

## 研究速報

シングルキャリア伝送のための複数送信アンテナを用いる再送ダイバーシチ

中村 眞悟<sup>†</sup> (学生員) 宮嶋 照行<sup>††</sup> (正員)

Retransmission Diversity Scheme Using Multiple Transmit Antennas for Single Carrier Transmission

Shingo NAKAMURA<sup>†</sup>, Student Member and Teruyuki MIYAJIMA<sup>††</sup>, Member

<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

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

あらまし 本論文は, シングルキャリア伝送のための巡回周波数シフトと巡回遅延ダイバーシチを組み合わせた再送ダイバーシチ法を提案する. 巡回周波数シフト量とアンテナごとの巡回遅延量を SINR 最大化に基づいて決定する. シミュレーションにより提案法の性能を評価する.

キーワード シングルキャリアブロック伝送, 自動再送要求, 巡回遅延ダイバーシチ

### 1. まえがき

近年, 再送ごとに送信信号に異なる信号処理を行うことでダイバーシチ効果を得る再送ダイバーシチが注目されている [1]~[4]. シングルキャリア伝送は PAPR (Peak to Average Power Ratio) が低いことからアップリンクに適しているが, その再送ダイバーシチの研究はあまり多くない [3], [4]. シングルキャリア伝送で再送ダイバーシチを行う場合, 低 PAPR 性を損なうことがないように処理を行う必要がある.

低 PAPR 性を損なわない再送処理として, 巡回周波数シフトダイバーシチ (CFSD: Cyclic Frequency Shift Diversity) [3], [4] が知られている. これは再送ごとに送信信号に周波数シフトを与えるものであるが, 利用可能な周波数シフト量の候補数が少ないため性能改善が限定的であった. 一方, 複数送信アンテナを用いた場合に低 PAPR 性を損なわないダイバーシチ技術が提案されているが [5], 再送ダイバーシチへの適用は検討されていない. そこで本論文では, 複数の送信アンテナを用いた巡回遅延ダイバーシチ (CDD: Cyclic Delay Diversity) [6] と CFSD を組み合わせた再送処理を提案する. これは巡回周波数シフト量に加えてアンテナごとに巡回遅延量を変更するもので, 利用可能なシフト量と遅延量の候補数が増大するため性能改善

が期待できる.

一方, 文献 [4] では, 巡回周波数シフト量を決定するために, 通信路状態情報を利用して合成後の通信路周波数ゲインをできるだけフラットに近づけるような決定基準が用いられている. しかし, シングルキャリア伝送では, 周波数ゲインがフラットである場合が最良とは言えない. そこで本論文では, IDFT 出力の SINR が最大になるような巡回周波数シフト量と巡回遅延量の決定基準を提案する. これは SINR を最大化することにより誤り率特性の改善を目指すものである.

### 2. 複数アンテナを用いる再送システム

$M$  個のアンテナをもつ再送システムを検討する. 提案方式の送信機を図 1 に示す.  $M = 1$  のとき [4] の受信機と同じ構成になる.  $N$  個の送信シンボルからなるブロックを  $\mathbf{s} = [s_0 s_1 \cdots s_{N-1}]^T$  と表す (上付き  $T$  は転置). CFSD により第  $k$  再送時の周波数シフト処理を行った後の時間領域信号は次式で表される.

$$\mathbf{x}^{(k)} = \mathbf{Q}^{(k)} \mathbf{s}. \quad (1)$$

ここで  $\mathbf{Q}^{(k)}$  は  $N \times N$  対角行列であり, その第  $n$  対角要素は  $\mathbf{Q}^{(k)}[n, n] = e^{j\frac{2\pi}{N}n\nu^{(k)}}$  である.  $\nu^{(k)} \in [0, N-1]$  は巡回周波数シフト量である. 初送時 ( $k = 0$ ) は通信路によらず  $\nu^{(0)} = 0$  とし, 再送時に通信路状態情報を利用して  $\nu^{(k)}$  を定めるものとする.

CDD では, 第  $m$  アンテナにおいて, 第  $k$  再送時に巡回遅延させた信号  $\mathbf{x}_m^{(k)}$  の第  $n$  要素は次式で与えられる.

$$\mathbf{x}_m^{(k)}[n] = \mathbf{x}^{(k)}[(n - \delta_m^{(k)}) \bmod N]. \quad (2)$$

ここで  $\delta_m^{(k)}$  は巡回遅延量である. 初送時は  $\delta_m^{(0)} = 0$  とし, 再送時に通信路状態情報を利用して  $\delta_m^{(k)}$  を定め

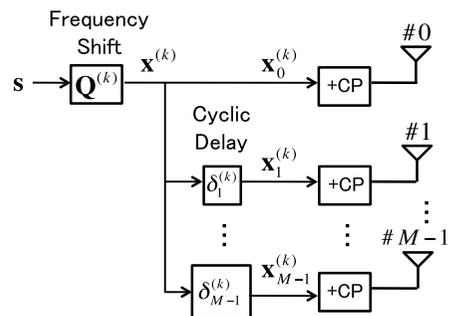


図 1 提案する送信機構成

Fig. 1 Structure of the proposed transmitter.

る．第 0 アンテナの遅延量は  $\delta_0^{(k)} = 0$  とする． $\mathbf{x}_m^{(k)}$  に CP (Cyclic Prefix) を付加し送信する．

第  $m$  送信アンテナと受信アンテナ間の通信路は長さ  $L$  のインパルス応答  $h_{m,l}$  ( $l = 0, \dots, L-1$ ) をもち、パケットの再送終了まで変化しないと仮定する．第  $k$  再送時の時刻  $n$  の受信サンプルを  $r_n^{(k)}$  とする．CP 除去後の受信信号  $\mathbf{r}^{(k)} = [r_0^{(k)} \dots r_{N-1}^{(k)}]^T$  は、

$$\mathbf{r}^{(k)} = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m^{(k)} + \mathbf{n}^{(k)} = \mathbf{H}_{eq}^{(k)} \mathbf{x}^{(k)} + \mathbf{n}^{(k)}$$

と表せる．ここで  $\mathbf{H}_m$  は  $\{h_{m,l}\}$  を要素とする  $N \times N$  巡回行列である． $\mathbf{n}^{(k)}$  は雑音を表し、 $\mathbf{n}^{(k)}$  の各要素と  $\{h_{m,l}\}$  はそれぞれ独立な複素ガウス確率変数とする． $\mathbf{H}_{eq}^{(k)}$  は実際の MISO システムを SISO システムとみなした場合の等価通信路の巡回行列である．巡回周波数シフト量と巡回遅延量を再送ごとに調整することで等価通信路を変化させて、再送によるダイバーシチ効果を得ることがこのシステムの基本アイデアである．

$\mathbf{Q}^{(k)H}$  (上付き  $H$  は共役転置) により巡回周波数シフトを元に戻した後、DFT 行列  $\mathbf{F}$  を適用する．

$$\mathbf{y}^{(k)} = \mathbf{F} \mathbf{Q}^{(k)H} \mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{D}^{(k)} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{F} \mathbf{n}^{(k)}. \quad (3)$$

ここで  $\mathbf{D}^{(k)} = \mathbf{F} \mathbf{Q}^{(k)H} \mathbf{H}_{eq}^{(k)} \mathbf{Q}^{(k)H} \mathbf{F}^H$  は第  $k$  再送時の実効的な周波数応答を表す． $K$  回の再送結果に対して最大比合成を行う．

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^{(K)} &= \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{D}^{(k)})^H \mathbf{y}^{(k)} \\ &= \tilde{\mathbf{D}}^{(K)} \mathbf{F} \mathbf{s} + \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{D}^{(k)})^H \mathbf{F} \mathbf{n}^{(k)}. \end{aligned} \quad (4)$$

行列  $\tilde{\mathbf{D}}^{(K)} = \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{D}^{(k)})^H \mathbf{D}^{(k)}$  の対角要素は各周波数の合成ゲインを表す．MMSE 周波数領域等化器 (MMSE-FDE)  $\mathbf{W}^{(K)}$  を適用して  $\mathbf{v}^{(K)} = \mathbf{W}^{(K)} \mathbf{u}^{(K)}$  を得る．最後に IDFT 行列により時間領域に変換して  $\hat{\mathbf{s}}^{(K)} = [\hat{s}_0^{(K)} \dots \hat{s}_{N-1}^{(K)}]^T = \mathbf{F}^H \mathbf{v}^{(K)}$  を得る．

### 3. 巡回周波数シフト量と巡回遅延量の決定基準

IDFT 出力  $\hat{\mathbf{s}}^{(K)}$  における SINR を考える．シングルキャリア伝送では SINR は時刻  $n$  に依存しないことに注意すると、SINR は次式のように書ける．

$$\text{SINR} = \frac{\mathbb{E}[|s_n|^2]}{\mathbb{E}[|\hat{s}_n^{(K)} - s_n|^2]}$$

$$= \left( \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{1 + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \tilde{d}_i^{(K)}} \right)^{-1}. \quad (5)$$

ここで  $\tilde{d}_i^{(K)}$  は  $\tilde{\mathbf{D}}^{(K)}$  の第  $i$  対角要素で、 $\tilde{d}_i^{(K)} = \sum_{k=0}^{K-1} |\mathbf{D}^{(k)}[i, i]|^2$  である． $\sigma_s^2 = \mathbb{E}[|s_n|^2]$  は送信シンボルの分散、 $\sigma_n^2$  は雑音の分散である．

SINR を最大化するように巡回周波数シフト量と巡回遅延量を決定することを提案する．第  $k$  再送時の巡回周波数シフト量  $\nu^{(k)}$  と巡回遅延量  $\delta^{(k)} = [\delta_1^{(k)} \delta_2^{(k)} \dots \delta_{M-1}^{(k)}]^T$  は次式で決定される．

$$(\nu^{(k)}, \delta^{(k)}) = \arg \min_{p(\nu, \delta) \in \mathcal{P}} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{1 + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \tilde{d}_i^{(k)}}. \quad (6)$$

$p$  は巡回周波数シフト量と巡回遅延量の組み合わせによって決まる番号、集合  $\mathcal{P}$  は  $p$  の取りうる値からなる集合である．CFSD だけを用いる場合、利用可能な周波数シフト量の候補数は  $N$  通りであるのに対して、CFSD と CDD を用いる場合、候補数は  $N^M$  通り存在し (つまり  $\mathcal{P} = \{1, 2, \dots, N^M\}$ )、より高い SINR が得られる可能性がある．

通信路の推定について、CFSD を用いる場合は等価通信路状態情報が必要であり、これは受信機で比較的容易に推定できる．一方、CDD を用いる場合、送信アンテナごとの通信路状態情報が必要である．これを推定するために、TDD の通信路可逆性を利用した送信機側での推定が適している．

### 4. シミュレーション

パケット誤り率 (PER: Packet Error Rate) をシミュレーションにより評価する．シングルキャリア伝送の低 PAPR 性を損なわない再送法として、巡回周波数シフト (CFSD)、巡回遅延 (CDD)、CFSD と CDD の組合せ (CFSD+CDD)、毎回同じ再送を行う場合 (same block retransmission) を検討した．再送回数の性能への影響を明確にするために、あらかじめ定めた再送回数まで再送を行った後に合成・復調を行い PER を求める．パケットごとに通信路は異なり、5 万パケットの平均により PER を求めた．特に断らない限り表 1 に示した値を用いた．受信 SINR は次式で定義する．

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} E_h M (K+1). \quad (7)$$

ここで  $E_b$  は 1 ビット 1 送信当たりの送信エネルギー、 $E_h = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbb{E}[|h_{m,l}|^2]$ 、 $N_0$  は雑音のパワースペクト

表1 シミュレーション諸元  
Table 1 Simulation parameters.

変調方式	QPSK
ブロック長 $N$	64
パケット長	7 ブロック
アンテナ数 $M$	2
再送回数 $K$	3
インパルス応答長 $L$	16
SNR $\gamma_b$	10dB
伝搬モデル	i.i.d. レイリーフェージング

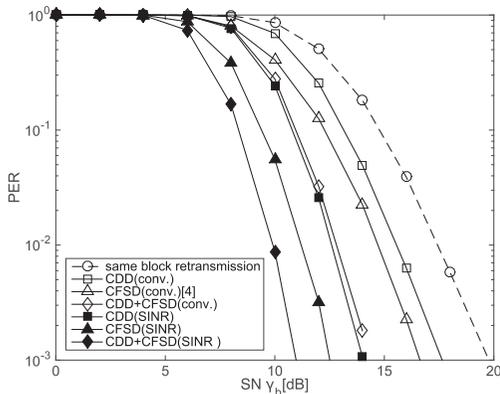


図2 PER 特性の比較  
Fig. 2 PER performance comparison.

ル密度である。この受信 SNR では再送回数  $K$  とアンテナ数  $M$  の増加による受信エネルギー増加を考慮しているため、毎回同じ再送を行う場合の合成後の SNR は再送回数  $K$  とアンテナ数  $M$  によらず一定となり、 $K$  と  $M$  に依存しない PER 性能を示す。このように毎回同じ再送を行う場合の性能を基準とすることで、 $K$  や  $M$  を変化させたときの送信信号処理の効果を明確に評価できると考えられる。

図2にSNRに対するPER特性を示す。決定基準として、文献[4]の決定基準(conv.)とSINRによる決定基準(SINR)を比較した。再送処理としてはCFSDとCDDの組み合わせが最も良く、決定基準としてはSINR最大化が優れていることが分かる。提案法(CFSD+CDD(SINR))は従来法[4](CFSD(conv.))と比べて、PERが $10^{-3}$ を達成するSNRについて5.5dB程度優れている。

以下では決定基準はSINR最大化を用いる。図3に再送回数 $K$ に対するPER特性を示す。再送回数が増加するに連れて性能改善が得られている。これはブランチ数が増加するためと考えられる。また、再送回数によらず提案法が最も性能が良い。

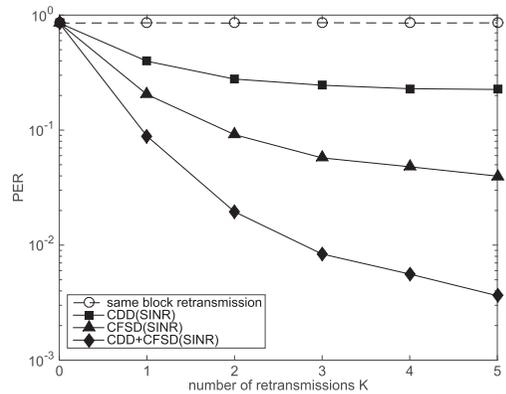


図3 再回数に対するPER特性の比較  
Fig. 3 PER performance comparison in terms of the number of retransmissions.

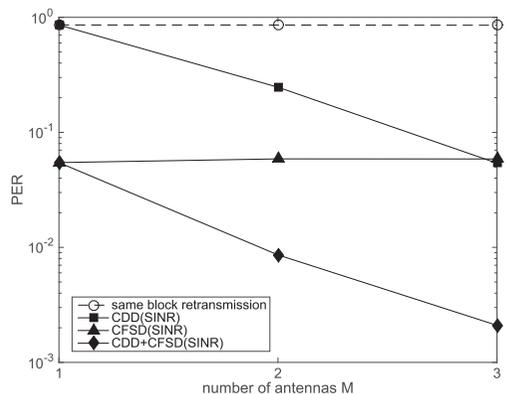


図4 アンテナ数に対するPER特性の比較  
Fig. 4 PER performance comparison in terms of the number of antennas.

図4はアンテナ数 $M$ に対するPER特性である。毎回同じ再送を行う場合とCFSDはアンテナ数の増加によるPER特性の改善がない。これは全てのアンテナから同一の信号が送られ、ダイバーシチ効果が得られないことによる。一方、CDDの利用によりアンテナ数の増加とともに、性能が改善する。これは周波数ダイバーシチの効果である。アンテナ数が2以上で提案法が最も優れていることが分かる。

### 5. むすび

シングルキャリア伝送における再送ダイバーシチの性能向上のために、CFSDとCDDを組み合わせた再送処理、及びSINR最大化に基づいて巡回周波数シフト量と巡回遅延量を決定する方法を提案した。従来法に比べ、提案法により性能改善が得られることをシミュレーションにより示した。複数送信アンテナを用

いるシステムにおいて、CDD 以外の方法でダイバーシチを得る手法についても今後検討する価値がある。

## 文献

- [1] 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.
- [2] H. Samra and Z. Ding, "Retransmission diversity schemes for multicarrier modulations," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.5, pp.1142–1147, May 2006.
- [3] A.N. Assimi, C. Poulliat, and I. Fijalkow, "On cyclic frequency diversity for single-carrier packet retransmission," Proc. IEEE ISIT 2009, pp.1378–1382, Seoul, Korea, June 2009.
- [4] 吉田健浩, 宮嶋照行, "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," 信学論 (B), vol.J95-B, no.7, pp.890–897, July 2012.
- [5] 石田貴大, 西本 浩, 西村寿彦, 大鐘武雄, 小川恭孝, "MMSE-FDE に干渉キャンセラを導入した周波数フラット E-SDM (FFE-SDM) シングルキャリア伝送特性," 信学技報, RCS2006-106, Aug./Sept. 2006.
- [6] A. Dammann and S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM and its application to the DVB-T system," Proc. IEEE Globecom 2001, pp.3100–3105, San Antonio, TX, Nov. 2001. (平成 26 年 10 月 27 日受付, 27 年 2 月 24 日再受付)