

基于介电非线性机制的微带电路 无源互调效应研究

赵小龙, 叶 鸣, 张松昌, 曹 智, 张可越, 张安学, 贺永宁

(西安交通大学电子与信息工程学院, 陕西西安 710049)

摘 要: 微带电路无源互调产生机制尚无定论并且缺乏可靠的理论预测方法, 本文基于等效受控源模型, 建立了基于介电非线性机制的微带线无源互调的解析计算模型, 同时, 通过对比测试聚四氟乙烯玻纤布介质微带线和空气介质微带线的三阶互调规律验证了介质非线性是微带电路无源互调的一种主要非线性来源, 并提取了非线性参数. 实验结果显示聚四氟乙烯玻纤布介质微带线比空气介质微带线的传输互调高了约 20dB, 反射互调高了约 15dB, 表明介质非线性是聚四氟乙烯玻纤布介质微带线互调的主要来源. 同时, 根据本文建立的微带线互调计算解析模型, 提取聚四氟乙烯玻纤布介质基板的三阶非线性相对介电常数. 本文研究方法可以进一步用于其它微带电路无源互调规律计算研究.

关键词: 介电非线性; 无源互调; 微带线; 覆铜板; 非线性介电常数

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2020)12-2289-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.12.001

Passive Intermodulation in Microstrip Circuits Due to Dielectric Nonlinearity

ZHAO Xiao-long, YE Ming, ZHANG Song-chang, CAO Zhi, ZHANG Ke-yue, ZHANG An-xue, HE Yong-ning

(School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

Abstract: To reveal the physical mechanism and establish the prediction model of the passive intermodulation (PIM) in the microstrip circuits, we deduce a closed form PIM model based on the dielectric nonlinearity through the dependent-source equivalence, and demonstrate that the dielectric nonlinearity is one of the major causes of PIM in microstrip circuits comparing the PIM phenomenon in PolyTetraFluoroEthylene (PTFE) fiberglass dielectric and air dielectric microstrip lines. The nonlinear dielectric constant was derived as well. The experiments show that the PIM levels of the PTFE fiberglass dielectric microstrip line are about 20dB and 15dB larger than that of the air dielectric microstrip line for forward PIM and reverse PIM, respectively, which indicates that the dielectric nonlinearity is the main cause of PIM in the PTFE fiberglass based microstrip line. The third order nonlinear relative dielectric constant is deduced by the analytical PIM model. The model deduced in this paper can also be extended to study the PIM phenomenon in other microstrip circuits.

Key words: dielectric nonlinearity; passive intermodulation; microstrip line; copper clad laminate; nonlinear dielectric constant

1 引言

无源互调效应 (Passive InterModulation, PIM) 是指由两个或两个以上的发射载波在微波射频无源器件中相遇时产生的载波信号的线性组合产物落入接收通带内形成干扰的现象. PIM 干扰可存在于连接器、同轴电缆和网状天线等^[1-3], 是微波射频电路面临的主要可靠

性问题之一. 近年来, 随着微波射频电路小型化集成化发展, 微带电路被广泛使用, 微带电路无源互调研究也开始受到工业界和学术界关注^[4].

微带电路 PIM, 受到微带器件结构、材料和制备工艺等多方面的影响, 确定 PIM 来源和预测 PIM 规律是微带电路 PIM 研究的当前热点. 在微带电路中, 导体的电导率和微带基板的介电常数均是潜在的寄生非线性

的主要来源^[5]. J. Wilkerson^[6]、叶鸣^[7]和何璠^[8]等人分别基于金属导体损耗的电热耦合效应,对微带传输线的 PIM 效应进行了研究. 根据电介质物理理论,介质中的电位移矢量和电场强度之间存在弱非线性关系^[9],因此,介电常数非线性^[10]也是 PIM 的一种可能的主要来源. 然而目前关于介电非线性的 PIM 实验研究较少.

在微带线 PIM 计算方面, D. Zelenchuk 等人^[11]采用的求解非线性传输线方程的方法可以获得 PIM 的计算模型,然而由于非线性方程难以求解,无法获得微带线 PIM 的解析计算模型. 在腔体部件和天线等 PIM 研究方面,为了将非线性机制和具体微波射频部件联系起来求解 PIM,通常采用场路结合的方法,即将非线性源采用非线性电路元件等效,然后将该电路元件嵌入电磁场计算模型中,进而对 PIM 进行求解. 东南大学游检卫和张剑锋等人^[12]采用时域有限积分法对波导法兰连接的 PIM 进行了计算,通过在 Yee 网格中引入非线性集总元件模拟波导连接的寄生非线性特性,最终通过时域计算结果进行 FFT 变换提取 PIM 信号,由于互调信号远小于载波信号,因此该方法面临数值误差大的挑战. 北京航空航天大学武东伟和谢拥军等人^[13],为了计算网状天线的 PIM,将金属接触非线性等效为二次辐射源并计算其所激发的电磁场,以避免时域方法在电大尺寸问题上计算的积累误差等问题. 二次源的引入可以将非线性方程求解问题转化为线性方程求解问题,从而可以简化 PIM 的数值求解. 在表面等离子体共振非线性研究方面类似的等效方法也被采用^[14].

因此,本文首先基于二次源的路等效方法,建立了介电非线性机制的微带线 PIM 计算解析模型,然后通过介质和导体分离的微带结构研究了介质基板对微带线互调的影响规律,并提取了聚四氟乙烯玻纤布覆铜板介质的三阶非线性介电常数.

2 基于等效受控源模型的 PIM 计算方法

考虑如图 1 所示的电路中存在非线性元件 Σ (非线性源),其中 Z_s 表示载波信号源阻抗, Z_L 表示负载阻抗, V_s 、 V_i 和 V_o 分别表示载波信号、源端信号和负载端信号. 通过电路求解可获得该非线性系统的传输和反射 PIM. 非线性元件 Σ 的 $i-v$ 特性表示为:

$$v = g(i) \quad (1)$$

其中函数 $g(x)$ 由产生非线性源的具体物理机制决定.

根据电路定理,回路电流为:

$$i = [V_s - g(i)] / (Z_s + Z_L) \quad (2)$$

由于式(2)为非线性方程,难以获得解析解,可以采用简单迭代法^[15]进行近似求解. 当图 1 的系统无元件 Σ 时,回路电流为:

$$i_0 = V_s / (Z_s + Z_L) \quad (3)$$

以 i_0 作为非线性方程式(2)近似计算的迭代初值,进行一次迭代计算,可得系统回路电流为:

$$i \approx [V_s - g(i_0)] / (Z_s + Z_L) \quad (4)$$

对于实际微波无源部件,通常寄生非线性非常弱,即 $v \ll V_s$,因此采用一次迭代结果作为回路电流近似解用来估算系统 PIM 是可行的. 若进行多次迭代可以获得更为准确的结果.

根据式(4)可得,负载端和源端得到的信号分别为:

$$V_o = [Z_L V_s - Z_L g(i_0)] / (Z_s + Z_L) \quad (5)$$

$$V_i = [Z_L V_s + Z_s g(i_0)] / (Z_s + Z_L) \quad (6)$$

对于通常的双载波 PIM 测试,输入信号 V_s 包括 f_1 和 f_2 的两种频率分量,则由式(5)和式(6)可知,源端和负载端信号中将包含 f_1 和 f_2 的各种组合频率分量. 通过傅里叶变换可以得到源端和负载端的频谱,并进一步求得频率为 $f_3 = 2f_1 - f_2$ 的信号分量,我们将这一过程用算符 F 表示. 则三阶互调信号为:

$$V_o(f_3) = -Z_L S / (Z_s + Z_L) \quad (7)$$

$$V_i(f_3) = Z_s S / (Z_s + Z_L) \quad (8)$$

其中:

$$S = F[g(i_0)] \big|_{f=f_3} \quad (9)$$

其它各阶 PIM 表达式可以通过类似方法获得. 至此,我们通过求解非线性电路方程,获得了存在非线性元件时的系统互调信号表达式.

通过式(7)和式(8),可以看出,互调信号可以看作是由式(9)描述的等效受控 PIM 源 S 作为受控源加载在非线性元件位置处在源端和负载端得到的输出信号. 等效受控源可以看作是载波信号激励下的二次辐射源. 因此,可以将图 1 所示电路根据信号频率拆分为图 2 所示的载波信号等效电路和 PIM 信号等效电路.

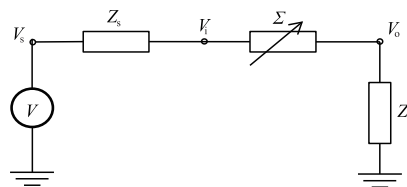


图1 存在非线性元件的等效电路图

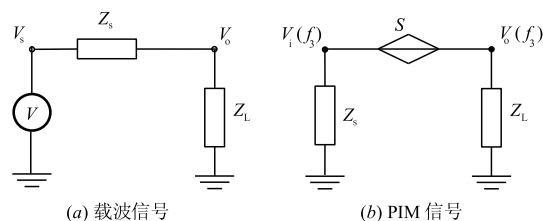


图2 载波信号和PIM信号等效电路图

图 2(a) 表示忽略非线性源的等效电路,图 2(b) 表示 PIM 信号等效电路,其中 S 为受控 PIM 源,即受载波

信号控制的等效 PIM 源, S 的大小由式(9)决定, 即等效 PIM 源表达式只由非线性元件特性决定, 而与具体电路形式无关. 因此, 根据图 2 的等效电路, 可以获得如下的系统 PIM 计算流程:

(1) 根据图 2(a) 计算忽略非线性源时载波频率下的电压或电流;

(2) 根据非线性源的 $i-v$ 特性和式(9)所示的等效 PIM 源计算表达式, 获得等效 PIM 源;

(3) 建立图 2(b) 所示等效电路, 求解等效 PIM 源作用在非线位置处时系统的响应, 获得源端和负载端的电压和电流, 并进一步计算 PIM.

从以上计算流程可见, 步骤(1)和(3)的系统电压和电流求解过程均不涉及非线性过程, 因此可以方便地采用线性电路理论和场仿真软件进行计算, 步骤(2)的等效 PIM 源计算过程不涉及具体器件结构, 可以采用通用方法获得, 从而该方法可以扩展到微带滤波器和耦合器等不同的微带结构器件的无源互调计算, 并且由于载波信号和互调信号分开计算, 因此避免了直接数值求解非线性方程带来的互调信号需要从总输出信号中分离而引入的数值误差问题^[12].

需要注意的是, 根据电路原理, 电压源和电流源可以互等效, 因此图 2(b) 中的等效电压源也可以转化为等效 PIM 电流源, 具体等效为何种信号源可以根据具体问题确定. 在第 3 节中对介电非线性的等效中我们采用了受控 PIM 电流源等效.

根据以上 PIM 计算方法, 可以快速求解图 2 电路系统的 PIM 信号, 并获得 PIM 信号表达式(7)和式(8). 则可以得到, 源端和负载端的传输 PIM 功率 P_t 和反射 PIM 功率 P_r 分别为:

$$P_t = |Z_L S^2 / [2(Z_s + Z_L)^2]| \quad (10)$$

$$P_r = |Z_s S^2 / [2(Z_s + Z_L)^2]| \quad (11)$$

对于实际微波系统, 通常要求电路是匹配的, 即负载阻抗和源阻抗匹配, $Z_L = Z_s$. 因此, 从式(10)和式(11)可以得出, 对于图 1 所示的存在局部非线性源的系统的 PIM, 通常传输 PIM 和反射 PIM 幅值相等, 这与第 4 节给出的松动的单个连接器产生的传输互调和反射互调基本相当的实验结果是一致的.

下面, 我们将利用上述等效 PIM 源模型进一步计算微带线的传输和反射 PIM.

3 微带线介电非线性 PIM 建模

根据电介质物理^[9], 介质材料中电位移矢量和电场强度之间存在关系:

$$D = \varepsilon_0 \varepsilon_1 E + \varepsilon_0 \varepsilon_2 E^2 + \varepsilon_0 \varepsilon_3 E^3 + \dots \quad (12)$$

其中 E 为电场强度, D 为电位移矢量的大小, ε_0 为真空介电常数, ε_i 为线性相对介电常数, ε_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) 为

非线性相对介电常数.

为了简化分析, 在分析三阶互调时, 我们只考虑线性相对介电常数和三阶非线性相对介电常数, 则等效相对介电常数为:

$$\varepsilon_r = D / (\varepsilon_0 E) = \varepsilon_1 + \varepsilon_3 E^2 \quad (13)$$

对微带线的等效电容采用平行板电容近似, 则单位长度等效电容 C 的 $i-v$ 特性为:

$$i = C \frac{dv}{dt} = \frac{w \varepsilon_0 \varepsilon_r}{h} \frac{dv}{dt} \quad (14)$$

其中 w 为微带线上导体宽度, h 为介质板厚度, t 为时间.

由于材料非线性在微带线上式分布的, 对于均匀微带线, 非线性源也是均匀分布的, 对位置 z 处长度为 Δz 的一段微带线产生的 PIM, 可根据等效受控 PIM 源模型, 建立如图 3 所示等效电路图.

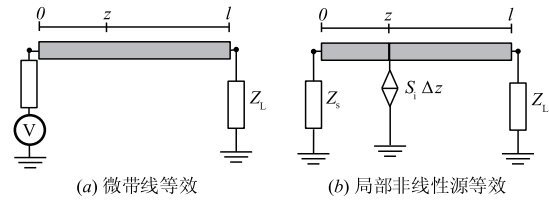


图3 微带线非线性源电路等效示意图

两路载波馈入时, 考虑传输线具有损耗, 则传输线各位置处载波信号电压波可以表示为:

$$v(z) = \sum_{n=1}^2 V_n \exp(-\alpha z) \cos(\omega_n t - kz) \quad (15)$$

其中 V_n 和 ω_n 分别为载波信号幅值和角频率, α 为衰减系数, k 为传播常数, z 为位置. 由于通常两路载波频率接近, 因此这里不区分两路载波的衰减系数和传播常数的不同. 将该电容引起的非线性源等效为受控 PIM 电流源, 通过将式(15)带入式(14)并进行傅里叶变换, 可得等效受控 PIM 源表达式为:

$$S = F[i(v)] \Big|_{f=f_i} = \frac{V_1^2 V_2 \omega w \varepsilon_0 \varepsilon_3}{4h^3} \exp(-3\alpha z) \exp(-jkz) \quad (16)$$

根据图 3(b) 等效电路, 可以得到长度为 Δz 的一段微带线在源端和负载端产生的 PIM 电流信号满足微分方程:

$$\frac{di_t}{dz} = \frac{1}{2} \exp(-\gamma z) \times S \quad (17)$$

$$\frac{di_r}{dz} = \frac{1}{2} \exp[-\gamma(l-z)] \times S \quad (18)$$

其中 γ 为复传播常数.

利用式(17)和式(18)对整个微带线长度积分, 即可获得长度为 l 的微带线产生的总的 PIM 电流波:

$$i_r = \{X/[4(\alpha + \gamma)]\} \times \{1 - \exp[-(2\alpha + 2\gamma)l]\} \quad (19)$$

$$i_r = [X/(4\alpha)] [1 - \exp(-2\alpha l)] \times \exp(-\gamma l) \quad (20)$$

其中:

$$\begin{aligned} X &= V_1^2 V_2 \omega w \varepsilon_0 \varepsilon_3 / (4h^3) \\ &= Z_0^{3/2} P_1 \sqrt{P_2} \omega w \varepsilon_0 \varepsilon_3 / (\sqrt{2}h^3) \end{aligned} \quad (21)$$

其中 P_1 和 P_2 表示两路载波的输入功率, Z_0 表示微带线特征阻抗.

对于微带线, 匹配情况下, $Z_L = Z_s = Z_0$. 则反射和传输 PIM 分别为:

$$\begin{aligned} P_r &= i_r^2 Z_0 / 2 \\ &= \left| \left\{ X^2 Z_0 / [32(\alpha + \gamma)^2] \right\} \times \right. \\ &\quad \left. \left\{ 1 - \exp[-(2\alpha + 2\gamma)l] \right\}^2 \right| \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} P_t &= i_t^2 Z_0 / 2 \\ &= \left| \left[X^2 Z_0 / (32\alpha^2) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \left[1 - \exp(-2\alpha l) \right]^2 \exp(-2\gamma l) \right| \end{aligned} \quad (23)$$

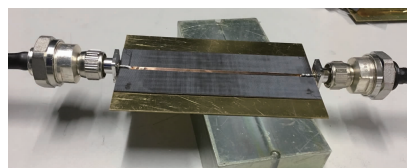
至此, 我们得到了微带线 PIM 的解析表达式.

4 微带线无源互调实验规律验证

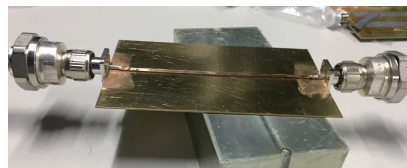
为了验证以上 PIM 计算方法的合理性, 我们采用聚四氟乙烯玻纤布 (PolyTetraFluoroEthylene, PTFE) 覆铜板 (泰州市旺灵绝缘材料厂) 制备的微带线进行 PIM 验证. 首先, 将 PTFE 覆铜板两面的 Cu 箔用刻蚀液腐蚀掉, 得到介质基板, 相对介电常数为 3.5, 厚度为 1mm. 采用 1mm Cu 板作为接地板, 将 $40\mu\text{m}$ 的 Cu 箔裁剪为 2.28mm 宽度的线条作为微带上导体, 组装成为导体和介质分离的 PTFE 介质微带线, 如图 4(a) 所示, 微带线长度为 140mm. 如果将介质基板从微带结构中抽离, 则形成以空气作为介质的微带线, 如图 4(b) 所示. 上导体的线宽按照 PTFE 介质基板微带线 50Ω 特征阻抗设计. 对于空气介质微带线, 由于上导体宽度和高度未作改变, 理论计算得到的特征阻抗为 83Ω . 图 4(c) 给出了测量得到的两种微带结构的 S 参数. 从图中可见, 在 0 ~ 1GHz 频率范围内, 两种微带线的 S11 优于 -10dB. 互调测试中选择两路载波频率分别为 728MHz 和 746MHz, 测量的三阶互调信号的频率为 710MHz. 从图中可以看到, 在互调测试频率附近, S11 优于 -13dB, 表明大部分载波功率可以在两种微带线中进行有效传输, 从而可以进行传输和反射互调测试. 作为对比, 同时采用热转印和化学刻蚀方法制备了基于 PTFE 覆铜板的微带线, 并测试其互调特性. 微带线两端使用了低互调的 N 型同轴连接器.

微带线的传输和反射 PIM 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 分析仪进行测试, 分析仪型号为 PIM700S. 测试基本原理如图 5 所示, 两路载波通过功放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, 待测件的输出端口接 2 号双工器, 载波信号最终被 2 号低

PIM 负载吸收. 经过 1 号双工器 RX 端口输出的 PIM 信号被高灵敏度接收机检测, 从而获得反射 PIM, 经过 2 号双工器 RX 端口输出的 PIM 信号被高灵敏度接收机检测, 从而获得传输 PIM.



(a) 分离结构的 PTFE 介质微带线 (#1)



(b) 空气介质微带线 (#2)

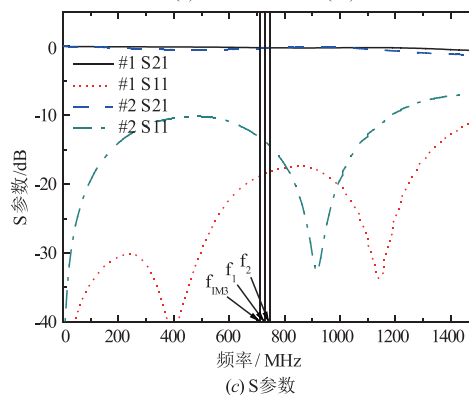


图4 PTFE介质微带线和空气介质微带线照片和S参数

首先我们比较了直接利用 PTFE 覆铜板制备的微带线 (标记为 #3) 和图 4(a) 所示分离结构 PTFE 介质微带线的 PIM, 如图 6(a) 所示. 从图中可以看到: 对于两种微带线, 其传输互调均远高于反射互调, 差别在 13dB ~ 16dB 范围. 这表明微带线的互调和连接器等接触结构的互调产生机理是不同的. 对于连接器等接触结构, 由于互调信号只在接触界面处被激发出来, 因此可以看作是点互调源, 由于通常测量时连接器两端系统阻抗相当, 因此在传输端和反射端获得的 PIM 基本相同. 而对于微带线结构, 由于互调主要由材料非线性产生, 非线性分布在整段微带线上, 因此可以看作是连续分布的线互调源, 这种情况下由于不同位置处的互调源输出信号在传输端口和反射端口的矢量叠加的不同而使得传输互调和反射互调具有较大差别, 图 6(b) 给出了松动连接的 N 型同轴接头连接的传输和反射互调, 从图中可以看出传输和反射互调相差不大.

从图 6(a) 还可看出 #1、#3 结构的传输和反射 PIM 均比较接近, 差别小于 3.7dB, 表明利用 Cu 板、PTFE 介质和 Cu 箔构成的微带结构的互调和 PTFE 覆铜板制备

的微带线的互调相当,可见金属导体状态和制备工艺对于基于 PTFE 介质基板的微带线互调影响不大。

为了进一步研究介质材料对微带线互调的影响,我们对图 4(a)和 4(b)PTFE 介质和空气介质微带线的互调.首先测量分离结构 PTFE 介质微带线的传输和反射互调,然后将 PTFE 介质基板抽离形成空气介质微带线,再测量此时空气介质微带线的互调,共反复测量了 3 次,结果如图 7 所示.由于两次测量过程中不需要重新连接微带线两端的连接器,因此避免了连接器互调对微带线互调测试规律的影响.从图中可以看出 PTFE 介质微带线相比于空气介质微带线传输互调高了约 20dB,反射互调高了约 15dB.

对于微带线的互调,可能来源于导体非线性,也可能来源于介质非线性.基于电热耦合效应的导体非线性引起的互调,跟导体的表面电流密度密切相关.我们仿真了 PTFE 介质微带线和空气介质微带线上导体的下表面电流密度,如图 8 所示.从图中可以看出,由于本文采用的空气介质微带线结构阻抗与连接器阻抗存在一定的失配,因此电流密度沿着长度方向并不均匀,但是整体上导体表面的平均电流密度在 20A/m 左右(仿真载波激励功率为 0.5W),而对于 PTFE 介质微带线上导体表面平均电流密度在 30A/m 左右.由于互调跟导体表面电流的关系可以近似表示为 $P_{IM} \propto |J_l|^6$,其中 J_l 为流过微带线的单个载波的电流密度^[16],因此,若假设电热耦合效应为本文微带结构互调的来源,则可以判断当介质被抽离后由于导体电流密度改变引起的互调的变化量约为 10dB,远小于实验测量值.并且,结合图 6(a)给出的当导体单独发生改变后,对微带结构的互调影响不大,表明本文 PTFE 介质微带线的互调来自于介质非线性.借鉴非线性光学理论,介电常数非线性是光学非线性效应的主要来源,下面本文基于第 3 节给出的介质介电常数非线性互调模型对微带线的互调现象进行理论分析.

在互调表达式(22)和式(23)中,除了衰减常数和三阶非线性介电常数未知,其它参数均可以根据微带线结构设计和测量条件有关.微带线的衰减常数可以通过 S 参数测量获得,结果如图 9 所示.在 735MHz 附近,衰减常数约为 0.08Np/m.则 PTFE 介质微带线的互调结果拟合曲线如图 6(a)中的黑色实线和虚线所示,可以提取三阶非线性介电常数为 $6.1 \times 10^{-15} \text{ m}^2/\text{V}^2$.

根据非线性光学理论,非线性介电常数和线性介电常数之间存在如下关系^[17]:

$$\begin{aligned} \varepsilon_3/\varepsilon_1 &\approx \frac{1}{E^2} \left| \frac{P^{(3)}}{P^{(1)}} \right| \\ &= \frac{1}{E^2} \left| \frac{P^{(3)}}{P^{(2)}} \right| \cdot \left| \frac{P^{(2)}}{P^{(1)}} \right| \end{aligned}$$

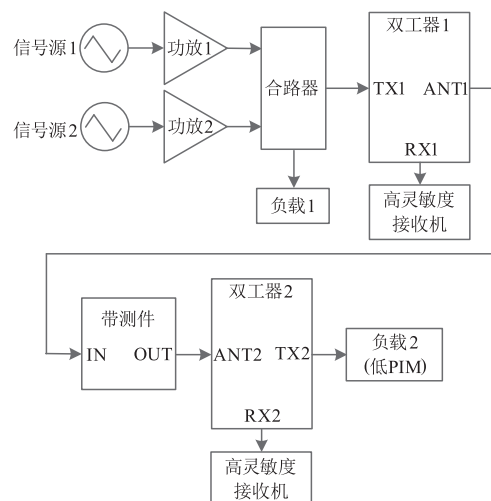
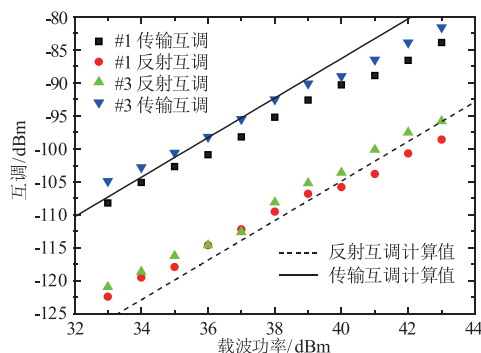
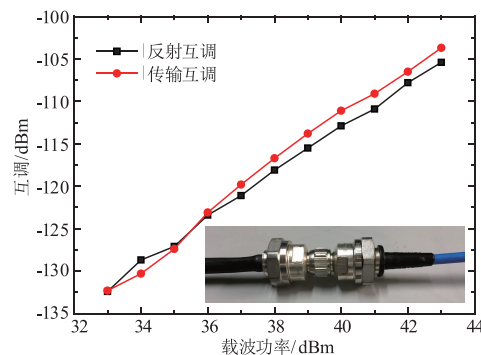


图5 传输和反射互调测试系统原理框图



(a) PTFE覆铜板微带线(#3)和分离结构PTFE介质微带线(#1)



(b) 松动连接同轴连接器(内插图图为同轴连接器照片)

图6 微带线和同轴连接器互调随载波功率变化关系曲线

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{E^2} \left| \frac{E}{E_b} \right| \cdot \left| \frac{E}{E_b} \right| \\ &= 1/E_b^2 \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $P^{(1)}$ 、 $P^{(2)}$ 和 $P^{(3)}$ 分别为一阶、二阶和三阶极化强度, E_b 表示介质中的原子内场,与介质极化机制有关。

在微波频段,介质极化主要受介电弛豫影响,而在可见和紫外光波段则主要受原子和电子共振影响,通常原子和电子共振极化场强远大于介电弛豫极化场强.根据非线性光学,光频段 E_b 的典型值为 3×10^{10}

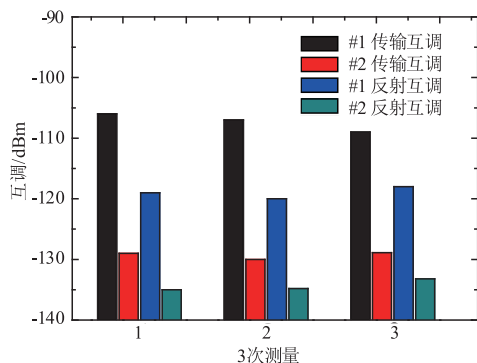


图7 分离结构PTFE介质微带线(#1)和空气介质微带线(#2)互调比较

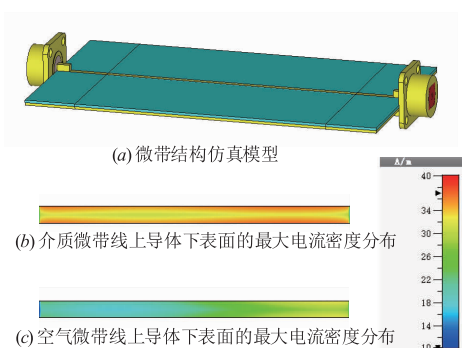


图8 微带结构仿真模型与上导体的电流密度分布

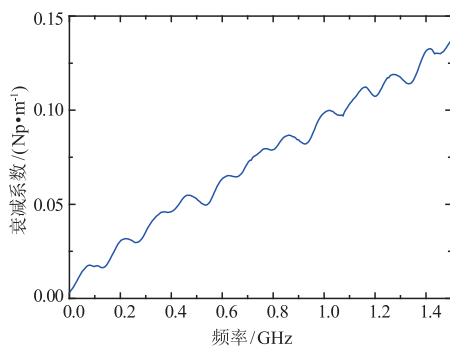


图9 PTFE覆铜板微带线衰减常数随频率的变化关系曲线

$V/m^{[17]}$. 根据本文提取的非线性介电常数,可以计算微波频段 E_0 的典型值约为 $2.4 \times 10^7 V/m$.

根据式(22)和式(23)可以得出,对于介电非线性机制的传输互调将随着微带线长度的增加而增加,而反射互调将波动变化,这与 Dmitry S. Kozlov 等人^[18]计算的基于电容非线性机制的微带线互调规律一致.这主要是由于分布在微带线不同位置的非线性源产生的 PIM 波相位不同,在端口处矢量叠加.对于负载端口,由于微带线各个部分产生的 PIM 波同相,因此传输 PIM 随着微带线的长度增加而逐渐增加.在反射端,微带线不同位置处的非线性源产生的 PIM 波不再同相,因此矢量叠加后出现反射 PIM 随着微带线长度的增加而波

动变化. Justin Henrie 等人^[19]采用同轴连接器级联的方式研究了多个 PIM 源级联的互调规律,结果也表明反射互调随着级联的连接器数量的增加而周期性波动变化.

图 10(a)给出了 PTFE 介质微带线互调与微带线长度关系.可以看出实验和计算结果基本趋势一致,表明本文介电非线性机制互调模型具有合理性.图 10(b)给出了互调随微带线上导体宽度的变化关系.根据式(14),当导体宽度增加时,等效电容增加,因此基于电容介电非线性机制的互调增加,这与实验结果一致.需要注意的是,当上导体宽度变化时,微带线的特征阻抗将发生变化, S11 恶化,因此只有当反射功率不高时,结论才成立,关于阻抗不匹配对微带结构器件互调的影响将在后续研究中进一步分析.

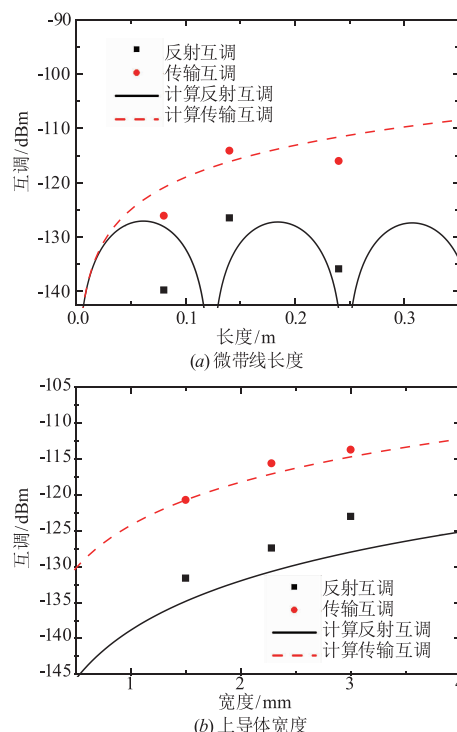


图10 PTFE介质微带线互调随微带线长度和上导体宽度的变化关系

5 结论

本文基于等效受控源模型,建立了介电非线性机制的微带线 PIM 计算解析模型,同时,通过对比测试分离结构的 PTFE 介质微带线和空气介质微带线的三阶互调,验证了介质非线性是微带电路互调的主要来源之一,并提取了 PTFE 覆铜板介质的非线性介电常数.实验表明 PTFE 介质微带线的传输互调比反射互调高 13dB ~ 16dB,验证了非线性源在微带线上是分布的.分离结构 PTFE 介质微带线和 PTFE 覆铜板微带线的互调差别不大,表明导体材料状态对互调影响不大,同时,分

离结构 PTFE 介质微带线比空气介质微带线的传输互调高了约 20dB,反射互调高了约 15dB,表明介质非线性是 PTFE 介质微带线互调的主要来源.基于本文推导的介电非线性机制微带线无源互调解析计算模型,提取 PTFE 介质基板的三阶非线性相对介电常数为 $6.1 \times 10^{-15} \text{m}^2/\text{V}^2$.后续将基于本文提出的方法对其它常见高频板材的 PIM 效应进行非线性参数提取和验证研究.

参考文献

- [1] 毛煜茹,刘莹,谢拥军,程志华,王新波,李韵.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 Yu-ru, Liu Ying, Xie Yong-jun, Cheng Zhi-hua, Wang Xin-bo, Li Yun. Numerical analysis of passive intermodulation due to metallic contact nonlinearity[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(6): 1174-1178. (in Chinese)
- [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 Ya-yun, Nian Fu-shun, Yang Bao-guo. Fault location technology of passive inter-modulation using reference signal[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(4): 832-836. (in Chinese)
- [3] Z Xiaolong, H Yongning, Y Ming, G Fan, P Wenbo, L Yun, B Chunjiang, C Wanzhao. 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] 叶鸣,肖怡,陶长英,邹小芳,张鹤,贺永宁.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 Chang-ying, Zou Xiao-fang, Zhang He, He Yong-ning. Experimental research on passive intermodulation effect of microstrip lines[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2014, 29(3): 471-475. (in Chinese)
- [5] D Zelenchuk, A Shitvov, A Schuchinsky, V Fusco. Discrimination of passive intermodulation sources on microstrip lines[A]. International Workshop on Multipactor, Corona and Passive Intermodulation in Space RF Hardware[C]. Valencia; IEEE, 2008. 1-1.
- [6] J Wilkerson, P Lam, K Gard, M Steer. Distributed passive intermodulation distortion on transmission lines[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(5): 1190-1205.
- [7] 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 Yong-ning, Cui Wan-zhao. Passive intermodulation mechanism of microstrip lines based on the electro-thermal coupling effect[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2013, 28(2): 220-225. (in Chinese)
- [8] 何鑫,王琪,胡天存,王新波,李军,崔万照,刘纯亮.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 Tian-cun, Wang Xin-bo, Li Jun, Cui Wan-zhao, Liu Chun-liang. Calculation model for thermal caused passive intermodulation product of microstrip lines[J]. Journal of Xidian University, 2017, 44(3): 120-126. (in Chinese)
- [9] 方俊鑫,殷之文.电介质物理学[M].北京:科学出版社,1989.73-73.
- [10] W Xinbo, C Wanzhao, W Jingyu, P Jingnan, Z Xiaocheng, H Jiangtao, R Lixin. 2D PIM simulation based on COMSOL[A]. Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings[C]. Marrakesh: PIER, 2011. 181-185.
- [11] D Zelenchuk, A Shitvov, A Schuchinsky, V Fusco. Passive intermodulation in finite lengths of printed microstrip lines[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(11): 2426-2434.
- [12] Y Jianwei, Z Jianfeng, Gu, Weihui, C Wanzhao, C Tiejun. Numerical analysis of passive intermodulation arisen from nonlinear contacts in HPMW devices[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2017, 60(5): 1470-1480.
- [13] W Dongwei, X Yongjun, K Yong, N Liqiang. Prediction of passive intermodulation on mesh reflector antenna using collaborative simulation; multiscale equivalent method and nonlinear model[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(3): 1516-1521.
- [14] 方明,黄志祥,沙威,吴先良.等离子体材料非线性数值分析方法综述[J].安徽大学学报,2017,41(4):17-23.
Fang Ming, Huang Zhi-xiang, Sha Wei, Wu Xian-liang. A survey on numerical method for nonlinear property of plasmonic material[J]. Journal of Anhui University, 2017, 41(4): 17-23. (in Chinese)
- [15] 李乃成,梅立泉.数值分析[M].北京:科学出版社,2011.213-213.
- [16] E Rocas, C Collado, N Orloff, J Mateu, A Padilla, J O'Callaghan, J Booth. Passive intermodulation due to self-heating in printed transmission lines[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(2): 311-322.
- [17] 石顺祥,陈国夫,赵卫,刘继芳.非线性光学[M].西安:西安电子科技大学出版社,2012.1-1.
- [18] D Kozlov, A Shitvov, A Schuchinsky. Characterization of passive intermodulation in passive RF devices with X-parameters[A]. Loughborough Antennas and Propagation

Conference [C]. Loughborough: IEEE, 2014. 64 – 67.

- [19] J Henrie, A Christianson, W Chappell. Prediction of passive intermodulation from coaxial connectors in micro-

wave networks [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(1): 209 – 216.

作者简介



赵小龙(通信作者) 男, 1989年12月出生, 出生于陕西省西安市. 2012年和2017年分别获西安交通大学学士和博士学位, 现为西安交通大学微电子学院助理研究员, 主要从事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研究方面的工作.

E-mail: zhaoxiaolong@mail.xjtu.edu.cn



叶鸣 男, 1985年生于湖南澧县, 副教授, 博士生导师, 2008年于重庆邮电大学获得学士学位, 2014年于西安交通大学获得博士学位, 主要从事微波电路设计及其测量传感应用和可靠性、二次电子发射效应及其应用等方面的研究.

E-mail: yeming057@xjtu.edu.cn



张松昌 男, 1983年出生于甘肃省张掖市, 2011年获得西安交通大学硕士学位, 主要从事射频电接触和微波无源器件互调干扰方面的研究工作.

E-mail: zsongc@126.com



曹智 男, 1993年生于陕西延安, 2016年于西北农林科技大学获得学士学位. 现为西安交通大学电子与信息工程学院博士研究生, 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.

E-mail: chzsky@163.com



张可越 女, 1994年6月出生, 出生于陕西渭南, 现为西安交通大学微电子学院在读博士研究生, 主要从事微波器件和电路非线性效应的研究工作.

E-mail: zhangkeyuejav@163.com



张安学 男, 1972年8月生于河南安阳, 教授, 博士生导师. 1996年获河南师范大学学士学位, 1999年和2003年分别获西安交通大学硕士和博士学位, 主要从事天线与电波传播、射频与微波电路设计、阵列信号处理、电磁超材料等方面的研究.

E-mail: anxuezhang@xjtu.edu.cn



贺永宁(通信作者) 女, 1971年12月生于陕西渭南, 教授, 博士生导师. 1994年获得西北工业大学学士学位, 2000年和2005年分别获得西安交通大学硕士和博士学位, 主要从事宽禁带半导体器件、纳米电子器件和微波无源器件等方面的研究工作.

E-mail: yongning@mail.xjtu.edu.cn