



一种小型化5G双频段四分之一模基片集成波导天线

刘 越, 杨汶汶, 陈建新

A miniaturized 5G dual band quarter mode substrate integrated waveguide antenna

LIU Yue, YANG Wenwen, and CHEN Jianxin

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.12265/j.cjors.2023353>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一款面向5G微基站的双频双极化电磁偶极子天线的设计与分析

A dual-band dual-polarized magneto-electric dipole antenna for 5G micro base station

电波科学学报. 2021, 36(5): 715–720, 729

面向5G微基站的双频双极化电磁偶极子天线设计

Design of dual-band dual-polarized magneto-electric dipole antenna for 5G microcell base station

电波科学学报. 2020, 35(5): 769–775

W波段宽带SIW背腔缝隙天线

Wideband substrate integrated waveguide cavity-backed slot antenna in W-band

电波科学学报. 2018, 33(4): 404–410

一种用于LoRa可穿戴设备的小型化双频段天线

Miniaturized dual band antenna for LoRa wearable devices

电波科学学报. 2019, 34(5): 582–589

一种小型化双陷波可重构UWB天线设计

A miniaturized UWB antenna with reconfigurable dual band notch characteristics

电波科学学报. 2021, 36(2): 313–320

一种面向5G通信的宽带8单元MIMO天线设计

Design of a wideband 8-element MIMO antenna for 5G communication

电波科学学报. 2018, 33(4): 447–454



关注微信公众号, 获得更多资讯信息

刘越, 杨汶汶, 陈建新. 一种小型化 5G 双频段四分之一模基片集成波导天线[J]. 电波科学学报, 2024, 39(6): 1058-1066. DOI: 10.12265/j.cjors.2023353
LIU Y, YANG W W, CHEN J X. A miniaturized 5G dual band quarter mode substrate integrated waveguide antenna[J]. Chinese journal of radio science, 2024, 39(6): 1058-1066. (in Chinese). DOI: 10.12265/j.cjors.2023353

一种小型化 5G 双频段四分之一模基片集成波导天线

刘越 杨汶汶* 陈建新

(南通大学信息科学技术学院, 南通 226019)

摘 要 近年来, 我国在 5G Sub-6 GHz 应用中引入了 N78 和 N79 频段, 使能够覆盖这两个频段的 5G 双频段天线迅速成为当前的研究热点, 然而目前的研究中少有能兼顾小尺寸和 N78、N79 双频双宽带覆盖的设计。基于此, 本文提出了一种面向终端应用的具有小平面尺寸的四分之一模基片集成波导 (quarter mode substrate integrated waveguide, QMSIW) 双频段天线。基于 SIW 技术, 首先构建一种具有小型化优势的 QMSIW 天线, 利用它的前两种模式 (TE_{101} 模式、 TE_{301} 模式) 来形成两个频带, 然后通过磁耦合引入寄生贴片, 利用寄生贴片的前两种模式 (TE_{101} 模式、 TE_{301} 模式) 来拓展两个频带的带宽。仿真结果表明, 本天线在三维尺寸为 $21\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 1.6\text{ mm}$ ($0.25\lambda_0 \times 0.3\lambda_0 \times 0.019\lambda_0$) (λ_0 为中心频率处的空气中波长) 的条件下最终实现了 N78 (3.4~3.6 GHz) 和 N79 (4.8~5 GHz) 的双频段覆盖。实物测试结果表明, 本天线可分别获得位于 N78 频段 5.8% (3.35~3.55 GHz) 和 N79 频段 5% (4.69~4.93 GHz) 的 -6 dB 阻抗带宽, 在低频段和高频段的平均效率分别为 -1.6 dB 和 -1.8 dB。

关键词 5G; 低面; 基片集成波导 (SIW); 双频段; 磁耦合; 寄生贴片

中图分类号 TN828.4

文献标志码 A

文章编号 1005-0388(2024)06-1058-09

DOI 10.12265/j.cjors.2023353

A miniaturized 5G dual band quarter mode substrate integrated waveguide antenna

LIU Yue YANG Wenwen* CHEN Jianxin

(School of Information Science and Technology, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract In recent years, China has introduced the N78 and N79 frequency bands in 5G Sub-6 GHz applications, making 5G dual band antennas that can cover these two frequency bands quickly become a current research hotspot. However, there are few papers proposed that can balance small size and N78 and N79 dual band broadband coverage. Based on this background, this paper proposes a design with small plane size for terminal applications. A new method of low-profile quarter mode substrate integrated waveguide (QMSIW) dual frequency antenna. This antenna is based on the substrate integrated waveguide (SIW) technology. First, a quarter mode substrate integrated waveguide antenna with the advantage of miniaturization is constructed. Its first two modes (TE_{101} mode and TE_{301} mode) are used to form two bands, and then parasitic patches are introduced through magnetic coupling. The first two modes of parasitic patches (TE_{101} mode and TE_{301} mode) are used to expand the bandwidth of the two bands. The simulation results show that the three-dimensional size of this antenna is $21\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 1.6\text{ mm}$ ($0.25\lambda_0 \times 0.3\lambda_0 \times 0.019\lambda_0$) (λ_0 is the wavelength in the air at the center frequency) the dual band coverage of N78 (3.4~3.6 GHz) and N79 (4.8~5 GHz) is ultimately achieved. The physical test results show that this antenna can obtain -6 dB impedance bandwidth located in the N78 frequency band 5.8% (3.35~3.55 GHz) and N79 frequency band 5% (4.69~4.93 GHz), respectively. The average efficiency in the low and high frequency bands is -1.6 dB and -1.8 dB, respectively.

收稿日期: 2023-12-26

资助项目: 国家自然科学基金 (62071256)

通信作者: 杨汶汶 E-mail: wwyang2008@hotmail.com

Keywords 5G; low profile; substrate integrated waveguide (SIW); dual-band; magnetic coupling; parasitic antennas

0 引言

随着 5G 的迅速发展,不同国家以及地区关于 5G 的工作频段被不断授权^[1]。我国新授权了 N78 (3.4~3.6 GHz) 与 N79(4.8~5 GHz) 频段。新频段的部署将导致移动终端中天线组件的增加,由于移动终端的内部空间有限,因此新增天线必须在实现目标频段覆盖的同时满足小型化的设计需求^[2-3]。

现有的双频段天线通常可以分为三种类型。第一种是联合多个单模谐振器结构来实现双频带覆盖。文献 [4-7] 通过在贴片上蚀刻缝隙,实现了双频段覆盖。蚀刻缝隙的方法通过引入一个额外的缝隙模式以增强带宽,为了使缝隙模式有效辐射,天线在结构上必须具有较高的剖面高度和较大的体积。文献 [8] 通过双层贴片堆叠结构实现了双频段工作,但这种方法剖面较高。

第二种是利用单个谐振器的基模和高次模来实现双频带^[4-13]。文献 [12] 提出了一种基于四分之一圆的平面倒 F 天线 (planar inverted F antenna, PIFA), 两个目标频段分别由 TM_{11} 模式、准 TM_{11} 模式和准 $TM_{0,1/2}$ 模式覆盖。但是该类方法通常难以激发更多的谐振模式并实现模式的灵活调控,导致天线带宽较窄,无法实现频带的全覆盖。

第三种是利用多个谐振器的基模和高次模来实现双频覆盖^[14-21]。文献 [14] 采用半模贴片的 $TM_{1/2,0}$ 模式和 $TM_{1/2,1}$ 模式覆盖两个目标频段,通过电耦合激励寄生半模贴片,利用寄生半模贴片的 $TM_{1/2,0}$ 模式和 $TM_{1/2,1}$ 模式来拓展带宽。虽然该类方法具有较小的体积和相对较宽的带宽,但现有的设计仍然难以满足终端应用对小型化的需求 (例如,平面尺寸小于 $0.3\lambda_0 \times 0.3\lambda_0$)。

四分之一模基片集成波导 (quarter mode substrate integrated waveguide, QMSIW) 天线具有与传统 SIW 天线相同的谐振频率,但天线尺寸大大减小^[22-23]。本文基于 QMSIW 结构,提出了一种 5G 双频段天线。首先利用 QMSIW 的 TE_{101} 模式和 TE_{301} 模式形成双频带,引入金属通孔和金属圆盘组成调谐圆盘结构,利用调谐圆盘产生的电容加载效应来调谐 QMSIW 的高次模 (TE_{301} 模式) 频率。然后通过磁耦合引入寄生贴片,利用寄生贴片的 TE_{101} 模式和 TE_{301} 模式来进一步拓展两个频带的带宽。本天线在三维尺寸为 $0.25\lambda_0 \times 0.3\lambda_0 \times 0.019\lambda_0$ 的条件下,可以获得位于 N78 频段 5.8%(3.35~3.55 GHz) 和 N79 频段

5%(4.69~4.93 GHz) 的 -6 dB 阻抗带宽。

1 天线结构及理论分析

1.1 天线结构

图 1 为本文所提出的 QMSIW 天线结构, OO' 分界虚线左侧为具有小型化优势的主辐射矩形 QMSIW 天线,右侧为感型耦合馈电的寄生 QMSIW 天线。天线由两层高度均为 0.75 mm 的 Rogers-4350B 基板 ($\epsilon_r=3.66$, $\tan \delta=0.0037$) 组成。两层基片通过 0.1 mm 的 Rogers-4450 ($\tan \delta=0.004$) 粘接片粘合。天线平面尺寸为 21 mm×25 mm, 基板以及地平面的尺寸设置为 50 mm×50 mm。减小介质基板尺寸,尤其当基板尺寸和辐射面尺寸变得接近时,整个天线会更加容易辐射, Q 值会更低,所以带宽可以变得更宽,匹配变得更好。但实际终端应用中,该类天线通常应用于具有较大金属地平面的场景,例如置于终端后盖、车顶上方等等。此时,金属地的尺寸要远远大于辐射面的尺寸,为了排除介质 (金属地) 尺寸对天线匹配的影响,本设计选取较大的介质基板尺寸。底层基板设置有两个金属调谐盘结构,由位于底层基片上表面的金属圆盘和与之相连接的金属盲孔组成。馈电位置位于主辐射 QMSIW 天线左上方,通过同轴探针对该天线进行激励。表 1 给出了天线的详细尺寸参数。

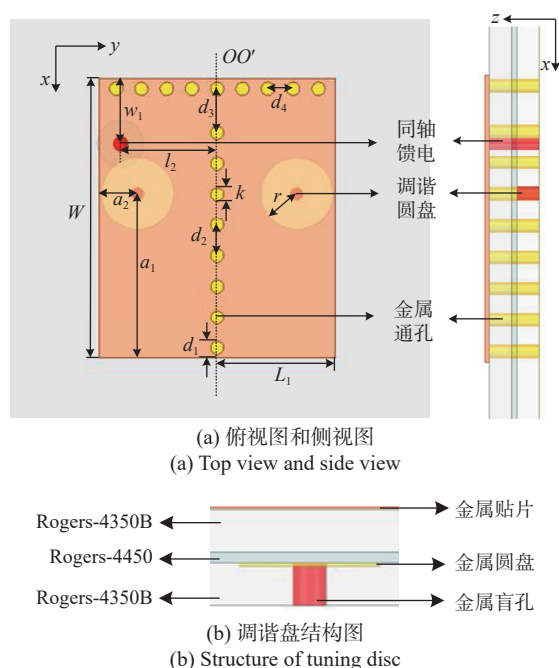


图 1 QMSIW 天线结构图

Fig. 1 Configuration of the QMSIW antenna

表 1 QMSIW 天线尺寸参数

Tab. 1 Parameters of the QMSIW antenna mm

参数	取值	参数	取值
L_1	10.5	k	1.2
l_2	8.8	d_1	1.55
W	25	d_2	2.8
w_1	5.95	d_3	3.2
a_1	14.5	d_4	2.3
a_2	3.35	r	3.2

1.2 QMSIW 模式分析及调谐手段

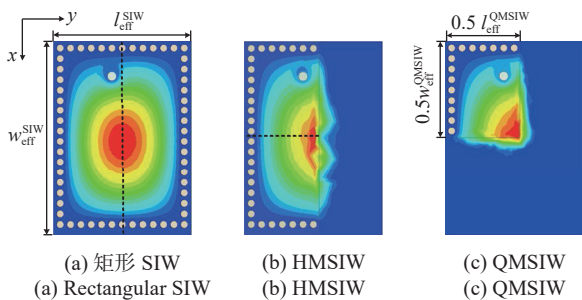
图 2 给出了矩形 SIW 天线 TE_{101} 模式的逐步演进过程。图 2(a) 为完整 SIW 腔内 TE_{101} 模式电场分布。沿着中心竖直方向的等效磁壁进行一分为二的切分可以得到半模基片集成波导 (half mode substrate integrated waveguid, HMSIW) 天线, 如图 2(b) 所示。将 HMSIW 天线沿着等效磁壁再次一分为二切分, 得到 QMSIW 天线, 可以支持完整 SIW 结构四分之一的原始场分布, 如图 2(c) 所示。QMSIW 腔实际上是一个具有两个开口边和两个金属化通孔边的半开放腔结构。通过以下公式可以确定 QMSIW 腔的谐振频率^[24]:

$$f_{TE_{m0p}}^{QMSIW} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{w_{eff}^{QMSIW}}\right)^2 + \left(\frac{p}{l_{eff}^{QMSIW}}\right)^2} \quad (1)$$

$$w_{eff}^{QMSIW} = w_{eff}^{SIW} + \Delta w^{QMSIW} \quad (2)$$

$$l_{eff}^{QMSIW} = l_{eff}^{SIW} + \Delta w^{QMSIW} \quad (3)$$

式中: m 为沿 x 方向上的半波长数; 0 为沿 z 方向电场均匀分布; p 为沿 y 方向上的半波长数; c 为自由空间中的光速; ϵ_r 与 μ_r 分别为基板的相对介电常数与相对磁导率; w_{eff}^{SIW} 、 l_{eff}^{SIW} 为对应矩形 SIW 结构的边长; Δw^{QMSIW} 为 QMSIW 结构的额外宽度。由于等效磁壁的边缘场分布, 额外的宽度使 QMSIW 谐振器的谐振频率与相应的矩形 SIW 腔谐振频率相比略微向下偏移。因此, 与完整的 SIW 结构相比, QMSIW 结构可以保持谐振频率几乎不变, 但总体尺寸缩减 3/4 以上。

图 2 TE_{101} 模式电场分布演化过程Fig. 2 TE_{101} mode electric field distribution

然后讨论单个 QMSIW 天线模式分布以及加入调谐圆盘结构对谐振频率的影响, 结果如图 3 所示。图 4 为单个 QMSIW 天线 TE_{101} 模式和 TE_{301} 模式的电场分布, 根据其电场分布, 将调谐圆盘拟放置在 QMSIW 腔的右上侧, 位于 TE_{301} 模式电场强但 TE_{101} 模式电场强度相对弱的位置, 加入调谐圆盘的 QMSIW 天线 TE_{101} 模式和 TE_{301} 模式的电场分布如图 5 所示。可以看出, 加入调谐圆盘结构对 TE_{101} 模式的电场分布影响不大, 但对 TE_{301} 模式的电场分布有显著影响, 因为 TE_{301} 模式的电场集中于调谐圆盘和 QMSIW 上表面之间, 产生了电容加载效应, 可以有效降低 TE_{301} 模式的谐振频率。

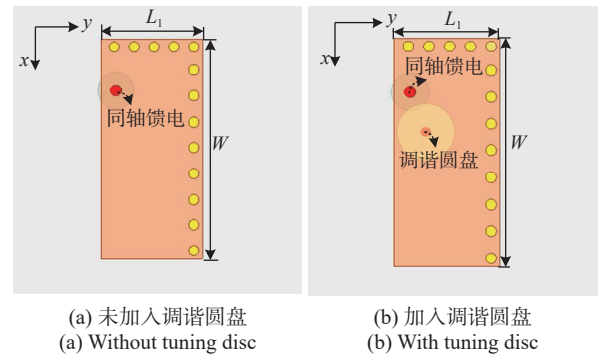


图 3 加入调谐圆盘前后的 QMSIW 天线

Fig. 3 QMSIW antennas with and without added tuning disc

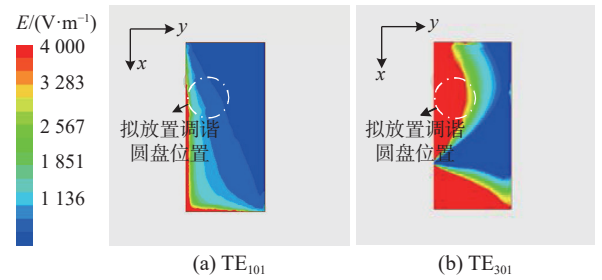
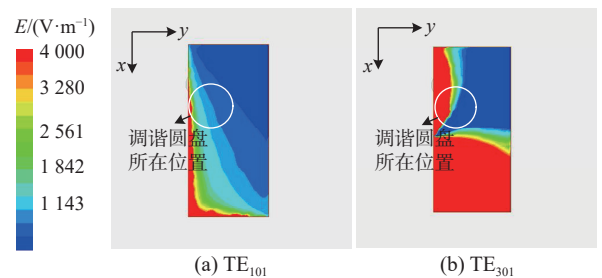
图 4 TE_{101} 和 TE_{301} 模式下单个 QMSIW 天线的电场分布Fig. 4 Electric field distribution in TE_{101} and TE_{301} modes of a single QMSIW antenna图 5 TE_{101} 和 TE_{301} 模式下加入调谐圆盘 QMSIW 天线的电场分布Fig. 5 Electric field distribution in TE_{101} and TE_{301} modes of QMSIW antennas with tuning disc

图 6 展示了 TE_{101} 模式谐振频率下加入调谐圆盘前后 QMSIW 天线在 3.8 GHz 和 3.5 GHz 处的三维辐射方向图, 其增益分别为 5.8 dBi 和 5.6 dBi。图 7 展示了 TE_{301} 模式谐振频率下加入调谐圆盘前后 QMSIW 天线在 6.1 GHz 和 4.9 GHz 处的三维辐射方向图, 其增益分别为 5.5 dBi 和 5.3 dBi。可以看出, 加入调谐圆盘后, 单个 QMSIW 天线的辐射增益 (文中的增益均指天线的最大增益) 略有降低, 但三维方向图在高频变得更为平滑, 且高低频方向图均具有较好的半空间覆盖特性。

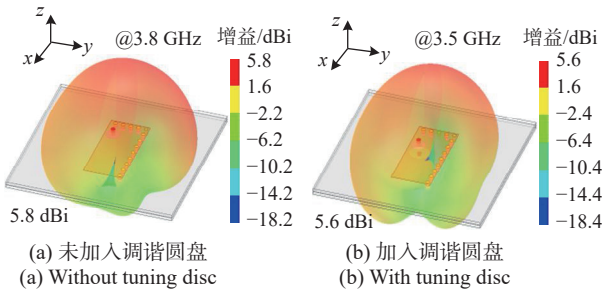


图 6 TE_{101} 模式下加入调谐圆盘前后 QMSIW 天线的三维辐射方向图

Fig. 6 In TE_{101} mode, 3D radiation pattern QMSIW antennas with and without a tuning disk

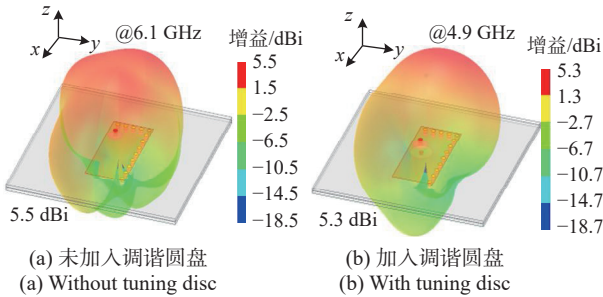
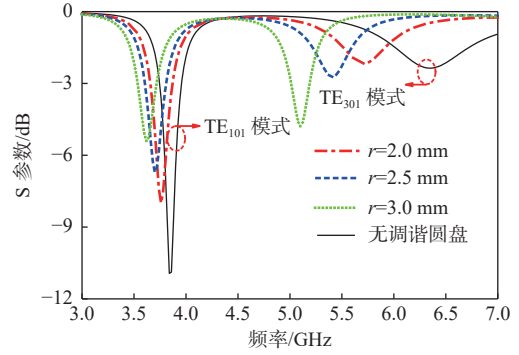


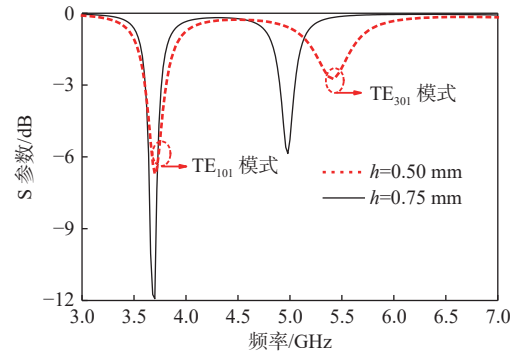
图 7 TE_{301} 模式下加入调谐圆盘前后 QMSIW 天线的三维辐射方向图

Fig. 7 In TE_{301} mode, 3D radiation pattern of QMSIW antennas with and without a tuning disk

调谐圆盘起到容性加载作用, 调谐圆盘和顶层金属面之间形成双导体电容效应, 其容抗大小主要取决于两方面的因素: 圆盘的大小和距离顶层金属面的高度。图 8(a) 为在高度不变的情况下金属圆盘尺寸对谐振频率的影响, 可以看出, 随着金属圆盘半径 r 的增大, TE_{301} 模式的谐振频率显著降低, TE_{101} 模式的频率略有降低, 实现了对高低频频率比的灵活调控。图 8(b) 为在金属圆盘大小不变的情况下调谐盘高度 h 对谐振频率的影响, 可以看出, 调谐盘高度降低, 距离顶层金属面的高度也随之降低, 容抗也将相应减小, 此时调谐能力变弱。



(a) 圆盘半径 r
(a) Disk radius r



(b) 圆盘高度 h
(b) Disk height h

图 8 圆盘半径及高度对频率的影响

Fig. 8 The influence of disk radius and height on frequency

1.3 引入寄生结构的 QMSIW 模式分析

图 9(a) 为单个 QMSIW 天线结构, 其贴片尺寸为 10.5 mm×25 mm。图 9(b) 为引入寄生结构的 QMSIW 天线, 寄生结构与原结构尺寸几乎相同, 因此其贴片尺寸为 21 mm×25 mm。

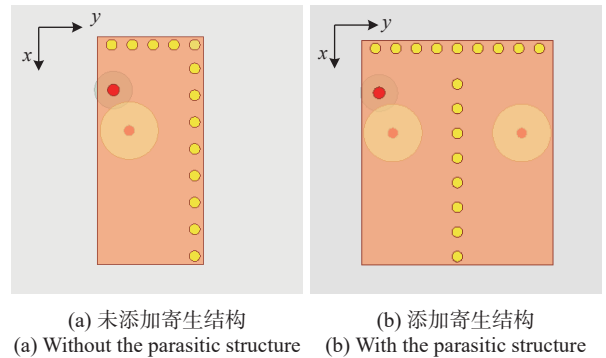


图 9 添加寄生结构前后的 QMSIW 天线

Fig. 9 The QMSIW antennas with and without the parasitic structure

1.3.1 TE_{101} 模式分析

图 10 为 TE_{101} 模式下添加寄生结构前后 QMSIW 天线的仿真 S 参数及效率。可以看出: 图 10(a) 中单个 QMSIW 天线频率为 3.5 GHz, 单个谐振模式的相对带宽为 2.3% (3.5~3.58 GHz), 在 80 MHz 通带内的

平均效率(在频带内取仿真和测试10个点的效率值,其平均值即为平均效率)为 -2.2 dB;图10(b)中引入寄生结构后,由于原QMSIW天线的 TE_{101} 模式与寄生结构的 TE_{101} 模式通过中间通孔的磁耦合形成了较好的模式合并,因此相比单独的QMSIW天线,该天线的双谐振模式获得了将近三倍的相对带宽,约为 5.71% ($3.4\sim 3.6$ GHz),200 MHz通带内的平均效率为 -1.5 dB。

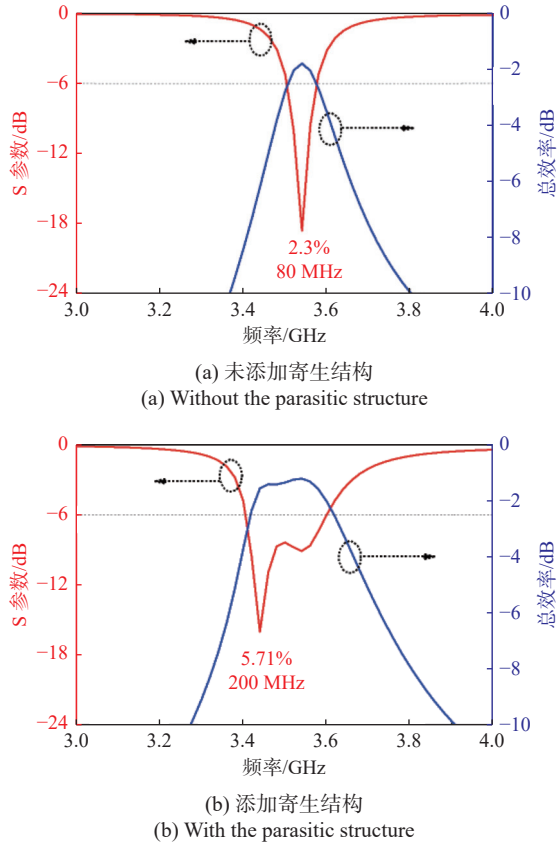


图10 TE_{101} 模式下添加寄生结构前后QMSIW天线的仿真S参数及效率

Fig. 10 In TE_{101} mode, simulated S parameter and total efficiencies of the QMSIW antennas with and without the parasitic structure

图11为单个QMSIW天线的电场分布和三维辐射图,在3.5 GHz处其辐射增益为5.6 dBi。图12为添加寄生结构的QMSIW天线电场分布及三维辐射图,可以看出,在3.5 GHz处,原QMSIW天线的 TE_{101} 模式电场与寄生结构的 TE_{101} 模式电场呈对称分布,其三维辐射方向图较前者更为对称,增益为5.8 dBi。添加寄生结构后,天线增益没有显著增加,主要原因有:1)天线阵列间距几乎为零,增益叠加效果很微弱;2)QMSIW天线的三维方向图有一定倾斜,当两个QMSIW天线背靠背放在一起时,方向图向相反的方向倾斜,此时增益的叠加并不是最大增益值叠加,因此增益提升效果并不显著。

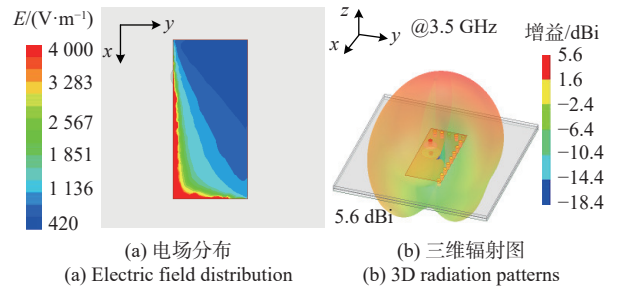


图11 TE_{101} 模式下单个QMSIW天线的电场分布和三维辐射图

Fig. 11 In TE_{101} mode, electric field distribution and 3D radiation patterns of a single QMSIW antenna

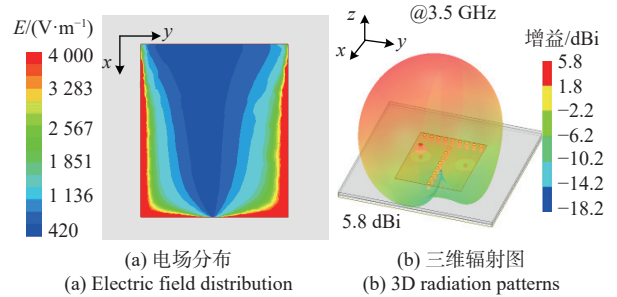
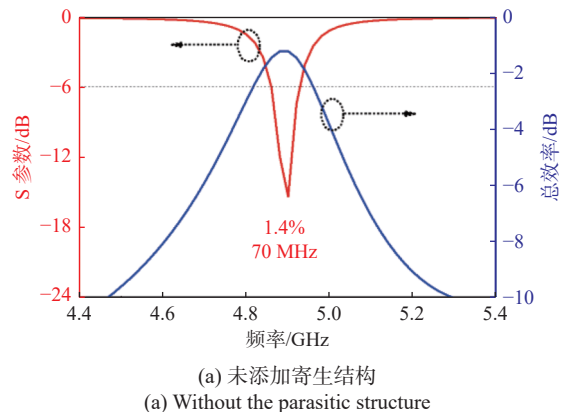


图12 TE_{101} 模式下添加寄生结构QMSIW天线的电场分布和三维辐射图

Fig. 12 In TE_{101} mode, electric field distribution and 3D radiation patterns of the QMSIW antennas with the parasitic part

1.3.2 TE_{301} 模式分析

天线的尺寸与馈电位置不变,图13为 TE_{301} 模式下添加寄生结构前后QMSIW天线的仿真S参数及效率。可以看出:图13(a)中单个QMSIW天线频率为4.9 GHz,单个谐振模式的相对带宽为1.4% ($4.86\sim 4.93$ GHz),在70 MHz通带内的平均效率为 -1.8 dB;图13(b)中原QMSIW天线的 TE_{301} 模式与寄生结构的 TE_{301} 模式通过中间过孔的磁耦合形成了较好的模式合并,该天线的双谐振模式获得了三倍于单独QMSIW天线的相对带宽,约为4.5% ($4.78\sim 5$ GHz),220 MHz通带内的平均效率为 -1.6 dB。



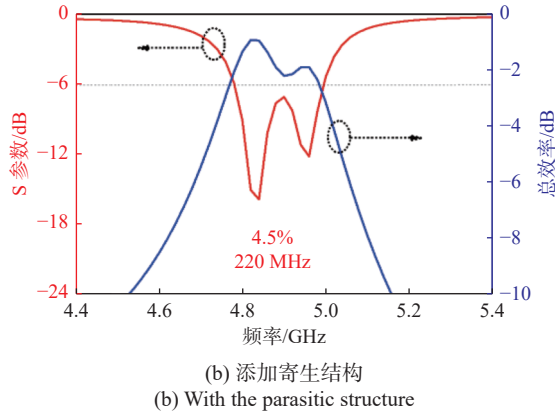


图 13 TE_{301} 模式下添加寄生结构前后 QMSIW 天线的仿真 S 参数及效率

Fig. 13 In TE_{301} mode, simulated S parameter and total efficiencies of the QMSIW antennas with and without the parasitic structure

图 14 为单个 QMSIW 天线的电场分布和三维辐射图, 4.9 GHz 处辐射增益为 5.3 dBi。图 15 为添加寄生结构的 QMSIW 天线电场分布及三维辐射图, 可以看出, 在 4.9 GHz 处, 原 QMSIW 天线的 TE_{301} 模式电场与寄生结构的 TE_{301} 模式电场呈对称分布, 其三维辐射方向图较前者更为对称, 增益为 5.5 dBi。

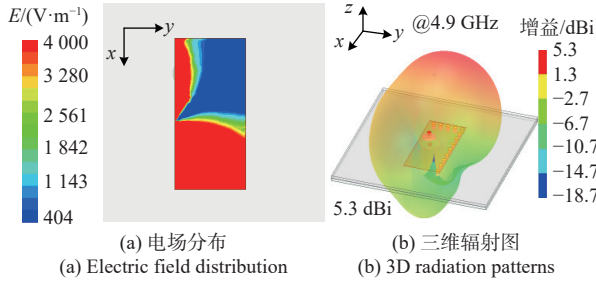


图 14 TE_{301} 模式下单个 QMSIW 天线的电场分布和三维辐射图

Fig. 14 In TE_{301} mode, electric field distribution and 3D radiation patterns of a single QMSIW antenna

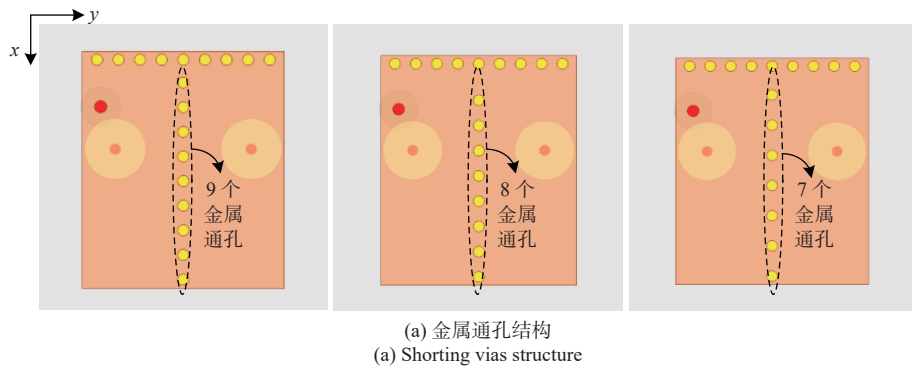


图 15 TE_{301} 模式下添加寄生结 QMSIW 天线的电场分布和三维辐射图

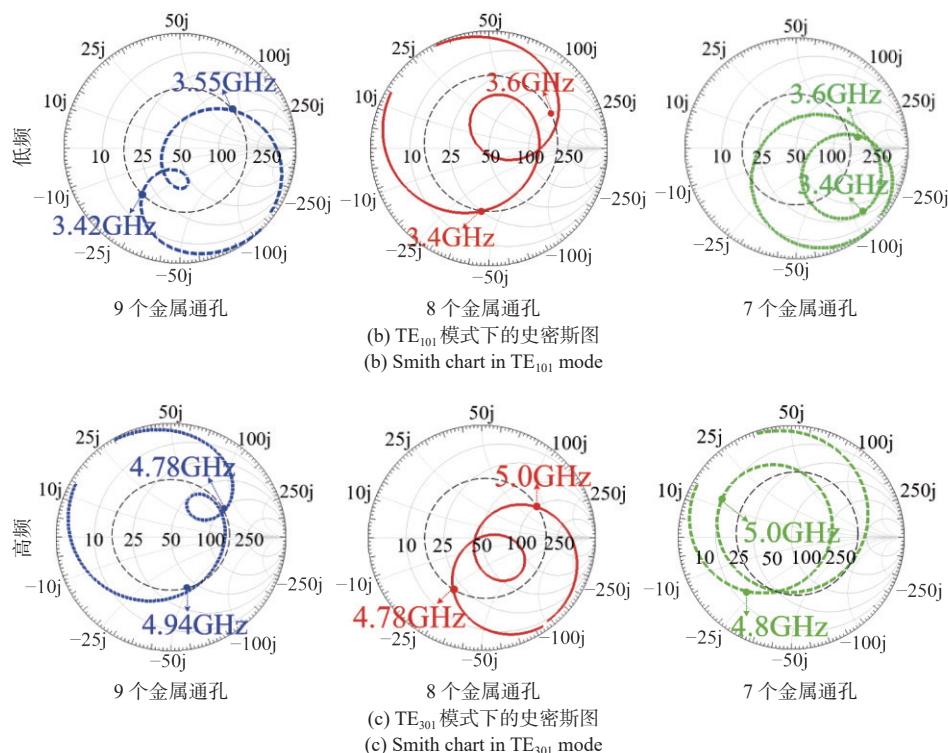
Fig. 15 In TE_{301} mode, electric field distribution and 3D radiation patterns of the QMSIW antennas with the parasitic part

1.4 耦合程度

分析金属贴片中间分别有 7 个、8 个和 9 个金属通孔三种情况下的耦合程度, 结构如图 16(a) 所示。耦合程度由矩形金属贴片中间的一系列金属通孔控制, 用史密斯图的阻抗轨迹来说明。图 16(b) 和 (c) 给出了 TE_{101} 和 TE_{301} 模式下的史密斯图。

从图 16(b) 和 (c) 可以看出: 9 个金属通孔的阻抗圆缩小, 阻抗轨迹变化较小, 两个谐振点相互靠近, 这种情况称为“弱耦合”; 8 个金属通孔带宽显著增加, 低频几乎增加了将近三倍的相对带宽, 从之前的 2.3%(3.5~3.58 GHz) 增加到 5.71%(3.4~3.6 GHz), 高频增加了三倍多的相对带宽, 从之前的 1.4%(4.86~4.93 GHz) 增加到 4.5%(4.78~5 GHz), 此时带宽达到最大值, 这种情况称为“临界耦合”; 7 个金属通孔阻抗圆变大, 阻抗轨迹变化很大, 谐振点相互远离, 这种情况称为“强耦合”。因此, 应选取合适的通孔数量来实现“临界耦合”, 以获得最佳的带宽。

(a) 金属通孔结构
(a) Shorting vias structure

图16 TE_{101} 和 TE_{301} 模式下的金属通孔结构及其耦合度Fig. 16 Shorting vias structure and its coupling degree between TE_{101} mode and TE_{301} mode

2 仿真与测试结果

本文设计了一款天线样品并进行了加工和测试。终端天线高度追求小型化和轻薄化,其最为关注的指标通常是反射系数和总效率,而天线的方向图(包括极化纯度等)并没有特殊要求,通常能满足半空间的覆盖即可。图17为天线实物的俯视图。图18为天线反射系数与总效率的仿真及测试结果。可以看出,天线的实测频带整体向低频偏移,仿真时未考虑铜箔厚度和实际板材的介电常数偏差是造成测试频带偏移的重要原因。

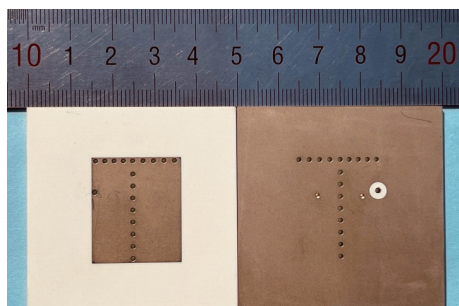


图17 天线实物图

Fig. 17 Antenna physical image

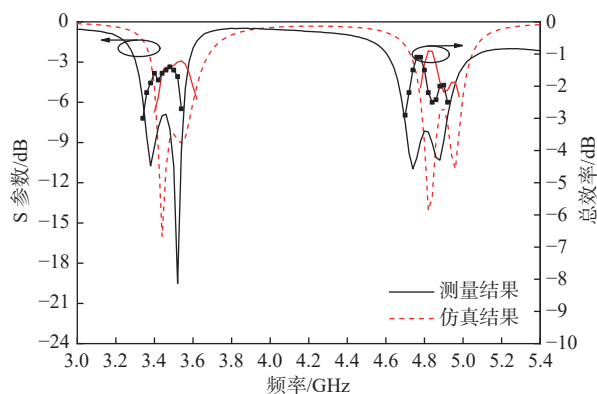


图18 天线反射系数与总效率的仿真及测试结果

Fig. 18 Simulated and measured results of antenna reflection coefficient and total efficiency

从测量结果可以看出:该天线在N78频段有两个谐振点3.38 GHz和3.52 GHz,覆盖3.35~3.55 GHz(5.8%);在N79频段有两个谐振点4.74 GHz和4.88 GHz,覆盖4.69~4.93 GHz(5%)。在工作频带内,低频段的测试平均效率为-1.6 dB,高频段的测试平均效率为-1.8 dB,验证了两个频带的宽带工作效果。

图19给出了低频段中心频点3.5 GHz和高频段中心频点4.9 GHz处的 xOz 平面($\varphi=0^\circ$)和 yOz 平面($\varphi=90^\circ$)的天线的仿真与测试方向图,可以看出测试结果与仿真结果比较吻合。

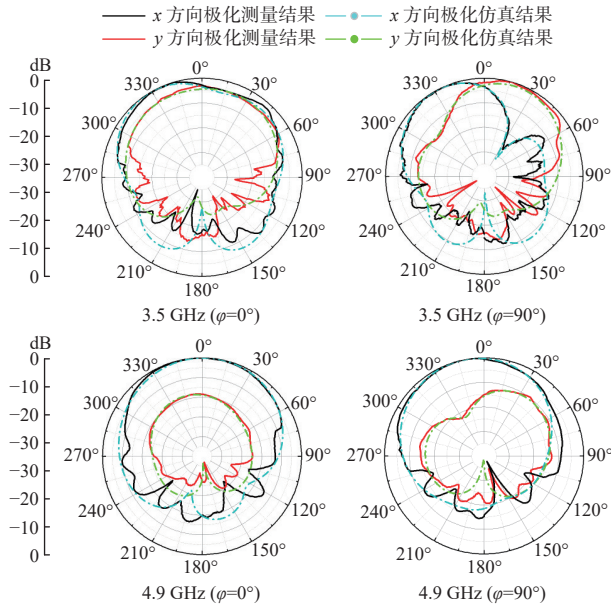


图 19 天线方向图的仿真及测试结果

Fig. 19 Simulated and measured radiation patterns of the antenna

表 2 给出了本文设计天线与几款最先进的双频带天线的性能对比。可以看出,相比文献 [5]、[13]、[17]、[21] 中的天线设计,本文设计具有更小的尺寸和更宽的带宽。虽然文献 [16] 中的设计具有更宽的低频带宽,但是其尺寸远大于本文天线。

表 2 本文设计天线与现有天线设计的性能对比

Tab. 2 Performance comparisons with reported works

文献	低频/高频/GHz	高度/ λ_0	辐射单元尺寸	低频带宽/高频带宽
[5]	3.50/4.86	0.009	$0.35\lambda_0 \times 0.35\lambda_0$	5.7%/3.1%
[13]	4.25/5.11	0.020	$0.33\lambda_0 \times 0.33\lambda_0$	3.8%/4.2%
[16]	3.61/5.90	0.048	$0.55\lambda_0 \times 0.84\lambda_0$	11.1%/6.5%
[17]	4.25/5.11	0.025	$0.36\lambda_0 \times 0.24\lambda_0$	5.3%/4.4%
[21]	2.40/5.80	0.008	$0.53\lambda_0 \times 0.53\lambda_0$	3.4%/6.9%
本文	3.50/4.90	0.019	$0.30\lambda_0 \times 0.25\lambda_0$	5.8%/5.0%

3 结 论

本文提出了一种面向终端应用的 QMSIW 天线,该天线利用具有小型化优势的 QMSIW 结构的 TE_{101} 模式和 TE_{301} 模式形成双频带,引入金属盲孔和金属圆盘组成调谐圆盘结构,利用调谐圆盘产生的电容加载效应来调谐 QMSIW 的高次模 (TE_{301} 模式) 频率。然后通过磁耦合引入寄生贴片,利用寄生贴片的 TE_{101} 模式和 TE_{301} 模式来进一步拓展两个频带的带宽。通过调节 QMSIW 结构中间一列金属通孔的数量来调谐两个 QMSIW 天线的耦合。天线的加工测试结果表明其兼具了小型化和双频双宽带覆盖的优点,在 5G 的终端应用上具有良好的应用潜力。

参考文献

- [1] WONG K L, CHEN M T. Small-size LTE/WWAN printed loop antenna with an inductively coupled branch strip for bandwidth enhancement in the tablet computer[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2013, 61(12): 6144-6151.
- [2] 黄莺. 基片集成波导天线关键技术的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [3] 唐勇. 5G 网络的发展与关键技术分析[J]. *信息通信*, 2017(4): 194-195.
- [4] TANG Y. Development and key technology analysis of 5G networks[J]. *Information communication*, 2017(4): 194-195. (in Chinese)
- [5] MOK W C, WONG S H, LUK K, et al. Single-layer single-patch dual-band and triple-band patch antennas[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2013, 61(8): 4341-4344.
- [6] GAO Y, WANG J, WANG X, et al. Extremely low-profile dual-band antenna based on single-layer square microstrip patch for 5G mobile application[J]. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2023, 22(7): 1761-1765.
- [7] LIN X J, WU Z H, WANG S J, et al. A simple structure dual band dual-circularly polarized antenna with controlled frequency ratio[J]. *IEEE access*, 2022, 10: 126687-126694.
- [8] CHANG L, ZHANG G, WANG H. Triple-band microstrip patch antenna and its four-antenna module based on half-mode patch for 5G 4×4 MIMO operation[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2022, 70(1): 67-74.
- [9] QUAN X, LI R, CUI Y, et al. Analysis and design of a compact dual-band directional antenna[J]. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2012, 11: 547-550.
- [10] LIU N W, ZHU L, LIU Z X, et al. Frequency ratio reduction of a low-profile dual-band dual circularly polarized patch antenna under triple resonance[J]. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2020, 19(10): 1689-1693.
- [11] SQUADRITO P, ZHANG S, PEDERSEN G F. Wideband or dual band low profile circular patch antenna with high gain and sidelobe suppression[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2018, 66(6): 3166-3171.
- [12] QIAN J F, CHEN F C, CHU Q X. A novel tri-band patch antenna with broadside radiation and its application to filtering antenna[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2018, 66(10): 5580-5585.
- [13] CHANG L, WANG H. Dual-band four-antenna module covering N78/N79 based on PIFA for 5G terminals[J].

- IEEE antennas and wireless propagation letters, 2022, 21(1): 168-172.
- [13] WANG Y X, TU Z H. Omnidirectional dual-band dual circularly polarized microstrip antenna with wide axial-ratio beamwidth[C]// International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), Shanghai, China, 2019: 1-3.
- [14] CHEN X, WANG J, CHANG L. Extremely low profile dual-band microstrip patch antenna using electric coupling for 5G mobile terminal applications[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2023, 71(2): 1895-1900.
- [15] CHANG L, LIU H. Low-profile and miniaturized dual-band microstrip patch antenna for 5G mobile terminals[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2022, 70(3): 2328-2333.
- [16] LIU N W, ZHU L, LIU Z X, et al. Dual-band single-layer microstrip patch antenna with enhanced bandwidth and beamwidth based on reshaped multiresonant modes[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2019, 67(11): 7127-7132.
- [17] ZHANG X Y, ZHANG Y, PAN Y M, et al. Low-profile dual-band filtering patch antenna and its application to LTE MIMO system[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2017, 65(1): 103-113.
- [18] LIU X, LI Y, LIANG Z, et al. A method of designing a dual-band sector ring microstrip antenna and its application[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2016, 64(11): 4896-4901.
- [19] 杨子文. 基于基片集成波导的磁电介质宽带天线研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- YANG Z W. Study on magneto-dielectric broadband antenna using substrate integrated waveguide[D]. Chengdu: University of Electronics Science & Technology of China, 2023. (in Chinese)
- [20] TAK J, WOO S, KWON J, et al. Dual-band dual-mode patch antenna for on/off-body WBAN communications[J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2016, 15: 348-351.
- [21] WONG K L, CHEN C J, LI W Y. Integrated four low-profile shorted patch dual-band WLAN MIMO antennas for mobile device applications[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2021, 69(6): 3566-3571.
- [22] 张玉林. 基片集成波导传播特性及滤波器的理论与实验研究[D]. 南京: 东南大学, 2007.
- ZHANG Y L. Investigations on the substrate integrated waveguide and its application in filters[D]. Nanjing: Southeast University of China, 2007. (in Chinese)
- [23] MUKHERJEE S, BISWAS A, SRIVASTAVA K V. Broad-band substrate integrated waveguide cavity-backed bow-tie slot antenna[J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2014, 13: 1152-1155.
- [24] LI P, CHU H, CHEN R S. Design of compact bandpass filters using quarter-mode and eighth-mode SIW cavities[J]. IEEE transactions on components, packaging and manufacturing technology, 2017, 7(6): 956-963.

作者简介

刘越 (2000—), 女, 江苏人, 硕士生, 主要研究方向为射频与微波集成电路、天线理论及技术。E-mail: 939405478@qq.com

杨汶汶 (1984—), 男, 江苏人, 博士, 副教授, 主要研究方向为射频与微波集成电路、天线理论及技术。E-mail: wwyang2008@hotmail.com

陈建新 (1979—), 男, 江苏人, 博士, 教授, 主要研究方向为微波集成电路与天线、新工艺诸如 LTCC 和介质陶瓷在微波电路与天线中的应用。E-mail: jjxchen@hotmail.com