

文章编号: 1005-0523(2010)01-0029-06

新颖的非对称马刺线谐振器设计及应用

刘海文, 姜 杨, 张智翀, 沈 漂, 万 晶

(华东交通大学 信息工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 提出了一种有双阻带特性的新颖马刺线结构, 它是由两个内嵌到微带线的非对称马刺线谐振器构成。这种非对称马刺线谐振器具有双带隙特性以及良好的慢波效应, 可以通过调节上下马刺线的长度差调整双带隙特性。马刺线电路模型可以等效为 LCR 并联谐振器, 其中电路参数可以从电磁仿真中获取。在 NeuroModeler 软件的帮助下, 建立神经网络从而优化这种非对称马刺线谐振器, 并且快速精确地获得两个谐振频率。同时该结构的马刺线有助于抑制微波功率放大器的高次谐波。通过设计制造两个 InGaP HBT 功率放大器具体地分析非对称马刺线谐振器对它的影响。其中 1 个 InGaP HBT 功率放大器的非对称马刺结构位于输出端, 另外 1 个 InGaP HBT 功率放大器的输出端仅用传统的 $50\ \Omega$ 传输线。实验结果显示: 在输出端加入这种非对称马刺结构可以很好地将二次以及三次谐波抑制在 27 dB 以下, 在需要放大的频率上, PAE (Power Added Efficiency) 分别增加了 6% - 8% 和 1% - 4%。

关键词: 非对称马刺线结构; 谐波抑制; 功率放大器; 神经网络; 带隙

中图分类号: TN454

文献标识码: A

1 马刺线谐振器简介

随着计算机、便携式计算设备与移动电子设备的普及, 无线网络显得越来越重要。无线局域网 (WLANs)、宽带无线接入与无线个人区域网 (WPANs) 技术被广泛应用于 Wi-Fi、蓝牙、ZigBee 与 WiMAX, 其中包括移动电视、多媒体移动电话、数字广播等。减小射频放大器的谐波失真就需要高输出功率、高效率。另外, 出色的线性特征对于现代无线通信与消费电子系统都是一个巨大的挑战^[1-2]。其中改善性能的方法是抑制输出端的谐波, 尤其要抑制二次、三次谐波。因此, 可以通过使用额外有源器件的线性方法, 例如失真与反馈技术都可以抑制谐波与噪音。另一方面, 由于微带滤波器、谐振器具有结构简单、低成本的特征, 被广泛用来谐波抑制。

微带带隙结构如光子带隙结构 (PBG)、电磁带隙结构 (EBG)、缺陷地结构 (DGS) 和开环谐振器 (SRR) 具有结构简单和良好的滤波特性, 在放大器设计中被广泛应用于高次谐波的抑制^[3-8]。例如, Radisic 提出使用电介质光子带隙结构的宽带功率放大器抑制高次谐波与改进, 同时 Lim 提出了一种缺陷地结构的功率放大器, 其效能与输出功率都有显著提高^[6,7]。在底板上开槽使得电路尺寸变大并有更大的插入损耗。采用这种技术要求在底板上腐蚀并且位置要精确, 这就使得加工耗时并且工艺复杂。

马刺狭孔谐振器是一种槽式结构, 其直接嵌入微带线。因为这种谐振器本身设计紧凑密集和易于集成, 同时没有任何短截线与地板的蚀刻处理, 这对于集成电路的设计非常方便。马刺狭孔谐振器具有优良的带隙特性, 并已应用在天线和滤波器的设计中^[9-11]。但是上述的马刺狭孔谐振器只提供单一的带隙抑制一种谐波。

与单个马刺狭孔谐振器相比较, 非对称马刺狭孔谐振器所具有的双阻带, 已经在我们先前的研究中首次给出了详细介绍^[11-12], 其结构如图 1(b) 所示。但是并未考虑其慢波效应, 也未对谐振频率的位置分析。本文将分析这种谐振器的双带隙特性同时对其建立等效电路模型, 通过用 LCR 模型分析其带隙特征

收稿日期: 2009-10-21

基金项目: 韩国国家研究基金会国际合作项目 (KRF-2009-220-D00074); 东南大学毫米波国家重点实验室开放基金项目 (K200918)

作者简介: 刘海文 (1975-), 男, 博士, 教授, 研究方向为微波技术及 MMIC 电路。

及慢波效应。然后,NeuroModelle 软件帮助建立并训练径向基函数神经网络(RBF 神经网络)模型对该谐振器进行优化并得出这两个谐振频率^[3]。最后使用这种非对称马刺狭孔谐振器带的新方法抑制功率放大器谐波,抑制二次及三次谐波。设计两个 A 类功率放大器验证这种新的技术,其中一个在输出端有非对称马刺狭孔谐振器,另一个在输出端仅有传统的 50 Ω 微带线。给出测量结果,并对改进的输出功率及功率放大器的 PAE(Power Added Efficiency) 进行分析。

2 非对称马刺狭孔谐振器的设计

图 1(a) 是传统的单马刺狭孔谐振器的结构图。它由 1 个 L 形狭槽嵌入到微带线构成。单马刺狭孔谐振器没有任何周期性结构和接地面的腐蚀,它在一定的频率具有显著的截止频率和衰减极点。给出谐振器的 3 个参数:槽宽 s ,槽长度 l 和高度 b ,该插槽的间隙提供了容性效应,槽线则具有感性效应^[8]。前者可以通过间隙电容 C 表示,后者可由串联电感表示,谐振频率可由上述 3 个参数的物理尺寸控制。例如增加槽宽 s 可降低间隙电容,从而谐振频率变得比以前高。马刺狭孔结构提高了微带线的有效电感与电容,使得衬底的有效介电常数增加。也就是说,通过马刺狭孔结构,慢波效应有所改善,从而谐振器实现微带电路小型化。



图 1 马刺狭孔谐振器的配置

2.1 非对称马刺狭孔谐振器的频率响应,电路模型与慢波特性

与图 1(a) 的单马刺狭孔谐振器相比较,图 1(b) 的非对称马刺狭孔谐振器则具有双阻带特性。它由非对称马刺狭孔谐振器及上下马刺狭孔谐振器间的长度差 l 决定,结构的不对称性,对不同的电感和电容的影响与双带隙特性均能得到。

为了研究物理参数对马刺狭孔谐振器传输特性的影响,这里使用 Ansoft 公司电磁仿真软件的 HF-SS10.0 进行电路仿真。该马刺狭孔谐振器腐蚀在线宽 $w = 1.17 \text{ mm}$ 的 50 Ω 微带线上。衬底的相对介电常数为 3.38,厚度为 0.508 mm。图 2 显示的马刺狭孔谐振器的尺寸如下: $s = 0.2 \text{ mm}$, $l = 12 \text{ mm}$, $b = 0.4 \text{ mm}$ 。图 2 描述了谐振器不同长度分别对应的传输特性。从图 2 可知:单马刺狭孔谐振器和对称马刺狭孔谐振器($l = 0 \text{ mm}$) 是单谐振频率 f_0 的单带隙特性,而非对称马刺狭孔谐振器($l = 2 \text{ mm}$, $l = 4 \text{ mm}$) 带有明显的双谐振频率 f_0 和 f_1 的双带隙特性。此外,双带隙特性可通过参数 l 调整。

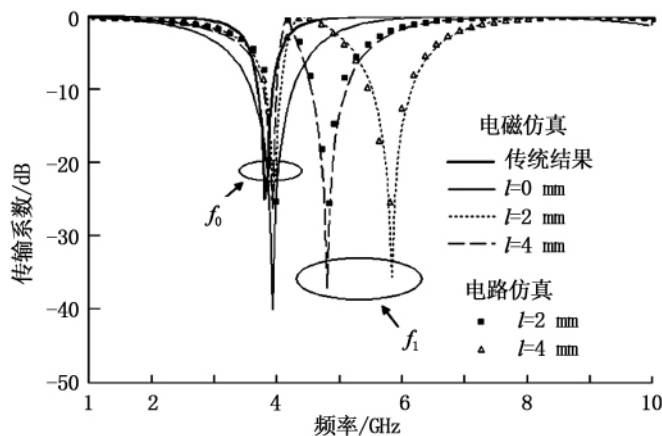


图 2 马刺狭孔谐振器的传输特性的模拟结果

谐振频率随 l 的变化如图 3 所示。当长度 a 保持不变时, l 与 f_1 成正比, 对 f_0 影响不大。这就是说, f_0 主要由上面的马刺狭孔长度 a 决定, 而 f_1 是由下面马刺狭孔谐振器的长度 a 和 l 调节。

图 4 是非对称马刺狭孔谐振器的等效电路模型。双带隙特性分别由 $L_1 C_1$ 和 $L_2 C_2$ 给出, 考虑到辐射效应和传输损耗, 引入电阻 R_1 和 R_2 。通过第 1 个频率 f_0 的带隙特性提取 $L_1 C_1 R_1$, 由 f_1 处的带隙特性提取 $L_2 C_2 R_2$ 。根据传输线理论和谱域方法, 电路参数可由公式 (1) - (3) 提取使用^[11]。

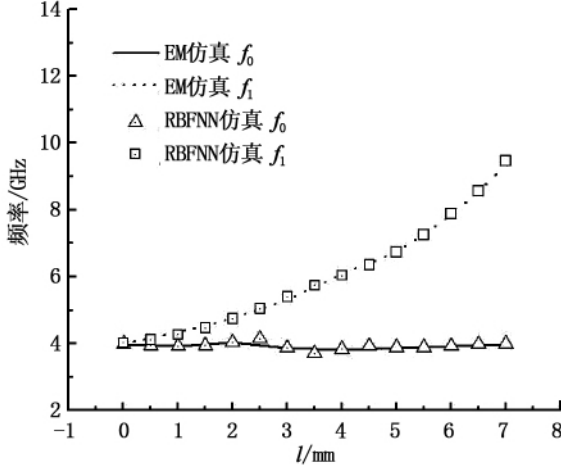


图 3 谐振频率随 l 的变化情况

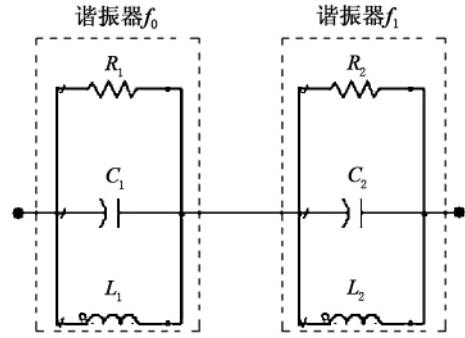


图 4 非对称马刺狭孔谐振器等效电路图

$$R_{i+1} = 2Z_0 (1/|S_{21,i}| - 1) |i| \quad (1)$$

$$C_{i+1} = \frac{\sqrt{0.5 (R_i + 2Z_0)^2 - 4Z_0^2}}{2.83\pi Z_0 R_i \Delta f_i} \quad (2)$$

$$L_{i+1} = \frac{1}{4(\pi f_i)^2 C_{i+1}} \quad i=0,1 \quad (3)$$

式中: Z_0 为传输线的特性阻抗; f_i 为谐振频率; $S_{21,i}$ 为插入损耗; Δf_i 是 -3 dB 时的带宽。

通过图 2 所示的 EM 电磁仿真数据与公式 (1) - (3), 可得电路参数 $L_1, C_1, R_1, L_2, C_2, R_2$ 在 $l=2$ mm 时分别为 0.810 5 nH, 2.022 4 pF, 3.639 8 kΩ, 0.968 2 nH, 1.166 0 pF, 8.975 1 kΩ, 当 $l=4$ mm 时分别为 0.742 1 nH, 2.229 2 pF, 4.353 2 kΩ, 0.820 1 nH, 0.943 1 pF, 7.404 0 kΩ。从图 2 可知 EM 电磁仿真与电路仿真在从 1 到 10 GHz 之间仿真结果吻合。

慢波因子由自由空间波长与衬底中的导引波长比值 λ_0/λ_g 决定。根据传输线理论, 慢波因子可以由文献^[13]得出

$$\lambda_0/\lambda_g = \sqrt{\varepsilon_{\text{eff},d}} = \frac{\lambda_0 \cdot \Delta\theta(f)}{360l} + \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \quad (4)$$

其中

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-0.5} \quad (5)$$

式中: $\Delta\theta$ 是带有马刺狭孔谐振器微带线相位延迟; l 是微带线的物理长度; ε_r 是衬底相对介电常数; h 为衬底厚度; w 是微带线的宽度。

在插入马刺狭孔谐振器后, 该微带线电气长度增加而它的物理长度保持不变。根据公式 (4) - (5) 和从

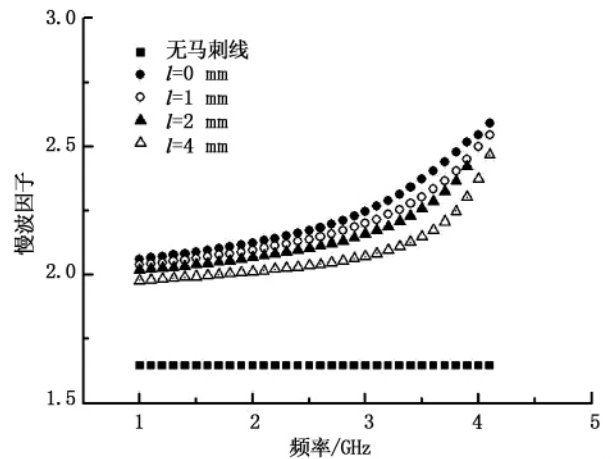


图 5 带有非对称马刺狭孔结构谐振器的微带线与传统微带线的慢波因子的比较

EM 仿真得到的相位延迟结果,图 5 给出了该谐振器在不同长度差 l 下的慢波因子计算结果。从图中可以看出

慢波因子与长度 l 成反比。

2.2 非对称马刺狭孔谐振器的径向基函数神经网络模型

首先建立 1 个描述长度差 l 、两个谐振频率 f_0 和 f_1 三者间关系的神经网络模型,方便起见,只改变长度差 l 的值,其余两个保持不变。文献 [4] 阐述了径向基函数神经网络。径向基函数神经网络包括 1 个输入层、1 个隐含层和 1 个输出层,输入层到隐藏层间传送使用非线性的径向基激活函数,隐藏层到输出层的传送使用线性函数。输入层与输出层的神经元数目分别由需要输入的参数个数与输出参数个数决定。

图 6 描述了本文所使用的径向基函数神经网络模型。该模型的输入神经元为长度差 l ,其输出神经元为两个谐振频率 f_0 和 f_1 ,其输入向量 $x = (x_1) = (l)$ 和输出向量 $y = (y_1, y_2) = (f_0, f_1)$ 由一系列的 EM 电磁仿真样本给出,如下

- (1) 由几组不同的 l 参数的 EM 电磁仿真得到一系列的训练和模拟数据。
- (2) 由自组织映射的训练算法初始化中点 c_{ij} 对 λ_{ij} 和 W_{ki} 随机赋值。
- (3) 使用梯度优化技术调整径向基函数神经网络的参数,直到最大的训练步骤。
- (4) 仿真径向基函数神经网络得到最大的误差。
- (5) 如果误差大于极限,添加 1 个神经元到隐藏层并转到步骤 3),直到达到最小误差。

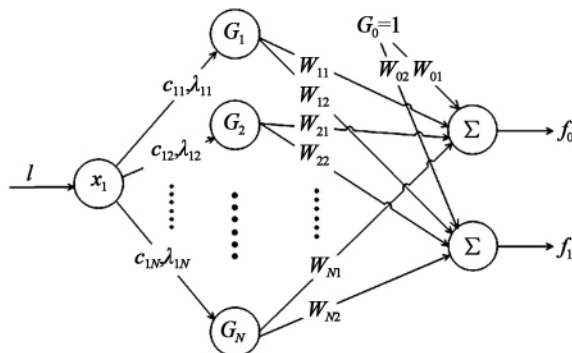


图 6 本文使用的径向基函数神经网络模型结构

在图 7 中径向基函数神经网络使用高斯函数作为激活函数。

$$\sigma(\gamma) = \exp(-\gamma^2) \quad (6)$$

输入向量为 $x = (x_1, x_2, \dots, x_m)$, m 是输入神经元的数目,第 i 个神经元的总输入由式 (7) 给出。

$$\gamma_i = \sqrt{\sum_{j=1}^m \left(\frac{x_j - c_{ij}}{\lambda_{ij}} \right)^2}, i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

式中: N 是隐藏层的神经元的总数。在第 i 个隐藏层的神经元输出为 $G_i = \sigma(\gamma_i)$, 输出向量 $y = (y_1, y_2, \dots, y_l)$ 可由隐藏层计算得到,这里 $G_0 = 1$ 为偏移值, l 为输出神经元的数目, W_{ki} 为隐藏层与输出层间的权值,网络通过训练得到合适的 $c_{ij}, \lambda_{ij}, W_{k0}, W_{ki}$ 。

$$y_k = \sum_{i=0}^N W_{ki} G_i, k = 1, 2, \dots, L \quad (8)$$

6 组数据用于训练和测试径向基函数神经网络模型。数据在 EM 电磁仿真中从 $l = 0$ mm 到 $l = 7.5$ mm 步长为 1.5 mm 时所得。共有 5 组训练数据和 1 组测试数据。隐藏层有 10 个神经元。径向基函数神经网络模型得到的训练输出和目标输出误差小于 0.1%。通过 NeuroModeler 软件对径向基函数神经网络模型进行训练和测试。如图 3 所示,通过径向基函数神经网络模型对于任意 $l \in [0 \text{ mm}, 7.5 \text{ mm}]$ 预测得到的 f_0, f_1 与 EM 电磁仿真结果良好吻合。进一步,径向基函数神经网络模型可以快速、准确地用于优化设计非对称马刺狭孔谐振器和得到谐振频率。

3 带有非对称马刺狭孔谐振器功率放大器的设计

图 7 简明地给出了这项工作的基本概念。输出信号直接与非对称马刺狭孔谐振器相连,只有频率 1.91 GHz (F_0) 通过,而高次谐波 ($2F_0$ 和 $3F_0$) 被抑制,这样就产生了线性的功率增加。

通过径向基函数神经网络模型,非对称马刺狭孔谐振器的优化的尺寸如下: $s=0.2\text{ mm}$, $a=11.3\text{ mm}$, $l=3.5\text{ mm}$, $b=0.4\text{ mm}$, $w=1.48\text{ mm}$ 。使用相对介电常数为 4.5、厚度为 0.8 mm 的衬底进行仿真与测试。图 8 显示了该谐振器的插入损耗特性。从图 8 的结果可以得出非对称马刺狭孔谐振器在谐振频率为 3.82 GHz 和 5.73 GHz 具有两个明显的带隙特性。

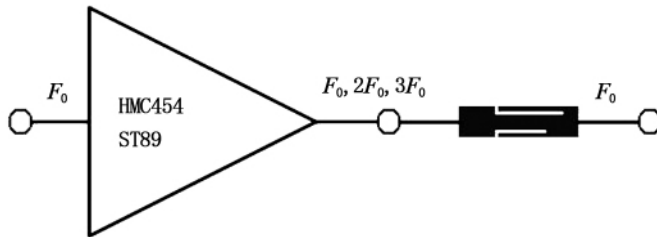


图 7 带有非对称马刺狭孔谐振器功率放大器

InGaP HBT 放大器(型号: HMC454ST89, 赫梯公司)与非对称马刺狭孔谐振器构成频率范围为 $1.7 \sim 2.2\text{ GHz}$ 的 A 类功率放大器。漏偏压电压设置为 $+5\text{ V}$, 楔电感和并联 MIM 电容组成偏移电路。匹配电路由微带阻抗变压器、直流阻塞电容和并联电容组成。非对称马刺狭孔谐振器设计在输出端以抑制二、三次谐波。该放大器电路和马刺狭孔可同时由简单的蚀刻工艺实现。

4 实验结果

为了进一步研究该放大器性能的改善情况,我们设计了两种功率放大器。一个是没有马刺狭孔结构,而另一个则采用图 7 所示的设计。该放大器传输特性的仿真结果在图 9 给出。正如图 9 所示,这是表明引入了非对称马刺狭孔谐振器后,基频 (F_0) 的优化负载阻抗略有改变。此外,我们将二次、三次谐波分别抑制在 34.5 dB 和 27 dB 。

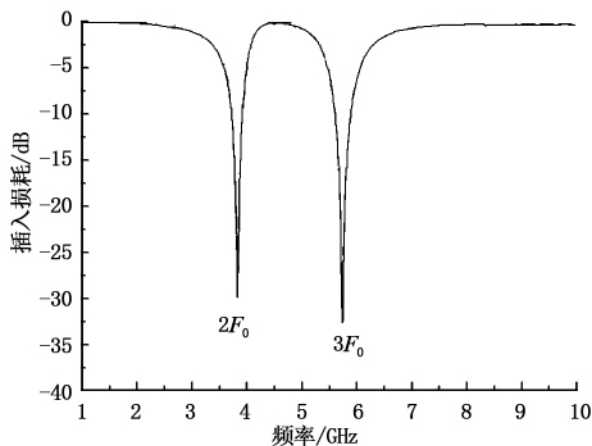


图 8 非对称马刺狭孔谐振器的插入损耗特性

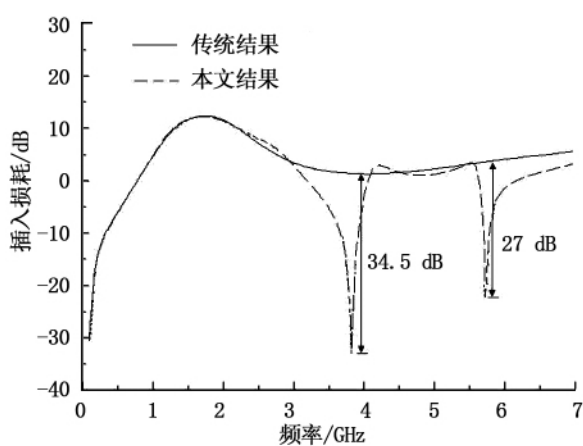


图 9 两种不同功率放大器的性能对比

图 10 描述了 PAE 测量结果和两种放大器的输出功率的比较。从图 10 中的测量结果认为,非对称马

刺狭孔谐振器提高了功率放大器约 6% - 8% 的 PAE。此外,提高的 0.4 - 1.0 dBm 输出功率并不明显,因为二次和三次谐波的幅度绝对小,最后输出功率提高了 1% - 4%。

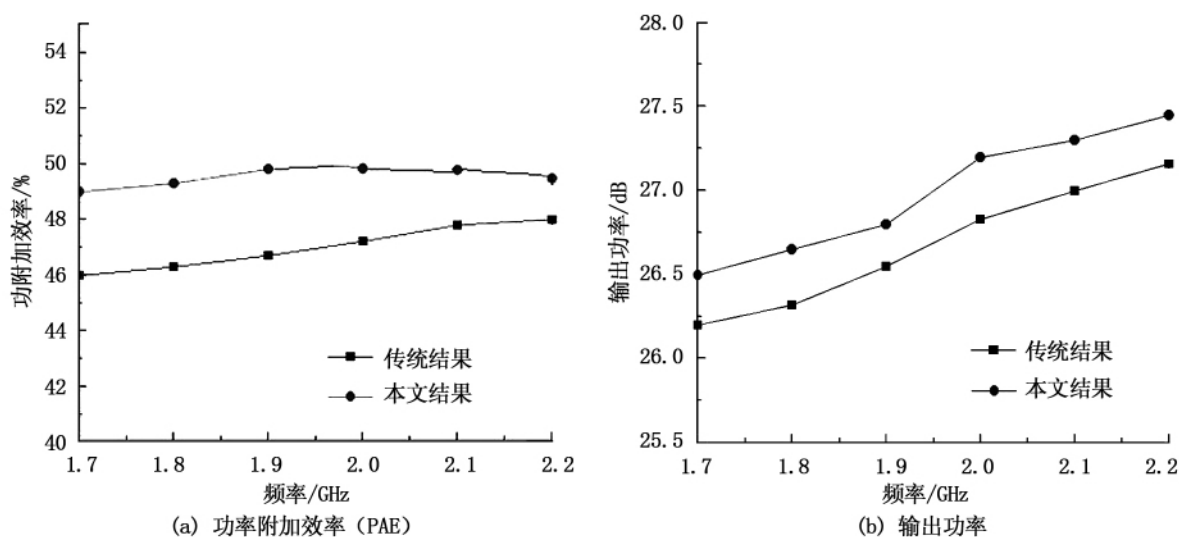


图 10 两个种不同放大器的性能对比

5 结论

介绍了一种新颖的具有双阻带特性的马刺狭孔结构。这种谐振器由非对称的马刺狭孔直接嵌入到 50Ω 微带线构成。结果表明: 它的双带隙特性可以通过改变不同的长度差来进行调整, 建立 1 个简单的等效电路模型, 并从 EM 电磁模拟提取电路参数。此外, 采用该结构抑制较高谐波的新方法得到了验证。作为该放大器的输出部分, 具有双阻带特性的非对称马刺狭孔结构可用于调整二、三谐波。相比于传统放大器, 该结构将二次、三次谐波抑制 27 dB 以下, 并将 PAE 提高了 6% - 8%。

不需要额外电路以及在底板上的腐蚀, 这种简单的带有双带隙特性的非对称马刺狭孔谐振器可以广泛用于微带电路和单片微波集成电路 (MMIC)、低温共烧陶瓷 (LTCC) 与微机电系统技术 (MEMS) 的谐波抑制。

参考文献:

- [1] CRIPPS S C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications [M]. Norwell, MA: Artech House, 1999: 88 - 90.
- [2] YOSHIMASU T, AKAGI M, TANBA N, HARA S. An HBT MMIC power amplifier with an integrated diode linearizer for low - voltage portable phone applications [J]. IEEE Journal of Solid - state Circuits, 1998, 33(9): 1 290 - 1 296.
- [3] LI Y, FAN M, CHEN F, SHE J, FENG Z. A novel compact electromagnetic - bandgap (EBG) structure and its applications for microwave circuits [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 2005, 53(1): 183 - 190.
- [4] CHUNG Y, JEON S, KIM S, AHN D, CHOI J, ITOH T. Multifunctional microstrip transmission lines integrated with defected ground structure for RF front - end application [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 2004, 52(5): 1 425 - 1 432.
- [5] SUNG Y J, AHN C S, KIM Y S. Size reduction and harmonic suppression of rat - race hybrid coupler using defected ground structure [J]. IEEE Microwave Wireless Comp Lett, 2004, 14(1): 7 - 9.
- [6] RADISIC V, QIAN Y, ITOH T. Broad power amplifier using dielectric photonic bandgap structure [J]. IEEE Microwave Guided Wave Lett, 1998(8): 13 - 14.
- [7] LIM J S, KIM H S, PARK J S, AHN D, NAM S. A power amplifier with efficiency improved using defected ground structure [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11(4): 170 - 172.
- [8] WOO D J, LEE T K. Suppression of harmonics in Wilkinson power divider using dual - band rejection by asymmetric DGS [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 2005, 53(6): 2 139 - 2 144.

- [9] NGUYEN C, CHANG K. On the analysis and design spurline bandstop filters [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1985, 33 (12): 1 416 – 1 421.
- [10] TU W H, CHANG K. Compact microstrip bandstop filter using open stub and spurline [J]. IEEE Microwave Wireless Comp Lett, 2005, 15 (4): 268 – 270.
- [11] LIU H W, SUN L, SHI Z. Dual – bandgap characteristics of spurline filters and its circuit modeling [J]. Microwave and Optical Tech Lett, 2007, 49 (11): 2 805 – 2 807.
- [12] LIU H W, CAO R, HU W, WU M. Harmonics Suppression of Wilkinson Power Divider Using Spurlines with Adjustable Rejection Bands [J]. Atlanta: 2008 International Microwave Symposium, 2008.
- [13] LIU H W, SUN L, LI Z, et al. Propagation characteristics of microstrip lines (MTLs) with defected ground structure slots: theory and application [J]. Journal of Circuits Systems, and Computers, 2007, 16 (5): 731 – 744.
- [14] ZHANG Q J, GUPTA K C. Neural Networks for RF and Microwave Design [M]. Boston: Artech House, 2000.

A Design of New Asymmetrical Spurline Resonators and Its Application

Liu Haiwen, Jiang Yang, Zhang Zhichong, Shen Li, Wang Jing

(School of Information Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: An improved spurline structure with two rejection bands is presented in this paper, which consists of asymmetrical spurline resonators and is embedded directly into microstrip line. Asymmetrical spurline resonators provide dual – bandgap characteristics and slow – wave effect. Additionally, the dual – bandgap characteristics can be adjusted by changing the length difference between upper spurline and lower spurline. A simple circuit model is set up for the new spurline structure by using two LCR resonators and the circuit parameters can be extracted from electromagnetic simulations. Then, with the aid of NeuroModeler software, a radial – based function neural network model is built up to optimize asymmetrical spurline resonators design and search for the two resonant frequencies fast and accurately. Furthermore, asymmetrical spurline structure with dual rejection bands is proposed to reduce the higher harmonics of microwave power amplifiers. To evaluate the effect of asymmetrical spurline resonators on microwave amplifiers, two InGaP HBT power amplifiers are designed and fabricated. One of them has asymmetrical spurline structure at the output section, while the other has a conventional $50\ \Omega$ microstrip line on – ly. Results show that asymmetrical spurline structure suppresses the second and third harmonics more than 27 dB at the output and yields improved power added efficiency (PAE) and output power by 6% – 8% and 1% – 4% , respectively.

Key words: asymmetrical spurline structure; harmonics suppression; power amplifier; neural network (NN); bandgap

(责任编辑 刘棉玲)