

アレイアンテナを用いた RF 周波数誤差除去方式による高速移動体向け OFDM 受信機の性能向上に関する一検討

山崎 和美[†] 金田 喜共[†] 前原崇章[†] 和田知久[†]

[†] 琉球大学大学院 理工学研究科 〒903-0129 沖縄県中頭郡西原町字千原 1 番地 琉球大学工学部情報工学科

E-mail: [†] {kaz, kaneda, maehara}@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

あらまし 2000年12月よりBSデジタルTV放送サービスが始まり、テレビジョン放送でもデジタル化が進んでいる。地上波TV放送も、2003年より主要都市を始めとしてデジタル放送が開始される予定である。周波数利用効率がよく、マルチパスに強く、高速な通信が可能な方式であるという理由から、地上波デジタルTV放送は、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式という変調方式を採用している。地上波デジタルTV放送は、OFDMの特徴を生かして高速移動体受信も可能である。しかし、マルチパスチャネル下で高速移動体での受信をする場合、ドップラ効果によって生じる直接波と遅延波のRF周波数誤差がOFDM受信機の性能に大きく影響する。そこで本稿では、アレイアンテナを用いたRF周波数誤差除去方式を提案し、その方式によるOFDM受信機の性能向上について検討した結果を報告する。

キーワード OFDM, アレイアンテナ, 移動体受信, ドップラ効果

Investigation on the RF Frequency Error Removal System of OFDM Receiver by Array Antenna

Kazumi YAMAZAKI[†] Yoshitomo KANEDA[†] Takafumi MAEHARA[†] and Tomohisa WADA[†]

[†] Faculty of Engineering, Ryukyu University 1 Senbaru, Nishihara-cho, Nakagami-gun, Okinawa 903-0129 Japan

E-mail: [†] {kaz, kaneda, maehara}@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

Abstract The BS digital TV broadcasting service has begun since December 2000 in Japan. Now, TV broadcasting is getting digital. The terrestrial TV broadcasting will also be digitalized from December 2003. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is a digital modulation method the terrestrial TV broadcasting shall be used for the terrestrial TV broadcasting, because OFDM has efficient frequency band utilization, robust performance in multi-path channel, and capability of high bandwidth communication. In addition, the terrestrial digital TV broadcasting can be received in fast-moving mobile receiver. In fast moving multi-path channel, the performance of OFDM receiver will be affected by the RF frequency error caused by Doppler frequency shift between direct and delay signals. This paper proposes the RF frequency error removal method using Array Antenna and reports the result of computer simulation, which shows that the performance of OFDM receiver is improved by the proposed systems.

Keyword OFDM, Array Antenna, Mobile Communication, Doppler Spread

1. はじめに

OFDMは日本語では「直交周波数分割多重」とよばれ、その名の通り、送信する情報によりデジタル変調された複数の直交する搬送波を多重化して伝送する変調方式である。OFDM方式を採用した地上波デジタルTV放送は、車などの高速移動体受信もターゲットの一つとされている。高速移動体での受信をする場合、受信機ではドップラ効果によって生じるRF(Radio Frequency)周波数誤差の影響を受ける。OFDM方式では、直接波のみを受信する場合は受信機に内蔵する発

信機出力を乗算することでRF周波数誤差を修正することが出来る。しかし、マルチパスチャネル下の場合、直接波と遅延波では到来角度が異なるため影響を受けるRF周波数誤差の度合いが違い、従来の方法では周波数誤差を完全に補正することができない。

本論文では、アレイアンテナを用いて指向性のある受信を実現し、直接波と遅延波を分離して受信し、各々で周波数誤差補正を行う方法を提案する。さらに、提案した手法について計算機シミュレーションでBER(Bit Error Rate)を計算し性能を評価した。

2. OFDM 方式の原理

OFDM 変調方式の歴史は古く、最初の方式提案は 1950 年代に行われている。1970 年代に離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)を用いた方式が提案され、実現可能なものとして検討が行われるようになり、1987 年にヨーロッパでデジタル放送への採用が行われた。

OFDM 方式は高速な通信が可能のためデジタル TV 放送だけでなくワイヤレス LAN802.11a 等の無線通信でも採用されている [1]。

2.1. OFDM 方式の基本原則

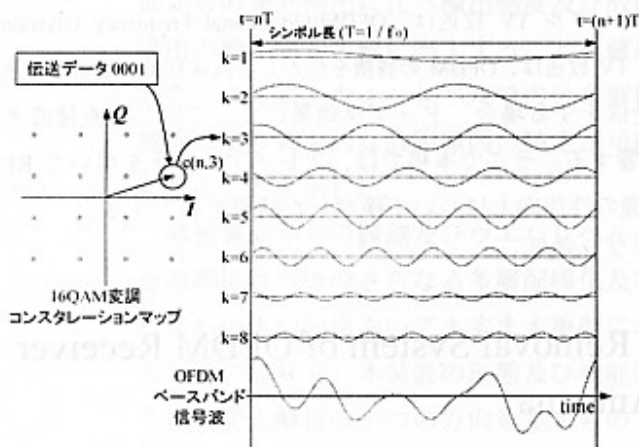


図 1 OFDM 方式の基本原則

OFDM 方式の基本原則を図 1 に示す。図中の k は搬送波番号、 n はシンボル番号を表す。

図 1 に示すとおり OFDM 方式は、周波数が f_0 の整数倍 (k 倍) であるデジタル変調波を多数加算することで得られる。それぞれのデジタル変調波は複素平面で表されるコンスタレーションマップを用いて、位相と振幅が決まる。コンスタレーションマップの各点は伝送データに対応している。OFDM ベースバンド信号 $S(t)$ を式(1)に表す。

$$S(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c(n,k) e^{j2\pi k f_0 (t-nT)} \right] \quad (1)$$

K は使用する搬送波の総数、 f_0 は各搬送波の周波数間隔を表す。 T はシンボル長で $T=1/f_0$ をみたしている。 $c(n,k)$ はコンスタレーションマップより得られた搬送波の位相と振幅を表す複素数である。

したがって、式(1)からも分かるように、OFDM 変調とは、伝送データをコンスタレーションマップの対応する複素数にマッピングし、その複素数をもとに周波数が f_0 の k 倍である正弦波の位相と振幅を決定したデジタル変調波を多重化することをいう。

また、復調処理では変調処理の逆の操作を行う。周波数が f_0 の k 倍である正弦波と周波数が f_0 の l 倍

($l \neq k$) である正弦波は相関性が無い(直交関係にある)ことを利用して、OFDM 復調では受信した波と周波数が f_0 の k 倍である正弦波との相関をとることで k 番目の伝送データを得ることができる。

2.2. OFDM 送受信機の構成

上記で説明した OFDM 変復調処理は離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)アルゴリズムと同等である。そのため、OFDM 方式では数千個にもおよぶ搬送波を用いた伝送が可能となる。OFDM 送受信機の構成を図 2 に示す。Mapping/Demapping は伝送データから複素数 $c(n,k)$ への変換/逆変換であり、S/P はシリアルパラレル変換、P/S はパラレルシリアル変換を示す。また、図 2 の構成要素は主なものであり、実際のシステムでは必要となる要素は他にもある。

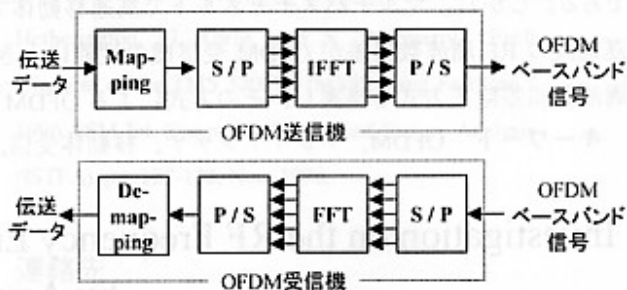


図 2 OFDM 送受信機の構成

実際の通信では、図 2 の送信機で得られた OFDM ベースバンド信号に搬送波を乗算し、RF 周波数帯にアップコンバージョンして送信する。アンテナより受信した信号はチューナによりダウンコンバージョンして OFDM ベースバンド信号を得る。

2.3. OFDM 変調信号の周波数スペクトル

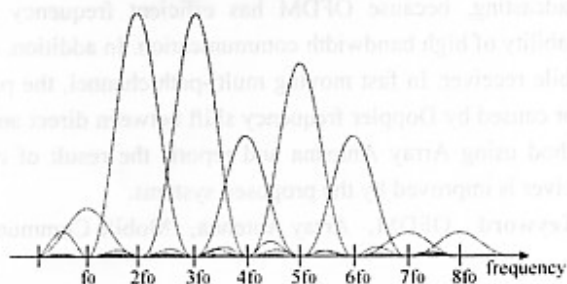


図 3 OFDM 変調波の周波数スペクトル

図 3 に OFDM の周波数スペクトルを示す。搬送波の周波数が $k f_0$ である点での大きさが k 番目の伝送データとなる。搬送波のスペクトルは互いに重なっているが直交する搬送波を用いているため、他の搬送波の大きさはゼロとなり影響を受けない。このため、OFDM はスペクトルを効率的に重ねることができ周波数帯を有効に利用することが可能となる。

2.4. 移動体受信の問題点

移動体受信を行う場合、ドップラ効果により受信波の周波数に影響を受ける。OFDMでは周波数スペクトルが重なっているため、受信信号に周波数誤差が含まれると各搬送波間の直交性が崩れてしまい、搬送波間干渉を引き起こす。搬送波間干渉は、bit 誤りを引き起こす原因であり、受信機の性能に大きく影響する[2]。

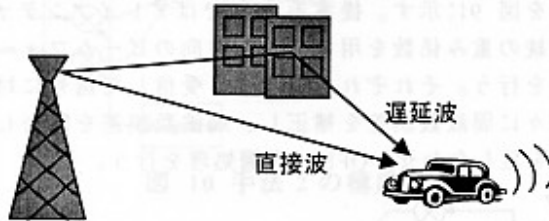


図 4 マルチパスチャネル下での移動体受信

図 4に示すようなマルチパスチャネル下では、異なる方向から来る OFDM 波は異なるドップラ周波数により周波数誤差の影響を受けている。つまり、受信信号の到来方向により周波数誤差の度合いが変化する。

さらに、遅延波は、図 4より分かるように、直接波と到達距離が異なるため遅延時間を含んで受信される。そのような状況で直接波と遅延波を受信した場合、周波数によって強めあったり、弱めあったりする周波数選択性フェージングが生じる。弱められた周波数の搬送波では搬送波間干渉の影響や雑音の影響に耐えられなくなり、bit 誤りの原因となる。

3. アレイアンテナ

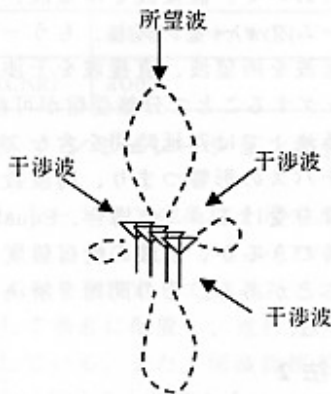


図 5 アレイアンテナによる指向性のイメージ

アレイアンテナは受信機の性能向上技術のひとつとして用いられている方法であり、無指向性のアンテナを複数配置し、各々の素子で受信信号の振幅及び位相を制御することで指向性のある受信を可能としている。図 5に指向性のイメージを示す。破線で描かれているのが指向性の大きさである。破線の切れ目は指向性のヌル点といい、その方向からの受信信号を抑圧す

ることができる。図 5にあるように、所望波の方向に指向性向け、干渉波の方向に指向性のヌル点を向けることで、所望波のみ受信することができる[3][4]。

3.1. 各アンテナで受信される信号

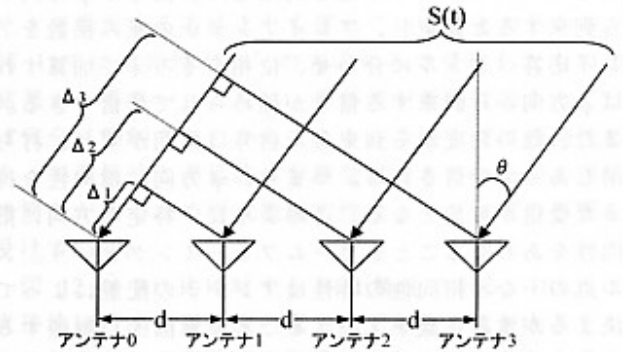


図 6 等間隔直線アレイアンテナ

図 6にアレイアンテナの原理を示す。図 6に示すように、到来角度 θ である信号を等間隔直線アレイアンテナで受信する場合を想定する。アンテナ 0 で受信した信号を基準にした場合、アンテナ 1 ~ 3 ではアンテナ 0 より $\Delta_1 \sim \Delta_3$ の距離分早く受信される。 Δ_k を式で表すと式(2)のようになる。

$$\Delta_k = -k d \sin(\theta) \quad (k = 1 \sim 3) \quad (2)$$

d はアンテナ間の距離、 k はアンテナ番号を示す。 Δ_k が負であればより早く受信するということが表す。よって、到達時間差 τ_k は

$$\tau_k = \Delta_k / c = \Delta_k / f \lambda \quad (3)$$

となる。ただし、 c は信号の伝播速度、 λ はパスバンド搬送波の波長、 f はパスバンド搬送波の周波数である。ここで、アンテナ 0 での受信信号 $R_0(t)$ とすると、

$$R_0(t) = S(t) \exp(j2\pi ft) \quad (4)$$

と表すことができる。 $S(t)$ は OFDM ベースバンド信号である。また、アンテナ k における受信信号は到達時間差 τ_k を含むため $R_0(t - \tau_k)$ となる。到達時間差 τ_k はパスバンド搬送波に対しては無視できないが、OFDM ベースバンド信号 $S(t)$ に対しては十分無視できる。したがって、アンテナ k での受信信号 $R_k(t)$ は式(5)で求められる。

$$\begin{aligned} R_k(t) &= R_0(t - \tau_k) = S(t - \tau_k) \exp(j2\pi f(t - \tau_k)) \\ &= S(t) \exp(j2\pi ft) \exp(j2\pi k d \sin \theta / \lambda) \\ &= R_0(t) \exp(j2\pi k d \sin \theta / \lambda) \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)より分かるように、各アンテナの到達時間差は位相シフトを用いて実現でき、各アンテナにおける受信信号はアンテナ 0 での受信信号で表現できる。

また、 $\exp(j2\pi k d \sin \theta / \lambda)$ で表される部分をベクトル表記したものをアレイ応答ベクトルとよび、 θ 方向から信号が入射するとき、各アンテナでの受信信号の位相差を表すベクトルとなる。

3.2. ビームフォーミング

図 7 に重み係数付きアレイアンテナの構成を示す。受信信号が θ 方向から到来した場合、各アンテナにおける受信信号の位相関係はアレイ応答ベクトルにより与えられた。この原理を利用して、信号が ϕ 方向から到来すると仮定し、アレイアンテナの重み係数をアレイ応答ベクトルに合わせ、位相をそろえて加算すれば ϕ 方向から到来する信号が強められて受信できる。また、他の角度から到来した信号は位相がずれ、打ち消しあって受信される。つまり、 ϕ 方向に指向性を持った受信が可能となる。このように、特定の方向に指向性をあわせることをビームフォーミングという。ヌル点の一など指向性の特性はアンテナの配置によって決まるが重み係数を工夫することで意図的に制御することも可能である。

4 素子等間隔直線アレイアンテナで 30° の方向にビームフォーミング下時の指向性の特性を図に示す。

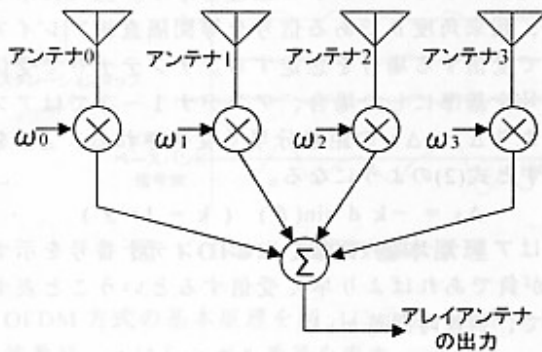


図 7 重み係数付きアレイアンテナ

4. RF 周波数誤差除去方式

4.1. 従来の方

従来の移動体受信では、無指向性のアンテナ 1 本を用いて受信し、ダウンコンバージョン後に RF 周波数誤差の補正を行い、OFDM 復調処理を行う。従来方法の構成を図 8 に示す。

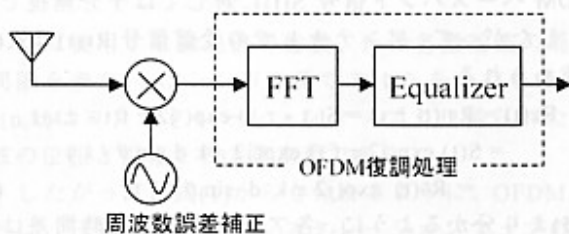


図 8 従来の RF 周波数誤差除去方式

従来方法では、無指向性のアンテナを用いているため、マルチパスチャネル下では到来角度により異なる RF 周波数誤差を含む複数の波を同時に受信すること

になる。この場合、どれかに合わせて周波数誤差を補正するため、その他の方向から到来した受信信号の周波数誤差は除去できない。周波数誤差のある OFDM 変調波を復調すると OFDM 受信機の性能が大きく劣化する。

4.2. 提案手法 1

アレイアンテナの特性を用いた OFDM 受信機の構成を図 9 に示す。提案手法 1 ではアレイアンテナを 2 系統の重み係数を用いて、2 方向のビームフォーミングを行う。それぞれの方向より受信した信号に対して別々に周波数誤差を補正し、周波数誤差を除去した信号を足し合わせ、OFDM 復調処理を行う。

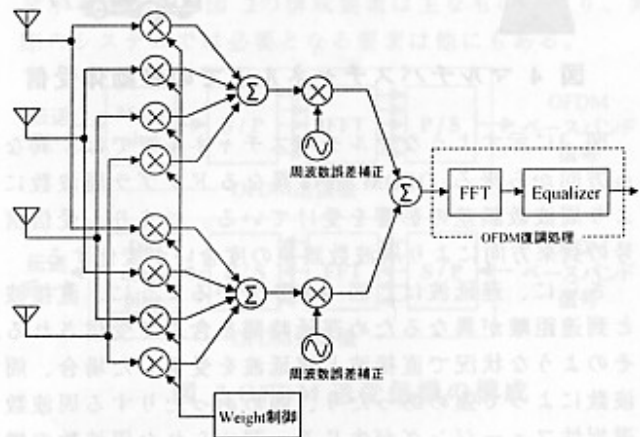


図 9 手法 1 の構成

手法 1 により、マルチパスチャネル下においても一つの指向性において、直接波を所望波、遅延波を干渉波としてビームフォーミングし、もう一方の指向性において、遅延波を所望波、直接波を干渉波としてビームフォーミングすることで分離受信が可能となる。

しかし、手法 1 では遅延時間を含む 2 波を受信した場合、マルチパスの影響つまり、周波数選択性フェージングの影響を受ける。この場合、Equalizer によりこの影響を改善できるが、2 波の受信強度により深刻な影響となることがある。その問題を解決するために手法 2 を提案する。

4.3. 提案手法 2

図 10 に手法 2 の構成を示す。手法 2 はアレイアンテナでの受信方法は手法 1 と同じであるが、片方の指向性で受信した信号に対して遅延補正を行っている。このように処理することにより、マルチパスの影響をさらに軽減させることができる。

どちらの方法も実際の LSI 化時にはアンテナをアナログチューナでベースバンドもしくは IF バンドにダウンコンバージョンした後に A/D 変換によりデジタル化し、デジタル処理により全ての処理を行うことを前提としている。

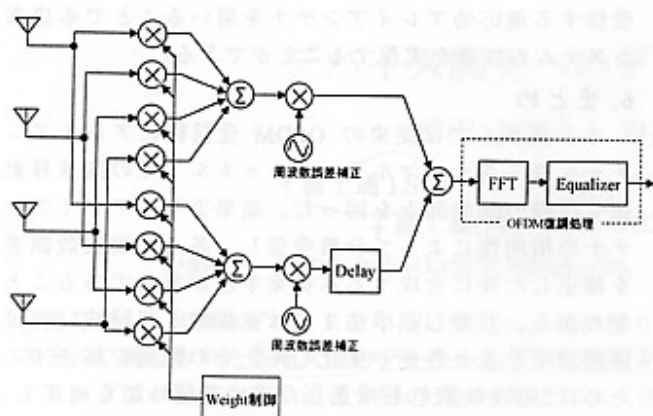


図 10 手法 2 の構成

5. シミュレーション結果

計算機シミュレーションにより、上記で提案した 2 つの手法の性能評価を行った結果を、BER 特性を用いて示す。BER は送信データと受信データを比較し、エラーがあるビット数の割合を表す。

アレイ形状	4素子等間隔直線アレイ
素子間隔	パスバンド搬送波の半波長
搬送波数	1405
FFT点	2048
シンボル長	250 μ s
デジタル変調方式	16QAM
最大ドップラ周波数	50Hz
通信路	遅延波1波+AWGN
信号対ノイズ比(CNR)	20dB

表 1 シミュレーション条件

表 1 にシミュレーションの条件を示す。計算機シミュレーションでは、地上波デジタル TV 放送を例に OFDM のパラメータを設定している。アンテナ素子は進行方向に対して垂直に配置し、進行方向からの到来角度を 0° としている。また、周波数誤差補正、遅延誤差補正は完全に行えると仮定した。

5.1. 提案手法1の結果

直接波の到来角度 0° 、遅延波の到来角度 30° 、遅延時間 5μ s、DU 比 5dB を受信した場合の結果を示す。提案手法 1 のアレイアンテナの重み係数は指向性が 0° と 30° の方向になるように設定している。性能を比較するため、アンテナ 1 素子で受信する従来方式、指向性が 0° の方向のみで受信した場合も合わせて表示している。

図 11 は CN 比に対する BER 特性である。CN 比は

信号電力に対するノイズ電力の比である。値が大きくなるにしたがって信号に対するノイズの割合が小さくなることを表している。図 11 より分かるように、アレイアンテナを用いて到来波を分離受信し、各々で周波数誤差補正をする提案手法の方が、従来の 1 素子アンテナで受信する方法よりも優れていることがわかる。図 11 では指向性が 0° の方向のみで受信したものの結果が一番良い。これは、干渉波が指向性によってほぼ完全に抑制されたからである。手法 1 では指向性によって直接波と遅延波は分離受信できているが、遅延時間差があるため周波数選択性フェージングの影響を受けている。

図 12 は DU 比に対する BER 特性である。DU 比は直接波に対する遅延波の電力比である。値が大きくなるにしたがって遅延波の影響が小さくなることを表す。遅延波の影響が小さくなると指向性 1 つで受信する場合と指向性 2 つで受信する場合に差はほとんどなくなる。アレイアンテナで受信すると受信信号電力が大きくなるため 1 素子で受信する場合よりも性能が良くなるため BER に差がでている。

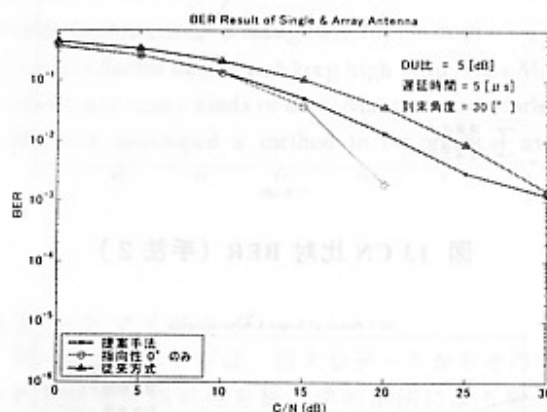


図 11 CN 比対 BER (手法 1)

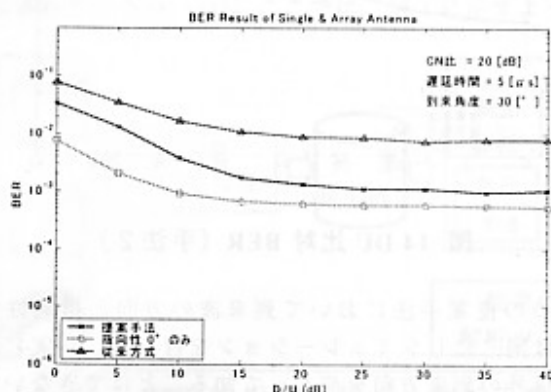


図 12 DU 比対 BER (手法 1)

5.2. 提案手法2の結果

所望波の到来角度 0° 、干渉波の到来角度 40° 、DU比 5dB を受信した場合の結果を示す。遅延時間は完全に補正できたと仮定して、 $0\mu s$ としている。手法2でもアレイアンテナの重み係数は指向性が 0° の方向と 30° の方向になるように設定している。

図13は手法2のCN比に対するBER特性を表す。遅延時間差が補正されたため手法1よりBERが改善されている。手法2が指向性 0° のみで受信した場合よりBERが良くなっているのは分離受信したあと合成した時に信号電力が強くなったためである。

図14は提案手法2のDU比に対するBER特性を表す。図13と同様に提案手法の結果が良くなっていることがわかる。

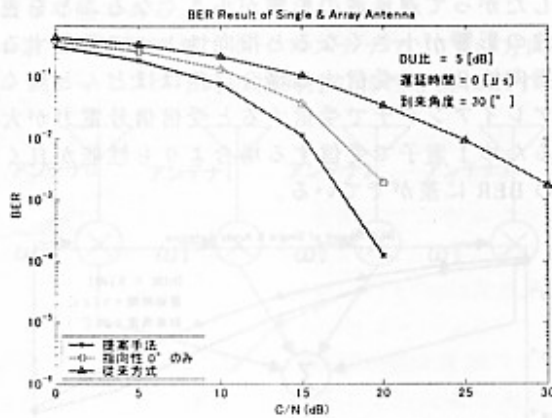


図13 CN比対BER (手法2)

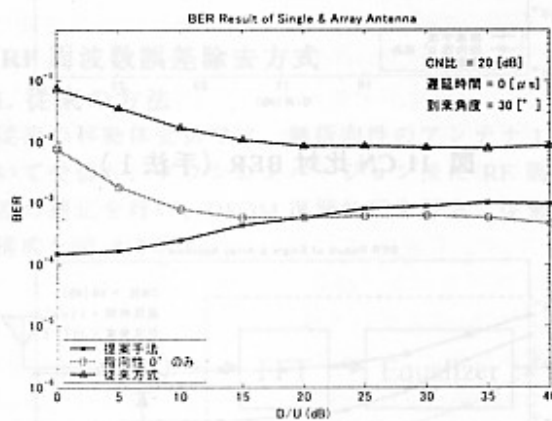


図14 DU比対BER (手法2)

2つの提案手法において到来波の方向と指向性の方向は同じにシミュレーションを行った。現実には受信信号の到来方向を前もって知ることはできないが、アレイアンテナには受信信号の到来方向推定を行う技術も研究されている[3]。そのような方法を用いて到来方向を前もって推定し、適応的に指向性を変化させて

受信する適応的アレイアンテナを用いることで本提案システムの性能を実現することができる。

6. まとめ

本システムでは従来のOFDM受信機にアレイアンテナを適応させ、マルチパスチャネル下での高速移動体受信機の性能向上を図った。結果より、アレイアンテナの指向性によって分離受信し、各々で周波数誤差を補正した後に合成する本提案手法が有効であることがわかる。しかし、手法1では直接波と遅延波に遅延時間が生じると性能が劣化した。その問題を解決するために、周波数誤差を補正した後に遅延時間も補正し、それから合成する手法2を提案した。その結果、BERが 10^3 時のCN比を12dB向上させることが出来た。

今後の課題として、受信信号の到来方向推定を用いて適応的アレイアンテナを採用することが上げられる。適応的アレイアンテナは重み係数を計算しなおすためウェイト制御が必要となり、さらに到来方向推定も複雑な技術であるためLSIでのシステム実現には考慮すべき点が多く存在する。

文献

- [1] 伊丹誠, OFDM変調技術, トリケプス, 東京, 2000
- [2] 三木信之, 地上波デジタルテレビジョン放送, トリケプス, 東京, 2002
- [3] 菊間信良, アレイアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 東京, 1998
- [4] 柴田伝幸他, 指向性制御による地上デジタル放送移動受信特性の改善方法の検討, 情報処理学会[合同研究会], 2002