

シングルキャリア FDMA における通信路ショートニングによる干渉抑圧の研究

宮 嶋 照 行 茨城大学工学部准教授

1 はじめに

直交周波数分割多元接続(Orthogonal Frequency Division Multiple Access: OFDMA)やシングルキャリア FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access: SC-FDMA)などのブロック伝送方式は、次世代の高速無線アクセスシステムを支える技術であり、様々な標準化において採用が進んでいる。OFDMA は柔軟な周波数リソース割当ができるため、周波数スケジューリングゲインによる高いスループットが得られる。一方、SC-FDMA は送信信号のピークと平均電力の比(Peak-to-Average Power Ratio: PAPR)が低いため、送信信号を歪み無く送信するために必要な増幅器のバックオフを小さくすることができ、その結果送信最大電力を大きくすることができ広いカバレッジが得られる。

ブロック伝送では、送信ブロックの先頭にサイクリック・プリフィックス(Cyclic Prefix: CP)を挿入することで、マルチパス環境で発生するブロック間干渉(Inter-Block Interference: IBI)を防ぐことができる。しかし、遅延波の遅延時間が CP 長を超えるような場合には干渉が除去しきれずに残ってしまう。このような状況は、移動通信、シングル周波数ネットワーク、xDSL など様々な分野において起こりうる事が知られている。IBI を防ぐために CP を長くすることは得策ではない。なぜなら CP は情報を運ばない無駄な区間であるから、これを長くすることはスループットの低下につながるからである。

IBI 対策として様々な方法がこれまでに検討されている。干渉成分を推定して除去する干渉キャンセラ[2]、複数のアンテナ出力を合成して干渉方向にビームのヌルを向けるアレーアンテナ[3]、判定結果を利用して干渉をキャンセルする判定帰還型等化器 [4]などの手法が提案されている。xDSL の IBI 対策としてかつて盛んに検討されたものとして、受信機に置かれた線形フィルタによる時間領域等化がある。これは、時間領域等化器(Time-domain equalizer: TEQ)を調整することにより、物理的な通信路と等化器からなる合成通信路のインパルス応答を CP 長まで短縮するものである。時間領域等化器は線形システムであるため解析や設計が容易である点が利点である。

従来の多くの TEQ 設計に関する研究では、通信路の特性(インパルス応答)が受信機において既知であるものと仮定していた。無線通信の場合、様々な環境で利用されることと、移動に伴う通信路の変化があることから、受信機において正確な通信路の特性を知ることは難しい。トレーニング信号やパイロット信号により通信路を推定するためには多くの信号が必要であり、これはスループットの低下を招く。この問題を克服する方法として、ブラインド通信路ショートニングが知られている[5]。これは、トレーニング信号やパイロット信号の情報を利用せずに受信信号だけから TEQ を得るものである。これまでにいくつかの手法が提案されているが[6][7]、その中で Martin 等による MERRY アルゴリズムは簡易でかつ有効な手法である。

Martin 等は全てのサブキャリアをデータ伝送に用いる OFDM を想定したが、実際にはデータを伝送しないヌルキャリアが存在する。ヌルサブキャリアを持つ OFDM において、MERRY アルゴリズムは干渉抑圧できない場合があることを我々は明らかにしている[8]。SC-FDMA や OFDMA では、多数のユーザでサブキャリアを分割して利用するため、ある特定のユーザがデータ伝送に利用できるサブキャリア数は非常に少なくなってしまう。このとき、このユーザにとって、残りの(他のユーザがデータ伝送に利用している)サブキャリアはヌルサブキャリアとみなすことができる。すなわち OFDMA や SC-FDMA においては、極めて多数のヌルサブキャリアを持つシステムとなってしまう、この場合に MERRY アルゴリズムはうまく通信路短縮ができないと予想される。

一方、Romano らによって提案された CNA(Carrier Nulling Algorithm)[9]は、MERRY アルゴリズムとは違い、OFDM に含まれるヌルサブキャリアを積極的に利用する手法である。Ben Jebour らによって完全な通信路短縮が可能であるための十分条件が示されている[10]。この結果によると、データサブキャリア数があるしきい値以上であれば通信路短縮が可能であるのだが、先に述べたように、SC-FDMA や OFDMA ではデータサブキャリア数は極めて制限されるのでこの条件を満たさない可能性が高い。

本稿では、SC-FDMA における CNA の適用を詳細に検討する。SC-FDMA における CNA の完全通信路短縮のための新たな十分条件を示す。計算機シミュレーションにより、理論の正当性を確認し、雑音存在下の性能評価を行い CNA の有効性を示す。

本論文で用いる記号について説明しておく。\$|I|\$ は集合 \$I\$ の要素の数、\$I_m\$ は集合 \$I\$ の第 \$m\$ 要素を表す。集合の要素は小さい順に並んでいるものとする。行列 \$\mathbf{A}\$ の転置、共役転置をそれぞれ \$\mathbf{A}^T\$、\$\mathbf{A}^H\$ と書く。\$A[i,j]\$ は行列 \$\mathbf{A}\$ の第 \$(i,j)\$ 要素、\$a[i]\$ はベクトル \$\mathbf{a}\$ の第 \$i\$ 要素を表す。\$a\$ の複素共役を \$a^*\$ と書くことにする。

2 SC-FDMA システム

2-1 送信機

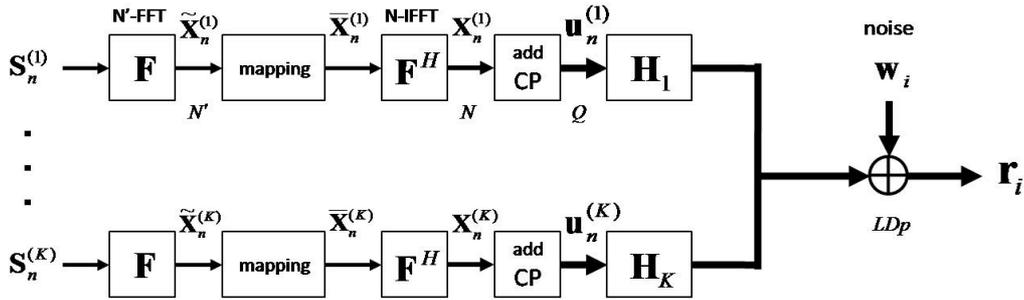


図 1. SC-FDMA 送信機.

図 1 にベースバンド SC-FDMA の送信機モデルを示す。\$K\$ ユーザからなるアップリンクを考える。一人のユーザは、サブキャリア総数 \$N\$ のうちの \$N'\$ 個のサブキャリアをデータ伝送のために利用できるものとする。各ユーザがどのサブキャリアを用いるかはあらかじめ決められているものとする。第 \$k\$ ユーザが利用するサブキャリアの番号からなる集合を \$\mathcal{D}^{(k)}\$ とする。直並列変換後の \$k\$ 番目のユーザの第 \$n\$ ブロックのデータシンボルを \$\mathbf{s}_n^{(k)} = [s_n^{(k)}[0] \ s_n^{(k)}[1] \ \dots \ s_n^{(k)}[N'-1]]^T\$ と書く。このベクトルは FFT により周波数領域へ変換される。

$$\tilde{\mathbf{x}}_n^{(k)} = \mathbf{F}_{N'} \mathbf{s}_n^{(k)} = [\tilde{x}_n^{(k)}[0] \ \tilde{x}_n^{(k)}[1] \ \dots \ \tilde{x}_n^{(k)}[N'-1]]^T.$$

ここで \$N'\$ 点 FFT 行列は次式で与えられる。

$$\mathbf{F}_{N'} = \frac{1}{\sqrt{N'}} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j0} & \dots & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j2\pi \frac{1}{N'}} & \dots & e^{j2\pi \frac{N'-1}{N'}} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ e^{j0} & e^{j2\pi \frac{N'-1}{N'}} & \dots & e^{j2\pi \frac{(N'-1)(N'-1)}{N'}} \end{bmatrix}.$$

得られた \$N'\$ 個の要素を \$\mathcal{D}^{(k)}\$ に対応するサブキャリアに割り当てる。\$\mathcal{D}^{(k)}\$ に含まれないサブキャリアに対しては 0 を割り当てる。すなわち、マッピング後の信号 \$\bar{\mathbf{x}}_n^{(k)} = [\bar{x}_n^{(k)}[0] \ \bar{x}_n^{(k)}[1] \ \dots \ \bar{x}_n^{(k)}[N-1]]^T\$ は次のようになる。

$$\bar{\mathbf{x}}_n^{(k)}[i] = \begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}_n^{(k)}[j] & i = \mathcal{D}_j^{(k)} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}.$$

データシンボル \$\{s_n^{(k)}[i]\}\$ は無相関系列であると仮定すると、\$\{\bar{x}_n^{(k)}[i]\}\$ の相関は次のようになる。

$$E[\bar{x}_n^{(k)}[i] \bar{x}_m^{(k)*}[j]] = \begin{cases} \sigma_x^2 & i = k \in \mathcal{D}^{(k)}, k = l, n = m \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}.$$

異なるユーザ間のデータシンボルは独立であると仮定する。また通信路雑音とも独立であると仮定する。

N 点 IFFT により長さ N の時間領域の信号が得られる.

$$\mathbf{x}_n^{(k)} = \mathbf{F}_N \bar{\mathbf{x}}_n^{(k)} = [x_n^{(k)}[0] \ x_n^{(k)}[1] \ \cdots \ x_n^{(k)}[N-1]]^T.$$

これに長さ P のサイクリックプリフィックス (CP) を付加する. CP は $\mathbf{x}_n^{(k)}$ の最後の P シンボルをブロックの先頭にコピーしたものであり, これにより長さ $Q = N + P$ の送信系列が得られる.

$$\begin{bmatrix} u_{nQ}^{(k)} & \cdots & u_{(n+1)Q-1}^{(k)} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} x_n^{(k)}[N-P] & \cdots & x_n^{(k)}[N-1] & x_n^{(k)}[0] & \cdots & x_n^{(k)}[N-1] \end{bmatrix}^T.$$

送信信号はユーザ毎に異なる通信路を通過し受信機で受信される. 通信路雑音として平均が 0 で分散が σ_w^2 の白色ガウス雑音を仮定する.

2-2 受信機

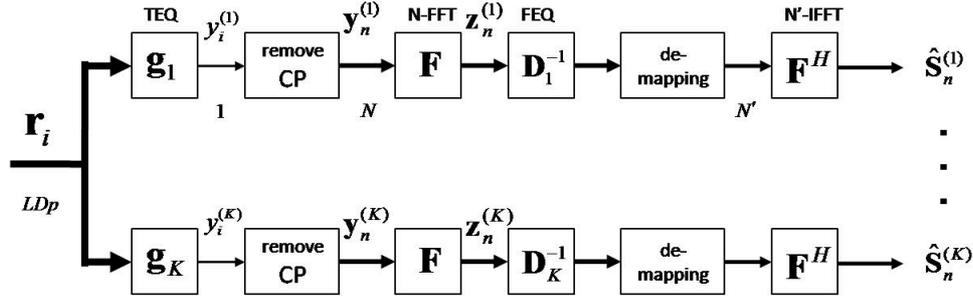


図 2. SC-FDMA 受信機.

図 2 にベースバンド SC-FDMA の受信機モデルを示す.

受信信号は D 本のアンテナで受信され, シンボル当たり p 回のオーバーサンブルが行われる. これが TEQ への入力となる (TEQ への入力は時間的ばかりでなく空間的に多次元であるので TEQ という呼び方は正確でないかもしれないが, 慣習的に TEQ と呼ぶのでここでもそれに従う). TEQ はユーザ毎に用意されている. 希望ユーザを第 k ユーザとすると, TEQ への入力をベクトルにまとめると次のように表せる.

$$\mathbf{r}_i = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}[i] \\ \tilde{\mathbf{r}}[i-1] \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{r}}[i-L+1] \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{H}_k \mathbf{u}_i^{(k)} + \mathbf{w}_i.$$

ここで, L は TEQ フィルタ長, \mathbf{w}_i は雑音ベクトル, $\mathbf{u}_i^{(k)} = [u_i^{(k)} \ \cdots \ u_{i-(L+M)+1}^{(k)}]^T$, $\tilde{\mathbf{r}}[i] = [\bar{\mathbf{r}}_p^T \ \cdots \ \bar{\mathbf{r}}_{(i+1)p-1}^T]^T$, $\bar{\mathbf{r}}_i = [r_i[0] \ \cdots \ r_i[D-1]]^T$, $r_i[d]$ は時刻 i における第 d アンテナにおける受信信号のサンプル値である. 第 k ユーザから基地局への通信路は次数 M の FIR フィルタで表すことができる. 信路行列 \mathbf{H}_k は次式で与えられる.

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0^{(k)} & \mathbf{h}_1^{(k)} & \cdots & \mathbf{h}_M^{(k)} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^{(k)} & \mathbf{h}_1^{(k)} & & \mathbf{h}_M^{(k)} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^{(k)} & \mathbf{h}_1^{(k)} & \cdots & \mathbf{h}_M^{(k)} \end{bmatrix}.$$

ここで $\mathbf{h}_i^{(k)} = [\bar{\mathbf{h}}_p^{(k)T} \ \cdots \ \bar{\mathbf{h}}_{(i+1)p-1}^{(k)T}]^T$, $\bar{\mathbf{h}}_i^{(k)} = [\bar{h}_i^{(k)}[0] \ \cdots \ \bar{h}_i^{(k)}[D-1]]^T$, $\bar{h}_i^{(k)}[d]$ は時刻 i における第 k ユーザと第 d アンテナ間の通信路のサンプル値である. 通信路のインパルス応答長 M は CP 長 P に比べて大きく, IBI が発生しているものとする. また, IBI は隣接するブロックのみから発生することを仮定しておく. すなわち,

$$N \geq L + M - 1.$$

第 k TEQ は次数 $L-1$ の FIR フィルタであり、その出力は、

$$y_i = \mathbf{g}_k^H \mathbf{r}_i = \sum_{l=0}^{K-1} (\mathbf{c}_{kl}^H \mathbf{u}_i^{(l)} + \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_i)$$

と書ける。ここで $\mathbf{c}_{kl} = [c_{kl}[0] \ \cdots \ c_{kl}[L+M-1]]^T = \mathbf{H}_l^H \mathbf{g}_k$ は第 l ユーザの送信機から基地局への通信路と第 k TEQ からなる合成通信路のインパルス応答である。通信路短縮の目的は、 \mathbf{g}_k を調整することで、全ての l について、 \mathbf{c}_{kl} の $P+1$ 個の連続する要素を除く全ての要素を 0 にすることである。このことを本稿では完全通信路短縮と呼ぶ。ブラインド通信路短縮ではそれをトレーニング信号を用いずに行うのである。

3 ブラインド通信路短縮法

3-1 MERRY アルゴリズム

CP を用いるブロック伝送において、送信信号は CP とそのコピー元が一致するという性質を持つ。周波数選択性通信路を通過することで、受信信号においてはその性質が失われてしまう。MERRY アルゴリズムは TEQ 出力においてその性質を復元しようとするものである。MERRY アルゴリズムの評価関数は次式で与えられる。

$$J_{\text{merry}}(\mathbf{g}_k) = E \left[\left| y_{nQ+P-1}^{(k)} - y_{nQ+Q-1}^{(k)} \right|^2 \right] \quad \text{subject to } \|\mathbf{g}_k\| = 1.$$

この評価関数の最小化は、固有値分解による一括処理により行っても良いし、確率的勾配法による適応処理により行っても良い。シングルユーザ OFDM の場合について、完全通信路短縮であるための必要条件が導かれている [8]。この結果をマルチユーザシステムである SC-FDMA と OFDMA に適用可能であることを我々は明らかにした。ユーザ間の送信シンボルが互いに無相関であることに注意すると、第 l 送信機と第 k TEQ の合成通信路が完全通信路短縮可能であるための必要条件は次式で与えられる。

$$|\mathcal{D}^{(l)}| \geq L + M - P. \quad \cdots (1)$$

右辺は、 $L+M$ が合成通信路のインパルス応答長であるから、TEQ を用いない場合の CP 除去後の合成通信路における残留干渉成分の長さを表している。それが第 l 送信機で用いるデータサブキャリア数より小さい必要があることを意味している。しかし、前述のように、OFDMA や SC-FDMA では多くのユーザでサブキャリアを分割して利用するので、1 ユーザあたりの使えるデータサブキャリア数は非常に小さく、この必要条件を満たすことができなくなる。しかも第 k ユーザへの IBI を完全にキャンセルするためには、(1) が全てのユーザについて満たされなければならない。したがって MERRY アルゴリズムの OFDMA と SC-FDMA への適用は極めて限定的となる。

3-2 キャリア・ヌリング・アルゴリズム (CNA)

CNA はシングルユーザ OFDM においてヌルサブキャリアが挿入されることから、周波数選択性通信路のおかげでその性質が失われてしまった受信信号を TEQ により処理することで、FFT 出力においてその性質を復元しようとするものである。先に述べたように、OFDMA と SC-FDMA では各ユーザは多数のヌルサブキャリアを持つと考えられるのだから、CNA はこれらのシステムに適用可能であると期待できる。CNA の評価関数は次式で与えられる。

$$J_{\text{cna}}(\mathbf{g}_k) = E \left[\sum_{i \in \mathcal{N}^{(k)}} |z_n^{(k)}[i]|^2 \right] \quad \text{subject to } \|\mathbf{g}_k\| = 1.$$

ここで $\mathcal{N}^{(k)}$ は第 k ユーザのヌルサブキャリアの番号からなる集合である。さて、この評価関数が最小になったときに通信路短縮ができるための条件を導こう。以下では通信路雑音は無視できるものと仮定する。

まず評価関数を次のように書き直す。

$$J_{\text{cna}}(\mathbf{g}_k) = \mathbf{g}_k^T \mathbf{H}^* E \left[\mathbf{U}_n^H \mathbf{F}_n^{(k)H} \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{U}_n \right] \mathbf{H}^T \mathbf{g}_k.$$

ここで、 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_0 \ \cdots \ \mathbf{H}_{K-1}]$ 、 $\mathbf{U}_n = [\mathbf{U}_n^{(0)} \ \cdots \ \mathbf{U}_n^{(K-1)}]$ 、 $\mathbf{U}_n^{(l)} = [\mathbf{u}_{nQ+P}^{(l)T} \ \cdots \ \mathbf{u}_{nQ+Q-1}^{(l)T}]^T$ 、 $\mathbf{F}_n^{(k)}$ は FFT 行列 \mathbf{F}_N からヌルキャリアに対応する行を取り出した $|\mathcal{N}^{(k)}| \times N$ 行列である。ここで、

$$LD > (L+M)K$$

と仮定する．この仮定により \mathbf{H} が縦長の行列になり評価関数の \mathbf{g}_k ではさんだ $LDp \times LDp$ 行列のランクが LDp 以下になるのでフルランクではなくなる．評価関数の最小化は \mathbf{g}_k ではさんだ $LDp \times LDp$ 行列の最小固有値に対応する固有ベクトルを見つけることで達成されるから，この場合最小固有値は 0 であるので，評価関数の最小値は 0 になる．この条件は基地局のアンテナ数を増やすことで満たすことができる．実際にはこの条件は幾分厳しくて，もっと緩い条件も知られている [9]．

異なるブロック間の送信信号は無相関であるので，評価関数を次のように書き直せる．

$$J_{cna}(\mathbf{g}_k) = \sum_{l=0}^{K-1} \left\{ E \left[\left\| \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{C}_{kl}^* \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{x}}_n^{(l)} \right\|^2 \right] + E \left[\left\| \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{B}_{kl}^* \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{x}}_{n-1}^{(l)} \right\|^2 \right] \right\}.$$

ここで $L_c = L + M$ として，

$$\mathbf{C}_{kl} = \begin{bmatrix} c_{kl}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \cdots & \mathbf{0} & c_{kl}[P] & \cdots & c_{kl}[1] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & c_{kl}[L_c - 1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \mathbf{0} & \ddots & c_{kl}[L_c - 1] \\ c_{kl}[L_c - 1] & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & c_{kl}[L_c - 1] & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & c_{kl}[0] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{kl} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & c_{kl}[L_c - 1] & \cdots & c_{kl}[P + 1] \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & c_{kl}[L_c - 1] \\ \vdots & & & & & \mathbf{0} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

である．評価関数の最小値は 0 であるから，

$$E \left[\left\| \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{B}_{kl}^* \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{x}}_{n-1}^{(l)} \right\|^2 \right] = 0, \forall l$$

が成り立つ．送信信号の統計的性質に注意すると次式を得る．

$$E \left[\left\| \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{B}_{kl}^* \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{x}}_{n-1}^{(l)} \right\|^2 \right] = \sigma_x^2 \left\| \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{B}_{kl}^* \mathbf{F}_d^{(l)H} \right\|^2.$$

ここで $\mathbf{F}_d^{(l)}$ は FFT 行列から第 l ユーザのデータサブキャリアに対応する行を取り出した $|\mathcal{D}^{(l)}| \times N$ 行列である．さて，以下のヌルサブキャリア数に関する条件（ヌルサブキャリア条件と呼ぶ）

$$|\mathcal{N}^{(k)}| \geq L + M - P \quad \cdots (2)$$

を仮定してみると，

$$\mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{B}_{kl}^* \mathbf{F}_d^{(l)H} = \bar{\mathbf{F}}_n^{(k)} \bar{\mathbf{B}}_{kl}^* \bar{\mathbf{F}}_d^{(kl)H}$$

と書ける．ここで， $\bar{\mathbf{F}}_n^{(k)}$ は $\mathbf{F}_n^{(k)}$ の先頭から $|\mathcal{N}^{(k)}|$ 列までを取り出した $|\mathcal{N}^{(k)}| \times |\mathcal{N}^{(k)}|$ 行列， $\bar{\mathbf{F}}_d^{(kl)}$ は $\mathbf{F}_d^{(l)}$ の最後から $|\mathcal{N}^{(k)}|$ 列までを取り出した $|\mathcal{D}^{(l)}| \times |\mathcal{N}^{(k)}|$ 行列， $\bar{\mathbf{B}}_{kl}$ は \mathbf{B}_{kl} の $|\mathcal{N}^{(k)}| \times |\mathcal{N}^{(k)}|$ 右上部分行列である． $\bar{\mathbf{F}}_n^{(k)}$ はヴァンデルモンデ行列なので， $\bar{\mathbf{B}}_{kl}^* \bar{\mathbf{F}}_d^{(kl)H} = \mathbf{0}$ となる． $\bar{\mathbf{F}}_d^{(kl)}$ の全ての要素は非ゼロであるから， $\bar{\mathbf{B}}_{kl} = \mathbf{0}$ でありアップリンク通信路 $\{c_{kl}[i]\}$ は $P + 1$ 以内にショートニングされる．すなわち次式が成り立つ．

$$c_{kl}[P + 1] = \cdots = c_{kl}[L + M - 1] = 0.$$

この結果の極めて重要である点は，条件 (2) は第 k ユーザのヌルキャリア数に関する条件であり，他のユーザのキャリア使用状況は直接問題としていないことである．すなわち第 k ユーザについて (2) が満たされれば第 k TEQ への全てのアップリンク通信路のショートニングが可能なのである．また，条件 (2) は OFDMA や SC-FDMA では満足される可能性が極めて高い．なぜなら多数のユーザが存在するとき，一人のユーザがデータ伝送に利用できるサブキャリア数は限られており，ほとんどのサブキャリアはヌルサブキャリアとみなせるからである．この条件のおかげで，CNA はほとんどの場合で通信路短縮が可能であると考えて差し支えない．条件 (2) はショートニングができるための条件であり，全ての他ユーザからの信号成分がキャンセルされることまでは保証していない．しかし他ユーザからの通信路も短縮されているため CP と FFT 処理のおかげで，ユーザ間の直交性が確保され，希望ユーザのデータサブキャリアへ干渉は起こらない．参考までに，他ユーザからの信号成分がキャンセルされる（すなわち $c_{kl}[i] = 0, \forall i, k \neq l$ ）かどうかは，第 l ユーザのヌルキャリア数に依存することを我々は明らかにしている．

次に，データサブキャリア数に関する条件（データサブキャリア条件と呼ぶ）

$$|\mathcal{D}^{(l)}| \geq L + M - P \quad \dots (3)$$

を仮定してみると、

$$\mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{B}_{kl}^* \mathbf{F}_d^{(l)H} = \tilde{\mathbf{F}}_n^{(kl)} \tilde{\mathbf{B}}_{kl}^* \tilde{\mathbf{F}}_d^{(l)H}$$

と書ける。ここで、 $\tilde{\mathbf{F}}_d^{(l)H}$ は $\mathbf{F}_d^{(l)}$ の先頭から $|\mathcal{D}^{(l)}|$ 列までを取り出した $|\mathcal{N}^{(k)}| \times |\mathcal{D}^{(l)}|$ 行列、 $\tilde{\mathbf{F}}_d^{(l)}$ は $\mathbf{F}_d^{(l)}$ の最後から $|\mathcal{D}^{(l)}|$ 列までを取り出した $|\mathcal{D}^{(l)}| \times |\mathcal{D}^{(l)}|$ 行列、 $\tilde{\mathbf{B}}_{kl}$ は \mathbf{B}_{kl} の $|\mathcal{D}^{(l)}| \times |\mathcal{D}^{(l)}|$ 右上部分行列である。 $\tilde{\mathbf{F}}_d^{(l)}$ はヴァンデルモンデ行列なので、 $\tilde{\mathbf{F}}_n^{(kl)} \tilde{\mathbf{B}}_{kl}^* = \mathbf{0}$ となる。 $\tilde{\mathbf{F}}_d^{(l)H}$ の全ての要素は非ゼロであるから、 $\tilde{\mathbf{B}}_{kl} = \mathbf{0}$ でありアップリンク通信路 $\{c_{kl}[i]\}$ は $P+1$ 以内にショートニングされる。

このデータサブキャリア条件は、シングルユーザ OFDM の場合について Ben Jabeur ら [10] によって導出されたものと同じである。式 (3) はそのマルチユーザ通信環境への一般化と考えると良い。

データサブキャリア条件は先のヌルサブキャリア条件と違い、第 l ユーザとの通信路のショートニングしか保証していないので、IBI をキャンセルするためには全てのユーザについて (3) が成立することが十分条件となる。しかしこれは前述のように SC-FDMA や OFDMA では困難である。そういう意味でこの結果はほとんど実用的でない。注意すべきことは、この条件が満たされないからと言って CNA が役に立たないということではなく、ヌルサブキャリア条件によって CNA の有用性はしっかり保証されているのである。

3-3 アルゴリズム

前述のように、評価関数の最小化は一括処理と適応処理の両方で実現できる。ここでは CNA の一括処理の手順を説明する。TEQ 出力から CP が除去したものを並べてベクトルを作ると $\mathbf{y}_n^{(k)} = \mathbf{R}_n \mathbf{g}_k^*$ と書ける。ここで

$\mathbf{R}_n = [\mathbf{r}_{nQ+P} \quad \dots \quad \mathbf{r}_{nQ+Q-1}]^T$ は $N \times LDp$ 行列。FFT 出力は $\mathbf{z}_n^{(k)} = (\mathbf{F} \mathbf{y}_n^{(k)}) \mathbf{g}_k^*$ となるので、評価関数は、

$$J_{cna}(\mathbf{g}_k) = \mathbf{g}_k^T E[\mathbf{R}_n^H \mathbf{F}_n^{(k)H} \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{R}_n] \mathbf{g}_k^*$$

と書けるので、 $E[\mathbf{R}_n^H \mathbf{F}_n^{(k)H} \mathbf{F}_n^{(k)} \mathbf{R}_n]$ の最小固有値に対する固有ベクトルを \mathbf{g}_k^* とすれば良い。実際には、期待値は時間平均で置き換えられる。

4 シミュレーション

4-1 諸元

解析結果の正当性を確認することと、雑音存在下の性能評価ため、計算機シミュレーションを行った。表 1 にシミュレーション諸元を示す。断りが無い限り、表 1 の値を用いる。

表 1 シミュレーション諸元

パラメータ	値
変調方式	QPSK
サブキャリア数	64
CP 長	8
チャンネル次数	12
TEQ フィルタ次数	16
受信アンテナ数	4
時間平均に用いるデータブロック数	10
SN 比	40dB
ユーザ数	2
ユーザ当たりのデータサブキャリア数	32

希望ユーザは第 0 ユーザとした。性能評価指標として、TEQ 出力の信号対干渉比 (SIR: Signal to Interference Ratio) とシンボル誤り率を用いた。SIR は次式で定義した。

$$SIR = \frac{\|\tilde{\mathbf{c}}_{00}\|^2}{\sum_{k=0}^{K-1} (\|\mathbf{c}_{0k}\|^2 - \|\tilde{\mathbf{c}}_{0k}\|^2)}$$

ここで、 $\|\tilde{\mathbf{c}}_{0k}\|^2 = \max_d \|\tilde{\mathbf{c}}_{0k}[d]\|^2$, $\tilde{\mathbf{c}}_{0k}[d] = [c_{0k}[d] \cdots c_{0k}[d+P]]^T$ とした. SIR, シンボル誤り率は異なる 500 サンプルの平均により得られたものである.

4-2 性能評価

図 3 にインパルス応答を示す. 上段は実際の通信路のインパルス応答, 下段は合成通信路のインパルス応答, 左列はユーザ 0, 右列はユーザ 1 の結果である. 両通信路ともに CP 長を超える成分が $P+1$ 以内に短縮されており IBI 成分が除去されていることが分かる. ユーザ 1 については完全にインパルス応答が抑圧されている. この例ではヌルサブキャリア条件を満たしているため, 解析の妥当性が確認できる.

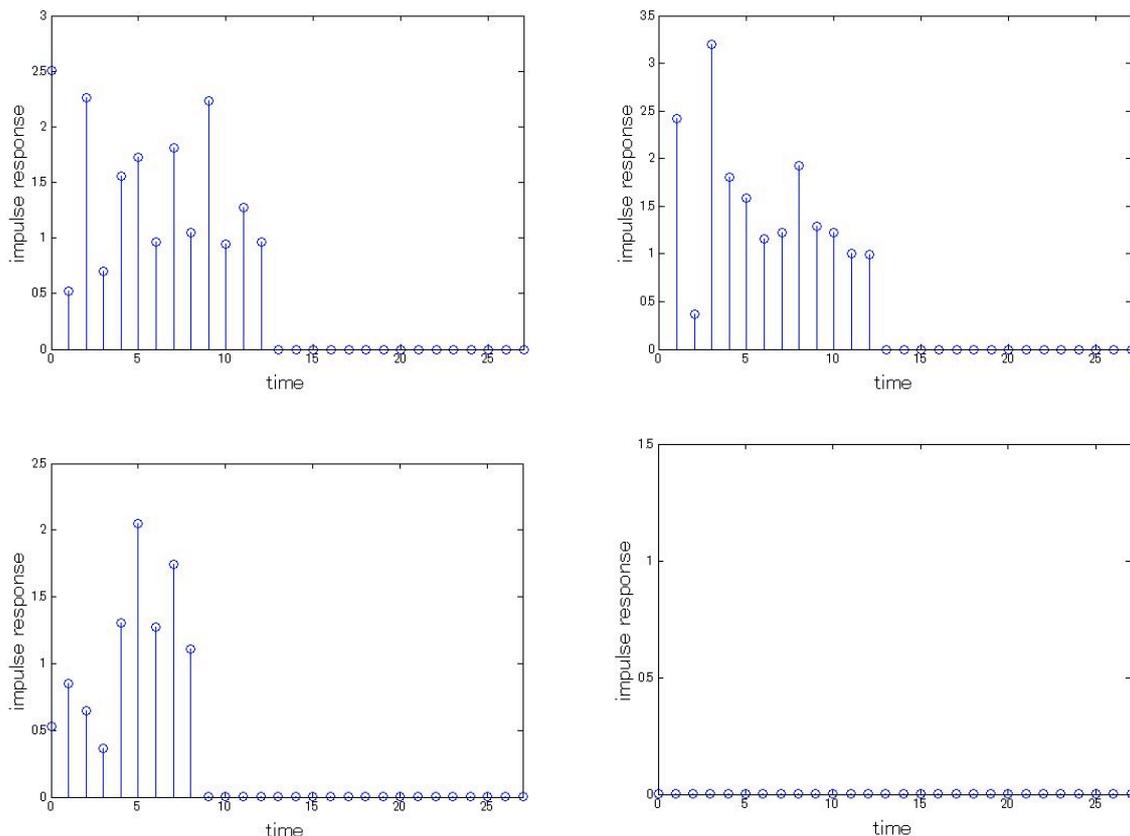


図 3. インパルス応答

(左列: ユーザ 0, 右列: ユーザ 1, 上段: 実際の通信路, 下段: 合成通信路).

図 4 に SIR 特性を示す. アンテナ数を 8 とした場合について, TEQ 無しの場合に比べて優れた SIR を示すことが確認できる.

図 5 にアンテナ数を変えた場合の残留 IBI 特性を示す. アンテナ数は 4 以上であれば \mathbf{H} が縦長になり評価関数が 0 になることを保証する. 雑音が存在しない場合にはその妥当性ははっきり確認できる. しかしながら雑音が存在する場合にはアンテナ数を 6 以上にすることが必要であることがわかる. アンテナ数の性能への影響の解析が今後必要である.

図 6 にシンボル誤り率特性を示す. ここでは合成通信路のインパルス応答が既知であると仮定した. IBI が除去されているのでフロアの無い良好な特性が得られていることが確認できる. 他手法との比較については発表資料に詳しい.

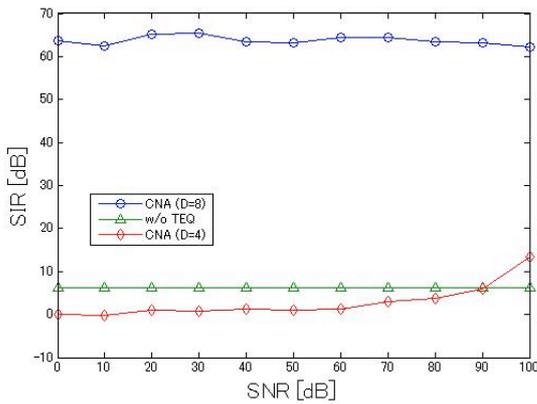


図 4. SIR 特性.

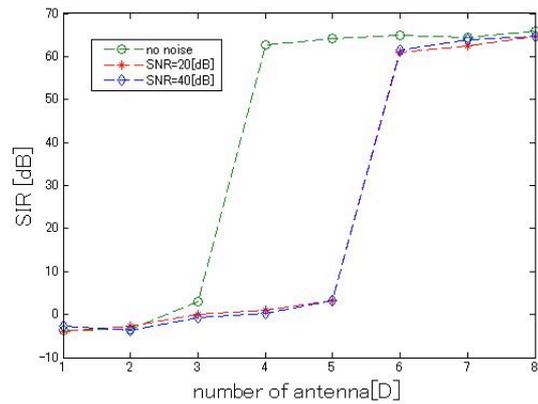


図 5. アンテナ数の影響.

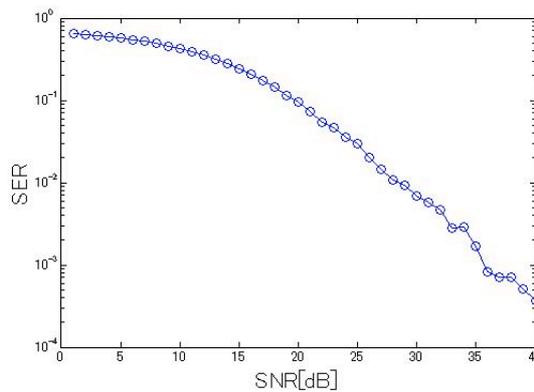


図 6. シンボル誤り率特性.

5 まとめ

本稿では CNA の SC-FDMA への適用を検討した．完全通信路短縮可能であるための十分条件を二種類導出した．ヌルサブキャリア数に関する条件より，SC-FDMA 環境において CNA はたいいていの場合うまく通信路短縮が可能（すなわちブロック間干渉を抑圧可能）であることが明らかとなった．またシミュレーションにより解析の妥当性を確認し，さらに雑音存在下での CNA の有用性を確認した．

スペースの関係で省略したが，いくつかその他の成果も得られている．まず，CNA をセミブラインド通信路ショートニングに拡張できることを明らかにした．この場合，パイロット信号数の分だけヌルサブキャリア条件がさらに緩和され CNA が動作する範囲が広がることが明らかになった．また，本稿で得られた結果のほとんどは OFDMA へも同様に成り立つことがわかった．シミュレーションにより MERRY の必要条件(1)の妥当性を確認した．これらの結果については発表資料の 3 件目の国際会議で詳細に報告した．さらに CNA のシミュレーションにより，データサブキャリア条件とヌルサブキャリア条件の両方を満たさなくてもうまく動作することが確認された．これをきっかけに解析を開始し，より緩い十分条件を導出することができた．この成果は今後発表する．

【参考文献】

- [1] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," IEEE Wireless Commun., Sep. 2006.
- [2] D. Kim and G. L. Stuber, "Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 50, no. 12, pp. 2136-2148, Dec. 2002.
- [3] S. Hori, N. Kikuma, and N. Inagaki, "MMSE Adaptive Array Utilizing Guard Interval in the OFDM Systems," Electron. Commun. Jpn. 1, Commun., vol. 86, no. 10, pp. 1-9, Apr. 2003.

- [4] A. Stamoulis, G. B. Giannakis, and A. Grant, "Block FIR Decision-Feedback Equalizers for Filterbank Precoded Transmissions with Blind Channel Estimation Capabilities," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1590-1599, Oct. 1998.
- [5] R. K. Martin, 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.
- [6] R. K. Martin, J. Baladrishnan, W. A. Sethares, and C. R. Johnson, Jr., "A Blind Adaptive TEQ for Multicarrier Systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 9, no. 11, pp. 341-343, Nov. 2002.
- [7] 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.
- [8] T. Miyajima and Y. Watanabe, "Blind Channel Shortening for Block Transmission of Correlated Signals," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E91-A, no. 11, pp. 3095-3103, Nov. 2008.
- [9] F. Romano and S. Barbarossa, "Non-Data Aided Adaptive Channel Shortening for Efficient Multi-Carrier Systems," *Proc. ICASSP 2003*, pp. IV-233-236, Apr. 2003.
- [10] T. Ben Jabeur, K. Abed-Meraim, and H. Boujemaa, "Blind Channel Shortening in OFDM System Using Null-Tones and Cyclic Prefix," in *Proc. ICASSP 2008*, pp. 3041-3044.

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
シングルキャリアブロック伝送におけるブラインド時間領域等化法について	電子情報通信学会技術研究報告, WBS2009-97	Mar. 2010
サブキャリア再割り当てを行うシングルキャリアブロック伝送の一検討	電子情報通信学会総合大会論文集	Mar. 2010
On Carrier Nulling Approaches for Channel Shortening in OFDMA Systems	Proceedings of SPAWC 2010	Jun. 2010