

デジタルフィルタの設計法

0. 逆フィルター

1. 直線位相FIRフィルタの設計

2. 窓関数法によるFIRフィルタの設計

2. 5時間領域でのFIRフィルタの設計

3. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (1)

4. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (11)

5. 双2次フィルタ

LTI離散時間システムの基礎式の証明

任意の離散時間信号 $x[n]$ は

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \delta[n-k] \quad (4.9)$$

と表すことができる。

$$y[n] = L \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \delta[n-k] \right] \quad (4.10)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] L[\delta[n-k]] \quad (4.11)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] h[n-k]$$

$$= x[n] * h[n] \quad (4.12)$$

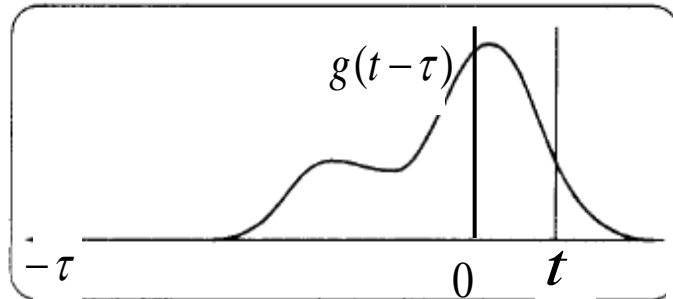
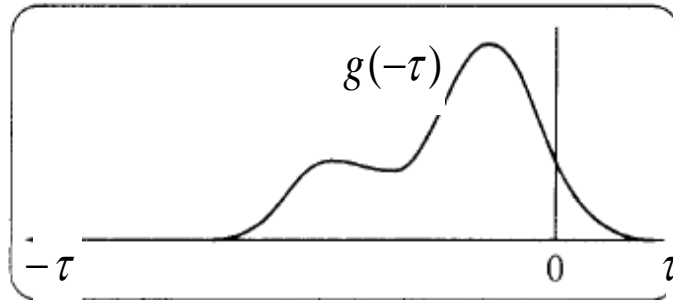
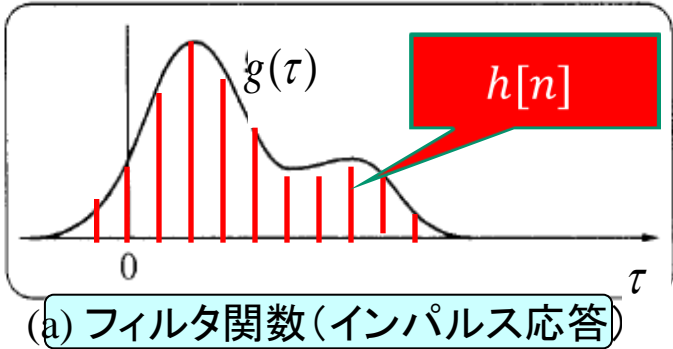
変数 n に
対して
Linear

Time
Invariant

LTISystemでは、 $y[n] = x[n] * h[n]$ 畳み込みの解釈2

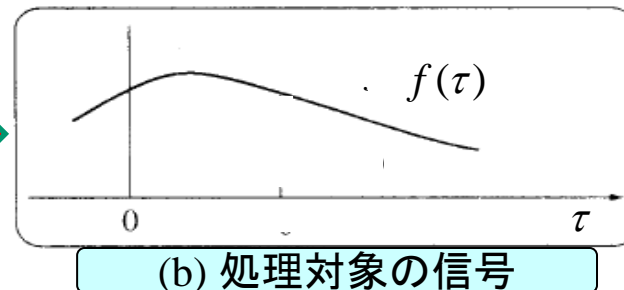
畳み込み: $f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)g(t-\tau)d\tau$

たとえば、
ガウス関数による
信号の平滑化
ウェーブレット変換



$g(\tau)$ を原点を中心に反転し、
 t だけ平行移動した関数

積和計算によって
 $f(\tau)$ との類似度を計算



離散的2次元ラプラシアン

連続な場合、ラプラシアンは

$$\nabla^2 f = \frac{\partial^2}{\partial x^2} f(x, y) + \frac{\partial^2}{\partial y^2} f(x, y)$$

これより、離散的な場合のラプラシアンは

$$\begin{aligned} \nabla^2 f &= \Delta_x^2 f + \Delta_y^2 f \\ &= \Delta_x \{f(x+1, y) - f(x, y)\} + \Delta_y \{f(x, y+1) - f(x, y)\} \\ &= (f(x+1, y) - \overset{\text{非因果的}}{f(x, y)}) - (f(x, y) - \overset{\text{因果的}}{f(x-1, y)}) + (f(x, y+1) - \overset{\text{因果的}}{f(x, y)}) - (f(x, y) - \overset{\text{因果的}}{f(x, y-1)}) \\ &= f(x+1, y) - 2f(x, y) + f(x-1, y) + (f(x, y+1) - 2f(x, y) + f(x, y-1)) \end{aligned}$$

と定義

計算の注目点が中心となるように差分の取り方を調整. これは結局

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & -4 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

となる

デジタルフィルタの設計法

0. 逆フィルター

1. 直線位相FIRフィルタの設計

2. 窓関数法によるFIRフィルタの設計

3. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (1)

4. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (11)

5. 双2次フィルタ

IIRフィルタ

$$y[n] = \sum_{k=0}^M a_k x[n-k] - \sum_{k=1}^N b_k y[n-k] \quad (4.29)$$

両辺を z 変換すると

$$\left[1 + \sum_{k=1}^N b_k z^{-k} \right] Y(z) = \left[\sum_{k=0}^M a_k z^{-k} \right] X(z) \quad (4.30)$$

システム関数は

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M a_m z^{-m}}{\left(1 + \sum_{n=1}^N b_n z^{-n} \right)} \quad (4.31)$$

時間領域でフィードバック係数を直接求めるのはむずかしい。

IIRフィルタを設計するには、これらのパラメータの値を決めればよい。

3. アナログフィルタを基にした デジタルIIRフィルタの設計法 (1)

1. アナログLPFの設計

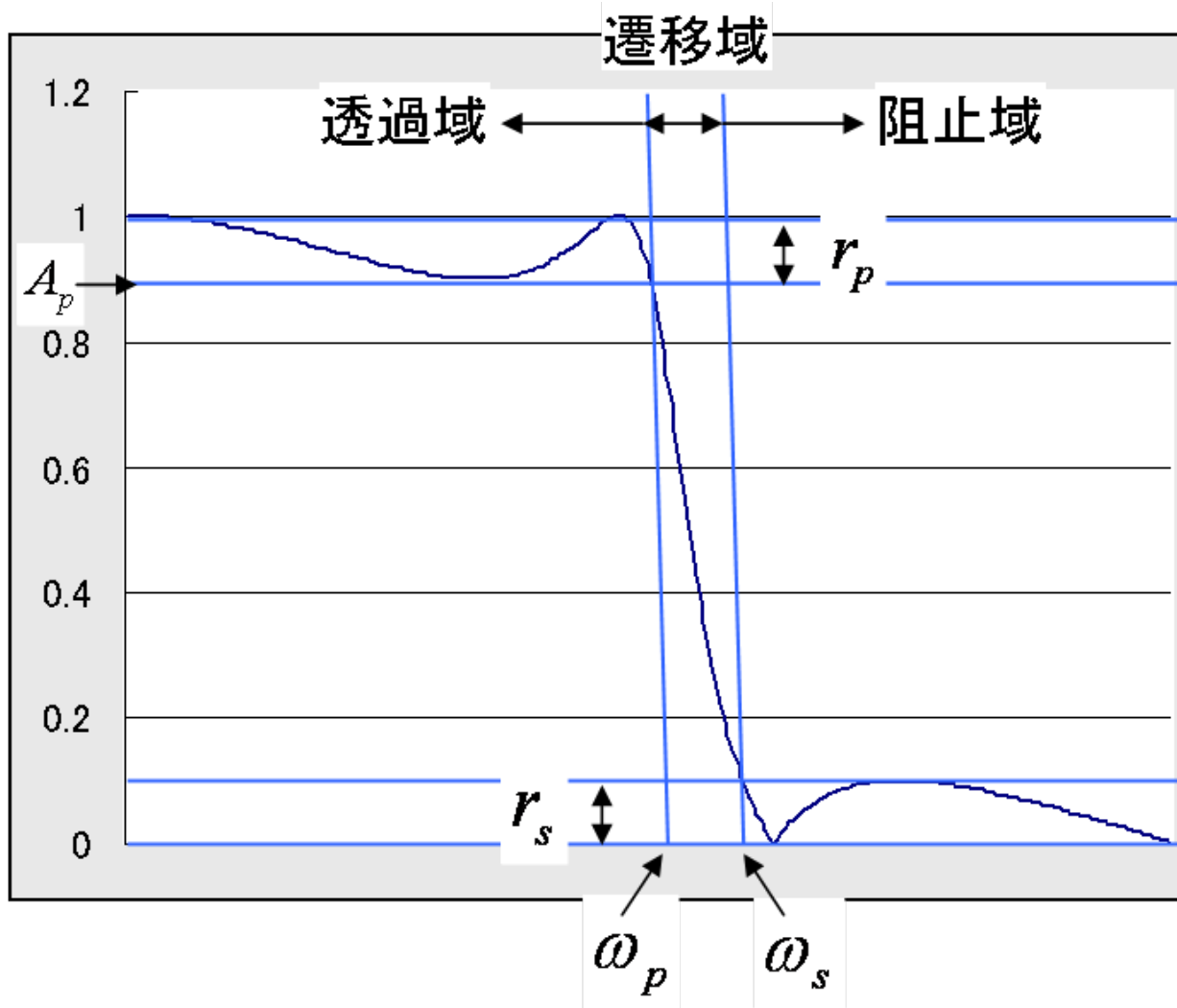


2. 周波数変換によるアナログBPF、HPFの設計



3. 双1次変換(S-Z変換)によるデジタルフィルタの設計

アナログLPFの特性



ω_p : 透過域周波数

ω_s : 阻止域周波数

r_p : 透過域リップル

r_s : 阻止域リップル

1. 代表的なアナログLPF (全極型フィルタ)

(1) n次のバターワース(Butterworth)フィルタ

$$H_n(s) = \frac{c_0}{\prod_{k=1}^n (s - s_k)} \quad s_k = \exp\left\{j\pi \frac{1 + (2k - 1)/n}{2}\right\}$$

極は、左半平面の単位円周上に π/n 間隔で分布 → 安定

$$|H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad \text{ただし } \omega_p = 1 \quad H(\omega_p)/H(0) = 1/\sqrt{2}$$

【特徴】

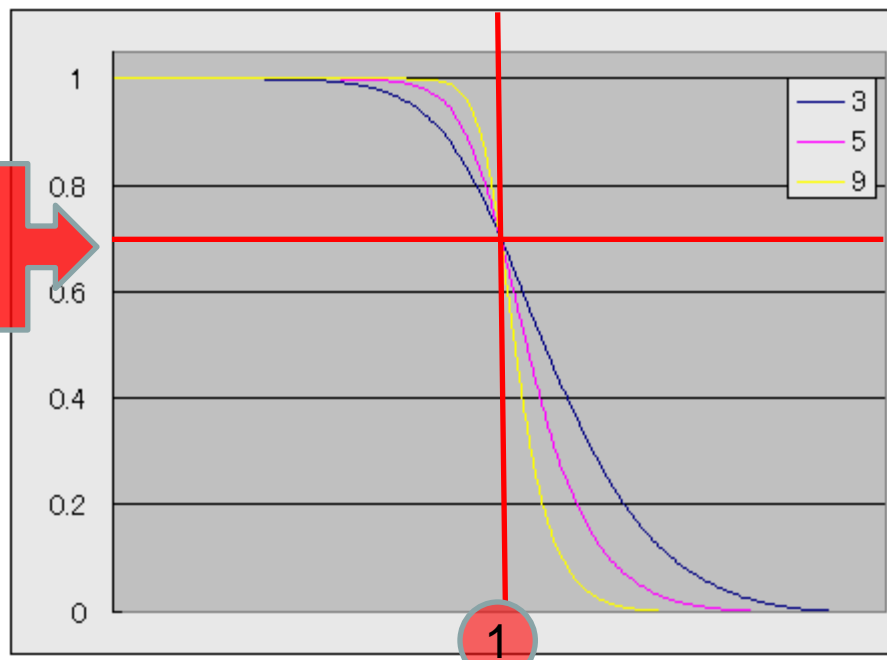
- ・ 振幅特性は $\omega > 1$ で急激に減衰
- ・ ω の代わりに ω/ω_p を代入することでカットオフ周波数 ω_p を任意に設定可能
- ・ 伝達関数は1階から $2n - 1$ 階までの全ての導関数が $\omega = 0$ において0。
この性質を最大平坦と呼ぶ

(1) n次のバターワース(Butterworth)フィルタ

$$H_n(s) = \frac{c_0}{\prod_{k=1}^n (s - s_k)} \quad s_k = \exp\left\{j\pi \frac{1 + (2k-1)/n}{2}\right\}$$

極は、左半平面の単位円周上に π/n 間隔で分布 \rightarrow 安定

$$|H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad \text{ただし } \omega_p = 1 \quad H(\omega_p)/H(0) = 1/\sqrt{2}$$



3~9次のバターワースフィルタの周波数特性

http://ufcpp.net/study/digital_filter/butterworth.html
より転載

(2) n次のチェビシェフ(Tchebyschev)フィルタ

$$H_n(s) = \frac{1}{\prod_{k=1}^n (s - s_k)} \quad s_k = -\sinh \nu \cos \frac{(n-2k-1)\pi}{2n} \pm j \cosh \nu \sin \frac{(n-2k-1)\pi}{2n}$$

ここで、 k は $0 \sim (n-1)/2$ までの整数、 $\nu = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right)$

$$|H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)}$$

ここで、 $T_n(x)$ はチェビシェフ多項式

$$T_0(x) = 1, \quad T_1(x) = x, \quad T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x)$$

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(x)) & |x| \leq 1 \text{ のとき} \\ \cosh(n \cosh^{-1}(x)) & |x| > 1 \text{ のとき} \end{cases}$$

ここで、 $\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$, $\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2}$ (双曲線正弦、余弦関数)

チェビシェフ多項式

$T_n(\cos \theta) = \cos n\theta \Rightarrow \cos$ の倍角の公式を反復適用 $\Rightarrow \cos \theta$ の多項式

$x = \cos \theta$ すなわち、 $T_n(x) = \cos\{n(\cos^{-1} x)\}$ ①と定義すると、

$T_n(x)$ は x の多項式となる。これをチェビシェフ多項式という。たとえば、

$$T_1(x) = x, T_2(x) = 2x^2 - 1, T_3(x) = 4x^3 - 3x, T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1, \dots$$

M 次のチェビシェフ多項式 $T_M(x)$ の根 $\alpha_i (i = 1, \dots, M)$ は、

$$\alpha_i = \cos \frac{(2i-1)\pi}{2M} \quad \text{となることが知られている。}$$

$x = \alpha_i$ を①に代入すると

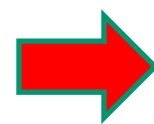
$$T_n(\alpha_i) = \cos \frac{(2i-1)n\pi}{2M}$$

ここで、ある正の整数 M に対して

$n = k (k = 1, 2, \dots, M-1)$ 、 $i-1 = m (m = 0, 1, \dots, M-1)$ とし、

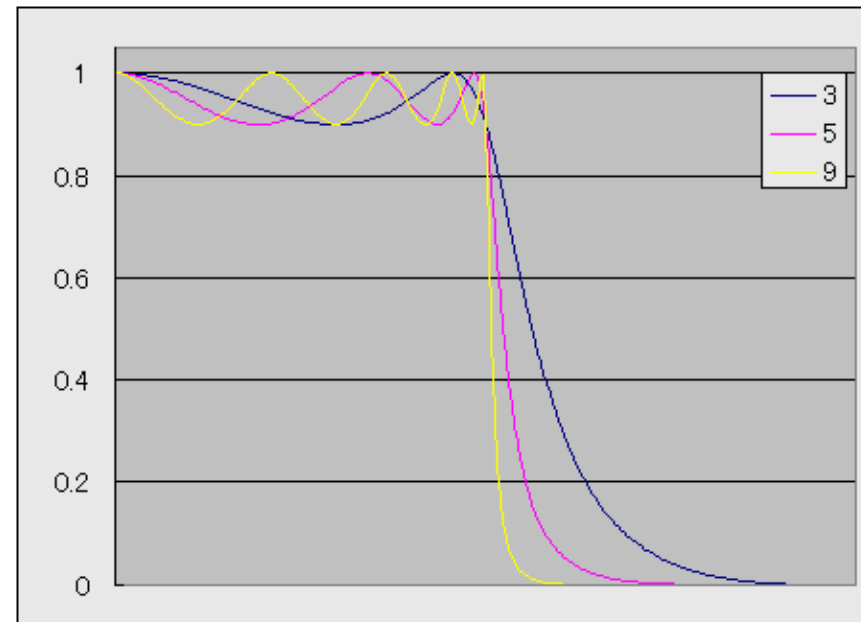
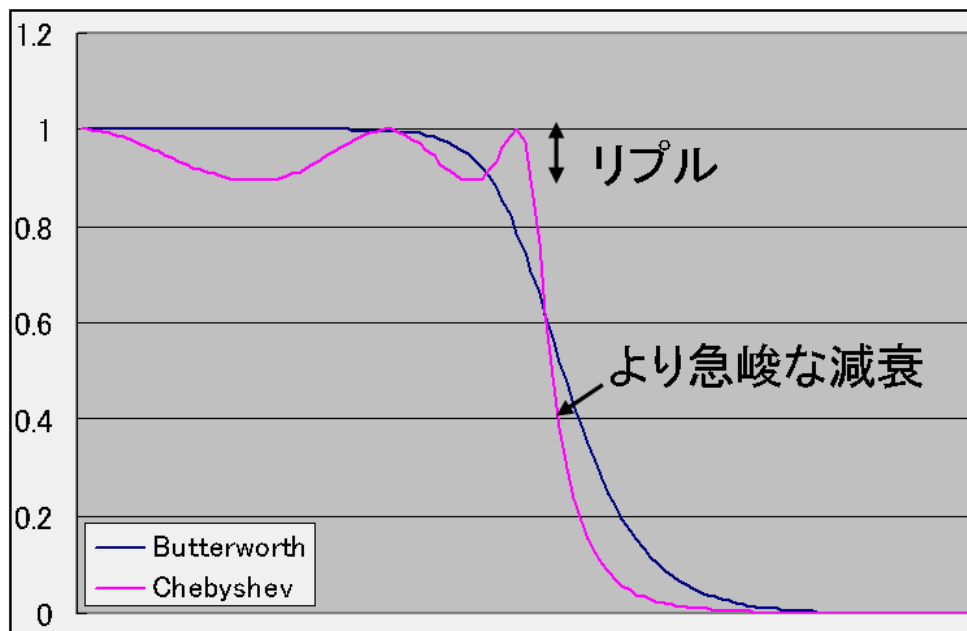
$$T_0[m] = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad T_k[m] = \cos \frac{(2m+1)k\pi}{2M} \quad \begin{cases} k = 1, 2, \dots, M-1 \\ m = 0, 1, \dots, M-1 \end{cases}$$

なる直交数列が得られる。



DCT

(2) n次のチェビシェフ(Tchebyschev)フィルタ



チェビシェフフィルタの周波数特性

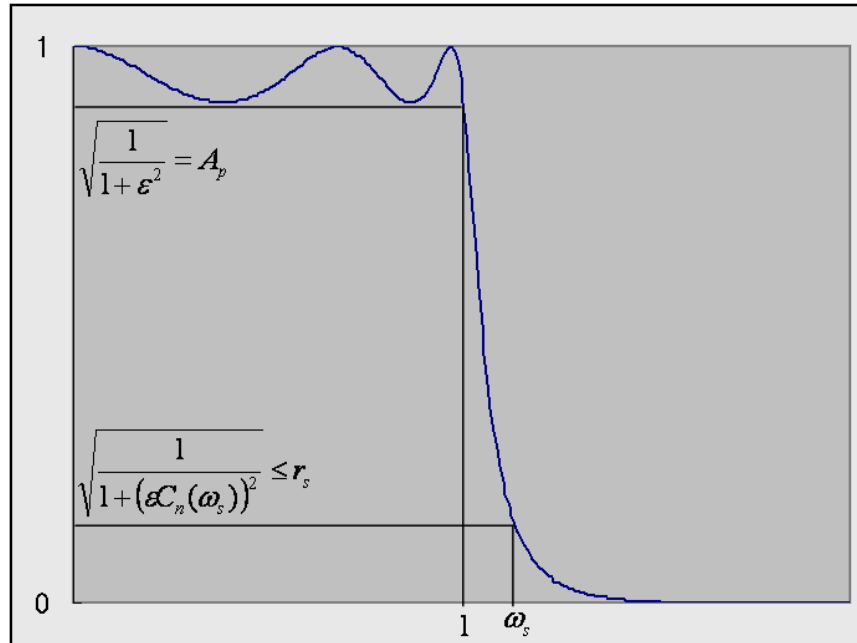
http://ufcpp.net/study/digital_filter/chebyshev.html

より転載

【特徴】

- ・ 振幅特性は $\omega > 1$ で急激に減衰
- ・ リプルを許容することで急峻なカットオフ特性を実現

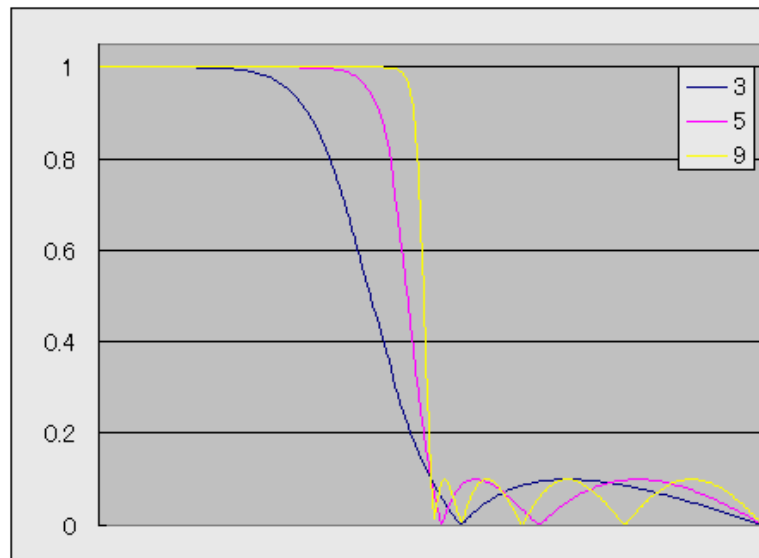
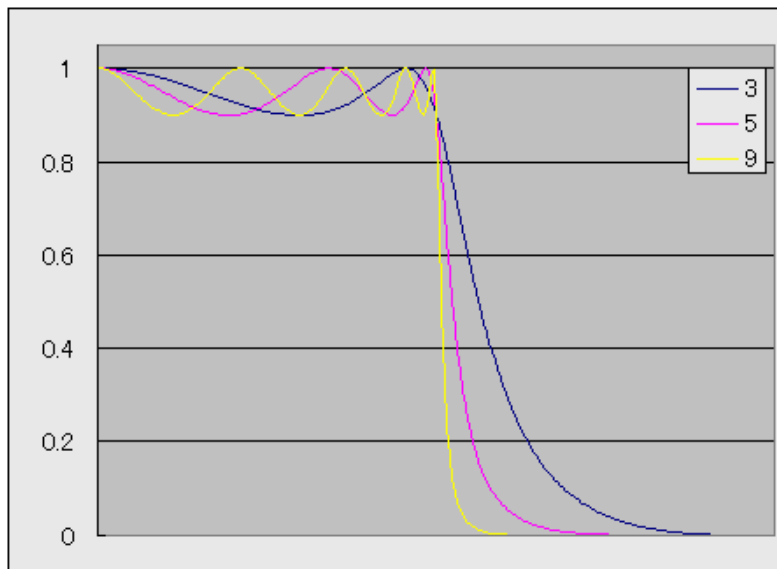
(2) n次のチェビシェフ(Tchebyschev)フィルタ



$\omega_p = 1$ として、 ω_s 、 A_p 、 r_s を設計仕様として与えた時、
 チェビシェフフィルタのパラメータ ϵ 、 n は次式で計算される。

$$\epsilon = \sqrt{\frac{1}{A_p^2} - 1} \quad n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{1}{r_s^2} - 1}}{\cosh^{-1} \omega_s} \quad \text{を満たす最小の正整数}n$$

(2') n次の逆チェビシェフ(Tchebyschev)フィルタ



http://ufcpp.net/study/digital_filter/chebyshev.htmlより転載

$$|H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)}$$

$$|H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{\varepsilon T_n\left(\frac{1}{\omega}\right)} \right)^2} = \frac{\left(\varepsilon T_n\left(\frac{1}{\omega}\right) \right)^2}{1 + \left(\varepsilon T_n\left(\frac{1}{\omega}\right) \right)^2}$$

チェビシェフフィルタ

逆チェビシェフフィルタ

2. 周波数変換によるHPF, BPF, BEFの設計

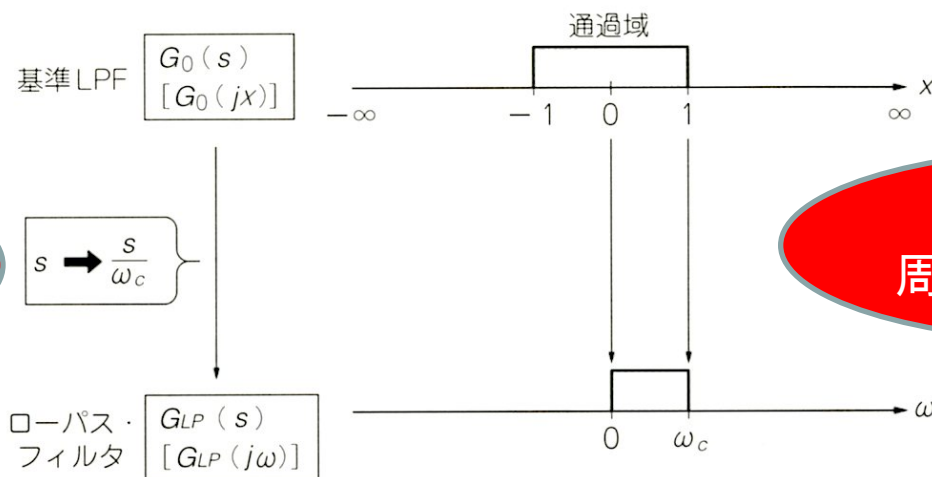
基準となるLPF:

アナログ カットオフ周波数 $\omega_c=1$ のLPF $H(s)$

(1) LPF \rightarrow LPF (カットオフ周波数の変換)

$$s \Rightarrow \frac{s}{\omega_c}$$

これは、元の周波数区間 $(-1, 1)$ を $(-\omega_c, \omega_c)$ に移す。



【注意】
変数変換は複素数！

【注意】
周波数軸は実数！

図 7.2 ローパス・フィルタの周波数変換

演習課題61

2次のバターワースフィルタを基に、
遮断周波数が100Hzの低域通過フィル
タを設計しなさい。

(2) LPF → HPF

$$s \Rightarrow \frac{\omega_c}{s}$$

これは、元の周波数区間 $(-1, 0)$ を (ω_c, ∞) に、 $(0, 1)$ を $(-\infty, -\omega_c)$ に移す。

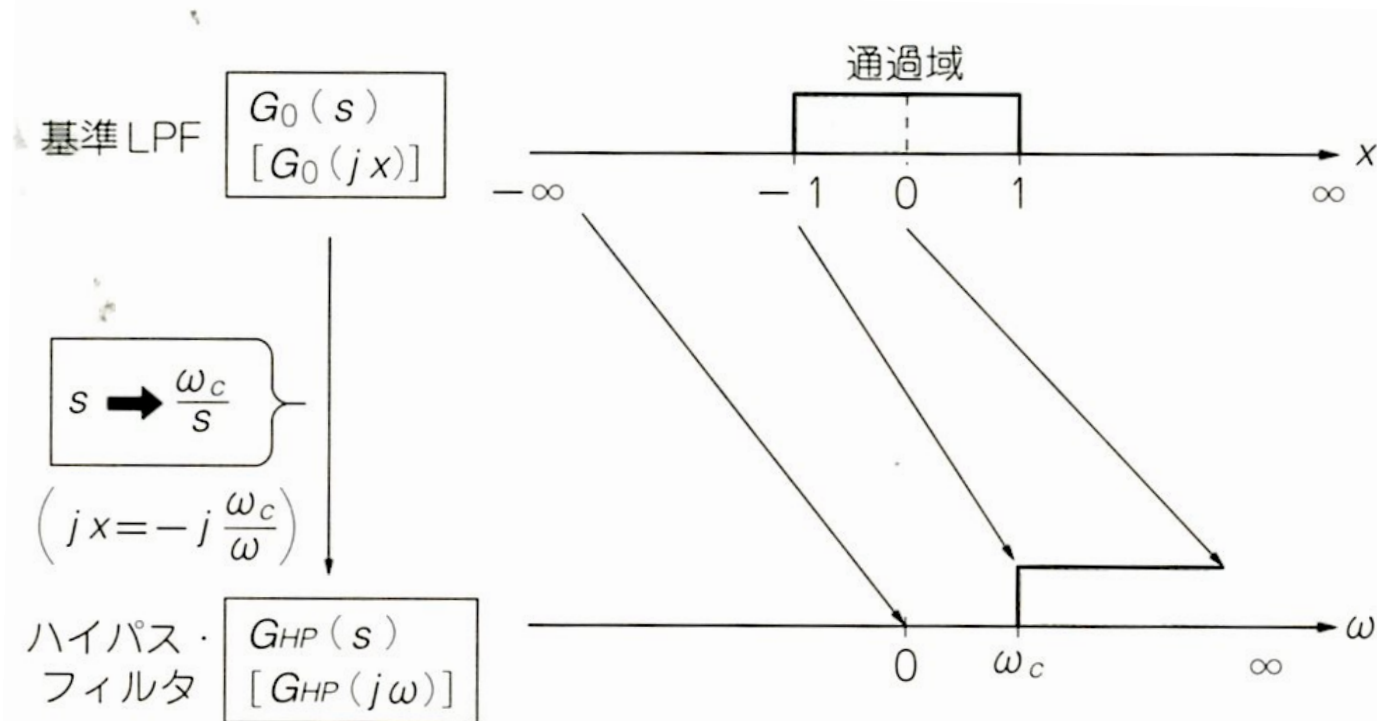
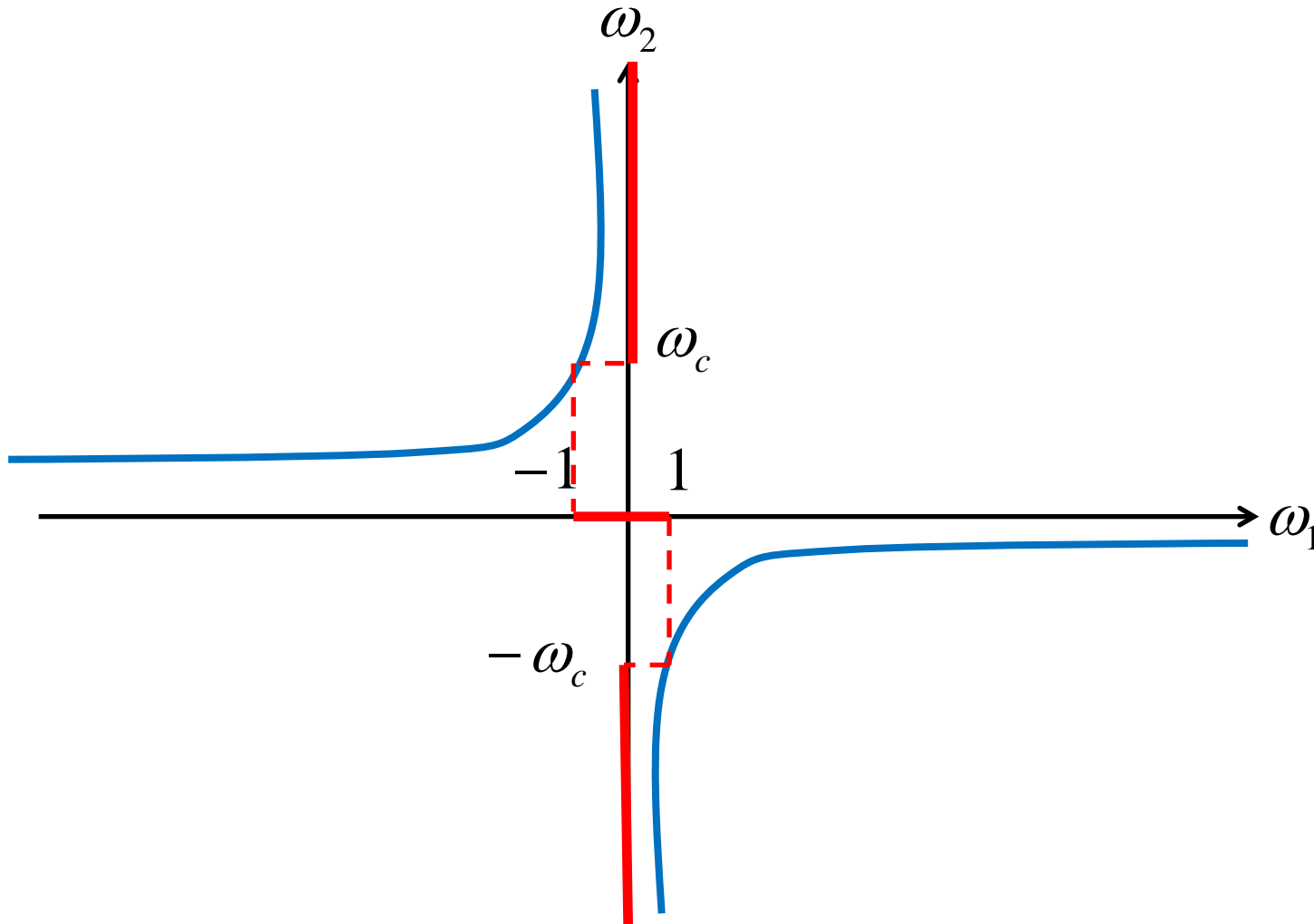


図 7.4 ハイパス・フィルタへの周波数変換

複素数変換 : $s = \frac{\omega_c}{s}$

周波数変換 : $j\omega_1 = \frac{\omega_c}{j\omega_2} \Rightarrow j\omega_1 = -j\frac{\omega_c}{\omega_2} \Rightarrow \omega_1 = -\frac{\omega_c}{\omega_2}$ の実数変換



演習課題62

2次のバターワースフィルタを基に、遮断周波数が1000Hzの高域通過フィルタを設計し、振幅特性のグラフを描きなさい。

(3) LPF → BPF

まず $\Omega = \frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega}$ として実数の変数変換 (下図 2 → 3 段目の変換)

BPFの通過帯域幅を $W = \omega_2 - \omega_1$ 、 $\Omega_c = \frac{W}{\omega_c}$ とし、

$x = \frac{\Omega}{\Omega_c}$ とすると (下図 1 → 2 段目の変換)

$x = \frac{\omega_c}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)$ となり、両辺に j を掛けると、

$jx = \frac{\omega_c}{W} \left(\frac{j\omega}{\omega_c} + \frac{\omega_c}{j\omega} \right)$ となり、 $s = j\omega$ と置くことにより、

$s \Rightarrow \frac{\omega_c}{W} \left(\frac{s}{\omega_c} + \frac{\omega_c}{s} \right)$

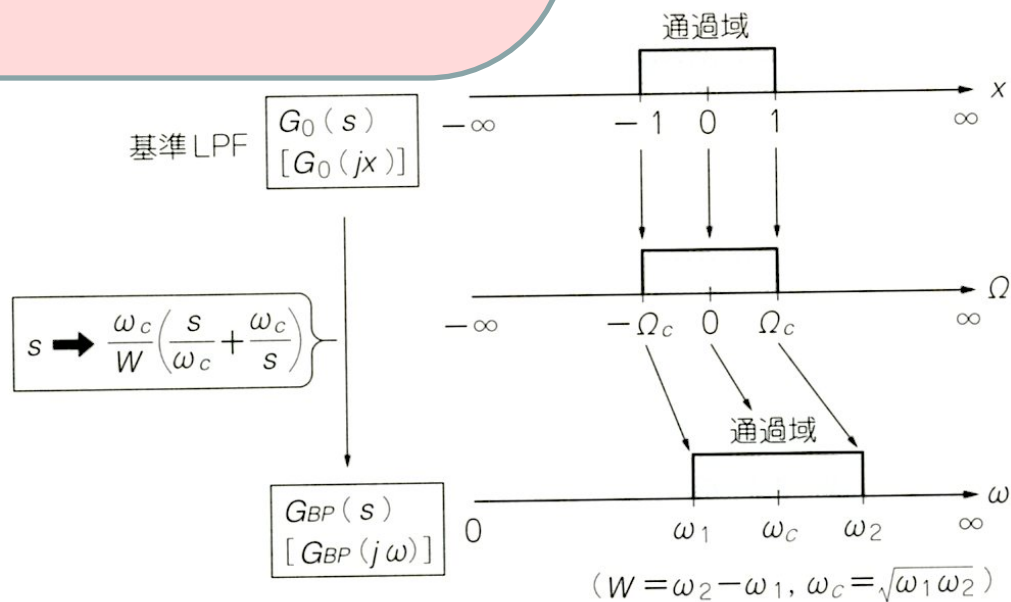


図 7.6 バンドパス・フィルタへの周波数変換

演習課題63

2次のバターワースフィルタを基に、
通過周波数が400Hz～800Hzの帯域
通過フィルタを設計し、振幅特性のグラフ
を描きなさい。

(4) LPF → BEF

LPF → HPFの議論から $s \Rightarrow \frac{1}{s}$ とすれば、BPFからBEFが実現できる。

すなわち、

$$s \Rightarrow \frac{1}{\frac{\omega_c}{W} \left(\frac{s}{\omega_c} + \frac{\omega_c}{s} \right)}$$

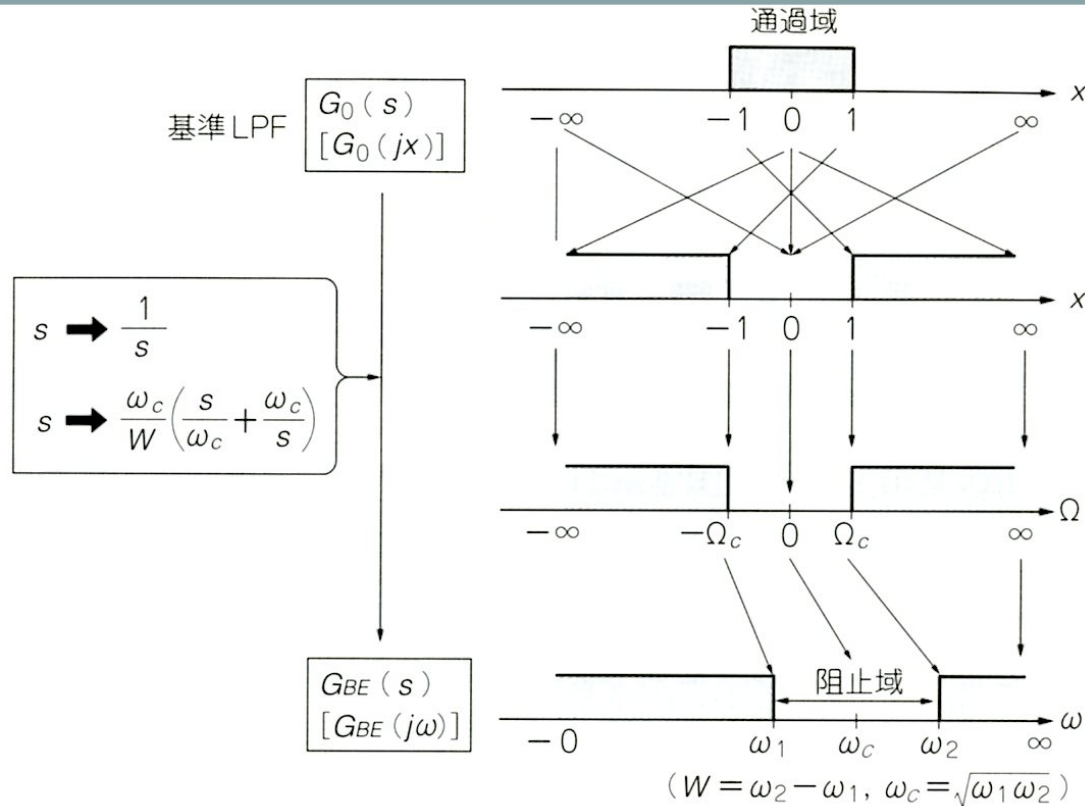


図 7.8 バンド・エリミネート・フィルタへの周波数変換

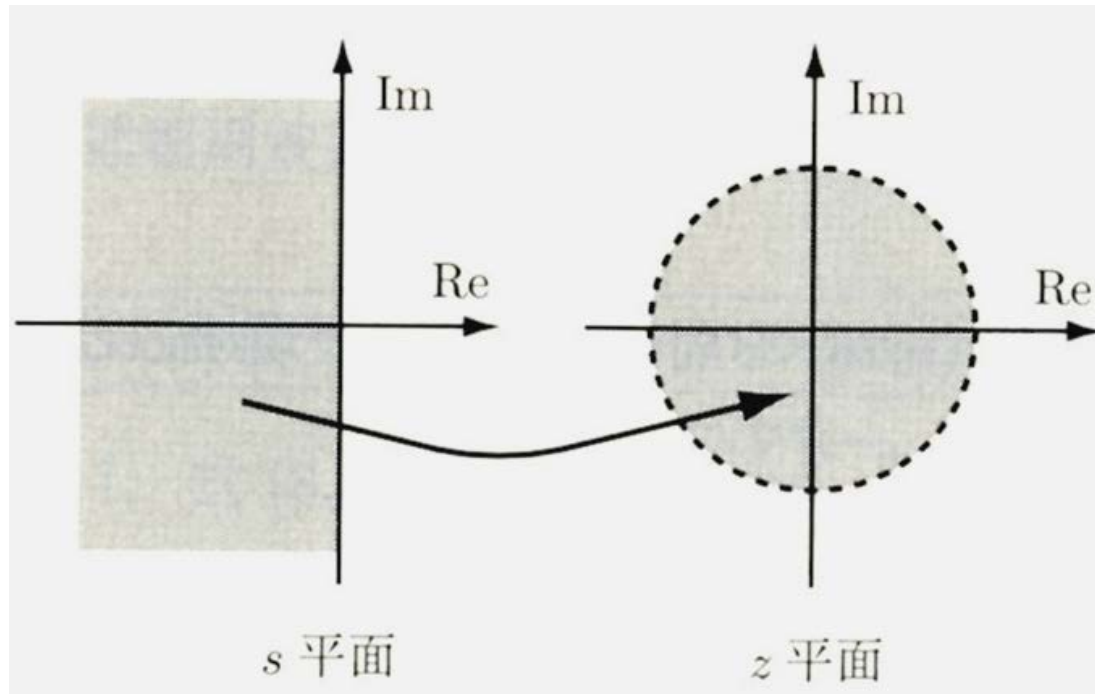
演習課題64

2次のバターワースフィルタを基に、
遮断周波数が400Hz～800Hzの帯域
遮断フィルタを設計し、振幅特性のグラフ
を描きなさい。

3. 双1次変換 (S-Z変換) による デジタルフィルタの設計.

【目的】

設計したアナログフィルタの安定性を損なうことなく、
同様の特性を持つデジタルフィルタを求める。



安定性を保つ条件

ラプラス変換とZ変換

【定義】 $z = e^{sT}$

【条件】

周波数特性 $z = e^{j\Omega}$ 、 $s = j\omega$ ができるだけ線形に保たれるようにしたい。
また、 $-\infty < \omega < \infty \Rightarrow -\pi < \Omega < \pi$ への周期的変換によって、
フィルタの特性に折り返し歪み誤差が発生しないようにしたい。

【双1次変換】

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

つまり、

設計したアナログフィルタの伝達関数 $H(s)$ からデジタルフィルタの伝達関数 $G(z)$ を

$$G(z) = H(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}}$$

で求める。

双1次変換の意味

アナログ信号 $x(t)$ の $[-\infty, t]$ の積分値を $y(t)$ とすると、

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau$$

ラプラス変換をすると、

$$Y(s) = \frac{1}{s} X(s) \quad \text{となり、伝達関数 } H(s) = \frac{1}{s}$$

一方、 T が十分小さいとして、

$x(t)$ の $[(n-1)T, nT]$ の間の積分値を台形近似すると、

$$y(nT) - y((n-1)T) = \int_{(n-1)T}^{nT} x(\tau) d\tau \approx \frac{T}{2} \{x(nT) + x((n-1)T)\}$$

これを離散時間信号間の関係と見なすと、

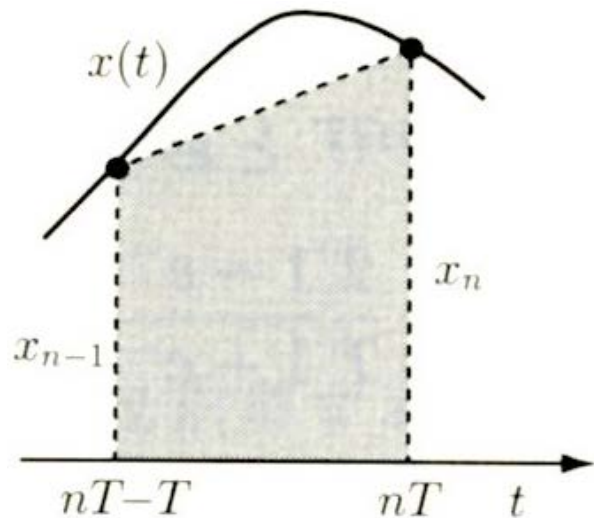
$$y[n] - y[n-1] = \frac{T}{2} (x[n] + x[n-1])$$

この離散時間システムの伝達関数は

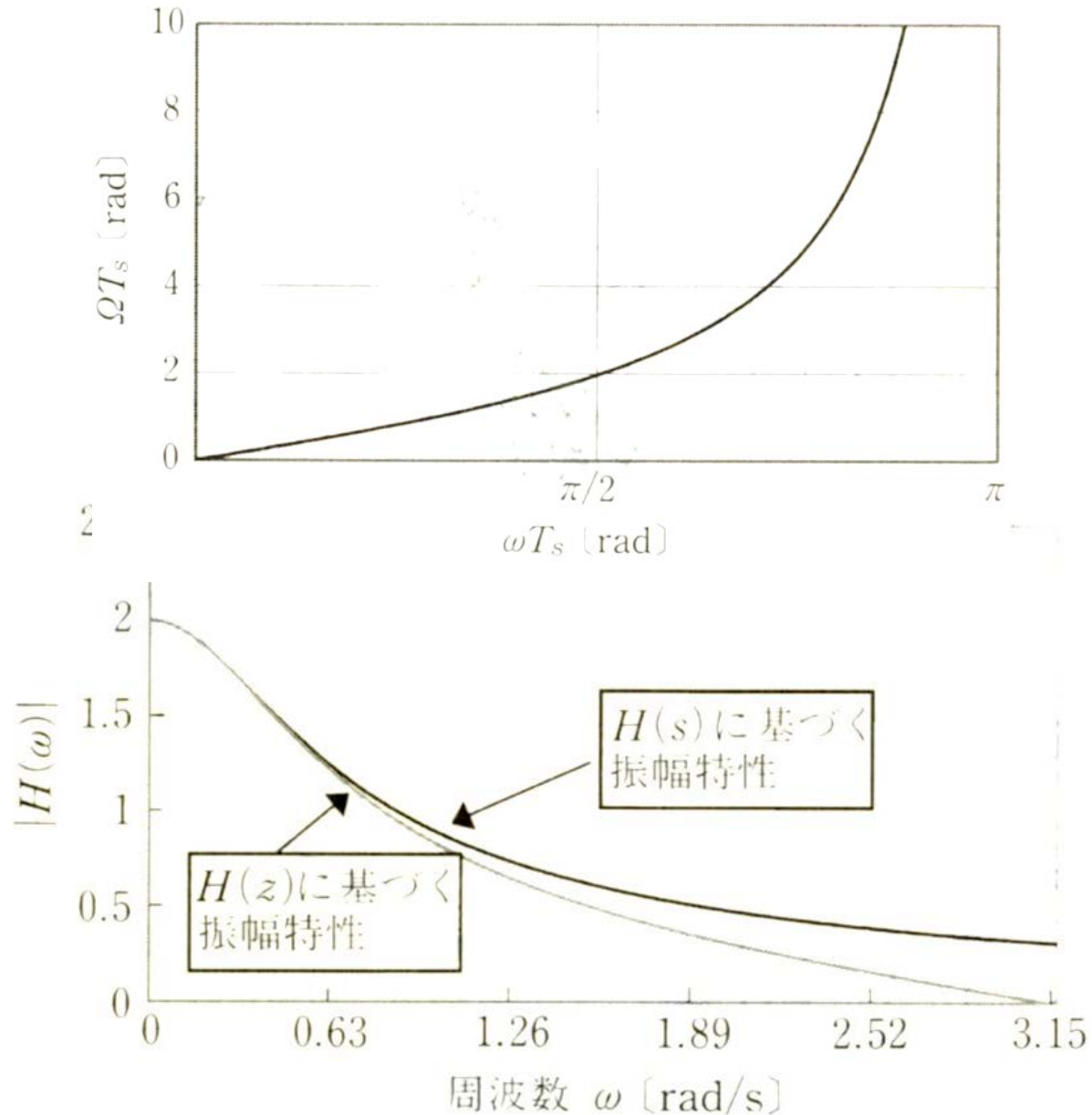
$$G(z) = \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

となり、 $H(s) \approx G(z)$ から

$$s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad \text{が得られる。}$$



双1次変換の持つ非線形性



演習課題65

2次のバターワースフィルタを基に、

1. 遮断周波数が100Hzの低域通過デジタルフィルタ
2. 遮断周波数が1000Hzの高域通過デジタルフィルタ
3. 通過周波数が400Hz～800Hzの帯域通過デジタルフィルタ
4. 遮断周波数が400Hz～800Hzの帯域遮断デジタルフィルタ

を設計し、振幅特性のグラフを描きなさい。

また、基になるバターワースフィルタの次数を高くすることによって、振幅特性がどのように変化するかも調べなさい。

デジタルフィルタの設計法

0. 逆フィルター

1. 直線位相FIRフィルタの設計

2. 窓関数法によるFIRフィルタの設計

3. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (1)

4. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (11)

5. 双2次フィルタ

4. アナログフィルタを基にした デジタルIIRフィルタの設計法 (1/1)

1. アナログLPFの設計



3. 双1次変換(S-Z変換)によるデジタルフィルタの設計



2. Z領域における周波数変換によるBPF、HPFの設計

2. Z領域における周波数変換によるBPF、HPFの設計(I)

FIRフィルタ (LPF) (FIR→FIRの場合)

$$H[z] = \sum_{m=0}^M a_m z^{-m} \quad (4.34)$$

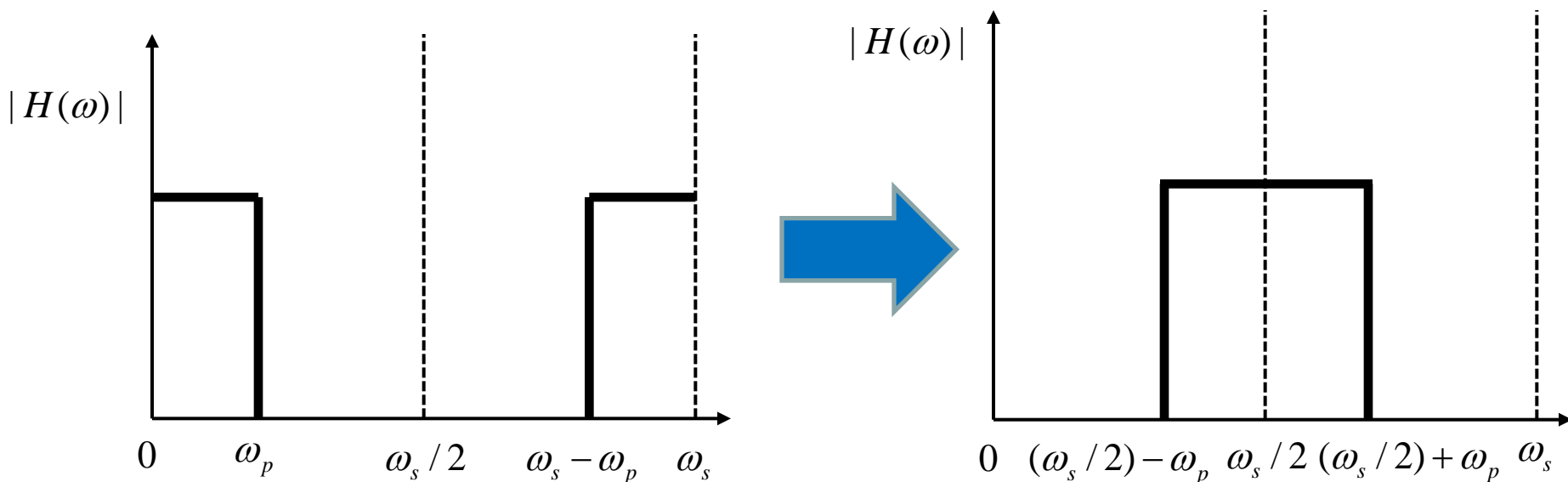
【1】 LPF \Rightarrow HPF

係数を $a_m \rightarrow (-1)^m a_m$ に変換

LPFの通過帯域 $0 \sim \omega_p \Rightarrow$ HPFの通過帯域 $(\omega_s/2) - \omega_p \sim (\omega_s/2) + \omega_p$

例：

$$\{a_0, a_1, a_2, a_3, a_4\} = \{0.1, 0.5, 1, 0.5, 0.1\} \rightarrow \{0.1, -0.5, 1, -0.5, 0.1\}$$



演習課題66

*FIR*低域通過フィルタの代表例として
移動平均フィルタ

$$H(z) = \sum_{k=0}^2 \frac{1}{3} z^{-k}$$

がある。

これを基に遮断周波数が $1,000\text{Hz}$ の
高域通過フィルタを設計しなさい。

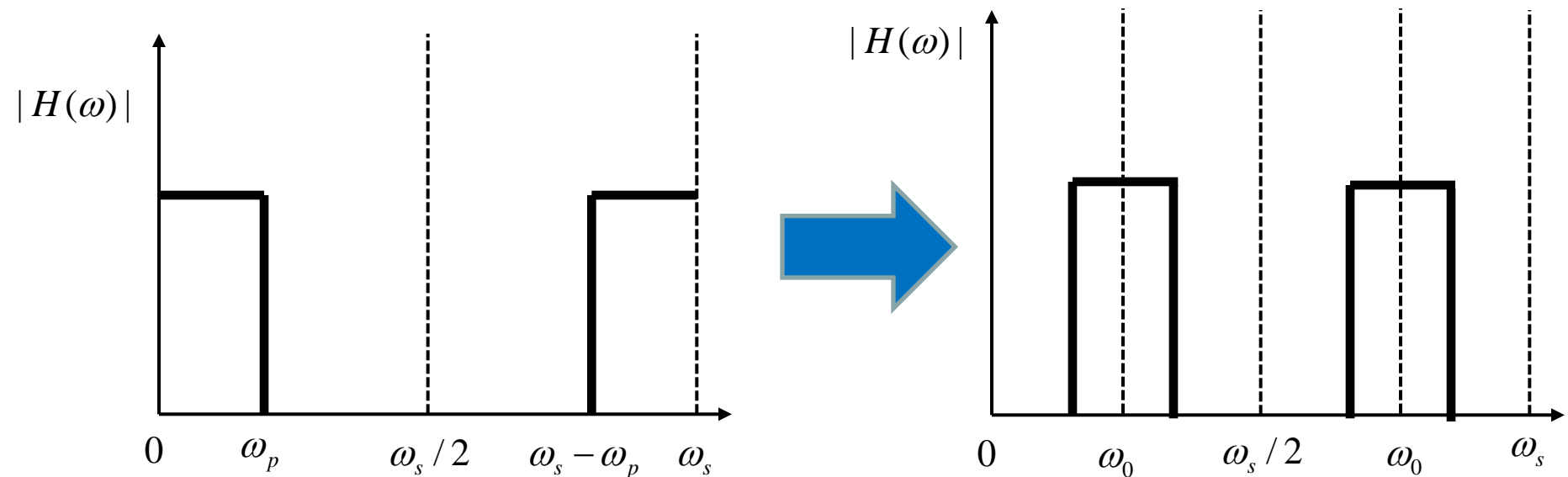
【 2 】 $LPF \Rightarrow BPF$

係数を $a_m \rightarrow 2 \cos(k\omega_0 T) a_m$ に変換

LPF の通過帯域 $0 \sim \omega_p \Rightarrow \omega_0$ を通過帯域の中心とする BPF

例 : $\omega_0 = \omega_s / 4$ とすると、

$$\{a_0, a_1, a_2, a_3, a_4\} = \{0.1, 0.5, 1, 0.5, 0.1\} \rightarrow \{0.2, 0, -2, 0, 0.2\}$$



演習課題67

*FIR*低域通過フィルタの代表例として
移動平均フィルタ

$$H(z) = \sum_{k=0}^2 \frac{1}{3} z^{-k}$$

がある。

これを基に通過周波数帯域が $400\text{Hz} \sim 800\text{Hz}$ の
帯域通過フィルタを設計しなさい。

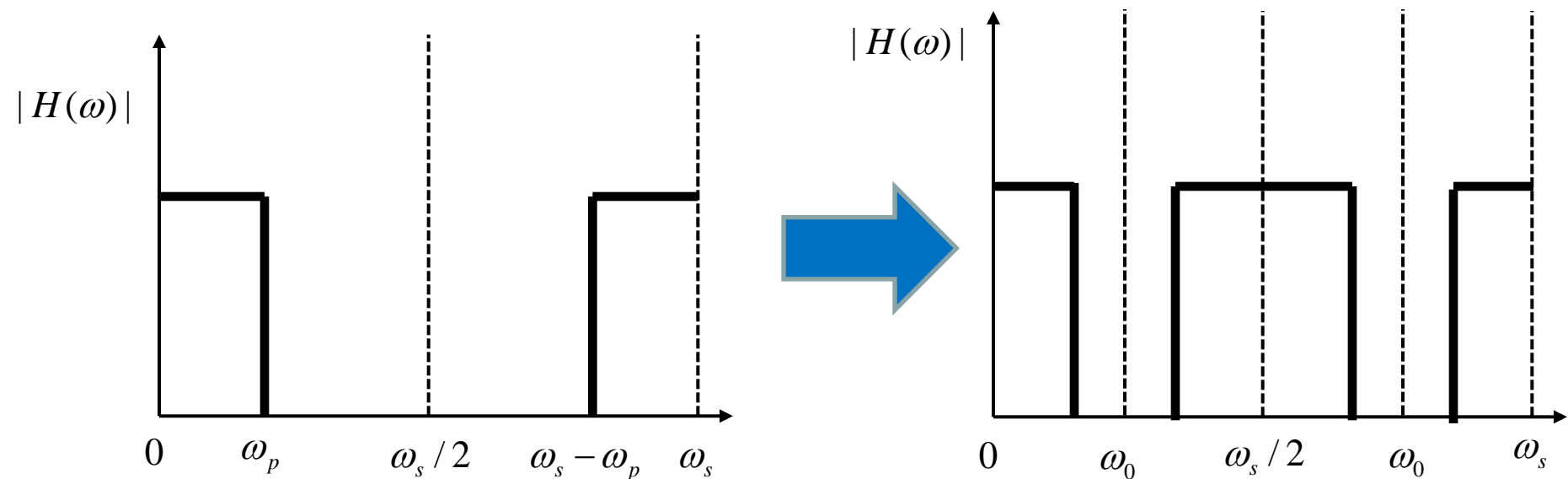
【 3 】 $LPF \Rightarrow BEF$

係数を $a_0 \rightarrow 1 - 2a_0$ $a_m \rightarrow -2 \cos(k\omega_0 T) a_m$ ($m \neq 0$) に変換

LPF の通過帯域 $0 \sim \omega_p \Rightarrow \omega_0$ を遮断帯域の中心とする BEF

例 : $\omega_0 = \omega_s / 4$ とすると、

$$\{a_0, a_1, a_2, a_3, a_4\} = \{0.1, 0.5, 1, 0.5, 0.1\} \rightarrow \{0.8, 0, 2, 0, -0.2\}$$



演習課題68

*FIR*低域通過フィルタの代表例として
移動平均フィルタ

$$H(z) = \sum_{k=0}^2 \frac{1}{3} z^{-k}$$

がある。

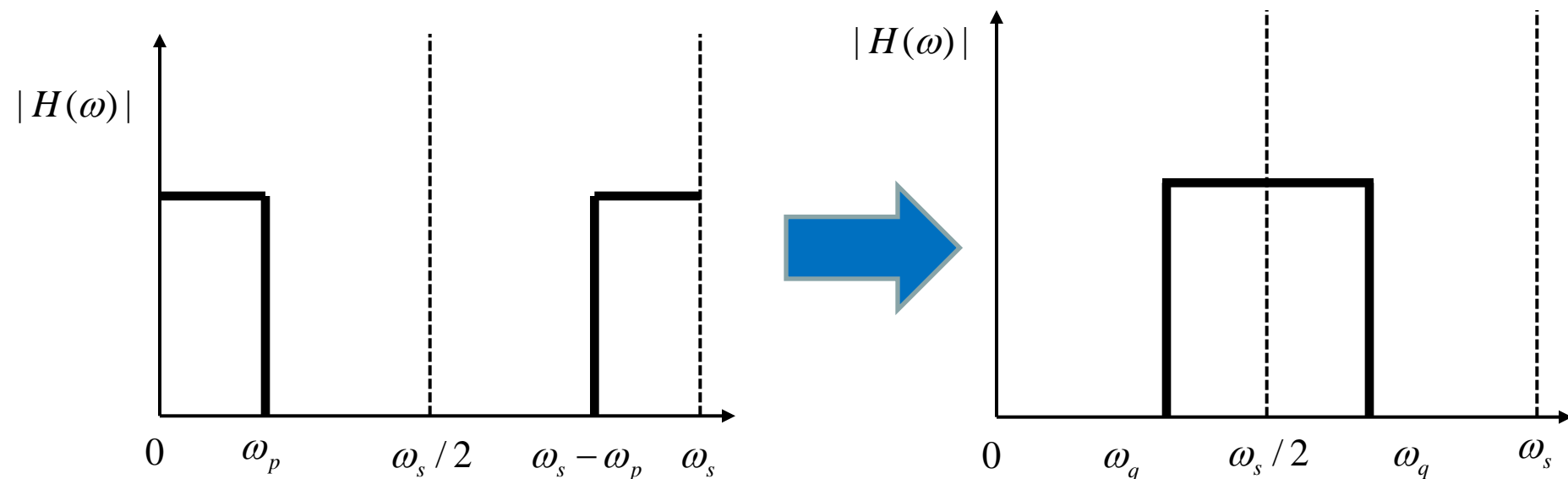
これを基に遮断周波数帯域が $400\text{Hz} \sim 800\text{Hz}$ の
帯域遮断フィルタを設計しなさい。

2. Z領域における周波数変換によるHPFの設計(II) (FIR、IIR→IIRの場合)

【1】 $LPF \Rightarrow HPF$

$$z \text{ を } z^{-1} \rightarrow -\frac{z^{-1} + \alpha}{1 + \alpha z^{-1}} \text{ に変換} \quad \text{ここで、 } \alpha = -\frac{\cos\left(\frac{\omega_q + \omega_p}{2} T\right)}{\cos\left(\frac{\omega_q - \omega_p}{2} T\right)}$$

LPF の通過帯域 $0 \sim \omega_p \Rightarrow HPF$ の通過帯域 $\omega_q \sim (\omega_s / 2)$



演習課題69

*FIR*低域通過フィルタの代表例として
移動平均フィルタ

$$H(z) = \sum_{k=0}^2 \frac{1}{3} z^{-k}$$

がある。

これを基に遮断周波数が $1,000\text{Hz}$ の
高域通過フィルタを設計しなさい。

デジタルフィルタの設計法

0. 逆フィルター

1. 直線位相FIRフィルタの設計

2. 窓関数法によるFIRフィルタの設計

3. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (1)

4. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (11)

5. 双2次フィルタ

5. 双2次フィルタ

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}$$

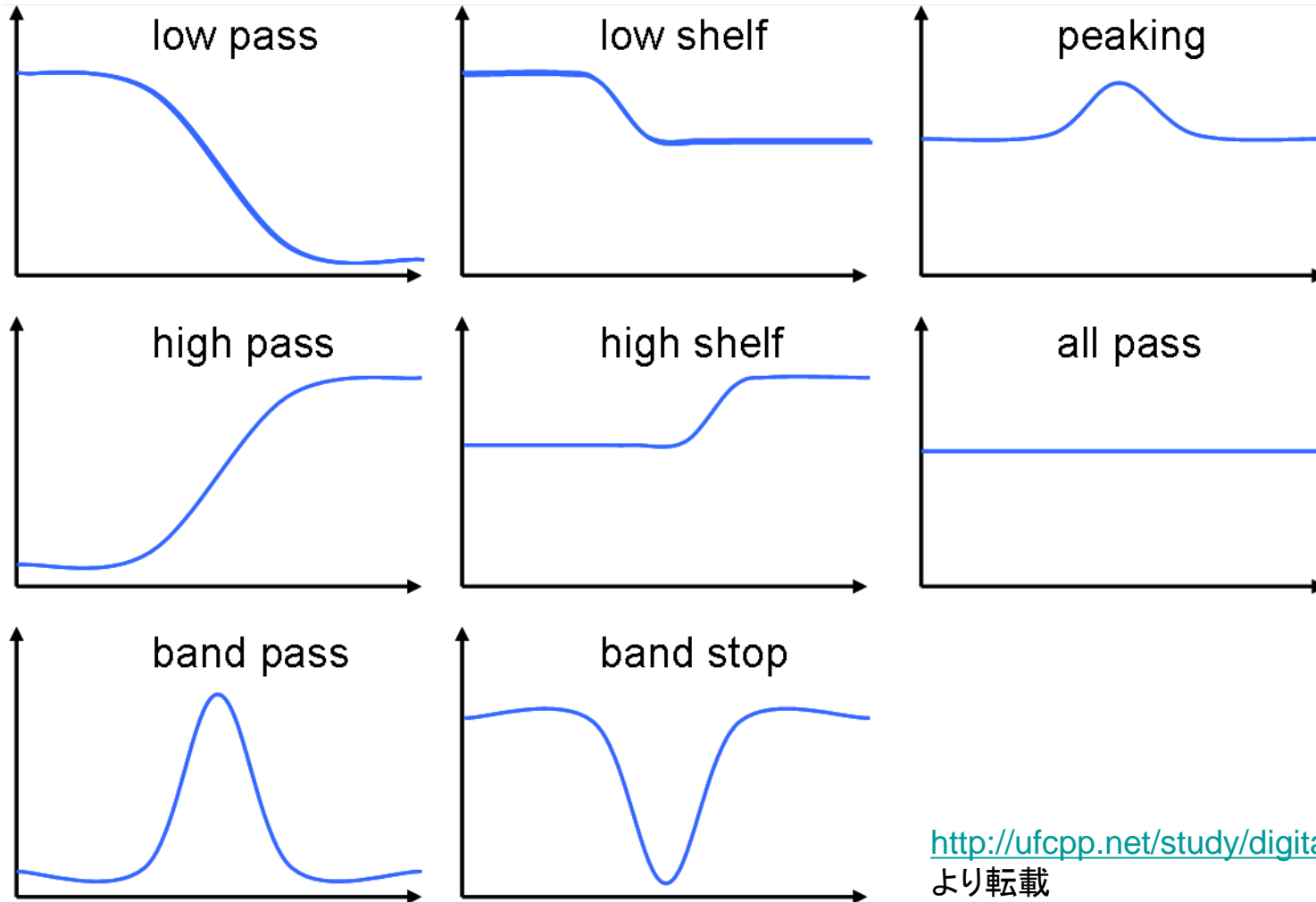
【特徴】

- ・フィルタ設計が容易である。
- ・設計手法が確立されたものである。
- ・多様な特性のフィルタが実現可能
- ・直列接続で多様な特性が実現可能



双2次フィルタは非常によく利用される。

双2次フィルタで実現可能な特性



http://ufcpp.net/study/digital_filter/biquad.html
より転載

LPF

元のアナログフィルタ

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{Q}s + 1}$$

に対して $s \rightarrow z$ 変換

$$b_0 = \frac{1 - \cos \omega_0}{2}, \quad b_1 = 1 - \cos \omega_0, \quad b_2 = \frac{1 - \cos \omega_0}{2}$$

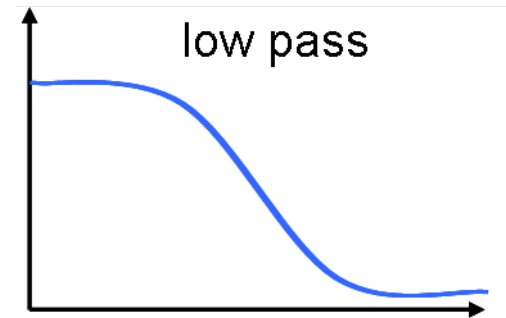
$$a_0 = 1 + \alpha, \quad a_1 = -2 \cos \omega_0, \quad a_2 = 1 - \alpha$$

ここで、

ω_0 = 遮断周波数

$$\alpha = \frac{2 \sin \omega_0}{Q}$$

Q : カットオフ特性指数



HPF

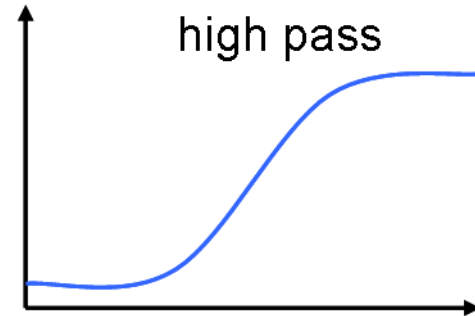
元のアナログフィルタ

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{Q}s + 1}$$

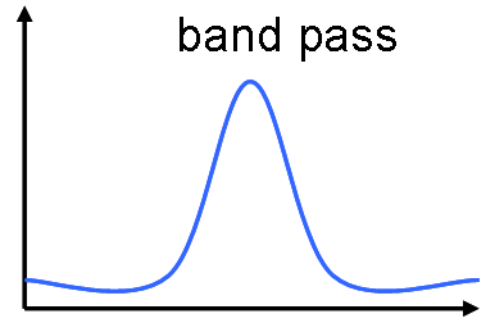
に対して $s \rightarrow z$ 変換

$$b_0 = \frac{1 + \cos \omega_0}{2}, \quad b_1 = -(1 + \cos \omega_0), \quad b_2 = \frac{1 + \cos \omega_0}{2}$$

$$a_0 = 1 + \alpha, \quad a_1 = -2 \cos \omega_0, \quad a_2 = 1 - \alpha$$



BPF



【1】元のアナログフィルタ

$$H(s) = \frac{s}{s^2 + \frac{1}{Q}s + 1}$$

に対して $s \rightarrow z$ 変換

$$b_0 = \frac{\sin \omega_0}{2}, \quad b_1 = 0, \quad b_2 = -\frac{\sin \omega_0}{2}$$
$$a_0 = 1 + \alpha, \quad a_1 = -2 \cos \omega_0, \quad a_2 = 1 - \alpha$$

【2】元のアナログフィルタ

$$H(s) = \frac{\frac{1}{Q}s}{s^2 + \frac{1}{Q}s + 1}$$

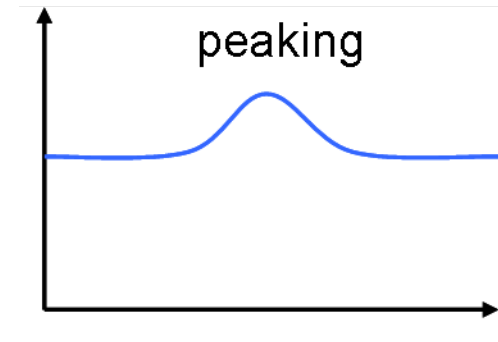
に対して $s \rightarrow z$ 変換

$$b_0 = \alpha, \quad b_1 = 0, \quad b_2 = -\alpha$$
$$a_0 = 1 + \alpha, \quad a_1 = -2 \cos \omega_0, \quad a_2 = 1 - \alpha$$

Peaking Filter

元のアナログフィルタ

$$H(s) = \frac{s^2 + \frac{A}{Q}s + 1}{s^2 + \frac{1}{AQ}s + 1}$$



に対して $s \rightarrow z$ 変換

$$b_0 = 1 + \alpha A, \quad b_1 = -2 \cos \omega_0, \quad b_2 = 1 - \alpha A$$

$$a_0 = 1 + \alpha A, \quad a_1 = -2 \cos \omega_0, \quad a_2 = 1 - \alpha A$$

ここで

A : ピークの利得

Low/High Shelf Filter

【Low Shelf Filter】

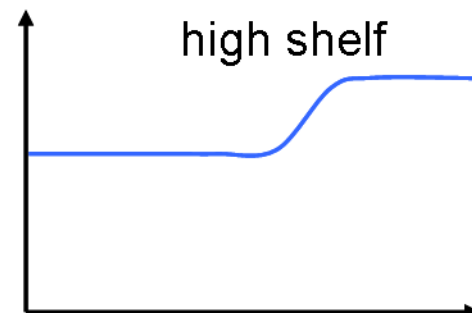
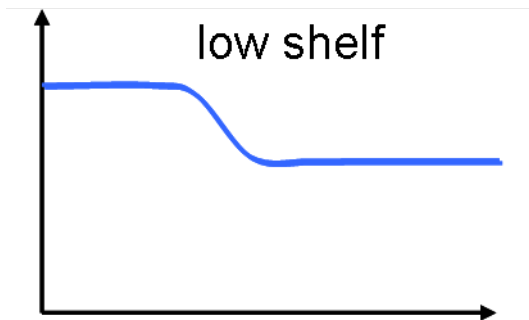
元のアナログフィルタ

$$H(s) = A \frac{s^2 + \frac{\sqrt{A}}{Q}s + A}{As^2 + \frac{\sqrt{A}}{Q}s + 1}$$

【High Shelf Filter】

元のアナログフィルタ

$$H(s) = A \frac{As^2 + \frac{\sqrt{A}}{Q}s + 1}{s^2 + \frac{\sqrt{A}}{Q}s + A}$$



演習課題70

双2次フィルタによるLPF、HPFと他の設計法によるものとの特性を比較しなさい。具体的には、同一遮断周波数を定めて設計した場合の両者の周波数特性を比較して、議論をしなさい。

演習課題71

音楽プレーヤーでは、周波数を幾つかの帯域に分割し、各帯域のゲイン特性を自由に設定できるイコライザという機能がある。

以下のフィルタ設計法で、それぞれイコライザを実現してみよう。

2. 窓関数法によるFIRフィルタの設計

3. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計 (1)

4. アナログフィルタを基にした
デジタルIIRフィルタの設計法 (11)

5. 双2次フィルタ