

スペクトラム・アナライザ による高調波の測定 アプリケーションノート

製品

| R&S®FSW

このアプリケーションノートは、最新のスペクトラム・アナライザを使用した高調波の測定に焦点を合わせて説明します。本題に入る前に、高調波の原因を明らかにします。また、R&S FSWの高調波測定用ハイパス・フィルタ・オプションの利点についても説明します。

目次

1	はじめに.....	3
2	高調波について.....	3
2.1	高調波信号の理論.....	3
2.2	高調波の仕様化.....	4
3	高調波の測定.....	5
3.1	高調波を最小限に抑えるスペクトラム・アナライザ設計.....	6
3.1.1	マイクロ波帯における高調波測定.....	6
3.1.2	RF帯における高調波測定.....	7
3.2	DUTで生成された高調波とアナライザで生成された高調波の識別.....	8
4	結論.....	11
5	参考文献.....	12
6	オーダー情報.....	12

1 はじめに

どんな電子回路でも、非線形素子の重要な機能の 1 つは、高調波信号の生成です。例えば、ダイオードなどのコンポーネントの非線形特性から生じる高調波は、たとえば高調波ミキサなど、RF 設計に不可欠な機能を実装するために、意図的に使用されます。他方で、DUT によって生成されるすべての高調波信号が歓迎されるわけではありません。理想的には、アンプはまったく高調波を生成せず、入力信号を増幅するだけです。したがって、現実的な設計における課題の 1 つは、デバイスがその理想にできるだけ近づくように最適化することです。つまり、必要な高調波（例：3 次）を利用し、不必要な高調波（例：2 次）を抑圧することです。

デバイスの高調波を測定するとなると、被試験デバイス（DUT）だけが非線形素子から構成されるわけではありません。スペクトラム・アナライザなどの測定機器に内蔵されるアンプやミキサも、高調波を生成して測定結果に影響を与えることがあります。したがって、DUT の高調波仕様の確認時には、DUT によって生成される高調波と測定機器によって生成される高調波とを区別するために、特別な注意が必要です。

本稿では、非線形素子における高調波の生成について簡単に説明してから、ハイエンドのスペクトラム・アナライザ R&S FSW のアーキテクチャを取り上げます。R&S FSW は、内部生成される高調波を最小限に抑えて優れた高調波測定性能を提供するように設計されました。

2 高調波について

2.1 高調波信号の理論

この章では、高調波信号の生成と動作について若干の数学的な背景を説明します。テイラー級数の理論をよくご存じの読者は、この章を飛ばして、第 2.2 節へ直接お進みください。

高調波は、その次数とは無関係に、 $f > 0$ の周波数を持つ信号が非線形コンポーネントを通過するたびに生成されます。

コンポーネントの出力信号は、2 つの信号間に数学的な関係を与える、いわゆる伝達関数を使用して入力信号から導出することができます。数学的な理論から知られているように、どの伝達関数も多項式（いわゆるテイラー級数）によって記述することができます。

個々の係数 (a_n) の計算方法については詳述しませんが、非線形コンポーネントの動作は、次のような式によって記述できます。

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

ここで、 $P(s)$ はその伝達関数、 s は入力信号です。

CW 入力信号を想定すると、信号 s の一般式は、時間 t の関数として次のように記述されます。

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

素子の出力信号には、入力信号は項 $a_1 \cdot s$ の中に現れます。これは一般に基本波信号と呼ばれています。

余弦関数の加法定理

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta))$$

は、 $a_2 \cdot s^2$ 、 $a_3 \cdot s^3$ などの各項に適用できます。ただし、 α と β は $2\pi \cdot f \cdot t + \varphi$ によって置き換えられます。

$s^2(t)$ の場合、これは次式で表されます。

$$s^2(t) = \frac{1}{2} \cdot B^2 \cdot [\cos(2\pi \cdot (2f) \cdot t + 2\varphi) + 1]$$

これは、いわゆる 2 次高調波であり、元の CW 信号の 2 倍の周波数を持つ信号です。 $s^3(t)$ の場合、次式で表されます。

$$s^3(t) = \frac{1}{4} \cdot B^3 \cdot [\cos(2\pi \cdot (3 \cdot f) \cdot t + 3\varphi) + 3 \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)]$$

この場合、CW 信号の 3 倍の周波数を持つ項（3 次高調波）が含まれます。一般に、項 $s^n(t)$ には、元の CW 信号の n 倍の周波数を持つ項（ n 次高調波）が含まれます。

上述の式によって、2 つの基本的な結論が導かれます。

1. テイラー級数は無限であるため、出力信号に組み込まれる高調波の数も理論的には無限です。
実際には、信号の振幅は高調波の次数の増加とともに減少するため、高次の高調波（例： $n > 10$ ）は一般に無視することができます。加法定理からの係数（2 次高調波では $\frac{1}{2}$ 、3 次高調波では $\frac{1}{4}$ 、……）、つまり一般的に言って n 番目の係数 a_n は、 n の次数とともに減少します。
2. CW 信号の振幅を減少させると、高調波信号の振幅は、係数 B^n によって表されるように指数的に減少します。実際の対数目盛りでは、基本波の 1dB 小さいパワーは、2 次高調波の 2dB 小さいパワー、3 次高調波の 3dB 小さいパワー、... を意味します。

2.2 高調波の仕様化

技術仕様では、高調波は、いわゆる高調波インターセプト・ポイントを用いて指定されるのが普通です。インターセプト・ポイントでは、特定の高調波（例：2 次高調波インターセプトでは 2 番目）が基本波自体と同じくらいの大きさになる理論的なポイントを指定します。インターセプト・ポイントは理論的なポイントです。なぜなら、現実には、インターセプト・ポイントに到達する前に、飽和などの非線形的な効果が優勢になるのが普通だからです。

第 2.1 節の式から、インターセプト・ポイントが既知である場合、任意のレベルの基本波に対して基本波と高調波信号間のレベル差を計算できます。一例として、80dBm という 2 次高調波のインターセプト・ポイントが与えられています。20dBm の基本波に対する基本波と 2 次高調波歪みとのレベル差は 60dB です。つまり、この場合、2 次高調波のレベルは -40dBm です。この例は、図 1 のグラフと一致します。要するに、所定のレベル P_1 に対する基本波と 2 次高調波 D_2 との距離は、2 次高調波のインターセプト・ポイント SHI から次のように計算することができます。

$$D_2 = SHI - P_1$$

この計算は対数目盛りに対してのみ有効であることに注意してください。つまり、 D_2 の単位は dBc、 P_1 と SHI の単位は dBm です。

2 次（またはそれ以上の）高調波インターセプトの仕様は、IP2 または IP3 と呼ばれる相互変調インターセプト・ポイントとは異なる点に注意してください。高調波インターセプトはシングル・トーンのスナリオで測定されますが、相互変調インターセプト・ポイントはツートーンのスナリオで測定されます。このアプリケーションノートは、シングル・トーン入力信号の高調波に焦点を合わせます。したがって、3 次高調波インターセプト・ポイント（THI）は一般的でないため、図 1 で 3 次高調波との交点は示されていません。しばしば、高調波インターセプトは IPk2 または IPk3 と省略されることがあります。追加の「k」は、相互変調インターセプトとの区別のためです。IP2 は SHI（IPk2）を常に 6dB 上回り、IP3 は THI（IPk3）を 9.54dB 上回るという関係があります [Rau01]。

また、3次高調波歪みと P_1 との交点から得られる、所定のレベル P_1 に対する3次の高調波歪み D_3 には類似の式があります。

$$D_3 = 2 \cdot (THI - P_1)$$

図 1は、ゲイン 1 を持つ非線形の 2 ポートに対する基本波と 2 次および 3 次の高調波歪みを示します。2 次の交点は 80dBm で示されます。

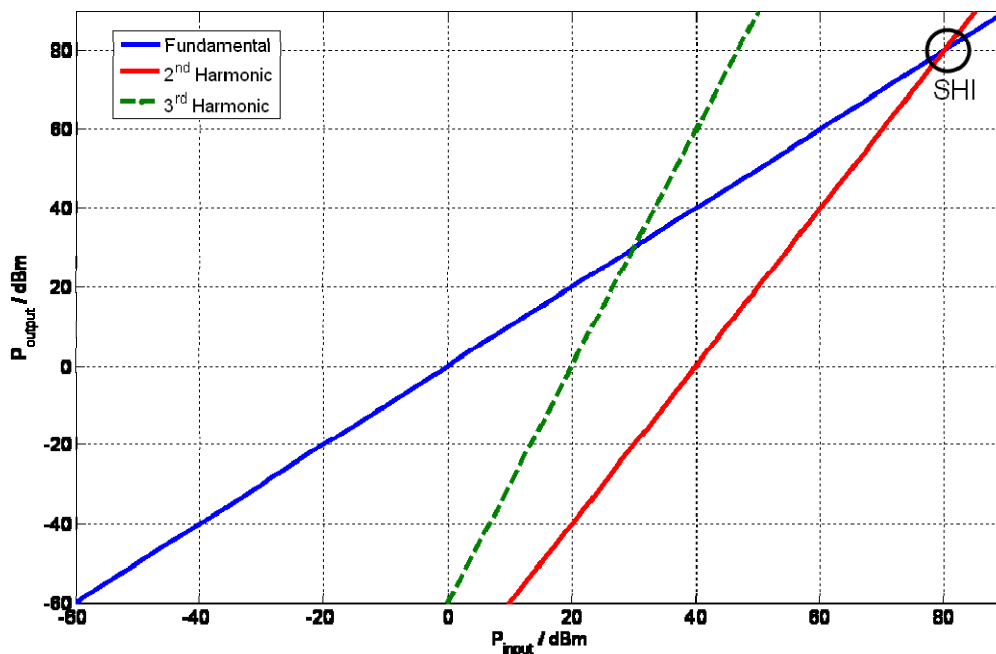


図 1：基本波、2 次および 3 次の高調波に対してゲイン 1 を持つ非線形素子の入出力レベル（シングル・トーンのスナリオ）

3 高調波の測定

DUT の高調波信号を測定する場合、高調波信号から基本波を分離するために周波数選択が可能な測定機器が必要です。フィルタとパワー・メータの複雑なセットアップを回避するため、高調波は一般にスペクトラム・アナライザを用いて測定されます。スペクトラム・アナライザは、アナライザの周波数範囲にもよりますが、基本波信号とその高調波を同時に表示することができます。

3.1 高調波を最小限に抑えるスペクトラム・アナライザ設計

スペクトラム・アナライザには、周波数範囲に応じて異なる動作コンセプトがあります。スペクトラム・アナライザのモデルにもよりますが、たとえば 3.6 GHz、7 GHz、または 8 GHz までの周波数には、いわゆる RF パス（図 2 のパス「1」）が使用されます。この周波数限界を上回る場合（パス「2」）、イメージ周波数の除去のために、通常は YIG（Yttrium Iron Garnet：イットリウム鉄ガーネット）技術を用いる、チューナブルなプリセレクション・フィルタが適用されます。スペクトラム・アナライザの設計方式の詳細に関しては [Rau01] を参照してください。パス「2」の周波数範囲は一般に 13 GHz 以上に及ぶため、パス「2」は「マイクロ波パス」と呼ばれることがあります。R&S FSW は、パス「1」からパス「2」に 8 GHz でスイッチします。以下の 2 つの章では、最も大きな高調波を発生させるのは信号パスの最初のミキサ（非線形素子）であることを心に留めておくことが重要です。このミキサは、IF1 へのアップコンバート・ミキサ（パス「1」）または IF2 へのダウンコンバート・ミキサ（パス「2」）です。図 2 のブロック図では、それ以降のミキサは高調波歪みの原因になりません。なぜなら、これらは固定周波数ミキサとして動作し（LO の周波数は常に同じ）、その後高調波をブロックするバンドパス・フィルタが続くからです。

高調波に関して RF パスとマイクロ波信号パスとの差異は、信号フローにおいて最初の非線形素子の前にある YIG フィルタです。

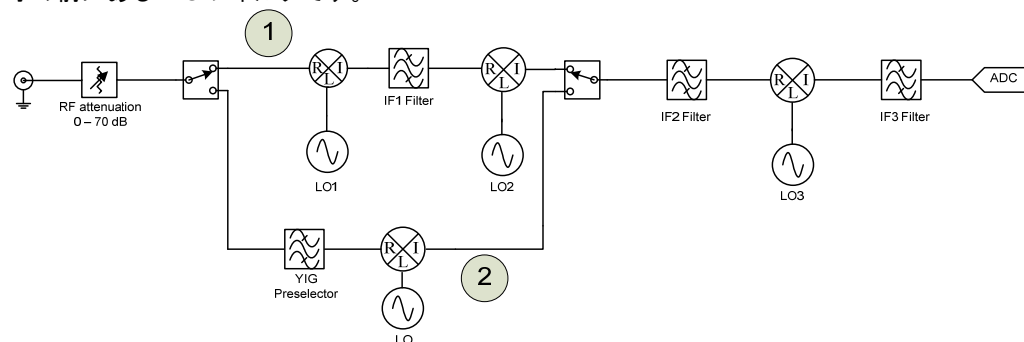


図 2: ヘテロダイン・スペクトラム・アナライザの簡略ブロック図 (RF パス「1」、マイクロ波パス「2」)

3.1.1 マイクロ波帯における高調波測定

上述のように、チューナブルなプリセレクション・フィルタは、マイクロ波帯におけるイメージ周波数の除去に利用されます。このフィルタは、対象となる周波数範囲の全域で掃引またはチューニングされ、小さな帯域の周波数だけをミキサに通します。プリセレクション・フィルタの代表的な帯域幅は、30~50 MHz のオーダーにあります。

高調波信号の測定の場合、マイクロ波信号パスには YIG プリセレクション・フィルタが有利です。30 MHz のバンドパス・フィルタを使って 8 GHz 以上で高調波歪みを測定するとき、たとえば 4 GHz の基本波は、フィルタによって抑圧されるため、高調波信号は生成されません。実際には、スペクトラム・アナライザが 8 GHz で高調波パワーを測定するようにチューニングされた場合、RF 入力ポートの基本波信号 (4 GHz) は、YIG プリセレクタによって除去されるため、非線形素子に到達しません。したがって、測定された高調波パワーに対するスペクトラム・アナライザの影響は無視できます。

3.1.2 RF帯における高調波測定

マイクロ波信号パスとは対照的に、スペクトラム・アナライザのRF信号パスには、一般にチューナブルなプリセクション・フィルタがありません。したがって、特に注意しない限り、周波数帯域全体（例：DC～8 GHz）の信号パワーが最初のみキサに印加されることとなります。1.2 GHzのCW入力信号を想定した場合、パス「1」の最初のみキサ（図 2）は、2.4 GHzの高調波周波数でパワーを測定するとき、1.2 GHzの信号も入力されます。したがって、みキサの内部で生成された高調波は、測定された信号パワーの一部としてアナライザ画面に表示されます。

RF 周波数範囲における性能を最適化するため、R&S FSW はいくつかの信号パスを使用しており、それぞれの信号パスは、その周波数範囲において最高性能に最適化されています。

高調波測定に関して、理想的なスペクトラム・アナライザにはオクターブごとに別のパスが備わっており、基本波信号と高調波信号は常に別の信号パスを通ります。これは簡単なコンセプトのように見えますが、どのスイッチング・ポイントにも新たなセトリグ時間を考慮しないと測定を続行できないため、スイッチング・ポイントの数は掃引速度に直接的な影響を与えます。実際には、低周波に対して「パスごとに 1 オクターブ」のコンセプトは現実的でないため、R&S FSW は 350 MHz 以上に適用します。

図 3は、8 GHz未満の周波数に対するR&S FSWのプリセクションのコンセプトを示します。この図で、異なる周波数範囲に対するすべての並列パスには、「1」から「5」の番号が付けられます。信号フロー・チャートは簡素化されていますが、プリセクション・コンセプトに関わるすべての重要なフィルタが含まれます。

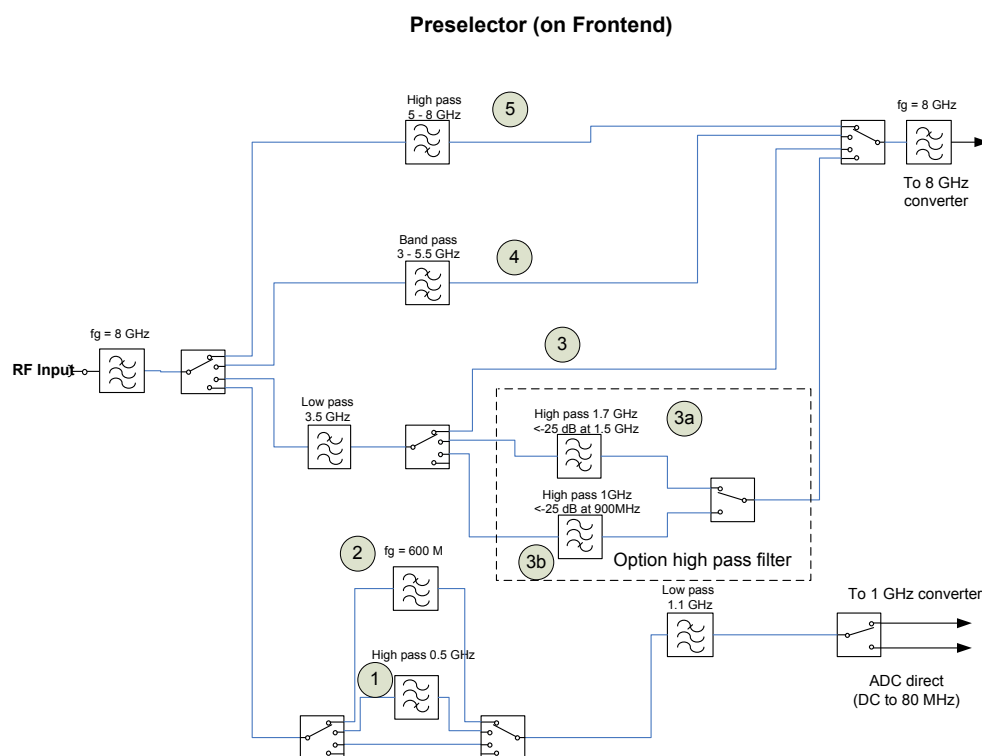


図 3 : $f \leq 8$ GHz の場合の信号フロー

図 3では、信号パス「1」、「4」、「5」は、それぞれ 1 オクターブ未満で構成されます。この図に示すように、各パスの周波数範囲制限は、ローパスまたはハイパス・フィルタによって規定されます。

信号パス「2」は、< 600 MHz の周波数に使用されます。上述のように、基本波と高調波を分離するというコンセプトは、このパスには適用されません。

1 GHz から約 3.5 GHz までの信号パス「3」は、GSM、WCDMA、LTE などのモバイル通信規格に最も人気のある周波数をカバーするため、特別な注意を必要とします。追加の対策なしでは、この信号パスは複数のオクターブをカバーします。

2 つの異なるハイパス・フィルタを追加することで（オプション R&S FSW-B13 ハイパス・フィルタ）、信号パス「3」を、それぞれが 1 オクターブ未満で構成される「3a」と「3b」という 2 つのパスに分離します。オプション B13 は、500~1500 MHz の範囲の基本周波数に対して、R&S FSW の 2 次高調波インターセプト・ポイントを 47 dBm（オプション B13 なし）から 62 dBm まで改善します。

オプション B13 によって追加された新たなハイパス・フィルタは、オン/オフ選択できます。デフォルト動作（フィルタはオフ）では、R&S FSW は最大の掃引速度を提供します。高調波抑圧モード（フィルタはオン）では、R&S FSW は最適な高調波歪み性能を提供します。

3.2 DUT で生成された高調波とアナライザで生成された高調波の識別

高調波測定時には、測定された高調波信号が DUT によって生成されたものであり、測定機器によって生じたものでないことを確認することが重要です。

すでに述べたように、スペクトラム・アナライザによって引き起こされる高調波歪みの大部分は、最初のミキサが原因です。この歪み部分は、ミキサに入力されるパワーに依存するため、信号に加えられる RF 減衰量の影響を受けます。したがって、アナライザ入力に RF 減衰を加えれば、ミキサに由来する高調波歪みが減少します。

DUT に由来する高調波歪み部分は、スペクトラム・アナライザの最初のミキサでのレベルとは無関係です。RF 減衰を加えても、DUT の基本波と高調波信号とのレベル間隔に影響はありません。

このような動作の差異を利用して、スペクトラム・アナライザから発生する高調波歪みを最小限に抑えることができます。RF 減衰量を増やすことによって、最初のミキサによって生成される高調波信号は減少しますが、ディスプレイでの外部高調波信号のレベルは変化しません。その理由は、スペクトラム・アナライザが信号レベルを数値的にシフトすることによって、加えられる追加の減衰を補償するからです。図 4 の信号フローは、この補償メカニズムを示します。

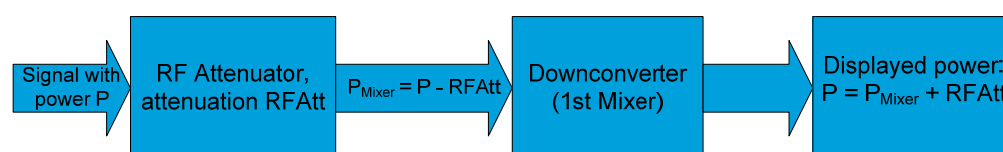


図 4: スペクトラム・アナライザによる信号パワー・フローチャート、信号パワー= P 、RF 減衰設定= $RFAtt$ 、ミキサでの信号パワー= P_{Mixer} 、表示されるパワー= P (=信号パワー)

一例として、-10 dBm での CW 信号を想定します。なお、最初のアッテネータ設定は 0 dB です。また、使用中のスペクトラム・アナライザに由来する 2 次高調波を -40 dBm と想定します。アッテネータ設定を 10 dB まで増やしても、基本波は依然として -10 dBm で表示されます。高調波を生成しない理想的な DUT を想定すると、スペクトラム・アナライザの最初のミキサに起因する 2 次高調波の表示は、およそ 10 dB だけ減少します。

このような動作であるため、スペクトラム・アナライザの可変 RF アッテネータを用いれば、DUT によって生成された高調波とアナライザによって生成された高調波を区別するのは簡単です。

図 5 では、マーカー M2 は 0 dB の減衰を持つ高調波信号のレベルを示し、マーカー M3 は 10 dB の減衰を加えたそのレベルを示します。このレベル差は明らかであり、0 dB の減衰を持つ高調波パワーのかなりの部分はスペクトラム・アナライザによって生成されたことを意味します。

DUT で生成された高調波とアナライザで生成された高調波の識別

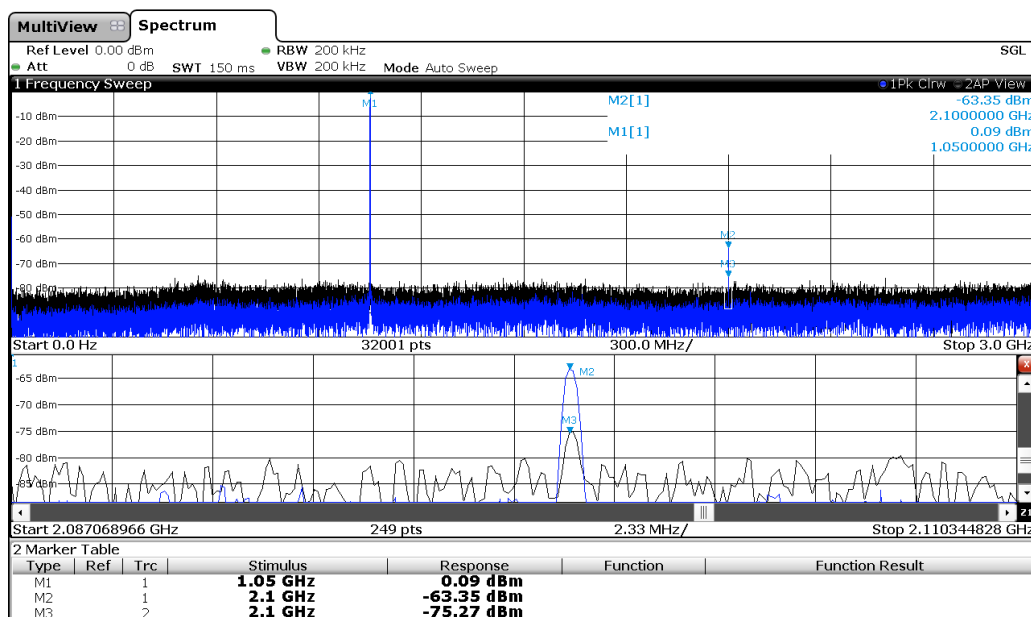


図 5：基本波と 2 次高調波（黒のトレースは 10 dB の RF 減衰、青のトレースは 0 dB）。下の図は、2 次高調波のまわりのズームされた領域を示します。

図 5 に使用されたシナリオでは、R&S FSW-B13 オプションの追加のハイパス・フィルタが十分な利点を示しています。図 6 に示すように、これらのフィルタは、RF 減衰を増やすことなく、所定のシナリオに対して 20 dB 以上の高調波抑圧を実現しています。

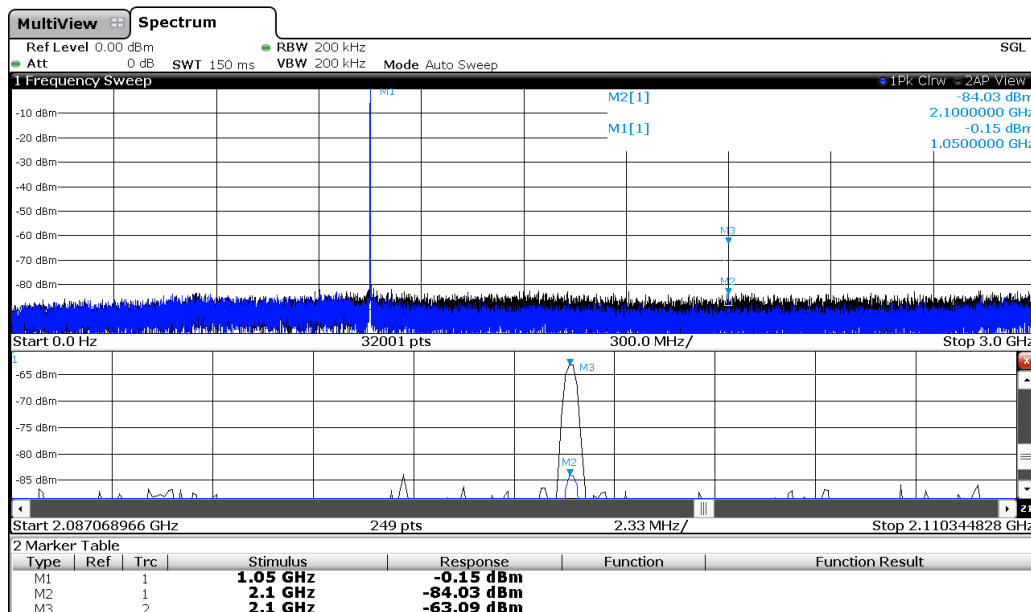


図 6：基本波と 2 次高調波（黒いトレースはハイパス・フィルタをオフ、青いトレースはハイパス・フィルタをオン、同じ RF 減衰）。下の図は、2 次高調波のまわりのズームされた領域を示します。

図 5 の場合とは異なり、追加の減衰は使用されないため、ノイズ・フロアは増加しません。ハイパス・フィルタのパスにアンプが追加されたことで、よく観察すると、ノイズ・フロアがわずかに低下しています。明らかに、R&S FSW を使用するときは、減衰を追加する代わりにハイパス・フィルタを使用することで、高感度の高調波測定が可能になります。

図 7 は、R&S FSW-B13 ハイパス・フィルタの起動に用いられる *Input Source Dialog* (INPUT/OUTPUT – *Input Source Config*)を示します。



図 7 : ハイパス・フィルタのオン/オフ選択を行う *Input Source Dialog*

4 結論

スペクトラム・アナライザでの高調波測定では、DUT によって生成された高調波が明らかに支配的であることを確認することが重要です。

RF アッテネータの設定値を上げることは、アナライザによって生成される高調波を最小限に抑えるのに適切な方法です。ただし、ノイズ・フロアが増加して、測定の感度は低下します。

R&S FSW では、8 GHz までの RF 信号パスにハイパス・フィルタを用いる回路方式を採用することで、スペクトラム・アナライザ内部に由来する高調波信号の影響を最小限に抑えます。1～3.5 GHz の範囲の高調波測定の場合、オプション R&S FSW-B13 はさらに 2 つのハイパス・フィルタを追加することで、感度を犠牲にすることなく、セルラ信号の高調波測定を可能にします。

5 参考文献

[Rau01] Rauscher, Christoph. Fundamentals of Spectrum Analysis. 1st edition. Rohde & Schwarz.

6 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 FSW-B13	高調波測定用ハイパス・フィルタ	1313.0761.02

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 4-2-20

浦和テクノシティビル 3 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・シュワルツ社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