

離散値系ウェーブレット変換による ノイズフィルタ評価の検討

学生員 緑川 洋一 (法政大)

正員 早野 誠治 (法政大)

正員 斎藤 兆古 (法政大)

Evaluation of Noise Filter Characteristics by Discrete Wavelet Transformation

Yoichi Midorikawa, Student Member (Hosei University), Seiji Hayano, Member (Hosei University),

Yoshifuru Saito, Member (Hosei University)

In the present paper, we propose a wavelet analysis technique to evaluate the noise filtering characteristics of the filter. To analyse noise problem, many people have used Fourier analysis. But the Fourier spectrum reveals only the frequency information. Therefore, it is difficult to obtain the noise waveforms from the Fourier spectrum. To overcome this difficulty, we employed the wavelet analysis technique. Wavelet analysis makes it possible to get the time as well as frequency domain information. As a result, it was shown that the wavelet analysis was one of the promising methodologies for noise filter characteristic evaluation.

キーワード：ノイズ、フーリエ解析、ウェーブレット解析、周波数領域、時間領域

1. まえがき

今日では様々な小型高性能電子機器が研究・開発され普及している。これは、電子機器を小型・軽量・高性能化するために電源や CPU などを中心に動作周波数の高周波化が行われているためである^{(1)~(4)}。しかし、このような動作周波数の高周波化は、ラインノイズ問題を深刻化している。ラインノイズは、電子機器そのものの誤動作や同一電力系統に接続されている他の電子機器の誤動作を招く恐れがある。いわゆる EMC (Electromagnetic Compatibility) 問題である。これを未然に防止するために、多くの電子機器ではノイズを削減するノイズフィルタを装着するのが普通である。また、ノイズフィルタ評価の常套手段はフーリエ解析である。フーリエ解析は波形の高調波含有率を求めるのには極めて有力な手段であり、ノイズ対策では標準的な解析方法となっている。しかし、フーリエ解析は波形情報を周波数領域に変換してしまうため時間領域の情報が失われてしまう。このため、波形の持つ時間領域の特徴を捕らえることが困難となる。本稿では、このような問題を解決する手段として、波形を時間領域と周波数領域にまたがって解析する手段を考える^{(5)~(7)}。このような時間周波数解析の手段としては、窓関数を用いるフーリエ変換、Short Time

Fourier 変換等があるが、これらの変形フーリエ変換法は、時間情報を増やすと周波数の精度が失われ、逆に周波数精度を向上させると時間情報が失われる。また、フーリエ変換はパルス状の波形に対してスペクトラムが広がる。このような問題を解決する方法として、主に画像や音声などの研究に用いられているウェーブレット変換がある。ウェーブレット変換は時間領域と周波数領域にまたがって解析可能であり、パルス状の波形に対してスペクトラムは広がらずノイズ波形には非常に適している。また、ウェーブレット変換には、連続系と離散値系のウェーブレット変換があるが、本稿では、離散化されたデータを前提とする線形変換で基底関数が直交し、連続系ウェーブレット変換と比較して高速変換可能な離散値系ウェーブレット変換をノイズフィルタの評価に用いた。その結果、波形を時間領域と周波数領域の両領域にまたがって解析可能とする離散値系ウェーブレット変換を用いた多重解像解析が、フィルタの評価に有効であることを報告する。

2. 離散値系ウェーブレット変換

<2.1> 基礎的概念 まず、工学的にはまだあまり一般的ではないと思われる離散値系ウェーブレット変換について、多くの文献で用いられている数学的な記述ではなく

我々技術者向きの記述により離散値系ウェーブレット変換について述べる^{(7)~(9)}。

まず、 a と b の2つの数値を考え、この数値の線形的な組み合わせを考えると、

$$s = a + b \tag{1}$$

$$d = a - b$$

が考えられる。(1)式の関係を行列を使って書くと、

$$X' = CX \tag{2}$$

と書ける。ここで、 X' 、 C 、 X はそれぞれ、

$$X' = \begin{bmatrix} s \\ d \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{3}$$

また逆に、 X' が与えられ、 X を求めようとする、

$$X = DX' \tag{4}$$

となる。ただし、行列 D は、

$$D = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{5}$$

となる。ここで、行列 C と D との関係を考えてみると、

$$D \cdot C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{6}$$

となり、 D は C の逆行列になる。しかし、さらに(5)式の行列の係数(1/2)を C と D に平等に分配し、

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad D = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{7}$$

とすれば、行列 D は C の転置行列であり、かつ逆行列となる。すなわち、

$$D = C^{-1} = C^T \tag{8}$$

となる。

次に、 a 、 b の2個の数値だけでなく、 a 、 b 、 c なる数値の組み合わせを考えると、

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{9}$$

となり、(9)式の右辺の係数行列は6行3列の長方形行列であるため、(8)式のようにうまく逆行列を得られない。

これは、組み合わせる数値の個数が奇数であると(4)~(8)式のような線形変換が適用できないことを意味する。

つぎに、 a 、 b 、 c 、 d の4個の数値の組み合わせを考える。最初に考えられる組み合わせは、

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ d_1 \\ s_2 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} \tag{10}$$

となり、これには、当然、

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ d_1 \\ s_2 \\ d_2 \end{bmatrix} \tag{11}$$

が成り立つ。

しかし、 a と b 、 c と d それぞれの組み合わせは出来ているが、 a と c 、 b と d 等の組み合わせは出来ていない。このため、(10)式の左辺を並べ変えて、次の組み合わせを得る。

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ D_1 \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \tag{12}$$

(12)式で、 a 、 b 、 c 、 d の4個の数値の組み合わせがすべて揃ったこととなり、結局、元の $[a, b, c, d]^T$ のベクトルは、(10)と(12)式の2回の線形変換で、和 S_i と差 D_i 、 d_i 、 d_2 を要素とするベクトル $[S_1, D_1, d_1, d_2]^T$ に変形される。

(12)式の逆変換は、

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ D_1 \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \tag{13}$$

によって行われ、(13)式の左辺を(11)式右辺のベクトルの形に並べ替え、(11)式に代入することで逆変換ができる。(10)、(12)式の変換をまとめると、

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ D_1 \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & -1 \\ \sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} \tag{14}$$

または、

$$S = W \cdot X \tag{15}$$

となる。 W は、ウェーブレット変換行列である。

さらに、6個の数値の組み合わせを考えると、(10)式と同様に第1回目の変換は、和が3組と差が3組となり、

(9)式と同様に第2回目の変換は出来ない。したがって、数値の組を和と差に分解する線形変換は、組を構成する数値の個数が、2,4,8,16,32等の2のべき乗でなければならない。

<2.2> 定式化

ここでは、<2.1>で述べたウェーブレット変換を行列形式で定式化し、物理的意味を考察する。また、離散値系ウェーブレット変換には、<2.1>で述べた隣接する2データの和と差を出発点としたハール(Haar)基底によるウェーブレット変換の他に、4個の重み付きの係数を用いた4次のドビッシー(Daubechies)基底、6個の重み付きの係数を用いた6次のドビッシー基底など、他の高次の基底関数もあるが、本稿では、最も基礎的なハール基底によるウェーブレット変換を採用する⁽⁷⁾。

まず、2のべき乗個 n の要素からなる n 次のデータベクトルを X とすると、最初の変換は、

$$X' = CX \tag{16}$$

となる。ここで、 n 行 n 列の正方行列 C は、

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

で、ベクトル X' は、

$$X' = [s_1 \quad d_1 \quad s_2 \quad d_2 \quad \cdots \quad s_{n/2} \quad d_{n/2}]^T \quad (18)$$

となる。ここで、和と差の項を並べ直すため、次の行列 P を定義する。

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

(19) 式を使うと、

$$P \cdot C \cdot X = [s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_{n/2} \quad d_1 \quad d_2 \quad \cdots \quad d_{n/2}]^T \quad (20)$$

となり、前半に和の項、後半に差の項となる。これが第1段階となる。

つぎに第2段階として、前半の和の部分に、同様の変換を行い、更に和と差の項を並べ直す。すなわち、

$$P' \cdot C' \cdot P \cdot C \cdot X = [S_1 \quad S_2 \quad \cdots \quad S_{n/4} \quad D_1 \quad D_2 \quad \cdots \quad D_{n/4} \quad d_1 \quad d_2 \quad \cdots \quad d_{n/2}]^T \quad (21)$$

となる。ただし、 P' と C' は、

$$C' = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$P' = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

以後、同様な計算を $m = \log_2 n$ 回まで続ける。例えば、データベクトルの次数が $n = 2, 4, 8, 16$ ならば、それぞれ $m = 1, 2, 3, 4$ 回まで計算する。

従って、 n 次のベクトル X のウェーブレット変換は、ウェーブレットスペクトラムベクトルを S とすると、

$$S = W \cdot X = [S \quad D \quad D_1 \quad D_2 \quad D_1 \quad \cdots \quad D_4 \quad \cdots \quad d_1 \quad \cdots \quad d_{n/2}]^T \quad (24)$$

となる。但し、ウェーブレット変換行列 W は、

$$W = \cdots \cdots P'' \cdot C'' \cdot P' \cdot C' \cdot P \cdot C \quad (25)$$

である。ここで、(24)式のウェーブレットスペクトラムベクトル S について考える。ベクトル S は、データの平均的情報を持つマザーウェーブレットと呼ばれる要素 S と、全体のデータを前半と後半に2分割した場合の変化率情報を持つ要素 D 、全体のデータを4分割した場合の変化率情報を持つ要素 D_1, D_2, \dots 、さらに、隣接するデータの変化率情報を持つ要素 $d_1, d_2, \dots, d_{n/2}$ からなる。すなわち(24)式のウェーブレット変換は、データの平均と全体を2分割した場合の大きなグループ(低周波成分)から、隣接するデータ(高周波成分)までの変化率を抽出する演算である。要素 S を第0レベル、要素 D を第1レベル、要素 D_1, D_2 を第2レベル、 \dots と呼ぶ。

また逆変換は、 W の転置行列 W^T が逆行列なので、

$$X = W^T S \quad (26)$$

である。

3. ノイズ解析

<3.1> 測定回路 図1に、コモンモードノイズ波形の測定に使用した回路を示す。スイッチング電源による電力系統へ流出する高周波ノイズ成分を市販フィルタ(岡谷電機産業製、型名 SUP-E2H-EP)を装着時と非装着時について測定した。擬似電源回路網は CISPR 規格によるものを使用した。データ数は、 2^{11} の 2048 個である。また、図2に使用したフィルタの回路を示す。

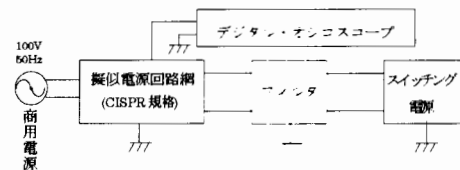
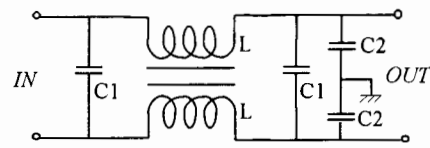


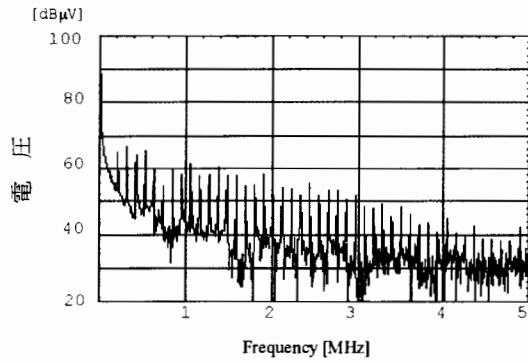
図1. コモンモードノイズ測定回路
Fig. 1. Common mode noise measurement circuit.



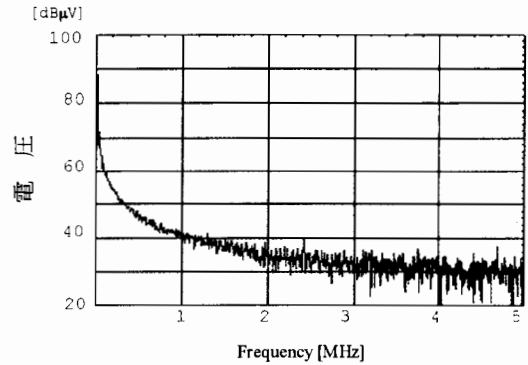
$C1 = 0.1 [\mu F], C2 = 2200 [pF], L = 4.5 [mH]$

図2. ノイズフィルタ回路
Fig. 2. Noise filter circuit.

<3.2> フーリエ解析 図1に示した測定回路を用い、図2のフィルタ非装着時と装着時についてコモンモードノイズ波形を測定した結果をそれぞれ、フーリエ変換し、 $[dB\mu V]$ で示した結果を図3(a)、(b)に示す。図3のフーリエスペクトラムをみると、波形の高調波成分を多く含む周波数帯域が定量的に示されていることがわかる。しかし、フーリエ変換は、問題をすべて周波数領域に変換してしまうため時間領域の情報が失われてしまい、図3のフーリエスペクトラムからは、ノイズ波形の時間領域での形状の推定ができない。



(a) フィルタ非装着時

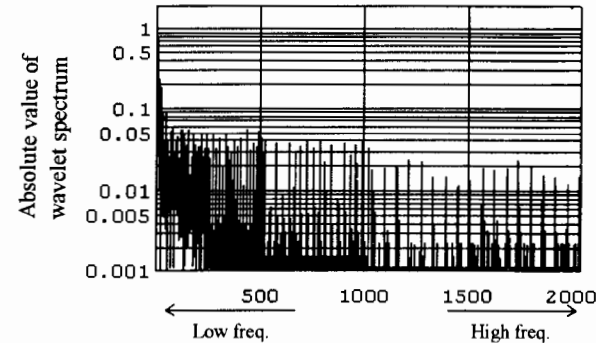


(b) フィルタ装着時

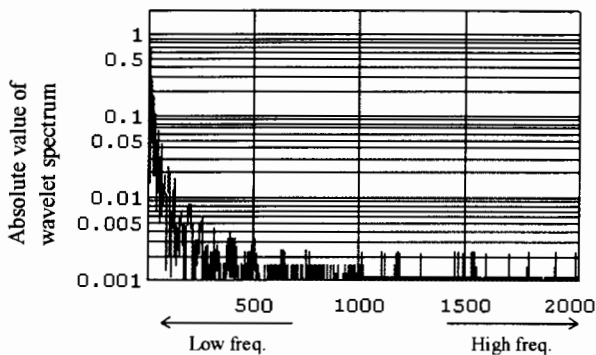
図3. フーリエスペクトラム

Fig.3. Fourier spectrum.

(a) Without filter, (b) With filter



(a) フィルタ非装着時



(b) フィルタ装着時

図4. ウェーブレットスペクトラム

Fig.4. Wavelet spectrum

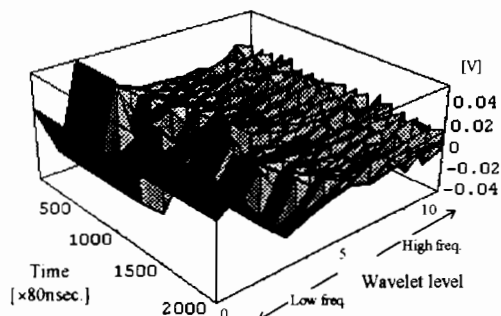
(a) Without filter, (b) With filter

〈3.3〉 ウェーブレット解析

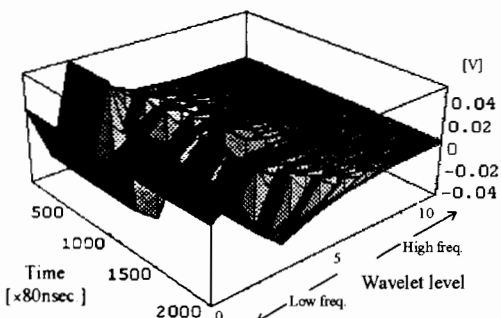
〈a〉ウェーブレットスペクトラム フーリエ解析と同様に、図2のフィルタ非装着時と装着時について、コンモンモードノイズ波形を測定し、ウェーブレット変換する。得られたウェーブレットスペクトラムの絶対値を縦軸とし、片対数のグラフで示すと、ウェーブレットスペクトラムは図4となる。横軸は(24)式の要素 S 、 D 、 D_1 、 D_2 、 \dots の順にとってある。〈2.2〉で述べたようにウェーブレットスペクトラムベクトル S は、データの平均と全体を2分割した場合の大きなグループから、隣接するデータまでの変化率から成っている。すなわち図4の横軸は、原点を直流として原点から離れるほど高い周波数に対応する。図3と図4を比較すれば、ウェーブレット変換はフーリエ変換と同様の形でノイズフィルタの評価を可能とすることがわかる。

〈b〉多重解像解析 ウェーブレット変換は、 2^m 個のデータベクトルを全体の和の部分(マザーウェーブレット)と差の部分に変換する。そして、差の部分は全体を2分割した部分間から隣接する要素間までのデータ個数に応じた m 個のレベルが存在する。従って、全体で $m+1$ 個のウェーブレットレベルがあり、それぞれ独立してウェーブレット逆変換をすることで時間領域情報を調べることができる。これを多重解像解析と呼ぶ。この多重解像解析により、時間領域と周波数領域の両情報を同時に表わすことが可能となる。図1の測定回路を用いて、図2のフィルタ非装着時と装着時のノイズ波形を、多重解像解析した結果を図5に示す。図5は、時間、周波数および振幅を軸とした3次元表示である。図5(a)からパルス状の高調波ノイズが高周波領域(ウェーブレットレベルの高い領域)にあらわれていることがわかる。図5(a)と(b)を比較すると、パルス状の高調波ノイズが、フィルタにより減衰されているのがわかる。図6は横軸をウェーブレットレベル、縦軸を振幅としたものであり、図5を右側面から見た図である。図6(a)と(b)を比較すると、ウェーブレットレベルの低い(低周波)領域は同様な形である。しかし、ウェーブレットレベルの高い(高周波)領域では、フィルタ非装着時と装着時では、フィルタ装着時に比較して、非装着時にパルス状の高調波ノイズ成分が存在することが明らかである。つぎに、時間領域の波形を考える。図6の結果より、フィルタの影響が無視できるウェーブレットレベル0~6と、フィルタの効果が顕著なウェーブレットレベル7以上に分類できる。ウェーブレットレベル0~6の波形を加算した結果を図7、ウェーブレットレベル7以上の波形を加算した結果を図8に示す。図7のウェーブレットレベル6までの低周波成分については、フィルタの有無にかかわらずほとんど同じ波形であるが、図8のウェーブレットレベル7以上の高周波成分については、パルス状の高調波ノイズが存在し、これがフィルタにより減衰されていることが、図8(b)により明らかである。また、図9に測定したコンモンモードノイズの原波形を示す。ウェーブレット変換の多重解像解析を行っ

た結果図7、8と原波形の図9を比較すると時間領域情報が失われていないことがわかる。従って、図7と図8の結果から、離散値系ウェーブレット変換は、波形の分離、合成を可能とすることがわかる。

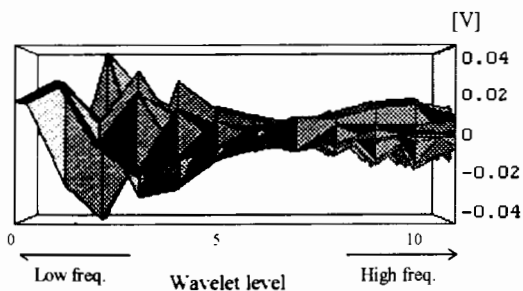


(a) フィルタ非装着時

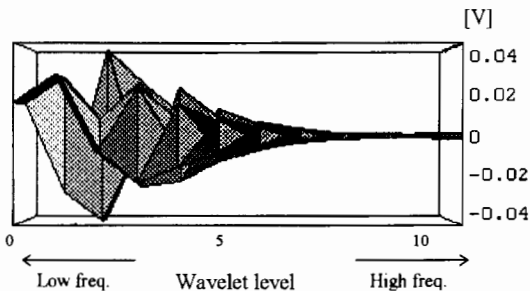


(b) フィルタ装着時

図5 ウェーブレット解析を用いた多重解像解析
Fig.5. Multi dimensional analysis of the common mode noise. The vertical and level axes correspond to the noise amplitude and frequency, respectively. Higher values for level correspond to the higher frequencies.

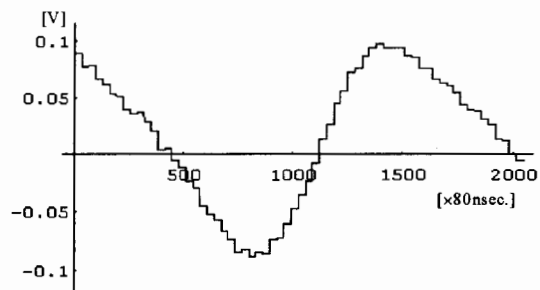


(a) フィルタ非装着時

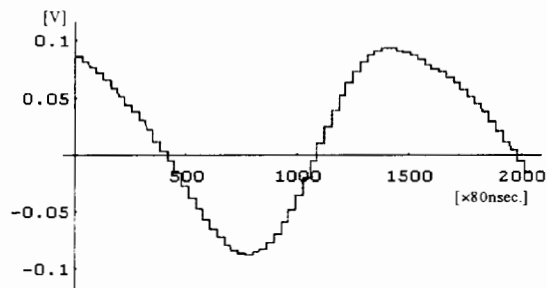


(b) フィルタ装着時

図6. 多重解像解析 (横軸をウェーブレットレベル、縦軸を振幅としている。)
Fig.6. Multi dimensional analysis of the common mode noise. (View of Wavelet level side)

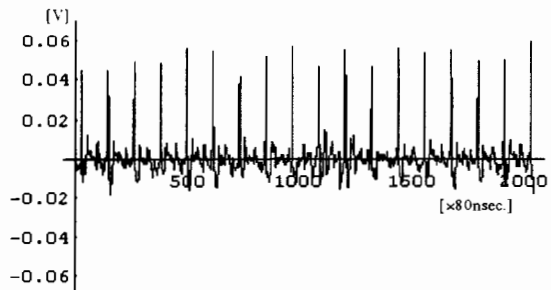


(a) フィルタ非装着時

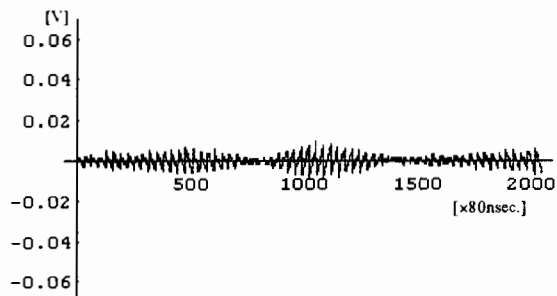


(b) フィルタ装着時

図7. 低ウェーブレットレベル成分による波形 (Wavelet Level 0~6)
Fig.7. Waveform by the summation of low Wavelet level components (0~6).

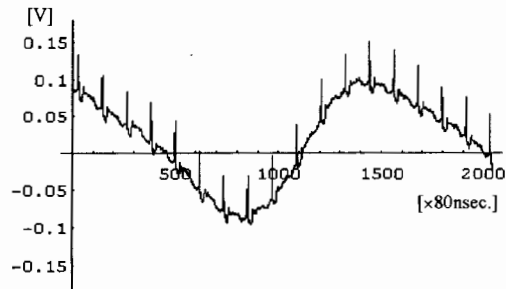


(a) フィルタ非装着時

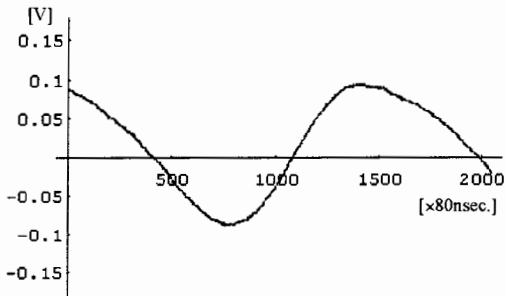


(b) フィルタ装着時

図8. 高ウェーブレットレベル成分による波形 (Wavelet Level 7~11)
Fig.8. Waveform by the summation of high Wavelet level components (7~11).



(a) フィルタ非装着時



(b) フィルタ装着時

図9. コモンモードノイズ波形
Fig.9. Common mode noise.
(a) Without filter, (b) With filter

4. まとめ

本論文では、ウェーブレット変換を用いることにより、フーリエ解析のように波形情報をすべて周波数領域に変換してしまうため時間領域の情報が失われてしまうようなことなく、周波数領域と時間領域の両方についての情報が評価できることを示した。その結果、離散値系ウェーブレット変換は、ラインノイズフィルタの効果を周波数領域のみならず時間領域でも評価可能とすることを示した。また、このウェーブレット変換が、データの圧縮や逆問題解析などにも有効であることが明らかになってきているため⁽⁶⁾、今後このような方法がノイズ解析および対策にも利用できる可能性があると思われる。

(平成8年5月21日受付, 平成8年9月2日再受付)

文献

- (1) S.Hayano, Y.Nakajima, H.Saotome, and Y.Saito, "A new type high frequency transformer," *IEEE Trans., Magn.*, Vol. 27, No.6, pp. 5205-5207, (1991)
- (2) S.Hayano, Y.Midorikawa, and Y.Saito, "Development of film transformer," *IEEE Trans., Magn.*, Vol.30, No.6, pp.4758-4760, (1994)
- (3) T.Sato, H.Tomita, A.Sawabe, T.Inoue, T.Mizoguch, and M.Sahashi, "A magnetic thin film inductor and its application to a MHz switching dc-dc converter," *IEEE Trans., Magn.*, Vol.30, No.2, pp. 217-223, (1994)
- (4) K.Yamasawa, K.Maruyama, I.Hirohama, and P.P.Biringer, "High-frequency operation of a planar type microtransformer

and its application to multilayered switching regulators," *IEEE Trans. Magn.*, Vol.26, pp.1204-1209, (1990)

- (5) 斎藤、吉田、緑川、増田、遠矢 "ウェーブレットと相関解析によるラインノイズ源探査"、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-95-30、(平7)
- (6) 斎藤、"Wavelet変換による逆問題解析"、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-96-37、(平8)
- (7) D.E.NEWLAND "Random vibrations, spectral and wavelet analysis", Third Edition, Longman Scientific & Technical, (1993)
- (8) 山田 "ウェーブレット解析とその応用"、電子情報通信学会誌、Vol.76, No.5, pp.515-528, (1993)
- (9) 山口、山田 "ウェーブレット解析"、科学、Vol.60, No.6, pp.398-405, (1990)

緑川 洋一



(学生員) 1970年 7月 4日生。1995年 3月法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。現在、同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程在学中。主として、高周波空心変圧器、ノイズフィルタに関する研究に従事。日本AEM学会会員。

早野 誠治



(正員) 1947年 7月 6日生。1977年 3月法政大学大学院工学研究科修士課程修了。同年同大学助手、1993年同専任講師、1996年同助教授、現在に至る。電磁気学の講座を担当。主として、計算電磁気学、および磁化特性のモデリングに関する研究に従事。工学博士。IEEE、日本応用磁気学会、日本生体磁気学会、日本AEM学会会員。

斎藤 兆古



(正員) 1946年 7月24日生。1975年 3月法政大学大学院工学研究科博士課程修了。同年同大学助手、1976年同講師、1978年同助教授、1987年同教授、現在に至る。電磁気学、電気機器、および大学院応用数学、電磁気学の講座を担当。主として、計算電磁気学、および高周波変圧器に関する研究に従事。工学博士。International Journal of Applied Electromagnetics in Materials, Advisory Editorial Board。IEEE、電子通信情報学会、日本応用磁気学会、日本生体磁気学会、日本 AEM 学会、Electromagnetics Academy (MIT) 会員。