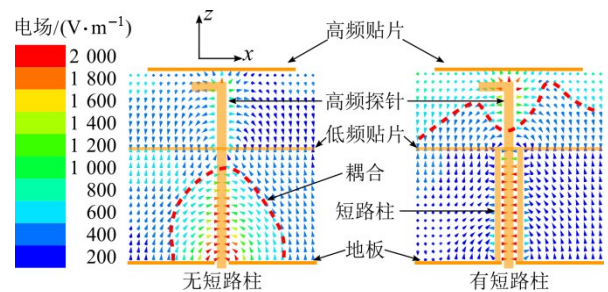


图9 天线侧面电场分布图

天线的最终尺寸如表3所示,三层介质基板均采用0.508 mm厚的RO4350B. 仿真S参数如图10所示,天线明显具有2个工作频带,分别是0.93 GHz到1.075 GHz(相对带宽为14.5%)和1.91 GHz到2.285 GHz(相对带宽为15.2%). 低频带中心频点0.99 GHz处,天线的端口隔离为25 dB,随着频率升高,隔离度降低,这是由于本文起到阻抗匹配作用的T形结只能在单频点上实现理想的阻抗匹配,而随着频率改变,微带线电长度发生变化,导致匹配变差,隔离降低. 高频带内隔离度高于15 dB.

表3 双频天线尺寸参数

参数	$l_{T1}$	$l_{T2}$	$l_{f1}$	$l_{f2}$	$l_{f3}$	$l_{f4}$	$H_{p1}$	$H_{p2}$	$H_{f1}$	$H_{f2}$
数值/mm	40.7	48.9	22	35	17	7	25	15	14	38
参数	$w_g$	$w_{p1}$	$w_{p1}$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$\delta$	$d_1$	$d_2$
数值/mm	190	120	55	1.5	1	2.6	3	0.3	5	3.5

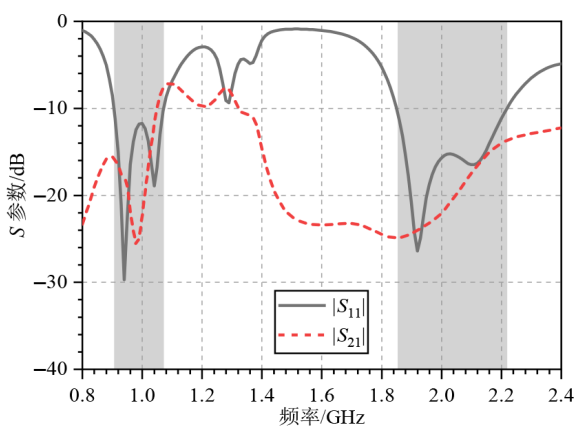


图10 双频双极化天线仿真S参数

### 2.4 双频天线参数分析

探针的尺寸与天线的匹配有关,相关论文已做报道,此处不再赘述. 本节主要分析天线的另外几个关键参数:T形结双臂长度 $l_{T1}$ 和 $l_{T2}$ ，“准同轴”结构内外导体间距 $\delta$ ,外导体直径 $D_2$ .

如图11所示,当T形结双臂长度满足上一节分析的条件时,天线匹配性能最好,过长或过短都会影响天线的匹配带宽,且对高频影响更为显著. 如图12所示,高频探针与低频贴片之间的耦合程度由外导体直径 $D_2$ 和内外导体间距 $\delta$ 控制, $\delta$ 越大耦合越大. 因此天线高频的匹配受 $\delta$ 控制, $\delta$ 越大匹配带宽越窄. 该设计方法避免了同轴电缆的使用,使天线的馈电结构更容易与位于地板背面的馈网相连接.

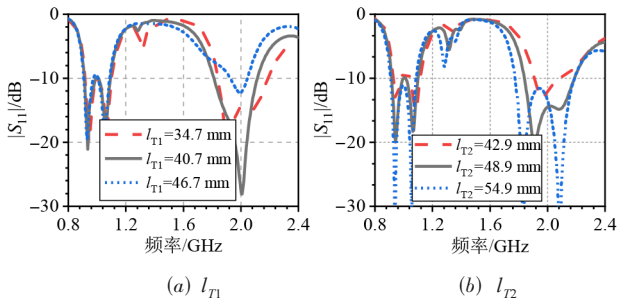


图 11 参数  $l_{T1}$  和  $l_{T2}$  对天线 S 参数的影响

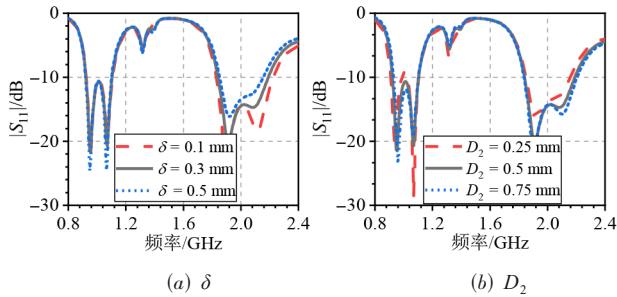


图 12 参数  $\delta$  和  $D_2$  对天线 S 参数的影响

### 2.5 双频比分析

双频天线设计方法的核心准则之一,是双频比的调控原理及范围.本文所设计的双频极化可重构天线由馈网和天线两部分构成,因此,天线的双频比同时取决于馈网和天线的工作频率.下面分别对这两部分的双频比进行分析.

首先对馈网进行分析.如图 1 所示,本文的可重构馈网是基于开路枝节加载的双频分支线耦合器设计而来的,其输出功率比与特性阻抗  $Z_1$  和  $Z_2$  有关,而双频比则由开路枝节的特性阻抗  $Z_3$  控制.文献 [36] 给出了  $Z_1, Z_2, Z_3$  的设计公式,为了简洁这里只给出  $Z_3$  的表达式:

$$Z_3 = \frac{Z_0}{1 + \sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)\tan\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)} \quad (1)$$

其中,  $\delta$  表示为

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (2)$$

设双频比 FR 为

$$FR = \frac{f_2}{f_1} \quad (3)$$

将式(2)和式(3)代入式(1)可得

$$Z_3 = \frac{Z_0}{1 + \sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{FR - 1}{FR + 1}\right)\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{FR - 1}{FR + 1}\right)} \quad (4)$$

根据式(4),可以得到双频比 FR 随开路枝节特性阻抗  $Z_3$  的变化曲线,如图 13 所示.

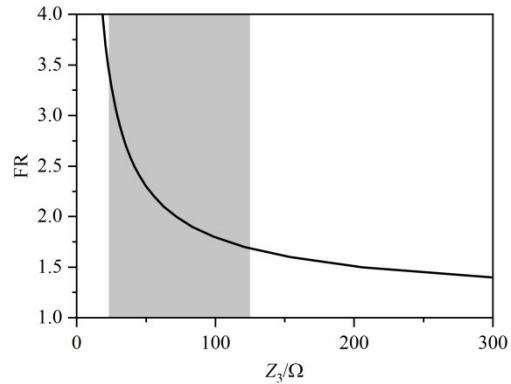


图 13 双频比 FR 与阻抗  $Z_3$  的关系

从图 13 中可以看到,随着  $Z_3$  的增大,双频比单调递减并趋近于 1.理论上该馈网可以实现任意双频比,只要根据图 13 选取合适的  $Z_3$ ,就可以得到想要的双频比 FR.但是考虑到射频介质基板加工精度和难度,实际可以实现的微带线特性阻抗的范围大致在 20~130  $\Omega$ .因此实际馈网可实现的双频比范围大致在 1.7~3.5,如图 13 中阴影部分所示.

下面对天线的双频比进行分析.本质上,本文天线是一个层叠贴片结构,两个工作频带独立地由两层贴片控制,因此相比在贴片上开槽等改变电流路径的双频天线,本文设计的双频天线具有可以灵活调节工作频率、双频比和工作带宽的优势.通过改变两层贴片的尺寸和高度,就可以分别对双频比和带宽进行控制.对于该天线来说,大双频比是容易实现的,因为只要使两层贴片的尺寸差别较大即可,并且当下层贴片比上层贴片大很多时,下层贴片可视为上层贴片的理想地板,高频辐射性能更好.而当双频比较小时,两层贴片尺寸和工作频率接近,耦合增强,容易合并为一个工作频带,因此不利于双频设计.经过仿真分析,本文双频天线可实现的最小双频比为 1.3 左右.表 4 给出了两组双频比和带宽不同的双频天线设计方案,表中未列出的天线尺寸参数与前文保持一致.图 14 给出了两个方案分别对应的仿真结果,验证了本文双频天线的双频比和带宽可灵活调节的特性.

表 4 频率比不同的双频天线尺寸参数

参数	$H_{p2}$	$H_{p2}$	$l_{j2}$	$l_{j3}$	$l_{j4}$	$W_{p2}$	$d_2$
方案一	38	15	35	20	27	90	-8
方案二	32	10	39	10	9	30	3

由于本文极化可重构天线系统的馈网和天线分别设计,因此整个系统的双频比就为两部分双频比的交集.通过前面的分析可知,馈网的双频比为  $1.7 \leq FR \leq 3.5$ ,天线的双频比为  $FR \geq 1.3$ ,因此系统的双频比可调范围为  $1.7 \leq FR \leq 3.5$ .

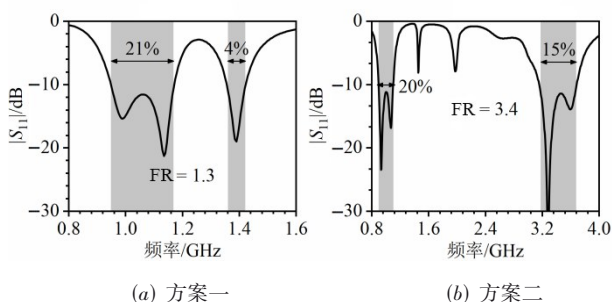


图 14 两种双频方案对应的双频天线仿真 $|S_{11}|$

### 3 实测结果与讨论

本文所提的双频极化可重构天线的最终结构是上述馈网络和天线的集成,两者集成后需要根据实际情况进一步优化.图 15 给出了圆极化模式时,天线在法向上的正交辐射分量幅度和轴比.如图 15(a)所示,优化前,天线在法向上的轴比高于 3 dB,圆极化性能较差,这是由于天线剖面较高,端口隔离较差.上一节的参数扫描表明,馈网的输出信号幅度与 6 个关键参数直接相关.因此可以通过调节关键参数,优化轴比.如图 15(b)所示,优化后天线正交辐射分量幅度差明显减小,同时轴比也降到了 3 dB 以下.优化后馈网络的参数如表 5 所示.

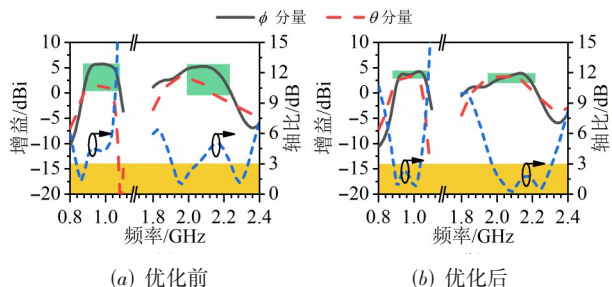


图 15 天线法向上的正交增益分量和轴比

表 5 优化前、后馈网关键参数对比

参数	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$l_1$	$l_2$	$l_3$
优化前/mm	1.4	0.8	0.8	29	21	28
优化后/mm	1.15	0.9	0.7	29.5	20	27

天线的加工实物如图 16 所示,介质基板两两之间由尼龙螺栓提供支撑.两节串联的 1.5 V 干电池为二极管提供直流偏置.两节电池串联处引出一根铜线提供 1.5 V 直流电压.

如图 17 和图 18 所示,该天线具有两个工作频带.其中  $0^\circ$  线极化 ( $0^\circ$  LP) 的匹配带宽为 15.1% (0.92~1.07 GHz) 和 24.2% (1.78~2.27 GHz);  $90^\circ$  线极化 ( $90^\circ$  LP) 的匹配带宽为 20.3% (0.93~1.14 GHz) 和 24.6% (1.78~2.28 GHz); 左旋圆极化 (LHCP) 匹配带宽 13.9% (0.94~

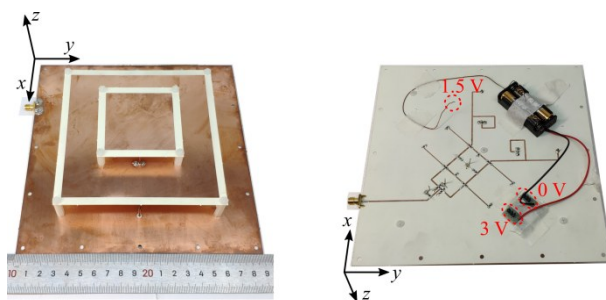


图 16 双频四模极化可重构天线加工实物图

1.08 GHz) 和 17.8% (2.00~2.39 GHz); 右旋圆极化 (RHCP) 的低频带宽与 LHCP 相同,高频为 15.7% (1.99~2.33 GHz),且在匹配带宽内,圆极化轴比均小于 3 dB.天线的测试与仿真结果吻合,略微的频偏是加工误差引起的.

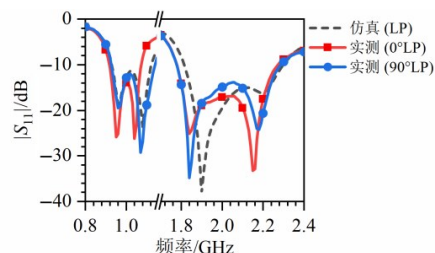


图 17 线极化 S 参数

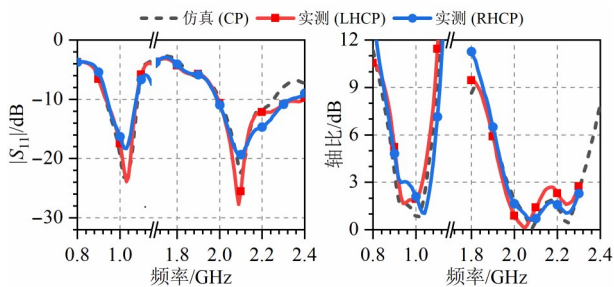


图 18 圆极化 S 参数和轴比

图 19 给出了天线仿真和实测法向增益.天线线极化最大增益在 0.96 GHz 处和 1.88 GHz 处测得,分别为 7.6 dBi 和 7.3 dBi;圆极化最大增益在 0.96 GHz 和 2.12 GHz 处测得,分别为 6.3 dBi 和 5.9 dBi.在两个工作频带内,线极化状态的交叉极化分量随频率的升高而增加,这是端口隔离度下降导致的,图 10 印证了这一点.圆极化带内交叉极化低于 -5 dB.

图 20 和图 21 分别给出了天线在线极化状态下的低频和高温辐射方向图;图 22 和图 23 分别给出了天线在圆极化状态下的低频和高温辐射方向图.低频处,地板的等效电尺寸比高频处小,因此天线在低频处的前

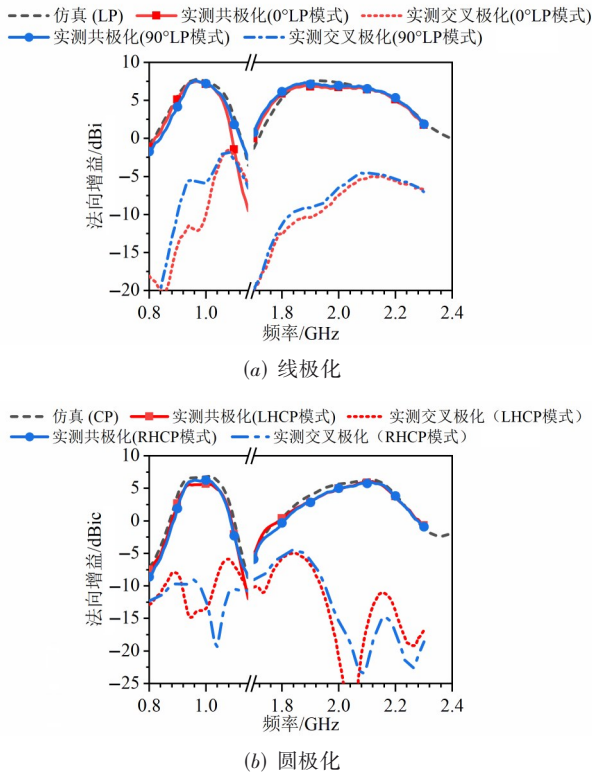


图 19 双频极化可重构天线的法向增益

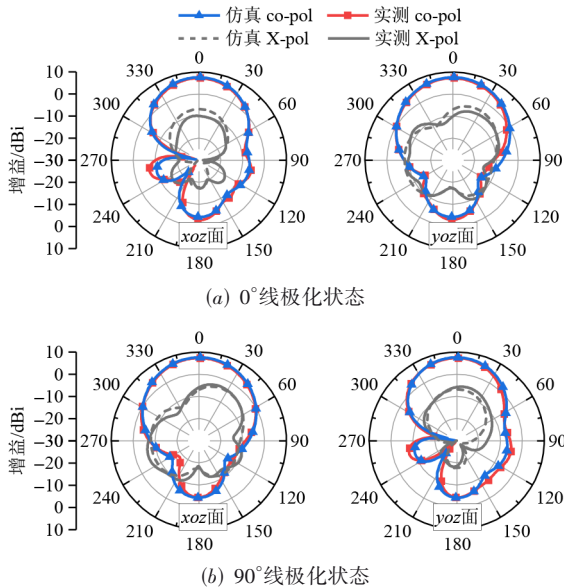


图 20 工作频率为 1 GHz 时线极化状态天线在  $xoz$  和  $yoz$  平面内的辐射方向图

后比较差. 可以通过增大地板尺寸或者将地板的四个边缘向上弯折来提高前后比.

表 6 给出了本文天线与已发表的极化可重构天线

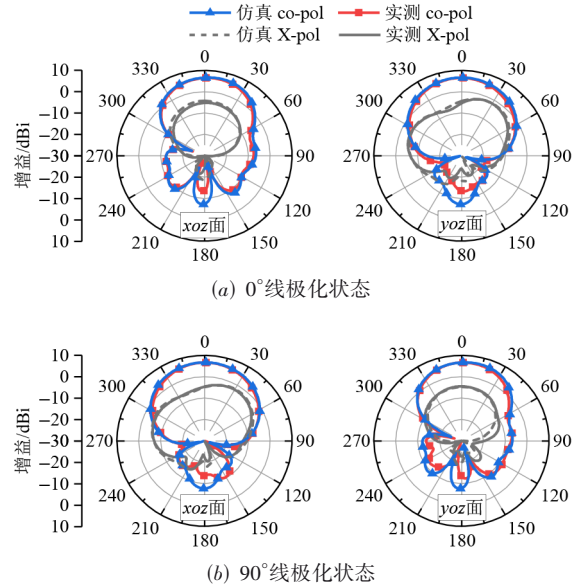


图 21 工作频率为 2.1 GHz 时线极化状态天线在  $xoz$  和  $yoz$  平面内的辐射方向图

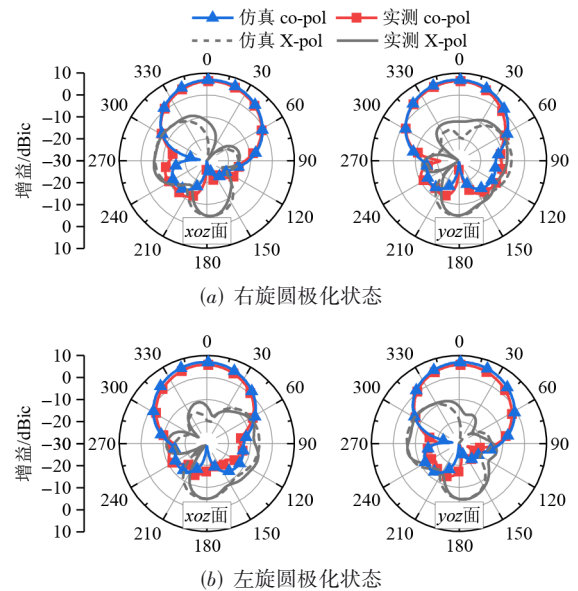


图 22 工作频率为 1 GHz 时圆极化状态天线在  $xoz$  和  $yoz$  平面内的辐射方向图

的对比<sup>[3,5,13,21,27-32,42]</sup>. 可以发现,已有的极化可重构天线大多是单频设计,且带宽往往不是很宽. 其中带宽最宽的文獻[28]实现了 84.5% 的重叠带宽,但是其剖面高度也是所有设计中最高的. 本文在两个频段上实现了四极化可重构:相比单频极化,可重构天线在频段数上更优;而相比双频极化,可重构天线<sup>[30-32]</sup>则在极化状态数上具有优势.

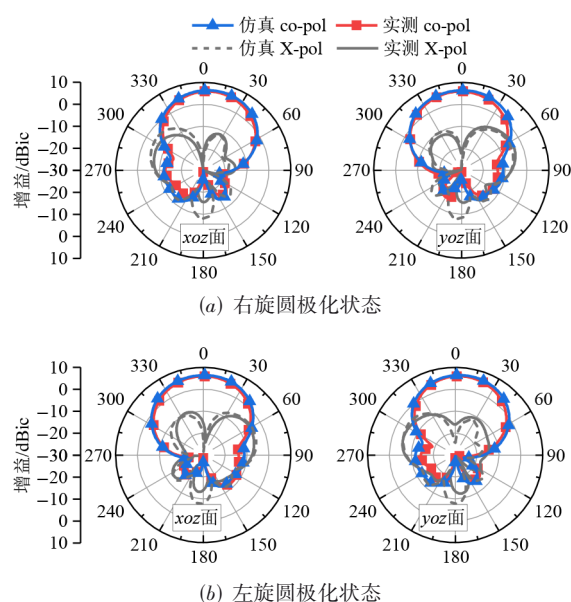


图23 工作频率为2.1 GHz时圆极化状态天线在 $xoz$ 和 $yoz$ 平面内的辐射方向图

表6 本文设计的天线与已有双频极化可重构天线的对比

对比文献	极化状态(LP, CP)	频段数/个	重叠带宽/%	剖面高度( $\lambda_0$ )
文献[3]	2, 0	1	22.4	0.08*
文献[5]	4, 0	1	7	0.07
文献[13]	0, 2	1	12.7	0.22
文献[21]	1, 2	1	16.4	0.12
文献[27]	2, 2	1	2.5	0.02
文献[28]	2, 2	1	84.5	0.37*
文献[29]	3, 2	1	28	0.06
文献[30]	3, 0	2	4, 5.2	0.05**
文献[31]	0, 2	2	16.7, 4.4	0.01**
文献[32]	0, 2	2	21.9, 5.1	0.23**
文献[42]	3, 2	1	37.1	0.23*
本文	2, 2	2	13, 12.6	0.13**

注:\*表示根据宽带的最低工作频率计算自由空间波长;\*\*表示根据低频段中心频率计算自由空间波长

## 4 总结

本文在文献[43]的基础上,针对双频比和阻抗匹配问题进行了更为深入的分析,提出了一种双频极化可重构天线.馈电网络在正交混合耦合器的基础上加载开路枝节和PIN二极管,通过切换二极管的通断来控制馈网输出信号的幅度和相位.在双层微带天线基础上加载短路柱,实现双频双极化特性.馈电网络和天线二者级联构成了本文所提的四模极化可重构天线,该天线在两个工作频带内具有正交线极化和左、右旋圆极化四种模式的切换能力.实测结果验证了天线设计

性能.与同类型天线相比,本文所提天线具有频带数多、极化状态多、极化类型丰富、带宽较宽等优点,为双频RFID系统<sup>[44]</sup>、WLAN系统和卫星导航系统中的天线设计提供了新的解决方案.

## 参考文献

- [1] VALENZUELA-VALDES J F, GARCIA-FERNANDEZ M A, MARTINEZ-GONZALEZ A M, et al. The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2006, 5: 534-536.
- [2] GAO S, SAMBELL A, ZHONG S S. Polarization-agile antennas[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2006, 48(3): 28-37.
- [3] DING Z F, XIAO S Q, XIAO R J. A Ku-band, compact, polarization-reconfigurable, multilayered, wideband antenna: A proposed design with high mechanical stability[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2020, 62(1): 23-33.
- [4] CHANG L H, LAI W C, CHENG J C, et al. A symmetrical reconfigurable multipolarization circular patch antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 87-90.
- [5] CHEN S L, WEI F, QIN P Y, et al. A multi-linear polarization reconfigurable unidirectional patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(8): 4299-4304.
- [6] LIN W, WONG H. Multipolarization-reconfigurable circular patch antenna with L-shaped probes[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 1549-1552.
- [7] WU F, LUK K M. A reconfigurable magneto-electric dipole antenna using bent cross-dipole feed for polarization diversity[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 412-415.
- [8] TRAN H H, NGUYEN-TRONG N, LE T T, et al. Low-profile wideband high-gain reconfigurable antenna with quad-polarization diversity[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(7): 3741-3746.
- [9] KAPUSUZ K Y, LEMEY S, PETROCCHI A, et al. Polarization reconfigurable air-filled substrate integrated waveguide cavity-backed slot antenna[J]. IEEE Access, 2019, 7: 102628-102643.
- [10] LIAN R N, TANG Z Y, YIN Y Z. Design of a broadband polarization-reconfigurable fabry-perot resonator antenna [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(1): 122-125.

- [11] SANO M, HIGAKI M. A linearly polarized patch antenna with a continuously reconfigurable polarization plane[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(8): 5678-5683.
- [12] KHIDRE A, LEE K F, YANG F, et al. Circular polarization reconfigurable wideband E-shaped patch antenna for wireless applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(2): 960-964.
- [13] ZHANG L, GAO S, LUO Q, et al. Wideband loop antenna with electronically switchable circular polarization[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, 16: 242-245.
- [14] GAO S, LIN H W, GE L, et al. A magneto-electric dipole antenna with switchable circular polarization[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 40013-40018.
- [15] TRAN H H, PARK H C. Wideband polarization reconfigurable circularly polarized antenna with omnidirectional radiation pattern[J]. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2019, 29(6): e21708.
- [16] ZHANG P F, LIU S Z, CHEN R R, et al. A reconfigurable microstrip patch antenna with frequency and circular polarization diversities[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2016, 25(2): 379-383.
- [17] LIN W, WONG H. Wideband circular polarization reconfigurable antenna[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 63(12): 5938-5944.
- [18] YAN Y D, JIAO Y C, LUO C W, et al. A low-profile antenna with circularly polarized reconfigurable and omnidirectional radiation patterns[J]. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2021, 31(1): e22492.
- [19] WU Y F, WU C H, LAI D Y, et al. A reconfigurable quadri-polarization diversity aperture-coupled patch antenna[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(3): 1009-1012.
- [20] LI K, SHI Y, SHEN H, et al. A characteristic-mode-based polarization-reconfigurable antenna and its array[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 64587-64595.
- [21] WANG K X, WONG H. A reconfigurable CP/LP antenna with cross-probe feed[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, 16: 669-672.
- [22] SHI Y, CAI Y, ZHANG X F, et al. A simple tri-polarization reconfigurable magneto-electric dipole antenna[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, 17(2): 291-294.
- [23] ZHU N D, YANG X X, LOU T, et al. Broadband polarization-reconfigurable slot antenna and array with compact feed network[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(6): 1293-1297.
- [24] HO K M J, REBEIZ G M. A 0.9-1.5 GHz microstrip antenna with full polarization diversity and frequency agility[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(5): 2398-2406.
- [25] 伍裕江, 聂在平, 乐铁军. 基于极化可重构天线的天线选择方案[J]. *电子学报*, 2007, 35(12): 2252-2257.
- WU Y J, NIE Z P, LE T J. Antenna selection scheme based on polarization reconfigurable antenna[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(12): 2252-2257. (in Chinese)
- [26] SUN H C, SUN S. A novel reconfigurable feeding network for quad-polarization-agile antenna design[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, 64(1): 311-316.
- [27] SUN H C, PAN Z Q. Design of a quad-polarization-agile antenna using a switchable impedance converter[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(2): 269-273.
- [28] DING X X, ZHAO Z Q, YANG Y H, et al. Wideband quad-polarization reconfigurable antenna using switchable feed network with stable unidirectional radiation patterns[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 73434-73443.
- [29] LIU P, JIANG W, SUN S Y, et al. Broadband and low-profile penta-polarization reconfigurable metamaterial antenna[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 21823-21831.
- [30] QIN P Y, GUO Y J, DING C. A dual-band polarization reconfigurable antenna for WLAN systems[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(11): 5706-5713.
- [31] KUMAR P, DWARI S, SAINI R K, et al. Dual-band dual-sense polarization reconfigurable circularly polarized antenna[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(1): 64-68.
- [32] XU R, GAO S S, LI J Y, et al. A reconfigurable dual-band dual-circularly polarized antenna for vehicle global navigation satellite system application[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(10): 11857-11867.
- [33] WANG S Y, LAI D Y, CHEN F C. A low-profile switchable quadripolarization diversity aperture-coupled patch antenna[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009, 8: 522-524.
- [34] FERRERO F, LUXEY C, STARAJ R, et al. A novel

quad-polarization agile patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(5): 1563-1567.

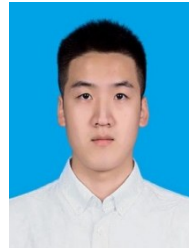
- [35] ROW J S, HOU M J. Design of polarization diversity patch antenna based on a compact reconfigurable feeding network[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(10): 5349-5352.
- [36] CHENG K-K M, F-L WONG. A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar 90° branch-line coupler[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52(11): 2458-2463.
- [37] LUK K M, MAK C L, CHOW Y L, et al. Broadband microstrip patch antenna[J]. Electronics Letters, 1998, 34(15): 1442-1443.
- [38] LI P, LUK K M, LAU K L. A dual-feed dual-band L-probe patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(7): 2321-2323.
- [39] SHEN S P, CHIU C Y, MURCH R D. A dual-port triple-band L-probe microstrip patch rectenna for ambient RF energy harvesting[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 3071-3074.
- [40] LAU K L, LUK K M, LIN D Y. A wide-band dual-polarization patch antenna with directional coupler[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2002, 1: 186-189.
- [41] GUO Y X, LUK K M, LEE K F. Broadband dual polarization patch element for cellular-phone base stations[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2002, 50(2): 251-253.
- [42] TRAN H H, NGUYEN-TRONG N, LE T T, et al. Wide-band and multipolarization reconfigurable crossed bowtie dipole antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12): 6968-6975.
- [43] 王世通. 四模极化可重构天线的研究与设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.  
WANG S T. Research and Design of the Quad-Polarization-Agile Antenna[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021. (in Chinese)
- [44] DING Y F C X, SHAO W, LIANG T L, et al. A polarization reconfigurable RFID reader antenna[C]//2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. IEEE, 2017: 2213-2214.

## 作者简介



孙胜男, 1980年3月生于陕西省西安市. 现为电子科技大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为电磁场理论与数值方法、微波毫米波理论与技术、天线理论与技术等. 中国电子学会会员; E190014062S.

E-mail: sunsheng@uestc.edu.cn



王世通, 1995年7月生于河北省石家庄市. 现为澳门大学博士研究生. 主要研究方向为可重构天线设计.

E-mail: wang\_shitong@163.com



孙虎成, 1986年11月生于江苏省东台市. 现为南京信息工程大学电子与信息工程学院教授. 主要研究方向为天线理论及应用、可重构天线设计、微波能量传输等.

E-mail: sunhucheng@nuist.edu.cn