

文章编号: 2095-4980(2023)07-0882-09

基于正态分布宽带信号的无源互调特征行为分析

刘瑞哲¹, 金秋延¹, 陈 雄^{2,3}

(1.西南交通大学 信息科学与技术学院, 四川 成都 610000; 2.南方科技大学 电子与电气工程系, 广东 深圳 518055;
3.香港中文大学 电子工程系, 香港 沙田 999077)

摘 要: 在现代无线通信中, 无源互调是影响通信信号传输质量的重要因素。双音互调测试能够有效衡量无源器件的非线性特性, 却无法准确预测出器件在宽带信号激励下的非线性失真。因此本文提出了一种基于正态分布的宽带信号激励下的射频连接器无源互调特性分析方法。通过双音互调测试, 建立射频连接器无源非线性传输数学模型, 并将基于正态分布的等效宽带信号作为非线性传输模型的激励源进行模拟仿真。结果表明, 宽带无源互调功率分布与宽带信号功率分布相同, n 阶宽带无源互调带宽为原宽带信号带宽的 n 倍, 宽带信号的无源互调产物相较于双音测试信号有所增强, 且信号的信噪比下降, 说明宽带信号在传输过程中受到的干扰更加严重。电路仿真和数值计算呈现出良好的一致性, 证明了本分析方法的有效性。

关键词: 同轴连接器; 宽带信号; 无源互调; 非线性器件

中图分类号: TN972

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2023009

Characteristic behavior analysis of passive intermodulation based on normal distribution wideband signal

LIU Ruizhe¹, JIN Qiuyan¹, CHEN Xiong^{2,3}

(1.School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu Sichuan 610000, China;
2.Department of Electronic and Electrical Engineering, Southern University of Science and Technology, Shenzhen Guangdong 518055, China; 3.Department of Electronic Engineering, Chinese University of Hong Kong, Shatin Hong Kong 999077, China)

Abstract: In modern wireless communication, passive intermodulation is an important factor affecting the transmission quality of communication signals. Dual-tone intermodulation testing can effectively measure the nonlinear characteristics of passive devices, but it is hard to accurately predict the nonlinear distortion of devices excited by broadband signals. A method for analyzing the Passive Intermodulation characteristics of RF connectors with broadband signal excitation is proposed. Through the dual-tone intermodulation test, the passive nonlinear transmission mathematical models of RF connectors are derived. An equivalent broadband signal considering normal distribution is provided as the excitation source to the connectors. Mathematical calculation results of the proposed model show that the broadband Passive Intermodulation power distribution is the same as the broadband signal power distribution. The bandwidth of the n th-order broadband Passive Intermodulation is n times that of the original broadband signal. It is observed that the power of Passive Intermodulation products with broadband signal excitation are higher than that of the dual-tone signal. Thus, the signal to noise ratio decreases, indicating that the PIM interference induced by the broadband signal in the transmission process is more serious compared with that induced by two Continue Wave(CW) signals. Simulations are conducted by importing the proposed broadband signal and nonlinear transfer function to an equivalent circuit. The simulation results show good consistency to the theoretical calculation, which proves the effectiveness of this analysis method.

Keywords: coaxial connector; broadband signal; Passive Intermodulation; nonlinear device

收稿日期: 2023-01-07; 修回日期: 2023-03-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62101461; U22A2016); 安徽大学信息材料与智能感知安徽省实验室开放基金资助项目(IMIS202111)

*通信作者: 金秋延 email:jinqiuyan2020@sina.com

当2个或2个以上的频率信号通过无源器件时，由于无源器件的非线性特性，造成信号混频，产生输入信号频率以外的频率信号，这种干扰线性为无源互调^[1]。无源互调是影响通信设备质量的重要因素，地面基站系统中，器件功率为43 dBm的情况下，要求三阶无源互调功率要小于-112 dBm，卫星通信系统的要求更为严格。超大发射功率与极高接收灵敏度共存条件下，无源互调指标需要抑制到相对载波功率-200 dBc以下才能保障系统的正常运作^[2]。6G通信系统将能够突破地表地形的限制，将通信扩展到太空、空中、陆地、海洋等自然空间，并通过多种接入方式的协同传输、多个系统资源的统一管理，提高整体资源的利用效率^[3]。将来的空天地一体化网络将重点放在融合上，典型的一体化网络包括3个部分：由各种轨道卫星构成的天基网络；由飞行器构成的空中网络以及传统的蜂窝无线网络等地基网络。由于多网络和多频段并存，其存在很大的无源互调风险。因此，对复杂通信系统无源互调模型和数值模拟、高精度度检测定位技术、无源互调抑制技术等都有着十分重要的科学意义和实际价值。在无源互调测试方面，传统测试无源互调的方法使用2个相同功率的连续波(CW)作为信号源进行测试，但在现代无线通信中，宽带信号使用非常广泛，传统测试方法并不能有效反映出宽带信号无源互调的情况，因此宽带信号无源互调的研究十分重要。

随着宽带移动通信系统的快速发展，宽带信号的无源互调分析引起了研究人员的极大关注。赵培等建立了一个用等间隔连续波信号近似宽带信号的预测宽带信号无源互调模型^[4]。张儒源等建立了一个宽带无源互调测试系统框架，利用安捷伦公司的ADS软件搭建了仿真平台^[5]。李砚平等利用卫星通信系统中常用调制信号模式，提出了一种基于功率谱密度的PIM电平测试方法，采用CW信号和宽带调制波开展了对无源部件无源互调测试的对比研究^[5]。陈振宇提出了一种基于载波调零技术的宽带无源互调定位系统架构^[6]。以上文献都对宽带信号无源互调进行了充分研究，但缺少对同轴连接器无源互调的研究。同轴连接器是射频系统中无源互调的主要来源之一^[7-8]。Henrie等提出了一种对多个无源互调源的影响进行建模的方法，允许预测具有多个连接器网络的无源互调^[9]。Yang等研究了由扭矩不足和接触松动引起的连接器的无源互调^[10]。本课题团队建立了退化同轴连接器的非线性行为模型^[11]。上述文献研究了宽带无源互调和同轴连接器的无源互调，但没有对宽带信号激励下的同轴连接器的无源互调进行研究。宽带信号通过射频连接器后，结果与双音信号有所不同，毕凌宇等对宽带信号激励三阶互调产物的同轴连接器中的无源互调功率电平上升现象进行了理论计算和模拟^[12]，建立了描述宽带信号特性的等效模型，连接器的非线性用多项式行为模型描述。

上述文献对宽带信号无源互调和连接器的无源互调做了很充分的研究分析，为本文基于正态分布的宽带信号的同轴连接器无源互调行为特性分析奠定了基础。本文提出了一种基于正态分布的宽带信号激励下的射频连接器无源互调特性分析方法，并将该方法推广至其他非线性传递函数模型。

1 射频连接器非线性传输特性与等效宽带信号

信号通过无源器件时，由于器件的非线性特性会产生无源互调。为了研究无源互调特性，并对其进行预测，选择无记忆非线性多项式模型描述连接器的电流-电压($I-U$)特性曲线：

$$i = \sum_{k=1}^n a_k u^k \quad (1)$$

式中： i 为通过连接器的电流； u 为连接器两端电压； a_k 为连接器的非线性多项式模型系数。

对于双音CW信号，输入电压通常表示为：

$$u = V [\cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t)] \quad (2)$$

式中： V 为载波幅度； f_1 和 f_2 为载波频率。

由式(1)~(2)可知，无源互调产物含有奇次谐波和偶次谐波，偶次谐波的频率与基波相差很大，奇次谐波接近基波频率，因此只保留奇数项。同时该模型高阶项很小，可以忽略。本课题团队经过一系列测试^[10]，讨论了该模型保留到三阶、五阶和七阶的区别，将其保留到七阶较为合适。即

$$i = a_1 u + a_3 u^3 + a_5 u^5 + a_7 u^7 \quad (3)$$

通过双音测试实验，可以测得同轴连接器的非线性多项式模型系数。

将式(2)代入式(3)中，可以得到电流的表达式，提取出频率为 $2f_1 - f_2$ 的项，可以计算出三阶互调产物的电流，同理可以得到五阶和七阶产物的电流：

$$i_{IM3} = \left(\frac{3}{4} a_3 V^3 + \frac{25}{8} a_5 V^5 + \frac{735}{64} a_7 V^7 \right) \cos[2\pi(2f_1 - f_2)t] \quad (4)$$

$$i_{\text{IM5}} = \left(\frac{5}{8} a_5 V^5 + \frac{245}{64} a_7 V^7 \right) \cos[2\pi(3f_1 - 2f_2)t] \quad (5)$$

$$i_{\text{IM7}} = \left(\frac{35}{64} a_7 V^7 \right) \cos[2\pi(4f_1 - 3f_2)t] \quad (6)$$

假设同轴连接器的非线性特性在本文研究范围内保持不变, 不随频率变化而改变。对宽带信号进行建模, 假设 2 个宽带信号的边带不重叠, 每个宽带信号用等频率间隔的 CW 信号近似等效, CW 信号离中心频率越远, 幅度越小。根据宽带信号的特点, 宽带信号的幅度近似按正态分布变化。假设一个宽带信号由 n (n 为奇数) 个 CW 信号模拟, 其 n 个信号的幅度 V_1, V_2, \dots, V_n , 服从正态分布, 即

$$V \sim N(\mu, \sigma^2) \quad (7)$$

式中: μ 为宽带信号的平均幅度; σ^2 为幅度的方差。

基于正态分布的宽带信号中每个 CW 信号的功率 P_i 可以根据功率、电压、负载电阻 R_{load} 的关系得出:

$$P_i = \frac{V_i^2}{2R_{\text{load}}} \quad (8)$$

将信号源设置为 2 个功率相同, 中心频率为 f_1, f_2 的宽带信号, 输入电压表示为:

$$u_1 = \sum_{i=1}^n V_{1,i} \cos(2\pi f_{1,i} t) \quad (9)$$

$$u_2 = \sum_{j=1}^n V_{2,j} \cos(2\pi f_{2,j} t) \quad (10)$$

$$u = u_1 + u_2 \quad (11)$$

式中: u_1 表示第 1 个宽带信号的电压; $V_{1,i}, f_{1,i}$ 表示第 1 个宽带信号第 i 个 CW 信号的电压幅度和频率; u_2 表示第 2 个宽带信号的电压; $V_{2,j}, f_{2,j}$ 表示第 2 个宽带信号第 j 个 CW 信号的电压幅度和频率。代入式(3), 可以得到电流的表达式, 提取出频率为 $2f_{1,i} - f_{2,j}$ 的项, 可以计算出三阶互调产物的电流, 同理可以得到五阶和七阶产物的电流:

$$i_{\text{IM3}} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left(\frac{3}{4} a_3 V_{1,i}^2 V_{2,j} + \frac{5}{4} a_5 V_{1,i}^4 V_{2,j} + \frac{15}{8} a_5 V_{1,i}^2 V_{2,j}^3 + \frac{105}{64} a_7 V_{1,i}^6 V_{2,j} + \frac{105}{16} a_7 V_{1,i}^4 V_{2,j}^3 + \frac{105}{32} a_7 V_{1,i}^2 V_{2,j}^5 \right) \cos[(2\pi(f_{1,i} - f_{2,j}))t] \quad (12)$$

$$i_{\text{IM5}} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left(\frac{5}{8} a_5 V_{1,i}^3 V_{2,j}^2 + \frac{35}{16} a_7 V_{1,i}^3 V_{2,j}^4 + \frac{105}{64} a_7 V_{1,i}^5 V_{2,j}^2 \right) \cos[(2\pi(3f_{1,i} - 2f_{2,j}))t] \quad (13)$$

$$i_{\text{IM7}} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left(\frac{35}{64} a_7 V_{1,i}^4 V_{2,j}^3 \right) \cos[2\pi(4f_{1,i} - 3f_{2,j})t] \quad (14)$$

宽带信号的中心频率为 f_1, f_2 , 带宽为 B , 则三阶互调中心频率为 $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$, 以中心频率为 $2f_1 - f_2$ 的三阶互调为例, 其上边带频率 f_u 和下边带频率 f_d 为:

$$f_u = 2(f_1 + \frac{1}{2}B) - (f_2 - \frac{1}{2}B) = 2f_1 - f_2 + \frac{3}{2}B \quad (15)$$

$$f_d = 2(f_1 - \frac{1}{2}B) - (f_2 + \frac{1}{2}B) = 2f_1 - f_2 - \frac{3}{2}B \quad (16)$$

由式(15)~(16)可以得到三阶无源互调的带宽为:

$$B_3 = f_u - f_d = 3B \quad (17)$$

因此, 三阶无源互调信号的带宽为原始宽带信号带宽的 3 倍, 同理可得

$$B_5 = 3(f_1 + \frac{1}{2}B) - 2(f_2 - \frac{1}{2}B) - 3(f_1 - \frac{1}{2}B) - 2(f_2 + \frac{1}{2}B) = 5B \quad (18)$$

$$B_7 = 4(f_1 + \frac{1}{2}B) - 3(f_2 - \frac{1}{2}B) - 4(f_1 - \frac{1}{2}B) - 3(f_2 + \frac{1}{2}B) = 7B \quad (19)$$

五阶和七阶无源互调信号的带宽为原始宽带信号带宽的 5 倍和 7 倍, 因此可以得到 n 阶宽带互调信号的带宽为原始宽带信号的 n 倍。

2 非线性传递函数的实验确定方法

2.1 无源互调测试仪及其原理

专用无源互调分析仪可以分为正向互调测试与反射互调测试，本文采用 JCIMA-900-P 无源互调分析仪测试。通常情况下，反射互调仪指落入接收频段的互调产物，本文基于反射互调搭建设计电路。如图 1 所示，该原理图为双音反射互调的无源互调常用配置结构^[13]。2 个发射机频段内的基波信号 f_1 与 f_2 由信号源发出，经过放大器 (Amplifier) 放大至需要的功率区间 (30~43 dBm) 后，由混合耦合器 (coupler) 合成一个双音激励信号，该信号通过一个双工器 (duplexer) 传至被测试的射频连接器 (无源器件)。射频连接器产生的无源互调干扰信号被反射回无源互调仪器内，测量系统中的高精度度频谱分析器 (spectrum analyzer) 测量落在指定频带中的 IM3、IM5 或 IM7 干扰信号，该组干扰信号的频带已由第 1 节计算得到。此外，在整个电路末端还需要连接一个 PIM 值很低的负载吸收大功率信号。经过被测件的信号，会反射回其所产生的谐波信号，该信号再经过双工滤波器，过滤传输指定频率下的信号，经过低噪声功率放大，将得到的信号传入频谱分析仪，进而测量出指定的谐波功率值。

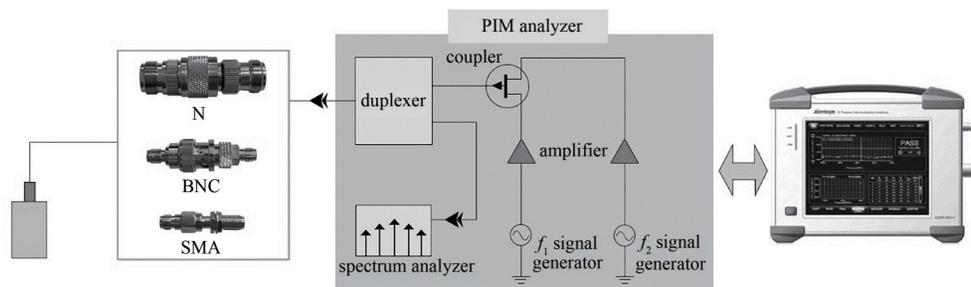


Fig.1 Experimental test sample and test platform
图 1 实验测试样本与测试平台

在进行无源互调测试时，为了保证测量精确度，需要无源互调仪器的自身互调低于 -120 dBm；每次测量在空调温度为 20 °C 的房间进行，保证室内温度一致；使用力矩扳手减小连接器松紧程度的影响。通过多次测量求平均值的方法减小互调测试的误差，仪器预热时间至少 3 min，信号发射频段为 930~960 MHz，互调接收频段为 885~915 MHz。

2.2 同轴连接器接触电阻测量

测试中包含了 N 型、BNC 型、SMA 型连接器，以 N 型连接器为例。图 2 为定制的可以插入 N 型连接器的铜制导体，在 N 型连接器两端连接该器件，测量同轴连接器的接触电阻，其接触电阻模型如图 3 所示。整体电阻 R_1 包含了 2 个铜质导体和连接器的接触电阻 R_2 、连接器接触电阻 R 、被测量器件的自身电阻 R_3 。即

$$R_1 = R + 2R_2 + R_3 \tag{20}$$

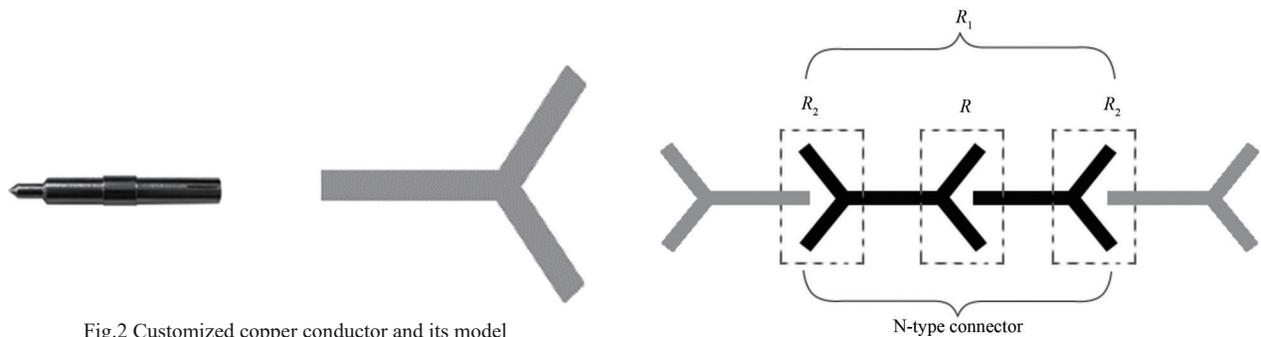


Fig.2 Customized copper conductor and its model
图 2 定制铜制导体及其模型

Fig.3 Contact resistance model
图 3 接触电阻模型

使用 JK2511 型直流电阻测试仪测量整体的电阻 R_1 ；然后 2 个铜制导体连接，测量其接触电阻，测量结果可认为是铜质导体和连接器的接触电阻 R_2 ；利用游标卡尺测量 N 型连接器的电阻有效长度 L 和电阻横截面直径 d ，根据式 (21) 计算出 N 型连接器自身电阻 R_3 ：

$$R_3 = \frac{\rho L}{(d/2)^2 \pi} \tag{21}$$

式中 ρ 为铜电阻率。

根据式(20)可得到同轴连接器的接触电阻 R :

$$R = R_1 - 2R_2 - R_3 \tag{22}$$

2.3 互调及电阻测试结果

对 N、BNC、SMA 型连接器的三阶、五阶、七阶反射式互调进行测试。信号输入功率设置为 43 dBm，输入频率设置为 932 MHz 和 949 MHz，负载电阻 R_{load} 为 50 Ω 。测试结果如表 1 所示。

表 1 N、BNC、SMA 型连接器测试结果
Table1 Test results of N, BNC, SMA connectors

| type of connector | N | BNC | SMA |
|---|---------|---------|---------|
| third-order Passive Intermodulation/dBm | -76.98 | -75.29 | -72.69 |
| fifth-order Passive Intermodulation/dBm | -97.29 | -97.51 | -93.00 |
| seventh-order Passive Intermodulation/dBm | -116.17 | -115.84 | -110.18 |
| contact resistance/m Ω | 0.41 | 1.43 | 1.56 |

互调分析仪 2 个信号输入频率为 930~940 MHz、949~960 MHz，而互调接收频率范围为 885~915 MHz，因此七阶互调测试结果不准确。通过扫频模式测试不同频率的各阶互调大小发现，同一个连接器不同频率的各阶互调大小十分接近，因此把输入信号频率改为 933 MHz、949 MHz，将在 885 MHz 测得的七阶互调值作为七阶互调的值。根据测试结果可以看出，连接器的接触电阻越大，各阶互调产物功率越大；互调阶数越高，互调产物功率越小。

2.4 非线性多项式传输模型参数确定

连接器的非线性模型中， a_1 为接触电导，即 $a_1 = \frac{1}{R}$ 。根据三阶、五阶、七阶互调信号的功率，利用式(4)~(6)、式(8)、式(22)，得到 a_3 、 a_5 、 a_7 的值。将实验测试出的 a_3 、 a_5 、 a_7 代入宽带信号的 $I-U$ 曲线中，进行数学模型仿真。

$$i_{IMn} = \sqrt{\frac{P_{IMn}}{R_{load} + R}} \tag{23}$$

$$a_7 = \frac{64\sqrt{2}i_{IM7}}{35V^7} \tag{24}$$

$$a_5 = \frac{8}{5V^5}(\sqrt{2}i_{IM5} - \frac{245}{64}a_7V^7) \tag{25}$$

$$a_3 = \frac{4}{3V^3}(\sqrt{2}i_{IM3} + \frac{25}{8}a_5V^5 + \frac{735}{64}a_7V^7) \tag{26}$$

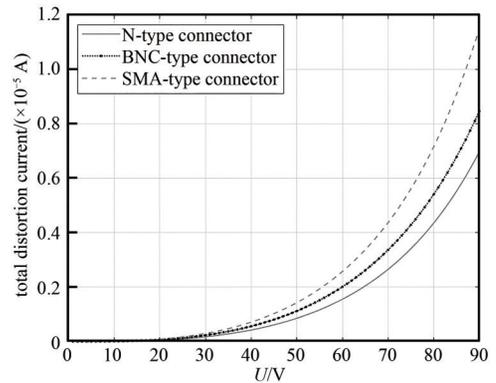


Fig.4 $I-U$ curves of three connectors
图 4 三种连接器的 $I-U$ 曲线

由式(23)~(26)计算得到各连接器的 a_1 、 a_3 、 a_5 、 a_7 如表 2 所示，依据各个系数画出 $I-U$ 曲线，如图 4 所示。在实验测试中，信号功率一般不会超过 40 W，根据功率、电压、负载电阻的关系可知，最大电压不超过 70 V，故令电压从 0 V 增长到 90 V。由图可知，3 种连接器的电流变化函数均为凹函数，电导(曲线的二阶导数)随着电压的增大而增大，这种现象为连接器的隧道效应，说明连接器的非线性属于升阻非线性。

表 2 各连接器非线性模型系数

| coefficient | N | BNC | SMA |
|-------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|
| a_1 | 2 446 | 699 | 641 |
| a_3 | $8.959 5 \times 10^{-12}$ | $1.206 7 \times 10^{-11}$ | $1.540 9 \times 10^{-11}$ |
| a_5 | $1.573 9 \times 10^{-16}$ | $1.142 3 \times 10^{-16}$ | $3.989 6 \times 10^{-17}$ |
| a_7 | $5.023 9 \times 10^{-20}$ | $5.218 4 \times 10^{-20}$ | $1.001 2 \times 10^{-19}$ |

表 3 数学模型信号仿真参数设置

| parameter | value |
|------------------------------|-------|
| input power P /dBm | 43 |
| central frequency f_1 /MHz | 920 |
| central frequency f_2 /MHz | 961 |
| bandwidth B /MHz | 20/40 |
| frequency interval d /MHz | 1/2 |

3 基于正态分布的宽带信号无源互调数学模型

3.1 N 型连接器非线性传递函数数学建模仿真

根据第 1 章节提出的数学模型，利用 Matlab 进行建模与仿真，相关参数设置如表 3 所示。

3 种连接器的非线性传输特性相似，因此选用 N 型连接器的非线性传递函数进行数学建模仿真。如图 5 所示，基于正态分布的宽带信号，功率峰值为 43 dBm，信号带宽 $B=20$ MHz，频率间隔 $d=2$ MHz，通过改变 B 、 d 改变宽带信号。图 6 为不同带宽、频率间隔时的宽带无源互调产物频谱图，包含了三阶、五阶、七阶无源互调产物，由于无源互调产物边频附近的互调功率太小，因此只截取了固定功率以上的部分。

图 6(a)~(b) 为带宽为 20 MHz，频率间距分别为 2 MHz 和 1 MHz 时的模拟结果，宽带信号各阶无源互调也近似服从正态分布，且间隔越小，近似程度越高。由图 5 与图 6(a) 对比可知，三阶、五阶、七阶无源互调的带宽为原始宽带信号带宽的 3、5、7 倍。将三阶无源互调看作噪声，则宽带信号与三阶无源互调的功率差值为信噪比。当频率间隔由 2 MHz 减小到 1 MHz 时，信噪比由 116 dB 下降到 110 dB，信噪比明显降低。说明频率间隔减小，无源互调的信号强度会增大，导致信号信噪比下降。图 6(c)~(d) 为带宽为 40 MHz，频率间距分别为 2 MHz 和 1 MHz 时的模拟结果。由图 6(a) 与图 6(c)、图 6(b) 与图 6(d) 的对比可知，当宽带信号带宽增加时，无源互调产物的带宽也增加，各阶无源互调产物的频率重叠部分会随之扩大。当带宽由 20 MHz 增加到 40 MHz 时，不改变频率间隔，根据模拟的数据，宽带信号的信噪比并未有明显改变。

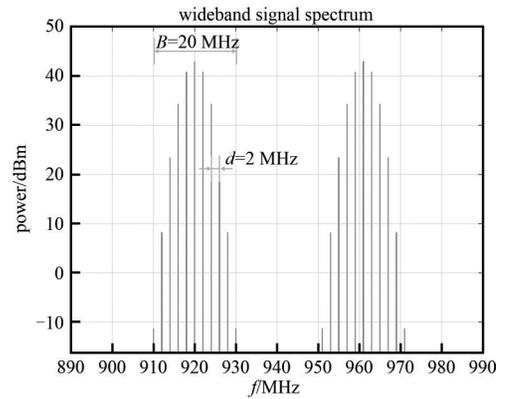


Fig.5 Broadband signal power of $B=20$ MHz, $d=2$ MHz
图 5 $B=20$ MHz, $d=2$ MHz 的宽带信号功率

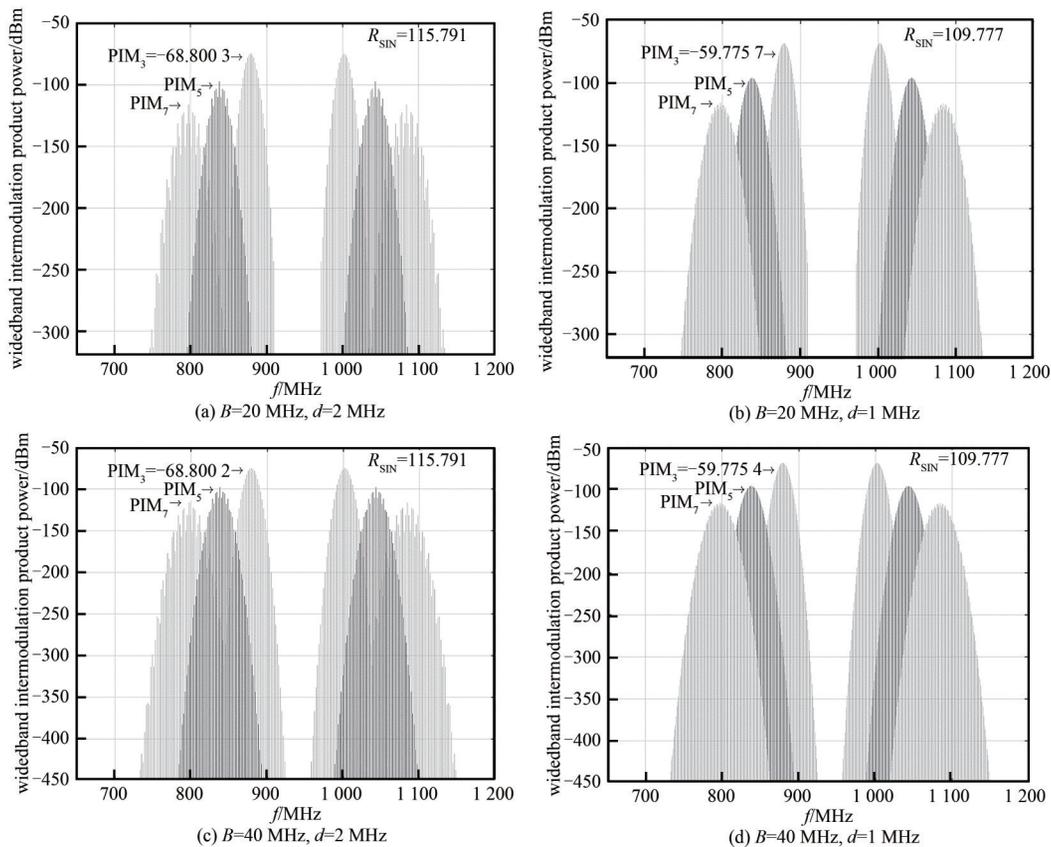


Fig.6 Spectrum of Passive Intermodulation products with different bandwidths and frequency intervals
图 6 不同带宽、频率间隔的无源互调产物频谱图

3.2 两种信号激励下的无源互调行为特征对比分析

为了解双音信号和基于正态分布的宽带信号作为激励源的无源互调产物行为特征的差异，测试 3 种连接器非线性传递函数模型。分别用双音信号和基于正态分布的宽带信号作为激励源，不断改变激励源信号功率大小，对比 2 种信号三阶无源互调产物的功率，结果如图 7 所示，实线为宽带无源互调，虚线为双音信号无源互调。2 种信号功率从 36 dBm 增加到 44 dBm，功率为 36 dBm 时，N、BNC、SMA 型连接器互调功率差值分别为 3.96 dB、

4.00 dB、4.01 dB；功率为 44 dBm 时，N、BNC、SMA 型连接器互调功率差值分别为 3.25 dB、3.45 dB、3.31 dB。由图可知，每种连接器的宽带无源互调比双音无源互调高出 3~4 dB，信号功率越高，两无源互调功率差距越小。

将双音信号和基于正态分布的宽带信号分别与它们的三阶互调功率做差，把三阶互调看作噪声，结果可称为信噪比，如图 8 所示，实线代表宽带信号信噪比，虚线代表双音信号信噪比。由图可知，同一器件，相同功率情况下，宽带信号信噪比小于双音信号信噪比，且随着信号功率的增加，2 种信号的信噪比均下降，两者信噪比差距越来越小。

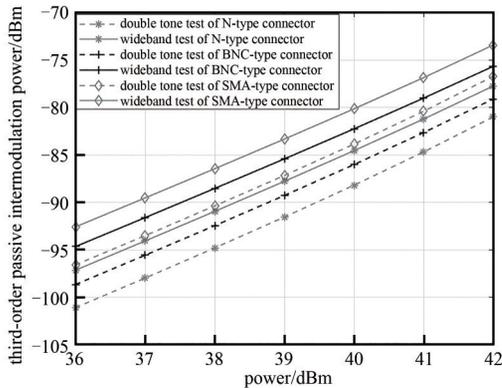


Fig.7 Third-order Passive Intermodulation of each connector
图 7 各连接器三阶无源互调

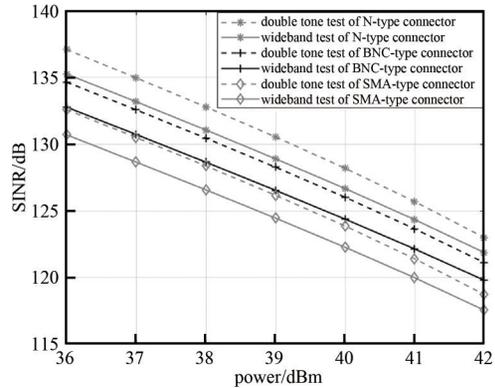


Fig.8 Difference between signal power and third-order PIM power
图 8 信号功率与三阶互调功率差值

4 基于宽带信号无源互调电路模型仿真

电路建模在无源互调频谱分析与功率预测中是非常重要的一个步骤，主要利用 ADS(Advanced Design System) 软件，建立电路模型，进行射频连接器的谐波平衡仿真。

电路模型主要分为 3 个部分：电路部分、谐波平衡仿真、数据调制。如图 9 所示，以七阶多项式模型模拟 N 型连接器的电路仿真图。

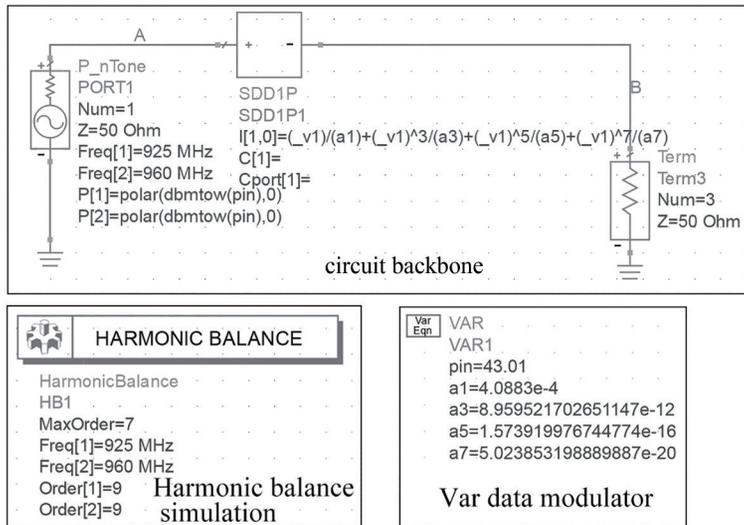


Fig.9 Circuit model and related parameters
图 9 电路模型及相关参数

以双音测试为例，双音信号的频率为 925 MHz、960 MHz，非线性模型中采用表 2 中 N 型连接器的参数。仿真结果见图 10，测试结果与无源互调测试仪测试结果相似，故可使用该电路模型进行宽带信号无源互调测试。

为了仿真宽带信号下的无源互调，宽带信号无源互调电路模型需要添加更多的信号源，用 5 个单音信号模拟一个宽带信号，因此仿真时使用了 10 个单音信号。该模型在双音测试电路的基础上，增加了更多的信号，将信号自身谐波(Order)下调为 2，宽带信号的频率间隔为 2 MHz，功率服从正态分布。

该电路仿真模型如图 11 所示，从图中可以看出，除了有三阶、五阶、七阶无源互调外，等效宽带信号内部不同频率信号也会产生互调。各阶无源互调的功率在幅度上近似服从正态分布，且较双音测试结果幅度有所下降。

对数据处理后知各阶互调功率的总和不升反降，说明在 ADS 平台进行谐波平衡仿真时，使用 2 个以上载波时，会影响互调产物功率的大小。为了减小这种影响，将宽带信号的单个载波信号与另一个宽带信号的单个载波进行双音测试，所有载波都进行双音测试，重复 25 次，然后将数据导出，利用 Matlab 绘制出叠加后的图形。

图 12 为 Matlab 绘制出的叠加后的图形，这种方法避免了等效宽带信号内部互调。观察各阶互调的带宽， n 阶互调产物的带宽为原来信号带宽的 n 倍，符合之前的结论。计算出该情况下的三阶互调的值，然后求出宽带信号的信噪比(宽带信号功率-三阶互调功率)为 128.052 3 dB。双音测试情况下信噪比为 133.044 2 dB，比宽带信号高出 4.344 dB，说明宽带信号的信噪比比要双音信号的信噪比恶劣，符合数学模型模拟的结果。

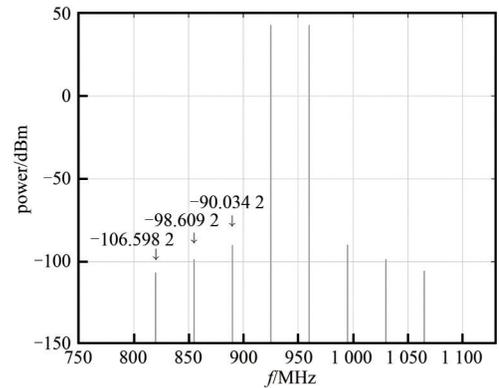


Fig.10 Spectrum diagram of circuit simulation results
图 10 电路仿真结果频谱图

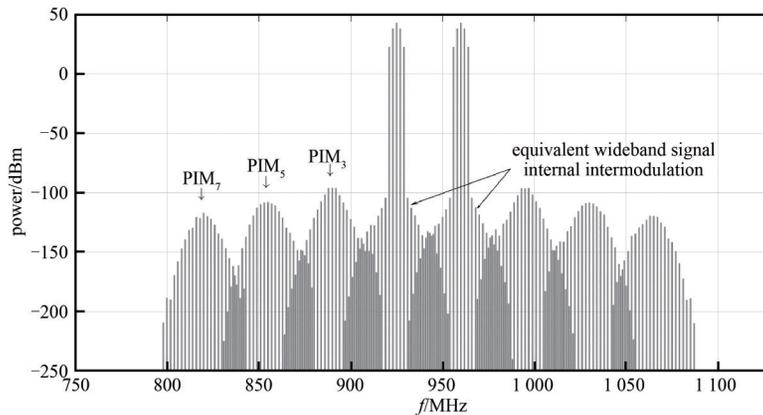


Fig.11 Simulation of Passive Intermodulation of wideband signal
图 11 宽带信号无源互调仿真

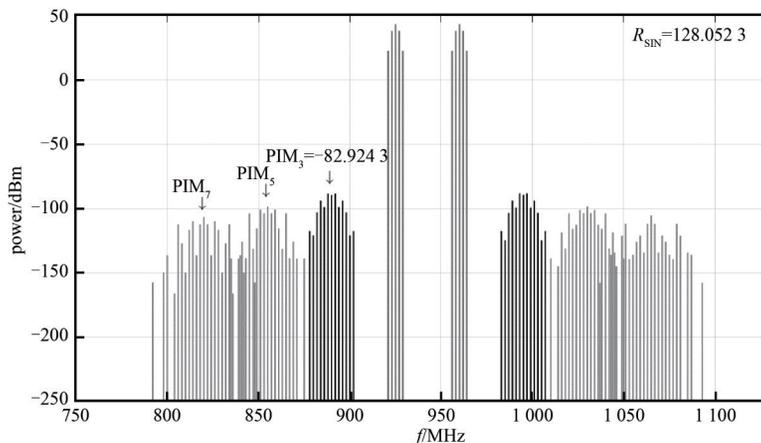


Fig.12 Simulation of Passive Intermodulation of wideband signal
图 12 宽带信号无源互调仿真

5 结论

本文将宽带信号等效为多个单载波信号，载波信号电压服从正态分布，建立宽带信号模型，利用双音信号通过同轴连接器的非线性多项式，推导出等效宽带信号通过同轴连接器的非线性多项式模型，并推导出 n 阶宽带无源互调的带宽为原宽带信号带宽的 n 倍。通过双音测试实验计算出同轴连接器的非线性多项式模型的系数，宽带信号模型与非线性多项式模型结合，建立宽带信号无源互调数学模型，进行模拟预测，并在电路仿真软件平台进行电路模型模拟仿真。二者结果均表明，宽带无源互调功率分布与宽带信号相同； n 阶宽带无源互调的带宽

为原宽带信号的 n 倍；宽带信号的无源互调产物相较于双音测试信号有所增强，且信号的信噪比下降，说明宽带信号在传输过程中受到的干扰更严重。

参考文献：

- [1] 张儒源,刘传利,秦岩. 基于调制信号的宽带无源互调测试系统[J]. 现代电信科技, 2017,47(2):19–24. (ZHANG Ruyuan,LIU Chuanli,QIN Yan. A new wideband passive intermodulation test system based on modulated signal[J]. Modern Science & Technology of Telecommunications, 2017,47(2):19–24.)
- [2] 陈雄,张兴海,于明,等. 5G 和卫星通信中无源互调电磁干扰研究[J]. 安全与电磁兼容, 2021(5):49–55. (CHEN Xiong,ZHANG Xinghai,YU Ming,et al. An investigation of passive intermodulation electromagnetic interference in 5G and satellite communication[J]. Safety and Electromagnetic Compatibility, 2021(5):49–55.)
- [3] 杨扬. 多接入边缘计算融合网络中服务功能链的资源分配[D]. 北京:北京交通大学, 2021. (YANG Yang. Multi-access edge computing resource allocation of service function chain in converged network[D]. Beijing:Beijing Jiaotong University, 2021.)
- [4] ZHAO Pei,ZHANG Xupu,YANG Dacheng. Analysis of passive intermodulation generated by broadband signals[J]. Electronics Letters, 2016,52(7):564–565.
- [5] 李砚平,黄浩,贺捷. 基于宽带调制信号的无源互调测试研究[J]. 中国空间科学技术, 2020,40(3):13–18. (LI Yanping,HUANG Hao,HE Jie. Research on passive intermodulation based on broadband modulation signal[J]. Chinese Space Science and Technology, 2020,40(3):13–18.)
- [6] 陈振宇. 宽带无源互调定位系统设计[D]. 杭州:浙江大学, 2020. (CHEN Zhenyu. Design of broadband passive intermodulation location system[D]. Hangzhou,Zhejiang,China:Zhejiang University, 2020.) doi:10.27461/d.cnki.gzjdx.2020.002726.
- [7] CHEN Xiong,HE Yongning,YANG Sen,et al. Analytic passive intermodulation behavior on the coaxial connector using Monte Carlo approximation[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018,60(5):1207–1214.
- [8] ZHANG Kai,LI Tuanjie,JIANG Jie. Passive intermodulation of contact nonlinearity on microwave connectors[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018,60(2):513–519. doi:10.1109/TEM.2017.2725278.
- [9] 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. doi:10.1109/TMTT.2007.912166.
- [10] YANG Huiping,WEN He,QI Yihong,et al. An equivalent circuit model to analyze passive intermodulation of loose contact coaxial connectors[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018,60(5):1180–1189.
- [11] JIN Qiuyan,GAO Jinchun,FLOWERS G T,et al. Modeling of passive intermodulation with electrical contacts in coaxial connectors[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018,66(9):4007–4016. doi:10.1109/TMTT.2018.2838147.
- [12] BI Lingyu,GAO Jinchun,FLOWERS G T,et al. Modelling of the passive intermodulation in coaxial connectors with broadband signal excitation[J]. Electronics Letters, 2019,55(15):845–846. doi:10.1049/el.2019.0705.
- [13] Keysight Technologies. Passive Intermodulation(PIM) and S parameter measurement solution[EB/OL]. (2020–07–09). <https://zhuanlan.zhihu.com/p/157906314>.

作者简介：

刘瑞哲(2000–)，男，在读硕士研究生，主要研究方向为无源互调 .email:601260926@qq.com.

金秋延(1991–)，女，博士，讲师，主要研究方向为高频电接触与微波无源互调。

陈雄(1990–)，男，博士，副教授，主要研究方向为大功率微波电路与器件。