

## 論文

## 高速フーリエ変換による雑音端子電圧測定の評価法

原本 欽朗\*<sup>1)</sup> 西野 義典\*<sup>1)</sup> 小林 丈士\*<sup>2)</sup>Evaluation method of measuring conducted emission  
by fast fourier transformYoshiaki Haramoto\*<sup>1)</sup>, Yoshinori Nishino\*<sup>1)</sup>, Takeshi Kobayashi\*<sup>2)</sup>

The measurement of conducted emissions in the EMC regulation is to evaluate generated conduction noise from an electrical equipment. In the final measurement, it takes generally a lot of time due to use of a quasi peak detection receiver consisted of a charge and discharge circuit. In this article, it is reported that a faster measurement method for the conduction noise is realized by a real time spectrum analyzer and FFT digitizing process for the sampled data.

キーワード: 伝導エミッション, 伝導ノイズ, 準尖頭値検波, 高速フーリエ変換

Keywords: conducted emissions, conduction noise, quasi peak detection, FFT

## 1. はじめに

雑音端子電圧測定は、情報機器、電動機械工具、及び照明機器等の伝導性ノイズの評価法である。日本では電気用品安全法や VCCI の自主規制、そして欧州では EN 規格等が適用されており、雑音端子電圧測定は、製品を販売するための必須項目となっている。

雑音端子電圧測定では、CISPR16 で規定されている準尖頭値測定用受信機を使用する。準尖頭値測定用受信機は、検波器入力の前段に充電・放電回路が付随しているため、スペクトラムアナライザのように周波数掃引方式で検波することはできない。従って、現在の測定方法では、予備測定としてスペクトラムアナライザを使用し、レベルの高い周波数を調べ、最終測定に準尖頭値測定用受信器を使用している。

本研究では、EMC 測定で用いられている準尖頭値測定用受信器の代わりに、ノイズ信号を直接サンプリングできる測定器を使用し、高速フーリエ変換をはじめとするデジタル信号処理を行い、測定した全ての周波数において準尖頭値検波の充電・放電を模擬した計算処理を行う。これにより、準尖頭値の算出ができ、従来よりも高速な準尖頭値の測定が可能となる。測定周波数は、VCCI の伝導妨害波測定に用いられている 0.15MHz~30MHz の範囲で行い、従来の準尖頭値測定用受信器と本研究手法で算出した準尖頭値との比較を行った。

## 2. 測定方法

2.1 測定器 本研究では、RF 信号のサンプリングにテクトロニクス社製のリアルタイムスペクトラムアナライザ RSA3408B (以下 RSA) を用いた。測定原理を図 1 に示す。RSA は内部に IQ 変調回路と AD 変換器を装備しており、サンプリングデータをそのままファイルに保存することができる。なお、RSA の AD 変換器の垂直分解能は 14bit である。

本研究では、0.15MHz~30MHz の周波数の解析を行うため、RSA のサンプリング周波数を 50MHz に設定して測定を行った。準尖頭値の計算は、サンプリングデータを直接ファイルから読み込み、適当な長さのフレームに区切り、フレーム毎に高速フーリエ変換 (以下 FFT) を行い、フレーム間のスペクトラムを時間解析した。

2.2 計算方法 FFT には、ハミング窓関数を使用して行った。CISPR16 の準尖頭値測定用受信機の-6dB 点における帯域幅は 9kHz である。ハミング窓関数を使用した場合に 9kHz の帯域幅を得るには、約 0.2msec のサンプリングデータが必要となる。そのため、0.2msec のサンプリングデータを 1 フレームとし、FFT を行うこととした。50MHz でサンプリングしているため、1 フレームのデータは約 10,000 ポイントとなる。

次に FFT を行ったフレームのスペクトラムについて前後のデータを参照することにより時間解析を行った。これにより準尖頭値測定用受信機の検波器全段の充放電を計算した。観測スペクトラムのすべての周波数ポイントについて時間解析を行うことにより準尖頭値の計算を 0.15M~30MHz の周波数範囲で行うことができる。CISPR16 の充電

\*<sup>1)</sup> 電子・機械グループ\*<sup>2)</sup> エレクトロニクスグループ

時定数は1msec、放電時定数は160msecと規定されているので、1フレームを単純にFFTすると時間分解能は0.2msecとなり、充電時定数に対して時間分解能が十分とはいえない。スペクトラム間の補完法として矩形補完、線形補完、FFTのオーバーラップによる補完の3種を設定し、本研究では3種の相違を検討することにより、適切な充放電の計算について考察を行う。

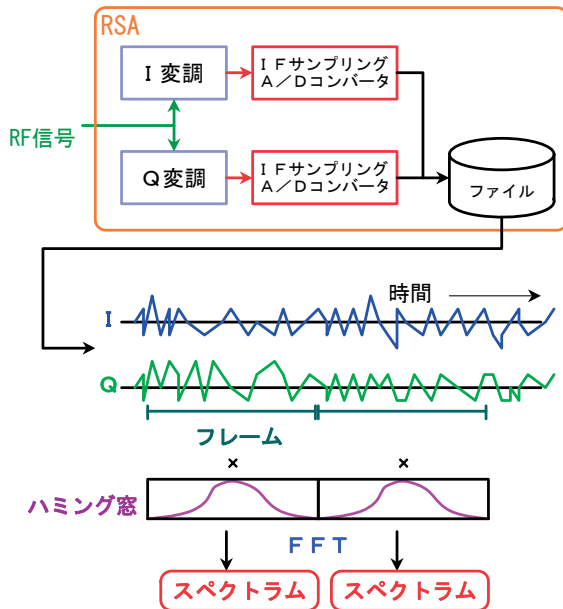


図1. 測定原理

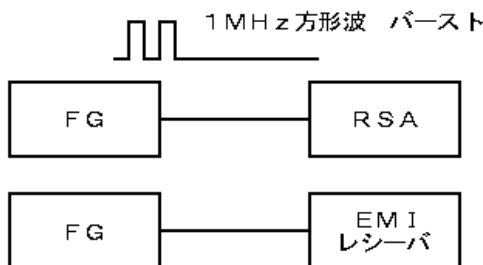


図2. 比較実験の方法

### 3. 準尖頭値測定用受信機との比較実験

3.1 実験方法 準尖頭値測定用受信機として、Rohde&Schwarz社製のESCI（以下EMIレシーバ）を使用した。

伝導妨害波を模擬するため、任意波形ジェネレータによる1MHz、50mVp-pの方形波のパースト信号を疑似信号として使用し、RSA、EMIレシーバにそれぞれ直接入力し比較を行った。パースト信号は、10msecのインターバルに対して、1、10、100、1000パルスとパルス数を変えて比較を行った（図2）。なお、RSAの計測時間は1秒間とし、1秒のサンプリングデータを元に計算した。

EMIレシーバとRSAの計算値について1MHzを基本波とし、3次、5次および7次高調波で比較を行った。

3.2 実験結果 1MHz方形波のパースト信号（10msecインターバル10パルス）について、サンプリングデータをFFTした結果を図3に示す。1秒間のデータについて0.2msecのフレームに区切りFFTを行うため、周波数軸と時間軸があり、信号レベルは2次元データとなっている。このデータを元に各周波数で充放電を計算することにより、準尖頭値検波を模擬することができる。

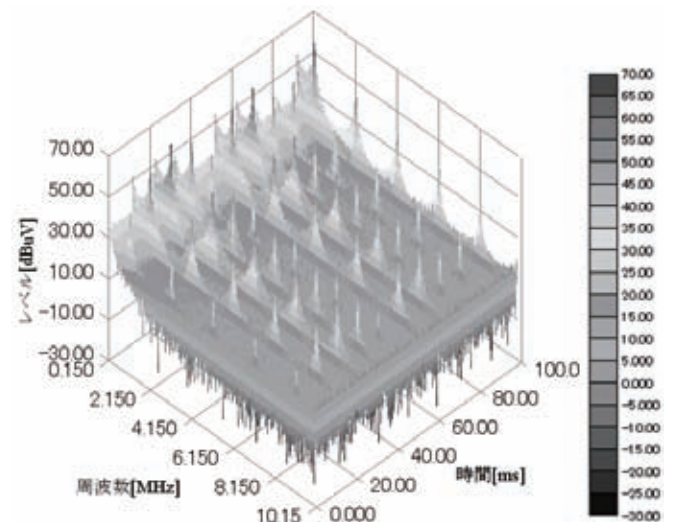


図3. FFTの結果

図3のデータを矩形補完により時間解析した計算結果を図4に示す。RSAの測定値を本手法により計算することにより、0.15M~30MHzまでの周波数について尖頭値と準尖頭値を一度に計算することが可能となる。従来の準尖頭値測定用受信機は周波数をスポット的にしか測定することができないのに対し、本手法では、全周波数の準尖頭値計測が可能なため、EMC計測において高速化が図れる。なお、測定時間1秒のサンプリングデータを計算した場合、Intel Core2 T5500(1.66GHz)のCPUを用いて約15秒程度で計算することができた。

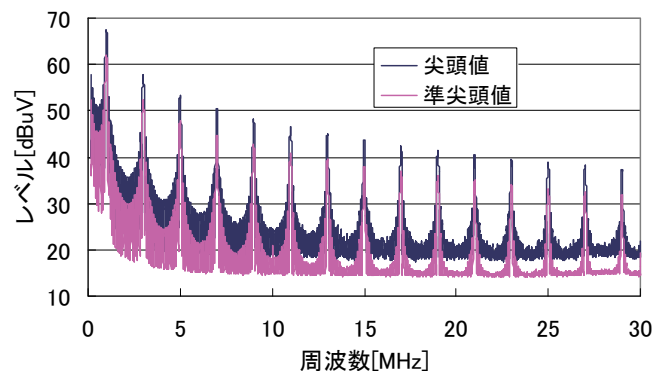


図4. 尖頭値と準尖頭値の計算結果

EMI レシーバとの測定値を比較したものを図5に示す。図5の測定値は、測定周波数1MHzにおける測定値である。EMI レシーバの測定結果と本手法による計算値がおおむね一致していることがわかる。

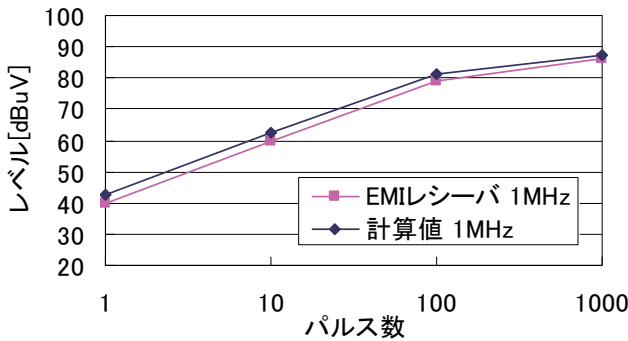


図5. EMI レシーバと本手法による測定値比較

次に、本手法による計算について、時間解析時の補完方法による計算誤差の違い等の検討を行った。その結果を表1に示す。計算誤差は計算結果とEMI レシーバの測定値の差の絶対値により求めた。表1の測定誤差は、1次、3次、5次、7次までの測定誤差を平均したものである。計算誤差の表からは、矩形補完、FFTのオーバーラップ処理、線形補完の順に小さくなっていくことがわかる。なお、FFTのオーバーラップは10フレームが重なるように処理を行った。それ以上のオーバーラップを行っても、計算精度は上がらなかった。

図6~8は、各補完方法についての、周波数別の測定誤差をグラフにしたものである。矩形補完及びオーバーラップ処理ともに、パルス数が少ないときに計算誤差が大きくなる傾向がある。これは、FFT処理の時間分解能に対して、パルスが印加される時間が極端に短いためと考えられる。こうした現象は、インパルスノイズ等が発生する試験品を測定した場合に起こる可能性が高い。

それに対して、スペクトラム間を線形補完し時間解析を行うと、他の方法に比べ計算精度が高くなる傾向があり、パルス数が少ない時でも精度良く算出が可能であることがわかる。また、線形補完はオーバーラップ処理に比べてFFT処理をする回数が少ないため計算速度が速く、非常に有効である。そのため本研究では線形補完による時間解析を行い順尖頭値の計算を行う。

表1. 時間軸解析の補完方法による計算誤差の違い

パルス数	矩形補完	オーバーラップ	線形補完
1	2.86dB	2.20dB	0.75dB
10	2.39dB	1.84dB	0.13dB
100	1.58dB	1.07dB	0.76dB
1000	0.48dB	0.47dB	0.47dB

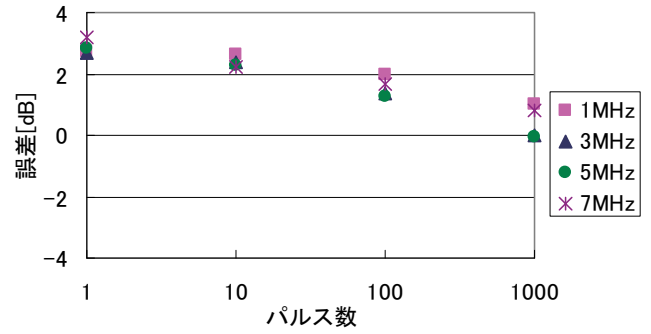


図6. 矩形補完による計算値

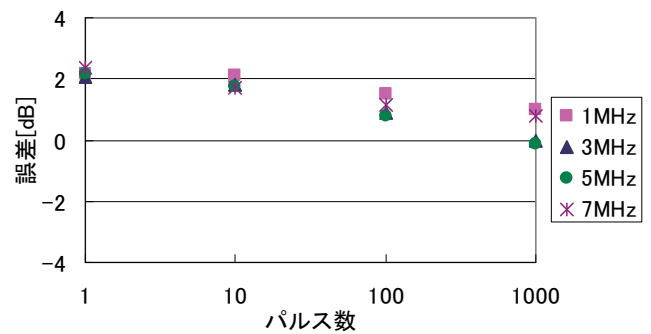


図7. オーバーラップによる計算比較値

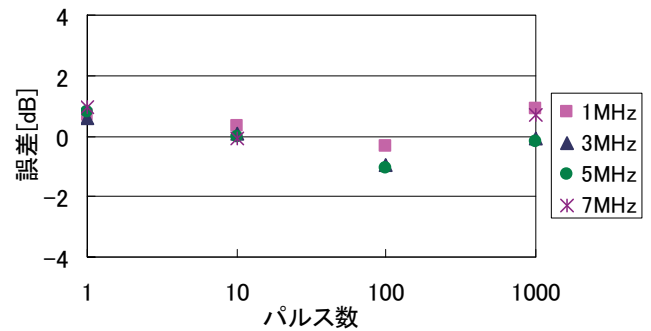


図8. 線形補完による計算比較値

#### 4. 雑音端子電圧の実測例

本手法を用い、調光器とスイッチング電源について雑音端子電圧の測定を行った。位相制御による調光器の測定結果を図9に示す。位相制御を行う調光器は、電源電圧の位相により電源の入り切りを繰り返すため、インパルス性の広帯域ノイズが発生する。測定結果では、EMI レシーバを用いた測定値(実測QP)と、本手法による計算結果(計算QP)が一致していることがわかる。

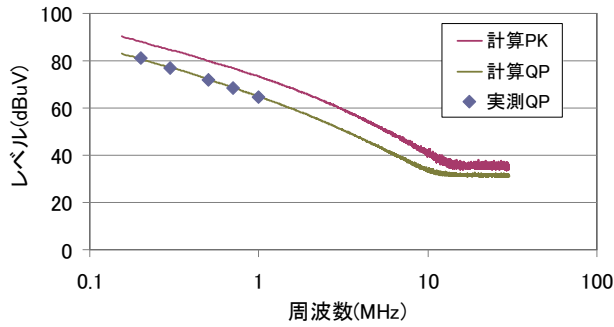


図9. 調光器の雑音端子電圧測定結果例

次に、スイッチング電源の雑音端子電圧測定を行った。実験ではスイッチング電源のノイズフィルタを外して測定を行った。図10の測定結果では、スイッチングノイズが観測されている。ノイズレベルの高い周波数についてEMIレーシーバにより準尖頭値の測定を行った。本手法により計算した準尖頭値（計算QP）と実測値（実測QP）が非常に近い値になっていることがわかる。スイッチング電源は、周辺温度の変化等により発振周波数が変わってしまうことがある。従来の方法ではスペクトラムアナライザによりノイズレベルの高い周波数を探し、その後準尖頭値検波を行うが、ノイズの周波数が変化している場合は正しく測定ができない場合があった。本手法による方法では簡易的に尖頭値と準尖頭値を同時に測定することができるため、その点についても改善ができる。

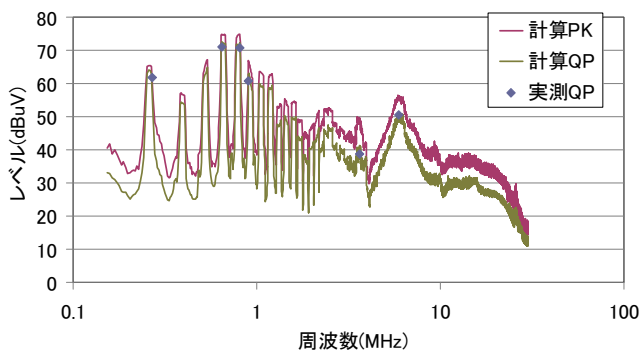


図10. スwitchング電源の雑音端子電圧測定結果例

## 5. まとめ

本研究では、EMC計測にリアルタイムスペクトラムアナライザを使用し、高速サンプリングしたデータをデジタル処理することにより、0.15M~30MHzの全周波数について準尖頭値計算を行う手法を提案した。準尖頭値測定用受信器では、周波数をスポット的にしか測定することができなかったのに対し、本手法では簡易的に測定周波数すべてについて準尖頭値の計算を行うことができるため、高速なEMC計測が可能になる。

また、準尖頭値測定用受信器の測定値と本手法による計算値の比較を行い、時間解析の計算時に線形補完を用いる

ことで計算誤差をより小さくできることについても検討を行った。さらに、実際に雑音端子電圧測定を行い、従来の準尖頭値測定用受信器の測定結果に近い計算を行うことができることを示した。

(平成22年7月1日受付, 平成22年9月14日再受付)

## 文 献

- (1) CISPR, “無線妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定方法の仕様書-第1-1部:無線妨害及びイミュニティ測定装置-測定装置”, CISPR 16-1-1 Ed.2.0:2006
- (2) 電磁環境協議会, “諮問第3号「国際無線障害特別委員会(CISPR)の諸規格について」のうち「無線妨害波およびイミュニティ測定装置の技術的条件」”, 電磁環境協議会 HP
- (3) VCCI協会, “VCCI規定集付則1技術基準”, VCCI協会 HP, 2008.
- (4) 今井 聖, “デジタル信号処理”, 産報出版株式会社, 1980.