



# 松散电接触对无源互调干扰的影响机理分析

杨会平<sup>1\*</sup>, 黄为<sup>2</sup>, 曾碧卿<sup>1</sup>, 温和<sup>3</sup>

1. 华南师范大学软件学院, 佛山 528225, 中国

2. ESDEMC Technology LLC, Rolla 65401, USA

3. 湖南大学电气与信息工程学院, 长沙 410012, 中国

\* 通信作者. E-mail: yanghuiping05@126.com

收稿日期: 2020-03-23; 修回日期: 2020-06-07; 接受日期: 2020-07-21; 网络出版日期: 2021-08-02

国家自然科学基金 (批准号: 61671203, 61771190) 资助项目

**摘要** 抑制无源互调干扰是确保新一代移动通信系统安全、稳定和经济运行的重要前提, 也是推进我国电信基础设施共建共享的重要保证, 对无源互调干扰的产生机理进行分析是抑制其干扰产生的最根本性手段. 本文综合性地阐述了金属松散电接触对无源互调干扰的影响机理, 包括金属电接触表面的微观特征分析、松散电接触等效电路模型建立、松散电接触面电流密度和阻抗等电特征量对互调干扰作用机制等内容. 理论建模、软件仿真以及实验测试表明: 松散电接触导致增大的面电流密度与接触阻抗是产生无源互调干扰的直接原因.

**关键词** 无源互调干扰, 松散电接触, 同轴连接器, 接触阻抗, 新一代移动通信系统

## 1 引言

无源互调干扰 (passive intermodulation, PIM) 是指两个或两个以上的载波信号, 在通过无源器件时, 由于无源器件的微弱非线性所导致的一种谐波干扰现象<sup>[1]</sup>. 所谓无源器件是指微波电路或通信系统中的连接器、衰减器、耦合器和馈线等一类无需功率源驱动工作的器件. 关于无源互调干扰的产生过程可参见如图 1 所示的简化模型. 在无源器件的输入端施加一双载波信号, 假设其载波角频率分别为  $\omega_1, \omega_2$ , 由于器件的非线性影响, 在该器件的输出端将产生新的无源互调干扰频率成份. 其中, 无源互调的阶数  $N$  定义为  $N = |m| + |n|$ ; 式中  $m, n$  分别为  $\omega_1, \omega_2$  的系数. 例如  $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$  均表示三阶无源互调干扰,  $3\omega_1 - 2\omega_2, 3\omega_2 - 2\omega_1$  均表示五阶无源互调干扰, 其他阶数的无源互调定义, 依次类推.

关于新增无源互调频率成份的具体来由及其量级大小的表述方式可参阅文献 [2], 此处不再详细描述. 观察图 1 所示的无源互调产物可以发现: 三阶互调频率成份距离载波频率  $\omega_1, \omega_2$  近, 不易设计

**引用格式:** 杨会平, 黄为, 曾碧卿, 等. 松散电接触对无源互调干扰的影响机理分析. 中国科学: 信息科学, 2021, 51: 1316–1330, doi: 10.1360/SSI-2020-0069  
Yang H P, Huang W, Zeng B Q, et al. Analysis of passive intermodulation distortion caused by loose electrical contact (in Chinese). Sci Sin Inform, 2021, 51: 1316–1330, doi: 10.1360/SSI-2020-0069

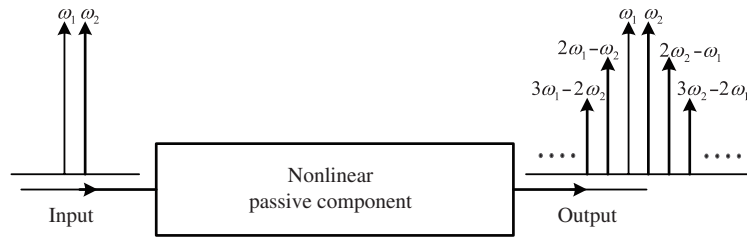


图 1 无源互调干扰产生过程示意图

Figure 1 Generation of passive intermodulation

表 1 中国移动与中国电信、联通在 2G 频段内的无源互调干扰<sup>a)</sup>

Table 1 PIM analysis of China mobile GSM900 and other 2G systems

	GSM900 (China Mobile)	CDMA800 (China Telecom)	GSM900 (China Mobile)	GSM900 (China Unicom)
Bandwidth of the receiver (MHz)	935~954	870~880	935~954	954~960
The 3rd order PIM (MHz)	871~928 ★	815~845 ☆	871~928 ☆	903~921 ☆
The 5th order PIM (MHz)	852~947 ★	805~855 ☆	852~947 ☆	897~927 ☆
The 7th order PIM (MHz)	833~966 ★	795~865 ☆	833~966 ★	891~933 ☆

a) ★表示两对比系统间存在无源互调干扰, ☆表示两对比系统间不存在无源互调干扰. 例如: 中国移动的三阶、五阶和七阶无源互调频率可能会落入中国电信的接收频段内 (870~880 MHz), 形成无源互调干扰; 中国移动的七阶无源互调频率可能会落入中国联通的接收频段内 (954~960 MHz), 形成无源互调干扰.

滤波器滤除, 且其量级高, 对载波信号干扰最强, 因此, 三阶互调成份是抑制无源互调干扰的重点, 故本文的研究工作也主要围绕三阶无源互调干扰展开.

### 1.1 无源互调干扰的危害

早些年, 由于地面移动通信系统的功率和频率密度相对较低, 因此, 关于无源互调干扰的报道常见于远洋船舶、卫星等需要进行大功率, 甚至超大功率通信的应用场合中<sup>[3~5]</sup>. 近年来, 随着地面移动通信系统的工作功率、通信频带宽度的不断提高, 以及电信基础设施共建共享水平的不断深入, 新一代移动通信系统对无源互调干扰的敏感程度越来越高, 具体可表现为以下两个方面.

#### 1.1.1 无源互调干扰对电信基础设施共建共享的危害

2013 年中华人民共和国工业和信息化部 and 国务院国有资产监督管理委员会联合出台了《关于推进电信基础设施共建共享的实施意见》并倡导成立了“中国铁塔股份有限公司”, 大力推进我国的电信基础设施的共建共享水平<sup>[6]</sup>. 电信基础设施的共建共享可带来 3 方面好处: 可避免电信基础设施的多次重复投资和资源耗损, 有利于网络资源的合理配置, 便于施工维护和降低运维成本<sup>[7]</sup>; 但不同的电信运营商 (例如: 中国电信、中国移动、中国联通) 和不同代通信系统 (例如: 2G/3G/4G/5G) 共享同一电信基础设施, 将带来严重的多系统间无源互调干扰问题<sup>[8]</sup>. 此处, 以中国移动与中国电信、联通两大电信运营商的 2G 通信频段为例进行说明, 其系统间无源互调干扰如表 1 所示. 表 1 中仅仅列举了

表 2 不同输入功率下 SMA 同轴连接器的三阶无源互调值<sup>a)</sup>  
 Table 2 PIM values of the SMA coaxial connector with different input power cases

	Input power (dBm)								
	30	32	34	36	38	40	42	44	46
Results of the first test (dBm)	-121	-114	-107	-102	-98	-93	-88	-80	-62
Results of the second test (dBm)	-118	-116	-105	-101	-95	-93	-85	-79	-65

a) 30 dBm, 36 dBm, -120 dBm 和 -100 dBm, 采用毫瓦 (mW) 表示分别对应为 1000 mW, 3981 mW,  $10^{-12}$  mW 和  $10^{-10}$  mW; 可见当输入功率增加约4倍时 (即从 30 dBm 至 36 dBm), 对应的三阶无源互调干扰值增加约100倍 (即从 -120 dBm 至 -100 dBm).

中国移动与中国电信、中国移动与中国联通在 2G 频段内相互之间的无源互调干扰, 忽略了中国电信与中国联通之间在 2G 频段内的无源互调干扰; 也忽略了中国移动单个运行商的不同代通信系统之间的无源互调干扰, 更是忽略了不同电信运营商多代通信系统之间的无源互调干扰. 因此, 在电信基础设施共建共享带来诸多便利的同时, 各通信系统间的无源互调干扰是亟待解决的难题, 迫切需要从根本上抑制无源互调干扰的产生.

### 1.1.2 无源互调干扰对新一代高功率通信系统的危害

第五代移动通信系统的工作功率约为第四代移动通信系统的 3~5 倍<sup>[9]</sup>, 而无源互调干扰的量级与通信系统的工作功率成正比例关系. 那么意味着在 2G/3G/4G 等传统移动通信系统中原本相对微弱、不易被通信设备接收端捕获的无源互调干扰信号, 其量级在新一代移动通信系统中将成倍数增长. 本小节以移动通信系统中使用最为广泛的 SMA 同轴连接器为例, 对其输入功率及其在此输入功率条件下对应产生的三阶无源互调值进行测试, 其结果如表 2 所示. 依据表 2 的分析结论: 当输入功率增加约 4 倍时, 其对应的三阶无源互调干扰值将增加约 100 倍. 换言之, 同等条件下, 第五代移动通信系统的无源互调干扰将比第四代移动通信系统增加约 100 倍, 此特征亦要求在新一代高功率移动通信系统中, 必须从根本上抑制无源互调干扰的产生.

综上所述, 不管是新一代移动通信技术的广泛推广, 还是电信基础设施共建共享的顺利实施, 都要求从根本上抑制互调干扰的产生, 其关键还在于明晰无源互调产生的确切机理.

### 1.2 松散电接触影响机理分析的现实需求

无源互调现象最早于 20 世纪 60 年代在远洋船舶卫星通信系统中被发现, 多年的研究积累使得在高空、大功率通信系统 (如卫星通信等) 中, 国内外有不少成功应用的先例<sup>[10, 11]</sup>. 近年来, 随着地面电信基础设施共建共享的实施以及新一代移动通信系统的功率、频率和元器件集成度的不断提高, 新一代移动通信系统的无源互调干扰问题成为一个新兴的研究领域, 例如: 2015 年 6 月, 首届移动通信无源互调讨论会在西安交通大学举办; 2015 年 8 月, 在杭州召开了移动通信多系统合路无源互调 (系统间互调) 测试的首次研讨会. 此类研讨会很好地促进了我国移动通信无源互调干扰问题的交流和科学研究水平, 但由于此领域研究的开展时间不长, 仍有较多问题未能涉及, 松散电接触便是其中之一. 同时, 不同于高空卫星通信设备近乎苛刻的生产制造环节和终生免维护性, 地面移动通信系统在使用过程中通常需要多次调试和周期性维护, 因此, 易造成金属连接器件的疲劳和电接触表面的轻微形变; 同时, 空气环境中金属的氧化、硫化与污染现象, 都使得电连接故障难以完全避免.

此外, 不同于传统移动通信系统, 新一代移动通信的频率成倍数增长, 例如: 2G/3G/4G 等传统通信系统最高工作频率均不足 3 GHz, 而 5G 通信系统的实验频率为 28 GHz (北美), 那么意味着对信号

表 3 金属铝的趋肤深度与频率的对应关系

Table 3 The relationship between the skin depth and frequency of alminum

Skin depth (mm)	Frequency (Hz)						
	$10^3$	$10^4$	$10^5$	$10^6$	$10^7$	$10^8$	$10^9$
	2.59	0.82	0.259	0.082	0.0259	0.0082	0.00259

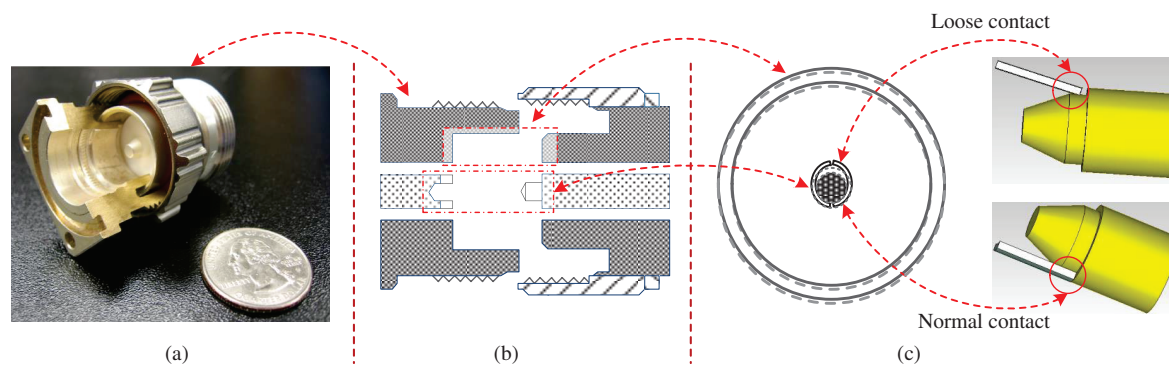


图 2 (网络版彩图) 同轴连接器松散电接触示意图

Figure 2 (Color online) Loose contact model of coaxial connectors. (a) A couple of coaxial connectors; (b) schematic diagram of coaxial connectors; (c) illustrations of the loose contact

传输载体器件或电路的电连接情况提出了更加严格的要求。传输信号的频率越高, 金属的趋肤效应会使信号电流越来越集中在传输载体的表面。例如: 金属铝的趋肤深度与频率关系如表 3 所示, 当金属铝传输的信号频率从  $10^3$  Hz 增加到  $10^9$  Hz 时, 实际传输信号在金属铝表面深度从 2.59 mm 降低到  $2.59 \mu\text{m}$ , 对于 5G 移动通信系统常采用的 28 GHz 实验频率, 金属铝的有效信号传输深度仅为  $0.49 \mu\text{m}$ 。这说明高频率产生的趋肤效应, 使得信号电流在传输器件的实际有效区域十分狭小, 那么意味着信号传输器件的轻微松散电接触, 对传输信号完整性的影响将是致命性的。

因此, 本文专门针对松散电接触的无源互调影响机理开展研究, 具体的组织结构如下: 第 2 节, 首先对电接触金属表面的微观特征结构进行分析, 然后从无源互调的产生角度建立良好(紧凑)电接触电路模型; 以第 2 节的分析结论为依据, 第 3 节从宏观和微观两个角度, 分别建立松散电接触的稳态和动态模型, 指明发生松散电接触时, 金属交界面的电特征量将如何变化; 第 4 和 5 节, 通过软件仿真与实验测量相互佐证本文所提出的研究结论。第 6 节对全文进行了总结。

## 2 紧凑电接触无源互调影响分析

同轴连接器作为微波电路中使用最为广泛的元器件之一, 是移动通信系统中产生无源互调干扰的关键原因<sup>[12]</sup>。其应用环境的氧化与硫化现象、工业制造的微小误差、多次重复使用导致连接器交界面的轻微变形以及不恰当连接扭力, 都会造成同轴连接器发生松散电接触现象, 因此, 本文以同轴连接器为研究对象, 来分析松散电接触的无源互调干扰产生机理。

### 2.1 金属电接触表面微观结构特征

参照图 2(a) 和 (b), 一对同轴连接器通常由母头和公头两部分组成<sup>[13]</sup>。外力通过扭力扳手旋转公头的螺纹控制公头和母头的连接程度, 当扭力扳手发出“滴答”声后, 表示公头和母头已实现紧凑连

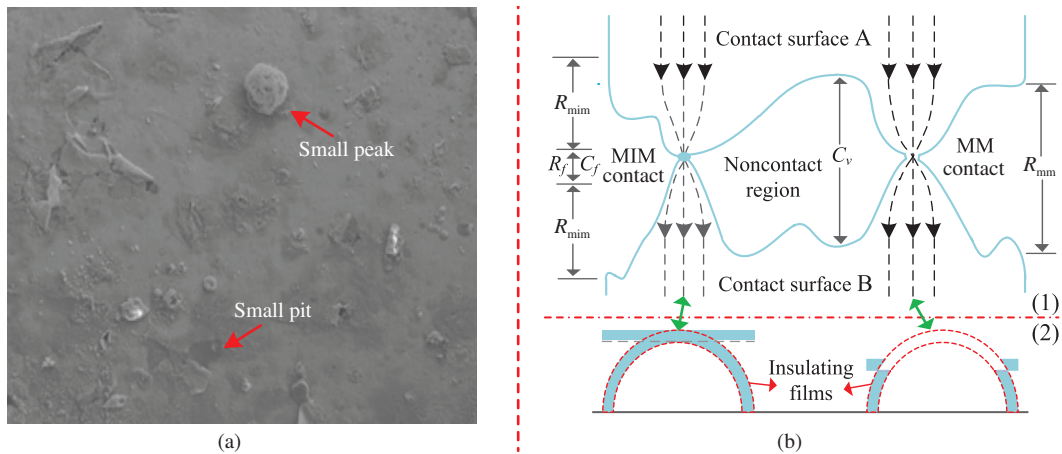


图 3 (网络版彩图) 同轴连接器接触机理模型. (a) 金属接触面微观结构; (b) MIM 与 MM 型接触

Figure 3 (Color online) Contact mechanism model for the coaxial connector. (a) Micro-structure for the contact surface; (b) illustrations for the MIM and MM contacts

接, 此刻则停止旋转扭力扳手. 当存在松散电接触时 (如图 2(c)), 同轴连接器的公头和母头不能完全对齐, 进而导致同轴连接器电连接的真实接触面积小于理论接触面积, 使同轴连接器交界面的电特征参数发生改变. 为明晰松散电接触的电特征量变化与无源互调干扰的内在关联, 本小节首先对金属电接触表面的微观特性进行分析, 然后建立金属紧凑电接触等效模型, 为后继研究铺垫基础.

参照图 3(a), 在微观视觉下, 同轴连接器的金属表面并不是绝对的光滑, 而是由许多微小凸起尖峰和凹陷区域组成<sup>[14]</sup>. 同时, 同轴连接器暴露在空气环境中, 其表面会形成一层绝缘膜层 (氧化层、硫化物等污染物统称). 那么, 当图 2 所示的连接器公头和母头, 在外力作用下形成物理连接时, 金属接触面中一部分高度较高的凸起尖峰会刺穿绝缘膜层形成直接的金属-金属 (metal-metal, MM) 型连接; 另一部分高度适中的凸起尖峰没有刺穿绝缘膜层, 进而形成金属-绝缘膜-金属 (metal-insulator-metal, MIM) 型连接; 最后一部分高度较低的凸起尖峰或凹陷区域没有接触到绝缘膜层, 对连接器传导情况没有任何影响, 所以此部分情况不做考虑. MIM 型与 MM 型的接触机理模型如图 3(b) 所示, 需要注意的是: 在建立如图 3(b) 所示的接触机理模型时, 进行了一种等效转化处理, 即将两个粗糙程度近似相同的金属接触面, 等效为一个绝对光滑的金属接触面和一个粗糙程度在原来基础上加大两倍的金属接触面<sup>[15]</sup>. 那么, 等效的 MIM 型和 MM 型接触机理模型可用图 3(b)(2) 进行描述.

图 3(b) 中, 金属接触表面以及覆盖的绝缘膜层采用弯曲实线表示; 电流线方向及其路径采用虚线箭头表示. 此外, 图 3(b)(1) 也给出了 MM 型接触和 MIM 型接触两种连接类型的电流传导示意图. 当发生 MM 型接触时, 微小尖峰刺穿绝缘膜层形成直接的金属与金属之间的连接, 电流直接由接触表面 A 流向接触表面 B; 当发生 MIM 型接触时, 微小尖峰没有刺穿绝缘膜层, 换言之, 接触表面 A 的电流是透过绝缘膜层而到达接触表面 B 的. 氧化物和污染物形成的绝缘膜层是一种非线性材料, 因此 MIM 型接触是导致无源互调干扰的一个重要原因<sup>[16]</sup>.

## 2.2 紧凑电接触等效电路模型

综上所述, 无论是 MIM 型接触还是 MM 型接触, 在微小尖峰形成的连接结附近处, 电流线都会发生收缩现象, 导致电流线路径变长和电流密度变大, 将产生收缩电阻. 假定 MM 型接触产生的收缩电阻为  $R_{mm}$ , MIM 型接触产生的收缩电阻为  $R_{mim}$ . 此外, 在 MIM 型接触中除收缩电阻外, 绝缘膜层



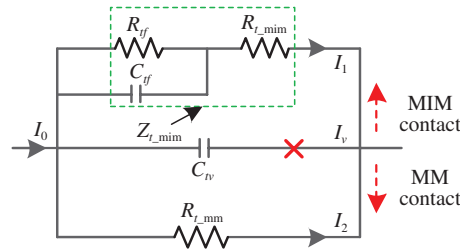


图 4 (网络版彩图) 紧凑电接触等效电路模型

Figure 4 (Color online) Equivalent circuit model of tight contact

还会有额外的电阻  $R_f$  和电容  $C_f$ . 同时, 如图 3 所示, 两金属表面相互连接时, 还存在较多的未接触区域, 且该未接触区域为两金属表面绝缘膜层的狭小缝隙, 根据其电学特性, 可将未接触区域等效为一电容  $C_v$ . 那么, 图 3(b) 所示的紧凑接触机理模型可用图 4 所示的电路模型进行等效.

图 4 中, 参量:  $R_{tf}$ ,  $C_{tf}$  和  $R_{t\_mim}$  分别表示同轴连接器整个理论接触面积内所有的 MIM 型接触总的绝缘膜电阻、绝缘膜电容以及收缩电阻,  $R_{t\_mm}$  表示整个理论接触面积内所有的 MM 型接触总的收缩电阻.  $I_0$ ,  $I_1$ ,  $I_v$  和  $I_2$  分别表示紧凑连接时, 通过同轴连接器交界面的总电流、通过 MIM 型接触支路电流、通过非接触区域的电流和通过 MM 型接触支路电流. 同时, 由于微小尖峰所形成的导电连接结仅为金属接触表面面积的一小部分, 因此, 未接触区域等效电容  $C_{tv}$  的容抗将远大于 MM 型接触阻抗  $R_{t\_mm}$  和 MIM 型接触总阻抗  $Z_{t\_mim}$ , 故电流  $I_v$  的大小可以忽略不计, 那么, 在图 4 中, 可将  $C_{tv}$  所在的支路看作断路. 同时, 在紧凑连接条件下, 由于 MM 型接触形成的连接结较多, 所以 MM 型接触的总接触电阻  $R_{t\_mm}$  远小于 MIM 型接触的总阻抗  $Z_{t\_mim}$ , 那么, 图 4 中电流  $I_2$  要远大于电流  $I_1$ , 而电流  $I_1$  为通过绝缘膜层电阻  $R_{tf}$  (非线性电阻, 会导致无源互调干扰) 的电流. 因此, 在低功耗、紧凑连接的情况下, 同轴连接器中由于交界面电接触原因所导致的无源互调干扰的量级几乎可以忽略不计.

### 3 松散电接触等效模型

第 2 节阐述了金属电接触表面的微观结构特征, 并在此基础上建立了紧凑电接触的等效电路, 解释了在低功率、紧凑连接条件下, 电接触对无源互调干扰影响水平低的内在原因. 本节将以第 2 节的研究结论为依据, 并拓展到松散电接触情况下, 分别建立松散电接触的静态与动态模型, 为阐述松散电接触情况下, 两同轴连接器交界面的电特征参量变化提供分析依据.

#### 3.1 松散电接触静态模型

在叙述静态模型之前, 需要提前声明的是: 为便于松散电接触程度的可控性, 本文所选用的同轴连接器没有固有的电连接故障, 即金属接触表面不存在轻微形变, 或受力不均匀等情况. 换言之, 所有的松散电接触情况均通过控制连接器公头和母头的松紧连接程度实现. 同时, 本文不管是建立松散电接触的静态模型还是动态模型, 均是以紧凑连接为基础进行论述的, 因此, 在详细阐述静态模型之前, 先简要介绍紧凑电接触情况. 如图 5(a)(1) 所示, 红色倒三角形表示紧凑接触位置, 在实际应用中, 可以通过扭力扳手实现: 旋转扭力扳手, 当扭力扳手发出“滴答”声响时, 即表示此位置为紧凑接触位置, 对应的紧凑连接理论接触面积如图 5(a)(3) 所示, 即为两同轴连接器交界面的面积. 当将图 5(a)(1) 所示的紧凑接触位置逆时针旋转  $\theta$  角时, 即出现图 5(a)(2) 所示的松散电接触情况, 根据逆时针旋转  $\theta$

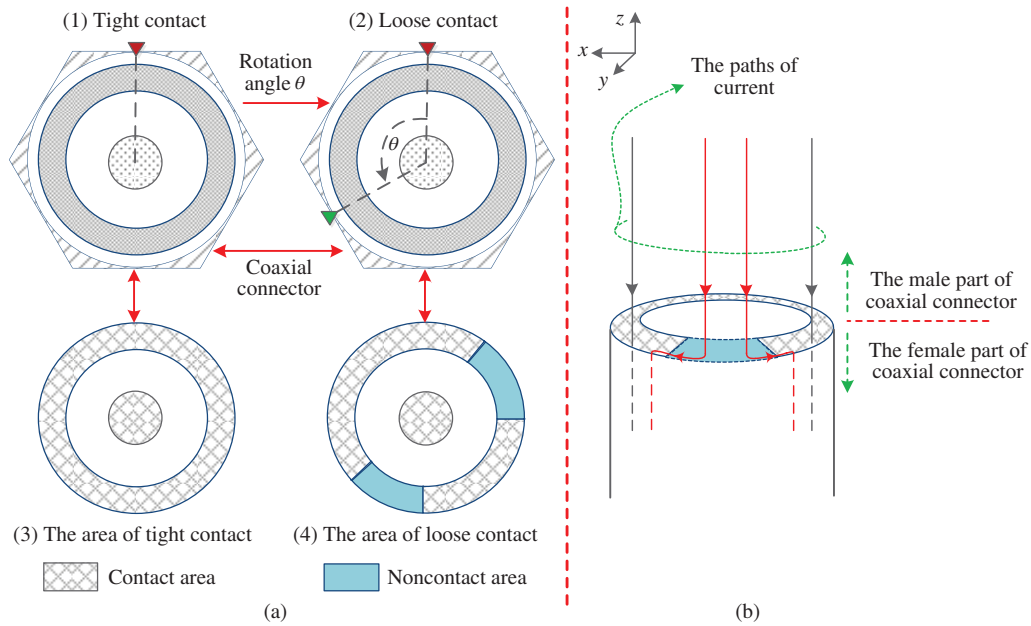


图 5 (网络版彩图) 松散电接触静态模型

Figure 5 (Color online) The static model of loose contact. (a) The changes of loose contact; (b) the current paths of loose contact

角度的不同, 可实现不同程度的松散连接.

本节所定义的松散电接触静态模型是指同轴连接器处于某种特定程度的松散连接时 (例如:  $\theta = 60^\circ$ ) 所呈现的静止连接状态, 其关注的重点是特定程度松散连接所处的稳定状态, 而不是由紧凑连接到松散连接, 微观表面导电结 (图 3(b) 所示) 所发生的动态变化. 图 5(a)(2) 和 (a)(4) 描述了松散连接程度为  $\theta$  时所呈现的电接触情况, 可知: 当发生松散电接触时, 同轴连接器交界面将出现非接触区域, 且非接触面积随松散电接触旋转角  $\theta$  的增大而增大.

由于同轴连接器的外导体是主要的接触力承受区域, 因此, 此处仅图示外导体的松散电接触情况. 如图 5(a)(4) 所示, 存在松散电接触时, 连接器的理论接触面积内会出现非均匀、不连续的接触与非接触区域, 当电流线由同轴连接器公头通过松散电接触交界面流入到同轴连接器母头时, 在连接器公头均匀分布的电流线在到达非接触区域时将发生偏折, 汇聚到接触区域再流入同轴连接器母头 (图 5(b) 所示). 电流路径在非接触区域的偏折、收缩效应会带来 3 方面不利因素. 首先, 电流线在接触区域的收缩、汇聚会使接触区域电流密度增大; 其次, 接触区域的电流密度增大, 会加大金属导体对电流的阻碍作用, 导致接触电阻增加; 最后, 电流线偏折现象会使电流路径变长, 在高频情况下, 会诱发额外的感抗 (电阻和感抗在后文中将统称为阻抗).

### 3.2 松散电接触动态模型

松散电接触的静态模型可以方便地解释处于某种特定程度松散电接触时, 同轴连接器交界面的电流密度、阻抗等电特征参量相对于紧凑连接所发生的整体变化. 但是该静态模型不能解释发生松散电接触时, 所发生变化的电特征参量, 相对于图 4 所描述的电路所处的具体位置, 即, 不能明确同轴连接器交界面内的 MM 型与 MIM 型微观导电连接结, 在松散电接触过程中的动态变化情况. 为此, 本小节将建立一种松散电接触的动态模型, 用以描述在发生松散电接触的过程中, 连接器交界面导电结

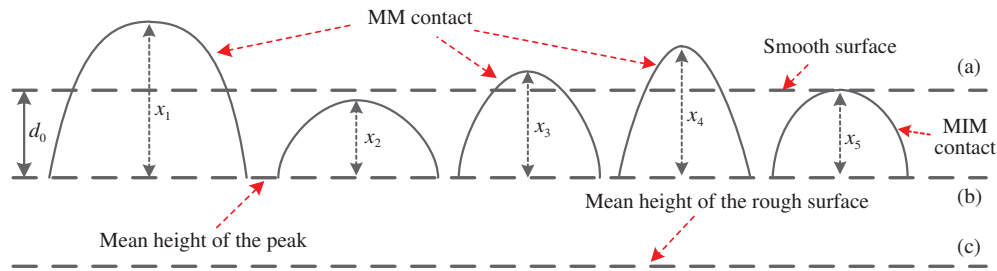


图 6 (网络版彩图) 松散电接触动态模型

Figure 6 (Color online) Dynamic model of loose contact

(MM 与 MIM 型) 的微观动态变化情况。

在设计动态模型时, 仍然遵照 2.2 小节的设定, 即, 将实际粗糙程度近似相同的两个接触面, 假定为一个接触面绝对光滑, 另一个粗糙面的粗糙程度为原来的 2 倍。参照图 6, 当两连接器表面相互接触形成紧凑连接时, 假定光滑接触面位于直线 (a) 处且位置不变, 粗糙接触面的平均高度位于直线 (c) 处, 粗糙表面凸起尖峰的平均高度位于直线 (b) 处。直线 (b) 与直线 (a) 的距离为  $d_0$ , 凸起尖峰与直线 (b) 的距离为  $x$ 。在弹性形变条件下 (扭力扳手控制连接器实现的紧凑接触, 金属表面仅发生弹性形变), 当尖峰高度  $x > d_0$  时, 凸起尖峰与光滑表面发生 MM 型接触; 当  $x = d_0$  时, 尖峰与光滑表面发生 MIM 型接触; 当  $x < d_0$  时, 尖峰与光滑表面不发生接触。

图 6 示出了 5 种不同高度的凸起尖峰, 其中高度  $x_1, x_3$  和  $x_4$  为 MM 型接触, 但形成的连接结大小不一致 (尖峰嵌入光滑面的深度不一致);  $x_5$  为 MIM 型接触, 即尖峰与光滑面刚好接触, 但二者之间有一层绝缘膜层;  $x_2$  为未接触尖峰, 不形成导电结。

假设金属表面的凸起尖峰服从高斯分布, 那么, 金属表面此 5 种凸起尖峰的总数应分别相等。当发生松散接触时, 即保持直线 (a) 位置不变, 直线 (b), (c) 和所有凸起尖峰整体轻微下移, 那么, 原来 MIM 型接触尖峰  $x_5$  将变为未接触尖峰; MM 型接触尖峰  $x_1$  和  $x_4$  的连接结将变小,  $x_3$  将变成 MIM 型接触。若进一步下移,  $x_3$  将变为未接触尖峰,  $x_4$  将变为 MIM 型接触; 依次类推, 直至两接触面完全分离。在整个分离过程中, 因为各种尖峰的总数分别相等, 所以 MIM 型连接结数量不发生改变, 减少的仅为 MM 型连接结。那么, 图 4 所示的等效电路, 在松散接触情况下, MIM 接触支路不会发生任何变化 (两同轴连接器完全分离瞬间除外), MM 型接触部分的阻抗值会随松散电接触程度不断增加, 即松散电接触导致增加的电阻与感抗应该位于 MM 型电接触支路中。

总之, 松散电接触的静态模型属于宏观模型, 解释了相对于紧凑连接, 松散电接触交界面的电特征参量发生了何种变化; 而松散电接触的动态模型属于微观模型, 它对于这种变化的电特征参数量在等效电路中的位置进行了确定。

#### 4 松散电接触电特性量分析

第 3 节的建模分析可得出两个结论: (1) 松散电接触会使同轴连接器交界面的阻抗增大, 且增大的阻抗位于 MM 型电接触支路一侧; (2) 松散电接触会使交界面的电流线从非接触区域向接触区域汇聚, 导致接触区域面的电流密度增大。本节将在 CST 软件中建立同轴连接器的松散电接触仿真模型, 对上述结论进行仿真分析与验证。



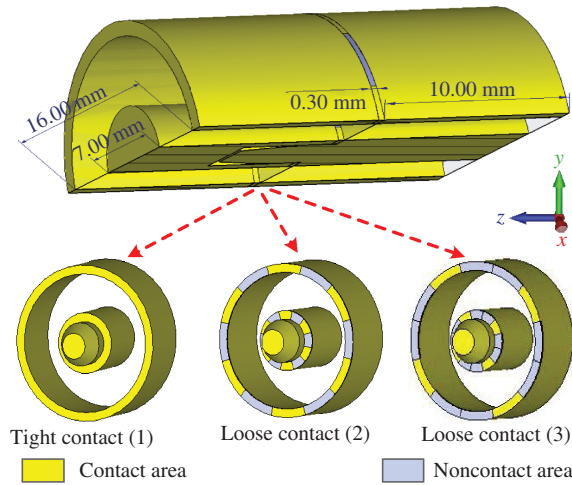


图 7 (网络版彩图) 松散电接触仿真模型

Figure 7 (Color online) Simulation model of loose contact

#### 4.1 松散电接触阻抗分析

如前所述, 松散电接触将产生不规则的非接触区域, 且该非接触区域的面积大小与松散电接触程度正相关. 本小节将进一步探讨与验证非接触区域面积大小对同轴连接器交界面阻抗的影响机制. 根据图 2(a) 和 (b) 的描述, 本文在 CST 软件微波工作室中建立的 7/16 DIN 型同轴连接器仿真模型如图 7 所示, 仿真模型的总长度为 20 mm, 其内导体的外径与外导体的内径分别为: 7 mm 与 16 mm; 松散电接触发生在距离右终端 10 mm 位置; 接触区域填充物为白铜导体材料, 其电导率为  $5.96 \times 10^7$  S/m, 非接触区域填充材料为空气, 其厚度为 0.3 mm.

3 种不同的松散电接触情况如图 7 所示. 情况 (1): 为紧凑连接, 即电接触面积为理论连接表面积; 情况 (2): 将电接触面积减少为理论连接表面积的一半; 情况 (3): 将电接触面积减少为理论连接表面积的 1/3. 3 种情况下同轴连接器的阻抗仿真结果如图 8(a) 所示, 当紧凑连接时, 此 7/16 同轴连接器交界面的阻抗仿真为  $49.6 \Omega$  (略小于理论计算值  $50 \Omega$ ); 当接触区域面积分别减少为紧凑连接交界面总面积的 1/2 时, 同轴连接器交界面的阻抗值增加至  $50.07 \Omega$ ; 当接触区域面积减少为紧凑连接交界面面积的 1/3 时, 同轴连接器交界面的阻抗值进一步增加至  $51.48 \Omega$ . 此仿真结果可进一步证实: 松散电接触交界面的阻抗值随松散接触程度增加而增加.

#### 4.2 松散电接触面电流密度分析

关于松散电接触面电流密度的仿真分析, 仍采用如图 7 所示的仿真模型和对应的 3 种不同的松散电接触程度情形, 其仿真结果如图 8(b) 所示. 当同轴连接器紧凑连接时, 交界面接触区域的面电流密度与同轴连接器交界面以外区域的面电流密度一致 (如图 8(b) 的黑色双点虚线所示), 保持在  $3.15 \text{ A/m}^2$  左右; 当接触区域面积减少为紧凑连接交界面的一半时, 交界面接触区域面电流密度增加至  $3.29 \text{ A/m}^2$  左右, 交界面以外区域面电流密度仍保持不变 (如图 8(b) 的红色点虚线所示); 当接触区域面积进一步减少为 1/3 时, 交界面接触区域的面电流密度增加至  $3.48 \text{ A/m}^2$  左右, 交界面以外区域面电流密度仍保持不变 (如图 8(b) 的蓝色虚线所示). 从上述仿真分析结论可知: 发生松散电接触时, 同轴连接器交界面以外区域的面电流密度不受影响, 但随着松散电接触程度增加 (交界面非接触区域也随之增加), 电流会不断汇聚到交界面的接触区域中. 换言之, 松散电接触程度越高, 同轴连接

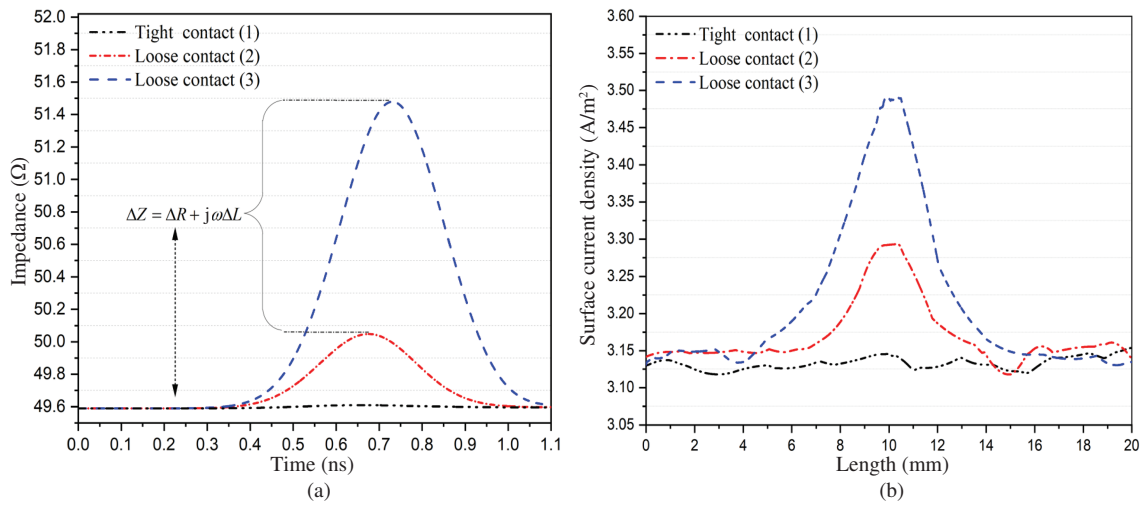


图 8 (网络版彩图) 松散电接触的阻抗与面电流密度仿真. (a) 松散电接触阻抗仿真; (b) 松散电接触面电流仿真  
 Figure 8 (Color online) Simulation results for (a) the contact impedance and (b) the surface current density

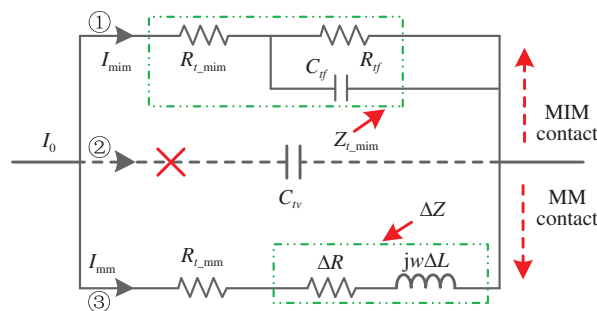


图 9 (网络版彩图) 松散电接触等效电路模型  
 Figure 9 (Color online) Equivalent circuit model of loose contact

器交界面接触区域的面电流密度越大.

### 4.3 松散电接触等效电路模型

通过上述对松散电接触的建模与仿真分析可以证实: 当两相互连接的金属存在松散电接触时, 在金属交界面会出现额外的阻抗, 且该额外的阻抗包含增加的电阻阻抗和电感感抗两部分. 增加的电阻是由于电流在交界面接触区域的汇聚作用导致, 电流线汇聚使电流密度增加, 那么金属对电流的阻碍作用也将增强, 进而导致额外的电阻阻抗; 增加的感抗是由于电流线在交界面非接触区域的偏折导致, 电流线发生偏折, 使电流路径变长, 高频情况下产生额外的感抗. 此外, 虽然同轴连接器交界面接触区域的面电流密度会随松散电接触程度增加而增大, 但因为交界面非接触区域没有电流通过, 所以在发生松散接触时交界面的总电流并未发生变换. 因此, 相对图 4 所示的紧凑电接触等效电路, 松散电接触的等效电路模型可用图 9 进行描述.

在同轴连接器紧凑接触的条件下,  $C_{tv}$  的容抗远大于  $Z_{t\_mim}$  和  $R_{t\_mmm}$ , 因此电流  $I_{tv}$  的值远小于  $I_{mim}$  和  $I_{mmm}$ , 所以电路 ② 可以当做开路. 当同轴连接器存在松散连接时, 非接触区域面积进一步增大, 且电路 ② 中  $C_{tv}$  的容抗增加速度远大于电路 ③ 中阻抗  $\Delta Z$  的增加速度 (不管紧凑或者松散连

接, 金属交界面未接触区域占绝大多数). 因此, 在松散连接情况下, 电路 ② 仍可视做开路. 在松散电接触情况下, MIM 型接触的绝缘膜电阻  $R_{tf}$  及其所在电路 ① 没有发生任何变化. 但是 MM 型接触支路, 即, 图 9 所示的电路 ③ 会增加额外的阻抗  $\Delta Z$ , 此阻抗  $\Delta Z$  会使通过电路 ① 的电流  $I_{\text{mim}}$  增加, 进而导致  $R_{tf}$  消耗的功率增加. 易知:  $R_{tf}$  是绝缘膜层电阻, 呈现非线性特性, 其消耗的功率增加必将会恶化电接触金属的无源互调干扰水平.

此外, 虽然松散电接触会使电流  $I_{\text{mim}}$  增加, 但是电流  $I_{\text{mm}}$  仍然占据总电流  $I_0$  的绝大部分. 这是因为: 金属表面电流必须依靠隧穿效应透过绝缘膜层才能形成隧穿电流  $I_{\text{mim}}$ , 隧穿效应是一种十分微弱的物理现象. 换言之, 松散电接触一方面使 MM 型接触支路的阻抗明显增加 (见阻抗仿真结果), 另一方面总电流  $I_0$  在 MM 型接触支路汇聚. 因此, 在松散电接触条件下, MM 型接触支路将产生明显的自热现象, 在高功率微波电路中更为明显. 热现象会改变金属的温度敏感参量, 例如电阻率. 当接触金属的电阻率发生变化时, 又会反向作用于接触面的自热现象, 如此双向作用的电热耦合效应使得金属的电阻率不再是一线性电阻, 它是恶化电接触金属无源互调水平的另一方面原因. 关于绝缘膜层电阻  $R_{tf}$  (电子隧穿效应) 和 MM 型接触支路电热耦合效应所导致无源互调干扰的定量描述关系, 可参阅本课题组前期已报道的文献 [17, 18].

本文目的在于概述松散电接触无源互调影响机理的内在各种作用因素, 阐述松散电接触导致无源互调干扰的特点, 使得本领域的研究和工程人员能够在实践应用中快速定性地判定与定位微波电路或系统的无源互调干扰是否由电接触故障所导致, 并不是为了建立松散电接触定量的无源互调预测模型, 来预测不同松散电接触情况下的无源互调干扰值. 因此, 本文所采取的实验验证手段也是定性而非定量的方式.

## 5 实验测试

通过前述部分的分析可以知道, 松散电接触对连接金属交界面的电特征参数带来两方面影响: (1) 松散电接触会使连接金属交界面的阻抗值随松散接触程度增加而增加; (2) 松散电接触会使连接金属交界面接触区域的面电流密度随松散接触程度增加而增加. 因此, 本部分所设计实验也围绕此两方面开展. 针对增加的阻抗对无源互调干扰水平的影响, 本文通过同种尺寸、不同制作材料的同轴连接器的方式进行验证; 针对增加的面电流密度对无源互调干扰水平的影响, 本文通过增大输入激励电流的方式进行验证.

### 5.1 测试装置

本文所搭建的实验测试装置如图 10 所示, 该验证平台由 3 部分组成, 即, 反射式无源互调测试仪 (图 10 中编号 ① 部分)、松散电接触被测试装置 (图 10 中编号 ② 部分) 以及低反射无源互调终端负载 (图 10 中编号 ③ 部分). 用无源互调测试仪产生双音激励信号到被测试装置, 并显示由被测试装置反射的无源互调测试结果, 整个回路的传输功率最终被低互调终端负载吸收. 由于采用的是反射式无源互调测试方法, 所以被测试装置以外的设备必须具有较低的无源互调反射值, 因此, 所选用的同轴线缆、终端负载等都具有低反射无源互调特性.

本文采用的无源互调测试仪为美国通信器件公司 (Communication Components Inc., CCI) 的 PiMPro 1921 型产品, 且选用该无源互调测试仪的 PCS1900 频段, 其上行与下行带宽分别为 1930~1990 MHz 与 1850~1910 MHz, PCS 1900 的上行频带即为无源互调干扰可测试频段. 换言之, 被测器件 (device under test, DUT) 工作于 1930~1990 MHz 之间, 均可利用该型测试仪对被测器件的三阶与

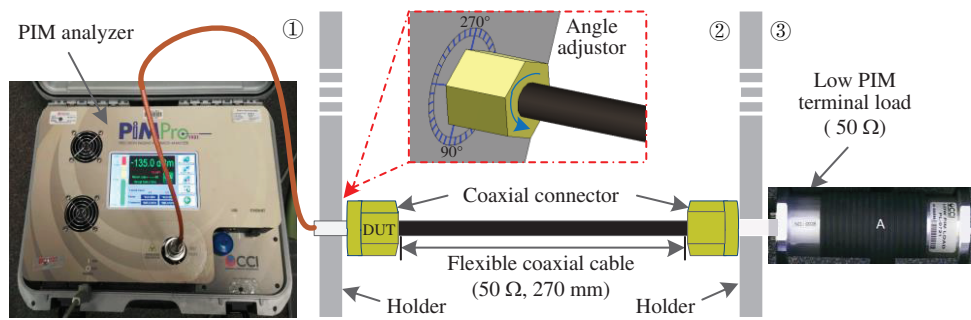


图 10 (网络版彩图) 实验测试装置

Figure 10 (Color online) Experimental setup for the PIM measurement

五阶无源互调值进行测试. 实践测试过程中发现: 当双载波输入频率  $f_1 = 1935$  MHz,  $f_2 = 1985$  MHz 时, 此时该无源互调测试仪产生的底噪最低, 因此本文的测试实验都选用此两个频率作为输入频率, 那么对应产生的三阶互调频率为  $f_{\text{PIM3}} = 1885$  MHz. 其中, 较高的三阶互调频率 2035 MHz 未落入其接收频段, 故测试时不作考虑.

## 5.2 测试结果分析

为实现同轴连接器不同程度的松散连接, 如图 10 所示, 在被测试装置 ② 的左侧支架上设计一松散角度标识器. 首先, 使用扭力扳手顺时针旋转同轴连接器的公头 (对应连接器的母头已被固定在铝合金支架上), 当扭力扳手发出“滴答”声之后, 表示连接器公头与母头已实现紧凑连接, 并将此处标识为紧凑接触或者松散连接角为“0°”的位置; 然后, 利用扭力扳手逆时针旋转连接器公头的螺帽 (按松散角度标识器中蓝色箭头所示, 角度标识器的步进 (精度) 为  $10^\circ$ ), 便可以实现不同角度的松散连接.

(1) 阻抗对无源互调干扰的影响测试. 3 种不同材料制作的 7/16 DIN 型同轴连接器: 第 1 种是白铜材料制作 (电导率:  $\sigma = 5.12 \times 10^7$  S/m, 此处电导率指室温  $20^\circ\text{C}$  的测量值); 第 2 种也为白铜材料制作, 但是在同轴连接器的交界面电镀了一层  $10 \mu\text{m}$  铝 (电导率:  $\sigma = 3.76 \times 10^7$  S/m), 实际上相当于铝制同轴连接器连接; 第 3 种同样为白铜材料制作, 但是在同轴连接器的交界面电镀了一层  $10 \mu\text{m}$  银 (电导率:  $\sigma = 6.30 \times 10^7$  S/m), 实际上相当于银制同轴连接器连接. 测试时, 3 种 7/16 DIN 同轴连接器除接触面材料不同以外, 其余实验条件如: 同轴连接器尺寸、激励信号功率以及测试环境均保持一致. 利用图 10 所描述的无源互调测试平台, 3 种同尺寸、不同交界面材料 7/16 DIN 型同轴连接器的三阶无源互调值如图 11 所示. 图 11 中, 正方形、六边形和三角形符号分别表示铝制、铜制和银制同轴连接器的三阶无源互调测量结果, 为便于分析结论对上述测量值进行数值拟合, 其拟合结果如图 11 中虚线所示.

从图 11 的测量结果可以得出两个结论: 首先, 三阶无源互调干扰值随松散电接触程度的增加而增加; 其次, 同等松散电接触条件下, 交界面为铝材质的同轴连接器的三阶互调值最高, 白铜材质的同轴连接器次之, 银材质的同轴连接器的三阶无源互调值最低. 此三者的差异仅仅在于材料电导率的不同, 该实验结果表明: 电导率越高的材料, 其无源互调干扰值越小. 金属电导率与阻抗成反比, 也就是说电镀铝的同轴连接器交界面的阻抗最大、白铜材质的同轴连接器次之、电镀银的同轴连接器无源互调值最低. 此测试结果定性证明了无源互调干扰值, 随同轴连接器交界的阻抗增加而增加, 与第 3 节的分析结论一致.

(2) 面电流密度对无源互调干扰的影响测试. 由于互调测试仪输出电压可保持恒定, 所以改变被测

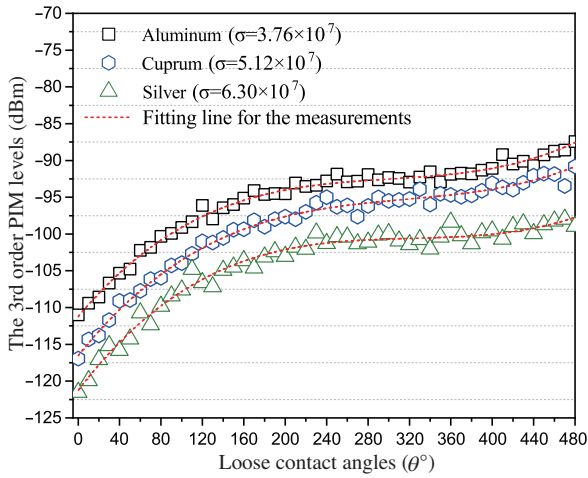


图 11 (网络版彩图) 增加阻抗与三阶无源互调值关系  
**Figure 11** (Color online) Relationship between the additional impedance and the 3rd order PIM level

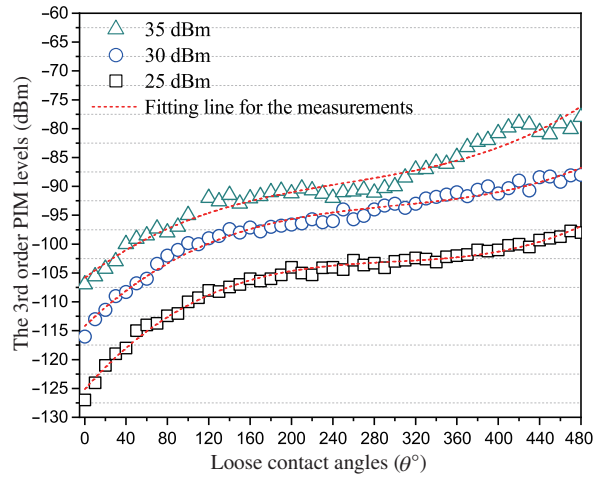


图 12 (网络版彩图) 面电流密度与三阶无源互调值关系  
**Figure 12** (Color online) Relationship between the surface current density and the 3rd order PIM level

试同轴连接器的面电流密度可以通过输入不同激励功率实现. 参照图 12, 35 dBm, 30 dBm 和 25 dBm 3 种不同测试功率分别由无源互调测试仪施加到被测试电路中, 由于电压保持不变, 那么输入功率为 35 dBm 的面电流密度最大, 30 dBm 的面电流密度次之, 25 dBm 的最小; 其对应观测到的三阶无源互调测试结果在图 12 中分别用三角形、圆形和正方形符号表示, 红色虚线表示相应测量结果的数学拟合值 (方便观察实验统计结果). 从图 12 所示的测量结果也可得出两个结论: 首先, 无源互调水平随输入激励功率 (面电流密度) 增加而增加, 且输入激励功率越高, 产生的无源互调水平越高, 一致性也越差; 其次, 测试的三阶互调值并未像输入功率一样成 5 dBm 增长, 进一步体现无源互调干扰的非线性特点.

## 6 结束语

本文从金属电接触表面的微观特征结构入手, 对金属松散电接触的互调干扰现象进行理论建模、软件仿真以及定性的实验测量, 分析结论指出: 松散电接触对无源互调干扰的影响机理存在两方面因素, 首先, 松散电接触现象使得通过非线性绝缘膜电阻的电流值增加, 进而恶化接触金属的无源互调水平; 其次, 松散电接触现象使金属交界面的阻抗增加和电流汇聚到接触区域, 进而在交界面产生明显的自热现象使接触金属的电阻率动态变化, 最终导致接触电阻呈现非线性特征, 进一步恶化接触金属的无源互调水平.

**致谢** 本文的理论研究以及实验开展得到美国密苏里科技大学电磁兼容实验室 (EMC Lab, Missouri University of Science and Technology) 的 J. Fan 教授、David Pommerenke 教授、王彦盛博士, Apple 公司杨森博士以及新加坡南洋理工大学张艺明博士的大力支持和帮助, 在此一并感谢!



## 参考文献

- 1 Lui P L. Passive intermodulation interference in communication systems. *Electron Commun Eng J*, 1990, 2: 109–118
- 2 Zhang S Q. Study of passive intermodulation interference at microwave and RF frequencies. Dissertation for Ph.D. Degree. Xi'an: Xidian University, 2005 [张世全. 微波与射频频段无源互调干扰研究. 博士学位论文. 西安: 西安电子科技大学, 2005]
- 3 Boyhan J W, Henzing H F, Koduru C. Satellite passive intermodulation: systems considerations. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 1996, 32: 1058–1064
- 4 Hoeber C, Pollard D, Nicholas R. Passive intermodulation product generation in high power communications satellites. In: *Proceedings of the 11th International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC)*, San Diego, 1986. 361–363
- 5 Singh R, Hunsaker E. PIM risk assessment and mitigation in communications satellites. In: *Proceedings of the 22nd AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit (ICSSC)*, 2004. 252–256
- 6 You X H, Pan Z W, Gao X Q, et al. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术. *Sci Sin Inform*, 2014, 44: 551–563 [尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术. *中国科学: 信息科学*, 2014, 44: 551–563]
- 7 Hu B. Necessity and significance of sharing and co-construction infrastructure in the communication industry. *Chin New Commun*, 2015, 17: 12–15 [胡斌. 通信行业共建共享的必要性和重要意义. *中国新通信*, 2015, 17: 12–15]
- 8 Tong L, Pei Z, Yanyun Z, et al. The analysis of intermodulation interference for coexistence of different systems including 2G/3G/4G. In: *Proceedings of the 5th URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, Beijing, 2014. 334–337
- 9 Wilkerson J R. Passive intermodulation distortion in radio frequency communication systems. Dissertation for Ph.D. Degree. North Carolina: North Carolina State University, 2010
- 10 Vicente C, Hartnagel H L. Passive-intermodulation analysis between rough rectangular waveguide flanges. *IEEE Trans Microwave Theor Techn*, 2005, 53: 2515–2525
- 11 Wilcox J, Molmud P. Thermal heating contribution to intermodulation fields in coaxial waveguides. *IEEE Trans Commun*, 1976, 24: 238–243
- 12 Henrie J J. A study of passive intermodulation in coaxial cable connectors. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 2009, 45: 1011–1021
- 13 Henrie J J. Passive intermodulation distortion in microwave components. Dissertation for Ph.D. Degree. West Lafayette: Purdue University, 2010
- 14 Jin Q, Gao J, Flowers G T, et al. Modeling of passive intermodulation with electrical contacts in coaxial connectors. *IEEE Trans Microwave Theor Tech*, 2018, 66: 4007–4016
- 15 Braunovic M, Myshkin N, Konchits V. *Electrical Contacts: Fundamentals, Applications and Technology*. Boca Raton: CRC Press, 2006. 33–57
- 16 Bond C D, Guenzer C S, Carosella C A. Intermodulation generation by electron tunneling through aluminum-oxide films. *Proc IEEE*, 1979, 67: 1643–1652
- 17 Yang H P, Wen H, Qi Y, et al. An equivalent circuit model to analyze passive intermodulation of loose contact coaxial connectors. *IEEE Trans Electromagn Compat*, 2018, 60: 1180–1189
- 18 Yang H P, Wen H. TDR prediction method for PIM distortion in loose contact coaxial connectors. *IEEE Trans Instrum Measurement*, 2019, 68: 4690–4695

## Analysis of passive intermodulation distortion caused by loose electrical contact

Huiping YANG<sup>1\*</sup>, Wei HUANG<sup>2</sup>, Biqing ZENG<sup>1</sup> & He WEN<sup>3</sup>

1. *School of Software, South China Normal University, Foshan 528225, China;*

2. *ESDEMC Technology LLC, Rolla 65401, USA;*

3. *College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410012, China*

\* Corresponding author. E-mail: yanghuiping05@126.com

**Abstract** Suppressing passive intermodulation distortion is an important precondition to ensure the safety, stability, and economic operation of the mobile communication systems. It is also an important guarantee for promoting the co-construction and sharing of telecom infrastructure. The most fundamental approach to suppress the distortion is the study of mechanisms of passive intermodulation. In this paper, the mechanism of loose electrical contact is studied. First, the microcosmic characteristic of the metal surface is analyzed. Then, the electrical parameters such as impedance, current density in the loose contact surface are analyzed. Finally, the simulation and measurement are conducted. We conclude that the additional impedance and increased current density, which are caused by the loose electrical contact, are the direct factors for generating the passive intermodulation distortion.

**Keywords** passive intermodulation, loose contact, coaxial connectors, contact impedance, next-generation communication system



**Huiping YANG** was born in 1984. He received his B.S. and M.S. degrees from University of Electronic Science and Technology of China, in 2008 and 2012, respectively, and his Ph.D. degree from Hunan University, China, in 2019, all in electrical engineering. After 2019, he has been a faculty member of South China Normal University, Guangzhou, China. His research interests include the spectrum analysis of multi-carry multipactor and the mechanism study of passive intermodulation in communication systems.



**Wei HUANG** was born in 1986. He received his B.S. degree from Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing, China, in 2007, and his M.S. degree from the Missouri University of Science and Technology (MS&T), MO, USA, in 2010. He was a research assistant at the MS&T EMCLAB with interests of electromagnetic, electrostatic and RF designs. He is the founder and president of ESDEMC Technology LLC and focuses on new ESD and EMC test solution developments.



**Biqing ZENG** was born in 1969. He received his B.S. and M.S. degrees in mineral processing engineering from Anhui University of Science and Technology, Huainan, China, in 1995 and 1998, respectively, and his Ph.D. degree in Computer Science and Technology from Central South University, Changsha, China. He has been a professor with School of Software, South China Normal University, since 2009. His research interests include harmonic analysis in wireless communications, artificial intelligence, and natural language processing.



**He WEN** was born in 1982. He received his B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Hunan University, Hunan, China, in 2004, 2007, and 2009, respectively. He is currently a professor with College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, China. His present research interests include electrical contact reliability, wireless communications, power system harmonic measurement and analysis, power quality, and digital signal processing.