

1. はじめに

近年、自動車の衝突防止システムのように人命にかかわる重要な情報伝送を行う場合があり、情報伝送の誤り対策への要求が高まっている。受信機側で現在受信しているパケットの受信 BER を推定することで、誤り確率の高いパケットを破棄して情報伝送の誤りを回避することなど考えられる。本研究では、パイロット信号の送信により無線通信路特性と受信雑音電力の測定を行い、これらを元に受信 BER 値の推定を試みる。無線通信方式として、IEEE802.11p などでも採用されている Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)方式[1]と、マルチパス通信路における周波数ダイバーシチ効果が期待できる Single Carrier-Frequency Domain Equalization (SC-FDE)方式[2]を検討した。

2. 通信路と平均受信雑音の測定手法

送受信機で既知のパイロット信号を送信することで通信路特性の測定を行う。まず、周波数領域での i 番目の周波数番号のサンプル値が $P(i)$ となるパイロット信号を送信する。受信機側では受信パイロット信号の周波数領域表現のサンプル値を得る。Per Subcarrier Estimation (PSE)法を用いて仮の周波数領域の通信路特性の測定値 $\hat{H}(i)$ を次式により求める。

$$\hat{H}(i) = H(i) + Z(i)/P(i) \quad (1)$$

通信路測定時の雑音を抑制するため、式(1)にIFFTを適用し通信路に対する測定インパルス応答 $\tilde{h}(k)$ を求める。

$$\tilde{h}(k) = h(k) + z'(k) \quad (2)$$

ここで、 $z'(k)$ は複素ガウス雑音である。遅延パス数を L としたとき、 $h(k)$ はサンプル番号 $L-1$ まではか値を持たないので、 $\tilde{h}(k)$ の L 番目以降の値は $z'(k)$ のみの値となる。このことを利用して、図 1 のように $\tilde{h}(k)$ の L 番目以降の値を 0 とし、その後 FFT をすることで雑音電力の影響を L/N に抑制した通信路の測定値 $\hat{H}(i)$ が得られる。

$$\hat{H}(i) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{h}(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi ki}{N}} \quad (3)$$

$$\text{ただし、} \tilde{h}(k) = \begin{cases} \tilde{h}(k) & 0 \leq k < L \\ 0 & L \leq k < N \end{cases} \quad (4)$$

また、雑音の平均電力の測定値 $\hat{\sigma}^2$ は $\tilde{h}(k)$ の L 番目以降の平均値より測定できる。

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{N-L} \sum_{k=L}^{N-1} |\tilde{h}(k)|^2 \quad (5)$$

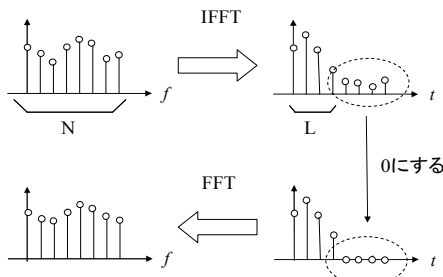


図 1. 通信路測定における雑音の抑制

3. BER 推定手法

3.1. OFDM 方式における受信 BER 推定

OFDM 方式においては、各サブキャリア毎に通信路の複素利得が測定できるので、ある周波数ポイント番号 i に対する等価的 AWGN を求めて BER を算出し、その平均が全体の BER であると考えられる。各々の周波数ポイント番号 i に対し、判定シンボル $\hat{X}(i)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{X}(i) &= \hat{W}(i) \cdot Y(i) \\ &= \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} H(i) X(i) + \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} Z(i) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $Y(i)$ は受信信号の周波数領域表現で、 $Z(i)$ は受信雑音の周波数領域表現である。また、 $\hat{W}(i)$ は MMSE 基準の FDE 重みである。サブキャリア毎の利得 $A_{OFDM}(i)$ は

$$A_{OFDM}(i) = \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} \hat{H}(i) \quad (7)$$

と与えられる。また、受信雑音も FDE による影響を受けるので、等価的 AWGN の平均雑音電力 $\hat{\sigma}_{OFDM}^2(i)$ は

$$\sigma_{OFDM}^2(i) = \left| \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} \right|^2 \hat{\sigma}^2 \quad (8)$$

となる。よって、受信 BER 値は

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Q\left(\hat{A}_{OFDM}(i) / \hat{\sigma}_{OFDM}(i)\right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Q\left(|\hat{H}(i)| / \hat{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

により推定することができる。

3.2. SC-FDE 方式における受信 BER 推定

SC-FDE 方式においては、ある時間サンプル番号 k に対する等価的 AWGN を考える。送信機ではデータシンボル $x(k)$ に Guard Interval (GI) を挿入して送信する。送信信号は周波数選択性フェージング通信路を伝搬し、受信機で受信される。受信機では、受信信号から GI を除去した後、 N ポイントの FFT により N 個の周波数成分 $\{R(i), i=0,1,\dots,N-1\}$ に変換する。

$$R(i) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi ki}{N}} \quad (10)$$

ここで、 $r(k)$ は k 番目の時間サンプル値である。各周波数成分に MMSE 基準による FDE 重み $\hat{W}(i)$ を乗算すると、FDE 後の時間領域信号のサンプル値 $\hat{r}(k)$ は

$$\hat{r}(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \hat{H}^*(i) R(i) x(k - \tau_k) + z'(k) \quad (11)$$

と表される。ここで、 $h'(k)$ は通信路と等化器を併せたインパルス応答である。MMSE 基準の FDE では必ずしも $W(i)H(i)=1$ ではないため、インパルス応答 $h'(k)$ にお

いて $k \neq 0$ なる区間にも値を持つ．これが符号間干渉として信号判定時に影響する．式(11)において，データシンボル $x(k)$ に掛かる係数を利得とするため，次式のように変形する．

$$\hat{r}(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} h'(0) x(k) + \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=1}^{N-1} h'(k) x(k - \tau_k) + z'(k) \quad (12)$$

周波数領域等化後の等価的 AWGN 通信路の利得をとすると

$$A_{SC-FDE}(k) = \frac{|h'(0)|}{\sqrt{N}} \quad (13)$$

となる．式(12)の右辺第 2 項において，この分布を正規分布と近似することで，式(12)の第 2 項と第 3 項の合成電力の分散を計算する．これを等価的 AWGN の平均雑音電力 $\hat{\sigma}_{SC-FDE}^2(k)$ とすると，以下の式として表される．

$$\hat{\sigma}_{SC-FDE}^2(k) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} \frac{|h'(k)|^2}{2} + \sum_{i=0}^{N-1} \left| \frac{\hat{H}^*(i)}{\hat{H}(i)} \right|^2 \hat{\sigma}^2 \quad (14)$$

4. 計算機シミュレーション

以上の送受信機システムにおいて，通信路測定値と平均受信雑音電力測定値から受信 BER 推定を行い，計算機シミュレーションにより評価を行った．シミュレーションは既知データを送受信したときに(誤りビットの総数)/(全送信ビット数)により測定された値(これを Actual BER とする)と，通信路と雑音電力の測定値から算出された値(これを Estimated BER とする)の特性の比較を行う．シミュレーション条件を表 1，結果を図 2，図 3 に示す．

OFDM 方式，SC-FDE 方式共に，同じパス数に於ける Actual BER と Estimated BER が一致した．このことから BER 推定が正しく行われたことがいえる．

表 1 シミュレーション条件

Communication options		OFDM	SC-FDE
Transmitter	Modulation	QPSK	
	Encoding	None	
	GI length	1/16[T]	16[Ts]
Channel	Antenna	4 × 4	
	Fading	Quasi-static Rayleigh fading	
	Path n	1,16	1,2,4,8,16
	Interval of delay path	1/64[T]	1[Ts]
	path attenuation	equal power	
Receiver	Equalization	FDE(MMSE criteria)	
	FFT point	64	
	Channel state information	measurement	

参考文献

- [1] L.J. Cimini, Jr., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans on Communications*, v. 33, pp665-675, July 1985.
- [2] "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, pp.58-66, April 2002.

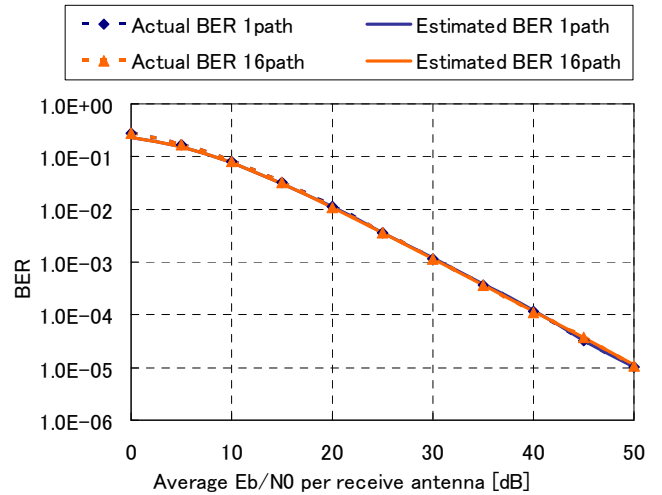


図 2. OFDM 方式のシミュレーション結果(BER 特性)

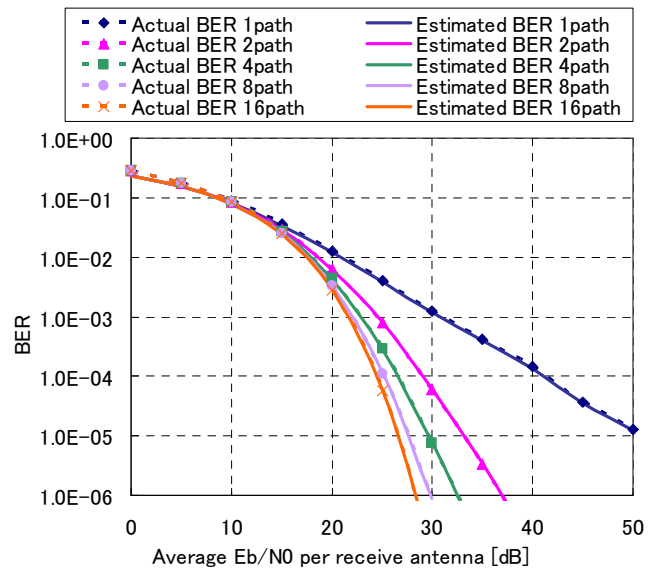


図 3. SC-FDE 方式のシミュレーション結果(BER 特性)

5. むすび

本研究では，MIMO OFDM 方式と MIMO SC-FDE 方式の MMSE nulling を用いた受信方式につき，パイロット信号を用いた PSE に基づくチャネル測定と受信雑音電力を測定することで，受信 BER 値の推定を行った．通信路測定結果を用いて MMSE nulling を行うことにより，MIMO 空間多重された各送信ストリームに対し，等価的な AWGN 通信路が得られ，この等価的 AWGN 通信路の利得と雑音分散から， $Q(x)$ 関数を用いて受信 BER 値が計算できる．MMSE nulling のみによる等化及び空間多重分離のみでは，残留 ISI 及び IAI が残るのが，これらを中心極限定理によりガウス雑音近似することで，近似精度の高い AWGN 通信路を得ることができ，推定 BER と実測 BER の良い一致を見た．本提案方式では，パイロット信号による通信路測定及び雑音電力測定の直後に受信 BER 値の推定ができるので，パイロット信号をパケットの先頭に付加することで，パケット毎の受信 BER 値の推定が可能になる．受信パケットの BER 値を推定することにより，信頼性を評価した上での受信処理が可能になると考えられる．

平成 22 年度 修士論文概要	
MIMO SC-FDMA 伝送の受信機構成 に関する研究	岩波・岡本研究室 奥谷 翼
	No.21417534 Tsubasa Okuya

1. はじめに

近年、携帯電話や地上デジタル放送、無線 LAN など、私たちの日常生活のいたるところに無線通信技術が使われており、高速・大容量通信の需要は高まる一方である。そんな中、次世代移動通信の上りリンクアクセス方式として、SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 方式が有力である。SC-FDMA において、各ユーザーに割り当てられるサブキャリアを櫛の歯状に配置し、送信する手法である IFDMA (Interleaved-FDMA) は、PAPR (Peak to Average Power Ratio) を低く抑えられ、周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。本研究では、IFDMA を用いた MIMO (Multiple Input Multiple Output) SC-FDMA において、FDE (Frequency Domain Equalization) によって得られた 1 次仮推定信号を用いて ISI (Inter Symbol Interference) を除去した後、最尤判定法(MLD: Maximum Likelihood Detection)によってアンテナ間信号分離・検出を行う方式を提案する。また、低演算量で MLD とほぼ同程度の BER 特性の改善が得られる QRD-M(QR Decomposition with M-algorithm)を適用し、BER 特性、演算量の両側面からその有用性について考察する。

2. MLD 逐次処理型繰り返し信号分離・検出方式

複数ユーザーによる上りリンクアクセスを想定した、MIMO SC-FDMA における MLD 逐次処理型繰り返し信号分離検出方式の送受信機構成を図 1 に示す。送信機側では U ユーザー(ここでは $U=4$)が QPSK 変調された送信信号に対し、 N ポイント DFT を行い、周波数領域に変換された信号を櫛の歯状にマッピングする。その後 $M (=UN)$ ポイント IDFT を行い時間領域信号に変換し、CP (Cyclic Prefix)を挿入し送信する。受信機側では CP 除去後、まず周波数領域等化を行う。受信信号を M ポイント DFT により周波数領域に変換後、ユーザー毎に割り当てられたサブキャリアのスペクトルを取り出し、式(1)の MMSE 重み行列 $W_u(n)$ を受信信号に乗算する(Nulling & FDE)。

$$W_u(n) = H_u(n)^H \{H_u(n)H_u(n)^H + n_r \sigma^2 I_{n_r}\}^{-1} \quad (1)$$

但し $H_u(n)$ は、ユーザー u ($u=1 \sim U$) に割り当てられたサブキャリアの第 n ($n=1 \sim N$) ポイント目における MIMO 通信路行列、 σ^2 は雑音の分散、 n_r は送信アンテナ数、 I_{n_r} は n_r 次の単位行列である。その後 N ポイント IDFT によって時間領域に戻し、硬判定処理によって 1 次仮推定信号 $\hat{x}_u$ を作成する。この $\hat{x}_u$ を用いて受信信号から ISI を取り除く。所望シンボルの時刻を k としたとき、時刻 k のみを零(0)とした 1 次仮推定信号を N ポイント DFT によって周波数領域信号 $\tilde{X}_{uk}(n)$ に変換する。変換後の信号にサブキャリア毎に通信路行列を乗算し、式(2)のように受信信号 $Y_u(n)$ から減算することで、時刻 k 以外の時刻からのシンボル間干渉を除去することができ、あたかも時刻 k のみの信号が送信された受信状態を作り出す。

$$Z_{uk}(n) = Y_u(n) - H_u(n)\tilde{X}_{uk}(n) \quad (2)$$

次に MLD を用いた信号分離・検出を行う。送信アン

テナ数 n_r で多値変調数 M の場合、MLD による信号点レプリカ $\bar{x}_u$ は M^{n_r} 個存在する。この信号点レプリカを時刻 k 番目に配置して他を 0 にした N ポイントの時間信号に対し、 N ポイント DFT を行い周波数領域信号 $\bar{X}_{uk}$ とする。サブキャリア毎に通信路行列を乗算した信号を MLD 用のレプリカとし、ISI Canceller 出力との差(距離)であるノルムの 2 乗を計算し、これを最小とする $\bar{x}_u$ が MLD の出力となる。

$$\sum_{n=1}^N \|Z_{uk}(n) - H_u(n)\bar{X}_{uk}(n)\|^2 \quad (3)$$

最後にこの $\bar{x}_u$ を ISI Canceller で用いる 1 次仮推定信号 $\hat{x}_u(k)$ と置き換え、注目時刻を k から $k+1$ に進める。また ISI Canceller 及び MLD を繰り返す行うことで残留干渉成分をより高い精度で除去する。

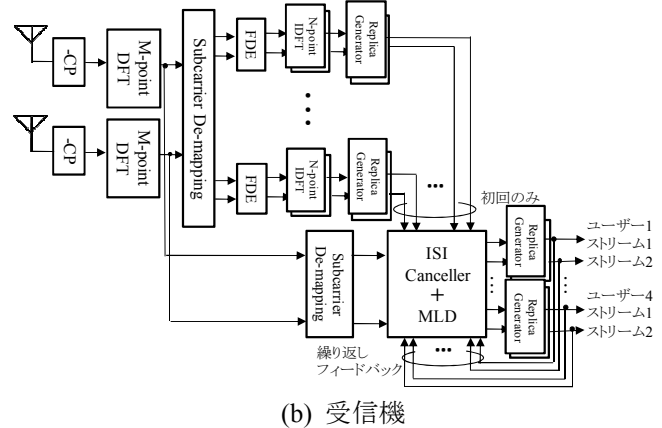
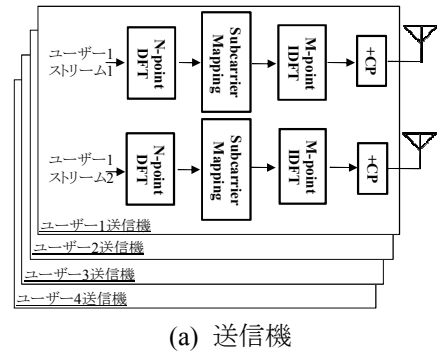


図 1 MLD 逐次処理型繰り返し信号分離・検出方式
送受信機ブロック図(送受信アンテナ数 2×2 の場合)

3. QRD-M 逐次処理型繰り返し信号分離検出方式

QRD-M を用いた逐次処理型繰り返し信号分離検出方式の受信機構成を図 2 に示す。2. と同様の状況を想定しているため、送信機及び送信側の処理は 2. と同様となる。また受信機側における、一次仮推定信号作成及び ISI Canceller の処理は 2. と同様となるのでここでは式(2)によって $Z_{uk}(n)$ ($n=1 \sim N$) が得られた段階から説明に入る。まず QRD-M の準備として 2. と同様の手順で周波数領域における MLD 候補点 $\tilde{X}_{uk}$ を作成する。その後 H_u に対し、式(4)のように QR 分解を行う。

$$\mathbf{H}_u(n) = \mathbf{Q}_u(n) \mathbf{R}_u(n) \quad (4)$$

得られた $\mathbf{Q}_u$ のエルミート転置行列 $\mathbf{Q}_u^H$ を ISI Canceller の出力 $\mathbf{Z}_{uk}$ に乗算し $\mathbf{Z}'_{uk}$ を得る. その後式(5)に示すノルムの2乗を計算するが, M アルゴリズムによって計算及び推定を進め, 推定信号の一組み合わせ $\hat{\mathbf{x}}_u$ を得る.

$$\sum_{n=1}^N \left\| \begin{pmatrix} Z'_{uk,1}(n) \\ Z'_{uk,2}(n) \\ \vdots \\ Z'_{uk,n_r}(n) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_{u,11}(n) & R_{u,12}(n) & \cdots & R_{u,1n_r}(n) \\ 0 & R_{u,22}(n) & \ddots & R_{u,2n_r}(n) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & R_{u,n_r n_r}(n) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{X}_{uk,1}(n) \\ \hat{X}_{uk,2}(n) \\ \vdots \\ \hat{X}_{uk,n_r}(n) \end{pmatrix} \right\|^2 \quad (5)$$

最後にこの $\hat{\mathbf{x}}_u$ を ISI Canceller で用いる 1 次仮推定信号 $\hat{\mathbf{x}}_u(k)$ と置き換え, 注目時刻を k から $k+1$ に進める. 本方式においても 2. と同様に繰り返し処理を行うことで残留干渉成分をより高い精度で除去する.

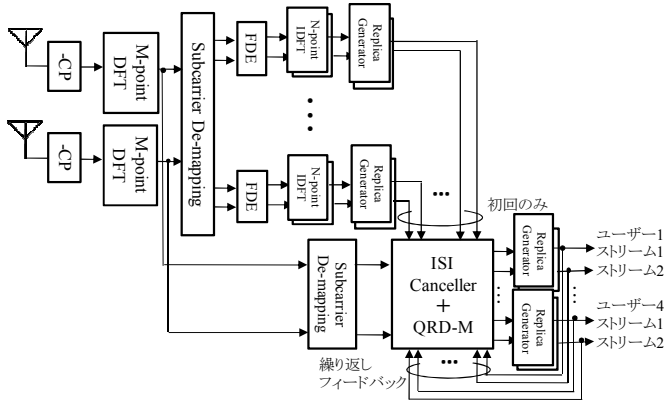


図2 QRD-M 逐次処理型繰り返し信号分離・検出方式 受信機ブロック図(送受信アンテナ数 2×2 の場合)

4. 計算機シミュレーション及び考察

シミュレーション条件を表1に示し, 結果の BER 特性を図3及び図4に示す. また送受信アンテナ数 4×4 , QPSK を使用した場合の両受信機の複素積和演算量を表2に示す. 図3より, 生き残り候補数 M によって BER の改善幅が変化することがわかる. M が大きい程 MLD の特性に近づき, かつ表2より MLD よりも演算量を大幅に削減できることがわかる. また図4より, 両方式共に処理回数を増やす程 BER の改善が得られることがわかる. 繰り返し処理を行うことで残留干渉成分をより高い精度で除去できることによるものと考えられる.

5. むすび

本研究では, 上りリンクアクセスを想定した周波数選択性 MIMO 通信路において, シングルキャリア伝送方式 SC-FDE をマルチユーザー化した方式である MIMO SC-FDMA 伝送に対し, MLD 及び QRD-M を用いた逐次処理型繰り返し信号分離・検出方式を提案し, 優れた BER 特性が得られることを示した. 今後の課題は, LDPC 符号の接続や更なる受信機低演算化, 多値変調数を増やした場合への適用などが考えられる.

参考文献

- [1] 岩波 保則, “デジタル通信”, コロナ社, October 2007.
- [2] Hyung G. Myung, Junsung Lim, and David J. Goodman, Polytechnic University, “Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission”, IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 1, no. 3, pp. 30-38 (2006.9).

表1 シミュレーション条件

送信アンテナ数	4(×4 ユーザー)	
受信アンテナ数	4	
通信方式	SC-FDMA	
変調	QPSK	
サブキャリア数	256	
CP 長	T/16(T:1 ブロック長)	
FDE (Nulling)	MMSE 基準	
信号分離・検出	MLD 逐次処理	QRD-M 逐次処理
処理回数	1, 2, 4	
レプリカ判定	硬値	
通信路	16path 等電力減衰準静的 レイリーフェージング	
生き残り候補数	2, 3, 4	
チャンネル推定	既知	

表2 演算量比較(M:生き残り候補数, n:処理回数)

	複素積和演算量[回/シンボル]
Nulling のみ	81
MLD	$81 + 189120 \times n$
QRD-M(M=2)	$81 + 13986 \times n$
QRD-M(M=3)	$81 + 18167 \times n$
QRD-M(M=4)	$81 + 21748 \times n$

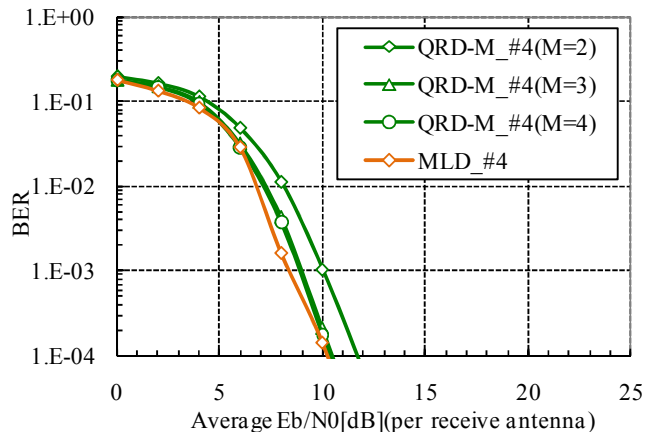


図3 シミュレーション結果(処理回数4回)

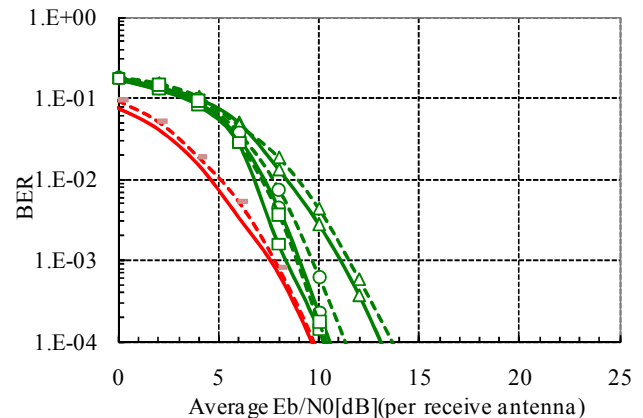
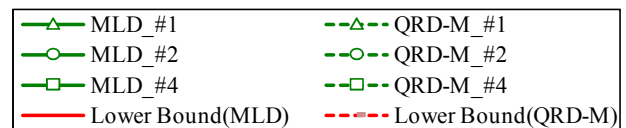


図4 シミュレーション結果(QRD-M における $M=4$)

1. はじめに

近年、高度情報化社会においてデジタル無線通信は必要不可欠な社会基盤となっている。そこで、今後ますます求められる高速・大容量・高品質化を実現する技術の一つとして誤り訂正符号の LDPC 符号がある。符号化率の自由度の高さや繰り返し復号による高い誤り訂正の力を持つ LDPC 符号は、任意の拡大ガロア体上で構成が可能である。一般に用いられ Binary LDPC 符号に比べ、拡大ガロア体上で構成された Non-Binary(NB)LDPC 符号[1]の BER 特性はより優れていることが知られている。また、LDPC 符号化された符号語から適切にパンクチャし、同じ復号器を用いて符号化率を可変して復号ができる incremental redundancy に適した Rate-Compatible-Punctured(RCP) LDPC 符号[2]がある。本稿では、これらの技術を軸として、高いスループットが得られるハイブリッド ARQ 方式[3]、送受信アンテナを複数本用いることにより通信容量を増加できる MIMO 伝送技術と組み合わせた RCP NB LDPC 符号化 MIMO-OFDM TypeII ハイブリッド ARQ 方式を提案した。

2. RCP NB LDPC 符号化 MIMO-OFDM TypeII ハイブリッド ARQ 方式の送受信機構成

図 1 に提案方式の送受信機の構成を示す。送信機では、入力データに誤り検出符号として CRC-16 符号を付加し、誤り訂正符号として GF(4)上の NB LDPC 符号化を行う。次に LDPC 符号化された符号の 1 ブロックを予め決めておいたパンクチャテーブルの順序で OFDM の 1 フレーム長の packets に分割し、初回送信時には 1LDPC ブロック内の情報 packets 部分のみ送信を行う。そして各アンテナに対して、OFDM 変調を行い、ガードインターバルを付加し、送信を行う。受信機側では、ガードインターバルを除去し、OFDM 復調、信号分離を行い、分離後の受信信号からシンボル LLR の計算を行う。そして、LDPC 復号を行い、誤りがなければ結果を出力し、誤りが検出されれば再送を要求するという方式である。具体的な再送方法については次節で示す。

Transmitter

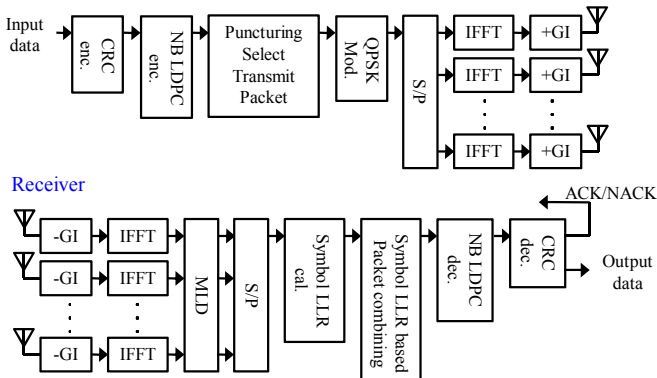


図 1 提案方式の送受信機構成図

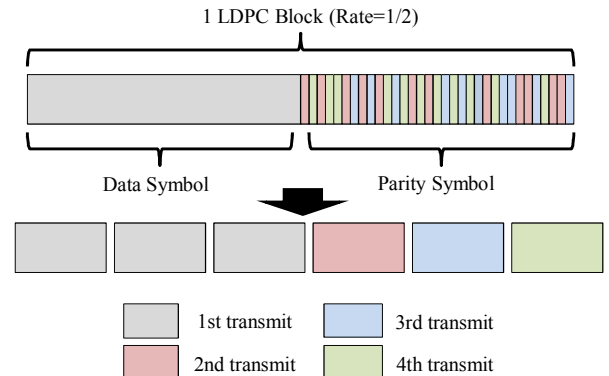


図 2 LDPC ブロックの分割例

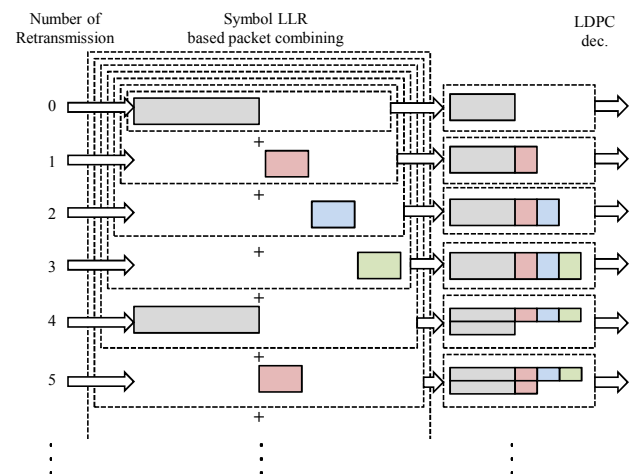


図 3 提案方式の再送方法の例

3. ハイブリッド ARQ における RCP 手法を用いた再送方法

提案方式の再送方法について図 2, 図 3 の例を用いて説明する。まず、符号化を行った LDPC ブロックを送信 packets 長に分割する。図 2 の例では LDPC ブロックを 6 packets に分割している。ここで 2 回目以降の再送におけるパリティ部分の送信の順番は文献[2]の RCP LDPC 符号のパンクチャ位置の最適化アルゴリズムを用いて決定されるものとし、受信側において送信の順番は予め分かっているものとする。次に再送方法を図 3 に示す。1 回目の送信ではでは情報シンボル部分のみを送信する。受信側では、受信された情報シンボル部分を用いて復号を行う。このとき、誤りが検出されなければ、無符号化で送信が成功したことになる。また、誤りが検出された場合は送信側に再送を要求する。2 回目の送信ではパリティ部分から予め決定しておいた 1 packets の送信を行う。受信側では 1 回目に受信した情報部分と 2 回目に受信したパリティ部分を用いて LDPC 復号を行う。このとき、誤りが検出されなければ、符号化率 3/4 で送信が成功したことになる。ま

た、誤りが検出された場合は同様に再送を要求する。以降も同様にパリティ部分を順番に送信していき、3回目では符号化率が 3/5、4 回目では符号化率が 3/6 と変化していく。パリティ部分を全て送信しても誤りが検出される場合は、1 回目から 4 回目と同様の順番で情報部分とパリティ部分を再び送信し、受信側で LLR 合成を行って復号を行うものとする。また、再送回数が予め決定しておいた最大再送回数に達した時は、伝送が失敗したものとし受信したパケットを破棄するものとする。このように再送により符号化率を変化させていくことにより、通信路の状態が良く誤りが発生しない場合には、ほとんど無符号化で伝送が成功するためスループットを向上させることができ、反対に通信路の状態が悪く誤りが多く発生する場合には、符号化率を上げて誤り訂正能力を上げるにより、ある一定のスループットを確保することが可能である。

4. 計算機シミュレーション

以上の提案方式に関して計算機シミュレーションにより評価を行った。比較対象として、従来方式である無符号化ハイブリッド ARQ 方式と符号化率固定の LDPC 符号化 TypeII ハイブリッド ARQ 方式を用いた。シミュレーション条件を表 1 に、スループット特性の結果を図 4 に、平均再送回数特性の結果を図 5 に示す。このシミュレーションでは LDPC ブロックを情報部分 1 つとパリティ部分 2 つに分割し、符号化率を 2/2, 2/3, 2/4 と変化させるものとする。図 4 の結果より、提案方式は従来方式と比較して優れたスループット特性が示された。Eb/N0 が小さい領域に於いては、符号化率を下げた高い誤り訂正特性が得られ、Eb/N0 が大きい領域に於いては符号化率を上げていき、CRC 分の損失を除いたスループットの最大値まで達している。また、MIMO 方式の信号分離を MLD で行うことにより、空間ダイバーシチ利得が得られていることが分かる。しかし、図 5 の結果より、提案方式は従来の LDPC 符号化方式と比較して、平均再送回数が増加していることが分かる。これは 1LDPC ブロックをパケットに分割して順番に再送を行うため再送回数が増えたと考えられる。

表 1 シミュレーション条件

パケットビット長		2048
変調方式		QPSK
GF		4
アンテナ数		1×1, 2×2, 4×4
信号分離方式		MLD
FFT ポイント数		64
母符号	符号化率	1/2
	平均列重み	2.66
パンクチャ符号	符号化率	2/2, 2/3, 2/4
パケット合成最大再送回数		3
通信路		16path 等電力準静的レイリーフェージング
OFDM パケット長		T=64
GI 長		T/4
誤り検出符号		CRC-16 符号

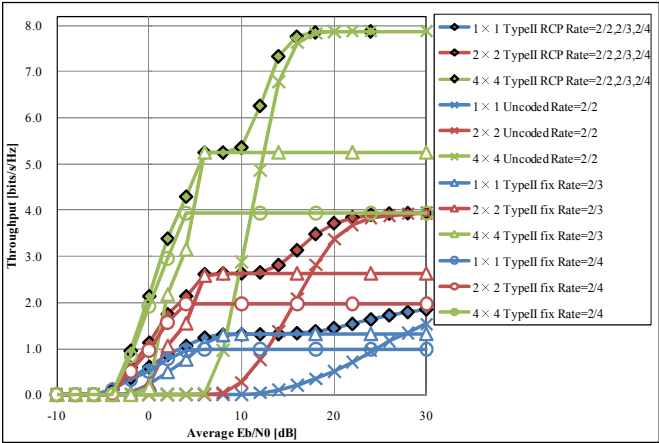


図 4 シミュレーション結果 (スループット特性)

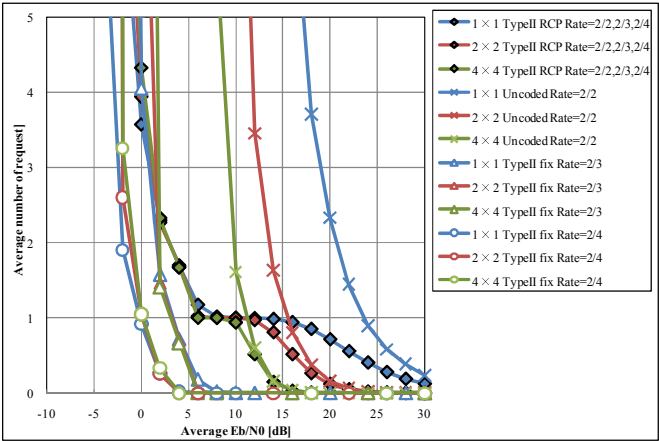


図 5 シミュレーション結果 (平均再送回数特性)

5. むすび

本研究では、次世代 MIMO 無線 LAN 機器等の環境を想定した周波数選択性 MIMO 通信路に於いて、信頼性の高い無線通信方式の開発を目的として検討を行った。そこで、RCP NB LDPC 符号化 MIMO-OFDM TypeII ハイブリッド ARQ 方式を提案し、通信路の環境に合わせて再送により符号化率を変化させることでスループットを改善することができた。さらに MLD 分離を用いた MIMO 方式により、通信容量及びスループットを増加させることができた。今後の課題として平均再送回数 (遅延特性) についても検討する必要がある。また、パイロット信号を用いて通信路情報や受信 SNR を測定し、初回の送信時の符号化率の制御や 2 回目以降の再送パケットの冗長度を可変的に制御する方式についても検討を行う必要がある。

参考文献

- [1] David Declercq, Marc Fossorier, "Decoding Algorithm for Non-binary LDPC Codes over GF(q)," *IEEE Transactions on Communications*, vol.55, April 2007.
- [2] J.Ha, J.Kim and D.Klinc, "Rate-Compatible Punctured Low-Density Parity-Check Codes With Short Block Length," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.52, Feb. 2006.
- [3] Yusuke TSURUTA, Yasunori IWANAMI, Eiji OKAMOTO, "An evaluation of throughput performance of LDPC coded MIMO-OFDM MLD TypeII Hybrid ARQ scheme," *Society conference*, B-5-19, March 2009.

1. はじめに

定包絡線特性を持ち、非線形増幅器による高電力効率な信号増幅に有利な変調方式として FSK(Frequency Shift Keying)がある。一方で近年、無線通信に於ける通信容量の増加を目的に送受信アンテナを複数本用いた MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)伝送が注目されている。MIMO 無線通信路においては、遅延波による干渉(ISI)及び空間多重による他送信アンテナからの干渉(IAI)を除去する等化・信号分離処理が必要である。この点について、FSK は変復調処理において非線形性を有しているため、MIMO 伝送方式との組み合わせは困難であると考えられ、あまり検討されてこなかった。我々は以前、FSK 信号を復調の非線形処理以前で FDE(周波数領域等化)を行う方式により FSK の MIMO 信号分離と等化処理が同時に行えることを示した[1]。しかし、この方式では雑音強調や残留 IAI の問題があり、信号分離・等化能力が十分であるとは言えない。

そこで本研究では、より高い信号分離・等化性能を持つ MLD(最尤判定法)が FSK 信号の MIMO 信号分離・検出に利用可能であることを示した上で、MLD の計算量の増加の問題の対策として M アルゴリズムの適用や ISI キャンセラーの活用によって計算用削減を行った。

2. ブロック処理型の MLD(最尤判定法)を用いた
受信方式の送受信機構成

ブロック処理型 MLD による FSK 信号の時間領域信号分離方式の送受信機構成を図 1 に示す。

本提案方式ではまず、送信機側で変調信号に対し図 1 のように GI(Guard Interval)として ZP(Zero Padding)を行い、マルチパス遅延波による IBI(ブロック間干渉)を防ぐ。また ZP の際にブロック先頭で CP-FSK (Continues Phase - FSK)の初期位相を 0 にリセットし MLD 処理におけるレプリカ作成の際の位相同期を可能としている。

一方受信機側では I-Q 検波により複素ベースバンド信号を得た後に 1 シンボル時間 T_s あたり $2c$ サンプルで離散時間サンプリングを行い離散時間信号を得る。これを 1 ブロックごとに MLD 処理することにより送信データビットを判定する。

MLD の受信レプリカベクトル $\mathbf{Y}'_p$ を次式で定義する。

$$\left(\overbrace{\mathbf{Y}'_{N_s+N_G}, \dots, \mathbf{Y}'_{N_s}, \mathbf{Y}'_{N_s+1}, \dots, \mathbf{Y}'_{N_s+N_G}}^{L \text{ symbols}} \right)^T = \mathbf{H} \left(\overbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}, \mathbf{X}_{N_s}, \dots, \mathbf{X}_{N_s+1}, \dots, \mathbf{0}}^{N_G \text{ symbols}} \right)^T \quad (1)$$

ただし、離散時刻信号を要素とするシンボルベクトルを次のように定義する。

時刻 k の送信シンボル

$$\mathbf{X}_k = (\mathbf{x}_{k,2c}, \dots, \mathbf{x}_{k,q}, \dots, \mathbf{x}_{k,1})^T, \mathbf{x}_{k,q} = (x_{k,q}^{(1)}, \dots, x_{k,q}^{(i)}, \dots, x_{k,q}^{(n_T)})^T \quad (2)$$

時刻 k の受信シンボル

$$\mathbf{Y}_k = (\mathbf{y}_{k,2c}, \dots, \mathbf{y}_{k,q}, \dots, \mathbf{y}_{k,1})^T, \mathbf{y}_{k,q} = (y_{k,q}^{(1)}, \dots, y_{k,q}^{(j)}, \dots, y_{k,q}^{(n_R)})^T \quad (3)$$

時刻 k の受信ノイズ

$$\mathbf{N}_k = (\mathbf{n}_{k,2c}, \dots, \mathbf{n}_{k,q}, \dots, \mathbf{n}_{k,1})^T, \mathbf{n}_{k,q} = (n_{k,q}^{(1)}, \dots, n_{k,q}^{(j)}, \dots, n_{k,q}^{(n_R)})^T \quad (4)$$

また、通信路行列を

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & \dots & h_l & \dots & h_{J-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & & & & 0 & & \vdots \\ \vdots & 0 & h_0 & \dots & h_l & \dots & h_{J-1} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & \dots & h_l & \dots & h_{J-1} \end{bmatrix}, \mathbf{h}_l = \begin{bmatrix} h_{l1}^{(l)} & \dots & h_{ln_T}^{(l)} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{ln_R}^{(l)} & \dots & h_{ln_R n_T}^{(l)} \end{bmatrix}, l=0, \dots, J-1 \quad (6)$$

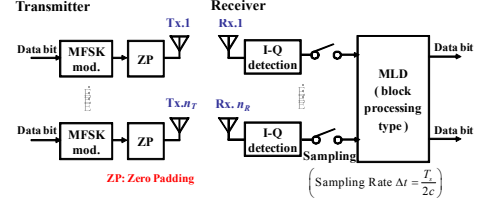


図 1 提案ブロック処理型 MLD 方式の送受信機構成

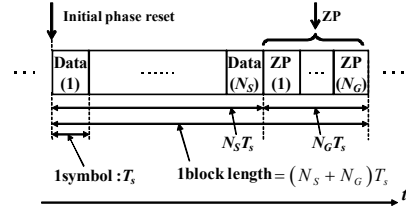


図 2. ZP(Zero Padding)の原理と送信信号ブロック構成

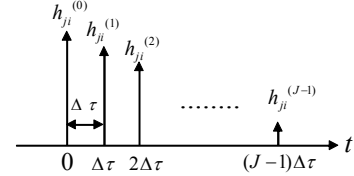


図 3 アンテナ間遅延プロフィール

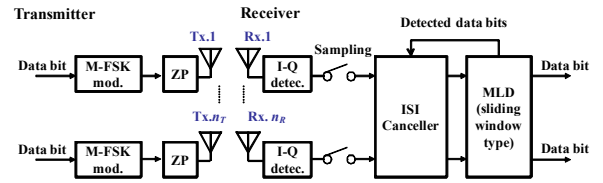
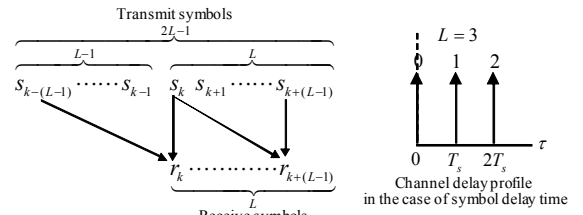


図 4. 提案 ISI Canceller + MLD 方式の送受信機構成

図 5. マルチパス環境下でのシンボル時間ごとの
遅延プロフィールと送受信信号間の関係

とする。このときのアンテナ間遅延プロフィールは図 3 で示される。MLD により送信シンボル $\mathbf{X}_{N_s}, \dots, \mathbf{X}_1$ は次式で示すように信号間の 2 乗ユークリッド距離に基づくメトリックを最小とする送信シンボル系列から得ることができる。

$$\{\mathbf{X}_{N_s}, \dots, \mathbf{X}_1\} = \arg \min_{\{\mathbf{X}_{N_s}, \dots, \mathbf{X}_1\}} \left[\sum_{p=1}^{(N_s+N_G)} \|\mathbf{Y}_p - \mathbf{Y}'_p\|^2 \right] \quad (7)$$

3. ISI キャンセラーとスライドウィンドウ型
MLD を用いた受信方式の送受信機構成

第 2 節の提案方式は高い信号分離性能を持つが、ブロック一括での MLD 処理を行うために、ブロック長の増大により計算量が著しく増大するという問題点がある。ブロック長を短くすると GI による伝送ロスが大きくなる上に、ZP とデー

タシンボルの位相の不連続点の影響が大きくなり送信信号の周波数スペクトルが広がるおそれもある。そこで計算量が送信ブロック長に影響されない方式の検討を行った。改良提案方式である ISI キャンセラーとスライドウィンドウ型 MLD による受信方式の送受信機モデルを図 4 に示す。

本方式では、送信側の処理と受信側のサンプリングまでは第 2 節の提案方式と共通である。サンプリング後の信号は MLD 前に ISI キャンセラーに送られる。ISI キャンセラーの動作を説明する前に、まずマルチパス通信路における送信信号と受信信号の関係を示す。ここでは簡単のため (1×1) の通信路を仮定して説明する。現在の時刻を表す添え字を k とし、通信路のマルチパス遅延プロファイルを送信時間単位で示したものと送受信信号の関係を図 5 に表した。

図 5 よりマルチパスの最大遅延時間は $(L-1)T_s$ である。このとき時刻 k での送信シンボルの判定にはマルチパス遅延による広がりから時刻 $k \sim k+(L-1)$ までの計 L シンボルの受信シンボルが必要となる。一方で、その L シンボルの受信シンボルには時刻 k の前後の計 $(2L-1)$ シンボルの送信シンボルの成分が含まれている。よって通常 MLD による時刻 k の送信シンボルの判定には計 $(2L-1)$ シンボルの送信シンボルパターン全てを探索する必要がある。本提案方式では MLD 処理前の判定済み送信シンボルについての干渉成分の除去を行う。これにより探索候補数は $M^{(2L-1)}$ から M^L まで削減できる [2] (M は変調多値数)。よって送信信号 X_k は式(8)のように ISI 除去後の受信信号 $\hat{Y}_p$ と受信レプリカ $\hat{Y}'_p$ との間の二乗ユークリッド距離に基づくメトリックを最小とする送信信号系列から得られる。次の送信シンボル X_{k+1} を判定するには新たに 1 シンボル先までの受信信号情報を用い $k+1 \sim k+L$ までをメトリック算出の対象として判定を行う。これを順次繰り返して送信信号を推定していく。

$$X_k = \arg \min_{X_{k+(L-1)}, \dots, X_k} \left[\sum_{p=k}^{k+(L-1)} \|\hat{Y}_p - \hat{Y}'_p\|^2 \right] \quad (8)$$

4. 提案方式への M アルゴリズムの適用

前節の改良提案 MLD 方式計算量の削減を行ったもののマルチパスの最大シンボル遅延時間 $(L-1)T_s$ の大きさによって計算量が大きく増加してしまう問題が残っている。そこで、本節では受信システムの MLD を M アルゴリズムで置き換えることにより計算量の削減を行う。シンボル時刻 k から i シンボル目までの累積メトリックを次のように定義し下記の手順で判定を行う。

$$\sum_{p=k}^{k+(i-1)} \|\hat{Y}_p - \hat{Y}'_p\|^2, (i=1, \dots, L) \quad (9)$$

- (i) $i=1$ での累積メトリックを算出
- (ii) $i=1$ での累積メトリックを元に送信信号トレリスから M_c 個の生き残りパスを選択
- (iii) i を 1 ずつ増やし (i)(ii) を繰り返し、 $i=L$ で累積メトリック最小のパスから時刻 k のデータを判定

これにより累積メトリックを含めたメトリックの総探索候補数は $(1+(L-1)M_c)M^{L_r}$ となり、MLD の場合の M^{L_r} に比べ L による計算量増加が抑えられる。

5. 受信計算量と BER 特性の評価

MIMO MFSK 伝送方式において、以前の提案方式である CP を用いた FDE 方式と今回の提案 MLD 方式、提案 M アルゴリズム方式について、それぞれの受信計算量を受信機での複素積和演算回数を用いて評価する。各方式における、1 シンボルの判定に必要な複素積和演算回数を図 6 に示す。またこのときの BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた結果を図 7 に示す。シミュレーション条件は表 1 の通り。

表 1 シミュレーション条件

変調方式	2FSK
変調指数 h	0.7
送受信アンテナ間通信路モデル	2×2 等電力 16 遅延パス準静的レイリーフェージング
遅延時間間隔 $\Delta\tau$	$(1/8)T_s$
送信データシンボル長 $N_s T_s$	$64T_s, (N_s = 64)$
Guard Interval 長	$2T_s = (L-1)T_s$

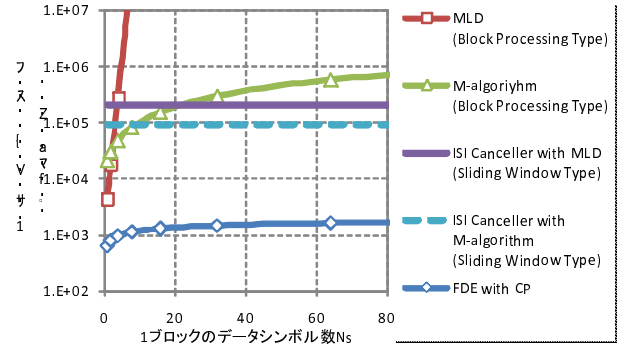


図 6 1 判定シンボルあたりの複素積和演算回数

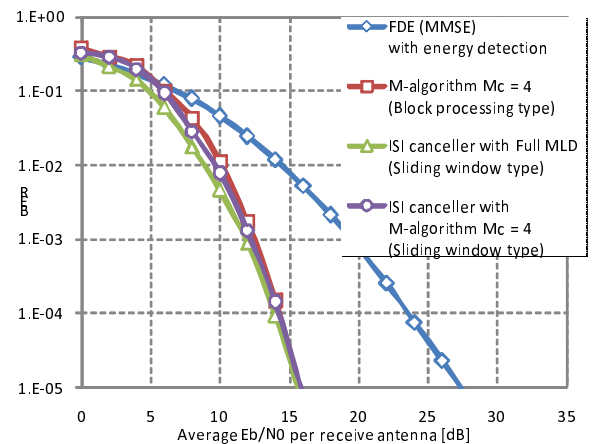


図 7 2FSK 2×2 MIMO における BER 特性

6. むすび

本研究では、MIMO MFSK 伝送方式に MLD を適用することにより優れた BER 特性が得られることを示した。図 7 より、本稿第 3 節の提案方式である ISI Canceller with Full MLD (Block processing type) は、従来の FDE に比べ $BER=10^{-5}$ で約 11[dB] の利得を得ており、提案方式の中で最も BER 特性がよい。他の二つのグラフのうち ISI canceller with M-algorithm (Sliding window type) は第 4 節の提案方式であり、M-algorithm (Block processing type) は第 2 節の方式に M アルゴリズムを適用した方式である。表 1 の条件ではどちらも M アルゴリズムのパラメータ $M_c=4$ で Full MLD にほぼ匹敵する BER 特性が得られると言える。そして図 6 の結果と考え合わせると、ISI canceller with M-algorithm (Sliding window type) が計算量と BER の両方において提案方式の中で最も優れた特性を持っており、この方式を用いれば従来方式からの計算量の増加を最小限に抑えながら BER 特性の大幅な改善が可能であると考えられる。

参考文献

- [1] 中山 健治, 岩波 保則, 岡本 英二, “周波数選択性通信路に於ける MIMO-MFSK の周波数検波方式とエネルギー検波方式の比較検討”, IEICE Society Conference, B-5-34, Sep. 2009 (in Japanese).
- [2] 中信 公志, 岩波 保則, 岡本 英二, “MIMO 周波数選択性通信路に於ける時間領域等化・分離器方式の比較検討” 電子情報通信学会技術研究報告 109(440), 467-472, 2010-03-03.

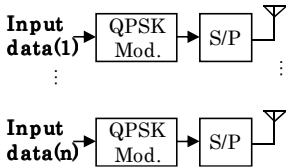
1. はじめに

周波数選択性 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)通信路に於いて, SC-FDE(Single-Carrier Frequency Domain Equalization)方式は, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)と同様に, 周波数領域等化(FDE)により MIMO 空間多重分離が行え, PAPR(Peak-to-average Power Ratio)を低減できる. 本研究では, MIMO SC-FDE 方式に対し, サイクリックプレフィックス(CP)挿入が必要でない Overlap 法[1]を検討する. Overlap 法による MMSE nulling により得られる仮判定値を用い, ISI キャンセラーと MLD を用いた繰り返し等化・分離を行うことで[2], CP を用いる従来方式と同等の BER 特性が得られることを計算機シミュレーションにより確認した. 更に, セルラー上り回線環境[3]にこの方式を適用した.

2. MIMO-SC-FDE 繰り返し信号分離方式の送受信機構成

図 1 に提案する送受信機の構成を示す. 送信機側では, 変調シンボルを M シンボルからなるブロックに分割し, CP(Cyclic Prefix)を付加しないで, 各アンテナから送信する. 受信機側ではオーバーラップ法を用いた周波数領域等化(FDE)を行う. その結果得られた 1 次推定結果 $\hat{\mathbf{x}}^{(0)}(k)$ を ISI キャンセラーに入力し, 時刻 k 以外の送信シンボルによる ISI 成分を受信信号から除去することにより, 時間方向に分散した時刻 k の送信シンボルのみによる受信信号成分を得る. 次に MLD によって IAI を分離し, 2 次推定結果 $\hat{\mathbf{x}}^{(i=0)}(k)$ を得る. この $\hat{\mathbf{x}}^{(i=0)}(k)$ を ISI キャンセラーに再びフィードバックし, $\hat{\mathbf{x}}^{(i=1)}(k)$ 更新する. この処理を FDE のブロック毎に I 回繰り返した後の MLD 出力を $\hat{\mathbf{x}}^{(i=I)}(k)$ とし, これを推定シンボルとして復調してデータを得る.

Transmitter



Receiver

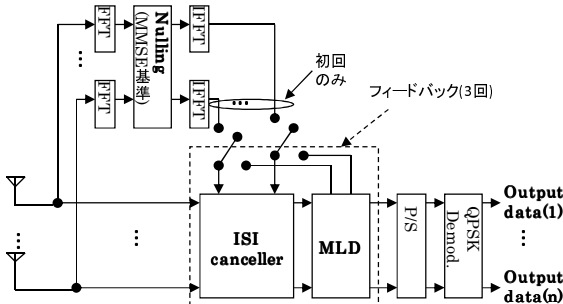


図 1 提案方式のシステムブロック図

3. Overlap 法の適用

CP を挿入しないことで起こるブロック間干渉は FFT ブロック全体には広がらず, 主に FFT ブロックの両端に影響を与え, 両端から離れるほどその影響は小さくなる. そこで, 図 2 に示すように, FFT ブロック毎に前後の信号ブロックをオーバーラップし, そのまま FDE を行う. 従来の CP 方式では遅延スプレッドが大きくなると CP を大きくする必要があるが, Overlap 方式では, Overlap サイズを大きくすれば良い.

例として, 図 2 のように Overlap サイズをブロックサイズの半分 $N/2$ ポイントとする. つまり, FFT ポイント数は $2N$ になる. まず, オーバーラップしたまま FDE を行う. 次に, (ISI Canceller + MLD)の繰り返し判定処理を行い, 最後に中央の N シンボルのデータ部分だけを抜き出す. 以下の説明は, 全て $2N$ のオーバーラップしたままで行うとする.

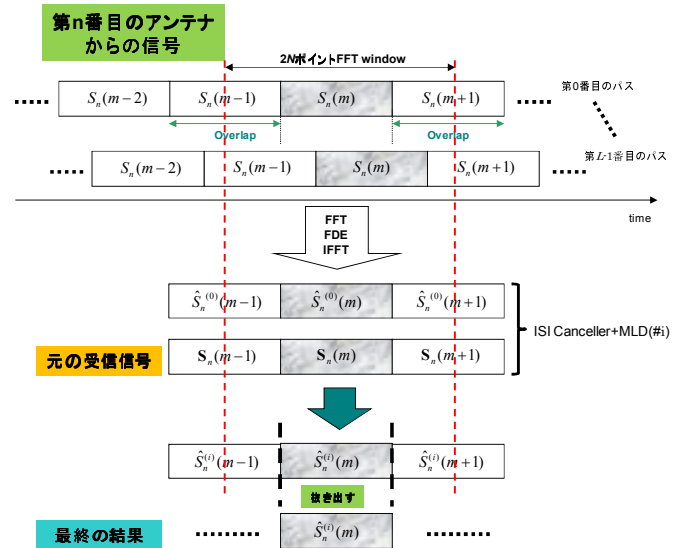


図 2 提案方式におけるオーバーラップ法の説明

4. ISI Canceller と MLD による繰り返しフィードバックアルゴリズム

まず受信機側では, 時刻 k に於ける受信信号 $\mathbf{y}(k)$ を p ポイントの FFT により周波数領域に変換後, 式(1)の MMSE 重み行列 $\mathbf{W}(k)$ を用いて, 周波数領域等化を行う.

$$\mathbf{W}(j) = \mathbf{H}(j)^H \left\{ \mathbf{H}(j)\mathbf{H}(j)^H + \frac{n_r}{P}(\sigma_n^2 + \sigma_B^2)\mathbf{I}_{n_R} \right\}^{-1} \quad (1)$$

但し $\mathbf{H}(j)$ は, 周波数軸上の第 j ポイント目における MIMO 通信路行列, P は n_r 本の送信アンテナからの全送信電力, σ_n^2 と σ_B^2 はそれぞれ受信雑音電力及び受信干渉電力, $\mathbf{I}_{n_R}$ は n_R 次の単位行列である. この後, 受信信号を時間領域に戻し, 1 次レプリカ信号 $\hat{\mathbf{x}}^{(i)}(k)|_{i=0}$ を得る. 次にマルチパス遅延波数を L , 時間軸上の通信路行列を $\mathbf{H}_l(l=0, \dots, L)$ としたとき, 式(2)で表される ISI Canceller により, 時間軸上に分散した送信信号 $\mathbf{x}(k)$ による応答 $\mathbf{r}^{(i)}|_{i=0}$ を得る.

$$\begin{bmatrix} y_c^{(i)}(k) \\ y_c^{(i)}(k+1) \\ \vdots \\ y_c^{(i)}(k+L-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ \vdots \\ y(k+L-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & H_0 & \cdots & H_{L-2} & H_{L-1} \\ \vdots & \ddots & H_0 & \cdots & H_{L-2} & H_{L-1} & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ H_0 & \cdots & H_{L-2} & H_{L-1} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}^{(i)}(k+L-1) \\ \vdots \\ \hat{x}^{(i)}(k+1) \\ 0 \\ \hat{x}^{(i)}(k-1) \\ \vdots \\ \hat{x}^{(i)}(k-L+1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

次に ISI Canceller で時間方向に分散した信号成分を合成した後、MLD により空間多重分離を行う。MLD による信号点レプリカを $\hat{\mathbf{x}}'$ としたとき、多重化信号数 n_T の MIMO 通信で多値変調数 M とした場合、 $\hat{\mathbf{x}}'$ の候補数は M^{n_T} 個存在する。まず ISI Canceller で抽出した成分を合成して計算する。ノルムの2乗は式(3)で表される。

$$\sum_{l=0}^L \|\mathbf{r}(k+l) - \mathbf{H}_l \hat{\mathbf{x}}'\|^2 \quad (3)$$

式(3)を最小にする $\hat{\mathbf{x}}'$ を MLD の判定結果として出力するが、この $\hat{\mathbf{x}}'$ を次の時刻 $k+1$ のシンボルの判定用に ISI キャンセラーに逐次フィードバックする。

5. セルラ方式への適用

MU-MIMO 環境の上りリンクモデルを図3に示す。赤の矢印線で示した同一周波数を使用する他セルのユーザからの信号は干渉となって受信され、通信品質を劣化させる。中央セル(#0)内ではユーザ毎に基地局までの距離が異なるため、基地局では受信信号が非同期で受信される状況が存在する。そのモデルを図4に示す。

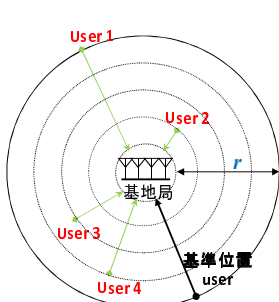
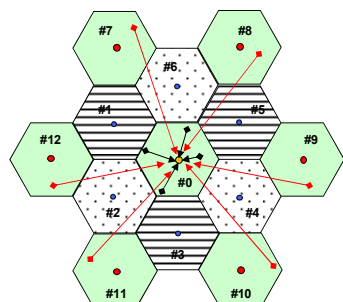


図3 セルラ構成モデル 図4 中央セルモデル

今回は中央セル内の4ユーザはそれぞれ $d=r/4, r/2, 3r/4, r$ の同心円上にランダムに位置し、距離 $=r/4$ 毎に 1Ts の遅延があるとした。このとき、第 m ユーザの通信路行列 $\mathbf{h}_m$ と基準位置ユーザの通信路行列 $\mathbf{h}_0$ の間には式(4)の関係がある。

$$\mathbf{h}_m = \sqrt{r_m^{-\alpha}} \cdot \eta_m \cdot \mathbf{h}_0 \quad (4)$$

6. 計算機シミュレーション

以上の提案方式に関して計算機シミュレーションにより評価を行った。表1のシミュレーション条件により、ユーザ配置を100回変えてBERの平均値を求めた。その結果を図5に示す。図5より、ISI canceller+MLDの繰り返しによるBER特性は、MMSE nullingのみに比べて大幅に改善し、エラーフロアを三桁以上下げることができた。Overlap法とISI canceller+MLDの繰り返し処理により、CP無しでも 10^{-5} を下回るCP有りに近い

BER特性が得られた。

表1 シミュレーション条件

通信方式	SC-FDE	
変調方式	QPSK	
中央セル内ユーザ数	4	
送受信アンテナ数	$(1 \times 4 \text{ user}) \times 4$	
各干渉セル内のユーザ数	1	
干渉セル数	6	
干渉セル内のユーザ	一様分布	
中央セル内ユーザ分布	4つの同心円上で一様分布	
FFT size point 数	N=64	4N=256
Overlap 数	0	3N/2=96
CP 長	20Ts	0Ts(なし)
通信路	16Path 1Ts 遅延ずつの等電力 準静的レイリーフェージング	
Pass-loss exponent	$\alpha=3.5$	
Standard deviation of shadowing loss	$\sigma=6.0 \text{ dB}$	
信号分離	Nulling(MMSE 基準)	MMSE+ISI Canceller+MLD

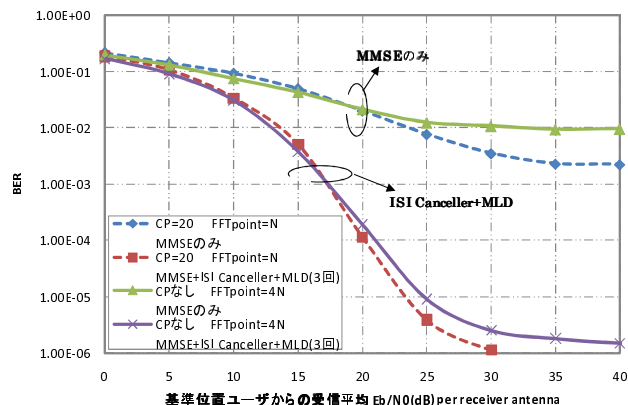


図5 シミュレーション結果(セルラ環境)

7. むすび

本研究では周波数選択性 MIMO 通信路に於けるシングルキャリア伝送方式(MIMO SC-FDE)について、オーバーラップ法による周波数領域等化を行い、さらに ISI キャンセラーと MLD による繰り返し信号分離・等化処理を行うことで、CP 挿入無しでも、CP を挿入した場合と同等の BER 特性が得られることを示した。CP 挿入が要らないため、伝送効率が低下しない上、遅延波の最大遅延時間 (CP 長) も考慮しなくて良く、ガードインターバルを超える遅延波にも対処できる。FFT ボイント数を増やすだけで良い結果が得られ、遅延波の最大遅延時間が変動するような伝搬路環境にも強いという利点を有する。今後の課題として、変調多値数が大きい場合の MLD の演算量の削減や誤り訂正符号との接続などが考えられる。

参考文献

- [1] 留場宏道, 武田和晃, 安達文幸 “Overlap-FDE を用いる MC-CDMA のビット誤り率の理論解析” 信学技報, RCS2006-108, pp.19-24.
- [2] 宇都宮正和, 岩波保則, 岡本英二 “MIMO SC-FDE 伝送における ISI キャンセラー及びMLDを用いた繰り返し信号分離検出方式” 信学技報, IT2007-46, pp.89-94, 2008年2月.
- [3] 李 晟, 岩波 保則, 岡本 英二, “MU-MIMO 上りリンクに於ける最尤判定を用いた繰り返し信号分離検出方式の検討” 電気関係学会東海支部連合大会 2010.8.31

平成 22 年度 修士論文概要	
センサネットワークにおける移動端末の 高精度・低計算量位置推定に関する研究	岩波・岡本研究室 宮内紘一
	No.21417564 Koichi Miyauchi

1. はじめに

現在、無線通信においてセンサネットワークが注目を集めており、センサネットワークを用いてネットワーク内のデバイスの位置を推定するシステムは盛んに研究が行われている。中でも、受信電力強度 RSS (Received Signal Strength)を用いた位置推定システムはその簡便さから盛んに研究が行われてきた[1]。本論文では RSS 測定値の誤差に対し統計処理を用いて修正を行い、位置推定精度の劣化を抑えるシステムを提案し、計算機シミュレーションによって特性を示した。また、既存手法として一般的である最小二乗法 LS (Least Square Method)と最尤推定法 ML (Maximum Likelihood Estimation)の二つの特徴について分析し、これらを適応的に切り替えることで、高い位置推定精度を保ちながら、位置推定の演算量を抑える位置推定システムを提案し、計算機シミュレーションで有効性を示した。

2. 位置推定システム

本論文では、センサネットワークを構成し位置情報が既知であるアンカーノードと呼ばれる通信端末を用いて、主に受信信号強度 Received Signal Strength (RSS)を測定し位置推定を行う。この位置推定方式をRSS方式と呼び、RSSを発することでセンサネットワークに位置を推定される、位置情報が未知のデバイスをターゲットノードと呼ぶ。ターゲットノード $\theta(x, y)$ と、センサネットワーク内に設置された N 個中 i 番目のアンカーノード (x_i, y_i) 間の距離を r_i を用いて、測定されるRSSの平均値 $\bar{P}_i$ は

$$\bar{P}_i = \alpha r_i^{-\beta} \quad (i=1, \dots, N) \quad (2-1)$$

で表される。ここで、 α, β は伝搬路の状態による係数である。RSSは反射や吸収などの干渉を受け、値は平均値から誤差を持つ。そこで、誤差を含んだRSSの測定値 P_i を測定する条件付き確率 $p(P_i/r_i)$ を

$$p(P_i/r_i) = \frac{i}{\bar{P}_i} \exp\left(-\frac{P_i}{\bar{P}_i}\right) \quad (i=1, \dots, N) \quad (2-2)$$

と表し、この確率モデルに従ってRSSは測定されるものとする。測定されたRSSを元に位置推定を行うまでの計算処理によって位置推定は特性が大きく異なる。この計算処理を位置推定手法と呼ぶ。本研究では、位置推定手法として、最小二乗法Least Square Method (LS)と最尤推定法Maximum Likelihood Estimation (ML)を用いて位置推定を行う。

測定された値を基に残差の二乗和を計算し、残差の二乗和が最小となる位置を推定値とする手法である。ここで、ターゲットノードとアンカーノード間の推定距離 $\hat{r}_i$ はRSS測定値 P_i を用いて

$$\hat{r}_i = (P_i / \alpha)^{-(1/\beta)} \quad (i=1, \dots, N) \quad (2-3)$$

で表される。また、推定距離 $\hat{r}_i$ とターゲットノードとアンカーノード間の距離 r_i の残差の二乗 $R(\theta)$ は

$$R(\theta) = \sum_{i=1}^N (r_i - \hat{r}_i)^2 \quad (i=1, \dots, N) \quad (2-4)$$

で表される。ここで式(2-4)はターゲットノードの位置 $\theta(x, y)$ による関数であり、最小二乗法ではこれを最小とする $\hat{\theta}(\hat{x}, \hat{y})$ をターゲットノード位置とする。

最尤推定法は尤度関数と呼ばれる指標関数を用いることで確率的に尤もらしい母数の推定を行う手法である。ここで、それぞれのアンカーノードでRSS測定値 P_i が得られたとすると、それぞれのアンカーノードにおけるRSS測定値が独立した確率 $p_r(P_i/r_i)$ に従うとすると、合成確率は

$$l(\theta) = p_r(P_1/r_1)p_r(P_2/r_2)\cdots p_r(P_N/r_N) \quad (i=1, \dots, N) \quad (2-5)$$

で表される。式(2-5)の $l(\theta)$ を尤度関数とすると、対数を取った対数尤度関数 $L(\theta)$ は

$$L(\theta) = \sum_{i=1}^N \log[p_r(P_i/r_i)] \quad (i=1, \dots, N) \quad (2-6)$$

で表される。ここで、対数尤度関数 $L(\theta)$ はターゲットノードの位置 $\theta(x, y)$ による関数であり、最尤推定法ではこれを最大とする $\hat{\theta}(\hat{x}, \hat{y})$ をターゲットノード位置とする。

3. 高精度位置推定手法

センサネットワークにおける位置推定精度の劣化要因として、異常に大きな RSS をセンサが測定することが挙げられる。本論文では、偏差値によって測定される RSS の標本から異常に大きな RSS のみを判別し、削減することで位置推定精度の向上を行う手法を提案した。あるアンカーノードにおける RSS 測定値を P_i とすると、 k 回 RSS を測定した場合の標本平均 μ_i は

$$\mu_i = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M P_{ik} \quad (i=1, \dots, N) \quad (k=1, \dots, M) \quad (3-1)$$

で表すことができる。したがって、それぞれの RSS 測定値の標本に対する偏差値 T_{ik} は

$$T_{ik} = \frac{10(P_{ik} - \mu_i)}{\sigma_i} \quad (i=1, \dots, N) \quad (k=1, \dots, M) \quad (3-2)$$

で表される。提案する手法では、あらかじめ位置推定に用いる RSS 標本の偏差値 T_{ik} の範囲を $[T_{\min}, T_{\max}]$ とめておき、この範囲に入らない偏差値を持つ RSS 測定値を標本平均から除外する。また、RSS 測定値の除外を行ったあと、最尤推定法に従い位置推定を行う。表 3-1、図 3-2 に示す条件で計算機シミュレーションを行い、位置推定精度の誤差を示す二乗平均平方根誤差 Root Mean Square Error (RMSE)が最尤推定法よりも小さくなったターゲットノードの位置を図 3-2 に示す。図より提案手法で精度の改善を得ていることがわかる。

表 3-1 シミュレーション条件

センサフィールドの大きさ	4[m]×4[m]
ターゲットノード位置	0.1[m]格子状に変化
アンカーノード個数	N=8個
アンカーノード配置	図 3-1
伝搬路係数	$\alpha=5.26 \times 10^{-7}, \beta=2.5$
偏差値の閾値範囲	$T_{\max}=85, T_{\min}=40$
RSSの測定回数	M=3
RMSE算出前の位置推定回数	10000回

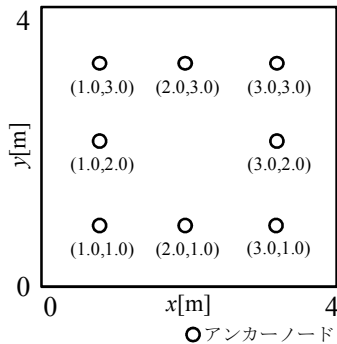


図 3-1 センサフィールド図

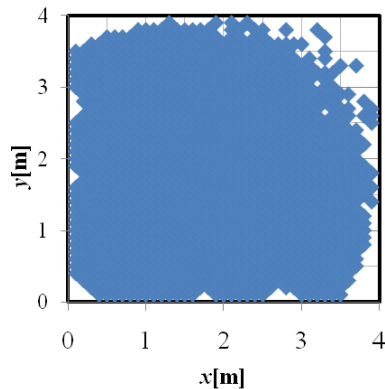


図 3-2 提案手法によって精度が向上した範囲

4. 低計算量位置推定手法

センサネットワークにおける位置推定では、位置推定精度と同様に、位置推定にかかる計算量も重要である。したがって、提案する手法では大幅な計算量の増加をせずに、位置推定精度の向上を行う。提案手法はあらかじめ最小二乗法で位置推定された仮推定位置 $\hat{\theta}_1(\hat{x}_1, \hat{y}_1)$ から各アンカーノードへの距離 d_i と、式(2-3)に示した、測定 RSS より推定されるターゲットノードとアンカーノード間距離 $\hat{r}_i$ の差の絶対値 D_i を用いた比較によって行われる。距離差の絶対値 D_i は

$$D_i = |d_i - \hat{r}_i| \quad (i = 1, \dots, N) \quad (4-2)$$

で与えられる。提案手法では、距離の差絶対値 D_i としきい値 T の比較を行う。センサーフィールドに存在する N 個のアンカーノード中、一つでも $D_i > T$ となるアンカーノードが存在した場合、提案する手法では最尤推定法へ推定手法の切替を行い、位置推定をもう一度行う。全てのアンカーノードにおいて $D_i < T$ であれば、

表 4-1 シミュレーション条件

センサフィールドのサイズ	4[m] x 4[m]
アンカーノード配置	(1.0,1.0)(3.0,1.0) (1.0,3.0)(3.0,3.0)
ターゲットノードの位置	(2.0,0.5)
アンカーノードの数	N=4
伝搬路係数	$\alpha=5.26 \times 10^{-7}, \beta=2.5$
しきい値	T=2.5
RSS測定回数	M=1~10
RMSE算出までの位置推定回数	10000回

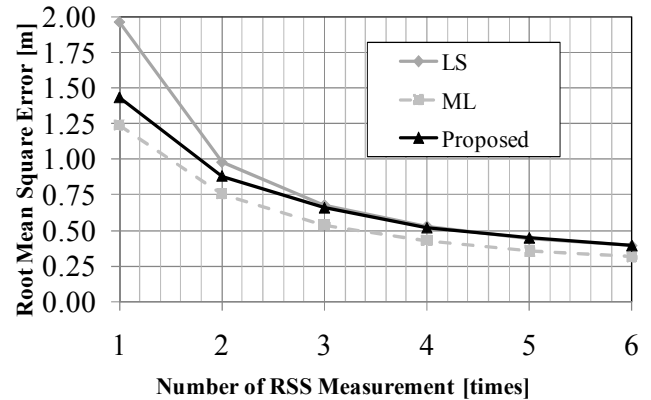


図 4-1 位置推定精度と RSS 測定回数

表 4-2 計算量 (乗算回数) 10^4 [回]

RSS測定回数	最小二乗法	最尤推定法	提案手法
1	25000	40000	26988
2			25888
3			25664
4			25616
5			25608

最小二乗法で行った仮の推定位置 $\hat{\theta}_1(\hat{x}_1, \hat{y}_1)$ を最終的な推定位置にする。表 4-1 に表すシミュレーション条件で位置推定を行い、RSS 測定値毎の RMSE と計算量を算出した。これを図 4-1 に示す。計算量の指標としては RMSE 算出までの乗算回数を表 4-2 に示す。

5. むすび

本論文では、RSS 方式や位置推定手法の特性を分析し、統計処理を用いた手法を提案した。また、計算機シミュレーションを用いて位置推定精度の向上を示した。同様に、位置推定の計算量についても注目し、特徴の異なる既存手法の切り替えることで、位置推定精度と計算量のバランスの良い推定手法を提案し有効性を示した。

参考文献

- [1] K. W. Cheung, H. C. So, W. K. Ma, Y. T. Chan, "Received signal strength based mobile positioning via constrained weighted least squares", Acoustics, Speech, and Signal Processing 2003 Proceedings. (ICASSP '03), vol.5, V-137-140, 2003

表 1 クラス B 雑音パラメタ

Γ_B	0.9
α	1.264
A_a	1.15
N_i	4.0

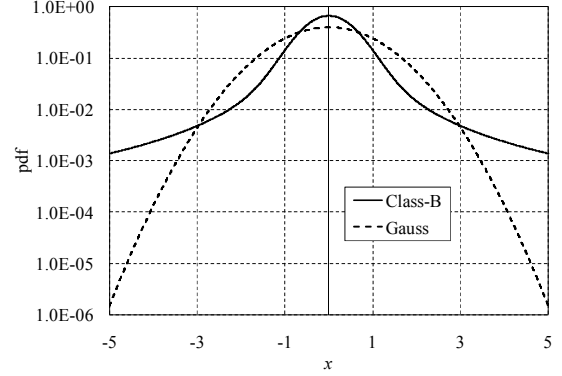


図 1 クラス B 雑音確率密度関数

1. はじめに

近年, ITS(Intelligent Transport System)は社会基盤の 1 つとなりつつあり, 更なる高度化を目指した研究がなされている[1]. ITS は車・道路・歩行者間において無線通信による情報共有を行い, 交通事故を防ぐことを目的としている. 車車間通信はその一端を担うものであり, 信頼性の高い通信方式が求められている. しかしながらその通信環境は非常に劣悪であり, マルチパスによるフェージングの影響を受ける他, 車のイグニッションによりインパルス性の雑音が発生する[2]. したがってこれらを踏まえた通信システムを構築しなければならないが, フェージングとインパルス性雑音を同時に考慮した研究はこれまでほとんど行われていなかった. そこで本研究では, 車車間通信環境としてマルチパス及びインパルス性雑音に Middleton のクラス B 雑音[4]を採用し, これらを同時に低減できる直交行列による手法を検討する.

2. インパルス性雑音

車のエンジンより発生するイグニッション雑音はインパルス性を示すことで知られている. インパルス性雑音はガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有し, ある時間において瞬時的に強力な雑音が発生させるため, 時間領域における狭域干渉と考えられる. そして車車間通信におけるインパルス性雑音が Middleton のクラス B 雑音[3]により十分に近似できることが知られている[2]. クラス B 雑音はガウス雑音を含めて表現されたものであり, その確率密度関数 PDF(Probability Density Function)は式(1), (2)のようになる.

$$p(x) = \frac{\exp(-x^2/\Omega_0)}{\pi\sqrt{\Omega_0}} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} \hat{A}^m \Gamma\left(\frac{m\alpha+1}{2}\right) {}_1F_1\left(-\frac{m\alpha}{2}; \frac{1}{2}; x^2/\Omega_0\right) \quad (1)$$

$$G_B^2 = \frac{1}{4(1+\Gamma_B)} \left(\frac{4-\alpha}{2-\alpha} + \Gamma_B \right) \quad (2)$$

$$\hat{A} = \frac{A_a}{2^\alpha G_B^\alpha}$$

$$\Omega_0 = \frac{2G_B}{N_i}$$

ここで x は雑音の大きさ, Γ_B はガウス成分比, α は空間密度伝搬パラメタ, A_a は実効インパルス指数, N_i はスケールリングファクタである. なお $\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数, ${}_1F_1(\cdot)$ は合流型超幾何関数である. 文献[2]に記された各パラメタの値を表 1 に示し, そのときの PDF を図 1 に示す. このとき比較対象としてガウス雑音もあわせて示した. 図 1 よりクラス B 雑音はガウス雑音よりも値が 0 に近い雑音が発生しやすく, 大きい値も発生する確率が高いことがわかる. ただし x はガウス成分電力と非ガウス成分電力の和をとった全雑音平均電力 1 として正規化された値であり, 全雑音平均電力を考慮した雑音の大きさ X は次式のようになる.

$$X = x\sigma \quad (3)$$

ここで σ^2 は全雑音平均電力である.

3. CAZAC 変調方式

CAZAC(Constant Amplitude Zero Auto-Correlation)変調方式は時間と周波数の両方向に対して電力が均一となる変調方式である. 変調に用いられるユニタリ行列は, 時間, 周波数の両方向に対し, その振幅値が 1 となる Zadoo-Chu による CAZAC 系列によって構成される. Chu 系列は系列を決定するパラメタ M と周期(シンボル数に相当) N が互いに素であるとき, 各振幅値が 1 となる性質を持つ. その系列 $G_k(M)$ は式(4)のように表わされる.

$$G_k(M) = \begin{cases} \exp\left(j \frac{M\pi k(k+1)}{N}\right) & (N: \text{odd}) \\ \exp\left(j \frac{M\pi k^2}{N}\right) & (N: \text{even}) \end{cases} \quad (k=0,1,\dots,N-1) \quad (4)$$

CAZAC 系列は自己相関関数 $\varphi(k)$ ($k=0,1,\dots,N-1$) が式(5)となる性質を持つ.

$$\varphi(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} G_{k+l}(M) \overline{G_l(M)} = \begin{cases} 1 & (k=0) \\ 0 & (k \neq 0) \end{cases} \quad (5)$$

式(5)より, CAZAC 系列は任意の値だけ巡回シフトさせて生成した系列とも直交する. したがって式(6)のような CAZAC 行列 C を構成可能である.

$$C = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} G_0 & G_1 & G_2 & \cdots & G_{N-2} & G_{N-1} \\ G_{N-1} & G_0 & G_1 & \cdots & G_{N-3} & G_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ G_2 & G_3 & G_4 & \cdots & G_0 & G_1 \\ G_1 & G_2 & G_3 & \cdots & G_{N-1} & G_0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

CAZAC 変調は時間, 周波数の両方向に対して電力が均一となるため, 時間, 周波数ともに高いダイバーシチ効果を持つ.

4. 計算機シミュレーション

マルチパスフェージングおよびインパルス性雑音が存在する車車間通信においてターボ符号を導入し、変調方式を変化させた場合のスループット特性を算出した。システムのブロック図を図2に示す。図2はBPSK変調後にインターリーバ、ターボ復号前にデインターリーバを加えているが、これは通信路符号化であるターボ符号の効果を発揮させやすくするためである。シミュレーション条件として表2を用い、見通し内LoS(Line of Sight)環境での結果を図3に、見通し外NLoS(Non Line of Sight)環境における結果を図4に示す。

図3の結果について考察すると、LoS環境でのスループット特性は第1に時間ダイバーシチ効果、第2に周波数ダイバーシチ効果によって良い特性が得られたと考えられる。一方NLoS環境での特性は、周波数、時間の順にダイバーシチ効果が重要であると考えられる。しかしながら、図4が示す結果はその通りではない。これはLoS環境の伝搬特性が比較的AWGNに近く、ターボ符号の効果が正しく表れたのに対し、NLoS環境では雑音系の確率密度関数がガウス分布から離れ、符号の効果を正しく得られていないためであると考えられる。また、時間、周波数ダイバーシチ効果に優れるCAZAC変調方式はLoS環境である図3、NLoS環境である図4ともに良い特性を示しており、車車間通信に適した変調方式であるといえる。

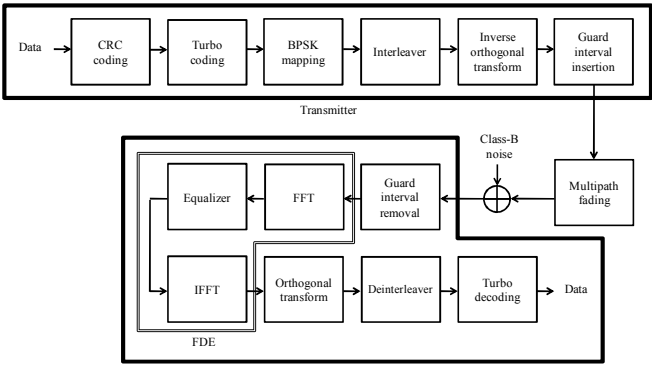


図2 車車間通信のブロック図

表2 シミュレーション条件

パケット長	2048
誤り検出符号	CRC-32 符号
符号器	並列接続 RSC [7 5] 符号
符号化率	1/3
復号繰り返し数	3
符号器 インターリーバ	S-random($S_{code}=15$)
マッピング インターリーバ	S-random($S_{mapping}=20$)
サブキャリア数	64
ガードインターバル長	16
1 次変調	BPSK
伝搬路モデル	LoS : 文献[4]の値 NLoS : 遅延スプレッド=0.12 [μs]
フェージング推定	完全
クラス B 雑音パラメタ	表 1
伝搬損失モデル	Extended Hata SRD urban

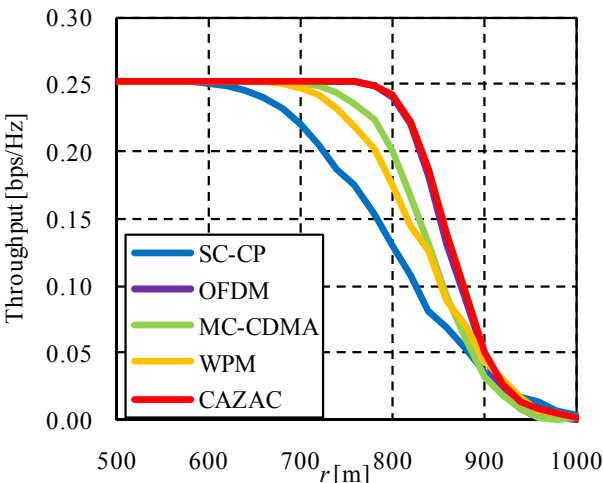


図3 LoS 環境におけるスループット特性比較

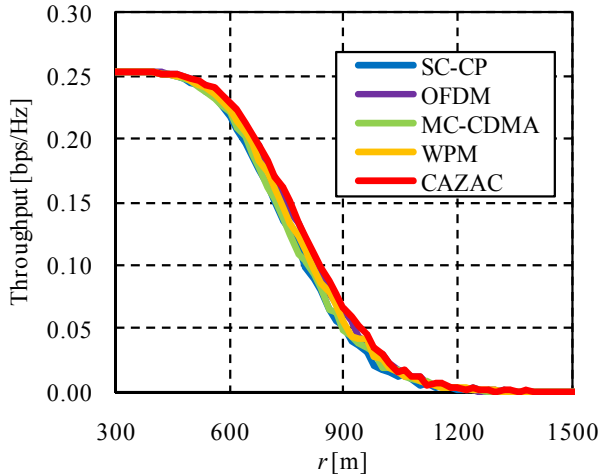


図4 NLoS 環境におけるスループット特性比較

5. むすび

本研究は車車間通信において信頼性の高い通信方式を実現することを目的とした。車車間通信はマルチパス通信路、インパルス性雑音による周波数、時間方向の干渉要素が存在するため劣悪な通信環境である。そこで高い時間、周波数ダイバーシチ効果を得られるCAZAC変調方式を導入した。これにより、通信を行う場所に関わらず良好なスループット特性が得られることが明らかになった。今後の課題としては、車車間通信における受信時の雑音特性に注目し、CAZAC変調時においても有効な符号について検討することが挙げられる。

参考文献

- [1] (2010) ITS Info-communications Forum website. [Online]. http://www.itsforum.gr.jp/E_index.html/
- [2] 山内健次, “インパルス性雑音環境の測定,” 富士通テン技法, vol. 11, no. 3, pp. 1-13, Nov. 1993.
- [3] D. Middleton “Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications: New models and results for Class A and Class B noise models,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 45, no.4, pp. 1129-1150, May 1999.
- [4] G. Acosta-Marum and M. A. Ingram, “Six time- and frequency- selective empirical channel models for vehicular wireless LANs,” IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 2, no.4, pp. 4-11, Dec. 2007.

1. はじめに

第4世代移動通信システム IMT-Advanced の下りリンクにおいては 100Mbit/s ~ 1Gbit/s もの超高速伝送が要求される。移動通信では伝送速度を高速化すると周波数選択性フェージングが伝送品質に強く影響を及ぼす。この環境に耐性の強い通信方式として近年 MIMO-OFDMA-CDM (Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiple Access - Code Division Multiplexing) が注目されている[1]。この通信方式はサブキャリア毎にユーザ選択をすることでマルチユーザダイバーシチ効果を獲得可能な OFDMA に、送受信間で複数本のアンテナを用い伝送効率を高めた MIMO と、拡散符号を用いることで周波数ダイバーシチ効果を獲得可能な CDM を組み合わせた方式である。しかしこれまで本方式においては、セルラ環境での検討はされておらず、またサブチャネル単位で拡散を行うものがほとんどであり、公平性を考慮したリソース割り当て手法はあまり検討されていない[2]。そこで本稿では、MIMO-OFDMA-CDM において、公平性を考慮したリソース割り当て及び周波数拡散手法を提案し、さらに適応変調及び符号化を施した場合の、セルラ環境でのスループット特性を比較検討する。提案システムを用いることでセル端ユーザのスループットを大幅に改善できていることを計算機シミュレーションによって明らかにする。

2. システムモデル

図1にセルモデルを示す。3セル周波数繰り返しの19セル正則配置とし、第2隣接セルの6つの基地局から干渉を受信するものとする。また図2のようにセル半径 R のセル内に、基地局からの距離が r_k であるユーザを1様に分布させる。ここで、 $d_k = r_k/R$ と距離を正規化している。また $r_k < 0.3R$ をセル中心、 $0.3R \leq r_k < 0.8R$ をセル中間、 $r_k \geq 0.8R$ をセルエッジと定義する。

3. 提案 MIMO-OFDMA-CDM システム

図3,4に本稿における MIMO-OFDMA-CDM の送受信機構成を示す。送信機においては、入力データをアンテナ毎に分離し、CRC (Cyclic Redundancy Check) 符号化をした後、RSC (Recursive Systematic Convolutional) 符号化を行う。そしてフィードバックされてくる CSI (Channel State Information) に基づいて SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) を算出し、その値に応じて適応変調を施す。その後、

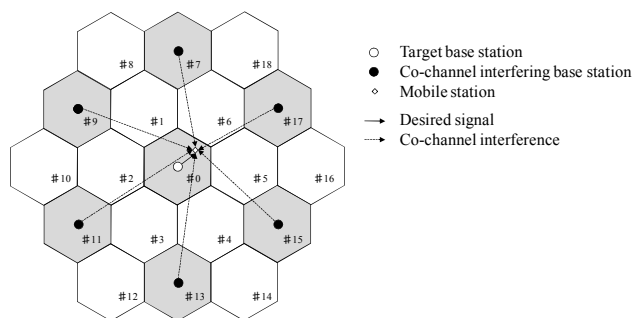


図1 19セル正則配置マルチセルモデル

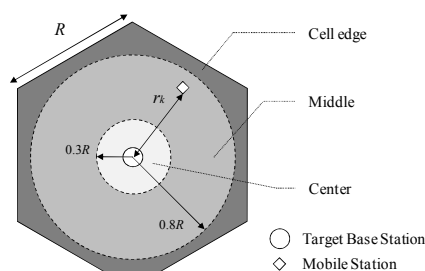


図2 ユーザ位置定義

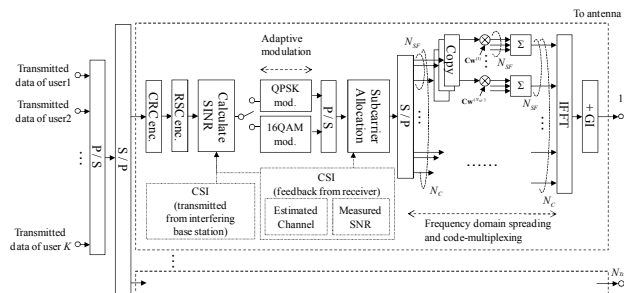


図3 提案 MIMO-OFDMA-CDM システムの送信機構成

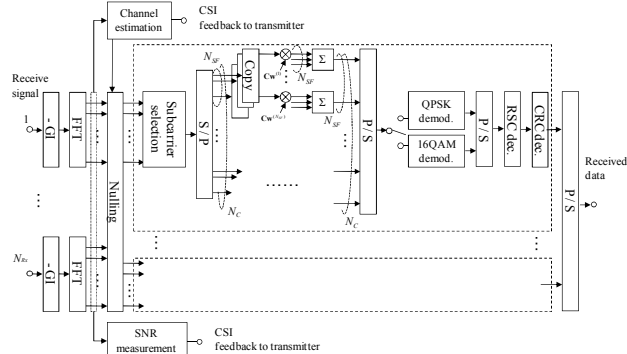


図4 提案 MIMO-OFDMA-CDM システムの受信機構成

リソース割り当てを行い、周波数拡散を行う。そして、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 処理をし、GI (Guard Interval) を挿入し、信号を各アンテナから送信する。受信機においては、GI を除去し、測定したチャネル利得および SNR を送信側にフィードバックする。その後 Nulling によって信号分離と等化を同時に行い、自らに割り当てられたサブキャリアを選択する。後は送信側と逆の処理を施すことによって、データを受信する。

提案リソース割り当て手法について説明する。MIMO のチャネル行列 $\mathbf{H}$ に対して特異値分解をして得られる固有値 λ を用いることで第 k ユーザにおける第 n サブキャリアの第 rx 受信アンテナでの信号対干渉雑音電力比 $\gamma_{k,n,rx}$ は次式で表現される。

$$\gamma_{k,n,rx} = \frac{P_{t,0-k} \lambda_{0-k,n,rx}}{N_{Tx} N_0 + \sum_{j,j \neq 0} P_{t,j-k} \lambda_{j-k,n,rx}} \quad (1)$$

ここで、 N_{Tx} は送信アンテナ数、 N_0 は雑音電力、 P_t は送信電力、 j は基地局番号を表し、 $j=0$ が希望基地局を意味する。さらに、上式の SINR を用いて通信路容量は次式で求めることができる。

$$C_{k,n} = \sum_{rx=1}^{RANK(\mathbf{H}_{k,n})} \log(1 + \gamma_{k,n,rx}) \quad (2)$$

ここで、 $RANK(\mathbf{H}_{k,n})$ は行列 $\mathbf{H}_{k,n}$ の階数を表す。通信路の状況はサブキャリア毎の通信路容量を比較することで判断出来る。上式で表される SINR に基づいて求められる通信路容量を用いてリソース割り当てを行う。リソース割り当てアルゴリズムを図5に示す。図中 A は割り当てが終了していないサブキャリアの集合、 ϕ は空集合を表す。また C_k は各ユーザにおける逐次的な通信路容量の和である。Step1 では各ユーザが次式のように通信路容量が最大となるサブキャリアを選択し、通信路容量を計算する。

$$k_{allocate}(n) = \arg \max_k (C_{k,n}) \quad (3)$$

Step2 では次式のように C_k / ρ_k が最小のユーザを選択し、通信路容量を再計算する。ここで ρ_k はユーザの所望伝送レートに基

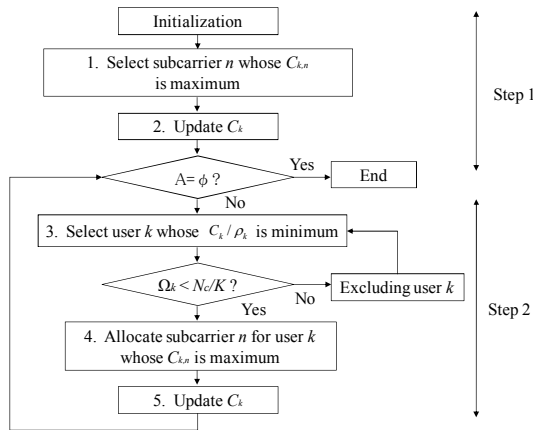


図5 リソース割り当てアルゴリズム

づくパラメータ[3]であり、本報告では $\rho_k=1$ とする。また、ユーザ選択の際は次式のような制御を行う。

$$k_{selected} = \arg \min_{k \setminus \Omega_k \geq N_c / K} (C_k / \rho_k) \quad (4)$$

上式において、 $k \setminus \Omega_k \geq N_c / K$ は割り当てサブキャリア数 Ω_k が N_c/K を超えたユーザを除外することを意味する。

上記のようにして、公平性を維持し各ユーザの占有サブキャリア数を等しくする制御をしたのち、各ユーザは割り当てられた全てのサブキャリアを用いて周波数拡散を行う。拡散には次式で表されるWalsh符号を用いる。

$$\mathbf{Cw}_L = \mathbf{Cw}_{L/2} \otimes \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \quad \forall L = 2^\xi, \xi \geq 1, Cw_1 = 1 \quad (5)$$

提案手法は各ユーザに割り当てられた全てのサブキャリアを用いて周波数拡散を行うため、周波数ダイバーシチ効果を最大化することが出来る。

4. 計算機シミュレーション

本節では提案手法と従来手法のスループット特性を比較し提案手法の有効性を明らかにする。本論文では第 k ユーザにおけるスループット η_k を次式で定義する。

$$\eta_k = \frac{\Omega_k}{N_c} \frac{1}{1 + N_{bit} / N_{CRC}} \frac{1}{1 + N_g / N_c} N_{CR} N_{Rx} N_k (1 - PER_k) \quad (6)$$

ここで、第 k ユーザに割り当てられたサブキャリア数、 N_c はサブキャリア数、 N_{bit} は情報ビット数、 N_{CRC} はCRC符号長、 N_g はガードインターバル長、 N_{CR} は符号化率、 N_{Rx} は受信アンテナ数、 M_k

TABLE 1
SIMULATION PARAMETERS

	Conventional scheme	Proposed scheme
Transmission scheme	MIMO-OFMDA-CDM downlink	
Modulation	QPSK, 16QAM	
Number of antennas	$(N_{Tx}, N_{Rx})=(2, 2)$	
Channel coding	RSC[7, 5]	
Encoding rate	$N_{CR}=1/2$	
Spreading code	Walsh	
Resource allocation scheme	Maximum capacity (subchannel unit)	Proportional fairness (subcarrier unit)
Desired rate ratio	—	
Number of subcarriers	$N_c=1024$	
Number of users	$K=8$	
Spreading length	$N_{SF}=8$	$N_{SF}=128$
Subchannel length	$N_{sub}=8$	—
IOFDMsymbol length	1024Ts	
Guard interval length	16Ts	
1 packet length	1024symbol	
1 packet / user	—	128symbol
Fading	16path 1dB-decayed Quasi static Rayleigh	
Cell model	Hexagonal grid	
Cell layout	19 cell sites without sectrization	
Path loss exponent	$\alpha=3.5$	
Standard deviation of shadowing loss	$\beta=7$ (dB)	
Error detection	CRC-16	
decoding	Soft decision Viterbi decoding	
Channel estimation	Ideal	
MIMO detection and equalization	Nulling (SINR based MMSE criteria)	

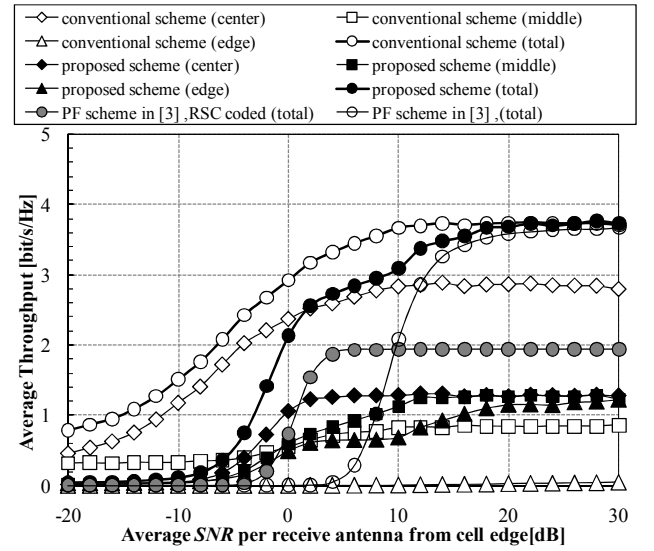


図6 MIMO-OFDMA-CDMのスループット特性

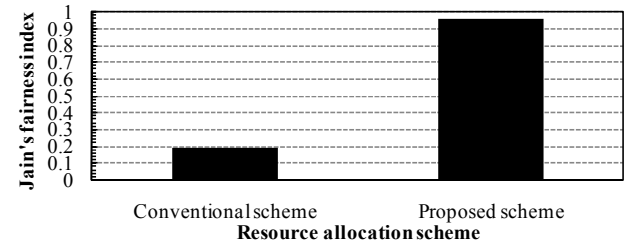


図7 Jain's fairness index

PER_k はそれぞれ第 k ユーザにおける変調多値数平均、パケット誤り率である。シミュレーション条件を表1に結果を図6に示す。図6より、従来手法におけるセルエッジユーザのスループットはSNRによらずほぼ0[bit/s/Hz]であるのに対し、提案手法では-6dB以降大幅な改善が見られた。また、[3]との比較からも適応符号化変調の有効性が確認出来る。これらの結果から、優れたバランスの良いシステムを提案出来ていることが確認出来る。

さらにユーザ間の公平性を Jain's fairness index(JFI)によって定量的に明らかにする。JFIは次式で定義する[4]。

$$JFI = \left(\sum_{k=1}^K C_k \right)^2 / K \sum_{k=1}^K C_k^2 \quad (7)$$

ここで、 C_k は第 k ユーザの合計通信路容量である。JFIは各ユーザの合計通信路容量の差が小さい程、より1に近い値を示す指標であり、より公平性が高いことを意味する。図7にJFIを示す。結果より、提案手法が大きく優れていることが確認できる。これは従来手法[2]がMAX法であるのに対し、提案手法が高精度なPF法であるためである。

5. むすび

本論文では下りリンクセルラ通信において高精度PF割り当て、周波数ダイバーシチ最大化拡散手法及び適応符号化変調を組み込んだMIMO-OFDMA-CDMを提案し、そのスループット特性及びJFIを計算機シミュレーションによって明らかにした。提案手法は、セルエッジユーザのスループットを大幅に改善することが出来ていることを確認した。さらに、JFIによって、提案手法と従来手法の公平性を定量的に示し、提案PFアルゴリズムの有効性を明らかにした。

今後の課題としては、リレー伝送の適用、基地局協調MIMOシステムの導入が考えられる。

参考文献

- [1] S. Pietrzyk, *OFDMA for Broadband Wireless Access*, Artech House, 2006.
- [2] N. Matsui, K. Mutou, S. Iijima, and I. Sasase, "Weight combining and subchannel allocation to reduce self interference in OFDMA-CDM system," The 2009 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, Victoria, Canada, August 2009.
- [3] Y. Fuwa, E. Okamoto, and Y. Iwanami, "Resource Allocation Scheme with Proportional Fairness for Multi-User Downlink MIMO-OFDMA System," IEEE International Symposium on Communication and Information Technology, pp.588-pp.593, Sep. 2009.
- [4] A. V. Babu and L. Jacob, "Fairness analysis of IEEE 802.11 mesh networks," *IEEE trans. Veh. Tech.*, vol. 56, no. 5, pp.3073-3088, Sep. 2007

1. はじめに

高度情報化社会のさらなる発展のためには、高速、大容量で信頼性の高い無線通信が必要不可欠であり、その需要もますます高まっている。この需要を満たす 1 つの技術として、SC-FDE (Single carrier-frequency domain equalization) 伝送方式[1]がある。これは PAPR (Peak to average power ratio) が小さい伝送方式であるため、下り通信 (基地局から移動無線通信機への通信) に向いている。また、SC 伝送でありながらマルチパスフェージングに強い FDE (Frequency domain equalization) ができるため、注目を集めている。

また近年、「いつでも、どこでも、誰とでも通信できる」ユビキタス化のニーズを満たす技術としてマルチホップネットワークの研究が盛んに行われている。

そこで本研究では、マルチホップネットワークの深刻なフェージング環境下において、FFT (Fast Fourier transform) を用いた高精度チャネル補償方式を SC 伝送に適用させ、高精度なフェージング補償を実現し、マルチホップネットワーク下における高品質・高効率な通信方式を提案し、その特性を計算機シミュレーションにより評価する。

2. PAPR 低減手法を組み込んだ SC-FDE

PAPR低減手法を組み込んだSC-FDEのフレーム構成を図1に示し、送受信機構成を図2に示す。1フレームのシンボル数 N 、周波数方向のパイロットシンボルの挿入間隔 N_f とし、 $N_{pf}=N/N_f$ とする。提案する DFT (Discrete Fourier transform) 演算を用いたパイロットシンボルとデータシンボルの多重法を組み込んだSC-FDEは、図1(b)に示すフレーム構成の様にパイロットフレームにおけるパイロットシンボル以外の空きシンボル数 $(N_f - I)N_{pf}$ をDFT演算により処理する。すなわち、 $(N_f - I)N_{pf}$ シンボルをひとまとまりの情報としてDFT演算で周波数領域に領域変換し、空きシンボルに系列の順番を変えずに配置する。

図2に示す様に送信側におけるパイロットフレームは、前述の様に周波数領域において間欠的パイロットシンボルとDFT処理された情報シンボルが配置され、多重される。一方、送信側におけるデータフレームは通常のSC伝送と同様である。提案手法の受信側では、受信信号がFFTにより周波数領域に変換される。そしてパイロットフレームから間欠的パイロットシンボルを抽出し、フェージング推定・補償する。推定されたフェージング系列を用いて等化された信号は、パイロットフレームならば情報シンボルグループを順番に取り出しIDFTにより時間領域に領域変換を行う。データフレームの場合は、通常のSC-FDE方式と同様に1フレーム

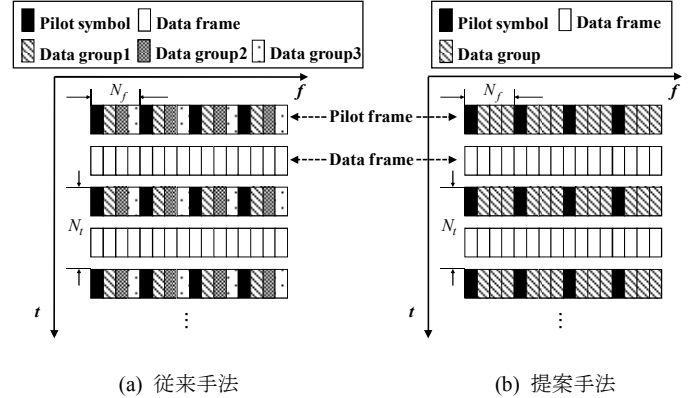


図 1 : フレーム構成

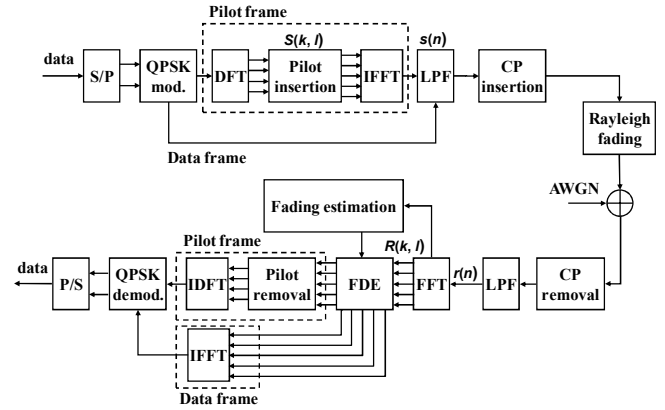


図 2 : 提案手法の送受信機構成

全てが情報シンボルであるため、IFFTで時間領域に変換される。

3. ブラインド推定とパイロットシンボルを交互に配置した SC-FDE

パイロットシンボル数を軽減するために、ブラインド推定するデータシンボルをパイロットシンボルの代用として用いるフェージング補償方式を提案した。そのフレーム構成を図3、ブラインド推定部の構成図を図4、送受信機構成を図5に示す。図3の様にパイロットシンボルとブラインド推定するデータシンボルを交互に配置することで、パイロットシンボル数を軽減し伝送

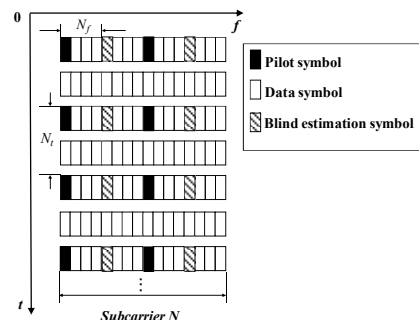


図 3 : ブラインド推定のフレーム構成

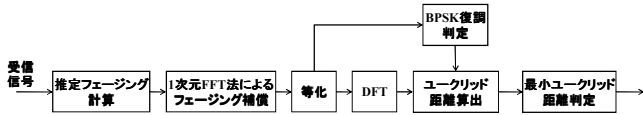


図 4：ブラインド推定部の構成図

速度を向上させる。またブラインド推定は図 4 の様に、推定フェージングを算出、算出した値を元に 1 次元 FFT 法によりフェージング補償、フェージング等化、IDFT により時間領域信号に変換、ブラインド推定の精度指標になるユークリッド距離を算出し、最小ユークリッド距離を示すパターン番号を算出することでデータシンボルを推定する。

4. マルチホップネットワーク下における

SC-FDE

3 章で示した SC-FDE 伝送方式のマルチホップネットワーク下における特性を計算機シミュレーションにより評価する。図 5 にタイムスロット 1、2、図 6 にタイムスロット 3 の送受信機構成図を示し、シミュレーション条件を表 1 に、シミュレーション結果を図 7 に示す。図 7 の結果から、提案手法は従来手法に比べてパイロットシンボルの数を軽減し伝送速度を向上できたが、BER 特性が劣化したことが分かる。path=3、5 のエラーフロアにおいて約 3/10 の BER 差がある。この原因は、ブラインド推定するデータシンボルのブラインド推定の精度が E_b/N_0 =約 35dB までしか精度が上昇しておらず、35dB 以上ではブラインド推定そのものにエラーフロアが発生してしまっているためである。

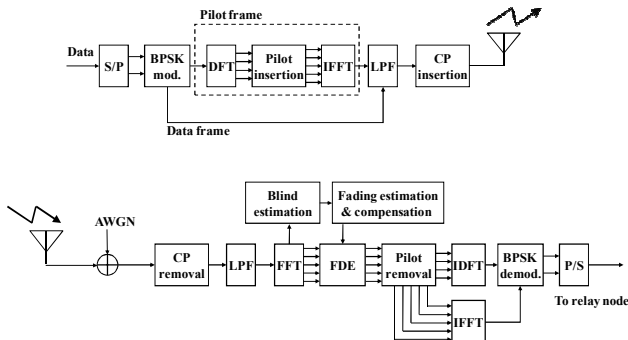


図 5：タイムスロット 1、2 の送受信機構成

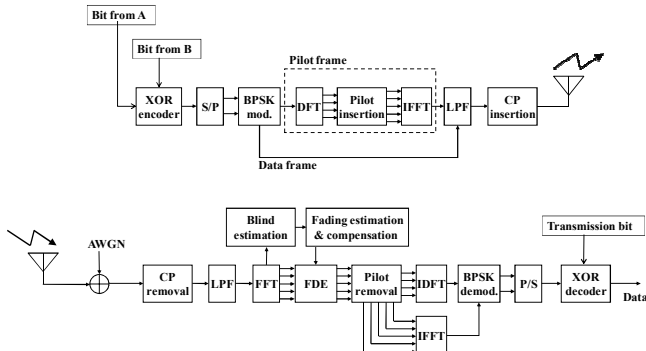


図 6：タイムスロット 3 の送受信機構成

表 1：シミュレーション条件

各 Timeslot の E_b/N_0 [dB]	0～50	
FFT ポイント数	32	
変調方式	BPSK	
1 サンプル点 (1 チップ) 時間	$T_s=10^{-4}$	
CP 長	$10 T_s$	
ブラインド推定部	周波数方向の推定間隔	8
	時間方向の推定間隔	4
	推定	MMSE
	フェージング補償方法	FFT 法
パイロットシンボル	等化	MMSE
	Pilot symbol の型	Random BPSK
	周波数方向の推定間隔	8
一括補償フレーム数 N_{pf}	時間方向の推定間隔	4
	4	
窓関数	Blackman	
通信路	独立 L パス 3dB 指数減衰レイリーフェージング	
パス数 L	2, 3, 5, 6, 10	
遅延時間	T_s 最大遅延時間 $9 T_s$	
フェージング補償方式	2 次元 FFT 法	
推定方法	MMSE	
等化方法	SINR-MMSE	

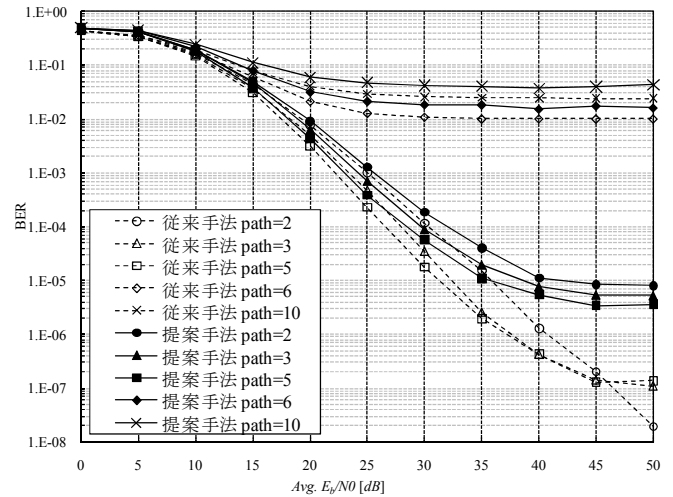


図 7：マルチホップネットワーク下における SC-FDE の BER 特性

5. むすび

本研究では、PAPR 低減手法である DFT 多重法を SC-FDE に組み込み、パイロットシンボル数を軽減するためにブラインド推定を利用したフェージング補償方式を提案した。そして、この提案方式のマルチホップネットワーク下の特性を計算機シミュレーションにより評価した。結果より、提案手法は伝送速度を向上させるが、ブラインド推定するデータシンボルの推定精度においてエラーフロアが生じることが原因で、従来手法に比べて BER が約 3/10 劣化することが分かった。今後の課題として、ブラインド推定精度の改善、SP (Scattered pilot) 化が考えられる。

参考文献

- [1] Chan-Tong Lam, David D. Falconer, Florence Danilo-Lemoine, and Rui Dinis, "Channel Estimation for SC-FDE Systems Using Frequency Domain Multiplexed Pilot," IEEE Technology Conference, VTC-2006 Fall.

1. はじめに

近年様々なネットワークサービスの普及に伴い、いつでもどこでも通信を行う事が可能なユビキタス社会の実現が強く望まれている。そのために多くの研究が行われているが、その中でも光衛星通信に我々は注目している。これは衛星と衛星の間や衛星と地球局の間で光を用いて行う通信であり、電波を用いて行う衛星通信に比べて高速伝送が可能、地球規模のネットワークが容易に構築できるなどの利点をもつ。しかし光衛星通信は実験例があまり多くない為に正確な伝搬路モデルが未だに確立されていない。そのため、高品質な通信を実現する伝送システムの設計を効率的に行えないという問題があった。

そこで本研究では、情報通信研究機構(NICT)が 2008 年に行った地上-衛星間空間光伝送実験のデータを解析する事により、既存のモデルよりも実態に近い新たな伝搬路モデルの提案を行う。また、作成した伝搬モデルを用いて、地上-衛星間空間光伝送に適した伝送システムの提案も行う。

2. 4 状態マルコフモデル

NICTは2008年に光衛星間通信実験衛星きさらり(OICETS)とNICT地球局間で空間光伝送実験を行った[1]。実験によって得られた受光電力図を図1に示す。この実験データの解析を行った結果、図2に示す4状態マルコフモデルを用いる事で、図3の様に実際の伝搬路を正確に模擬できる事が分かった。今回我々は3つの実験データの解析を行ったが、その3つのデータを用いて平均的な空間光伝送のバースト消失特性を求めた。求めた状態遷移確率を式(1)に示す。

$$P_{A1} = 27\% \quad P_{B1} = 24\% \quad P_{A2} = 6\% \quad P_{B2} = 5\% \quad (1)$$

3. LDGM 符号

空間光伝送では、バースト的な信号の消失により通信品質が大きく劣化する。そのため、高品質な空間光通信を実現するためには通信路符号化が必要であると考えられており、その中でもバースト消失通信路において有効である長消失符号が注目されている。長消失符号としてはRS(Reed-Solomon)符号やVandermonde行列を用いた符号による空間光伝送の検討が行われているが、本研究ではLDGM(Low Density Generator Matrix)符号による空間光伝送の検討を行う[2]。

LDGM符号はLDPC(Low Density Parity Check)符号の一種であり、検査行列のみで符号化・復号化を行う事が出来るという特徴を持つ。図4にLDGM符号の検査行列 $\mathbf{H}$ の例を示す。また、LDGM符号には他にもLDGM Staircase符号(図5)やLDGM Triangle符号(図6)があるが、符号化時・復号化時に行う操作は全て同じである。

LDGM符号の復号アルゴリズムとしては、特性はあ

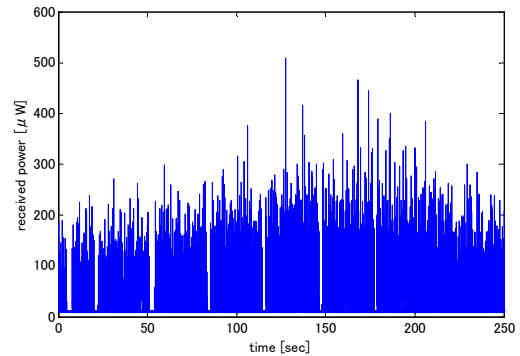


図1 2008年11月19日に行われた実験の受光電力図

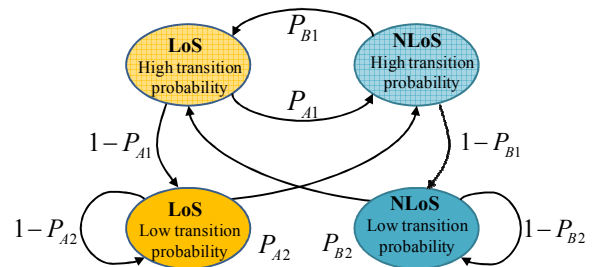


図2 4状態マルコフモデル

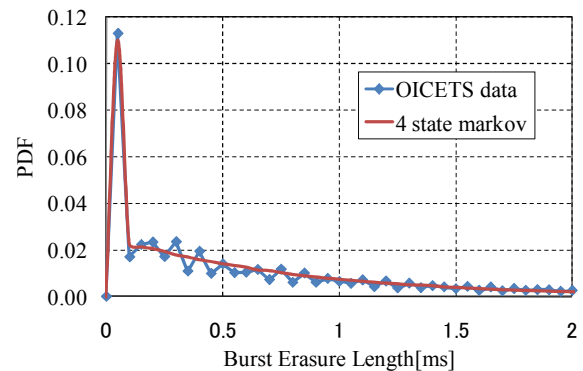


図3 実験データと4状態マルコフモデルのバースト消失特性

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} S_1 & \dots & S_6 & P_7 & \dots & P_9 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{matrix}$$

図4 LDGM符号の検査行列

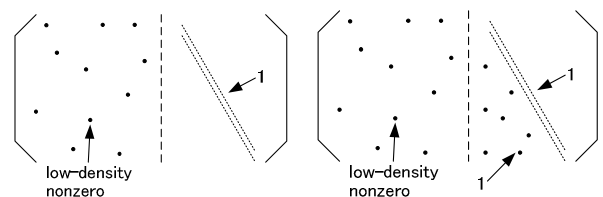


図5 LDGM Staircase 符号

図6 LDGM Triangle 符号

まり良くないが計算量の少ない繰り返し復号、計算量は多いが優れた復号特性を持つ GE(Gaussian Elimination)復号と、両者を組み合わせたハイブリッド復号がある[3]。

4. 伝送システム

本研究では空間光伝送に適した伝送システムとして図 7 に示すモデルを提案する。まず送信データはシリアル-パラレル変換され、 W 個の LDGM 符号化器により符号化される。その後パラレル-シリアル変換をして送信フレーム長を伸ばし、インタリーブ後に送信を行う。受信側ではまず、受光電力を調べることにより信号の消失箇所を推定する。次にデインタリーブを行いバースト消失をランダム消失に近付けた後、シリアル-パラレル変換をして W 個の LDGM 符号に分割し、消失位置情報を用いて復号を行う事で高品質な空間光通信を実現する。

5. 計算機シミュレーション

提案した伝送システムの特性評価を計算機シミュレーションにより行う。シミュレーション条件を表 1 に、繰り返し復号、ハイブリッド復号時の PER(Packet Error Rate)特性を図 8, 9 に示す。なお、1 パケットを 8 ビットとしてシミュレーションを行った。

一般に $PER=10^{-2}$ を達成する伝送システムはその通信路において有効であるとされる。図 8 を見ると繰り返し復号では、符号化率 0.25 において符号語の数 W を 5 個以上にした場合に $PER=10^{-2}$ を達成している。また図 9 よりハイブリッド復号時は繰り返し復号よりも復号特性が優れている事、および符号化率 0.3 の場合は W を 7 個以上、符号化率 0.35 の場合は W を 17 個以上にすることで $PER=10^{-2}$ を達成できることがわかった。この事から、提案伝送システムは空間光伝送において有効であるといえる。

6. むすび

本研究では実験データを解析する事により、既存モデルよりも実態に即している 4 状態マルコフモデルの提案を行った。また提案したモデルと LDGM 符号を用いて新たな伝送システムを提案し、計算機シミュレーションによりその有効性を示した。今後の課題としては、より正確な伝搬路モデルの検討、およびより高い伝送速度を実現する伝送システムの構築が挙げられる。

参考文献

[1] M. Toyoshima, H. Takenaka, C. Schaefer, N. Miyashita, Y. Shoji, Y. Takayama, Y. Koyama, H. Kunimori, S. Yamakawa, E. Okamoto, "Results from Phase-4 Kirari Optical Communication Demonstration Experiments with the NICT Optical Ground Station (KODEN)," Proc. AIAA Int'l Commun. Satellite Systems Conf., ICSSC2009-3.4.2, CD-ROM 9 pages, Jun. 2009.

[2] V. Roca, C. Neumann, "Design, Evaluation and Comparison of Four Large Block FEC Codes, LDPC, LDGM, LDGM Staircase and LDGM Triangle, plus a Reed-Solomon Small Block FEC Codec," INRIA Research Report RR-5225, June 2004.

[3] M. Cuncu, V. Roca, "Improving the decoding of LDPC codes for the packet erasure channel with a hybrid Zyablov iterative decoding/Gaussian elimination scheme," INRIA Research Report 6473, Mar. 2008.

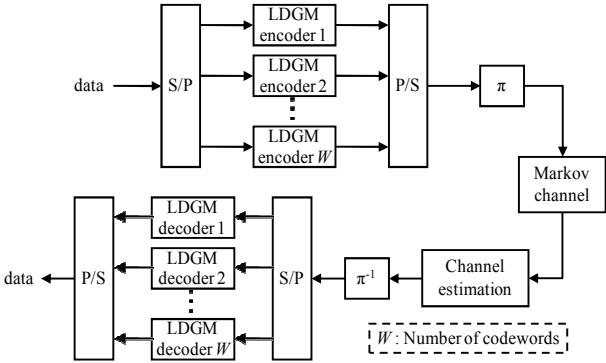


図7 提案伝送システム

表 1 シミュレーション条件

通信路	4 状態マルコフ
状態遷移確率	Pa1=27% Pb1=24% Pa2=6% Pb2=5%
通信路の状態	Los: 正常受信 NLos: 完全消失
伝送速度	1[Mbps]
チャネル変動周期	50bit
符号	LDGM staircase
ガロア体	GF(2 ⁸)
符号長[bit]	8160
符号化率	0.25, 0.3, 0.35
復号	繰り返し復号 ハイブリッド復号
インタリーブ	S ランダムバイトインタリーブ S=5
チャネル推定	既知

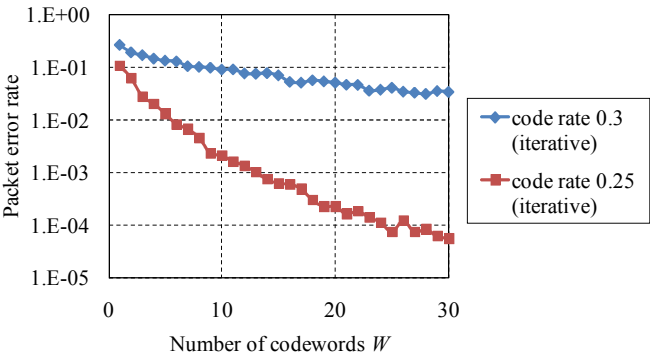


図 8 提案システムの PER 特性(繰り返し復号)

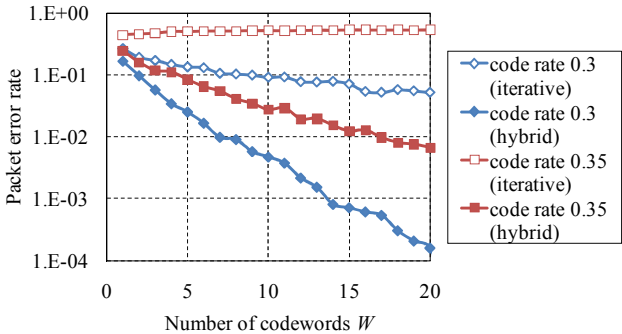


図 9 提案システムの PER 特性(ハイブリッド復号)