

最新式スペクトラム・ アナライザによる 相互変調歪み測定 アプリケーションノート

製品：

- | R&S®FSV
- | R&S®FSW

このアプリケーションノートでは、アナログ狭帯域 IF 信号経路を使用する従来型スペクトラム・アナライザによる相互変調歪み測定と、広帯域 IF 信号経路とデジタル RBW フィルタを使用する最新式スペクトラム・アナライザによる相互変調歪み測定の違いを示します。

目次

1	はじめに.....	3
2	相互変調歪み	4
2.1	高調波信号	4
2.2	高調波信号によって生じる相互変調	4
2.3	IMDの特性付け	5
3	アーキテクチャの比較	7
3.1	従来型の掃引式スペクトラム・アナライザ.....	7
3.2	最新の広帯域スペクトラム・アナライザ (シグナル/スペクトラム・アナライザ)	8
3.3	比較	10
3.4	電子式アッテネータとRFプリアンプの影響	12
4	相互変調歪みの測定.....	14
4.1	測定セットアップ.....	14
4.2	ジェネレータの影響	14
4.3	スペクトラム・アナライザの影響	15
4.3.1	RFプリアンプと電子式アッテネータ	15
4.3.2	ミキサ段の影響	15
4.3.3	ノイズ・フロアの影響	16
4.3.4	ADCの影響.....	16
4.3.5	理想的ミキサ・レベルの設定	17
5	オーダー情報	19

1 はじめに

相互変調歪み（Intermodulation distortion : IMD）は、スペクトラム・アナライザを使用する多くの測定において重大な役割を演じます。被試験体（DUT）の IMD 測定には、ほとんどの場合スペクトラム・アナライザが使われます。ただし、スペクトラム・アナライザの信号経路にはさまざまなアクティブ・コンポーネントが使われており、それらの非線形動作によって、アナライザ自体も IMD の値に影響を与えることがあります。最も重要な相互変調歪み成分が 3 次相互変調（Third Order Intermodulation : TOI）成分で、これは非線形デバイスに 2 つの信号を加えた場合に生じます。TOI 成分は通常、使用帯域内またはその近くで発生します。つまり、通信システムの隣接チャンネルに重なる可能性があります。このアプリケーションノートでは、どのような要素が IMD に寄与するのかについて、その概要を示します。また、アナライザによって生じる IMD を最小限に抑えるための最適レベル設定についての推奨事項も示します。

第2章では、相互変調歪みの理論的背景を詳しく説明します。

第3章では、アナログ狭帯域スペクトラム・アナライザと、最新式の広帯域シグナル／スペクトラム・アナライザのアーキテクチャの違いを比較します。

第4章では、実際のDUTにおけるTOI測定に焦点を当てます。ここでは標準的な測定セットアップを示し、シグナル・ジェネレータとスペクトラム・アナライザが測定に及ぼす影響を説明します。また、シグナル・ジェネレータやスペクトラム・アナライザの相互変調成分による測定誤差を避けるための推奨事項も示します。

正確なIMDの測定結果を得るためのガイドラインを参照する場合は直接、第4章へ進んでください。

2 相互変調歪み

相互変調歪みは、電子回路の非線形性によって生じます。非線形要素は高調波信号を生成します。より厳密に言うと、非線形要素は入力信号の整数倍の周波数の信号を生成します。2.1 項では非線形要素によって生じる高調波信号の数学的背景を述べ、2.2 項では非 CW 信号による高調波の結果として生じる相互変調について述べます。

2.1 高調波信号

この項では、シングル・トーンのスナリオで生じる高調波の基本式を示します。非線形要素にシングル CW トーンを加えると、基本周波数の n 倍の周波数を持つ余分な信号が発生します。これは高調波と呼ばれ、 n は高調波の次数を表します。すべての非線形要素はテイラー級数で記述できます。

$$P(s) = a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + a_3 \cdot s^3 + \dots \quad (1)$$

ここで、 $P(s)$ は伝達関数、 s は入力信号です。ここでは、係数 a_n について詳しく掘り下げることはせず、 s の累乗項に焦点を当てます。

入力が CW であると仮定すると、信号 s を時間 t の関数として表す一般式は次のようになります。

$$s(t) = B \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi) \quad (2)$$

余弦関数の加法定理を使用すると、式(1)の 2 乗項が基本周波数の 2 倍の信号 (2 次高調波) を生成し、3 乗項が 3 次高調波を、というように以下同様に高調波を生成していくことが容易に理解できます。

これらの式の詳細な説明については、ローデ・シュワルツのアプリケーションノート 1EF78 か、一般的な三角関数の参考文献を参照してください。

2.2 高調波信号によって生じる相互変調

高調波は基本周波数の整数倍の周波数を持つので、シングル・トーンの高調波が、アプリケーションの使用可能帯域の外に位置することは明らかです。2 次トーンがわずかな周波数オフセットで入力信号に加わると、得られる出力信号は異なったものとなります。上に示したシングル・トーンのスナリオとは異なり、信号 s は次のように表されます。

$$s(t) = B_1 \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) + B_2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) \quad (3)$$

主な相互変調成分は 3 次成分なので、次の式では 3 次成分だけに焦点を当てます。式 3 の 2 トーン入力信号を使用してテイラー級数 (式 1) の 3 乗項 (3 次相互変調と 3 次高調波に相当) を計算すると、次のような結果が得られます。

$$\begin{aligned} s^3(t) = & B_1^3 \cdot \cos^3(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) + \\ & B_2^3 \cdot \cos^3(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) + \\ & 3 \cdot B_1^2 \cdot B_2 \cdot \cos^2(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) \cdot \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) + \\ & 3 \cdot B_1 \cdot B_2^2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) \cdot \cos^2(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) \end{aligned} \quad (4)$$

最初の 2 行は各入力トーンの 3 次高調波 (\cos^3 -項) を表し、3 行目と 4 行目は 3 次相互変調項 (混合項) を表しています。上の式から、(三角関数の) 加法定理を用いて次のように TOI 周波数を導くことができます。

$$\begin{aligned} f_{\text{TOI1}} &= 2 \cdot f_1 - f_2 \\ f_{\text{TOI2}} &= 2 \cdot f_2 - f_1 \end{aligned} \quad (5)$$

各入力トーンの 3 次高調波 ($3 \cdot f_1$ と $3 \cdot f_2$) はローパス・フィルタによって簡単に除去できませんが、多くの場合、3 次相互変調項はアプリケーションに大きく影響します。結果として得られる周波数は所定アプリケーションの帯域内であることが多いため、本来必要な信号と干渉します。さらに、 $B1=B2$ 、つまり両方のトーンが同じレベルであるとする、相互変調項が、高調波項より振幅で 3 倍も大きくなります (式 4)。振幅で 3 倍の差を個々のトーンの 3 次高調波と 3 次相互変調成分の差に換算すると、9.54 dB になります。

2.3 IMDの特性付け

相互変調歪みを可視化する方法はいくつかあります。幸いなことにこれらの測定方法は等価で、結果は変換可能です。

DUTのIMD動作の特性付けを行うために広く使われている測定方法は、2 トーン・シナリオと呼ばれます。このシナリオでは、所定の周波数 (Δf) で隔てられた等しいトーン電力 (P_{InTone}) を持つ 2 つの連続波 (CW) トーンが、DUT入力に加えられます (図 1 を参照)。出力側では、基本トーンの電力レベルが P_{Tone} に変更されています。相互変調成分は、絶対電力か、 P_{Tone} を基準とする相対電力 (P_{Δ} で表す) で測定できます。実際には、 P_{Δ} は相互変調フリー・ダイナミックレンジとも呼ばれます。3 次相互変調トーンの上側と下側のトーンに対する間隔が、2 つの基本トーン同士の間隔と同じであることは明らかです (Δf)。

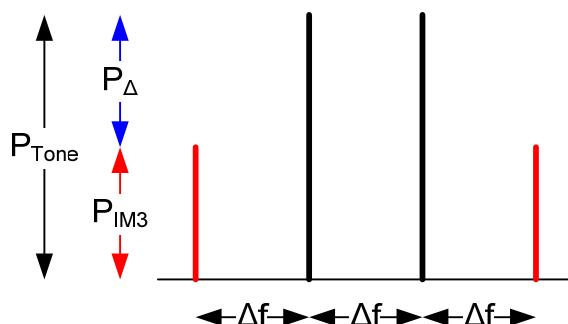


図 1 : IMD テストに使用する 2 トーン・シナリオ

さらに、いわゆる 3 次インターセプト・ポイント (IP3) を計算することができます。これは、DUT 出力の相互変調成分が、DUT 出力側の基本トーンと同じ大きさまで増加する理論的ポイントです。IP3 は、次の式により対数スケールで導くことができます (すなわち、すべての量が dBm または dB で表される)。

$$IP3 = P_{\text{Tone}} + P_{\Delta} / 2 \quad (6)$$

式 6 の関係を図 2 に示します。この図は、利得 0 dB の DUT の出力における基本周波数と 3 次高調波の理論的軌跡をグラフに示したものです。

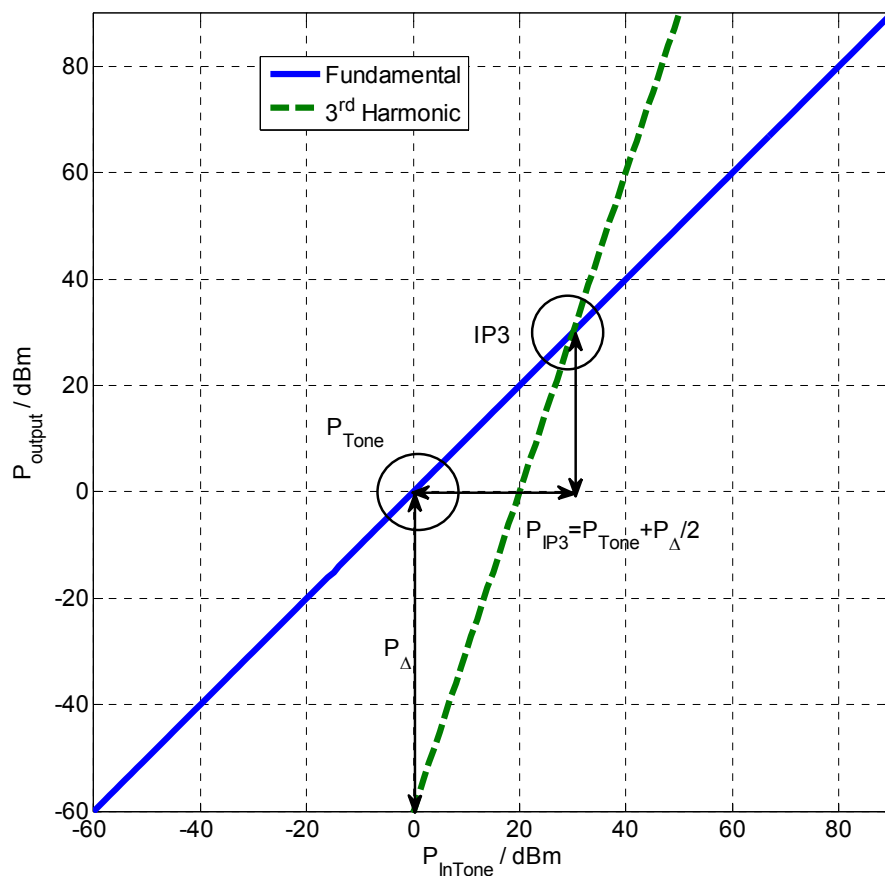


図 2 : これは式 6 をグラフに示したもので、信号 P_{Tone} から相互変調成分 P_{Δ} までの距離は、3 次インターセプト・ポイント IP3 によって決まります。

3 アーキテクチャの比較

第2章では、非線形要素によって生じる相互変調について説明しました。バンドパス・フィルタなどによって周波数帯を制限する場合は、フィルタ帯域幅内に含まれるスペクトラム成分だけが相互変調の考慮対象となります。ここでは、掃引式スペクトラム・アナライザと最新式の広帯域シグナル／スペクトラム・アナライザの主な差が、この点によって生じることを明らかにします。

3.1 従来型の掃引式スペクトラム・アナライザ

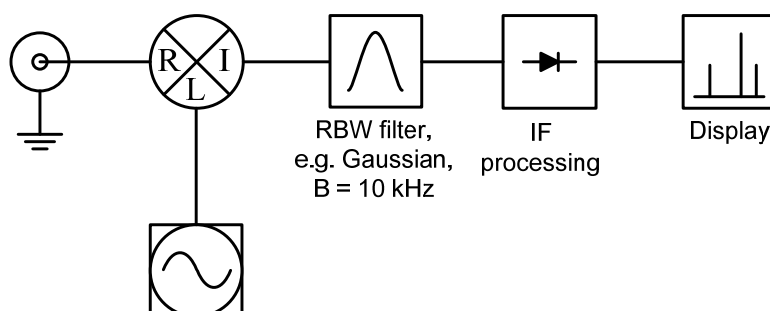


図 3 : 掃引式アナログ・スペクトラム・アナライザの簡易ブロック図。この図は基本的に、たとえば R&S FSP や R&S FSU のように、狭帯域デジタル・バックエンドを備えたスペクトラム・アナライザにもあてはまります。

図 3 のブロック図には、スペクトラム・アナライザの内部相互変調に影響を与える主な要素が示されています。上のブロック図の最初のコンポーネントは入力ミキサです。この項では入力ミキサの前段には減衰も増幅もないものと仮定しているため、さしあたり、ミキサ・レベルは入力レベルと同じです。入力ミキサ前段の減衰器と増幅器の詳細については、3.4項を参照してください。

ミキサ・レベルを増していくと（ミキサ・タイプにより異なります。R&S FSU では約-30 dBm から開始）、ミキサの相互変調成分がスペクトラム・アナライザの合計相互変調成分を支配するようになります。スペクトラム・アナライザの特性は、ミキサ・レベルを始めとして、設計に使われているミキサの TOI 仕様に従います。スペクトラム・アナライザの TOI のデータシート仕様は入力レベルに対するものですが、入力レベルではミキサが全体特性を支配します（たとえば、R&S FSU では-10 dBm）。

簡易ブロック図（図 3）からすると、使用するアナログ RBW フィルタの帯域幅は一般にトーン間隔よりも狭いので、各 IF 処理要素には、2 つの入カトーンが同時に「見える」ことはない結論付けることができます。したがって、RBW フィルタは、IF 信号チェーンが内部相互変調に影響を与えるのを防止します。

図 4 は、理論的に実現可能なダイナミックレンジが、スペクトラム・アナライザのノイズ・フロアと TOI 仕様の組み合わせによってどのように制限されるかを、入力レベルに応じて図示したものです。約-35 dBm までは、信号レベルが 10 dB 増すごとにダイナミックレンジも 10 dB ずつ増していきますが、これはノイズ・フロアが一定なためです。ミキサ・レベルが約-30 dBm を超えると、ミキサの TOI 限界が全体を支配し、ダイナミックレンジは信号レベルが 10 dB 増すごとに 20 dB ずつ減少していきます。位相ノイズ仕様は他の制限要素よりも十分に小さいので、位相ノイズがこの測定器（例：R&S FSU）に実際的な影響を及ぼすことはありません。

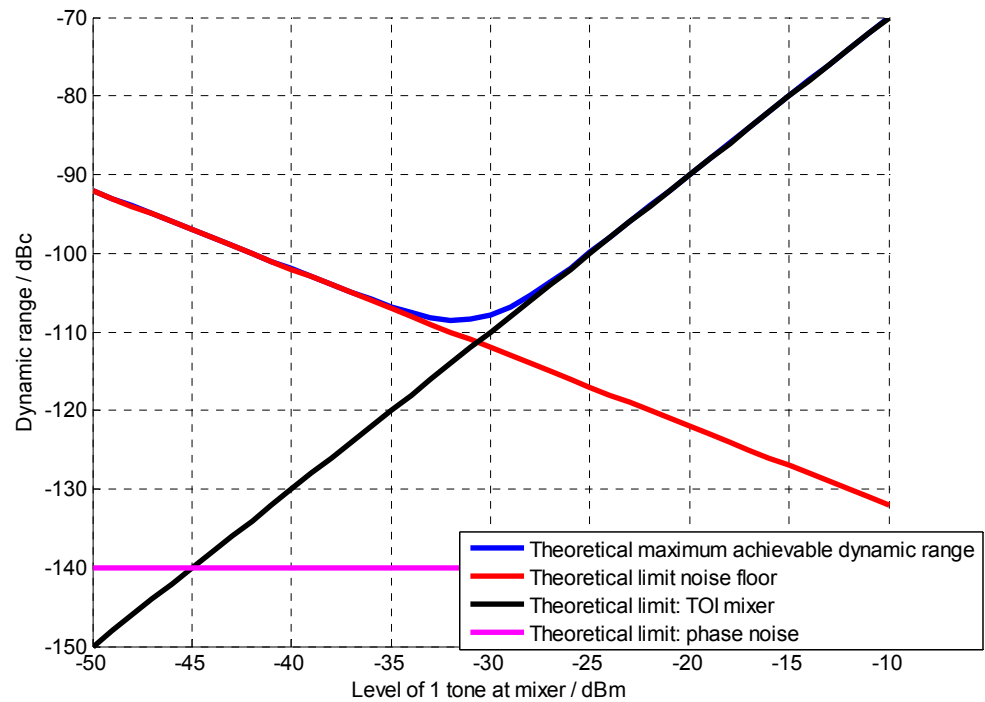


図 4 : スペクトラム・アナライザの相互変調フリー・ダイナミックレンジの理論的境界。10 Hz RBW で R&S FSU の標準的仕様に従った場合。

3.2 最新の広帯域スペクトラム・アナライザ（シグナル／スペクトラム・アナライザ）

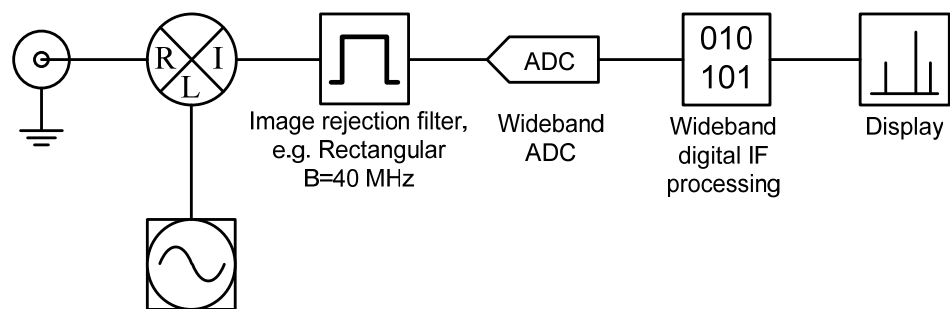


図 5 : 広帯域デジタル・バックエンドを持つスペクトラム・アナライザ（例：R&S FSW）の簡易ブロック図

図 3と図 5の簡易ブロック図の重要な違いは、使用しているIFフィルタです。狭帯域IFのスペクトラム・アナライザはRBWフィルタを使用しますが、これは、アナログ・フィルタ、あるいはアナログ・フィルタとその後段のデジタル・フィルタの組み合わせとして実装されます。したがって、狭帯域RBWに対するA/Dコンバータ前段の信号帯域幅は、数kHzに過ぎません。

最新のシグナル・アナライザやスペクトラム・アナライザは、デジタル RBW フィルタだけを使用しています。その広帯域アプローチは、これらのアナライザに速度面で大きな利点をもたらすだけでなく、広帯域信号の復調も可能にします。広帯域 IF アナライザは依然として IF チェーンにアナログ・フィルタを使用していますが、これらは主にイメージ除去用に設計されています。通常、広帯域シグナル／スペクトラム・アナライザには、異なる帯域幅のアナログ・フィルタが、2 個から 3 個組み込まれています。たとえば R&S FSW には 5 MHz、17 MHz、80 MHz のフィルタが、R&S FSV には 5 MHz と 40 MHz のフィルタが組み込まれています。

注：このアプリケーションノートブロック図では、広帯域デジタル・スペクトラム・アナライザのアナログ IF フィルタを理想的な矩形で表しています。もちろん、このフィルタの形状は実際には矩形ではありませんが、ここではガウス形状の RBW フィルタとの違いを明確にするためにこのフィルタを選択しました。内部相互変調への影響という観点からの重要な特徴は、フィルタの形状ではなく帯域幅です。

信号のトーン間隔が使用するアナログ・フィルタの帯域幅より広い場合、従来型のスペクトラム・アナライザと比較しても動作に差はありません。しかし、最も狭いアナログ・フィルタ帯域幅である 5 MHz では、トーン間隔が 5 MHz 未満である場合、アナライザの IF チェーンはテスト・シナリオの両方のトーンをその帯域幅内に同時に包含することになります。図 6 は、狭帯域スペクトラム・アナライザと最新の広帯域スペクトラム・アナライザの違いを、IF フィルタの帯域幅について示したものです。



図 6：アナログ IF フィルタによって示した 2 トーン・シナリオ。左側：狭帯域 RBW フィルタ、右側：広帯域イメージ除去フィルタ。

結果として、アナログ・フィルタ後段にある IF チェーンの非線形要素には両方のトーンが同時に「見える」ことになるので、スペクトラム・アナライザの内部相互変調歪みに大きく影響します。特に、アナログ・デジタル・コンバータ（ADC）は、低電力レベルでの相互変調に大きく影響します。理論的に実現可能な最大の相互変調フリー・ダイナミックレンジが ADC の仕様に左右されることは、言うまでもありません。図 7 は実現可能な最大ダイナミックレンジに ADC が与える影響を示したもので、広い入力レベル範囲にわたって ADC の影響を受けています。-20 dBm 付近でミキサの相互変調成分が ADC の影響を上回って全体を支配し始めますが、-50 dBm 未満の入力信号ではノイズ・フロアの影響が顕著になります。ADC が相互変調動作に与える影響の詳細については、4.3.4 項を参照してください。

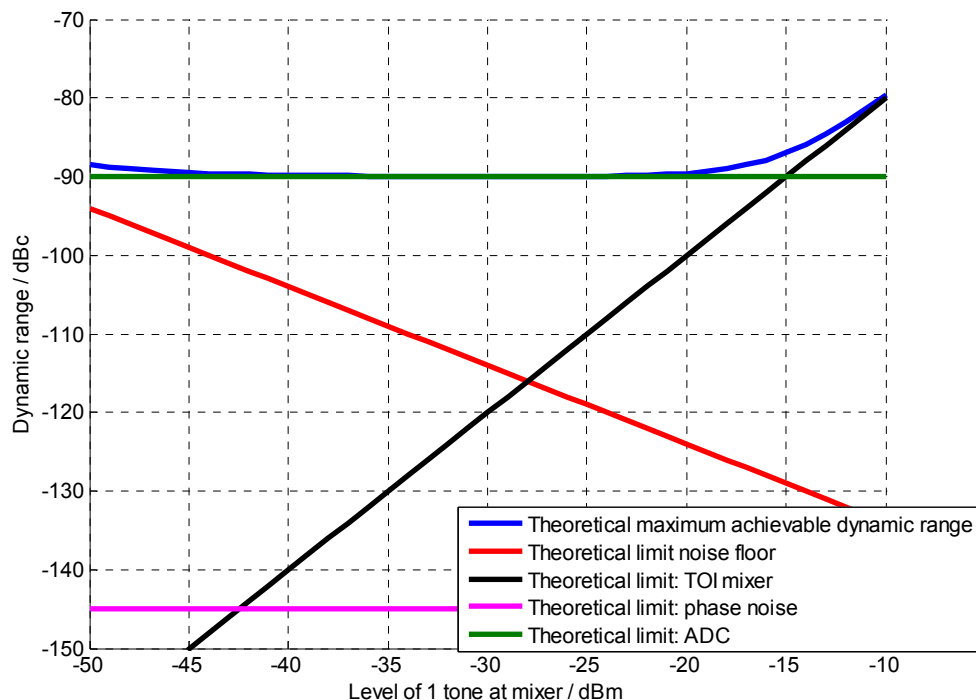


図 7： トーン間隔が狭い試験信号を使用した広帯域スペクトラム・アナライザの相互変調フリー・ダイナミックレンジの理論的限界。10 Hz RBW でR&S FSW の標準的仕様に従った場合。

3.3 比較

図 8と図 9は、狭帯域スペクトラム・アナライザと広帯域スペクトラム・アナライザの相互変調フリー・ダイナミックレンジを比較したものです。この測定ではR&S FSUとR&S FSWを使用していますが、その結果は、狭帯域または広帯域信号経路の概念を採用したスペクトラム・アナライザを代表するものです。

次に示す図は、下に示す動作を示したものです。

- アナログIF帯域幅よりも広いトーン間隔では（図 8）、レベル範囲全体にわたり、R&S FSWの方がR&S FSUよりも良好な性能を発揮します。V字型を描く基本的な動作は、どちらの測定器でも同じです。R&S FSWは、約-30 dBmから-24 dBmまでのミキサ・レベルで、約 110 dBの相互変調フリー・ダイナミックレンジを実現しています。

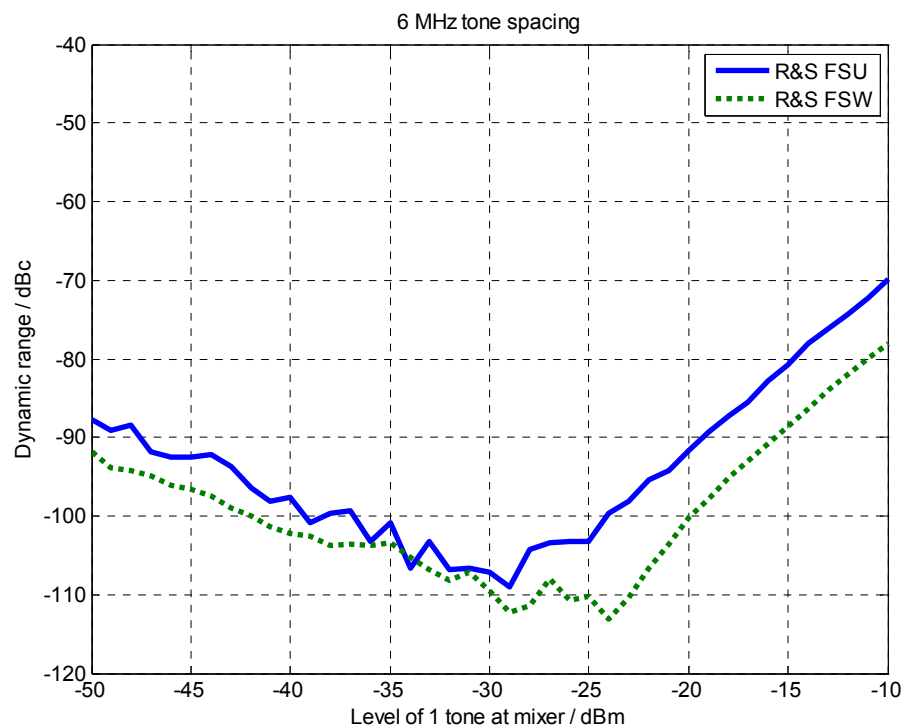


図8：広帯域R&S FSWと狭帯域R&S FSUにおけるミキサ・レベルに応じた相互変調フリー・ダイナミックレンジの比較。トーン間隔6 MHz（つまりR&S FSWで最も狭帯域のアナログ・フィルタより広い）、 $f=1600$ MHz、10 Hz RBW、ノイズ補正なし。

- アナログIF帯域幅よりも小さいトーン間隔では（図9）、ダイナミックレンジが85 dBと100 dBの間で変化します。曲線の正確な形状は使用するADCの特性に依存するので、スペクトラム・アナライザのメーカーやその型式によって異なります。-20 dBmを超える範囲では入力ミキサが全体に影響するので、全体的な固有IMDの動作は、やはり従来型のスペクトラム・アナライザに相当するものとなります。

一般的に、広帯域スペクトラム・アナライザの場合、信号間隔が使用アナログIFフィルタの帯域幅よりも広ければ、その測定曲線は従来と同様のV字型の形状となります（図8）。トーン間隔が狭くなると、曲線はすぐに理論的なV型形状から外れ（図9）、図7で予想された形状に似た形状となります。

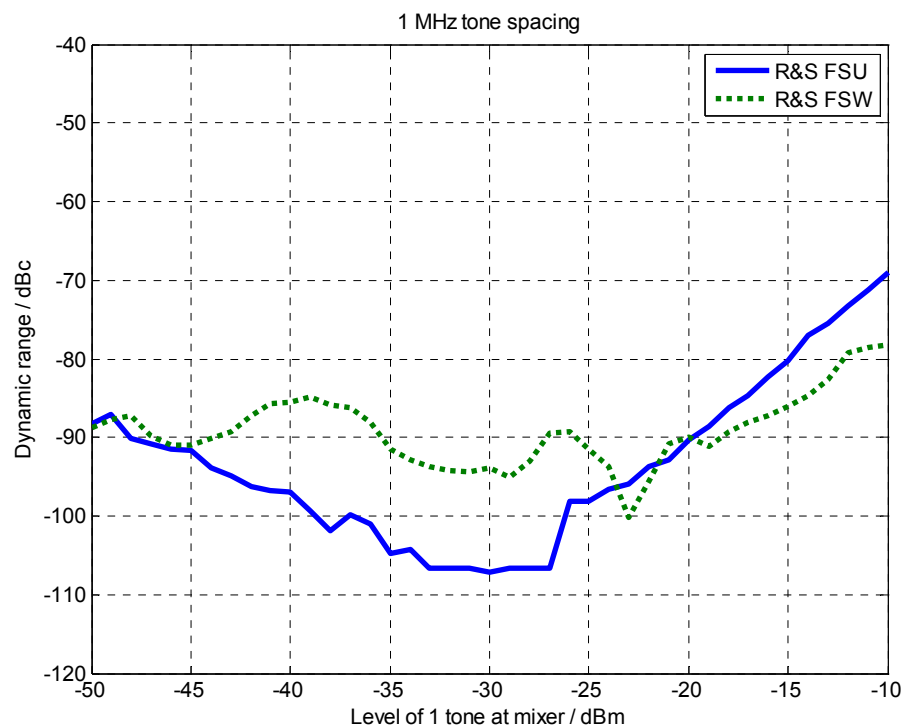


図9：広帯域R&S FSWと狭帯域R&S FSUのミキサ・レベルに応じた相互変調フリー・ダイナミックレンジの比較。トーン間隔1 MHz（つまりR&S FSWで最も狭帯域のアナログ・フィルタより狭い）、 $f=1600$ MHz、10 Hz RBW、ノイズ補正なし。

3.4 電子式アッテネータとRFプリアンプの影響

スペクトラム・アナライザには、RF入力ポートに加えられるレベルに関係なくミキサ・レベルを制御できるコンポーネントが、1つ以上組み込まれています。また、すべてのアナライザには入力ステップ・アッテネータが組み込まれており、これを使用すればRF入力レベルを減衰させることができます。アッテネータの範囲は、多くの場合0 dB~75 dBです。機械式アッテネータは線形の受動コンポーネントなので、アナライザの内部相互変調には影響しません。機械式アッテネータに伴う問題は消耗に起因するその寿命で、これは実行したスイッチング・サイクルの回数に依存します。

入力アッテネータのスイッチング・サイクル数が多いアプリケーションのために、スペクトラム・アナライザには電子式アッテネータを追加したものもあります。可動機械部品がないので、これらのコンポーネントはスイッチング・サイクル数に関係なく使用できます。相互変調測定に電子式アッテネータを使用するときは、新たな固有IMD源となることがないように、そのTOI仕様に留意する必要があります。電子式アッテネータのIMD仕様がDUTの予想IMDに近いか、これを超えてしまう場合は、電子式アッテネータをバイパスする必要があります。R&S FSWとR&S FSUの電子式アッテネータ（オプション）の仕様は、ともに本体の仕様に適合するか、あるいは上回っています（R&S FSW-B25： $f > 500$ MHzで40 dBm）。

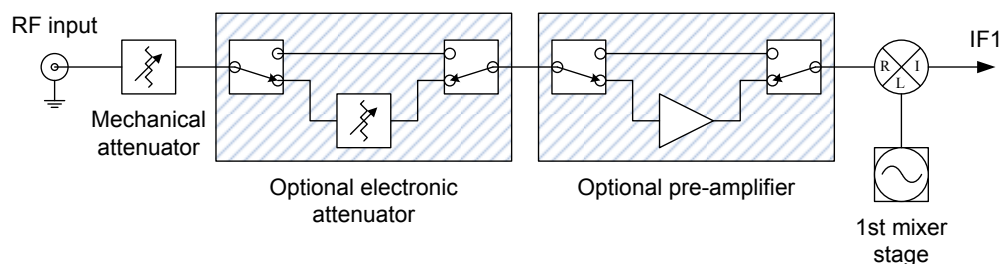


図10：アッテネータとプリアンプによる、初段ミキサに加える信号レベル制御

多くのスペクトラム・アナライザでは、感度を向上させるためにオプションのプリアンプを使用することができます。アンプの特性は完全に線形ではないので、アンプは常に相互変調成分の発生源となり得ます。アンプは、それ自身が相互変調成分を発生させるだけでなく、入力ミキサの信号レベルを増大させることで、ミキサからさらに多くの相互変調を発生させる可能性があります。

したがって、一般的に IMD 測定時には、プリアンプをオンにしないことが推奨されます。プリアンプの使用が意味を持つのは、入力レベルが非常に低い場合に限られます。R&S FSW のオプション・プリアンプ (R&S FSW-B24) の仕様は、2 つの-50 dBm 入力トーンを加えた場合の-10 dBm ($f < 1$ GHz) の 3 次インターセプト・ポイントによって仕様化されています。

4 相互変調歪みの測定

この章では、IMD を測定する際に重要なポイントについて述べますが、以下では 2 トーン・シナリオの作成から開始して、スペクトラム・アナライザの各段がもたらす影響について説明していきます。また、DUT の IMD を正確に測定するために、測定セットアップを最適化して相互変調を最小限に抑える方法についての推奨事項も示します。対象となるのは、信号生成側とスペクトラム・アナライザ側の両方です。

4.1 測定セットアップ

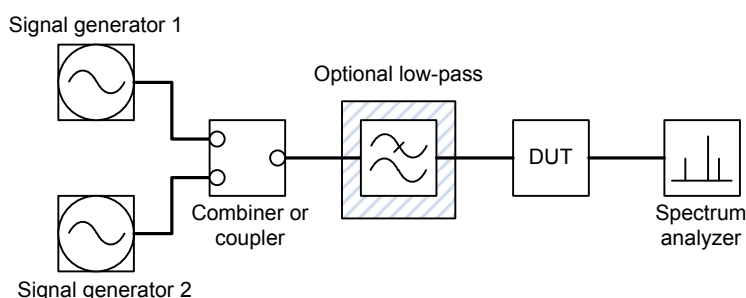


図 11 : 2 トーン相互変調測定のための標準的な測定セットアップ

通常、相互変調測定では図 11 に示すような測定セットアップを使用します。1 つのトーンに 1 台ずつ、合計 2 台のシグナル・ジェネレータが試験信号を生成します。この 2 つの信号は、DUT の入力ポートへ入力する前に電力結合器またはパワー・カプラによって結合し、DUT の出力ポートはスペクトラム・アナライザに接続します。

この図では DUT の他にもいくつかの非線形要素が存在するので、測定結果がスペクトラム・アナライザやシグナル・ジェネレータではなく DUT の特性を示すものとなるように、測定セットアップを最適化する必要があります。

4.2 ジェネレータの影響

上の図に示したシグナル・ジェネレータはシングル・トーンしか生成しませんが、ジェネレータによる影響を避けるために注意が必要です。最新のシグナル・ジェネレータは自動レベル制御 (ALC) 機能を備えています。この機能はフィードバック・ループによるもので、ジェネレータの出力電力を制御します。ALC の電力検出は周波数選択的なものではないので、2 台目のシグナル・ジェネレータが発生する信号も「見える」こととなります。結局、2 つの非干渉性 CW 信号の電力はその位相関係に依存し、シグナル・ジェネレータが互いに位相ロックされていない限り ALC の電力測定値は変動します。

ALC の影響による測定中のレベル変動を避ける方法は 2 つあります。

1. 出力ジェネレータを互いに絶縁する：入力ポート間の絶縁性が高い結合デバイスを使用します。つまり、絶縁性能が 6 dB 程度の電力結合器（抵抗型設計）よりも、20 dB 以上あるカプラの方が適しています。

- ALC をオフにする：ほとんどのシグナル・ジェネレータは ALC を無効にすることができます。無効にすると出力レベルとジェネレータの表示が正確に一致しなくなりますが、2 つのトーン間の位相差による出力レベルの変動を避けることができます。スペクトラム・アナライザはトーン電力を測定するので、トーン電力をあらかじめ正確に知る必要はありません。

また、ジェネレータは高調波を発生させます。1 つのトーンの 2 次高調波（シグナル・ジェネレータによるもの）が他のトーンの基本周波数と組み合わせられると、両方の基本周波数の TOI 成分と同じ周波数になります。ジェネレータによって生成された高調波の影響を避けるには、次のようにします。

- ローパス・フィルタを使用する：使用しているシグナル・ジェネレータの高調波抑制機能によっては、相互変調測定に及ぼすジェネレータの影響を最小限に抑えるために、外付けの高調波抑制フィルタが必要になることがあります。高ダイナミックレンジの測定 (> 90 dB) では、一般に、シグナル・ジェネレータによって生成される高調波の影響を最小限に抑えるために、ローパス・フィルタを使用することが推奨されます（図 11 を参照）。

ベクトル・シグナル・ジェネレータは 2 つ以上の搬送波を持つ信号を生成できますが、1 つの信号源で 2 つのトーンを生成することは推奨できません。実現可能な最大ダイナミックレンジは、ジェネレータの内部相互変調と、いわゆる任意波形発生器のダイナミックレンジ制限によって制限されます。

4.3 スペクトラム・アナライザの影響

この項では、スペクトラム・アナライザが測定に及ぼす影響に焦点を当てます。3章と異なり、この項では構造的な背景を掘り下げることはせず、各要素が測定に及ぼす影響とその回避方法を示すに止めます。

4.3.1 RFプリアンプと電子式アッテネータ

RF プリアンプと電子式アッテネータも理想的な線形要素ではないので、これらの要素を使用すると IMD の測定結果に影響を与えます。したがって、RF プリアンプはオフにすることを推奨します。たとえば DUT の出力電力が非常に低く、ノイズ・フロアを下げるために RF プリアンプが必要であるといった事情でプリアンプをオフにできない場合は、これらのコンポーネントの残留 IMD に関するデータシート仕様を慎重に考慮する必要があります（R&S FSW-B24：2 つの -50 dBm トーンで -10 dBm、 $f < 1$ GHz）。

ただし電子式アッテネータの場合は、多くの場合その TOI 仕様がスペクトラム・アナライザ本体の仕様を上回っているため、プリアンプの場合ほど重要ではありません（R&S FSW-B25：2 つの -15 dBm トーンで 40 dBm、 $500 \text{ MHz} < f < 13.6 \text{ GHz}$ ）。

4.3.2 ミキサ段の影響

使用可能な RF プリアンプがオフになっていて、オプションの電子式アッテネータがバイパスされていると仮定した場合は、通常、入力ミキサがスペクトラム・アナライザの信号経路における最初の非線形要素となります（図 3 と図 5 を参照）。

図 4と図 7に示すように、ミキサ・レベルが高い場合は、最初のミキサ段によって発生する相互変調歪みが主要な部分を占めます。ミキサに起因する相互変調歪みへの対策はミキサ入力における信号レベルを下げることです。その際、レベルを下げるにあたって新たな相互変調を発生させないことが理想です。スペクトラム・アナライザには機械式アッテネータが組み込まれており（図 10を参照）、これらのアッテネータには受動的なコンポーネントしか含まれていないため、IMDには影響しません。したがって、機械式アッテネータを増やせば、ミキサ段の相互変調動作は改善されます。

ミキサによって生じる 3 次相互変調成分は、信号レベルが 10 dB 減少するごとに 30 dB ずつ低下するので、さらに機械式アッテネータの 10 dB を加えれば、ダイナミックレンジは約 20 dB 広がることになります。これは、測定された相互変調成分がミキサだけによるものである場合に当てはまります。

4.3.3 ノイズ・フロアの影響

相互変調成分が表示ノイズ・フロアより高い場合は、低信号レベルにおけるダイナミックレンジはノイズ・フロアによって制限されるので、ノイズ・フロアは相互変調測定時の制限要素となり得ます。図 4と図 7では、ノイズ・フロアによるダイナミックレンジの制限が赤で示されています。スペクトラム・アナライザによる測定では、3つの方法によってノイズ・フロアを下げるすることができます。

1. 分解能帯域幅を小さくする：CW 信号の測定は特定の最小 RBW に依存しません。したがって、RBW を単純に小さくすれば、ノイズ・フロアの低下による利点を生かすことができます。
2. ノイズ補正を使用する：最新のスペクトラム・アナライザは、いわゆるノイズ補正機能を備えています。その名称はスペクトラム・アナライザのメーカーによって異なりますが、スペクトラム・アナライザの既知の内部ノイズ電力を測定電力から減じるという動作モードはすべて共通です。ノイズ補正を使用すれば、S/N 比を最大 10 dB 向上させることができます。この方法は、原則としてすべてのトレース検波器で使用できますが、RMS 検波器使用時に最も効果を発揮します。RMS 検波器使用時は、トーンと隣接ノイズが平均化されてしまうのを避けるために、スパンと RBW の比を一定の値以上に保つ必要があります（たとえば掃引点数の 1/3 以下）。
3. 内部プリアンプの使用：内部プリアンプを使用できる場合は、これを使用します。プリアンプは入力ミキサの前段に置かれた非線形要素なので、新たな相互変調信号を発生させます（3.4項を参照）。したがって、この方法を使用するときは注意が必要ですが、電力レベルが非常に低い場合には有効です。

4.3.4 ADCの影響

ADC も非線形コンポーネントですが、その相互変調歪みは、他の一般的な RF コンポーネントとは振る舞いが異なります。その相互変調歪みは TOI を使用して指定されているのではなく、スプリアスフリー・ダイナミックレンジ（SFDR）仕様に含まれており、SFDR には相互変調成分だけではなく、すべての不要信号が含まれています。SFDR 仕様は dBFS（dB below Full Scale）で表されるので、信号を ADC に入力する前に、その値を正確にスケールリングすることが不可欠です。スペクトラム・アナライザでは、いわゆる IF 利得が ADC 前段の信号レベル最適化に使われますが、多くの場合、IF 利得は基準レベルと組み合わせて使われます。

ADC の相互変調成分は、入力信号レベルに関係なくほぼ一定です。これは SFDR が信号レベルに支配されることを意味し、さらにこれは、ADC の入力レベルを大きくすれば SFDR も同様に増加することを意味します。

推奨事項：

1. ADCに関連するIMDの影響を回避する最善の方法は、適切なトーン間隔を選択することにより（たとえばR&S FSWとR&S FSVの場合は5 MHzより広い間隔）、ADC入力に同時に2つのトーンが加わらないようにすることです。
2. トーン間隔が固定されていて変更できない場合は、CW トーンをADCのフルスケール・レベルに近づける必要があります。デフォルト設定のR&S FSWは、できるだけ大きいADCのスケールを使用すると同時に過負荷を避け、自動的にADCの信号スケールを調整します。

4.3.5 理想的ミキサ・レベルの設定

この項では、これまでの結論として、最も重要と思われるポイントに焦点を当てます。すなわち、可能な限り広い相互変調フリー・ダイナミックレンジを実現するには、スペクトラム・アナライザをどのように設定すれば良いかということです。

アナログRBWフィルタを備え、その相互変調フリー・ダイナミックレンジと入力レベルのグラフが図4に示すような古典的なV型形状となるスペクトラム・アナライザの場合、IMD測定のための理想的なミキサ・レベルを決定することは容易です。ノイズ・フロアの線とミキサTOIの線の交点がそれで、この点は「スイート・スポット」と呼ばれます。この「スイート・スポット」は内部相互変調曲線の単純な最小値なので、容易に見つけることができます。

広帯域信号経路のシグナル/スペクトラム・アナライザでは、理論的なスイート・スポットを測定セットアップの開始点として使用することができますが、一定の条件下においてはADCの動作が内部相互変調歪みを支配するので、そのADC動作を考慮する必要があります。ADCの影響は、以下の推奨事項に従うことによって最小限に抑えることができます。

1. トーン間隔を広げる：試験信号のトーン間隔が、ADC前段のアナログIF帯域幅よりも広い場合、広帯域アナライザの動作は、アナログRBWフィルタ使用のスペクトラム・アナライザと同じになります（図8を参照）。
2. 使用可能な最小のアナログIFフィルタ帯域幅を使用する：たとえばR&S FSWでは、掃引を最適化するために、ADC前段にあるアナログIFプリフィルタの「ダイナミック」設定が可能です（図12を参照）。この設定では、現在の掃引設定に対して最も狭い帯域幅のアナログIFフィルタが選択されます。R&S FSWの場合は、300 kHzまでのRBW設定に対して5 MHzのフィルタになります。
3. 最適なミキサ・レベルを選択する：トーン間隔が狭く、仕様が指定されているために間隔を変更できない場合は、入力ミキサの信号レベルを少しずつ調整して、スペクトラム・アナライザのIMD曲線の最小値を探し出します。図9と図13に示すように、ダイナミックレンジには局所的な最小値があります。R&S FSWでは、-50 dBmから-20 dBmまでの間のダイナミックレンジは大まかに言って90 dB前後であり、最大値が100 dB、最小値は85 dBです。最適なミキサ・レベルを得るには、RF減衰を少なくとも±5 dB変える必要があります。最適なミキサ・レベルは、相互変調成分が最小点に達した直後に得られます。すでに述べたように、R&S FSWのような最新のシグナル/スペクトラム・アナライザは、自動モード（Auto）またはダイナミック・モード（Dynamic）に設定されていれば、ADCレベルを自動的に調整します（図12を参照）。

図13は、R&S FSWにおける相互変調測定の結果を、アナログIFフィルタ帯域幅より広いトーン間隔（緑）とアナログIFフィルタ帯域幅より狭いトーン間隔（青）について比較したものです。上記の推奨事項に従えば、トーン間隔の広い場合の方が、100 dBcを超える相互変調フリー・ダイナミックレンジを容易に得られることは明らかです。

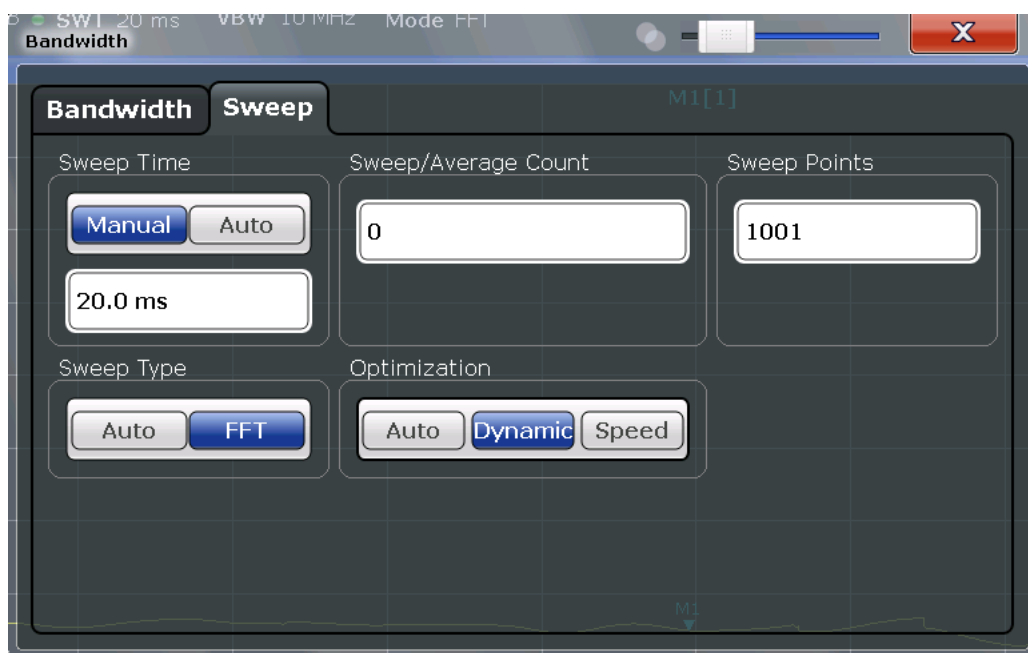


図 12 : R&S FSW で最大ダイナミックレンジを得るための掃引最適化 (掃引設定ダイアログ)。この設定では、できるだけ帯域幅の狭いアナログ・フィルタが選択されます。

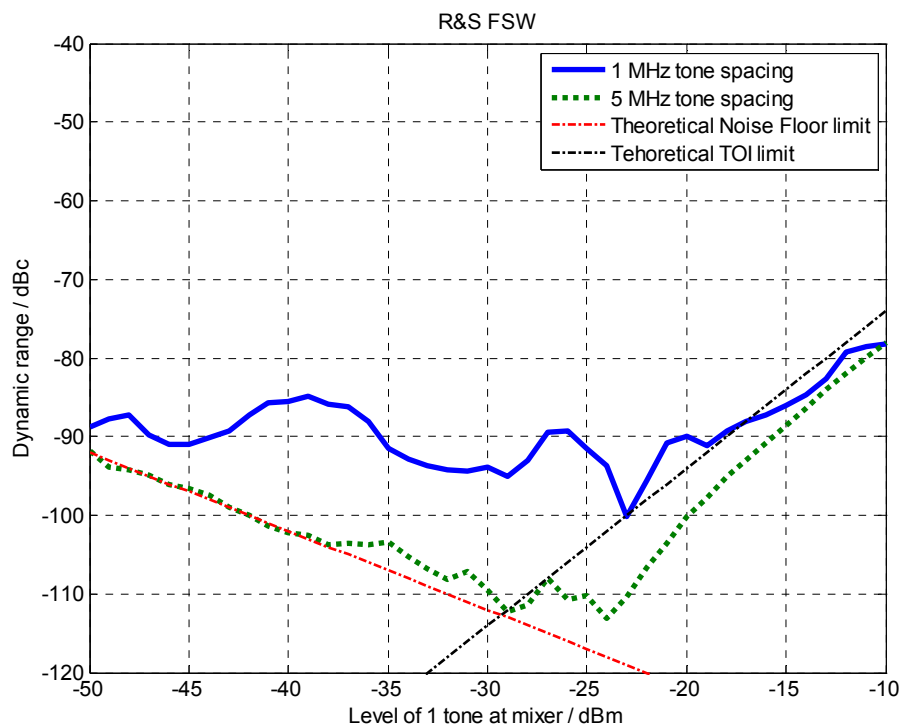


図 13 : R&S FSW の測定固有 IMD を理論的限界に対してプロットしたもの。f=1600 MHz、10 z RBW、ノイズ補正なし。

5 オーダー情報

R&S FSW8	シグナル/スペクトラム・アナライザ、2 Hz~8 GHz	1312.8000.08
R&S FSW13	シグナル/スペクトラム・アナライザ、2 Hz~13.6 GHz	1312.8000.13
R&S FSW26	シグナル/スペクトラム・アナライザ、2 Hz~26.5 GHz	1312.8000.26
R&S FSV3	シグナル・アナライザ、10 Hz~3.6 GHz	1307.9002.03
R&S FSV7	シグナル・アナライザ、10 Hz~7 GHz	1307.9002.07
R&S FSV13	シグナル・アナライザ、10 Hz~13.6 GHz	1307.9002.13
R&S FSV30	シグナル・アナライザ、10 Hz~30 GHz	1307.9002.30
R&S FSV40	シグナル・アナライザ、10 Hz~40 GHz	1307.9002.40

ローデ・シュワルツについて

ローデ・シュワルツ・グループ（本社：ドイツ・ミュンヘン）は、エレクトロニクス分野に特化し、電子計測、放送、無線通信の監視・探知および高品質な通信システムなどで世界をリードしています。

75 年以上前に創業し、世界 70 カ国以上で販売と保守・修理を展開している会社です。

ローデ・シュワルツ・ジャパン株式会社

本社／東京オフィス

〒160-0023 東京都新宿区西新宿 7-20-1

住友不動産西新宿ビル 27 階

TEL:03-5925-1288/1287 FAX:03-5925-1290/1285

神奈川オフィス

〒222-0033 神奈川県横浜市港北区新横浜 2-8-12

Attend on Tower 16 階

TEL:045-477-3570 (代) FAX:045-471-7678

大阪オフィス

〒564-0063 大阪府吹田市江坂町 1-23-20

TEK 第 2 ビル 8 階

TEL:06-6310-9651 (代) FAX:06-6330-9651

サービスセンター

〒330-0075 埼玉県さいたま市浦和区針ヶ谷 4-2-11

さくら浦和ビル 4 階

TEL:048-829-8061 FAX:048-822-3156

E-mail: info.rsjp@rohde-schwarz.com

<http://www.rohde-schwarz.co.jp/>

Certified Quality System
ISO 9001
DQS REG. NO 1954 QM

Certified Environmental System
ISO 14001
DQS REG. NO 1954 UM

このアプリケーションノートと付属のプログラムは、ローデ・シュワルツのウェブサイトのダウンロード・エリアに記載されている諸条件に従ってのみ使用することができます。

掲載されている記事・図表などの無断転載を禁止します。

おことわりなしに掲載内容の一部を変更させていただくことがあります。あらかじめご了承ください。

ローデ・シュワルツ・ジャパン株式会社

〒160-0023 東京都新宿区西新宿 7-20-1 住友不動産西新宿ビル 27 階

TEL:03-5925-1288/1287 FAX:03-5925-1290/1285

www.rohde-schwarz.co.jp