

# シングルキャリアブロック伝送における再送ダイバーシチのためのサブキャリア再割当法

吉田 健浩<sup>†</sup> 宮嶋 照行<sup>†a)</sup>

## Subcarrier Reassignment Schemes for Retransmission Diversity in Single Carrier Block Transmissions

Takehiro YOSHIDA<sup>†</sup> and Teruyuki MIYAJIMA<sup>†a)</sup>

あらまし 本論文は、シングルキャリアブロック伝送を用いる ARQ (Automatic Repeat-reQuest) のためのサブキャリア再割当法を 2 種類提案している。これは、低 PAPR (Peak to Average Power Ratio) 性を保ちながら、再送ごとにサブキャリア割当を変更することでダイバーシチ効果を得ようとするものである。第 1 の提案法は FFT 出力を巡回シフトしたサブキャリアに割り当てる手法であり、通信路ゲインの知識に基づきシフト量を決定する。第 2 の提案法は、等間隔に離れたサブキャリアへ割り当てる場合にも低 PAPR 性が保たれることを利用し、再送ごとに巡回シフトに加えサブキャリア間隔も変更するものである。ここでもシフト量と間隔を通信路ゲインの知識に基づき決定する。計算機シミュレーションにより、提案法は低 PAPR 性を保ちつつ、ダイバーシチ効果を得られることを示している。更にマルチユーザ環境への適用について検討し、提案法の効果を確認している。

キーワード シングルキャリアブロック伝送, サブキャリア再割当, ARQ, PAPR

### 1. ま え が き

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) に代表されるブロック伝送は、周波数利用率が高く、周波数選択性フェージングに対して強い耐性をもつことから高速無線通信に適している。OFDM は、地上デジタル放送や無線 LAN (Local Area Network) など広く適用されているが、ピーク電力が高いため、線形性の高い電力増幅器が必要となり、送信機の電力効率を低下させるという欠点がある。一方、シングルキャリアブロック伝送は、PAPR (Peak to Average Power Ratio) が低いという特長を有することから、次世代移動通信の上りリンクシステムとして注目されている [1]。

高速無線通信では、プロトコルとして ARQ (Automatic Repeat-reQuest) を用いることで信頼性の高い伝送を実現する [2]。OFDM を用いる ARQ システムにおいて、再送ごとにビットインターリーバや信号点配置などを変更することでダイバーシチ効果を得ることのできる再送ダイバーシチに関する研究が多く行われている [3], [4]。特にシンボルのサブキャリアへの割当を再送ごとに変更するサブキャリア再割当は、周波数選択性通信路において非常に効果的である [5]。文献 [5] ではチャンネル情報 (Channel State Information: CSI) を用いずに固定の割当を行っているが、通信路が準静的な環境下では、CSI を送信機にフィードバックすることで、より効果的なサブキャリア再割当が可能となる。文献 [6], [7] では、各シンボルに対する通信路ゲインの大きさが、初送時と再送時で逆の順序で組み合わされるように送信シンボルを割り当てる方式が検討され、大きなダイバーシチ効果が確認されている。以下ではこの方式を逆順ペアリング (Inverse Order Pairing: IOP) 法と呼ぶ。

一方、シングルキャリアブロック伝送のためのサブ

<sup>†</sup> 茨城大学大学院理工学研究科, 日立市

Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

<sup>††</sup> 茨城大学工学部, 日立市

Faculty of Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

a) E-mail: miyajima@mx.ibaraki.ac.jp

キャリア再割当法を考える場合、低 PAPR 性を損なわないことが重要である。そのような方法として、巡回周波数シフトダイバーシチ (Cyclic Frequency Shift Diversity: CFSD) 法が知られている [8]。これは送信シンボルを FFT (Fast Fourier Transform) により周波数領域に変換した後、この FFT 出力を再送ごとに巡回シフトさせてサブキャリアに割り当てる方式である。しかし、CFSD 法では、送信機は CSI を用いずにあらかじめ決められた固定の割当を行っている。CSI を用いることができれば、OFDM と同様に効果的な割当が可能であると期待できる。

本論文では、シングルキャリアブロック伝送のための、CSI を用いるサブキャリア再割当法を 2 種類提案する。提案法 1 は、CFSD 法におけるシフト量を通信路ゲインを基準に決定する手法である。CSI を用いることで、従来の CFSD 法よりも優れたダイバーシチ効果が期待される。一方、FFT 出力を等間隔に離れたサブキャリアへと割り当てる場合にも低 PAPR 性が維持されることが知られている [1]。このことに着目し、提案法 2 では、再送ごとの巡回シフトに加え、サブキャリアの割当間隔の変更を行う。巡回シフトのみの場合に比べ、割当候補数が増加するので、更なる性能向上が期待される。計算機シミュレーションにより、提案法を IOP 法と比較し、その有効性を示す。また、マルチユーザ環境への適用についても検討し、計算機シミュレーションにより評価を行う。

## 2. システムモデル

サブキャリア再割当を行うシングルキャリアブロック伝送を用いる ARQ システムの送受信機構成を図 1 に示す。まず、送信シンボル列  $\mathbf{s} = [s[0] \cdots s[N-1]]^T$  は  $N$  点 FFT により周波数領域へ変換される (上付き  $T$  は行列、ベクトルの転置を表す)。FFT 出力は  $\mathbf{x} = \mathbf{F}\mathbf{s}$  と表せる。 $N$  点 FFT 行列  $\mathbf{F}$  の第  $(m, n)$  要素は  $\exp(-j2\pi mn/N)/\sqrt{N}$ ,  $m, n = 0, 1, \dots, N-1$  である。

再送時に FFT 出力  $\mathbf{x}$  の各要素を前回送信時と異なるサブキャリアへ割り当てる。第  $k$  回送信時のサブキャリア割当を行列  $\mathbf{P}^{(k)}$  で表す。ここで  $\mathbf{P}^{(k)}$  は各行と各列の 1 要素だけ 1 で残りが 0 であり、再送ごとに変化する  $N \times N$  行列である。 $\mathbf{P}^{(k)}$  の  $n$  行  $m$  列の要素が 1 であるとき、 $\mathbf{x}$  の第  $m$  要素は第  $n$  サブキャリアに割り当てられる。初送時の  $\mathbf{P}^{(1)}$  は単位行列とする。再送時には、受信機からのフィードバック情報により

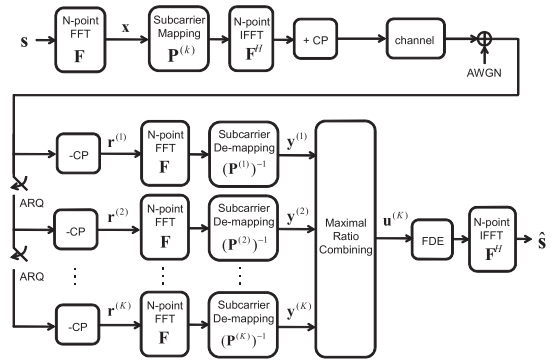


図 1 送受信機構成

Fig. 1 System model for single carrier block transmission with subcarrier reassignment.

$\mathbf{P}^{(k)}$  を決定する。決定法については次章で述べる。

その後、第  $k$  送信時のサブキャリア割当済みシンボル  $\mathbf{P}^{(k)}\mathbf{x}$  は、 $N$  点 IFFT  $\mathbf{F}^H$  により時間領域信号に変換される。更にブロック間干渉を防ぐため CP (Cyclic Prefix) が付加されて送信される。周波数選択性通信路を通過し、受信機において CP を除去された受信信号  $\mathbf{r}^{(k)}$  は次式で表される。

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{H}_c \mathbf{F}^H \mathbf{P}^{(k)} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{w}^{(k)}. \quad (1)$$

ここで  $\mathbf{H}_c$  は通信路のインパルス応答  $h[l]$  ( $l = 0, 1, \dots, L-1$ ) によって決まる巡回行列であり、再送間は固定と仮定する。また  $\mathbf{w}^{(k)}$  は各要素の分散が  $\sigma_w^2$  の白色ガウス雑音である。

FFT 適用後、 $(\mathbf{P}^{(k)})^{-1}$  により送信機のサブキャリア割当の逆の操作 (デマッピング) を行い次式を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(k)} &= (\mathbf{P}^{(k)})^{-1} \mathbf{F} \mathbf{r}^{(k)} \\ &= \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F} \mathbf{s} + (\mathbf{P}^{(k)})^{-1} \mathbf{F} \mathbf{w}^{(k)}. \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} = (\mathbf{P}^{(k)})^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{P}^{(k)}$ ,  $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \mathbf{H}_c \mathbf{F}^H$  である。 $\tilde{\mathbf{H}}$  は対角行列であり、第  $n$  対角要素が次式の通信路ゲインとなる通信路ゲイン行列である。

$$\tilde{\mathbf{H}}[n, n] = H(e^{j\omega_0 n}), n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3)$$

ここで  $\omega_0 = 2\pi/N$  である。また  $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$  は、 $\tilde{\mathbf{H}}$  の対角要素が並べ換えられた対角行列であり、その要素  $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}[n, n]$  は FFT 出力  $\mathbf{F}\mathbf{s}$  の第  $n$  要素が割り当てられたサブキャリアに対応する通信路ゲインである。 $\mathbf{P}^{(k)}$  の  $n$  行  $m$  列の要素が 1 であるとき、 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$  の第  $n$  対角要素は  $\tilde{\mathbf{H}}$  の第  $m$  対角要素に等しい。

送信回数が  $K$  回時の最大比合成 (Maximal Ratio

Combined : MRC) された信号  $\mathbf{u}^{(K)}$  は次式となる.

$$\mathbf{u}^{(K)} = \sum_{k=1}^K (\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \mathbf{y}^{(k)} \quad (4)$$

$$= \sum_{k=1}^K \{ \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} (\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \mathbf{F} \mathbf{s} + (\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H (\mathbf{P}^{(k)})^{-1} \mathbf{w}^{(k)} \}. \quad (5)$$

合成後の通信路ゲイン  $\sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} (\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H$  により大きなダイバーシチ効果が得られるように、適切な  $\mathbf{P}^{(k)}$  を定めることが重要である. その後、周波数領域等化 (FDE: Frequency Domain Equalization) を行い、最後に IFFT により時間領域へ変換し復調信号  $\hat{\mathbf{s}}$  を得る.

### 3. サブキャリア再割当法

通信路ゲインが、周波数選択性フェージングにより深い落込みをもつ場合、シンボル誤りが起こりやすく、再送が要求される. このとき、同じサブキャリアを用いて再送を行うと、再び誤りが発生しやすい. そこで再送時に適切なサブキャリアへの割当を行うことで、ダイバーシチ効果によりゲインの落込みを軽減することができる.

OFDM では、送信シンボル  $\{s[i]\}$  を直接サブキャリアに割り当てるため、サブキャリア再割当により通信路ゲインの落込みを軽減することがシンボル誤り率改善に直結する. そのため、最大比合成した通信路ゲインを全てのサブキャリアにわたってフラットな特

性にすることが望ましい. 一方、シングルキャリアブロック伝送ではサブキャリアに FFT 出力  $\{x[i]\}$  を割り当てる. FFT 出力であっても、その各成分が送信シンボル全ての情報を含んでいるため、最大比合成した通信路ゲインを全サブキャリアにわたってフラットな特性にすることが望ましいと考えられる.

本論文では受信機からのフィードバックにより、送信機において通信路情報を利用できると仮定する. 以下では、通信路ゲイン  $H(e^{j\omega_0 n})$  に基づいたサブキャリア再割当法について述べる. 図 2 に検討する各方式のデマッピング後の通信路ゲイン  $|\tilde{\mathbf{H}}^{(2)}[n, n]|$  の例を示す. 送信回数  $K = 2$ , サブキャリア数  $N = 8$  の場合である. またそのときの割当行列  $\mathbf{P}^{(2)}$  を併せて示す.

#### 3.1 再割当を行わない場合

図 2(a) は再割当を行わない場合の例である.  $\mathbf{P}^{(2)}$  は単位行列となる. 第  $n$  FFT 出力  $x[n]$  が割り当てられるサブキャリアは初送時と再送時で同じである. そのため、第  $n$  FFT 出力に対する最大比合成ゲインは、 $K$  回目送信時には初送時の  $K$  倍となる. これによって合成後の SNR が向上するが、ゲインの落込みの影響は十分には軽減できない.

#### 3.2 逆順ペアリング (IOP) 法

文献 [6], [7] において OFDM のために提案された IOP 法では、初送時にゲインの大きさが  $l$  番目に大きいサブキャリアに割り当てられたものを、再送時はゲインの大きさが  $N - l$  番目のサブキャリアに割り当てる. このときの再割当行列  $\mathbf{P}_{\text{IOP}}^{(k)}$  は次式となる.

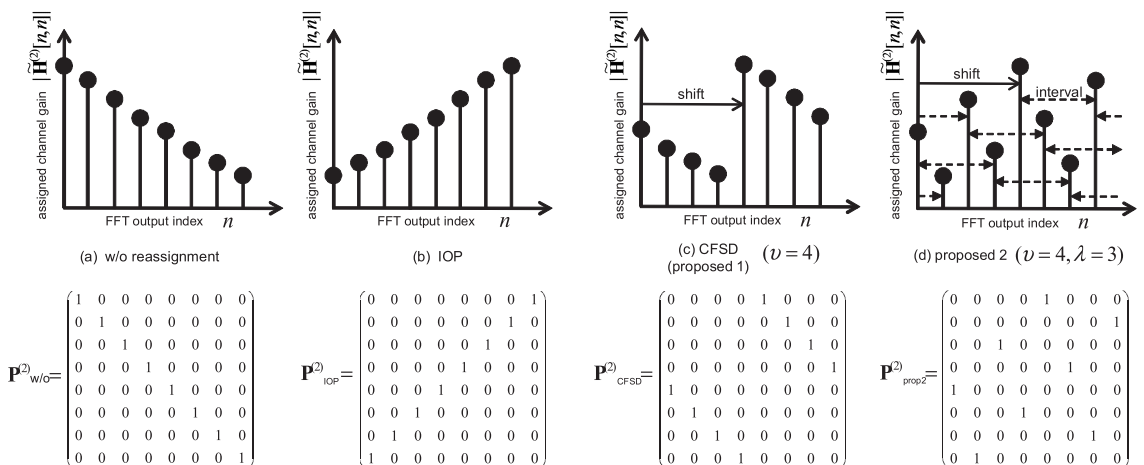


図 2 サブキャリア再割当時の通信路ゲインと割当行列の例  
Fig. 2 Example of reassigned channel gains and reassignment matrix for various subcarrier reassignment schemes.

$$\mathbf{P}_{\text{IOP}}^{(k)}[m, n] = \begin{cases} 1 & m = g[N - f_{k-1}[n]] \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (6)$$

ここで,  $n, m \in \mathcal{N}, \mathcal{N} = \{0, 1, \dots, N-1\}$  である.  $f_{k-1}[n]$  は第  $n$  FFT 出力の  $k-1$  回目の合成通信路ゲインの大きさの順番,  $g[l]$  は通信路ゲインが  $l$  番目に大きいサブキャリアの番号を表す. 本手法の再割当時の FFT 出力に対する通信路ゲインの例を図 2(b) に示す. IOP 法は最大比合成した通信路ゲインを全サブキャリアにわたってフラットな特性に近づけることができる. しかし IOP 法をシングルキャリア伝送に適用した場合, PAPR が増大するという問題が起るためシングルキャリア伝送には適さない.

### 3.3 巡回周波数シフトダイバーシチ (CFSD) 法と提案法 1

文献 [8] で提案された CFSD 法は, 再送時に FFT 出力を巡回シフトしたサブキャリアに割り当てる手法である. 周波数領域での巡回シフトは, 時間領域での位相回転にあたる. そのため PAPR は増大しない. 図 2(c) にシフト量  $\nu^{(2)} = 4$  としたときの CFSD 法の再割当例を示す. CFSD 法では, 送信機は通信路情報を用いず固定の割当を行っているため十分なダイバーシチ効果が得られない.

本論文では, CFSD 法におけるシフト量を通信路ゲインの知識を用いて決定する方式を提案する (提案法 1 と呼ぶ). 全サブキャリアにわたって通信路ゲインをできるだけフラットにするために, IOP 法では  $k-1$  回目の最大比合成されたゲインが大きい場合に  $k$  回目はゲインの小さいサブキャリアがペアとなるようにしているが (逆も同様), そのとき  $k-1$  回目の最大比合成されたゲインと  $k$  回目のゲインの差が大きくなると考えられる. そこで提案方式 1 では,  $k-1$  回目の合成ゲインと  $k$  回目のゲインの差の最小 (最悪) のものが最大 (最良) になるような割当を行う. 具体的には,  $k$  回目送信時のシフト量  $\nu^{(k)}$  を次式で決定する.

$$\nu^{(k)} = \arg \max_{\nu \in \mathcal{N}} \left\{ \min_{n \in \mathcal{N}} \left( \left| \sum_{i=1}^{k-1} |H(e^{j\omega_0(n+\nu^{(i)})_N})| \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - |H(e^{j\omega_0(n+\nu)_N})| \right| \right) \right\}. \quad (7)$$

ここで  $\nu^{(k)}$  は第  $k$  送信時のシフト量,  $()_N$  は modulo 演算を表す. 式 (7) に従い,  $N$  通りのシフト量の中から全探索によりシフト量  $\nu$  を決定する. 本方式における再割当行列  $\mathbf{P}_{\text{prop1}}^{(k)}$  は次式となる.

$$\mathbf{P}_{\text{prop1}}^{(k)}[m, n] = \begin{cases} 1 & m = (n + \nu^{(k)})_N \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (8)$$

ここで  $m, n \in \mathcal{N}$  である. 提案法 1 は, 低 PAPR 性を維持することが可能であるが, 巡回シフトによる割当の候補は  $N$  通りしかないため, ダイバーシチ効果は IOP 法に劣ると考えられる.

### 3.4 提案法 2

IFDMA (Interleaved Frequency Division Multiple Access) では, FFT 出力を等間隔に離れたサブキャリアへ割り当てており, 低 PAPR であることが知られている [1]. このことを利用し, 提案法 2 では, 提案法 1 の巡回シフトに加えてサブキャリアへの割当間隔を変更する. 第  $n$  FFT 出力は,  $k$  回目の送信時には第  $(n\lambda^{(k)} + \nu^{(k)})_N$  サブキャリアに割り当てられる. ここで  $\lambda^{(k)}, \nu^{(k)}$  はそれぞれ間隔, シフト量を表す. 提案法 2 の再割当行列  $\mathbf{P}_{\text{prop2}}^{(k)}$  は次式で表される.

$$\mathbf{P}_{\text{prop2}}^{(k)}[m, n] = \begin{cases} 1 & m = (n\lambda^{(k)} + \nu^{(k)})_N \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (9)$$

ここで  $m, n \in \mathcal{N}$  である. 図 2(d) に間隔  $\lambda^{(2)} = 3$ , シフト量  $\nu^{(2)} = 4$  の場合の提案法 2 による再割当通信路ゲインの例を示す. 提案法 1 と同様の考え方で再送ごとに間隔  $\lambda^{(k)}$ , シフト量  $\nu^{(k)}$  を決定する.  $k$  回目送信時の  $\lambda, \nu$  は次式で求める.

$$\{\nu^{(k)}, \lambda^{(k)}\} \\ = \arg \max_{\lambda, \nu \in \mathcal{N}} \left\{ \min_{n \in \mathcal{N}} \left( \left| \sum_{i=1}^{k-1} |H(e^{j\omega_0(\lambda^{(i)}n + \nu^{(i)})_N})| \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - |H(e^{j\omega_0(\lambda n + \nu)_N})| \right| \right) \right\}. \quad (10)$$

式 (10) に従い,  $N^2/2$  通りの割当の候補から全探索によりシフト量  $\nu$ , 間隔  $\lambda$  を決定する. 提案法 1 が  $N$  通りの割当の候補をもつのに対して, 提案法 2 は  $N^2/2$  通りの割当の候補をもつ. そのため, 提案法 1 に比べて提案法 2 は合成後の通信路ゲインをフラットに近づける割当を選択できる可能性が高く, IOP 法に近いダイバーシチ効果が得られると期待できる.

### 3.5 割当候補数, フィードバックビット数の比較

表 1 に各手法の割当候補数, 受信機からのフィードバックビット数を示す. 提案法の割当候補数は  $N^2/2$  であり, IOP 法のよりも少なく, CFSD 法の  $N/2$  倍

表 1 割当候補数とフィードバック量  
Table 1 The number of assignment candidates and feedback bits.

手法	割当候補数	フィードバックビット
IOP	$N!$	$N \log_2 N$
proposed 1	$N$	$\log_2 N$
proposed 2	$N^2/2$	$2 \log_2 N$

表 2 シミュレーション諸元  
Table 2 Simulation parameters.

変調方式	QPSK
サブキャリア数	64
CP 長	16
通信路モデル	12 パス指数減衰モデル (1 パスにつき 1 [dB] 減衰)
通信路推定	理想
周波数領域等化	MMSE

である。またフィードバック量に関しては、IOP 法は並べ換え情報全てが必要となるため  $N \log_2 N$  ビットがフィードバックされる。それに対し提案法 1 はシフト量、提案法 2 はシフト量と間隔の情報だけで済む。

#### 4. シミュレーション

CSI を用いるサブキャリア再割当法である IOP 法と提案法の比較を計算機シミュレーションにより行い、提案法の効果を確認する。シミュレーション諸元を表 2 に示す。

##### 4.1 最大比合成ゲイン

各サブキャリア割当法による、送信回数 2 回の場合の最大比合成後の通信路ゲイン特性の一例を図 3 に示す。(a) はサブキャリア再割当を行わない場合である。サブキャリアによって通信路ゲインに大きな差が生じており、ゲインの低い部分が性能劣化を引き起こす可能性が高い。(b) は IOP 法の場合である。通信路ゲインの極度の落込みがなく、全てのサブキャリアにわたってフラットな特性となっており、優れたダイバーシチ効果を得ることができる。提案法 1 と提案法 2 の最大比合成ゲインを、それぞれ (c), (d) に示す。両者とも通信路ゲインの落込みを軽減できているが、提案法 2 の方がよりフラットな特性に近づいていることが分かる。

##### 4.2 パケット誤り率特性

図 4 に送信回数 2 回の場合の  $E_b/N_0$ <sup>(注1)</sup> に対するパケット誤り率 (Packet Error Rate : PER) 特性を示す。再割当を行うことで、特性が大きく改善されていることが分かる。また提案法 2 は提案法 1 に比べ優れた特性を示している。

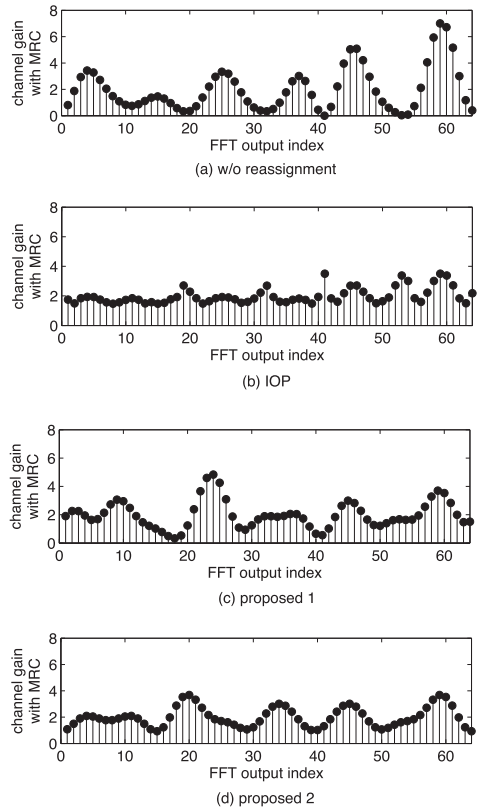


図 3 送信回数  $K = 2$  における最大比合成ゲインの例  
Fig. 3 Example of MRC channel gain with subcarrier reassignment at 2nd transmission.

図 5 に送信回数に対する PER 特性を示す。ここでは  $E_b/N_0 = 12$  [dB] とした。送信回数が 4 回まで、ダイバーシチ効果が改善することが分かる。提案法 2 は提案法 1 に比べ IOP 法に近い特性を示している。また再割当を行わない場合に再送の効果を得られない。これは先述した  $E_b/N_0$  の定義では、受信 SNR が再送回数により増加しないためである。

##### 4.3 スループット特性

図 6 にスループット特性を示す。スループット  $\eta$  は (全受信成功パケット数)/(全パケット送信回数) と定義した [5]。例えば、1 番目のパケットが 3 回の再送で受信成功、2 番目のパケットが 8 回の再送の後失敗した場合のスループットは  $1/11$  となる。ここでは送信

(注1) : 1 回送信当りの送信ビットエネルギーを  $E_1$  としたとき、 $K$  回送信時の全エネルギーは  $KE_1$  となる。再送間で公平な比較を行うためには、再送回数にかかわらず  $E_b/N_0$  を一定にする必要がある。そのため  $K$  回の送信が行われる場合、 $E_1$  を  $E_b/K$  とした。また  $N_0/2$  は雑音のパワースペクトル密度である。

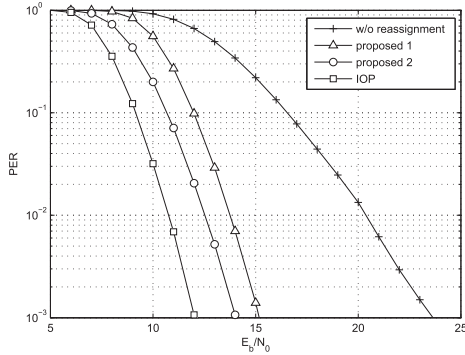


図 4 送信回数  $K = 2$  における PER 特性

Fig. 4 PER performance comparison among different reassignment schemes at 2nd transmission when  $K = 2$ .

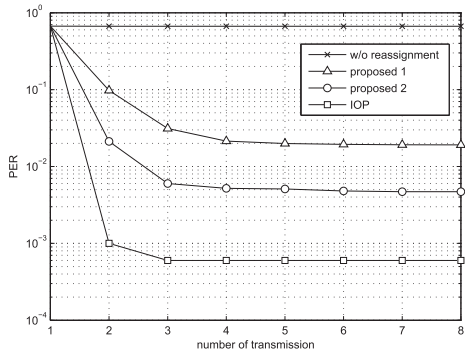


図 5  $E_b/N_0 = 12$  [dB] における送信回数に対する PER 特性

Fig. 5 PER performance comparison in terms of the number of transmissions among different reassignment scheme at  $E_b/N_0 = 12$  [dB].

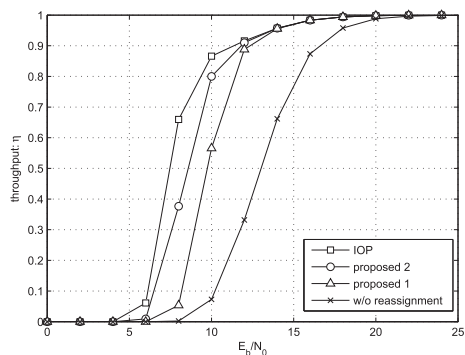


図 6 スループット特性

Fig. 6 Throughput performance comparison among different reassignment schemes.

回数  $K = 8$  である。提案法 2 は、IOP 法には劣るが、提案法 1 に比べて更に改善できていることが分かる。

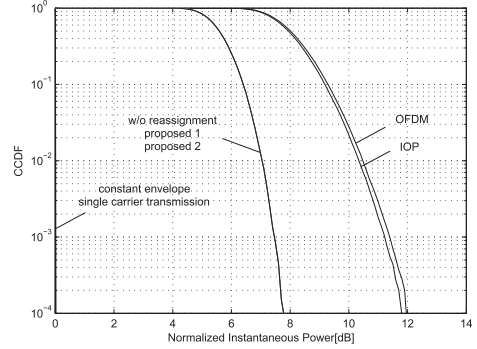


図 7 PAPR 特性

Fig. 7 PAPR performance comparison among different reassignment schemes.

#### 4.4 PAPR 特性

PAPR 特性を、次式に示す累積分布補関数 (CCDF : Complementary Cumulative Distribution Function) により評価する。

$$CCDF(p_0) = \Pr \left( \frac{p}{E\{p\}} > p_0 \right). \quad (11)$$

ここで  $p$  は送信信号の瞬時電力であり、 $E\{p\}$  は平均電力である。これは PAPR が大きい値  $p_0$  を超える確率を示す。パルス整形には次式に示すインパルス応答をもつフィルタを用いた。

$$q[m] = \text{sinc}(\pi m T_s / T) \frac{\cos(\pi \alpha m T_s / T)}{1 - (2\alpha m T_s / T)^2}. \quad (12)$$

ここで  $m = \{0, 1, \dots, M - 1\}$ ,  $\alpha$  はロールオフ率,  $T_s$ ,  $T$  はそれぞれシンボル間隔とサンプリング間隔を表す。ここでは  $\alpha = 0.1$ ,  $M = 12T_s$  とし、オーバーサンプリング数は 8 とした。図 7 に PAPR 特性を示す。再割当を行わない場合、IOP 法、提案法 1, 2, OFDM を比較する。また参考のために、定包絡なシングルキャリア伝送の結果も併せて示す。IOP 法は OFDM 同様高い PAPR 特性をもつことが分かる。一方で提案法 1, 2 は、再割当を行わない場合と一致しており、シングルキャリアの低 PAPR 性が保たれていることが分かる。

#### 5. マルチユーザ環境への適用

シングルキャリア伝送によるマルチユーザシステム の 1 種として IFDMA が知られている [1]。IFDMA では各ユーザの  $N' (< N)$  個の送信シンボルの  $N'$  点 FFT 出力を等間隔に離れた  $N'$  個のサブキャリアへと

割り当てる．提案法 2 は 1 ユーザが全サブキャリアを利用する（つまり  $N' = N$  である）IFDMA の特別な場合であると考えられる．この類似性から，提案したサブキャリア再割当法をマルチユーザ環境へ自然に適用できると考えられる．

### 5.1 システムモデル

提案法のマルチユーザ環境への適用可能性の基礎的検討を行うため，以下の仮定に従う簡易な方式を考える．(1) 全ユーザにより全サブキャリアを利用する．(2) 全ユーザが同数のサブキャリアを利用する．(3) 受信結果によらず，全ユーザが規定送信回数  $K$  まで再送を行う．

全サブキャリア数を  $N$ ，ユーザ数を  $U$ ，1 ユーザ当たりが使用するサブキャリア数を  $N' = N/U$  とする．第  $u$  ユーザの送信シンボル列  $\mathbf{s}_u = [s_u[0], \dots, s_u[N'-1]]$  には  $N'$  点 FFT が適用される．その後の割当を表す行列  $\mathbf{P}$  は  $N \times N'$  の縦長行列となる．その他，受信機でのデマッピング及び最後の IFFT のサイズ以外はシングルユーザの場合の送受信機構成と同様である．

### 5.2 サブキャリア再割当法

5.1 で述べた仮定のもとで，全ユーザの送信信号が低 PAPR となるようにするためには，サブキャリアに割り当てる間隔をユーザ数と一致させなければならない．そのためサブキャリア間隔  $\lambda$  はユーザ数  $U$  により自動的に決まるので，シフト量  $\nu$  のみを決定する問題となる．

第  $u$  ユーザの  $k$  回目送信時のシフト量  $\nu_u^{(k)}$  を次式で決定する．

$$\nu_u^{(k)} = \arg \max_{\nu \in \mathcal{N}} \left\{ \min_{n' \in \mathcal{N}'} \left( \left| \sum_{i=1}^{k-1} H(e^{j\omega_0(U n' + \nu^{(i)} )_N}) \right| - \left| H(e^{j\omega_0(U n' + \nu)_N}) \right| \right) \right\}. \quad (13)$$

$\mathcal{N}' \subseteq \mathcal{N}$  は利用可能なサブキャリアの番号の集合であり，後述のようにユーザごとに異なる．再割当行列  $\mathbf{P}_u^{(k)}$  は次式となる．

$$\mathbf{P}_u^{(k)}[m, n] = \begin{cases} 1 & m = (U n + \nu^{(k)})_N \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (14)$$

再送ごとにシフト量  $\nu_u^{(k)}$  を決めるユーザ順位を決める必要がある．文献 [9] のアイデアを利用し，次式に示す第  $k-1$  送信での最大比合成された通信路ゲインの和を求め，これが大きいユーザ順に第  $k$  送信時のシフト量  $\nu_u^{(k)}$  を決定していく．

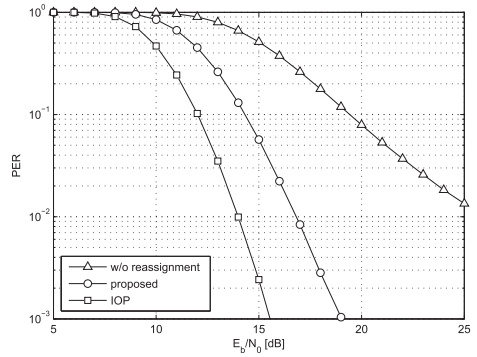


図 8 送信回数  $K = 2$ ，ユーザ数  $U = 2$  における PER 特性

Fig. 8 PER performance comparison among different reassignment schemes at 2nd transmission when the number of users is 2.

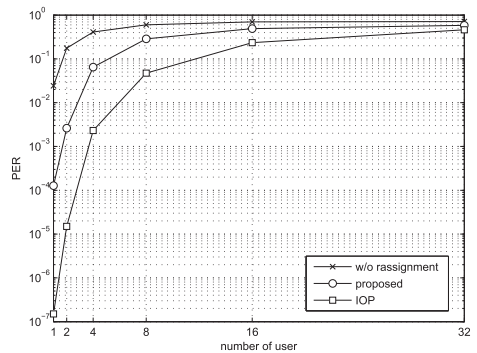


図 9  $E_b/N_0 = 18$  [dB]，送信回数  $K = 2$  におけるユーザ数に対する PER 特性

Fig. 9 PER performance comparison in terms of the number of users among different reassignment scheme at  $E_b/N_0 = 18$  [dB].

$$\bar{\mathbf{H}}_u^{(k-1)} = \frac{1}{N'} \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{n'=0}^{N'-1} \left| H(e^{j\omega_0(U n' + \nu_u^{(i)} )_N}) \right|^2. \quad (15)$$

式 (13) において， $\mathcal{N}'$  は最初  $\mathcal{N}' = \mathcal{N}$  であり，各ユーザの  $\nu_u^{(k)}$  を決定するごとに，逐次的に  $\mathcal{N}' = \mathcal{N}' \setminus \{\mathcal{N}'_u\}$  とする．ここで  $\{\mathcal{N}'_u\}$  は第  $u$  ユーザが使用するサブキャリア番号の集合である．

### 5.3 シミュレーション

計算機シミュレーションにより，IOP 法，提案法 1 を比較する．諸元は表 2 と同一である．ここで PER は全ユーザに対する平均 PER とした．

ユーザ数  $U = 2$ ，送信回数  $K = 2$  の場合の PER 特性を図 8 に示す．再割当を行わない場合に比べ，特性を大幅に改善できていることが分かる．図 9 はユーザ

数に対する PER 特性である。ここで送信回数  $K = 2$ ,  $E_b/N_0 = 18$  [dB] とした。ここでも提案法は再割当を行わない場合に比べ、優れた特性を示していることが分かる。また、どの手法もユーザ数が少ないほど、誤り率が良好である。これはユーザ数が少ない方が、1 ユーザ当りの使用するサブキャリア数が多く、周波数ダイバーシチ効果が高いためである。

## 6. む す び

本論文は、シングルキャリアブロック伝送を用いる ARQ システムにおいて、通信路ゲインに基づくサブキャリア再割当法を 2 種類提案した。計算機シミュレーションにより、提案法 2 は CFSD 法を改良した提案法 1 よりも優れた PER 特性、スループット特性をもつことを示した。また IOP 法は PAPR が増大してしまうのに対し、提案法は低 PAPR であることを示した。更にマルチユーザの場合を検討し、提案法のマルチユーザ環境への適用可能性を示した。マルチユーザシステムについて、今回は簡単なプロトコルでの評価であったが、より現実的なプロトコルでの検討が今後必要である。

## 文 献

- [1] H.G. Myung, J. Lim, and D.J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol.1, no.3, pp.30–38, Sept. 2006.
- [2] S. Lin, D.J. Costello, Jr., and M.J. Miller, "Automatic-repeat-request error-control schemes," *IEEE Commun. Mag.*, vol.22, no.12, pp.5–17, Dec. 1984.
- [3] I. Lee, A.M. Chan, and C.E.W. Sundberg, "Space-time bit-interleaved coded modulation for OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.52, no.3, pp.820–825, March 2004.
- [4] C. Wengert, A.G.E. Von Elbwart, and E. Seidel, "Constellation rearrangement: Enhancement for multilevel modulation formats and transmit diversity," *Wireless Pers. Commun.*, vol.29, no.1-2, pp.35–45, April 2004.
- [5] T. Kumagai, T. Sakata, H. Takanashi, and M. Morikura, "A maximal ratio combining frequency diversity ARQ scheme for high-speed OFDM systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E82-B, no.12, pp.1914–1922, Dec. 1999.
- [6] H. Samra and Z. Ding, "Retransmission diversity schemes for multicarrier modulations," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.5, no.5, pp.1142–1147, May 2006.
- [7] C.K. Ho, H. Yang, A. Pandharipande, and J.W.M. Bergmans, "ARQ by subcarrier assignment for

OFDM-based systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.56, no.12, pp.6003–6016, Dec. 2008.

- [8] A.N. Assimi, C. Poulliat, and I. Fijalkow, "On cyclic frequency diversity for single-carrier packet retransmission," *Proc. IEEE ISIT 2009*, pp.1378–1382, June 2009.
- [9] J. Jang and K.B. Lee, "Transmit power adaptation for multiuser OFDM systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.2, pp.171–178, Feb. 2003.  
(平成 23 年 10 月 31 日受付, 24 年 2 月 20 日再受付)



吉田 健浩 (学生会員)

2010 茨城大・工・電気電子卒。2012 同大学院理工学研究科博士前期課程了。同年、三菱電機(株)入社。在学中、通信の信号処理の研究に従事。



宮嶋 照行 (正員)

1989 埼玉大・工・電気卒。1993 同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・システム工学科助手。現在、同大電気電子工学科准教授。通信の信号処理の研究に従事。IEEE 会員。