通信路短縮

—OFDM 伝送におけるブロック間干渉抑圧—

Channel Shortening:
Inter-Block Interference Suppression in OFDM Transmission

宮嶋照行 Teruyuki MIYAJIMA

アブストラクト 周波数選択性通信路における高速 OFDM 伝送では、通信路のインパルス応答長が想定以上に長い場合、ブロック間干渉による性能劣化が起こり得る。本稿では、ブロック間干渉の影響を時間領域線形フィルタを用いて低減する通信路短縮の考え方と具体的な手法について説明する。まず、通信路が既知の場合に適用可能な通信路短縮法を幾つか紹介する。次に、パイロットシンボルや通信路の知識を必要としないブラインド通信路短縮法を幾つか紹介する。

キーワード 線形フィルタ、通信路等化、ブラインド等化、干渉抑圧、統計的信号処理、適応アルゴリズム

Abstract In high-speed OFDM transmission, inter-block interference degrades the system performance when the impulse response length of a frequency-selective channel is longer than expected. This article explains the concept and specific methods of channel shortening, which uses time-domain linear filters to reduce the effect of inter-block interference. First, we describe channel-shortening methods for the case where the channel is known to the receiver. Next, we introduce blind channel-shortening methods, which determine filters without pilot symbols or knowledge of the channel.

Key words linear filter, channel equalizer, blind equalization, interference suppression, statistical signal processing, adaptive algorithm

1. はじめに

周波数選択性通信路における無線高速伝送において、システムの性能を制限する原因の一つは符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) である。ISI は、ある時刻に送ったシンボルに対して、それ以前に送ったシンボルの成分が遅れて受信機に届くことで起こる干渉である。ISI の影響を低減する代表的な方法は通信路等化である。

通信路等化は、シングルキャリア伝送については十分に研究されてきた。誤り率を最小にする意味で最適な等化は最よう等化であり、ビタビアルゴリズムにより実装できる⁽¹⁾。最よう等化器の計算量は通信路のインパルス応答長に対して指数的に増加する。一方、線形 FIR フィルタを用いる時間領域等化器 (TEQ: Time-domain Equalizer)⁽²⁾は、非線形性を有する最よう等化器より性能は劣るが、一般にその装置は簡易であり、理論的な取扱いが比較的容易であるといった利点がある。また適応フィルタにより実装することで時変環境へも自然に適用できる⁽³⁾。しかし、伝送速度が高速になるにつれ、性能と複雑さを両立するという意味で、シングルキャリア伝送と等化器の組合せには限界がある。

図 1 通信路短縮

直交周波数分割多重 (OFDM) は、複数のデータシンボル (ブロックと呼ぶ) を複数の直交したサブキャリアを用いて伝送するもので、変復調に高速フーリエ変換 (FFT) を利用し、更にブロック間にサイクリックプリフィックス (CP: Cyclic Prefix) と呼ばれるガード区間を挿入することで、受信機では簡易な周波数領域等化器 (FEQ: Frequency-domain Equalizer) により通信路 (ISI を含む) の影響を取り除くことができる。OFDM のこのような利点は、CP を挿入することによる周波数利用効率の劣化を犠牲にもたらされていることに注意する。

CP の長さに比べて、通信路のインパルス応答長が長い場合、ISI はブロック間の干渉として残留し、システム性能の劣化を引き起こす。これをブロック間干渉 (IBI: Inter-Block Interference) と呼ぶ。IBI の問題は、無線 LAN⁽⁴⁾、WiMAX⁽⁵⁾、地上デジタル放送⁽⁶⁾等多くの応用において検討されている。IBI の影響を低減する方法として、非線形キャンセラ⁽⁷⁾、適応アレーアンテナ⁽⁸⁾などが挙げられるが、本稿では線形 FIR フィルタを用いた TEQ による IBI 抑圧に焦点を当てる。これは、実際の通信路と TEQ から成る線形システム (合成通信路と呼ぶ) のインパルス応答を CP 長に比べて短くすることにより IBI の影響を低

宮嶋照行 正員 茨城大学工学部電気電子工学科
E-mail teruyuki.miyajima.spc@vc.ibaraki.ac.jp
Teruyuki MIYAJIMA, Member (College of Engineering, Ibaraki University, Hitachi-shi, 316-8511 Japan).
電子情報通信学会 基礎・境界サイエンス
Fundamentals Review Vol.10 No.1 pp.14-22 2016 年 7 月
©電子情報通信学会 2016

減するもので、通信路短縮と呼ばれる（図 1）。

通信路短縮の研究の歴史は古く、前述の最よう等化器の計算量を減らすための前処理として用いられたのがその起源である⁽⁹⁾。その後、DMT(Discrete MultiTone) 方式を用いた有線の DSL におけるツイストペアケーブル通信線路のインパルス応答の短縮のために様々な方法が登場し⁽¹⁰⁾、更に、OFDM など無線伝送への応用が盛んに研究されるようになった⁽¹¹⁾。通信以外に音響システムへの応用も検討されている⁽¹²⁾。

本稿では、まず通信路が既知の場合の通信路短縮法を紹介する。通信路短縮は前述の TEQ による通信路等化の一般化とみなすことができるが、通信路等化では最小平均二乗誤差 (MMSE)⁽¹⁾ がほとんど唯一のフィルタ設計規範であったのに対して、通信路短縮では様々な設計規範が利用できることを説明する。次に、通信路が未知の場合に、パイロットシンボルの送信を必要としないブラインド通信路短縮法を紹介する。ブラインド通信路等化⁽¹³⁾とは異なるアプローチで、OFDM の性質をうまく利用することでブラインド通信路短縮が可能となることを説明する。

2. 通信路短縮の問題設定

2.1 OFDM 送信機

OFDM の離散時間複素ベースバンドモデルについて説明する。図 2 に示すような、送信アンテナを 1 本、受信アンテナを D 本持つシステムを考える（ D 本のアンテナを使う理由は後ほど明らかになる）。OFDM では N 個の直交するサブキャリアを用いる。 T_s 秒ごとに発生する直交振幅変調 (QAM) シンボル s_k を N 個ずつまとめて一つのブロックとし、各シンボルに対応するサブキャリアを変調してブロック単位で伝送を行う。OFDM 変調波は、逆離散フーリエ変換 (IDFT) を用いて次式のように書ける。

$$\mathbf{x}_n = [x_{nN} \ x_{nN+1} \ \cdots \ x_{(n+1)N-1}]^T = \mathbf{F}^H \mathbf{s}_n. \quad (1)$$

ここで $\mathbf{s}_n = [s_{nN} \ s_{nN+1} \ \cdots \ s_{(n+1)N-1}]^T$ は第 n シンボルブロック、 $\mathbf{F}$ は DFT 行列と呼ばれ、 $e^{-j2\pi(l-1)(m-1)/N}/\sqrt{N}$ を第 (l, m) 要素とする $N \times N$ 行列である（上付きの T と H は行列・ベクトルの転置と複素共役転置を表す）。

OFDM において、ISI はブロック間の干渉とブロック内の干渉として現れる。前者が IBI であり、これを防ぐためにブロック間に CP が挿入される。これはブロック $\mathbf{x}_n$ の最後の P 要素をブロックの先頭にコピーするもので、第 n ブロックの送信信

図 2 TEQ を含む OFDM システム

号は次のようになる。

$$u_{nQ+i} = \begin{cases} x_{(n+1)N-P+i} & i = 0, \dots, P-1 \\ x_{nN-P+i} & i = P, \dots, Q-1. \end{cases} \quad (2)$$

ここで $Q = N + P$ は CP を含むブロック長であり、一つの OFDM ブロックは $T_b = QT_s$ 秒にわたる。通常、 P は $N/32$ から $N/4$ 程度の値に設定される。

2.2 時間領域等化器を持つ受信機

周波数選択性通信路を通過し、 D 本のアンテナで受信された時刻 k の信号は次式で表せる⁽¹⁾。

$$\mathbf{r}_k = \sum_{m=0}^M \mathbf{h}_m u_{k-m} + \mathbf{w}_k. \quad (3)$$

ここで $\mathbf{r}_k = [r_k^{(1)} \ \cdots \ r_k^{(D)}]^T$, $\mathbf{h}_k = [h_k^{(1)} \ \cdots \ h_k^{(D)}]^T$, $\mathbf{w}_k = [w_k^{(1)} \ \cdots \ w_k^{(D)}]^T$ である。 $r_k^{(d)}$ は第 d アンテナの受信信号を表す。 $w_k^{(d)}$ は第 d アンテナにおける通信路雑音を表し、複素ガウス確率変数として扱うことができる。送信機と第 d 受信アンテナ間の通信路は M 次の FIR フィルタによって表され、 $h_k^{(d)}$ はそのインパルス応答である。

通信路インパルス応答次数 M が CP 長 P 以下ならば、受信信号の CP 相当部分を削除することで IBI を除去できる。しかし、 M が P を超えるとき、CP 相当部分を除去しても IBI が残留し、これが性能劣化を引き起こす。CP 長 P を長くすることで IBI を防ぐ方法も知られているが、CP は冗長な信号であるから周波数利用効率が劣化してしまう。

そこで、TEQ を利用して残留した IBI を抑圧することを考える。TEQ は各アンテナの受信信号を入力とする D 個の L 次の FIR フィルタから成り、その出力は次式となる。

$$y_k = \sum_{d=1}^D \sum_{l=0}^L g_l^{(d)*} r_{k-l}^{(d)} = \sum_{l=0}^L \mathbf{g}_l^H \mathbf{r}_{k-l} = \mathbf{g}^H \mathbf{r}[k]. \quad (4)$$

ここで $\mathbf{g}_k = [g_k^{(1)} \ \cdots \ g_k^{(D)}]^T$, $\mathbf{g} = [\mathbf{g}_0^T \ \cdots \ \mathbf{g}_L^T]^T$ は TEQ のインパルス応答ベクトル、TEQ への入力ベクトル $\mathbf{r}[k]$ は次式のように書ける。

$$\mathbf{r}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_k \\ \mathbf{r}_{k-1} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{k-L} \end{bmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{u}[k] + \mathbf{w}[k]. \quad (5)$$

ここで $\mathbf{H}$ は $(L+1)D \times (L+M+1)$ 行列で、

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0 & \mathbf{h}_1 & \cdots & \mathbf{h}_M & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_0 & \mathbf{h}_1 & \cdots & \mathbf{h}_M & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0 & \mathbf{h}_1 & \cdots & \mathbf{h}_M \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$\mathbf{u}[k] = [u_k \ u_{k-1} \ \cdots \ u_{k-L-M}]^T$, $\mathbf{w}[k] = [\mathbf{w}_k^T \ \cdots \ \mathbf{w}_{k-L}^T]^T$ 。式 (5) を式 (4) に代入すると、

$$y_k = \mathbf{g}^H \mathbf{H} \mathbf{u}[k] + \mathbf{g}^H \mathbf{w}[k] = \mathbf{c}^H \mathbf{u}[k] + \mathbf{g}^H \mathbf{w}[k]. \quad (7)$$

ここで $\mathbf{c}$ は実際の通信路と TEQ から成る合成通信路のインパルス応答であり、次式で定義される。

$$\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \cdots \ c_{L+M}]^T = \mathbf{H}^H \mathbf{g}. \quad (8)$$

TEQ のパラメータ $\mathbf{g}$ を調節して、合成通信路のインパルス応答長 ($\mathbf{c}$ の非ゼロ部分の長さ) を CP 長+1($P+1$) 以下に短くすることで IBI を除去する。これを通信路短縮と呼ぶ (図 1)。なお (ゼロフォーシング) 通信路等化はインパルス応答長を 1 にする (c_0 以外をゼロとする) 通信路短縮の特別な場合に相当する。

第 n ブロックの CP 相当部分を除いた TEQ 出力は次のように書ける。

$$\mathbf{y}_n = \begin{bmatrix} y_{nQ+P} \\ y_{nQ+P+1} \\ \vdots \\ y_{(n+1)Q-1} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{x}_n + \mathbf{B} \mathbf{x}_{n-1} + \mathbf{n}_n. \quad (9)$$

ここで $\mathbf{n}_n$ は雑音成分、 $\mathbf{C}$ と $\mathbf{B}$ は次の $N \times N$ 行列である。

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & 0 & c_P & \cdots & c_1 \\ c_1 & c_0 & \ddots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 & c_{L+M} & & \vdots \\ c_{L+M} & & & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & c_{L+M} & & \ddots & \ddots & & c_{L+M} \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_{L+M} & \cdots & \cdots & c_0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & c_{L+M} & \cdots & c_{P+1} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & c_{L+M} & \\ \vdots & & & & 0 & \\ \vdots & & & & \vdots & \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}.$$

式 (9) の右辺第二項は第 $n-1$ ブロックであるから IBI に相当し、合成通信路のインパルス応答の c_{P+1} から c_{L+M} の項が IBI を引き起こしていることが分かる。通信路短縮の目的は、希望成分に相当する c_0 から c_P を保持しつつ、IBI に相当する c_{P+1} から c_{L+M} をゼロにすることである^(注1)。これを実現するような TEQ を求める方法を 3. と 4. で説明する。

通信路短縮により IBI 成分をゼロにできた場合、式 (9) の右辺第一項の行列 $\mathbf{C}$ は c_0 から c_P を要素とする巡回行列となり、

(注1): 判定遅延 δ を導入し、式 (9) の $\mathbf{y}_n$ を $\{y_k; k = nQ + P + \delta, \dots, nQ + Q - 1 + \delta\}$ により構成した場合、希望成分は c_δ から $c_{P+\delta}$ が相当し、それ以外が IBI に相当する。遅延 δ をうまく定めることで等化性能は向上するが、本稿では簡単のために $\delta = 0$ として説明する。この場合、式 (9) のように IBI は隣接する第 $n-1$ ブロックだけから発生する。

$\mathbf{y}_n$ に DFT を適用すると次式を得る。

$$\mathbf{z}_n = \mathbf{F} \mathbf{y}_n = \mathbf{F} \mathbf{C} \mathbf{F}^H \mathbf{s}_n + \mathbf{F} \mathbf{n}_n = \mathbf{D} \mathbf{s}_n + \mathbf{F} \mathbf{n}_n. \quad (11)$$

$\mathbf{D} = \mathbf{F} \mathbf{C} \mathbf{F}^H$ は対角行列となり、これによりブロック内の干渉は消える。 $\mathbf{D}$ の第 m 対角要素は $H(\omega_m) = \sum_{k=0}^P c_k \exp(-i\omega_m k)$ であり、 $\omega_m = 2\pi m/N$ における合成通信路の周波数伝達関数値である。最後に FEQ を適用し、データ推定値を得る。例えばゼロフォーシング FEQ は $\mathbf{Q} = \mathbf{D}^{-1}$ であり、

$$\hat{\mathbf{s}}_n = \mathbf{Q} \mathbf{z}_n = \mathbf{s}_n + \mathbf{D}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{n}_n \quad (12)$$

となり、雑音が無視できるとき、データを正確に得ることができる。

3. 通信路が既知の場合の通信路短縮

合成通信路のインパルス応答の先頭の $P+1$ 個が希望成分に相当し、残りの部分が IBI 成分に相当する。これらを次式のように表す (図 3)。

$$\mathbf{c}_{\text{des}} = [c_0 \ c_1 \ \cdots \ c_P]^T = \mathbf{H}_{\text{des}}^H \mathbf{g},$$

$$\mathbf{c}_{\text{ibi}} = [c_{P+1} \ c_{P+2} \ \cdots \ c_{L+M}]^T = \mathbf{H}_{\text{ibi}}^H \mathbf{g}. \quad (13)$$

ここで $\mathbf{H}_{\text{des}}$ は行列 $\mathbf{H}$ の先頭の $P+1$ 列から成る $(L+1)D \times (P+1)$ 行列、 $\mathbf{H}_{\text{ibi}}$ は残りの $(L+1)D \times (L+M-P)$ 行列である。ここでは、通信路 $\mathbf{H}$ が既知の場合について、 $\mathbf{c}_{\text{ibi}}$ をゼロ、あるいはできるだけ小さくするような通信路短縮法を紹介する。

3.1 最大短縮 SNR 法

式 (13) の希望成分と IBI 成分の大きさは、

$$\|\mathbf{c}_{\text{des}}\|^2 = \mathbf{g}^H \mathbf{H}_{\text{des}} \mathbf{H}_{\text{des}}^H \mathbf{g} = \mathbf{g}^H \mathbf{A} \mathbf{g}, \quad (14)$$

$$\|\mathbf{c}_{\text{ibi}}\|^2 = \mathbf{g}^H \mathbf{H}_{\text{ibi}} \mathbf{H}_{\text{ibi}}^H \mathbf{g} = \mathbf{g}^H \mathbf{B} \mathbf{g}. \quad (15)$$

ここで $\mathbf{A} = \mathbf{H}_{\text{des}} \mathbf{H}_{\text{des}}^H$ 、 $\mathbf{B} = \mathbf{H}_{\text{ibi}} \mathbf{H}_{\text{ibi}}^H$ 。短縮 SNR(SSNR: Shortening Signal-to-Noise Ratio) を次式で定義する。

$$\text{SSNR} = \frac{\|\mathbf{c}_{\text{des}}\|^2}{\|\mathbf{c}_{\text{ibi}}\|^2} = \frac{\mathbf{g}^H \mathbf{A} \mathbf{g}}{\mathbf{g}^H \mathbf{B} \mathbf{g}}. \quad (16)$$

干渉成分が小さく、希望成分が大きいに SSNR は大きくなるから、SSNR ができるだけ大きくなるように $\mathbf{g}$ を定めることが望ましい。SSNR を最大化するように TEQ を設計する方法を最大短縮 SNR(MSSNR: Maximum SSNR) 法と呼ぶ⁽¹⁴⁾。

具体的に $\mathbf{g}$ を求める手順は、行列ペア ($\mathbf{A}, \mathbf{B}$) の一般化固有

図 3 合成通信路

図 4 最小平均二乗誤差法

値分解を行い，最大の一般化固有値に対応する一般化固有ベクトルを $\mathbf{g}$ とすればよい．この手法は，雑音については考慮せず，時間領域のインパルス応答だけに基づくため，事前に必要な情報は通信路 $\mathbf{H}$ だけであり，比較的計算量も少ない点が特長である．

3.2 最小平均二乗誤差法

MSSNR 法と異なり，最小平均二乗誤差 (MMSE) 法⁽¹⁵⁾では，干渉と雑音の両方を考慮して等化器を求める．通信路等化の場合は，送信信号 s_k を TEQ の目標出力として定めることができるが，通信路短縮の場合は目標出力が未知なので問題は簡単ではない．そこで，TEQ を決定すると同時に，目標出力を得るための目標インパルス応答を同時に決定することを考える．TEQ 出力と目標出力の差を次式で定義する (図 4)．

$$e[k] = y_k - \mathbf{b}^H \mathbf{u}[k] \quad (17)$$

ここで， $\mathbf{b} = [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_{L+M}]^T$ は目標インパルス応答である．平均二乗誤差 $J_{\text{mse}}(\mathbf{g}, \mathbf{b}) = E[|e[n]|^2]$ に式 (17) を代入し，送信信号と雑音が無相関であることに注意すると， J_{mse} は次のように書ける．

$$J_{\text{mse}}(\mathbf{g}, \mathbf{b}) = \mathbf{g}^H \mathbf{R}_r \mathbf{g} - \mathbf{g}^H \mathbf{R}_{ru} \mathbf{b} - \mathbf{b}^H \mathbf{R}_{ur} \mathbf{g} + \mathbf{b}^H \mathbf{R}_u \mathbf{b}. \quad (18)$$

ここで $\mathbf{R}_r = E[\mathbf{r}[k] \mathbf{r}^H[k]]$ ， $\mathbf{R}_{ru} = E[\mathbf{r}[k] \mathbf{u}^H[k]] = \mathbf{R}_{ur}^H$ ， $\mathbf{R}_u = E[\mathbf{u}[k] \mathbf{u}^H[k]]$ である．最適解において関数 $J_{\text{mse}}(\mathbf{g}, \mathbf{b})$ の $\mathbf{g}$ と $\mathbf{b}$ に関する勾配がゼロとなることから次式を得る．

$$\mathbf{g} = \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{R}_{ru} \mathbf{b}, \quad (19)$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{R}_{ur} \mathbf{g}. \quad (20)$$

式 (19) を式 (18) に代入すると次式を得る．

$$J_{\text{mse}}(\mathbf{b}) = \mathbf{b}^H (\mathbf{R}_u - \mathbf{R}_{ur} \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{R}_{ru}) \mathbf{b}. \quad (21)$$

全ての要素がゼロである意味のない解を防ぐために，ここでは $\mathbf{b}$ のノルム拘束 $\|\mathbf{b}\| = 1$ を考える．拘束 $\|\mathbf{b}\| = 1$ の下で式 (21) を最小にする $\mathbf{b}$ は，行列 $\mathbf{R}_m = \mathbf{R}_u - \mathbf{R}_{ur} \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{R}_{ru}$ の最小固有値に対応する固有ベクトルである．

$\mathbf{b}, \mathbf{g}$ を求めるには，行列 $\mathbf{R}_r, \mathbf{R}_{ur}, \mathbf{R}_u$ が必要である． $L + M + 1$ が N に比べて小さければ送信信号は無相関系列とみなせるので次式のように書ける．

$$\mathbf{R}_r = \sigma_s^2 \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}, \quad \mathbf{R}_{ru} = \sigma_s^2 \mathbf{H}, \quad \mathbf{R}_u = \sigma_s^2 \mathbf{I}. \quad (22)$$

ここで σ_s^2 と σ_w^2 はそれぞれ s_k と $w_k^{(d)}$ の分散を表す．通信路 $\mathbf{H}$ に加えて，雑音成分の分散 σ_w^2 を事前に知る必要があることが分かる．

具体的に $\mathbf{b}, \mathbf{g}$ を求める手順は，式 (22) を用いて行列 $\mathbf{R}_m$ を求め，その最小固有ベクトルを $\mathbf{b}$ とする．更に，得られた $\mathbf{b}$ を式 (19) に代入して $\mathbf{g}$ が得られる．

3.3 周波数領域における TEQ 設計法

前述の手法は時間領域における TEQ 設計法である．OFDM では各サブキャリアにデータシンボルが割り当てられているため，たとえ IBI が完全に抑圧できたとしても，もし合成通信路の周波数伝達関数があるサブキャリアにおいて大きく落ち込む場合，相対的に雑音成分が大きくなるため性能が劣化する．時間領域における設計では，明示的に合成通信路の周波数特性を制御できないから，必ずしも十分な性能が得られない．この点に着目するのが周波数領域における設計法である．

OFDM におけるビット誤り率は次の形に書くことができる．

$$\text{BER}(\mathbf{g}) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} Q\left(\sqrt{\text{SNR}_m(\mathbf{g})}\right). \quad (23)$$

ここで SNR_m は第 m サブキャリアにおける SN 比で，次の形で表せる．

$$\text{SNR}_m(\mathbf{g}) = \frac{\mathbf{g}^H \mathbf{B}_m \mathbf{g}}{\mathbf{g}^H \mathbf{A}_m \mathbf{g}}. \quad (24)$$

行列 $\mathbf{A}_m, \mathbf{B}_m$ の定義は文献 (16) に示されている．文献 (16) に反復的に $\mathbf{g}$ を求める方法が示されているが， Q 関数の非線形性により，式 (23) は多峰性となるので，その結果は初期値の選択に依存する．初期値をうまく選ぶことで優れた性能が得られる．

次式のビットレートを最大にするように TEQ を決定する最大ビットレート法⁽¹⁷⁾も知られている．

$$B(\mathbf{g}) = \sum_{m=0}^{N-1} \log_2(1 + \text{SNR}_m(\mathbf{g})). \quad (25)$$

これは非線形最適化問題を解く必要があり，大域的最適解への収束が保証されないという問題がある．

4. ブラインド通信路短縮

3. で述べた方法は，通信路のインパルス応答を事前に知る必要があり，あらかじめ通信路推定を行う必要がある．通常，通信路推定にはパイロットシンボルを利用するが，これは周波数利用効率を劣化させる．ここでは，事前の通信路推定をすることなく，またパイロットシンボルも用いないブラインド通信路短縮法について説明する．

4.1 MERRY アルゴリズム

式 (2) に示したように，CP の付加された OFDM 送信信号では，CP 部分の送信信号と CP の元になる送信信号は等

図5 MERRY アルゴリズム

しく、例えば第 n ブロックの最後の要素と対応する CP 部の要素について $u_{nQ+P-1} = u_{nQ+Q-1}$ が成り立つ。しかし、IBI が存在する通信路を通過した受信信号ではこの関係は崩れて $r_{nQ+P-1}^{(d)} \neq r_{nQ+Q-1}^{(d)}$ となる。TEQ の出力において、この CP の関係を再生し、 $y_{nQ+P-1} = y_{nQ+Q-1}$ が成り立つように TEQ を調節するアイデアが Martin 等⁽¹⁸⁾によって提案された^(注2)。この様子を図 5 に示す。この方法は、MERRY(Multicarrier Equalization by Restoration of RedundancY) アルゴリズムと呼ばれ、次の評価関数を最小化するものである。

$$J_{\text{merry}}(\mathbf{g}) = \mathbb{E} [|y_{nQ+Q-1} - y_{nQ+P-1}|^2]. \quad (26)$$

$\mathbf{g} = \mathbf{0}$ のとき評価関数はゼロを取るが、これは意味のない解であるから、これを防ぐためにノルム拘束 ($\|\mathbf{g}\| = 1$) が必要である。もし TEQ 出力において IBI が存在しなければ (雑音がない場合に) 評価関数はゼロとなることが容易に確認できる。

$J_{\text{merry}}(\mathbf{g})$ を最小化する $\mathbf{g}$ を求める第 1 の方法は適応アルゴリズムである。これは確率的勾配法によるもので、よく知られた LMS アルゴリズム⁽³⁾と同様に、評価関数 $J_{\text{merry}}(\mathbf{g})$ の瞬時近似による最急降下方向に少しずつ $\mathbf{g}$ を修正するものである。

$$\tilde{\mathbf{g}}[n+1] = \mathbf{g}[n] - \mu \frac{\partial |\mathbf{g}^H[n] \tilde{\mathbf{r}}[n]|^2}{\partial \mathbf{g}^*} = \mathbf{g}[n] - \mu \tilde{\mathbf{y}}_n^* \tilde{\mathbf{r}}[n], \quad (27)$$

$$\mathbf{g}[n+1] = \frac{\tilde{\mathbf{g}}[n+1]}{\|\tilde{\mathbf{g}}[n+1]\|}. \quad (28)$$

ここで $\tilde{\mathbf{y}}_n = y_{nQ+Q-1} - y_{nQ+P-1}$, $\tilde{\mathbf{r}}[n] = \mathbf{r}[nQ+Q-1] - \mathbf{r}[nQ+P-1]$ 。式 (28) はノルム拘束を満たすために必要である。TEQ ベクトルの適当な初期値 $\mathbf{g}[0]$ を与え、式 (27) と (28) を OFDM ブロック受信ごとに実行し、収束するまで反復する。 μ はステップ利得と呼ばれ、小さい正の定数に定める。 μ が大きいほど収束が早い、大きすぎると発散したり、最適解の近傍で変動して良い性能が得られない。また小さいほど良い解に収束するが、収束までに多くの反復を必要とする。通信路等化のブラインドアルゴリズムとして有名な CMA(Constant Modulus Algorithm) 等⁽¹³⁾のように、極小値へ収束することではなく、 $J_{\text{merry}}(\mathbf{g})$ を最小にする解に収束する (ただし IBI が抑圧できるとは限らない)。この収束性とアルゴリズムの簡易さより、MERRY アルゴリズムは使いやすい方法と言える。

第 2 の方法は一括アルゴリズムである。評価関数 $J_{\text{merry}}(\mathbf{g})$ を次のように書き直す。

(注2): CP の性質を回復することにより IBI を抑圧するアイデアは、適応アレーアンテナで IBI を抑圧する方法として同時期に独立に堀らによって提案されている⁽⁸⁾。

図6 MERRY アルゴリズムによる通信路短縮の例

$$J_{\text{merry}}(\mathbf{g}) = \mathbb{E} [|\mathbf{g}^H \tilde{\mathbf{r}}[n]|^2] = \mathbf{g}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} \mathbf{g}. \quad (29)$$

ここで $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \mathbb{E} [\tilde{\mathbf{r}}[n] \tilde{\mathbf{r}}^H[n]]$ である。ノルム拘束の下で式 (29) の最小化は、 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ の最小固有値に対応する固有ベクトルに $\mathbf{g}$ を選べば達成できる。具体的には、 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ を時間平均により推定し、

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \frac{1}{B} \sum_{n=1}^B \tilde{\mathbf{r}}[n] \tilde{\mathbf{r}}^H[n], \quad (30)$$

$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ の固有値分解を実行し、最小固有値に対応する固有ベクトルを $\mathbf{g}$ とすればよい。適応アルゴリズムに比べると少ないブロック数で良い解が得られる傾向がある。

MERRY アルゴリズムにより通信路短縮を行った例を図 6 に示す。諸元は $N = 32, P = 8, M = 15, L = 16, D = 2, B = 100$, SN 比 30dB である。図中の矢印が CP 長 P を表しており、元の通信路では CP 長を超えて IBI が発生しているが、MERRY により CP 長以内に短縮されている様子が分かる。

前述のように、IBI が完全に除去されたときは評価関数が最小となるが、評価関数を最小化したからといって IBI が必ず抑圧できるかどうかは自明ではない。この問題について、IBI を完全に抑圧するための十分条件は、通信路行列 $\mathbf{H}$ のランクが $L + M$ (フルカラムランク) になることであることが示されている⁽²⁶⁾。 $\mathbf{H}$ が縦長になるために $(L+1)D > L + M + 1$ が必要であるが、これは受信アンテナ数 D を増やせばよい。通信路行列がフルカラムランクになることは、送信機と D 個のアンテナ間の通信路 $h_k^{(d)}, d = 1, \dots, D$, が共通のゼロ点を持たないことと同値である⁽¹³⁾。経験的には、レイリーフェージングを仮定して、通信路のインパルス応答が複素ガウス確率変数で表されるとき、大抵満たされる。

拘束条件としてノルム拘束を用いる場合、IBI の完全抑圧が保証できるが、必ずしも良い性能が得られない。なぜなら、 $\mathbf{c}_{\text{ibi}} = \mathbf{H}_{\text{ibi}} \mathbf{g} = \mathbf{0}$ を満たす $\mathbf{g}$ は一意ではなく、雑音成分に比べて希望成分 $\mathbf{c}_{\text{des}}$ の大きさが小さくなってしまふ $\mathbf{g}$ を選ぶ可能性があるからである (いわゆる雑音強調)。これを防ぐ一つの方法は、TEQ 出力電力を一定にする拘束条件 $\mathbb{E}[|y_k|^2] = 1$ を用いることである。 $\mathbb{E}[|y_k|^2] = \mathbf{g}^H \mathbb{E}[\mathbf{r}[k] \mathbf{r}^H[k]] \mathbf{g} = \mathbf{g}^H \mathbf{R}_r[0] \mathbf{g}$ と書けるから、問題は次のようになる。

$$\min_{\mathbf{g}} \mathbf{g}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} \mathbf{g} \quad \text{sub. to} \quad \mathbf{g}^H \mathbf{R}_r[0] \mathbf{g} = 1. \quad (31)$$

この解は行列ペア $(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}, \mathbf{R}_r[0])$ の一般化固有値分解を行い、最小の一般化固有値に対応する一般化固有ベクトルにより与えら

図7 キャリヤヌリングアルゴリズム

れる．この方法を使うと，空間ダイバーシチ効果も得られる．

4.2 キャリヤヌリングアルゴリズム

OFDM では隣接チャネルとの干渉を避けるために，利用可能な帯域の両端にガードバンドを設けて，幾つかのサブキャリアをデータ伝送に用いない（ヌルサブキャリア）．例えば WLAN の IEEE802.11a では 64 本のサブキャリアのうち 12 本は利用しない．IBI が存在する場合，受信機の DFT 出力において，ヌルサブキャリアのところに干渉成分が現れる（キャリア間干渉）．Romano 等⁽¹⁹⁾は，この干渉成分が小さくなるように TEQ を調節することで通信路短縮を行う方法をキャリヤヌリングアルゴリズム（CNA: Carrier Nulling Algorithm）と呼んだ^(注3)（図7）．

CNA は次の評価関数の最小化に基づく．

$$J_{\text{cna}}(\mathbf{g}) = \sum_{m \in \mathcal{N}} \mathbb{E}[|z_n[m]|^2] = \mathbb{E}[\|\mathbf{F}_n \mathbf{y}_n\|^2]. \quad (32)$$

ここで $z_n[m]$ は第 n ブロックの第 m サブキャリアの DFT 出力， $\mathcal{N}$ はデータ伝送に利用しないヌルサブキャリアの番号の集合， $\mathbf{F}_n$ はヌルサブキャリアに相当する行を DFT 行列から抜き出した行列である．MERRY アルゴリズムと同様に， $\mathbf{g}$ がゼロになるのを防ぐためにノルム拘束などの拘束条件が必要である．

$J_{\text{cna}}(\mathbf{g})$ を最小化するための適応アルゴリズムは，ノルム拘束付きの確率的勾配法により，次式のように得られる．

$$\tilde{\mathbf{g}}[n+1] = \mathbf{g}[n] - \mu \mathbf{R}_n^T \mathbf{F}_n^T \mathbf{F}_n \mathbf{y}_n^*, \quad (33)$$

$$\mathbf{g}[n+1] = \frac{\tilde{\mathbf{g}}[n+1]}{\|\tilde{\mathbf{g}}[n+1]\|}. \quad (34)$$

ステップ利得 μ を小さい正の数に定めて，上式をブロックごとに反復実行することで $J_{\text{cna}}(\mathbf{g})$ を最小化することができる．

一括アルゴリズムも利用できる．式 (9) が，

$$\mathbf{y}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{r}^T[nQ + P] \\ \vdots \\ \mathbf{r}^T[nQ + Q - 1] \end{bmatrix} \mathbf{g}^* = \mathbf{R}_n \mathbf{g}^* \quad (35)$$

と書けるから，評価関数は次のように書き換えられる．

$$J_{\text{cna}}(\mathbf{g}) = \mathbf{g}^T \mathbb{E}[\mathbf{R}_n^H \mathbf{F}_n^H \mathbf{F}_n \mathbf{R}_n] \mathbf{g}. \quad (36)$$

ノルム拘束 $\|\mathbf{g}\| = 1$ の場合，行列 $\mathbf{R}_n = \mathbb{E}[\mathbf{R}_n^H \mathbf{F}_n^H \mathbf{F}_n \mathbf{R}_n]$ の

(注3): 同様のアイデアは，CP を用いない OFDM 方式のためのブラインド通信路等化法⁽²⁰⁾としてずいぶん早い時期に提案されている．また，OFDM における周波数オフセットのブラインド推定⁽²¹⁾，OFDM のためのブラインド適応アレーアンテナ⁽²²⁾でも同じアイデアを見ることができる．

推定値を B ブロックに渡る時間平均により求めて，その最小固有値に対応する固有ベクトルを $\mathbf{g}^*$ とすればよい．

雑音が無視できる場合に，CNA により完全に IBI を抑圧できることが知られている⁽²³⁾．その十分条件は，MERRY アルゴリズムと同様に， $\mathbf{H}$ がフルカラムランクになることである（ $\mathbf{H}$ が縦長になるだけでもよい）．CNA の場合も，ノルム拘束では十分な性能は必ずしも得られないので，TEQ 出力電力拘束などを使うのがよい．CNA も収束性と簡易さの観点からとても使いやすい方法である．

マルチユーザシステムである OFDMA アップリンクは，一人のユーザに着目すれば多数のヌルサブキャリアを含む OFDM とみなせる．この場合，MERRY アルゴリズムがうまく動作しないのに対して，CNA は優れた性能を持つことが報告されている⁽²³⁾．

4.3 SAM アルゴリズム

合成通信路のインパルス応答の自己相関関数を考える．

$$\phi_c[l] = \sum_{k=0}^{L+M} c_k c_{k-l}^*. \quad (37)$$

もし IBI が抑圧されていれば，つまり通信路のインパルス応答長が CP 長以内に短縮されて $c_k = 0, k > P$ ならば， $\phi_c[l] = 0, |l| > P$ となる．逆に IBI が残留していれば， $\phi_c[l] \neq 0, |l| > P$ である．このことから，自己相関関数が短縮されるように TEQ を調節することで通信路短縮を行う方法が Balakrishnan ら⁽²⁴⁾によって提案された．これは SAM(Sum-Squared Autocorrelation Minimization) アルゴリズムと呼ばれる．次の評価関数の最小化に基づく．

$$J_{\text{sam}}(\mathbf{g}) = \sum_{l=P+1}^{L+M} |\phi_c[l]|^2. \quad (38)$$

この評価関数は合成通信路 c_k を含むので，通信路が未知の場合，直接に最小化はできない．そこで，TEQ 出力の自己相関関数を考える．

$$\phi_y[l] = \mathbb{E}[y_k y_{k-l}^*] = \phi_c^*[l] + \sigma_w^2 \sum_{k=0}^{L+M} \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_{k-l}. \quad (39)$$

上式の最右辺は送信信号と雑音の無相関性から得られる．雑音が無視できる ($\sigma_w^2 = 0$) 場合， $|\phi_c[l]| = |\phi_y[l]|$ となる．そこで，式 (38) の $\phi_c[l]$ を $\phi_y[l]$ に強引に置き換えてしまう．更に期待値を瞬時値で置き換えて，確率的勾配法により得られる適応アルゴリズムは以下ようになる．

$$\tilde{\mathbf{g}}[k+1] = \mathbf{g}[k] - \mu \sum_{l=P+1}^{L+M} (y_k^* y_{k-l}^* - \phi_y[l]) \times (y_k \mathbf{r}[k-l] + y_{k-l} \mathbf{r}[k]), \quad (40)$$

$$\mathbf{g}[k+1] = \frac{\tilde{\mathbf{g}}[k+1]}{\|\tilde{\mathbf{g}}[k+1]\|}. \quad (41)$$

SAM アルゴリズムの評価関数は一般に多峰性となるため，アルゴリズムが収束したとしても，必ずしも IBI を抑圧できるか

どうか分からない．その結果は初期値の選び方に依存するので，使い方には幾らかコツが必要である．

MERRY と CNA はブロックごと (T_b 秒ごと) に動作するため，OFDM ブロックの開始位置を知る必要がある．つまりブロック同期を必要とする．SAM アルゴリズムは，更新がブロックごとではなくシンボルタイミングごと (T_s 秒ごと) であるため，ブロック同期が不要であり，1 ブロック内に Q 回の更新ができる．しかし，四次の統計量に基づく方法なので収束までには多数の反復が必要になる．

4.4 二次統計量に基づく方法

ブロック同期が不要で，かつ二次統計量に基づく方法⁽²⁵⁾を説明する．受信信号ベクトルの自己相関行列を考える．

$$\mathbf{R}_r[l] = E[\mathbf{r}[k]\mathbf{r}^H[k+l]] = \mathbf{H}(\mathbf{J}^T)^l \mathbf{H}^H + \sigma_w^2 (\mathbf{J}^T)^l \mathbf{D}. \quad (42)$$

ここで $\mathbf{J}$ は以下で定義されるシフト行列であり，上式は送信信号と雑音の白色性から導かれる．

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 1 & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (43)$$

雑音が無視できるものとする（あるいは式 (42) から雑音の項を減ずる）．このとき，

$$\mathbf{R}_r[P+1]\mathbf{g} = \mathbf{0} \quad (44)$$

を満たすように $\mathbf{g}$ を選ぶ． $\mathbf{H}$ がフルカラムランクなら，

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(\mathbf{J}^T)^{P+1} \mathbf{H}^H \mathbf{g} &= \mathbf{0} \rightarrow (\mathbf{J}^T)^{P+1} \mathbf{c} = \mathbf{0} \\ &\rightarrow [c_{P+1} \cdots c_{L_c} \ 0 \cdots 0]^T = \mathbf{0} \end{aligned}$$

となるので IBI 成分をゼロにすることができる．

式 (44) を満たす $\mathbf{g}$ を求めるための一括アルゴリズムを説明する．まず相関行列 $\mathbf{R}_r[P+1]$ を時間平均により求める．

$$\hat{\mathbf{R}}_r[P+1] = \frac{1}{S} \sum_{k=1}^S \mathbf{r}[k]\mathbf{r}^H[k+P+1]. \quad (45)$$

次に， $\hat{\mathbf{R}}_r[P+1]$ の特異値分解を行い，最小特異値に対応する右特異ベクトルを $\mathbf{g}$ とすればよい．

上述の方法で IBI 成分 c_{ibi} をゼロにできるが，希望成分 c_{des} も小さくなってしまふことがある．このとき，式 (44) を満たしながら，TEQ 出力電力を最大化する方法が有効である．

$$\max_{\mathbf{g}} E[|y_k|^2] \quad \text{sub. to } \mathbf{R}_r[P+1]\mathbf{g} = \mathbf{0}. \quad (46)$$

具体的には， $\hat{\mathbf{R}}_r[P+1]$ の最小特異値に対応する右特異ベクトルは複数あるので，これを並べた行列を $\hat{\mathbf{K}}$ とし， $\mathbf{g} = \hat{\mathbf{K}}\mathbf{v}$ とすれば， $\mathbf{g}$ は $\mathbf{v}$ に依らず式 (44) を満たす．更に， $\mathbf{v}$ をノルム拘束 $\|\mathbf{v}\| = 1$ の元で出力電力を最大にするように決定する．出

力電力は $E[|y_k|^2] = \mathbf{v}^H (\hat{\mathbf{K}}^H \hat{\mathbf{R}}_r[P+1] \hat{\mathbf{K}}) \mathbf{v}$ と書けるから，行列 $\hat{\mathbf{K}}^H \hat{\mathbf{R}}_r[P+1] \hat{\mathbf{K}}$ の最大固有値に相当する固有ベクトルに $\mathbf{v}$ を定めればよい ($\hat{\mathbf{R}}_r[P+1]$ は $\mathbf{R}_r[P+1]$ の時間平均推定)．

この二次統計量に基づく方法と SAM アルゴリズムの関係を述べる．式 (44) の両辺の左から $\mathbf{g}^H$ を掛ければ，

$$\mathbf{g}^H \mathbf{R}_r[P+1]\mathbf{g} = 0 \rightarrow E[y_k y_{k+l}^*] = 0$$

となり， $|\phi_y[P+1]| = 0$ であるから，この方法は SAM アルゴリズムの評価関数 (38) に現れる総和を $l = P+1$ の項だけで打ち切った SAM アルゴリズムの簡易版とみなせる．SAM アルゴリズムは四次の統計量を必要とし，その結果として適応アルゴリズムの収束の問題が起こったが，二次統計量を用いる一括アルゴリズムならば収束の問題は起こらない．

4.5 関連する話題

MERRY アルゴリズムや SAM アルゴリズムは，アイデアが分かりやすいので，それらの改良法や新しい手法の開発といった後続の研究を数多く生んだ^(注4)．例えば，MERRY アルゴリズムの改良⁽²⁶⁾，MERRY アルゴリズムと CNA を組み合わせた方法⁽²⁷⁾や，SAM アルゴリズムの改良法⁽²⁸⁾が検討されている．

多くのブラインド通信路短縮法は IBI 抑圧が主目的であり，雑音の存在下では性能が劣化することがある．IBI 抑圧に加えて，ダイバーシチ等により希望成分を大きくする仕組みが重要である．例えば，最小平均出力エネルギー法⁽²⁹⁾は，TEQ 出力の大きさを最小化することで IBI を抑圧しながら，拘束条件により希望成分をできるだけ大きくしようとするものであり，IBI が完全に抑圧できる上にダイバーシチ効果も得られる．計算量や必要な受信ブロック数を増やさずに性能を向上させる方法は今後も検討する価値がある．

MERRY アルゴリズムをはじめとするブラインド通信路短縮法では，送信信号の白色性を仮定する．OFDM においてヌルサブキャリアが含まれる場合や，送信シンボルが符号化されている場合には送信信号が相関を持ち，通信路短縮の性能劣化につながる．送信信号が有色の場合は，問題に応じて個別に手法を開発する必要がある．その際は，送信信号が持つ構造を利用すると良いだろう．

TEQ を得た後は FEQ を決定する必要がある．FEQ 設計では，IBI が抑圧された後の合成通信路 c_k による位相回転を補償するために，合成通信路を知る必要がある．通信路推定のためにパイロット信号を利用することが一般的であるが，TEQ と同様にブラインド処理により通信路推定することが望ましく，これまでに提案されている OFDM のためのブラインド通信路推定法^{(30) (31)}が利用できる．一方で，TEQ と FEQ を同時に決定することができれば処理量や処理遅延の面でメリットがあるが，そのような試みは余りない．TEQ と FEQ を融合した構造の Per Tone Equalizer はそういったアプローチの一つである⁽³²⁾．

OFDM では，周波数オフセットや IQ インバランスといった

(注4)：このように問題の本質を捉えたシンプルなアイデアが，欠点があったとしても（むしろ欠点がある方が），新しい分野を切り開いていくようである．

送受信機における不具合によって性能が劣化することが知られている。通信路短縮においても、こういった不具合の影響や、不具合による劣化を克服する方法について検討すべきである。また、移動体における高速伝送のように通信路が時間的に変化する場合への対応も未解決の課題である。

ブラインド手法では、パイロットシンボルなどの既知の信号の送信を必要としないが、実際の規格ではパイロットシンボルの挿入が定められていることが多い。その場合、パイロットシンボルを利用してブラインド手法の性能向上を図るセミブラインド手法がより現実的である。通信路等化については過去に多くの研究があるが、セミブラインド通信路短縮に関する検討はほとんど行われていない⁽²³⁾。

5. ま と め

本稿では、OFDMにおけるブロック間干渉を時間領域等化器により抑圧する通信路短縮について概説した。ここで紹介した方法以外にも様々な通信路短縮法がこれまでに提案されているので、興味ある読者は調べてみるとよい⁽¹⁰⁾。本稿では線形フィルタを利用する場合に限定したが、干渉キャンセラのような非線形性を持つ方法と組み合わせることが、複雑さと性能のバランスを考えると実現性が高いかもしれない。

符号間干渉に限らず、干渉の克服は近年の通信システムでは重要な課題であり頻繁に登場する。例えば、適応アレーアンテナによるビーム形成、MIMOにおけるシンボル検出、符号分割多元接続(CDMA)におけるマルチユーザ検波などで式(9)と同様のモデルを見ることができる。今後、新たな干渉の問題が現れた場合、ここで説明した方法がヒントになることがあるかもしれない。

ブラインド信号処理は、これまでにビーム形成やマルチユーザ検波などで多くの研究者が挑んで来た。最近リバイバルブームのニューラルネットワークの教師なし学習も通じるところがあり、教えずともうまく動作する機械を作るという挑戦的なトピックである。地味でもよいので今後も良質な研究が登場することを心待ちにしている。

文 献

- (1) B. P. Lathi and Z. Ding, *Modern Digital and Analog Communication Systems*, 4th Ed., Oxford University Press, 2009.
- (2) 佐藤洋一, 線形等化理論, 丸善, 1990.
- (3) S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, New York, 1996.
- (4) S. Suyama, H. Suzuki, and K. Fukawa, "A MIMO-OFDM receiver employing the low-complexity turbo equalization in multipath environments with delay difference greater than the guard interval," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 1, pp. 39–46, Jan. 2005.
- (5) V. Erceg, K.V. S. Hari, M.S. Smith, D.S. Baum, K.P. Sheikh, C. Tappenden, J.M. Costa, C. Bushue, A. Sarajedini, R. Schwartz, and D. Bränlund, "Channel models for fixed wireless applications," *IEEE 802.16.3c - 01/29r4*, July 2001.
- (6) 村山研一, 横畑和典, 澁谷一彦, 白井規之, 若林弘隆, 今村浩一郎, 渡辺義男, "瑞浪中継局におけるガードインターバル超えマルチパス等化器の野外実験," *映像学技報*, vol. 33, no. 3, pp. 83–86, Jan. 2009.
- (7) D. Kim and G. L. Stuber, "Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 44, no. 12, pp. 2136–2148, Dec. 2002.
- (8) 堀 智, 菊間信良, 稲垣直樹, "OFDMにおけるガード区間を利用したMMSEアダプティブアレー," *信学論(B)*, vol. J85-B, no. 9, pp. 1608–1615, Sept. 2002.
- (9) D. D. Falconer and F. R. Magee, "Adaptive channel memory truncation for maximum likelihood sequence estimation," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 1541–1562, Nov. 1973.
- (10) R. K. Martin, K. Vanbleu, M. Ding, G. Ysebaert, M. Milosevic, B. L. Evans, M. Moonen, and C. R. Johnson, Jr., "Unification and evaluation of equalization structures and design algorithms for discrete multitone modulation systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 10, pp. 3880–3894, Oct. 2005.
- (11) R. K. Martin and C. R. Johnson, Jr., "Adaptive equalization: transitioning from single-carrier to multicarrier systems," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 22, no. 6, pp. 108–122, Nov. 2005.
- (12) W. Zhang, E.A.P. Habets, and P. A. Naylor, "On the use of channel shortening in multichannel acoustic system equalization," *Proc. Int. Workshop Acoust. Echo Noise Control (IWAENC)*, 2010.
- (13) Z. Ding and Y. Li, *Blind Equalization and Identification*, CRC Press, 2001.
- (14) P. J. W. Melsa, R. C. Younce, and C. E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 12, pp. 1662–1672, Dec. 1996.
- (15) N. Al-Dhahir and J. M. Cioffi, "Efficiently computed reduced-parameter input-aided MMSE equalizers for ML detection: a unified approach," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 42, no. 3, pp. 903–915, May 1996.
- (16) R. K. Martin, G. Ysebaert, and K. Vanbleu, "Bit error rate minimizing channel shortening equalizers for cyclic prefixed systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2605–2616, June 2007.
- (17) G. Arslan, B. Evans, and S. Kiaei, "Equalization for discrete multitone transceivers to maximize bit rate," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 49, no. 12, pp. 3123–3135, Dec. 2001.
- (18) R. K. Martin, J. Balakrishnan, W. A. Sethares, and C. R. Johnson, "A blind adaptive TEQ for multicarrier systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 9, no. 11, pp. 341–343, Nov. 2002.
- (19) F. Romano and S. Barbarossa, "Non-data aided adaptive channel shortening for efficient multicarrier systems," *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustic, Speech, and Signal Process.*, pp. 233–236, Hong Kong, April 2003.
- (20) M. de Courville, P. Duhamel, P. Madec, and J. Palicot, "Blind equalization of OFDM systems based on the minimization of a quadratic criterion," *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 1318–1321, Dallas, TX, June 1996.
- (21) H. Liu and U. Tureli, "A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 4, pp. 104–106, April 1998.
- (22) S. Hara, S. Hane, and Y. Hara, "Simple nullsteering OFDM adaptive array antenna for doppler-shifted signal suppression," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 1, pp. 91–99, Jan. 2005.
- (23) T. Miyajima and Z. Ding, "Subcarrier nulling algorithms for channel shortening in uplink OFDMA systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 5, May 2012.
- (24) J. Balakrishnan, R. K. Martin, and C. R. Johnson, "Blind adaptive channel shortening by sum-squared auto-correlation minimization (SAM)," *IEEE Trans.*

Signal Process., vol. 51, no. 12, pp. 3086–3093, Dec. 2003.

- (25) T. Miyajima and Z. Ding, “Second-order statistical approaches to channel shortening in multicarrier systems,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 52, no. 11, pp. 3253–3264, Nov. 2004.
- (26) H. Kameyama, T. Miyajima, and Z. Ding, “Perfect blind-channel shortening for multicarrier systems,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 55, no. 3, pp. 851–860, April 2008.
- (27) T. Ben Jabeur, K. Abed-Meraim, and H. Boujemaa, “Channel shortening techniques for differential encoded OFDM,” Physical Commun., vol. 5, no. 1, pp. 47–60, 2012.
- (28) I. Gul Muhammad, E. Abdel-Raheem, and K. E. Tepe, “Blind adaptive low-complexity time-domain equalizer algorithm for ADSL systems by adjacent lag autocorrelation minimization (ALAM),” Digit. Signal Process., vol. 23, no. 5, pp. 1695–1703, 2013.
- (29) D. Darsena and F. Verde, “Minimum-mean-output-energy blind adaptive channel shortening for multicarrier SIMO transceivers,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 55, no. 12, pp. 5755–5771, Dec. 2007.
- (30) B. Muquet, M. de Courville, and P. Duhamel, “Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 50, no. 7, pp. 1699–1712, July 2002.
- (31) C. Li and S. Roy, “Subspace-based blind channel estimation method for OFDM by exploiting virtual carriers,” IEEE Trans. Wirel. Commun., vol. 2, no. 1, pp. 141–150, Jan. 2003.
- (32) R.K. Martin and C.R. Johnson, Jr., “Blind, adaptive, per tone equalization for multicarrier receivers,” Proc. Conf. on Information Sciences and Systems, Princeton, NJ, March 2002.

(WBS 研究会提案, 平成 28 年 3 月 17 日受付)

宮嶋照行 (正員)

1994 埼玉大大学院理工学研究科博士後期課程了 . 博士 (学術) . 同年, 茨城大・工・助手 . 現在, 同大学・工・電気電子・教授 . 2002 ~ 2003 カリフォルニア大デービス校客員研究員 . 通信の信号処理の研究に従事 . IEEE 会員 .