

適応周波数推定法の検討とその一応用
A study on adaptive frequency estimation methods and their application

○工藤憲昌*

田所嘉昭**

○Norimasa Kudoh*

Yoshiaki Tadokoro**

*八戸高専

**豊橋技科大 工学部

*Hachinohe National College of Tech.

**Toyohashi University of Tech.

キーワード: DS-CDMA 通信(DS-CDMA communications), 適応周波数推定(adaptive frequency estimation),
狭帯域干渉波(narrow-band interference)

連絡先: 〒039-1192 八戸市田面木上野平 16-1 八戸高専 電気工学科
tel: 0178-27-7281, e-mail: kudohk-e@hachinohe-ct.ac.jp

1. はじめに

近年, 有限な周波数資源を有効に利用するために, 直接スペクトル拡散技術を用いた符号分割多元接続(DS-CDMA: Direct Sequence Code Division Multiple Access)を周波数分割多元接続(FDMA: Frequency Division Multiple Access)システムや時分割多元接続(TDMA: Time Division Multiple Access)システムなどと同一周波数で運用する CDMA オーバーレイが検討されている[1]. これに加えて, 本来規格で定められた無線設備以外の無線設備が他の無線通信システムへの妨害が問題になっている[2].

一般に, 広帯域信号と狭帯域信号のスペクトルが互いに共存する状況で DS-CDMA 信号の受信を考える時, 狭帯域信号は狭帯域干渉波となるが, 逆拡散の際に DS-CDMA 信号とは逆に干渉波は拡散され, 電力スペクトル密度は雑音レベルまでに引き下げられる. 従って, 一般に DS-CDMA システムは狭帯域干渉波に強いとされているが, 狭帯

域干渉波の電力が大きい場合や複数存在する場合にはその影響が無視できなくなり, 伝送特性が大きく劣化する[2].

これまで, 狭帯域干渉波の周波数を FFT などで検出しノッチフィルタを用いて除去する方法などが提案されている[2-3]. FFT では周波数分解能の関係から求められる周波数に制約がある. そこで, 本稿では, 狭帯域干渉波の周波数を2つの方法(勾配形アルゴリズムと逆正接アルゴリズム)で適応的に推定し除去することで伝送特性の改善を図ることを基本検討し, 逆正接アルゴリズムの基本特性を調査したので報告する.

2. DS-CDMA 通信方式

DS-CDMA 信号は送信データを狭帯域変調(1次変調)した後, Gold 拡散符号系列(± 1 のレベルの値のランダムな系列)を乗算する(2次変調)ことにより得られる. 受信側では送信側で用いたものと同じ拡散符号系列を用いて狭帯域信号に逆拡散した後, 復調を行って復号される. 従って, 逆拡散後

拡散されていた元の送信データは狭帯域信号となり、伝送途中で重畳した狭帯域干渉波は広帯域信号となる。図1に1次変復調をPSK(Phase Shift keying)とした場合のDS-CDMAの送受信の構成を示す。

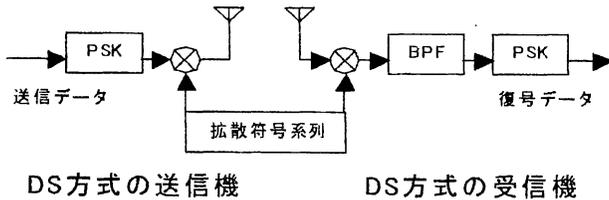


図1. DS-CDMA方式の送受信機の構成

3. 狭帯域干渉波除去について

広帯域信号と狭帯域信号のスペクトルが互いに共存する状況でDS-CDMA信号の受信を考える時、狭帯域信号は狭帯域干渉波となるが、図2に示すように、逆拡散の際にDS-CDMA信号とは逆に干渉波は拡散され、電力スペクトル密度は雑音レベルまでに引き下げられる。従って、一般にDS-CDMAシステムは狭帯域干渉波に強いとされているが、狭帯域干渉波の電力が大きい場合や複数存在する場合にはその影響が無視できなくなり、伝送特性が大きく劣化する[2]。

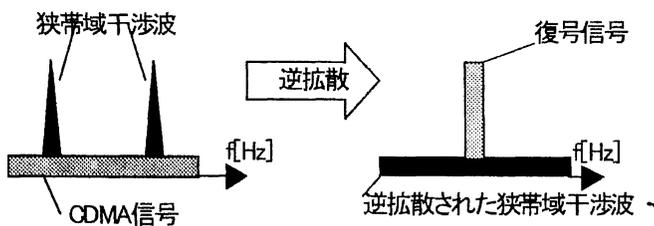


図2. 逆拡散による周波数分布の変化

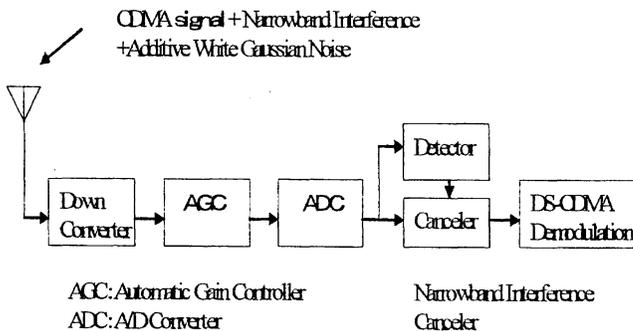


図3. 狭帯域干渉波除去

そこで、図3のように、狭帯域干渉波の周波数を適応的に推定し、逆拡散する前に除去することで、通信品質の改善を図る。

4. 狭帯域干渉波信号検出法

説明の簡易化のため、単一周波数からなる信号に対して、適応的に周波数を推定する2つの方法について簡単に述べる。なお、ここで述べる方法は、狭帯域信号に対しても適用可能であり、トリー状に縦続接続することで複数の周波数を推定することができる。

式(1)で示される $x(n)$ を分析対象とし、 $\phi(n)$ は分散が σ_ϕ^2 で平均が零のガウス性白色雑音である。 ω [rad/s] を適応的に求めることが目的である。

$$x(n) = a \cos \omega n + b \sin \omega n + \phi(n) \quad (1)$$

4.1 勾配形アルゴリズム

式(2)に示すノッチフィルタ $H_n(z)$ に $x(n)$ を入力した時の出力 $e(n)$ と、式(3)に示す帯域通過フィルタ $H_s(z)$ に $x(n)$ を入力した時の出力 $s(n)$ を用いて、式(4)に従って α の更新し間接的に角周波数 ω を推定する方法である[4]。ここで、 α の真値は $2 \cos \omega$ 、 μ はステップサイズであり、 r は $H_n(z)$ と $H_s(z)$ の極半径で、安定性確保のため、 $0 < r < 1$ である。また、 ω の推定値 $\hat{\omega}$ は $\cos^{-1}(\alpha/2)$ から求める。

$$H_n(Z) = \frac{1 - \alpha Z^{-1} + Z^{-2}}{1 - r\alpha Z^{-1} + r^2 Z^{-2}} \quad (2)$$

$$H_s(Z) = \frac{-(1-r)Z^{-1} + r(1-r)Z^{-3}}{1 - r\alpha Z^{-1} + r^2 Z^{-2}} \quad (3)$$

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \mu e(n)s(n) \quad (4)$$

この方法は、ノッチフィルタの出力 $e(n)$ の電力を最小化するLMSアルゴリズムに基づいている。

4.2 逆正接アルゴリズム[5]

4.1の勾配形アルゴリズムには、①収束速度が遅い、②収束速度が入力の振幅に依存する、の2つ欠点がある。逆正接アルゴリズムは、これらの欠

点を克服するために Punalard らによって提案されたもので、式(5)に基づいて直接角周波数 ω を推定する。

$$\hat{\omega}_{n+1} = \hat{\omega}_n - \mu \cdot \tan^{-1} \left(\frac{e(n)}{x(n) + \varepsilon} \right) \quad (5)$$

ここで、 ε はゼロ除算をさけるための小さな定数、 μ は式(4)と同様ステップサイズである。このアルゴリズムは、 $e(n)/x(n)$ という評価規範を最小化する LMS アルゴリズムである。この評価規範を用いると $e(n)$ の電力を用いるより瞬時勾配の傾きが大きいため、収束速度が向上することになる。

4.2 シミュレーション

ここでは、上記2つの方法について、収束速度と角周波数の推定誤差の2乗値の比較を行った。なお、結果は10回の独立なシミュレーションの集合平均より求めている

① 収束速度の比較

単一周波数を入力し、極半径 $r=0.9$ 、ステップサイズ $\mu=0.005$ の条件で収束速度を比較した。図4のSN比は無限大、図5のそれは20[dB]である。図4、5から逆正接アルゴリズムの方が、勾配形アルゴリズムに比べ4倍程度収束が早いことがわかる。また、白色雑音を加えると、推定値にバイアスが生じることがわかる。

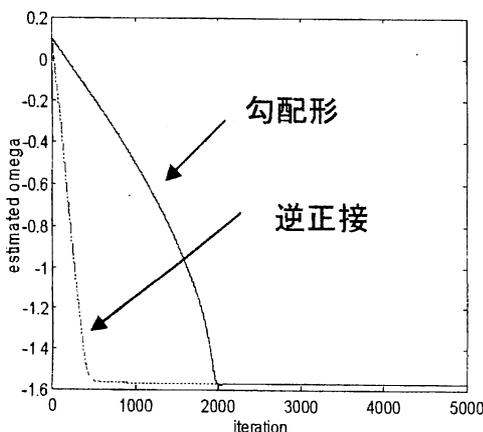


図4. 収束速度の比較 I

② 推定誤差の2乗値の比較

勾配形アルゴリズムの μ を 0.01、逆正接のそれを 0.001 とし、両者の推定速度をほぼ同一にした状態で角周波数の推定誤差の2乗値の比較を行った。

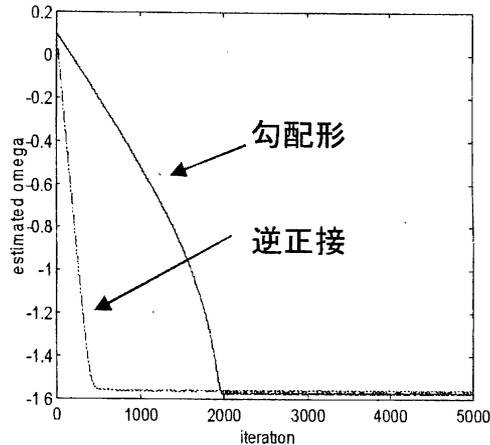


図5. 収束速度の比較 II

推定値の2乗値はほぼ収束した時から1000 サンプルの平均を取って算出した。結果を図6に示す(図の見やすさから最終ページに記載してある)。ここで、SN比は20[dB]である。

勾配形アルゴリズムでは、適応パラメータ α から ω の推定値 $\hat{\omega}$ は $\cos^{-1}(\alpha/2)$ として求める。このため、cosine の値がほとんど変化しない0付近と π 付近(正規化角周波数)で加法性白色雑音の影響を受け、急激に推定特性が劣化していることがわかる。逆正接アルゴリズムでは、急激に劣化することはないが、推定誤差の2乗値全体にわたってある程度の大きさで分布していることがわかる。

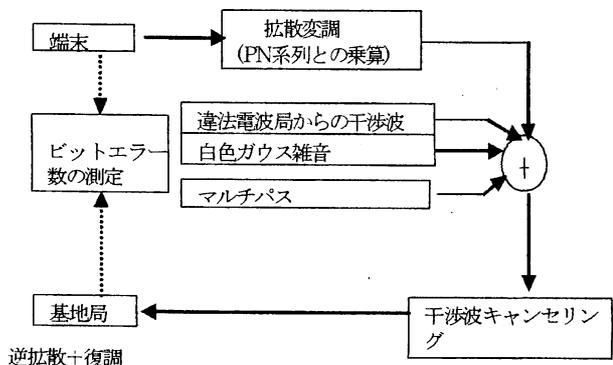


図7. シミュレーションの構成

5. 通信品質に関する数値例

ここでは、端末から基地局に向かうアップリンクで狭帯域干渉波が重畳するものとして Simulink を用いてシミュレーションを行う[6]。図7にシミュレーションの構成を示す。

シミュレーション条件:

- フェーディング($Z^{-20} + 1/\sqrt{2}Z^{-142}$ ドップラー周波数 176[Hz]のマルチパス)
- 加法性白色ガウス雑音 SN 比 30[dB]
- 狭帯域干渉波:式(3)の BPF の r を 0.995 にして生成し、電力は 2.545
- サンプリング周波数:12.288[MHz]の8倍
- 拡散符号:Gold 符号(符号長 127)

約 25000 ビット伝送した時の平均周波数分布を、それぞれ図8(狭帯域干渉波重畳前)、図9(狭帯域干渉波重畳後)、図10(除去後)に示す。この3つの図は勾配形アルゴリズムを使用した時のもので、逆正接アルゴリズムを用いた時もほぼ同様である。

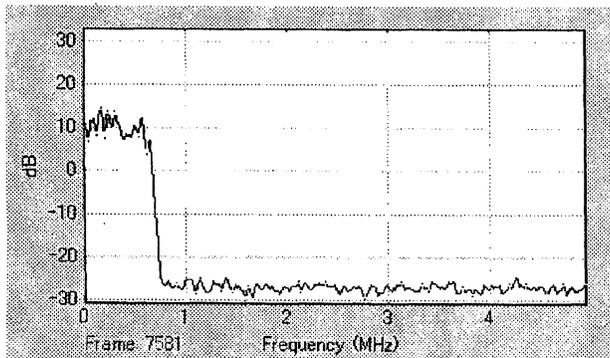


図8. 重畳前の周波数分布

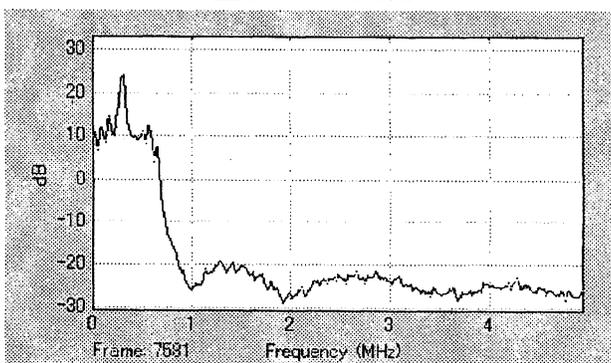


図9. 重畳後の周波数分布

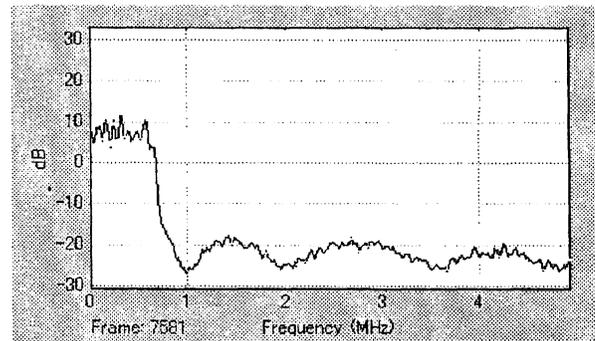


図10. 除去後の周波数分布

図10から狭帯域干渉波はどちらの方法をみてもほぼ除去できている。観測時間を短縮するために、1次変調における誤り訂正を行わない状態で測定したビット誤り率を表1に示す。

表1. 通信品質の改善量の測定結果

	ビットエラー数	エラー率
キャンセルなし	8358	0.329
勾配法	2816	0.111
逆正接法	3723	0.147

逆正接アルゴリズムの方が勾配形アルゴリズムより3.6%程度ビットエラーが多いという結果になった。これは、図6で示したように、角周波数推定誤差の2乗値全体にわたってある程度の大きさで分布しているためだと考えられる。

6. まとめ

広帯域信号と狭帯域信号のスペクトルが互いに共存する状況において、通信品質を改善するために、北野らが提案したシステムに、2つの適応周波数法を適用した。その結果、勾配形アルゴリズムは逆正接アルゴリズムに比べて収束速度は遅いものの定常状態における性能が良いため性能の改善が勾配形アルゴリズムの方が通信品質の改善につながる事が判明した。今後はこれら2つのアルゴリズムの詳細な評価、帯域幅の検討等が課題である。

7. 参考文献

- [1]T.Matsuda, S.Hara and N.Morinaga, "Joint receiver for DS-CDMA/TDMA signal using

complex multirate filter bank,” Trans. IEICE, Vol.J80-B-II ,no.12,pp.1021-1027,Dec.,1997

[2]北野,鍋谷,原,森永,“適応デジタルフィルタを用いたCDMAシステムにおける干渉波除去”, 信学技報DSP2000-60,

[3]H.V.Poor and L .A.Rusch, ”Narrowband Interference suppression in spread spectrum CDMA,” IEEE personal communications, vol.1, no.3, pp.14-27, March, 1994

[4]N.Kudoh, Y.Tadokoro, “A study on an active noise canceller by using decomposed narrow-band signals“ CO-ROM Proceedings of IEEE TENCON06”, pp1-4, Hong Kong, Nov. , 2006

[5]R. Punchalard, J. Koseeyaporn, and P. Wardkein, “Inverse tangent based algorithm for

constrained adaptive IIR notch filter,” CO-ROM Proceedings of IEEE TENCON06” , pp1-4, Hong Kong, Nov. , 2006

[6]CDMA reference blockset User’s Guide, Mathworks Inc.

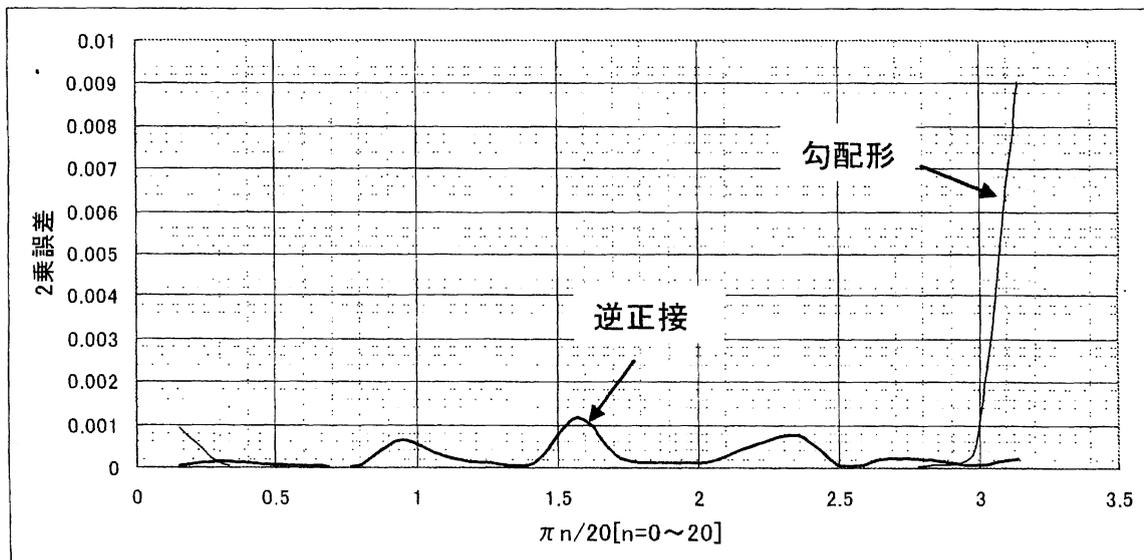


図6. 推定誤差の2乗値の比較