

時間差を考慮に入れた時間-周波数領域でのブラインド信号源分離と 位置の特定に関する研究

—時間-周波数領域において 2 つの信号源データに包含関係がある場合—

東京理科大学工学部建築学科 佐々木 文夫 (Fumio Sasaki)

Department of Architecture, Tokyo University of Science

1. はじめに

パーティ会場のような人々の話し声や音楽などが混在している状況においても、我々は、希望する話者の声を選択して聞くことができる。このように、混ざり合った複数の音の中から特定の音を選択的に識別する聴覚能力は、カクテルパーティ効果と呼ばれ、多様な分野において様々な観点から説明を与えることが試みられている。とくに、複数の未知の信号が未知の混合系で混ざり合った観測データから、それぞれの信号を分離する問題をブラインド信号源分離という¹⁾。

ブラインド信号源分離は、事前情報を用いることなく観測データから未知の信号源データを推定する技術であり、電子情報通信分野では、無線通信や音声通信システムへの応用などを目指して研究が行われており^{2)~5)}、その他の分野でも生体信号処理や画像処理等に应用されている^{6)~10)}。しかし、建築音響分野では、室内における音場の数値解析・シミュレーションを目的としてブラインド信号源分離を利用した研究は、現在のところあまり見当たらない。

ブラインド信号源分離の一手法として、複数の観測データの時間-周波数情報を用いて、信号源の数の推定及び信号源の分離を行う方法が提案されている^{11)~14)}。文献 13,14 では、信号源の時間-周波数情報にある種の独立性を仮定し、ウェーブレット解析を用いて、観測データを時間-周波数領域に展開することで、信号源の数の推定と分離を行っている。しかし、この手法では、信号源から観測点までの到達時間差を考慮していないため、現実的な問題設定とは言い難い。実際の環境では、光のように伝播速度が十分大きい場合を除いて、例えば音、振動、地震動等は、観測点に到達するまでの時間差が生じる。建築音響分野でこの手法を適用するには、時間差を考慮した信号源の分離手法を提案し、現実的な問題設定にする必要があるものと考えられる。

その為、筆者らは信号源から観測点までの時間差を考慮に入れることで、複数の未知の信号源分離と位置の特定手法を提案してきた^{15), 16), 17)}。しかし、この手法は、すべての信号源が時間-周波数領域で独立な領域を持つことを仮定するため、時間-周波数領域において広範囲に情報をもつ騒音源などが含まれた場合には、独立な領域が存在しないため、この手法は適用できない。

本論では、はじめに時間-周波数領域において独立な領域が存在する場合における信号源分離と位置の特定手法を説明した後、独立な領域が存在しないような、2 つの信号源データに包含関係がある場合における信号源分離と位置の特定手法を提案する。また、数値実験を行い、手法の有効性及び精度の確認を行う。

2. 時間-周波数領域で信号源に独立な領域が存在する場合

2.1 均質・時不変性の仮定

N 個の信号源データを N 次元実数値ベクトル関数

$$\mathbf{s}(t) = (s_1(t), \dots, s_j(t), \dots, s_N(t))^T \quad (1 \leq j \leq N) \quad (1)$$

で、 M 個の観測点データを M 次元実数値ベクトル関数

$$\mathbf{x}(t) = (x_1(t), \dots, x_k(t), \dots, x_M(t))^T \quad (1 \leq k \leq M) \quad (2)$$

で表わす。(但し $M \geq N$ とする。) さらに、減衰マトリックスを

$$\mathbf{A} = (a_{kj}) \quad (1 \leq k \leq M, 1 \leq j \leq N) \quad (3)$$

で表わす (但し a_{kj} は実定数とする)。

ここで、信号源から観測点には直接音のみ伝わることを仮定し、反射音は考慮しない。また、空気の温度分布、変化、気流等による伝搬系の不均質性も考慮しないものとし、信号源と観測点とは以下の関係を満たすものと仮定する。

$$x_k(t) = \sum_{j=1}^N a_{kj} s_j(t - c_{kj}) \quad (1 \leq k \leq M) \quad (4)$$

(但し c_{kj} は (k, j) 成分での時間差で実定数である。)

(4)式を便宜的に以下のように表記する。

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t - \mathbf{c}_{kj}) \quad (5)$$

ここで、観測点データ $\mathbf{x}(t)$, 観測点数 M , 観測点位置のみが既知であり、 $\mathbf{s}(t)$, \mathbf{A} , c_{kj} , N は未知である。

2.2 時間-周波数情報の独立性の仮定

本論の仮定である、時間-周波数情報の独立性について述べる。

(1)式の時間-周波数情報を N 次元複素数値ベクトル関数

$$\mathbf{S}(t, \omega) = (S_1(t, \omega), \dots, S_j(t, \omega), \dots, S_N(t, \omega))^T \quad (6)$$

で、(2)式の時間-周波数情報を M 次元複素数値ベクトル関数

$$\mathbf{X}(t, \omega) = (X_1(t, \omega), \dots, X_k(t, \omega), \dots, X_M(t, \omega))^T \quad (7)$$

で表わす。これらの時間-周波数情報は窓フーリエ変換や、ウェーブレット変換等を用いて得ることが可能であり、本論では複素ウェーブレット $\psi(t)$ を積分核とする連続ウェーブレット変換を用いるものとする。すると $s_j(t)$ の時間-周波数情報は

$$S_j(\tilde{t}, \tilde{\omega}) = |\tilde{\omega}|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s_j(t) \cdot \overline{\psi\left(\frac{t - \tilde{t}}{\tilde{\omega}}\right)} dt \quad (8)$$

と表すことができる。(但し $\overline{\quad}$ は複素共役を表わすものとする。) ここで、 $a_{kj} s_j(t - c_{kj})$ の時間-周波数情報は

$$\begin{aligned} & |\tilde{\omega}|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} a_{kj} s_j(t - c_{kj}) \cdot \overline{\psi\left(\frac{t - \tilde{t}}{\tilde{\omega}}\right)} dt \\ &= a_{kj} |\tilde{\omega}|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s_j(t) \cdot \overline{\psi\left(\frac{t - (\tilde{t} - c_{kj})}{\tilde{\omega}}\right)} dt \\ &= a_{kj} S_j(\tilde{t} - c_{kj}, \tilde{\omega}) \end{aligned} \quad (9)$$

と表現できるので、もとの $S_j(\tilde{t}, \tilde{\omega})$ を単に $a_{kj}S_j(\tilde{t}-c_{kj}, \tilde{\omega})$ という時間軸方向にシフトし、減衰を乗じた形で表わすことができる。これより、(4)式で表わされる観測データ $x_k(t)$ の時間-周波数情報は

$$X_k(t, \omega) = \sum_{j=1}^N a_{kj} S_j(t - c_{kj}, \omega) \quad (10)$$

と表わすことができる。ウェーブレット解析に関する詳しい説明は、文献 18~20 等を参照されたい。

ここで以下のように時間-周波数情報の独立性を仮定する。 $X_k(t, \omega)$ ($1 \leq k \leq M$) に対して、 E_{kj} を時間-周波数領域での集合で

$$E_{kj} = \{(t, \omega) | S_j(t - c_{kj}, \omega) \neq 0 \text{ and } \forall i (\neq j) \text{ s.t. } S_i(t - c_{ki}, \omega) = 0\} \quad (1 \leq i \leq N) \quad (11)$$

としたとき、条件

$$\lceil E_{kj} \neq \{\emptyset\} \text{ かつ ある面積 (測度) を有する} \rceil \quad (12)$$

を満たすものとする。図 2-1 は時間-周波数情報 $X_k(t, \omega)$ 全体における領域 E_{kj} の概念図である。条件(12)式は、観測データ $X_k(t, \omega)$ ($1 \leq k \leq M$) に含まれるそれぞれの信号源 $S_j(t - c_{kj}, \omega)$ (図 2-1 は $1 \leq j \leq 4$ とした場合) に互いに重なり合わない領域 E_{kj} が必ず存在することを意味している。

さらに E_{kj} ($1 \leq k \leq M, 1 \leq j \leq N$) を時間の負の方向に c_{kj} だけずらしたものを \tilde{E}_{kj} とし、 G_j を時間-周波数領域での集合で

$$G_j = \bigcap_{k=1}^M \tilde{E}_{kj} \quad (13)$$

としたとき、条件

$$\lceil G_j \neq \{\emptyset\} \text{ かつ ある面積 (測度) を有する} \rceil \quad (14)$$

を満たすものとする。

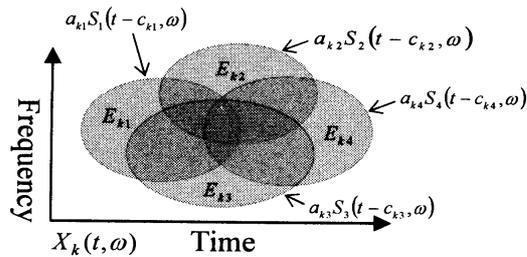


図 2-1 時間-周波数情報 $X_k(t, \omega)$ における領域 E_{kj} の概略図

2.3 信号源数の特定

ここでは信号源の数 (N 個) の特定法について述べる。

任意の固定した k, l ($1 \leq k, l \leq M, k \neq l$) に対して、観測データ $x_k(t), x_l(t)$ の時間-周波数情報は

$$X_k(t, \omega) = \sum_{j=1}^N a_{kj} S_j(t - c_{kj}, \omega) \quad (15)$$

$$X_l(t, \omega) = \sum_{j=1}^N a_{lj} S_j(t - c_{lj}, \omega) \quad (16)$$

と表わせる。

このとき、商関数 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ を

$$Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega) = \frac{X_k(\tilde{t}, \omega)}{X_l(\hat{t}, \omega)} = \frac{\sum_{j=1}^N a_{kj} S_j(\tilde{t} - c_{kj}, \omega)}{\sum_{j=1}^N a_{lj} S_j(\hat{t} - c_{lj}, \omega)} \quad (17)$$

で定義する。 $X_k(\tilde{t}, \omega)$, $X_l(\hat{t}, \omega)$ が複素数値関数であることから商関数 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ も複素数値関数である。

(12)式の独立性の仮定から、もし $(\tilde{t}, \omega) \in E_{kj}$ なら(11)式より

$$X_k(\tilde{t}, \omega) = \sum_{p=1}^N a_{kp} S_p(\tilde{t} - c_{kp}, \omega) = a_{kj} S_j(\tilde{t} - c_{kj}, \omega) \in \mathbf{C} \quad (18)$$

であり、 $(\hat{t}, \omega) \in E_{lj}$ なら、同様に(11)式より

$$X_l(\hat{t}, \omega) = \sum_{p=1}^N a_{lp} S_p(\hat{t} - c_{lp}, \omega) = a_{lj} S_j(\hat{t} - c_{lj}, \omega) \in \mathbf{C} \quad (19)$$

である。ここで \mathbf{C} は複素数全体の集合を表わすものとする。このとき、(14)式の独立性の仮定から、もし $\hat{t} = \tilde{t} - (c_{kj} - c_{lj})$ なら (すなわち、 $\hat{t} - c_{lj} = \tilde{t} - c_{kj}$ なら)

$$\begin{aligned} Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega) &= \frac{X_k(\tilde{t}, \omega)}{X_l(\hat{t}, \omega)} = \frac{a_{kj} S_j(\tilde{t} - c_{kj}, \omega)}{a_{lj} S_j(\hat{t} - c_{lj}, \omega)} \\ &= \frac{a_{kj} S_j(\tilde{t} - c_{kj}, \omega)}{a_{lj} S_j(\tilde{t} - c_{kj}, \omega)} = \frac{a_{kj}}{a_{lj}} \in \mathbf{R} \quad (\mathbf{R} \text{ は実数全体の集合}) \end{aligned} \quad (20)$$

となる。つまり、少なくとも領域 G_j において、商関数 Q は全て同じ実数値 a_{kj}/a_{lj} をとり、その値は減衰定数の比となる。一般に、 Q は複素数値関数であるので、 $\tilde{t}, \hat{t}, \omega$ が時間-周波数領域全体を動くとき、実数値で同じ値を持つ領域が面積を有するなら、その同じ値を持つ領域の個数が信号源の数 N と一致する。尚、 Q が領域 G_j 以外で同じ実数値を取る可能性はあるが、その場合でも、領域が面積を有する可能性は極めて低いと言える。以上のように、信号源の数 N は任意の2つの観測点から特定することができる。

但し、(20)式で求まる実数値 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ が、どの信号源 (ここでは j としている) に対応するかはこのままでは不明であるが、時間-周波数平面上における領域 G_j を推定することでこの問題は解決する。数値計算上は、 l を固定し、 k ($k \neq l$) を動かして2つの観測データの比である Q を求めていく。このとき、実数値とその値をとるときの (\tilde{t}, ω) の領域を調べ、時間-周波数領域 $X_k(t, \omega)$ における独立な領域 E_{kj} ($1 \leq k \leq M, 1 \leq j \leq N, k \neq l$) (実数を得る領域) を推定する。さらに、推定した E_{kj} を時間-周波数軸上に全て描き出すと、もし時間差 c_{kj} が十分に小さいなら、 E_{kj} の重なる領域、すなわち領域 G_j が存在する。この領域 G_j にそれぞれ対応する実数値が、信号源 s_j から観測点 x_k, x_l までの減衰定数比 a_{kj}/a_{lj} であることがわかり、実数値 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ がどの信号源に対応するか判明する。以上を概略的に図で説明すると、図2-2のように表わすことができる。図2-2は、信号源数 $N=4$ 、観測点数 $M=4, l=1$ とした場合の一例である。

尚、以上の領域 G_j を推定する方法は、時間差 c_{kj} があまり大きくない場合に適用可能である。例えば、信号の伝搬速度を $340[\text{m/sec}]$ 、観測点 x_k から信号源 s_j までの距離を $20[\text{m}]$ としたとき、時間差 c_{kj} は約 $0.059[\text{sec}]$ となる。信号の継続時間を約 $3.0[\text{sec}]$ とすると、全時間軸上における c_{kj} の割合は $2[\%]$ であるので、 $20[\text{m}]$ の伝搬距離による時間軸方向のずれは

十分小さいものと考えられる。しかし、伝搬距離が極端に大きい場合は、推定した領域 E_{kj} が重ならず本手法では領域 G_j を推定できない。そのような場合は他の方法で実数値がどの信号源に対応するか検討しなければならないことを記しておく。

以上から信号源数 N , 減衰定数比 a_{kj}/a_{lj} , 相対時間差 $(c_{lj} - c_{kj})$ が判明する。本手法は $M \geq N$ を仮定しているが、信号源数 N があらかじめ判明していることは少ないと思われる。しかし、上述のように少なくとも 2 つの観測点があれば信号源数 N が判明するので、再現性のある信号源を対象とする場合には、 N が判明した時点で観測点数 M を増やし、再測定することで本手法が適用可能である。不思議音のように突発性のある信号源や、その他再現性の乏しい信号源を対象とする場合には、再測定が難しいので、あらかじめ観測点数を多く取っておくことが必要であると考えられる。

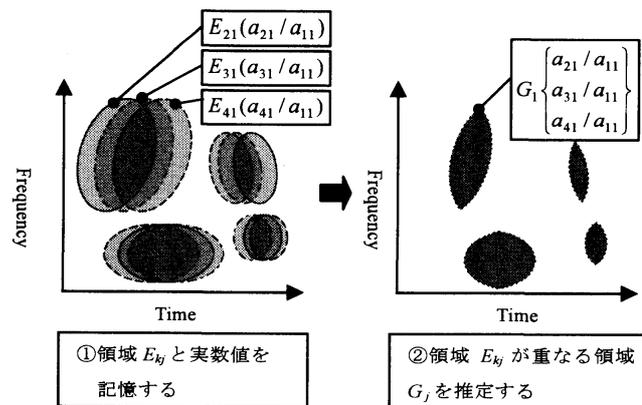


図 2-2 領域 G_j の推定と実数値 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ と信号源の対応

2.4 信号源の位置の特定

前節で述べたように、一般に商関数 Q は複素数値関数であるので、変数 $\tilde{t}, \hat{t}, \omega$ を時間-周波数領域全体で独立に動かすとき、商関数 Q が領域 G 以外で実数値を取る可能性はあるが、その場合でも、領域 G 以外で同じ実数値を取る領域が面積を有する可能性は極めて低いと言える。従って、(20)式が成立するほぼすべての \tilde{t}, \hat{t} に対して

$$\hat{t} - \tilde{t} = c_{lj} - c_{kj} \quad (21)$$

が成立する。(21)式は信号源 s_j から観測点 x_k, x_l までの相対時間差が $(\hat{t} - \tilde{t})$ であることを意味し、相対時間差 $(c_{lj} - c_{kj})$ が算出される。しかし、それぞれの時間差 c_{lj}, c_{kj} については依然未知である。従って、信号源を固定し、信号の伝搬速度を v とし、 $d_{kl} = v(\hat{t} - \tilde{t}) = v(c_{lj} - c_{kj})$ とすると

$$|s_j - x_k| - |s_j - x_l| = d_{kl} \quad (22)$$

と表わすことができる。故に、 x_l を固定し、 x_k を $1 \leq k \leq M (k \neq l)$ で動かすことにより、信号源 s_j から観測点 x_k までと観測点 x_l までの相対距離 d_{kl} が判る。

このことから、理論的には観測点を 3 つ選ぶと、3 つの相対距離から 2 次元平面での信号源 s_j の位置が特定でき、観測点を 4 つ選ぶと、4 つの相対距離から 3 次元空間での信号源 s_j の位置が特定できることになる。

以上の信号源の位置の特定では、理論的にはマイク間隔・配置が特定精度に影響しないため、マイクは任意に配置することが可能である。但し、例外として全観測点を一直線上に配置した場合は、両端の観測点を結ぶ線分の延長線上にある信号源 s_j の位置は本論の手

法では特定できない。言い換えると、全観測点を一直線上に並べさえしなければ信号源の位置は特定可能となる。

2.5 信号源の分離

以上のことから、減衰定数比マトリックス \mathbf{B}_l を

$$\mathbf{B}_l = (b_{kj}), \quad b_{kj} = a_{kj}/a_{lj} \quad (23)$$

で定義すると、マトリックス \mathbf{B}_l の要素 b_{kj} は 2.3 から求まる。また、 c_{kj} も 2.4 で特定した信号源 s_j の位置から求めることができる。以後、 \mathbf{B}_l を \mathbf{B} で表す。ここで

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{B}\tilde{\mathbf{s}}(t - c_{kj}) \quad (24)$$

とする。本手法では $\mathbf{s}(t)$ ではなく、この $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ を求めるものとする。分離信号 $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ と信号源 $\mathbf{s}(t)$ との違いは、 \mathbf{B} の成分が \mathbf{A} の成分の比の形となっていることから、本手法により求まる分離信号 $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ と実際の信号源 $\mathbf{s}(t)$ とでは定数倍の違いが生じる（定数倍ベクトルを \mathbf{a} とすると $\mathbf{s} = \mathbf{a}\tilde{\mathbf{s}}^T$ である）。(24)式をフーリエ領域で表現すると

$$\hat{\mathbf{x}}(\omega) = \mathbf{B}\hat{\tilde{\mathbf{s}}}(\omega, c_{kj}) \quad (25)$$

となる。尚これ以降、 \wedge はフーリエ領域であることを示すものとする。上式の第 k 成分を具体的に書くと

$$\hat{x}_k(\omega) = \sum_{j=1}^N b_{kj} e^{-i\omega c_{kj}} \hat{s}_j(\omega) \quad (26)$$

となっている。(26)式は周波数 ω を固定すると、線形方程式となっていることから、周波数毎に $\hat{s}_j(\omega)$ を未知変数として(26)式を解くことにより、 $\hat{s}_j(\omega)$ ($1 \leq j \leq N$) が求まる。 $\tilde{s}_j(t)$ は、 \mathcal{F} をフーリエ作用素としたとき

$$\tilde{s}_j(t) = \mathcal{F}^{-1}[\hat{s}_j(\omega)] \quad (27)$$

とし、フーリエ逆変換することで得られる。

以上の定式化から明らかなように、本手法では低音域、高音域の区別なく信号源の分離が可能である。

3. 時間-周波数領域で2つの信号源データに包含関係がある場合

3.1 時間-周波数領域における s_1 と s_2 の包含関係

2章においては、信号源に時間-周波数領域での独立性を仮定した。しかし、時間-周波数領域において広範囲に情報をもつ騒音源などが含まれている場合には独立性はもはや成立せず、信号源分離及び信号源の位置の特定は、上述した手法では困難である。本章ではこのような問題に対応する為、2つの信号源に時間-周波数領域において包含関係がある場合についての定式化を行う。これは例えば、時間-周波数領域において広範囲に情報をもつ騒音源の中に埋もれた信号を騒音源から分離し、騒音源と信号との位置を特定するような問題への適用等が考えられる。

2章では信号源数を N 個としたが、ここでは $N = 2$ と固定する。すなわち2つの信号源データを $s_1(t), s_2(t)$ とし、これらの時間-周波数情報をそれぞれ $S_1(t, \omega), S_2(t, \omega)$ とする。

このとき集合 H_{kj} ($1 \leq k \leq M, 1 \leq j \leq 2$) を

$$H_{kj} = \{(t, \omega) \mid a_{kj} S_j(t - c_{kj}, \omega) \neq 0\} \quad (28)$$

としたとき、すべての k ($1 \leq k \leq M$) に対して、条件

$$H_{k2} \supset H_{k1} \quad (29)$$

が成り立っているとする。(29)式の条件は時間-周波数領域において、信号源 $S_2(t, \omega)$ の領域が信号源 $S_1(t, \omega)$ の領域を完全に包含していることを意味している。さらに集合 E_k を

$$E_k = H_{k2} - H_{k1} \quad (30)$$

としたとき、すべての k ($1 \leq k \leq M$) に対して、条件

$$\left[E_k \neq \{\phi\} \quad \text{かつ} \quad \text{ある面積 (測度) を有する} \right] \quad (31)$$

を満たすものとする。この条件を、時間-周波数領域 $X_k(t, \omega)$ の概略図(図 3-1)で示す。但し、 $X_k(t, \omega)$ は $x_k(t)$ の時間-周波数情報である。さらに E_k を時間の負の方向に c_{k2} だけずらしたものを \tilde{E}_k とし、集合 G を

$$G = \bigcap_{k=1}^M \tilde{E}_k \quad (32)$$

としたとき集合 G は条件

$$\left[G \neq \{\phi\} \quad \text{かつある面積 (測度) を有する} \right] \quad (33)$$

を満たすものとする。

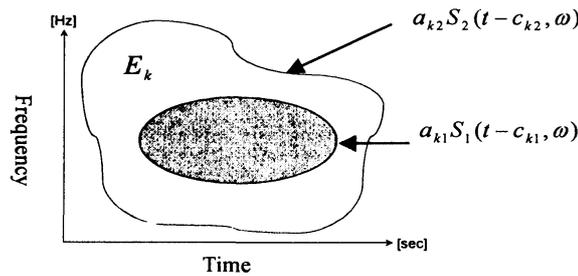


図 3-1 時間-周波数領域 $X_k(t, \omega)$ における E_k の集合

3.2 s_2 の減衰定数比の特定

$\forall k, l$ ($1 \leq k, l \leq M, k \neq l$) に対し、(4)式は時間-周波数情報を用いて

$$X_k(t, \omega) = a_{k1} S_1(t - c_{k1}, \omega) + a_{k2} S_2(t - c_{k2}, \omega) \quad (34)$$

$$X_l(t, \omega) = a_{l1} S_1(t - c_{l1}, \omega) + a_{l2} S_2(t - c_{l2}, \omega) \quad (35)$$

と表わすことができる。このとき、商関数 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ を 2 章同様に

$$Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega) = \frac{X_k(\tilde{t}, \omega)}{X_l(\hat{t}, \omega)} \quad (36)$$

で定義する。(29),(30)式の包含関係の仮定から、もし $(\tilde{t}, \omega) \in E_k$ なら

$$X_k(\tilde{t}, \omega) = a_{k2} S_2(\tilde{t} - c_{k2}, \omega) \quad (37)$$

であり、 $(\hat{t}, \omega) \in E_l$ なら

$$X_l(\hat{t}, \omega) = a_{l2} S_2(\hat{t} - c_{l2}, \omega) \quad (38)$$

である。このとき、(33)式の仮定から $\hat{t} = \tilde{t} - (c_{k2} - c_{l2})$ なら、

$$Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega) = \frac{a_{k2}}{a_{l2}} \in \mathbf{R} \quad (39)$$

となる。つまり、少なくとも集合 G において、商関数 Q は全て同じ実数値をとる。よって、 s_2 から各観測点 x_k までと x_l までとの減衰定数比 a_{k2}/a_{l2} が得られる。

3.3 s_2 の位置の特定

(39)式が成立するとき、(21)式と同様に

$$\hat{t} - \tilde{t} = c_{l2} - c_{k2} \quad (40)$$

であるから、信号源の伝播速度に $(c_{l2} - c_{k2})$ を乗ずることにより、 x_k と x_l から信号源 s_2 までの相対距離 d_{2kl} が求まる。ここで、 s_2 と x_l を固定し、 x_k を $1 \leq k \leq M (k \neq l)$ で動かすことで得られた3個以上の相対距離 d_{2kl} から、3個以上の双曲線を描くことができる。そしてその双曲線上に信号源が存在するので、双曲線の交点が信号源位置となる。これにより、観測点 x_k から信号源 s_2 までの距離を用いて時間差 c_{k2} が求まる。以上の s_2 の減衰定数比と位置の特定は2章での手法と本質的に全く同様である。

3.4 s_1 の減衰定数比と位置の特定

(4)式は

$$\frac{x_k(t + c_{k2})}{a_{k2}} = \frac{a_{k1}}{a_{k2}} s_1(t - (c_{k1} - c_{k2})) + s_2(t) \quad (41)$$

と変形でき、 l を $1 \leq l \leq M, l \neq k$ とすると、(41)式同様

$$\frac{x_l(t + c_{l2})}{a_{l2}} = \frac{a_{l1}}{a_{l2}} s_1(t - (c_{l1} - c_{l2})) + s_2(t) \quad (42)$$

が得られる。ここで(41)式と(42)式から次式が得られる。

$$\frac{x_l(t + c_{l2})}{a_{l2}} - \frac{x_k(t + c_{k2})}{a_{k2}} = \frac{a_{l1}}{a_{l2}} s_1(t - c_{l1}) - \frac{a_{k1}}{a_{k2}} s_1(t - c_{k1}) \quad (43)$$

但し

$$c_l = c_{l1} - c_{l2}, c_k = c_{k1} - c_{k2} \quad (44)$$

とする。

次に $y_k(t)$ を以下のように定義する。

$$y_k(t) = \frac{a_{k2}}{a_{l2}} x_l(t + c_{l2}) - x_k(t + c_{k2}) \quad (45)$$

すなわち

$$y_k(t) = a_1 s_1(t - c_l) + a_k s_1(t - c_k) \quad (46)$$

$$a_1 = \frac{a_{l1} a_{k2}}{a_{l2}}, \quad a_k = -a_{k1} \quad (47)$$

である。(45)式右辺が既知なので、 $y_k(t)$ は既知である。 l を固定し k を動かすことで(但し $l \neq k$ とする)、(46)式と同等の式が $M-1$ 個得られ、その中からひとつの式を選び、それを

$$y_p(t) = \gamma_p a_1 s_1(t - c_l) + a_p s_1(t - c_p) \quad (48)$$

$$\gamma_p = \frac{a_{p2}/a_{l2}}{a_{k2}/a_{l2}}, \quad a_p = -a_{p1} \quad (49)$$

とする(但し $1 \leq p \leq M, p \neq k, p \neq l$)。ここで $y_p(t), \gamma_p$ も既知である。(46)式と(48)式をフーリエ変換すると

$$\hat{y}_k(\omega) = (a_1 e^{-i\omega c_l} + a_k e^{-i\omega c_k}) \hat{s}_1(\omega) \quad (50)$$

$$\hat{y}_p(\omega) = (\gamma_p a_1 e^{-i\omega c_l} + a_p e^{-i\omega c_p}) \hat{s}_1(\omega) \quad (51)$$

となる。(50)式と(51)式より次式が得られる。

$$\hat{y}_k(\omega) \gamma_p + \hat{y}_k(\omega) b_p e^{-i\omega d_p} = \hat{y}_p(\omega) + \hat{y}_p(\omega) b_k e^{-i\omega d_k} \quad (52)$$

ここで

$$b_p = a_p / a_1, \quad b_k = a_k / a_1 \quad (53)$$

$$d_p = c_p - c_l, \quad d_k = c_k - c_l \quad (54)$$

であり、(52)式での未知数は b_p, b_k, d_p, d_k の4つである。ここで

$$\hat{z}(\omega) = \hat{y}_p(\omega) - \hat{y}_k(\omega) \gamma_p \quad (55)$$

とすると、 $\hat{z}(\omega)$ は既知であり、(52)式から

$$\hat{z}(\omega) = \hat{y}_k(\omega) b_p e^{-i\omega d_p} - \hat{y}_p(\omega) b_k e^{-i\omega d_k} \quad (56)$$

と書くことができる。この式を b_k について解くと

$$b_k = -\frac{\hat{z}(\omega)}{\hat{y}_p(\omega)} e^{i\omega d_k} + \frac{\hat{y}_k(\omega)}{\hat{y}_p(\omega)} b_p e^{-i\omega(d_p - d_k)} \quad (57)$$

となる。(57)式に $\omega = \omega_0$ を代入する。ここで

$$\alpha = -\frac{\hat{z}(\omega_0)}{\hat{y}_p(\omega_0)}, \quad \beta = \frac{\hat{y}_k(\omega_0)}{\hat{y}_p(\omega_0)}, \quad \delta = e^{i\omega_0 d_k}, \quad \varepsilon = e^{-i\omega_0(d_p - d_k)} \quad (58)$$

とおくと b_k は

$$b_k = \alpha \delta + \beta \varepsilon b_p \quad (59)$$

と表現でき、(59)式を(56)式に代入して b_p について解くと b_p は

$$b_p = \frac{\hat{z}(\omega) + \alpha\delta \cdot \hat{y}_k(\omega)e^{-i\omega d_k}}{\hat{y}_k(\omega)e^{-i\omega d_p} - \beta\varepsilon \cdot \hat{y}_p(\omega)e^{-i\omega d_k}} \in \mathbf{R} \quad (60)$$

となる。ここで $\omega_0 = 0$ なら、(60)式は

$$b_p = \frac{\hat{z}(\omega) + \alpha \cdot \hat{y}_k(\omega)e^{-i\omega d_k}}{\hat{y}_k(\omega)e^{-i\omega d_p} - \beta \cdot \hat{y}_p(\omega)e^{-i\omega d_k}} \in \mathbf{R} \quad (61)$$

となる。但し、 $\hat{y}_p(0) = 0$ または $\hat{y}_k(0) = 0$ となる場合は $\omega_0 = \omega_N$ (ω_N はナイキスト振動数) を代入するものとする。この場合、(58)式の δ と ε 、及び(60)式は

$$\delta = \pm 1, \varepsilon = \pm 1 \quad (62)$$

$$b_p = \frac{\hat{z}(\omega) + (\pm\alpha) \cdot \hat{y}_k(\omega)e^{-i\omega d_k}}{\hat{y}_k(\omega)e^{-i\omega d_p} - (\pm\beta) \cdot \hat{y}_p(\omega)e^{-i\omega d_k}} \in \mathbf{R} \quad (63)$$

と表現でき、この(63)式を(61)式の代わりに用いるものとする。ここで、(62)式の符号の正負は未知であり、(63)式は4通りの式が考えられるため、4通りの式について数値解析を行う必要が生じる。

(61)式または(63)式の右辺の未知数は d_p, d_k のみである。 b_p は(47)式と(53)式より明らかのように減衰定数 a_{kj} によって表わされていることから実数である。一方、(61)式または(63)式の右辺は d_p, d_k が(54)式を満たさないとき、一般に複素数となる。しかし、(54)式を満たす d_p, d_k に対して、(61)式または(63)式の右辺はすべての ω で実数となり、その値は常に b_p でなければならない。そこで、初めに ω を固定し、 d_p, d_k を動かし、(61)式または(63)式の右辺が実数となるような組(d_p, d_k)を求める。その組(d_p, d_k)に対してすべての ω で(61)式または(63)式の右辺が同じ値の実数となると、その値が b_p であり、このとき、組(d_p, d_k)は(54)式を満たしている。

(54)式を満たす組(d_p, d_k)が得られれば、(53)式、(54)式を以下の式のように展開することにより、減衰定数比 $a_{p1}/a_{11}, a_{k1}/a_{11}$ と相対時間差 $(c_{11} - c_{p1}), (c_{11} - c_{k1})$ が得られる。

$$\frac{a_{p1}}{a_{11}} = -b_p \frac{a_{k2}}{a_{12}}, \quad \frac{a_{k1}}{a_{11}} = -b_k \frac{a_{k2}}{a_{12}} \quad (64)$$

$$c_{11} - c_{p1} = c_{12} - c_{p2} - d_p, \quad c_{11} - c_{k1} = c_{12} - c_{k2} - d_k \quad (65)$$

(45)式から(65)式までの操作を、 $k(\neq l)$ を固定し、 p を動かし繰り返すことで信号源分離と位置の特定に必要な減衰定数比 $a_{p1}/a_{11}, a_{k1}/a_{11}$ と相対時間差 $(c_{11} - c_{p1}), (c_{11} - c_{k1})$ が得られる。

得られた相対時間差 $(c_{11} - c_{p1}), (c_{11} - c_{k1})$ を用いて、3.2 と同様に信号源 s_1 の位置を特定する。これにより、観測点 x_k から信号源 s_1 までの距離を用いて時間差 c_{k1} が求まる。

3.5 信号源の分離

信号源の分離に関しては、2.5 と同様に、(27)式をフーリエ逆変換することで $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ が得られる。

4. 数値実験 (時間-周波数領域で2つの信号源に包含関係がある場合)

4.1 問題設定

第2章及び第3章では、観測点数を $M (\geq 4)$ として定式化を行ったが、一般に観測点が特別な位置にない限り、観測点数は $M = 4$ で十分である。よって本章では観測点数を $M = 4$ として数値実験を行う。尚、信号源は音源とする。

自由音場に信号源 s_j と観測点 x_k を図4-1のように配置する。使用する2つの信号源 $s_j(t)$

を図 4-2 に示す。また、 $s_2(t)$ は(29)式を満たす時刻歴データを用いている。これらのデータのサンプリング周波数は 44100Hz であり、総ステップ数は 131072 (継続時間≒2.97sec) である。ここで、減衰は距離に反比例すると仮定し、音速を 340m/sec とし、(5)式の関係を満たすように観測データ $x_k(t)$ を作成する。作成した観測データを図 4-3 に示す。これ以降は、この観測データ $x_k(t)$ と観測点位置のみが既知として、信号源分離と位置の特定を行う。

本手法では観測データの時間-周波数情報 $\mathbf{X}(t, \omega)$ を求める必要がある。本数値実験では、複素ウェーブレットとして、実部は Meyer ウェーブレット^{18), 19), 20)}、虚部は Meyer ウェーブレットを Hilbert 変換²¹⁾したウェーブレットを用いて連続ウェーブレット変換により $\mathbf{X}(t, \omega)$ を求める。

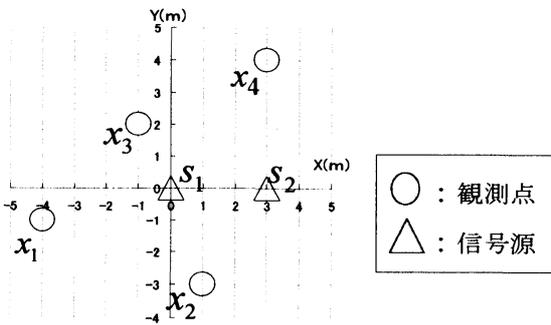


図 4-1 信号源 s_j と観測点 x_k の位置

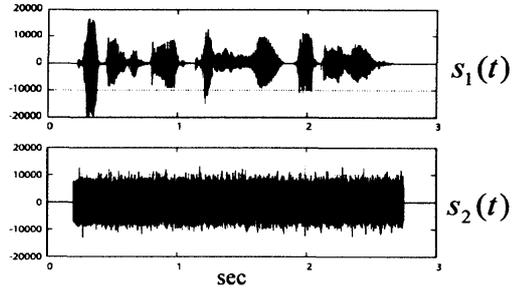


図 4-2 信号源 $s_j(t)$ の波形

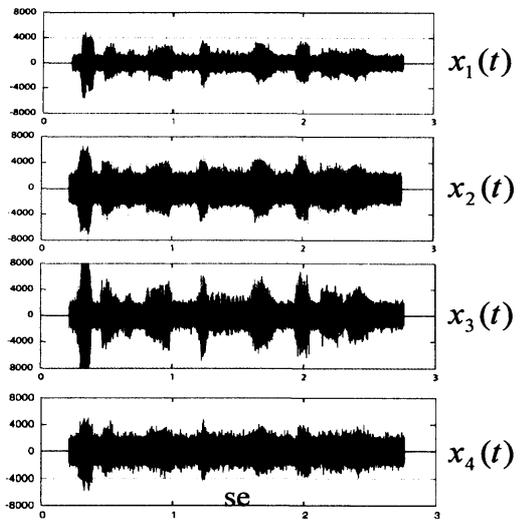


図 4-3 観測データ $x_k(t)$ の波形

4.2 s_2 の減衰定数比の特定

(36)式に示した商関数 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ の計算を行い、 $Q(\tilde{t}, \hat{t}, \omega)$ が実数値を取るとき値を求め、その個数をヒストグラムで表す。

例として $l=1, k=2$ としたときのヒストグラムを図 4-4 に示す。この図 4-4 より、ピークの数 が 1 つあることが分かる。尚、ピークの数 が 2 つの場合は、時間-周波数領域において、

2つの信号源にそれぞれ独立な領域がある場合であり、この場合は2章の手法を適用することで、信号源分離と位置の特定が可能である。図4-4でのピークをとる値が(39)式で求まる減衰定数比に対応する。 l を1で固定し、 $x_k(t)$ を $2 \leq k \leq 4$ として、すべての減衰定数比 a_{kj}/a_{lj} を求める。

また、 s_2 の減衰定数比と相対時間差の実験値と設定値の誤差を表4-1に示す。

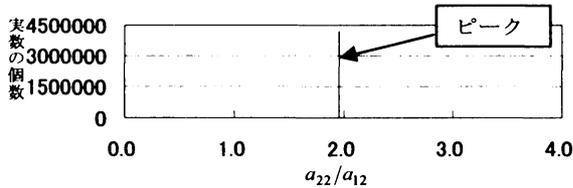


図 4-4

$Q(t_2, t_1, \omega) = X_2 / X_1$ のヒストグラム

表 4-1 s_2 の減衰定数比と相対時間差の誤差

減衰定数比	実験値	設定値	誤差 (%)
a_{22}/a_{12}	1.961	1.961	0.008
a_{32}/a_{12}	1.581	1.581	0.009
a_{42}/a_{12}	1.767	1.768	0.043

相対時間差	実験値	設定値	誤差 (step)
$(c_{22} - c_{12}) \times 44100$	-463	-463	0
$(c_{32} - c_{12}) \times 44100$	-347	-347	0
$(c_{42} - c_{12}) \times 44100$	-410	-410	0

4.3 s_2 の信号源位置の特定

(39)式が成立するとき、(40)式より信号源 s_2 から観測点 x_k, x_l までの相対時間差が得られるので、 s_2 から x_k, x_l までの相対距離 d_{2kl} もわかる。今、観測点は4点あるので、双曲線は3本描くことができる。この3本の双曲線が一点で交わる交点が信号源 s_2 の位置となる。信号源の位置特定の誤差は、実際の位置から約1.5mmの誤差で特定できた。

4.4 s_1 の減衰定数比の特定

(61)式または(63)式に示した b_p の計算を行う。 d_p, d_k は未知であるので、 d_p, d_k, ω を動かすことで b_p を計算し、(53)式、(54)式を満たす d_p, d_k を求める。 b_p が実数値を取るとき値を求め、その個数をヒストグラムで表す。図4-5は $l=1, k=2, p=3$ としたときのヒストグラムである。また、 s_1 の減衰定数比と相対時間差の実験値と設定値の誤差を表4-2に示す。

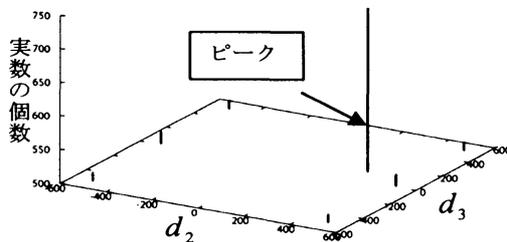


図 4-5 b_2 のヒストグラム

表 4-2 s_1 の減衰定数比と相対時間差の誤差

減衰定数比	実験値	設定値	誤差 (%)
a_{21}/a_{11}	1.304	1.304	0.015
a_{31}/a_{11}	1.843	1.844	0.055
a_{41}/a_{11}	0.824	0.825	0.056

相対時間差	実験値	設定値	誤差 (step)
$(c_{21} - c_{11}) \times 44100$	-128	-128	0
$(c_{31} - c_{11}) \times 44100$	-252	-252	0
$(c_{41} - c_{11}) \times 44100$	117	117	0

4.5 s_1 の信号源位置の特定

相対時間差を用いて 4.3 と同様に信号源 s_1 の位置を特定する。信号源の位置特定の誤差は実際の位置から約 2.4mm の誤差で特定できた。

4.6 信号源の分離

4.2 で得られたヒストグラムがピークをとる実数値 a_{k2}/a_{12} と、4.4 で得られた、ヒストグラムがピークをとる d_p, d_k の値を用いて求まる a_{k1}/a_{11} から、定数マトリックス \mathbf{B} が得られる。また c_{k2} も 4.3 の位置の特定から求まり、 c_{k1} は 4.5 より求まる。本数値実験では、離散化による c_{kj} の誤差を c_{11}, c_{12} を用いて正規化する。すなわち、4.5 の位置の特定により c_{11}, c_{12} を求め、それと(65)式より、他の c_{k1} を求める。このようにすることによって、すべての c_{k1} は c_{11} の数値誤差分だけずれることとなる。

分離信号 $\tilde{s}(t)$ は、 $\mathbf{B}, c_{kj}, \mathbf{x}(t)$ から、周波数毎に信号源データを未知変数として関係式(25)式を解き、フーリエ逆変換することで求まる。図 4-6 に分離した信号源データを示す。図 4-2 と比較すると、振幅の大きさが異なるものの、ほぼ完全に分離がなされていることがわかる。本数値実験では離散化による $\tilde{s}_1(t)$ の誤差は 3 ステップ(時間 $\div 6.8 \times 10^{-5}$ sec)であり、元の $s_1(t)$ とは 3 ステップずれたものが得られている。減衰は距離に反比例するものと仮定すると、3.3, 3.4 の位置の特定から a_{1j} が判明するので、これでそれぞれの分離信号 $\tilde{s}_j(t)$ を除すれば、元の $s_j(t)$ の振幅とほぼ同じ大きさの分離信号を得ることができる。 $\tilde{s}(t)$ と $\mathbf{s}(t)$ を実際に聞いて比較すると聴感的にも完全に分離できていることが確認できた。

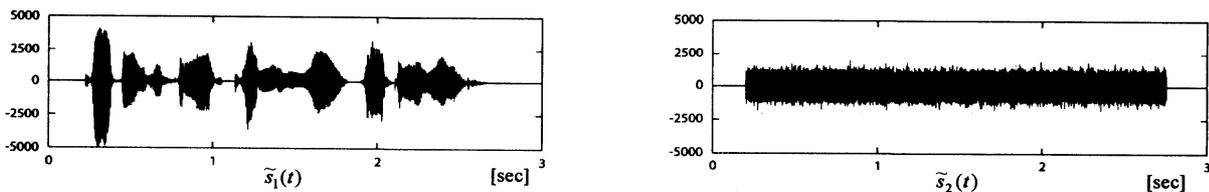


図 4-6 分離した信号源データ $\tilde{s}_j(t)$

5. まとめ

本論では、信号源数、信号源位置、信号源データが未知であるという条件のもとに、観測データの時間-周波数領域での独立性を仮定し、信号源の分離と位置の特定手法を示した。更に信号源が 2 つの場合、片方の信号源が他方の信号源を包含しているような場合であっても信号源の位置が特定可能であることを示した。さらに、数値実験を行うことで本定式化に示した提案手法の妥当性を検証した。その結果、信号の分離と信号源位置が高精度で特定可能であることを示した。

本論の数値実験は、2 次元平面上に全ての信号源と観測点が存在する場合について示したが、3 次元空間上に信号源と観測点が存在する場合でも本手法は適用可能である。

今後はさらなる数値実験による検証や、本手法の仮定条件に実問題がどの程度合致していれば、許容誤差の範囲内で信号源の分離及び位置の特定が可能か検証する必要がある。さらにノイズや反射音を考慮した観測データへ適用することで、実環境における手法の確立を行っていきたい。

参考文献

- 1) Aapo Hyvärinen, Erkki Oja and Juha Karhunen (共著), 根本幾, 川勝真喜 (共訳): 詳解独立成分分析, 東京電機大学出版局, pp.4-6, 2005.2
- 2) 塩見英久, 岡村康行: 独立成分分析による無線混信号のブライント信号分離と無線タグへの応用, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.107, No.373 pp.43-48, 2007.12

- 3) 矢田達郎, 塩見英久, 岡村康行: 独立成分分析によるマイクロ波混信信号のブラインド分離実験, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.107, No.208 pp.61-66, 2007.8
- 4) Okello James, Ikekawa Masao: A Complete Blind MIMO Equalizer for Wireless Communication System, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.104, No.679 pp.51-56, 2005.2
- 5) 小林真之, 古川利博: Scaling の不定性を軽減した周波数領域でのブラインド信号分離, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.104, No.456 pp.37-42, 2004.11
- 6) 鷺沢嘉一, 山下幸彦, 田中聡久, Cichocki Andrzej: 多チャンネルの観測信号に含まれる共通信号の強度推定と抽出およびその脳電図処理への応用, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.107, No.62 pp.61-66, 2007.5
- 7) 中迫昇, 吉田久, 山脇伸行: 独立成分分析と正值時間周波数分布に基づく脳波解析, Memoirs of the School of Biology-Oriented Science and Technology of Kinki University, Vol.19 pp.23-35, 2007.3
- 8) 根田林知之, 木村芳孝, 千田 新一, 伊藤 拓哉, 大和田一成, 辛島彰洋, 片山統裕, 岡村州博, 中尾光之: 心電図の参照系信号分離における参照信号の最適化, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.107, No.351 pp. 1-4, 2007.11
- 9) 松山文昭, 木村芳孝, 千田新一, 伊藤拓哉, 辛島彰洋, 片山統裕, 岡村州博, 中尾光之: 母体腹部誘導心電図からの胎児心電図の分離抽出, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.105, No.402 pp.25-28, 2005.11
- 10) 梅山 伸二: ガボールドフィルタバンクと独立成分分析を用いた劣化過程未知のぼけ画像からの原画像復元, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.102, No.156 pp.31-38, 2002.6
- 11) R.Balan and J.Rosca : Statistical properties of STFT ratios for two channel systems and applications to blind source separation, Proceedings ICA2000, 19-22 June 2000, Helsinki, Finland.
- 12) D.Napoletani, C.A. Berenstein and P.S. Krishnaprasad: Quatient Signal Decomposition and Order Estimation, TECHNICAL RESEACH REPORT of University of Maryland, TR2002-47, <http://www.lib.umd.edu/drum/handle/1903/6280> (参照 2009-2-10)
- 13) 藤田景子, 竹井義次, 守本晃, 芦野隆一, 森本光生 : 時間周波数情報を用いたブラインド信号源分離—数学的背景—, 電子情報通信学会, 信学技報, pp.37-42, 2005.5
- 14) 守本晃, 藤田景子, 芦野隆一: 時間周波数情報を用いたブラインド信号源分離—実例を中心に—, 電子情報通信学会, 信学技報 pp.31-36, 2005.5
- 15) R.Ashino, T. Mandai, A.Morimoto and F.Sasaki: Blind Source Separation using Time-Frequency Analysis, Pseudo-Differential Operators, Fields Institute Communications, American Mathematical Society, Vol.52, pp. 401-414, 2007
- 16) R.Ashino, T.Mandai, A.Morimoto and F. Sasaki: Blind Source Separation of Spatio-Temporal Mixed Signals using Time-Frequency Analysis, Applicable Analysis, Vol.88, No.3, pp. 425-456, 2009
- 17) 佐々木文夫, 上田将吾, 安岡正人, 田中治 : 時間差を考慮に入れた時間一周波数領域でのブラインド信号源分離と位置の特定に関する研究, 日本建築学会環境系論文集, 第 74 巻, 第 639 号, pp.545-552, 2009 年 5 月
- 18) 榊原進: ウェーブレットビギナーズガイド, 東京電機大学出版局, 1995.5
- 19) 芦野隆一, 山本鎮男: ウェーブレット解析—誕生・発展・応用, 共立出版, 1997.6
- 20) Ingrid Daubechies(著), 山田道夫, 佐々木文夫(共訳): ウェーブレット 10 講, シュプリンガーフェアラーク東京, 2003.12
- 21) Leon Cohen (著) , 吉川昭, 佐藤俊輔 (共役) : 時間一周波数解析, 朝倉書店, 1998.10