

全面测试混频器和变频器

PNA-X 应用指南 1408-23

目录

引言	3
混频器和变频器的定义	3
测试方法	4
变频器测试的挑战	5
变频相位测量	6
使用 SMC、SMC+Phase 的核心测量	7
扫描中频示例	7
扫描 LO 示例	8
双级变频器	9
测量拥有两个以上混频级的变频器	10
配有内置倍频器或分频器的变频器	11
倍频器	11
相位和时延测量	11
绝对相位	12
相对于线性相位的偏移	13
用于测量增益和相位压缩的功率扫描	14
相位转移	16
分段扫描	18
校准	19
测量配有嵌入式 LO 的器件	20
确定 LO 偏移	21
LO 稳定度	22
VMC	22
多路径变频器的绝对相位差	23
隔离度和泄漏测量	25
增益压缩	26
SMART 扫描	26
2D 扫描和相位压缩	27
压缩方法	27
互调失真	28
LO 功率扫描	30
IM 频谱转换器	30

噪声系数	31
单边带和双边带变频器	32
LO 噪声贡献.....	33
杂散测试	34
镜像抑制	36
滤波器形状	37
相干和矢量平均.....	37
混频器杂散	38
脉冲射频测试	40
接收机稳幅	41
更多脉冲射频资源.....	42
相位噪声测量	42
调制载波测量	43
邻道功率比 (ACPR)	44
噪声功率比 (NPR)	44
误差矢量幅度 (EVM)	47
结论	50

引言

变频器可将输入频率从一个频段转换到另一个更高（上变频）或更低（下变频）的频段。这种关键功能使它们在大多数射频应用中都不可或缺，包括无线通信系统以及雷达和电子战系统的发射和接收部分。本应用指南介绍了如何使用 Keysight PNA-X 系列等现代化矢量网络分析仪（VNA）对混频器和变频器进行全面测试。

混频器和变频器的定义

混频器是实施频率转换的核心元件。它可以将输入信号与用于通断二极管或晶体管的本振（LO）信号混频或倍频，得到两者之和或差。在大多数情况下，这些产物只有一个是有益的，其他的则通过滤波消除。混频器可以是无源器件，也可以是有源器件（图 1），取决于应用情况，输入信号可进入 IF（中频）端口进行上变频，或进入 RF（射频）端口进行下变频。虽然变频或混频过程在本质上是非线性的，但混频器有时候也会呈现出一定的线性——例如，输入信号变化 1 dB，输出信号也会变化 1 dB，混频器的幅度和相位响应与频率的关系应与输入功率无关。不过，就像放大器一样，取决于输入驱动电平的高低，混频器也具有线性和非线性工作区域。

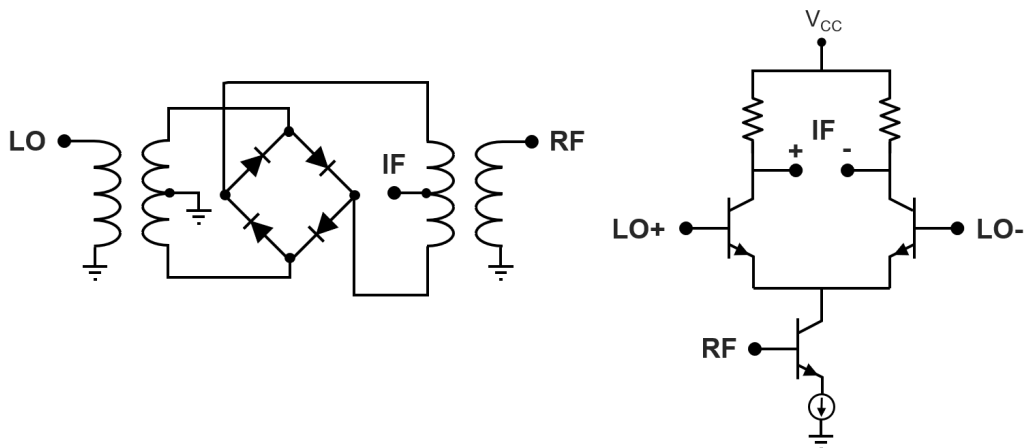


图 1. 无源二极管混频器（左）和有源晶体管混频器（右）的示例。

变频器是一种更复杂的组合体，其中包含一个或多个混频器、多个放大器和滤波器，可能还包含信号调理元器件，如衰减器、隔离器、限幅器和移相器。变频器中的每一个混频器都需要一个 LO 信号，出于测试需要，这个 LO 信号要么由 VNA 或外部信号发生器提供，要么由被测器件内置或嵌入的振荡器提供。

与放大器一样，对混频器和变频器执行的许多测量通常都是射频测试，例如增益、增益平坦度、群时延、增益和相位压缩、互调失真（IMD）和噪声系数。在本应用指南中，我们将详细介绍这些测量以及其他测量。

测试方法

很多用户仍然使用传统系统来测试变频器，这些系统中包含大量射频测试设备。与本应用指南中介绍的现代方法相比，传统测试系统的速度要慢得多，准确度也较低，而且配置和维护难度更大，成本更高。此前，用户在测试变频器时，通常使用单独的信号发生器来提供射频和 LO 信号，并使用频谱分析仪作为测量接收机。这种方法理论上较为简单，但在实践中有许多缺点：

- 由于测试配置包含大量的外部信号调理元器件，例如合路器、滤波器和衰减器，因此设置比较复杂。在不同的测试之间进行切换，通常需要添加或删除元器件，操作起来非常麻烦。
- 通常，只有在执行变频增益等传输幅度测量时，才需要使用 VNA 表征端口匹配、相对于线性相位的偏差以及群时延。
- 误差校正仅限于幅度响应校正，因此用户通常需要使用衰减器来降低失配误差，但这会使信噪比（SNR）下降。
- 自动频率扫描或功率扫描测量需要使用计算机和软件来同步各种仪器，因此扫描速度比使用 VNA 扫描慢很多倍。

PNA-X 等现代化 VNA 由于具有灵活的硬件和许多测量应用软件，所以非常适合用于测试变频器。使用这种软硬件组合，用户只需在测试仪器与被测器件（DUT）之间建立一组连接，便可执行许多不同的测试，例如幅度和相位的正向和反向线性表征，以及压缩、失真的非线性测试和噪声系数测量。由于仪器内集成了大多数需要的硬件（图 2）中，因此测量速度大大加快，与典型的传统系统相比，吞吐量提高了 100 倍。为了获得高度准确的结果，我们针对所有测量应用开发了先进的误差校正方法。例如，我们的方法可以消除扫描增益、时延和噪声系数测量的失配误差，并使用功率计校准测试系统，从而准确设置和测量绝对功率，这对压缩和 IMD 测量至关重要。另外，我们还精心设计了简单、直观的用户界面和校准向导，使复杂的仪器使用起来更简单。

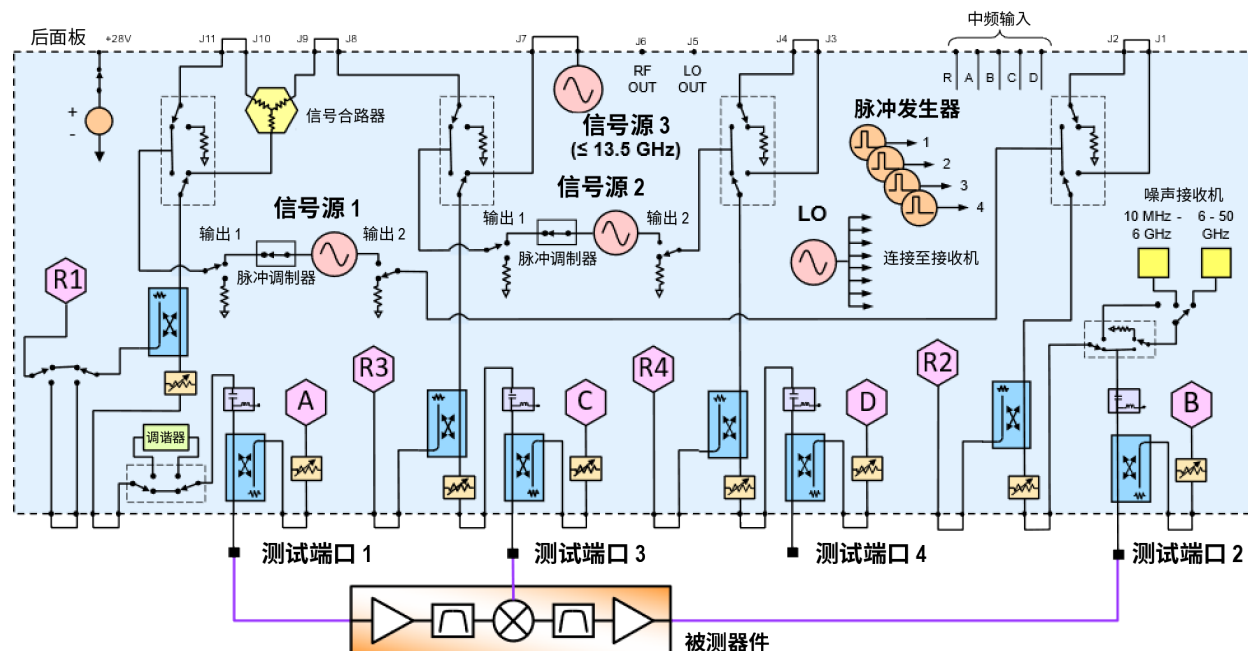


图 2. PNA-X 包含进行变频器表征所需的主要组件，包括完整的 S 参数测试仪、多个射频源、内置信号合路器、脉冲硬件和低噪声接收机。

变频器测试的挑战

在表征变频器的传输参数时，标准的 S 参数法并不适用。S 参数的定义是入射信号 (a_n) 与测试信号 (b_n) 的复数比（幅度/相位）。当激励频率和响应频率相同时（主要发生在非变频器件中），用户可以将这个复数比当成接收机比值直接测量，如 b_2/a_1 （它是 S_{21} 的核心测量）或是 b_1/a_1 （它是 S_{11} 的核心测量）。所有接收机的数据采集是同步进行的，因此在每个测量方向上（正向和反向）进行一次扫描，就足以收集到必要的的数据，进行双端口器件误差校正 S 参数测量。测试混频器和变频器的端口匹配同样非常容易，因为对于反射测量来说，入射信号和测试信号频率相同，可以使用常规 S 参数。不过，对于变频传输测量来说，输入频率和输出频率不同，因此不能直接使用接收机比值。

在测试变频器的传输参数时，必须克服两个挑战：一个是使激励频率和响应频率错开，另一个是计算不同频率下的接收机比值。使用 PNA-X 等现代化 VNA，很容易克服频偏挑战，因为所有内部射频源（包括为测量接收机提供 LO 信号的射频源）都是频综源，并且可以独立设置为仪器频率范围内的任何频率。不过，由于前几代的 VNA 需要将外部混频器插入锁相环中来偏移信号源和接收机的 LO 频率，所以操作比较复杂。由于这种配置中会出现大量的杂散信号，因此很难在宽广的频率范围内实现锁相，并且在测量结果中会经常出现杂散信号。

传输幅度测量中涉及接收机比值的第二个挑战也不难克服，因为用户不必直接测量接收机比值。如果不追求特别快的测量速度，那么完全可以先进行一次扫描，测量输入功率，再进行另一次扫描，测量输出功率，最后计算单个接收机测量结果的比值。在接收机方面，变频幅度响应 $|SC_{21}| = |b_2|/|a_1|$ ，其中的 $|a_1|$ 和 $|b_2|$ 可通过两次扫描来测量。用户在使用 PNA-X 执行匹配校正功率测量时，可以使用功率计和 S 参数校准套件或 ECal 电子校准件进行校准，得到准确的测量结果。

变频相位测量

对变频器件进行传输相位测量特别具有挑战性，因为通常需要在相同频率的两个信号之间测量相位。对于早期的 VNA 来说，无论何时进行相位或群时延测量，都需要使用参考混频器。参考混频器要么与主信号路径串联（通常称为下/上或上/下变频法），要么与被测器件并联（图 3）。每种方法都各有优缺点，但无论采用哪种方法，参考混频器都必须覆盖被测器件的频率范围，并且要有自己的 LO 信号。通常，用户还会使用一个独立的校准混频器来校准测试系统。

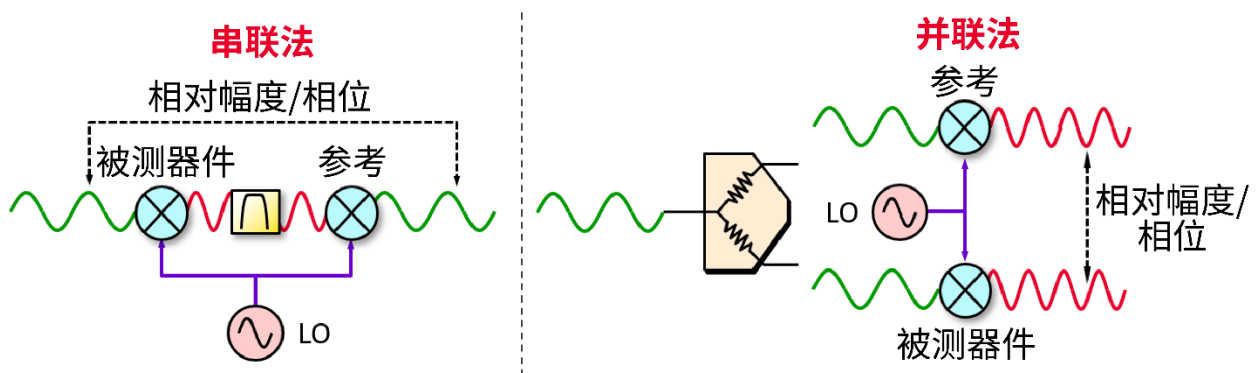


图 3. 过去，传统的测试系统需要串联或并联参考混频器，以便测量混频器和变频器的相位和时延。

而现在，VNA 可以利用现代化频综硬件进行相位相干的频率扫描，无需使用参考混频器便可完成大部分相位和群时延变频测量，这是早期的 VNA 无法做到的。通过相位相干性，VNA 能够重复测量单个接收机的相位响应与频率的关系，再根据在不同频率范围上测得的各接收机的相位响应计算比值，计算过程与前面讨论的幅度响应比值一样。这种功能无需使用参考混频器，显著简化了测试系统。

使用 SMC、SMC+Phase 的核心测量

在使用 PNA-X 对混频器和变频器进行表征时，标量混频器/变频器（SMC，S93082B）和标量混频器/变频器+相位（SMC+Phase，S93083B—S93082B 的超集）属于核心测量类型。测量不需要使用参考混频器，用户只需进行频率扫描和功率扫描，便可测量输出功率、增益、增益平坦度、增益压缩、相位偏差、相位随驱动功率的变化（AM 至 PM 转换）、群时延和端口匹配。本节将举例介绍如何使用图 4 中的下变频被测器件进行这些测量。

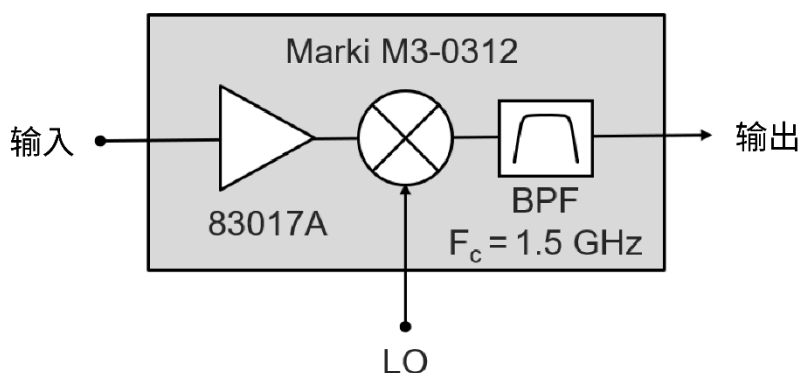


图 4. 除非另有说明，这个下变频被测器件方框图可用于所有测量示例。

扫描中频示例

在典型的变频器中，各端口的工作频率范围有很大差异。射频端口（下变频器的输入端口或上变频器的输出端口）的频率范围通常比中频端口宽得多，中频端口的频段通常受到滤波器的限制。扫描中频测量主要显示中频带宽响应与频率的关系，一般通过单级变频器便可完成，具体做法是在 LO 信号固定在单个频率时（这种情况在工作过程中经常发生）扫描输入端口，然后测量输出端口的扫描响应。图 5 显示了对示例下变频器进行扫描中频测量时，用户指定的混频计划和测试结果。测量结果包括变频器的输入和输出频率响应，另外还可以看到窄带增益和增益平坦度，以及绝对输出功率。

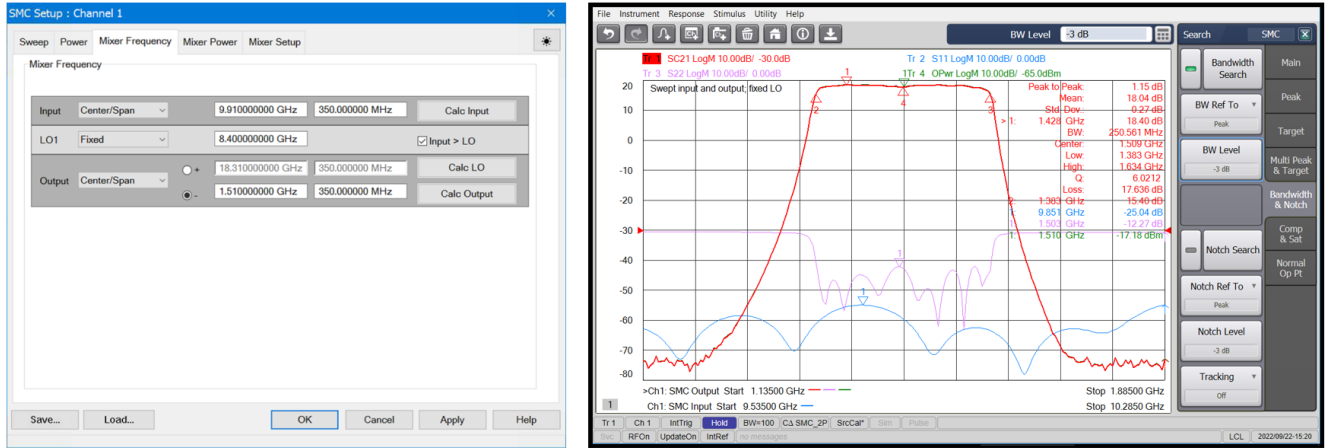


图 5. 下变频器扫描中频测量的混频计划以及传输和反射结果，包括带宽和统计数据。

如果只想隔离观察输入或输出响应，用户可以按照图 6 配置扫描 LO 测量。

单级变频器			
输入	LO1	输出	响应
扫描	固定	扫描	输入、输出
扫描	扫描	固定	输入
固定	扫描	扫描	输出

输入 → [Multiplier] → 输出

LO (Sine Wave) → [Multiplier]

图 6. 用于扫描频率响应测试的单级变频器混频配置。

扫描 LO 示例

图 7 显示了测量前述同一个下变频被测器件的混频计划与结果，其中将会同时扫描提供给被测器件的射频输入和 LO 信号。在这个设置中，输出频率是固定的，在本例中处于中频滤波器响应的中心。结果显示了被测器件的输入放大器和混频器的组合频率响应，它不受中频滤波器频率响应的影响。在这个测量结果中，用户还可以看到宽带增益和增益平坦度。

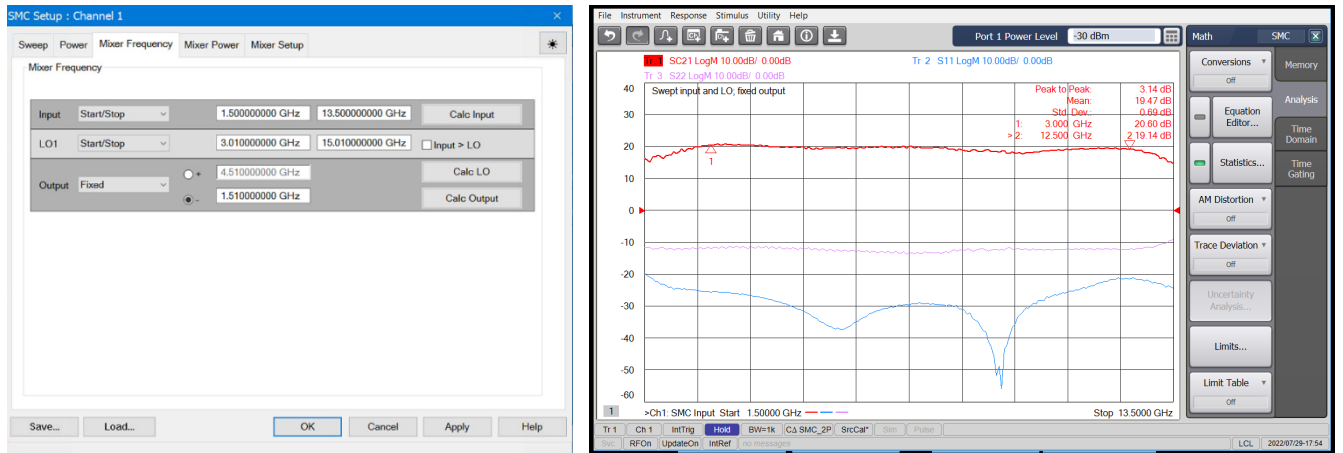


图 7. 下变频器执行扫描 LO 频率的混频计划以及传输和反射结果，包括统计数据。

双级变频器

SMC+Phase 可以轻松配置单级和双级变频器设置。双级变频器有两个混频级，通常还有两个中频滤波器——一个在输入端（用于上变频器）或输出端（用于下变频器），另一个在两个混频级之间。图 8 显示了用于配置双级设置的用户界面，其中两个 LO 由外部提供。

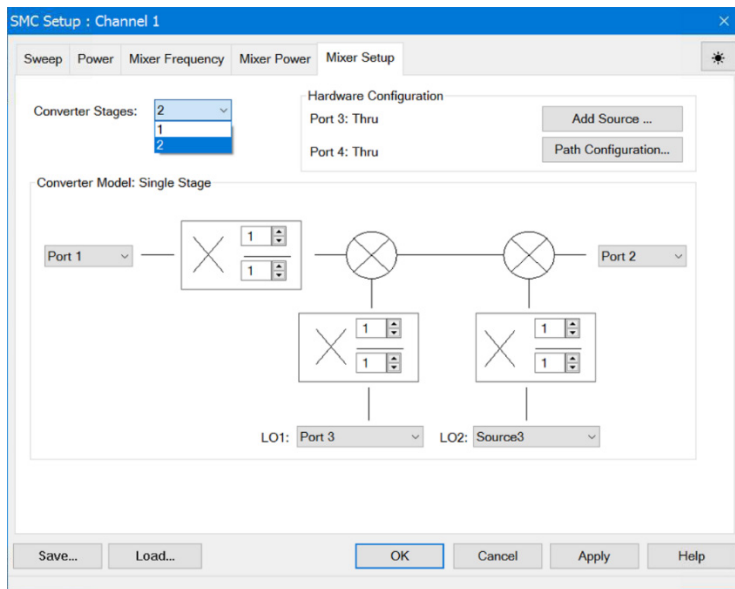


图 8. 用于配置双级变频器设置的用户界面。

图 9 显示了用户可以对哪些变频器部分—作为固定和扫描输入以及 LO 信号的组合结果--进行测量。

双级变频器					
输入	LO1	中频	LO2	输出	响应
扫描	固定	扫描	固定	扫描	输入、中频、输出
扫描	扫描	固定	固定	固定	输入
扫描	固定	扫描	扫描	固定	输入、中频
固定	扫描	扫描	固定	扫描	中频、输出
固定	扫描	扫描	扫描	固定	中频
固定	固定	固定	扫描	扫描	输出

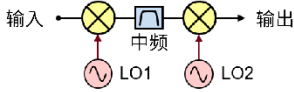


图 9. 用于扫频响应测量的双级变频器混合配置。

测量拥有两个以上混频级的变频器

用户可以使用 SMC+Phase 来测量拥有两个以上变频级的变频器，缺点是只能控制一个 LO。虽然用户界面仅显示一级和两级混频计划，但只要输入、受控 LO 和输出频率以及扫描方向与实际被测器件的混频计划一致，那么用户就无需考虑每个变频级在用户界面中的内部频率。通过计算非受控 LO 的频率，可以在用户界面中创建适当的混频计划。这个非受控 LO 是未定义或非受控的实际被测器件 LO 的数学组合。在选择恰当的高侧或低侧混频条件时必须小心谨慎，确保在 PNA 扫描时，接收机是在与被测器件输出相匹配的方向上进行扫描。图 10 显示了真实的被测器件混频计划，以及计算出的示例三级变频器两级混频计划，其中配有一个 9 GHz 受控 LO ($LO1_{DUT}$)。PNA 混频计划中的 LO2 等于 $LO2_{DUT} - LO3_{DUT}$ ($5\text{ GHz} - 1.1\text{ GHz} = 3.9\text{ GHz}$)。可以看出，三级被测器件的输入和输出频率与 PNA-X 的两级混频计划是相同的。

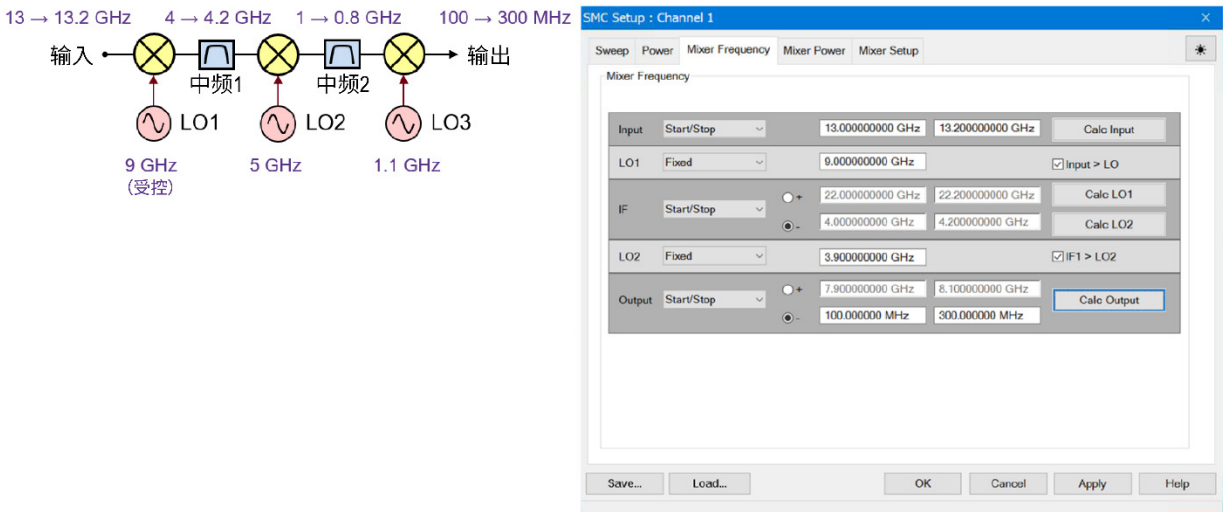


图 10. 示例三级变频器（包含一个受控 LO）的真实混频计划和计算得出的混频计划。

配有内置倍频器或分频器的变频器

某些变频器在主路径或 LO 路径中配有内置倍频器或分频器，它们是整个混频计划的一部分。图 11 中的示例展示了如何将 LO 倍频器考虑在内。

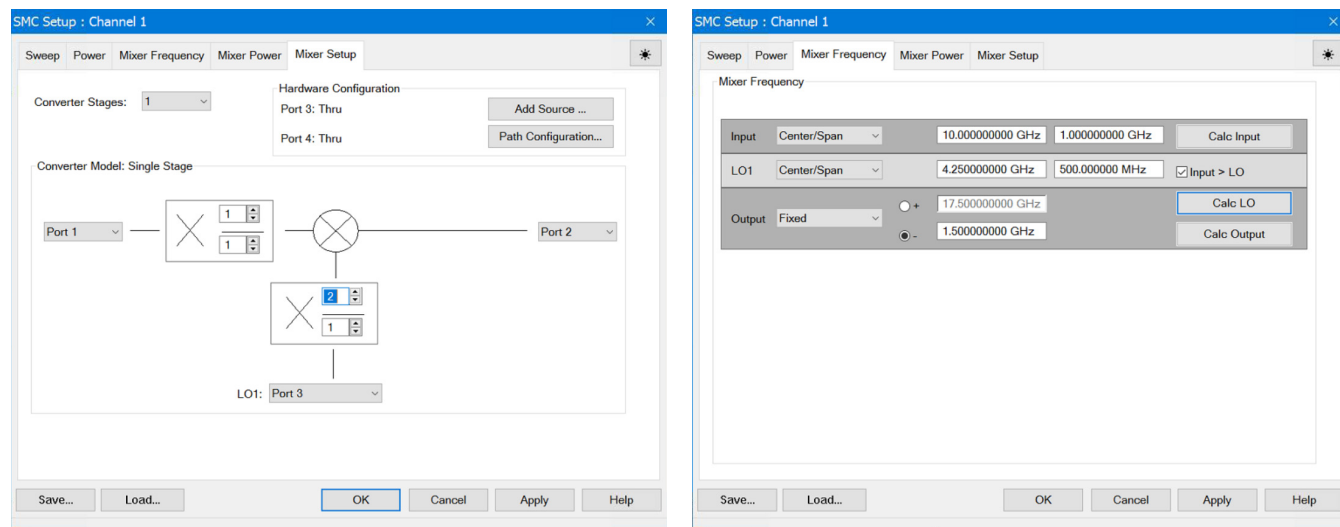


图 11. 配有内置 LO 倍频器的单级变频器的设置和混频计划示例。

倍频器

用户也可以通过在用户界面中输入倍频次数，对倍频器进行测试。使用单级混频计划时，将端口 1 的分子设为目标谐波数 N ，再将 LO1 设置为 0，这样输出频率将会是输入频率的 N 倍。

相位和时延测量

要启用相位和群时延测量，用户必须选中“SMC 设置”（SMC Setup）对话框“扫描”（Sweep）选项卡上的“启用相位”（Enable Phase）复选框。对于基于小数 N 分频信号源（合成器版本 6）的仪器，信号源的起始相位是不可控的，因此用户可以选择将相位迹线在相位响应的某一点归一化为零。这样就可以避免每次扫描时随机起始相位的影响，提供稳定、归一化的相位迹线。为了实现这种归一化，用户应该选择具有良好 SNR 的测量点，通常在指定频段的中点。相位归一化不影响相对于线性相位的偏移测量，也不会影响群时延测量，因为在计算相位与频率响应的斜率时，根本不需要考虑绝对相位。不过，对于这些仪器而言，相位归一化意味着无法使用 SMC+Phase 来比较多个路径、多个被测器件间的相位差，或者被测器件内的相位变化。图 12 显示了通过示例单级变频器对变频增益和群时延进行的固定 LO 测量。我们使用了迹线分析功能来显示 200 MHz 扫宽上的时延统计数据，扫描以通带中点为中心。

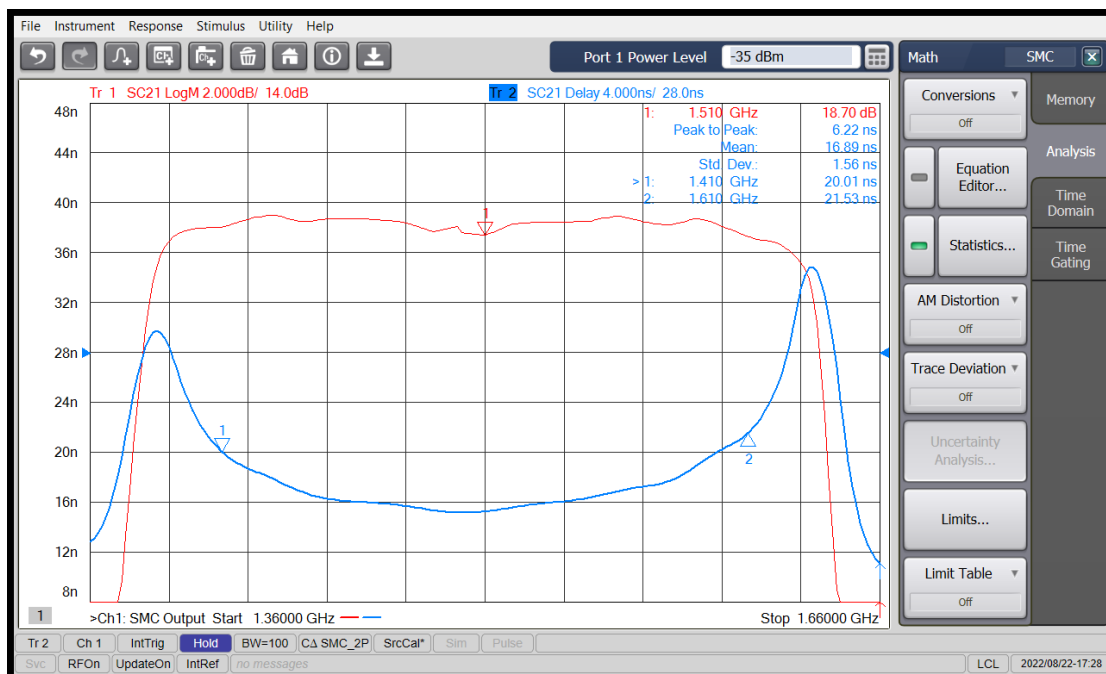


图 12. 通过示例单级变频器对变频增益和群时延进行的固定 LO 测量。

绝对相位

对于配有直接数字合成 (DDS) 信号源的仪器 (合成器版本 7)，还有一个额外的选择，我们称为“使用绝对相位”。选择这种方法时，内部信号源和内部 LO 的相位在每个点都能以一个可重复的相位作为起点，在连续扫描之间提供稳定和可重复的相位测量，而不需要进行相位归一化。这一功能使 SMC+Phase 能够执行此前需要使用矢量混频器/变频器 (VMC) 模式以及相关的参考和校准混频器的测量。其中一个示例便是测量器件内发生的相位变化，例如由发射/接收模块中的内部移相器造成的相位变化。另一个示例则是测量由于内部路径长度差异而导致的各种变频器或混频器之间的绝对相位差。由于 LO 相位会影响变频器的绝对输出相位，因此如果多个测试站之间的 LO 路径长度不同，那么测试结果就会受到影响。用户可以使用下面校准部分所介绍的相位校准方法来克服这个问题。

只有在 LO1 (和 LO2，如果使用) 设置为不提供输入激励的内部信号源时，才能选择“使用绝对相位”选项。LO 可以来自测试端口，或是来自选件 XSB 后面板信号源 (信号源 3)。如果 LO 设置为“未受控” (Not controlled) 或设置为外部信号发生器，则“使用绝对相位” (Use Absolute Phase) 选项为灰色，不可选。绝对相位选项不适合用于配有嵌入式 LO 的变频器，因为被测器件的 LO 相位不会与 PNA-X 内的信号源同步，即使它们使用同一个频率参考。

相对于线性相位的偏移

当测量器件的相位响应时，如果没有电时延补偿，显示翻转相位通常没什么用，如图 13 中的 Tr 1 所示。通过去除相位与频率响应的线性负斜率，只留下相位偏移，可以实现相对于线性相位的偏移测量。这个过程可以用两种方法来实现。传统方法是将游标放在响应的中心位置，→然后使用“游标时延”（Marker Delay）功能，其结果如 Tr 2 所示。矢网固件可以计算与相位响应的线性部分相对应的电时延值，然后采用数学方法从测量结果中去除电时延值。这样可以有效地将激活游标附近的相位迹线变平坦。使用这种方法，平均响应不以零度为中心，因此用户必须使用 delta 游标和迹线统计功能（如果需要，使用用户定义的扫描），或者是使用外部软件，来计算相位偏移值。第二种方法如 Tr 3 所示，结合使用了“迹线偏移”功能和“线性”选择。采用这种方法，响应将以零度为中心，用户可以从迹线直接读取相位偏移值。其他偏移选择还有抛物线和立方形。

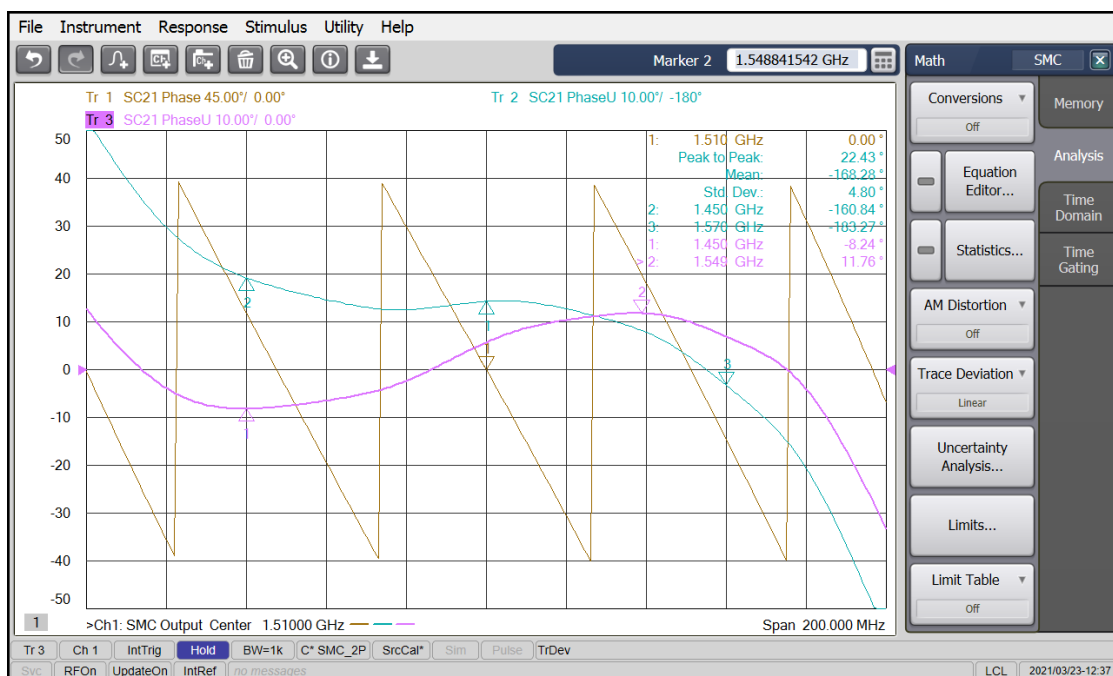


图 13. 没有采用 (Tr 1) 电时延补偿的相位测量，以及采用 (Tr 2、Tr 3) 电时延补偿去除相位响应线性部分，进而显示相对于线性相位的偏移的相位测量。

图 14 显示了测量变频器（具有 4.4 GHz LO 和两个不同 LO 路径长度）相对于线性相位的偏移的结果，在本例中是通过添加具有 94 ps 时延的适配器来实现，如下图（Ch3）所示。Ch1 和 Ch2 都有针对较短 LO 路径的情况而设置的固定参考游标。在 Ch1 中，我们将相位归一化到了中点，并且在添加适配器后形成了一个较长的 LO 路径。delta 游标显示，两个 LO 路径条件之间的相位差是无法测量的。在 Ch2 中，选择了“使用绝对相位”方法。在这种情况下，可以使用 delta 游标测量由 LO 路径长度增加所导致的相移，结果为 151.8 度。计算出的因适配器而增加的 LO 相位等于 $94 \text{ ps} \times 4.4 \text{ GHz} \times 360 \text{ 度} = 149 \text{ 度}$ 。这与测量值非常接近，两者稍有差异，可能是由于两个 LO 路径条件之间的细微匹配变化造成的。

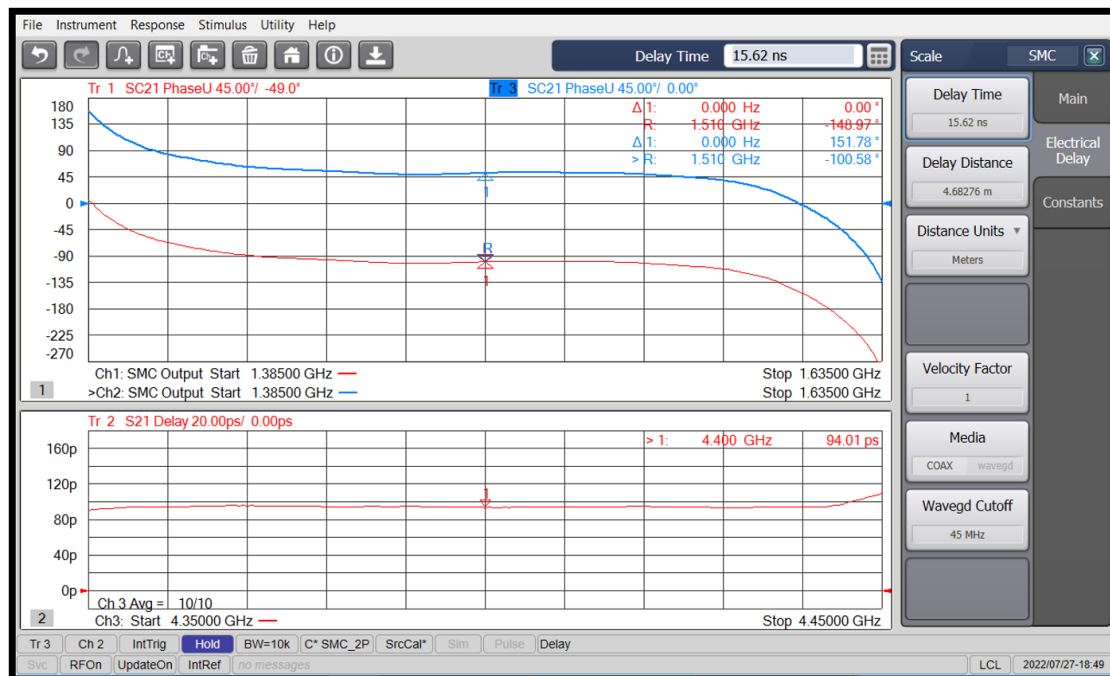


图 14. 选择“使用绝对相位”能够测量由于 LO 路径长度不同造成的相移。

用于测量增益和相位压缩的功率扫描

以固定频率进行功率扫描，有助于用户表征非线性特性，例如增益压缩和相位压缩（也称为相位随驱动功率的变化）。AM-AM 和 AM-PM 转换的相关测量也需要用到功率扫描，在此过程中会计算增益和相位曲线与输入功率的斜率。增益压缩是有源器件的一个常见品质因数，它通常是指器件特性从线性转变为非线性的近似点。增益压缩的定义为器件的增益下降 x dB 处的输入或输出功率（与线性或小信号增益相比），其中 x 由用户定义。通常，x 为 1 dB，压缩点通常被称为 P1dB。在测量变频增益（SC21）的时候，通过在器件的输入端执行功率扫描，可以轻松测得变频器的增益压缩。用户可以使用不同的混频计划来重复实施此项测试，例如，使用不同的输入和 LO 频率，或者使用固定的输入频率和不同的 LO 频率。PNA-X 还配有增益压缩应用程序，该软件可以自动进行频率和功率扫描，方便地显示增益（和相位）压缩与频率的关系，我们将在后面的章节中讨论。另外，它还有助于扫描 LO 信号的功率，我们将在互调失真部分进行讨论。

在图 15 中，Tr 1 显示了增益压缩的测量结果，其中输入扫描范围为 -40 dBm 到 -20 dBm。压缩游标（游标搜索功能）显示了 1 dB 增益压缩点处的增益以及输入和输出功率。使用 AM 失真功能（AM-AM）时，Tr 2 显示压缩响应在功率扫描的起始处归一化为零，此处假设处于被测器件的线性工作区域内。通过选中 AM 失真功能中的“Y-axis = Slope Calculated Over Aperture”（Y 轴=计算出的孔径范围内的斜率）复选框，屏幕上将直接显示增益压缩迹线的导数（Tr 3），从中可以看到输入功率每变化 1 dB，增益变化了多少 dB。在 1 dB 压缩点，压缩曲线的斜率为 -0.48 dB/dB。

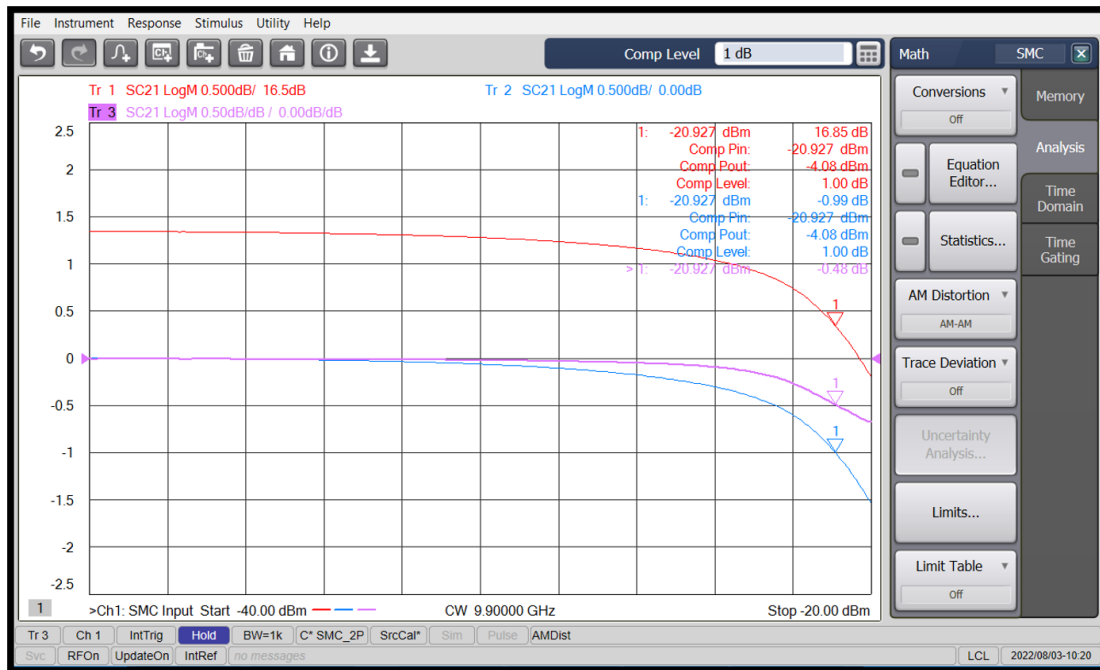


图 15. 使用功率扫描进行的增益压缩和 AM-AM 转换测量。

图 16 显示了类似的图形，但迹线被格式化为相位。Tr 1 显示了相位与驱动功率的关系，Tr 2 显示的是同一响应，但是它启用了 AM 失真功能（AM-PM），该功能在功率扫描起始处将相位归一化为零。该迹线上的相位压缩游标显示发生了 1 度的相位压缩，它明显低于 1 dB 增益压缩点的功率。在选中“Y-axis aperture”（Y 轴孔径）复选框后（Tr 3），我们可以看到，在 1 度压缩点处输入功率每变化 1 dB，相位就会变化 -0.33 度/dB。



图 16. 使用功率扫描进行相位与驱动和 AM-PM 转换测量的结果。

相位转移

与相位压缩或相位随驱动功率变化相关的一种测量通常称为相位转移测量。在这种情况下，用户需要对较大的带外信号进行功率扫描，同时对较小的带内信号进行相位响应测量。这种测量不能用 SMC+Phase，而是需要使用标准信道的频偏模式（FOM）进行。

设置使用 PNA-X 的内置信号合路器，将信号源 2 路由通过合路器到输出口 1，如图 17 中的“路径配置”（Path Configuration）对话框所示。在图 17 所示的 FOM 设置对话框中，主信号源提供了 6.41 GHz 的扫描功率带外信号，而第二个信号源提供了 5.91 GHz 的恒定功率带内信号。我们将接收机调谐至带内输出频率（1.51 GHz），使用信号源 3（由选件 XSB 提供）从后面板向端口 3 提供 4.4 GHz 被测器件 LO。此外，我们也可以使用外部信号发生器提供 LO 信号。通过“功率和衰减器”（Power and Attenuators）对话框配置功率电平。在这里，我们对端口 1（带外信号）进行了 -50 dBm 至 -25 dBm 扫描，而对端口 1 Src2（带内信号）则保持恒定的 -35 dBm。将 LO 功率（信号源 3）设置为 18 dBm，这样可以克服一些系统损耗。

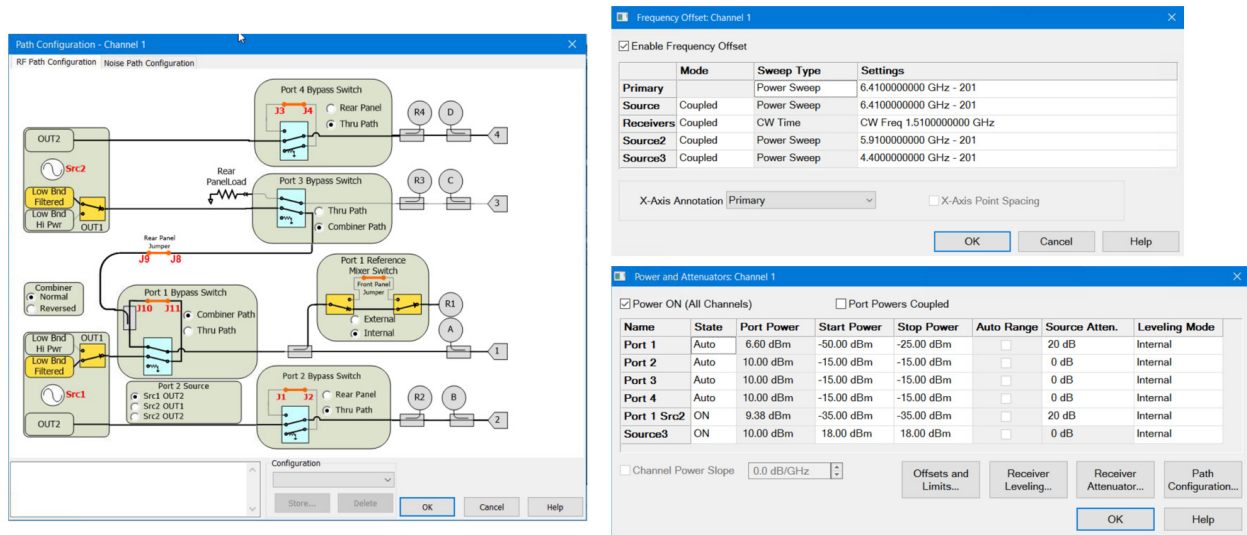


图 17. 使用频偏模式和内部信号合路器进行相位转移测量的设置对话框。

测量结果如图 18 所示。我们通过使用一个接收机（本例中为 b2）测量输出功率和相对相位，完成了此项测量。Tr 1 显示在扫描带外信号时，恒定功率带内信号的增益压缩，而 Tr 2 则显示相位压缩或相位转移。

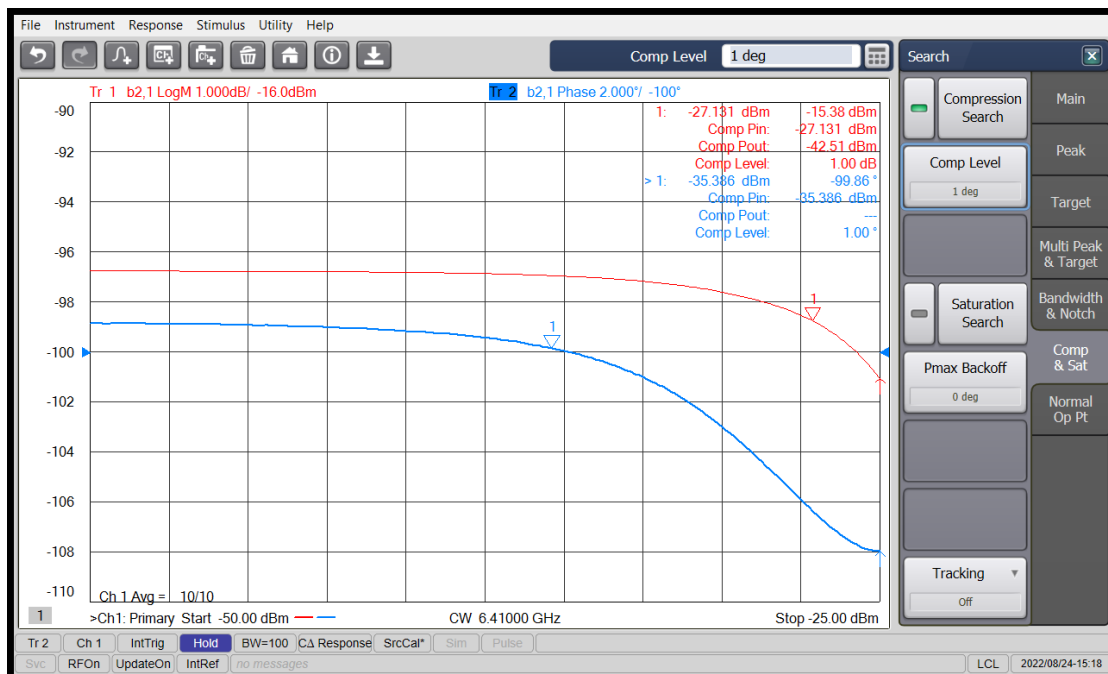


图 18. 通过扫描带外信号的功率，得到的相位转移测量结果示例。

由于在使用 FOM 时无法校准标准通道（在校准过程中这个通道会自动关闭），因此用户可以方便地创建另一个通道用于校准，该通道包括相位转移测量中使用的所有频率。比较简单的方法是，使用分段扫描模式设置第二通道，其中定义三个单点分段，它们分别与输入带内频率、输入带外频率和带内输出频率相对应。接下来，用户应使用 Cal All 校准第二通道，并且应配置“Enable Extra Power Cals”（激活额外功率校准）来校准端口 1 Src2 的输出功率，如果需要，还应校准 LO 功率。在完成校准后，选择“Save As User Calset”（另存为用户校准设置）。接下来，使用“Cal Set Selection”（校准设置选择）对话框，将保存的校准设置应用于相位转移测量通道——当选择校准设置时，使用“Do not change the active channel's stimulus settings”（不要更改活跃通道的激励设置）选项，这将保留测量设置并按照需要使用插值。考虑到误差项的计算方式，用户在应用校准时，必须在相位转移测量中使用平均功能。如果需要进行快速测量，则可以将平均次数设置为 1。

分段扫描

如果宽带变频器包含窄带 IF 滤波器，那么要表征它的群时延与 LO 频率的关系会非常困难，因为中频滤波器会阻止宽带频率扫描，并且 SMC+Phase 也无法对时延进行扫描 LO/固定中频的相位测量。要解决这个问题，一种方法是使用分段扫描，其中每个分段的频率扫宽都与中频响应一致，但 RF 和 LO 频率不同（这可能覆盖被测器件的整个范围）。图 19 显示了使用分段扫描的示例，其中分段扫宽为 315 MHz，LO 使用 11 个分段和 500 MHz 步长，将频率从 4 GHz 步进至 9 GHz。在上部窗口中，显示了时延和幅度迹线，并在下变频器的公共输出频率扫宽上绘制了各个分段。在底部窗口中，我们使用了称为“X-Axis Point Spacing”的模式，其中每个分段中的数据都是串联而不是重叠的，而且 x 轴的单位是点数而非频率。

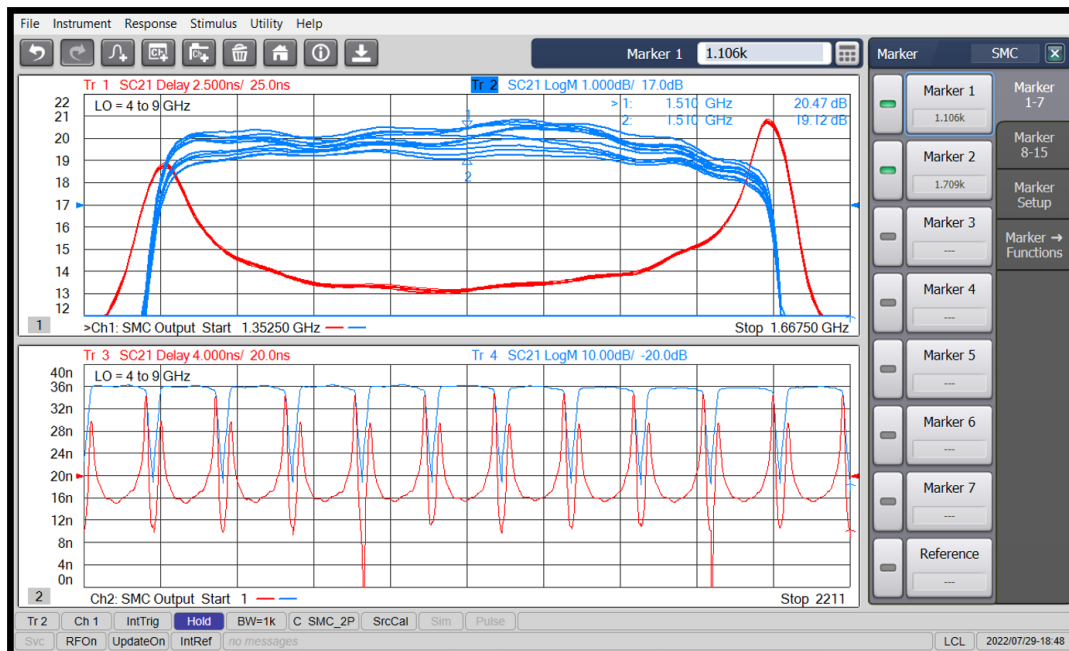
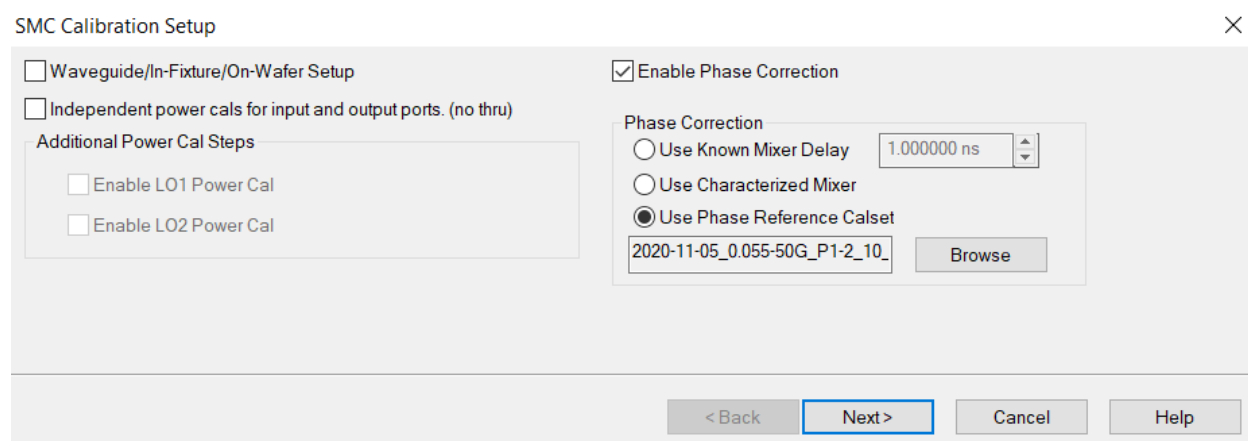


图 19. 变频增益和群时延的分段扫描，显示重叠模式（顶部）和 X 轴点间隔（底部）。

校准

在进行幅度测量时，校准包括常规的 S 参数步骤和功率计步骤，其中会测量驱动被测器件输入端口的信号源的绝对功率。结合使用绝对功率测量与 S 参数误差项，可以对测量接收机进行校准。这种组合可以测量经过矢量误差校正的输入和输出匹配，以及经过匹配校正的输入和输出功率测量。结合使用这两种测量，可计算正向和反向变频增益或损耗。

当需要执行相位和时延测量时，选中“Enable Phase Correction”（启用相位校准）复选框，会出现三种相位校正选择，如图 20 所示。



The image shows a software dialog box titled "SMC Calibration Setup". It contains several options for calibration. On the left, there are three unchecked checkboxes: "Waveguide/In-Fixture/On-Wafer Setup", "Independent power cals for input and output ports. (no thru)", and a section "Additional Power Cal Steps" containing "Enable LO1 Power Cal" and "Enable LO2 Power Cal". On the right, the "Enable Phase Correction" checkbox is checked. Below it, the "Phase Correction" section has three radio button options: "Use Known Mixer Delay" (with a value of 1.000000 ns), "Use Characterized Mixer", and "Use Phase Reference Calset" (which is selected). Below the radio buttons is a text field containing "2020-11-05_0.055-50G_P1-2_10_" and a "Browse" button. At the bottom of the dialog are four buttons: "< Back", "Next >" (highlighted with a blue border), "Cancel", and "Help".

图 20. 相位校正校准选择。

第一种选择是“Use Known Mixer Delay”（使用已知混频器时延），将校准混频器用作直通校准标准件，使用用户指定的电时延值，通常只有几纳秒。第二种选择是“Use Characterized Mixer”（使用表征的混频器），加载一对互易的混频器/滤波器的数据，我们此前已经使用具有不同阻抗的反射测量（通常使用电子校准件或机械开路、短路和负载标准件来完成）表征过它们。我们将使用校准混频器（无论选择第一种还是第二种）在多个测试站之间得到一致的绝对相位测量，这些测试站 LO 的电缆长度可能不同。在这种情况下，各个测试站必须要使用相同的校准混频器。被测器件的绝对相位将与校准混频器相关，并且结果与使用 VMC 通道获得的结果相同（如下所述），但无需使用参考混频器。

第三种相位校准选择是“Use Phase Reference Calset”（使用相位参考校准设置）。这种选择适用于不需要 LO 校准绝对相位的所有相位和时延测量，例如群时延测量和相对于线性相位的偏移测量，或者对配有移相器的变频器的相位变化测量。这个选项使用了双级校准方法，其中第一级以 PNA-X 自身的测试端口连接器作为参考。第一级在仪器的整个频率范围内为所有接收机提供幅度和相位校准，并在每个测试端口提供经过功率校准的源。校准在执行被测器件测量之前、使用“Phase Reference Wizard”（相位参考向导）完成。第二级校准通常使用第一级校准频率的子集在期望的参考面上执行，并且通常只需要使用电子校准件或机械校准套件的 S 参数校准标准件。第二级校准消除了连接到被测器件的电缆、适配器、开关和其他元器件的影响。

使用相位参考方法的一大优势是不需要校准混频器。相反，第一级校准则需要一套宽带校准标准件：一个 S 参数校准套件、一个功率传感器和一个由 PNA-X 的 10 MHz 参考输出信号驱动的 Keysight U9391C/F/G 梳状信号发生器。梳状信号发生器提供了一组间隔 10 MHz 的相位对准频谱线，可用于表征接收机的宽带相位与频率响应。我们使用功率计来校准宽带接收机功率。只需要将功率计和梳状信号发生器分别连接到一个端口，并且使用 S 参数校正项将功率和相位校准面扩展到其他端口和接收机。我们将这个第一级校准另存为用户校准设置（user calset），由于 PNA-X 硬件非常稳定（假设工作环境中的温度相对稳定），因此不需要频繁重复操作。相位参考表征的间隔时间由用户确定，通常为数月。

测量配有嵌入式 LO 的器件

当测量配有嵌入式（内置）LO 的变频器的相位和群时延时，需要特别注意，这些 LO 是不可访问的，并且无法提供或接收频率参考，因而也就不能确保被测器件和 PNA-X 之间的频率同步。这种情况在卫星转发器中很常见，因为受卫星转发器尺寸、重量和功率的限制，要访问卫星上的本地振荡器很困难。过去这是一大挑战，技术人员并未使用 VNA 来测量转发器相位和时延，导致转发器表征速度迟迟得不到改善。随着现代化仪器的问世，例如拥有先进测量应用软件（如本节所介绍的软件）的 PNA-X，VNA 已经成为表征转发器的主要工具。

SMC+Phase 需要将 PNA-X 接收机调谐到与被测器件输出频率精确匹配的频率。不过，如果无法在被测器件和 PNA-X 之间建立频率锁定，那么除非进行额外的测量来表征和补偿 LO 频率偏移，否则无法将测量接收机调谐到被测器件的实际输出频率。大多数嵌入式 LO 变频器的频率偏移范围为几 kHz 到几十 kHz，但任何偏移都足以导致测量输出相位快速变化，从而掩盖被测器件的实际响应，导致用户无法获得正确的群时延测量结果。要避免此类问题，S93084B 嵌入式 LO 应用软件是一个理想的选择。这个应用软件可执行后台扫描，测量被测器件输出频率相较于标称混频计划（在定义的频率容差内）的偏移。然后将测得的偏移加到混频计划中的标称 LO 值上。这样就更改了混频计划的输出频率，而后将 PNA-X 接收机调谐到正确的被测器件输出频率。现在，我们可以按前述计划来执行 SMC+Phase 测量。我们在前面的“**测量拥有两个以上混频级的变频器**”部分中说过，嵌入式 LO 功能适用于具有多个混频级的被测器件。它还可以在其他类别的变频器测量中使用，例如增益压缩、互调失真和噪声系数。

确定 LO 偏移

在使用算法确定被测器件内置 LO 的频率偏移时，可以分为两个步骤。第一步，向被测器件的输入端提供一个处于测量扫宽内（默认为中心）的 CW 信号，然后在用户可选择的频率扫宽（默认为 3 MHz）内进行宽带接收机扫描，测量被测器件的输出。频率扫宽以混频计划规定的标称输出频率为中心。进行峰值搜索，找到输出信号的频率，并使用峰值与标称输出频率之差当作 LO 偏移的粗略值。这个过程速度较快，但频率分辨率达不到 SMC+Phase 或时延测量的要求。

确定 LO 偏移的第二步称为精确扫描。向被测器件输入端提供同一个 CW 信号，但不执行宽带频率扫描，而是将测量被测器件输出的接收机调谐到根据宽带扫描确定的输出频率，并进行相位随时间的扫描。计算迹线的斜率，从而确定精确的 LO 频率偏移，然后将其与粗略值相结合，对整体的 LO 频率偏移和输出频率进行新的估算。精确扫描应根据需要重复多次，直到估计的输出频率落在定义的容限值（默认值为 1 Hz）内，或者达到最大迭代次数。通过结合使用粗略值和精确扫描值，可以快速确定真实的 LO 值，同时频率分辨率也能满足相位和时延测量的要求。混频计划图形用户界面始终显示标称频率值，而 LO 偏移频率测量值则是在嵌入式 LO 设置对话框中和屏幕左下角显示，默认情况下，每次扫描都会更新（图 21）。

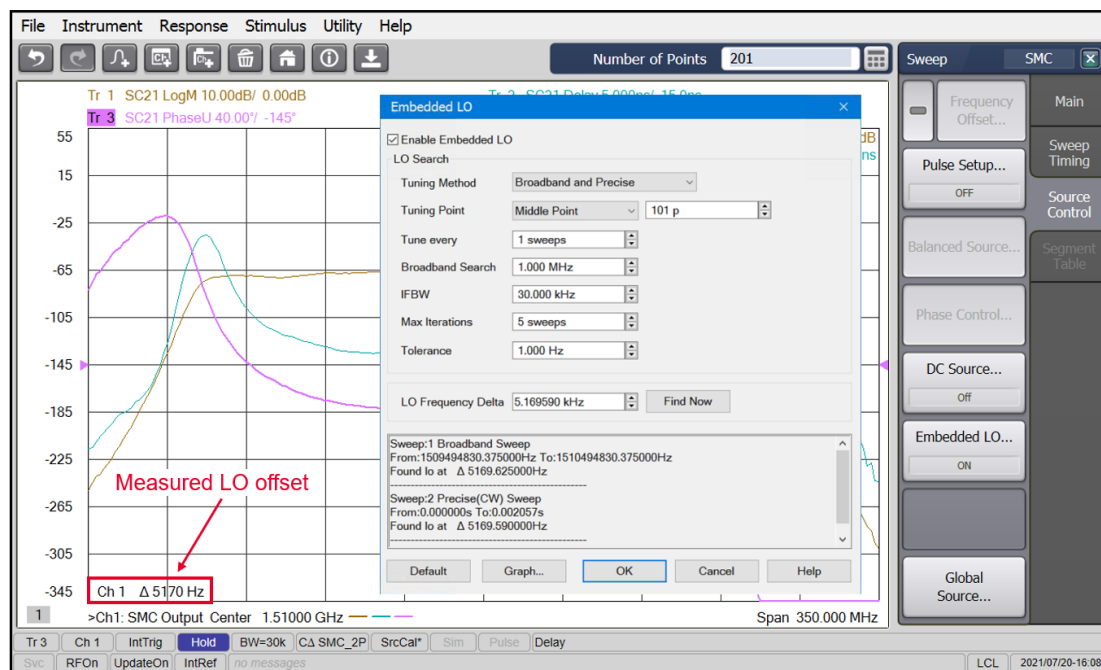


图 21. 嵌入式 LO 频率偏移值在设置对话框中以及屏幕左下角显示。

LO 稳定度

为了实现高准确度测量，PNA-X 和被测器件 LO 的相位噪声都必须足够低，以便降低非比值接收机相位测量引起的误差。这对大多数卫星转发器来说都不是问题，因为它们的 LO 通常锁定在非常稳定且相位噪声低的晶体振荡器上。PNA-X 内部 DDS 源的相位噪声性能也相当好，因此用户能够使用宽 IF 带宽提高测量速度，同时只需进行很少或根本不用进行扫描平均。对于配有小数 N 分频信号源的旧型号 PNA-X，建议采用 10 kHz 至 30 kHz 之间的中频带宽，至少进行 10 次扫描平均。图 22 显示了 LO 相位噪声对群时延测量的影响。顶部迹线是使用 PNA-X 端口 3 提供 LO 信号的参考测量结果。其他迹线使用了具有相位噪声减损功能的外部信号发生器，这个发生器允许在已定义的偏移范围（在本例中为 1 kHz 至 30 kHz）内设置相位噪声基座电平（以 dBc/Hz 为单位）。时延迹线上增加的噪声在大约 -80 dBc/Hz 处开始变得明显。

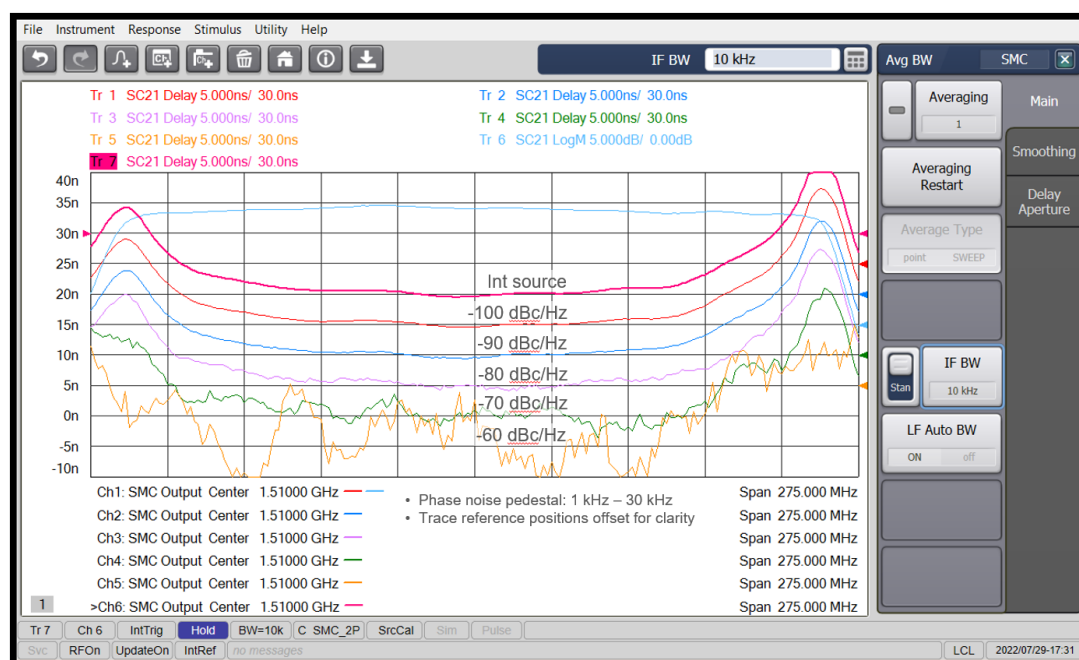


图 22. LO 相位噪声对群时延测量的影响。

VMC

在 SMC+Phase 发布之前，用户通常使用矢量混频器/变频器（VMC）测量类别来测量变频器的相位和群时延。VMC 需要一个参考混频器和一个校准混频器，而使用 SMC+Phase 则无需这两个器件。对于配有小数 N 分频信号源的旧型号 PNA-X 仪器，VMC 仍然有用。VMC 可用于测量绝对群时延、相对于线性相位的偏移以及器件（例如发射/接收模块或波束赋形集成电路中的移相器）内的相位变化。它还可用于调整单路径变频器中的 LO 路径长度，以匹配参考或“标准”器件。

图 23 显示了使用双端口 PNA-X 对单级变频器进行 VMC 测量的设置图。VMC 采用了并联测试方法，在端口 1 使用前面板跳线将参考混频器连接到端口 1 的参考接收机。混频器在 VC21 前向传输测量期间被开关切换接通，向被测器件的输出信号提供相位参考，并在 S11 反射测量期间被开关切换断开。

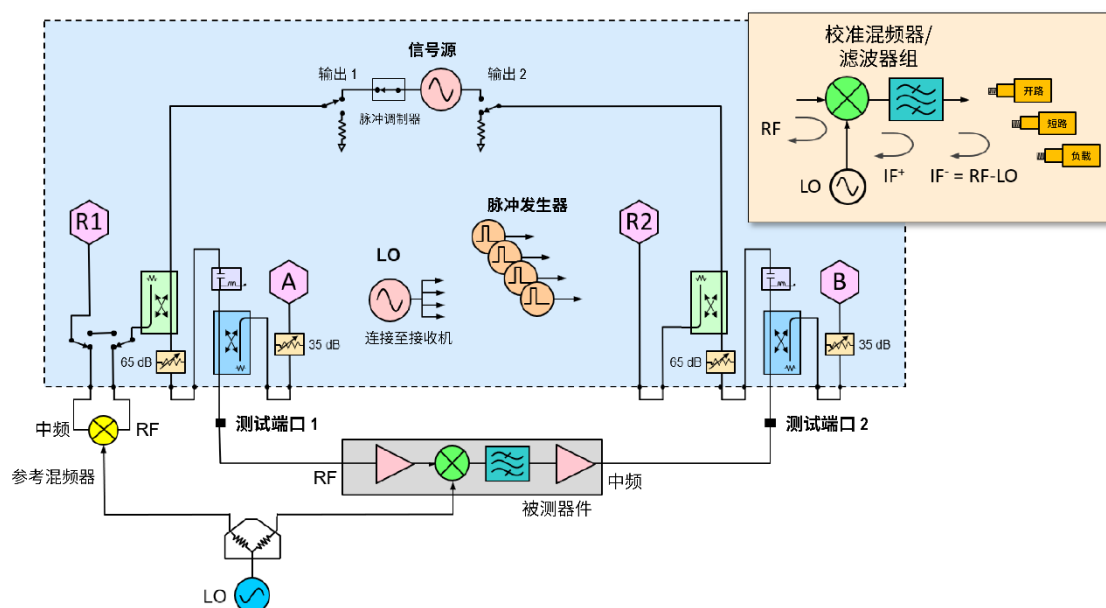


图 23. 用于单级变频器的 VMC 测量设置，以及用于表征校准混频器/滤波器的校准标准件。

为了进行校准，用户可以结合使用经过表征的互易（reciprocal）混频器和滤波器，对覆盖被测器件的频率规划。滤波器负责选择恰当的混频响应。如图 23 的右上角所示，我们将三个不同的校准标准件连接至混频器/滤波器的输出端，并进行三项反射测量，对混频器/滤波器进行了表征。无论是机械标准件还是电子校准件都可以使用。根据这三项反射测量的结果，我们可以计算出校准混频器/滤波器的输入和输出匹配，以及双向传输响应。由于混频器假设是互易的（意味着变频响应在两个方向上是相同的），因此单向响应按照双向响应的一半计算。为了校准测试系统以便进行绝对幅度和时延测量，我们将校准混频器/滤波器当成经过表征的直通标准件使用。被测器件的绝对相位将与校准混频器相关，我们只要使用相同的校准混频器/滤波器，就可以消除多个测试设置中的参考混频器和被测器件的 LO 路径长度差异。

多路径变频器的绝对相位差

很多变频器拥有多个由公共内部 LO 驱动的路径。对于固定 LO，LO 路径的长度差异会增加变频器输出之间的相位偏移，因此必须对其进行表征。由于 SMC+Phase 和 VMC 对嵌入式 LO 变频器的相位响应进行了归一化，致使我们无法测量单个变频器路径的绝对相位响应。不过，我们的目标是表征不同路径之间的相位差，因此可以将一个路径用作参考，并以该路径为基准测量其他路径。图 24 显示了一个配有嵌入式 LO 的双路径变频器，以及用于测量不同路径之间相对相位差的测试系统。这个系统使用了 S93089B 差分 I/Q 器件测量应用软件，在变频器输入端将来自端口 1 和端口 3 的射频激励之间的相对相位设置为零度。系统在整个频率扫描期间都可以保持这种相位相干性。在被测器件输出端口处测得的相位差为测试接收机在端口 2 和端口 4 的相位比值，例如 B/D 或 b2/b4。使用 S93089B，我们就无需在被测器件的输入端

使用相位匹配的功分器和等长电缆，或者必须对测量结果进行补偿，抵消掉在输入功分器和相关电缆的不同路径之间存在相位差的影响。

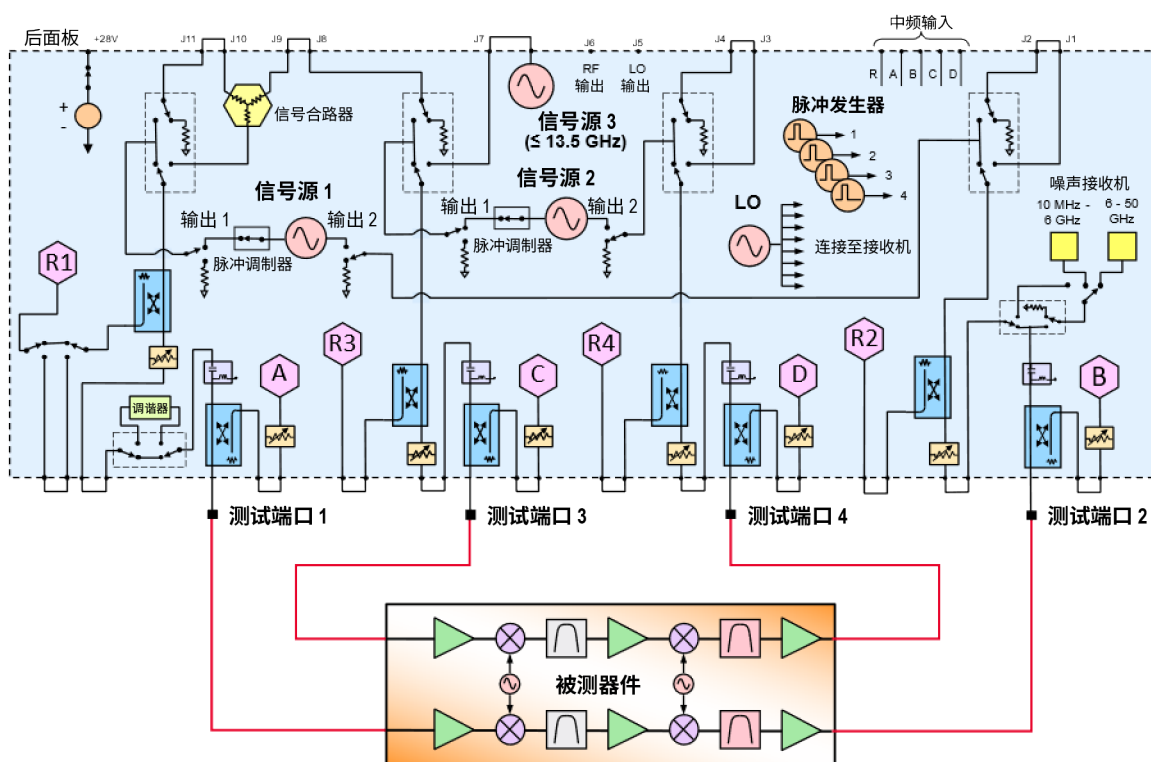


图 24. 这个测试系统用于测量包含嵌入式 LO 的双路变频器在两个路径之间的相对相位差。

当变频器中的 LO 使用了可以锁定到 PNA-X 的频率参考，或是可以为 PNA-X 提供参考时，我们就能将 PNA-X 中的接收机调谐到测量设置中定义的适当频率。不过，如果嵌入式 LO 并未锁定到 PNA-X，则输出信号可能落在 PNA-X 的中频滤波器的边缘上，导致 SNR 下降。减轻这种影响的方法是增加测量中频带宽，以便降低损耗。不过，如果 LO 偏移较大，大量增加中频带宽将会导致本底噪声大幅上升。更好的方法是通过其他方式确定总体 LO 偏移，然后按照偏移量调整接收机频率。用户可以使用 SMC 或 SMC+Phase 通道中的嵌入式 LO 特性找到频率偏移，然后根据偏移值，在差分 I/Q 通道中调整被测器件的输出频率范围。

隔离度和泄漏测量

隔离度和泄漏测量可以表征没有经过混频器或变频器进行频率转换的信号。常见的测量包括输入到输出隔离度（例如，下变频器的射频到中频或上变频器的中频到射频），以及输入端口和输出端口的 LO 泄漏。这些测量对于混频器来说很常见，因为它没有进行任何滤波来抑制响应。隔离度和泄漏测量通常属于标准测量类别。隔离度测量使用传输 S 参数，如 S21，测试在端口 1 输入信号时，在端口 2 产生的同频率输出信号。通常在测试期间，会向被测器件的混频器输入 LO 信号，就像它们在正常使用中那样。如果 LO 由 PNA-X 提供，则必须使用频偏模式将它们设置为适当的频率，并通过“Power and Attenuators”（功率和衰减器）对话框设置适当的功率电平。

LO 泄漏通常用绝对功率来衡量。我们可以使用一个经过正确校准的（非比率）接收机来完成此项测量。将 LO 设置为恰当的扫描范围和功率电平，并且通常不会向被测器件的输入端输入信号。在图 25 中，Tr 1 测量下变频器的射频至中频泄漏，其中输入扫描范围为 3 GHz 至 12 GHz，固定 LO 为 7.50001 GHz。LO 在频率上略有偏移，以免输出端的 LO 泄漏落在被测隔离点上。Tr 2 显示了在 3 GHz 至 12 GHz 范围内扫描 LO 所导致的泄漏（单位：dBm）。由于没有向变频器输入任何其他信号，因此无需采用频偏模式。

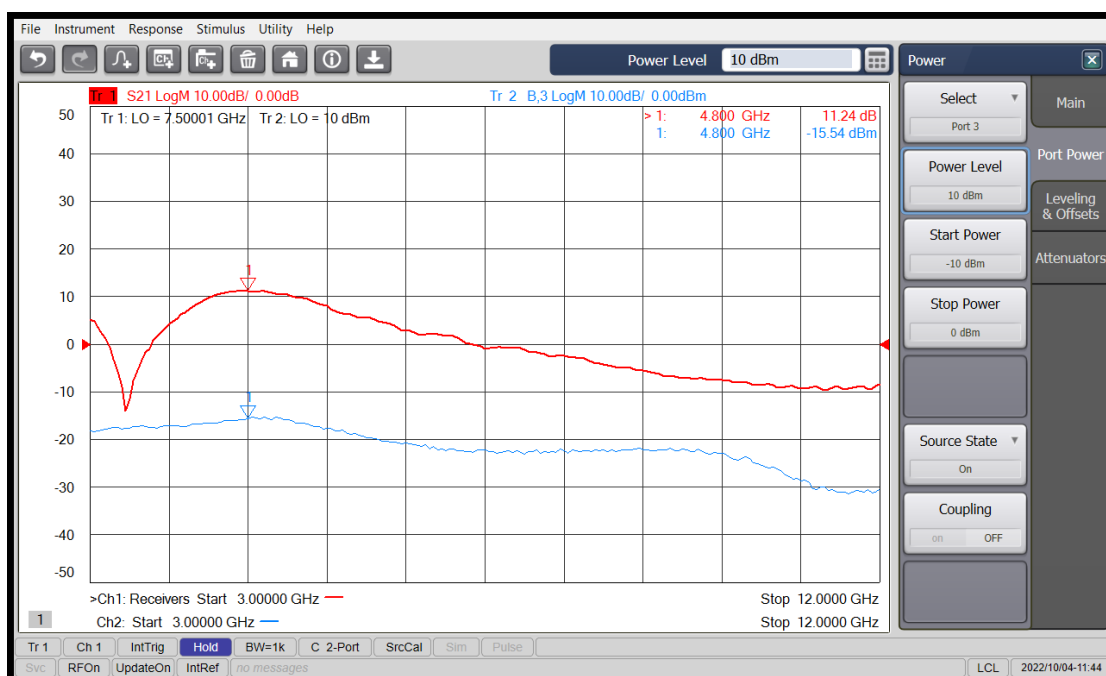


图 25. 射频至中频隔离度 (Tr 1) 和输出 LO 泄漏 (Tr 2) 测量。

增益压缩

VNA 功率扫描能够直观地测量固定频率上的增益压缩（我们在前面的 SMC+Phase 部分讨论过），还可以执行其他测量，速度比使用外部信号发生器和频谱分析仪或功率计的传统方法快得多。如果是测量增益压缩与频率的关系，速度还可以进一步提升。我们推出的增益压缩测量应用软件（S93086B，适用于放大器和变频器）除了可以加快这些测量的速度之外，还可以更灵活地进行测量定义和设置。

当使用相同的功率步长进行功率扫描时会遇到一个问题，那就是采集的数据有很多是用不着的。要实现合适的功率分辨率，功率扫描通常需要扫描 50 到 100 个点。不过，要测量增益下降只需要扫描两个数据点：一个参考点在线性或小信号区域（增益和功率无关），另一个点在与所需增益下降（通常为 1 dB）相对应的压缩区域。使用这种方法计算增益压缩，尽管我们需要数据来确保在测量频率上测量两个必要的功率点，并且要考虑到被测器件之间的变化，但还是有 96% 到 98% 的数据是多余的。

SMART 扫描

采用更智能的算法设置输入功率，可以显著减少不必要的测量数据。增益压缩应用软件使用了一种名为 SMART 扫描的算法，该算法在迭代循环中使用了不同的功率步长，可以减少在每个指定频率上确定增益压缩点所需的测量次数。在大多数情况下，只需要 3 到 7 次迭代，获得结果的速度比使用常规功率扫描快得多（图 26）。使用经过失配校正的功率测量，可以提高准确度。该算法的工作原理如下：首先，在用户指定的线性（即小信号）功率电平上测量被测器件增益。接下来，将功率增加到用户定义功率范围内的某个值，并再次测量增益。如果增益下降超过指定的压缩级别，则降低功率。如果增益下降小于指定的值，则增加功率。重复这个过程，直到在用户指定的容限范围内，增益下降到需要的水平。在迭代过程中，使用压缩曲线拟合算法来估算下一个输入功率值应该多大。与更简单的算法相比，该算法减少了迭代次数。一旦找到压缩点，就可以通过输入功率或输出功率显示压缩功率。对设置的每个频率点，均执行这个过程。

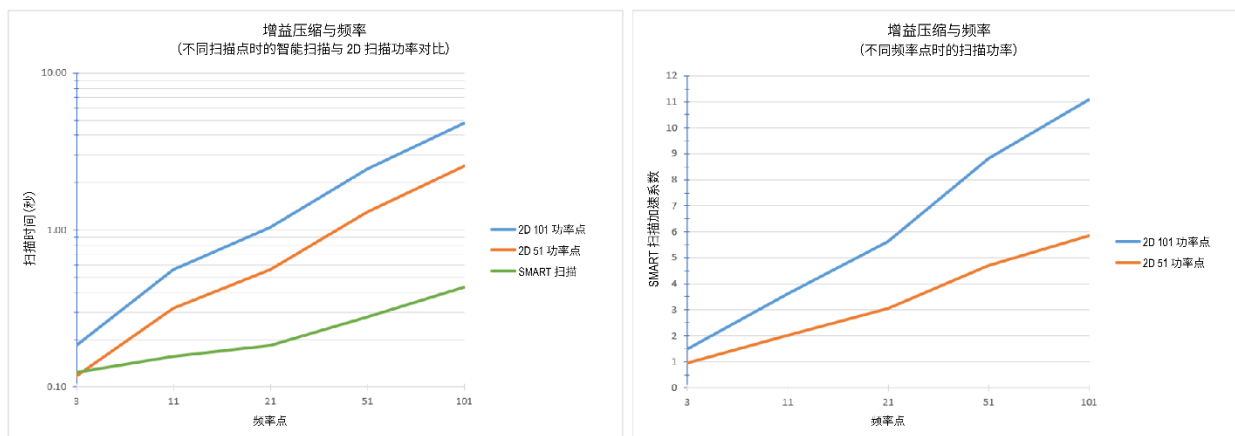


图 26. 在进行扫描频率增益压缩测量时，使用 SMART 扫描算法通常比使用传统的频率步进功率扫描快得多（左）。加速因子见右图。

虽然与 SMART 扫描结合使用的功率设置算法是一种快速方法，但在某些频率上，它对被测器件的压缩远远超过需要的值。这种过冲对于大功率或其他特别灵敏的被测器件来说是不可接受的，因为它们不允许功率电平明显高于压缩点。用户可以改用另一种“安全模式”功率设置方法，以更可控的方式增加功率，减少可能发生的功率过冲。当启用安全模式时，功率按用户指定的粗略步长增加，直至增益下降到用户指定的点。在超过该点后，功率会以用户指定的精细步长增加，直至达到目标压缩点。这意味着输入功率永远不会高于精细功率设置值。在使用安全模式时，需要额外注意，该模式需要更多的功率点才能达到压缩，这增加了总体测试时间。

2D 扫描和相位压缩

如果用户想要获得更全面的功率和频率数据集，这个应用软件还提供了两种“2D”扫描类型：在每个频率扫描功率（即传统的 VNA 方法）或在每个功率扫描频率。无论采用哪种方法，用户都可以选择检查幅度和/或相位压缩。当检查幅度和相位压缩时，无论先遇到哪个极限（dB 或度数），这个应用软件都会报告压缩时的功率。SMART 扫描和 2D 扫描的整个 S 参数、功率和频率数据集可以采用逗号分隔符（csv）格式保存，以便进行后期分析或导入到射频仿真软件中。

压缩方法

增益压缩应用软件提供了多种方法来确定被测器件的压缩点（图 27）。最常用的方法是线性增益压缩。这种方法使用用户指定的线性输入功率来建立增益参考。当使用 SMART 扫描时，最适合采用这种方法。如果是进行 2D 扫描，最好是使用其他方法。对于在压缩之前便已表现出增益扩展（即增益增加）的变频器，用户有时可以使用“Compression from Max Gain”（来自最大增益的压缩）。这种方法使用最大增益而不是使用线性增益作为参考。与使用线性增益作为参考相比，这种方法将导致压缩点更低。

“Compression from Back Off”（来自回退的压缩）会检查增益与输入功率数据的关系，并使用用户指定的回退电平来确定增益参考。该算法在每个频率上搜索“输入功率差等于回退电平，从而导致所需压缩量”的第一对数据点（从最高输入功率处开始）。这个压缩点便是此数据对的更高功率值。X/Y 压缩法与之类似，不过算法会检查输出功率与输入功率的数据。此时，用户需要再次对成对数据点进行检查，找出指定输入功率变化（delta-X）导致指定输出功率变化（delta-Y）的第一对数据点。

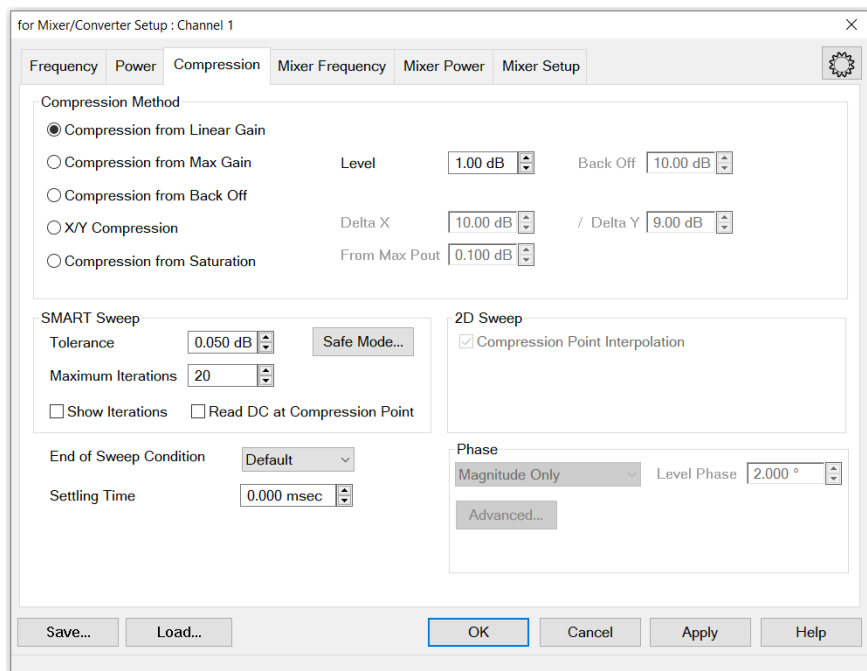


图 27. 增益压缩应用软件提供了多种定义压缩点的方法。

对于使用完全饱和输出放大器的变频器（例如，使用 TWT 放大器和相位调制载波的卫星转发器），用户特别需要了解功率饱和电平。TWT 放大器表现出了独特特性，其输入功率增加到超过饱和点后会导致输出功率下降。输出功率峰值通常不是很尖锐，因此只要少量的噪声，就可能导致在连续扫描之间，与最大输出功率相对应的输入功率出现较大变化。为了避免这个问题，我们可以在每个频率上使用“Compression from Saturation”（相对饱和点压缩）方法，在用户指定的功率扫描范围内寻找最大输出功率值，然后找到输入功率，也就是输出功率从最大值降低用户指定的“From Max Pout”（偏离最大输出功率）值之后的结果，通常为十分之几 dB。这种方法可以得到输入和输出功率的可重复的饱和功率值。

互调失真

双音互调失真（IMD）是使用最广泛的微波器件带内失真测量方法。输入两个紧密间隔的功率电平信号，使被测器件表现出非线性，这将在两个主信号的任何一侧产生更高阶的混频结果。由于 PNA-X 有两个内置的、经过良好滤波的射频源和一个内置的信号合路器，它可以很容易地生成双音 IMD 激励。对于使用频谱分析仪和调制失真应用软件进行的其他带内失真测量，例如 NPR 和 EVM，我们也将进行讨论。

IMD 应用软件 S93087B 为变频器提供了两类测量：扫描 IMD 测量和 IM 频谱测量。扫描 IMD 类别是主要的测量工具，提供对中心频率、双音间隔、双音功率或 LO 功率（图 28）的扫描测量。这个应用软件可测量主信号和 2、3、5、7 或 9 阶的 IMD 产物。它可以将 IMD 参数显示为相对于主信号功率的 dBc 值，或显示为输入或输出参考的截断点。

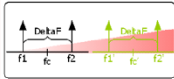
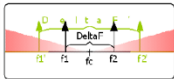
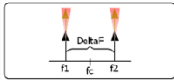
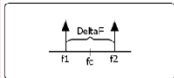
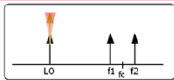
扫描类型	中心频率	音频间隔	音频功率	示意图
扫描 Fc	扫描	固定	固定	
扫描变化量	固定	扫描	固定	
功率扫描	固定	固定	扫描	
CW	固定	固定	固定	
本振功率扫描	固定	固定	固定	

图 28. 这款扫描 - IMD 应用软件包括中心频率、双音间隔、双音功率、LO 功率或固定（CW）等扫描类型。

图 29 显示了图 2 所示变频器配置的测量结果（变频器的 LO 由 PNA-X 可选的第三内置信号源提供），包括扫描中心频率（左）和扫描输入功率（右）。

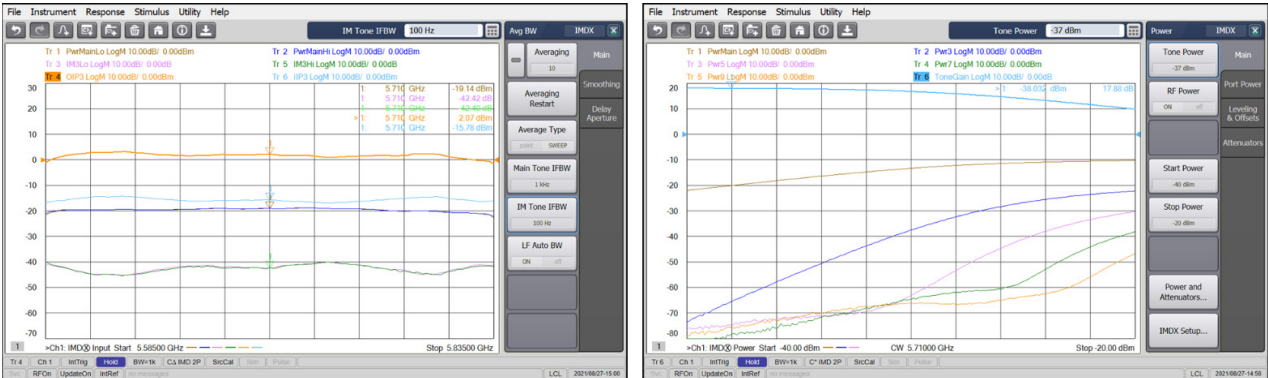


图 29. 扫描中心频率（左）和扫描功率（右）IMD 示例。

LO 功率扫描

对于变频器设计人员来说，要想在失真性能和功耗之间找到一个最佳的 LO 功率平衡点，LO 功率扫描是一个好办法。LO 功率太小会使混频器功率不足，IMD 增加。如果 LO 的功率远远超过正常混频所需，又会增加不必要的混频成分且浪费功率，这对于电池供电的移动电话或是由太阳能供电的卫星等能源有限的设备来说，都是需要极力避免的。如果按照传统方法，使用外部信号发生器和频谱分析仪来执行此项测试，不仅困难还耗时，而使用 PNA-X 则容易得多。图 30 显示了在测量变频器增益和 IMD 性能时扫描外部 LO 信号功率的示例。我们已经将游标 1 放在一个合适的点，使混频器的功率不会过低（即在此区域的双音增益是恒定的）。将 LO 功率从 10 增加到 13 dBm（增加 3 dB）只能使输入参考截断点 IIP3 增加 0.36 dB（从 -14.87 dBm 增加到 -14.51 dBm），这会得不偿失。



图 30. 扫描外部 LO 信号功率，同时测量变频器增益和 IMD 性能的示例。

IM 频谱转换器

如上所述，S93087B 提供了可显示 IMD 信号频谱的测量类别。这个工具提供了快速检查下边带对和上边带对之间的 IMD 不平衡以及寻找高阶产物的方法。游标功能“Marker -> IM Spectrum”（游标 -> IM 频谱）可打开一个 IM 频谱通道，在此通道中，激励设置为与游标在扫描-IMD 通道中的位置一致的频率和功率值。图 31 显示了使用“Marker -> Spectrum”（游标 -> 频谱）并添加了游标后的频谱结果。游标 2、3、4、5 分别表示 3、5、7 和 9 阶的 IMD 产物。例如，游标 3 表示第 5 阶产物的幅度（ $3 * 509.5 \text{ MHz} - 2 * 510.5 \text{ MHz} = 507.5 \text{ MHz}$ ）。

虽然用户可以使用 IM 频谱测量类别对 IMD 设置进行问题诊断，但它并非通用型频谱分析仪，与经过速度优化的 S93090xB 频谱分析仪应用软件相比慢得多。

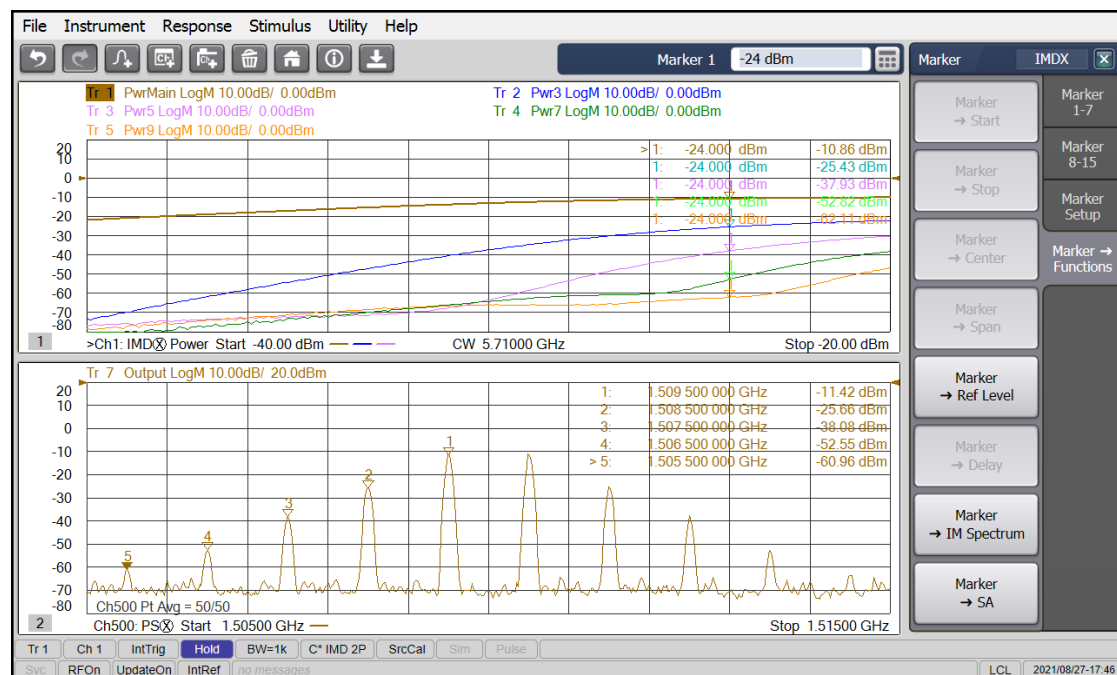


图 31. 使用“Marker -> Spectrum”之后的 IM 频谱（底部）示例。

噪声系数

在表征组件或子系统如何降低经过器件的信号 SNR 时，用户经常采用噪声系数（NF）测量法（单位：dB）。造成 SNR 下降的原因可能是损耗、有源器件产生的额外噪声或两者共同作用。噪声系数（或线性表示的噪声因子）的定义为输入 SNR 除以输出 SNR，它同样适用于放大器和变频器。如果放大器或变频器处于理想状态，那么输出噪声将等于输入噪声乘以器件增益，这样在输入端和输出端会得到相同的 SNR。不过，对于所有真实的有源器件来说，输出噪声都会大于输入噪声乘以被测器件增益，因此输出端的 SNR 将小于输入端的 SNR，导致噪声系数 > 0 dB。需要注意的是，在测量和比较噪声系数时，我们假设测试系统的阻抗为 50 欧姆。如果不通过补偿消除非 50 欧姆源匹配偏移，可能会造成巨大的测量误差。

PNA-X 噪声系数应用软件 S93029B 通常与内部低噪声接收机（选件 029）结合使用，采用冷源法测量噪声系数。冷源法没有用经过校准的噪声源来提供两个输入噪声功率电平，并据此计算被测器件增益和噪声系数（Y 因子法），而是先用 S 参数或变频器的等效参数测量被测器件增益，然后在被测器件输入端接单个室温阻抗的情况下测量输出噪声功率。再根据这两组测量值，计算出噪声系数。这种方法与源阻抗调谐器结合使用，可以执行先进的误差校正，克服非 50 欧姆源阻抗准确度下降的问题，并使 PNA-X 成为一款非常准确的噪声系数测量解决方案，适用于放大器和变频器测试。这种方法仅需使用一组连接，便能轻松测量噪声系数以及其它基本的变频器参数，如变频增益、压缩和 IMD（图 32）。详细了解冷源法和 PNA-X 独特的矢量噪声校准，请参见应用指南《使用 PNA-X 系列网络分析仪进行高度准确的噪声系数测量》。

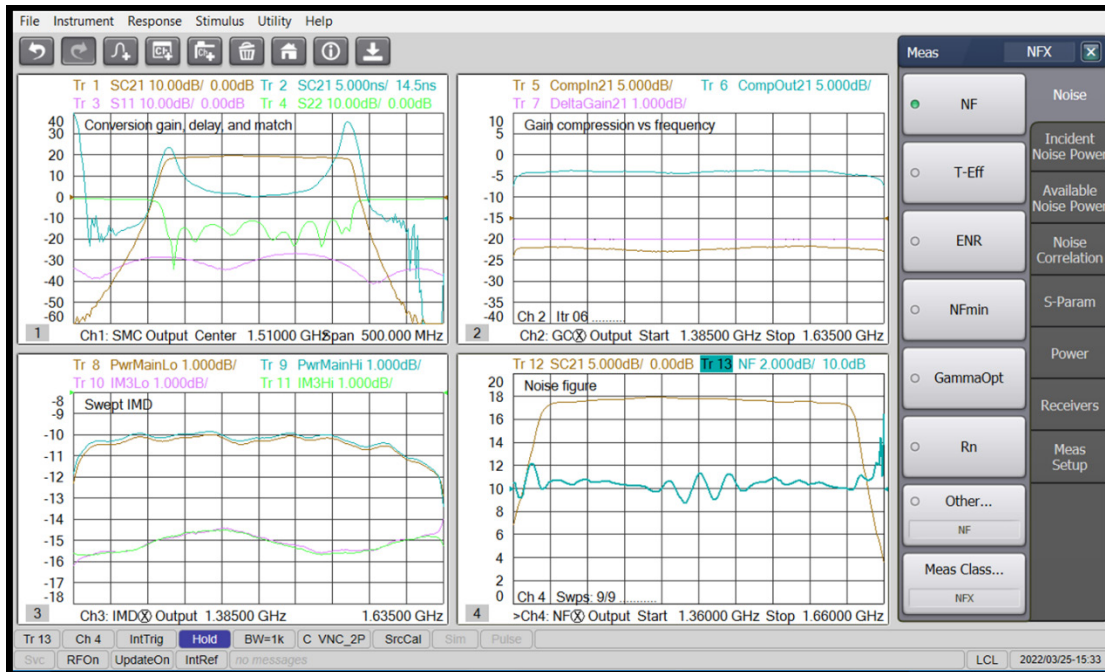


图 32. 仅需使用一组连接，便能轻松测量噪声系数以及其他基本的变频器参数，如变频增益、压缩和 IMD。

单边带和双边带变频器

使用冷源法的一个优点是，它可以正确测量单边带 (SSB) 和双边带 (DSB) 下变频器(图 33)。DSB 变频器通常可提供宽广的频率覆盖范围，但混频器前面缺少滤波器，意味着它们的下变频噪声会超过等效的 SSB 变频器。在没有滤波器的情况下，输入噪声（通常来自前端 LNA）会进入混频器，并且在 LO 频率以上和以下的边带处发生变频，导致两个边带都被混频到变频器的 IF 输出端。受变频器前端频率响应的影响，两个边带的噪声贡献可能不一样。如果前端的频率响应在上边带和下边带之间是平坦的，则 DSB 变频器的噪声比经过滤波的 SSB 变频器高 3 dB。如果响应是不平坦的，而且期望的响应是在噪声变频较小的边带附近，则这种差异可能更大。当使用 Y 因子法时，测得的两个被测器件的噪声系数是相同的，因为它计算了噪声功率测量结果的比值，并按比例去除了 DSB 变频器的过量噪声（相对于 SSB 变频器）。对于大多数 DSB 变频器来说，采用 Y 因子法得到的噪声系数测量值通常比实际值好（低）0 到 4 dB。由于冷源法只测量一次噪声功率，因此没有比值效应，而且 DSB 和 SSB 变频器的测量方式虽然不同，但两者都能获得正确的噪声系数值。

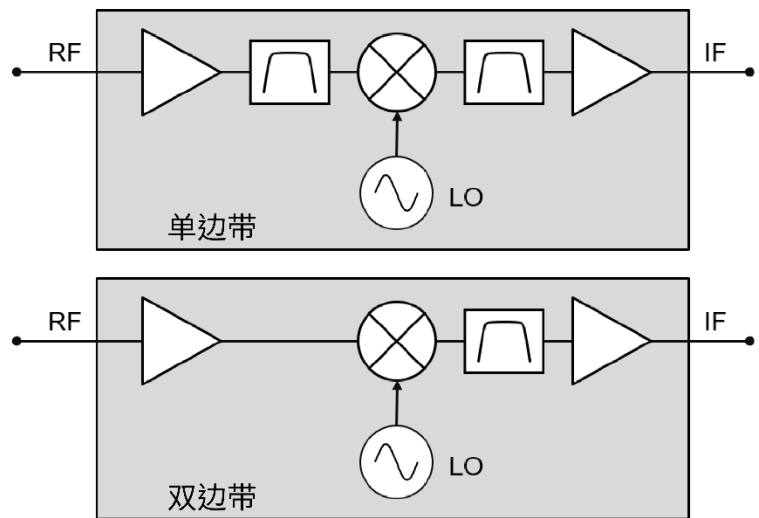


图 33. 单边带（上图）和双边带（下图）下变频器。

LO 噪声贡献

在测量下变频器的噪声系数时，要特别注意 LO 信号上的宽带噪声。LO 任何一侧偏移了 IF 频率的噪声，都可能在被测器件的第一个混频级内发生混频，并添加到变频后的输出上。我们以拥有 140 MHz IF 的卫星通信下变频器为例。相对于标称 LO 频率偏移 ± 140 MHz 的 LO 噪声变频至 IF，并加入到变频器前端的噪声中。取决于混频器对 LO 变化的变频灵敏度、LO 噪声的相对电平，以及变频器的输入路径带来的噪声，LO 噪声带来的影响小到可以忽略不计，大到非常巨大。输入路径中存在的增益越多（因此有更多噪声进入第一混频器），LO 噪声对整个噪声系数的影响就越小。如果 LO 嵌入在被测器件中，则其带来的噪声就不会受到测试系统的影响。然而，对于由外部提供 LO 的测试系统，LO 带来的噪声可能是测量误差的一个重要来源。

这种影响在图 34 中可以很容易看到。图中显示了使用 PNA-X 提供的 1.5 GHz LO 和 321.4 MHz 的输出，对下变频器进行测量的结果。在左下角的窗口中，被测器件仅由一个混频器和一个输出滤波器组成。橙色迹线（Tr 8-mem）显示的是未经任何 LO 滤波的噪声系数。红色迹线显示了使用 1.5 GHz 带通滤波器对 LO 信号进行滤波以消除噪声的噪声系数。delta 游标显示两种条件下的噪声系数之差达到 13.1 dB，差距相当大。在左上角的窗口中，输入放大器增加了 15.3 dB 的增益，这将滤波 LO 与未滤波 LO 之间的差距减小到 1 dB。在右上角窗口中，输入放大器的增益增加了 20 dB，达到 35.4 dB，这将滤波 LO 与未滤波 LO 之间的差距缩小到仅 0.1 dB。

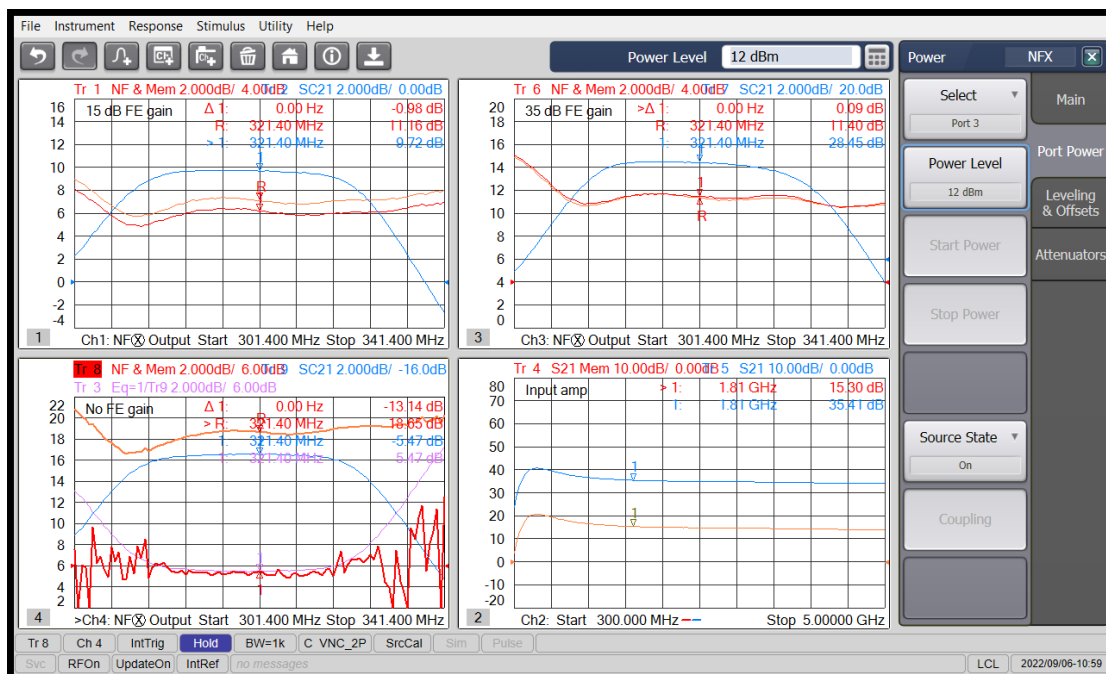


图 34. 当前端增益分别为 0 dB（左下）、15 dB（左上）和 35 dB（右上）时，LO 噪声对噪声系数的贡献。

杂散测试

表征变频器端口输出的谐波和非谐波杂散信号是测试套件的一个关键功能，因为当变频器在目标环境中工作时，杂散信号可能会导致带内和带外干扰。尽管在典型的变频器中会广泛使用滤波器，但内部混频器、放大器和频率合成器产生的杂散信号可能会从任何 RF 端口泄漏出去。这个问题对于配有直接天线端口的器件来说尤其严重，因为这些杂散信号随后将广播到工作环境中。以往使用单独的信号源和频谱分析仪进行杂散测试，往往要耗费大部分的测试时间。

现在使用 S93090xB 频谱分析应用软件，PNA-X 中的任何测试接收机都可以用作频谱分析仪，在变频器的所有 RF 端口处进行杂散测试（图 35）。在频谱分析（SA）测量类别中，用户可将任何内部 RF 源设置为目标频率和功率，以便在杂散测试期间提供所需要的 RF、IF 和 LO 激励。通过采用 VNA 误差校正法，用户可以在任何目标参考面上，对同轴、波导还是晶圆器件进行经过校准的 SA 测量。

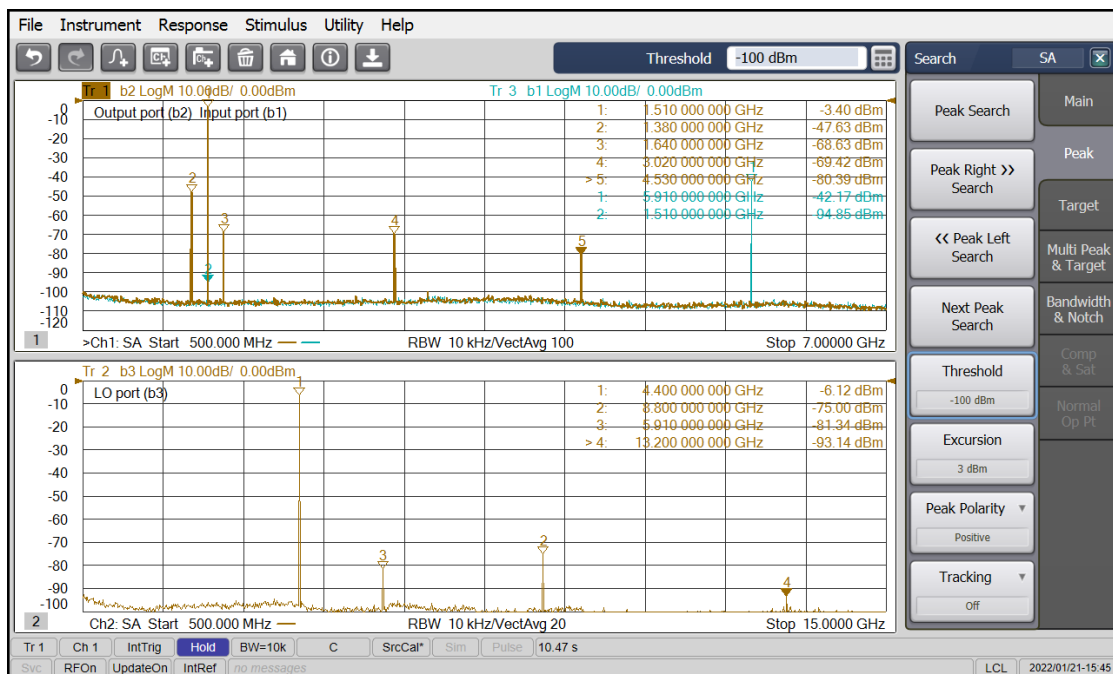


图 35. 对变频器输入、输出和 LO 端口泄漏出来的杂散信号进行频谱测量的结果。

由于 PNA-X 的接收机前面没有预选滤波器，并且 SA 应用软件使用的是数据处理功能经过优化的步进式快速傅立叶变换（FFT）扫描，因此测量速度非常快，通常比传统的扫描 LO 台式频谱分析仪快十到数百倍（图 36）。

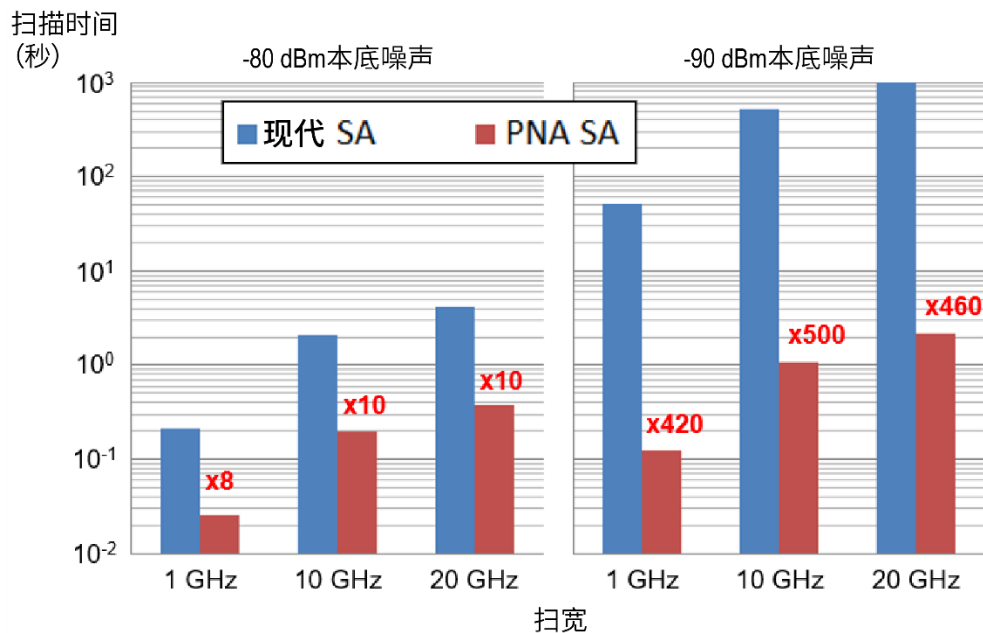


图 36. 使用 PNA-X 进行频谱测量的速度非常快，通常比传统的扫描 LO 台式频谱分析仪快十到数百倍。

镜像抑制

由于 PNA-X 接收机中的混频器前面没有滤波器，如果不采用镜像抑制方法，显示中将显示镜像信号。当输入信号混频到接收机的 IF 中时，如果 LO 在信号之下和之上，则在扫描测量中会出现镜像，从而产生目标响应和虚假的响应。为了克服这个问题，用户可使用软件预选算法。它借鉴了几十年来使用非预选微波频谱分析仪的经验，通常称为“信号识别”或 sig-ID 法。最简单的形式是进行两次扫描，一次扫描使用低侧混频，另一次扫描则使用高侧混频。真实信号在显示屏上的位置保持不动，而虚假信号将移动到其他位置。通过对任意迹线点使用这两次扫描得到的最小值，可以让显示屏不再显示镜像信号。然而，在密集的信号环境中，两个 LO 频率可能不足以消除镜像响应。PNA-X 中的 SA 应用软件默认对每个显示的数据点进行四次 LO 采集。如果追求测量速度，用户可以将 LO 采集次数减少到一次；如果希望实现更好的镜像抑制，用户可将采集次数增加到六次或八次。为了获得更好的抑制效果，LO 频率默认情况下是随机变化的，以便减少显示错误信号的概率。图 37 显示了采用常规镜像抑制的结果（顶部窗口），以及显示镜像抑制的特殊诊断模式（底部窗口）。



图 37. 常规镜像抑制（顶部）和显示镜像信号的特殊诊断模式（底部）。

滤波器形状

用于 S 参数测量的数字滤波器经过了速度优化，并且不需要高选择性，因为激励/响应测试总是将测得的信号置于 IF 带宽的中心。不过，如果要进行频谱分析，高选择性就非常重要了，这样可以分辨紧密间隔的信号。此时就需要使用高斯形状的数字滤波器，但它需要的滤波器抽头数量通常比用于网络分析的等效带宽滤波器更多。图 38 显示了在网络分析（Tr 1）和频谱分析（Tr 2）模式下 3 kHz 滤波器的选择性差异。

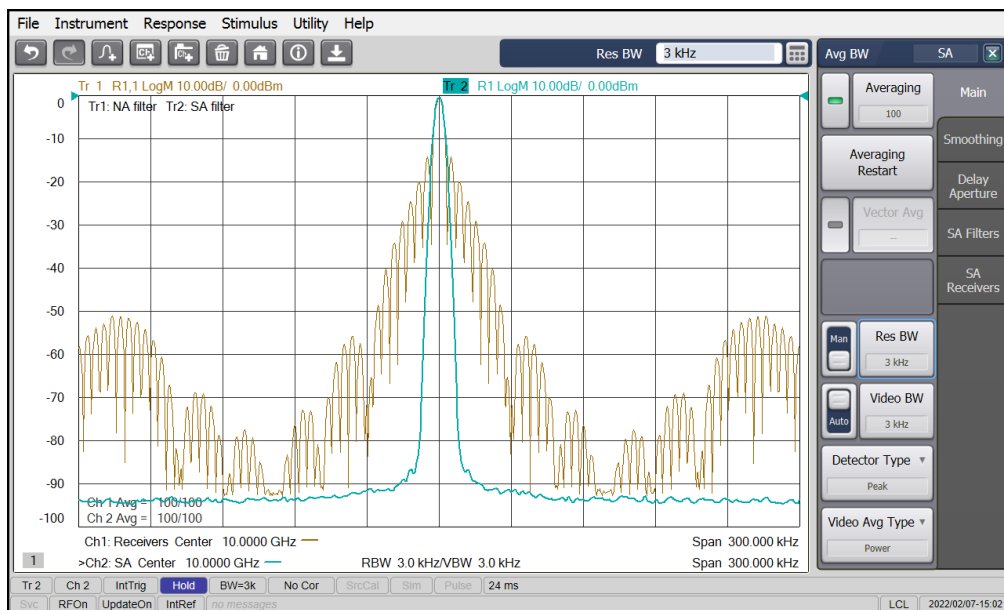


图 38. 网络分析（Tr 1）和频谱分析（Tr 2）模式下的滤波器选择性比较。

相干和矢量平均

SA 应用软件有一个独特且非常实用的功能，它能利用重复波形以及信号源与接收机之间的紧密耦合来扩展频谱测量的动态范围。这个功能称为矢量平均，也就是在进行 FFT 处理之前，先在时域中对连续数据记录进行平均。只要连续两个数据记录存在相干性，就可以通过平均减少噪声，同时保留底层波形。在时域中降低噪声，有助于降低频谱测量的本底噪声，但测量时间会变长。不过，在进行 FFT 之前先实施时域平均，还是比常规的 SA 通道平均快得多，后者需要进行经过 FFT 处理的连续扫描。

SA 应用软件的多音模式（在“SA Setup”（SA 设置）对话框的“Coherence”（相干）选项卡下启用）可确保所有激励信号（无论是 CW 还是多音）都在底层 FFT 网格上对齐，从而生成频谱图。在时域中，这意味着采样的数据记录是激励重复率的 N 倍，可以使用矢量平均。图 39 显示了使用（红色迹线）和未使用（橙色迹线）矢量平均的双音 IMD 测量结果示例。通过进行 1000 次矢量平均，本底噪声降低了 30 dB，IMD 测量 SNR 显著提高，而且 7 阶 IMD 产物远远低于没有经过矢量平均的本底噪声。

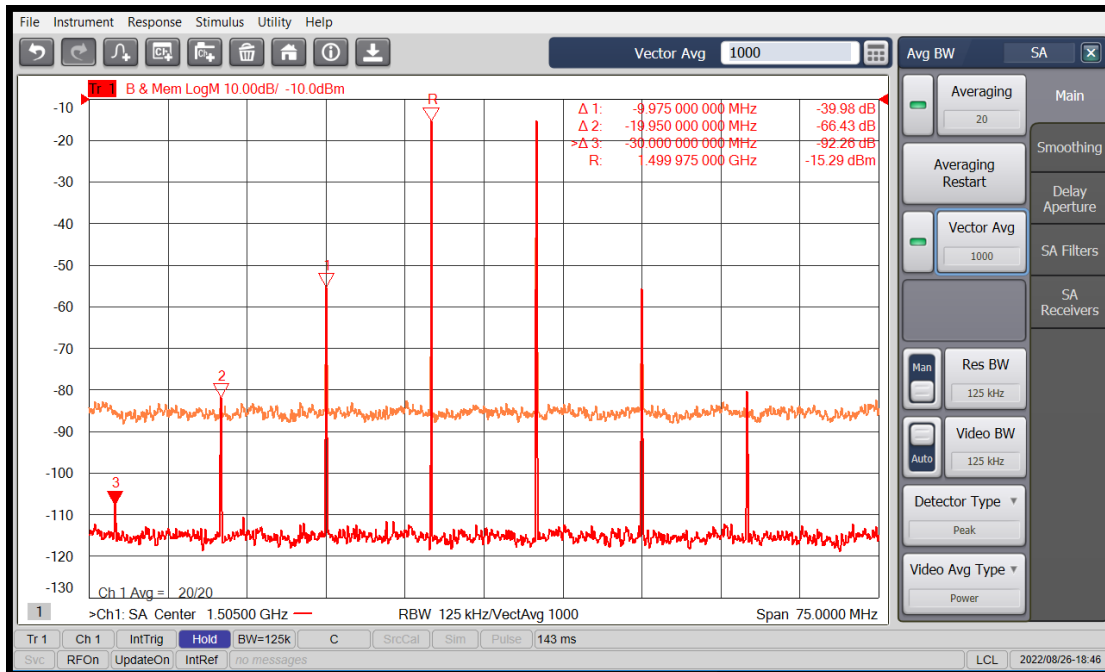


图 39. 使用（红色迹线）和未使用（橙色迹线）矢量平均的双音 IMD 测量示例。通过进行 1000 次矢量平均，本底噪声下降了 30 dB。

混频器杂散

在设计变频器时，一个关键要求是了解来自内部混频器的杂散信号的电平。设计人员如果想设计具有足够阻带抑制的滤波器，实现变频器的总体杂散信号技术指标，必须要了解这一信息。所有混频器均可生成 $m \cdot F_{RF} \pm n \cdot F_{LO}$ 的信号，其中 m 和 n 是整数。通常，只有一组 m 和 n 用于目标混频产物（例如 $m = n = 1$ 或 $m = 1, n = 3$ ），而其他组则代表各阶的杂散混频产物。

虽然可以使用频谱分析应用软件表征未经滤波的混频器，但更好的选择（尤其是对于扫描测量）是使用 S93089B 差分 I/Q 器件应用软件，它适合表征单端和差分混频器。对于用作下变频器的混频器，杂散和产物 ($m \cdot F_{RF} + n \cdot F_{LO}$) 通常在带外，因此很容易通过滤波去掉，但某些差产物 ($m \cdot F_{RF} - n \cdot F_{LO}$) 往往接近目标工作频段。图 40 显示了在测试单端下变频混频器时的频率范围定义，其中对 RF 和 LO 信号都进行了扫描，但是只测量差产物。首先定义 RF 和 LO 信号的频率范围，然后定义使用倍频器的 LO 二次谐波和三次谐波的频率范围。利用这组核心频率范围，用户可以方便地使用倍频次数和偏移设置来定义目标信号（在本例中为 1.5 GHz）和杂散混频产物的附加频率范围。在本例中， m 和 n 为 1、2 和 3。图中还显示了 F13 的频率设置对话框示例。采用这种方法，用户可以方便地为此示例之外的更高阶产物添加频率范围，或者为和产物添加频率范围（选中“Up”复选框将添加耦合和偏移频率）。

观察频率范围 F12（代表 $2 \cdot F_{RF} - 3 \cdot F_{LO}$ ），我们从开始和停止频率可以清楚地看出，在扫描期间，杂散将穿过 1.5 GHz 的目标 IF（这种情况发生在 RF 处于 6 GHz、LO 处于 4.5 GHz 时： $2 \cdot 6 \text{ GHz} - 3 \cdot 4.5 \text{ GHz} = -1.5 \text{ GHz}$ ）。尽管频率范围显示的是数学意义上正确的负值，但实际信号将显示为正频率。

Frequency Range

Range Name	Settings	
F1	5.4000000000 GHz - 6.4000000000 GHz	RF
F2	3.9000000000 GHz - 4.9000000000 GHz	LO
F3	7.8000000000 GHz - 9.8000000000 GHz	2*LO
F4	11.7000000000 GHz - 14.7000000000 GHz	3*LO
F5	CW Freq 1.5000000000 GHz	1RF-1LO (1*F1-F2)
F6	6.9000000000 GHz - 7.9000000000 GHz	2RF-1LO (2*F1-F2)
F7	12.3000000000 GHz - 14.3000000000 GHz	3RF-1LO (3*F1-F2)
F8	-2.4000000000 GHz - -3.4000000000 GHz	1RF-2LO (1*F1-F3)
F9	CW Freq 3.0000000000 GHz	2RF-2LO (2*F1-F3)
F10	8.4000000000 GHz - 9.4000000000 GHz	3RF-2LO (3*F1-F3)
F11	-6.3000000000 GHz - -8.3000000000 GHz	1RF-3LO (1*F1-F4)
F12	-900.0000000000 MHz - -1.9000000000 GHz	2RF-3LO (2*F1-F4)
F13	CW Freq 4.5000000000 GHz	3RF-3LO (3*F1-F4)

Edit

Coupling

☒ Couple to F1

Offset: F4 ☐ Up

Multiplier: 3

Divisor: 1

Output = Frequency*Multiplier/Divisor - Offset

图 40. 用于测量目标信号和杂散信号 ($m \cdot F_{RF} - n \cdot F_{LO}$ 其中 m 和 n 为 1、2 和 3) 的频率范围设置示例。

测量结果如图 41 所示。所有的混频产物都是相对于输入信号功率的结果。Tr 3 上的游标显示，混频器对于目标 RF – LO 产物的变频损耗为 -6.0 dB。Tr 10 上的游标显示，-1.5 GHz 处的交叉杂散为 -62 dB，比目标 IF 产物低 56 dB。由于杂散产物通常由输入功率决定，因此用户可以在同一通道中重复执行这组测量，也可以在具有不同输入功率电平的其他通道中重复执行。每个参数的频率轴可以由用户设置，因此如果需要，所有产物都可以共享一个共同的频率轴。

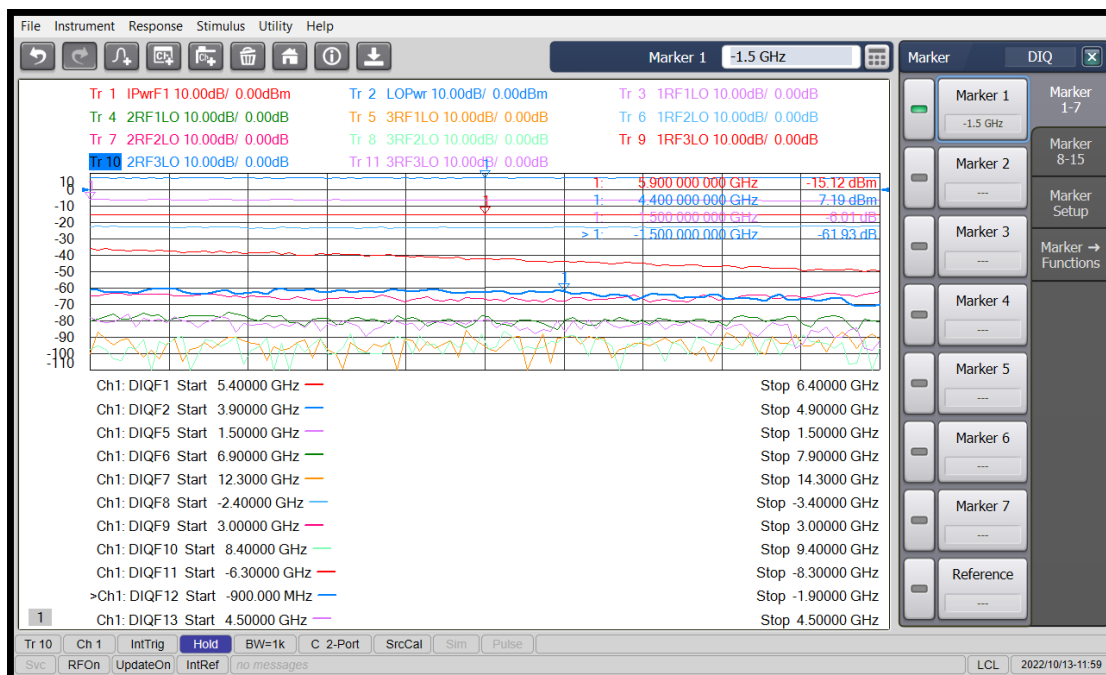


图 41. 使用差分 IQ 器件应用软件对下变频混频器的目标和杂散混频产物进行扫描测量的示例。

脉冲射频测试

上文中介绍的测量可以通过 PNA-X 的内置脉冲调制器和一组五个脉冲发生器，使用脉冲射频激励执行。脉冲激励适用于使用连续波激励有可能损坏大功率器件的情况，或用于仿真发射/接收模块等器件的真实工作条件。脉冲射频激励可以与连续波 (CW) 信号源提供的 LO 信号结合使用。如果器件需要脉冲直流偏置，PNA-X 可将内部脉冲发生器生成的信号通过后面板输出，以控制外部脉冲直流电源。外部脉冲发生器也可以向 PNA-X 提供脉冲触发信号，以同步外部和内部脉冲发生器。用户可通过图 42 所示的对话框设置脉冲时序。

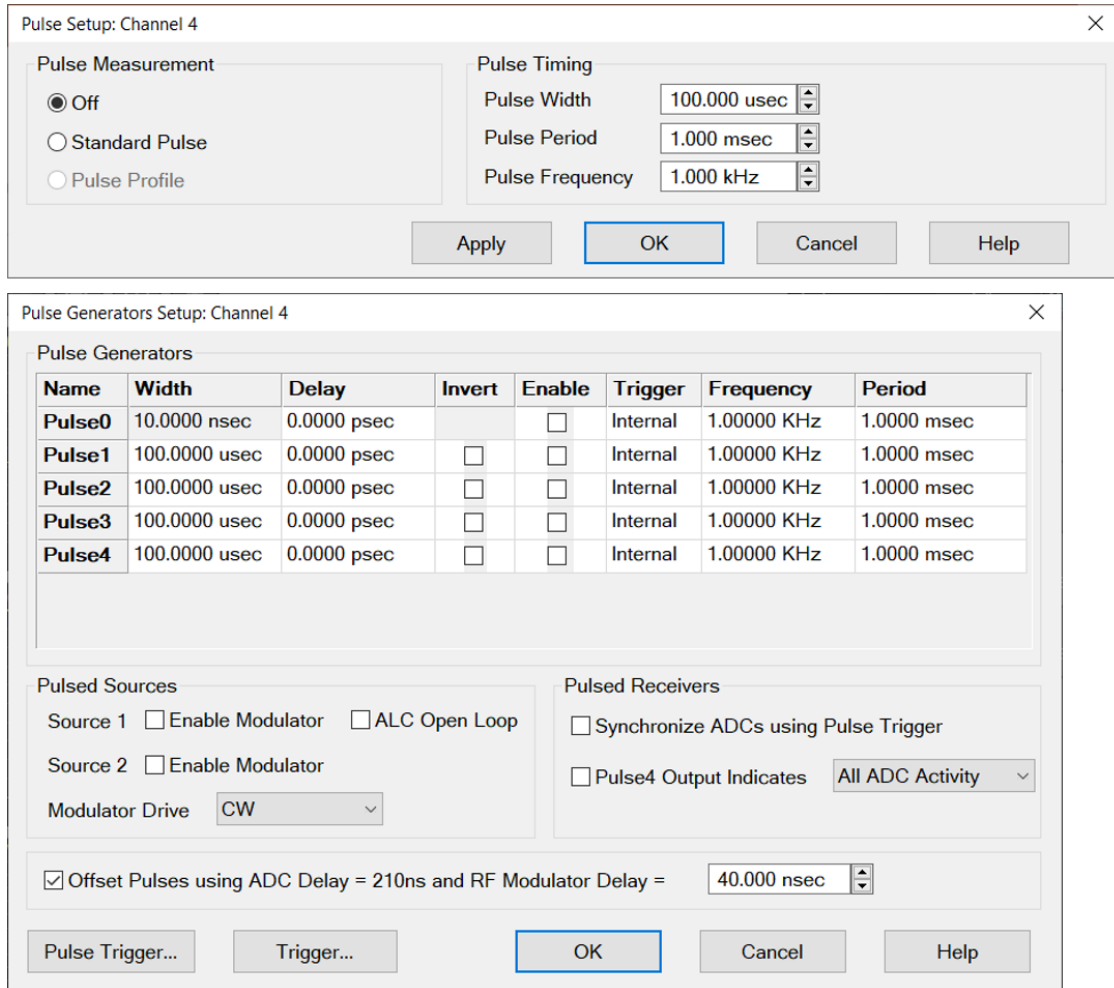


图 42. 用于打开和设置脉冲时序的基本对话框（上方），以及用于全面控制脉冲发生器和调制器的高级对话框（下方）。

接收机稳幅

当内部射频源产生脉冲时，固件会自动关闭自动电平控制（ALC）电路，以防止发生未稳幅错误，并将稳幅模式设置为“开环”。这个模式的激励功率准确度比内部 ALC 模式低，但是与脉冲射频操作兼容。假设被测器件处于线性工作区域，在测量 S 参数或传输转换参数时，对激励功率控制准确度的要求并不高。而在测量压缩和 IMD 等非线性特性时，则需要进行高度准确的激励功率控制。对于这些测量，建议采用接收机稳幅。由于测量接收机具有高线性度，用户通过结合使用接收机稳幅与功率计校准，可在广泛的脉冲射频激励功率范围内实现精准功率控制。

更多脉冲射频资源

我们还提供了另外两个应用指南，更详细地介绍了使用 PNA-X 进行脉冲射频测量的理论和设置。

- 用于脉冲射频元器件测试的宽带和窄带检测
- 脉冲工作模式的有源器件表征

相位噪声测量

PNA 系列从早期的小数 N 分频信号源发展到 DDS 信号源，内部信号源的相位噪声性能显著改善，在关键的 1 kHz 到 100 kHz 载波偏移区域内，提高了大约 30 dB（使用增强的低相位噪声选件 UNY）。这种改善使得测量嵌入在变频器中的内部 LO 的相位噪声变得切实可行。为了充分利用改善的相位噪声性能，是德科技推出了 S930317B 相位噪声测量应用软件。它可以测量 LO 上的相位噪声、AM 噪声、残余噪声和积分噪声，其中的载波偏移为 0.1 Hz 至 10 MHz。PNA-X 相位噪声测量的本底噪声与具有相位噪声测量功能的单通道高性能信号分析仪（如 UXA 信号分析仪）相当。Keysight N5511A 相位噪声测试系统（PNTS）等专用的相位噪声分析仪采用的是互相关法，具有出色的本底噪声，适合执行相位噪声测量；而 PNA-X 和 UXA 等单通道仪器并未使用这种方法，但性能也足以测试大多数嵌入式 LO 的相位噪声。图 43 显示了测量嵌入式 LO 变频器所输出的相位噪声和幅度噪声的示例。

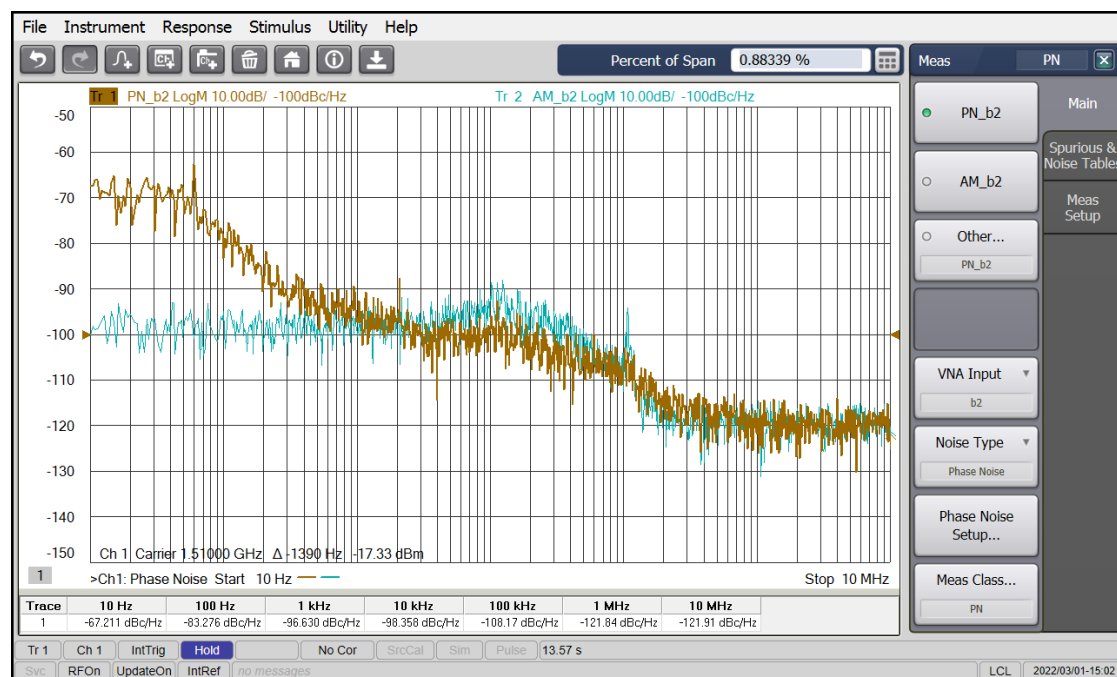


图 43. 嵌入式 LO 变频器的相位噪声 (Tr 1) 和幅度噪声 (Tr 2) 测量结果。

调制载波测量

我们在上文中讨论的所有失真测量要么使用单路正弦测试输入（不包括 LO 信号），要么在 IMD 的测量中使用两路正弦输入。调制载波测量使用宽带激励来填充指定的信道或频段，以便仿真真实的工作条件。使用现代矢量信号发生器或 PNA-X 内部的 DDS 源，用户可以轻松创建调制载波测试信号。这个信号可以经过专门格式（例如 QPSK 或 16QAM）的调制，也可以是单纯的类似于噪声的信号。根据使用场景，测试激励的带宽可能覆盖几十 MHz 到几 GHz。图 44 显示了 PNA-X 能够直接生成的各种矢量调制类型。

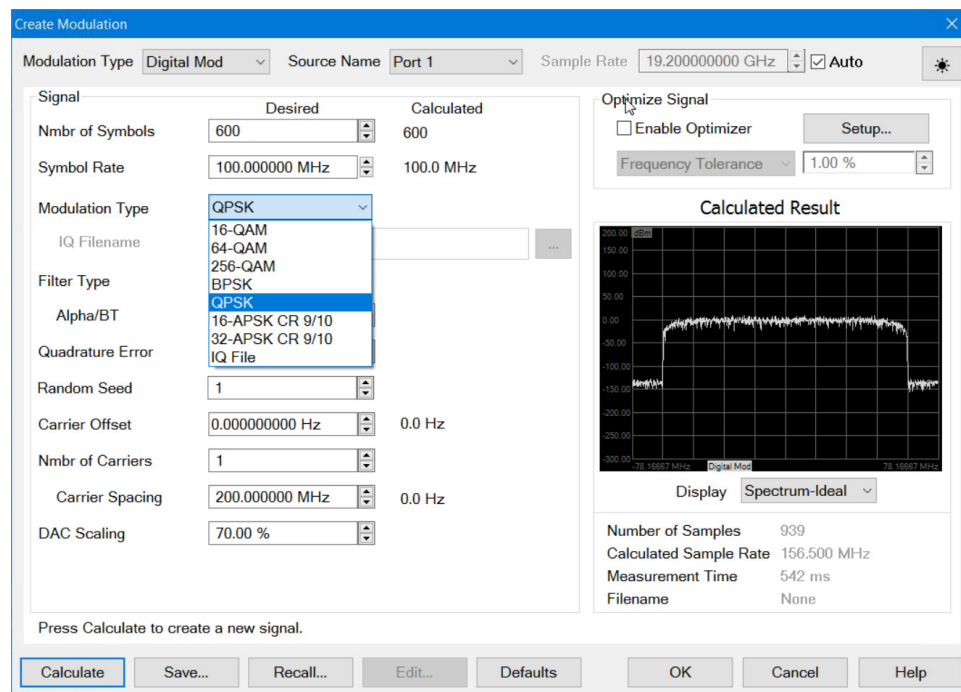


图 44. PNA-X 能够直接生成的各种矢量调制类型示例。

在使用调制载波测试器件时，我们使用了可重复的测试信号。这意味着在频域中，它看起来像是一个多音信号，通常由几百到几千个单独的正弦波组成。在驱动变频器进入非线性工作区域内后，所有单个信号之间会相互作用，产生互调失真，从而生成一个宽带失真频谱。我们将这种使用调制载波进行的测量称为带内或带外测量。带内测量是在与测试激励相同的频段内进行，包括噪声功率比（NPR）和误差矢量幅度（EVM）测量。带外测量则是表征在测试信号频谱任一侧生成的失真频谱，并包括邻道功率比（ACPR）测量。

邻道功率比 (ACPR)

ACPR 是一种常见的、使用调制载波进行的带外测量，它是上下相邻信道中的功率与主频段中的功率之比。相邻信道通常是指处于中心频段两侧的一个或两个频段。使用 S93090xB 频谱分析应用软件可以轻松测量 ACPR，无需进行特殊处理即可查看所有指定频段的功率谱。测试波形可能类似于噪声，或经过常见格式的调制。图 45 显示了使用 PNA-X 端口 1 生成的 100 Msymbols/s QPSK 测试信号的示例，用户可使用频段游标计算上下相邻信道的 ACPR。在 -25 dBm 输入频段功率电平下，用 Tr 1 测得的输入 ACPR 大约为 -48 dBc，而使用 Tr 2 测得的输出 ACPR 约为 -36 dBc，恶化了 12 dB。用户也可以使用 S93070xB 调制失真应用软件来测量 ACPR，我们将在下面的 EVM 部分详细讨论。

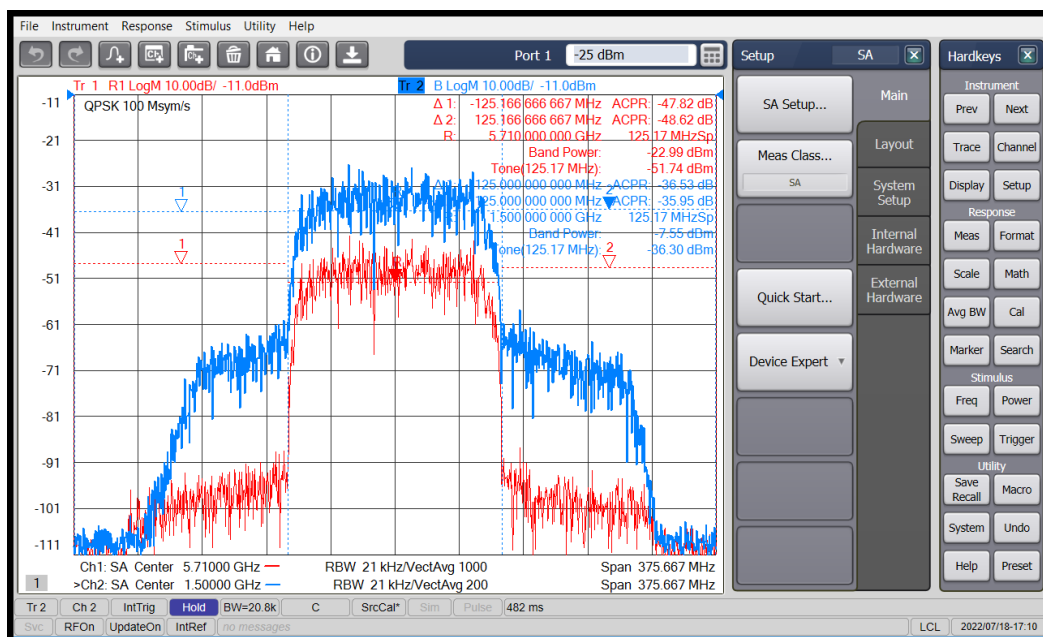


图 45. ACPR 测量示例，其中使用频段游标显示输入 (Tr 1) 和输出 (Tr 2) ACPR。

噪声功率比 (NPR)

在过去，微波变频器的带内失真一直是通过双音 IMD 测量来表征，我们在上文已经讨论过这个主题。双音激励虽然设置和测量起来很简单，但对于许多器件来说，它只是近似于在器件工作过程中看到的宽带信号。例如，卫星转发器通常传输宽带信号，这些信号会填满整个工作频段，与双音激励相比，可能生成更多互调产物。表征带内失真的一种方法是，在类似于噪声的宽带激励信号的频谱中创建一个深带内陷波（陷波通常在频段的中间），激励信号会填满指定的频段。然后，在变频器的输出处测量已填充陷波（即提高本底噪声）的噪声量。噪声功率比 (NPR) 是一个常用的品质因数，它是远离陷波的平均带内功率电平与陷波内的频段功率电平之比（或差值，以 dB 为单位），如图 46 所示。陷波宽度通常为信道带宽的 1% 到 10%，理想情况下，陷波深度应至少比预期输出失真本底低 10 dB。

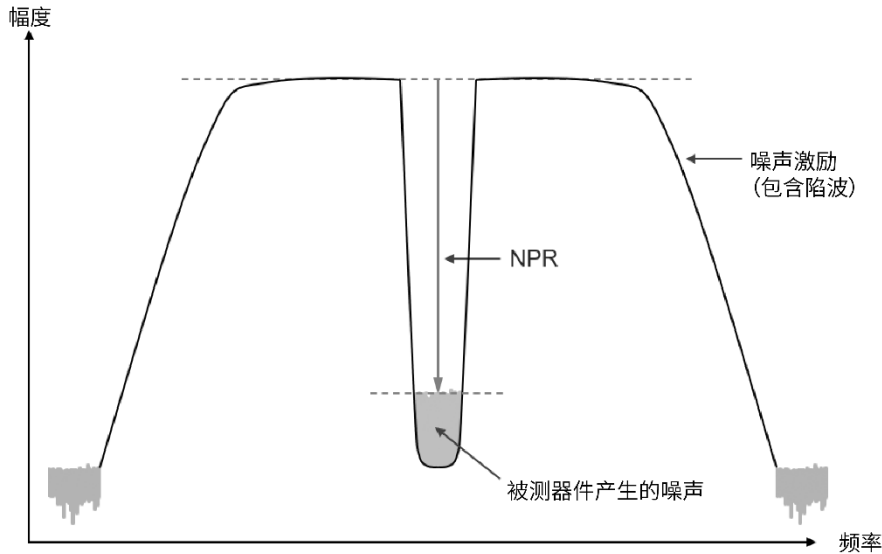


图 46. 噪声功率比 (NPR) 是远离陷波的平均带内功率电平与陷波内的频段功率电平之比 (或之差, 以 dB 为单位)。

NPR 最初只是在模拟电话信号领域使用, 通过从一组语音载波中去除一个语音信道来创建陷波。射频和微波行业以往使用噪声源加放大器再加陷波滤波器的配置生成 NPR 激励。近些年来, 随着矢量信号发生器变得越来越常见且价格经济, 用户可以使用它轻松地以多音信号的形式生成宽带激励, 其中包括多个在频率上紧密间隔的正弦波 (通常为 500 个或更多), 填满目标频段。为了仿真宽带加性高斯白噪声

(AWGN), 用户通常使用具有相等幅度和随机相位的信号, 并设置幅度电平以创建指定的整体频段功率。通过正确定义数字波形并用于调制射频载波, 可以去除任意数量的信号, 从而创建陷波。过去需要借助外部任意波形发生器驱动矢量射频源的模拟 I/Q 输入, 而现在大多数现代矢量源都可以使用数字波形文件直接创建 NPR 测试信号。在某些情况下, 用户可使用上变频器将 NPR 信号变频到高于射频源上限的频段。是德科技的矢量信号发生器可以创建覆盖射频、微波和毫米波频率的宽带 NPR 信号, PNA-X 中的内部 DDS 源可创建载波频率高达 6 GHz、波形周期达到 6.28 us 的 NPR 信号。

用户可以使用 S93090xB 频谱分析应用软件或 S93070xB 调制失真应用软件来进行 NPR 测量。本节介绍了 SA 应用软件的使用, 这个应用软件既能控制矢量源, 又能设置接收机进行 NPR 测量。用户可使用图 47 中所示的“Create Modulation” (创建调制) 对话框来生成 NPR 信号。在本例中, 我们使用 PNA-X 端口 1 的内部 DDS 源创建了 250 MHz 宽的 NPR 信号。波形周期为 6.2 us, 音频间隔为 161.3 kHz, 在 250 MHz 带宽上提供了等距分布的 1551 个音。

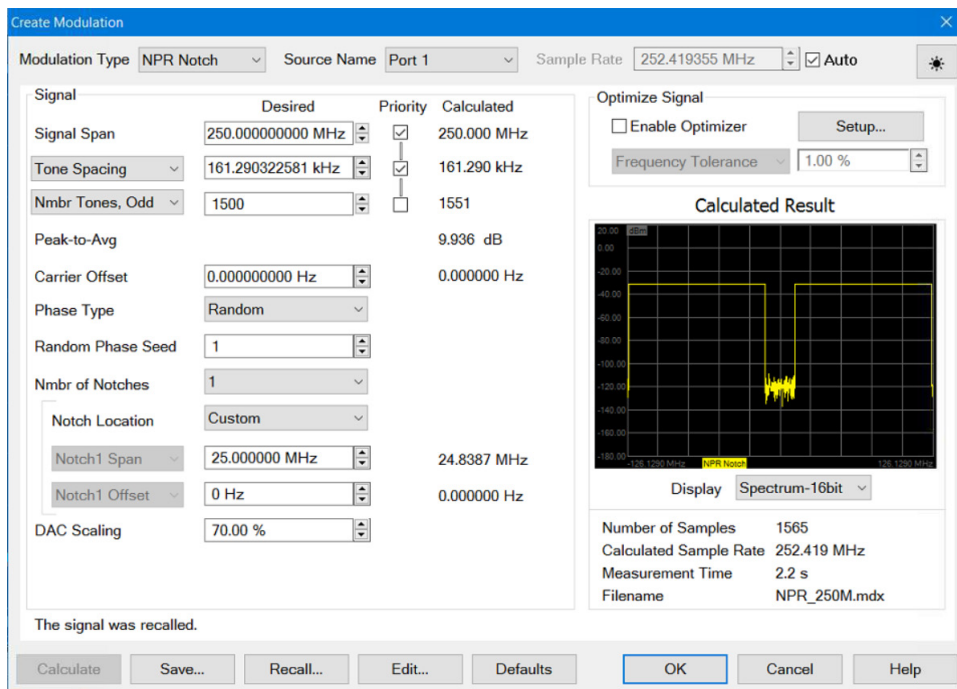


图 47. 用户可通过“Create Modulation”（创建调制）设置对话框定义 NPR 信号的参数。

由于输入 NPR 信号可以用 R1 (a1) 接收机测量，因此固件能够校正由测试系统的频率响应引起的原始信号不平坦现象。图 48 显示了在进行信号源校正之前（橙色迹线）和之后（红色迹线）的输入信号。除了使输入音频变平坦之外，作为信号源校正过程的一部分，固件还可以降低由信号源的非线性引起的陷波失真，我们可以在图 48 中的输入信号上看到。在使用信号源校正后，输入 NPR 变为 -56.7 dB。输出信号（蓝色迹线）显示，由于变频器的非线性，陷波已被填充，输出 NRP 为 -37.2 dB。此外，我们还可以看到有一些失真造成的频谱泄漏进入到相邻信道中。

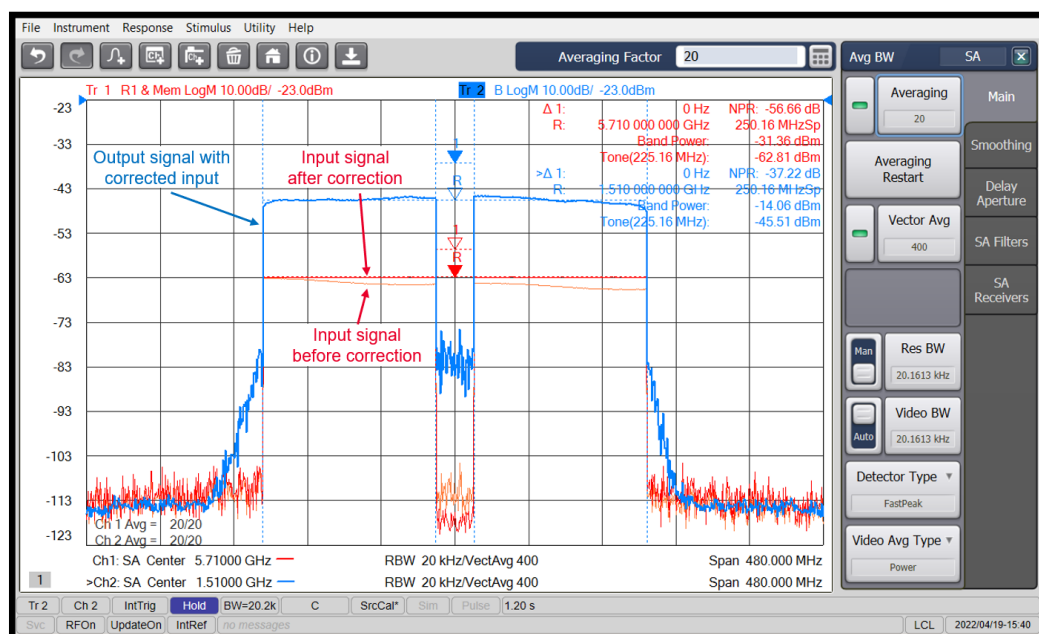


图 48. NPR 测量示例显示了使用和不使用信号源校正时的输入信号（Tr 1）和输出信号（Tr 2）。

误差矢量幅度（EVM）

EVM 是一种使用宽带激励表征带内失真的方法，不需要像 NPR 那样使用带内陷波。它是 6GHz 以下商用通信生态系统衡量调制质量的一个常用品质因数，但以往在其他依赖双音 IMD 或 NPR 测试的行业使用的并不多。随着 5G 和相关毫米波频段的出现，EVM 在微波测试行业变得越来越普遍。

以往测量 EVM，通常需要使用矢量信号分析软件（如 Keysight 89600 PathWave VSA）在时域中解调被测器件的输出信号。测试波形的载波经过了一定数量的符号和特定格式的调制。对于每个解调符号，软件都要计算与理想符号的误差幅度。再将该误差归一化到最外层符号的幅度或平均符号功率的平方根。然后使用均方根求和，合并所有的符号误差。总体 EVM 值可以转换为等效失真功率电平，并用总带内功率的百分比或 dBc 值表示。不过，EVM 也可以完全在频域内计算，无需执行任何时域符号解调。是德科技开发的这种独特方法已经在 S93070xB 调制失真应用软件中使用。该方法使用输入频谱和输出频谱之间的频谱相关运算来计算失真频谱，因此与进行符号解调时的情况不同，EVM 测量本底不受矢量信号源调制质量的限制。这意味着在 EVM 不受系统噪声限制的区域，采用 PNA-X 方法，残余 EVM 会更低。如 NPR 部分所示，用户也可以对 EVM 测试信号使用信号源校正，以创建更理想的测试波形。由于没有进行解调，非符号波形可以当成测试激励使用，例如用于仿真加性高斯白噪声（AWGN）的随机相位平坦音频。关于使用 PNA-X 进行 EVM 测量的更多信息，请参见应用指南《使用 PNA-X 系列网络分析仪进行准确的 EVM 测量》。

图 49 显示了图 50 示例测量的“Modulation Distortion Converters”（变频器调制失真）设置对话框的“RF Path”（射频路径）和“Mixer”（混频器）选项卡。该测量使用了由 600 个符号组成的 16QAM 测试信号，速率为 150 Msymbol/s。在该测量中，Tr 1 显示了在执行信号源校正之前（橙色迹线）和之后（红色迹线）的输入信号。信号源校正将输入信号的 ACPR 提升了约 20 dB。Tr 2 显示了变频器的输出，而 Tr 3 显示了带内失真，由此可计算出 EVM。图中还显示了 SC21 对数幅度迹线（Tr 5），指示变频器带宽与调制信号带宽之比。如游标所示，SMC 信道中测得的增益与调制失真信道中测得的 MGain21（Tr 4）非常匹配。

窗口底部的表格包含了大量有用信息，包括变频器的 2.42% 均衡 EVM（EVM DistEq21），其中已经去除了输入 EVM 的贡献。3.06% 单端均衡输出 EVM（EVM OutEq2）是符号解调方法报告的结果。该值比在频域中计算的 EVM 高，因为它包括了输入信号的 EVM。

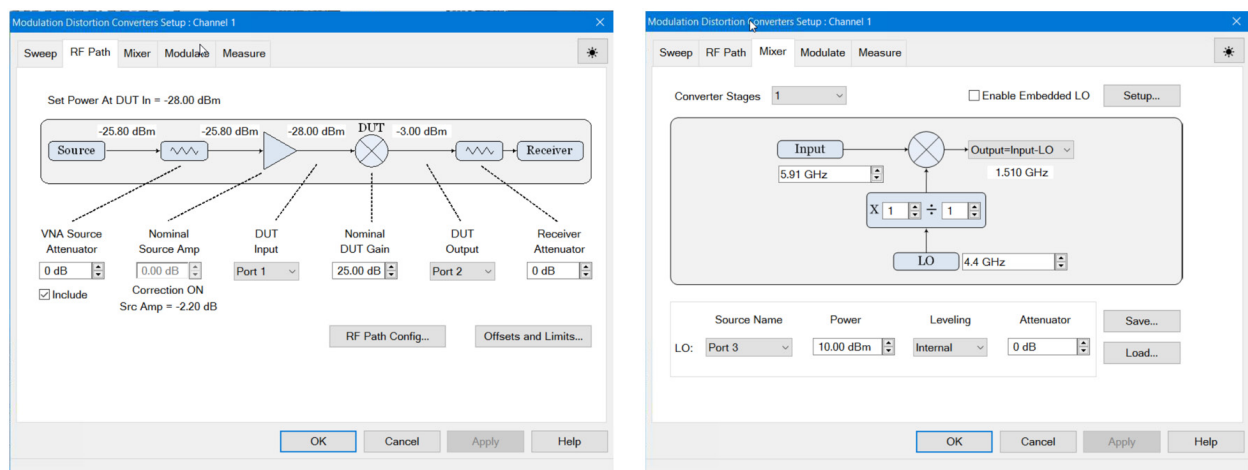


图 49. 图 50 中变频器测量示例的“Modulation Distortion Converters Setup”（变频器调制失真设置）对话框中的“RF Path”（射频路径）和“Mixer”（混频器）选项卡。

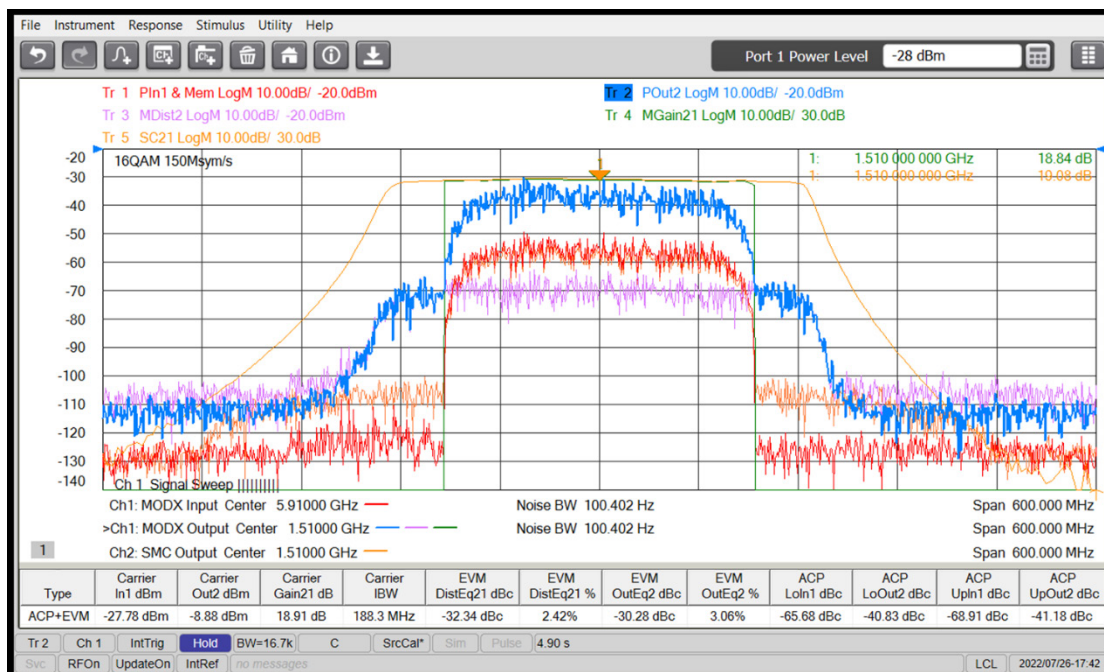


图 50. ACPR 和 EVM 的变频器调制失真测量示例，采用了由 600 个样本组成的 16QAM 测试信号，速率为 150 Msymbol/s。

来自调制失真通道的重构时域 I/Q 数据可以传输到 Keysight 89600 PathWave VSA 软件，以显示输出波形经过符号解调后的输出星座图和计算得到的 EVM。结果在图 51 中显示。左上角窗口显示的是 16QAM 输出信号的均衡星座图，左下角窗口显示的输出频谱，与图 50 中的 Tr 2 非常匹配。右上角窗口中显示的是 13 符号均衡滤波器的频率响应，相应的 EVM 为 2.78%（见右下角表格）。该值比在调制失真信道中计算出的单端 EVM 值略小，这可能是由于各自的均衡滤波器存在微小差异。

噪声系数、杂散、相位噪声和调制载波评估（ACPR、NPR 和 EVM）。

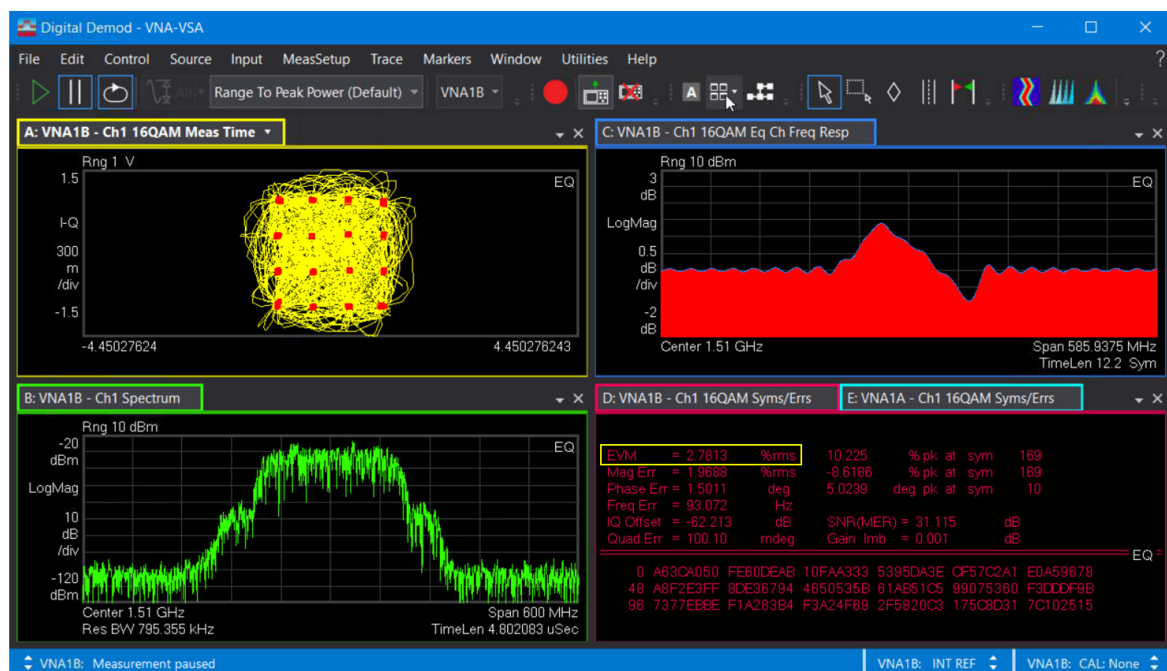


图 51. 89600 PathWave VSA 使用来自调制失真通道的重构时域 I/Q 数据生成星座图、频谱、均衡滤波器响应和 EVM 计算结果。

结论

本应用指南介绍了如何结合使用 PNA-X 灵活的硬件和丰富的测量应用软件，只需与被测器件建立一组连接，便可进行广泛的变频器测量，以及表征线性和非线性特性。用户可使用 CW、脉冲和调制载波组合，通过频率扫描和功率扫描完成这些测量。我们为每个测量应用软件都开发了校准方法，确保高准确度测量。线性测量包括变频增益或损耗、输入和输出匹配、群时延、相对于线性相位的偏移、LO 路径相位变化以及隔离度。表征非线性特性的测量包括增益和相位压缩、AM 到 PM 转换、相位转移、IMD、噪声系数、杂散、相位噪声，以及调制载波评估（ACPR、NPR 和 EVM）。

应用指南 1408-23，作者 David Ballo

如需了解关于是德科技产品、应用或服务的更多信息，请访问：www.keysight.com



此信息如有更改，恕不另行通知。© 是德科技，2022 年，2022 年 10 月 25 日，印于北京，7121-1035.ZHCH