

DSP ベース ソフトウェアデファインドラジオ(SDR)システム向け 処理アルゴリズムの検討

—OFDM 受信機における Coarse RF 周波数誤差検知—

国吉 卓[†] PHAM DANG, HAI[†] 我喜屋 良太[†]
和田 知久[†] 村上 修二[‡] 水谷 弘幸[‡]

[†]琉球大学理工学研究科 〒903-0129 沖縄県中頭郡西原町千原1番地

[‡]株式会社マグナデザインネット 〒901-0152 沖縄県那覇市小禄1831番地1

E-mail: [†]{kunitaku, phdang, ryosan}@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, wada@ie.u-ryukyu.ac.jp,

[‡]{murakami, mizutani}@MagnaDesignNet.com

あらまし 各種の通信プロトコルに柔軟に対応可能なワイヤレス通信システムの実現にソフトウェアデファインドラジオ(SDR)方式[1]の検討が進んでいる。システムにSDR方式を用いることで、変調方式が変わる場合や海外などの変調方式に合わせたソフトウェアをダウンロードしてソフトウェア処理を行うプログラマブルデバイスと信号処理が得意なロジックデバイスを共存させることによって、柔軟な対応ができるマルチファンクショナルモジュール化を図ることができる。

本稿では、DSPをベースとしたSDRシステム構築のためのソフトウェア処理アルゴリズム検討の一部として、OFDM受信装置でのCoarse RF周波数誤差検知方式の検討内容を報告する。

キーワード 地上デジタル放送, DSP, OFDM, ソフトウェアデファインドラジオ, Coarse RF

Development of DSP based Software Defined Radio (SDR) System —Algorithm of Coarse Radio Frequency Error Detection for OFDM receiver—

Suguru KUNIYOSHI[†], Dang Hai PHAM[†], Ryota GAKIYA[†]
Tomohisa WADA[†], Shuji MURAKAMI[‡], Hiroyuki MIZUTANI[‡]

[†] Faculty of Information Engineering University of the Ryukyus
Senbaru 1, Nishihara, Nakagami, Okinawa, 903-0129 Japan

[‡] Magna Design Net, Inc 1831-1 Oroku Naha, Okinawa, 901-0152 Japan

E-mail: [†]{kunitaku, phdang, ryosan}@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, wada@ie.u-ryukyu.ac.jp,

[‡]{murakami, mizutani}@MagnaDesignNet.com

Abstract The Software Defined Radio (SDR) can realize one unique hardware platform for various communication protocols. By downloading different software, a terminal can be used in different country or for different services. There are two basic approaches for SDR terminal development. The one is Field Programmable Gate Array (FPGA) based approach and the other is Digital Signal Processor (DSP) based approach. Since the FPGA based approach needs real circuit design for constructing the FPGA data and it is difficult to make best use of future LSI high frequency performance, we are developing DSP based SDR platform.

In this paper, we will report the coarse radio frequency error detection algorithm for the OFDM reception system targeting fully C-software based SDR platform.

Keyword ISDB-T, DSP, OFDM, Software Defined Radio, Coarse RF

1. まえがき

広域移動体通信では、送信された信号は送受信機間の建物などの障害物により反射・回折され、異なる遅延時間を有するマルチパスフェージングの影響を受け

て受信される。よって、到来波は所望波に加えて、伝送路上のノイズと所望波の位相及びゲインが異なる干渉波が混ざった信号として受信する。つまり、広帯域移動体通信伝送路は周波数選択性フェージングチャネ

ルとして特徴付けられる。

近年、このような移動体通信でのフェージングに強い耐性を持ち、周波数領域に変換処理が可能な直行周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)伝送方式が盛んに研究されている。[2]

また、OFDM は日本や欧州の地上波デジタルテレビジョン放送(DTTB: Digital Terrestrial Television Broadcasting)方式[3]として採用された変調方式であり、複数の搬送波を用いているためデータの階層化・多重化ができ、周波数を非常に有効利用することができるという特徴がある。

伝送路特性によって様々な影響を受けた OFDM 信号の歪み補償において、受信処理に必要な同期処理としては以下のようなものが挙げられる。

- シンボル同期
- 搬送波周波数同期
- 標本化周波数同期

本稿では、地上デジタル放送の規格である ISDB-T 規格[3]で定められる TMCC, AC のキャリア情報を用いて周波数誤差を検知し、同期修正を行うシンボル同期について Coarse RF 周波数誤差検知システムを DSP 上に実装する事を前提に C 言語での作成を行った結果を示す。また、設計対象として携帯電話向け 1 セグメント OFDM 受信機のソフトウェア実装を行い、同期検出のアルゴリズムの検討と CoWare 社の SPW(Signal Processing Worksystem)によるシステムのシミュレーション結果について報告する。

2. OFDM 信号の Coarse RF 周波数誤差検知

OFDM 信号の伝送路歪み補償に使用されるパイロット信号は、セグメント毎に定義されている PRBS 生成式(1)の初期値によって決まる。

$$g(x) = x^{11} + x^9 + 1 \quad (1)$$

式(1)の PRBS 生成式の出力ビット列 W_i に対して、OFDM セグメントのキャリア番号 i に相当する W_i に関連付けられたパイロットキャリアを用いて伝送される。Coarse RF 周波数誤差検知には、以下の 2 種のパイロット信号が用いられる。

- TMCC
(Transmission Multiplexing Configuration Control)
- AC (Auxiliary Channel)

TMCC は階層構成や各 OFDM セグメントの伝送パラメータ等、受信機の復調動作に関わる情報を伝送する。

AC は変調波の伝送制御に関する付加情報の伝送路であり、パイロットキャリアを DBPSK(Differential Binary Phase Shift Keying)変調することにより伝送される。AC の変調信号は、差動符号化後の情報"0, 1"に対して(+4/3, 0)と(-4/3, 0)の信号点を取り、付加情報がない時にはスタッフィングビットとして情報"1"が挿入される。AC には変調方式に拘らず全てのセグメントの同じキャリア位置を利用する AC1 チャンネルと、差動変調部のセグメントに配置される AC2 チャンネルの 2 種類がある。本システムでは 2 種の AC 中 AC1 チャンネルのみを使用する。

TMCC, AC(AC1, AC2)のキャリアは、マルチパスによる伝送路特性の周期的なディップの影響を軽減するために、周波数方向にランダムに配置されている。

図 1 に同期変調部の OFDM セグメントの構成図を示す。また、表 1 に今回システムの設計対象としている 1 セグメント OFDM 受信に使用される TMCC, AC1 のキャリア配置を示す。

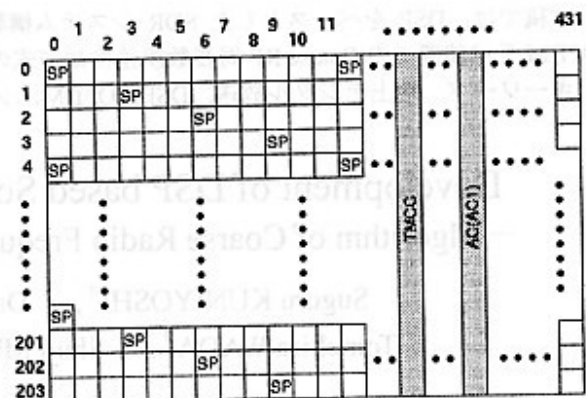


図 1: 同期変調部の OFDM セグメント構成

表 1: Mode2 及び Mode3 の AC, TMCC のキャリア配置

セグメント番号 '0'		
Mode2	AC1_{1-4}	98, 101, 118, 136
	TMCC_{1-2}	23, 178
Mode3	AC1_{1-8}	7, 89, 206, 209, 226, 244, 377, 407
	TMCC_{1-4}	101, 131, 286, 349

2.1. 動作原理

FFT 処理された受信波のパワーより、TMCC, AC1 のキャリア位置の値を取り出して加算し、ピークを検出することで周波数誤差の検知を行う。ここで FFT 処理後のパワーとは、 $\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}$ で求められる複素数の大きさを指す。

ピークの位置が前後にずれると、Coarse RF ブロッ

クからピーク位置情報を出力し、他ブロックにて周波数誤差を修正する。図2に Coarse RF 周波数誤差検知のフローチャートを示す。

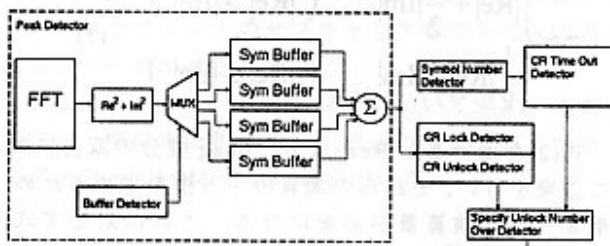


図2: Coarse RF 周波数誤差検知のフローチャート

また、周波数誤差検知のステートメントは以下の3つの変数によって定義される。

- `crln` シンボルの回数ピーク位置情報が等しい場合は位置情報を Lock して、ピーク位置情報の出力を開始する。
- `crto` シンボルの回数 Lock できない場合は、fail 信号を出力してリセットする。
- Lock 後に `crun` シンボルの回数でピーク位置が '0' にならなければ fail 信号を出力してリセットし、新たにピーク検出を開始する。ただし、`crun` シンボル回の間は Lock した時の `crd` 値を出力し続ける。

以上の処理によって、Coarse RF 周波数誤差の検知・修正を行う。図3に上記3つの変数における Coarse RF の Lock/Reset 処理を示す。

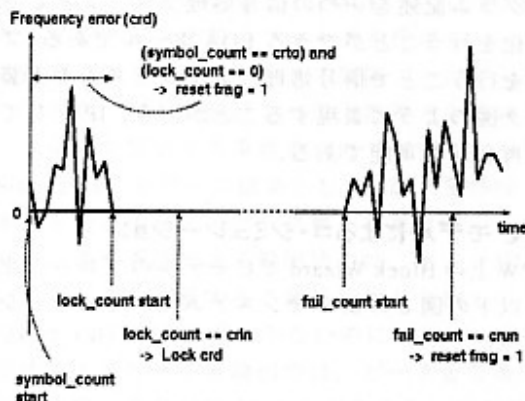


図3: Coarse RF 周波数誤差検知の Lock/Reset 処理

2.2. ソフトウェアデファインドラジオ(SDR)による設計

2.1 節の処理を行うブロックを C 言語で作成し、ソフトウェアデファインドラジオのシミュレーションを行った。ソフトウェアデファインドラジオとは、これまでハードウェアで行ってきた処理の一部をソフトウ

ェア処理に置き換え、マイクロプロセッサを用いた演算によって処理を進めていく形態のことを指す。一部をソフトウェア処理に置き換えることで、変調方式が変わってしまった場合でも、対応ソフトウェアをダウンロードすることで柔軟な対応が可能となり、インフラの再利用を行うことができる。特に携帯電話は変調方式が世代を追うごとに変化し、インフラの柔軟な順応性が望まれており、SDR を利用したシステムの開発が行われている。

2.3. 問題点

前述した図2のシステムでは、マルチパスフェージングや伝送路ノイズの影響を強く受けた到来波を受信した際に、誤差検知の誤りが生じる可能性が高い。

原因としては、以下が挙げられる。

1. マルチパス環境下における TMCC 及び AC のキャリア情報の周波数フェージングによるパワーのピーク検出誤りの増加
2. 伝送路のノイズによる TMCC, ACI のパワーの減衰による検知率の低下
3. レイリーフェージングによって、シンボルごとの `crd` 値の拡散による正確な Lock 率の低下

本システムでは図2中の Peak Detector に示されるように、FFT 処理後に $Re^2 + Im^2$ を求め、表1で示された TMCC, ACI の位置の値を足し合わせる。よって、所望波と相関がある干渉波が足しあわされて到来する伝送路上で受信すると、パワーのピーク値と他の位置との差が小さくなってしまふ。このため、周波数選択性フェージングによる TMCC, AC の値の減衰によって、ピーク検出に誤りが生じやすくなってしまふ。

3. 改良案の提案

OFDM の受信シンボルは TMCC, ACI を除いて前シンボルとの相関がない。この性質を利用して、周波数選択性フェージングが発生する受信環境下に対して、適 Correlator を使用したシンボル間の相関検出による提案手法を示す。

3.1. 提案手法のフローチャート

提案手法による Coarse RF 周波数誤差検知のブロック図は図4のようになる。主な処理は Correlator による相関検出処理で、Lock/Reset 処理機能は改良前のシステムと同じ構成となっている。

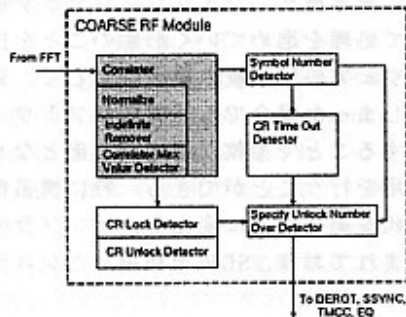


図4：提案手法のフローチャート

3.2. Correlator によるシンボル間の相関検出

前シンボルとの相関を取ることで、伝送路上のノイズやマルチパスによる干渉波成分を効果的に抑圧することができる。図5に Correlator のフローチャートを示す。

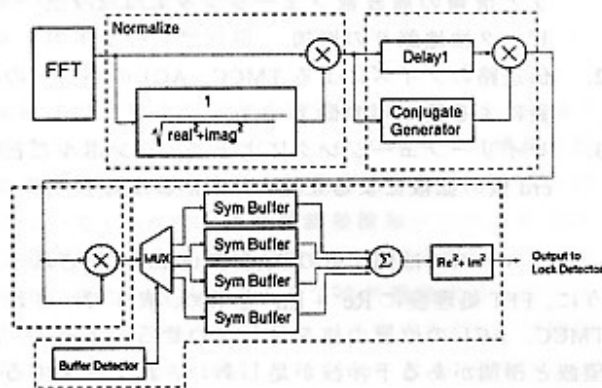


図5：Correlator のフローチャート

マルチパス時には、所望波と干渉波の合成によりパワーが大きく変動する。そのために、FFT出力後に振幅をノーマライズすることにより、パワー変動による効果がキャンセルされ、以降の相関処理ではTMCC, AC1がBPSK変調されていることによる位相情報の相関ピークを作ることができる。Delay1は1シンボルの遅延であり、前シンボルとの差動復調を行い、2乗してBPSKの不確実性を除去し、その後TMCC, AC1の位置に対応する相関出力を計算する。

3.3. 近似式を用いた演算量の低減

提案手法では相関検出を行うために、前述した図2による従来手法よりも演算量が多くなってしまふ。また、C言語による実装で浮動小数点演算を使用しているため、Normalize部で使われている以下の式(2)の演算はCorrelatorの処理の約45%を占める。よって、解決案として、演算量の削減を図るべく近似式として式(3)による処理を考える。

$$z = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} \quad (2)$$

$$z = \begin{cases} |\text{Re}| + \frac{1}{2}|\text{Im}| & (|\text{Re}| > |\text{Im}|) \\ \frac{1}{2}|\text{Re}| + |\text{Im}| & (|\text{Re}| \leq |\text{Im}|) \end{cases} \quad (3)$$

式(2)を用いるとReal成分、Imag成分の双方に対して2乗を行い、それらの加算の平方根を求めるため、2乗オーダの演算量が必要になる。これに対して式(3)を用いることで、Real成分とImag成分の絶対値比較を行わなければならないが、比較後はシフト演算と加算でzの値を求めることができ、演算量は一次式のオーダとなる。

4. シミュレーション

次に従来型アルゴリズムによる手法と提案手法のCモデルを作成し、単体テストによるシミュレーションを行った。以下に所望波に干渉波として、障害物で反射・遅延した遅延波が1波足しあわされたマルチパスフェージングの影響を受けた信号を受信する環境を想定した結果を示す。

4.1. シミュレータ

CoWare社のSPW(Signal Processing Worksystem)を用いた。SPWはC言語やVHDL, Verilog-HDL, SystemC等のハードウェア記述言語で書かれたファイルを読み込むことができ、ビヘイビアからRTLまで幅広いシステムレベルモデリングのシミュレーションが可能で、プログラム記述を一つの信号処理ブロックとしてブロック化を行うことができるEDAツールである。ブロック化を行うことで信号処理のアルゴリズムの実装をブロック図のように表現することができ、IPとして有効的な再利用も可能である。

4.2. Cモデルによるコ・シミュレーション

SPW上のBlock WizardでCモデルのブロック化を行い、以下の図6のようなシステムでシミュレーションを行った。

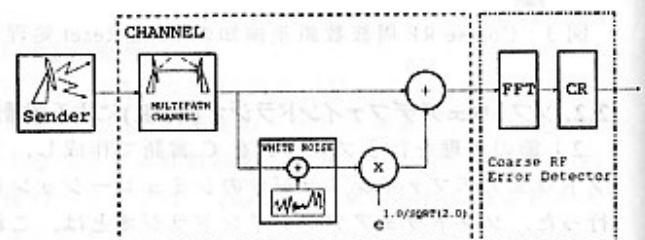


図6：マルチパスを想定したシミュレーション図

SenderよりQPSK変調されたOFDMの送信信号が生成される。また擬似チャネルとして、送信信号が遅延した信号を作成し、伝送路のノイズを付加した信号を1024点FFTを行い、リオーダ後にCoarse RF(CR)ブロックへ1セグメントのサブキャリア数である432点の複素数データが渡される。

表2にシミュレーション諸元について示す。変調方式には、携帯電話用デジタル放送の変調方式である1セグメントOFDM変調方式を用いた。

表2: シミュレーション諸元

共通項	変調方式	1セグメントOFDM (QPSK変調方式)
	モード	Mode3 (動作周波数: 8MHz)
	キャリア数	432サブキャリア
Simulation 1	シンボル数	2000シンボル
	D/U比 [dB]	0,3,5,10
	SN比 [dB]	5,10,20,30
	マルチパスの遅延時間	1μsec
Simulation 2	シンボル数	100シンボル
	D/U比 [dB]	3
	SN比 [dB]	10
	マルチパスの遅延時間	1μsec - 150μsec

4.3. シミュレーション結果

CモデルによるCoarse RFブロックの周波数誤差検出システムを作成し、表2で示されるシミュレーションを行った。ピーク検出ではTMCC, AC1の位置が'1'となるインパルス応答のフィルタを作成し、インパルスの位置全体を1サブキャリア間隔ごとにずらしていき、TMCC, AC1の値が8つ以上取得できる地点からピーク検出を開始する条件をつけて実行した。

Simulation1を行った結果として、図7及び図8に従来手法と提案手法とのピーク検出結果についての比較を示す。従来手法による検出法では、ピーク値と、セカンドピークと定義する2番目に大きな値とのパワー差分(dis_val)が20ほどしかないのに対して、図7の提案手法によるピーク値検出では、ピークとセカンドピークのパワー差分が約1800と大きくなっており、マルチパスによる干渉波や伝送路上のノイズに強く、検出率の向上が確認できる。

また、以下の式(4)を満たすような期待値演算を行った結果を図9及び図10に示す。式(4)を用いた演算には、SNRを10.0dB、干渉波の遅延時間を1μsに固定し、D/U比を変化させてシミュレーションを行った。

$$E[Peak - SecondPeak] \quad (4)$$

従来手法では、収束値のパワーが小さく、D/U比による収束値の差異が小さい。これに対して、提案手法ではパワー差分の収束値が高く、ピークの検出が的確に行われていることが確認でき、D/U比によるマルチパスの干渉による収束値の低減が見られるものの、十分大きな値が得られていると考えられる。

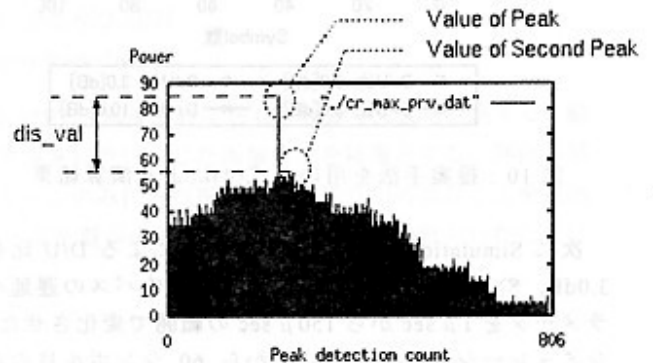


図7: 従来手法によるピーク検出結果

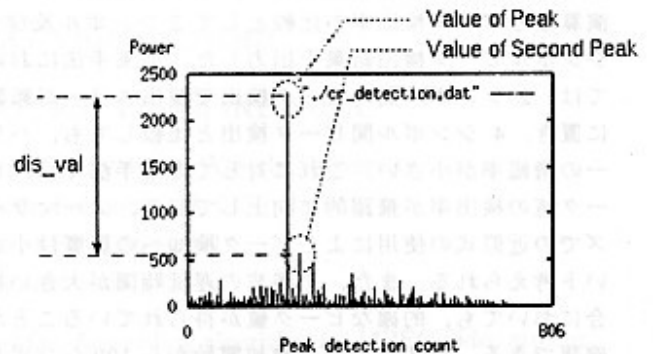


図8: 提案手法によるピーク検出結果

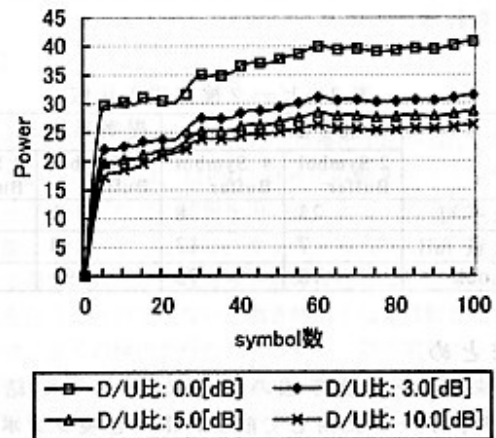


図9: 従来手法を用いた式(4)による演算結果

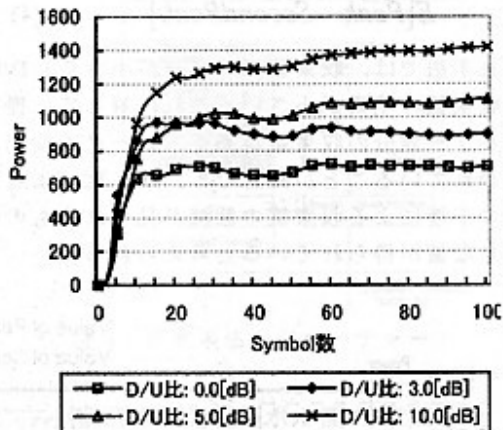


図 10：提案手法を用いた式(4)による演算結果

次に Simulation2 としてマルチパスによる D/U 比を 3.0dB, SNR を 10.0dB に固定し, マルチパスの遅延パラメータを $1\mu\text{sec}$ から $150\mu\text{sec}$ の範囲で変化させた. シミュレーションを開始してから 60 シンボル目の式(4)の値を取ったグラフを図 11, 図 12 に示す. また, ピーク検知に用いるシンボルバッファの数を変えて, 演算量とピーク検出率の比較として 2 シンボル及び 4 シンボルピーク検出結果を出力した. 従来手法においては, 2 シンボル間のピーク検出で検出エラーが頻繁に置き, 4 シンボル間ピーク検出と比較しても, パワーの増幅率が小さい. これに対して提案手法では, ピーク値の検出率が飛躍的に向上しており, ノーマライズでの近似式の使用によるピーク検知への影響は小さいと考えられる. また, 干渉波の遅延時間が大きい場合においても, 的確なピーク値が得られていることが確認できる. 表 3 にピーク検知開始から 100 シンボルの検知率に対する検知結果を示す.

以上より提案手法においては, ノイズ・周波数選択性フェージングの双方に対して強い特性が得られると考えられる.

表 3：ピーク検出率の比較

	従来手法		提案手法	
	2 Symbol Buffer	4 Symbol Buffer	2 Symbol Buffer	4 Symbol Buffer
Lock 不可	23	8	1	0
Lock 後 fail	7	17	0	0
crd Lock	70	75	99	100

5. まとめ

従来手法と提案手法のシミュレーション結果の比較より, データに対して前シンボルと現シンボル間の相関が無いという OFDM の特徴を利用したパイロット信号の相関を取る操作により, D/U 比が 0dB の環境

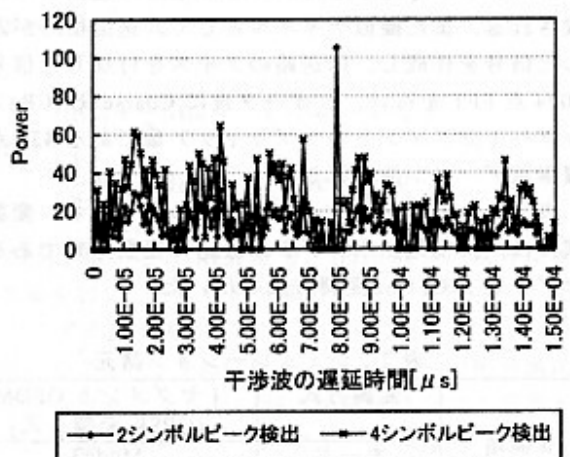


図 11：従来手法における遅延時間変化

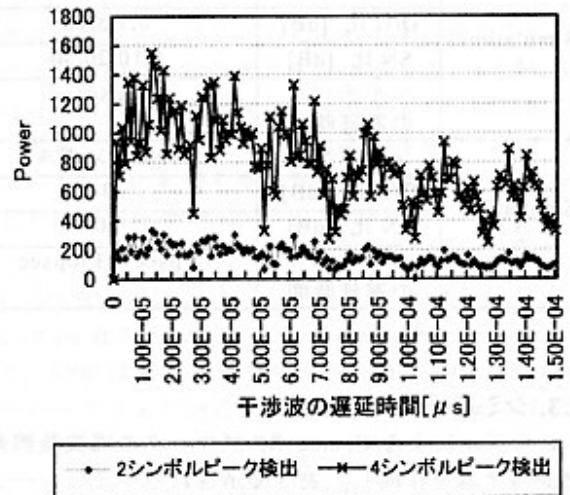


図 12：提案手法における遅延時間変化

下でも, 4 シンボルバッファを搭載した Coarse RF 周波数誤差検知ブロックのピーク検出率が飛躍的に向上させることができた. また, 近似式(3)を用いることで, 演算量を一次式のオーダに削減でき, 近似式を使用したことによる誤差も周波数誤差検知には影響が小さいことが確認された.

今後は多数のマルチパス環境下での検知率の測定, DSP による処理とハードウェアとの処理速度の比較, アルゴリズムの改善を行っていくことを目標とする.

文 献

- [1] Paul Burns, "Software Defined Radio for 3G", Artech House Publishers, 2002.
- [2] 伊丹誠, "ディジタル放送/移動通信のための OFDM 変調技術", トリケップス, Oct.1999
- [3] "地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式標準規格 ARIB STD-B31 1.0 版", (社)電波産業界, 2002 年