

文章编号:1007-5321(2018)04-0023-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2018-025

基于寄生耦合单元的多频段微带天线设计

韩宇南¹, 袁思雨², 孙晓昱¹, 文正琳¹, 周俊¹

(1. 北京化工大学 信息科学与技术学院, 北京 100029; 2. 北京邮电大学 国际学院, 北京 100876)

摘要: 通过在金属贴片边缘增加寄生耦合单元, 设计了单馈点、易共形的紧凑多频段微带天线. 该微带天线由地面、馈电传递单元及其两侧边缘的一个曲折线形贴片寄生耦合单元和一个 T 形贴片寄生耦合单元组成. 天线的谐振频率和带宽由 2 个寄生耦合单元的结构尺寸以及寄生单元与馈电传递单元之间的相互耦合共同确定, 可以通过调整寄生耦合单元的结构参数独立调整各谐振频点. 通过计算电磁学软件分析了各结构参数对谐振频率的影响, 并仿真了一种典型情况的天线, 其工作频段为 0.972 ~ 0.988 GHz, 2.178 ~ 2.27 GHz 和 3.293 ~ 3.356 GHz. 该天线仿真和测试结果符合得很好, 验证了可通过单馈点激励多个寄生耦合单元的方法有效地设计多频段天线.

关键词: 微带天线; 多频带天线; 寄生耦合单元

中图分类号: TN713.5

文献标志码: A

Multiband Microstrip Antenna Design Using Parasitic Coupling Elements

HAN Yu-nan¹, YUAN Si-yu², SUN Xiao-yu¹, WEN Zheng-lin¹, ZHOU Jun¹

(1. College of Information Science and Technology, Beijing University of Chemical Technology, Beijing 100029, China;

2. International School, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: By adding two different shape parasitic coupling elements at the radiating edge of a feeding transfer metal patch, a single feed point, good conformal shape, compact multiband microstrip antenna was developed. The proposed microstrip antenna is consisting of a ground plane, a feeding transfer metal patch, a meander-line patch parasitic coupling element and a T-shaped patch parasitic coupling element. The resonant frequency and bandwidth of the antenna are determined by the structure of the meander-line patch parasitic coupling element, the T-shaped patch parasitic coupling element, and the mutual coupling between the two parasitic elements and the feeding transfer element. The proposed antenna achieves multiband resonant frequencies that can be tuned independently by adjusting individual structure parameters. The associations between the antenna resonant frequencies and the structure parameters are simulated by electromagnetic simulation software, and it is shown that the antenna can typically work in 0.972 ~ 0.988 GHz, 2.178 ~ 2.27 GHz and 3.293 ~ 3.356 GHz. The measurement results fit very well with the simulation, which validates the multiband microstrip antenna design method using parasitic elements excited by single feed point.

Key words: microstrip antenna; multiband antennas; parasitic coupling element

随着移动通信技术的发展, 对无线通信系统的天线提出了小型化、多频带、频带宽、易共形等要求.

特别是军用单兵综合通信系统的智能化终端, 要具有环境适应性强、抗干扰、集成多种通信制式、快跳

收稿日期: 2018-01-26

基金项目: 国家自然科学基金项目(21656001); 网络与交换技术国家重点实验室(北京邮电大学)开放基金项目(SKLNST-2018-1-02)

作者简介: 韩宇南(1980—), 男, 讲师, 硕士生导师, E-mail: clark-han@139.com.

频等特点,这就对天线提出了更高要求.因此,各种微带天线新技术越来越多地用于各类通信系统智能终端中^[1-3].

加载寄生耦合单元是实现通信系统多频带天线的有效方式. Kim 等^[4]提出了在一个矩形贴片微带天线的辐射边缘加载耦合容性或感性的 $1/4$ 波长或半波长的短截线,实现双频带天线的方法. Chair 等^[5]在贴片天线主体适当的位置开槽,通过改变贴片表面电流路径来产生 2 个或者多个谐振频率响应. Anguera 等^[6]提出了一种多频微带贴片天线的设计方法,该天线由一个馈电传递平面单元、地面和放置在馈电传递平面单元和地面之间的多个寄生耦合单元组成,通过馈电传递平面单元和地面之间的寄生耦合单元形成多个谐振频带. Liu 等^[7]基于 C 形和 S/F 形寄生单元实现了双频带天线,可用于 GSM/UMTS/LTE 和 WLAN/WiMAX 波段.

现阶段国内外相关研究多是通过寄生耦合单元设计对应于不同应用的多频段天线,但这些天线的馈点多在寄生耦合单元的端口. 笔者设计了馈点在馈电传递单元贴片上且能够对曲折线形和 T 形寄生单元同时作用的多频段微带贴片天线. 在本设计中,曲折线形和 T 形的寄生结构单元通过耦合产生不同频带. 该天线具有结构紧凑、易于制造、适用于手持终端应用环境等优点,能够更有效地利用空间.

1 天线设计原理

1.1 天线结构设计

图 1 所示为基于寄生耦合单元的多频段微带天线立体结构. 天线底部矩形贴片为馈电传递单元,顶部矩形贴片为地面,其两侧分别为曲折线形和 T 形寄生耦合单元,这 2 个寄生耦合单元均与馈电耦合单元在交界面处有良好的电连接,馈点位于靠近曲折线形寄生耦合单元一侧的中间位置.

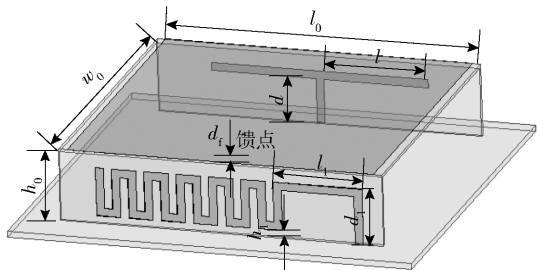


图 1 基于寄生耦合单元的微带天线立体结构图

1.2 寄生耦合原理分析

当能量从馈点馈入后,馈电传递单元受到激励,

将能量传递至曲折线形和 T 形寄生单元产生感应电流从而产生辐射. 馈电传递单元与寄生耦合单元之间的强耦合作用产生了寄生耦合单元的谐振,使得天线工作在多个频段.

该天线的多个工作频段是由寄生耦合单元的谐振特性独立确定的. 通过调节 2 个寄生耦合单元的结构参数,能够相对独立地调整各个谐振频点的谐振频率. 因此,需要独立分析曲折线形结构寄生耦合单元和 T 形结构寄生耦合单元的谐振特性,这样就可以获得基于寄生耦合单元多频段微带天线的谐振特性.

1.3 曲折线形结构谐振特性分析

如图 2 所示,通过有规则的弯折辐射振子形成曲折线形结构,能够在有限空间中增加天线表面电流流经的路径长度,从而达到压缩天线尺寸或者降低天线谐振频率的目的.

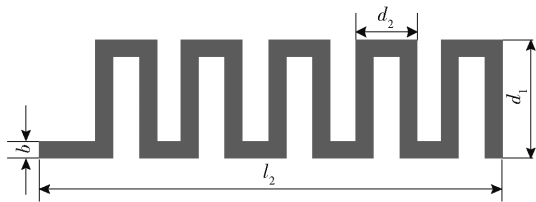


图 2 曲折线形寄生结构示意图

由图 2 可以得到曲折线形结构的物理参数与谐振波长的关系表达式^[8]:

$$3n = \frac{\frac{\lambda_0}{4} \left(\lg \frac{2\lambda_0}{b} - 1 \right) - \frac{l_2}{2} \left(\lg \frac{4l_2}{b} - 1 \right)}{d_1 \lg \frac{l_2}{nb}} \quad (1)$$

其中: l_2 为曲折线形结构的长度, b 为辐射导体的宽度, d_1 为曲折线形结构的宽度, d_2 为曲折线的每个曲折单元的宽度. 曲折线折叠次数 $n = l_2 / (d_2 - b)$, λ_0 为其中心频率所对应的波长. 通过式(1),已知曲折线天线的中心谐振频率,当调整曲折线形结构整体的 l_2 、 d_1 、 d_2 和 b 参数时,就可以近似算出曲折线的折叠次数.

1.4 T 形结构谐振特性分析

T 形结构是小型移动终端天线中经常使用的结构^[9],如图 3 所示. w 为线条宽度, l 为其半臂长, d 为其馈入部分长度. T 形结构辐射波长与结构参数的关系为

$$\frac{\lambda_0}{4} = 2l + d + w \quad (2)$$

其中 λ_0 为 T 形结构的中心频率对应的波长.

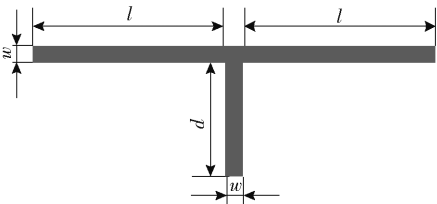


图 3 T 形寄生结构示意图

2 天线设计与参数分析

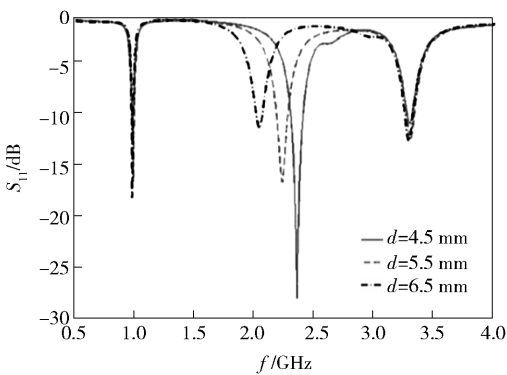
为了验证所设计天线的有效性,在相对介电常数 $\epsilon_r=4.4$,损耗角正切 $\tan\delta=0.025$,厚度为 0.4 mm 的 FR4 介质基板上印制了寄生耦合单元、馈电传递单元和地面.

曲折线形结构和 T 形结构寄生单元垂直放在 50 mm × 50 mm × 0.8 mm 的馈电传递单元上. 曲折线形和 T 形耦合单元的印刷线条宽度均为 1 mm. 馈点在距离曲折线形耦合单元 2.9 mm 处,并通过 SMA 射频接头形成了 50 Ω 的射频连接,以便于测试. 天线详细的尺寸如表 1 所示,其中 n 为 12.

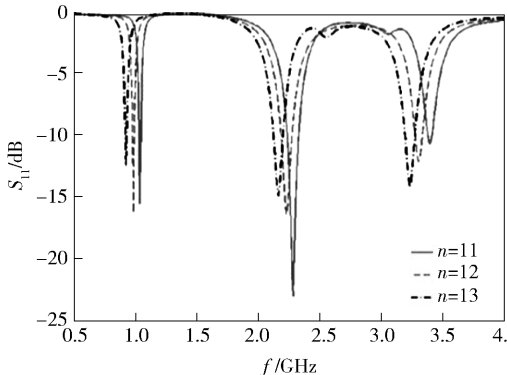
表 1 天线的结构参数 mm

参数	值
l_0	38
w_0	40
h_0	9
d_f	2.9
l_1	11
b	1
h_1	1
d_1	7
d_2	3
l	12.9
d	5.5
w	1

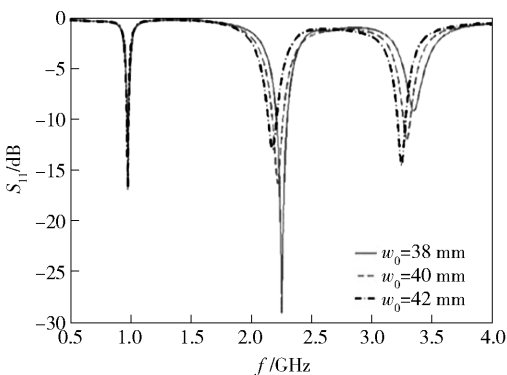
使用微波仿真软件 HFSS 进行天线仿真和参数优化,在表 1 所给出的天线具体参数的基础上,分析天线尺寸参数变化对天线谐振频率产生的影响,如图 4 所示,其中 S_{11} 为反射系数. 图 4(a)说明了 T 形高度 d 的变化对第 2 频带的影响显著, d 值以 1 mm 为步长从 4.5 mm 增加到 6.5 mm 时,天线的第 2 个频点明显往低频段移动,对应谐振频率从 2.35 GHz 降至 2.04 GHz,带宽从 93.4 MHz 减少至 45.3 MHz,而 d 的变化对天线的其他谐振频率没有产生明显的



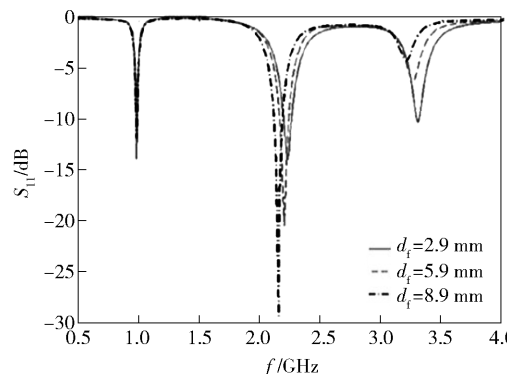
(a) 参数 d 对天线 S_{11} 的影响



(b) 参数 n 对天线 S_{11} 的影响



(c) 参数 w_0 对天线 S_{11} 的影响



(d) 天线馈点位置 d 对天线 S_{11} 的影响

图 4 参数变化对天线 S_{11} 的影响

影响。

如图 4(b) 所示, 增加曲折线形寄生耦合单元弯曲单元数目 n , 则电流路径长度增加, 从而影响天线表面电流的分布, 致使频率向低频段移动。随着弯曲单元数目从 11 个增加到 13 个, 天线的所有谐振频率不同程度地往低频段移动, 第 1 和第 2 个谐振频率分别往低频段移动了 120 MHz 和 110 MHz; 第 1 和第 2 个谐振频率的带宽影响不大, 第 3 个谐振频率的带宽从 38.5 MHz 增加到 84.3 MHz。

地面的参数改变一定程度上影响电流在馈电耦合单元的分布情况。如图 4(c) 所示, 对于顶层矩形单元, w_0 从 42 mm 递减到 38 mm 时, 天线的第 2 个谐振频点从 2.18 GHz 移动到 2.26 GHz, 而带宽没有发生明显的变化, 第 3 个谐振频点向高频段移动且带宽减小。实际设计中, 需要综合考虑天线体积大小对谐振频点和带宽的影响。

如图 4(d) 所示, 天线的馈点位置从边缘向中心移动, 由于馈点位置影响了天线输入阻抗, 进而影响输入阻抗与寄生耦合单元特性阻抗的匹配。馈点与顶部矩形贴片边缘的距离从 2.9 mm 增加到 8.9 mm 时, 第 2 个谐振频带向低频段移动 50.2 MHz; 第 3 个谐振频段变化较大, $d_f = 8.9$ mm 时, 此谐振频段的反射系数降低至 -5.73 dB。

3 天线实例仿真与验证

为了验证所设计天线的有效性, 在综合优化参数的基础上, 根据表 1 所示参数设计加工天线实物, 如图 5 所示。使用安捷伦矢量网络分析仪 N5245A (通过校准件 N4691-40004 校准) 进行测试, 天线的反射系数仿真与测量的对比如图 6 所示。该天线在 0.98 GHz 频段处带宽为 16.7 MHz (1.7%), 在 2.26 GHz 频段处带宽为 91 MHz (4.07%), 在 3.32 GHz 频段处带宽为 63.4 MHz (1.9%)。天线的实际测量和仿真结果符合得很好。

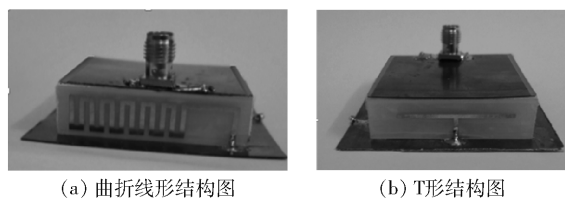


图 5 天线的实物图

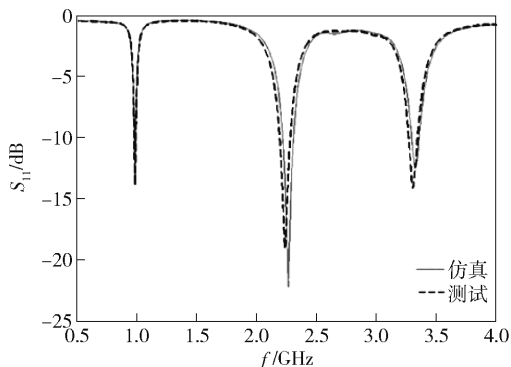


图 6 天线实测 S_{11} 和仿真 S_{11} 参数对比

试和 HFSS 仿真分别得到的天线在 XOZ 面和 YOZ 面的辐射方向图。由于馈电传递单元的反射作用, 天线的所有频点都有一定的辐射方向性。在 3.32 GHz 频段处的最大增益 5.64 dB 和 2.26 GHz 频段处的最大增益 5.14 dB 都远大于 0.98 GHz 频段处的最大增益 3.68 dB。这些特性在很大程度上是由于馈电传递单元对高频电磁波的反射作用更强以及表面电流分布的变化而产生的。

图 8 所示为天线在每个频带的中心频率上的 2 个寄生耦合单元分别对应的表面电流分布情况。可明显看出, 在所有频段 T 形结构寄生耦合单元与馈电传递单元直接相连部分, 即馈入长度为 d 的部分, 表面电流相对较强; 曲折线形寄生耦合单元随着谐振频率的升高, 其最强的表面电流从直接与馈电传递单元相连部分逐渐转移到曲折线形寄生耦合单元中间曲折线形弯曲部分。

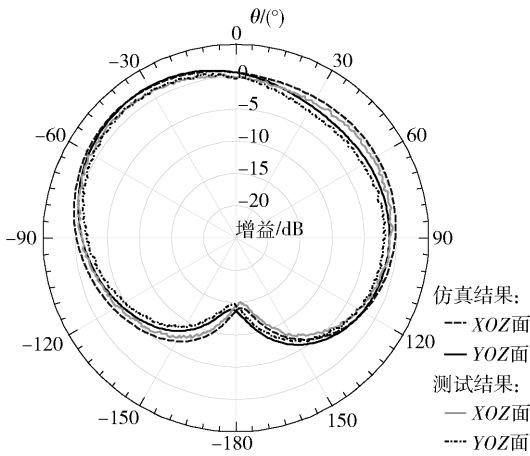
图 8(a) 为天线谐振频率在 0.98 GHz 处表面电流分布情况, 曲折线形寄生耦合单元靠近馈电传递单元部分表面电流分布最强, 并随着离馈电传递单元端的距离增加而逐渐减弱。该频率情况下, 曲折线形寄生耦合单元是天线的主要辐射单元。

图 8(b) 为天线谐振频率在 2.26 GHz 处表面电流分布情况, T 形寄生耦合单元与馈电传递单元相连接部分表面电流分布相对较强。该频率情况下, T 形寄生耦合单元是天线的主要辐射单元。

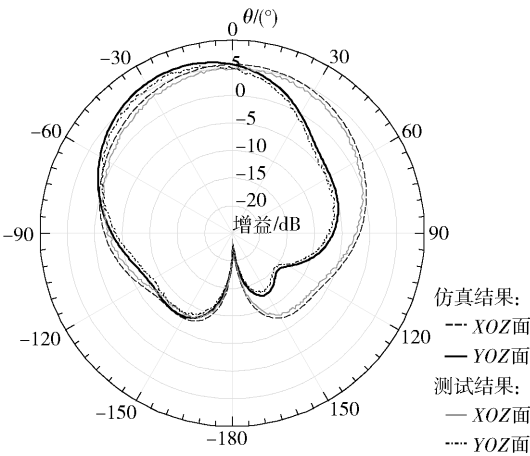
图 8(c) 为天线谐振频率在 3.32 GHz 处表面电流分布情况, 相对于低频谐振点, 天线的表面电流强度较弱且分布相对均匀, 主要集中在曲折线形寄生耦合单元弯曲结构的中间部分和 T 形寄生耦合单元靠近馈电传递单元部分。

曲折线形寄生耦合单元作为主要的寄生耦合单

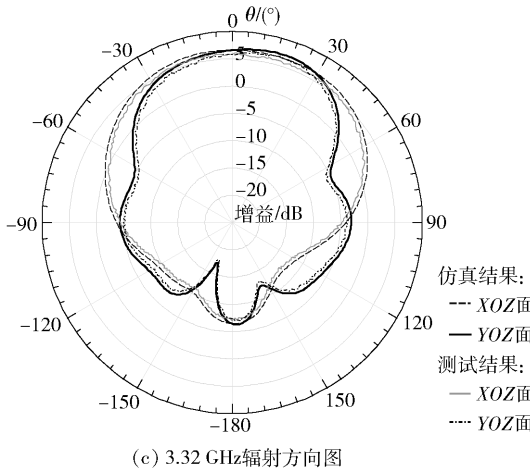
图 7 为通过紧凑型天线暗室 LabExpress 2.0 测



(a) 0.98 GHz辐射方向图



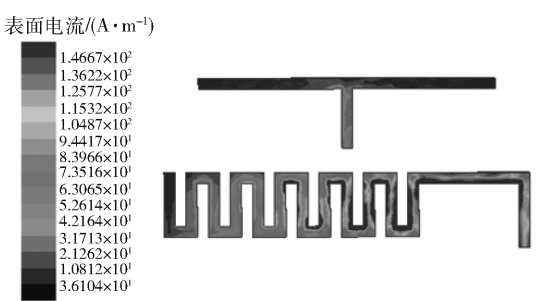
(b) 2.26 GHz处辐射方向图



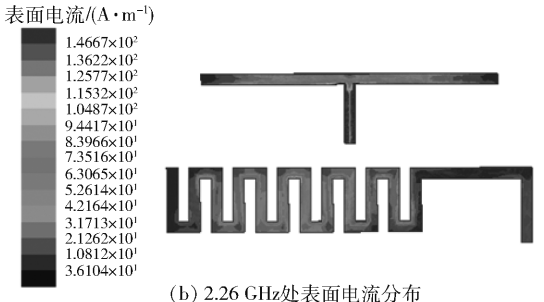
(c) 3.32 GHz辐射方向图

图 7 天线各谐振频点的辐射方向图

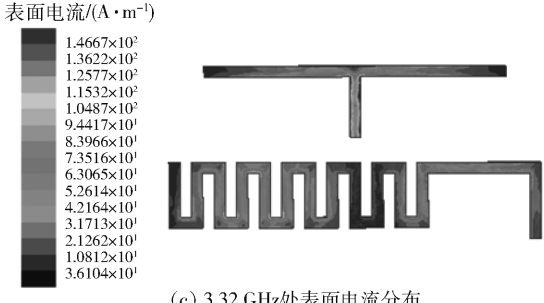
元对天线的谐振频率影响略大于 T 形寄生耦合单元,这也解释了调节曲折线形结构对天线第 1 和第 3 谐振频带都有明显影响,而调整 T 形结构时仅对天线的第 2 个谐振频点产生明显影响,其他谐振频段没有显著的影响。



(a) 0.98 GHz处表面电流分布



(b) 2.26 GHz处表面电流分布



(c) 3.32 GHz处表面电流分布

图 8 天线不同谐振频点处的表面电流分布

4 结束语

通过单一馈点馈入的电磁能量,经过馈电传递单元耦合,可以激励多个寄生耦合单元,进而方便地设计多频段天线. 典型情况是通过在地面上和馈电传递单元两侧分别放置一个曲折线形贴片辐射单元和一个 T 形贴片辐射单元,设计可用于 0.98 GHz、2.26 GHz 和 3.32 GHz 这 3 个频段的天线. 该天线仿真和测试结果符合得很好,从而验证了通过单馈点激励多个寄生耦合单元是一种有效设计多频段天线的方法. 对于军用和民用的智能化移动终端,可以通过壳体的金属背板作为馈电传递单元或地面,并通过在壳体表面附着金属线条或在壳体内部通过柔性电缆板实现寄生耦合单元,进而实现天线的小型化和集成化。

参考文献:

[1] Han Yunan, Ma Tao, Zhang Hongxin, et al. Novel lad-

- der patch monopole antenna for UWB application [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2015, 22(6): 61-65.
- [2] 杨慧春, 张震, 毕战红. 基于寄生条带的双陷波 UWB 天线设计[J]. 北京邮电大学学报, 2017, 40(6): 98-102.
- Yang Huichun, Zhang Zhen, Bi Zhanhong. Analysis of a dual band-notched UWB antenna based on parasitic strips [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2017, 40(6): 98-102.
- [3] 韩宇南, 郭建卓, 李学斌. 基于复合左右手传输线的 2.45 GHz 微带天线设计[J]. 电波科学学报, 2016, 31(2): 314-318.
- Han Yunan, Guo Jianzhuo, Li Xuebin. Compact 2.45 GHz microstrip antenna design using composite right/left-handed transmission Lines[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2016, 31(2): 314-318.
- [4] Kim J W, Jung T H, Ryu H K, et al. Compact multi-band microstrip antenna using inverted-L and T-shaped parasitic elements [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 12(3): 1299-1302.
- [5] Chair R, Mak C L, Lee K F, et al. Miniature wide-band half U-slot and half E-shaped patch antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 52(8): 2645-2652.
- [6] Anguera J, Font G, Puente C, et al. Multifrequency microstrip patch antenna using multiple stacked elements [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2003, 13(3): 123-124.
- [7] Liu Hanjiang, Li Ronglin, Yan Pan, et al. Multi-broad-band planar antenna for GSM/UMTS/LTE [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(5): 2856-2860.
- [8] Tsutomu E, Yonehiko S, Shinichi S, et al. Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas [J]. Electronics and Communications in Japan, 2000, 83(1): 51-58.
- [9] Sudipta C, Subhradeep C. A physical insight into the influence of dominant mode of rectangular microstrip antenna on its cross-polarization characteristics and its improvement with T-shaped microstrip antenna [J]. IEEE Access, 2018(6): 3594-3602.