論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	粗さ曲線のための位相補償ディジタルフィルタに関する研究
Title(English)	Study of the Phase Correct Filter Applying to Traced Profiles for Roughness Profile
著者(和文)	原精一郎
Author(English)	Seiichiro Hara
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第3434号, 授与年月日:1997年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第3434号, Conferred date:1997/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

1996年度博士後期課程学位論文

粗さ曲線のための位相補償ディジタルフィルタに関する研究

Study of the Phase Correct Filter Applying to Traced Profiles for Roughness Profile

指導教官　塚田忠夫　教授

東京工業大学大学院理工学研究科
生産機械工学専攻
学籍番号　93D11020

原　精一郎

目　次

第1章　緒　論

1.1 緒言 …… 1
1.2 アナログフィルタと位相補償ディジタルフィルタ …… 4
1.3 粗さ曲線のためのフィルタリングに関する従来の研究 …… 15
1.4 本研究の目的 …… 23
1.5 本論文の構成 …… 24
参考文献

第2章　ガウシアンハイパスフィルタの設計

2.1 緒　言 …… 29
2.2 ガウシアンハイパスディジタルフィルタの特徴 …… 30
2.3 ハイパスディジタルフィルタの設計 …… 32
2.4 平均線と最小二乗中心線の比較 …… 42
2.5 結　言 …… 51
参考文献

第3章　ガウシアンローパスフィルタの設計

3.1 緒　言 …… 53
3.2 ガウシアンローパスディジタルフィルタの誤差 …… 55
3.3 Δ_qの算出方法 …… 57
3.4 ローパスディジタルフィルタの設計 …… 64
3.5 粗さ曲線(P)による粗さパラメータ …… 68
3.6 結　言 …… 72
参考文献

第4章　ガウシアンインラインフィルタのアルゴリズム

4.1 緒　言 …… 74
4.2 インライン処理のためのディジタルフィルタ …… 75
4.3 インラインフィルタの設計 …… 95
4.4 インラインフィルタリングの手順 …… 98
4.5 結　言 …… 98
参考文献

第5章　エイリアシング除去のためのハイブリッドフィルタ

5.1 緒　言 …… 100
5.2 アナログローパスフィルタの特徴 …… 101

5.3 粗さ曲線(P)に及ぼすエイリアシングの影響 ……………………………106
5.4 ハイブリッドローパスフィルタの設計 ………………………………110
5.5 結　言 ………………………………………………………………………119
参考文献

第6章　平均線システムと中心線システムによる粗さパラメータ
6.1 緒　言 ………………………………………………………………………121
6.2 アナログフィルタのディジタル表現 ……………………………………124
6.3 主な粗さパラメータの導出アルゴリズム ………………………………126
6.4 方式の違いによる粗さパラメータ ………………………………………129
6.5 粗さパラメータの区分 ……………………………………………………135
6.6 結　言 ………………………………………………………………………140
参考文献

第7章　結　論 ……………………………………………………………………142

謝　辞

付録1　粗さパラメータ ……………………………………………………………147

付録2　ＲＢＦフィルタ，修正ＲＢＦフィルタプログラム ………………152

付録3　アナログフィルタのディジタル表現 ………………………………156

付録4　最小独立間隔の誘導 ………………………………………………161

第１章　緒　　論

１．１　緒　言

近年，工業製品の高度（高精度，高機能）化は目覚ましく，それに伴い，部品に対する高精度化の要求はますます厳しいものとなっている．そのために，ある性能を満たすために必要な部品の精度を明らかにすることが望ましいが，現状ではこのような把握が難しく，部品が指定された精度を満たしているかどうかを確かめることが重要となっている．

一方，工業製品を構成する部品の国際分業化は，産業の空洞化という危惧の念を内蔵しながらも拡大してきた．これを機械産業で考えると，機械部品の国際調達に伴って，測定機器のトレーサビリティに加え幾何学的精度（形状精度や表面粗さ）の定義の一義性や評価手法の正当性（validity）が重要となってきた．特に，評価手法の正当性を保証するために，形状偏差などのデータは，できる限りディジタル化し，ソフトウェアによりデータ処理を行う方向にある．これは，変位検出機器のトレーサビリティが確実に行われていれば，形状評価の精度はソフトウェアのみに依存することになり，いかなる環境の下でも共通な評価値が得られると考えられるからである．

しかし，幾何学的精度のディジタル処理は，様々なアルゴリズムを生み出すことになり，

(a)ソフトウェアに適合させるための幾何公差の特別な解釈による定義の一義性の消失（例えば，形状精度評価における最小領域法と最小二乗法など）

(b)測定システムに組み込まれたソフトウェアがブラックボックス化しているために懸念されるアルゴリズムの正当性の不明確化

(c)異常終了などを起こさないソフトウェアの強靭性の不確実さ

などの問題が発生してきた．これは，機器のトレーサビリティに対して，ソフトウェアのトレーサビリティとも呼べるものが必要であることを意味し[1]，使用するソフトウェアのアルゴリズムのグラスボックス化が要請されていると解釈される．

幾何学的な精度は，一般に寸法精度，形状精度，表面性状によって評価される．形状精度に関して見ると，幾何学的な精度を定義する幾何公差の概念が1950年頃から各国で検討され始め，1970年頃にある程度の体系化ができあがった[2]．

我国では，幾何公差の図示化が1970年代にJIS B 0021［幾何公差の図示方法］として標準化され，1980年代半ばに幾何公差の解釈の一義性（幾何公差の１つの定義に対して複数の解釈が存在しないこと）が導入された[3,4]．

表面凹凸（きずや模様などを含め，総称して表面性状と呼ばれる）は微細な形状とみなされる．それらの幾何学的な特徴は表面粗さと呼ばれ，一つ一つの特性が表面の粗さパラメータである．

過去の表面の粗さパラメータR_{max}（最大高さ），R_z（十点平均粗さ）は断面曲線から，R_a（中心線平均粗さ）は中心線システムによる粗さ曲線から求められてきた[5]．中心線システムとは，粗さ曲線（２ＣＲフィルタにより断面曲線からうねりなどの長波長成分を取り除いた曲線）に最小二乗法により当てはめた直線を基準とする方式であり，粗さパラメータR_aがこの方式によって求められてきた．

これに対し，断面曲線にガウシアンハイパスディジタルフィルタを掛け，出力の零ラインを平均線と称し，これを基準としたプロフィルからすべての粗さパラメータを求める手法[6]が1994年からJIS に採用された．これが平均線システムである[7]．

最近では，短波長成分を除去するカットオフ値λ_sのディジタルローパスフィルタの出力である断面曲線 (P) (Primary profile[8]:(P)を付けて旧JISの断面曲線と区別する）に長波長成分を除くカットオフ値λ_cのディジタルハイパスフィルタを掛けた出力を，粗さ曲線(P)とする方向で標準化が進められている[7]． この場合のフィルタは，図１．１のバンドパスフィルタとなる．この新しい粗さ曲

線(P)を制定する背景には，ディジタルフィルタにより，図１．２のように，形状誤差，うねり，表面粗さ，及びそれより細かい成分に分けようとする意図がある[9]．

技術的にみると，カットオフ値λ_sのローパスフィルタの適用は，二乗平均平方根突起傾斜Δ_qなど，プロフィルの複雑さを表す粗さパラメータへの短波長成分の影響を除くのに効果がある．したがって，摩擦・摩耗などのトライボロジカルな問題の研究や個体表面の光の反射などの研究分野では，微小突起の傾斜が重

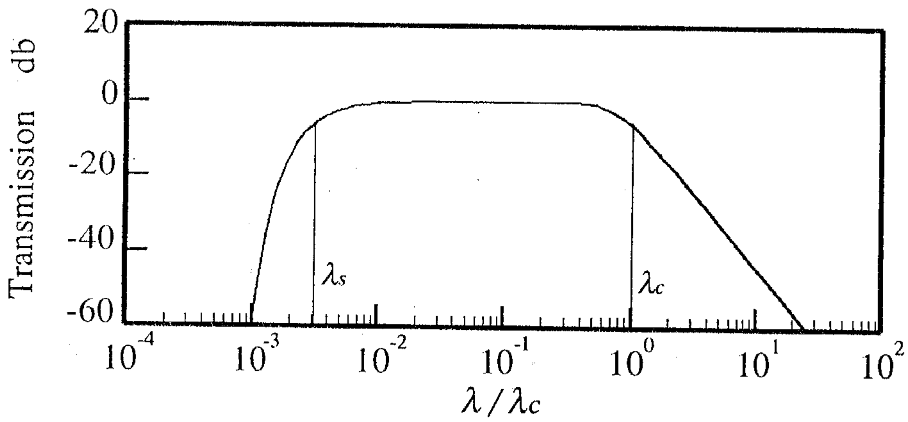


Fig.1.1 Transmission band for new roughness profiles

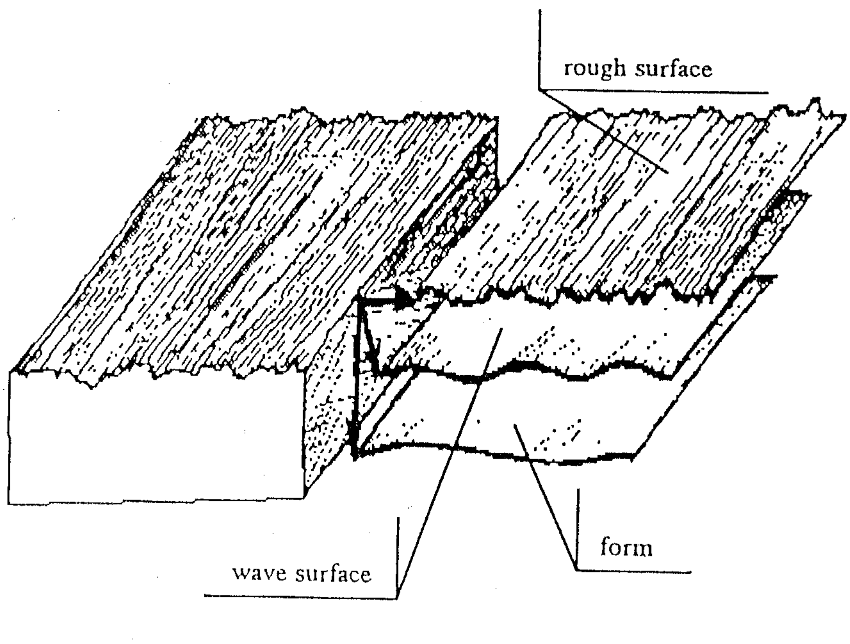


Fig.1.2 Rough surface, wave form and form

要なパラメータであるので，短波長成分を除去する適切なローパスフィルタの設定が重要な課題となる．

粗さ曲線のためのディジタルフィルタと表面粗さパラメータは，1994年に ISO に一部整合させたJIS になった[5,6]．しかし，上述のような表面粗さに対する様々な要求に応えるために，粗さパラメータは表１．１[10] のように増える傾向にあり，JIS も近々ISO と整合をとることになっている．いくつかのパラメータについて，附録１にその意味と計算法を示す．新しい表面粗さの評価手法の骨子をまとめると，次のようになる．

(a)粗さ曲線を取り出すためのフィルタとしてアナログフィルタに代わってディジタルフィルタを使用する．

(b)粗さパラメータの計算の基準として，中心線方式からディジタルフィルタによる平均線システム方式に移行する．

(c)短波長成分のノイズを取り除くためのローパスフィルタを設定する．

このような新しい流れのほとんどは，精度の高いディジタルフィルタの設計と適用にかかっているといえる．

このような標準化の流れがある一方，過去の研究やノウハウの蓄積によるデータベースは膨大であり，これを将来にわたって活用することは必須であるので，新しい基準に基づいて行われる結果を従来のデータベースと比較することも必要である．そのために，従来の規格に基づいた粗さパラメータと新しい基準に基づいた粗さパラメータとの関係を明らかにしておくことも必要である．

１．２　アナログフィルタと位相補償ディジタルフィルタ

1.2.1 アナログフィルタ

ここでいうアナログフィルタとは電気的フィルタであり，構造上からは次のように分類される[11,12]．

(1)ＬＣフィルタ

回路の例を図１．３に示す．最も一般的に用いられるインダクタとキャパシタから構成されるフィルタである．ＬＣフィルタは受動回路であるため電源が不要

Table 1.1 Surface roughness parameters in accordance with ISO 4287-1984

Roughness parameters associated with properties of irregularities in the direction of profile height	
y_p	profile peak height
y_v	profile valley depth
R_p	maximum profile peak height
R_m	maximum profile valley depth
R_y	maximum height of the profile（最大高さ）
R_z	ten point height of irregularities（十点平均粗さ）
R_c	mean height of profile irregularities
R_a	arithmetical mean deviation of the profile（算術平均粗さ）
R_q	root-mean-square deviation of the profile
Roughness parameters associated with properties of irregularities in the direction of profile length	
λ_q	root-mean-square wavelength of the profile
λ_a	average wavelength of the profile
S_m	mean spacing of profile irregularities（凹凸の平均間隔）
S	mean spacing of local peaks of the profile（局部山頂の平均間隔）
L_o	developed profile length
ℓ_r	profile length ratio
D	profile peak density
Roughness parameters associated with profile irregularity form	
S_k	skewness of the profile
Δ_q	root-mean-square slope of the profile
Δ_a	arithmetical mean slope of the profile
η_p	profile bearing length
t_p	profile bearing length ratio（負荷長さ率）

注）和文付きのパラメータは，JIS B 0601-1994に規定されているもの．

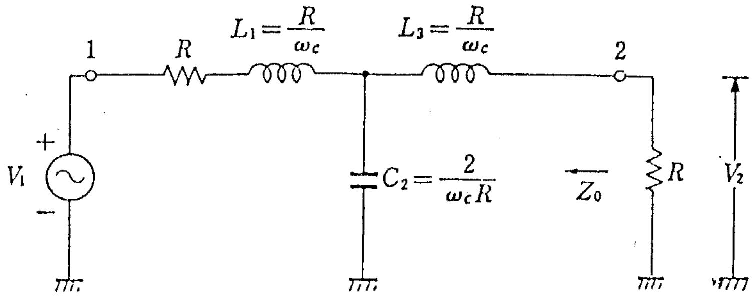


Fig.1.3 An example of LC filter

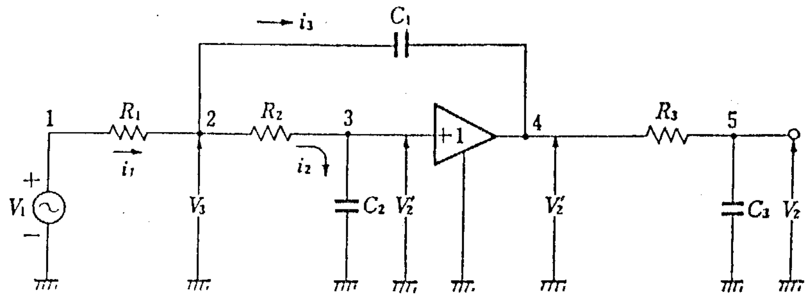


Fig.1.4 An example of active CR filter

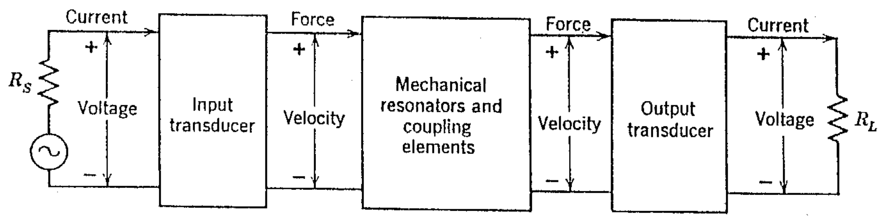


Fig.1.5 An example of mechanical filter

であり，また周波数特性の優れたものをつくることが可能である．しかし，高性能なコイルは高価であり，特に低周波用のフィルタは形も大きくコストも高くなる．

(2)能動ＣＲフィルタ

図１．４の例に示されるように，抵抗とキャパシタから構成されるフィルタであるが，鋭い遮断特性を得たい場合は取り出したい信号成分の減衰が大きくなるために増幅器が必要となる．したがって，電源が必要となるが，インダクタをもたないためにＩＣ化が可能である．

(3)電気・機械フィルタ

機械振動子と，電気・機械エネルギー変換器で構成されるフィルタであり，図

１．５に示されるような機械フィルタ[13]，及び水晶フィルタ，圧電セラミックフィルタなどがある．これは，主に通信用フィルタとして用いられている．ＬＣフィルタに比べて，周波数選択の鋭さを表すＱ（通過周波数帯域幅の逆数）が高いので，立ち上がりの急峻なフィルタをつくることができるが，バンドパスフィルタ以外は実現することはできない．

アナログフィルタでは，どのような形式であっても位相遅れを０にすることは不可能であり，急峻な遮断特性を求めるほど位相遅れは大きくなる．また抵抗やキャパシタは経時変化があり，そのためにフィルタの特性が維持できなくなるおそれがある．また，温度変化により素子の特性が変わるなどの問題もある．このようなことから，アナログフィルタの振幅特性をすべて同一に製作・維持することは非常に困難と考えられる．

1.2.2 ディジタルフィルタ

近年のディジタルコンピュータの発展に伴い，アナログ信号として扱われてきた情報も，ディジタル化して処理される場合が多くなってきた．ディジタル処理の長所は，コンピュータに柔軟性があることとソフトウェアに依存するので器差（個々の機器による機能・性能の差）が発生しないことである．

アナログフィルタに対するディジタルフィルタの特長は，以下のようにまとめることができる．

(a)必要な遮断特性を得るための設計の自由度が大きい．

(b)後述のFIR（非再帰型フィルタ）と呼ばれる形式を用いることによって，波形のひずみの原因となる位相遅れをなくすことができる．

(c)設計どおりの精度を得ることができる．

(d)経時変化による精度の劣化がなく，個々の測定器での性能の差が発生しない．

ディジタル信号処理におけるディジタルフィルタの利用例として，パターン認識と画像処理の分野で使用される空間フィルタを挙げることができる．空間フィルタとは，図１．６に示す濃淡画像上の３×３領域の空間フィルタテーブル（重みテーブル）とデータとの積和演算をすることである[14]．この空間フィルタは，局所平均，各種の微分，線の検出などに応用される．また，重み関数の設定方法

averaging

1	1	1
1	1	1
1	1	1

derivative in X-direction

-1	0	1
-1	0	1
-1	0	1

derivative in Y-direction

-1	-1	-1
0	0	0
1	1	1

2nd orders derivative

0	-1	0
-1	4	-1
0	-1	0

Fig.1.6 Weighting function of space filter

によって画像の強調，輪郭の抽出などを行うことができる．この他にもディジタルフィルタは自然言語処理，音声認識などの分野で広く利用されている．

ディジタルフィルタは，大別するとFIR(Finite Impulse Response)フィルタと，IIR(Infinite Impulse Response)フィルタになる．入力関数列のみの線形結合で出力が表されるフィルタをFIRといい，出力をフィードバックするものをIIRフィルタという．

(1)ＩＩＲ型ディジタルフィルタ

ＩＩＲフィルタは，再帰型フィルタとも呼ばれ，出力が入力に帰環するフィルタであり，図１．７(a)のようにインパルス応答が無限に続くシステムである．代表的な構成の例を図１．７(b)に示す．ＩＩＲフィルタの利点として[15]

(a)少ない次数で実現できる．

(b)設計が簡単である．

(c)全域通過回路が実現できる．

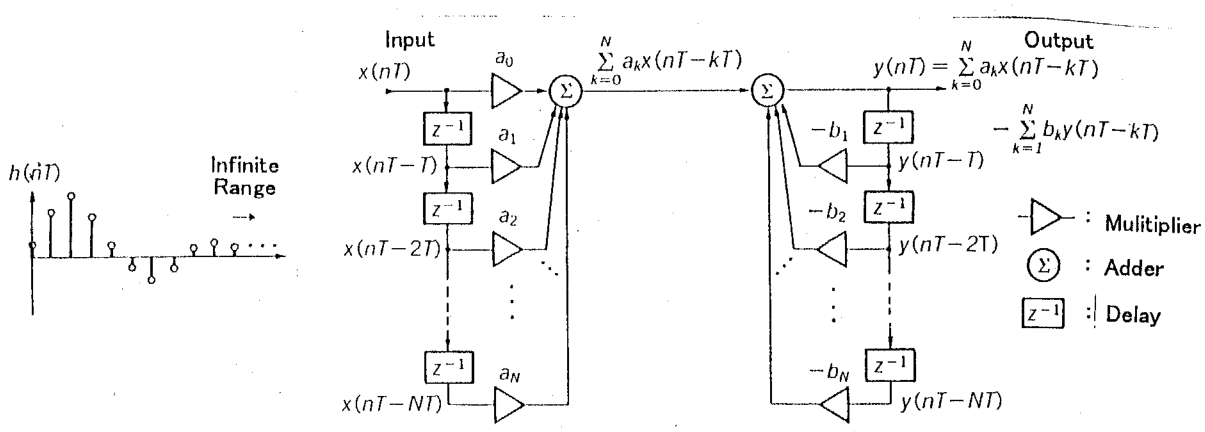
などがあり，欠点として次のようなことが挙げられる．

(a)係数語長制限（本来実数であるフィルタの係数を実装時に限られたbit 数に丸めること）のため，不安定になる可能性がある．

(b)同様の原因で，リミットサイクル発振（入力が無くなった後でも出力が生じる発振状態）が生じることがある．

(c)遅延時間が周波数ごとに異なるために発生する群遅延ひずみが大きい．

ＩＩＲディジタルフィルタは，アナログフィルタの伝達特性を実現するために利用されることが多く，その伝達特性は以下のようになる[15]．



(a) Impulse Response　　　　　(b) Circuit

Fig.1.7 IIR digital filter[15)]

(a)バタワース特性

減衰量は大きくないが，群遅延ひずみを低く抑えられる．

(b)連立チェビシェフ（楕円）特性

高い減衰率を少ない次数で得ることができるが，カットオフ周波数付近で起こる群遅延ひずみは大きくなる．

(c)チェビシェフ・逆チェビシェフ特性

バタワース特性と連立チェビシェフ型特性の中間の特性をもつ．

これらの特性でバンドパスフィルタを設計した場合の振幅伝達特性を図１．８に示す．設計法としては[15)]

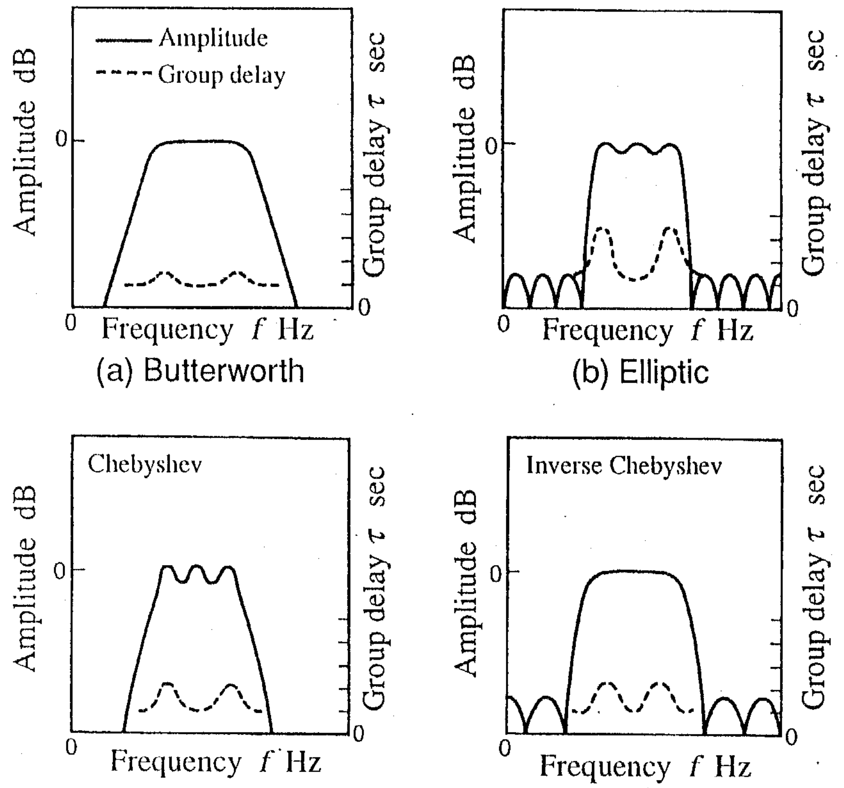
(a)離散領域における伝達関数$H(z)$の直接設計

(b)アナログフィルタの伝達関数$H(s)$（$s=j\omega$，jは虚数単位を表す）をs平面上で設計し，s-z変換によってz平面に写像して，ディジタルフィルタの伝達関数$H(z)$に変換する方法．

の２つに体系化されている．一般的には，s-z変換法が主として用いられている．これは，設計公式として確立されていて種類も多いアナログフィルタの設計法を用いることができるからである．

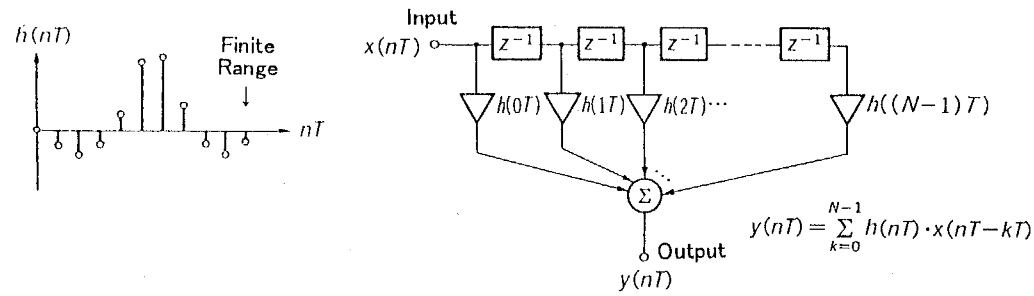
(2)ＦＩＲ型ディジタルフィルタ

ＦＩＲフィルタは図１．９(a)のようにインパルス応答が有限長のシステムであ



(c) Chebyshev and Inverse Chebyshev

Fig.1.8 Transmission characteristics of different filter types



(a) Impulse Response　　　　(b) Circuit

Fig.1.9 FIR digital filter[15)]

り，これはアナログフィルタにはない特徴である．代表的な構成の例を図１．９(b)に示す．ＦＩＲフィルタの利点として[15)]

(a)係数語長制限により不安定になることがない．

(b)リミットサイクル発振が生じない．

(c)完全直線位相（群遅延平坦）特性が実現できる．

(d)ヒルベルト変換器（位相を90°回転させる回路）が構成できる．

欠点として

(a)ＩＩＲフィルタに比べ遅延が大きい．

(b)一般に，計算量がＩＩＲフィルタより多くなる．

(c)必要な減衰特性を満たしているかどうか計算し，次数を変化させる反復設計を行う必要がある．

一般的なＦＩＲフィルタの設計法には，以下のようなものがある[15]．

(a)窓関数による設計

インパルス応答を窓関数を用いて有限長で打ち切ると，そのままフィルタ係数となる利点があるが，窓関数の決定法に自由度が大きいことなどの問題がある．

(b)周波数標本化設計

希望する周波数応答の１周期の標本を離散的逆フーリエ変換することにより設計する方法である．しかし，遮断特性を急峻に，また遮断周波数を自由に設定しようとすると，標本点の数を増加させる必要があり，フーリエ変換の次数が不必要に大きくなり過ぎるなどの問題がある．

(c)最適化設計法

ＦＩＲフィルタをチェビシェフ近似問題と考えることによって導き出す設計法であり，フィルタ設計のパラメータを，通過帯域端周波数，阻止帯域端周波数，通過帯域リプル，阻止帯域リプル，フィルタ次数の５つとしてフィルタを設計する方法である．Parks，McCllellanによって実用的なアルゴリズムがRemezのアルゴリズムとして定義された[16]．

(3)ガウシアンディジタルフィルタ

ガウシアンディジタルフィルタとは，たたみ込み積分の重み関数$h(x)$が図１．１０のようなガウス分布の形状をしているFIR フィルタである．重み関数は明らかに偶関数であり，位相のひずみは生じない．λを波長，λ_cをカットオフ波長とするローパスフィルタの振幅伝達特性（伝達関数と呼ぶ）$H_L(\lambda)$は次のようになる．

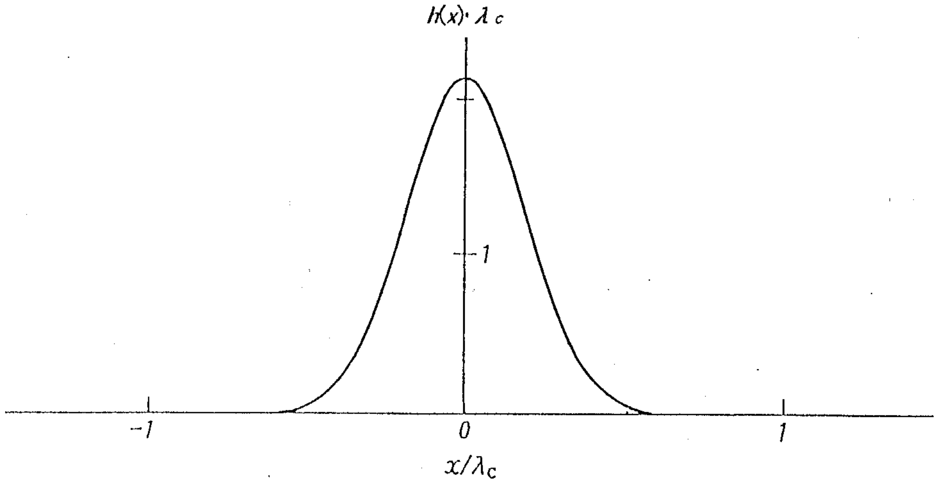


Fig.1.10 Weighting function of Gaussian filter

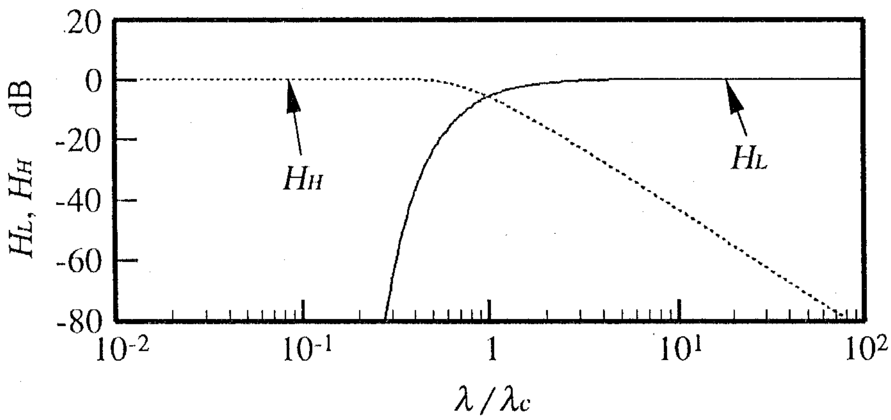


Fig.1.11 Transmission characteristics of Gaussian filter

$$H_L(\lambda)=\exp\{-\pi(\alpha\lambda_c/\lambda)^2\} \quad (1.1)$$

また，ハイパスフィルタの伝達関数$H_H(\lambda)$は次のように定義される．

$$H_H(\lambda)=1-H_L(\lambda) \quad (1.2)$$

$H_L(\lambda)$，$H_H(\lambda)$を図１．１１に示す．αをα=0.4697と定めることで，カットオフ波長での振幅伝達率をハイパスフィルタ，ローパスフィルタともに等しく50%とすることができる．

ガウシアンフィルタは特徴の１つとして，重み関数，及び図１．１２に示す周波数領域で表した伝達関数が共にガウス関数となり，空間－周波数の局在性の点

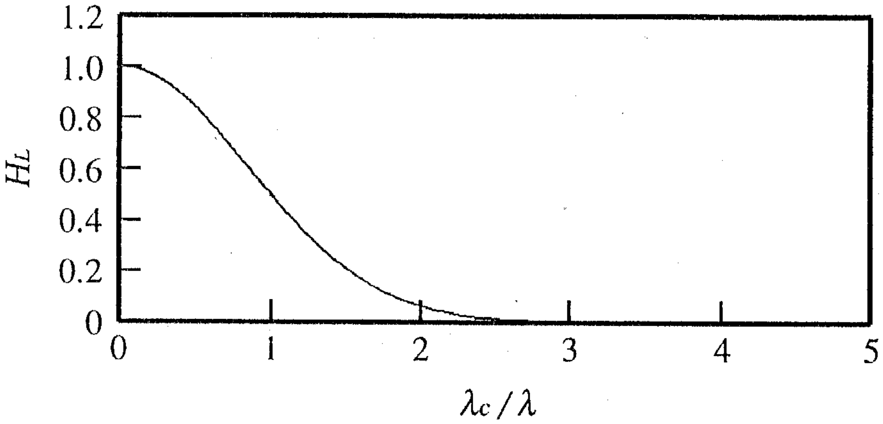
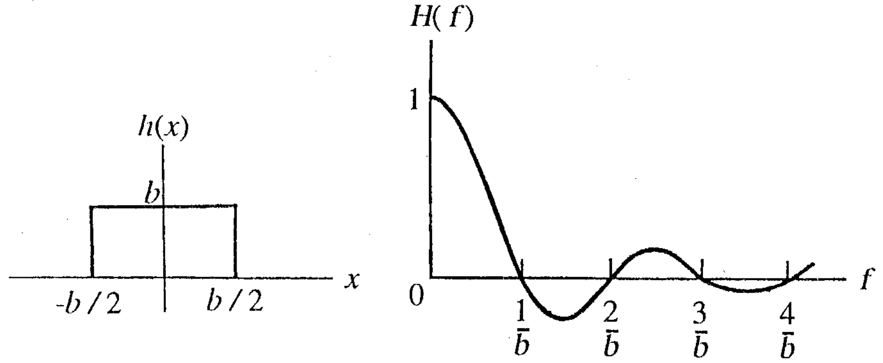


Fig.1.12 Transmission characteristics of the low-pass Gaussian filter



(a)Impulse response (b)Transmission characteristics

Fig.1.13 Filter with rectangular impulse response

で最も優れていると言われている[17)]．ここで空間－周波数の局在性とは，重み関数の広がりのrms値（横軸の0を基準としたrms値）と周波数領域での伝達関数の広がりのrms値の積によって表され，値が小さいほど局在性に優れているとされる．この性質は画像処理の分野で重要な利点である[18)]．例えば，図１．１３(a)に示す矩形の重み関数を持つフィルタの場合[19)]，重み関数の広がりは非常に小さいが，伝達関数は図１．１３(b)のように非常に広い領域に広がってしまい，局在性に劣ると評価される．

ガウシアンフィルタが画像処理の分野で広く使用されるもう他の理由は，ガウシアンフィルタを複数回かけた画像が，それより長いあるカットオフ波長のガウシアンフィルタを１回かけた画像と等しくなるという性質があるためである．こ

(a)

(b)

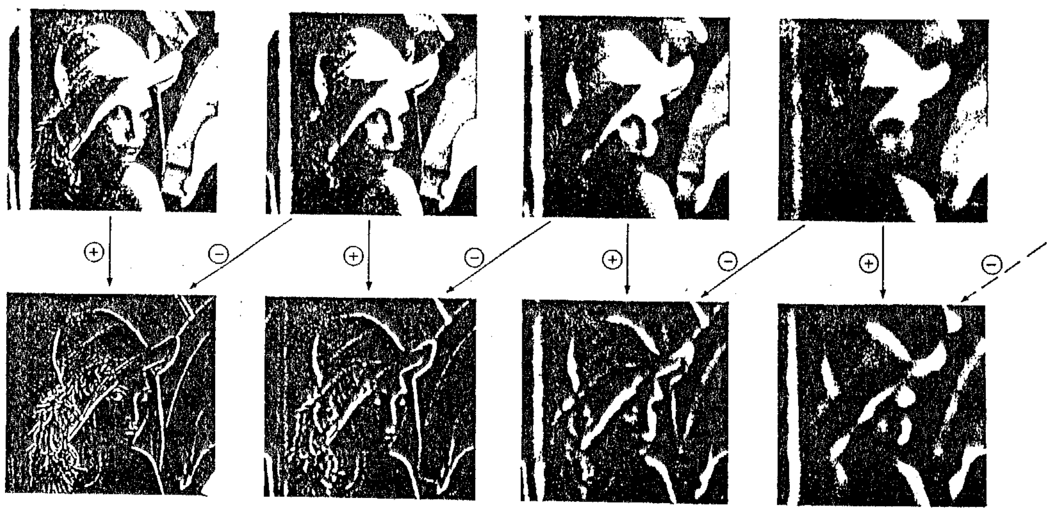


Fig.1.14 First four levels of the (a)Gaussian and (b)Laplacian pyramids

のことにより，画像にガウシアンフィルタを繰り返しかけることによって，カットオフ波長を順に変化させた画像を得ることができる．これは画像を順次ぼやけさせることに相当し，段階が進むに従って情報量が徐々に減少していく様子からガウシアンピラミッドと呼ばれる．その例を図１．１４(a) に示す．画像認識において，ガウシアンピラミッドの中から適当な段階の画像を選ぶことによって，注目する物体の大きさを変化させることができる．

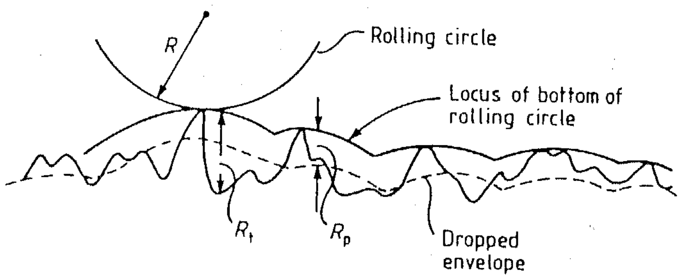
また，物体の縁を画像から発見することは画像認識の基本的で重要な作業の一つである．上記のガウシアンピラミッドの，隣り合う段階の輝度の差を計算すると，その値が最大になった部分は，ある注目する解像度での物体の縁を表す．この差の画像を異なったピラミッドの段階ごとに作成したものは，図１．１４(b) に示すラプラシアンピラミッドと呼ばれる[20]．

ガウシアンフィルタが画像処理で使用される他の理由として，近似的であるが高速に計算する手法が存在することである．画像処理では，扱うデータ配列が非常に大きく，かつリアルタイムで処理することが必要とされる場合も多いため，高速に処理できるアルゴリズムが必要となる．画像処理のための高速計算手法として，Burtの手法[18]と中心極限定理による方法[21]を挙げることができる．Burt

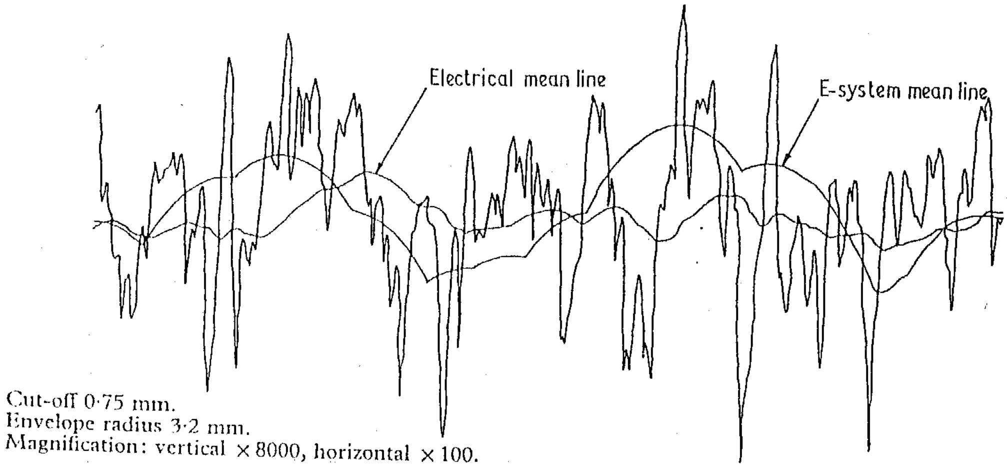
の手法は，三角形の重み関数を大きさを2倍に大きくしながら繰り返し適用する方法である．中心極限定理を利用する方法は，どのような確率分布でも繰り返し適用すれば，最終的にはガウス分布になるという性質を利用して，繰り返したたみ込み積分を行う方法である．

１．３　粗さ曲線のためのフィルタリングに関する従来の研究

表面粗さでは，測定された断面曲線から長周期のうねり成分を取り除き粗さ曲線を得る必要がある．これに対応する測定器の構造には，大きく分けて２つの原理がある．１つは，フィルタによって周波数成分を分離する方法であり，他の１つはスキッドを用いる方法である．これは測定時に触針を支えるプローブに触針に比べ半径の大きなスキッドを装着し，触針とスキッドの相対的な動きを測定する方法である．この方法では，うねりはEnvelope system[22]により求めることになる．Envelope systemとは，図１．１５(a)のように断面曲線上を円が転がるときの包絡線を基準とする方法であり，この包絡線をうねりとするものである．こ



(a)Envelope system



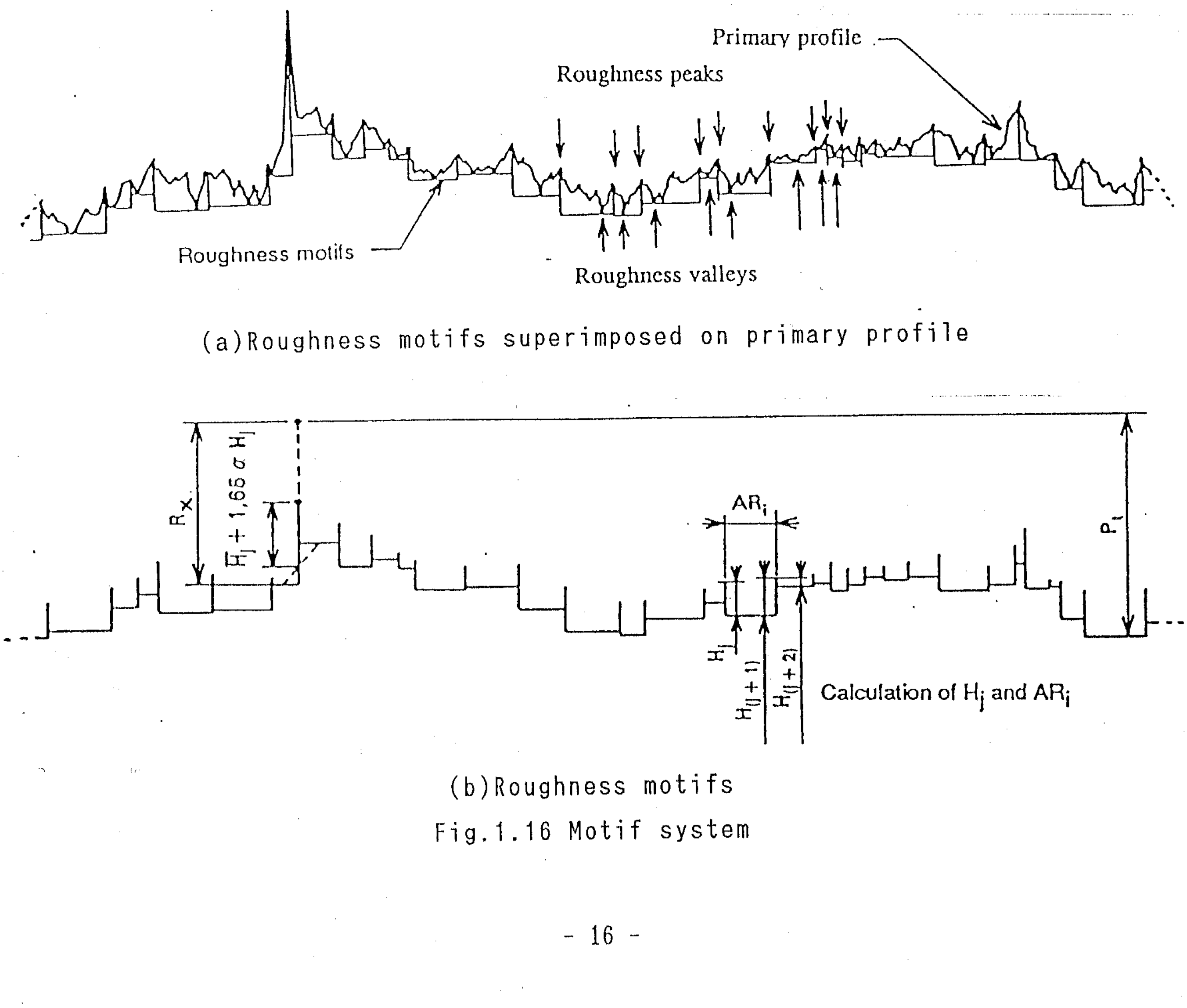
(b)Difference between elctrical and envelope systems for ground surface

Fig.1.15 Envelope system and mean line system

の場合，アナログフィルタによる平均線に対して，図１．１５(b) のように異なってくる．

また，ディジタルコンピュータを使用するものでは，主にフランスで研究・利用されているMotif system[23] がある．これは，あるルールに従って断面曲線を２つの山頂と谷の組(Motif) の連続に分解する手法である．ルールを変更することによって，粗さ曲線に相当するMotif およびうねり成分に相当するMotif を得ることができる．粗さに相当するMotif を取りだした例を図１．１６に示す．これは前出のEnvelope system と非常に似た結果が得られる[24]．粗さのMotifからはパラメータR_m（$\overline{H_j}$，Motifの平均深さ），A_r（$\overline{AR_i}$，Motif の平均幅）などが計算される．この方法は，フランスが提唱するローカルな考えであり，一般化するには時間が必要と考えられる．

一方，周波数領域で波長を分離する手法では，次の項目が特徴として挙げられ



(a)Roughness motifs superimposed on primary profile

(b)Roughness motifs

Fig.1.16 Motif system

る．

(a)パラメータとしてフィルタの伝達特性とカットオフ波長を定めるだけで，一義的に結果が求まる．

(b)ディジタル処理による場合には二次元から三次元への拡張が容易である．

(c)処理が単純である．

これらのことから，周波数領域のフィルタリングによって断面曲線を粗さとうねりに分離する手法が主流となってきた．周波数領域で分離する方法には，アナログフィルタリングと，ディジタルフィルタリングがある．

従来の粗さ曲線の測定は，触針式粗さ計等で表面をトレースし，それを電気信号に変換し，長波長成分を図１．１７の２ＣＲフィルタにより除去する方法で得ていた．この電気的フィルタは，アナログＲＣフィルタを２つ直列に接続したものであり，ISO 3274-1985 でその特性が定められている．ローパスフィルタは図１．１８に示すような周波数に依存した遅れを持ち，ボード線図は図１．１９の

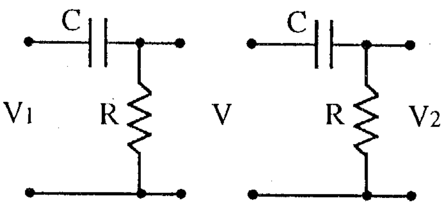


Fig.1.17 Electrical circuit of 2CR filter

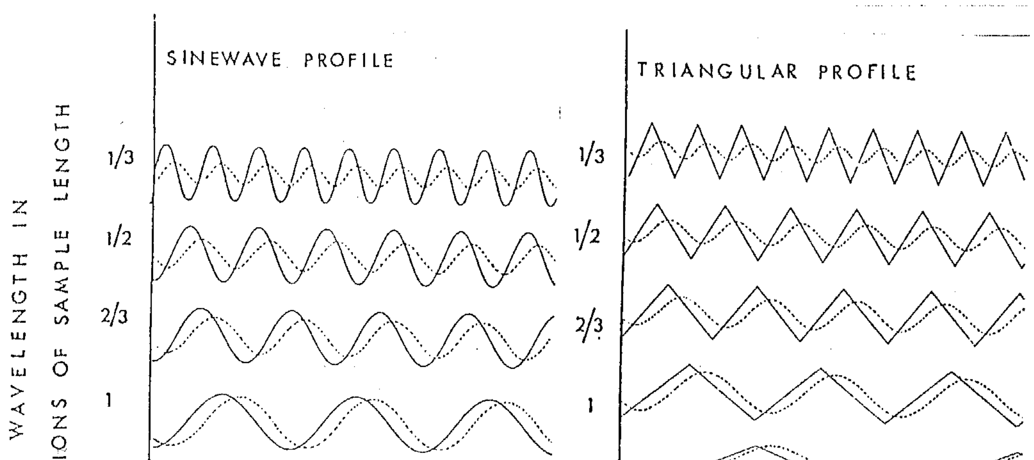


Fig.1.18 Phase delay for sin-wave and triangular profiles[26]

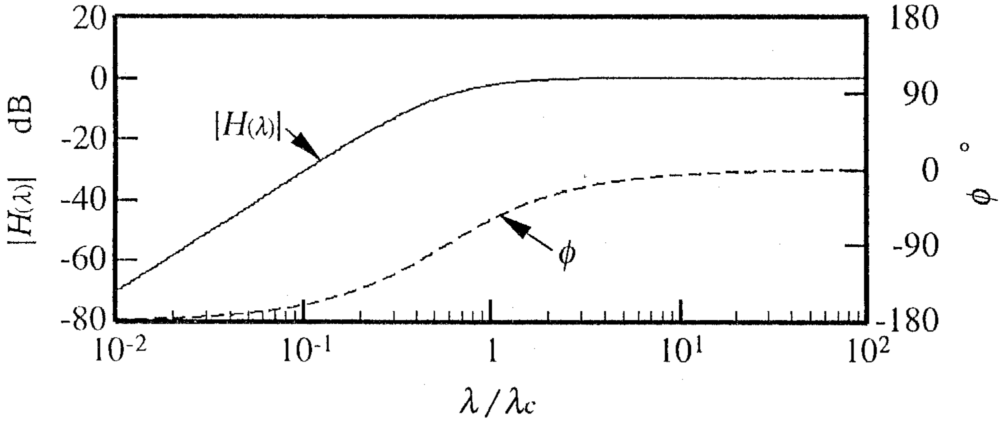
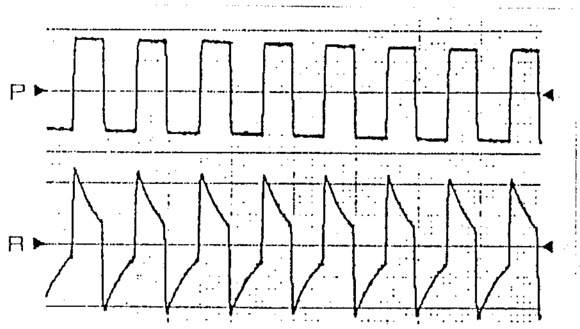
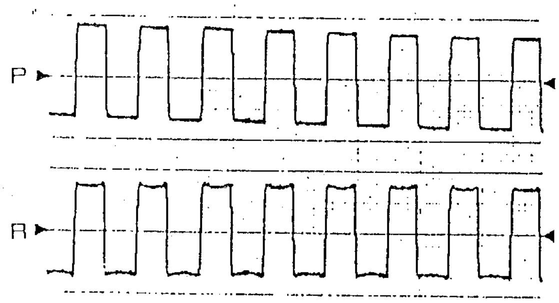


Fig.1.19 Bode diagram of 2CR low-pass filter



(a)2CR filter



P:Primary Profile

R:Roughness Profile

(b)Gaussian filter

Fig.1.20 Example of effect of phase delay by 2CR filter[25)]

ようになる．ハイパスフィルタも同様に周波数に依存した位相の遅れをもち，このような回路では，図１．２０(a) に示すように，入力信号の波形によっては元の形から大きく変化してしまうことがある[25)]．図１．２０(b)はガウシアンフィルタを使用した場合であり，２ＣＲフィルタのような左右非対称の波形の変化はほとんど見られない．図１．２１は２ＣＲフィルタ，及び後述する３：１位相補

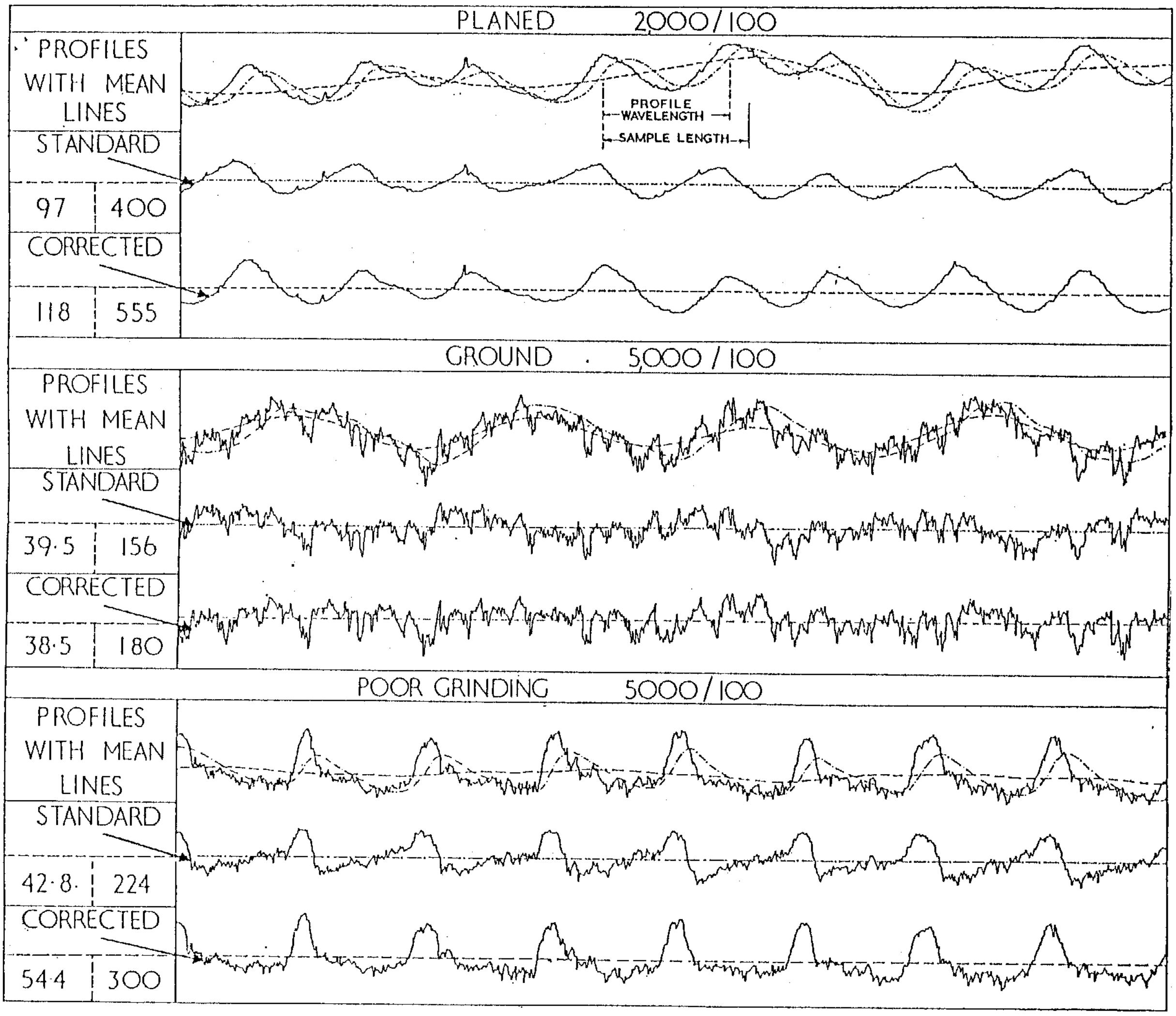


Fig.1.21 Effect of phase delay on mean line and center line[25]

償形フィルタと呼ばれる位相遅れがないディジタルフィルタを適用した場合の平均線の違いを表しており[26]，カットオフ波長に近いところの形状成分に，位相遅れの影響が現れている．このような位相遅れの影響は，R_a,R_z,R_yなどの高さに関する粗さパラメータについては，通常無視できるほど小さいが，カットオフ波長に近い波長成分が多く含まれるような場合では，いくつかの粗さパラメータに影響を与えると考えられる．

このような位相ひずみは，表面粗さの測定以外でも，ローパスフィルタを掛けた回転軸の振れ測定における分野などで大きな問題となる[27]．また，アナログ

信号はディジタル信号に比べて，伝送・蓄積・処理などの段階で，ひずみやノイズが介入するという問題もある．

これに対し，前節で述べたように，ディジタルフィルタの利点は

(a)回路を構成する部品の特性の差などによる回路の器差がない．

(b)アナログ回路のような部品の劣化による性能の経年変化がない．

(c)直線位相が実現できるため，位相遅れのないフィルタリングが可能である．

などであり，表面粗さの分野で使用される位相補償ディジタルフィルタとして，このような特長を持つ３：１位相補償フィルタ（Phase Corrected Filter）が挙げられる[26]．このフィルタは，ハイパスフィルタの伝達率が，カットオフ波長において100%，カットオフ波長の3倍の波長において0%となり，周波数に比例的に減少，増加するよう設計されている．このフィルタのローパスフィルタの重み関数と伝達特性を図１．２２に示す．図１．２２(a)のように重み関数のたたみ込み積分の範囲が無限に広い場合には，設計通りの伝達特性が得られるが，実用上は，図１．２２(b)，(c)のように積分範囲は有限となるために，伝達関数に誤差

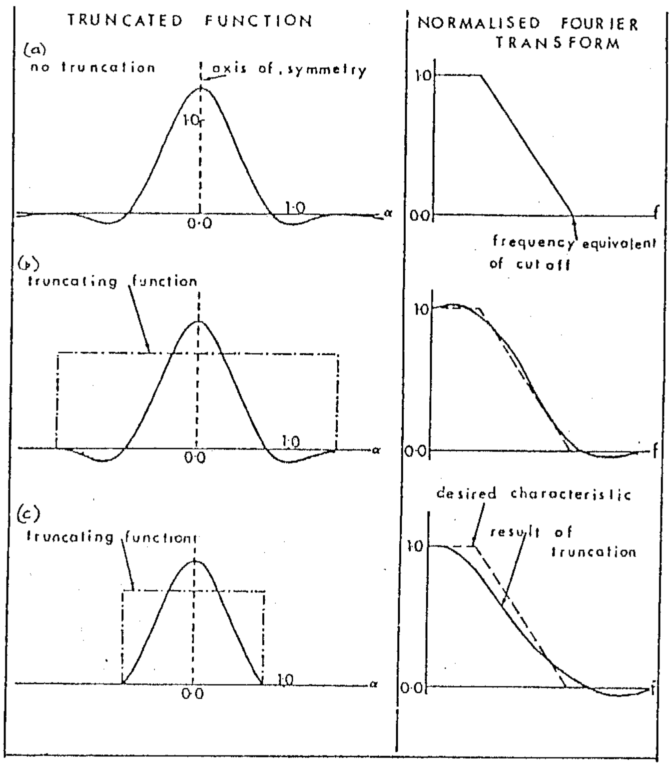


Fig.1.22 Weighting function and transmission characteristics of the low-pass 3:1 phase-correct filter

が生じる．この誤差を小さくするためには，比較的長い積分範囲が必要となることが指摘されており，例えば，伝達率の誤差を5%以内にするためには，カットオフ波長の３倍の積分範囲が必要といわれている[26]． 積分範囲が長いことは，測定で得た断面曲線から無駄になるデータが長くなることを意味し，粗さ曲線のためのフィルタとして使用することは難しいと言える．また，線形フィルタの中でも単純な移動平均を使用してフィルタリングを行う試みもある[28]．

これらは近似的なガウシアンフィルタであるが，ガウシアンフィルタの特長は，前節でも触れたように，

(a)重み関数の形状がガウス分布をしているために，サンプリング間隔が比較的長くてもよいという特性があり，また積分範囲が狭くてもよいとされる．

(b)フィルタの重み関数が式により定められているため，Remez 法などの最適化技法による設計の必要がなく，設計に曖昧性がない．

(c)減衰特性が緩やかで，２ＣＲフィルタに近いために，過去の２ＣＲフィルタによる結果との整合をとることが可能である．

(d)高速処理に向いたアルゴリズムを作ることが可能である．

(e)三次元フィルタとして使用すると，XYの変数分離が可能であるので，X 方向に適用した後にY 方向に適用しても，三次元的に適用したのと同じ結果を得ることができる．

ISO では，バンドパス特性のガウシアンフィルタを断面曲線に適用し，粗さ曲線(P)を得るようになった．また，伝達率が50%となる波長をカットオフ波長と定義されたことにより，次のようなことが実現できるようになった．

(a)粗さとうねりの分離に同一のフィルタが使用できる．

(b)表面輪郭の粗さ及びうねり成分は，分離・合成ができる．

以上のような特長をもつFIR(Finite Impulse Response)ディジタルフィルタの処理は，次式のように位置xでの入力信号$z(x)$とフィルタの重み関数$h(\tau)$のたたみ込み積分によって行われる．

$$z(x)^* = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)\,z(x+\tau)\,d\tau \qquad (1.3)$$

ここで，$z(x)^*$ はフィルタの出力である．重み関数をガウス分布とすれば式(1.3)はガウシアンローパスフィルタとなり，伝達関数は式(1.1) となる．しかし，ガウシアンフィルタの伝達関数は，全て連続で無限長のデータに関するものであるが，実際の断面曲線に適用する場合は，離散的で有限長のデータとなる．そのために振幅伝達特性に誤差が生じる．

移動平均法により断面曲線に数値フィルタを掛け，ＣＲフィルタの特性との比較を行ったM.Churdらの研究でも[28]，このような問題には触れていない．また，ガウシアンフィルタについては，文献29) に詳しくまとめられているが，実際の適用に関する条件は提示されていない．

さらに，従来の電気的アナログフィルタと同様な簡便な利用法を目指したディジタルフィルタによるリアルタイム処理については，全く検討されていない．

一方，カットオフ値の参考となる結果が，工学表面のフラクタル次元を用いた解析で明らかにされている[30,31]．そこでは，断面曲線に含まれる波長はフラクタル次元D により３つの領域，すなわち $D>2$，$2 \geqq D \geqq 1$，$D<1$ に分けられることが示されている．$D>2$は長波長領域で形状誤差などを表す領域でフラクタル的な性質がないものである．$2 \geqq D \geqq 1$はパワースペクトル密度関数において，パワーのべき乗則が適用できるフラクタル的な性質をもつ領域である．$D<1$は非常に微細で単純な形状をもつ短波長領域であり，１つ突起の中にはそれ以上細かい凹凸を含まない非フラクタル的な領域である．フラクタルディメンジョンが変化する境界$D=2$，$D=1$の位置の波長をλ_L，λ_Hとすれば，λ_Lとλ_Hの間の領域が表面粗さの性質をもつと考えられる[30]．一方，λ_Hより短波長域の突起は非常に小さいものの，突起斜面のように変動値の微分を用いる場合は，結果に及ぼす影響が大きく，除去することが必要となる．しかし，λ_H を求めるプロセスは非常に煩雑であるために，現在のところ$\theta=90°$近傍の断面曲線に対する結果のみが把握されており，$\theta=0°$近傍の断面曲線に対しては全く示されていない．ここで，θは方向性のある加工面で，加工溝の方向を0°とする．

二乗平均平方根突起傾斜から，異方性を把握するための便法として，まず$\theta \fallingdotseq 90°$ での適当なカットオフ波長$\lambda_{c(90°)}$を上記のλ_Hを基準にして定め，その他の

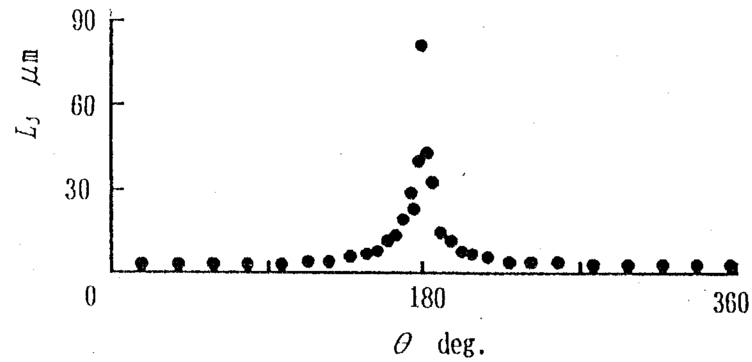


Fig.1.23 L_j

角度に対しては，

$$\lambda_{c(\theta)}=\lambda_{c(90°)}/\sin\theta \tag{1.4}$$

により定められるカットオフ波長λ_cのガウシアンローパスフィルタを適用することが考えられる．しかし，この方法はθ=0°方向のカットオフ波長が無限大になってしまうこと，カットオフ波長が必ずしも全ての方向に対して適当なカットオフ波長であるとは考えられないこと，など問題がある．そのため，1/sinθ の代わりに図１．２３のような，各測定方向jの相関長L_jを用い，カットオフ値はこれに比例すると仮定した解析も試みられている[32)]．しかし，この方法もあくまで便法であり，汎用性をもたせることは難しい．

１．４　本研究の目的

以上述べてきたように，粗さ曲線(P)を得るためにガウシアンディジタルフィルタを使用することは，従来のアナログフィルタリング処理に比べて多くの利点がある．しかし，粗さパラメータは，フィルタの適用条件に依存して変化するので，まず普遍的な適用条件を明らかにする必要がある．また，データ量が膨大になって長い演算時間を要したり，従来のアナログフィルタのようなリアルタイム処理が困難になることが考えられる．したがって，そのことへの対応を考慮する必要がある．さらに，ディジタル処理ではサンプリング時にエイリアシングの現

象が発生する．これは，粗さ曲線に影響を及ぼすと考えられるので，エイリアシング対策についても検討する必要がある．

以上のような技術的な検討に加えて，過去に蓄積された粗さに関するデータと，新たな規格に基づいて得られたパラメータとの対応についても検討する必要がある．

このようなことから，本研究では以下の項目を検討することを目的とする．

(1)ガウシアンフィルタの適用条件をハイパスフィルタとローパスフィルタについての提案．

(2)ガウシアンフィルタを高速に処理するアルゴリズムを開発し，その設計条件の提示．

(3)ディジタル処理特有の問題であるエイリアシングを除去するための手法を開発．

(4)従来の規格に基づいて求めたパラメータと新しい手法により得たパラメータの相違．

さらに，従来は広く普及した工業製品を互換性や安全性などの面から標準化してきたが，現在では新しい分野を視界に入れて，基礎的な研究に基づいて標準化のドラフトが提案されるようになってきた．形状，うねり，粗さなどの分野でも，データ処理の方法などについて基礎的な研究を進め，工業に資する研究が必要になってきた．本研究は，このような要請に応えられるようにすることも一つの目標となっている．

1．5　本論文の構成

本論文は，次の７章より構成されている．

第１章「緒論」では，触針式の粗さ計により粗さパラメータを求める粗さ曲線の定義の変遷に触れ，粗さ曲線を得るために従来用いられてきたアナログフィルタの問題点を挙げ，位相遅れが発生しない位相補償ディジタルフィルタの必要性について述べている．また，種々の位相補償ディジタルフィルタを比較し，ISOが提唱するガウシアンディジタルフィルタが，従来の２ＣＲフィルタの振幅伝達

特性に最も近く，工業界で蓄積されてきた膨大な粗さパラメータのデータとの対応がつき易いことから，他のディジタルフィルタより優れているとしている．しかし，ガウシアンディジタルフィルタの適用条件は，今まで明らかにされていないこと，アナログフィルタのようにリアルタイムでフィルタリングできるディジタルフィルタが実用上必要であること，離散化データで発生するエイリアシングの対応が必要であることなど，ディジタルフィルタを用いるための課題を挙げ，本論文の目的を述べている．

第２章「ガウシアンハイパスフィルタの設計」では，断面曲線からうねりを除くためのハイパスフィルタの適用条件について検討し，ガウシアンフィルタをたたみ込み積分によって実現する場合の積分範囲と振幅伝達特性との関係を明らかにしている．まず，実験値を基に種々の粗さパラメータと振幅伝達特性との関係を導き，ガウシアンフィルタの伝達関数に対するたたみ込み積分によるフィルタの伝達関数の差を伝達関数の誤差と定義し，その最大値が2.5%程度までであれば，粗さパラメータに及ぼす伝達関数の誤差の影響は無視できると述べ，この条件を満足するハイパスフィルタの適用条件を提示している．つぎに，粗さ曲線の基準線について，従来の最小二乗中心線による方式とガウシアンフィルタによって導かれる平均線の方式の差を明らかにし，この差の各種粗さパラメータへの影響について確かめている．

第３章「ガウシアンローパスフィルタの設計」では，断面曲線から微細な凹凸を除くためのガウシアンローパスフィルタの振幅伝達特性は，たたみ込み積分の範囲とデータ間隔に依存することを明らかにし，ローパスフィルタの影響を最も受けるΔ_q（微細突起傾斜の二乗平均平方根）が安定して得られるローパスフィルタの適用条件をフィルタの推奨条件として提示している．また，Δ_qの導出には，データ間隔の変動の影響を受け難い数値微分の７点公式が適していることをシミュレーションによって確かめ，提案している．

第４章「ガウシアンインラインフィルタのアルゴリズム」では，ガウシアンディジタルフィルタの処理を断面曲線のデータをサンプリングしている間に行う，いわゆるインライン処理について検討している．インライン処理が可能なフィル

タとして，たたみ込み積分フィルタ，多段の二項分布関数フィルタ，多段の移動ボックス関数フィルタをとり上げ，ガウシアンフィルタの振幅伝達関数に近くなるようにそれぞれのフィルタを設計したときのデータの処理時間は，前二者ではフィルタへの入力データ数が増えるにつれて増大するが，移動ボックス関数フィルタでは入力データ数に関係なく一定となることを明らかにし，インライン処理を行うフィルタとして高速処理が可能な移動ボックス関数フィルタが適しているとしている．

第5章「エイリアシング除去のためのハイブリッドフィルタ」では，断面曲線を離散化してディジタル処理をするときに発生するエイリアシングを，フラクタル次元を用いたシミュレーションデータにより明らかにし，エイリアシングが粗さパラメータ Δ_q に大きく影響するとして，エイリアシングの除去が必要であると述べている．その対応として，データのサンプリング間隔を短くする方法を検討し，エイリアシングを除去するためのみに非常に短い間隔が必要となることを明らかにし，それに代わる方法としてアナログフィルタとディジタルフィルタを併用するハイブリッドフィルタを提案している．ハイブリッドフィルタは，アナログフィルタによってエイリアシングの発生を抑制し，ディジタルフィルタによって振幅伝達特性を保証するようにするもので，サンプリング間隔を短くすることなしに，エイリアシングの発生が抑えられるとし，ハイブリッドフィルタの適用条件を提案している．さらに，提案された適用条件の妥当性を測定データによって確かめている．

第6章「平均線システムと中心線システムによる粗さパラメータ」では，中心線システムによる過去の粗さパラメータと平均線システムによる新しい方式の粗さパラメータを比較し，高さに関する粗さパラメータは両者の結果に差がほとんどなく，横方向に関する粗さパラメータは方式の違いによる影響が大きいことを明らかにし，適用に際しては注意が必要であると述べている．さらに，両者による結果には相当強い相関が見られるとして，実験による換算式を提案している．

第7章「結論」では，各章の結論をまとめている．

参　考　文　献

1) 塚田忠夫:ディジタル化時代の形状計測技術，平成8年度計量研究所研究講演会資料，日本産業技術振興会(1996.10.21)32.
2) 佐藤豪　編:製図マニュアル精度編，日本規格協会(1989).
3) ISO 8015-1985:Technical drawings－Fundamental tolerancing principle.
4) JIS B 0024-1988:製図－公差表示方式の基本原則.
5) JIS B 0601-1982: 表面粗さ－定義及び表示.
6) JIS B 0601-1994: 表面粗さ－定義及び表示.
7) ISO/DIS 11562-1993: Metrological characterization of phase corrected filters and transmission bands for use in contact instruments.
8) ISO/DIS 3274-1994:Surface texture － Instruments for the assessment of surface texture －Profile method.
9) ISO/DIS 10479-1993:Surface waviness － Vocabulary.
10) ISO/DIS 4287-1－1994 : Surface roughness － Terminology :Surface and its parameters.
11) 柳沢健,神林紀嘉 : フィルタの理論と設計 , 産報(1974)9
12) 柳沢健,金光磐 : アクティブフィルタの設計 , 秋葉出版(1987)
13) T.C.Gabor and M.K.Sanjit : Modern Filter Theory and Design, A Wiley-Interscience Publication(1973)
14) 田中弘 編著:画像処理応用技術,工業調査会(1989)57
15) 尾知 博:ディジタルフィルタ設計入門,CQ出版社,(1978)189
16) T.W.Parks and J.H.McClellan:Chebyshev Approximation for Nonrecursive Digital Filters with Linear Phase,IEEE Trans. Circuit Theory,CT-19,2 (1972)189
17) NI.Yang,Z.Yi-min,A.Bogdan and F.Devos:Yet Another Analog 2D Gaussian Convolver,IEEE International Symposium on Circuits and Systems,Vol.1 (1993),192
18) P. J. Burt : Fast Algorithms for Estimating.Local Image Properties, Computer Vision,Graphics and Image Processing,21(1983)368
19) 日野幹雄:スペクトル解析,朝倉書房(1977)68
20) P.J.Burt and E.H.Andelson : The Laplacian Pyramid as a Compact Image Code,IEEE Trans. on Communications,COM-31(1083)4,532
21) W.M.Wells III: Efficient Synthesis of Gaussian Filters by Cascaded Uniform Filters, IEEE Trans . on Pattern Analysis and Machine Intelligence,PAMI-8,2(1986)234

22) D.J.Whitehouse: Handbook of Surface Metrology, Institute of Physics Publishing Bristol and Philadelphia,(1994)40
23) C.F.Fahl : Motif Combination — a New Approach to Surface Profile Analysis, Wear,83(1982)195
24) V.Radhakrishnan : Analysis on Some of The Reference Lines Used for Measuring Surface Roughness,Proc. Instn.Mech. Engrs.,187 43/73(1973) 575
25) 荒井正敏 ：粗さのISO 規格制定の動向,東京精密技報,9,25(1992)18
26) D.J.Whitehouse:Improved Type of Wavefilter for Use in Surface-Finish Measurement,Proc.Instn.Mech.Engrs.,182(1967-1968)Pt3K,306
27) Shoji NOGUCHI, Tadao TSUKADA and Atsushi SAKAMOTO: Evaluation method to determine radial accuracy of high-precision rotating spindle units,Prec. Engng.,17.(1995)266.
28) M.Churd, D.Rondot and J.Mignot : Numerical Filtering Used in Micro-topographical Surface Measurement,Wear,97(1984)267
29) D.J.Whitehouse:Handbook of Surface Metrology,Inst. Phys. Pub.,London,(1994)282.
30) 伊藤憲朗，塚田忠夫，笹島和幸：フラクタルディメンションを用いた不規則表面凹凸の解析（第１報），精密工学会誌，58,5(1992)865-869.
31) 伊藤憲朗，塚田忠夫，笹島和幸：フラクタルディメンションを用いた不規則表面凹凸の解析（第２報），精密工学会誌，58,10(1992)1735-1739.
32) 許文海，塚田忠夫：表面粗さの異方性評価に関する研究（第１報），三次元データの平面回帰と測定長，トライボロジー学会誌，38,3(1993)287-292.

第２章　ガウシアンハイパスフィルタの設計

２．１　緒　　言

表面粗さは，ディジタルコンピュータにより処理することを前提に，平均線システム(mean line system)が採用されることになった[1)]．平均線システムとは，基準長さに等しいカットオフ波長を持った，ハイパスディジタルフィルタの出力である粗さ曲線の高さ方向の零位置を平均線とし，すべての粗さパラメータを求める手法である．そこでは，ガウシアンディジタルフィルタが提唱されており，ガウス分布の重み関数によるたたみ込み積分により粗さ曲線を得ることになっている[1)]．このように測定データをガウシアンディジタルフィルタで処理することによる特長は次のようになる．

(a)ガウシアンディジタルフィルタの出力には，位相遅れが発生しない．そのために，このフィルタは位相補償フィルタとも呼ばれる[1)]．

(b)アナログフィルタで生じるコンデンサや抵抗の経時劣化によるフィルタの性能低下がない．

(c)伝達関数の通過域と遮断域で等リップルであり，かつ所望の伝達特性を満たすようにチェビシェフ近似を行い，その結果を離散的逆フーリエ変換することによって重み関数を得る方法であるRemez 法に代表される最適化設計[2)]をせずにフィルタの重み関数が一義的に定義される．

(d)フィルタの減衰特性は，従来の２ＣＲフィルタに近い．

(e)ガウス分布の重み関数が緩やかに変化するので，データ間隔やたたみ込み積分の範囲などのフィルタ特性への影響は小さく，伝達関数のリップルも少ない．

(f)データに対して移動平均を繰り返し適用するカスケード法[3]などによってもガウス分布関数型の重みを近似することができるなど，アルゴリズムの自由度が高い．

(g)2次元的にフィルタを適用する場合に2次元の重み関数h_{xy}に対して

$$h_{xy}(k_x \Delta x, k_y \Delta y)=h_x(k_x \Delta x)h_y(k_y \Delta y)$$

となるようなh_x，h_yが存在し，h_{xy}，h_x，h_yはすべてガウス分布である．これを分離可能と言い，試料面上で直交する2方向にガウシアンフィルタを適用することにより三次元データに対するフィルタ効果が得られる[4]．

このような特長をもつガウシアンフィルタでは，フィルタの適用条件によって結果が異ならないように，

(a)離散データを用いることによるフィルタの伝達関数の誤差の許容限界の設定

(b)フィルタの許容誤差を満たす離散データの間隔とたたみ込み積分の範囲の設定

(c)従来から採用されてきた最小二乗法による中心線を基準とした(center line system[5])と上述した平均線を基準とした粗さパラメータの比較も行い，従来法のデータへの対応資料の提供

が必要と思われる．本章では上記項目にアプローチし，ガウシアンハイパスフィルタの適用条件を明らかにすることを目的とする．

2．2　ガウシアンハイパスディジタルフィルタの特徴

ISO[6]およびJIS[1]で推奨しているガウシアンディジタルフィルタは，非再帰型（フィードバックがない）フィルタであり，たたみ込み積分によるアルゴリズムから構成される．

λ を波長，λ_cをカットオフ値，入力データをz_i，表面粗さ用のハイパスフィルタの出力を$z_i{}^*$ とすれば，

$$z_i{}^*=z_i-\sum_{k=-N_c}^{N_c} h_k z_{i+k} \Delta x/K \qquad (2.1)$$

となる[2]．Δx は図２．１に示すデータ間隔，N_cはたたみ込み積分の範囲を示す．K は積分範囲内で $\sum_{k=-N_c}^{N_c} h_k \Delta x/K=1$ にする補正値であり，h_kは図２．１に示すガウス分布をする次式の重みである．

$$h_k=\exp\{-\pi(k\Delta x/\alpha\lambda_c)^2\}/(\alpha\lambda_c) \quad (2.2)$$

N_cが λ_cに比べ十分大きく，Δx が λ_cに比べ非常に小さいとき，ハイパスフィルタの伝達関数$H(\lambda)$は，

$$H(\lambda)=1-\exp\{-\pi(\alpha\lambda_c/\lambda)^2\} \quad (2.3)$$

となる[1]．$\lambda/\lambda_c=1$ において振幅伝達率を50%とすることにより，$\alpha=0.4697$ となる．また，減衰率は約12dB/octとなる[1]．

一方，図２．２(a) に示す従来の表面粗さ用の２ＣＲアナログフィルタはカットオフ波長$\lambda/\lambda_c=1$において振幅伝達率が 75 %としており[1]，

$$H(\lambda)=1/(1-jk_0\lambda/\lambda_c)^2,\quad j=\sqrt{-1} \quad (2.4)$$

により表すことができる[7,8]．ここで，$k_0=(1/3)^{1/2}=0.577$ である．式(2.4) の伝達関数の絶対値$|H(\lambda)|$と位相遅れ ϕ は

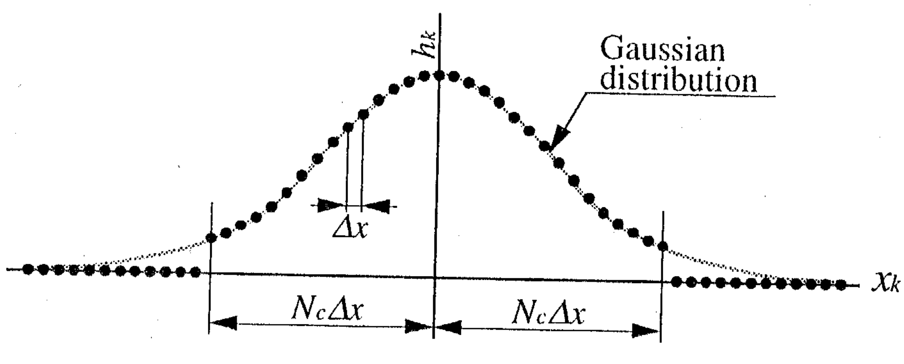


Fig.2.1 Weighting function for convolution integral

$$|H(\lambda)| = 1/\{1+(0.577\lambda/\lambda_c)^2\} \qquad (2.5)$$
$$\tan\phi = 1.155(\lambda/\lambda_c)/\{1-(0.577\lambda/\lambda_c)^2\}$$

となり，減衰率が約12dB/oct, $\lambda/\lambda_c=1$ における位相遅れが約 $\pi/3$ となる[7)]．

また，広く用いられている図２．２(b)のバターワース型フィルタの伝達特性は，$\lambda/\lambda_c=1$ において振幅伝達率を50%として

$$H(\lambda) = 1/\{1-jk_1k_2\lambda/\lambda_c+(jk_1\lambda/\lambda_c)^2\} \qquad (2.6)$$

$k_1=3^{1/4}=1.316$, $k_2=2^{1/2}=1.414$ となる[9)]．したがって，

$$|H(\lambda)| = 1/\{1+(1.316\lambda/\lambda_c)^4\}^{1/2} \qquad (2.7)$$
$$\tan\phi = 1.861(\lambda/\lambda_c)/\{1-(1.316\lambda/\lambda_c)^2\}$$

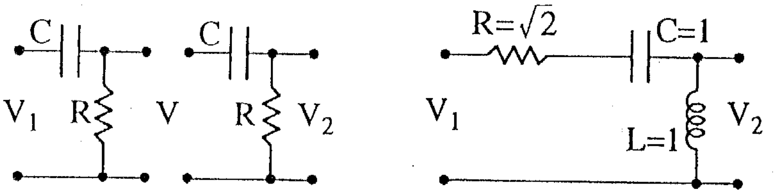
となる．このフィルタの減衰率は約12dB/oct，また $\lambda/\lambda_c=1$ における位相遅れは約 0.62π である．

これらのハイパスフィルタの伝達関数を図２．３に示す．$\lambda/\lambda_c=1$ における振幅伝達率の設定に差はあるが，三者とも非常によく似た減衰特性になっている．

２．３　ハイパスディジタルフィルタの設計

2.3.1 フィルタの振幅伝達特性の誤差

式(2.1)はデータ間隔を小さく積分範囲を大きくした場合，式(2.3)の伝達関数をもつフィルタの出力となる．しかし，データ間隔を小さく設定するとデータ数が増え，積分範囲を広げると演算回数が増えるばかりでなく，断面曲線の長さが



(a)2CR filter　　(b)Butterworth filter

Fig.2.2 Examples of analogue high-pass filter

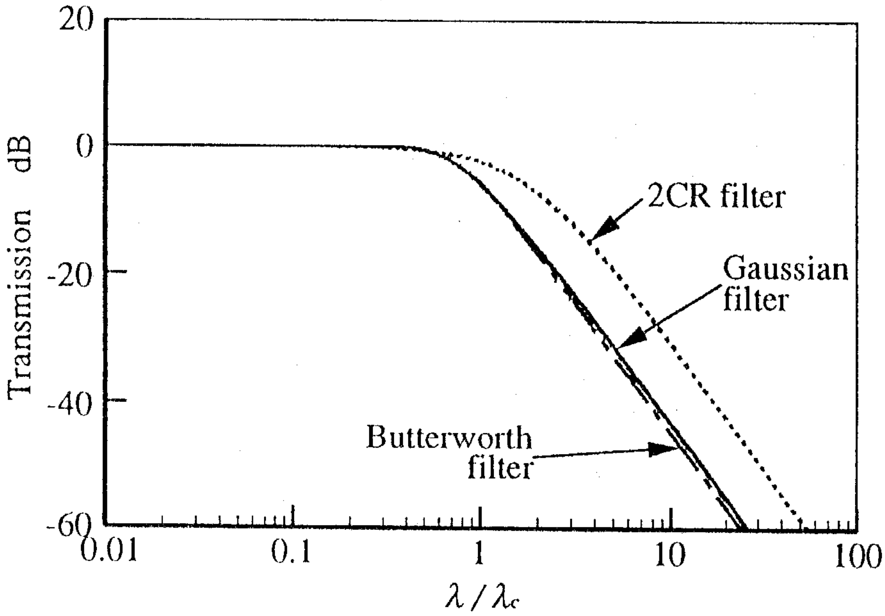


Fig.2.3 Transmission characteristics of filters

基準長さ（粗さパラメータを求める粗さ曲線の長さℓであり，カットオフ値とする．R_aが$0.1\ \mu$mから$2\ \mu$mの範囲ではℓ=0.8mm[1]）に積分範囲を加えたものとなる．そのために，伝達関数の誤差が許される範囲で，データ間隔を大きくし，積分範囲を狭くする検討が必要となる．

一般に，伝達関数は正弦波入力に対するフィルタの出力の振幅伝達率によって表される．波長λの正弦波を入力とする伝達関数は，$k=0$に対して対称である次式によって表すことができる．

$$
\begin{aligned}
H^* &= 1-\sum_{k=-N_o}^{N_o} h_k\cos(2\pi k\Delta x/\lambda)\Delta x/K \\
&= 1-[\sum_{k=1}^{N} h_{k-N/2}\cos\{2\pi m(k-N/2)\Delta x/T\}\Delta x]/K \qquad (2.8)\\
\lambda &= T/m,\quad \Delta x=T/N
\end{aligned}
$$

Tは基本波長，Nは基本波長内のデータ数で，偶数である．

式(2.8)の右辺第２項の[]内は，h_kのm次のフーリエ変換項の係数（一般的な表現では，式(2.8)の右辺第２項の[]内に$2/T$を乗じたものが係数であり，下記

の係数A_mはこれに沿うものとする）に一致する．したがって，図２．１の離散点で与えたh_kのフーリエ級数における余弦波のm次の係数をA_mとすれば

$$H^* = 1 - A_m N \Delta x / (2K) \tag{2.9}$$

ここで，図２．１の積分範囲$2N_c \Delta x$の外側では重みを零とする．

式(2.3)に対する式(2.9)の誤差ΔHを次式で定義する．

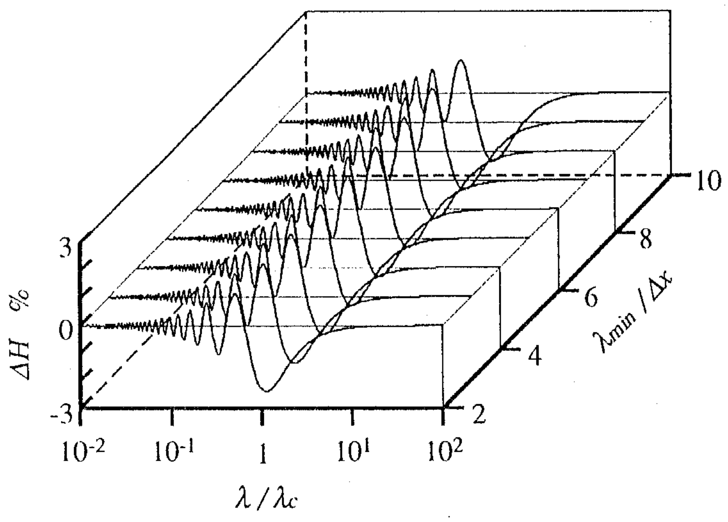
$$\Delta H = H^* - H \tag{2.10}$$

ΔHは，λ / λ_cが0.01から100の範囲で表示することが提案されている[2)]．最小波長をλ_{min}としたとき，$\lambda_{min} = 0.01 \lambda_c$の波形を把握するためのナイキスト周波数を満たすデータ間隔Δxは$\lambda_{min}/2$となるが，エイリアシング（回転体にストロボスコープの光を照らすと回転が遅くなったり止まったように見える現象）などによる影響を考慮すると，$\lambda_{min}/4$以下にすることが望ましいとされている[10)]．

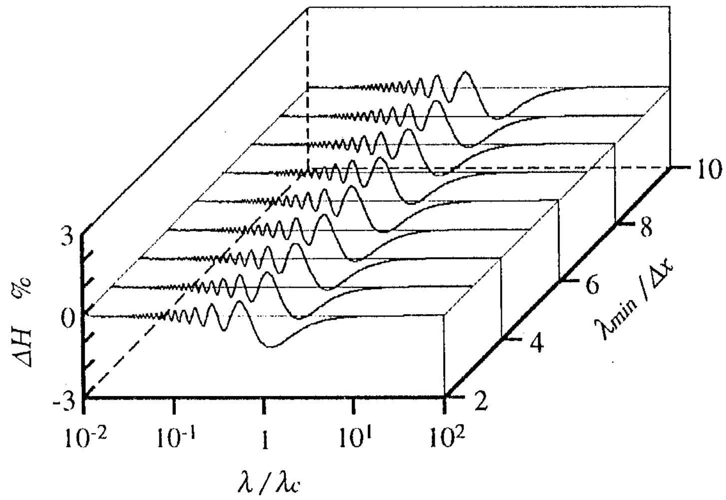
積分の範囲$2N_c \Delta x / \lambda_c = 0.9$（後述する式(2.12)の例）としたときの$\Delta H$の例を$\lambda_{min}/\Delta x$を変数として，図２．４(a)に示す．図２．４(a)の範囲では，$\lambda_{min}/\Delta x$はΔxを非常に小さくした場合によく一致しており，伝達関数の誤差に関しては，上述した$\Delta x = \lambda_{min}/4$で十分といえる．図２．４(b)は$2N_c \Delta x / \lambda_c = 1.0$，図２．４(c)は$2N_c \Delta x / \lambda_c = 1.1$の場合を示す．積分の範囲によって誤差が変化するが，いずれもΔxの変化による影響は見られない．このことからハイパスフィルタの伝達関数は，積分範囲の影響についてのみ考慮すればよいことがわかる．

積分範囲の影響について，$0.5 \leqq 2N_c \Delta x / \lambda_c \leqq 1.5$の範囲で，$\Delta x = \lambda_{min}/4$として図２．５(a)に示す．積分範囲が短くなると，伝達関数の誤差ΔHが大きくなる．図２．５(b)は$\Delta x = \lambda_{min}/10$としてプロットしたものであるが，$\Delta x = \lambda_{min}/4$の場合と同じ結果となっている．このことからも，ハイパスフィルタの伝達関数は，積分範囲の影響についてのみ考慮すればよいことが分かる．

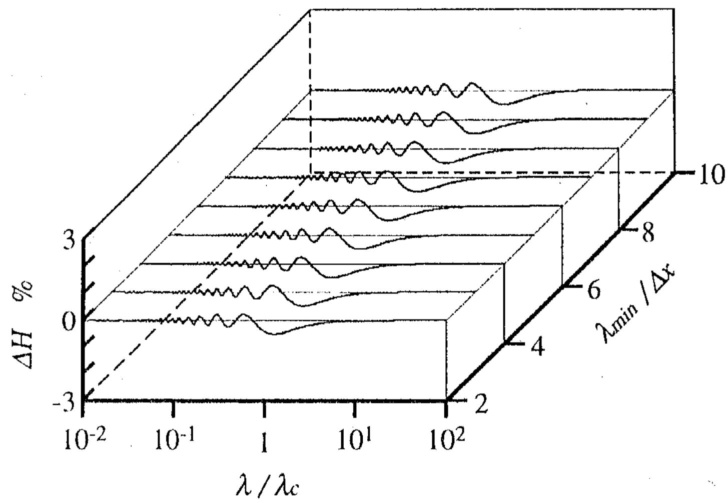
図２．６は，$\Delta x = \lambda_{min}/4$とし$2N_c \Delta x / \lambda_c$を変数とした場合の$|\Delta H|$の最大値$\Delta H_{max}$であり，$2N_c \Delta x / \lambda_c$が小さくなるにつれて$\Delta H_{max}$が増大する．この結果から，$\Delta H_{max}$の許容値が与えられれば，図２．６から積分範囲が決定される．



(a) $2N_c \Delta x/\lambda_c=0.9$

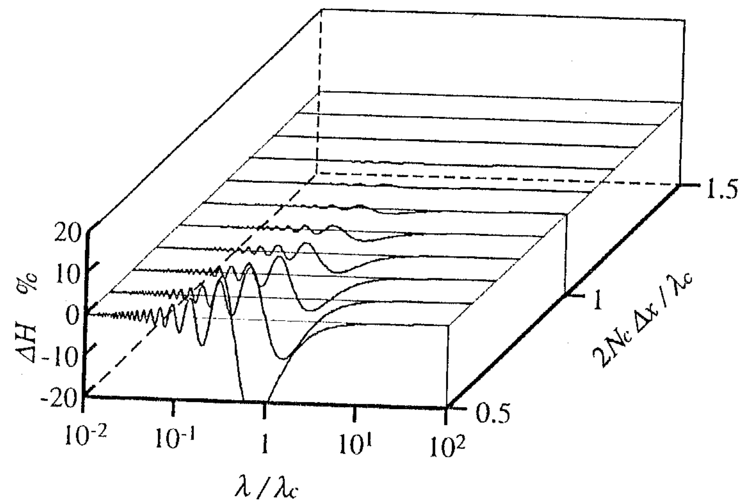


(b) $2N_c \Delta x/\lambda_c=1.0$

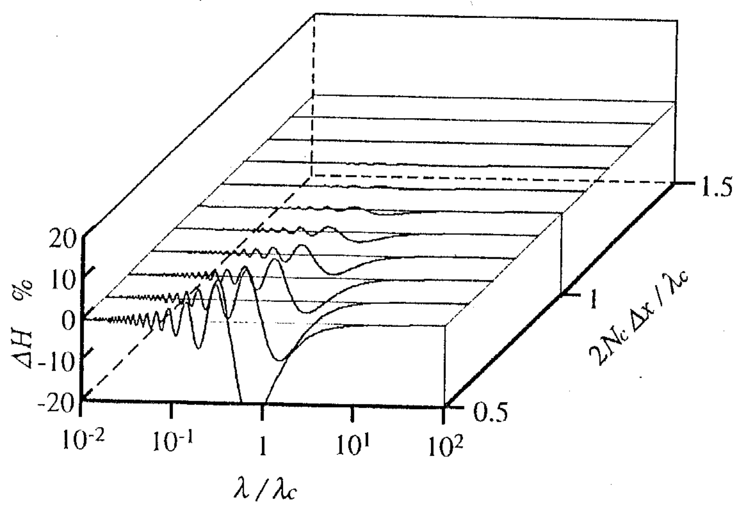


(c) $2N_c \Delta x/\lambda_c=1.1$

Fig.2.4 Effect of λ_{min} on ΔH



(a) $\Delta x = \lambda_{min}/4$



(b) $\Delta x = \lambda_{min}/10$

Fig.2.5 Effect of N_c on ΔH

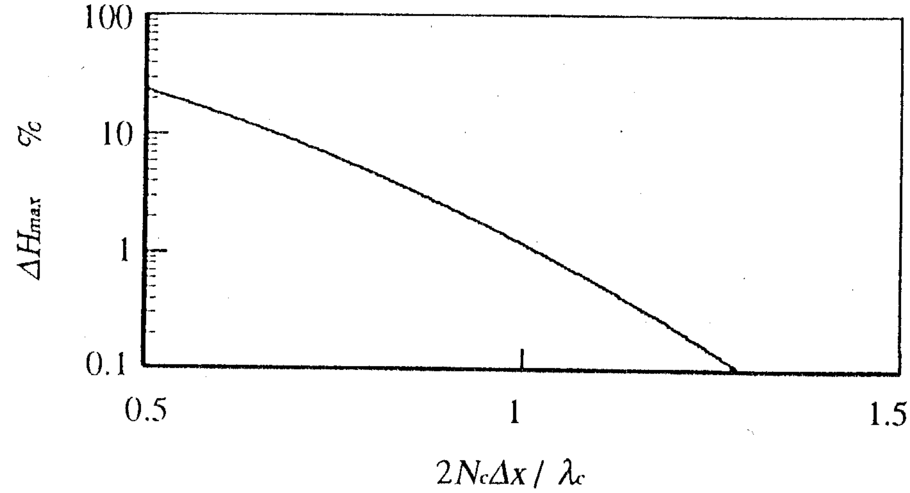


Fig.2.6 Effect of N_c on ΔH_{max}

2.3.2 フィルタの適用条件

ここでは，粗さパラメータに及ぼす ΔH_{max} の影響を明らかにし，許容できる ΔH_{max}を検討する．

前節のデータ間隔 $\Delta x=\lambda_{min}/4$ に従えば，最も多用される粗さの範囲 $R_a=0.2$～$2\ \mu$mでは $\lambda_c=0.8$ mmであるので $\lambda_{min}=8\ \mu$mとなり，$\Delta x=2\mu$mとなる．一方，上記の範囲の粗さ曲線の微細形状を把握するためのサンプリング間隔が提案されており[11]，これを Δx_{rec}とすると Δx は Δx_{rec}または $\lambda_{min}/4$ のいずれか小さい方を採ることになる．JIS で定義されたパラメータ以外のパラメータはISO[12]の定義に基づくもので，計１０種類を選択した．表２．１は，本研究で用いた試料の特性であり，S_k(skewness)は平均線に対する輪郭の偏りを意味する．R_a が $2\ \mu$mを超えるT1，T2 の試料は，参考として用いた．また，S_k が負側に大きくなっている試料G3,G5 は，研削時に軽くスパークアウトし，微小突起の山頂部を滑らかにしたものであり，Δx_{rec}は文献11）に沿って導いた．測定は，触針式粗さ計（走査速度0.1 mm/s，公称触針先端半径2 μm）により行い，カットオフ値の５倍である標準の評価長さ ℓ_n[1] の粗さ曲線を５分割して，基準長さのデータとした．表２．１のパラメータはこれらの基準長さのデータから得た値の平均である．

図２．６において，伝達関数の誤差が無視できると思われる $\Delta H_{max}\leqq 0.1\%$ の条件のフィルタの出力から得た粗さパラメータ（R_y，R_a,･･･など）を P_0，任意の ΔH_{max} をもつフィルタの出力から得たパラメータを Pとおくとき，ΔH_{max}の粗さパラメータへの影響 ΔP をパラメータの誤差と呼び，次のように定義する．

$$\begin{aligned} &\Delta P=(P-P_0)/P_0, \quad \text{for } R_y,R_p,R_m,R_a,R_q,R_c,R_z,S \text{ and } S_m \\ &\Delta P=(P-P_0), \quad \text{for } S_k \end{aligned} \qquad (2.11)$$

なお，S_k=0もあるので，S_kについては差のみで表すことにする．

図２．７は，表２．１の Δx_{rec}または $\lambda_{min}/4$ の小さい方をデータ間隔とした ΔH_{max}と代表的な粗さパラメータの誤差である．基準長さに対する S_m（凹凸の平均間隔)はばらつくために，標準の評価長さ ℓ_nから求めた．図２．７の太線は平均値，細線は95% の確率でデータが収まる範囲である．

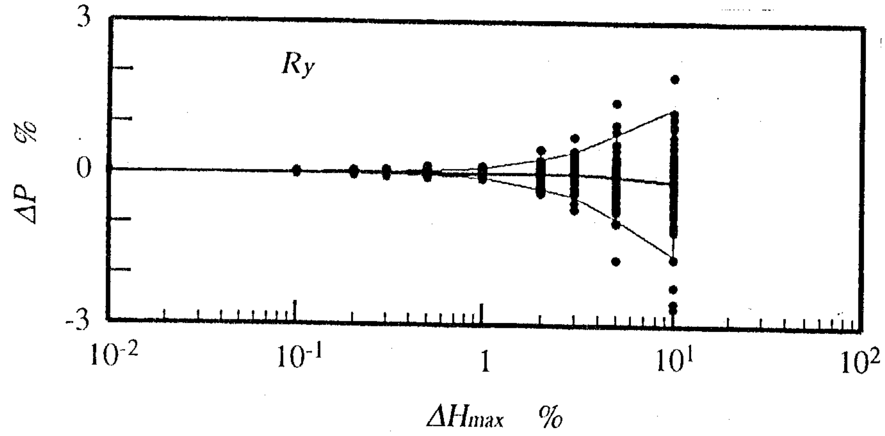
Table 2.1 Characteristics of specimens

Specimen No.	R_a μm	ΔX_{rec} μm	S_k	ε_s μm	Marks in Figs.
G1	1.3	2.2	-0.59	9.4	○
G2	1.3	2.3	-0.24	9.6	●
G3	1.0	2.0	-1.48	8.3	△
G4	0.56	1.1	-0.28	5.5	▲
G5	0.28	0.55	-0.78	4.1	□
G6	0.18	0.44	-0.34	3.9	■
G7	0.43	1.0	-0.16	5.3	◇
G8	0.39	0.91	-0.16	5.0	◆
L1	0.91	2.1	-0.14	8.6	×
L2	0.33	0.75	-0.02	6.6	+
L3	0.12	0.28	-0.43	5.9	◎
L4	0.61	1.4	-0.07	7.5	◉
T1	3.0	4.4	-0.48	20	▽
T2	2.5	3.7	-0.24	16	▼
T3	0.29	0.66	-0.82	3.5	回

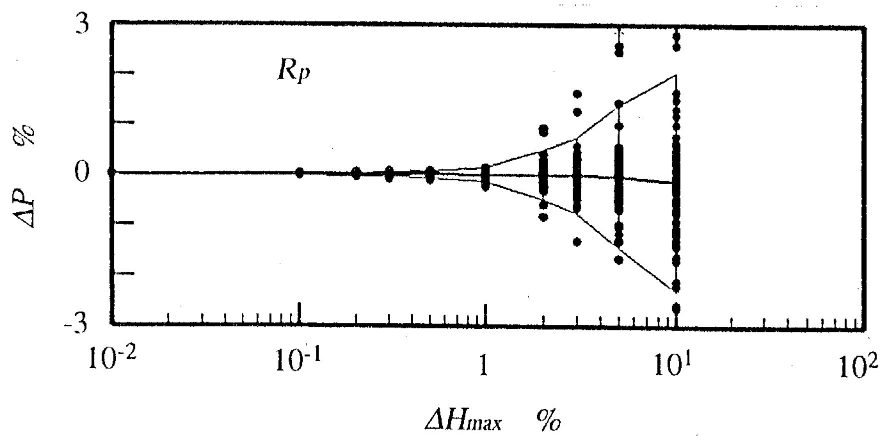
Note 1)Symbols of specimen G:ground, T:turned, L:lapped

2)Skewness of the profile: $S_k=\Sigma\,(z_i{}^*)^3/(nR_q{}^3)$,

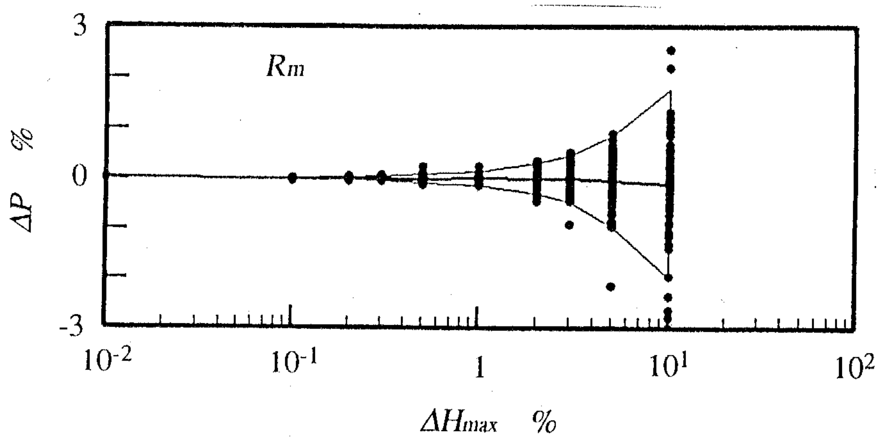
n:number of data.



(a)Maximum height of the profile : R_y

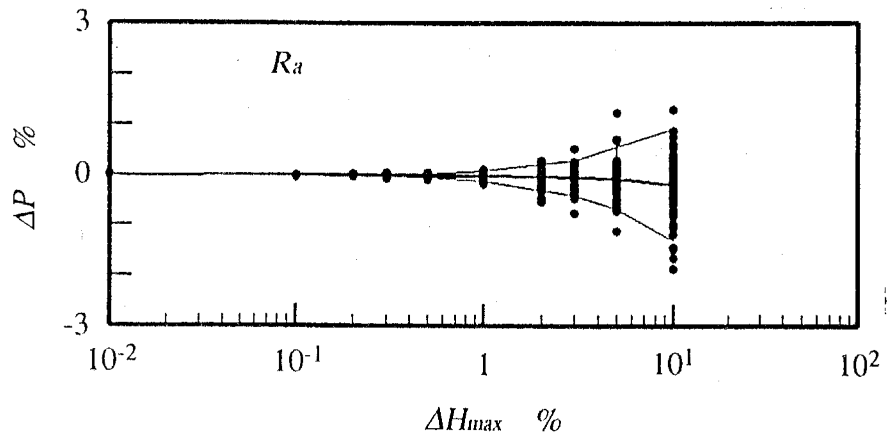


(b)Maximum profile peak height : R_p

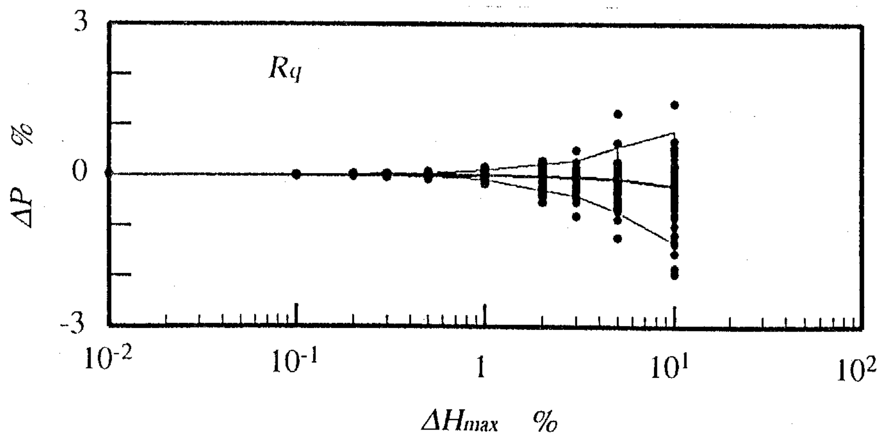


(c)Maximum profile valley depth : R_m

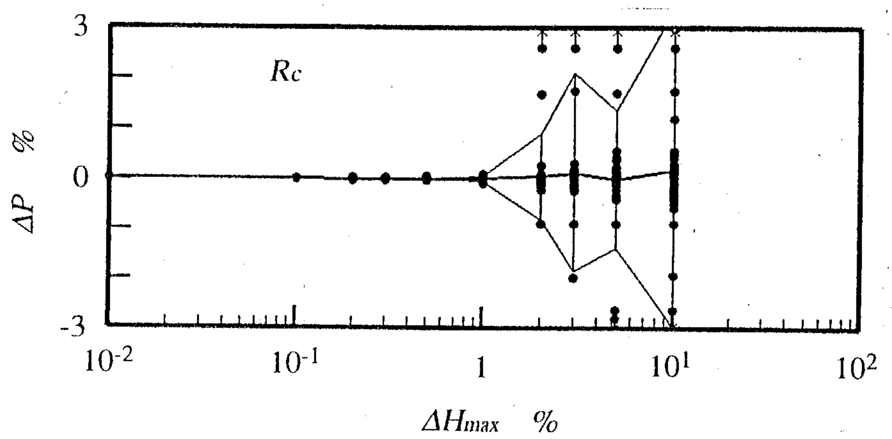
Fig.2.7 Effect of ΔH_{max} on some roughness parameters



(d)Arithmetical mean deviation of the profile : R_a

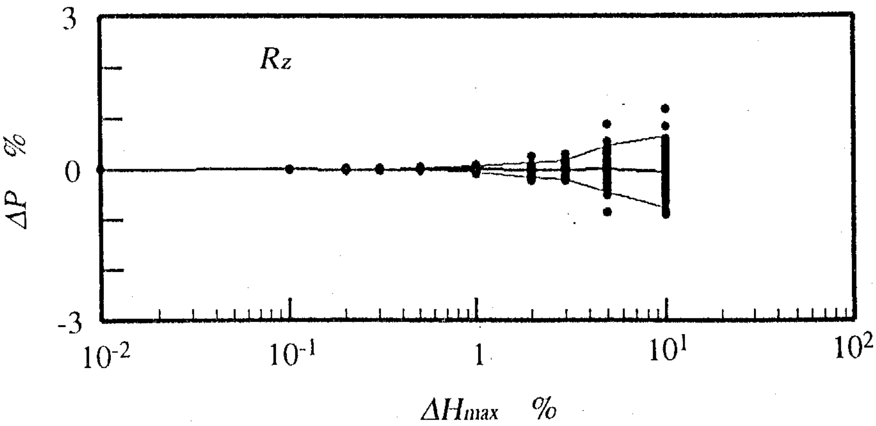


(e)Root-mean-square deviation of the profile : R_q

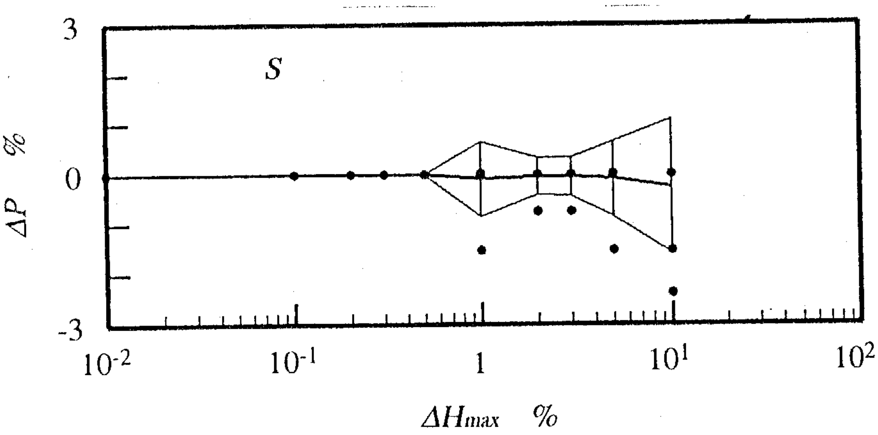


(f)Mean height of profile irregularities : R_c

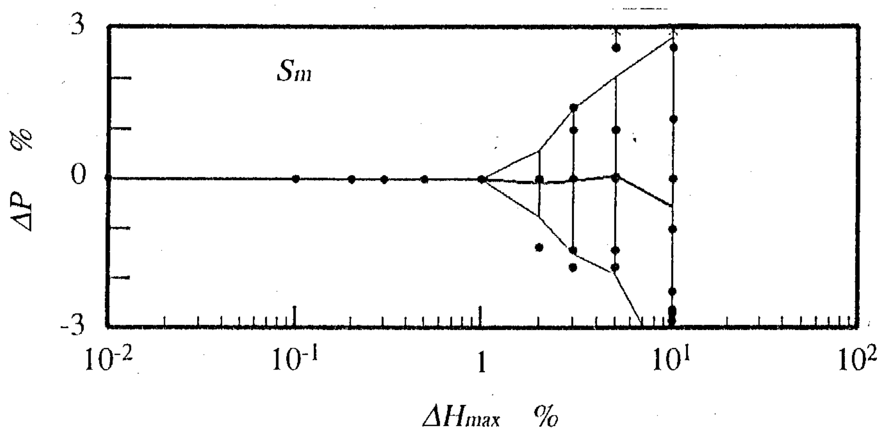
Fig.2.7 Effect of ΔH_{max} on some roughness parameters (continued)



(g)Ten point height of irregularities : R_z

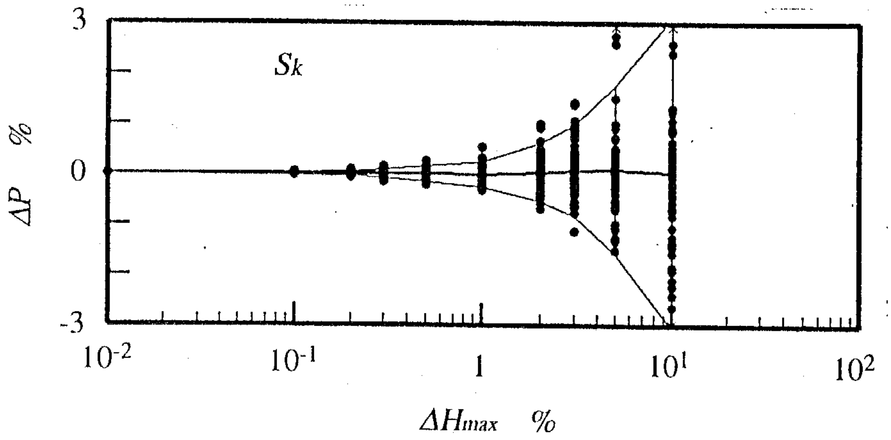


(h)Mean spacing of local peaks of the profile : S



(i)Mean spacing of profile irregularities : S_m

Fig.2.7 Effect of ΔH_{max} on some roughness parameters (continued)



(j)Skewness of the profile : S_k

Fig.2.7 Effect of ΔH_{max} on some roughness parameters (continued)

いずれの粗さパラメータに対しても，粗さパラメータの誤差はΔH_{max}が1%以下でほぼ零となり，ΔH_{max}が 2.5 %を超える付近から増大し始める．パラメータの誤差が増大し始めると思われるΔH_{max}を許容できる誤差とすれば，$\Delta H_{max} \approx 2.5\%$が許容値となる．また，ISO が提唱する$\Delta H_{max}=5$ %の場合[6]をあわせて示すと，図２．６から次のようになる．

$$
\begin{aligned}
&2N_c \Delta x \geqq 0.9\lambda_c \quad \text{for} \quad \Delta H_{max} \leqq 2.5\%, \\
&2N_c \Delta x \geqq 0.8\lambda_c \quad \text{for} \quad \Delta H_{max} \leqq 5\%
\end{aligned}
\qquad (2.12)
$$

$\Delta H_{max}=2.5\%$ の場合は，ISO が提唱する$\Delta H_{max}=5\%$ の場合より最小積分範囲が約10%ほど大きくなる．

２．４　平均線と最小二乗中心線の比較

2.4.1 最小二乗中心線

旧JIS においては，断面曲線に２ＣＲハイパスフィルタを適用し，得られた粗さ曲線に最小二乗法で回帰直線を当てはめ，これを中心線として粗さパラメータR_aを求めてきた[5]．一方，ガウシアンハイパスフィルタをかけた後のデータの零ラインを平均線として，粗さパラメータを求めようとする手法が新しい考えであ

る．

平均線と中心線の違いについては，今迄検討されていないが，もし両者が一致すれば，従来の中心線を基準とした粗さパラメータの概念が継承されることになる．

式(2.1)のハイパスフィルタの出力である粗さ曲線のデータz_i^*に当てはめた最小二乗中心線をax_i+bとする．粗さパラメータを求める粗さ曲線の長さ（例えば基準長さℓ）でのデータ数をN，目的関数をFとおけば

$$F=\sum_{i=1}^{N}\{z_i^*-(ax_i+b)\}^2 \tag{2.13}$$

Fを最小にする解は

$$\begin{aligned} a&=(C_3G_2-C_2G_1)/(C_1C_3-C_2{}^2)\\ b&=(C_1G_1-C_2G_2)/(C_1C_3-C_2{}^2) \end{aligned} \tag{2.14}$$

$$G_1=\Sigma z_i^*,\quad G_2=\Sigma x_iz_i^*,\quad C_1=\Sigma x_i{}^2,\quad C_2=\Sigma x_i,\quad C_3=\Sigma 1$$

式(2.14)の$G_1=\Sigma z_i^*$は，

$$\begin{aligned} G_1&=\sum_{i=1}^{N}z_i-\sum_{i=1}^{N}\sum_{k=-N_c}^{N_c}z_{i+k}h_k\Delta x/K\\ &=\{\sum_{i=N_c+1}^{N-N_c}z_i-\sum_{i=N_c+1}^{N-N_c}z_i\sum_{k=-N_c}^{N_c}h_k\Delta x/K\}\\ &\quad+\{\sum_{i=1}^{N_c}z_i-\sum_{i=1-N_c}^{N_c}z_i\sum_{k=-N_c}^{i-1}h_k\Delta x/K\}\\ &\quad+\{\sum_{i=N-N_c+1}^{N}z_i-\sum_{i=N-N_c+1}^{N+N_c}z_i\sum_{k=i-N}^{N_c}h_k\Delta x\}/K \end{aligned}$$

$\sum_{k=-N_c}^{N_c}h_k\Delta x/K=1$であるので，$\sum_{i=N_c+1}^{N-N_c}z_i\sum_{k=-N_c}^{N_c}h_k\Delta x/K=\sum_{i=N_c+1}^{N-N_c}z_i$となる．したがって，

$$\begin{aligned} G_1&=\{\sum_{i=1}^{N_c}z_i-\sum_{i=1-N_c}^{N_c}z_i\sum_{k=-N_c}^{i-1}h_k\Delta x/K\}\\ &\quad+\{\sum_{i=N-N_c+1}^{N}z_i-\sum_{i=N-N_c+1}^{N+N_c}z_i\sum_{k=i-N}^{N_c}h_k\Delta x/K\} \end{aligned} \tag{2.15}$$

同様に，式(2.13)の$G_2=\Sigma x_iz_i^*$は

$$G_2=\{\sum_{i=1}^{N_c} x_i z_i - \sum_{i=1-N_c}^{N_c} x_i z_i \sum_{k=-N_c}^{i-1} h_k \Delta x/K\}$$
$$+\{\sum_{i=N-N_c+1}^{N} x_i z_i - \sum_{i=N-N_c+1}^{N+N_c} x_i z_i \sum_{k=i-N}^{N_c} h_k \Delta x/K\} \quad (2.16)$$

となる．G_1, G_2 は零になるとは限らず，図２．８のように測定データから得た a, b は，R_aが大きくなるにつれて差が大きくなる．

$|G_1/N_c|$ 及び $|G_2/N_c|$ の最大値は，例えば$R_a \leqq 1\mu$mでは0.04μm及び18 μm^2, $R_a > 1$ μmでは 0.32 μm及び330 μm^{2}であった．これは，R_aが小さい領域ではz_iが小さくなることと，粗さ曲線の統計的性質を表す情報量が多いことによると思われる．これを確かめるために，粗さ曲線の長さ$L(L \geqq \ell)$を最小独立間隔ε_sによって図２．８を無次元化した結果を図２．９に示す．ここで，L/ε_s は情報量

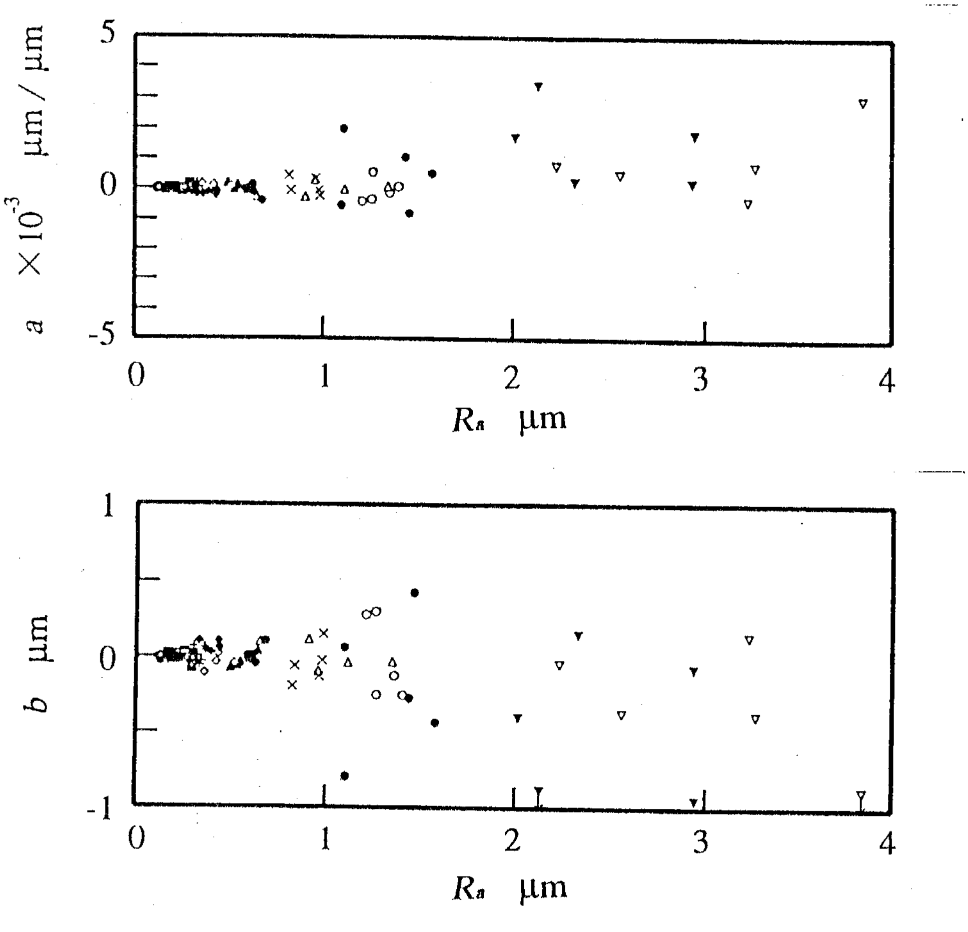


Fig.2.8 Coefficients of the least square line fitted to roughness profile of length λ_c

の大きさを表している[13]．また，図２．９には参考までに標準の評価長さによる結果も含めている．

ε_s は粗さ曲線において隣接する離散データが独立な変動をするとみなされる最小間隔であり，次式で与えられる[11]．

$$\varepsilon_s=0.65(\pi/2)^{1/2}R_q/\Delta_q=0.145\lambda_q \tag{2.17}$$

ここで，Δ_q は二乗平均平方根突起傾斜であり，$\lambda_q=2\pi R_q/\Delta_q$ は二乗平均平方根波長である[12]．文献13)に沿って求めた ε_sを表２．１に示す．$|G_1/N_c|$と$|G_2/N_c|$ は図２．８の場合とほぼ同じであったが，$L/\varepsilon_s \geqq 150$では，$a,b$ ともほとんど零となっている．したがって，$L/\varepsilon_s \geqq 150$ の情報量をもつ粗さ曲線では，式(2.14)の分母が大きくなって，a,b が零に近づいたと考えられる．

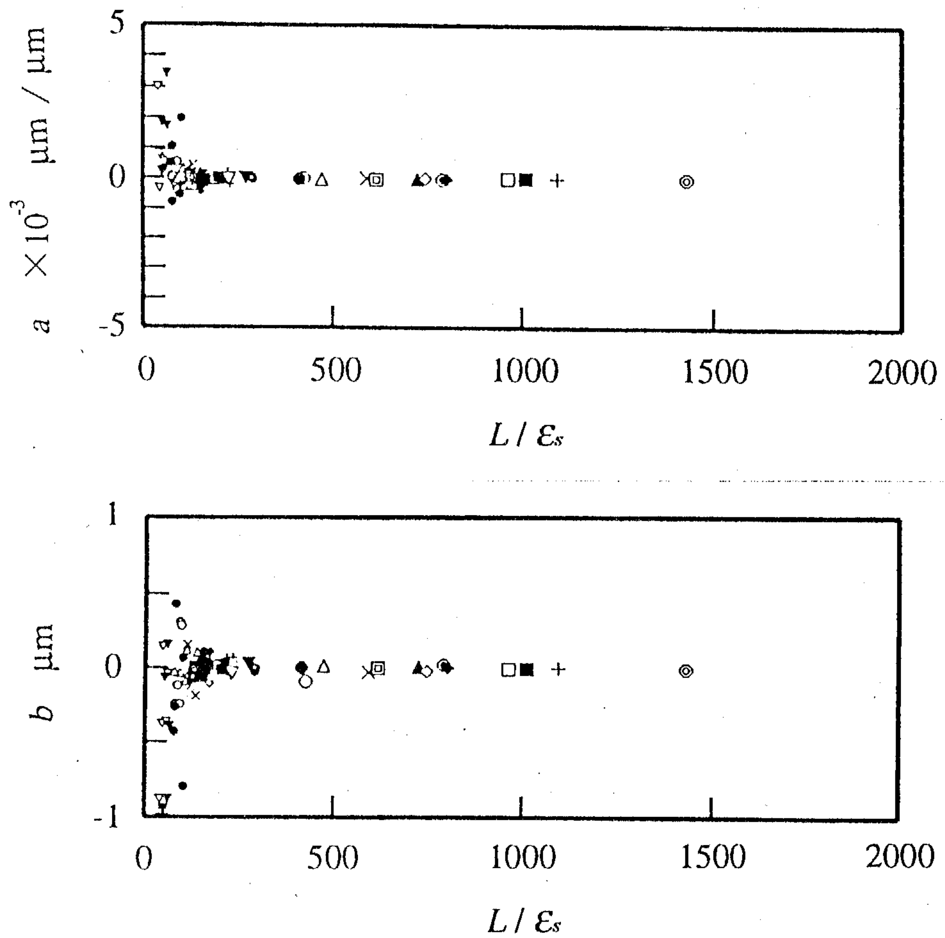


Fig.2.9 Normalized coefficients of the least square line

一方，$\ell<150\varepsilon_s$となる試料で，▽と▼は，$R_a>2\mu m$の試料であり，本来はより長い基準長さを用いるべき参考の試料であるので，a,b のばらつきが大きくなっていると思われる．しかし，それ以外の試料についても，平均線と中心線が一致しているとは言い難いものがあるので，平均線と中心線の差による粗さパラメータへの影響について検討することにする．

2.4.2 パラメータに及ぼす平均線と中心線の差の影響

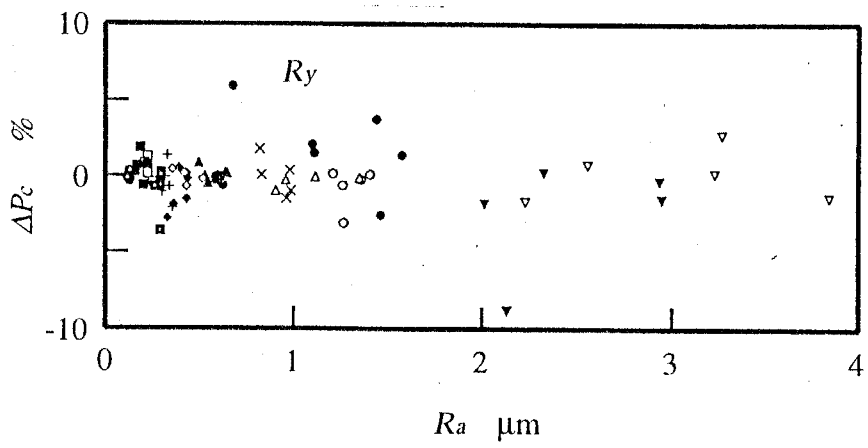
代表的なパラメータについて，中心線を基準とした値をP_c，平均線を基準とした値をP_mとしたときの両者の差を式(2.11)と同様に次のΔP_cにより表すことにする．

$$\begin{aligned}&\Delta P_c=(P_c-P_m)/P_m, \quad R_y, R_p, R_m, R_a, R_q, R_c, R_z, S \text{ and } S_m \\ &\Delta P_c=(P_c-P_m), \qquad \text{for } S_k\end{aligned} \qquad (2.18)$$

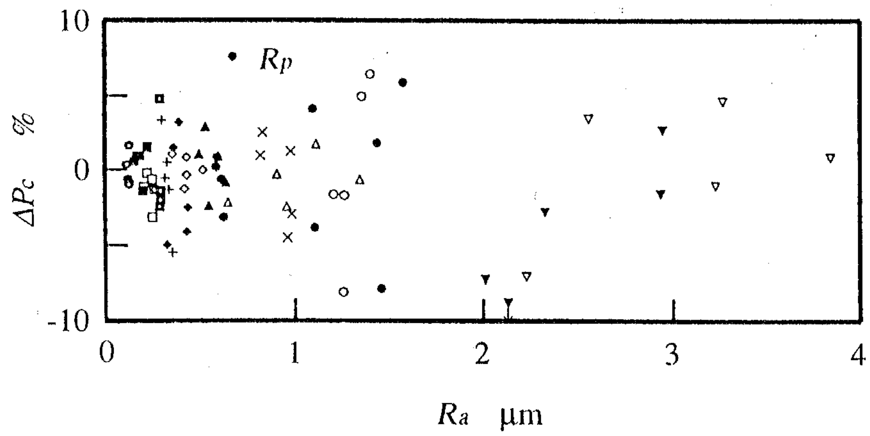
図２．１０～２．１２に基準長さの粗さ曲線における代表的なパラメータのΔP_cを示す．

a,b が大きくなる粗い表面でも，図２．１０に示されるR_y, R_a, R_z, R_q などの主要な粗さ曲線の高さ方向のパラメータの差の比は一般的に許容される±5%程度に収まっている．また，図２．１１の基準長さによるパラメータS, S_mの大きな差は，基準長さの粗さ曲線に含まれる山の数が少ないことや微妙な高さの差（山としての最小高さはR_y の10 %[14]）により山としての認識に差が出たことによるものと思われる．これは，評価長さ全体で各基準長さごとのS, S_mの算術平均値を用いるか，図２．１１に示される評価長さℓ_nにわたるS, S_mの値を採用することにより差を小さくすることが可能である．

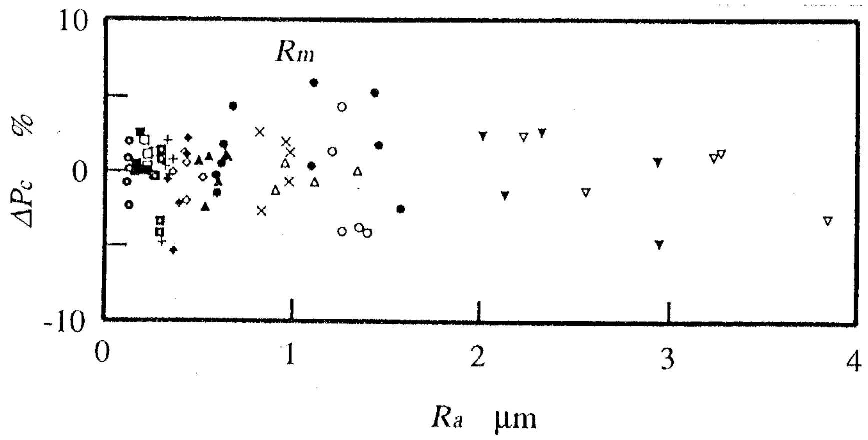
図２．１２の複雑さを表す粗さパラメータについては，S_kは正規分布する粗さ曲線（S_k=0）の平均線以上の山がトランケート（切断）された場合 -1.6 となるので，図２．１２の基準長さℓによるS_k の最大の差約 ±0.5 は無視できるとは言い難い．しかし，S_m と同様に評価長さℓ_nを採用するとΔS_kは約±0.1と小さくなる．



(a)Maximum height of the profile : R_y

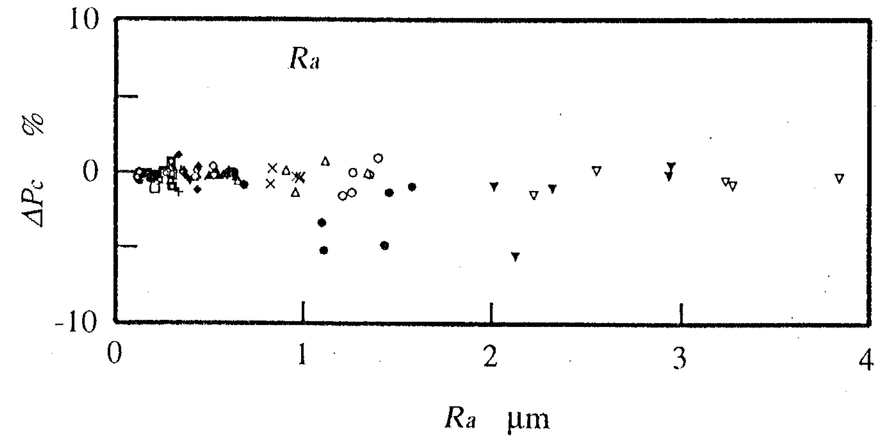


(b)Maximum profile peak height : R_p

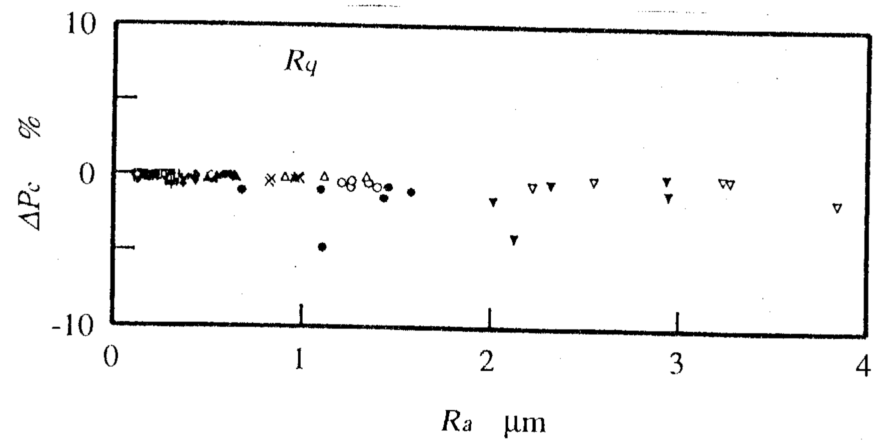


(c)Maximum profile valley depth : R_m

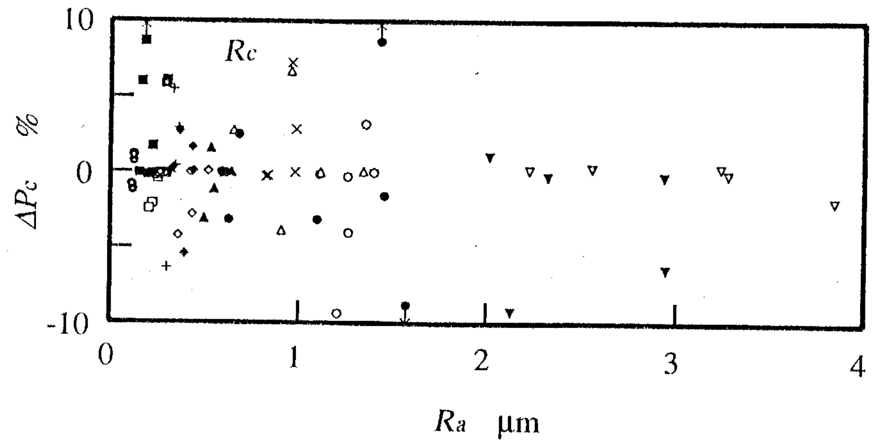
Fig.2.10 Effect of mean line system on the roughness parameters in the direction of profile height



(d)Arithmetical mean deviation of the profile : R_a

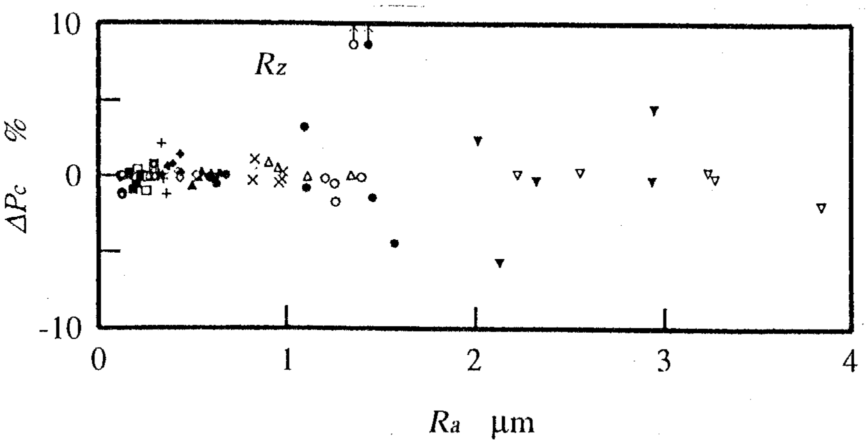


(e)Root-mean-square deviation of the profile : R_q

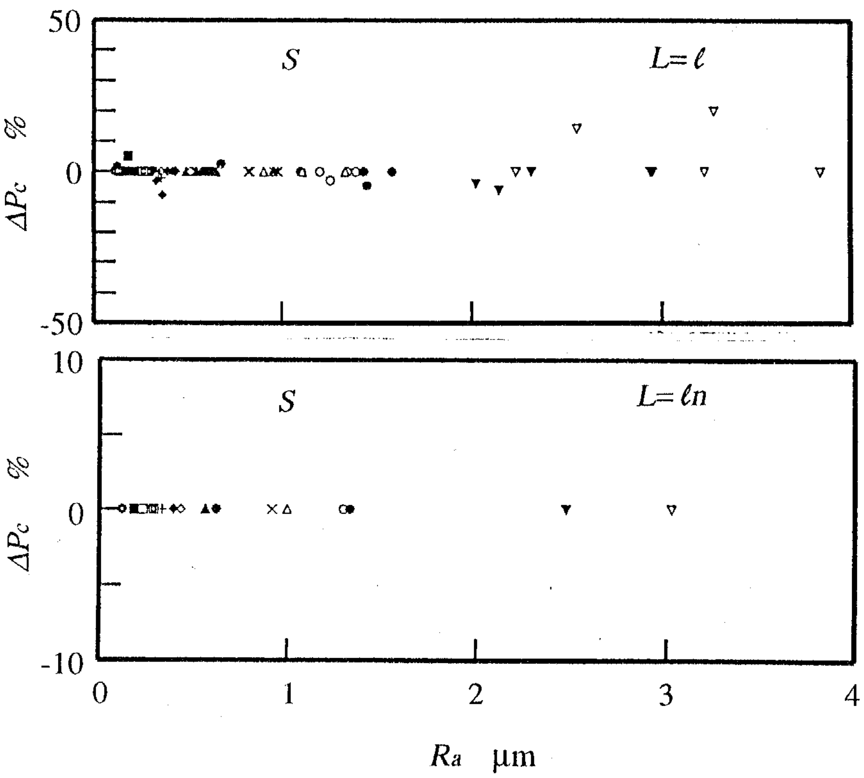


(f)Mean height of profile irregularities : R_c

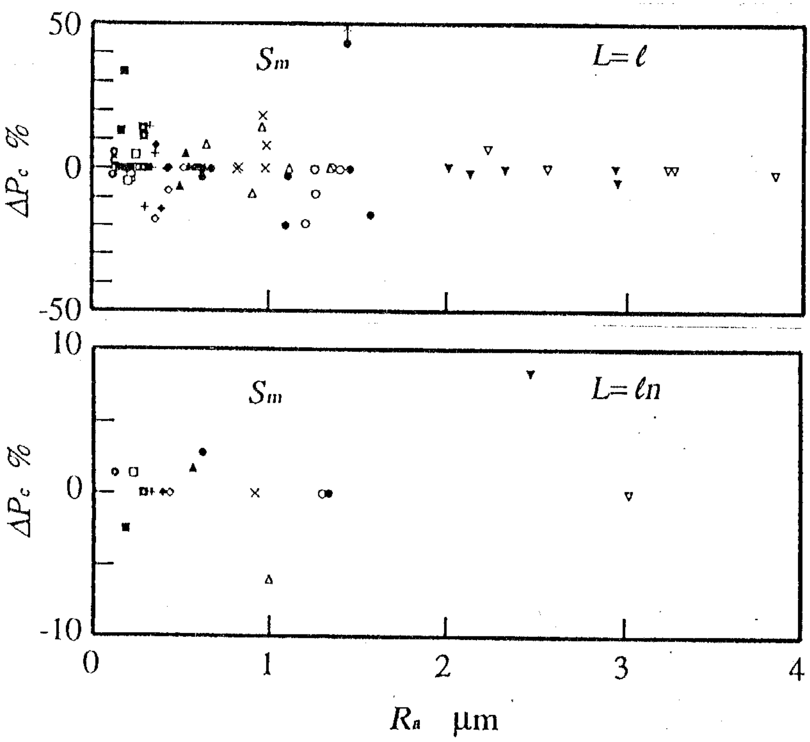
Fig.2.10 Effect of mean line system on the roughness parameters in the direction of profile height (continued)



(g)Ten point height of irregularities : R_z
Fig.2.10 Effect of mean line system on the roughness parameters in the direction of profile height (continued)

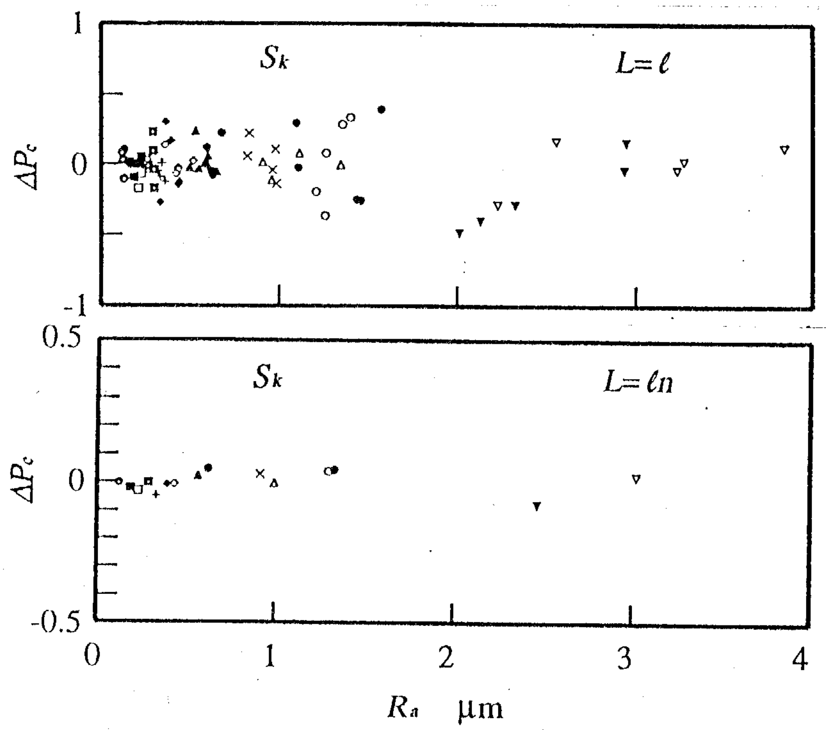


(a)Mean spacing of local peaks of the profile : S
Fig.2.11 Effect of mean line system on the roughness parameters in the profile length direction



(b)Mean spacing of profile irregularities : S_m

Fig.2.11 Effect of mean line system on the roughness parameters parameters in the profile length direction (continued)



Skewness of the profile : S_k

Fig.2.12 Effect of mean line system on the roughness parameter associated with profile irregularity form

2.5 結　言

ガウシアンディジタルハイパスフィルタの適用条件について検討した本研究の主な結論は次のようになる．

(1) データ間隔がナイキスト周波数を満足するように設定したときのハイパスフィルタの伝達関数の誤差とたたみ込み積分の範囲の関係を明らかにした．

(2) 粗さパラメータに及ぼす伝達関数の誤差の影響が顕著に出始める条件を伝達関数の誤差の許容限界であるとし，本研究では2.5%とした．

(3) 上記許容限界内では，たたみ込み積分の範囲$2N_c\Delta x$は$0.9\lambda_c$でよい．なお，ISOが提唱する伝達関数の許容誤差5%では，積分範囲は約10%短くなる．

(4) 平均線と従来の最小二乗法による中心線とは理論的には一致しないことを明らかにしたが，実用的には相当近いとみなされる．

(5) 平均線と中心線システムによる粗さパラメータの差は，基準長さにおいて，高さ方向のパラメータR_y, R_a, R_qなどでは最大5%程度であるが，粗さ曲線の横方向のパラメータS_mや輪郭の偏りS_kでは大きな差が出る場合がある．

参考文献

1) JIS B 0601-1994 表面粗さ－定義及び表示．

2) 三谷政昭:ディジタルフィルタデザイン,昭晃堂,(1987)86.

3) W.M.Wells : Efficient Synthesis of Gaussian Filters by Cascaded Uniform Filters,IEEE Trans.Pattern Analysis and Machine Intelligence, PAMI-8,2(1986).

4) K.J.Stout, P.J.Sullivan, W.P.Dong, E.Mainsah, N.Luo, T.Mathia and H.Zahouani: The development of methods for the characterization of roughness in 3-dimension, Commission of the European Committee, (1994)171.

5) JIS B 0601-1982 表面粗さの定義と表示

6) ISO/DIS 11562 Geometrical Product Specifications (GPS) — Surface texture: Profile method — Metrological characteristics of phase correct filter

7) ISO 3274-1975, Instruments for the measurement of surface roughness by the profile method — Contact (stylus) instruments of consecutive profile trans formation — Contact profile meters, system M.
8) D.J.Whitehouse:Handbook of surface metrology, Institute of Physics Publishing, Bristol and Philadelphia,(1994)430.
9) J.G.Holbrook(宮脇一男訳): エレクトロニクスエンジニアのためのラプラス変換,朝倉出版,(1962)186.
10) J.S.Bendat and A.G.Piersol(徳丸英勝訳): ランダムデータの統計的処理, 培風館, (1981)226.
11) T.Tsukada and K.Sasajima:An optimum sampling interval for digitizing surface asperity profiles, Wear,83(1982)119.
12) ISO 4287/1-1984 Surface roughness — Terminology—Part 1:Surface and its parameters.
13) T.Tsukada and Y.Anno: An Evaluation of Machined Surface Topography (1st Report), Bull.JSPE,8,4(1974)141.
14) ISO 468-1982, Surface roughness — Parameters, their values and general rules for specifying requirements.

第３章　ガウシアンローパスフィルタの設計

３．１　緒　　言

第２章では，ディジタルコンピュータにより処理することを前提として，表面粗さの平均線システム（mean line system）の基礎となるハイパスディジタルフィルタの適用法について提示し，このディジタルフィルタにより得られる粗さ曲線を基に，種々の粗さパラメータの特徴について検討した．

しかし，粗さ曲線の長さ方向に関する粗さパラメータである，二乗平均平方根波長λ_q(root-mean-square wavelength of the profile の仮称)や凹凸の平均間隔S_m(mean spacing of profile irregularities)，粗さ曲線の不規則性に関するパラメータである二乗平均平方根突起傾斜Δ_q（root-mean-square slope of the profileの仮称)や算術平均突起傾斜Δ_a（arithmetical mean slope of the profileの仮称）などは，すでにISO 4287に制定されており[1)]，これらは固体の接触や摩擦・摩耗などトライボロジカルな問題，光の反射など光学問題などにとって重要な粗さパラメータとなっている[2)]．これらの粗さパラメータは，粗さ曲線に含まれる短波長成分の影響を強く受ける．特に，短波長成分を除去するローパスディジタルフィルタを掛ける前の粗さ曲線では，Δ_qは図３．１のように傾斜を求めるためのデータ間隔Δx_qに強く依存し，Δx_qが小さくなると短波長成分の影響を受けてΔ_qが増大する．一方，後述するローパスディジタルフィルタを適用した後では，Δx_qの小さい領域でこのような現象は現れなくなる．なお，図３．１の Δ_qは式(3.11)の７点公式により求めたものである．

以上のように，ローパスディジタルフィルタを適用しないと，Δ_qなどの粗さ

パラメータは，Δx_qが変わると同じ粗さ曲線でも粗さパラメータの値が異なることになる．このような不確実な状態に対応する手段として，短波長成分を除去するガウシアンローパスディジタルフィルタがISO/DIS 11562 に提案されている[3]．第2章において，ハイパスディジタルフィルタの適用条件を明らかにしたが，ローパスディジタルフィルタの適用条件については明らかになっていないとともに，短波長成分の影響を最も受けやすいΔ_q を導く条件も確立されていない．Δ_q は，前述したトライボロジカルな問題などにとって重要な粗さパラメータであることの他に，JIS をISO に整合させる方向にある現状を考えると，ローパスディジタルフィルタや粗さパラメータ導出のための条件について検討することが必要となる．

本章では，R_a=0.1～2μmの試料（R_a＞2μmの試料は参考とする）を対象とし，ガウシアンローパスディジタルフィルタの適用条件及び短波長成分の影響を最も受けやすいΔ_q の導出条件を明らかにする．さらに，粗さ曲線の高さ方向の粗さパラメータR_y（最大高さ），R_a(算術平均粗さ)，長さ方向の粗さパラメータS_m(凹凸の平均間隔)，不規則性を表す粗さパラメータS_k(スキューネス：偏り度)に及ぼすローパスディジタルフィルタの影響についても調べる．

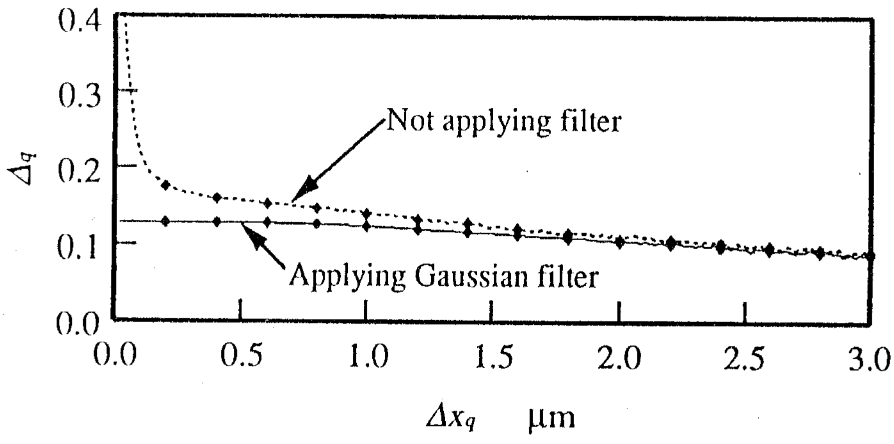


Fig.3.1 Δ_q derived by means of numerical differentiation method for ground surface of specimen No.G8

3．2　ガウシアンローパスディジタルフィルタの誤差

ガウシアンディジタルフィルタは，図3．2の●印で示す重みh_kによるたたみ込み積分により実現される．入力データをz_i，ローパスディジタルフィルタの出力をz_i^*とすれば，

$$z_i^* = \sum_{k=-Ns}^{Ns} h_k z_{i+k} \Delta x_f / K \qquad (3.1)$$

となる．Δx_fはディジタルフィルタに適用する図3．2のデータ間隔，N_sはたたみ込み積分の範囲である．K は積分範囲内で $\sum_{k=-Ns}^{Ns} h_k \Delta x_f / K = 1$ とする補正値である．また，λ_sをローパスディジタルフィルタのカットオフ値とすれば，h_k は次式により与えられる．

$$h_k = \exp\{-\pi (k \Delta x_f / \alpha \lambda_s)^2\} / (\alpha \lambda_s) \qquad (3.2)$$

$$\alpha = 0.4697$$

α は，λ_sにおいて伝達関数を50% にする係数である[3)]．ローパスディジタルフィルタの伝達関数 H は，λを波長として

$$H = \exp\{-\pi (\alpha \lambda_s / \lambda)^2\} \qquad (3.3)$$

うねりを取り除くためのカットオフ値λ_c のハイパスディジタルフィルタとカットオフ値λ_s のローパスディジタルフィルタをあわせたバンドパスディジタル

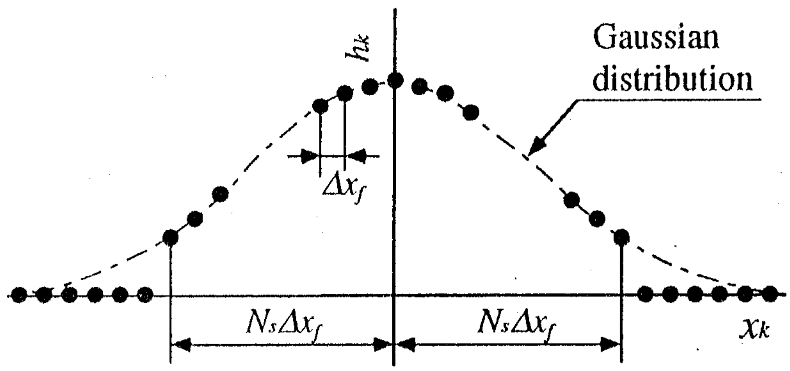


Fig.3.2 Weighting function of Gaussian low-pass filter

フィルタは図３．３のようになる（λ_c=0.8 mm, λ_s=2.5 μmの例）．このバンドパスディジタルフィルタの出力を新たに粗さ曲線(P)と呼ぶ[3)]．

図３．２の重みh_kをもつたたみ込み積分によるローパスディジタルフィルタの伝達関数H^*は，N を基本波長内のデータ数，A_m をh_k のフーリエ級数における余弦波のm 次の係数とすれば，第２章で示したように，次式により表される．

$$H^*=A_m N\Delta x/(2K) \tag{3.4}$$

式(3.3)と式(3.4)の差を誤差ΔH として，次式で与える．

$$\Delta H=H^*-H \tag{3.5}$$

粗さ曲線(P)用のローパスディジタルフィルタのカットオフ値λ_sは，標準としてハイパスディジタルフィルタのカットオフ値λ_c の 1/300とすることが提唱されている[3)]．これに準拠すれば，多用されるR_a=0.1～2μm の範囲では，λ_c=0.8 mmであるので標準のλ_s は約2.5μm となる．λ_sが小さいので，第２章のハイパスディジタルフィルタの場合とは異なり，カットオフ値に対してデータ間隔を十分に小さくすることは難しくなるが，積分範囲N_sは十分に大きくとることは可能である．

図３．４にΔH に及ぼすディジタルフィルタ用のデータ間隔Δx_fの影響を示す．

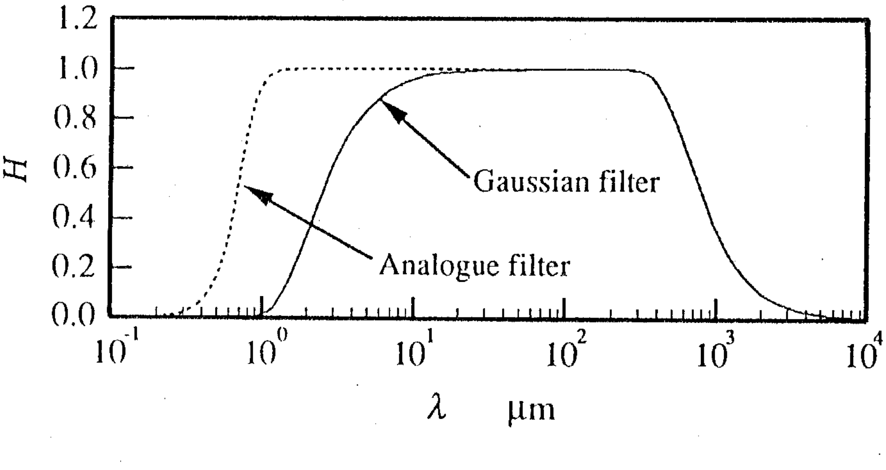


Fig.3.3 Transmission band for roughness profiles

式(3.4)に示すように，$N/2$ 次より高い成分（$2\Delta x_f$より短い波長成分）はディジタルフィルタ処理ができないので，$N/2$ 次より高い成分がないものとして表示した（この問題への対応例を 4.2節で述べる）．図３．４の(a)(b)(c) はそれぞれ，たたみ込み積分の範囲$2N_s\Delta x_f/\lambda_s$ が異なっており，カットオフ波長がある程度より長い場合には積分の範囲が伝達関数の誤差の主な原因になることがわかる．しかし，カットオフ波長が短い領域では，カットオフ波長が誤差の主な原因となるので，第２章のハイパスディジタルフィルタの場合とは異なっている．

図３．５はこのような範囲である$\lambda_s/\Delta x_f$＝12と24の場合について，積分範囲の影響を調べたものである．積分範囲が広くなるにつれ急速に誤差が小さくなっていくことがわかる．

図３．６は，$|\Delta H|$の最大値ΔH_{max} に及ぼす積分範囲$2N_s\Delta x_f/\lambda_s$とデータ間隔$\lambda_s/\Delta x_f$の影響を示す．N_s は整数であるので，$2N_s\Delta x_f/\lambda_s$軸方向のΔH_{max}は階段状に変化する．

３．３　Δ_q の算出方法

3.3.1　微小突起の傾斜

微小突起の傾斜ξ_i の二乗平均平方根Δ_qは，n をξ_iのデータ数として

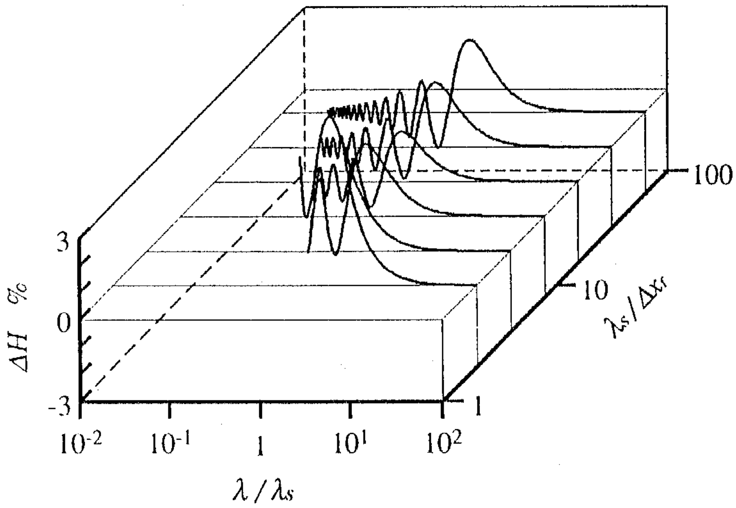
$$\Delta_q=(\sum_{i=1}^{n}\xi_i^2/n)^{1/2} \tag{3.6}$$

ξ_i を得る最も単純な方法は，次式の差分による方法である．

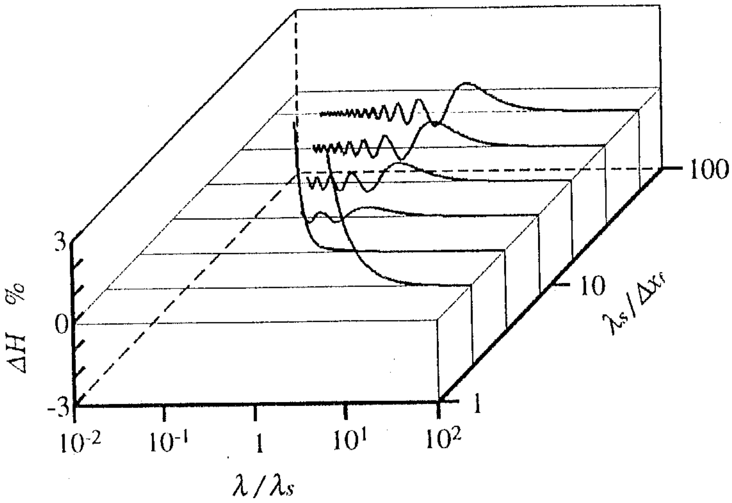
$$\xi_i=(z^*_{i+1}-z^*_i)/\Delta x_q \tag{3.7}$$

ここで，Δx_qはデータ間隔で，等間隔にとられているものとする．一方，測定データにラグランジュの内挿公式を適用し，数値微分により微小突起の傾斜を求めることが提唱されている[4)]．

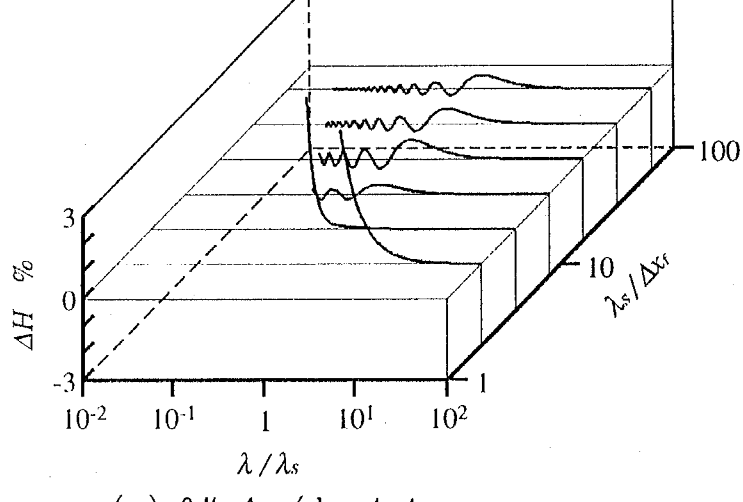
一般的にN 個の点$(x_1, z_1),(x_2, z_2),\cdots,(x_N, z_N)$を通る$N$-1次の多項式$P(x)$は次のように表される．



(a) $2N_c \Delta x/\lambda_c$=0.9

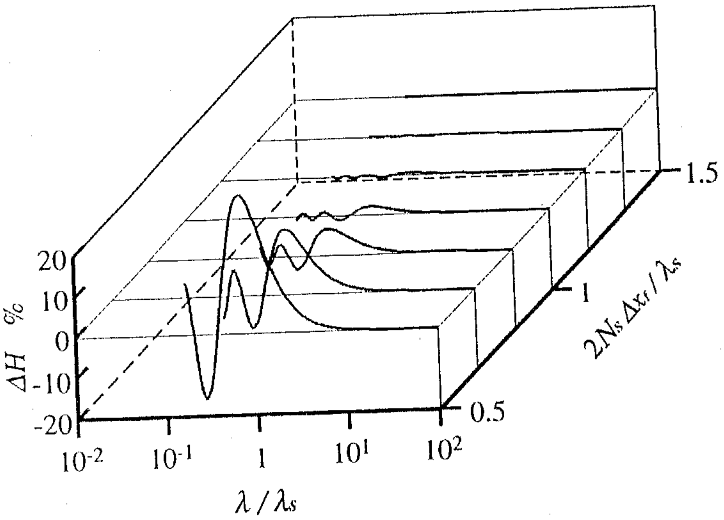


(b) $2N_c \Delta x/\lambda_c$=1.0

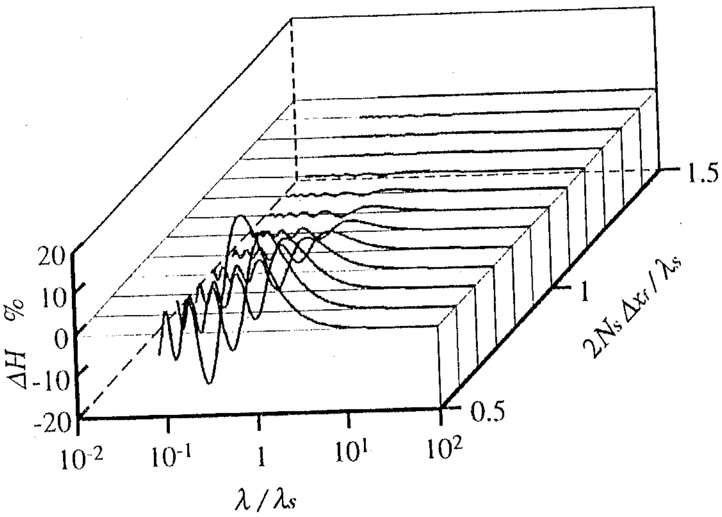


(c) $2N_c \Delta x/\lambda_c$=1.1

Fig.3.4 Effect of λ_{min} to ΔH



(a) $\lambda_s/\Delta x$=12



(b) $\lambda_s/\Delta x$=24

Fig.3.5 Effect of N_c to ΔH

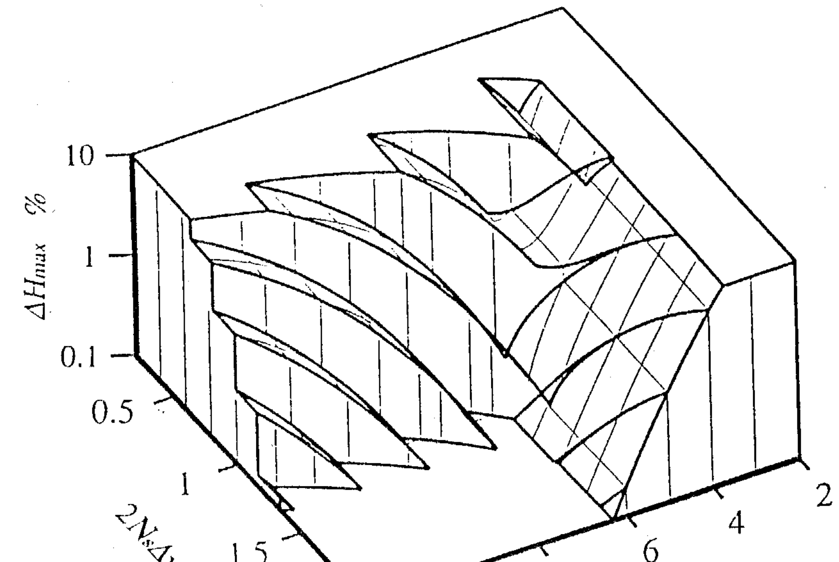


Fig.3.6 Effect of $2Ns\,\Delta x_f/\lambda_s$ and $\lambda_s/\Delta x_f$ on ΔH_{max}

$$P(x)=\frac{(x-x_2)(x-x_3)\cdots(x-x_N)}{(x_1-x_2)(x_1-x_3)\cdots(x_1-x_N)}z_1+\frac{(x-x_1)(x-x_3)\cdots(x-x_N)}{(x_2-x_1)(x_2-x_3)\cdots(x_2-x_N)}z_2$$

$$+\ldots+\frac{(x-x_1)(x-x_2)\cdots(x-x_{N-1})}{(x_N-x_1)(x_N-x_2)\cdots(x_N-x_{N-1})}z_N \qquad (3.8)$$

データ $Z_1, Z_2, \cdots$ にフィルタを掛けた後のデータを $Z_1^*, Z_2^*, \cdots$ とし，データ間隔が等間隔 Δx_q であるとすれば，$P(x)$ を x で編微分した値は，数値微分値となる．

この方法による微分値は用いたデータ点の中央の位置において最も誤差が小さくなる[5]．これに従うと，3点公式（データ数3点）による中央のデータ点（3点公式では，第2番目の点）での微小突起の傾斜 ξ_i は

$$\xi_i=(z_{i+1}^*-z_{i-1}^*)/(2\Delta x_q) \qquad (3.9)$$

同様に，5点公式，7点公式，9点公式では次のようになる．

$$\xi_i=(-z_{i+2}^*+8z_{i+1}^*-8z_{i-1}^*+z_{i-2}^*)/(12\Delta x_q) \qquad (3.10)$$

$$\xi_i=(z_{i+3}^*-9z_{i+2}^*+45z_{i+1}^*-45z_{i-1}^*$$
$$+9z_{i-2}^*-z_{i-3}^*)/(60\Delta x_q) \qquad (3.11)$$

$$\xi_i=(-3z_{i+4}^*+32z_{i+3}^*-168z_{i+2}^*+672z_{i+1}^*-672z_{i-1}^*$$
$$+168z_{i-2}^*-32z_{i-3}^*+3z_{i-4}^*)/(840\Delta x_q) \qquad (3.12)$$

7点を使用した場合の断面曲線に対する当てはめの例を図3．7に示す．当てはめの中央付近では当てはめの誤差が小さくなっていることがわかる．

3.3.2 数値微分方式とデータ間隔の設定

これらの数値微分の中から粗さ曲線に適する方式を選択することと，Δ_q 用のデータ間隔 Δx_q を設定することが必要となる．

図3．8は，式(3.7)，(3.9)〜(3.11)による振幅 a，波長 λ の正弦波によるプロフィル $a\sin(2\pi x/\lambda)$ を対象とした Δ_q を示す．図3．8の縦軸は Δ_q の真値を Δ_{qt} とし，$\Delta_{qt}=\sqrt{2}\pi/\lambda$ により無次元化した．Δ_q を求めるためには，$\Delta_q/\Delta_{qt}\approx 1$ となる Δx_q の範囲が広い方が Δx_q の設定に余裕が出るので有利である．

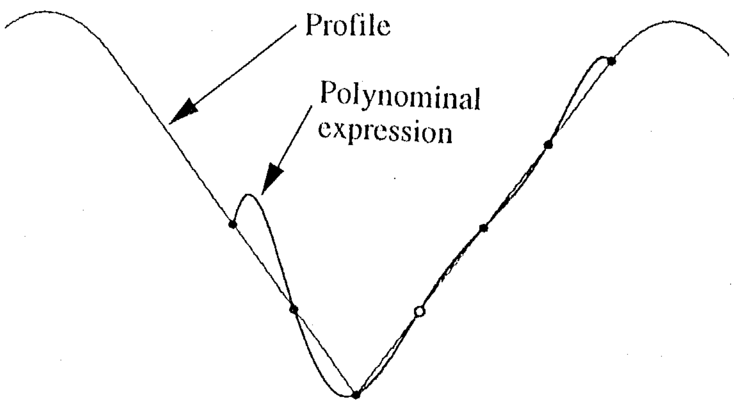


Fig.3.7 Example of 7 Points Interpolation

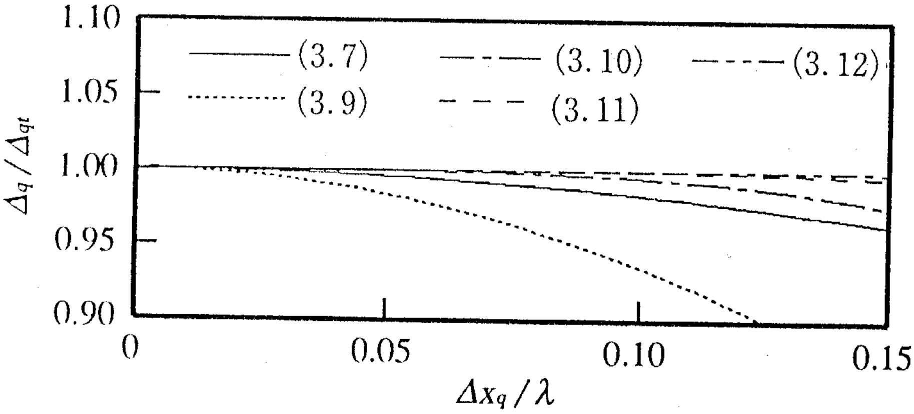


Fig.3.8 Δ_q by eqs(3.7), (3.9)～(3.12) for sine wave profile

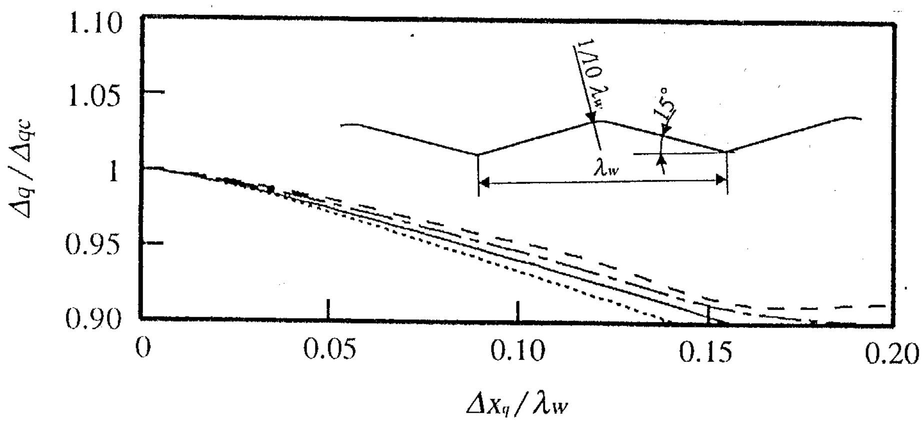
この観点から判断すると７点及び９点公式が推奨できる．本研究では，使用するデータ数が少ない７点法を採用することにする．

図３．９(a)は，図中に示される波長λ_wのシミュレーション波形について，２，３，５，７点公式によってΔ_qを計算したものである．図３．９(b)はカットオフ波長1/10λ_wのガウシアンローパスディジタルフィルタリングした同図形について同様にΔ_qを計算したものである．ローパスフィルタリングによってΔ_q計算の不安定さが取り除かれていることがわかる．

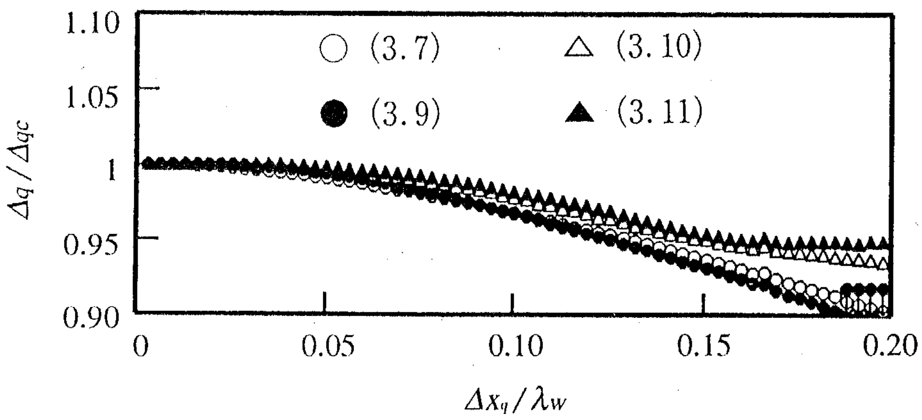
図３．１０は，ディジタルフィルタ用のデータ間隔 $\Delta x_f=0.02$ μmとし，λ_s= 2.5 μm のローパスディジタルフィルタを掛けたときのΔ_qとΔx_qの関係を示す．なお，ここでは後述するディジタルフィルタの適用条件を満たすようにした．縦軸はΔx_qが小さい領域で一定となっている Δ_qをΔ_{qc}とおき，これにより無次元

化した．Δ_q は，ローパスディジタルフィルタを適用しない場合は図３．１のように Δx_q の増加に伴って減少するが，ローパスディジタルフィルタを掛けたときには Δx_q の小さい領域でほぼ一定値になり，フィルタの効果が現れている．

実験に用いた試料を表３．１に示す．測定は触針式粗さ計により行い，データのサンプリングはリニアスケールにより0.2μm間隔[6]，時間基準により0.02μm間隔で行った．また，研削及び旋削加工面は加工溝方向に直角な方向に測定した．図３．１０において Δ_q に，第１章で粗さパラメータの許容誤差の目安とした約2.5% の誤差を許容すれば，本研究の試料では $\Delta x_q \leqq 0.6\mu m$ となり，余裕をみて $\lambda_s/5$以下とすれば十分である．また，Δ_qの許容誤差が5%でよいとすれば，$\Delta x_q \leqq 0.8\mu m$ でよく，$\lambda_s/3$ より小さければよいといえる．



(a)without filtering



(b)with filtering

Fig.3.9 Δ_q by eqs(3.7), (3.9)-(3.11) for sine wave profile

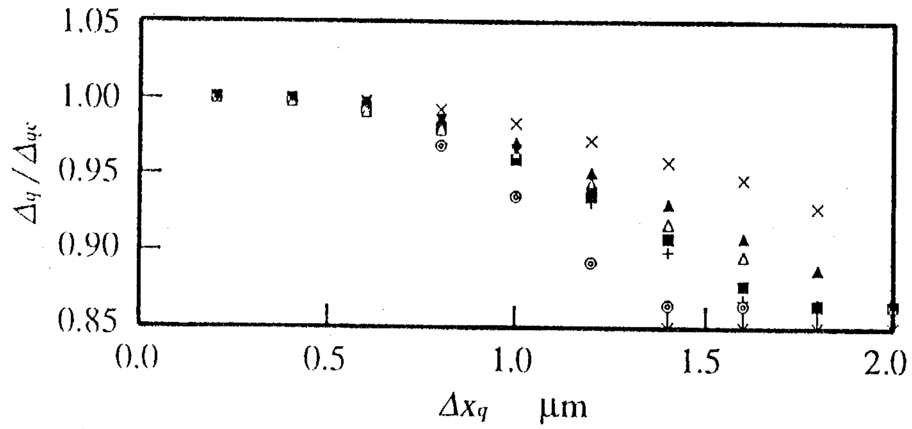


Fig.3.10 Correlation between Δ_q/Δ_{qc} and Δx_q under the sufficient condition of low-pass filter

Table 3.1 Specimens and symbols

Specimen No.	R_a μm	Marks in Figs.	Specimen No.	R_a μm	Marks in Figs.
G1	1.3	○	L1	0.91	×
G2	1.3	●	L2	0.33	+
G3	1.0	△	L3	0.12	◎
G4	0.56	▲	L4	0.61	◉
G5	0.28	□	T1	3.0	▽
G6	0.18	■	T2	2.5	▼
G7	0.43	◇	T3	0.29	回
G8	0.39	◆			

Note)Symbols of specimen G:ground, T:turned, L:lapped

3．4　ローパスディジタルフィルタの設計

3.4.1　ディジタルフィルタのためのデータ間隔と積分範囲の設定

Δ_qを求めるためのデータ間隔Δx_qを0.4 μmとし，ローパスディジタルフィルタのためのデータ間隔をΔx_f=0.02～0.4 μmとしたときのΔ_qを図3．11に示す．Δ_qの精度の観点からは，Δx_fに許容される最大値は図3．11から0.4μmとしてもよいが，本研究では安全をみて0.2μmとし，$\Delta x_f \leqq \lambda_s/12$でよいことにする．

Δx_f=0.2μm, Δx_q=0.2~0.4μmとした場合のたたみ込み積分の範囲$2N_s \Delta x_f/\lambda_s$と$\Delta_q$の関係を図3．12に示す．$\Delta_q$がほぼ一定と見なされる範囲は，$2N_s \Delta x_f$

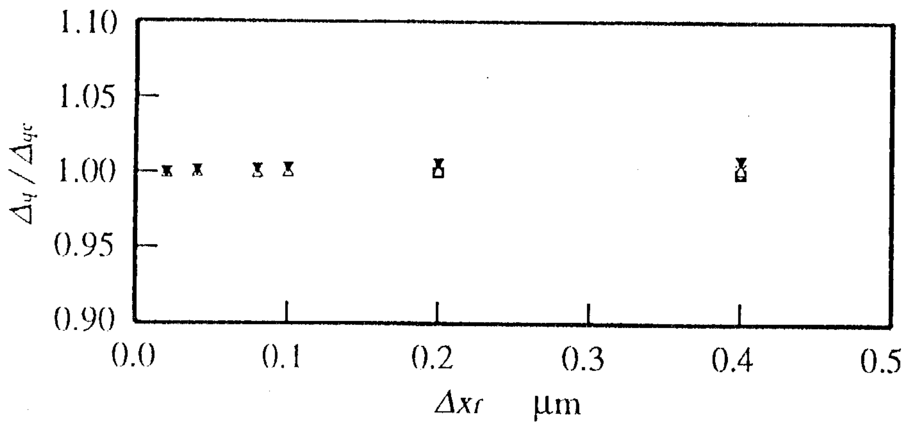


Fig.3.11 Correlation between Δ_q/Δ_{qc} and Δx_f for Δx_q=0.4 μm

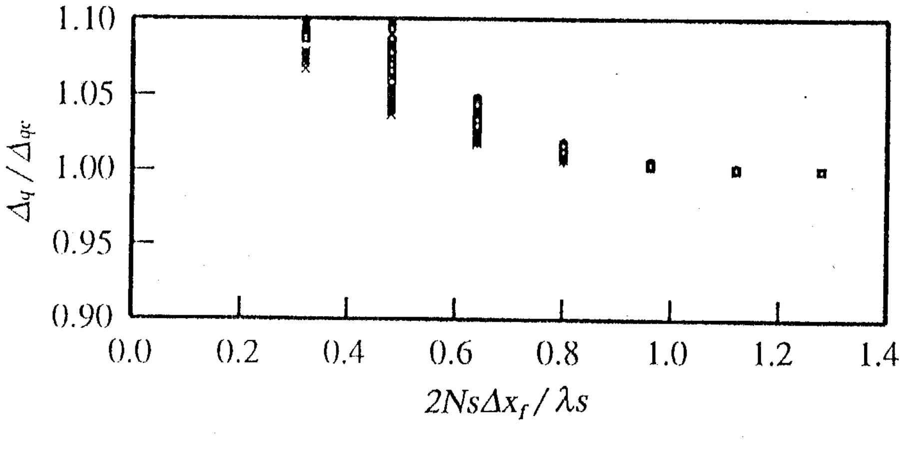


Fig.3.12 Correlation between Δ_q/Δ_{qc} and $2N_s \Delta x_f/\lambda_s$ for Δx_f=0.2μm and Δx_q=0.2-0.4μm

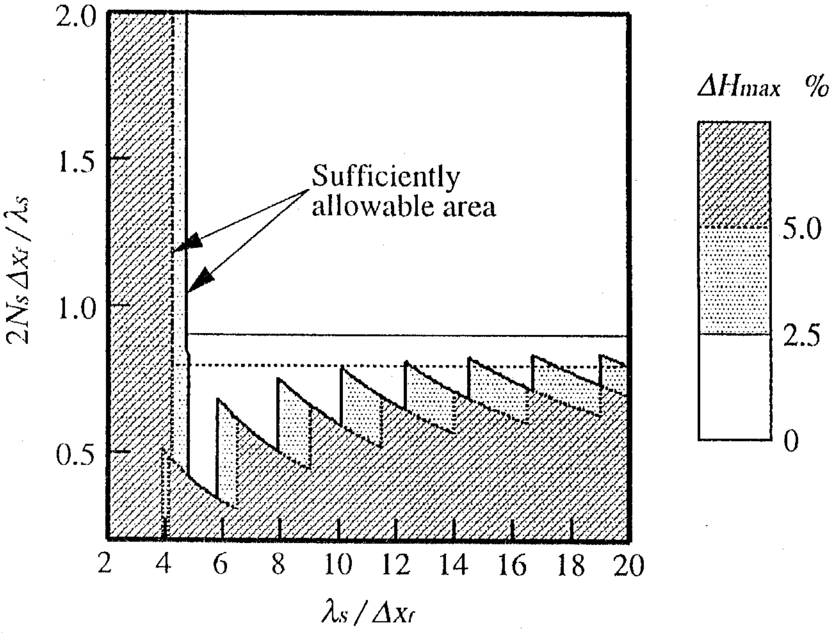


Fig.3.13 Equi-lines of ΔH_{max}=2.5% and 5%

$\geqq 0.8\lambda_s$である．余裕をみて，前報での積分範囲$0.9\lambda_c$と同じに$0.9\lambda_s$を推奨値とする．N_sは$2N_s\Delta x_f \geqq 0.9\lambda_s$を満足する整数値となる．

以上の提案した$2N_s\Delta x_f/\lambda_s \geqq 0.9\lambda_s$の範囲における，図３．６の最大誤差$\Delta H_{max}$は約2.5%（厳密には2.45%）となる．図３．１３にΔH_{max}が2.5%の場合とISOが提案する5%の等値線を示すが，$\Delta H_{max} \leqq 2.5$ %となる許容領域は，$\lambda_s/\Delta x_f \geqq 4.7$なので，図の実線の直線で囲まれる右上領域となる．$\Delta x_f \leqq \Delta x_q$でなければならないので，3.3.2節で$\Delta x_q \leqq \lambda_s/5$としたので．$\Delta x_f$を0.4$\mu$mとすると$\lambda_s/\Delta x_f$=6.25，$\Delta x_f$=0.2$\mu$mとすると$\lambda_s/\Delta x_f$=12.5となる．両者とも，図３．１３の$\Delta H_{max} \leqq 2.5$%の適用可能領域に入っていることがわかる．なお，ISOが提案する$\Delta H_{max} \leqq 5$%を採用しても，図３．１３の適用可能領域はわずかに広い程度で，大きなメリットはないと考えられる．

3.4.2　Δ_qに及ぼす短波長成分の影響

第２章で触れたように，$2\Delta x_f$より短い波長の信号は，ディジタルローパスディジタルフィルタが適用できない上に，エイリアシング(aliasing)の効果により$2\Delta x_f$より長い波長成分に折りたたまれてくる[7]．図３．１４は，非常に低い測

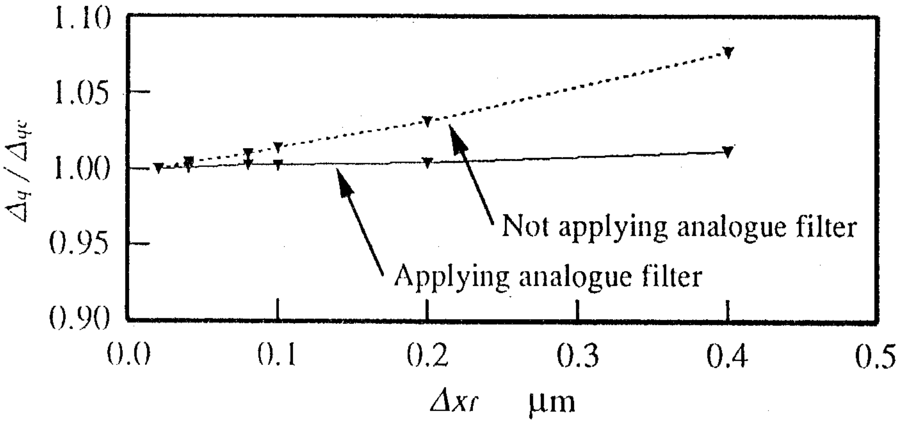


Fig.3.14 Effect of analogue low-pass filter on
Δ_q/Δ_{qc} for specimen No.T2

定倍率（200倍,適切な倍率は1000倍以上）で測定した試料T2 のデータにλ_s=2.5 μm のローパスディジタルフィルタを掛けた後のΔ_q とΔx_fの関係であり，Δx_f =Δx_q としたものである．Δ_{qc}は適切と思われる縦倍率1000倍で測定し，4.1 節の条件を満たすディジタルフィルタを掛けた後のΔ_qである．Δ_q/Δ_{qc}は，Δx_f が非常に小さい範囲でほぼ１であるが，Δx_fが増えるにつれて大きくなる．縦倍率が低い測定データはSN比が悪いために高周波の信号成分がエイリアシングの効果により長い波長成分に折りたたまれ，Δ_q を増大させたものと考えられる．

このような現象に対応する方法として，一般にカットオフ値の短いアナログフィルタを適用することがある[9]．図３．１４はカットオフ値0.8μmのバターワース(Butterworth) 形ローパスフィルタ（減衰率24 dB/oct）を掛けたデータにλ_s =2.5μmのディジタルフィルタを適用した場合のΔ_q である．エイリアシングの影響と思われるΔ_q の増大は見られなくなる．このように，短波長成分の影響が心配される場合は，適切なアナログローパスフィルタをあらかじめ適用しておく必要がある．本研究では，一例としてΔx_f=0.2 μmとし，これによって表される形状の波長は第１章で基準としたように4Δx_f 以上であるとして，図３．３に示すカットオフ値0.8μmのアナログローパスフィルタを使用した（位相遅れについては第５章で検討する）．

3.4.3 Δ_qに及ぼすサンプリング間隔のばらつきの影響

サンプリング間隔にばらつきがあるとΔ_q を求めるデータ間隔Δx_qも誤差をもつ．Δx_qをデータ間隔の平均値とし，Δx_qに重畳している誤差をε_{xi}とおけば，z_iは近似的に$\xi_i \varepsilon_{xi}$ の誤差をもつことになる．

ε_{xi} によるz_iの誤差はサンプリング理論[7]から$2\Delta x_q$以上の波長の変動成分となるので，λ_n のローパスディジタルフィルタでは除去できないことも考えられる．そのために，フィルタを掛けた後のε_{xi}によるz_i^*の誤差をε_{zi}とする．ε_{zi}が独立で不規則に変動するものとし，標準偏差 $\sigma_{\Delta z}$ の正規分布に従うものとすれば，式(3.11)の７点公式による ξ_iの誤差の標準偏差$\sigma_{\Delta\xi}$ は次のように推定することができる[8]．

$$\sigma_{\Delta\xi}=S\sigma_{\Delta z}/\Delta x_q \tag{3.13}$$

$$S=(a_1{}^2+a_2{}^2+\cdots+a_6{}^2)^{1/2}$$

$$a_1=a_6=1/60,\quad a_2=a_5=9/60,\quad a_3=a_4=45/60$$

上記の誤差がある場合のξ_iのrms値をΔ_{qe}，無い場合の値をΔ_qとおけば，変動が正規確率過程に従うものとして

$$\Delta_{qe}=\Delta_q\{1+(\sigma_{\Delta\xi}/\Delta_q)^2\}^{1/2} \tag{3.14}$$

ξ_iの代わりに微小突起の算術平均傾斜 Δ_aを用いることにしξ_iが正規分布するものとすれば，$\Delta_a\approx 0.81\Delta_q$となる[9]．$\varepsilon_{xi}$が不規則変動し，その標準偏差が$\sigma_x$であれば，$\xi_i\varepsilon_{xi}$の標準偏差$\sigma_{\Delta z}$の近似値は$\sigma_{\Delta z}\approx 0.81\Delta_q\sigma_x$となる．これを，式(3.13)に代入すれば，$\sigma_{\Delta\xi}/\Delta_q = 0.81S\sigma_x/\Delta x_q$ が得られる．また，式(3.14)から $\sigma_{\Delta\xi}/\Delta_q=\{(\Delta_{qe}/\Delta_q)^2-1\}^{1/2}$ となる．例えば，式(3.14)においてΔ_{qe}をΔ_qの1% 以内の誤差に収めたい場合には，

$$\sigma_{\Delta\xi}/\Delta_q=0.81S\sigma_x/\Delta x_q\leqq 0.14 \tag{3.15}$$

式(3.15)から$\sigma_x\leqq 0.16\Delta x_q$ となる．

図３．１５はΔx_f=0.2μm，Δx_q=0.4μmとし，試料G6のデータz_iに次式の誤差

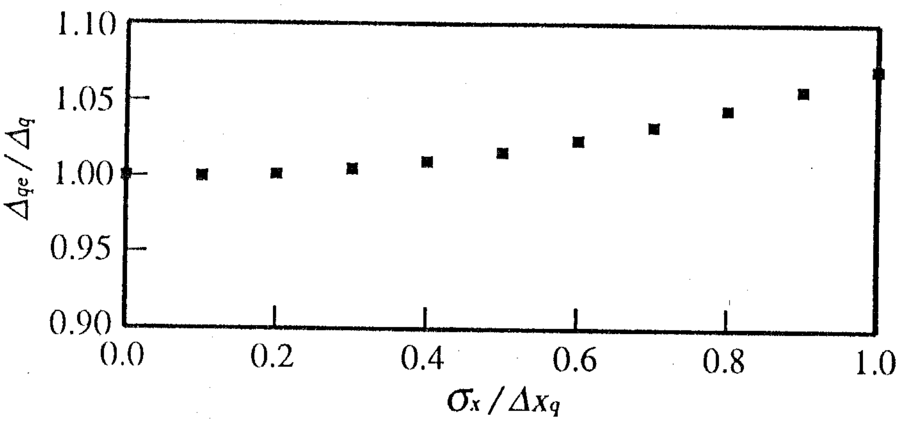


Fig.3.15 Effect of fluctuation of sampling interval on Δ q

$$\varepsilon_{zi} \approx (z_i - z_{i-1})\varepsilon_{xi}/\Delta x_q \qquad (3.16)$$

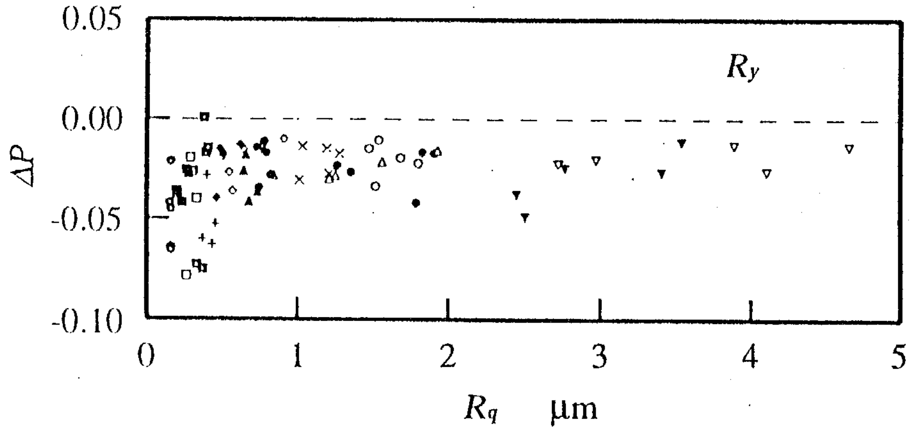
を加え，λ_s=2.5μmのローパスディジタルフィルタを掛けた後のΔ_{qe}/Δ_qの例である．Δ_{qe}はε_{zi}を与えたときのΔ_qの値である．ε_{xi}には標準偏差がσ_xの正規乱数を与えた．例えば，Δ_{qe}をΔ_qの1%の誤差以内に収める場合のσ_xの範囲は$0.3\Delta x_q$以下である．したがって，式(3.15)から導いた$\sigma_x \leqq 0.16\Delta x_q$は余裕のある見積りとなっている．これは，式(3.15)ではε_{zi}の一部がディジタルフィルタにより除去されることを考慮していないためと考えられる．また，ε_{zi}の標準偏差はσ_xより小さく，図３．１５のデータではσ_xの1/8～1/14程度であった．したがって，Δ_qに及ぼすΔx_qの誤差の影響は鈍感であるといえる．式(3.15)はローパスディジタルフィルタの効果が入っていなかったり，いくつかの仮定をおいているが，１つの目安になるものと思われる．

３．５　粗さ曲線(P)による粗さパラメータ

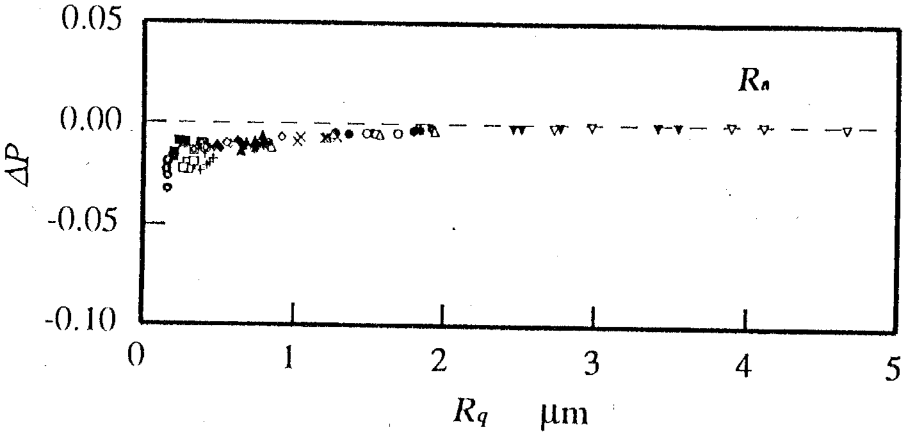
Δ_q以外の粗さパラメータに及ぼすローパスディジタルフィルタの影響について検討する．ローパスディジタルフィルタは，λ_s=2.5 μm とし，Δx_f=0.2μm，Δx_q=0.4μm とする．ローパスディジタルフィルタを掛ける前と後のデータから得られる粗さパラメータをP及びP_0とおき，ローパスディジタルフィルタによる影響ΔPを次式により表すことにする．

$$\Delta P=(P-P_0)/P_0, \qquad \text{for } R_y, R_a, S_m \text{ and } \Delta_q$$
$$\Delta P=P-P_0, \qquad \text{for } S_k \qquad (3.17)$$

図3．16は代表的な粗さパラメータのΔPを示す．R_z,R_qはR_y,R_aとほぼ同じ挙動を示していたので省いた．なお，横軸のR_aはローパスディジタルフィルタを掛けた粗さ曲線(P)から求めた値である．R_aが小さい領域では，プロフィルの高さ方向に関する粗さパラメータR_y,R_a,S_k の ΔP の変動は大きくなる．これはこれらの粗さパラメータに及ぼす短波長成分の影響が大きいためと考えられる．しかし，R_aの小さい領域のR_yの一部を除いて，ローパスディジタルフィルタの影響

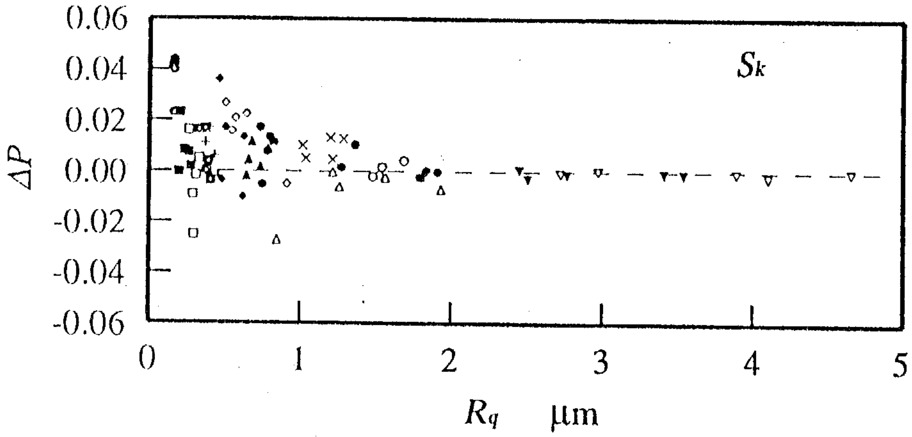


(a) R_y

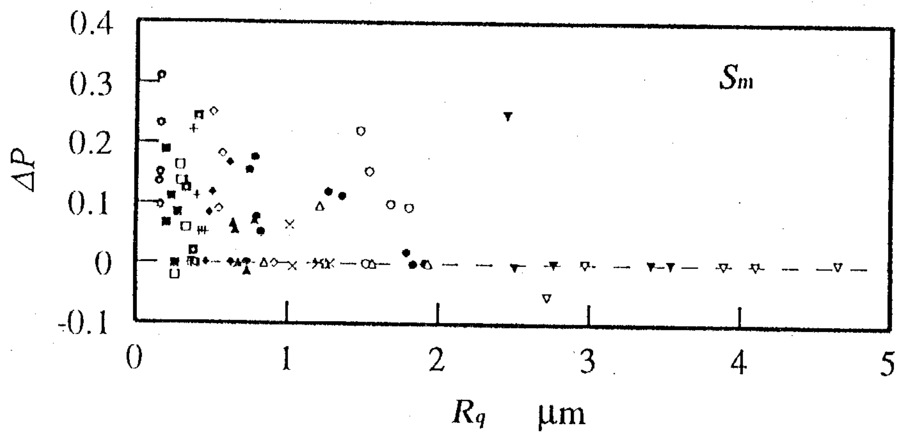


(b) R_a

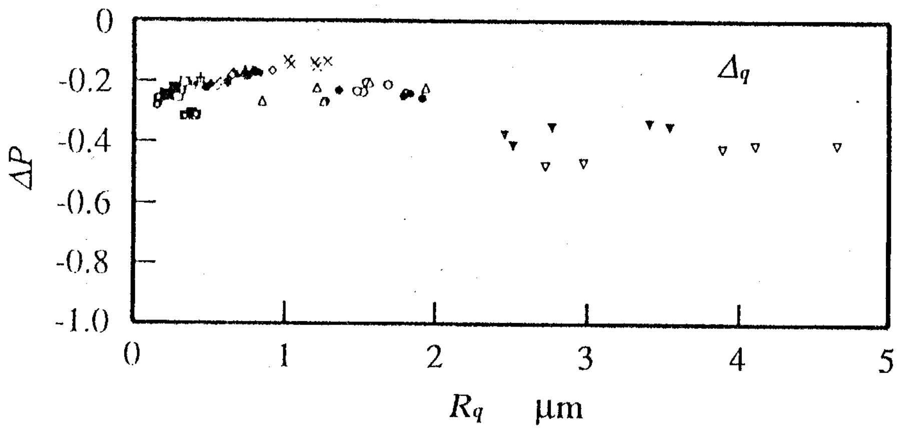
Fig.3.16 Effect of low-pass filter on R_y, R_a, S_k, S_m and Δ_q



(c) S_k



(d) S_m



(e) Δ_q

Fig.3.16 Effect of low-pass filter on R_y, R_a, S_k, S_m and Δ_q (continued)

は少ないとみて差し支えない．

一方，プロフィルの長さ方向に関する粗さパラメータS_mについてのΔPの変動は相当大きくなる．

粗さパラメータS_mの計算の単位となる山は，その定義[10)]が山の高さ（平均線からの高さ）がR_yの10%以上とされている．図３．１７は断面曲線におけるR_yと山の高さy_{pn}の関係を表している．ある部分が山であるためにはその前後に$0.1R_y$よりも低い谷が必要であり，この条件が満たされなくなったときには，その部分は山ではなくなり，隣の山と併合されてしまう．これはS_mが増加することになる．粗さパラメータS_mが変化するのは，ローパスディジタルフィルタによってR_y及び山の高さy_pが変化したためと考えられる．この様子を図３．１８に示す．図３．１８はローパスディジタルフィルタによって消失した山，及び新たに出現した山を対象としたものである．ΔR_yはローパスディジタルフィルタを掛けた後のR_yから掛ける前のR_yを差し引いた値であり，Δy_pは同様に山の高さy_pの差である．$0.1\Delta R_y=\Delta y_p$の直線より下方のデータは新たに出現した山，上方は消失した山を表している．図３．１８ではこの直線より上方のデータが多いので，山が消失したために図３．１６のS_mが大きくなったと解釈できる．また，データの変動はΔy_p軸方向に大きいので，ローパスディジタルフィルタによってR_yよりy_pの方が大きく変化し，山の数が減少したことになる．

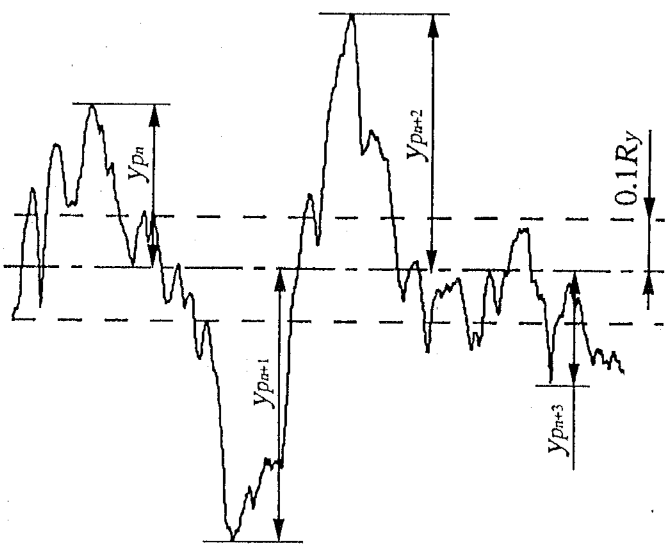


Fig.3.17 y_p and minimum height of profile peaks

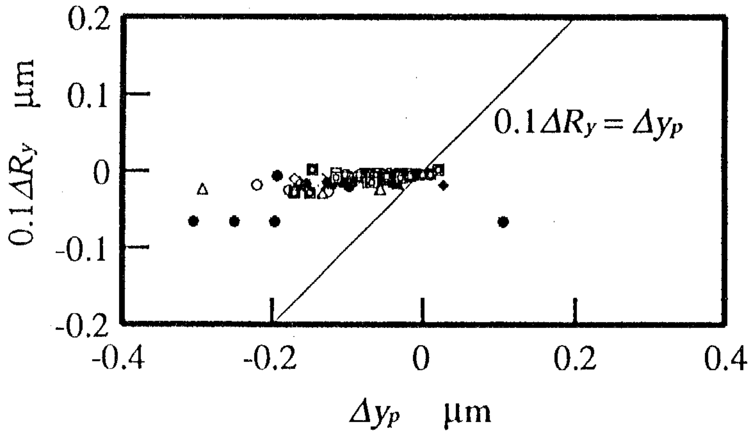


Fig.3.18 Correlation between ΔR_y and Δy_p

また，図３．１６のΔ_qに関するΔPは，Δx_q = 0.4 μmの条件で求めたが，ΔPは非常に大きく変動している．緒言で述べたように，ローパスディジタルフィルタが大きく影響する粗さパラメータであることが分かる．

３．６ 結　言

粗さパラメータΔ_qに最も影響すると考えられる短波長成分を除去するためのガウシアンローパスディジタルフィルタの適用条件について検討した本研究の主な結論は次のようになる．

(1) カットオフ値λ_sのローパスディジタルフィルタのたたみ込み積分の範囲は$0.9\lambda_s$以上，データ間隔は$\lambda_s/12$以下であればよいとし，そのときのディジタルフィルタの誤差は約2.5%であることを明らかにした．

(2) 粗さパラメータΔ_qのための数値微分は７点公式で十分であるとし，Δ_qの許容誤差を約2.5%とすれば，データ間隔は$\lambda_s/5$以下でよいことを示した．また，許容誤差を5%とする場合の条件も参考に示した．

(3) ディジタルフィルタでは除去が難しい短波長成分がΔ_qの精度を低下させることを理論的に示し，対応法について考察した．

(4) Δ_qに及ぼすデータのサンプリング間隔のばらつきの影響を検討し，ばらつきの許容誤差の例を示した．

(5) ローパスディジタルフィルタによる影響は，プロフィルの高さに関する粗さパラメータに対しては少なく，プロフィルの長さ方向の粗さパラメータに対しては大きくなることを明らかにした．

参　考　文　献

1) ISO 4287/1-1984:Surface roughness－Terminology－Part 1 : Surface and its parameters.

2) D.J.Whitehouse: Handbook of Surface Metrology, Inst. of Physics Pub. London, (1994) 18.

3) ISO/DIS 11562-1993: Metrological characterization of phase corrected filters and transmission bands for use in contact instruments.

4) ISO/DIS 4287-1－1994 : Surface texture-Part 1,Terms, definitions and parameters of surface texture－Profile method.

5) 赤坂 隆: 数値計算，コロナ社，(1967) 52.

6) 塚田忠夫，加藤勝男，趙南圭: 三次元表面凹凸測定機における試料表面姿勢制御に関する研究，精密工学会誌，58,4(1992) 697.

7) J.S.Bendat and A.G.Piersol(徳丸英勝訳): ランダムデータの統計的処理，培風館，(1981) 226.

8) 吉本 勇: 工学統計解析，養賢堂，(1981) 26.

9) 塚田忠夫,阿武芳朗:機械加工面における表面おうとつの評価に関する研究（第３報），精密機械，40, 3(1974) 250.

10) ISO 468-1982:Surface roughness-Parameters, their values and general rules for specifying requirements.

第４章　ガウシアンインライン フィルタのアルゴリズム

４．１　緒　言

固体表面の粗さパラメータはディジタルコンピュータにより求める方向[1]にあり，その基となる粗さ曲線は，位相補償フィルタ（ガウシアンディジタルフィルタ）を適用して得ることになっている[2]．第２章で，うねりなどの長波長成分を遮断するカットオフ値λ_cのハイパスフィルタの適用条件を明らかにした．

一方，摩擦・摩耗などのトライボロジカルな問題の研究，固体表面の光の反射などの研究で重要となる微小突起の斜面傾斜などは，測定データの短波長成分の影響を強く受けるために，短波長成分を遮断するローパスフィルタの適用が必要となることを第３章で述べた．断面曲線(traced profile)に上記の短波長成分を遮断するローパスフィルタ（カットオフ値λ_s）を適用して得られる出力は，断面曲線(P)(primary profile)と呼ばれる[3]．断面曲線（P）に長波長成分を遮断するハイパスフィルタ（カットオフ値λ_c）を掛けて得た出力を粗さ曲線(P)（roughness profile．従来の粗さ曲線[2]と区別するため(P) を付す）と呼ばれる[3]．

第３章においてソフトウェアにより粗さ曲線(P) を得る手法を提案したが，離散化された断面曲線のデータを記憶させ，バッチ処理する方法であるために，測定後にフィルタ処理の時間が必要となるばかりでなく，ローパスフィルタではサンプリング間隔が短くなるために膨大なメモリが必要となる．このようなことから，アナログ式の測定機のように，測定中に粗さ曲線（P)が得られるデータ処理システムの開発が望まれる．

アナログフィルタのように断面曲線の測定中にリアルタイムでフィルタ処理が行うことができれば，上記の要求に応じることが可能となる．第４章では，触針

式粗さ計を想定して，断面曲線の離散データ１点をサンプリングする間にフィルタ処理を行う手法を開発するが，この方式をインライン処理システムと呼ぶ．なお，プログラミングはＣ言語によった．

４．２　インライン処理のためのディジタルフィルタ

4.2.1　高速処理が可能なディジタルフィルタ

高速でガウシアンフィルタの特性に近い処理が可能なフィルタリングとして，次のような方法を挙げることができる．

(1)ガウス分布の重みを用いたたたみ込み演算法(Direct convolution method)

ガウス分布する重みを測定データに掛け，その和をとるいわゆるたたみ込み積分を離散化データに適用する方法である．演算を整数化することによって演算の高速化が期待でき，アルゴリズムも単純であるが，データ間隔に対してカットオフ波長が長くなると，繰り返し計算の回数が増加し，演算時間が長くなり過ぎるおそれがある．

(2)フーリエ変換法(FFT method)

周波数領域に変換したデータに，目的とする伝達関数を掛けた後，逆フーリエ変換によって空間データに戻す方法である[4]．この場合，全領域のデータが得られるまでフーリエ変換ができず，また全サンプルデータを格納するメモリが必要になるので，インライン処理という目的には適していない．

(3)多重平均法(Multiple average method)

単純な重みを付けた平均法を繰り返し，重み関数すなわちインパルス応答が，結果的にガウス分布に近くなるようにする方法で，代表的な方法として次のようなものがある．

(a)Burtの手法[5]

最初に重み関数(Kernel)が(0.25,0.5,0.25) というフィルタをたたみ込み，後は(0.25,0,0.5,0,0.25)，(0.25,0,0,0,0.50,0,0,0,0.25)というように大きさを２倍に大きくしながら繰り返し適用していく方法である．重み関数の大きさが急速に大きくなるので，カットオフ波長も急速に大きくなり，とびとびの値を取る

ことになる．したがって，任意のカットオフ波長を選択することは不可能である．

(b)二項分布関数による手法(Binomial method)[6)]

2項分布は，標本数が多くなるとガウス分布に漸近していく．このことは，データ上の隣り合う2点同士の平均を新しいデータとする操作を繰り返し行うと，ガウシアンフィルタに近い特性が得られることを意味する．ただし，この場合，カットオフ波長は繰り返し数の平方根に比例するため，カットオフ波長を長くしようとすると，繰り返し数が非常に多くなるおそれがある．ここでは，2項分布関数フィルタと呼んで4.2.2節で検討する．

(c)移動平均による手法(RBF method)

どのような分布であっても，繰り返したたみ込み積分を行っていくとガウス分布に漸近していく．この手法は，分布の形状として箱(Box) 形を使用し，アルゴリズムの単純化を図ったものであり，計算時間がBox の幅に依存しないという利点がある[7)]．Box の幅をデータ2点とした場合が上記の2項分布関数フィルタに相当する．この方法をここでは移動Box 関数フィルタと呼ぶ．

4.2.2 インラインフィルタ処理への適用の可能性

第2章，第3章において，ガウシアンフィルタ適用の際の条件について提唱した．その際の伝達関数の誤差の最大値 ΔH_{max}は2.5% 以下，λ_cのハイパスフィルタのデータ間隔 Δx_qは $\Delta x_q \leqq 1/400\lambda_c$，二乗平均平方根突起傾斜を計算する場合は $\Delta x \leqq 0.6\mu m$，λ_sのローパスフィルタのデータ間隔 Δx_fは $\Delta x_f \leqq 1/12\lambda_s$ である．インラインフィルタにおいても，これらを満たすことを必要条件として，上記の各手法を検討する．

インラインフィルタリング処理に要求される条件は，次のようにする．

(a)連続処理の可能性(Feasibility of serial processing)

フィルタリングに必要な最低量のデータがそろった時点で出力データが得られることを意味する．したがって，新たなデータを取得し，処理後の不要なデータを消去しながら，逐次計算処理ができることである．

(b)サンプリング間隔内での高速処理の可能性 (Fast processing within a sampling interval)

データをサンプリングする時間間隔内で，フィルタリングの演算処理ができる可能性を意味する．この場合のサンプリング間隔は，0.1μm程度が十分保証できる（一般の触針式粗さ計では，データサンプリング時間間隔は1ms に相当する）ものとする．

(c)予備測定長(Preliminary measuring length)

フィルタリング処理によって，測定データの両端の領域のデータが無効となるが，この無効となる測定長ができる限り短くなることが望ましく，ここでは一応カットオフ波長を上限とする．

各フィルタリングの手法が，上記の条件を満たしいるかどうかをカットオフ値 λ_c のハイパスフィルタ及び λ_s のローパスフィルタについて比較した結果を表４．１に示す．インラインフィルタの最低必要条件は，上述した条件 (a)連続処理の可能性と，(b)高速処理の可能性であり，(c)予備測定長についてはカットオフ波長に比べ大幅に長すぎなければよいとする．表４．１で○は要求を満足するもの，×は満足しないものとした．

高速処理に関しては，フーリエ変換を使用する方法と Burt の手法は，全データが揃ってから処理を行うので，逐次処理との併用が困難であり，評価は不可能とした．

無効なデータ長は，二項分布関数フィルタの場合，データ間隔に対するカットオフ波長の比 $\lambda_c/\Delta x_q$ の二乗に比例して長くなる．したがって，ローパスフィルタについては λ_s が短いので利用可能と考えられるが，λ_c のハイパスフィルタではカットオフ波長よりもはるかに長くなることが予想されるので，適用困難と判断した．

表４．１の適用可能と判断したフィルタリングの手法について，以下に検討する．

4.2.3 たたみ込み積分によるガウシアンディジタルフィルタ

重みを h_k，入力データを z_i，カットオフ値の一般形を λ_B とすれば，ガウシアンローパスフィルタの出力データ z_{Li} は

Table 4.1 Comparison of the filtering methods for in-line filter

Methods	Cut-off $\lambda_s \ll \lambda_c$	Feasibility of serial processing	Fast processing within a sampling interval	Preliminary Measuring Length	Applicableness to in-line filter
Direct	λ_c	○	×	○	×
Convolution	λ_s	○	○	○	○
FFT	λ_c	×	—	○	×
method	λ_s	×	—	○	×
Burt's	λ_c	×	—	○	×
method	λ_s	×	—	○	×
Binomial	λ_c	○	×	×	×
method	λ_s	○	○	○	○
RBF	λ_c	○	○	○	○
method	λ_s	○	○	○	○

Note) ○:Yes, ×:No

$$z_{Li}=\sum_{k=-Ng}^{Ng} h_k z_{i-k}\Delta x \qquad (4.1)$$

$$h_k=\exp\{-\pi(k\Delta x/\alpha)^2\}/(K\alpha\lambda_B)$$

となる．Δx はデータ間隔，N_gはたたみ込み積分の範囲，$K=\sum_{k=-Ng}^{Ng} h_k\Delta x$ である．振幅伝達率$H_{L(\lambda)}$（伝達関数と呼ぶ）は，波長をλ とおいて

$$H_{L(\lambda)}=\exp\{-\pi(\alpha\lambda_B/\lambda)^2\} \qquad (4.2)$$

ガウシアンフィルタは$\lambda=\lambda_B$において$H_{L(\lambda)}$が50% になるよう定義されているので[2)]，α=0.4697 となる．一方，ハイパスフィルタの出力z_{Hi}と伝達関数$H_{H(\lambda)}$は，

$$z_{Hi}=z_i-z_{Li},\quad H_{H(\lambda)}=1-H_{L(\lambda)} \qquad (4.3)$$

となる．後述するディジタルフィルタにおいても同様の手法によりハイパスフィ

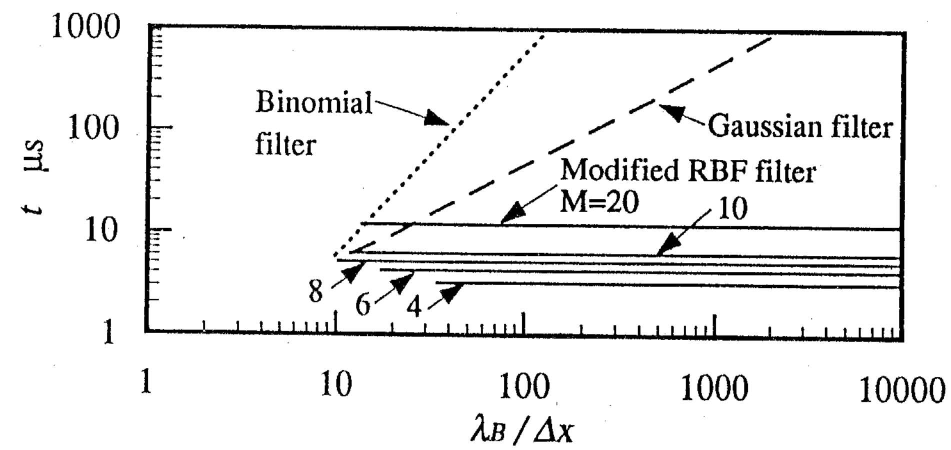


Fig.4.1 Computing time to obtain one filtered data

ルタの出力と伝達関数が得られる．

図４．１は，式(4.1) のフィルタにより出力データ１点を得るための処理時間 t （データを読み込んで処理し，フィルタの出力を記憶するまでの時間．本研究ではPC-486：intel DX4 100MHzを使用）である．図４．１の t は，式(4.2) を基準とするときの各フィルタの伝達関数の誤差を ΔH とおくとき，その絶対値の最大値 ΔH_{max} が第２及び３章で提唱した許容値2.5% 以下となる範囲で表示した．ガウシアンフィルタの場合は，式(4.1) の計算を第３章で提唱した $\lambda_B/\Delta x \geq 12$, $2N_g/\lambda_B/\Delta x = 0.9$に従って行った．ガウシアンフィルタの t は $\lambda_B/\Delta x$ が大きくなると増大するので，t を短縮する工夫が必要となる．

FFT による方法やBurtの手法[5]などを検討したが，インライン処理に適用することは困難であるので，ガウシアンフィルタに近い伝達関数が得られ，高速処理が期待される二項分布関数(binomial)フィルタ[6]と移動ボックス関数(running-box-function：略してRBFと表現する）フィルタ[7][8]について検討する．

4.2.4 二項分布関数フィルタ

M 段の二項分布関数によるローパスフィルタは，図４．２のように隣合うデータの平均をとる操作を各段で繰り返す手法であり，表４．２のようになる．添字 m は段の順，r はデータの配列順，N_pは出力データ１点を得るための入力データ数である．

伝達関数$H_L(\lambda)$は，表４．２の各段をフーリエ余弦変換することにより，次式のようになる．

$$H_L(\lambda) = \cos^M(\pi \Delta x/\lambda) \tag{4.4}$$

ハイパスフィルタの出力は式(4.3)によるので，図４．２のようにz_iとz_{Li}の列が一致する必要がある．そのために，N_pを奇数，Mも偶数とすることで対応す

Table 4.2 Algorithm of binomial filter

Measured data:	$\cdots, z_i, z_{i+1}, \cdots, z_{i+n}$
1st step:	$\cdots, S_{1,r} = z_{r-1} + z_r$
・・・	
m-th step:	$\cdots, S_{m,r} = S_{m-1,r-1} + S_{m-1,r}$
・・・	
M-th(final) step:	$\cdots, S_{M,r} = S_{M-1,r-1} + S_{M-1,r}$
Output data:	$z_{Li} = S_{M,r}/2^M$
where, $r = i+n$,	$n = (N_p-1)/2$, $N_p = M+1$

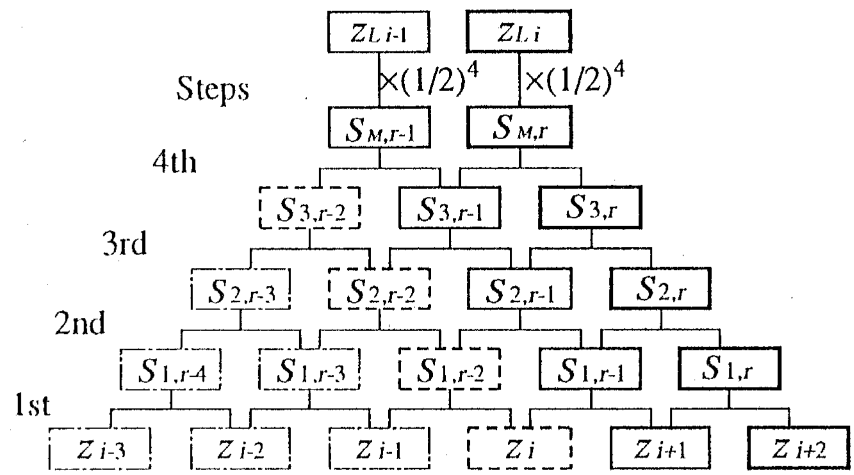


Fig.4.2 An example of 4-step binomial filter

ることにする．なお，平均するための係数1/2 は最後にまとめて$(1/2)^M$を乗じる．

表４．２のm段目の新たなデータ$S_{m,r}$は次のように書き換えることができる．

$$S_{m,r}=S_{m-1,r+1}+S_{m-1,r}$$
$$=S_{m,r-1}+S_{m-1,r}-S_{m-1,r-2} \tag{4.5}$$

式(4.5) の処理は次のように行う．図４．２において新たに測定データz_{i+2}が入力されたとき，m段目の新たなデータ$S_{m,r}$は，すでにm段目のメモリにある新しいデータ$S_{m,r-1}$から前段の$S_{m-1,r-2}$（破線枠）を減じ，最新のデータ$S_{m-1,r}$（太線枠）を加えてm段目のメモリに記憶する．フィルタの出力は，この処理を１段目から最終段まで繰り返すことにより得られる．この場合，図４．２の左側の一点鎖線枠と破線枠のデータは不要となる．この手法の特長は式(4.5) の処理をM回繰り返すことによりフィルタ処理が行えることである．

$\lambda=\lambda_B$において$H_{L(\lambda)}$を50%[1)]とする条件は，次式を最もよく近似する整数MとΔxの組み合わせとなる．

$$\cos^M(\pi\Delta x/\lambda_B)=0.5 \tag{4.6}$$

図４．３にMとΔH_{max}を示す．$\lambda_B/\Delta x$が増大するにつれてΔH_{max}は減少するが，$\lambda_B/\Delta x$が大きくなるとMが増えるのでtは図４．１のように増加するという問題がある．

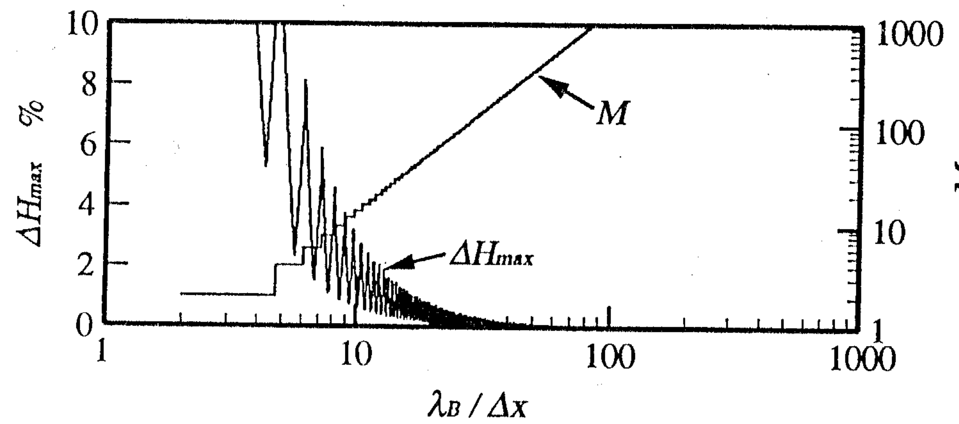


Fig.4.3 M and ΔH_{max} of binomial filter

4.2.5 移動ボックス関数(RBF)フィルタ

上記の問題への対応として，二項分布関数フィルタで用いた隣接２個のデータを平均する代わりに，図４．４（５点の平均，３段の例）のように，連続するN個のデータを平均するRBF（移動平均と同義）フィルタを検討する．平均するための係数$1/N$は，図４．２と同様に最終段で$1/N^M$としてまとめて乗じる．図４．４において，太線の矢印は新しい入力データz_{i+6}に対する出力z_{Li}を得るための計算，破線の矢印は過去に行われた計算結果を表している．また，太線の枠は新しい入力データに伴って繰り返される計算プロセスであり，細線の枠はメモリ中に保存されているデータ，破線の枠は不要となったデータを表している．

RBF フィルタの各段のデータを計算する場合，１個の入力データごとに，N個のデータの合計を毎回計算する必要はなく，図４．５に示すように，新しい合計（$S_{2,r}$）を計算する際には，前回の合計（$S_{2,r-1}$）から一番古いデータ（$S_{1,r-5}$）を減算し，新しいデータ（$S_{1,r}$）を加算すればよい．これを一般的に表すと次のようになる．

$$S_{m,r}=S_{m,r-1}+S_{m-1,r}-S_{m-1,r-N+1} \tag{4.7}$$

出力データ１点を得るための入力データ数N_Pは$N_P=MN-(M-1)$となるので，Mを

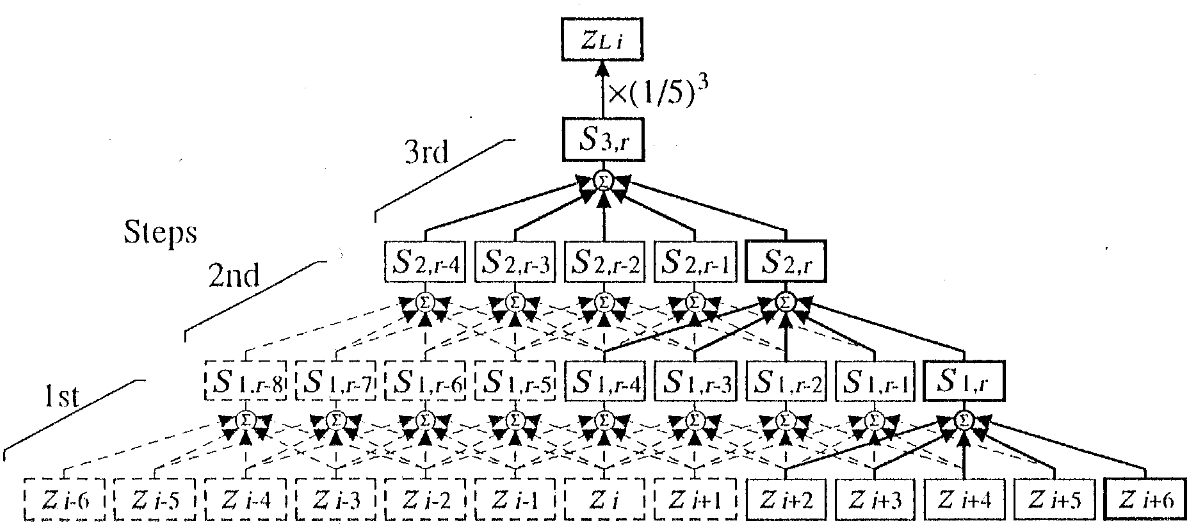


Fig.4.4 An example of RBF filter for M=3, N=5

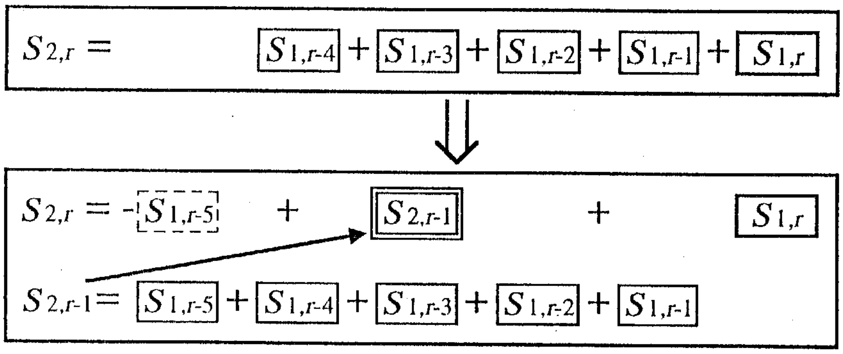


Fig.4.5 Calculating sum of one step data in RBF filter

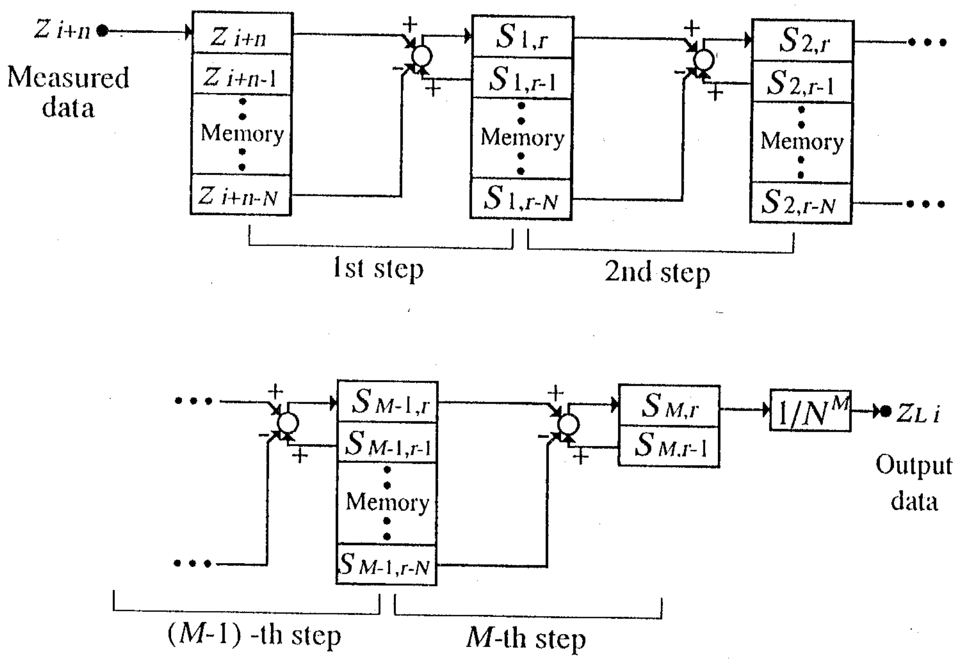


Fig.4.6 Diagram of processing and data for RBF filter

偶数とすれば N_p は必ず奇数となり，前述したデータの入力条件が満足される．

式(4.7)の計算手順は図４．６のようになり，有効な出力データは N_p 個のデータが入力されたときから得られる．この計算を高速に行うために，次のような手法を採ることにした．

(a)全段のデータを，アクセスされる順番に，１つのリング状のバッファにストアし，ポインタを通じてアクセスする．

(b)ある入力データに対する各段の出力は，次の入力データに対する計算に必要となるので，別のバッファにストアする．

(c)$S_{M,r}/N^M$を出力としてデータ領域にストアする．

このような方法を，統合リングバッファ(Integrated ring buffer)方式と呼ぶことにする．1点の入力に対する処理を図4．7に示す．これに対して，各段ごとのデータを別々のリングバッファに記憶する方法を，分離バッファ（Separated ring buffer）と呼ぶことにする．

図4．4の計算方法では，新しいデータz_{i+6}に対するする出力$Z_{L,i}$を得るための計算は，N=5の場合，1段あたり4回，一般的にはN-1回の加算が必要であり，カットオフ波長が長くなれば，後述する式(4.15)からわかるように，Nがさらに増大し，計算量も増える．

これに対してリングバッファを使用する方法によれば，各段の計算はNに依らず，加算，減算各1回と2つのポインタを順に移動させるだけであり，図4．4の手法よりも計算量は少くなる．このことから計算時間も短いことが期待される．

処理のためのメモリは，合計$M(N+1)$個のデータが記憶できればよい．この処理をサブルーチン化したプログラムを附録2に示す．

Δxが非常に小さい場合の伝達関数$H_{L(\lambda)}$は，$H_{L(\lambda_B)}$が50%となる移動平均の幅をW_xとおくと次式となる[8]．

$$H_{L(\lambda)}=\{\sin(\pi W_x/\lambda)/(\pi W_x/\lambda)\}^M \tag{4.8}$$

式(4.1)におけるこのフィルタの重みh_kは，M=1の場合，次のようになる

$$h_k = \begin{cases} \dfrac{1}{W_x} & (0 \leqq x < W_x) \\ 0 & (x<0,\ W_x \leqq x) \end{cases} \quad \text{for } M=1 \tag{4.9}$$

$M \geqq 2$ついては，同じ移動平均処理を繰り返し行っていくので，式(4.9)を繰り返したたみ込み積分することで，h_kが得られる．

$M \geqq 2$の各h_kは，以下のようになる

$$h_k = \begin{cases} \dfrac{x}{W_x^{\,2}} & (0 \leqq x < W_x) \\ \dfrac{2}{W_x} - \dfrac{x}{W_x^{\,2}} & (W_x \leqq x < 2W_x) \\ 0 & (x<0,\ 2W_x \leqq x) \end{cases} \quad \text{for } M=2 \tag{4.10}$$

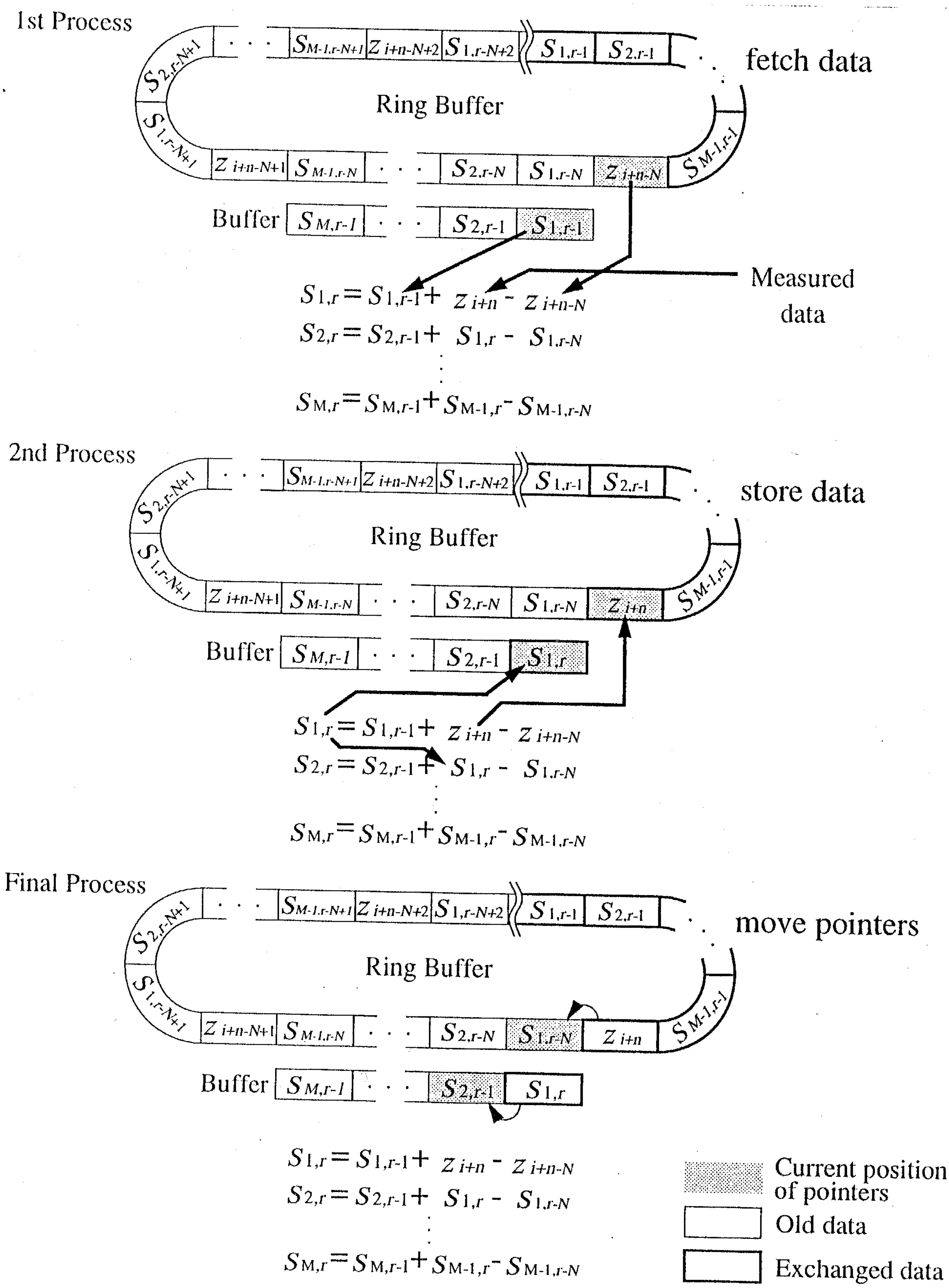


Fig.4.7 A process to exchange data

$$
\begin{aligned}
h_k &= \frac{x^2}{2W_x^3} && (0 \leqq x < W_x) \\
&= -\frac{3}{2W_x} + \frac{3x}{W_x^2} - \frac{x^2}{W_x^3} && (W_x \leqq x < 2W_x) \\
&= \frac{9}{2W_x} - \frac{3x}{W_x^2} + \frac{x^2}{2W_x^3} && (2W_x \leqq x < 3W_x) \\
&= 0 && (x < 0, 3W_x \leqq x)
\end{aligned}
\qquad \text{for } M=3 \quad (4.11)
$$

$$
\begin{aligned}
h_k &= \frac{x^3}{6W_x^4} && (0 \leqq x < W_x) \\
&= \frac{2}{3W_x} - \frac{2x}{W_x^2} + \frac{2x^2}{W_x^3} - \frac{x^3}{2W_x^4} && (W_x \leqq x < 2W_x) \\
&= -\frac{22}{3W_x} + \frac{10x}{W_x^2} - \frac{4x^2}{W_x^3} + \frac{x^3}{2W_x^4} && (2W_x \leqq x < 3W_x) \\
&= \frac{22}{3W_x} - \frac{8x}{W_x^2} + \frac{2x^2}{W_x^3} - \frac{x^3}{6W_x^4} && (3W_x \leqq x < 4W_x) \\
&= 0 && (x < 0, 4W_x \leqq x)
\end{aligned}
\qquad \text{for } M=4 \quad (4.12)
$$

これらの結果は，図４．８のように$M=2$では二等辺三角形となり，Mが大きくなるにつれて正規分布に近づく．

一方，入力データを離散的に扱う場合の伝達関数は，RBF フィルタをフーリエ余弦変換することにより次のようになる．

$$H_{L(\lambda)} = [\sin(\pi N \Delta x/\lambda)/\{N \sin(\pi \Delta x/\lambda)\}]^M \qquad (4.13)$$

$\lambda=\lambda_B$ のとき$H_{L(\lambda)}$が50% となるためのN をN_oとおくと

$$[\sin(\pi N_o \Delta x/\lambda_B)/\{N_o \sin(\pi \Delta x/\lambda_B)\}]^M = 0.5 \qquad (4.14)$$

式(4.14)を満たすN_oは図４．９のようになる．図４．９のN_oは次式により近似することにする．

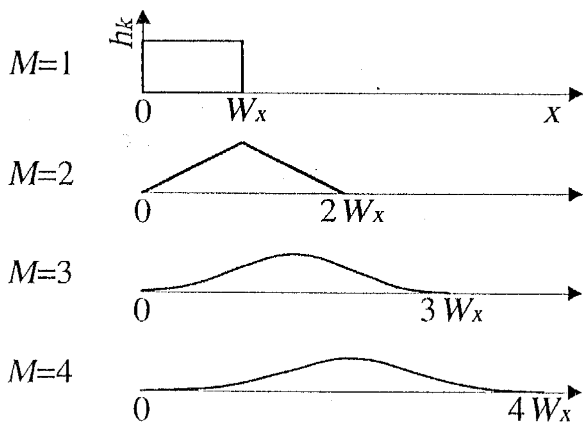


Fig.4.8 Weighting function of RBF filter

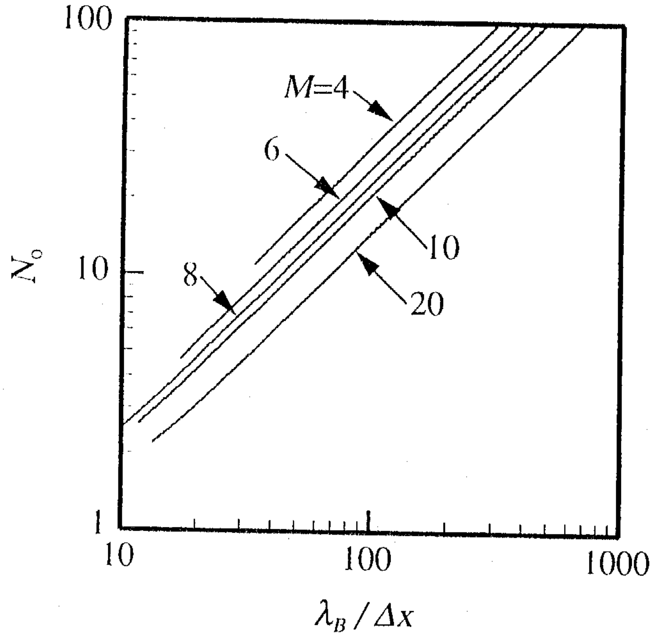


Table 4.3 a and b for N_o of the RBF filters

M	a	b
4	0.319	1.45
6	0.262	1.82
8	0.228	2.03
10	0.204	2.36
20	0.145	3.14

$$N_o = a\lambda_B/\Delta x + b\Delta x/\lambda_B \tag{4.15}$$

M に対する a, b の値は表４．３のようになる．

N は N_o に最も近い整数とし，ガウス記号［］を用いて次式により与える．

$$N = [\, N_o + 0.5 \,] \tag{4.16}$$

図４．１０は M=8 のときの $\lambda_B/\Delta x$ と式(4.13) の ΔH_{max} の例である．点線は式(4.8)の ΔH_{max} であり，Δx が小さくなったときの収束値である．ΔH_{max} が破

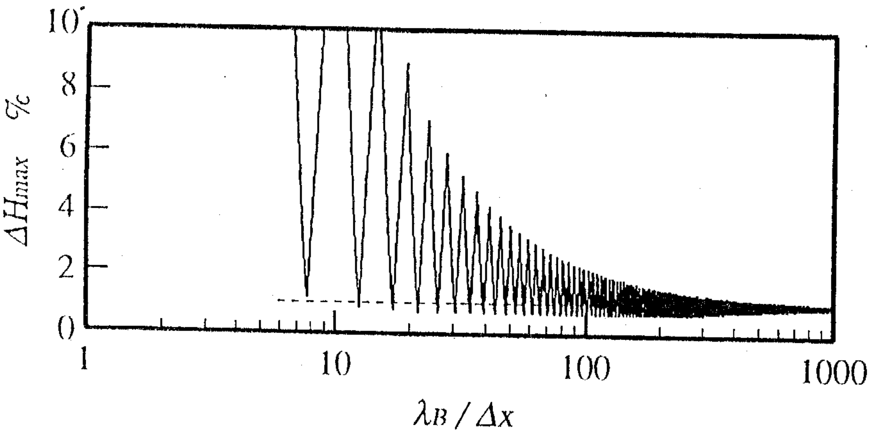


Fig.4.10 ΔH_{max} of RBF filter

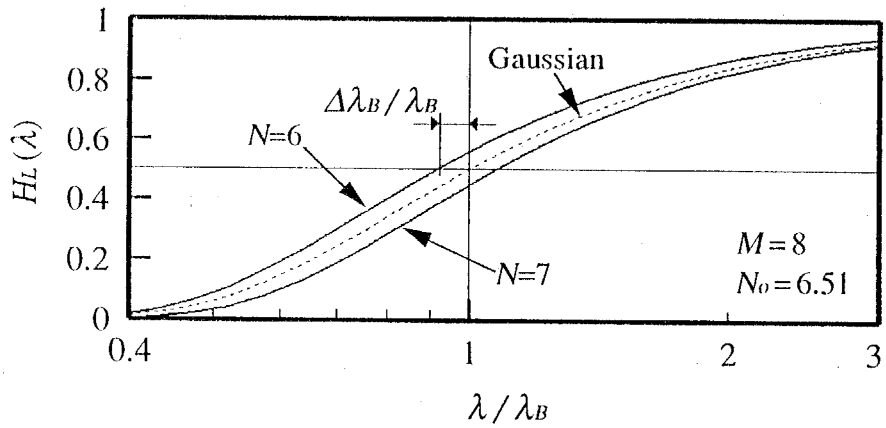


Fig.4.11 Transmission characteristics of RBF filter

線より小さくなることがあるが，ΔH_{max}が最小になるのは式(4.13)のカットオフ値がλ_Bに一致する場合ではなく，λ_Bから少しずれた位置（図４．１０の例ではλ_B/500 以下）となるからである．このフィルタの特長は段数Mが少なくてもΔH_{max}が小さくなることであるが，$N \approx N_o$の条件から外れるにつれてΔH_{max}は増大する．これは，図４．１１に示すように，NがN_oから外れるとカットオフ値に誤差$\Delta\lambda_B$が生じ，$\Delta\lambda_B$による$H_{L(\lambda)}$の誤差は$\dfrac{\partial H_{L(\lambda)}}{\partial \lambda}\Delta\lambda_B \approx \Delta\lambda_B$となるからであり，この誤差は$\Delta\lambda_B$にほぼ比例する．このような$\Delta\lambda_B$は図４．１２のようになる．

したがって，このフィルタを活用するためには，$\lambda_B/\Delta x$の小さい領域で$\Delta\lambda_B$を小さくし，ΔH_{max}を低下させるための工夫が必要となる．

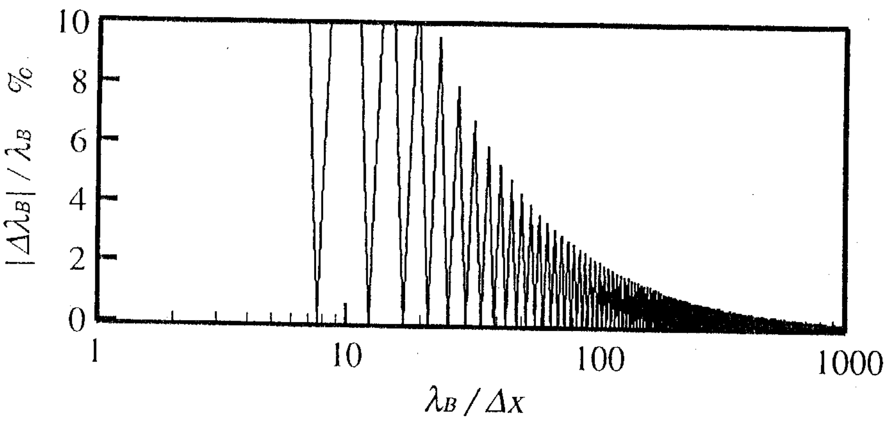


Fig.4.12 $\Delta\lambda_B$ of RBF filter

4.2.6 修正移動ボックス関数フィルタ

図4．11から，$\lambda=\lambda_B$での$H_{L(\lambda)}$は，$N<N_o$では$\Delta\lambda_B<0$となって50%より大きくなり，$N>N_o$では$\Delta\lambda_B>0$となって50%より小さくなることが分かる．したがって，m段目のNをN_mとおいてN_mがN_oより大きい段と小さい段を設けて適当に組合わせれば，ΔH_{max}が小さくなる可能性がある．本研究では，いくつかの段でN_mを修正し，ΔH_{max}を小さくする工夫を試みる．このフィルタを修正RBFフィルタと呼ぶことにする．

出力データ1点を得るための入力データ数N_pは次式となる．

$$N_p=\sum_{m=1}^{M} N_m-(M-1) \tag{4.17}$$

また，伝達関数$H_{L(\lambda)}$は

$$H_{L(\lambda)}=\prod_{m=1}^{M} h_m \tag{4.18}$$

$$h_m=\sin(\pi N_m\Delta x/\lambda)/\{N_m\sin(\pi\Delta x/\lambda)\}$$

平均するための係数は，最終段でまとめて$1/(\prod_{m=1}^{M} N_m)$を乗じる．

N_pは前述の理由から奇数とするが，それに対応する1つの方法は，修正する段数をqとするときMとqを偶数にすることである．例えば，$M=8, N=3$である場合

（$\lambda_B/\Delta x$ ≈12の近傍），q を0から8までの偶数とし，修正段のN_mを(N +1)，あるいは(N -1)にして任意に組合わせたときのRBFフィルタ（破線）と修正RBFフィルタ（実線）のΔH_{max}とN_0-N の関係は図４．１３のようになる．Nが極小値の位置から外れるにつれてΔH_{max}は増大する．●印はRBF フィルタにおいてN が変わる位置であり，極小値の位置から大きく離れているためにΔH_{max}が大きくなる．一方，○印は修正RBF フィルタで N_m を変更した位置であり，ΔH_{max}が大幅に小さくなることが分かる．

図４．１０から分かるように，$\lambda_B/\Delta x$ が増えるにつれてΔH_{max}は減少するので，$\lambda_B/\Delta x$ の小さい領域（N =3）で修正条件を定めて，全領域にそれを適用することにすれば，フィルタの適用条件の設定が単純になる．図４．１３から求めたN_mの変更位置と条件は表４．４のようになるが，式(4.18) から修正する段はM段の中のどこにあってもよいことになる．表４．４に従ってN_mを修正した場合のΔH_{max}を図４．１４に示す．ΔH_{max} は図４．１０より相当小さくなり，$\lambda_B/\Delta x$ ≧60では図４．１０の点線の値に収束する．図４．１５にカットオフ波長のずれ$\Delta\lambda_B$ の絶対値を示す．図４．１２に比べ値が1/2 程度になっており，カットオフ波長の面でも誤差が小さくなっていることがわかる．

$\lambda_B/\Delta x$ が小さいために$\Delta\lambda_B$ が増えた場合と，$\lambda_B/\Delta x$ が大きく$\Delta\lambda_B$ がほとんど発生しない場合の８段修正RBF フィルタのΔHを図４．１６に示す．図４．

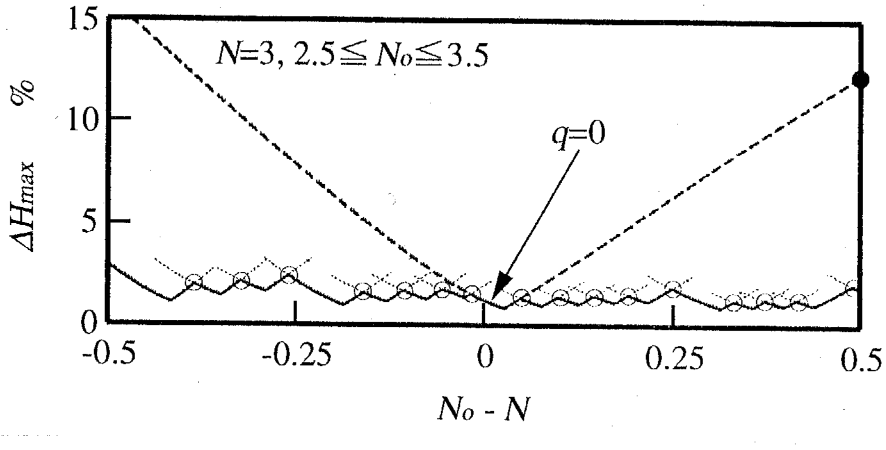


Fig.4.13 N-N_0 and ΔH_{max} of the 8-step RBF filter

Table 4.4 N_m of the modified 8-step RBF filter

q	Range of N_o-N over	up to	Number of steps modified by $N_m=N-1$	$N_m=N$	$N_m=N+1$
4	-0.500	-0.385	4	4	0
6	-0.385	-0.323	5	2	1
8	-0.323	-0.262	6	0	2
2	-0.262	-0.160	2	6	0
4	-0.160	-0.104	3	4	1
6	-0.104	-0.055	4	2	2
8	-0.055	-0.015	5	0	3
0	-0.015	0.048	0	8	0
2	0.048	0.098	1	6	1
4	0.098	0.145	2	4	2
6	0.145	0.189	3	2	3
8	0.189	0.247	4	0	4
2	0.247	0.334	0	6	2
4	0.334	0.374	1	4	3
6	0.374	0.418	2	2	4
8	0.418	0.491	3	0	5
4	0.491	0.500	0	4	4

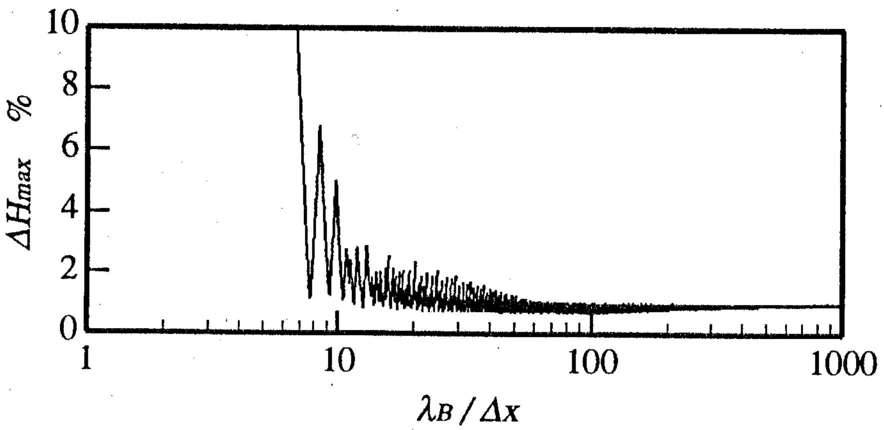


Fig.4.14 ΔH_{max} of the modified 8-step RBF filter

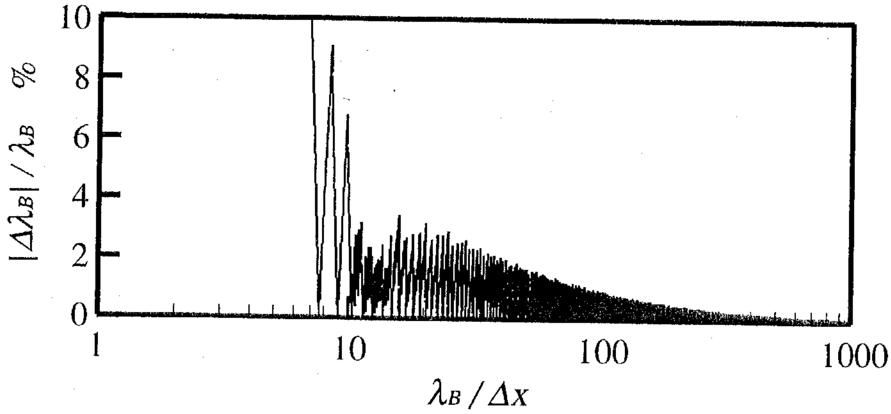
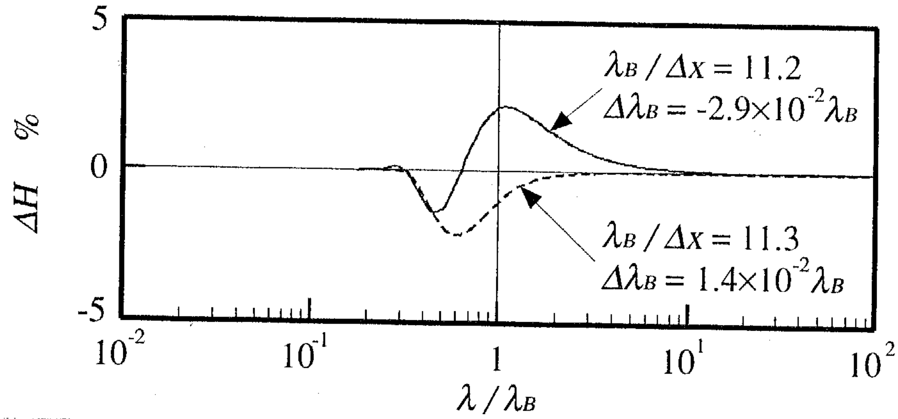
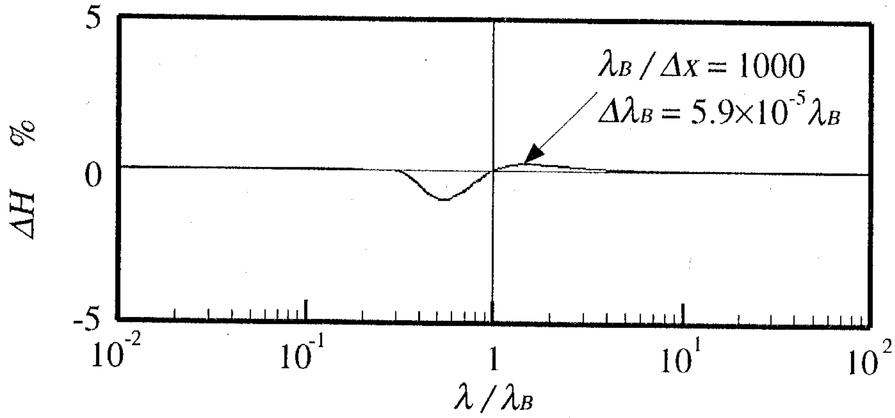


Fig.4.15 $\Delta\lambda_B$ of the modified 8-step RBF filter



(a) smaller $\lambda_B / \Delta x$



(b) larger $\lambda_B / \Delta x$

Fig.4.16 ΔH of the modified 8-step RBF filter

１６(a)は発生するΔHのほぼ上限と下限を表しており，$\lambda_B/\Delta x$が大きくなるにつれて図４．１６(b)の状態に収束する．ΔHのパターンが相当異なっているが，本研究で扱った範囲では，ΔH_{max}によりある程度整理できていると考えられる．しかし，粗さパラメータなどに及ぼすΔHのパターンの違いによる影響など詳しい検討は今後の課題になると考えられる．

図４．７の統合リングバッファ(Integrated ring buffer)方式は，すべての段のN_mが等しくなければならないので，そのままでは修正RBFフィルタリングを実現することができない．統合リングバッファ方式の考えを利用するために，$N_m=N-1$の段数をM_1，$N_m=N$の段数をM_2，$N_m=N+1$の段数をM_3として，図４．１７のように，M_1，M_2，M_3段の３個の統合リングバッファ方式のフィルタを直列に接続することを検討する．この修正RBF フィルタのプログラムを附録２に示す．

$M=8$の場合の統合及び分散リングバッファ方式の処理時間の比較を図４．１８に示す．各手法でRBF フィルタより修正RBF フィルタの処理時間がわずかに長くなるが，これはリングバッファの巡回を管理する変数が，M_1，M_2，M_3に対応して，３つに増加したことによる．また，各段ごとにリングバッファを用意する分離リングバッファ方式に比べ，統合リングバッファ方式の方が処理時間が短いことが分かる．統合リングバッファ方式は，4.5.2節で述べたように，メモリ中でデータがアクセスされる順に並んでいるため，ポインタを単純に１つ進めるだけで次のデータをアクセスできる場合が多いからである．ただし，すべての段でN_mが異なる場合には両者は同じ計算時間となるが，修正RBF フィルタのN_mは，$N-1, N, N+1$に限っているため，$M \geqq 4$ではこのようなことは起らない．プログラムの単純さやメモリの必要量では両者にはほとんど差がなく，処理時間の面から，統合リングバッファ方式のRBF，修正RBFフィルタを使用することが，わずかではあるが有利であることが分かる．このようなことから，本研究では，図４．１７のような方式を採用することにした．

RBF フィルタは，処理時間tが図４．１のようにカットオフ波長$\lambda_B/\Delta x$に関係無く，Mのみに依存するので，他の方式のフィルタでは，処理時間が長くなる$\lambda_B/\Delta x$ハイパスフィルタの処理時間短縮に関して効果がある．

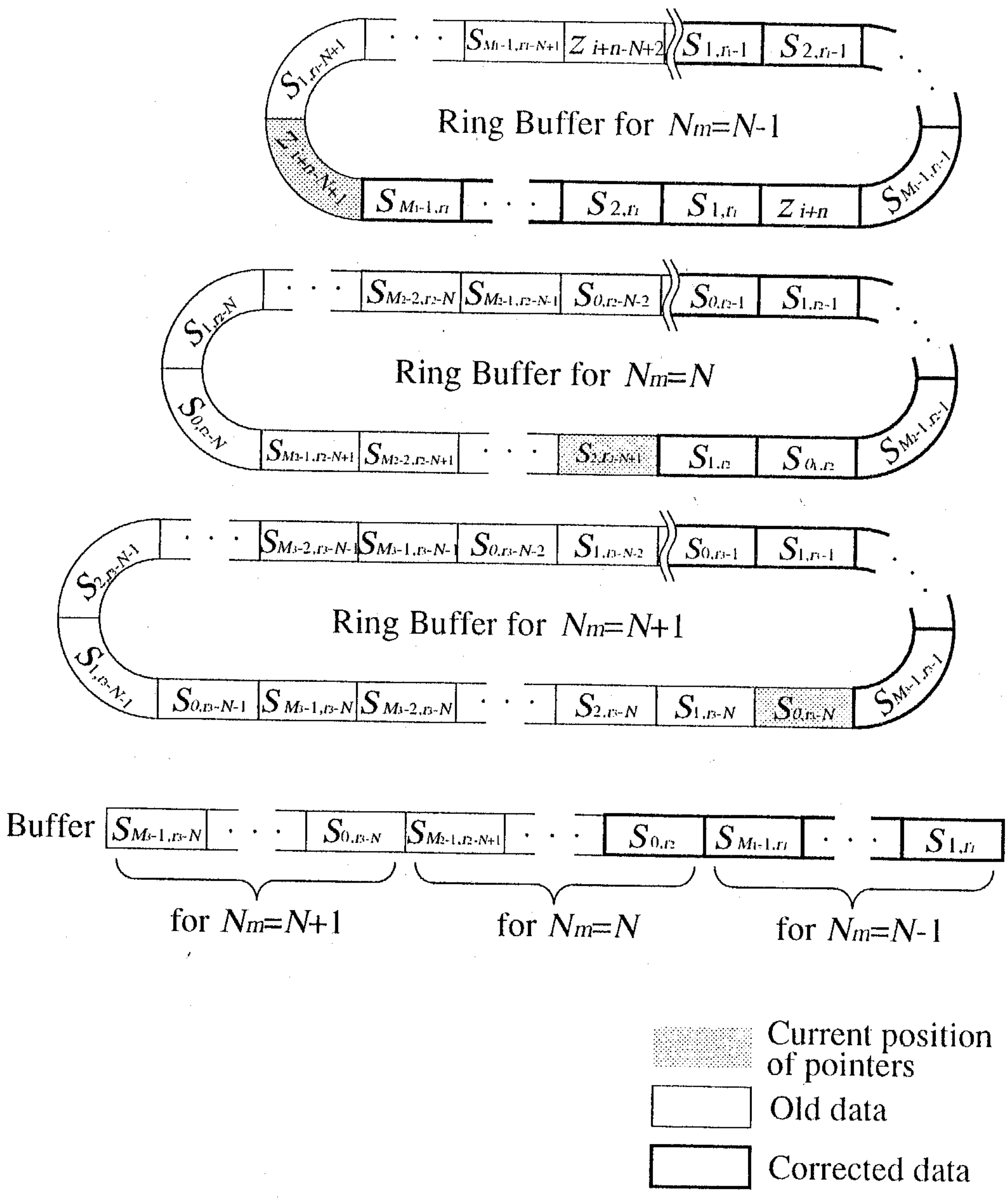


Fig.4.17 Structure of modified RBF filter

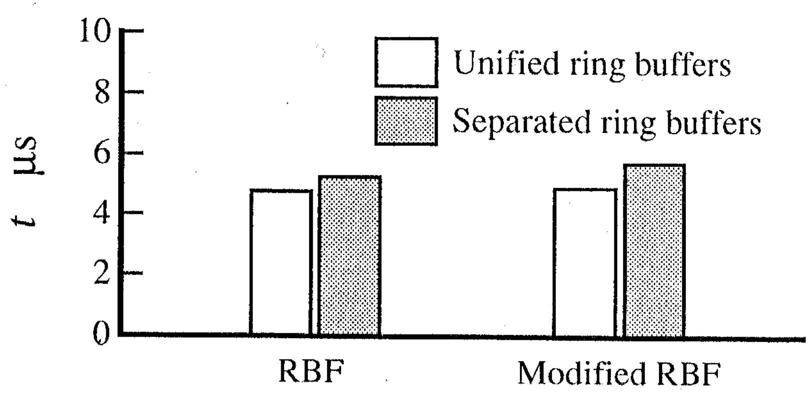


Fig.4.18 Processing time of 8-step RBF and Modified RBF filter

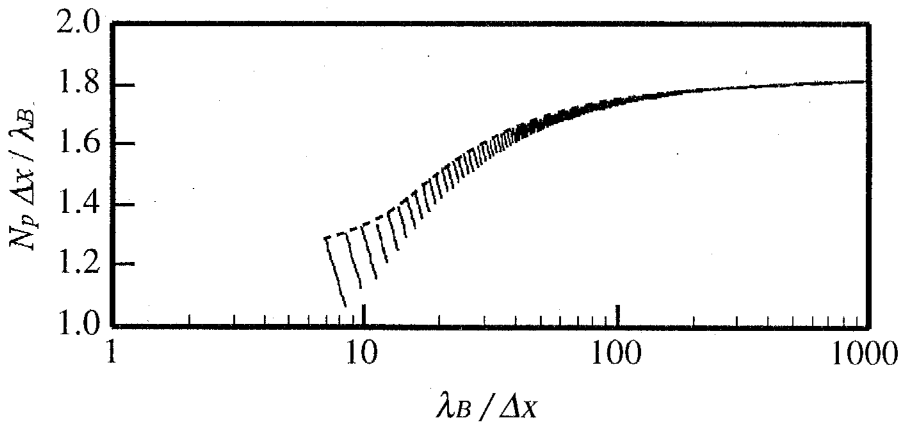


Fig.4.19 $N_P \Delta x/\lambda_B$ of the modified 8-step RBF filter

出力データ１点を得るためのデータ数N_p は，M =8 の場合，図４．１９のようになる．N_pは整数であるので図４．１９は不連続になるが，$\lambda_B/\Delta x$ が大きくなるにつれて増大し，$\lambda_B/\Delta x$ が 200付近からほぼ一定値に近づき，400 以上では収束値とほとんど差が無くなる．

４．３　インラインフィルタの設計

4.3.1 ローパスフィルタの設計

ローパスフィルタの適用条件は，ΔH_{max}の許容値を超えない$\lambda_B/\Delta x$ の最小値$(\lambda_B/\Delta x)_{min}$，出力データ１点を得るための処理時間$t$ とフィルタへの入力データ数 N_p を検討して定めることにする．

$(\lambda_B/\Delta x)_{min}$とそれに対応する$N_p\Delta x/\lambda_B$は図４．２０のようになる．$N_p\Delta x/\lambda_B$は，図４．１９の点線で示す包絡線を用いたときの$\lambda_B/\Delta x=(\lambda_B/\Delta x)_{min}$の値であり，$\lambda_B/\Delta x$ が大きいときの$N_p\Delta x/\lambda_B$ の収束値も示した．ΔH_{max}の許容値は，ガウシアンフィルタについて検討した第２章及び３章では約2.5%であり，本章でもこれに従うこととする．後述する図４．２１に示すように，$\Delta H_{max} \leqq$ 2.5%は，$M \geqq 4$の条件であるので，この範囲について表示した．また，ISO[9]ではΔH_{max}の許容値を5%としているので，参考までに両者に対する結果を△と▽で記した．$N_p\Delta x/\lambda_B$ は，フィルタを掛けた後では有効に利用されないので，小さい

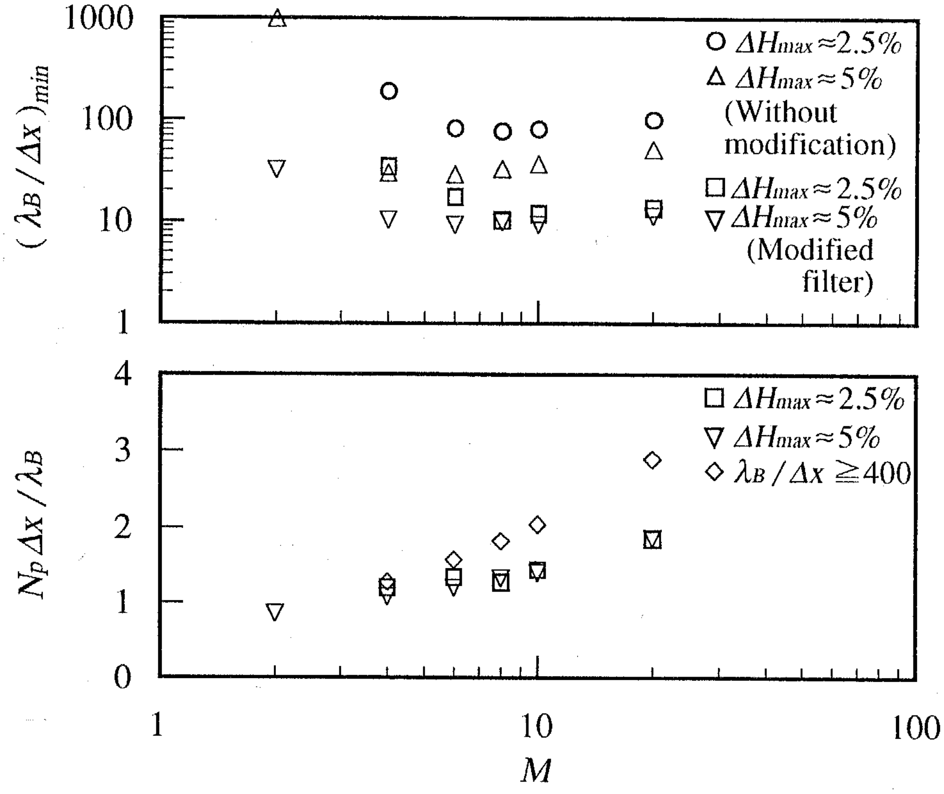


Fig.4.20 Applicable conditions of the modified RBF filters

ほど望ましい．図４．２０からMが小さいほどよいが，$M \leqq 10$では大きな差がないといえる．

図４．２０において，Mが増えるにつれて$(\lambda_B/\Delta x)_{min}$は減少し，$M=8$近傍からほぼ最小値となる．$\Delta x$をできる限り大きくしたいという観点からは$M \geqq 8$が望ましい範囲となる．また，$M$が小さいほど，図４．１における$t$は短くなり，図４．２０の$N_p \Delta x/\lambda_B$も小さくなるので，$M=8$が妥当な条件といえる．

ΔH_{max}の許容値を2.5%とすれば，$M=8$の場合の$(\lambda_B/\Delta x)_{min}$は約10となるが，第３章の条件に整合させることにして12とする．ΔH_{max}の許容値を5%とすれば$(\lambda_B/\Delta x)_{min}$はこれより小さ目になる．$(\lambda_B/\Delta x)_{min}=12$とするときの$N_p \Delta x/\lambda_B$は約1.4となり，収束値は約1.82となる．

図４．１から，$M \leqq 10$では$t \leqq 6\mu s$となる．著者らが開発した触針式粗さ測定システム[10]に附属するコンピュータでは，サンプリング用のパルスを検出し

てデータをAD変換し，メモリに記憶するまでの時間は約 50μsであった．サンプリング間隔は，ローパス及びハイパスフィルタのtを加え，さらに余裕をみて約100μs とすれば，スタイラスの走査速度が0.1mm/sのとき，Δx が0.01μm までのインラインフィルタに十分利用できる．

以上の結果から，ローパスフィルタに対しては，M =8とし，$(\lambda_B/\Delta x)_{min}$=12とする条件を推奨することにする．

4.3.2 ハイパスフィルタの設計

ローパスフィルタを併用して$\lambda_s/\Delta x$=12でサンプリングされたデータに，うねりなどの長波長成分を遮断するハイパスフィルタを掛けて粗さ曲線(P) を求める場合には，$\lambda_c \approx 300\lambda_s$であるので，$\lambda_c/\Delta x$は3600となる．このように$\lambda_c/\Delta x$が大きい領域では，図４．１０の$\Delta H_{max}$の変動幅が減少し一定値に収束するので，表４．４の修正は必要としなくなる．ΔH_{max}が収束値に一致すると思われる領域は$\lambda_c/\Delta x \geqq 400$ と判断されるので，このような領域で８段のRBF フィルタを使用すれば，$N_p\Delta x/\lambda_B$ は1.82となる．

これに対して，$\lambda_B/\Delta x \geqq 400$ におけるΔH_{max} は図４．２１ のようになる．$\lambda_B/\Delta x$ の大きい領域で使用するハイパスフィルタでは，ΔH_{max}に許容される値をローパスフィルタと同様に約2.5%とすれば，M =4で十分であり，$N_p\Delta x/\lambda_B$ は約1.28となる．この値は，M =8の場合より小さく，より望ましい条件となる．

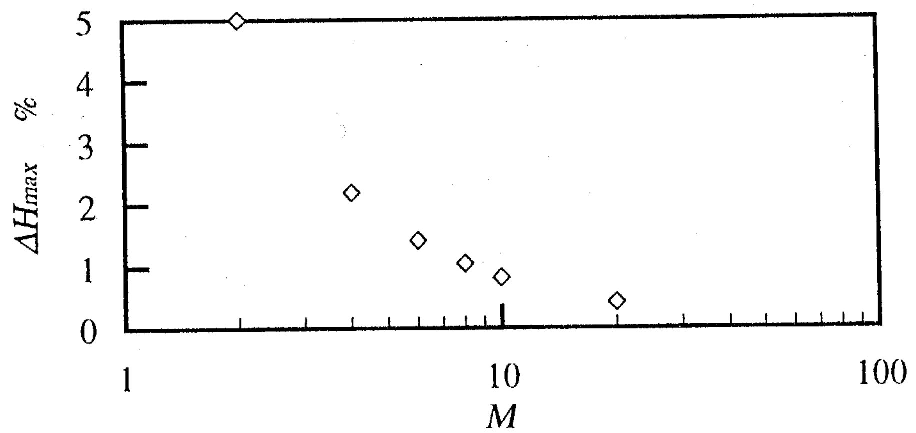


Fig.4.21 Convergent values of ΔH_{max} for RBF filter

4．4　インラインフィルタリングの手順

以上の適用条件をまとめると次のようになる．

(1)データ収集の条件：評価長さ[1)]をℓ_nとすれば，上記の推奨条件による必要な全測定長は，評価長さにフィルタリングによって失われるデータ長を加えた，最大$\ell_n+1.82\lambda_s+1.28\lambda_c$となる．ローパスフィルタのためのデータ間隔$\Delta x_L$は$\lambda_s/12$以下とし，ハイパスフィルタの出力データの間隔$\Delta x_H$は第２章のとおり$\lambda_c/400$以下（二乗平均平方根突起傾斜$\Delta_q$を求める場合は第２章のとおり0.6$\mu$m程度を満足するようにする）とする．ただし，$\Delta x_H$は$\Delta x_L$の整数倍となる．

(2)断面曲線(P)用ローパスフィルタ：$\Delta x=\Delta x_L$，$\lambda_B=\lambda_s$とおいて式(4.16)からNを得る．$M=8$の場合，表４．４の条件からN_mを決め，図４．６のプロセスに従ってRBFフィルタに入力し断面曲線(P)のデータz_{Li}を得る．

(3)粗さ曲線(P)用ハイパスフィルタ：$\Delta x=\Delta x_H$，　$\lambda_B=\lambda_c$　とおいて同様に式(4.16)からNを得る．$\Delta x_H/\Delta x_L$毎にz_{Li}を４段の RBFフィルタに入力し，出力データz_{Li}^*を得る．z_{Li}^*がうねりなどの長波長成分である．粗さ曲線(P) のデータz_{Hi}^*は　$z_{Hi}^*=z_{Li}-z_{Li}^*$　として求める．なお，ハイパスフィルタに$\Delta x_H/\Delta x_L$毎に入力されるデータ以外のデータは，この処理では必要がないので，前段階のローパスフィルタ出力の段階で捨て去ることができる．

附録２に$M=4$のRBFフィルタ，及び，$M=8$の修正RBFフィルタのN, N_mを計算するプログラムを示す．

4．5　結　　言

ローパス及びハイパスディジタルフィルタのインライン処理法の開発を目的にした本研究の主な結論は次のとおりである．

(1) ガウシアンフィルタ及び二項分布関数フィルタは，$\lambda_B/\Delta x$の増加に伴って処理時間が増大するが，移動ボックス関数フィルタは$\lambda_B/\Delta x$に関係なく段数に対応した一定の処理時間となり，高速処理に適している．

(2) 伝達関数の誤差を小さくするために，修正移動ボックス関数フィルタを新たに提唱し，断面曲線(P) 用のローパスフィルタとして，８段の修正RBF フィル

タが適していることを明らかにし，その適用条件を導いた．

(3) 8段の修正RBF のローパスフィルタでは，$\lambda_B/\Delta x \geqq 12$で十分である．

(4) $\lambda_B/\Delta x$ の大きい領域（約400 以上）で用いる場合の粗さ曲線(P) 用のハイパスフィルタは，4段の移動ボックス関数フィルタで十分である．

参　考　文　献

1) ISO/DIS 3274-1994 : Surface texture－Instruments for the assessment of surface texture－Profile method.
2) JIS B 0601-1994 表面粗さ-定義及び表示
3) ISO/DIS 11562-1994: Metrological characterization of phase corrected filters and transmission bands for use in contact instruments.
4) 田中弘 編著:画像処理応用技術,工業調査会(1989)63
5) P.J.Burt: Fast algorithms for estimating local image properties, Computer vision, graphics and image processing, 21(1983)368.
6) R.A.Haddad: A Class of Orthogonal Nonrecursive Binomial Filters, IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, 19,4(Dec.1971)296
7) W.M.Wells : Efficient systhesis of Gaussian filters by cascaded uniform filters, IEEE Trans. on pattern analysis and machine intelligence,PAMI-8,2(1986)234.
8) D.J.Whitehouse: Handbook of Surface Metrology, Inst. Physics Pub. London,(1994)283.
9) ISO 468-1982, Surface roughness － Parameters, their values and general rules for specifying requirements.
10) N.Cho, T.Tsukada and M.Takahashi: Correction of specimen orientation in three-dimensional measurement of surface roughness with small waviness by contact stylus instrument(1st Rep.),Int.J.Japan Soc.Prec. Eng.,29,2(1995)156.

第５章　エイリアシング除去のための ハイブリッドフィルタ

５．１　緒　　言

位相補償フィルタの１つであるガウシアンディジタルフィルタをインライン処理するための条件について第４章で述べた．また，断面曲線から長波長成分を遮断するカットオフ値λ_cのガウシアンハイパスディジタルフィルタと，カットオフ値λ_s（λ_sはλ_cの約1/300）のガウシアンローパスディジタルフィルタにより短波長成分を遮断して粗さ曲線(P)を得るための手法を第２章と第３章で述べた．しかし，短波長成分を遮断するガウシアンローパスディジタルフィルタでは，データの離散化によって生じるエイリアシングの影響を無視することはできないことを第３章で述べた．

図５．１のように，データのサンプリング間隔をΔx，ナイキスト周波数を$f_0=1/(2\Delta x)$とするとき，$0 \leqq f \leqq f_0$を満たす任意の周波数fと周波数$2nf_0 \pm f$（$n=1,2,\cdots$）の余弦関数はデータのサンプリング位置において同じ値をとり，両者の区別がつかなくなる．そのために，高い周波数$2nf_0 \pm f$の振幅が低い周波数fの信号に折り返されてくる．この現象をエイリアシングという[1]．

エイリアシングの影響を小さくする１つの方法は，f_0以上の周波数の信号を遮断する，アナログローパスフィルタを用いることである．他の方法は，エイリアスされる高周波の振幅が，対象とする周波数の振幅に対して無視できる程度までΔxを小さくし[1]，ローパスディジタルフィルタを適用することである．前者の方法は，アナログ回路に起因する測定機毎の特性の差が許されない場合，あるいは５．２節で述べるように規格で定めるガウシアンディジタルフィルタの振幅伝

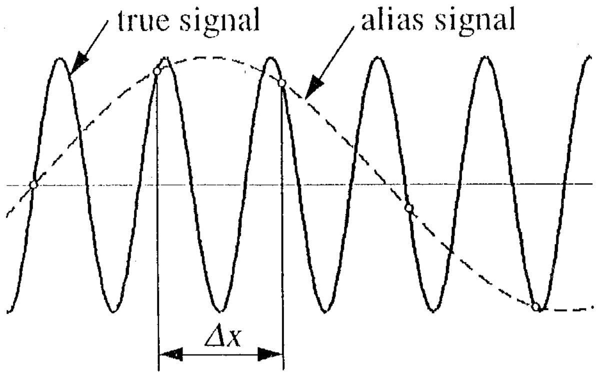


Fig.5.1 Interpretation of aliasing

達特性を守らなければならない場合には採用が難しい．また，後者の方法は，ローパスディジタルフィルタのためのみに非常に短い間隔でデータをサンプリングしなければならなくなる．別の方法としては，触針先端半径を大きくして，機械的フィルタとする方法もあるが，ここでは通常の方法で測定される断面曲線に対してフィルタリングを行う方法のみを考える．

この問題への１つの対応として，アナログフィルタとガウシアンディジタルフィルタの併用が考えられ，この方法を第３章で試行した．これは，短波長成分をアナログローパスフィルタにより遮断してエイリアシングの影響を低減させ，次にガウシアンローパスディジタルフィルタを掛けて振幅伝達特性を保証する方法である．

本研究では，上記のようなアナログフィルタとガウシアンディジタルフィルタを併用する条件について検討する．なお，アナログフィルタとしては，従来から粗さ計で用いられてきた２ＣＲフィルタとそれに近い振幅伝達特性をもつ二次のバターワースフィルタ（バターワースフィルタと呼ぶ）を対象とする．

５．２　アナログローパスフィルタの特徴

5.2.1 振幅伝達特性と位相特性

２ＣＲローパスフィルタの振幅伝達特性（伝達関数と呼ぶ）$H_{a(\lambda)}$ は，波長を λ，カットオフ値を λ_a とすると，第２章で述べたとおり次式のようになる．

$$H_{a(\lambda)}=1/\{1+j(k_0\lambda_a/\lambda)\}^2, \quad j=\sqrt{-1} \qquad (5.1)$$

λ/λ_a=1における振幅伝達率をガウシアンフィルタと同じ50% にするとk_0=1となる．位相特性 $\phi_{(\lambda)}$ は

$$\tan\phi_{(\lambda)}=-2k_0(\lambda_a/\lambda)/\{1-(\lambda_a/\lambda)^2\} \tag{5.2}$$

となる．相遅延特性 τ_p は次式により与えられる[3]．

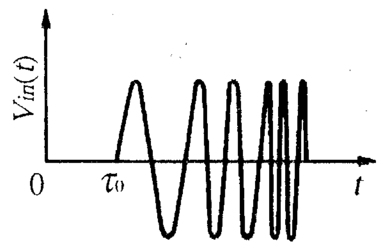
$$\tau_p=-\phi_{(f)}/2\pi f=-\phi_{(\lambda)}\lambda/2\pi \tag{5.3}$$

τ_p が一定値 τ_c の場合，直線位相[3]となり，各周波数相互の位相差は生じない．ここで，直線位相とは周波数と位相遅れが比例関係であることを意味し，全周波数域で同じ時間遅れ τ_cとなるので，図５．２(b)のように波形の歪みが生じない．逆に直線位相でない場合には，図５．２(c) のように波形は歪んでしまう．信号がそのまま通過する $\lambda=\infty$ の領域の τ_p を τ_c とおけば，$\lambda\phi_{(\lambda)}=-2k_0\lambda_a$になるので $\tau_c=k_0\lambda_a/\pi$ となる．したがって，直線位相を ϕ_c とおけば

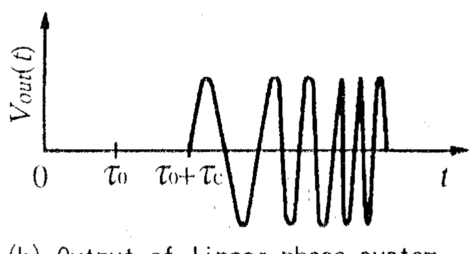
$$\phi_c=-2k_0\lambda_a/\lambda \tag{5.4}$$

となる．ϕ及び ϕ_cを図５．３に示す．ϕ_cに対する $\phi_{(\lambda)}$の差が各周波数相互の位相遅れとなり，これを ϕ_m とおけば，

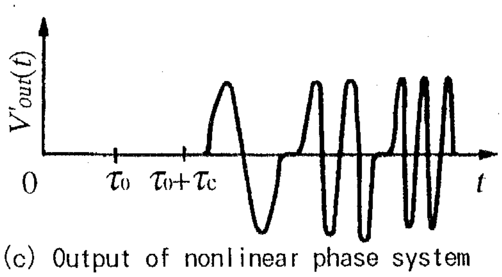
$$\phi_m=\phi_{(\lambda)}-\phi_c \tag{5.5}$$



(a) Input



(b) Output of linear phase system



(c) Output of nonlinear phase system

Fig. 5.2 Linear phase system and non-linear phase system

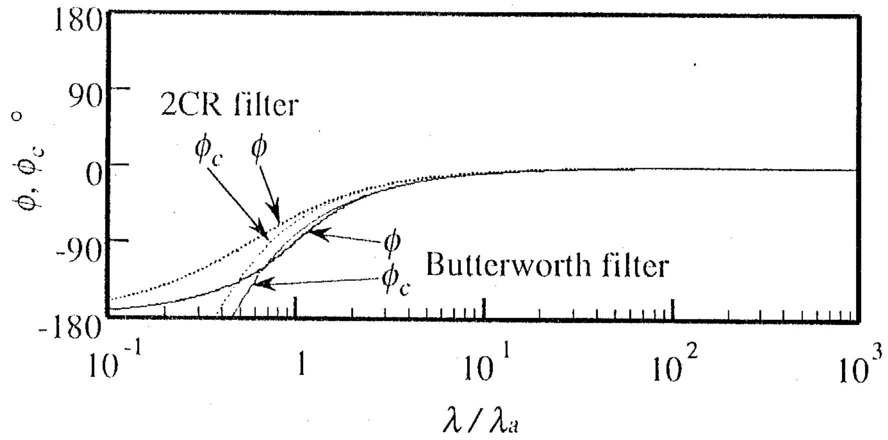


Fig.5.3 ϕ of 2CR and Butterworth low-pass filters

バターワースローパスフィルタの伝達関数と位相特性[4]は，λ/λ_a=1における振幅伝達率を50%にすれば

$$H_a(\lambda)=1/\{1-(k_1\lambda_a/\lambda)^2+jk_1k_2(\lambda_a/\lambda)\} \tag{5.6}$$

$$\tan\phi(\lambda)=-k_1k_2(\lambda_a/\lambda)/\{1-(k_1\lambda_a/\lambda)^2\} \tag{5.7}$$

$$k_1=3^{1/4},\quad k_2=2^{1/2}$$

となる．$\lambda=\infty$のとき，$\lambda\phi(\lambda)=-2k_1k_2\lambda_a$であるので，$\tau_c=k_1k_2\lambda_a/2\pi$となり，次式が得られる．

$$\phi_c=-k_1k_2\lambda_a/\lambda \tag{5.8}$$

バターワースフィルタのϕ，ϕ_cを同様に図５．３に示す．

ローパスフィルタのϕ_mは図５．４のようになるが，$\lambda/\lambda_a\geqq1$では非常に小さくなる．したがって，$\lambda_a<\lambda_s$の条件でガウシアンディジタルフィルタを併用する場合には，$\lambda/\lambda_a<1$における振幅はガウシアンディジタルフィルタによってほとんど遮断されるので，位相遅れはほとんど生じないと考えられる．

伝達関数の誤差は，第２章同様，次式のガウシアンディジタルフィルタの伝達関数$H_G(\lambda)$を基準として評価することにする．

$$H_G(\lambda)=\exp\{-\pi(0.4697\lambda_s/\lambda)^2\} \tag{5.9}$$

図５．５にガウシアンディジタルフィルタの伝達関数$H_G(\lambda)$及びアナログフィル

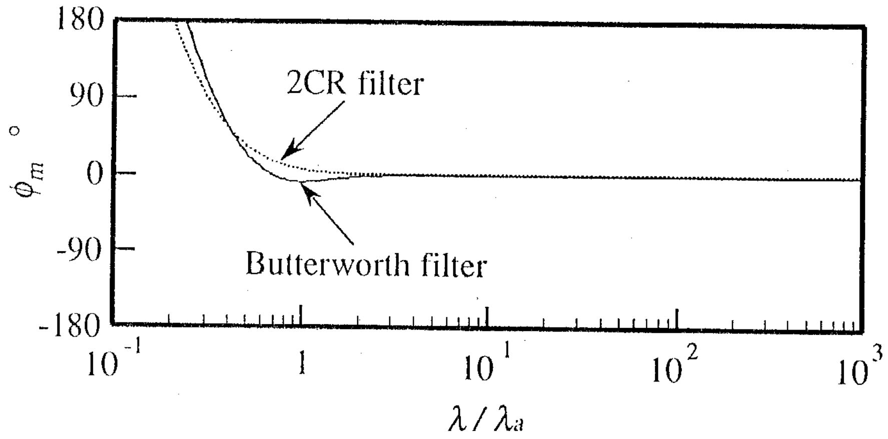


Fig.5.4 ϕ_m of 2CR and Butterworth low-pass filters

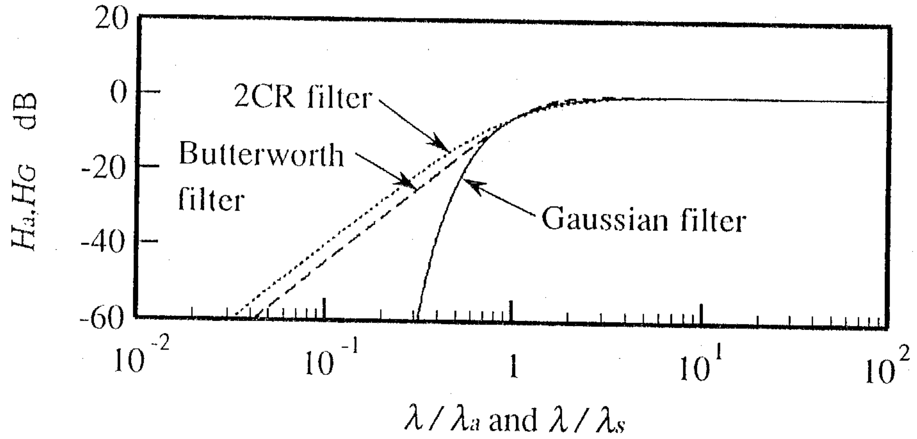


Fig.5.5 Transmission characteristic of low-pass filters

タの伝達関数$H_a(\lambda)$を示す．$H_G(\lambda)$ に対する各種フィルタの伝達関数の誤差をΔHとおき，$|\Delta H|$の最大値をΔH_{max}とする．アナログフィルタの場合，カットオフ値を$\lambda_a=\lambda_s$とおくと$\{|H_a(\lambda)|-H_G(\lambda)\}$が伝達関数の誤差$\Delta H$であり，図５．６のようになる．バターワースフィルタは，$\lambda/\lambda_s>1$では$\Delta H>0$となり，ガウシアン及び２ＣＲフィルタより減衰率が大きくなるので，短波長成分を鋭く遮断することになる．いずれのフィルタも，ΔH_{max}はISO[5] が標準化のために提唱する5%を超えるので，振幅特性の面からガウシアンディジタルフィルタに代わって用いることは難しい．

5.2.2 アナログフィルタのディジタル処理

同一のデータを用いてフィルタの特性を比較するため，サンプリング間隔Δxのディジタルデータを用いて，次のようにシミュレートしたアナログフィルタを

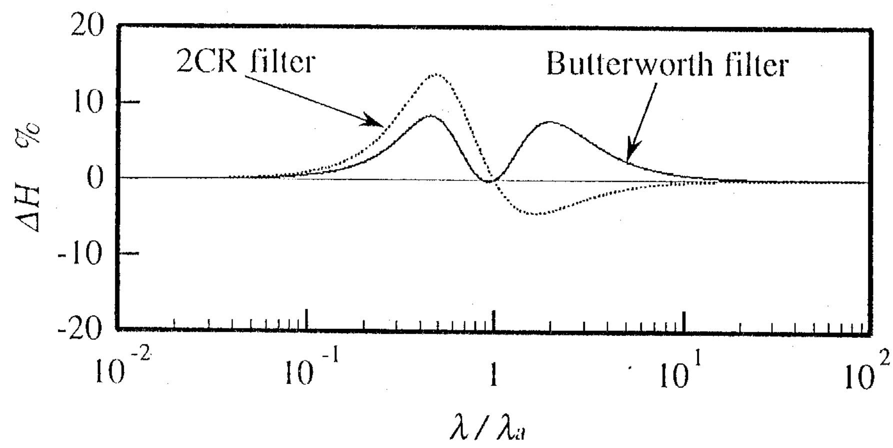


Fig.5.6 Transmission error of analogue low-pass filters

掛けることにする．ディジタルフィルタへの入力データをz_iとおくと，出力データ$z_i{}^*$は，

$$z_i{}^* = \sum_{k=0}^{N_{cr}} h_k z_{i-k} \Delta x / K \tag{5.10}$$

となる．N_{cr}は積分範囲，$K = \sum_{k=0}^{N_{cr}} h_k \Delta x$ である．たたみ込み積分の重みh_kは，式(5.1)と(5.6)をラプラス逆変換することにより，

$$\begin{aligned} h_k &= 2c_1 \exp(-c_1 k \Delta x) \sin(c_1 k \Delta x), && \text{for Butterworth} \\ &= c_0{}^2 k \Delta x \exp(-c_0 k \Delta x), && \text{for 2CR} \end{aligned}$$

$$c_0 = 2\pi / (k_0 \lambda_a), \quad c_1 = 2\pi / (k_1 k_2 \lambda_a),$$

k_0, k_1, k_2は前述の係数である．なお，ガウス分布するh_kを用いてたたみ込み積分を行えば，ガウシアンディジタルフィルタとなる．

後述する最小サンプリング間隔$\Delta x = 0.01\mu$mでは，積分範囲を$N_{cr} \Delta x \approx 1.2\lambda_a$とすることにより，式(5.1)と式(5.6)の$|H_a(\lambda)|$に対する式(5.10)のディジタル処理によるアナログフィルタの伝達関数の誤差を小さく（0.1%以内）することができたので，本研究ではこの条件を用いることにした．なお，アナログフィルタをシミュレートする式(5.10)は，最小サンプリング間隔のディジタルデータに適用し，その後で任意の間隔で取出したデータを，ディジタル処理用の離散データとする．

5．3　粗さ曲線(P)に及ぼすエイリアシングの影響

5.3.1 シミュレーションによるエイリアシング

緒言で述べた周波数f_0，f，$2nf_0 \pm f$を波長λ_0，λ，λ_eとおけば，$\lambda_0=1/f_0$，$\lambda=1/f$の関係から，

$$\lambda_e=\lambda/(2n\lambda/\lambda_0 \pm 1), \quad n=1,2,\cdots \tag{5.11}$$

$$\lambda > \lambda_0, \quad \lambda_0 < \lambda_s, \quad \lambda_0=2\Delta x$$

となり，λ_0より短い波長λ_eの信号がλでエイリアスされる．

旋削加工面や研削加工面，ラップ加工面など，機械加工面の粗さ曲線（うねりなどの長波長成分が含まれない曲線）のパワースペクトル密度$\tilde{G}(\lambda)$は，図５．７のように$\lambda=\lambda_H$を境に２本の直線により近似でき，次のべき乗則が成立する[6]．

$$\tilde{G}(\lambda) \propto \lambda^{\beta} \tag{5.12}$$

図５．７は文献6）の手順に従いFFTにより求めたが，機械加工面では$\lambda > \lambda_H$において$\beta < 3$，$\lambda \leqq \lambda_H$において$\beta \geqq 3$であることが報告されており，$\lambda_H > \lambda_s$となっている[6]．表５．１に本研究で用いた試料と$\lambda < \lambda_H$におけるβを示す．

$\tilde{G}(\lambda)$をFFTの係数$a(\lambda)$から導くことにすれば$a^2(\lambda)=\tilde{G}(\lambda)$となるので[6]，$a(\lambda)$は波長$\lambda$の振幅とみなすことにする．$a(\lambda)$に及ぼすエイリアシングの影響は，後

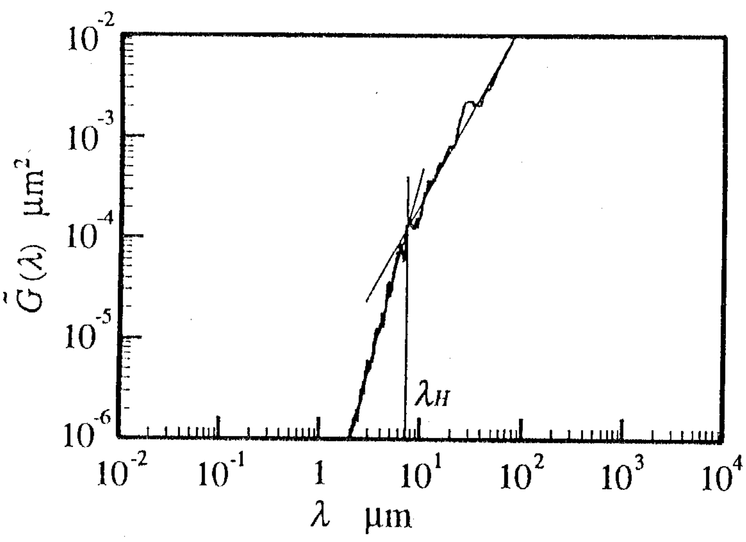


Fig.5.7 Power spectral density of the specimen G11

Table 5.1 Specimens

No.	R_a μm	β	marks	No.	R_a μm	β	marks
G11	0.6	4.2	●	L11	0.6	4.2	○
G12	1.1	3.8	▲	T11	0.2	4.0	△
G13	1.3	3.8	■	T12	3.0	3.0	□
G14	1.3	3.5	◆	T13	3.1	3.3	◇
G15	0.3	4.4	▼	T14	1.6	3.1	▽
G16	0.4	4.2	◉	T15	1.7	3.8	◎
G17	1.1	4.4	▣	T17	1.6	4.2	回
G18	0.4	4.1	×				

Note) G:ground surfaces, T:turned ones, L:lapped ones

述する図５．８のようにλ_sの近傍で大きくなるので，エイリアスされる波長λはλ_Hより短い波長成分であると考えられる．この場合，$a(\lambda)$とλでエイリアスされる$a(\lambda_e)$は，同じ指数β（≧3）のべき乗式によって表すことができる．

エイリアシングの影響を受けないときの振幅$a(\lambda)$に対するλでエイリアスされる振幅$\Sigma a(\lambda_e)$の比（エイリアシングによる振幅比と呼ぶ）を$C(\lambda)$とおき$\sum_{n=1}^{\infty}$をΣで表せば，$C(\lambda)$は次のようになる．

$$C(\lambda)=\Sigma(\lambda_e/\lambda)^{\beta/2} \tag{5.13}$$

$C(\lambda)$は図５．８の実線のようになり，λ/λ_eが1に近づくにつれて増える．また，βが大きいほど$C(\lambda)$は小さくなり，β=3とすればエイリアシングの影響を大きめに評価することになる．したがって，シミュレーションはβ=3として行うことにする．

5.3.2 ガウシアンローパスディジタルフィルタとエイリアシング

カットオフ値λ_sのガウシアンローパスディジタルフィルタを掛けたときのエイリアシングによる振幅比を$C_d(\lambda)$とおくと，

$$C_d(\lambda)=C(\lambda)H_d(\lambda) \tag{5.14}$$

$H_d(\lambda)$はカットオフ値λ_sのディジタルフィルタの伝達関数である．第３章で述べたガウシアンディジタルフィルタを用いたときの$C_d(\lambda)$は図５．８の破線のよ

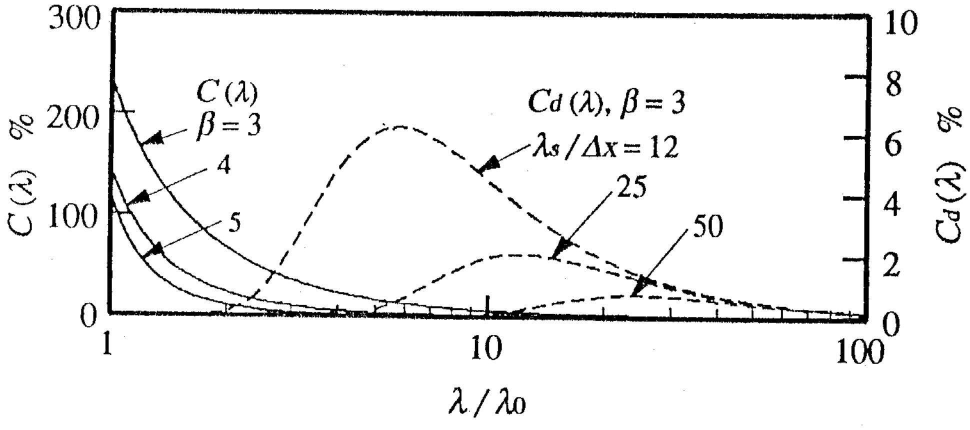


Fig.5.8 $C(\lambda)$ and $C_d(\lambda)$ by Gaussian filter

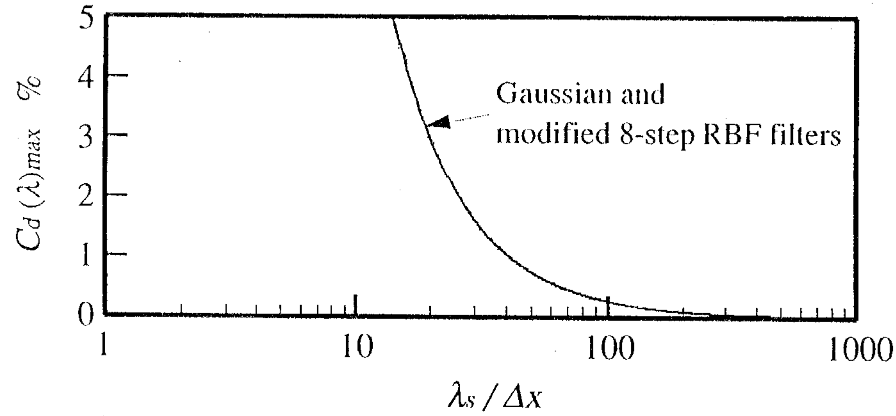


Fig.5.9 $C_{d(\lambda)max}$ by Gaussian and modified 8-step RBF filters for β=3

うになる．式(5.11)で$\lambda_0=2\Delta x$であるので，$C_{d(\lambda)}$は$\lambda=\lambda_s$付近で最大となる．この最大値を$C_{d(\lambda)max}$とおけば，$C_{d(\lambda)max}$は図５．９のように$\lambda_s/\Delta x$が増えるにつれて減少する．なお，第４章の８段の修正移動ボックス関数フィルタによる結果を点線で示したが，実線にほとんど一致している．

粗さパラメータに及ぼす$C_{d(\lambda)}$の影響を，第３章で用いたエイリアシングの影響を受けやすいΔ_q（二乗平均平方根突起傾斜：仮称）を用いて，実験により確かめることにする．

断面曲線の測定は表５．１の試料を用い，スタイラス先端半径約2.5μmの触針式粗さ計により加工溝に直角な方向に行った．サンプリング間隔は，第４章で示したΔH_{max}がほぼ収束する条件$\lambda_s/\Delta x\geqq 200$とした．これは，図５．９におい

て$C_{d(\lambda)max}$が0.1%以下となり，エイリアシングの影響はほとんど無視できると考えられる条件である．多用されるR_a が0.1～2μm ではλ_s=2.5μmであるので[2)]，サンプリング間隔を0.01μmとし，時間基準でデータを収集した．

$C_{d(\lambda)}$ は実験により直接求められないので，表５．１のβ の実験値を用い，Δx を0.01μm の整数倍として式(5.14)から推定することにした．Δ_q は第３章で推奨された手法により0.4μm間隔のデータを用いて７点公式で求めることにする．そのためのデータは，任意のサンプリング間隔Δx のデータに第３章で示したとおりのガウシアンディジタルフィルタを掛け，0.4μm間隔で取出した．図５．１０はこのようなプロセスで求めた Δ_q と$C_{d(\lambda)max}$の関係である．Δ_{qc}はΔx = 0.01μm のデータに次章で提案するλ_a/λ_s =0.1のバターワースフィルタを掛けてエイリアシングの影響を十分に除去した後，ΔH_{max} を小さくした（Δx =0.01μm，たたみ込み積分の範囲1.2λ_s，$\Delta H_{max}\leqq$0.1%）ガウシアンディジタルフィルタを掛けて求めたΔ_qであり，Δ_qの評価の基準とするものである．

図５．１０から，$C_{d(\lambda)max}$が増えると(Δ_q-Δ_{qc})/Δ_{qc}は0より大きくなり，エイリアシングの影響が無視できない試料があることが分かる．(Δ_q-Δ_{qc})/Δ_{qc}の上限を図５．１０のように原点を通る直線で近似し，これを本研究で得られた実験値の限界を表す直線（限界直線と呼ぶ）とする．

5.3.3 修正移動ボックス関数フィルタとエイリアシング

データ間隔Δx のデータに第４章で開発した８段の移動ボックス関数フィルタ

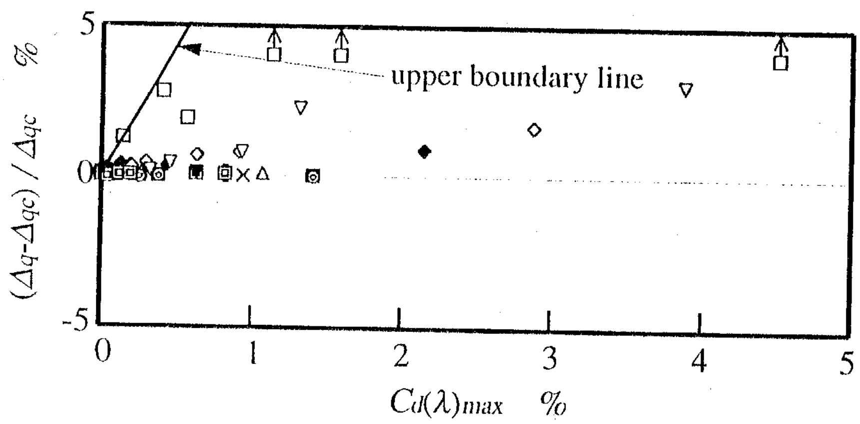


Fig.5.10 Correlation between Δ_q/Δ_{qc} and $C_{d(\lambda)}$

（RBFフィルタと呼ぶ）を掛けたときの$(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$は図５．１０と同様となり，限界直線は図５．１５で$\lambda_a/\lambda_s=0$ で示す実線のようになる．$(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$の許容値が分かれば，エイリアシングの影響が小さくなるΔx が定められる．

ΔH_{max}の許容値を第３章のとおり2.5%とするときの$(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$ の最大値を許容値とし，実験により求めることにする．$(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$ は不規則に変動するばらつきと考えられるので，その平均値と ±3σ（σ：ばらつきの標本標準偏差）の範囲を図５．１１に示す．Δ_q は後述する図５．２０の適用可能領域内の$\lambda_a/\lambda_s=0.1$ であるバターワースフィルタを併用した８段 RBF（修正及び無修正），及び第３章に従うガウシアンディジタルフィルタを適用して求めた値である．図５．１１のように実験値の限界を原点を通る直線で近似すると，ΔH_{max}の許容値が2.5%の場合，本研究の範囲では$(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$ は約±2%以下となる．

この値に対応する $C_{d(\lambda)max}$ は図５．１０から約0.2 であるので，$\lambda_s/\Delta x$ は図５．９から約100となる．$\lambda_s=2.5\mu m$ の場合Δx は約$0.02\mu m$ となり，エイリアシングの影響を低減するためのみに，非常に短い間隔でデータをサンプリングしなければならなくなる．したがって，Δx を余り小さくしないでエイリアシングの影響を低減する工夫が必要となる．

５．４　ハイブリッドローパスフィルタの設計

5.4.1 アナログフィルタの併用による効果

本研究では，ガウシアンディジタルフィルタにアナログフィルタを併用したフィルタをハイブリッドフィルタと呼ぶことする．カットオフ値λ_a（$\lambda_a<\lambda_s$）のアナログローパスフィルタを掛けた後Δx でサンプリングしたときのエイリアシングによる振幅比を$C_{a(\lambda)}$，アナログフィルタの振幅伝達率を$|H_{a(\lambda)}|$ とおけば，

$$C_{a(\lambda)}=\Sigma\{(\lambda_c/\lambda)^{\beta/2}|H_{a(\lambda_c)}|\} \tag{5.15}$$

となる．これにカットオフ値λ_s のガウシアンディジタルフィルタを適用したときの，エイリアシングによる振幅比を$C_{ad(\lambda)}$ とおくと，

$$C_{ad(\lambda)}=C_{a(\lambda)}H_{d(\lambda)} \tag{5.16}$$

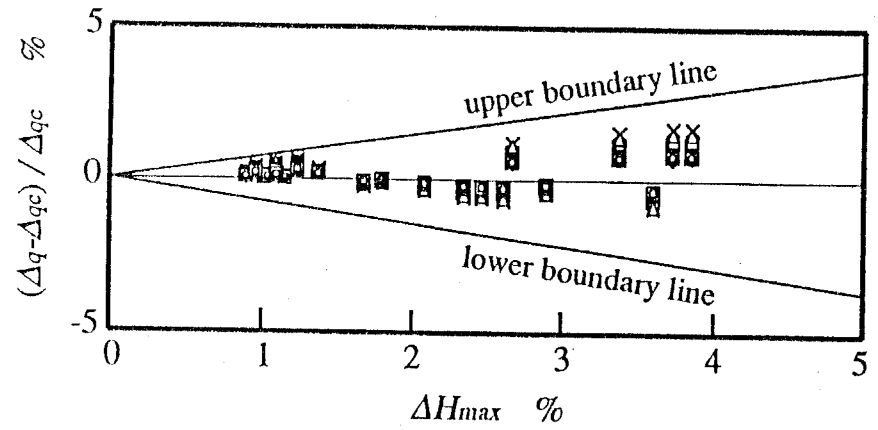


Fig.5.11 Correlation between Δ_q/Δ_{qc} and ΔH_{max} without effect of aliasing

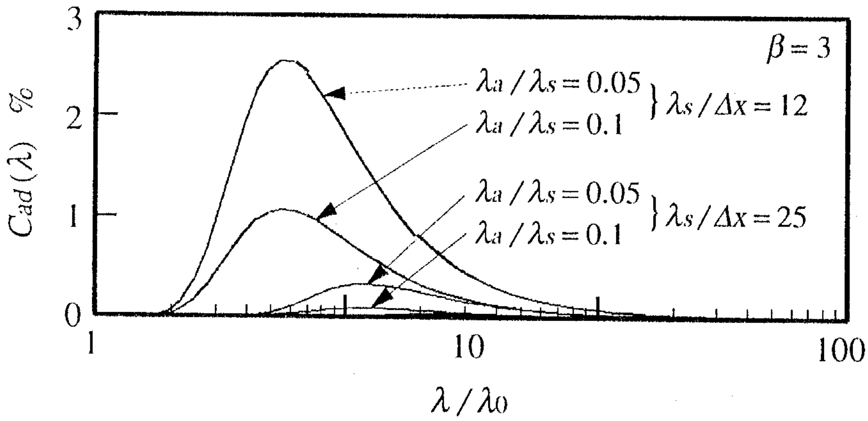


Fig.5.12 $C_{ad(\lambda)}$ with Butterworth filter

λ_a/λ_s＝0.05及び0.1のバタワースフィルタを併用した場合の$C_{ad(\lambda)}$を図5．12に示す．$C_{ad(\lambda)}$の最大値を$C_{ad(\lambda)max}$とおくと，たたみ込み積分の範囲を第3章で示したとおりの0.9λ_sとするガウシアンディジタルフィルタとバターワースフィルタを併用した場合，図5．16(a)の，2CRフィルタを併用した場合，図5．16(b)の破線のようになる．$C_{ad(\lambda)max}$は，λ_a/λ_sが増えると減少し，アナログフィルタを併用しないλ_a/λ_s=0の場合に比べて非常に小さくなる．このことから，アナログフィルタ併用による効果が大きいことが分かる．

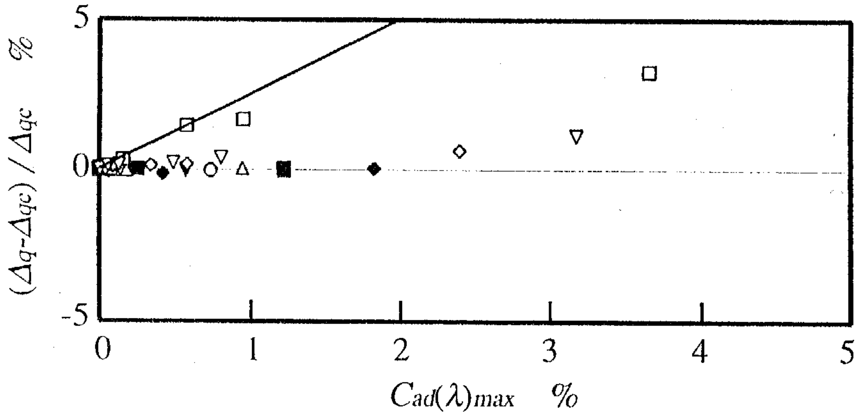
図5．10と同様に導いた任意のλ_a/λ_sに対する$(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$の限界直線の例をバターワースフィルタについて図5．13に，2CRフィルタについて図5．14に示す．これらの限界直線をまとめたものを，バターワースフィルタに

ついて図５．１５(a)に，２ＣＲフィルタについて図５．１５(b)に示す．3.3 節と同様に $(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$が許容値2% となる$\lambda_a/\lambda_s$と$C_{ad(\lambda)max}$ は図５．１５から求めることができ，図５．１６(a),(b) の点線で示す曲線のようになる．これは，λ_a/λ_s に対応した$C_{ad(\lambda)max}$ の許容値を表している．

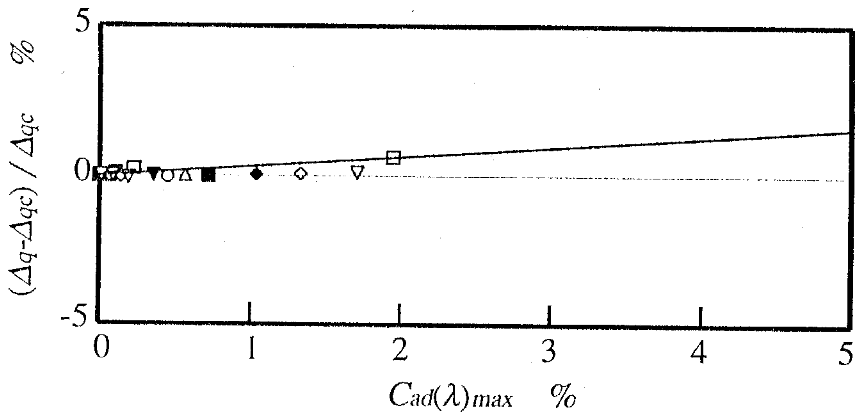
したがって，図５．１６の$C_{ad(\lambda)max}$ の破線と点線との交点における $\lambda_s/\Delta x$ が該当するλ_a/λ_sに対する最小許容値になる．これを$(\lambda_s/\Delta x)_{min}$とおけば，図５．１７(a),(b) の破線のようになり，エイリアシングの影響が小さい領域はこれより上側となる．

5.4.2 ガウシアンハイブリッドフィルタ

ガウシアンハイブリッドフィルタの伝達関数を$|H_{h(\lambda)}|$とおけば，

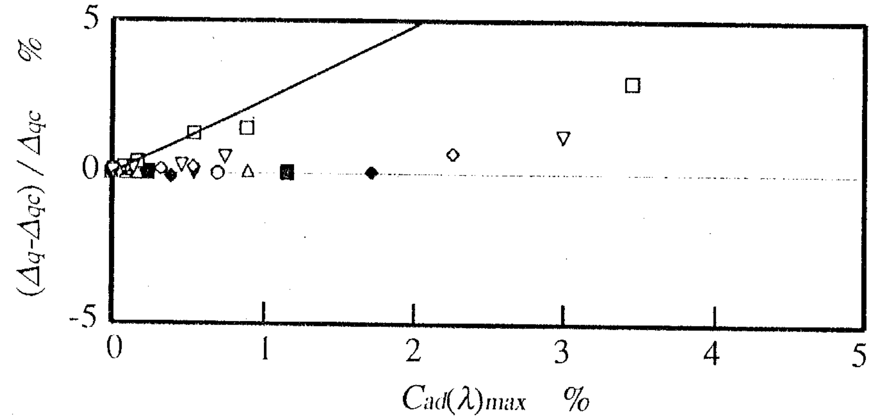


(a) λ_a/λ_s=0.02

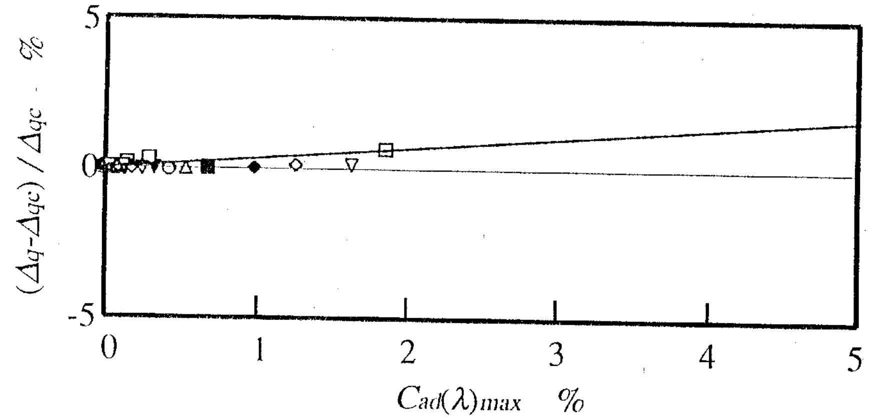


(b) λ_a/λ_s=0.06

Fig.5.13 Examples of Correlation between Δ_q/Δ_{qc} and $C_{ad(\lambda)max}$ with Butterworth filter

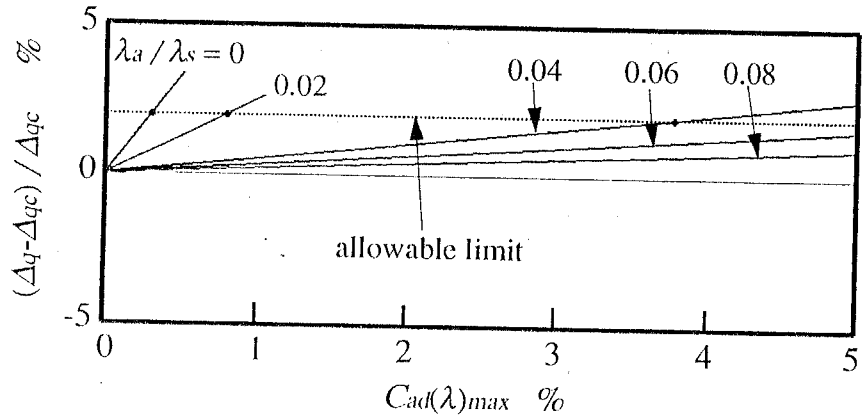


(a) λ_a/λ_s=0.02



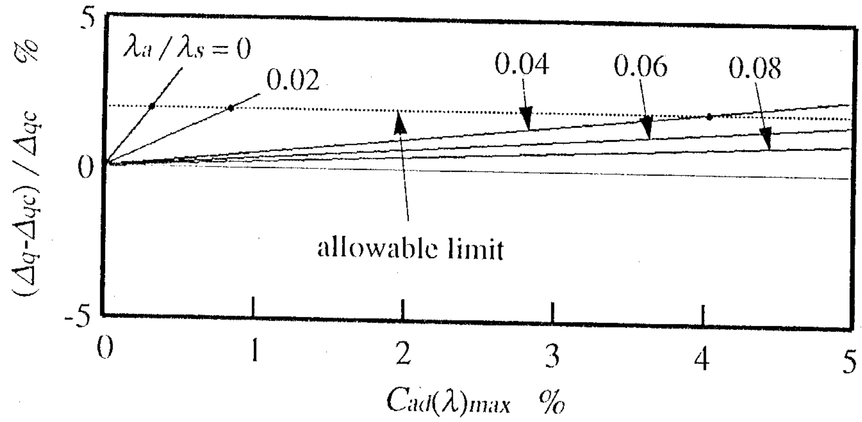
(b) λ_a/λ_s=0.06

Fig.5.14 Examples of Correlation between Δ_q/Δ_{qc} and $C_{ad(\lambda)max}$ with 2CR filter



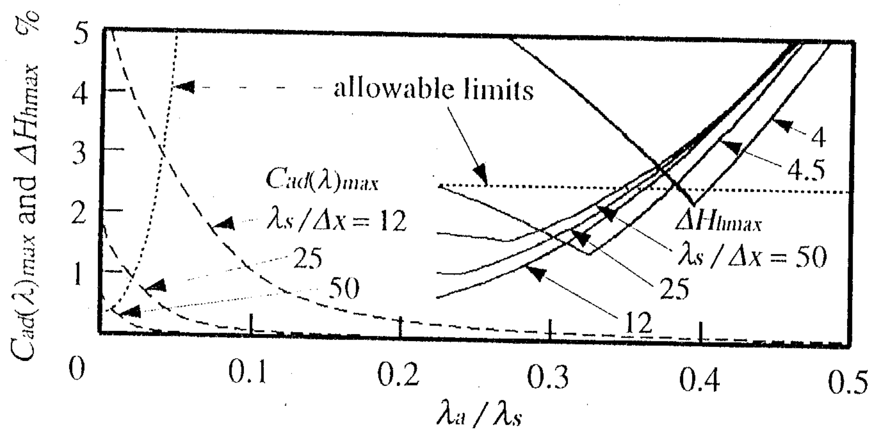
(a) with Butterworth filter

Fig.5.15 Maximum boundary lines of Δ_q/Δ_{qc}

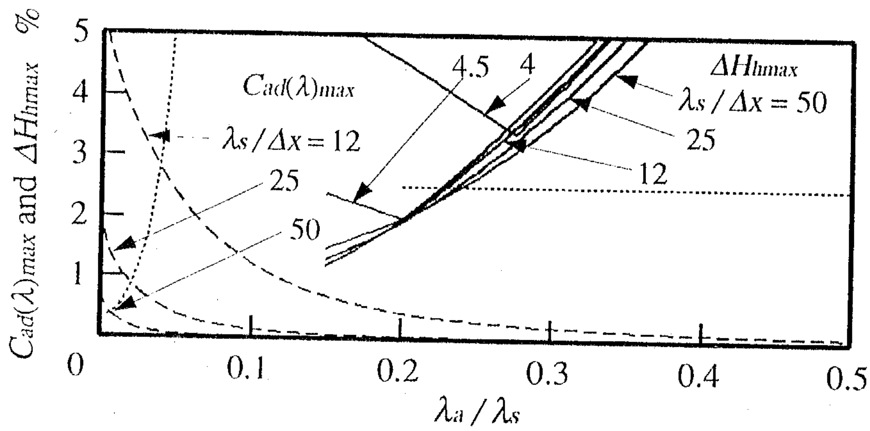


(b) with 2CR filter

Fig.5.15 Maximum boundary lines of Δ_q/Δ_{qc}(continued)

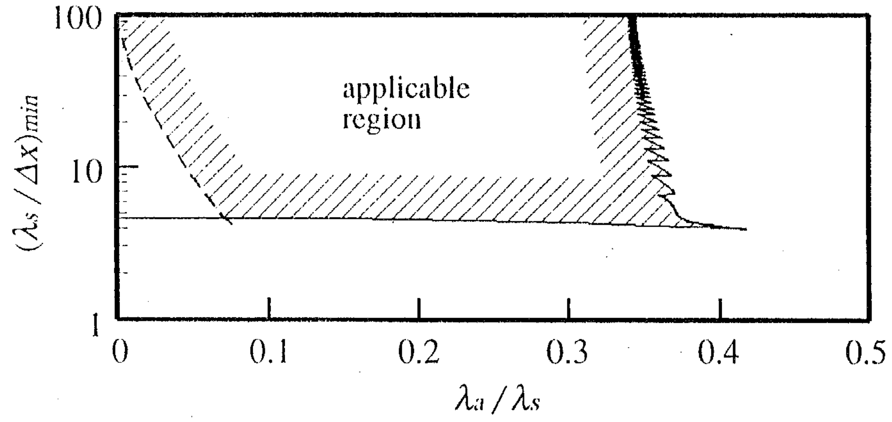


(a) with Butterworth filter

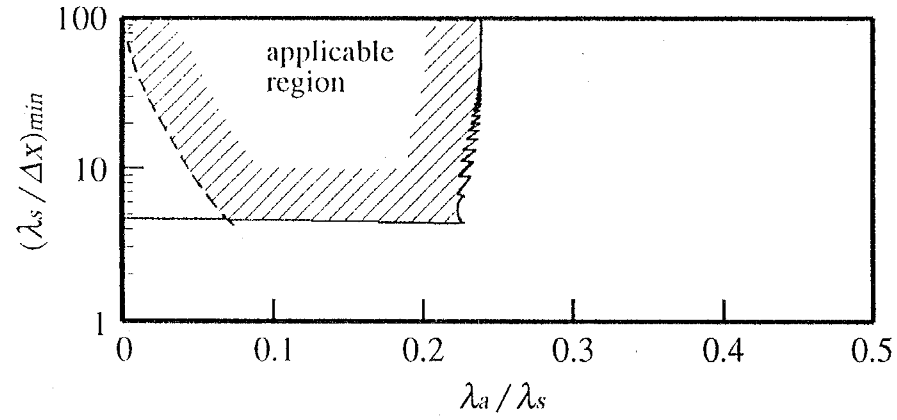


(b) with 2CR filter

Fig.5.16 $C_{ad(\lambda)max}$ and ΔH_{hmax} by the Gaussian hybrid filter with Butterworth filter



(a) with Butterworth filter



(b) with 2CR filter

Fig.5.17 Applicable region of $(\lambda_s/\Delta x)_{min}$ and λ_a/λ_s by the Gaussian hybrid filters

$$|H_h(\lambda)| = |H_a(\lambda)|\, H_d(\lambda) \tag{5.17}$$

となる．ガウシアンディジタルフィルタの誤差ΔH_{max}と区別して，式(5.17)の誤差をΔH_{hmax}とおく．$H_a(\lambda)$としてバターワースフィルタを用いたときのΔH_{hmax}を図５．１６(a)，２ＣＲフィルタを用いたときのΔH_{hmax}を図５．１６(a)の実線で示す．λ_a/λ_sを大きくするとΔH_{hmax}が急激に増大しアナログフィルタの影響が大きく現れることが分かる．なお，図５．１６(a)と(b)のΔH_{hmax}が$\lambda_s/\Delta x$に対して変動しているのは，たたみ込み積分の範囲を0.9λ_s以上でこれに最も近いΔxの整数（偶数）倍とするために積分範囲が変化し，振幅伝達特性が変わるからである．

ΔH_{hmax}の許容値をΔH_{max}と同様に2.5%とすれば，ΔH_{hmax}=2.5%の点線と実線との交点における$\lambda_s/\Delta x$が$(\lambda_s/\Delta x)_{min}$となり，図５．１７(a)と(b)の実線のようになる．

適用可能領域は，エイリアシングの影響と伝達関数の誤差が許容できる範囲とすれば，バターワースフィルタ併用では図５．１７(a)の２ＣＲフィルタ併用では図５．１７(b)のハッチング部となる．

ガウシアンハイブリッドフィルタの周波数相互の位相遅れϕ_mは，バターワースフィルタを併用する場合，図５．１８のようになる．適用可能なλ_a/λ_sの，ほぼ上限であるλ_a/λ_s=0.4でも，位相の遅れが発生する短波長領域では，ディジタルフィルタの伝達率$H_d(\lambda)$がほぼ0になるので，位相の遅れによる出力への影響が無いといえる．２ＣＲフィルタを併用する場合，適用可能なλ_a/λ_sの最大値はバターワースの場合よりも小さくなるので，位相の遅れによる影響はさらに減少する．

5.4.3 修正RBFハイブリッドフィルタ

$H_d(\lambda)$として８段の修正RBFフィルタを用い，図５．１６と同様のプロセスにより求めた図を図５．１９に示し，ここから求めた$(\lambda_s/\Delta x)_{min}$を図５．２０に示す．図５．２０の曲線の細かい変動は，修正RBFフィルタで用いるデータ数が$\lambda_s/\Delta x$によって変化し，振幅伝達特性が変わるためである．

$(\lambda_s/\Delta x)_{min}$が小さいほどデータ間隔を粗くでき，適用できる$\lambda_a/\lambda_s$の領域が広いほど$\lambda_a$の設定に厳密さを必要としなくなる．インラインフィルタを目

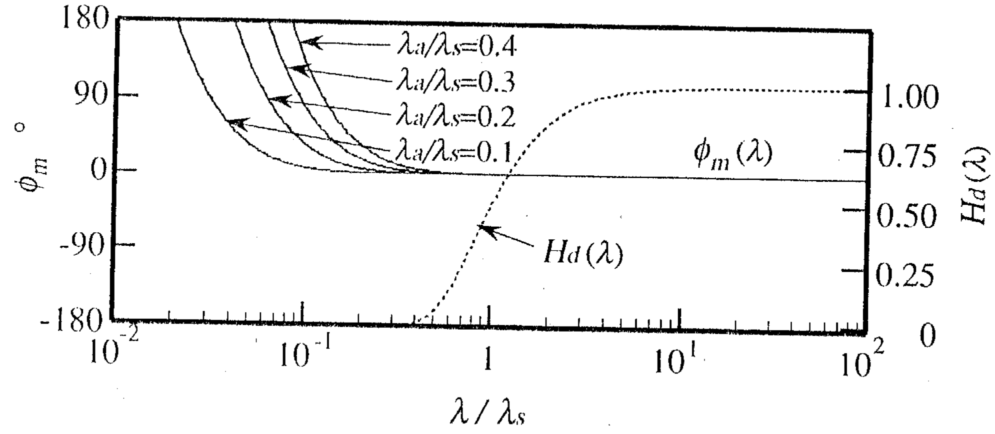
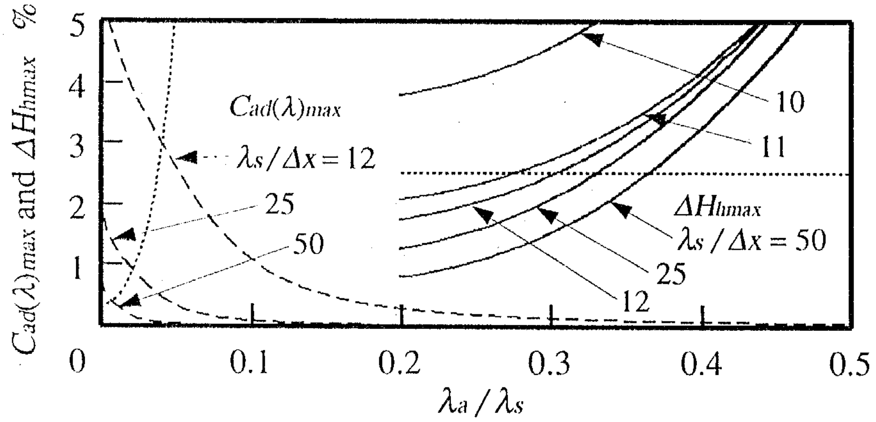


Fig.5.18 ϕ_m of the Gaussian hybrid filter with Butterworth filter

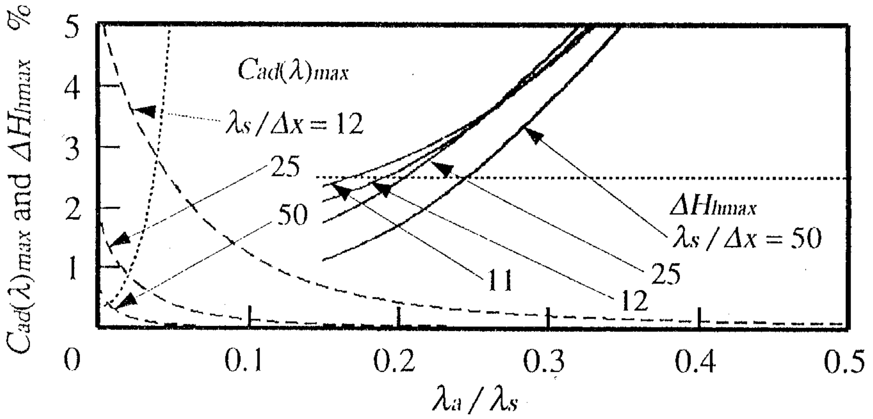
指した8段の修正 RBFフィルタによる図5．20は，図5．17より適用可能領域が狭くなるが，上記の観点に対応できている．また，図5．20では2CRフィルタよりバターワースフィルタを併用した方が，適用領域が広くなる．この違いは，図5．6で述べたように$\lambda/\lambda_s>1$においてバターワースフィルタの方が短波長成分を鋭く遮断し，式(5.17)のΔH_{hmax}が小さくなるためである．

5.4.4 実験によるλ_a/λ_sの適用範囲の検証

$\lambda_s/\Delta x=12.5$としたときのλ_a/λ_sとΔ_q/Δ_{qc}の実験結果を図5．21に示す．λ_a/λ_sの小さい領域では，ほとんどの試料は$\Delta_q\approx\Delta_{qc}$であるが，表5．1で$\beta$が3に近い試料では$\Delta_q>\Delta_{qc}$となり，エイリアシングの影響が現れている．

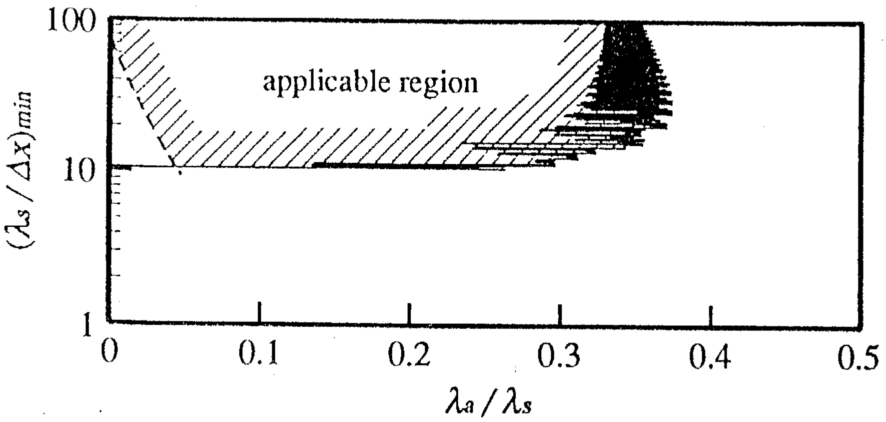


(a) with Butterworth filter



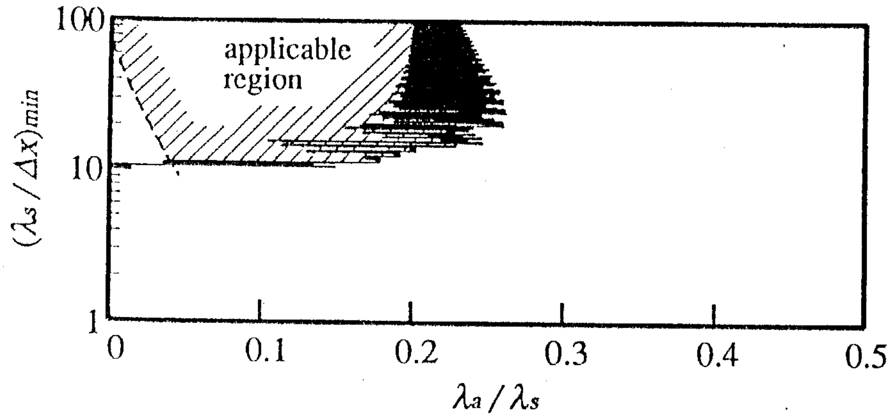
(b) with 2CR filter

Fig.5.19 $C_{ad(\lambda)max}$ and ΔH_{hmax} by the Gaussian hybrid filter with Butterworth filter



(a) with Butterworth filter

Fig.5.20 Applicable region of $(\lambda_s/\Delta x)_{min}$ and λ_a/λ_s by the modified 8-step RBF hybrid filter



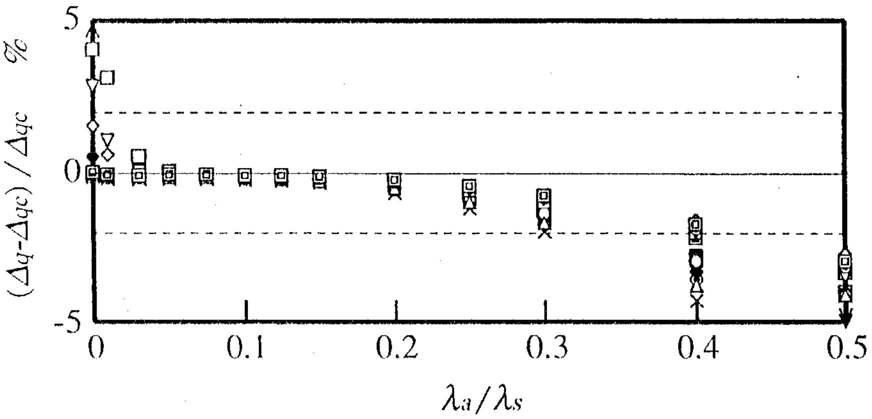
(b) with 2CR filter

Fig.5.20 Applicable region of $(\lambda_s/\Delta x)_{min}$ and λ_a/λ_s by the modified 8-step RBF hybrid filter(continued)

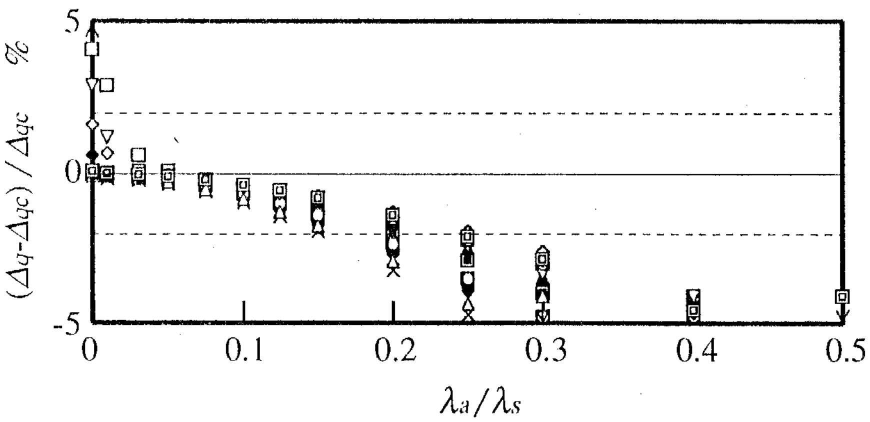
このような現象は，理由は明らかではないが，本研究の範囲ではR_aが大きく縦倍率の小さくした試料に多く現れていた．

一方，λ_a/λ_sが大きくなると$(\Delta_q-\Delta_{qc})/\Delta_{qc}$は0より小さくなる．これは，式(5.17)の$|H_{h(\lambda)}|$が$H_{G(\lambda)}$より小さくなり，振幅が減衰され過ぎたためと考えられる．

図5．21において，$|\Delta_q-\Delta_{qc}|/\Delta_{qc}\leqq 2\%$は，エイリアシングとアナロググフィルタによる影響が許容できる範囲であり，図5．20の$\lambda_s/\Delta x=12.5$に対応したλ_a/λ_sの適用可能範囲内では上記の条件が満足されている．したがって，



(a) with Butterworth filter



(b) with 2CR filter

Fig.5.21 Δ_q/Δ_{qc} by the modified 8-step RBF hybrid filter for $\lambda_s/\Delta x$ =12.5

シミュレーションは実験結果より適用できるλ_a/λ_sの範囲は狭くなるが，安全側になっているので，本研究で提案する適用可能領域は妥当であると考えられる．

5.5 結　　言

粗さ曲線(P)を得るための短波長成分除去用ローパスフィルタを扱った本章における主な結論は，次のとおりである．

(1) ガウシアンローパスフィルタのみでエイリアシングの影響を抑えるためには，サンプリング間隔を0.02μm程度に狭くする必要があることを粗さパラメータΔ_qを例に示した．

(2) データのサンプリング間隔Δxを粗くするための手法として，エイリアシングを主としてアナログフィルタにより遮断し，振幅伝達特性をガウシアンディジタルフィルタにより保証するハイブリッドフィルタを提唱した．

(3) ハイブリッドフィルタに用いるアナログフィルタは，2CRフィルタよりバターワースフィルタの方が適用できるλ_a/λ_sの範囲が広くなり，Δxも大きく設定できることを明らかにした．

(4) ローパスフィルタに用いる2CR及びバターワースフィルタは，ハイブリッドフィルタの通過域で直線位相に対する位相遅れがほとんど無く，位相補償フィルタとなることを示した．

(5) 2CR及びバターワースフィルタを併用したハイブリッドフィルタの適用条件を提案し，粗さパラメータΔ_qによりその妥当性を確かめた．

参 考 文 献

1) J.S.Bendat and A.G.Piersol (徳丸英勝 訳):ランダムデータの統計的処理，培風館,(1981)224.

2) JIS B 0601-1994 表面粗さ-定義及び表示

3) 尾知 博:ディジタルフィルタ設計入門,CQ出版社,(1978)39.

4) 宮脇一男:ラプラス変換,朝倉書店,(1975)186.

5) ISO 468-1982, Surface roughness — Parameters, their values and general rules for specifying requirements.

6) 伊藤憲朗,塚田忠夫,笹島和幸: フラクタルディメンションを用いた不規則表面凹凸の解析（第2報）,精密工学会誌,58,10(1992)1735.

7) N.Cho, T.Tsukada and M.Takahashi: Correction of specimen orientation in three-dimensional measurement of surface roughness with small waviness by contact stylus instrument(1st Rep.),Int.J.Japan Soc.Prec. Eng., 29,2(1995)156.

第６章　平均線システムと中心線システムによる粗さパラメータ

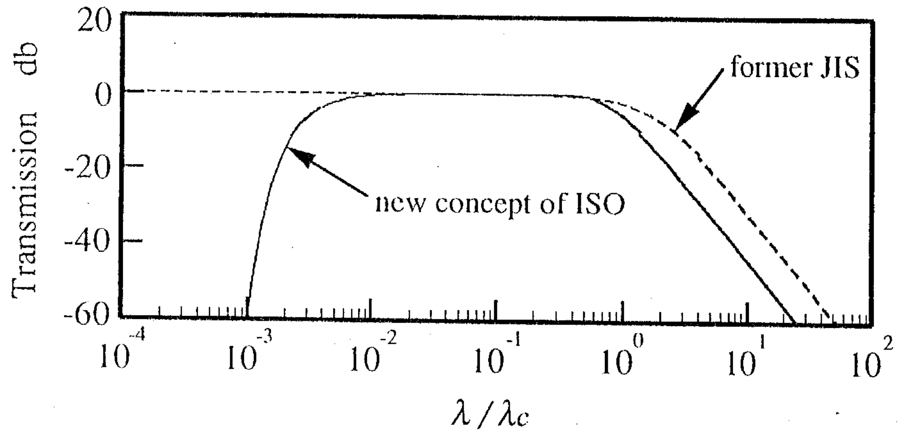
６．１　緒　　言

過去の表面粗さのパラメータR_{max},R_z は断面曲線から,R_a は中心線システムによる粗さ曲線から求められてきた[1)]．中心線システムとは，粗さ曲線（2CR フィルタにより断面曲線からうねりなどの長波長成分を取り除いた曲線）に最小二乗法により当てはめた直線を基準として粗さパラメータR_aを求める手法である．

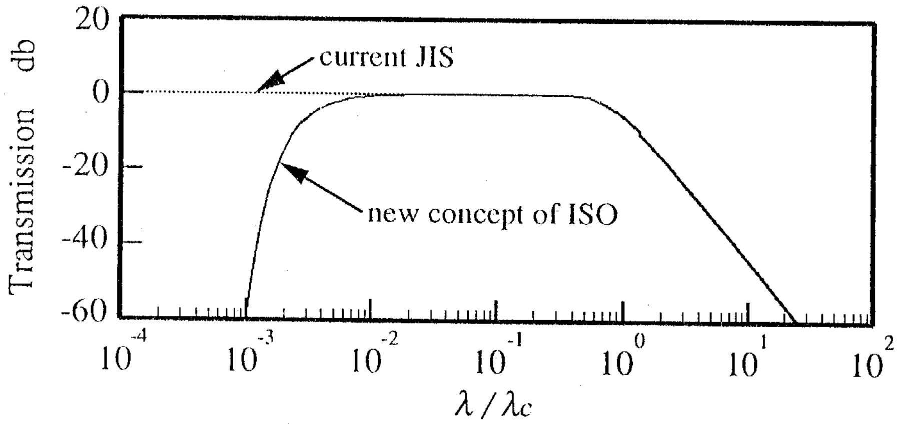
これに対し，断面曲線にガウシアンハイパスディジタルフィルタを掛け，出力の零ラインを平均線（最小二乗法により当てはめた直線にほぼ一致する）と称し，これを基準としたプロフィルからすべての粗さパラメータを求める手法[2)]を平均線システムと呼ぶ[3)]．

一方，短波長成分を除去するカットオフ値λ_sのディジタルローパスフィルタの出力である断面曲線（P）(Primary profile[4)]:(P)を付けて旧JISの断面曲線と区別しておく）に長波長成分を除くカットオフ値 λ_cのディジタルハイパスフィルタを掛けたバンドパスフィルタの出力を新しい粗さ曲線とする規格化が進んである[3)]．図６．１にこれらのフィルタの比較を示す．この新しい粗さ曲線を制定する背景には，ディジタルフィルタにより，形状誤差，うねり，粗さ，粗さより細かい成分に分けようとする意図がある[5)]．この意図の是非は別として，カットオフ値λ_sのローパスフィルタの適用は，二乗平均平方根突起傾斜Δ_qなどプロフィルの複雑さを表す粗さパラメータへの短波長成分の影響を除くのに効果がある．

以上のように粗さ曲線の定義が新しい方向に向かっているために，定義の違い



(a) former JIS



(b) current JIS

Fig.6.1 Comparison of the transmission bands for roughness profiles with that of the new concept of ISO

による粗さパラメータの比較を行うことは，膨大に蓄積されてきた過去の方式の粗さパラメータを活用する上で必要と考えられる．さらに，JISとISOの完全な整合が避けられない状況下では，表１．１に挙げたような多くの粗さパラメータ[6]について検討を加えておくことが望ましい．この中から抜き出した重要だと思われる表６．１の項目について，以下のような方式の差による粗さパラメータの比較を行い，問題点と対応について検討する．

(1)過去のJIS[1]（粗さ曲線は，2CRアナログハイパスフィルタを用いた中心線方式．これを旧JIS 方式と呼ぶ）による粗さ曲線．

(2)現行JIS の方式[2]（ガウシアンハイパスディジタルフィルタを用いた平均線

Table 6.1 Surface roughness parameters in accordance with ISO 4287-1984[6)]

Roughness parameters associated with properties of irregularities in the direction of profile height	
R_p	maximum profile peak height
R_m	maximum profile valley depth
R_y	maximum height of the profile
R_z	ten point height of irregularities
R_c	mean height of profile irregularities
R_a	arithmetical mean deviation of the profile
R_q	root-mean-square deviation of the profile
Roughness parameters associated with properties of irregularities in the direction of profile length	
λ_a	average wavelength of the profile
S_m	mean spacing of profile irregularities
S	mean spacing of local peaks of the profile
Roughness parameters associated with profile irregularity form	
S_k	skewness of the profile
Δ_q	root-mean-square slope of the profile
Δ_a	arithmetical mean slope of the profile
t_p	profile bearing length ratio

方式．これを現行JIS 方式と呼ぶ）による粗さ曲線．

(3)新しいISO 方式[6)]（ガウシアンバンドパスディジタルフィルタを用いた平均線方式．これをISO 方式と呼ぶ）による粗さ曲線．

なお，本研究では多用されるR_a=0.1～2.0 μm の試料を主として扱う．

6．2　アナログフィルタのディジタル表現

6.2.1 ガウシアンディジタルフィルタ

λ を波長，λ_cをカットオフ値，入力データをz_i，表面粗さ用のハイパスフィルタの出力をz_i^* とすれば，

$$z_i^* = z_i - \sum_{k=-Nc}^{Nc} h_k z_{i+k} \Delta x/K \qquad (6.1)$$

となる．Δx はデータ間隔，N_cはたたみ込み積分の範囲を示す．K は積分範囲内で $\sum_{k=-N_c}^{N_c} h_k \Delta x/K=1$ とする補正値であり，h_kはガウス分布をする次の重みである．

$$h_k = \exp\{-\pi(k\Delta x/\alpha\lambda_c)^2\}/(\alpha\lambda_c) \qquad (6.2)$$

ハイパスフィルタの伝達関数H は，

$$H = 1 - \exp\{-\pi(\alpha\lambda_c/\lambda)^2\} \qquad (6.3)$$

となる．α は $\lambda/\lambda_c=1$ において振幅伝達率を50%とするための係数で $\alpha=0.4697$ である[2]．

一方，非常に細かい波形成分を取り除くローパスフィルタでは，カットオフ値をλ_s とするフィルタの出力z_i^* は，式(6.1)のN_c をN_sに，式(6.2)のλ_c をλ_s に置き換えて

$$z_i^* = \sum_{k=-Ns}^{Ns} h_k z_{i+k} \Delta x/K \qquad (6.4)$$

となり，伝達関数H は次式となる．

$$H = \exp\{-\pi(\alpha\lambda_s/\lambda)^2\} \qquad (6.5)$$

λ_s の標準としての推奨値はλ_c の約1/300 である[3]．

式(6.1)を適用したものが現行JIS の粗さ曲線，式(6.1)と式(6.4) を併用したバンドパスフィルタの出力が ISOの粗さ曲線である．

フィルタの適用に関しては，既に第２章，第３章で提唱した下記の条件を利用する．うねりなどを取り除くハイパスフィルタでは

$$\Delta x \leqq \lambda_c/400, \quad 2N_c\Delta x \geqq 0.9\lambda_c \tag{6.6}$$

短波長成分を除去するローパスフィルタでは

$$\Delta x \leqq \lambda_s/5, \quad 2N_s\Delta x \geqq 0.9\lambda_s \tag{6.7}$$

カットオフ値は，各粗さパラメータに適した基準長さから決められる．例えば，R_a=0.1～2.0 μm のR_aに対しては，λ_c=0.8 mm, λ_s=2.5 μmが標準値[4]である．

6.2.2 2CRフィルタ

第1章で挙げた3つの方式による粗さパラメータを比較するためには，同一の測定データを使用する必要がある．そのために，2CR フィルタもディジタル処理されることが望ましい．旧JISの2CR アナログフィルタは，$\lambda/\lambda_c=1$ における振幅伝達率を75%としており[1]，伝達関数H は

$$\begin{aligned} &H=1/(1-0.577j\lambda/\lambda_c)^2, \quad j=\sqrt{-1} \\ &|H|=1/\{1+(0.577\lambda/\lambda_c)^2\} \end{aligned} \tag{6.8}$$

により表される．複素数を含むので式(6.8) のフィルタでは，波長に依存した位相遅れが発生する．

式(6.8)は$0.577\lambda/\lambda_c=a/\omega$ とおき $s=j\omega$ とすると，

$$\begin{aligned} &H=1-2a/(s+a)+a^2/(s+a)^2 \\ &a=0.577\times 2\pi/\lambda_c \end{aligned} \tag{6.9}$$

たたみ込み積分の重み関数は式(6.9) を逆ラプラス変換することにより

$$\mathcal{L}^{-1}(H)=\delta-(2a-a^2x)\exp(-ax) \tag{6.10}$$

δ はDirac のデルタ関数であり，$\int_{-\infty}^{\infty}\delta\, dx=1$である．したがって，2CRフィルタの出力$z_i{}^*$は

$$z_i{}^* = z_i - \sum_{k=0}^{Ncr} h_k z_{i-k} \Delta x / K \qquad (6.11)$$

$$h_k = a(2 - ak\Delta x)\exp(-ak\Delta x)/K$$

$$K = \sum_{k=0}^{Ncr} h_k \Delta x$$

ここで，N_{cr} はたたみ込み積分の範囲である．Δx は式(6.6) の条件を満たし，$N_{cr} \geqq 2\lambda_c/\Delta x$ とすることにより，最大誤差1 % の伝達関数が得られた．

6．3　主な粗さパラメータの導出アルゴリズム

6.3.1 対象とする粗さパラメータ

ISO 方式による粗さパラメータから，旧及び現行JIS のパラメータを含めて，表6．1に示す次の代表的なパラメータをとり上げる．

(1)高さ方向のパラメータ：R_p(山の最大高さ)，R_m(谷底の最大深さ)，R_y及びR_{max}(最大高さ)，R_z(十点平均粗さ)，R_c(凹凸の平均高さ)，R_a(算術平均粗さ)，R_q(二乗平均平方根粗さ)

(2)長さ方向のパラメータ：λ_a(凹凸の平均波長)，S_m(凹凸の平均間隔)，S(局部山頂の平均間隔)

(3)不規則さのパラメータ：Δ_q(二乗平均平方根突起傾斜)，Δ_a(微小突起の平均傾斜)，t_p(負荷長さ率)，S_k(スキューネス：偏り度)

現行JISはR_y，R_z，R_a，S_m，S，t_pを規定しているが，ISO方式とは式(6.4) のフィルタを使っていない点が異なる．しかし，表6．1の中で現行JIS方式に従った結果とISO方式の結果に大きな差がないパラメータは，将来ISO方式に移行してもそのまま活用することができる．

旧JIS 方式による粗さパラメータは，R_{max}（断面曲線から得る最大高さ），R_z（断面曲線から得る十点平均粗さ），R_a（式(6.11) の2CRフィルタの出力から求める）である．

6.3.2 粗さパラメータの算出アルゴリズム

粗さパラメータは等間隔にサンプリングされた離散データを用いて求めること

にする．しかし，上述した１４種類の大半のパラメータは，規格で算出法が明確に示されているが，以下のような補足説明や定義（公認されたものではない）をしないとあいまいさが残るものもある．

（1）S_m及びS：S_mのために用いるプロフィルの山頂や谷底は，平均線からの最小高さがR_yの10 %となっている[7)]．したがって，S_m用の山頂を認識するアルゴリズムとしては，隣合うR_yの10 %より低い２つのプロフィルの谷にはさまれたR_yの10 %以上の実体部分とする．

Sを求めるアルゴリズムでは，局部山頂の定義を補足しておく必要がある．本報では，局部山頂とそれに隣合う局部谷底までの高さの差がR_yの10 %以上の山頂をSのために用いることにする．また，Sは隣合う局部山頂間の最小間隔は基準長さℓの１ %とする定義[7)]も併用する．ここで，基準長さℓとは，S_mやSの区分に対応した粗さ曲線の長さであるが，フィルタのカットオフ値は基準長さにより決まるので[2)]，パラメータ毎に基準長さが異なる場合もあり，データ処理が非常に煩雑になるおそれがある．

（2）Δ_a，Δ_q：微小突起の傾斜ξ_iの絶対値の平均値Δ_a及びrms 値Δ_qは数値微分の７点公式[6)]を用いて求めることにする．i番目の測定点での７点公式による傾斜は

$$\xi_i=(z^*_{i+3}-9z^*_{i+2}+45z^*_{i+1}-45z^*_{i-1}+9z^*_{i-2}-z^*_{i-3})/(60\Delta x) \tag{6.12}$$

Nを基準長さにおけるξ_iのデータ数とすれば

$$\Delta_a=\Sigma\,|\,\xi_i\,|\,/N \tag{6.13}$$

$$\Delta_q=(\Sigma\,\xi_i{}^2/N)^{1/2} \tag{6.14}$$

（3）t_p：負荷長さは最高の山頂からR_yのX %（本研究では１つの例として40%とする）の切断レベルにおける実体側のデータ数の和として求める．

（4）S_k：$S_k=\Sigma\,(z_i{}^*/R_q)^3/N$ (6.15)

6.3.3 補足定義の背景

接触や摩耗などトライボロジカルな現象では，図６．２に示すアボットの負荷曲線において，直線的で傾斜の最も緩い約40 %の範囲(central region)が重要な役割をもつとして，R_k(core roughness depth)やR_{pk}(peak area)を評価することが試みられている[8]．R_{pk} はなじみ摩耗などで取り去られる部分と考えれば，上記の考え方は現実の現象を表す１つの方法といえる．

Central regionから飛び出した凹凸がトライボロジカルな現象に影響すると考えれば，粗さ曲線が正規分布する場合，図６．２のP_hは約$0.5R_q$ となる．この考えに従えば，$0.5R_q$ 以上の山頂をもつ実体部分を山とすればよいことになる．一般に，R_yは$4R_q$～$6R_q$であるので，$R_y \approx 5R_q$ とすれば $0.5R_q \approx 0.1R_y$ となる．谷の定義も同様に考えることができる．

S 用の局部山頂は，“平均線からの高さ”を“隣合う局部谷底からの高さ”と読み換えることにする．

以上が山に関する１つの考え方であるが，これが表面の機能を十分に表しているとはいい難いので，S_mやS の機能を考慮した決定法が今後必要と思われる．

6.3.4 実験条件

本研究で用いた試料を表６．２に示す．測定は，触針式粗さ測定機により，加工溝のある試料では溝に直角な方向に行った．式(6.6),(6.7) を十分満たすよう

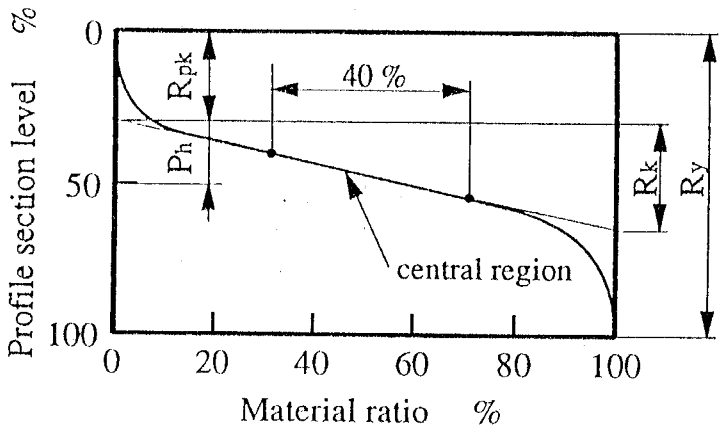


Fig.6.2 Definition of central region and core roughness depth

Table 6.2 Specimens and symbols

Specimens	R_a μm	Number of Specimens	Marks in Figs.
Ground	0.18 − 1.3	33	○
Lapped	0.11 − 0.91	9	△
Turned	0.28 − 2.0	5	□

に，測定データはディジタルスケールにより原則として0.2μm（一部の試料では0.02 μm）間隔で離散化し，測定長さは評価長さ[2]（標準値は基準長さの５倍）にディジタルフィルタの用の長さλ_cを加えたものより長くした．また，粗さパラメータのための粗さ曲線は，１つの試料について平均５個所とるようにした．

６．４　方式の違いによる粗さパラメータ

旧JIS 方式，現行JIS 方式及びISO 方式による粗さパラメータは，それぞれ添字f,c,I を付けて区別し，評価長さに含まれる５つの基準長さのデータから得た算術平均とする．それぞれの方式による粗さパラメータをP_f,P_c,P_Iとおくとき，次の関係が成立すれば，各方式の間の換算が可能となる．

$$P_f=\kappa_f P_I,\qquad P_c=\kappa_c P_I \tag{6.16}$$

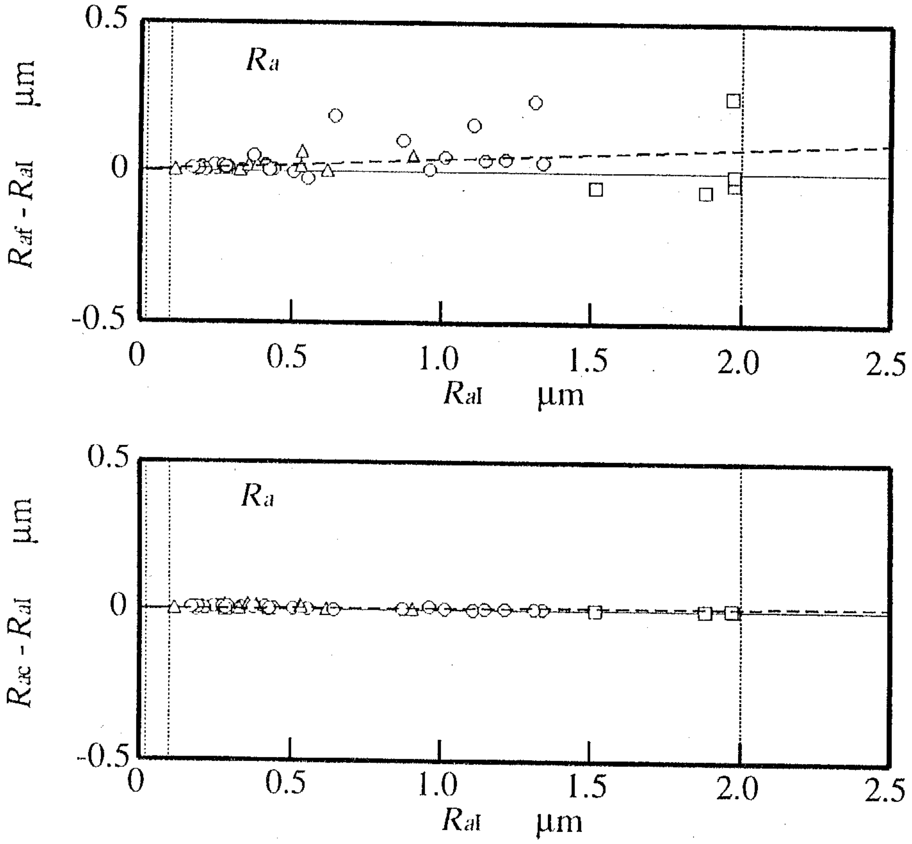
図６．３は旧JIS方式及び，現行JIS方式の定義による粗さパラメータと，ISO方式の結果との比較，図６．４は現行JIS 方式による結果とISO 方式の結果との比較，図６．５はISOにのみ存在するパラメータの現行JIS方式による結果とISO方式の結果との比較である．点線はパラメータの区分を表す．図６．４は，(P_f-P_I),(P_c-P_I)と式(6.16)を当てはめた最小二乗直線（破線）であり，本研究の範囲での係数κ_f,κ_cを表６．３に示す．

旧JIS 方式のR_{max},R_z は，$\kappa_f\approx 1.06$ であるので，ISO 方式の結果より平均6%

ほど大きい．また，$\kappa_f/\kappa_c \approx 1.04$ であるので現行JIS方式の結果より平均 4%大きくなっている．これは，粗さ曲線を得るために断面曲線から除去した長波長形状成分の振幅が影響したものと考えられる．また，$\kappa_c \approx 1.02$ となるので，現行JIS 方式の結果は短波長成分を除去した ISO方式より平均2 % ほど大きめになる．これは，R_p，R_m，R_cについても同様である．

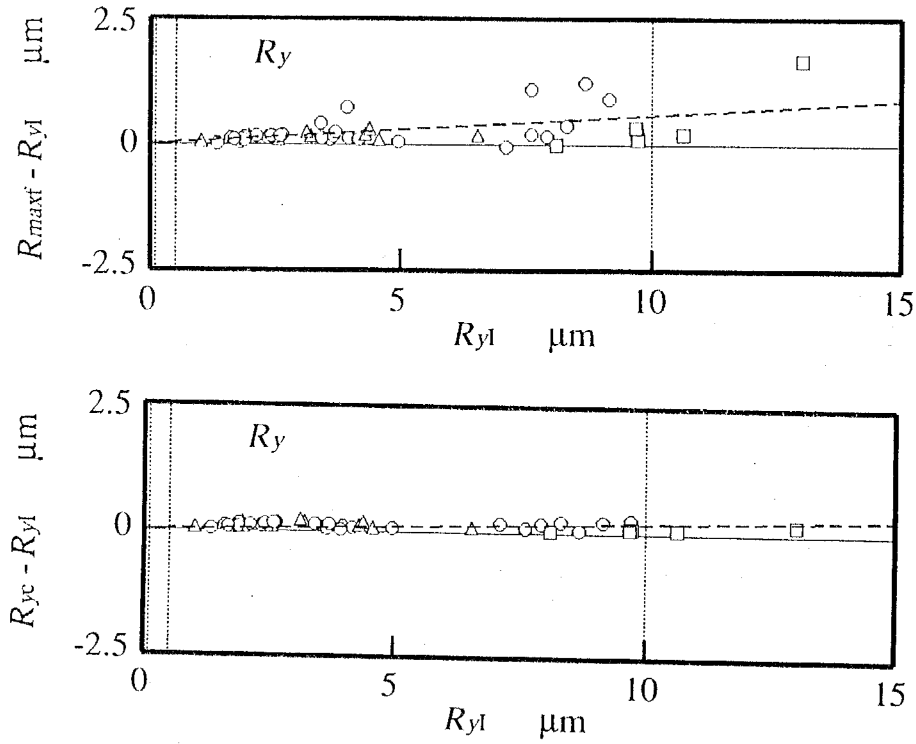
一方，R_aは旧JIS方式の結果が4 %ほど大きめであるが，現行JISとISO方式の結果にはほとんど差がない．

また，S は両方式に約4 %の差が見られるが，S_m, t_p, R_q, S_kは現行JIS方式とISO方式の間にほとんど差がない．一方，λ_{ac}，Δ_{qc}，Δ_{ac}は短波長成分の影響を受

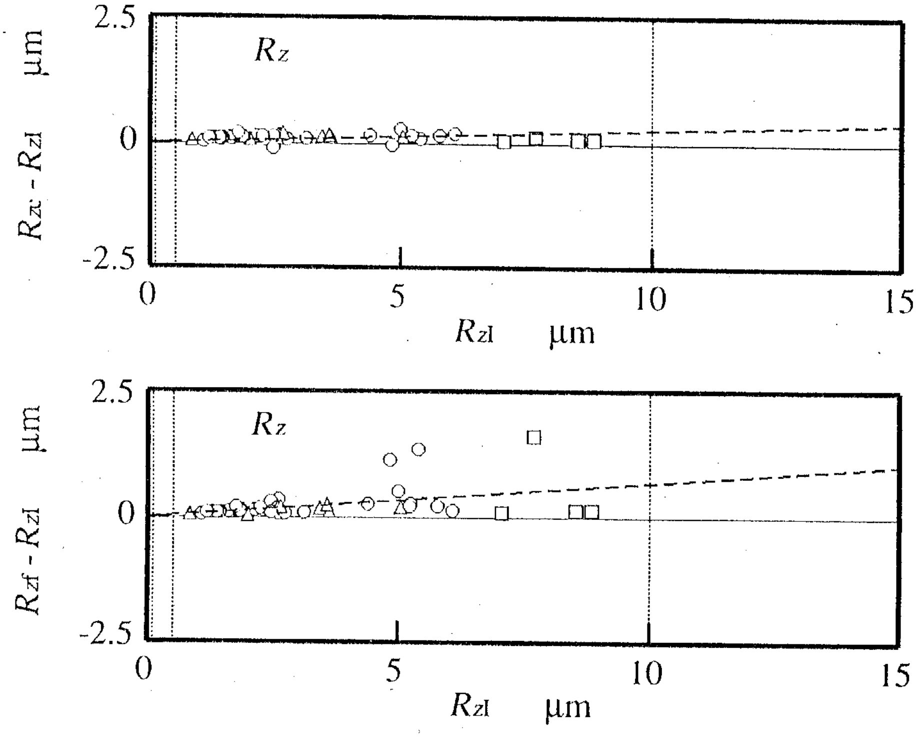


(a) R_a

Fig.6.3 Roughness parameters according to the definitions of the former JIS, the current JIS and the new concept of ISO. Suffixes f:the former JIS, c:the current JIS, I:ISO

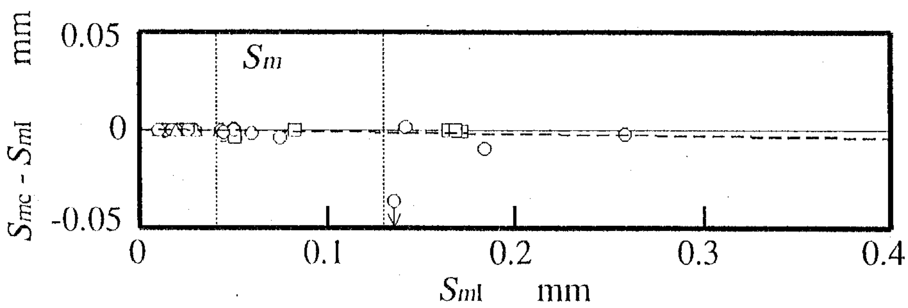


(b) R_y

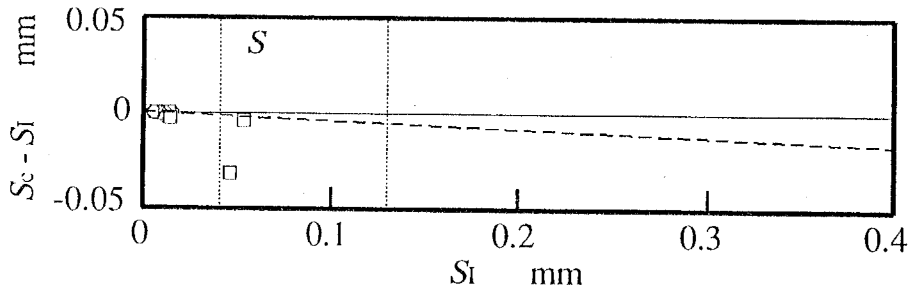


(c) R_z

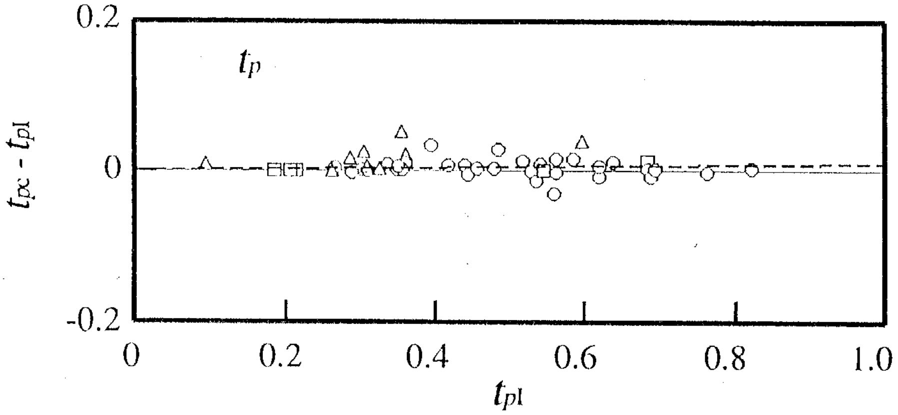
Fig.6.3 Roughness parameters according to the definitions of the former JIS, the current JIS and the new concept of ISO.(continued)



(a) S_m

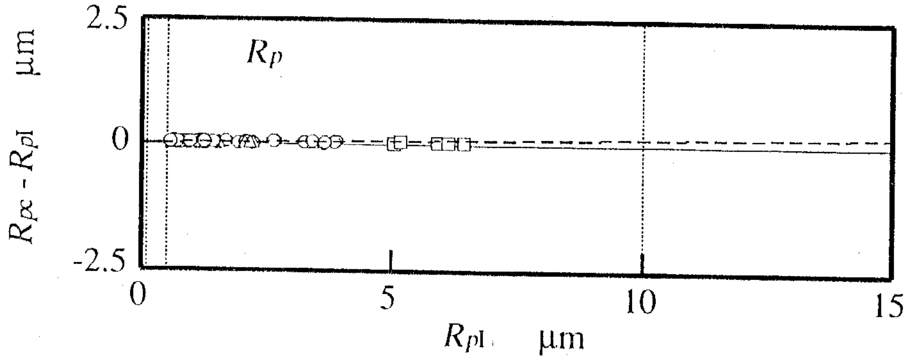


(b) S

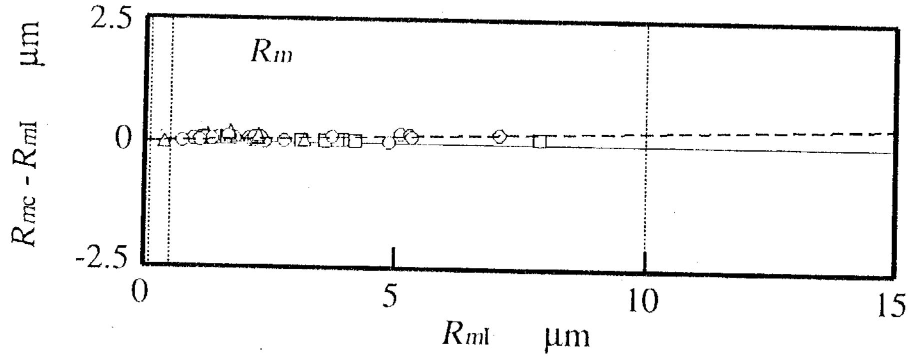


(c) t_p

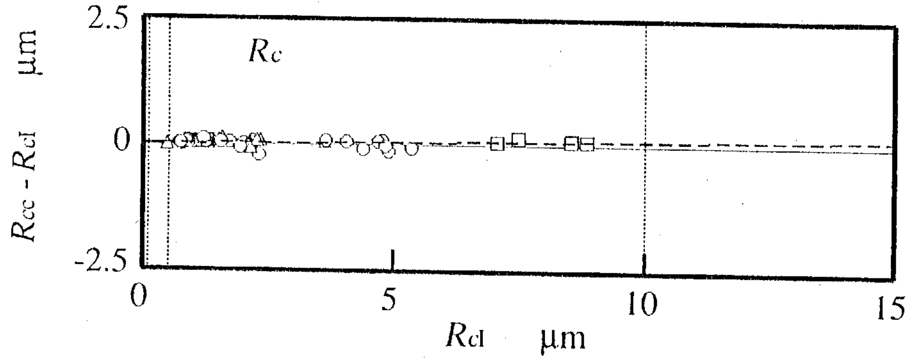
Fig.6.4 Roughness parameters according to the definitions of the current JIS and the new concept of ISO.



(a) R_p

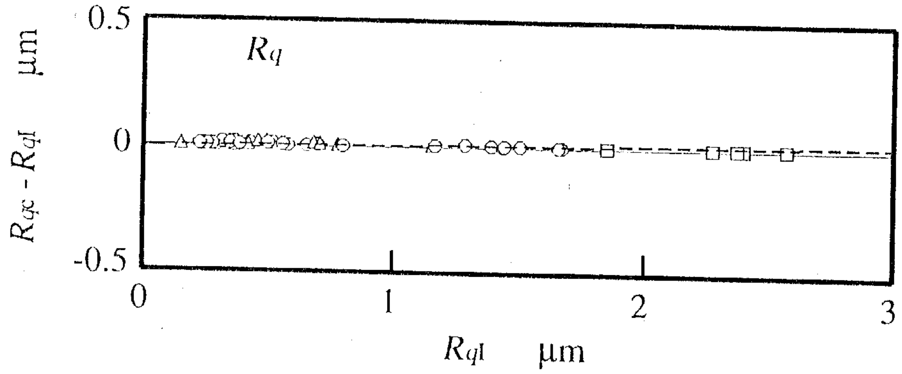


(b) R_m

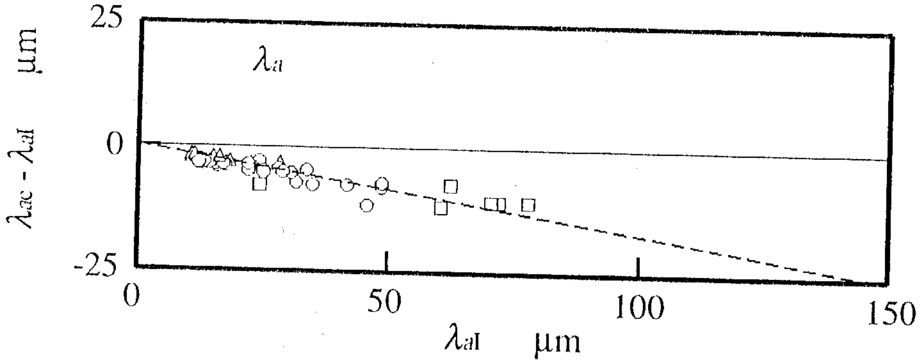


(c) R_c

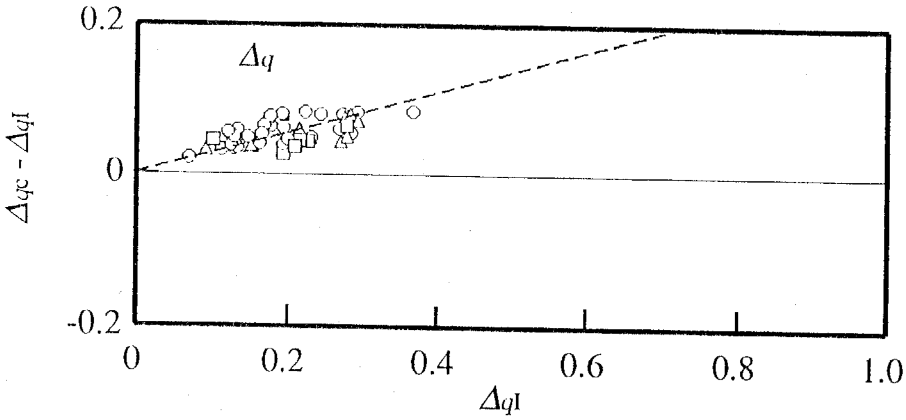
Fig.6.5 Roughness parameters according to the definition of the new concept of ISO



(d) R_q

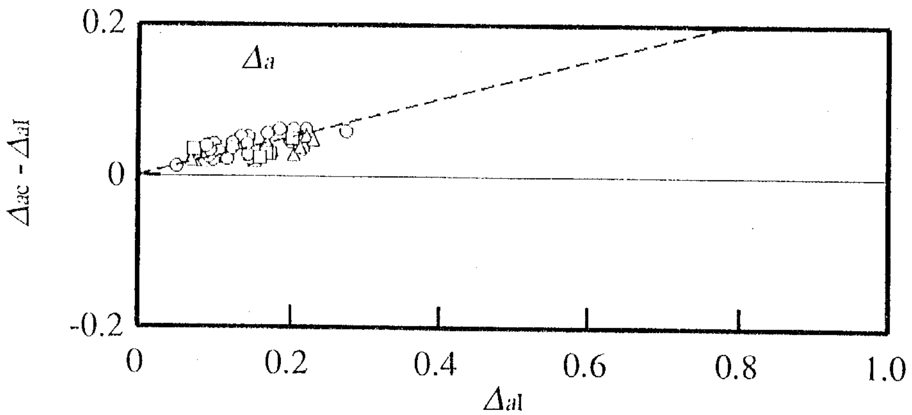


(e) λ_a

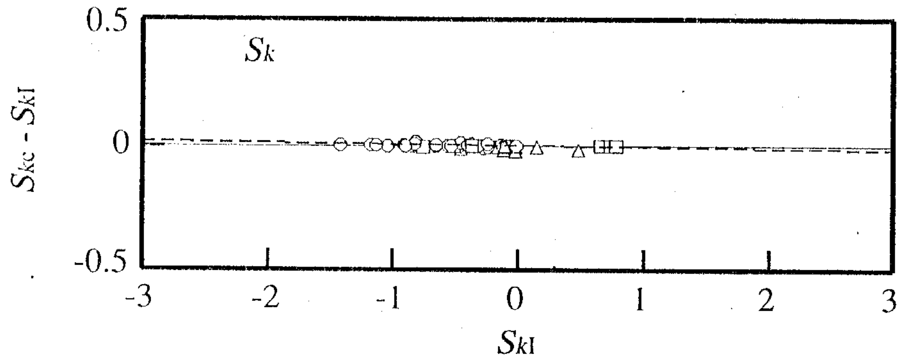


(f) Δ_q

Fig.6.5 Roughness parameters according to the definition of the new concept of ISO(continued)



(g) Δ_a



(h) S_k

Fig.6.5 Roughness parameters according to the definition of the new concept of ISO(continued)

けるために差が発生している．λ_{ac}はローパスフィルタをかけたλ_{aI}より小さく，Δ_{qc}，Δ_{ac}はそれぞれΔ_{qI}，Δ_{aI}より大きくなっている．

本研究における式(6.16)の係数κ_f，κ_c，及びP_f，P_cの最小二乗直線からのばらつきのrms値σ_f，σ_cを表６．３に示す．σ_cは十分に小さいと判断されるので現行JISとISO方式の換算は可能である．一方，$\sigma_f \gg \sigma_c$であるので，旧JIS 方式からの換算に対する信頼度は低下する．

６．５　粗さパラメータの区分

カットオフ値λ_cは，粗さパラメータの区分に与えられた粗さ曲線の基準長さℓに一致することになっている[2)]．表６．４は，粗さパラメータの標準区分を示す．さらに，R_a=0.1～2 μm に入る個々の基準長さのプロファイルデータを用いた

Table 6.3 Coefficients of eq.(6.15) and root-mean-square deviations of ($P_f-\kappa_f P_I$) and ($P_c-\kappa_c P_I$)

	κ_f	κ_c	σ_f	σ_c
R_y	1.058	1.020	0.27 μm	0.08 μm
R_z	1.068	1.027	0.28 μm	0.09 μm
R_a	1.040	1.005	0.03 μm	0.01 μm
S_m	−	0.990	−	1.5 μm
S	−	0.959	−	0.6 μm
t_p	−	1.009	−	0.016
R_p	−	1.013	−	0.025μm
R_m	−	1.026	−	0.054μm
R_c	−	1.009	−	0.060μm
R_q	−	1.005	−	0.009μm
λ_a	−	0.829	−	1.275μm
Δ_q	−	1.275	−	0.017
Δ_a	−	1.254	−	0.012
S_k	−	0.990	−	0.015

とき，他のパラメータはどの標準区分に入いるかを示した．R_y, R_z は ℓ が同じ R_a の区分にほぼ一致している．しかし，ほとんどの S_m, S は ℓ =0.25 mm以下となり，同じ試料でも S_m, S についてはカットオフ値を変更しなければならなくなる．

図６．６は S_m の区分に対応した基準長さ ℓ が一義的に定まらない例である（本研究の試料の約10 %に発生）．ここで，$\lambda_s \approx \lambda_c/300$ とした．すなわち，同じ試料にもかかわらず，$\ell=\lambda_c$=0.8mmとしたときは ℓ =0.8 mmの区分に，$\ell=\lambda_c$=0.25 mm としたときは ℓ =0.25 mmの区分に，$\ell=\lambda_c$=0.08 mmとしたときは ℓ =0.08mmの区分に入っている．これは，図６．７に示すように，カットオフ波長が短くなると，山や谷としてカウントされる部分が増加するので，凹凸の周期が短くなり S_m の値は小さくなることに起因している．このような問題に配慮するために，S_m, S の区分値を変更することを試みた．図６．８に示すように $\ell=\lambda_c$=0.8mmとした場

Table 6.4 Sampling lengths for measurement of R_y, R_z, S_m and S for the 229 samples of R_a=0.1-2.0 μm

ℓ mm	Range	R_a	R_y	R_z	S_m	S	S_m*	S*
0.08	Over (μm) Up to(μm)	(-) 0.02	(-) 0.1	(-) 0.1	13 40	13 40	(-) 2	(-) 2
	Specimens (%)	0 0	0 0	0 0	213 93.0	229 100	0 0	0 0
0.25	Over (μm) Up to(μm)	0.02 0.1	0.1 0.5	0.1 0.5	40 130	40 130	2 10	2 10
	Specimens (%)	0 0	0 0	0 0	62 27.1	8 3.5	0 0	0 0
0.8	Over (μm) Up to(μm)	0.1 2.0	0.5 10.0	0.5 10.0	130 400	130 400	10 200	10 200
	Specimens (%)	229 100	229 100	229 100	33 14.4	0 0	229 100	229 100
2.5	Over (μm) Up to(μm)	2.0 10.0	10.0 50.0	10.0 50.0	400 1300	400 1300	200 1000	200 1000
	Specimens (%)	0 0	10 4.4	0 0	0 0	0 0	0 0	0 0

note) S_m*, S*:the range proposed in this section

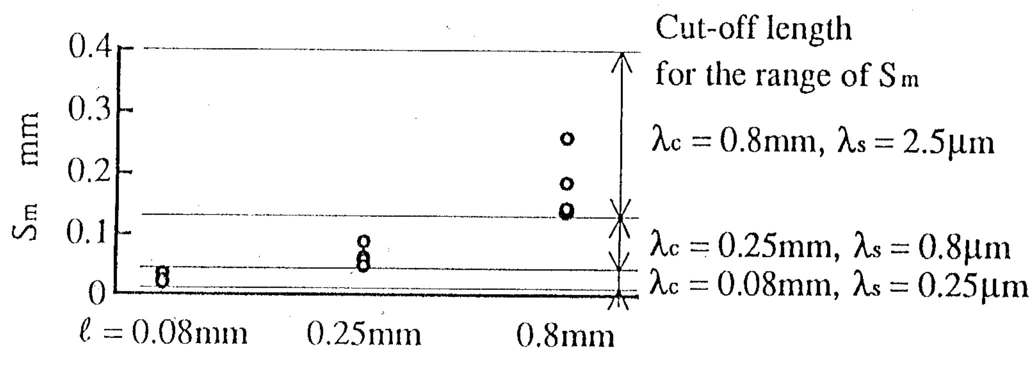


Fig.6.6 Alternation of the range of S_m

合のS_mの値$S_{m0.8}$は，すべての試料について0.01 mm< $S_{m0.8}$ ≦0.2 mm（R_aの区分値の100倍）の範囲に入っている．図6．9のSも図6．8と同様である．ℓ =0.8 mm以外の区分値も同様にR_aの区分値の100倍とすると，表6．4のS_m*, S* の列に示すようになり，すべてのデータについて，ℓはR_aの場合に一致する．

S_m，S の区分はその機能も考慮しなければならないが，データ処理の観点からは今後の課題として上記のような配慮が必要と考えられる．

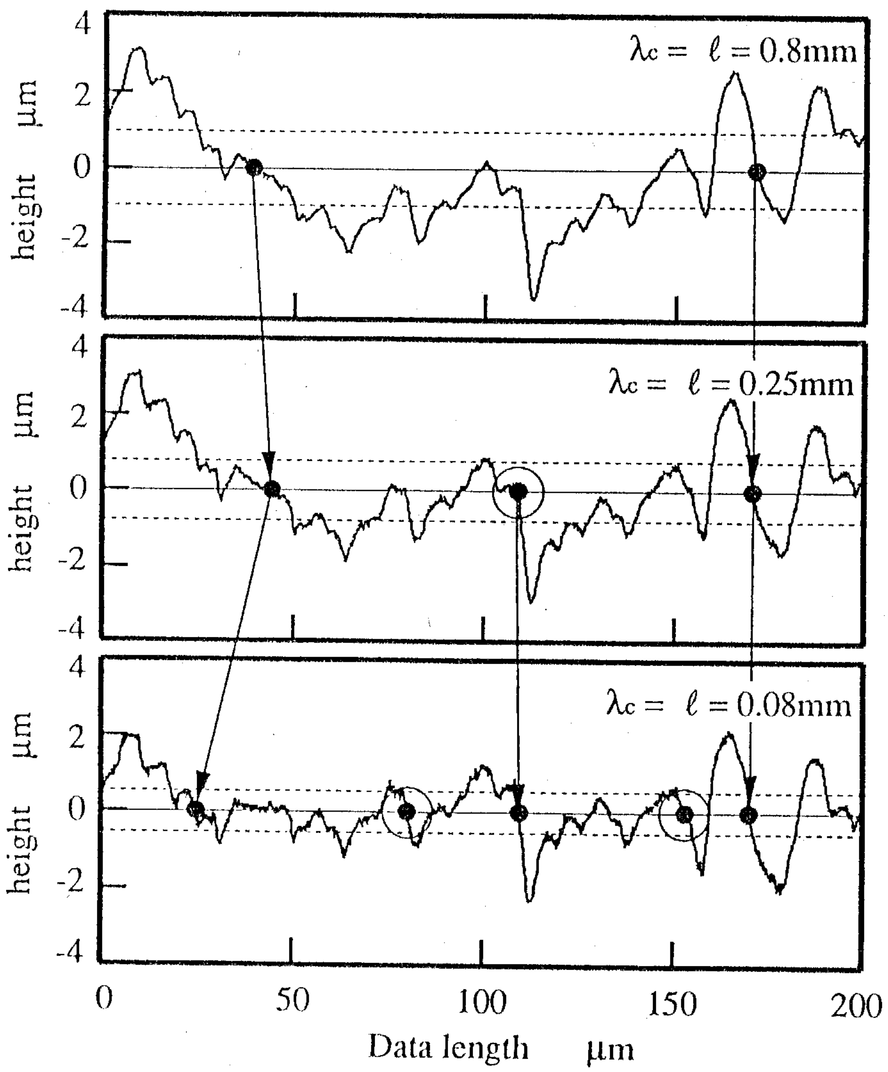


Fig.6.7 Alternation of the spacing of the profile irregularities depending on λ_c

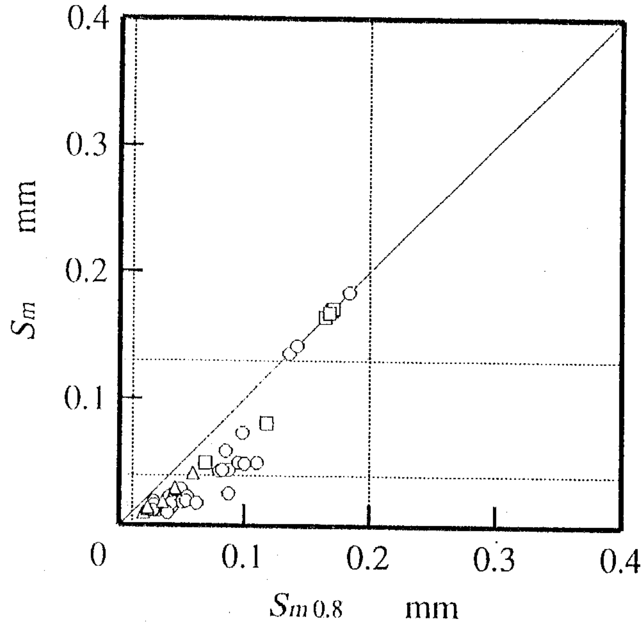


Fig.6.8 S_m applying ℓ =0.8 mm only for the surfaces of R_a=0.1-2.0 μm

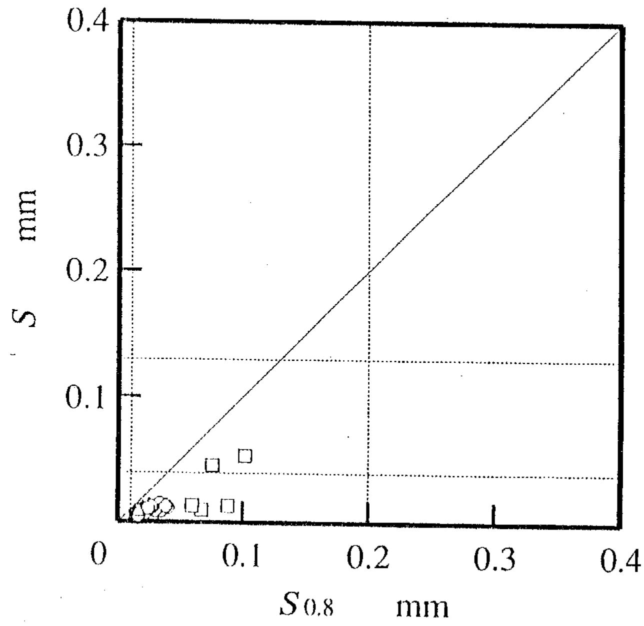


Fig.6.9 S applying ℓ =0.8 mm only for the surfaces of R_a=0.1-2.0 μm

6．6 結　言

旧JIS 方式，現行JIS 方式，ISO 方式による粗さパラメータを比較し，新しい規格化への移行に資することを目的にした本研究の主な結論は次のようになる．

(1)旧JISによるR_{max}, R_z, R_a及び現行JIS によるR_y, R_zはISO 方式による結果より大きくなるが，R_aは旧及び現行JISとISO方式に大きな差がないことを明らかにした．

(2)現行JISとISOの新しい方式によるS_m, t_p, R_q, S_k にはほとんど差が見られないが，S にはわずかな差が生じることを示した．

(3)代表的な粗さパラメータについての各方式間の換算について考察した．

(4)現行JIS のフィルタ方式とISO の新しいフィルタ方式によって，λ_a，Δ_q，Δ_aは大きく異なることを明らかにした．

(5)同じ試料を対象としたとき，R_y, R_z, R_aの区分に対する基準長さはほぼ一致するが，S_m，S の区分に対する基準長さはR_aなどの基準長さと異なることを示した．

(6)S_m，Sを求める際の上記の問題への１つの対応として，S_m , Sの区分の変更を提唱した．

参 考 文 献

1) JIS B 0601-1982: 表面粗さ－定義及び表示．
2) JIS B 0601-1994: 表面粗さ－定義及び表示．
3) ISO/DIS 11562-1993: Metrological characterization of phase corrected filters and transmission bands for use in contact instruments.
4) ISO/DIS 3274-1994:Surface texture － Instruments for the assessment of surface texture －Profile method.
5) ISO/DIS 10479-1993:Surface waviness － Vocabulary.
6) ISO/DIS 4287-1－1994 : Surface roughness － Terminology :Surface and its parameters.
7) ISO 468-1982:Surface roughness－Parameters, their values and general rules for specifying requirements.

8) ISO/DIS 13565-2－1994:Characterization of surfaces having stratified functional properties－Part 2;Height characterization using the linear material ratio curve.

第7章　結　　論

本研究は，粗さ曲線(P)を得るためのガウシアンディジタルフィルタの，適用条件の提案，処理時間の短縮とリアルタイム処理への対応，エイリアシングへの対策，について検討を行い，さらに従来の規格に基づいて求めたパラメータと新しい手法により得たパラメータの相違を検討したものである．各章の要約と得られた結論をまとめると，次のようになる．

第1章「緒論」では，各種のディジタルフィルタの原理について，アナログフィルタとの比較も加えて概観している．また，粗さ曲線(P)の必要性を述べ，それを得るためのガウシアンディジタルフィルタの具備すべき条件と本研究の目的を述べている．

第2章「ガウシアンハイパスフィルタの設計」では，断面曲線からうねりを除くためのハイパスフィルタの適用条件について検討し，ガウシアンフィルタをたたみ込み積分によって実現する場合の積分範囲と振幅伝達特性との関係を明らかにしている．また，粗さ曲線の基準線について，従来の最小二乗中心線による方式とガウシアンフィルタによって導かれる平均線の方式の差を明らかにし，この差の各種粗さパラメータへの影響について確かめている．得られた主な結論は次のとおりである．

(1) データ間隔がナイキスト周波数を満足するように設定したときのハイパスフィルタの伝達関数の誤差とたたみ込み積分の範囲の関係を明らかにした．

(2) 粗さパラメータに及ぼす伝達関数の誤差の影響が顕著に出始める条件を伝

達関数の誤差の許容限界であるとし，本研究では2.5%を提案した．

(3) 上記許容限界内では，たたみ込み積分の範囲$2N_c\Delta x$は$0.9\lambda_c$でよいとし，ISOが提唱する伝達関数の許容誤差5%では，積分範囲は約10%ほど短くなることを示した．

(4) 平均線と従来の最小二乗法による中心線とは理論的には一致しないが，実用的には相当近いことを理論的に示した．

(5) 平均線と中心線システムによる粗さパラメータの差は，基準長さにおいて，高さ方向のパラメータR_y, R_a, R_qなどでは最大5%程度であるが，粗さ曲線の横方向のパラメータS_mや輪郭の偏りS_kでは大きな差が出る場合があることを明らかにした．

第3章「ガウシアンローパスフィルタの設計」では，断面曲線から微細な凹凸を除くためのガウシアンローパスフィルタについて，ローパスフィルタの影響を最も受けるΔ_q（二乗平均平方根突起傾斜）に基づき推奨適用条件を提示している．また，Δ_qの導出方法をシミュレーションによって確かめ，提案している．得られた主な結論は次のとおりである．

(1) カットオフ値λ_sのローパスフィルタのたたみ込み積分の範囲は$0.9\lambda_s$以上，データ間隔はλ_s/12以下であればよいとし，そのときのフィルタの誤差は約2.5%であることを明らかにした．

(2) 粗さパラメータΔ_qのための数値微分は7点公式で十分であるとし，Δ_qの許容誤差を約2.5%とすれば，データ間隔はλ_s/5 以下でよいことを示した．また，許容誤差を5%とする場合の条件も参考に示した．

(3) ディジタルフィルタでは除去が難しい短波長成分が Δ_qの精度を低下させることを示し，対応例について考察した．

(4) Δ_qに及ぼすデータのサンプリング間隔のばらつきの影響を検討し，ばらつきの許容誤差の例を示した．

(5) ローパスフィルタによる影響は，プロフィルの高さに関するパラメータに対しては少なく，プロフィルの長さ方向のパラメータに対しては大きくなること

を明らかにした．

第４章「ガウシアンインラインフィルタのアルゴリズム」では，ガウシアンディジタルフィルタの処理を断面曲線のデータをサンプリングしている間に行う，いわゆるインライン処理について検討した．インライン処理が可能なフィルタとして，たたみ込み積分フィルタ，多段の二項分布関数フィルタ，多段の移動ボックス関数フィルタをとり上げ，インライン処理を行うフィルタとして高速処理が可能な移動ボックス関数フィルタが適しているとしている．得られた主な結論は次のとおりである．

(1) ガウシアンフィルタ及び二項分布関数フィルタは，$\lambda_B/\Delta x$ の増加に伴って処理時間が増大するが，移動ボックス関数フィルタは $\lambda_B/\Delta x$ に関係なく段数に対応した一定の処理時間となり，高速処理に適していることを明らかにした．

(2) 伝達関数の誤差を小さくするために，修正移動ボックス関数フィルタを新たに提唱し，断面曲線(P) 用のローパスフィルタとして，８段の修正RBF フィルタが適していることを明らかにし，その適用条件を導いた．

(3) ８段の修正RBF のローパスフィルタでは，$\lambda_B/\Delta x \geqq 12$で十分であることを示した．

(4) $\lambda_B/\Delta x$ の大きい領域（約400 以上）で用いる場合の粗さ曲線(P) 用のハイパスフィルタは，４段の移動ボックス関数フィルタで十分であることを明らかにした．

第５章「エイリアシング除去のためのハイブリッドフィルタ」では，断面曲線を離散化してディジタル処理をするときに発生するエイリアシングの影響を避けるために，アナログフィルタとディジタルフィルタを併用するハイブリッドフィルタを提案している．得られた主な結論は次のとおりである．

(1) ガウシアンローパスフィルタのみでエイリアシングの影響を抑えるためには，サンプリング間隔を0.02μm程度に狭くする必要があることを粗さパラメータΔ_q を例に示した．

(2) データのサンプリング間隔Δxを粗くするための手法として，エイリアシングを主としてアナログフィルタにより遮断し，振幅伝達特性をガウシアンフィルタにより保証するハイブリッドフィルタを提唱した．

(3) ハイブリッドフィルタに用いるアナログフィルタは，2CRフィルタよりバターワースフィルタの方が適用できるλ_a/λ_sの範囲が広くなり，Δxも大きく設定できることを明らかにした．

(4) ローパスフィルタに用いる2CR及びバターワースフィルタは，ハイブリッドフィルタの通過域で直線位相に対する位相遅れがほとんど無く，位相補償フィルタとなることを示した．

(5) 2CR及びバターワースフィルタを併用したハイブリッドフィルタの適用条件を提案し，粗さパラメータΔ_qによりその妥当性を確かめた．

第6章「平均線システムと中心線システムによる粗さパラメータ」では，新しい規格化への移行に資することを目的に，旧JIS 方式，現行JIS 方式，ISO 方式による粗さパラメータを比較して，その相違について明らかにし，実験による換算式を提案している．得られた主な結論は次のとおりである．

(1) 旧JISによるR_{max}, R_z, R_a及び現行JIS によるR_y, R_zはISO 方式による結果より大きくなるが，R_aは旧及び現行JISとISO方式に大きな差がないことを明らかにした．

(2) 現行JISとISOの新しい方式によるS_m, t_p, R_q, S_kにはほとんど差が見られないが，Sにはわずかな差が生じることを示した．

(3) 代表的な粗さパラメータについての各方式間の換算について考察した．

(4) 現行JIS のフィルタ方式とISO の新しいフィルタ方式によって，λ_a，Δ_q，Δ_aは大きく異なることを明らかにした．

(5) 同じ試料を対象としたとき，R_y, R_z, R_aの区分に対する基準長さはほぼ一致するが，S_m，Sの区分に対する基準長さはR_aなどの基準長さと異なる．

(6) S_m，Sを求める際の上記の問題への1つの対応として，S_m, Sの区分の変更を提唱した．

謝　辞

本研究を進めるにあたり終始一貫ご指導，ご鞭撻を賜りました塚田忠夫先生に心より深く感謝いたします．研究室に所属してからの7年間の長きにわたりお教えいただいたことは，これからの社会生活すべてにおいて役立っていくことと信じています．

さまざまなアドバイスやお手伝いをいただいたき，また研究を進める上で必要な物品の手配などもしていただいた笹島和幸先生と高橋正明先生，特に数学の分野でお教えをいただいた中野隆先生に深く感謝いたします．

博士課程の研究の進め方を学ばせていただいた伊藤憲朗先輩，許文海先輩，趙南圭先輩，于大海先輩に感謝いたします．

日常の事務やワープロなど様々なことを手伝っていただいた秘書の三田尾さん，しばしば机を占領させていただいた工藤勉さん，どうもありがとうございました．

最後に，一緒にこの研究を進めた後輩の森正君，伊東将典君，鈴木慎一郎君，また研究室でお世話になった諸先輩方，同輩，後輩の皆様に感謝いたします．本当にありがとうございました．

附録１　粗さパラメータ

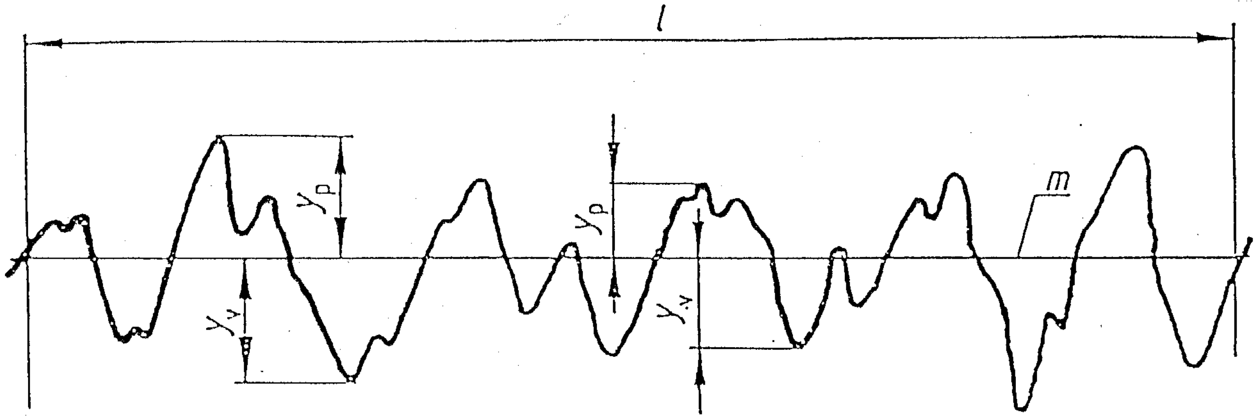
(ISO 4287/1-1984)

（ISO 4287/1はJIS化されていないので，一部パラメータの日本語名称は正式なものではない）

1　高さ方向の諸特性に関連した粗さパラメータ

1.1 山の高さ y_p　(profile peak height)

1.2 谷底の深さ y_v　(profile valley depth)

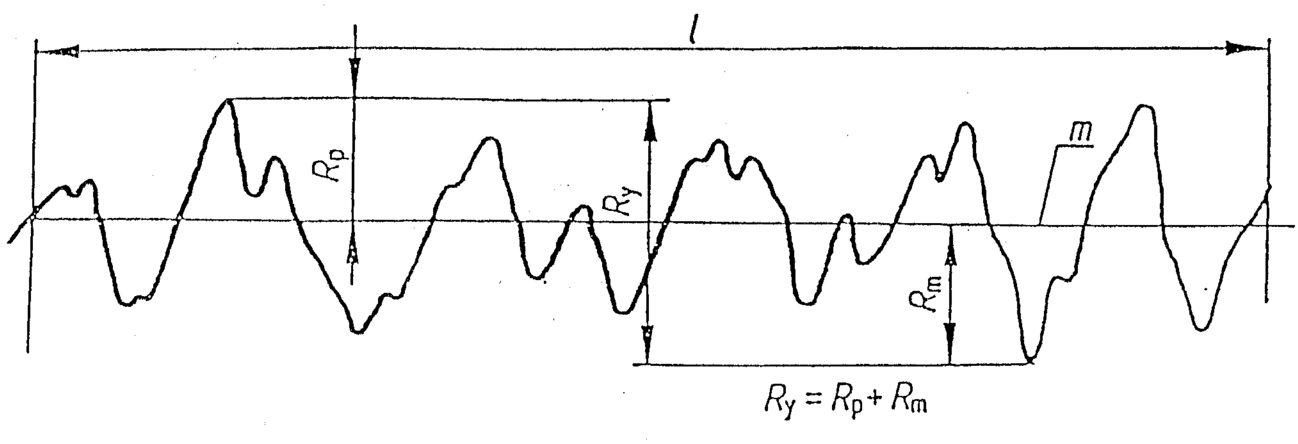


附図 1

1.3 山の最大高さ R_p　(maximum profile peak height)

1.4 谷底の最大深さ R_m　(maximum profile valley depth)

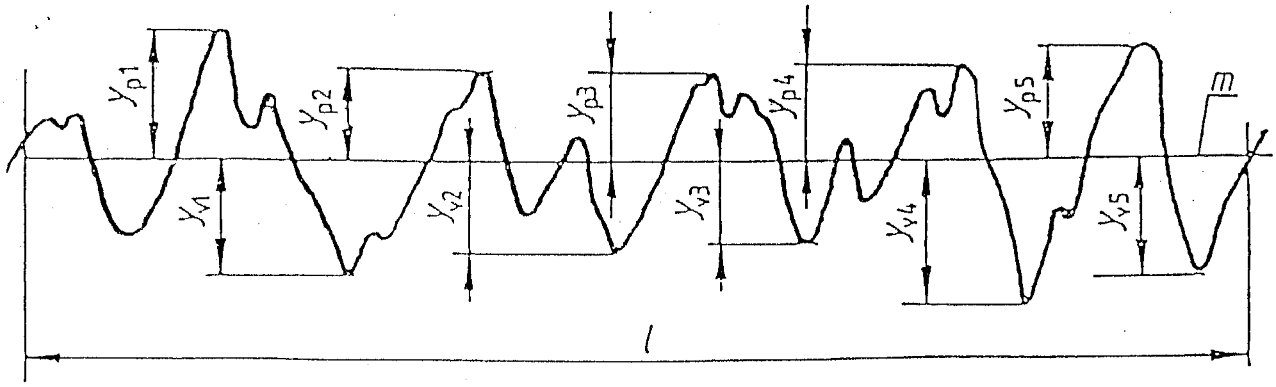
1.5 最大高さ R_y　(maximum height of the profile)



附図 2

1.6 10点平均粗さ R_z (ten point height of irregularities)

$R_z=\{\Sigma|y_{pi}|+\Sigma|y_{vi}|\}/5,\quad i=1,2,\cdots,5$



附図 3

.7 凹凸の平均高さ R_c (mean height of profile irregularities)

$R_c=\{\Sigma|y_{pj}|+\Sigma|y_{vj}|\}/n,$

1.8 粗さパラメータの平均値 $\overline{R}$ (average value of the surface roughness parameters)

1.9 算術平均粗さ R_a (arithmetical mean deviation of the profile)

$R_a=\Sigma|y_i|/n$

1.10 二乗平均平方根粗さ R_q (root-mean-square deviation of the profile)

$$R_q=\sqrt{\int y(x)^2dx/\ell}\fallingdotseq\sqrt{\{\Sigma y_i{}^2/n\}}$$

2 長さ方向の諸特性に関連した粗さパラメータ

2.1 凹凸の二乗平均平方根波長 λ_q (root-mean-square wavelength of the profile):

$\lambda_q=2\pi R_q/\Delta_q$

2.2 凹凸の平均波長 λ_a (average wavelength of the profile)

$\lambda_a=2\pi R_a/\Delta_a$

2.3 凹凸の間隔 S_{mi} (spacing of the profile irregularities)

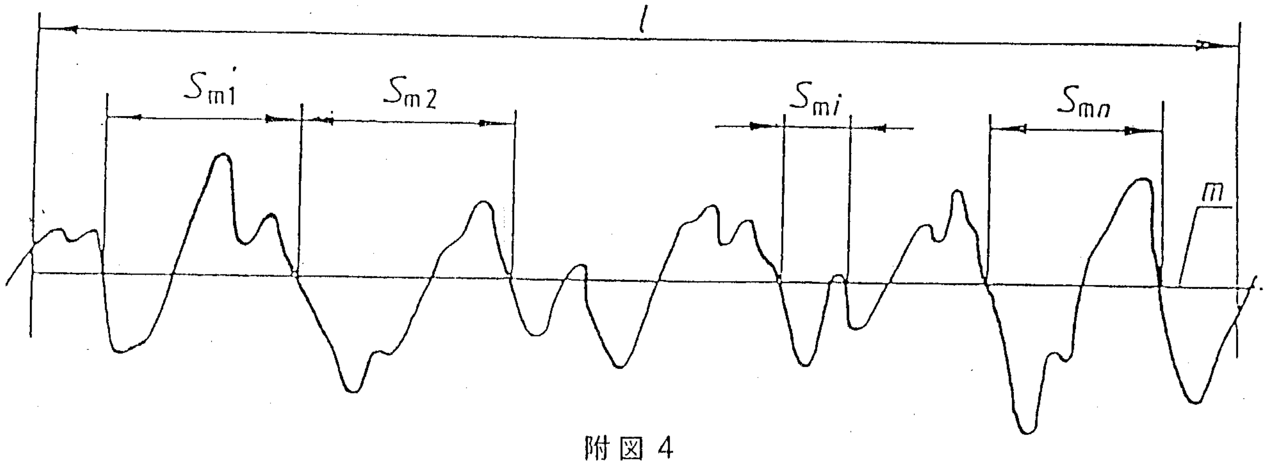
2.4 凹凸の平均間隔 S_m (mean spacing of profile irregularities)

$S_m=\Sigma S_{mi}/n$

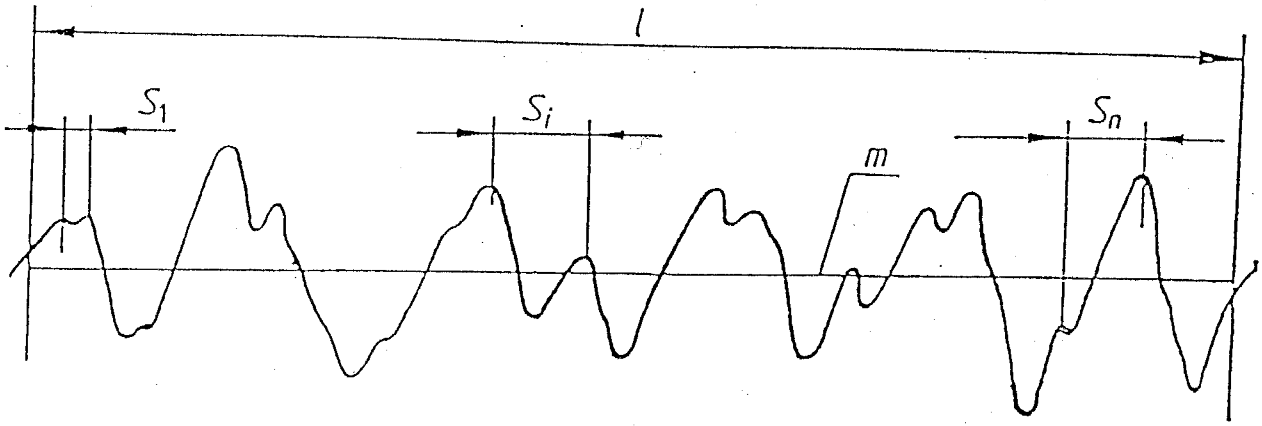
2.5 局部山頂の間隔 S_i (spacing of local peaks of the profile)

2.6 局部山頂の平均間隔 S (mean spacing of local peaks of the profile)

$S=\Sigma S_i/n$



附図 4



附図 5

2.7 凹凸の展開長さ L_o (developed profile length)

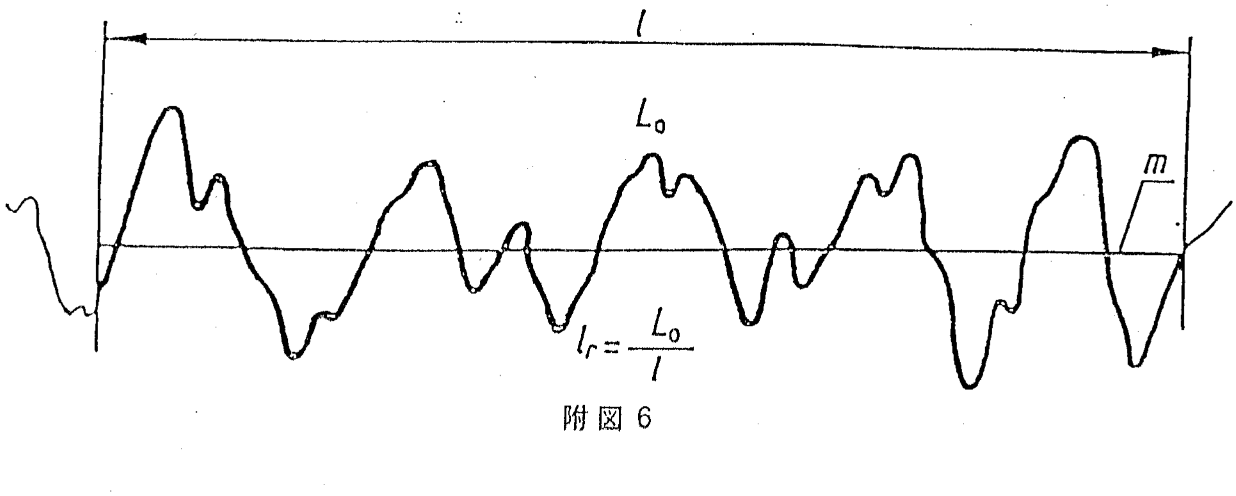
$$L_o = \int \sqrt{\{1 + (dy/dx)^2\}}\ dx$$

2.8 凹凸の長さ率 ℓ_r (profile length ratio)

$$\ell_r = L_o / \ell$$

2.9 山の密度 D (profile peak density)

$$D = 1 / S_m$$

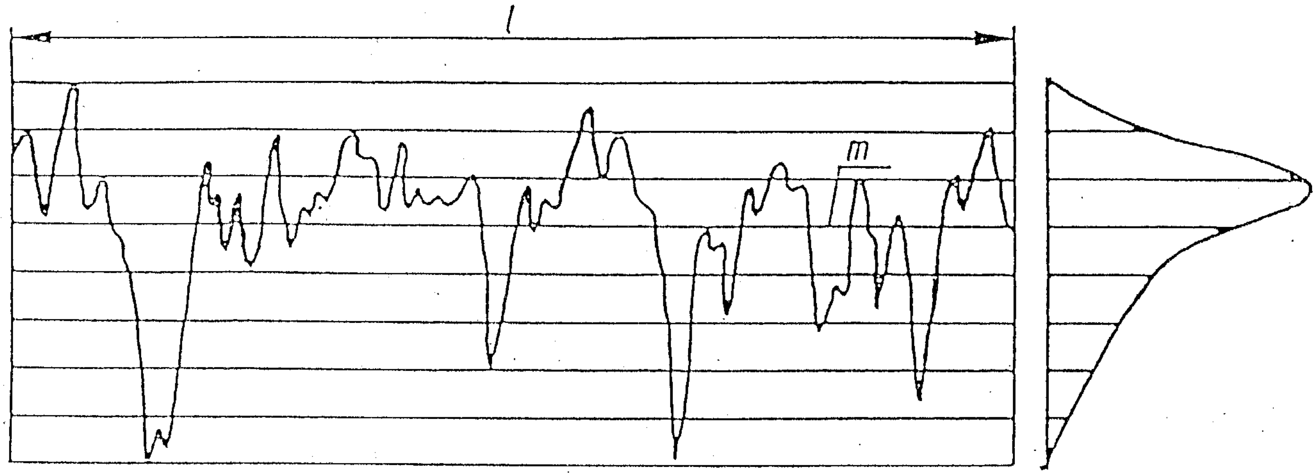


附図 6

3　凹凸形状の諸特性に関連した粗さパラメータ

3.1 凹凸の偏り S_k (skewness of the profile)

$$S_k = \Sigma y_i{}^3/(nR_q{}^3)$$



附図 7

3.2 二乗平均平方根突起傾斜 Δ_q (root-mean-square slope of the profile)

$$\Delta_q = \sqrt{\int (dy/dx)^2 dx/\ell} \fallingdotseq \sqrt{\Sigma(\Delta y_i/\Delta x_i)^2/n}$$

3.3 算術平均突起傾斜 Δ_a (arithmetical mean slope of the profile)

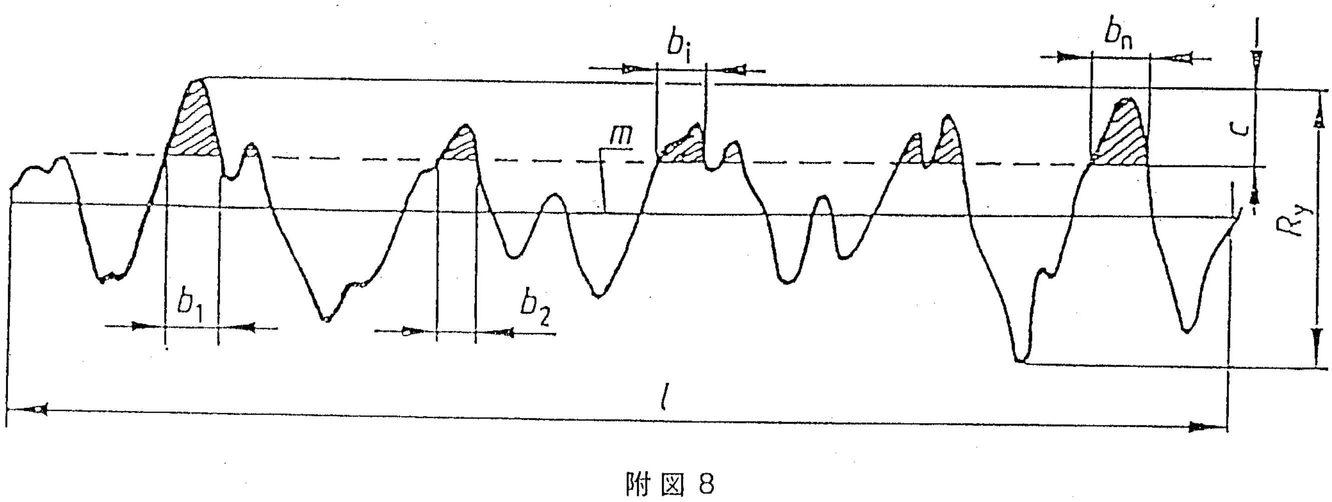
$$\Delta_a = \int |dy/dx|\,dx/\ell$$
$$\fallingdotseq \Sigma|\Delta y_i/\Delta x_i|/n$$

3.4 負荷長さ η_p (profile bearing length)

$$\eta_p = b_1 + b_2 + \cdots + b_n$$

3.5 負荷長さ率 t_p (profile bearing length ratio)

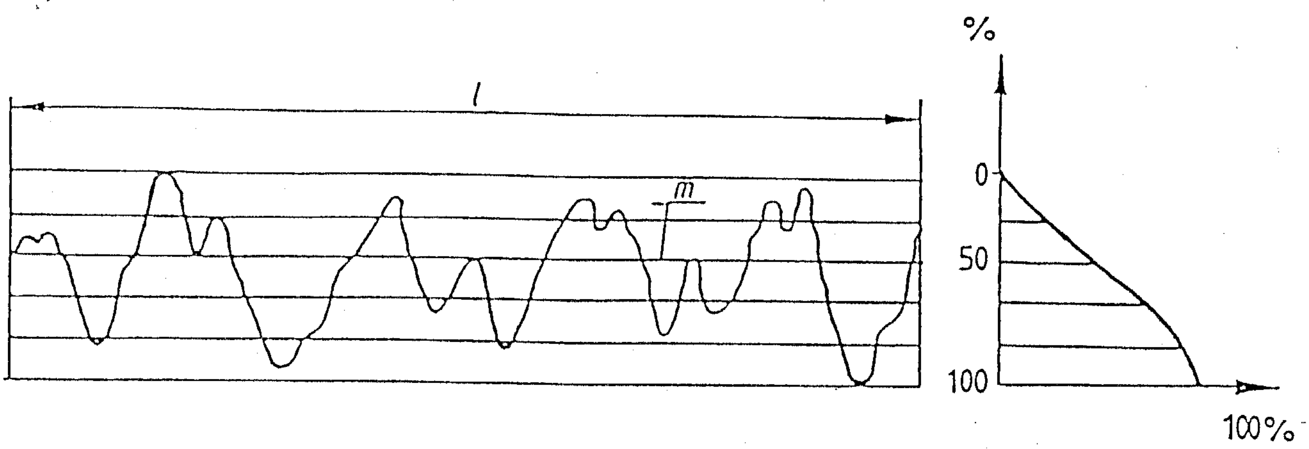
$$t_p = \eta_p/\ell$$



附図 8

3.6 負荷曲線 (curve of the profile bearing length ratio)

輪郭の相対負荷長さ率の値と，輪郭の切断レベルとの間の関係のグラフによる表示．



附図 9

附録２　RBFフィルタ，修正RBFフィルタプログラム

１　４段ＲＢＦフィルタのNの計算

```
int get_n_for_rbf_m4 (float lamda_c_per_delta_x){            //λc/Δx, カットオフ波長
        const float a=0.319;
        const float b=1.45;

        float n0;
        n0=a * lamda_c_per_delta_x + b / lamda_c_per_delta_x;
        return ((int) (n0+0.5));                        //N0 を四捨五入してN とする
        }
```

２　８段修正ＲＢＦフィルタのM，N_mの計算

```
void get_n_m_for_mod_rbf_m8(float lamda_c_per_delta_x,        //λc/Δx, カットオフ波長
                                int *m1, int *m2, int *m3,     //M1,M2,M3
                                int *n1, int *n2, int *n3){    //M1,N2,N3
        const float a=0.228;
        const float b=2.03;

        const float f_thres[17]={
                        -0.385, -0.323, -0.262, -0.160,
                        -0.104, -0.055, -0.015,  0.048,
                         0.098,  0.145,  0.189,  0.247,
                         0.334,  0.374,  0.418,  0.491,
                         0.500};                        //N0-N の境界値

        const int m[17][3]={
                        {4,4,0},{5,2,1},{6,0,2},{2,6,0},
                        {3,4,1},{4,2,2},{5,0,3},{0,8,0},
                        {1,6,1},{2,4,2},{3,2,3},{4,0,4},
                        {0,6,2},{1,4,3},{2,2,4},{3,0,5},
                        {0,4,4}};
                                                //各N0-N の境界値に対応するM1,M2,M3の値
        float n0,f;
        int n,i;

        n0=a * lamda_c_per_delta_x + b / lamda_c_per_delta_x;
        n=(int)(n0+0.5);
        f=n0-n;                                 //N0,N,N0-N の計算

        i=0;
        while (f>f_thres[i]) i=i+1;             //N0-N に対応する配列の添字の検索

        *m1=m[i][0];
        *m2=m[i][1];
        *m3=m[i][2];                            //配列の添字に基づきM1,M2,M3の値を代入
        *n1=n-1;
        *n2=n;
        *n3=n+1;                                //配列の添字に基づきN1,N2,N3の値を代入
        }
```

3　ＲＢＦフィルタリング

```
long int buf[]                              //バッファ確保位置

static int rbf_m;                           // M, Boxの段数
static int rbf_n;                           // N, Boxの幅

static int rbf_r;                           // r, リングバッファカウンタ
static long int rbf_fact;                   // N^M, 出力の割り算値

static long int *rbf_buf;                   //バッファの初期位置
static long int *rbf_ring_buf;              // リングバッファの初期位置
static long int *rbf_ring_buf_p;            // リングバッファのポインタ

void rbf_filter_init(int m,int n,long int buf[]){  // 初期化ルーチン
        long int *t;
        int i;

        rbf_m=m;
        rbf_n=n;
        rbf_r=0;                                   //リングバッファカウンタ初期化

        rbf_buf=buf;                               // バッファ位置初期化
        rbf_ring_buf_p=rbf_ring_buf=buf+m;         // リングバッファ位置初期化

        t = rbf_buf;
        for ( i = 0; i < m; i++ ){                 // バッファ初期化
                *( t++ ) = 0;
                }

        t = rbf_ring_buf;
        for ( i = 0; i < m * n; i++ ){             // リングバッファ初期化
                *( t++ ) = 0;
                }

        rbf_fact = (long int) pow(n,m);            // N^M 出力の割り算値計算
        } ;


int rbf_filter (int z){                            //RBFフィルタリング
        int i;
        long int s;
        long int *rbf_buf_p;

        s=z;                                       //フィルタ入力
        rbf_buf_p=rbf_buf ;                        //バッファポインタ初期化

        for (i=0;i<rbf_m;i++){
                *rbf_buf_p += s- *rbf_ring_buf_p;  // 結果をバッファに保存
                *(rbf_ring_buf_p++) = s;           // 結果をリングバッファに保存
                s = *(rbf_buf_p++);                // 次の段への入力値
                }

        if ((++rbf_r)==rbf_n){                     // リングバッファの端点？
                rbf_r=0;                           // リングバッファカウンタ再初期化
                rbf_ring_buf_p=rbf_ring_buf;       // リングバッファポインタ再初期化
                }

        return (s / rbf_fact);             //出力
        } ;
```

3 修正ＲＢＦフィルタ

```
long int buf[]                          //バッファ確保位置
static int mod_rbf_m_1;                 // M1, Boxの段数
static int mod_rbf_m_2;                 // M2, Boxの段数
static int mod_rbf_m_3;                 // M3, Boxの段数
static int mod_rbf_n_1;                 // N1, Boxの幅
static int mod_rbf_n_2;                 // N2, Boxの幅
static int mod_rbf_n_3;                 // N3, Boxの幅
static int mod_rbf_r_1;                 // r1, リングバッファカウンタ
static int mod_rbf_r_2;                 // r2, リングバッファカウンタ
static int mod_rbf_r_3;                 // r3, リングバッファカウンタ

static long int mod_rbf_fact;           // N1M1×N2M2×N3M3 出力の割り算値

static long int *mod_rbf_buf;           //バッファの初期位置

static long int *mod_rbf_ring_buf_1;
static long int *mod_rbf_ring_buf_2;    // リングバッファの初期位置
static long int *mod_rbf_ring_buf_3;

static long int *mod_rbf_ring_buf_p_1;
static long int *mod_rbf_ring_buf_p_2;  // リングバッファのポインタ
static long int *mod_rbf_ring_buf_p_3;

void mod_rbf_filter_init(int m1,int m2,int m3,int n1,int n2,int n3,long int buf[]){
                                                   // 初期化ルーチン
        long int *t;
        int i;

        mod_rbf_m_1=m1;
        mod_rbf_m_2=m2;
        mod_rbf_m_3=m3;

        mod_rbf_n_1=n1;
        mod_rbf_n_2=n2;
        mod_rbf_n_3=n3;

        mod_rbf_r_1=0;
        mod_rbf_r_2=0;                             //リングバッファカウンタ初期化
        mod_rbf_r_3=0;

        mod_rbf_buf=buf;                           // バッファ位置初期化

        mod_rbf_ring_buf_1=mod_rbf_ring_buf_p_1=buf+m1+m2+m3;
        mod_rbf_ring_buf_2=mod_rbf_ring_buf_p_2=buf+m1+m2+m3+n1*m1;
        mod_rbf_ring_buf_3=mod_rbf_ring_buf_p_3=buf+m1+m2+m3+n1*m1+n2*m2;
                                                   // リングバッファ位置初期化

        t=mod_rbf_buf;
        for (i=0;i<m1+m2+m3;i++){                  // バッファ初期化
               *(t++)=0;
               }

        t=mod_rbf_ring_buf_1;
        for (i=0;i<m1*n1+m2*n2+m3*n3;i++){         // リングバッファ初期化
                      *(t++)=0;
               }

        mod_rbf_fact=(long int) pow(n1,m1)*pow(n2,m2)*pow(n3,m3);
```

```
    } ;                                       // N1M1×N2M2×N3M3 出力の割り算値計算

int mod_rbf_filter (int z){                         //RBFフィルタリング

        int j;
        long int s;
        long int *mod_rbf_buf_p;

        s=z;                                        //フィルタ入力
        mod_rbf_buf_p=mod_rbf_buf ;                 //バッファポインタ初期化

        for (j=0;j<mod_rbf_m_1;j++){                // M1段処理
                *mod_rbf_buf_p += s- *mod_rbf_ring_buf_p_1;  // 結果をバッファに保存
                *(mod_rbf_ring_buf_p_1++) = s;             // 結果をリングバッファに保存
                s = *(mod_rbf_buf_p++);                    // 次の段への入力値
                }

        for (j=0;j<mod_rbf_m_2;j++){                // M2段処理
                *mod_rbf_buf_p += s- *mod_rbf_ring_buf_p_2;
                *(mod_rbf_ring_buf_p_2++) = s;
                s = *(mod_rbf_buf_p++);
                }

        for (j=0;j<mod_rbf_m_3;j++){                // M2段処理
                *mod_rbf_buf_p += s- *mod_rbf_ring_buf_p_3;
                *(mod_rbf_ring_buf_p_3++) = s;
                s = *(mod_rbf_buf_p++);
                }

        if ((++mod_rbf_r_1)==mod_rbf_n_1){          // M1リングバッファの端点？
                mod_rbf_r_1=0;                      // リングバッファカウンタ再初期化
                mod_rbf_ring_buf_p_1=mod_rbf_ring_buf_1;
                                              // リングバッファポインタ再初期化
                }

        if ((++mod_rbf_r_2)==mod_rbf_n_2){          // M2リングバッファの端点？
                mod_rbf_r_2=0;
                mod_rbf_ring_buf_p_2=mod_rbf_ring_buf_2;
                }

        if ((++mod_rbf_r_3)==mod_rbf_n_3){          // M3リングバッファの端点？
                mod_rbf_r_3=0;
                mod_rbf_ring_buf_p_3=mod_rbf_ring_buf_3;
                }

        return (s / mod_rbf_fact);          //出力
        } ;
```

附録３　アナログフィルタのディジタル表現

１．　２ＣＲローパスフィルタ

２ＣＲローパスフィルタの回路図を付図１に示す．この回路図による伝達関数$\tilde{H}(s)$は次の式で表される．ここで，sはラプラス演算子である．

$$\tilde{H}(s)=\left(\frac{1/(Cs)}{R+1/(Cs)}\right)^2=\left(\frac{1}{1+CRs}\right)^2 \tag{1}$$

jを虚数単位，ωを角周波数として，$s=j\omega$とおくと周波数応答関数$H(\omega)$は次の式になる．

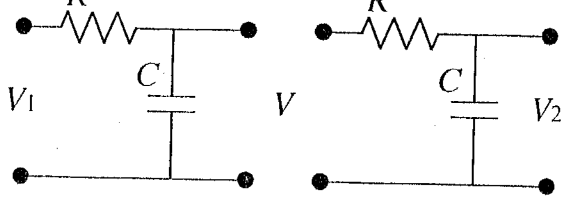
$$H(\omega)=\frac{1}{1+2CRj\omega-(CR\omega)^2} \tag{2}$$

式(2)より，振幅伝達率$|H(\omega)|$は次のように表される．

$$|H(\omega)|=\frac{1}{(CR\omega)^2+1} \tag{3}$$

この式からCRの値によってカットオフ周波数を変えることができ，また，$C^2R^2\omega^2$が大きい場合，ωが2倍になるごとに$|H(\omega)|$が1/4になり，12dB/octの減衰率をもつことがわかる．

$\lambda=2\pi/\omega$であるので$CR\omega=k/\lambda$とおくと，式(3)は次のようになる．



附図１ Circuit of 2CR low-pass filter

$$|H(\lambda)| = \frac{1}{(k/\lambda)^2+1} \tag{4}$$

カットオフ波長λ_cで伝達率が75%とすれば，

$$|H(\lambda_c)| = \frac{1}{(k/\lambda_c)^2+1} = \frac{3}{4} \tag{5}$$

したがって

$$k = \lambda_c/\sqrt{3} \tag{6}$$

インパルス応答は，式(1)を逆ラプラス変換することで得られる．アナログフィルタのディジタルフィルタ表現による重み関数は，インパルス応答と等価となる．

式(6)を式(1)に代入して，逆ラプラス変換した重み関数$h(x)$は，

$$h(x) = \frac{\exp(-2\sqrt{3}\pi x/\lambda_c)x}{(2\sqrt{3}\pi/\lambda_c)^2} \tag{7}$$

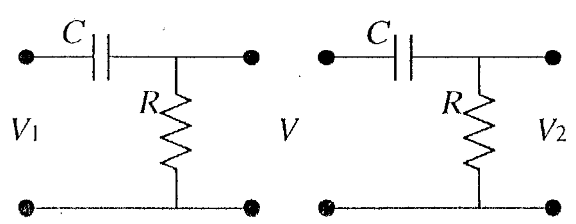
2.　2CRハイパスフィルタ

2CRハイパスフィルタの回路図を附図2に示す．この回路図による伝達関数$\tilde{H}(s)$は次の式で表される．

$$\tilde{H}(s) = \left\{\frac{R}{R+1/(Cs)}\right\}^2 = \left\{\frac{1}{1+1/(RCs)}\right\}^2 \tag{8}$$

周波数応答関数$H(\omega)$は次のようになる．

$$H(\omega) = \frac{1}{1-2j/(RC\omega)-1/(RC\omega)^2} \tag{9}$$



附図2 Circuit of 2CR high-pass filter

式(4)導出と同様のプロセスにより$1/(CR\omega)=k\lambda$とおくと，振幅伝達率$|H(\lambda)|$は次のようになる．

$$|H(\lambda)| = \frac{1}{(k\lambda)^2+1} \tag{10}$$

カットオフ波長λ_cで伝達率を75%とすると，

$$k = 1/\sqrt{3}\lambda_c \tag{11}$$

したがって，式(8)の逆ラプラス変換による，ディジタルフィルタ表現の重み関数$h(x)$は次式となる．

$$h(x) = \delta + 4\pi(\pi x/\lambda_c - \sqrt{3})/(3\lambda_c)\ \exp\{-2\pi x/(\sqrt{3}\lambda_c)\} \tag{12}$$

ここで，δはDiracのデルタ関数である．

3．　2次バターワースローパスフィルタ

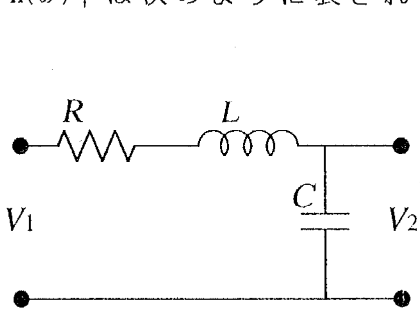
2次バターワースローパスフィルタの回路図は例えば附図3で表される．この回路の伝達関数$\tilde{H}(s)$は次の式で表される．

$$\tilde{H}(s) = \frac{1/(Cs)}{1/(Cs)+LS+R} = \frac{1}{1+RCs+LCs^2} \tag{13}$$

周波数応答関数$H(\omega)$は次の式になる．

$$H(\omega) = \frac{1}{1+RCj\omega - LC\omega^2} \tag{14}$$

式(14)より，振幅伝達率$|H(\omega)|$は次のように表される．



附図3 Circuit of 2nd order butterworth low-pass filter

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(LC)^2\omega^4+\{(CR)^2-2LC\}\omega^2+1}} \tag{15}$$

$(CL)^2\omega^4$が非常に大きい領域では，２ＣＲフィルタと同じ12dB/octの減衰率をもつが，式(3)に近い減衰特性を与えるために，$\{(CR)^2-2LC\}\omega^2=0$とする．このようなフィルタを，本研究では２次のバタワースフィルタと呼ぶ．

したがって，

$$2L = CR^2 \tag{16}$$

$(LC)^2\omega^4=(k/\lambda)^4$とおくと，式(15)は次のようになる．

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(k/\lambda)^4+1}} \tag{17}$$

式(17)よりカットオフ波長λ_cにおいて伝達率$|H(\omega)|$が0.5になるようにすると

$$k = \sqrt[4]{3}\,\lambda_c \tag{18}$$

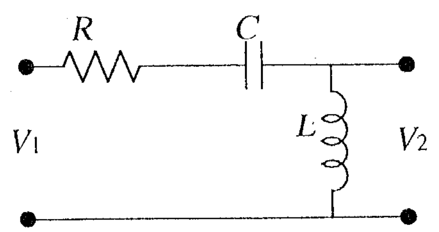
式(7)と同様に，ディジタルフィルタ表現の重み関数$h(x)$は次のようになる．

$$h(x) = 2\sqrt{2}\pi/(\sqrt[4]{3}\lambda_c)\ \exp\{-\sqrt{2}\pi x/(\sqrt[4]{3}\lambda_c)\}\ \sin\{\sqrt{2}\pi x/(\sqrt[4]{3}\lambda_c)\} \tag{19}$$

4.　２次バターワースハイパスフィルタ

２次バターワースハイパスフィルタの回路図は例えば附図４で表される．この回路の伝達関数$\tilde{H}(s)$は次の式で表される．

$$\tilde{H}(s) = \frac{Ls}{1/Cs+Ls+R} = \frac{1}{1+R/Ls+1/LCs^2} \tag{20}$$



附図４ Circuit of 2nd order butterworth high-pass filter

周波数応答関数$H(\omega)$は次の式になる．

$$H(\omega)=\frac{1}{1+Rj/(L\omega)-1/(LC\omega^2)} \tag{21}$$

式(21)より，振幅伝達率$|H(\omega)|$は次のように表される．

$$|H(\omega)|=\frac{1}{\sqrt{1/\{(LC)^2\omega^4\}+\{(R/L)^2-2/(LC)\}/\omega^2+1}} \tag{22}$$

ローパスフィルタと同様に$\{(R/L)^2-2/(LC)\}/\omega^2=0$とすれば，

$$2/C=R^2/L$$

$1/\{(LC)^2\omega^4\}=(k\lambda)^4$とおき，カットオフ波長$\lambda_c$において伝達率$|H(\omega)|$が0.5とすれば，

$$k=\sqrt[4]{3}/\lambda_c \tag{23}$$

ディジタルフィルタ表現の重み関数$h(x)$は，

$$h(x)=\delta-\{2\sqrt[4]{3}\sqrt{2}\pi/\lambda_c\}\exp\{-\sqrt[4]{3}\sqrt{2}\pi x/\lambda_c\}\cos\{\sqrt[4]{3}\sqrt{2}\pi x/\lambda_c\} \tag{24}$$

（文献　例えば矢崎銀作,武部幹:伝送回路およびフィルタ,電子通信学会,(1972)61., J.G.Holbrook(宮脇一男訳):エレクトロニクスエンジニアのためのラプラス変換,朝倉出版,(1962)186.による）

附録４　最小独立間隔の誘導

附図１のように，平均線に平行で変動曲線を切断する直線を切断線と呼ぶ。切断線により切断される山の数を n ，測定長を L とすれば，n/L は高さ z の関数となり，$(n/L)_z$により表すことにする。

変動曲線の確率密度関数 $f_{(z)}$が等傾斜正規分布であるとし，山の平均傾斜が Δ_a（算術平均傾斜）によって表されるものとすれば，確率密度の観点から，$f_{(z)}\Delta z = \sum \Delta z/(L\Delta_a)$ となる．したがって，

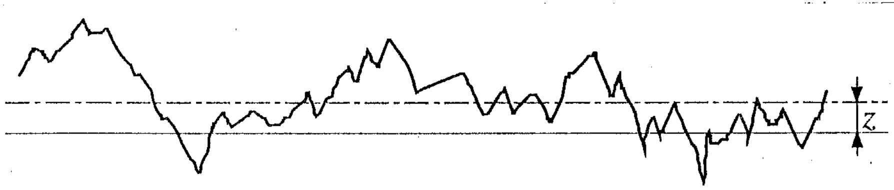
$$f_{(z)} = \sum 1/(L\Delta_a) \qquad (1)$$

変動曲線と切断線との交点は $2n$ となる．また，式(1) の $\sum 1$ は交点の数になるので，式(1)は次のようになる．

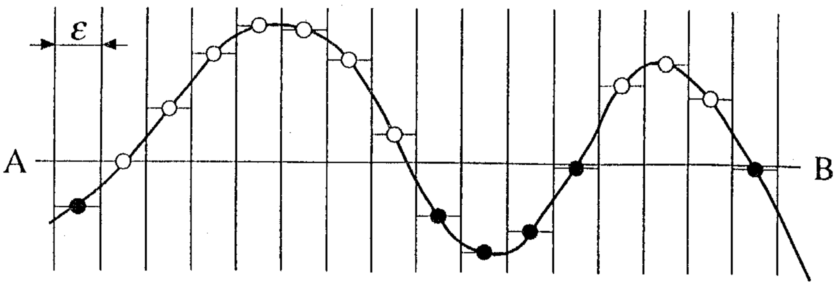
$$(n/L)_z = f_{(z)}\Delta_a/2n \qquad (2)$$

附図２のように，変動曲線が幅 ε の細柱により近似できるものとする．ε が大きくなれば，隣接する細柱は互いに独立となって，近似による誤差が大きくなる．一方，ε が小さくなると隣接する細柱の独立性が低下し，相関が強くなる．附図２の ε は，この両者の境界を表す最小独立間隔であるとする．

附図２のように，切断線が細柱を切断する場合を○印，切断しない場合を●印で表せば，切断線ABに沿って○と●の列ができる．○と●は互いに独立であるとすれば，○の現れる確率は積分範囲を $z\sim\infty$ とする $\int f_{(z)}dz$ により，●の現れる確率は $1-\int f_{(z)}dz$ により与えられる．附図２で，○印の連続群（例えば，●○・・・○●）の数は山の切断回数 n に等しく，○印の後に●印が現れる回数に等し



附図１



附図 2

くなる．このような現象が出現する確率は，$\int f_{(z)}\{1-\int f_{(z)}dz\}$となる．測定長 L に含まれる細柱の数を N とおけば，$n=N\int f_{(z)}\{1-\int f_{(z)}dz\}$となるので

$$\varepsilon = L/N = (n/N)/(n/L)_z$$
$$= \int f_{(z)}\{1-\int f_{(z)}dz\}/(n/L)_z \qquad (3)$$

式(3)の右辺は，$\int f_{(z)}$と$(n/L)_z$がうまく調和して，z に関してほぼ一定とみなすことができる（甲藤好郎，表面粗さ曲線の統計的解析（第１報），機械学会論文集，22,122(1956)693.）．したがって，$z=0$ すなわち平均線上における ε を ε_s とおけば，式(2)を用いて

$$\varepsilon_s = 1/4(n/L)_0$$
$$= (\pi/2)^{1/2}R_q/\Delta_0$$

触針式粗さ計などで測定した二乗平均平方根突起傾斜 Δ_q などには，触針先端半径の影響が含まれてくる．粗さ曲線の原波形が三角形からなるとした場合，$\Delta_q = 1.54\Delta_q$の関係があるので，

$$\varepsilon_s = 0.65(\pi/2)^{1/2}R_q/\Delta_q$$

となる．

（文献 T.Tsukada and Y.Anno:An Evaluation of Machined Surface Topography (1st Report),Bull. JSPE.,8,4(1974)141. による）