

まえがき

21世紀は、音楽信号、映像信号、各種計測信号など、すべての信号がデジタル化される時代である。音楽信号は人間や楽器から発生される音（空気振動）をマイクロホンで電気信号に変換した信号であり、映像信号は光信号をCCDカメラなどで電気信号に変換した信号である。各種計測信号も温度、湿度、圧力などの物理量を各種センサで電気信号に変換した信号であり、いずれも、もともとはアナログ信号である。

現代では、それらのアナログ信号はすべてデジタル信号に変換されるようになった。これは、デジタルコンピュータの性能向上とデジタル通信インフラの普及に依っている。デジタル信号にすることによって、その通信、加工、処理、蓄積を、すべてデジタル処理技術を用いて、正確に、確実に、行うことができる。特に映像信号の場合に課題であった高速性についても、昨今の半導体集積回路技術とデジタル通信処理技術の進展により達成できる時代となった。このため、現代では、すべての信号がデジタル化されることとなっている。

デジタル処理の利点は、これまでのアナログ処理では実現不可能な処理でも、理論的に可能な処理技術があれば実現できてしまうことである。また、処理内容の拡張性と柔軟性を有することから、システム機能の拡充や改良が容易になる。さらに、プログラムにより処理内容が記述されるため、システムの汎用化を図ることができ、システムのコストパフォーマンスの向上を達成できる。今後、このようなデジタル社会で生き抜いていく技術として、デジタルシグナルプロセッシング（デジタル信号処理）技術は必須のものとなるであろう。

本書では、デジタルシグナルプロセッシングの入門書として基礎的な事項

について解説する。1章の概要に続き、2章ではシグナルプロセッシングの基本であるフーリエ級数展開とフーリエ変換を学ぶ。特に、5章で述べる「離散フーリエ変換」を理解するために、アナログ信号の「フーリエ級数展開」と「フーリエ変換」を理解することが望ましい。3章ではアナログ信号とデジタル信号の関係、すなわち、信号の標本化と復元について詳細に解説する。4章ではデジタル信号を扱う離散時間信号システムについて解説する。さらに、この章ではデジタルフィルタの設計手法についても解説する。5章では離散フーリエ変換と高速フーリエ変換について学ぶ。高速フーリエ変換はデジタル信号を周波数解析する上で不可欠な手法である。6章ではデジタルシグナルプロセッシングの応用例として、生物の聴覚神経回路の機能をモデリングすることにより、コンピュータ上での聴覚機能の実現をめざすシステムの事例を紹介する。

本書では、まずは図面などを見ることでデジタルシグナルプロセッシングを理解していただけるよう、なるべく例題の解答を図面で詳しく解説している。本書が大学学部、高専などの教科書として、あるいはデジタルシグナルプロセッシングを初めて学ぶ技術者の入門書として利用していただければ幸いである。

終わりに、共著者として協力していただいた黒柳奨先生に深甚の感謝を捧げたい。また、本書出版の機会を与えていただいた曾和将容先生、富田悦次先生に深謝申し上げます。また、お世話になったコロナ社の方々にも感謝いたします。

2008年4月

岩田 彰

目 次

1 デジタルシグナルプロセッシングの概要

1.1 アナログ信号からデジタル信号へ	1
1.2 デジタルシグナルプロセッシングの特徴	3
1.3 デジタルシグナルプロセッシングの適応範囲	3

2 フーリエ級数展開とフーリエ変換

2.1 周期性のあるアナログ信号と高調波の重ね合せ	5
2.2 周期性のあるアナログ信号のフーリエ級数展開	8
2.2.1 三角関数表現によるフーリエ級数展開	9
2.2.2 複素指数関数表現によるフーリエ級数展開	20
2.3 非周期信号にはフーリエ変換	27
2.4 周期信号のフーリエ変換	35
2.5 フーリエ変換の性質	36
演 習 問 題	38

3 アナログ信号のデジタル信号化

3.1 連続時間信号の標本化	39
3.2 標本化された信号の周波数スペクトル	41
3.3 連続時間信号の復元	48
3.4 近 似 復 元	56

3.4.1	最近接値復元	56
3.4.2	線形復元	58
3.4.3	sinc関数の打ち切りによる信号復元	60
3.5	標本化信号の再標本化	62
3.5.1	間引き	64
3.5.2	補間	65
3.6	2次元信号におけるエイリアシング	68
	演習問題	73

4 離散時間信号システム

4.1	離散時間信号	74
4.1.1	インパルス関数	74
4.1.2	ユニットステップ関数	75
4.1.3	離散時間信号のインパルス関数による表現	75
4.2	離散時間システム	76
4.2.1	線形システム	76
4.2.2	線形時不変システム	77
4.2.3	インパルス応答と畳込み和	78
4.2.4	畳込み和とDSP	81
4.3	z 変換	84
4.3.1	z 変換の定義	84
4.3.2	z 変換の性質	85
4.4	逆 z 変換	87
4.5	差分方程式とブロック図	88
4.5.1	非再帰型システムとFIRフィルタ	90
4.5.2	再帰型システムとIIRフィルタ	90
4.5.3	因果的なシステム	91
4.6	離散時間システムの周波数応答	92
4.6.1	線形位相特性	96

4.7 システム伝達関数	97
4.8 デジタルフィルタ設計の基礎	99
4.8.1 FIR フィルタの設計	99
4.8.2 窓関数法	107
4.8.3 基本的な IIR フィルタ	111
4.8.4 IIR フィルタの設計—インパルス不変法	112
4.8.5 IIR フィルタの設計—双一次 z 変換法	115
演習問題	117

5 離散フーリエ変換と高速フーリエ変換

5.1 離散フーリエ変換	118
5.2 高速フーリエ変換—時間間引きアルゴリズム	123
5.3 高速フーリエ変換—周波数間引きアルゴリズム	129
5.4 半分のデータ長による FFT	132
5.5 二つの実数信号系列の FFT	133
演習問題	135

6 デジタル信号処理の応用

6.1 デジタル信号処理の利点	136
6.1.1 高精度の処理が可能	136
6.1.2 コンピュータ上のソフトウェアで処理が可能	137
6.1.3 デジタル化後の信号の劣化を防げる	138
6.1.4 モデリング, テストの繰返しに最適	138
6.2 デジタル信号処理の欠点	139
6.2.1 デジタル化の際に必ず情報の損失が起こる	139
6.2.2 最終的にはアナログ回路が必須	140
6.2.3 処理には遅延が生じる	141

6.3 聴覚神経回路システムの構築	141
6.3.1 デジタル信号処理でモデリングを行う利点	141
6.3.2 生物の聴覚神経回路の概要	142
6.3.3 聴覚神経回路のモデリング	144
6.3.4 サンプリング周波数	145
6.3.5 量子化ビット数	146
6.3.6 外耳から鼓膜までのモデリング	147
6.3.7 基底膜のモデリング	147
6.3.8 内有毛細胞のモデリング	151
6.3.9 蝸牛神経のモデリング	153
6.3.10 構築モデルの入出力例	154
6.4 聴覚神経回路モデルの応用	159
6.4.1 パルスニューロンモデル	159
6.4.2 音源定位のための時間差検出モデル	160
6.4.3 時間差から音源方向への変換	163
引用・参考文献	167
演習問題解答	168
索 引	177

COMPUTER SCIENCE TEXTBOOK SERIES □

2 フーリエ級数展開とフーリエ変換



すべての周期性のあるアナログ信号は、フーリエ級数展開することができる。すべてのアナログ信号は、フーリエ変換できる。

本章では、このことを解説する。特に、5章で述べる「離散フーリエ変換」とここで述べる「フーリエ級数展開」は密接に関連していることから、「離散フーリエ変換」を理解するために、アナログ信号の「フーリエ級数展開」と「フーリエ変換」を理解することが望ましい。

2.1 周期性のあるアナログ信号と高調波の重ね合せ

周期性のあるアナログ信号は、**基本波**と**高調波**の加算によって表現することができる。このことを体感するため、下記の例を考える。

図 2.1 に 1 Hz の余弦信号（基本波）から 10 倍高調波までを示す。

基本波 $\cos(2\pi t)$ 図 2.1 (a)

2 倍高調波 $\cos(4\pi t)$ 図 2.1 (b)

3 倍高調波 $\cos(6\pi t)$ 図 2.1 (c)

4 倍高調波 $\cos(8\pi t)$ 図 2.1 (d)

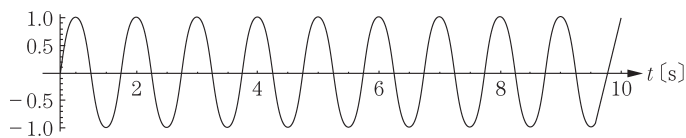
⋮

10 倍高調波 $\cos(20\pi t)$ 図 2.1 (e)

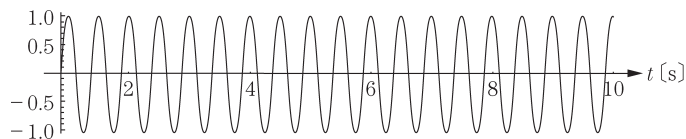
基本波にこれらの高調波を加算すると、図 2.2 のようになる。

基本波から 10 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{10} \cos(2\pi it)$ 図 2.2 (a)

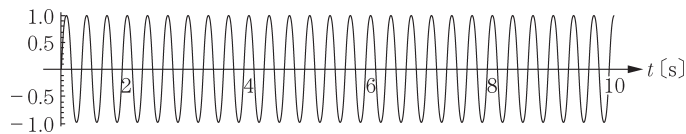
基本波から 20 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{20} \cos(2\pi it)$ 図 2.2 (b)



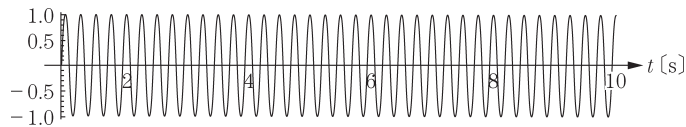
(a) 基本波 $\cos(2\pi t)$



(b) 2倍高調波 $\cos(4\pi t)$

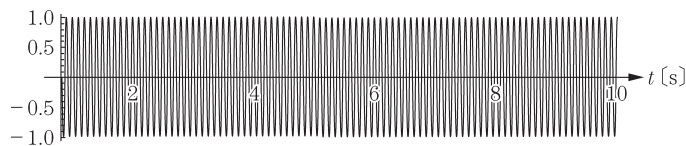


(c) 3倍高調波 $\cos(6\pi t)$



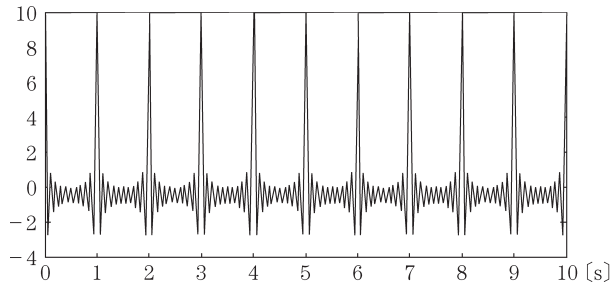
(d) 4倍高調波 $\cos(8\pi t)$

⋮
⋮
⋮

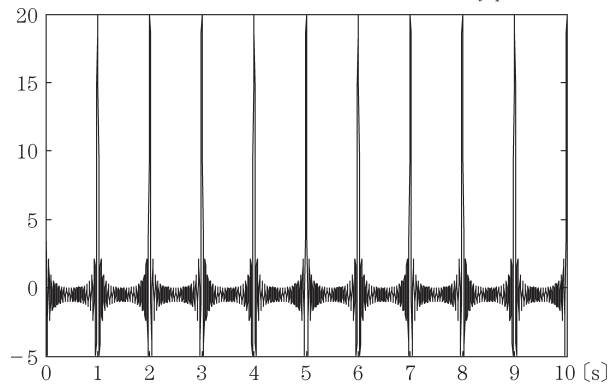


(e) 10倍高調波 $\cos(20\pi t)$

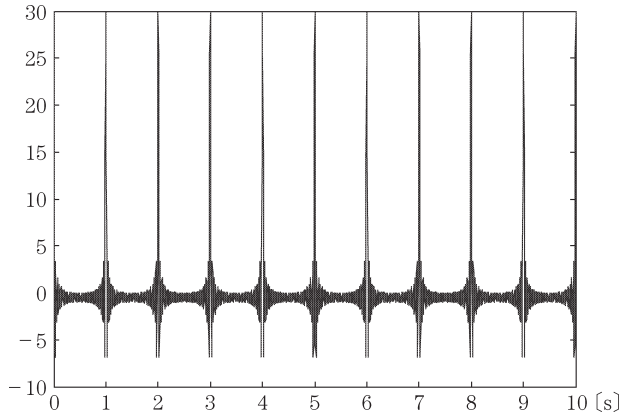
図 2.1 1 Hz の基本波とその高調波成分



(a) 基本波から 10 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{10} \cos(2\pi i t)$



(b) 基本波から 20 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{20} \cos(2\pi i t)$



(c) 基本波から 30 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{30} \cos(2\pi i t)$

図 2.2 基本波と高調波の加算

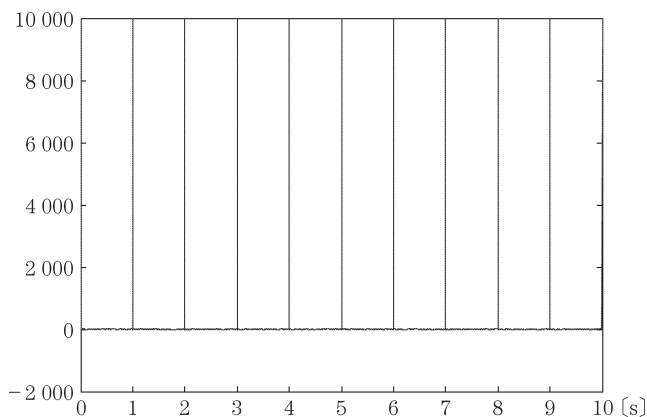
(d) 基本波から 10 000 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{10\,000} \cos(2\pi it)$

図 2.2 (つづき)

基本波から 30 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{30} \cos(2\pi it)$ 図 2.2 (c)

基本波から 10 000 倍高調波まで加算した信号 $\sum_{i=1}^{10\,000} \cos(2\pi it)$

図 2.2 (d)

このように、高調波を加算すればするほど、基本波の周期と一致してパルスの頂点は大きくなり、一方、その間の振動成分が小さくなっていくことがわかる。無限倍高調波まで加算すると、基本波の周期と一致して繰り返されるインパルス列の周期信号となっていく。滑らかな余弦信号を重ね合わせることで、非連続なインパルス列信号となることは意外といってもよい。このことは、すべての周期性のあるアナログ信号は高調波の重ね合わせによって表現されるということの一つの証しである。

2.2 周期性のあるアナログ信号のフーリエ級数展開

すべての周期性のあるアナログ信号は、フーリエ級数展開で表現できる。

すなわち、直流成分と基本波成分と高調波成分の和から構成される。

言い換えれば

任意の周期性のある信号

= 直流成分 + 基本波成分 + 2 倍高調波成分 + 3 倍高調波成分
+ 4 倍高調波成分 + 5 倍高調波成分 + …

として構成される。

2.2.1 三角関数表現によるフーリエ級数展開

三角関数表現によるフーリエ級数展開では、余弦 (cos 関数) 成分と正弦 (sin 関数) 成分に分かれる。

任意の周期性のある信号 $x(t)$

= 直流成分 A_0
+ 基本波余弦成分 $A_1 \cos(1\omega_0 t)$ + 基本波正弦成分 $B_1 \sin(1\omega_0 t)$
+ 2 倍高調波余弦成分 $A_2 \cos(2\omega_0 t)$ + 2 倍高調波正弦成分 $B_2 \sin(2\omega_0 t)$
+ 3 倍高調波余弦成分 $A_3 \cos(3\omega_0 t)$ + 3 倍高調波正弦成分 $B_3 \sin(3\omega_0 t)$
+ 4 倍高調波余弦成分 $A_4 \cos(4\omega_0 t)$ + 4 倍高調波正弦成分 $B_4 \sin(4\omega_0 t)$
+ 5 倍高調波余弦成分 $A_5 \cos(5\omega_0 t)$ + 5 倍高調波正弦成分 $B_5 \sin(5\omega_0 t)$
+ …

$$= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega_0 t) + B_n \sin(n\omega_0 t)) \quad (2.1)$$

フーリエ級数展開係数は、下記のとおり求められる。

$$\text{直流成分強度 } A_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) dt \quad (2.2)$$

$$n \text{ 倍高調波余弦成分振幅 } A_n = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (2.3)$$

$$n \text{ 倍高調波正弦成分振幅 } B_n = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (2.4)$$

(基本角周波数) $\omega_0 = 2\pi \frac{1}{T_0}$, (基本周波数) $f_0 = \frac{1}{T_0}$, T_0 : 周期

フーリエ級数展開の数式表現は下記のとおりである。

$$x(t) = A_0 + A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos 2\omega_0 t + \cdots + A_n \cos n\omega_0 t + \cdots \\ + B_1 \sin \omega_0 t + B_2 \sin 2\omega_0 t + \cdots + B_n \sin n\omega_0 t + \cdots \quad (2.5)$$

(式 (2.2) の証明)

式 (2.2) に式 (2.5) を代入すると

$$A_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) dt \\ = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} (A_0 + A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos 2\omega_0 t + \cdots + A_n \cos n\omega_0 t + \cdots) \\ + (B_1 \sin \omega_0 t + B_2 \sin 2\omega_0 t + \cdots + B_n \sin n\omega_0 t + \cdots) dt$$

(三角関数の性質から、 A_0 以外の項はゼロになる。)

$$= \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} A_0 dt = \frac{1}{T_0} A_0 T_0 = A_0$$

(式 (2.3) の証明)

式 (2.3) に式 (2.5) を代入すると

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) \cos(n\omega_0 t) dt \\ = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} (A_0 + A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos 2\omega_0 t + \cdots + A_n \cos n\omega_0 t + \cdots) \cos(n\omega_0 t) \\ + (B_1 \sin \omega_0 t + B_2 \sin 2\omega_0 t + \cdots + B_n \sin n\omega_0 t + \cdots) \cos(n\omega_0 t) dt$$

(直交関数対の性質から、 A_n 以外の項はゼロになる。コラム「直交関数」(P.18)を参照のこと。)

$$= \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} A_n (\cos(n\omega_0 t))^2 dt = \frac{2}{T_0} A_n \frac{T_0}{2} = A_n$$

(式 (2.4) の証明)

式 (2.4) に式 (2.5) を代入すると

$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) \sin(n\omega_0 t) dt \\ = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} (A_0 + A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos 2\omega_0 t + \cdots + A_n \cos n\omega_0 t + \cdots) \sin(n\omega_0 t) \\ + (B_1 \sin \omega_0 t + B_2 \sin 2\omega_0 t + \cdots + B_n \sin n\omega_0 t + \cdots) \sin(n\omega_0 t) dt$$

(直交関数対の性質から、 B_n 以外の項はゼロになる。)

$$= \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} B_n \frac{1}{2} \cos 0 dt = \frac{2}{T_0} B_n \frac{T_0}{2} = B_n$$

このことから、フーリエ級数展開係数 A_0 , A_n , B_n は、式 (2.2), (2.3), (2.4) により求められることがわかる。

【例題 2.1】

図 2.3 に示す方形波のフーリエ級数展開係数を求めよ。

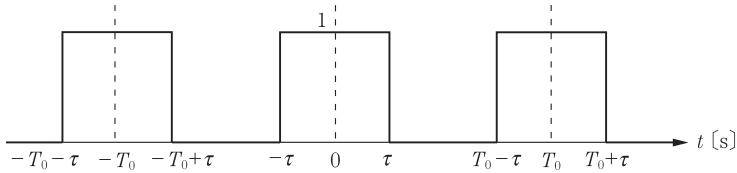


図 2.3 方形波信号 (1)

解答

$$\text{直流成分 } A_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) dt = \frac{1}{T_0} \int_{-\tau}^{\tau} 1 dt = \frac{2\tau}{T_0}$$

$$\begin{aligned} n \text{ 倍高調波余弦成分振幅 } A_n &= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cos(n\omega_0 t) dt \\ &= \frac{2}{T_0} \int_{-\tau}^{\tau} 1 \cos(n\omega_0 t) dt \\ &= \frac{2}{T_0 n \omega_0} (\sin(n\omega_0 \tau) - \sin(-n\omega_0 \tau)) \\ &= \frac{2}{T_0 n \frac{2\pi}{T_0}} 2 \sin(n\omega_0 \tau) = \frac{2 \sin(n\omega_0 \tau)}{n\pi} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} n \text{ 倍高調波正弦成分振幅 } B_n &= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \sin(n\omega_0 t) dt \\ &= \frac{2}{T_0} \int_{-\tau}^{\tau} 1 \sin(n\omega_0 t) dt \\ &= \frac{2}{T_0 n \omega_0} (-\cos(n\omega_0 \tau) + \cos(-n\omega_0 \tau)) = 0 \end{aligned}$$

この方形波は偶関数のため、正弦成分はゼロとなる。 ◇

余弦 (cos) 成分は**偶関数成分** (原点に対し、対称となる成分) を表す。
 正弦 (sin) 成分は**奇関数成分** (原点に対し、反対称となる成分) を表す。
 したがって

偶関数では、正弦 (sin) 成分はゼロとなる。

奇関数では、余弦 (cos) 成分はゼロとなる。

【例題 2.2】

図 2.3 に示す方形波について、 $\tau = T_0/4$ ($T_0 = 4\tau$) の場合 (デューティ比 50%) のフーリエ級数展開係数を求めよ。

(デューティ比: 周期的な波形において 1 周期中に波形区間が占める割合)

解答

$$A_0 = \frac{2\tau}{T_0} = \frac{2\tau}{4\tau} = \frac{1}{2}$$

$$A_n = \frac{2 \sin(n\omega_0\tau)}{n\pi} = \frac{2 \sin\left(n \frac{2\pi}{4\tau} \tau\right)}{n\pi} = \frac{2 \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi}$$

$$A_1 = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\pi} = \frac{2}{\pi} = 0.637, \quad A_2 = \frac{2 \sin\left(\frac{2\pi}{2}\right)}{2\pi} = 0$$

$$A_3 = \frac{2 \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right)}{3\pi} = \frac{-2}{3\pi} = -0.212, \quad A_4 = \frac{2 \sin\left(\frac{4\pi}{2}\right)}{4\pi} = 0$$

$$A_5 = \frac{2 \sin\left(\frac{5\pi}{2}\right)}{5\pi} = \frac{2}{5\pi} = 0.127, \quad A_6 = \frac{2 \sin\left(\frac{6\pi}{2}\right)}{6\pi} = 0$$

$$A_7 = \frac{2 \sin\left(\frac{7\pi}{2}\right)}{7\pi} = \frac{-2}{7\pi} = -0.0910, \quad A_8 = \frac{2 \sin\left(\frac{8\pi}{2}\right)}{8\pi} = 0$$

...

$$B_n = 0$$

したがって、 $T_0 = 4\tau$ の場合、($T_0 = 1$ 秒とすると) のフーリエ級数展開は下記のように表現できる。

$$x(t)$$

$$= \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi} \cos(2\omega_0 t)$$

$$= 0.5 + 0.637 \cos(2\pi 1t) - 0.212 \cos(2\pi 3t) + 0.127 \cos(2\pi 5t)$$

$$- 0.0910 \cos(2\pi 7t) + \dots$$

(2.6) ◇

図 2.4 に $\tau = T_0/4$ ($T_0 = 4\tau$, $T_0 = 1$ 秒) の場合における (a) 直流成分と基

索引

<p>【あ】</p> <p>アナログ回路 140 アナログ信号 1 アナログデジタル変換器 2 アンチエイリアスフィルタ 46</p> <p>【い】</p> <p>インパルス関数 74</p> <p>【え】</p> <p>エイリアシング 44</p> <p>【お】</p> <p>オーバーサンプリング 65</p> <p>【か】</p> <p>蝸牛神経 143, 153 蝸牛神経モデル 156 学習 166 加法則 76</p> <p>【き】</p> <p>奇関数成分 11 基底膜 143 基底膜フィルタ 155 ギブス現象 14 基本角周波数 9 基本周波数 9 基本波 5 競合学習パルスニューラルネットワーク 164</p>	<p>【く】</p> <p>偶関数成分 11</p> <p>【こ】</p> <p>高速フーリエ変換 118, 123 高調波 5</p> <p>【さ】</p> <p>再帰型システム 90 最近接値復元 56 差分方程式 88 三角関数によるフーリエ級数展開 9 サンプリング周波数 139, 145</p> <p>【し】</p> <p>時間差検出モデル 160 時間間引きアルゴリズム 126 システム伝達関数 97 周波数応答関数 93 周波数間引きアルゴリズム 129 神経パルス 143</p> <p>【せ】</p> <p>正の周波数成分 21 整流作用 152 線形位相特性 96 線形時不変な離散時間システム 78 線形なシステム 76 線形復元 59</p>	<p>【た】</p> <p>ダイナミックレンジの圧縮 152 畳込み積分 41 畳込み和 79</p> <p>【ち】</p> <p>遅延 141 聴覚情報処理 142 聴覚神経回路 142 聴覚神経回路システム 141 聴覚神経回路モデル 144 直交関数対 19</p> <p>【て】</p> <p>低域通過フィルタ 152 デジタルアナログ変換器 2 デジタルシグナルプロセッサ 3, 74, 81 デジタル信号処理 136 デジタルフィルタ 136 デジタルハイビジョン放送 4</p> <p>【な】</p> <p>ナイキスト周波数 46 内有毛細胞 143</p> <p>【は】</p> <p>バタフライ演算 127 発火確率 153 パラメータ 138, 142 パルスニューロンモデル 159</p>
--	---	---

パルス頻度	144			ユニットステップ関数	75
パワースペクトル	24				
		【ほ】		【ら】	
【ひ】		補間	66	乱数の「種」	154
非再帰型システム	89	ホワイトノイズ	154	乱数列	154
標本化	1, 39				
標本化角周波数	39	【ま】		【り】	
標本化器	1	間引き	64	離散化	138
標本化周期	39			離散時間システム	76
標本化周波数	39	【む】		離散フーリエ変換	118, 119
標本化定理	40	無限長インパルス		理想低域通過フィルタ	46
比例則	77	レスポンスフィルタ	91	量子化	1, 39, 138
				量子化器	1
		【も】		量子化幅	47
【ふ】		モデリング	141, 147	量子化ビット数	47, 139, 146
フィルタの減衰特性	148				
複素指数関数表現による		【ゆ】			
フーリエ級数展開	20	有限長インパルス			
負の周波数成分	21	レスポンスフィルタ	90		
フーリエ級数展開	8	有毛細胞モデル	155		

		convolution	79		
【A】		【D】		【M】	
A-D 変換器	2	D-A 変換器	2	MP3	4
A-D converter	2	D-A converter	2	MPEG-2	4
aliasing	44	DSP	3		
anti-aliasing filter	46			【P】	
		【F】		PST ヒストグラム	157
【B】		FIR フィルタ	149		
band-pass filter	147			【S】	
Bark スケール	147	【J】		sampling frequency	39
BPF	147	Jeffress のモデル	160	sampling period	39
				sampling theorem	40
【C】					
CONP	164				

— 編著者・著者略歴 —

岩田 彰 (いわた あきら)

1973年 名古屋大学工学部電気工学科卒業
1975年 名古屋大学大学院修士課程修了
1981年 工学博士 (名古屋大学)
1985年 名古屋工業大学助教授
1993年 名古屋工業大学教授
(電気情報工学科)
2002年
～04年 名古屋工業大学副学長
2004年 名古屋工業大学大学院教授
現在に至る

黒柳 奨 (くろやなぎ すすむ)

1991年 名古屋工業大学工学部電気情報工学科卒業
1993年 名古屋工業大学大学院修士課程修了
1996年 名古屋工業大学大学院博士課程修了
博士 (工学)
1996年 名古屋工業大学助手
2006年 名古屋工業大学大学院助教授
2007年 名古屋工業大学大学院准教授
現在に至る

デジタルシグナルプロセッシング

Digital Signal Processing

© Iwata, Kuroyanagi 2008

2008年6月26日 初版第1刷発行

2011年3月1日 初版第2刷発行

検印省略

編著者 岩田 彰
著者 黒柳 奨
発行者 株式会社 コロナ社
代表者 牛来真也
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 978-4-339-02713-6

(高橋) (製本: 愛千製本所)

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