



Title	独立成分分析による電波到来方向のブラインド推定
Author(s)	塩見, 英久; 岡村, 康行
Citation	電子情報通信学会論文誌. A, 基礎・境界. 2009, J92-A(5), p. 327-334
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/51284
rights	©(社)電子情報通信学会 2009
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

独立成分分析による電波到来方向のブラインド推定

塩見 英久^{†a)} 岡村 康行[†]

Blind Estimation of DOA Using Independent Component Analysis for Radio Applications

Hidehisa SHIOMI^{†a)} and Yasuyuki OKAMURA[†]

あらまし 本論文では、独立成分分析による電波到来方向のブラインド推定をシミュレーション及び実験について検討した。まず、無線信号のマルチパスフェージングを考慮した混合モデルについて検討し、独立成分分析によるブラインド信号分離を前処理とした到来方向推定及び雑音電力とシンボル数、フェージング環境の信号分離への影響をシミュレーションにより検討した。ブラインド信号分離にはネグエントロピー最大化規範による複素数値 fastICA を、到来方向推定には古典的なビームフォーマ法を、信号の変調方式には 16 QAM を用いた。シミュレーションの結果、独立成分分析により多重波環境においても 16 QAM の信号を分離、到来方向推定できること、シンボル数は 1000 シンボル程度、ドップラー効果による位相変動が信号継続時間中に 0.2π ラジアン程度以内であることが望ましいこと、多重波が分離を阻害する雑音として働いていることが分かった。最後に、混信した電波信号のブラインド分離と到来方向推定の実験を行った。実験より、二つの QPSK の混信信号をブラインド分離することができ、また到来方向もおおまかに推定することができた。

キーワード 独立成分分析, ブラインド信号分離, 到来方向推定, 無線通信

1. ま え が き

電波通信システムの普及率増加に伴ってその働きを妨害する電波の発信位置を特定する電波監視システムの重要性が増している。様々な通信波に混在する妨害信号を選別するために、適応アンテナなどに代表される複数のアンテナを用いた時空間信号処理技術 [1]～[3] が盛んに適用されている。このような電波監視システムにおいてブラインド信号分離技術は多くの利点をもたらし、特に独立成分分析 [4]～[6] は簡便で効果的であると期待できる。しかしながら、アレーアンテナ及びその信号処理の分野においては、独立成分分析についてまだ十分なシミュレーションや実験 [7], [8] が行われているとはいえない。

本論文では独立成分分析による無線混合信号のブラインド分離に関するシミュレーション及び実験について述べる。まず、シミュレーションに用いた信号の混

合モデル及び適用したアルゴリズムについて述べる。次に、各種のフェージングチャネルにおける信号分離のシミュレーション結果を示し、到来方向推定への応用について議論する。最後に実験結果を示す。

2. 混合モデル

一般に、送信する無線信号は式 (1) のように複素ベースバンド信号で等価低域通過表現する。

$$s(t) = i(t) + jq(t) \quad (1)$$

ここで、 $\sigma(t) = i(t) \cos(2\pi f_c t) + q(t) \sin(2\pi f_c t)$ としたときの同相成分が $i(t)$ 、直交成分が $q(t)$ である。 f_c は搬送波周波数である。以降、特に断らない限り無線信号は等価低域通過表現で取り扱う。

まず、図 1 に示す移動体無線通信状況について考える。アレーアンテナを備えた基地局の周囲に広がる都市内部を無指向性アンテナを搭載した移動局が走行している。都市内部を走行する複数の移動局から基地局へ送りたい情報により振幅と位相を変調した電波を送信する。基地局ではアレーアンテナを用いて複数の移動局からの到来信号を分離する。移動体無線通信状況

[†] 大阪大学大学院基礎工学研究科，豊中市
Graduate School of Engineering Science, Osaka University,
Toyonaka-shi, 560-8531 Japan

a) E-mail: shiomi@ee.es.osaka-u.ac.jp

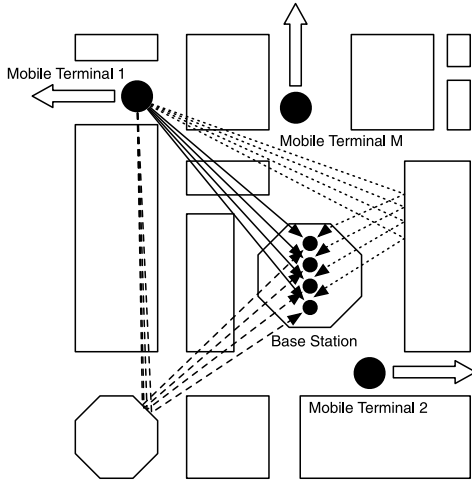


図 1 移動体無線通信における典型的な電波伝搬状況
Fig.1 Typical situation of radio propagation in mobile communication systems.

では、基地局には図中の実線で示す移動局から直接受信される電波のほかに、破線で示す地形や周囲の建物などの障害物で反射・回折された多数の電波が到来する。このとき、基地局に到達した一つひとつの波が互いに干渉し合い、時間的・空間的にランダムな定在波状の電磁界分布を形成し、受信レベルが複雑に変動するマルチパスフェージング現象が起こる。更に、このような信号が移動局数だけ重畳して観測される。すなわち、各移動局が基地局のアンテナ素子へ与える影響が刻々と変動するため、混合モデルは式 (2) のようになる。

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{A}$ はチャンネル行列、 $\mathbf{n}$ は受信信号に加わる雑音である。無線信号の雑音は、アンテナから受信される黒体ふく射雑音と、受信機内の能動回路により発生する雑音からなり、雑音電力は $P_n = NkTB$ [W] で表せる。ここで、 $k = 1.38 \times 10^{23}$ [J/K] はボルツマン定数、 T [K] は絶対温度、 B [Hz] は帯域幅、 N は受信機の雑音指数である。本論文におけるシミュレーションでは、 $T = 300$ K、 $B = 200$ kHz、 $N = 6$ dB とした加法的白色ガウス雑音を用いた。また、以降、基地局に複数到来する電波のうち、直線経路を通ったものを直接波、それ以外を多重波と呼ぶことにする。

基地局を配置する高さや建築物の存在密度などによりフェージングチャンネルの性質が異なってくる。これは、直接波と多重波の電力比が変化するためである。

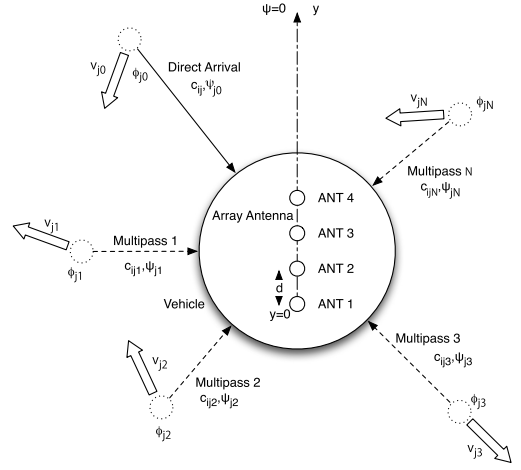


図 2 基地局に到来する直接波及び多重波
Fig.2 Multipass fading at base station.

マルチパスフェージングのモデリングではしばしば簡単のため、多重波の電力は各々等しいとして取り扱い、本研究でもこれに倣った。直接波の電力を P_d 、多重波の電力を P_m とすると、 $P_d \gg P_m$ の場合は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) チャンネル、 $P_d \approx P_m$ の場合はレイリーフェージングチャンネル、それ以外の場合はライスフェージングチャンネルと呼ばれる。それぞれのチャンネルの統計的な性質は異なる。

基地局に到来する直接波及び各々の多重波は十分遠方から到来するものと仮定すると、基地局に搭載されたアレーアンテナの第 i 素子で受信される信号は、式 (3) で表せる。

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^M a_{ij}(t) s_j(t) \quad (3)$$

$$a_{ij}(t) = \sum_{k=0}^N c_{ijk} m_i(\psi_{jk}) \exp(j2\pi F_d \cos \phi_{jk} t)$$

ここで、 c_{ijk} は第 i 素子における第 j 移動局からの第 k 遅延波の変動量 (ただし $k=0$ のときは直接波を表す)、 $F_d = f_c v/c$ はドップラー周波数、 v は移動局の速度、 ϕ_{jk} は第 j 移動局からの第 k 遅延波の放射方向が等価的な移動方向ベクトル $\mathbf{v}_{jk}$ とする角度、 ψ_{jk} は第 j 移動局からの第 k 遅延波の到来角度、 M, N はそれぞれ移動局数と遅延波数である。ここでは簡単のため ψ_{jk} は ϕ_{jk} に等しいものとした。 $\mathbf{m}(\theta)$ はアレーアンテナのモードベクトルであり、間隔 d に配置された一様リニアアレーの場合

$$\mathbf{m}(\theta) = \left[1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin \theta} \right]^T$$

と表せる．また，基地局に到来する直接波及び多重波を図 2 に示す．このような電波伝搬環境において移動局の送信信号が未知のとき，それぞれの移動局が送信した電波が基地局に到来する方向を推定する．

3. 到来方向推定

到来方向推定に用いられる古典的で簡便な手法として，ビームフォーマ法が知られており，レーダなどの干渉波電力が所望波電力と比較して小さい場合にはしばしば用いられる方法である．しかしながら，複数の移動局から同程度の電力で信号が送信される移動体通信の場合などでは，サイドローブによる干渉波の受信により推定誤差が大きくなる問題がある．所望波に対して干渉波信号と無相関で既知の変調をかけるなどの解決策があるが，所望波の信号が未知である場合も多い．したがって，独立成分分析によるブラインド信号分離により混信信号をあらかじめ分離しておくことで推定誤差を小さくすることを試みる．

一般に，アレーアンテナの受信信号 $\mathbf{x}$ に対するビームフォーマ法による角度スペクトルは式 (4) で表される．

$$P(\theta, \mathbf{x}) = \frac{\mathbf{m}(\theta)^H \mathbf{R}(\mathbf{x}) \mathbf{m}(\theta)}{\mathbf{m}(\theta)^H \mathbf{m}(\theta)} \quad (4)$$

$\mathbf{m}$ はアレーアンテナのモードベクトル， $\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \mathbf{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$ は受信信号 $\mathbf{x}$ の相関行列である．ここでは $\mathbf{x}$ の平均は 0 と仮定した．また， $[\cdot]^H$ は $[\cdot]$ の随伴行列を表す．このとき，角度スペクトルを最大にする角度が電波到来方向である．しかしながら，ビームフォーマ法は角度分解能が低く，同程度の電力の複数の電波が同じような角度で到来した場合や到来する複数の電波の電力差が大きい場合には，角度スペクトルが単一の山を示して分離できなくなる．そこで，あらかじめ独立成分分析によりアレーアンテナで実際に受信した信号 $\mathbf{x}$ を第 i 移動局から送信された信号に対するアレーアンテナの応答 $\mathbf{x}_i$ で $\mathbf{x} = \sum_i \mathbf{x}_i$ のように分解してから，各々の $\mathbf{x}_i$ を式 (4) へ代入し $P(\theta, \mathbf{x}_i)$ を得ることで異なる到来信号に対する角度分解能を向上することができる．

4. ブラインド信号分離

本研究では，様々な分野で広く用いられており実

績のあるネグエントロピー最大化規範による複素数値 fastICA [5] を用いた．本論文で用いたアルゴリズムは一括処理型で実装した．以下に処理手順を簡潔にまとめた．

(1) 観測信号 $\mathbf{x}$ に対する白色化信号 $\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{x}$ を計算する．ここで， $\mathbf{V}$ は白色化行列である．

(2) 分離行列 $\mathbf{U}^H = (\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2 \dots \mathbf{u}_n)^H$ を乱数要素で初期化した後，ユニタリ化する．

(3) 以下の式で行列 $\mathbf{U}$ を更新する．

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

(4) 更新した $\mathbf{U}$ をユニタリ化する．

(5) 行列 $\mathbf{U}$ の変位 $\delta \mathbf{U}$ が十分小さくなるまで (3) ~ (5) を繰り返す．

(6) 分離信号 $\mathbf{y} = \mathbf{U}^H \mathbf{z}$ と， $\mathbf{x}$ に対する分離行列 $\mathbf{W}^H = \mathbf{U}^H \mathbf{V}$ とを各々求める．

(7) 分離行列の逆行列 $(\mathbf{W}^H)^{-1}$ を求める．

最終的に， $(\mathbf{W}^H)^{-1} = (\mathbf{w}_1 \mathbf{w}_2 \dots \mathbf{w}_n)$ となる第 i 列ベクトル $\mathbf{w}_i$ と対応する分離信号 y_i の積が第 i 独立成分に対するアレーアンテナの応答 $\mathbf{x}_i = \mathbf{w}_i y_i$ を与える．

5. シミュレーション

5.1 信号分離と方向推定

前章までの理論式に基づきシミュレーションプログラムを作成した．まず，移動局数 4，半波長間隔 4 素子リニアアレー，移動局静止状態，多重波 0 ~ 1 波，の場合について，16 QAM 変調した信号の分離を試みた．直接波の到来角はそれぞれ $(\psi_{10}, \psi_{20}, \psi_{30}, \psi_{40}) = (45, 50, 90, 130)$ 度，多重波の到来角はそれぞれ $(\psi_{11}, \psi_{31}, \psi_{41}) = (135, 45, 90)$ 度で第 2 移動局については多重波は到来しないものとし，シンボル数は 100 シンボル，サンプリングレートは 1 シンボル当たり 100 サンプル，各シンボルの出現確率は一様分布，受信端での信号対雑音電力比は 60 dB とした．

図 3 に移動局から送信した 16 QAM 変調信号を示す．図 3(1 ~ 4) は，それぞれ第 1 ~ 4 移動局が送信した信号 $s_{1 \sim 4}$ のコンスタレーションダイアグラムである．横軸は同相チャネル (I Channel)，縦軸は直交チャネル (Q Channel) を示している．図 4 に基地局

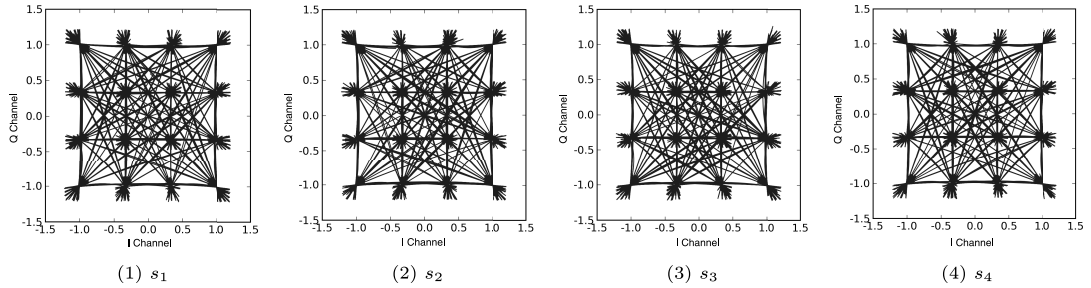


図 3 各移動局から送信した信号
Fig. 3 Transmission signals from each mobile terminals.

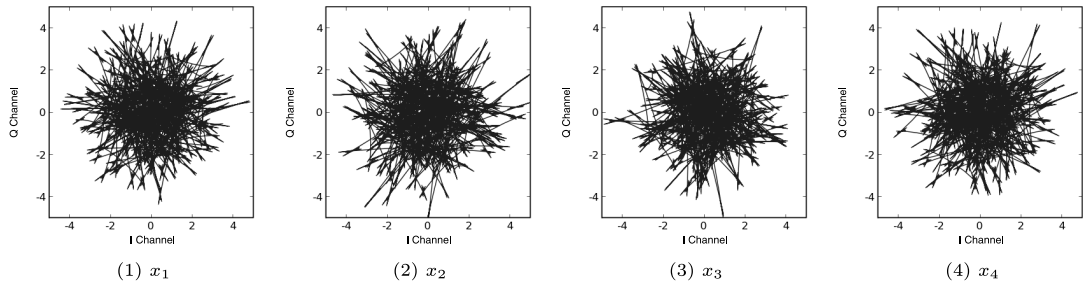


図 4 各アンテナで受信した信号のシミュレーション結果
Fig. 4 Simulation results of received signals on each antennas.

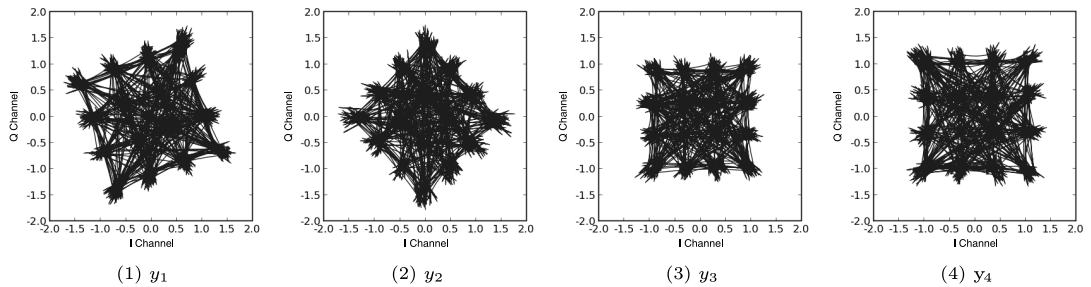


図 5 独立成分分析により分離した信号のシミュレーション結果
Fig. 5 Simulation results of signals separated by ICA.

のアレーアンテナで受信した信号のシミュレーション結果を示す。図 4 (1 ~ 4) は、それぞれ第 1 ~ 4 アンテナ素子で観測した信号 $x_{1 \sim 4}$ のコンスタレーションダイアグラムである。図より、明らかに各チャンネルが混信し送信した 16 QAM 信号が判別できないことが分かる。図 5 は fastICA 処理後の分離信号を示す。図 5 (1 ~ 4) は、それぞれ源信号 $s_{1 \sim 4}$ に対応する分離信号 $y_{1 \sim 4}$ のコンスタレーションダイアグラムである。独立成分分析には信号の順序の任意性があるため、源信号が未知の場合には $s_{1 \sim 4}$ と $y_{1 \sim 4}$ の間の対応関係は分からないが、図 5 では便宜上、 $s_{1 \sim 4}$ と最も大きな相関を示す $y_{1 \sim 4}$ を対応させて表示した。独立成分分

析の振幅の任意性から任意の複素振幅が積算されることにより $y_{1 \sim 4}$ のコンスタレーションが回転している。図より、明らかに混信信号が分離され 16 QAM 信号の判別が可能となったことが分かる。このとき、分離信号 $y_{1 \sim 4}$ の SINR の平均は 26.4 dB であった。

図 6 は観測信号 $\mathbf{x}$ を用いて計算した角度スペクトル $P(\theta, \mathbf{x})$ である。横軸に方位角、縦軸に相対受信電力を示す。方位角が (47.6, 89.7, 130.6) 度に各々受信電力のピークが確認できる。 ψ_{10} 及び ψ_{20} に相当する 47.6 度のピークは受信電力が大きいものの、二つの信号を分解できておらず、 ψ_{10} と ψ_{20} の中間付近を示している。更に、 $\psi_{11}, \psi_{31}, \psi_{41}$ 方向においては

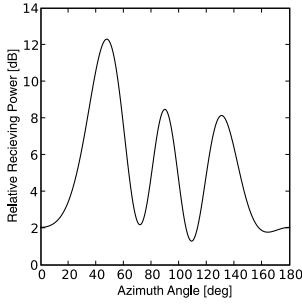


図 6 受信信号をもとに作成した角度スペクトル
Fig. 6 Angular spectrum by recieved signals.

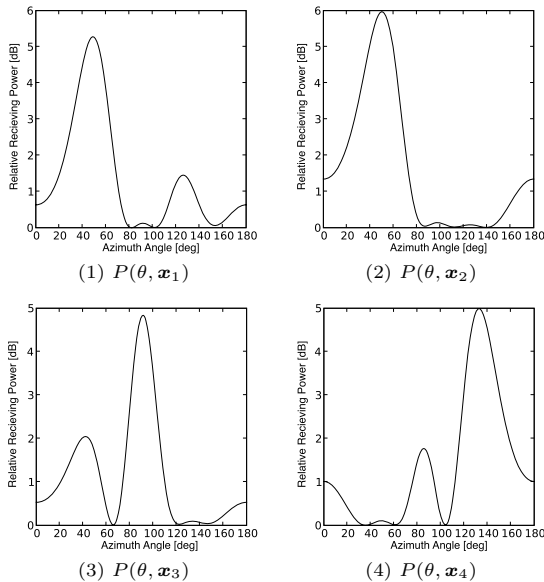


図 7 分離信号をもとに作成した角度スペクトル
Fig. 7 Angular spectrum by separated signals.

ピークが判別できない。同じ到来方向条件で 10 回試行したところ、平均は (47.7, 89.6, 130.6) 度、分散は (0.0243, 0.0499, 0.0128) となった。

図 7 は観測信号の分解表現 $\mathbf{x}_i$ を用いて計算した角度スペクトル $P(\theta, \mathbf{x}_i)$ である。図 7 (1 ~ 4) は、それぞれ源信号 1 ~ 4 に対応する角度スペクトルである。図より、最も大きなスペクトルがそれぞれ (45.4, 50.0, 89.7, 130.4) 度方向に確認できる。更に、2 番目に大きなスペクトルも (125.8, 180, 42.9, 85.4) 度方向に確認できる。同じ到来方向条件で 10 回試行したところ、平均は (45.6, 50.3, 90.1, 130.3) 度、分散は (1.63, 0.56, 0.16, 0.70) となった。 $P(\theta, \mathbf{x})$ に対する結果と比較すると、単一のピークとして観測されていた

ψ_{10}, ψ_{20} が正しく分離できていること、推定結果のばらつきが増えるが、平均すると方向精度が向上することを確認した。多重波に関しても、大まかな方向を推定できたが、サイドローブの形成により広角度方向に虚像が発生する場合があった。これは、多重波の到来電力が小さく直接波のサイドローブ受信電力によりじょう乱を受けたためである。多重波の到来方向を正確に推定するためには空間平均法などを用いて直接波と多重波の相関を小さくして再度信号分離する手法が考えられるが、これは今後の課題とする。角度スペクトル $P(\theta, \mathbf{x})$ からは、 ψ_{10}, ψ_{20} からの信号が分離できずに一つのスペクトルとして観測されてしまったが、独立成分分析によりあらかじめ信号分離した $P(\theta, \mathbf{x}_i)$ からは四つの信号すべてについて角度スペクトルが計算でき、かつ直接波到来方向の良い推定値が得られた。

5.2 雑音電力とデータ長

次に、信号分離の度合いが信号対雑音比及びデータ長に対してどのように変化するか調べた。信号分離の度合いを測る指標として信号対干渉雑音電力比 (SINR) を用いた。ここでは、第 i 到来波の SINR を式 (5) で定義する。

$$\text{SINR}_i = \frac{P_d}{P_y - P_d} = \frac{\text{E}[y_i \tilde{s}_i]^2}{\text{E}[y_i^2] - \text{E}[y_i \tilde{s}_i]^2} \quad (5)$$

P_y は分離信号 y_i の電力、 P_d は分離信号 y_i に含まれる所望信号成分 s_i の電力を示す。 $[\tilde{\cdot}]$ は、 $[\cdot]$ を統計的に平均 0、分散 1 に正規化した信号を表す。また、SINR は SINR_i の平均値で代表させた。

移動局数 4、半波長間隔 4 素子リニアアレー、移動局静止状態、多重波なしの場合について、QPSK 変調した信号について分離を試みた。直接波の到来角度は (36, 72, 108, 144) 度とした。 SINR_i は信号分離を 10 回試行した結果の平均値をとった。データ長は 10 ~ 7000 ビット (5 ~ 3500 シンボル)、SNR は 20 dB, 30 dB, 40 dB とした。図 8 にデータ長に対する SINR の変化を示す。横軸はデータ長、パラメータは SNR で、実線にひし形が 20 dB、四角が 30 dB、三角が 40 dB を示す。全体的にデータが長くなるにつれて SINR が大きくなり SNR に漸近することが分かる。また、データが 500 ビット (250 シンボル) 未満ではデータの増加に伴い急速に SINR が大きくなるのが分かる。1000 ビット (500 シンボル) 程度で SINR の増加は飽和し、以降 SNR に漸近する。SNR が 40 dB の場合、SINR が SNR に漸近するには 7000 ビット以上必要であり、

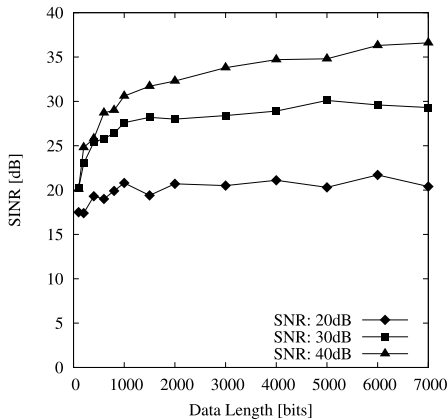


図 8 信号対雑音比及びデータ長の変化による FastICA の収束の様子
Fig. 8 SINR vs data length and SNR.

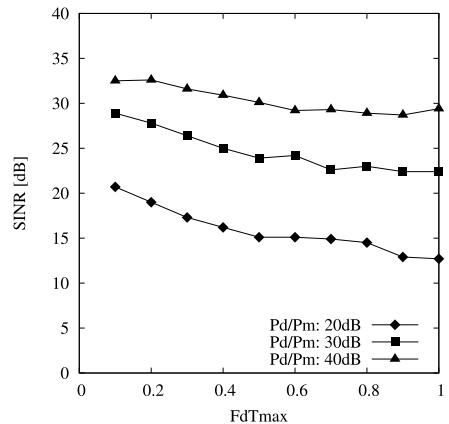


図 10 多重波強度及びフェージング周波数の変化に伴う SINR の変化
Fig. 10 SINR vs $F_d \times T_{max}$ and P_d/P_m .

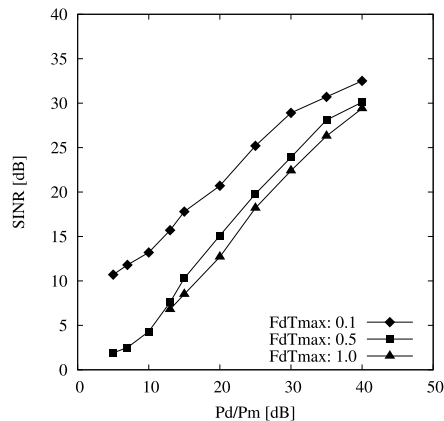


図 9 フェージング周波数及び多重波強度の変化に伴う SINR の変化
Fig. 9 SINR vs P_d/P_m and $F_d \times T_{max}$.

より多くのデータを用いればより良い精度で信号分離できる。

5.3 フェージング環境

更に、マルチパスフェージングが信号分離に与える影響について検討した。フェージング周波数と信号継続時間の積 $F_d \times T_{max}$ をパラメータとして、直接波と多重波の電力比 P_d/P_m を変化させたときの SINR を計算した。SNR は 40 dB、データ長は 2000 ビットとし、その他の条件は以前と同じである。計算結果を図 9 に示す。全体的に P_d/P_m が大きくなる、すなわち多重波電力が小さくなるにつれて SINR がほぼ線形に増加していることから、多重波が分離を妨害する雑音として働いていることが分かる。 $P_d/P_m = 40$ dB すなわち、

多重波電力が雑音電力と同程度になると、図 8 の 2000 ビットの値とほぼ等しくなる。また、 $F_d \times T_{max} = 0.1$ すなわちドップラー効果による位相変動が信号継続時間に対して 0.2π ラジアン程度であれば、ほぼ静止状態であると考えてもよいが、位相変動が 0.5π ラジアン程度になるとその影響が顕著に現れ 2 ~ 8 dB 程度の SINR の劣化が見られる。同じ計算条件でドップラー効果による SINR の変化を図 10 に示した。 P_d/P_m が大きい、すなわち、直接波電力が多重波電力よりも大きな場合にはドップラー効果による影響が小さいが、多重波電力が大きくなってくると、ドップラー効果による影響も徐々に大きくなることが分かる。マルチパスフェージング環境に対してより良い分離を得るためには、時間構造を考慮するなどの工夫が必要であると考えられる。

6. 実験

これまでの検討結果をもとに実験を行った。図 11 にブラインド信号分離の実験系を示す。実験は電波暗室内で行い、周波数が 2450 MHz の垂直偏波のマイクロ波を用いた。マイクロ波発信源として YIG 発振器を用いた。マイクロ波出力は発振器の出力端で測定して 6 dBm であった。同期検波を行うため、送信側と受信側で同一の発振出力を分配した。模擬基地局として、半波長スロットアンテナを 1200 mm の間隔で配置した。ベースバンド信号源には 2 台の 2 チャンネルパルスパターン発生装置を用いた。パルスパターン発生装置として製作した簡易 2 値乱数パルス発生器の制約から、

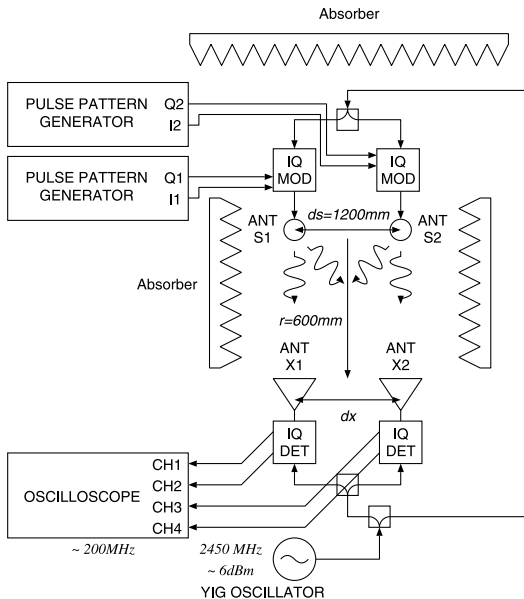


図 11 ブラインド信号分離実験装置

Fig. 11 Experimental setup of blind signal separation.

変調方式には QPSK を用いた。16 QAM 変調の実験は今後の課題としたい。それぞれのパルス発生器は非同期動作させた。送信するマイクロ波の変調には直交変調器を用いた。模擬移動局として、半波長間隔 2 素子アレーアンテナを模擬基地局から 600 mm 離して配置した。アレーアンテナの各素子は半波長スロットアンテナである。受信信号を直交検波器により同期検波した。検波信号の記録にはデジタルストレージオシロスコブを、検波信号の分離・方向推定にはシミュレーションプログラムの信号分離部及び方向推定部を用いた。

混合信号の測定結果を図 12 に示す。パルス幅は 1 ms, シンボル数は 500 シンボル, サンプル数は 1 シンボル当り 100 サンプルである。図 12 (1~2) は、それぞれ測定信号 $x_1 \sim x_2$ のコンスタレーションダイアグラムである。横軸は同相チャネルの検波電圧 [mV], 縦軸は直交チャネルの検波電圧 [mV] を示す。検波信号では、QPSK の信号が混合されて源信号が判別できないことが分かる。

次に、デジタルストレージオシロスコブに記録されたデータをパソコンに読み込み、パソコン上でオフラインにて FastICA を適用した。図 13 はブラインド信号分離実験の結果を示す。図 13 (1~2) は、そ

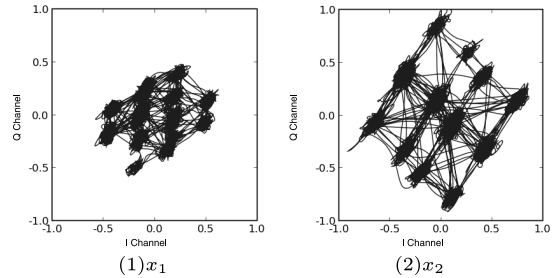


図 12 混合信号の測定結果

Fig. 12 Measurement results of wireless mixture signals.

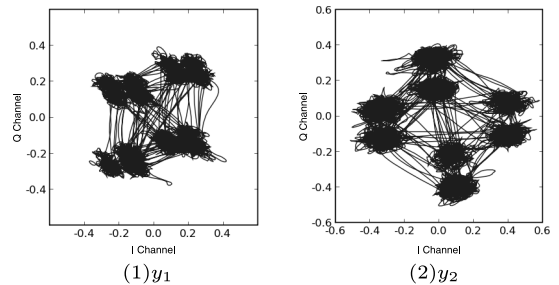


図 13 ブラインド信号分離実験結果

Fig. 13 Experimental results of blind signal separation.

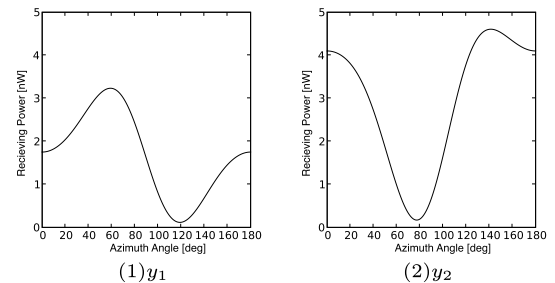


図 14 分離実験結果より計算した角度スペクトル

Fig. 14 Experimental results of DOA.

れぞれ第 1~2 源信号に対応する分離信号 $y_1 \sim y_2$ のコンスタレーションダイアグラムである。ここで、分離信号は測定信号の分解表現のうち第 1 素子の要素を示した。縦横軸はそれぞれ同相・直交チャネルの検波電圧 [mV] を示す。図 13 の信号分離結果ではそれぞれ QPSK の信号が判別できる程度の信号が得られた。しかしながら、互いの信号成分が残留していることも確認できる。これは、変調器や検波器の非線形性などによる変復調のひずみが原因であると考えられる。このとき、分離信号 $y_1 \sim y_2$ の SINR の平均は 9.8 dB であった。

最後に分離実験の結果より得られた測定信号の分解表現から計算した角度スペクトルを図 14 に示す。基地局及び受信局の位置関係より電波の到来方向は [45, 135] 度である。図 14 より到来方向は, (58.7, 140.2) 度であった。到来方向の推定精度を向上させるには, 変復調に起因する非線形ひずみやアンテナ素子間の相互結合による影響を排除するための校正が必要である。本実験により独立成分分析によるブラインド推定が電波信号の到来方向推定に有効に働くことを示せた。

7. む す び

本研究では独立成分分析による電波到来方向のブラインド推定についてシミュレーション及び実験により検討した。まず, 無線信号のマルチパスフェージングを考慮した混合モデルについて検討し, 独立成分分析によるブラインド信号分離を前処理とした到来方向推定のシミュレーションを行った。ブラインド信号分離にはネグエントロピー最大化規範による複素数値 fastICA を, 到来方向推定には古典的なビームフォーマ法を, 信号の変調方式には 16QAM を用いた。シミュレーションの結果, 独立成分分析により多重波環境においても 16QAM の信号を分離, 到来方向推定できることを示した。独立成分分析を用いることで, 混信信号環境下においても古典的なビームフォーマ法が適用可能である。更に, 雑音電力とシンボル数, フェージング環境の信号分離への影響をシミュレーションした。その結果, シンボル数は 1000 シンボル程度, ドップラー効果による位相変動が信号継続時間中に 0.2π ラジアン程度以内であることが望ましいことが分かった。また, 多重波が分離を阻害する雑音として働いていることが分かった。最後に, 混信した電波信号のブラインド分離と到来方向推定の実験を行った。実験では, 二つの QPSK の混信信号をブラインド分離することができ, また到来方向も大まかに推定することができた。本研究が独立成分分析の電波応用分野における更なる活用・発展に貢献できることを期待する。

文 献

- [1] B. Widrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths, and B.B. Goode, "Adaptive antenna systems," Proc. IEEE, vol.55, no.12, pp.2143-2159, 1967.
- [2] S.P. Applebaum, "Adaptive arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.24, no.5, pp.585-598, 1976.
- [3] V. Trees and L. Harry, Optimum Array Processing, Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory, John Wiley & Sons, 2002.
- [4] A. Hyvärinen and E. Oja, "A fast fixed-point algorithm for independent component analysis," Neural Comput., vol.9, pp.1483-1492, 1997.
- [5] E. Bingham and A. Hyvärinen, "A fast fixed-point algorithm for independent component analysis of complex-valued signals," Int. J. Neural Systems, vol.10, no.1, pp.1-8, 2000.
- [6] A. Hyvärinen, J. Karhunen, and E. Oja, Independent Component Analysis, John Wiley & Sons, 2001.
- [7] E. Carlos and J. Takada, "ICA based blind source separation applied to radio surveillance," IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.12, pp.3491-3497, Dec. 2003.
- [8] 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, MW2007-92, 2007.
- [9] 三瓶政一, デジタルワイヤレス伝送技術, ピアソン・エデュケーション, 2002.
- [10] 野本真一, ワイヤレス基礎理論, 電子情報通信学会, 2003.
(平成 20 年 8 月 22 日受付, 12 月 1 日再受付)



塩見 英久 (正員)

1994 東海大・工・通信工学卒, 2000 同大大学院工学研究科電気電子工学専攻博士課程後期了。博士 (工学)。2000 大阪大学大学院基礎工学研究科助手。2007 より同助教。マイクロ波回路, アンテナ, 信号処理に関する研究に従事。



岡村 康行 (正員)

1978 大阪大学大学院基礎工学研究科博士後期課程了。同年国際電信電話 (株) 入社。1981 大阪大学基礎工学部助手, 1987 同助教, 1996 和歌山大学システム工学部教授, 同年大阪大学基礎工学部教授 (兼任), 2003 大阪大学大学院基礎工学研究科教授, 2007 大阪大学教育研究評議員。