The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	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
Author(s)	矢田, 達郎; 塩見, 英久; 岡村, 康行
Citation	電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波. 2007, 107(208), p. 61-66
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/51304
rights	Copyright©2007IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

社団法人　電子情報通信学会
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報
IEICE Technical Report
MW2007-92(2007-09)

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

矢田　達郎†　　塩見　英久†　　岡村　康行†

† 大阪大学大学院基礎工学研究科　〒560–8531 大阪府豊中市待兼山町 1-3
E-mail: †yata@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp, ††{shiomi,okamura}@ee.es.osaka-u.ac.jp

あらまし　適応アンテナやMIMO通信，コグニティブ無線などにおいてブラインド推定技術は大変有用である．画像処理や音声信号処理で盛んに研究が進められている独立成分分析は事前知識の制約が少なく簡便な手法である．本報告では，QPSK変調した2つのマイクロ波混信信号から元の信号を分離する実験について述べる．混信信号を得るために2送信2受信のデジタル無線通信実験系を構築した．搬送波周波数は2.45GHz，変調方式はQPSKとした．混信信号から独立成分分析により得られた分離信号は元の信号とよく一致した．

キーワード　独立成分分析, ブラインド分離実験, 適応アンテナ

Experiment of Blind Separation for Microwave Mixture Signal using Independent Component Analysis

Tatsuro YATA†, Hidehisa SHIOMI†, and Yasuyuki OKAMURA†

† Graduate School of Engineering Science, Osaka University
Machikaneyama 1–3, Toyonaka-shi, Osaka, 560–8531 Japan
E-mail: †yata@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp, ††{shiomi,okamura}@ee.es.osaka-u.ac.jp

Abstract　The blind estimation technique is useful for an adaptive array antenna, a MIMO communication system and a cognitive wireless communication system. The independent component analysis (ICA) developing in the area of the image processing and the speech processing is a simple algorithm with demand upon less priori knowledge. In this report, it is described that an experiment of the blind signal separation of the microwave mixture signal consisted of two signals with QPSK modulation. The digital wireless communication system with two transmitters and two receivers was setting up to obtain the microwave mixture where a carrier frequency was 2.45GHz. The separated signals from the mixture using the ICA were good agreement with the source signals.

Key words　Independent Component Analysis, Experiment of Blind Separation, Adaptive Array Antenna

1. まえがき

無線技術の応用範囲の急速な拡大に伴って，適応アンテナ，ＭＩＭＯ通信，コグニティブ無線などの周波数資源を有効利用するための無線技術が注目されている．これらの無線技術は，何らかの手段で観測した電波状況に応じてシステムパラメータを調整する事で，最適なシステム性能が得られるような帰還制御を行う．この帰還制御におけるシステムパラメータ決定法のなかで，ブラインド推定技術は大変有用である．

ブラインド推定技術は，所望のパラメータそのものがわからない場合，他の事前知識や一般的な仮定をもとに適切なパラメータを推定する技術である．送受信間の帰還ループが不要なため，広い応用範囲が特徴である．適応アンテナ技術においては，等振幅法やパワーインバージョン，ＭＵＳＩＣ，ＥＳＰＲＩＴなどが有名である．しかしながら，これらのブラインド推定技術は，源信号に過剰な仮定を要求したり，電磁結合などの影響に敏感であったりするため，しばしば期待した動作をしない場合がある．したがって，より少ない事前知識でも推定可能な新しいブラインド推定技術が求められている．

独立成分分析は近年著しく発展したブラインド推定技術である．信号の独立性だけを手がかりにして，カクテルパーティー効果と呼ばれる混雑した雑音のなかから所望の信号を見つけ出す研究から見出された．その後は，ニューラルネットワークや音声信号処理の分野を中心に発達してきた．Hyvarinen によるロバストで高速なアルゴリズム fastICA の登場により，様々な分野への応用が進んでいる．電波技術へ適用する検討もいくつか為されており，著者らにより適応アンテナへの応用と実験が行われたが，まだ検討は初期の段階である．

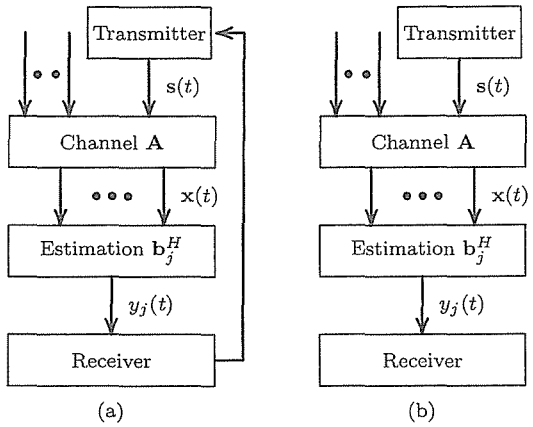


図１　信号分離のブロックダイアグラム
Fig. 1　Block diagram of signal separation.

本報告では，ＱＰＳＫ変調したマイクロ波信号のブラインド信号分離実験について報告する．まず，独立成分分析によるブラインド信号分離の概要を述べる．次に，２送信２受信デジタル無線通信実験装置について述べ，混信したＱＰＳＫマイクロ波信号の受信結果を示す．さらに，受信結果を用いたブラインド信号分離実験について述べる．本研究で用いたアルゴリズムと結果について述べる．

2.　ブラインド信号分離

異なる位置に配置された N 個の送信機から互いに異なるマイクロ波信号を送信するとき，送信機から十分に離れた M 要素のアレイ受信機で観測された混合信号から所望の送信信号だけを分離する問題を考える．任意の時間 t における N 個１組のマイクロ波送信信号のフェーザ表示をベクトル $\mathbf{s}(t) = \{s_1(t) \cdots s_N(t)\}^T$，$M$ 個１組の受信信号のフェーザ表示をベクトル $\mathbf{x}(t) = \{x_1(t) \cdots x_M(t)\}^T$ とする．第 j 送信機のみから信号 s_j を送信したとき，第 i 受信機で観測される信号を $a_{ij}s_j$ とすると，任意の信号 $\mathbf{s}$ を送信したとき，信号 $\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s}$ が観測される．観測信号は送信信号の線形結合で示され，結合係数 a_{ij} を要素とする行列 $\mathbf{A}$ をしばしばチャネル行列と呼ぶ．

もし，チャネル行列 $\mathbf{A}$ が既知である場合，観測信号 $\mathbf{x}$ から所望の信号 s_j を分離することは容易である．復元ベクトル $\mathbf{b}_j^H\mathbf{A} = \mathbf{u}_j^T$ となる復元ベクトルと観測信号との内積をとればよい．$\mathbf{u}_j$ は第 j 要素のみが１の単位ベクトルである．チャネル行列 $\mathbf{A}$ が未知である場合でも，観測範囲の時間においてチャネル行列 $\mathbf{A}$ が不変であり，何らかの手段である観測時間範囲内の $[t_1, t_2]$ における送信信号 $s_j([t_1, t_2])$ と受信信号 $\mathbf{x}([t_1, t_2])$ が得られるならば，最小自乗法により $\mathbf{b}_j^H$ が得られ，これを用いて観測時間範囲内の任意の時点 t における受信信号 $\mathbf{x}(t)$ から所望の信号 $y_j(t) \approx s_j(t)$ を分離できる．この送信信号 $s_j([t_1, t_2])$ を教師信号，最小自乗法により $\mathbf{b}_j^H$ をえる過程を学習過程と呼び，しばしば送受信間の通信プロトコルなどにより実施方法が規定され，この約束事を守る事を前提にシステムが構築される．

しかしながら，実際には学習過程が不都合である，または教師信号が利用できない場合もある．例えば，チャネル行列 $\mathbf{A}$ が不変である期間が極端に短い場合には，学習過程の負荷が高くなることで相対的に通信容量が低下することが考えられる．また，回線確立以前の通信システムやＲＦＩＤシステムなど，未知の送信信号を検出したい場合には，原理的に教師信号が利用できない．このような場合をブラインド信号分離と呼び，教師あり信号分離よりも解決が困難な問題となる．

ブラインド信号分離では，教師信号以外の事前知識や一般的な仮定を手がかりとして信号分離を行う．例えば，送信信号間の無相関性を仮定すること，送信信号の統計的性質に対する事前知識を利用すること，アレイ受信機の電波到来方向に対する応答を利用すること，などである．包絡線一定化規範では，ＱＰＳＫデジタル変調など包絡線が一定な送信信号を仮定し，復元信号 y_j の包絡線ひずみが最も小さくなるように復元ベクトル $\mathbf{b}_j^H$ を決定する．ＭＵＳＩＣでは，送信信号間の無相関性を仮定し，受信信号 $\mathbf{x}$ を無相関化した後，アレイ応答特性を手がかりに電波の到来方向を推定し，そこから復元ベクトル $\mathbf{b}_j^H$ を決定する．

図１に信号分離のブロックダイアグラムを示す．(a) は教師ありの信号分離，(b) はブラインド信号分離である．送受信間のフィードバックループが無いため，ブラインド信号分離では送受間制御の不安定性が発生しえず，ブラインド推定アルゴリズムが十分安定して動作する前提に於いて，システム全体の安定性が増すものと期待できる．また，アンテナ処理系とベースバンド処理系を完全に分離できるため，システム設計の容易性，並列動作による高速性も期待できる．ただし，これまでのブラインド信号分離アルゴリズムは，事前知識の制約が強すぎる，または，アルゴリズムが複雑過ぎて誤差要因が多いなどの理由から，実際上の困難が多かった．

2.1　独立成分分析

独立成分分析は送信信号間の統計的独立性を仮定することで復元ベクトル $\mathbf{b}_j^H$ を決定する．従来の統計的無相関性を仮定する分析手法に対して，統計的独立性を仮定することが特徴である．式１で定義されるマイクロ波信号の統計的独立性は，無相関性 $E\{s_1 \cdots s_N\} = E\{s_1\} \cdots E\{s_N\}$ よりもずっと強い性質であり，これに着目する事でブラインド信号分離を実現する．

$$E\{g_1(s_1) \cdots g_N(s_N)\} = E\{g_1(s_1)\} \cdots E\{g_N(s_N)\} \quad (1)$$

ここで，$E\{\cdot\}$ は $\cdot$ の期待値を，$g_j(\cdot)$ は任意の関数を示す．

統計学の中心極限定理に示されるように，互いに独立な N 個１組のマイクロ波信号の線形結合の示す確率分布は，N が大きくなるほど正規分布に近づく．逆に，確率分布が正規分布から乖離する程，元の独立なマイクロ波信号に近づく．従って，観測信号 $\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s}$ の線形結合である復元信号 $y_j = \mathbf{b}_j^H\mathbf{x}$ の確率密度分布が正規分布から最も乖離する様に $\mathbf{b}_j^H$ を選ぶと，互いに最も独立な成分の１つ y_j が得られる．このとき，j は $\mathbf{b}_j^H$ の初期条件など複雑な要因により決まる．

ある確率分布と正規分布との距離を測る尺度がいくつか提案されており，中でも式２で定義される確率変数 x に対するネゲントロピー $J(x)$ がしばしば用いられる．

$$J(x) = H(x_{gauss}) - H(x) \quad (2)$$

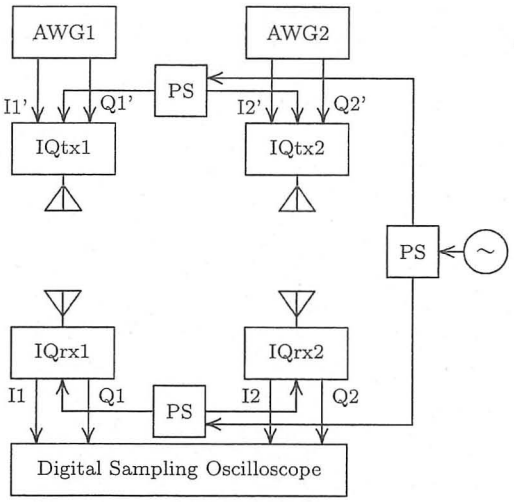


図 2　デジタル無線通信実験系

Fig. 2　Experimental setup of digital wireless communication

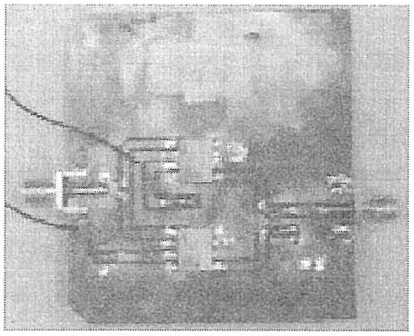


図 3　直交変調器／検波器の構成

Fig. 3　Configuration of IQ modulator / detector

$$H(x) = -\int p_x(\eta)\log p_x(\eta)d\eta$$

x_{gauss} はガウス分布を示す確率変数，$H(x)$ はエントロピーを示す．定義から分かる通り，ネゲントロピーは最も乱雑なガウス的変数に対しては 0 であり，最も秩序立った独立な変数に対しては最も大きな値を示す常に非負であるような尺度である．計算コストの観点から近似式 $J(x) \propto [E\{G(x)\} - E\{G(x_{gauss})\}]^2$　$G(x) = \log\cosh(x)$ が提案されている．

独立成分分析は，これら非正規性の尺度を最大（最小）とするような復元ベクトル $\mathbf{b}_j^H$ を任意の最適化手法により求める．しばしば独立成分分析で用いられる代表的な最適化アルゴリズムに，最急降下法，ニュートン法，不動点法がある．

3.　デジタル無線通信実験

ブラインド推定実験に供する測定信号 $\mathbf{x}(t)$ を得るために多送信多受信デジタル無線通信実験系を構築した．本実験では 2 送信 2 受信の実験系とし，搬送波周波数は 2.45GHz とした．実験は電波暗室内にて行った．図 2 に実験系の全体図を示す．直交変調器 (IQ Modulator) の I,Q 入力へ 2ch 任意波形発生器 (AWG) を接続し，LO 入力へマイクロ波シンセサイザからの分配出力を接続し，RF 出力へ送信用スロットアンテナを接続した送信系をそれぞれ 2 系統用意した．任意波形発生器は 2ch の出力と 16bit の分解能と最大 10μs の時間分解能を有する．送信用スロットアンテナは 2.45GHz にて約 2dBi の利得を有し，垂直偏波を放射するように配置した．同様に，直交検波器 (IQ Detector) の I,Q 出力へデジタルストレージオシロスコープ (DSO) を接続し，LO 入力へマイクロ波シンセサイザからの分配出力を接続し，RF 入力へ受信用スロットアンテナを接続した受信形をそれぞれ 2 系統用意した．デジタルストレージオシロスコープは帯域 200MHz，4ch 入力，250k サンプルで受信したマイクロ波の IQ 検波信号を記録する．受信用スロットアンテナは送信用と同一の構造で，垂直偏波を受信するように配置した．受信アンテナ同士及び送信アンテナ同士の間隔は共に 14cm，送信アンテナと受信アンテナの間隔は 21cm とした．

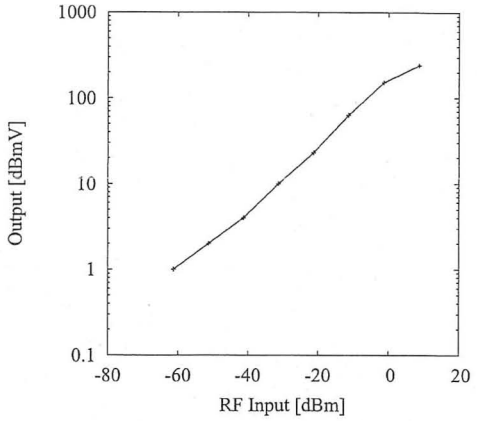


図 4　試作した直交検波器の特性

Fig. 4　Detection characteristics of fabricated IQ detector

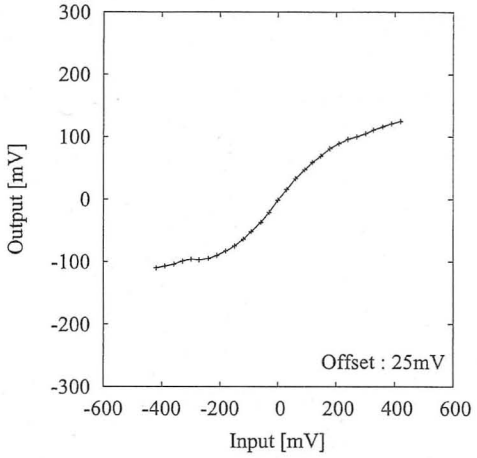
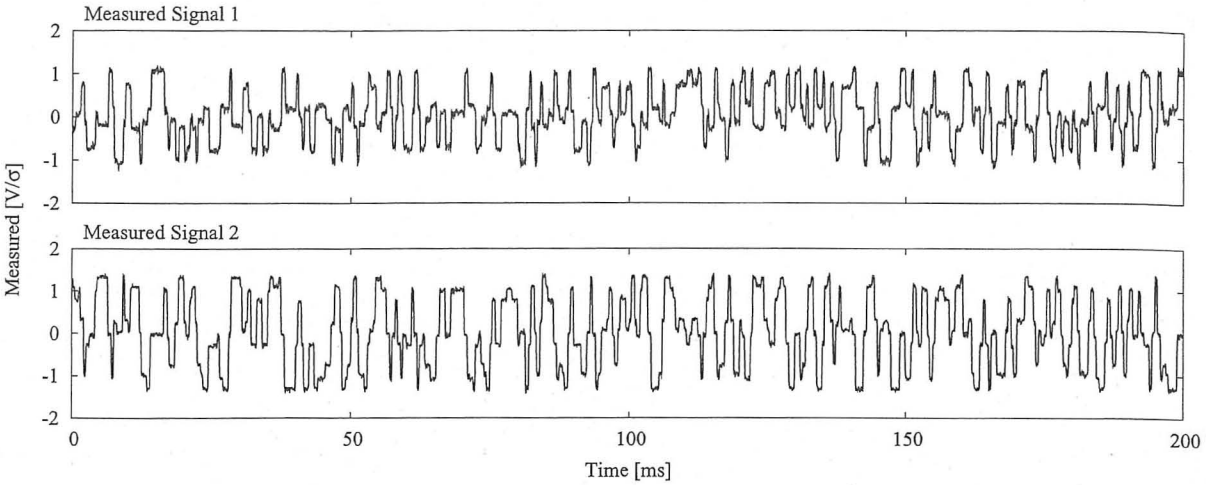


図 5　試作した直交変調器の特性

Fig. 5　Modulation characteristics of fabricated IQ modulator

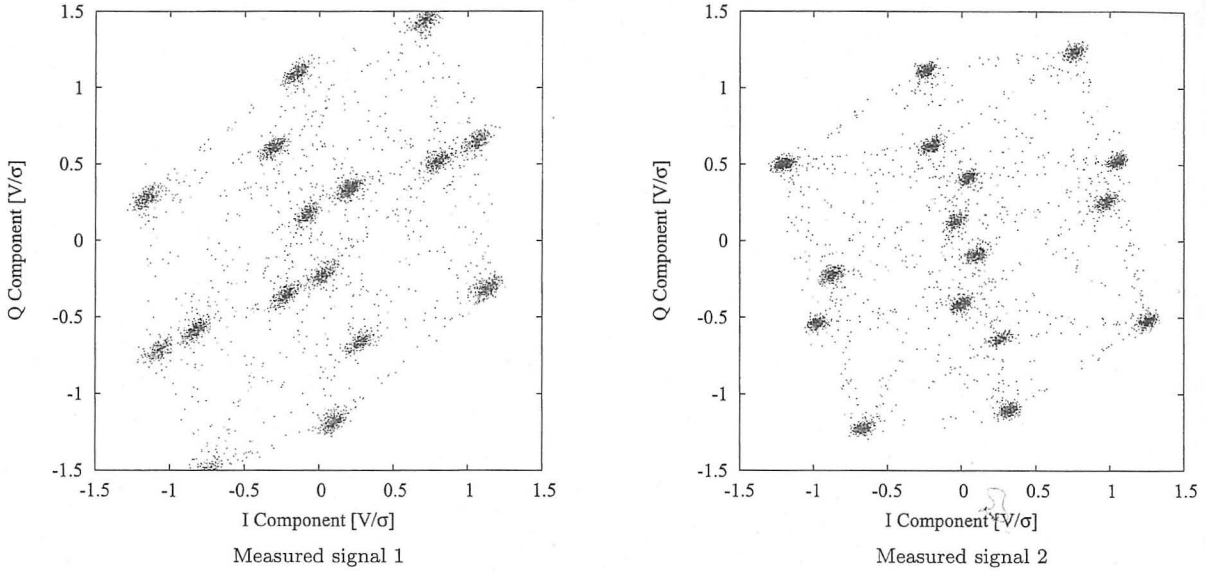
3.1　直交変調器／検波器

実験では，市販のディスクリート部品により直交変調器／検波器を構成した．図 3 に試作した直交変調器／検波器の構造を示す．厚さ 0.8mm，比誘電率 4.8 のガラスエポキシ基板 FR-4 のマイクロストリップ線路を用いた．このとき，50Ω のマイク



(a) 測定信号の波形

(a) Wave form of measured signals



(b) コンスタレーションダイアグラム

(b) Constellation diagrams

図 6　デジタル無線通信の実験結果

Fig. 6　Experimental results of digital wireless communication

ロストリップ線路幅は 1.4mm であった．市販のダブルバランスミキサ，ウィルキンソン型 3dB 電力分配器，$\pi/4$ ハイブリッドカプラを用いて回路を構成した．試作した回路に LO 入力及び IQ 入力を与えると直交変調器となり，LO 入力及び RF 入力を与えると直交検波器となる．

図 4 に試作した直交検波器の特性を示す．横軸に RF 端子に印可したマイクロ波の電力，縦軸に I 端子の検波電圧から直流オフセット電圧を差し引いた値を示す．Q 端子は同様の検波特性を示したため省略した．LO 端子に 9.5dBm のマイクロ波の電力を印可した．I 端子の検波特性を測定する際には，LO 端子と RF 端子に同位相のマイクロ波が，Q 端子の検波特性を測定する際には，LO 端子と RF 端子に $\pi/4$ の位相差のマイクロ波が印可されるように調整した．このとき，ミキサの RF-LO 間リークによる直流オフセット電圧 V_{off} が 13mV であった．実験結果より，RF 入力が-20dB から 0dB 程度の範囲でマイクロ波振幅と比例する所望の検波特性が得られた．

図 5 に試作した直交変調器の特性を示す．横軸に直交変調器の I 端子電圧，縦軸に直交検波回路の I 出力電圧を示す．実験は直交変調器と直交検波器を伝送線路で接続し，変調器と検波器の間の電気長が波長の整数倍となるように調整して行った．LO 端子に 9.5dBm のマイクロ波の電力を印可した．Q 端子も同様の検波特性を示したので省略した．このとき，直流オフセット電圧 V_{off} は 25mV であった．実験結果より，I 端子電圧が ±120mV の範囲で所望の変調特性が得られた．

3.2　通信実験結果

マイクロ波シンセサイザより発生した電力 17dBm 周波数 2.45GHz のマイクロ波は 4 分配されて直交変調器へ入力，任意波形発生器からのベースバンド IQ 信号により直交変調され，

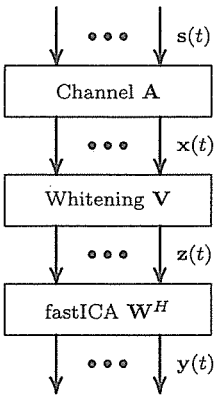


図 7　独立成分分析によるブラインド信号分離のブロックダイヤグラム
Fig. 7　Block diagram of blind signal separation using ICA

送信スロットアンテナから放射される．ベースバンド IQ 信号は振幅 ±8μV，パルス幅 1ms の一様分布するランダムパターンを与えた．放射されたマイクロ波は自由空間を伝搬し受信スロットアンテナにて受信され，直交検波器へ入力されてベースバンド IQ 信号に変換される．図 6(a)，(b) に測定した波形とコンスタレーションダイアグラムをそれぞれ示す．簡単のため，検波電圧からオフセット電圧を差し引き，複素信号の偏差 σ で正規化した値を示した．複素信号の偏差は $E\{xx^*\}^{1/2}$ で示される．2 つの QPSK 信号が混合し，どのような信号が伝送されているか判別できなくなっていることがわかる．

4.　ブラインド信号分離実験

無線通信実験により得られた混信信号 $\mathbf{x}$ を用いてブラインド信号分離の実験をおこなった．独立成分分析によるブラインド信号分離のブロックダイヤグラムを図 7 に示す．N 個の送信機が発信した互いに統計的独立なマイクロ波信号 $\mathbf{s}$ は，自由空間を伝搬して M 要素のアレイ受信機に到達，白色化処理を経て独立成分分析により信号を分離する．本実験では，実験装置の制約から $M = N = 2$ とした．

アレイ受信機で受けた信号 $\mathbf{x}$ はチャネル行列 $\mathbf{A}$ の要素を係数とした $\mathbf{s}$ の線形結合であらわされる．多くの独立成分分析アルゴリズムは，効率的な最適化のため，前処理（白色化）を要求する．白色化信号 $\mathbf{z}$ は $\mathbf{Vx}$ なる線形変換により得られ，白色化行列 $\mathbf{V}$ は $\mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{E}^H$ で表される．ここで，$\mathbf{D}$ は $\mathbf{x}$ の自己相関行列 $\mathbf{C} = \{\mathbf{xx}^H\}/N_s$ の固有値を要素として持つ対角行列，N_s は時間軸上のサンプル数，$\mathbf{E}$ は $\mathbf{D}$ に対応する固有ベクトルをまとめた行列である．白色化信号 $\mathbf{z}$ は独立成分分析アルゴリズムにより処理され，分離行列 $\mathbf{W}^H$ が推定される．本実験では，同時に M 個の信号を推定できる並行処理型アルゴリズムを用いた．分離信号 $\mathbf{y}$ は $\mathbf{W}^H\mathbf{z}$ により求まる，

4.1　複素数値 fastICA

本実験で用いた独立成分分析アルゴリズムは複素数値 fastICA [6] である．fastICA [5] は Hyvarinen により考案され，後に複素数値を対象に拡張された，高速でロバストなアルゴリズムである．複素数値 fastICA のフローチャートを図 8 に示す．複素数値 fastICA は白色化信号 $\mathbf{z}$ を入力すると分離信号 $\mathbf{y}$

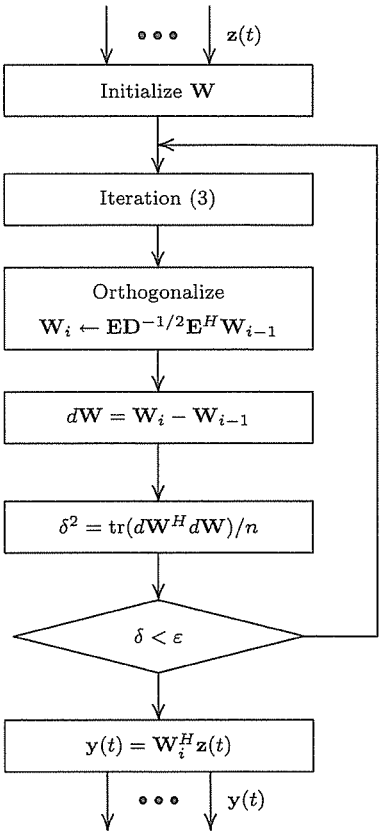


図 8　複素数値 fastICA のフローチャート
Fig. 8　Flowchart of fastICA for complex valued signals

を出力する．まず，分離行列 $\mathbf{W} = \{\mathbf{w}_1 \cdots \mathbf{w}_M\}$ を初期化する．$\mathbf{w}_i$ はランダムな方向を示す M 次元単位ベクトルである．次に式 3 に従って $\mathbf{W}_i$ を更新する．ここで，i は更新回数を示す．さらに $\mathbf{W}$ を直交化した後，更新前との変位が所望の誤差 ε 以上あれば $\mathbf{W}$ の更新を繰り返す．変位が誤差未満となれば，分離信号 $\mathbf{y} = \mathbf{W}_i^H$ を算出する．フローチャートで些細なエラー処理などは省略した．

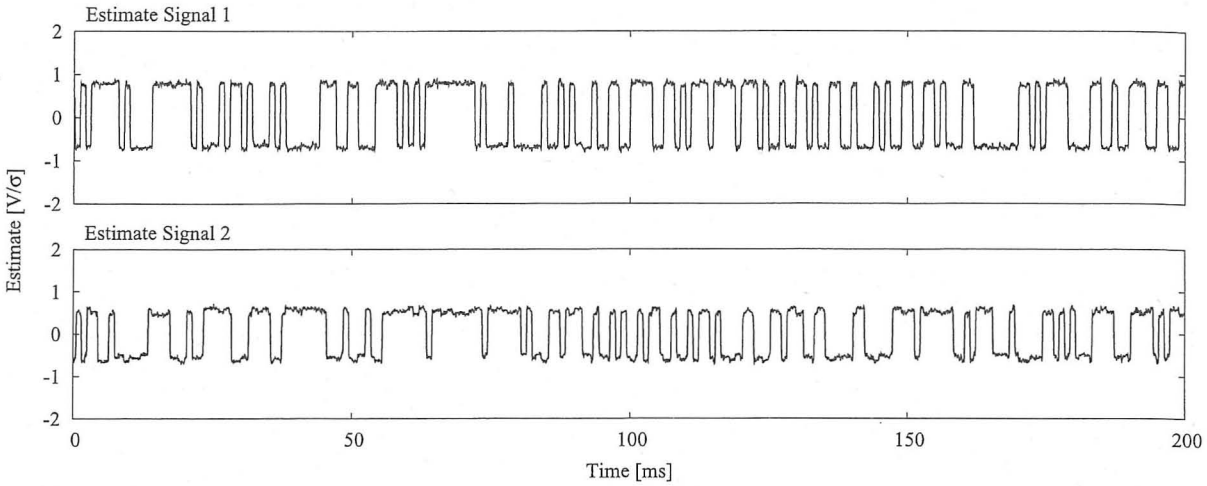
$$\mathbf{w} \leftarrow E\left\{\mathbf{z}\left(\mathbf{w}^H\mathbf{z}\right)^* g\left(\left|\mathbf{w}^H\mathbf{z}\right|^2\right)\right\} - E\left\{g\left(\left|\mathbf{w}^H\mathbf{z}\right|^2\right) + \left|\mathbf{w}^H\mathbf{z}\right|^2 g'\left(\left|\mathbf{w}^H\mathbf{z}\right|^2\right)\right\}\mathbf{w} \quad (3)$$

ここで，$g(x) = \tanh(x)$，$g'(x) = 1 + \tanh(x)$ である．

4.2　ブラインド信号分離の実験結果

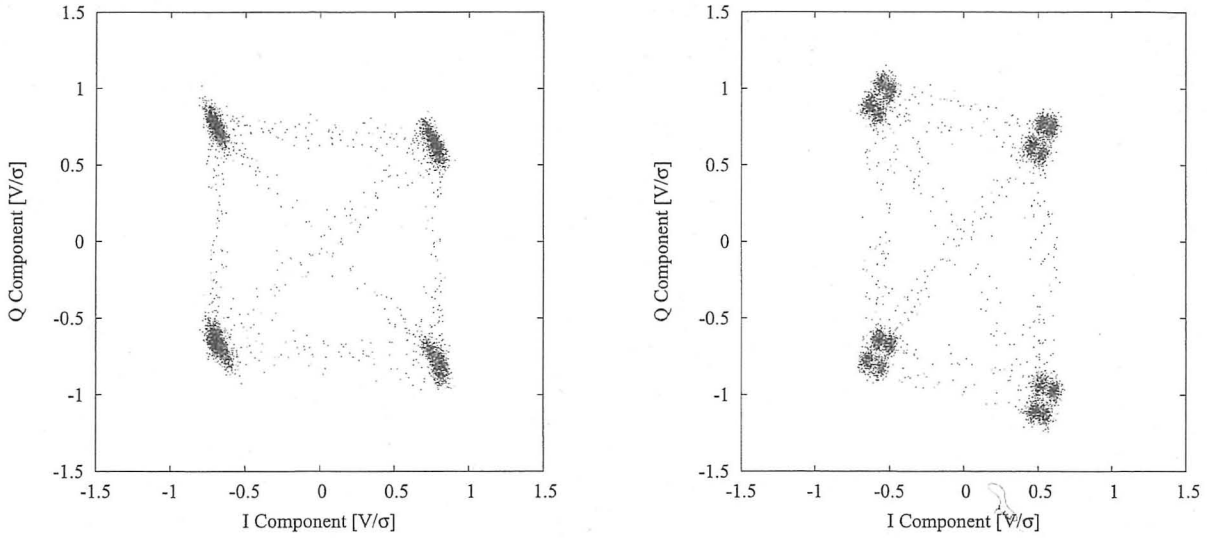
ブラインド信号分離の実験結果を図 9 に示す．図 9(a) は推定信号の実数部の波形を，図 9(b) はコンスタレーションダイアグラムをそれぞれ示す．虚数部の波形も実数部と同様の波形であった．独立成分分析の推定結果は振幅に関して不定性を有するので，便利のため，図は共に信号の偏差 σ で正規化し，推定信号のコンスタレーションダイアグラムを信号 1 に対して 80°，信号 2 に対して 50° それぞれ回転した．波形はサンプリング時間 [0,0.5] 秒のうち [0,0.2] 秒の範囲を示した．

図 9 推定信号 $\mathbf{y}$ と 測定信号 $\mathbf{x}$ とを比較すると，推定信号は明らかにＱＰＳＫ変調したマイクロ波信号のコンスタレーションと同様の特徴を示した．同様に，得られた波形は信号 1，2 共にパルスの波形となっており，送信波形とよく一致した．本



(a) 推定信号の波形

(a) Wave form of estimate signals



Estimate signal 1　　Estimate signal 2

(b) コンスタレーションダイアグラム

(b) Constellation diagrams

図 9　ブラインド信号分離の実験結果

Fig. 9　Experimental results of blind signal separation

実験により，ＱＰＳＫのようなデジタル信号で変調したマイクロ波信号のブラインド分離が可能であることを示した．

5. ま と め

本報告では，独立成分分析による QPSK 変調したマイクロ波混合信号のブラインド信号分離実験について述べた．独立成分分析では信号間の独立性に着目することでブラインド信号分離を実現することを示した．2 送信 2 受信無線通信実験系を構築して混信信号を測定した．独立成分分析により，混信した乱雑な信号から互いに独立となる信号を分離したところ，源信号と一致する事を確認した．画像処理や音声信号処理で広く用いられている独立成分分析が，デジタル変調した無線信号にも適用可能であることを示した．

文　献

[1] B.Widrow, et.al., "Adaptive Antenna Systems," Proc. IEEE, 55(12):2143-2159, 1967.

[2] S.P.Applebaum, "Adaptive Arrays," IEEE Trans. Antennas and Propagation, 24(5):585-598, 1976.

[3] A.Hyvarinen, J.Karhunen and E.Oja, "Independent Component Analysis," John Wiley & Sons, Inc., 2001.

[4] Van Trees and Harry L., "Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory," John Wiley & Sons, Inc., 2002.

[5] A.Hyvarinen and E.Oja, "A Fast Fixed-Point Algorithm for Independent Component Analysis," Neural Computation, 9:1483-1492, 1997.

[6] E.Bingham and A.Hyvarinen, "A Fast Fixed-Point Algorithm for Independent Component Analysis of Complex-Valued Signals," Int. J. of Neural Systems, 10(1):1-8, 2000.