

論文 90-27-12-20

狹帶域 遷移領域을 갖는 2次元 零位相 IIR 디지털 필터의 設計

(A Design of 2-D Zero-Phase IIR Digital Filter with
Narrow Transition Band)

金 勳 學*, 尹 馨 泰**, 李 根 泳**

(Hoon Hak Kim, Hyung Tae Youn, and Keun Young Lee)

要 約

본 논문에서는 2차원 필터의 傳達函數部에서 分母項이 分解性(separable)을 갖도록 McClellan 一般項을 이용한 2차원 零位相 IIR 디지털 필터의 설계방법을 제시하였다.

일반적으로 McClellan 變換 방법은 IIR 필터의 傳達函數中에서 傳達特性을 결정하는 分母項을 쉽게 分解(separable)할 수 없기 때문에 2차원 McClellan 變換에서 얻어진 分解條件을 이용하여 2차 分母項을 결정하였으며 高次 필터는 각기 다른 c 係數값을 갖는 2차 필터를 원하는 次數만큼 直列乘算하여 설계하였다.

이 경우 각기 c 係數값을 갖는 2차 필터 특성때문에 遮斷帶域에서는 리플이 抑制되고 遷移帶域이 줄어드는 효과를 얻을 수 있었다.

Abstract

In this paper, we are proposed a 2-D zero-phase IIR second-order filter which have separable denominators. The filter combines the advantages of the separable denominator and the simplicity of the McClellan transform.

Generally, the McClellan transformation is not suitable for IIR filter because the 1-D to 2-D substitution can not be achieved easily in most of denominators. So we have designed the second order denominator using a separable condition via a first order McClellan transformation. The implementation of a higher order filter can be achieved by cascading such second order parts with different coefficients in denominator.

As a result, we have suppressed the ripples in stopband and obtained the narrow transition band.

*正會員, 仁德專門大學 電子工學科
(Dept. of Elec, Eng., Induk Ins. of Design)

**正會員, 成均館大學校 電子工學科
(Dept. of Elec, Eng., Sungkyunkwan Univ.)

接受日字: 1990年 10月 10日

I. 序 論

일반적으로 2次元 디지털 필터의 설계는 2次元 多項式的 非分解性(Non-separable) 때문에 불편화 되지 못하였다. 대부분의 2次元 디지털 필터의 설계는 이

러한 2次元 多項式의 非分解性을 最적으로 分解(separable) 하는 기법을 이용한 McClellan 變換法이 長 널리 이용되고 있다.^{11,12)} 이러한 McClellan變換法은 FIR필터를 설계하기 위한 방법으로만 이용되어 왔으나, 본 논문에서는 IIR필터의 傳達函數式 中에서 分母項이 갖는 周波數特性이 FIR필터의 周波數特性과 유사하다는 점에 착안하여 分母項의 最適分解(Separable)에 이용하였으며, '零位相의 四方對稱形 應答特性을 갖도록 하기 위하여 McClellan 一般項 中에서 코사인 항만을 취하여 설계하도록 하였다.¹³⁾

고차의 IIR필터를 설계하는 경우에는 동일한 2次元 필터를 cascading 시키는 방법이 있으나 이 경우 동일한 傳達函數式의 乘算結果가 遷移領域의 擴張을 유발시키며, 遮斷帶域에서의 雜音成分인 리플값이 증가하는 단점이 있으므로 본 논문에서는 最適化技法을¹⁴⁾ 이용하여 각기 다른 2차 필터를 설계하고 Cascading 시킴으로써 固定된 리플값과 遷移帶域을 갖는 2次元 IIR 디지털 필터의 설계 방법을 제시하였다.

II. 既存의 設計方法

1. 一次元和 二次元 IIR零位相 2次 필터의 傳達函數

일반적인 2次 IIR原始形(prototype) 필터의 傳達函數는 식(1)과 같으며,^{15,9)}

$$H_p(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} = \frac{B_p(z)}{A_p(z)} \quad (1)$$

一次元 '零位相 2次 필터의 傳達函數는 對稱性質에 따라 식(2)와 같이 쓸 수 있다.

$$H_0(z) = H_p(z) + H_p(z^{-1}) = \frac{N_0(z)}{D_0(z)} = \frac{B_p(z) A_p(z^{-1}) + B_p(z^{-1}) A_p(z)}{A_p(z) A_p(z^{-1})}$$

식 (1)의 分子項과 分母項을 식(2)에 대입하면 식(3)과 같은 周波數 應答과 필터係數값을 구할 수 있다.

$$H_0(e^{jw}) = \frac{B_0 + 2B_1 \cos w + 2B_2 \cos^2 w}{A_0 + 2A_1 \cos w + 2A_2 \cos^2 w} = \frac{N_0(w)}{D_0(w)} \quad (3)$$

$$\begin{cases} A_0 = (1 + a_1^2 + a_2^2) \\ A_1 = a_1 (1 + a_2) \\ A_2 = a_2 \\ B_0 = 2 (b_0 + a_1 b_1 + a_2 b_2) \\ B_1 = (a_1 b_0 + a_1 b_2 + a_2 b_1 + b_1) \\ B_2 = (a_2 b_0 + b_2) \end{cases}$$

이 경우 McClellan 變換式(4)를^{11,12)} 이용하여 一次元의 식(3)을 二次元으로 寫像하면 식(5)과 같은 二次元 IIR '零位相 2次 필터의 傳達函數를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \cos w &= F(w_1, w_2) \\ H_0(e^{jw_1}, e^{jw_2}) &= \frac{N_0(F(w_1, w_2))}{D_0(F(w_1, w_2))} = \frac{N_0(e^{jw_1}, e^{jw_2})}{D_0(e^{jw_1}, e^{jw_2})} \\ &= \frac{N_0(w_1, w_2)}{D_0(w_1, w_2)} \quad (5) \end{aligned}$$

2. Separable 分母項 條件

分母項 $D_0(w_1, w_2)$ 는 '實係數를 갖는 코사인項의 합 수이므로 '零位相과 四方對稱形의 周波數 應答을 갖게 되지만 일반적으로 non-causal하며 두 변수 w_1, w_2 에 대하여 분리되지 않는다. 따라서 分母項 $D_0(w_1, w_2)$ 가 분리 가능한 條件은 다음과 같이 유도한다

$$\begin{aligned} \cos w &= F(w_1, w_2) \\ &= T_{00} + T_{10} \cos w_1 + T_{01} \cos w_2 + T_{11} \cos w_1 \cos w_2 \\ &= \frac{1}{T_{11}} \{ (T_{01} + T_{11} \cos w_1) (T_{10} + T_{11} \cos w_2) + X \}, \\ X &= (T_{00} T_{11} - T_{10} T_{01}) \end{aligned}$$

식(2)의 分母項 $D_0(w)$ 에 식(6)을 대입하여 정리하면 식(7)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} D_0(w_1, w_2) &= [(A_0 - 2A_2) + 2X \left(\frac{A_1}{T_{11}} + \frac{2 A_2 X}{T_{11}^2} \right)] \\ &+ 2 \left(\frac{A_1}{T_{11}} + \frac{4 A_2 X}{T_{11}^2} \right) (T_{01} + T_{11} \cos w_1) (T_{10} + T_{11} \cos w_2) \\ &+ \frac{4 A_2}{T_{11}^2} (T_{01} + T_{11} \cos w_1)^2 (T_{10} + T_{11} \cos w_2)^2 \quad (7) \end{aligned}$$

식(7)에서 첫번째와 두번째항의 係數가 0이 된다면 分母項은 분리할 수 있으며 이 경우 얻어진 식은 식(8)과 같다.

$$D_0(w_1, w_2) = 4 A_2 T_{11}^2 \left(\frac{T_{10}}{T_{11}} + \cos w_1 \right)^2 \left(\frac{T_{10}}{T_{11}} + \cos w_2 \right)^2 \quad (8)$$

즉, $D_0(w_1, w_2)$ 가 분리되기 위해서는 첫번째와 두번째항이 0이 되어야 하며, 이 경우 유도되는 결과식이 분리되기 위한 條件式이 된다.

$$\frac{A_1}{A_2} = 4 \left(\frac{T_{10} T_{01}}{T_{11}} - T_{00} \right) = K_1(T_{11}) \quad (9)$$

$$\frac{A_0}{A_2} = \frac{1}{4} (K_1^2(T_{11}) + 8) = K_0(T_{11}) \quad (10)$$

식(9)과 식(10)로부터 $K_1(T_{11})$ 를 消去하면 식(11)를 얻을 수 있으며 식(11)에 식(3)의 係數값을 대입하면 식(12)를 얻는다.

$$A_1^2 + 8A_2^2 - 4A_0A_2 = 0 \tag{11}$$

$$(1 - a_2)^2 (a_1^2 - 4a_2) = 0 \tag{12}$$

식(12)에서 $a_2 = 1$ 은 單位圓上的 極點과 일치하여 安定條件과 맞지 않으므로 제외되며, $a_1^2 = 4a_2$ 에서는 變換 變數 $\{T_{1i}\}$ 에 關係없이 그림 1 처럼 임계적으로 damping을 허용하지 않는 原始形(prototype) 필터를 얻는다.¹¹⁰⁾

$$a_1^2 = 4a_2, \quad a_2 \approx 1 \tag{13}$$

그러므로 prototype 필터의 분리가능한 分母 $D_0(w)$ 는 식(14)과 같이 쓸 수 있다.

$$D_0(w) = 4A_2 \left(\frac{A_1}{4A_2} + \cos w \right)^2 \tag{14}$$

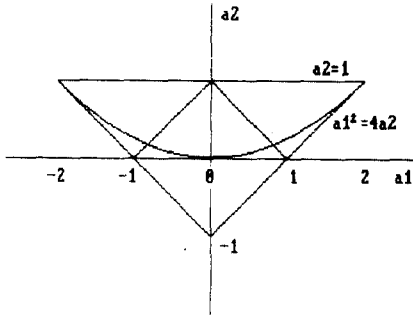


그림 1. 安定三角圖上에서의 a_1 과 a_2 의 安定度 關係
Fig. 1. Critically damped a_1 versus a_2 plot on the stability triangle.

3. 分母項의 決定

식(3)의 A_0, A_1, A_2 를 식(9)와 식(10)에 대입하여 a_2 에 관하여 정리하면 식(15)을 유도할 수 있으며 實係數條件에 따라 a_2 에 관한 식(16)의 條件을 얻는다.

$$a_2^2 + a_2(4 - k_0) + 1 = 0 \tag{15}$$

$$K_0(T_{1i}) > 6 \text{ or } K_1(T_{1i}) > 4 \tag{16}$$

식(8)에서 $D_0(w_1, w_2)$ 가 분리가능한 경우 一次元 分母項이 0인 w_p 는 식(17)과 같이 二次元 分母項이 0인 w_{p1}, w_{p2} 로 寫像될 수 있다.

$$\begin{aligned} \cos w_{p1} &= -\frac{T_{01}}{T_{11}} \quad \forall w_2 \\ \cos w_{p2} &= -\frac{T_{10}}{T_{11}} \quad \forall w_1 \end{aligned} \tag{17}$$

따라서 零位相 分母項 $D_0(w_1, w_2)$ 가 零(zero)根을 갖는 경우가 발생하지 않도록하기 위해서는 식(18)과

같은 條件을 만족하여야 한다. 즉 (w_1, w_2) 平面에서 수직이나 수평의 等位 윤곽선이 발생되서는 않된다.

$$T_{11} < T_{10} \text{ and } T_{11} < T_{01} \tag{18}$$

零位相 분리가능한 分母項은 식(8)에서 결정한 후 $D_0(w_1, w_2)$ 를 因數分解하여야 하며 식(14)를 a_1 의 項으로 정리하면 식(19)와 같이 된다.

$$D_0(w) = A_p(z) A_p(z^{-1}) = a_1^2 \left(\frac{4 + a_1^2}{4a_1} + \cos w \right)^2 \tag{19}$$

4. 分子項 計算

分子項의 구성에 따라 다양한 형태의 通過帶域을 갖는 필터를 얻을 수 있으므로 b_0, b_1, b_2 (혹은 B_0, B_1, B_2) 變수는 다음과 같은 條件에 의해 결정할 수 있다. 2次元 필터가 單位 DC利得을 갖는 경우 식(20)과 식(21)로 주어지며

$$\frac{B_0 + 2B_1 + 2B_2}{A_0 + 2A_1 + 2A_2} = 1 \tag{20}$$

$$\frac{b_0 + b_1 + b_2}{1 + a_1 + a_2} = \frac{1}{2} \tag{21}$$

N개의 2次元 필터를 이용하여 遮斷帶域에서 -3dB의 減衰 정도를 얻기 위해서는 식(2)로부터 식(22)와 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{B_0 + 2B_1 \cos w_0 + 2B_2 \cos 2w_0}{A_0 + 2A_1 \cos w_0 + 2A_2 \cos 2w_0} = 2^{-1/(2N)} \tag{22}$$

2次元의 分子項은 식(23)과 같이 정의하면 $z = -1$ 에서의 零點은 $w = +\pi$ 에서 零값의 응답을 갖게되며 $z = -c$ 에서의 零點으로 -3dB 遮斷 周波數 位置를 조정할 수 있다. 즉 c값이 작으면 넓은 帶域폭을 갖는 필터가 되며 c값이 크면 좁은 帶域폭을 갖는 필터가 된다.

$$B_p(z) = b_0(1 + z^{-1})(1 + cz^{-1}) \tag{23}$$

따라서 식(1)과 (23)로부터 b_1, b_2 는 다음과 같이 쓸 수 있으며

$$b_1 = (1 + c)b_0, \quad b_2 = cb_0$$

단위 DC利得인 경우 식(21)로부터 식(24)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{G}{4(1+c)}, \quad b_1 = G/4, \quad b_2 = \frac{cG}{4(1+c)} \\ G &= (1 + a_1 + a_2) \end{aligned} \tag{24}$$

식(24)를 이용하여 식(22)의 分子項을 결정할 수 있으며 식(7)의 McClellan 變換을 이용하면 식(25)와 같이 一般化할 수 있다.¹³⁾

$$N_0(w_1, w_2) = \sum_{i=0}^2 \sum_{j=0}^2 b_{ij} \cos^i w_1 \cos^j w_2 \quad (25)$$

$$\begin{cases} b_{00} = B_0 + 2B_1 T_{00} + 2B_2 (2T_{00}^2 - 1) \\ b_{10} = 2B_1 T_{10} + 8B_2 T_{00} T_{10} \\ b_{11} = 2B_1 T_{11} + 8B_2 (T_{00} T_{11} + T_{10} T_{01}) \\ b_{20} = 4B_2 T_{10}^2 \\ b_{21} = 8B_2 T_{10} T_{11} \\ b_{22} = 4B_2 T_{11}^2 \\ b_{01} = 2B_1 T_{01} + 8B_2 T_{00} T_{01} \\ b_{02} = 4B_2 T_{01}^2 \\ b_{12} = 8B_2 T_{01} T_{11} \end{cases}$$

III. 提案 設計 方法

1. 既存 方法의 問題點 및 結課

기존의 방법¹³⁾에서는 2次 필터의 分子項에서 c값을 변화시킴으로서 원하는 遮斷周波數를 갖는 필터를 설계하였으나 c값만으로는 特定 遮斷周波數를 갖는 필터 특성을 얻을 수 없다. N개의 2次部 필터를 cascading시켜 遮斷周波數 w_0 에서 40dB減少를 갖는 필터를 얻는 경우 원하는 遮斷周波數 w_0 에 대응하는 c값은 식(26)에 의하여 구할 수 있다.

$$c = \frac{F(w_0, N) - (1 + a_1 + a_2 \cos 2w_0)}{(\cos 2w_0 + a_1 + a_2) - F(w_0, N)} \quad (26)$$

$$F(w_0, N) = \frac{2}{G} D_0(w_0) 2^{-1/(2N)} - G \cos w_0$$

既存方法과 提案方法에서의 2次 필터 直列接續關係는 그림 2와 같다.

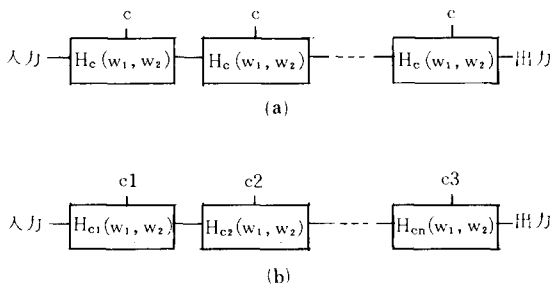


그림 2. 高次 필터의 直列 接續 블록도 (a) 既存 方法 (b) 提案 方法

Fig. 2. Serial connection of higher-order filter. (a) conventional-method, (b) proposed-method.

이 경우 원하는 遮斷周波數 w_0 에 대한 c값과 全周波數平面내에서의 최대, 최소 振幅값은 표 1과 같다.

表 1. 遮斷周波數와 c값 ($T_{00} = -0.2839$, $T_{10} = 0.5$, $T_{01} = 0.5$)

Table 1. Cutoff frequency and coefficient C. ($T_{00} = -0.2839$, $T_{10} = 0.5$, $T_{01} = 0.5$)

W_0		0.1π	0.3π	0.5π	0.7π	0.9π
2次	c	-1.10	-3.81	1.47	0.64	0.28
	MAX	1.0	3.121	0.999	0.99	1.216
	MIN	-37.8	1.63E-3	6.3E-4	8.49E-3	4.65E-2
4次	c	-1.19	6.68	0.84	0.51	0.17
	MAX	5.4E-4	3.36E-7	0.9999	0.9999	1.88
	MIN	-407.8	1.89	2.13E-6	3.49E-4	3.14E-3
6次	c	-1.30	2.2	0.67	0.46	0.14
	MAX	3.91E-6	0.9999	0.9999	0.9999	2.947
	MIN	-2524.2	1.15E-8	1.87E-7	1.14E-5	2.12E-4
8次	c	-1.43	1.46	0.6	0.44	0.13
	MAX	1.44E-8	0.9999	0.99999	0.9999	4.617
	MIN	-10743	2.12E-13	1.43E-3	3.61E-7	1.43E-5

표 1에서 보면 遮斷周波數가 커질수록 c값은 점점 작아지며 遮斷周波數가 零點에 가까울수록 c값은陰의 값을 가지며 高次인 경우 c값은 低次의 경우보다 다소 적어진다. 그렇지만 遮斷周波數가 0.8 이상이 되는 경우 최대값은 1이상의 振幅幅값을 갖게 되며, 0.3이하일때는 최소값이 큰 陰數값을 갖게되어 최대값은 거의 零의 振幅값을 갖게 된다. 따라서 그림 3처럼 周波數 平面의 (π, π) , $(\pi, -\pi)$, $(-\pi, \pi)$, $(-\pi, -\pi)$ 인점 영역의 (0,0)보다 훨씬 큰 1이상의 振幅값이나 0보다 훨씬 작은 振幅값을 가지게 되며 高次로 갈수록 이러한 값들의 차이는 더욱 심화되어 원하는 필터特성을 갖지 못한다.

또한 最適의 c값과 필터次數를 결정하여 安定된 필터를 설계하는 경우에도 원하는 遷移帶域을 갖는 필터는 설계할 수 없다. 기존 방법에서는 2차 필터를 cascading시켜 원하는 遮斷帶域 周波數의 減衰를 얻을 수 있었으나 임의의 次數 이상에서는 周波數 應答결과가 거의 동일한 값을 갖게되므로 좁은 遷移帶域을 얻을 수 없기때문에 高次 필터가 갖는 양호한 특성을 얻을 수 없으며 좁은 遷移帶域特성을 갖는 c값으로서 필터를 설계하는 경우에도 遮斷帶域내의 리플이 급격하게 증가하여 安定度를 低下시키는 문제점이 있다.

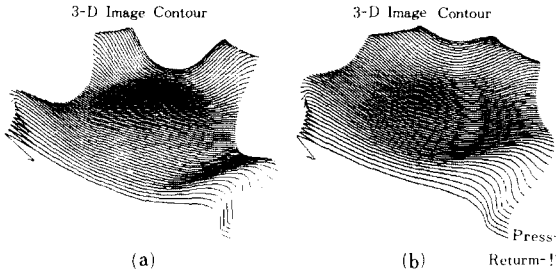


그림 3. 불안정한 주파수 응답

(a) $w_0 = 0.1\pi$ (b) $w_0 = 0.9\pi$ (8차)

Fig. 3. Unstable frequency-response.

(a) $w_0 = 0.1\pi$, (a) $w_0 = 0.9\pi$.(8order)

따라서 본 논문은 遮斷帶域의 리플, 通過帶域 遮斷周波數, 그리고 遮斷帶域 周波數을 미리 설정하여 원하는 高次 필터를 最適으로 설계하는 방법을 제시하였다.

2. 提案 設計 方法

이상적인 2次元 低域通過 필터의 周波數 平面과 斷面圖는 그림 4와 같다.

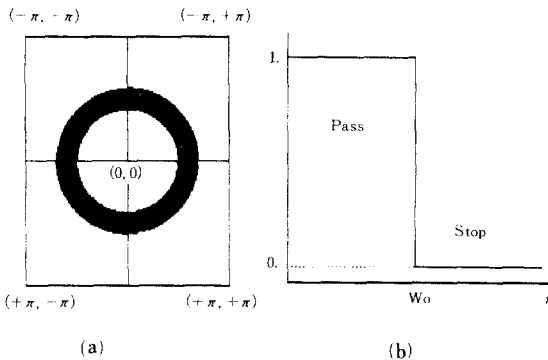


그림 4. 이상적인 低域通過 필터의 平面圖와 斷面圖
Fig. 4. Flat and cross-section of ideal lowpass filter.

通過帶域 遮斷 周波數를 W_p , 遮斷帶域 遮斷周波數를 W_s 라 할때 遷移帶域幅은 식(27)과 같으며 원하는 低域通過필터와 通過帶域 및 遮斷帶域의 리플을 고려한 실제의 低域 通過필터의 斷面圖는 그림 5와 같다.

$$\Delta F = |w_s - w_p| \tag{27}$$

이 경우 두 필터의 에러函數 $E(w_1, w_2)$ 는 식(28)과

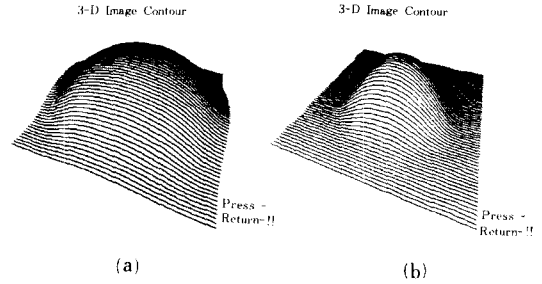


그림 5. 2-D 低域通過 필터 應答의 斷面圖

(a) 원하는 應答: $I(w_1, w_2)$

(b) 실제의 應答: $A(w_1, w_2)$

Fig. 5. Cross-section of 2-D lowpass filter frequency response.

(a) ideal-response: $I(w_1, w_2)$,

(b) specified-response: $A(w_1, w_2)$.

같으며 식(28)의 에러函數가 最小가 되는 각 2次部의 c값들을 찾아야 한다.

$$|E(w_1, w_2)| = \underset{0 < w_1, w_2 < \pi}{\text{MIN}} |I(w_1, w_2) - A(w_1, w_2)| \tag{28}$$

따라서 기존의 McClellan 變換⁽²⁾을 이용하여 T_p 값을 결정한 후 원하는 필터규격인 $w_p, w_s, \delta_p, \delta_s$ 로 이상적인 低域通過 필터를 설계한다. 그리고 필터次數에 따라 각 2次필터부의 c값들을 초기화시킨 후 2절에서 언급한 방법으로 실제의 應答 $A(w_1, w_2)$ 를 계산하여 식(28)의 에러函數를 계산한다. 이 에러函數가 許容範圍를 만족하지 않는 경우 c값을 재 조정하여 다시 실제의 應答 $A(w_1, w_2)$ 를 계산하며 이 과정을 만족할때 까지 반복한다. 전체 흐름도는 그림 6과 같다.

IV. 시뮬레이션 및 結果

본 논문에서는 c변수값의 결정을 선형 프로그래밍을 이용하여 구하였으며 기존의 방법에서 구한 c값들을 표 2에서 비교하였다.

표 2의 경우 그림 7에서 周波數 應答의 斷面圖를 각 次數에 대하여 나타내었으며 각 그림의 좌측이 既存方法의 應答이고 우측에 提案한 方法의 應答을 나타내었다. 그림에서 低次인 경우에 遮斷帶域의 리플이 既存方法보다 훨씬 적음을 알 수 있으며 高次로 갈수록 현격한 차이가 있음을 알 수 있다. 既存方法인 경우 遷移帶域幅이 넓으며 高次인 경우에도 遮斷帶域의 리플이 크게 줄어 들지 않았지만 提案方法에서는 高次로 갈수록 리플이 급격히 줄어들며 遷移帶域

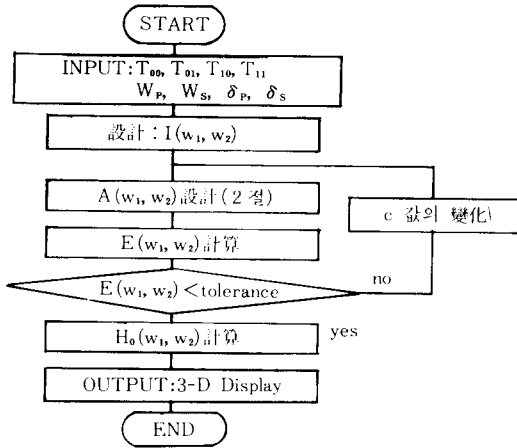


그림 6. 提案 方法의 全體 흐름도
Fig. 6. Flow chart of proposed-method.

幅이 원하는 규격과 거의 동등함을 알 수 있었다.

그림 8은 8차인 경우 既存方法과 提案方法의 振幅 應答을 나타낸 그림이다.

V. 結 論

본 논문에서는 2차원 IIR 디지털 필터의 傳達函 數部에서 나타나는 2次元 多項式의 非分解性을 기존 의 FIR필터 설계에서만 적용되어 왔던 McClellan變 換法을 이용하여 IIR 分母項의 分解를 하였으며 이 이렇게 分解된 2次元 多項式의 傳達函數式을 이용하 여 2次元 2次 필터를 설계하는 방법을 보였다. 또한 高次필터의 설계시 2次 필터의 直列乘算에서 나타나는 累乘誤差로 인하여 遷移領域이 확장되는 문제점

表 2. C 값과 遷移帶域幅 ΔF ($T_{00} = -0.2839$, $T_{10} = 0.5$, $T_{01} = 0.5$)
(a) 遮斷周波數: $W_0 = 0.5\pi$
(b) 遮斷周波數: $W_p, W_s = 0.5\pi, 0.7\pi$

Table 2. C coefficient and transition band width of ΔF ($T_{00} = -0.2839$, $T_{10} = 0.5$, $T_{01} = 0.5$)
(a) cutoff frequency: $w_0 = 0.5\pi$,
(b) cutoff frequency: $w_p, w_s = 0.5\pi, 0.7\pi$.

次數	既存 方法	提案 方法
4	$c = 0.835$ $\Delta F = 0.5$ 이상	$c1 = 2.232$ $\Delta F = 0.4$ $c2 = 0.987$
6	$c = 0.674$ $\Delta F = 0.5$ 이상	$c1 = 3.16$ $\Delta F = 0.37$ $c2 = 1.8$ $c3 = 1.0$
8	$c = 0.600$ $\Delta F = 0.5$ 이상	$c1 = 1.272$ $\Delta F = 0.24$ $c2 = 2.264$ $c3 = 0.953$ $c4 = 6.447$

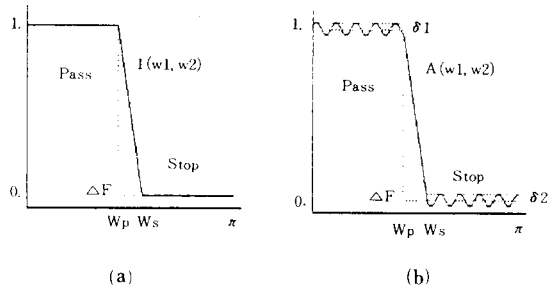


그림 8. 8次 低域通過 필터의 周波數應答 比較
(a) 既存方法 (b) 提案方法

Fig. 8. Frequency-response comparison of 8 order lowpass filter.
(a) conventional-method,
(b) proposed-method.

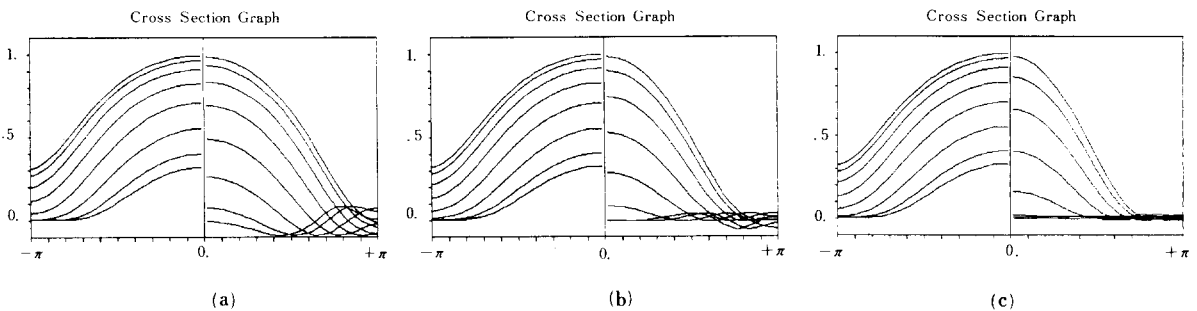


그림 7. 표 2에 대한 周波數應答의 斷面圖
(a) 4次 (b) 6次 (c) 8次

Fig. 7. Cross-section of frequency response for table 2.
(a) 4 order, (b) 6 order, (c) 8 order.

을 傳達函數部에 가변성의 C계수 값을 두어 直列乘算에 따른 累乘誤差를 감소시킴으로서 遷移領域이 효과적으로 축소되고 遮斷帶域에서 나타나는 雜音成分인 리플값이 抑制되는 방법을 보였다.

參 考 文 獻

[1] J.H. McClellan, "The design of two-dimensional digital filters by transformatio," in *Proc. 7th Annual Princeton Conf. on information Sciences and Systems*, pp. 247-251, 1973.

[2] R.W. Mersereau, W.F.G. Mecklenbrauker and T.F. Quatieri, "McClellan transformations for two-dimensional digital filtering I-design," *IEEE Trans. Circuit Syst.*, vol. CAS-23, pp. 405-413, July. 1976.

[3] D.E. Dugeon and R.M. Mersereau, *Multidimensional Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs, N.J.: prentice Hall, 1984.

[4] D.M. Goodman, "A design technique for circularly symmetric lowpass filters," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-26, pp. 290-304, Aug. 1978.

[5] J.M. Costa and A.N. Venetsanopoulos, "Design of circularly symmetric two-dimensional recursive filters," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-22, pp. 432-442, Dec. 1974.

[6] F. Bernabo and P.L. Emiliani, "Design of

2-dimensional recursive digital filters," *Electronics Letters*, vol. 12, pp. 288-289, May. 1976.

[7] P.K. Rajan and M.N.S. Swammy, "Design of circularly symmetric two-dimensional FIR digital filters employing transformations with variable parameters," *IEEE. Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-31 pp. 637-642, June 1983.

[8] 김훈학, 이근영, "McClellan Transformation을 이용한 2차원 FIR 디지털 필터 설계," 1986년 대한전자공학회 하계 종합학술대회 논문집 제 9 권, 제 1 호 352-355, 1986.

[9] J.S. Lim, *Two-dimensional signal and image processing*, Prentice-Hall, Editions, 1990.

[10] D.F. Elliot, *Hand book of Digital Signal Processing engineering application*. Academic Press, Inc., 1987.

[11] 박동천, 윤형태, 김훈학, 이근영, "McClellan 변환을 이용한 이차원 영위상 FIR 필터의 설계," 1990년도 대한전자공학회 추계종합 학술대회 논문집 제13권 제 2 호 679-682쪽, 1990.

[12] 김상준, 윤형태, 김훈학, 이근영, "근사화된 임의방향 타원형 이차원 디지털 필터의 설계," 1990년도 대한전자공학회 추계종합 학술대회 논문집 제13권 제 2 호 687-691쪽, 1990.

著 者 紹 介



金勳學(正會員)

1958年 3月 20日生. 1985年 성균관대학교 공과대학 전자공학과 졸업. 1987年 성균관대학교 대학원 석사학위 취득. 1990年 성균관대학교 전자공학과 박사과정 수료. 1989年 3月~현재 인덕전문대학 전임강사. 주관심분야는 디지털 신호처리, 화상처리, 패턴 인식 신호처리 칩 설계 등임.



尹 馨 泰(正會員)

1962年 4月 15日生. 1984年 성균관대학교 공과대학 전자공학과 졸업. 1986年 성균관대학교 대학원 석사학위 취득. 1988年 3月 이후 성균관대학교 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 디지털 신호처리, 화상처리, 패턴인식 등임.

李 根 泳(正會員)

1947年 12月 30日生. 1973年 전남대학교 전기공학과 졸업. 1975年 한양대학교 대학원 전자공학과 석사학위 취득. 1978年 한양대학교 대학원 전자공학과 박사학위 취득. 1979年 3月~1980年 2月 Denmark 공과대학(연구). 1987年 9月~1988年 8月 영국 Loughborough 대학(연구). 1977年 3月~1981年 8月 광운공대 조교수. 1981年 9月~현재 성균관대학교 전자공학과 교수, 주관심분야는 스윗칭 이론, 마이크로 프로세서, 영상처리, 신경회로망 등임.