

文章编号: 2095-4980(2023)07-0856-08

## 微带线无源互调的传输矩阵理论方法

周昊楠<sup>a,b</sup>, 赵小龙<sup>\*a,b</sup>, 彭玉彬<sup>a,b</sup>, 曾鸣奇<sup>a,b</sup>, 曹智<sup>a,b</sup>, 张可越<sup>a,b</sup>, 贺永宁<sup>\*a,b</sup>

(西安交通大学 a. 电子与信息学部微电子学院; b. 西安市微纳电子与系统集成重点实验室, 陕西 西安 710049)

**摘要:** 均匀微带线是微带电路的基本结构, 建立微带线 PIM 解析模型具有重要意义。本文基于受控源等效, 在微带线的集总电路等效模型中, 将微带线中的分布式寄生非线性 PIM 源建模为二次受控电流源或电压源, 从而得到微带线 PIM 电压和电流关系的传输矩阵表达式, 建立了寄生非线性机制的微带线 PIM 解析计算模型; 并通过对比不同长度的镀镍微带线与不同浓度掺磷工艺镀镍微带线的传输互调与反射互调规律, 验证本文提出的 PIM 传输矩阵方法的合理性。通过该模型提取了镍镀层在 0.71 GHz 时的三阶相对磁导率非线性系数为  $1 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{A}^2$ 。本文方法为进一步建立其他复杂结构微带电路 PIM 模型提供了新思路。

**关键词:** 无源互调; 微带线; 寄生非线性; 相对磁导率非线性; 覆铜板

中图分类号: TN015

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2022194

## Transfer matrix theory for Passive Intermodulation of microstrip lines

ZHOU Haonan<sup>a,b</sup>, ZHAO Xiaolong<sup>\*a,b</sup>, PENG Yubin<sup>a,b</sup>, ZENG Mingqi<sup>a,b</sup>, CAO Zhi<sup>a,b</sup>,  
ZHANG Keyue<sup>a,b</sup>, HE Yongning<sup>\*a,b</sup>

(a.School of Microelectronics, Faculty of Electronic and Information Engineering; b.The Key Laboratory of Micro-Nano Electronics and System Integration of Xi'an City, Xi'an Jiaotong University, Xi'an Shaanxi 710049, China)

**Abstract:** The uniform microstrip line is the basic structure of the microstrip circuit, and it is of great significance to establish the Passive Intermodulation(PIM) analytical model of the microstrip line. Based on the controlled source equivalence, in the lumped circuit equivalent model of the microstrip line, the distributed parasitic nonlinear PIM source in the microstrip line is modeled as a second controlled current source or voltage source, to obtain the matrix expression of the relationship between the voltage and current in the stripline PIM. The analytical calculation model of the uniform microstrip line PIM with the parasitic nonlinear mechanism is finally established. The experimental verification is carried out by comparing the transmission intermodulation and reflection intermodulation laws of nickel-plated microstrip lines with different lengths and nickel-plated microstrip lines with different concentrations of phosphorus doping. The third-order relative permeability nonlinear coefficient of nickel coatings is extracted to be  $1 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{A}^2$  at 0.71 GHz. The proposed method based on controlled source equivalence provides a new idea for further establishing PIM models of other microstrip circuits.

**Keywords:** Passive Intermodulation; microstrip lines; parasitic nonlinearity; nonlinear relative permeability; copper-clad laminate

无源互调(PIM)是指 2 路及以上载波信号馈入微波射频无源器件中时, 由于器件或连接等非线性导致载波信号的线性组合产物落入接收机的接收通带内, 对接收机形成干扰, 使其灵敏度降低的现象。连接器、同轴电缆和网状天线等<sup>[1-5]</sup>, 都有可能受到 PIM 干扰, PIM 是微波通信系统中最有害的寄生效应之一, 它会限制微波器件的工作功率密度, 增加系统的维护成本<sup>[6]</sup>。近年来, 随着微波射频电路的小型化与集成化发展, 微带电路的特征与 5G 通信的器件需求相契合, 微带电路的使用愈加广泛, 如华东交通大学的钱行<sup>[7]</sup>设计出用于 5G 通信的多频带滤波器; 郑丽萍等<sup>[8]</sup>提出的周期结构微带带通滤波器的设计方法, 带外抑制特性较好, 具有较低的损耗, 适用于

收稿日期: 2022-09-30; 修回日期: 2023-02-24

\*通信作者: 赵小龙 email:zhaoxiaolong@xjtu.edu.cn; 贺永宁 email:yongning@xjtu.edu.cn

5G 无线通信系统。因此，微带电路的 PIM 研究也逐渐被工业界和学术界广泛关注<sup>[9-10]</sup>。

微带器件的结构、材料与制备工艺等诸多因素都会对微带电路的 PIM 产生影响。因此，目前微带电路 PIM 研究的热点与难点是确定微带器件的 PIM 来源，并对 PIM 的规律进行理论推导预测<sup>[11]</sup>。在微带电路结构中，导体的电导率以及微带电路覆铜板的介电常数有可能产生寄生非线性<sup>[12]</sup>。J Wilkerson<sup>[13]</sup>、叶鸣<sup>[14]</sup>和何鋈<sup>[15]</sup>针对金属导体基于电热耦合效应所产生的非线性，对微带线的 PIM 效应进行了研究。对于微带线 PIM 的计算，D Zelenchuk 等<sup>[16]</sup>通过对分布在微带线上 PIM 产物近场测量，建立并求解非线性传输线方程，从而获得 PIM 的计算模型，证明微带线会由于非线性散射作用产生 PIM 效应。但因为非线性方程的求解过程过于复杂，难以轻易得到微带线 PIM 的解析计算模型。在前期研究介电非线性 PIM 规律时，提出可以采用受控源等效模型进行 PIM 建模<sup>[17]</sup>。在射频电路理论中，通常采用集总电路模型对微带电路进行等效求解，因此本文将 PIM 受控源模型引入微带线集总电路模型中，并以此获得 PIM 源矩阵。通过求解 PIM 矩阵和传输矩阵，可获得微带线的反射 PIM 和传输 PIM 解析表达式。为验证该方法，本文通过对微带线进行不同掺磷浓度的镀镍处理，获得镍的磁致非线性对微带线互调的影响规律，并与理论计算结果进行了对比分析。同时，基于本文提出的 PIM 矩阵模型可以提取镀镍层的三阶相对磁导率非线性系数。

### 1 微带线 PIM 信号矩阵方程计算

在微带电路中，导体的电阻和电感、介质的电容和电导都会产生 PIM 信号<sup>[18]</sup>。图 1(a)为微带线集总电路等效模型图，其中具有寄生非线性的导体电阻和电感的电流-电压特性由式(1)~(2)表示；具有寄生非线性的介质电导和电容的电流-电压特性由式(3)~(4)表示。

$$dU = R_1 Idz + R_2 I^2 dz + R_3 I^3 dz + \dots \tag{1}$$

$$dU = j\omega L_1 Idz + j\omega L_2 I^2 dz + j\omega L_3 I^3 dz + \dots \tag{2}$$

$$dI = G_1 Udz + G_2 U^2 dz + G_3 U^3 dz + \dots \tag{3}$$

$$dI = j\omega C_1 Udz + j\omega C_2 U^2 dz + j\omega C_3 U^3 dz + \dots \tag{4}$$

式中： $U$ 为电压； $I$ 为电流； $R_1$ 和 $L_1$ 分别为电阻和电感的线性部分； $G_1$ 和 $C_1$ 分别为电导和电容的线性部分； $R_n$ 、 $L_n$ 、 $G_n$ 、 $C_n$ 分别代表电阻、电感和电导、电容的第 $n$ 阶非线性系数； $\omega$ 为角频率； $dU$ 、 $dI$ 分别为长度为 $dz$ 的传输线上的微分源； $dz$ 为微带线长度。

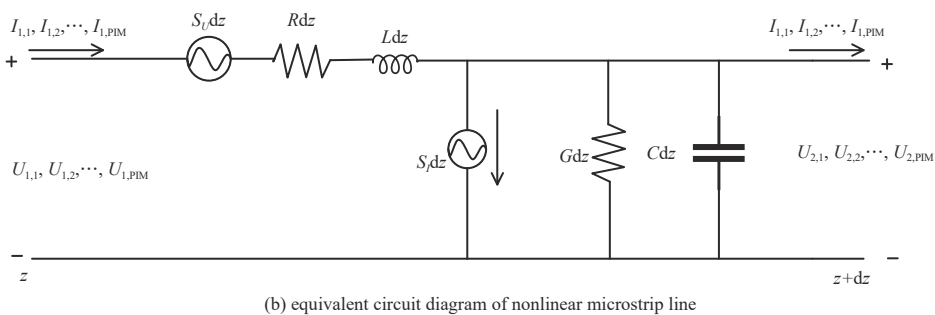
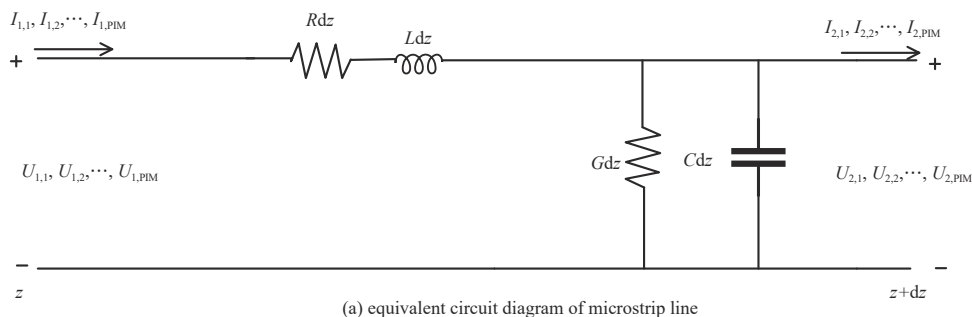


Fig.1 Lumped circuit equivalent model of microstrip line  
图 1 微带线的集总电路等效模型

将导体电阻和电感非线性组合为导体总的非线性, 由式(5)表示, 将介质电导和介电常数非线性组合为介质总的非线性, 由式(6)表示。同一阶的导体非线性与电流对应次方的乘积可视为这一阶的等效电压源, 而同一阶的介质非线性与电压对应次方的乘积可视为这一阶的等效电流源。相较于高阶互调与谐波, 三阶互调项  $2f_1-f_2$  与  $2f_2-f_1$  和基波频率  $f_1$ 、 $f_2$  较近, 且三阶互调项的功率更大, 因此更关注由三阶非线性系数引起的互调。将  $r_3 I^3$  作为受控电压源,  $g_3 U^3$  作为受控电流源。微带线的非线性等效电路如图 1(b)所示,  $S_U dz$  和  $S_I dz$  分别为等效电压源和电流源。

$$\begin{aligned} dU &= (R_1 + j\omega L_1) Idz + (R_2 + j\omega L_2) I^2 dz + (R_3 + j\omega L_3) I^3 dz + \dots \\ &= (R_1 + j\omega L_1) Idz + r_2 I^2 dz + r_3 I^3 dz + \dots \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} dI &= (G_1 + j\omega C_1) Udz + (G_2 + j\omega C_2) U^2 dz + (G_3 + j\omega C_3) U^3 dz + \dots \\ &= (G_1 + j\omega C_1) Udz + g_2 U^2 dz + g_3 U^3 dz + \dots \end{aligned} \quad (6)$$

式中:  $r_n$  和  $g_n$  表示第  $n$  阶的导体非线性与介质非线性。

计算由 2 路载波信号  $\omega_1$  和  $\omega_2$  产生的 PIM 信号, 2 路载波信号可以表示为:

$$i_1 = a_{10} \exp(-\alpha z) \cos(\omega_1 t - k_1 z + \varphi_{11}) + b_{10} \exp(\alpha z) \cos(\omega_1 t + k_1 z + \varphi_{12}) \quad (7)$$

$$i_2 = a_{20} \exp(-\alpha z) \cos(\omega_2 t - k_2 z + \varphi_{21}) + b_{20} \exp(\alpha z) \cos(\omega_2 t + k_2 z + \varphi_{22}) \quad (8)$$

式中:  $a_{10}$  和  $a_{20}$  为入射波的幅值;  $b_{10}$  和  $b_{20}$  为反射波的幅值;  $k_1$  和  $k_2$  为传播常数;  $\varphi_{11}$  和  $\varphi_{21}$  为入射波的初始相位;  $\varphi_{12}$  和  $\varphi_{22}$  为反射波的初始相位;  $\alpha$  为衰减常数;  $z$  为电磁波传输方向上的坐标。

长度为  $dz$  的微带线的非线性可由式(5)表示, 其由  $r_3$  决定的等效 PIM 受控电压源为:

$$S_U dz = r_3 \sum_{i=1}^6 [x_i \exp(-\eta_i \alpha z) \cos(\omega_{\text{PIM}} t - k_{\text{PIM},i} z + \varphi_i)] dz \quad (9)$$

式中:  $x_i$  为等效 PIM 受控电压源中第  $i$  个部分 PIM 信号的幅值;  $\eta_i$  为第  $i$  个部分 PIM 信号的衰减分量。

令  $k_1 = k_2$ , PIM 信号源包含同频但不同幅和不同相位的 6 个部分, 如表 1 所示。

表 1 PIM 信号参数  
Table 1 PIM signal parameters

$I$	$x_i$	$-\eta_i \alpha z$	$-k_{\text{PIM},i}$	$\varphi_i$
1	$(3/4)a_{10}^2 a_{20}$	$-3\alpha z$	$-k_1$	$2\varphi_{11} - \varphi_{21}$
2	$(3/4)b_{10}^2 a_{20}$	$\alpha z$	$3k_1$	$2\varphi_{12} - \varphi_{21}$
3	$-(3/4)a_{10}^2 b_{20}$	$-\alpha z$	$-3k_1$	$2\varphi_{11} - \varphi_{22}$
4	$-(3/4)b_{10}^2 b_{20}$	$3\alpha z$	$k_1$	$2\varphi_{12} - \varphi_{22}$
5	$-(3/2)a_{10} b_{10} b_{20}$	$-\alpha z$	$k_1$	$\varphi_{11} + \varphi_{12} - \varphi_{21}$
6	$(3/2)a_{10} b_{10} \varphi_{20}$	$\alpha z$	$-k_1$	$\varphi_{11} + \varphi_{12} - \varphi_{22}$

用指数形式重写式(9), 并去掉时间项, 可得

$$S_U dz = r_3 \sum_{i=1}^6 [x_i \exp(-\eta_i \alpha z) \exp j(-k_{\text{PIM},i} z + \varphi_i)] dz \quad (10)$$

同理, 可得到由  $g_3$  决定的等效 PIM 受控电流源(式(11)), 也包含 6 个部分。

$$S_I dz = g_3 \sum_{i=1}^6 [f_i \exp(-\eta_i \alpha z) \exp j(-k_{\text{PIM},i} z + \varphi_i)] dz \quad (11)$$

式中  $f_i$  为  $x_i$  与特性阻抗  $Z_0$  的乘积。

根据基尔霍夫定律, 由式(11)描述的离散非线性源微带线的 PIM 信号传输方程为:

$$-\frac{dI_{\text{PIM}}}{dz} = U_{\text{PIM}} (G_1 + j\omega C_1) + g_3 \left[ \sum_{i=1}^6 f_i \exp(-\eta_i \alpha z) \exp j(-k_{\text{PIM},i} z + \varphi_i) \right] \quad (12)$$

$$-\frac{dU_{\text{PIM}}}{dz} = I_{\text{PIM}} (R_1 + j\omega L_1) + r_3 \left[ \sum_{i=1}^6 x_i \exp(-\eta_i \alpha z) \exp j(-k_{\text{PIM},i} z + \varphi_i) \right] \quad (13)$$

对于一个均匀微带线, 式(12)和式(13)的解为:

$$U_{\text{PIM}} = V^+ \exp(-\gamma z) + V^- \exp(\gamma z) + \sum_{i=1}^6 y_i \exp(-\eta_i \alpha z) \exp j(-k_{\text{PIM},i} z + \varphi_i) \quad (14)$$

$$I_{\text{PIM}} = \frac{V^+}{Z_0} \exp(-\gamma z) - \frac{V^-}{Z_0} \exp(\gamma z) + \frac{1}{Z_0} \sum_{i=1}^6 c_i \exp(-\eta_i \alpha z) \exp j(-k_{\text{PIM},i} z + \varphi_i) \quad (15)$$

式中： $V^+$ 和 $V^-$ 为由边界条件决定的参数； $\gamma$ 为传播常数。

$$Z_0 = \frac{\gamma}{(G_1 + j\omega C_1)} = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \quad (16)$$

$$y_i = \frac{r_3 (\eta_i \alpha + jk_{\text{PIM},i}) x_i + g_3 (R_1 + j\omega L_1) f_i}{(\eta_i \alpha + jk_{\text{PIM},i})^2 - \gamma^2} \quad (17)$$

$$c_i = \frac{r_3 (G_1 + j\omega C_1) x_i + g_3 (\eta_i \alpha + jk_{\text{PIM},i}) f_i}{(\eta_i \alpha + jk_{\text{PIM},i})^2 - \gamma^2} Z_0 \quad (18)$$

当 $z=0$ 和 $z=l$ 时，PIM信号为：

$$\begin{cases} U_{\text{PIM},0} = V^+ + V^- + \sum_{i=1}^6 y_i \exp(j\varphi_i) \\ I_{\text{PIM},0} = \frac{V^+}{Z_0} - \frac{V^-}{Z_0} + \frac{1}{Z_0} \sum_{i=1}^6 c_i \exp(j\varphi_i) \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} U_{\text{PIM},l} = V^+ \exp(-\gamma l) + V^- \exp(\gamma l) + \sum_{i=1}^6 y_i \exp(-\eta_i \alpha l) \exp j(-k_{\text{PIM},i} l + \varphi_i) \\ I_{\text{PIM},l} = \frac{V^+}{Z_0} \exp(-\gamma l) - \frac{V^-}{Z_0} \exp(\gamma l) + \frac{1}{Z_0} \sum_{i=1}^6 c_i \exp(-\eta_i \alpha l) \exp j(-k_{\text{PIM},i} l + \varphi_i) \end{cases} \quad (20)$$

式(20)可以通过消除参数 $V^+$ 和 $V^-$ ，改写为：

$$\begin{bmatrix} U_{\text{PIM},0} \\ I_{\text{PIM},0} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_{\text{PIM},l} \\ I_{\text{PIM},l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_U \\ S_I \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中 $\mathbf{A}$ 为长度为 $l$ 的均匀传输线的传输矩阵。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} [\exp(-\gamma l) + \exp(\gamma l)] & \frac{1}{2} [\exp(\gamma l) - \exp(-\gamma l)] Z_0 \\ \frac{1}{2} [\exp(\gamma l) - \exp(-\gamma l)] Y_0 & \frac{1}{2} [\exp(-\gamma l) + \exp(\gamma l)] \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$S_U = \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^6 [(y_i + c_i) \exp(\gamma l) + (y_i - c_i) \exp(-\gamma l)] \times \exp(-\eta_i \alpha l) \exp j(-k_{\text{PIM},i} l + \varphi_i) \right\} + \sum_{i=1}^6 y_i \exp(j\varphi_i) \quad (23)$$

$$S_I = \left\{ -\frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^6 [(y_i + c_i) \exp(\gamma l) - (y_i - c_i) \exp(-\gamma l)] \times \exp(-\eta_i \alpha l) \exp j(-k_{\text{PIM},i} l + \varphi_i) \right\} + \frac{1}{Z_0} \sum_{i=1}^6 c_i \exp(j\varphi_i) \quad (24)$$

至此，推导出了均匀微带线的PIM方程，由式(21)可以看出，只要得到了导体与介质的非线性系数，就可以利用终端条件计算出传输矩阵 $\mathbf{A}$ 和 $S_U$ 、 $S_I$ ，从而得到均匀微带线的PIM值。反射 $\text{PIM}_r$ 和传输 $\text{PIM}_t$ 值为：

$$\text{PIM}_r = \frac{|U_{\text{PIM},0}|^2}{2Z_0} \quad (25)$$

$$\text{PIM}_t = \frac{|U_{\text{PIM},l}|^2}{2Z_0} \quad (26)$$

如果一个复杂的微带结构电路可以分割成级联的不同传输线形式，则每一部分的PIM信号方程可以由式(21)计算，然后在每个子传输线的节点上利用基尔霍夫定律将方程联立在一起，再利用终端条件求解传输矩阵和PIM源矩阵，即可得到PIM信号。

### 2 基于镀镍寄生非线性的微带线 PIM 测试验证

采用聚四氟乙烯玻纤布(Poly Tetra Fluoro Ethylene, PTFE)覆铜板(泰州市旺灵绝缘材料厂)制备的微带线, 并对其上导体进行镀镍处理, 验证 PIM 计算方法的合理性。首先, 将 PTFE 覆铜板的两面铜箔用刻蚀液腐蚀出微带线的形状和背面全部覆铜的接地板, 其相对介电常数为 3.5, 厚度为 1 mm, 铜厚为 0.035 mm。按照 PTFE 介质基板微带线 50 Ω 特征阻抗设计, 微带线宽度为 2.28 mm。在正面上导体上进行纯镍处理, 如图 2(a)所示, 微带线长度分别为 30 mm、50 mm、75 mm、110 mm、130 mm、160 mm、190 mm、220 mm。图 2(b)给出了这些微带线的 S 参数。从图中可见, 在 400 MHz~1 GHz 频率范围内, 微带线的 S<sub>11</sub> 优于 -20 dB。互调测试时, 2 路输入载波的频率分别为 0.728 GHz 和 0.746 GHz, 需要测试的三阶互调信号的频率为 0.71 GHz。功率为 30 dBm。从图(2)中可以看出, 在互调测试频率附近, S<sub>11</sub> 参数优于 -22 dB, 说明绝大部分的载波信号可以在这些镀镍微带线中进行有效传输, 因此可以进行传输和反射互调的测试。为避免接头出现 PIM 源, 采用低 PIM 线缆对镀镍微带线进行焊接。

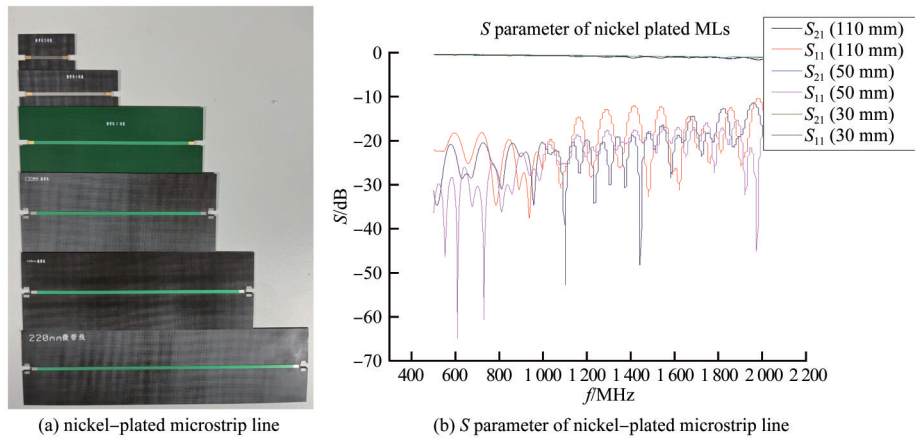


Fig.2 Physical drawing and electrical properties of nickel-plated microstrip line  
图2 镀镍微带线实物图与电性能

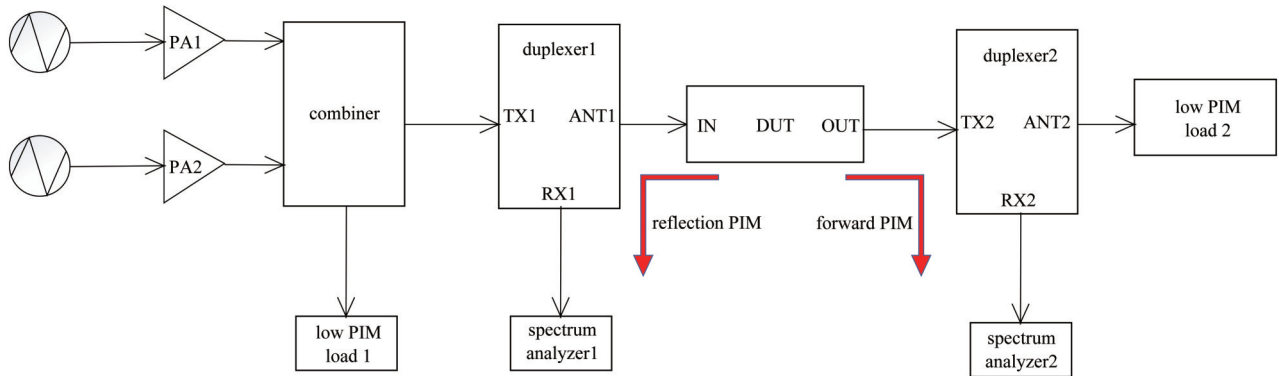


Fig.3 Schematic diagram of transmission and reflection PIM test system  
图3 传输和反射互调测试系统原理框图

微带线的传输和反射互调的测试采用双载波馈入原理, 利用镇江市澳华测控技术有限公司自主开发的专用 PIM 分析仪(型号为 PIM700S)进行测试, 测试的基本原理如图 3 所示<sup>[19-20]</sup>。2 路载波信号先通过功率放大器放大后经过合路器合并, 通过 1 号双工器的 ANT 端口输入待测件(Device Under Test, DUT), DUT 的输出端口接 2 号双工器, 载波信号最终被 2 号 PIM 负载吸收。经过 1 号双工器 RX 端口输出的 PIM 信号为反射 PIM 信号, 被高灵敏度接收机接收检测, 获得反射 PIM; 经过 2 号双工器 RX 端口输出的 PIM 信号为传输 PIM 信号, 被高灵敏度接收机接收检测, 获得传输 PIM<sup>[21]</sup>。为确定镀镍微带线的非线性主要来源为镍, 将 110 mm 纯镀镍的微带线(标号为#1)、110 mm 的高掺杂磷的微带线(标号为#2)和 110 mm 的中掺杂磷的微带线(标号为#3)进行对比, 如图 4(a)所示。在 30 dBm 输入功率下进行 3 次测量, 结果如图 4(b)所示。从图中可以看到: 对于 3 种较长的微带线, 反射互调的值均小于传输互调。这是由于微带线的互调主要由材料非线性产生, 非线性在整条微带线上是连续分布的, 可视为连续分布的线互调源。这些分布的线互调源在传输与反射 2 个端口上产生的互调进行矢量叠加, 因此传输互调与反射互调的值差别较大。同时可以看到, #1 纯镍微带线的反射互调比#2 高掺杂磷微带线大 40 dB 以上, 比#3



中掺杂磷微带线大 30 dB 左右；传输互调比#2 高掺杂磷微带线大 55 dB 以上，比#3 中掺杂磷微带线大 45 dB 左右。其中高掺杂磷为在镀镍时掺杂 12% 以上的亚磷酸钠，可以显著抑制镍的磁性。3 种微带线除去掺磷外所有制备因素和测试方法全部相同，但其互调值相差巨大，因此可以确定纯镍微带线互调值的主要来源是镍的磁性。

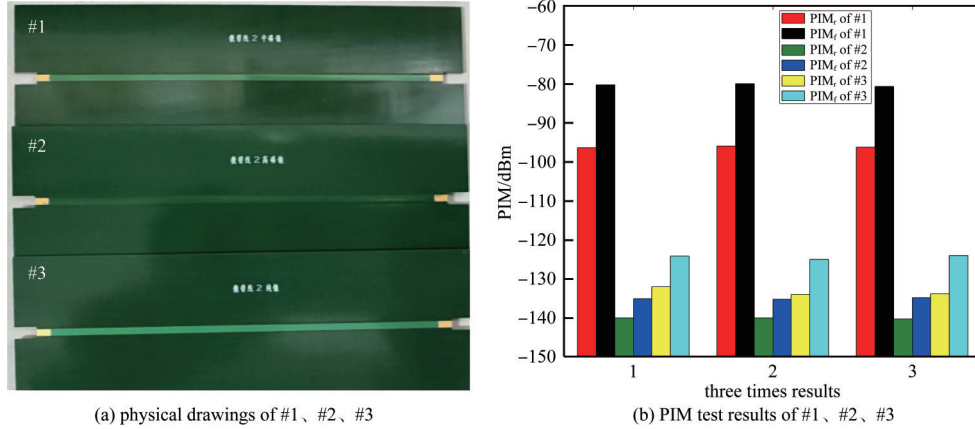


Fig.4 Physical drawing and PIM test results of #1、#2、#3

图4 #1、#2、#3实物图与PIM测试

假设镀镍微带线的均匀非线性由式(5)中的  $r_3$  描述，根据式(22)~(25)可以得出如图 5 中实线和虚线所示的传输 PIM 和反射 PIM。显然，该机理产生的传输互调将随着微带线长度的增加而增加，而反射互调将会波动变化，与 D S Kozlov 等<sup>[22]</sup>计算的基于电容非线性机制的微带线互调规律一致。产生这种现象的原因主要是由于分布在微带线不同位置的非线性源产生不同相位的 PIM 波，在断口处进行矢量叠加。对于负载端口，由于微带线各个部分产生的 PIM 波是同相波，因此传输 PIM 会随着微带线长度的增加而逐渐增加；而在反射端口，微带线在不同位置处的非线性源所产生的 PIM 波是不同相的，因此在矢量叠加后，反射 PIM 会随着微带线长度的增加而周期性波动，其周期为半波长。在文献[23]中，Justin Henrie 等采用同轴连接器级联的方法研究了多个 PIM 源级联的规律，也得到了反射互调会随着级联的连接器的数量增加而周期性波动的现象。

同时，由不同长度的镀镍微带线的  $PIM_t$  和  $PIM_r$  可推导出由式(5)中的  $r_3$  所描述镍的三阶相对磁导率非线性系数。其中三阶相对磁导率非线性系数可由式(27)解出。在 0.71 GHz 时，镍的三阶相对磁导率非线性系数为  $\mu_3=1 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{A}^2$ 。

$$L_3 = \mu_3 \frac{d}{w} \tag{27}$$

式中： $L_3$  为电感的第 3 阶非线性系数； $\mu_3$  为三阶相对磁导率非线性系数； $d$  为微带线的介质层厚度； $w$  为微带线的宽度。

### 3 结论

本文基于受控源等效，建立了寄生非线性机制的微带线 PIM 传输矩阵解析模型。通过对比镀镍微带线不同掺杂浓度的镀镍微带线的三阶互调规律，验证了镍的非线性磁导率是镀镍微带线互调的主要来源之一，并提取了镀镍层的三阶相对磁导率非线性系数。实验表明，镀镍微带线的传输互调与反射互调符合不同长度均匀微带线的 PIM 规律，验证了本文提出的微带线 PIM 传输矩阵理论方法的合理性。基于推导的寄生非线性机制微带线无源互调传输矩阵解析计算模型，提取出本文所使用镍镀层的三阶相对磁导率非线性系数为  $1 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{A}^2 @ 0.71 \text{ GHz}$ 。

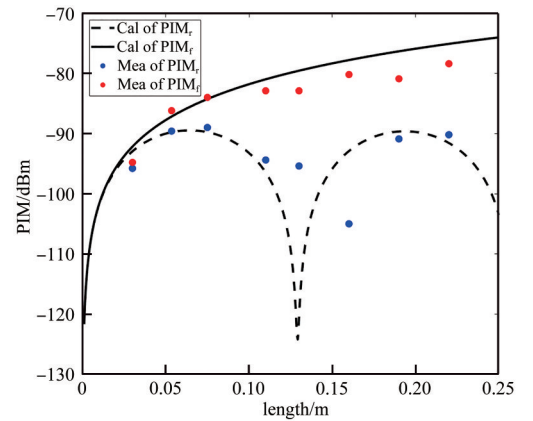


Fig.5 PIM test results of nickel-plated microstrip lines with different lengths

图5 不同长度镀镍微带线的PIM测试结果

## 参考文献:

- [1] 毛煜茹,刘莹,谢拥军,等. 金属接触非线性引起的无源互调效应的数值分析[J]. 电子学报, 2015,43(6):1174–1178. (MAO Yuru,LIU Ying,XIE Yongjun,et al. Numerical analysis of passive intermodulation due to metallic contact nonlinearity[J]. Acta Electronica Sinica, 2015,43(6):1174–1178.)
- [2] 谢亚运,年夫顺,杨保国. 基于参考信号的无源互调故障定位技术[J]. 电子学报, 2017,45(4):832–836. (XIE Yayun,NIAN Fushun,YANG Baoguo. Fault location technology of passive intermodulation using reference signal[J]. Acta Electronica Sinica, 2017,45(4):832–836.)
- [3] ZHAO Xiaolong,HE Yongning,YE Ming,et al. Analytic Passive intermodulation model for flange connection based on metallic contact nonlinearity approximation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017,65(7):2279–2287.
- [4] 王琪,狄学峰,李秋强,等. S 频段低无源互调同轴滤波器设计[J]. 空间电子技术, 2017,14(6):49–53. (WANG Qi,DI Xuefeng,LI Qiuqiang,et al. A design of low-passive intermodulation coaxial filter in S-band[J]. Space Electronic Technology, 2017,14(6):49–53.)
- [5] 李殷乔,雷继兆,佟金成,等. 通信卫星无源互调控制及验证研究[J]. 空间电子技术, 2017,14(2):47–51. (LI Yinqiao,LEI Jizhao,TONG Jincheng,et al. Investigation on PIM mitigation and verification in communications satellites[J]. Space Electronic Technology, 2017,14(2):47–51.)
- [6] 王小丽,陈翔,崔万照. 空间大功率微波器件无源互调最新研究进展[J]. 空间电子技术, 2020,17(5):1–10. (WANG Xiaoli,CHEN Xiang,CUI Wanzhao,et al. Recent research advances of passive intermodulation for high-power microwave components[J]. Space Electronic Technology, 2020,17(5):1–10.)
- [7] 钱行. 应用于 5G 通信的多频带滤波器与滤波天线的研究[D]. 南昌:华东交通大学, 2020. (QIAN Xing. Research on multiband filters and filtering antenna for 5G communication[D]. Nanchang,Jiangxi,China:East China Jiaotong University, 2020.)
- [8] 郑丽萍,和铭. 应用于 5G 无线通信的微带周期结构带通滤波器设计[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2019,31(4):517–523. (ZHENG Liping,HE Ming. Design of the period structure microstrip bandpass filter for 5G wireless communication applications[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2019, 31(4):517–523.)
- [9] 叶鸣,肖怡,陶长英,等. 微带传输线的无源互调效应实验研究[J]. 电波科学学报, 2014,29(3):471–475. (YE Ming,XIAO Yi,TAO Changying,et al. Experimental research on passive intermodulation effect of microstrip lines[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2014,29(3):471–475.)
- [10] 李霄泉,崔万照,胡天存,等. 无源互调抑制技术研究现状及发展趋势[J]. 空间电子技术, 2017,14(4):1–6. (LI Xiaoxiao,CUI Wanzhao,HU Tiancun,et al. Review of passive intermodulation techniques and development trend[J]. Space Electronic Technology, 2017,14(4):1–6.)
- [11] 陈雄,罗宇,马凯学,等. 基于耦合结构的双向可调无源互调参考源[J]. 空间电子技术, 2020,17(5):20–23. (CHEN Xiong,LUO Yu,MA Kaixue,et al. Coupling network based tunable bidirectional PIM reference for passive intermodulation measurements[J]. Space Electronic Technology, 2020,17(5):20–23.)
- [12] ZELENCHUK D,SHITVOV A,SCHUCHINSKY A,et al. Discrimination of passive intermodulation sources on microstrip lines[C]// Proceedings of the International Workshop in Multipactor, Corona and Passive Intermodulation. Valencia:IEEE, 2008:1–6.
- [13] WILKERSON J R,LAM P G,GARD K G,et al. Distributed passive intermodulation distortion on transmission lines[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011,59(5):1190–1205.
- [14] 叶鸣,贺永宁,崔万照. 基于电热耦合效应的微带线无源互调机理研究[J]. 电波科学学报, 2013,28(2):220–225. (YE Ming,HE Yongning,CUI Wanzhao. Passive intermodulation mechanism of microstrip lines based on the electro-thermal coupling effect[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2013,28(2):220–225.)
- [15] 何璠,王琪,胡天存,等. 微带线热致无源互调产物计算模型[J]. 西安电子科技大学学报, 2017,44(3):120–126. (HE Yun,WANG Qi,HU Tiancun,et al. Calculation model for thermal-caused passive intermodulation product of microstrip lines[J]. Journal of Xidian University, 2017,44(3):120–126.)
- [16] ZELENCHUK D E,SHITVOV A P,SCHUCHINSKY A G,et al. Passive intermodulation in finite lengths of printed microstrip lines[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008,56(11):2426–2434.
- [17] 赵小龙,叶鸣,张松昌,等. 基于介电非线性机制的微带电路无源互调效应研究[J]. 电子学报, 2020,48(12):2289–2296. (ZHAO Xiaolong,YE Ming,ZHANG Songchang,et al. Passive intermodulation in microstrip circuits due to dielectric nonlinearity[J]. Acta Electronica Sinica, 2020,48(12):2289–2296.)

- [18] SHITVOV A P, KOZLOV D S, SCHUCHINSKY A G. Nonlinear characterization for microstrip circuits with low passive intermodulation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018,66(2):865-874.
- [19] 高凡,赵小龙,叶鸣,等. 一种基于偶极子近场耦合法测量无源互调的方法[J]. 空间电子技术, 2018,15(3):12-18. (GAO Fan, ZHAO Xiaolong, YE Ming, et al. A passive intermodulation measuring method based on the coupling of dipole near-field[J]. Space Electronic Technology, 2018,15(3):12-18.)
- [20] 李砚平,柴继泽,杨晓敏,等. 高低温环境下测试卫星天线无源互调的系统[J]. 空间电子技术, 2022,19(1):19-23. (LI Yanping, CHAI Jize, YANG Xiaomin, et al. Systems to test the passive intermodulation of satellite antenna in high and low temperature environment[J]. Space Electronic Technology, 2022,19(1):19-23.)
- [21] 李砚平,王海林,彭璐,等. 一种微振动条件下金属网天线反射面的PIM测试方法[J]. 空间电子技术, 2018,15(3):45-48. (LI Yanping, WANG Hailin, PENG Lu, et al. Detection of Passive Intermodulation for metal mesh under micro-vibration[J]. Space Electronic Technology, 2018,15(3):45-48.)
- [22] KOZLOV D S, SHITVOV A P, SCHUCHINSKY A G. Characterisation of passive intermodulation in passive RF devices with X-parameters[C]// 2014 Loughborough Antennas and Propagation Conference(LAPC). Loughborough, UK:IEEE, 2014:64-67.
- [23] HENRIE J, CHRISTIANSON A, CHAPPELL W J. Prediction of passive intermodulation from coaxial connectors in microwave networks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008,56(1):209-216.

#### 作者简介:

周昊楠(1997-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为微波器件和电路非线性效应 .email:aria4869@stu.xjtu.edu.cn.

赵小龙(1989-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为射频无源器件互调干扰研究和宽禁带半导体核辐射探测器件.

彭玉彬(1998-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为微波射频无源器件设计和低气压放电.

曾鸣奇(1997-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为电接触、射频电路设计.

曹智(1993-), 男, 在读博士研究生, 主要研究方向为微波无源器件的无源互调问题及互调测试.

张可越(1994-), 女, 在读博士研究生, 主要研究方向为微波器件和电路非线性效应.

贺永宁(1971-), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为宽禁带半导体器件、纳米电子器件和微波无源器件等.

(上接第 849 页)

- [10] 陈翔,孙冬全,崔万照. 间隙波导新应用——无源互调的非接触式抑制方法[C]// 2021年全国微波毫米波会议. 南京:[s.n.], 2021:94-96. (CHEN Xiang, SUN Dongquan, CUI Wanzhao. New application of gap waveguide:contactless suppression method of passive intermodulation[C]// 2021 National Conference on Microwave Millimeter Wave. Nanjing, Jiangsu, China:[s.n.], 2021:94-96.)
- [11] YANG Huiping, ZHU Liang, GAO Feng, et al. Measurement and analysis of passive intermodulation induced by additional impedance in loose contact coaxial connector[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019,61(6):1876-1883.

#### 作者简介:

张欣(1997-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为无源互调 .email:2021222050084@stu.scu.edu.cn.

李金凤(1991-), 女, 在读博士研究生, 主要研究方向为空间微放电效应及无源互调.

刘长军(1973-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为微波技术、微波电路.

陈翔(1988-), 男, 在读博士研究生, 工程师, 主要研究方向为空间微波毫米波技术.

崔万照(1975-), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为空间大功率微波技术.