

EMI テスト・レシーバにおける タイムドメイン・スキャンと 周波数スキャンの違い

Poducts:

- | R&S®ESR3
- | R&S®ESR7
- | R&S®ESR26

R&S ESR EMI テスト・レシーバを例に、CISPR 16-1-1 に完全適合した測定器のタイムドメイン・スキャン機能について考察します。本稿では、従来の周波数スキャンと、先進的な FFT をベースとしたタイムドメイン・スキャンによる測定スピードと測定レベルの確度について比較します。

目次

1 開発の背景	3
2 FFT テスト・レシーバの動作	4
2.1 従来のテスト・レシーバ	4
2.2 デジタル信号処理を持つテスト・レシーバ	4
2.3 窓関数	6
2.4 時間領域におけるオーバーラッピング	8
2.5 周波数領域におけるオーバーラッピング	9
2.6 検波器	10
3 パフォーマンスの比較	11
3.1 振幅測定精度の比較	11
3.1.1 CISPR Band C、ピーク検波器	11
3.1.2 CISPR Band C、QP 検波器	13
3.1.3 CISPR Band B、QP 検波器	14
3.2 測定速度の比較	16
4 最適な測定時間の選択	17
5 まとめ	23

1 開発の背景

製品開発においては、頻繁に妨害波の周波数を測定することが求められると同時に、最新の製品規格として規定されている限度値との比較が必要となります。開発中の機器のシールド効果については、EMC エンジニアが評価します。迅速に測定結果を得ることで、機器に対するシールドを効果的に行うことができるため、製品開発期間の短縮が実現できます。フーリエ変換 (FFT) - あるいは、タイムドメイン・スキャン - を用いたスペクトラム測定は、測定確度を犠牲にすることなく、測定時間を大幅に短縮することができます。CISPR (The International Special Committee on Radio Interference) は、こうした新たなテクノロジーの使用を許可しています: 2010年6月に発行された、CISPR 16-1-1の第3版の改正1版では、FFTをベースとした測定器のフル・コンプライアンス測定における使用が認められています。

ローデ・シュワルツは、世界初のタイムドメイン・スキャンを搭載したEMIテスト・レシーバR&S ESUを発表しました。EMIテスト・レシーバ・ファミリのR&S ESRもまた、タイムドメイン・スキャンをサポートするだけでなく、さらなる高速化を実現しています。

本稿ではR&S ESR EMIテスト・レシーバを例に、CISPR 16-1-1に完全適合したタイムドメイン・スキャンを搭載した測定器について解説します。具体的には、測定スピードや測定レベルの確度について、従来の周波数スキャンを基準として、タイムドメイン・スキャンとの比較を行います。さらに、タイムドメイン・スキャンの最適な使用方法についても述べています。

2 FFT テスト・レシーバの動作

2.1 従来のテスト・レシーバ

従来のテスト・レシーバは、入力信号を複数の中間周波数に変換します。中間周波数の最終段 (IF) では、IF フィルタが希望する周波数帯域 – 例えば 9 kHz – に制限します。IF フィルタが、時間軸に対応した信号レベルとなるようにビデオ電圧に整流します。このビデオ電圧は、検波器に送られます。検波器は、規格に準拠して重みづけされた測定結果を出力します。すなわち、ピーク値、平均値、準尖頭値などです。一部にデジタル・テスト・レシーバを使用している初期モデルでは、A/D コンバータがアナログ表示測定器に取って代わり、信号伝送路においては、アナログからデジタル信号処理に移行しました。この処理により、テスト・レシーバは測定帯域内における信号レベルのみを表示できるようになりました。これまで、30 MHz から 1 GHz の周波数スペクトラム測定を行う唯一の方法は、レシーバの周波数を測定帯域幅よりも小さな周波数ステップ幅で調整し、連続したステップ毎の測定結果を編集してスペクトラムを得る方法です。

これに対して、最新のテスト・レシーバでは、IF をデジタル化します。IF フィルタは、整流器や検波器 – かつては回路のアナログ部品 – は全てデジタル化されています。A/D コンバータは特に重要です。何故なら、その特性により最大 IF 測定帯域やダイナミックレンジの特性が決まるからです。しかしながら、このテクノロジーを持ってしても、レシーバは測定帯域内の測定しか行えませんし、スペクトラムの測定時間も、帯域幅に応じて長くなります。

2.2 デジタル信号処理を持つテスト・レシーバ

FFT をベースとしたテスト・レシーバは、さらに進化しています。選択された IF 帯域で信号が制限される前に、中間周波数に変化された信号をデジタル化します。高速サンプリング・レートと、広ダイナミックレンジを持つ A/D コンバータが、これを可能にしています。A/D コンバータは IF 帯域内 (プリ A/D の帯域に依存しますが) で測定された信号と合わせて、"n 個" の帯域内の合計信号 - ここで "n 個" は選択された IF 帯域に対するプリ A/D コンバータ帯域の比 - に対しても適用されます。レシーバは高速フーリエ変換 (FFT) により、デジタル化された IF の時間データから、関連するスペクトラムを計算して求めます。IF は、タイムドメインで測定されたスペクトラムを含んでいるため、"タイムドメイン・スキャン" と呼ばれます。FFT パラメータと、タイムドメイン信号に対する窓関数は、CISPR16-1-1 で規定された IF 帯域に適合する特性を持ったフィルタによる分解能帯域幅で設定されます。このように、レシーバはフィルタ・バンク、いわゆる数千個もの並列フィルタを搭載することになります。そして、これらのフィルタの後段に、整流器と検波器があります。こうしたアプローチにより、各測定帯域 (例えば 9 kHz) におけるポイント毎の測定ではなく、数千個もの測定帯域幅により周波数帯域をカバーされた、数多くの並列測定を同時に行うことが可能になります。これにより、並列測定帯域幅の数に比例して測定時間が短縮されます。

R&S ESR EMI テスト・レシーバに搭載されている A/D コンバータは、128 MHz のデータ・レートで生データを生成します。パルス信号に対するレベル測定のダイナミックレンジは、プリセクタと A/D コンバータの組み合わせに依存します。プリセクタの目的は、パルス電圧のピーク値を帯域制限により低下させ、ミキサ、IF アンプ、あるいは A/D コンバータのオーバーロードを防ぐことです。レシーバのコンバータと、信号処理は 16 ビットの分解能で行われているのでダイナミックレンジが広く、以前のモデルと比較してプリセクタのフィルタの幅を広げることが可能です。これは測定器が、どこまで広い周波数範囲に対して FFT 処理を行えるのかを決める上で、重要なポイントとなります。

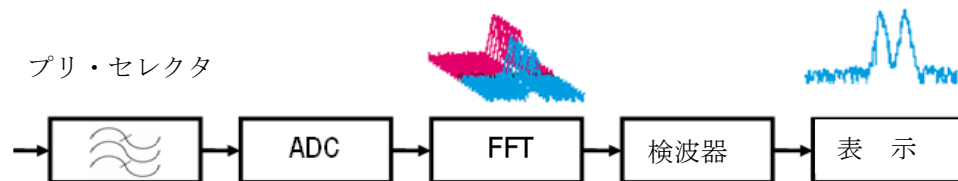


図 1: FFT によるタイムドメイン・スキャン処理の流れ。

後段では、測定帯域幅 - 最大 30 MHz - に合致するようにデジタル・ダウンコンバータがデータ・レートを下げます。そして、信号処理により FFT 計算が行われ、周波数スペクトラムが生成されます。測定帯域幅など、測定器の設定に依存しますが、FFT は最高 16,384 (16k-FFT) 周波数ビン長まで処理できます。この FFT 長と、広いプリセクタにより、CISPR band B - 150 kHz から 30 MHz - の全帯域を規格に適合した 9 kHz の測定帯域幅で、一度に処理することができます。

テスト仕様 (すなわち規格) では、電波障害の評価においては異なる検波器 - ピーク、AVG、QP、CISPR-AVG、あるいは RMS-AVG 検波器など - を使用することが要求されています。従来のレシーバでは、帯域制限をした後に、ビデオ電圧が IF フィルタ (例えば 9 kHz や 120 kHz) を通じて、検波回路に送られます。現在の EMI テスト・レシーバでも、複数の検波器を同時に並列動作できるのは 1 つの周波数に対してのみとなります。これに対して、FFT をベースとしたテスト・レシーバは、設定した時間内で大量の FFT を計算してスペクトラムを求めます。デジタル検波回路は、連続して入力されたスペクトラムの隣接する周波数において、最大 16,384 のビデオ電圧を発生します。レシーバはそれぞれのビデオ電圧を、同じ数の並列検波器によって解析し、設定された測定時間が経過した後に、数千個のデータとして処理します。異なる充放電の時定数や、2 次のローパス・フィルタを持つ複雑な QP 検波器を使用するような場合においても、並列処理を行なうことができます。

R&S ESR に搭載されている FPGA (Field Programmable Gate Array) は、こうした処理に必要な能力を有しています。A/D コンバータから検波器までの処理プロセス全体の流れにおいて、全ての計算処理はリアルタイムで行われます。つまり、測定時間の後に、約 1 秒で測定結果が表示されます。これは、従来のテスト・レシーバが 1 回の測定で 1 つの周波数しか測定できないのに対して、FFT をベースとしたテスト・レシーバは、複数の周波数を 1 回で測定することができます。

2.3 窓関数

フーリエ変換は、時間に対して変化する信号を周波数に分解するための簡単な数学的手法です。フーリエ積分を使用して、時間信号から周波数スペクトラムを計算します。フーリエ積分の積分範囲をマイナス無限大からプラス無限大まで拡張すれば、観測時間は無限大になりますが、実際には高速フーリエ変換 (ショートタイム FFT) が使用されます。FFT は、決められた離散値によって計算されるため、有限時間の範囲となります。測定される信号の継続時間と FFT 長は、通常は整合が取れません。何故なら、観測信号は、周期的あるいは非周期的な信号だけでなく、ノイズ成分なども含まれるからです。このように、FFT は一部の時間信号を切り取るため、FFT の最初と最後において不連続点が生じます。このため、実際のスペクトラムとは異なる膨大な量の信号成分が生み出されます。スペクトラム内のサイドローブに発生する、これらの信号はリーケージと呼ばれます。

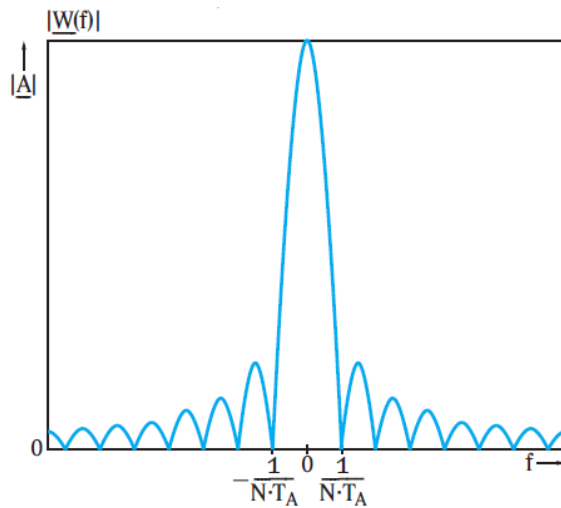


図 2: 信号の時間制限により発生したスペクトラム・リーケージ。

時間領域のデータに窓関数かけることで、FFT の最初と最後の部分のサンプルが不連続でなくなるため、現象を改善することができます。その結果、信号が周期化されることでサイドローブの抑圧が生じ、影響が抑えられます。

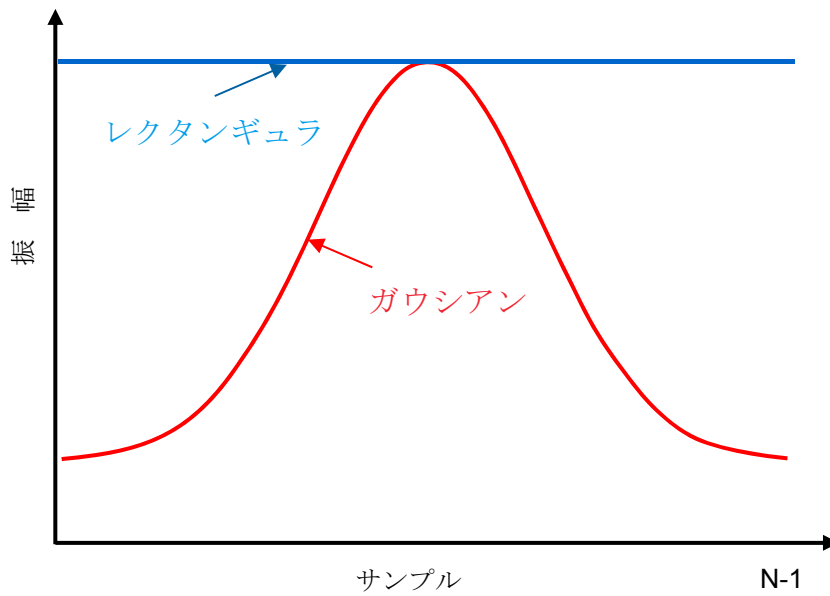


図 3: レクタンギュラとガウシアン窓。

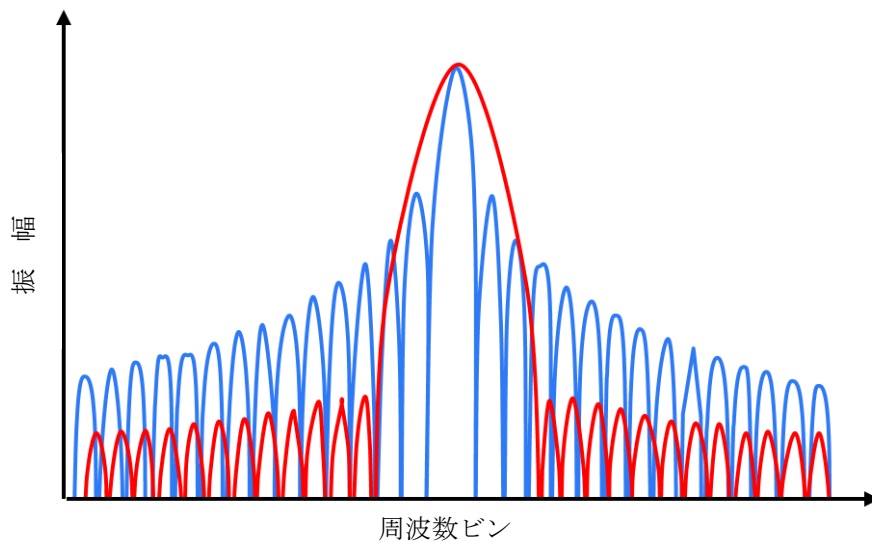


図 4: 青はレクタンギュラ窓によるサイドローブが多いリーケージのある信号で、赤はガウシアン窓によるリーケージが抑圧された信号。

時間領域で選択された窓関数は、周波数レンジ内の測定帯域のフィルタ形状で決まります。例えば、CISPR 16-1-1 規格においては、使用するフィルタの形状が決まっています。

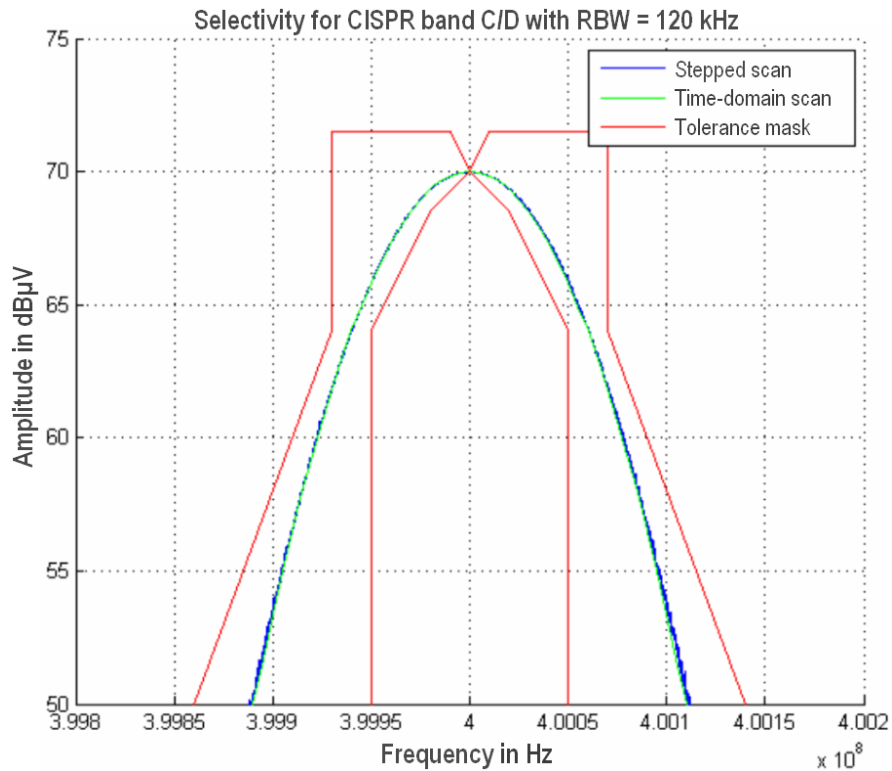


図 5: CISPR に準拠した測定帯域 120 kHz におけるマスクと、EMI テスト・レシーバのフィルタ形状。

R&S ESR は、ガウシアン窓を用いて時間領域のサンプルを処理しており、これには 2 つの利点があります。1 つ目は、リーケージが抑圧される点で、もう 1 つは規格で定義されたマスクに完全適合したガウシアン測定帯域幅 (セクション 2.4 を参照) による FFT 処理が行える点です。

2.4 時間領域におけるオーバーラッピング

前述のように、窓関数は時間領域のサンプルに対して掛けられます。例えば、パルスのような短時間の信号が窓の中心で発生する場合には、シングル FFT で正確に処理できます。しなしながら、信号はエッジ部分においては窓関数により抑圧されます。

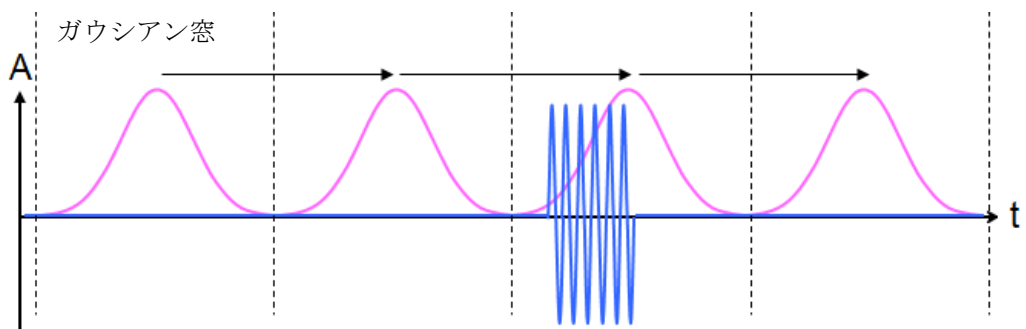


図 6: 窓関数によるパルスのエッジ部分の信号抑圧。

これに対するソリューションとしては、膨大な量の FFT 処理を、窓関数を少しずつ移動させながら短時間に FFT 処理する方法 (ショートタイム FFT) があります。

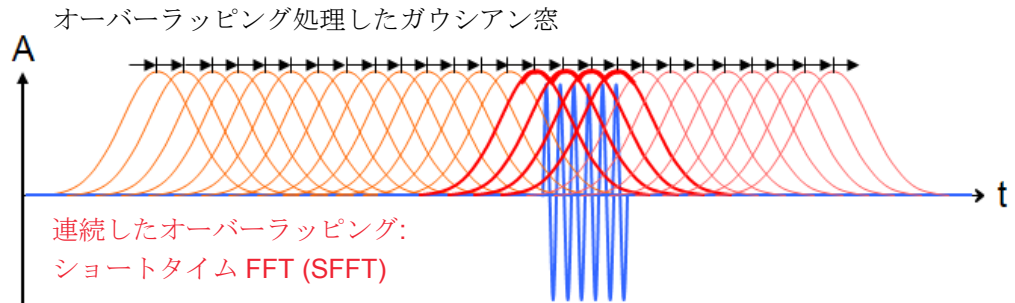


図 7: ショートタイム FFT は、オーバーラッピングした FFT で成り立つ。振幅値は、赤ラインで示した FFT のオーバーラッピングの結果が示すように正確である。

CISPR 16-1-1 では、パルス測定時における振幅の測定不確かさが ± 1.5 dB 以下に収まるよう、FFT 間において 75% 以上のオーバーラップを要求しています。R&S ESR の FFT オーバーラップは、93 % であるため問題ありません。レベル誤差は最大 0.4 dB で、平均レベル誤差は 0.1 dB となっています。FFT 後段の検波器は、計算された全てのスペクトラムを評価するので、非常に短いパルス信号であっても正確な振幅値が得られます。また、窓関数の曲率が原因となる残留振幅誤差は、無視できるほど小さなものとなります。

2.5 周波数領域におけるオーバーラッピング

時間領域において、ガウシアン窓関数は FFT によりガウシアン測定帯域に変換されます。これは、周波数範囲内でオーバーラップしている測定帯域幅において分離が生じます。仮に、サイン波のキャリアが、周波数ビンと呼ばれる各測定帯域幅の内、隣り合う 2 つの測定帯域幅のちょうど中間に存在している場合に振幅誤差が生じます。

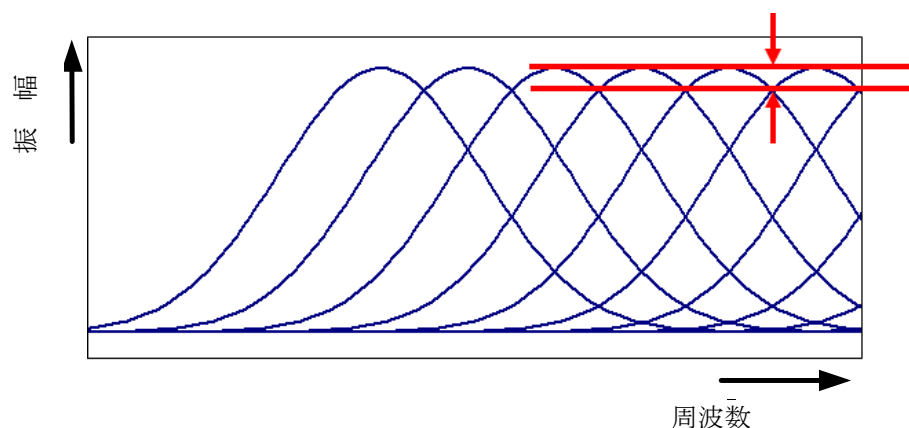


図 8: ピケットフェンス効果: 周波数領域におけるオーバーラップに依存した誤差。

R&S ESR は、隣接する周波数ビンに対して、6 dB 測定帯域幅の 1/4 のスペース、つまり 120 kHz の測定帯域幅で 30 kHz を持っています。ビン間を狭帯域スペースとすることで、振幅誤差を最大 0.4 dB までに抑えています。周波数スキャンを使用した従来のテスト・レシーバにも、ピケットフェンス効果が生じます。何故なら、このレシーバも周波数スペースを分離した測定を行っているからです。FFT をベースとした方法は、測定帯域の 1/4 のスペースに関わらず、前述のように測定誤差が非常に小さく、測定時間も非常に短いという利点があります。これに対して従来のテスト・レシーバは、相反する問題点がいくつかあります。測定時間を早めるために、スキャンのステップ・サイズを測定帯域幅の 1/2 あるいは同幅とし、測定ポイント数を減らすことで測定時間を短縮したとしても、狭帯域の妨害信号に対しては測定誤差が大きくなるという犠牲を払うこととなります。逆に、広帯域の妨害については、スペクトラム全体に渡って均一に信号パワーが拡散するため、一般的にはこうした影響は受ずに最も高いレベル信号を見つけることができます。

一般に、測定帯域幅が狭いということは、より多くの測定値があることを意味するため、レシーバは結果を記録するための十分なメモリ容量を持つ必要があります。R&S ESR は、各検波器で測定した 400 万ポイントの振幅レベルを保存することができます。例えば、10 kHz の測定帯域幅による測定では、各ポイントで 2.25 kHz のオフセットとなり、10 GHz の測定においても十分な分解能が得られます。

2.6 検波器

周波数ビンは、FFT 周波数の測定帯域幅を示しています。周波数ビンは、図 1 に示した FFT ブロックを通じた数多くの FFT の生成時間に渡り、時間軸で観測されます。従来のテスト・レシーバの IF フィルタと整流器の後段には、ビデオ電圧に対応した振幅対時間のデータがあります。FFT をベースとした大きな利点は、計算による FFT スペクトラムの列に従って、大量のビデオ電圧データが同時に発生します。FFT に対応した各周波数ビンの測定帯域幅は、従来のレシーバの IF 帯域幅に対応しています。FFT は周波数範囲内において、複数の IF フィルタが積み重なり合うように配列されているように動作します。従来のレシーバは、検波回路にビデオ電圧を直接供給します。これに対して、FFT をベースとしたレシーバは、複数のビデオ電圧を数多くのデジタル検波回路に、一度に供給します。

EMI テスト・レシーバのピーク検波の設定は非常にシンプルです: 測定時間内において、最も高いビデオ電圧を保持します。ここで必須となる要件は、コントローラと各周波数の振幅値に対するメモリの割り当てです。CISPR 16-1-1 規格で重みづけされた検波器 - QP、CISPR-AVG および RMS-AVG - は、数値計算も含めて非常に複雑です。充放電の時定数およびメータ時定数は、多段フィルタ機能を用いて搭載されており、大容量のメモリが必要となります。R&S ESR 開発時における設定ゴールのひとつは、数多くの周波数を並列に測定するだけでなく、リアルタイムでそれら进行处理することです。これを達成するために、並列なフィルタ機能と検波器を搭載しています。

3 パフォーマンスの比較

3.1 振幅測定確度の比較

CISPR 16-1-1 に完全適合したローデ・シュワルツの EMI テスト・レシーバには、出荷される前にコンプライアンス試験が実施されています。この試験の 1 つの目的は、絶対確度と CISPR 検波器、すなわち QP、CISPR-AVG、および RMS-AVG の重みづけ曲線を検証することです。バーグラフによる測定と、タイムドメイン・スキャンの両方が、複数の周波数により評価されます。試験信号は、CISPR に適合したパルス・ジェネレータを使用します。そして、各レシーバに対して校正レポートが発行されます。これにより、どのような操作モードでも、データ・シートに記載されている測定確度の仕様が満たされるため、お客様は安心して製品をご使用頂けます。

本章の目的は、従来の周波数スキャンと FFT をベースとした手法について詳細に比較することで、より正確な評価を FFT によるタイムドメイン・スキャンに行うことです。この評価では、シグナル・ジェネレータから出力したパルス変調キャリアを使用します。従来の周波数スキャンと FFT をベースとしたタイムドメイン・スキャンを使用して、レシーバに搭載された複数の検波器によるスペクトラム測定を行います。その後、測定結果の比較を行います。

3.1.1 CISPR Band C、ピーク検波器

安定した振幅と周波数を持つシグナル・ジェネレータを信号源として使用します。実際の被測定物 – 例えば、スイッチング電源 – は、数時間にわたる評価においては非常に不安定なため、比較試験には向いていないためです。

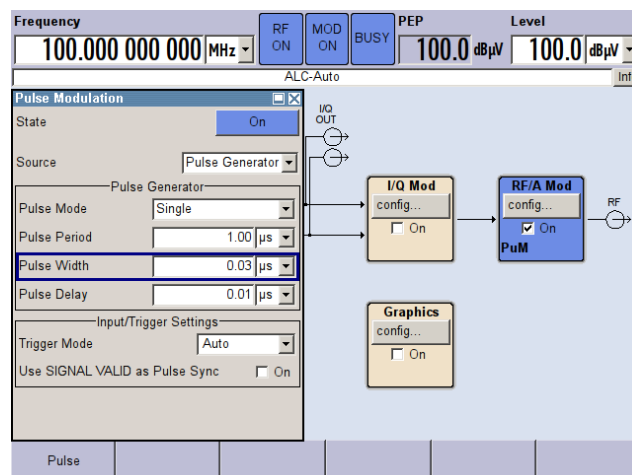


図 9: ベクトル・シグナル・ジェネレータ R&S SMBV100A: パルス変調キャリア 100 MHz; 1.00 μ s パルス周期; 0.03 μ s パルス幅。

レシーバは、120 kHz の帯域幅、10 ms の測定時間、30 MHz から 300 MHz の周波数範囲でピーク検波を使用して測定を行いました。

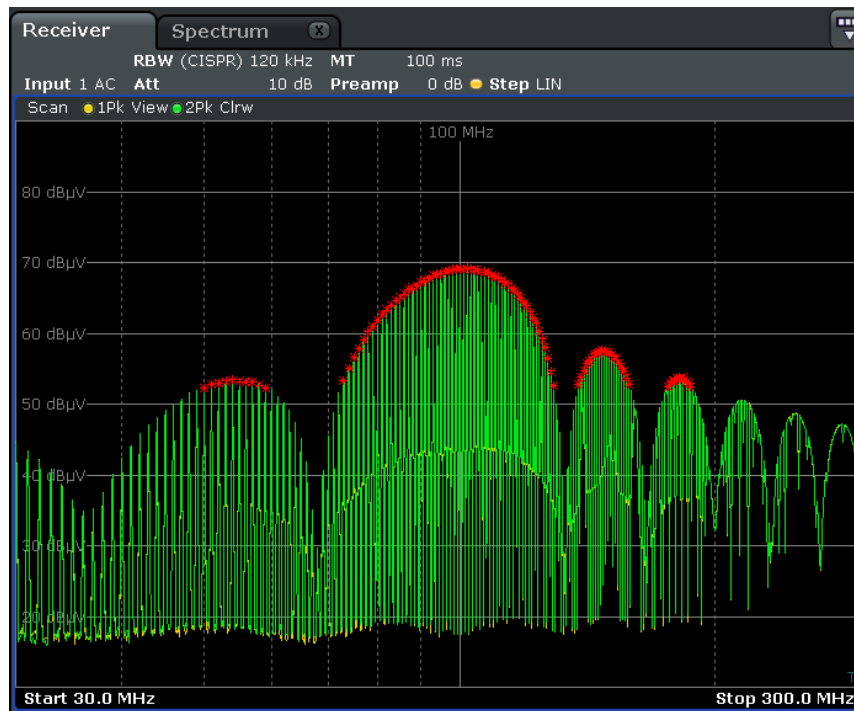


図 10: 信号のスペクトラム測定; ピーク検波器; 30 MHz から 300 MHz。

トレース 1 (黄色) はタイムドメイン・スキャンで測定された値で、トレース 2 (緑色) は周波数スキャンによるものです。2 つのトレースは、ほとんど重なり合っています。より詳細な解析をするために、レシーバのピーク・サーチ機能により 100 個の高い振幅値をスキャンしました。これらは、赤色のシンボルで画面に表示されています。

Trace/Detector	Frequency	Level dBµV	DeltaLimit
1 Max Peak	50.0100 MHz	52.26	
2 Max Peak	50.0100 MHz	52.29	
1 Max Peak	51.0000 MHz	52.83	
2 Max Peak	51.0000 MHz	52.81	
1 Max Peak	51.9900 MHz	52.99	
2 Max Peak	51.9900 MHz	52.95	
1 Max Peak	53.0100 MHz	53.24	
2 Max Peak	53.0100 MHz	53.05	
1 Max Peak	54.0000 MHz	53.56	
2 Max Peak	54.0000 MHz	53.35	
1 Max Peak	54.9900 MHz	53.19	
2 Max Peak	54.9900 MHz	53.24	
1 Max Peak	56.0100 MHz	53.14	
2 Max Peak	56.0100 MHz	53.19	
1 Max Peak	57.0000 MHz	53.15	
2 Max Peak	57.0000 MHz	53.19	

図 11: ピーク値のリスト; トレース 1 はタイムドメイン・スキャンで、トレース 2 は周波数スキャン。

ピーク値のリストをスプレッド・シートに書き出し、振幅値の差分をグラフとして表示しました。

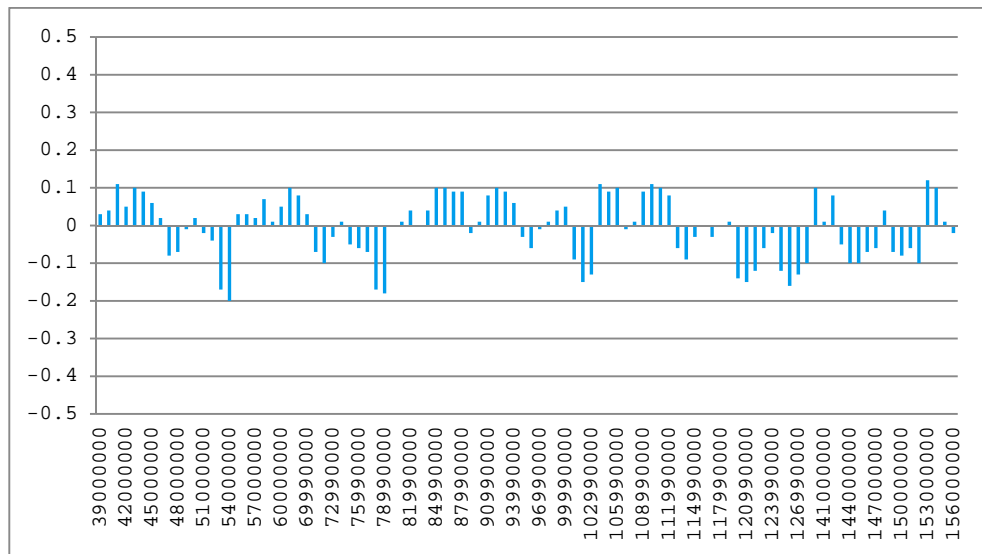


図 12: 振幅値の差分グラフ: タイムドメイン・スキャンと、周波数スキャンの比較; ピーク検波、測定帯域幅 120 kHz。Y-軸: 振幅の差分 [dB]、X-軸: 周波数 [Hz]。

2つの測定方法間に生じているゼロコンマ数 dB という僅かな差分は、互換性がある結果と言えます。

3.1.2 CISPR Band C、QP 検波器

前章と同じ信号を使用して、今回は 1 s の測定時間で、30 MHz から 100 MHz の周波数範囲で、QP 検波を使用して測定を行いました。

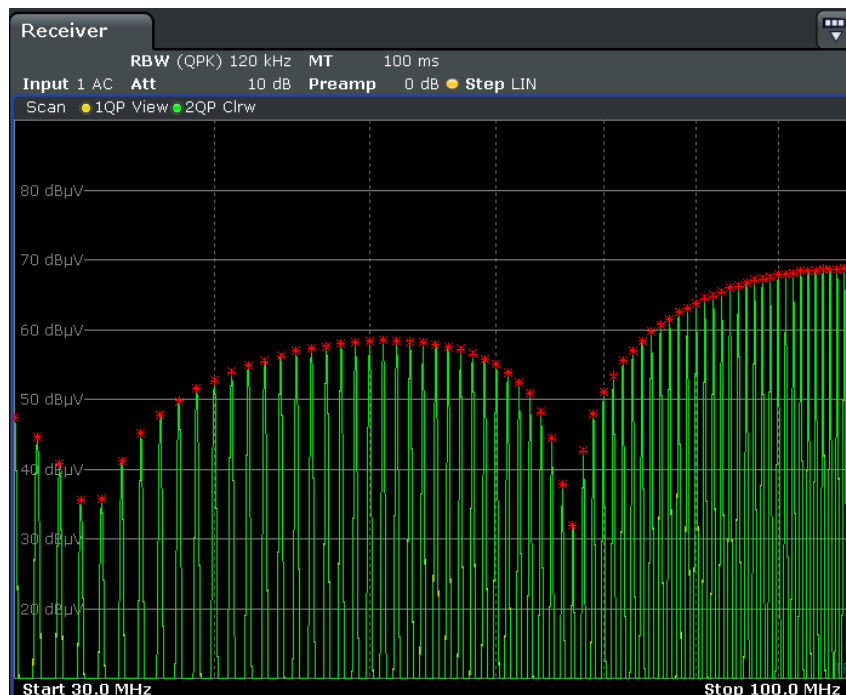


図 13: 信号のスペクトラム測定; QP 検波器; 30 MHz から 100 MHz。

トレース 1 (黄色) はタイムドメイン・スキャンで測定された値が、周波数スキャンで測定したトレース 2 (緑色) の値で完全に覆われています。

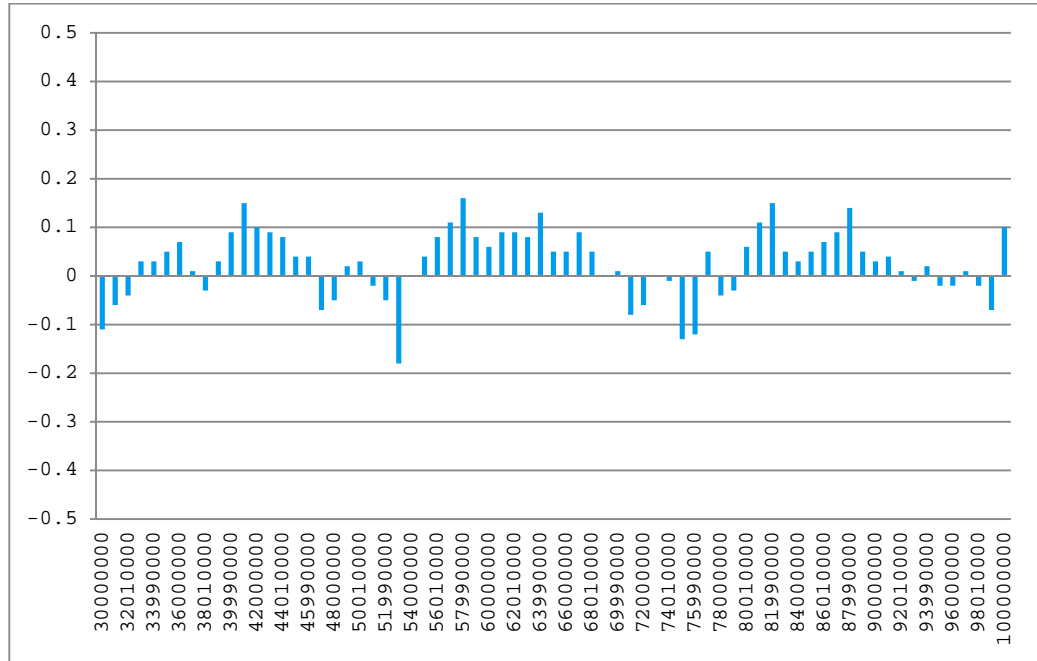


図 14: 振幅値の差分グラフ: タイムドメイン・スキャンと、周波数スキャンの比較; QP 検波、測定帯域幅 120 kHz。Y-軸: 振幅の差分 [dB]、X-軸: 周波数 [Hz]。

3.1.3 CISPR Band B、QP 検波器

CISPR band B 150 kHz から 30 MHz の測定を、ベクトル・シグナル・ジェネレータ R&S SMBV100A で生成したパルス変調キャリア 250 kHz; 4.00 μ s パルス周期; 0.10 μ s パルス幅の信号を用いて行います。

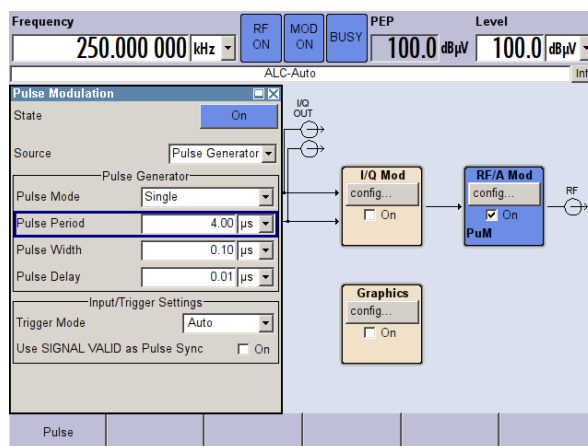


図 15: ベクトル・シグナル・ジェネレータ R&S SMBV100A の設定。



図 16: 信号のスペクトラム測定; QP 検波器; 150 kHz から 30 MHz。

トレース 1 (黄色) はタイムドメイン・スキャンで測定された値で、トレース 2 (緑色) は周波数スキャンによるものです。

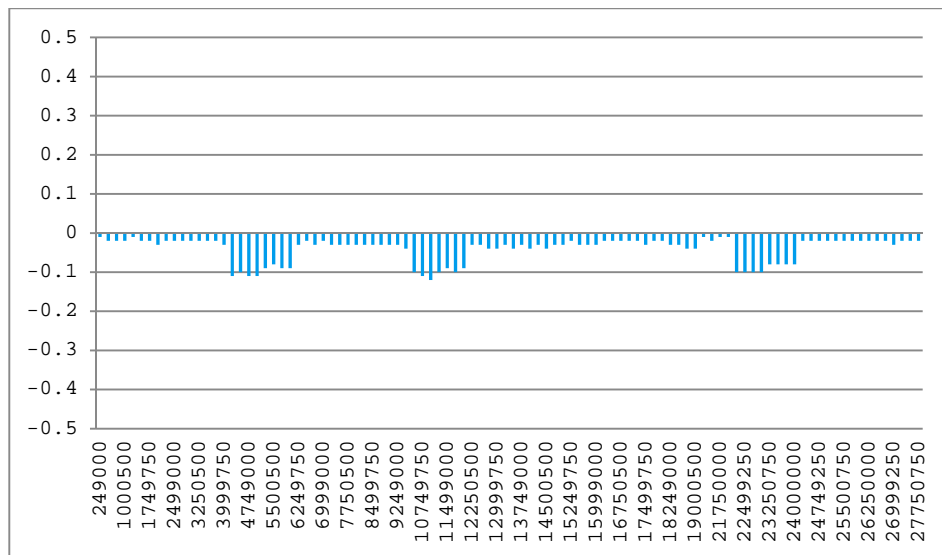


図 17: 振幅値の差分グラフ: タイムドメイン・スキャンと、周波数スキャンの比較; QP 検波、測定帯域幅 9 kHz。Y-軸: 振幅の差分 [dB]、X-軸: 周波数 [Hz]。

このように、すべての周波数範囲において各種検波器を使用し、タイムドメイン・スキャンと周波数スキャンの比較を実施した結果、実用上は同じ振幅値を得ることができました。さらに、別の機材を使用して実施しても、同様な結果が得られています。

3.2 測定速度の比較

R&S ESR の測定時間の比較は、商用規格と自動車部門の EMC 測定で通常使用されている周波数範囲と、測定帯域幅で行います。CISPR 16-2-1 における測定時間は、変化する信号の最も高い信号振幅を検出するために、十分に長くすることを求めています。この比較では、測定時間として、ピーク検波用に 10 ms および 100 ms、そして QP 検波用に 1 s を使用します。テスト・レシーバは、全てのセトリング時間と内部の処理時間を自動的に調整するので、設定された測定時間と、実際の観測時間は同じになります。表 1 に示すように、FFT をベースとしたタイムドメイン・スキャンは、測定時間を飛躍的に短縮します: CISPR band B 150 kHz から 30 MHz を QP 検波で測定すると、これまで 3 時間かかっていた測定が 2 秒で終了します。Band C/D 30 MHz から 1 GHz を QP 検波でスペクトラム測定すると、120 kHz の測定帯域幅において、80 秒で終了します。

測定時間			
周波数範囲	検波器, 測定時間, 測定帯域幅 (測定ポイント数)	周波数スキャン	タイムドメイン・スキャン
CISPR band B 150 kHz ~ 30 MHz	Pk, 100 ms, 9 kHz (13 267)	1 326 s	117 ms
CISPR band B 150 kHz ~ 30 MHz	QP, 1 s, 9 kHz (13 267)	3.6 h	2 s *
Band C/D 30 MHz ~ 1 GHz	Pk, 10 ms, 120 kHz (32 334)	323 s	630 ms
Band C/D 30 MHz ~ 1 GHz	Pk, 10 ms, 9 kHz (431 000)	4 310 s	850 ms
Band C/D 30 MHz ~ 1 GHz	QP, 1 s, 120 kHz (32 334)	approx. 9 h	80 s *

* QP 解析における FFT セグメントのセトリング時間 1 s を含む

表 1: 周波数スキャンとタイムドメイン・スキャンの測定時間比較。

4 最適な測定時間の選択

周波数スペクトラム内に存在する妨害信号の測定では、EMI テスト・レシーバは、特定の周波数範囲を解析する必要があります - 理想的には、可能な限り短時間で。実際には、セトリング時間は狭い測定帯域幅に密接に関係しています。EMI テスト・レシーバは、この点を自動的に調整します。しかしながら、ユーザは妨害信号が時間に対して、どのように振る舞うのかを常に考慮する必要があります。連続信号の合間にクロック依存の狭帯域な妨害信号が生じると、間欠的な広帯域妨害信号が発生します。間欠的な妨害信号を正しく測定するためには、最も高い振幅の信号を確実に捕捉することができるように、測定時間を十分に取ることが不可欠です。

CISPR 16 では、最大許容掃引/スキャン速度が規定されています。これらは、表 1 に示した CISPR band の掃引/スキャン時間の計算に使用されます。

Frequency band		Peak detection	Quasi-peak detection
A	9 kHz to 150 kHz	100 ms/kHz: 14.10 s	20 s/kHz: 2820 s = 47 min
B	0.15 MHz to 30 MHz	100 ms/kHz: 2985 s	200 s/MHz: 5970 s = 1 h 39 min
C/D	30 MHz to 1000 MHz	1 ms/MHz: 0.97 s	20 s/MHz: 19,400 s = 5 h 23 min

表 2: CISPR 16-2-1 に適合したピークと QP 検波時の最小掃引/スキャン時間。

表 2 に示されているのは、連続した正弦波信号の評価における最小時間です。妨害信号の種類により、最大レベルの妨害信号を捕捉するために、測定時間を増やす必要があります。これは、常に長い測定時間を必要とする QP 検波時にも当てはまります。CISPR 規格では、不連続信号に対しては最大 15 秒の測定時間を要求しています。

MIL-STD-461F もまた、アナログ・テスト・レシーバに対しては最小測定時間を、そしてシンセサイザを使用したテスト・レシーバには最小観測時間が規定されています。以下の表は、妨害信号を周期的に発生する機器のみに適用されるもので、測定時間は発生する全ての妨害信号を記録できるように十分長くすべきであると規定しています。

Frequency Range	6dB Bandwidth	Dell Time	Minimum Measurement Time Analog Measurement Receiver
30Hz - 1 kHz	10Hz	0.15 sec	0.015 sec/Hz
1 kHz - 10kHz	100Hz	0.15 sec	0.15 sec/kHz
10 kHz - 150kHz	1kHz	0.15 sec	0.015 sec/kHz
150kHz - 30MHz	10kHz	0.15 sec	1.5 sec/MHz
30MHz - 1 GHz	100kHz	0.15 sec	0.15 sec/MHz
Above 1 GHz	1MHz	0.15 sec	15 sec/GHz

表 3: MIL-STD-461 F で規定されている帯域幅と測定時間。

以下の例は、周波数スキャンとタイムドメイン・スキャンの特性に関する比較です。シグナル・ジェネレータは 100 MHz のキャリア信号に、12 ms の周期でパルス変調をかけた信号を出力しています。テスト・レシーバは、周波数ステップ毎に 10 ms の観測時間で測定を行っています。周波数スキャンの測定結果が以下のトレースです：

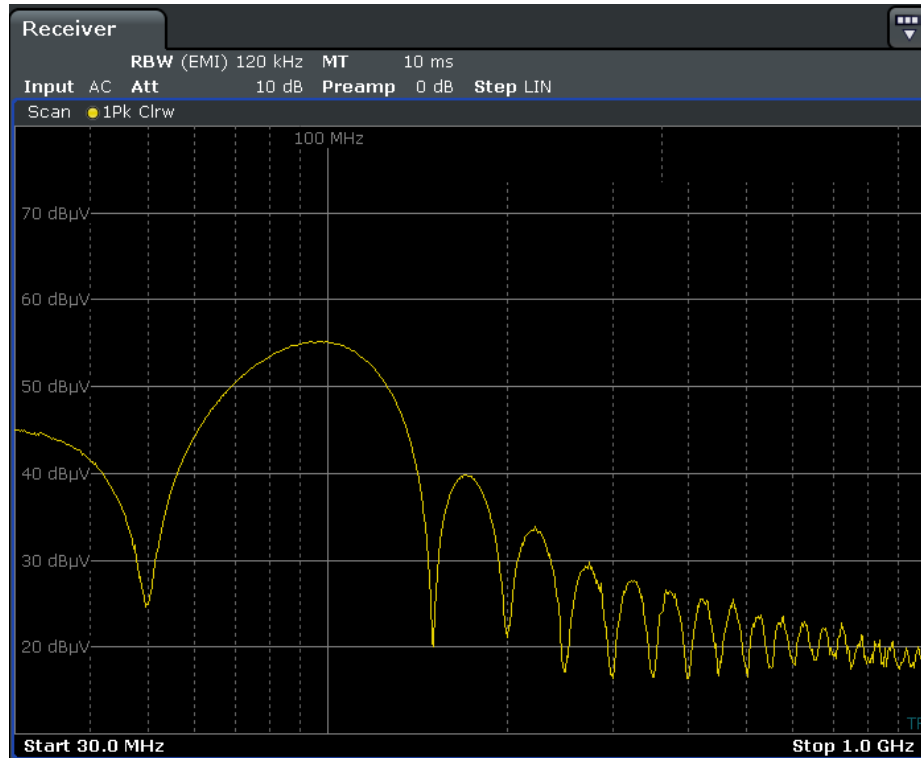


図 18: 測定時間 10 ms における周波数スキャンの測定結果。

ズーム機能を使用して測定値の詳細な検証を行うと、スキャンのステップ毎に全てのパルスが捕捉できていないことがわかります。これは、観測時間を 10 ms で、パルス間隔を 12 ms にした場合にも、同様の現象が予測できます。

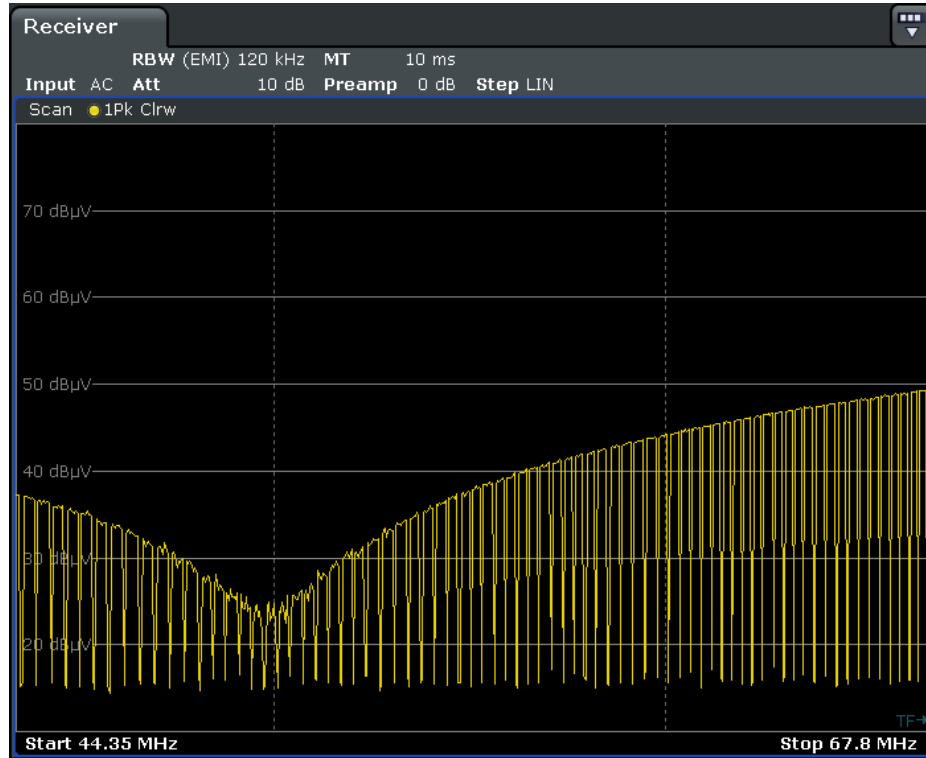


図 19: 10 ms の測定時間で、周波数軸を拡大した周波数スキャンの結果。

図 18 では、トレースがつながって見えます。何故なら、レシーバは全ての測定値を 1 つの画像ピクセルに集約し、最も高い値を示しているからです。ここでは、691 ピクセルが、24,250 ある測定値を代表して表示しています。周波数範囲を拡大し、各ピクセルを各測定値と対にすることで、それぞれの値を観測できます。

図 19 では、各測定のインターバルにおいて、常にパルスが無い場合は観測が可能ですが、そうでなければ観測できません。

タイムドメイン・スキャンは、測定時間中に全ての周波数範囲を観測しています。このため、測定時間が少なくとも信号周期と同じ場合、全ての信号を漏れなくスキャンすることができます。

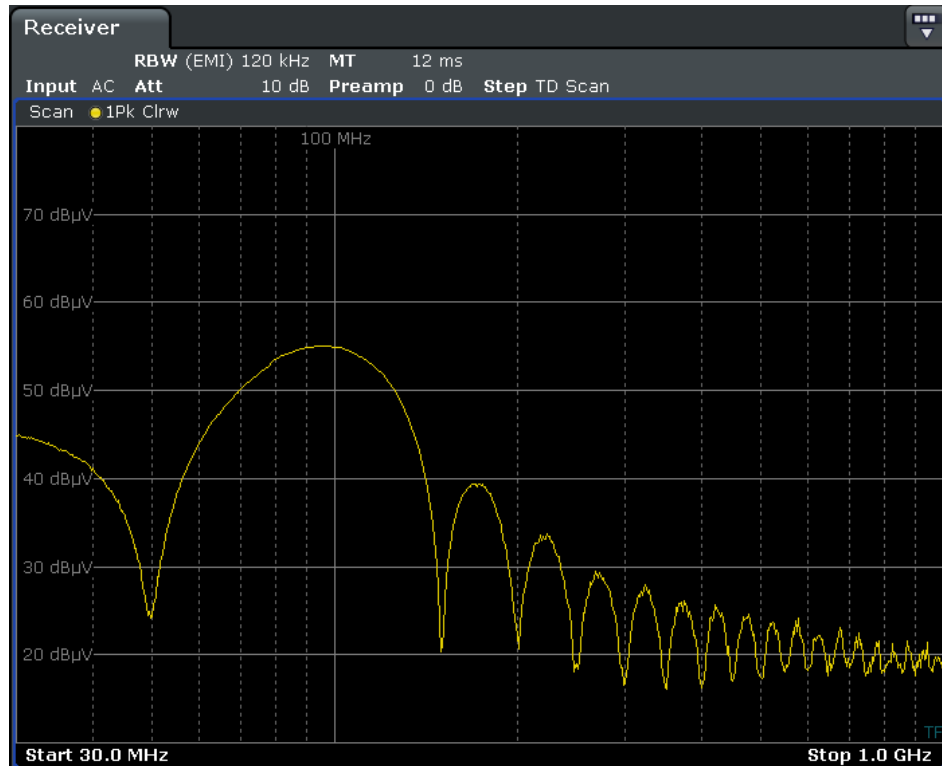


図 20: タイムドメイン・スキャンで測定時間を 12 ms に設定し、パルス周期 12 ms の信号を測定した例。

仮に測定時間がパルス周期以下となった場合、測定時間においてパルスが発生しないポイントが生じます。この場合、FFTブロック長の関係により、スペクトラムの一部として信号を観測することができなくなります。

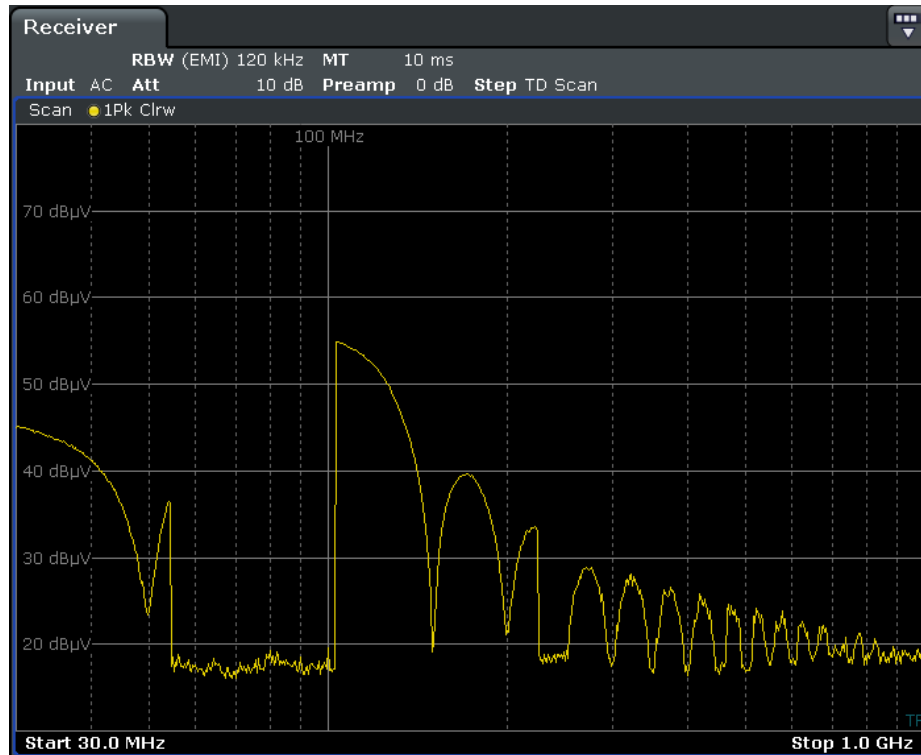


図 21: 信号のパルス周期よりも測定時間を短くした場合。

タイムドメイン・スキャンを使用した測定では、測定する信号に合わせて測定時間を適切に設定することが特に重要です。測定時間が極端に短いと、スペクトラムにギャップが生じます。全ての測定時間は、一般にタイムドメイン・スキャンにおいては、非常に短くなるので、測定時間を増やすことができます (すなわち、FFT 毎の観測時間)。仮に測定時間を増やしたとしても、全ての測定時間は周波数スキャンのレシーバと比較して早いことには変わりはありません。

仮に、測定する信号の時間に対する振る舞いが分からないとしても、R&S ESR に搭載されているスペクトラム・アナライザの機能を使用すれば問題ありません。ゼロ・スパン表示において、ビデオ・トリガを使用することで、安定した表示が得られ、マーカを使用することでパルス周期を測定できます。

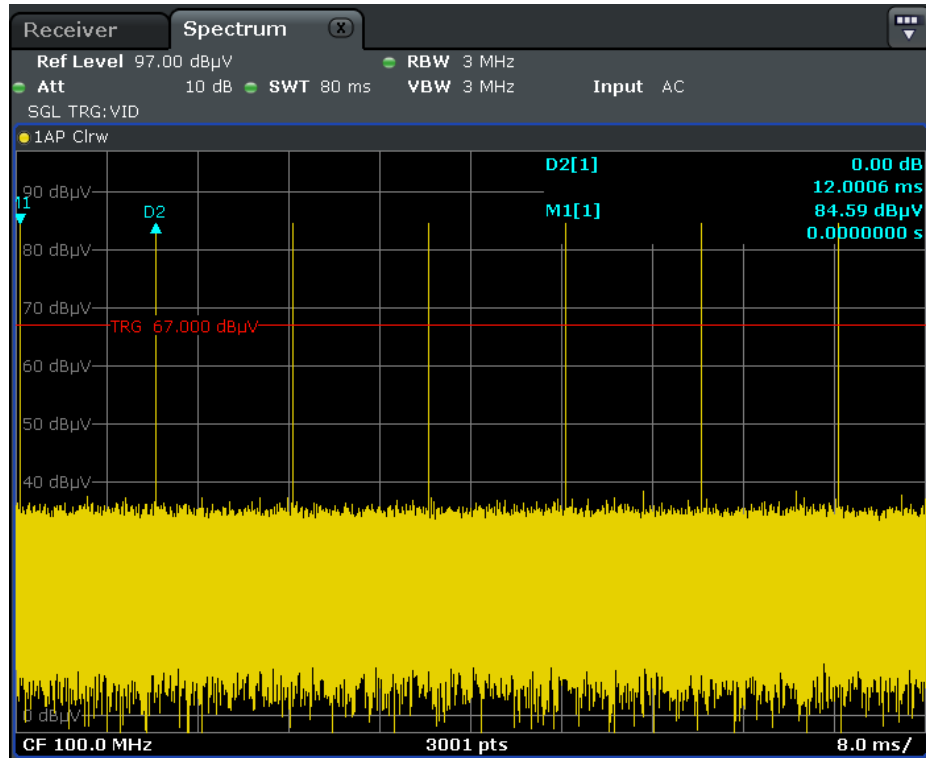


図 22: パルス変調されたキャリア信号のゼロ・スパン表示。

レシーバに設定された測定時間は、少なくともパルス間隔よりも長くする必要があります。パルス周期の変動に対応するために、安全マージンを少し見ておくと、さらに良いでしょう。

5 まとめ

R&S ESR EMI テスト・レシーバに搭載されている FFT をベースとしたタイムドメイン・スキャンにより、プレビュー測定と最終測定において試験時間の飛躍的な短縮が実現されました。タイムドメイン・スキャン測定は、CISPR 16-1-1 規格に記載されている必須要件に沿って行われています。タイムドメイン・スキャンを用いることで、従来の周波数スキャンと比較して、最高で **6000** 倍もの高速測定を行うことができます。今回の評価により、測定の不確かさは、どちらの方法でも同じ結果が得られることが確認できました。信頼性の高い測定結果を得るためには、測定時間を正しく設定することが重要です。レシーバがパルス信号や、変化する信号の最も高い振幅値を、高い信頼性で捕捉するためには、測定時間を十分に長くする必要があります。CISPR と MIL-STD-461 規格が、こうした点を明確に要求しています。R&S ESR が実現した測定速度の飛躍的な向上により、測定時間を延長することなく、こうした要求に対応することができます。

参考文献:

CISPR 16-3 4.10. Background on the definition of the FFT-based receiver.

CISPR 16-2-1. Table 1 - Minimum scan times for the three CISPR bands with peak and quasi-peak detectors

MIL-STD-461F APPENDIX A. Table II. Bandwidth and measurement time

ローデ・シュワルツについて

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

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

ローデ・シュワルツ・ジャパン株式会社

本社／東京オフィス

〒160-0023 東京都新宿区西新宿 7-20-1

住友不動産西新宿ビル 27 階

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

神奈川オフィス

〒222-0033 神奈川県横浜市港北区新横浜 2-8-12

Attend on Tower 16階

TEL:045-477-3570 (代) FAX:045-471-7678

大阪オフィス

〒564-0063 大阪府吹田市江坂町 1-23-20

TEK 第2ビル 8階

TEL:06-6310-9651 (代) FAX:06-6330-9651

サービスセンター

〒330-0075 埼玉県さいたま市浦和区針ヶ谷 4-2-11

さくら浦和ビル 4階

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

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

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

Certified Quality System
ISO 9001
DQS REG. NO 1954 QM

Certified Environmental System
ISO 14001
DQS REG. NO 1954 UM

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

掲載されている記事・図表などの無断転載を禁止します。

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

ローデ・シュワルツ・ジャパン株式会社

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

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

www.rohde-schwarz.co.jp