

Keysight Technologies
スペクトラム解析の基礎

Application Note



キーサイトは、このアプリケーションノートをBlake Peterson氏に捧げます。

Peterson氏はヒューレット・パッカードとキーサイトにおける45年にわたる在職中、また退職後も世界中のあらゆるお客様に傑出した技術的なサポートを提供しました。長い間、Peterson氏はマーケティングや技術営業職の後輩たちにスペクトラム・アナライザの「イロハ」を伝授し、それが彼らにとって、さらに高度な技術を理解する基礎となりました。スペクトラム解析の分野で、Peterson氏は良き指導者であり、また技術への貢献者であると敬愛されています。

Peterson氏は多くの業績を残されましたが、代表的なものは次のとおりです。

- アプリケーションノート『スペクトラム解析の基礎』の初版を執筆し、また改訂版にも貢献されました。
- 現代のスペクトラム・アナライザの先駆けとなった8566/68スペクトラム・アナライザ、および発表当時、業界における、新しい性能標準となるPSAシリーズ スペクトラム・アナライザの発売に貢献されました。
- Blake Peterson大学の創設を着想されました—これはキーサイトのすべてのエンジニアのためのトレーニングを提供するためのものです。

その輝かしい実績のあかしとして、Peterson氏は、2013年に著しい活躍が認められ、"Microwaves & RF"誌から存命中の方に送られる"Living Legend(生ける伝説)"賞の最初の受賞者となりました。

目次

第1章：はじめに	5
周波数領域と時間領域	5
スペクトラムとは	6
スペクトラムを測定する理由	6
シグナル・アナライザの方式	8
第2章：スペクトラム・アナライザの基礎	9
RFアッテネータ	10
ローパスフィルターとプリセクター	10
アナライザの同調	11
IF利得	12
周波数分解能	13
残留FM	15
位相雑音	16
掃引時間	18
包絡線検波器	20
表示装置	21
ディテクターの種類	22
サンプルディテクター	23
ポジティブ・ピーク・ディテクター	24
ネガティブ・ピーク・ディテクター	24
ノーマルディテクター	24
アベレージディテクター	27
EMIディテクター：アベレージディテクターとQP(準尖頭値)ディテクター	27
平均処理	28
タイムゲート処理	31
第3章：デジタルIF技術の概要	36
デジタルフィルター	36
デジタルIF部	37
カスタムデジタル信号処理IC	38
その他のビデオ処理機能	38
周波数カウンター	38
デジタルIF、その他の特長	39
第4章：振幅確度と周波数確度	40
相対的不確かさ	42
絶対振幅確度	42
全不確かさの改善	43
仕様、代表値、公称値	43
デジタルIF部の構成と不確かさ	43
振幅不確かさの例	44
周波数確度	44

目次

(続き)

第5章：感度と雑音.....	46
感度.....	46
ノイズフロアの低減.....	48
雑音指数.....	49
プリアンプ.....	50
雑音のような特性を有する信号.....	53
雑音測定用プリアンプ.....	54
第6章：ダイナミックレンジ.....	55
ダイナミックレンジと内部歪み.....	55
アッテネータによる確認(アッテネータテスト).....	56
雑音.....	57
ダイナミックレンジと測定の不確かさの関係.....	58
利得圧縮.....	60
表示範囲と測定範囲.....	60
隣接チャンネル電力測定.....	61
第7章：周波数範囲の拡張.....	62
内部高調波ミキシング.....	62
プリセレクション.....	66
振幅校正.....	68
位相雑音.....	68
ダイナミックレンジの向上.....	69
プリセレクションの利点と欠点.....	70
外部高調波ミキシング.....	71
信号識別.....	73
第8章：最新のシグナル・アナライザ.....	76
分野・用途に特化した測定.....	76
位相情報の必要性.....	77
デジタル変調解析.....	79
リアルタイムスペクトラム解析.....	80
第9章：データの取り扱いと測定器の維持管理.....	81
データの保存と印刷.....	81
データ転送と測定器の遠隔制御.....	81
ファームウェアのアップデート.....	82
校正、トラブルシューティング、診断、修理.....	82
むすび.....	82
用語集.....	83

第1章：はじめに

このアプリケーションノートでは、掃引同調型スーパーヘテロダイン・スペクトラム・アナライザの基礎を詳述し、さらにスペクトラム・アナライザの最新の機能を考察します。

基本的概念として、スペクトラム・アナライザは、正弦波の実効値を表示するために校正された、周波数選択性を持つピーク応答型の電圧計と言えます。校正された電圧計を使い、正弦波のなんらかの値（ピーク値、平均値など）と、その値を測定したときの抵抗値が分かれば、スペクトラム・アナライザで電力を直接表示することは可能です。ただし、電力計とは異なることに注意が必要です。近年のスペクトラム・アナライザは、デジタル技術を駆使し、より多くの機能を持つようになりました。このアプリケーションノートでは、スペクトラム・アナライザの基礎からデジタル技術やデジタル信号処理(DSP)技術を応用した様々な機能までを解説します。

周波数領域と時間領域

スペクトラム・アナライザの詳細説明に入る前に、まず「スペクトラムとは何か。なぜ私達はスペクトラムを解析するのか」について考えてみましょう。私達は時間を基準にすることが多く、電気的事象などがいつ起きたかに着目します。オシロスコープを使えば、個々の電気的事象（または、適切なトランスデューサ/センサーを使い電圧に変換することのできる電気以外の物理的事象）の瞬時値を時間の関数として表示できます。つまり、オシロスコープを使い、信号の波形を時間領域で観察することができます。

時間領域のあらゆる電気的現象は、フーリエ¹の理論によれば、固有の周波数、振幅、および位相を有する1つまたは複数の正弦波に分解することができます。すなわち、時間領域の信号を、それに対応する周波数領域の信号に変換できるということです。周波数領域で測定をすれば、各周波数に存在するエネルギーの量がわかります。適切なフィルターを使うことにより、図1-1のような波形をいくつかの正弦波、つまりスペクトル成分に分解することができます。各正弦波は固有の振幅と位相で特定されます。周期的な信号を解析する場合、フーリエによれば、周期Tの信号を分解して得られる各正弦波は、周波数領域では $1/T$ の間隔で観察されます²。

周波数、振幅、および位相という信号に関するすべての情報を必要とする測定がある一方で、多くの測定は個々の正弦波成分の位相情報を必要としません。後者のような測定をスペクトラム解析と言います。スペクトラム解析は比較的理解しやすく、しかも極めて有用なので、まず、スペクトラム・アナライザがスペクトラム解析をする仕組みを第2章から説明します。

ある信号を時間領域から周波数領域へ変換するためには、理論的には、すべての時間、つまり無限遠の過去から無限遠の未来にかけて信号を評価する必要があります。しかし、実際の測定時間は常に有限です。フーリエ変換を、周波数領域から時間領域への変換にも使うことができ

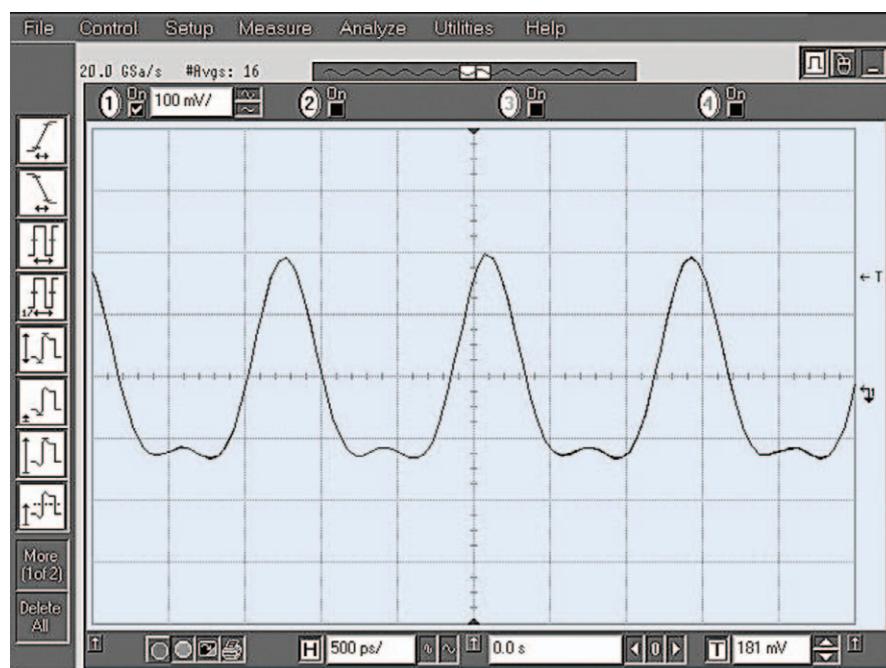


図1-1. 複雑な時間領域の信号

1. Jean Baptiste Joseph Fourier(1768 ~ 1830年)。フランスの数学者、物理学者であり、周期関数は正弦と余弦の級数に展開できることを発見しました。
2. 時間領域での単発信号はTが無限大と考えられるので、周波数領域では各正弦波の間隔は無限小、すなわち連続的に表れることになります。

ますが、この場合も同様に、理論的にはすべての、すなわち無限に続くスペクトル成分を評価する必要があります。現実的には、有限の帯域幅であっても、その帯域幅に信号のほとんどのエネルギーが収められれば、実用上十分な結果が得られます。なお、周波数領域のデータをフーリエ変換する際は、各周波数成分の位相情報が重要になります。例えば、一旦、周波数領域に変換した方形波を、位相情報が欠落した状態で時間領域に戻すと、のこぎり波に変わってしまう可能性があります。

スペクトラムとは

では、ここで考察するスペクトラムとは何を指すのでしょうか。スペクトラムとは、正弦波の集まりであり、この正弦波の集まりを適切な方法で合成することにより、時間領域で観察している信号を生成することができます。ここで、ある正弦波を観察したとき、実際には図1-1のような複雑な信号波形が観察されたとします。波形を見れば、明らかにこの信号は理想的な正弦波ではないことがわかりま

すが、なぜそう見えるのかまではわかりません。この複雑な信号を時間領域と周波数領域から観察すると図1-2に示すようになります。周波数領域の表示は、スペクトラムを構成する各正弦波の周波数と振幅を座標に描いたものです。ご覧のように、この場合のスペクトラムはまさに2つの正弦波で構成されています。これで、元の波形が理想的な波形に見えなかった理由がわかりました。もう1つの正弦波、この場合は、2次高調波が含まれていたのです。では、時間領域の測定は不要でしょうか。そんなことはありません。時間領域での測定が優れている場合は多くありますし、時間領域でないと実行できない測定もあります。例えば、パルスの立ち上がり／立ち下がり時間、オーバーシュート、リングングなどの測定は時間領域でのみ実行が可能です。

スペクトラムを測定する理由

周波数領域の測定にもその利点があります。図1-1と図1-2が示すように、信号の高調波成分の測定は周波数領域が適しています。無線通信に携わる方にとって、

帯域外輻射、およびスプリアスは重大な関心事です。例えば、携帯電話システムでは、その搬送波の高調波にあたる周波数上のエミッションを確認し、その周波数上で稼働する他のシステムに対する干渉が無いことを確認する必要があります。エンジニアや作業者にとって、搬送波を変調するベースバンド信号の歪みもまた重大な問題となります。

3次相互変調(複雑な信号の2つの無変調波が互いに他を変調すること)は、多くの場合、その歪み成分が使用帯域と重なるためフィルターで除去できないことから、特に問題を引き起こす可能性があります。

電波監視も周波数領域で行う重要な測定です。テレビやラジオの放送、携帯電話システム、警察無線や緊急時の通信、および他の通信設備などの種々の無線通信に対して、それぞれ異なる周波数が政府の監督官庁により割り当てられています。これらの通信が、それぞれ割り当てられた周波数で運用され、規定の通信帯域内で動作することが重要です。送信機、その他電波を意図的に発射するものは、多くの場合、周波数間隔を狭めて運用することを余儀なくされます。隣接するチャンネルに漏洩し、その結果、干渉を引き起こす信号のエネルギー量は、このようなシステムで使われる電力増幅器や、その他の回路素子の主要な性能指標の1つです。

電磁波障害(EMI)とは、意図的であるか否かに関わらず電波を発射する機器からの不要エミッションを指す用語です。放射にせよ(電源ラインまたはその他の接続線を通しての)伝導にせよ、これらの不要エミッションは他のシステムの動作に障害を与えることがあります。電気/電子製品の設計または製造の担当者は、ほとんどの場合、様々な政府機関や業界標準機関が定めた規制に沿った、周波数ごとのエミッションレベルの試験を行う必要があります。

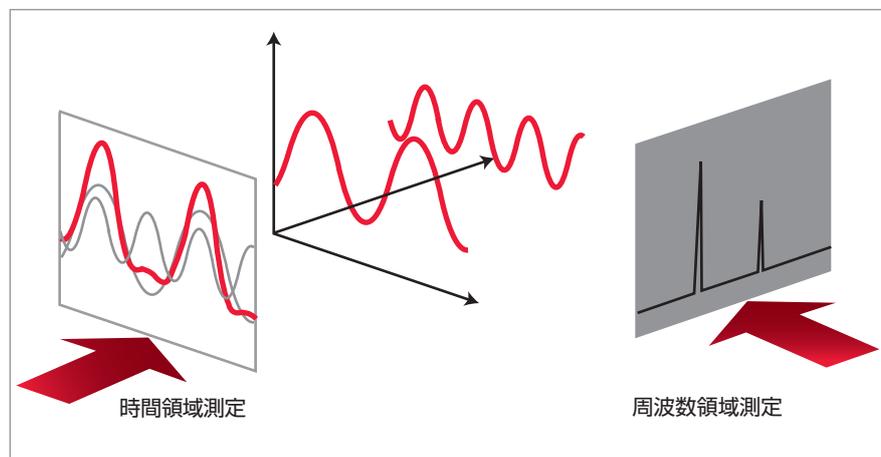


図1-2. 時間領域と周波数領域の関係

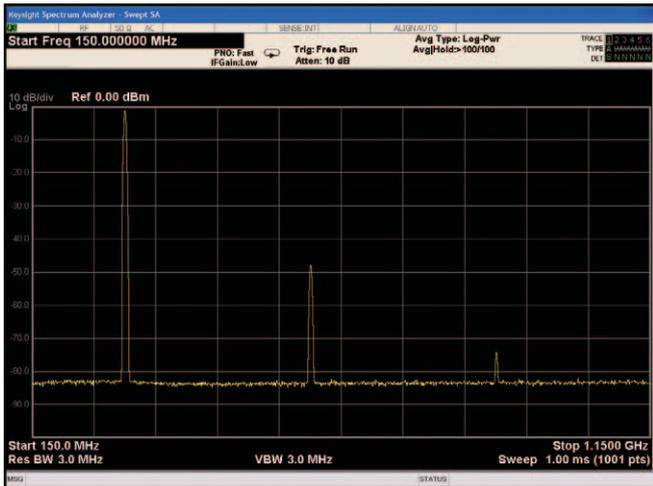


図1-3. 送信機の高調波歪みテスト

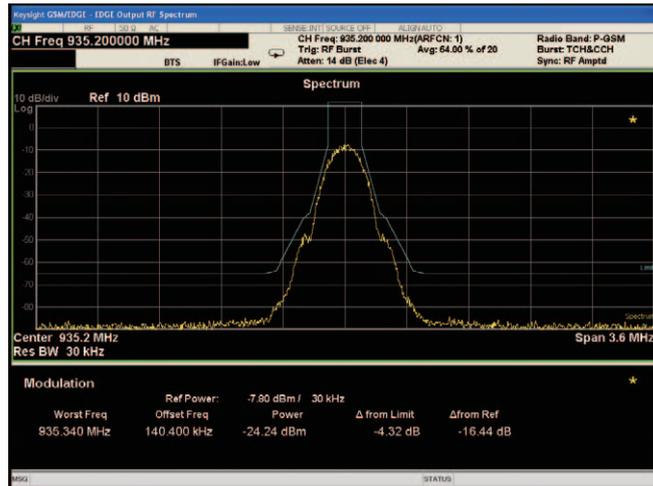


図1-4. GSMの無線信号と不要エミッションの許容上限値を示すスペクトラムマスク

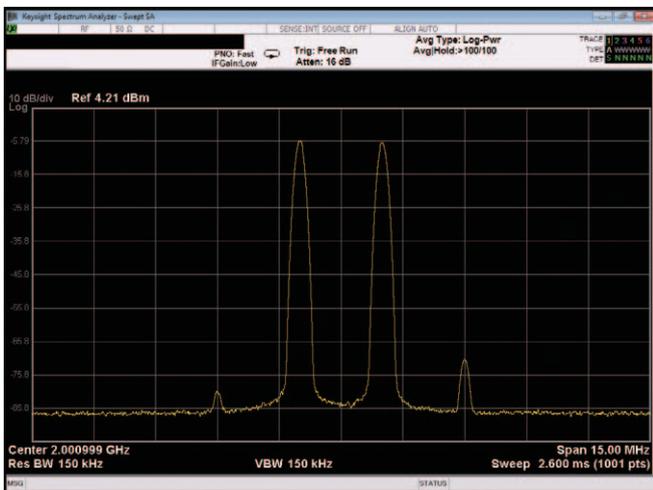


図1-5. RF増幅器の2トーン試験



図1-6. EMI試験の1つであるCISPR11上限値に対する放射エミッションの測定例

雑音を測定する事もよくあります。能動回路や能動部品からは多くの雑音が発生します。雑音指数や信号対雑音比(SNR)などの試験は、部品の性能や、その部品のシステム全体性能への寄与を評価するために重要です。

Xシリーズ シグナル・アナライザを用いたこれらの測定例を、図1-3 ~ 1-6に示します。

シグナル・アナライザの方式

初期の掃引同調型スーパーヘテロダイン・スペクトラム・アナライザは振幅を測定するだけでしたが、技術が進歩し通信システムが複雑化するにつれて、位相を測定する重要性が高まりました。スペクトラム・アナライザは、現在ではしばしばシグナル・アナライザとも呼ばれますが、技術や通信システムの進歩に呼応しています。1段または複数段の周波数変換の後に、信号をデジタル化し、振幅情報だけでなく位相情報も失うことなく、これを情報の一部として表示することができます。このように、振幅に加え位相も解析できるアナライザをベクトル・シグナル・アナライザと呼びます。なお、従来のスペクトラム・アナライザは振幅情報のみを扱うことから、スカラー・アナライザと呼ばれることもあります。Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザのような最新のシグナル・アナライザは、スカラー解析、ベクトル解析、FFT(高速フーリエ変換)解析のすべてに対応できます。

一般的なスペクトラム・アナライザの測定には、周波数、電力、変調、歪み、雑音などがあります。信号のスペクトル成分を知ることは、帯域幅が制限された無線システムの場合に特に重要です。Keysight FieldFoxなどの堅牢なポータブル・アナライザを使用すれば、送信施設やアンテナ施設の評価などの作業が容易になります。一般的なアナログ変調測定の例として、変調度、側波帯振幅、変調品質、占有帯域幅などがあります。デジタル変調の測定としては、変調精度(EVM:

Error Vector Magnitude、エラーベクトル振幅)、I/Q不平衡、位相誤差対時間など、さまざまなものがあります。通信においては、歪みの測定が受信機と送信機の両方にとって重要です。送信機の出力の高調波歪みが大きすぎると、他の通信帯域に干渉するおそれがあります。受信機の前段増幅器では、信号のクロストークを防ぐために相互変調歪みをなくす必要があります。例えば、ケーブルTVの搬送波に相互変調歪みがあると、分配システムの幹線を通るときに同じケーブルの他のチャンネルに歪みを生じるおそれがあります。一般的な歪み測定としては、相互変調、高調波、スプリアスなどの測定があります。

このアプリケーションノートは掃引型の振幅測定を中心に考察し、位相に関わる測定は第8章にて手短な概説に留めることにします。

参考：ヒューレット・パッカードがコンピュータを中心に事業を展開するようになり、1990年代後半に、ライフサイエンス/化学分析と電子計測分野の事業を継続するために、アジレント・テクノロジーを設立して分社化し、さらに2014年に電子計測分野の事業を継続するために、キーサイト・テクノロジーを設立して分社化しました。当時の多くのスペクトラム・アナライザにはヒューレット・パッカードまたはアジレント・テクノロジーのロゴが付いていますが、キーサイトがサポートしています。

このアプリケーションノートは、皆様が、スペクトラム・アナライザやシグナル・アナライザに対する理解を深め、この汎用測定器の能力を最大限に引き出すことができることを目指しています。

関連資料

ベクトル測定の詳細については、『Vector Signal Analysis Basics – Application Note』(カタログ番号5989-1121EN)をご覧ください。0 Hzに同調するFFTアナライザについては、Keysight 35670Aのウェブサイト(www.keysight.co.jp/find/35670A)をご覧ください。

第2章：スペクトラム・アナライザの基礎

この章では、スペクトラム・アナライザの基本的な動作原理を中心に説明します。現代の技術を用いることで、アナログ回路の多くは最新のデジタル回路に置き換えることができますが、まず、初期のスペクトラム・アナライザの内部構造を理解することは、本章の考察をするにあたり有益なことです。

デジタル回路がもたらすスペクトラム解析の機能や特徴については、後の各章で考察します。第3章では、現在のスペクトラム・アナライザで用いられているデジタル技術について説明します。

簡略化したスーパーヘテロダイン・スペクトラム・アナライザのブロック図を図2-1に示します。ヘテロダインとは、一般的には混合を意味しますが、ここでは周波数の変換を意味します。また、スーパーはスーパーオーディオ周波数、つまり可聴範囲を超える周波数を意味します。図2-1のブロック図を見ると、入力信号はアッテネータを通り、ローパスフィルター（ここにフィルターがある理由は後で説明します）を通過してミキサーに入り、局部発振器(LO)からの信号とミキシングされています。図2-1のブロック図において、入力信号はアッテネータを通り、次にローパスフィ

ルター（フィルターが必要な理由は後述します）を通りミキサーに入り、ここで局部発振器(LO)からの信号とミキシングされます。ミキサーは非線形素子なので、出力には、元の2つの入力信号の他に、これら入力信号の高調波、これら2つの入力信号の和と差、さらにそれぞれの入力信号と高調波の和と差が含まれます。この出力の中で、IF(中間周波数)フィルターの通過帯域内にある信号は後段へ送られ、処理(増幅、多くの場合は加えて対数への変換)され、基本的には、包絡線検波器で整流検波されます。検波された信号は、ローパスフィルターで高域成分を除去され、表示装置の縦軸を駆動します。一方、掃引信号発生器で発生したランプ信号で、表示装置の横軸を駆動します。これにより、表示装置の左端から右端への掃引動作を行い、同時に、同じランプ信号がLOの出力周波数を制御します。LO周波数はランプ信号の電圧に比例し変化するので、ランプ信号を横軸、IF部から送られる信号を縦軸にとることで、各周波数に応じた信号レベル、つまりスペクトラムを表示することができます。

通常のAM放送の受信に使うスーパーヘテロダインAMラジオとの違いは、スペクト

ラム・アナライザの出力先はスピーカーではなく表示装置であり、さらに、LOが選局ダイヤルではなく、電子的に制御されることです。

スペクトラム・アナライザの出力は2次元の軌跡の表示ですが、これからどのような情報を得ることができるか考察します。表示はグリッドと呼ばれる格子上にマッピングされ、横軸は10目盛、縦軸も通常10目盛あります。横軸は周波数に対して比例するよう校正されており、左から右にかけて増加します。周波数の設定は2段階で行います。まず、中心周波数設定を使い、格子の中央の線における周波数を調整します。次に周波数スパン設定を使い、左端から右端まで全10目盛の周波数範囲(スパン)を調整します。これらは独立した設定なので、中心周波数を変更しても周波数スパンは変わりません。他の方法として、中心周波数と周波数スパンを設定する代わりに、スタート周波数とストップ周波数を設定する方法もあります。どちらの場合も、表示されたすべての信号の絶対周波数や任意に選んだ2つの信号間の周波数差(相対周波数)を測定することができます。

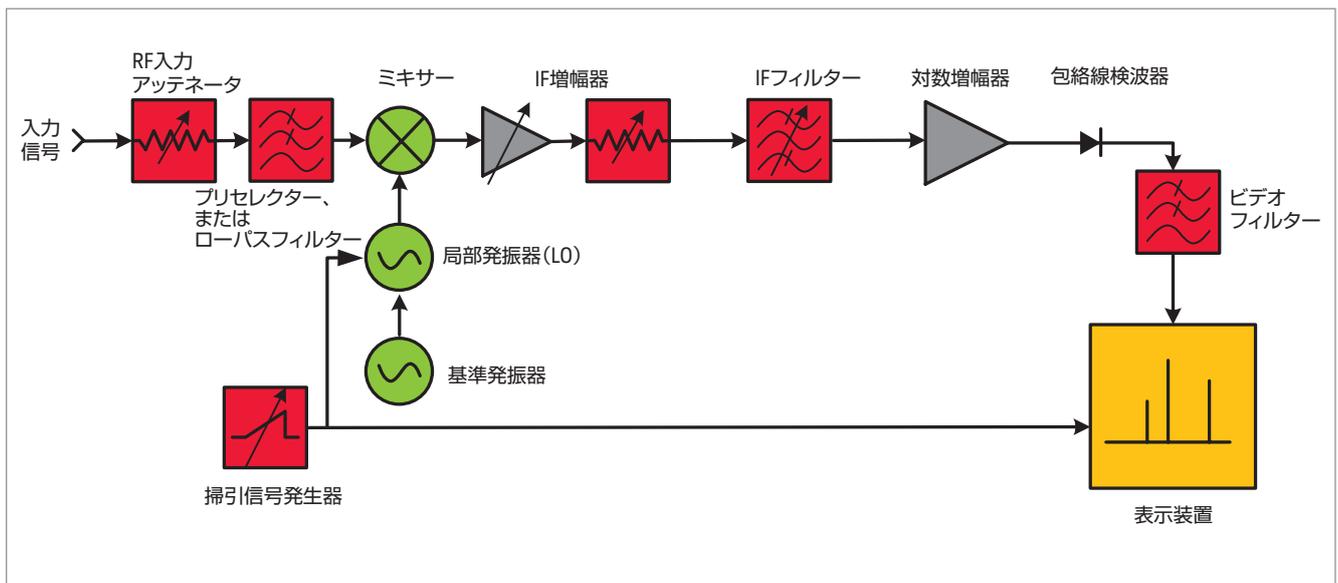


図2-1. 概念的なスーパーヘテロダイン・スペクトラム・アナライザのブロック図

画面の縦軸の目盛は振幅です。電圧で校正された等差目盛(リニアスケール)、または電力比(デシベル)で校正された対数目盛(ログスケール)のいずれかを使用できます。等差目盛に比べ、はるかに広い範囲の表示が可能なることから、通常は対数目盛を使います。対数目盛では振幅差が70 ~ 100 dB(電圧比では3,200 ~ 100,000、電力比では10,000,000 ~ 10,000,000,000に相当)の信号を同時に表示することができます。なお、等差目盛はその差が20 ~ 30 dB(電圧比では10 ~ 32に相当)を超えない、異なる信号を表示する場合に有効です。いずれの場合も、目盛の最上段に校正¹⁾に基づく絶対値を割り当て、それを基準レベルとし、目盛の他の位置には、1目盛あたりの量を基に得られる値を割り当てます。これにより、ある信号の絶対値や任意に選んだ2つの信号の振幅差(相対値)を測定することができます。

周波数軸、振幅軸共に目盛の値が画面に表示されます。図2-2に代表的なアナライザの画面を示します。

ここで、図2-1のスペクトラム・アナライザのブロック図に戻り考察を続けましょう。

RFアッテネータ

アナライザの最初のブロックはRF入力アッテネータ(減衰器)です。その目的は、過負荷、利得圧縮、歪みが生じないように、最適なレベルの信号をミキサーに入力することにあります。アッテネータはアナライザを保護するための回路なので、通常は基準レベルに連動し自動的に設定されます。すなわち、基準レベルを上げると、アナライザは入力信号のレベルが高くなると予想し、アッテネータの値を上げます。ただし、減衰量を10、5、2 dB刻み、あるいは1 dB刻みで、手動で設定することもできます。図2-3は最大減衰量が70 dBで、2 dB刻みの設定が可能なアッテネータ回路の例です。ブロッキングキャパシタを用い、DC信号や観察中の信号のDC成分によ

るアナライザの損傷を防ぎます。残念ながら、ブロッキングキャパシタは低周波信号も減衰させるので、有効な下限周波数が、使用するアナライザにもよりますが、9 kHz、100 kHz、または10 MHzなどと高くなります。

図2-3に示すように、振幅基準信号を接続することができるアナライザもあり、この周波数と振幅が正確な基準信号を用い、アナライザが定期的に自己校正を行います。

ローパスフィルターとプリセクター

ローパスフィルターは周波数の高い成分がミキサーに到達しないよう阻止し、帯域外の信号がLO信号とミキシングすることによる不要な信号を表示しないようにします。マイクロ波スペクトラム・アナライザでは、このローパスフィルターの代わりにプリセクターを使います。プリセクターはその中心周波数を可変できるバンドパスフィルターで、目的の信号以外の周波数を通しません。プリセクターの動作および目的は第7章で詳しく説明します。

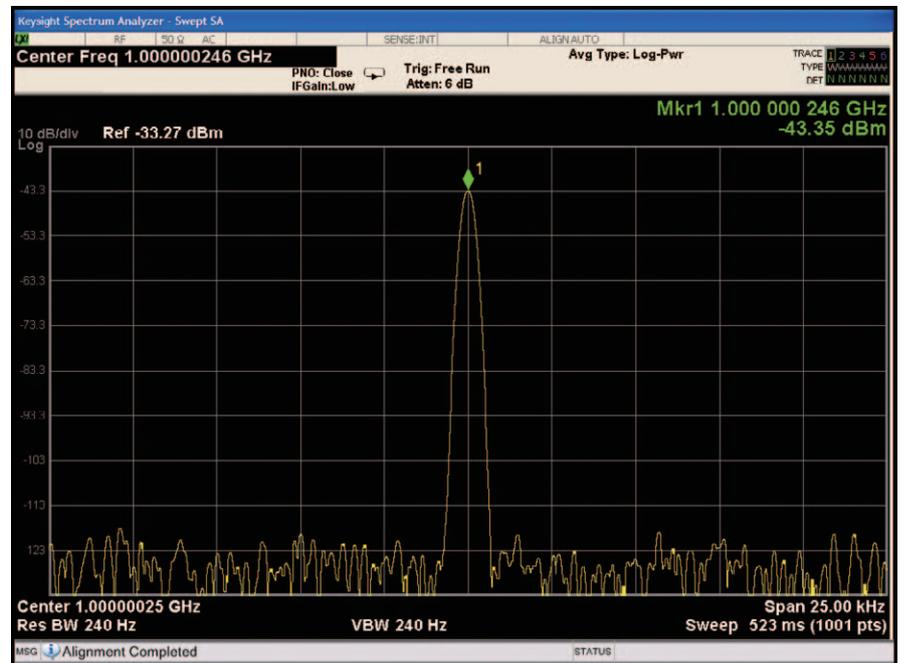


図2-2. 代表的なスペクトラム・アナライザの画面と設定値の表示

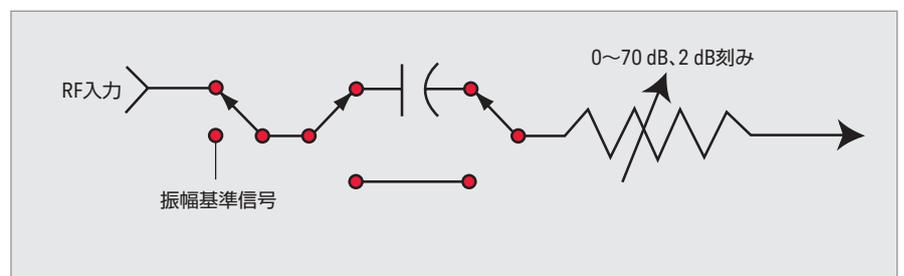


図2-3. RF入力アッテネータ回路

1. 第4章「振幅精度と周波数精度」をご覧ください。

アナライザの同調

では、どのようにしてスペクトラム・アナライザを目的の周波数範囲に同調させるのでしょうか。同調範囲は、IFフィルターの中心周波数、LOの周波数範囲、および(前述のローパスフィルターを通して)ミキサーに到達する外部信号の周波数範囲で決まります。ミキサーから出力されるすべてのミキシング成分の中で、LOと入力信号の周波数の和と差の周波数を持つ、2つの信号が最も振幅が大きいのでこれらを利用します。ここで、観察したい信号が、この2つの信号、すなわちLO周波数から上側または下側に中間周波数だけ離れた周波数になるような仕組みを作ることができれば、ミキシング成分の中の目的の信号だけがIFフィルターの通過帯域を通り、検波され、その振幅が表示されます。

アナライザに必要とされる同調範囲を基に、LO周波数と中間周波数を選ぶ必要があります。ここでは、0～3.6 GHzで同調する場合を考えます。まず、中間周波数を1 GHzとします。この周波数は同調範囲内にあるので、1 GHzの信号が入力される可能性があります。ミキサー出力には入力信号そのものも含まれますので、1 GHzの信号を入力すると、ミキサーの出力には1 GHz、つまり中間周波数の信号が常に現れます。このミキサーからの1 GHzの信号は後段に送られ、結果的にLOの周波数に関わらず、常に表示されることとなります。すなわち、LOの周波数とは無関係な振幅応答のため、中間周波数と同じ周波数の信号を入力すると正確な測定ができないこととなります。したがって、中間周波数を同調範囲内から選ぶと、アナライザとして正しく動作しません。

次に、目的の同調範囲の上限より高い周波数を中間周波数に選びます。3.6 GHzまで同調できるKeysight Xシリーズ シグナル・アナライザの初段LOの周波数範囲は3.8～8.7 GHzで、中間周波数は約5.1 GHzが選ばれています。0～3.6 GHzが目的の同調範囲です(この方式では原理的に0 Hzの信

号は観察できないので、実際には同調の下限周波数が設定されます)。

LOを中間周波数に同調し(LO周波数から中間周波数を引くと0 Hz)、そこから中間周波数より3.6 GHz高い周波数まで同調した場合、LO周波数から中間周波数を引いたミキシング成分を利用することにより、目的の同調範囲を実現することができます。これらのことから、同調について次の式が得られます。

$$f_{\text{sig}} = f_{\text{LO}} - f_{\text{IF}}$$

ここで、 f_{sig} = 信号の周波数
 f_{LO} = 局部発振器周波数
 f_{IF} = 中間周波数(IF)

アナライザを、低、中、高の周波数(例えば1 kHz、1.5 GHz、3 GHz)に同調するために必要なLO周波数を求めるときは、まず同調の式を f_{LO} の項を次のように書き換えます。

$$f_{\text{LO}} = f_{\text{sig}} + f_{\text{IF}}$$

次に、信号と中間周波数の値を同調の式に代入します²。

$$f_{\text{LO}} = 1 \text{ kHz} + 5.1 \text{ GHz} = 5.100001 \text{ GHz}$$

$$f_{\text{LO}} = 1.5 \text{ GHz} + 5.1 \text{ GHz} = 6.6 \text{ GHz}$$

$$f_{\text{LO}} = 3 \text{ GHz} + 5.1 \text{ GHz} = 8.1 \text{ GHz}$$

図2-4にアナライザの同調動作を示します。図の右上に示すように、 f_{LO} が低い場合ミキシング成分 $f_{\text{LO}} - f_{\text{sig}}$ がIFフィルターの通過帯域に入らず、結果として画面に表示されません。ところが、掃引信号発生器からのランプ信号でLOをより高い周波数で同調させると、ランプ(掃引)の途中のある点でこのミキシング成分がIFフィルターの通過帯域に入り、その結果その応答が画面に表示されます。

この掃引信号発生器からのランプ信号はLO周波数だけでなく画面に表示されるトレースの横軸上の位置も同時に制御するので、画面の横軸を入力信号の周波数に対応させることができます。

同調について、もう1つ問題があります。入力信号が9.0 GHzの場合はどうなるでしょう。LOが3.8～8.7 GHzの範囲を掃引するとき、9.0 GHzの入力信号から中間周波数だけ離れた周波数(9.0-5.1=3.9 GHz)を通ります。この周波数で中間周波数と同じミキシング成分が生じるので、その応答が画面に表示されてしまうのです。すなわち、同調の式は次の場合も容易に成立し得るのです。

$$f_{\text{sig}} = f_{\text{LO}} + f_{\text{IF}}$$

この式は、図2-1に示す方式を使うと8.9～13.9 GHzの範囲の信号にも同調する可能性を示唆していますが、それはこの範

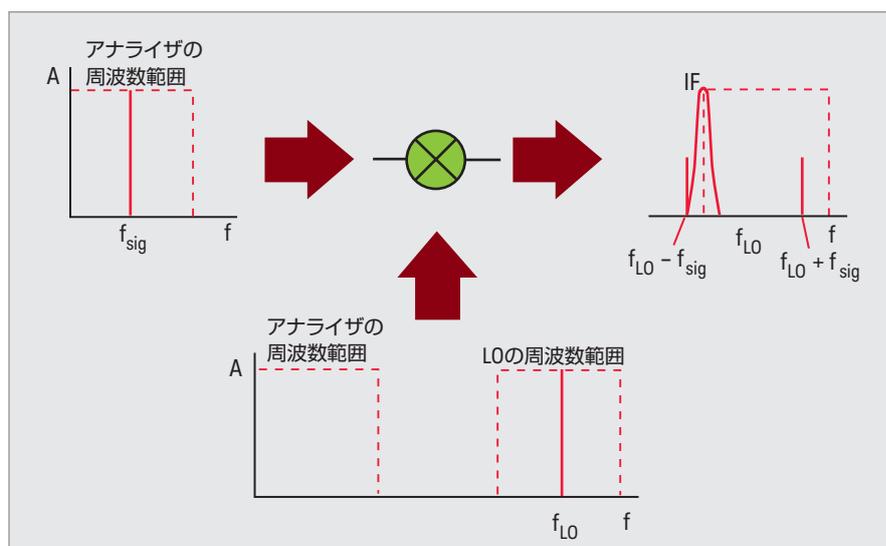


図2-4. 画面上に応答を表示するにはLOを $f_{\text{IF}} + f_{\text{sig}}$ に同調する必要があります

2. 簡単にするために、本文中では周波数の値を丸めていることもありますが、図には正確な値が示されています。

困の信号がミキサーに到達するようにしたときに起こります。図2-1の入力段のローパスフィルターの役割は、この範囲の信号がミキサーに到達することを防ぐことにあります。また、前述したように中間周波数と同じ周波数の信号がミキサーに到達することも防がなければならないので、このローパスフィルターは8.9 ~ 13.8 GHzの範囲だけでなく5.1 GHzの信号も含め十分に減衰させる必要があります。

要約すると次のようになります。RF帯専用のスペクトラム・アナライザの場合、同調範囲の周波数の上限よりさらに高い中間周波数を選びます。LOは中間周波数から中間周波数と同調範囲の上限周波数までの和の周波数を同調可能とし、中間周波数より低い周波数を遮断するローパスフィルターをミキサーの前に置きます。

狭い間隔で隣接する信号を分離するために(この章で後述する「周波数分解能」を参照)、1 kHz、なかには10 Hz、さらには1 Hzという狭帯域幅のIFフィルターを持つスペクトラム・アナライザがあります。このような狭帯域のフィルターを中心周波数5.1 GHzで動作させることは困難なため、通常は2 ~ 4段のミキサーを追加し、初段から最終段の中間周波数まで周波数を下げる必要があります。代表的なスペクトラム・アナライザで実際に採用

されることの多い、多段IFの例を図2-5に示します。このアナライザ全体の同調の式は次のようになります。

$$f_{sig} = f_{LO1} - (f_{LO2} + f_{LO3} + f_{final IF})$$

ただし、

$$\begin{aligned} f_{LO2} + f_{LO3} + f_{final IF} \\ = 4.8 \text{ GHz} + 300 \text{ MHz} + 22.5 \text{ MHz} \\ = 5.1225 \text{ GHz (初段IF)} \end{aligned}$$

初段IFだけを使うことにより同調の式を簡略化しても同じ結果を得ます。図2-5には受動フィルターしか示していませんが、実際には狭帯域IF段では増幅器が使われます。具体的なアナライザの設計では、最終IF段に対数増幅器やA/D変換器など他の部品を加えます。

ほとんどのRFスペクトラム・アナライザでは、LO周波数を初段の中間周波数またはそれより低くすることができます。ミキサーのLO端子とIF端子は完全には分離できないのでLOの信号がミキサーの出力に現れます。LO周波数が中間周波数と等しいとき、LO信号そのものが後段で処理され、あたかも0 Hzの信号入力があるかのような、LOフィードスルーと呼ばれる応答が画面に表示されます。このLOフィードスルーが特に低い周波数の信号を覆い

隠すかもしれないので、0 Hz付近の周波数を表示できないようにしたアナライザもあります。

IF利得

図2-1のブロック図を見てください。ミキサーの次のブロックは可変利得の増幅器です。これはミキサーへの入力信号レベルを変えることなく画面上の信号の縦軸方向の位置を調整するときに使われます。IF利得を変えると、それに応じて基準レベルの値が変わり、画面に表示される信号の読み値が正しく保たれます。通常、入力アッテネータを変更しても基準レベルは変わらないように、入力アッテネータとIF段では利得の設定は連動します。

入力アッテネータを変えると、その変化によるIF段以降の影響を打ち消すようにIF利得が自動的に切り替わります。その結果、画面に表示される信号の位置は変わりません。

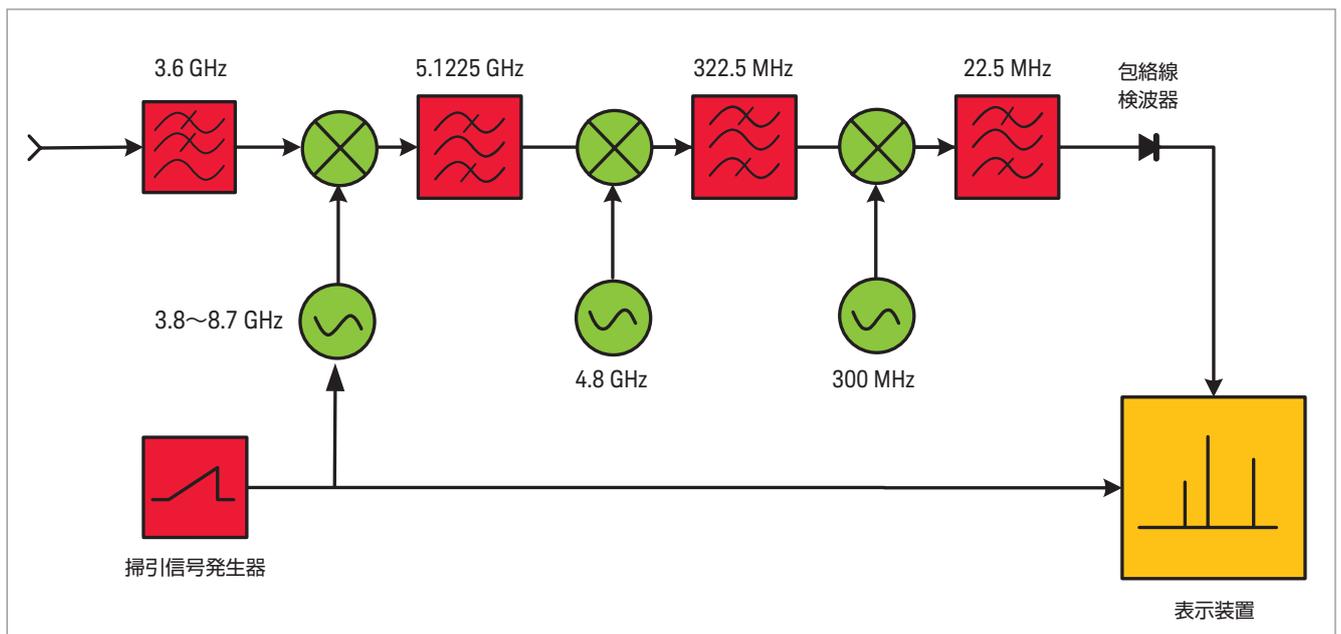


図2-5. ほとんどのスペクトラム・アナライザでは最終段IFまでに2 ~ 4段階のミキシングを行います

周波数分解能

IF増幅器の次にIF部を構成するブロックとして、アナログフィルターやデジタルフィルターがあり、これらフィルターが分解能帯域幅(RBW)を決定します。

アナログフィルター

周波数分解能とは、2つの入力正弦波を別々の応答として表示できるスペクトラム・アナライザの能力のことです。フーリエによれば、1つの正弦波からなる信号は1つの周波数上にエネルギーを持つので、表示上は1本の線(スペクトル)が見えるだけで、分解能の問題はありません。ところが、スーパーヘテロダイン方式の信号応答は1本の線ではなく、ある幅を持つものになります。その理由を考察しま

しょう。ミキサーの出力には、元の2つの信号(入力信号とLOからの信号)に加え、それらの和と差の成分が現れます。入力信号が変わらなくても、LOが掃引されるので、ミキサーからの出力成分も掃引されます。IFフィルターと呼ばれるバンドパスフィルターは目的のミキシング成分だけを通し、その他のミキシング成分は通しません。このバンドパスフィルターの中心周波数が中間周波数(IF)となります。掃引の過程でミキシング成分が中間周波数に近づくとき、IFフィルターの特性形状が画面に表示されます。この様子を図2-6に示します。IFフィルターが複数段ある場合は、最も帯域幅が狭いフィルターにより表示帯域幅が決まります。図2-5に示す構成ではIF段のフィルターは22.5 MHzです。

同じく、フーリエによれば、周波数の異なる2つの正弦波信号は、それらの周波数がどれだけ接近していても2本の線として表示されなければなりません。ところが、スーパーヘテロダイン方式の信号応答は、上に述べたように幅があるので、2つの信号が十分離れていないと、それぞれの応答が相互に重なり1つの応答に見えます。しかし、一般的なスペクトラム・アナライザはIF段の帯域幅を可変できるので、十分狭い帯域幅を選ぶことにより周波数間隔の狭い信号でも識別することができます。

キーサイトのデータシートでは、アナライザが有するIFフィルターの3 dB帯域幅を使い、信号分解能を規定しています。この値を使うと、振幅が同じ2つの正弦波を観察する場合、それらがどの程度接近

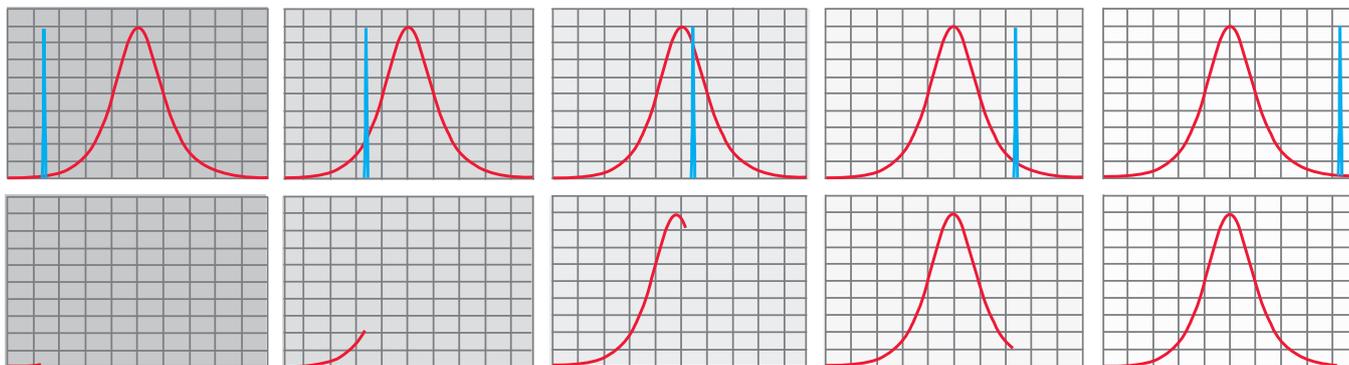


図2-6. ミキシング成分がIFフィルターの周波数を超えて掃引されると、フィルターの形状が画面上にトレースとして表示されます

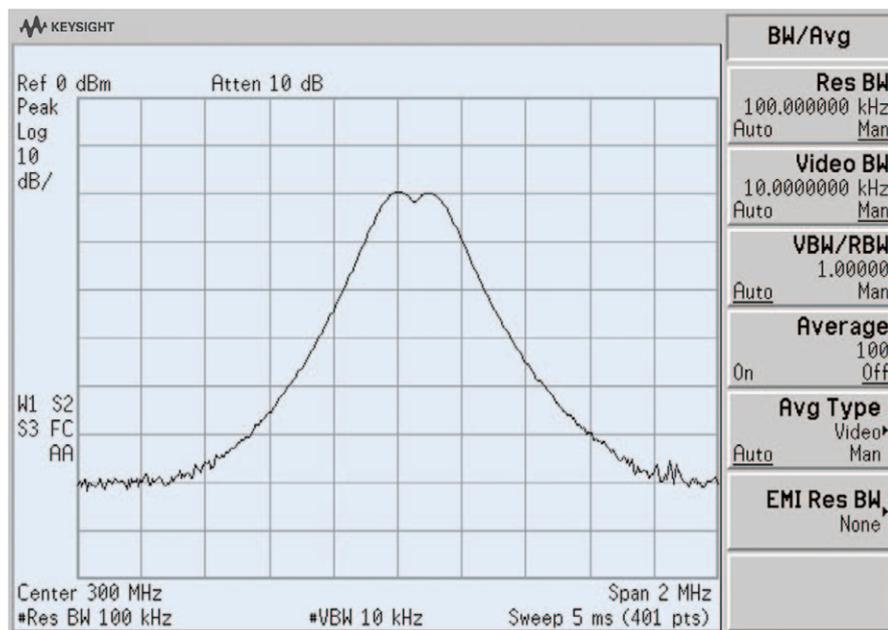


図2-7. 振幅の等しい2つの正弦波は、IFフィルターの3 dB帯域幅だけ離れていると識別が可能です

3. スペクトラム・アナライザでノーマル(ローゼンフェル)ディテクター・モード(本章で後述する「ディテクターの種類」を参照)を使い分解能を試すときは、ビデオフィルターを十分にかけ、トレースを滑らかにします。そうしないと、この2つの信号が干渉しスミアと呼ばれるスペクトラムの乱れが生じます。スミアのかかったトレースでも、複数の信号があることは分かりますが、個々の信号の振幅を測定することは困難です。ポジティブピークをディテクターの初期設定とするスペクトラム・アナライザの場合、スミアは生じないかもしれませんが、サンプルディテクターにすると、スミアが生じる可能性があります。

していても識別できるかの目安が分かります。この2つの正弦波の周波数間隔が3 dB帯域幅と同じとき、これらの信号のピークとピークの間、図2-7に示すような、約3 dBの谷ができます。この2つの信号をもう少し近づけても識別はできますが、3 dB帯域幅は振幅が等しく、近接する信号を観察するときに適切な分解能帯域幅を選ぶ有効な経験則です³。

複数の正弦波を扱うときは、多くの場合それぞれの振幅が異なります。振幅の小さい信号は、大きい信号の応答を示すトレースの裾(すそ。スカートとも言います)に隠れて見えなくなることがあります。この様子を図2-8に示します。図中の上側のトレースは1つの信号のように見えますが実は2つの信号、つまり300 MHz(0 dBm)と300.005 MHz(-30 dBm)を表示したものです。下側のトレースはこの300 MHzの信号を取り除いた後のトレースです。

分解能帯域幅に関して、仕様で規定されているもう1つの項目は帯域幅選択度(選択度またはシェープファクターとも言います)です。帯域幅選択度は、振幅の異なる信号を識別する能力を示す尺度です。図2-9に示すように、キーサイトのアナライザでは、通常は帯域幅選択度を60 dB帯域幅と3 dB帯域幅の比で規定します。キーサイトのアナライザで採用されているアナログフィルターは4極の同期同調型で、ほぼガウシアンフィルターの形状をしています⁴。この方式のフィルターの帯域幅選択度は約12.7:1となります。

帯域幅選択度が12.7:1であると仮定し、例として、周波数が4 kHz離れ、電力が30 dB異なる2つの信号を識別するために必要な分解能帯域幅を求めましょう。ここでは、アナライザが小さい方の信号に同調して

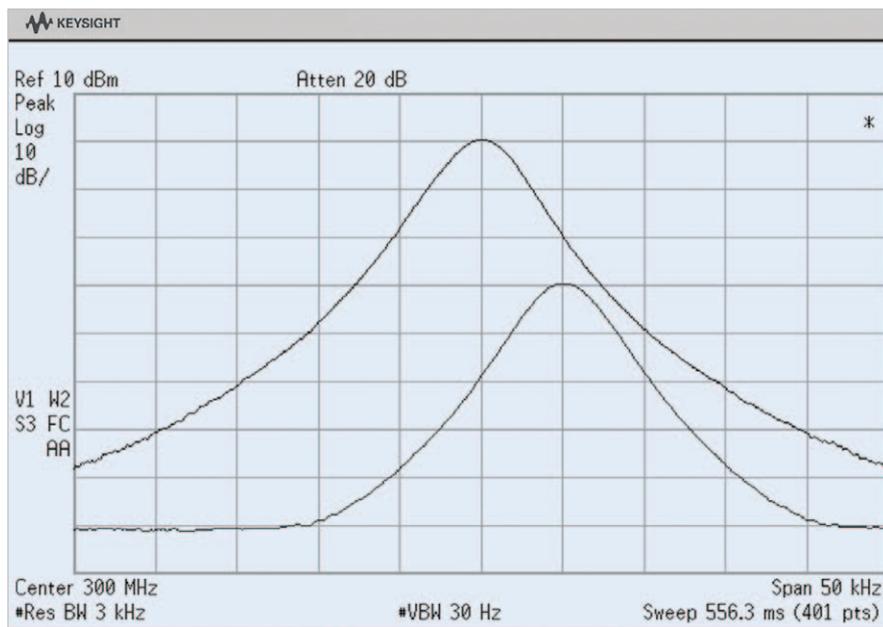


図2-8. レベルの低い信号が、レベルの高い信号の応答の裾に隠れる例

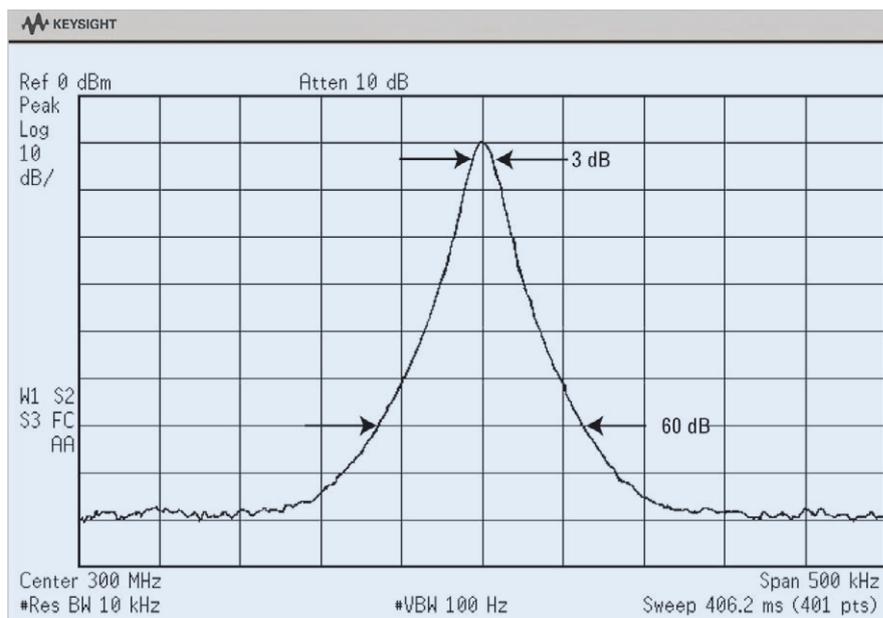


図2-9. 帯域幅選択度は60 dB帯域幅と3 dB帯域幅の比です

4. 以前のスペクトラム・アナライザのモデルの中には、最も狭い分解能帯域幅に5極フィルターを使用することにより、選択度が約10:1まで改善したものがありませんでした。最新の設計では、デジタルIFフィルターの採用により、帯域幅選択度がさらに向上しています。

いるときに大きい方の信号を除去することが問題になるので、IFフィルターの帯域幅全体ではなく、その中心周波数から裾までの周波数差を考慮する必要があります。ある周波数においてフィルターの裾がピーク値に比べてどれくらい下がるかは、その周波数と中心周波数の差(これをオフセットと言います)が分かれば、次の式から求めることができます。

$$H(\Delta f) = -10(N)\log_{10} [(\Delta f/f_0)^2 + 1]$$

ここで、

$H(\Delta f)$ は中間周波数における信号がフィルターの裾でどの程度除去されるかをピーク値に対する比(dB)で表した値
 Δf はフィルターの中心からの周波数オフセット(Hz)、つまり裾の位置
 N はフィルターのポール数

f_0 は次の式で求めることができます。

$$\frac{RBW}{2\sqrt{2^{1/N}-1}}$$

この例では、 $N=4$ 、 $\Delta f=4000$ です。まず3 kHzのフィルターを試みましょう。まず、 f_0 を計算します。

$$f_0 = \frac{3000}{2\sqrt{2^{1/4}-1}} = 3448.44$$

この値を使い、オフセットが4 kHzのときのフィルターの除去比を計算します。

$$\begin{aligned} H(4000) &= -10(4)\log_{10} [(4000/3448.44)^2 + 1] \\ &= -14.8 \text{ dB} \end{aligned}$$

結果が-30 dBより大きな値になったので、裾が小さい方の信号を隠してしまうことがわかります。これはでは、小さい信号を観察するには不十分です。今度は1 kHzのフィルターを使い $H(\Delta f)$ を求めます。

$$f_0 = \frac{1000}{2\sqrt{2^{1/4}-1}} = 1149.48$$

この値を使いフィルターの除去比を計算します。

$$\begin{aligned} H(4000) &= -10(4)\log_{10} [(4000/1149.48)^2 + 1] \\ &= -44.7 \text{ dB} \end{aligned}$$

結果が-30 dBより小さな値になったので、図2-10に示すように、1 kHzの分解能帯域幅を持つフィルターを使えば、小さい方の信号を識別できることがわかります。

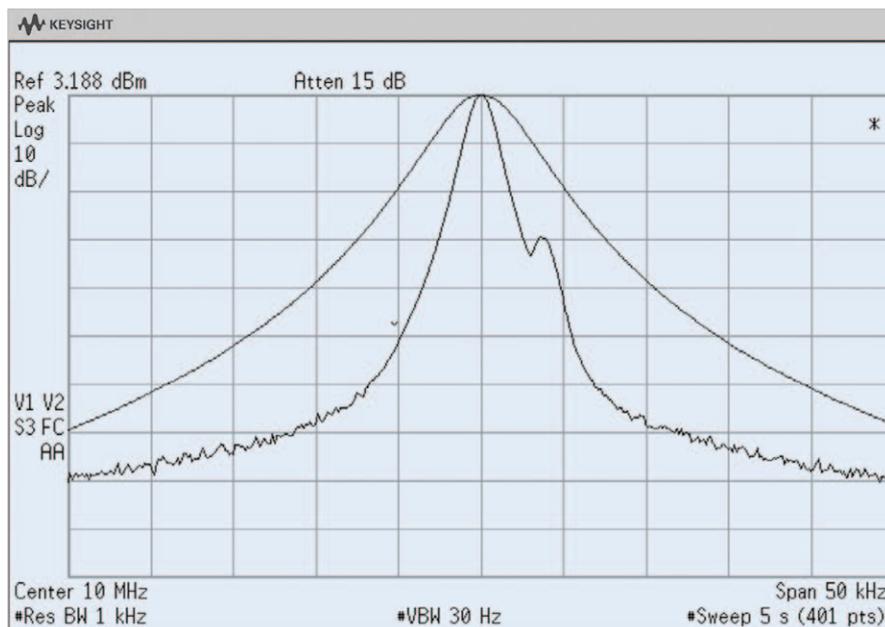


図2-10. 3 kHzのフィルター(上側のトレース)では小さい方の信号を識別できませんが、分解能帯域幅を1 kHz(下側のトレース)まで狭めるとそれが可能になります

デジタルフィルター

デジタル技術を使いIFフィルターを実現しているスペクトラム・アナライザもあります。デジタルフィルターには、帯域幅選択度が大幅に改善されるなど、多くの重要な特長があります。Keysight PSAやXシリーズ シグナル・アナライザのすべての分解能帯域幅がデジタル技術で実現されています。Keysight ESA-Eシリーズなどの他のアナライザはハイブリッド方式を採用し、広い帯域幅にはアナログフィルターを、300 Hz以下の帯域幅にはデジタルフィルターを使用しています。デジタルフィルターの詳細については、第3章を参照してください。

残留FM

アナライザのLO、特に初段のLOの不安定性、つまり残留FMは多くの場合、有効な分解能帯域幅の下限を決める要因となります。初期のアナライザに使われたYIG(イットリウム・鉄・ガーネット)は不安定で、多くの場合約1 kHzの残留FMがありました。LOの不安定性は、そのLOに関わるミキシング成分すべてに反映されるので、表示上の不安定性がLOによるもの

か、入力信号によるものかを判断することはできません。したがって、1 kHzより狭い分解能帯域幅には意味がありませんでした。

しかし、最新のアナライザでは残留FMが大幅に改善されています。例えば、残留FMの値は、Keysight PXAシリーズ アナライザで0.25 Hz(公称値)、PSAシリーズ アナライザで1~4 Hz、ESAシリーズ アナライザで2~8 Hzです。このように、多くのアナライザで帯域幅を1 Hzまで狭くすることが可能であり、最新のスペクトラム・アナライザが表示する信号の不安定性はすべて入力信号に起因していると言えます。

位相雑音

いかなる発振器にも、なんらかの不安定性があり、LOの周波数や位相の不安定性の結果が表示に現れます。これを位相雑音と呼びます(側波帯雑音と呼ぶこともあります)。

位相雑音はすべて、程度はまちまちですが、ランダム雑音が周波数変調または位相変調された結果発生するものです。前述したように、LOのあらゆる不安定性は、LOと入力信号のミキシング成分すべてに反映されますが、画面上的スペクトル成分がアナライザの広帯域ノイズフロアよりもはるかに高くなると、必ずそのスペクトル成分の前後にLOの位相雑音が側波帯雑音として表示されます(図2-11)。表示されるスペクトル成分と位相雑音の振幅差はLOの安定性に左右されます。LOが安定するほど位相雑音は小さくなります。この振幅差は分解能帯域幅にも左右されます。分解能帯域幅を1/10にすれば表示雑音レベルは10 dB下がります⁵。

位相雑音のスペクトラムはアナライザの設計、特に、安定したLOを実現するために使われるフェーズ・ロック・ループ(PLL)の完成度によります。PLLの帯域幅いっばいまで位相雑音が比較的に変わらない、台状のスペクトラムを示すものもあれば、信号から離れるにつれて位相雑音が下がっていくものもあります。位相雑音の仕様はdBc(搬送波のレベルを基準としたdB)で規定され、1 Hzの雑音電力帯域幅に正規化されています。特定の周波数オフセットにて規定されることもあり、あるオフセット周波数範囲の位相雑音特性を示すグラフが提供されることもあります。

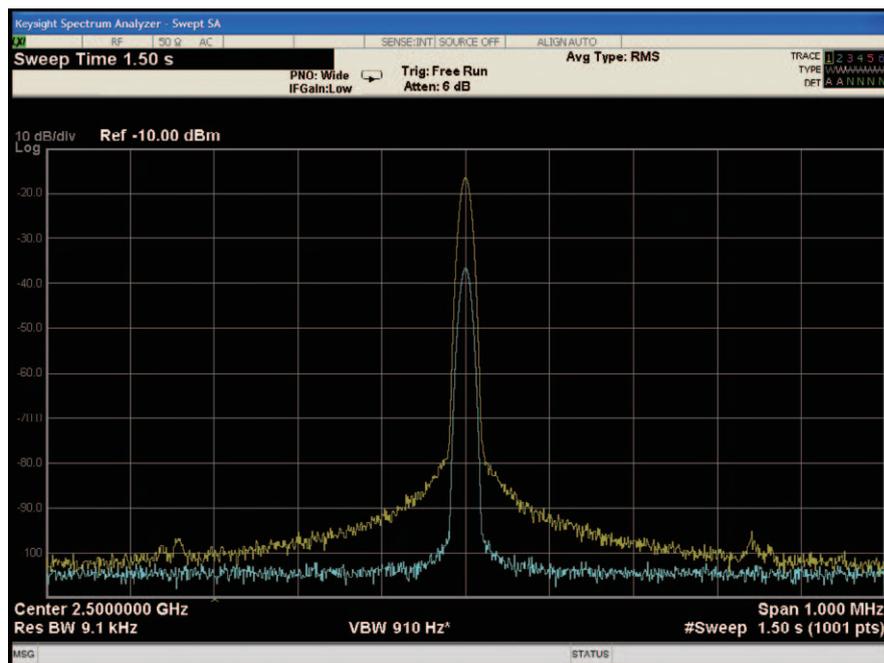


図2-11. 表示信号がアナライザのノイズフロアより十分高くなると、初めて位相雑音が見えます

一般的に、IFフィルターの分解能帯域幅を狭くすると、これらフィルターの裾が位相雑音レベルより下がるので、この時に限り、スペクトラム・アナライザ内部の位相雑音が見えます。デジタルフィルターでも同様です。分解能帯域幅を広げると、前述した、振幅の異なる2つの正弦波の場合と同様に、位相雑音はフィルターの裾の下に隠れます。

キーサイトのXシリーズなどの最新のスペクトラム・アナライザやシグナル・アナライザでは、測定条件に応じて位相雑音を最適化できるようにLO安定化動作のモードを選ぶことができます。例えば、PXAシグナル・アナライザには次の3つの動作モードがあります。

- 搬送波からの周波数オフセットが140 kHz以下の位相雑音を最適化
このモードでは搬送波に近い周波数オフセットでの位相雑音を最適化しますが、140 kHzを超えるオフセットでは位相雑音は増加します。

- 搬送波からの周波数オフセットが160 kHz以上の位相雑音を最適化
このモードでは搬送波から160 kHz以上離れた周波数の位相雑音を最適化します。
- 同調を最速にするための最適化(高速同調モード)
このモードでは搬送波から約2 MHz以内にある位相雑音はすべて増加します。アナライザの中心周波数やスパンを変える場合、このモードで測定時間が最短となりますので測定処理能力を最大にすることができます。

5. この効果は広帯域ノイズフロア(またはすべての広帯域雑音信号)にも当てはまりません。第5章「感度と雑音」を参照してください。

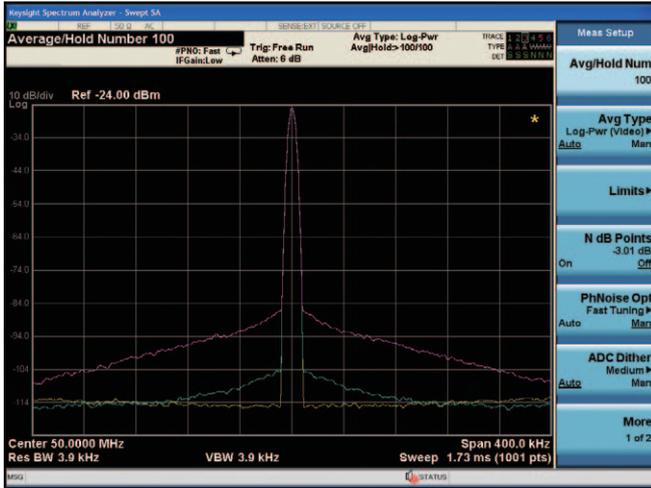


図2-12a. 測定条件に応じて位相雑音特性の最適化が可能



図2-12b. 搬送波からのオフセットが140 kHz付近の詳細

TPXAシグナル・アナライザの位相雑音の最適化を自動モードにすることもできます。このモードでは、様々な動作条件に対して測定時間、またはダイナミックレンジを最適化するように自動的に測定器の動作モードを設定します。スパンが44.44 MHzより広い場合や、RBWが1.9 MHzより広い場合は、PXAは高速同調モードを選択します。これ以外の場合で、中心周波数が195 kHz未満のとき、または中心周波数が1 MHz以上かつスパンが1.3 MHzかつ分解能帯域幅が75 kHz以下のとき、PXAは近傍位相雑音最適化を自動的に選択します。上記のいずれにも該当しない場合は、PXAは広帯域オフセット位相雑音最適化を自動的に選択します。

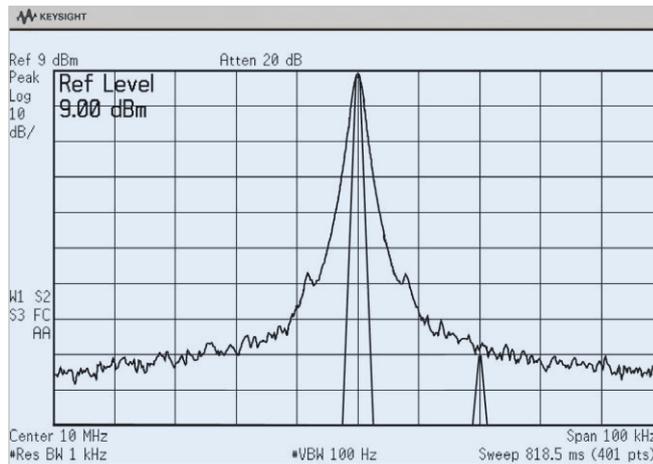


図2-13. 位相雑音のため、振幅の異なる信号が識別できない例

いずれの場合も、アナライザが、どの程度振幅の異なる信号まで識別できるかは、最終的には位相雑音により決まります。図2-13に示すように、3 dB帯域幅と選択度を基に2つの信号を認識できるような設定を選んだとしても、小さい方の信号が位相雑音に埋もれてしまうこともあります。

掃引時間

アナログIFフィルター

スペクトラム・アナライザの性能を判断する基準が分解能だけであれば、可能な限り狭い帯域幅を持つIFフィルターを設計すればいいことになります。しかし、分解能は掃引時間にも影響を与えます。掃引時間は測定時間に直接影響を与えるため非常に重要です。

掃引時間に分解能が関係する理由は、IFフィルターが通過帯域を制限する回路なので、充放電にある程度の時間が必要なためです。もし、この回路を通過するミキシング成分の掃引が速すぎると、図2-14に示すように表示される振幅が小さくなります(IF部応答時間に対する別の対策については、本章で後述する「包絡線検波器」をご参照ください)。掃引中に、ミキシング成分がIFフィルターの通過帯域内に留まる時間は、帯域幅に正比例し、かつ単位時間当たりの掃引周波数(Hz)に反比例します。つまり、次のようになります。

通過帯域内に留まる時間

$$= \frac{RBW}{\text{Span}/ST} = \frac{(RBW)(ST)}{\text{スパン}}$$

ここで、

RBW：分解能帯域幅

ST：掃引時間

一方、フィルターの立ち上がり時間はその帯域幅に反比例するので、kを比例定数とし、次のように表すことができます。

$$\text{立ち上がり時間} = \frac{k}{RBW}$$

これらの項が等しいとした場合、掃引時間に関して解くと次のようになります。

$$\frac{k}{RBW} = \frac{(RBW)(ST)}{\text{スパン}}$$

$$\text{すなわち、} ST = \frac{k(\text{スパン})}{RBW^2}$$

多くのアナログIFアナライザで使われる同期同調型フィルターはガウシアンフィルターに近いフィルター形状ですが、kの値は2～3の範囲になります。

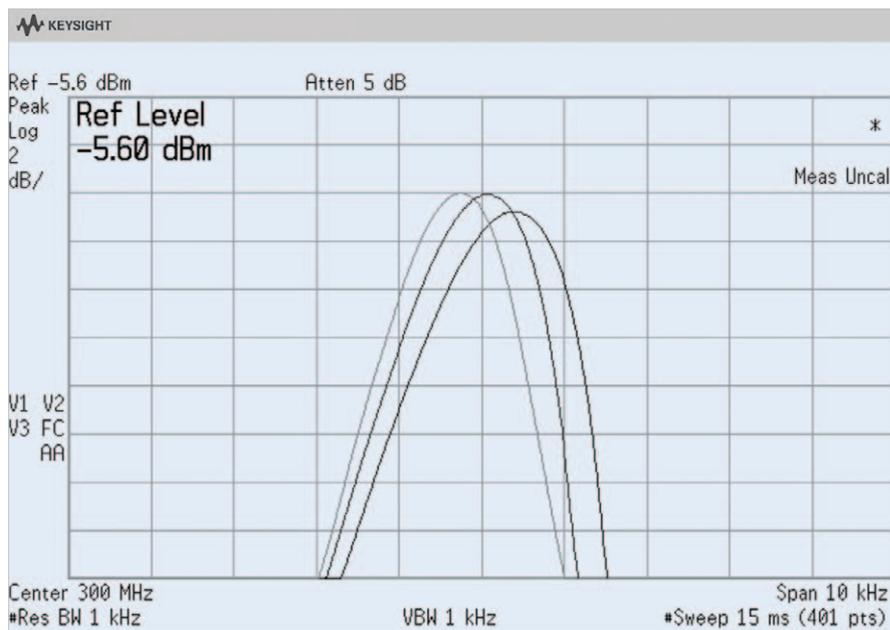


図2-14. アナライザの掃引が速すぎると、表示スペクトラムの振幅は小さくなり、周波数は高い方にずれます

ここで重要なことは、分解能を変えると掃引時間に大幅な影響を与えるということです。従来の一一般的なアナログIFアナライザでは分解能は1-3-10と切り替えることができますが、上記の式から掃引時間は分解能帯域幅の2乗に反比例しているため、分解能を1段階変えると掃引時間はほぼ一桁変わってしまうことになります。Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザでは帯域幅を10%刻みで設定できるので、スパン、分解能、掃引時間のトレードオフをさらに最適化することができます。

スペクトラム・アナライザは掃引時間をスパンや分解能帯域幅の設定に自動的に連動させます。掃引時間は校正された表示を維持するように調整されます。必要に応じて自動設定を無効にして手動で掃引時間を設定することもできます。このとき、許容値より短い掃引時間を設定すると、「Meas Uncal(測定結果未校正)」というメッセージが目盛の右上部分に表示され、表示が未校正であることがわかります。

デジタルIFフィルター

キーサイトのスペクトラム・アナライザで使われているデジタルIFフィルターは、前ページで考察したアナログフィルターに比べ、掃引の飛躍的な高速化をもたらします。掃引による測定に関しては、フィルターをデジタル化するだけでその他の信号処理を加えなくても2～4倍の高速化を実現できます。

さらに、最新のXシリーズ シグナル・アナライザに実装されているIFチャープ高速掃引アルゴリズムを用いると、従来のデジタルフィルターが有する掃引速度に比べ、更に数十倍の高速化を実現し、かつ測定のバラツキも改善することが出来ます。その結果、通常は何秒もかかる掃引時間を、ミリ秒単位にまで短縮できます。これらは、分解能帯域幅が3 kHz～100 kHzのときに有効です。図2-14aに示すように、補正をしないときの掃引時間は79.8秒(画面右下のSweepの右隣に表示)ですが、オプションFS1を組み込むと図2-14bに示すように掃引速度は1.506秒になります。最大の分解能帯域幅を使うだけで、掃引時間は大幅に短縮されます。例えば、前述した式を使い、 $k=2$ とすると、スパンが1 GHz、分解能帯域幅が1 MHzのときの掃引時間はわずか2ミリ秒となります。

分解能帯域幅が狭い場合、Keysight Xシリーズのようなアナライザは高速フーリエ変換(FFT)を利用してデータを処理し、前述の式で決まる時間に比べ短い掃引時間を実現します。アナライザによりますが、この違いは解析する信号をブロックと呼ばれる周波数範囲にまとめることにあります。例えば、周波数を1 kHzのブロックにまとめ、10 Hzの分解能帯域幅を選択したとすると、アナライザはこの1 kHzにまとめられた信号の1つ1つのブロックを、等価的に100個の隣り合った帯域幅10 Hzのフィルターで同時に処理することになります。もしデジタル処理が瞬時に行われるならば、掃引時間は2桁短くなります。実際にはそこまでの改善は見込めませんが、改善は顕著です。デジタル処理の利点については第3章をご覧ください。

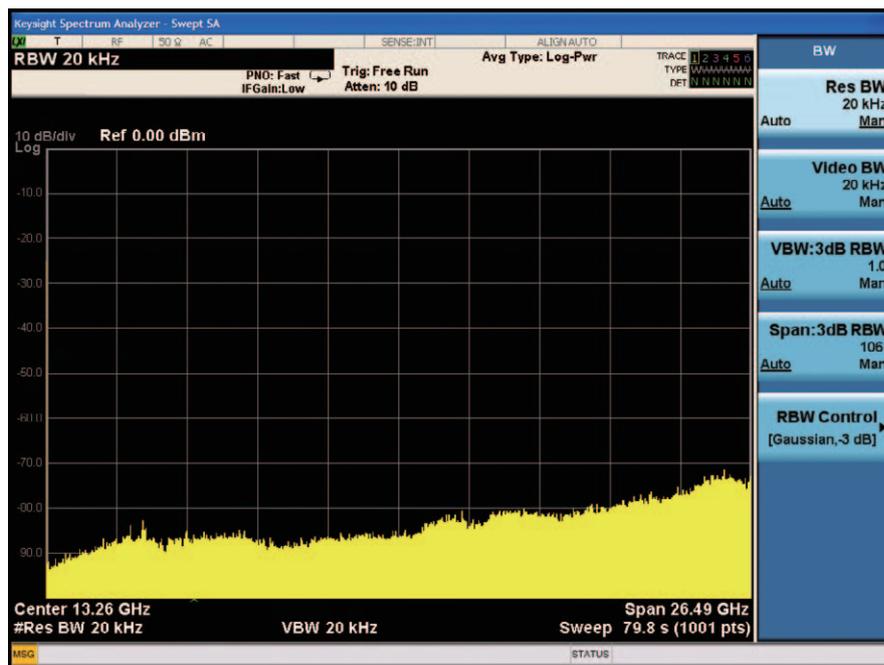


図2-14a. RBWを20 kHzとし、フルスパン掃引した時の時間(79.8秒)、オプションFS1無しの場合

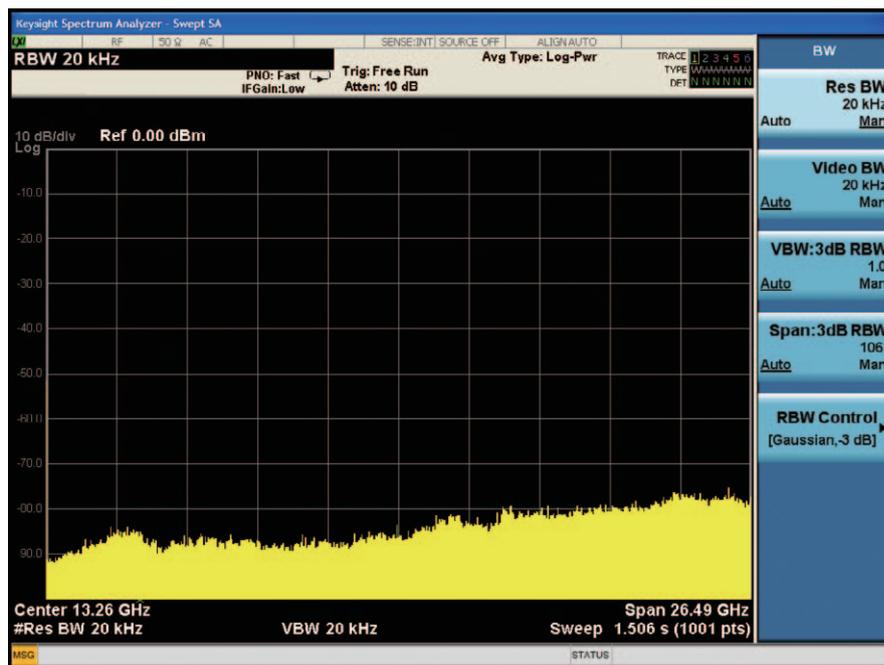


図2-14b. RBWを20 kHzとし、フルスパンを掃引した時の時間(1.506秒)、オプションFS1付きの場合

関連資料

高速掃引測定の詳細については、『新しいIFチャープ掃引を使った高速掃引によるスプリアスサーチの高速化 - Application Note』(カタログ番号5991-3739JAJP)をご覧ください。

包絡線検波器⁶

従来のアナライザは通常、包絡線検波器を使ってIF信号をビデオ⁷信号に変換していました。図2-15に示すように、ダイオード、抵抗性負荷、およびローパスフィルタが包絡線検波器の最も基本的な構成部品となります。この例では、振幅変調された正弦波がIFフィルターから出力され、検波器に入力されます。検波器の応答はIF信号の包絡線の変化に追従しますが、中間周波数の正弦波の瞬時値そのものには追従しません。

ほとんどの測定では、入力信号の各スペクトル成分を識別するために十分狭い分解能帯域幅を選びます。ほとんどの測定では、入力信号の各スペクトル成分を識別するために十分狭い分解能帯域幅を選びます。LO周波数を固定し、アナライザが入力信号のスペクトル成分の1つに同調すると、IFフィルターの出力はピーク値が一定の、安定した正弦波となります。このとき、包絡線検波器の出力は一定の電圧(DC)になり、検波器が追従する変化はありません。

これに対し、複数のスペクトル成分を含むように、十分な分解能帯域幅を意図的に設定することもあります。また、例えば複数のスペクトル成分の間隔が最小分解能帯域幅よりも狭いときのように、他の理由で広い分解能帯域幅を使わざるを得ない場合もあります。通過帯域内に2つのスペクトル成分があると仮定すると、この2つの正弦波の相互作用がうなりを生じ、これら正弦波間の位相差の変化につれて、図2-16に示すようにIF信号の包絡線が変化します。

関連資料

包絡線検波器の詳細については、『Spectrum and Signal Analyzer Measurements and Noise - Application Note』(カタログ番号5966-4008E)をご覧ください。

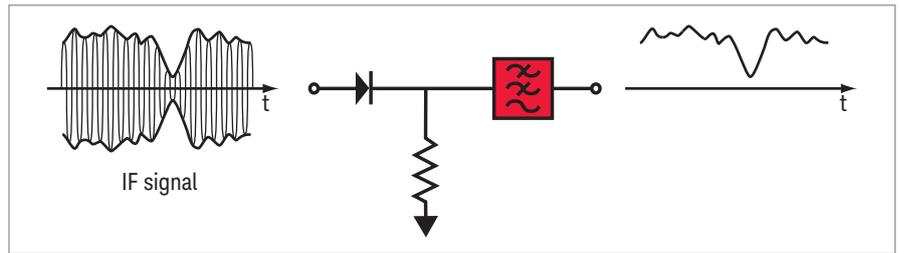


図2-15. 包絡線検波器

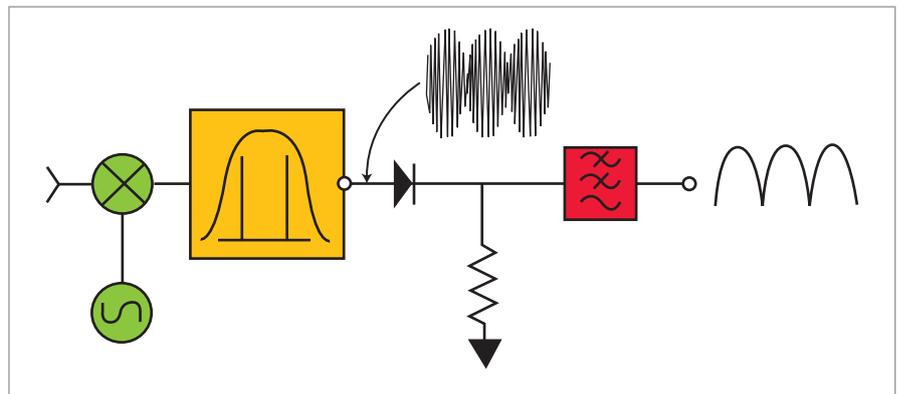


図2-16. IF信号のピークに追従する包絡線検波器の出力

IFフィルターの帯域幅により、IF信号の時間変化の割合の最大値が決まります。また、この帯域幅は、ミキサの出力側で同時にフィルター内に入る2つの正弦波の最大の周波数間隔を決めます。最終段の中間周波数が22.5 MHzで分解能帯域幅が100 kHzと仮定すると、互いに100 kHz離れた2つの入力信号はそれぞれ、ミキサの出力側では22.45 MHzと22.55 MHzとなり上記条件を満たします。図2-16をご参照ください。検波器は22.5 MHzという中間周波数そのものではなく、これら2つの信号によってできる包絡線に追従する必要があります。

この包絡線検波器によりスペクトラム・アナライザが電圧計として動作します。再び上記条件、すなわち、IFフィルターの通過帯域内に、振幅が等しい2つの信号が同時に存在すると仮定します。電力計を使うと、それぞれの信号の電力より3 dB高い値を得ますが、それはこの2つの信号の合計値です。この2つの信号の間隔が十分に近いと仮定すると、アナライザがこの2つの信号の中間に同調したとき、フィ

ルター⁸のロールオフによる減衰を無視することができます。アナライザの表示はどちらかの電圧の2倍の値(対数目盛上では6 dB上側)と0(対数目盛上では負の無限大)の間で変化します。この2つの信号は周波数の異なる正弦波(ベクトル)であり、両者の位相関係は常に変化していることに注意してください。位相が完全に一致していることもあれば、逆になることもあります。

包絡線検波器はIF部から出力される信号の瞬時値ではなくピークの振幅値の変化に追従するので、位相情報は失われます。このため、アナライザは電圧計としての性質を持つこととなります。

デジタル技術を利用したIFフィルターはアナログ式の包絡線検波器を持たず、デジタル処理によりI/Qデータの2乗和の平方根を算出し、これは数学的に包絡線検波器と等価になります。デジタル技術については第3章をご覧ください。

6. 包絡線検波器と表示ディテクターを混同しないでください。表示ディテクターについては、この章で後述する「ディテクターの種類」をご参照ください。
7. 周波数が0(DC)から回路素子によって決まる上限周波数までの範囲にある信号。初期のスペクトラム・アナライザの表示装置はアナログ式であり、この信号でCRTの垂直偏光板を直接駆動していたので、それ以来、ビデオ信号と呼ばれています。
8. 本考察では理想的な箱型フィルターを想定しています。

表示装置

1970年代中頃まで、スペクトラム・アナライザは完全なアナログ回路でした。信号の包絡線を連続的にトレースとして表示し、情報が失われることはありませんでした。しかし、アナログの表示装置には、分解能帯域幅を狭くした結果として掃引時間が長くなるときの大きな問題がありました。極端な場合、1つの点がブラウン管(CRT)上をゆっくり動くだけで、トレースと言えるものが表示されないこともありました。このように、掃引時間が長くなると有益な表示が得られませんでした。

キーサイト(当時はヒューレット・パッカカードでした)は、可変残光表示蓄積型CRTという画期的な技法を開発しました。これはCRT表示器の残像時間を調整できるというものでした。適切に調節することにより、1つ前のトレースが丁度消えかかるときに、新しいトレースで表示を更新します。この表示は連続的でちらつきがなく、また、上書きによる表示の見にくさも回避できました。この方法は非常に有効でしたが、測定の設定を変えるたびに輝度と残像時間を再調整する必要がありました。1970年代半ばにデジタル回路が手頃な価格になると、真っ先にスペ

クトラム・アナライザに採用されました。トレースを一旦デジタル化してメモリに書き込めば、その後はいつでも表示できます。また、焦点ぼけや残像がなく、ちらつきのない速度で画面を更新することが容易になりました。メモリのデータは掃引ごとに更新され、また、メモリの内容はちらつきのない速度で画面に表示されるので、アナログ式の場合と同じように、設定した周波数スパンをアナライザが掃引するときの画面の更新を観察することができました。

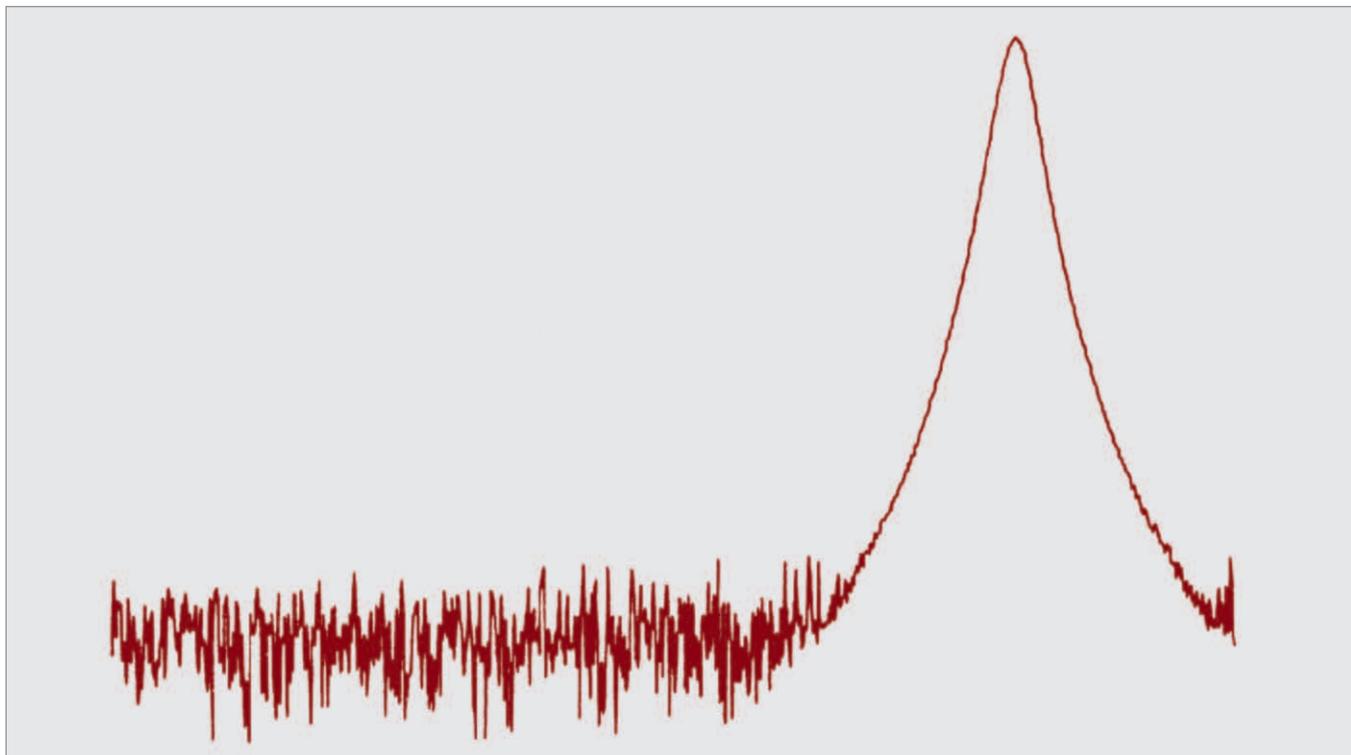


図2-17. アナログ信号をデジタル化するとき、それぞれの表示点にどの値を割り当てればよいのでしょうか

ディテクターの種類

デジタル表示の場合、表示される各データ点それぞれに対して値を決めなければなりません。表示に使用するデータ点数に関わらず、1つ1つの点はある周波数範囲およびタイムインターバル(通常はスペクトラム・アナライザでは時間を考慮しませんが)に起きた現象を反映しなければなりません。

例えて言うと、インターバルごとにその間のデータをすべてバケツに放り込むようなもので、そのバケツにたまったデータに必要な演算を適用することにより、入力信号から目的とする情報を取り出します。演算後のデータがメモリに書き込まれ、画面に表示されます。この方法は柔軟性に富むものです。なお、慣例に従い、以後、このバケツのことをバケツと呼びます。バケツはビンと呼ばれることもあります。いずれにしても、バケツはある周波数範囲と共に、その周波数範囲を掃引する時間も意味することに注意してください。

ここでは6種のディテクターについて考察します。

図2-18において、各バケツには次の式で決まるスパンと時間幅のデータが入ります。ここで、画面に表示されるすべての点の数をトレースポイント数とします。

周波数：バケツ幅＝スパン／(トレースポイント数－1)
時間：バケツ幅＝掃引時間／(トレースポイント数－1)

サンプリングレートは測定器によって異なりますが、スパンを狭くするか、または掃引時間を長くすると、いずれの場合もバケツあたりのデータ数が増えるのでより良い確度を得ることができます。デジタルIFを採用したアナライザではデータは離散値になりますが、適切なサンプリングレートと補間処理により、連続量を処理するアナログIFと等価な結果を得ることができます。

次に掲げる6種類のディテクターの違いを理解するために「バケツ」の概念が重要になります。

- サンプル
- ポジティブピーク(単にピークと言うこともあります)
- ネガティブピーク
- ノーマル
- アベレージ
- QP(準尖頭値)

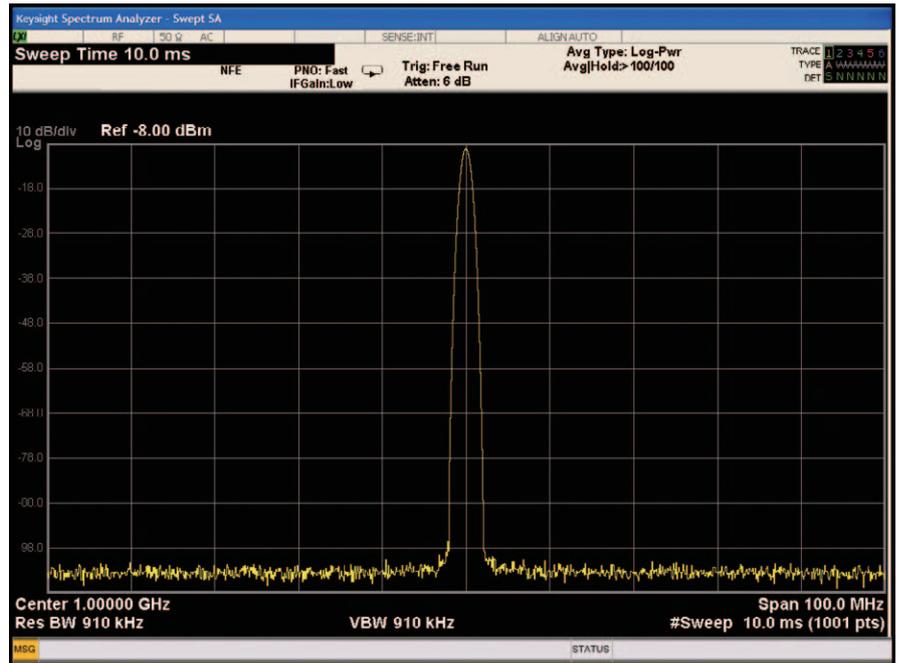


図2-18. 1001個のトレースポイント(バケツ)の1つ1つが100 kHzの周波数範囲と0.01ミリ秒の時間範囲を表します

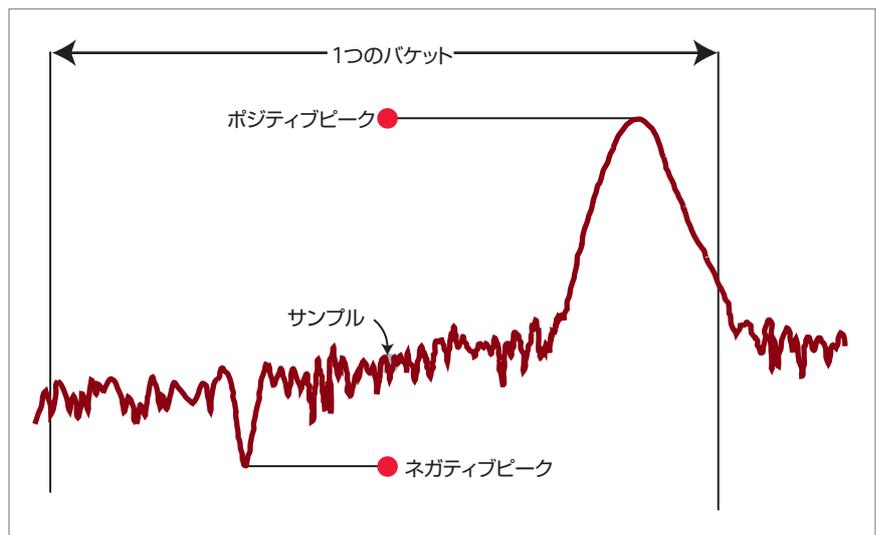


図2-19. メモリに書き込まれるトレースポイントの値はディテクターにより異なります

まず、サンプル、ポジティブピーク、ネガティブピークの3種類のディテクターは、図2-19に示すように容易に理解できます。これらに比べ、後述するノーマル、アベレージ、QPはやや複雑になります。

ここで、デジタル技術を使いながら、アナログ回路による表示をできるだけ忠実に再現する方法を検討します。図2-17に示した場合を考えましょう。ここには雑音とCW(Continuous Wave: 無変調連続波)信号が1つだけ表示されています。

サンプルディテクター

最初に取り上げる方法は、各バケットの中央での瞬時レベルの値をデータ点とするものです(図2-19をご覧ください)。これがサンプルディテクターです。トレースが連続に見えるように、隣り合うデータ点の間に直線を表示するように設計します。図2-17と図2-20を比べると、妥当な表示が得られることが分かります。もちろん、トレースのデータ点数が多いほど、元のアナログ信号を忠実に再現できます。表示可能なデータ点数はアナライザにより異なります。Xシリーズ シグナル・アナライザでは、周波数領域のトレースの表示点数は最小1から最大40,001までの範囲で設定できます。図2-21に示すように、点数を増やすほどアナログ信号に近い表示が得られます。

サンプルディテクターは雑音のランダム性を表すのに適していますが、正弦波信号の解析には適していません。Keysight PXAで100 MHzのくし型信号を表示する場合は、スパンを初期設定のままの0 ~ 26.5 GHzにする必要があるかもしれません。表示点数が1001あったとしても、それぞれの表示点の周波数幅(バケット)は26.5 MHz(26.5 GHz/1001)となります。この値はPXAの分解能帯域幅の最大値8 MHzに比べかなり大きな値です。

その結果、くし型信号の歯の部分のミキシング成分がたまたまIFフィルターの中心にあるときに限り、正確な振幅が得られることとなります。スパンが10 MHz、分解能帯域幅が750 Hzの設定でサンプルディテクターを使った例を図2-22aに示します。くし型信号の歯の部分は、図2-22bに示すピークディテクターを使った例のように振幅がほぼ等しくなければなりません。つまり、サンプルディテクターは信号をすべて捕捉することはなく、また画面のピークは必ずしも実際のピーク値を反映しません。分解能帯域幅がサンプル間隔(バケット幅)よりもずっと狭い場合、サンプルモードでは結果に誤差が生じる可能性があります。

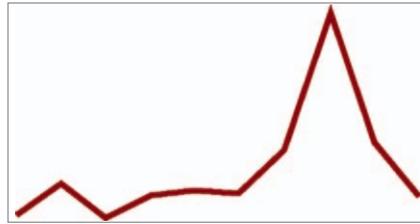


図2-20. 10個の表示点数に対しサンプルディテクターを使い図2-17で示した信号を表示

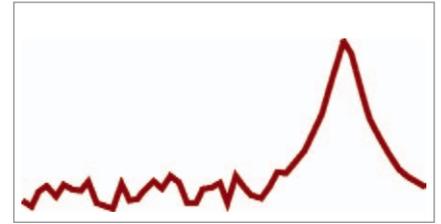


図2-21. 表示点数を増やすと、さらにアナログ表示に近づきます

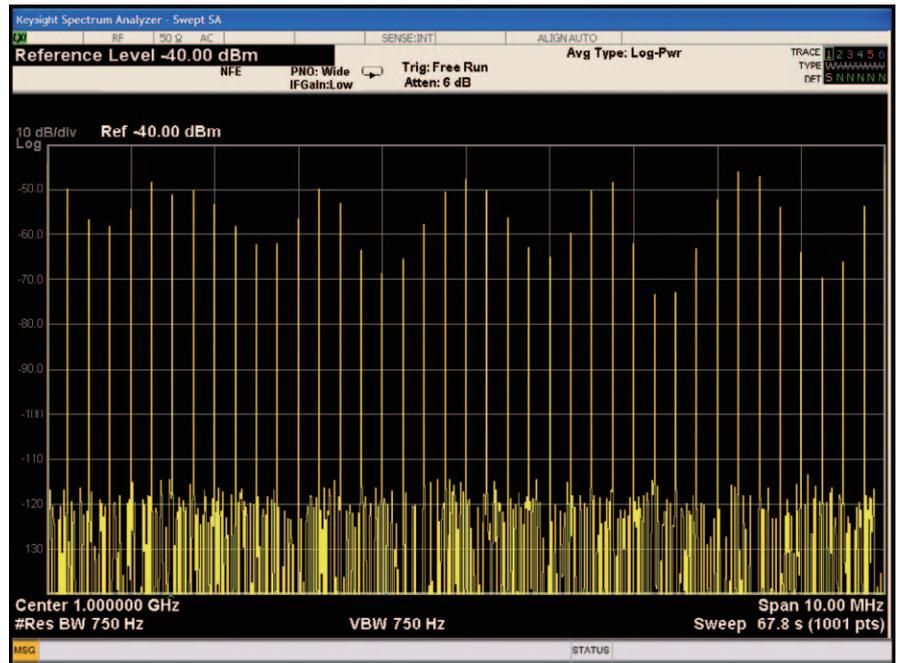


図2-22a. 250 kHz間隔のくし型信号を、サンプルディテクターを使い10 MHzのスパンで観察

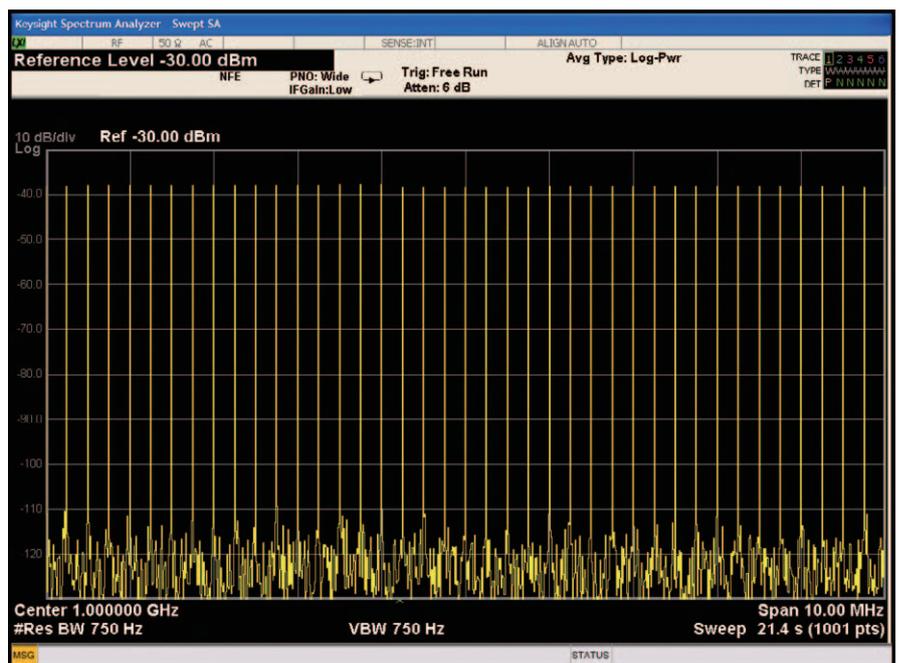


図2-22b. (ポジティブ)ピークディテクターを使い、10 MHzのスパンで観察した実際のくし型信号

ポジティブ・ピーク・ディテクター

表示される正弦波すべてが正しい振幅であることを確実にする方法の1つは、各バケット内の最大値を表示すること、つまりポジティブ・ピーク・ディテクターを使うことです。ポジティブ・ピーク・ディテクターは単にピークディテクターとも呼ばれます。ピークディテクターによる測定例を図2-22bに示します。ピークディテクターは、分解能帯域幅とバケット幅の比に関わらず正弦波の取りこぼしがありません。そのため、多くのスペクトラム・アナライザは初期設定時にピークディテクターが選ばれます。しかし、サンプルディテクターとは異なり、ピークディテクターはバケットごとの最大値を示すだけで、雑音の真のランダム性を無視するのでランダム雑音の表示には適していません。このため、初期設定でピークディテクターを選ぶスペクトラム・アナライザは、通常、サンプルディテクターにも切り替えることができます。

ネガティブ・ピーク・ディテクター

ネガティブ・ピーク・ディテクターは各バケットの最小値を表示します。ほとんどのスペクトラム・アナライザはこのディテクターを備えています。他のディテクターに比べ用途は限られます。ネガティブ・ピーク・ディテクターが有効な用途として、EMC試験におけるCW信号とインパルス信号の分離があります。また、外部ミキサを使った高周波測定の際に利用する信号識別の処理にもネガティブ・ピーク・ディテクターが使われますが、これについてはこのアプリケーションノート第7章で説明します。

ノーマルディテクター

ピークディテクターに比べランダム雑音を的確に表示し、なおかつ、サンプルディテクターのような信号の取りこぼし問題を避けるため、ノーマルディテクター(俗にローゼンフェル⁹と呼ばれることもあります)が多くのスペクトラム・アナライザに備わっています。このディテクターでは、ポジティブ・ピーク・ディテクターとネガティブ・ピーク・ディテクターにより、バケット内で信号の立ち上がり立ち下がりが検知された場合、雑音とみなされます。

この場合、奇数番号のデータ点ではそのバケット内の最大値を表示し、偶数番号のデータ点ではバケット内の最小値を表示します。図2-25をご参照ください。比較のため、ノーマルとサンプルの例をそれぞれ図2-23aと図2-23bに示します¹⁰

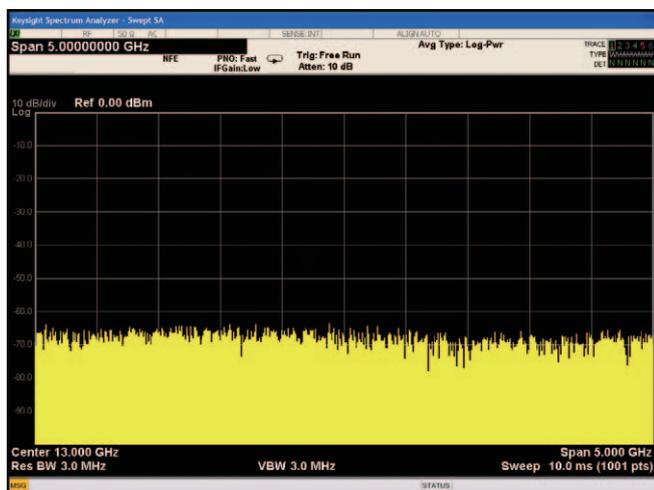


図2-23a. ノーマルディテクターによる表示

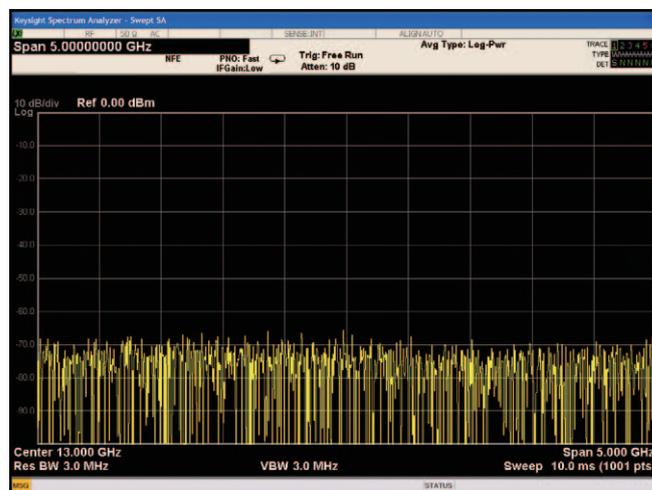


図2-23b. サンプルディテクターによる表示

9. ローゼンフェル(Rosenfell)は人の名前ではなく、“rose” n’ fell” (rose and fell)が語源です。すなわち、それぞれのデータ点を示すバケット内の信号の立ち上がり(rose)と立ち下がり(fell)を判断するアルゴリズムに由来しています。
10. サンプルディテクターは雑音の測定に適しているため、通常は「ノイズマーカー」に適用されます。同様に、チャンネル電力や隣接チャンネル漏洩電力の測定にも、ピーク検出による偏りのない結果を得ることのできるディテクターが必要です。アベレージングディテクターがないアナライザでは、サンプルディテクターを使います。

ノーマルディテクターを使用中に、正弦波信号が入力されるとどうなるでしょうか。すでに見たように、ミキシング成分が掃引されIFフィルターを通過すると、アナライザが表示するトレースはそのフィルターの形状を示します。そのフィルターの形状が多くの表示点を含むくらい広い場合、表示される信号はミキシング成分がIFフィルターの中心周波数に近づくときは常に立ち上がり、離れるときは常に立ち下がることとなります。どちらの場合も、ポジティブ・ピーク・ディテクター、ネガティブ・ピーク・ディテクター共に振幅の変化が一方のみであることを検出するので、次項で説明するノーマルディテクターのアルゴリズムにより、それぞれのバケットの最大値を表示します。図2-24をご覧ください。

分解能帯域幅がバケットに比べ狭いときはどうでしょうか。信号は1つのバケット内で立ち上がり、かつ立ち下がるでしょう。奇数番号のバケットでは、結果的に問題はありませぬ。バケット内の最大値が次のデータ点に使われます。しかし、偶数番号のバケットではバケット内の最小値が使われます。その程度は様々ですが、分解能帯域幅とバケット幅の比によっては、最小値が(表示すべき)正しい値とは異なることがあります。極端な例として、バケットが分解能帯域幅に比べても広いと、バケット内の最大値と最小値の差は、信号のピーク値と雑音の差と同じになります。これは図2-25の例にあてはまります。バケット6をご覧ください。直前のバケットのピーク値が常に現在のバケットのピーク値と比較されます。バケット7に示すように奇数番号のバケットの場合、この2つのピーク値の大きい方が表示されます。信号のピークは実際にはバケット6で生じますが、バケット7で表示されます。

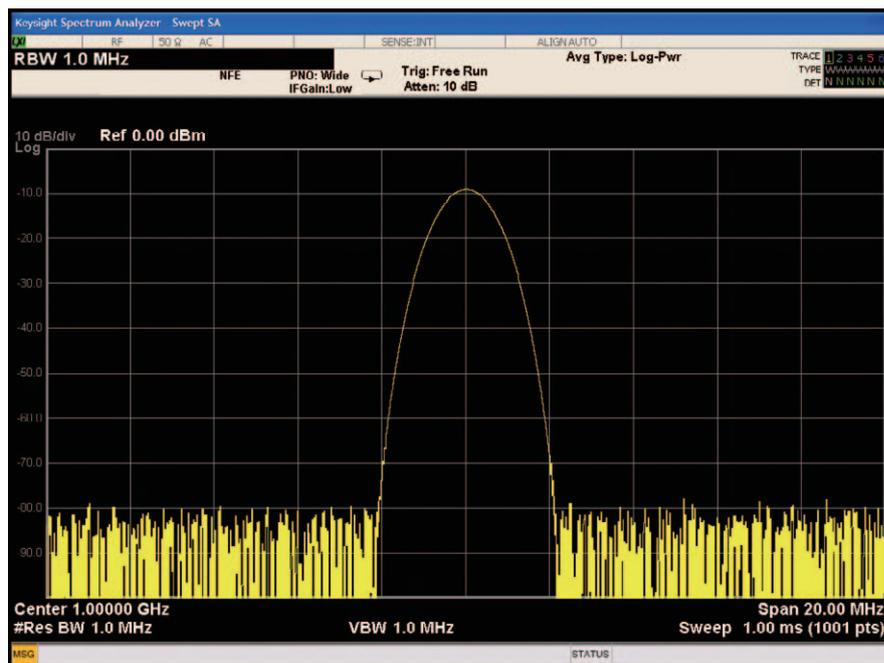


図2-24. バケット内で信号が立ち上がり、または立ち下がりしかしない場合、ノーマルディテクターではバケット内の最大値を表示します

ノーマルディテクターを実現するアルゴリズム：

1つのバケット内で信号が立ち上がり、かつ立ち下がる場合：

偶数番号のバケットでは、そのバケットの最小値(ネガティブピーク)を表示します。最大値は記憶されます。奇数番号のバケットでは、現在のバケットの最大値と直前のバケットの(記憶されている)最大値を比較し、大きい方(ポジティブピーク)が表示されます。図2-25をご参照ください。バケット内で、信号が立ち上がり、または立ち下がりしかしない場合、上記アルゴリズムを適用すると結果的に、最大値が表示されます。

この処理を行うと、最大値は1データ分、右にずれる可能性があります。このずれは通常はスパンに比べわずかな割合です。Keysight PXAシグナル・アナライザのように、LOの掃引周波数範囲を調整することで、このズレを補正するスペクトラム・アナライザもあります。

もう1つの問題として、実際には1つの信号しかないのにピークが2つ見える場合があります。図2-26にこの例を示します。2つのピークの輪郭を、分解能帯域幅を広げピークディテクターを使い表示しています。

このように、雑音よりも十分大きなCW信号を観察するときは、ピークディテクターが最適です。サンプルディテクターは雑音の観察に、ノーマルディテクターは信号と雑音を同時に観察するときに最適です。

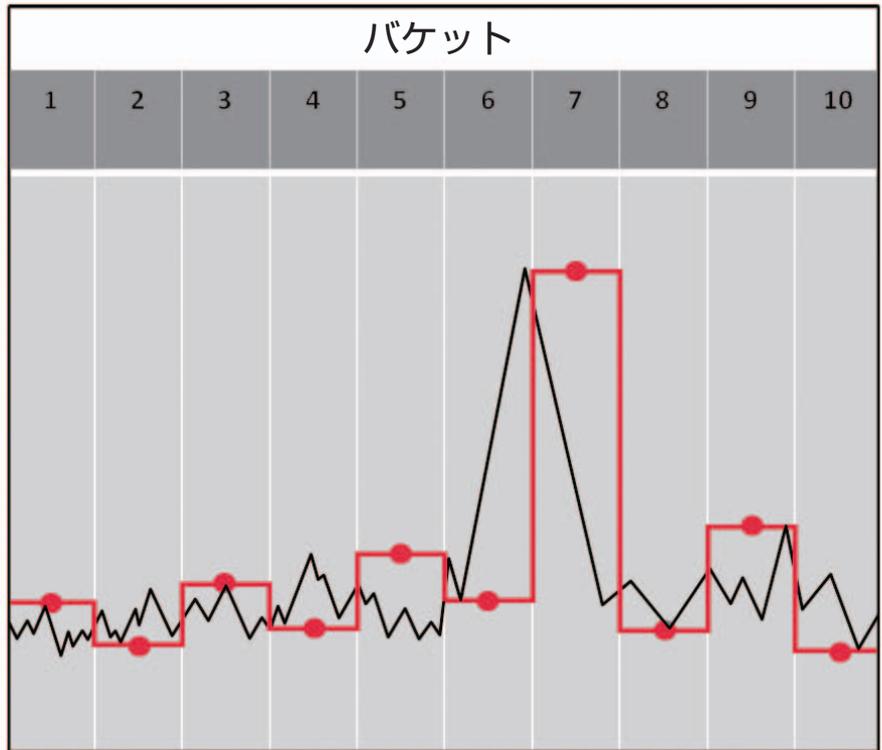


図2-25. ノーマルディテクターのアルゴリズムにより決定したトレースポイントの例

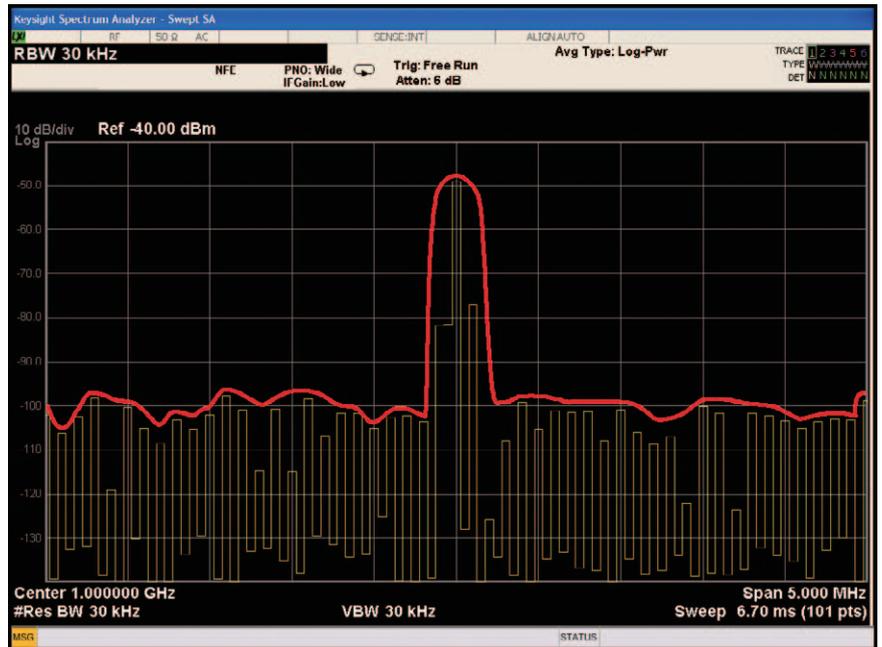


図2-26. 実際にはピークが1つしか存在しないときでも、ノーマルディテクターは2つのピークを表示することがあります

アベレージディテクター

現代のデジタル変調方式の多くは雑音のような特性を持ちますが、サンプルディテクターが常に必要な情報を表示するとは限りません。例えば、W-CDMA信号のチャンネルパワーを測定するときは実効値を積分する必要があります。このためには、アナライザのバケットをある周波数範囲にわたり合計する必要がありますが、サンプルディテクターでは実現できません。

通常、スペクトラム・アナライザはバケットごとに大量の振幅データを収集しますが、サンプルディテクターは、この大量のデータの中からたった1つのデータを利用します。一方、アベレージディテクターは各バケットの時間(と周波数)内で収集したデータの値をすべて使います。データを一旦デジタル化し、またその時の条件が分かれば、そのデータを種々の方法で処理し、目的の結果を得ることができ

ます。スペクトラム・アナライザの中には、(電圧の実効値に基づいて)電力を平均するRMSディテクターをアベレージディテクターと呼ぶものもあります。Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザのアベレージディテクターは、独立した設定項目により、平均する値の単位を、実効値電力、電圧、対数電力の中から選ぶことができます。

電力(rms)平均は実効値レベルから計算されます。バケット内の測定電圧値の2乗の平均値の平方根を取り、計算した電圧値を2乗し、スペクトラム・アナライザの特性入力インピーダンス(通常は50 Ω)で割ります。電力平均は平均電力を正しく計算するので、複雑な信号の電力測定に最適です。

電圧平均はバケット内で測定された、包絡線信号の等差目盛での電圧値を平均します。これはEMI試験において狭帯域信号の測定によく使われます(次項で更に考察します)。電圧平均は、レーダーやTDMA送信機などの振幅変調またはパルス変調された信号の立ち上がり/立ち下がりを観察するときに有効です。

対数電力(ビデオ)平均はバケット内で測定され、対数目盛で表した包絡線信号の振幅値(dB)を平均します。対数電力平均は正弦波の観察、特に雑音レベルに近い正弦波の観察に最適です¹¹

このように、アベレージディテクターの平均方式を電力にすると、実効値に基づく正しい平均電力が測定され、平均方式を電圧にすると汎用のアベレージディテクターとして動作します。平均方式を対数に設定したときは、これに相当するものは他にありません。

電力測定に関しては、アベレージディテクターはサンプルディテクターより優れています。サンプルディテクターを使い正確な平均電力値を得るためには、何度も掃引して十分なデータを収集する必要があります。アベレージディテクターを使うことにより、掃引アナライザにおいては、チャンネル電力の測定が、ある範囲のバケットの電力を合計する測定から、周波数のある範囲を表す時間範囲での積分に置き換えられます。FFT(高速フーリエ変換)アナライザ¹²では、チャンネル電力測定に使われる合計処理が、表示バケットの総和からFFTピンの総和に置き換わります。掃引型、FFT方式のいずれの場合も、サンプルディテクターにより抽出した限られた情報ではなく、積分処理では電力の情報をすべて使います。その結果、測定時間が同じ場合、アベレージディテク

ターを使うと測定結果のバラツキが少なくなります。掃引型アナライザの場合、掃引時間を長くするだけでバラツキを減少できるという便利さもあります。

EMIディテクター：アベレージディテクターとQP(準尖頭値)ディテクター

アベレージディテクターの重要な用途の1つが電磁波障害(EMI)に関する機器の評価です。この場合、前項で述べたように、広帯域のインパルス性の雑音に隠れている可能性のある狭帯域の信号を測定するために電圧平均を使います。EMI測定器で使われるアベレージディテクターは包絡線検波した信号を分解能帯域幅よりはるかに狭い帯域幅のローパスフィルターに通します。このフィルターは雑音のような比較的高い周波数を積分(平均)します。電圧平均方式のアベレージディテクターを内蔵していない旧型のスペクトラム・アナライザでこの方式のディテクターを実現するためには、アナライザの画面の縦軸を等差目盛にし、ビデオフィルターの遮断周波数を測定信号の最低PRF(Pulse Repetitive Frequency: パルス繰り返し周波数)より低く設定します。

QP(準尖頭値)ディテクター(QPD)はEMI試験にも使われます。QPDはピークディテクターに、ある重みづけを行ったものです。QPDの測定値は、測定信号の繰り返し周波数が低くなるほど下がります。したがって、繰り返し周波数が10 Hzのインパルス性の信号は、繰り返し周波数が1 kHzの同じ最大振幅値を持つ信号に比べ、準尖頭値が低くなります。この信号の重みづけは、CISPR¹³が定義した特定の充放電特性と表示時定数を持つ回路により実現されています。

11. 第5章「感度と雑音」をご参照ください。

12. FFTアナライザの詳細については、第3章を参照してください。FFTアナライザは多数のバケットに対して同時に演算を実行するので、測定速度が向上します。

13. CISPRは国際無線干渉特別委員会の略で、無線干渉に対処するために多くの国際機関が集まり1934年に設立したものです。CISPRは国際電気標準会議(IEC)の各国委員会を始め多くの国際機関で構成される非政府組織です。通常、CISPRが勧告する規格は、世界各国の政府規制機関が採用するEMCの法定要件の基礎になります。

QPDIは信号の「迷惑さ」を測定し定量化する方法です。干渉を受けているラジオ放送を聞く場合を想像してください。数秒に1回程度、雑音による「ブチッ」という音を聞いても、さほど問題なく番組を聞き続けることができます。しかし、同じ大きさの「ブチッ」が1秒当たり60回起こると、著しく迷惑となり、ラジオ番組を聞くことが非常に困難になります。

平均処理

スペクトラム・アナライザには、包絡線検波した信号振幅の変動を滑らかにする方法がいくつかあります。最初の方法はアベレージディテクターですが、これは既に説明しました。次に、他の2つの方法、ビデオフィルターとトレース平均について考察しましょう¹⁴。

ビデオフィルター

雑音に近いレベルの信号の識別は、EMC試験に限り起こる問題ではありません。図2-27に示すように、スペクトラム・アナライザは外部からの信号に加え、アナライザ自身の内部雑音も表示します。表示される信号の振幅に対する雑音の影響を低減するために、図2-28に示すように、表示トレースを平滑化、または平均することがよくあります。この目的のために、スペクトラム・アナライザは帯域幅可変のビデオフィルターを備えています。ビデオフィルターは、包絡線検波器の次に置かれるローパスフィルターであり、ビデオ信号の帯域幅を決めます。ビデオ信号は後段でデジタル化され振幅データになります。ビデオフィルターの遮断周波数を下げ、(IFフィルターの)分解能帯域幅より狭くすることができます。このとき、表示部は、IF部を通過する信号の包絡線の

関連資料

ノイズマーカーの詳細については、『Spectrum and Signal Analyzer Measurements and Noise - Application Note』（カタログ番号 5966-4008E）をご覧ください。

14. ノイズマーカーと呼ばれる4番目の方法は、第5章「感度と雑音」で考察します。



図2-27. スペクトラム・アナライザは信号とともにノイズも表示します



図2-28. 図2-27の表示に十分な平滑化を施した場合

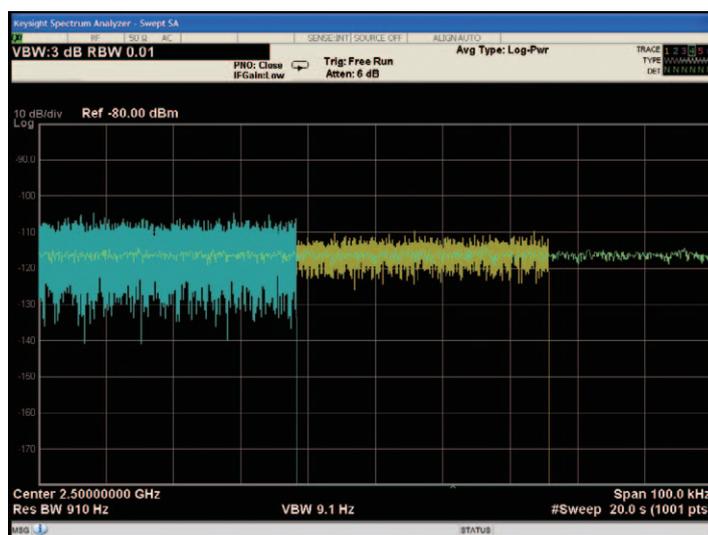


図2-29. VBW(ビデオ帯域幅)とRBWの比を3:1、1:10、1:100としたときの平滑化の効果

変動が遮断周波数より早いと追従できなくなり、その結果、表示信号が平均化または平滑化されます。

この効果は、雑音の測定、特に分解能帯域幅を広げたときに顕著となります。ビデオ帯域幅を狭くするにつれ、雑音の振幅変動は減少します。図2-29に示すように、減少の程度(平均化または平滑化の程度)は分解能帯域幅に対するビデオ帯域幅の比で決まります。この比が0.01以下のとき、とても良好な平滑化が期待できます。比がこれより大きいときは、平滑化はそれほど期待できません。例えば、雑音レベルより十分高い振幅の正弦波のような、もともと変動のない部分に対して、ビデオフィルタ処理は効果がありません。

ポジティブ・ピーク・ディテクターを使うと次の2点に気がきます。まず、VBW > RBWの場合、分解能帯域幅を変えても雑音の振幅のバラツキはそれほど変わりません。次に、VBW < RBWの場合、ビデオ帯域幅を変えることにより、雑音のレベルが変わるように見えます。アナライザは雑音のピーク値のみを表示するのでそのバラツキはさほど変化しません。しかし、図2-30aに示すように、雑音レベルはビデオ帯域幅により明らかに変化します。というのも、平均化(平滑化)の程度が変わり、その結果、平滑化された雑音の包絡線のピーク値が変わるからです。なお、図2-30bに示すように、アベレージディテクターを使うと平均雑音レベルは変わらないままであることが分かります。

ビデオフィルタには固有の応答時間があるため、ビデオ帯域幅が分解能帯域幅より狭い場合、掃引時間はビデオ帯域幅に概ね反比例して増加します。つまり、掃引時間(ST)は次の式で求められます。

$$ST \approx \frac{k(\text{スパン})}{(\text{RBW})(\text{VBW})}$$

アナライザは、スパンや分解能帯域幅だけでなくビデオ帯域幅も考慮して掃引時間を自動的に設定します。



図2-30a. ポジティブ・ピーク・ディテクター：ビデオ帯域幅を下げると雑音のピークは下がりますが平均は下がりにません。

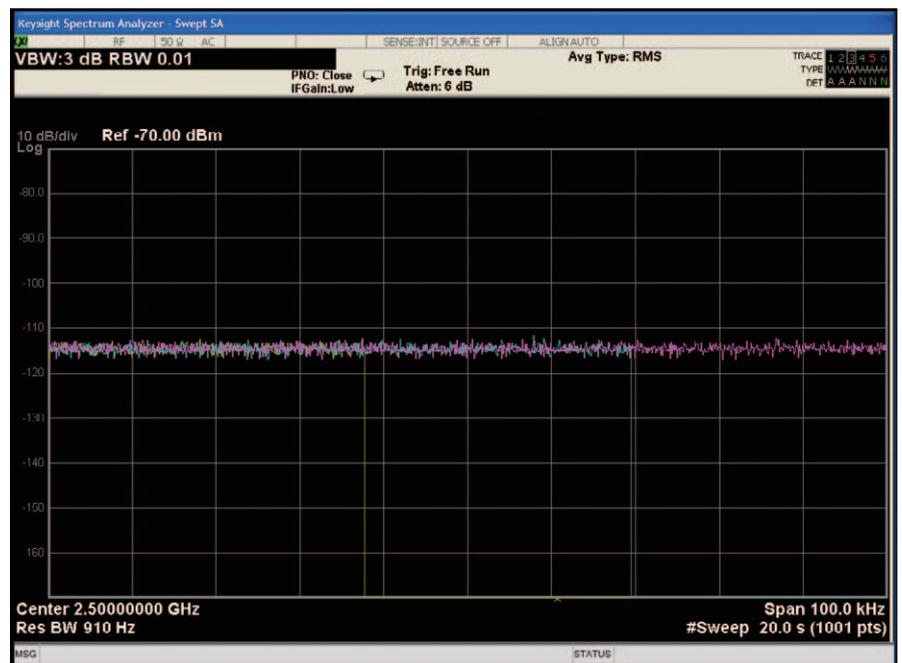


図2-30b. アベレージディテクター：VBW対RBWの比(3:1、1:10、1:100)に関わらず、雑音レベルは一定です。

トレース平均処理

トレースを平滑化する方法として、デジタル表示装置にはもう1つの選択肢があります。トレース平均処理です。トレース平均処理は、アベレージディテクターによる平滑化とはまったく異なる処理を行います。この場合、平均操作は複数の掃引に対して周波数点ごとに実行されます。各表示点に対して、新しい値がそれまでに平均されたデータと平均されます。

$$A_{avg} = \left(\frac{n-1}{n}\right) A_{prior\ avg} + \left(\frac{1}{n}\right) A_n$$

ここで、

A_{avg} = 新しい平均値

$A_{prior\ avg}$ = それまでの掃引による平均値

A_n = 最新の掃引による測定値

n = 最新の掃引の番号

このように、掃引を何度も繰り返し、表示は徐々に1つの平均値に収束します。平均の対象となる掃引の回数を設定することで、ビデオフィルターを使うときと同様に、平均化または平滑化の程度を決めることができます。図2-31に平均化したトレースの例を、異なる掃引回数ごとに示します。トレース平均処理は掃引時間に全く影響を与えませんが、掃引を繰り返す必要があるため、必要十分な平均処理に要する時間はビデオフィルターを使う場合とほぼ同じです。

多くの場合、どちらの表示平滑化方式を使っても違いはありません。雑音や雑音に非常に近いレベルの正弦波を観察するときは、ビデオフィルターを使っても、



図2-31. トレース平均処理の例。掃引回数は画面の上から順に1、5、20、100回(アベレージ回数ごとに縦軸をずらして表示しています)

トレース平均処理を使っても同じ結果が得られます。しかし、両者には明確な違いがあります。ビデオフィルターはリアルタイムで平均処理を行います。つまり、掃引中に、各点の平均化や平滑化の効果を画面上で観察できます。各点の平均処理は、掃引ごとに約1/BWで決まる時間幅で一度だけ実行されます。それに対し、トレース平均処理を使い十分な平均を行うためには掃引を繰り返す必要があり、必要な回数の掃引を完了するために必要な時間の間、各点での平均処理が続きます。

その結果、特定の信号に関しては、2つの平均方式では著しく異なる結果を得る可能性があります。例えば、時間とともに変化するスペクトラムを観察するとき、ビデオフィルターを使うと掃引するたびに異なる平均結果が出ますが、多くの掃引に対してトレース平均処理を使うと、実際の平均にとっても近い値を得ます。図2-32aおよび図2-32bをご覧ください。

図2-32aおよび図2-32bは、FM放送信号を例にした、ビデオフィルターとトレース平均処理による結果の相違を示します。

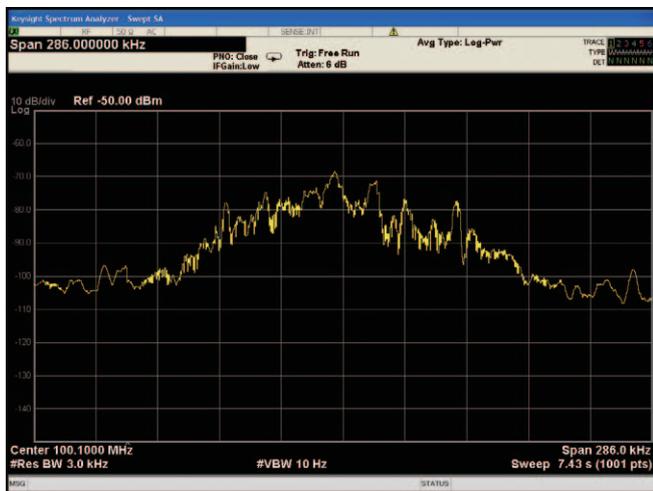


図2-32a. ビデオフィルター処理

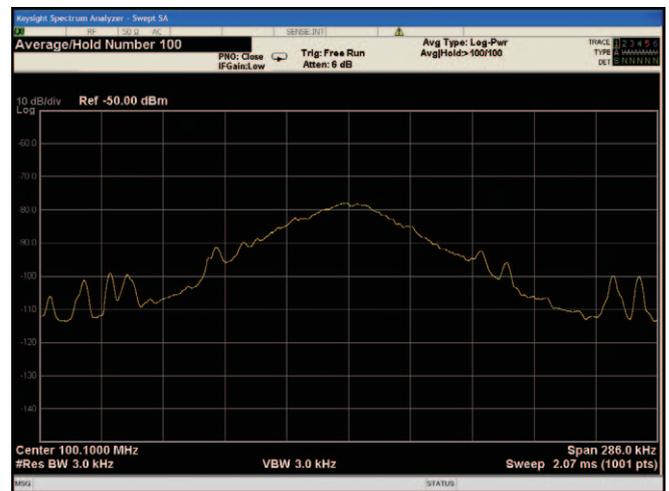


図2-32b. トレース平均処理

タイムゲート処理

タイムゲートによるスペクトラム解析を行うことで、同じ周波数領域にあるさまざまな信号を、目的の時間範囲に限定して観察することができます。外部トリガ信号を使い、さまざまな信号を時間軸上で分離することにより、次に掲げる測定が可能となります。

- 時間軸上に並んだいくつもの信号の中から1つの信号を選び測定する(例えば、1つの周波数を時分割し共有している2種類の無線を分離することができます)。
- TDMA無線システムにおいて、1スロット分の信号のスペクトラムを測定する。
- 周特定の時間に発生する、繰り返しパルスの立ち上がり／立ち下がり遷移のような、干渉信号のスペクトラムを測定対象から除外する。

タイムゲート処理が必要な理由

次に掲げる例のような、解析が困難なある種の信号に対して、周波数領域で動作する従来のスペクトラム・アナライザでは限られた情報しか得られません。

- パルス状RF信号
- 時分割多重
- 時分割多元接続(TDMA)
- インターリーブ、間欠信号
- バースト変調

次の例のように、タイムゲート機能を使わない限り、不可能ではないにしても実行が著しく困難な測定があります。

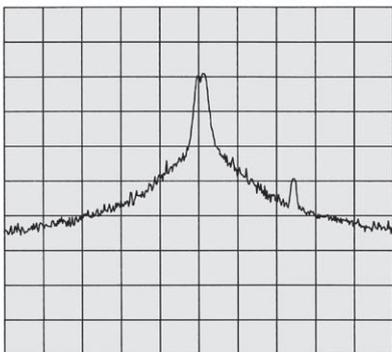


図2-33b. 混在した信号の周波数スペクトラム。スプリアスはどちらの無線機から出ているのかわかりません。

時分割多重(TDMA)信号の測定

タイムゲート機能を使い困難な測定を行う場合を説明するために、図2-33aを検討します。この図は、同一の周波数チャネルを時分割多重している無線機#1と#2からのデジタル携帯無線機の信号を簡略化して描いたものです。無線機#2が1 msのバースト信号を1回送信した後、1 ms停止します。無線機#2が停止している1 msの間、無線機#1が送信します。この場合、難しいのは各送信機固有の周波数スペクトラムの測定です。

残念ながら、従来のスペクトラム・アナライザではこの測定は不可能です。図2-33bに示すように混在したスペクトラムが見えるだけです。タイムゲート機能と外部トリガ信号を使い、無線機#1(必要ならば無線機#2)だけのスペクトラムを観察することにより、図2-33cに示すように、無線機#1が、観察されるスプリアスの原因であると特定することができます。

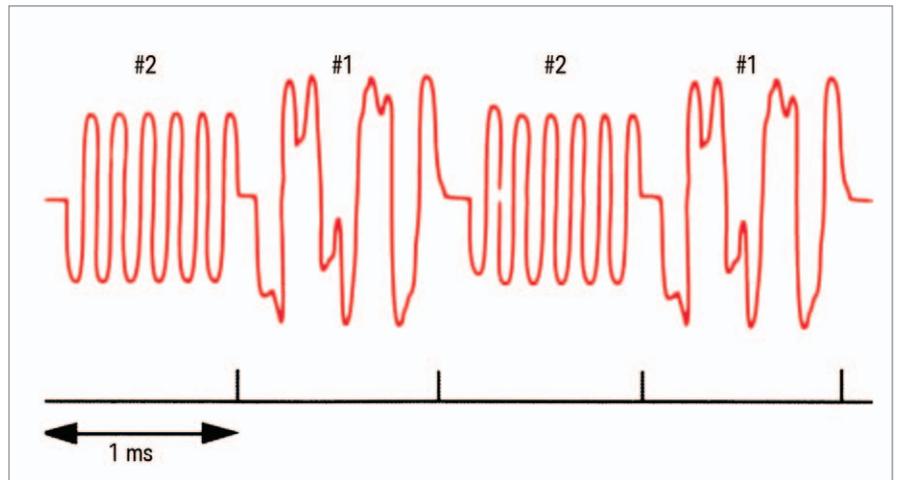


図2-33a. 時間軸上に描いた、簡略したデジタル携帯無線機の信号

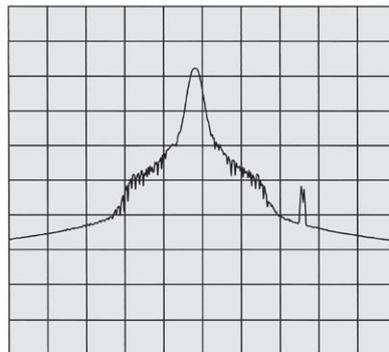


図2-33c. 信号#1をタイムゲートしたスペクトラムにより、この信号がスプリアスの原因であることがわかります。

タイムゲート処理を実現する方法は後述するように3通りあります。しかし、いずれの方法にも当てはまる、タイムゲート処理に際して理解すべきことがあります。特に、次の、準備や設定に関する4項目は必須事項となります。

- 外部からのゲートトリガ用の信号
- ゲート制御、またはトリガモード(エッジまたはレベル)(Xシリーズシグナル・アナライザでは、ゲートトリガに対してホールドオフを設定することにより、誤ったトリガをかける可能性のある信号を無視することができます)
- ゲート遅延の設定、すなわち、トリガが発生した後、ゲートが有効になり信号を観察できるまでの時間の設定
- ゲート遅延の設定、すなわち、トリガが発生した後、ゲートが有効になり信号を観察できるまでの時間の設定

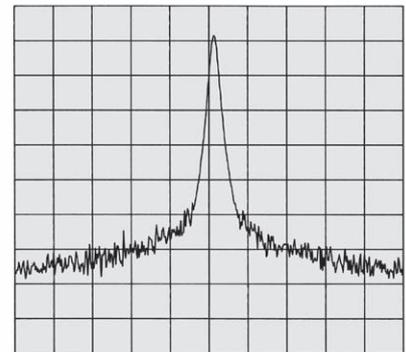


図2-33d. 信号#2をタイムゲートしたスペクトラムにより、この信号はスプリアスを発射していないことがわかります。

これらのパラメータを制御することで、目的の時間範囲における信号のスペクトラムを観察することができます。運良く、目的の時間の間だけオンになるゲート用信号があれば、図2-34に示すようなレベルゲート動作を利用することができます。しかし、ゲート用信号とスペクトラムを測定する時間は完全に一致しないことが多いので、これに柔軟に対応するために、エッジトリガと適切なゲート遅延やゲート長を組み合わせることで信号を測定する時間を正確に設定できます。

図2-35に8個のタイムスロットを持つ GSM の信号を示します。1バースト長は 0.577 ms、フレーム全体は 4.615 ms です。特定のタイムスロットにおける信号のスペクトラムを観察する場合を考えます。この例では、図2-36に示すように、使用可能な8個のタイムスロットの2個だけ使っているとします(タイムスロットの1と3)。この信号を図2-37の周波数領域で観察すると、スペクトラムに不要なスプリアス信号の存在が分かります。この問題の原因をつきとめ、干渉信号の発生源を見つけるために、どのタイムスロットで干渉信号が起きるのか知る必要があります。タイムスロット3を観察するためには、タイムスロット3のバースト信号の立ち上がりエッジでゲートのトリガがかかるよう設定し、かつゲート遅延を 1.4577 ms、ゲート長を 461.60 μ s に設定します。この様子を図2-38に示します。ゲート遅延を設定することにより、タイムスロット3のバーストが完全にオンの状態のときだけ、スペクトラムを測定することが保証されます。なお、IFフィルターを通過した信号が安定するのを待って測定するために、ゲートの開始/終了を設定する値は、バースト信号の立ち上がり/立ち下がりエッジを避けるように注意深く選びます。図2-39はタイムスロット3のスペクトラムを示しますが、スプリアス信号はこのバーストに起因するものではないことが分かります。

タイムゲート処理を実現する一般的な方法は3通りあります。

- ゲート同期FFT
- ゲート同期LO
- ゲート同期ビデオ

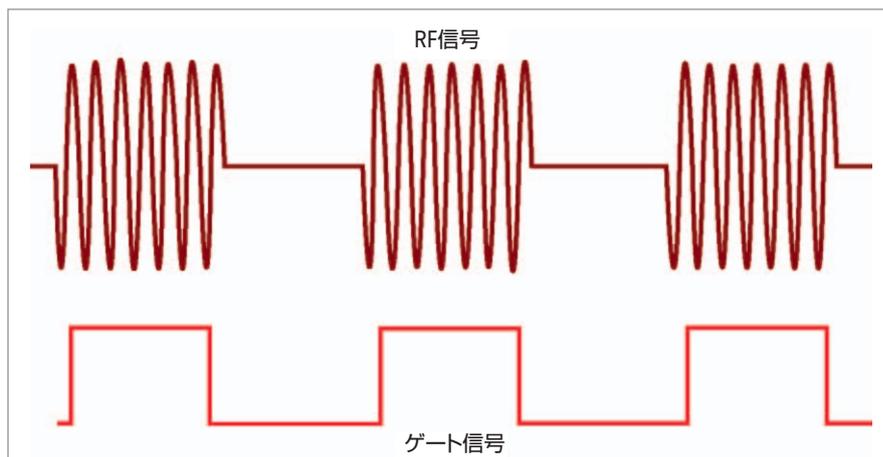


図2-34. レベルトリガ処理：スペクトラム・アナライザはゲートトリガのレベルが設定値を超えたときだけ周波数スペクトラムを測定します

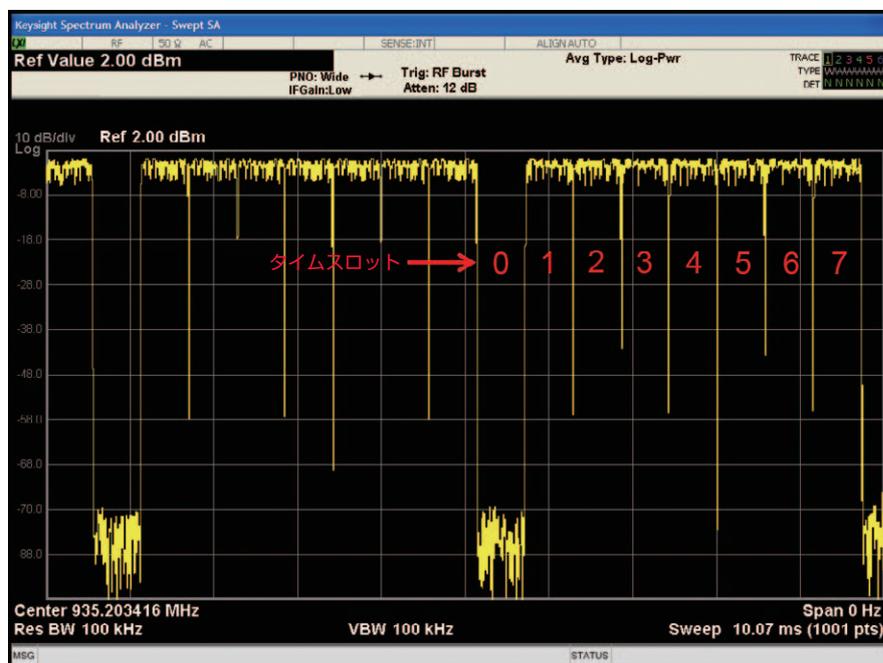


図2-35. 8個のタイムスロットを持つTDMAフォーマットの信号(GSMの例)、タイムスロット0はオフです

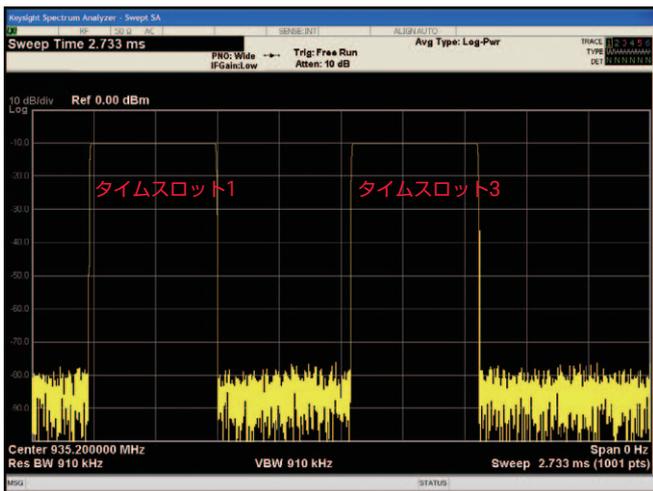


図2-36. タイムスロット1と3だけがオンのGSM信号のゼロスパン(時間領域)表示

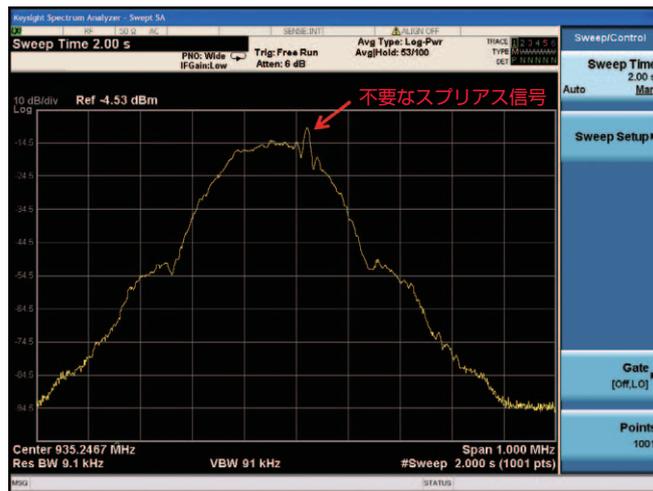


図2-37. タイムスロット2がオンのGSM信号の周波数領域表示、スペクトラムに不要なスプリアス信号が見えます

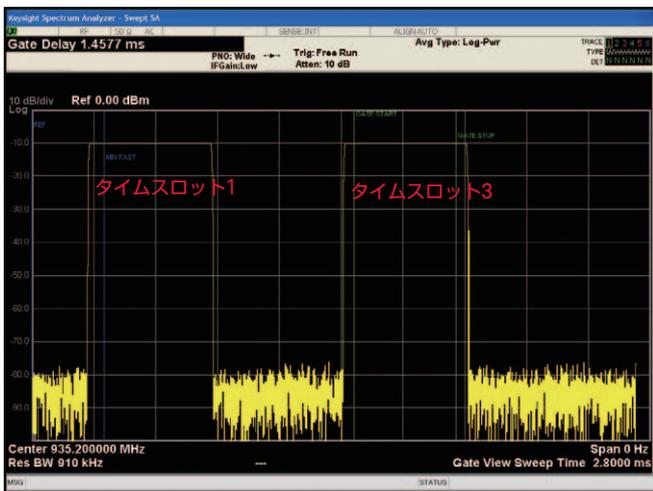


図2-38. タイムゲート機能を使いGSMのタイムスロット3のスペクトラムを見ます

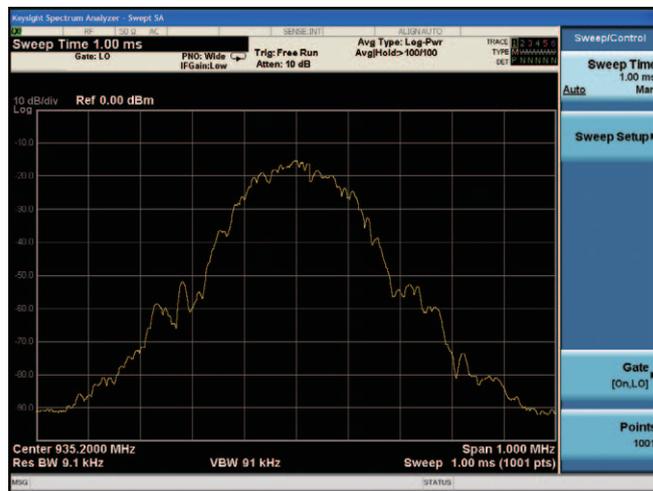


図2-39. タイムスロット3のスペクトラムを見ると、スプリアス信号はタイムスロット3のパートに起因していないことが分かります

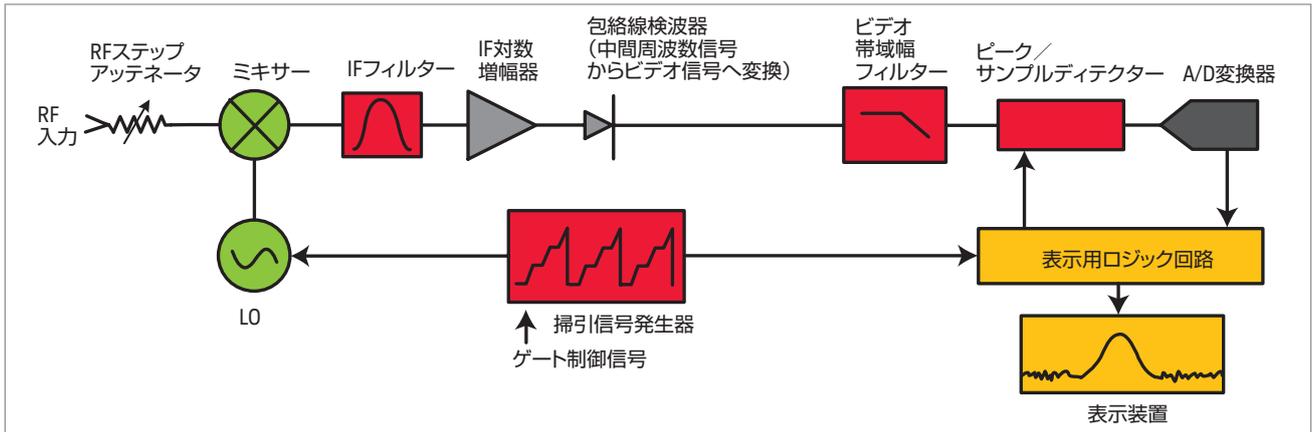


図2-40. ゲート同期LOモードでは、LOはゲートがオンの間だけ掃引します

ゲート同期FFT

Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザにはFFT機能が内蔵されていますが、ゲート同期FFTでは、トリガ後、設定された遅延時間の後にFFTのためのデータが収集されます。IF部を通過した信号はデジタルサイズされ1.83を分解能帯域幅(Hz)で割った時間の間、データとして収集されます。この収集データを基にFFT演算が実行され、その結果がスペクトラムとして表示されます。したがって、このスペクトラムは時間幅が既知の特定の時間に存在したものにになります。スパンがFFTの最大幅以下のとき、この方法が最も早くなります。

可能な限り周波数分解能を良くするには、キャプチャー時間が目的の時間幅に収まる最も狭い分解能帯域幅を選びます(周波数分解能を上げるためには、長いキャプチャー時間が必要なことに注意してください)。もし、それほど分解能が必要なければ、広めの分解能帯域幅を選び、対応するゲート長を短くすることもできます。ゲート同期FFTの場合、使用可能な最小分解能帯域幅は、他のゲート方式に比べ常に狭くなります。これは、他の方式では、バースト中にIF信号が完全に収束する必要があり、上記の1.83を分解能帯域幅で割った値より長い時間がかかるためです。

ゲート同期LO

タイムゲート動作を実現するもう1つの方法は、ゲート同期LOです。この方式はゲート同期掃引と呼ばれることもあります。この方式では、LOを掃引する掃引信号発生器からのランプ信号を制御します。これを図2-40に示します。ゲートがオンのとき、通常のスペクトラム・アナライザ動作と同様にLOの周波数は上昇します。ゲートがオフのとき掃引信号発生器からの出力電圧は固定されるので、LOの周波数上昇も止まります。この方式は、1つのバースト中に何度も測定できるので、次の項で説明するゲート同期ビデオに比べ、はるかに高速な測定が可能となります。例として、この章で既にとりあげたGSM信号を考えま

す。ゲート機能を使わない場合、Xシリーズアナライザでは図2-41に示すように、1 MHzスパンを掃引するためには14.6 ms 必要です。ゲート長が0.3 msの場合、スペクトラム・アナライザは、1度の掃引につきゲートを49回(14.6を0.3で割る)オンにしなければなりません。GSM信号のフレーム全体長を4.615 msとすると、測定にかかる時間は49×4.615 ms=226 msとなります。ゲート同期ビデオ方式の場合は後述するように1.85 しかかするので、これに比べ速度が大幅に改善されることが分かります。ゲート同期LOはXシリーズシグナル・アナライザやPSAシリーズ スペクトラム・アナライザで使用が可能です。



図2-41. GSM信号のスペクトラム

ゲート同期ビデオ

ゲート同期ビデオは、Keysight 8560、8590、ESAシリーズなど、多くのスペクトラム・アナライザで使われています。この方式では、ゲートがオフとみなされる間はビデオ信号の電圧はオフ、つまり「負の無限大デシベル」になります。ディテクターはピークに設定されます。掃引時間は、各表示ポイント、つまり各バケットで少なくとも1回はゲートがオンになるように選ぶ必要があります。こうすることにより、ゲートがオンの間にピークディ

テクターが正しいデータを検出することができるからです。さもないと、表示データが欠落し、その結果、不完全なスペクトラムになります。すなわち、少なくとも表示バケット数(N)×バースト繰り返し周期の掃引時間が必要です。フレーム全体長が4.615 msのGSM信号を測定する例では、ESAスペクトラム・アナライザの表示点数の初期値は401なので、ゲート同期ビデオを使いGSMを測定するときは、少なくとも401×4.615 ms、つまり1.85 sの掃引時間が必要となります。TDMA方式

の中に90 msにおよぶ周期をもつものがあり、ゲート同期ビデオを使うと、さらに掃引時間が長くなります。

ここまで、基本的なアナログのスペクトラム・アナライザの動作と重要な機能を紹介してきました。次に、これらのアナログ回路をデジタル技術で実現することにより、スペクトラム・アナライザの能力がどのように向上するか見ていきましょう。

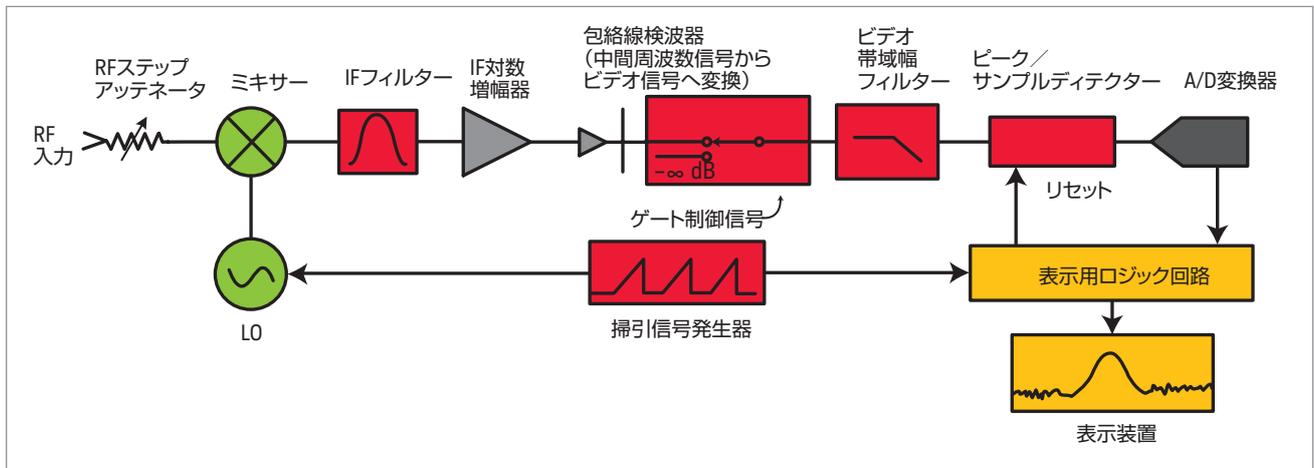


図2-42. ゲート同期ビデオを内蔵するスペクトラム・アナライザのブロック図

第3章：デジタルIF技術の概要

スペクトラム解析の分野では1980年代に、それまでとは大きく異なる変化が起きました。それまでアナログ回路で実現していたスペクトラム・アナライザが、部分的にデジタル技術を用いて置き換えられ始めたのです。また、現在では高性能のA/D変換器が入手可能となり、最新のスペクトラム・アナライザは、数年前のものに比べ、より入力端に近い段階で信号をデジタル化します。特に、IF部が劇的に変化しました。デジタルIF¹技術は、速度や確度を飛躍的に向上させ、高度なDSP技術による複雑な信号の測定が可能になるなど、スペクトラム・アナライザの性能向上に大きく貢献しました。

デジタルフィルタ

Keysight ESA-Eシリーズ スペクトラム・アナライザはデジタルIF技術を部分的に採用しています。1 kHz以上の分解能帯域幅は、従来からのアナログLCフィルタに水晶を組み合わせたフィルタで実現し、それより狭い分解能帯域幅(1 Hz ~ 300 Hz)はデジタル技術を使い実現しています。図3-1に示すように、入力信号は線形増幅器を通り、8.5 kHzの中間周波数に変換され、1 kHz幅のバンドパスフィル

ターを通ります。その後、この中間周波数信号は増幅され、11.3 kHzのクロックでサンプリングされデジタルデータとなります。

このデジタルデータに対して、高速フーリエ変換(FFT)による演算処理が行われます。この演算は時間領域のデータに対して行う必要があるため、データ収集中、アナライザは固定周波数に同調する、つまり掃引を止める必要があります。このため、ESA-Eシリーズ スペクトラム・アナライザの場合、分解能帯域幅を300 Hz以下に下げると、デジタルIFフィルタが動作するので、連続的な掃引を止め、900 Hz刻みで段階的に同調をとります。各同調周波数でのデジタル処理が完了するたびに、画面のトレースが900 Hz刻みで更新されるので、この段階的な同調を画面で確認することができます。

後述するように、Keysight Xシリーズ アナライザなど、スペクトラム・アナライザやシグナル・アナライザの中には、デジタルIFを使用しすべての分解能帯域幅をデジタルフィルタで実現するものもあります。

アナライザでデジタル処理を行う最大の利点は、約4:1という帯域幅選択度です。例えば、非常に狭い間隔で隣接する信号を観察する場合に使うときのように、分解能帯域幅を最小にすると、この選択度を使うことができます。

第2章で、3 kHzのアナログフィルタを使い、4 kHz離れた2つの信号に対するフィルタの裾における選択度の計算を行いました。同じ計算をデジタルフィルタに適用してみましょう。デジタルフィルタの選択度を算出するためのモデルとして次の近似ガウシアンモデル(near-Gaussian model)を使います。

$$H(\Delta f) = -3.01 \text{ dB} \times \left[\frac{\Delta f}{\text{RBW}/2} \right]^\alpha$$

ここで、 $H(\Delta f)$ は信号がフィルタの裾でどの程度除去されるかをピーク値に対する比(dB)で表したもので、 Δf は中心からの周波数オフセット(Hz)、 α は選択度を決定するパラメータです。理想ガウシアンフィルタの場合、 α の値は2になります。キースサイトのスペクトラム・アナライザで使用される掃引分解能帯域幅フィルタは、 α の値が2.12の近似ガウシアンモデルに基づいており、その結果、選択比は4.1:1となります。

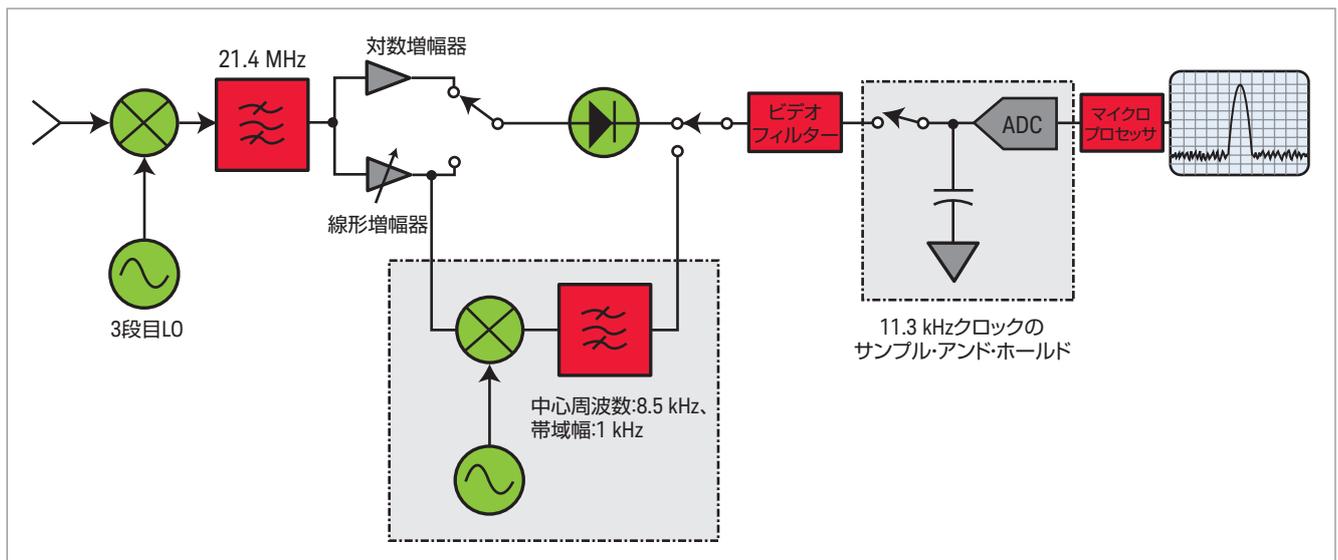


図3-1. ESA-Eシリーズの1、3、10、30、100、300 Hz帯域フィルタに適用したデジタル技術

1. 厳密に言うと、一旦デジタル化された信号はデジタルのデータであり、もはや中間周波数(IF)とは言えません。しかし、従来のスペクトラム・アナライザのアナログIF処理をデジタル処理で置き換えていることを示すために、「デジタルIF」という用語を使用しています。

上記の例の値を式に代入すると、次の結果が得られます。

$$H(4 \text{ kHz}) = -3.01 \text{ dB} \times \left[\frac{4000}{3000/2} \right]^{2.12} = -24.1 \text{ dB}$$

帯域幅が3 kHz、オフセットが4 kHzのとき、アナログフィルターでは-14.8 dBでしたが、デジタルフィルターでは-24.1 dBの減衰を得ることができます。デジタルフィルターはこのように選択度が優れており、より狭い間隔で隣接する信号を識別することができます。

デジタルIF部

Keysight Xシリーズなどのアナライザは、さまざまなデジタル技術を組み合わせることで、デジタルIF部を実現しています。デジタルIF部には多くの利点があります。狭いスパンはFFT解析、広いスパンは掃引解析を適用し、これらを組み合わせることにより、掃引を最適化し最高速の測定を可能にします。アナライザの内部構造を見ると、A/D変換器(ADC)やその他のデジタル部品の性能が向上したので、より入力端に近い所でADCが使われています。

まず、図3-2に示すXシリーズ シグナル・アナライザのデジタルIF部のブロック図を見てみましょう。

ここでは160通りの分解能帯域幅すべてがデジタル技術で実現されています。ただし、ADCの前には、複数段の周波数変換(ダウンコンバージョン)や、それに続く2つの単極フィルター(1つはLCフィルター、もう1つは水晶フィルター)など、いくつかのアナログ回路があります。プリフィルターは、アナログIF部のプリフィルターと同様、後段で3次歪みが生じることを防ぐ働きをします。また、次に説明するように、オートレンジ機能を使いダイナミックレンジを向上することができます。単極プリフィルターの出力はオートレンジ検知器とアンチエリアシングフィルターに入力されます。

他のあらゆるFFTベースのIF部の構成と同様、エリアシング(ADCでサンプルしたデータに帯域外の信号が折り返されて混入すること)を防ぐために、アンチエリアシングフィルターが必要です。このフィルターは多数のポールを持つため、大幅

な群遅延が生じます。非常に高速に立ち上がるRFバースト信号でも、中間周波数にダウンコンバートされた後にアンチエリアシングフィルターを通ることにより、ADCクロック(30 MHz)の3サイクル分以上の遅延が生じます。この遅延を利用し、ADCの過入力をもたらすような大きな信号を、それがADCに到達する前に検知することができます。過大入力にADCに到達する前に、オートレンジ検知器を制御するデジタル回路が、信号の利得を下げるので、ADC入力の飽和を避けることができます。さらに、入力信号の包絡線のレベルが低い状態が一定の時間継続すると、このオートレンジ機能により利得を上げることができるので、ADC入力での実効雑音を低くすることができます。このように、掃引中にオートレンジが動作すると、等価的に極めて広いダイナミックレンジをもつ「動的可変レンジ」ADCを実現することができます。

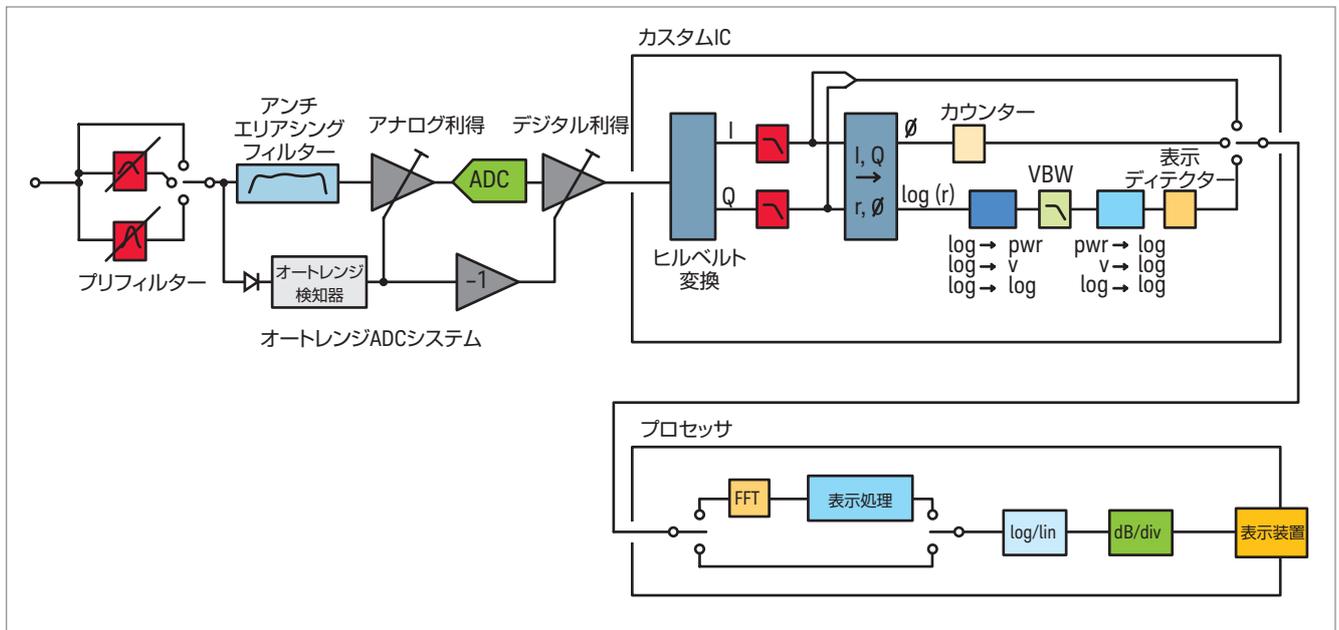


図3-2. Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザのデジタルIFのブロック図

図3-3にXシリーズ・アナライザの掃引動作を示します。単極プリフィルタがあるので、アナライザが搬送波から離れたところに同調しているときは、利得を上げることができます。搬送波に近づくと利得を下げるのでADCの量子化雑音が増加します。この雑音のレベルは搬送波から離れた周波数の信号レベルに依存するので、位相雑音が階段状に見えます。しかし、位相雑音はこのオートレンジによる雑音とは異なります。スペクトラム・アナライザにおいて位相雑音は避けられませんが、オートレンジによる雑音は、プリフィルタの帯域幅を狭くすることにより、搬送波からのほとんどのオフセット周波数で低減できます。プリフィルタの帯域幅は分解能帯域幅の約2.5倍なので、分解能帯域幅を狭くするとオートレンジによる雑音は減少します。

カスタムデジタル信号処理IC

もう一度、デジタルIF部のブロック図(図3-2)をご覧ください。アナログ利得に基づきADC利得が設定されます。収集データは、このADC利得を基にデジタル処理により補正され、カスタムICで処理されます。カスタムICではまず、30 MHzのクロックでサンプリングされた中間周波数の信号を直交復調し、半分のレートのI/Qペア(1秒あたり、1500万サンプルのペア)のデータを得ます。次に、このI/Qデータは、前段の単極アナログプリフィルタとは利得と位相がほぼ逆の特性を持つ1段のデジタルフィルタにより高周波増幅され、ほぼ理想的なガウス応答特性をもつ線形位相ローパスフィルタに送られます。ガウシアンフィルタは周波数特性(シェープファクター)と時間特性(高速掃引への応答)のバランスが良いので、掃引方式のスペクトラム解析では常に使用されてきました。この時点で、信号の帯域幅は減少しており、さらに間引き処理(デシメーション)が行われ、FFTや復調処理のためにプロセッサに送られます。FFTはアンチエイリアシングフィルタの帯域幅10 MHzまでの周波数スパンまで対応できますが、例えば、分解能帯域1 Hzに対応する1 kHzという狭いFFTスパンでも、FFTには2000万個のデータ点が必要になります。狭いスパンに対してデシメーションを行うと、FFTの計算に必要なデータ数

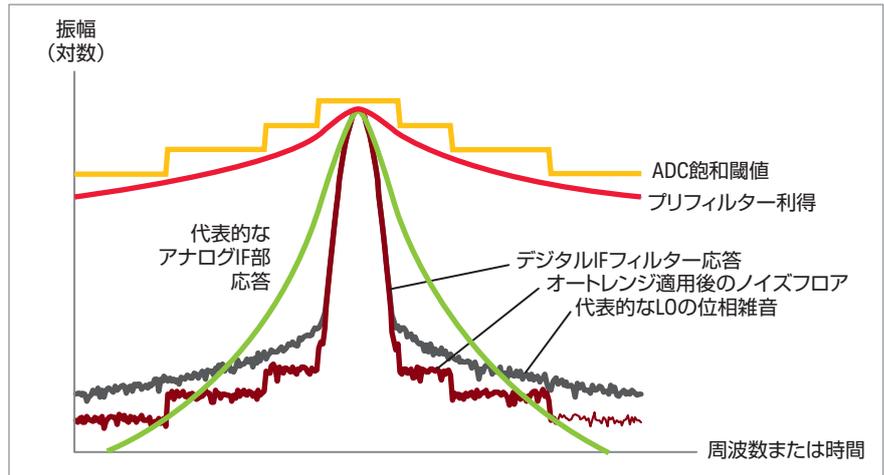


図3-3. オートレンジ機能により、ADC雑音は搬送波の近くに限定され、LOの雑音やIFフィルタの応答に比べそのレベルは小さい

を大幅に削減することができるので、計算時間を短縮できます。

掃引解析の場合、フィルタ通過後のI/Qデータは振幅と位相のペアデータに変換されます。従来型の掃引解析を行う場合は、振幅データはビデオ帯域幅(VBW)でフィルタ処理された後、表示ディテクター回路に送られます。縦軸の対数または等差の選択、および1目盛あたりのdB換算はプロセッサで行われるため、再測定をしなくても任意の目盛でトレースを再表示することができます。

その他のビデオ処理機能

ビデオフィルタは、通常は信号の振幅を対数目盛上で平滑化しますが、そのほかにも多くの機能があります。対数換算された振幅をフィルタ前の電圧での包絡線に変換することも、また表示ディテクター処理の前段で動作が変わらないように元に戻すこともできます。

パルス状RF信号の包絡線をゼロスパンで観察する場合、振幅を電圧の等差目盛でフィルタすることが必要です。対数目盛の振幅信号をフィルタの前で電力(振幅の2乗)信号に変換し、また元に戻すこともできます。電力をフィルタ処理することにより、デジタル通信信号などの雑音に似た特性を持つ信号に対し、アナライザの平均応答が、同じ実効値電圧を持つCW信号と同じになります。近年ますます重要性が高まる測定に、通信チャネ

ル内、または特定の周波数範囲における全電力の測定があります。このような測定では、各表示点はLOがその点に対応するバケットを掃引する間の平均電力を表します。ビデオフィルタを積算器として使うことにより、縦軸を対数、電圧、電力のいずれに対しても平均処理が可能となります。

周波数カウンター

通常、掃引型スペクトラム・アナライザは周波数カウンターを内蔵しています。このカウンターは、中間周波数信号のゼロ交差点を計数し、その結果を、LOと他の周波数変換部の既知のオフセット値を使い補正します。1秒間計数できると、1 Hzの分解能が可能になります。

Xシリーズ シグナル・アナライザは、デジタルシンセサイズドLOとデジタルIF部により、もともと、極めて高い周波数精度(スパンの0.1%)を実現しています。加えて、Xシリーズ シグナル・アナライザの周波数カウンターは、ゼロ交差点だけでなく、位相の変化も検出することにより、0.1秒の間に数十mHzの分解能で周波数を判別できます。この設計によると、周波数計数の分解能は、スペクトラム・アナライザではなく測定する信号の雑音の大きさで決まります。

デジタルIF、その他の特長

これまで、デジタルIF部をもつシグナル・アナライザの様々な特長を説明してきました。電力／電圧／対数電力での平均、ビデオフィルター、高分解能周波数カウンタ、記録されたトレースの対数／等差目盛の切り替え、優れたシェープファクター、トレース平均処理、160種類のRBW、そしてもちろん、FFT/掃引処理などです。スペクトラム解析では、周波数や振幅の測定において、IFフィルターのフィルター動作に起因する誤差が生じ、その誤差は掃引速度の関数となります。同じ誤差を想定した場合、デジタルIF回路の線形位相IFフィルターは、アナログフィルターに比べ速い掃引が可能です。デジタル処理を行うことにより、周波数と振幅の表示値に対する周知の補正が可能となるので、掃引速度を従来のアナライザに比べ、代表値で約2倍速くすることができます。さらに掃引速度を4倍にしても優れた性能を維持することができます。Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザは50倍以上速い掃引速度を実現しています(第2章の「デジタルIFフィルター」を参照)。

デジタル的に実現する対数増幅器は極めて正確です。アナライザの代表的な総合誤差は、メーカーが保証する対数表示忠実度に基づく測定の不確かさに比べはるかに小さくなります。総デジタルIFの場合

の対数表示忠実度は、アナライザの入力ミキサーでのレベルが -20 dBm以下のとき ± 0.07 dBと仕様に規定されています。アナログIF部の場合と異なり、対数増幅器は低いレベルの信号に対しても対数表示忠実度が悪化しませんが、入力ミキサーでの -155 dBm付近の雑音に対しては悪化します。電力が高い場合は、前段の回路でシングルトーン圧縮が生じるため、入力ミキサーの -10 dBmまでの信号レベルの忠実度仕様は ± 0.13 dBに悪化します。これに対し、一般的なアナログ対数増幅器の許容値の仕様は ± 1 dB程度です。

IF部が関係するその他の確度も同様に向上しています。IFプリフィルターはアナログ回路なので、アナログフィルターと同様に校正が必要となり、その結果、校正誤差が生じます。しかし、その誤差は、ほとんどのアナログフィルターに比べ、はるかに小さくなっています。また、アナログIF部を持つスペクトラム・アナライザは4段または5段以上のフィルターを使いますが、それに比べデジタルIFではたった1段なので非常に安定しています。このため、典型的なデジタルIFの場合、異なるRBW間の利得のバラツキの仕様は ± 0.03 dBに収まり、これはすべてアナログを使った設計に比べ10倍の改善になります。

分解能帯域幅の確度はフィルターのデジタル部分の設定上の制限、およびアナログプリフィルターの校正不確かさにより

決まります。ここでも、プリフィルターは極めて安定しており、例えば5段のフィルターを持つIF部に比べ20 %の誤差しかありません。このため、ほとんどの分解能帯域幅は設定値の2 %以内の範囲にあります。一方、アナログIF部を持つアナライザの仕様は10 ~ 20 %となります。

帯域幅確度はチャンネル電力測定やそれに類する測定の不確かさを最小にするために重要です。IFフィルターの雑音帯域幅の仕様は、2 %という設定誤差に比べ極めて良いことが知られており、雑音マーカーやチャンネル電力測定の結果は補正後、その許容誤差は ± 0.5 %となります。このため、雑音密度やチャンネル電力の測定における振幅誤差に対して、帯域幅の不確かさの寄与はわずか ± 0.022 dBです。

また、アナログの基準レベルに依存する利得処理が存在しないので、「IF利得」誤差は全く生じません。ここに述べた特長をすべて利用し、デジタルIF部はスペクトラム・アナライザの確度を飛躍的に向上させました。さらに、測定の不確かさを大きく変えることなく、アナライザの設定を変更することができます。これについては次章で詳しく扱います。

第4章：振幅確度と周波数確度

ここでは、振幅確度について考察します。振幅確度は、振幅の不確かさともいえます。不確かさの方がより実態に近い表現となりますので、最近はこちらが好まれますが、従来から定着している確度という用語も依然として頻繁に使われています。ほとんどのスペクトラム・アナライザは、絶対確度と相対確度の仕様が規定されています。しかし、相対的な性能は、この両者に影響するので、まず相対測定の不確かさの要因を考察します。

不確かさについて考察する前に、図4-1のアナログ式掃引同調型スペクトラム・アナライザのブロック図をもう一度見て、どのブロックが不確かさに寄与するかを確認しましょう。また、この章では後ほど、デジタルIF技術やさまざまな補正技法／校正技法により、測定の不確かさを大幅に低減できることを説明します。

不確かさに寄与するブロックは次のとおりです。

- 入力コネクタ(不整合)
- RF入力アッテネータ
- ミキサーおよび入力フィルタ(フラットネス(応答の平坦さ))
- IF利得／減衰(基準レベル)
- IFフィルタ
- 表示目盛忠実度
- 校正器(図には示していません)

インピーダンス不整合は見過ごされがちですが、測定の不確かさに寄与する重要な要素です。アナライザの入力インピーダンスは完全ではなく、また、信号源の出力インピーダンスも理想的ではありません。不整合があると、入射信号と反射信号のベクトル同士が強めあい、または弱めあう可能性があります。このため、アナライザの入力端での信号レベルが、実際より大きく、または小さくなります。ほとんどの場合、不整合に起因する不確かさは比較的小さいものです。しかし、現代のスペクトラム・アナライザは振幅確度が大幅に向上しているため、相対的に、不整合による不確かさが総合的な測定誤差に寄与する割合が増加しています。いずれにせよ、信号源やアナライザの不整合を低減することは、不確かさの低減につながります。

不整合による最大誤差(dB)を計算するための一般式は次のとおりです。

$$\text{誤差 (dB)} = -20 \log[1 \pm (\rho_{\text{analyzer}})(\rho_{\text{source}})]$$

ここで、 ρ は反射係数です。

通常、スペクトラム・アナライザのデータシートには入力電圧定在波比(VSWR)が規定されているので、 ρ は次の式から計算できます。

$$\rho = \frac{(VSWR-1)}{(VSWR+1)}$$

例えば、入力VSWRが1.2のスペクトラム・アナライザと、出力ポートのVSWRが1.4の被試験装置(DUT)の場合、この式から不整合誤差は±0.13 dBとなります。

関連資料

信号源またはアナライザの整合を改善することによる不確かさの低減方法の詳細については、『PSA高性能スペクトラム・アナライザ 振幅確度 - Product Note』(カタログ番号 5980-3080JA)をご覧ください。

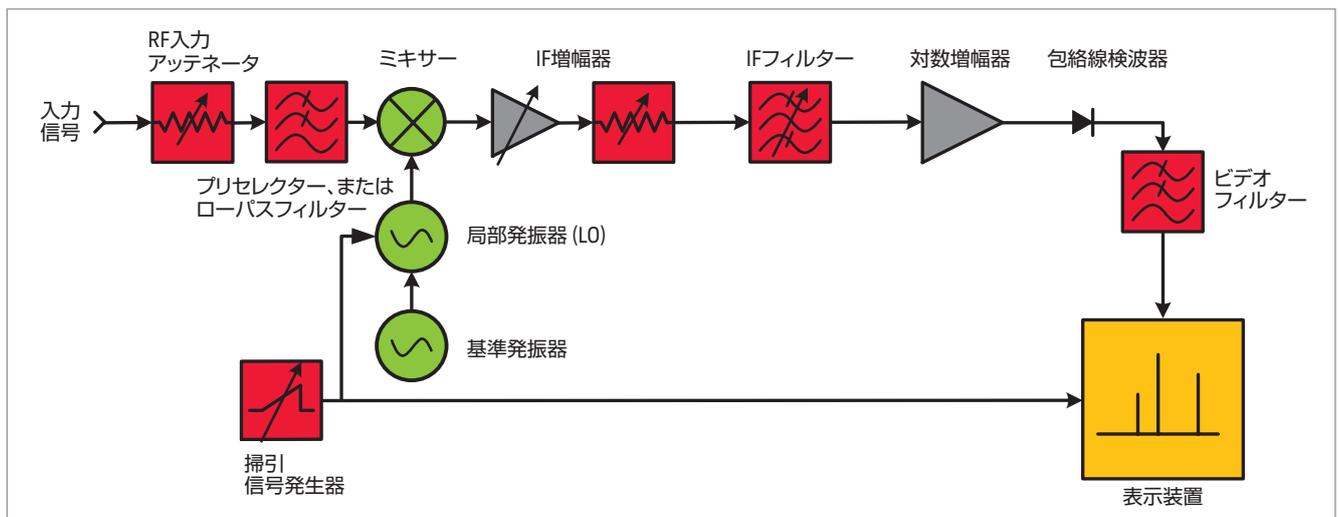


図4-1. スペクトラム・アナライザのブロック図

アナライザの不整合誤差は、アッテネータの値を0 dBに設定したときに最大となるので、0 dBはできるだけ避けます。なお、アナライザの入りに整合パッド(アッテネータ)を取り付けることで、不整合を大幅に低減できます。この方法で測定の不確かさの低減効果が得られるのは、目的の信号が雑音よりも十分大きい場合に限ります。S/N比が小さい信号の場合(通常、7 dB以下)、アッテネータを取り付けると雑音電力が信号電力に加算されるので、読み取り値が高くなり測定誤差が増加します。

次に、入力アッテネータについて見てみましょう。相対測定のなかには、アッテネータ設定を変えながら行われるものがあります。この場合、『入力アッテネータの切り替え不確かさ』を考慮する必要があります。RF入力アッテネータはアナライザの全周波数範囲で動作する必要がありますが、その切り替え確度は周波数に依存します。また、アッテネータはアナライザとしての周波数応答にも影響を与えます。1 GHzではかなり良い性能を想定できますが、26 GHzではそれほどではありません。

入力アッテネータの次に入力フィルターがあります。入力アッテネータの次に入力フィルターがあります。スペクトラム・アナライザは、低い周波数帯では固定のローパスフィルターを使用し、高い周波数帯ではプリセクターと呼ばれる、同調可能なバンドパスフィルターを使用します(プリセクターについては第7章で詳述します。)ローパスフィルターの周波数応答はプリセクターより優れており、周波数応答誤差にわずかな不確かさしか加えません。プリセクターは、一般的にはYIG同調フィルターを用い、周波数応答の変動が比較的大きく、ミリ波帯周波数では1.5 dB ~ 3 dBに達します。

入力フィルターの次はミキサーと局部発振器(LO)です。両者とも『周波数応答の不確かさ』に寄与します。ある周波数範囲での周波数応答の例を図4-2に示します。周

波数応答の仕様は、通常は、最大ピーク値と最小ピーク値の中間値に対して $\pm x$ dBで表します。スペクトラム・アナライザの周波数応答は、初段のミキサーを含むそれまでの信号経路にある個々のブロックのフラットネス特性と、それぞれの相互作用から生じるシステム全体の性能を表します。マイクロ波スペクトラム・アナライザは、複数の周波数帯(バンド)を組み合わせて3.6 GHzより高い周波数に対応しています。このためLOの、より高い高調波を使います。これについては第7章で詳述します。相対測定の対象信号が異なるバンドにまたがる場合、各バンドの周波数応答を合計して、全周波数応答の不確かさを求める必要があります。さらに、一部のスペクトラム・アナライザには『バンド切り替え不確かさ』があり、これも全周波数応答の不確かさに加える必要があります。

中間周波数に変換された入力信号は、IF増幅器とIFアッテネータを通ります。これらは、RFアッテネータ設定とミキサーの変換損失の変動を補正するように調整されます。入力信号増幅器は、画面のグラフの上端、すなわち基準レベルを基準とします。IF増幅器やIFアッテネータは特定の周波数だけで動作するため、周波数応答には寄与しません。ただし、IF増幅器やIF

アッテネータを目的の値にどれだけ正確に設定できるかによって、ある程度の振幅不確かさが常に生じます。この不確かさは基準レベル確度と呼ばれます。

測定中に変更する可能性のあるもう1つのパラメータは、分解能帯域幅です。フィルターが変われば挿入損失も変わります。一般的には、最も大きく差がでるのはLCフィルター(通常は広い分解能帯域幅に使用)と水晶フィルター(狭い分解能帯域幅に使用)を切り替える場合です。このように、フィルターの切り替えにより、分解能帯域幅切り替え不確かさが生じます。

スペクトラム・アナライザで信号を表示するとき、通常は対数振幅目盛を使います。このとき、1目盛あたり10 dB、1目盛あたり1 dBなどとします。したがって、中間周波数信号は通常、対数増幅器を通ります。対数増幅器の利得性能は、対数曲線を近似しているのので、理想的な対数応答からのズレは振幅不確かさを生じません。同様に、スペクトラム・アナライザが等差目盛を使用中も、線形増幅器は理想的な線形応答を示しません。この種の不確かさは表示目盛忠実度と呼ばれます。

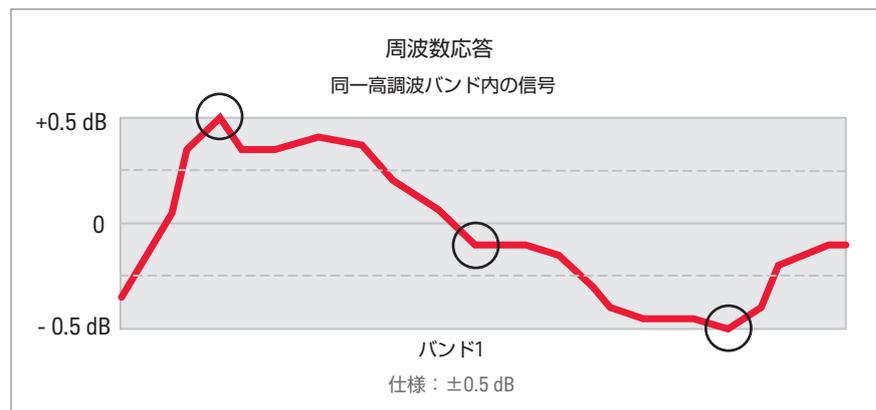


図4-2. 同一バンド内の相対周波数応答

相対的不確かさ

入力信号に対して相対測定を行う場合、同じ信号の一部または別の信号を基準とします。例えば2次高調波歪み測定の場合、信号の基本波を基準とします。2次高調波の振幅と基本波の振幅がどの程度異なるかが問題であり、各振幅の絶対値は評価の対象外です。

周波数応答が最大となる周波数に目的の信号の基本波があり、周波数応答が最小となる周波数に目的の高調波があるとき、相対測定の誤差が最大となります。逆の場合も起こる可能性があります。例えば、図4-2のように、相対周波数応答仕様が ± 0.5 dBの場合、不確かさの総和はこの値の2倍の ± 1.0 dBとなります。

2つの信号が、スペクトラム・アナライザの異なるバンドに存在する場合、不確かさの総和の厳密な解析をするためには、それぞれのバンドのフラットネス(周波数応答)の不確かさの総和を考慮する必要があります。

分解能帯域幅切り替え不確かさ、基準レベル不確かさなど、その他の不確かさは、目的の信号すべてに対して同時に影響するため、相対測定への寄与はありません。

絶対振幅確度

ほぼすべてのスペクトラム・アナライザには、特定の振幅と周波数を持つ既知の基準信号を発生する校正用信号源が内蔵されています。この基準信号を使い、アナライザの振幅や周波数の測定絶対値を校正するとき、アナライザの相対確度が影響します。通常、スペクトラム・アナライザでは絶対周波数応答を仕様として規定しますが、その場合、校正信号をこの応答特性グラフのゼロ点に合わせます。キーサイトの多くのスペクトラム・アナライザは、50 MHzの基準信号を使用しており、この周波数の絶対振幅確度は極めて高く、PXA Xシリーズ シグナル・アナライザでは ± 0.24 dBを達成しています。

まず、既知の不確かさすべてを把握し、具体的な測定の際にどれが無視できるかを判断する方法が最善です。様々なスペクトラム・アナライザの仕様を表4-1に示します。

周波数応答などの一部の仕様は周波数の範囲に依存します。例えば、3 GHzのRFアナライザの周波数応答が ± 0.38 dBとなる一方、26 GHzの範囲に同調しているマイクロ波スペクトラム・アナライザの周波数応答が ± 2.5 dB以上になることもあります。しかし、分解能帯域幅の切換え不確かさなど、全周波数に等しく適用する不確かさもあります。

表4-1. 一般的なアナログ式スペクトラム・アナライザの振幅不確かさの代表的な値

振幅不確かさ (\pm dB)	
相対	
RFアッテネータ切り替え不確か	0.18 ~ 0.7
周波数応答	0.38 ~ 2.5
基準レベル確度 (IFアッテネータ/利得変化)	0.0 ~ 0.7
分解能帯域幅切り替え不確かさ	0.03 ~ 1.0
表示目盛忠実度	0.07 ~ 1.15
絶対	
校正器確度	0.24 ~ 0.34

全不確かさの改善

アナライザの全不確かさの検討を始める
と、各種の不確かさの数値を加算してい
くにつれて心配になるかもしれません。
最悪の場合として、スペクトラム・アナ
ライザのすべての不確かさが、仕様で規
定される最悪値をとり、かつ、その方向
がすべて同じ、すなわち不確かさ同士が
打ち消しあわないと仮定することもあり
ます。しかし、実際にはこれらの不確か
さにはプラスのものもマイナスのものも
あるので、不確かさ同士が打ち消しあい、
通常は最悪値の単純な総和より低くなる
ことが普通です。この点を考慮し、一般
的には各不確かさの2乗和(RSS: Root
Sum Square)誤差を計算します。

最悪の場合の誤差、あるいはRSS誤差のい
ずれを計算する場合でも、改善の余地はあ
ります。まず、使用するスペクトラム・ア
ナライザの仕様を確認することが重要で
す。測定する範囲内で仕様が十分であれば
問題ありません。そうでない場合、表4-1
に確度を改善するヒントがあります。

実際に測定をする前に、測定の各段階を
確認し、変更しなくてよいものがあるか
どうかを調べます。RFアッテネータ設定、
分解能帯域幅、基準レベルなどを変更す
ることなく、測定を実行できるかもしれ
ません。その場合、これらの設定を変更
することに伴う不確かさはなくなります。
基準レベル確度と表示忠実度を天秤にか
けることもできます。不確かさの要因と
して、より確度の高い方を使い、他方は
使いません。すなわち、確度の低い方の
設定は変えずに、高い方の設定を変え
ることにより不確かさを低減できます。実
際に使うアナライザの特性評価をする手
間をかければ、周波数応答による不確か
さを低減できます²。このためには、電力
計を使用し、目的の周波数でのスペクト
ラム・アナライザと電力計の測定値を比
較します。

同じことが、校正器に対しても言えます。
内蔵校正器よりも正確な校正器、または
目的の周波数により近いものがあれば、
それを使用するとさらに良い結果が得ら

れます。なお、現代の多くのアナライザ
には自己校正機能があり、この機能を使
い誤差係数(例えば、振幅変化と分解能帯
域幅との関係)を生成し、それを使いアナ
ライザが測定結果を補正します。自己校
正機能を使うと、正確な振幅測定が可能
になるので、結果的に測定において設定
を変更する自由度が増します。

仕様、代表値、公称値

スペクトラム・アナライザの確度を評価
する際は、アナライザのデータシートに
記載されている種々の値の意味を十分に
理解することが重要です。キーサイトでは、
機器性能データとして次の3種類を定義
しています。

『仕様』は、0～55℃(特に注記しない場合)
の温度範囲で製品保証の対象となるパラ
メータの性能を表します。すべての機器
は試験を通して仕様を満たすことが確認
され、これらの機器を試験するために使
われた装置の測定不確かさが考慮されて
います。この試験に合格した機器はすべ
て仕様を満たします。

一部の測定器メーカーは、「2シグマ」ま
たは95%の信頼度を特定の仕様に対し適
用しています。メーカーが異なる測定器
のデータシートの仕様を評価する際は、
同じ定義に基づいて規定された値を比較
することが、正確な比較のためには重要
となります。

『代表値』は、製品保証の対象とはなら
ない補足的な製品性能情報です。これは、
仕様外の性能であり、20～30℃の温度
範囲で、製造した測定器の内、80%の測
定器が90%程度の信頼度を示す性能です。
代表値には測定不確かさは含まれません。
製造時に、すべての測定器は代表値が示
されるパラメータに関して試験されます。

『公称値』は、見込まれる性能、または使
用に際して参考となる製品性能を表しま
すが、保証の対象ではありません。公称
値が示されるパラメータは、一般的には
製造過程では試験されません。

デジタルIF部の構成と不確かさ

前章で考察したように、デジタルIF部では、
アナログ・スペクトラム・アナライザに
みられる、多くの不確かさを除去または
最小化することができます。次にその例
を示します。

基準レベル確度(IF利得不確かさ)

Keysight XシリーズのようなデジタルIFの
スペクトラム・アナライザには、基準レ
ベルの変化に影響を受けるIF利得はありま
せん。したがって、IF利得の不確かさは存
在しません。

表示目盛忠実度

デジタルIF部には対数増幅器がありませ
ん。その代わりに、対数関数で数学的に演
算するので、従来のスペクトラム・アナ
ライザにみられる対数忠実度不確かさは
存在しません。ただし、RF圧縮(特に、入
力信号レベルが-20 dBmを超える場合)、
ADC(A/D変換器)レンジ利得校正確度、
ADCリニアリティ(または量子化誤差)な
どの他の要素が、表示目盛不確かさに寄
与します。量子化誤差を改善するには、
雑音を印加しADC伝達関数の平均を平滑
化する方法があります。これをディザ
ーと呼びます。ディザーはリニアリティを
改善する一方、表示平均雑音レベルをわ
ずかに悪化させます。Xシリーズシグナ
ル・アナライザの場合、通常は測定信号
のS/N比が10 dB以上のときは、ディザ
ーの使用を推奨しています。S/N比が10 dB
未満のときは、ノイズフロアの上昇によ
る、1回の測定(すなわち平均処理なし)の
確度の低下が、ディザーによるリニアリ
ティの改善に比べ、影響が大きいため、
ディザーは使わない方が良い結果が得ら
れます。

2. その場合、誤差要因として不整合の影響が相対的に大きくなります。

分解能帯域幅切り替え不確かさ

Xシリーズ シグナル・アナライザのデジタルIF部には、目的の分解能帯域幅の2.5倍に設定されたアナログプリフィルタが存在します。このプリフィルタの帯域幅、利得、中心周波数には、分解能帯域幅設定に依存する不確かさが存在します。RBWフィルタ(IFフィルタ)機能の他の部分はIF部のASICによりデジタル的に実現されます。デジタルフィルタは完全ではありませんが、再現性が極めて高いため、補正することで誤差を最小化できます。これにより、総合的な分解能帯域幅切り替え不確かさは、アナログ方式に比べ大幅に改善されています。

振幅不確かさの例

次に、振幅不確かさの例を見てみましょう。振幅が -20 dBmの1 GHzのRF信号を測定する場合を考えます。Keysight PXA Xシリーズ シグナル・アナライザを使い、次の設定/条件の下では、仕様によると、絶対不確かさは ± 0.24 dB + 絶対周波数応答です。設定/条件：アッテネータ=10 dB、RBW=1 kHz、VBW=1 kHz、スパン=20 kHz、基準レベル= -20 dBm、対数目盛、掃引時間連動、周囲温度は $20 \sim 30$ °C。全く同じ設定/条件の下にMXA Xシリーズ シグナル・アナライザを使い、同じ信号を測定すると、仕様上の不確かさは ± 0.33 dB + 絶対周波数応答となります。これらの値を表4-2にまとめます。

周波数が高い場合、不確かさは増加します。この例では、振幅が -10 dBmの10 GHz信号と20 GHzの2次高調波を測定しています。測定条件は、 $0 \sim 55$ °C、RBW=300 kHz、アッテネータ=10 dB、基準レベル= -10 dBmとします。表4-3に、キーサイトのスペクトラム・アナライザ/シグナル・アナライザ、8563EC(アナログIF方式)とN9030A PXA(デジタルIF方式)の絶対/相対振幅確度を示します。

表4-2. 1 GHz信号を測定する際の振幅不確かさ

不確かさの原因	1 GHz、 -20 dBm信号の絶対不確かさ		
	N9030A PXA	N9020A MXA	N9010A EXA
絶対振幅確度	± 0.24 dB	± 0.33 dB	± 0.40 dB
周波数応答	± 0.35 dB	± 0.45 dB	± 0.60 dB
全不確かさ(ワーストケース)	± 0.59 dB	± 0.78 dB	± 1.00 dB
全不確かさ(RSS)	± 0.42 dB	± 0.56 dB	± 0.72 dB

表4-3. 絶対振幅確度/相対振幅確度の比較(8563ECとN9030A PXA)

不確かさの原因	10 GHz、 -10 dBm信号の測定			
	10 GHzの基本波の絶対不確かさ		20 GHzの2次高調波の相対不確かさ	
	8563EC	N9030A PXA	8563EC	N9030A PXA
校正器	± 0.3 dB	—	—	—
絶対振幅確度	—	± 0.24 dB	—	—
アッテネータ	—	—	—	—
周波数応答	± 2.9 dB	± 2.0 dB	$\pm (2.2+2.5)$ dB	$\pm (2.0+2.0)$ dB
バンド切り替えの不確かさ	—	—	± 1.0 dB	—
IF利得	—	—	—	—
分解能帯域幅切り替え	—	± 0.03 dB	—	—
表示目盛忠実度	—	± 0.07 dB	± 0.85 dB	± 0.07 dB
全不確かさ(ワーストケース)	± 3.20 dB	± 2.34 dB	± 6.55 dB	± 4.07 dB
全不確かさ(RSS)	± 2.91 dB	± 2.02 dB	± 3.17 dB	± 2.83 dB

周波数確度

これまで、振幅測定に限定し考察してきましたが、周波数測定についてはどうでしょうか。この場合も、まず『絶対』周波数測定と『相対』周波数測定の2つに大きく分類できます。絶対測定は特定の信号の周波数を測定します。例えば、ラジオ放送の信号を測定し、割り当てられた周波数で動作していることを確認する場合です。絶対測定は、スプリアスの検出などの不要信号の解析にも使います。一方、相対測定は、スペクトル成分がどれだけ離れているか観察するときや、変調周波数を測定するときに使います。

1970年代末まで、絶対周波数の不確かさは、メガヘルツ単位で規定されていました。これは、初段LOが、アナライザのRFバンドより高い周波数で動作する高周波発振器であり、より正確な基準発振器とLOを組み合わせる試みがなされなかったからです。現在のLOはシンセサイザー方式を使い確度が改善されています。絶対周波数の不確かさの仕様は『周波数表示値確度』の項に記述されていることが多く、中心周波数、スタート/ストップ周波数、マーカ周波数などを含みます。

1977年に登場したKeysight 8568Aは周波数カウンタに匹敵する周波数確度を実

現した初めてのスペクトラム・アナライザで、オープン制御発振器を使ってドリフトを低減していました。その後、さまざまな方式の間接シンセシスを使った水晶基準発振器が、あらゆる価格帯のアナライザに搭載されました。間接シンセシスとは、発振器の周波数を、別の基準発振器によりなんらかの形で決定することであり、具体的には、フェーズロック、周波数弁別、カウンターロックなどの方式があります。

ここで、このような周波数変動が周波数精度(およびドリフト)にどのように寄与するか検討しましょう。表示精度は一般的に次のように表すことができます。

$$\pm [(周波数読み値 \times 周波数基準誤差) + \text{スパンの } A \% + RBW \text{ の } B \% + C \text{ Hz}]$$

ここで、A、B、Cはアナライザによって決まる値です。周波数誤差を正確に求めるためには、周波数基準を理解する必要があります。多くの場合、1年あたりの経時変化率($\pm 1 \times 10^{-7}$ /年、など)が規定されていますが、もっと短い期間(例えば、 $\pm 5 \times 10^{-10}$ /日、など)で経時変化を規定する場合もあります。さらに、発振器が最後に校正されたのはいつか、また、公称周波数(通常は10 MHz)にどれだけ近く調整されたかも確認する必要があります。周波数精度を検討するときに見過ごしやしい他の要因は、基準発振器がどのくらいの時間、連続動作をしていたかという点です。多くの発振器は、仕様を満たすドリフトレートに達するまで24～72時間かかります。この影響を最小にするため、一部のスペクトラム・アナライザはAC電源に接続されている限り基準発振器に電力を供給し続けます。この場合、アナライザの電源は完全にオフにはならず、実際はスタンバイ・モードとなります。さらに、温度安定度にも注意が必要で、ドリフトレートより影響が大きい場合があります。このように、周波数の不確かさ

を求めるためには、さまざまな要因を考慮する必要があります。

工場で使用する場合、国家標準にトレーサブルな工場内周波数標準が利用できることがあります。内部基準発振器をもつアナライザの多くは、外部基準を使用することもできます。この場合、前述の式の周波数基準誤差を工場内標準の誤差に置き換えます。

相対測定の場合には、スパン精度も影響します。キーサイトのアナライザの場合、スパン精度は一般的に、任意の2つのスペクトル成分が画面に表示されときの周波数間隔の表示値の不確かさを意味します。例えば、2つの信号が1 MHzスパン(1目盛りあたり100 kHz)で2目盛り分離されている場合を考えます。スパン精度がスパンの0.5 %のとき、これらの信号の間隔の不確かさは5 kHzになります。デルタマーカを使いデルタ表示が200 kHzになったとしても、不確かさは同じです。すなわち、測定結果は200 kHz \pm 5 kHzとなります。

屋外での測定は、多くの場合、アナライザの電源投入後、直ちに作業を開始し、できるだけ短時間で済ませる必要があります。このように、ウォームアップ時間が短い場合のアナライザの動作を理解することが必要です。例えば、Keysight ESA-Eシリーズ ポータブル・スペクトラム・アナライザは、5分間のウォームアップ時間で規定された仕様を満たします。

ほとんどのアナライザはマーカ機能を備えており、表示された信号の上にマーカを置くことで、振幅値や絶対周波数を読み取ることができます。ただし、マーカの表示周波数は、表示の周波数校正、画面上のマーカの位置、設定した表示点数に依存します。また、最良の周波数精度を得るためには、目的のスペクトル成分の応答のピークにマーカを正確に

置く必要があります。マーカがこのピークからずれると、周波数表示値が変わります。スパンと分解能帯域幅を狭めることで、マーカを容易に応答のピークに置くことができ、このようなズレを最小にすることができるため、最良の精度が得られます。

多くのアナライザには、内部カウンター方式を使用したマーカが用意されており、周波数精度に対するスパンと分解能帯域幅の影響を排除することができます。このカウンターは入力信号を直接計数するのではなく、中間周波数信号とLOの周波数を計数し、プロセッサが入力信号を算出します。雑音を計数しないように、最低限のS/N比は必要です。中間周波数で信号を計数するので、画面上で、マーカを目的の信号応答のピークに正確に置く必要はなくなります。このマーカカウンター機能を使用する場合、雑音の影響を受けない限り、目的の応答信号のピークの近くであればどこに置いてかまいません。マーカ周波数カウンターの精度は次のように表されます。

$$\pm [(マーカ周波数 \times 周波数基準誤差) + \text{カウンター分解能}]$$

すでに考察したように、周波数基準誤差を考慮する必要があります。カウンター分解能とは、カウンター表示値の最小の桁を表し、基本的なデジタルカウンターでは常に考慮すべき要素です。アナライザによっては、マーカカウンターとデルタマーカを組み合わせて使用できます。この場合、カウンター分解能と固定周波数の影響は2倍になります。つまり、不確かさが2倍になります。

第5章：感度と雑音

感度

エンジニアがスペクトラム・アナライザを使う主な目的の1つは、レベルの低い信号を検知し、測定することです。このような測定の限界を決めるのが、スペクトラム・アナライザ自体から発生する雑音です。様々な回路素子内で電子がランダムに移動することにより生じるこの雑音は、アナライザ内部の複数の増幅部により増幅され、雑音信号として表示されず。スペクトラム・アナライザでは、この雑音を「表示平均雑音レベル(DANL : Displayed Average Noise Level)」と呼びます¹。DANLとして観察される雑音電力は、熱雑音とスペクトラム・アナライザの雑音指数の組み合わせになります。DANLよりやや低いレベルの信号を測定する技術もありますが、最終的にはこの雑音電力が測定可能な信号レベルの下限を決めます。

不要な信号が一切アナライザに入らないようにするため、入力に50Ωの終端抵抗を接続するとします。ここの受動素子は、kTBと等しい微量の雑音エネルギーを発生します。この、kTBで決まる雑音エネルギーを熱雑音と呼ぶこともあります。ここで、

k : ボルツマン定数
 $(1.38 \times 10^{-23} \text{ジュール/K})$
 T : 絶対温度(K)
 B : 雑音を測定した帯域幅(Hz)

雑音電力の総和は測定帯域幅で決まるので、通常は1 Hz帯域幅に正規化した値を使います。正規化した雑音電力密度は室温では-174 dBm/Hzになります。この雑音アナライザの初段増幅部で増幅され、さらに増幅器自体の雑音も加わりま。増幅後の雑音信号の振幅は十分に大きいので、後段で増幅され加わる雑音の量は相対的にわずかなものになります。スペクトラム・アナライザの入力端と初段増幅部

の間に、入力アッテネータや1つ以上のミキサーが入りますが、これらが生成する雑音は絶対最小値-174 dBm/Hz、またはそれに近い値なので、初段増幅部へ入力される雑音レベルに大きな影響を与えず、また増幅後も大きなものではありません。

入力端と初段増幅部の間の入力アッテネータ、ミキサー、その他の回路素子は、アナライザの実際のシステム雑音にはほとんど影響しませんが、入力信号を減衰させるので、レベルの低い信号を表示するアナライザの表示能力を著しく制限します。すなわち、これらは、S/N比を低下させ、感度を低下させます。

DANLは、スペクトラム・アナライザの入力を50Ω負荷で終端したときに画面に表示される雑音レベルを読み取るだけで測定できます。このレベルをノイズフロアと呼び、アナライザごとに固有の値をとります。このレベルより低い信号は雑音に埋もれ、表示することはできません。ただし、DANLは、入力端における実際の雑音レベルでも、アナライザの内部で生成されるノイズレベルでもありません。アナライザ表示は、アナライザ入力端における信号のレベルを正しく表示するように校正されるため、DANLとして表示されるノイズフロアは、実際にはアナライザの内部で生成されるノイズレベルとは異なる値になります。

入力端の実際の雑音レベルは入力信号で決まります。雑音を測定対象とすることもありますが、他の個別の信号と同様、雑音信号も実効(表示)ノイズフロアより十分上にあると測定が容易になります。実効入力ノイズフロアには、入力アッテネータでの損失、ミキサーでの変換損失、初段増幅部の前にある回路素子入力での損失が寄与します。ミキサーの変換損失については何もできませんが、RF入力アッ

テネータの設定を変更する事は可能です。これにより、初段ミキサーへの入力信号の電力を制御できるので、表示信号/ノイズフロア比を変えることができます。RF入力アッテネータでの減衰を最小(ゼロ)にすると、DANLは最も低くなります。

入力アッテネータはアナライザ内で発生する実際の雑音に影響を与えないので、初期の一部のスペクトラム・アナライザでは、入力アッテネータの設定とは無関係に、画面の同じ位置に雑音をそのまま表示していました。これは、その後のスペクトラム・アナライザとは異なり、アナライザが入力アッテネータの減衰量をIF利得で補正するという動作をしないためです。すなわち、入力アッテネータでの減衰量を増加させると、アナライザ内部で発生する雑音は一定にもかかわらず、信号のレベルが下がることになり、画面上でも信号のレベルだけが下がることになります。

1. 表示平均雑音レベルは、「感度」と混同される場合があります。これらは関連していますが、異なる意味を持ちます。感度とは、定義されたS/N比(SNR)またはビット・エラー・レート(BER)を達成するために必要な入力信号の最小レベルを表す尺度であり、無線受信機性能の代表的な尺度です。スペクトラム・アナライザの仕様では、常にDANLが使われます。

これに対し、1970年代の終わり頃から、異なる方式が採用されました。この方式では、入力アッテネータでの減衰を補正するため、内蔵マイクロプロセッサで、IF利得を増減します。このため、入力アッテネータの設定を変更すると、表示雑音は上下に移動しますが、アナライザへの入力信号の画面上の位置は変わりません。つまり、図5-1に示すように、基準レベルは変化しません。減衰量を5 dB、15 dB、25 dBと増加させると、表示雑音は上昇しますが、-30 dBmの信号は一定のままです。いずれの場合も、DANLを最小にするためには、入力アッテネータの設定を最小にします。

分解能帯域幅も感度、すなわちDANLに影響を与えます。アナライザ内部で生じる雑音はランダムで、その振幅は広い周波数範囲にわたり変わりません。このため、初段増幅部に続く(分解能帯域幅を決める)IFフィルターを通過する雑音電力の総和は、IFフィルターの帯域幅によって決まります。この雑音信号が検波され、最終的に表示されます。雑音信号はランダムなので、表示レベルは次のように変化します。

$$10 \log(BW_2/BW_1)$$

ここで、

BW_1 : 変更前の分解能帯域幅

BW_2 : 変更後の分解能帯域幅

すなわち、分解能帯域幅を10倍にすると、図5-2に示すように、表示雑音レベルは10 dB変化することになります。無変調連続波(CW)信号の場合、それぞれのスペクトラム・アナライザで設定可能な最小分解能帯域幅を使うことで、最高の感度、すなわち最小のDANLが得られます²。



図5-1. 現代のシグナル・アナライザでは、入力アッテネータでの減衰量を変更しても信号レベルは変わりません

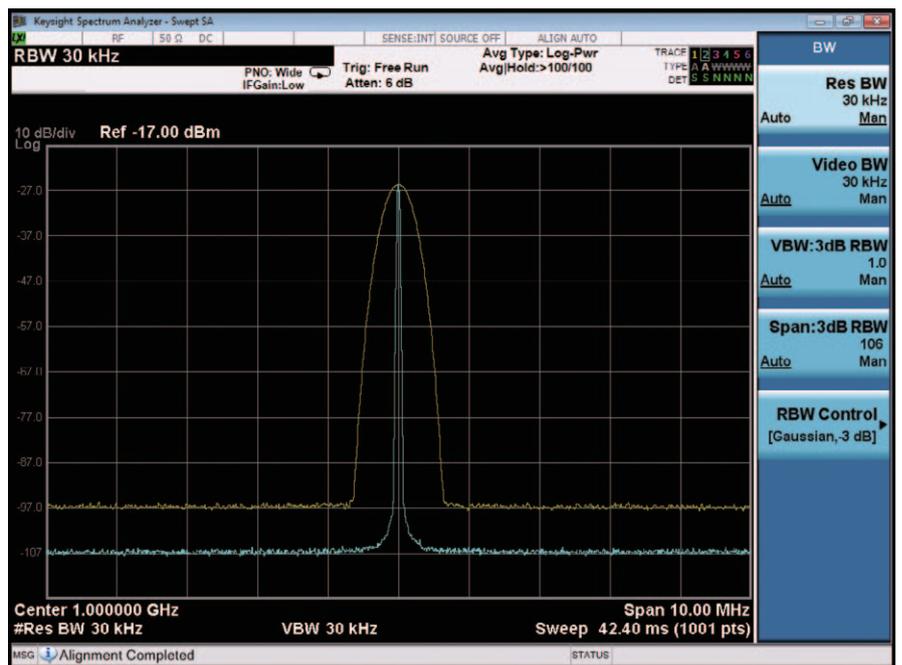


図5-2. 表示雑音レベルの変化は $10 \log(BW_2/BW_1)$ で決まります

2. 広帯域のパルス信号の場合、帯域幅を広くするとS/N比が増加するという、逆の特性を示すことがあります。

スペクトラム・アナライザは信号に加え、雑音も表示するため、S/N比が低いと信号の識別が困難になります。前述したように、ビデオフィルタを使用すると、レベルが変わらない信号には影響を与えることなく、雑音の多い信号の振幅のパラツキを低減することができます。図5-3は、レベルの低い信号の識別にビデオフィルタが有効であることを示しています。ビデオフィルタは平均雑音レベルに寄与しないので、アナライザの感度にも影響を与えません。

すなわち、狭帯域信号に対して最高の感度を得るためには、分解能帯域幅を最小にし、かつ、入力アッテネータの減衰量を最小にします。これにより、最高のS/N比が得られます。雑音レベルやそれに近いレベルの信号を表示するために、ビデオ帯域幅を最小にすることもできます³。もちろん、分解能帯域幅やビデオ帯域幅を下げると、掃引時間は長くなります。

ノイズフロアの低減

ダイナミックレンジを向上するために、ハードウェア回路の設計や部品の選択を通して、アナライザの内部発生雑音を低減することは、もちろん有効な手段ですが、現実的には限界があります。しかし、次のような異なる手法により飛躍的な改善が期待できます。信号処理技術やその他の技術の進歩により、シグナル・アナライザの雑音電力をモデル化して、算出し、測定結果からその計算結果を差し引くことにより、ノイズフロアに近いレベルの信号に、ノイズが及ぼす影響を取り除いて、正確な測定を行うことが出来るようになりました。Keysight PXAシグナル・アナライザでは、これをノイズフロア低減機能(NFE)と呼んでいます。

一般的に、アナライザの雑音電力の要因を正確に特定することができれば、種々のスペクトラム測定において、その雑音電力を差し引くことができます。例として、次のような測定があります：信号電力や帯域電力、ACPR、スプリアス、位相雑音、高調波歪みや相互変調歪みなど。雑音減算方式では、信号の復調などのベ

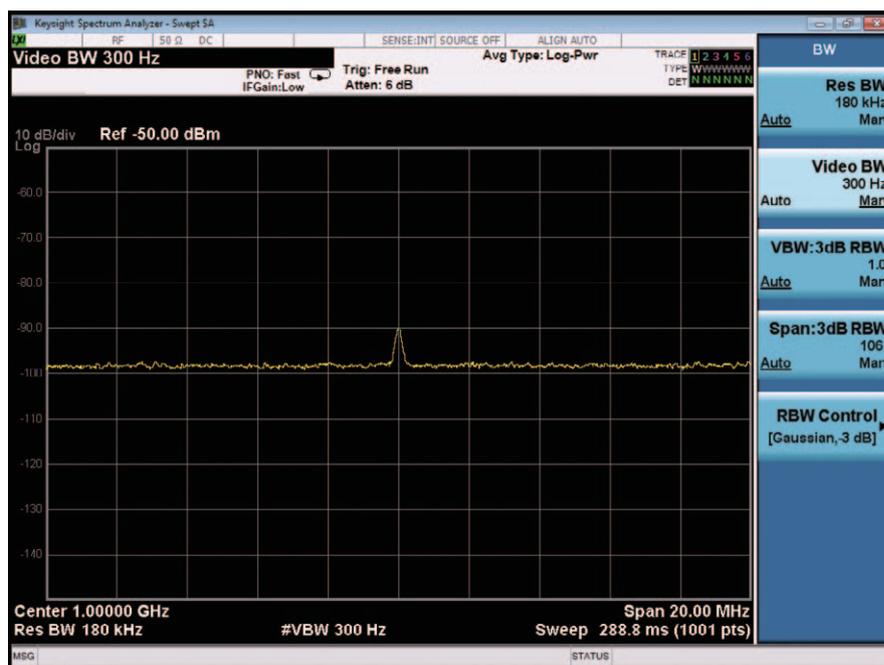
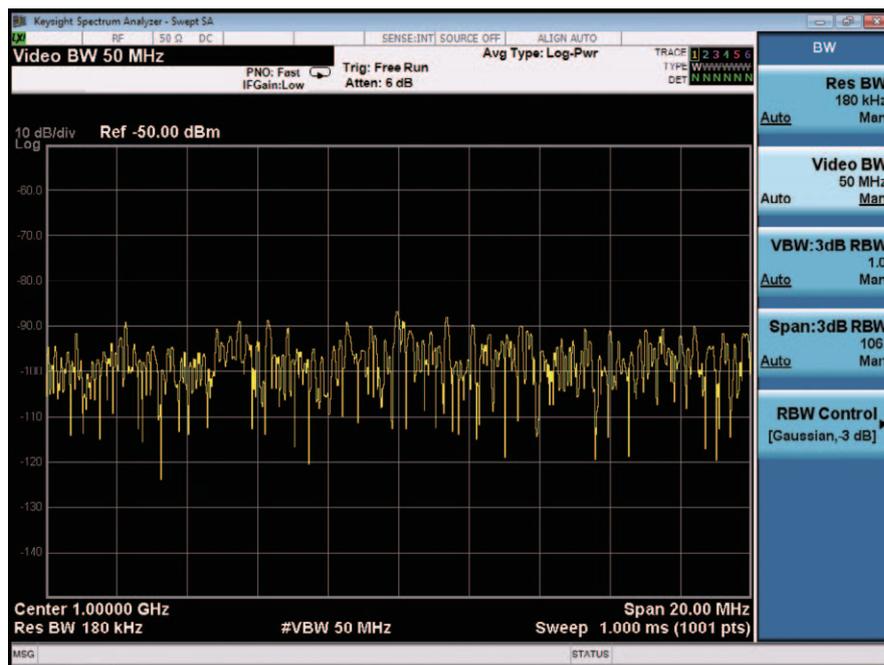


図5-3. ビデオフィルタを使うことにより、レベルの低い信号をより識別しやすくなります

クトル解析や時間軸での表示では、改善効果は見込めません。

キーサイトではこれまで、ベクトル・シグナル・アナライザのトレース演算を用いて、スペクトラム測定や帯域電力測定における雑音を低減する機能を提供して

きました(Keysight Xシリーズシグナル・アナライザは同様のトレース演算に対応しています)。この方法は有効ですが、使い勝手はあまりよくありません。信号を一旦アナライザから外した後、何度も平均処理を繰り返しながらアナライザの雑音レベルを測定し、再度、信号を接続し、

3. 精度に対する雑音の影響については、第6章の「ダイナミックレンジと測定の不確かさの関係」をご参照ください。

トレース演算を用いて、補正後の結果を表示します。アナライザの設定(中心周波数/スパン、アッテネータ/入力レンジ、分解能帯域幅)を変える度に、アナライザの雑音電力を再度測定する必要があります。

Keysight PXAアナライザは、この測定方式を大幅に改善することで、さまざまな測定条件に対応しています。設定変更や動作条件などの、アナライザのノイズフロアを決める重要なパラメータは、そのアナライザの校正時に記録され、(アナライザの筐体内温度などの測定実行時の情報などと共に)ノイズフロアを十分にモデル化するために使われます。そして、スペクトラムや電力の測定結果から、そのアナライザの内部雑音電力が自動的に減算されます。この動作は、PXA/MXA/EXAでは前述のようにノイズフロア低減(NFE)と呼ばれ、モード設定(Mode Setup)メニューのキー操作で有効にすることができます。測定例を図5-4に示します。

NFEが実際どれぐらいDANLを低減する効果として機能するか見てみましょう。通常、表示平均雑音電力(DANL)は、アナライザのローバンド(3.6 GHz以下)では10~12 dB、ハイバンド(3.6 GHz以上)では約8 dB低減されます。表示雑音レベルが低減するのは、アナライザの内部雑音だけを減算した結果なので、アナライザの内部雑音電力が表示雑音電力に大きく寄与しているとき、信号の表示電力は低減されますが、そうでない場合、表示電力は低減されません。

このように、NFEを使うことで目的の信号や信号源のノイズフロアをさらに正確に測定できます。NFEはRBWやVBWの設定に関わらず、スペクトラム測定すべてに対応し、また、いかなる種類のディテ

関連資料

ノイズフロア低減機能の使用法の詳細については、『Using Noise Floor Extension in the PXA Signal Analyzer - Application Note』(カタログ番号5990-5340EN)をご参照ください。

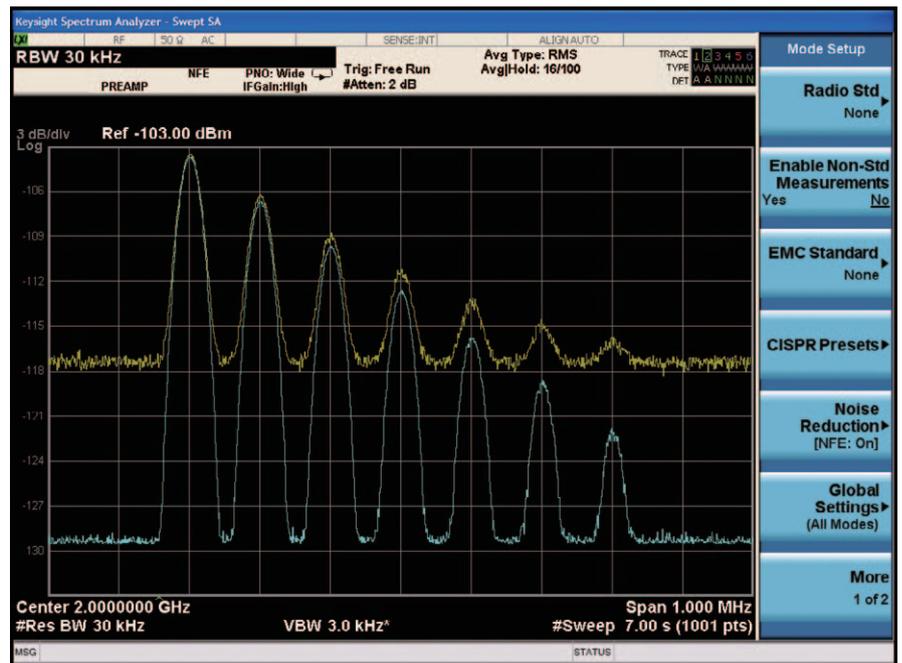


図5-4.ノイズフロア低減(NFE)機能を使った高調波の表示

クターや平均方式(実効値電力、電圧、対数目盛の電力)にも対応します。

雑音指数

受信機メーカーの多くは、受信機の性能を感度ではなく雑音指数で規定します。この2つが等価であることを示しましょう。スペクトラム・アナライザは受信機なので、正弦波入力を前提とします。

雑音指数は、信号が機器(この場合はスペクトラム・アナライザ)を通過するときの、S/N比の劣化として定義できます。雑音指数は次の式で表されます。

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

ここで、
F：電力比としての雑音指数(ノイズファクターとも呼ばれます)

S_i ：入力信号電力

N_i ：真の入力雑音電力

S_o ：出力信号電力

N_o ：出力雑音電力

スペクトラム・アナライザに対しては、この式を単純化することができます。出力信号は入力信号にアナライザの利得を掛けたものですが、(表示された)出力に

おける信号レベルは、入力(入力端)におけるレベルと同じであるため、アナライザを利得1の増幅器とみなすことができます。したがって、上の式に、 $S_i=S_o$ を代入し、消去し、整理すると、次のようになります。

$$F = N_o/N_i$$

この式から、画面上から読み取った雑音レベルを、入力端の(実効レベルではなく)真の雑音レベルと比較するだけで、雑音指数を決定できることがわかります。雑音指数(NF: Noise Figure)は、通常、次のようにdBを使った比の形で表します。

$$NF = 10 \log(F) = 10 \log(N_o) - 10 \log(N_i)$$

入力のS/N比が真の雑音に基づいているため、実効雑音レベルではなく、入力端における真の雑音レベルを使います。前述したように、入力を50Ωの抵抗で終端したときの1 Hz帯域幅、室温での熱雑音レベルは、-174 dBmです。

アナライザの画面の表示雑音レベルは帯域幅により変わることが分かっていますので、スペクトラム・アナライザの雑音指数を決めるためには、ある帯域で雑音

電力を測定し、 $10 \log(BW_2/BW_1)$ を使い1 Hz帯域幅に正規化した雑音電力を計算し、これを -174 dBmと比較します。

例えば、10 kHzの分解能帯域幅を使い、測定結果が -110 dBmの場合、次のようになります。

$$\begin{aligned} NF &= [\text{測定した雑音 (dBm)}] - \\ & 10 \log(RBW/1) - kTB_{B=1 \text{ Hz}} \\ & -110 \text{ dBm} - 10 \log(10,000/1) - \\ & (-174 \text{ dBm}) - 110 - 40 + 174 \\ & = 24 \text{ dB} \end{aligned}$$

雑音指数は帯域幅には影響を受けない⁴ので、分解能帯域幅を変えても結果は全く同じになります。例えば、1 kHzの分解能帯域幅を選択すると、測定される雑音は -120 dBmで、 $10 \log(RBW/1)$ は30になります。これらを上の式に当てはめると、 $-120 - 30 + 174 = 24$ dBとなり、先に求めた雑音指数と同じ値になります。

雑音指数が24 dBという意味は、熱雑音より24 dB高い正弦波が入力されたとき、この例で用いたアナライザのDANLと等しくなるということです。このように、雑音指数を用いて、ある帯域幅のDANLを決定し、また、様々なアナライザのDANLを同じ帯域幅で比較することができます⁵。

プリアンプ

雑音指数を紹介する理由の1つは、雑音指数がプリアンプの有効性を判断する目安になるからです。24 dBの雑音指数はスペクトラム・アナライザには十分でも、専用受信機にとってはそれほど良いとはいえません。しかし、スペクトラム・アナライザ本体の前段に適切なプリアンプを置くと、そのプリアンプとスペクトラム・アナライザを組み合わせたシステムの雑音指数はスペクトラム・アナライザ単体の雑音指数よりも低くなります。雑音指数が下がると、システムとしての感度は向上します。

雑音指数を紹介した際に、正弦波入力信号に基づく雑音指数について説明しました。ここでは、同様にプリアンプの有効性を検証します。ただし、プリアンプは雑音も増幅するので、出力雑音が、アナライザの実効入力雑音より高くなる可能性があります。なお、この章で後述する「雑音のような特性を有する信号」の項で、スペクトラム・アナライザは、対数電力平均を使うとランダム雑音信号を実際の値より2.5 dB低く表示することを説明します。プリアンプを検証するときは、必要に応じて、この2.5 dBという因子を加えます。

プリアンプの有効性を検証するために、ここでは新たな式を多数導入する代わりに、2つの極端な例を考え、そのどちらを適用するかを検討します。第1の例は、(スペクトラム・アナライザの帯域幅と等しい帯域幅で)プリアンプの雑音電力出力が、スペクトラム・アナライザのDANLより15 dB以上高い場合で、このとき、システムの感度はプリアンプの感度より約2.5 dB低くなります。このことは、プリアンプをアナライザに接続し、表示される雑音の変化を読み取るだけで確かめることができます。15 dB以上増加する場合は第1の例にあてはまります。

第2の例は、(同様に、スペクトラム・アナライザの帯域幅と等しい帯域幅で)プリアンプの雑音電力出力が、アナライザのDANLに比べ10 dB以上低い場合で、このとき、システムの雑音指数は、スペクトラム・アナライザの雑音指数からプリアンプの利得を引いた値になります。プリアンプをアナライザに接続し、表示される雑音に変化しないとき、この第2の例にあてはまります。

実際に試験するときには、手元に機器が必要ですが、数値についての心配は不要です。プリアンプをアナライザに接続し、DANLを読み取って、プリアンプの利得分を減算するだけで、システムの感度を得ることができます。

プリアンプの有効性を事前に確認してみましょう。上記の2つの例は、次のように記述できます。

$$\begin{aligned} NF_{pre} + G_{pre} &\geq NF_{SA} + 15 \text{ dBのとき、} \\ NF_{sys} &= NF_{pre} - 2.5 \text{ dB} \end{aligned}$$

または

$$\begin{aligned} NF_{pre} + G_{pre} &\leq NF_{SA} - 10 \text{ dBのとき、} \\ NF_{sys} &= NF_{SA} - G_{pre} \end{aligned}$$

この式を使い、プリアンプが感度に及ぼす影響を検証しましょう。スペクトラム・アナライザが24 dBの雑音指数を有し、プリアンプが36 dBの利得と8 dBの雑音指数を有するとします。必要な手順は、プリアンプの利得と雑音指数の和を、スペクトラム・アナライザの雑音指数と比較することだけです。プリアンプの利得と雑音指数の和は44 dBとなり、スペクトラム・アナライザの雑音指数より15 dB以上高いので、プリアンプとスペクトラム・アナライザを組み合わせたシステムの感度は、プリアンプの感度に比べ2.5 dB低くなります。10 kHzの分解能帯域幅では、このシステムの感度(表示平均雑音レベル(DANL))は次のようになります。

$$kTB_{B=1} + 10 \log(NBW/1 \text{ Hz}) + NF_{sys} + \text{LogCorrectionFactor}$$

この式では、 $kTB = -174$ dBm/Hzとなるので、 $kTB_{B=1}$ は -174 dBmとなります。代表的なデジタルRBWの雑音帯域幅(NBW)は、RBWより0.2 dB広い、40.2 dBとなります。システムの雑音指数は8 dBとなります。LogCorrectionFactorは -2.5 dBなので、感度は -128.3 dBmとなります。

4. IF部の分解能帯域幅を決めるフィルター部や増幅器の配置によっては、このことが任意のアナライザに必ずしも正確に当てはまるとは限りません。
5. この方法で計算した雑音指数を、受信機の雑音指数と直接比較することはできません。式の「測定された雑音」の項は、実際の雑音より2.5 dB低く表示されるからです。この章で後述する「雑音のような特性を有する信号」を参照してください。

つまり、プリアンプを使用しない場合のノイズフロアが-110 dBmなので、18.3 dBの改善となります。

ただし、測定の目的によっては、このプリアンプの選択が逆効果となる場合もあります。測定範囲を維持したまま感度を上げたい場合、このプリアンプは適切な選択とはいえません。このことを図5-5で示します。24 dBの雑音指数を有するスペクトラム・アナライザは、分解能帯域幅が10 kHzのとき、-110 dBmのDANLを示します。このアナライザの1 dB圧縮ポイント⁶が0 dBmの場合、測定範囲は110 dBとなります。プリアンプを使用する場合、システムへの最大入力をプリアンプの利得分減少させる、すなわち-36 dBmにする必要があります。しかし、プリアンプの雑音電力出力がアナライザのノイズフロアよりはるかに高いため、2.5 dBの要素を考慮しても、DANLは約17.5 dB

上がります。この増加した雑音レベルからプリアンプの利得を減算することになります。プリアンプをシステムに組み込むと、測定範囲は92.5 dBとなり、プリアンプを使用しない場合よりも17.5 dB狭くなります。測定範囲の減少は、プリアンプを接続したときの表示雑音の変化と等しくなります。

測定範囲を維持したまま、より高い感度を得るためのプリアンプは、その利得と雑音指数の和が、スペクトラム・アナライザの雑音指数より10 dB以上小さくなければならないという、上記の第2の例の条件を満たす必要があります。この場合、プリアンプを接続しても、表示ノイズフロアが顕著に変化することはありません。したがって、測定範囲全体がプリアンプの利得分だけ下方にシフトするだけで、測定範囲そのものは変わりません。

正しいプリアンプを選ぶためには、測定要件を確認する必要があります。可能な限り感度を上げる必要はあるが、測定範囲はそれほど必要ない場合、高利得、低雑音指数のプリアンプを選ぶことで、システムの雑音指数をプリアンプより2.5 dB下げることができます。高い感度を必要とし、かつ測定範囲も犠牲にできない場合は、より低い利得のプリアンプを選ぶ必要があります。

興味深いことに、スペクトラム・アナライザの入力アッテネータを利用し、効果的に雑音指数(または、プリアンプの利得)を下げるすることができます。例えば、感度を少し上げたいものの、測定範囲を犠牲にできない場合、RFアッテネータの減衰量を30 dBに設定することで、スペクトラム・アナライザで上記のプリアンプを使うことができます。これにより、アナライザの雑音指数が24 dBから54 dBに増加

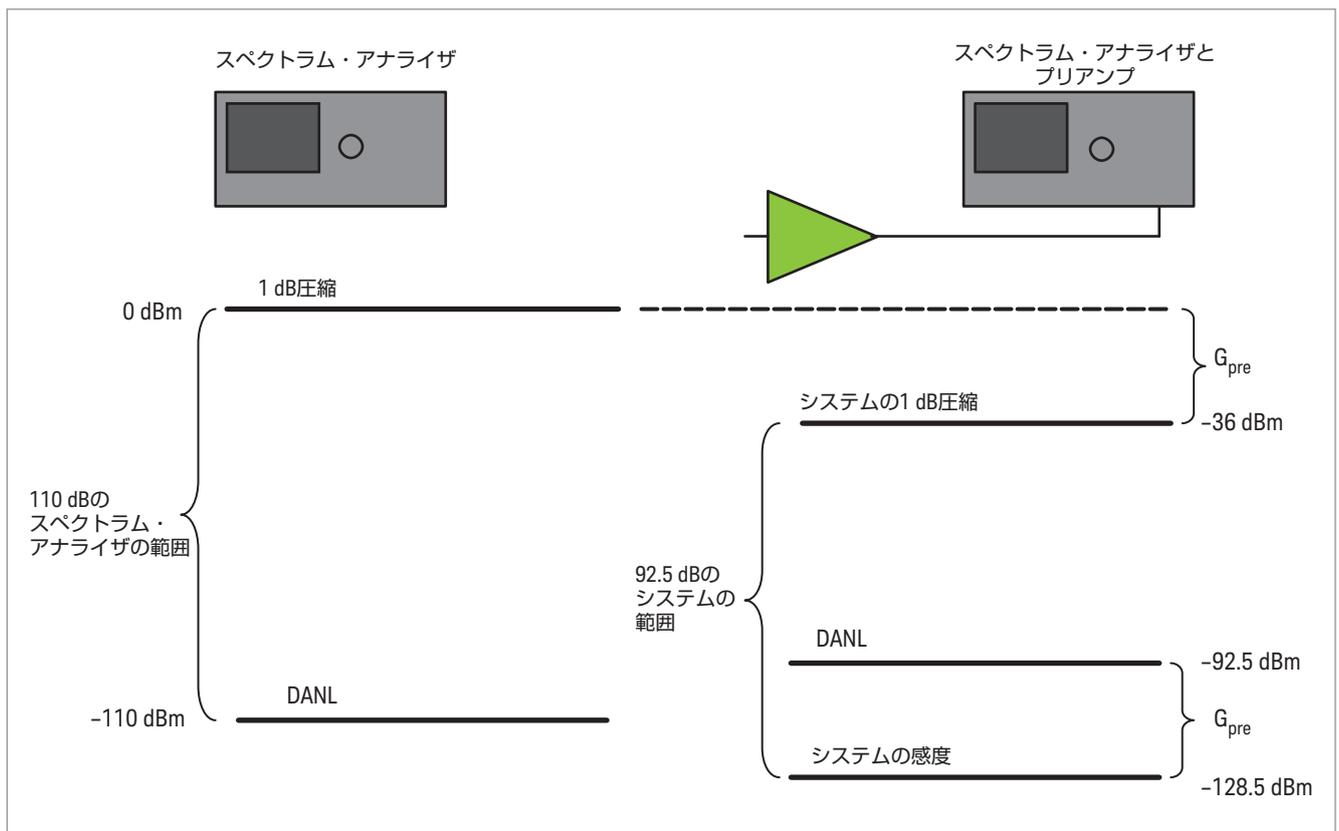


図5-5. プリアンプを接続したときに、表示される雑音が増加する場合、測定範囲は雑音の変化量だけ減少します

6. 第6章の「利得圧縮」をご参照ください。

します。その結果、プリアンプの利得と雑音指数の和(36+8)がアナライザの雑音指数に比べ10 dB以上低くなり、上記の第2の例の条件を満たします。

このとき、システムの雑音指数は次のようになります。

$$\begin{aligned} NF_{\text{sys}} &= NF_{\text{SA}} - G_{\text{PRE}} \\ &= 54 \text{ dB} - 36 \text{ dB} \\ &= 18 \text{ dB} \end{aligned}$$

これは、入力減衰量が0 dBのアナライザ単体の雑音指数に比べ、6 dB改善したことを示します。すなわち、感度は6 dB向上しましたが、測定範囲はほとんど減少していません。

もちろん、すべてのプリアンプが、これら両極端な例のいずれかに該当するわけではありません。図5-6を使い、スペクトラム・アナライザとプリアンプの雑音指数と増幅器の利得から、システムの雑音指数を求めることができます。図5-6を利用するためには、まず $NF_{\text{PRE}} + G_{\text{PRE}} - NF_{\text{SA}}$ の値を求めます。この値が負の場合、図の破線上的対応する点の左縦軸上の位置がシステム雑音指数を決める式となります。すなわち、 $NF_{\text{PRE}} + G_{\text{PRE}}$ の部分は不変ですが定数項が変わります。単位はdBです。同様に、 $NF_{\text{PRE}} + G_{\text{PRE}} - NF_{\text{SA}}$ が正の値の場合は、図の実線上的対応する点の右縦軸上の位置がシステム雑音指数を決める式となります。次にこの図の使用例を示します。

まず、これらの極端に条件が異なる2つの例を検証します。

$NF_{\text{PRE}} + G_{\text{PRE}} - NF_{\text{SA}}$ が-10 dB未満になると、システム雑音指数は $NF_{\text{SA}} - G_{\text{PRE}}$ に近似されます。値が+15 dBより大きくなると、システム雑音指数は $NF_{\text{PRE}} - 2.5 \text{ dB}$ に近似されます。

次に具体的な数値例を2つ検証しましょう。再び、アナライザの雑音指数を24 dB

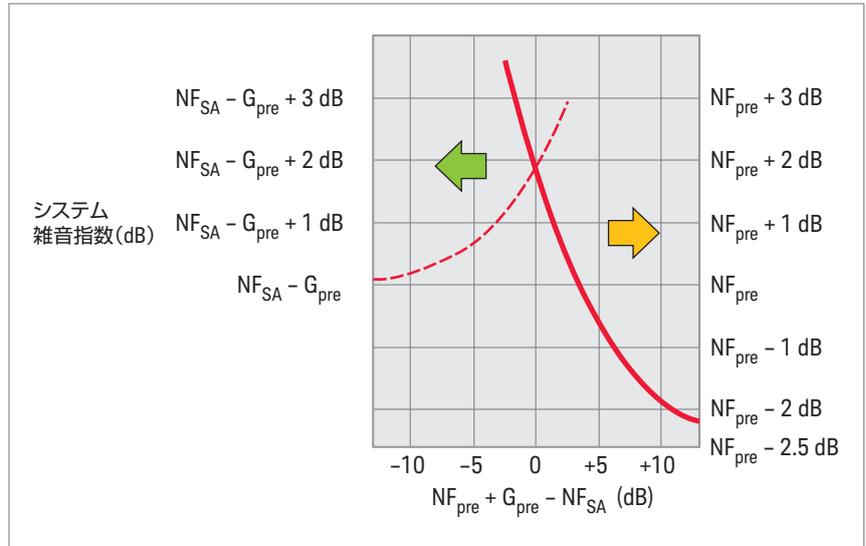


図5-6. 正弦波信号のシステム雑音指数

とします。ここで、約8 dBの雑音指数、26 dBの利得を持つプリアンプKeysight 8447Dを加えると、システム雑音指数はどうなるでしょうか。まず、 $NF_{\text{PRE}} + G_{\text{PRE}} - NF_{\text{SA}}$ は+10 dBです。図5-6のグラフから、システム雑音指数が、おおよそ $NF_{\text{PRE}} - 1.8 \text{ dB}$ 、すなわち約 $8 - 1.8 = 6.2 \text{ dB}$ となるのが分かります。グラフでは、2.5 dB因子が考慮されています。ちょうど10 dBの場合、 $NF_{\text{PRE}} + G_{\text{PRE}} - NF_{\text{SA}}$ は-6 dBです。このとき、グラフから、 $NF_{\text{SA}} - G_{\text{PRE}} + 0.6 \text{ dB}$ 、すなわち $24 - 10 + 0.6 = 14.6 \text{ dB}$ のシステム雑音となるのが分かります。(既にアナライザ単体の雑音指数を求めましたが、このときは測定雑音を画面から直接読み取ったので、2.5 dB因子には触れませんでした。表示された雑音には2.5 dBが含まれます。)

現代のスペクトラム・アナライザの多くは、オプションの内蔵プリアンプを使用することができます。内蔵プリアンプは、外付けプリアンプに比べ、プリアンプの配線が不要になるなど、測定準備が容易になります。また、内蔵プリアンプを使うと、プリアンプとスペクトラム・アナライザは統合したシステムとして校正されるので、画面には補正済みの適切な値

が表示されます。これにより、信号振幅測定効率は大いに向上します。一方、外付けプリアンプを使うときは、アナライザの基準レベルを、プリアンプの利得をオフセットとして補正する必要があります。現在のほとんどのスペクトラム・アナライザでは、このような利得オフセットをフロントパネルのキー操作で入力することができます。アナライザは、この利得オフセットを表示基準レベル値に適用するため、画面には補正済みの測定値が表示されることとなります。

関連資料

雑音指数の詳細については、『RFおよびマイクロ波の雑音指数測定の基礎 - Application Note』（カタログ番号5952-8255J）をご覧ください。

雑音のような特性を有する信号

これまで、測定システム(アナライザ単体、またはアナライザとプリアンプの組み合わせ)内で発生する雑音に焦点を絞り、測定システムのDANLが全体の感度にどのように寄与するかを考察してきました。しかし、ランダム雑音を測定する場合もあります。雑音の性質上、スーパーヘテロダイン方式のスペクトラム・アナライザは、雑音を実際の値より低く表示します。ここでは、その理由や補正の方法について考察します。

ランダム雑音とは、図5-7に示すように、その瞬時振幅値の時間軸上の分布がガウス分布となる信号をいいます。例えば、熱雑音、すなわちジョンソンノイズがこの特性を有します。このような信号には、明確なスペクトル成分がないので、特定の成分を選択し、それを測定することにより信号の強度を示すことはできません。このため、まず信号の強さが何を意味するかを定義する必要があります。任意のタイミングでサンプリングした信号の振幅値は、理論的にはあらゆる値をとる可能性があります。時間軸上で平均した雑音レベルを表すための、なんらかの尺度が必要になります。実効電圧値の2乗に比例する電力値は尺度として適切です。

すでに説明したように、ビデオフィルターやビデオ平均処理により、信号の最大振幅のバラツキを低減し、安定した値を得ることができます。この値を電力または実効電圧値に置き換える必要があります。ガウス分布の実効値は、その標準偏差 σ と等しくなります。

等差目盛表示の場合から検証しましょう。入力端でのガウス分布雑音が、IF部を通過するとき帯域制限され、その包絡線が、レイリー分布(図5-8)をとりまします。アナライザ画面に表示される雑音(包絡線検波器の出力)は、入力雑音信号のレイリー分布の包絡線になります。ビデオフィルターまたはビデオ平均処理を使用し、安定し

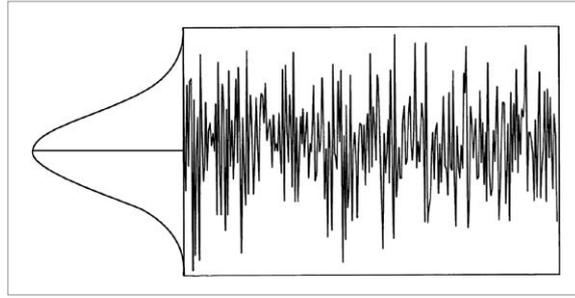


図5-7. ランダム雑音の振幅はガウス分布となります

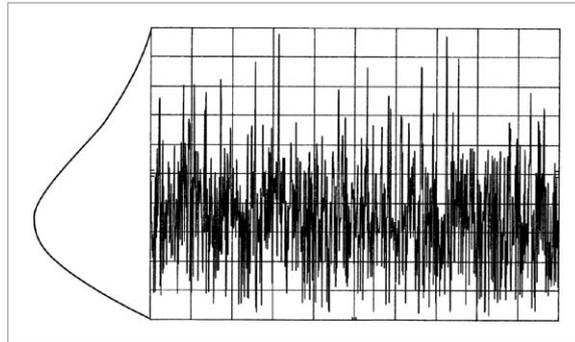


図5-8. 帯域制限されたガウス雑音の包絡線はレイリー分布となります

た値(平均値)を得ます。レイリー分布の平均値は 1.253σ です。

しかし、アナライザは、正弦波の実効値を表示するように校正された、ピーク応答型電圧計です。アナライザは、表示値に0.707を掛け(すなわち、 -3 dB を足して)、目盛をピーク値から実効値に変換します。レイリー分布雑音の平均値が、同じ係数で変換され、 0.886σ (σ より 1.05 dB 低い)という表示値が得られます。アナライザが表示する平均値を、入力雑音信号の実効電圧に変換するためには、表示値の誤差も考慮する必要があります。この誤差はあいまいなものではなく、表示値に 1.05 dB を加算することにより補正できる、不変の誤差です。

ほとんどのスペクトラム・アナライザでは、ビデオフィルターまたはトレース平均処理を用いて雑音レベル分布を平均化する場合、表示目盛(電圧の対数目盛または等差目盛)に基づいて縦軸を調整します。通常、アナライザの表示は対数目盛が使われていますが、これにより雑音測定に誤差が加わります。対数増幅器の利得は信号振幅の関数なので、雑音の値が

高い場合と低い場合では増幅の度合いが異なります。その結果、包絡線検波器の出力は、スキューされたレイリー分布となり、ビデオフィルターまたはトレース平均処理により得た平均値は、さらに 1.45 dB 低くなります。対数目盛では、雑音の平均値は 2.5 dB 低い値で表示されます。この誤差も不変なので補正することができます⁷。

この 2.5 dB 因子は、前述のプリアンプの説明で、プリアンプの雑音電力出力がアナライザ自体の雑音とほぼ等しいか、それより大きい場合に常に加算していたものです。

ノイズ測定に影響を与えるもう1つのファクターが、測定する際の帯域幅です。分解能帯域幅の変更がアナライザの内部発生雑音の表示レベルに与える影響については、すでに説明しました。帯域幅は、外部からの雑音信号に対しても同様に影響を与えます。異なるアナライザで得た測定結果を比較するときは、それぞれの測定時の帯域幅を知る必要があります。

7. Xシリーズアナライザでは、表示目盛に関わらず、アベレージングをビデオ、電圧、またはパワー(実効値)に設定できます。パワーアベレージングを使用するときには、補正は必要ありません。平均実効値レベルは、電圧の対数または包絡線によってではなく、信号の振幅の2乗によって決まるからです。

アナライザの3 dB(または6 dB)帯域幅だけでなく、RBWフィルターの形状も測定雑音レベルに影響を与えます。これらと比較するためには、アナライザのフィルターと同じ雑音電力を通過させる箱型フィルターの幅である、標準雑音電力帯域幅を定義します。キーサイトのアナライザで使われる近似ガウシアンフィルターの場合、等価雑音電力帯域幅は、帯域幅選択度によりますが、3 dB帯域幅の約1.05 ~ 1.13倍です。例えば、10 kHz分解能帯域幅フィルターの雑音電力帯域幅は、10.5 ~ 11.3 kHzとなります。

10 log(BW₂/BW₁)を利用して、表示雑音レベルを3 dB帯域幅の雑音電力帯域幅へ補正する場合、補正値は次の範囲にあることが分かります。

$$10 \log(10,000/10,500) = -0.21 \text{ dB}$$

から

$$10 \log(10,000/11,300) = -0.53 \text{ dBの間。}$$

すなわち、表示された雑音レベルから、0.21 ~ 0.53 dBの範囲にある値を減算すると、計算に便利な、雑音電力帯域幅での雑音レベルが得られます。次の例では、帯域幅補正には0.5 dBが妥当とし、これを使用します⁸。

各平均方式での補正値の総和を計算するため、それぞれの補正要素を検討します。

等差目盛(電圧)平均処理

レイリー分布(線形モード) :	1.05 dB
3 dB/雑音電力帯域幅 :	-0.50 dB
補正の総和値 :	0.55 dB

対数目盛平均処理

対数レイリー分布 :	2.50 dB
3 dB/雑音電力帯域幅 :	-0.50 dB
補正の総和値 :	2.00 dB

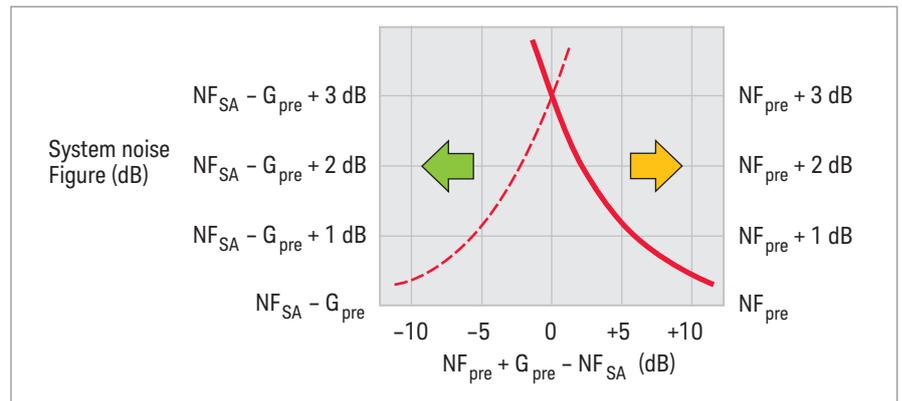


図5-9. ノイズ信号のシステム雑音指数

電力(実効電圧)平均処理

電力分布 :	0.00 dB
3 dB/雑音電力帯域幅 :	-0.50 dB
補正の総和値 :	-0.50 dB

マイクロプロセッサ制御方式の現在のアナライザの多くは、ノイズマーカーを有効にすることができます。ノイズマーカーを有効にすると、マイクロプロセッサがこのマーカーを電力(実効値)平均に切り替え、マーカー周辺の多数の表示点の平均値を計算し⁹、その計算値を1 Hz雑音電力帯域幅に正規化し、補正し、それを正規化した値として表示します。

ノイズマーカーの読み取り値は、異なる帯域幅に容易に変換することができます。例えば、4 MHz通信チャンネルに含まれる雑音の総和を知りたい場合、ノイズマーカーの読み取り値¹⁰に10 log(4,000,000/1)、すなわち66 dBを加えます。

雑音測定用プリアンプ

一般的には、雑音信号はレベルが低いので、それを測定するための十分な感度を得るためには、多くの場合、プリアンプが必要となります。その前に、アナライザの感度を再確認する必要があります。ここで、アナライザの感度を、表示平均雑音フロアと等しい正弦波信号のレベルと定義しましょう。アナライザは、正弦波の振幅を正確に表示するように校正されているので、信号の補正は必要ありません。ただし、雑音は2.5 dB低く表示さ

れるので、入力雑音信号が画面に表示される時にノイズフロアと同じレベルであるためには、入力雑音信号はアナライザの表示ノイズフロアより2.5 dB高くなければなりません。入力雑音信号は内部雑音信号が加算され、表示雑音が3 dB(すなわち、2倍の電力)上昇します。したがって、雑音信号に対してアナライザの雑音指数は、次のように定義できます。

$$NF_{SA(N)} = (\text{ノイズフロア})_{dBm/RBW} - 10 \log(RBW/1) - kTB_{B=1} + 2.5 \text{ dB}$$

前に使用したノイズフロアと同じノイズフロア(10 kHzの分解能帯域幅で-110 dBm)の場合、次の値が得られます。

$$NF_{SA(N)} = -110 \text{ dBm} - 10 \log(10,000/1) - (-174 \text{ dBm}) + 2.5 \text{ dB} = 26.5 \text{ dB}$$

正弦波信号の場合と同様、NF_{SA(N)}は分解能帯域幅には依存せず、雑音信号が熱雑音(kTB雑音)に比べどれくらい高ければ、アナライザのノイズフロアと等しくなるかを示します。

アナライザにプリアンプを追加することで、システムとしての雑音指数と感度が向上しますが、NF_{SA(N)}の定義で2.5 dB因子を考慮しているため、システム雑音指数は図5-9に示すグラフのようになります。このグラフを使って、前述した正弦波信号に対する雑音指数の決定方法と同様に、雑音に対するシステムの雑音指数を決定します。

8. Xシリーズアナライザの雑音電力帯域幅精度の仕様は0.5%以内(±0.022 dB)です。

9. 例えば、Xシリーズアナライザは表示点の数とは関係なく、マーカーを中心にした2分の1目盛内にあるすべてのバケットの平均を計算します。

10. 最新のスペクトラム・アナライザはチャンネル電力機能を使用し、この計算をさらに容易にします。チャンネル電力機能を使うと、チャンネルの積分帯域幅と中心周波数を設定することにより、そのチャンネルの信号の全電力が計算されます。

第6章：ダイナミックレンジ

一般的に、ダイナミックレンジは、アナライザが高調波信号や複数の信号相互作用を測定する能力と考えられています。例えば、2次高調波歪みや3次高調波歪み、3次相互変調の測定があります。このような測定を行うとき、スペクトラム・アナライザの入力ミキサーは非線形素子なので、それ自体が歪みを生成することに注意が必要です。この非線形性を利用し、入力信号を目的の中間周波数に変換しているため、ミキサーは非線形でなければなりません。しかし、ミキサーで生成された不要な歪み成分も、入力信号として測定したい歪み成分と同じ周波数になる可能性があります。

ここで、ダイナミックレンジを次のように定義します：振幅レベルが大きく異なる2つの信号をスペクトラム・アナライザに同時に入力し、かつ、小さい方の信号を所定の不確かさで測定できるときの、これら最大信号と最小信号の比をdBで表したものです。

定義には測定の不確かさ、すなわち精度が含まれますが、次の例で、内部生成された雑音と歪みが精度に与える影響を調べます。

ダイナミックレンジと内部歪み

ダイナミックレンジと歪みの関係を決めるためには、最初に入力ミキサーの挙動を調べる必要があります。ほとんどのアナライザ、特に高調波ミキシングを使って同調範囲を拡張するアナライザ¹は、ダイオードミキサーを使います(その他のミキサーも同様に動作します)。理想的なダイオードを通る電流は、次の式で表現できます。

$$i = I_S (e^{qV/kT} - 1)$$

ここで、 I_S ：ダイオードの飽和電流
 q ：素電荷 (1.60×10^{-19} C)
 v ：瞬時電圧
 k ：ボルツマン定数
 $(1.38 \times 10^{-23}$ ジュール/K)
 T ：絶対温度(K)

この数式は、べき級数に展開できます。

$$i = I_S (k_1 v + k_2 v^2 + k_3 v^3 + \dots)$$

$$\begin{aligned} \text{ここで、} \quad k_1 &= q/kT \\ k_2 &= k_1^2/2! \\ k_3 &= k_1^3/3! \text{ など} \end{aligned}$$

ミキサーに入力される2つの信号を考えます。1つは解析したい信号、もう1つは中間周波数を生成するために必要なLO信号です。

$$v = V_{LO} \sin(\omega_{LO} t) + V_1 \sin(\omega_1 t)$$

数学的処理により、適切なLO周波数を使って、中間周波数と等しい目的の変調成分が得られます。

$$k_2 V_{LO} V_1 \cos[(\omega_{LO} - \omega_1)t]$$

$k_2 V_{LO} V_1 \cos[(\omega_{LO} + \omega_1)t]$ 項も生成されますが、同調の式の考察から分かるように、LOを中間周波数より高く設定するので、 $(\omega_{LO} + \omega_1)$ も常に中間周波数より高くなることが分かります。

LOのレベルが一定の場合、ミキサー出力は入力信号レベルと比例関係にあります。実際は、入力信号がLOのレベルより15～20 dB、またはそれ以上低いときに限り、比例関係が成り立ちます。次のような、入力信号の高調波に関係する項も存在します。

$$\begin{aligned} &(3k_3/4)V_{LO}V_1^2 \sin(\omega_{LO} - 2\omega_1)t, \\ &(k_4/8)V_{LO}V_1^3 \sin(\omega_{LO} - 3\omega_1)t, \text{ など} \end{aligned}$$

これらの項から、内部歪みによるダイナミックレンジは、入力ミキサーにおける入力信号レベルで決まることが分かります。基本波信号と内部生成歪みの差をdBで表したものであるというダイナミックレンジの定義を使い、このことを検討しましょう。最初の項のサインの引数は、 $2\omega_1$ を含むので、入力信号の2次高調波を表します。この2次高調波のレベルは、基本波信号の電圧の2乗、 V_1^2 の関数です。これは、入力ミキサーの入力端で基本波信号のレ

ベルを1 dB下げることにより、内部生成される2次高調波が2 dB下がることを意味します。図6-1をご覧ください。2番目の項は、3次高調波 $3\omega_1$ と、入力信号電圧の3乗 V_1^3 を含みます。このことは、入力ミキサーで基本波信号が1 dB変化すると、内部生成される3次高調波が3 dB変化することを意味します。

歪みは、通常、次数によって記述されます。次数を決定するには、信号周波数に付随する係数、または信号振幅に付随する指数に注目します。すなわち、2次高調波歪みは2次の、3次高調波歪みは3次の歪みです。次数は、内部歪みを生成した基本波信号の変化を基準とした、内部生成歪みの変化も示します。

ここで、2番目の入力信号を加えましょう。

$$v = V_{LO} \sin(\omega_{LO} t) + V_1 \sin(\omega_1 t) + V_2 \sin(\omega_2 t)$$

高調波歪みに加えて、今度は、内部生成歪みを見つける数学的処理により、以下の結果が得られます。

$$\begin{aligned} &(k_4/8)V_{LO}V_1^2V_2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_1 - \omega_2)t], \\ &(k_4/8)V_{LO}V_1V_2^2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_2 - \omega_1)t], \text{ など} \end{aligned}$$

これらの式は、2つの入力信号の相互作用である相互変調歪みを表します。図6-1に示すように、周波数軸上で下側の歪み成分 $2\omega_1 - \omega_2$ は、2つの基本波信号の差 $\omega_2 - \omega_1$ に等しい周波数だけ、 ω_1 に比べ低くなります。上側の歪み成分 $2\omega_2 - \omega_1$ は、同じ周波数だけ ω_2 に比べ高くなります。

ここでも同様に、ダイナミックレンジは入力ミキサーにおける信号レベルの関数です。内部生成歪みは、1番目の項は V_1^2 と V_2 の積として、2番目の項は V_1 と V_2^2 の積として変化します。歪み試験では、一般的に V_1 と V_2 が同じ振幅なので、これらの積を3乗項(V_1^3 または V_2^3)として処理できます。したがって、図6-1に示すように、2つの入力信号のレベルを同時に1 dB変えるご

1. 第7章「周波数範囲の拡張」を参照してください。

とに歪み成分に3 dBの変化があります。

これは、図6-1の3次高調波歪みの場合と同じ変化の度合いです。実際、これも3次歪みであり、歪みの度合いは、 ω_1 と ω_2 の係数を合計する(例えば、 $2\omega_1-1\omega_2$ の場合、 $2+1=3$ となります)か、 V_1 と V_2 の指数を合計することで決まります。

これらの例はすべて、ダイナミックレンジがミキサーでの信号レベルに依存していることを示しています。具体的な個々の測定において、ミキサーに必要な信号レベルを知るにはどうすればよいでしょうか。ほとんどのアナライザのデータシートには、ダイナミックレンジの変化を示すグラフが記載されています。もし、グラフがなければ、作図することができます²。

作図に必要な情報はデータシートから読み取ります。まず2次歪みを調べます。データシートに、ミキサーへの入力信号が-40 dBmのとき、2次高調波歪みは入力信号に対し75 dB下がると記載されています。歪みは相対測定値であり、少なくともここでは、基本波信号と内部生成歪みの差をdBで表したものをダイナミックレンジとしているので、これが手掛かりとなります。入力信号、すなわち基本波信号に対して内部生成された2次高調波歪みが75 dB下がるということは、歪みが基本波に比べ75 dB低いということです。このことを、慣例によりCで表す搬送波(Carrier)、つまり基本波レベルを基準にdB表示するという意味で、dBcという単位を使い、-75 dBcという結果を得ます。これを、縦軸に(入力信号に対する)歪み(dBc)、横軸にミキサーのレベル(入力端のレベルからアッテネータの設定値を引いた値、単位はdBm)をとるグラフに書き込みます。書き込む点は、図6-2に示すように横軸が-40 dBm、縦軸が-75 dBcになります。ミキサーへの信号レベルが-50 dBmまで下がるとどうなるでしょうか。図6-1で示したように、ミキサーでの基本波信号のレベルが1 dB変化すること、内部生成される2次高調波歪みが2 dB変化します。ただし、測定が目的の場合、測定可能範囲の相対変化に着目します。この場合、ミキサーで基本波信号が1 dB変

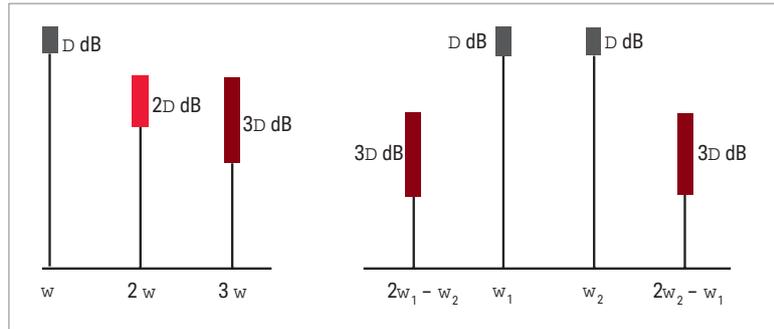


図6-1. ミキサーでの基本波信号のレベルの変化

化します。2次高調波の例では、ミキサーでの基本波信号のレベルが-40 dBmから-50 dBmへ変わると、内部歪み、すなわち測定可能範囲が、-75 dBcから-85 dBcへ変わります。すなわち、ミキサーでの入力レベルに依らず、これらの点は、図6-2のダイナミックレンジのグラフでは傾きが1の直線上にあります。この直線を歪み曲線と呼びます。

3次歪みに対しても、同様の直線を引くことができます。例えば、データシートから、ミキサーでのレベルが-30 dBmのとき、3次歪みが-85 dBcであることが読み取れたとします。これを手がかりとし、図6-2に示すように、この点をプロットします。ここで、ミキサーのレベルを-40 dBmまで下げた場合はどうなるでしょうか。図6-1に示すように、基本波信号が1 dB下がるごとに3次高調波歪みと3次相互変調歪みが3 dB下がります。ここでも差が重要です。ミキサーでのレベルが-30 dBmから-40 dBmへ変わると、基本波信号と内部生成歪みの差は20 dB変化し、内部歪みは-105 dBcとなります。これら2点は傾きが2の直線上にあり、この直線から任意のミキサーレベルでの3次歪み性能が得られます。

この3次歪み性能を、TOI(Third Order Intercept: 3次インターセプト)として規定することがあります。TOIは、内部生成された3次歪みが基本波信号のレベルと等しくなる(0 dBc)ときのミキサーレベルです。実際には、ミキサーが飽和するため、この状況は起こり得ませんが、直線の傾きが2であることが既知であり、TOIが分か

れば3次歪み性能のグラフが描けるので、TOIは非常に有効なデータとなります。このように、TOIを用いて任意のミキサーレベルにおける内部生成歪みが分かります。

データシートに記載される情報からTOIを計算できます。3次ダイナミックレンジはミキサーでの基本波信号のレベルが1 dB変化することにより2 dB変化するため、仕様書において単位dBcで規定されたダイナミックレンジの値の2分の1を基本波信号のレベルから減算することによりTOIを求めます。

$$TOI = A_{\text{fund}} - d/2$$

ここで、 A_{fund} : 基本波のレベル(dBm)
 d : 基本波信号と歪みのレベル差
 (単位はdBc、負の値とします)

この式に、前述した具体的な値を代入します。

$$TOI = -30 \text{ dBm} - (-85 \text{ dBc})/2 = +12.5 \text{ dBm}$$

アッテネータによる確認 (アッテネータテスト)

歪みのグラフの意味は分かりましたが、画面に表示された歪み成分が、外部信号によるものか、内部生成信号によるものかは簡単な方法で見分けることができます。入力アッテネータを変えてみるだけです。アッテネータを変えても表示値が変わらない場合は、歪みは入力信号の一部です。アッテネータの設定値を変えて

2. ダイナミックレンジのグラフの作成方法の詳細については、『Optimizing Dynamic Range for Distortion Measurements – Keysight PSA Performance Spectrum Analyzer Series Product Note』(カタログ番号5980-3079EN)を参照してください。

(通常は上げてみる)、表示値が変わる場合(アッテネータを上げたときに表示値が下がる場合)、歪み成分の少なくとも一部は内部生成されたものだと考えられます。表示された歪みが変わりなくなるまで、アッテネータの設定値を上げた後、測定を開始します。なお、これをアッテネータテストと呼ぶことがあります。

雑音

スペクトラム・アナライザのノイズフロアは、ダイナミックレンジを決めるもう1つの要素です。同時に測定できる最大信号と最小信号の比をダイナミックレンジの定義としていますが、スペクトラム・アナライザの平均雑音が、最小信号のレベルを決めます。すなわち、ダイナミックレンジと雑音の関係は、測定対象となる歪みを生じる基本波信号を信号としたときの、S/N比になります。

前述したダイナミックレンジのグラフに雑音を簡単にプロットできます。例えば、スペクトラム・アナライザのデータシートに、仕様として10 kHzの分解能帯域幅の表示平均雑音レベル(DANL)が-110 dBmで規定されているとします。基本波信号のミキサーでのレベルが-40 dBmであれば、平均雑音より70 dB高いので、S/N比は70 dBになります。ミキサーの信号レベルを1 dB下げることにより、S/N比は1 dB下がります。図6-2に示すように、雑音曲線は傾きが-1の直線になります。

ここで一旦、測定精度に関する注意事項を無視すると、歪み曲線と雑音曲線が交わるところでダイナミックレンジが最大になります。図6-2から、2次歪み、3次歪みに対する最大ダイナミックレンジはそれぞれ72.5 dB、81.7 dBになることが分かります。実際は、雑音曲線と歪み曲線の交点は明確な点ではありません。なぜなら、対数電力目盛で対数目盛平均をとると、雑音はCWのような歪み成分を増加させ、その結果ダイナミックレンジが2 dB減少するからです。

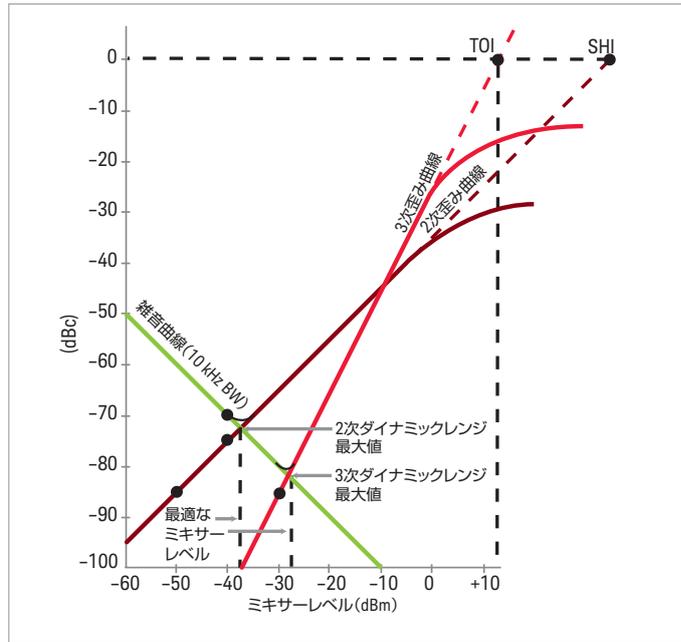


図6-2. 歪みとノイズとダイナミックレンジの関係

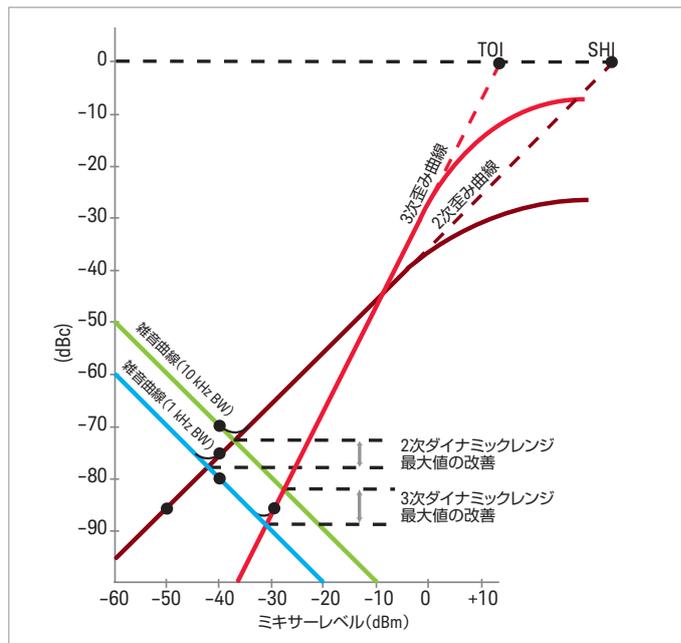


図6-3. 歪み、分解能帯域幅を狭めると、ダイナミックレンジは向上します

図6-2は分解能帯域幅が10 kHzの例です。分解能帯域幅を狭めると、ダイナミックレンジを向上することができます。これは、分解能帯域幅を狭めるとノイズフロアが下がることによりですが、ノイズフロアの低下とダイナミックレンジの向上は1対1ではありません。ダイナミックレンジの向上は、2次歪みの場合、ノイズ

フロアの変化の2分の1、3次歪みでは3分の2になります。この様子を図6-3に示します。

ダイナミックレンジを制限する最後の要素は、スペクトラム・アナライザのLOの位相雑音です。これは3次歪みに限り影響を及ぼします。例えば、互いに10 kHz離れた信号を使い、増幅器でツートーンの

3次歪みを測定する場合、3次歪み成分も試験信号から10 kHz離れることとなります。3次歪み成分も試験信号から10 kHz離れることとなります。この測定の場合、分解能帯域幅を1 kHzにします。図6-3を参照し、雑音曲線が10 dB下がることを考慮すると、最大ダイナミックレンジが約88 dBであることが分かります。ただし、10 kHzオフセットでの位相雑音は-80 dBcであるとして、つまり、図6-4に示すように、80 dBがこの測定のダイナミックレンジの最終的な上限値となります。

このように、スペクトラム・アナライザのダイナミックレンジは、入力ミキサーの歪み性能、アナライザの広帯域ノイズフロア(感度)、LOの位相雑音の3つの要素で制限されます。

ダイナミックレンジと測定の不確かさの関係

前述した振幅精度には表4-1に掲げた項目と、不整合による誤差だけが含まれます。内部生成された歪み成分(正弦波)の周波数が、測定対象である外部信号と同じ周波数になる可能性は考慮していませんでした。しかし、内部生成歪み成分は、外部信号に含まれる測定対象の歪み成分とまったく同じ周波数上に存在します。ここで、外部信号と内部信号の位相関係を知る術がないので、不確かさは可能性のある範囲としてしか決めることができません。

$$\text{不確かさ(dB)} = 20 \log(1 \pm 10^{d/20})$$

ここで、dは大きな正弦波と小さな正弦波の差をdBで表したものです(負の値)。

図6-5をご覧ください。例えば、内部生成歪みと入力信号上の歪みの振幅が等しくなるような条件を設定した場合、測定の誤差は、+6 dB(2つの信号が同相のとき)から負の無限大(2つの信号の位相が完全にずれることにより相殺される)の範囲になります。ほとんどの場合、このような不確かさを許容することはできません。例えば、測定不確かさを ± 1 dBにしたければ、図6-5から、内部生成される歪み成

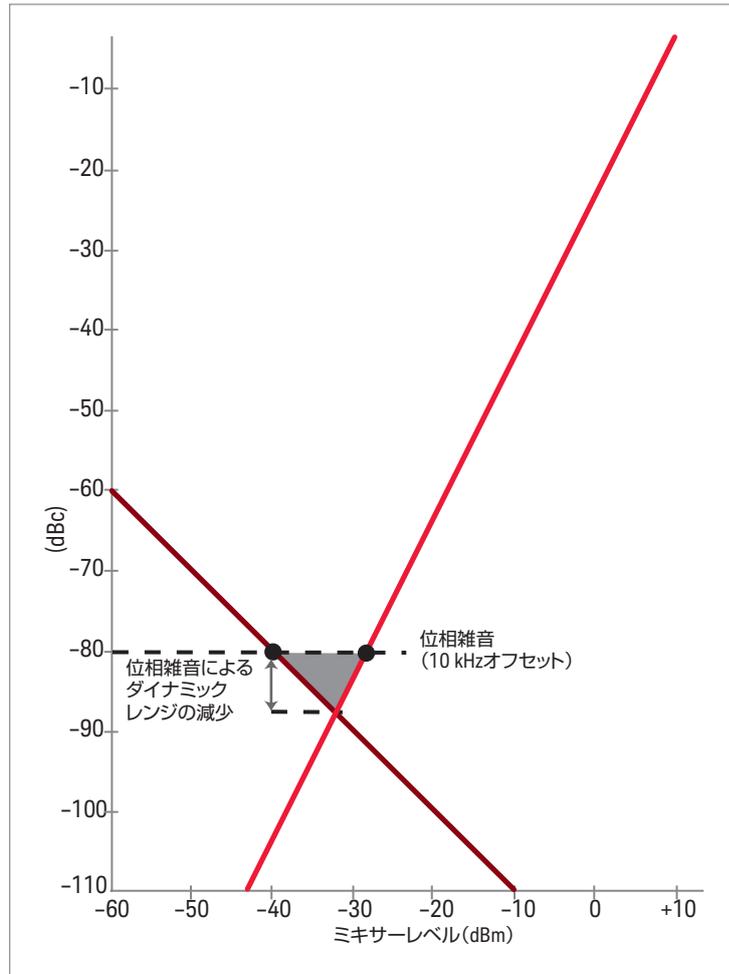


図6-4. 位相雑音が3次相互変調試験のダイナミックレンジを制限する可能性があります

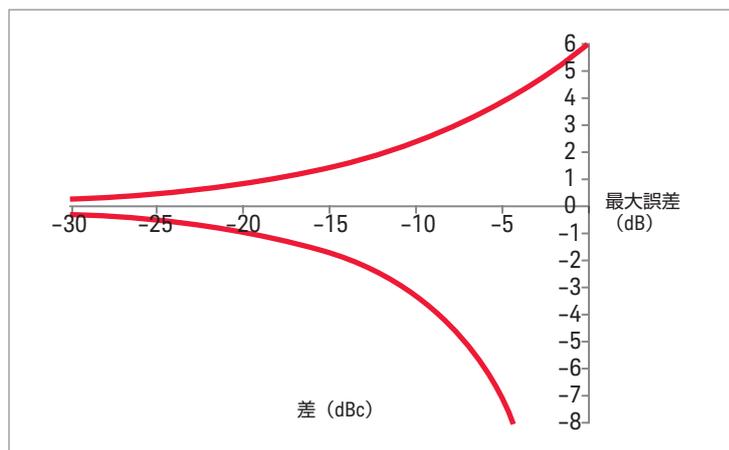


図6-5. 周波数が同じ2つの正弦波の振幅差と不確かさ(最大誤差)の関係

分は測定したい歪み成分より約18 dB低くする必要があります。測定誤差1 dB以下の2次／3次歪み測定のダイナミックレンジのグラフを作成するためには、図6-6に示すように、図6-2の曲線を18 dBだけオフセットする必要があります。

次に、S/N比の低下による不確かさへの影響を考察します。歪み成分のレベルは低い方が望ましく、多くの場合、スペクトラム・アナライザの雑音レベルと同じか、またはそれに非常に近いレベルになります。このようなレベルの低い信号を識別するために、しばしばビデオフィルターを使用します。図6-7に、表示信号レベルの誤差を、一般的なスペクトラム・アナライザの表示S/Nの関数として示します。誤差は1方向のみなので、これを補正することができます。ただし、通常は補正を行いませんので、ダイナミックレンジ測定では、雑音による誤差を0.3 dBとして、図6-6に示すように、ダイナミックレンジのグラフの雑音曲線を5 dBだけオフセットします。歪み曲線と雑音曲線の交点での最大誤差は1.3 dB未満となります。

測定誤差を考慮した後の、ダイナミックレンジの変化をみてみましょう。図6-6に示すように、2次歪みのダイナミックレンジは、72.5 dBから61 dBへと11.5 dB変化します。これは、2つの曲線のオフセット(歪みに対し18 dB、ノイズに対し5 dB)の総和の2分の1です。3次歪みは、81.7 dBから約72.7 dBへと約9 dB変化します。この場合の変化は、歪み曲線の18 dBオフセットの3分の1と雑音曲線の5 dBオフセットの3分の2を合計したものになります。

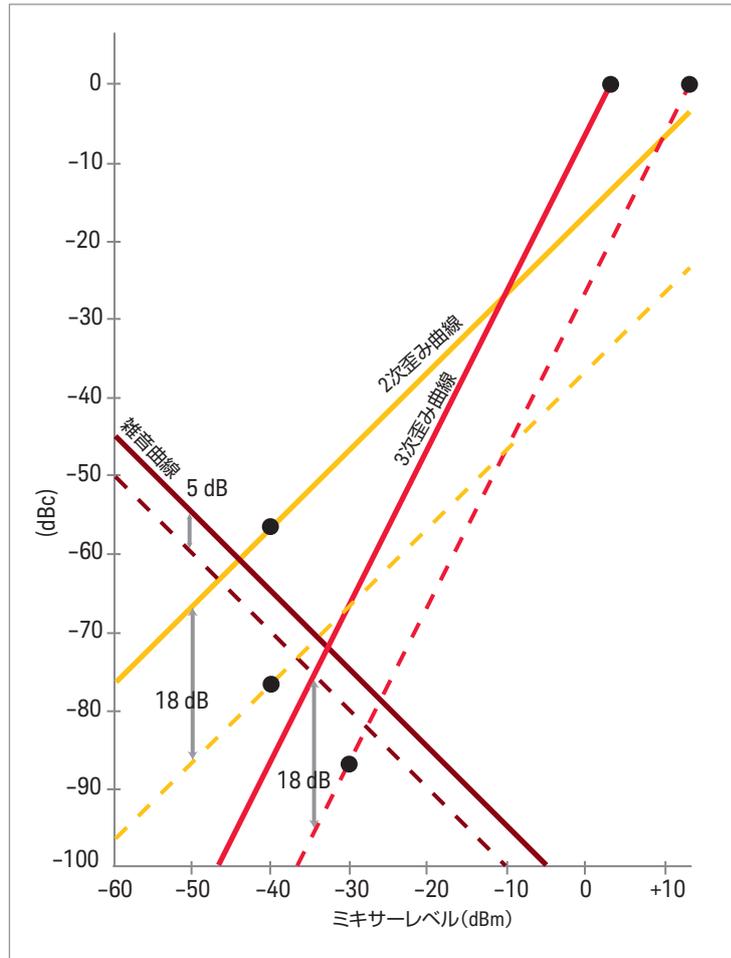


図6-6. 最大誤差を1.3 dBとしたときのダイナミックレンジ

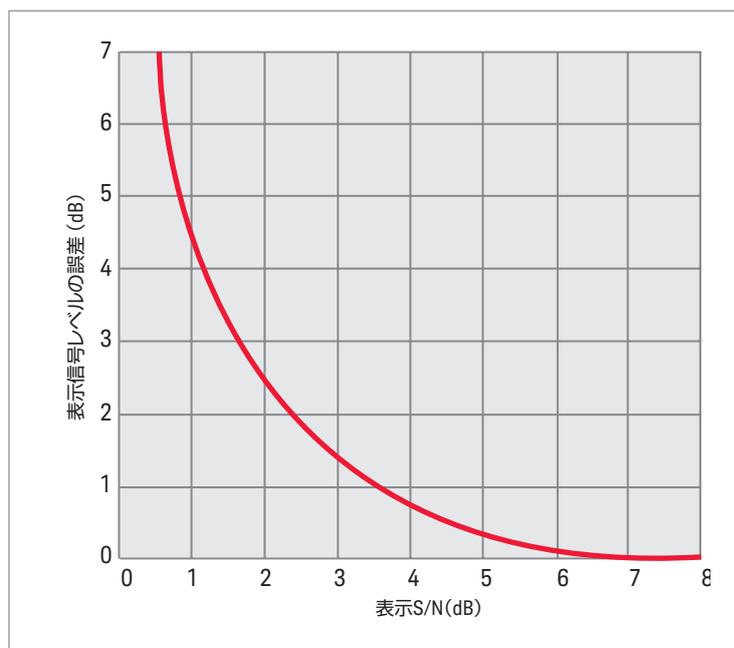


図6-7. 雑音による表示信号振幅の誤差

利得圧縮

前述のダイナミックレンジの考察では、相対値も含めて、大きい方の基本波信号の測定精度については言及しませんでした。正弦波入力信号のレベルを上げるに従い、入力ミキサーのレベルが上がり過ぎると、出力信号が入力信号に対して比例しなくなります。この状態をミキサーが飽和していると言い、信号振幅は低めに表示されます。飽和は突然ではなく、徐々に起こります。このような飽和状態を避ける目安として、通常、1 dB圧縮ポイントという仕様を使います。これは、ミキサーが飽和し始めた結果、ミキサーの飽和がないと仮定した場合の出力より1 dBほど低くなるときの、入力信号のレベルで規定し、一般的に、 $-5 \sim +5$ dBmの範囲にあります。この値を使い、レベルの高い信号を正確に測定するために必要なミキサーのレベル、つまり、アッテネータの設定値が分かります³。

実は、ミキサーの圧縮の評価方法は3通りあります。CW圧縮と呼ばれる従来の方法は、入力信号電力を上げていき、機器(増幅器、ミキサー、システムなど)の出力を測定し、利得の変化を調べます。前述した1dB圧縮ポイントはこの方法です。CW圧縮ポイントは、前述した中程度のダイナミックレンジの場合でも、基本波信号のレベルに比べ十分高いので、大きな信号による圧縮を考慮しなかったことは妥当であるといえます。

2番目の方法はツートーン圧縮と呼ばれ、大きい方の信号の電力を上げたときの、小さい方の信号のシステム利得の変化を測定します。ツートーン圧縮は、側波帯や、個別の信号など、複数のCW信号の測定に使用されます。この方法で規定する圧縮の仕様は、通常、CW圧縮による仕様より数dB低くなります。キーサイト・テクノロジーでは、この方法を使いスペクトラム・アナライザの利得圧縮を規定しています。

3番目の方法はパルス圧縮と呼ばれ、パルスの電力を上げながら、狭帯域RFパルスに対するシステム利得の変化を測定します。パルスを測定するとき、パルスの帯域幅よりはるかに狭い分解能帯域幅を使うことが多く、このとき、アナライザは、ピークパルス電力よりかなり低い電力を表示します。その結果、実際の全信号電力がミキサーの圧縮しきい値より高いことに気付かない可能性があります。このしきい値が高ければ、高電力パルス、超狭帯域パルス、広帯域チャープパルスに対するS/N比が向上します。Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザの場合、このしきい値はツートーン圧縮の場合に比べ約12 dB高くなります。しかし、圧縮が起こる原因が異なれば、CW圧縮、ツートーン圧縮、パルス圧縮に対する影響も異なるので、いずれの圧縮しきい値も他のしきい値より低くなる可能性があります。

表示範囲と測定範囲

ダイナミックレンジとよく混同されるものに、表示範囲と測定範囲があります。表示範囲は表示ダイナミックレンジとも呼ばれ、スペクトラム・アナライザの校正された表示の振幅範囲を指します。例えば、10目盛の表示では、1マス目あたり10 dBの場合、表示範囲は100 dBとなります。Keysight Xシリーズなど、デジタルIF回路を持つ最新アナライザや、狭帯域(10 ~ 300 Hz)デジタル分解能帯域幅を使用するときの、Keysight ESA-Eシリーズアナライザがこれに該当します。しかし、アナログIF部を持つスペクトラム・アナライザでは、通常、基準レベルから85 dBまたは90 dB下までの範囲に対してのみ校正されます。この場合、格子線の一番下の線は、信号振幅ゼロを表すので、縦軸の最下段の1マス目分は、基準レベルに比べ85 dBまたは90 dB低いレベルから負の無限大レベルまでの範囲を示すこととなります。

対数増幅器の対応範囲が、アナログIF回路を持つスペクトラム・アナライザの限界を決めるもう1つの要素となる可能性があります。例えば、ESA-Lシリーズ スペクトラム・アナライザは、85 dB対数増幅器を使用しているので、基準レベルから85 dB下までの測定範囲に限り校正されることとなります。

ここで、表示範囲すべてを使えるかどうか問題になりますが、先のダイナミックレンジの考察から、通常、答えは「使えます」となります。実際、ダイナミックレンジが表示範囲や対数増幅器の範囲を超えることは多くあります。小さい信号を、画面の校正済み領域に表示するためにはIF利得を上げる必要があります。しかし、IF利得を上げると、大きい方の信号が基準レベルより大きくなり、表示画面では見えなくなる可能性があります。Xシリーズなどのキーサイトの一部のアナライザでは、小さい方の信号の表示精度に影響を与えることなく、画面上で基準レベルより上のレベルの信号を測定することができるので、表示範囲がアナライザのダイナミックレンジを制限することはありません。これを図6-8に示します(61ページをご覧ください)。図6-8の上側の画面は基準レベルが -20 dBm、下側の画面は基準レベルが -50 dBmですが、信号のピークが画面内に見えるか見えないかに関わらず、マーカーの読み取り値は変わりません。

測定範囲は、あらゆる条件下で測定できる最大信号と最小信号の比です。最大安全入力レベル(ほとんどのアナライザの場合、通常 $+30$ dBm(1 W))が、最大信号、つまり上限値を決めます。これらのアナライザには、60 dBまたは70 dBに設定可能な入力アッテネータがあるので、 $+30$ dBmの信号でも入力ミキサーの圧縮ポイントより十分低いレベルに下げること、正確に測定できます。表示平均雑音レベル(DANL)が測定範囲の下限を決めます。表示平均雑音レベルは通常、 $-115 \sim -170$ dBmの範囲で、アナライザの最小分解能帯域幅とプリアンプの有無により変わります。測定範囲は、145 dBから200 dBまで変わる可

3. 多くのアナライザでは、入力アッテネータとIF利得の両方の設定を内部的に制御しているので、入力ミキサーでCW信号が圧縮レベルに達すると、格子線の最上段より上で応答が生じるようにしています。これにより、CW信号に関しては、誤った設定による不正確な測定を回避することができます。

能性があります。もちろん、+30 dBmの信号が入力された場合、下限は-170 dBmより高くなります。

隣接チャンネル電力測定

TOI、SOI、1 dB利得圧縮、表示平均雑音レベルはすべて、従来からあるスペクトラム・アナライザ性能の尺度です。しかし、デジタル通信システムが著しく成長／普及し、従来とは異なるダイナミックレンジの尺度の重要性が増しています。例えば、CDMAを利用した通信システムでは、隣接チャンネル電力(ACP: Adjacent Chanel Power)を測定し、搬送波の上下に位置する、隣接チャンネルや次隣接チャンネルに漏れる(「こぼれ出る」)信号エネルギーの量を測定します。図6-9にACP測定の例を示します。

チャンネル電力と、隣接チャンネル電力や次隣接チャンネル電力の間の相対振幅差に注目してください。搬送波の上下で、それぞれ最大6個のチャンネルを同時に測定できます。

一般的に最も多く要求される項目は、信号のチャンネル電力と、隣接チャンネル電力や次隣接チャンネル電力の間の相対振幅差です。ACP測定は、「ACPR(Adjacent Channel Power Ratio: 隣接チャンネル電力比)」試験、または「ACLR(Adjacent Channel Leakage Ratio: 隣接チャンネル漏洩比)」試験と呼ばれることもあります。デジタル変調信号やデジタル変調信号に伴う歪みは、多くの場合雑音に似た性質を持つので、そのような無線通信の規格では通常、信号電力を積分するチャンネル帯域幅を定義しています。

電力増幅器などのACP性能を正確に試験するためには、スペクトラム・アナライザにはこれらの被試験機器(DUT: Device Under Test)より優れたACP性能が必要です。このため、スペクトラム・アナライザについては、ACPRダイナミックレンジがデジタル通信システム試験における重要な性能指標となっています。

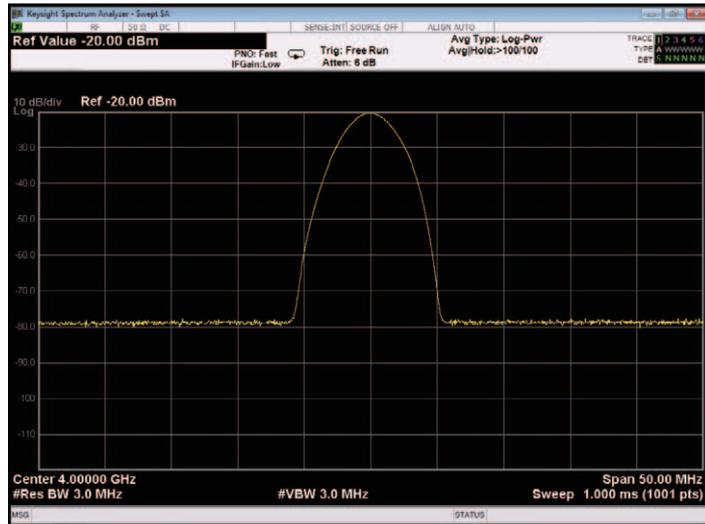


図6-8. PXAスペクトラム・アナライザの表示範囲と測定範囲



図6-9. PXAスペクトラム・アナライザによる隣接チャンネル電力測定

第7章：周波数範囲の拡張

新しい無線方式が次々に登場し、導入されていますが、使用可能なスペクトラムはますます狭まっています。このため、より高い周波数での新しい製品やサービスを開発しようとする動きが強まっています。また、進歩し続けるマイクロ波技術に対応するため、マイクロ波帯での測定機能の充実が求められています。スペクトラム・アナライザのデザイナーは、同軸入力を使い、50 GHzまで直接同調できる測定器を開発することで、ニーズに答えています。外部ミキシングを使うことにより、さらに高い周波数を測定することが可能となります。この章では、スペクトラム・アナライザを高い周波数に同調可能にするための技術を説明します。

内部高調波ミキシング

第2章では、3.6 GHzに同調する単一バンドのスペクトラム・アナライザについて説明しました。ここでは、より高い周波数に同調する方法を説明します。同調周波数範囲を拡張するための最も実用的な方法として、高調波ミキシングを使います。

第2章で同調の式を導入した際、高調波信号がミキサーに到達することを防ぐために、図2-1に示すようにローパスフィルタが必要であることが分かりました。その結果、3.6 GHzまで同調し、一意に回答する単一バンドのスペクトラム・アナライザとなりました。ここでは、より高い周波数信号を観察／測定するために、ローパスフィルタを取り除く必要があります。

同調の式を利用したとき、LO周波数と中間周波数の選択についても検討しました。中間周波数が目的の周波数帯内にあると、中間周波数の信号は測定できないため、中間周波数を目的の周波数帯の外側に設定する必要があります。そのため、中間周波数を、目的の同調周波数帯の上限値(3.6 GHz)より高い5.1 GHzとしました。ここでは3.6 GHzを超える同調範囲を検討しているので、新たに中間周波数を3.6 GHzより低く設定することは理にかなっていないと思われます。キーサイトのスペクトラム・アナライザの場合、このような周波数帯域に対応するときの初段の中間周波数は322.5 MHzです。この周波

数を例として使います。つまり、3.6 GHzまでの周波数帯(ローバンドと呼ばれます)では、初段の中間周波数は5.1 GHzですが、これより高い周波数帯(ハイバンドと呼ばれます)では、初段の中間周波数を322.5 MHzに切り替えます。図7-1に示すように、実はローバンド選択時にも、2段目の中間周波数として322.5 MHzを使っているため、ハイバンド選択時は、初段のIFをバイパスするだけです。

第2章では、数式を用いローパスフィルタの必要性を説明しました。ここでは、状況がさらに複雑になるので、実際の動作を考察する方法としてグラフを使います。ローバンド(3.6 GHz以下の周波数範囲)の方が簡単なので、この説明から始めます。ここに示すグラフはいずれも、図7-2に示すように、横軸にLO周波数、縦軸に入力信号の周波数をとります。入力信号とLOが中間周波数だけ異なる場合、この中間周波数と等しいミキシング成分が得られる(画面上に回答が表示される)ことが分かっています。このため、アナライザを同調する周波数を決定するには、LO周波数にIFを加算するか、またはLO周

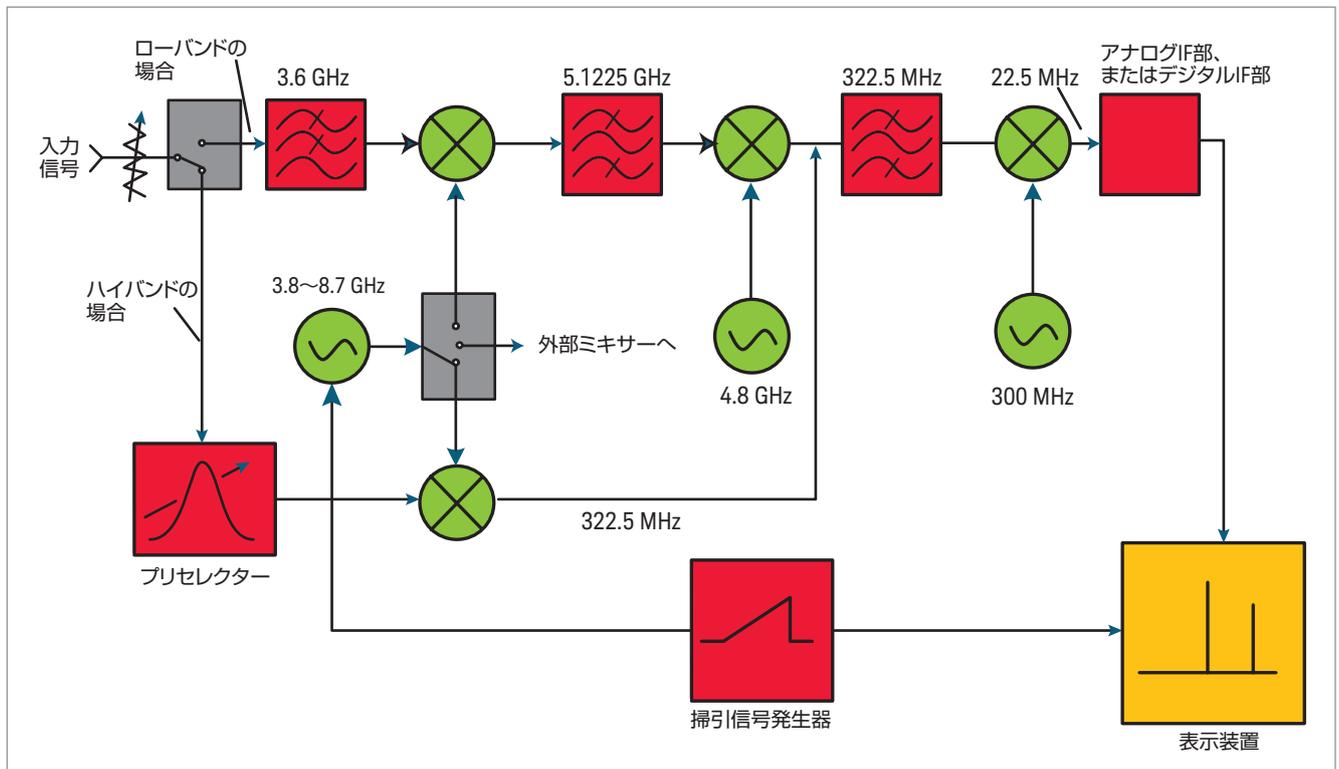


図7-1. ローバンド/ハイバンドの切り替え

波数からIFを減算します。同調範囲を決定するためには、図7-2の破線が示すように、信号周波数軸にLO周波数をプロットすることから始めます。破線から中間周波数分を減算すると、第2章で得たのと同じ0～3.6 GHzの同調範囲が得られます。図7-2では、この直線が基本波であることを示す1と、同調の式でマイナスの符号を使った事を示すため、「1-」と標記します。このグラフを使い、任意の信号を受信するために必要なLO周波数、または、あるLO周波数に対してアナライザが同調する信号周波数がわかります。例えば、このグラフから、1 GHzの信号を表示するためのLO出力周波数は6.1 GHzであること、また、LO周波数が8 GHzのとき、アナライザは2.9 GHzの信号を受信するよう同調されることがわかります。本文では、初段の中間周波数を小数点1桁まで丸めていますが、実際の値は5.1225 GHzで、この値が図7-1のブロック図に記載されています。

ここで、図7-2のLOを示す破線に中間周波数を加算し、もう一方の基本波ミキシング成分をプロットしてみましょう。今度は加算なので「1+」と標記します。1+はLOの破線の上側にある実線で示され、このグラフから同調範囲が8.9～13.8 GHzであることがわかります。なお、ある1つのLO周波数に対し、アナライザは2つの周波数に同調することができますが、2つの周波数の差は中間周波数の2倍になります。入力にローパスフィルターがある場合、ローバンドの信号を測定するときは1+の周波数範囲にある信号を考慮する必要はありません。

次に、高調波ミキシングを検討します。高調波ミキシングが発生するのは、ミキサーが十分なミキシング動作をするために、LOがレベルの高い信号でミキサーを駆動し、さらに、ミキサーが非線形素子であるため、LO信号の高調波を生成するからです。基本波ミキシングの場合と同様に入力信号もLOの高調波とミキシングされ、この成分が中間周波数と等しければ、その応答が表示されます。すなわち、同調(ミキシング)の式は次のようになります。

$$f_{\text{sig}} = n f_{\text{LO}} \pm f_{\text{IF}}$$

ここで、 n : LO高調波

(他のパラメータは、前述したとおりです)

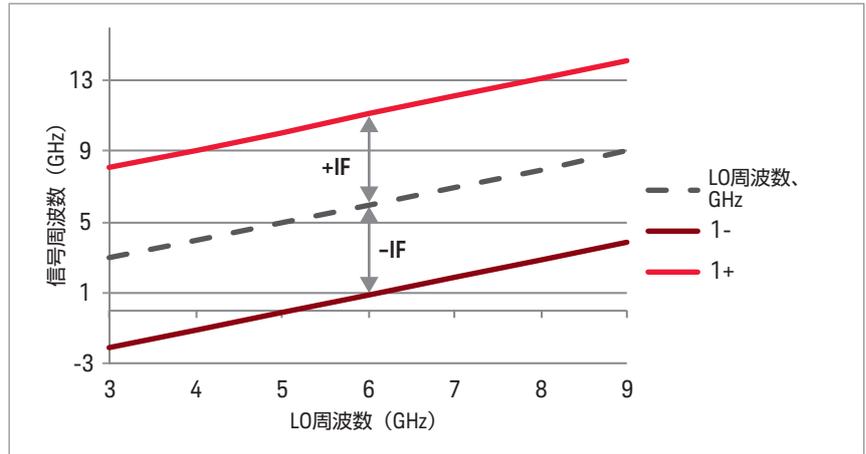


図7-2. ローバンドで中間周波数が高い場合の、基本波ミキシングの同調曲線

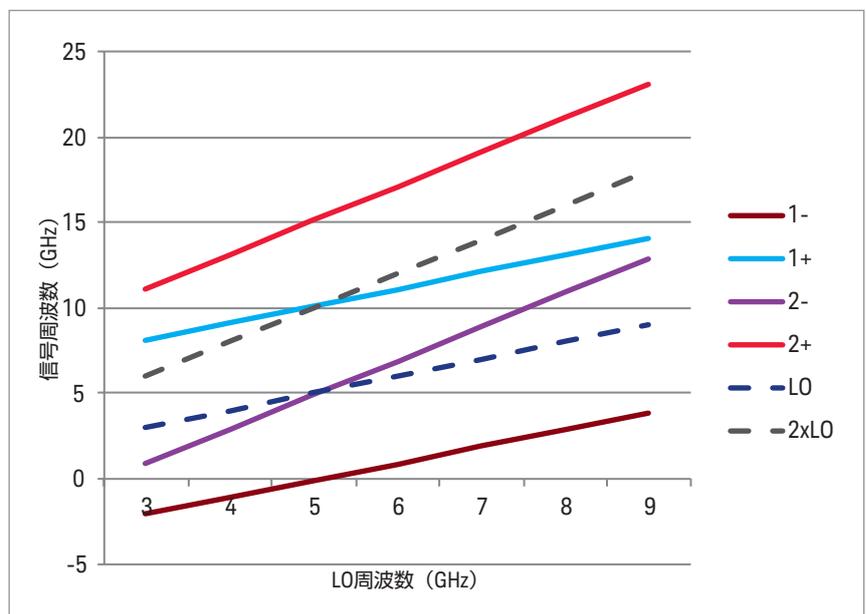


図7-3. ローバンドで中間周波数が高い場合、「1-」の周波数範囲の信号は、一意に決まる固有の応答として表示されます

図7-3のグラフに2次高調波ミキシングを追加して、測定手順を見てみましょう。前述したように、最初に信号周波数に対してLO周波数をプロットします。LO周波数に2を掛けると、図7-3の上側の破線が得られます。基本波ミキシングの場合と同様に、LOの2次高調波曲線から中間周波数(5.1 GHz)の減算と加算により、2-の同調範囲と、2+の同調範囲を作成します。いずれの範囲も目的の1-の同調範囲とは重ならないので、ここでも測定は複雑にはならないことがわかります。すなわち、1-の同調範囲の信号は、アナライザの画面に一意に決まる固有の応答として表示されます。この高調波ミキシングで生成

された応答の除去には、基本波ミキシングに使用したローパスフィルターが有効に機能します。

ハイバンドで中間周波数が低い場合は状況が大きく異なります。これまでと同様に、まずLO基本波を信号周波数軸に対しプロットし、中間周波数の加算と減算により、図7-4に示すような結果を得ます。これを見ると、1-の同調範囲と1+の同調範囲が非常に接近しており、実際、重なる部分があります。これは、中間周波数が非常に低い322.5 MHzであることに起因しています。同調範囲同士の間隔が狭まると、測定プロセスは複雑になるで

しょうか。そうとも言えますし、そうでないとも言えます。まず、アナライザのシステムは、一度に1つの同調範囲に対してしか校正できません。この場合、1-の同調範囲を選択すると、約3.5 GHzの下限周波数が得られ、ローバンドの同調範囲の上限3.6 GHzと重なります。では、表示画面には何が見えるのでしょうか。5 GHzのLO周波数をグラフ上でたどり、対応する入力信号をみると2つの信号周波数4.7 GHzと5.3 GHz(ここでも数値は丸めてあります)が応答として画面に表示される可能性があることが分かります。一方、信号周波数軸側の5.3 GHzからたどると、LO周波数が5 GHzで1+の応答とともに、1-の応答も生成される可能性があることが分かります。これは、5 GHzから中間周波数の2倍上側の5.6 GHzまでLOを掃引可能とした場合に起こり得ます。また、信号周波数軸上の4.7 GHzの点をグラフ上でたどると、LO周波数が5 GHzで1-の応答があるほか、約4.4 GHz(5 GHzから中間周波数の2倍だけ下側)のときも1+の応答があることが分かります。これらから、1-同調曲線上のどの応答にも、そこから中間周波数の2倍だけ下側に2番目の応答があることが分かります。このような応答の組はイメージ応答と呼ばれます。

このようにミキシングを使用すると、異なる周波数の信号が、同一LO周波数、すなわち同一周波数上に応答として表示される可能性があります。図7-4からわかるように、LO周波数を5 GHzに設定したときには、4.7 GHzと5.3 GHzの入力信号が、どちらも中間周波数の応答を生成します。これらの信号は、イメージ周波数として知られ、やはり中間周波数の2倍だけ離れています。

このことから明らかなように、1+の同調曲線上で生成される応答と、アナライザを校正するとき使用する1-の同調曲線により生成される応答を区別する仕組みが必要です。そのような応答を識別する方法を検討する前に、26.5 GHzまでの高調波ミキシング曲線を加え、応答識別の

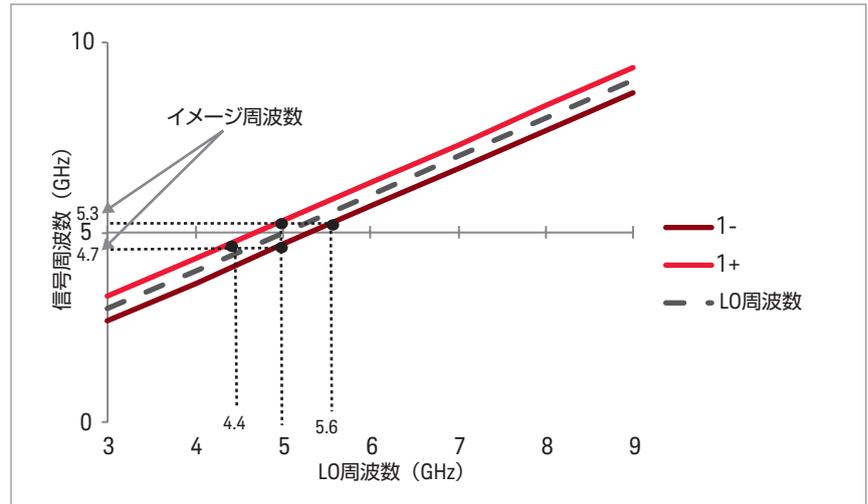


図7-4. ハイバンド、中間周波数が低い場合の基本波ミキシングの同調曲線

方法を検討する際に考慮すべき他の要素がないか見てみましょう。図7-5に、LOの4次高調波までの同調曲線を示します。

図7-5をよく見ると、複雑さが増していることが分かります。スペクトラム・アナライザをいくつかの同調バンドで動作するようにします。アナライザの表示は同調する周波数に基づく特定のLO高調波に対して周波数校正されます。例えば、8.3 ~ 13.6 GHzの入力周波数範囲では、スペクトラム・アナライザは2-の同調曲線を基に校正されます。入力に13.6 GHzの信号がある場合、LOが掃引されるに従い、信号は3+、3-、2+、2-の4つの同調曲線の上の中間周波数応答を生成します。例えば、LO周波数が次の同調の式を満足するとき、2-の同調曲線による応答が起こります。

$$13.6 \text{ GHz} = 2 f_{LO} - 0.3$$

$$f_{LO} = 6.95 \text{ GHz}$$

同様に、 $f_{LO} = 6.65 \text{ GHz}$ のとき、2+の同調曲線により発生する応答を計算することができ、13.0 GHzに信号が現れることがわかります。

3+と3-の同調曲線に対する応答により生成され表示された信号は、バンド内マルチ応答と呼ばれます。これらは、LOを4.63 GHzと4.43 GHzに同調するとき発生するので、画面上の8.96 GHzと8.56 GHzに、あたかも入力信号のように見える応答が表示されます。

その他の場合でも、バンド外マルチ応答が生成される可能性があります。例えば、バンド1で5 GHz信号を観察しており、この信号が15 GHz(バンド3)に顕著な3次高調波を持つとします。1+と1-の同調曲線上に、5 GHz信号により生成される応答が複数組ありますが、これに加えて、4+、4-、3+、3-の同調曲線上で15 GHz信号により生成される応答も得られます。図7-6に示すように、これらの応答は、LOを3.7、3.8、4.9、5.1 GHzに同調したときに発生するので、3.4、3.5、4.6、4.8 GHzの周波数に信号が見えます。

一般的に、マルチ応答は常に、「プラス」ミキシング成分と「マイナス」ミキシング成分を持つ1つの組(ペア)¹として現れます。同調バンドに、適切な高調波成分の次数を使うと、応答は $2 \times f_{IF}$ だけ離れま

1. 「イメージペア」と呼ばれることもありますが、用語としては不正確です。イメージは、同じLO周波数に中間周波数応答を生成する、スペクトラム・アナライザ入力端に存在する2つ以上の実際の信号だからです。その数はアナライザによって異なります。

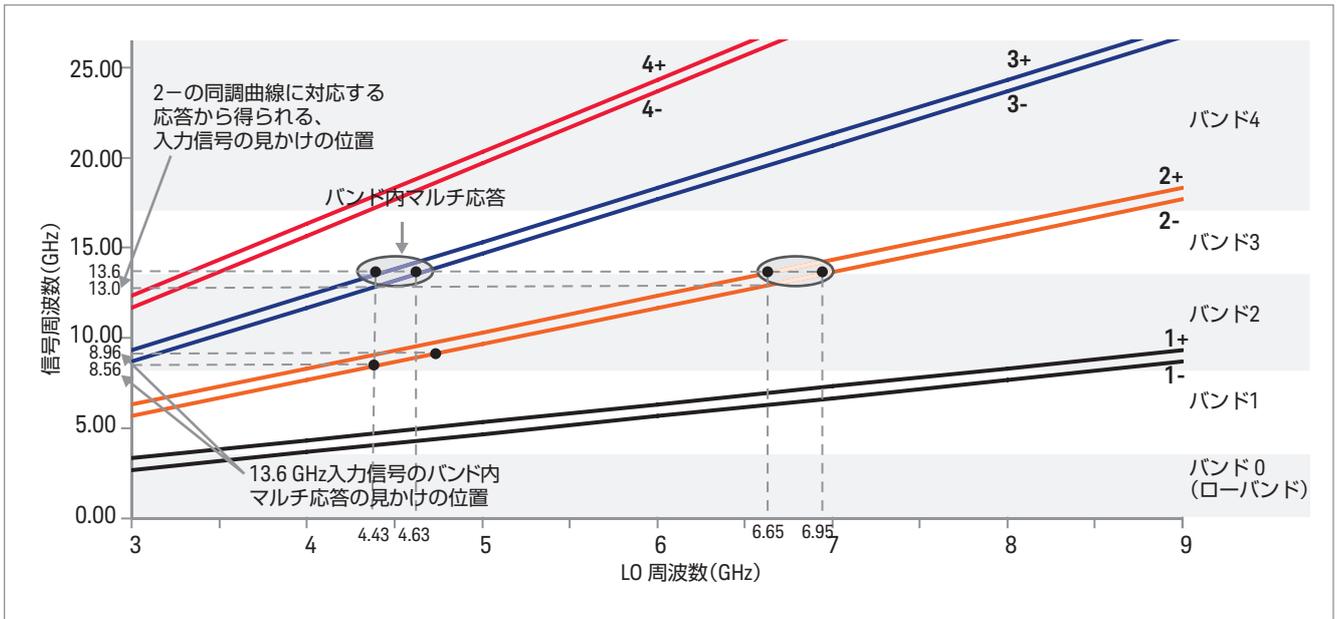


図7-5. 13.6 GHz入力信号に対するバンド内マルチ応答を示すLOの4次高調までの同調曲線

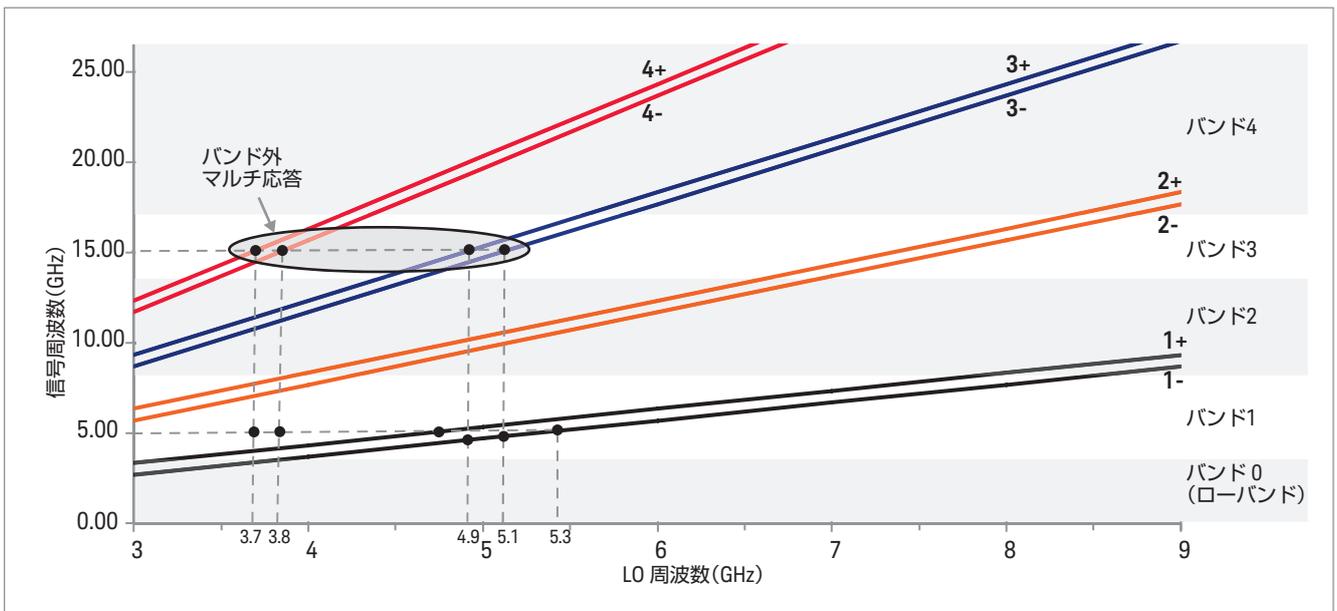


図7-6. バンド3内にある信号に起因する、バンド1のバンド外マルチ応答

す。同調曲線の各組の傾きは高調波次数Nに比例し増加するので、他の高調波ミキシング次数に起因する複数の組はすべて、次の式で表せるだけ離れているように見えます。

$$2f_{IF}(N_C/N_A)$$

ここで、 N_C ：同調バンドの適切な高調波次数
 N_A ：複数の組を生成する、実際の高調波次数

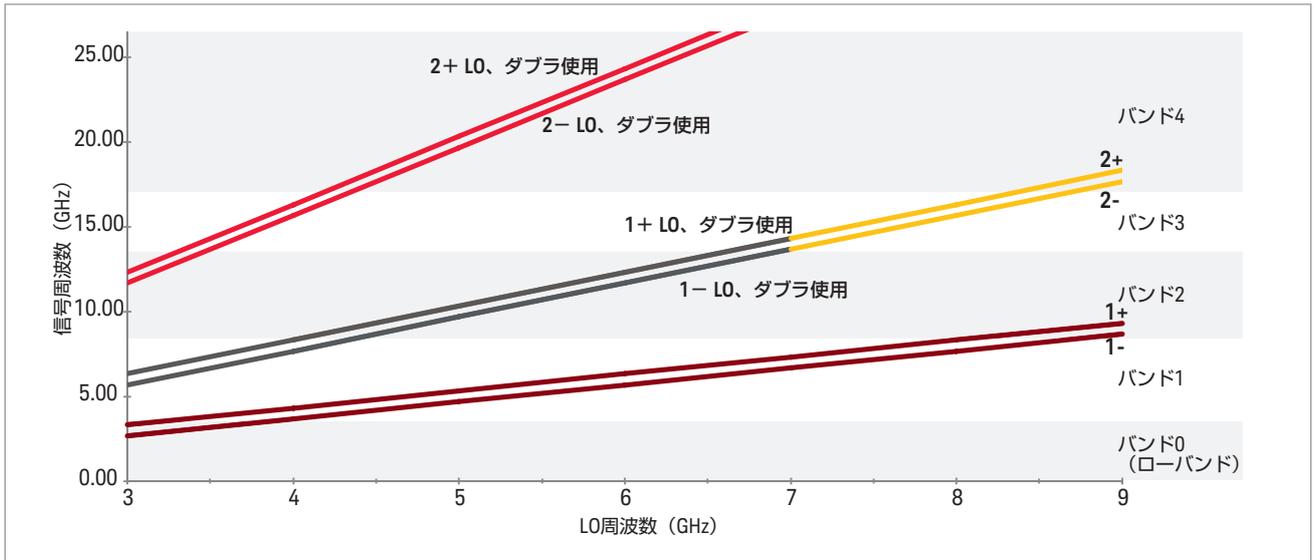


図7-7. LOダブラを使った、Xシリーズアナライザの高調波バンド

Xシリーズ アナライザでは、高調波ミキシング用の、より高い周波数の新規LOを作るため、LOダブラを採用しました。その結果、LOの高調波が従来に比べ2倍離れ、マルチ応答の可能性が著しく低下しました。図7-6と図7-7を比べてみてください。

以上の説明から、高調波ミキシング・スペクトラム・アナライザは実用的ではないと思われるかもしれませんが、必ずしもそうではありません。信号周波数が既知であれば、その信号に直接同調することができるので、イメージ信号を気にする必要はありません。その際、アナライザが、校正された適切なミキシングモードを選択します。信号が1つ、または2つ程度の管理された環境では、実際の信号をイメージ応答やマルチ応答から区別することは簡単です。しかし、多くの場合、信号の数や、周波数が分からない状態で測定を始めます。このような例として、未知のスプリアス信号の探索、周波数監視プログラムの一環としてのサイトサーベイランスの実施、または機器からの不要なエミッションを測定するためのEMI試験などがあります。このような場合はいずれも、様々な信号が密集している可能性のある電波環境で、全く未知の信号を探索する必要があるかもしれません。すべての応答に対して個別になんらかの識別操作を行うとすると、測定時間が許容できないほど長くなるでしょう。

幸い、信号をプリフィルタ処理し、イメージ応答やマルチ応答を基本的に除去する方法があります。この方法をプリセクションと呼びます。

プリセクション

どのような方式をプリセクションに選ぶべきでしょうか。図7-4をもう一度ご覧ください。アナライザの入力に4.7 GHzと5.3 GHzの2つの信号があると仮定します。どちらか一方に注目しているときは、バンドパスフィルタを使い、目的の信号だけをアナライザに入力し、その他の信号は除去できます。ただし、固定のフィルタではマルチ応答は除去できませんので、スペクトルが近接している場合、依然として混同の恐れがあります。さらに重要な点は、固定フィルタはアナライザの柔軟性を損なうということです。例えば、広帯域で試験を行う時に、バンドパスフィルタを頻繁に変更することは避けたいものです。

このような場合に、最も適した方法は、適切なミキシングモードの周波数に自動的に追従する同調可能なフィルタを使用することです。図7-8に、このようなフィルタ（プリセクター）の効果を示します。ここでは、スーパーヘテロダイン・スペクトラム・アナライザがリアルタイム（すなわち、一度に1つの周波数だけに同調する）ではないということを利用します。図7-8の2本の破線はトラッキングブ

リセクターの帯域幅を表します。2本の破線の外側の信号は除去されます。前述の、アナライザ入力端に4.7 GHzと5.3 GHzの信号がある例を引き続き考えます。中心周波数を5 GHz、スパンを2 GHzという設定にした場合、アナライザがこの範囲に同調するとき、何が起るか見てみます。LOが4.4 GHz(1+のミキシングモードで4.7 GHz入力信号とミキシングされる可能性がある周波数)を超えて掃引すると、プリセクターが4.1 GHzに同調され、その結果4.7 GHzの信号が除去されます。入力信号がミキサーに到達しないので、対応するミキシング成分が発生せず、応答も画面に表示されません。LOの掃引が5 GHzを超えると、プリセクターが4.7 GHz信号を通すので、その信号はミキサーに達し、画面に適切な応答として表示されます。しかし、5.3 GHzのイメージ信号は除去されるので、4.7 GHzの信号のミキシング成分と相互作用することなく、したがって、誤った表示の原因となるミキシング成分は生成されません。最後に、LOの掃引が5.6 GHzを超えると、プリセクターが5.3 GHzの信号を通すので、その信号はミキサーに達し、信号が正しく表示されます。図7-8に示すように、各種のミキシングモードが交差する領域はありません。プリセクターの帯域幅が十分狭ければ(当社のスペクトラム・アナライザの場合、低周波から高周波にかけて約35 MHzから約80 MHzまで変化します。)、プリセクターは、すべてのイメージ応答とマルチ応答を大きく減衰します。

しかし、プリセクターを使っても、雑音を完全に除去できるわけではなく、その範囲はせいぜい70～80 dBくらいです。したがって、レベルが高い信号が存在するなかで、レベルの非常に低い信号を探索する場合、このレベルの高い信号による低いレベルのイメージ応答やマルチ応答が表示される可能性があります。さて、ローバンドではどうでしょうか。ほとんどのトラッキングプリセクターはYIG技術を利用しています。YIGフィルターは低い周波数では動作しません。しかし、これは簡単に解決できます。図7-3から分かるように、LO周波数が低く、中間周波数が高い場合、どのミキシングモードも1-のミキシングモードとは重なりません。したがって、単純なローパスフィルターでイメージ応答やマルチ応答を減衰することができます。図7-9に代表的なマイクロ波スペクトラム・アナライザのフロントエンド部の構成を示します。

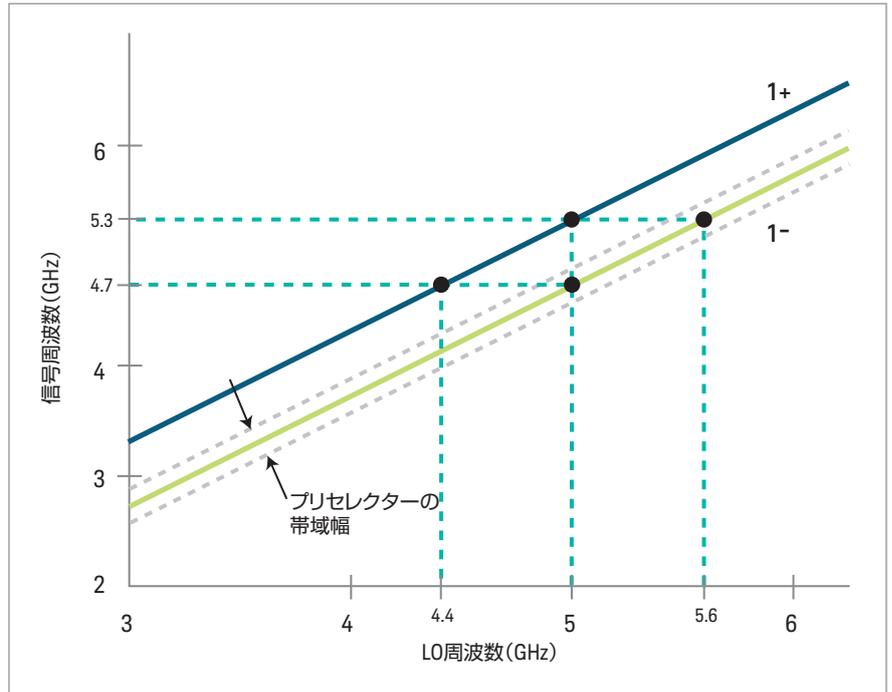


図7-8. プリセクション：灰色の破線はトラッキングプリセクターの帯域幅を示します

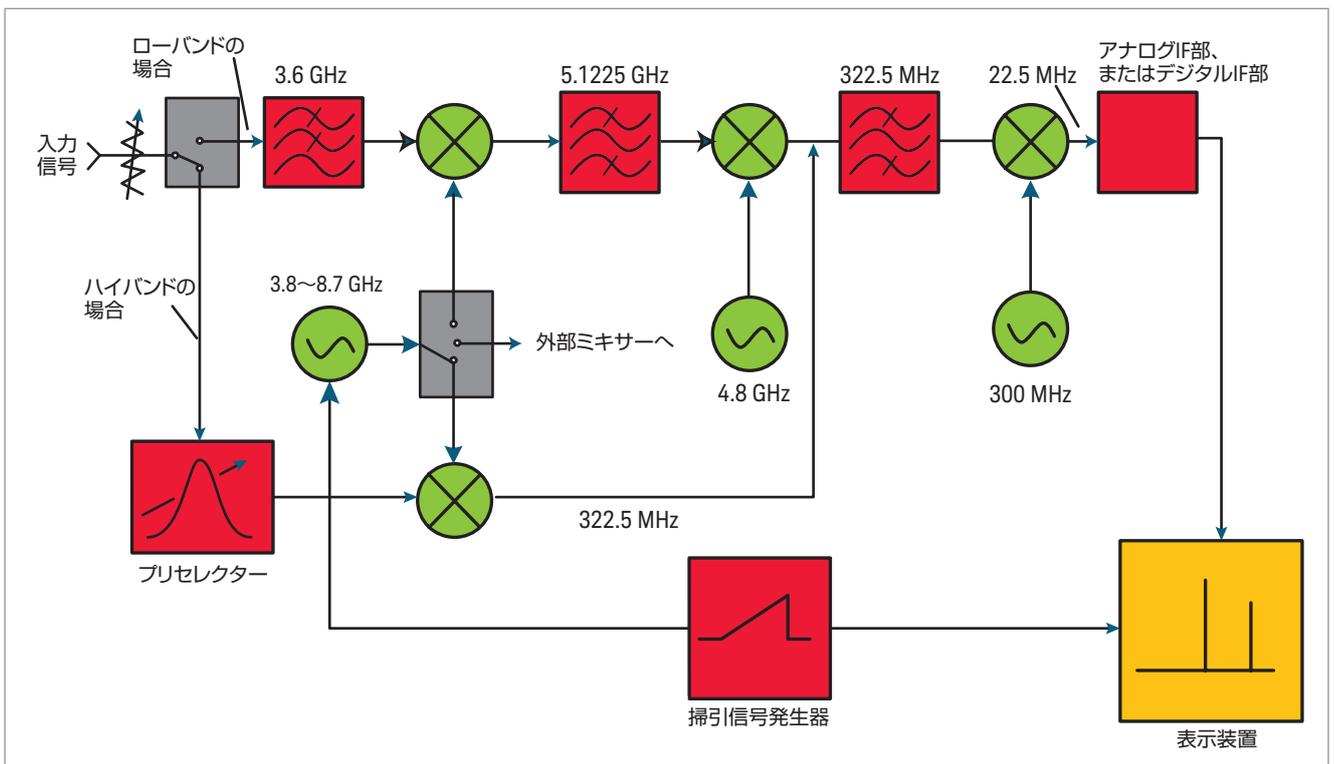


図7-9. 代表的なプリセクター付スペクトラム・アナライザのフロントエンドの構成

振幅校正

ここまで、高調波ミキシングを利用したスペクトラム・アナライザが、様々な入力周波数に対しどう応答するかを見てきましたが、振幅に対してはどうでしょうか。

ミキサーの変換損失は、高調波の次数で決まり、高調波の次数が大きくなるに従い損失は増加します。これは、信号の振幅が同じでも、ミキシングモードが異なると、表示されるレベルが異なることを意味します。したがって、校正された振幅を維持するための方策が必要です。キーサイトのスペクトラム・アナライザではIF利得が変更されます。LO高調波が高くなり変換損失が増加すると、入力アッテネータを増加した場合と同様に、感度が低下します。また、IF利得の変化は変換損失が生じた後に起こるので、この利得の変更により表示されるノイズレベルも変わります。したがって、基本波ミキシングと同じように、表示平均雑音レベルを測定することにより、高調波ミキシングにおけるアナライザの感度を知ることができます。

旧式のスペクトラム・アナライザでは、高調波バンドでの表示平均雑音レベルの増加が顕著でした。しかし、キーサイトの最新のスペクトラム・アナライザは、イメージ生成を改善した二重平衡(double-balanced)型高調波ミキサーを使用し、高調波次数が高いときの変換損失の増加を抑制しているので、表示平均雑音レベルが次数の変更による「階段状」となることはなく、図7-10のように周波数の増加と共にだだらかに上昇するようになります。

位相雑音

第2章では、アナライザのLOの不安定性が、ノイズフロアより十分に上に表示される信号の周囲に、位相雑音として現れることを学びました。この位相雑音が、振幅の異なる近接信号に対する測定能力を制限する可能性があることにも言及しました。位相雑音のレベルは、LOの位相角(または周波数) 偏差を示します。ミキシングの過程でLOの高調波を使用するとき、位



図7-10. ノイズフロアの上昇は、使用するLO高調波の変更に伴う感度の変化を示します

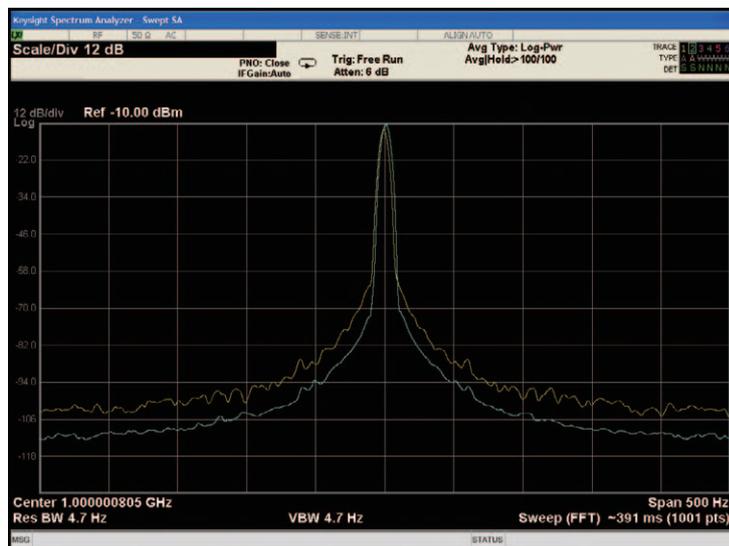


図7-11. 基本波ミキシングと4次高調波ミキシングの位相雑音レベルの比較

相雑音はどうなるのでしょうか。基本波ミキシングを基準として、位相雑音(単位: dB)が、次の量だけ増加します。

$$20 \log(N)$$

ここで、NはLOの高調波次数

例えば、LOの基本波が最大10 Hzの周波数偏差を持つとします。このとき、2次高調波の最大周波数偏差は20 Hz、3次高調波は30 Hz、以下、同様となります。位相雑音は、変調信号(この場合は雑音)を示すので位相雑音のレベルが高いほど、偏

移はより大きくなるはずで、変調の度合いが非常に低いときは、変調側帯の振幅は搬送波(LO)の偏移に正比例します。偏移が2倍になれば側帯の電圧も2倍になり、6 dB(20 log(2))だけ増加するはずで、その結果、ミキシングにLOのより高い次数の高調波を使うほど、振幅の異なる近接した信号を測定するアナライザの能力は低下します。図7-11に、5 GHz信号の基本波ミキシングと20 GHz信号の4次高調波ミキシングの位相雑音の違いを示します。

ダイナミックレンジの向上

目的の信号の周波数同士が十分に離れている場合はプリセクターを使うことにより、ダイナミックレンジが向上します。第6章のダイナミックレンジの説明では、振幅の大きな信号と小さな信号が同時にミキサーに入力され、かつ、測定中はその信号が常に存在し、振幅が変わらないと仮定しました。しかし、これまで説明したように、2つの信号が十分離れている場合、プリセクターを用いて一方の信号だけミキサーに入力し、他方を除去することができます。例えば、マイクロ波発振器の高調波を試験する場合、アナライザを高調波のいずれかに同調すると、プリセクターが基本波を除去します。

3 GHz発振器の2次高調波試験のダイナミックレンジを見てみましょう。第6章の例を用い、ミキサーでの-40 dBmの信号が、2次高調波成分-75 dBcを生成すると想定します。これまでの説明から、ミキサーでの基本波レベルが1 dB変化することに、測定範囲も1 dBだけ変化することが分かっています。図7-12に、2次高調波歪み曲線を示します。この例では、発振器からの電力が十分あり、発振器の基本波を測定するときに、ミキサーでのレベルが、1 dB圧縮ポイントより下の-10 dBmになるように入力アッテネータを設定するとします。

グラフから、ミキサーでの-10 dBmの信号によって、-45 dBcの2次高調波歪み成分が生成されることがわかります。ここで、アナライザを6 GHzの2次高調波に同調します。プリセクターが70 dBの減衰能力を有する場合、ミキサーでの基本波のレベルは-80 dBmまで下がります。図7-12は、ミキサーでの信号が-80 dBmのとき、内部生成歪みが-115 dBc(すなわち、新しい基本波レベル-80 dBmより115 dB低い)となることを示しています。これにより、高調波の絶対レベルが-195 dBmになります。同調した基本波と、同調した内部生成2次高調波との差は185 dBであることに注意してください。高調波歪みの場合、ダイナミックレンジの下限はアナライザのノイズフロア(感度)によって決まることは明らかです。

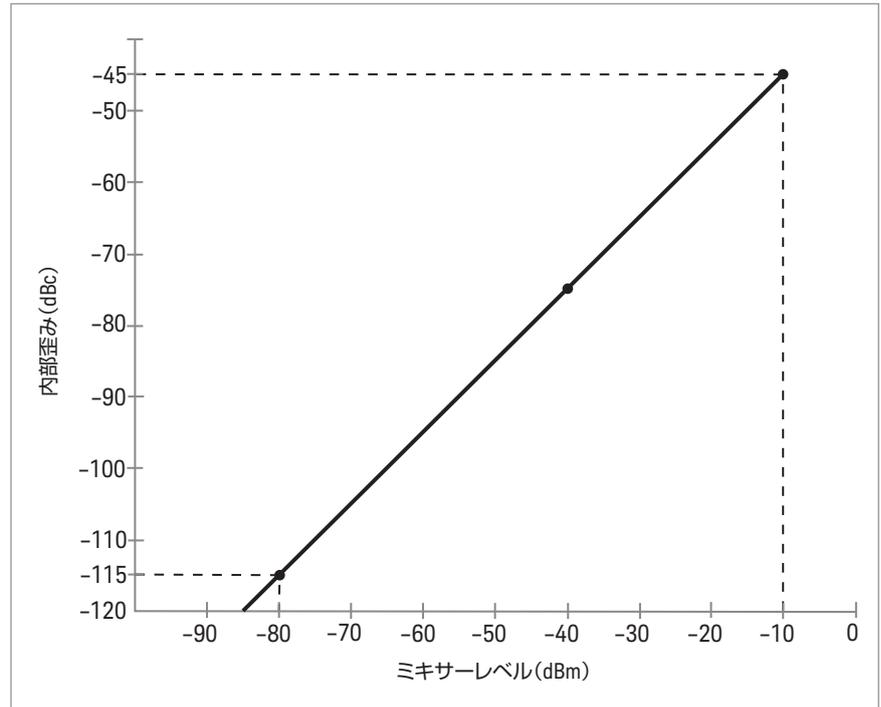


図7-12. 2次歪みグラフ

上限はどうでしょうか。発振器の基本波を測定するとき、正確なレベル表示値を得るには、ミキサーでの電力を制限する必要があります。内部アッテネータまたは外部アッテネータを用い、ミキサーでの基本波のレベルを、1 dB圧縮ポイントより低い値に制限できます。ただし、2次高調波に同調すると、プリセクターが基本波を大きく減衰させるので、高調波を測定する目的でより高い感度が必要な場合はアッテネータを下げる必要があります。プリセクターで+20 dBmのレベルがある基本波は、高調波測定能力に影響を与えることはありません。

3次相互変調測定におけるダイナミックレンジの向上は、試験用トーン信号の分離の度合いとプリセクター帯域幅の関係に依存します。前述したように、プリセクター帯域幅は下限が約35 MHz、上限が約80 MHzです。控えめに見積もると、代表的なYIGプリセクターフィルターの3 dBを超えるとときの帯域幅ロールオフとして、1オクターブあたり18 dBという値を使用できます。これらを考慮し、ダイ

ナミックレンジがどれだけ向上したかを判断するには、各基本トーンがどれだけ減衰し、それらが内部生成歪みにどのように影響するかを調べる必要があります。第6章の3次相互変調に対する式から次の式が得られます。

$$(k_4/8)V_{LO}V_1^2V_2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_1 - \omega_2)]t$$

および

$$(k_4/8)V_{LO}V_1V_2^2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_2 - \omega_1)]t$$

これらの数式を見ると、下側周波数の歪み成分($2\omega_1 - \omega_2$)の振幅は、 V_1 の2乗に比例し、 V_2 に比例します。一方、上側周波数の歪み成分($2\omega_2 - \omega_1$)の振幅は、 V_2 の2乗に比例し、 V_1 に比例します。ただし、信号周波数や信号周波数同士の分離によっては、プリセクターが2つの基本トーンを等しく減衰しない可能性があります。

図7-13に示すように、下側周波数の歪みに同調し、2つの基本トーンがプリセクターの3 dB帯域幅の2分の1だけ離れている場合を考えます。この場合、周波数の低い方の基本トーンはプリセクターの通過帯域の端にあるので3 dB減衰します。周波数の高い方の基本トーンはプリセクターの3 dB帯域幅に等しい周波数だけ上側にあり、約21 dB減衰します(前述のように18 dB/オクターブの減衰を仮定しています)。基本トーンの下側周波数の歪み成分に同調しているため、この周波数での内部生成歪みは V_1 の減衰の2倍(すなわち $2 \times 3 \text{ dB} = 6 \text{ dB}$)と V_2 の減衰分、すなわち21 dBの減衰を合計した27 dB下がることになります。つまり、ダイナミックレンジが27 dB向上したことになります。次に、2次高調波歪みの場合と同様、アナライザのノイズフロアも考慮する必要があります。

第6章のダイナミックレンジの説明はローパスフィルターを通過するローバンドの信号に当てはまります。唯一の例外は、ローバンドの信号の特定の高調波が、プリセクターが動作する範囲内にあるときです。例えば、2.5 GHz基本波の2次高調波を測定する場合、5 GHzの高調波に同調するとプリセクターが有効に機能します。

プリセクションの利点と欠点

プリセクションの利点として、アナライザの操作が簡単になる、不要な信号が表示されない、ダイナミックレンジが向上する、掃引範囲をマイクロ波/ミリ波帯まで拡大する、などを見てきましたが、欠点もいくつかあります。

まず、プリセクターの挿入損失が代表値で6 ~ 8 dBあることです。この損失が初段増幅の前にあるので、システム感度がこの損失分だけ劣化します。さらに、プリセクターとミキサーを直結すると、プリセクターの不整合と入力ミキサーの不整合の相互作用により、周波数応答特性が劣化する可能性があります。また、不整合の結果、スペクトラムにリップルが現れることがありますが、そのリップ

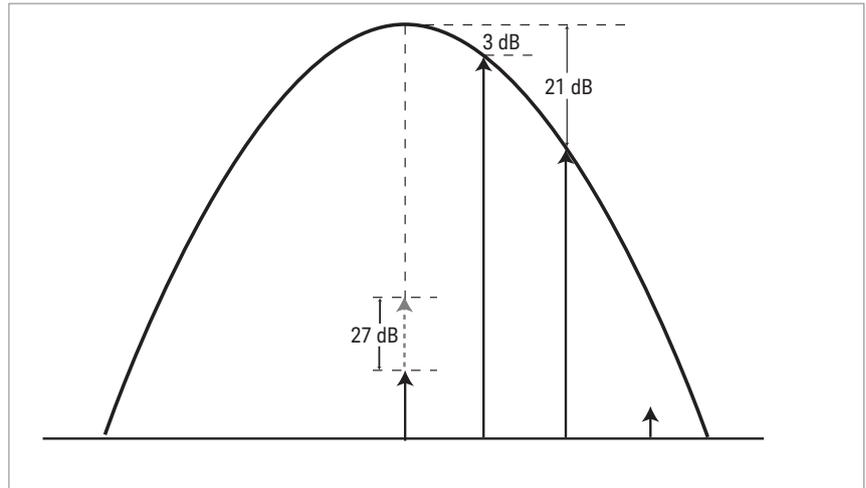


図7-13. 3次相互変調歪みの改善。試験トーンの間隔がプリセクターの帯域幅に比べ無視できない場合

ルを補正するためには、適切な補正方法を用いる必要があります。この相互作用を低減する1つの方法は、プリセクターとミキサーの間に整合パッドと呼ばれる固定のアッテネータ、またはアイソレータを挿入する方法です。この場合、感度はパッドまたはアイソレータでの減衰量分だけ低下します。

整合パッドやアイソレータを必要としない構成のスペクトラム・アナライザもあります。プリセクターとミキサー間の電気長が長くなるほど、入力周波数が変化したときの、反射信号と再反射信号の位相の変化速度が増加します。その結果、フラットネスに対するリップルの影響が大きくなります。PSAシリーズでは、プリセクターとミキサーをまとめたモジュールに、ミキサーダイオードを用いています。このようなモジュールでは、プリセクターとミキサー間の電気長を最短にすることができるので、周波数応答に対するリップル効果を除去し、整合パッドやアイソレータが不要となり、結果的に感度を高めることができます。

ミキサーとの相互作用を除去できたとしても、プリセクターによって周波数応答特性の劣化が発生します。プリセクターの通過帯域は完全にフラットではなく、ある量のリップルが発生します。ほとんどの場合、プリセクターとLOの同調ランプ信号は、同じ信号源から来ますが、プリセクターがアナライザの同調周波数に、正確に追従していることを確

認するためのフィードバックの仕組みはありません。また、同調後ドリフトの原因として、プリセクターに流れる電流による自己発熱があります。プリセクターの中心周波数は温度と温度の変化の度合いにより変わります。また、これらはプリセクターの同調動作の履歴にも依存します。したがって、最良のフラットネスを得るには信号ごとにプリセクターの中心を合わせます。このような中心を合わせる機能は、通常、スペクトラム・アナライザのファームウェアに組み込まれており、また、フロントパネルからキー操作することにより手動で設定することもできます。中心位置合わせ機能を有効にすると、プリセクター同調用のDACを調整しプリセクターの中心周波数を信号に合わせます。ほとんどのマイクロ波アナライザの周波数応答仕様は、プリセクターの中心合わせを行ったときに限り適用されます。通常、(同調後ドリフトの影響を軽減するため)マイクロ波信号の振幅測定を実行する前に、この機能を実行することをお勧めします。

掃引時間の考察の際に、PXAなどのアナライザは、分解能帯域幅が狭いときはFFTを使うことを説明しました。LOは段階的に変更され、FFTを実行することに固定されるので、プリセクターも同様に、段階的に変わり、そのつど固定する必要があります。プリセクターが同調し安定するまで数ミリ秒かかるので、ローバンドでの同様の設定に比べると、掃引時間

に悪影響を及ぼすかもしれません。Xシリーズ シグナル・アナライザでは、各段階の幅を選択することにより、段階数を最小にすることが可能です(詳細については、個々のアナライザの操作マニュアルをご覧ください)。オプションMPBがあるXシリーズ アナライザでは、プリセクターを迂回する信号経路を使うことにより、掃引時間への影響を除去することができます。ただし、その場合はイメージ信号やマルチ応答と目的の信号を混同しないように気を付ける必要があります。

外部高調波ミキシング

ここまで、スペクトラム・アナライザ単体で、より高い周波数に同調する方法を考察してきました。内部高調波ミキシングの場合、Xシリーズ シグナル・アナライザでは17.1 GHzまでの同調には2次高調波($N=2$)、26.5 GHzまでは同じく2次

高調波($N=2$)にLOダブラを用いています。では、この周波数より高い範囲の測定はどう対応すればいいでしょうか。アナライザの中には外部ミキサーを用いて高周波測定を行うことができるものがあります。その場合、外部ミキサーをアナライザのフロントエンドとし、入力アッテナ、プリセクター、初段ミキサーをバイパスすることになります。外部ミキサーはアナライザの初段LOより高い高調波を使い、場合によっては初段LOの周波数が2通倍され、外部ミキサーに送られることがあります。LOの基本波周波数が高いときは、ミキサーでの変換損失の低減を考慮します。一般的に、外部ミキサーに対応するスペクトラム・アナライザはフロントパネルに1つまたは2つの専用コネクタがあります。初期のアナライザにはコネクタが2つありました。LO「出力」端子はアナライザ内部の初段LO信号を外

部ミキサーはより高い高調波で高周波信号をミキシングします。外部ミキサーのIF出力はアナライザのIF「入力」端子へ接続します。最新のアナライザはフロントパネルには1つのコネクタしかありません。これは、アナライザからのLO周波数が3~14 GHzの範囲、外部ミキサーからのIF出力周波数が322.5 MHzと、その周波数差が大きく、アナライザと外部ミキサーを接続する同軸ケーブル内に共存できるためです。外部ミキサーがスペクトラム・アナライザと同じ中間周波数を使う限り、アナライザ内部の初段ミキサーからの信号と同じように信号を内部処理し表示することができます。図7-14のブロック図にスペクトラム・アナライザと外部ミキサーの接続を示します。

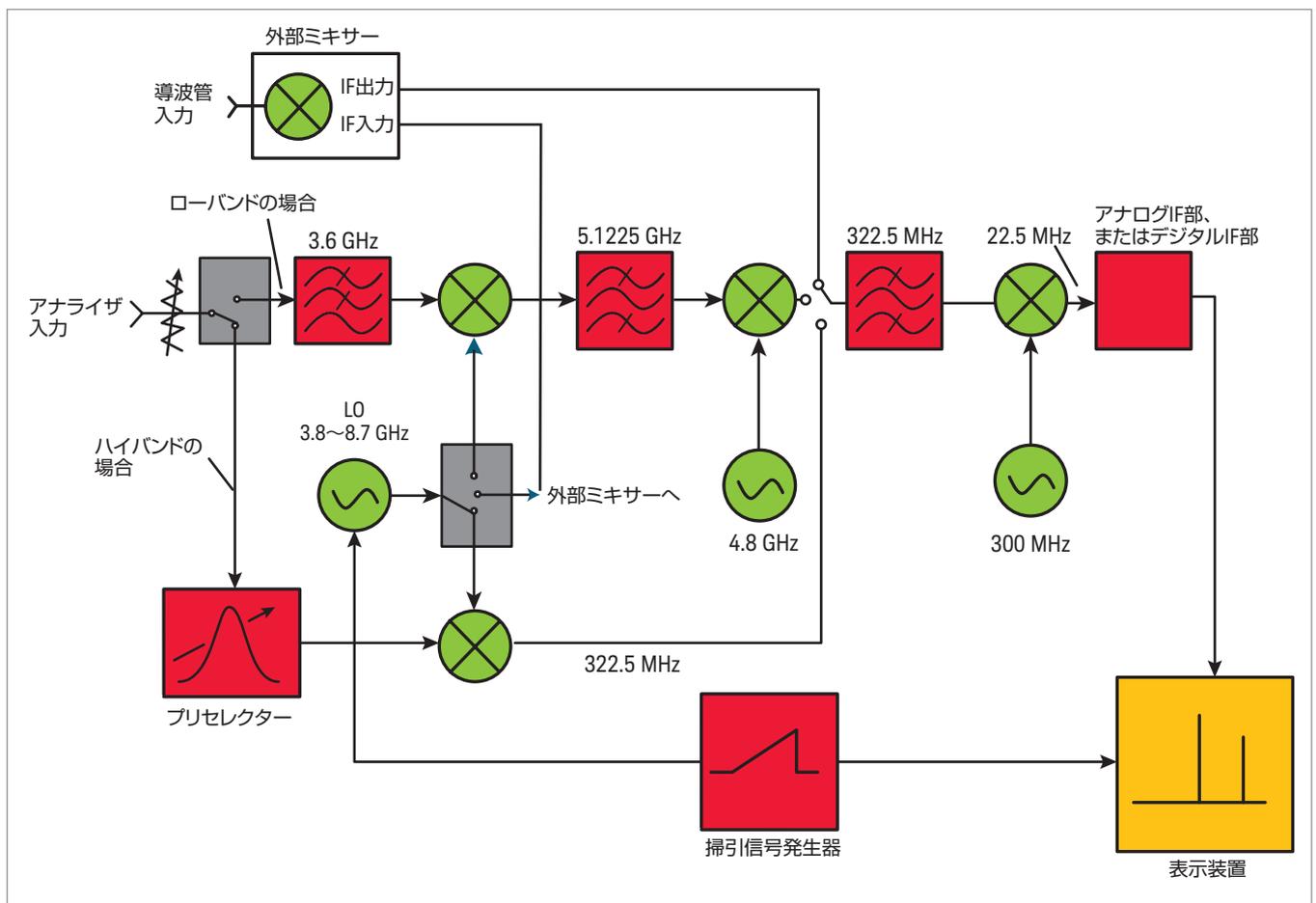


図7-14. スペクトラム・アナライザと外部ミキサーのブロック図

表7-1. 外部ミキサーとXシリーズ アナライザを組み合わせたときの高調波ミキシングモード

バンド	Keysight 11970シリーズ ミキサー (LO範囲：3～7 GHz)	Keysight M1970シリーズ ミキサー (LO範囲：6～14 GHz)	他社製ミキサー (LO範囲：3～7 GHz)	他社製ミキサー (LO範囲：6～14 GHz)
A(26.5～40.0 GHz)	6-および8-			
Q(33.0～50.0 GHz)	8-および10-			
U(40.0～60.0 GHz)	10-			
V(50.0～75.0 GHz)	12-および14- 6-	6-		
E(60.0～90.0 GHz)	-	6-および8-		
W(75.0～110.0 GHz)	18-	8-		
F(90.0～140.0 GHz)			16-	10-
D(110.0～170.0 GHz)			20-	14-
G(140.0～220.0 GHz)			26-	18-
Y(170.0～260.0 GHz)			30-	20-
J(220.0～325.0 GHz)			38-	24-
(325.0～500.0 GHz)			58-	36-
(500.0～750.0 GHz)			86-	54-
(750.0～1,100.0 GHz)				80-

表7-1に、Keysight M1970シリーズとそれ以前の11970シリーズ外部ミキサーを使用したXシリーズ アナライザのミリ波バンドごとの高調波ミキシングモードを示します。使いやすく、しかも変換損失を低減するために、M1970シリーズ・ミキサーはUSB端子を有しており、外部ミキサーの型番やシリアル番号を自動的に識別しLOを調整することで、性能を最適化することができます。さらに、USBを経由し、ミキサーの変換損失データをアナライザのメモリに書き込むこともできます。他のメーカーの外部ミキサーも、ミキサーの周波数ごとの変換損失が分かれば使うことができます。他のメーカー

のミキサーの中には、ミキサーダイオードの動作点を適切にするためにバイアス電流を必要とするものもあります。Xシリーズ アナライザは、フロントパネルの外部ミキサー端子から±10 mAまでのDC電流をバイアス用に供給することができますので、測定準備が簡単になります。

内部ミキサーか外部ミキサーかに関わらず、高調波ミキシングを利用する際の注意点は同じです。LO出力とその高調波は、目的の入力信号だけでなく、アナライザの入力端から入力されるバンド外信号などの他の信号ともミキシングされます。すなわち、これらのミキシング成分も、IF

部を経由して目的の信号とまったく同じように処理されることとなります。

スペクトラム・アナライザの内部の初段のミキサーに到達する信号をプリセクションする同調可能フィルタは、ほとんどのアナライザで用いられる一般的な方法です。プリセクションを使えない外部ミキサーでは、不要な応答を生成し、画面上に誤った信号を表示します。このような不要な信号に対処する方法が考案されアナライザに組み込まれています。その機能を「シグナルID(信号識別)」と呼びます。

信号識別

同調し画面に表示した特定の応答が、表示が校正されていないLO高調波やミキシングモードにより生成されることは頻繁に起こり得ます。このため、アナライザは、問題となる信号応答に対して表示が校正されているか否かを示す必要があります。この例では、ミキシングモード6-を使用するKeysight M1970V 50 ~ 75 GHzプリセクターなしのミキサーを想定しています。このミキサーを使った場合の、Vバンド全体のスペクトラムを図7-15に示します。

Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザは、イメージ・シフトとイメージ抑圧の2種類の識別方法を提供しています。まず、イメージシフトを説明します。図7-15において、アナライザを62.50 GHzの周波数に同調しているとします。LOの6次高調波が1組の応答を生成します。6-のミキシング成分は正しい周波数である62.50 GHzの位置に表示されますが、6+ミキシング成分が、正しい応答に比べ中間周波数の2倍近く低い、周波数61.85 GHzの位置に

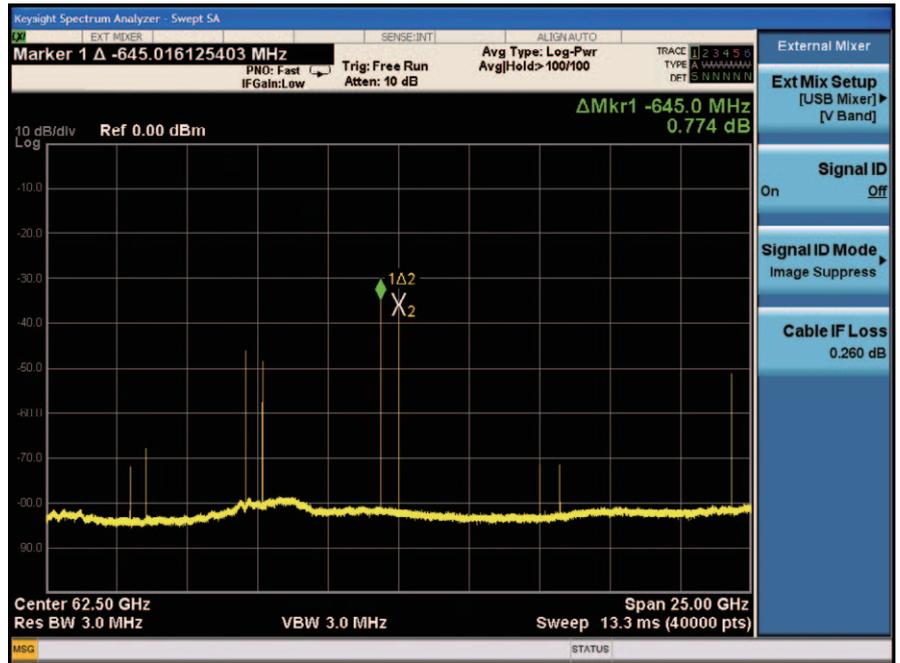


図7-15. どれが本当の信号でしょうか

として表示されます。Xシリーズの中間周波数は322.5 MHzなので、この組の2つの応答は645 MHz離れています。

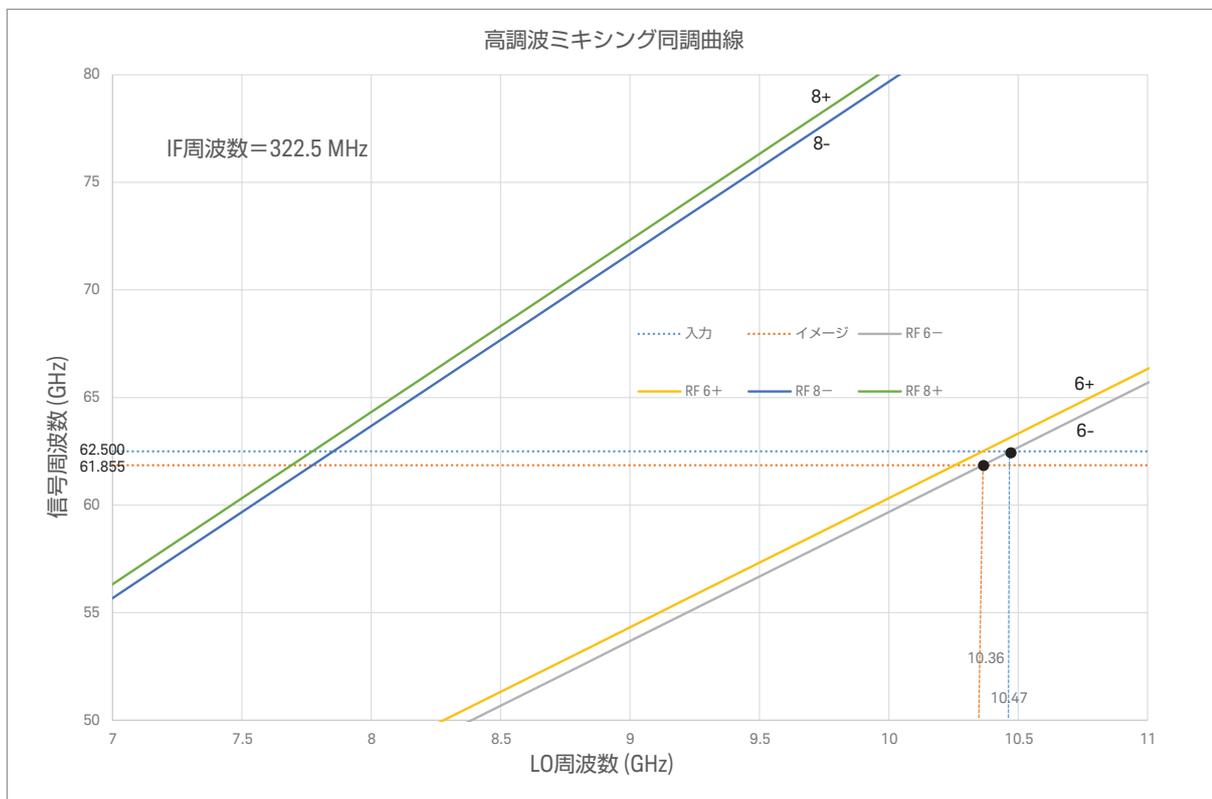


図7-16. M1970シリーズ・ミキサーを用いた場合のXシリーズ・アナライザの高調波同調曲線

ここで、目的の信号の特性についてある程度分かっているものの、その正確な周波数が未知の場合を想定します。どのようにして本当の信号を見分ければよいのでしょうか。イメージシフト機能を使うと、LO基本周波数を $2f_{IF}/N$ だけオフセットし再同調します。ここで、9ページの図2-1をご覧ください。掃引信号発生器からのランプ信号がLOと表示装置を駆動していますが、ランプ信号入力に対するLOの出力周波数に $2f_{IF}/N$ のオフセットがかかります。これにより、画面上でN番目の高調波が $2f_{IF}$ だけシフトする、すなわち、ずれることになります。

目的の信号に同調した場合、再同調しても、その対応する組が、始めの掃引で目的の信号があった位置に表示されます。もし、不適当な高調波により生成された他の複数組に同調すると、再同調したとき、その信号は周波数がずれて表示されます。Xシリーズ シグナル・アナライザでは、フロントパネルの操作でイメージシフト機能を有効にすることにより、この同調・再同調での掃引をトレースの色を変えて、交互に行い、目的の信号とイメージ信号を識別することができます。図7-17aと図7-17bにイメージシフト機能を用いた交互掃引による測定例を示します。

図7-17aでは画面中央に実際の信号(6-のミキシング成分)が同調された様子を示し、図7-17bは対応するイメージの組(6+のミキシング成分)がイメージシフト機能によりどのように変化するかを示しています。

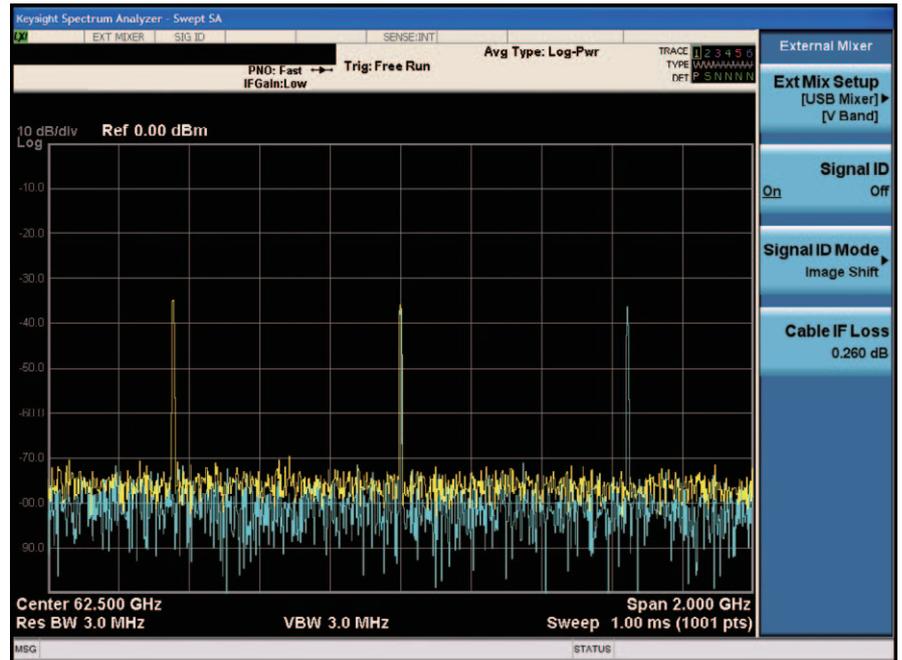


図7-17a. 6-ミキシング成分が画面の中央にあるとき(黄色のトレース)

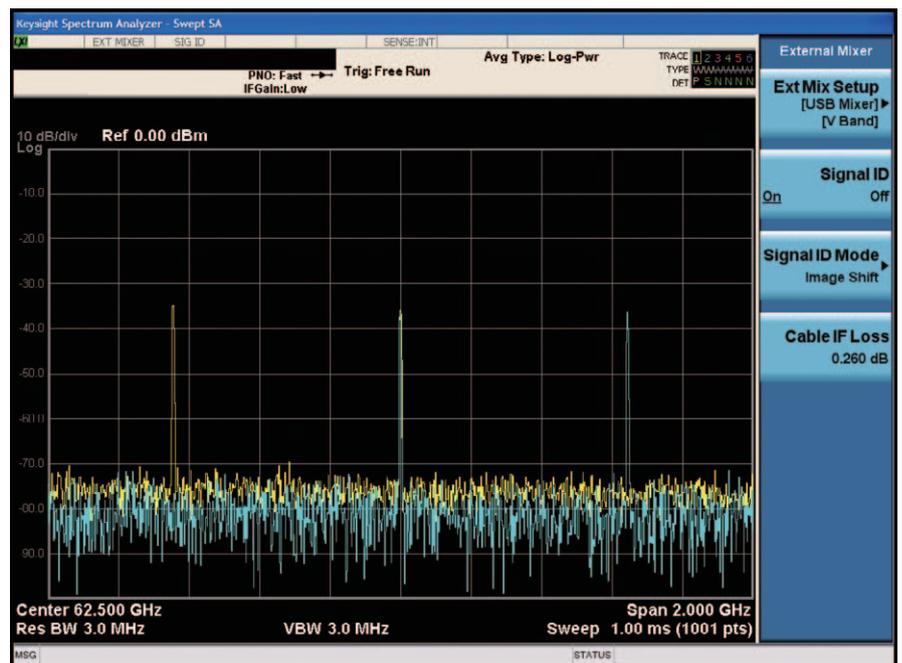


図7-17b. 6+ミキシング成分が画面の中央にあるとき(水色のトレース)

イメージ抑圧と呼ばれる、シグナルIDのもう一つの方法について説明します。この方法では最小ホールド機能を使い、掃引を2回実行します。2回分の掃引データの内、各表示ポイント(バケット)ごとに小さい方の値を保存します。最初の掃引は通常のLO同調値を使い、2回目の掃引はLO基本周波数を $2f_F/N$ 分オフセットし実行します。2回目の掃引では、イメージシフト機能の説明で述べたように、正しい高調波によって生成されるイメージ成分は、最初の掃引で表示された場所と同じ点に表示されますので、トレースは高い振幅位置のままです。最小ホールド機能が動作しているので、周波数のずれた誤った応答は、そのトレースデータが低い方の値(すなわち、信号がないときの値)に置き換わります。したがって、イメージ応答や誤ったマルチ応答はすべて雑音として表示されます。これを図7-18に示します。

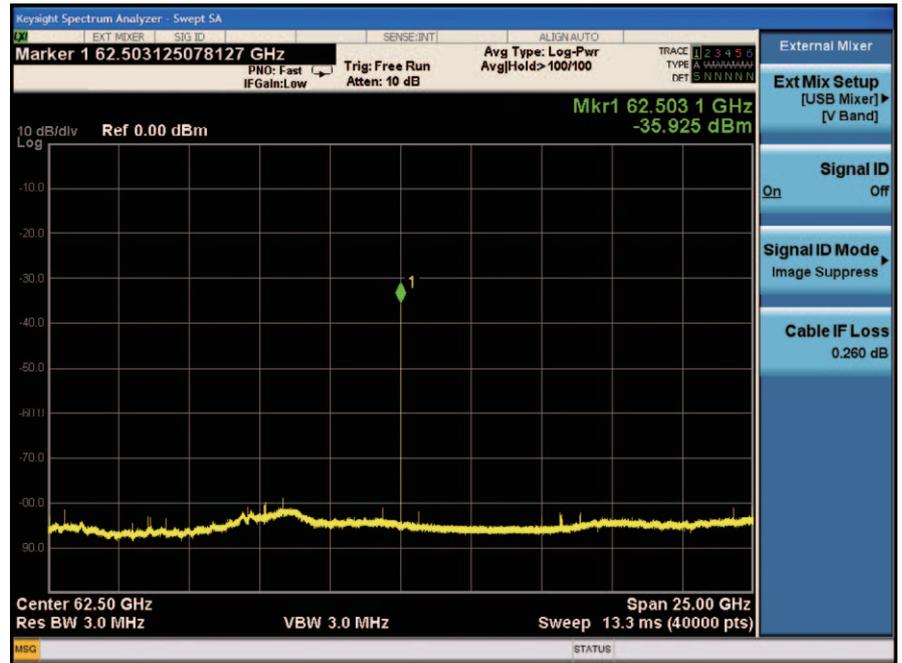


図7-18. イメージ抑圧機能は、実際の信号だけを表示します

どちらの識別方法も、入力信号の周波数の識別のためだけに使うということに注意してください。シグナルID機能を有効にしたままで、振幅の測定は行ないてください。目的の信号の周波数を確認した後は、シグナルID機能を無効にし、スパンを絞り込み、目的の信号のみを表示します。その後、図7-19に示すように、信号の振幅や周波数を測定します。

正確な振幅測定のためには、まず外部ミキサの校正データを入力することが重要です。通常、このデータはミキサのメーカーが提供し、対応するバンド全体にわたる多数の周波数点におけるミキサの変換損失をdBの単位で表にしたものです。このデータをアナライザ内の補正用メモリに書き込み、ミキサの変換損失の補正に使用します。M1970シリーズ高調波ミキサを使う場合、ミキサの変換損失は自動的にミキサからXシリーズシグナル・アナライザのメモリに書き込まれますので、補正データを手動で入力する手間が省けます。これで、スペクトラム・アナライザの基準レベルが、外部ミキサの入力端における信号に対して校正されたこととなります。

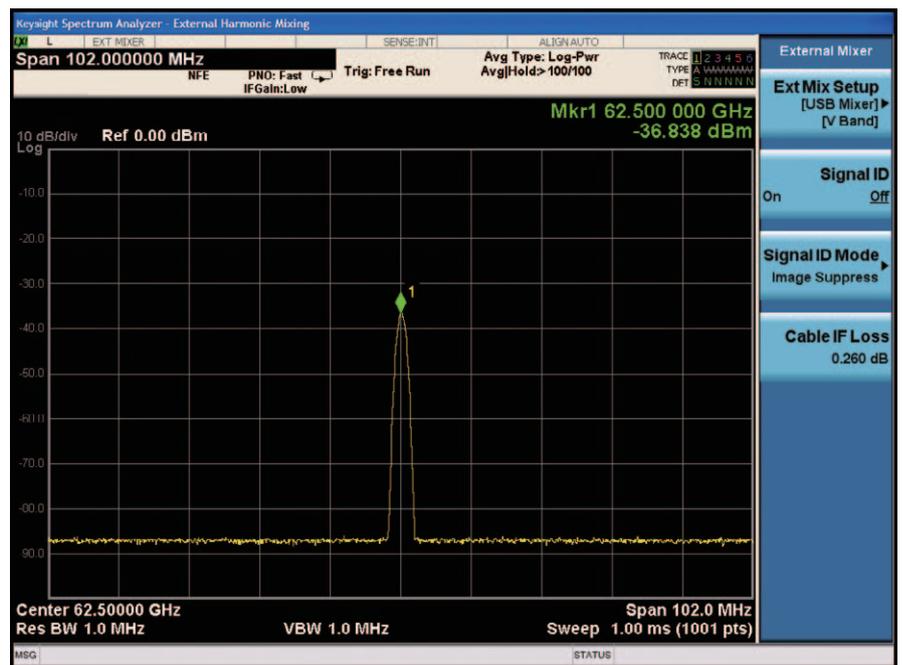


図7-19. 存在が確認された信号の測定

第8章：最新のシグナル・アナライザ

このアプリケーションノートでは、スペクトラム・アナライザの基本構成と周波数領域における基本的な注意点について見てきました。実際には、個々の測定要件に対応するために、現代のスペクトラム・アナライザやシグナル・アナライザは以下の例のように今まで以上に多岐にわたる処理を行う必要があります。

- 隣接チャンネル漏洩電力(ACP)、雑音指数、位相雑音などの特定用途の測定を提供
- LTE, GSM, cdma2000®, 802.11, Bluetooth®など、業界標準や規格で定義されたデジタル変調解析測定の提供
- ベクトル信号解析の実行
- データの保存、印刷、送信などの処理
- GPIB, LAN, インターネット経由での遠隔制御や遠隔操作
- 不具合の修正だけではなく、機能の追加、性能向上のためのファームウェアの更新
- 自己校正、トラブルシューティング、診断、修理を行うためのサポートの提供
- 新機能を追加するためのオプションハードウェアやファームウェアの認識と実行
- 据え置き型測定器で得られる測定結果と相関のとれる測定結果を提供する、堅牢でバッテリー駆動式の携帯型スペクトラム・アナライザによる屋外での測定

分野・用途に特化した測定

周波数や振幅などの一般的な信号特性の測定の他に、個々の信号のパラメータに特化した測定をしなければならないことがあります。例えば、チャンネル電力測定や隣接チャンネル漏洩電力(ACP)測定などがあります(第6章で説明しました)。現在では、多くのシグナル・アナライザにこのような機能が内蔵されており、チャンネル帯域幅とその間隔を設定し、ボタンを押せば自動測定を実行します。

平均電力に対する瞬時電力の統計分布を測定するCCDF(Complementary Cumulative Distribution Function：相補累積分布関数)も最新のスペクトラム・アナライザに搭載されるようになった測定機能の1つです。図8-1に示すように、CCDF測定は、信号の瞬時電力が平均電力に比べ、ある値を超える時間の割合という統計的なデー

タを提供します。このデータは、例えば、素子の価格、重量、電力消費を最小にしながら、信号の瞬時ピーク値における歪みを最小にする必要がある、パワーアンプの設計の評価において重要になります。

内蔵測定機能の他の例としては、占有帯域幅、TOI、高調波歪み、スプリアスエミッション測定などがあります。これらの測定における、中心周波数、スパン、分解能などの設定は、準拠する無線規格により異なります。ほとんどの最新シグナル・アナライザでは、このような設定がメモリに保存されているので、目的の無線規格(LTE, MSR, GSM/EDGE, cdma2000, W-CDMA, 802.11a/b/g/n/acなど)を選択することにより適切な測定を行うことができます。



図8-1. CCDF測定

RF設計においては、機器の雑音指数も重要です。雑音指数が受信機やその他のシステムの感度に直接影響を与えるからです。Xシリーズのような一部のシグナル・アナライザでは、オプションの雑音指数測定機能を利用できます。このオプションは、被試験機器に入力するために必要なノイズソースの制御、測定プロセスの自動化、結果の表示などを実行します。図8-2に、測定結果の例を示します。雑音指数(上側トレース)と利得(下側トレース)を縦軸に、横軸には周波数をとります。

位相情報の必要性

RFの設計においては、位相雑音を評価し検討することも重要です。デジタル変調通信システムでは、位相雑音ビット・エラー・レートに悪影響を及ぼすことがあります。位相雑音は、また、ドップラー・レーダー・システムが、対象物から反射するパルスを捕捉する能力を劣化させる可能性もあります。Xシリーズ シグナル・アナライザはオプションとして位相雑音測定機能を提供しています。このオプションは、測定全体を制御し、図8-3に示すように、搬送波からのオフセット周波数と位相雑音の関係をグラフで表示します。

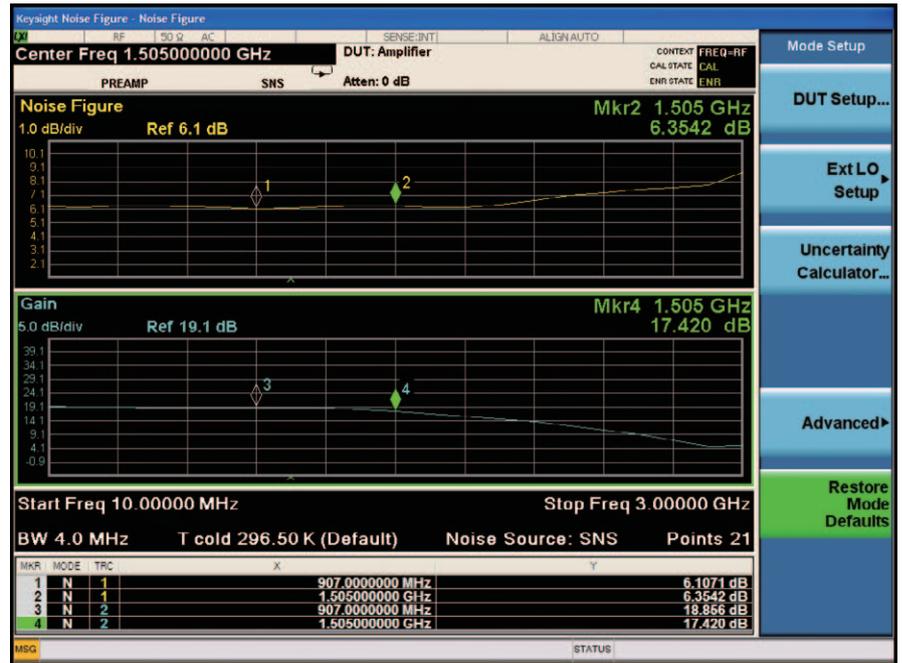


図8-2. 雑音指数測定



図8-3. 位相雑音測定

現代のデジタル変調技術では、より多くのデータを限られたスペクトラムと時間で伝送するために、振幅情報と位相情報を使用します。このため、シグナル・アナライザには振幅と位相を適切に処理することが求められます。QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying)はデジタル変調技術の1つですが、一度に2ビット、すなわち1シンボルあたり2ビットのデジタルデータを伝送できます。図8-4に、Keysight 89601BオプションAYAを用いたQPSK変調解析の例を示します。一度に2ビットを伝送するためには、4つ(2²)の状態が必要です。

信号を同相成分(水平軸)と直交成分(垂直軸)に復調しそれらを二次元の平面上に描いたI/Q平面を使用すれば、デジタル無線伝送の動作を非常に簡単に理解できます。図8-4の左上のウィンドウをご覧ください。軌跡と呼ばれる黄色のトレースは信号の位相と振幅を成分とするベクトルの時間変化を示し、赤い点は受信機がシンボルの値を決定する瞬間(デジションポイント)の軌跡の位置を示しています。基本的には、デジタル無線機の変調品質では、これらのデジションポイントのベクトルが非常に重要です。図8-4の左下のウィンドウを見れば、従来のスペクトラム・アナライザ、つまり「スカラー」アナライザでは、周波数領域に変調信号を表示できることがわかります。このため、電力の観点から信号が正しく変調されているかがある程度わかるだけでなく、不要なエミッションや隣接チャンネルへの漏洩電力を確認することもできます。しかし、位相情報を使用するデジタルデータ伝送の変調品質の有益な解析を行うためには、何らかの「ベクトル」アナライザが必要です。

802.11acは新しく、さらに複雑なシステムで、256QAM(振幅位相変調)を使います。同時に8ビットの情報(log₂256=8)を伝送できます。その解析例を図8-5に示します。最大電力は限られているので、QPSK変調に比べ、データ点は位相方向、振幅方向共に非常に接近しています。送信信号を評価するために用いるアナライ

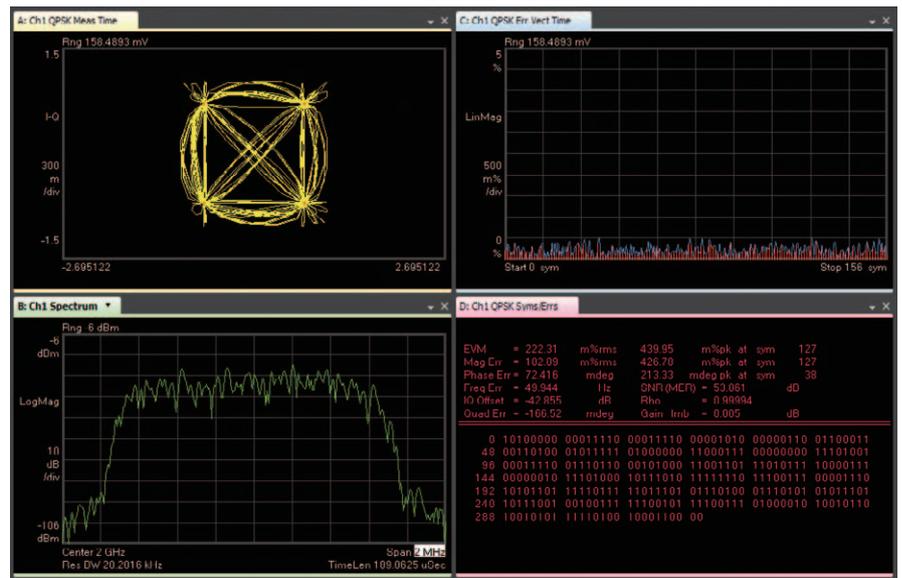


図8-4. Keysight 89600 VSAソフトウェアを用いた、QPSK信号の変調解析

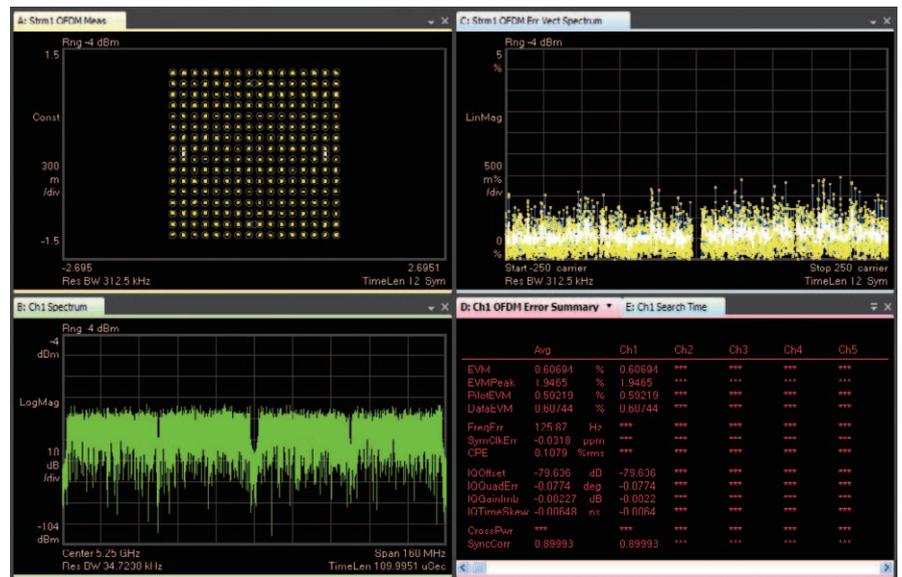


図8-5. Keysight 89600 VSAソフトウェアを用いた、無線LAN 802.11ac信号の変調解析

ザは、送信品質を正しく評価するために十分な精度が必要です。フラットネス、隣接チャンネル漏洩電力レベル、歪みなどの信号特性を測定するためには、純粋な振幅測定も必要です。

デジタル変調解析

今日、世界中で利用されている一般的な無線通信システムにおいては、標準策定機関や政府規制機関が定義した測定法があります。通常、特定の通信フォーマットで定義された試験を実行するとき、Xシリーズ シグナル・アナライザにはそれぞれの無線通信規格で定義された主要な測定を実行するための測定アプリケーションがオプションで用意されています。例えば、送信機がBluetooth® 無線通信標準に適合していることを試験するためには次に掲げるようなパラメータを測定する必要があります。

- 平均/ピーク出力電力
- 変調特性
- 初期搬送波周波数誤差
- 搬送周波数ドリフト
- バンド/チャンネル
- 信号の変調方式概要
- 出力スペクトラム
- 20 dB帯域幅
- 隣接チャンネル漏洩電力

Keysight Xシリーズ シグナル・アナライザで適切なオプションを選べば、これらの測定が可能です。

Xシリーズ シグナル・アナライザが提供する、幅広い無線規格に対応する測定オプションには他に次のようなものがあります。

- LTE/LTE-Advanced
- 無線LAN
- マルチスタンダード無線機(MSR)
- GSM/EDGE
- W-CDMA
- HSDPA
- cdma2000
- 1xEV-DO
- 1xEV-DV
- cdmaOne
- NADCおよびPDC
- TD-SCDMA

図8-6にLTE FDDの基地局の信号の変調精度(EVM: Error Vector Magnitude、エラーベクトル振幅)の測定例を示します。この試験は、受信機でのビットエラーの原因となる変調歪みや増幅歪みの診断に役立ちます。

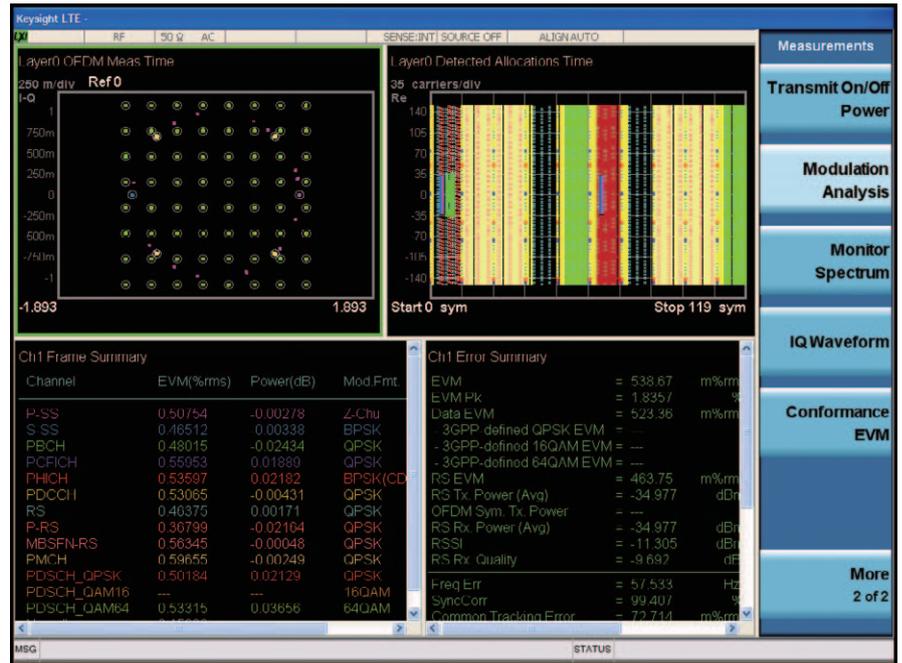


図8-6. LTE FDD基地局信号のEVM測定

すべてのデジタル通信システムが必ずしも十分に定義された規格に基づいているとは限りません。標準化されていない独自のシステム、または業界標準として提案された規格の初期段階の設計などでは、様々な条件の下でI/Q変調された信号を分析できる柔軟性が求められます。この柔軟性を得るためには2つの方法があります。まず、変調解析パーソナリティがXシリーズ シグナル・アナライザのオプションとして利用できます。または、外部PC上でソフトウェアを実行し、更に徹底的な解析を実行することも可能です。例えば、Keysight 89600 VSAソフトウェアをXシリーズ シグナル・アナライザと併用し、柔軟なベクトル信号解析が行えます。この場合、シグナル・アナライザはRFダウンコンバーターとデジタイザとして動作します。このソフトウェアはシグナル・アナライザ内部で実行することも、GPIOやLAN経由で通信しアナライザを制御することもできます。I/QデータはPCに送られ、そこで変調解析を実行します。変調方式、シンボルレート、フィルター処理設定、トリガ、レコード長などの測定の設定は、解析する個々の信号に合わせて変わります。

関連資料

さらに、次のような資料があります。

雑音指数測定については、『Keysight NFAシリーズ雑音指数アナライザによる周波数コンバーターの雑音指数測定 - Application Note』(カタログ番号5989-0400JA)をご覧ください。

位相に関する測定については、『Vector Signal Analysis Basics - Application Note』(カタログ番号5989-1121EN)をご覧ください。

Bluetooth® 測定については、『Bluetooth RF測定を今すぐ実現 - Application Note』(カタログ番号5968-7746J)をご覧ください。

リアルタイム・スペクトラム解析

CW(無変調連続信号)や決まったパターンで繰り返される信号の測定は、それほど難しくありません。しかし、現代の無線信号の測定は簡単ではありません。例えば、無線LANやBluetooth[®]などは、周囲の電波状況により、信号の周波数を絶えず変えています。無線機器のこのような特性をアジャイルと呼ぶことがあります。このようなアジャイルでかつ複雑な信号を、さらに、空中には様々な電波が飛び交っているような環境で解析するためには全く異なるアプローチが必要です。このような新しい解析に対する要求に応えるため、近年、シグナル・アナライザの方式やアプリケーションソフトウェアが刷新されています。Keysight PXA/MXA シグナル・アナライザは、掃引型スペクトラム解析、リアルタイム信号解析、ベクトル信号解析のすべてを単体で提供しています。

アジャイルな信号の設計や不具合の解析は非常に困難で、他のアジャイルな信号と共存する環境ではさらに困難なものとなります。アジャイルまたは複雑な信号は、その信号だけを解析するだけでも困難です。Keysight PXA/MXAのリアルタイム・スペクトラム解析機能を使うことで、取りこぼしをすることなく、このようなダイナミックで捕捉しにくい信号のスペクトラム解析ができます。

Sバンド探知レーダーの信号を複雑な信号の例として取り上げましょう。受信信号は、何秒もかけて振幅が大きく変化するとともに、パルス幅が短く、繰り返し周期が長い(すなわちデューティ比が小さい)信号が組み合わさるため、信号の変化が激しく、適切に測定することが困難になります。この信号に対し、掃引型スペクトラム・アナライザを用いた基本的なスペクトラム解析を行うと、図8-7に示すような結果が得られますが、信号の特性を捉えることが困難なことが分かります。マックスホールドを使い、掃引を重ねても、信号を確実に表示することはできません。

Keysight PXAリアルタイム・スペクトラム・アナライザの画面を図8-8に示します。掃引型スペクトラム・アナライザの場合とは異なり、確率密度表示、すなわちヒストグラム表示の機能を用いて信号の重

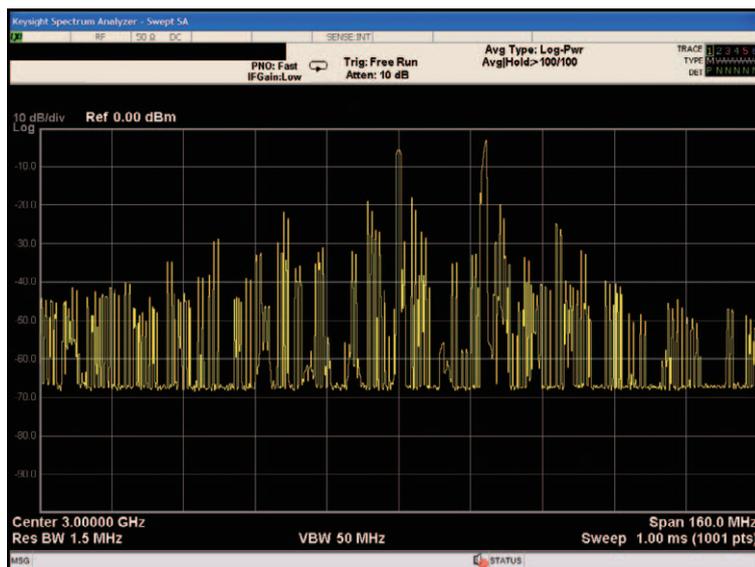


図8-7. 高速掃引とマックスホールドを使い、数秒にわたり掃引を繰り返しても、掃引型スペクトラム・アナライザの画面からはレーダー信号の有益な情報は得られません

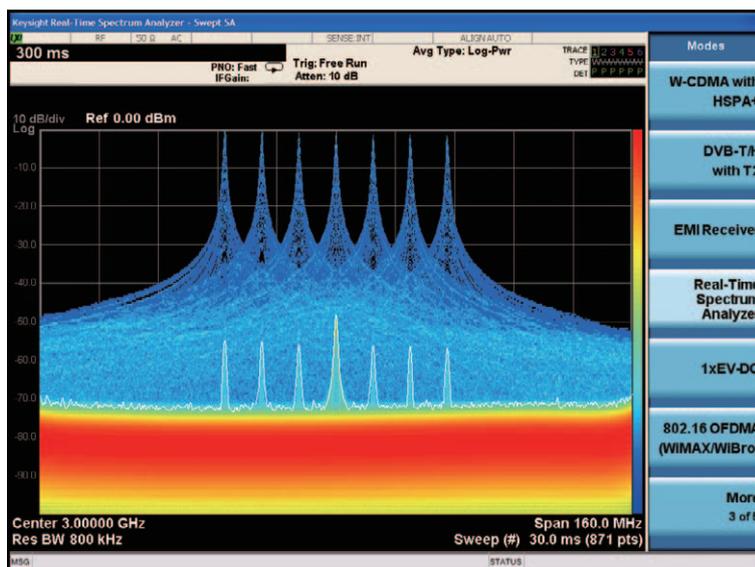


図8-8. リアルタイム・スペクトラム・アナライザによるSバンド探知レーダーの信号測定の例

要な特徴を容易に表示することができます。ヒストグラム表示は、取りこぼしのない膨大な量のリアルタイム・スペクトラム・データを処理することにより、従来の周波数とレベルという2次元のスペクトラム表示に加え、信号の出現頻度を色に置き換えます。これにより、稀に生じる信号と頻繁に生じる信号の相対的な頻度を容易に把握することができます。

図8-8の例では、ノイズフロアを除く青色はパルスを示し、振幅が高いものは頻度が非常に低いことがわかります。この基本的な特性のため、掃引型スペクトラム・アナライザでこの信号を(高速に確実に発見することはもちろん)測定することは困

難になります。PXAのリアルタイム・アナライザ・モードとヒストグラム表示は、このような広帯域、ダイナミック、かつアジャイルな信号を、高速に処理し、かつ膨大なデータから得られる重要な情報を分かり易く表示します。

関連資料

リアルタイムスペクトラム解析に関する測定の詳細については、『アジャイル信号とダイナミック信号環境の測定』(カタログ番号 5991-2119JAJP)をご覧ください。

第9章：データの取り扱いと測定器の維持管理

データの保存と印刷

通常、測定後はそのデータを保存したいものです。測定画面を印刷するだけの時もあります。この場合は、使用するアナライザやプリンターにもよりますが、USBやLANなどを使いプリンターを接続します。

多くの場合、測定データをスペクトラム・アナライザの内部メモリやUSBメモリなどの外部記憶装置にファイルとして保存します。このような保存ができるデータには、次のような様々な種類があります。

- 『表示画面』 - bitmap, GIF, PNG, Windowsメタファイルなど、ごく一般的なファイルフォーマットがあります。
- 『トレースデータ』 - 表示されるトレースを描く周波数と振幅のデータの組の集合として保存されます。データの組の数は変更することができます。Xシリーズのような最新のスペクトラム・アナライザは、表示するデータ点数(バケットの数)を最小1 ~ 最大40,001の間で設定することができます。ここで設定した数の組がデータとして保存されます。このデータフォーマットは、コンピューター上の表計算ソフトでの利用に最適です。
- 『測定器設定値』 - 中心周波数、スパン、基準レベルなど、スペクトラム・アナライザの設定を保存するために使用します。この情報は、試験における測定器の設定を文書化する際に役立ちます。また、長期間にわたり再現性のある測定をするためには常に同じ設定をすることが不可欠ですが、そのためには、このような設定値情報は欠かせません。

データ転送と測定器の遠隔制御

1977年に、キーサイト・テクノロジー(当時はヒューレット・パッカード社)は、世界初、 GPIB制御可能なスペクトラム・アナライザ、8568Aを開発しました。GPIBインタフェース(HP-IBまたはIEEE-488とも呼ばれます)によって、外部コンピューターで、アナライザのすべての主要機能を制御し、また、トレースデータを外部コンピューターへ転送することが可能になりました。この画期的製品により、手動測定に比べ、高速かつ再現性の高い、幅広いスペクトラム測定への世界が開かれました。測定したデータをそのままコンピューターへ転送することにより、様々な方法を用い、記憶装置への保存、解析、補正、その他の処理が可能となりました。

現在では、自動電子計測器が一般的であり、ほぼすべての最新スペクトラム・アナライザは、LAN、USB 2.0、GPIBなどの各種標準インタフェースを装備しています。LANインタフェースは、長距離のデータ転送速度が速く、工場などのネットワーク環境に簡単に統合できるので、最も一般的に使用されています。その他の標準的なインタフェースも、今後スペクトラム・アナライザに装備されることが見込まれており、測定器とコンピューターの連携はますます深まるものと思われれます。

キーサイトのXシリーズ シグナル・アナライザはUSBに対応するファームウェアとWindows OSを内蔵しているので、機器の制御やデータの転送が非常に簡潔になります。加えて、Xシリーズ・アナライザを遠隔制御し、その画面を離れた場所のコンピューターの画面に表示することも可能です。詳細はお使いのアナライザの操作マニュアルをご覧ください。

一般に販売されている各種のソフトウェア製品を使い、スペクトラム・アナライザをI/Oバス経由で遠隔制御できます。独自のプログラムを作成して、様々な方法でスペクトラム・アナライザを制御することもできます。プログラミングコマンド(制御用命令)を測定器に直接送ることも1つの方法です。以前のスペクトラム・アナライザでは、専用のコマンドセットを使用していましたが、キーサイトのXシリーズ シグナル・アナライザなどのより新しい測定器は、業界標準のSCPI(Standard Commands for Programmable Instrumentation)コマンドに対応しています。さらに一般的な方法として、VXIプラグ&プレイドライバーなどの標準ソフトウェアドライバーを使用します。これを使うと、SCPIコマンドなどの詳しい知識がなくても、測定器に対してより上位レベルの機能コマンドを使うことができます。近年、IVI(Interchangeable Virtual Instrument)-COMドライバーと呼ばれる、言語に依存しない新世代の測定器ドライバーが登場し、Xシリーズ シグナル・アナライザで使用できるようになりました。IVI-COMドライバーは、マイクロソフト社のコンポーネント・オブジェクト・モデル(COM)をベースにしたもので、Keysight T&M Programmers Toolkit、Microsoft Visual Studio .NETなど、各種PCアプリケーション開発環境で動作します。

アプリケーションによっては、ユーザーがスペクトラム・アナライザを制御し、遠く離れた遠隔地から測定データを収集する必要があります。例えば、中央制御室からの衛生信号の監視、中央管制室から数百キロ、あるいは数千キロ離れた遠隔追跡基地からのデータの収集などです。Xシリーズ シグナル・アナライザには、標準ウェブブラウザを使ったインターネット経由のアナライザの制御、表示画面の保存、トレースデータの転送等を可能にするソフトウェアが用意されています。

ファームウェアのアップデート

最新のスペクトラム・アナライザには、数年前とは比べ物にならないほど多くのソフトウェアがインストールされています。ソフトウェアへの新機能の追加や不具合の修正が絶えず行われているので、それらの向上した機能や性能を利用するためにも、スペクトラム・アナライザのファームウェアの更新はその必要性を増しています。

キーサイトでは、スペクトラム・アナライザやシグナル・アナライザのファームウェアの最新版をウェブサイト経由で提供しています。これらのファームウェアは皆様のコンピューターにダウンロードできます。新しいファームウェアをアナライザにインストールするには、一般的には、USBメモリにそのファームウェアをコピーし、そのUSBメモリをスペクトラム・アナライザのUSBポートに接続します。Xシリーズ シグナル・アナライザなどのように、LANポート経由で新しいファームウェアをアナライザに直接ダウンロードできるものもあります。

ウェブサイトなどで、お使いのアナライザのファームウェアが更新されていないか定期的に確認することをお勧めします。

校正、トラブルシューティング、診断、修理

規定されたすべての仕様に適合していることを保証するため、スペクトラム・アナライザは定期的に校正をする必要があります。通常、校正は1年に1回実施します。ただし、この年1回の校正間隔の間に、スペクトラム・アナライザを定期的に調整し、温度ドリフトや経時変化の影響を補正する必要があります。Xシリーズなどの最新のアナライザは、電源投入時や、測定器内の温度が一定の温度以上変化したとき、あらかじめ設定された時間間隔で掃引と掃引の間にこのような調整処理を自動的に実行します。このような調整を絶えず実行することで測定器の仕様を維持します。

通常、最新のスペクトラム・アナライザではサービスメニューを利用できます。サービスメニューを使い、フロントパネルキーのテストなど役に立つ診断機能を実行できます。上記自動調整の詳細や測定器にインストールされている、すべてのハードウェア、ソフトウェアのオプションの一覧を表示することもできます。新規に測定アプリケーションをインストールするときは、キーサイトが発行する、測定器の製造番号と関連付けられた固有のライセンスキーをUSBポート経由でインストールするか、フロントパネルのキー操作で入力し、該当するアプリケーションを有効にします。

むすび

このアプリケーションノートでは、スペクトラム・アナライザの基本概念を幅広く検討してきました。スペクトラム解析に関してさらに学びたいときは、まず、キーサイト・テクノロジーのウェブサイト www.keysight.co.jp で、「シグナル・アナライザ」または「スペクトラム・アナライザ」を検索することをお勧めします。

用語集

ACPR : Adjacent Channel Power Ratio。隣接チャンネル漏洩電力を参照してください。

CDMA : 符号分割多元接続(CDMA)は、複数の通信ストリームを直交符号化し、1つの共通周波数チャンネルを共有できるようにするデジタル通信方式です。CDMAは移動体通信システムで広く使用されている一般的な技術です。

dBm/dBmV/dBuV : スペクトラム・アナライザの縦軸に使われる単位です。dBm (アナライザの公称入力インピーダンスで消費される、1 mWを基準にしたdB) が一般的に使われますが、dBmV (1 mVを基準にしたdB) やdBuV (1 μ Vを基準にしたdB) など使われます。

Error vector magnitude(EVM) : デジタル通信システムにおける品質尺度です。EVMは、理想基準信号と測定信号の、時間軸のある瞬間におけるベクトル差の大きさです。

FFT(高速フーリエ変換) : 時間領域の信号を周波数領域の1つまたは複数の、「スペクトル」と呼ばれる正弦波に分解する演算です。スペクトラムを参照してください。

GSM : GSM(Global System for Mobile communication)は、デジタル移動体通信に広く使用されている規格です。GSMは、TDMAベースシステムで、複数の通信ストリームを時分割し、共通の周波数チャンネルを共有できるようにします。

IF利得/IF減衰 : 入力ミキサーでの信号レベルに影響を与えることなく、表示上の信号の縦軸位置を調整します。変更すると、基準レベルの値も、それに従って変化します。

LOエミッションまたはフィードアウト : スペクトラム・アナライザの入力端子からのLO信号の漏洩を言います。レベルは、プリセクターがないスペクトラム・アナライザでは0 dBmより大きくなる可能性があります。プリセクター付のアナライザでは通常、 -70 dBm未満です。

LOフィードスルー : スペクトラム・アナライザを0 Hzに同調したとき、すなわちLOをIFに同調したときの表示上の応答です。LOフィードスルーは、0 Hzマーカーとして使用できます。その場合、周波数誤差はありません。

QPディテクター (QPD) : 出力が信号振幅とパルス繰り返し周波数で決まるディテクターです。QPDは、より高いパルス繰り返し周波数を持つ信号に対して、より高い重みを与えます。QPDは、一定振幅(CW)信号で信号を測定するときのピークディテクターと同じ振幅を示します。

TDMA : 時分割多元接続(Time Division Multiple Access)は、複数の通信ストリームを時分割し共通周波数チャンネルを共有できるようにする、デジタル通信方式です。

アナログ表示 : (包絡線検波器からの)アナログ信号情報を、表示装置に直接投影する技術で、通常、ブラウン管(CRT)を使います。アナログ表示は、スペクトラム・アナライザで情報を表示する標準的な方法でしたが、現代のスペクトラム・アナライザではこの技術はもはや使用せず、デジタル表示を使用します。

アベレージディテクター : パケット内の電力を積分するディテクターです。複雑なデジタル変調信号や雑音のような特性を持つ信号の測定によく使用されます。最新のキーサイトのスペクトラム・アナライザでは通常、3通りの平均処理方法が選択できます。電力(実効値)平均は、パケット内の真の平均電力を測定します。電圧平均は、パケット内の電圧データを平均します。対数電力(ビデオ)平均は、振幅を対数(単位dB)で換算した包絡線をパケット内で平均します。それぞれ、RMSパワーアベレージ、ボルトアベレージ、ログアベレージなどと呼ぶこともあります。

位相雑音 : ランダム雑音が周波数変調または位相変調された結果、発生し表示される雑音。特にLOの不安定性に起因する位相雑音はレベルの高い信号の近傍に側波帯雑音として現れ、その信号に近接するレベルの低い信号の観察の妨げになる場合があります。

イメージ応答 : スペクトラム・アナライザによって示された周波数から、実際には中間周波数の2倍離れている表示信号です。LOの各高調波に対して、LO周波数より中間周波数だけ下側と、中間周波数だけ上側の、イメージペアがあります。イメージは、通常、プリセクターがないスペクトラム・アナライザにのみ現れます。

イメージ周波数 : スペクトラム・アナライザに入力される周波数の異なる複数の実際の信号で、同じLO周波数でIF応答を生成します。変調成分はすべて、同じLOおよびIF周波数で発生するので、それらを区別することはできません。

外部ミキサー：通常、導波管入力ポートを備えた単体のミキサーです。外部ミキサーを利用できるスペクトラム・アナライザで、周波数範囲を拡張するために使用します。アナライザは、LO信号と、必要に応じてミキサーバイアスを提供します。ミキシング成分が、アナライザのIFに入力されます。

感度：スペクトラム・アナライザで、通常、最小分解能帯域幅、0 dB RF入力アッテナータ、最小ビデオ帯域幅という最適条件で観察できる、最小正弦波のレベルです。キーサイトでは、感度を表示平均雑音レベルとして定義しています。このレベルでの正弦波は、雑音より約2 dB上に現われます。

寄生FM：振幅変調など、他の形式の変調に起因する(寄生する)、デバイス(信号源、増幅器)の出力上の不要な周波数変調です。

基準レベル：振幅測定の基準として使用される、表示上の校正済み垂直位置です。基準レベル位置は、通常、格子線の一番上の線です。実際のアナライザでは、リファレンスレベル(REF LEVEL)と表記されます。

高速掃引：掃引型スペクトラム・アナライザを用いてIFチャープ掃引を実現するDSP技術の1つで、従来のアナログまたはデジタルRBWフィルターに比べより高速の掃引速度を可能にします。

高調波ミキシング：ミキサーで生成されたLO高調波を用いて、スペクトラム・アナライザの同調範囲を拡張するための方法です。

高調波歪み：信号が通過するデバイス(ミキサー、増幅器など)の非線形動作の結果として信号に追加される不要な周波数成分です。これらの不要な成分は、元の信号の高調波となります。

雑音指数：デバイス(ミキサー、増幅器)の入力でのS/N比とデバイスの出力でのS/N比の比です。通常、dB単位で表します。

雑音電力帯域幅：アナライザの実際のIFフィルターと等価な雑音電力を通す仮想的なフィルターです。これにより、異なるアナライザで測定した雑音を比較することができます。

残留FM：他の変調が存在しないときの、発振器の固有の短期周波数不安定性です。スペクトラム・アナライザの場合、LOを掃引する場合を含めるよう、定義が拡張されています。残留FMは通常、最大周波数偏差で規定されます。画面に表示される限り、最も簡単に測定される値だからです。

サンプルディテクター：各バケット内の特定の時刻の瞬時値をトレースの値とします。通常は、バケットの中央、または最後の値をとります。Xシリーズでは前者をとります。

シェープファクター：帯域幅選択度を参照してください。

シグナル・アナライザ：ベクトル信号解析など、さらに多岐にわたる複雑な測定に対応するためにDSP技術を駆使したスペクトラム・アナライザです。

周波数安定度：主にLOの不安定性に起因し、通常、短期的不安定性と長期的不安定性の両方を含みます。LOを同調する掃引ランプ信号によっても、信号の表示位置が変わります。LO周波数に、掃引ランプ信号に対して長期変動(ドリフト)が生じると、信号が、表示画面上を水平方向にゆっくりとずれていきます。短期的なLO不安定性の場合、安定した信号に、ランダムFM雑音や位相雑音が現われる可能性があります。

周波数応答：表示振幅の変動(フラットネス)の周波数特性を示します。通常、最大値と最小値間の中間の値を基準に、 \pm dBの項で規定します。校正信号を基準として規定することもできます。

周波数精度：信号またはスペクトル成分の周波数を示すときの不確かさで、絶対値として表す場合と、その他の信号やスペクトル成分に対する相対値として表す場合があります。絶対周波数精度と相対周波数精度は別々に規定されます。

周波数スパン：画面に表示されるスペクトラムの周波数範囲です。通常、画面の横軸の右端での周波数から左端での周波数を減算した値となります。

周波数範囲：スペクトラム・アナライザが同調できる、最小周波数から最大周波数までの範囲です。通常、アナライザの同軸入力に対する最大周波数を考えますが、多くのマイクロ波アナライザでは、外部導波管ミキサーを使い、範囲を拡張できます。

周波数分解能：近接する信号を識別し、個別に表示する、スペクトラム・アナライザの能力です。振幅が等しい信号の分解能は、分解能帯域幅によって決定されます。振幅の異なる信号に対する分解能力は、分解能帯域幅と帯域幅選択度により決まります。

信号識別：スペクトラム・アナライザの表示の特定応答が、表示を校正したときと同じミキシングモードに由来するかどうかを示す、手動または自動の信号処理です。自動の場合、この処理によって、正しいミキシングモードの信号を表示するよう、アナライザの同調を変更できます。または、信号の周波数を示し、信号を無視するか、信号に対してアナライザを自動同調するかの、オプションを表示することができます。通常、プリセクター付アナライザでは必要ありません。通常、実際のアナライザではシグナルIDと呼ばれます。

振幅精度：振幅測定の不確かさです。絶対項、または別の基準ポイントに対する相対値として表現できます。

振幅基準信号：アナライザが自己校正に使用する、精密な周波数と振幅の信号です。

スパン精度：画面に2つの信号が表示されたときの、表示された周波数差の不確かさです。

スプリアス応答：入力信号が引き起こす、スペクトラム・アナライザ内部で発生し表示される不適切な応答です。内部生成歪みには、イメージ応答やマルチ応答などのスプリアス応答があります。

スペクトラム：周波数と振幅が異なる正弦波の集合で、通常はこれらの正弦波の振幅を縦軸に、周波数を横軸にとり表示したグラフのことを言います。また、これらすべての正弦波の位相を適切に合わせ、時間軸上で重ねあわせることにより時間領域の信号波形が再現されます。

スペクトラム・アナライザ：フーリエ変換を効率的に実行し、信号の時間領域の波形を構成する個別スペクトル成分(正弦波)を周波数領域で表示する測定器です。位相は、アナライザの方式により、保持される場合とされない場合があります。前者をベクトル・アナライザ、後者をスカラー・アナライザと呼ぶことがあります。

スペクトル成分：スペクトラムを構成する正弦波の1つ1つを言います。

絶対振幅精度：電圧または電力の絶対値に基づく振幅測定の不確かさです。相対不確かさ(相対振幅精度を参照)と校正器の不確かさを含みます。精度を向上するために、一部のスペクトラム・アナライザでは、振幅の最大値と最小値の間接点はもちろん、校正器も基準として、周波数応答を規定します。

ゼロスパン：スペクトラム・アナライザのLOを目的の周波数で固定し、アナライザが固定同調受信機となるモードです。このときの帯域幅は、分解能帯域幅です。信号振幅の変動は、時間の関数として表示されます。信号情報の損失を回避するには、分解能帯域幅が、信号帯域幅と同じか、広くなければなりません。波形のなまりを回避するには、ビデオ帯域幅を、分解能帯域幅より広く設定する必要があります。

掃引時間：LOが選択したスパン全体を掃引する時間です。掃引時間には、1つの掃引の終了と次の掃引の開始との間のデッドタイムは含まれません。ゼロスパンでは、スペクトラム・アナライザのLOが固定されるので、表示の横軸が、時間でのみ校正されます。非ゼロスパンでは、横軸が、周波数と時間で校正され、掃引時間は通常、周波数スパン、分解能帯域幅、ビデオ帯域幅で決まります。

相互変調歪み：非線形特性を有するデバイス(ミキサー、増幅器)を通過する複数のスペクトル成分が相互作用した結果生じる不要な周波数成分です。不要な成分は基本波成分と、基本波と各種高調波の和と差($f_1 \pm f_2$ 、 $2f_1 \pm f_2$ 、 $2f_2 \pm f_1$ 、 $3f_1 \pm 2f_2$ 、など)によって生成されます。

相対振幅精度：絶対振幅に関係なく、1つの信号の振幅をもう1つの信号の振幅と比較する振幅測定の不確かさです。歪み測定は、相対測定です。不確かさの要因には、周波数応答、表示忠実度と、入力減衰、IF利得、縦軸目盛の校正、分解能帯域幅の変化が含まれます。

測定範囲：測定できる最大信号レベル(通常、最大安全入力レベル)と達成可能な最小平均雑音レベルの比です。dBで表されます。この比は、ほとんど常に、個々の測定で実現可能な比よりもはるかに大きくなります。ダイナミックレンジを参照してください。

帯域幅選択度：振幅が異なる二つ以上の信号を判別するアナライザの能力の尺度です。帯域幅選択度は、シェープファクターとも呼ばれ、IFフィルターの60 dB帯域幅と3 dB帯域幅との比になります。3 dB帯域幅ではなく6 dB帯域幅を使うアナライザもあります。どちらの場合も、帯域幅選択度はフィルターの減衰特性の急峻さを示します。

対数表示：表示の縦軸が入力信号の電圧の対数関数となる表示モードです。格子線(グリッド)の一番上の線、すなわち基準レベルと、1マス目あたりの値(単位はdB/div)に基づき縦軸を校正します。キーサイトのアナライザでは、1マス目あたり10 dB/div以上の場合にはグリッドの一番下の線が0 Vを表すので、これらの場合、一番下の目盛りは校正されません。最新アナライザでは、基準レベルとマーカー値を、dBm、dBmV、dBuV、Volt、および場合によってはWattで示すことができます。初期のアナライザは、通常、単位を選択肢が1つしかなく、dBmが一般的でした。

ダイナミックレンジ：所定の精度で測定できるときの、スペクトラム・アナライザ入力に同時に存在する最大信号と最小信号の比(単位dB)です。ダイナミックレンジは、通常、歪み成分や相互変調成分の測定で重要です。

タイムゲート処理：測定対象信号の特性に基づいて、スペクトラム・アナライザの周波数掃引を制御する方法です。通常、パルス変調信号またはバースト変調信号(時間多重信号および間欠的な信号)を解析するときには有効です。

デジタルIF：最新スペクトラム・アナライザで採用されている方式です。信号は、RF周波数から中間周波数(IF)へダウンコンバートされるとすぐにデジタル化されます。これ以降のすべての信号処理が、デジタル信号処理(DSP)技術を用いて行われます。

デジタル表示：デジタル化したトレース情報をメモリに書き込み、それを画面上に表示する技術です。表示トレースはデータの点を並べたものですが、トレースが連続して見えるように設計されます。初期状態での表示ポイント数は機種によって異なります。現代のほとんどのスペクトラム・アナライザは、表示ポイント数を選ぶことにより、希望する表示分解能を設定できます。表示は、ちらつきを感じない速度で更新されます(メモリ内のデータから再書き込みされます)。メモリ内のデータは、掃引ごとに更新されます。現代では、ほぼすべてのスペクトラム・アナライザに、初期のアナライザで使用されていたCRTベースのアナログ表示に代わり、LCDディスプレイが使われます。

デルタマーカ：まず固定の基準マーカ(リファレンスマーカ)を設定し、次に別のアクティブマーカを画面上のトレースの任意の点に配置できるモードです。基準マーカとアクティブマーカ間の周波数や振幅の差がマーカ読み取り値として表示されます。

等差目盛表示：画面の縦軸が、入力信号の電圧と正比例する表示モードです。格子線(グリッド)の一番下の線は0 Vを表し、一番上の線(基準レベル)は、アナライザの設定によって決まる値を表します。ほとんどの最新アナライザでは、基準レベルを選択すると、校正された1マス目の値は、基準レベル値を格子線目盛りの数で割った値になります。表示は等差目盛であるものの、最新アナライザでは、基準レベルとマーカ値を、dBm、dBmV、dBuV、またはWatt、Voltで示すことができます。

ドリフト：表示上の信号位置の(掃引時間と比較して)非常に遅い変化で、LO周波数対掃引電圧の変化の結果として現われます。ドリフトの主な原因は、スペクトラム・アナライザの周波数基準の温度安定性と経年変化です。

入力アッテネータ：スペクトラム・アナライザの入力コネクタと最初のミキサー間のステップアッテネータです。RFアッテネータとも呼ばれます。入力アッテネータを使って、初段ミキサーでの信号入力レベルを調整します。アッテネータは、高レベルあるいは広帯域信号による利得圧縮の防止や、内部生成歪みを制御しダイナミックレンジを向上するために用います。一部のアナライザでは、入力アッテネータ設定を変更すると、表示信号の垂直位置が変化し、基準レベルもそれに従って変化します。現代のキーサイトのアナライザでは、入力アッテネータの変化を補正するためにIF利得を変更するので、信号は表示上で静止したままで、基準レベルも変化しません。

入力インピーダンス：信号源に対するアナライザの終端インピーダンスです。RF/マイクロ波アナライザの公称インピーダンスは通常、50Ωです。ケーブルTVなどのシステムの場合、75Ωが標準です。公称入力インピーダンスと実際の入力インピーダンスとの不整合の度合いは、VSWR(電圧定在波比)として表示されます。

ネガティブ・ピーク・ディテクター：各バケット内の最小値をトレースの値とします。

ノイズフロア低減機能：キーサイトが開発した、シグナル・アナライザ内部の雑音電力をモデル化するアルゴリズムです。測定結果からアナライザ内の雑音電力を差し引くことにより、実効雑音レベルを下げるができます。

ノイズマーカ：その値が、1 Hzノイズパワー帯域幅での雑音レベルを示すマーカです。ノイズマーカを選択すると、表示ディテクターはサンプルディテクターとなり、マーカを中心に、隣り合ったトレースポイント(数は、アナライザによって異なります)の値が平均され、この平均値が、1 Hzノイズパワー帯域幅に正規化されます。正規化プロセスでは、ディテクターと帯域幅、また、対数表示モードを選択したときにはログアンプの効果も考慮されます。

ノーマルディテクター：表示ポイントを決めるバケット内で信号が立ち上がるか、立ち下がるかで、各ポイントに表示される値が、異なる表示ディテクターです。信号が立ち上がるだけか、立ち下がるだけの場合、最大値が表示されます。信号が、立ち上がりも立ち下がりもしない場合、奇数番目のトレースポイントではバケット内の最大値が表示され、偶数番目のトレースポイントでは最小値が表示されます。偶数番目のバケットでのみ発生する信号の損失を防止するため、このバケット内の最大値が保持され、次の(奇数)バケットでは、表示値が、繰り越された値と現在のバケットで発生する最大値の、どちらか大きい方になります。

ビデオ(ビデオ信号)：スペクトラム・アナライザでは、包絡線検波器の出力、またその出力信号を意味する用語です。初期の、アナログ表示装置を有するスペクトラム・アナライザではこの信号でCRTの縦軸を駆動していたので、ビデオ信号と呼ばれていました。デジタル表示では、ビデオ信号は表示装置を直接駆動するわけではありませんが、当時の呼称が今でも使われています。その中心周波数は中間周波数、帯域幅は分解能帯域幅で決まります。一般的に、ビデオ信号はビデオフィルタと呼ばれるローパスフィルタに送られ、ここで信号の平滑化などの必要があれば、さらに帯域制限されます。

ビデオ帯域幅：ビデオ信号の帯域幅を制限するローパスフィルタのカットオフ周波数(3 dBポイント)です。ビデオ帯域幅が分解能帯域幅以下の場合、ビデオ回路は、包絡線検波器の出力のより急激なバラツキに、完全には追従できません。その結果、トレースの平滑化が起こります。すなわち、広帯域モードで表示するとき、雑音やRFパルスなどの広帯域信号の振幅の揺れ幅が減少します。平均化や平滑化の度合いは、ビデオ帯域幅と分解能帯域幅の比で決まります。ビデオ帯域幅は、実際のアナライザではVBW(Video Bandwidth)と表記されます。

ビデオフィルター：包絡線検波されたビデオ信号の帯域幅を制限するローパスフィルターです。トレースの平均処理、または平滑処理に使用します。ビデオ帯域幅を参照してください。

ビデオ平均処理：スペクトラム・アナライザのトレース情報のデジタル平均処理です。平均処理は、表示のポイントごとに独立して実行され、設定された掃引回数で完了します。平均処理アルゴリズムが、現在の掃引の所定ポイントの振幅値に、 $(1/n)$ (n は現在の掃引の数の)重みづけを適用し、前にストアした平均に別の重みづけ $[(n-1)/n]$ を適用し、2つを結合して、現在の平均を得ます。指定回数の掃引を完了した後は、重みづけファクターは一定のままになり、表示は、動作平均になります。

表示ダイナミックレンジ：振幅の大きな信号と小さな信号をスペクトラム・アナライザの表示装置に同時に表示できるとき、最大ダイナミックレンジです。10 dB/divの最大対数表示を持つアナライザの場合、実際のダイナミックレンジ(ダイナミックレンジを参照)は、表示ダイナミックレンジより大きい可能性があります。

表示ディテクター：表示されるスペクトラムはバケットごとに決まる値からなりますが、これらの値を決める処理がいくつかあります。この処理を実行するのがディテクターとよばれ、信号の特性、測定目的によって選択できます。ネガティブ・ピーク・ディテクター、ポジティブ・ピーク・ディテクター、ノーマルディテクター、アベレージディテクター、サンブルディテクターを参照してください。

表示範囲：特定の表示モードに対する、表示の校正済み範囲です。等差目盛表示、対数表示を参照してください。

表示平均雑音レベル：ビデオ帯域幅を十分狭く設定することにより、雑音のピークを十分に減らした後に、アナライザの表示で見られる雑音レベルです。通常、アナライザ自体の内部生成ノイズを指し、感度の尺度となります。最小分解能帯域幅と最小入力アッテネータの条件下で、dBm単位で指定します。DANL(Displayed Average Noise Level)と呼ぶこともあります。

表示目盛忠実度：スペクトラム・アナライザで振幅の相対差を測定する際の不確かさです。アナログIFの場合、対数増幅器や線形増幅器の対数応答や線形応答は完全ではないので、不確かさが生じます。デジタルIF部を持つ最新のアナライザの表示目盛忠実度は、アナログIFに比べはるかに優れています。

フラットネス：周波数応答を参照してください。

プリアンプ：アナライザ自体の感度よりもシステム(プリアンプとスペクトラム・アナライザの組み合わせ)感度を向上させる、低雑音指数の外部増幅器です。

プリセクター：スペクトラム・アナライザの入力ミキサーの前段に置かれ、適切なミキシングモードのミキシング成分のみを通す、同調可能なバンドパスフィルターです。プリセクターは通常、3.6 GHzより上でのみ使用されます。プリセクターは、基本的にマルチ応答とイメージ応答を除去し、また、信号や条件によってはダイナミックレンジを改善します。

フルスパン：ほとんどの最新スペクトラム・アナライザの場合、フルスパンは、アナライザが掃引できる最大の周波数スパンを意味します。これらのアナライザには、シングルバンドRFアナライザや、ローバンドとプリセクターを用いるハイバンドの切り替えにソリッドステートスイッチを使用する、ESA/PSAシリーズなどの、マイクロ波アナライザが含まれます。

注記：一部の初期スペクトラム・アナライザでは、フルスパンは、サブレンジを意味していました。例えば、低レンジとプリセレクトレンジの切り替えにメカニカルスイッチを使用するマイクロ波スペクトラム・アナライザ、Keysight 8566Bでは、フルスパンは、低、非プリセレクトレンジまたは高、プリセレクトレンジをさしていました。

ブロッキングキャパシタ：直流成分などの好ましくない低周波数信号による、回路の損傷を防止するフィルターです。ブロッキングキャパシタを使うと、正確に測定できる周波数の下限が上がります。

分解能：周波数分解能を参照してください。

分解能帯域幅：IFフィルターの特性を示す周波数対減衰量のグラフにおいて、最大値からある値下がったレベルでのフィルター広がり周波数で規定されたものです。キーサイトのアナライザの場合、最大値から3 dB下がった、3 dB帯域幅で規定されます。6 dB帯域幅を使用する場合もあります。

平均雑音レベル：表示平均雑音レベルを参照してください。

包絡線検波器：その出力が、入力信号の瞬時変動ではなく、包絡線に従う回路です。スーパーヘテロダイン・スペクトラム・アナライザでは、最終IF(最終段のミキサー出力)の出力が包絡線検波器へ入力されます。包絡線検波器の出力はビデオ信号と呼ばれます。アナライザをゼロスパンに設定すると、包絡線検波器がAM復調器として動作し、変調信号を、画面で時間の関数として表示できます。

ポジティブ・ピーク・ディテクター：しばしばピークディテクターと呼ばれます。各バケット内の最大値をトレースの値とします。

マーカー：表示された信号トレースの任意の点の値、通常は周波数と振幅の絶対値を読み取るための「目印」です。振幅値は、現在選択されている単位で示されます。デルタマーカーとノイズマーカーも参照してください。

マルチ応答：1つの入力信号から得られた、スペクトラム・アナライザ表示上の2つ以上の応答です。マルチ応答は、ミキシングモードがオーバーラップしており、LOが広いレンジで掃引され、入力信号が1つ以上のミキシングモードでミキシングされるときにのみ発生します。通常、プリセレクトターを持つアナライザでは発生しません。

ミキシングモード：スペクトラム・アナライザで、ある応答を生成するときの、特定状況の記述です。ミキシングモード（例、1+）は、ミキシング成分を生成する過程で使用されるLOの高調波の次数と、入力信号がその高調波の上側にあるか（+）、下側にあるか（-）を示しています。

リアルタイム・スペクトラム・アナライザ：サンプリングデータをすべて使い、その結果を測定またはトリガに供する信号解析手法の1つです。リアルタイム動作でない場合は、アキュジションとアキュジションの間でデータの取りこぼしが起きますが、リアルタイム動作ではそのような取りこぼしはありません。

利得圧縮：ミキサの飽和により信号の表示振幅が規定dB値だけ低くなるときの、スペクトラム・アナライザの入力ミキサの信号レベルです。信号レベルは通常、1 dB圧縮に対して規定され、この場合1 dB圧縮ポイント(P1dB)と呼ばれることもあります。スペクトラム・アナライザでは、通常+3 ~ -10 dBmの範囲になります。

隣接チャンネル漏洩電力：隣接チャンネル漏洩電力(adjacent channel power ratio)は、ある通信チャンネルからの信号エネルギーが、隣接するチャンネルにどれだけ漏れ出す、つまり漏洩するかの尺度です。漏洩が大きすぎると、隣接するチャンネルへの干渉が起きるため、デジタル通信機器やシステムでは重要な評価項目です。ACLR (adjacent channel leakage ratio、訳語はACPRと同じ隣接チャンネル漏洩電力)と呼ぶ場合もあります。

ローゼンフェル：ノーマルディテクターの俗称です。ノーマルディテクターを参照してください。

myKeysight

myKeysight

www.keysight.co.jp/find/mykeysight

ご使用製品の管理に必要な情報を即座に手に入れることができます。



www.lxistandard.org

LXIは、ウェブへのアクセスを可能にするイーサネットベースのテストシステム用インタフェースです。Keysightは、LXIコンソーシアムの設立メンバーです。



www.keysight.com/go/quality

Keysight Technologies, Inc.
DEKRA Certified ISO 9001:2015
Quality Management System

契約販売店

www.keysight.co.jp/find/channelpartners

キーサイト契約販売店からもご購入頂けます。
お気軽にお問い合わせください。

BluetoothおよびBluetoothロゴはBluetooth SIGの登録商標で、キーサイト・テクノロジーズ・インクにライセンスされています。

cdma2000は、米国電気通信工業会(TIA)の登録商標です。

www.keysight.co.jp/find/SA

キーサイト・テクノロジー合同会社

本社 〒192-8550 東京都八王子市高倉町9-1

計測お客様窓口

受付時間 9:00-18:00 (土・日・祭日を除く)

TEL ☎ 0120-421-345 (042-656-7832)

FAX ☎ 0120-421-678 (042-656-7840)

Email contact_japan@keysight.com

ホームページ www.keysight.co.jp

記載事項は変更になる場合があります。
ご発注の際はご確認ください。