

## 移動体に搭載する円形回転アンテナを用いた OFDM 受信機に関する研究

荻原 宏典<sup>†1</sup> 安川 博<sup>†1</sup>

移動通信環境下で OFDM 方式を用いる場合、伝送路特性の時間変動により受信特性が大きく劣化する。著者らはこの改善手法として、円形アレーアンテナを回転させることにより、受信アンテナの大地に対する相対速度を下げ、伝送路特性の時間変動から生じる受信特性劣化を補償する手法を提案した。また、移動体の速度変化に対応するため、受信シンボルの復調判定前後の誤差に最急降下法を用いて、円形アレーアンテナの回転数を制御する手法を提案した。しかし、受信シンボルの復調判定誤差は、雑音やフェージングの影響により特性が安定しないため、適切な回転数への更新速度が低下するという問題がある。本稿では、移動平均フィルタにより平滑化された復調判定誤差に最急降下法を用いて、アンテナの回転数を制御する手法を提案する。計算機シミュレーションにより提案手法の有効性について明らかにする。

### A Study on OFDM Receiver Using Rotating Circular Array Antenna for Vehicle Communications

HIRONORI OGIHARA<sup>†1</sup> and HIROSHI YASUKAWA<sup>†1</sup>

In high-speed mobile OFDM communication systems, receiving characteristics degrade significantly due to time variation of the channel properties. One solution is to rotate a circular array antenna so as to decrease the speed of receiving antenna relative to the ground. When the vehicle speed changes, the rotating antenna needs to keep the optimum rotation speed. To solve this problem, we proposed a control method of the rotating antenna. The steepest descent method based on the MSE of the demodulation output before and after of the vehicle speed changes is adopted to update the rotation speed. However, performance of this method is dropped since MSE behaves in an erratic characteristics by noise and fading. In this paper, we propose a new method to control rotation speed using a moving average filter. Simulation results show the effectiveness of the proposed method.

### 1. はじめに

地上アナログテレビ放送の終了により空き周波数となる UHF 帯のうち、715MHz~725MHz が車車間通信に代表される高度道路交通システム (ITS : Intelligent Transport Systems) に割り当てられ、2012 年から運用される<sup>1)</sup>。車車間通信における変調方式として、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) が採用されており、伝搬特性のモデル化や通信特性の高信頼性に関する研究が行われている<sup>2),3)</sup>。OFDM は、狭帯域サブキャリアで信号を伝搬するため、マルチパス環境に強いことから、車車間通信に適した通信方式である。また、周波数帯を効率よく利用することが可能であり、地上デジタルテレビ放送や無線 LAN などの様々なシステムの変調方式として採用されている<sup>4)</sup>。

しかし、移動通信環境下で OFDM 変調方式を用いる場合、周波数軸上の伝送路特性 (FCR: Frequency Channel Response<sup>5)</sup>) は、受信機の移動に伴うドップラーシフトにより時変フェージングとなり、受信特性が大きく劣化する。受信特性の劣化に対しては一般に、誤り訂正や、伝送路特性の時間変動を追従した高精度な伝送路特性推定法を適用する対策がとられる。伝送路特性推定法は、パイロットシンボルを OFDM 信号の時間軸方向に挿入し、推定された伝送路特性を補間処理する手法が一般的である。現在まで提案されてきた伝送路特性推定法の多くは、上記補間法を応用した手法である<sup>6)-9)</sup>。しかし、移動体の速度が速くなるにつれ、伝送路特性の推定精度が劣化するという問題がある。

それらに対して著者らは、円形素子配列のアレーアンテナ (以下、回転アンテナ) を回転させ、受信アンテナの大地に対する相対速度を下げることにより、伝送路特性の時間変動から生じる受信特性劣化を補償する手法を提案した<sup>10)</sup>。この手法は既存手法とは異なり、伝送路特性の時間変動を物理的にキャンセルすることを目的としている。日本の地上デジタルテレビ放送の標準規格である ISDB-T(Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) Mode3<sup>11)</sup> のパラメータを用いて計算機シミュレーションを行い、回転アンテナにより OFDM の移動受信特性が改善可能であることを示した<sup>12)</sup>。また、移動体の速度変化に対応するため、回転アンテナの回転数を制御する手法を提案した<sup>13),14)</sup>。これは、受信シンボルの復調判定前後の誤差を評価関数として、最急降下法を用いることにより、伝送路特性の時間変動を最も補償する回転数に逐次更新する手法である。しかし、受信シンボルの復調判定誤差

<sup>†1</sup> 愛知県立大学大学院 情報科学研究科

Graduate School of Information Science and Technology, Aichi Prefectural University

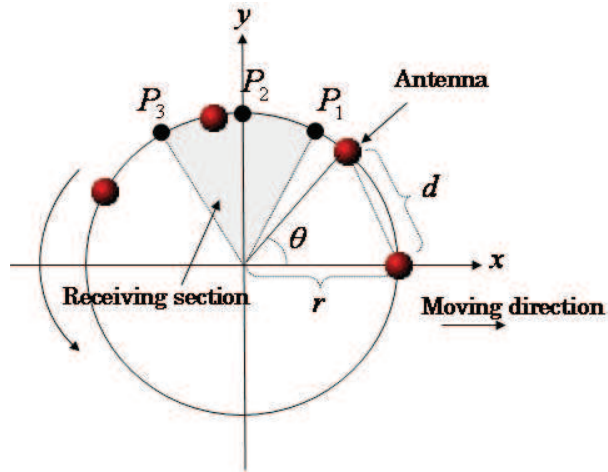


図 1 The receiving section of rotating antenna

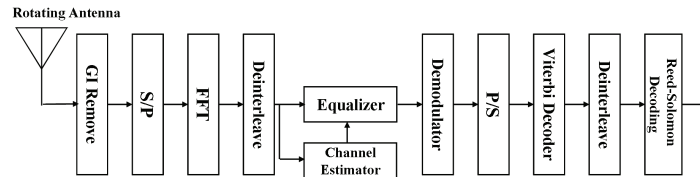


図 2 Receiver structure with rotating circular array antenna

は、雑音やフェージングの影響により特性が安定しないため、適切な回転数への更新速度が低下するという問題がある。本稿では、移動平均フィルタにより平滑化された復調判定誤差に最急降下法を用いて、回転アンテナの回転数を制御する手法を提案し、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性について明らかにする。

## 2. 回転アンテナを用いた OFDM 受信機

### 2.1 回転アンテナの構成

回転アンテナは  $n$  本アンテナを同心円状に等間隔に配置したものである。アンテナの本数は、実装時の容易さから 6 の倍数を用いる。図 1 に示すように、移動体の移動方向に対し

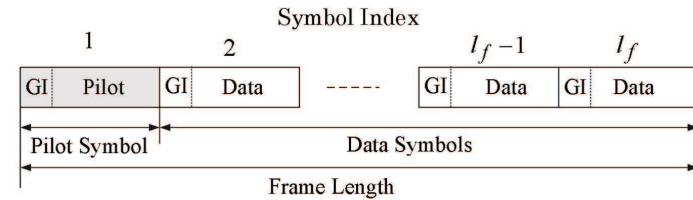


図 3 Frame construction

て反時計回りに  $\pi/2$ [rad] 回転させた点  $P_2$  を中心とした  $2\pi/n$ [rad] の区間 (点  $P_1$  から  $P_3$ ) を受信区間とし、この区間に存在しているアンテナが受信を行うものとする。受信アンテナが  $P_1$  から  $P_3$  まで回転したとき、 $P_1$  にあるアンテナに受信アンテナを切り替える。この動作を繰り返すことで、移動により生じるドップラーシフトを補償する。アンテナが受信区間を通る間に  $l_f$  個の OFDM シンボルを受信するものとし、この  $l_f$  を受信フレーム長と定義する。 $l_f$  はアンテナの本数  $n$ 、回転数  $R$ [rps](revolution per second, 毎秒回転数)、OFDM シンボル長  $T_s$ [sec] から式 (1) のように計算される。

$$l_f = \frac{1}{nRT_s}. \quad (1)$$

また、アンテナの回転数  $R$  は  $P_2$  でドップラーシフトが最も補償されるように、式 (2) を満たす値に設定する。

$$R = \frac{v}{2\pi r}. \quad (2)$$

式 (2) より、アンテナ回転数は移動体の速度  $v$ [m/s]、アンテナの半径  $r$ [m] から決定される。ここで、本研究で用いる回転アンテナはアレーアンテナの構造をとっているが、アレーアンテナとして指向性制御を行わないため、アンテナ素子間隔  $d$ [m] の制限を受けない。

図 2 に回転アンテナを用いた受信機の構成を示す。まず到来信号は回転アンテナによりドップラーシフトが補償される。ドップラーシフトが補償された信号は通常の受信機と同様に、ガードインターバル除去、直並列変換、FFT 処理が行なわれる。その後、等化器でフレーム先頭に配置されたパイロットシンボル (図 3) を用いて、後続するデータ OFDM シンボルに対して歪み補償を行う。最後に、ビタビ復号および RS 復号を経て、誤り訂正が行われる。

### 2.2 回転アンテナによるドップラーシフトの補償

移動通信環境下で回転アンテナを用いた場合、移動体の移動方向に対して  $\theta_s$  方向から到

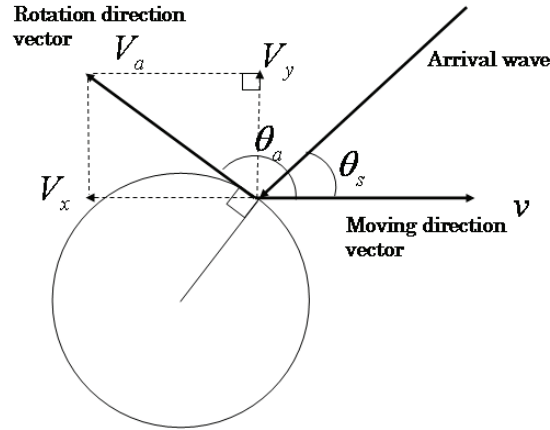


図 4 The receiving model of a vehicle with rotating antenna

来する信号が受けるドップラーシフト  $f_d(t)$  は式 (3) となる.

$$f_d(t) = f_D \cos \theta_s + f_a(t). \quad (3)$$

$f_D$  は最大ドップラー周波数  $v/\lambda$  ( $v$ : 移動体の移動速度,  $\lambda$ : 電波の波長),  $f_a(t)$  はアンテナの回転によるドップラーシフトの時間関数を表す.  $f_a(t)$  の導出を式 (4) から式 (10) に示す. 回転アンテナの回転半径  $r$ , 回転数  $R$ , 回転アンテナの初期位相  $\theta_0$  を用い, アンテナの位置は時間  $t$  の関数として式 (4),(5) となる.

$$x = r \cos(2\pi R t + \theta_0). \quad (4)$$

$$y = r \sin(2\pi R t + \theta_0). \quad (5)$$

$(x, y)$  の位置におけるアンテナの回転方向への速度を  $V_a$  とすると,  $V_a$  は図 4 に示す  $V_x$  および  $V_y$  を用いて式 (6) のように表される.

$$V_a = \sqrt{(V_x)^2 + (V_y)^2}. \quad (6)$$

$V_x, V_y$  は式 (4),(5) を時間  $t$  で微分することにより式 (7),(8) のように求められる.

$$V_x = -2\pi R r \sin(2\pi R t + \theta_0). \quad (7)$$

$$V_y = 2\pi R r \cos(2\pi R t + \theta_0). \quad (8)$$

図 4 に示す通り移動体の移動方向とアンテナの回転方向のなす角を  $\theta_a$  とすると  $f_a(t)$  は式 (9) となる.

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \frac{V_a}{\lambda} \cos(\theta_a - \theta_s) \\ &= \frac{V_a}{\lambda} (\cos \theta_a \cos \theta_s + \sin \theta_a \sin \theta_s) \\ &= \frac{V_a}{\lambda} \left( \cos \theta_s \frac{V_x}{V_a} + \sin \theta_s \frac{V_y}{V_a} \right) \\ &= \frac{1}{\lambda} (V_x \cos \theta_s + V_y \sin \theta_s). \end{aligned} \quad (9)$$

ここで, 式 (9) に式 (7),(8) を代入すると  $f_a(t)$  は

$$f_a(t) = \frac{2\pi R r}{\lambda} \sin \{ \theta_s - (2\pi R t + \theta_0) \}. \quad (10)$$

と表される. 式 (10) を式 (3) に代入することで, 移動通信時に回転アンテナを用いた場合に信号が受けるドップラーシフトは式 (11) のように表すことができる.

$$f_d(t) = \frac{v \cos \theta_s + 2\pi R r \sin \{ \theta_s - (2\pi R t + \theta_0) \}}{\lambda}. \quad (11)$$

ここで,  $(2\pi R t + \theta_0) = \pi/2$  のとき, すなわち図 (1) に示す  $P_2$  において, 式 (11) は

$$f_d(t) = \frac{v \cos \theta_s - 2\pi R r \cos \theta_s}{\lambda} \quad (12)$$

となり,  $f_d(t)$  は最小となる. したがって,  $P_2$  の近傍に受信区間を設けることで, ドップラーシフトの補償が可能となる.

### 3. アンテナ回転数の制御

移動通信環境下では移動体の速度が時間変化するため, それに伴い式 (2) より設定すべきアンテナの回転数を変化させる必要がある. ここでは, 回転アンテナの回転数を, 適切な値に制御する手法について述べる.

#### 3.1 BER vs. 回転数

図 5 に移動体の速度  $v = 100$ [km/h],  $C/N = 20, 40$ [dB] とし, 表 1, 2 の条件における回転数  $R$  対 BER(Bit Error Rate) 特性を示す. 図 5 より, 回転数  $R$  対 BER 特性は  $C/N$  の値に関わらず, 下に凸の特性を有することが分かる. また, BER が最小となる回転数は式 (2) に半径  $r = 0.36$ [m] と移動体の速度  $v = 100$ [km/h] を代入した値と一致する. つまり, 式 (2) から得られる回転数を最適な値とみなすことができる.

#### 3.2 受信フレーム構成

回転数制御におけるパイロットシンボルの挿入間隔と受信フレーム長の関係を図 6 に示

表 1 Simulation parameters

Carrier frequency( $f_c$ )	473.142 MHz
Modulation	64QAM
Number of subcarriers( $N$ )	5617
Symbol duration( $\frac{1}{f_0}$ )	1008 $\mu$ s
Guard interval( $T_g$ )	126 $\mu$ s
Sub-carrier spacing( $f_0$ )	0.992 kHz
Number of antennas( $n$ )	18

表 2 Propagation model of GSM Typical Urban Area

Path Number	1	2	3	4	5	6
Delay [ $\mu$ s]	-0.2	0	0.3	1.4	2.1	4.8
Power [dB]	-3	0	-2	-6	-8	-10

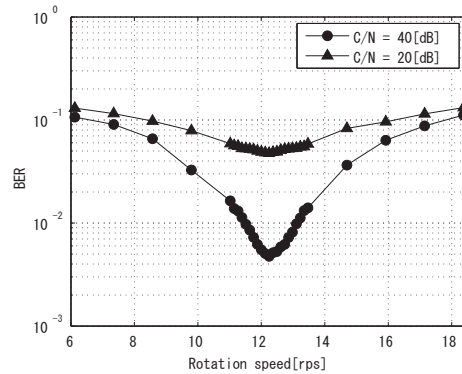


図 5 BER vs. Rotation speed,  $v = 100$ [km/h]

す。式 (1) から受信フレーム長  $l_f$  は、アンテナの回転数  $R$  の増加に伴い減少し、回転数の減少に対しては増加する。したがって、回転数が増加すると受信区間内を通過する間にパイロットシンボルが受信されない可能性があり、伝送路特性の等化が困難となる。一方、回転数が減少する場合には複数のパイロットシンボルが受信されると考えられる。つまり、想定される移動体の最大速度時における受信フレーム長に合わせてパイロットシンボルの挿入間隔を決定することにより、伝送路特性の等化が容易となる。

### 3.3 回転数制御アルゴリズム

先述の通り、最適な回転数は移動体の速度により異なるため、移動速度が変化する場合に常にその移動速度情報が必要になる。回転アンテナは通信を伴う大型移動体（自動車や

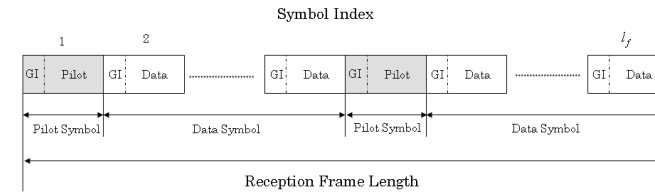


図 6 Proposed frame constructions

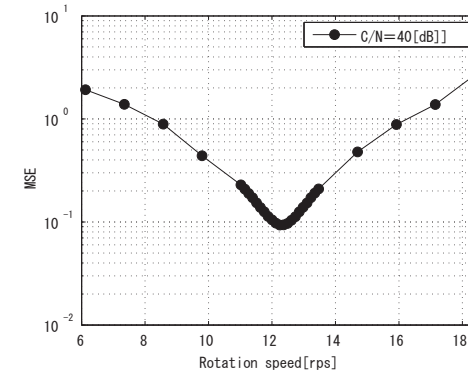


図 7 MSE vs. Rotation speed,  $v = 100$ [km/h],  $C/N = 40$ [dB]

電車など) に設置されることが想定されるため、移動速度は速度計などにより得ることができる。しかし、システム導入の容易性、利便性を考慮すると移動速度が回転アンテナの内部で得られることが望まれる。そこで、回転数対 BER 特性が下に凸であることを利用して、最急降下法により最適な回転数を求めることを考える。しかし、実システムでは BER を求めることが困難である。BER を推定する手法は提案されているが、ドップラーシフトを伴う条件下では検証がされておらず、推定が困難であると考えられる<sup>15)</sup>。そこで、代用として受信機におけるシンボル復調判定誤差に注目する。復調判定誤差は、各シンボルの復調判定前後の二乗誤差を受信フレーム内のシンボル数 ( $N \cdot l_f$ ) で平均化した式 (13) の値  $E [ |e(R_m)|^2 ]$  である。

$$E [ |e(R_m)|^2 ] = \frac{1}{N \cdot l_f} \sum_{k=0}^{l_f-1} \sum_{l=0}^{N-1} |X(k, l, R_m) - D(k, l, R_m)|^2 \quad (13)$$

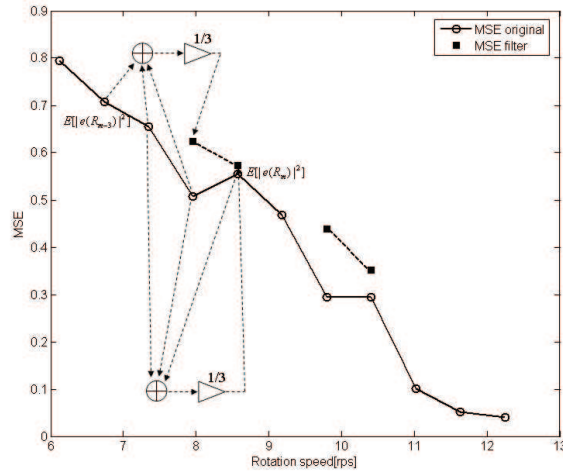


図 8 MSE after a moving average filtering

ここで、 $R_m$  は  $m$  フレーム目における回転数である。また、 $X(k, l, R_m)$  は、回転数  $R_m$  の回転アンテナを用いて受信した時刻  $k$  の OFDM シンボルにおける、 $l$  番目のサブキャリアの復調判定前のシンボル、 $D(k, l, R_m)$  は  $X(k, l, R_m)$  の復調判定後のシンボルである。図 7 に回転数対復調判定誤差 (MSE : Mean Square Error) 特性を示す。シミュレーション条件は、 $v = 100[\text{km/h}]$ 、 $C/N = 40[\text{dB}]$ 、表 1, 2 である。図 7 より、回転数対 MSE 特性は下に凸の特性を持ち、MSE は BER と同様に回転数 12.25[rps] において最小となる。この特性より、BER の代用として受信シンボルの復調判定誤差を評価関数に用いて、最急降下法により最適な回転数を求めることが可能となる。このとき  $(m + 1)$  番目の受信フレームにおける回転数  $R_{m+1}$  は、

$$R_{m+1} = R_m - \mu \left( \frac{E[|e(R_m)|^2]}{R_m} \right). (m = 1) \quad (14)$$

$$R_{m+1} = R_m - \mu \left( \frac{E[|e(R_m)|^2] - E[|e(R_{m-1})|^2]}{R_m - R_{m-1}} \right). (m \neq 1 | m \in \mathbb{N}) \quad (15)$$

となる。ここで、 $\mu$  は収束速度を決めるステップサイズパラメータである。式 (14), (15) より、MSE を最小にする回転数、すなわち BER を最小にする回転数に逐次的に更新可能と

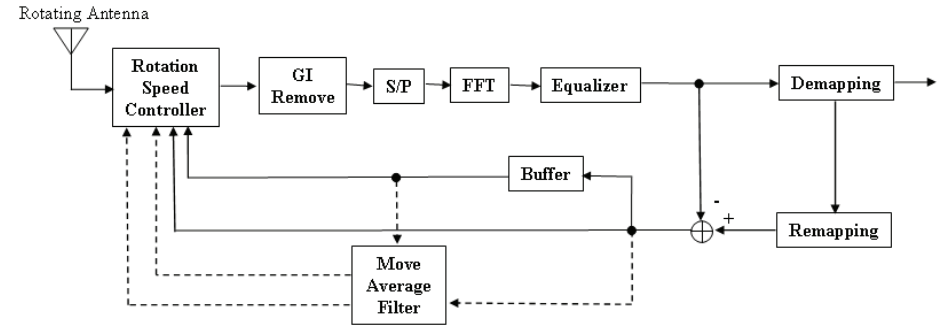


図 9 Receiver structure to control rotation speed (Proposed method)

なる。しかし、図 7 は平均化した回転数対 MSE 特性であり、各々の特性は雑音やフェージングの影響により、単調増加・減少の滑らかな特性にならない。図 8(○印)、式 (15) より、 $E[|e(R_m)|^2] - E[|e(R_{m-1})|^2] > 0$  となる場合は、望みの回転数から遠ざかり、回転数の収束速度が低下する。また、 $E[|e(R_m)|^2] - E[|e(R_{m-1})|^2] = 0$  となる場合は、 $R_{m+1} = R_m$  となり、システムが不安定になる。そこで、 $M$  フレーム前までのデータをバッファに保持し、 $M$  点移動平均フィルタを用いて、回転数対 MSE 特性を平滑化する手法を提案する。バッファに保持できるデータ数は限られるので、本稿では 3 点移動平均フィルタを用いることにする。この手法により、 $E[|e(R_m)|^2] < E[|e(R_{m-3})|^2]$  となる範囲まで、システムの安定性は保持される。

### 3.4 受信機構成

提案手法の受信機構成を図 9 に示す。通常の OFDM 受信機と同様に、GI の除去、S/P 変換、FFT、等化器、Demapping 処理が行われる。それらに加えて MSE を求めるための Remapping 部や Buffer、移動平均フィルタ、回転数コントローラから構成される。 $m-3$  番目までの受信フレームから求められた MSE を Buffer に保持し、 $E[|e(R_m)|^2] - E[|e(R_{m-1})|^2] \geq 0$  となれば、移動平均フィルタを通して MSE 特性を平滑化する。その後、 $m$  番目の受信フレームから求めた MSE と同時に回転数コントローラ部に入力し、回転数を更新する。

## 4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより、前節で述べた回転数制御アルゴリズムの評価を行う。シミュレーションにおいて、移動体の速度変化を、実環境で想定される速度変化より大きく設

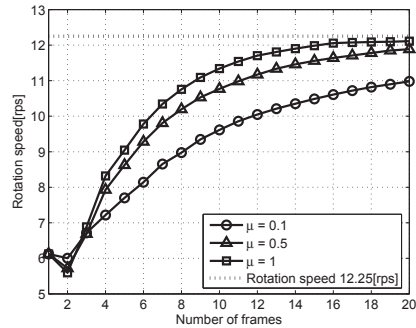


図 10 Rotation speed vs. Number of frames,  $\mu = 0.1, 0.5, 1, n = 18, C/N = 40[\text{dB}]$

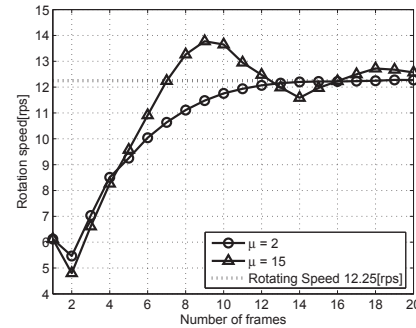


図 11 Rotation speed vs. Number of frames,  $\mu = 2, 15, n = 18, C/N = 40[\text{dB}]$

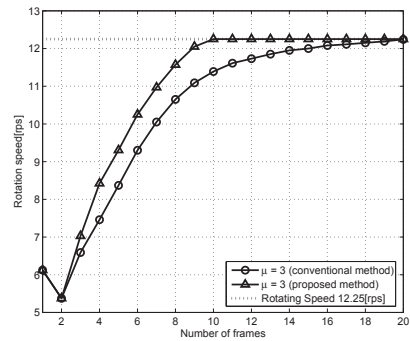


図 12 Rotation speed vs. Number of frames,  $\mu = 3, n = 18, C/N = 40[\text{dB}]$

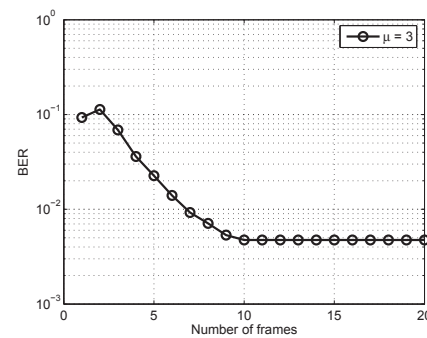


図 13 BER vs. Number of frames,  $n = 18, C/N = 40[\text{dB}]$

定する。移動体の速度変化が激しい環境下において、回転数を最適な値へ収束させる  $\mu$  の値が存在すれば、実環境においても、回転数制御アルゴリズムは有効に働くと考えられる。シミュレーションには、表 1 に示す、日本の地上デジタルテレビ放送の標準規格である ITDB-T Mode3 のパラメータを用いた。ここでのキャリア周波数は、地上デジタルテレビ放送で使用される最も低いチャンネルである 473.142[MHz] を用いた。伝送路モデルは、表 2 に示す GSM Typical Urban Area の 6 波レイリーフェージング伝送路とする。これは、

都市部における UHF 帯の移動受信特性電界分布に近いことが報告されている<sup>16)</sup>。

図 10~12 は、 $v = 50[\text{km/h}]$  における最適な回転数 6.12[rps] から  $v = 100[\text{km/h}]$  の最適な回転数 12.25[rps] への収束特性である。すなわち、移動体の速度が 50[km/h] から 100[km/h] に瞬時に変化した場合の特性である。図 10 は、 $\mu = 0.1, 0.5, 1$  とした場合の受信フレーム数対回転数である。図 10 より、回転数が最適な値に向けて更新されており、 $\mu$  の値を大きくすることで、収束速度が速くなるのが分かる。図 10 では所望の回転数に収束しておらず、21 フレーム以上を必要とするが、図 11 における  $\mu = 2$  としたラインでは、14 フレームで収束している。一方、 $\mu = 2$  としたラインに着目すると、9 フレーム付近で所望の回転数を上回り、20 フレーム以内には収束していない。

図 12 に  $\mu = 3$  とした場合における、提案法と従来法の収束特性を示す。図 12 より、従来法では 20 フレームで所望の回転数に収束するのに対して、提案法 10 フレームで収束することが分かる。これは、移動平均フィルタにより MSE 特性が平滑化され、システムの安定性が向上したためである。10 フレーム中に含まれる OFDM シンボル長の合計は 64.3[msec] となり、一般的な自動車などの移動体の速度変化を考慮すると、十分な収束速度であると考えられる。

図 13 は  $\mu = 3$  とした場合における、受信フレーム数対 BER 特性である。図 13 より、受信フレーム数の増加、すなわち回転数が所望の値に近づくにつれ、BER が改善されることが分かる。

以上より、適切な  $\mu$  の値を設定することで、回転数制御アルゴリズムが有効に働き、BER を改善可能であることが示された。

## 5. むすび

本稿では、回転アンテナを用いた OFDM 受信機において、移動体の速度変化に対し、回転数を制御する手法の性能改善を試みた。回転数制御アルゴリズムの改善法として、受信シンボルの復調判定誤差を移動平均フィルタにより平滑化した後、最急降下法を用いる手法を提案した。計算機シミュレーションにより、 $\mu = 3$  において従来法と比べ、所望の回転数への収束速度を 10 フレーム短縮可能であることを示した。

今後の課題として、700MHz 帯の使用、雑音強度が劣悪な環境など、パラメータを変更しての検討が挙げられる。

## 参 考 文 献

- 1) “700MHz 帯を用いた運転支援通信システムと隣接システムとの周波数共用条件に関する技術資料”, ITS FORUM RC-007 1.0 版, 2009.
- 2) 岩井 誠人, 菅江 一平, “700MHz 帯における ITS 用伝搬損失距離特性モデルおよび遅延プロファイルモデル”, 電子情報通信学会技術研究報告, AP2010-8, pp. 35-40, 2010.
- 3) 萩野 智幸, 内藤 克浩, 森 香津夫, 小林 英雄, “OFDM通信方式を用いたITS路車間通信システムに関する検討”, 平成 23 年度電気関係学会東海支部連合大会, A1-8, 2011.
- 4) 伊丹 誠, “デジタル放送/移動通信のための OFDM 変調技術”, トリケップス, 2000.
- 5) 小林 英雄, 森 香津夫, “移動通信環境下における OFDM 通信システム用伝送路特性推定方式の提案”, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J90-B, No.12, pp.1249-1262, 2007.
- 6) T. Onizawa, M. Mizoguchi and M. Morikura, “A Novel Channel Estimation Scheme Employing Adaptive Selection of Frequency-domain Filters for OFDM Systems”, IEICE Trans. Commun., Vol.E82-B, No.12, pp.1923-1931, 1999.
- 7) S. Takaoka and F. Adachi, “Frequency-Domain Adaptive Prediction Iterative Channel Estimation for OFDM Signal Reception”, IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.4, pp.1730-1734, 2005.
- 8) Y. Ju Lim, D. Soo Hyum and S. Kyu Park, “Pilot Patterns for OFDM Communication System in a Fast Time-Varying Channel” IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B, No.1, pp.243-246, 2006.
- 9) K. Ishihara, K. Takeda and F. Adachi, “Pilot-Assisted Decision Feedback Channel Estimation for STTD in OFDM Mobile Radio”, IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.2, pp.561-567, 2005.
- 10) 水上 太介, 安川 博, “円形回転アンテナを用いた OFDM 受信機の構成に関する検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, SIP2008-135, pp.65-70, 2009.
- 11) “地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式標準規格”, 電波産業会 ARIB STD-B31 1.8 版, 2009.
- 12) 荻原 宏典, 安川 博, “円形回転アンテナを用いた OFDM 受信機の受信特性評価”, 電子情報通信学会技術研究報告, SIS2010-65, pp. 67-70, 2011.
- 13) H. Ogihara and H. Yasukawa, “A Study on Improving OFDM Performance by Controlling Speed of Rotating Circular Array Antenna”, Proc. of ISCIT, pp.651-654, 2010.
- 14) H. Ogihara and H. Yasukawa, “OFDM Receiver Performance Using Rotating Circular Array Antenna for Vehicle Communications”, The 73rd IEEE Vehicular Technology Conference VTC2011-Spring, 3F-3, 2011.
- 15) 城 将人, 岩波 保則, 岡本 英二, “MIMO OFDM 方式に於ける受信 BER 値の推定”, 平成 23 年度電気関係学会東海支部連合大会, A1-4, 2011.
- 16) 高田 政幸, 木村智, 守山繁樹, “地上デジタル放送 ISDB-T の移動受信特性”, 映像情報メディア学会誌, Vol.54, No.11, pp.1590-1597, 2000.