

連続信号 OFDM 変復調方式における自動周波数制御方式の一検討

宮坂 浩平[†] 臼井 俊貴[†] 油井 拓磨^{††} 高 凌翔^{††}

野上 昌雄^{†††} 多田 俊一^{†††} 大田 健紘[†] 松江 英明[†]

[†]諏訪東京理科大学 システム工学部 電子システム工学科

^{††}諏訪東京理科大学大学院 工学・マネジメント研究科 工学マネジメント専攻

^{†††}株式会社 システック リサーチ インク

[†], ^{††}〒391-0292 長野県茅野市豊平 5000-1

^{†††}〒252-0231 神奈川県相模原市中央区相模原 6-24-14

E-mail: [†]jg{108063, 108011}@ed.suwa.tus.ac.jp, ^{††}jgh{10607, 10629}@ed.suwa.tus.ac.jp,

{yoshio.nogami, shunichi.tada}@systec-r.com, [†]{otakenko, matsue}@rs.suwa.tus.ac.jp

あらまし 本論文では、連続信号 OFDM 変復調方式において、キャリア周波数差を吸収するための自動周波数制御(AFC)方式を提案する。位相差検出時間の違いにより補正可能な周波数範囲と精度の異なる粗調 AFC と微調 AFC の 2 段階構成を用意し、500kHz 以上の周波数差補正を可能とした。構成した回路について計算機シミュレーションを行い、入力周波数差や C/N が様々な値をとるときの残留周波数を測定し、AFC 回路の特性を評価した。

キーワード 連続信号 OFDM 変復調 自動周波数制御 キャリア周波数 位相差検出

A Study on Frequency Offset Compensation Scheme for Continuous OFDM Signals

Kouhei MIYASAKA[†] Toshiki USUI[†] Takuma YUI^{††} Ryoushou KOU^{††}

Yoshio NOGAMI^{†††} Shunichi TADA^{†††} Kenko OTA[†] and Hideaki MATSUE[†]

[†]Tokyo University of Science, Suwa

^{††}Graduate School of Tokyo University of Science, Suwa

^{†††}SYSTEC RESEARCH INC.

[†], ^{††}5000-1, Toyohira, Chino, Nagano, 391-0292 Japan

^{†††}6-24-14 Sagamihara, Chuo-ku, Sagamihara-City, Kanagawa, 252-0231, Japan

E-mail: [†]jg{108063, 108011}@ed.suwa.tus.ac.jp, ^{††}jgh{10607, 10629}@ed.suwa.tus.ac.jp,

{yoshio.nogami, shunichi.tada}@systec-r.com, [†]{otakenko, matsue}@rs.suwa.tus.ac.jp

Abstract This paper proposes a carrier frequency offset compensation scheme for continuous OFDM signals. The proposed scheme consists of 2-step AFC (Automatic Frequency Control), coarse AFC and fine AFC, in order to realize the compensation of frequency offset of 500kHz or more. From simulation results, the proposed scheme can suppress the frequency offset to 0.5 kHz or less even if the input frequency offset is 500kHz.

Keyword Continuous OFDM system, Automatic frequency control, Carrier frequency, Detection of Phase Difference

1. まえがき

地上波デジタル放送[1]や無線 LAN システム[2][3]では伝送路で発生するマルチパスフェージングに対して優れた符号誤り率特性を有する OFDM 変復調方式が

採用されている。地上波デジタル放送では連続した信号が長時間伝送されるが、無線 LAN システムでは通信期間内にバースト状に伝送される。従って、両者において受信側で必要な自動周波数制御、タイミング検出、

等化などの同期処理に用いる既知信号の送信に対する要求条件が異なってくる。無線 LAN システムなどのバースト信号伝送では、限られた時間内に同期処理が速やかに完了する必要があるため、送信する既知信号は多くならざるをえないため多少の伝送効率の低下は許容される。一方、連続信号の場合、同期処理にバースト伝送よりも長く時間をかけても問題がないため、送信する既知信号は極力少なくして伝送効率を向上することが求められる。[4][5]今回、連続信号を対象として、受信側にて大きな周波数差を吸収可能な自動周波数制御方式を検討した。自動周波数制御方式としては、時間的にある一定期間ごとに既知信号を送信し、受信側においてその時間分遅延させて共役を取って乗算することで位相差を検出して周波数差を推定する方法[6][7][8]、OFDM 信号のガードインターバルに注目して受信側においてその部分遅延させて、共役を取って乗算することで位相差を検出して周波数差を推定する方法[9][10]などが考えられる。連続 OFDM 信号に対して、一定間隔で既知の固定信号を繰り返し送信するフレーム構成を前提にして、受信側において $\pm 500\text{kHz}$ の入力周波数差を吸収可能な自動周波数制御方式を検討し、計算機シミュレーションにより基本特性を明らかにしたので報告する。

2. 自動周波数制御方式の概要

今回検討する OFDM システムの主要諸元を表 1 に示す。また、フレーム構成図を図 1 に示す。OFDM システムは 1 フレームが 1024 サブキャリアと 408 OFDM シンボルで構成され、0~23 シンボルまでを既知の繰り返し信号としている。今回、この繰り返し信号区間を利用して位相差を検出し、周波数差の補正を行う。

図 2 に OFDM 送受信機の構成を示す。送信側では生成したデータに一次変調をかけ、IFFT 後にガードインターバル(GI)を付加して送信する。信号は伝搬路を通過して受信機に入力されるが、送受信機内の局部発振器の周波数安定度や伝搬路のフェージングなどの影響でキャリア周波数差が発生する。OFDM システムにおいてはこの周波数差が大きなシステム劣化の要因となるため、何らかの方法で周波数差を吸収する必要がある。例えば 42GHz 帯で $\pm 3.5\text{ppm}$ の偏差を想定すると、最大で $\pm 147\text{kHz}$ の周波数差を補正が必要である。

この周波数差を自動周波数制御(AFC)によって補正する。図 3 に AFC の構成図を示す。また、図 4 に繰り返し信号の詳細な構成を示す。入力された繰り返し信号に対し、ある時間 τ 遅延させた複素共役信号との乗算を行い、位相回転量を算出する。このときの遅延時間により補正可能な周波数範囲が決定される。補正範囲は遅延時間の逆数に比例して広がるが、補正精度

表 1 OFDM システムの主要諸元

FFTポイント数	1024
サブキャリア間隔 $f_0[\text{kHz}]$	63.5
データキャリア変調方式	BPSK
FFTサンプリングクロック [MHz]	65
シンボル数/フレーム	408
有効シンボル長 $[\mu\text{s}]$	15.753
ガードインターバル長 [μs] (ガードインターバル比)	0.98 (1/16)
シンボル長 $[\mu\text{s}]$	16.738
フレーム長[ms]	6.83

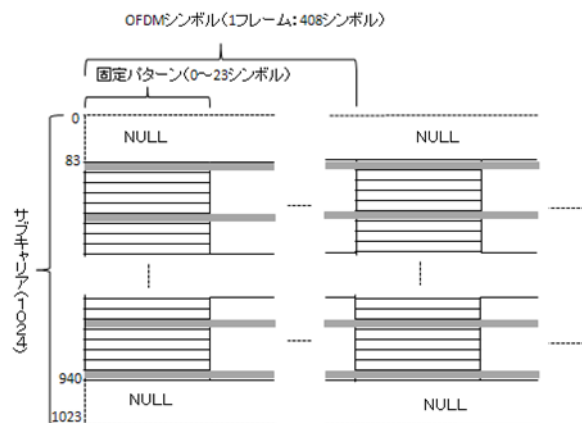


図 1 OFDM フレーム構成図

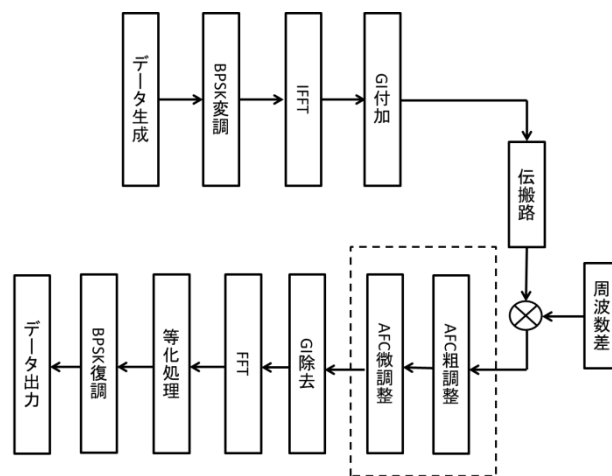


図 2 OFDM 送受信機の構成

は遅延時間に比例するため、この2つはトレードオフの関係となっている。図3では遅延時間の異なる2つのAFCを用いている。はじめに遅延時間の小さい τ_1 を用いた粗調AFCを通過後、遅延時間の大きい τ_2 を用いた微調AFCで精度の高い補正を行う。以後、詳しく動作原理を説明する。

周波数間隔 f_0 、サブキャリア数 N の変調信号を受信した時のベースバンド信号を

$$B(t) = \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 (t - mT_s)} e^{j2\pi \Delta f t} \quad (1)$$

とする。ここで $c(m, l)$ は OFDM シンボル m 内の l 番目のサブキャリアの複素データシンボル、 T_s はガードインターバルを含む OFDM シンボル周期、 Δf は周波数差を示している。繰り返し信号区間では、ガードインターバル(GI)の特性上隣り合うシンボルの後端と前端のGI部分が同一の時間波形として送信される。粗調AFCではこの部分を検出に用いるので、 $B(t)$ をガードインターバル長 $\tau_1 = 1/(16f_0)$ 遅延させ、

$$\begin{aligned} B(t - \tau_1) &= \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 (t - mT_s - \tau_1)} e^{j2\pi \Delta f (t - \tau_1)} \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 (t - mT_s)} e^{j2\pi \Delta f t} e^{-j2\pi \Delta f \tau_1 / (8f_0)} \\ &= B(t) e^{-\frac{j\pi \Delta f}{8f_0}} \end{aligned} \quad (2)$$

共役複素数をとって、 $B(t)$ と乗算すると

$$B(t) B^* \left(t - \frac{1}{16f_0} \right) = |B(t)|^2 e^{-j\pi \Delta f / (8f_0)} \quad (3)$$

$1/(16f_0)$ 区間移動平均をとり $\tan^{-1}$ で偏角をとると

$$\begin{aligned} \text{Arg} \left[\int_{mT_s}^{mT_s + \frac{1}{16f_0}} B(t) B^* \left(t - \frac{1}{16f_0} \right) dt \right] \\ = \frac{\pi \Delta f}{8f_0} = 2\pi \Delta f \tau_1 \end{aligned} \quad (4)$$

となる。得られた偏角を数値制御発振器(NCO)に入力し、逆方向の位相回転を受信信号に乗算することで周波数の補正を行う。ただし、偏角は $-\pi$ から π で検出が可能で、(5)式の範囲で補正ができる。

$$-\pi < 2\pi \Delta f \tau_1 < \pi \rightarrow -\frac{1}{2\tau_1} < \Delta f < \frac{1}{2\tau_1} \quad (5)$$

ここで遅延量 τ_1 は GI 長に等しいため、 $\tau_1 = 0.985 \mu s$ を代入すると $\pm 507.6 \text{ kHz}$ が検出範囲となる。

粗調AFCの後、更に高精度の補正のために微調AFC回路を通す。微調AFCでは隣り合う2つのOFDMシンボルを検出に用いる。遅延量を $\tau_2 = 16.738 \mu s$ として

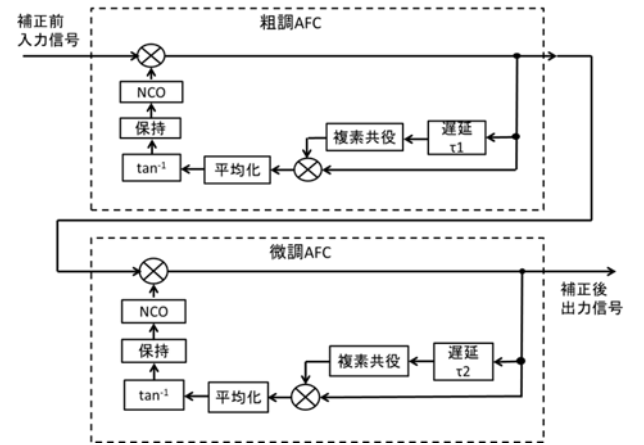


図3 自動周波数制御装置の構成

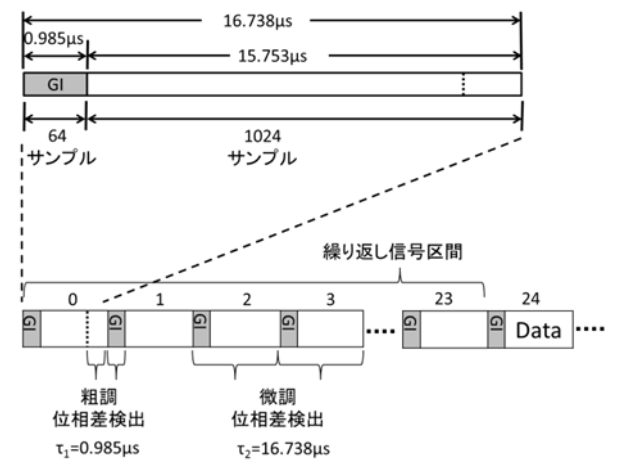


図4 繰り返し信号構成

同様の計算を行うと、検出可能範囲は $\pm 29.87 \text{ kHz}$ となる。このように $\pm 147 \text{ kHz}$ の周波数差を吸収する場合、上記のように2段階のAFCが必要となる。また、本検討では粗調、微調それぞれの位相差検出を24OFDMシンボルの繰り返し区間内で複数回行い、検出した位相差について平均をとることで雑音の影響を減らしAFCの高精度化を行なっている。さらに連続信号を対象としているため、前フレームの補正周波数を保持した状態で位相差検出を行い、新たに検出された値の変化分のみ加算して、制御値を更新していく方式を採用した。これにより、2フレーム目以降は入力周波数差が小さい状態での補正を行うことができる。

3. シミュレーションによる特性評価

AFC 回路の特性を確認するために計算機シミュレーションを行った。OFDM システムのパラメータは表1の諸元に準拠して送受信機を構成し、伝搬路にはAWGNを付加してシミュレーションを実行した。

3.1. 粗調 AFC 特性

図 5 に $C/N=10\text{dB}$ における入力周波数差対残留周波数特性を示す。今回、既知の繰り返し信号において位相差の平均化回数を可変して、その特性を計測した。 C/N 値が高い場合、入力周波数差が異なる場合でも残留周波数差はほぼ一定となっている。平均化なしでは 12kHz 以上の残留周波数があるが、4 回の平均化では約 4kHz 、8 回の平均化では約 3kHz まで残留周波数を抑えられ、平均化による高精度化の効果も確認できた。粗調 AFC では最大入力周波数差 500kHz まで動作可能であり、ほぼ理論値と一致している。

図 6 に入力周波数差を 500kHz として C/N 値を変化させた場合の残留周波数特性を示す。平均化なしでは C/N 値の低下に伴い残留周波数が増加しているが、8 回平均化を行った場合は C/N 値が 10dB 以下においても残留周波数を 10kHz 以下に抑えられ、平均化の効果を確認できた。

3.2. 微調 AFC 特性

図 7 に $C/N=10\text{dB}$ における入力周波数差対残留周波数特性を示す。 C/N 値が高い場合、粗調 AFC と同様に入力周波数が増変しても残留周波数が一定となっている。また、平均化による精度の向上も確認できた。粗調 AFC と比較をした場合、同じ入力周波数差でも微調 AFC のほうが残留周波数を少なく抑えられている事が確認でき、より高精度化できている。

図 8 に入力周波数差を 20kHz として C/N 値に対する残留周波数特性を示す。平均化なしが C/N 値の低下で残留周波数が増加しているのに対し、8 回の平均化を行った場合は安定して残留周波数を 0.5kHz 以下に抑えられる事を確認した。

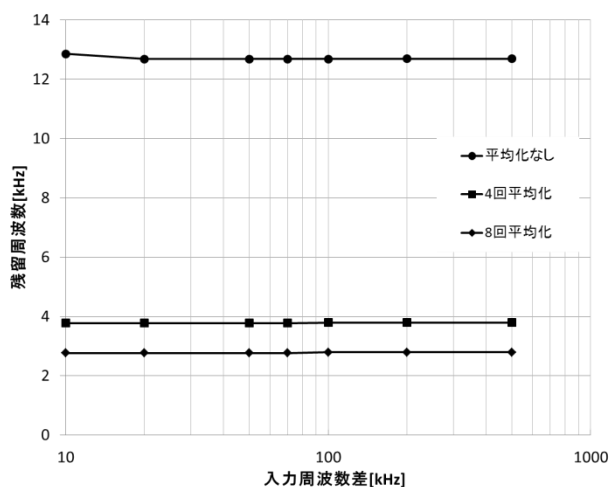


図 5 粗調 AFC, $C/N=10\text{dB}$ における入力周波数差対残留周波数特性

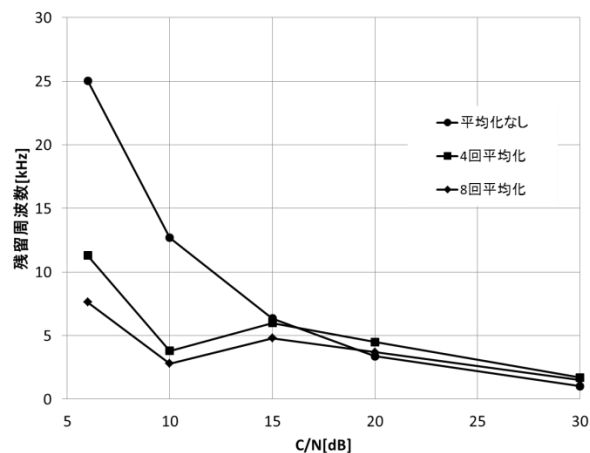


図 6 粗調 AFC, 入力周波数差 500kHz における C/N 値対残留周波数特性

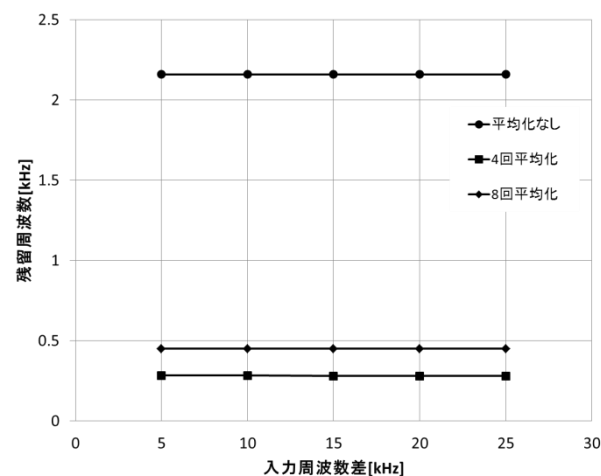


図 7 微調 AFC, $C/N=10\text{dB}$ における入力周波数差対残留周波数特性

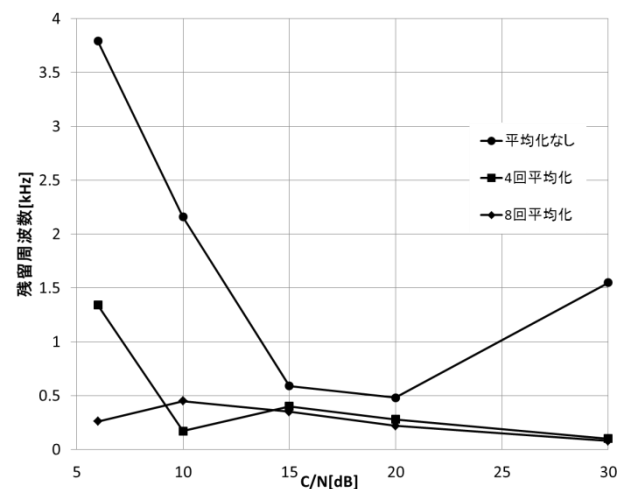


図 8 微調 AFC, 入力周波数差 20kHz における C/N 値対残留周波数特性

3.3. 粗調 AFC 及び微調 AFC を併用した場合

図 9 に $C/N=10\text{dB}$ における入力周波数差対残留周波数特性を示す。 C/N 値が大きい場合粗調 AFC と微調 AFC を併用した場合においても、入力周波数差によらず残留周波数はほぼ一定となった。 平均化を行った場合、粗調 AFC による 500kHz までの補正範囲を維持したまま微調 AFC により残留周波数を 0.5kHz 以下まで抑えられることを確認した。

周波数差が 500kHz での C/N 対残留周波数特性を図 10 に示す。 平均化なしでは低 C/N 値において残留周波数の増加が見られるのに対し、平均化を行った場合は残留周波数が小さく安定している。 特に 8 回平均化を行った場合は、 $C/N=6\text{dB}$ でも残留周波数が 0.5kHz 以下に抑えられており、 C/N 値の変化に対し残留周波数が影響されにくいことが確認できた。

図 11 に入力周波数差を 500kHz とした場合の BER 特性を示す。 8 回の平均化を行った場合は、平均化なしに比べ BPSK の理論値（入力周波数差 $=0\text{Hz}$ ）に近い BER 特性を示し、AFC 機能が正常に動作しておりシステムの劣化を抑えられている。

4. まとめ

連続 OFDM 信号における自動周波数制御（AFC）について広範囲の入力周波数差を補正可能な方式を提案し、計算機シミュレーションにより特性を明らかにした。

粗調 AFC では繰り返し区間の GI 部分を位相差検出に利用し、 500kHz までの周波数差を補正できることを確認した。 さらに 8 回の平均化を行った場合は残留周波数を 10kHz 以下にまで抑えられる事を示した。

微調 AFC では、繰り返し区間の OFDM シンボル長を遅延時間とすることにより、 25kHz までの周波数差を粗調 AFC よりも高精度で補正できることを確認した。 さらに 8 回の平均化を行った場合では、残留周波数を 0.5kHz 以下にまで抑えられる事を示した。

広い周波数範囲を補正可能な粗調 AFC と高精度な補正の可能な微調 AFC の 2 段階構成として、更に 8 回の平均化をした場合には 500kHz までの入力周波数差を補正し残留周波数を 0.5kHz 以下まで抑えられることが確認できた。

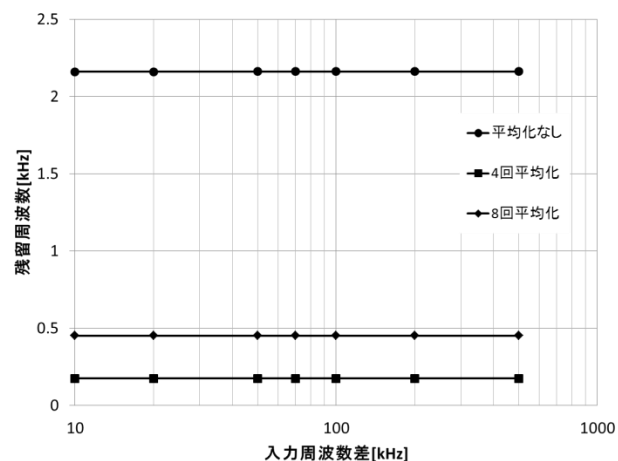


図 9 粗調 AFC 及び微調 AFC 併用、 $C/N=10\text{dB}$ における入力周波数差対残留周波数特性

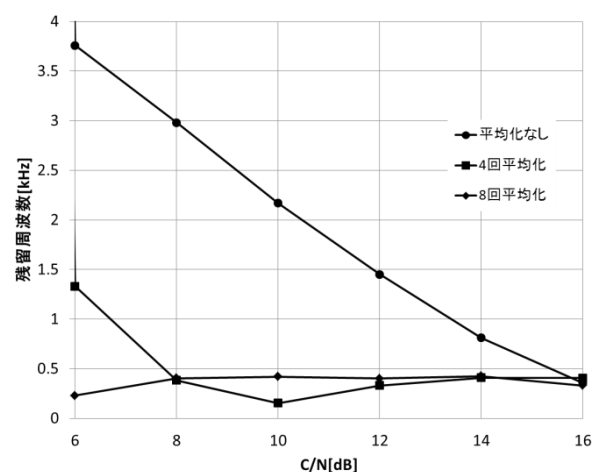


図 10 粗調 AFC 及び微調 AFC 併用、周波数差 500kHz における残留周波数

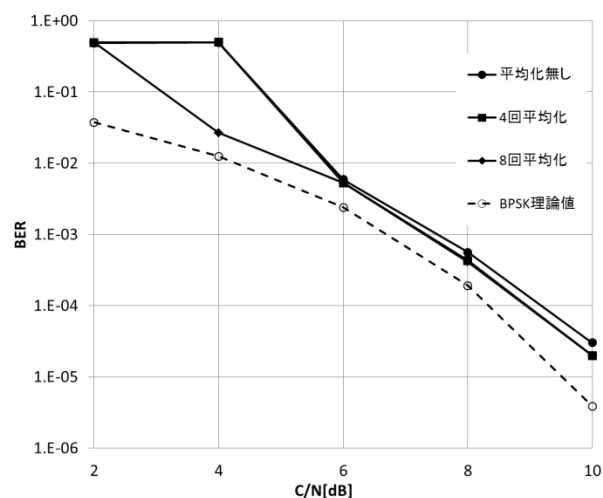


図 11 粗調 AFC 及び微調 AFC 併用、周波数差 500kHz における BER 特性

文 献

- [1] ARIB STD-B31 “地上デジタルテレビジョンの伝送方式”,電波産業会(2001)
- [2] IEEE Std 802.11b-1999,”Part11”:Wireless Lan Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications: Higher-speed Physical Layer Extension in the 2.4GHz Band
- [3] IEEE Std 802.11g-1999“Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band”
- [4] テレビジョン放送番組素材伝送用可搬形ミリ波帯デジタル無線伝送システム, “標準規格, ARIB-STD=b43 1.0 版” 電波産業会, 2008 年
- [5] 鈴木慎一, 中川孝之, 池田哲臣, 「ミリ波モバイルカメラ用 42GHZ 帯送り返し伝送システムの開発」, 映像メディア学会技報, BCT2011-38, pp35-38, Feb. 2011 年
- [6] 溝口匡人, 榎本清司, 鬼沢武, 熊谷智明, 守倉正博, 5GHz 帯高速無線 LAN 用 OFDM 変復調器の実験的検討, 信学技報, RCS99-74, July 1999
- [7] 鬼沢 武, 溝口 匡人, 熊谷 智明, 高梨 斉, 守倉正博, 高速無線 LAN 用 OFDM 変調方式の同期系に関する検討, 信学技報, RCS97-210, January 1998
- [8] 平 明德, 石津 文雄, 村上 圭司, OFDM 通信システムにおけるサンプリング周波数オフセットと受信特性に関する検討, 信学技報, RCS2001-196, January 2002
- [9] 藤原 卓, 井戸 純, 有田 栄治, 中山 裕之, OFDM における相関度を考慮した周波数オフセット推定法による FineAFC の提案, 2000 信学総大, B-5-289, March 2000
- [10] 関 隆史, 多賀 昇, 石川 達也, OFDM におけるガード期間を利用した新しい周波数同期方式の検討, テレビジョン学会技術報告 19(38), 13-18, August 1995