

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210050

# 矢量网络分析仪动态范围的原位拓展方法\*

郑贤哲<sup>1</sup>, 年夫顺<sup>1,2</sup>, 袁国平<sup>2</sup>

(1. 中北大学仪器与电子学院 太原 030051; 2. 中电科思仪科技股份有限公司 青岛 266400)

**摘 要:**针对大带外抑制滤波器传输和反射特性的测试需求,提出了一种矢量网络分析仪动态范围的原位拓展方法。该方法在不改变仪器硬件架构的前提下,在测试链路中增加低噪声放大器,通过把微小信号放大来拓展动态范围,并采用互相关的信号处理算法,通过对两路测试数据进行多次运算进一步降低了仪器的噪声基底。为提升测试精度,解决因低噪声放大器的引入导致无法直接获取接收端口误差项的问题,设计了基于 12 项误差模型的两步校准方法,并完成了连接适配器参数的提取和去嵌入。最后,对两个不同频段的大带外抑制滤波器进行特性测量。试验结果表明,200 Hz 中频带宽下动态范围可以达到 130 dB,相对于常规仪器的动态范围可以提升 20 dB 以上,验证了方法的有效性。

**关键词:** 矢量网络分析仪; 动态范围拓展; 低噪声放大器; 互相关; 误差校准

**中图分类号:** TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1025

## An in-suit method for expanding the dynamic range of VNA

Zheng Xianzhe<sup>1</sup>, Nian Fushun<sup>1,2</sup>, Yuan Guoping<sup>2</sup>

(1. School of Instrument and Electronics, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. Ceyer Technology Co., Ltd., Qingdao 266400, China)

**Abstract:** To meet the test requirements of large out-of-band suppression filter transmission and reflection characteristics, this article proposes an in-suit enhancement method for the dynamic range of a VNA. The method has add a low-noise amplifier to the test chain without changing the hardware architecture of the instrument, extend dynamic range by amplifying tiny signals, and the cross-correlation signal processing algorithm is adopted. The noise floor of the instrument is further reduced by performing multiple operations on the two-channel test data. To improve the test accuracy and solve the problem that the error term of the receiving port cannot be directly obtained due to the introduction of the low noise amplifier, this article designs a two-step calibration method based on a 12-term error model. The extraction and de-embedding of the connection adapter parameters is finished. Finally, the characteristics of the large out-of-band rejection filters in two different frequency bands are measured by using the proposed method. Experimental results show that the dynamic range of the IF bandwidth of 200 Hz can reach 130 dB, which can be improved by more than 20 dB compared to the dynamic range of conventional instruments. The effectiveness of the effectiveness of the proposed method is verified.

**Keywords:** vector network analyzer; dynamic range extension; low noise amplifier; cross-correlation; error calibration

## 0 引 言

随着无线通信技术的发展,特别是演进到第 5 代移动通信技术后,需要更多通信频段进行高速率数据传输。为了消除各频段之间的干扰保证数据传输的准确性和稳定性,需要使用带外抑制超过 120 dB 的腔体滤

波器,对带外干扰进行滤除。未来随着对数据传输的要求越来越高,带外抑制超过 130 dB 的滤波器也将得到广泛应用<sup>[1-2]</sup>。为了实现滤波器传输和反射特性的高精度和高效率测量,对矢量网络分析仪的动态范围提出了更高的要求。在用矢量网络分析仪对移动通信信道建模时,也要求矢量网络分析仪拥有大动态范围和高灵敏度<sup>[3]</sup>。为了满足其他特定测试条件, Niubó-

收稿日期:2022-07-01 Received Date: 2022-07-01

\* 基金项目:国家自然科学基金重大科研仪器研制项目(61727804)资助

Alemán 等<sup>[4]</sup>和 Zhang 等<sup>[5]</sup>设计了先进的测试方案, 改进了矢量网络分析仪的接收机, 在一定程度上也能够扩大矢量网络分析仪的动态范围。矢量网络分析仪在微波高精度成像研究中也有广泛的应用, 作为成像激励信号产生和接收的仪器, 大的动态范围能保证成像的精度, 文献[6-7]采用归一化测量数据与 Kirchhoff 迁移算法有效的拓展了矢量网络分析仪的动态范围。综上, 矢量网络分析仪的动态范围是网络参数类仪器最关键的指标之一, 也是重点关注的研究热点方向<sup>[8-9]</sup>。另外, 互相关算法在微弱信号检测和信号提取方面得到了大量应用<sup>[10-12]</sup>, 在灵敏度提升方面有着潜在的应用价值, 但尚未见到在矢量网络分析仪动态范围提升方面的应用。为进一步提升大动态范围的测试精度, 校准技术也是不可或缺的<sup>[13-15]</sup>。

本文在不改变仪器硬件架构的前提下, 在测试链路中加入低噪声放大器, 它能把被噪声埋没的信号放大到噪声电平以上, 使接收机可以检测到传统测试方案检测不到的小信号。同时对测试信号进行互相关分析, 利用信号与噪声不相关特性从噪声中提取出有用信息。为保证测量的准确性, 本文设计了基于 12 项误差模型的两步校准法, 解决了端口误差项无法获取的问题, 并完成适配器参数的提取和去嵌入。

## 1 动态范围原位拓展方法

矢量网络分析仪的大动态范围能更好的将被测件的性能表征出来, 同时也能更快完成高精度测试任务。本文在不改变矢量网络分析仪硬件结构的同时, 提出矢量网络分析仪动态范围的原位拓展方法, 在测试链路中增加低噪声放大器, 并搭配互相关的数据处理算法。测试连接示意如图 1 所示, 原理如图 2 所示。

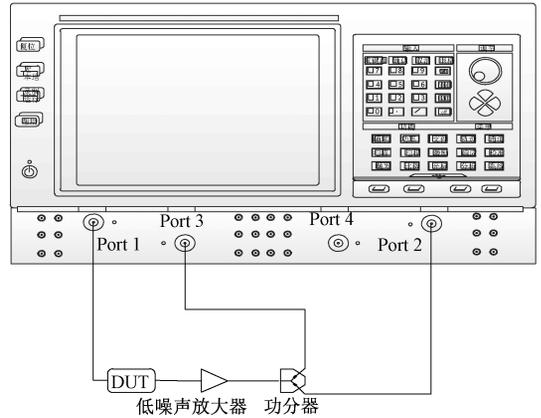


图 1 连接示意图

Fig. 1 Connection diagram

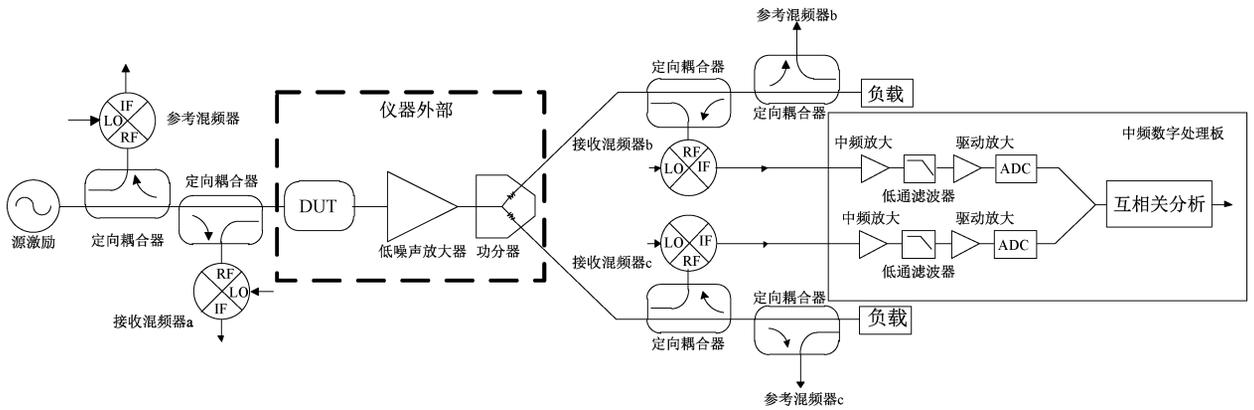


图 2 新方法测试原理

Fig. 2 Schematic diagram of new method test

被测件 (device under test, DUT) 的输入端与四端口矢量网络分析仪一个测试端口进行连接, 输出端接低噪声放大器, 低噪声放大器的输出信号由功分器分成两路信号进入矢量网络分析仪两个接收通路, 然后经混频、滤波、放大等处理后在中频数据处理单元进行互相关运算。

### 1.1 基于低噪声放大器的动态范围拓展方法

低噪声放大器能不恶化系统信噪比条件下, 把仪器端口测不到的微弱信号放大到仪器接收机灵敏度之上, 进而提高仪器的小信号测试能力。引入低噪声放大器会使系

统的功率压缩点会降低, 影响系统的动态范围, 在实际测量中需使用矢量网络分析仪的段扫描功能来解决功率压缩问题。在实际设计中需要对链路中的微波器件进行合理的增益噪声配置, 才能使系统的动态范围和灵敏度等参数达到最佳状态。矢量网络参数的增益分配如图 3 所示。

当器件级联在测量路径中时, 系统总增益  $G$  可以写成:

$$G = G_1 G_2 \cdots G_n \quad (1)$$

式中:  $G_1, G_2, \dots, G_n$  分别是该射频链路中每一个器件增

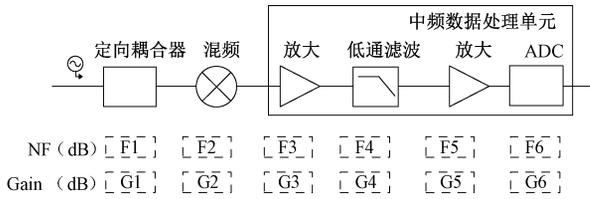


图3 增益分配图

Fig. 3 Diagram of the gain distribution

益的线性值。级联微波链路的总噪声系数  $NF$  可以写成:

$$NF = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2)$$

式中:  $F_1, F_2, \dots, F_n$  分别是该微波链路中每一个器件噪声系数的线性值。

本文方法的测试链路增益噪声分配如图4所示,由式(1)、(2)可算出新方法的链路总增益、总噪声系数和灵敏度为:

$$G_{\text{总}} = G1G2G3G4G5 \quad (3)$$

$$NF = F1 + \frac{F2}{G2} + \frac{F3 - 1}{G1G2} + \frac{F4 - 1}{G1G2G3} + \frac{F5 - 1}{G1G2G3G4} \quad (4)$$

$$s = -174 \text{ dB} + NF + 10\log B \quad (5)$$

式中:  $NF$  是系统总噪声系数;  $B$  是测试的中频带宽。

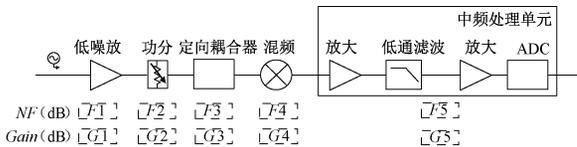


图4 本文方法的增益分配图

Fig. 4 The gain distribution diagram of the method in this article

测试系统的噪声系数与第1级器件的噪声系数密切相关。第1级如果使用插损很大的微波器件会恶化链路总噪声系数。由式(2)可知,链路总噪声系数永远大于第1级器件的噪声系数,因此一个级联链路,低噪声系数的器件需放在整个测试链路的最前端。

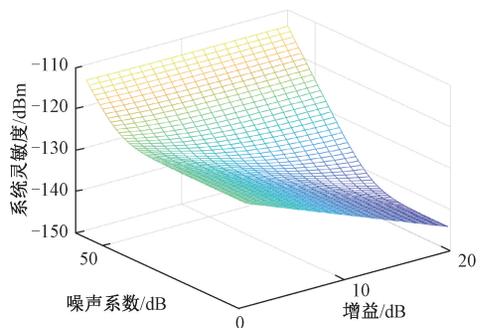
测试所用的低噪声放大器增益在 17 dB 左右噪声系数在 4 dB 左右,以中电科思仪科技股份有限公司生产的 3 672 矢量网络分析仪为例,当频率在 10 GHz 以下时 ADC 所处的中频处理单元增益为 8 dB,整个单元的噪声系数在 17 dB 左右。根据式(3)、(4)得到本文方法的增益分配如表1所示,根据各器件的增益与噪声系数,可以得到新方法下测试链路总噪声系数为 32.5 dB。由式(5)可以得出系统在 200 Hz 中频带宽下的灵敏度在 -118.5 dBm 左右。

表1 新方法链路的增益分配

Table 1 The gain allocation table of the new method

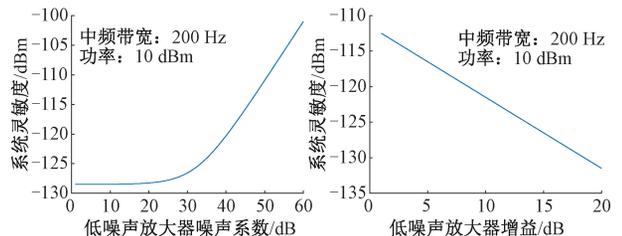
							dB
方法	增益	低噪声放大器	功分器	定向耦合器	混频器	中频处理单元	链路总参数
传统方法	增益	-	-	-15	-8	8	-15
	噪声系数	-	-	15	26	17	43.7
本文方法	增益	17	-6	-15	-8	8	-4
	噪声系数	4	6	15	26	17	32.5

由式(3)~(5)可得到低噪声放大器加入到链路中的仿真如图5所示,图5(a)是低噪声放大器的增益从 1~20 dB 变化,噪声系数从 1~60 dB 变化时系统灵敏度的三维仿真。可以看出当链路前端低噪声放大器的增益最大、噪声系数最小时,系统灵敏度最高、检测微弱信号的能力最强。保持低噪声放大器增益为 17 dB 不变,改变噪声系数时,系统灵敏度变化曲线如图5(b)所示。由图5(b)可以看出,当接收机前级低噪声放大器的噪声系数远小于链路总噪声系数时,对系统灵敏度影响较小,当接近或者大于链路总噪声系数时会急剧恶化系统的灵敏度降低仪器对微弱信号的检测能力。保持低噪声放大器噪声系数为 4 dB 不变改变增益时系统灵敏度变化曲线如图5(c)所示,从图5(c)可知低噪声放大器的增益越大系统灵敏度越高。



(a) 低噪声放大器参数影响系统灵敏度的三维图

(a) 3D plot of LAN parameters affecting system sensitivity



(b) 噪声系数对系统灵敏度的影响  
(b) Effect of noise figure on system sensitivity

(c) 增益对系统灵敏度的影响  
(c) Effect of gain figure on system sensitivity

图5 低噪声放大器仿真图

Fig. 5 Diagram of low noise amplifier simulation

### 1.2 基于互相关的动态范围拓展方法

为进一步降低噪声基底提高仪器的动态范围, 本文

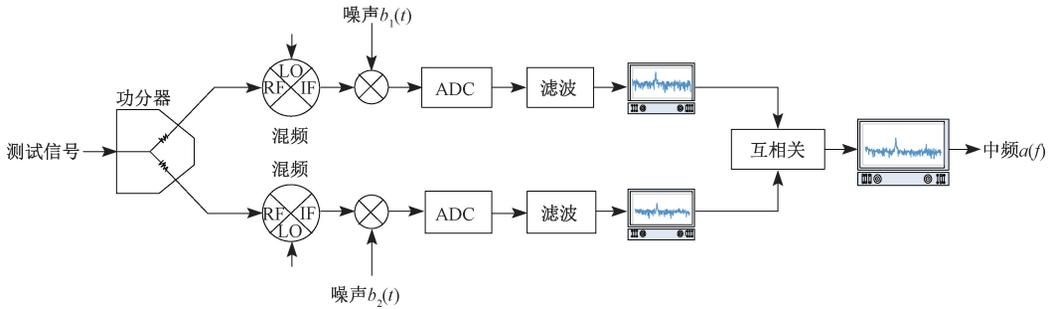


图 6 互相关示意图

Fig. 6 Diagram of cross-correlation

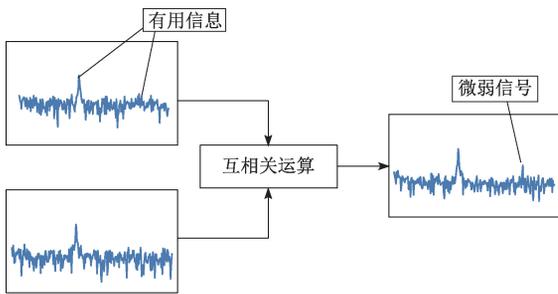


图 7 互相关仿真

Fig. 7 Diagram of cross-correlation simulation

由图 6 可以看出, 测试信号被功分成两路, 经过链路中的混频、放大、滤波等操作后会掺杂一些噪声, 带有噪声的中频信号需进入 ADC 进行采样转换, 采样后的两路信号在频域里进行互相关运算, 最终得到中频测试信号  $a(f)$ 。由图 7 可以看出, 互相关运算可以从被噪声淹没的信号中提取到有用的信息, 使一些微弱信号可以被检测到。

两个信号互相关函数傅里叶变换的结果是两个信号的互功率谱密度。经功分器输出的两路测试信号含有一致的测试信息和互不相关的噪声信号, 假设这两路独立的测试信号为  $X_1$  和  $X_2$ , 每路测试信号都包含两部分,  $X_1 = X + N_1, X_2 = X + N_2$ 。其中  $X = X' + jX''$  为测试信号,  $N_1 = N'_1 + jN''_1, N_2 = N'_2 + jN''_2$  为噪声信号, 假定测试信号和噪声信号的实、虚部都满足期望为零方差为  $\sigma^2$  的高斯分布。

为了分析简便定义运算符  $[x] = (x_1 + x_2 + \dots + x_n)$ 。两路测试信号  $X_1, X_2$  的互功率谱密度  $S_{X_1 X_2}$  如式(6)所示。

$$S_{X_1 X_2} = \frac{1}{N} [X_1 X_2^*] = \frac{1}{N} [(X' + N'_1 + (X'' + N''_1)j) \times (X' + N'_2 - (X'' + N''_2)j)] = \frac{1}{N} [(X' + N'_1)(X' + N'_2) +$$

在主处理单元上进行互相关数字信号处理, 示意如图 6 所示、仿真如图 7 所示。

$$(X'' + N''_1)(X'' + N''_2) + ((X'' + N''_1)(X' + N'_2) - (X' + N'_1)(X'' + N''_2))j] \quad (6)$$

根据两独立的随机信号均值与方差的性质, 测试信号  $X_1, X_2$  的互功率谱密度的实部和虚部, 都满足期望为零方差为  $8\sigma^4$  的高斯分布。当对两路信号进行  $m$  次互相关运算后信号  $X_1, X_2$  的互功率谱密度为  $\frac{1}{m} S_{X_1 X_2}$ 。根据中心极限定理, 当  $m$  的取值无限大时,  $\frac{1}{m} S_{X_1 X_2}$  的实部和虚部

将满足均值为零方差为  $\frac{8\sigma^4}{m}$  的正态分布, 所以

$$\left| \frac{1}{m} S_{X_1 X_2} \right| \text{将满足瑞利分布, 期望为 } \sqrt{\frac{4\pi}{m}} \sigma^2, \text{ 方差为 } \frac{4(4 - \pi)}{m} \sigma^4。$$

可见, 两个测试信号  $X_1, X_2$  的互功率谱密度的期望会随着互相关次数  $m$  的增加呈  $\sqrt{m}$  量级衰减, 波动程度会随着互相关次数的  $m$  的增加呈  $m$  量级衰减。

## 2 两步校准方法设计

本文设计了基于 12 项误差模型的两步校准方法, 两步校准方案连接示意图如图 8 所示。第 1 步在左侧测量端面依次连接和测量开路校准件、短路校准件和负载校准件的 S 参数并记录数据, 连入适配器后在左侧校准端面再次连接和测量开路、短路和负载校准件的 S 参数, 并且对直通下的 S 参数进行测量, 通过这种单向激励的方式获取修正所需的误差项。第 2 步采用去嵌入技术, 根据第 1 步所获取的误差项计算得到适配器本身的参数, 从而消除适配器对修正误差项的影响。通过单向激励和去嵌入技术, 构建测试方案的误差项。

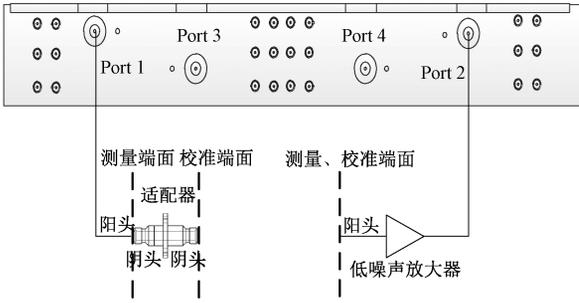


图8 两步校准方案连接示意图

Fig. 8 Diagram of two-step calibration scheme connection

由图8可以看出,本文在测试链路中加入了低噪声放大器,导致端口1接收不到端口2发出的信号,所以只能通过端口1单端激励进行校准。且被测件大多是同极性的,图8的测量端面无法直连,需要在校准过程中使用适配器进行直通连接。在接入被测件测试时,需使用去嵌入技术将适配器误差去除。

单端口误差项  $EDF$ 、 $ERF$  和  $ESF$  可由式(7)获得。

$$\begin{bmatrix} EDF \\ EAF \\ ESF \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_{Open} & \Gamma_{Open} \times S_{11M}^{Open} \\ 1 & \Gamma_{Short} & \Gamma_{Short} \times S_{11M}^{Short} \\ 1 & \Gamma_{Load} & \Gamma_{Load} \times S_{11M}^{Load} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{11M}^{Open} \\ S_{11M}^{Short} \\ S_{11M}^{Load} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中:  $EAF = ERF - EDF \times ESF$ ;  $\Gamma_{Open}$ 、 $\Gamma_{Short}$  和  $\Gamma_{Load}$  分别是开路校准件、短路校准件和负载校准件实际的反射系数;  $S_{11M}^{Open}$ 、 $S_{11M}^{Short}$  和  $S_{11M}^{Load}$  分别是开路校准件、短路校准件和负载校准件实际的  $S_{11}$  测量值。

传输跟踪误差项  $ETF$ 、负载匹配误差项  $ELF$ , 可以采用零长度直通校准来测量和计算。若单端口误差项  $EDF$ 、 $ERF$ 、 $ESF$  已知, 那么  $ETF$ 、 $ELF$  为:

$$ELF = \frac{S_{11Flush} - EDF}{ERF + ESF(S_{11Flush} - EDF)} \quad (8)$$

$$ETF = F_{21Flush}(1 - ESF \times ELF) \quad (9)$$

由于被测件两端的连接器大多都是同极性的, 因此需要加入适配器才能完成测量与校准。接入适配器后会在测试链路中引入一定程度的插损, 影响最终的测试精度。所以第2步需在整体测量中通过去嵌入技术来消除连接适配器对系统误差项的影响。经测量和计算, 去嵌入后测试系统的单端口误差项  $EDF$ 、 $ERF$  和  $ESF$ , 二端口误差项  $ELF$  与接入夹具之前的测量结果一致。只有二端口误差项  $ETF$  因夹具的接入发生改变。去嵌入后误差项  $ETF$  为:

$$ETF = ETF_{Fix}(1 - ESF \times S_{11,F}) \quad (10)$$

式中:  $ETF_{Fix}$  是带有夹具的二端口误差项;  $S_{11,F}$  是夹具的  $S_{11}$  参数。

根据所求的误差项和原始测量数据, 修正后的测试数据如下所示:

$$S_{11} = \frac{S_{11M} - EDF}{ERF + (S_{11M} - EDF) \times ESF} \quad (11)$$

$$S_{21} = \frac{S_{21M}}{ETF \times \left( 1 + \frac{S_{11M} - EDF}{ERF} \times ESF \right)} \quad (12)$$

式中:  $S_{11}$  和  $S_{21}$  是修正后的  $S$  参数;  $S_{11M}$  和  $S_{21M}$  是测量的原始数据;  $EDF$ 、 $ERF$ 、 $ESF$ 、 $ETF$  是各种误差项。通过第2步去嵌入技术能够很好的消除测试链路中的误差项和适配器对测试结果的影响, 提高了测试精度。

### 3 试验验证

使用一台由中电科思仪科技股份有限公司所生产的3672系列四端口矢量网络分析仪进行测量, 实物连接如图9所示。

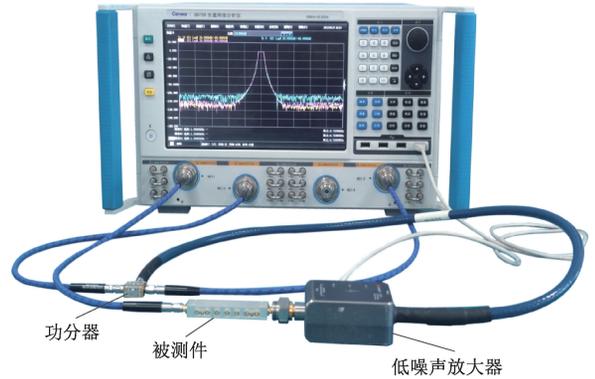


图9 试验测试连接图

Fig. 9 Diagram of experimental test connection

为了验证方法的可行性, 测量了两种大带外抑制的滤波器, 滤波器1带宽为20 MHz, 滤波器2带宽为200 MHz。

测试步骤具体如下: 首先对矢量网络分析仪做复位操作, 然后按照图9连接被测件、低噪声放大器和功分器。根据不同的滤波器设置好不同的起始频率, 滤波器1在在4~5.6 GHz下测量, 滤波器2在1.2~8.75 GHz下测量, 随后将矢量网络分析仪的扫描方式设置为段扫描模式, 根据不同的滤波器设置好段表, 滤波器1所用的段表如表2所示, 滤波器2所用的段表如表3所示, 段表设置完成后对整个测试系统进行两步校准, 最后接入滤波器1和滤波器2进行测量。

表2 滤波器1所用的段表

Table 2 Segment table for filter one

起始频率 /GHz	终止频率 /GHz	扫描点数	中频带宽 /Hz	功率电平 /dBm
1.20	4.70	271	200	10
4.70	5.25	60	200	-25
5.25	8.75	271	200	10

表 3 滤波器 2 所用的段表

Table 3 Segment table for filter tow

起始频率 /GHz	终止频率 /GHz	扫描点数	中频带宽 /Hz	功率电平 /dBm
4.00	4.73	183	200	10
4.73	4.88	38	200	-25
4.88	5.60	181	200	10

滤波器 1 的  $S_{21}$  曲线和滤波器 2 的  $S_{21}$  曲线如图 10、11 所示。图 10 和 11 中都存在矢量网络分析仪本身在传统测试方案下获得的  $S_{21}$  测试曲线, 矢量网络分析仪本身搭配 10 次互相关算法后获得的测试曲线。链路中没加入低噪声放大器之前测量都是在 200 Hz 的中频带宽和 10 dBm 功率电平下进行。图 10 和 11 还包括了测试链路中加了低噪声放大器以后获得的  $S_{21}$  测试曲线, 和链路中加了低噪声放大器同时搭配了 10 次互相关运算后获得  $S_{21}$  的曲线。加入低噪声放大器后经过本文校准方法的修正, 并且为了保证整个通带内功率不会压缩, 测量在段扫描下进行。

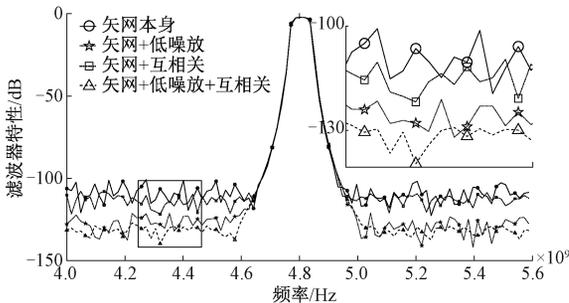


图 10 滤波器 1 测试曲线

Fig. 10 Filter one test curves

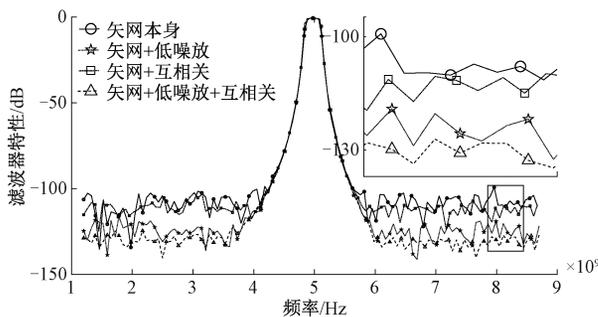


图 11 滤波器 2 测试曲线

Fig. 11 Filter tow test curves

由图 10 可以得到, 传统测试方法下滤波器 1 的带外抑制只能测到 -108 dB 左右。矢量网络分析仪搭配互相关算法后可以看出经过 10 次互相关之后带外抑制平均

值能达到 -112 dB 左右, 相比于传统测试方法动态范围拓展了 3.5 dB 左右。从矢量网络分析仪加低噪放的曲线可以看出由于低噪声放大器的引入微弱信号被放大, 相比于传统测试方法滤波器 1 的带外抑制可以测到 -127 dB 左右, 动态范围拓展了 18 dB 左右。从矢量网络分析仪加低噪放后再搭配了 10 次互相关运算的曲线可以看出噪声基底被进一步降低, 带外抑制可以测到 -131 dB 左右, 相比于只增加低噪声放大器动态范围进一步拓展了 4.4 dB。上述结果可知, 滤波器在 200 Hz 中频带宽的带外抑制平均值是优于 -131 dB, 采用常规的矢量网络分析仪在 10 Hz 以下中频带宽下才能得到类似的测试结果, 但测试时间相对本文方法会增加几十倍。

由图 11 可以得到, 传统测试方法滤波器 2 的带外抑制只能测到 -109 dB 左右。当矢量网络分析仪搭配了互相关算法时滤波器 2 的带外抑制量测值在经过 10 次互相关处理后能达到 -112 dB 左右, 动态范围拓展了 3 dB。从矢量网络分析仪加低噪放的测试曲线中可以得出, 加入低噪声放大器后滤波器 2 的带外抑制平均值可以测到 -125 dB 左右, 动态范围拓展了 16 dB 左右。从矢量网络分析仪加低噪放后再搭配了 10 次互相关运算的曲线可以看出通过低噪声放大器搭配互相关运算滤波器 2 的带外抑制平均值可以测到 -129 dB 左右, 相比于只加入低噪声放大器噪声基底进一步下降了 3.8 dB。

两种滤波器带外抑制量测值的对比如表 4 所示。从表 4 可以看出, 200 Hz 中频带宽下传统测试情况下, 矢量网络分析仪带外抑制的量测值只能测到 -109 dB 左右。如果只做互相关处理动态范围只能提升 3 dB 左右, 并不能很好的满足工程需要。因此本文设计了低噪声放大器搭配互相关算法的新方法。当在链路中增加一个低噪声放大器时, 仪器的动态范围相比于不加低噪声放大器提高了 17 dB 左右。对测试数据进行互相关处理后, 能够进一步降低系统的噪声基底进而拓展动态范围。进行了 10 次互相关处理后两种型号滤波器测到的噪声基底分别下降了 4.1 和 3.8 dB, 由于系统中的噪声不可能是理想高斯白噪声, 所以本文的实验结果满足理论预期。

表 4 滤波器带外抑制量测值对比

Table 4 Filter out-of-band rejection measurement comparison table

	dB			dB
滤波器	3 672 分析仪	3 672+ 互相关	3 672+ 低噪放	3 672+低噪 放+互相关
1	-108.88	-112.38	-126.90	-131.30
2	-110.24	-112.29	-125.64	-129.45

## 4 结 论

本文提出了一种矢量网络分析仪动态范围的原位拓展方法,该方法通过在测试链路中加入低噪声放大器和数字信号互相关算法的方式,很大程度的降低了仪器的噪声基底,从而拓展动态范围。在试验验证部分,测试链路中增加低噪声放大器使系统的动态范围拓展了 17 dB 左右。同时对测试信号进行了 10 次互相关,在保证信号准确性的前提下将系统的动态范围进一步提高了 4 dB 左右。通过本文所设计的方法,矢量网络分析仪的动态范围可以被拓展 20 dB 以上。试验验证了本文方法在改进矢量网络分析仪的动态范围方面的有效性,使仪器在测量微小信号和大带外抑制滤波器等方面拥有了更加出色的表现。

### 参考文献

- [ 1 ] ZHANG Y, WU Y, YAN J, et al. Wideband high-selectivity filtering all-frequency absorptive power divider with deep out-of-band suppression [ J ]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2021, 49 ( 7 ): 2099-2106.
- [ 2 ] LUO B, LI Q Q, ZHANG J B, et al. A novel design of 5G band multi-mode dielectric filter with symmetrical zeros[ C ]. 2021 IEEE 3rd International Conference on Frontiers Technology of Information and Computer (ICFTIC), 2021: 683-686.
- [ 3 ] QUIMBY J T, WILLIAMS D F, REMLEY K A, et al. Millimeter-wave channel-sounder performance verification using vector network analyzer in a controlled RF channel[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(11): 7867-7875.
- [ 4 ] NIUBÓ-ALEMÁN T, LIANG C, HAHN Y, et al. Time-domain characterization and linearization of a dual-input power amplifier using a vector network analyzer as the receiver[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(4):2386-2398.
- [ 5 ] ZHANG Y C, NIAN F S, YUAN G P, et al. Precisely synchronized NVNA setup for digitally modulated signal generation and measurement at 5G-oriented millimeter-wave test bands [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(1):833-845.
- [ 6 ] XING C, QI F, GUO S. Improving the signal-to-noise ratio on terahertz compressive imaging[ C ]. 2020 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC), 2020:1-3.
- [ 7 ] DAMYANOV D. High resolution VNA THz imaging for large distances[ C ]. 2020 45th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2020:1-2.
- [ 8 ] DUNSMORE JOEL P. VNA measurement systems[ C ]. Handbook of Microwave Component Measurements: With Advanced VNA Techniques, Newyork: Wiley, 2020: 71-126.
- [ 9 ] 祝林林,胡小兰,陈丽,等. 矢量网络分析仪动态范围指标的分析与改善 [J]. 电子测量技术, 2019, 42(13):32-35.
- ZHU L L, HU X L, CHEN L, et al. Analysis and improvement of dynamic range in VNA [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(13):32-35.
- [ 10 ] 白旭,胡辉. 基于快速傅里叶变换和互相关的多频微弱信号重构法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(3):168-175.
- BAI X, HU H. Waveform reconstruction algorithm for multi-frequency weak signal based on FFT and correlation [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019,33(3):168-175.
- [ 11 ] 史风栋,张宏伟,苏焕鑫,等. 超声多普勒流量信号的多声道互相关检测方法 [J]. 传感技术学报, 2021, 34(10):1334-1339.
- SHI F D, ZHANG H W, SU H X, et al. Multi-channel cross-correlation detection method of ultrasonic Doppler flow signal [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2021,34(10):1334-1339.
- [ 12 ] 邬江,蒲书缙. 利用互相关方法提取相位差技术[J]. 电子信息对抗技术,2016,31(4):22-25,57.
- WU J, PU SH J. Phase difference estimation using cross-correlation [J]. Electronic Information Warfare Technology, 2016,31(4):22-25,57.
- [ 13 ] 苏江涛,郭庭铭,杨保国,等. 基于回波替代的毫米波矢量网络测试校准方法 [J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(1):77-84.
- SU J T, GUO T M, YANG B G, et al. Novel calibration method for mm-wave VNA measurement and calibration

based on reverse signal substitution [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(1): 77-84.

- [14] 王尊峰, 杨保国, 马景芳. 矢量网络分析仪未知直通校准技术及应用[J]. 国外电子测量技术, 2017, 36(4): 71-75.

WANG Z F, YANG B G, MA J F. Unknown through calibration technique of VNA and its application [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2017, 36(4): 71-75.

- [15] 刘伟, 吴飞燕, 范岩. 基于矢量网络分析仪的宽带步进频率 RCS 测试系统 [J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(6): 154-158.

LIU W, WU F Y, FAN Y. Broadband step frequency RCS test system based on VNA [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(6): 154-158.

## 作者简介



郑贤哲(通信作者), 2016 年于中北大学获得学士学位, 现为中北大学硕士研究生, 主要研究方向为射频电路设计与微波测量仪器。

E-mail: zhengxianzhe123@163.com

**Zheng Xianzhe** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from North University of China in 2016. He is currently a M. Sc. candidate at North University of China. His main research interests include RF circuit design and microwave measurement instruments.



年夫顺, 1989 年于西安交通大学获得硕士学位, 现任中北大学电子测试技术国家重点实验室学术委员会副主任, 中国电子科技集团首席科学家, 主要研究方向为微波毫米波测量技术及仪器。

E-mail: nfswxmknk825@163.com

**Nian Fushun** received his M. Sc. degree from Xi'an Jiaotong University in 1989. He is currently the deputy director of the Academic Committee of the State Key Laboratory of Electronic Testing Technology at North University of China. He is the chief scientist of China Electronics Technology Group. His main research interests include microwave and millimeter wave measurement technology and instruments.