

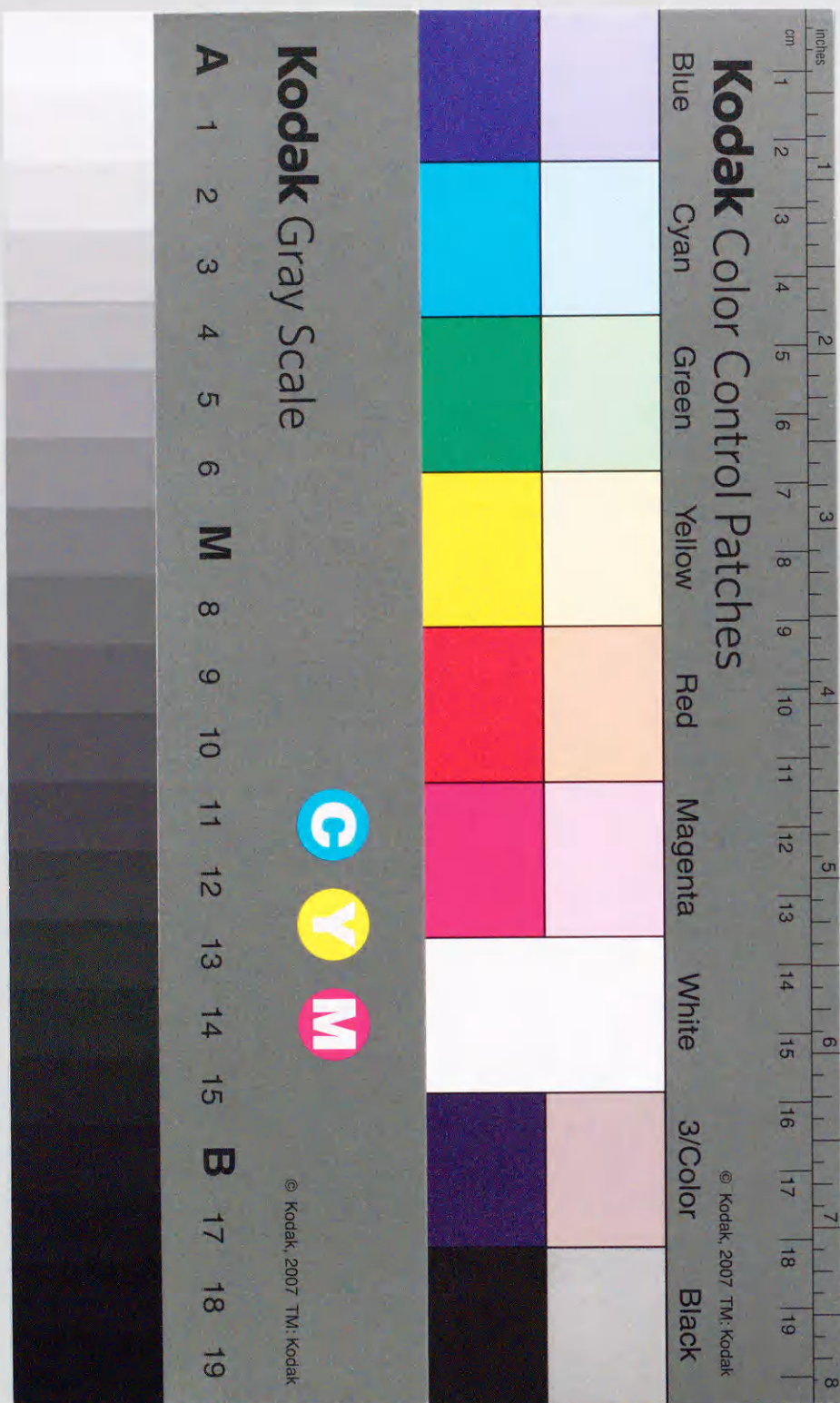
時間領域制御による
適応周波数推定に関する研究

2001年1月

博士(工学)

野口健太郎

豊橋技術科学大学



時間領域制御による 適応周波数推定に関する研究

2001 年 1 月

博士（工学）

野口健太郎

豊橋技術科学大学

時間領域制御による適応周波数推定に関する研究

論文要旨

様々な工学分野における基盤技術となっている従来のデジタル信号処理は、解析対象信号のサンプル値とフィルタの係数値の乗算を基本にした信号の振幅成分 $x(t)$ を制御する振幅領域制御アルゴリズムと見なせる。これまでに、信号を制御することのできるもう一つのパラメータである $x(t)$ の時間成分 t に注目したデジタル信号処理はほとんど検討されていない。本論文では、時間領域制御に基づく新しいデジタル信号処理を体系化することを目的として、時間領域制御による適応周波数推定を検討し、その有用性を示している。

本研究の特徴である時間領域制御は、オーバサンプリングと間引き率を制御できるデシメーションによる可変サンプリングと、オーバサンプリングとフィルタの遅延素子の数の制御による遅延時間制御の二つの手法により実現している。すなわち、前者はデシメーション比を、後者は遅延素子の数のある評価規範に基づいて最適な値となるように時間領域制御を行っている。一方、従来のデジタル信号処理の多くは、フィルタの係数値を制御しており、提案法と大きな相違点であり、本研究の独自の点である。

本論文では、可変サンプリングと同期加減算処理による手法と、遅延時間制御とノッチフィルタ特性による手法の二つの適応周波数推定を検討している。前者は、主な処理が加減算と累積で構成される同期加減算処理により周波数を推定し、推定された周波数を基にサンプリング周期を可変させる。すなわち、デシメーション比を制御して、精度良く周波数を推定するアルゴリズムである。一方、後者は、遅延時間を制御できる FIR 形ノッチフィルタを用いて推定された周波数を基に、フィルタの遅延素子の数を制御して精度良く周波数を推定するアルゴリズムである。その周波数推定法として、出力信号の最大振幅値を検出し、そのノッチ特性を利用した単純なこう配アルゴリズムを用いる手法と、出力信号の零交差点を検出し、その零交差周期の逆数から周波数を推定する手法の二つを提案している。両者の違いは、前者は出力信号の振幅成分を基にしているが、後者は時間成分を基に周波数を推定している。提案するこれらの時間領域制御に基づく適応周波数推定と、従来までの振幅領域制御に基づく適応周波数推定を、計算機シミュレーションにより性能比較を行っている。これにより、遅延時間制御による手法の加算の計算量を除いて、特に乗算の計算量、推定精度および収束速度の点で、提案する手法が有利であることを示している。

本研究により、時間領域制御による周波数推定のデジタル信号処理が可能であることが示された。本研究の成果は、従来までのデジタル信号処理で必要であった乗算の演算数を削減でき、シンプルなアルゴリズムと組み合わせることにより、ハードウェアの小型化、低消費電力化に繋がる。さらに、時間領域制御によるデジタル信号処理を体系化するための基礎となることが期待される。

A Study on Adaptive Frequency Estimation using Time Domain Control

Abstract

The conventional digital signal processing which is the basic technology in the various engineering fields can be seen as the adaptation of amplitude in signal $x(t)$ where the input signal is sampled by the evenly interval and the signal processing is based on the multiplication of the sampled sequence and the filter coefficients. So far, the digital signal processing based on the time domain control has not been considered.

In this paper, as a basic processing for realizing the digital signal processing based on the time domain control, we propose a new adaptive frequency estimation algorithm based on the time domain control. The feature of the proposed algorithm is the adaptation of time t in signal $x(t)$. The implementations of the time domain control are constructed by the variable sampling processing and the delay time control. The first one consists of the oversampling processing and the decimation control, and other is composed of the oversampling processing and the FIR filter where the number of delay elements of the FIR filter can be controlled. The time domain control parameters of these algorithms are based on the criteria of some frequency estimation algorithms.

We propose two new adaptive frequency estimation algorithms using the time domain control. First, we consider the adaptive frequency estimation algorithm in combination with the variable sampling processing and the synchronous addition and subtraction (SAS) processing. The SAS processing requires addition, subtraction and accumulation only, and this makes the new frequency estimation algorithm very attractive in terms of the computational complexity. Second, we examine the adaptive frequency estimation algorithms using the FIR filter, which can control the number of delay elements, with the notch characteristic. These adaptive frequency estimations have two criteria to estimate the frequency, that is, the simple gradient algorithm and the zero-crossing detection algorithm. Extensive simulations are presented to reveal the performance of the proposed algorithms, and it becomes clear that the proposed algorithms can estimate the frequency accurately, and the number of multiplications of the computational complexity is especially very small than the conventional algorithms based on the amplitude domain control.

The results of this research show that digital signal processing based on the time domain control is possible and useful in respect of the number of multiplications of the computational complexity. Furthermore, it is expected that it can reduce the hardware complexity and the power dissipation.

目次

1 緒言	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の目的	4
1.3 概要	6
2 適応周波数推定に関する基礎的考察	11
2.1 まえがき	11
2.2 代表的な周波数推定法	12
2.2.1 離散フーリエ変換による手法	12
2.2.2 適応線スペクトル強調器による手法	14
2.3 振幅領域制御と時間領域制御	16
2.4 むすび	19
3 可変サンプリングと同期加減算処理による適応周波数推定法	20
3.1 まえがき	20
3.2 同期加減算処理による周波数推定の原理	21
3.2.1 同期加減算処理の原理	21
3.2.2 累積値のピーク検出法	26
3.2.3 周波数推定時間	29
3.2.4 初期値の与え方	30
3.3 周波数推定の高速化	31
3.3.1 Overdetermined-NFTによる高速化	31
3.3.2 サンプル点の工夫による高速化	33
3.4 未知周波数に対するアルゴリズム	36
3.4.1 同期信号の配置	36
3.4.2 推定アルゴリズム	36
3.4.3 多周波推定における精度改善	40
3.5 シミュレーションによる性能解析	42

3.5.1	単周波推定性能	43
3.5.2	周波数推定の高速化の性能	46
3.5.3	多周波推定性能	49
3.5.4	DTMF 信号検出への適用例	53
3.6	むすび	55
4	遅延時間制御とノッチフィルタ特性による適応周波数推定法	56
4.1	まえがき	56
4.2	適応遅延ノッチフィルタ	57
4.3	ノッチフィルタの振幅出力に基づく周波数推定の原理	61
4.3.1	周波数推定アルゴリズム	61
4.3.2	周波数推定時間	63
4.3.3	雑音レベル変動に対するアルゴリズム	65
4.3.4	くし形フィルタによる推定性能改善	66
4.4	ノッチフィルタの零交差点検出に基づく周波数推定の原理	67
4.4.1	周波数推定アルゴリズム	67
4.4.2	零交差点検出法	70
4.4.3	周波数推定時間	70
4.4.4	未知周波数に対するアルゴリズム	71
4.5	シミュレーションによる性能解析	71
4.5.1	振幅出力に基づくアルゴリズムの単周波推定性能	72
4.5.2	零交差点検出に基づくアルゴリズムの単周波推定性能	77
4.5.3	多周波推定性能	82
4.6	むすび	85
5	シミュレーションによる提案法の総合性能評価	87
5.1	まえがき	87
5.2	単周波推定性能	87
5.2.1	定常信号に対する推定性能	88
5.2.2	追従性能	90
5.3	多周波推定性能	92
5.3.1	周波数の数が既知の場合	92
5.3.2	周波数の数が未知の場合	96

5.4	むすび	98
6	結言	99
	謝辞	103
	参考文献	104
	研究業績	110

目 次

1.1 従来のスペクトラム解析	2
1.2 振幅領域制御	4
1.3 時間領域制御と実現方法	5
1.4 提案する時間領域制御による適応周波数推定構造	7
2.1 位相特性による周波数推定	13
2.2 位相特性による実際の周波数推定	14
2.3 IIR 型 ALE	16
2.4 振幅領域制御と時間領域制御の違い	16
2.5 時間領域制御の実現方法	18
3.1 入力信号とサンプリング点	22
3.2 SAS によるサンプリング点と累積値	23
3.3 同期, 非同期における累積値	24
3.4 SAS による適応周波数推定のサンプリング点と累積値の変化	25
3.5 累積値のピーク検出法	27
3.6 Overdetermined ピーク検出法	28
3.7 単周波推定過程の例	29
3.8 同期信号の周波数対累積値の周期	30
3.9 Overdetermined-NFT による高速化の原理	32
3.10 DC 成分カットフィルタ特性	33
3.11 サンプル点工夫による高速化の場合の SAS によるサンプリング点	34
3.12 非同期における累積値	35
3.13 多周波推定構造	36
3.14 未知周波数推定の流れ図	38
3.15 未知周波数推定の例	39
3.16 多周波信号における SAS の効果	40
3.17 NF を用いた多周波推定の精度改善の構成	41
3.18 Overdetermined ピーク検出法の累積値のデータ数 N と推定誤差率	44

3.19 Overdetermined ピーク検出法の累積値のデータ数 N と推定分散	44
3.20 3 点および Overdetermined ピーク検出法による推定誤差率の比較	45
3.21 3 点および Overdetermined ピーク検出法による推定分散の比較	45
3.22 Overdetermined-NFT による高速化の累積値のデータ数 M と推定誤差率	47
3.23 Overdetermined-NFT による高速化の累積値のデータ数 M と推定分散	47
3.24 基本の SAS と Overdetermined-NFT による高速化の推定誤差率の比較	48
3.25 基本の SAS と Overdetermined-NFT による高速化の推定分散の比較	48
3.26 基本の SAS とサンプル点数の工夫による周波数推定の高速化の比較	49
3.27 隣接周波数と許容推定精度内の受信率	51
3.28 3 周波以上の分解能	51
3.29 未知の多周波推定過程	52
3.30 推定時間と DTMF 信号の受信率の関係	54
4.1 ADNF の原理	58
4.2 周波数分解能	59
4.3 周波数推定アルゴリズムの違い	60
4.4 振幅出力に基づく ADNF の入出力特性	61
4.5 振幅出力に基づく ADNF の原理	62
4.6 単周波推定過程の例	64
4.7 観測点数を制御するパラメータ G 対正規化された出力信号の 1-ノルム $\tilde{\sigma}_t$	65
4.8 ADCF を用いたノッチ幅制御の原理	66
4.9 零交差点検出による周波数推定の原理	68
4.10 推定周波数周期数制御の例	69
4.11 NOTCH 法の更新パラメータ K と推定誤差率	72
4.12 NOTCH 法の更新パラメータ K と推定分散	73
4.13 NOTCH 法の更新パラメータ K と推定時間	73
4.14 NOTCH 法の MA モデルのパラメータ γ と推定誤差率	74
4.15 NOTCH 法の MA モデルのパラメータ γ と推定分散	74
4.16 NOTCH 法の単周波信号に対する推定誤差率	75
4.17 NOTCH 法の単周波信号に対する推定分散	75
4.18 G パラメータの適応化の例	76
4.19 ZERO 法のパラメータ R と推定誤差率	78

4.20 ZERO 法のパラメータ R と推定分散	79
4.21 ZERO 法の MA モデルのパラメータ M と推定誤差率	79
4.22 ZERO 法の MA モデルのパラメータ M と推定分散	80
4.23 ZERO 法の MA モデルのパラメータ M とカットオフ周波数 f_c の関係	80
4.24 ZERO 法の単周波信号に対する推定誤差率	81
4.25 ZERO 法の単周波信号に対する推定分散	81
4.26 NOTCH 法による 3 周波推定過程	83
4.27 ZERO 法による 3 周波推定過程	83
4.28 ZERO 法による未知周波数推定過程	84
5.1 アルゴリズムの違いとその基本構造	88
5.2 単周波信号の推定誤差率比較	89
5.3 単周波信号の推定分散比較	89
5.4 単周波推定性能のまとめ	90
5.5 SAS 法による追従性能	91
5.6 NOTCH 法による追従性能	91
5.7 ZERO 法による追従性能	92
5.8 SAS 法による 3 周波推定過程	93
5.9 NOTCH 法による 3 周波推定過程	94
5.10 ZERO 法による 3 周波推定過程	94
5.11 IIR 法による 3 周波推定過程	95
5.12 多周波推定性能のまとめ	96
5.13 SAS 法による未知周波推定過程	97
5.14 ZERO 法による未知周波数推定過程	97

表 目 次

2.1 振幅領域制御と時間領域制御によるデジタル信号処理の比較	18
3.1 周波数ミスマッチ Δf の正負	26
3.2 サンプル点工夫による高速化の周波数ミスマッチ Δf の正負	35
3.3 同期信号の配置	37
3.4 多周波推定における NF の効果	50
3.5 多周波信号のパラメータと推定誤差率	52
3.6 DTMF 信号の周波数配置	53
3.7 DTMF 信号の受信率と推定誤差率	54
4.1 G パラメータの適応化の効果 ($SNR = 10\text{dB}$)	76
4.2 ADNF のみと ADNF と ADCF を組合せた場合の推定精度比較	77
4.3 3 周波推定性能比較	82
5.1 3 周波推定性能比較	95
5.2 FFT 法による周波数分解能と計算量 ($f_s = 512\text{Hz}$)	96

第 1 章

緒言

1.1 本研究の背景

デジタル信号処理は、アナログ信号をデジタル信号に変換し、デジタル的に演算処理を行うことであり、今日の計算機や専用ハードウェアなどの著しい発展に支えられ実時間処理、高速大量処理が可能となり、通信工学、計測工学、画像工学、音響工学、バイオメディカル工学などの多くの工学分野で適用領域を拡げつつ、これらの領域にまたがる基盤技術として必要不可欠なものである [1-4]。これは、我々が観測することのできるある物理量を示すアナログ信号を、一定の時間間隔でサンプルしたデジタル信号に対して、所望の特性を得るための様々な信号処理が通常行われている。このデジタル信号処理の基本的な操作として、離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform : DFT) と、デジタルフィルタの 2 種類のアルゴリズムがよく知られている。

DFT に代表されるスペクトラム解析は、解析対象信号の周波数・時間毎の成分を特徴づける信号処理のことであり [5]、多くの工学分野において必要不可欠なものである [5-18]。図 1.1 に示すように、19 世紀前半のフーリエ解析の開発に端を発したスペクトラム解析は、19 世紀末に解析対象信号から直接計算できるペリオドグラム法 (Periodogram) や、解析対象信号の相関関数を求め、ウィナー・ヒンチン定理に基づいて間接的に計算するブラックマン・トゥーキー法 (Blackman-Tukey) に続いた [5, 6, 11]。20 世紀に入って、最大エントロピー法 (MEM) [12] に代表される自己回帰モデル (AR) や、自己回帰移動平均モデル (ARMA) などによるパラメトリックな解析法も提案された。これと時を同じくして計算機が開発され、これまでアナログ信号であった解析対象信号をデジタル信号に変換し、そのデジタル化された解析対象信号に対して、ソフトウェアを用いて一度に膨大なデータを扱うことができるスペクトラム解析も普及してきた。そして、今日の計算機を利用したスペクトラム解析の基礎を担っていると言っても過言ではない高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform : FFT) が 1965 年 Cooley と Tukey によって発表された [13]。これにより、DFT の計算時間が大幅に削減され、スペクトラム解析が実時間で行えるようになり、応用範囲も急激に拡大した。

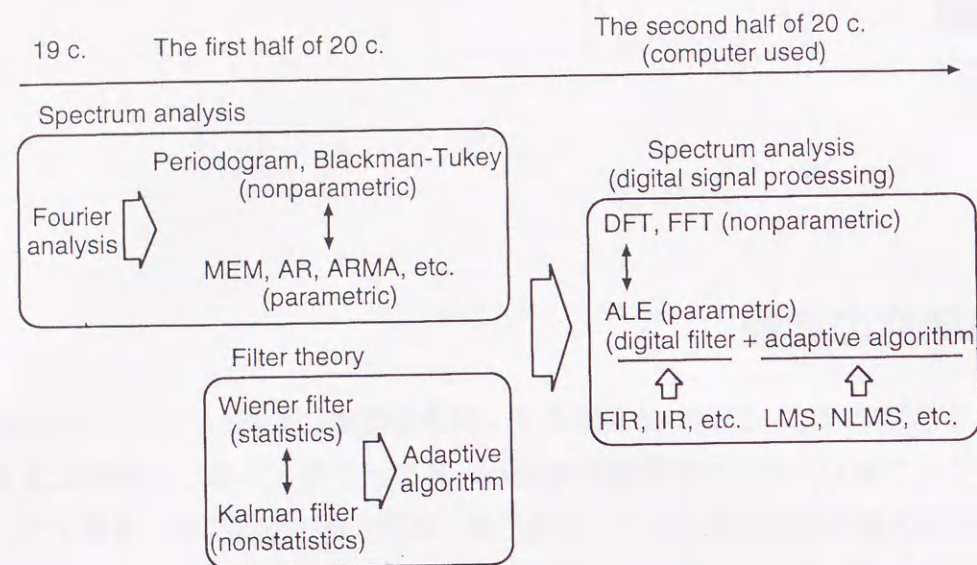


図 1.1 従来のスペクトラム解析

このようなスペクトラム解析のアルゴリズムの開発と共に、フィルタの理論も体系づけられ、1940年代に Wiener と Kolmogorov により定常過程におけるフィルタの最適値問題の解が与えられた [19, 20]。この規範に基づいて得られた解は、一般にウィナーフィルタとして知られている。また、1960年代に Kaiser により z 変換によるデジタルフィルタの設計理論が確立された [21]。これにより、これまでのアナログフィルタの特性を容易に再現することが出来るようになり、アナログフィルタでは困難であった高精度、高安定などの機能を実現することができた。ここでウィナーフィルタは、我々が通常出くわす信号や雑音の非定常過程を考慮しておらず、この本質的な問題を扱うには適当ではなかった。この限界を超えるべくして、1960年代に Kalman が非定常過程に適用できる新しいフィルタ理論を開発した [22]。これは、一般にカルマンフィルタとして知られており、ウィナーフィルタを本質的に拡張したものである。一方で、非定常過程を時間毎に区切って微小時間内においては定常過程と見なして信号処理を行い、その処理を断続的に行うことで複雑である非定常過程に対する処理を行うことも可能である。

ウィナーフィルタは、扱う信号の統計的性質が先験的情報として必要であり、その情報を基にウィナーフィルタは最適な構成を得ている。しかし、このような先験的情報がない場合には最適な構成を得られない。この先験的情報がない場合、ある評価規範に基づき調整可能なパラメータを自動的に調整する適応アルゴリズムを用いて、デジタルフィルタを最適な構成にしている。すなわち、扱う信号の性質が十分に得られない場合に、調整可

能なパラメータを調整するアルゴリズムを求め、このアルゴリズムを何回も繰り返すことにより、最適な構成に近づけていくものである。1960年に Widrow と Hoff が、最小2乗平均 (Least Mean Square : LMS) 適応アルゴリズムを発明した [23]。これは、2乗平均誤差を最急降下法に基づいて最小にするものであり、演算量も少なく今日でも代表的な適応アルゴリズムの地位を占めている。また、1967年に野田と南雲が、学習同定法、別名正規化 LMS 適応アルゴリズムを発明した [24]。これは、LMS 適応アルゴリズムよりも計算は複雑ではあるが、高速な収束特性を有しており、実用的に優れた適応アルゴリズムである。これらは、与えられた信号の統計的性質が未知であっても、この信号の統計量を基に生成されるウィナーフィルタを得ることができる繰り返しの算法である。また、推定すべきパラメータが時間変動しても、そのパラメータの変化に追従できる特徴を持っている。このような適応アルゴリズムは、システム同定、適応等化器、エコーキャンセラー、適応線スペクトル強調器などに応用されている。

図 1.1に示す計算機を用いた 20 世紀後半の DFT に代表されるスペクトラム解析は、基本的に基本周波数の整数倍の周波数、すなわち調和関係にある信号のみを推定することができる。そして、DFT を行なう際に零を付加するアルゴリズム [25] や、DFT の結果から周波数サンプル間の補間によるアルゴリズム [26] で、さらに細かく推定が可能となる。しかし、これらは非調和関係にある信号や、解析時間内で信号成分が変化する場合への適用は困難となる。DFT のこのような欠点の克服を目指したパラメトリック解析として、1975年 Widrow らによってデジタルフィルタと適応アルゴリズムを組み合わせた適応線スペクトル強調器 (Adaptive Line Enhancer : ALE) が提案された [14]。FIR 型フィルタの ALE はフィルタ構造が簡単であり、LMS による適応アルゴリズムもエレガントである。しかし、FIR 型フィルタで狭いノッチ特性を実現し、高い周波数分解能を確保する時には、非常に多くのフィルタ係数を有し、演算処理を複雑にしている。一方、FIR 型フィルタよりかなり少ないフィルタ係数を持ち、しかも狭いノッチ特性を容易に実現できる IIR 型フィルタの ALE が提案されている [27-33]。図 1.2(a) に示す従来のデジタル信号処理は、全て解析対象信号に対して等間隔サンプリング処理が行われていることが前提であり、そのサンプリング周波数を基にして様々な信号処理を行っている。そして、様々な評価規範を用いた適応アルゴリズムにより、フィルタの係数値を自動的に制御して最適な構成を得ている。すなわち、図 1.2(a) に示すように解析対象信号のサンプル値とフィルタの係数値を乗算しており、これらは信号の振幅成分 $x(t)$ を制御する振幅領域制御アルゴリズムと見なせる。一方、図 1.2(b) に示すように、デシメーションを用いてスペクトラム解析の精度を改善するアルゴリズム [34] や、スパースなシステムを同定するアルゴリズム [35, 36] や、ディジ

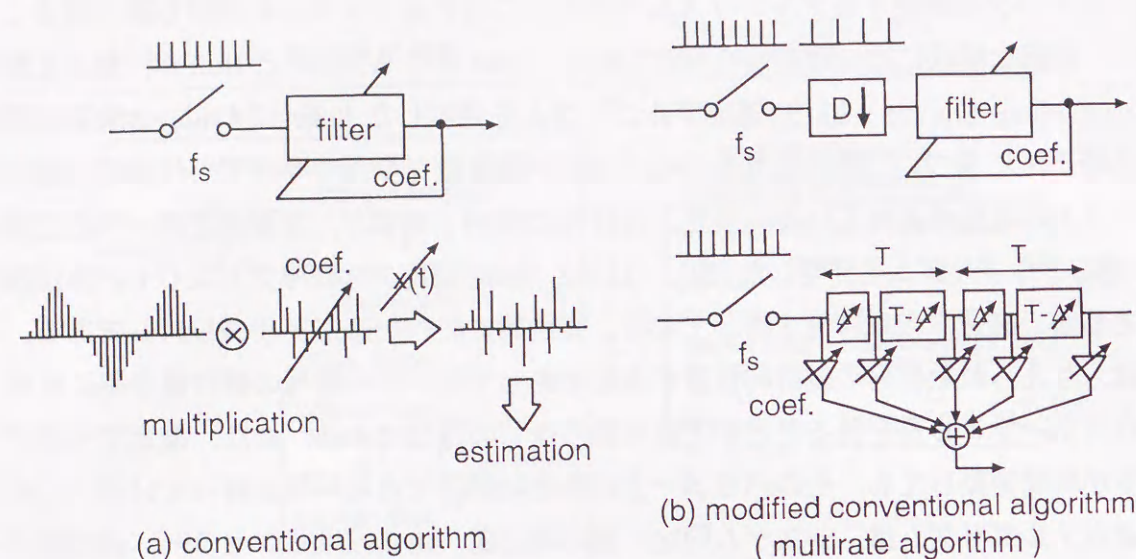


図 1.2 振幅領域制御

タルデータ伝送で用いられている分数間隔等化器 [37, 38] や、エコーキャンセラー [39] などのいわゆるマルチレート信号処理 [40] は、信号の振幅成分を制御するだけではなく、信号の位相成分すなわち時間成分も制御している。しかし、これらはレート変換があらかじめ決定、もしくは制限された時間成分を制御している。最終的には、これらも解析対象信号の振幅成分 $x(t)$ を制御する振幅領域制御アルゴリズムと見なせる。

1.2 本研究の目的

このようにこれまでのスペクトラム解析やデジタルフィルタに関するデジタル信号処理は、全て等間隔サンプリング処理が前提であり、解析対象信号のサンプル値とフィルタの係数値の乗算を基本にした振幅領域制御アルゴリズムである。すなわち、解析対象信号を制御するパラメータとして振幅成分 $x(t)$ に注目している。これは、シンプルなアルゴリズムを利用しても、解析対象信号の振幅成分を制御するための乗算は避けることができず、演算処理の負荷を大きなものになっている。本研究では、解析対象信号の制御できるもう一つのパラメータである $x(t)$ の時間成分 t に注目している。図 1.3(a) に示すように、これまで解析対象信号の時間成分 (サンプリング時刻) に着目した時間領域制御によるデジタル信号処理は、系統的に論じられてきていない。この時間領域制御に基づく新しいデジタル信号処理の分野を開拓することは、高度で複雑になりつつあるデジタル信号処理に

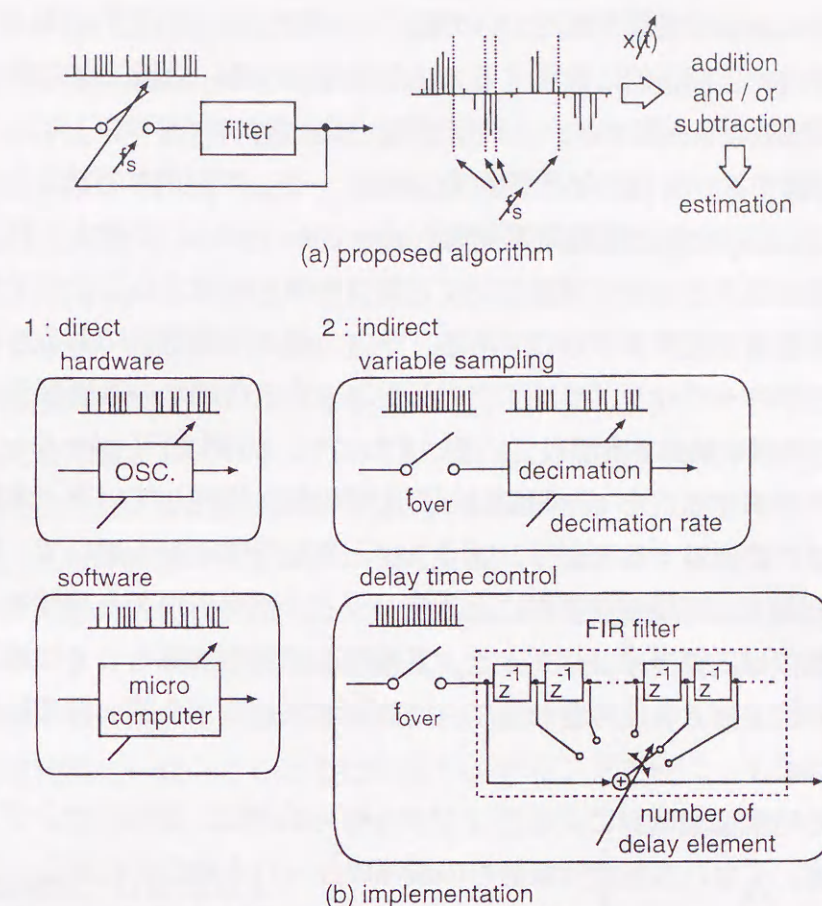


図 1.3 時間領域制御と実現方法

とって、新たな方向性を与えることができるものと考え。本研究では、今までほとんど検討されてきていない時間領域制御によるデジタル信号処理を体系化することを目的として、時間領域制御アルゴリズムを適応周波数推定法に応用し、その有用性を示す。ここで我々が通常扱う信号は非定常過程が多いが、時間領域制御アルゴリズムの基礎的な検証を行うために、本論文で扱う信号は定常過程の正弦波信号 (線スペクトル) としており、雑音に埋もれたその線スペクトルの周波数を推定するアルゴリズムを検討する。そして、図 1.1 で概観した従来の振幅領域制御による ALE とは異なり、本論文では時間領域制御に基づく適応周波数推定を検討している。本論文における適応とは、ある評価規範に基づき解析対象信号の変化に応じて、図 1.2(a) に示した従来の適応アルゴリズムはフィルタの係数値を適応させていたのに対し、図 1.3(a) に示した提案する適応アルゴリズムはサンプリング時刻を適応させることを意味する。すなわち、図 1.2(a) のフィルタの係数値に対し、等価的に図 1.3(a) のサンプリング時刻を制御して最適な構成を得ている。

ここで、時間領域制御の実現方法について論じる。図 1.3(b) に示すように、時間領域制御を行うために直接的と間接的に実現する方法が考えられる。直接的な方法として、電圧制御発振器で発振周波数を制御するハードウェア、もしくはマイクロコンピュータを用いてソフトウェアで制御する方法 [41] などが挙げられる。一方、間接的な方法として、可変サンプリング (variable sampling) と遅延時間制御 (delay time control) が考えられる。可変サンプリングによる方法は、オーバーサンプリングと間引き率を制御することができるデシメーションにより時間領域を制御するものである。一方、遅延時間制御による方法は、オーバーサンプリングとそのオーバーサンプリングに応じたフィルタの細かい遅延素子の数を制御することにより、時間領域制御を実現している。すなわち、前者はデシメーション比を、後者は遅延素子の数を制御することで時間領域制御を間接的に実現している。本論文では、時間領域制御を間接的に実現する可変サンプリングと遅延時間制御を用いて、等価的にサンプリング時刻を制御する時間領域制御によるデジタル信号処理の有用性を示す。すなわち、これらの時間領域制御アルゴリズムと、基本的な演算が加算もしくは減算で構成できる周波数推定アルゴリズムを組み合わせ、時間領域制御による適応周波数推定アルゴリズムを実現している。

本論文で論ずる時間領域制御によるデジタル信号処理は、従来のサンプル値とフィルタの係数値の乗算、すなわち解析対象信号の振幅成分 $x(t)$ を扱うのに対し、その $x(t)$ の時間成分 t を扱っている点が従来にない新しいデジタル信号処理である。この時間領域制御によるデジタル信号処理を体系化するための基礎を与えることにより、今日のデジタル信号処理に新たな方向を与えることを期待できる。具体的には、振幅成分を扱うために必要不可欠な乗算の演算を削減することが可能となり、これによりシンプルなアルゴリズムを構築することができ、ひいては実用化におけるハードウェアを容易に構成できる可能性がある。最近の信号処理装置の高速化、低消費電力化が望まれているが、本論文で提案するデジタル信号処理は、ハードウェア化において、乗算器が占める面積、コスト、開発時間の削減を図ることが可能であり、さらなる小型化、低消費電力化に繋がるものと考ええる。

1.3 概要

本論文では、可変サンプリングと同期加減算処理 (Synchronous Addition / Subtraction : SAS) によるアルゴリズム [45-56] と、遅延時間制御とノッチフィルタ特性によるアルゴリズム [50, 60-66] による 2 種類の適応周波数推定法を提案する。この両者の周波数推定法

の違いを周波数特性の観点から見た場合、前者の SAS は帯域通過特性、それに対し後者は前者の逆特性である帯域除去特性を有している。

まず、図 1.4(a) に示す前者の適応周波数推定法は、DTMF (Dual Tone Multifrequency) 信号を検出するアルゴリズム [41] や、楽器音を採譜するアルゴリズム [42-44] として提案されている SAS に可変サンプリングを組み合わせ、適応周波数推定に応用したものである [45-56]。以前の SAS [41-44] は、サンプリング周波数が固定で周波数成分の有無を検出するのが目的であったのに対し、本手法は、適応的に可変サンプリングをすることで周波数成分の値を精度良く推定するものである。これにより、入力信号の周波数変動に適応して、周波数推定を可能としている。この SAS は、入力信号の sine 成分と cosine 成分に相当する極値をそれぞれ交互に加減算を行ない、それら sine 成分と cosine 成分の累積値を求める。この時、入力周波数とサンプリング周波数が同期している場合、その累積値は単調増加するが、非同期の場合は正弦波状に変化する。その正弦波状となった累積値の周期は、入力周波数とサンプリング周波数の周波数ミスマッチに逆比例する。この関係を用いて入力周波数を推定することができる。そして、その推定された周波数を基に、サンプリング周波数を入力周波数に一致させるように可変サンプリングを行う。すなわち、周波数ミス

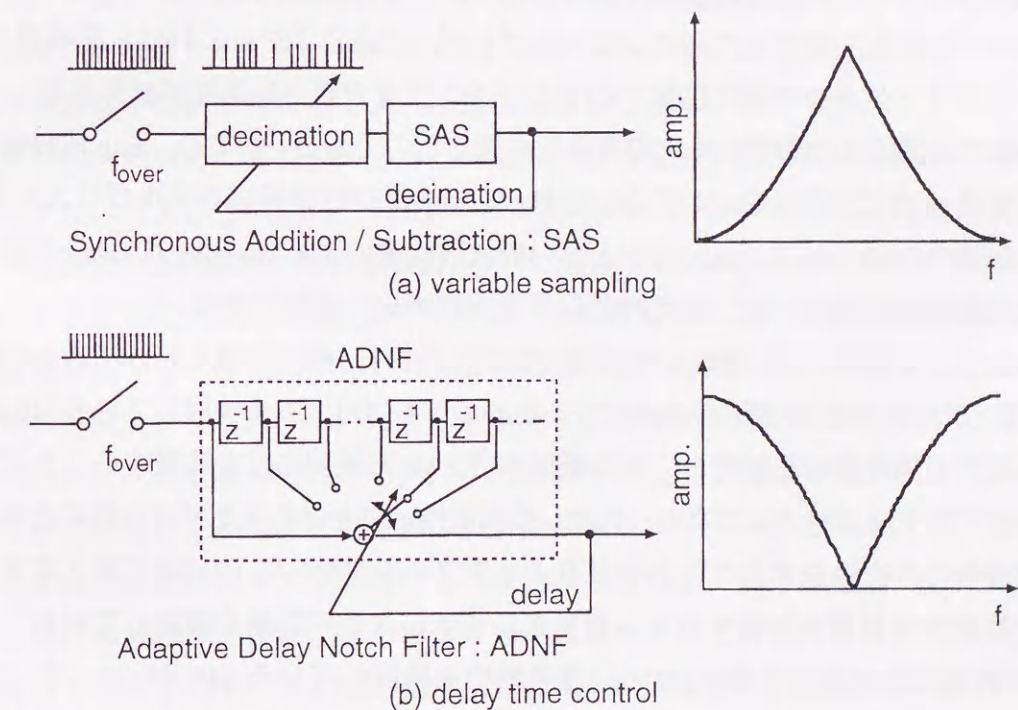


図 1.4 提案する時間領域制御による適応周波数推定構造

マッチを小さくするようにサンプリング周波数を制御する。この処理を繰り返すことにより、精度良く周波数を推定するアルゴリズムである [45]。

SAS による周波数推定は、累積値の周期を検出することで推定がなされる。その累積値の周期は、sine 成分と cosine 成分の直交性を利用して、それぞれの累積値のピーク値の時間差を検出することで得られる。その累積値のピークを求めるために、累積値の傾きの正負のみを検出する 3 点ピーク検出法を検討している [51]。しかし、これは入力信号に雑音成分が付加された場合、精度良くそのピークを検出することができない。これを改善するために、累積値の半周期を 2 次関数近似してピークを検出する Overdetermined ピーク検出法を検討し、その有効性を示している [45, 52]。

また、このアルゴリズムによる推定時間は、入力周波数と推定周波数の差に逆比例するために、周波数推定精度が高くなると、それに伴い推定時間も長くなる欠点がある。この欠点を回避するために、2 種類の周波数推定の高速化を検討している。それは、ノッチフーリエ変換 (Notch Fourier Transform : NFT) の原理 [57] を応用する Overdetermined-NFT による高速化である [53]。これは累積値の周期、すなわち周波数 mismatch を直接 NFT により求めるものである。これにより、推定時間が原理的に半分に短縮されるが、推定の規範が NFT に基づいているために推定精度が良くなり、計算量も増大する。もう 1 つの高速化は、サンプル点を工夫することによるアルゴリズムである [47]。これは、基本の SAS で用いたサンプリング点の中間に位置するサンプリング点を新たに同期加減算処理し、それらの累積値の関係により周波数推定の高速化を図るものである。つまり、sine 成分と cosine 成分の直交性 ($\pi/2$ のズレ) を $\pi/4$ ずらしたもう 1 つの直交性を用いるアルゴリズムである。これは、前述の Overdetermined-NFT と違い周波数推定の規範は、基本の SAS と同じであるために推定精度は変わらず、推定時間は原理的に半分に短縮できる。

推定しようとする信号は、おおよその周波数がわからず、信号の数も未知である場合もある。このような未知周波数の信号を推定するためのアルゴリズムを検討している [46, 49, 54]。これは、推定可能な帯域を設定し、その帯域内で SAS を並列に推定処理することで未知周波数を推定するアルゴリズムである。また、多周波推定における推定精度改善のために、ある単周波成分のみを除去することができるノッチフィルタを SAS の前段に挿入することで他の周波数成分の影響を除去するアルゴリズムを示し、その効果を確認している。

SAS の具体的な応用として、DTMF 信号検出を検討している [46, 48, 49, 55]。これは、DTMF 信号の低周波信号と高周波信号を別々に推定し、DTMF 信号を検出している。

次に、図 1.4(b) に示す後者の適応周波数推定法は、遅延時間を制御することのできる加算の演算のみで構成される FIR 型ノッチフィルタを用いている。そして、その特性を応用

した 2 種類のアルゴリズムを検討している [50, 60-66]。以後、このフィルタを適応遅延ノッチフィルタ (Adaptive Delay Notch Filter : ADN) と呼ぶことにする。その 2 種類のアルゴリズムは、ノッチフィルタを用いて周波数推定を行う際の規範が異なっている。それは、出力信号の振幅成分に基づくアルゴリズム [50, 60-63] と、出力信号の時間成分に基づくアルゴリズム [64-66] である。そして、それらの規範から得られた推定周波数を基に、ADNF の遅延素子の数を制御して、精度良く周波数を推定するアルゴリズムである。

出力信号の振幅成分に基づくアルゴリズムは、入力信号を ADN に入力し、その出力信号の最大振幅値を求める。それを基に単純なこう配アルゴリズムを用いて、出力信号を零に近づけるように ADN の遅延素子の数を制御している。そして、出力信号が零となった時、そのノッチ周波数が入力周波数となり、周波数推定がなされるアルゴリズムである [60, 61]。すなわち、適応化のために時間領域を制御するが、その制御するための規範は出力信号の振幅成分を利用している。そして、入力信号に付加されている雑音に対するロバスト性を改善するためのアルゴリズムを導出する [62]。ADNF を用いたノッチ特性に基づくアルゴリズムは、ノッチ幅の大きい FIR 型ノッチフィルタを利用しているために、周波数推定精度があまりよくない。それを改善するために、ノッチ幅を制御して周波数推定精度を改善するアルゴリズム [28-30] の考えを利用し、周波数推定精度の改善を図っている [63]。これは、遅延時間を制御することができる減算の演算のみで構成されるくし型フィルタの次数、すなわち遅延素子の数を制御してノッチ幅を制御している。

出力信号の時間成分に基づくアルゴリズムは、出力信号の零交差点を検出して周波数を推定するアルゴリズム [67, 68] と、ADNF を組み合わせたアルゴリズムである [64]。このアルゴリズムは、多周波信号を、縦続接続された ADN に入力し、その出力信号の零交差点を検出することにより入力周波数を推定し、その推定された周波数を基に ADN の遅延素子の数を制御する。前者のアルゴリズムとの違いは、時間領域を制御するための規範が出力信号の時間成分を利用し、出力信号を推定する単周波信号にする点である。すなわち、適応化のために時間領域を制御するが、その制御するための規範も時間成分を基にしている。零交差点検出による周波数推定は、雑音に対するロバスト性を向上させるために、多くの零交差点を検出し、その平均値により周波数を推定している。そして、非調和関係にある入力信号の周波数の数およびその信号の周波数が未知である信号に対するアルゴリズムを検討している [65, 66]。これは、推定できる最大の周波数の数を設定し、ADNF を縦続接続して周波数推定を行いながら、出力の零出力を検出することで周波数の数を推定するアルゴリズムである。

最後に、本論文で提案する可変サンプリングと SAS によるアルゴリズム [45-56] と、遅

延時間制御とノッチフィルタ特性によるアルゴリズム [50, 60–66], および従来までの振幅領域制御に基づく ALE [31] を, 推定精度, 推定時間および計算量の点で性能比較を行い, 提案する時間領域制御に基づく適応周波数推定法の特徴と性能を明らかにしている.

以上のように, 本論文は時間領域制御による新しいデジタル信号処理を体系づけるための基礎的な検証を行うために, 時間領域制御アルゴリズムを適応周波数推定に応用し, 可変サンプリングと SAS および ADNF とノッチ特性による 2 つの適応周波数推定法を提案した. 計算機シミュレーションにより, 従来までの振幅領域制御による適応周波数推定との推定性能比較を行い, 推定精度, 推定時間および計算量の点で有効性を示すことができたため, これを報告する次第である.

本論文の構成は以下の通りである.

第 1 章は, 諸言であり, 本研究の背景, 目的および概要を述べている.

第 2 章は, 適応周波数推定に関する基礎的考察を与え, 離散フーリエ変換および適応線スペクトル強調器による従来の代表的な周波数推定法を紹介する. そして, 本論文で提案している新しい規範, すなわち時間領域制御によるデジタル信号処理について, 従来の振幅制御によるデジタル信号処理と対比させながら述べる.

第 3 章は, 可変サンプリングと SAS による適応周波数推定について述べている. まず, SAS による周波数推定の原理について述べる. 次に, 周波数推定の高速化を検討し, 未知の多周波信号を推定するアルゴリズムを示す. また, 多周波推定における推定精度改善についても述べる. 最後に, この推定性能を計算機シミュレーションにより明らかにすると共に, これを DTMF 信号検出に適用した例を示す.

第 4 章は, 遅延時間制御とノッチフィルタ特性による適応周波数推定について述べている. まず, 遅延素子の数, すなわち遅延時間を制御することのできる ADNF を説明する. 次に, 出力信号の振幅成分を利用する単純なこう配アルゴリズムにより周波数を推定し, ADNF を制御するアルゴリズムについて示す. そして, 出力信号の時間成分を利用して周波数を推定し, 前述と同様に ADNF を制御するアルゴリズムについて述べる. 最後に, それらを推定性能を計算機シミュレーションにより明らかにする.

第 5 章は, 第 4 章と第 5 章で提案した時間領域制御に基づく適応周波数推定法をを計算機シミュレーションにより総合的に性能評価を行う. ここでは, 従来までの振幅領域制御に基づく ALE と推定精度, 推定時間, 計算量の点に関して性能比較を行ない, 提案するアルゴリズムの推定性能および特徴を明らかにすると共に考察を与える.

第 6 章は, 結言であり, 本論文をまとめると共に, 今後の課題を述べている.

第 2 章

適応周波数推定に関する基礎的考察

2.1 まえがき

本論文で扱う信号は定常過程である正弦波信号 (線スペクトル) としており, 雑音に埋もれたその線スペクトルの周波数推定を行う. 従来の非パラメトリックな周波数推定法として, まず離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform : DFT) が挙げられる. この DFT による周波数推定は, 基本的に基本周波数の整数倍の周波数のみを推定することができる. そして, 実際に計算機やハードウェア上で DFT を行なう場合には, DFT の高速算法である高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform : FFT) を用いて行なわれる. また, 細かく周波数推定を行うために, 零を付加するアルゴリズム [25] や, 得られた周波数結果を補間するアルゴリズム [26] も提案されている. しかし, これらは, 非調和信号や解析時間内で信号成分が変化するような場合への適用は困難となる. DFT のこのような欠点の克服を目指したパラメトリックな周波数推定法として, 適応線スペクトル強調器 (Adaptive Line Enhancer : ALE) がある [14]. この ALE は, 広帯域ノイズから狭帯域信号あるいは特定の線スペクトルなどを抽出するためのものである. まず, 簡単な FIR 型フィルタの構造を持つ ALE が開発された [14]. しかし, FIR 型フィルタで狭いノッチ特性を実現し, 高い周波数分解能を得るには, 非常に多くのフィルタ係数を有する. 次いで, FIR 型フィルタよりもかなり少ないフィルタ係数を持ち, 狭いノッチ特性を容易に実現できる IIR 型の ALE が提案された [27–33].

これらは, 全て解析対象信号に対して等間隔サンプリング処理が行われていることが前提であり, そのサンプリング周波数を基にして様々な信号処理が行われている. そして, 適応アルゴリズムはある評価規範に基づきフィルタの係数値を自動的に制御して最適な構成を得ている. すなわち, これらは解析対象信号のサンプル値とフィルタの係数値を乗算しており, 信号の振幅成分 $x(t)$ を制御する振幅領域制御アルゴリズムと見なせる. このようなアルゴリズムに対し, 本論文では信号の $x(t)$ の時間成分 t を制御する時間領域制御アルゴリズムを提案する.

本章では, 従来の代表的な周波数推定法として, DFT と文献 [26] による精度改善法, そ

して IIR 型の ALE のひとつである計算量の少ない IIR 型適応ノッチフィルタ法 [31] を順に述べる。次に、上述の振幅領域制御によるデジタル信号処理と、提案する時間領域制御によるデジタル信号処理の違いを明らかにする。最後に、時間領域制御によるデジタル信号処理の実現方法について示す。

2.2 代表的な周波数推定法

2.2.1 離散フーリエ変換による手法

連続信号 $x(t)$ のフーリエ変換による周波数推定は次式により定義される。

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

この時の周波数スペクトルは連続角周波数 ω に対する値として得られる。

連続信号 $x(t)$ を一定時間間隔 T_s でサンプリングして得られる離散信号 $x(nT_s)$ (n はサンプル番号) を用いて周波数推定する操作が離散時間フーリエ変換 (Discrete Time Fourier Transform: DTFT) である。この DTFT の周波数 ω は連続である。そして、離散信号 $x(nT_s)$ がサンプル点数 N_F で繰り返す周期信号で、周波数 ω をそのサンプル点数 N_F で離散化したものを DFT と呼ぶ。

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N_F-1} x(n)W^{in} \quad (2.2)$$

但し、 $W = e^{-j\frac{2\pi}{N_F}}$ であり、 $x(n)$ は $x(nT_s)$ の T_s を省略形である。この時の周波数スペクトル $X(k)$ は、基本角周波数 ω_0 の整数倍の角周波数 $i\omega_0$ (i は整数) に対する値として得られる。また、 ω_0 は $\omega_0 = 2\pi/(N_FT_s)$ で与えられ、 N_FT_s は全サンプル区間の時間長 (観測時間) に相当する。

次に、この DFT による周波数分解能と計算量について示す。周波数分解能 Δf_F は次式で与えられる。

$$\Delta f_F = \frac{f_s}{N_F} \quad (2.3)$$

また、DFT を行う場合、一般に DFT の高速算法である FFT を用いて行われる。この FFT の実数計算における加算 Add. と乗算 Mul. の計算量は次式で与えられる。

$$\text{Add.} = 2N_F \log_2 N_F \quad (2.4-a)$$

$$\text{Mul.} = 2N_F \log_2 N_F \quad (2.4-b)$$

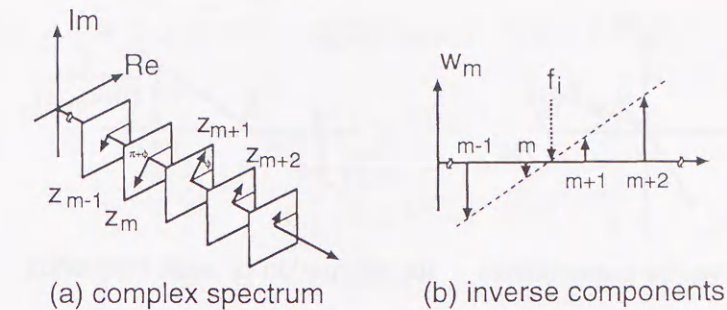


図 2.1 位相特性による周波数推定

この DFT は、基本的に基本周波数の整数倍の周波数のみを推定することができる。つまり、そのままでは任意の周波数推定はできない。よって、この離散的な周波数推定結果を利用して、周波数サンプル間の周波数を補間により求める細かく周波数推定を行うアルゴリズムがある [26]。この周波数推定法は、実数データより得られる複素スペクトルの位相特性を利用したものである。これは、複素スペクトルにおいてピーク周波数の前後で位相が反転すること、つまり複素スペクトルの逆数が直線上にプロットされることを利用して周波数推定を行なうものである。これは、観測区間で信号成分が定常であれば、多周波信号でも周波数推定が可能である。

まず、フーリエ変換の位相伝達特性について述べる。いま、入力信号 $x(t)$ の周波数は f_i 、振幅は A_i 、観測区間は T 、区間中央での位相は ϕ_i である cosine 波は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} x(t) &= A_i \cos \left\{ \frac{2\pi f_i(t - T/2)}{T} + \phi_i \right\} \\ &= \frac{A_i}{2} \left[\exp \left\{ j \left(\frac{2\pi f_i t}{T} - \pi f_i + \phi_i \right) \right\} + \exp \left\{ -j \left(\frac{2\pi f_i t}{T} - \pi f_i + \phi_i \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.5)$$

これをフーリエ変換すると、 $\exp\{j(\cdot)\}$ と $\exp\{-j(\cdot)\}$ の 2 つのスペクトルピークが生じる。実波形 $x(t)$ はこの 2 つの成分の逆変換の重ね合わせで実現することができる。ここで単一周波数としては、 $\exp\{j(\cdot)\}$ または $\exp\{-j(\cdot)\}$ のいずれか一方のみで次式のように表すことができる。

$$y(t) = A_i \exp \left\{ j \left(\frac{2\pi f_i t}{T} - \pi f_i + \phi_i \right) \right\} \quad (2.6)$$

これをフーリエ変換して得られた複素スペクトルは次のようになる。

$$z_m = \frac{A_i}{T} \int_0^T \exp \left\{ j \left(\frac{2\pi f_i t}{T} - \pi f_i + \phi_i \right) \right\} \cdot \exp \left\{ -j \frac{2\pi m t}{T} \right\} dt$$

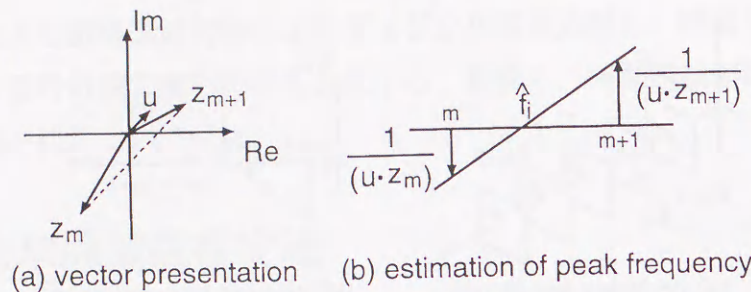


図 2.2 位相特性による実際の周波数推定

$$= \frac{A_i \sin(\pi f_i)}{\pi(f_i - m)} \exp(j\phi_i) \quad (2.7)$$

$m = [f_i]$ ($[\cdot]$ はガウス記号) の前後を図示すると, z_m は図 2.1(a) のように, 方向 ϕ_i の直線上に乗っており, $m < f_i$ と $m > f_i$ に応じて, その向きを反転する. また, 次式で与えられる z_m の方向 ϕ_i に対する成分の逆数 w_m は, 図 2.1(b) で示すような m に関する 1 次関数となる.

$$w_m = \frac{\pi(f_i - m)}{A_i \cdot \sin(\pi f_i)} \quad (2.8)$$

この直線と横軸の交点から周波数 f_i が求められる.

上述したように, フーリエ変換により求められた複素スペクトルのピークを形成する隣合う 2 つの成分を z_m と z_{m+1} とする. この 2 つのベクトルは, 理論的には方向 ϕ_i で向きがちょうど π だけ異なるが, 実際には他の周波数成分, ノイズ, 量子化誤差などの影響で, 図 2.2(a) に示すように, 位相差はちょうど π にはならない. そこで, $u = (z_{m+1} - z_m) / |z_{m+1} - z_m|$ なる単位ベクトルを定義し, u と z_{m+1} , z_m の内積の逆数を用いて, 同図 (b) から周波数 \hat{f}_i を推定する.

$$\hat{f}_i = m + \frac{(u, z_{m+1})}{(u, z_{m+1}) - (u, z_m)} \quad (2.9)$$

2.2.2 適応線スペクトル強調器による手法

サンプリング周波数 f_s でサンプリングされた入力信号の周波数は f_i , 振幅は A_i , 位相は ϕ_i である m 周波を考える.

$$\begin{aligned} x(k) &= \sum_{i=1}^m A_i \sin\left(\frac{2\pi f_i}{f_s} k + \phi_i\right) + n(k) \\ &= \sum_{i=1}^m A_i \sin(w_i k + \phi_i) + n(k) \end{aligned} \quad (2.10)$$

ここで, k はサンプル数を表し, $n(k)$ はホワイトノイズである.

図 2.3 に示す IIR ノッチフィルタの伝達関数は次式で与えられる.

$$H(z) = \frac{\prod_{i=1}^m (1 + \beta d_i z^{-1} + \beta^2 z^{-2})}{\prod_{i=1}^m (1 + \alpha d_i z^{-1} + \alpha^2 z^{-2})} \quad (2.11-a)$$

$$d_i = -2 \cos w_i \quad (2.11-b)$$

$$-\pi \leq w_i \leq \pi, \quad 0 \leq \beta \leq 1, \quad 0 \leq \alpha < \beta \leq 1$$

式 (2.10) の入力信号を, 式 (2.11) に示す伝達関数に入力した時の出力信号は, 次式で表される.

$$y(k) = \frac{\sum_{i=0}^{2m} d_i \beta^i z^{-1}}{\sum_{i=0}^{2m} d_i \alpha^i z^{-1}} x(k) \approx n(k) \quad (2.12)$$

$$d_0 = d_{2m} = 1, \quad d_{2m-i} = d_i \quad \text{for } i = 1, \dots, m-1$$

そして, IIR ノッチフィルタにより入力信号が除去されると仮定すると, その出力 $y(k)$ は近似的にノイズ成分 $n(k)$ となる. ここで, 式 (2.12) を次式のように書き直す.

$$p_k = \theta^T \Psi_k - y(k) \quad (2.13-a)$$

$$\theta^T = [d_1, \dots, d_m] \quad (2.13-b)$$

$$\Psi_k = [\varphi_1, \dots, \varphi_m]^T \quad (2.13-c)$$

$$\begin{aligned} \varphi_i &= \beta^i x(k-i) - \alpha^i y(k-i) + \beta^{2m-i} x(k-2m+i) - \alpha^{2m-i} y(k-2m+i) \\ &\quad \text{for } i = 1, \dots, m-1 \end{aligned} \quad (2.13-d)$$

$$\varphi_m = \beta^m x(k-m) - \alpha^m y(k-m) \quad (2.13-e)$$

$$p_k = \alpha^{2m} y(k-2m) - x(k) - \beta^{2m} x(k-2m) \quad (2.13-f)$$

こう配アルゴリズムは, 式 (2.12) の更新パラメータ d_i を次式により更新させる.

$$d_{i,k+1} = d_{i,k} - \mu \frac{\partial y(k)^2}{\partial d_i} \quad (2.14-a)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial y(k)^2}{\partial d_i} &= -2y(k)\varphi_i + 2y(k) \left(\frac{\partial x(k)}{\partial d_i} - \theta^T \frac{\partial \Psi_k}{\partial d_i} \right) \\ &\quad \text{for } i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (2.14-b)$$

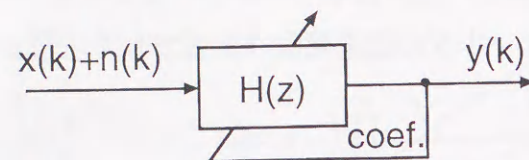


図 2.3 IIR 型 ALE

実際には式 (2.14-b) の第 2 項は無視する。ここで得られた $d_{i,k+1}$ と式 (2.11-b) から次式で周波数 $\hat{f}_{i,k+1}$ を推定を行う。

$$\hat{f}_{i,k+1} = \frac{f_s}{2\pi} \cos^{-1} \left(-\frac{d_{i,k+1}}{2} \right) \quad (2.15)$$

そして、IIR 法で単周波信号を推定するために必要な更新 1 回あたりの加算 *Add.* と乗算 *Mul.* の計算量は次式で与えられる。

$$Add. = 6 \quad (2.16-a)$$

$$Mul. = 8 \quad (2.16-b)$$

2.3 振幅領域制御と時間領域制御

従来までのデジタル信号処理は、図 2.4(a) に示すように、等間隔サンプリング処理が前提であり、そのサンプリング周波数を基に演算が行われている。その演算は、等間隔にサンプリングされたサンプル値とフィルタの係数値の乗算が基本であり、これは信号の振

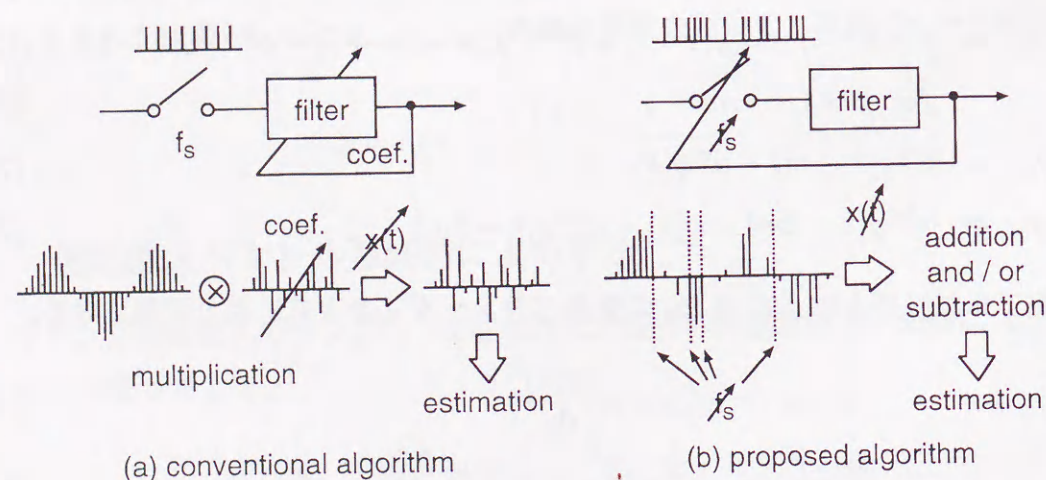


図 2.4 振幅領域制御と時間領域制御の違い

幅成分 $x(t)$ を制御する振幅領域制御アルゴリズムと見なせる。そして、そのフィルタの係数値は所望の信号を得るために様々な適応アルゴリズムにより制御されている。ここでの適応アルゴリズムとは、ある評価規範に基づき調整可能なパラメータを自動的に制御して、最適な構成を得ることである。図 2.4(a) は、調整するパラメータとしてフィルタの係数値を制御している。一方で、信号の位相成分すなわち時間成分も制御しているアルゴリズムも提案されている。しかし、レート変換があらかじめ決定、もしくは制限された時間成分を制御しているアルゴリズムであり、基本的にはサンプル値とフィルタの係数値の乗算、すなわち信号の振幅成分 $x(t)$ を制御するアルゴリズムである。

本論文では、このような振幅領域制御によるデジタル信号処理に対し、図 2.4(b) に示すような時間領域制御によるデジタル信号処理を検討している。これは、信号 $x(t)$ の時間成分 t を適応的に制御するアルゴリズムである。すなわち、図 2.4(a) に示した従来法のフィルタの係数値を制御するのではなく、図 2.4(b) に示した提案法は、サンプリング時刻を制御して最適な構成を得ている。この時間領域制御と、基本的な演算が加算もしくは減算で構成される信号処理を組み合わせることにより、従来までの振幅領域制御によるデジタル信号処理の基本となっていた乗算の演算を削減することが可能である。これにより、シンプルなアルゴリズムを構築することができ、ひいては実用化におけるハードウェアを容易に構成できる可能性がある。

本論文では、時間領域制御を実現するために 2 種類の間接的構成を検討する。それは、オーバーサンプリング処理と間引き率を制御することのできるデシメーションを組み合わせる図 2.5(a) の可変サンプリングと、オーバーサンプリング処理と遅延素子の数を制御できるフィルタを組み合わせる図 2.5(b) の遅延時間制御である。前者はデシメーション比を、後者は遅延素子の数を制御することにより、間接的に時間領域制御を実現している。表 2.1 に、振幅領域制御によるデジタル信号処理と時間領域制御によるデジタル信号処理の違いを示す。ここでは、前節までに述べた DFT と ALE、および本論文で提案する適応周波数推定法の具体的な特徴の比較を行っている。

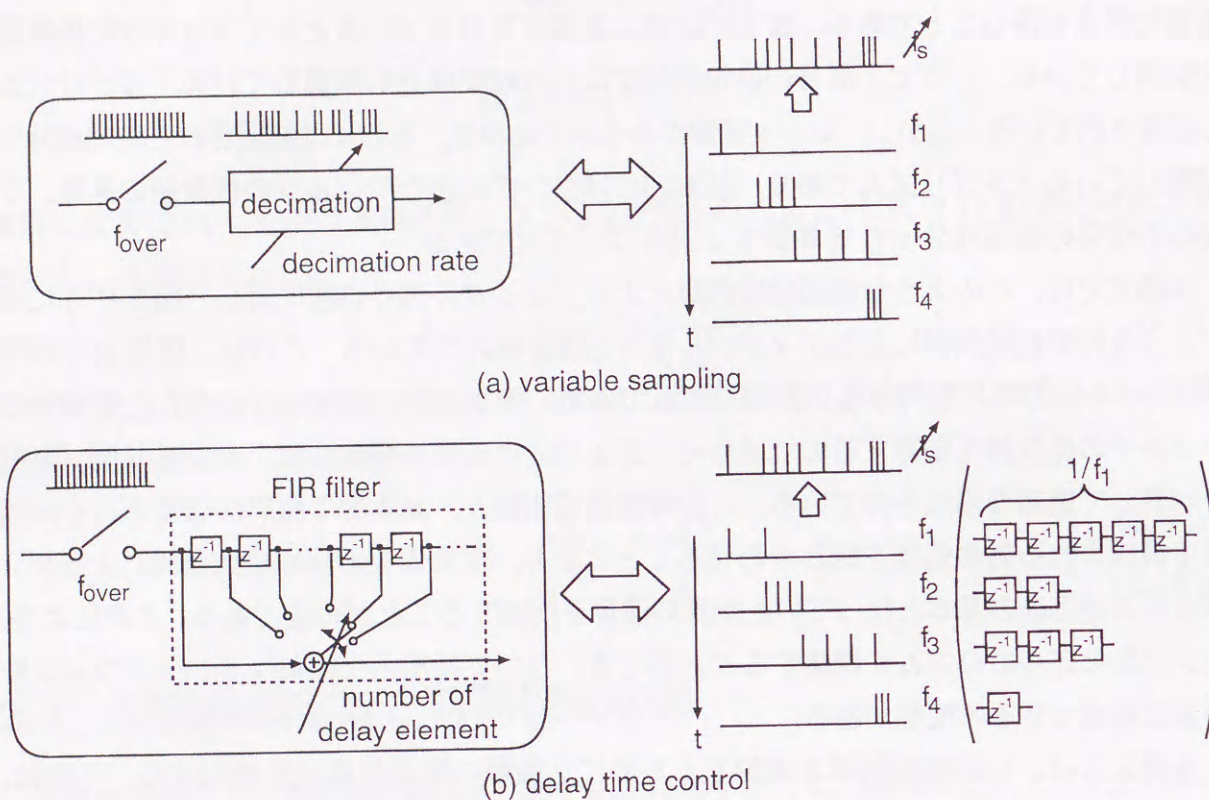


図 2.5 時間領域制御の実現方法

表 2.1 振幅領域制御と時間領域制御によるデジタル信号処理の比較

control domain		adaptive algorithm	sampling frequency	filter coefficient	computational complexity
amplitude control	DFT	no	const.	const.	many
	ALE	yes	const.	variable	medium
time control		yes	variable	± 1	few

2.4 むすび

本章では、従来までの振幅領域制御による適応周波数推定法の基礎的考察を与えた。そして、従来までの振幅領域制御によるデジタル信号処理と、本論文で提案する時間領域制御によるデジタル信号処理との相違点を明らかにした。

従来までのデジタル信号処理は、等間隔サンプリング処理が前提となっており、そのサンプリング周波数を基にして演算が行われている。具体的には、まず従来までの周波数推定アルゴリズムとして離散フーリエ変換 (DFT) を紹介した。この DFT は、解析信号が非調和関係を有する場合や、時刻の経過と共に周波数が変動する場合への適用は困難である。次に、このような欠点を克服するための適応線スペクトル強調器 (ALE) を紹介した。これらは、等間隔のサンプリング値系列とフィルタの係数値の乗算を基本にしており、信号の振幅成分 $x(t)$ を制御するアルゴリズムと見なせる。そして、従来までの振幅領域制御によるデジタル信号処理と、本論文で提案する信号 $x(t)$ の時間成分 t に着目した時間領域制御によるデジタル信号処理との違いを示した。時間領域制御によるデジタル信号処理により、従来の振幅領域制御によるデジタル信号処理で必要である乗算の演算が削減でき、シンプルなアルゴリズムを構築でき、ハードウェア化が容易になる可能性を持っている。次章以降で、具体的に従来の振幅領域制御によるデジタル信号処理と比較しながら、提案する時間領域制御によるデジタル信号処理の有用性を明らかにする。

第3章

可変サンプリングと同期加減算処理による 適応周波数推定法

3.1 まえがき

従来までのデジタル信号処理における適応アルゴリズムは、固定のサンプリングレートによるサンプル値とフィルタの係数値を乗算し、そのフィルタ出力に基づいてフィルタの係数値を制御している。すなわち、これは信号の振幅成分を制御するアルゴリズムと見なせる。この適応アルゴリズムの応用として、適応線スペクトル強調器 (Adaptive Line Enhancer : ALE) がある。一方、デシメーションを用いて周波数推定精度改善するアルゴリズム [34] や、スパースなシステムを同定するアルゴリズム [35, 36] や、デジタルデータ伝送で用いられている分数間隔等化器 [37, 38] や、エコーキャンセラーなどは、信号の振幅成分を制御するだけではなく、信号の位相成分すなわち時間成分も制御している。しかし、これらはレート変換があらかじめ決定されており、もしくは制限された時間成分を制御している。つまり、信号の時間成分を積極的に制御する適応アルゴリズムはこれまで検討されていない。そこで、我々は時間領域のみを制御する適応アルゴリズムを開発する。

本章では、オーバサンプリングと間引き率を制御可能なデシメーション (decimation) によりサンプリング周波数を制御できる可変サンプリング (variable sampling) によるアルゴリズムと、主な処理が加減算と累積で構成できる同期加減算処理 (Synchronous Addition / Subtraction : SAS) による周波数推定アルゴリズムを組み合わせた適応周波数推定法について述べる [45-56]。この SAS は、DTMF (Dual Tone Multifrequency) 信号を検出するアルゴリズム [41] や、楽器音を採譜するアルゴリズム [42-44] として提案されている。以前の SAS [41-44] は、サンプリング周波数が固定で周波数成分の有無を検出するのが目的であったのに対し、本手法は、適応的に可変サンプリングをすることで周波数成分の値を精度良く推定するものである。

本章の構成は、まず SAS による周波数推定の原理を示し、その推定に必要な累積値のピーク検出法、SAS による周波数推定時間、そして SAS による周波数の初期値問題につい

て述べる。次に、SAS は周波数推定精度が良くなると周波数推定時間が長くなる欠点を有するために、その欠点を克服するための周波数推定の2種類的高速化について示す。最初は、ノッチフィルタ (Notch Filter : NF) を用いたノッチフーリエ変換 (Notch Fourier Transform : NFT) [57] の原理を応用した Overdetermined-NFT による高速化、次にサンプル点の工夫による高速化の順に述べる。そして、未知の多周波信号を推定するアルゴリズムを示し、多周波推定における精度改善について検討する。最後に、計算機シミュレーションにより、可変サンプリングと SAS による適応周波数推定の推定性能を明らかにする。まず、入力信号を単周波信号と仮定し、様々なパラメータの挙動を示して最適値を求める。次に、周波数推定的高速化の性能を明らかにする。そして、入力信号を未知の多周波信号と仮定し、その時の推定性能を示し、多周波における周波数分解能について述べる。最後に、DTMF 信号検出へ応用した結果を示す。

3.2 同期加減算処理による周波数推定の原理

ここでは、可変サンプリングと SAS を組み合わせた適応周波数推定について述べる。まず、SAS による周波数推定の原理について述べ、次いで、その SAS による推定で必要となる累積値のピーク検出法について示す。次に、周波数推定に必要な推定時間について検討する。最後に、周波数の初期値問題について述べる。

3.2.1 同期加減算処理の原理

図 3.1 に示す周波数は f_i Hz、振幅は A_i 、位相は ϕ_i である単周波信号を、サンプリング周波数が f_s Hz でサンプリングされた信号を次式とする。

$$\begin{aligned} x(n) &= A_i \sin \left(\frac{2\pi f_i}{f_s} n + \phi_i \right) \\ &= \alpha_i \sin(\omega_i n) + \beta_i \cos(\omega_i n) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\omega_i = 2\pi f_i / f_s, \quad \alpha_i = A_i \cos \phi_i, \quad \beta_i = A_i \sin \phi_i$$

この sine 成分および cosine 成分の極値に相当するサンプル値を、それぞれ次式のように加減算する。

$$\begin{aligned} y_s(n) &= x(4n+1) - x(4n+3) \\ y_c(n) &= x(4n) - x(4n+2) \\ n &= 0, \dots, r-1 \end{aligned} \quad (3.2)$$

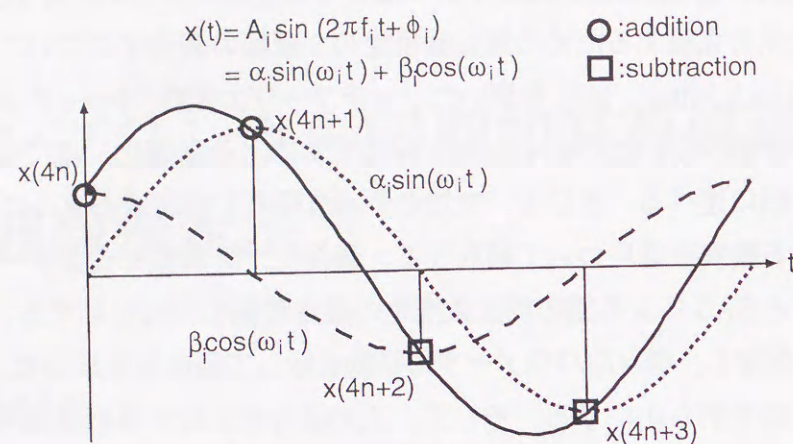


図 3.1 入力信号とサンプリング点

次に式 (3.2) の累積値を求める。入力周波数 f_i と、入力信号をサンプリングする周波数 (同期周波数) $f_{syn} = f_s/4$ が、図 3.2(a) のように同期 ($f_i = f_{syn}$) する場合、その累積値は式 (3.3) および図 3.2(c) の実線で示すように単調増加する。

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{r-1} y_s(n) &= 2r\alpha_i \\ \sum_{n=0}^{r-1} y_c(n) &= 2r\beta_i \end{aligned} \quad (3.3)$$

一方、図 3.2(b) のように非同期 ($f_i \neq f_{syn}$) の場合は、式 (3.4) および図 3.2(c) の破線で示すように単調増加せずに正弦波状となる。

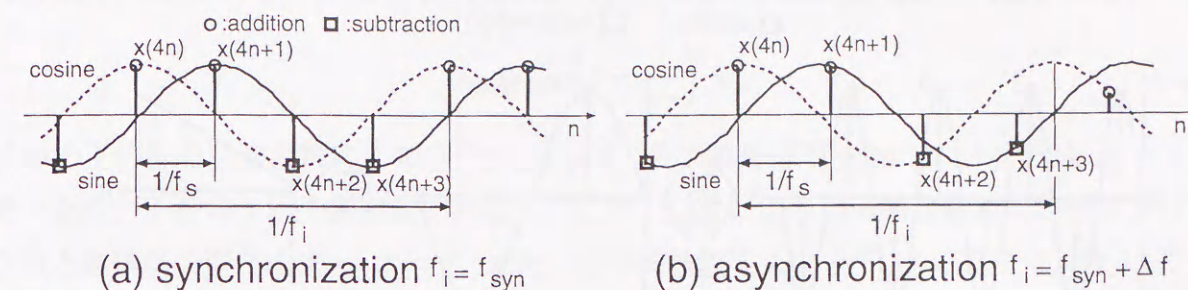
$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{r-1} y_s(n) &= \sum_{n=0}^{r-1} [\alpha_i(\cos(\omega_\Delta n_1) + \cos(\omega_\Delta n_3)) - \beta_i(\sin(\omega_\Delta n_1) + \sin(\omega_\Delta n_3))] \\ \sum_{n=0}^{r-1} y_c(n) &= \sum_{n=0}^{r-1} [\alpha_i(\sin(\omega_\Delta n_0) + \sin(\omega_\Delta n_2)) + \beta_i(\cos(\omega_\Delta n_0) + \cos(\omega_\Delta n_2))] \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\omega_\Delta = 2\pi\Delta f/f_{syn}, \quad n_i = 4n + i (i = 0, \dots, 3)$$

この非同期の場合の累積値の周期 n_T は次式で与えられる。

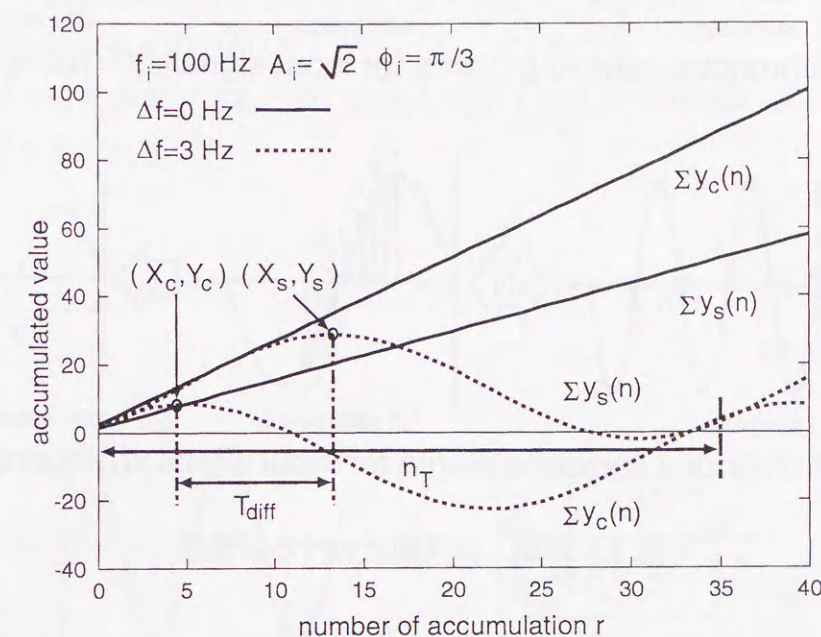
$$n_T = \frac{2\pi}{|\omega_\Delta|} \quad (3.5)$$

すなわち、累積値の周期 n_T は、入力周波数 f_i と同期周波数 f_{syn} の周波数ミスマッチ $\Delta f = |f_i - f_{syn}|$ に逆比例する関係を持っている。よって、この累積値の周期を検出することによ



(a) synchronization $f_i = f_{syn}$

(b) asynchronization $f_i = f_{syn} + \Delta f$



(c) accumulated values

図 3.2 SAS によるサンプリング点と累積値

り、周波数ミスマッチ Δf を小さくするように同期周波数 f_{syn} を入力周波数 f_i に一致するように制御することで、入力周波数を推定することができる。

ここで、入力信号の sine 成分のみ $x(t) = \alpha_i \sin(\omega_i t)$ ($\omega_i = 2\pi f_i$) に注目して、もう少し詳しく同期と非同期における累積値について述べる。入力周波数 f_i と同期周波数 f_{syn} が同期 ($f_i = f_{syn}$) している場合のサンプリング点を図 3.3(a)1 に示す。このサンプリング点は、同図 (a)2 に示すように入力信号の同じ点を加算し続けることになり、その累積値は同図 (a)3 に示すように単調増加する。一方、非同期 ($f_i \neq f_{syn}$) の場合のサンプリング点は、図 3.3(b)1 のようになる。このサンプリング点は、同図 (b)2 に示すように入力信号の異なる点を加算することになり、その累積値は入力信号を離散的に数値積分したものと

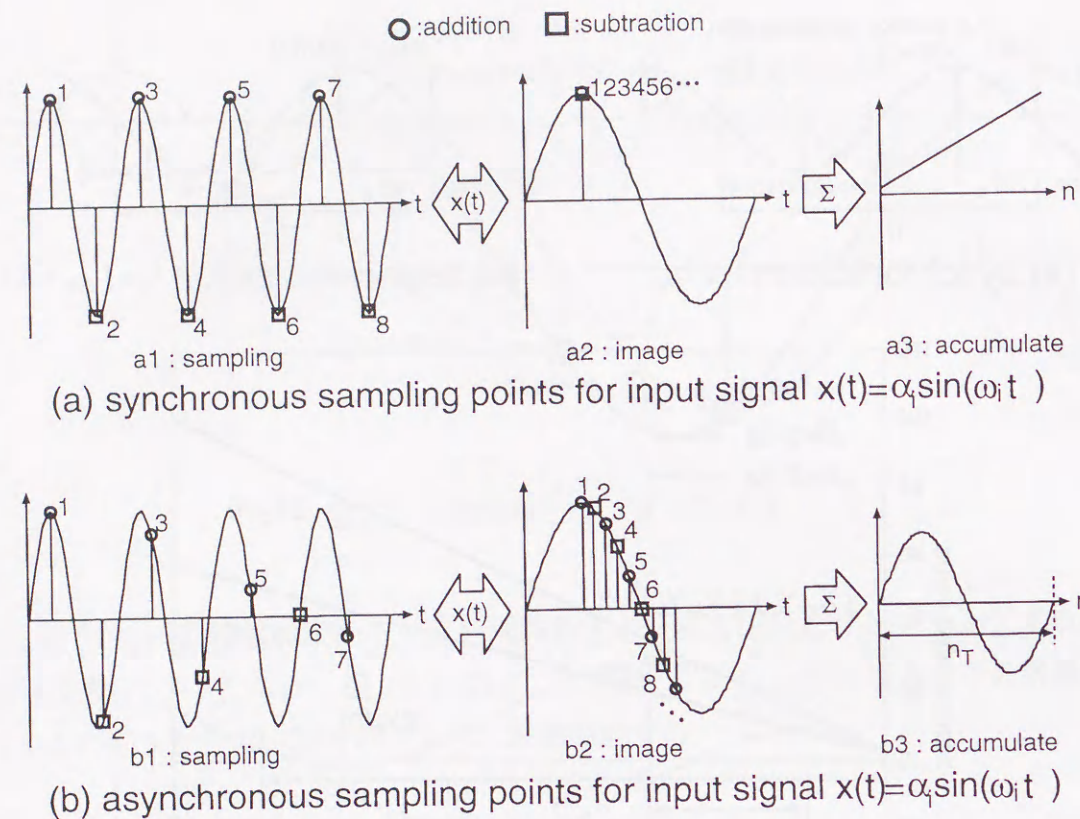


図 3.3 同期、非同期における累積値

なる。よって、同図(b)b3に示すように累積値は正弦波状に変化する。

次に、この累積値の周期 n_T を検出するアルゴリズムについて述べる。この累積値は、入力信号と同期信号の位相差によりバイアス成分が生じ、零交差点検出法などによる周期検出は困難である。よって、図 3.2(c) に示すように式 (3.4) で表される sine 成分と cosine 成分の累積値のピーク位置差 $T_{diff} = |X_s - X_c|$ を検出することで、次式より累積値の周期を検出できる。

$$n_T = 4 \times T_{diff} \quad (3.6)$$

このことは、sine 成分と cosine 成分が直交していることにより明らかである。すなわち、バイアス成分が生じない場合、sine 成分がピークの時に cosine 成分は零点である。

そして、式 (3.6) を式 (3.5) に代入し、周波数ミスマッチ Δf を求める。

$$|\Delta f| = \frac{f_{syn}}{n_T} \quad (3.7)$$

そして、 $\Delta f = f_i - f_{syn}$ であり、ここでの f_i は推定する周波数 $\hat{f}_{i,n+1}$ 、 f_{syn} は現在推定した

周波数 $\hat{f}_{i,n}$ であるので、式 (3.7) は次式のように変形でき、周波数推定が可能となる。

$$\hat{f}_{i,n+1} = \left(1 \pm \frac{1}{n_T}\right) \hat{f}_{i,n} \quad (3.8)$$

式中の正の符号は周波数ミスマッチが $\Delta f > 0$ 、負の符号は周波数ミスマッチが $\Delta f < 0$ の時であり、下付の n は更新回数である。ここで、SAS による適応周波数推定のサンプリング点と累積値の変化を図 3.4 に示す。また、その周波数ミスマッチ Δf の正負は、表 3.1 に示す累積値のピーク座標値の関係から決定される。ここで、sine 成分および cosine 成分の累積値のピークの座標値をそれぞれ (X_s, Y_s) 、 (X_c, Y_c) とする。

本手法で単周波信号を推定するために必要な更新 1 回あたりの加算 $Add.$ と乗算 $Mul.$ の計算量は次式で与えられる。

$$Add. = 4r + P_A \quad (3.9-a)$$

$$Mul. = P_M \quad (3.9-b)$$

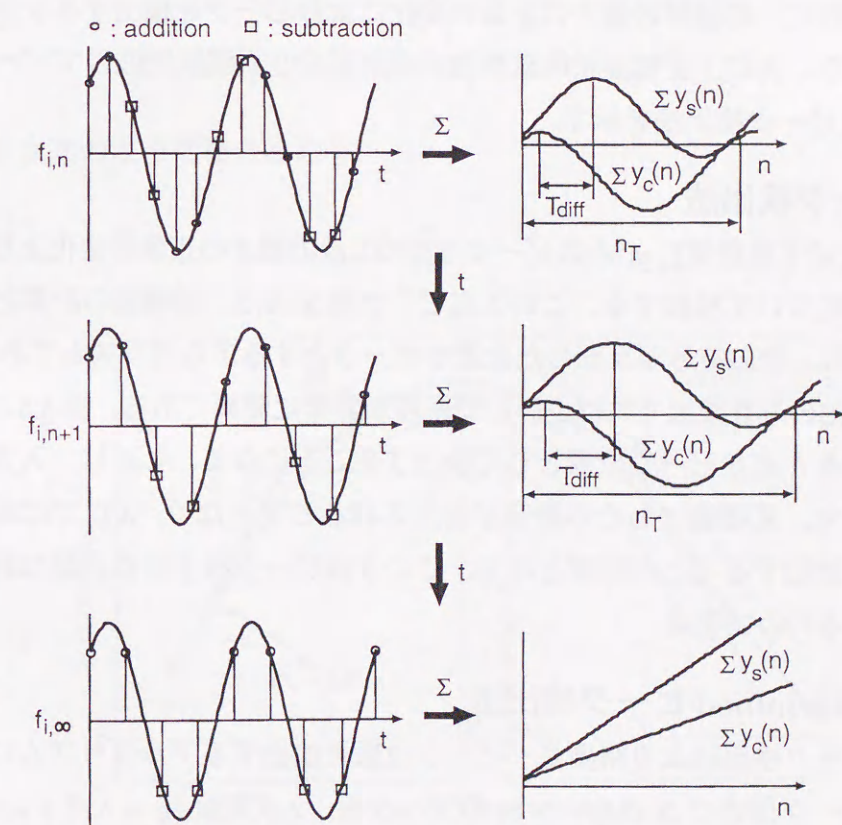


図 3.4 SAS による適応周波数推定のサンプリング点と累積値の変化

表 3.1 周波数ミスマッチ Δf の正負

	Y_s, Y_c same sign	Y_s, Y_c different sign
$X_s > X_c$	+	-
$X_s < X_c$	-	+

ここで、減算および除算の計算量はそれぞれ加算と乗算に含めている。式中の P_A および P_M は、次節で示す図 3.2(c) に示す累積値のピーク位置を検出するための加算と乗算の計算量をそれぞれ示している。この累積値のピーク位置を検出するアルゴリズムと計算量は次節で説明する。

3.2.2 累積値のピーク検出法

ここでは、前節で述べた SAS の累積値のピーク検出について、2 種類のピーク検出法を検討する。最初に、累積値の傾きの正負の変化によりピークを検出する 3 点ピーク検出法について述べる。次に、正弦波状の累積値の半周期を 2 次関数近似してピークを求める Overdetermined ピーク検出法を示す。

A : 3 点ピーク検出法

まず、図 3.5 に示す累積値 $\Sigma y(n)$ のピーク付近の 3 点の傾きの正負の変化よりピーク位置を検出する方法について検討する。この 3 点ピーク検出法は、累積値の計算と共にその差分の符号を検出し、その符号が反転した位置をピークとするアルゴリズムである。これは、差分の符号の変化のみを検出すればよいので処理が非常に簡単である。図 3.5 の場合、差分の符号が反転する A 点をピーク位置として検出することになる。しかし、入力信号に雑音が付加された場合、累積値にもその雑音が付加されることとなり、3 点では累積値のピーク位置を正確に検出することが困難となる。この 3 点ピーク検出法に必要な計算は、累積値の値を比較するのみである。

B : Overdetermined ピーク検出法

前述の 3 点ピーク検出法より精度良くピーク位置を検出するアルゴリズムについて述べる。累積値のピーク付近の N 点 ($N \geq 3$) のデータを、2 次関数 ($y = ax^2 + bx + c$) 近似することでピーク位置を求める Overdetermined ピーク検出法を用いる [58]。ここでは、累積回数 r を x 軸、累積値 ($\Sigma y_s(n)$, $\Sigma y_c(n)$) を y 軸としている。図 3.5 の場合、ピーク付近の

N 点のデータを用いて 2 次関数近似して、その 2 次関数のピークとなる B 点を検出することになる。これにより、入力信号に雑音が付加された場合でも、3 点ピーク検出法よりも正確にピーク位置を検出することが可能となる。

ここで、Overdetermined ピーク検出法の実際の処理方法について図 3.6 を用いて説明する。まず、累積値の最初の値 ($\Sigma y(0)$) をしきい値 (Threshold) とし、累積値を 2 次関数近似するために最低限必要な 3 点の累積値 (累積回数 $r = 2$) を求める。そして、しきい値と現時点で累積値を比較し、その累積値がしきい値を下回った時 Overdetermined ピーク検出ルーチンに進む。しきい値を下回らなかった場合、累積回数 r が N より小さい時はそのまま次の累積値を求め、大きい時は累積回数 $r - N + 1$ 番目の累積値をしきい値として次の累積値を求める。再び、しきい値と現時点での累積値を比較する一連の処理を繰り返しながら、式 (3.10) から 2 次関数の係数 a , b , c を決定する。

$$Y = aX^2 + bX + c \quad (3.10-a)$$

$$Y = [y(r), y(r-1), \dots, y(r-N+1)]^T \quad (3.10-b)$$

$$X = [x(r), x(r-1), \dots, x(r-N+1)]^T \quad (3.10-c)$$

$$X^2 = [x^2(r), x^2(r-1), \dots, x^2(r-N+1)]^T \quad (3.10-d)$$

式 (3.10) を次式のように書き改める。

$$Aa = B \quad (3.11-a)$$

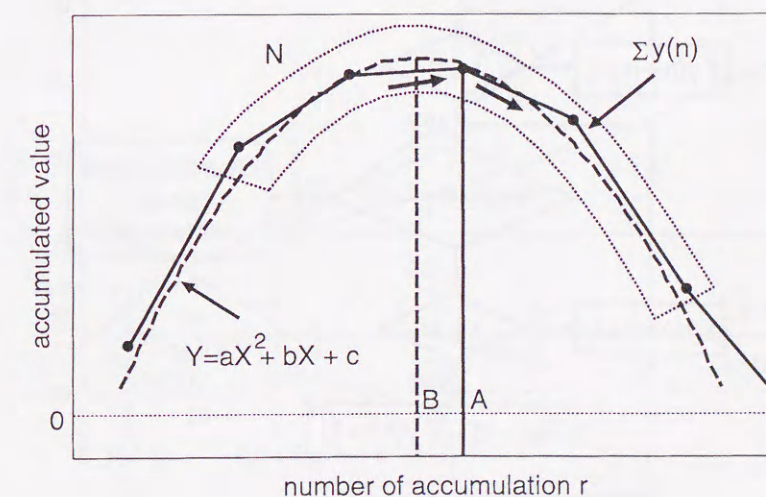


図 3.5 累積値のピーク検出法

$$a = [a, b, c]^T \quad (3.11-b)$$

$$A = [X^2, X, 1] \quad (3.11-c)$$

$$B = [Y] \quad (3.11-d)$$

そして、次式より係数 a, b, c が得られる。

$$a = (A^T A)^{-1} A^T B \quad (3.12)$$

得られた係数を用いて、次式よりピーク位置 x を求められる。

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dx} &= 2ax + b = 0 \\ x &= -\frac{b}{2a} \end{aligned} \quad (3.13)$$

ここで、式(3.11)の正規方程式を解くアルゴリズムは、LU分解を使用する[59]。このOverdetermined ピーク検出法に必要な加算 P_A と乗算 P_M の計算量は次式で与えられる。

$$P_A = (12(N-1) + 9) \times 2 \quad (3.14-a)$$

$$P_M = (13N + 11) \times 2 \quad (3.14-b)$$

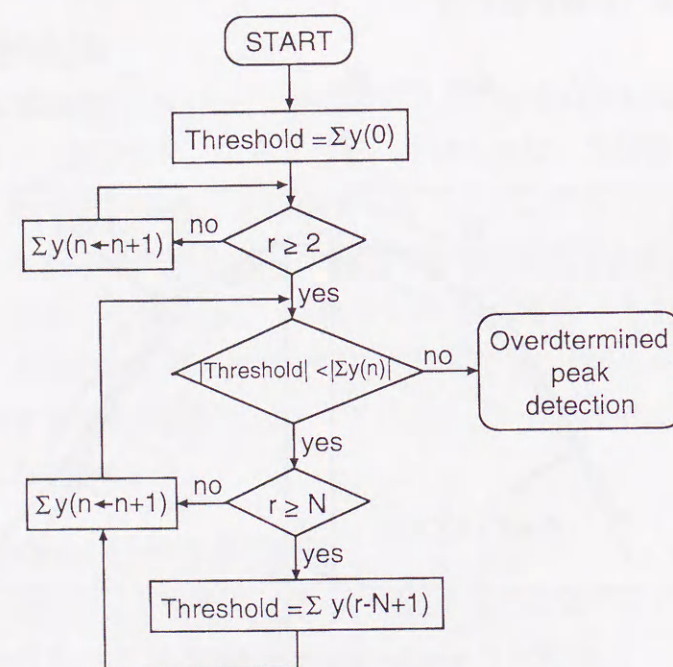


図 3.6 Overdetermined ピーク検出法

図 3.7 に入力周波数 $f_i = 100\text{Hz}$ の単一正弦波に、 $SNR = 10\text{dB}$ の白色雑音を付加した場合の周波数推定過程を示す。これより、累積値の周期が推定と共に長くなり、入力周波数を精度良く推定していることがわかる。

3.2.3 周波数推定時間

SAS による周波数推定の更新は、図 3.2 に示すように sine 成分および cosine 成分の累積値のピーク位置を検出した時点で行なわれる。よって、更新時間 T_{update} は次式で表され、入力信号と同期信号の位相差により更新時間が異なる。

$$\frac{n_T}{4} + D < T_{update} < \frac{n_T}{2} + D \quad (3.15-a)$$

$$D = \begin{cases} 1 & (3 \text{ 点ピーク検出法}) \\ \frac{N}{2} & (\text{Overdetermined ピーク検出法}) \end{cases} \quad (3.15-b)$$

ここで、周波数ミスマッチ Δf が小さくなると、式(3.5)より累積値の周期 n_T が長くなることからわかる。つまり、周波数推定を繰り返さない精度良く周波数を求めることは、更新

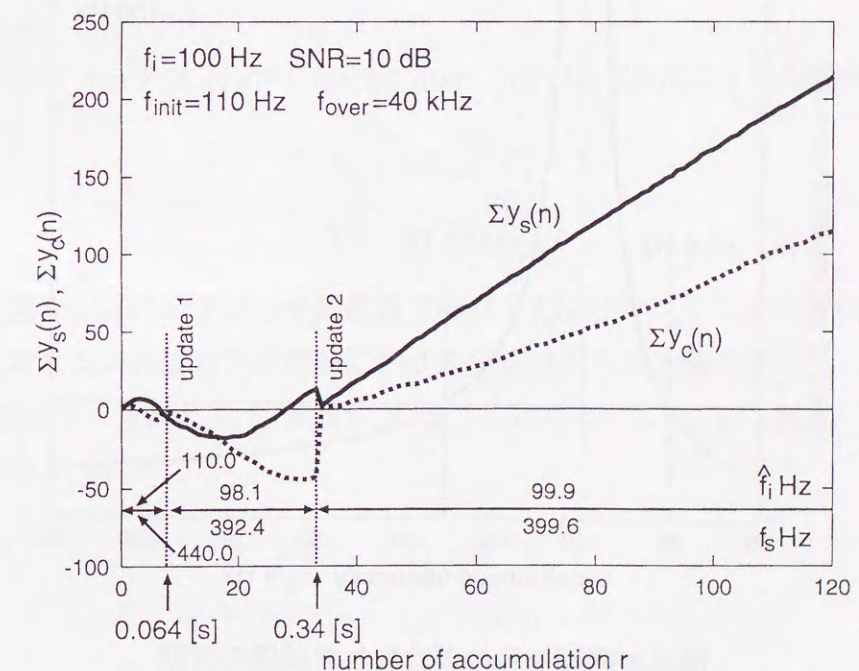


図 3.7 単周波推定過程の例

時間が長くなることを意味している。また、更新時間は入力信号の周波数に依存していることもわかる。そして、原理的にノイズが付加されていない場合、1回の更新で収束、つまり周波数推定が行える。

3.2.4 初期値の与え方

SASを用いた周波数推定の初期値について検討するために、ある入力周波数に対するSASの累積値の周期について述べる。ある入力周波数 f_i （ここでは $f_i = 100\text{Hz}$ ）に対し、同期周波数 f_{syn} を変化させた場合の累積値の周期の変化を図3.8に示す。Overdeterminedピーク検出法による累積値のピーク位置検出は、累積値のピーク付近を2次関数で近似するために、累積値の1周期当たり4点以上のデータが必要となる。よって、入力周波数 f_i を推定するためには、式(3.16)で示す範囲に同期周波数の初期値 f_{init} （初期同期周波数）を設定しなければならない。

$$\frac{4}{5}f_i < f_{init} < \frac{4}{3}f_i \quad (3.16)$$

図3.8の入力周波数が $f_i = 100\text{Hz}$ の場合では、初期同期周波数 f_{init} は $80.0\text{Hz} < f_{init} < 133.3\text{Hz}$ に設定しなければならない。

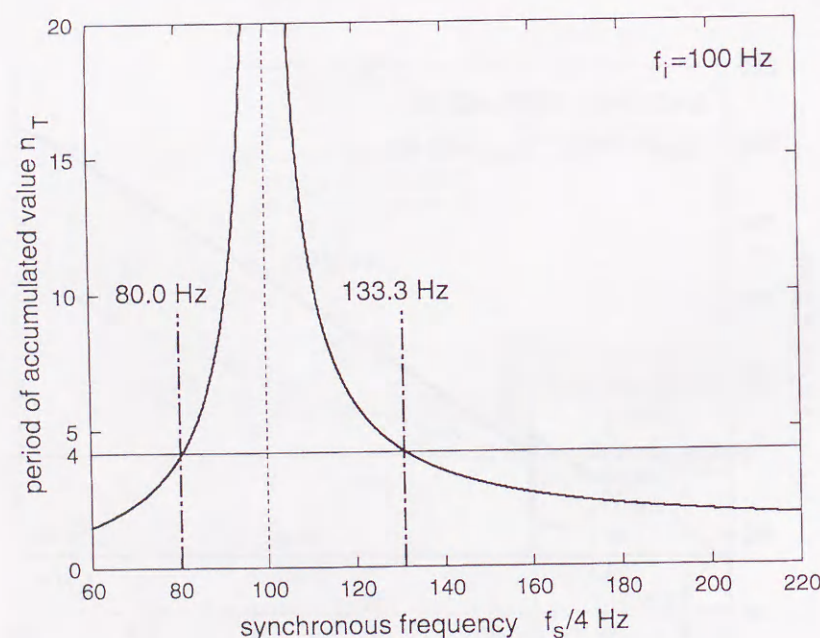


図 3.8 同期信号の周波数対累積値の周期

3.3 周波数推定の高速化

SASを用いて周波数推定が精度良く行われると、推定時間が長くなることを3.2.3節で述べた。この欠点を克服するために、ここでは2種類の周波数推定の高速化を検討する。まず、NFTを利用したOverdetermined-NFTによる高速化、次にサンプル点の工夫による高速化を述べる。前者は、SASの累積値を利用してNFTに基づいて周波数推定の高速化を図るものである。後者は、サンプル点をずらした2つのSASを同時に処理して周波数推定の高速化を図るものであり、これまで示してきたSAS(以後基本のSASと称す)の拡張である。

3.3.1 Overdetermined-NFTによる高速化

NFTの原理を応用して、 M 点($M \geq 3$)の多くの累積値のデータを使用するOverdetermined-NFTによる周波数推定の高速化について述べる。周波数を推定するために、sine成分およびcosine成分それぞれの累積値のピーク位置を検出する必要がある。しかし、このOverdetermined-NFTによる周波数推定の高速化は、sine成分またはcosine成分のどちらか一方の累積値のピーク位置を検出するだけで良いアルゴリズムである。この周波数推定の高速化により、更新回数(更新時間)は最短で M 、または、 M 以後の1つ目のピーク位置を検出した時点で周波数を推定することが可能となる。すなわち、原理的に周波数推定時間が半分以下に短縮可能である。

図3.9(a)に示すノッチフィルタ(Notch Filter: NF)は、次式の入出力関係式を与える。

$$X_1 + kX_2 + X_3 = Y \quad (3.17-a)$$

$$k = -2 \cos\left(\frac{2\pi f_p}{f_s}\right) \quad (3.17-b)$$

ここで、 f_p は図3.9(b)に示すノッチ周波数であり、 f_s はサンプリング周波数である。

このNFに対する入力信号を非同期における正弦波状の累積値とする。この累積値の周波数 Δf を除去する、すなわち $f_p = \Delta f$ 、 $f_s = f_{syn}$ となる時、式(3.17-a)のNFの入出力関係式は次式で与えられる。

$$X_1 + kX_2 + X_3 = 0 \quad (3.18-a)$$

$$X_1 = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T \quad (3.18-b)$$

$$X_2 = [x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-M)]^T \quad (3.18-c)$$

$$X_3 = [x(n-2), x(n-3), \dots, x(n-M-1)]^T \quad (3.18-d)$$

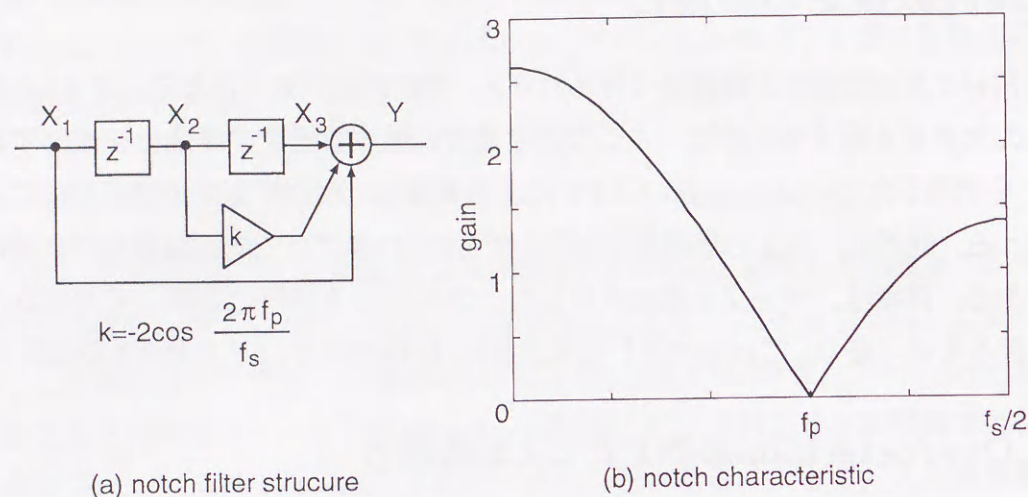


図 3.9 Overdetermined-NFT による高速化の原理

ここで、 $x(n)$ は累積値のデータを表しており、多くの累積値のデータを用いて推定精度の改善を図っている。そして、式(3.18)を解き、次式のように係数 k を求める

$$k = (X_2^T X_2)^{-1} X_2^T [-X_1 - X_3] \quad (3.19)$$

そして式(3.17-b)より、周波数ミスマッチ $|\Delta f|$ が得られる。

$$|\Delta f| = \frac{f_s}{2\pi} \cos^{-1} \left(-\frac{k}{2} \right) \quad (3.20)$$

ここで Δf の正負は、どちらか一方のピーク位置を検出後、その時もう一方の累積値を仮のピーク位置として、3.2.1 節で述べた表 3.1 より決定する。

但し、Overdetermined-NFT による周波数推定的高速化は、入力信号と同期信号との位相差によって生じる累積値のバイアス成分をあらかじめ除去しておく必要がある。この累積値のバイアス成分を除去するために、図 3.10 に示す式(3.21) に示す 2 種類のバイアス成分除去フィルタを検討する。

$$H_{DC1}(z) = 1 - z^{-1} \quad (3.21-a)$$

$$H_{DC2}(z) = (1 - z^{-1})(1 + z^{-1}) = 1 - z^{-2} \quad (3.21-b)$$

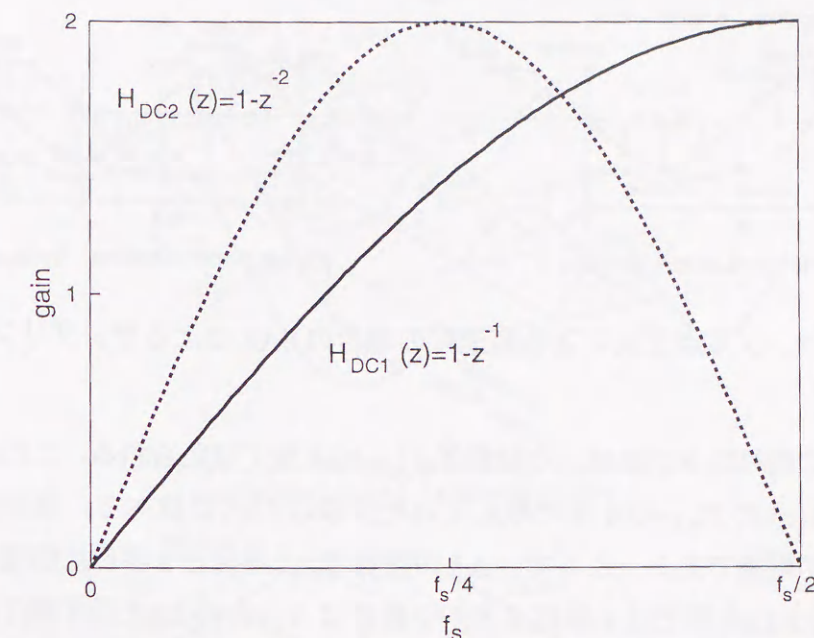


図 3.10 DC 成分カットフィルタ特性

3.3.2 サンプル点の工夫による高速化

図 3.11 に示す式(3.1)の sine 成分及び cosine 成分をそれぞれ次式のように加減算する。

$$y_s(n) = x(8n+2) - x(8n+6) \quad (3.22-a)$$

$$y_c(n) = x(8n) - x(8n+4)$$

$$y'_s(n) = x(8n+3) - x(8n+7) \quad (3.22-b)$$

$$y'_c(n) = x(8n+1) - x(8n+5)$$

$$n = 0, \dots, r$$

式(3.22-a) は基本の SAS で使用したサンプル点であり、式(3.22-b) は今回新たに追加したサンプル点である。式(3.22-b) のサンプル点は、入力周波数 f_i と同期周波数 $f'_{syn} = f_s/8$ が同期 ($f_i = f'_{syn}$) している場合、式(3.22-a) の極値より $\pi/4$ ずらした点である。

次に、式(3.22) の累積値 ($\sum y_s(n)$, $\sum y_c(n)$, $\sum y'_s(n)$, $\sum y'_c(n)$) を求め、基本の SAS 同様、累積値の周期 n_T を検出することで周波数を推定する。図 3.12(a) に、sine 成分を例にした 1 周期毎のサンプリング点 ($y_s(n)$, $y'_s(n)$) とその累積値 ($\sum y_s(n)$, $\sum y'_s(n)$) の関係を示し、cosine 成分も含めた累積値の様子を同図(b)に示す。また、このときの累積値の周期 n_T と累積値のピーク位置の関係を同図(c)に示す。これより、累積値の周期 n_T は、これら

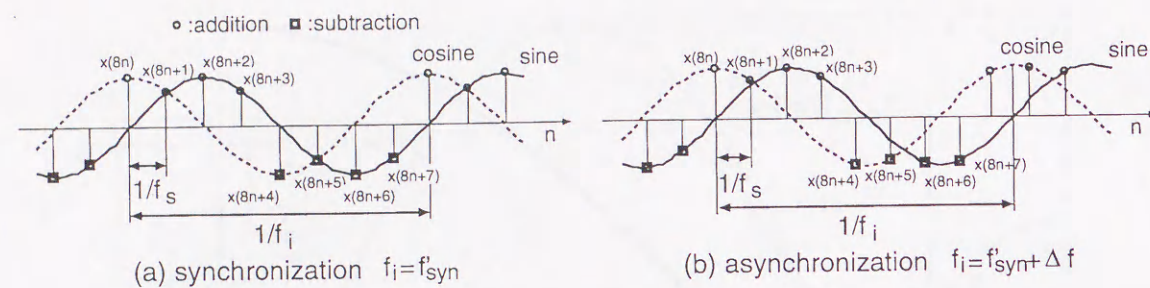


図 3.11 サンプル点工夫による高速化の場合の SAS によるサンプリング点

の累積値の最初に現れた2つのピーク位置差 T'_{diff} の8倍で与えられる。これより、累積値の周期 n_T を同図(c)の T_{diff} の4倍で与えていた基本の SAS に比べて、原理的に半分の時間で周波数推定が可能である。ここで、 Δf の正負は、1番目と2番目に出現するピーク位置の累積回数(図3.12の例では1番目は X'_s , 2番目は X_s)の表3.2に示す順序関係から決まる。しかし、信号対雑音比が小さい場合、必ずしも表3.2の関係が得られない。そのような場合は、基本の SAS(累積値の周期 n_T は図3.12(b)の実線のピーク位置差 T_{diff} の4倍で与えられる)で周波数推定を行う。

基本の SAS との違いは、同期周波数が $f_{syn} = f_s/4$ から $f'_{syn} = f_s/8$ になり、SAS の処理が2倍になった点が挙げられる。これに伴い SAS における計算量が2倍になるが、検出時間が半分になるために、推定精度を基準にした場合の計算量は同じである。更に、サンプリング周波数を高くして、同様なアルゴリズムにより周波数推定の高速化を図ることができる。しかし、上述したように信号対雑音比が小さい場合、正しく周波数推定することが困難となる。

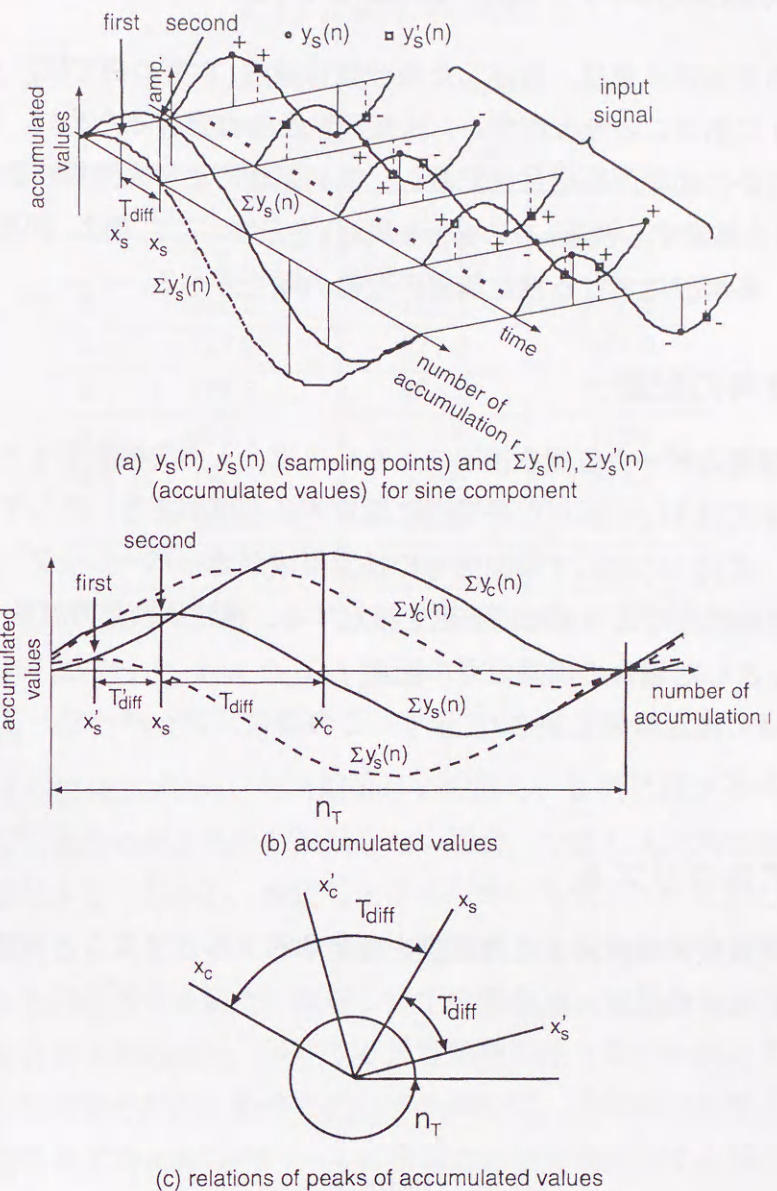


図 3.12 非同期における累積値

表 3.2 サンプル点工夫による高速化の周波数ミスマッチ Δf の正負

	first		
		$X_s(X'_s)$	$X_c(X'_c)$
second			
$X'_s(X_s)$		+ (-)	- (+)
$X'_c(X_c)$		- (+)	+ (-)

3.4 未知周波数に対するアルゴリズム

ここで検討する未知周波数は、設定した周波数帯域内(本文の例では、 $f_{min} = 100\text{Hz}$ から $f_{max} = 10\text{kHz}$)にあることを仮定する。未知周波数を推定するために、設定した推定周波数帯域にいくつかの初期同期信号を配置し、並列処理により未知周波数を推定する。図 3.13 に多周波信号を推定する構造(この場合 2 周波)を示す。ここでは、同期信号の配置、推定アルゴリズム、多周波における推定精度の改善の順で述べる。

3.4.1 同期信号の配置

SAS による累積値のピーク位置を検出するためには、入力周波数を f_i とした場合、初期同期周波数 f_{init} は式 (3.16) に示した帯域内に設定する必要がある。そして、設定した推定周波数帯域内に、式 (3.16) に示す同期信号の推定帯域がオーバーラップしないように同期信号を配置し、並列処理により未知周波数を推定する。推定周波数帯域を $f_{min} = 100\text{Hz}$ から $f_{max} = 10\text{kHz}$ とした場合の同期信号の配置 $f_{init-i} (i = 1, \dots, 9)$ と、式 (3.16) に示すそれぞれの同期信号の推定帯域を表 3.3 に示す。この場合、オーバーサンプリング周波数は $f_{over} = 40\text{kHz}$ とした。

3.4.2 推定アルゴリズム

上述した推定周波数帯域内の未知周波数を推定するアルゴリズムと例題を順に示す。そして、最後に未知周波数推定の例を示す。

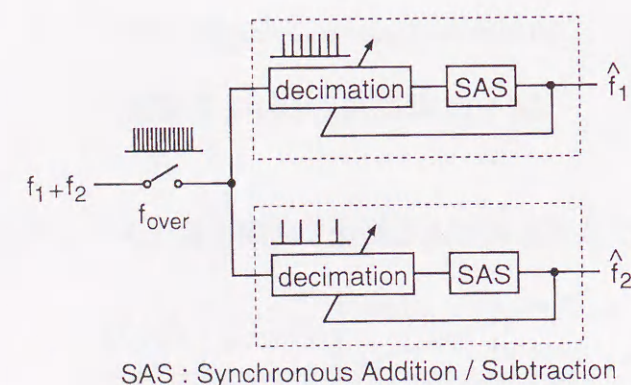


図 3.13 多周波推定構造

表 3.3 同期信号の配置

i	initial synchronous frequency f_{init-i} Hz	estimation frequency range \hat{f}_{init-i} Hz	
		min.	max.
1	125.0	$f_{min}=100.0$	166.7
2	208.3	166.7	277.8
3	347.2	277.8	463.0
4	578.7	463.0	771.6
5	964.5	771.6	1286
6	1607	1286	2143
7	2679	2143	3572
8	4465	3572	5953
9	7442	5953	$f_{max}=9923$

アルゴリズム

推定周波数帯域内に表 3.3 で示した同期信号を配置し、並列に推定を行なう。各同期信号が、後述する推定処理の停止条件を満足しない場合、つまり入力周波数を推定した場合は、その信号を追従する。しかし、推定した信号以外にも式 (3.16) に示した帯域内に信号が存在する可能性がある。よって、その帯域内で推定した信号以外の信号を推定するために、最初に設定した同期信号を新たに配置し推定を行なう。すなわち、式 (3.16) で示す帯域内に同期信号を追加する処理を、後述する推定処理の停止条件を満足するまで繰り返し行なう。一方、各同期信号が停止条件を満足する場合は、推定処理を停止する。

図 3.14 に、入力信号が表 3.3 に示す $i = 1$ の帯域内に 2 周波存在する場合の推定の流れを示す。 $i = 1$ の同期信号が 2 周波どちらかの推定を行ない、 $i = 2, \dots, 9$ の同期信号は推定処理の停止条件を満足し停止する。 $i = 1$ の同期信号を再配置し、もう一方の周波数を推定する。そして、再び同期信号を再配置し、推定処理の停止条件を満足するまで、図 3.14 の点線で囲まれた処理を繰り返して周波数推定を行なう。

次に、同期信号の推定処理の停止条件について述べる。この推定処理の停止により、計算量を削減することができる。同期信号が入力信号を精度良く推定していく時の特徴として、式 (3.5) に示す累積値の周期、つまり累積回数が更新と共に大きくなることが挙げられる。これは更新毎に累積回数が増加しなければ、式 (3.16) に示す同期信号の推定帯域内に入力周波数が存在しないことを意味する。この特徴を利用して、更新回数があらかじめ設

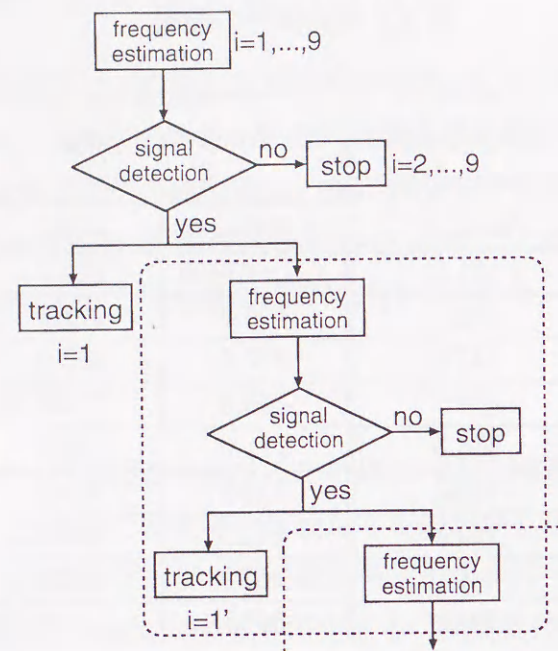


図 3.14 未知周波数推定の流れ図

定した M_0 以上で、次式が成立する時に推定処理を停止する。

$$r_M < \lambda \cdot r_{M-1} \quad (3.23)$$

または、並列に配置した同期信号が、表 3.3 に示すそれぞれの推定帯域外を推定した場合も推定処理を停止する。ここで、 r_{M-i} は $M-i$ 回目 ($i=0,1$) の更新に要した累積回数であり、 $\lambda > 1$ である。この式 (3.23) は、入力周波数の有無を確認するための条件式である。しかし、本手法による推定精度には限界があるために、信号成分が存在するにも関わらず式 (3.23) が成立する場合がある。よって、式 (3.23) を満足し、かつ累積回数 r が次式を満足する時に推定処理を停止する。

$$r_M < \frac{1 \pm d/100}{d/100} \cong \frac{1}{d/100} \quad (d \ll 1\%) \quad (3.24)$$

$$\Delta f = f_i \times \frac{d}{100}$$

この式は、推定精度 $d\%$ を与えると、式 (3.5) よりその累積回数 r が求められることにより導かれる。

未知周波数推定の例

ここでは、ある推定周波数帯域での未知の多周波 (ここでは 3 周波) を推定する流れを、図 3.15 を用いて説明する。まず、推定帯域の最大周波数 f_{max} の 4 倍以上のオーバーサンプリング周波数 f_{over} でサンプリングする。設定した推定周波数帯域内に同期信号を並列に配置する①②③④⑤。その推定周波数帯域内に、未知の入力周波数 f_1, f_2, f_3 が存在すると仮定する。並列に配置したそれぞれの同期信号が、入力周波数 f_1, f_3 を推定できた場合は、その信号を追従する②④。後述する推定処理の停止条件に該当する同期信号は、推定処理を終える①③⑤。そして、入力周波数 f_1, f_3 を推定した同期信号②④の推定周波数帯域に、他の周波数成分があるかどうかを確認するために、最初に設定した同期信号で新たに推定を行なう⑥⑦。その同期信号が、もう一つの入力周波数 f_2 を推定できた場合は、その信号を追従する⑥。先ほどと同様に、推定処理の停止条件に該当する同期信号は、推定処理を終える⑦。上記の動作により、未知周波数の推定が可能である。

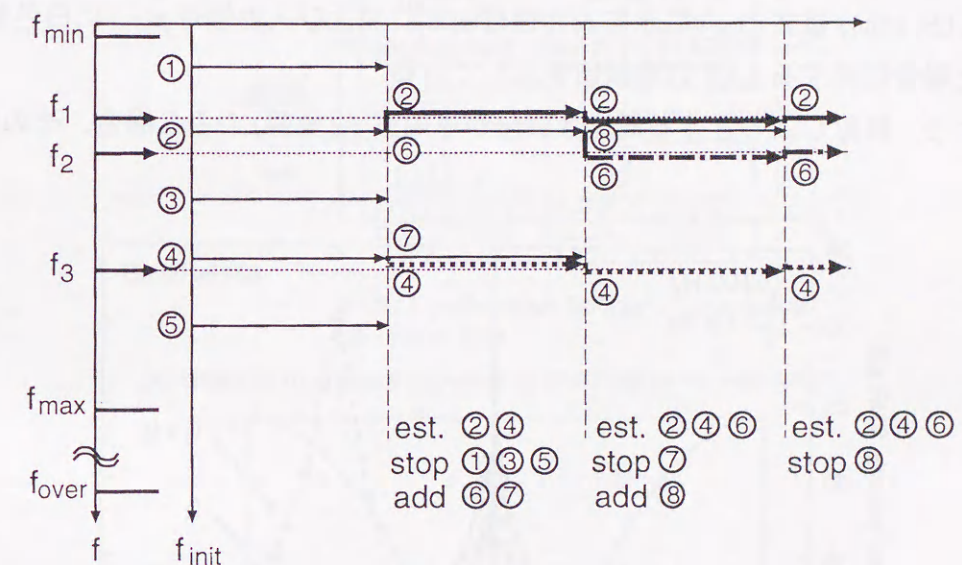


図 3.15 未知周波数推定の例

3.4.3 多周波推定における精度改善

ここでは、多周波推定における問題点を挙げ、その回避法を示す。入力周波数が $f_1 = 100\text{Hz}$ のみの信号と、入力周波数が $f_1 = 100\text{Hz}$ と $f_2 = 110\text{Hz}$ の2周波の2種類のパターン $(f_1, f_1 + f_2)$ の累積値の SNR の様子を図3.16に示す。なお、この累積値の SNR は次式により定義される。

$$\text{accumulated value's SNR} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \quad (3.25-a)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{r-1} (SAS(x(n)) - \mu)^2 \quad (3.25-b)$$

$$\mu = \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{r-1} SAS(x(n)) \quad (3.25-c)$$

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{r-1} (SAS(x(n)) - SAS(x(n) + w(n)))^2 \quad (3.25-d)$$

ここで、 $SAS(x(n))$ は式(3.1)に示す入力信号 $x(n)$ 、および入力信号 $x(n)$ に白色雑音 $w(n)$ を付加した場合に対する SAS の累積値を示している。

図3.16より、推定しようとする周波数成分が単周波 f_1 (実線) のみの場合、その周波数成

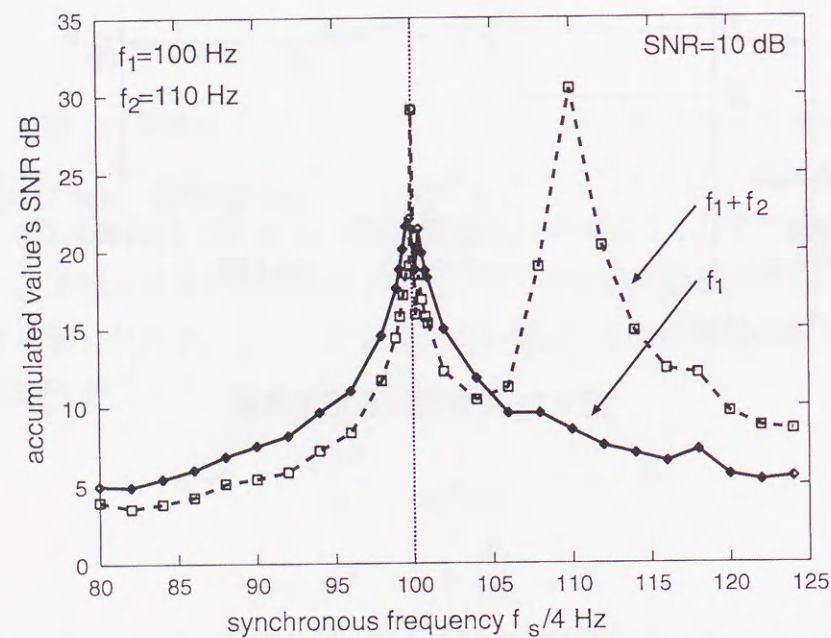


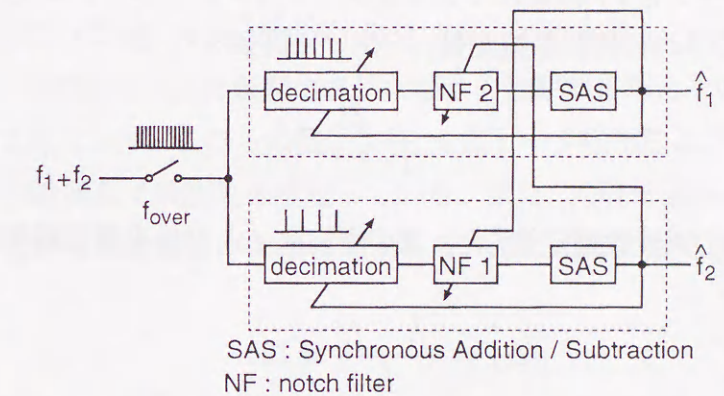
図 3.16 多周波信号における SAS の効果

分に同期周波数が近いほど累積値の SNR が大きいことがわかる。これは、入力周波数を推定する過程において、精度良く周波数を推定していくことを意味しており、 SAS が狭帯域通過の周波数特性を有することを表している。そして、多周波 $f_1 + f_2$ (破線) の場合、単周波 f_1 付近の累積値の SNR が単周波 f_1 に比べて小さくなっていることがわかる。つまり、多周波推定における推定精度が劣化することを意味する。よって、図3.17に示すように、 SAS の前段に推定しようとする周波数成分以外を次式に示す NF により除去することで、多周波推定における推定精度を改善する。

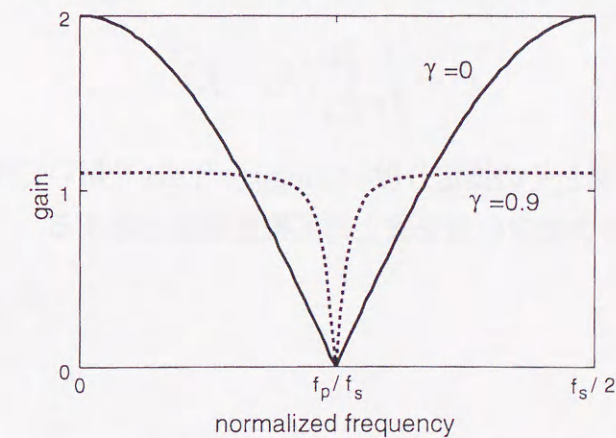
$$H(z) = \frac{1 + kz^{-1} + z^{-2}}{1 + \gamma kz^{-1} + \gamma^2 z^{-2}} \quad (3.26)$$

$$k = -2 \cos \left(\frac{2\pi f_p}{f_s} \right)$$

但し、 f_p は除去したい他の周波数成分であり、 $0 \leq \gamma < 1$ である。



(a) structure to improve accuracy of multifrequency estimation



(b) characteristics of notch filter

図 3.17 NF を用いた多周波推定の精度改善の構成

3.5 シミュレーションによる性能解析

ここでは、計算機シミュレーションにより、可変サンプリングとSASによる適応周波数推定の性能解析結果について示す。最初に、入力信号を単周波と仮定し、累積値のピーク位置検出のための3点ピーク検出法と、Overdeterminedピーク検出法の性能比較を行なう。次に、Overdetermined-NFTおよびサンプル点の工夫による周波数推定の高速化について述べる。そして、入力信号を多周波と仮定し、NFを利用した周波数分解能の改善結果について示し、未知の多周波信号に対する推定性能を明らかにする。最後に、DTMF信号検出に応用した結果を示す。

ここで、計算機シミュレーションを行う際の条件および用語の定義をする。入力信号に付加する雑音は、入力信号と無相関で、平均 $\mu_v = 0$ 、分散 σ_v^2 である白色雑音とする。この付加する白色雑音の分散、すなわち信号対雑音比(Signal to Noise Ratio: SNR)は固定し、その白色雑音のパターンを T_r 回変えてシミュレーションを行う。そして、各試行で収束した周波数推定値 $\hat{f}_{i,j}$ の平均の周波数推定値 \hat{f}_i を用いて評価を行う。

$$\hat{f}_i = \frac{1}{T_r} \sum_{j=1}^{T_r} \hat{f}_{i,j} \quad (3.27)$$

ここで得られた平均の周波数推定値 \hat{f}_i と、真の周波数 f_i との差を推定誤差率 Δf %として定義する。

$$\Delta f = \frac{|\hat{f}_i - f_i|}{f_i} \times 100 \quad (3.28)$$

また、周波数推定値 $\hat{f}_{i,j}$ のばらつき度合いを推定分散 $-10 \log_{10}(\sigma^2)$ dBとして定義する。

$$\sigma^2 = \frac{1}{T_r} \sum_{j=1}^{T_r} (\hat{f}_{i,j} - \hat{f}_i)^2 \quad (3.29)$$

これらの推定誤差率 Δf %とその推定分散 $-10 \log_{10}(\sigma^2)$ dBを用いて性能評価を行う。また、これらの推定誤差率とその推定分散をまとめて推定精度と称する。

3.5.1 単周波推定性能

3点ピーク検出法とOverdeterminedピーク検出法の性能比較を行なうために、まず、Overdeterminedピーク検出法の式(3.10)の累積値のデータ数 $N(N > 3)$ の最適値をシミュレーションにより求める。入力信号の周波数は $f_i = 100$ Hz、振幅は $A_i = \sqrt{2}$ 、位相は $\phi_i = \pi/2$ とし、累積値のデータ数 N を変化させた場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図3.18および図3.19に示す。この時の初期同期周波数は $f_{init} = 105$ Hzとした。ここでの収束条件は、推定回数が15回となった時、または推定した周波数の変動率 10^{-2} %以下が3回連続となった時とした。これらの結果より、累積値のデータ数が $N = 4$ から5へ増加させると、推定精度が向上するが、6以上に増加させても推定精度は向上していない。累積値のデータ数の増加は、累積値のピーク検出の計算量を増加させるだけであるので、累積値のデータ数は $N = 5$ であれば十分であると言える。以後のシミュレーションでは $N = 5$ とする。

次に、前述と同様なシミュレーション条件で、3点ピーク検出法とOverdeterminedピーク検出法の付加する白色雑音のSNRを変化させた場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図3.20および図3.21に示す。これらの結果より、3点ピーク検出法よりもOverdeterminedピーク検出法の方が精度良く周波数を推定している。また、Overdeterminedピーク検出法は $SNR = 5$ dB付近から推定精度が大幅に向上していることがわかる。

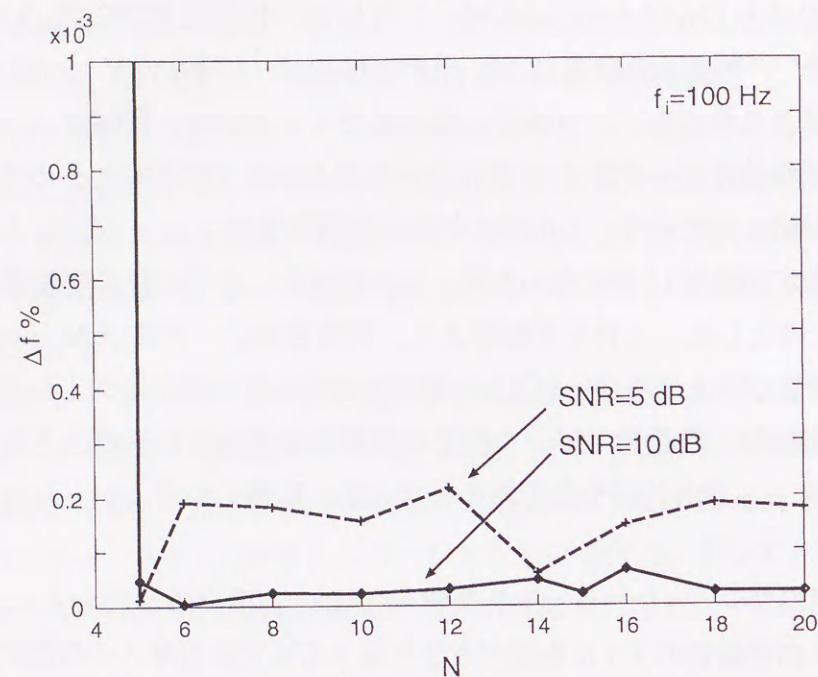


図 3.18 Overdetermined ピーク検出法の累積値のデータ数 N と推定誤差率

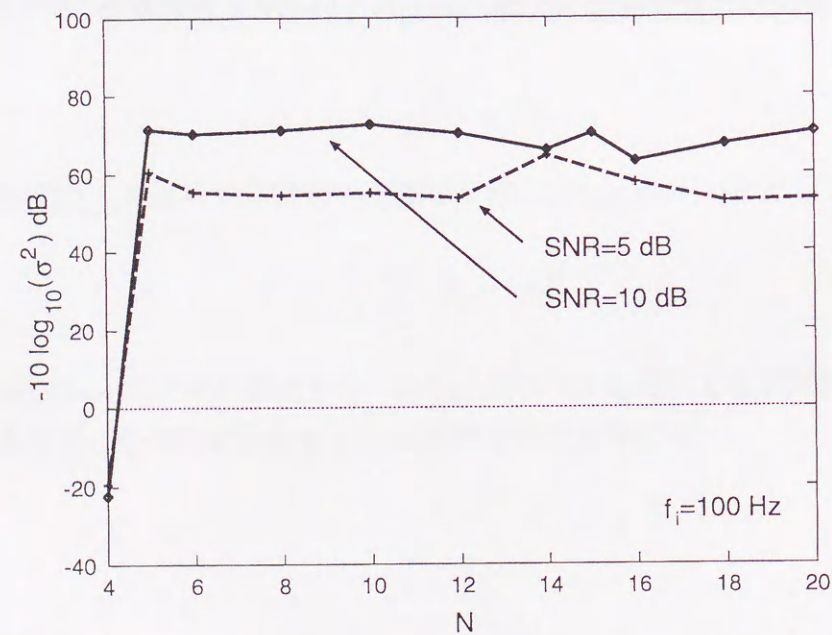


図 3.19 Overdetermined ピーク検出法の累積値のデータ数 N と推定分散

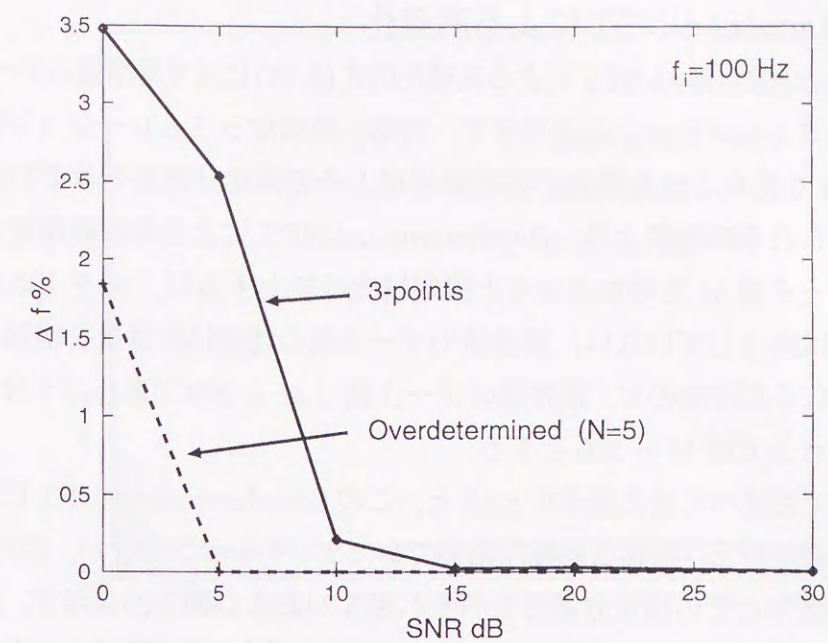


図 3.20 3 点および Overdetermined ピーク検出法による推定誤差率の比較

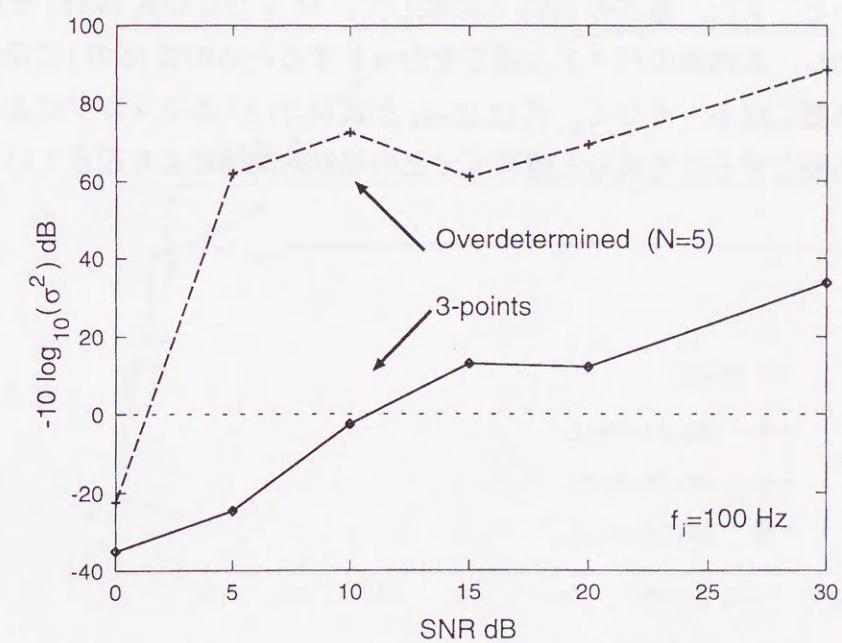


図 3.21 3 点および Overdetermined ピーク検出法による推定分散の比較

3.5.2 周波数推定的高速化の性能

A : Overdetermined-NFT による高速化

はじめに, Overdetermined-NFTによる高速化の式(3.18)に示す累積値のデータ数 M ($M > 3$) の最適値をシミュレーションにより示す. 前節と同様なシミュレーション条件で, 累積値のデータ数 M を変化させた場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図 3.22 および図 3.23 に示す. これらの結果より, Overdetermined-NFT による周波数推定的高速化に用いる累積値のデータ数 M を増加させると推定精度は向上するが, M を 200 以上に増加させても推定精度は向上していない. 累積値のデータ数の増加は計算量を増加させ, また推定時間が犠牲になるだけなので, 累積値のデータ数は $M = 200$ であれば十分である. 以後のシミュレーションでは $M = 200$ とする.

次に, 前節までに述べてきた基本の SAS と, この Overdetermined-NFT による周波数推定的高速化の比較を行う. 前述と同様な条件でシミュレーションを行い, SNR を変化させた場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図 3.24 および図 3.25 に示す. 原理的に推定時間は半分に短縮できるが, $SNR = 20\text{dB}$ において, 推定誤差率は 0.5% から 1% の間であり, その時の推定分散も 10 dB に達しておらず, 推定精度が基本の SAS と比べて大きく劣ることがわかる. また, 基本の SAS と比較して, $M = 200$ の式(3.18)を計算するための計算量が増加し, 累積値のバイアス成分をカットするための式(3.21)に示した DC カットフィルタも必要となる. そして, 式(3.21-a)と式(3.21-b)のフィルタによる推定精度の逆転現象は, 必要とする信号成分と雑音成分との相対的關係により起きているものと考えられる.

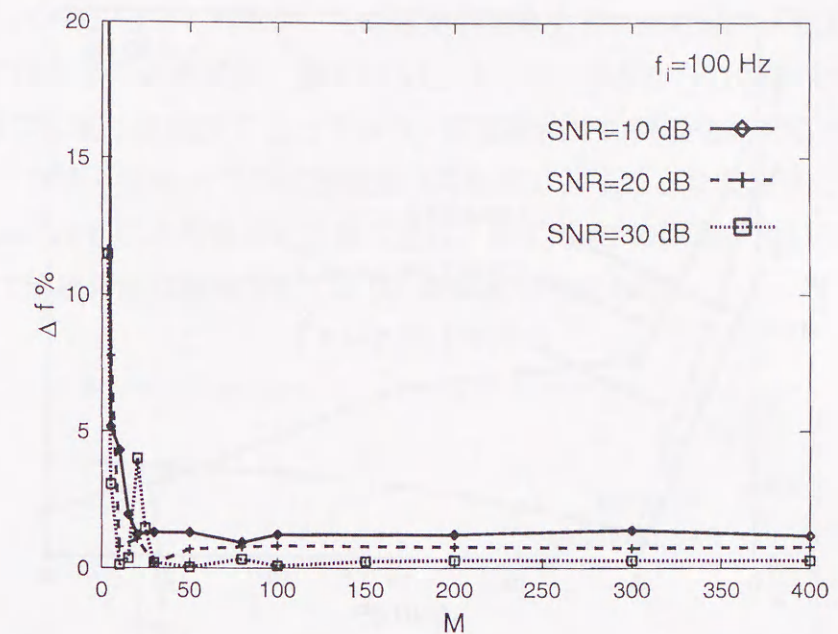


図 3.22 Overdetermined-NFT による高速化の累積値のデータ数 M と推定誤差率

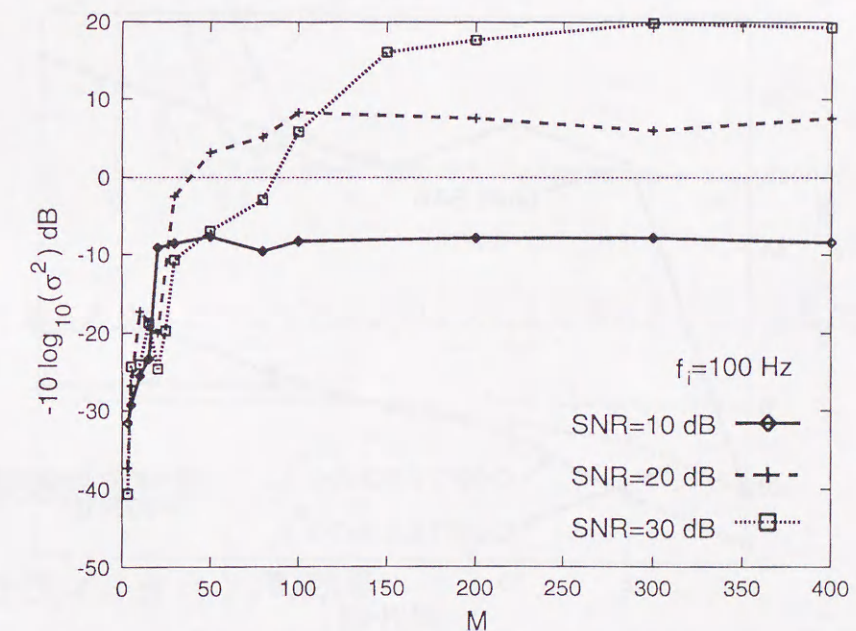


図 3.23 Overdetermined-NFT による高速化の累積値のデータ数 M と推定分散

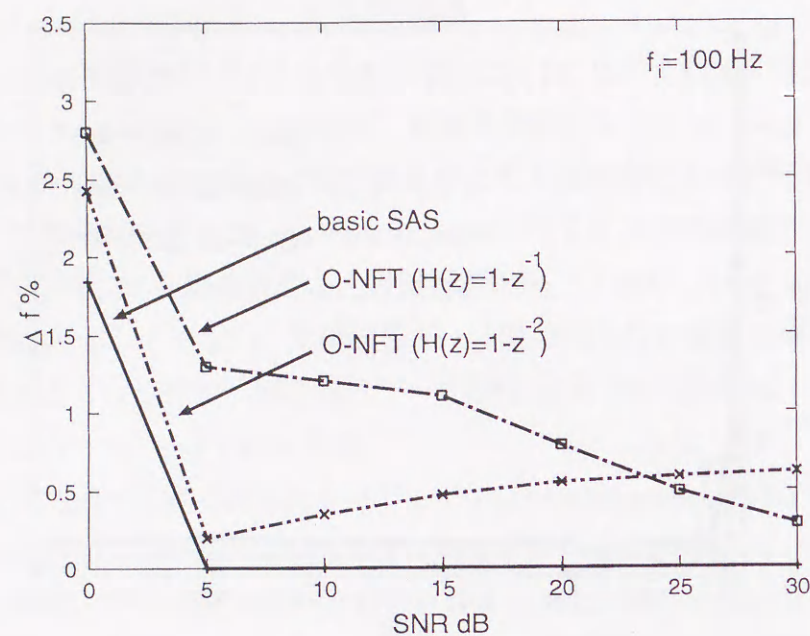


図 3.24 基本の SAS と Overdetermined-NFT による高速化の推定誤差率の比較

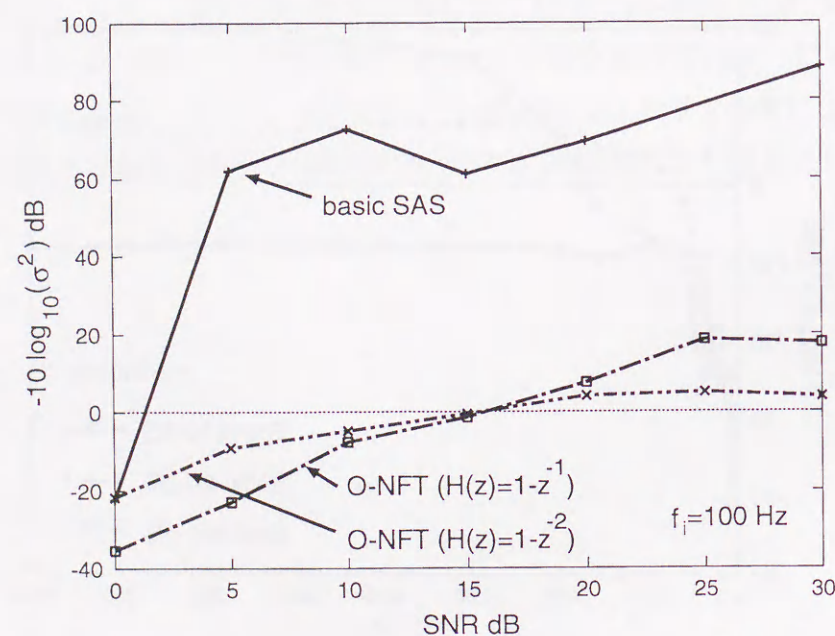


図 3.25 基本の SAS と Overdetermined-NFT による高速化の推定分散の比較

B : サンプル点の工夫による高速化

基本の SAS とサンプル点の工夫による周波数推定の高速化の比較を行う。前節と同様な条件でシミュレーションを行ない、その推定誤差率を図 3.26 に示す。これより、推定誤差率が 0.1% になるまでの時間が、基本の SAS よりも、 $SNR = 10\text{dB}$ では約 1/2 程度、 $SNR = 20\text{dB}$ では約 1/3 程度になっており、周波数推定の高速化が図られていることがわかる。また、収束した時点での推定精度は同程度であることを確認している。そして、Overdetermined-NFT による高速化と違う点は、同じ SAS の原理を用いて周波数推定を行っているため推定精度は維持できており、計算量の増加もない。

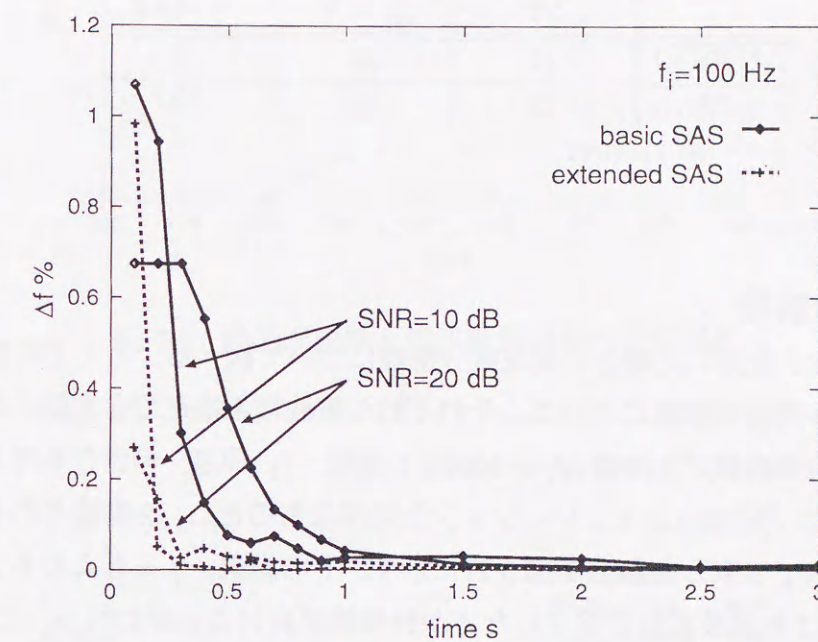


図 3.26 基本の SAS とサンプル点数の工夫による周波数推定の高速化の比較

3.5.3 多周波推定性能

A : ノッチフィルタ (NF) の効果

図 3.17 に示した NF による他の周波数成分除去による推定精度改善の効果を確かめるために、入力周波数を 2 周波とし、NF がいない場合とある場合 ($\gamma = 0, 0.9$) との性能比較を行なう。ここでは、式 (3.16) の $f_{init} < \frac{4}{3}f_i$ の不等式が成立する帯域 (ここでは 100Hz から 133Hz) で NF の効果を検証する。この時の 2 周波の周波数は $f_1 = 100\text{Hz}$, $f_2 = 110\text{Hz}$, 振

幅は $A_i = \sqrt{2} (i = 1, 2)$, 位相は $\phi_i = 0 (i = 1, 2)$ とし, 初期同期周波数をそれぞれの周波数の近傍 $f_{init,1} = f_1 - 1.0\text{Hz}$, $f_{init,2} = f_2 + 1.0\text{Hz}$ とした. そして, 推定時間 5.0s における2周波それぞれの推定周波数が $\pm 0.5\%$ 以内で収束した割合を表 3.4 に示す. $SNR = 20\text{dB}$ において, NF なしでは 25% の分離率であるのに対し, NF を利用して他の周波数成分を除去することで 100% の分離率となっていることがわかる.

表 3.4 多周波推定における NF の効果

SNR dB	without NF	acceptance rate %	
		with NF	
		$\gamma = 0$	$\gamma = 0.9$
10	27	96	97
20	25	100	100

B : 周波数分解能

次に, 上述の NF を用いた場合の周波数分解能について調べる. ここでの周波数分解能とは, 隣接した2周波の推定において, それぞれの周波数を推定できる最小の周波数差のことである. 入力周波数が2周波 ($f_1 = 100\text{Hz}$: 固定, f_2 : 可変) の場合を考える. この場合のパラメータは, 上述のシミュレーションと同様なものとし, 2周波それぞれの推定周波数が $\pm 0.5\%$ 以内で収束した割合を図 3.27 に示す. その結果, $\gamma = 0$ よりもノッチ幅の狭い $\gamma = 0.9$ の NF で他周波成分を除去した方が分解能が良いことがわかる. これは, $\gamma = 0$ より $\gamma = 0.9$ の NF の振幅特性の方が, 除かれる周波数と除かれない周波数成分の振幅差を大きくでき, これにより SAS による周波数推定における SNR が良くなるためである. また, $\gamma = 0.9$ の NF は $SNR = 20\text{dB}$ において, 1Hz 差 ($f_1 = 100\text{Hz}$, $f_2 = 101\text{Hz}$) を 82% , 2Hz 差 ($f_1 = 100\text{Hz}$, $f_2 = 102\text{Hz}$) を 100% 分離できている.

そして, 初期同期周波数の半分となる帯域内 ($100\text{Hz} \sim 133\text{Hz}$) に, 等間隔に 3, 4, 5 周波の信号成分があると仮定する. この場合, 振幅は $A_i = \sqrt{2} (i = \text{all})$, 位相は $\phi_i = 0 (i = \text{all})$ とし, 初期同期周波数をそれぞれの周波数の近傍 $f_{init,i} = f_i + 1.0\text{Hz}$ とした. そして, 3, 4, 5 周波それぞれの推定周波数が $\pm 0.5\%$ 以内で収束した割合を図 3.28 に示す. これより, 信号成分の数が増えるにつれて分離できる割合が減少してくることがわかる. これは, 周波数推定の前に配置した縦続接続の NF の利得の影響であると考えられる.

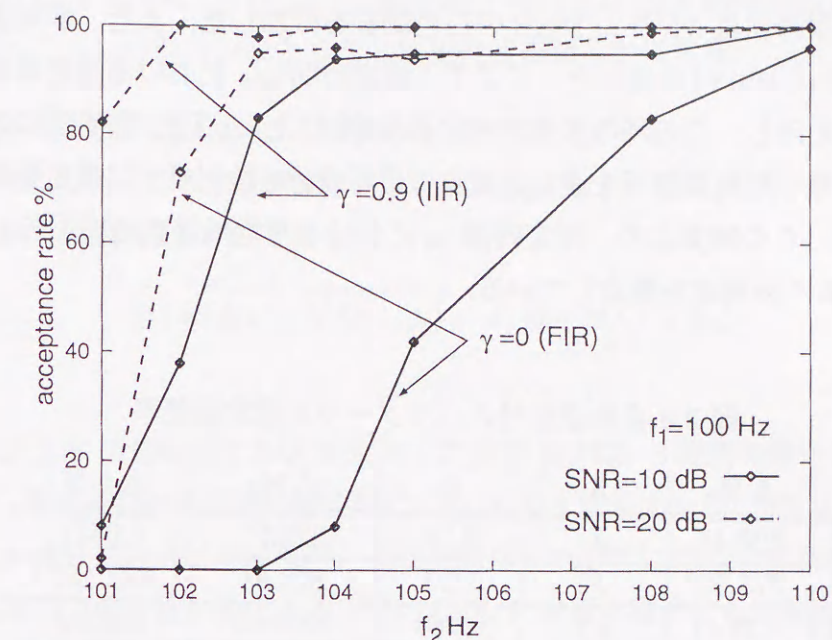


図 3.27 隣接周波数と許容推定精度内の受信率

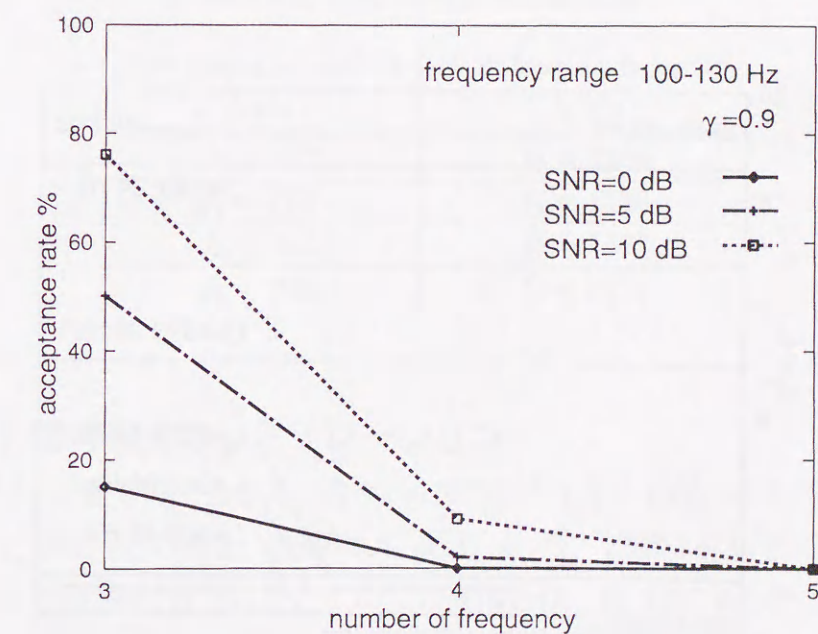


図 3.28 3 周波以上の分解能

C : 未知周波数推定

推定周波数帯域内に表 3.5 に示す未知の多周波信号 (周波数の数も未知) が存在すると仮定する. 多周波信号には $SNR = 20\text{dB}$ の白色雑音を付加した. また, 多周波推定の精度向上のために $NF(\gamma = 0.9)$ を用いた. ここで, 推定時間 1.0s における推定周波数とその時の誤差率を同表に示し, この時の多周波推定過程を図 3.29 に示す. 図 3.29 において, 実線は入力信号を推定した同期信号を表し, 破線は信号成分を検出せずに推定処理を停止した同期信号である. この結果より, 推定時間 1s における平均推定誤差率 $\Delta f\% (= \frac{1}{5} \sum \hat{f}_i)$ は 0.0139% で精度良く多周波を推定している.

表 3.5 多周波信号のパラメータと推定誤差率

i	f_i Hz	A_i	ϕ_i	\hat{f}_i Hz	Δf_i %
1	328.45	$\sqrt{2}$	3.10	328.57	0.0371
2	818.95	$\sqrt{2}$	1.13	818.94	0.00127
3	1029.41	$\sqrt{2}$	0.264	1029.15	0.0250
4	4970.29	$\sqrt{2}$	2.08	4970.03	0.00531
5	8582.24	$\sqrt{2}$	1.27	8582.30	0.000660

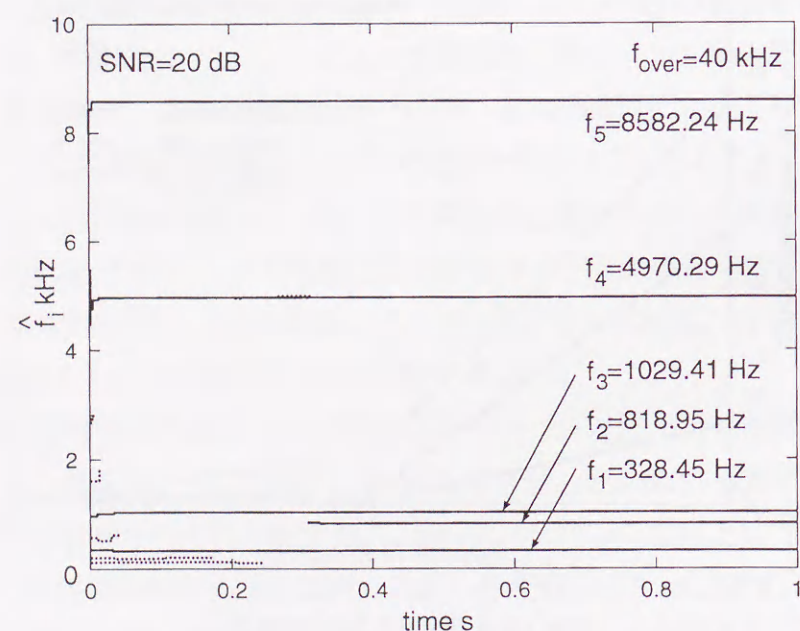


図 3.29 未知の多周波推定過程

3.5.4 DTMF 信号検出への適用例

ここでは, DTMF 信号について述べ, 本手法を用いた DTMF 信号検出アルゴリズムを示し, 計算機シミュレーションによりその検出性能を明らかにする.

A : DTMF 信号検出アルゴリズム

DTMF 信号は, 表 3.6 に示す低周波信号 f_l と高周波信号 f_h の各 4 種類の信号を, 式 (3.30) のように 16 通りに組合せたものである.

$$x(t) = A_l \sin(2\pi f_l t + \phi_l) + A_h \sin(2\pi f_h t + \phi_h) \quad (3.30)$$

$$l = 1, \dots, 4 \quad h = 5, \dots, 8$$

これまで, DTMF 信号検出に SAS を利用した方法 [41] は, 8 種類の信号全てに対し同期信号を配置し, それぞれの累積値の振幅値により DTMF 信号を検出していた. これに対し, 今回用いるアルゴリズムは低周波信号と高周波信号それぞれに同期信号を配置して, それらを並列に処理して周波数を検出する. その DTMF 信号を検出する同期信号の初期値は, 低周波信号検出用に $f_{l_init} = 810\text{Hz}$, 高周波信号検出用に $f_{h_init} = 1405\text{Hz}$ とした.

表 3.6 DTMF 信号の周波数配置

Low frequency group f_l Hz	High frequency group f_h Hz
$f_1 = 697$	$f_5 = 1209$
$f_2 = 770$	$f_6 = 1336$
$f_3 = 852$	$f_7 = 1477$
$f_4 = 941$	$f_8 = 1633$

B : DTMF 信号検出のシミュレーション

DTMF 信号の 16 通りの組合せで, 各々 100 回の試行 (合計 1600 回) を行なった場合の受信率を図 3.30 に示す. この場合, 振幅は $A_l = A_h = \sqrt{2}$, 位相は $\phi_l = 0$ に固定, ϕ_h は一様乱数により 0 から π の間に設定した. ここでの受信とは, 表 3.6 に示した DTMF 信号の周波数の変動率 $\pm 2\%$ 以内 (規格により定められている) に推定が収束した場合のことである. また, 図 3.30 において, 推定時間 0.1s における受信率とその時の周波数推定の誤差率を表 3.7 に示す. このシミュレーションの場合, DTMF 信号の周波数を未知として信号を検出しているので, DTMF 信号の受信率が必ずしも 100% にはなっていない. 本手法を実際に

表 3.7 DTMF 信号の受信率と推定誤差率

SNR dB	acceptance rate %	error rate %
10	99.88	0.0115
20	99.97	0.00884
30	100.0	0.00942

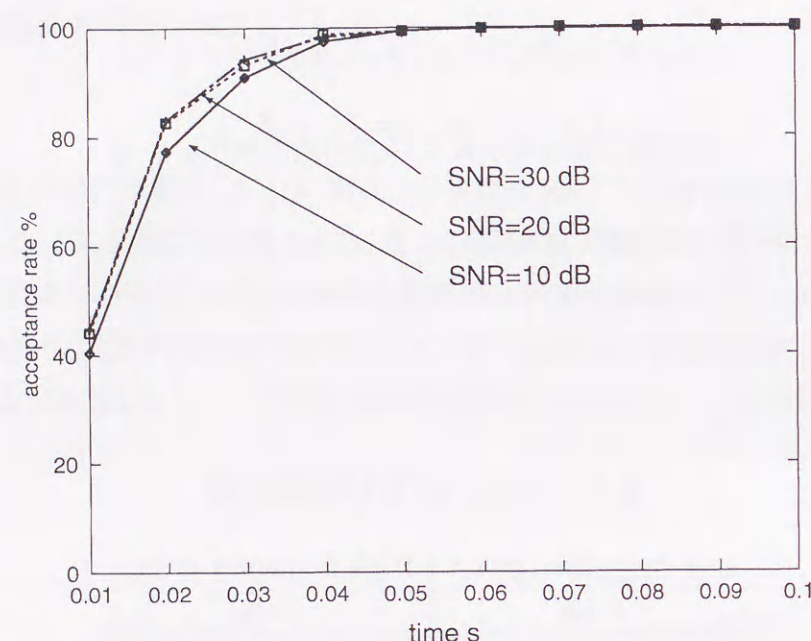


図 3.30 推定時間と DTMF 信号の受信率の関係

DTMF 信号検出に应用する場合は、ある時刻までの推定周波数を規格された DTMF 信号の周波数に変換することで、DTMF 信号の受信率を 100%にできるものとする。

3.6 むすび

本章では、可変サンプリングと同期加減算処理 (SAS) を用いた適応周波数推定法を提案した。本手法は、加減算と累積の演算のみで構成される帯域通過特性を有する SAS を用いて周波数推定を行い、その推定された周波数を基に入力におけるサンプリング周波数を更新しながら、周波数を推定するアルゴリズムである。本手法の特徴である可変サンプリングは、オーバサンプリングを行い、その後間引き率を制御することのできるデシメーションにより実現している。周波数推定は、sine 成分と cosine 成分の累積値のピーク位置差を検出することにより推定している。この累積値のピーク位置を検出するために、3 点ピーク検出法と Overdetermined ピーク検出法を検討した。3 点ピーク検出法は、累積値の 3 点の正負の傾きを利用した簡単なアルゴリズムのために、精度良く累積値のピーク位置を検出することができない。一方、Overdetermined ピーク検出法は、累積値のピーク位置の多くのデータを用いて、そのピーク位置付近を 2 次関数近似して、ピーク位置を精度良く求めている。この SAS による適応周波数推定は、推定精度が向上すると推定時間が長くなる欠点を有する。それを回避するために、ノッチフーリエ変換 (NFT) の原理を利用して累積値の多くのデータを利用する Overdetermined-NFT による周波数推定の高速化と、サンプル位置を考慮した周波数推定の高速化を検討した。後者は SAS の位相を考慮した SAS の拡張とも言える周波数推定である。そして、設定した周波数帯域内で SAS を並列処理させることで、未知周波数を推定するアルゴリズムを検討した。また、ノッチフィルタ (NF) を利用して推定しようとする周波数以外の成分を除去する多周波推定の精度改善を検討した。

これらの性能を計算機シミュレーションにより明らかにした。累積値のピーク位置検出法は、3 点ピーク検出法より Overdetermined ピーク検出法の方が精度良く周波数推定が可能であることを示した。Overdetermined-NFT による周波数推定の高速化は、収束時間は半分に以下に短縮されるが、推定精度および計算量の点で問題がある。一方、サンプル点を考慮した周波数推定の高速化は、 $SNR = 20\text{dB}$ で約 $1/3$ 程度に収束時間が短縮し、推定精度および計算量も変わらず高速化が図れることを示した。周波数の数が未知 (実際には 5 周波) で $SNR = 20\text{dB}$ の白色雑音が付加された信号を、平均推定誤差率 0.0139% で精度良く推定可能であることを明らかにした。また、NF を利用して $SNR = 20\text{dB}$ において 2Hz 差の信号 ($f_1 = 100\text{Hz}$, $f_2 = 102\text{Hz}$) を分離できることを示した。最後に、DTMF 信号検出に応用し、その信号を検出可能であることを示した。

今後の課題として、推定性能の理論解析や、多周波推定における周波数分解能改善アルゴリズムを検討することなどが挙げられる。

第4章

遅延時間制御とノッチフィルタ特性による 適応周波数推定法

4.1 まえがき

第3章では、可変サンプリングとSASによる適応周波数推定法について述べた。このSASによる適応周波数推定法は、推定を繰り返すことにより推定精度が良くなると、推定時間がかかるという欠点を有する。この欠点を回避するために、SASの帯域通過特性と逆特性、つまり帯域除去特性を有するノッチフィルタ(Notch Filter: NF)を用いた適応周波数推定法を検討する。

本章では、遅延素子の数を制御することのできる加算の演算のみで構成されるFIR型ノッチフィルタを用いて、その特性を応用した2種類の適応周波数推定アルゴリズムを検討する[50,60-66]。以後、この遅延素子の数を制御できるノッチフィルタを適応遅延ノッチフィルタ(Adaptive Delay Notch Filter: ADN F)と呼ぶ。その2種類のアルゴリズムは、ノッチフィルタを用いて周波数推定を行う際の規範が異なっている。それは、出力信号の振幅成分に基づくアルゴリズム[50,60-63]と、出力信号の時間成分に基づくアルゴリズム[64-66]である。そして、それらの規範から得られた推定周波数を基に、ADNFの遅延素子の数を制御して、精度良く周波数を推定するアルゴリズムである。

前者のアルゴリズムは、入力信号をADNFに入力し、その出力信号の最大振幅値を得る。それを基に単純なこう配アルゴリズムを用いて、出力信号を零に近づけるようにADNFの遅延素子の数を制御している。そして、出力信号が零となった時、そのノッチ周波数が入力周波数となり、周波数推定がなされるアルゴリズムである。すなわち、入力信号の時間成分を制御して、その制御するための規範は出力信号の振幅成分を利用している。入力信号に付加されている雑音に対するロバスト性を改善するためのアルゴリズムを導出する。このアルゴリズムにおけるADNFは、ノッチ幅の大きいFIR型NFを利用しているために、推定精度があまりよくない。これを改善するために、ノッチ幅を制御して推定精度を改善するアルゴリズムの考え[28-30]を利用し、遅延時間を制御することができる減算の演算

のみで構成されるくし型フィルタの次数、すなわち遅延素子の数を制御してノッチ幅を制御するアルゴリズムを検討する。

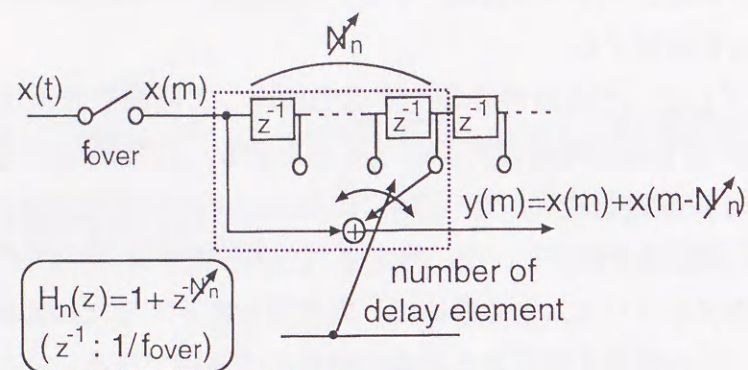
後者のアルゴリズムは、出力信号の零交差点を検出して周波数を推定するアルゴリズム[67,68]と、ADNFを組み合わせたアルゴリズムである。このアルゴリズムは、 l 周波の多周波信号を、 $l-1$ 段縦続接続されたADNFに入力し、その出力信号の零交差点を検出することにより入力周波数を推定し、その推定された周波数を基にADNFの遅延素子の数を制御する。前者のアルゴリズムとの違いは、周波数を推定するための規範が出力信号の時間成分を利用し、出力信号を推定する単周波信号にする点である。すなわち、適応化のために時間領域を制御するが、その制御するための規範も時間成分を基にしている。零交差点検出による周波数推定は、雑音に対するロバスト性を上げるために多くの零交差点を検出し、その平均値により周波数を推定している。そして、非調和関係にある入力信号の周波数の数およびその信号の周波数が未知である信号に対するアルゴリズムについて述べる。但し、入力信号に含まれる最大の周波数の数 L を仮定している。具体的には、未知周波数の信号を縦続接続された $L-1$ 段のADNFに入力する。そして、その出力の零交差点を検出することにより入力周波数を推定し、その推定された周波数を基にADNFの遅延素子の数を制御する。精度良く周波数推定が行なわれると、入力信号に含まれる実際の周波数の数 l から1減じたADNFの $l-1$ 段以降の出力は零となる。この零出力を検出することで入力信号に含まれる周波数の数 l を推定する。

計算機シミュレーションにより、ADNFと振幅出力に基づいたアルゴリズムおよび零交差点検出に基づくアルゴリズムによる適応周波数推定の推定性能を明らかにする。まず、振幅出力に基づくアルゴリズムの単周波信号に対する推定性能を明らかにする。同様に、零交差点検出に基づくアルゴリズムの単周波信号に対する推定性能を示す。最後に、多周波信号に対する推定性能を述べる。

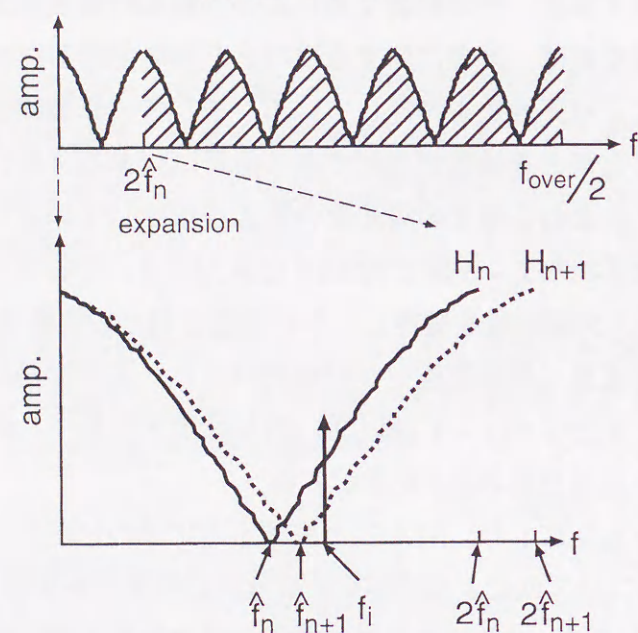
4.2 適応遅延ノッチフィルタ

図4.1(a)に示すように、まず入力信号を高い周波数 f_{over} でオーバーサンプリングし、それに応じた細かい遅延素子 $z^{-1}(1/f_{over})$ に相当)を持つFIR型の加算器のみで構成されるADNFに入力する。次式で示されるこのADNFは、遅延素子の数 N_n (n :更新回数)を制御することができる。

$$H_n(z) = 1 + z^{-N_n} \quad (4.1)$$



(a) filter structure



(b) notch characteristic

図 4.1 ADNF の原理

ここで、遅延素子の数 N_n は次式で与えられる。

$$N_n = \left\lceil \frac{f_{\text{over}}}{2\hat{f}_n} \right\rceil \quad (4.2)$$

ここで、 $\lceil \cdot \rceil$ は小数点以下四捨五入を表し、遅延素子の数 N_n は整数型である。また、 \hat{f}_n は図 4.1(b) に示すノッチ周波数であり、最初のノッチ特性部分 (同図下図) に示すノッチ特性 H_n を用いて周波数推定を行なう。そのため、推定周波数 \hat{f}_i の範囲は $0 < \hat{f}_i < f_s/2$ と仮定する。この ADNF の遅延素子の数 N_n を制御することは、図 4.1(b) に示すようにノッチ周波数 \hat{f}_n を周波数軸上でスライド $H_n \rightarrow H_{n+1}$ させること、つまり ADNF の遅延時間 N_n/f_{over} を変

えることであり、これは提案法の特徴である時間領域制御となる。そして、推定しようとする入力周波数 f_i とこのノッチ周波数 \hat{f}_n を一致させることにより周波数推定がなされる。

ここで、ADNF の周波数分解能について示す。ここでの周波数分解能とは、推定しようとする周波数 $\hat{f}_{i,n}$ の $r\%$ (以後周波数分解能率と呼ぶ) 以上離れた別の周波数の信号を推定できることを意味している。式 (4.1) に示した ADNF の 1 つの遅延素子を取り得る遅延時間は、オーバーサンプリング周波数 f_{over} により異なる。そして、その次数 $N_{i,n}$ が 1 増減した場合、推定する周波数 $\hat{f}_{i,n}$ に隣接する周波数 $\hat{f}_{i,n} \pm \delta$ は次式で与えられる。

$$\hat{f}_{i,n} \pm \delta = \frac{f_{\text{over}}}{2(N_{i,n} \mp 1)} \quad (4.3)$$

これを基にして得られた ADNF の周波数分解能率を図 4.2 に示す。これより、ADNF の周波数分解能率は、オーバーサンプリング周波数 f_{over} に依存している。すなわち、推定周波数に対するオーバーサンプリング比が小さくなると、周波数分解能が悪くなることを意味している。例えば、オーバーサンプリング周波数が $f_{\text{over}} = 100\text{kHz}$ 、推定周波数が $\hat{f}_{i,n} = 5\text{kHz}$ の場合、周波数分解能率は $r = 5.01\%$ である。具体的には、 $\hat{f}_{i,n} - \delta/2 = 4750\text{Hz}$ から $\hat{f}_{i,n} + \delta/2 = 5251\text{Hz}$ の帯域に別の周波数信号があった場合、その信号を推定するために同じフィルタの次数を選択するので、その別の周波数信号を推定することができない。

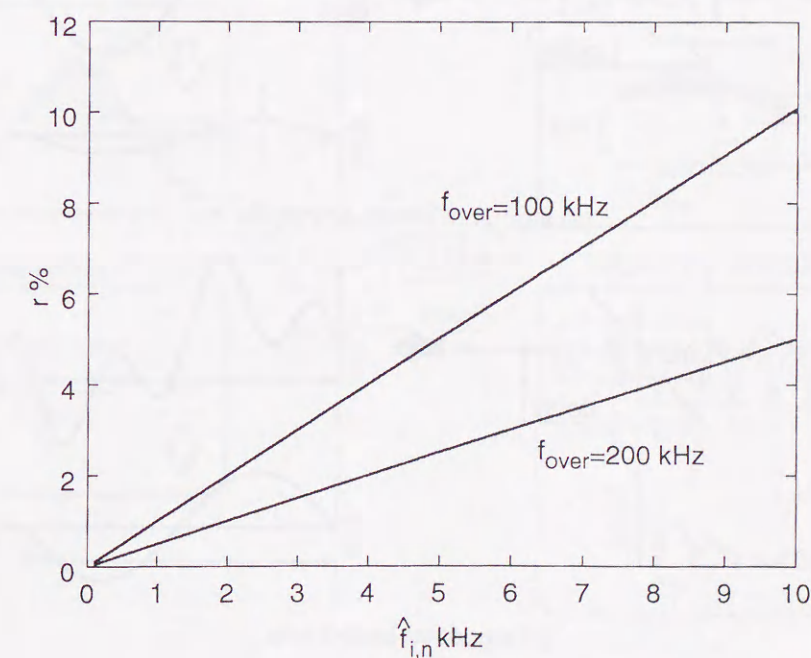


図 4.2 周波数分解能

周波数推定アルゴリズムの違い

本章で検討する2種類の周波数推定アルゴリズムの違いを明らかにするために、入力信号を1周波の多周波信号とする。

最初に検討するアルゴリズムは、図4.3(a)に示すように、1周波の多周波信号を1段縦続接続されたADNFに入力する。そして、出力信号の最大振幅値を基に周波数推定を行う。すなわち、出力信号の振幅成分に基づいて周波数推定を行うアルゴリズムである。そして、得られた推定周波数を基に、入力された1周波の多周波信号を1段のADNFで除去するようにADNFの遅延素子の数を制御して、最終的に出力信号は零出力となる。

次に検討するアルゴリズムは、図4.3(b)に示すように、1周波の多周波信号を、1-1段縦続接続されたADNFに入力する。そして、1-1段のADNFによって分離された出力信号の零交差点を検出し、その周期から周波数推定を行う。すなわち、出力信号の時間成分に基づいて周波数推定を行うアルゴリズムである。前述のアルゴリズムと同様、得られた推定周波数を基にADNFの遅延素子の数を制御して、単周波の出力信号を得る。

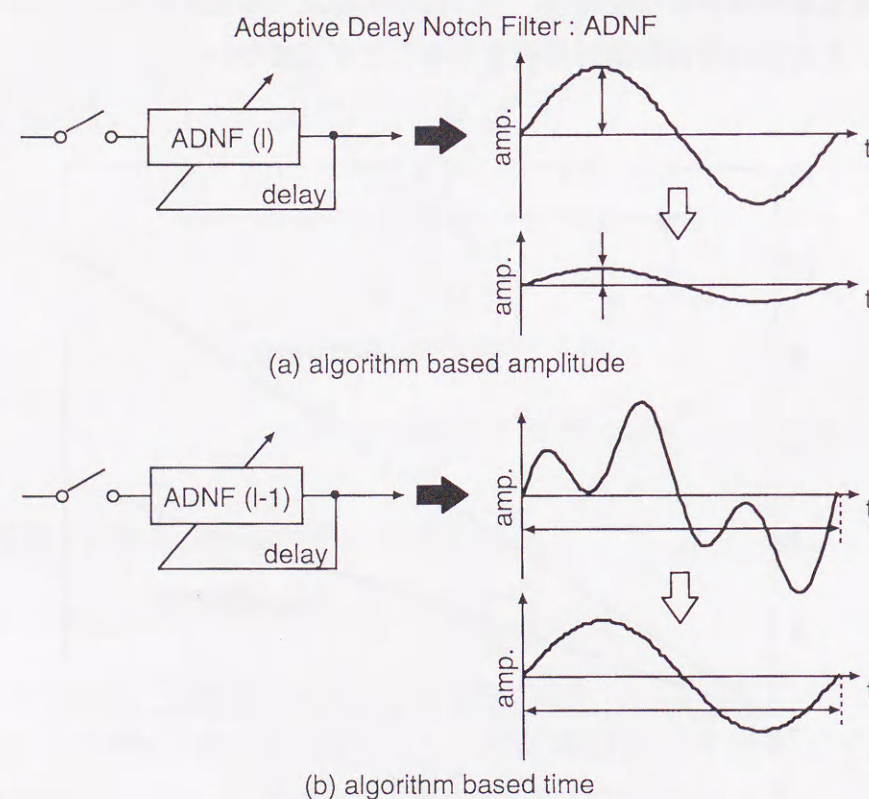


図 4.3 周波数推定アルゴリズムの違い

4.3 ノッチフィルタの振幅出力に基づく周波数推定の原理

4.3.1 周波数推定アルゴリズム

ADNFの振幅出力に基づいた周波数推定アルゴリズムを、図4.4に示すフィルタの入出力特性を用いて説明する。入力信号は単周波信号 f_i に白色雑音が付加されたものとし、式(4.1)に示したADNFに入力する(図4.4左)。本手法は、図4.5に示すように、現在と前回の出力の最大値(絶対値) Y_n, Y_{n-1} から、ノッチ特性のこう配を求め、 Y_n に応じた更新量 $\Delta \hat{f}_{i,n}$ を用いて、次式によりADNFの出力が零に近づくように繰り返し更新することで推定周波数 $\hat{f}_n(\Delta \hat{f}_{i,n} \rightarrow 0)$ を求める。

$$\hat{f}_{i,n+1} = \hat{f}_{i,n} - \frac{\text{sgn}(Y_n - Y_{n-1})}{\text{sgn}(\hat{f}_{i,n} - \hat{f}_{i,n-1})} \Delta \hat{f}_{i,n} \quad (4.4)$$

$$\Delta \hat{f}_{i,n} = \hat{f}_{i,n} \frac{Y_n / \|x_n\|}{K} \quad (4.5)$$

ここで、 $\text{sgn}(\cdot)$ はsignum関数で、これを含む項はこう配方向を決定する項であり、 K は更新量の決定に関係する定数である。また、 $\|x_n\|$ は入力信号の1-ノルム($\|x_n\| = \sum_{m=1}^{L_n} |x(m)|$)

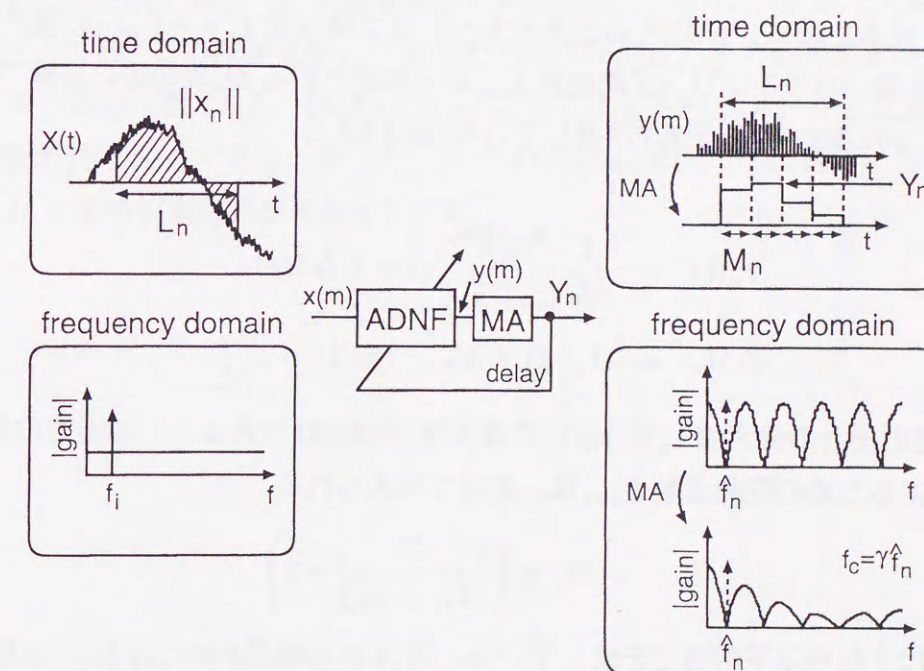


図 4.4 振幅出力に基づくADNFの入出力特性

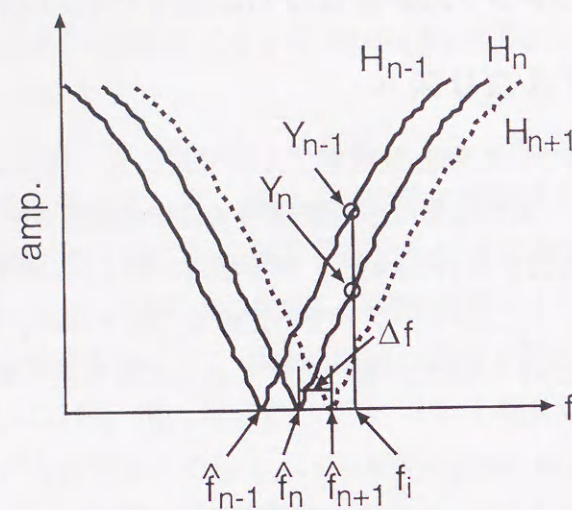


図 4.5 振幅出力に基づく ADF の原理

である (図 4.4 左上斜線部). 推定された周波数 $\hat{f}_{i,n+1}$ を基に, 4.2 節で示した図 4.1(a) の遅延素子の数 $\hat{N}_{i,n+1}$ が式 (4.2) により得られる.

そして, この ADF の出力は, ノッチ特性の折り返しにより雑音成分が増加している. これを低減させるために, ADF の出力をカットオフ周波数 $f_c = \gamma \hat{f}_{i,n}$ (γ の選択については後述する) とオーバーサンプリング周波数 f_{over} から決定される M_n 次の主に加算で構成される移動平均フィルタ (MA モデル) に通している (図 4.4 右).

$$Y_n(l) = \frac{1}{M_n} \sum_{m=1+\Delta M_n}^{M_n+\Delta M_n} y(m + \Delta M_n) \quad (4.6)$$

$$\Delta M_n = (l-1) \times M_n, \quad l = 1, \dots, \frac{L_n}{M_n}$$

ここで, 前述の出力の最大値 Y_n は $Y_n(l)$ の最大値 (絶対値) である. この出力の最大値 (絶対値) Y_{n+1} を得るための観測点数 L_{n+1} は, 次式で与えられる.

$$L_{n+1} = M_n \times \left(\left\lfloor \frac{G}{Y_n / \|x_n\|} \right\rfloor + 2 \right) \quad (4.7)$$

ここで, $\lfloor \cdot \rfloor$ は小数点以下切捨てを表している. 式 (4.7) の括弧内の $Y_n / \|x_n\|$ は推定精度が良くなると小さく, 逆に推定精度が悪いと大きくなる. この項の逆数に, 4.3.3 節で述べるパラメータ G を乗算し, 安定に収束するために得られた定数 2 を加算することにより, 観測点数を推定精度に応じて可変させている. この操作により, 推定精度が悪い時は収束速度

を速くし, 推定精度が良い時は観測点数を長くすることで更なる推定精度の向上を図っている. また, 観測点数が長くなることにより更新回数が減り, 計算量を抑える効果もある.

本手法で単周波信号を推定するために必要な更新 1 回当たりの加算 $Add.$ と乗算 $Mul.$ (式 (4.1), (4.4)~(4.7)) の計算量は次式で与えられる. ここで, 減算と除算の計算はそれぞれ加算と乗算に含めている.

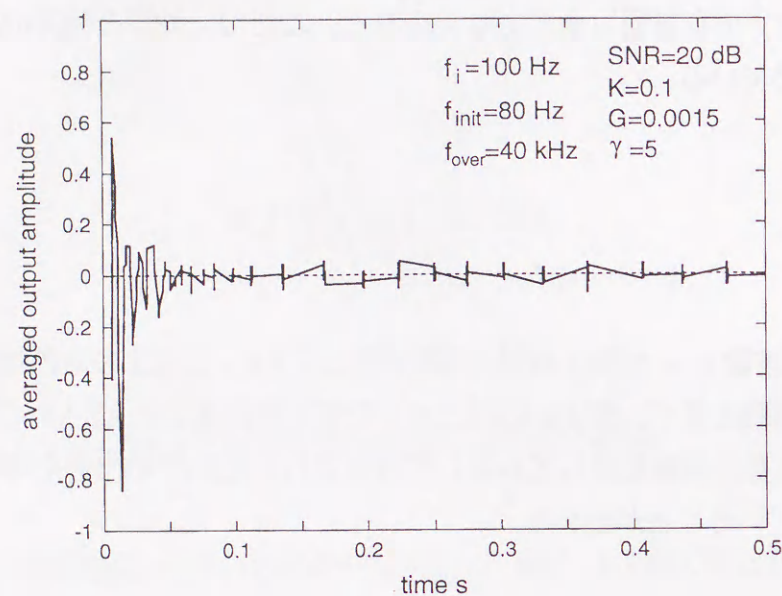
$$Add. = L_n - \frac{L_n}{M_n} + 2 \quad (4.8-a)$$

$$Mul. = 7 \quad (4.8-b)$$

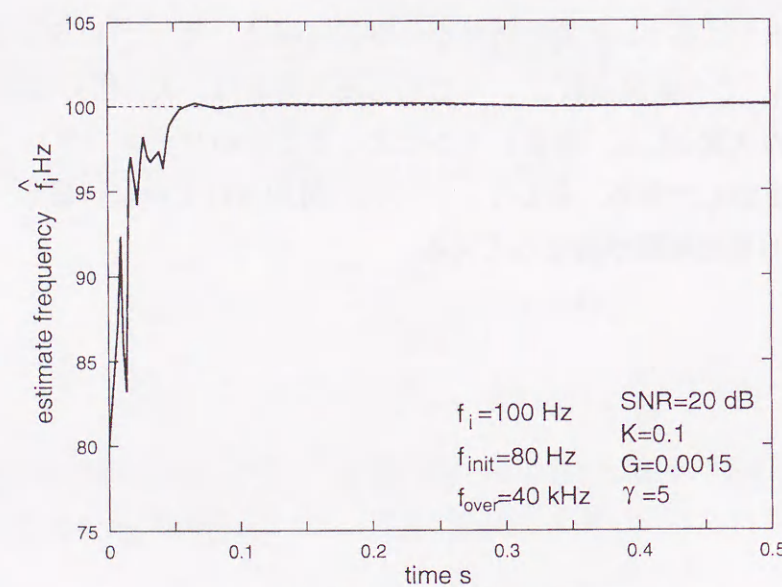
図 4.6 に入力周波数 $f_i = 100\text{Hz}$ の単一正弦波に, $SNR = 20\text{dB}$ の白色雑音を付加した場合の周波数推定過程を示す. 図 4.6(a) は, MA モデルを通過した ADF の出力であり, 図 4.6(b) は推定周波数の推移を示している. これらより, ADF の出力が零に近付き, 入力周波数を推定していることがわかる.

4.3.2 周波数推定時間

ADF の振幅出力に基づいた周波数推定の更新時間は, 式 (4.7) に示した観測点数 L_n によって決定される. この観測点数 L_n , すなわち更新時間は, 入力信号の周波数によって決まる MA モデルの次数 M_n と, 雑音レベルによって決まるパラメータ G に依存している. 最小の更新時間は $2M_n$ である. そして, ノイズが付加されていない場合, 式 (4.5) に示した更新量 K により収束時間が異なってくる.



(a) filter output



(b) frequency estimation

図 4.6 単周波推定過程の例

4.3.3 雑音レベル変動に対するアルゴリズム

式(4.7)の観測点数を制御するパラメータ G の最適値(推定精度が最も良くなる値)は, 入力信号に付加された白色雑音の雑音レベル(SNR)に応じて最適値が存在する. 一般に, 入力信号に付加された雑音レベルは未知であり変動する場合がある. ここでは入力信号の振幅は既知として, SNR の推定を行ないながら式(4.7)の G の値を適応的に制御するアルゴリズムを検討する.

具体的には, 先ず ADNF の出力信号の総和 $\tilde{\sigma}_t$ を求める.

$$\tilde{\sigma}_t = \sum_{m=1}^{L_n} |y(m)| \quad (4.9)$$

次式により, この $\tilde{\sigma}_t$ を正規化(推定周波数の一周分あたりの量)する.

$$\tilde{\sigma} = \tilde{\sigma}_t \times \frac{1/\hat{f}_n}{1/f_{over} \times L_n} \quad (4.10)$$

図 4.7 に, 式(4.7)の G と式(4.10)の $\tilde{\sigma}$ の関係を示す. 図中の丸印は, 付加する白色雑音系列を変え, 試行回数 100 回のシミュレーションにより得られた各雑音レベルに応じた最適な G を示している. $\tilde{\sigma}$ と G の間に線形性があると仮定すると, 次式に示す関係が得られる.

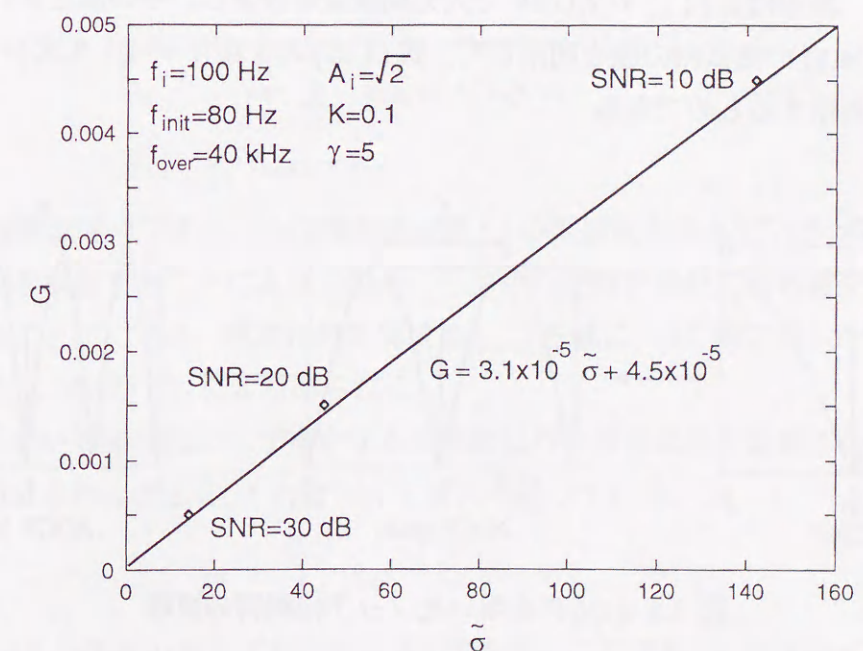


図 4.7 観測点数を制御するパラメータ G 対正規化された出力信号の 1-ノルム $\tilde{\sigma}_t$

図 4.7 における次式の直線は、図中の丸印を基に得られた $\tilde{\sigma}$ と G の最小二乗直線である。

$$G = 3.1 \times 10^{-5} \tilde{\sigma} + 4.5 \times 10^{-5} \quad (4.11)$$

ここで、この式が有効になるのは式 (4.7) の括弧内が $\left\lfloor \frac{G}{\tilde{y}_n / \|\tilde{x}_n\|} \right\rfloor + 2 > \lambda$ (ここで λ は正の整数) を満たす時とする。式 (4.11) により、式 (4.7) の G を入力信号に付加される雑音レベルに応じて最適な値にする。

4.3.4 くし形フィルタによる推定性能改善

従来までの固定サンプリングレートによる ALE は、ノッチ幅を推定精度に合わせて制御して推定精度の向上を図っている [28-30]。このノッチ幅を狭くすることは推定周波数を拘束することになり、これにより特に推定分散の向上を図る。図 4.8 に示すように、式 (4.12) で表される遅延時間が制御することができる減算器のみで構成される適応遅延くし形フィルタ (Adaptive Delay Comb Filter : ADCF) の次数 $r (= 4, 8, \dots)$ を制御して、ノッチ幅を可変させ推定精度の向上を図る。

$$H(z) = 1 - z^{-N'} \quad \left(N' = \left\lceil r \frac{f_{\text{over}}}{2\hat{f}_n} \right\rceil \right) \quad (4.12)$$

具体的には、最初は式 (4.1) の ADNF で入力周波数を推定し、その推定された周波数精度、つまり式 (4.7) の括弧内の値を利用して、式 (4.12) の 4 次 ($r = 4$)、8 次 ($r = 8$) のくし形フィルタを利用するものである。

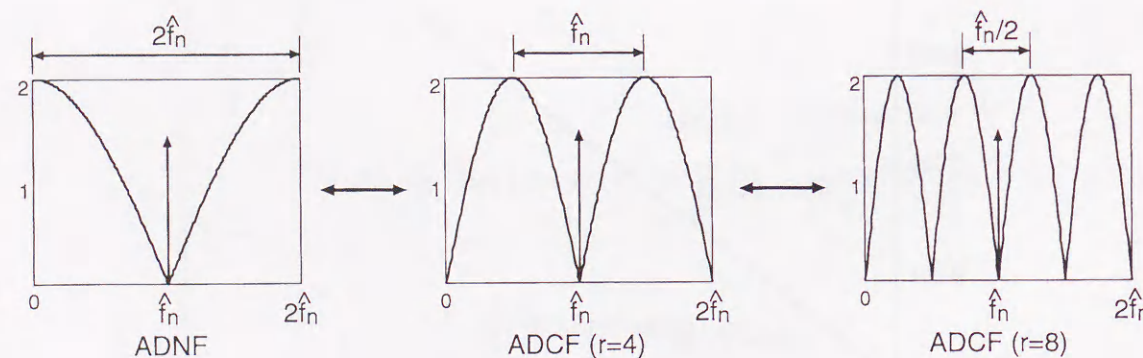


図 4.8 ADCF を用いたノッチ幅制御の原理

4.4 ノッチフィルタの零交差点検出に基づく周波数推定の原理

4.4.1 周波数推定アルゴリズム

ADNF の出力信号の零交差点検出に基づいた周波数推定アルゴリズムの原理を説明する。図 4.9(a) に示す $l-1$ 段 ADNF は、 l 周波 (原理説明のため周波数の数は $l = 3$ と仮定) の多周波信号を推定する構造を示している。ADNF1 と ADNF2 が $\hat{f}_{1,n}$, $\hat{f}_{3,n}$ の周波数成分を除去して、図 4.9(b) に示すような $\hat{f}_{2,n}$ であるほぼ単周波信号を得る。ここでの出力信号は必ずしも単周波信号とはなっていないが、以下の一連の推定動作を繰り返し推定精度の向上と共に単周波信号に近づく。そして、出力信号の零交差点を検出し、その周期 $T_{i,j}$ から周波数 $\hat{f}_{2,n+1}$ を推定し、それに基づいて ADNF の遅延素子の数 $N_{2,n+1}$ を制御している。図 4.9(c) の周波数特性は、周波数成分 f_2 (一点鎖線) を推定している様子を表している。次は、ADNF1 と ADNF2 が $\hat{f}_{1,n}$, $\hat{f}_{2,n+1}$ の周波数成分を除去して、周波数が $\hat{f}_{3,n}$ であるほぼ単周波の出力を求める。この一連の推定動作を繰り返しながら、 $\hat{f}_{i,n}(n \rightarrow \infty)$ を f_i に近付けて、推定周波数の変動率が小さくなった時点で推定を終了するアルゴリズムである。図 4.9(a) の右表に、これらのノッチ周波数と出力の周波数の関係を示している。

入力推定周波数 $\hat{f}_{i,n+1}$ は、ADNF の出力信号の零交差点周期 $T_{i,2j+1} + T_{i,2j+2}$ を利用し、次式で与えられる。

$$\hat{f}_{i,n+1} = \frac{1}{\frac{1}{J_n} \sum_{j=0}^{J_n-1} (T_{i,2j+1} + T_{i,2j+2})} \quad (i = 1, \dots, l) \quad (4.13)$$

$$T_{i,j} = t_{i,j+1} - t_{i,j} \quad (4.14)$$

ここで、 $t_{i,j}$ は零交差点であり、 J_n は推定周波数 $\hat{f}_{i,n}$ の周期数を表している。この J_n 個の推定周波数周期を検出することにより、信号に付加された雑音成分による零交差点検出の誤差を低減することができる。推定された周波数 $\hat{f}_{i,n+1}$ を基に、4.2 節で示した図 4.1(a) の遅延素子の数 $\hat{N}_{i,n+1}$ が式 (4.2) により得られる。

また、図 4.1(b) の斜線部に示す推定する周波数以外の信号成分を低減させるために、加算器のみで構成される次式の M 次の MA モデルを通して。

$$Y(m) = \sum_{k=0}^{M-1} y(m-k) \quad (m = 1, \dots, P_m) \quad (4.15)$$

ここで、 P_m は入力信号のサンプル点数を表しており、この次数 M を決定するカットオフ周波数 f_c は、推定された最大周波数 f_{max} の γ 倍で与える。この次数 M と γ については後述する。

そして、4.3.1節と同様に収束速度と推定精度を改善させるために、次式に示すように推定周波数 $\hat{f}_{i,n}$ の変動率に応じて観測する推定周波数周期数 J_n を制御している。

$$J_{n+1} = R \times \frac{1}{\frac{|\hat{f}_{i,n} - \hat{f}_{i,n-1}|}{\hat{f}_{i,n-1}}} \quad (J_{min} \leq J_{n+1} \leq J_{max}) \quad (4.16)$$

ここでの R は推定周波数周期数を決定する定数である。これは、第2項目の分母の推定周波数の変動率が大い、つまり入力周波数と推定周波数が離れている場合、推定周波数周期数を小さくして収束速度を速くしている。逆に、推定周波数が入力周波数に近付いて

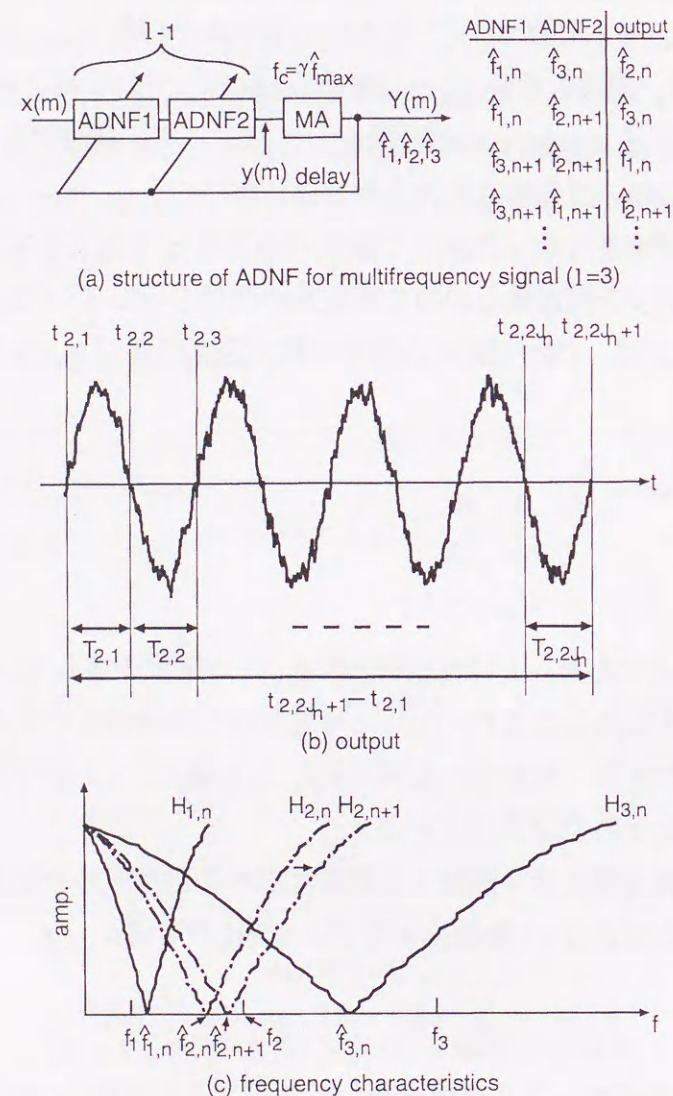


図 4.9 零交差点検出による周波数推定の原理

くるとその変動率が小さくなり、推定周波数周期数を大きくして推定精度の改善を図っている。この推定周波数周期数には、上限 J_{max} (周波数ミスマッチに対応させるため)と下限 J_{min} (最低限の推定精度を得るため)を設定している。図4.10に、この推定周波数周期数制御の一例を示す。この例では、入力周波数 $f_i = 100\text{Hz}$ とし、推定周波数周期数を固定した場合($J_n = 5$)と、式(4.16)を用いて制御した場合($5 \leq J_n \leq 25$)の結果である。これより推定時間1sまでに、固定の場合の更新回数は19回であり、推定値もばらついている。一方、制御した場合の更新回数は6回であり、推定値もまとまっていることがわかる。

本手法で l 周波の信号を推定するために必要な更新1回当たりの加算 $Add.$ と乗算 $Mul.$ の計算量は次式で与えられる。式中の Z_A および Z_M は、図4.9(b)に示す時間差 $t_{i,2J_n+1} - t_{i,1}$ を検出するための加算と乗算の計算量を示している。この時間差を検出するアルゴリズムと計算量は次節で説明する。

$$Add. = P_n(l + M - 2) + Z_A + 2 \quad (4.17-a)$$

$$Mul. = Z_M + 5 \quad (4.17-b)$$

$$P_n = \frac{1/\hat{f}_i}{1/f_{over}} J_n \quad (4.17-c)$$

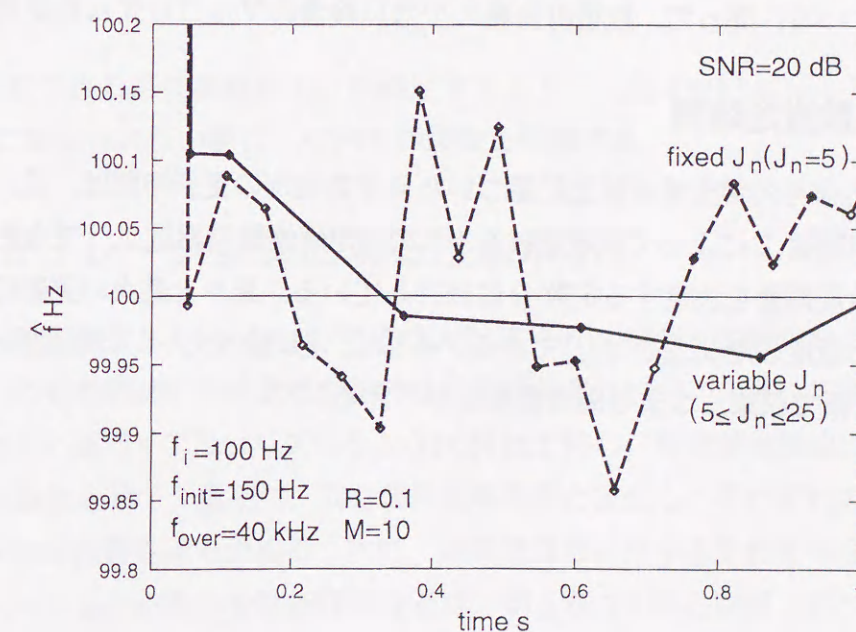


図 4.10 推定周波数周期数制御の例

4.4.2 零交差点検出法

式(4.13)に示した J_n 個の推定周波数周期 $\sum_{j=0}^{J_n-1} (T_{i,2j+1} + T_{i,2j+2})$ を求めるために、2種類のアプローチを検討する。1つ目は、全ての各零交差点に対し、その零交差点付近の Z 個のデータを用いて最小2乗法により直線近似を行い零交差点を得るアルゴリズムである。そして、得られた零交差点から零交差 $T_{i,j}$ を求め、その総和 $\sum_{j=0}^{J_n-1} (T_{i,2j+1} + T_{i,2j+2})$ を求める。2つ目は、1番目の零交差点の時刻 $t_{i,1}$ と $2J_n + 1$ 番目の零交差点の時刻 $t_{i,2J_n+1}$ の時間差 $t_{i,2J_n+1} - t_{i,1}$ を利用するアルゴリズムである。また、その零交差点は、零交差点の前後2点を用いて直線近似 ($y = ax + b$) を行ない、それから零交差点 ($-b/a$) を求めている。これにより、前者のアルゴリズムの計算量を削減することができる。両者のアルゴリズムの加算 Z_A および乗算 Z_M の計算量を次式に示す。

$$\begin{cases} Z_A = (6Z - \frac{10}{3})(2J_n + 1) \\ Z_M = (6Z + \frac{8}{3})(2J_n + 1) \end{cases} \quad (4.18-a)$$

$$\begin{cases} Z_A = 7(2J_n + 1) \\ Z_M = 3(2J_n + 1) \end{cases} \quad (4.18-b)$$

ここで、式(4.18-a)の前者の最小2乗法に用いる零交差点付近のデータ数を $Z = 5$ と仮定すると、式(4.18-b)の後者のアルゴリズムは、前者のアルゴリズムに比べて加算が $1/4$ 、乗算が $1/11$ に削減できる。また、周波数推定の推定精度は両アルゴリズムとも同程度であることを確認している。従って、以後計算量の少ない後者のアルゴリズムを使用する。

4.4.3 周波数推定時間

ADNF の出力信号の零交差点検出に基づいた周波数推定の更新時間は、式(4.16)に示した推定周波数周期数 J_n によって決定される。この推定周波数周期数 J_n 、すなわち更新時間は、推定周波数周期数を決定する定数 R に依存している。最小と最大の更新時間は、それぞれあらかじめ設定した J_{min} と J_{max} である。そして、原理的にノイズが付加されていない場合、1回の更新で収束、つまり周波数推定が行える。

4.4.4 未知周波数に対するアルゴリズム

入力信号に含まれる周波数の数 l およびその周波数が未知である場合の推定アルゴリズムを説明する。但し、入力信号に含まれる最大の周波数の数を $L \geq l$ とし、推定できる最大と最小の周波数をそれぞれ f_{max} と f_{min} とする。そして、推定周波数の初期値は推定できる最大周波数 f_{max} に設定する。4.4.1 節において、 l 周波の信号を推定するために必要な ADNF の段数は $l-1$ 段であることを述べた。つまり、 l 周波の信号を l 段以上の ADNF に入力し周波数推定を行うと、 l 段目以降の出力は零となる。この零出力を検出することにより、周波数の数 l を推定することができる。

図 4.9(a) を用いて具体的に説明する。この場合の推定できる最大の周波数の数 L は3であり、入力信号に含まれる周波数の数 l は2と仮定する。推定が行なわれると、 $2(=L-1)$ 段目の出力信号は零となる。これを検出し、その信号に含まれる周波数の数2から1減じた段数 $1(=l-1)$ に ADNF を削減する。実際には、入力信号に雑音が付加されているので、完全な零出力を検出することは困難である。よって、以下に示す2つの条件のいずれかを満たした時に ADNF の段数を削減する。1つ目は、周波数推定が精度良く行なわれると、その周波数推定の変動率は小さくなる。この原理を利用して、次式に示した推定周波数の変動率がある設定した変動率 $d\%$ を D 回連続して上回った場合、ADNF の段数を削減する。

$$d \leq \frac{|\hat{f}_{i,n} - \hat{f}_{i,n-1}|}{\hat{f}_{i,n-1}} \times 100 \quad (4.19)$$

2つ目は、推定できる最低周波数 f_{min} を満足するように、図 4.9(b) に示した零交差 $T_{i,j}$ が $1/2f_{min}$ 以内に検出されない場合、ADNF の段数を削減する。

4.5 シミュレーションによる性能解析

ここでは、計算機シミュレーションにより ADNF の出力信号の振幅成分および時間成分を基にしたそれぞれの適応周波数推定法の性能解析結果について示す。以後、ノッチフィルタの振幅出力に基づくアルゴリズムを NOTCH 法と称し、零交差点検出に基づくアルゴリズムを ZERO 法と称す。最初に、入力信号を単周波と仮定し、それぞれのアルゴリズムのパラメータなどの最適値を求める。次に、多周波信号に対する性能を明らかにする。計算機シミュレーションの条件や性能評価などは、第3章 3.5 節の冒頭で述べたものを使用する。

4.5.1 振幅出力に基づくアルゴリズムの単周波推定性能

ここでは、NOTCH 法の推定精度と推定時間、雑音レベルの変動に対するアルゴリズムの性能、ADCF による推定精度改善について述べる。

A : 推定精度と推定時間

式(4.5)で示した更新量を決定するパラメータ K について検討する。入力信号の周波数は $f_i = 100\text{Hz}$ 、振幅は $A_i = \sqrt{2}$ 、位相は $\phi_i = [0, 2\pi)$ (一様分布)とし、パラメータ K を変化した場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図 4.11 および図 4.12 に示す。ここでは、推定時間 1s における結果である。また、推定誤差率が 1% 以下になった時の推定時間を図 4.13 に示す。これらの結果から、パラメータ K はほぼ 0.1 付近が最適であることがわかる。

次に、式(4.7)で示された MA モデルの次数 M_n を決定、つまりカットオフ周波数 $f_c = \gamma f_n$ を求める γ を変化した場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図 4.14 および図 4.15 に示す。これらの結果から、パラメータ γ は 5 付近が最適であることがわかる。

最後に、 SNR を変化した場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図 4.16 および図 4.17 に示す。これらより、 SNR が 0dB から 20dB まで推定精度が向上し、20dB 以上では、推定誤差率は 0.01% 以下、推定分散は 16.5dB 以上ではあるが、それ以上の改善は見られない。

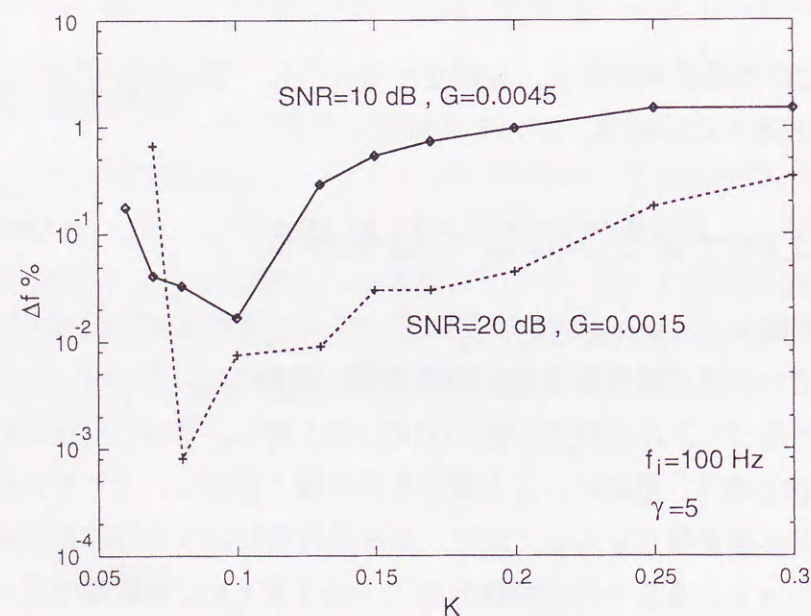


図 4.11 NOTCH 法の更新パラメータ K と推定誤差率

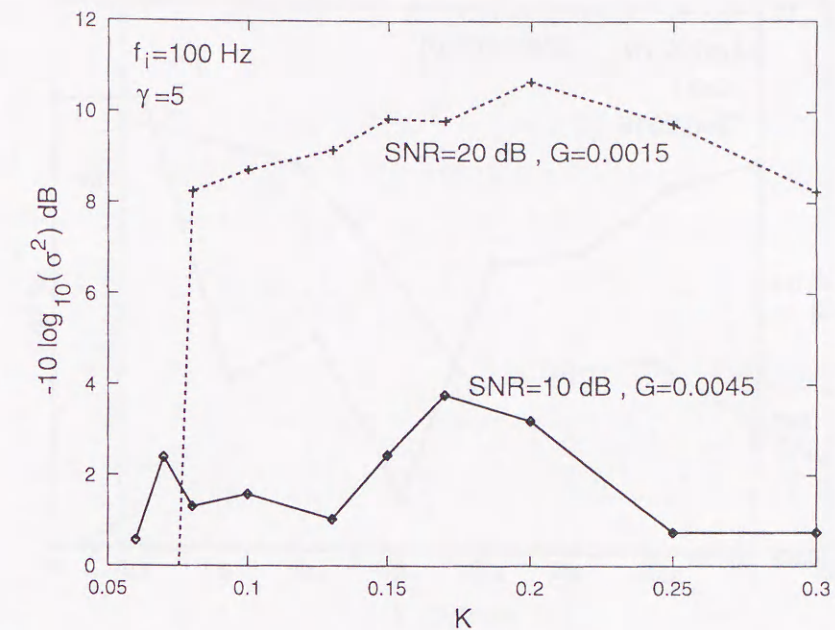


図 4.12 NOTCH 法の更新パラメータ K と推定分散

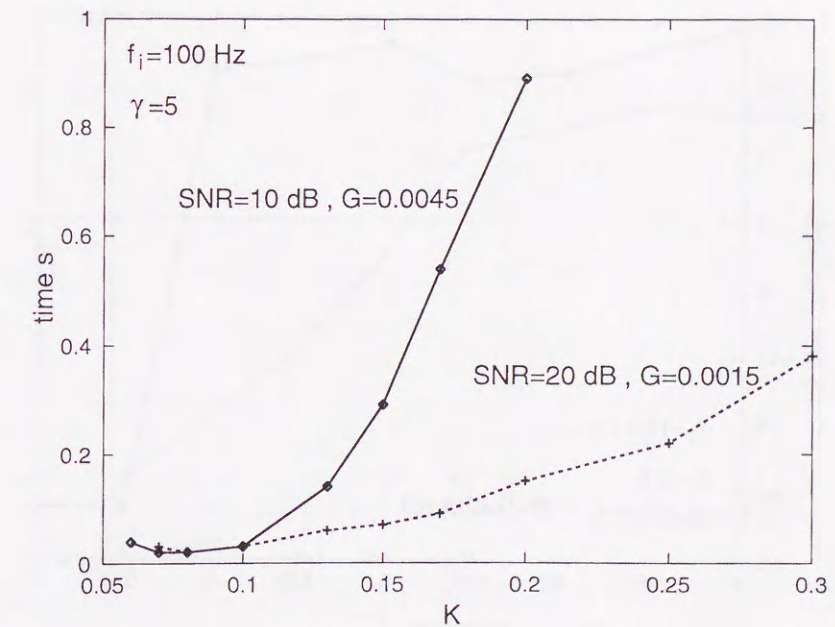


図 4.13 NOTCH 法の更新パラメータ K と推定時間

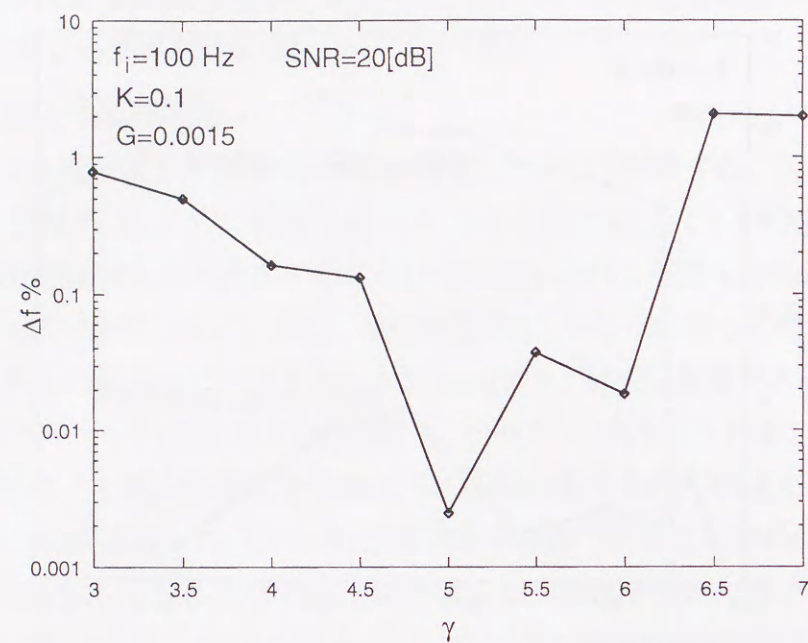


図 4.14 NOTCH 法の MA モデルのパラメータ γ と推定誤差率

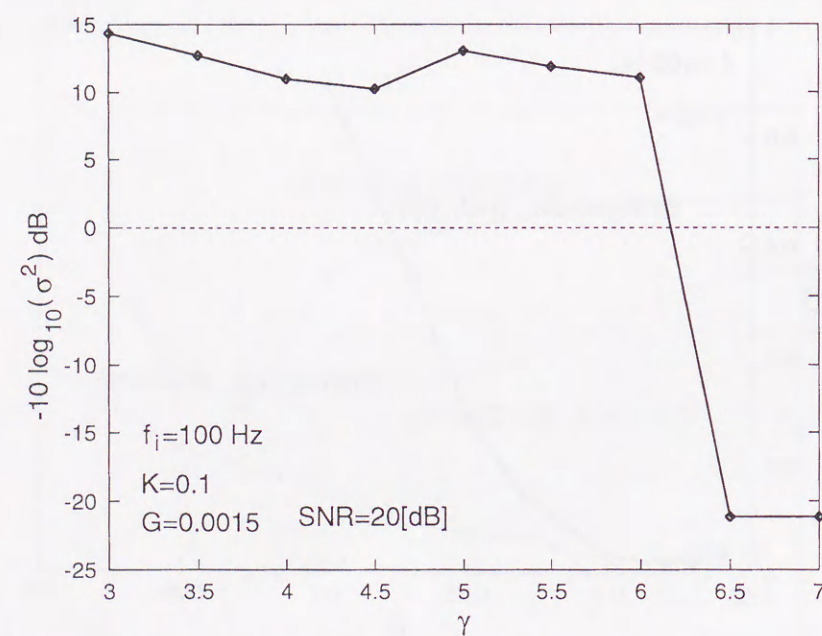


図 4.15 NOTCH 法の MA モデルのパラメータ γ と推定分散

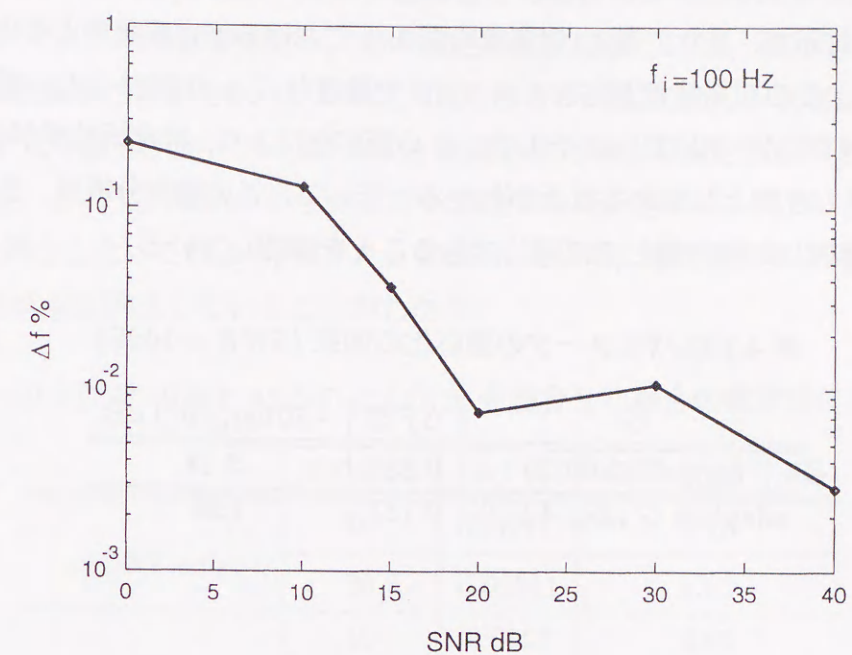


図 4.16 NOTCH 法の単周期信号に対する推定誤差率

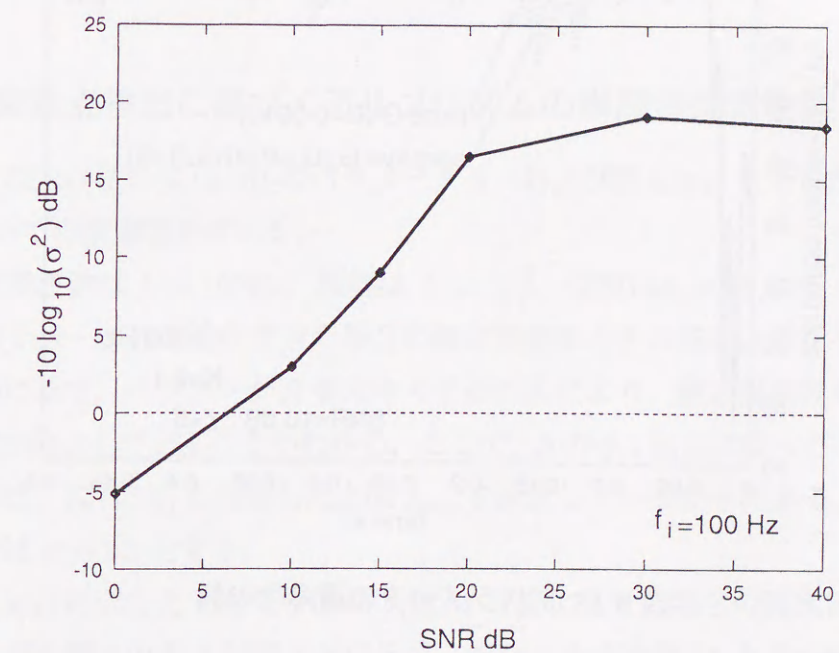


図 4.17 NOTCH 法の単周期信号に対する推定分散

B: 雑音レベルの変動に対する性能

式(4.11)に基づく式(4.7)の G パラメータの適応化のシミュレーションの一例($SNR = 10\text{dB}$)を図4.18に示す。また、表4.1に推定時間0.5sにおける推定誤差率とその推定分散を示す。ここでは、 G の初期値 G_i は $SNR = 20\text{dB}$ で最適な $G_i = 0.0015$ とし、式(4.11)が有効となるためのパラメータ λ は $\lambda = 5$ とした。 G の適応化により、推定誤差率が0.1%向上し、その推定分散が7dB向上していることがわかる。そして、この推定分散は、 $SNR = 10\text{dB}$ で最適な G を選択した時の値とほぼ同じであることを確認している。

表 4.1 G パラメータの適応化の効果 ($SNR = 10\text{dB}$)

G	$\Delta f \%$	$-10 \log_{10}(\sigma^2) \text{ dB}$
fixed G (0.0015)	0.287	-5.13
adaptive G (Eq.(4.11))	0.187	1.98

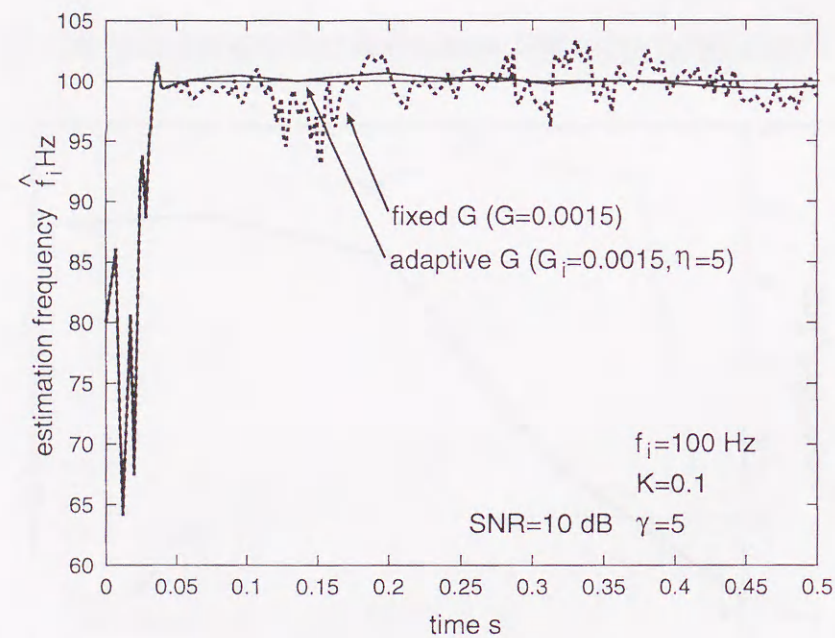


図 4.18 G パラメータの適応化の例

C: くし形フィルタによる推定精度向上

式(4.1)のADNFと式(4.12)のADCFを組合せた場合のシミュレーション結果を示す。最初にADNFで入力周波数を推定し、その推定周波数に基づいて、ADNFからADCFを利用した周波数推定に切替える。ここでは、入力信号の周波数は $f_i = 100\text{Hz}$ とし、ADNFのみとADNFと4次ADCF($r = 4, K = 0.2$)を組合せた場合の推定誤差率とその推定分散を表4.2に示す。ここで、ADNFからADCFへ移行する時の基準は、式(4.7)の括弧内が20以上になった時とした。これより、 $SNR = 20\text{dB}$ において、推定誤差率が2/3程度改善し、その推定分散が4dB向上していることがわかる。

表 4.2 ADNF のみとADNFとADCFを組合せた場合の推定精度比較

	$SNR \text{ dB}$	$\Delta f \%$	$-10 \log_{10}(\sigma^2) \text{ dB}$
ADNF only	10	0.0271	1.75
	20	0.00341	13.2
ADNF + ADCF	10	0.0127	4.09
	20	0.00210	17.2

4.5.2 零交差点検出に基づくアルゴリズムの単周波推定性能

ここでは、ZERO法の式(4.16)のパラメータ R 、および図4.9(a)に示したMAモデルの次数 M についての最適値を求める。

入力信号の周波数は $f_i = 100\text{Hz}$ 、振幅は $A_i = \sqrt{2}$ 、位相は $\phi_i = [0, 2\pi)$ (一様分布)とし、式(4.16)のパラメータ R を変化させた場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図4.19および図4.20に示す。パラメータ R を大きくすることにより、推定周波数周期数が大きくなり推定精度が向上していることがわかる。ここで、 R が0.1以上になっても推定精度が上がらない理由は、式(4.16)に付加した上限 J_{max} を設定しているからである。以後のシミュレーションでは $R = 0.1$ とする。

次に、図4.9(a)に示したMAモデルの次数 M を変化させた場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図4.21および図4.22に示す。また、その次数 M とその時のカットオフ周波数 f_c の関係を図4.23に示す。これより、MAモデルの次数 M を大きくしていった場合 $M = 10$ 位まで推定精度が改善し、それ以上ではほぼ一定になることがわかる。すなわち、図4.23において、 $M = 10$ 以上に対応するカットオフ周波数 f_c は2kHz以下である。

よって、入力周波数 $f_i = 100\text{Hz}$ の場合、MA モデルの次数を決定するためのパラメータ $\gamma(f_c = \gamma f_{max})$ が 20 以下であれば十分な推定精度を得られる。

最後に、 SNR を変化した場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図 4.24 および図 4.25 に示す。これらより、 $SNR = 5\text{dB}$ から推定誤差率が 0.1% 以下になっており、以後 SNR が高くなるにつれて推定精度が改善していることがわかる。 $SNR = 20\text{dB}$ において、推定誤差率は 0.00168% であり、その時の推定分散は 42.0dB である。

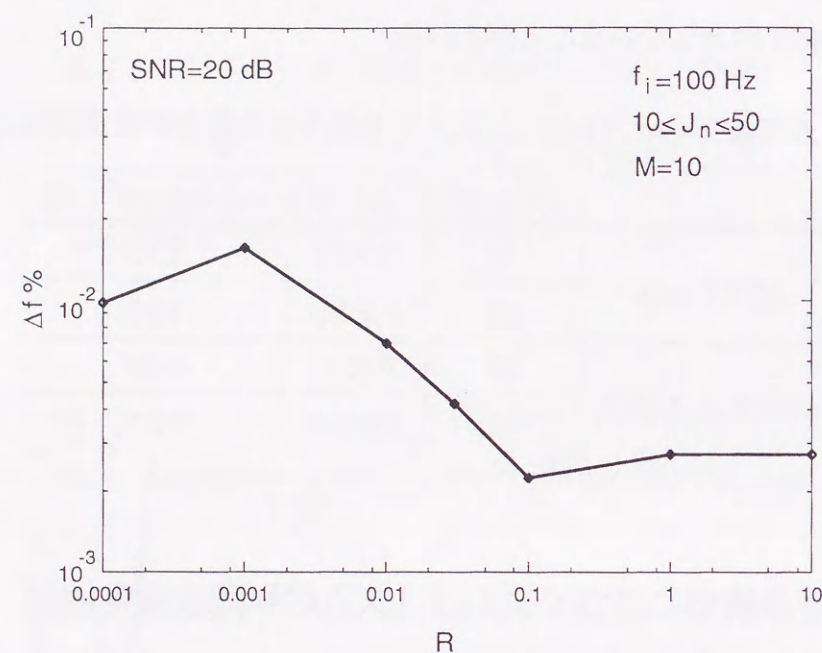


図 4.19 ZERO 法のパラメータ R と推定誤差率

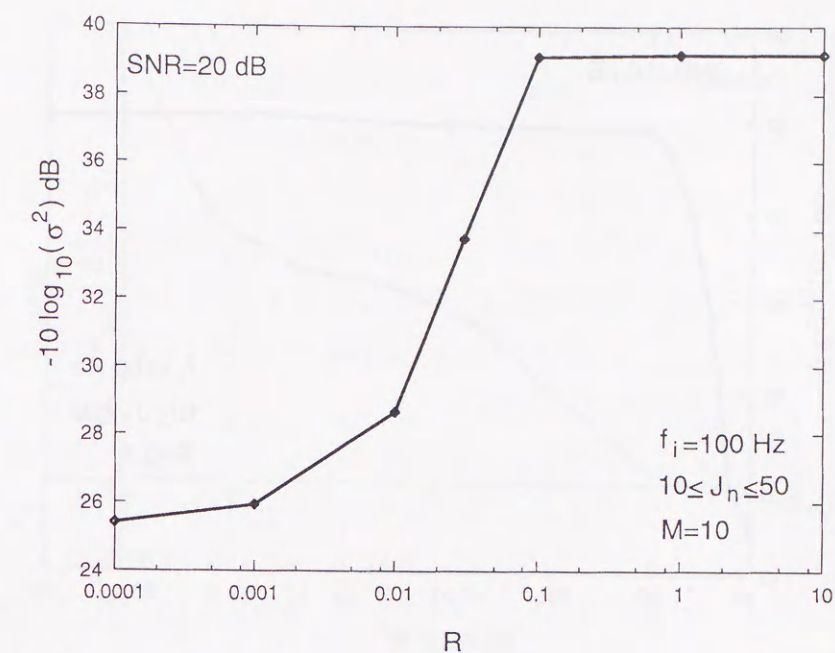


図 4.20 ZERO 法のパラメータ R と推定分散

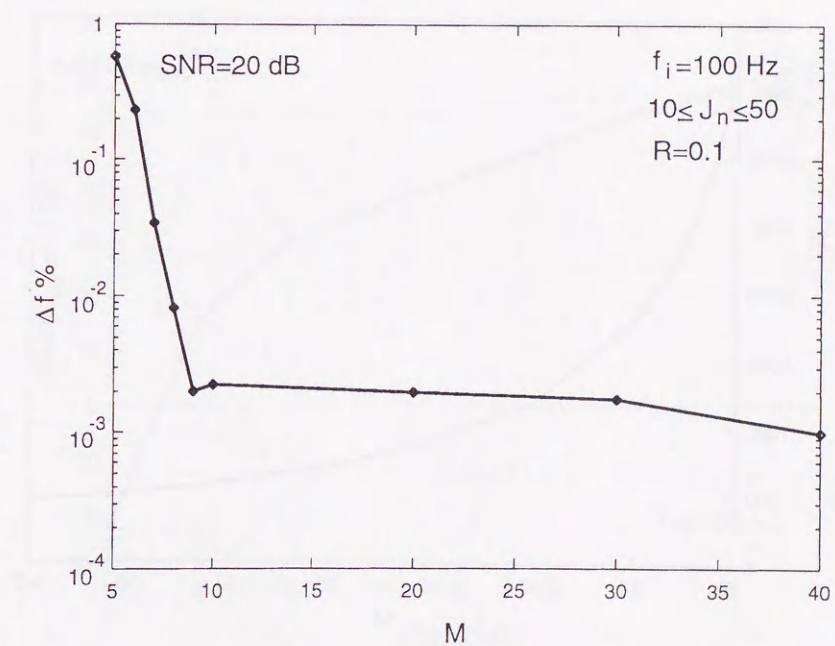


図 4.21 ZERO 法の MA モデルのパラメータ M と推定誤差率

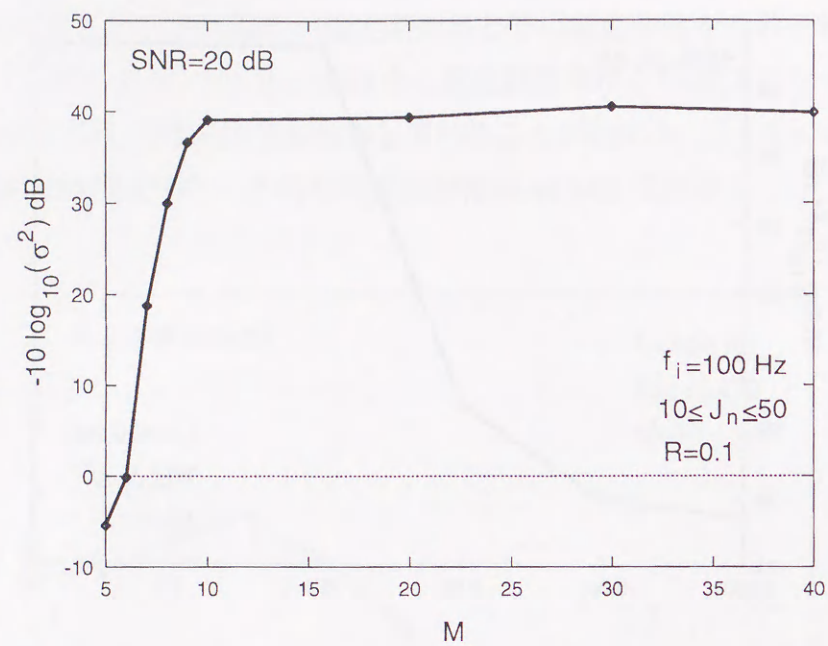


図 4.22 ZERO 法の MA モデルのパラメータ M と推定分散

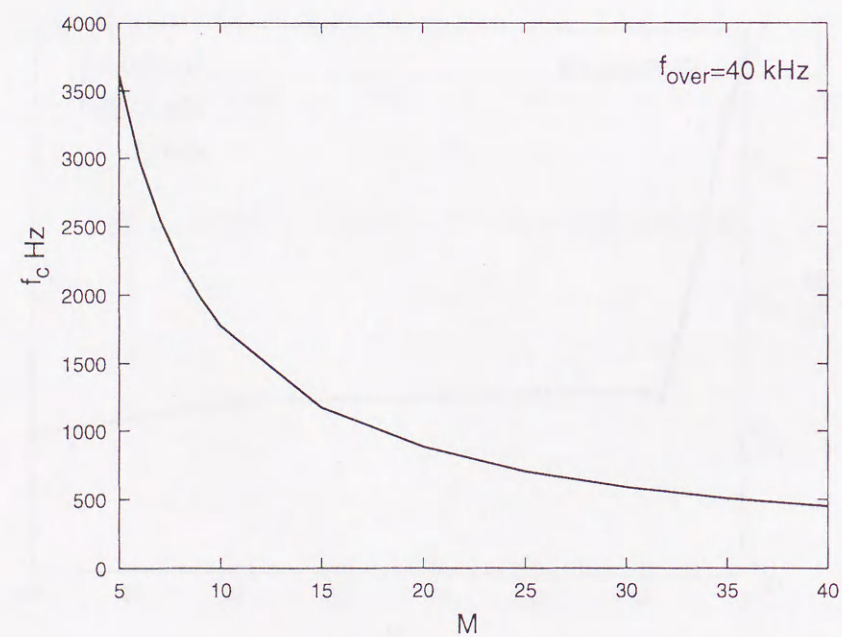


図 4.23 ZERO 法の MA モデルのパラメータ M とカットオフ周波数 f_c の関係

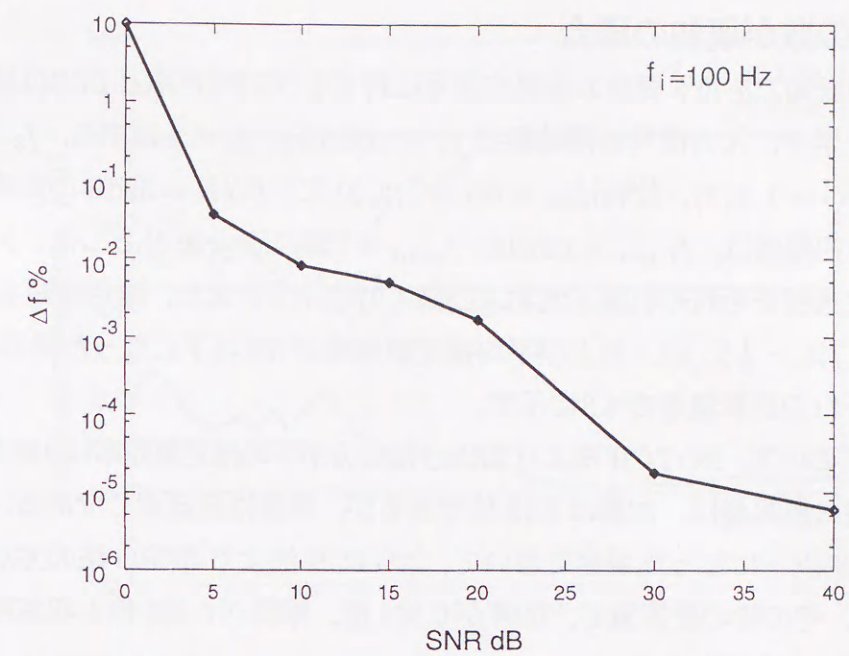


図 4.24 ZERO 法の単周波信号に対する推定誤差率

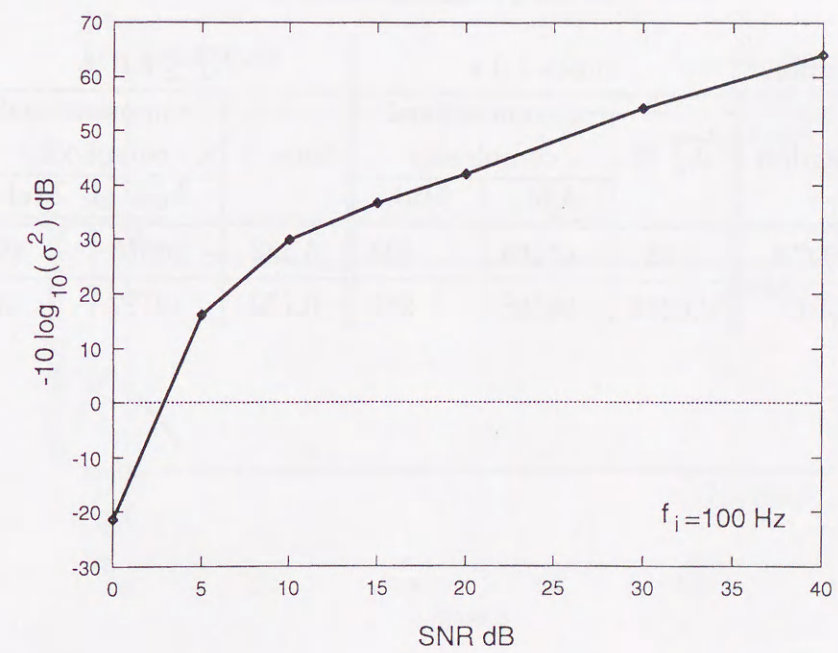


図 4.25 ZERO 法の単周波信号に対する推定分散

4.5.3 多周波推定性能

A : 周波数の数が既知の場合

周波数の数が既知である3周波の多周波信号に対するNOTCH法とZERO法の推定性能および計算量を示す。入力信号の周波数は $f_1 = 100.5\text{Hz}$, $f_2 = 145.7\text{Hz}$, $f_3 = 179.3\text{Hz}$, 振幅は $A_i = \sqrt{2}$ ($i = 1, 2, 3$), 位相は $\phi_i = 0$ ($i = 1, 2, 3$) に, $SNR = 30\text{dB}$ の白色雑音を付加した。この時の初期値は, $f_{1_init} = 120\text{Hz}$, $f_{i_init} = 150\text{Hz}$ ($i = 2, 3$) とした。NOTCH法とZERO法の推定過程をそれぞれ図4.26および図4.27に示す。また, 推定時間1sにおける平均推定誤差率 $\overline{\Delta f}\%$ ($= \frac{1}{3} \sum \hat{f}_i$), および平均推定誤差率が3%以下になった時の収束時間と, その時のそれぞれの計算量を表4.3に示す。

推定時間1sにおいて, NOTCH法よりZERO法の方が平均推定誤差率は2桁良い0.0316%である。その時の計算量は, 加算は2.13倍であるが, 乗算はほぼ同じである。また, 平均推定誤差率が3%以下になった場合において, NOTCH法よりZERO法の方が収束時間は0.320倍である。その時の計算量も, 加算が0.676倍, 乗算が0.290倍と収束時間と計算量の点で優れていることがわかる。

表 4.3 3周波推定性能比較

condition	time=1.0 s			$\overline{\Delta f} \leq 3.0 \%$		
	$\overline{\Delta f} \%$	computational complexity		time s	computational complexity	
		Add.	Mul.		Add.	Mul.
NOTCH	2.28	45164	833	0.538	18816	469
ZERO	0.0316	96108	987	0.172	12722	136

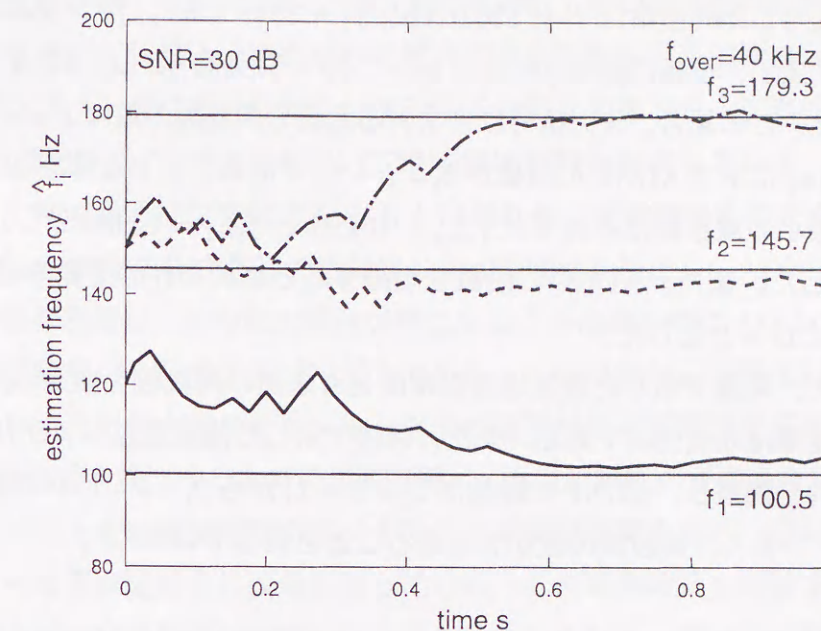


図 4.26 NOTCH 法による3周波推定過程

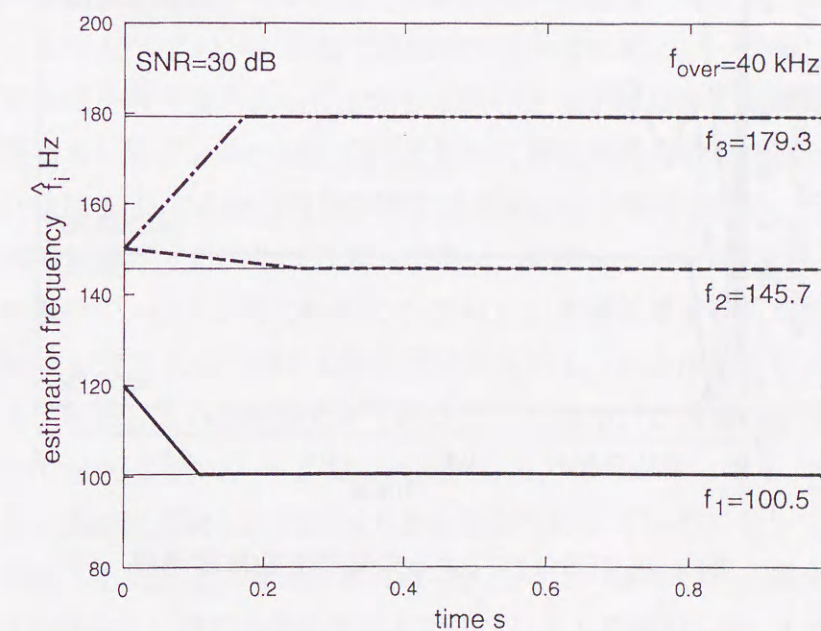


図 4.27 ZERO 法による3周波推定過程

B: 周波数の数が未知の場合

周波数の数 l は未知として、3 周波の多周波信号に対する ZERO 法の推定過程を図 4.28 に示す。実際に入力した周波数は $f_1 = 530.02\text{Hz}$, $f_2 = 3333.33\text{Hz}$, $f_3 = 8532.88\text{Hz}$, 振幅は $A_i = \sqrt{2}$ ($i = 1, 2, 3$), 位相は $\phi_i = [0, 2\pi)$ ($i = 1, 2, 3$) (一様分布) とし, $\text{SNR} = 20\text{dB}$ の白色雑音を付加した。この場合, 入力信号に含まれる最大の周波数の数は $L = 4$ と設定した。すなわち, 図 4.9(a) に示す ADNF の段数が $3 (= L - 1)$ であることを意味する。そして, 推定できる最大と最小の周波数はそれぞれ $f_{\max} = 10\text{kHz}$ と $f_{\min} = 100\text{Hz}$ とし, 周波数の初期値は 10kHz とした。また, ADNF の段数を削減するための条件の変動率は $d = 0.001\%$ とし, その回数は $D = 3$ とした。

図 4.28 において, 実線で示した推定過程は精度良く未知の周波数を推定し, 推定時間 1s での平均推定誤差率は 0.0125% である。また, 破線で示した推定過程は ADNF の段数を削減するための条件を満足し, ADNF の段数が $3 (= L - 1)$ から $2 (= l - 1)$ へ削減されたことを意味している。つまり, 周波数の数が 3 であることを表している。

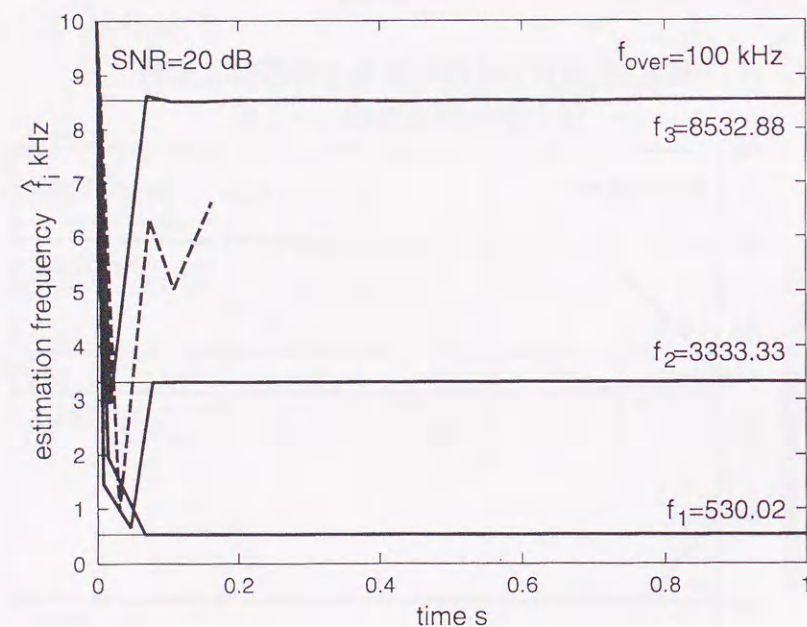


図 4.28 ZERO 法による未知周波数推定過程

4.6 むすび

本章では, 適応遅延ノッチフィルタ (ADNF) を用いてその出力信号の振幅成分を用いて周波数推定する NOTCH 法と, 時間成分を用いて周波数推定する ZERO 法を提案した。これはオーバーサンプリングに応じた細かい遅延素子の数を制御でき, 加算の演算のみで構成される FIR 型構造を持つ ADNF を用いて時間領域制御を実現している。この ADNF は, 第 3 章で示した帯域通過特性を有する SAS とは異なり, 帯域除去特性を有する。

NOTCH 法は ADNF の出力信号の絶対値の最大振幅値を検出し, ADNF のノッチ特性と単純なこう配法を利用し, その出力信号が零になるように適応的に ADNF の遅延素子の数を制御して周波数推定を行うアルゴリズムである。この単純なこう配法は, 入力信号の振幅に依存しないように入力信号の 1 ノルムで出力信号の最大振幅値を正規化している。また, その最大振幅値を検出するまでの観測時間は, 推定周波数の変動率を用いて, 真値と推定値が離れているときは観測時間を短くすることで収束速度を高め, 逆に近いときは長くすることでさらなる推定精度の改善を図っている。この観測時間を制御するためには, 入力信号に付加された白色雑音の雑音レベルがあらかじめわかっている必要がある。しかし, 一般的に付加される雑音レベルは未知であり, 変動もあり得る。よって, 入力信号のレベルは既知と仮定し, 雑音レベルに応じて観測時間を制御できるようなアルゴリズムを付加している。この ADNF は, FIR 型で構成されているためにノッチ幅が広く, 推定のばらつきが大きい欠点を有する。よって, さらに狭いノッチ幅を有する減算の演算のみで構成できる適応遅延くし形フィルタ (ADCF) を用いて推定精度の改善を図っている。

一方, ZERO 法は ADNF の出力信号の零交差点検出から周期を求め, その逆数を取ることによって適応的に周波数推定するアルゴリズムである。前者の NOTCH 法は ADNF の出力信号の振幅成分を用いて, 出力が零になるように ADNF の遅延素子の数を制御していたのに対し, ZERO 法は ADNF の出力信号の時間成分を用いて, 出力が推定しようとする単周波信号となるように制御している点が大きく異なる。つまり, L 周波の多周波信号を推定するために, NOTCH 法は ADNF を L 段縦続接続し出力信号が零となるようにしているが, ZERO 法は $L - 1$ 段縦続接続し単周波出力となるようにしている。そして, その出力信号の零交差点を検出するために, 零交差点付近の数点のデータを用いて最小 2 乗法により直線を求めて, その直線から零交差点を求めるアルゴリズムを検討した。しかし, その最小 2 乗法を解くための計算量が多いために, 単純に零交差点の前後 2 点から直線を求めて零交差点を求めるアルゴリズムを検討した。また, 零交差点間の周期の総和を求めるのではなく, その差を求めることでさらなる計算量削減を図った。その結果, 両アルゴリズムによる

推定精度の違いは見られないことを確認し、前者の最小2乗法に比べて、計算量の加算が1/4、乗算が1/11である後者の零交差点検出アルゴリズムを採用した。また、NOTCH法同様、観測する零交差点の数を推定周波数の変動率に応じて制御している。次に、ADNFを縦続接続して未知周波数の信号を推定するアルゴリズムを検討した。ここでは、その信号に含まれる最大の周波数の数 L は既知であると仮定した。これは、縦続接続することにより、精度良く周波数を推定すると、含まれる周波数の数 l 以降の出力は零出力となる性質を利用して、周波数の数を推定するアルゴリズムである。

これらの性能を計算機シミュレーションにより明らかにした。まず、NOTCH法の更新量を決定するパラメータ K と、ノイズ成分を低減する移動平均フィルタ(MAモデル)の次数を決定するパラメータ γ に関する最適値を求めた。そして、雑音レベル変動に対するアルゴリズムを検証し、ADCFを利用して推定精度を改善できることを明らかにした。得られた各パラメータの最適値を用いて単周波信号に対する推定性能を示した。その結果、 SNR が0dBから20dBまで推定精度が向上し、20dB以上では、推定誤差率が0.01%以下で、その時の推定分散は16.5dB以上ではあるが、それ以上の精度改善は見られない。次に、ZERO法の観測する零交差点の数を制御するパラメータ R と、NOTCH法と同様なMAの次数 M に関する最適値を求めた。そして、得られた各パラメータの最適値を用いて単周波信号に対する推定性能を示した。その結果、 $SNR = 5\text{dB}$ から推定誤差率が0.1%以下になっており、以後 SNR が高くなるにつれて推定精度も改善している。周波数の数が既知である多周波信号に対して、NOTCH法とZERO法の推定性能比較を行った。これにより、推定時間 $1s$ における平均推定誤差率は、NOTCH法は2.28%であるのに対し、ZERO法は0.0316%と2桁良いことがわかった。その時の計算量は、ZERO法の加算はNOTCH法の2.18倍であるが、乗算は同程度である。一方、平均推定誤差率3%以下になるときは、ZERO法の方がNOTCH法に比べ1/3以下で推定しており、計算量の点でもZERO法の方がNOTCH法に比べ、加算が2/3程度、乗算も1/3以下であることを示した。そして、周波数の数が未知である多周波信号に対し、ZERO法は $SNR = 20\text{dB}$ において平均推定誤差率が0.0125%で推定できることを示した。

今後の課題として、NOTCH法の未知周波数推定アルゴリズムや、計算量を削減するアルゴリズムの検討が挙げられる。

第5章

シミュレーションによる提案法の総合性能評価

5.1 まえがき

第3章では、可変サンプリングとSASによる適応周波数推定(SAS法)について述べた。第4章では、遅延時間を制御することのできるADNFと、その出力信号の振幅成分(NOTCH法)および時間成分(ZERO法)に基づく適応周波数推定について示した。本章では、これらのアルゴリズムを推定精度および計算量の点で比較すると共に、従来までの固定サンプリングレートで入力信号の振幅成分を制御するALEの一つであるこう配型IIR適応ノッチフィルタ法(IIR法)[31]も同時に比較する。これらのアルゴリズムの違いを明確にするために、図5.1にそれぞれの基本構造を示す。最初に、単周波信号が定常である場合の性能比較を行い、次いで、その単周波信号の周波数が変動する場合の追従性能を明らかにする。次に周波数の数が既知である多周波信号、最後に周波数の数が未知である多周波信号に対する性能比較を行う。

5.2 単周波推定性能

SAS法、NOTCH法およびZERO法のアルゴリズムに対し、入力信号を単周波と仮定して性能比較を行う。はじめに、単周波信号の周波数が一定、すなわち定常である場合の性能比較を行う。次に、単周波信号の周波数が時間の経過と共に変化する場合、すなわち時間と共に線形的に変化するチャープ信号とパルス的に変化するステップ信号に対する追従性能を明らかにする。

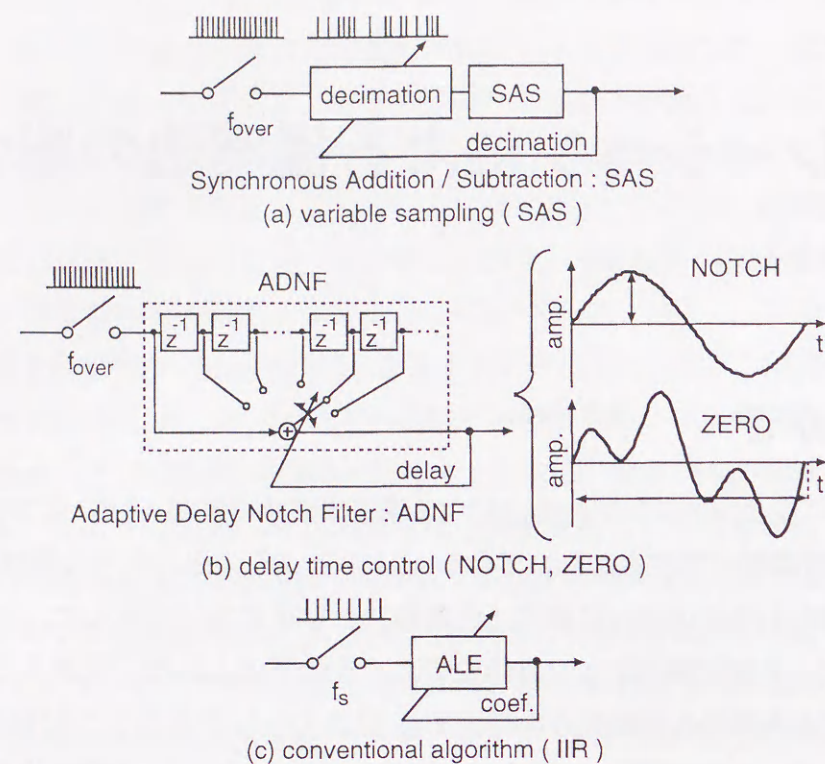


図 5.1 アルゴリズムの違いとその基本構造

5.2.1 定常信号に対する推定性能

入力信号の周波数は $f_i = 100\text{Hz}$, 振幅は $A_i = \sqrt{2}$, 位相は $\phi_i = [0, 2\pi)$ (一様分布) とし, SNR を変化させた場合の推定誤差率とその推定分散をそれぞれ図 5.2 および図 5.3 に示す. ここで, それぞれのアルゴリズムのパラメータは最適化を図ったものを使用した. そして, これらの結果をわかりやすくまとめたものを図 5.4 に示す. これより, $SNR = 20\text{dB}$ 未満では SAS 法が推定誤差率 0.01% から 0.001% の推定性能を有しており, $SNR = 20\text{dB}$ 以上では ZERO 法の推定誤差率が 0.001% 以下であり, 精度良く周波数を推定できていることがわかる. また, この時の推定誤差率が 0.1% 以下になったときの収束時間は, SAS 法が 0.29s, NOTCH 法が 0.26s, ZERO 法が 0.11s であり, ZERO 法が速い収束性能を有することがわかる.

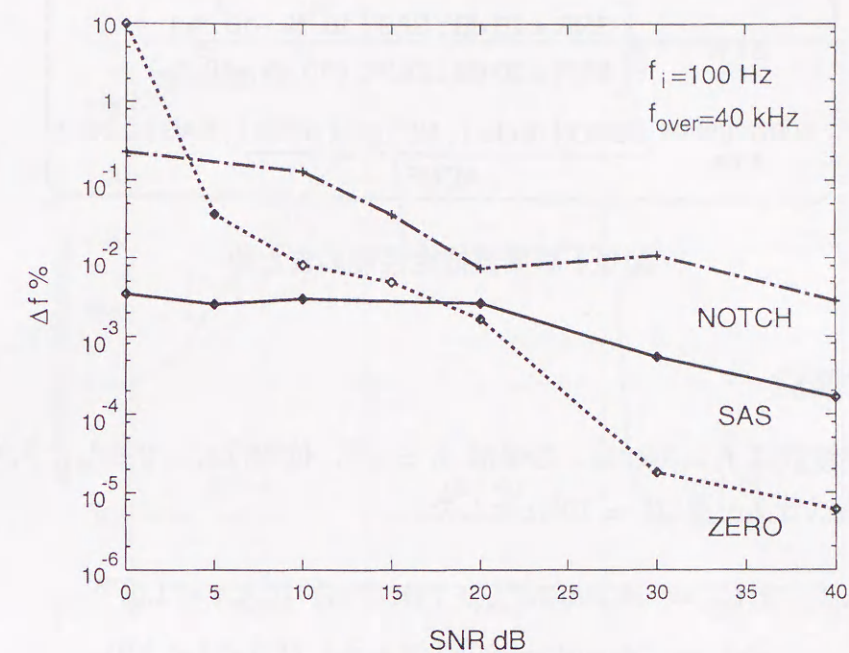


図 5.2 単周波信号の推定誤差率比較

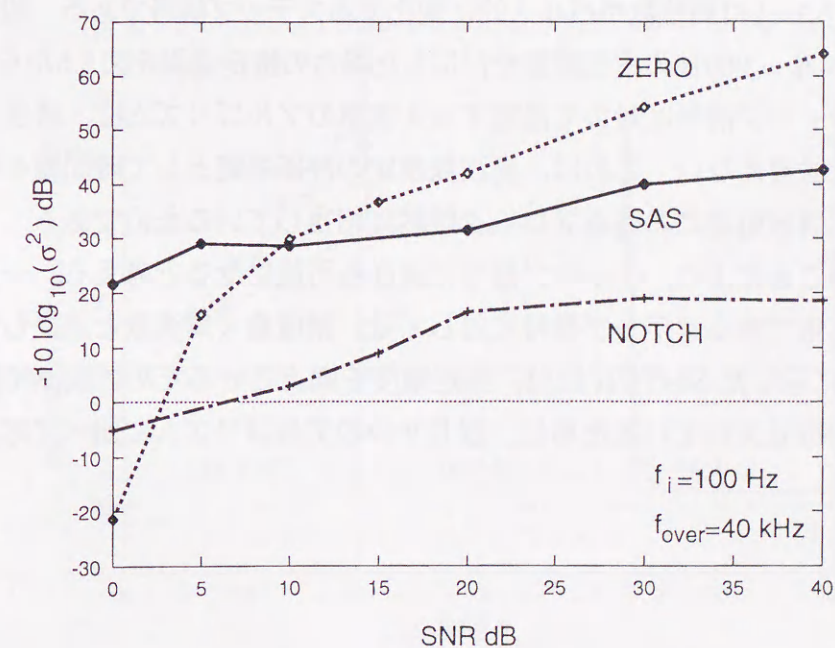


図 5.3 単周波信号の推定分散比較

$\Delta f \%$	$\begin{cases} \text{SNR} < 20 \text{ dB} : \text{SAS} (10^{-2} \% \sim 10^{-3} \%) \\ \text{SNR} \geq 20 \text{ dB} : \text{ZERO} (10^{-3} \% \sim 10^{-5} \%) \end{cases}$
convergence time	ZERO (0.11s), NOTCH (0.26s), SAS (0.28s)
	ADNF

図 5.4 単周波推定性能のまとめ

5.2.2 追従性能

入力信号の周波数は $f_i = 100\text{Hz}$, 振幅は $A_i = \sqrt{2}$, 位相は $\phi_i = 0$ とし, 入力信号の周波数を変動させるパラメータは $\Gamma = 10\text{Hz}$ とした.

$$x(t) = A_i \sin(2\pi(f_i + \Gamma)t + \phi_i) \quad (0 \leq t < 1.0) \quad (5.1-a)$$

$$x(t) = A_i \sin(2\pi(f_i + \Gamma)t + \phi_i) \quad (1.0 \leq t < 2.0) \quad (5.1-b)$$

$$x(t) = A_i \sin(2\pi(f_i - \Gamma)t + \phi_i) \quad (2.0 \leq t) \quad (5.1-c)$$

すなわち, 式 (5.1-a) は周波数が時間の経過と共に線形的に変化するチャープ信号であり, 式 (5.1-b) と式 (5.1-c) は周波数がパルス的に変化するステップ信号である. 初期値は $f_{init} = 100\text{Hz}$ とし, $\text{SNR} = 20\text{dB}$ の白色雑音を付加した場合の推定過程を図 5.5 から図 5.7 に示す. これらより, チャープ信号に対して提案する 3 種類のアプローチは, 精度良く周波数を追従しているとは言えない. これは, 周波数推定の評価規範として時間軸を利用, すなわち, 従来の適応信号処理におけるブロック処理に相当しているためである. しかし, この特性を考慮することにより, チャープ信号の追従も可能になると考える. 一方, 推定する際に周波数が定常であるステップ信号に対しては, 精度良く周波数と追従していることがわかる. 図 5.6 に示した NOTCH 法は, 推定精度を向上させるために観測時間を制御するアプローチを取り入れているために, 残り 2 つのアプローチに比べて応答速度が遅いことがわかる.

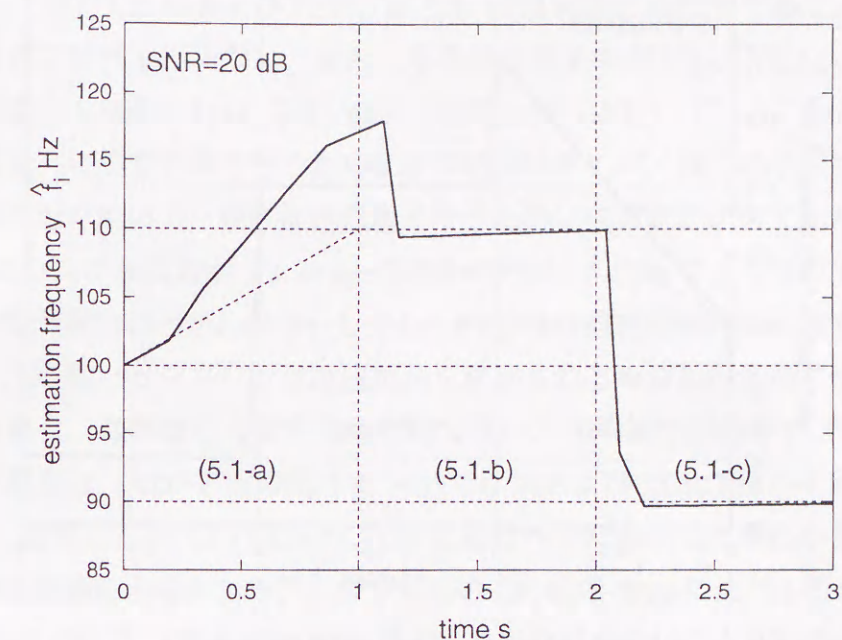


図 5.5 SAS 法による追従性能

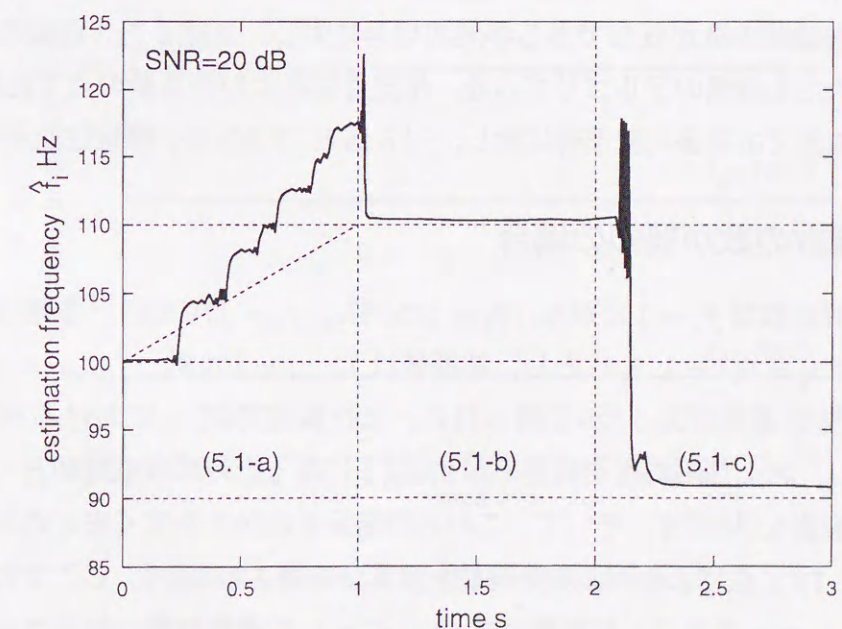


図 5.6 NOTCH 法による追従性能

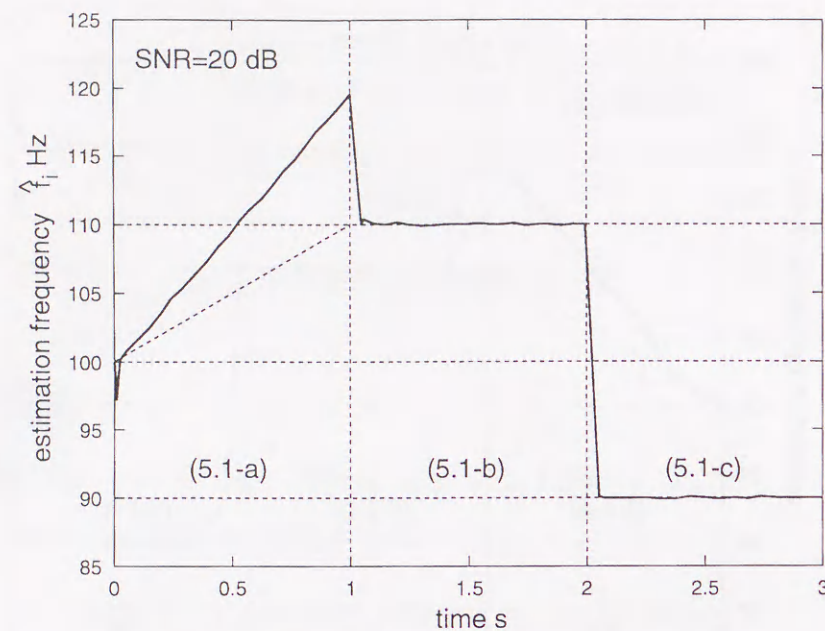


図 5.7 ZERO 法による追従性能

5.3 多周波推定性能

はじめに、周波数の数が既知である多周波信号に対し、上述した3種類のアルゴリズムとIIR法を含めた4種類のアルゴリズムを、推定性能および計算量の点で比較する。次に、周波数の数が未知である多周波信号に対し、SAS法とZERO法の推定性能を明らかにする。

5.3.1 周波数の数が既知の場合

入力信号の周波数は $f_1 = 100.5\text{Hz}$, $f_2 = 145.7\text{Hz}$, $f_3 = 179.3\text{Hz}$, 振幅は $A_i = \sqrt{2}$ ($i = 1, 2, 3$), 位相は $\phi_i = 0$ ($i = 1, 2, 3$) とし, 初期値は $f_{1_init} = 120\text{Hz}$, $f_{i_init} = 150\text{Hz}$ ($i = 2, 3$) とした。その推定過程を図 5.8 から図 5.11 に, また推定時間 1s における平均推定誤差率 $\overline{\Delta f\%} (= \frac{1}{3} \sum \hat{f}_i)$, および平均推定誤差率が 3% 以下になった時の収束時間と, その時のそれぞれの計算量を表 5.1 に示す。そして, これらの結果をわかりやすくまとめたものを図 5.12 に示す。また, FFT 法による周波数分解能と計算量を表 5.2 に示す。ここでのサンプリング周波数は $f_s = 512\text{Hz}$ であり, 計算量は式 (2.4) に示した実数計算の結果である。推定時間 1s において, 平均推定誤差率は ZERO 法が 0.0316% で一番良く, 次いで SAS 法の 0.218% である。その時の加算の計算量は, SAS 法の 2050, 次いで IIR 法の 9000 であり, ADNF

を使用する NOTCH 法および ZERO 法は SAS 法と IIR 法に比べ 1 桁多いことがわかる。乗算は, SAS 法, NOTCH 法および ZERO 法とも 1000 付近の同程度であり, IIR 法や FFT 法の 10000 付近に比べ 1 桁少ない。また, 平均推定誤差率が 3% 以下になった場合において, 収束時間は SAS 法の 0.133s, 次に ZERO 法の 0.172s と続いていることがわかる。これは, SAS 法は並列に推定処理を行うために収束時間は早い, 残りの手法は縦続接続されたフィルタの出力を用いて, 順に推定処理を行うために収束時間が多くかかっている。ここで, 表 5.2 のサンプル点数が $N_F = 64$ の場合の方が, 0.125s で 2.16% の平均推定精度を有して収束時間が早いことがわかる。しかし, FFT 法は推定時間内に周波数が変動する場合や, サンプル点数とサンプリング周波数から決定される周波数分解能に解析信号周波数が一致しない場合, これほどの推定性能を持ってない。平均推定誤差率が 3% 以下になった時の加算の計算量は, ADNF を使用する NOTCH 法および ZERO 法がそれぞれ 18816 と 12722 であり, 依然として SAS 法および IIR 法に比べ 1 桁多いことがわかる。乗算は, 提案した時間領域制御による 3 つのアルゴリズムは IIR 法の 4992 に比べ 1 桁小さく, その中でも ZERO 法は 136 で, IIR 法の 0.0272 倍でありかなり少ないことがわかる。

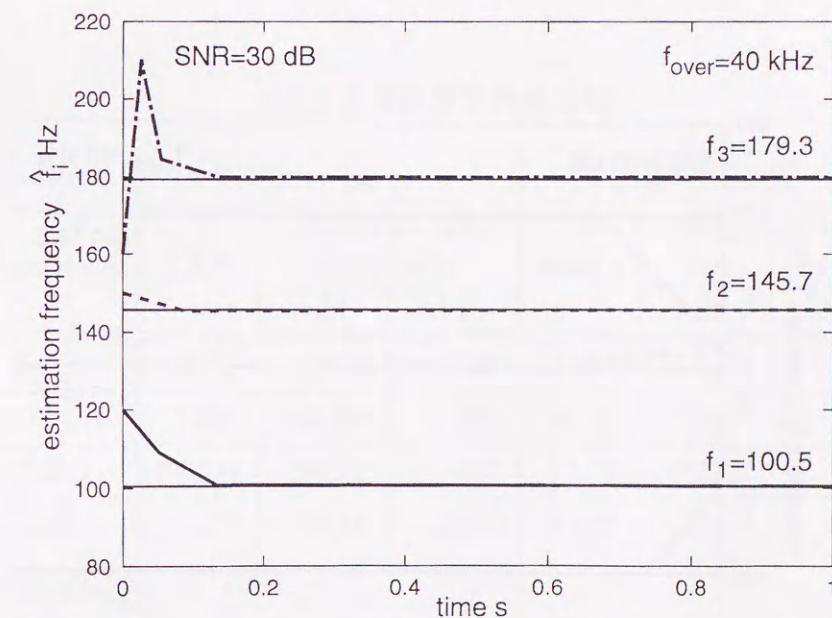


図 5.8 SAS 法による 3 周波推定過程

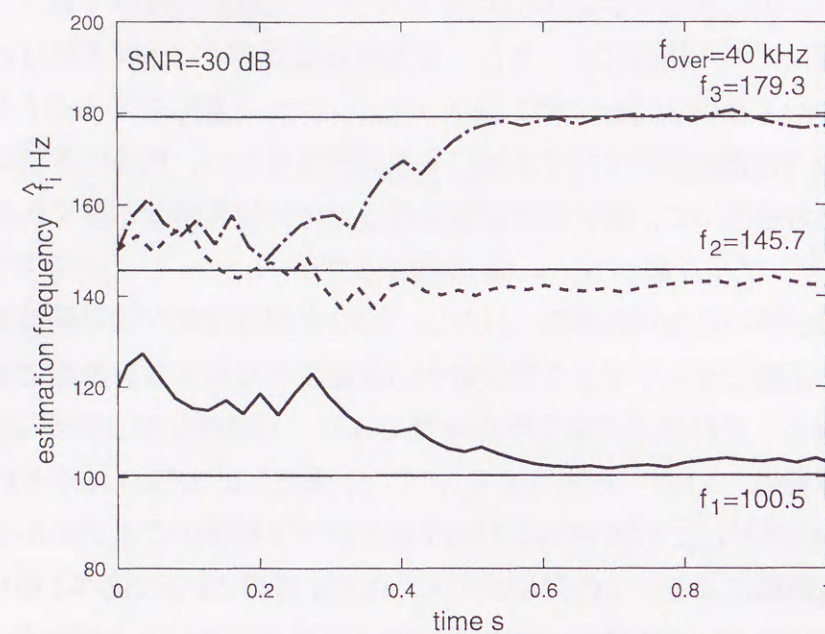


図 5.9 NOTCH 法による 3 周波推定過程

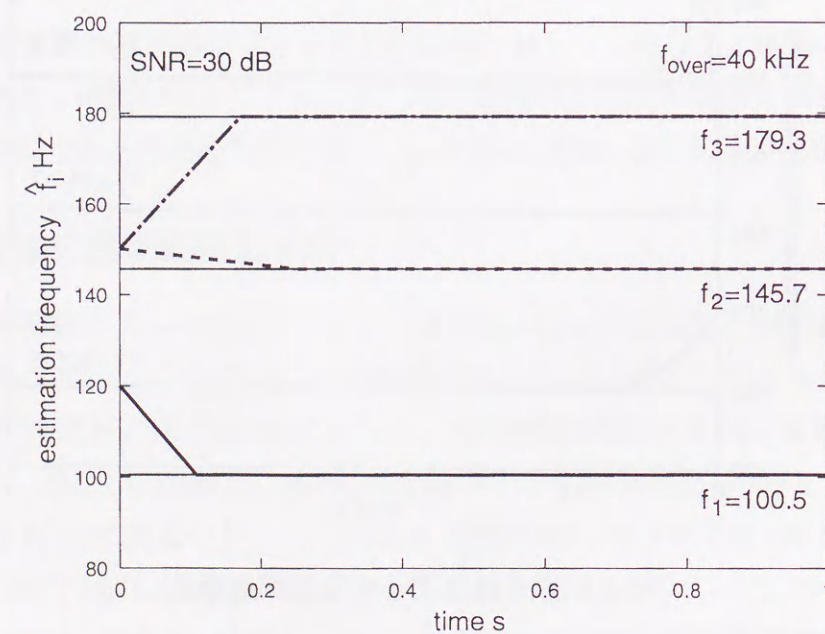


図 5.10 ZERO 法による 3 周波推定過程

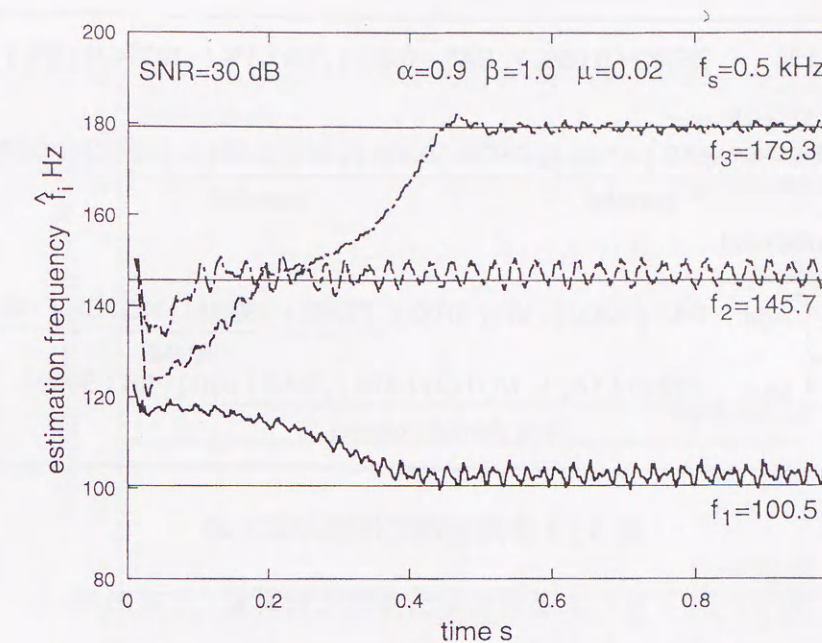


図 5.11 IIR 法による 3 周波推定過程

表 5.1 3 周波推定性能比較

condition	time=1.0 s		$\overline{\Delta f} \leq 3.0 \%$			
	$\overline{\Delta f} \%$	computational complexity		time s	computational complexity	
		Add.	Mul.		Add.	Mul.
SAS	0.218	2050	1036	0.133	1274	888
NOTCH	2.28	45164	833	0.538	18816	469
ZERO	0.0316	96108	987	0.172	12722	136
IIR	1.07	9000	12000	0.416	3744	4992

$\Delta f \%$	ZERO (0.03%), SAS (0.2%), IIR (1%), NOTCH (2%)
convergence time	SAS (0.13s), ZERO (0.17s), IIR (0.42s), NOTCH (0.54s)
	parallel cascade
computational complexity	
	<div> <div> Add. Mul. </div> <div> SAS (1300), IIR (3700), ZERO (13000), NOTCH (19000) ZERO (140), NOTCH (470), SAS (890), IIR (5000) </div> <div> ADNF time domain control </div> </div>

図 5.12 多周波推定性能のまとめ

表 5.2 FFT 法による周波数分解能と計算量 ($f_s = 512\text{Hz}$)

number of sample N_F	time s	frequency resolution Hz	computational complexity (Add. = Mul.)	$\overline{\Delta f} \%$
64	0.125	8.0	768	2.16
128	0.25	4.0	1792	0.687
256	0.50	2.0	4096	0.365
512	1.00	1.0	9216	0.291

5.3.2 周波数の数が未知の場合

周波数の数が未知である多周波信号に対し、SAS 法および ZERO 法による周波数推定過程をそれぞれ図 5.13 および図 5.14 に示す。実際の入力信号の周波数は $f_1 = 530.02\text{Hz}$, $f_2 = 3333.33\text{Hz}$, $f_3 = 8532.88\text{Hz}$, 振幅は $A_i = \sqrt{2}(i = 1, 2, 3)$, 位相は $\phi_i = [0, 2\pi)(i = 1, 2, 3)$ のなかでランダムに選択した。図 5.13 において、実線の推定過程は未知の信号成分検出し、その信号を推定している同期信号であり、破線の推定過程は信号成分を検出せずに推定の処理を停止した同期信号である。図 5.14 において、実線の推定過程は未知の信号成分を検出し、破線の推定過程は周波数の数を推定し、ADNF の段数を削減したことを示す。推定時間 1s における平均推定誤差率 $\overline{\Delta f} \%(= \frac{1}{3} \sum \hat{f}_i)$ は、SAS 法が 0.00401%, ZERO 法が 0.0125% である。

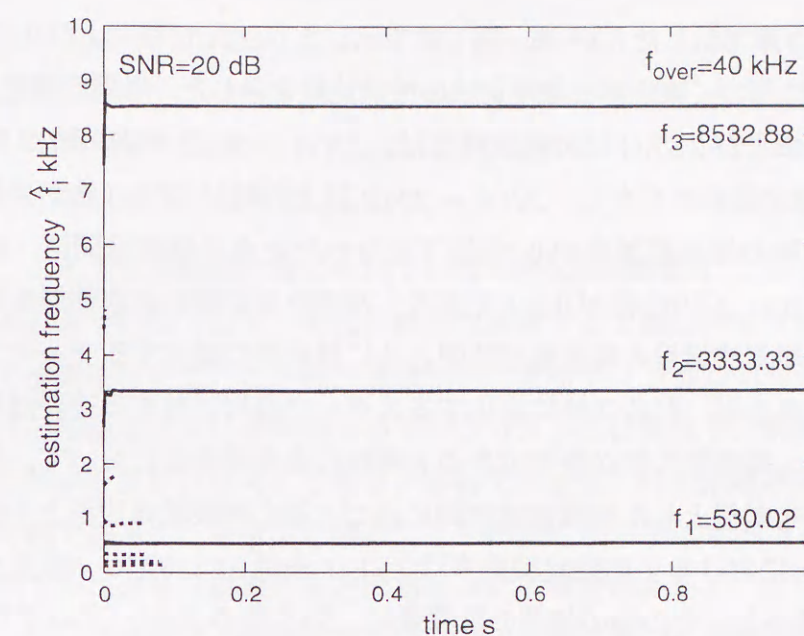


図 5.13 SAS 法による未知周波推定過程

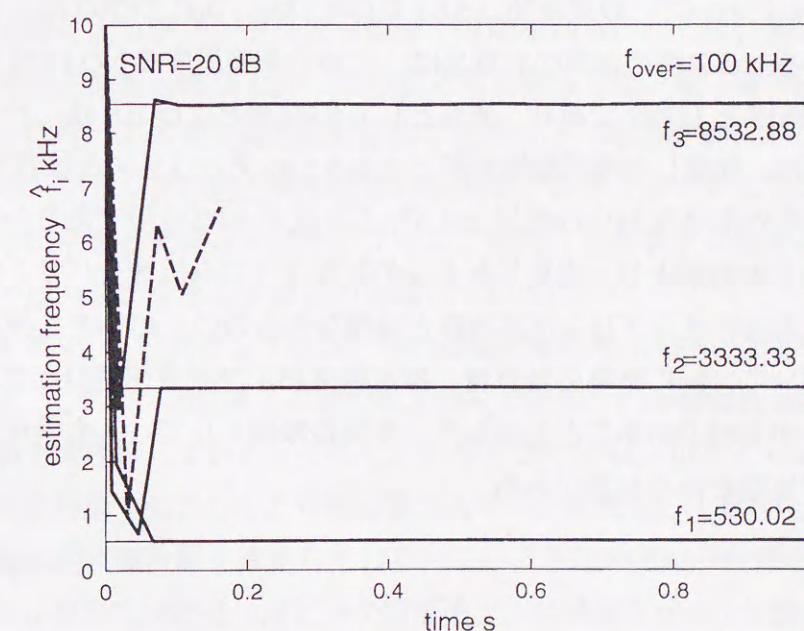


図 5.14 ZERO 法による未知周波数推定過程

5.4 むすび

本章では、第3章で示したSAS法、第4章で示したNOTCH法およびZERO法の提案した時間領域制御に基づく適応周波数推定法の性能比較を示した。単周波推定において、SAS法、NOTCH法およびZERO法の推定精度は、 $SNR = 20\text{dB}$ 未満の時はSAS法が0.01%から0.001%の推定誤差率を有し、 $SNR = 20\text{dB}$ 以上の時はZERO法が良いことがわかった。また、この時の推定誤差率が0.1%以下になったときの収束時間は、SAS法が0.29s、NOTCH法が0.26s、ZERO法が0.11sであり、ZERO法が速い収束性能を有することがわかる。そして、単周波信号の周波数が時間と共に線形的に変化するチャープ信号に対しての追従は困難であるが、パルス的に変化するステップ信号に対する追従は可能であることを明らかにした。周波数の数が既知である3周波の多周波推定において、従来までの等間隔サンプリングを前提とした振幅領域制御に基づく適応周波数推定法との性能比較を行った。推定時間1sにおける平均推定誤差率はZERO法が0.0316%で一番良く、次いでSAS法の0.218%であった。その時の加算の計算量は、SAS法の2050、次いでIIR法の9000であり、ADNFを使用するNOTCH法およびZERO法はSAS法とIIR法に比べ1桁多いことがわかる。乗算は、SAS法、NOTCH法およびZERO法とも1000付近の同程度であり、IIR法やFFT法の10000付近比べ1桁少ないことを示した。また、平均推定誤差率が3%以下になった場合において、収束時間はSAS法の0.133s、次にZERO法の0.172sと続いていることがわかる。この時の加算の計算量は、ADNFを使用するNOTCH法およびZERO法がそれぞれ18816と12722であり、依然としてSAS法およびIIR法に比べ1桁多いことがわかる。乗算は、提案した時間領域制御による3つのアルゴリズムはIIR法の4992に比べ1桁小さく、その中でもZERO法は136で、IIR法の0.0272倍でありかなり少ないことがわかる。これらの結果より、提案した3つのアルゴリズムはオーバーサンプリング処理を用いており、従来法のサンプリング周波数とは異なるものの、ADNFを使用した場合の加算の計算量を除いて、特に乗算の計算量、推定精度および収束速度の点で、提案する3つのアルゴリズムが有利であることを示した。今後の課題として、入力信号が変動する追従性能などの点で比較を行う必要がある。

第6章

結言

本論文では、これまで系統的に論じられていない時間領域制御によるデジタル信号処理を体系化することを目的として、その具体的な対象として適応周波数推定のアルゴリズムを取り上げて検討を行った。この時間領域制御によるデジタル信号処理は、従来までの解析対象信号の振幅成分 $x(t)$ を制御するアルゴリズムとは異なり、解析対象信号 $x(t)$ の時間成分 t を制御するアルゴリズムである。本論文により、時間領域制御によるデジタル信号処理が可能であることを示すと共に、その特徴を明らかにすることができた。以下に、本論文で明らかになった結果をまとめると共に考察を与える。

第2章において、従来までの等間隔サンプリング処理に基づく振幅領域制御による適応周波数推定の基礎的考察を与えた。そして、その振幅領域制御によるデジタル信号処理と、本論文で提案する時間領域制御によるデジタル信号処理との相違点を明らかにした。第3章以降において、具体的に時間領域制御による適応周波数推定アルゴリズムを示し、その時間領域制御によるデジタル信号処理の性能を明らかにした。第3章では、可変サンプリングと同期加減算処理(SAS)による適応周波数推定法、第4章では遅延時間制御とノッチフィルタ特性による適応周波数推定法を提案した。時間領域制御の具体的な実現は、前者はオーバーサンプリング処理と間引き率が制御できるデシメーションにより実現している。一方、後者は前者と同様オーバーサンプリング処理と遅延素子の数を制御することができるフィルタを組み合わせることにより実現している。

まず、第3章で示した可変サンプリングと同期加減算処理(SAS)による適応周波数推定法について述べる。これは、加減算と累積の演算のみで構成される帯域通過特性を有するSASを用いて周波数推定を行っている。そして、SASにおけるsine成分とcosine成分の累積値のピーク位置差を検出することにより周波数ミスマッチを推定し、それを基にデシメーションを制御して適応的に周波数を推定している。この累積値のピーク位置を検出するために、累積値の傾きの正負から求める3点ピーク検出法と、累積値のピーク位置付近を2次関数近似して求めるOverdeterminedピーク検出法を検討した。その結果、後者のOverdeterminedピーク検出法の方が $SNR = 5\text{dB}$ 付近から精度良く周波数を推定できることを示した。このSASによる適応周波数推定は、推定精度が向上すると推定時間が長くなる欠点を有する。

それを回避するために、ノッチフーリエ変換(NFT)の原理を利用して累積値の多くのデータを利用する Overdetermined-NFT による周波数推定の高速化と、サンプル位置を考慮した SAS の拡張である周波数推定の高速化を検討した。その結果、Overdetermined-NFT による周波数推定の高速化は、推定時間は半分以下になるものの推定精度および計算量の点で問題がある。一方、サンプル点を考慮した周波数推定の高速化は、推定精度および計算量も変わらず、 $SNR = 20\text{dB}$ において $1/3$ 程度の高速化が図れることを示した。そして、設定した周波数帯域内で SAS を並列処理させることで、未知周波数を推定するアルゴリズムを検討した。 $SNR = 20\text{dB}$ である未知の多周波信号を、平均推定誤差率 0.0139% で推定できることを示した。

次に、第4章で示した適応遅延ノッチフィルタ(ADNF)を用いてその出力信号の振幅成分を用いて周波数推定する NOTCH 法と、時間成分を用いて周波数推定する ZERO 法について述べる。これはオーバーサンプリングに応じた細かい遅延素子の数を制御でき、加算の演算のみで構成される FIR 型構造を持つ ADNF を用いて時間領域制御を実現している。この ADNF は、第3章で示した帯域通過特性を有する SAS とは異なり、帯域除去特性を有する。

まず、NOTCH 法は ADNF の出力信号の絶対値の最大振幅値を検出し、それと ADNF が持つノッチ特性を用いて、その出力信号が零になるように単純なこう配法を利用し、適応的に ADNF の遅延素子の数を制御して周波数推定を行うアルゴリズムである。そして、観測時間を推定周波数の変動率を用いて、真値と推定値が離れているときは観測時間を短くすることで収束速度を高め、逆に近いときは長くすることでさらなる推定精度の改善を図った。この観測時間を制御するためには、入力信号に付加された白色雑音の雑音レベルがあらかじめわかっているなければならない。よって、入力信号のレベルは既知として、雑音レベルに応じて観測時間を制御できるアルゴリズムを付加し、その効果を示した。この ADNF は、FIR 型で構成されているためにノッチ幅が広く、推定のばらつきが大きい欠点を有する。よって、さらに狭いノッチ幅を有する減算の演算のみで構成できる適応遅延くし形フィルタ(ADCF)を用いて推定精度の改善を検討した。その結果、ADNF と ADCF を組み合わせることにより、 $SNR = 20\text{dB}$ において推定誤差率が $2/3$ 程度改善し、その時の推定分散も 4dB 改善したことを明らかにした。

一方、ZERO 法は ADNF の出力信号の零交差点検出から周期を求め、その逆数を取ることと適応的に周波数推定するアルゴリズムである。前者の NOTCH 法は ADNF の出力信号が零になるように ADNF の遅延素子の数を制御していたのに対し、ZERO 法は ADNF の出力信号が推定しようとする単周波信号となるように制御している。つまり、 L 周波の多

周波信号を推定するために、NOTCH 法は ADNF を L 段縦続接続し出力信号が零となるようにしているが、ZERO 法は $L - 1$ 段縦続接続し単周波出力となるようにしている。そして、その出力信号の零交差点を検出するために、零交差点付近の数点のデータを用いて最小2乗法により直線を求めて、その直線から零交差点を求めるアルゴリズムと、単純に零交差点の前後2点から直線を求めて零交差点を求めるアルゴリズムを検討した。その結果、両アルゴリズムによる推定精度の違いは見られないことを確認し、計算量の少ない後者の零交差点検出アルゴリズムを利用した。また、NOTCH 法同様、観測する零交差点の数を推定周波数の変動率に応じて制御している。次に、ADNF を縦続接続して未知周波数の信号を推定するアルゴリズムを検討した。ここでは、その信号に含まれる最大の周波数の数 L は既知であると仮定した。これは、縦続接続することにより、精度良く周波数を推定すると、含まれる周波数の数 l 以降の出力は零出力となる性質を利用して、周波数の数を推定するアルゴリズムである。そして、 $SNR = 20\text{dB}$ である未知の多周波信号を、平均推定誤差率 0.0125% で推定できることを示した。計算機シミュレーションによって得られた各パラメータの最適値を用いて、周波数の数が既知である多周波信号に対して、NOTCH 法と ZERO 法の推定性能比較を行った。これにより、推定時間 1s において、NOTCH 法より ZERO 法の方が平均推定誤差率は 2 桁良い 0.0316% で推定できることを示した。その時の計算量は、ZERO 法の加算は NOTCH 法の $1/2$ 以下であり、乗算は同程度であった。一方、推定誤差率 3% 以下になった場合において、ZERO 法は NOTCH 法より収束時間は 0.32 倍、計算量も加算と乗算それぞれ 0.676 倍と 0.290 倍で共に優れていることがわかった。

最後の第5章では、本論文で提案した時間領域制御に基づく適応周波数推定法の SAS 法、NOTCH 法および ZERO 法と、従来までの等間隔サンプリングを前提とした振幅領域制御に基づく適応周波数推定法の性能比較を示した。単周波推定において、SAS 法、NOTCH 法および ZERO 法の推定精度は、 $SNR = 20\text{dB}$ 未満の時は SAS 法が 0.01% から 0.001% の推定誤差率を有し、 $SNR = 20\text{dB}$ 以上の時は ZERO 法が良いことを明らかにした。そして、単周波信号の周波数が時間と共に線形的に変化するチャープ信号に対しての追従は困難であるが、パルス的に変化するステップ信号に対する追従は可能であることを明らかにした。周波数の数が既知である3周波の多周波推定において、従来までの等間隔サンプリングを前提とした振幅領域制御に基づく適応周波数推定法との性能比較を行った。推定時間 1s における平均推定誤差率は ZERO 法が 0.0316% で一番良く、次いで SAS 法の 0.218% であった。また、平均推定誤差率が 3% 以下になった場合において、収束時間は SAS 法の 0.133s 、次に ZERO 法の 0.172s と続いていることがわかる。その時の加算の計算量は、ADNF を使用する NOTCH 法および ZERO 法がそれぞれ 18816 と 12722 であり、依然として SAS 法

およびIIR法に比べ1桁多いことがわかる。乗算は、提案した時間領域制御による3つのアルゴリズムはIIR法の4992に比べ1桁小さく、その中でもZERO法は136とIIR法の0.0272倍とかなり少ないことがわかる。これらより、提案した3つのアルゴリズムはオーバーサンプリング処理を用いており、従来法のサンプリング周波数とは異なるものの、ADNFを使用した場合の加算の計算量を除いて、特に乗算の計算量、推定精度および収束速度の点で、提案する3つのアルゴリズムが有利であることを示した。

しかし、以下に示すように今後検討すべき課題が残されてる。提案した3つのアルゴリズムの理論解析や、多周波推定における周波数分解能のさらなる改善や、入力信号が変動する場合の詳細な追従性能などを明らかにする必要がある。そして、SAS法は並列処理で多周波推定においても収束時間はある程度維持できるのに対し、NOTCH法およびZERO法はADNFを縦続接続して推定するために収束速度がその多周波信号の数に比例して遅くなる欠点を有する。今後、NOTCH法およびZERO法の並列処理による多周波推定アルゴリズムも検討する必要がある。また、NOTCH法の未知周波数推定アルゴリズムの検討や、ADNFを使用するNOTCH法およびZERO法の加算の計算量をさらに削減するアルゴリズムの検討などが挙げられる。最後に、時間領域制御のデジタル信号処理をもっと活用できる具体的な応用を検討し、時間領域制御によるデジタル信号処理を体系化するためのデジタルフィルタリングと、適応周波数推定アルゴリズムの検討を行う必要がある。

以上のように、本論文は時間領域制御による新しいデジタル信号処理を体系化するための基礎的な検証を行うために、時間領域制御アルゴリズムを適応周波数推定に応用し、その推定性能を明らかにした。そして、従来までの振幅領域制御による適応周波数推定との推定性能比較を行い、時間領域制御によるデジタル信号処理の有効性を示した。本論文で時間領域制御によるデジタル信号処理の基礎的な考察を与えたが、それを理論的に解析するための解析手法の開発や、通常我々が扱う非定常過程における考察までは論じられておらず、今後これらの問題を解決することが急務であると考え。しかしながら、本研究で検討したがことが、時間領域制御という新しいデジタル信号処理を体系化するための基礎となり得ると考え、ここにまとめた次第である。

謝辞

本論文は、豊橋技術科学大学情報工学系情報システム大講座信号処理研究室において行ってきた研究の成果をまとめたものである。

本研究がこのようなまとまりのあるものとなったのは、ひとえに、研究当初以来終始御懇切なる御指導と暖かい御配慮を頂いた、豊橋技術科学大学工学部情報工学系田所嘉昭教授の賜であり、ここに深く感謝申し上げます。

また、御多忙な時間を割いて御討論頂き、貴重なる御意見を賜った豊橋技術科学大学工学部情報工学系臼井支朗教授、宮崎保光教授、ならびに横山光雄教授に深く感謝の意を表します。

さらに、本研究を進めるにあたり、有益な御助言ならびに御指導を頂いた静岡大学電子工学研究所川人祥二教授、ならびに広島女子大学生生活科学部生活環境学科肖業貴助教授に厚く御礼申し上げます。

最後に、日頃から惜しめない御支援ならびに御助力を頂いた、豊橋技術科学大学工学部情報工学系情報システム大講座信号処理研究室の諸氏に感謝します。

参考文献

- [1] A. V. Oppenheim and R. W. Shaffer, *Digital Signal Processin*, Prentice-Hall, 1975.
- [2] R. A. Roberts and C. T. Mullis, *Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, 1987.
- [3] 樋口龍雄, デジタル信号処理の基礎, 昭晃堂, 1986.
- [4] 武部幹, デジタルフィルタの設計, 東海大学出版社, 1986.
- [5] S. L. Marple Jr., *Digital Spectral Analysis with application*, Prentice-Hall, 1987.
- [6] S. M. Kay and S. L. Marple, Jr., "Spectrum analysis – a modern perspective," *Proc. IEEE*, vol.69, no.11, pp.1380-1419, 1981.
- [7] P. Stoica, "List of references on spectral line analysis," *Signal Processing*, vol.31, no.3, pp.329-340, April 1993.
- [8] 日野幹雄, スペクトル解析, 朝倉書店, 1977.
- [9] 中溝高好, 信号解析とシステム同定, コロナ社, 1988.
- [10] 谷萩隆嗣, デジタル信号処理の理論, コロナ社, 1986.
- [11] R. B. Blackman and J. W. Tukey, *The Measurement of Power Spectra From the Point of View of Communications Engineering*, New York, Dover, 1959.
- [12] J. P. Burg, "Maximum entropy spectral analysis," in *Proc. 37th Meeting Society of Exploration Geophysicists*, Oklahoma City, Oct. 1967.
- [13] J. W. Cooley and J. W. Tukey, "An algorith for the machine calculation of complex Fourier series," *Mathmatics of Computation*, vol.19, no.90, pp.297-301, April 1965.
- [14] B. Widrow, J. R. Glover, Jr., J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hearn, J. R. Zeidler, E. Dong, Jr., and R. C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: principles and applications," *Proc. IEEE*, vol.63, no.12, pp.1692-1716, Dec. 1975.
- [15] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, 1986.

- [16] 武部幹訳, 適応フィルタ入門, 現代工学社, 1987.
- [17] 飯國洋二, 適応信号処理アルゴリズム, 培風館, 2000.
- [18] S. Osowski, "Neural network for estimation of harmonic components in a power system," *IEE Proc.-C*, vol.139, no.2, pp.129-135, March 1992.
- [19] N. Wiener, *Extrapolation, Interplolation, and Smoothing of Stationary Time Series with Engineering Applications*, MIT Press, 1942.
- [20] A. N. Kolmogorov, "Sur l'interpolation et extrapolation des suites stationnaires," *C. R. Acad. Sci., Paris*, vol.208, pp.2043-2045, 1939.
- [21] J. F. Kaizer, "Some practical considerations in the realization of linear digital filters," *Proc. 3rd Allerton Conf. Circuit and System Theory*, pp.621-633, Oct. 1965.
- [22] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Trans. ASME, J. Basic Eng.*, vol.83-D, no.1, pp.35-45, March 1960.
- [23] B. Widrow and M. E. Hoff, "Adaptive switching circuits," *IRE WESCON Conv. Rec.*, pp.96-104, 1960.
- [24] J. Nagumo and A. Noda, "A learning method for system identification," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.AC-12, pp.282-287, June 1967.
- [25] J. D. Markel, "FFT pruning," *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol.19, pp.305-311, Dec. 1971.
- [26] 原祐一郎, 井口征士, "複素スペクトルを用いた周波数同定," *計測自動制御学会論文集*, vol.19, no.9, pp.718-723, Sept. 1983.
- [27] J.J. Shynk, "Adaptive IIR filtering," *IEEE ASSP Magazine*, pp.4-21, April 1989.
- [28] A. Nehorai, "A Minimal Parameter Adaptive no.ch Filter With Constrained Poles and Zeros," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol.33, no.4, pp.983-996, Aug. 1985.
- [29] K. W. Martin and M. T. Sun, "Adaptive filters suitable for real-time spectral analysis," *IEEE Trans. Circuits and System*, vol.CAS-33, no.2, pp.218-229, Feb. 1986.

- [30] T. Kwan and K. W. Martin, "Adaptive detection and enhancement of multiple sinusoids using a cascade IIR filter," IEEE Trans. Circuits and System, vol.36, no.7, pp.937-947, July 1989.
- [31] J. F. Chicharo and T. S. Ng, "Gradient-based adaptive IIR notch filtering for frequency estimation," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.38, no.5, pp.769-777, May 1990.
- [32] Y. Xiao and Y. Tadokoro, "LMS-based notch filter for the estimation of sinusoidal signals in noise", Signal Processing, vol.46, no.2, pp.223-231, 1995.
- [33] Y. Xiao, Y. Tadokoro and Y. Kobayashi, "A new memoryless nonlinear gradient algorithm for a second-order adaptive notch filter and its performance analysis," IEEE Trans. Circuits, Syst. II, vol.45, pp.462-472, Apr. 1998.
- [34] M. P. Quirk and B. Liu, "Improving resolution for autoregressive spectral estimation by decimation," IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.ASSP-31, no.3, pp 630-637, June 1983.
- [35] D. M. Etter and Y. F. Cheng, "System modeling using an adaptive delay filter," IEEE Trans. Circuits and Systems, vol.34, no.7, pp.770-774, July 1987.
- [36] Y. F. Cheng and D. M. Etter "Analysis of an adaptive technique for modeling sparse systems," IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.37, no.2, pp.254-264, Feb. 1989.
- [37] M. Sakai, K. Aizawa and M. Hatori, "A novel adaptive filter with adaptation of sampling phase," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E78-A, no.8, pp.921-926, Aug. 1995.
- [38] 酒井美和, 相澤清晴, 羽鳥光俊, "不等間隔サンプルを行なうサンプル位置可変の適応フィルタ," 電子情報通信学会論文誌 A, vol.J78-A, no.11, pp.1429-1439, Nov. 1995.
- [39] A. Sugiyama, H. Sato, A. Hirano and S. Ikeda, "A fast convergence algorithm for adaptive FIR filters under computational constraint for adaptive tap-position control," IEEE Trans. Circuit, Syst. II, vol.43, no.9, pp.629-636, Sept. 1996.

- [40] 貴家仁志, マルチレート信号処理, 昭晃堂, 1995.
- [41] Y. Tadokoro and Y. Haneda, "A dual-tone multifrequency receiver using synchronous additions and subtractions," IEEE Trans. Commun., vol.COM-35, no.4, pp.414-418, Apr. 1987.
- [42] 小沢美織, 田所嘉昭, 和田守美穂, 斉藤努, "同期加減算処理による採譜のための音階検出," 第35回 SICE 学術講演, 302 A-5, pp.675-676, 1996.
- [43] Y. Tadokoro, M. Ozawa, M. Wadamori and T. Saito, "A transcription system based on synchronous addition and subtraction processing," Proc. of the 7-th ICSPAT, vol.1, pp.316-320, 1996.
- [44] 斉藤努, 小林滋, 小沢美織, 和田守美穂, 田所嘉昭, "同期加減算処理に基づくリアルタイム音高判別システム," 計測自動制御学会論文集, vol.35, no.9, pp.1183-1190, Sept. 1999.
- [45] 野口健太郎, 田所嘉昭, 肖業貴, "同期加減算処理を用いた可変サンプリングによる適応周波数推定法," 電気学会論文誌 C, vol.118-C, no.1, pp.29-36, Jan. 1998.
- [46] 野口健太郎, 田所嘉昭, "可変サンプリングによる未知周波数の適応推定とその応用," 電子情報通信学会論文誌 A, vol.J82-A, no.3, pp.333-340, March 1999.
- [47] 野口健太郎, 工藤憲昌, 田所嘉昭, "同期加減算処理による適応周波数推定の高速化," 電子情報通信学会論文誌 A, vol.J82-A, no.8, pp.1415-1417, Aug. 1999.
- [48] K. Noguchi and Y. Tadokoro, "Adaptive frequency estimation using variable sampling rate and synchronous addition and subtraction processing," The 42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'99), pp.749-pp752, Aug. 1999.
- [49] K. Noguchi and Y. Tadokoro, "Adaptive frequency estimation for unknown frequencies using variable sampling rate," The International Conference on Signal Processing Applications & Technology (ICSPAT'99), Nov. 1999.
- [50] Y. Tadokoro, K. Noguchi and N. Kudoh, "New adaptive frequency estimation methods using variable sampling processing," IEEE International Symposium 2000 on Adaptive Systems for Signal Processing, Communications and Control (AS-SPCC'00), pp.241-244, Oct. 2000.

- [51] 野口健太郎, 工藤憲昌, 田所嘉昭, “可変サンプリング・同期加減算処理による適応的周波数・位相推定の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-96, Sept. 1996.
- [52] 野口健太郎, 肖業貴, 田所嘉昭, “可変サンプリングによる適応的周波数推定の特性改善,” 電気関係学会東海支部連合大会, 525, Oct. 1996.
- [53] 野口健太郎, 田所嘉昭, 肖業貴, “可変サンプリングレートによる適応周波数推定法,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP97-78, pp.55-60, July 1997.
- [54] 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングによる未知周波数の適応推定法の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP97-122, pp.39-46, Dec. 1997.
- [55] 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングによる適応周波数推定とその応用,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP98-31, pp.7-14, June 1998.
- [56] 野口健太郎, 田所嘉昭, “有色雑音下における可変サンプリングによる適応周波数推定の特性,” 電気関係学会東海支部連合大会, 470, Sept. 1998.
- [57] Y. Tadokoro and K. Abe, “Notch Fourier transform,” IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Processing, vol.ASSP-35, no.9, pp.1282-1288, Sept. 1987.
- [58] 王衛栄, 肖業貴, 田所嘉昭, “Overdetermined 拘束ユール・ウォーカー方程式によるサイン信号の推定,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP94-94, pp.1-8, Dec. 1994.
- [59] W. H. Press, et al, Numerical recipes in C [日本語版], 技術評論社, 1993.
- [60] 玉置友康, 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングとノッチフィルタによる適応周波数推定,” 電気学会東海支部「マルチメディア情報通信と信号処理」若手セミナー, March 1999.
- [61] 野口健太郎, 玉置友康, 田所嘉昭, “サンプリング制御によるノッチフィルタを用いた適応周波数推定の検討,” 電子情報通信学会総合大会, A-4-19, March 1999.
- [62] 野口健太郎, 田所嘉昭, “サンプリング制御によるノッチフィルタを用いた適応周波数推定の精度改善,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-4-23, Sept. 1999.
- [63] 野口健太郎, 田所嘉昭, “ノッチフィルタを用いた可変サンプリングによる適応周波数推定,” 電子情報通信学会第14回デジタル信号処理シンポジウム, A1-1, pp.1-6, Nov. 1999.

- [64] 野口健太郎, 田所嘉昭, 工藤憲昌, “ノッチフィルタの零交差検出を用いた遅延時間制御による適応周波数推定法,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP2000-64, pp.25-30, July 2000.
- [65] 野口健太郎, 田所嘉昭, 工藤憲昌, “未知周波数に対するノッチフィルタの遅延時間制御による適応周波数推定の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP2000-92, pp.17-24, Sept. 2000.
- [66] 野口健太郎, 田所嘉昭, “遅延時間制御と零交差検出を用いた多周波信号の適応周波数推定の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-4-12, Sept. 2000.
- [67] S. M. Kay and R. Sudhaker, “A zero crossing-based spectrum analyzer,” IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Processing, vol.34, no.1, pp.96-104, Feb. 1986.
- [68] 小川元次, 田所嘉昭, “零交差点と適応ノッチフィルタを用いた多周波信号の検出法,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP90-90, pp.31-36, Jan. 1991.

研究業績

学術論文

1. 野口健太郎, 田所嘉昭, 肖業貴, “同期加減算処理を用いた可変サンプリングによる適応周波数推定法,” 電気学会論文誌 C, vol.118-C, no.1, pp.29-36, Jan. 1998.
2. 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングによる未知周波数の適応推定とその応用,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol.J82-A, no.3, pp.333-340, March 1999.
3. 野口健太郎, 工藤憲昌, 田所嘉昭, “同期加減算処理による適応周波数推定の高速化,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol.J82-A, no.8, pp.1415-1417, Aug. 1999.

国際会議

1. Kentaro Noguchi and Yoshiaki Tadokoro, “Adaptive frequency estimation using variable sampling rate and synchronous addition and subtraction processing,” The 42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'99), pp.749-pp752, Las Cruces, New Mexico, USA, Aug. 1999.
2. Kentaro Noguchi and Yoshiaki Tadokoro, “Adaptive frequency estimation for unknown frequencies using variable sampling rate,” The International Conference on Signal Processing Applications & Technology (ICSPAT'99), Orlando, Florida, USA, Nov. 1999.
3. Yoshiaki Tadokoro, Kentaro Noguchi and Norimasa Kudoh, “New adaptive frequency estimation methods using variable sampling processing,” IEEE International Symposium 2000 on Adaptive Systems for Signal Processing, Communications and Control (AS-SPCC'00), pp.241-244, Lake Louise, Alberta, Canada, Oct. 2000.

学会発表

1. 野口健太郎, 工藤憲昌, 田所嘉昭, “可変サンプリング・同期加減算処理による適応的周

波数・位相推定の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-96, 金沢大学, Sept. 1996.

2. 野口健太郎, 肖業貴, 田所嘉昭, “可変サンプリングによる適応的周波数推定の特性改善,” 電気関係学会東海支部連合大会, 525, 豊田高専, Oct. 1996.
3. 野口健太郎, 田所嘉昭, 肖業貴, “可変サンプリングレートによる適応周波数推定法,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP97-78, pp.55-60, 長岡技科大, July 1997.
4. 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングによる未知周波数の適応推定法の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP97-122, pp.39-46, 慶應義塾大学, Dec. 1997.
5. 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングによる適応周波数推定とその応用,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP98-31, pp.7-14, 熊本大学, June 1998.
6. 野口健太郎, 田所嘉昭, “有色雑音下における可変サンプリングによる適応周波数推定の特性,” 電気関係学会東海支部連合大会, 470, 三重大学, Sept. 1998.
7. 玉置友康, 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングとノッチフィルタによる適応周波数推定,” 電気学会東海支部「マルチメディア情報通信と信号処理」若手セミナー, 名古屋工業大学, March 1999.
8. 野口健太郎, 玉置友康, 田所嘉昭, “サンプリング制御によるノッチフィルタを用いた適応周波数推定の検討,” 電子情報通信学会総合大会, A-4-19, 慶應義塾大学, March 1999.
9. 野口健太郎, 田所嘉昭, “サンプリング制御によるノッチフィルタを用いた適応周波数推定の精度改善,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-4-23, 日本大学, Sept. 1999.
10. 野口健太郎, 田所嘉昭, “ノッチフィルタを用いた可変サンプリングによる適応周波数推定,” 電子情報通信学会第14回デジタル信号処理シンポジウム, A1-1, pp.1-6, 北九州国際会議場, Nov. 1999.
11. 森田二郎, 野口健太郎, 田所嘉昭, “可変サンプリングとくし形フィルタによる周波数推定法,” 電気関係学会関西支部連合大会, G11-3, 姫路工業大学, Nov. 1999.

12. 田中路子, 野口健太郎, 田所嘉昭, “同期加減算処理によるフーリエ係数推定の導出,” 電気学会東海支部「マルチメディア情報通信と信号処理」若手セミナー, 名古屋大学, March 2000.
13. 森田二郎, 野口健太郎, 田所嘉昭, “ノッチフィルタと可変サンプリングによる適応周波数推定,” 電気学会全国大会, 3-009, 東京工業大学, March. 2000.
14. 阿部孝希, 野口健太郎, 田所嘉昭, “修正ノッチフーリエ変換における誤差の検討,” 電子情報通信学会総合大会, A-4-10, 広島大学, March 2000.
15. 田中路子, 野口健太郎, 田所嘉昭, “同期加減算処理を用いたフーリエ係数推定の検討,” 電子情報通信学会総合大会, A-4-11, 広島大学, March 2000.
16. 野口健太郎, 田所嘉昭, 工藤憲昌, “ノッチフィルタの零交差検出を用いた遅延時間制御による適応周波数推定法,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP2000-64, pp.25-30, 北海道大学, July 2000.
17. 野口健太郎, 田所嘉昭, 工藤憲昌, “未知周波数に対するノッチフィルタの遅延時間制御による適応周波数推定の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, DSP2000-92, pp.17-24, 豊橋技術科学大学, Sept. 2000.
18. 野口健太郎, 田所嘉昭, “遅延時間制御と零交差検出を用いた多周波信号の適応周波数推定の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-4-12, 名古屋工業大学, Sept. 2000.

賞罰

1. “可変サンプリングによる未知周波数の適応推定とその応用,” 第15回テレコムシステム技術学生賞, 電気通信普及財団, 平成12年3月27日.

