

マルチパスフェージング環境下 OFDM 変調における等化方式の検討

高 凌翔[†] 油井 拓磨[†] 宮坂 浩平^{††} 野上 昌雄^{†††}

多田 俊一^{†††} 大田 健紘^{††} 松江 英明^{††}

[†]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

^{††}諏訪東京理科大学 システム工学部 電子システム工学科

^{†††}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: [†]jgh10607@ed.suwa.tus.ac.jp, [†]jgh108029@ed.suwa.tus.ac.jp,

^{††}{otakenko, matsue}@rs.suwa.tus.ac.jp

あらまし 42GHz 帯ミリ波を用いたモバイルカメラにおける送り返し伝送システムを想定して、一定の周波数間隔にのみ挿入された既知のパイロット信号からその他の周波数の伝送路特性を推定する方法として、パイロット信号間を1次近似する線形補間方式および周波数サンプリング補間方式の2方式について、マルチパスフェージング環境下における特性を評価した。その結果、比較的低 C/N 値でかつフェージング変動がゆっくりした場合には周波数サンプリング補間方式の特性が線形補間方式に対して優れていることを示した。

キーワード OFDM, 等化, 線形補間, 周波数サンプリング補間, マルチパスフェージング

Equalization Method for OFDM MODEM in Multipath Fading Environment

Ryoushou KOU[†] Takuma YUI[†] Kouhei MIYASAKA^{††} Yoshio NOGAMI^{†††} Shunichi TADA^{†††}

Kenko OTA^{††} and Hideaki MATSUE^{††}

[†]Graduate School of Tokyo University of Science, Suwa

^{††}Tokyo University of Science, Suwa

^{†††}SYSTEC RESEARCH INC.

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

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

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

^{††}{otakenko, matsue}@rs.suwa.tus.ac.jp

Abstract Two interpolation methods, which are linear interpolation and interpolation using frequency sampling, for equalization of OFDM modem for the return transmission system using 42GHz-band in Millimeter-wave Mobile Camera, are studied.

As a result, it is clarified that interpolation using frequency sampling method has superior performance in lower C/N and slow fading environment. by computer simulation.

Keyword OFDM, equalization, linear interpolation, interpolation using frequency sampling

1. はじめに

地上波デジタル放送[1][2] やモバイルカメラにおける本線伝送や送り返し伝送システム[3]~[6] では、伝搬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。これらの特徴は連続した信号が長時間に亘って伝送されるため、受信機側において自動周波数制御、タイミング検出、等化などの同期処理に必要な既知信号の送信をできるだけ少なくして伝送効率を向上することが要求される。

今回、42GHz 帯ミリ波を用いたモバイルカメラにおける送り返し伝送システム[7][8] を想定して、一定の周波数間隔にのみ挿入された既知のパイロット信号からその他の周波数の伝送路特性を推定する方法として、パイロット信号間を 1 次近似する線形補間方式および周波数サンプリングによる周波数サンプリング補間方式の 2 方式について、計算機シミュレーションにより、符号誤り率特性の比較検討を行ったのでその結果について報告する。

2. 42GHz 帯モバイルカメラにおける送り返しシステムの概要[7]

モバイルカメラにおける送り返し伝送システムではハーフモードを適用し、占有伝送帯域は本線伝送の帯域を 4 等分割して 4 つの周波数の異なるセグメントシステムに展開している。従って 1 つのセグメントシステムの伝送帯域幅は 54.4/4MHz である。主な諸元を表 1 に示す。OFDM 変調方式の FFT ポイント数は 1024、サブキャリア間隔は 63.5kHz である。データサブキャリア数は 222 本、AC(予備)キャリア数は 19 本であり、いずれもサブキャリア変調は最も通信品質の高い BPSK 変調を採用している。有効 OFDM シンボル長 15.75 μ s、本システムの適用環境として、最大遅延時間約 250ns 程度を想定してガードインターバル長は 0.98 μ s (有効 OFDM シンボル長の 1/16) を選定した。1 フレームあたりの OFDM シンボル数は 408 を採用した。さらに、誤り訂正符号として、畳み込み符号(R=1/2)を採用した。なお、今回、データサブキャリアは使用せず、AC(予備)キャリアに制御データなどを伝送することを想定して、符号誤り率の評価をおこなっている。

3. 伝送路等化方式

モバイルカメラシステムでは伝送路を推定するた

表 1 送り返し伝送システム主な仕様

項目		規格
モード		ハーフモード
FFTポイント数		1024
占有帯域幅[MHz]		54.4/4
キャリア間隔[kHz]		63.5
サブキャリア数	総数	222
	データ	168
	CP	24
	TMCC	3
	AC	19
	NULL	8
AC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[μ s]		15.75
ガードインターバル長[μ s]		0.98(1/16)
シンボル長[μ s]		16.74
フレーム長[ms]		6.83
誤り訂正		畳み込み符号(R=1/2)

め、送信側において、ある一定間隔で既知のパイロット信号を挿入している。本システムのような連続信号による OFDM 変調システムでは伝送効率を十分確保するため、図 1 に示すように、8 本のサブキャリアごとに 1 つずつ、また、時間的には OFDM シンボルごとに連続してパイロット信号が存在している。[7] 一般に、パイロット信号の時間軸における挿入間隔については、伝送路特性の時間的変化速度を考慮し、伝送路特性に大きな変化が起こらないうちに最新の情報に更新が行えるような間隔にする必要がある。

また、周波数軸におけるパイロット信号の周波数間隔について、周波数方向の伝送路特性の変化はランダムではなく、時間方向の変化と同様に一定の制約下で変化する。したがって、周波数方向の変化の度合いに応じた間隔でパイロットシンボルを挿入しておけば、パイロットシンボル間のデータシンボルに対する伝送路特性は、周囲のパイロットシンボルから推定された伝送路特性から推定することが可能である。[9]

本報告では、図 1 に示すパイロットシンボル配置のシステムについて、パイロット信号を基に伝送路推定を行った後、データシンボルの伝送路推定を行う方法として、①両パイロット信号間を 1 次補間(線形内挿)する方式、および②両パイロット信号間を周波数サンプリングにより内挿する周波数サンプリング方式(FIR フィルタ内挿方式)の 2 方式について、特性を比較検討する。

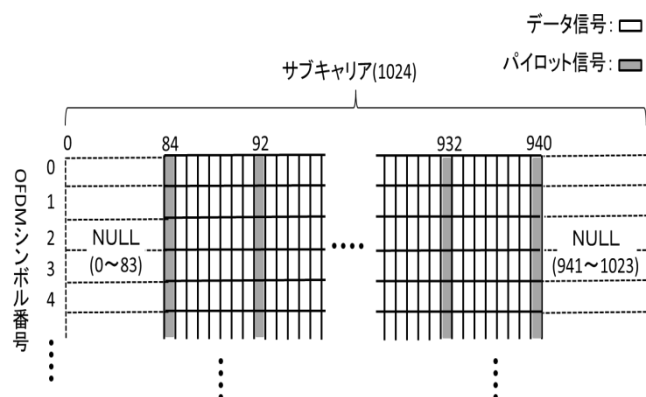


図1 パイロット信号およびデータ信号の配置図

4. 周波数補間方式の概要

4.1 線形補間方式の概要

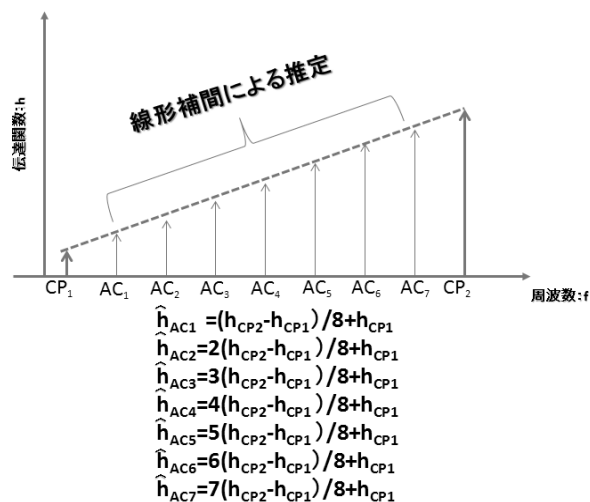
線形補間方式の概要を図2に示す。両端のパイロット信号 CP1 および CP2 の伝達関数から、その内側の周波数点における伝達関数を図2のように線形推定している。従って、推定される周波数点の伝達関数は図2のようになる。この方法は演算処理が非常に少なく、よい反面、複雑な周波数特性が生じる環境においては推定誤差も大きくなり、その結果等化特性が十分得られないことが予想される。

4.2 周波数サンプリングによる補間方式の概要

図3のように sinc 関数を係数とする FIR フィルタを用い、入力系列としてパイロットシンボルに対する伝送路の特性の推定値を与えれば、出力として内挿されたサンプル値列が得られる。ただし、sinc 関数は理論上は無限の時間範囲に存在するので、演算精度や付加雑音を考慮して適切な長さのフィルタ長を用いる必要がある。図3における標本化周期は f_0 であり、図は $N_f = 3$ の場合を示している。入力にパイロットシンボルを用いて推定した伝送路特性以外は 0 とした標本値列を与えると、波線で示されるような内挿後の推定値が出力結果として得られる。パイロットシンボルを N_f キャリアごとに挿入すれば、最大 $1/N_f f_0$ までの遅延広がりを持つ伝送路に対して特性の推定が可能である。例えば、 $N_f = 8$, $f_0 = 63.5 \text{ kHz}$ の場合、最大遅延広がりには約 $2 \mu\text{s}$ となり、これ以下の遅延広がりに関しては伝送路特性の推定が可能となる。

式1に示すようにパイロット信号の伝達関数 $\hat{H}(k, nN_f)$ を用いてその間の周波数点の伝達関数の補間は可能となる。

$$\hat{H}(k, N_f i + j) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{H}(k, nN_f) \text{sinc}\left(\frac{N_f f_0 i + f_0 j - nN_f f_0}{N_f f_0}\right)$$



チャネル推定の計算式

図2 線形補間方式の概要

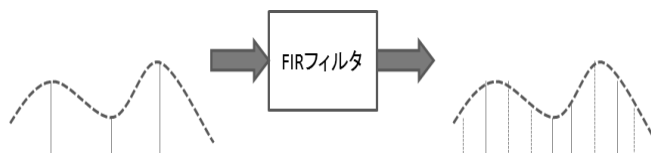


図3 周波数サンプリング方式による補間方式の概要 (FIR フィルタによる内挿)

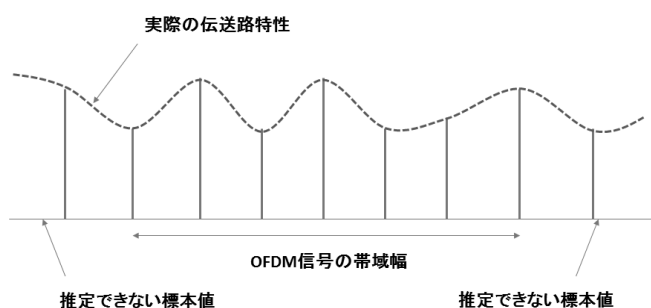


図4 標本化関数による内挿の問題

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{H}(k, nN_f) \text{sinc}\left(\frac{N_f(i-n)+j}{N_f}\right) \quad (\text{式1})$$

ここで k は時間軸の k 番目を、 N_f はパイロット信号の周波数点の間隔、 i, j は周波数軸方向の整数である。

しかし、この方式にはいくつかの問題が存在する。

第一の問題は、周波数軸上でパイロットシンボルが存在するのは有限の帯域の範囲内であることによる問題である。式1の内挿を正確に行うためには、式のうえではすべての帯域にわたる伝送路特性の推定値が必

要となる。しかし実際には標準化関数が減衰するので、すべての帯域における推定値が必要になるわけではないが、図 4 に示すように OFDM 信号の帯域の両端付近にある搬送波に対しては、高域または低域の伝送路特性の推定値が欠落していることになる。したがって、これらの欠落している推定値の処理方法によっては、帯域の両端では伝送路推定特性が大きく劣化してしまう。解決策の一例として、標準化関数に適切な窓関数を掛けることによる軽減方法があげられる。[9][10]

5. マルチパスフェージング環境下における特性評価

2つの補間方式について、図 5 に示すモデル B フェージングを用いて特性評価した。モデル B フェージングでは 10 波が独立にレーレー分布に従って変動し最大遅延時間は 237ns であるが各波の平均電力差は 3～4dB 程度と小さいため、非常に厳しいレーレーフェージングとなっている。また、使用環境として使用周波数帯が 42GHz、静止状態から移動速度として 2.79m/s(約時速 10km)程度までを想定すると最大ドップラー周波数 f_d は約 390Hz となる。

送り返し伝送システムとして、AC キャリア部分にデータを入力して BPSK 変調を行い、また、図 1 に示すように CP (パイロット信号) に固定の既知信号を BPSK 変調する場合について、計算機シミュレーションにより評価した。

図 6 から、準静止状態であるドップラー周波数 $f_d=10\text{Hz}$ のとき、周波数サンプリング補間方式は線形補間方式に比べ BER 特性が優れていることがわかる。一方、図 7 に示すように、移動速度が 2.79m/s(約 10km/h)程度になるとドップラー周波数 $f_d=390\text{Hz}$ となり、その場合、平均 C/N 値が良い状態では線形補間方式のほうが周波数サンプリング補間方式より少しだけ BER 特性が良くなっている。これは、高 C/N 値の範囲で、周波数サンプリング補間方式で用いている窓関数による打ち切り誤差の影響が表れていると推察される。

今回用いた FIR フィルタは 15 タップの空間を設けており 8 サンプル分内挿補間している。平均 C/N 値をパラメータにして、ドップラー周波数を可変した場合の符号誤り率特性を評価した。図 8 に平均 C/N=2dB を、また、図 9 に平均 C/N=10dB の結果をそれぞれ示す。図 8 より、低 C/N 値においては、ドップラー周波数を可変しても、周波数サンプリング補間方式は線形補間方式に比べ BER 特性が優れていることがわかる。一方、図 9 から、高 C/N 値においては、ドップラー周波数が比較的小さい場合には周波数サンプリング補間方式は線形補間方式に比べ BER 特性が優れているが、ドップラー周波数が大きくなると周波数

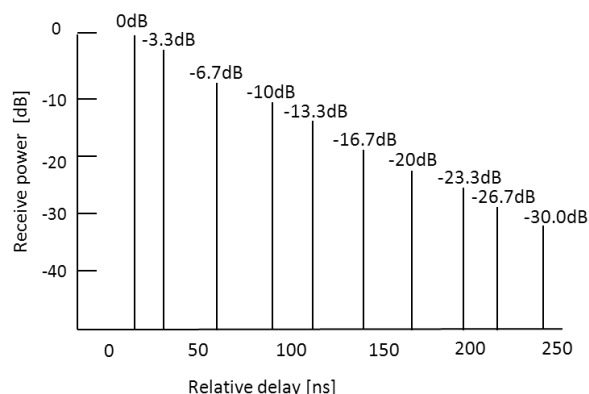


図 5 モデル B フェージング
(10 波独立レーレーフェージング,
最大遅延時間=237ns)

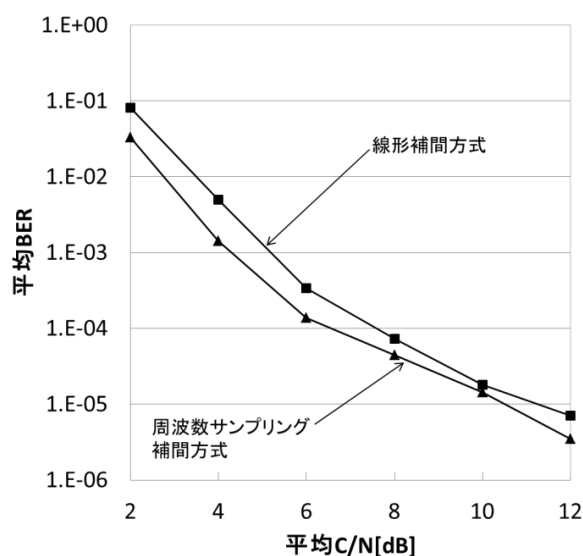


図 6 線形補間方式と周波数サンプリング補間方式の比較($f_d=10\text{Hz}$)

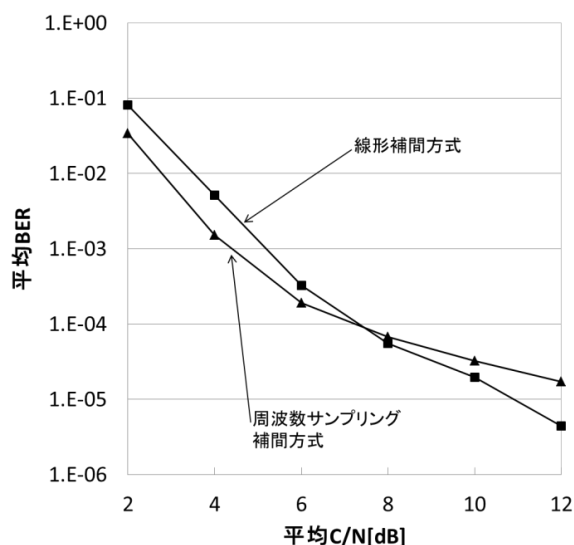


図 7 線形補間方式と周波数サンプリング補間方式の比較($f_d=390\text{Hz}$)

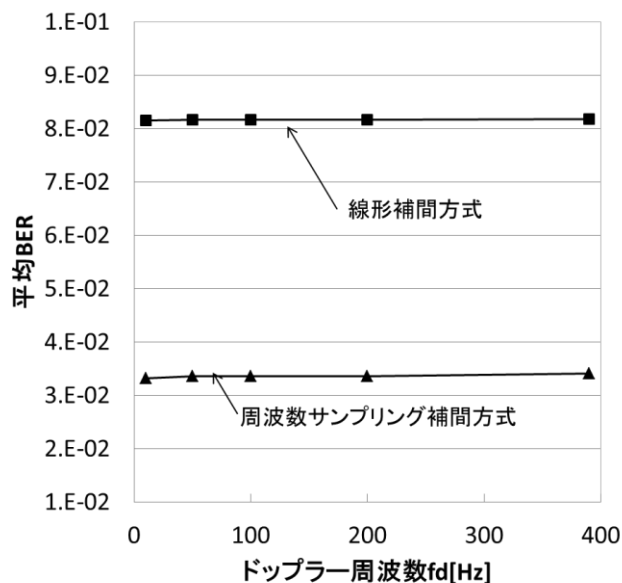


図 8 線形補間方式と周波数サンプリング補間方式の BER 比較(C/N=2dB)

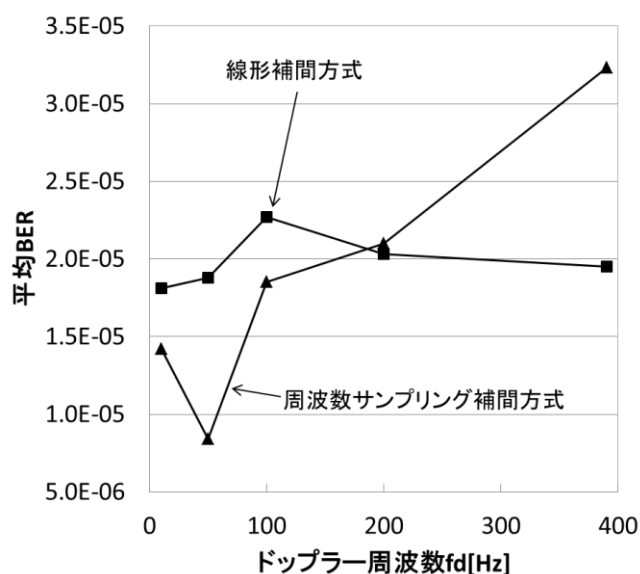


図 9 線形補間方式と周波数サンプリング補間方式の BER 比較(C/N=10dB)

サンプリング補間方式の特性が線形補間方式に比べ劣化することがわかる。

6. むすび

42GHz 帯ミリ波を用いたモバイルカメラにおける送り返し伝送システムを想定して、一定の周波数間隔にのみ挿入された既知のパイロット信号からその他の周波数の伝送路特性を推定する方法として、パイロット信号間を 1 次近似する線形補間方式および周波数サン

プリングによる周波数サンプリング補間方式の 2 方式について、マルチパスフェージング環境下における特性を評価した。その結果、比較的低 C/N 値でかつフェージング変動がゆっくりした場合には周波数サンプリング補間方式の特性が線形補間方式に対して優れていることを示した。

今後周波数サンプリング方式における、FIR フィルタのパラメータを可変した場合の特性評価を行い、最適化を図る。

文 献

- [1] ARIB STD-B31 「地上波デジタルテレビジョンの伝送方式」, 電波産業会
- [2] 高田, 土田, 中原, 黒田, 「地上波デジタル放送における OFDM シンボル長とスキャタードパイロットによる伝送特性
- [3] 中川孝之, 「ミリ波モバイルカメラ」 NHK 技研 R&D No.128, pp26-33, Jul. 2011 年
- [4] 鈴木慎一, 中川孝之, 池田哲臣, 「42GHz 帯ミリ波モバイルカメラの開発」, 信学技報, EMCJ2009-126, pp1-6, Mar. 2010 年
- [5] 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
- [6] 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
- [7] 多田 俊一, 野上 昌雄, 「42GHz 帯ミリ波モバイルカメラにおける送り返し伝送システムについて」, 映像メディア学会放送技術研究会報告
- [8] 野上昌雄, 多田俊一, 油井拓磨, 高 凌翔, 宮坂浩平, 大田健紘, 松江英明, 「42GHz 帯ミリ波モバイルカメラにおける送り返し伝送システムの周波数ダイバーシチ効果について」 映像メディア学会放送技術研究会報告
- [9] 伊丹, 山下, 桑原, 伊東, 「スキャタードパイロットシンボルによる OFDM 信号の等化に関する一検討」, 映像情報メディア学会誌, 52, 11, pp.1650-1657, 1998 年
- [10] 伊丹誠 「わかりやすい OFDM 技術」 映像情報メディア学会編集, オーム社