

デジタル信号処理ライブラリー 2

デジタルフィルタと 信号処理

工学博士 谷 萩 隆 嗣 著

コ ロ ナ 社

刊行のことは

最近のデジタル技術は驚異的な発展を続けており、従来はアナログ処理が行われていたもの、あるいはデジタル処理が不可能であったものでも、つぎつぎとデジタル処理されるようになってきた。それに伴い、多くの分野で、いっそう高度なデジタル技術の確立が求められてきている。

先般行われた、電気/電子/情報/通信分野における大規模なアンケート調査によれば、多くの企業および研究機関が「デジタル信号処理」を非常に重要視し、「必要性」ならびに「重要性」の項目でトップに挙げている。このことから、「デジタル信号処理」は、現在、社会的ニーズが最も高い学問分野の一つであると考えられる。

このような状況にかんがみ、「デジタル信号処理」を広範な立場からできるだけ統一的にまとめて、この分野に興味を持っている多くの方々に役立てて頂くことを目的として、「デジタル信号処理ライブラリー」を刊行する。

本ライブラリーは、以下の各巻で構成されている。

- 第1巻：デジタル信号処理と基礎理論
- 第2巻：デジタルフィルタと信号処理
- 第3巻：音声と画像のデジタル信号処理
- 第4巻：高速アルゴリズムと並列信号処理
- 第5巻：カルマンフィルタと適応信号処理
- 第6巻：ARMA システムとデジタル信号処理
- 第7巻：VLSI とデジタル信号処理
- 第8巻：情報通信とデジタル信号処理
- 第9巻：ニューラルネットワークとファジィ信号処理
- 第10巻：マルチメディアとデジタル信号処理

これらの各巻のうち、第1巻から第3巻までは、大学の学部3、4年生でも十分理解できるような内容の「基礎編」である。また、第4巻から第6巻までは、内容を少しグレードアップした「発展編」であり、大学院修士課程の学生程度の学力を持つ者をおもな対象とする。さらに、第7巻から第10巻までは、大学や企業の研究者を始めとする、広範な社会人をおもな対象とした「応用編」であり、ある程度の基礎知識があれば、十分読みこなせる内容となっている。

したがって、本ライブラリーについては、読者の興味およびレベルに応じて多様な読み方が可能である。例えば、まったくの初歩からデジタル信号処理を学びたい場合には、「基礎編」から読み始めることが望ましい。一方、ある程度の基礎知識があれば、いきなり「発展編」あるいは「応用編」を読んでも、十分に読みこなすことができる。また、「基礎編」から読み始める場合でも、「基礎編」、「発展編」、「応用編」の順に読み進めるだけでなく、「基礎編」、「応用編」、「発展編」の順とすることも可能であるので、読者の興味に応じて読み進めて頂きたい。

幸い、本ライブラリーについては、各方面の第一線で活躍中の多くの方々に執筆して頂くことができたので、読者の期待にこたえられる内容になっていると確信している。

「デジタル信号処理」の分野は、理論および応用技術ともに急速な勢いで発展を続けているので、今後は、状況に応じて「デジタル信号処理ライブラリー」に新しい分野を追加し、本ライブラリーを、内容的にもさらに充実したものにしておくことを予定している。

最後に、本ライブラリーの刊行にあたって多大の御尽力を頂いた、コロナ社の方々に深く感謝の意を表する。

1996年1月

企画・編集責任者 谷萩 隆嗣

まえがき



デジタルフィルタは、デジタル信号処理を行う多くのシステムで非常に重要な役割を果たしている。実際、音声処理装置、画像処理装置、デジタル通信システムなど、種々のシステムでデジタルフィルタが使用されている。

本書では、まずデジタルフィルタの基礎となるアナログフィルタについて考え、周波数選択性を持つ各種のアナログフィルタについて詳しく説明する。つぎに、デジタルフィルタの概要を述べ、FIR フィルタおよび IIR フィルタについて詳細な説明を行う。最後に、いくつかの特殊なデジタルフィルタについて述べる。

第1章では、アナログフィルタの概要を述べる。まず最初に、周波数選択性の概念および種々のアナログフィルタを紹介する。特に、代表的な例として、バターワースフィルタ、チェビシェフフィルタ、楕円フィルタの設計方法およびそれらの特徴について詳細に説明する。

第2章では、デジタルフィルタの概要を述べる。周波数選択性については、アナログフィルタの場合と同じ概念に基づいているが、デジタルフィルタによって初めて可能となった特性に直線位相がある。デジタルフィルタを用いれば、容易に直線位相フィルタが実現でき、しかもアナログフィルタと比べて精度の高い結果が得られる。その他、デジタルフィルタに関する多くの基礎的事項について簡潔に説明する。

第3章では、FIR デジタルフィルタの代表的な設計方法をいくつか示す。最初に、窓関数を利用して直線位相 FIR フィルタを設計する方法を紹介する。まず、いくつかの窓関数を示し、それらの特徴を述べる。つぎに、それらの窓関数を FIR フィルタの設計に適用したときのフィルタの特性を相互に比較する。つぎに、最小2乗法やミニマックス法を適用して直線位相 FIR フィルタ

を最適設計する方法を説明する。最小2乗法を利用すると、通過域と阻止域で平均的に優れた振幅特性が得られるが、リップルの最大値はある程度大きくなる。一方、ミニマックス法を用いれば最大リップルを最小にするように設計され、等リップルフィルタが求められる。しかし、遮断特性については最小2乗法を用いたときのほうが良好な結果が得られる。

第4章では、IIR デジタルフィルタの設計について考え、いくつかの代表的な設計方法を示す。最初に、 s - z 変換による IIR フィルタの設計方法を述べる。つぎに、2乗振幅関数の近似による IIR フィルタの設計方法と周波数変換による各種の IIR フィルタの設計方法を紹介する。IIR フィルタを用いれば、FIR フィルタに比べて、かなり低次のフィルタで優れた振幅特性を得ることができる。また、IIR フィルタでは厳密な意味での直線位相フィルタは実現できないが、適当な設計を行えば、実用上直線位相フィルタとほとんど変わらない位相特性を求めることができる。

第5章では、特殊なデジタルフィルタとして、ヒルベルト変換器、および2次元デジタルフィルタの設計方法を紹介する。これらも、FIR フィルタや IIR フィルタで実現することができる。ヒルベルト変換器はデジタル通信用変復調器に使用される。また、2次元デジタルフィルタは種々の2次元画像処理に有用である。

以上、本書ではデジタルフィルタに焦点を当てて、それらの種類、機能、特徴、設計方法などについて詳細に説明するが、本書で述べていない基礎的な諸事項については、第1巻「デジタル信号処理と基礎理論」を参照して頂きたい。さらに、種々の分野におけるデジタルフィルタの利用については、本ライブラリーの各巻で紹介するので、そちらを見て頂ければ幸いである。

2001年11月

谷 萩 隆 嗣

目 次

Ⅰ. アナログフィルタの概要

1.1	アナログフィルタの種類	1
1.1.1	アナログフィルタの周波数特性	1
1.1.2	受動フィルタと能動フィルタ	3
1.2	バターワースフィルタ	10
1.2.1	バターワースフィルタの定義	10
1.2.2	バターワースフィルタの伝達関数	11
1.2.3	バターワースフィルタの振幅特性	13
1.2.4	バターワースフィルタの位相特性	17
1.2.5	バターワースフィルタの設計仕様	19
1.2.6	周波数変換によるフィルタの設計	20
1.3	チェビシェフフィルタ	22
1.3.1	チェビシェフ多項式	22
1.3.2	第1種チェビシェフフィルタ	24
1.3.3	第2種チェビシェフフィルタ	35
1.3.4	チェビシェフフィルタの設計仕様	48
1.4	楕円フィルタ	51
1.4.1	楕円関数	51
1.4.2	楕円フィルタの概念	55
1.4.3	楕円フィルタの設計	56

2. デジタルフィルタの概要

2.1 デジタルフィルタによる信号処理の基礎	69
2.1.1 デジタルフィルタと信号処理過程	69
2.1.2 デジタルフィルタの種類	71
2.2 デジタルフィルタの周波数応答	73
2.2.1 振幅特性	73
2.2.2 位相特性	75
2.3 デジタルフィルタの時間応答	81
2.3.1 インパルス応答	81
2.3.2 インパルス応答の近似	82
2.3.3 各種デジタルフィルタのインパルス応答	85
2.4 デジタルフィルタの構成	94
2.4.1 FIR フィルタ	94
2.4.2 IIR フィルタ	100
2.5 格子形フィルタ	104
2.5.1 格子形フィルタの導出	104
2.5.2 格子形フィルタの安定性	107
2.6 デジタルフィルタと量子化	109
2.6.1 係数の量子化	109
2.6.2 数値の量子化	114
2.6.3 リミットサイクル	116
2.6.4 入力の量子化	118

3. FIR デジタルフィルタ

3.1 窓関数による FIR フィルタの設計	120
3.1.1 窓関数の導入	120

3.1.2	窓関数の種類	122
3.1.3	窓関数の比較	127
3.1.4	窓関数の利用	130
3.2	最小2乗法による FIR フィルタの設計	141
3.3	ミニマックス法による FIR フィルタの設計	149
3.3.1	ミニマックス問題	149
3.3.2	FIR フィルタの設計	156

4. IIR デジタルフィルタ

4.1	s - z 変換による IIR フィルタの設計	166
4.1.1	標準 z 変換	167
4.1.2	双1次 z 変換	169
4.2	2乗振幅関数の近似による IIR フィルタの設計	179
4.3	周波数変換による IIR フィルタの設計	183
4.4	近似直線位相 IIR フィルタの設計	188
4.4.1	近似直線位相 IIR フィルタの時間領域設計	189
4.4.2	近似直線位相 IIR フィルタの周波数領域設計	193
4.4.3	位相遅れを可変とした近似直線位相 IIR フィルタの設計	197

5. 特殊なデジタルフィルタ

5.1	ヒルベルト変換器	203
5.1.1	理想的なヒルベルト変換器	203
5.1.2	FIR ヒルベルト変換器の設計	205
5.1.3	IIR ヒルベルト変換器の設計	208
5.2	2次元デジタルフィルタ	212
5.2.1	FIR フィルタと IIR フィルタ	212
5.2.2	2次元デジタルフィルタの安定性	216

viii 目 次

5.2.3 2次元 FIR フィルタの設計218

5.2.4 2次元 IIR フィルタの設計222

参 考 文 献226

索 引230

1. アナログフィルタ の概要

周波数選択性を持つアナログフィルタの代表例として、バターワースフィルタ、チェビシェフフィルタ、楕円フィルタがよく知られている。また、アナログフィルタを機能別に分類すると低域（低域通過）フィルタ、帯域（帯域通過）フィルタ、高域（高域通過）フィルタ、帯域阻止（帯域除去）フィルタ、全域通過フィルタなどがある。これらを受動素子だけで実現すると受動フィルタ、能動素子を使用すると能動フィルタと呼ばれている。アナログフィルタは広く使用されており、デジタルフィルタの基礎としても重要である。

1.1 アナログフィルタの種類

1.1.1 アナログフィルタの周波数特性

アナログフィルタの周波数伝達関数 (frequency transfer function) を $H(j\omega)$ とすれば

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \angle H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\phi(\omega)} \quad (1.1)$$

と表され、 $|H(j\omega)|$ はフィルタの振幅特性 (magnitude characteristics)、 $\angle H(j\omega)$ および $\phi(\omega)$ はフィルタの位相特性 (phase characteristics) を示している。ただし、 $j = \sqrt{-1}$ は虚数単位である。また、 $\omega = 2\pi f$ として、 f は周波数 (frequency)、 ω は角周波数 (angular frequency) である。

アナログフィルタを周波数選択性の機能別に分類すると、低域フィルタ（低域通過フィルタ）(lowpass filter)、高域フィルタ（高域通過フィルタ）(high-pass filter)、帯域フィルタ（帯域通過フィルタ）(bandpass filter)、帯域阻止

2 1. アナログフィルタの概要

フィルタ（帯域除去フィルタ、帯域消去フィルタ）(bandstop filter, band-rejection filter or band-elimination filter) がある。これらのフィルタの振幅特性を図 1.1 に示す。また、全域で $|H(j\omega)|=1$ となるフィルタは、**全域通過フィルタ** (allpass filter) と呼ばれ、位相特性を修正するためのフィルタとして使用される。

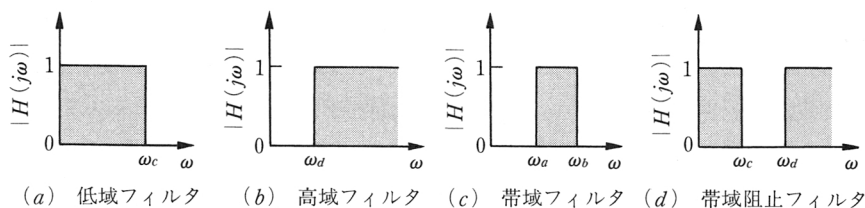


図 1.1 アナログフィルタの振幅特性

図 1.1 の振幅特性を示すアナログフィルタを設計する場合には、アナログ素子を用いて、これらの特性を近似することになる。例えば、低域フィルタでは図 1.2 のような近似が行われ、網点部分は許容領域を表している。ここで $0 \leq \omega \leq \omega_c$ は**通過域**（**通過帯域**）(passband), $\omega \geq \omega_r$ は**阻止域**（**阻止帯域**）(stopband) を表しており、これらの許容幅 $1 - 1/B$ および $1/A$ が狭くなると低次のフィルタでは実現できなくなってくる。また、 $\omega_c \leq \omega \leq \omega_r$ の範囲は**転移域**（**転移帯域**）(transition band) または**遷移域**（**遷移帯域**) を表し、 $\omega_r - \omega_c$ を広くすると遮断特性が緩やかになる。

図 1.2 の網点部分はフィルタの設計仕様として与えられるものであり、フィルタの使用目的によって異なってくる。例えば、図 1.2 で通過域の**リップル**

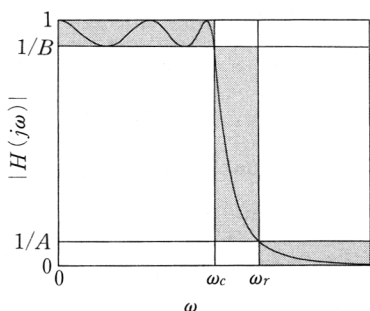


図 1.2 低域フィルタの振幅特性の例

(ripple) に着目して、リップル幅 (ripple width) を狭くしたい場合には $1/B$ を 1 に近くしなければならない。また、遮断特性を鋭くして阻止域の最大振幅 $1/A$ も狭くしたいときには、高次のフィルタが必要となってくる。一般に、フィルタの遮断特性を鋭くすると通過域や阻止域のリップルが大きくなるので、フィルタの使用目的に応じてこれらの調整を行うことが必要である。

注 1.1 式 (1.1) 示したように、フィルタの周波数特性として振幅特性と位相特性があるが、これらはいずれもフィルタの性能を表す特性として非常に重要である。しかし、アナログフィルタの場合には、通常は振幅特性だけに注目して設計が行われている。一方、デジタルフィルタでは、第 2 章で述べるように、振幅特性と位相特性の両方を考慮した設計が可能である。

1.1.2 受動フィルタと能動フィルタ

アナログフィルタを L , C , R の受動素子で実現した場合には**受動フィルタ** (passive filter), **演算増幅器** (オペアンプ) (operational amplifier)^{(1)~(5)†1} などの能動素子を使用した場合には**能動フィルタ** (active filter) という。どちらでも見かけ上は同じ特性のフィルタを実現することができるが、受動フィルタでは、 L , C , R それぞれの素子の精度や周波数特性が問題となり、フィルタの接続に際してアナログ回路特有の問題が発生するので、実際に使用する場合にはこれらを十分に考慮しなければならない。また、IC (integrated circuit) の利用を考えると、フィルタの精度、フィルタの利得 (gain) や小形化の点などで能動フィルタのほうが有利である。

2 入力 1 出力の理想的な演算増幅器を図 1.3 に示す。理想的な演算増幅器では、入力抵抗 R_{in} は ∞ , 出力抵抗 R_{out} は 0 であるので、 $i_1=0$, $i_2=0$ となる。

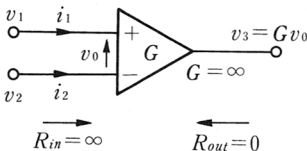


図 1.3 理想的な演算増幅器

†1 肩付き数字は、巻末の参考文献の番号を表す。

4 1. アナログフィルタの概要

また、演算増幅器の開ループ利得 (open-loop gain) を G とすると、 $v_3 = Gv_0 = G(v_1 - v_2)$ である。理想的な演算増幅器では $G = \infty$ であるので、 $v_0 = 0$ となる。

実際の演算増幅器の特性は理想的な演算増幅器とは異なっているが、電界効果トランジスタ (FET: field-effect transistor) を用いた演算増幅器では、入力抵抗は $R_{in} = 10^{12} \Omega$ 程度となり、入力電流は 10 pA 以下である。また、利得は $G > 10^7$ 以上が得られ、出力抵抗は無視してもさしつかえないので、ほぼ理想的な演算増幅器が実現できることがわかる。

つぎに、演算増幅器を利用した回路として、図 1.4 のように入力側にインピーダンス $Z_1(s)$ 、出力側にインピーダンス $Z_2(s)$ を接続した回路を考える。

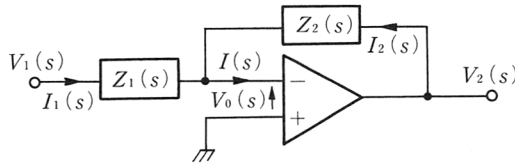


図 1.4 演算増幅器を利用した回路

このとき、入力を $V_1(s)$ 、出力を $V_2(s)$ として伝達関数 (transfer function) $H(s)$ を求めると、次式が成り立つ。

$$V_1(s) = Z_1(s) I_1(s) + V_0(s) \cong Z_1(s) I_1(s) \quad (1.2)$$

$$V_2(s) = Z_2(s) I_2(s) + V_0(s) \cong Z_2(s) I_2(s) \quad (1.3)$$

$$I(s) = I_1(s) + I_2(s) \cong 0 \quad (1.4)$$

$$\therefore H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \cong \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \frac{I_2(s)}{I_1(s)} \cong -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \quad (1.5)$$

このように出力電圧と入力電圧の比が簡単な形で表されるが、 $Z_2(s)/Z_1(s)$ の符号が反転していることに注意しなければならない。

例えば、理想的な演算増幅器を用いて $Z_1(s) = R_1$ 、 $Z_2(s) = R_2$ としたときには

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.6)$$

となり、出力電圧は入力電圧の定数倍である。特に、 $R_1 < R_2$ のときには反転増幅器 (inverting amplifier), $R_1 > R_2$ のときには反転減衰器 (inverting attenuator) となる。また、 $R_1 = R_2$ とすれば入出力電圧の正負を反転させる反転回路 (inverting circuit), すなわち伝達関数が -1 の回路を実現することができる。

したがって、 $R_1 = R_2$ として、式 (1.6) の反転回路を図 1.4 の回路に縦続接続させたときの伝達関数を $G(s)$ とすれば

$$G(s) \cong \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \quad (1.7)$$

となる。

また、入力側に抵抗 R , 出力側にコンデンサ C を接続したときには $Z_1(s) = R$, $Z_2(s) = 1/(sC)$ となるので

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = -\frac{1}{CR} \frac{1}{s} \quad (1.8)$$

が得られる。これは係数が $-1/(CR)$ の積分器 (integrator) すなわち係数が $1/(CR)$ の反転積分器 (inverting integrator) となっている。

さらに、出力側に抵抗とコンデンサを直列接続した場合には、 $Z_1(s) = R_1$, $Z_2(s) = R_2 + 1/(sC)$ のとき

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{sCR_1}\right) \quad (1.9)$$

となる。同様にして、出力側に抵抗とコンデンサを並列接続した場合には $Z_1(s) = R_1$, $Z_2(s) = R_2/(1 + sCR_2)$ のとき

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sCR_2} \quad (1.10)$$

となるので、特に、 $R_1 = R_2$, $CR_2 = 1$ のときには、伝達関数は $H(s) = -1/(s+1)$ で与えられる。

一方、 $Z_1(s) = R_1 + 1/(sC)$, $Z_2(s) = R_2$ とすれば

6 1. アナログフィルタの概要

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = -\frac{sCR_2}{1+sCR_1} \quad (1.11)$$

が成り立つ。

図 1.4 と接続方法を変えた回路として、図 1.5 および図 1.6 に示す回路を考えてみよう。

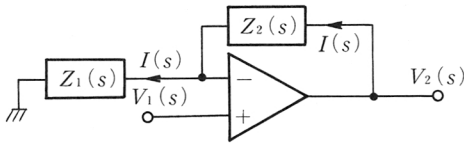


図 1.5 反転を生じない回路

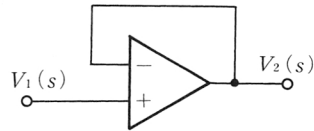


図 1.6 伝達関数が 1 の回路

図 1.5 の回路では、演算増幅器への入力電流を 0 とみなせば

$$V_1(s) = Z_1(s) I(s) \quad (1.12)$$

$$V_2(s) = \{Z_1(s) + Z_2(s)\} I(s) \quad (1.13)$$

であるので、伝達関数 $H(s)$ は次式で与えられる。

$$H(s) = 1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \quad (1.14)$$

ゆえに、図 1.5 の回路と反転回路を利用して、伝達関数が $Z_2(s)/Z_1(s)$ となるようにすることが可能である。

また、図 1.6 の場合には $V_2(s) = V_1(s)$ となり、伝達関数は $H(s) = 1$ となる。すなわち、この回路は利得が 1 で出力電圧は入力電圧と同じであるが、演算増幅器の性質から入力インピーダンスが非常に高く、出力インピーダンスが非常に低いので、一種のバッファ回路として使用することができる。

演算増幅器を利用して図 1.7 のような接続を行えば、重み付けをしたアナロ

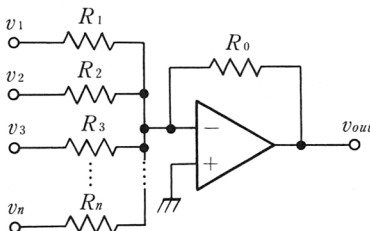


図 1.7 重み付けしたアナログ加算器

索

引

【あ】

アナログ加算器 6, 7
アナログ信号 69
アナログ素子 2
アナログ遅延回路 179
アナログフィルタ 1, 3, 9
アングフロー 118
アンチエリアシングフィルタ 70
安定 11, 25, 72, 105, 107, 111, 183, 210, 213, 216, 217
安定条件 217
安定性 216, 217
安定判別 107, 218
安定領域 169

【い】

位相遅れ 197
移相器 203
位相誤差 193, 207, 209, 210, 212
位相特性 1, 3, 17, 73
位相ひずみ 61
1次元デジタルフィルタ 212
一様量子化器 116
一般化ハミング窓 127
因果的 183, 214, 220
インパルス応答 12, 26, 34, 81, 85, 87, 130, 189, 197, 204, 209, 213, 216, 219

インパルス系列 189
インパルス不変変換 167

【え】

演算増幅器 3

【お】

オーバフロー 95, 118
オーバフローリミット
サイクル 118
オペアンブ 3
折返しひずみ 169

【か】

開ループ利得 4
角周波数 1, 75
角度 75
加算器 9
可調整パラメータ 124, 131, 136
過負荷雑音電力 119
カルマンゲイン 192
カルマンフィルタ 189, 190, 191, 192, 209
完全分離形 215

【き】

ギブスの現象 87, 131
逆チェビシェフフィルタ 35
逆フィルタ 104
共振器 96
狭帯域フィルタ 96

極 11, 25, 26, 52, 56, 210
極と零点の組み合わせ 102, 103

極と零点の消去 72, 97, 98

近似直線位相IIRフィルタ 189, 197, 199, 200

【く】

くし形フィルタ 96
群遅延 18, 77, 206

【け】

ケイザー窓 124
係数感度 102, 103, 113
係数の量子化 109

【こ】

高域通過フィルタ 1, 73
高域フィルタ 1, 20, 29, 62, 73
格子形構成 99
格子形フィルタ 99, 104
交代定理 149
勾配法 189, 222, 223
誤差フィルタ 109, 112
固定小数点演算 115, 118

【さ】

再帰形フィルタ 72, 97, 116
最小2乗法 146, 158, 192
最大平坦 15, 35

サイドロープ
125, 126, 128
サンプリング周期
70, 72, 73, 121, 122,
166, 168
サンプリング周波数 70
サンプリング定理 167

【し】

時間領域設計 189
2乗振幅特性 10
遮断角周波数
183, 184, 224, 225
縦続形構成 94, 95, 101
周波数 1
周波数応答 73
周波数サンプリング形
構成 95, 96
周波数サンプリングフィル
タ 73
周波数軸の回転 223
周波数選択性 1
周波数選択性フィルタ
183, 194
周波数伝達関数 1, 8, 73
周波数特性 3
周波数変換
29, 47, 62, 183, 224
周波数領域設計 189
出力抵抗 3
受動素子 3
受動フィルタ 3
情報通信 203
信号系列 120, 122
信号のひずみ 121
振幅誤差 193, 210
振幅特性 1, 3, 17, 73, 87

【す】

スケール変換 95, 102
スペクトルの漏れ 121

【せ】

積分器 5, 9
設計パラメータ
20, 24, 48, 50, 119
遷移域 2
全域通過フィルタ
2, 7, 209
遷移帯域 2
全極形フィルタ 8, 11
漸近安定 216, 217
線形空間不変システム
212
線形デジタルフィルタ
71
線形予測分析 100

【そ】

双1次 z 変換 169, 223
阻止域 2, 56
阻止帯域 2
【た】
帯域消去フィルタ 2, 73
帯域除去フィルタ 2, 73
帯域阻止フィルタ
1, 21, 73
帯域通過フィルタ 1, 73
帯域フィルタ
1, 20, 29, 62, 73

第1種完全楕円積分 52
第1種楕円積分 51
第1種チェビシェフフイ
ルタ 24
第1種不完全楕円積分 52
対称なインパルス応答 79
第2種チェビシェフ高域
フィルタ 47
第2種チェビシェフフイ
ルタ 35
楕円関数 51
楕円デジタルフィルタ
170, 172, 173, 177

楕円フィルタ 51
多次元信号 212
多次元デジタルフイ
ルタ 212
タップ付き遅延線 94
単位遅延演算子 72, 213
単位遅延素子 94, 101

【ち】

チェビシェフ高域フイ
ルタ 29
チェビシェフ帯域フイ
ルタ 29
チェビシェフ多項式
22, 24, 125, 152, 155,
220, 221
チェビシェフデジタル
フィルタ 177
チェビシェフフィルタ 22
チェビシェフ有理関数 58
直接形 I 101
直接形構成 94, 100
直接形 II 101
直線位相 17, 76, 77
直線位相 FIR フィルタ
77, 81, 87, 112, 132,
141, 143, 157, 158,
189, 197, 198, 199,
200, 201
直線位相フィルタ
18, 79, 214, 220

【つ】

通過域 2, 10, 56
通過帯域 2

【て】

低域通過フィルタ 1, 73
低域フィルタ 1, 73
デジタル通信 70
デジタル等化器 70
デジタルフィルタ 69

適応デジタルフィルタ
225
デシベル 16, 25
デッドバンド 117, 118
デルタ関数 121
転移域 2, 56
転移帯域 2
電界効果トランジスタ 4
伝達関数
4, 8, 11, 26, 35, 40,
70, 216
点広がり関数 214

【と】

等リプル 28
等リプル性 35, 183, 185
等リプルフィルタ 25
トランスバーサルフィ
ルタ 94
ドルフ・チェビシェフ窓
125

【に】

2次元IIRフィルタ
215, 216
2次元インパルス応答
214, 216
2次元FIRフィルタ
213, 214, 218, 220
2次元システム 214
2次元信号 212
2次元 z 変換
212, 213, 216
2次元線形空間不変シ
ステム 216
2次元デジタルフィ
ルタ 212, 223
2次元窓関数 219
2次元離散システムの
インパルス 215
二重周期関数 51
入力抵抗 3

【の】

能動フィルタ 3, 7

【は】

白色雑音 189
波形ひずみ 17
パタワース高域フィルタ
20
パタワース帯域フィルタ
21
パタワースデジタル
フィルタ 173, 180
パタワースフィルタ 10
バッファ回路 6, 8
ハードウェア 101
ハミング窓 122
パラメータ推定 189
パラメータ推定アルゴリ
ズム 190, 193
パラメータ推定器 189
ハールの条件
77, 149, 150, 151
反射係数 99, 100
反対称なインパルス応答
79
反転回路 5, 9
反転加算器 7
反転減衰器 5
反転積分器 5
反転増幅器 5
ハン窓 123

【ひ】

非因果的 214, 216
非再帰形フィルタ 72
非最小位相系 210
非線形最適化手法 223
非線形最適化問題 222
非線形デジタルフィ
ルタ 71, 114, 225
非線形適応信号処理 225

非線形閉ループシステム

116
微分器 9
標準 z 変換 167
標準化定理 69, 98, 167
ヒルベルト変換 203
ヒルベルト変換器 203

【ふ】

不安定 11
ファンフィルタ 218
フィードバック係数 114
フィードバックループ 97
不可観測モード 98
不可制御モード 98
浮動小数点演算 115
ブラックマン窓 123
プリワーピング 170
分子多項式 39, 215
分母多項式 11, 26, 215
分母分離形 215
分母分離形デジタル
フィルタ 224
分離可能 215, 217

【へ】

平滑フィルタ 70
並列形構成 103

【ほ】

方形窓 122
補間曲線 98
補間精度 98
ぼけ画像 214
母数 51
補母数 52

【ま】

マクレラン変換 220
窓関数 120, 122, 219
丸め誤差 114
丸め雑音モデル 115

【み】
 ミニマックス解 24, 149, 150
 ミニマックス評価 25, 149, 151
 ミニマックス法 162, 191, 194, 207, 210

【む】
 無限語長フィルタ 109, 110, 111

【め】
 メインロープ 125, 126, 128

メディアンフィルタ 225
 メモリ 101

【ゆ】
 有界入力-有界出力安定 216
 有限語長演算 102
 有限語長表現 98
 有限語長フィルタ 109, 110

【ら】
 ラグランジュの補間公式 97, 156, 165
 ラスタ走査 214

【り】

離散フーリエ変換 95, 121
 利得 3, 114
 リプル 2
 リプル幅 3, 25
 リミットサイクル 116, 118
 量子化ステップ幅 111, 118
 量子化レベル数 119

【れ】
 零位相フィルタ 214, 220
 零点 22, 40, 52, 56, 210
 連立チェビシェフフィルタ 55

【A】
 A-D 変換器 69

【B】
 BIBO 安定 217, 223

【D】
 D-A 変換器 69
 dB 16, 25
 DFT 95, 121
 DSP 118

【F】
 FET 4
 FIR ヒルベルト変換器 205, 206, 207, 209, 210
 FIR フィルタ 72

Fletcher-Powell 法 193, 198, 200

【I】
 IC 3
 IIR ヒルベルト変換器 208, 209, 210, 211
 IIR フィルタ 72

【M】
 McClellan-Parks のアルゴリズム 157
 McClellan - Parks - Rabiner のアルゴリズム 157

【P】
 Padé 近似 169, 179
 PARCOR 係数 100
 PARCOR 方式 100

【R】
 rad 75
 rad/s 75
 RC 回路 8
 Remez の交換アルゴリズム 151, 157, 197, 207, 209

【S】
 SN 比 119
 s-z 変換 166

【V】
 Vandermonde の行列式 153

【Z】
 z 変換 70, 71, 73, 82

—— 著者略歴 ——

1966年 東京工業大学理工学部電子工学科卒業
1971年 東京工業大学大学院理工学研究科
電子工学専攻（博士課程）修了，工学博士
1971年 千葉大学講師
1974年 千葉大学助教授
1984年 千葉大学教授
現在に至る

デジタルフィルタと信号処理

Digital Filters and Signal Processing

© Takashi Yahagi 2001

2001年12月28日 初版第1刷発行

2006年8月10日 初版第2刷発行

検印省略

著者 谷 萩 隆 嗣
東京都文京区千駄木5-19-10

発行者 株式会社 コロナ社
代表者 牛来辰巳

印刷所 新日本印刷株式会社

112-0011 東京都文京区千石4-46-10

発行所 株式会社 コロナ社

CORONA PUBLISHING CO., LTD.

Tokyo Japan

振替 00140-8-14844・電話 (03) 3941-3131 (代)

ホームページ <http://www.coronasha.co.jp>

ISBN 4-339-01122-3

(金) (製本：染野製本所)

Printed in Japan



無断複写・転載を禁ずる

落丁・乱丁本はお取替えいたします