



Title	複素数値fastICAを用いた信号分解によるブラインド 適応ビーム制御
Author(s)	今井, 俊宏; 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. 2008, 108(195), p. 69-74
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/51312
rights	Copyright©2008IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

複素数値 fastICA を用いた信号分解によるブラインド適応ビーム制御

今井 俊宏[†] 塩見 英久[‡] 岡村 康行[‡]

[†] 大阪大学基礎工学研究科 〒560-8531 大阪府豊中市待兼山 1-3

E-mail: [†] imai@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp, [‡] {shiomi,okamura}@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp

あらまし 適応アンテナや MIMO 通信などの周波数資源を有効活用するための無線通信技術において、ブラインド信号処理技術は大変有用である。画像処理や音声処理の分野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り、同一周波数の無線信号の混信分離に有効である。本報告では、複素数値 fastICA を用いたマルチパスフェージング環境下における QPSK 混信信号のブラインド信号分解について述べる。4 つの信号源からの直接波と一様な強度を有する複数の干渉波の混合電波を 4 素子のアレイアンテナで受信するモデルにおいて、さまざまな条件のもとシミュレーションを行った。独立成分分析がマルチパスフェージング環境下におけるブラインド信号分解にも適用可能であることを示した。

キーワード 独立成分分析、ブラインド信号分解、マルチパスフェージング、適応アンテナ

Blind Adaptive Beam Control by Signal Decomposition using fastICA Algorithm for Complex-Valued Signals

Toshihiro IMAI[†] Hidehisa SHIOMI[‡] and Yasuyuki OKAMURA[‡]

[†] Graduate School of Engineering Science, Osaka University

Machikaneyama 1-3, Toyonaka-shi, Osaka, 560-8531 Japan

E-mail: [†] imai@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp, [‡] {shiomi,okamura}@ec.ee.es.osaka-u.ac.jp

Abstract The blind signal processing is useful for radio communication technologies such as an adaptive array antenna and the MIMO communication system which effectively utilize frequency resources. 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 the blind signal separation of the mixture signal consisted of multipath-faded signals with QPSK modulation using fastICA Algorithm for complex-valued signals. The simulations were carried out in the model that describes such situation that mixture signal consisted of direct waves and interference waves with uniform intensity from 4 signal sources is received at 4 elements Array Antenna. It is demonstrated that ICA can be applied to the blind signal separation in multipath fading environment.

Keyword Independent Component Analysis, Blind Signal Separation, Multipath Fading, Adaptive Array Antenna

1. まえがき

近年、無線技術の急速な発展に伴う無線通信機器の爆発的な増大により周波数資源の枯渇が懸念されており、その解決策として、適応アンテナ、MIMO 通信などの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ことで、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。

独立成分分析 (ICA:Independent Component Analysis)

は、信号の統計的独立性のみを手がかりとして、混合信号の分離・抽出を行う BSS (Blind Source Separation) 手法の一種であり、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[5]の登場により、様々な分野への応用が進んでいる。電波分野へ適用する検討もいくつか為されているが、まだ検討は初期の段階である。

著者らによる過去の研究では、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が行われ、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[9]。

本報告では、マルチパスフェージング環境下において混信した複数の QPSK 信号のブラインド推定シミュレーションについて報告する。まず独立成分分析によるブラインド信号分解の概要について述べ、マルチパスフェージングについて簡単に説明する。次に、本研究で行った信号分解シミュレーションのモデルを示し、その結果について述べる。

2. 独立成分分析

n 個の信号源からの互いに独立な確率的信号 $s_1, s_2, \dots, s_n$ の線形結合で表される n 個の信号 $x_1, x_2, \dots, x_n$ を観測したとする。このとき観測信号 x_i は線形結合の係数 $a_{ij} (i, j=1, 2, \dots, n)$ を用いて式(2-1)で表される。

$$x_i = a_{i1}s_1 + a_{i2}s_2 + \dots + a_{in}s_n \quad (2-1)$$

この式を基本 ICA モデルと呼ぶ。基本 ICA モデルは信号要素 s_j を混合して観測信号 x_i が生成される過程を記述するモデルである。

いま基本 ICA モデルにより生成された n 個の観測信号 x_i から独立な原信号 s_i を推定することを考える。式(2-1)を行列形式に書き直すと $\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s}$ となる。

$\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ は観測信号の確率ベクトル、 $\mathbf{A}$ は混合係数 a_{ij} を要素とする混合行列、 $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_n)^T$ は原信号の確率ベクトルである。もし混合行列 $\mathbf{A}$ が既知であれば、その逆行列を用いて

$$\mathbf{A}^{-1}\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{s} = \mathbf{I}\mathbf{s} = \mathbf{s} \quad (2-2)$$

として原信号を求めることができる。しかし混合行列 $\mathbf{A}$ は一般に未知である。

独立成分分析は、原信号間の統計的な独立性のみを手掛かりとして、観測信号 $\mathbf{x}$ から原信号の推定値 $\mathbf{y}$ を $\mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{x}$ (2-3)

の形で求めることを目的とするブラインド推定技術である。ここで $\mathbf{B}$ は観測信号 $\mathbf{x}$ の分離荷重を決定するため分離行列と呼ばれる。また統計的独立性とは、例えば n 個の確率変数 s_j に対して、その同時分布の確率密度関数 $P(s_1, s_2, \dots, s_n)$ が(2-4)式のように周辺分布の確率密度関数の n 個の積で書けるとき成り立つ。

$$P(s_1, s_2, \dots, s_n) = P(s_1)P(s_2) \cdots P(s_n) \quad (2-4)$$

2.1 中心極限定理

中心極限定理とは、確率論や統計学でよく知られる定理の一つで次のように表現される。互いに独立で平均が μ 、分散が σ^2 の同一分布に従う確率変数 $y_1, y_2, \dots, y_n$ を考えるとき、これらの確率変数の和 $Y_n = y_1 + y_2 + \dots + y_n$ を平均 0、分散が 1 に正規化した確率変数 Y_n^* ((5)式)は標準正規分布に近づく。

$$Y_n^* = \frac{Y_n - n\mu}{\sqrt{n\sigma}} \quad (2-5)$$

いま(2-3)式で表される推定信号 $\mathbf{y}$ の要素 y_j を

$$y_j = \sum_{i=1}^n b_{ji}x_i = \mathbf{b}_j^T \mathbf{x} \quad (2-6)$$

と表現する。 b_{ji} は分離行列 $\mathbf{B}$ の要素である。 $\mathbf{q}^T = \mathbf{b}_j^T \mathbf{A}$ とおくと、 $y_j = \mathbf{b}_j^T \mathbf{A} \mathbf{s} = \mathbf{q}^T \mathbf{s}$ となり、 y_j も独立成分 $\mathbf{s}$ の線形結合で表せることがわかる。

したがって、中心極限定理より、普通、 y_j は独立成分の確率ベクトル $\mathbf{s}$ のどの要素よりも正規分布に近い。 y_j が $\mathbf{s}$ のいずれかの要素と等しいとき、正規分布から最も遠い分布を示す。よって独立成分を推定することは、観測信号 $\mathbf{x}$ の線形結合で表される推定信号 $\mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{x}$ が、正規分布から最も遠い分布を示す場合の結合係数 $\mathbf{B}$ を決定する問題に帰着する。

2.2 非正規性の尺度

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(2-7)で定義される確率変数 $\mathbf{x}$ に対するネグントロピー $J(\mathbf{x})$ がしばしば用いられる。

$$J(\mathbf{x}) = H(x_{\text{gauss}}) - H(\mathbf{x}) \quad (2-7)$$

$$H(\mathbf{x}) = - \int p_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\eta}) \log p_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\eta}) d\boldsymbol{\eta}$$

x_{gauss} はガウス分布を示す確率変数、 $H(\mathbf{x})$ はエントロピーを示す。定義から分かる通り、ネグントロピーは最も乱雑なガウスの関数に対しては 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の尺度である。計算コストの観点から近似式

$$J(\mathbf{x}) \propto [E\{G(\mathbf{x})\} - E\{G(x_{\text{gauss}})\}]^2 \quad (2-8)$$

$$G(\mathbf{x}) = \log \cosh(\mathbf{x})$$

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）とするような分離行列 $\mathbf{B}$ 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、不動点法などがある。

3. マルチパスフェージング

本報告では、独立成分分析における原信号が混合され観測信号として得られる環境として、送信点（基地局）からの電波が受信点（移動局）において直接受信されるのではなく、図 1 のように、電波が地形や周囲の建物などの障害物で反射・回折されて受信されるような無線通信環境を想定した。このような状況では、送信点から受信点に至る経路は実に様々なバリエーション多量波電波では、受信点に到達する一つ一つの波（直

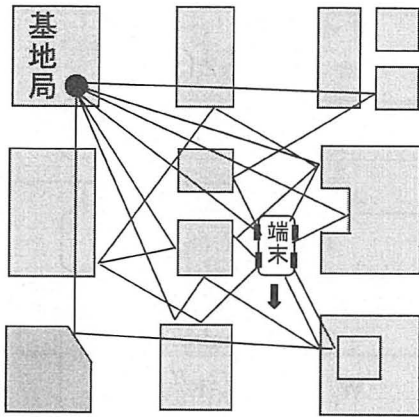


図1 マルチパスフェージング環境

接波・散乱波の一つ一つ) が互いに干渉しあうため、ランダム的な定在波性の電磁界分布が形成される。このような電磁界分布の中を受信点が走行すると、受信電界に激しいランダム的な変動が生じる。また、受信点が静止していたとしても、送信点若しくは周囲の反射点・回折点のわずかな動きや変化に伴い、受信レベルが複雑に変動する。このようにマルチパスにより受信信号の振幅や位相が時間的に変動する現象をマルチパスフェージングと呼ぶ。

マルチパスフェージングは複雑に変動する現象を対象としているため、確率過程として統計的な扱いにより現象をモデル化するのが妥当である。一般に直接波が無視できる場合はレイリーフェージングでモデル化され、安定した直接波が存在する場合には、仲上・ライスフェージングでモデル化される。

本研究では、マルチパスフェージング環境のモデルとして、一定速度で移動している受信点に、複数の送信点から比較的強度の強い直接波と、一様な強度を有する複数の干渉波が到来しているような状況を想定した。図2にその二次元モデルを示す。

i 番目の送信点からの直接波が受信点の進行方向に対して角度 θ_i 方向から到来するものとする、この波は、端末の移動速度を v として次式で与えられるドップラーシフトを受ける。

$$f_i = f_d \cos \theta_i \quad f_d = \frac{v}{c} f_c \quad (3-1)$$

ただし、 c は光速、 f_c は搬送波周波数である。このような式で表される f_i をドップラー周波数偏移と呼ぶ。また、 f_d を最大ドップラー周波数偏移と呼び、受信局の進行方向前方 ($\theta_i=0$) から到来する波及び後方 ($\theta_i=\pm\pi$) から到来する波についてのドップラー周波数偏移は、それぞれ $+f_d$ 及び $-f_d$ となる。

図2における P_{si}, P_{pi} はそれぞれ送信点 i からの直接波及び多重波の強度である。本モデルは $P_{si} \approx P_{pi}$ のとき

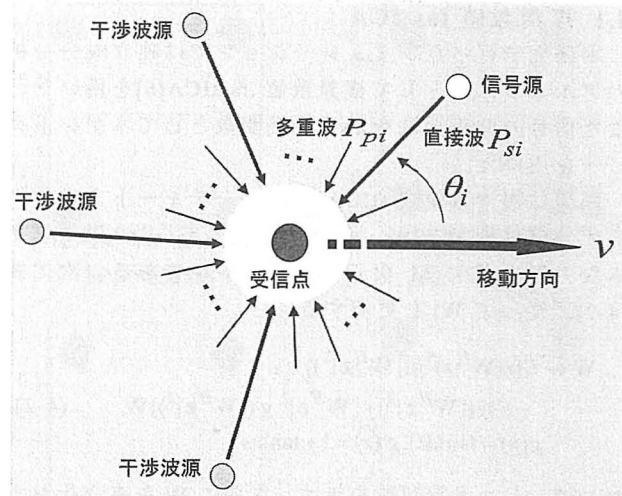


図2 マルチパスフェージング環境のモデル

レイリーフェージングチャネル、 $P_{si} > P_{pi}$ のとき仲上・ライスフェージングチャネル、 $P_{si} \gg P_{pi}$ のとき AWGN チャネルと等価である。

4. マルチパス環境における信号分解

本研究では、信号分解に供する観測信号が得られる環境として、4つの送信点からの互いに独立な QPSK 信号を4素子のリニアアレイアンテナ (各素子の間隔は搬送波の半波長) で受信するような状況を想定した。また、受信点における受信信号には、比較的電力の強い直接波の他に、それぞれ10個の様な干渉波成分が含まれるものとした。なお、各々の送信点は受信点に対して十分遠方にあり、信号の観測時間 ($T_{\max}$ とする) の範囲内での受信局の変位による到来波の到来角度 θ の変動は無視できるとした。

このようなアレイ受信機で受けた信号 $\mathbf{x}$ はチャンネル行列 $\mathbf{A}$ の要素を係数とした送信信号 $\mathbf{s}$ の線形結合で表される。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、白色化と呼ばれる前処理を要求する。白色化信号 $\mathbf{z}$ は次式で表される線形変換により求められる。

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \mathbf{V}\mathbf{x} \\ \mathbf{V} &= \mathbf{D}^{-1/2}\mathbf{E}^H \end{aligned} \quad (4-1)$$

ここで、 $\mathbf{D}$ は $\mathbf{x}$ の自己相関行列 $\mathbf{C} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$ の固有値を要素として持つ対角行列、 $\mathbf{E}$ は $\mathbf{D}$ に対応する固有ベクトルを列成分としてもつ行列である。このような処理により $\mathbf{x}$ は、自己相関行列が単位行列であるような無相関な信号 $\mathbf{z}$ に変換される。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。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

本研究で行ったシミュレーションでは独立成分分析のアルゴリズムとして複素数値 fastICA[6]を用いた。また信号の非正規性を計る評価関数としてネグントロピーを用いた。

図3に複素数値 fastICA のフローチャートを示す。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(4-2)に従って $\mathbf{W}_i$ を更新する。

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &\leftarrow E\{z(\mathbf{W}^H \mathbf{z})^* g(|\mathbf{W}^H \mathbf{z}|^2)\} \\ &\quad - E\{g(|\mathbf{W}^H \mathbf{z}|^2) + |\mathbf{W}^H \mathbf{z}|^2 g'(|\mathbf{W}^H \mathbf{z}|^2)\} \mathbf{W} \quad (4-2) \\ g(x) &= \tanh(x), g'(x) = 1 + \tanh(x) \end{aligned}$$

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、式(4-3)のように求めた分離行列 $\mathbf{W}_i^H$ と白色化信号 $\mathbf{z}$ の積として推定信号 $\mathbf{y}$ を算出する。

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}_i^H \mathbf{z} \quad (4-3)$$

4.2 信号分解シミュレーション

本研究のシミュレーションモデルにおける観測信号 $\mathbf{x}$ は次のような式で表される。

$$\mathbf{x} = \mathbf{a}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4-4)$$

$\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{s}$ 、 $\mathbf{n}$ はそれぞれチャネル行列、原信号、雑音を表す。雑音の電力は、(4-5)式で求められる、受信機の外から入ってくる入力雑音電力 N_i と受信機内部の回路から発生する雑音 NF の和で表される。

$$N_i = kTB \quad [W] \quad (4-5)$$

ここで k はボルツマン定数 ($\cong 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)、 T は絶対温度 [K]、 B は帯域幅 [Hz] である。本研究では、 $T=300\text{K}$ 、 $B=200\text{kHz}$ 、 $NF=6\text{dB}$ として計算を行った。

本報告では、直接波の強度 SNR に対して、多重波の強度を PNR と呼ぶことにした。信号分解の精度を測る評価関数としては SINR を次式で定義して用いた。

$$\text{SINR} = \frac{P_s}{P_i + P_N} = \frac{E[y_i s_i]^2}{E[y_i^2] - E[y_i s_i]^2} \quad [\text{dB}] \quad (4-6)$$

これは推定信号 y_i の中に含まれる原信号 s_i (平均 0、分散 1 に正規化した値) の成分の強度と、それを y_i の強度から引いたもの、すなわち y_i に含まれる s_i 以外の成分の強度の比をとったものである。

受信点の移動速度を表す量としては 3.節で述べた最大ドップラー周波数偏移 f_d [Hz] を用いた。また、受信点における信号の観測時間 $T_{\max}$ は送信信号のシンボル数 (QPSK 変調のためデータ長の 2 分の 1) とパルス

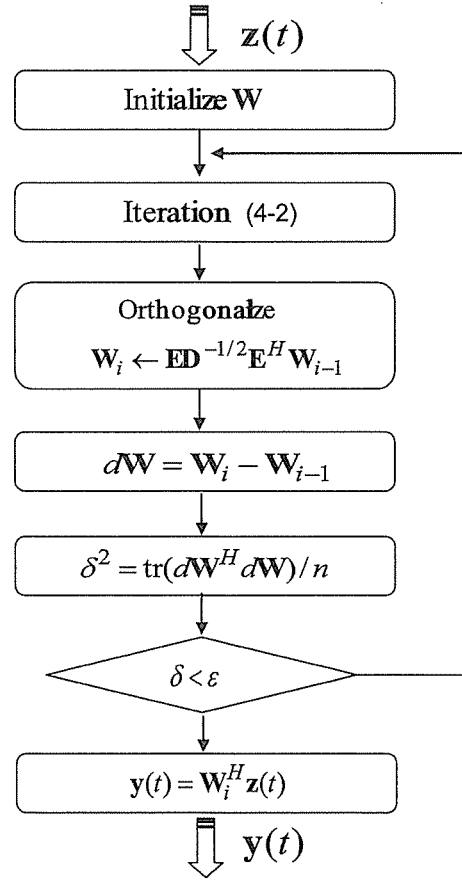


図3 複素数値 fastICA のフローチャート

数の積で表される。このとき、 $f_d T_{\max}$ は観測時間内における受信信号の位相の変動量を表す。

本研究で行った信号分解シミュレーションでは次の3項目について検討した。

(i) 送信信号のデータ長 [bits] と SNR [dB] を適当な固定値に設定し、受信点を静止させた状態で、分解信号の SINR [dB] が最も大きくなるような送信信号の到来角度 θ_i (送信点の配置) について検証した。

(ii) 各送信点からの送信信号の到来角度 $\theta_i (i=1,2,3,4)$ を (i) で求めた最適値に設定し、同じく受信点を静止させた状態で、データ長と SNR を変化させながら、信号の分離度 SINR の変化を検証した。

(iii) データ長と SNR を固定値に、到来角度を最適値に設定し、受信点の移動速度 ($f_d T_{\max}$ をパラメータとする) を変化させ、それぞれの値において、多重波の強度 (PNR) が大きくなる (仲上・ライスモデルからレイリーモデルへ近づいていく) ことに伴う SINR の変化について検証した。

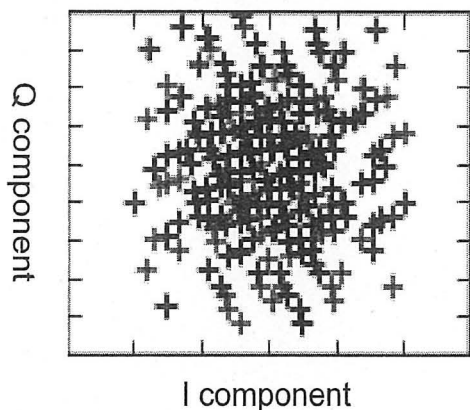


図4 混信信号のコンスタレーションダイアグラム

4.3 シミュレーション結果

以下に 4.2 節で述べたモデルを用いたシミュレーション(i)~(iii)の結果を順に示す。すべてのシミュレーションにおいて、送信信号のパルス幅は $10\mu s$ とした。
(i)送信信号のデータ長を 1000bits、直接波の強度 SNR を 40dB、多重波の強度 PNR を 0dB とし、電波の到来角度 $\theta_i(i=1,2,3,4)$ を様々に変えながら検証を行ったところ、 $\{\theta_1=36^\circ, \theta_2=72^\circ, \theta_3=108^\circ, \theta_4=144^\circ\}$ のように、信号の到来角度が 36° ずつづれるように4つの送信点を配置させた場合に、十分分解信号の SINR が大きくなることがわかった。これは、このように配置することで各到来波間の相関性が弱くなり、独立成分分析による信号分解処理を行いやすくなるからであると考えられる。

図4に QPSK 変調された各到来波の混信信号のコンスタレーションダイアグラムを、図5にそれぞれの分解信号のコンスタレーションダイアグラムと SINR を合わせて示す。これらの図より、チャネル行列 $\mathbf{a}$ によって混合された受信信号を、独立成分分析アルゴリズムにより十分に分解できていることがわかる。

(ii)(i)の結果から、各送信点からの信号の到来角度を $\{\theta_1=36^\circ, \theta_2=72^\circ, \theta_3=108^\circ, \theta_4=144^\circ\}$ に設定し、SNR が 20dB, 30dB, 40dB ((i)と同様に PNR は 0dB とした) それぞれの場合について、送信信号のデータ長を 0bits~7000bits まで変化させ、それにともなう信号の分離度 SINR の変化を観測した。また、本報告におけるシミュレーションでは、同パラメータにおける試行をそれぞれ 10 回ずつ行い、4つの分解信号の平均値をさらにそれらについて平均したものを SINR の評価値として用いた。

図6に横軸をデータ長、縦軸を SINR としてプロッ

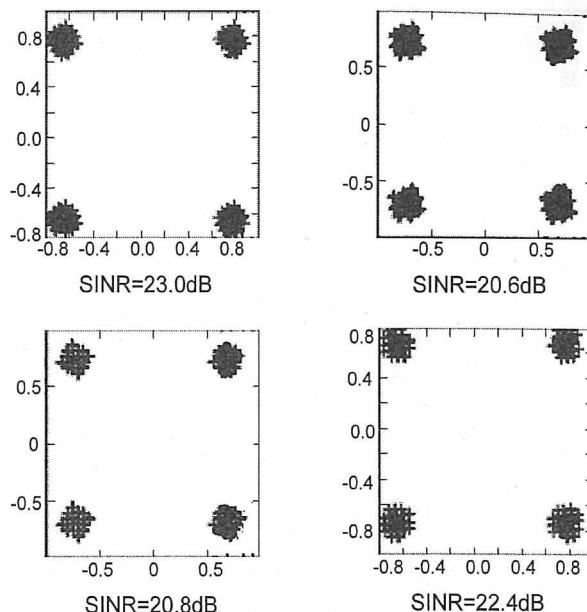


図5 分解信号のコンスタレーションダイアグラム

トした結果を示す。図より、SNR が大きいほど信号の分離度がよくなっていることがわかる。また、各 SNR について、送信信号のデータ長が大きいほど分離度がよくなっているが、データ長 1000~2000bits 程度で飽和し、それ以降は SINR があまり変化しなくなっていること、さらに SNR が小さいほど短いデータ長で飽和していることが見てとれる。

(iii)送信信号のデータ長を 2000bits、直接波の強度 SNR を 40dB、信号の到来角度を(ii)と同様な固定値に設定した。このとき、観測時間 $T_{\max}$ は信号の (シンボ数 1000symbol) $\times$ (パルス幅 $10\mu s$) の計算により 0.01s となる。本シミュレーションでは、受信点の移動に伴う位相の変動量 $f_d T_{\max}$ が 0.1, 0.5, 1.0 (f_d が 10Hz, 50Hz, 100Hz) それぞれの場合について、多重波の強度 PNR を 0~35[dB] まで変化させ、分離度 SINR がどう変化するか観測した。

図7に横軸を P_s と P_p の比、縦軸を SINR としてプロットした結果を示す。

図より、位相の変動量が大きくなるほど、また P_s と P_p の比が 1 に近づく (レイリーモデルへ近づく) ほど信号の分離度が下がることがわかる。

また、 $f_d T_{\max}$ が 0.1 では P_s/P_p が 18dB 程度以上、 $f_d T_{\max}$ が 0.5, 1.0 でも P_s/P_p が 25dB 程度以上の場合においては分解信号が 20dB 近くの SINR を有していることから、マルチパスフェージング環境においても独立成分分析による信号分解が有効であるといえる。

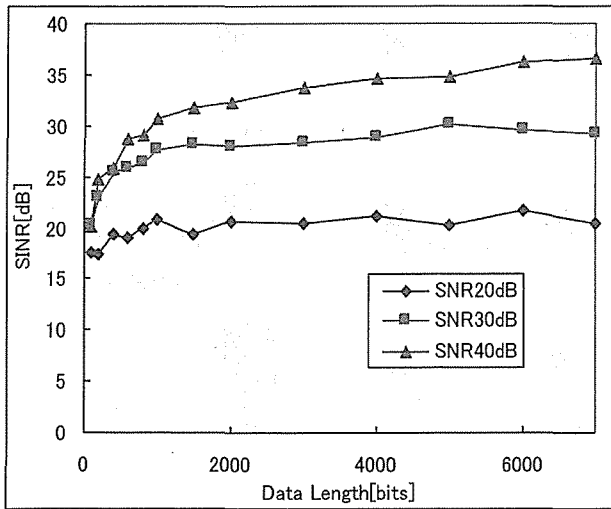


図 6 SNR、データ長の変化に伴う SINR の変化

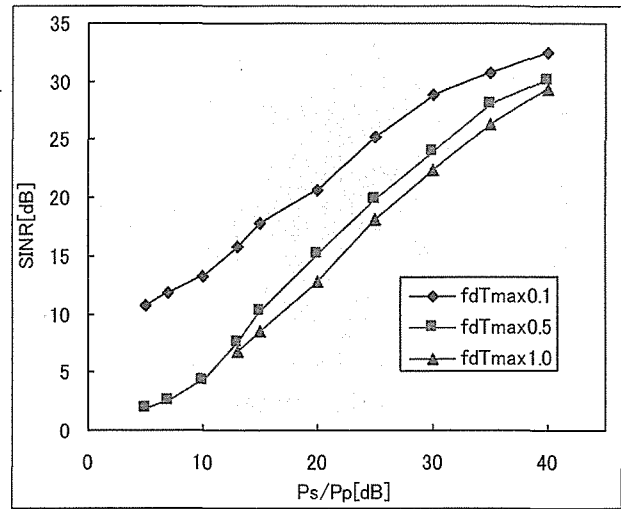


図 7 移動速度、干渉波強度の変化に伴う SINR の変化

5. まとめ

本報告では、独立成分分析によるマルチパスフェージング環境下において混信した複数の QPSK 信号のブラインド信号分解シミュレーションについて述べた。独立成分分析では信号間の統計的な独立性に着目することで、ブラインド信号分解を実現することを示した。続いて、本研究において用いたマルチパスフェージング環境のモデルについて説明した。本研究におけるシミュレーションでは、まず各送信信号の到来角度により信号分解の分離度が大きく異なることについて述べ、送信点が 4 つの場合、信号の到来角度が 36° ずつづれるような配置により十分良い分離度が得られることを確認した。次に、より良い信号の分離度を得るためには、送信信号の強度をより強く、データ長をより長くすることが望ましいということを示した。さらに、受信信号に比較的大きな多重波の成分が含まれる状況においては、多重波の強度に対し直接波の強度がある程度以上大きければ十分に信号分解可能であることを示した。これより、本研究におけるネグントロピーを評価関数とした独立成分分析アルゴリズム複素数値 fastICA は、マルチパスフェージング環境下における混信信号のブラインド信号分解にも有効であるといえる。

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.
- [7] 三瓶政一, "ディジタルワイヤレス伝送技術 基礎からシステム設計まで," pp.25-28, ピアソン・エデュケーション, 東京, 2002
- [8] 野本真一 "ワイヤレス基礎理論," pp.120-124, (社)電子情報通信学会, 東京, 2003
- [9] 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," 信学技報, vol.107, no.208, MW2007-92, pp.61-66, 2007.