

広帯域信号に対してロバストな 適応ノッチフィルタに関する研究

2015年1月

塩貝一樹

内容梗概

本論文は、適応デジタルフィルタ(ADF: Adaptive Digital Filter)において広帯域信号に埋もれた狭帯域信号を除去するためのフィルタとしての適応ノッチフィルタに関して、外乱の影響を低減する手法について提案、検討した成果をまとめたものである。

第1章は、序論として本研究を行うに至った背景、従来の研究概要、本研究の目的並びに各章の概要を述べている。

第2章では、従来、主に研究されていた IIR(Infinite Impulse Response)型の適応ノッチフィルタにおいて問題となっていたフィルタ次数の決定法、IIR フィルタ特有の安定性や広帯域信号によるバイアス誤差を解決することを目的として、全域通過伝達関数を準同形構成に拡張した適応ノッチフィルタについて提案を行っている。本手法では、全域通過フィルタを指数フィルタにより構成することにより、フィルタ次数が入力される狭帯域信号に依存せずに決定でき、フィードバック構成にならないので安定性の問題も生じない。また、適応アルゴリズムの更新において広帯域信号の自己相関関数の対称性を用いることにより広帯域信号によるバイアス誤差を低減することが可能となる。従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較を計算機シミュレーションにより行い、本提案法の有効性を確認している。

第3章では、前章で述べた手法に関して、収束速度の改善を目的として、指数演算部のインパルス応答を直接計算可能な再帰演算を適用する構成について提案している。前章の手法では指数フィルタを実現するために多項式近似を用いており、その近似精度を高めるためには大きな展開項数が必要となる。これにより、フィルタ次数と定遅延が増加し、収束速度の低下や広帯域信号の伝送遅延の増加が生じる。本提案手法では指数演算部を最小位相部と最大位相部に分割し、そのインパルス応答をそれぞれ計算、最大位相部にのみ遅延を挿入することで定遅延の低減ができ、収束速度の改善が可能となる。前章の手法との比較を計算機シミュレーションにより行い、本提案法の有効性を確認している。

第4章では、IIR 型適応ノッチフィルタに関して、バイアス誤差を低減することを目的として、適応ラインエンハンサ(ALE: Adaptive Line Enhancer)を導入した手法について提案している。本手法では、ALE を用いて外乱成分を取り除いた信号を作成し、その信号を用いて適応アルゴリズムを動作させることによりパラメータの収束値が外乱の

影響を受けずバイアス誤差の低減が可能となる。また、この手法においては新たに提案した適応アルゴリズムが収束の保証がされないため、適応アルゴリズムが収束するための条件式を導出し、その条件式を満たす場合には提案する適応アルゴリズムを用い、条件式を満たさない場合には従来の収束の保証された適応アルゴリズムを用いている。しかし、提案したアルゴリズムは従来のアルゴリズムと比較して収束が遅く、適応開始の初期の段階においてアルゴリズムの切り替えが頻繁に起きてしまうとノッチフィルタの収束が遅くなる問題が生じた。そこで、ノッチフィルタの収束を早くするために、適応開始の初期の段階においてアルゴリズム切替わらないように、切替え条件に対して絶対値を導入する手法についても検討を行った。この手法では適応開始の初期の段階においてのみ切替え条件を満足しなくなるため、パラメータが最適値近傍に収束すると提案した適応アルゴリズムが常に用いられる。従って、収束初期における収束速度の改善と最適値近傍における精度の改善が可能である。計算機シミュレーションにより有効性の確認を行っている。

最後の第5章において全体の総括を行っている。

論文目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 研究目的と研究概要	4
第2章 指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタ	6
2.1 諸言	6
2.2 指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタの基本原則	8
2.3 広帯域信号の影響	12
2.4 適応アルゴリズムの収束条件の導出	13
2.5 最適タップ係数の導出	17
2.6 多項式近似により実現した適応ノッチフィルタの構成	19
2.7 計算機シミュレーション	21
2.7.1 シミュレーション条件	21
2.7.2 従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較	23
2.7.3 フィルタ次数 M についての検証	26
2.7.4 展開項数 L についての検証	28
2.7.5 収束条件の検証	29

2.7.6	タップ係数の最適解の検討	32
2.8	結言	34
第3章 再帰算法を用いた ANFF と適応アルゴリズム		35
3.1	諸言	35
3.2	再帰算法の導出	36
3.3	再帰算法を用いた ANFF と適応アルゴリズム	37
3.4	計算機シミュレーション	41
3.4.1	シミュレーション条件	41
3.4.2	従来の ANFF との比較	42
3.4.3	P_1, P_2 に対する検証	48
3.5	結言	50
第4章 ALE 及び全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタ		51
4.1	諸言	51
4.2	全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタの基本原理	53
4.3	ALE 及び全域通過フィルタに基づく適応ノッチフィルタ	56
4.4	適応アルゴリズムの切替え条件	58
4.5	計算機シミュレーション	60
4.5.1	シミュレーション条件	60
4.5.2	従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較	61

4.5.3	パラメータ k に関する検討	64
4.5.4	切り替え条件に関する検討	66
4.5.5	狭帯域信号の周波数が切替わる場合の検討	68
4.6	結言	72
	第5章 結論	73
	謝辞	76
	参考文献	77
	研究業績	80

図目次

2.1	指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタの原理構成	9
2.2	適応ノッチフィルタの周波数特性	13
2.3	多項式近似により実現した ANFF の構成	20
2.4	推定精度 EA の収束特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)	25
2.5	収束後の周波数特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)	25
2.6	収束後の周波数特性(フィルタ次数 M に対する比較)	27
2.7	推定精度 EA の収束特性(フィルタ次数 M に対する比較)	27
2.8	推定精度の収束特性(展開項数 L に対する比較)	28
2.9	ステップサイズに対する推定精度の収束値	30
2.10	推定精度の収束特性(ステップサイズ α に対する比較, $N=1$)	30
2.11	推定精度の収束特性(ステップサイズ α に対する比較, $N=3$)	31
2.12	収束後のタップ係数と最適タップ係数($N=1$, $M=40$)	32
2.13	収束後のタップ係数と最適タップ係数($N=1$, $M=80$)	33
2.14	収束後のタップ係数と最適タップ係数($N=3$, $M=80$)	33
3.1	再帰算法を適用した ANFF の構成	40
3.2	収束後のインパルス応答	43
3.3	推定精度の収束特性	43
3.4	収束後のインパルス応答(定遅延の統一, 400)	45

3.5	推定精度の収束特性(定遅延の統一, 400)	45
3.6	収束後のインパルス応答(定遅延の統一, 960)	47
3.7	推定精度の収束特性(定遅延の統一, 960)	47
3.8	推定精度の収束特性(P_1 , P_2 に対する比較)	49
3.9	推定精度の収束特性(P_2 に対する比較)	49
4.1	多重適応ノッチフィルタの構成	55
4.2	2次全域通過フィルタの構成	55
4.3	ALE 及び全域通過フィルタに基づく適応ノッチフィルタの構成	57
4.4	推定精度の収束特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)	61
4.5	収束後の参照信号の周波数スペクトル (従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)	62
4.6	タップ係数の収束特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)	63
4.7	推定精度の収束特性(パラメータ k に対する比較)	64
4.8	適応アルゴリズムの切替わり動作((a) : $k = 2$, (b) : $k = 10$, (c) : $k = 20$)	65
4.9	推定精度の収束特性(切替え条件の比較)	66
4.10	適応アルゴリズムの切替わり動作 (a) : 絶対値なし式(4.14), (b) : 絶対値あり式(4.15)	67
4.11	推定精度の収束特性(周波数変更)	69
4.12	タップ係数の収束特性(周波数変更)	69
4.13	適応アルゴリズムの切替わり動作(周波数変更)	70
4.14	推定精度の収束特性(周波数変更, 多段)	70
4.15	タップ係数の収束特性(周波数変更, 多段)	71

4.16 適応アルゴリズムの切替わり動作(周波数変更, 多段)	71
---	----

表目次

2.1	各フィルタのパラメータ設定値	23
3.1	各フィルタのパラメータ設定値	42
3.2	各フィルタのパラメータ設定値(定遅延の統一, 400)	44
3.3	各フィルタのパラメータ設定値(定遅延の統一, 960)	46

主要記号

第 2 章	
記号	定義・意味
$H(z)$	適応ノッチフィルタの伝達関数
$H_A(z)$	全域通過フィルタの伝達関数
M	ANFF のフィルタ次数
$\xi(\theta)$	全域通過フィルタの位相
h_m, h_k	ANFF のタップ係数
$x(n)$	入力信号
$s(n)$	狭帯域信号
$e(n)$	推定誤差
$u(n)$	全域通過フィルタの出力信号
$w(n)$	広帯域信号
D	適応アルゴリズムの評価関数
$h_A(n)$	全域通過フィルタのインパルス応答
$q_k(n)$	適応アルゴリズムの参照信号 適応アルゴリズムのループゲイン
μ	適応アルゴリズムのステップサイズ
α	ANFF の最適タップ係数
$h_{o,k}$	多項式近似を用いた ANFF の伝達関数
$H_{AP}(z)$	展開項数
L	参照信号 $q_k(n)$ の導出部の伝達関数
$A(z)$	
$H_C(z)$	1 次再帰フィルタ(有色化フィルタ)の伝達関数
EA	Estimation Accuracy (推定精度)
SNR	Signal to Noise Ratio (信号対雑音比)
T	時間平均長
C	全サンプル数

第 3 章	
記号	定義・意味
$Y(z)$	指数関数の伝達関数
$y(n)$	指数関数のインパルス応答
$\hat{Y}(z)$	$Y(z)$ の対数の伝達関数
$\hat{y}(n)$	$Y(z)$ の対数のインパルス応答
$H_A(z)$	全域通過フィルタの伝達関数
$U_1(z)$	最小位相部の伝達関数
$U_2(z)$	最大位相部の伝達関数
h_m, h_k	ANFF のタップ係数 ANFF のフィルタ次数
M	$U_1(z)$ のインパルス応答
a_m	$U_2(z^{-1})$ のインパルス応答
b_j	
c_j	$z^{-P_2}U_2(z)$ のインパルス応答
$F_1(z)$	最小位相部の FIR フィルタの伝達関数
$F_2(z)$	最大位相部の FIR フィルタの伝達関数
P_1	最小位相部の FIR フィルタのフィルタ次数
$P_{\setminus 2}$	最大位相部の FIR フィルタのフィルタ次数
$H_{AP}(z)$	再帰算法を用いた ANFF の伝達関数
Q_{ptotal}	再帰算法を用いた ANFF の計算量
Q_{ctotal}	多項式近似を用いた ANFF の計算量
$x(n)$	入力信号
$s(n)$	狭帯域信号
$e(n)$	推定誤差
$u(n)$	全域通過フィルタの出力信号
$w(n)$	広帯域信号
EA	Estimation Accuracy (推定精度)
SNR	Signal to Noise Ratio (信号対雑音比)
T	時間平均長
c	全サンプル数

第 4 章

記号	定義・意味
$H(z)$	縦続接続型 IIR 適応ノッチフィルタの伝達関数
$H_k(z)$	k 段目の適応ノッチフィルタの伝達関数
$H_{\Lambda k}(z)$	k 段目の全域通過フィルタの伝達関数
N	適応ノッチフィルタの縦続接続数
ρ	極半径
a_k	タップ係数
a_{ok}	最適タップ係数
$x(n)$	入力信号
$e_k(n)$	k 段目の推定誤差
$u_k(n-1)$	k 段目の適応アルゴリズムの参照信号
$P_k(z)$	k 段目の ALE の伝達関数
$y_k(n)$	k 段目の全域通過フィルタの出力信号
D	評価関数
$p_k(n)$	k 段目の ALE の出力信号
$v_k(n)$	$p_k(n)$ の 1 次導関数
$s(n)$	狭帯域信号
EA	Estimation Accuracy (推定精度)
SNR	Signal to Noise Ratio (信号対雑音比)
T	時間平均長
c	全サンプル数

第1章

序論

1.1 本研究の背景

近年の社会の情報化に伴いデジタル信号技術を用いた通信機器, スマートフォンなどが普及し, これらの基礎となるデジタル信号処理に関する研究や開発はより重要な意味を持ち益々活発になっている. 半導体技術の進歩により, マイクロプロセッサ (MPU : Micro Processing Unit)の処理能力の大幅な向上や小型化, 低消費電力化, 低価格化が進行し, デジタルシグナルプロセッサ(DSP : Digital Signal Processor)の普及により音声信号や画像信号を効率的に処理することが可能となるなど年々高速なデジタル信号処理が行えるようになってきている. また, デジタル信号処理は基本的に数値計算処理であるため, 安定で高精度な特性を比較的簡単に得ることができる. 特に, この ADF の代表的応用例として, 長距離電話回線等で生じるエコーの消去を行うエコーキャンセラ[1], 周囲環境で生じた雑音の除去を行うノイズキャンセラ[2], 広帯域雑音に埋もれた正弦波成分を検出する適応線スペクトル強調器(ALE : Adaptive Line Enhancer)[2], 及びアクティブノイズコントロール(ANC : Active Noise Control) [3]などがある. 時間毎にフィルタの特性を変化させることができる適応デジタルフィルタ(ADF : Adaptive Digital Filter)は, 応用範囲が非常に広く騒音抑圧や無線通信などの信号処理技術の幅広い分野において研究がなされている.

音声信号や画像信号にはさまざまな雑音が付加して, 音質の低下や機器の誤作動を引き起こす可能性がある. そしてその雑音も環境などによって多様なものがある. 例えば, 白色雑音のようにあらゆる帯域の信号を平均的に含む時間的にランダムなものや, ある程度の帯域幅において大きい利得を持つ広帯域雑音などが挙げられる. それらを ADF により除去するためにはそれぞれに有効で特有なフィルタを用いる必要がある. 無線通信システムにおいて, システムが都市部で用いられる場合はマルチパスな伝送路で信号

がやりとりされる。こうした環境下ではある特定の狭い帯域のみに大きな利得をもちそのほかの帯域はほとんど利得が零であるような、狭帯域干渉波が雑音として信号に付加する。このような狭帯域干渉信号は、心電図などの医療機器でやりとりされる信号における電源ノイズなどでもみられる。こうした、狭い帯域に利得を持つ雑音を除去するための ADF としてノッチフィルタがあり、通信、制御工学、バイオメディカル工学等の様々な分野において多くのアプリケーションがある[4]-[11]。

デジタルフィルタとしてのノッチフィルタは、有限インパルス応答(FIR : Finite Impulse Response)型の構成と無限インパルス応答(IIR : Infinite Impulse Response)型の構成の2つに分類される。そのうち FIR 型の構成としては、トランスバーサル型適応フィルタを用いる構成がよく知られている。しかし、この構成ではノッチフィルタの急峻な帯域除去特性を実現するために膨大なフィルタ次数が必要となり、計算量の増加などの問題があった。また、外乱の影響でバイアス誤差が生じることにより、通過帯域の平坦性が確保できないという問題もある。従って、適応ノッチフィルタにおいては IIR 型の構成が主に検討されてきた[12]-[16]。特に、ノッチフィルタの通過帯域の平坦性を確保するために IIR 型適応全域通過フィルタを用いる構成が主に検討されてきた。この構成では振幅特性は不変に保ち、全域通過フィルタの急峻な位相特性のみを適応制御することにより通過帯域の平坦性を確保しており、入力正弦波信号を完全に除去できることが証明されている[14]。また、この適応ノッチフィルタは広帯域信号と狭帯域信号が統計的に独立であると仮定した時、狭帯域信号に重畳する広帯域信号が白色信号の場合、適応パラメータの収束値が外乱の影響を受けないことが証明されている[16]。しかし、広帯域信号が有色信号の場合には、その保証は無い。また、この適応ノッチフィルタが完全に不要な狭帯域信号を除去するためには、入力された正弦波信号の数とフィルタ次数の $1/2$ が等しいという条件が必要とされるが、一般に正弦波信号の数は不明であるためフィルタ次数が決定できないという問題や IIR フィルタ特有の安定性に関する問題もある。

適応ノッチフィルタの研究においては、主に外乱によるバイアス誤差の問題を解決することを目的に行われており、極と零点が拘束された単純勾配型 2 次 IIR 適応ノッチフィルタやそのノッチフィルタにタップ係数のバイアス誤差を考慮して係数更新を行う UPG アルゴリズム(Unbiased Plain Gradient Algorithm)や MUPG アルゴリズム(Modified Unbiased Plain Gradient Algorithm)を導入した手法などが提案されている[17]-[19]。しか

し、この手法では理論的に伝達関数の絶対値が1にならず狭帯域信号の除去は可能であるが、広帯域信号の振幅が大きくなってしまふなどの問題が生じる。また、バイアス誤差の考慮についても正規白色信号については可能であるが広帯域信号が有色信号の場合では困難である。

実環境での適用を考えると、広帯域信号は有色信号の場合が殆どであるため、広帯域信号が有色信号の場合においても、バイアス誤差を低減できる適応ノッチフィルタの開発やその性能向上が求められている。

1.2 研究目的と研究概要

本論文では、適応ノッチフィルタについて、広帯域信号が有色信号の場合においてもバイアス誤差を低減できる手法に関して論じている。

第2章では、全域通過フィルタの伝達関数を準同形構成に拡張する適応ノッチフィルタについて論じている。本手法は全域通過フィルタを指数フィルタ[20]により構成し、その位相推移をフーリエ正弦波級数により実現する適応ノッチフィルタであり、本論文ではANFF(Adaptive Notch Filter using Fourier sine series)と呼称する。ANFFではタップ係数をその配列に対して反対称に選定することにより指数フィルタの伝達関数を全域通過関数としている。収束後の全域通過関数の位相推移は入力正弦波信号の周波数に対して $m_i\pi$ (rad, m_i : 奇数)となり狭帯域信号を完全に除去することが可能である。また、ANFFではタップ係数を更新する適応アルゴリズムに広帯域信号の自己相関関数の対称性を用いることによって、広帯域成分を低減している。これにより、広帯域信号が有色信号であってもその影響を低減することが可能である。本章では、本手法の構成や適応アルゴリズムの導出及びその収束条件の導出、広帯域信号の影響について説明し、計算機シミュレーションにより、本手法の広帯域信号が有色信号である場合の推定精度及びバイアス誤差について従来検討されていたIIR型適応ノッチフィルタとの比較検討を行う。

次に第3章では、ANFFにおいて指数演算部のインパルス応答を直接計算可能な再帰算法[21]を適用する構成について論じる。前章で述べたANFFでは指数フィルタを実現するためにマクローリン展開による多項式近似を用いている。従って、その近似精度を高めるためには大きな展開項数が必要となる。そのため、フィルタ次数と定遅延が増加することになり、収束速度が低下する問題が生じる。その問題を解決するために、指数演算部のインパルス応答を直接計算することが可能な再帰算法を用いることによって、FIR型の構成に展開することが可能である。本手法では指数演算部を最大位相部と最小位相部に分割し、それぞれに再帰算法を適用することでFIRフィルタの縦続構成としている。また、最大位相部の計算時にのみ遅延を挿入するため、従来のANFFと比較して定遅延が削減でき、収束速度を改善することができる。本章では、再帰算法の導出及び

その ANFF への適用について説明し, 計算機シミュレーションにより前章の ANFF との比較検討を行い, その有効性を確認する.

また第4章では, 2次全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタに ALE を導入する手法について述べる. 本手法では全域通過フィルタの出力信号から入力信号を減算することによって非周期性信号である広帯域信号を除去することができる ALE を作成し, その出力信号を勾配フィルタに通過させ適応アルゴリズムの参照信号として用いることで広帯域信号によるバイアス誤差の低減ができる. しかし, 新たに提案する適応アルゴリズムは収束の保証がされない. 従って, この適応アルゴリズムが収束するための条件式を導出し, 条件式を満足する時にのみ提案する適応アルゴリズム用い, 満足しない時は従来の収束が保証された適応アルゴリズムを用いて更新を行う. これにより, フィルタの安定性を確保している. しかしながら, 提案した適応アルゴリズムは従来の適応アルゴリズムと比較して収束が遅く, 単純に収束条件を切替え条件として用いるとタップ係数の更新における初期段階において, 切替わりが生じてしまい収束速度が低下してしまう. そこで, 更新の初期段階での切替わりを防ぐために収束条件に絶対値を導入した式を新たな切替えの条件式として用いる手法についても検討を行う. 本章では, 2次全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタの原理構成及び従来の適応アルゴリズムについて述べ, ALE を導入した手法の構成や適応アルゴリズム, その収束条件について説明する. また, 収束条件に絶対値を導入した切替え条件を示し, 計算機シミュレーションにより, 本手法と従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの推定精度及びバイアス誤差, 切替え条件の違いによる収束速度の比較検討をし, その有効性を確認する.

最後に第5章において本論文で得られた成果の総括を行う.

第2章

指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタ

2.1 諸言

2次 IIR 型全域通過フィルタを用いた適応ノッチフィルタや極と零点が拘束された単純勾配型 2次 IIR 適応ノッチフィルタでは、広帯域信号に重畳した狭帯域信号を完全に除去できることが証明されている[14]。また、広帯域信号と狭帯域信号が統計的に独立であると仮定した時、広帯域信号が白色信号の場合においてはタップ係数の収束値が広帯域信号の影響を受けないことも証明されている[16]。しかし、広帯域信号が有色信号の場合では、その影響を受けるため除去性能が劣化する。また、この適応ノッチフィルタが完全に不要な狭帯域信号を除去するためには、入力された正弦波信号の数とフィルタの次数の $1/2$ が等しいという条件が必要とされる。しかし、実環境への適用を考えると一般に入力される正弦波信号の数は不明であるため次数が決定できないという問題もあった。その他、IIR フィルタ特有の避けられない安定性に関する問題や極と零点が拘束された単純勾配型 2次 IIR 適応ノッチフィルタにおいては伝達関数の絶対値が 1 にならず広帯域信号の振幅が大きくなる問題も存在する。

そこで本章では、全域通過フィルタの伝達関数を準同形構成に拡張する適応ノッチフィルタについて検討を行う[22][23]。本手法では、全域通過フィルタを準同形である指数フィルタ[20]により実現するために、タップ係数をその配列に対して反対称に選定している。また、全域通過フィルタの位相推移はフーリエ正弦波級数により実現される。ANFF では全域通過フィルタの伝達関数を準同形構成とすることにより、フィルタの次数が入力される正弦波の数に依存せず、ノッチフィルタの帯域幅に関するパラメータとなる。また、タップ係数を更新する適応アルゴリズムにおいて、広帯域信号の時間差に関する対称性を利用することで広帯域信号を打消し、バイアス誤差を低減している。その他、指数関数は安定関数であるため、指数フィルタを用いる本手法には安定性に関する問題は生じない。本章では指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタ(ANFF)の構成や適応

アルゴリズムについて説明し、次に収束条件の導出及び広帯域信号の影響を低減する原理を説明する。そして、計算機シミュレーションによりその有効性を確認する。

2.2 指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタの基本原則

本節では指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタ(ANFF)の基本原則について説明する。また、ここでのANFFの説明は原理構成であり、実際のANFFを実現する手法については後節で説明する。図2.1にANFFの原理構成を示す。適応ノッチフィルタの伝達関数 $H(z)$ は次式で与えられる。

$$H(z) = \frac{1 + H_A(z)}{2} \quad (2.1)$$

ここで $H_A(z)$ は指数フィルタにより構成される全域通過フィルタの伝達関数である。指数フィルタの伝達関数は指数関数となっており、次式のようにタップ係数をその配列の中心に関して反対称に選定することにより全域通過関数としている。

$$H_A(z) = \exp\left[\frac{1}{2} \sum_{m=1}^M h_m (z^{-m} - z^m)\right] \quad (2.2)$$

ここで、 h_m はタップ係数である。また、式(2.2)において、 $z = \exp(j\theta)$ とおくと、

$$H_A(\theta) = \exp\left[-j \sum_{m=1}^M h_m \sin m\theta\right] \quad (2.3)$$

を得る。上式より、全域通過フィルタの位相推移 $\xi(\theta)$ が次式のようにフーリエ正弦波級数によって表される全域通過フィルタが構成される。

$$\xi(\theta) = -\sum_{m=1}^M h_m \sin m\theta \quad (2.4)$$

また、そのタップ係数は推定誤差 $e(n)$ の2乗平均値 $\overline{e^2(n)}$ を最小とするように適応制御される。入力信号 $x(n)$ 、狭帯域信号 $s(n)$ 、推定誤差 $e(n)$ は各々、次式で与えられる。

$$x(n) = s(n) + w(n) \quad (2.5)$$

$$s(n) = \sum_{i=1}^N g_i \cos(n\theta_i + \Phi_i) \quad (2.6)$$

$$e(n) = \frac{x(n) + u(n)}{2} \quad (2.7)$$

ここで、式(2.5)において $w(n)$ は広帯域信号、式(2.6)において N は狭帯域信号の数、 g_i は振幅、 θ_i は周波数、 Φ_i は位相、式(2.7)において $u(n)$ は全域通過フィルタの出力信号を表す。また、収束後の全域通過フィルタの位相推移は式(2.6)により与えられる、狭帯域信号 $s(n)$ の周波数 θ_i に対して $m_i\pi$ [rad] (m_i : 奇数) となるので、全域通過フィルタの出力信号 $u(n)$ 中の狭帯域信号成分 $u_s(n)$ は入力された狭帯域信号 $s(n)$ の振幅が反転した信号となり、その周波数の狭帯域信号は除去される。残差成分は推定誤差 $e(n)$ となって出力端子に出力される。

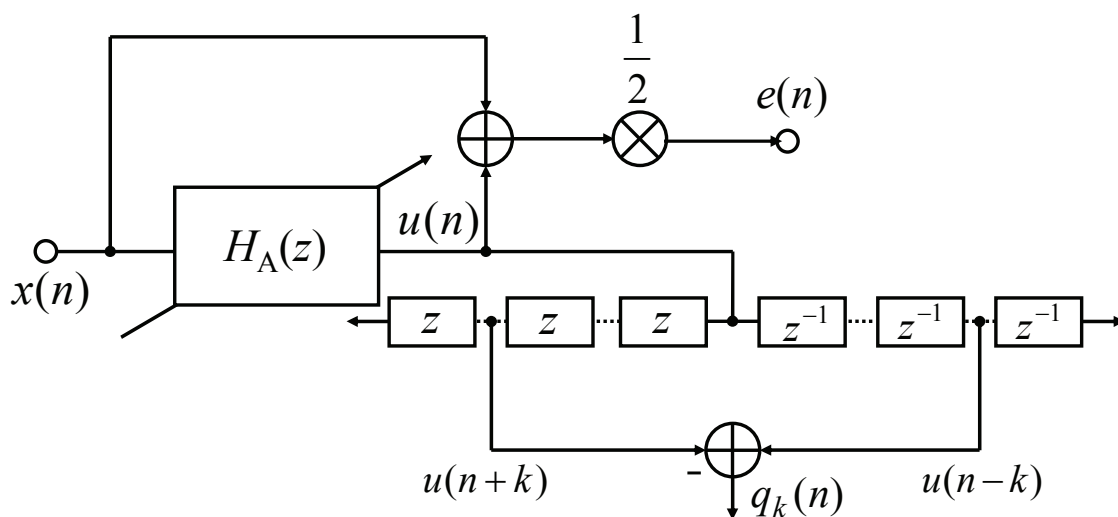


図 2.1 指数フィルタを用いた適応ノッチフィルタの原理構成

次に ANFF における勾配法に基づく適応アルゴリズムについて説明する. 評価関数 D は推定誤差 $e(n)$ の 2 乗平均値として次式により与えられる.

$$D = \overline{e^2(n)} \quad (2.8)$$

ここで $\overline{\quad}$ は時間平均を示す. また, $h_A(n)$ を全域通過フィルタのインパルス応答とすると, その出力信号は次式のように得られる.

$$u(n) = x(n) * h_A(n) \quad (2.9)$$

式(2.9)より, 全域通過フィルタの出力信号におけるタップ係数 h_k の勾配は

$$\frac{\partial u(n)}{\partial h_k} = x(n) * \frac{\partial h_A(n)}{\partial h_k} \quad (2.10)$$

となる. ここで, $h_A(n)$ は全域通過フィルタの伝達関数 $H_A(z)$ の逆 z 変換として表すことができ, 次式のように与えられる.

$$h_A(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint \exp\left[\frac{1}{2} \sum_{m=1}^M h_m (z^{-m} - z^m)\right] z^{n-1} dz \quad (2.11)$$

式(2.11)より, 式(2.10)は

$$\begin{aligned} \frac{\partial u(n)}{\partial h_k} &= x(n) * \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{\partial}{\partial h_k} \exp\left[\frac{1}{2} \sum_{m=1}^M h_{mj} (z^{-m} - z^m)\right] z^{n-1} dz \\ &= x(n) * \frac{1}{4\pi j} \oint (z^{-k} - z^k) \exp\left[\frac{1}{2} \sum_{m=1}^M h_{mj} (z^{-m} - z^m)\right] z^{n-1} dz \\ &= x(n) * \frac{1}{2} \{h_A(n-k) - h_A(n+k)\} = \frac{1}{2} \{u(n-k) - u(n+k)\} \\ &= \frac{1}{2} q_k(n) \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$q_k(n) = u(n-k) - u(n+k) \quad (2.13)$$

となり, 評価関数 D の傾きとして次式が成立する.

$$\frac{\partial D}{\partial h_k} = \frac{1}{2} \overline{e(n) q_k(n)} \quad (2.14)$$

従って、ANFFにおける適応アルゴリズムは次式により得られる。

$$h_k(l+1) = h_k(l) - \overline{\mu e(n)q_k(n)} \quad (2.15)$$

ここで μ はループゲイン、 l は更新回数を表す。しかし、実際に上式により与えられる適応アルゴリズムを用いるためには、式(2.13)において未来の信号である $u(n+k)$ を必要としている。従って、実際には $e(n)$ 、 $q_k(n)$ に遅延 z^{-M} を挿入した次式により与えられる適応アルゴリズムを用いる。

$$h_k(l+1) = h_k(l) - \overline{\mu e(n-M)q_k(n-M)} \quad (2.16)$$

$$q_k(n-M) = u(n-k-M) - u(n+k-M) \quad (2.17)$$

2.3 広帯域信号の影響

IIR型適応ノッチフィルタでは広帯域信号が白色信号の場合においてはその影響が零になることは証明されているが[16]，広帯域信号が有色信号の場合はその保証はない．そこで，本節ではANFFにおける広帯域信号の影響を考察する．また，本節では広帯域信号の影響のみを考慮するため，ANFFへの入力信号 $x(n)$ を広帯域信号 $w(n)$ のみとして考える．そして，その時の推定誤差 $e(n)$ ，全域通過フィルタの出力信号 $u(n)$ ，更新に用いる信号 $q_k(n)$ を各々 $e_w(n)$ ， $u_w(n)$ ， $q_{kw}(n)$ とする．一般にノッチフィルタの除去帯域幅は図2.2に示すように極めて狭いため，広帯域信号に関しては推定誤差 $e_w(n)$ と入力信号 $x(n)$ はほぼ等しくなる．また，全域通過フィルタは振幅を変化させず位相のみを変化させるため，広帯域信号に関してはその入出力信号はほぼ等しくなる．従って，適応アルゴリズムにおいて $e_w(n) \approx u_w(n) \approx x(n)$ が成立するため，その更新項は

$$\overline{e_w(n)q_{kw}(n)} = \overline{u_w(n)q_{kw}(n)} \quad (2.18)$$

と書き換えることが可能である．ここで，式(2.13)を式(2.18)に代入すると，

$$\begin{aligned} \overline{u_w(n)q_{kw}(n)} &= \overline{u_w(n)[u_w(n-k) - u_w(n+k)]} \\ &= \overline{x(n)[x(n-k) - x(n+k)]} \\ &= \overline{x(n)x(n-k)} - \overline{x(n)x(n+k)} \end{aligned} \quad (2.19)$$

を得る．ここで，広帯域信号は白色信号の場合でも，有色信号の場合でもその自己相関関数は時間差 k に関して偶関数であるため，更新項は

$$\overline{e_w(n)q_{kw}(n)} = 0 \quad (2.20)$$

となる．上式より広帯域信号に対して更新項は零となるので，ANFFにおいては広帯域信号が白色信号・有色信号に関わらず，広帯域信号によるバイアス誤差は生じない．

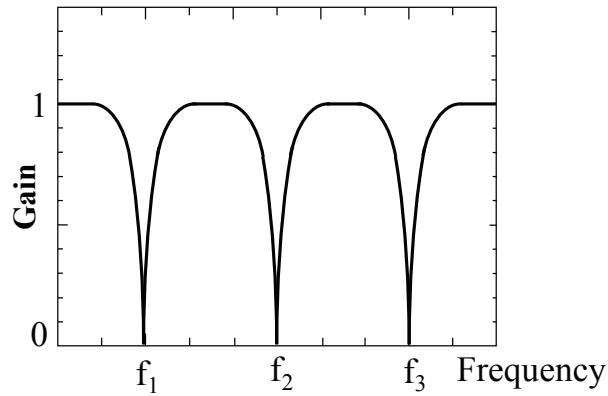


図 2.2 適応ノッチフィルタの周波数特性

2.4 適応アルゴリズムの収束条件の導出

ここでは、適応アルゴリズムが収束するためのループゲイン μ の範囲を導出する。式 (2.12), (2.13), (2.14) より、評価関数の 2 次導関数として

$$a_{k,p} = \frac{\partial^2 D}{\partial h_k \partial h_p} = \frac{1}{8} \overline{q_k(n) q_p(n)} + \frac{1}{2} \overline{e(n) \frac{\partial q_k(n)}{\partial h_p}} \quad (2.21)$$

が成立する。ここで、 $h_{q,k}(n)$ を入力から信号 $q_k(n)$ を生成する端子までのインパルス応答とすると、式(2.12)より次式が得られる。

$$q_k(n) = x(n) * h_{q,k}(n) \quad (2.22)$$

$$h_{q,k}(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint (z^{-k} - z^k) \exp \left[\frac{1}{2} \sum_{m=1}^M h_m (z^{-m} - z^m) \right] z^{n-1} dz \quad (2.23)$$

式(2.22), (2.23)より,

$$\frac{\partial q_k(n)}{\partial h_p} = x(n) * \frac{\partial h_{q,k}(n)}{\partial h_p} \quad (2.24)$$

$$\frac{\partial h_{q,k}(n)}{\partial h_p} = \frac{1}{4\pi j} \oint (z^{-k} - z^k)(z^{-p} - z^p) \exp\left[\frac{1}{2} \sum_{m=1}^M h_m (z^{-m} - z^m)\right] z^{n-1} dz \quad (2.25)$$

が成り立ち、次式が得られる.

$$\frac{\partial q_k(n)}{\partial h_p} = \frac{1}{2} \{u[n-(k+p)] + u[n+k+p] - u[n-(k-p)] - u[n-(p-k)]\} \quad (2.26)$$

また、式(2.7)、(2.21)を式(2.26)に代入すると、

$$a_{k,q} = \frac{1}{4} [R(p-k) - R(p+k) + R(p+k) - R(p-k)] + \frac{1}{4} \overline{x(n) \frac{\partial q_k(n)}{\partial h_p}} \quad (2.27)$$

が得られる. ここで、 $R(\bullet)$ は $u(n)$ の自己相関関数であり、自己相関関数は遅延差に関して対称であるため、式(2.27)は次式のように書き換えられる.

$$a_{k,q} = \frac{1}{4} \overline{x(n) \frac{\partial q_k(n)}{\partial h_p}} \quad (2.28)$$

前節で説明したように本手法の適応アルゴリズムは広帯域信号の影響をほとんど受けないので、以下においては入力信号 $x(n)$ が狭帯域信号 $s(n)$ である場合について考える. 入力信号が狭帯域信号のみの場合、全域通過フィルタの出力信号 $u(n)$ は

$$u(n) = \sum_{i=1}^N g_i \cos(n\theta_i + \Phi_i + \beta_i) \quad (2.29)$$

により与えられる. ここで、 β_i は周波数 θ_i における全域通過フィルタの位相推移を表す. 式(2.6)、(2.25)、(2.29)を式(2.28)に代入することにより次式を得る.

$$a_{k,p} = -\frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^N g_i^2 \cos \beta_i \sin k\theta_i \sin p\theta_i \right) \quad (2.30)$$

上式の評価関数の2次導関数よりヘッセ行列 \mathbf{H} は

$$\mathbf{H} = -\frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^N g_i^2 \cos \beta_i \mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^T \right) \quad (2.31)$$

により与えられる. ここで \mathbf{f}_i は,

$$\mathbf{f}_i = (\sin \theta_i, \dots, \sin M\theta_i)^T \quad (2.33)$$

であり, \mathbf{f}_i , \mathbf{f}_i^T は正定値行列である.

式(2.31)よりヘッセ行列 \mathbf{H} は $\cos \beta_i (i=1, \dots, N)$ の値によって以下のように3領域に分けてその状態を考えることができる.

(a) $\cos \beta_i < 0 (i=1, \dots, N)$ の領域

この領域では, \mathbf{H} は正定値行列の和となるため, \mathbf{H} も正定値行列となる. 従って D は下に凸となる. また, D の最小値は $\cos \beta_i = -1 (i=1, \dots, N)$ のとき得られ, 推定誤差 $e(n)$ は最小となる.

(b) $\cos \beta_i > 0 (i=1, \dots, N)$ の領域

この領域では, \mathbf{H} は負定値行列の和となるため, \mathbf{H} も負定値行列となる. 従って D は上に凸となる. また, D の最大値は $\cos \beta_i = 1 (i=1, \dots, N)$ のとき得られる.

(c)(a), (b)以外の領域

この領域では, $\cos \beta_i (i=1, \dots, N)$ の符号が一定ではなく, \mathbf{H} は正定値行列とも負定値行列ともどちらとも云えない.

ANFFにおける適応アルゴリズムは, 式(2.15)のように勾配に対して逆方向に更新を行い, 評価関数の最小値を検索するアルゴリズムであるので, (b), (c)の領域にあったとしても, そこを通過して(a)の領域に移っていく. 従って, 以降は(a)の領域について考える. この領域における \mathbf{H} の最大固有値 λ_{\max} は $\cos \beta_i = -d_i (d_i > 0)$, $k = p = m$ と置くと次式が成立する.

$$\lambda_{\max} < \text{Tr}\mathbf{H} \quad (2.34)$$

$$\text{Tr}\mathbf{H} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^M g_i^2 d_i \sin^2 m\theta_i \quad (2.35)$$

ここで $\text{Tr}\mathbf{H}$ は \mathbf{H} のトレースを表す。 $\text{Tr}\mathbf{H}$ の最大値は $d_i=1$ ($i=1, \dots, N$)のとき得られ、式(2.21), (2.34), (2.35)より次式を得る。

$$\lambda_{\max} < \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^M g_i^2 \sin^2 m\theta_i = \frac{1}{8} \sum_{m=1}^M \overline{q_m^2(n)} \quad (2.36)$$

$\cos\beta_i = -1$ ($i=1, \dots, N$)ということは全域通過フィルタの位相推移 β_i が $m_i\pi$ (rad, m_i : 奇数)であるということなので、式(2.36)の右辺は入力信号のみにより定まる定数である。一般に適応アルゴリズムの収束を保証するループゲイン μ の範囲は $0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$ により与えられるので、本手法の適応アルゴリズムの収束条件は

$$\mu = \frac{\alpha}{\sum_{m=1}^M \overline{q_m^2(n)}}, \quad 0 < \alpha < 16 \quad (2.37)$$

と定式化できる。式(2.37)の条件は十分条件であり、シミュレーションの条件によっては α をこの条件を超えた値に設定しても収束する可能性がある。

2.5 最適タップ係数の導出

本節では式(2.15)の適応アルゴリズムの最適収束値を導出する．本節においても，前節と同様に入力信号 $x(n)$ は狭帯域信号 $s(n)$ のみの場合を考える．また，フィルタ次数 M と狭帯域信号の数 N は同数であると仮定する．全域通過フィルタの出力信号 $x(n)$ は式(2.29)で与えられるとすると，更新項は式(2.7)，(2.14)，(2.29)より，

$$\overline{e(n)q_k(n)} = \sum_{i=1}^N p_i \sin k\theta_i \quad (2.38)$$

$$p_i = g_i^2 \overline{\cos(n\theta_i + \Phi_i) \sin(n\theta_i + \Phi_i + \beta_i)} \quad (2.39)$$

と得られる．式(2.15)，(2.39)より，タップ係数の収束値は

$$\mathbf{F}\mathbf{p} = \mathbf{0} \quad (2.40)$$

を満たす．ここで，行列 \mathbf{F} ，ベクトル \mathbf{p} は次式により与えられる．

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \sin \theta_1 & \sin \theta_2 & \cdots & \sin \theta_M \\ \sin 2\theta_1 & \sin 2\theta_2 & \cdots & \sin 2\theta_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin M\theta_1 & \sin M\theta_2 & \cdots & \sin M\theta_M \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{p} = (p_1, p_2, \dots, p_N)^T, \quad T : \text{転置} \quad (2.42)$$

ここで， $|\mathbf{F}| \neq 0$ ， $(\theta_i \neq \theta_j, \theta_i, \theta_j \neq m\pi, m : \text{整数})$ が成立するので，式(2.40)より $\mathbf{p} = \mathbf{0}$

を得る．従って，タップ係数の収束値は $\beta_i = l_i\pi$ ($l_i : \text{偶数}$)または $\beta_i = m_i\pi$ ($m_i : \text{奇数}$)

を満たす．ここで， $\beta_i = l_i\pi$ の場合の D は極大値を与えるので， $\beta_i = m_i\pi$ が収束値と

なる．式(2.5)及び $\beta_i = m_i\pi$ より，最適タップ係数を \mathbf{h}_0 と置くと，

$$\mathbf{F}^T \mathbf{h}_0 = -\mathbf{v}\pi, \quad \mathbf{v} = (m_1, m_2, \dots, m_M)^T \quad (2.43)$$

を得る. ここで, M が十分大きければ,

$$\frac{2}{M} \mathbf{F}^T \mathbf{F} = \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} : \text{単位行列} \quad (2.44)$$

が得られる. 従って, $(\mathbf{F}^T)^{-1} = (2/M)\mathbf{F}$ より, 最適タップ係数 \mathbf{h}_0 は

$$\mathbf{h}_0 = -\frac{2\pi}{M} \mathbf{F}\mathbf{v} \quad (2.45)$$

で与えられる. 即ち,

$$h_{o,k} = -\frac{2\pi}{M} \sum_{i=1}^M h_m m_i \sin k\theta_i \quad (2.46)$$

が成立する. 本節ではフィルタ次数は $M = N$ として説明をしてきたが, 一般にフィルタ次数 M はノッチフィルタの除去特性の急峻性から狭帯域信号の数 N に比べて大きく設定しなければならない. この場合にはタップ係数は $(M - N)$ 個の狭帯域信号からは情報が得られないため, 式(2.46)において相当する狭帯域信号の情報 m_i

($i = N + 1, \dots, M$) は零となる. また, N が増加しても狭帯域信号の情報 $m_i \sin k\theta_i$ が加算されるのみなのでフィルタ次数を増加させる必要はない. 従って, ANFF のフィルタ次数は狭帯域信号の数に依存しない.

2.6 多項式近似により実現した適応ノッチフィルタの構成

図 2.1 に示した構成図では, 全域通過フィルタの伝達関数 $H_A(z)$ は式(2.2)で与えられるように指数関数となっており因果性を満たさないため, 本節ではその実現に関して, 指数関数を多項式近似し遅延を挿入することにより実現する手法を説明する.

式(2.2)を多項式近似としてマクローリン展開すると次式のように書き換えることができる.

$$H_A(z) \approx 1 + \sum_{i=1}^L z^{iM} \frac{[T(z)]^i}{i!} \quad (2.47)$$

$$T(z) = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M h_m [z^{-(M+m)} - z^{-(M-m)}] \quad (2.48)$$

また, 式(2.47)においては, このままでは因果性を満たした関数となっていない. 従って, 遅延を挿入することで因果性を満足した関数とする. そして, 式(2.47)における伝達関数 $H_A(z)$ の最大時間進み項は z^{ML} となるため, 遅延 z^{-ML} を挿入することによって実現する実際の伝達関数 $H_{AP}(z)$ は次式により与えられる.

$$H_{AP}(z) = \left\{ z^{-ML} + \sum_{i=1}^L z^{-(L-i)M} \frac{[T(z)]^i}{i!} \right\} \quad (2.49)$$

また, 図 2.3 に実際の適応ノッチフィルタの構成を示す. この構成においては, 式(2.49)で挿入した遅延 z^{-ML} が定遅延を与えることとなる.

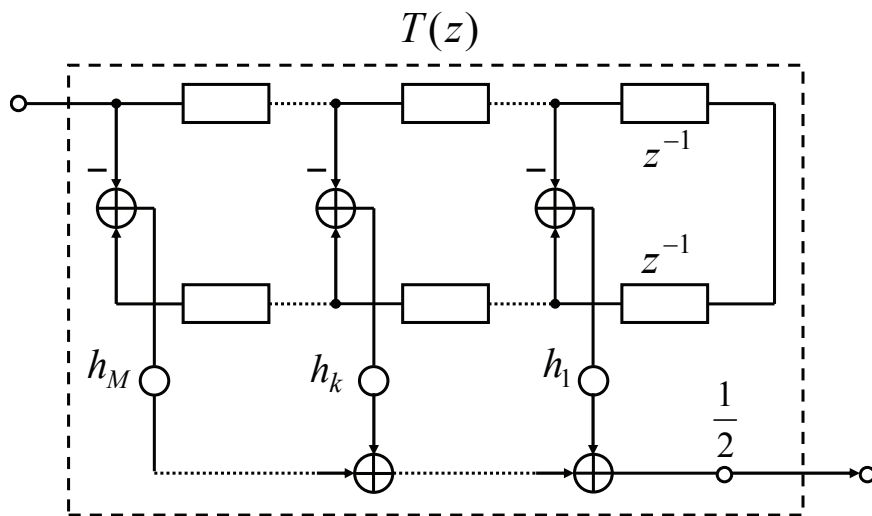
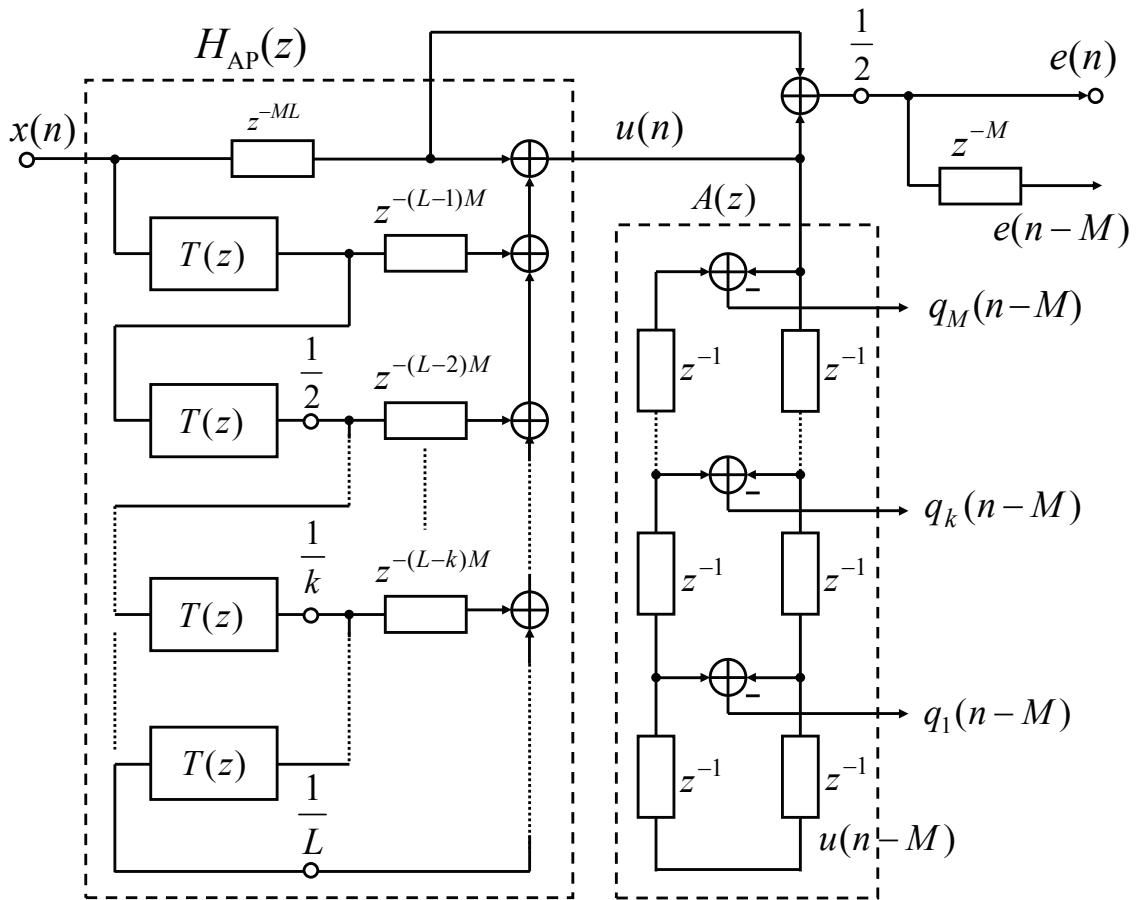


図 2.3 多項式近似により実現した ANFF の構成

2.7 計算機シミュレーション

本節では ANFF の有効性を検討するために、計算機シミュレーションを行う。

2.7.1 シミュレーション条件

本シミュレーションにおいて、入力信号は 8kHz サンプリング、16bit 量子化された広帯域信号および狭帯域信号の混合信号である。狭帯域信号は式(2.6)において、 $N=1$ の場合は

$$s(n) = 1.0 \cos(0.2\pi n) \quad (2.50)$$

であり、 $N=3$ の場合は

$$s(n) = 1.0 \cos(0.2\pi n) + 1.0 \cos(0.4\pi n) + 1.0 \cos(0.6\pi n) \quad (2.51)$$

を用いた。広帯域信号として、正規白色信号より 1 次再帰フィルタを用いて有色信号を発生させた。ここで、1 次再帰フィルタの伝達関数 $H_c(z)$ は次式で表せる。

$$H_c(z) = \frac{1}{1 + 0.8z^{-1}} \quad (2.52)$$

本シミュレーションにおいてフィルタ特性の評価に用いる推定精度 EA(Estimation Accuracy) と入力 SNR(Signal to Noise Ratio) は次式で定義される。

$$EA(l) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=lT}^{(l+1)T-1} s^2(n)}{\sum_{n=lT}^{(l+1)T-1} e_s^2(n)} \quad [\text{dB}] \quad (2.53)$$

$$S/N = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^C s^2(n)}{\sum_{n=1}^C w^2(n)} \quad [\text{dB}] \quad (2.54)$$

ここで、 $e_s(n)$ は $x(n)=s(n)+w(n)$ を入力信号とした時の ANFF と同じ動作をする回路において入力信号を $s(n)$ とした時の出力信号である。また、入力 SNR は 20dB に設定し、時間平均 T は収束条件の検証以外では 256 とした。なお、 C は全サンプル数を表す。

2.7.2 従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較

ここでは従来法となる全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタ及び極と零点が拘束された単純勾配型 2 次 IIR 適応ノッチフィルタと ANFF の比較検討を行う。各フィルタのパラメータは表 2.1 の設定値とした。

表 2.1 各フィルタのパラメータ設定値

ANFF	フィルタ次数 M	40
	展開項数 L	12
	ステップサイズ α	1.0
全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタ[16]	極半径 ρ	0.95
	ステップサイズ	0.12
極と零点が拘束された単純勾配型 2 次 IIR 適応ノッチフィルタ[17]	極半径 ρ	0.95
	ステップサイズ(大)	0.0001
	ステップサイズ(小)	0.000005

図 2.4 に従来の IIR 型適応ノッチフィルタと ANFF の推定精度 EA の収束特性を示す。シミュレーション結果より、全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタと比較して ANFF は約 20dB、極と零点が拘束された単純勾配型 2 次 IIR 適応ノッチフィルタと比較して約 12dB の推定精度の改善が確認できる。これは、IIR 型の適応ノッチフィルタでは広帯域信号が有色信号の場合はバイアス誤差を低減できないのに対して、ANFF では広帯域信号の対自己相関関数の対称性を利用してバイアス誤差に対してロバストなシステムとなっているためである。また、図 2.5 に従来の IIR 型適応ノッチフィルタと ANFF の収束後の周波数特性を示す。シミュレーション結果より、全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタは狭帯域信号の周波数とずれて収束しているのに対して、ANFF は狭帯域信号の周波数において収束している。また、極と零点が拘束された単純勾配型 2 次 IIR 適応ノッチフィルタは狭帯域信号の周波数以外において周波数特性が 1 を超えてしまっているのに対して、ANFF はほぼ 1 で一定となっている。

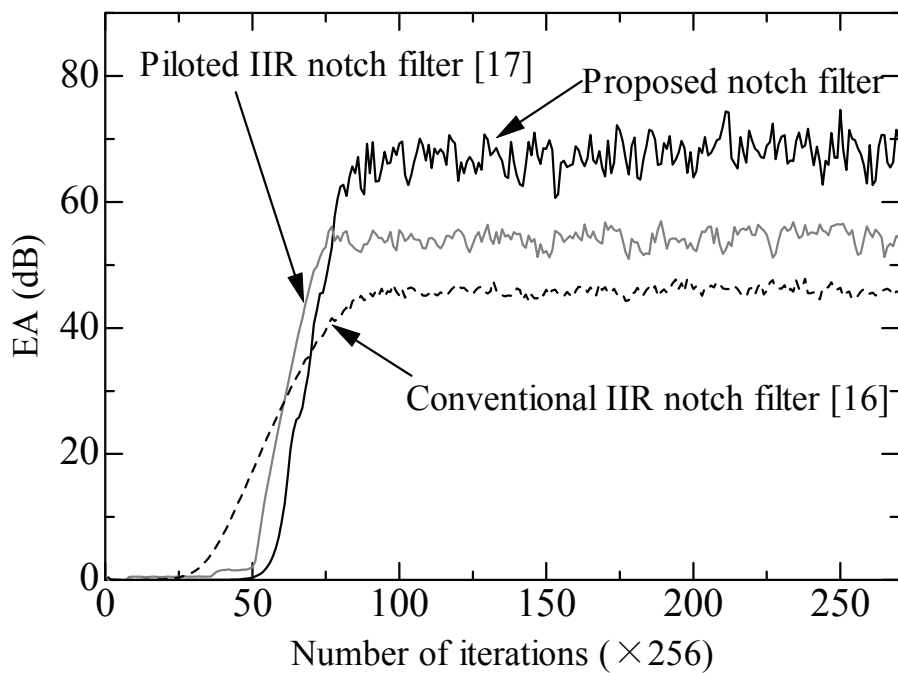


図 2.4 推定精度 EA の収束特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)

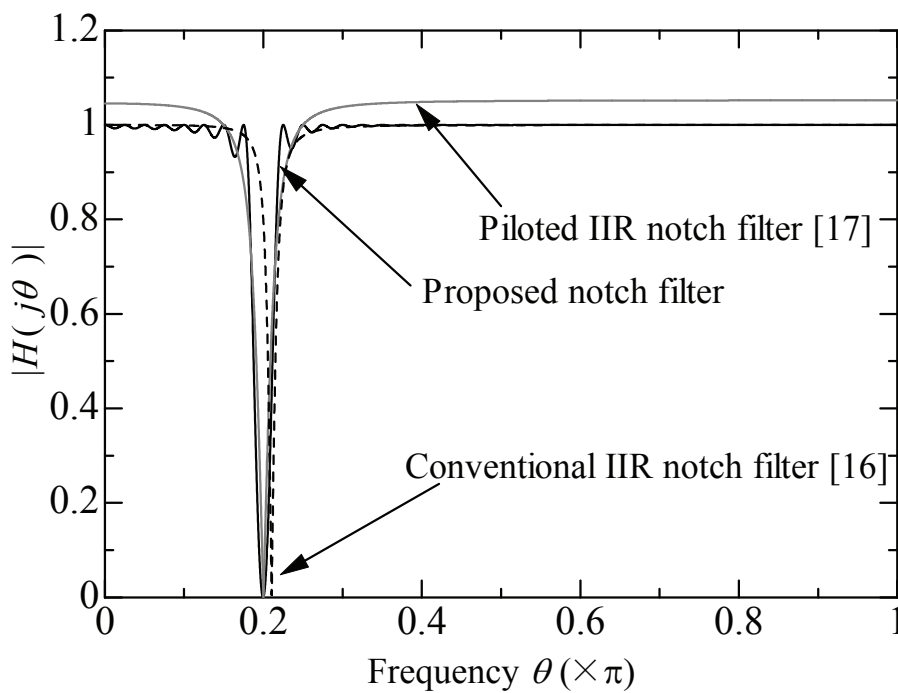
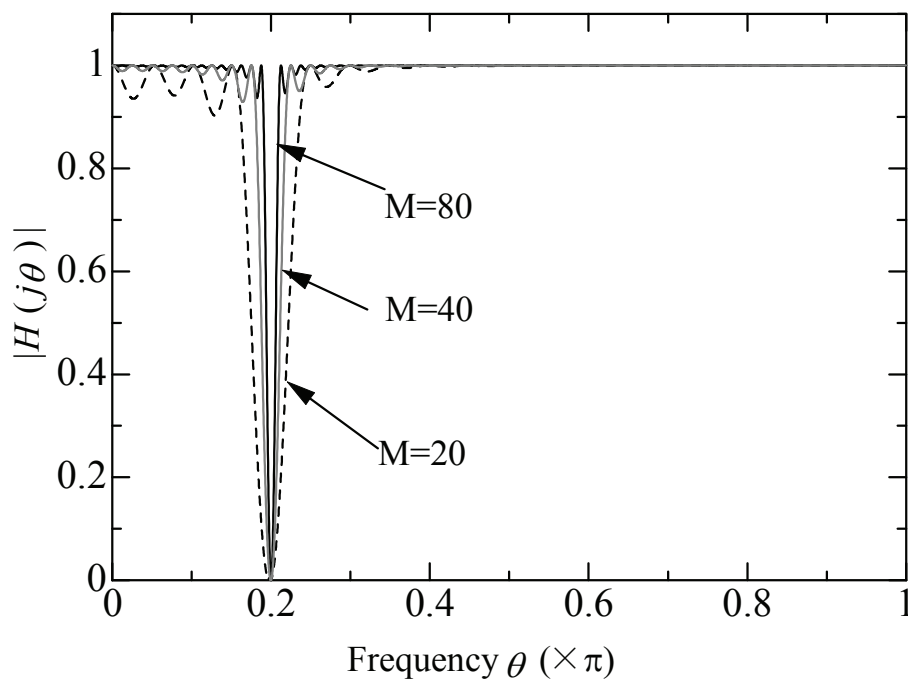
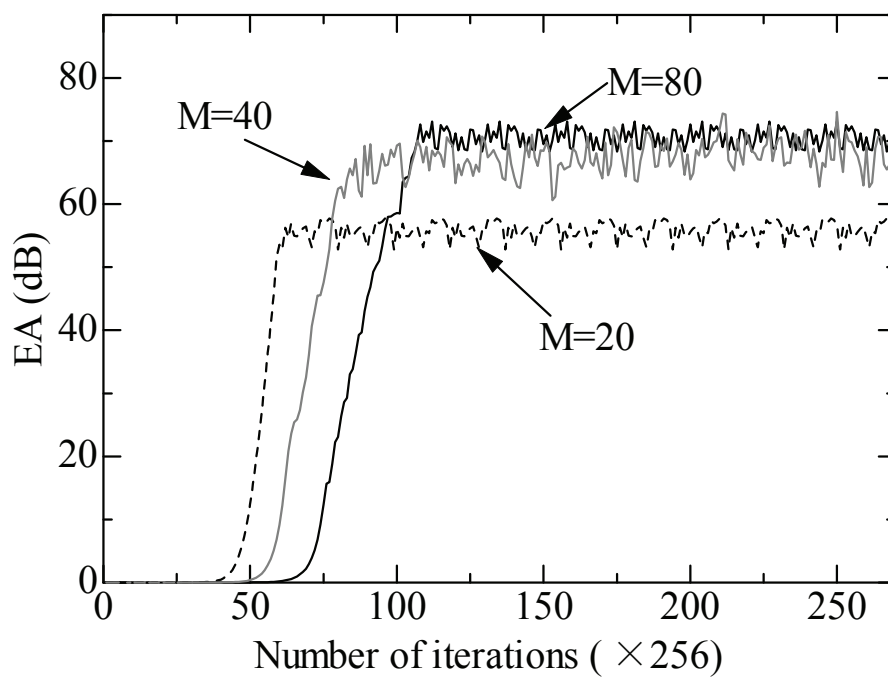


図 2.5 収束後の周波数特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)

2.7.3 フィルタ次数 M についての検証

本シミュレーションではフィルタ次数 M に関する ANFF の影響について検討を行う。狭帯域信号は $N=1$ ，展開項数 L は 12，ステップサイズ α は 1.0 とし，フィルタ次数 M を 20, 40, 80 としている。図 2.6 に収束後の周波数特性を図 2.7 に ANFF の推定精度 EA の収束特性を示す。シミュレーション結果より，周波数特性はフィルタ次数 M が小さくなるにつれて，除去帯域幅が広くなり急峻性が低下していることがわかる。これは，式(2.3)よりフィルタ次数 M がフーリエ正弦波級数展開の分解能に関するパラメータであり，フィルタ次数 M が大きくなるほど分解能がよくなり急峻性が増加するためである。一般にノッチフィルタの急峻性が増加すると，収束速度は遅くなり推定精度は増加する，図 2.8 ではフィルタ次数 M が小さくなるにしたがい，収束が速くなっており，推定精度が低下していることが確認できる。

図 2.6 収束後の周波数特性(フィルタ次数 M に対する比較)図 2.7 推定精度 EA の収束特性(フィルタ次数 M に対する比較)

2.7.4 展開項数 L についての検証

本シミュレーションでは ANFF における展開項数 L について検討を行う。狭帯域信号は $N=1$ ，フィルタ次数 $M=40$ ，とし，展開項数 L は 8, 10, 12 に設定した。ステップサイズ α は収束の速さを合わせるために， $L=8, 10$ の場合は 0.7， $L=12$ の場合は 1.0 に設定した。図 2.8 に推定精度 EA の収束特性を示す。シミュレーション結果より，展開項数 L が大きくなるにつれて，推定精度が増加している。これは，式(2.47)より展開項数 L が指数関数の近似精度に関するパラメータとなっているためである。

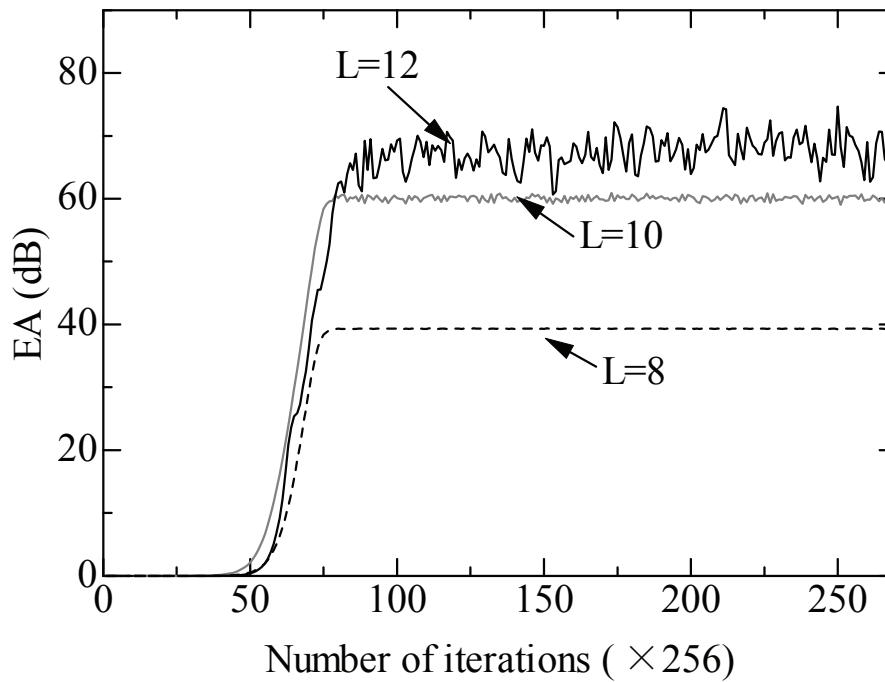


図 2.8 推定精度の収束特性(展開項数 L に対する比較)

2.7.5 収束条件の検証

ここでは式(2.37)で定式化した収束条件について検討する。まず、狭帯域信号が $N=1$ の場合について検証する。フィルタのパラメータは $M=40$, $L=12$ に設定した。図 2.9 にステップサイズ α に対する推定精度 EA を示す。また、本シミュレーションにおいては平均値を正確に計算するために時間平均 T を大きな値に設定し、1024, 2048 の場合を記載している。シミュレーション結果より、 $T=1024$ の時はステップサイズ $\alpha=10$ の段階で推定精度が下がってしまっているが、 $T=2048$ の場合はステップサイズ $\alpha=15$ においても精度が下がっておらず、式(2.37)の条件を満たしている。 $T=1024$ の時に推定精度が早く低下してしまうのは、時間平均の精度が足りないためであると考えられる。また、図 2.10 に $T=2048$ におけるステップサイズ $\alpha=2, 15, 20$ の推定精度 EA の収束特性を示す。図より $\alpha=2, 15$ の場合は推定精度が収束しているのに対して、 $\alpha=20$ の場合は収束していないのを確認できる。

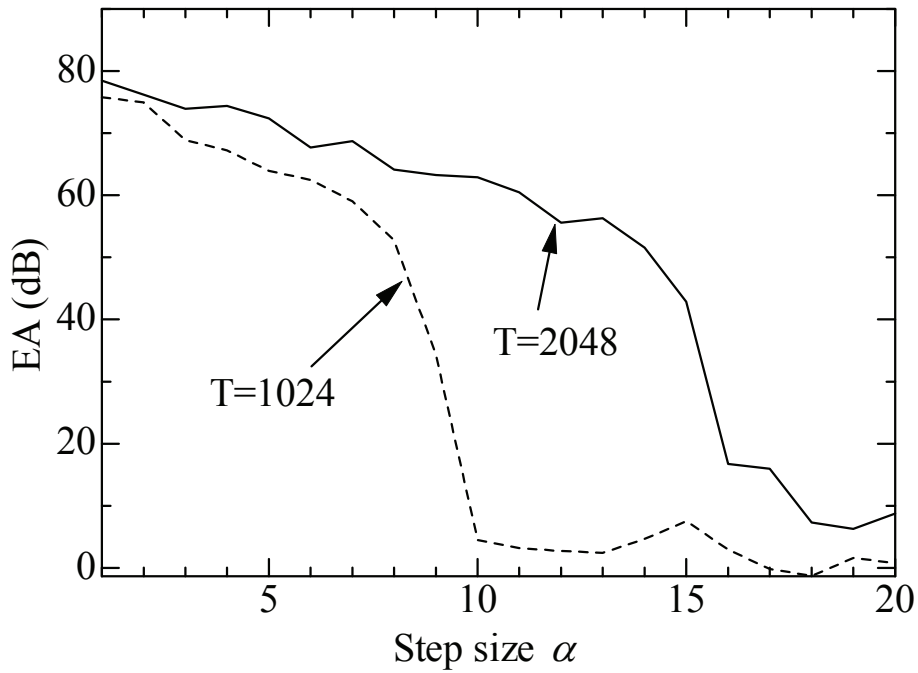


図 2.9 ステップサイズに対する推定精度の収束値

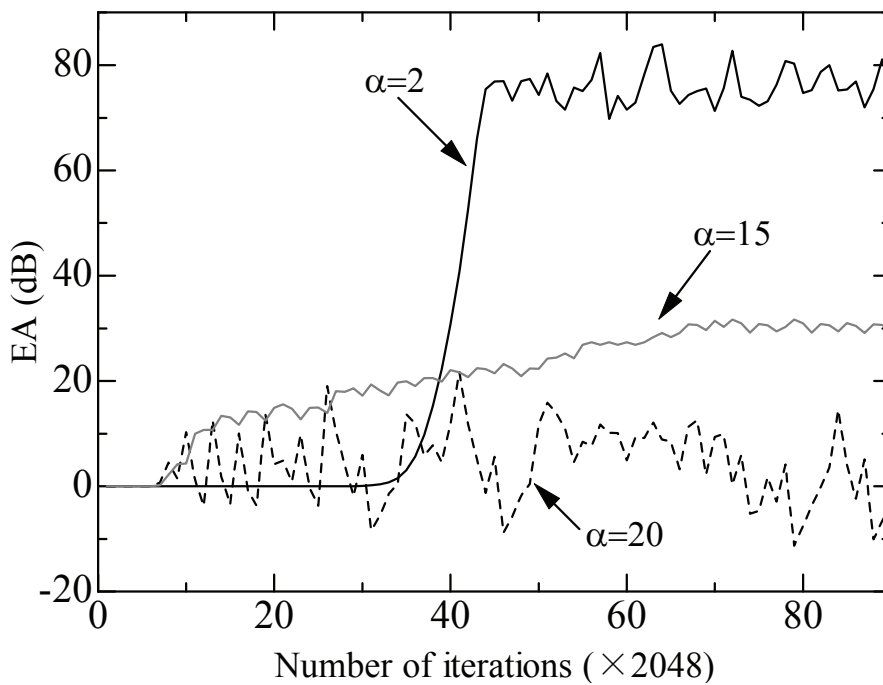


図 2.10 推定精度の収束特性(ステップサイズ α に対する比較, $N=1$)

次に狭帯域信号が $N=3$ における式(2.37)の収束条件について検証する. フィルタパラメータは $N=1$ の場合と同じ値に設定した. 図 2.11 にステップサイズ $\alpha=2, 15, 30, 50$ の場合の推定精度 EA の収束特性を示す. 図より $\alpha=15$ より大きな 30 の場合でもフィルタが収束していることがわかる. また, $\alpha=50$ までいくと, 推定精度が上がりなくなっていることも確認できる. これは, 狭帯域信号の数が増加するに従い, 式(2.36)の $Tr\mathbf{H}$ の最大値の増加量が固有値 λ_{\max} の増加量に比べてより大きくなり, α の範囲が大きくなるためである.

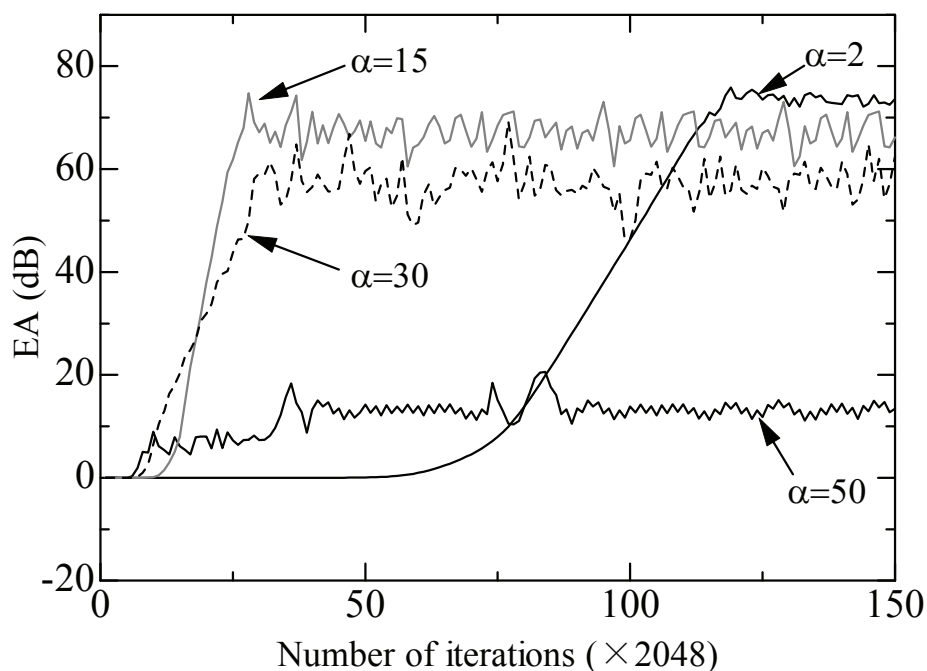


図 2.11 推定精度の収束特性(ステップサイズ α に対する比較, $N=3$)

2.7.6 タップ係数の最適解の検討

本シミュレーションでは ANFF のタップ係数の収束値と式(2.46)で導出したタップ係数の最適解との比較を行う。フィルタパラメータは $L=12$, $\alpha=1$ に設定している。図 2.12, 2.13 に狭帯域信号 $N=1$ における, フィルタ次数 $M=40, 80$ とした時の収束後のタップ係数と最適タップ係数を示す。シミュレーション結果より, どちらの場合においてもタップ係数の収束値は式(2.46)により導出した最適解とほぼ同一となっている。また, 図 2.14 に狭帯域信号 $N=3$ における収束後のタップ係数と最適タップ係数を示す。このシミュレーションにおいては, フィルタ次数 M は 80 としている。図より, $N=1$ に比べて加算される狭帯域信号の情報が増加するため複雑な波形となっているが, 収束後のタップ係数は最適解によく一致していることが確認できる。

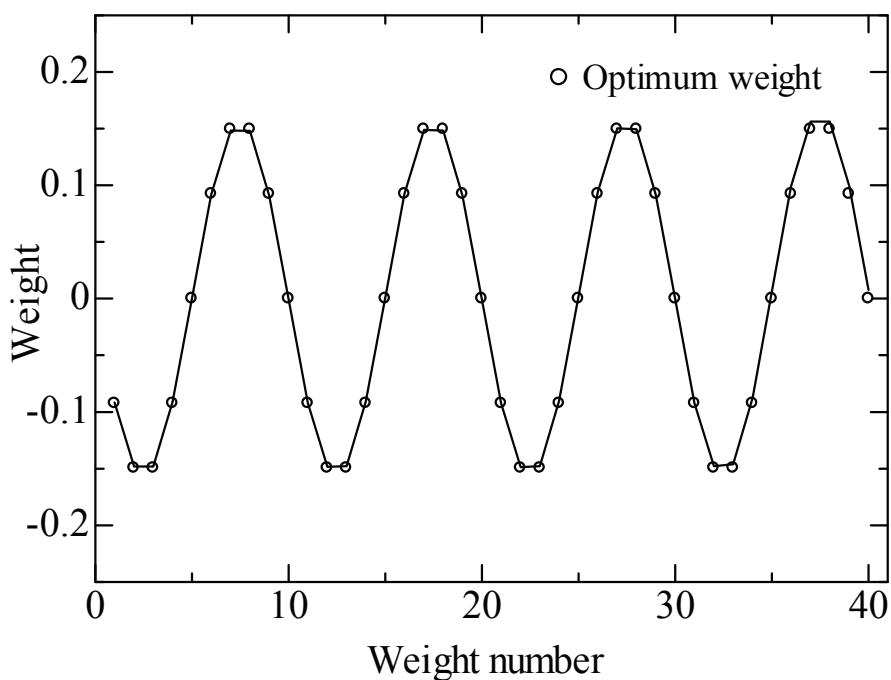


図 2.12 収束後のタップ係数と最適タップ係数($N=1$, $M=40$)

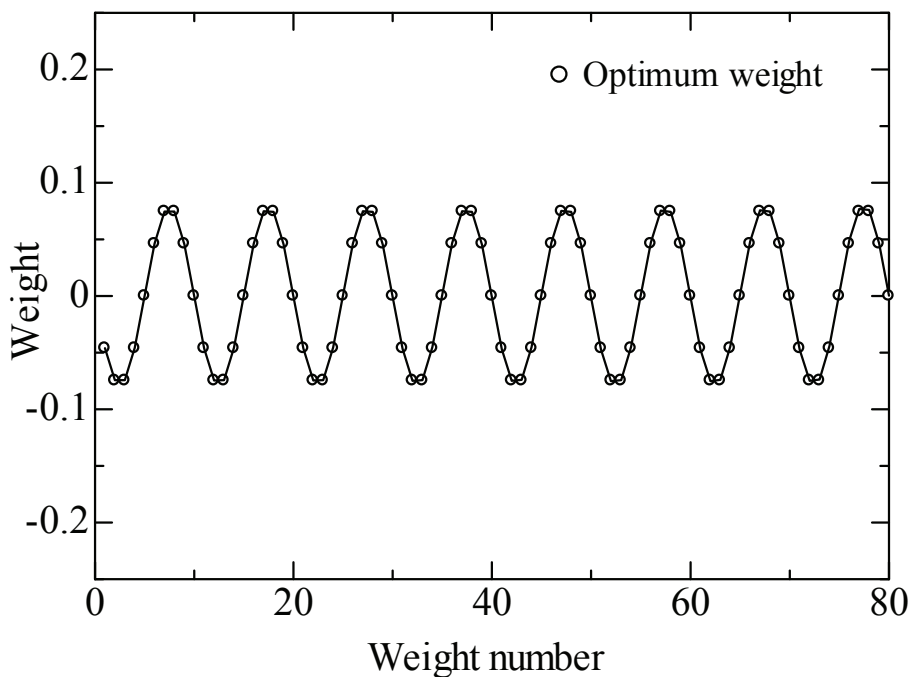


図 2.13 収束後のタップ係数と最適タップ係数($N = 1, M = 80$)

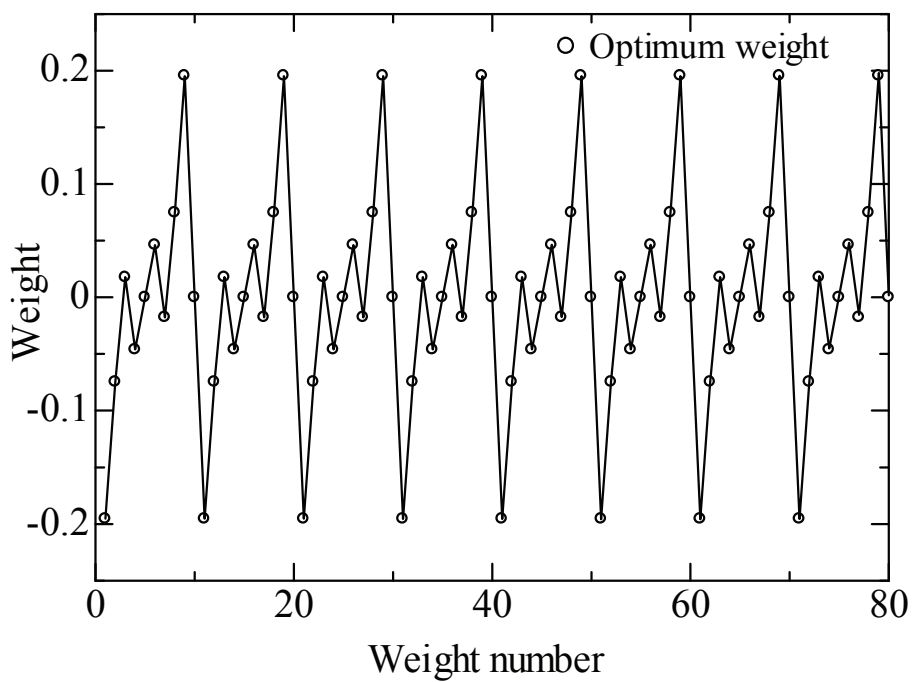


図 2.14 収束後のタップ係数と最適タップ係数($N = 3, M = 80$)

2.8 結言

本章では全域通過フィルタの伝達関数を準同形構成に拡張する適応ノッチフィルタについて検討を行った。従来、主に検討されていた IIR 型の適応ノッチフィルタでは広帯域信号が有色信号の場合、タップ係数の収束値がバイアス誤差を含んでしまい定常特性が劣化してしまう問題があった。

この問題を解決するために、全域通過フィルタの伝達関数を準同形構成に拡張し、その位相推移をフーリエ正弦波級数により実現する適応ノッチフィルタを提案した。本手法ではタップ係数を更新する適応アルゴリズムに広帯域信号の自己相関関数の時間差に関する対称性を利用することで広帯域信号を打消し、バイアス誤差を低減している。これにより、広帯域信号が有色信号であってもその影響を低減することが可能である。計算機シミュレーションにより、広帯域信号が有色信号の場合、従来の IIR 型適応ノッチフィルタと比較して収束がほぼ同じ時間の時に推定精度の改善が確認された。また、ANFF における各種パラメータに関する検証や収束条件、最適タップ係数の検証も行った。これにより、本手法の有効性が示された。しかし、本手法では定遅延や計算量が多く、収束に時間がかかってしまう。そこで、次章ではその問題を解決する手法について検討を行う。

第3章

再帰算法を用いた ANFF と適応アルゴリズム

3.1 諸言

前章で説明した ANFF は全域通過フィルタを指数フィルタにより構成し、その位相推移をフーリエ正弦波級数により実現する適応ノッチフィルタである。この適応ノッチフィルタは、広帯域信号の影響をほとんど受けないこと、安定であること、必要な全域通過フィルタの次数が入力される狭帯域信号の数に依存しないため、その決定が容易であることなどの特長がある。しかし、指数フィルタを実現するために多項式近似を用いているため、その近似精度がフィルタ全体の精度に大きく影響を与える[23]。そして、近似精度を高めるためには展開項数を大きく設定する必要がある、展開項数 L を大きく設定すると計算量が増加し、また、式(2.49)において挿入した定遅延も大きくなる問題が生じる。

そこで本章では ANFF の定遅延の低減及び収束速度の改善を目的として、指数演算部のインパルス応答を直接計算することができる再帰算法[21]を ANFF に適用する手法を検討する[24]。本手法では指数演算部を最大位相部と最小位相部に分割し、それぞれに再帰算法を適用することで FIR フィルタの縦続構成により全域通過フィルタを実現している。そして、遅延は最大位相部の因果性を満たすためにのみ挿入するので、多項式近似を用いる構成と比較して定遅延を削減することができる。本章では再帰算法の導出を行い、次に再帰算法を ANFF に適用した構成について説明する。そして、計算機シミュレーションによりその有効性を確認する。

3.2 再帰算法の導出

本節では ANFF の指数関数部に用いる再帰算法を導出する．再帰算法とは指数関数 $Y(z)$ のインパルス応答 $y(n)$ を，その対数 $\hat{Y}(z)$ のインパルス応答 $\hat{y}(n)$ から再帰的に計算する手法である．また，その導出において指数関数の対数 $\hat{Y}(z)$ は次式のような z 変換として有効なものとする．

$$\hat{Y}(z) = \log[Y(z)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{y}(n)z^{-n} \quad (3.1)$$

次に式(3.1)の対数導関数として z に関して微分を行うと，

$$z \frac{d\hat{Y}(z)}{dz} = z \frac{1}{Y(z)} \cdot \frac{dY(z)}{dz} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [-n\hat{y}(n)]z^{-n} \quad (3.2)$$

が成立する．また，上式を

$$z \frac{dY(z)}{dz} = z \frac{d\hat{Y}(z)}{dz} \cdot Y(z) \quad (3.3)$$

と書き直し，逆 z 変換をとると，指数関数のインパルス応答 $y(n)$ と指数関数の対数におけるインパルス応答 $\hat{y}(n)$ の関係式が次式のように得られる．

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \binom{k}{n} \hat{y}(k)y(n-k), \quad n \neq 0 \quad (3.4)$$

また， $y(n)$ と $\hat{y}(n)$ は因果性を満たしているため，

$$y(n) = \hat{y}(n) = 0, \quad n < 0 \quad (3.5)$$

である．従って，式(3.4)より再帰算法は次式により定義される．

$$y(n) = \sum_{k=0}^n \binom{k}{n} \hat{y}(k)y(n-k), \quad n > 0 \quad (3.6)$$

$$y(0) = \exp(\hat{y}(0))$$

3.3 再帰算法を適用した ANFF と適応アルゴリズム

ここでは前節で導出した再帰算法の ANFF への適用について説明する. 式(2.2)は次式のように最大位相部と最小位相部の積により書き換えられる.

$$H_A(z) = \exp\left[\sum_{m=1}^M \left(\frac{h_m}{2}\right) z^{-m}\right] \cdot \exp\left[\sum_{m=1}^M \left(-\frac{h_m}{2}\right) z^m\right] = U_1(z) \cdot U_2(z) \quad (3.7)$$

ここで, $U_1(z)$ と $U_2(z)$ は各々最小位相部と最大位相部である. また, $U_1(z)$ はその対数が因果性を満たす z 変換であるため, 因果指数関数である. 従って, 式(3.6)の再帰算法を直接適用できる. そして, $U_1(z)$ のインパルス応答 a_m ($m=1 \sim P_1$) は

$$a_m = \sum_{i=1}^S \binom{i}{m} \left(\frac{h_i}{2}\right) a_{m-i} \quad (3.8)$$

$$a_0 = \exp(h_0) = 1$$

により得られる. ここで, $i > M$ において $h_i = 0$ であるため

$$S = \begin{cases} m, & (m \leq M) \\ M, & (m > M) \end{cases} \quad (3.9)$$

とする.

一方, $U_2(z)$ はその対数が因果性を満たした z 変換ではないため, 非因果指数関数である. 従って, 再帰算法をそのまま適用することができない. そこで $U_2(z)$ に関しては, まず因果指数関数である $U_2(z^{-1})$ に再帰算法を適用する. その後, 再帰算法により算出した $U_2(z^{-1})$ のインパルス応答 b_j を時間軸上において反転させ ($z^{-1} \rightarrow z$), $U_2(z)$ の因果性を満たすように P_2 タイムスロット遅延させることによって, $U_2(z)$ に遅延を挿入し因果指数関数とした $z^{-P_2} U_2(z)$ のインパルス応答 c_j を算出する. まず, 因果指数関数である $U_2(z^{-1})$ は次式により与えられる.

$$U_2(z^{-1}) = \exp \left[\sum_{m=1}^M \left(-\frac{h_m}{2} \right) z^{-m} \right] \quad (3.10)$$

$U_1(z)$ と同じ様に上式に再帰算法を適用すると, そのインパルス応答 b_j は

$$b_j = \sum_{i=1}^j \binom{j}{i} \left(-\frac{h_i}{2} \right) b_{j-i} \quad (3.11)$$

$$b_0 = 1$$

により算出される. 次に b_j を時間軸上において反転させ ($z^{-1} \rightarrow z$), P_2 タイムスロット遅延させることにより, $z^{-P_2} U_2(z)$ のインパルス応答 c_j ($j=1 \sim P_2$) は次式により与えられる.

$$c_j = b_{P_2-j} \quad (3.12)$$

また, 式(3.8)と式(3.12)により求められる a_m と c_j は各々インパルス応答であるため,

$U_1(z)$ と $z^{-P_2} U_2(z)$ は a_m と c_j をフィルタ係数とする FIR フィルタ $F_1(z)$, $F_2(z)$ の縦続構成となる. 従って, FIR フィルタ $F_1(z)$, $F_2(z)$ は

$$F_1(z) = U_1(z) = \sum_{m=0}^{P_1} a_m z^{-k} \quad (3.13)$$

$$F_2(z) = z^{-P_2} U_2(z) = \sum_{j=0}^{P_2} c_j z^{-j} \quad (3.14)$$

となる. そして, 再帰算法を用いた ANFF の実際の構成は次式により与えられる.

$$H_{AP}(z) = F_1(z) \cdot F_2(z) \quad (3.15)$$

図 3.1 に再帰算法を適用した ANFF の構成を示す. また, 図 3.1 の $A(z)$ は図 2.3 の $A(z)$ と同じ構成で, タップ係数 h_k の計算に用いる $q_k(n-M)$ を計算する部分である. また, この構成では $U_2(z)$ の因果性を満たすために挿入した遅延 P_2 がフィルタの定遅延を与えることとなる.

次に再帰算法を適用した ANFF の計算量を導出する. 式(3.8), (3.9), (3.11)より a_m と b_j を求めるための積和数 Q_a , Q_b は

$$Q_a = \frac{M(1+2P_1) - M^2}{2} \quad (3.16)$$

$$Q_b = \frac{M(1+2P_2) - M^2}{2} \quad (3.17)$$

で与えられる. 従って, 指数関数のインパルス応答を求めるための計算量は

$$Q_{ab} = M(1 + P_1 + P_2) - M^2 \quad (3.18)$$

となる. また, 適応アルゴリズムの積和数は前章の式(2.16), (2.37)より次式で与えられる.

$$Q_{alg} = M(2T + 3)/T^{-1} \quad (3.19)$$

ここで, 適応アルゴリズムは時間平均長 T 毎に計算されるので, 1 タイムスロット当たりの積和数は T^{-1} される. よって, 適応アルゴリズムから a_m , b_j を求めるための計算量は式(3.18), (3.19)より

$$Q_{total} = \{M(2T + P_1 + P_2 + 4) - M^2\}T^{-1} \quad (3.20)$$

により与えられる. 従って, 再帰算法を適用した ANFF における総合の計算量は

$$Q_{total} = P_1 + P_2 + M/2 + 2 + Q_{alg} \quad (3.21)$$

で導出される。また、同様にして多項式近似を用いた ANFF における総合の計算量は

$$Q_{total} = 2ML + M/2 + 2 + Q_{alg} \quad (3.22)$$

により導かれる。

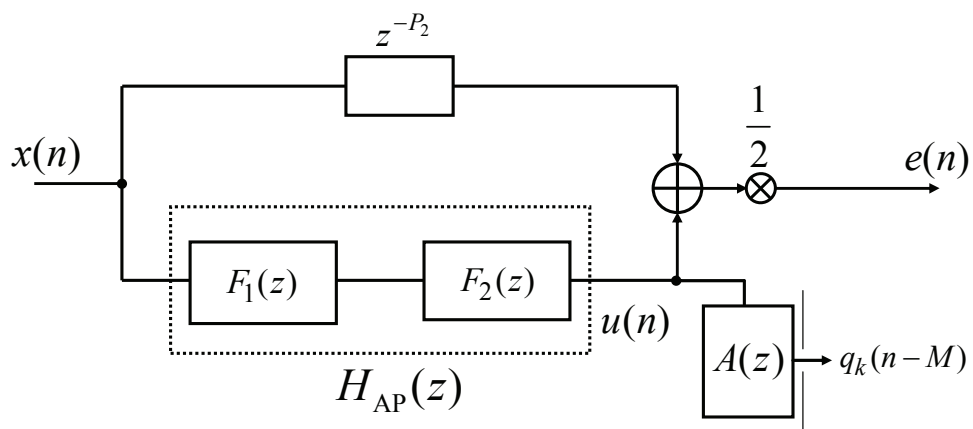


図 3.1 再帰算法を適用した ANFF の構成

3.4 計算機シミュレーション

本節では再帰算法を適用した ANFF の有効性を検討するために、計算機シミュレーションを行う。

3.4.1 シミュレーション条件

本シミュレーションにおいて、入力信号は 8kHz サンプリング、16bit 量子化された広帯域信号および狭帯域信号の混合信号である。狭帯域信号は前章の式(2.50)を用い、広帯域信号は前章と同一の正規白色信号を伝達関数 $H_c(z)$ の 1 次再帰フィルタに通過させた有色出力信号を用いた。

本シミュレーションにおいてフィルタ特性の評価に用いる推定精度 EA(Estimation Accuracy)と入力 SNR(Signal to Noise Ratio)は次式で定義される。

$$EA(l) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=lT}^{(l+1)T-1} s^2(n)}{\sum_{n=lT}^{(l+1)T-1} e_s^2(n)} \quad [\text{dB}] \quad (3.23)$$

$$S/N = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^c s^2(n)}{\sum_{n=1}^c w^2(n)} \quad [\text{dB}] \quad (3.24)$$

ここで、 $s_s(n)$ は $x(n) = s(n) + w(n)$ を入力信号とした時の ANFF と同じ動作をする回路において入力信号を $s(n)$ とした時の出力信号である。また、入力 SNR は 20dB に設定し、時間平均 T は 256 とした。なお、 c は全サンプル数を表す。

3.4.2 従来の ANFF との比較

本シミュレーションでは前章で説明した ANFF と再帰算法を適用した ANFF との比較を行う。各フィルタのパラメータは表 3.1 の設定値とした。

図 3.2 に収束後のインパルス応答を示す。シミュレーション結果より、提案法はインパルス応答が $P_2 = 400$ の位置で立ち上がっており、従来法は $ML = 960$ の位置で立ち上がっている。従って、提案法の方が定遅延が少なくなっている。また、図 3.3 に推定精度 EA の収束特性を示す。シミュレーション結果より、推定精度がほぼ同一の時、収束が速くなっているのが確認できる。また、推定精度の立ち上がりも早くなっている。これは、図 3.3 の結果よりわかるように提案法の定遅延が小さくなっているためである。また、各手法における計算量は式(3.21), (3.22)より $Q_{ptotal} = 1229$, $Q_{ctotal} = 2123$ であり、計算量も少なくなっている。

表 3.1 各フィルタのパラメータ設定値

再帰算法を適用した ANFF	フィルタ次数 M	80
	ステップサイズ α	1.0
	最小位相部のインパルス応答数 P_1	400
	最大位相部のインパルス応答数 P_2	400
従来の ANFF	フィルタ次数 M	80
	展開項数 L	12
	ステップサイズ α	1.0

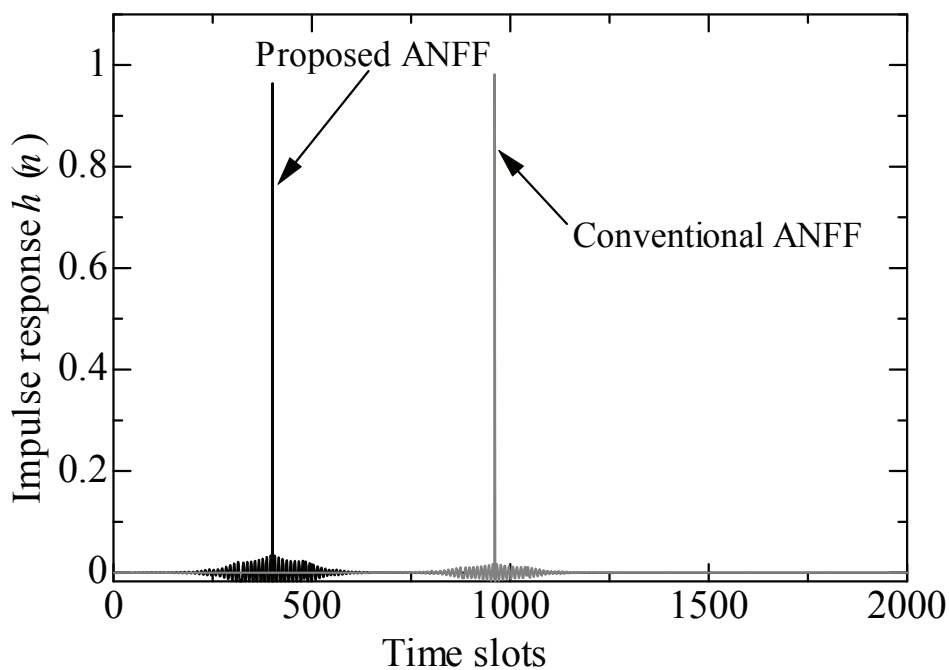


図 3.2 収束後のインパルス応答

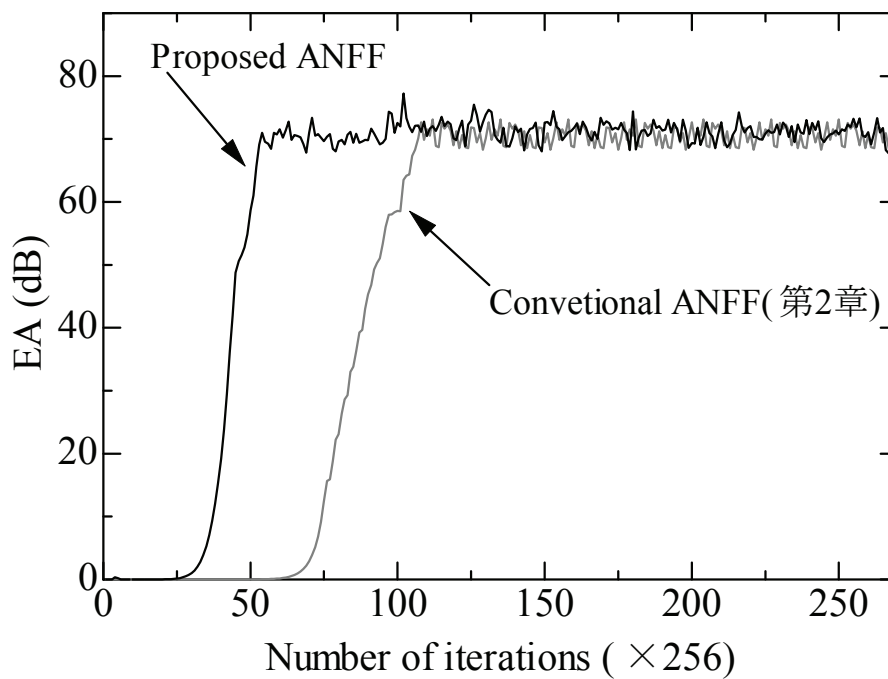


図 3.3 推定精度の収束特性

次に定遅延を同じ値(400)にした場合について計算機シミュレーションを行った。表 3.2 にシミュレーションに用いたパラメータを示す。また、入力 S/N と時間平均長 T は推定精度を同程度にした場合とおなじとした。図 3.4, 図 3.5 に定遅延を同じ値にした場合のシミュレーション結果を示す。図 3.4 は収束後のインパルス応答, 図 3.5 は推定精度 EA の収束特性を示す。図 3.4 と図 3.5 よりこの条件の下では、推定精度収束速度がほぼ等しくなっているが、推定精度は提案法の方が従来法よりも良くなっている。これは、従来法では定遅延を一致させるために展開項数 L を低くしたため、指数フィルタの近似精度が減少し、推定精度も低くなったと考えられる。

表 3.2 各フィルタのパラメータ設定値(定遅延の統一, 400)

再帰算法を適用した ANFF	フィルタ次数 M	40
	ステップサイズ α	1.0
	最小位相部のインパルス応答数 P_1	400
	最大位相部のインパルス応答数 P_2	400
従来 of ANFF	フィルタ次数 M	40
	展開項数 L	10
	ステップサイズ α	1.0

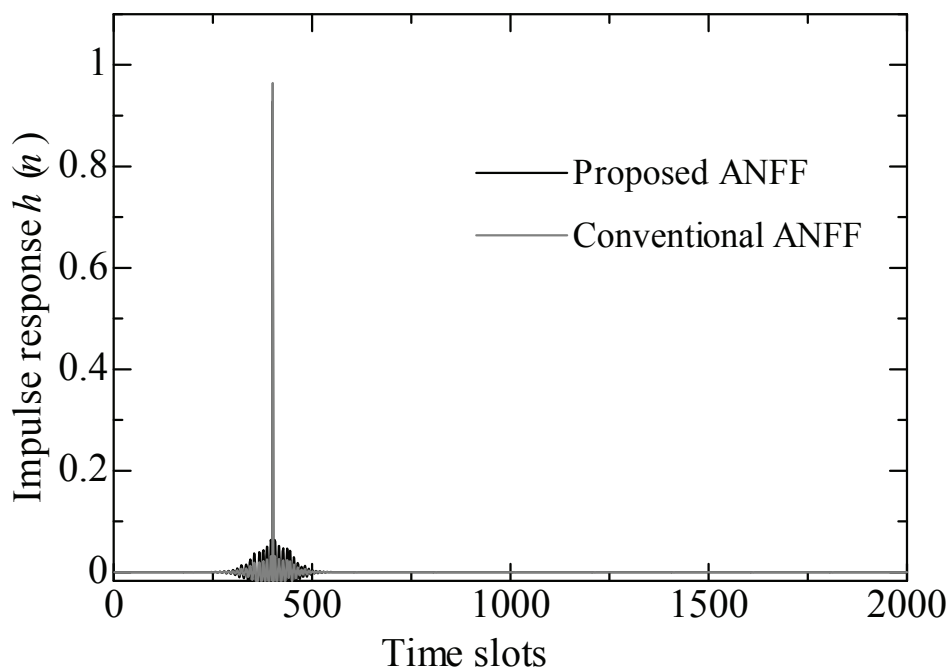


図 3.4 収束後のインパルス応答(定遅延の統一, 400)

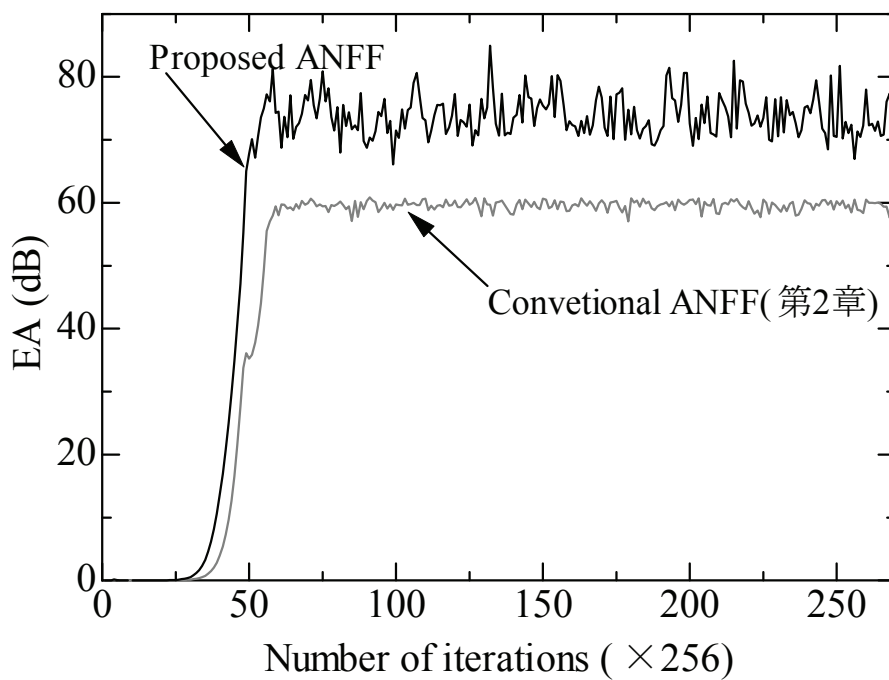


図 3.5 推定精度の収束特性(定遅延の統一, 400)

続いて、定遅延を同じ値(960)にした場合について計算機シミュレーションを行った。また、入力 S/N と時間平均長 T は推定精度を同程度にした場合と同値に設定した。図 3.6, 図 3.7 にシミュレーション結果を示す。シミュレーション結果より、収束後のインパルス応答は定遅延を統一しているため同じ時刻で立ち上がっている。また、推定精度については、提案法は定遅延の大きな値 960 に設定した場合、400 の時からの上昇は見られないものの、従来法と比較して収束は早くなっている。

表 3.3 各フィルタのパラメータ設定値(定遅延の統一, 960)

再帰算法を適用した ANFF	フィルタ次数 M	80
	ステップサイズ α	1.0
	最小位相部のインパルス応答数 P_1	960
	最大位相部のインパルス応答数 P_2	960
従来の ANFF	フィルタ次数 M	80
	展開項数 L	12
	ステップサイズ α	1.0

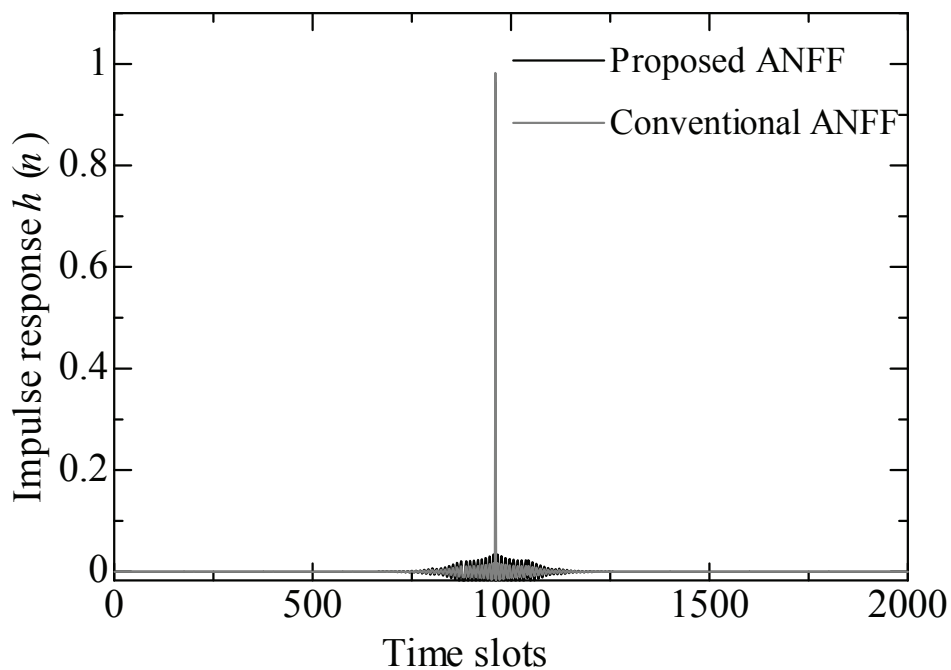


図 3.6 収束後のインパルス応答(定遅延の統一, 960)

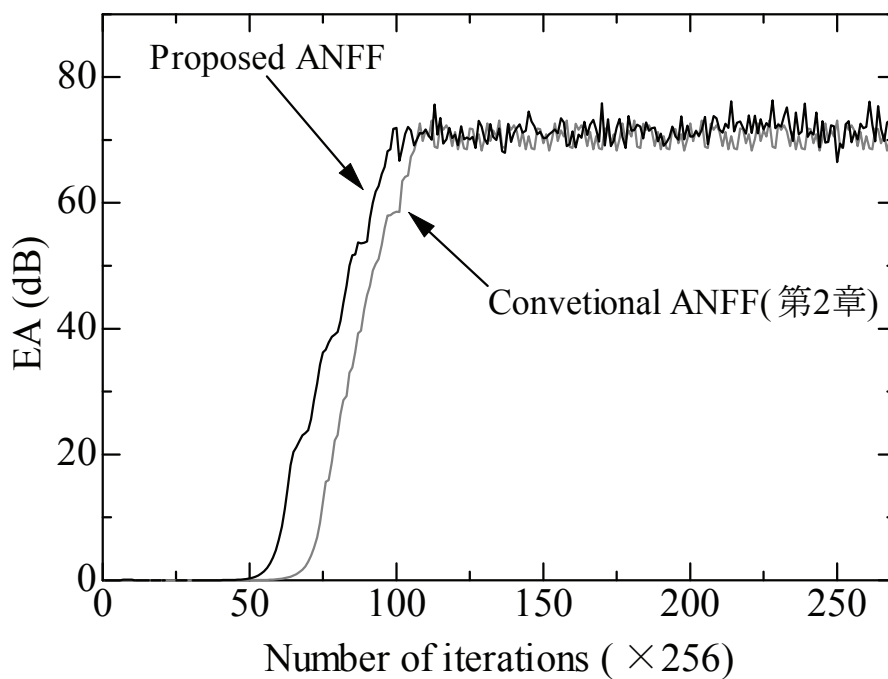


図 3.7 推定精度の収束特性(定遅延の統一, 960)

3.4.3 P_1, P_2 に対する検証

本シミュレーションではパラメータ P_1, P_2 の変化に対する推定精度について検討する。フィルタパラメータは $M = 80$, ステップサイズ $\alpha = 1.0$ に設定した。図 3.8 に P_1, P_2 を同じ値にして変化させた場合の推定精度の収束特性を示す。シミュレーション結果より, P_1, P_2 の値が大きいほど推定精度が増加している。これは, P_1, P_2 が指数関数の近似精度に関するパラメータであるため, 大きな値になるほどその精度が上昇するためである。次に, パラメータ P_1 を 400 に固定し, P_2 を変化させた時の推定精度の収束特性を図 3.9 に示す。シミュレーション結果より, P_2 の値が小さいほど定遅延が小さくなるため推定精度の立ち上がりが少し早くなっている。また, フィルタ次数は $P_1 + P_2 = 700$ で $P_1 + P_2 = 800$ とほぼ同じ推定精度に収束しており, 十分な推定精度が得られている。

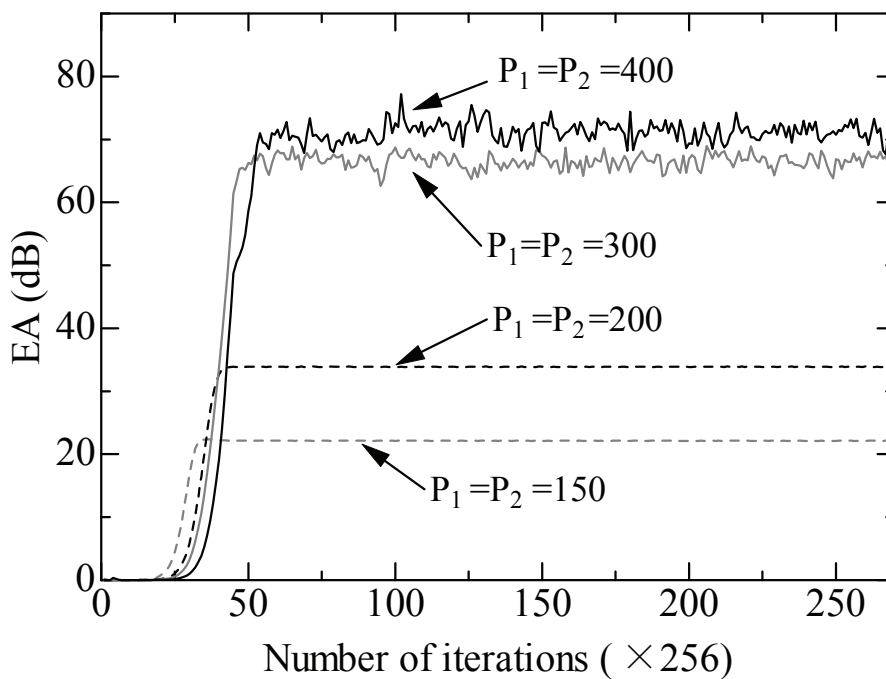


図 3.8 推定精度の収束特性(P_1 , P_2 に対する比較)

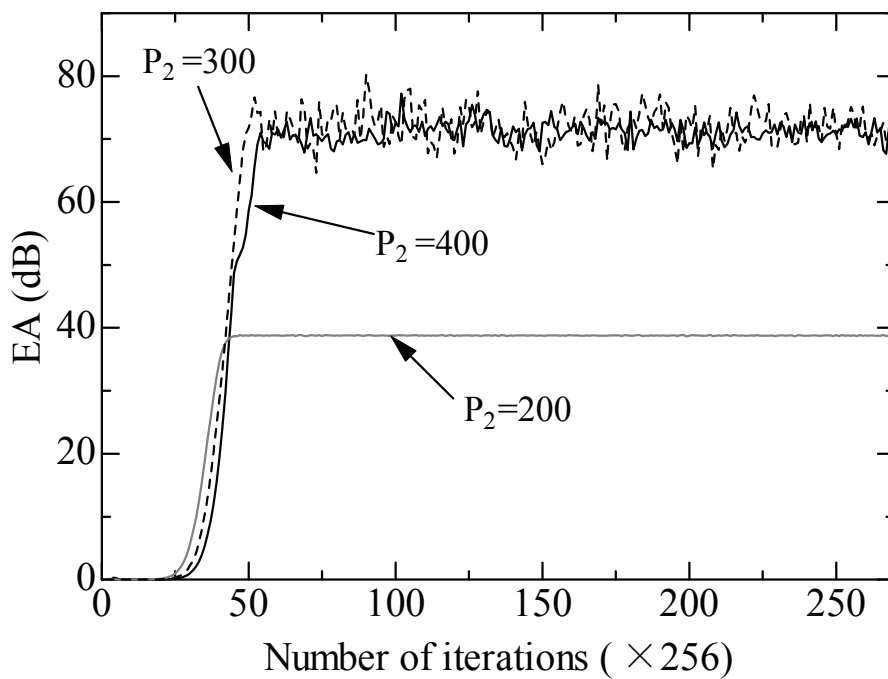


図 3.9 推定精度の収束特性(P_2 に対する比較)

3.5 結言

本章では指数演算部のインパルス応答を直接計算することができる再帰算法を ANFF に適用する手法について検討を行った。従来の ANFF では指数フィルタを実現するために多項式近似を用いていたが、定遅延や計算量が増加する問題が生じた。

その問題を解決するために、ANFF の指数演算部を最大位相部と最小位相部に分割し、それぞれに再帰算法を適用することで FIR フィルタの縦続構成により全域通過フィルタを提案した。本手法では最大位相部にのみ遅延を挿入するので、多項式近似を用いる構成と比較して定遅延を削減することが可能である。また、フィルタ全体の計算量も削減できる。計算機シミュレーションにより、提案法は従来の ANFF と比較して、推定精度が同程度の場合に収束が高速であり、定遅延も削減できていることを確認した。これにより、本手法の有効性が示された。

第4章

ALE 及び全域通過フィルタに基づく IIR 型 適応ノッチフィルタ

4.1 諸言

デジタルフィルタとしてのノッチフィルタは、FIR 型の構成と IIR 型の構成の 2 つに分類される。そのうち、FIR 型を用いると急峻な除去特性を得るために膨大なフィルタ次数が必要となる。従って、IIR 型の構成が主に検討されている[12]-[19]。特に全域通過フィルタは素子感度が低く実現が比較的容易であり、その急峻な位相推移特性を利用した適応ノッチフィルタが提案されている。この構成では振幅特性は不変に保ち、全域通過フィルタの急峻な位相特性のみを適応制御することにより通過帯域の平坦性を確保しており、入力の正弦波信号を完全に除去できることが証明されている[14]。また、この適応ノッチフィルタはタップ係数の更新に勾配法に基づく適応アルゴリズムを用いており、その更新ベクトルは全域通過フィルタのフォワード部におけるタップ入力信号と適応ノッチフィルタの誤差信号の相互相関関数である。IIR 型適応ノッチフィルタでは広帯域信号と狭帯域信号が統計的に独立でありその相関が零であると仮定した時、広帯域信号が白色信号の場合において、広帯域信号が直交性を満足するためバイアス誤差が零になることは証明されている[16]。しかし、広帯域信号が有色信号である場合は、直交性を満足しないためバイアス誤差が生じてしまう。

そこで本章では、タップ入力信号中の広帯域信号を低減するために、ALE を IIR 型適応ノッチフィルタに導入する手法について検討している[25]-[27]。本手法では全域通過フィルタの出力信号から入力信号を減算することによって非周期性信号である広帯域信号を除去する ALE を作成している。そして、ALE の出力信号を勾配フィルタに通過させ適応アルゴリズムの参照信号として用いることで広帯域信号によるバイアス誤差の低減を行う。また、本手法において、新たに提案した適応アルゴリズムが収束の初期

段階において収束の保証がされないため、適応アルゴリズムが収束するための条件式を導出し、条件式を満足する時にのみ提案する適応アルゴリズムを用い、満足しない時は従来の収束が保証された適応アルゴリズムを用いるようにアルゴリズムを切替えて更新を行う。しかし、提案した適応アルゴリズムは従来の適応アルゴリズムと比較して収束が遅く、単純に収束条件を切替え条件として用いると更新の初期段階において適応アルゴリズムの切替えが頻繁に生じてしまい、収束速度が低下してしまう。そこで、更新の初期段階での切替わりを防ぐために収束条件に絶対値を導入した式を新たな切替えの条件式として用いる手法についても検討を行う[28]。本節では2次全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタの原理構成及び従来の適応アルゴリズムについて述べ、ALE を導入する手法の構成や適応アルゴリズムについて説明する。その後、適応アルゴリズムの切替え条件となる適応アルゴリズムの収束条件及び絶対値を導入した切替え条件を導出する。そして、計算機シミュレーションにより有効性を確認する。

4.2 全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタの基本原 理

本節では全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタの基本構成及び従来の勾配法に基づく適応アルゴリズムを説明し、広帯域信号の影響について述べる。全域通過フィルタを用いた適応ノッチフィルタの基本構成を図 4.1 に示す。縦続構成の適応ノッチフィルタの伝達関数 $H(z)$ は次式で与えられる。

$$H(z) = \prod_{k=1}^N H_k(z) \quad (4.1)$$

$$H_k(z) = \frac{1 + H_{Ak}(z)}{2} \quad (4.2)$$

ここで、 k ($k = 1, 2, \dots, N$) はフィルタの段数、 $H_k(z)$ は各段の適応ノッチフィルタの伝達関数を示す。また、 $H_{Ak}(z)$ は図 4.2 に示されるように 2 次全域通過フィルタであり、その伝達関数は、

$$H_{Ak}(z) = \frac{\rho^2 + a_k z^{-1} + z^{-2}}{1 + a_k z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \quad (4.3)$$

で与えられる。上式において ρ は伝達関数の極半径であり、除去帯域幅を決定する定数である。 ρ は 1 以下の値を持ち、1 に近づくほど除去帯域幅が狭くなる。一般に除去帯域幅を狭めて鋭いノッチ特性を得るために、 ρ は 1 近傍の値 ($0 < \rho < 1$) に設定され、

a_1, \dots, a_N の N 個のタップ係数の適応制御を行うことにより、未知の狭帯域信号を除去する。また、この構成では各段のノッチフィルタにつき 1 つの狭帯域信号を除去するため、 N 個の狭帯域信号を除去するためには、 N 個のフィルタを縦続接続する必要がある。タップ係数 a_k を更新する適応アルゴリズムは評価関数 D を適応ノッチフィルタの誤差信号の 2 乗平均値とし、全域通過フィルタのフォワード部のタップ係数に関する勾配より、

$$a_k(n+1) = a_k(n) - \overline{\mu u_k(n-1)e_k(n)} \quad (4.4)$$

で与えられる。また、タップ係数 a_k の収束理論値は次式で与えられる。

$$a_{ok} = -(1 + \rho^2) \cos(\omega_k) \quad (4.5)$$

ここで、 ω_k は狭帯域信号の正規化角周波数である。式(4.4)におけるバイアス誤差の低減では広帯域信号は白色信号であるとし、白色信号の直交性から広帯域信号部を 0 とできるため、残留する狭帯域成分に関してのみ考えてきた。しかし、広帯域信号が有色信号の場合では白色信号のように直交性を満足しないため、広帯域信号部を 0 とすることができない。従って、有色信号の場合では広帯域信号によるバイアス誤差が生じてしまう。

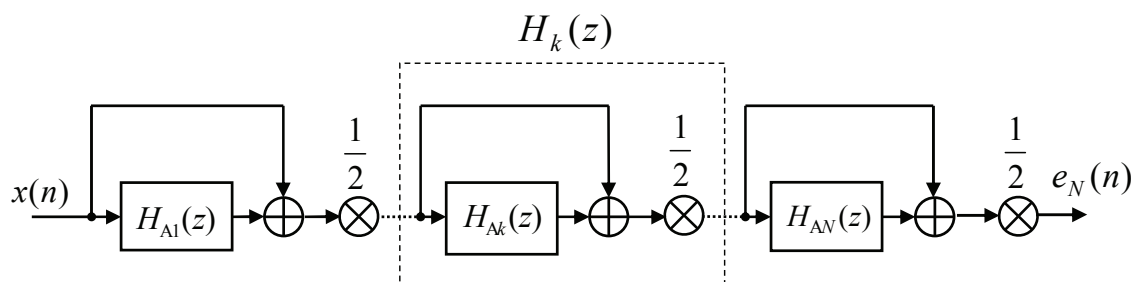


図 4.1 多重適応ノッチフィルタの構成

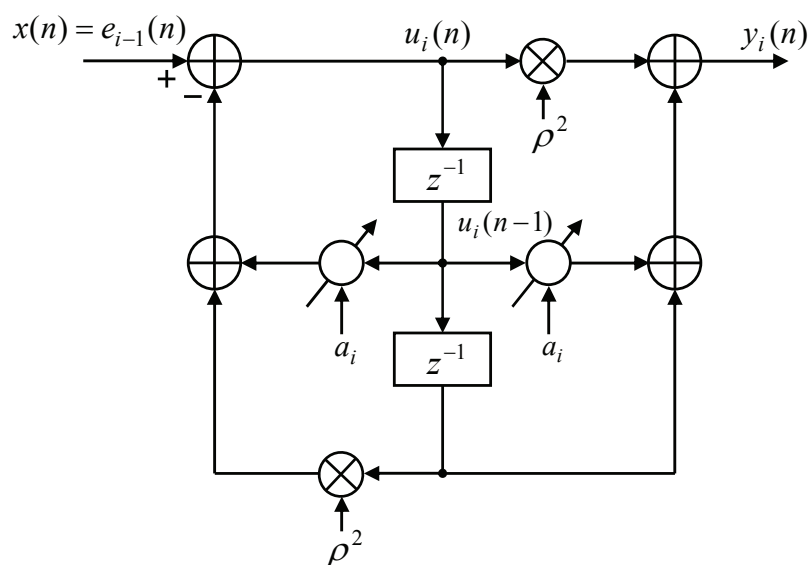


図 4.2 2次全域通過フィルタの構成

4.3 ALE 及び全域通過フィルタに基づく適応ノッチフィルタ

前節で述べたように従来の全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタでは、広帯域信号が有色信号の場合、その影響によりバイアス誤差が生じてしまう。その問題を解決するために、本節では ALE を導入した適応ノッチフィルタについて検討する。図 4.3 に ALE 及び全域通過フィルタに基づく適応ノッチフィルタの構成を示す。本手法ではタップ入力信号 $u_i(n-1)$ に含まれる広帯域成分を除去するために伝達関数が次式で与えられる ALE を導入している。

$$P_k(z) = 1 - H_{Ak}(z) \quad (4.6)$$

そして、その出力信号を勾配フィルタ $H_{Bk}(z)$ に通した信号 $p_k(n-1)$ を適応アルゴリズムの参照信号として用いる構成である。

従来法では評価関数 D を出力信号の 2 乗平均値とし、適応アルゴリズムに全域通過フィルタのフォワード部のタップ係数に関する評価関数 D の勾配を用いていた。一方、提案手法では評価関数 D は同じであるが、全域通過フィルタ全体のタップ係数に関する評価関数 D の勾配を適応アルゴリズムに用いる。式(4.3)より、全域通過フィルタの出力信号 $y_k(n)$ は

$$y_k(n) = \rho^2 x_k(n) + a_k x_k(n-1) + x_k(n-2) - a_k y_k(n-1) - \rho^2 y_k(n-2) \quad (4.7)$$

で与えられる。式(4.2), (4.7)より、評価関数 D の勾配は次式で得られる。

$$\begin{aligned} \frac{dD}{da_k} &= \overline{2e_k(n) \frac{de_k(n)}{da_k}} = \overline{e_k(n)\{x_k(n-1) - y_k(n-1)\}} \\ &= \overline{e_k(n)p_k(n-1)} \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$p_k(n) = x_k(n) - y_k(n) \tag{4.9}$$

従って、適応アルゴリズムは次式となる。

$$a_k(n+1) = a_k(n) - \overline{\mu e_k(n) p_k(n-1)} \tag{4.10}$$

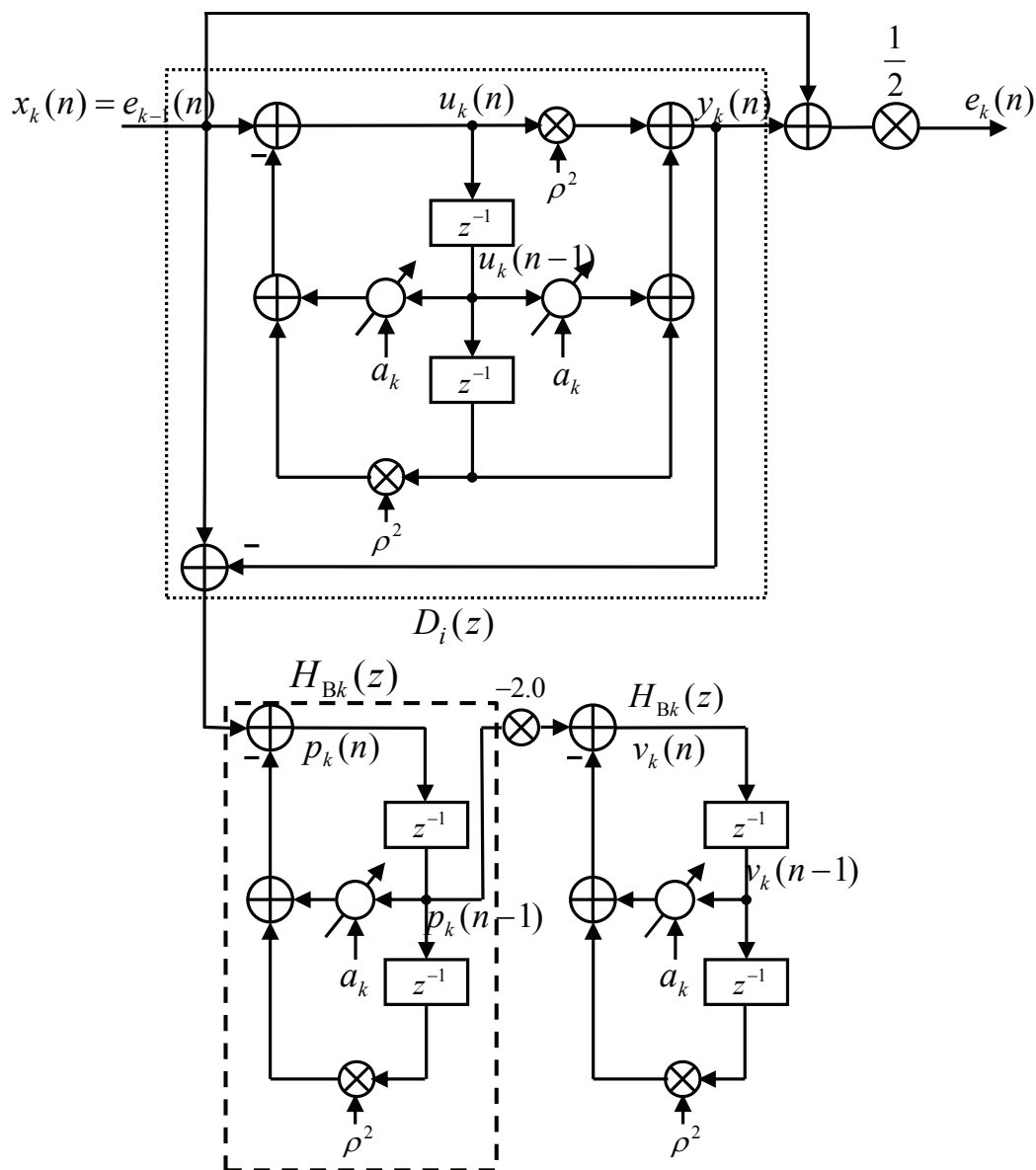


図 4.3 ALE 及び全域通過フィルタに基づく適応ノッチフィルタの構成

4.4 適応アルゴリズムの切替え条件

式(4.4)で与えられる従来の適応アルゴリズムでは収束の保証がされていたが、前節で導出した適応アルゴリズムではその評価関数 D の 2 次導関数が常に正になるわけではない。従って、適応アルゴリズムが最小値を常に検索することにならず、収束が保証されない。そのため、提案する適応アルゴリズムの収束性について検討し、提案する適応アルゴリズムを用いることができる条件を導出する。

式(4.8)を再度微分すると、評価関数 D の 2 次導関数として、

$$\frac{d^2 D}{da_k^2} = \frac{1}{2} \overline{p_k^2(n-1) + e_k(n)v_k(n-1)} \quad (4.11)$$

$$v_k(n-1) = \frac{dp_k(n-1)}{da_k} \quad (4.12)$$

が成立する。適応アルゴリズムが収束するためには、

$$\frac{d^2 D}{da_k^2} > 0 \quad (4.13)$$

を満足する必要がある。従って、式(4.11)、(4.13)より

$$\overline{p_k^2(n-1)} > -2\alpha \overline{e_k(n)v_k(n-1)}, \quad \alpha > 1.0 \quad (4.14)$$

が満たされれば提案する適応アルゴリズムの収束が保証される。従って、式(4.14)を満足する時にのみ提案する適応アルゴリズム式(4.10)用い、満足しない時は従来の収束が保証された適応アルゴリズム式(4.4)を用いるようにアルゴリズムを切替えて更新を行う。

しかし、提案する適応アルゴリズムは従来の適応アルゴリズムと比較して収束が遅く、式(4.14)をそのまま適応アルゴリズムの切替え条件として用いると、収束の初期段階の不安定な区間で適応アルゴリズムの切替えが頻繁に起きてしまい収束の速度が低下し

てしまう。提案する適応アルゴリズムはタップ係数が解近傍に収束してから用いるのが良いため、ここでは式(4.14)に絶対値を導入した次式を新たに切替え条件として提案する。

$$\overline{p_k^2(n-1)} > 2\alpha \left| \overline{e_k(n)v_k(n-1)} \right|, \quad k > 1.0 \quad (4.15)$$

式(4.14)ではタップ係数が収束する初期段階において、右辺が負になり条件を満たしてしまうことがあるが、式(4.15)ではそれが生じないため、初期段階での切替えが起こらず収束速度の低下を抑えることができる。

4.5 計算機シミュレーション

本節では再帰算法を適用した ANFF の有効性を検討するために、計算機シミュレーションを行う。

4.5.1 シミュレーション条件

本シミュレーションにおいて、入力信号は 8kHz サンプリング、16bit 量子化された広帯域信号および狭帯域信号の混合信号である。狭帯域信号は式(2.6)において、

$$s(n) = 1.0 \cos(0.2\pi n) + 1.0 \cos(0.4\pi n) \quad (4.16)$$

を用いた。広帯域信号は 2 章と同一の有色出力信号を用いた。

本シミュレーションにおいてフィルタ特性の評価に用いる推定精度 EA(Estimation Accuracy)と入力 SNR(Signal to Noise Ratio)は次式で定義される。

$$EA(l) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=lT}^{(l+1)T-1} s^2(n)}{\sum_{n=lT}^{(l+1)T-1} e_s^2(n)} \quad [\text{dB}] \quad (4.17)$$

$$S/N = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^c s^2(n)}{\sum_{n=1}^c w^2(n)} \quad [\text{dB}] \quad (4.18)$$

ここで、 $e_s(n)$ は $x(n) = s(n) + w(n)$ を入力信号とした時の ANFF と同じ動作をする回路において入力信号を $s(n)$ とした時の出力信号である。また、入力 SNR は 5dB に設定し、時間平均 T は 128 とした。なお、 c は全サンプル数を表す。

4.5.2 従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較

本シミュレーションでは従来法となる全域通過フィルタを用いた IIR 型適応ノッチフィルタと本提案法との比較を行う。各フィルタのパラメータは極半径 $\rho = 0.995$ ，提案法のステップサイズ $\alpha = 0.08$ ，従来法のステップサイズは収束の速さを一致させるために $\alpha = 0.06$ ，アルゴリズムの切替わりやすさを決めるパラメータ $k = 5$ に設定した。フィルタ段数は狭帯域信号の数と同一の 2 としている。図 4.4 は従来法と提案法の推定精度の収束特性の比較である。シミュレーション結果より，最終段におけるノッチフィルタの収束がほぼ同じである時，提案法は従来法と比較して約 25dB の推定精度の改善が確認できる。

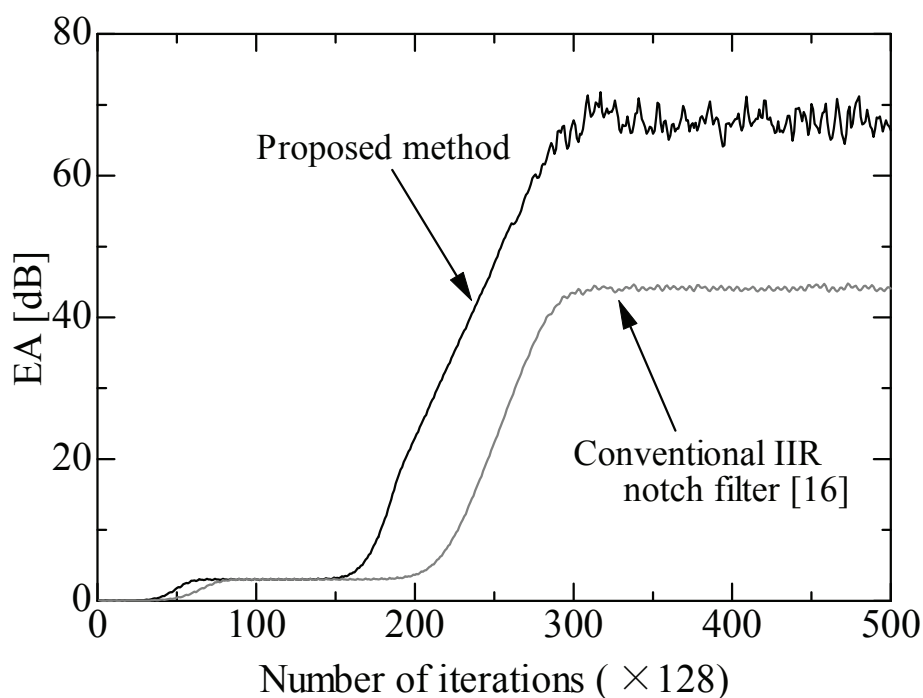


図 4.4 推定精度の収束特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)

次に提案法と従来法における収束後のアルゴリズムに用いる1段目の参照信号の周波数スペクトルを図4.5に示す。ここで、 $u(n)$ が従来法の参照信号、 $p(n)/2$ が提案法の参照信号である。また、図より、1段目で除去したい狭帯域信号の周波数では、提案法も従来法も同じ波形となっている。しかし、その周波数以外の部分では提案法の方が電力を低減できており、適応アルゴリズムに対する広帯域信号の影響を低減できているといえる。また、2段目で除去されるために1段目では残留している狭帯域信号についても提案法では電力を低減できており、その影響も低減できている。

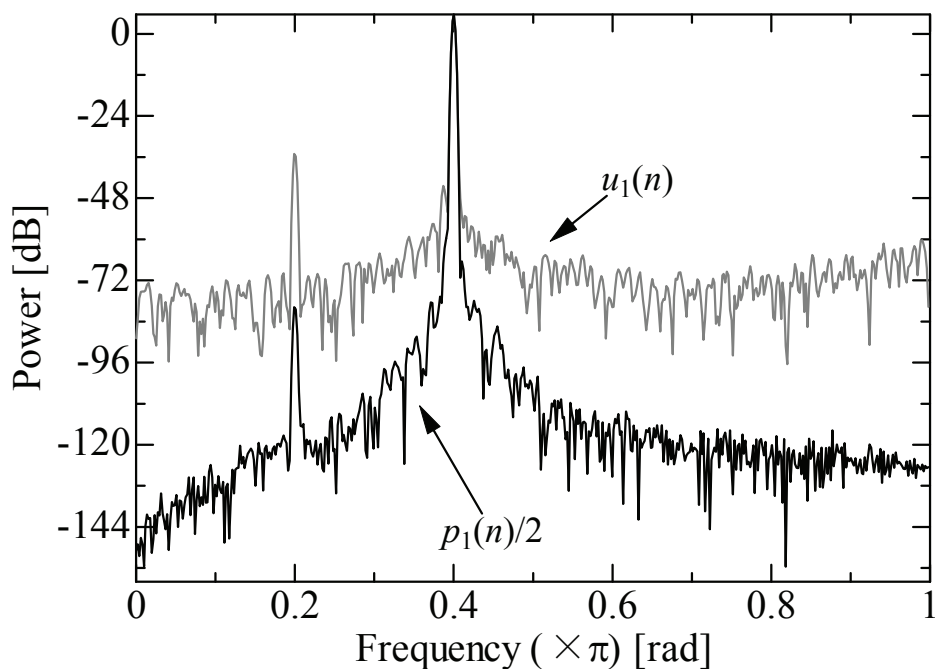


図 4.5 収束後の参照信号の周波数スペクトル
(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)

また, 図 4.6 に提案法と従来法における 1 段目のタップ係数の収束特性を示す. ここで, タップ係数の収束理論値は式(4.5)より計算しており, その最適解は -0.614952 である. シミュレーション結果より, 提案法の方が従来法と比較して理論最適解近傍で収束しており, ALE を適応ノッチフィルタに導入することによりバイアス誤差を低減できることが確認された.

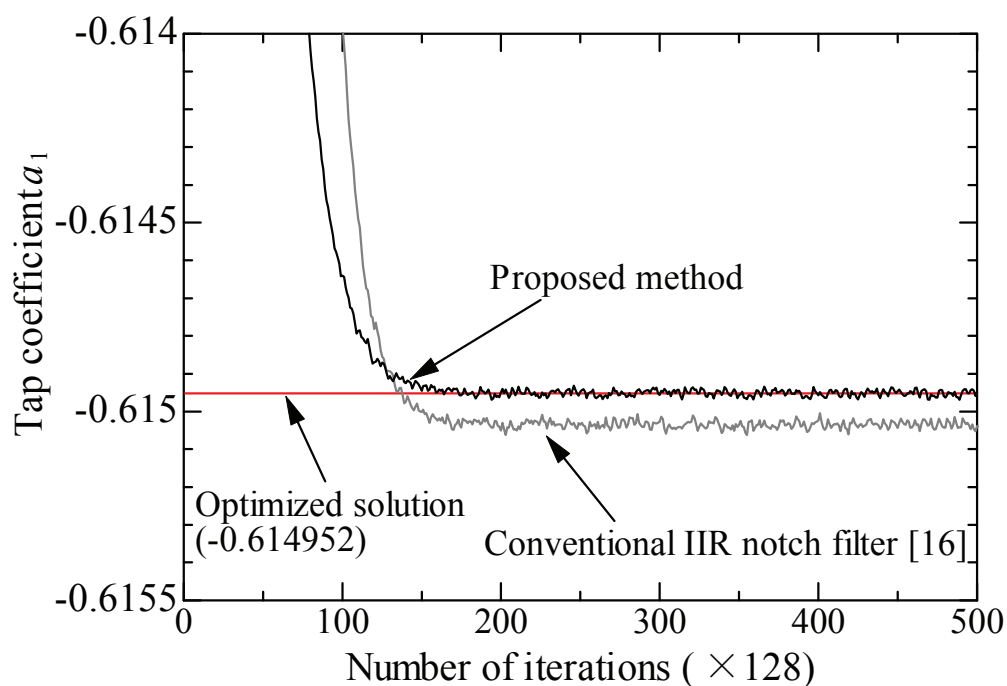


図 4.6 タップ係数の収束特性(従来の IIR 型適応ノッチフィルタとの比較)

4.5.3 パラメータ k に関する検討

ここでは、適応アルゴリズムの切替え条件におけるパラメータ k について検討をおこなう。各フィルタのパラメータは極半径 $\rho = 0.995$ ，ステップサイズ $\alpha = 0.1$ とし， k を 2, 10, 20 に設定した。図 4.7 に推定精度の収束特性を図 4.8 に適応アルゴリズムの切替わり動作を示す。図 4.8(a) $k = 2$ ，(b)は $k = 10$ ，(c)は $k = 20$ の時のシミュレーション結果である。図より， k 値が大きくなるほど収束が速くなっていることがわかる。これは従来の適応アルゴリズムは提案した適応アルゴリズムと比べて収束速度が速く， k が大きくなるほど提案アルゴリズムへの切替わりが減るためである。また， $k = 20$ の場合は，推定精度が悪くなっており，図 4.8(c)を見てもわかるように提案アルゴリズムの使用頻度が少なく，従来のアルゴリズム使用時にバイアス誤差を生を含んで収束してしまうためであると考えられる。

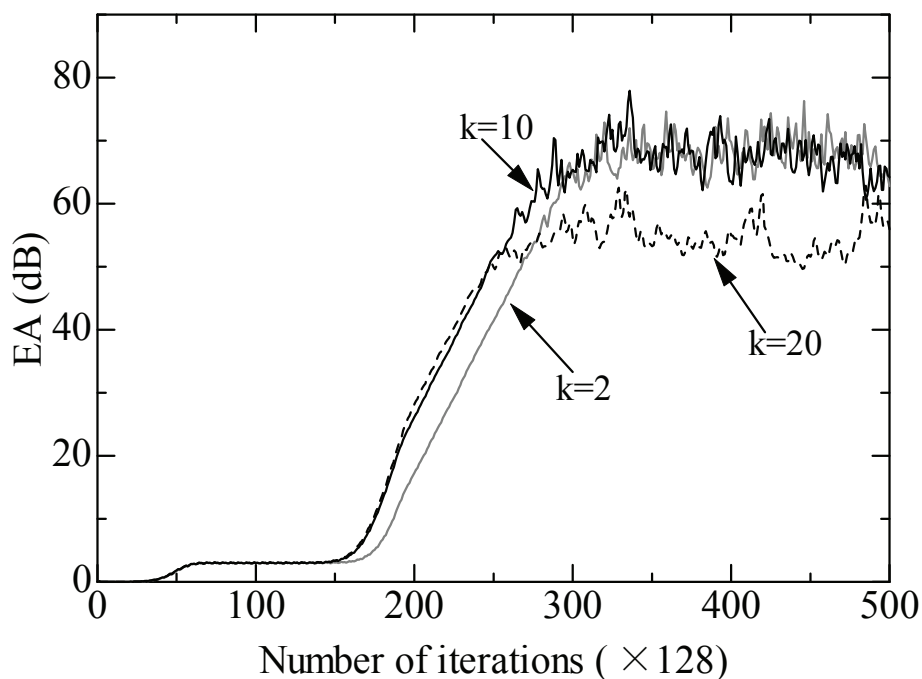


図 4.7 推定精度の収束特性(パラメータ k に対する比較)

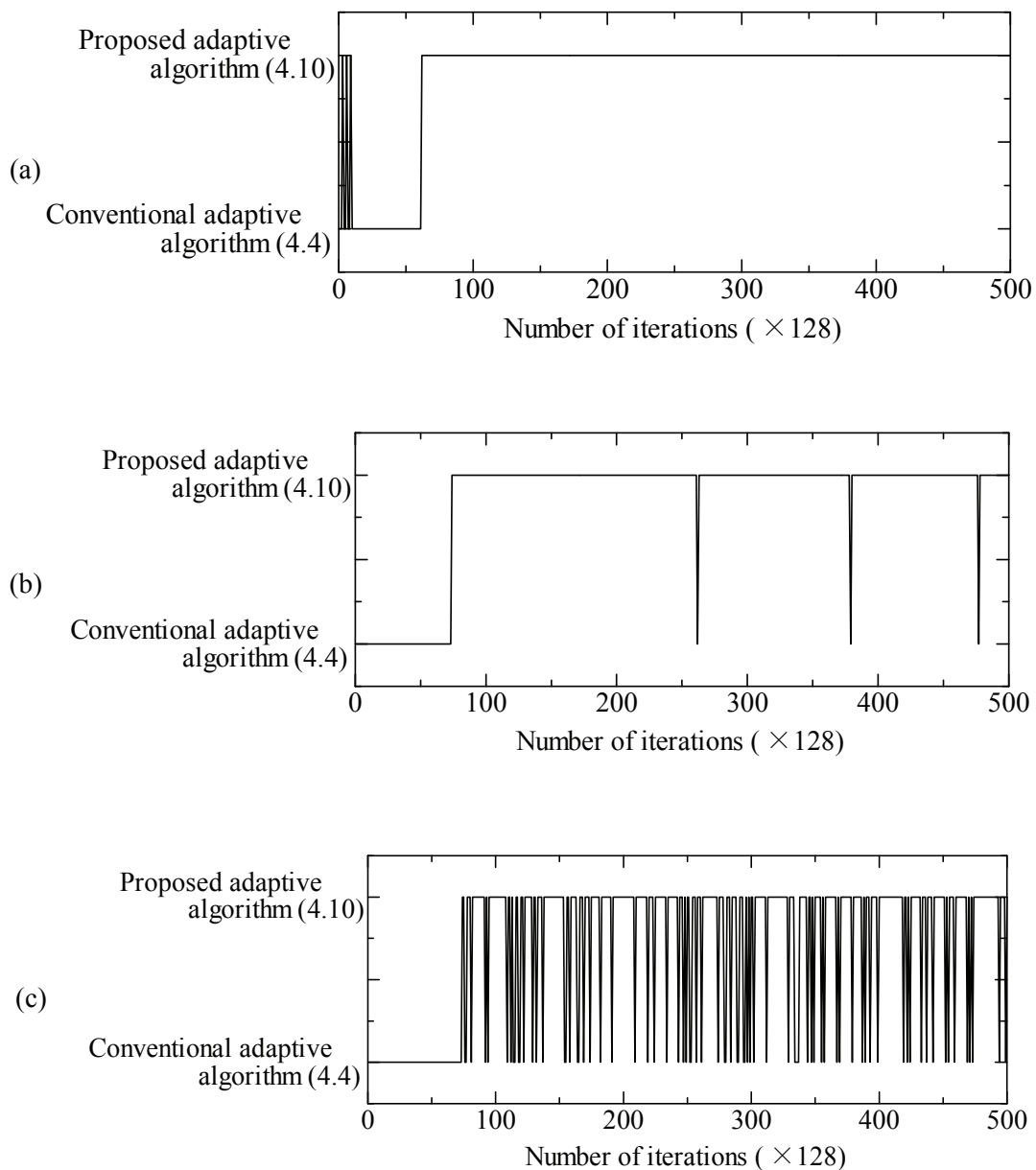


図 4.8 適応アルゴリズムの切替わり動作((a) : $k = 2$, (b) : $k = 10$, (c) : $k = 20$)

4.5.4 切り替え条件に関する検討

ここでは、式(4.14)で導出した切り替え条件と絶対値を導入した式(4.15)の切り替え条件の比較を行う。各フィルタのパラメータは極半径 $\rho = 0.995$ ，ステップサイズ $\alpha = 0.1$ ， $k = 5$ に設定した。図 4.9 に各切り替え条件を用いた時の推定精度の収束特性を示す。シミュレーション結果より、式(4.15)の絶対値を導入した切り替え条件の方が収束が速くなっていることがわかる。次に図 4.10 に式(4.14)の切り替え条件と式(4.15)の切り替え条件における適応アルゴリズムの切り替わり動作を示す。ここで、図 4.10(a)は式(4.14)における結果、図 4.10(b)は式(4.15)における結果を表す。シミュレーション結果より、式(4.15)を用いる方が適応アルゴリズムの収束初期において提案アルゴリズムへの切り替わりが少なくなっていると確認できる。従って、絶対値を導入した式(4.15)を用いることにより、収束が速くなるといえる。

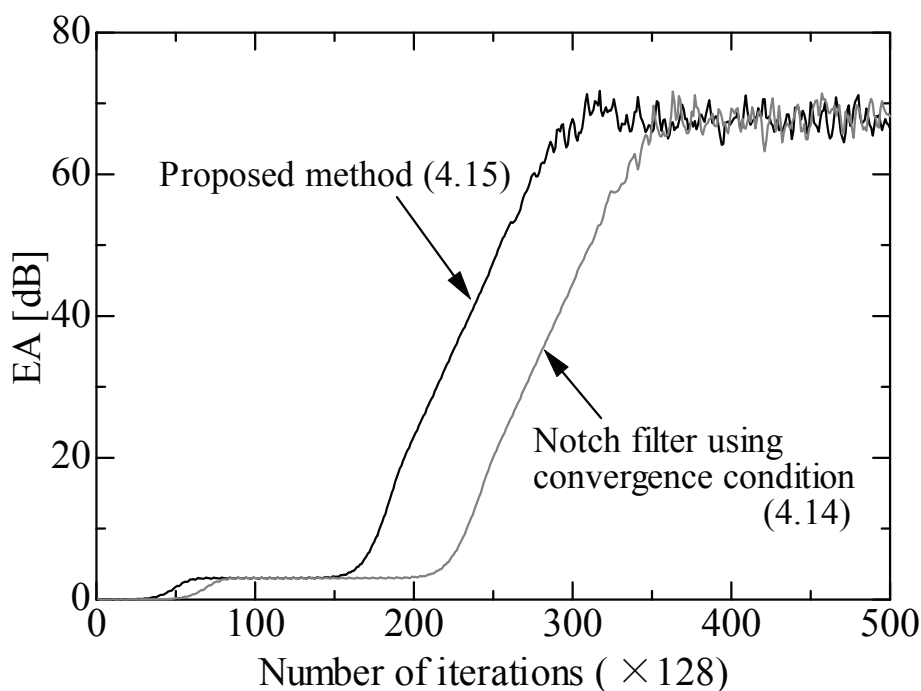


図 4.9 推定精度の収束特性(切り替え条件の比較)

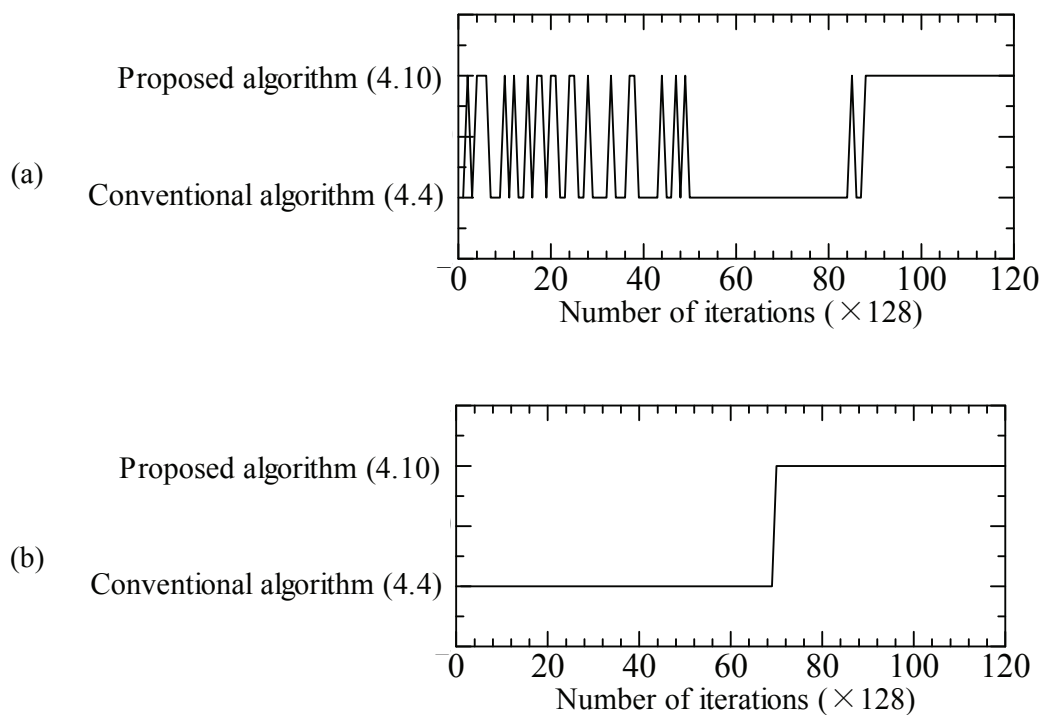


図 4.10 適応アルゴリズムの切替わり動作

((a) : 絶対値なし式(4.14), (b) : 絶対値あり式(4.15))

4.5.5 狭帯域信号の周波数が切替わる場合の検討

ここでは、本手法の追従性能を確認するために、入力される狭帯域信号の周波数が途中で変化した場合のシミュレーションを行う。フィルタパラメータは極半径 $\rho = 0.995$ 、ステップサイズ $\alpha = 0.14$ 、 $k = 5$ に設定した。図 4.11, 4.12, 4.13 にフィルタの縦続接続数が 1 段の時の結果を示す。本シミュレーションでは 60000 サンプルと 150000 サンプルで周波数を変更しており、狭帯域信号は

$$s(n) = 1.0 \cos(0.2\pi n) \rightarrow s(n) = 1.0 \cos(0.6\pi n) \rightarrow s(n) = 1.0 \cos(0.4\pi n) \quad (4.19)$$

の様に変化する。シミュレーション結果より推定精度 EA は周波数が切替わる時に一旦低下するが、フィルタの収束に伴い推定精度が上がっていることがわかる。また、図 4.12 よりタップ係数の収束特性も周波数が切替わると、切替わった周波数の最適解に収束していると確認できる。適応アルゴリズムの切替わり動作についても、周波数が切替わると式(4.4)の従来の適応アルゴリズムを用いるようになり、最適解近傍に収束すると式(4.10)の提案アルゴリズムを用いて更新をしている。

また、図 4.14, 4.15, 4.16 にフィルタの縦続接続数が 2 段の時の結果を示す。本シミュレーションでは 60000 サンプルで周波数を変更しており、狭帯域信号は

$$\begin{aligned} s(n) &= 1.0 \cos(0.2\pi n) + 1.0 \cos(0.4\pi n) \\ &\rightarrow s(n) = 1.0 \cos(0.6\pi n) + 1.0 \cos(0.8\pi n) \end{aligned} \quad (4.20)$$

の様に変化する。シミュレーション結果より、多段の適応ノッチフィルタにおいても 1 段の場合と同様に適応アルゴリズムが切替わっていても周波数の変化に追従して推定ができていることが確認できる。これは、適応アルゴリズムにおける更新に必要な狭帯域信号成分が式(4.4)と式(4.10)で同じであるためである。以上より、本手法における周波数への追従特性が確認できた。

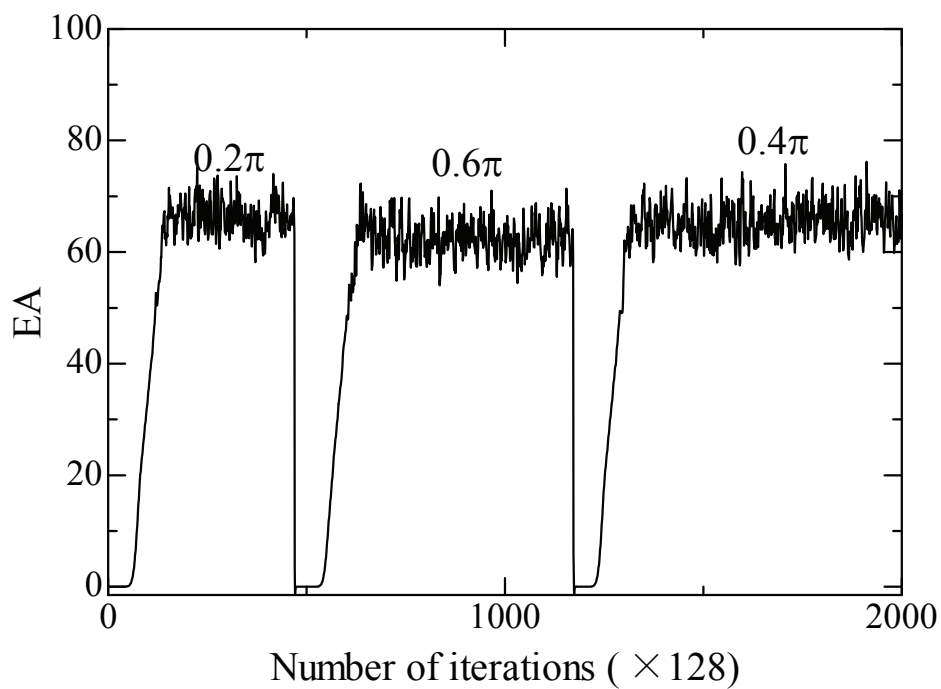


図 4.11 推定精度の収束特性(周波数変更)

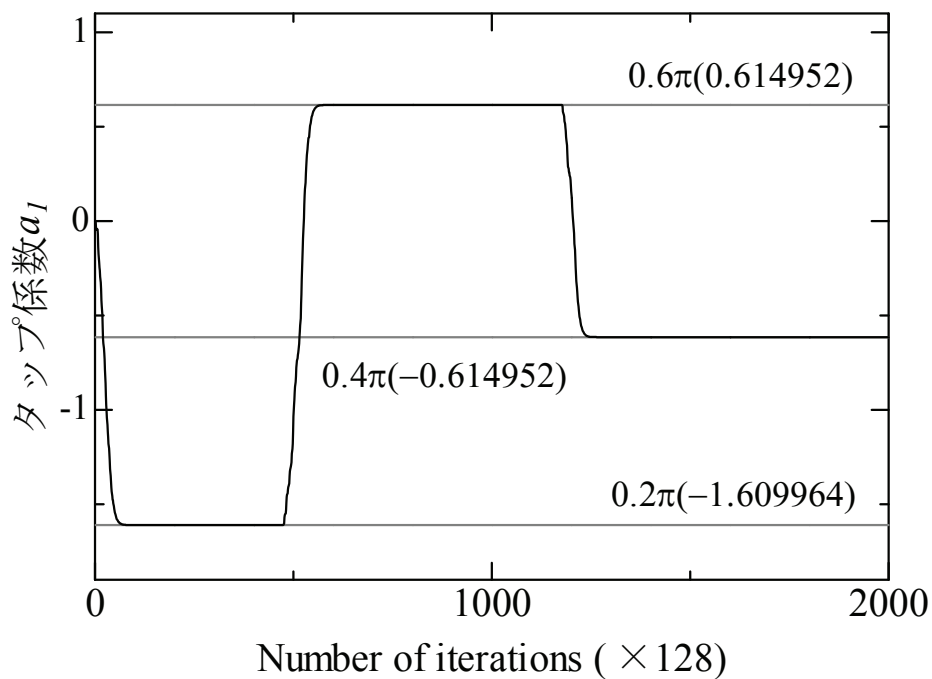


図 4.12 タップ係数の収束特性(周波数変更)

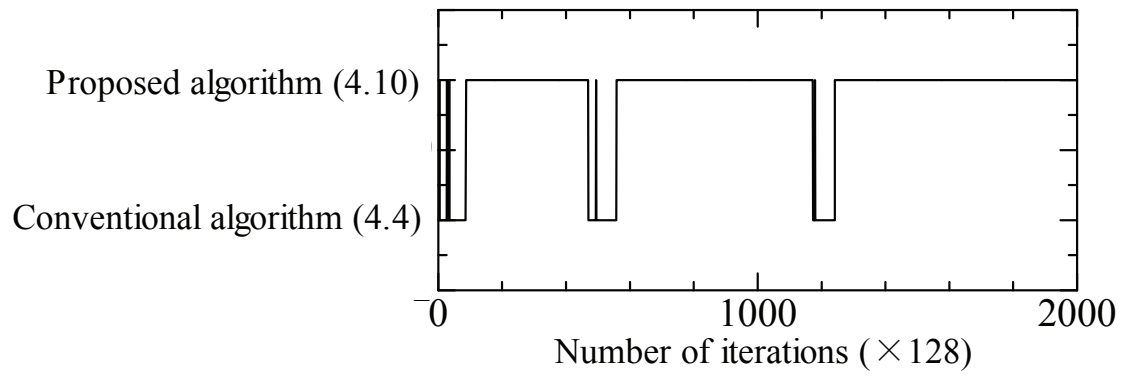


図 4.13 適応アルゴリズムの切替わり動作(周波数変更)

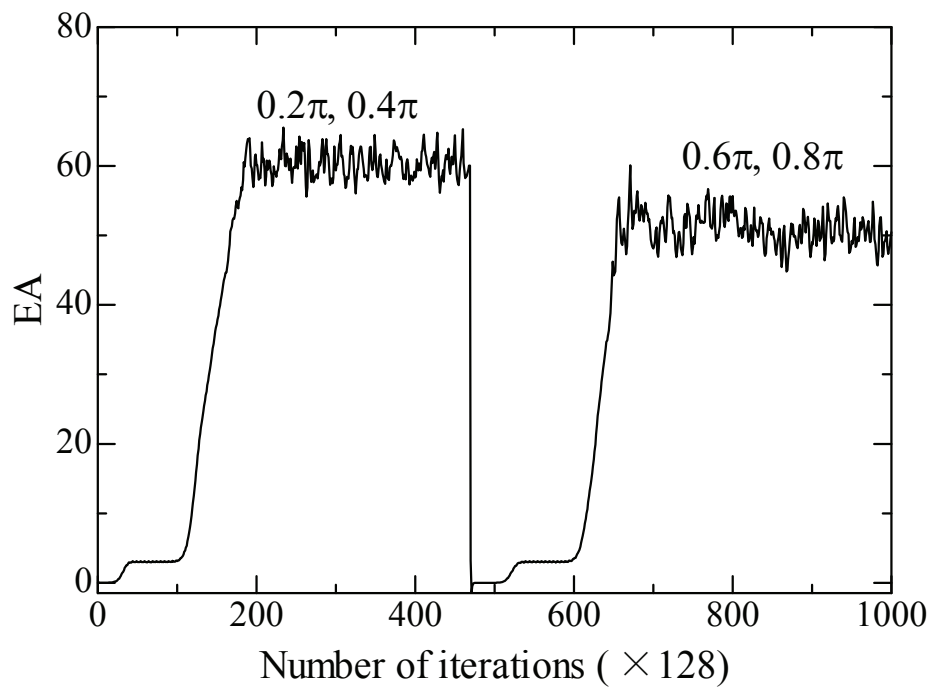


図 4.14 推定精度の収束特性(周波数変更, 多段)

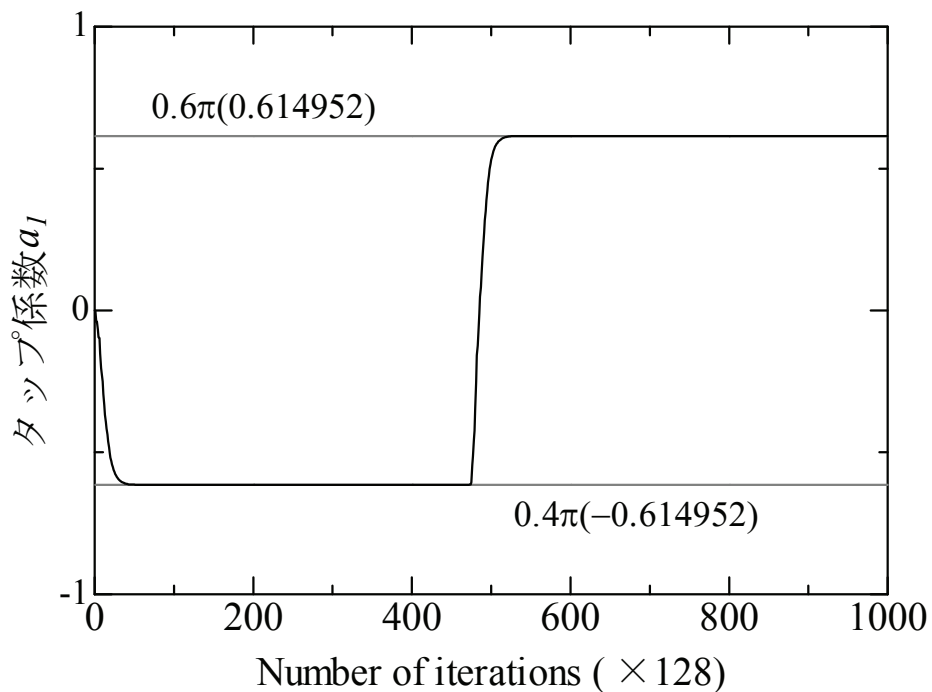


図 4.15 タップ係数の収束特性(周波数変更, 多段)

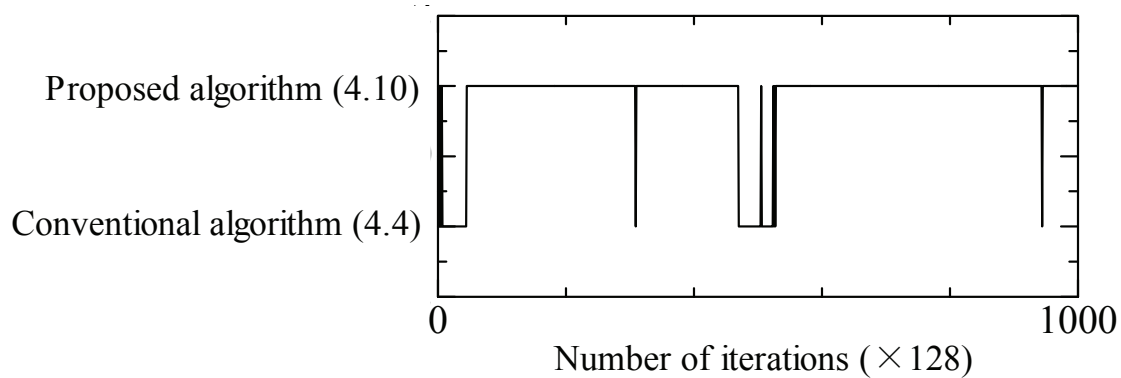


図 4.16 適応アルゴリズムの切替わり動作(周波数変更, 多段)

4.6 結言

本章では ALE を全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタに導入する手法について検討を行った。従来の全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタにおいては、広帯域信号が白色信号の場合はバイアス誤差が低減できていた。しかし、広帯域信号が有色信号の場合は直交性を満足しないためバイアス誤差が生じてしまう問題があった。

その問題を解決するために、全域通過フィルタの出力信号から入力信号を減算することによって非周期性信号である広帯域信号を除去する ALE を作成し、その出力信号を適応アルゴリズムの参照信号として用いる手法を提案した。これにより、広帯域信号によるバイアス誤差を低減できる。また、本手法では新たに提案した適応アルゴリズムが収束の保証ができないため、適応アルゴリズムが収束するための条件式を導出し、条件式を満足する時にのみ提案する適応アルゴリズム用い、満足しない時は従来の適応アルゴリズムを用いることで安定性を確保している。しかし、収束条件を切替え条件として用いると更新の初期段階において適応アルゴリズムの切替えが頻繁に生じてしまい、収束速度が低下してしまう問題が新たに生じた。そこで、更新の初期段階での切替わりを防ぐために収束条件に絶対値を導入した式を新たな切替えの条件式として用いる手法についても提案した。これにより、収束速度の改善が可能である。計算機シミュレーションにより、従来の全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタと比較して、提案法は推定精度が改善され、バイアス誤差も低減されていることを確認した。また、切替え条件についても絶対値を導入することにより、収束速度が改善されることも確認した。これにより、提案法の有効性が示された。

今後の課題として、バイアス誤差の更なる低減が挙げられる。本手法においては、適応アルゴリズムは誤差信号の 2 乗平均値を評価関数とする最急降下法を用いたが、適応アルゴリズムをよりバイアス誤差の小さい手法に変更することにより、バイアス誤差をより小さくでき推定精度の改善が可能であると考えられる。

第5章

結論

従来、主に検討されてきた IIR 型の適応ノッチフィルタでは広帯域信号が白色信号の場合ではその影響を低減することが可能であった。しかし、広帯域信号が有色信号の場合には広帯域信号が残留し、タップ係数の収束値にバイアス誤差が生じてしまう。本論文では、適応ノッチフィルタについて、広帯域信号が有色信号の場合においても外乱の影響を低減する手法について検討を行った。各章において得られた成果をまとめると以下のようなになる。

第2章では広帯域信号を低減する手法として、全域通過フィルタの伝達関数を準同形構成に拡張する適応ノッチフィルタについて検討を行った。従来、検討されてきた IIR 型適応ノッチフィルタでは広帯域信号が有色信号の場合におけるバイアス誤差の問題や適応ノッチフィルタが完全に狭帯域信号を除去するためには、入力された正弦波信号の数とフィルタの次数の $1/2$ が等しいという条件が必要であるが、実環境への適用を考えると一般に入力される正弦波信号の数は不明であるため次数が決定できないという問題、IIR フィルタ特有の避けられない安定性に関する問題、伝達関数の絶対値が 1 にならず広帯域信号の振幅が大きくなる問題などの問題があった。そこで、本章では全域通過フィルタを指数フィルタにより構成し、その位相推移をフーリエ正弦波級数により実現する適応ノッチフィルタを提案した。本手法ではタップ係数をその配列に対して反対称に選定することにより指数フィルタの伝達関数を全域通過関数とし、全域通過フィルタを作成している。また、ANFF ではタップ係数を更新する適応アルゴリズムに広帯域信号の自己相関関数の対称性を用いることによって、広帯域信号同士を打消し合わせその影響を低減することが可能となる。加えて、全域通過フィルタの伝達関数を準同形構成とすることにより、フィルタの次数が入力される正弦波の数に依存せず、ノッチフィルタの帯域幅に関するパラメータとなるため、次数の決定が容易となり、指数関数が安定関数であるため安定性の問題も解決できる。また、計算機シミュレーションにより本手法の有効性を確認した。

第3章では、再帰算法を ANFF に導入する手法について検討を行った。前章で説明した ANFF において、指数関数を実際に実現するために多項式近似を用いていた。しかし、近似精度を高めるためには展開項数を大きく設定する必要があり、計算量や定遅延の増加や収束速度の低下などの問題が生じた。そこで本章では、指数演算部のインパルス応答を再帰的に直接計算する再帰算法を ANFF に適用する手法を提案した。本手法では指数演算部を最大位相部と最小位相部に分割し、それぞれに再帰算法を適用することで FIR フィルタの縦続構成により全域通過フィルタを実現している。また、最大位相部にのみ遅延を挿入し因果性を満足させているため、多項式近似を用いる従来法と比べて定遅延を少なくすることが可能である。計算機シミュレーションにより、従来法と比較して本手法が有効であると確認した。

第4章では、全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタにおいて、バイアス誤差を低減する手法について検討を行った。従来の全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタでは、適応アルゴリズムの参照信号中に広帯域成分が残留し、バイアス誤差が生じる問題があった。そこで本章では、ALE を全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタに導入する手法を提案した。本手法では、全域通過フィルタの出力信号から入力信号を減算することによって非周期性信号である広帯域信号を除去する ALE を作成し、その出力信号を適応アルゴリズムの参照信号として用いることによりバイアス誤差の低減が可能となる。また、本手法では新たに提案した適応アルゴリズムが収束の保証ができないため、従来の収束が保証された適応アルゴリズムと切替えて用いる。また、切替え条件に提案する適応アルゴリズムの収束条件をそのまま用いると、更新の初期段階において適応アルゴリズムの切替えが頻繁に生じてしまい、収束速度が低下してしまう。そこで、切替え条件として収束条件に絶対値を導入した式を用いる手法についても検討を行った。これにより、更新の初期段階において適応アルゴリズムの切替えが少なくなり、収束速度の改善が可能である。計算機シミュレーションにより、本手法は従来の全域通過フィルタに基づく IIR 型適応ノッチフィルタと比較して、バイアス誤差が小さく推定精度が改善していることを確認した。また、切替え条件においても絶対値を導入することにより、更新の初期段階での切替えが減少しており、収束速度が改善していると確認した。よって、本手法が有効であると確認できた。今後の課題として、バイアス誤差の更なる低減と推定精度の改善が挙げられる。

以上が本論文で得られた研究成果である. 本論文の諸成果が適応ノッチフィルタに関連する分野に対して少しでも寄与できれば幸いである.

謝辞

本研究は、大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 伊藤良生 教授のご指導のもとに遂行されたものである。本稿を終えるにあたり、終始、熱心なご指導を賜った同教授に心より感謝申し上げます。

本研究をまとめるにあたり、有益なご指導を頂いた、鳥取大学大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 近藤克哉 教授、並びに 李仕剛 教授に深く感謝申し上げます。

本研究を行う上で、終始的確なご指導を頂きました、鳥取大学大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 笹岡直人 助教に心より感謝申し上げます。

本研究の遂行に際して、様々なご援助を頂いた鳥取大学大学院工学研究科後期博士課程情報エレクトロニクス専攻 教員各位に心より感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり、終始熱心なご指導を頂きました、中部大学工学部 小林正樹 教授に心より感謝申し上げます。更に研究内容に関して有益な御指導、御意見を賜りました松江工業高等専門学校電気工学科 衣笠保智 准教授に深く感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり、ご協力いただきました鳥取大学大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻の石原正庸 氏、中村航太 氏、馬水規寛 氏、安達祐介 氏、加藤賢晃 氏、蓼本康人 氏、乗松雄太 氏に心から感謝申し上げます。

様々な点でお手伝い頂き、また著者が学部在学中よりお世話になりました情報通信工学研究室卒業生、並びに現役学生に心から感謝申し上げます。

最後に私事ながら、博士後期課程を終える現在に至るまで生活面における様々な援助や励ましを頂いた、両親、祖父母、叔父叔母、並びに親戚一同に対し、心より感謝致します。

2015年1月

参考文献

- [1] M. M. Sondhi, “Adaptive noise canceller,” *Bell Syst. Tech. J.*, 46, pp. 497-511, Mar. 1967.
- [2] B. Widrow, J. Glover, Jr, J. McCool, J. Kaunitz, C. Williams, R. Hearn, J. Zeidler, E. Dong, Jr, and R. Goodlin, “Adaptive noise cancelling : principles and application ,” *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1692-1716, Dec. 1975.
- [3] 西村正治, 宇佐川毅, 伊勢史郎, アクティブノイズコントロール, コロナ社, 2006.
- [4] Rao, D. V. B. and Kung, S. Y., “Adaptive notch filtering for the retrieval of sinusoidals in noise,” *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-32, pp. 791-802, Aug. 1984.
- [5] 小木曾太郎, 塚原信一郎, “適応ノッチフィルタの開発および超精密位置決め装置への応用例,” 電気学会産業計測制御研究会資料, vol. IIC-11, no. 95-107, 109-118, pp. 55-60, Mar., 2011
- [6] 竹川英樹, 島村徹也, 入江章二, “ATC システムのためのデジタルノッチフィルタを用いた帰線電流ノイズ低減,” 電気学会交通・電気鉄道研究会資料, vol. TER-10, no. 1-14, pp. 7-12, Feb. 2010.
- [7] 鷲見育亮, 尾保手茂樹, 築谷隆雄, “スプリアスを低減するためにノッチフィルタを適用した PLL 周波数シンセサイザの特性解析,” 鳥取環境大学紀要, no. 8, pp. 21-30, Jun. 2010.
- [8] 近藤英幸, 森康之, 河野隆二, “SS システムにおける狭帯域干渉除去方式の一検討,” 信学技報, vol. SST-97, pp. 31-35, Sep. 1997.
- [9] M. Aloys, 西村正太郎, 雛元孝夫, “適応 IIR ノッチフィルタを用いた DSSS 通信システムにおける正弦波干渉の除去,” 信学技報, vol. 100, no. 387, pp. 97-104, Oct. 2000.

- [10] M. Aloys, 西村正太郎, 雛元孝夫, “適応 IIR ノッチフィルタを用いた DS CDMA 通信システムにおける狭帯域干渉除去,” 信学技報, vol. 102, no. 161, pp. 13-18, Jun. 2002.
- [11] S. Dhanawan, A. Charoenphol, C. Benjangkprasert, “Unbiased plain gradient adaptive IIR notch filter for echo cancellation,” Proc. IEEE. Symp. Computers Informatics., pp. 506-509, Mar. 2011.
- [12] T. Kwan, and K. Martin, “Adaptive detection and enhancement of multiple sinusoids using a cascade IIR filter,” *IEEE Trans. Circuits & Syst., Pt. II* vol. 36, no. 7, pp. 937-947, Jul. 1989.
- [13] S.-C. Pei. and C.-C. Tseng, “IIR multiple notch filter based on allpass filter,” *IEEE Trans. Circuits & Syst., Pt. II* vol. 44, no. 2, pp. 133-136, Feb. 1997.
- [14] 小林正樹, 赤川智宏, 伊藤良生, “全域通過フィルタを用いた適応ノッチフィルタのアルゴリズムと収束性,” 信学論(A), vol. J82-A, no. 3, pp. 325-332, Mar. 1999.
- [15] 小林正樹, 小松崎勲, 伊藤良生, “2次全域通過フィルタを用いた縦続構成適応ノッチフィルタのアルゴリズムと収束性,” 信学論(A), vol. J83-A, no. 5, pp. 594-598, May. 2000.
- [16] J. Okello, S. Arita, Y. Itoh, Y. Fukui, and M. Kobayashi, “An adaptive Algorithm for Cascaded Notch filter with Reduced Bias,” *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E84-A, no. 2, pp. 589-596, Feb. 2001.
- [17] Y. C. Lim, Y. X. Zou and N. Zheng, “A piloted adaptive notch filter,” *IEEE Trans. Signal Process*, vol. 53, no. 4, pp. 1310-1322, Apr. 2005.
- [18] R. Punalard, A. Lorsawatsiri, W. Loetwassana, J. Koseeyaporn, P. Wardkein and A. Roesabutr, “Unbiased plain gradient algorithm for adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros,” Proc. TENCON 2007, Oct. 2007.
- [19] R. Punalard and A. Nosan, “Bias removal in a modified indirect plain gradient algorithm for adaptive IIR notch filter,” Proc. ECTI-CON 2011, pp. 926-929, May. 2011.

- [20] 小林正樹, 伊藤良生, 小田雄一 “対数推定適応デジタルフィルタの収束条件,” 信学論(A), vol. J73-A, no. 11, pp. 1762-1768, Nov. 1990.
- [21] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, Digital Signal Processing, pp. 503-505, Prentice-Hall, New Jersey, 1975.
- [22] K. Shiogai, N. Sasaoka, M. Kobayashi, Y. Kinugasa and Y. Itoh " A Study on Robust Adaptive Notch Filter based on Fourier Sine Series for disturbance, " Proc. 2010 International Symposium on Multimedia and Communication Technology (ISMAC 2010) , on CD-ROM, Sep. 2010.
- [23] K. Shiogai, N. Sasaoka, M. Kobayashi, I. Nakanishi, J. Okello and Y. Itoh, "Bias Free Adaptive Notch Filter Based on Fourier Sine Series," IEICE Trans Fundamentals., Vol.E97-A, No.2, pp.557 - 564, Feb. 2014.
- [24] K. Shiogai, N. Sasaoka, Y. Itoh, Y. Kinugasa and M. Kobayashi, "Bias Free Adaptive Exponential Notch Filter with Low Constant Delay," Proc. 2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (IEEE ISCAS 2012), pp.3222-3225, May. 2012.
- [25] 塩貝一樹, 大江高弘, 小林正樹, 笹岡直人, 伊藤良生, "2次全域通過フィルタ及び適応ラインエンハンサを用いた適応ノッチフィルタに関する一検討," 電子情報通信学会技術研究報告. SIS-14, 111(342), 69-74, 2011-12-08
- [26] 塩貝一樹, 大江高弘, 笹岡直人, 衣笠保智, 小林正樹, 伊藤良生, "適応ラインエンハンサを用いた外乱に対しロバストな多重適応ノッチフィルタに関する一検討," 電子情報通信学会技術研究報. SIS-12, 112(207), 57-62, 2012-09-20
- [27] K. Shiogai, T. Ohe, N. Sasaoka, Y. Itoh, Y. Kinugasa and M. Kobayashi, "A Study on cascaded adaptive notch filter utilizing allpass filter and adaptive line-enhancer," Proc. International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2012) 10th, pp.295-298, Nov. 2012.
- [28] K. Shiogai, T. Ohe, N. Sasaoka, Y. Itoh, Y. Kinugasa and M. Kobayashi, "A Fast Convergence Adaptive IIR Notch Filter Using Allpass Filter and Adaptive Line Enhancer," International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS 2013), pp279 - 284, Nov. 2013.

研究業績

1. 学術雑誌発表論文

著者・論文題目・発表機関		本文
[1]	<u>K. Shiogai</u> , N. Sasaoka, M. Kobayashi, I. Nakanishi, J. Okello and Y. Itoh, "Bias Free Adaptive Notch Filter Based on Fourier Sine Series," IEICE Trans Fundamentals., Vol.E97-A, No.2, pp.557 - 564, Feb. 2014.	第 2 章

2. 国際会議発表論文

著者・論文題目・発表機関		本文
[1]	<u>K. Shiogai</u> , N. Sasaoka, M. Kobayashi, Y. Kinugasa and Y. Itoh " A Study on Robust Adaptive Notch Filter based on Fourier Sine Series for disturbance, " Proc. of 2010 International Symposium on Multimedia and Communication Technology (ISMAC 2010) , on CD-ROM, Sep. 2010	第 2 章
[2]	<u>K. Shiogai</u> , N. Sasaoka, Y. Itoh, Y. Kinugasa and M. Kobayashi, "Bias Free Adaptive Exponential Notch Filter with Low Constant Delay," Proc. 2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (IEEE ISCAS 2012), pp.3222-3225, May. 2012.	第 3 章
[3]	<u>K. Shiogai</u> , T. Ohe, N. Sasaoka, Y. Itoh, Y. Kinugasa and M. Kobayashi, "A Fast Convergence Adaptive IIR Notch Filter Using Allpass Filter and Adaptive Line Enhancer," International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS 2013), pp279	第 4 章

	- 284, Nov. 2013.	
--	-------------------	--

3. 主要研究以外の発表論文

著者・論文題目・発表機関	
[1]	K. Shiogai, T. Ohe, N. Sasaoka, Y. Itoh, Y. Kinugasa and M. Kobayashi, "A Study on cascaded adaptive notch filter utilizing allpass filter and adaptive line-enhancer," Proc. International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2012) 10th, pp.295-298, Nov. 2012.
[2]	M. Kato, N. Sasaoka, K. Shiogai and Y. Itoh, "MIMO stream selection based on antenna layout and channel scenario," International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS 2014).