

# Estimation Performance of Channel Matrix of Multipath Propagation Using Independent Component Analysis

Hideichi SASAOKA\* and Hisato IWAI\*

(Received January 13, 2021)

Application of independent component analysis (ICA) has attracted a lot of attention, but channel estimation has not been well discussed. This paper proposed an estimation method of the channel matrix using ICA and evaluated the estimation performance by simulation. As simulation results, in the case of analog sounding signal, the estimation method using the correlation of received and separated signals is effective. In the case of digital sounding signal, the estimation method using replica of the transmission signal is effective, and the estimation performance is approximately the same as that of using the known sounding signal.

**Key word:** independent component analysis, blind signal separation, multipath propagation, channel estimation

**キーワード:** 独立成分分析, ブラインド信号分離, マルチパス伝搬, チャネル推定

## 独立成分分析を用いたマルチパス伝搬のチャネル行列の推定性能

笹岡 秀一, 岩井 誠人

### 1. はじめに

最近, 複数の送受信アンテナを用いた MIMO システムが注目されているが, 良好な通信性能の達成にはチャネル行列の高精度推定が必要となる. また, 複数アンテナを用いた到来方向推定や物理層セキュリティにおいて, それらのシステムの性能がチャネル行列の推定性能に制約されている. これらの複数アンテナシステムでは, 送信信号が空間多重されるため信号分離と検出が必要となる.

ここで, 探測信号が既知 (トレーニング信号を使用) の場合, チャネル行列の推定手法として平均二

乗誤差の最小化に基づく LSCE (Least Square Channel Estimation) が良く用いられている<sup>1)</sup>. しかし, この推定法ではオーバーヘッドとなるトレーニングシンボルによりスループットが低下する問題がある. また, 探測信号が既知でない場合に使用できない.

一方, ブラインド (送信信号が未知) での信号分離手法として, 独立成分分析 (ICA: Independent Component Analysis) が注目されている<sup>2)</sup>. ICA は, 信号がお互いに独立で, 信号源の数が観測データの数以下, 信号の確率分布がガウス分布でない場合に有力な手法である. また, 非ガウス性の最大化を採

\*Department of Electronics, Doshisha University, Kyoto  
Telephone: +81-774-65-6267, Fax: +81-774-65-6267, E-mail: iwai@mail.doshisha.ac.jp

索するアルゴリズムに不動点反復法を用いた高速 ICA アルゴリズム<sup>3-5)</sup>は収束が速く、各種の分野に適用されている。

ICA の無線通信への応用には、ブラインド信号分離に基づく MIMO<sup>6-9)</sup>がある。この応用には、信号分離を直接に活用する手法<sup>6,8,9)</sup>とチャネル行列の推定に基づく手法<sup>7)</sup>がある。ここで、文献 7) の手法は、MIMO のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) が、必ずしも良好でない。この対策として送信信号の直交性を向上させる手法が提案されている<sup>10)</sup>。しかし、チャネル行列の推定性能が示されていない。また、文献 9) では、大規模 MIMO を対象として、ICA の分離信号にパイロット信号を用いた位相回転補償と順序整理を行った後、硬判定により送信信号のレプリカを取得し、LS 手法に基づいて与干渉制御のためのチャネル行列を推定している。しかし、チャネル行列の推定性能として SN 比に対する平均二乗誤差の一例が示されるのみで、各種の方式諸元に対する推定性能が検討されていない。

また、別の応用には、ブラインド信号分離と到来方向推定<sup>11-13)</sup>がある。これらの推定では、ICA の分離行列から算出した方向行列 (モード行列) が用いられているが、その推定性能が示されていない。

さらに、それらの推定性能を制約する ICA 自体の信号分離性能の検討が少なく、誤差指数を用いた評価<sup>2)</sup>、分離信号の CN 比の評価<sup>14)</sup>、相関行列誤差などを用いた評価<sup>15)</sup>がある程度である。ここで、文献 15) では、ICA による信号分離性能の方式諸元への依存性を網羅的に検討している。しかし、検討の対象をデジタル変調 (QPSK, 16QAM) に限定しており、アナログ変調 (AM, PM) を含んでいない。

本論文では、マルチパス伝搬を対象に各種の探測信号における ICA を用いた信号分離性能とチャネル行列の推定性能を検討した。はじめに、比較対象として LSCE によるチャネル推定手法を示した後、ICA の原理と信号分離性能の評価法、チャネル行列の推定法とその性能の評価法を示した。次に、計算機シミュレーションにより、LSCE のチャネル行列の推定性能、ICA の各種信号に対する信号分離性能、ICA によるチャネル行列の推定性能の方式諸元への依存

性を評価した。

## 2. マルチパス伝搬のチャネル行列の推定法

### 2.1 既知送信信号を用いたチャネル行列の推定法

既知の探測信号 (送信信号) を用いたチャネル行列の推定システムの構成を Fig. 1 に示す。図において送信信号ベクトル  $\mathbf{s}$ 、チャネル行列  $\mathbf{H}$ 、受信雑音ベクトル  $\mathbf{n}$  を、

$$\begin{aligned}\mathbf{s} &= [s_1, \dots, s_n]^T \\ \mathbf{H} &= [h_{ij}], i = 1, \dots, m, j = 1, \dots, n \\ \mathbf{n} &= [n_1, \dots, n_m]^T\end{aligned}\quad (1)$$

とすると、観測信号 (受信信号) ベクトル  $\mathbf{r}$  は、

$$\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_m]^T = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2)$$

となる。なお、式(2)の各変数は複素数である。

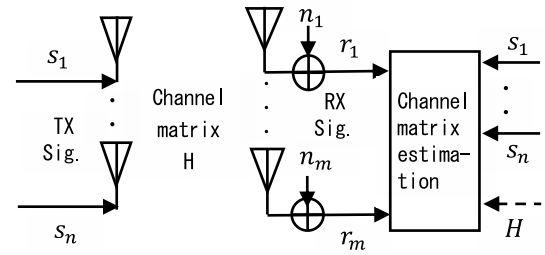


Fig. 1. Configuration of channel matrix estimation.

既知の送信信号を用いた LSCE による推定法では、チャネル行列の推定値  $\hat{\mathbf{H}}$  に対して、受信信号と受信信号の推定値との誤差

$$\mathbf{e} = \mathbf{r} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{s} \quad (3)$$

とその複素共役転置を用いて、 $\mathbf{E}[\mathbf{e}^H \mathbf{e}]$  で表される平均二乗誤差を最小化する  $\hat{\mathbf{H}}$  を導出する。その結果、

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{C}_{rs} \mathbf{C}_{ss}^{-1}, \mathbf{C}_{rs} = \mathbf{E}[\mathbf{r}\mathbf{s}^H], \mathbf{C}_{ss} = \mathbf{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] \quad (4)$$

と表される<sup>7)</sup>。ここで、 $\mathbf{C}_{rs}$  は受信・送信信号間の相関、 $\mathbf{C}_{ss}$  は送信信号の共分散行列である。

以下では、チャネル行列の推定について、文献 7) とは異なる導出法を示す。平均二乗誤差は、

$$\begin{aligned}\mathbf{E}[\mathbf{e}^H \mathbf{e}] &= \mathbf{E}[\sum_{i=1}^m |e_i|^2] = \text{tr}(\mathbf{E}[\mathbf{e}\mathbf{e}^H]) \\ &= \text{tr}\left\{\mathbf{E}\left[(\mathbf{r} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{s})(\mathbf{r} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{s})^H\right]\right\} \\ &= \text{tr}(\mathbf{E}[\mathbf{r}\mathbf{r}^H]) - \text{tr}(\mathbf{E}[\mathbf{r}\mathbf{s}^H]\hat{\mathbf{H}}^H) \\ &\quad - \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{E}[\mathbf{s}\mathbf{r}^H]) + \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\hat{\mathbf{H}}^H)\end{aligned}\quad (5)$$

と表される。ここで、スカラーの行列微分の公式

$$\frac{\partial}{\partial A} \text{tr}(AB) = B^T, \quad \frac{\partial}{\partial A} \text{tr}(BA) = B^T$$

を用いて、式(5)を $\hat{H}$ （または、 $\hat{H}^H$ ）で偏微分し、定数項をゼロとすると、

$$-\frac{\partial}{\partial \hat{H}} \text{tr}(\hat{H}E[\mathbf{s}\mathbf{r}^H]) + \frac{\partial}{\partial \hat{H}} \text{tr}(\hat{H}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\hat{H}^H) \quad (6-1)$$

$$= -(E[\mathbf{s}\mathbf{r}^H])^T + (E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\hat{H}^H)^T = 0$$

$$-\frac{\partial}{\partial \hat{H}^H} \text{tr}(E[\mathbf{r}\mathbf{s}^H]\hat{H}^H) + \frac{\partial}{\partial \hat{H}^H} \text{tr}(\hat{H}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\hat{H}^H) \quad (6-2)$$

$$= -(E[\mathbf{r}\mathbf{s}^H])^T + (\hat{H}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H])^T = 0$$

となる。式(6-1)と式(6-2)は、複素共役転置をとると同一となる。さらに、複素共役や転置に対して等式が成り立つことを用いると、

$$\hat{H}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = E[\mathbf{r}\mathbf{s}^H] \quad (7)$$

となり、さらに $\hat{H}$ を求めると式(4)が得られる。

次に、受信・送信信号間の相関行列に基づくチャネル行列の推定法を示す。送信信号と雑音の相関を $C_{sn} = E[\mathbf{s}\mathbf{n}^H]$ ,  $C_{ns} = C_{sn}^H = E[\mathbf{n}\mathbf{s}^H]$ , 雑音の共分散行列を $C_{nn} = E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H]$ とすると、

$$C_{rs} = E[\mathbf{r}\mathbf{s}^H] = E[(H\mathbf{s} + \mathbf{n})\mathbf{s}^H] = HC_{ss} + C_{ns} \quad (8)$$

となる。ここで、 $C_{ss} = I$ （送信信号が直交）の場合、チャネル行列 $F_1$ とその誤差は、

$$F_1 = C_{rs} = H + C_{ns}, \quad \Delta F_1 = F_1 - H = C_{ns} \quad (9)$$

となり、良好な推定値となる。一方、 $C_{ss} \neq I$ （送信信号が非直交）の場合、その影響を無視すると、チャネル行列の推定値 $F_1$ とその推定誤差は、

$$F_1 = C_{rs} = HC_{ss} + C_{ns} \quad (10)$$

$$\Delta F_1 = H(C_{ss} - I) + C_{ns}$$

となり、良好な推定値とならない。そこで、送信信号が非直交による劣化を補償したチャネル行列の推定値 $F_2$ とその推定誤差は、

$$F_2 = C_{rs}C_{ss}^{-1} = H + C_{ns}C_{ss}^{-1}, \quad \Delta F_2 = C_{ns}C_{ss}^{-1} \quad (11)$$

となり、良好な推定値となる。

## 2.2 独立成分分析によるブラインド無線信号分離

### 2.2.1 独立成分分析による信号分離の原理

ICAは、観測された確率変数 $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_n)$ が独立な確率変数 $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_n)$ と未知の結合行列 $A = [a_{ij}]$ を用いて $\mathbf{x} = A\mathbf{s}$ と表されるとき、 $\mathbf{x}$ のみを観測して $A$ と $\mathbf{s}$ を求める統計的な信号処理手法である<sup>2)</sup>。ここで、非ガウス性の最大化に基づ

くICAでは、一つの独立成分を推定するため、 $\mathbf{y} = \mathbf{b}^T \mathbf{x} = \mathbf{b}^T A \mathbf{s}$ と表し、 $\mathbf{b}$ を変化させて $\mathbf{b}^T \mathbf{x}$ の非ガウス性が最大となる $\mathbf{b}$ を求める。このとき、 $\mathbf{b}$ が $A$ の逆行列の一つの行となり、 $\mathbf{y}$ が一つの独立成分 $s_i$ と等しくなる。これがICAの原理である<sup>2)</sup>。

ICAでは、その前処理として観測変数の白色化が有効であり、白色化された観測変数 $\mathbf{z} = V\mathbf{x}$ を求める。なお、白色化に先立ち必要な中心化は、一般に無線信号の場合に不要である。次に、尖度やネグントロピーなどの評価尺度を用いて、 $\mathbf{y} = \mathbf{w}^T \mathbf{z}$ の非ガウス性が最大となる分離重みベクトル $\mathbf{w}$ を探索する。その探索には、基本的な勾配法<sup>2)</sup>の他に不動点反復法を用いた高速アルゴリズム<sup>2-5)</sup>がある。また、複数の独立成分の推定には、単一成分に対するアルゴリズムを複数回実施して各独立成分に対応する分離重みベクトル $\mathbf{w}_i$ を求めること、反復ごとに $\mathbf{w}_i$ を互いに直交させることで構成される。ここで、特定の独立成分を優遇しない場合には対称的直交化が望ましい。

以上が、ICAの基本であるが、無線通信への適用に当たっては、複素数への拡張が必要となる<sup>2,8)</sup>。また、非正方の結合行列への拡張も重要である<sup>15)</sup>。ここで、複素数の場合には、絶対値のみに基づいた非ガウス性の評価尺度として、

$$J_G(\mathbf{w}) = E\{G(|\mathbf{w}^H \mathbf{z}|^2)\} \quad (12)$$

を使用する<sup>2)</sup>。ここで、近似関数 $G$ の候補に、

$$G(y) = \frac{1}{2}y^2, g(y) = G'(y) = y \quad (13)$$

がある。

一方、非正方の結合行列の場合（独立成分の数 $n$ 、観測変数の数 $m$ で、 $m > n$ の場合）、白色化の修正により、 $\mathbf{z} = V\mathbf{x}$ の変数の数を $n$ に変更できる。具体的には、観測変数の $m$ 行 $m$ 列の共分散行列 $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$ の固有値分解を行い、上位の固有値 $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ に関連する固有値ベクトルからなる $m$ 行 $n$ 列の行列 $U$ を求めると、白色化行列 $V$ が

$$V = \text{diag}\left(\frac{1}{\sqrt{\lambda_1}}, \dots, \frac{1}{\sqrt{\lambda_n}}\right) U^H \quad (14)$$

となる。

これらをまとめて以下のアルゴリズムが得られる。

1. 観測データを白色化して  $\mathbf{z}$  とする.
2. 独立成分の数  $n$  を決める.
3.  $\mathbf{w}_i$  ( $i = 1, \dots, n$ ) の初期値 (ノルム 1) を決める. 行列  $W$  をステップ 5 により直交化する.
4. すべての  $i = 1, \dots, n$  について,
 
$$\mathbf{w} \leftarrow \frac{E\{\mathbf{z}(\mathbf{w}^H \mathbf{z})^* g(|\mathbf{w}^H \mathbf{z}|^2)\}}{E\{g(|\mathbf{w}^H \mathbf{z}|^2) + |\mathbf{w}^H \mathbf{z}|^2 g'(|\mathbf{w}^H \mathbf{z}|^2)\}} \mathbf{w}$$
 とする.
5.  $W = (\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_n)^T$  の対称的直交化を  $W \leftarrow (WW^H)^{-1/2}W$  で行う.
6. もし収束していなければ, ステップ 4. に戻る.

## 2.2.2 無線信号分離の構成と信号分離性能

Fig. 2 に ICA によるブラインド信号分離の構成を示す. 図の ICA 出力 (分離信号)  $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_n]^T$  は,

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= W\mathbf{z} = WV\mathbf{r} = WV(H\mathbf{s} + \mathbf{n}) \\ &= WVH\mathbf{s} + WV\mathbf{n} \end{aligned} \quad (15)$$

となる. ここで,  $W$  は ICA の分離重み行列である. また,  $\mathbf{y}$  の共分散行列  $C_{yy}$  と,  $\mathbf{y}$  と  $\mathbf{s}$  の相関行列  $C_{ys}$  は,

$$\begin{aligned} C_{yy} &= E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = E[(WV\mathbf{r})(WV\mathbf{r})^H] \\ &= WVHC_{ss}(WVH)^H + WVHC_{sn}(WV)^H \\ &\quad + WVC_{ns}(WVH)^H + WVC_{nn}(WV)^H \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} C_{ys} &= E[\mathbf{y}\mathbf{s}^H] = E[(WV\mathbf{r})\mathbf{s}^H] \\ &= WVHC_{ss} + WVC_{ns} \end{aligned} \quad (17)$$

となる. なお,  $\mathbf{y}$  の各成分は直交化と正規化が行われているので,  $C_{yy} = I$  である.

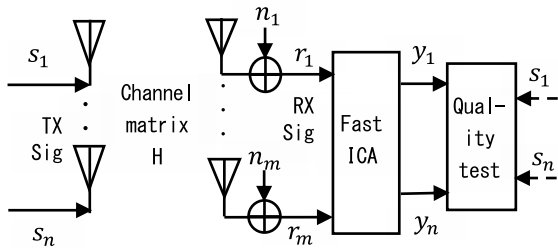


Fig. 2. Configuration of blind signal separation using ICA.

次に, 数式導出の簡単化のため, 雑音なしの場合を取り扱う. この場合,  $C_{sn} = C_{ns} = C_{nn} = 0$  となり,

$$\begin{aligned} C_{yy} &= I = WVHC_{ss}(WVH)^H \\ (WVHC_{ss})^{-1} &= (WVH)^H \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} C_{ys} &= WVHC_{ss} \\ C_{ys}C_{ss}^{-1} &= WVH, \quad C_{ys}C_{ss}^{-1}C_{ys}^H = I \end{aligned} \quad (19)$$

となる. ここで, 送信信号の非直交を補償した相関行列  $\tilde{C}_{ys}$  を用いると,

$$\begin{aligned} \tilde{C}_{ys} &= C_{ys}C_{ss}^{-1/2} = WVHC_{ss}^{1/2} \\ \tilde{C}_{ys}\tilde{C}_{ys}^H &= \tilde{C}_{ys}^H\tilde{C}_{ys} = I \end{aligned} \quad (20)$$

となる.

一方, ICA の分離重み行列が  $W_0$  に収束して信号分離が完全な場合, 分離信号  $\mathbf{y}_0$  と  $\mathbf{s}$  は位相回転, 順序置換, 送信信号の非直交の補償を適用すると一致する. そこで, 位相回転の行列  $D_{ys} = \text{diag}(e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_n})$  と順序置換の行列  $P_{ys}$  を用いて,

$$\mathbf{y}_0 = P_{ys}D_{ys}C_{ss}^{-1/2}\mathbf{s}, \quad \tilde{C}_{ys,0} = P_{ys}D_{ys} \quad (21)$$

となる. この結果,  $\tilde{C}_{ys,0}$  の絶対値は置換行列となる. そこで, 置換行列と  $\tilde{C}_{ys}$  の絶対値との差分の RMS 値で補正された相関行列誤差 (CCME: Compensated Correlation Matrix Error) を定義すると, 信号分離性能の新しい評価尺度となる. なお, この評価尺度は, 送信信号の非直交補償を実施しているので, 相関行列誤差<sup>15)</sup>より優れていることが期待される.

## 2.2.3 分離重み行列を用いたチャネル行列の推定法

ここでは, 分離重み行列を用いたチャネル行列の推定式を導出する. 式(20)と式(21)を用いると,

$$W_0VHC_{ss}^{1/2}D_{ys}^HP_{ys}^H = \tilde{C}_{ys,0}\tilde{C}_{ys,0}^H = I \quad (22)$$

となる. ここで,  $F_{ys} = HC_{ss}^{1/2}D_{ys}^HP_{ys}^H$  は, チャネル行列  $H$  に位相回転, 順序置換の他に, 共分散行列  $C_{ss}$  の補正項が乗積されているが, チャネル行列の推定値の候補の一つである. 雑音がある場合に  $W_0VF_{ys} \cong I$  となるので,

$$W_0VF_{ys} \cong I = W_0V(W_0V)^H\{W_0V(W_0V)^H\}^{-1} \quad (23)$$

が成り立つから, 左辺と右辺の  $W_0V$  を除いて,

$$F_{ys} \cong (W_0V)^H\{W_0V(W_0V)^H\}^{-1} \quad (24)$$

となる. この式(24)と等価な式が文献 7)に示されている. なお, このチャネル行列の推定値は, 共分散行列  $C_{ss}$  の補正項の影響を受けること, 逆行列演算を含むため  $W_0$  の誤差が増幅することなど推定性能が劣化する懸念がある.



## 2.3 独立成分分析によるチャネル行列の推定法

### 2.3.1 受信・分離信号間の相関に基づく推定法

受信信号と ICA 出力との相関  $C_{ry}$  は、

$$\begin{aligned} C_{ry} &= E[\mathbf{r}\mathbf{y}^H] = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H](WV)^H \\ &= HC_{ss}H^H(WV)^H + HC_{sn}(WV)^H \\ &\quad + C_{ns}H^H(WV)^H + C_{nn}(WV)^H \end{aligned} \quad (25)$$

となる。ここで、雑音なしの場合、

$$\begin{aligned} C_{ry} &= H(WVHC_{ss})^H = H(WVH)^{-1} \\ H &= C_{ry}WVH = C_{ry}(C_{ys}C_{ss}^{-1}) \end{aligned} \quad (26)$$

となる。さらに、分離重み行列が  $W_0$  に収束するとき、式(20)と式(21)が成り立つ。また、雑音がある場合も近似的に成り立つ。その結果、位相回転と順序置換が補償されないチャネル行列  $F_{ry}$  が、

$$F_{ry} = C_{ry,0} \cong HC_{ss}^{1/2}\tilde{D}_{ys}^H P_{ys}^H \quad (27)$$

となる。

実際のチャネル行列の推定は、受信側で既知のものから算出するため送信信号を未知とする。なお、チャネル行列の推定を可能とするため、置換行列が既知（送信信号と分離信号の対応関係が確認可能）を前提とする。この場合、位相回転が未補償のチャネル行列  $F_a$  が、

$$F_a = C_{ry,0}P_{ys} \cong HC_{ss}^{1/2}\tilde{D}_{ys}^H \quad (28)$$

となる。ここで、 $C_{ss} \cong I$  とし、 $F_a \cong H\tilde{D}_{ys}^H$  する。この場合、 $F_a$  は式(1)のチャネル行列  $H$  と異なるが、

$$F_a \cong \begin{bmatrix} h_{11}e^{j\varphi_1} & \cdots & h_{1n}e^{j\varphi_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{m1}e^{j\varphi_1} & \cdots & h_{mn}e^{j\varphi_n} \end{bmatrix} \quad (29)$$

と表され、各列ベクトルが一定の位相回転を受けている。このため、分離信号の位相回転を許容すれば、MIMO のチャネル行列として有効である。また、到来方向推定にも有効となる。なお、チャネル行列の推定誤差の評価には、式(29)の列ベクトルの特定要素を基準とした相対位相差を設定する変換を実施し、チャネル行列にも同様の変換を行って、その差分を推定誤差とすると良い。

### 2.3.2 送信信号の推定を活用した推定法

上記では送信信号を未知としたが、既知の場合には、 $C_{ss}$ ,  $C_{ys,0}$  などが既知となる。この結果、

$$F_b = C_{ry,0}(C_{ys,0}C_{ss}^{-1}) \cong H, \Delta H_b = H - F_b \quad (30)$$

とチャネル行列の推定値とその推定誤差が得られる。

ここで、送信信号が既知の設定は、ICA を用いた手法に対して必ずしも妥当でない。その理由は、送信信号が既知の場合、ブラインド信号分離が不要となり、他の手段が有力となるからである。しかし、送信信号がデジタル変調の場合には、分離信号を復調して得た復調シンボルを用いて送信信号のレプリカ  $\hat{\mathbf{s}}$  が得られる。この結果、式(30)において、 $C_{ys,0}C_{ss}^{-1} \cong C_{y\hat{s},0}C_{\hat{s}\hat{s}}^{-1}$  と近似すると、

$$F_b \cong \hat{F}_b = C_{ry,0}(C_{y\hat{s},0}C_{\hat{s}\hat{s}}^{-1}) \cong H \quad (31)$$

となる。また、式(11)において、 $C_{rs}C_{ss}^{-1} = C_{r\hat{s}}C_{\hat{s}\hat{s}}^{-1}$  と近似すると、

$$F_2 \cong \hat{F}_2 = C_{r\hat{s}}C_{\hat{s}\hat{s}}^{-1} \cong H \quad (32)$$

となる。なお、送信信号のレプリカには復調データのビット誤りに起因する不一致があるが、高 SN 比では不一致が十分に小さくなる。

## 3. シミュレーション・システム

### 3.1 システム構成

既知信号を用いた LSCE によるチャネル行列の推定性能の評価システムの構成は Fig. 1 と同様である。図の送信信号  $\mathbf{s}$  と受信信号  $\mathbf{r}$  からチャネル行列の推定値を求め、実際のチャネル行列  $H$  との差分の RMS 値を算出する。この値をチャネル行列推定誤差 (CMEE: Channel Matrix Estimation Error) と呼び、チャネル行列の推定性能の指標とする。なお、シミュレーションでは、式(4)の算出において確率平均（期待値）の代わりに時間平均を用いる。

また、ICA による信号分離性能の評価システムの構成は Fig. 2 と同様である。図の分離信号  $\mathbf{y}$  と送信信号  $\mathbf{s}$  を用いて、補正された相関行列誤差 (CCME) が算出される。なお、シミュレーションでは、ICA のアルゴリズムの確率平均の代わりに時間平均を用いる。

一方、ICA を用いたチャネル行列の推定性能の評価システム（受信側）の構成を Fig.3 に示す。図においてアナログ変調の場合、受信信号と分離信号からチャネル行列の推定値（相対位相）を求め、CMEE を算出する。また、デジタル変調の場合には、分離信号を復調して復調シンボルを取得し、再変調により送信信号のレプリカ  $\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_n$  を求めて、CMEE

を算出する.

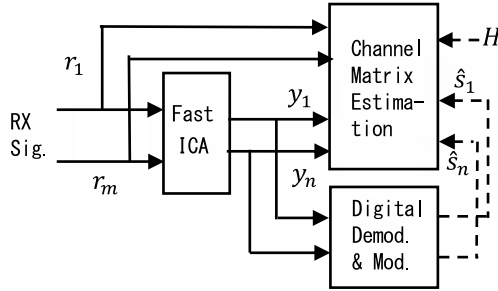


Fig. 3. Configuration of channel matrix estimation using ICA.

### 3.2 方式諸元

ここでは、方式諸元がチャネル行列の推定性能にどのような影響を与えるかを検討する。はじめに、既知の探測信号を用いたチャネル行列の推定性能は、サンプル長と信号対雑音電力比に大きく依存する。しかし、送受信アンテナ数、伝搬モデルの種類、探測信号の種類（変調方式）には、あまり依存しないと考えられる。一方、ICAの信号分離性能とICAによるチャネル行列の推定性能は、サンプル長と信号対雑音電力比と共に変調方式（尖度）にも依存する。なお、ICAの信号分離性能が、送受信アンテナ数、伝搬モデルの種類などに依存するが<sup>15)</sup>、この依存性の検討をここでは実施しない。

シミュレーションの方式諸元を Table 1 に示す。

Table 1. Simulation system parameters.

Item	System parameters
Sounding signal	Modulation: QPSK, 16QAM, PM (kp=1.0), AM (ka=0.3) Sample length (SL): 100 sample (standard), 10~1000 sample (variable)
Antenna number	TX antenna number (Nt): 3 (standard) RX antenna number (Nr): 4 (standard)
Propagation channel	Channel coefficient random setting Rayleigh fading (standard)
Noise model	Gaussian noise: SNR=20 dB (standard) SNR=0~30 dB (variable)
	Fast ICA for complex variable & symmetric

Independent component analysis	orthogonalization of multiple component Measure of non-Gaussian: Negentropy Iteration number: 16 times (standard) Performance indicator: Compensated Correlation Matrix Error (CCME)
Channel matrix estimation	Least Squares Channel Estimation (LSCE) Channel matrix estimation using ICA Separation weight matrix, Correlation (received and separated signal) LSCE using replica signal Performance indicator: Channel Matrix Estimation Error (CMEE)

## 4. シミュレーション結果

### 4.1 既知信号によるチャネル行列の推定性能の評価

#### 4.1.1 相関に基づくチャネル行列の推定性能

式(10)で示す相関に基づく手法によるサンプル長に対するチャネル行列推定誤差 (CMEE) を Fig. 4 に示す。Fig. 4 の左側には、QPSK のパーセンタイル、右側は各種の探測信号の中央値である。ここで、探測信号 (Mix sig.) は、16QAM, PM, AM の混合である。図の CMEE 特性 (パーセンタイル) は、30 dB と広い範囲に分布している。また、図の CMEE 特性 (中央値) は、AM と直交信号以外で同一となり、直交信号の特性に比べて大きく劣化している。

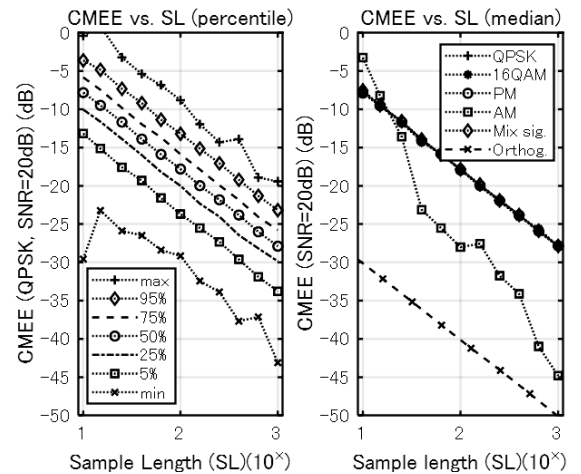


Fig. 4. Characteristics of channel matrix estimation error (CMEE) using correlation scheme as a function of sample length.

この原因は、探測信号が非直交 ( $C_{ss} \neq I$ ) となるためである。そこで、サンプル長に対する共分散行列誤差 (単位行列と共分散行列の誤差) CE を Fig. 5 に示す。Fig. 4 と Fig. 5 の比較により、CMEE 特性の劣化が CE 特性に密接に関連することが分かる。

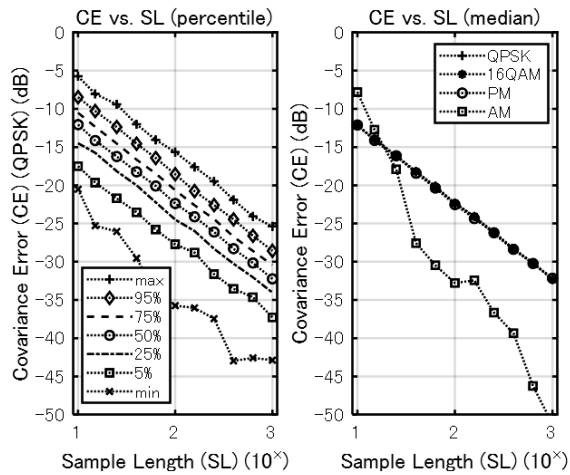


Fig. 5. Characteristics of covariance error (CE) as a function of sample length.

#### 4.1.2 LSCE に基づくチャネル行列の推定性能

式(11)で示す LSCE の手法によるサンプル長に対する CMEE 特性を Fig. 6 に示す。Fig. 6 の左側は QPSK のパーセンタイル、右側は各種の探測信号の中央値である。

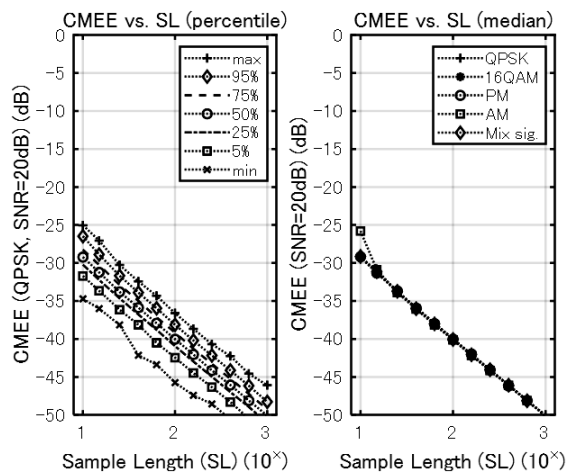


Fig. 6. Characteristics of CMEE as a function of sample length calculated by using least squares channel estimation (LSCE).

図の CMEE 特性 (パーセンタイル) は 10 dB と比較的狭い範囲に分布している。また、CMEE の中央値は全ての探測信号でほとんど同一である。また、サンプル長が 10 倍で CMEE が 10 dB 減少となっている。さらに、Fig. 4 の直交信号の特性とほとんど一致する。この結果、LSCE による推定法は、送信信号の非直交による性能劣化がないことが分かる。

次に、SN 比に対する CMEE 特性を Fig. 7 に示す。Fig. 7 の特性は Fig. 6 の特性と類似の傾向があり、SN 比が 10 dB 増加で CMEE が 10 dB 減少となっている。

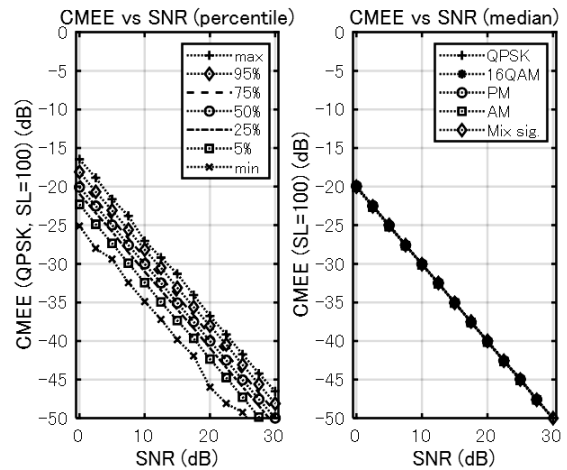


Fig. 7. Characteristics of CMEE as a function of SN ratio calculated by using LSCE and correlation scheme.

## 4.2 ICA を用いた信号分離性能の評価

### 4.2.1 繰返し回数に対する信号分離性能

ICA の繰返し回数に対する補正された相関行列誤差(CCME)を Fig. 8 に示す。Fig. 8 の左側は混合信号 (16QAM, PM, AM) のパーセンタイル、右側は各種探測信号の中央値である。図の CCME 特性 (パーセンタイル) は、分布の広がりが大きく -20 から -43 dB に収束する。一方、図の CCME 特性 (中央値) は、繰返し回数が 6 回でほぼ収束する。また、収束値は 16QAM, AM と混合信号の場合に約 -27 dB, QPSK と PM の場合に -39 dB である。

ここで、CCME 特性が探測信号に依存するのは、ICA の信号分離性能が尖度に関係するためである。QAM の多値数に対する尖度と AM の変調指数に対

する尖度を Fig. 9 に示す. 定振幅信号 (PM と QPSK) の尖度が  $-2.0$  に対して, 16QAM と AM (変調指数が  $0.3$ ) の尖度が約  $-1.7$  となっている.

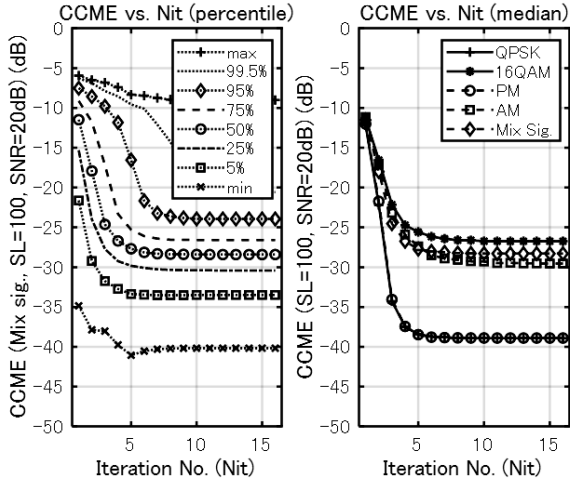


Fig. 8. Characteristics of compensated correlation matrix error (CCME) as a function of iteration number.

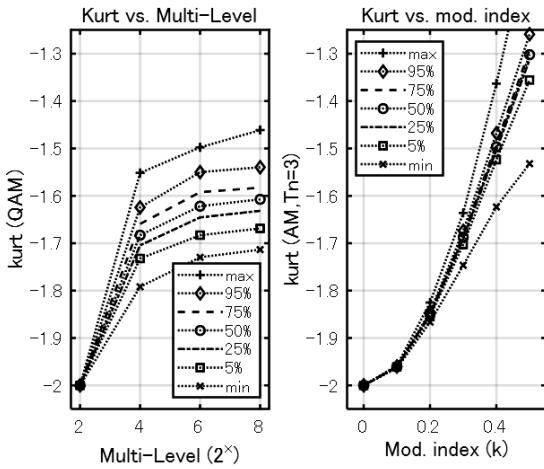


Fig. 9. Kurtosis of multi-level QAM and kurtosis of AM as a function of modulation index.

#### 4.2.2 サンプル長・SN比に対する信号分離性能

サンプル長に対する CCME 特性を Fig. 10 に示す. Fig. 10 の左側と右側は Fig. 8 の場合と同様である. 図の CCME 特性は, サンプル長の増加に伴い減少し, 100 以上のサンプル長でサンプル長 10 倍に対して約 10 dB 減少する. また, 図の CCME 特性 (中央値) は, QPSK と PM に対して 16QAM, 混合信号と AM の特性が劣化している. なお, QPSK の場合の CCME

特性 (中央値) を文献 15) の Fig. 9 の CME 特性と比較すると, サンプル長 (100, 1000) に対して CCME が  $(-40, -50)$  (dB), CME が  $(-27, -37)$  (dB) となり, CCME の方が 10 dB 以上良好な値である.

SN 比に対する CCME 特性を Fig. 11 に示す. Fig. 11 の左側と右側は Fig. 10 の場合と同様である. 図の CCME 特性は, SN 比の増加に伴い減少し, 20 dB 以上ではほぼ飽和する. また, CCME (中央値) の飽和値は, 16QAM, AM と混合信号の場合に約  $-26 \sim -30$  dB, QPSK と PM の場合に  $-41$  dB である. なお, 文献 15) の Fig. 8 において QPSK の相関行列誤差 (CME) 特性 (中央値) は,  $-31$  dB であり, CCME 特性の方が 10 dB 良好である.

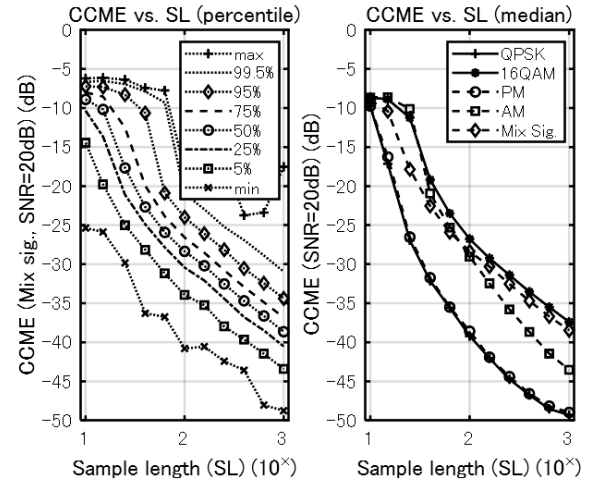


Fig. 10. Characteristics of CCME as a function of sample length.

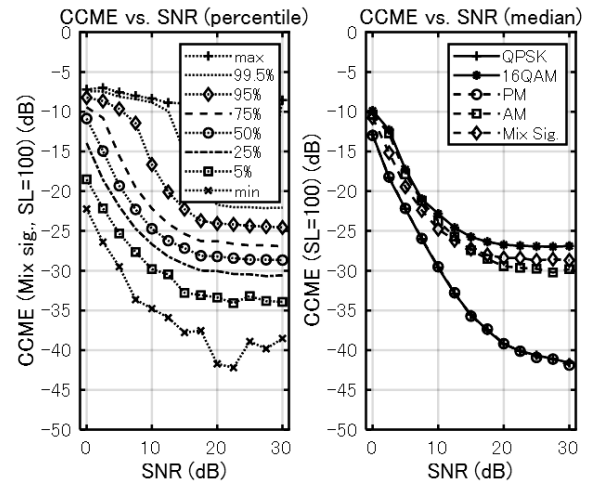


Fig. 11. Characteristics of CCME as a function of SN ratio.

これらの結果、信号分離性能の評価尺度として CCME が有効であることが分かった。

#### 4.2.3 分離重み行列によるチャネル行列の推定性能

分離重み行列  $W$  と白色化行列  $V$  を用いた式(24)に基づく手法による繰返し回数に対する CMEE 特性（パーセンタイル）を Fig. 12 に示す。Fig. 12 の左側は送受信アンテナ数が  $N_t = 2, N_r = 3$ 、右側は  $N_t = 3, N_r = 4$  である。図の CMEE 特性がかなり悪く、中央値も -10 dB 以下とならない。また、送信アンテナ数が 2 から 3 に増加するとより特性が劣化する。この結果、分離重み行列に基づく推定手法は有用でないことが分かる。

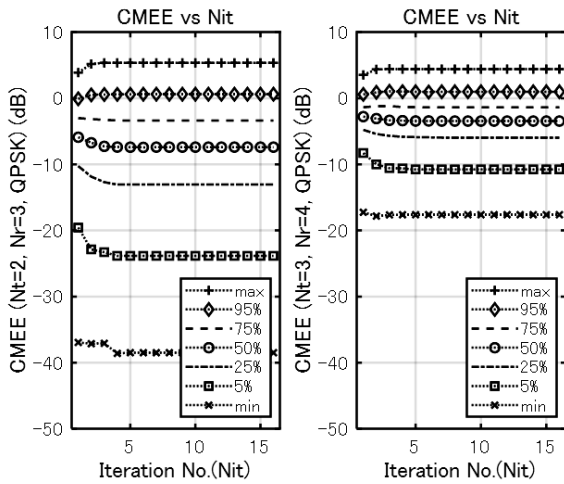


Fig. 12. Characteristics of CMEE as a function of iteration number calculated by using separation weight matrix.

#### 4.3 ICA によるチャネル行列の推定性能の評価

##### 4.3.1 受信・分離信号間の相関による推定法の性能

ICA の受信・分離信号間の相関に基づく手法による繰返し回数に対する CMEE 特性を Fig. 13 に示す。Fig. 13 の左側は PM のパーセンタイル、右側は各種の探測信号の中央値である。図の左側の特性は、-15 から -35 dB に収束し、右側の特性は探測信号に依存して -20 から -24 dB に収束している。また、Fig. 13 の CMEE 特性は Fig. 8 の CCME 特性と類似するが、CMEE 特性（中央値）の探測信号への依存性が減少し、CCME 特性に比べて劣化する。この原因は、探測信号が非直交となるためである。

次に、サンプル長に対する CMEE 特性を Fig. 14 に

示す。Fig. 14 の左側と右側は Fig. 13 の場合と同様である。図の CMEE 特性は、サンプル長の増加に伴い減少し、100 以上のサンプル長でサンプル長が 1 桁増で約 10 dB 減少する。なお、AM の特性がサンプル長の増加に伴いさらに減少するのは、Fig. 5 に示すように探測信号の直交性が向上するためである。

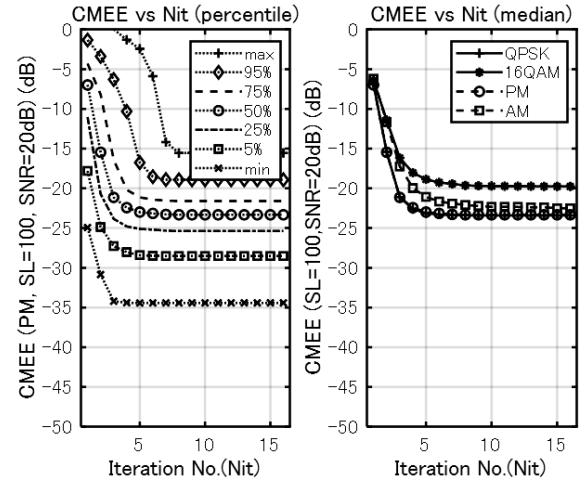


Fig. 13. Characteristics of CMEE using correlation scheme as a function of iteration number.

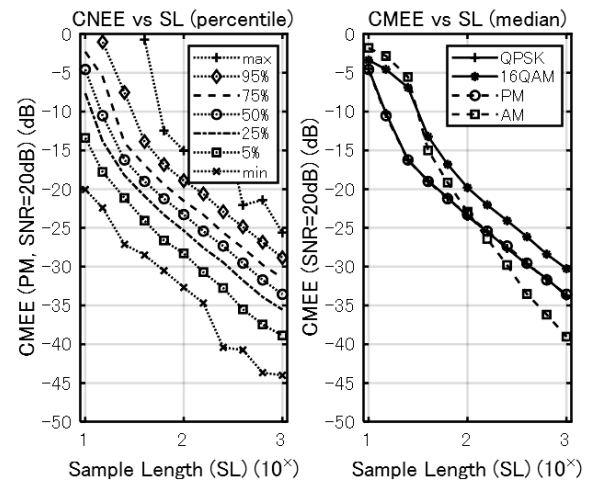


Fig. 14. Characteristics of CMEE using correlation scheme as a function of sample length.

また、Fig. 14 の CMEE 特性（パーセンタイル）は Fig. 4 の左側の特性と傾向が類似するが、100 以上のサンプル長で約 5dB 良好な値となっている。さらに、図の CMEE 特性は Fig. 10 の CCME 特性と傾向が類似するが、CMEE 特性（中央値）の探測信号への依

存性が減少し、CCME に比べて劣化する。この原因は、探測信号の非直交 ( $C_{ss} \neq I$ ) による劣化の程度が異なるためである。

また、SN 比に対する CMEE 特性を Fig. 15 に示す。Fig. 15 の左側と右側は Fig. 14 の場合と同様である。図の CMEE は SN 比の増加に伴い減少し、20 dB 以上でほぼ飽和する。また、その飽和値が -20 から -24 dB となり、Fig. 11 の CCME の飽和値 (-26 から -41 dB) に比べて劣化している。以上の結果、探測信号の非直交の補償が重要であることが分かる。

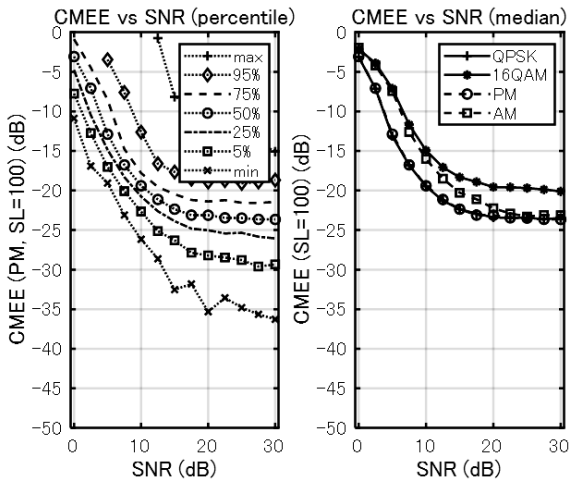


Fig. 15. Characteristics of CMEE using correlation scheme as a function of SN ratio.

#### 4.3.2 送信信号推定を活用した推定法の性能

送信信号のレプリカの性能は、分離信号を復調したシンボルのシンボル誤り率(SER)が関係する。SN 比に対する SER を Fig. 16 に示す。Fig. 16 の左側は QPSK, 右側は 16QAM のパーセンタイルである。Fig. 16 によると 16QAM の SER 特性は QPSK に比べて SN 比で約 8dB 劣化している。また、QPSK の SER の 95%分位点は、SN 比が 16dB 以上でゼロとなる。

次に、送信信号のレプリカを活用した場合のシンボル長に対する CMEE を Fig. 17 に示す。Fig. 17 の左側は LSCE の手法、右側は相関に基づく手法（探測信号の共分散行列の補償あり）を用いた場合である。Fig. 17 (右側) の特性は、Fig. 14 (左側) の特性より改善されており、探測信号の非直交の補償が有効であることが分かる。しかし、Fig. 17 (左側) の特

性は右側の特性よりさらに良好であり、Fig. 6 の CMEE 特性に近い特性を実現しており、LSCE の適用の優位性を示している。

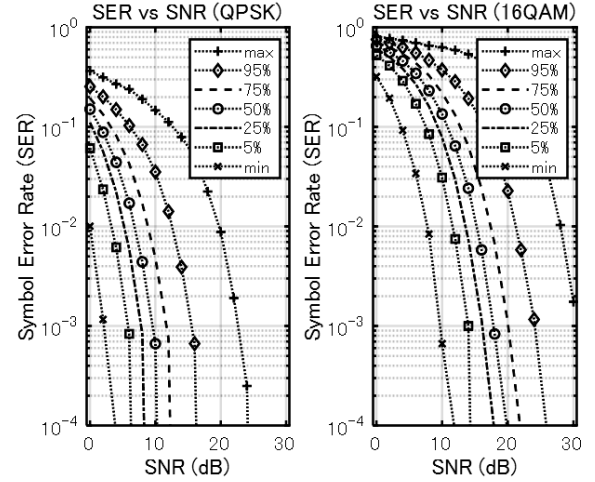


Fig. 16. Characteristics of symbol error rate (SER) of QPSK and 16QAM as a function of SN ratio.

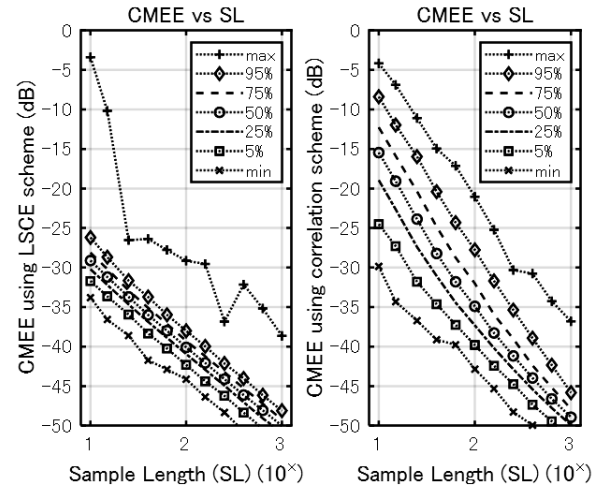


Fig. 17. Characteristics of CMEE of QPSK as a function of sample length by using LSCE and correlation scheme.

また、SN 比に対する CMEE 特性を Fig. 18 に示す。Fig. 18 の左側と右側は Fig. 17 の場合と同様である。Fig. 18 (右側) を Fig. 15 と比較すると探測信号の非直交性の補償が有効であることが分かる。Fig. 18 (左側) の特性は右側の特性よりさらに良好であり、Fig. 7 の CMEE 特性に近い特性を実現しており、LSCE の適用の優位性を示している。

以上をまとめると、探測信号がデジタル変調の

場合に、ICA による信号分離の後で送信信号のレプリカを再生し、LSCE 法を適用するチャネル行列の推定法が優れていることが分かった。

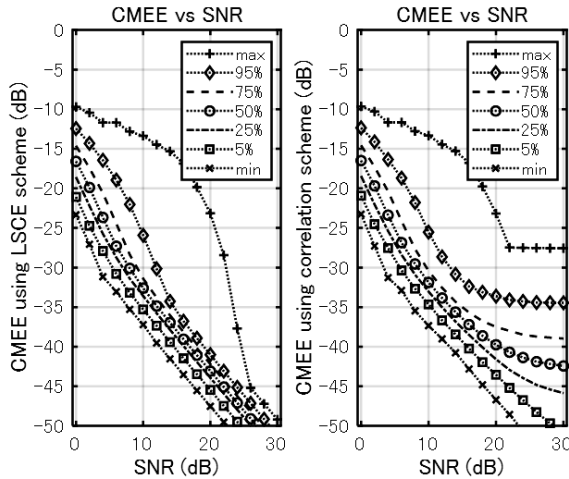


Fig. 18. Characteristics of CMEE of QPSK as a function of SN ratio by using LSCE and correlation scheme.

## 5. まとめ

ICA を用いた信号分離性能とチャネル行列の推定性能の検討とシミュレーションによる評価を行った。その結果、信号分離性能については、その性能が探測信号の尖度に依存すること、評価尺度として補正された相関行列誤差が有効であることが分かった。一方、チャネル行列の推定性能については、分離重み行列を用いた推定法が有用でないことが分かった。また、探測信号がアナログ変調の場合、受信・分離信号間の相関に基づく推定法が有効であること、探測信号の非直交による性能劣化があることが分かった。さらに、探測信号がデジタル変調の場合、送信信号のレプリカを用いた推定法が有効であること、その推定法の性能が既知の探測信号を用いた推定法の性能とほぼ同一であることが分かった。

今回、検討対象外としたチャネル行列推定の性能の送受信アンテナ数、伝搬モデルの依存性については、今後の課題である。

## 参考文献

1) M. Biguesh and A. B. Gershman, "Training-Based MIMO Channel Estimation: A Study of Estimator Tradeoffs and

Optimal Signal", *IEEE Trans. Signal Processing*, 54[3], 884-893(2006).

- 2) A. Hyvarinen, J. Karhunen and E.Oja, *Independent Component Analysis*, (John Wiley & Sons, New York, 2001).
- 3) A. Hyvarinen, E. Oja, "A Fast Fixed-Point Algorithms for Independent Component Analysis", *Neural Comput.*, 9[7], 1483-1492 (1997).
- 4) A. Hyvarinen, "Fast and Robust Fixed-Point Algorithms for Independent Component Analysis", *IEEE Trans. Neural Networks*, 10[3], 626-634 (1999).
- 5) E. Bingham, A. Hyvarinen, "A Fast Fixed-Point Algorithm for Independent Component Analysis of Complex Valued Signal", *International Journal of Neural Systems*, 10[1], 1-8 (2000).
- 6) 塩見英久, 岡村康行, "独立成分分析による MIMO の受信荷重の直接推定に関する基礎検討", 電子情報通信学会技術研究報告, A・P2008-4, 19-22 (2008).
- 7) 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検討", 電子通信学会技術研究報告, A・P2009-29, 105-110 (2009).
- 8) 笹岡秀一, 桐野悟至, "独立成分分析とそのブラインド MIMO への応用", 同志社大学ハリス理化学研究報告, 59[3], 135-145 (2018).
- 9) 笠井大智, 衣斐信介, 笹岡秀一, 岩井誠人, "与干渉制御のための独立成分分析に基づくチャネル推定の検討", 同志社大学ハリス理化学研究報告, 61[3], 176-183 (2020).
- 10) 菅井幸平, 山田寛喜, 西森健太郎, 山口芳雄, "ICA を用いたブラインド MIMO 伝送におけるデータシンボルの削減の検討", 電子通信学会技術研究報告, A・P2010-38, 1-6 (2010).
- 11) E. Carlos, J. Takada, "ICA Based Blind Source Separation Applied to Radio Surveillance", *IEICE Trans. Commun.*, E86-B[12], 3491-3497 (2003).
- 12) 原義宏, 島田裕平, 山田寛喜, 山口芳雄, "ICA を用いた等間隔リニアアレーによる到来方向推定に関する検討", 電気通信学会技術研究報告, AP2007-189, 95-100 (2008).
- 13) 塩見英久, 岡村康行, "独立成分分析による電波到来方向のブラインド推定", 電子情報通信学会論文誌, J92-A[5], 327-334 (2009).
- 14) 塩見英久, 岡村康行, "独立成分分析によるブラインド無線信号分離の諸特性", 電子情報通信学会技術研究報告, A・P2008-119, 47-50 (2008).
- 15) 笹岡秀一, 岩井誠人, "独立成分分析によるブラインド無線信号分離の諸特性の評価", 同志社大学ハリス理化学研究報告, 61[4], 185-195 (2021).