

A Study on Blind Signal Separation Using Independent Component Analysis in Multiple Antenna Systems

Yuki NORIMATSU*, Hideichi SASAOKA* and Hisato IWAI

(Received March 21, 2017)

In the multiple antenna communication systems with same frequency band, multiple transmitting signals are composed in space and the composed signals are received. The composed signals which occurs mutual interface are easily separated to each signal component in the case of known propagation efficient, but separation of composed signals is difficult in the case of different systems. This paper deals with blind signal separation using ICA (Independent Component Analysis) for the composed signals which received in multiple antenna systems. This paper studies the criterion to estimate the normal action of ICA and proposes the estimation method of each signal component and propagation coefficient. As an application of the estimated propagation coefficient, this paper also proposes the estimation method of incoming direction of each signal and the interference avoidance scheme to other systems. Computer simulation is carried out to confirm the usefulness of proposed system. Simulation results show that the proposed method estimates the each signal component and propagation coefficient with sufficient accuracy. Simulation results also show that the proposed method is useful for the estimation of incoming direction of each signal and that the proposed method is useful for the interference avoidance to other systems in the case of the normal action of ICA.

Key words : blind signal separation, independent component analysis, propagation coefficient

キーワード : ブラインド信号分離, 独立成分分析, 伝搬係数

複数アンテナシステムにおける 独立成分分析によるブラインド信号分離の検討

則松 勇輝, 笹岡 秀一, 岩井 誠人

1. はじめに

近年, 無線技術が急速に普及し需要が高まっていることにより, 通信技術の向上が求められている。よって, 周波数帯域を広く利用し, 通信速度を向上することが望ましいが, 通信システムが利用する周波数帯域は緻密に割り当てられており, 広い周波数

帯域を確保するのは難しい。そこで, 周波数帯域を効率よく利用するために, 同一の周波数帯域を複数のシステムで利用する無線通信技術が注目されている。ただし, この技術は複数信号が空間で重畳し, 受信側で相互干渉が発生する。

ここで, 複数信号が同一システムの場合, あらか

*Department of Electronics, Doshisha University, Kyoto
Telephone: +81-774-65-6355, FAX: +81-774-65-6801, E-mail: hsasaoka@mail.doshisha.ac.jp

じめ試験信号を送信し伝搬係数を推定することで、相互干渉した複数信号の分離が可能となる²⁾。しかし、別システムの信号が干渉波となる場合、伝搬係数の推定が可能とは限らず、空間フィルタリングによる信号分離が難しくなる。また、干渉波の変調諸元が未知の場合には干渉波の効果的な抽出が難しい。このように、伝搬係数と干渉波の変調諸元が未知の場合には、ブラインドでの信号分離が重要となる。このブラインドでの信号分離において使われる手法の一つに独立成分分析 (ICA: Independent Component Analysis) がある。独立成分分析では、観測信号の非ガウス性を最大化することによって、独立成分を推定することができる^{3,4)}。なお、独立成分分析は複数信号の独立性に基づいて信号を分離するので、各信号の変調諸元が不明な場合にも有効となる。

本稿では、独立成分分析によるブラインド信号分離を行った際に、各信号成分と伝搬係数を推定する方式について検討を行う。また、この方式を用いて様々な技術に適用した場合についても検討する。一つ目は、信号が任意の角度で到来した際に、複数のアンテナ間で受信される信号成分に位相差が生じることを利用した信号の到来方向推定である。到来方向推定は高速デジタル無線通信方式に必要な多重波伝搬状況の解析や、ノイズとなる不法電波を放射する不法無線局の位置の特定などに適用することができる^{5,6)}。二つ目は、電波伝搬の可逆性により伝搬係数の情報が送受信局間で共有できることを利用した与干渉制御である⁷⁾。これにより、複数の受信アンテナを用いずに干渉波の影響を軽減することが可能になる。本稿では、これらのシステムについて計算機シミュレーションにより評価を行う。

2. 独立成分分析

2.1 独立成分分析の生成モデル

独立成分分析 (ICA) とは、複数の信号が混信した複数の観測信号の情報から複数の送信信号を推定する技術である。独立成分である送信信号ベクトルを \mathbf{s} 、複数の独立成分が混信した観測信号ベクトルを \mathbf{x} 、未知の混合変数行列を \mathbf{A} とすると、式(1)のように示される。

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} \quad (1)$$

ここで、独立成分を推定するため、式(2)のように示す。

$$\mathbf{y} = \mathbf{b}^T \mathbf{x} = \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{s} \quad (2)$$

ここで、 \mathbf{b} が決定すべきベクトルである。もし、 \mathbf{b} が \mathbf{A} の逆行列の一つの行であれば、 $\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{s}$ は実際の独立成分の一つに等しくなる。ここで、中心極限定理によると互いに独立な複数の信号を混合させると、その確率密度分布はガウス分布に近づいていく。よって、 \mathbf{b} の要素を変化させて $\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{s}$ の非ガウス性が最大となるようにすると、 \mathbf{y} を一つの独立成分と等しくなる。したがって、独立成分を推定するには、 \mathbf{b} を変化させて $\mathbf{b}^T \mathbf{x}$ の非ガウス性を最大化するようなベクトルを求めればよい。

2.2 独立成分分析における制約

独立成分分析は観測信号の非ガウス性を最大化することで元の送信信号を推定する手法なので、独立成分のガウス性が大きい場合、分離することが難しくなる。よって、独立成分分析において独立成分は非ガウス分布に従わなければならない。また、式(1)において \mathbf{s} と \mathbf{A} の両方を未知としているため、式(3)に示すようにある信号 s_i にスカラー α_i をかけても、対応する \mathbf{A} の行 \mathbf{a}_i を α_i で割れば相殺されてしまう。

$$\mathbf{x} = \sum_i (\mathbf{a}_i / \alpha_i) (s_i \alpha_i) \quad (3)$$

よって、独立成分の分散を決定することができないため、推定する際には独立成分の分散が 1 になるようにする。また、独立成分分析において全ての独立成分を分離推定するには、独立成分の数だけ受信アンテナを用意する必要があるが、各アンテナで得られる独立成分の順序を決めることができない。これも \mathbf{s} と \mathbf{A} の両方を未知としているので、式(1)の順序を自由に変更することができるためである。また、推定した独立成分には元の送信信号との位相回転の不安性が残るため、位相補償を行う必要がある⁸⁾。

2.3 中心化と白色化

中心化とは、一般性を失うことなく混合変数と独立成分が平均 0 であるという仮定を満たさない場合に、観測信号に前処理を施すことでその仮定が成立

するように変更することである。原観測信号ベクトルを \mathbf{x}' 、中心化を行った観測信号ベクトルを \mathbf{x} とすると、式(4)に示されるように前処理される。

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}' - E\{\mathbf{x}'\} \quad (4)$$

ここで、 $E\{\}$ は、期待値（集合平均）をとる記号である。なお、今回対象とする無線信号の場合に送信信号と観測信号が複素となり、平均0が一般に成り立つので、中心化が不要となる。

次に中心化された観測信号ベクトル \mathbf{x} に白色化を行う。白色化とは \mathbf{x} を共分散行列が単位行列となるような確率変数ベクトル \mathbf{z} に変換することである。まず、式(5)に示すように観測信号 \mathbf{x} にかけることで白色化された信号ベクトル \mathbf{z} が求まるような行列 \mathbf{V} を作成する。

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{x} \quad (5)$$

ここで、 \mathbf{V} は \mathbf{x} の共分散行列の固有値分解を与える固有値ベクトルからなる直交行列 \mathbf{U} を用いると、式(6)のように示される。

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^T\} &= \mathbf{U}\text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_n)\mathbf{U}^T \\ \mathbf{V} &= \mathbf{U}\text{diag}(1/\sqrt{\lambda_1}, \dots, 1/\sqrt{\lambda_n})\mathbf{U}^T \end{aligned} \quad (6)$$

上記の白色化によって、式(7)の示すように混合変数 \mathbf{A} は新しい混合変数 \mathbf{A}' となる。

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{A}\mathbf{s} = \mathbf{A}'\mathbf{s} \quad (7)$$

白色化では独立成分を直交化したものしか得られない。一方、事前に白色化が行われていれば、混合変数 \mathbf{A} の代わりに直交行列である混合変数 \mathbf{A}' に探索範囲を限定することができる。よって、独立成分分析の性能向上のためには白色化が有効となる。

2.4 高速不動点アルゴリズム

白色化された信号ベクトル \mathbf{z} に対し、 $\mathbf{w}^H\mathbf{z}$ の非ガウス性を最大にするようなベクトル \mathbf{w} を探索する高速不動点アルゴリズムの手法を以下に示す。なお、このアルゴリズムは複素独立成分分析に対するものである。

まず、2.3のように観測信号 \mathbf{x} に中心化と白色化を行う。次に乱数などを用いてノルムが1となる \mathbf{w} の初期値を設定し、白色化された信号ベクトル \mathbf{z} を用いて式(8)を実行する。

$$\mathbf{w} \leftarrow E\{\mathbf{z}(\mathbf{w}^H\mathbf{z})^*|\mathbf{w}^H\mathbf{z}|^2\} - E\{2|\mathbf{w}^H\mathbf{z}|^2\}\mathbf{w}$$

$$\mathbf{w} \leftarrow \mathbf{w}/\|\mathbf{w}\| \quad (8)$$

\mathbf{w} が収束するまで式(8)を繰り返し、得られた値 \mathbf{w} を複素転置して \mathbf{z} にかけることで独立成分のうち一成分が得られる。

2.5 対称的直交化を用いた複数の独立成分の推定

複素受信アンテナによる複素信号の分離においては、2.4に示した一つの独立成分の推定法で初期値を変えて繰り返し実行することで複数の独立成分を求めることが可能ではあるが効率は良くない。そこで、異なる独立成分に対応するベクトル $\mathbf{w}_i (i=1, \dots, m)$ は、白色化された条件下では直交することを利用して同時推定を行う。この方法において、一つの独立成分に対するアルゴリズム(単位アルゴリズム)を複数回実施することと、反復ごとに異なる独立成分に対応するベクトル \mathbf{w}_i を互いに直交させることが必要となる。そこでベクトル \mathbf{w}_i を直交化させる方法の一つに対称的直交化がある。対称的直交化では全てのベクトル \mathbf{w}_i に対して、単位アルゴリズムを適用したあと、式(9)に示すように全ての \mathbf{w}_i を直交化する。ここで、行列 $\mathbf{W} = (\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_m)^T$ とする。

$$\mathbf{W} \leftarrow (\mathbf{W}\mathbf{W}^H)^{-1/2}\mathbf{W} \quad (9)$$

このように、ベクトルを一つずつ推定するのではなく並行に推定することで、どのベクトルも優遇しない対称な無相関化を実現することができる。

以下に対称的直交化を用いた高速不動点アルゴリズムの手法を示す。2.4と同様に観測信号に中心化と白色化を行い、 \mathbf{z} を求める。次にそれぞれの独立成分に対応するベクトル \mathbf{w}_i の初期値を設定する。ここで、それぞれのノルムは1とする。そして、全ての独立成分に対応するベクトルに対して式(10)に示すようなアルゴリズムを実行する。

$$\mathbf{w}_i \leftarrow E\{\mathbf{z}(\mathbf{w}_i^H\mathbf{z})^*|\mathbf{w}_i^H\mathbf{z}|^2\} - E\{2|\mathbf{w}_i^H\mathbf{z}|^2\}\mathbf{w}_i \quad (10)$$

式(10)を実行したあと式(9)の対称的直交化を行い、 \mathbf{w}_i が収束していなければ式(10)を再び実行する。この手順を \mathbf{w}_i が収束するまで繰り返し、得られた値 \mathbf{w}_i を複素転置して \mathbf{z} にかけることで複数の独立成分を推定することができる。

上記のアルゴリズムの実施に当たり、式(10)の期待値（集合平均）の算出が一般に大変である。しか

し、観測信号の時系列のエルゴード性を仮定すると、集合平均を時間平均で置き換えることが可能となる。

3. ブラインド信号分離による各信号成分と伝搬係数の推定

3.1 システム構成と提案方式

同一周波数帯域で運用している複数システムの中に別システムの信号が混信した際に、独立成分分析を用いてブラインド信号分離を適用した場合のシステムの図を Fig. 1 に示す。ここで、 \mathbf{S} を信号波（時系列）、 \mathbf{I} を干渉波（時系列）とし、 \mathbf{H} を伝搬係数行列とする。分離する送信信号の数だけ用意した受信アンテナを用いて、式(11)に示すように観測信号（時系列） $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ を受信する。 $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2$ を受信した際にアンテナで発生する雑音（時系列）とする。

$$\begin{cases} \mathbf{r}_1 = h_{11}\mathbf{S} + h_{12}\mathbf{I} + \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{r}_2 = h_{21}\mathbf{S} + h_{22}\mathbf{I} + \mathbf{n}_2 \end{cases} \quad (11)$$

観測信号 $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ を独立成分分析で分離する。ここで、独立成分分析ではアンテナ毎に得られる分離信号の順序を決めることができないため、分離した二つの信号と送信した信号波 \mathbf{S} の相関係数をそれぞれ求め、大きさを比較することで順序を正す。また、分離した信号には送信信号との位相回転の不安性が残るので、本稿では分離信号に位相補償を行う。このようにして得られた信号波 \mathbf{S} と干渉波 \mathbf{I} の推定値を \mathbf{S}', \mathbf{I}' とする。

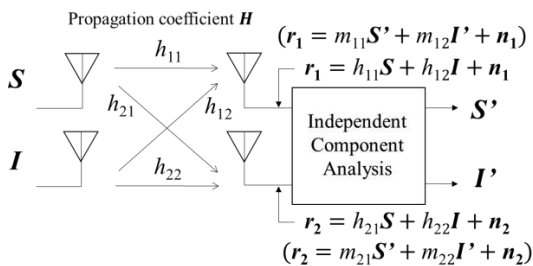


Fig. 1. Mutual interference and signal separation of multiple signals.

式(11)における観測信号 $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ の信号波成分と干渉波成分を、分離信号 \mathbf{S}', \mathbf{I}' を用いて書き換えると式(12)のように示される。ここで、 $m_{11}, m_{12}, m_{21}, m_{22}$ を

任意の係数とする。

$$\begin{cases} \mathbf{r}_1 = m_{11}\mathbf{S}' + m_{12}\mathbf{I}' + \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{r}_2 = m_{21}\mathbf{S}' + m_{22}\mathbf{I}' + \mathbf{n}_2 \end{cases} \quad (12)$$

観測信号 \mathbf{r}_1 と \mathbf{S}', \mathbf{I}' の相関係数 $R_{r_1\mathbf{S}'}, R_{r_1\mathbf{I}'}$ をとり、式(13)と式(14)のように示す。ここで、 ρ を任意の係数とし、 $\mathbf{S}', \mathbf{I}', \rho^*$ を $\mathbf{S}', \mathbf{I}', \rho$ の複素共役とする。雑音信号 $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2$ と \mathbf{S}', \mathbf{I}' の相関は無視できるほどに小さいものとする。

$$\begin{aligned} R_{r_1\mathbf{S}'} &= \overline{\mathbf{r}_1\mathbf{S}'^*} = m_{11}\overline{\mathbf{S}'\mathbf{S}'^*} + m_{12}\overline{\mathbf{I}'\mathbf{S}'^*} + \overline{\mathbf{n}_1\mathbf{S}'^*} \\ &= m_{11} + m_{12}\rho \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} R_{r_1\mathbf{I}'} &= \overline{\mathbf{r}_1\mathbf{I}'^*} = m_{11}\overline{\mathbf{S}'\mathbf{I}'^*} + m_{12}\overline{\mathbf{I}'\mathbf{I}'^*} + \overline{\mathbf{n}_1\mathbf{I}'^*} \\ &= m_{11}\rho^* + m_{12} \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、係数 ρ, ρ^* が無視できるほど小さいものとする。すると、 \mathbf{r}_1 と \mathbf{S}' の相関係数 $R_{r_1\mathbf{S}'}$ を m_{11} 、 \mathbf{r}_1 と \mathbf{I}' の相関係数 $R_{r_1\mathbf{I}'}$ を m_{12} と見なすことができる。 \mathbf{r}_2 と \mathbf{S}', \mathbf{I}' についても同様の処理を行うことで m_{21}, m_{22} が求まる。ここで、式(12)に示すように求めた係数 $m_{11}, m_{12}, m_{21}, m_{22}$ を \mathbf{S}', \mathbf{I}' にそれぞれかけることにより、観測信号 $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ の信号波成分の推定値($m_{11}\mathbf{S}', m_{21}\mathbf{S}'$)と干渉波成分の推定値($m_{12}\mathbf{I}', m_{22}\mathbf{I}'$)を求めることができる。また、($m_{11}\mathbf{S}', m_{21}\mathbf{S}'$)と送信信号波 \mathbf{S} との相関をとり、 \mathbf{S} の自己相関で規格化することで、信号に関する伝搬係数の推定値($\hat{h}_{11}, \hat{h}_{21}$)を得る。同様に干渉波に関する伝搬係数の推定値が得られる。

3.2 独立成分分析の重みの誤差の収束特性

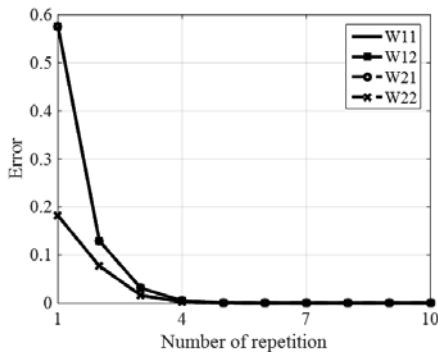
2章で示したように独立成分分析は観測信号の非ガウス性を最大にし、伝搬係数行列 \mathbf{H} の逆行列となるような重み行列 \mathbf{W} を作成する手法である。ここで、観測信号ベクトルを \mathbf{r} 、送信信号ベクトルを \mathbf{s} 、雑音ベクトルを \mathbf{n} とすると、式(15)のように示される。

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^T\mathbf{r} = \mathbf{W}^T\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{W}^T\mathbf{n} = \mathbf{s} + \mathbf{W}^T\mathbf{n} \quad (15)$$

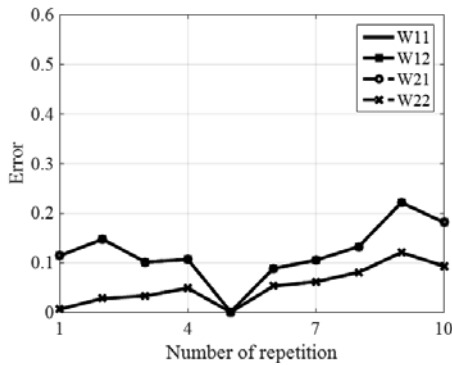
ここで、伝搬係数行列 \mathbf{H} の行列式が小さくなる場合、 \mathbf{H} の逆行列である重み行列 \mathbf{W} が大きくなり、 $\mathbf{W}^T\mathbf{n}$ が大きくなるので、分離した信号ベクトル \mathbf{y} の推定誤差が大きくなってしまふ。このように信号分離の特性が悪くなるケースは、信号の位相と電力がランダムに変動するレイリーフェージング環境下において生じてしまふ。そこで、重み行列 \mathbf{W} を作成する際に

式(9)と式(10)に示すようなアルゴリズムを重み行列 W が収束するまで反復させることを利用する。

独立成分分析のアルゴリズムを m 回反復させて作成した重みと、 $(m-1)$ 回反復させて作成した重みとの差をとり、その差を反復回数 m 回目の重みの差分とする。この差分を反復回数ごとにとり、重み行列 W の差分の収束の様子を表す収束特性の例を Fig. 2 に示す。ここで、 W_{11} , W_{12} , W_{21} , W_{22} を重み行列 W の各要素である。図には4つの重み要素があるが、 W_{11} と W_{22} , W_{12} と W_{21} が重なっているため、2本の線となっている。



(a) Case of good convergence characteristics.



(b) Case of bad convergence characteristics.

Fig. 2. Convergence characteristics of differences of weight in ICA.

送信するシンボルを N 個のブロックに分け、そのブロックごとに独立成分分析を行い、それぞれで重み行列 W の誤差の収束特性を求める。ここで、送信するシンボル区間ではフェージングは静的であるとす。信号分離特性が良い場合、Fig. 2 (a)に示すよ

うに全てのブロックにおいて重みの差分は 0 に収束する。このように重みの更新が初めの数回に限られる場合には、更新がほぼ終了した重みと理想的な重みとの誤差がほぼ 0 に収束している場合が多いと推測される。

一方、信号分離特性が悪い場合、Fig. 2 (b)に示すように一部のブロックにおいて重みの更新が終了せず、重みの差分が 0 に収束しない場合が見られる。また、Fig. 2 (b) より更新の差分が 0 となること（重みの更新がされないこと）があっても、更新が終了と判定できないことが分かる。よって、重み収束の判定誤りを抑えるためには、重みの差分に閾値を設け、すべてのブロックで重みの誤差が閾値以下となる場合のみを対象とすると良い。このようにすると、信号分離特性は良好となり、伝搬係数の推定誤差も小さくなる。

3.3 シミュレーションシステムと評価方法

Table 1 にシミュレーションシステムパラメータを示す。

Table 1. Simulation system parameters for estimation of each signal component and propagation coefficient.

Channel	Quasi-static Rayleigh fading channel
Modulation	Signal S : QPSK Interference signal I : QPSK
Parameters of ICA	Number of symbol: 100 Number of repetition: 10 Number of block: 5
Threshold value of convergence	Error of weight for ICA: 0.01

シミュレーションでは、分離した信号波 S' のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性と伝搬係数 h_{11} の推定値と理想値の相対誤差の特性を用いて、重みの誤差に閾値を設けて独立成分分析の収束が良好な場合のみを選択した場合と選択しなかった場合について評価を行う。ここで、反復回数が 6 回目、8 回

目, 10 回目での重みの誤差に閾値を設けるものとする. なお, 基準を満たすと判断した際には送信するすべてのシンボルを用いてもう一度独立成分分析を行い, 信号分離を行う. また, BER 特性においては比較として Fig. 3 のように干渉波となる信号がない場合に, QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号を送信した際に, 受信側で選択合成ダイバーシチを用いた場合の特性も示す.

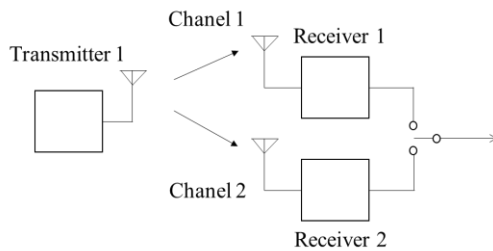


Fig. 3. Selection diversity receiver.

3.4 ブラインド信号分離における伝搬係数推定精度の評価

Fig. 4 に分離信号の BER 特性を示す. Fig. 4 において, 収束が良好な場合を選択しない場合は SN 比が約 36dB で BER が 10^{-4} となるのに対し, 選択する場合は SN 比が約 21dB で BER が 10^{-4} となり, SN 比が約 15dB の改善が確認できる. また, 収束が良好な場合のみを選択した場合は干渉波がない場合の BER 特性と比べても SN 比が約 20dB でほぼ同じ BER となることが確認できる.

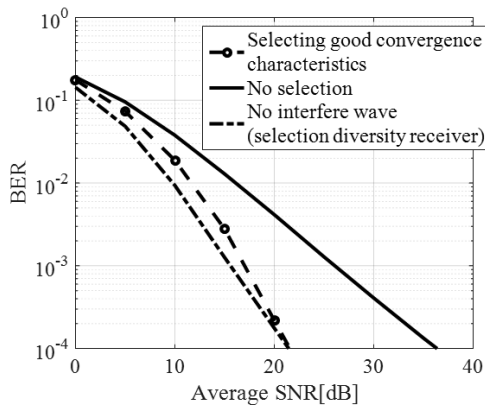


Fig. 4. Bit error rate (BER) performance vs. average signal-to-noise power ratio (SNR).

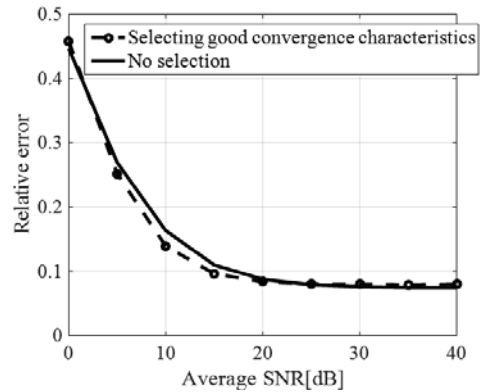
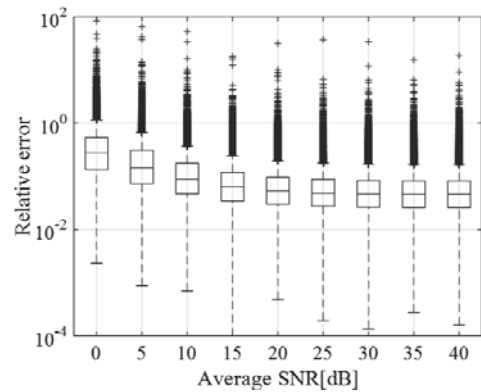
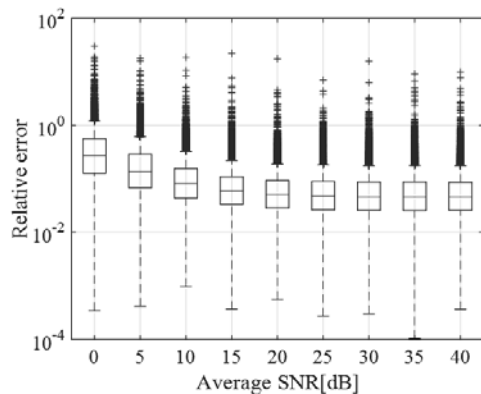


Fig. 5. Relative error of channel estimation vs. average SNR.



(a) No selection



(b) Selecting good convergence characteristics

Fig. 6. Boxplot of relative error of channel estimation vs. average SNR.

次に, Fig. 5 に伝搬係数 h_{11} の推定値と理想値の相対誤差の特性を示す. 収束が良好な場合のみを選択

した場合と選択しない場合を比較しても、相対誤差の特性に変化はあまり見られない。ここで、Fig. 6の伝搬係数の推定値と理想値の相対誤差の箱ひげ図に示すように、収束が良好な場合のみを選択した場合は相対誤差が極端に大きくなるケースを除外できていることが確認できる。

4. 伝搬係数推定に基づく信号の到来方向推定と干渉制御

4.1 信号の到来方向推定

4.1.1 システム構成と提案方式

提案する信号の到来方向推定システムの構成図をFig. 7に示す。Sを信号波、Iを干渉波、S'とI'を独立成分分析によって分離した信号波と干渉波の推定値とし、Lを二つのアンテナ間の距離とする。Fig. 7に示すように信号がある角度φで到来すると、二つのアンテナで受信される観測信号の各信号成分に距離dに相当する位相差θが生じる。cを光速、周波数をfとし、信号の波長をλとすると、距離dに相当する位相差θは式(16)のように示すことができる。

$$\theta = 2\pi f d / c = 2\pi L \sin \varphi / \lambda \quad (16)$$

ここで、Lを0.5λとすると、式(16)を式(17)のように変形する事で角度φを求めることができる。

$$\begin{aligned} \theta &= \pi \sin \varphi \\ \varphi &= \sin^{-1}(\theta/\pi) \end{aligned} \quad (17)$$

このように位相差θを用いて、信号の到来角度φを推定することができる。

ここで、反射波などの間接波がなく、直接波のみが受信されるような環境を想定する。θ₁を観測信号の信号波成分の位相差、θ₂を観測信号の干渉波成分の位相差とすると、Fig. 7に示すように伝搬係数行列Hは次の式(18)のようになる。ここで、干渉波Iは遠くから送信され振幅の大きさが減衰するものとし、aをその減衰を表す係数とする。

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & a \\ e^{j\theta_1} & ae^{j\theta_2} \end{pmatrix} \quad (18)$$

まず、3章で述べた推定法を用いて式(18)の伝搬係数を推定し、伝搬係数のそれぞれの要素の位相角を求める。そして、h₂₁の位相角からh₁₁の位相角をひいたものを信号波成分の位相差θ₁の推定値、h₂₂の位相

角からh₁₂の位相角をひいたものを干渉波成分の位相差θ₂の推定値とする。そして、求めたθ₁とθ₂の推定値を式(17)に代入することで信号波と干渉波の到来角度であるφ₁とφ₂を推定することができる。

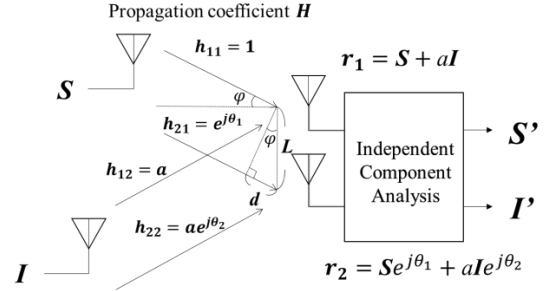


Fig. 7. Estimation of incoming direction of signal.

4.1.2 シミュレーションシステムと評価方法

Table 2にシミュレーションシステムパラメータを示す。到来角度の推定値と理想値の誤差の特性を用いて、各信号の到来角度φ₁、φ₂を変化させた際の推定精度を評価する。なお、前項では直接波のみが到来する環境を想定していたが、本論文では反射波などの間接波も到来するライスフェージング伝送路を想定しシミュレーションを行う。また、ライスフェージング伝送路では干渉波Iは信号波Sに比べて遠くから送信され、減衰するものとする。

Table 2. Simulation system parameters for estimation of incoming direction of signal.

Channel	Rician fading channel Direct wave to indirect wave power ratio: 10dB Damping coefficient for interference signal: 0.7
Modulation	Signal S: QPSK Interference signal I: QPSK
Parameters of ICA	Number of symbol: 100 Number of repetition: 10

4.1.3 信号の到来方向推定精度の評価

Fig. 8に各信号の到来角度φ₁、φ₂を変化させた際の

到来角度の推定値と理想値の誤差の特性を示す。
 $\varphi_1 = 30^\circ, \varphi_2 = -30^\circ$ の場合, φ_1 の到来角度の誤差は SN 比が 30dB で約 1° まで下がることが確認できる. 一方, $\varphi_1 = 60^\circ, \varphi_2 = -60^\circ$ の場合は SN 比が 30dB で約 3° , $\varphi_1 = 90^\circ, \varphi_2 = -90^\circ$ の場合には SN 比が 30dB で約 7° となり, 到来角度の増加に伴い, 推定誤差が大きくなる. これは, Fig. 9 に示すように到来角度 φ が 90° , または -90° に近くなるほど $\sin \varphi$ の推定範囲に対する φ の推定範囲に広がりができることによると考えられる. なお, 到来角度に大きさによらず, φ_2 の推定誤差は, φ_1 の推定誤差に比べて大きくなるが, これは干渉波が信号波に比べて遠くから送信され, 減衰する分だけ推定誤差が増加したことによる.

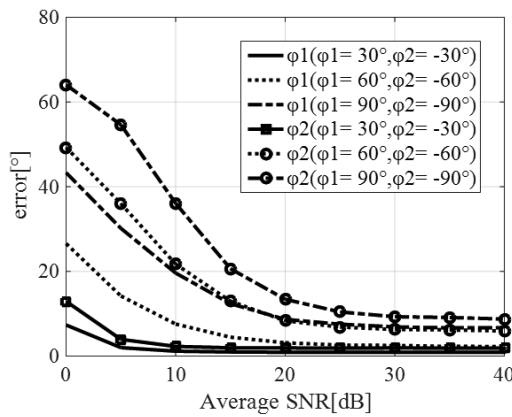


Fig. 8. Estimation error for incoming direction.

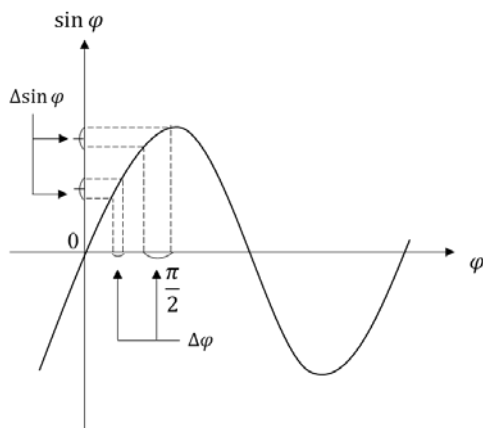


Fig. 9. Relation between difference of $\Delta \sin \varphi$ and that of $\Delta \varphi$.

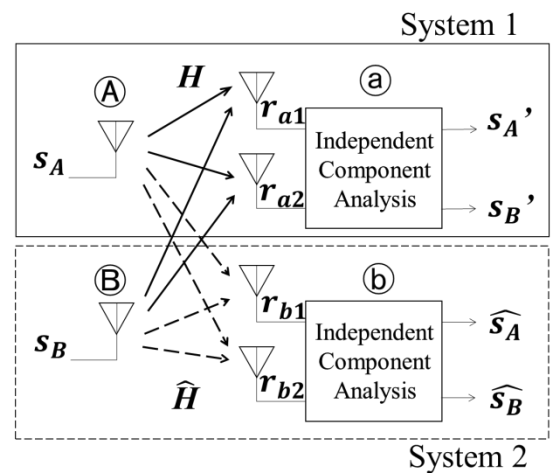
4.2 与干渉制御

4.2.1 システム構成と提案方式

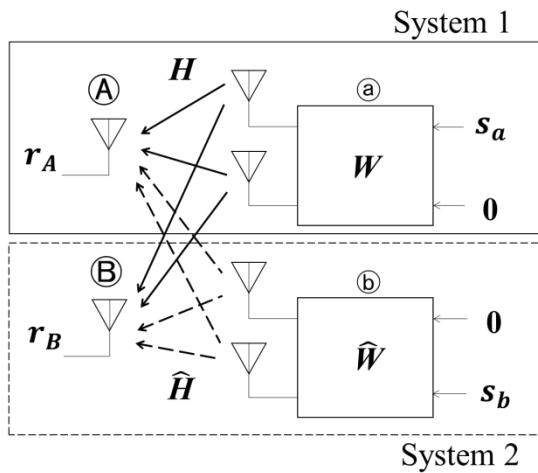
Fig. 10 に与干渉制御システムの構成を示す. 図のシステム 1 とシステム 2 は, それぞれ別の無線通信システムであるとする. 図に示すように, A 局と B 局から送信された信号を a 局と b 局でそれぞれ受信しブラインド信号分離を行ったあと, 3 章で述べた方式を用いて伝搬係数 \mathbf{H} と $\hat{\mathbf{H}}$ をそれぞれ求める. 次に, a 局と b 局から信号を送信する際, 式(19)に示すように事前に送信信号にそれぞれの伝搬係数の逆行列となるような重み \mathbf{W} と $\hat{\mathbf{W}}$ をかける. すると, $\mathbf{H}\mathbf{W}$ と $\hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{W}}$ が単位行列となり, A 局で受信される b 局の送信信号 \mathbf{s}_b 成分と B 局で受信される a 局の送信信号 \mathbf{s}_a 成分がキャンセルされ 0 となる.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r_A \\ r_B \end{pmatrix} &= \mathbf{H}\mathbf{W} \begin{pmatrix} s_a \\ 0 \end{pmatrix} + \hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{W}} \begin{pmatrix} 0 \\ s_b \end{pmatrix} \\ &\cong \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_a \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ s_b \end{pmatrix} \cong \begin{pmatrix} s_a \\ s_b \end{pmatrix} \quad (19) \end{aligned}$$

システム 1 とシステム 2 がそれぞれこの処理を行うことで, 互いの重みの情報を共有することなく, それぞれにとって干渉波となる信号の影響を軽減することができる. よって, 複数のシステムが互いに別システムとなり, 重みの情報を共有できないような場合でもこの方式を用いて, 双方向通信を実現することができる.



(a) Signal transmission from station A and station B



(b) Signal transmission from station a and station b
Fig. 10. Interference suppression control system.

4.2.2 シミュレーションシステムと評価方法

Table 3 にシミュレーションシステムパラメータを示す。A 局の受信信号の BER 特性と SINR(Signal Interfere Noise Ratio)特性を用いて、伝搬係数を推定する際に重みの誤差に閾値を設けて独立成分分析の収束が良好な場合のみを選択した場合と選択しなかった場合について評価を行う。

Table 3. Simulation system parameters for interference suppression control.

Channel	Quasi-static Rayleigh fading channel
Modulation	Signal S : QPSK Interference signal I : QPSK
Parameters of ICA	Number of symbol: 100 Number of repetition: 10 Number of block: 5
Threshold value of convergence	Error of weight for ICA: 0.01
SNR in station a and b	20dB, 50dB

4.2.3 与干渉制御による干渉回避精度の評価

Fig. 11 と Fig. 12 に A 局受信信号の BER 特性と SINR 特性を示す。BER 特性において、a 局と b 局の

SN 比が 50dB の際に、収束が良好な場合を選択しない場合は BER が 3×10^{-3} 程度まで低下するのに対し、選択する場合は 9×10^{-5} 程度まで低下する。また、SINR 特性において、a 局と b 局の SN 比が 50dB の際に、収束が良好な場合を選択しない場合は 26dB 程度まで増加するのに対し、選択する場合は 27.5dB 程度まで増加する。このように、独立成分分析の重みの誤差に閾値を設けることにより、BER 特性と SINR 特性の改善が確認できる。特性が改善された理由として、収束が良好な場合のみを選択することで Fig. 6 に示したように相対誤差が大きくなるケースを除外できることによると考えられる。

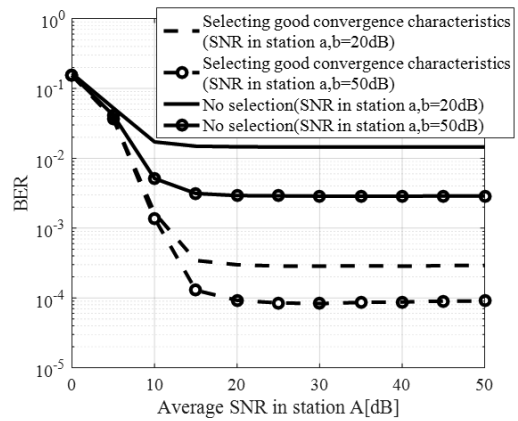


Fig. 11. BER performance vs. Average SNR for interference suppression control.

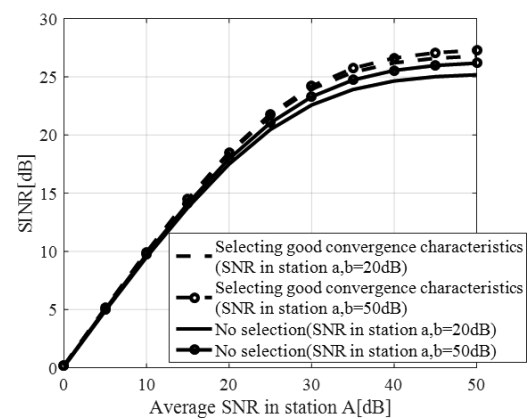


Fig. 12. SINR performance vs. Average SNR for interference suppression control.

5. まとめ

本稿では、独立成分分析を用いたブラインド信号

分離による各信号成分と伝搬係数を推定する方式を提案し、その方式に基づいて信号の到来方向推定と与干渉制御を行い、計算機シミュレーションにより検討を行った。

シミュレーションの結果、各信号成分と伝搬係数の推定が十分な精度で可能なことが分かった。また、独立成分分析の重みの誤差に閾値を設けることで、推定精度の改善が確認できた。信号の到来方向推定においては、ライスフェージング環境下で十分な精度で推定が可能であることが分かった。また、与干渉制御においては、独立成分分析の重みの誤差に閾値を設けることで良好な特性が得られることが分かった。

参考文献

- 1) 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, **107**[208], MW2007-92, 61-66 (2007).
- 2) 大鐘武雄, 西村寿彦, 小川恭孝, “MIMO チャネルにおける空間分割多重方式とその基本特性”, 電子情報通信学会論文誌 B, **J87-B**[9], 1162-1173 (2004).
- 3) 牧野昭二, 荒木章子, 向井良, 澤田宏, “独立成分分析に基づくブラインド音源分離”, 信学技報, **103**[129], EA2003-45, 17-24 (2003).
- 4) A. Hyvarinen, J. Karhunen, E. Oja, 独立成分分析, 根本幾, 真喜川勝 訳, (東京電機大学出版局, 東京, 2005), p. 11.
- 5) 菊間信良, 安西睦, 小川勝, 山田幸一, 稲垣直樹, “室内無線通信のための MUSIC 法による多重波の到来方向と伝搬遅延時間の推定”, 電子情報通信学会論文誌 B-II, **J73-B-II**[11], 786-795 (1990).
- 6) 成瀬尚史, 村上徹, “アレー信号処理による高分解能到来方向推定技術”, アンリツテクニカル, [77], 46-52 (1999).
- 7) 井上恵輔, 丹後俊宏, 岩井誠人, 笹岡秀一, “他地点観測信号に基づく伝搬路特性推定法の特性解析”, 電子情報通信学会技術研究報告, **107**[210], AP2007-74, 1-6 (2007).
- 8) 菅井幸平, 島田裕平, 山田寛喜, 山口芳雄, “ICA を用いたブラインド MIMO システムに関する基礎的検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, **109**[35], AP2009-29, 105-110 (2009).