

파이프라인된 IIR 필터의 저잡음 VLSI 구현

정희원 태기철*, 최정필**, 신승철***, 정진균****

Low-noise VLSI Implementation of Pipelined IIR Filters

Ki-Cheol Tae*, Jung-Pil Choi**, Seung-Cheol Shin***, Jin-Gyun Chung**** *Regular Members*

요 약

SLA(Scattered look-ahead) 파이프라인 방법은 IIR 필터의 고속/저전력 응용에 효율적으로 쓰여질 수 있다. 그러나 이 방법은 파이프라인된 필터의 안정성을 보장할 수 있지만, 필터의 극점들이 어느 임계지역에 밀집될 때 큰 라운드 오프 노이즈 영향을 받게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 제약된 Remez exchange 알고리즘을 이용하는 저잡음 구현 기술이 제안되었으며 이 방법에서는 극점들이 밀집되는 것을 피하기 위해 임계지역에 위치한 극점들의 각을 제약하여 원하는 필터의 스펙트럼을 얻는다. 본 논문에서는 제약된 각을 가지는 극점들의 반지름을 극점이 움직이는 방향에 따라 최적화하는 알고리즘을 제안하고 제안한 방법에 의해 향상된 스펙트럼 특성 또는 라운드오프 노이즈 영향의 감소 효과를 얻을 수 있음을 보인다.

ABSTRACT

Scattered look-ahead pipelining method can be efficiently used for high sample rate or low-power applications of digital recursive filters. Although the pipelined filters are guaranteed to be stable by this method, these filters suffer from large roundoff noise when the poles are crowded within some critical regions. To avoid this problem, a low-noise implementation technique was proposed using constrained Remez exchange algorithm. By the constrained filter design approach, the desired filter spectrum is satisfied while some of the pole angles are constrained to avoid pole crowding within critical regions. In the proposed approach, to obtain improved spectrum characteristics or better roundoff noise properties, the radius of the angle-constrained pole is optimized depending on the direction of the pole movement.

I. 서론

궤환이 없는 시스템에서는 전달함수의 변형 없이 임의의 전달경로 cutset에 래치를 삽입하여 원하는 레벨까지 파이프라인을 할 수 있다. 그러나 궤환 시스템에서는 파이프라인을 위해 삽입되는 래치들이 루프내의 래치의 숫자를 변화시켜 전달함수를 변화시키기 때문에 간단한 래치를 삽입함으로써 임의의 파이프라인 레벨을 얻을 수 없다. 따라서 궤환 시스템의 파이프라인화를 위해 많은 연구가 있어왔다^[1,2].

일반적인 N 차의 궤환 루프 시스템에서 상태변수 $x(n)$ 은 과거의 상태 $x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-N+1)$ 의 함수로 표현된다. Scattered look-ahead 방법은 $x(n)$ 을 $x(n-M), x(n-2M), \dots, x(n-NM)$ 의 함수로 표현한다^[2]. 원래 필터에 존재하는 각 극점들에 대해 원래의 극점과 원점에서의 거리가 같은 곳에 등간격의 $(M-1)$ 개의 극점과 원점을 추가한다. 따라서 이 방법에 의해서는 필터의 안정성(stability)이 항상 보장된다.

Clustered look-ahead 방법은 $x(n)$ 을 $x(n-M), x(n-M-1), \dots, x(n-M-N+1)$ 상태들로 표현되도록 변환하

* 전북대학교 정보통신공학과(kctae@vlsidsp.chonbuk.ac.kr)

** 현대전자 이동통신 단말기 연구소 연구원

*** 팬택 기술연구소 연구원

**** 전북대학교 전자·정보공학부 (jgchung@moak.chonbuk.ac.kr)

논문번호: 99497-1223, 접수일자: 1999년 12월 23일

* 본 연구는 (1998)년 한국학술진흥재단 학술연구비에 의하여 지원 되었습니다.

는 방법이다^[1,2]. 그러나 clustered look-ahead 과정에서 더해지는 극점들 모두가 단위원안에 존재한다고 볼 수 없어서 필터의 안정성을 보장할 수 없다.

파이프라인된 필터가 안정하도록 하는 필터의 파이프라인 레벨 M 과 필터계수를 numerical search 방법을 이용해 계산하는 변형된 clustered look-ahead 파이프라인 방법들이 제안되었다^[3]. 일반적으로 clustered look-ahead 방법은 scattered look-ahead 방법보다 적은 수의 곱셈기를 필요로 한다.

그러나 분모항의 곱셈기 수가 증가함에 따라서 clustered look-ahead 방법으로 파이프라인된 필터는 큰 라운드오프 노이즈의 영향을 받게된다. 그것은 이 필터는 기존의 직렬연결이나 병렬구조 형태로 구현될 수 없기 때문이다. 또한 scattered look-ahead 방법만이 디지털 격자 필터^[4,5]와 같은 low-sensitivity 구조의 파이프라인화에 적용될 수 있다.

II절에서는 파이프라인된 필터의 coefficient sensitivity에 대해 살펴보고 III절에서 각도제한에 의한 노이즈 감소방법에 대해 살펴본다. IV절에서 제약된 Remez exchange 알고리즘을 제안하고 예제를 통해 제안한 방법의 효율성을 보인다. 끝으로 V절에서 결론을 맺는다.

II. 파이프라인된 필터의 Coefficient Sensitivity

본 절에서는 scattered look-ahead 방법에 의해 파이프라인된 필터가 밀집된 극점을 가짐으로써 coefficient sensitivity가 크게 증가될 조건을 원래의 극점각도 θ 와 파이프라인레벨 M 의 함수로 유도한다.

L 차 직접형 케환 필터의 전달함수를 다음과 같이 표현하자.

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{N(z)}{1 - \sum_{i=1}^L a_i z^{-i}} \quad (1)$$

Scattered look-ahead 방법을 이용하여 식(1)과 같은 전달함수의 분모를 $z^{-M}, z^{-2M}, \dots, z^{-LM}$ 과 같은 L 개의 항을 포함하는 식으로 변환하면 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{N'(z)}{D'(z)} = \frac{N'(z)}{1 - \sum_{i=1}^L b_i z^{-iM}} \quad (2)$$

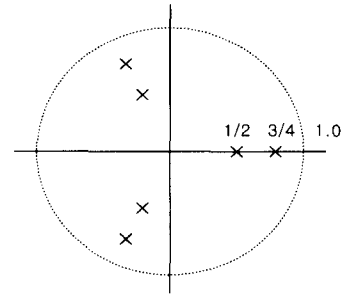


그림 1. SLA방법으로 파이프라인된 필터의 극점과 영점.

식(1)에서 분모 $D(z)$ 가 p_1, p_2, \dots, p_L 와 같은 L 개의 극점을 가지면, 식(3)과 같이 표현 할 수 있고,

$$D(z) = (1 - p_1 z^{-1})(1 - p_2 z^{-1}) \dots (1 - p_L z^{-1}) \quad (3)$$

식 (2)에서 분모 $D'(z)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$D'(z) = (1 - q_1 z^{-M})(1 - q_2 z^{-M}) \dots (1 - q_L z^{-M}) \quad (4)$$

다음 식(5)의 근은 식(6)과 같다.

$$1 - q_i z^{-M} = 0 \quad (5)$$

$$z = q_i^{1/M} e^{j2\pi i/M}, \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (6)$$

식(6)으로부터 식(5)의 근들은 같은 크기를 갖고 근접한 근 사이의 각이 $2\pi/M$ 임을 알 수 있다. 즉, M 개의 극점이 식(6)을 만족한다면 분모는 $1 - q_i z^{-M}$ 으로 표현된다.

Scattered look-ahead 방법은 원래 필터의 각각의 극점 p_i 에 $z = p_i e^{j2\pi i/M}, i=1, 2, 3, \dots, M-1$ 에 위치하는 $M-1$ 개의 극점과 영점을 삽입함으로써 M 레벨 파이프라인이 수행된다. 예로써, 그림1은 $z=1/2$ 와 $z=3/4$ 를 극점으로 가지는 2차 필터가 3레벨로 파이프라인 되었을 때의 극점과 영점의 위치를 보여준다.

극점 $z = re^{-j\theta}$ 을 가지는 IIR 필터를 고려하자.

$$H(z) = \frac{1}{1 - 2r \cos \theta z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (7)$$

$M=2$ 로 파이프라인된 필터의 극점의 각도는 $\theta, \theta + \pi, -\theta, -\theta + \pi$ 이며 전달 함수는 식(8)과 같다.

$$H(z) = \frac{1 + 2r \cos \theta z^{-1} + r^2 z^{-2}}{1 - 2r^2 \cos 2\theta z^{-2} + r^4 z^{-4}} \quad (8)$$

네 개의 극점의 각도를 비교해보면 θ 가 $0, \pi/2,$

π 에 근접할 때 서로의 극점이 밀집된다. 이러한 결과를 확장해서 M -레벨로 파이프라인된 필터의 극점이 밀집된 조건을 유도하면 식(9)와 같다.

$$\theta \rightarrow \frac{n\pi}{M}, \quad n=0, 1, \dots, M \quad (9)$$

예로써, 그림2는 4-레벨로 파이프라인된 필터에서 $\theta = 0.98\pi/4$, $r=0.95$ 인 극점의 위치를 보여준다. 그림2로부터 $\theta = \pm\pi/4$ 와 $\pm 3\pi/4$ 에 2개의 극점들이 밀집되어 있는 것을 볼 수 있다.

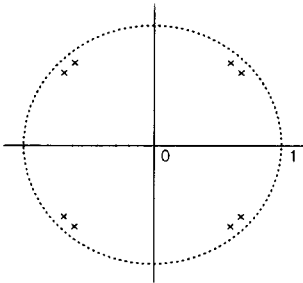


그림 2. $M=4$, $\theta = 0.98\pi/4$, $r=0.95$ 인 필터의 극점위치.

일반적으로 파이프라인 되지 않은 극점들이 $\theta = n\pi/M$ 에 위치해 있다면 이 필터를 M -레벨로 파이프라인 했을 때의 극점들은 $\theta = n\pi/M + (2\pi/M)i$, $i = 0, 1, \dots, M-1$ 주위에 밀집된다.

M -레벨로 파이프라인된 필터의 라운드오프 잡음 대 신호비는 다음과 같다^[5].

$$r \rightarrow 0 : NSR \rightarrow \log_2 M, \quad (10)$$

$$r \rightarrow 1 : NSR \rightarrow \frac{1}{4M \epsilon \sin^2 M\theta}, \quad (11)$$

위 식에서 ϵ 는 극점으로부터 단위원까지의 거리이다. 식(10)에서 극점이 원점에 접근한다면 신호 대 잡음비는 θ 와는 무관하게 된다. 그러나 식(11)에서 극점들이 단위원에 가까이 위치한다면 θ 가 $n\pi/M$ 에 접근할 때 잡음대 신호비는 급격히 증가하게 된다. 따라서 coefficient sensitivity가 크게 증가하기 위한 θ 의 조건은 라운드오프 잡음대 신호비가 크게 증가하기 위한 θ 의 조건과 같음을 알 수 있다.

III. 각도(angle)제한에 의한 노이즈 감소

Scattered look-ahead 방법으로 M -레벨로 파이프라인된 필터의 분모항은 다음과 같다.

$$D_M(z) = 1 - 2r^M \cos M\theta z^{-M} + r^{2M} z^{-2M} \quad (12)$$

$\theta = n\pi/M$ 일 때 식(12)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$D_M(z) = (1 - (-1)^n r^M z^{-M})^2 \quad (13)$$

식(13)에 있는 $D_M(z)$ 가 각 극점의 위치에서 중복 극점(항이 자승이므로)을 가지므로 극도로 극점이 몰려있는 결과를 초래한다. 식(13)의 $D_M(z)$ 는 동일한 두 부분으로 나눌 수 있다.

$$D_M(z) = (1 - (-1)^n r^M z^{-M}) \cdot (1 - (-1)^n r^M z^{-M}) \quad (14)$$

각 부분은 z^{-M} 의 함수이므로 각 부분은 M -레벨로 파이프라인 되어있다. 더욱이 파이프라인된 전달 함수는 분자·분모에 같은 다항식을 곱해서 얻어지므로 식(13)에 있는 $D_M(z)$ 의 한 부분은 제거될 수 있다. 예를 들면, $\theta = \pi/M$ 일 때 식(8)은 $H(z) = 1/(1 + r^2 z^{-2})$ 으로 줄어든다. 따라서 극점들이 밀집되는 효과는 최소화된다.

극점들이 $\theta = \pi/M$ 에 있지 않고 $\theta = \pi/M$ 에 근접해 있을 때는 파이프라인된 필터는 분모항 분해를 적용시킬 수 없으므로 큰 라운드오프 노이즈 영향을 받게 된다. 이런 경우 분모항 분해를 적용시키기 위해 $\theta = \pi/M$ 의 근처의 극점을 $\theta = \pi/M$ 로 옮긴 다음, 다음 절에서 제시하는 Constrained Remez Exchange 알고리즘으로 θ 이동의 효과를 최소화한다.

IV. Constrained Remez Exchange Algorithm

1. Constrained Remez Exchange Algorithm
제한된 극점 각을 가지는 IIR 필터를 디자인하기 위해 등 리플 디자인 방법인 M-P 알고리즘을 이용한다^[6]. [6]에서는 통과대역 감쇄(δ_p), 저지대역 감쇄(δ_s), 통과대역(ω_p), 저지대역(ω_s) 등의 주어진 스펙으로부터 Remez exchange 알고리즘으로 분자항과 분모항을 근사화 시켜서 전달함수를 얻는다. 가령 분자항의 차수가 N , 분모항의 차수가 P 인 IIR 필터의 전달함수를 $H(z) = N(z)/D(z)$ 라 하자. 이 필터의 크기응답의 제곱의 함수는 다음과 같다.

$$H(z)H(z^{-1}) = \frac{\sum_{i=0}^N c_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^P d_i z^{-i}} \quad (15)$$

여기에서 $c_i = c_{-i}$, $i=1, 2, \dots, N$ 이고 $d_i = d_{-i}$, $i=1, 2, \dots, P$ 이다. 분모항의 크기의 제곱의 함수 $|D(e^{j2\pi F})|^2 = \hat{D}(F)$ 는 다음처럼 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{D}(F) &= d_0 + \sum_{i=1}^N 2d_i \cos(2\pi i F) \\ &= \hat{d}_0 + \sum_{i=1}^N \hat{d}_i \cos^i(2\pi F) \end{aligned} \quad (16)$$

[6]에서 d_i 들은 $P+1$ 개의 극단점에서 Lagrangian 내삽법으로 결정되어진다. [7,8]에서는 극점의 각이 $n\pi/M$ 에 가까운 극점들을 제한시키기 위해 $\hat{D}(F)$ 를 다음처럼 분해한다.

$$\hat{D}(F) = \hat{D}_c(F) \cdot \hat{D}_u(F) \quad (17)$$

여기에서 $\hat{D}_c(F)$ 는 제한된 각을 가지는 극점들만의 함수이다. $\hat{D}_u(F)$ 는 다음처럼 표현된다.

$$\hat{D}_u(F) = \hat{d}_u + \sum_{i=1}^{P-P_c} \hat{d}_{ui} \cos^i(2\pi F) \quad (18)$$

위에서 P_c 는 제한된 극점의 개수이다. 통과대역에 있는 극단점들 F_j , $j=0, 1, \dots, P$ 에서 $\hat{D}(F_j)$ 의 값은 원하는 $|H(F_j)|^2$ 와 $|N(F_j)|^2$ 로부터 결정된다. 따라서, $P+1$ 개의 극단점에서 $\hat{D}_c(F_j) \cdot \hat{D}_u(F_j)$ 은 이러한 값들을 만족시켜야한다. 그러나 $\hat{D}_c(F_j)$ 은 제한되어 있으므로 $P+1$ 개의 극단점에서 $\hat{D}_u(F_j)$ 는 $\hat{D}(F_j)/\hat{D}_c(F_j)$ 와 같아야 한다. 그러나 $\hat{D}_u(F)$ 는 단지 $P+1-P_c$ 개의 계수만을 가지므로 $P+1$ 극단점에서 이러한 값들을 만족시키도록 디자인 될 수 없다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 [7,8]에서는 Lagrangian 내삽법 대신에 최소자승법을 이용하는 디자인 방법이 제안되었다.

[7,8]에서는 $\hat{D}_u(F)$ 에만 최소자승법을 적용하였다. 그러나 $\hat{D}_c(F)$ 은 극점의 각도만 제한이 되며 극점의 크기에는 제약이 없으므로 본 논문에서는 $\hat{D}_u(F)$ 뿐만 아니라 $\hat{D}_c(F)$ 의 극점의 반지름을 포함하여 최소자승법을 적용함으로써 분모항을 근사화시킨 후 분자항을 근사화 시킨다. 이러한 분모항, 분자항 근사화는 에러 범위가 만족될 때까지 반복된다. 따라서 [7,8]의 방법은 본 논문에서 제안하는 방법의 특별한 경우라고 할 수 있다.

2. 각 변화와 반지름 변화와의 관계

극점의 각 이동효과를 최소화하기 위해 극점의 반지름을 최적화 할 때 그림3에서와 같이 4가지 경우로 나눌 수 있다.

- CASE1: 극점이 단위원 가까이 있을 경우 θ 가 π/M 보다 큰 값에서 π/M 로 이동할 때.
- CASE2: 극점이 단위원 가까이 있을 경우 θ 가 π/M 보다 작은 값에서 π/M 로 이동할 때.

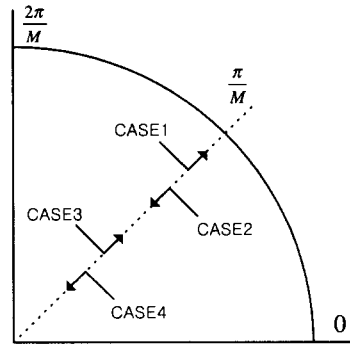


그림 3. $M=4$ 일 때 θ 값 변화에 따른 반지름 변화 방향.

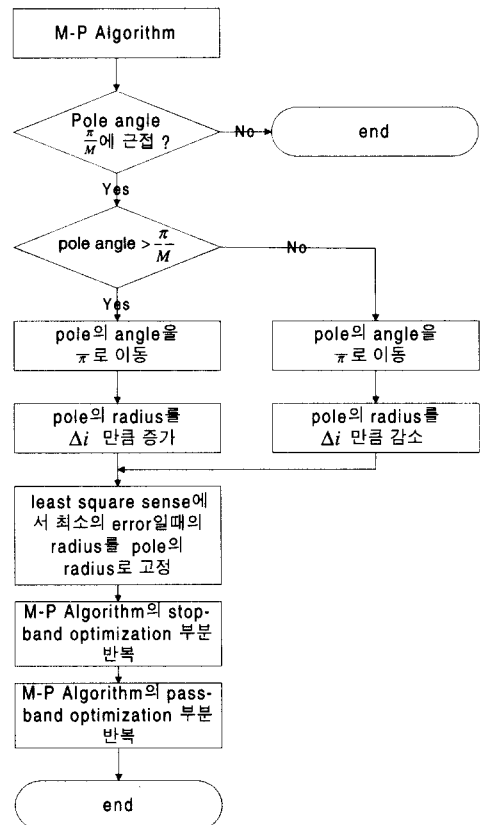


그림 4. 제안한 알고리즘의 Flow chart.

- CASE3: 극점이 단위원에서 멀리 있을 경우 θ 가 π/M 보다 큰 값에서 π/M 로 이동할 때.
- CASE4: 극점이 단위원에서 멀리 있을 경우 θ 가 π/M 보다 작은 값에서 π/M 로 이동할 때.

위의 4가지 경우 중에서 CASE1과 CASE3은 기존의 값보다 반지름이 증가하는 방향으로 움직여야 통과대역 응답이 좋아지며 CASE2와 CASE4는 감소하는 방향으로 움직여야 통과대역 응답이 좋아진다. 그러나 CASE2와 CASE4의 경우는 극점의 위치가 단위 원에서 멀어지므로 라운드오프 잡음대 신호비가 작아지지만, CASE1과 CASE3의 경우는 극점의 위치가 unit-circle에 더욱 가까워지므로 라운드오프 잡음대 신호비가 나빠진다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘의 흐름도(flow chart)는 그림4와 같다.

예제1: 필터의 분자, 분모 차수를 8차로 하고 $w_p=0.264\pi$, $w_s=0.314\pi$ 이며, 4-level 파이프라인을 가정한 필터를 고려하자. 그림5는 통과대역 응답을 비교한 것이며 그림6은 전체 크기응답 비교이다. 제안한 방법에 의해 기존의 방법보다 주파수 응답 특성이 향상됨을 알 수 있다.

3. 예 제

본 절에서는 CASE1~CASE4 각 경우에 대한 예제를 제시한다. 각 예제에서 필터의 차수는 4차이며, 4-레벨 파이프라인을 가정하고, 각 예제별로 M-P 알고리즘^[6], 기존의 방법^[7,8] 및 제안하는 알고리즘에 의해 디자인된 결과를 비교한다.

예제2 (CASE1): $w_p=0.242\pi$, $w_s=0.316\pi$.

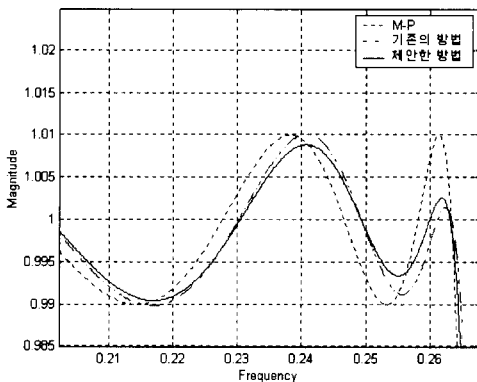


그림 5. 예제1의 IIR 필터의 통과대역 응답비교

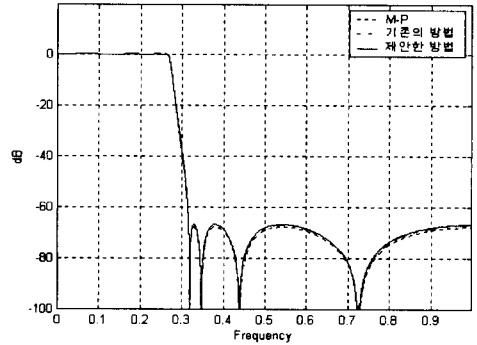


그림 6. 예제1의 IIR 필터의 크기응답 비교

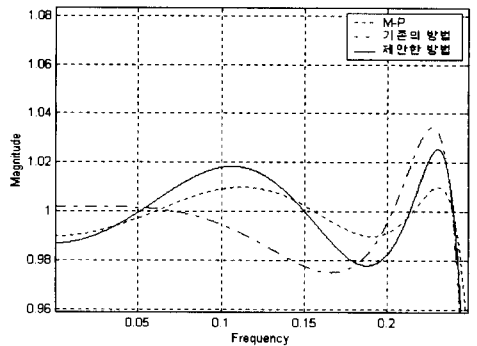


그림 7. 예제2(CASE1)의 통과대역 응답비교

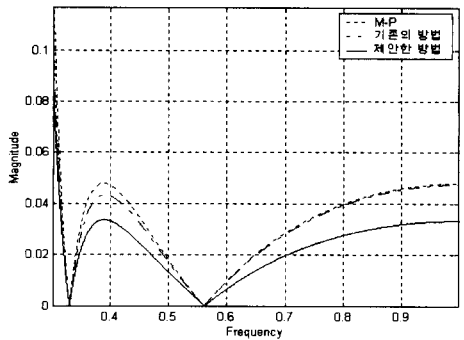


그림 8. 예제2(CASE1)의 저지대역응답비교

표 1. 예제2(CASE1)에서 극점, 영점, 저지대역 감쇄, 통과대역 리플의 비교

	극 점	영 점	저지대역 (dB)	통과대역 리플(dB)
M-P	$0.9104e^{\pm 0.2582\pi}$ $0.6193e^{\pm 0.1638\pi}$	$e^{\pm 0.3306\pi}$ $e^{\pm 0.5602\pi}$	-26.40	0.0864
기존의 방법	$0.9095e^{\pm 0.2500\pi}$ $0.5763e^{\pm 0.1515\pi}$	$e^{\pm 0.3305\pi}$ $e^{\pm 0.5605\pi}$	-27.94	0.2945
제안한 방법	$0.9195e^{\pm 0.2500\pi}$ $0.6627e^{\pm 0.1454\pi}$	$e^{\pm 0.3308\pi}$ $e^{\pm 0.5629\pi}$	-29.38	70.2187

예제3 (CASE2) : $w_p = 0.234\pi$, $w_s = 0.276\pi..$

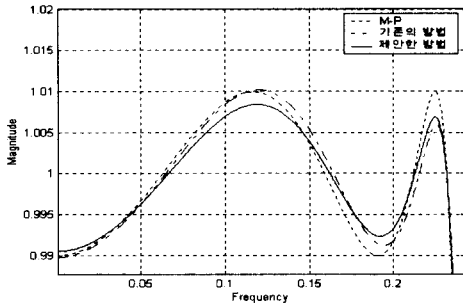


그림 9. 예제3(CASE2)의 통과대역 응답비교

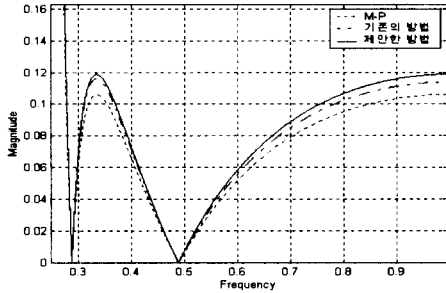


그림 10. 예제3(CASE2)의 저지대역 응답비교

표 2. 예제3(CASE2)에서 극점, 영점, 저지대역 감쇄, 통과대역 리플의 비교

	극 점	영 점	저지대역 (dB)	통과대역 리플(dB)
M-P	$0.9431e^{\pm 0.2477\pi}$ $0.6269e^{\pm 0.1813\pi}$	$e^{\pm 0.2869\pi}$ $e^{\pm 0.4881\pi}$	-19.48	0.0864
기존의 방법	$0.9333e^{\pm 0.2500\pi}$ $0.6232e^{\pm 0.1812\pi}$	$e^{\pm 0.2868\pi}$ $e^{\pm 0.4881\pi}$	-18.54	0.0881
제안한 방법	$0.9323e^{\pm 0.2500\pi}$ $0.6165e^{\pm 0.1898\pi}$	$e^{\pm 0.2869\pi}$ $e^{\pm 0.4872\pi}$	-18.51	0.0727

예제4 (CASE3) : $w_p = 0.286\pi$, $w_s = 0.316\pi..$

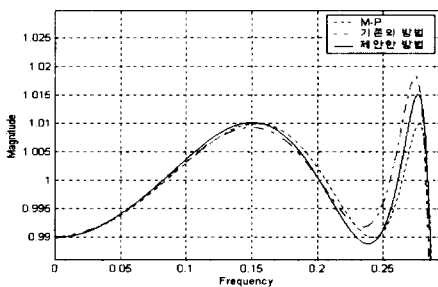


그림 11. 예제4(CASE3)의 통과대역 응답비교

표 3. 예제4(CASE3)에서 극점, 영점, 저지대역 감쇄, 통과대역 리플의 비교

	극 점	영 점	저지대역 (dB)	통과대역 리플(dB)
M-P	$0.9422e^{\pm 0.2987\pi}$ $0.5799e^{\pm 0.2588\pi}$	$e^{\pm 0.3255\pi}$ $e^{\pm 0.5175\pi}$	-14.65	0.0864
기존의 방법	$0.9393e^{\pm 0.2963\pi}$ $0.5784e^{\pm 0.2500\pi}$	$e^{\pm 0.3256\pi}$ $e^{\pm 0.5178\pi}$	-16.18	0.1592
제안한 방법	$0.9412e^{\pm 0.2978\pi}$ $0.5814e^{\pm 0.2500\pi}$	$e^{\pm 0.3260\pi}$ $e^{\pm 0.5208\pi}$	-15.35	0.1310

예제5 (CASE4) : $w_p = 0.270\pi$, $w_s = 0.296\pi..$

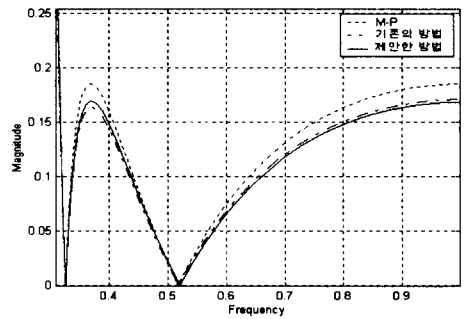


그림 12. 예제4(CASE3)의 저지대역 응답비교

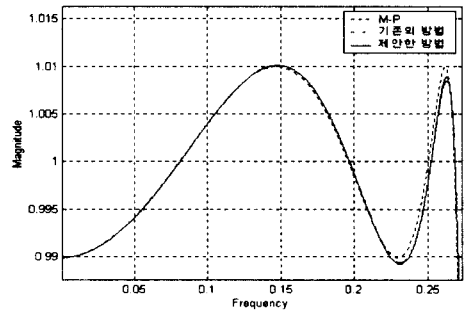


그림 13. 예제5(CASE4)의 통과대역 응답비교

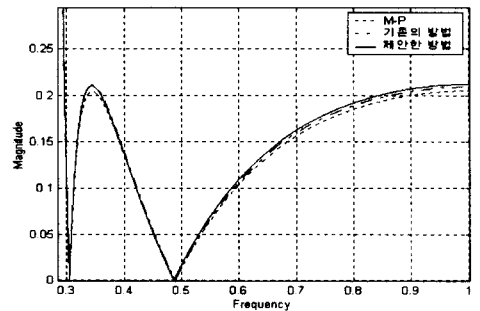


그림 14. 예제5(CASE4)의 저지대역 응답비교

표 4. 예제5(CASE4)에서 극점, 영점, 저지대역 감쇄, 통과대역 리플의 비교

	극 점	영 점	저지대역 (dB)	통과대역 리플(dB)
M-P	$0.9480e^{\pm 0.2826\pi}$ $0.5984e^{\pm 0.2478\pi}$	$e^{\pm 0.4887\pi}$ $e^{\pm 0.3088\pi}$	-13.75	0.0864
기존의 방법	$0.9489e^{\pm 0.2834\pi}$ $0.5990e^{\pm 0.2500\pi}$	$e^{\pm 0.4884\pi}$ $e^{\pm 0.3048\pi}$	-13.33	0.0873
제안한 방법	$0.9481e^{\pm 0.2830\pi}$ $0.5980e^{\pm 0.2500\pi}$	$e^{\pm 0.4878\pi}$ $e^{\pm 0.3048\pi}$	-13.60	0.0856

표 5. 예제2~5(CASE1~CASE4)에 대한 라운드 오프 노이즈비교

	CASE1	CASE2	CASE3	CASE4
M-P	236.0674	232.9259	85.7283	22.5635
기존의 방법	226.9601	226.4627	89.4379	22.4089
제안한 방법	335.1436	214.1273	92.2009	22.3954

CASE1 및 CASE4에서는 기존의 방법에 비해 차단 대역에서 각각 1.4452 dB와 0.2631 dB, 통과 대역에서는 0.0758 dB와 0.0017 dB가 향상되었다. CASE2 및 CASE3에서는 차단대역에서 각각 0.0332 dB와 0.8348 dB가 저하된 반면 통과대역에서는 0.0154 dB와 0.0282 dB만큼 향상되었다.

CASE1~CASE4의 각 예제에서 디자인된 필터를 cascade 형태로 구현하였을 때 출력 단에서 계산한 라운드오프 노이즈 이득(gain)의 비교는 표5와 같다. CASE1과 CASE3에서는 제약된 극점의 반지름이 증가하므로 라운드오프 노이즈가 증가하지만 CASE2 와 CASE4에서는 라운드오프 노이즈가 감소함을 볼 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 파이프라인된 IIR 필터가 밀집된 극점을 가질 경우의 효과적인 디자인 방법을 제안하였다. 기존의 Remez exchange 알고리즘 방법에 극점의 각을 먼저 이동하고 각이 고정된 극점의 반지름을 최적화하는 과정을 추가하여 보다 효과적인 low-sensitivity 필터를 디자인하는 방법을 보였다.

본 논문에서 제안하는 방법은 극점의 각도만 제한하여도 극점의 밀집현상을 피할 수 있다는 점에 근거하여 극점의 각도 및 반지름을 제한했던 기존의 알고리즘을 각도만 제한하고 반지름을 최적화

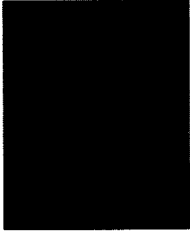
하도록 일반화 한 것이다. 극점의 이동 방향에 따라 반지름의 최적화과정을 달리함으로써 효율적인 최적화가 가능하도록 하였고 주파수 스펙트럼 특성이나 라운드오프 노이즈 특성을 향상시킬 수 있음을 보였다.

참고 문헌

- [1] H. H. Loomis. Jr. and B. Sinha, "High speed recursive digital realizations," *Circuit, Syst. Signal Process.*, vol.3, no.3, pp. 267-294, 1984
- [2] K. K. Parhi and D. G. Messerschmitt, "Pipeline interleaving and parallelism in recursive digital filters part I: pipelining using scattered look-ahead and decomposition," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 1099-1117
- [3] M. A. Soderstrand, A. E. de la Serna, and H. H. Loomis. Jr., "New approach to clustered look-ahead pipelined IIR digital filters," *IEEE Transactions on Circuits & Systems, Part II: Analog & Digital Signal Processing*, vol 42, pp. 269-274, Apr. 1995
- [4] J. G. Chung and K. K. Parhi, "Pipelining of lattice IIR digital filters," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, pp. 751-761, Apr 1994.
- [5] J. G. Chung and K. K. Parhi, *Pipelined Lattice and Wave Digital Recursive Filters*. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [6] H. G. Martinez and T. W. Parks, "Design of recursive digital filters with optimum magnitude and attenuation poles on the unit circle," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-26. 150- 157, Apr. 1978.
- [7] H. Kim, J. G. Chung, and K. K. Parhi, "Low-noise implementation technique for Pipelined filters with crowded poles," in *proceedings of 1997 IEEE ISCAS*, (Hong Kong), pp. 2196-2199, June 1997.
- [8] J. G. Chung, H. Kim, and K. K. Parhi, "Angle-constrained IIR filter pipelining for reduced coefficient sensitivities," *IEEE Trans. on Circuits & Systems, Part II: Analog & Digital Signal Processing* (to appear).

태 기 철(Ki-Cheol Tae)

정회원



1999년 2월 : 전북대학교 정보통신 공학과(공학사)

1999년 3월~현재 : 전북대학교 정보통신 공학과 (석사 과정)

<주관심 분야> VLSI 신호처리, CDMA, IMT-2000

최 정 필(Jung-Pil Choi)

정회원



1998년 2월 : 전북대학교 제어계측공학과(공학사)

2000년 2월 : 전북대학교 정보통신공학과(공학석사)

2000년 1월~현재 : 현대전자 이동통신 단말기 연구소 연구원

<주관심 분야> VLSI 신호처리, CDMA, IMT-2000

신 승 철 (Seung-Cheol Shin)

정회원



1998년 2월 : 전북대학교 물리학과(이학사)

2000년 2월 : 전북대학교 영상공학과(공학석사)

2000년 1월~현재 : 팬택 기술 연구소 연구원

<주관심 분야> VLSI 신호처리, CDMA, IMT-2000

정 진 균(Jin-Gyun Chung)

정회원

1985년 2월 : 전북대학교 전자공학과(공학사)

1991년 12월 : University of Minnesota 전기공학과 (공학석사)

1994년 12월 : University of Minnesota 전기공학과 (공학박사)

1995년 3월~현재 : 전북대학교 정보통신공학과 조 교수

1996년 9월~현재 : 전북대학교 정보통신 연구소 연구원

<주관심 분야> VLSI 신호처리, 고속 DSL모뎀