

1次元および2次元信号のためのスペクトルピーク強調法とその応用

正 員 島村 徹也[†] 正 員 鈴木 誠史[†]

Spectral Peak Enhancement Methods for 1-D and 2-D Signals and Their Applications

Tetsuya SHIMAMURA[†] and Jouji SUZUKI[†], Members

あらまし 本論文では、先験的な情報が与えられていない状況下にある1次元および2次元信号に対し、雑音に埋もれた信号成分の最大スペクトルピークを強調する手法を提案している。本手法は、従来の通過域が1で阻止域が0であるフィルタを用いるのではなく、入力信号中の抽出したい信号のスペクトル特性を所望特性とするフィルタ、すなわち、入力信号に依存したフィルタを用いている。1次元信号においては、[自己回帰 (AR) 信号+白色雑音] 信号および[調和信号+白色雑音] 信号を取り上げ、FFTを用いた数回の反復処理により信号成分が十分に強調できることを示している。2次元信号においては、従来法に比べ、大幅に低減した計算量で良好なスペクトル強調が可能であることが示されている。更に、従来法では設計が困難と思われる狭帯域平面波抽出フィルタの設計に、本手法が適用可能である点についても言及している。

キーワード スペクトルピーク, FIR フィルタ, FFT, スペクトル強調, 雑音低減

1. ま え が き

我々はしばしば雑音に埋もれた信号の特徴量を抽出しなければならない状況に直面する。それは、雑音下にある音声信号の強調⁽¹⁾をはじめとして、画像処理、地震波解析、生体信号解析など、多くの分野で重要視されている。従来、この問題に対する対処策としてさまざまな観点から試みがなされてきた。ウィーナーフィルタなどはその代表的な手法であり、広く知られている⁽²⁾。しかし、ウィーナーフィルタを使用するにあたっては、先験的に雑音成分および信号成分の統計量が与えられていることが前提となり、現実問題としては多くの問題を抱えている。

一方、望みの信号がある周波数帯域に集中し、かつ、それに関する情報が先験的に与えられているならば、不要な帯域を除去するフィルタをかけることができる。しかし、一般的にこのような情報を有している場合は少ないと考えられる。更に、例えば、音声信号のように、望みの信号が有する周波数帯域が広範囲であ

る場合には、高次のフィルタ（雑音下にある音声信号を強調するためのくし形フィルタなど⁽⁸⁾）を先験情報あるいはその高精度な推定値に合わせた形で用いなければならない。観測される信号長やデジタル処理における有限語長精度など、多くの問題点が生じてくる。また自己相関関数またはパワースペクトルへ変換することにより見掛け上の信号対雑音比を向上させる方法もあるが⁽⁹⁾、望みの信号のパワースペクトル値が保持できないという本質的な欠点を有する。

本論文では、従来の雑音除去フィルタリングとは異なる観点から、新しい信号成分の特徴量抽出法を提案している。但し、本論文で取り上げる信号の特徴量とは、信号スペクトルのピークであるとする。スペクトルピークを特徴量とする信号は多く、レーダ、ソナー、変調された通信信号、音声信号などがその代表例である。本論文では、1次元および2次元信号に対して、雑音に埋もれた信号成分のスペクトルピークを先験情報を用いることなく強調するアルゴリズムを導出している。その方法は基本的に、入力信号に含まれる雑音成分のフィルタリングに帰着されるが、通常通過域が1で、阻止域が0であるフィルタを使用するのではなく、入力信号中の抽出したい信号スペクトルを所望

[†] 埼玉大学工学部情報工学科, 浦和市
Faculty of Engineering, Saitama University, Urawa-shi, 338
Japan

特性とするフィルタ, すなわち, 入力信号に依存したフィルタを使用する. 本論文では特に, 入力信号のデータ数が少ない場合にも適用可能なように, FIR フィルタを用いることにするが, そのフィルタは高速フーリエ変換 (FFT) を数回用いることにより設計される. 従って, 特に 2 次元信号を処理する場合には, 2 次元線形予測法⁽⁴⁾ などを用いる場合に比べ大幅な計算量の低減となり, 実時間処理が可能となる. また, 提案する 2 次元スペクトルピーク強調法は, センサアレーから観測される平面波の, 一定方向からのある限定された周波数成分を抽出する 2 次元 FIR フィルタの設計に用いることができる.

本論文は 2. で 1 次元信号に対するスペクトルピーク強調法を記述し, その応用例を 3. で取り上げる. 4. では 2. での方法が 2 次元信号に拡張され, 5. では平面波抽出フィルタの設計問題を取り上げる. 6. は本論文のむすびである.

2. スペクトルピーク強調法

2.1 アルゴリズム

提案するスペクトルピーク強調法は, 与えられた入力信号に対する雑音除去 FIR フィルタを反復的に設計することに帰着される. その提案法の模式図が図 1 に与えてある. それは三つの処理に大きく分けられる. (I) 入力信号のフィルタリング, (II) その出力信号のスペクトル成分の解析, そして (III) フィルタの設計, である. この操作は一括的に与えられた入力信号に対して反復的に繰り返され, i 番目の反復時から得られた信号 $y_i(n)$ が, 強調されたスペクトルピークを有する出力信号となる.

本手法の導出は, スペクトル推定において高分解能性を得るために考案された Kay の反復的フィルタリングアルゴリズム (IFA)⁽⁵⁾ に類似しており, 入力信号スペクトルをフィルタの所望特性とする点に特徴を有する.

入力信号は $x(n)$, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ のような N 個の離散信号であるとする. i 番目の反復時における FIR フィルタのインパルス応答を $h_i(l)$, $l=0, 1, 2, \dots, M-1$, その Z 変換を $H_i(Z)$ とすると, 提案する手法は次のように記述される.

[Step 1] $x(n)$ のフィルタリング

畳込み

$$y_i(n) = \sum_{l=0}^{M-1} h_i(l)x(n-l) \quad (1)$$

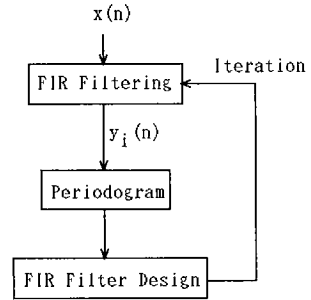


図1 スペクトル強調法

Fig. 1 Spectral peak enhancement method.

によりフィルタリングを行う.

[Step 2] スペクトル解析

フィルタ出力 $y_i(n)$ のスペクトル成分を次のように計算する.

$$P_i(k) = |Y_i(k)|^2 / L \quad k=0, 1, \dots, L-1 \quad (2)$$

ここで $Y_i(k)$ は $y_i(n)$ の L ポイント周波数成分, すなわち, $y_i(n)$ に 0 値を付加して得られる信号 $y_i'(n)$ の周波数成分であり,

$$Y_i(k) = \sum_{n=0}^{L-1} y_i'(n) \exp\{-j2\pi nk/L\} \quad (3)$$

として求められる. $P_i(k)$ は $y_i(n)$ のペリオドグラムである.

[Step 3] FIR フィルタの設計

$P_i(k)$ の平方根 $P_i'(k)$ を計算した後, IFFT により

$$p_i(n) = \sum_{k=0}^{L-1} P_i'(k) \exp\{j2\pi nk/L\} / L \quad (4)$$

を計算し, 窓 $w(l)$ をかけて

$$h_i^u(l) = p_i(l)w(l) \quad l=0, 1, \dots, M-1$$

とする. FFT により $h_i^u(l)$ の周波数特性を計算し, その振幅特性の最大値を 1 に正規化して, $h_i(l)$ を得る. そして

$$h_{i+1}(l) = h_i(l) \quad (5)$$

$$i = i + 1 \quad (6)$$

として再び Step 1 へ戻る.

このアルゴリズムの初期設定, すなわち, 反復回数 $i=0$ では

$$H_0(Z) = 1 \quad (7)$$

とする. $i=0$ におけるこの操作は, $x(n)$ のペリオドグラムを直接計算することを意味している. 反復が繰り返されるごとに, $x(n)$ 中に存在するスペクトルピークは強調され, あらかじめ設定された反復回数の終了後, 雑音成分が低減された出力が得られることになる. こ

これらの性質を明確にするため、次節では本アルゴリズムの動作解析を行う。

2.2 アルゴリズムの動作解析

前節で記したスペクトルピーク強調法は、周波数領域で解析することにより、その効果が明確となる。ここでは簡単のために、周波数特性は連続量であるとして議論することにする。具体的には、反復 i 時における、Step 1 での FIR フィルタの周波数特性は $H_i(e^{j\omega})$ 、その入出力信号 $x(n)$, $y_i(n)$ のフーリエ変換は $X(e^{j\omega})$, $Y_i(e^{j\omega})$ であると仮定する。

まず、アルゴリズムの $i=0$ のときは

$$Y_0(e^{j\omega})=X(e^{j\omega}) \quad (8)$$

であり、続く $i=1$ のときには

$$Y_1(e^{j\omega})=H_1(e^{j\omega})X(e^{j\omega}) \quad (9)$$

となる。ここで $H_1(e^{j\omega})$ は、近似的に $|X(e^{j\omega})|$ が最大値を与える ω (ここでは ω_{\max} としておく) で振幅値 1 であり、その他の周波数領域では (但し、 $0 \leq \omega \leq \pi$ のみを考慮して) 振幅値が 1 以下の零位相フィルタとなる。従って、式 (9) のフィルタリングにより $x(n)$ に含まれる ω_{\max} 近傍の周波数成分のみが強調されることになる。その強調されたフィルタ出力信号 $y_1(n)$ から、続く $i=2$ で用いられる $H_2(e^{j\omega})$ を設計すると、入力信号 $x(n)$ は不変であるので $|X(e^{j\omega})|$ が最大値を与える ω_{\max} は保持される。従って、 $i=2$ における

$$Y_2(e^{j\omega})=H_2(e^{j\omega})X(e^{j\omega}) \quad (10)$$

のフィルタリングによって得られる出力信号 $y_2(n)$ は、 $x(n)$ の最大スペクトル成分を更に強調することになる。このような操作の繰返しにより、あらかじめ設定された反復回数、例えばそれが S 回であるとすると、その終了後 $y_S(n)$ は $x(n)$ の ω_{\max} 成分のみを強調した信号となるわけである。

反復ごとによる雑音成分の低減率は、次のような簡単な例題から導くことができる。今、信号 $x(n)$ は式 (11) のような二つの正弦波からなっていることを仮定する。

$$x(n)=A \cos(\omega_1 n)+(A/\sigma)\cos(\omega_2 n) \quad (11)$$

ここで、振幅値 A の正弦波が強調したい信号であり、振幅値 A/σ の正弦波が付加的に加わった雑音であると仮定する。但し、信号成分は雑音成分より大きく、 $\sigma > 1$ であるとする。

式 (11) で表される無限長の信号に、その周波数成分を表現するのに十分な高次の FIR フィルタを設定し、提案するスペクトルピーク強調法を適用するとすると、まず、式 (9) における $H_1(e^{j\omega})$ は、 $0 \leq \omega \leq \pi$ の領

域で

$$H_1(e^{j\omega})=\begin{cases} 1 & \omega=\omega_1 \\ 1/\sigma & \omega=\omega_2 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (12)$$

となる。従って、 $Y_1(e^{j\omega})$ は

$$Y_1(e^{j\omega})=\begin{cases} A\pi & \omega=\omega_1 \\ A\pi/\sigma^2 & \omega=\omega_2 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (13)$$

である。

同様に、 $i=2$ のときは

$$H_2(e^{j\omega})=\begin{cases} 1 & \omega=\omega_1 \\ 1/\sigma^2 & \omega=\omega_2 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (14)$$

$Y_2(e^{j\omega})$ は

$$Y_2(e^{j\omega})=\begin{cases} A\pi & \omega=\omega_1 \\ A\pi/\sigma^3 & \omega=\omega_2 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (15)$$

となり、 $Y_1(e^{j\omega})$ よりも ω_1 の成分を強調することになる。結局、反復 S 回の終了後には

$$Y_S(e^{j\omega})=\begin{cases} A\pi & \omega=\omega_1 \\ A\pi/\sigma^{S+1} & \omega=\omega_2 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (16)$$

となるわけである。

式 (16) より、雑音成分の反復回数の増加に伴う減衰率は σ の大きさに依存するが、 σ が大きくなるにつれて、少ない反復で十分な減衰が得られることがわかる。また、式 (11) の信号は、 $S \rightarrow \infty$ において

$$y_S(n)=A \cos(\omega_1 n) \quad (17)$$

に収束することになる。式 (17) は、 $x(n)$ の無限データ長と高次の FIR フィルタを仮定した結果であるが、本手法によって得られる最終的な収束値は、与えられるデータ数と用いるフィルタの次数によって決定されることに注意されたい。

これらの結果より、処理すべき信号 $x(n)$ 中の雑音スペクトル成分は、アルゴリズムの反復ごとに、最大スペクトルピーク値に対する振幅比に依存して減衰され、十分な反復が行われれば、ある収束値に到達することがわかる。信号成分が正弦波であればもちろん正弦波信号に、また、信号成分がある帯域幅を有する場合であっても、その最大スペクトルピーク値を与える周波数を有する正弦波信号に (与えられるデータ数やフィルタ次数などの設定によっては、ある狭帯域信号に) 収束することになる。

2.3 特 徴

本手法は本質的に入力信号に依存するものであり、厳密な意味で解析的にその性質を明らかにすることは困難と考えられるが、以下のような特徴が挙げられる。

- ① FFT を数回用いることにより、スペクトルを強調できる。
- ② 入力信号の最大スペクトルピークのみを強調する。
- ③ スペクトル強調の精度はフィルタの次数と反復回数に依存する。
- ④ 反復ごとに強調されるスペクトルの割合は、入力信号によって異なる。
- ⑤ 所望とする信号の最大スペクトルピーク値より雑音スペクトルが大きい場合には、信号スペクトルは強調されず、逆に雑音成分が強調されてしまうことがある。

上記の性質は 2.2 で取り上げた例題を通して容易に理解されるが、多少の補足をここでしておく。

まず、①と②の性質は 2.2 での動作解析結果より容易に導ける。④の性質は入力信号のデータ数、信号対雑音比によってスペクトル強調の割合が異なることを意味しており、⑤は、2.2 で取り上げた信号モデル(式(11))において、 $\sigma < 1$ の場合に対応している。

③の性質も 2.2 より導けるが、特に、フィルタ次数への依存性に関しては、FIR フィルタの次数によって、Step 3 におけるフィルタ設計の、所望信号特性(Step 2 における周波数特性)に対する近似精度が異なることを意味している。フィルタ次数を高くするにつれて近似精度は向上するが、いずれにしても、Step 2 で得られた特性を近似することになるわけである。従って、アルゴリズムの反復が更新されるにつれ、あらかじめ設定されたフィルタ次数によって、最終的な出力結果が決定されることになる。

本手法は、①の性質より高速計算が可能である。また、②がこの手法の興味ある特徴であり、従来、注目されていない概念である。③と④は、本手法が本質的に入力信号に依存するアルゴリズムであることを示唆しており、⑤が本手法の欠点である。これらの性質は、後述する 2 次元信号処理においても保持されるが、特に①の性質は強調されることになる。

本手法は、Kay の IFA⁽³⁾ と類似したフィードバック操作を含むが、その目的、効果、実行能力などは全く異なる。IFA では、フィルタリングのために全極型構成のフィルタを用いており、その伝達関数の分子は 1

に固定されている。また、高分解能スペクトル推定を目的としているため、Burg の AR スペクトル推定アルゴリズムを用いている。従って、所望とする信号のパワースペクトル値を保持することができず、また、全極型フィルタの次数も容易に増加させることができない。これらは、基本的に、推定されるパワースペクトル推定値が不安定である AR スペクトル推定法を用いていることに原因があると考えられる。一方、本手法の場合、フィルタリングには FIR 型構成を適用し、信号解析にはペリオドグラムを用いている。従って、その性質は、IFA とは全く異なることは明らかである。

3. 応 用

本章では、提案する手法が適用可能である二つの例題を取り上げることにする。一つは白色雑音に埋もれた AR モデル信号のスペクトルピークの強調問題であり、もう一つは、白色雑音中に存在する調和信号の基本周波数の抽出問題である。

我々が処理すべき多くの信号は狭帯域性を有し、AR モデルによって十分近似できることはよく知られている。従って、その AR モデル信号のスペクトルピークを抽出することにより、その観測される信号が有する大局的な周期を知ることができ、信号解析に役立つわけである。周期の検出は、経済学データ解析をはじめ、生体、レーダ、ソナーの信号処理など多くの応用例を有することはよく知られている。

狭帯域性を有する信号の中でも近似的に正弦波信号の和からなるハーモニックな信号は特に重要である。それは、最も低い周波数(基本周波数)の整数倍の周波数成分を有する複数の正弦波の和からなっている。その正弦波信号の振幅値は、高周波数になるにつれて減衰することが多く、その最大スペクトルピークを有する基本周波数を抽出することは、多くの工学的分野で必要とされている。

3.1 AR 信号

今、観測信号は

$$x(n) = x_{ar}(n) + w(n) \quad (18)$$

$$x_{ar}(n) = -\sum_{l=1}^p a_l x_{ar}(n-l) + v(n) \quad (19)$$

$$n=0, 1, 2, \dots, N-1$$

の[AR モデル信号+白色雑音]であるとする。ここで、 $w(n)$, $v(n)$ はそれぞれ互いに独立な平均零、分散 10.0, 1.0 の正規性白色雑音である。 $x_{ar}(n)$ は AR モデル信

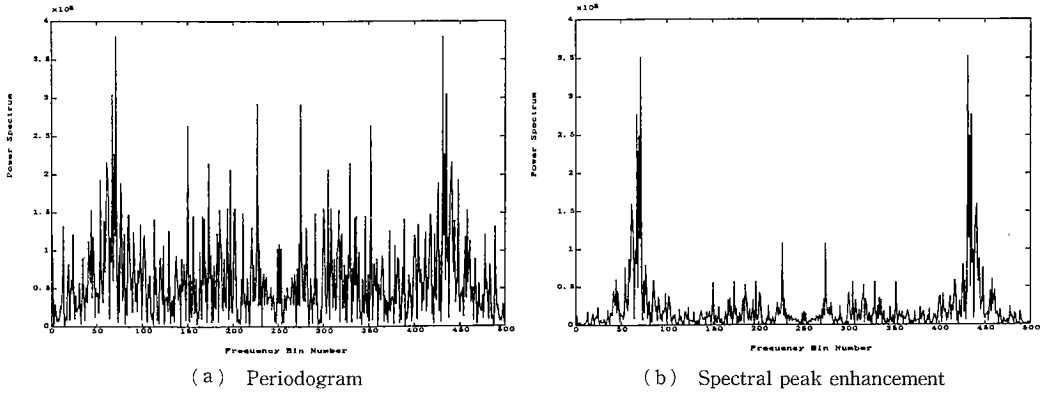


図2 白色雑音に埋もれたAR信号
Fig. 2 AR signal corrupted by white noise.

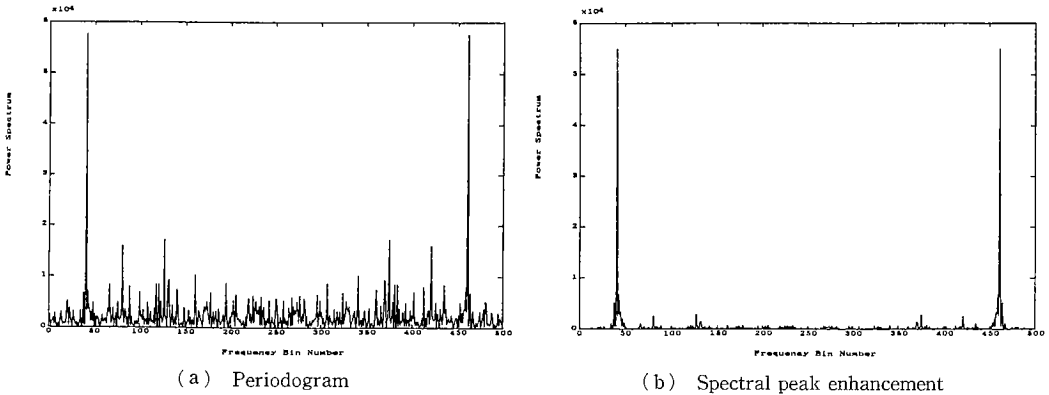


図3 白色雑音に埋もれた調和信号
Fig. 3 Harmonic signal corrupted by white noise.

号である。

$a_1 = -1.40$, $a_2 = 0.95$, データ数 $N = 128$ の場合を取り上げることにする。このAR信号は狭帯域スペクトルを有し、正規化されたサンプリング周波数を仮定すると、 2π 周期の中に二つのピークを有することになる。図2(a)は $L = 500$ ポイントのFFTを用いてペリオドグラムを計算した結果であるが、AR信号のスペクトルピークは雑音スペクトルにかき乱されている。この信号に提案するスペクトルピーク強調法を適用すると、十分にその雑音成分を除去することが可能である。FFTポイント $L = 500$, FIRフィルタの次数 $M = 30$ として、窓に方形窓を用いた結果が図2(b)に示されている。但し、反復回数 i を10で終了した場合である。ARスペクトルピークが十分強調されていることがわかる。

3.2 調和信号

$x(n)$ が

$$x(n) = \sum_{k=1}^5 C_k \sin(2\pi 0.08kn) + v(n) \quad (20)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

であるとする。 $v(n)$ は平均零、分散3.0の白色雑音で、 C_k は

$$C_k = 1/k, \quad k = 1, 2, \dots, 5$$

と設定した。データ数 $N = 128$ の場合、 $L = 500$ ポイントFFTを用いてペリオドグラムを計算した結果が図3(a)である。五つの正弦波信号のすべてのスペクトルピークはこの図からは見分けにくく、また、 $x(n)$ を観測することからその基本周期を計測することは困難である。

図3(b)は、本手法を $M = 30$ としてこの調和信号

に適用し、反復回数を $i=10$ で終了したときの出力 $y_{10}(n)$ のスペクトル特性の結果である。特に、基本周波数が十分強調されていることに気づく。これは、本手法が本質的に入力信号のスペクトル特性を有するフィルタを用いているため、基本周波数以外の正弦波スペクトルはすべて反復ごとに減衰させるためである。従って、 $y_{10}(n)$ を観測することによっても、我々は十分 $x(n)$ の基本周波数を求めることが可能である。

4. 2次元信号処理への拡張

図1の手法はFFTのみを数回用いることによりFIRフィルタを設計できるため、容易に2次元信号処理へも拡張可能である。本章ではまず、2次元信号のためのスペクトルピーク強調法を具体的に記述した後、その適用例を示す。本法は、図1の1次元処理の2次元処理への拡張であり、その導出は容易であるが、次章のフィルタ設計法の記述として必要と思われるため、ここでは具体的に記すことにする。

4.1 アルゴリズム

提案するアルゴリズムは以下ようになる。

[Step 1] $x(n_1, n_2)$ のフィルタリング

2次元畳込み

$$y_i(n_1, n_2) = \sum_{l_1=0}^{M_1-1} \sum_{l_2=0}^{M_2-1} h_i(l_1, l_2) x(n_1 - l_1, n_2 - l_2) \quad (21)$$

によりフィルタリングを行う。

[Step 2] スペクトル解析

フィルタ出力のスペクトル成分を次のように計算する。

$$P_i(k_1, k_2) = |Y_i(k_1, k_2)|^2 / L_1 L_2 \quad (22)$$

$$k_1 = 0, 1, \dots, L_1 - 1$$

$$k_2 = 0, 1, \dots, L_2 - 1$$

ここで $Y_i(k_1, k_2)$ は $y_i(n_1, n_2)$ の $L_1 L_2$ ポイント周波数成分であり、 $P_i(k_1, k_2)$ は $y_i(n_1, n_2)$ の2次元ペリオドグラムである。

[Step 3] FIR フィルタの設計

$P_i(k_1, k_2)$ の平方根 $P_i^r(k_1, k_2)$ を計算した後、2次元IFFTにより

$$p_i(n_1, n_2) = \sum_{k_1=0}^{L_1-1} \sum_{k_2=0}^{L_2-1} P_i^r(k_1, k_2) \cdot \exp\{j2\pi(n_1 k_1 / L_1 + n_2 k_2 / L_2)\} / L_1 L_2 \quad (23)$$

を計算し、窓 $w(l_1, l_2)$ をかけ、

$$h_{i+1}(l_1, l_2) = p_i(l_1, l_2) w(l_1, l_2) \quad (24)$$

$$l_1 = 0, 1, \dots, M_1 - 1$$

$$l_2 = 0, 1, \dots, M_2 - 1$$

とする。2次元FFTにより $h_i^u(l_1, l_2)$ の周波数特性を計算し、その振幅特性の最大値を1に正規化して、 $h_i(l_1, l_2)$ を得る。そして

$$h_{i+1}^u(l_1, l_2) = h_i^u(l_1, l_2) \quad (25)$$

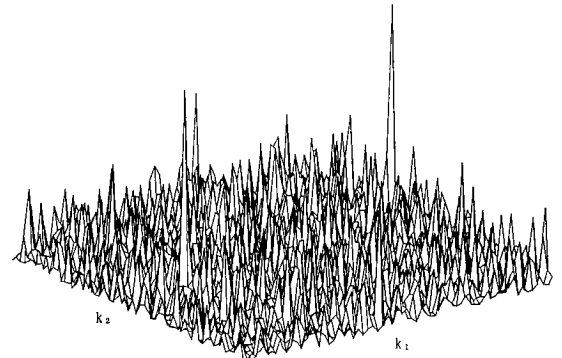
$$i = i + 1 \quad (26)$$

として再び Step 1 へ戻る。

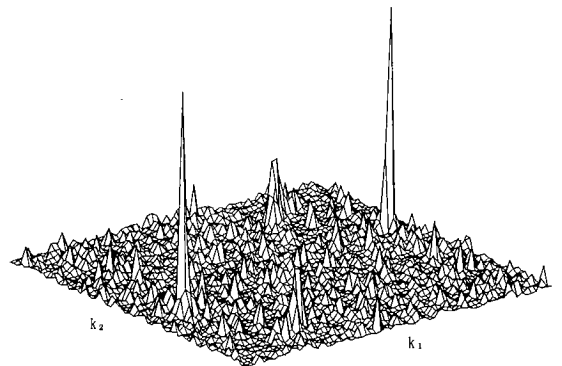
4.2 特徴

従来、2次元信号のスペクトルピークを強調する方法の報告はほとんど見られないが、1次元信号と同様、2次元信号のスペクトル成分を強調することは、時間-周波数信号解析、音源方向探索などで重要である。対処策としては、ウィーナーフィルタや線形予測法など⁽⁴⁾が考えられるが、データ数が増大するにつれてこれらの手法は莫大な計算時間を必要とすることになり、実時間処理は不可能となる。一方、本手法は本質的に高速計算が可能な2次元FFTのみを数回用いることにより望みのスペクトルを強調することが可能であるため、大変実用的である。

2.で記した1次元信号処理における性質はそのまま



(a) 2-D periodogram



(b) 2-D spectral peak enhancement

図4 白色雑音に埋もれた2次元正弦波信号
Fig. 4 2-D sinusoid corrupted by white noise.

2次元へ拡張しても保持される。しかし、特に①の性質は更に強調され、本手法の有用性は更に増大する。

4.3 適用例

今、信号処理対象を

$$x(n_1, n_2) = \sin\{2\pi(0.1n_1 + 0.4n_2)\} + v(n_1, n_2)$$

$$n_1 = 0, 1, 2, \dots, 63 \quad n_2 = 0, 1, 2, \dots, 63 \quad (27)$$

であると仮定する。但し、 $v(n_1, n_2)$ は平均零、分散 8.0 の正規性白色雑音である。2次元 FFT のポイント数 $L_1=L_2=64$ としたときのペリオドグラムが図 4 (a) に示してある。

一方、FIR フィルタの次数 $M_1=M_2=20$ とし、繰返しを 5 回行ったときの本手法を用いて得られた結果が図 4 (b) である。図 4 (a), (b) ともにピーク値に対して正規化されたスペクトル特性を示しているため、これらを比較することにより、本手法はスペクトルピークを十分に強調していることがわかる。

5. 平面波抽出フィルタの設計

従来の 2次元スペクトル推定法では雑音成分のスペクトルは推定結果の中に反映され、結局結果として残ることになるが、本手法では反復を繰り返すごとに、雑音スペクトルは減衰し、最終的には取り除かれる。この性質を積極的に利用し、ここでは、本手法を用いた平面波抽出フィルタの設計について述べる。まず、スペクトル推定を用いた新しいフィルタ設計の概念について述べ、続いて、その拡張として、4. で記述した方法を用いた平面波抽出フィルタ設計問題を掲げることにする。

5.1 フィルタ設計とスペクトル推定

雑音や干渉項、あるいは、異なる成分を有する信号から所望の信号を分離するために、ファンフィルタやビームフォーマーがしばしば用いられる。これらのフ

ィルタの設計は、平面波の時間、周波数および方向成分に関する仕様を与えてフィルタを設計するのが通常であり、多くの設計法が提案されているが、信号エネルギーの抽出という意味からすれば、観測される平面波信号にスペクトル推定法を施し、各周波数成分におけるパワーを測定することにより、所望とする信号のエネルギーを分離することが可能である⁽⁷⁾。

後者の信号成分分離法によって得られた結果は、更に図 5 に示すように、再度到来する平面波における信号成分の分離のための 2次元デジタルフィルタの設計に用いられる。具体的には、パラメトリックなスペクトル推定法を適用し、それによって推定されたパラメータを、所望とするデジタルフィルタの係数とすることになる。この設計法は、先験的情報に基づくフィルタの設計である。このように設計されたフィルタを用いれば、再到来する平面波の最大スペクトルピークを有する周波数成分を抽出したいが、他の成分は雑音等により変化してしまうような場合特に有効である。なぜなら、再び全信号に対して 2次元スペクトル推定を施すことなく、所望の周波数成分を取り出すことができるからである。1次元信号の取扱いとは異なり、2次元信号に対してスペクトル推定を施すことは、多くの計算量を必要とする場合が多く⁽⁴⁾、無駄な労力となる。

5.2 平面波抽出フィルタの設計

上述のスペクトル推定法を用いたフィルタ設計の概念は、4. で記した 2次元スペクトルピーク強調法が平面波抽出フィルタの設計法となることを示唆している。但し、ここで取り上げる平面波抽出フィルタとは、狭帯域性を有する帯域通過ファンフィルタであり、ある方向から到来する一定周波数（その近傍）の平面波のみを抽出するフィルタである。

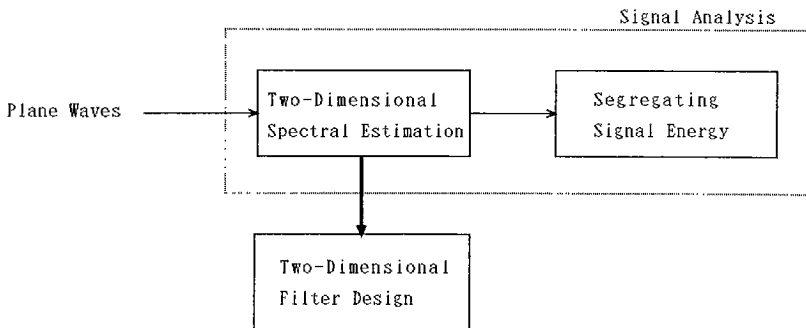


図 5 フィルタ設計とスペクトル推定
Fig. 5 Filter design and spectral estimation.

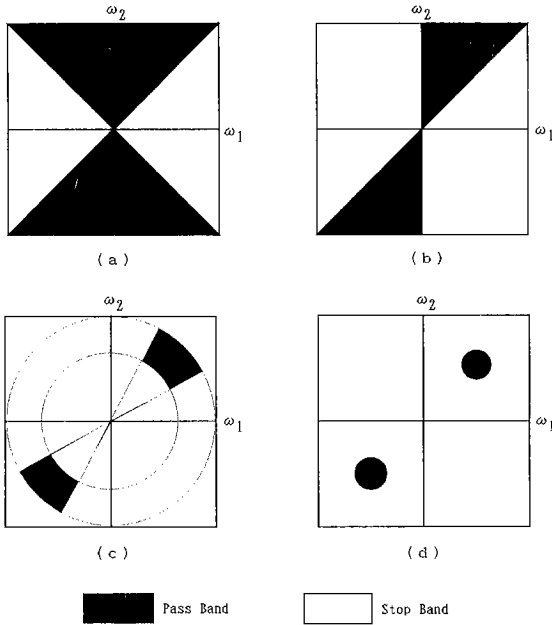


図6 ファンフィルタの周波数特性
Fig. 6 Frequency characteristic of fan filters.

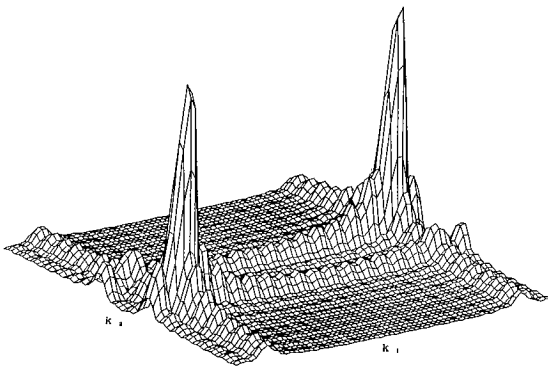


図7 狭帯域平面波抽出フィルタ
Fig. 7 Narrow-band plane wave detection filter.

従来、マクレラン変換やヒルベルト変換器などを用いた2次元ファンフィルタの設計法が提案されている^{(5),(6)}が、その多くは、典型的な図6(a),(b)のようなファンフィルタの設計問題である。ある帯域のみを通過させる図6(c)のような帯域通過フィルタが望まれる場合もあるが、このようなフィルタの設計は明らかに図6(a),(b)のそれに比べて困難である。また、図6(d)のような限定された方向からの限定された周波数を有する平面波のみを抽出するフィルタを設計することは更に困難と思われる。

しかし図5の設計概念に基づけば、本手法は、その本質的な最大ピークを強調する性質より、当問題において適した設計法となる。通過帯域を微妙に調整することは困難であるが、フィルタ次数により遷移帯域幅は調整可能である。図7は、先の例題の2次元正弦波信号に対し、反復回数を50回と増加させ、十分に雑音成分を減衰させた後、得られた2次元FIRフィルタの振幅特性である。フィルタ次数は $M_1=M_2=20$ と設定されている。図7を図4(a)と比較することにより、本フィルタは、最有力なピークを有する周波数域を通過域とし、他を減衰域とする2次元FIRフィルタとなっていることがわかる。このような平面波抽出フィルタの設計において、従来のスペクトル推定法やフィルタ設計法は直接適用できない。

6. むすび

本論文では、先験的情報が与えられていない状況下において、雑音に埋もれた信号の最大スペクトルピークを強調する手法を提案している。1次元信号においては、[AR信号+白色雑音]信号におけるARスペクトルの強調、および、[調和信号+白色雑音]信号中の調和信号の基本周波数スペクトルの強調問題を取り上げ、計算機シミュレーションを通してその有効性を示した。また、本手法を2次元信号処理へ拡張し、従来法に比べ大幅に低減した計算量で良好なスペクトルピーク強調ができることを示した。更には、本手法により、到来する平面波の、一定方向からの限定された周波数成分を抽出する2次元FIRフィルタの設計が可能であることを示した。

提案する手法は、従来の通過域が1で阻止域が0であるフィルタを使用するのではなく、入力信号中の抽出したい信号スペクトルを所望特性とするフィルタ、すなわち、入力信号に依存したフィルタを使用することに特徴がある。今後は、実データを用いた実験を行う予定である。

文 献

- (1) Lim J.: "Speech Enhancement", Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Process., pp. 3135-3142 (1986).
- (2) 高橋進一, 中川正雄: "信号理論の基礎", 実教出版 (1976).
- (3) Kay S.: "Accurate Frequency Estimation at Low Signal-to-Noise Ratio", IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Process., pp. 540-547 (1984).
- (4) Lim J.: "Two-Dimensional Signal and Image Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1990).
- (5) 西川 清, 森井春雄, 金森文郎: "2次元マクレラン変換によるFIRフィルタの設計法", 信学論 (A), J71-A, 2, pp. 275

-281 (1988-02).

- (6) 西川 清, 山本英子: “FIR ヒルベルト変換器を用いた FIR ファンフィルタの設計法”, 信学論 (A), **J74-A**, 1, pp. 33-38 (1991-01).
- (7) Dudgeon D.E and Mersereau R.M.: “Multidimensional Digital Signal Processing”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1984).
- (8) 長淵裕実, 小林 勉: “雑音が加わった音声の分析合成における合成音声の品質改善”, 信学論 (A), **J64-A**, 9, pp. 723-730 (1981-09).
- (9) 伊福部達: “音声のエンハンスメント”, 信学誌, **70**, 4, pp. 407-413 (1987-04).

(平成4年3月10日受付)



島村 徹也

昭61慶大・理工・電気卒。平3同大大学院博士課程了。同年埼玉大・工・情報助手。スペクトル解析および適応信号処理に関する研究に従事。計測自動制御学会, 日本音響学会, IEEE 各会員, 工博。



鈴木 誠史

昭30東工大・工・電気卒。同年郵政省電波研究所(現, 通信総合研究所)入所。昭42同通信機器部音声研究室室長, 昭57同情報処理部長, 昭60同総合通信部長, 昭63通信総合研究所長。平1埼玉大・工・教授, 現在に至る。昭41~42 MIT 客員研究員, 工博。この間, 音声合成, 音声認識, 通話品質の改善, 音声伝送方式などの音声情報処理, 通信システムの研究に従事。アメリカ音響学会, 日本音響学会, テレビジョン学会, 情報通信学会, 情報処理学会各会員。