

論 文

橢圓函數를 이용한 Digital
필터의 設計

正會員 金 東 龍* 正會員 李 鍾 寅** 正會員 辛 烘 圭**

The Design of Digital Filter Using
Elliptic Functions

Dong Yong KIM* Chong In LEE** Hong Kyu SHIN** *Regular Members*

要 約 本 論 文 은 橢 圓 函 數 를 利 用 한 IIR digital 필터 設 計 에 關 하 여 研 究 한 것 이 다. Digital 橢 圓 函 數 는 analog 橢 圓 函 數 로 부 터 Bilinear z 變 換 에 依 하 여 求 하 였 다. Bilinear z 變 換 된 函 數 로 digital 필터 를 設 計 하 면 aliasing 現 象 은 避 할 수 있 으 나 周 波 數 歪 曲 이 發 生 한 다. Analog 函 數 를 digital 函 數 로 變 換 하 면 이 러 한 影 響 으 로 遮 斷 周 波 數 領 域 이 不 一 致 하 므 로 이 것 을 避 하 기 爲 하 여 prewarping 法 을 利 用 하 였 다. 마 지 막 으 로, 컴 퓨 터 simulation 에 依 하 여 analog 크 기 특 성 과 digital 크 기 특 성 을 比 較 한 結 果, prewarping 을 한 digital 크 기 특 성 이 analog 크 기 특 성 에 比 하 여 改 善 되 었 음 을 確 認 할 수 있 었 다.

ABSTRACT In this paper, we have studied on the IIR digital filters design using Elliptic functions. In process of transformation to digital functions from analog Elliptic functions, Bilinear z transformation method has been utilized. Designing of digital filter using the Bilinear z transformation the problem of aliasing can be avoided, whereas the frequency distortion is generated. The transformation from analog function to digital function is not equal in the region of the cut off frequency response caused by this effect. Avoiding the problem of this effect, we have used prewarping method. Finally, the magnitude characteristics of digital filters are compared with its of analog filters by computer simulation. The results have shown that the magnitude characteristics of digital filters by the prewarping method have made more remarkable improvement than its of analog filters.

1. 序 論

Digital 信號 處 理 는 最 近 PCM 通 信, 人 工 衛 星

通 信 등 에 있 어 서 必 須 의 인 分 野 이 다. 特 히 Digital 필터 는 音 聲 處 理, 畫 像 處 理, 水 中 音 波 探 知 機 와 레이더 시스템, digital 制 御 系 統 등 여 러 分 野 에 널 리 使 用 되 고 있 으 며, analog 필터 에 比 하 여 安 定 度, 信 賴 度, 正 確 度, 適 應 度 등 의 長 點 을 가 지 고 있 다⁽¹⁾.

Digital 필터 設 計 시 利 用 되 는 函 數 는 Butterworth, Chebyshev, Bessel, 橢 圓 (Elliptic) 函 數 등^{(2)~(4)} 이 있 으 나, 通 過 域 (pass band) 과 沮 止 域 (stop or attenuation band) 에 서 等 波 狀 (equal

* 全 北 大 學 校 工 科 大 學 電 氣 工 學 科
Dept. of Electrical Engineering Chonbuk National
University Chon Ju 520 Korea.

** 全 北 大 學 校 大 學 院 電 氣 工 學 科
Dept. of Electrical Engineering Chonbuk National
University Chon Ju 520 Korea.
論 文 番 號 : 86-33(接 受 1986. 7. 18)

ripple) 특성을 가지고 遷移域(transition band) 이 가장 좁은 橢圓函數를 利用한 濾터 設計法이 最近에 많이 研究되어지고 있다^{(1)~(6), (11)}.

本 論文에서는 橢圓函數를 利用한 IIR digital 濾터 設計法을 提示한다. 먼저 analog 濾터 設計時 動勢區域(dynamic range)과 最大平坦(maximally-flat) 특성을 向上시키기 爲하여 D. Y. Kim 이 提案한 새로운 方法^{(5), (6)}을 digital 濾터 設計時에도 適用하였으며, digital 濾터 函數는 analog 濾터 函數를 Bilinear z 變換^{(2), (3)}하여 求하였다. 그리고 이 變換에 依하여 發生된 周波數歪曲을 줄이기 爲하여 prewarping^{(3), (7), (8)}을 하였으며, digital 濾터 構成은 n次數의 函數를 n이 奇數일때는 하나의 1次函數와 (n-1)/2個의 2次函數로, n이 偶數일때는 n/2個의 2次函數로 分離하여 canonic 形으로 實現하여 縱續連結(cascade)하는 方法을 採擇하였다.

마지막으로, simulation에 依하여 analog 크기 특성과 prewarping 前, 後의 digital 크기 특성을 考察하였다.

2. 橢圓(Elliptic) 函數

1. Analog 濾터傳達函數

Cauer에 依하여 처음 提示된 橢圓函數는 s-領域에서 規準化된 형태로 고쳐쓰면 다음 式과 같다^{(5), (9)}.

$$H_N(s) = \frac{H_0}{D_0(s)} \prod_{i=1}^r H_i(s) = \frac{H_0}{D_0(s)} \prod_{i=1}^r \frac{s^2 + A_{0i}}{s^2 + B_{1i}s + B_{0i}} \quad (1)$$

여기서

$$r = \begin{cases} (n-1)/2, & n : \text{奇數} \\ n/2, & n : \text{偶數} \end{cases}$$

$$D_0(s) \begin{cases} s + \sigma_0, & n : \text{奇數} \\ 1, & n : \text{偶數} \end{cases}$$

式(1)에서 2次式으로 表現된 $H_i(s)$ 의 添字 i를

省略하고 다시 쓰면 式(2)와 같다.

$$H(S) = \frac{s^2 + A_0}{s^2 + B_1 s + B_0} = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2)$$

여기서 ω_z : zero frequency
 ω_p : pole frequency
 Q_p : pole Q

이며 ω_p 와 ω_z 의 크기에 따라 그림 1과 같이 서로 다른 notch 특성을 갖는다.

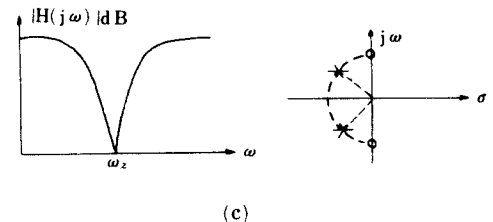
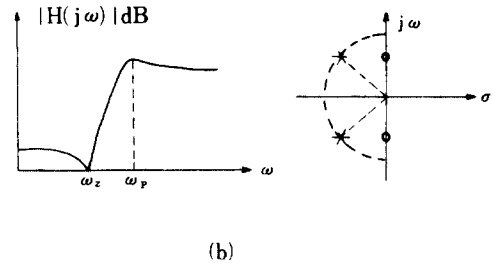
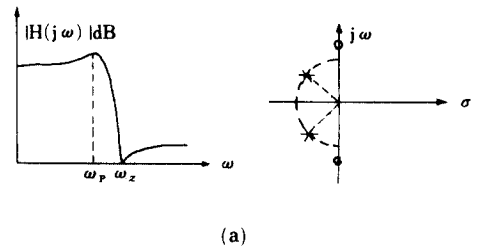


그림 1 2차함수 notch 濾터의 gain response와 s-영역 pole-zero plot
 (a) 저역통과 notch. (b) 고역통과 notch. (c) 정규 notch.
 2nd-order notch filter gain response and s-domain pole-zero plot.
 (a) Low-pass notch. (b) High-pass notch. (c) Regular notch.

非規準化된 低域通過($H_{LP}(\bar{s})$), 高域通過($H_{HP}(\bar{s})$), ... 函數들은 表 1 에 나타낸 周波數變換法 (3), (5), (9) 을 利用하여 式(1)로부터 求할 수 있으며 式(3)과 같이 쓸 수 있다.

$$H(\bar{s}) = \frac{H_0}{D_0(\bar{s})} \prod_{i=1}^r H_i(\bar{s})$$

$$= \frac{H_0}{D_0(\bar{s})} \prod_{i=1}^r \frac{\bar{s}^2 + A_{0i}}{\bar{s}^2 + B_{1i} \bar{s} + B_{0i}} \quad (3)$$

여기서 r 은 式(1)과 같으며 $D_0(\bar{s}) = \bar{s} + \sigma_0$ 이다.

표 1 Analog 함수의 주파수 변환
Frequency transformation of analog function.

Type	Transformation	Remark
$H_{LP}(\bar{s})$	$s = \lambda \bar{s}$	λ : scale factor
$H_{HP}(\bar{s})$	$s = \lambda / \bar{s}$	
$H_{BP}(\bar{s})$	$s = \frac{1}{B} \left(\bar{s} + \frac{\omega_0^2}{\bar{s}} \right)$	band width ω_0 :
$H_{BS}(\bar{s})$	$s = \frac{B \bar{s}}{\bar{s}^2 + \omega_0^2}$	center freq.

2. Digital 필터 傳達函數

Digital 필터函數는 式(3)의 analog 필터函數를 다음과 같은 變換法을 利用하여 求할 수 있다^{(2),(3),(10)}.

- a) Invariant-Impulse-Response法
- b) Modified Invariant-Impulse-Response法
- c) Matched z 變換法
- d) Bilinear z 變換法

本 論文에서는 aliasing 現象을 除去하고 analog 函數로부터 直接 Digital 函數로 連續的으로 one-to-one mapping 이 가능한 Bilinear z 變換法을 使用한다.

1) Bilinear z 變換^{(2),(3),(10)}

定義에 依하여 z -領域에서 傳達函數 $H(z)$ 는 式(4)와 같다.

$$H(z) = H(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \quad (4)$$

여기서 T 는 標本化週期이다. 그러므로 式(3)의 $H(\bar{s})$ 는 式(5)처럼 쓸 수 있다.

$$H(z) = \frac{H_0 (1 + z^{-1})}{(C + \sigma_0) - (C - \sigma_0) z^{-1}} \prod_{i=1}^r \frac{(C^2 + A_{0i}) - 2(C^2 - A_{0i}) z^{-1} + (C^2 + B_{0i} + B_{1i}C) - 2(C^2 - B_{0i}) z^{-1} + (C^2 + A_{0i}) z^{-2}}{(C^2 + B_{0i} - B_{1i}C) z^{-2}} \quad (5)$$

여기서 $C = 2/T$ 이며 r 은 式(1)과 같으며, n 이 偶數일 경우 첫째항은 H_0 가 된다.

式(5)의 마지막항 2次式에서 添字 i 를 省略하고 크기 $|H[\exp(j\omega T)]|^2$ 을 求해보면,

$$|H[\exp(j\omega T)]|^2 = \frac{[(C^2 + A_0) \cos \omega T - (C^2 - A_0)]^2}{[(C^2 + B_0) \cos \omega T - (C^2 - B_0)]^2 + (B_1 C)^2 \sin^2 \omega T} \quad (6)$$

가 되므로 Digital 函數의 notch 周波數 Ω_z 는 式(6)의 分子항이 零이 되는 點이다. 즉

$$\Omega_z = \frac{1}{T} \cos^{-1} \frac{C^2 - A_0}{C^2 + A_0} = \frac{1}{T} \cos^{-1} \frac{C^2 - \omega_z^2}{C^2 + \omega_z^2} \quad (7)$$

따라서 analog 函數의 notch 周波數 ω_z 와의 關係는 다음과 같다.

$$\Omega_z = \frac{2}{T} \tan^{-1} \frac{\omega_z T}{2} \quad (8)$$

그러므로 analog 函數에서의 通過域, 阻止域周波數 $\omega_i (i=1, 2, \dots)$ 를 Digital 函數의 通過域, 阻止域周波數 $\Omega_i (i=1, 2, \dots)$ 로 直接 one-to-one mapping 시킬 경우 周波數 歪曲現象이 發生하는데 이現象을 warping effect 라 하며 prewarping

에 의하여 除去시킬 수 있다^{(7), (8)}.

2) prewarping에 의한 Digital 函數

prewarping 法에는 傳達函數 자체를 prewarping 시키는 法⁽⁷⁾과 傳達函數의 極點(pole)과 零點(zero)을 개별적으로 prewarping 시키는 法⁽⁸⁾들이 있다.

本 論文에서는 後者를 택하여 橢圓函數에 適用했다.

一般的으로 Digital 필터의 設計明細條件(specification)은 周波數領域에서 주어지는데 그때의 通過域edge (通過式의 시작 또는 끝나는 點) 와 沮止域edge를 각각 $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_i, \dots$ 라하면, 이를 滿足하는 analog 函數를 求하기 前에 式(8)로부터

$$\omega_i = \frac{2}{T} \tan \frac{\Omega_i T}{2}, \quad (i=1, 2, \dots) \quad (9)$$

를 滿足하는 $H_N(s)$ 를 求하고, 表 1을 利用하여 $H(\bar{s})$ 를 求한다. 다음 이 $H(\bar{s})$ 를 式(4)에 依하여 Bilinear z 變換하면 warping effect를 除去시킬 수 있다. 즉 prewarping 法에 依하여 digital 函數를 求하기 爲해서는 表 1의 λ, B, ω_0 와

표 2. Digital 설계명세 조건으로부터 구해진 analog 함수의 λ, B, ω_0 와 ω_p 의 변환표
 λ, B, ω_0 and ω_p transformation table of analog function obtained from digital specification.

LP	$\omega_p = \sqrt{K_0}$	$\lambda = \omega_p T / 2 \tan(\Omega_p T / 2)$
HP	$\omega_p = 1 / \sqrt{K_0}$	$\lambda = 2 \omega_p \tan(\Omega_p T / 2) / T$
BP	$\omega_p \begin{cases} \sqrt{K_1}, (K_C \geq K_B) \\ \sqrt{K_1}, (K_C < K_B) \end{cases}$	$\omega_0 = 2\sqrt{K_B} / T$ $B = 2K_A / T \omega_p$
BS	$\omega_p \begin{cases} 1/\sqrt{K_1}, (K_C \geq K_B) \\ 1/\sqrt{K_1}, (K_C < K_B) \end{cases}$	$\omega_0 = 2\sqrt{K_B} / T$ $B = 2K_A \omega_p / T$
	$K_A = \tan \frac{\Omega_p T}{2} - \tan \frac{\Omega_s T}{2}$	$K_0 = \frac{\tan(\Omega_p T / 2)}{\tan(\Omega_s T / 2)}$
	$K_B = \tan \frac{\Omega_p T}{2} \tan \frac{\Omega_s T}{2}$	$K_1 = \frac{K_A \tan(\Omega_s T / 2)}{K_B - \tan^2(\Omega_s T / 2)}$
	$K_C = \tan \frac{\Omega_s T}{2} - \tan \frac{\Omega_p T}{2}$	$K_2 = \frac{K_A \tan(\Omega_s T / 2)}{\tan^2(\Omega_s T / 2) - K_B}$

$H_N(s)$ 의 通過域 edge ω_p 를 digital 필터 設計明細條件에서 求해야 되는데 그 結果를 表 2에 나타내었으며⁽³⁾ 使用例는 IV章에서 論議된다.

3. Digital 필터의 構成

式(5)으로 表現된 1次와 2次的 digital notch 函數를 乘算器의 積(product) 없이 乘算器, 加算器, 遲延素子들만으로 digital 필터를 構成시키기 爲하여 다시쓰면

$$H(z) = \frac{\beta_2 + \beta_2 z^{-1}}{1 - \beta_1 z^{-1}} \prod_{i=1}^r \frac{a_{3i} - a_{4i} z^{-1} + a_{3i} z^{-2}}{1 - a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}} \quad (10)$$

여기서

$$\beta_1 = \frac{C - \sigma_0}{C + \sigma_0}, \quad \beta_2 = \frac{H_0}{C + \sigma_0}$$

$$a_{1i} = \frac{2(C^2 - B_{0i})}{C^2 + B_{0i} + B_{1i}C}$$

$$a_{2i} = \frac{C^2 + B_{0i} - B_{1i}C}{C^2 + B_{0i} + B_{1i}C}$$

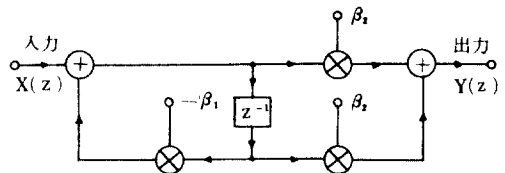
$$a_{3i} = \frac{C^2 + A_{0i}}{C^2 + B_{0i} + B_{1i}C}$$

$$a_{4i} = \frac{2(C^2 - A_{0i})}{C^2 + B_{0i} + B_{1i}C}$$

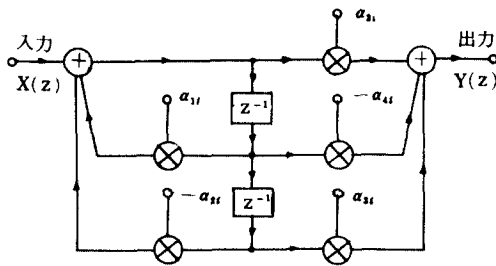
이며 r은 式(1)과 같고 次數 n이 偶數일 경우 첫째항은 H_0 이다.

式(10)의 1次函數와 2次函數를 canonic形 digital 필터로 構成하면 그림 2와 같다.

그러므로 式(10)의 次數가 奇數이면 1個의 그림 2



(a)



(b)

그림 2 Canonic 형 digital 필터 구성. (a) n = 1, (b) n = 2
 Canonic form digital filter structures
 (a) n = 1, (b) n = 2.

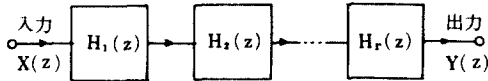


그림 3 그림 2의 종속연결.
 Cascade realization of Fig. 2.

(a)와 (n-1)/2개의 그림 2(b)를 縱續連結하고, 次數가 偶數이면 n/2개의 그림 2(b)를 그림 3과 같이 縱續連結하여 實現한다.

단, 縱續連結時 連結順序는 最近의 方法^{(5), (6)}에 準한다. 그리고 高次(n > 3)인 低域通過 필터는 低域通過 notch 들만으로, 高域通過 필터는 高域通過 notch 들만으로 連結시킨다. 帶域通過, 帶域 沮止 필터는 低域通過 notch와 高域通過 notch를 結合하여 縱續連結하여 實現한다.

4. 實例 및 檢討

1. Computer Simulation

橢圓函數를 이용한 橢圓 필터의 크기特性 및 損失(loss) 特性을 考察하기 爲하여 使用된 Computer는 HP-9816이며, 각 橢圓函數 H_N(s), H(̄s), H(z)를 求하기 爲한 program은 紙面관계 상 省略한다.

設計例 1 :

最大通過域 ripple(A_P) = 1.0dB, 最小沮止域 減衰度(Attenuation = A_a) = 40dB, 通過域 edge

(Ω_P) = 2 KHz, 沮止域 edge (Ω_a) ≤ 3 KHz, 標本化週期(T) = 10⁻⁴ sec.를 滿足하는 digital 低域通過 필터를 設計했다.

計算된 H_N(s)의 次數는 n = 4이며, 表 2로부터,

$$K_0 = \frac{\tan(\Omega_P T/2)}{\tan(\Omega_a T/2)} = 0.527864045 \quad (11)$$

$$\omega_P = \sqrt{K_0} = 0.726542528 \quad (12)$$

$$\lambda = \omega_P T / 2 \tan(\Omega_P T/2) = 5.0E-5 \quad (13)$$

이고, 設計條件 A_P, A_a와 式(12)를 滿足하는 式(1)의 係數값과, 式(13)과 表 1에 依하여 式(3)의 H_{LP}(̄s)의 係數값을 Program에 依하여 求하면 表 3과 같다.

표 3 설계에 1의 H(̄s)와 H(̄s)의 계수값.
 Coefficients of H(̄s) and H(̄s) (design Ex. 1).

	i	A _{1i}	B _{1i}	B _{1i}	H ₀
H _N (̄s)	1	11.2944354	0.1714740	0.5131360	0.0032721
	2	2.1698370	0.5247129	0.1731528	
H _{LP} (̄s)	1	4.51777E9	6.85896E7	1.02627E4	0.0032721
	2	8.67935E8	2.09885E8	3.46306E3	

다음 Bilinear z 變換에 依한 式(10)의 각 係數값은 表 4와 같다.

표 4 설계에 1의 H(z)의 계수값.
 Coefficients of H(z) (design Ex. 1).

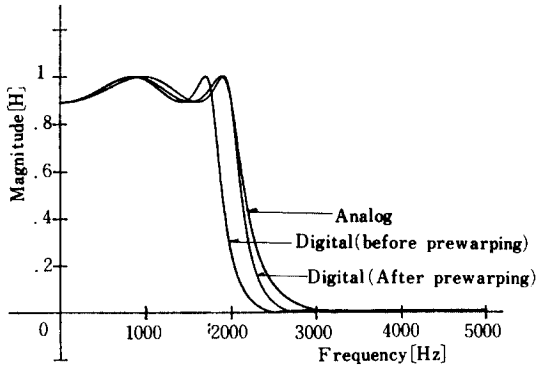
	i	a _{1i}	a _{2i}	a _{3i}	a _{4i}	H ₀
H(z)	1	0.9836414	0.3907954	7.2980900	-12.2217432	0.0032721
	2	0.5598643	0.7960348	1.8669540	-1.3780089	

設計例 1의 設計條件을 滿足하는 크기特性과 損失特性을 그림 4에 나타냈다.

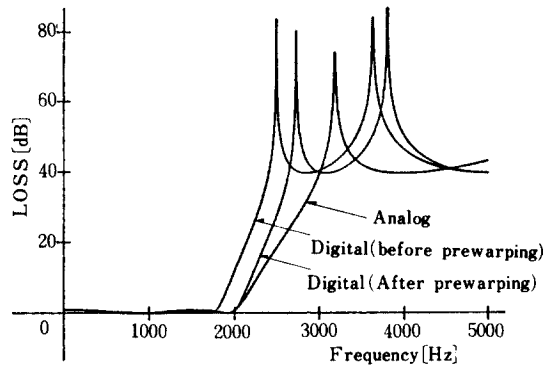
設計例 2 :

A_P = 0.5dB, A_a = 50dB, Ω_P = 3 KHz, Ω_a ≥ 2 KHz, T = 10⁻⁴ sec.를 滿足하는 digital 高域通過 필터를 設計했다.

計算된 H_N(s)의 次數는 n = 5이며, 例 1과 비



(a)



(b)

그림 4 설계예 1의 크기특성과 손실특성
(a) 크기특성 (b) 손실특성
Characteristics of magnitude and loss. (design Ex. 1)
(a) Magnitude characteristics (b) Loss characteristics.

숫한 過程을 거쳐 求해진 digital 函數 式(10)의 各 係數값은 表 5 와 같다.

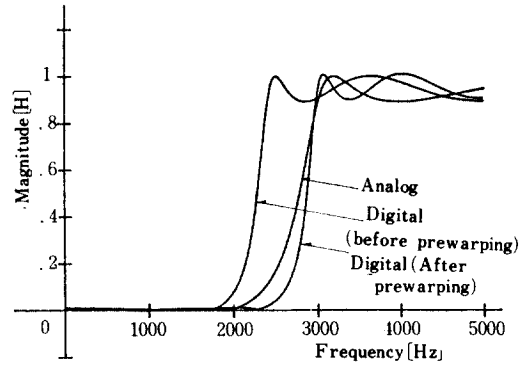
표 5 설계예 2의 H(z)의 계수값
Coefficients of H(z) (design Ex. 2).

i	a_{1i}	a_{2i}	a_{3i}	a_{4i}	β_1	β_2
1	-0.8455434	0.5051739	0.1982514	0.2631278		
2	-0.5399885	0.8371586	0.4814235	0.3343230	-0.5524098	0.2237951

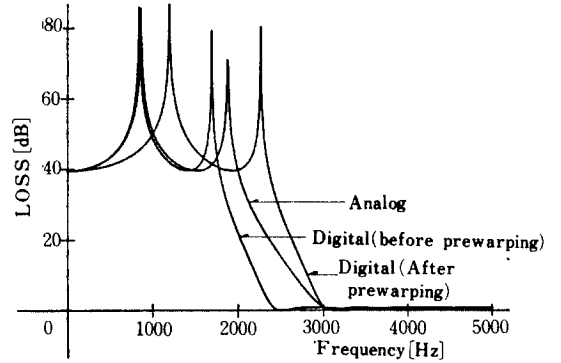
設計例 2의 設計條件을 滿足하는 크기 特性과 損失特性을 그림 5에 나타냈다.

設計例 3 :

$A_p = 1.0\text{dB}$, $A_a = 40\text{dB}$, 下段 通過域 edge(Lower pass band edge = Ω_{p1}) = 2 KHz, 上段 通



(a)



(b)

그림 5 설계예 2의 크기특성과 손실특성
(a) 크기특성 (b) 손실특성
Characteristics of magnitude and loss. (design Ex. 2)
(a) Magnitude characteristics (b) Loss characteristics.

過域 edge(Upper pass band edge = Ω_{p2}) = 3KHz, 下段 阻止域 edge(Lower stop band edge = Ω_{a1}) $\geq 1\text{KHz}$, 上段 阻止域 edge(Upper stop band edge = Ω_{a2}) $\leq 4\text{KHz}$, $T = 10^{-4}\text{sec}$. 인 digital 帶

표 6 설계예 3의 H(z)의 계수값
Coefficients of H(z) (design Ex. 3).

i	a_{1i}	a_{2i}	a_{3i}	a_{4i}
1	-0.2532269	0.8003760	6.2135166	-10.8798840
2	0.2532269	0.8003760	0.5474810	0.9586408
3	-0.5899387	0.9287727	1.7394294	-2.1400249
4	0.5899387	0.9287727	0.7797137	0.9592830
$H_0 = 0.1528185E-2$				

域通過 필터를 設計했다.

計算된 $H_N(s)$ 의 次數는 $n=4$ 이며, 表 1에 依하여 周波數 變換시키면 $H_{BP}(s)$ 의 次數는 $n=8$ 이 되므로 digital 函數 $H(z)$ 의 次數 역시 $n=8$ 이 되며 式(10)의 각 係數값을 表 6에 나타냈다.

設計例 3의 設計條件을 滿足하는 크기特性和 損失特성을 그림 6에 나타냈다.

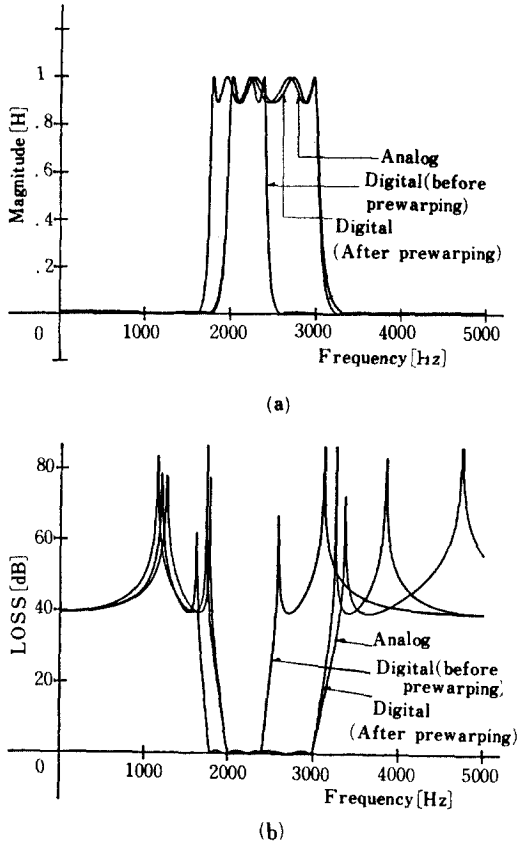


그림 6 설계예 3의 크기특성과 손실특성
 (a) 크기특성 (b) 손실특성
 Characteristics of magnitude and loss. (design Ex. 3)
 (a) Magnitude characteristics
 (b) Loss characteristics.

2. 檢 討

그림 4, 5의 크기特성을 보면 analog 특성에 비하여 digital 특성의 遷移域이 좁아졌음을 알 수 있다. 그리고 그림 5의 帶域通過 필터特性 에서의 analog 특성은 左右가 非대칭이며, digital 필

터特性은 대칭인 반면 左側의 遷移域이 약간 길고 右側의 遷移域이 훨씬 좁아졌다.

그러나, analog 能動필터의 크기特性은 數拾 MHz 까지 考察할 수 있으나, 本 論文에서 提示한 方法의 IIR digital 필터의 경우 T/2 Hz (數拾 KHz) 까지만 考察할 수 있는 短點이 있다.

5. 結 論

本 論文에서는 橢圓函數를 이용한 IIR digital 필터 設計時 Bilinear z 變換에 依하여 發生된 周波數 歪曲現象을 除去하기 爲하여 prewarping 을 하였다. prewarping 된 digital 函數를 乘算器의 積(multiplier product) 없이 canonic 形의 digital 필터로 構成하기 爲하여 successive multiplier-extraction approach 法^{(1), (11)}을 利用하였다.

本 研究에서 提示한 橢圓函數를 利用하여 設計된 digital 필터의 크기特性和 損失特성을 computer simulation 으로 檢討한 結果, analog 特性보다 改善됨을 確認할 수 있었고 그 結果를 그림 3~5에 나타내었다. 그러므로 本 論文에서 提示한 橢圓函數를 利用하여 digital 필터를 設計할 경우 音聲處理, 畫像處理, PCM 通信 分野의 digital 信號處理에 有用하게 使用될 것이다.

그러나, digital 필터는 궁극적으로 Hard ware 로 實現해야하므로 量子化雜音(quantization noise), 有限 word length 인 경우의 切捨誤差(truncation error) 등을 考慮해야 한다. 또 乘算器의 乘算回數와 遲延素子들에 依한 時間遲延問題들 역시 考慮되어야 하기 때문에 이 問題에 대한 研究가 계속되어야 할 것이다.

參 考 文 獻

- (1) K. Hirano, S. Nishimura, and S. K. Mitra, "Design of Digital Notch Filter," IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-21, no. 4, pp. 540-546, July 1974.
- (2) H. Lam, Analog and Digital Filters, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N. J. pp. 220-310, 1979.
- (3) A. Antoniou, Digital Filters Analysis and Design, Me-

- Graw-Hill, Inc., New York, 1979.
- (4) L. P. Huelsman and P. E. Allen, Introduction to the Theory and Design of Active Filters, McGraw-Hill, Inc., New York, 1980.
- (5) H. K. Kim and D.Y. Kim, "A new approach to the active realization of Elliptic Filters," Int. J. of Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 161-174, 1985.
- (6) 李鍾寅, 金東龍, "An Enhancement of Dynamic Range for the Active Realization of Elliptic Filters," 대한전자공학회지, 제23권, 제1호, 1986.
- (7) G. F. Franklin, J. D. Powell, Digital Control of Dynamic Systems, Addison Wesley Publishing Company Inc., pp. 54-61, 1980.
- (8) C. R. W. Compbell, K. M. Reineck, "A Pole/Zero Pre-warping Procedure in SCF Design," IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-31, No. 9, pp. 821-825, Sep. 1984.
- (9) 金炯甲, 回路網合成論과 필터設計, 대한전기협회, 1983.
- (10) F. J. Taylor, Digital Filter Design Handbook, Marcel Dekker, Inc., New York, 1983.
- (11) J. Szczupak, S.K. Mitra, "Digital Filter Realization Using Successive Multiplier-Extraction Approach," IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-23, pp. 235-239, Apr. 1975.



金東龍(Dong Yong KIM) 正會員
1945年7月31日生
1967년: 전북대학교전기공학과 졸업
1974년: 전북대학교 대학원 전기공학과 (석사)
1985년: 캐나다 마니토바 대학교전기공학과 (박사)
1983. 10: 전북대학교전기공학과 부교수
1986. 10: 전북대학교 전자계산소장



李鍾寅(Chong In LEE) 正會員
1949年9月27日生
1979年2月: 蔚山大學校 電子工學科(工學士)
1983年2月: 全北大學校 電氣工學科(工學碩士)
1987年2月: 全北大學校電氣工學科(工學博士 取得 確定)



辛 烘 圭(Hong Kyu SHIN) 正會員
1953年12月26日生
1975年2月: 全北大學校 電氣工學科(工學士)
1980年9月: 全北大學校 電氣工學科(工學碩士)
1983年3月~現在: 圓光大學校電子工學科 助教授
1984年3月~現在: 全北大學校 電氣工學科 博士課程