

# 윈도우를 이용한 멀티톤 데이터 통신용 코사인 변조 필터뱅크 디자인

정희원 김정학\*, 신승철\*\*, 정진균\*\*\*, 송상섭\*\*\*

## Window Approach for Cosine-Modulated Filter Bank Design for Multitone Data Communication

Jung-Hak Kim\*, Seung-Cheol Shin\*\*, Jin-Gyun Chung\*\*\*, Sang-Seob Song\*\*\* *Regular Members*

### 요 약

고속모뎀(DSL)에 사용되는 DWMT(Discrete Wavelet Multitone)는 변복조에 CMFB (Cosine Modulated Filter Bank)를 사용한다. CMFB는 DFT 필터뱅크에 비해 서브채널들 사이의 간섭이 감소되고, 하나의 원형 필터를 이용해 다른 모든 서브채널 필터들을 만들어낼 수 있으며 고속 알고리즘을 이용한 효율적인 구현이 가능하다. CMFB의 원형 필터를 디자인하는 전형적인 방법들은 보통 비선형 최적화 과정을 포함하며 차수가 작은 필터를 디자인하는데도 상당히 긴 디자인 시간이 요구된다.

본 논문에서는 optimal 윈도우를 이용한 CMFB의 원형 필터 디자인 방법을 제시한다. 이 필터의 디자인 과정은 하나의 파라미터만을 최적화하기 때문에 다른 방법들에 비해 디자인 시간이 짧다. 또한 제안된 디자인 방법으로 디자인된 필터는 멀티캐리어 통신시 중요한 파라미터인 원형 필터의 저지대역 특성이 Kaiser 윈도우에 의한 필터의 특성에 비해 더 좋음을 보인다.

### ABSTRACT

In DWMT, CMFB is employed in the synthesis/analysis part. The CMFB uses filters of greater length than the DFT, resulting in reduced interference between the carriers. In addition, the CMFB system is computationally efficient and fast algorithms are available for their implementation. Traditional designs for the prototype filters of CMFB usually involve nonlinear optimizations. Thus the required design time is considerably large even for small filter orders.

In this paper, a prototype filter design method for CMFB is presented using optimal window method. The design process is reduced to the optimization of a single parameter and consequently the required design time is much less than those of the existing methods. It is shown that the stopband performance of the proposed method is better than that of the Kaiser window method.

### I. 서론

멀티캐리어(Multicarrier) 변조는 전송 채널을 여러 서브채널로 나누고 입력 데이터열을 병렬 데이

터열로 나누어 각각 다른 캐리어로 변조하여 전송하는 기술이다. 멀티캐리어 변조 방식은 디지털 지상파 방송과 같은 무선 환경에서는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)으로서 연구되고 있으며, ADSL과 같은 유선 환경에서는

\* 한국전자통신연구원(junghak@etri.re.kr)

\*\*전북대학교 영상공학과(scshin@vlsidsp.chonbuk.ac.kr)

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

논문번호 : 99182-0514, 접수일자 : 1999년 5월 14일

\* 본 연구는 한국과학재단 특정기초 연구과제(97-0100-1001-3) 지원으로 수행되었습니다.

DMT 방식으로서 연구되고 있다<sup>[1]</sup>.

DMT와 같이 DFT(Discrete Fourier Transform) 필터뱅크를 이용하는 직교 멀티캐리어 시스템에서는 FFT를 이용하여 시스템을 효율적으로 구현할 수 있으나 부엽(sidelobe)의 레벨이 -13dB로 상당히 크고 주파수 스펙트럼 상에서 서브채널들간에 상당 부분이 중첩된다. DMT 방식의 경우는 이러한 단점을 보완하기 위해 전송되는 각 데이터 세그먼트 시작 부분에 cyclic prefix를 넣는 방법이 제안되었다. 이는 서브채널들간에 일종의 보호 영역을 두는 것으로, 만약 채널의 임펄스 응답 길이가 cyclic prefix 길이보다 작다면 서브채널들이 서로 고립되게 된다. 또한 DMT 시스템에 대해 채널 임펄스 응답의 길이를 줄이도록 TEQ(Time-domain Equalizer)의 탭들을 적용시키는 알고리즘들이 소개되었다<sup>[2]</sup>. 그러나 채널의 시간에 따른 느린 변화, 양자화 영향, 트레이닝 시간의 유한성 등과 같은 이유로 TEQ의 탭 값이 이상적인 값으로부터 멀어질 수도 있으며 이는 채널 환경이 무선인 경우 멀티패스 페이딩과 같은 채널의 열화로 더욱 심하다.

DWMT 시스템은 각 서브채널 필터들을 디자인하는 데 있어 Nyquist 특성을 만족하며 주파수 스펙트럼 상에서 부엽 특성이 우수하도록 디자인한다<sup>[3][5]</sup>. 이 경우 주파수 스펙트럼 상에서 서브채널들간에 간섭이 줄어들어 DMT의 경우와는 달리 cyclic prefix를 쓰지 않아도 되며 협대역 간섭에 강한 특성을 가지게 된다. 따라서 cyclic prefix로 인한 오버헤드를 줄일 수 있으며 TEQ의 비이상적인 특성으로 인한 전송품질의 저하를 피할 수 있다. DWMT 시스템은 CMFB의 synthesis bank와 analysis bank를 각각 송신단과 수신단에 활용함으로써 시스템을 구성할 수 있다<sup>[6]</sup>. CMFB의 경우 Nyquist 특성을 만족하면서 부엽 특성이 좋은 원형 필터를 디자인하고, 그 원형 필터를 코사인 변조하여 서브채널 필터를 만들게 되므로 DCT(Discrete Cosine Transform) 고속 알고리즘을 사용할 수 있어 구현이 간단하다.

기존의 CMFB 원형 필터 디자인 방법은 PR (Perfect Reconstruction)을 만족시키기 위해 비선형 최적화 과정을 수행할 뿐만 아니라 최적화해야 되는 파라미터들이 많아서 필터를 디자인하는데 많은 시간이 소요된다. 반면 Parks-McClellan 알고리즘을 이용하거나 Kaiser 윈도우를 이용하여 근사적으로 PR을 만족하면서 필터 디자인시 최적화해야 되는 파라미터를 하나로 줄임으로써 필터 디자인 시간을 단축시킬 수 있는 방법이 제시되었다<sup>[7][8]</sup>. 본 논문에서

는 optimal 윈도우<sup>[9]</sup>를 이용함으로써 CMFB 원형 필터의 부엽 특성을 더 향상시킬 수 있는 디자인 방법을 제시한다. 또한 제시한 방법도 최적화해야 되는 파라미터가 단지 하나뿐이어서 디자인 시간이 짧고 디자인이 용이할 뿐만 아니라 Kaiser 윈도우를 이용한 방법보다 distortion error와 aliasing error가 더욱 향상됨을 보인다.

## II. CMFB

CMFB에서는 DCT를 이용한 코사인 변조를 수행하여 필터뱅크를 구현하며, DCT의 네 가지 유형중 DCT-IV가 사용된다.

CMFB의 분석(analysis)필터와 합성(synthesis)필터는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 h_k(n) &= 2p(n) \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \\
 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq M-1 \\
 f_k(n) &= 2p(n) \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) - (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \\
 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq M-1
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

여기서  $p(n)$ 은 원형 필터의 임펄스 응답을 나타내며  $h_k(n)$ 와  $f_k(n)$ 은 각각 분석 및 합성필터의 임펄스 응답을 나타낸다.

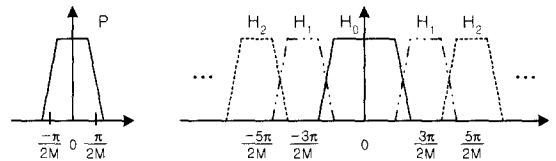


그림 1. CMFB의 원형 필터와 주파수 스펙트럼

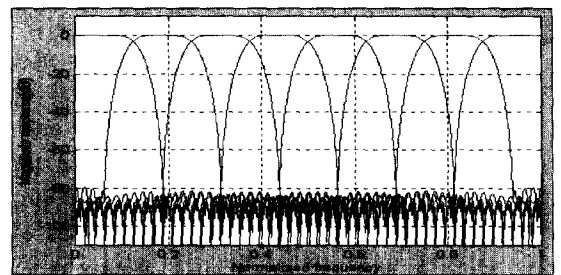


그림 2. 8-채널 CMFB의 주파수 응답

그림 1은 전형적인 CMFB의 원형 필터와 코사인 변조된 필터의 주파수 스펙트럼을 보이고 있다. 그림 2는 8-채널 CMFB의 주파수 응답이며 DFT 필터뱅크에 비해 부엽의 크기를 작게 할 수 있음을 보이고 있다.

### III. CMFB의 원형 필터 디자인

M-채널 CMFB가 PR(Perfect Reconstruction)을 만족하기 위해서는 전력 상호보완(pairwise power complementary) 조건을 만족해야 한다. 이 경우 원형 필터 디자인을 위해 최적화해야 되는 파라미터들이 많으며 따라서 필터 디자인 시간이 오래 걸린다. 반면, 복잡한 비선형 최적화 과정을 거치지 않고도 근사적으로 PR을 만족하면서 aliasing error는 상용통신에 적합한 수준이 되도록 필터를 디자인할 수 있다.

원형 필터  $P(e^{j\omega})$ 의 위상 특성이 선형이라 가정하자. 이 때 AR(Approximate Reconstruction)에 대한 조건들은 다음과 같다.

$$|P(e^{j\omega})| \approx 0, \text{ for } |\omega| > \pi/M$$

$$T(e^{j\omega}) \approx 1, \text{ where } T(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{M-1} |P(e^{j(\omega - k\pi/M)})|^2 \quad (2)$$

$T(e^{j\omega})$ 는 주기가  $\pi/M$ 인 주기성을 이용해 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T(e^{j\omega}) \approx |P(e^{j\omega})|^2 + |P(e^{j(\omega - \pi/M)})|^2, \quad 0 \leq \omega \leq \pi/M \quad (3)$$

식 (2), (3)으로부터 다음과 같은 목적 함수(objective function)를 이끌어낼 수 있다.

$$\phi = \max_{\omega} \{ ||P(e^{j\omega})|^2 + |P(e^{j(\omega - \pi/M)})|^2 - 1 |, \quad 0 \leq \omega \leq \pi/M \quad (4)$$

따라서 AR방법에서는 (4)가 최소가 되도록 최적화 과정을 거쳐 원형 필터를 디자인한다.

전형적인 원형 필터 디자인 방법은 대부분 비선형 최적화 과정을 거쳐야만 한다. 반면<sup>[8]</sup>에서는 이러한 비선형 최적화 방법을 통하지 않고서도 매우 효과적으로 원형 필터를 디자인하는 방법을 제시했다. [8]에서는 파라미터를 최적화하는데 있어 Parks-McClellan 알고리즘을 이용하여 얻을 수 있는 필터들에 한해서만 탐색을 하며 결과적으로 단지 하나의 파라미터를 최적화하는 것으로 끝나게

된다. [7]에서는 Kaiser 윈도우를 이용한 필터 디자인 방법을 적용하여 단지 하나의 파라미터만을 최적화하는 방법을 제시하고 있다. 또한 [8]에서 제시한 목적 함수와는 다른 새로운 형태의 목적 함수를 제시하여 계산량을 감소시켰다.

본 논문에서는 optimal 윈도우<sup>[9]</sup>를 원형 필터 디자인에 적용하며, [7]에서 제시한 목적 함수를 이용하고 필터를 디자인하기 위해 단지 하나의 파라미터만을 최적화 한다. Optimal 윈도우는 Kaiser 윈도우에 비해 부엽이 작다는 장점이 있으며, 윈도우를 디자인하는 데 있어서도 Kaiser 윈도우에 비해 비교적 간단하다.

#### 1. Optimal 윈도우를 이용한 방법

윈도우를 통해 디자인된 길이가 N인 필터  $p(n)$ 은 다음과 같은 형태로 쓸 수 있다.

$$p(n) = h_{ideal}(n)w(n), \quad (5)$$

$$\text{where } h_{ideal}(n) = \frac{\sin(\omega_c(n - 0.5(N-1)))}{\pi(n - 0.5(N-1))}$$

여기서  $\omega_c$ 는 차단주파수를 나타내며  $w(n)$ 은 길이 N인 윈도우 함수이다. 본 논문에서  $w(n)$ 은 optimal 윈도우를 사용하며 optimal 윈도우를 구하는 방법은 다음과 같다.

$w(n)$ 이 인과적이면  $W(z) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n)z^{-n}$ 이라 쓸 수 있다. 또한 다음과 같은  $\phi_s$ 를 정의한다.

$$\phi_s \equiv \int_{\sigma}^{\pi} |W(e^{j\omega})|^2 \frac{d\omega}{\pi} \quad (6)$$

여기서  $\sigma$ 는 optimal 윈도우의 stopband edge이다. (6)은 단위 에너지 제약 조건하에 최소가 되어야 하는 양이며 Parseval의 정리를 사용하여 단위 에너지 제약 조건을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\int_0^{\pi} |W(e^{j\omega})|^2 \frac{d\omega}{\pi} = 1 \text{ 또는 } \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n) = 1 \quad (7)$$

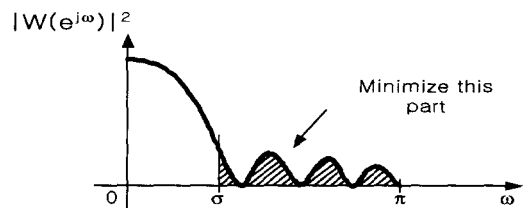


그림 3. Optimal 윈도우 디자인 방법

따라서, 그림 3에서처럼 곡선 아랫부분의 전체 영역은 이미 고정된 상태에서 빗금친 영역이 최소가 되도록 윈도우를 디자인하면 된다. 식 (6)의  $\phi_p$  대신 다음과 같은  $\phi_p$ 를 정의한다.

$$\phi_p \equiv \int_0^\sigma |W(e^{j\omega})|^2 \frac{d\omega}{\pi} \quad (8)$$

$\phi_p$ 는 단위 에너지 제약 조건하에서 최대가 되어야 하는 양이다. 본 논문에서는 계산의 편의상 (8)이 최대가 되도록 하는 윈도우를 디자인한다.

두 벡터  $\mathbf{w}$ ,  $\mathbf{e}(z)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= [w(0) \ w(1) \ \dots \ w(N-1)]^T, \\ \mathbf{e}(z) &= [1 \ z^{-1} \ \dots \ z^{-(N-1)}]^T \end{aligned} \quad (9)$$

(9)를 이용해  $W(e^{j\omega}) = \mathbf{w}^T \mathbf{e}(e^{j\omega})$ 으로 표현될 수 있으므로 (단,  $w(n)$ 은 실수)

$$|W(e^{j\omega})|^2 = W(e^{j\omega})W^*(e^{j\omega}) = \mathbf{w}^T \mathbf{e}(e^{j\omega}) \tilde{\mathbf{e}}(e^{j\omega}) \mathbf{w} \quad (10)$$

과 같이 표현될 수 있으며 여기에서 (\*)는 complex conjugate, (~)는 Hermitian operation을 뜻한다.

(10)을 (8)에 대입하면

$$\phi_p = \mathbf{w}^T \left[ \int_0^\sigma \mathbf{E}(\omega) \frac{d\omega}{\pi} \right] \mathbf{w} \quad (11)$$

이며 여기서

$$\mathbf{E}(\omega) \equiv \mathbf{e}(e^{j\omega}) \tilde{\mathbf{e}}(e^{j\omega}) \quad (12)$$

이다.  $N \times N$  행렬  $\mathbf{E}(\omega)$ 의  $(m, n)$ 에 해당하는 원소는

$$e^{-j(m-n)\omega} = \cos(m-n)\omega - j\sin(m-n)\omega \quad (13)$$

이 됨에 따라  $\mathbf{E}(\omega)$ 는 Hermitian이 된다. 뿐만 아니라 이것의 허수부  $\mathbf{V}(\omega)$ 는 antisymmetric이 된다. 따라서  $\mathbf{w}^T \mathbf{V}(\omega) \mathbf{w} = 0$ 이 되고  $\phi_p$ 는 다음과 같이 간단해진다.

$$\phi_p = \mathbf{w}^T \mathbf{U}(\omega) \mathbf{w} \quad (14)$$

여기서 행렬  $\mathbf{U}(\omega)$ 의  $(m, n)$ 에 해당하는 원소는 다음과 같다.

$$u_{mn} = \int_0^\sigma \cos(m-n)\omega \frac{d\omega}{\pi} = \frac{\sin(m-n)\sigma}{(m-n)\pi}, \quad (15)$$

$$0 \leq m, n \leq (N-1)$$

(7)의 단위 에너지 제약 조건을  $\mathbf{w}$ 를 사용해서 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{w}^T \mathbf{w} = 1 \quad (16)$$

행렬  $\mathbf{U}(\omega)$ 는 명백히 실수이면서 대칭이므로  $\mathbf{U}(\omega)$ 의 고유치(eigenvalue)들도 모두 실수이다. 그러므로 단위 에너지 제약 조건하에서  $\phi_p$ 를 최대가 되게 하는 것은 (14)에서  $\mathbf{U}(\omega)$ 의 고유치 중에서 가장 큰 값을 구하는 것과 동일하다. 또한 이 때에 해당하는 고유벡터(eigenvector)가 구하고자 하는 optimal 윈도우  $w(n)$ 의 계수들이 된다.

(4)는 비교적 계산량이 많으므로 이 원형 필터 디자인 방법에서는 새로운 목적 함수를 사용한다<sup>[7]</sup>. 먼저  $Y(e^{j\omega}) = |P(e^{j\omega})|^2$ 으로 주어지는 필터  $Y(e^{j\omega})$ 를 정의하자. (2)를  $Y(e^{j\omega})$ 와 관련하여 다시 표현하면 그 조건은  $Y(e^{j\omega})$ 가 근사적으로 Nyquist(2M) 필터임을 의미하게 된다. 즉,

$$y(2Mn) \approx \frac{1}{2M} \delta(n), \quad (17)$$

$$\text{where } \delta(n) = \begin{cases} 1, & n=0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

의 형태를 가지게 된다.

이를 이용하여 좀더 간단해진 목적 함수를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\phi_{new} = \max_{n, n \neq 0} |y(2Mn)| \quad (18)$$

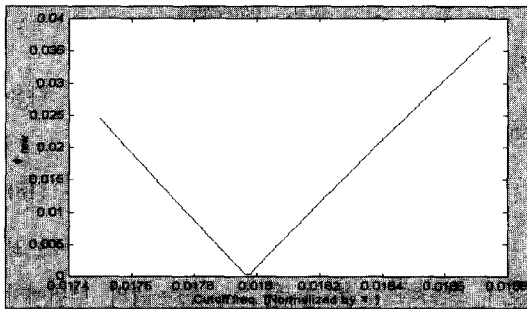
따라서, 마지막 단계로 이 새로운 목적 함수가 최소가 되도록  $\omega_c$ 를  $[\frac{\pi}{2M} - a, \frac{\pi}{2M} + a]$ 의 범위에서 반복적인 방법(iterative method)을 사용하여 최적화 함으로써 원형 필터를 구한다.  $a$ 는 보통  $[0, \frac{\pi}{6M}]$  사이의 값을 갖는다.

## 2. 원형 필터 디자인 예

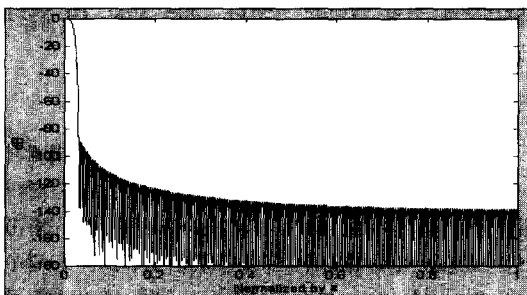
[7]과 [8]에서 제안한 방법들과 비교하기 위해서 서브채널 수는  $M=32$ 로 정하며 필터 길이는 멀티톤 방식에 사용할 경우  $N=2mM$  ( $m$ 은 양의 정수)인 조건을 만족하도록 디자인해야 하므로 이 경우에 있어서는  $m=7$ 로 정한다.  $\sigma$ 값은  $0.01306\pi$ 로 정한다.

Matlab을 이용하여 시뮬레이션 한 결과 목적 함수  $\phi_{new}$  는 그림 4의 (a)에서 처럼  $\omega_c$ 의 블록 함수(convex function)로 나타나며  $\phi_{new}$ 의 최소값은  $3.2419 \times 10^{-4}$ 이었다. 그림 4의 (b)는 원형 필터의 크기를 dB로 표현한 것이며 그림 4의 (c)는 가장 큰 부엽의 크기를 보기 위해 일부분을 확대한 것이다. 그림 4의 (d)는 distortion function의 크기를 나타내고 있다. 그림 4의 (e)는 디자인된 CMFB의 주파수 응답이다. 그림 4의 (f)는 동일한 필터 차수를 가지는 Kaiser 윈도우에 의해 디자인된 원형 필터와 optimal 윈도우에 의해 디자인된 원형 필터를 비교한 그림이다. 그림에서 보는 바와 같이 optimal 윈도우에 의해 디자인된 원형 필터의 부엽이 Kaiser 윈도우에 의해 디자인된 것보다 작음을 볼 수 있다. 반면 주엽의 대역폭은 약간 넓어졌다. 그러나 첫 번째 부엽의 크기가 상대적으로 많이 줄어들었기 때문에 대역폭이 약간 넓어짐으로 인한 성능 저하는 거의 없다. 멀티톤 데이터 통신에 응용하는 데 있어서는 오히려 부엽 특성이 좋은 optimal 윈도우 방법을 쓰는 것이 심볼 상호간섭(inter-symbol interference) 제거에 더 효율적이다.

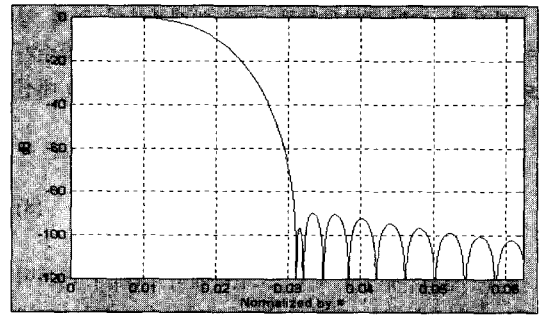
표 1은 optimal 윈도우 방법에 의해 디자인된 원형 필터의 특성이다.



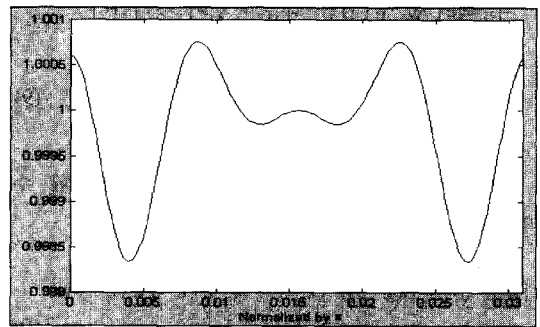
(a)



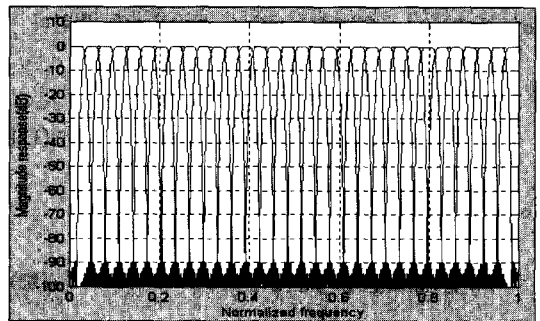
(b)



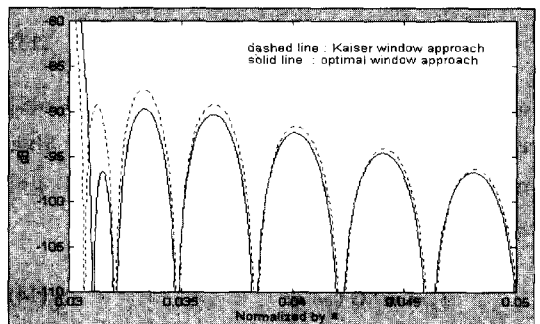
(c)



(d)



(e)



(f)

그림 4. 원형 필터 디자인 예

표 1. 디자인된 원형 필터 특성

Max. Sidelobe	Reconstruction Error( $\epsilon_{p-\beta}$ )	Aliasing Error( $\epsilon_a$ )
-89.7 dB	2.414e-03	2.74e-07

표 2. 서브채널 수와 폴리페이즈 필터 길이에 따른 CMFB 특성

M	m	Max. sidelobe(dB)	$\epsilon_{p-\beta}$	$\epsilon_a$
8	4	-54.1	2.34e-2	3.72e-4
	6	-81.9	2.24e-3	2.67e-5
	8	-106.77	4.26e-3	9.64e-7
16	4	-54.17	2.32e-2	1.87e-4
	6	-81.87	2.21e-3	1.35e-5
	8	-106.8	4.05e-3	4.97e-7
32	4	-54.21	2.33e-2	9.4e-5
	6	-81.94	2.24e-3	6.77e-6
	8	-106.8	4.03e-3	2.5e-7

3. 서브채널 수와 폴리페이즈 필터 길이에 따른 CMFB 특성

표 2는 서브채널 수 M과 폴리페이즈 필터 길이 m에 따른 CMFB의 특성을 보인다. 표에서 보는 바와 같이 서브채널 수에 따른 최대 부엽 크기와 reconstruction error의 변화는 거의 없다. 그러나 서브채널 수가 많을수록 필터 길이가 길어지기 때문에 aliasing error는 감소한다. 또한 서브채널 수가 같더라도 필터 길이가 길수록 aliasing error는 감소한다.

IV. 결론

Optimal 윈도우를 이용한 CMFB 원형 필터 디자인 방법은 최적화 과정이 단순하기 때문에 PR 시스템에 비해 필터 디자인 시간을 단축시킬 수 있다. 또한 Kaiser 윈도우를 이용한 방법에 비해 최대 6dB까지 더 개선된 부엽 특성을 가지는 필터를 디자인할 수 있음을 보였다.

Window 방법을 이용해 디자인된 시스템은 PR 시스템을 만족하지는 않지만 distortion error와 aliasing error가 상용 통신 환경에는 적합한 수준이며 오히려 PR 시스템에 비해 부엽 특성을 더 좋게 할 수 있다. 이러한 점은 멀티톤 통신 환경의 경우 각 서브채널의 영향이 다른 서브채널에 적게 미치도록

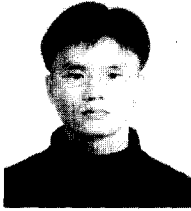
해야되는 면에서 바람직하다고 할 수 있다.

참고 문헌

- [1] J. S. Chow, J. C. Tu, and J. M. Cioffi, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, no. 6, Aug. 1991.
- [2] J. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham, "Equalizer training algorithms for multicarrier modulation systems," in *Proc. ICC*, 1993.
- [3] M. A. Tzannes, M. C. Tzannes and H. L. Resnikoff, "The DWMT: A Multicarrier Transceiver for ADSL Using M-Band Wavelets," *ANSI TIE1.4 Committee Contribution No. 93-067*, Mar. 1993.
- [4] M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. G. Proakis and P. N. Heller, "DMT Systems, DWMT Systems and Digital Filter Banks," in *Proc. ICC '94*, pp. 311-315.
- [5] Stuart D. Sandberg and Michael A. Tzannes, "Overlapped Discrete Multitone Modulation for High Speed Copper Wire Communications," *IEEE J. Selected Areas in Communications*, vol.13, no. 9, Dec. 1995.
- [6] A. D. Rizos, J. G. Proakis and T. Q. Nguyen, "Comparison of DFT and Cosine Modulated Filter Banks in Multicarrier Modulation," *Globecom 94*, Nov. 1994.
- [7] Yuan-Pei Lin and P. P. Vaidyanathan, "A Kaiser Window Approach for the Design of Prototype Filters of Cosine Modulated Filterbanks," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 5, no. 6, Jun. 1998.
- [8] Charles D. Creusere and Sanjit K. Mitra, "A Simple Method for Designing High-Quality Prototype Filters for M-Band Pseudo QMF Banks," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, no. 4, Apr. 1995.
- [9] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems And Filter Banks*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

김 정 학(Jung-Hak Kim)

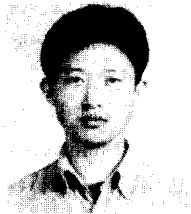
정회원



1997년 2월 : 전북대학교 제어  
계측공학과(공학사)  
1999년 2월 : 전북대학교 정보  
통신공학과(공학석사)  
1999년 3월~현재 : ETRI연구원  
<주관심 분야> VLSI 신호처리

신 승 철(Seung-Cheol Shin)

정회원



1998년 2월 : 전북대학교 물리  
학과 (이학사)  
1998년 3월~현재 : 전북대학교  
영상공학과(석사과정)  
<주관심 분야> VLSI 신호처리

정 진 균(Jin-Gyun Chung)

정회원



1985년 2월 : 전북대학교 전자  
공학과(공학사)  
1991년 12월 : University of  
Minnesota 전기공학과  
(공학석사)  
1994년 12월 : University of  
Minnesota 전기공학과  
(공학박사)

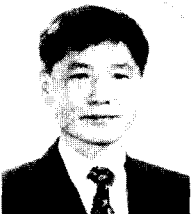
1995년 3월~현재 : 전북대학교 정보통신공학과 조  
교수

1996년 9월~현재 : 전북대학교 정보통신 연구소 연  
구원

<주관심 분야> VLSI 신호처리, 고속 DSL모뎀

송 상 섭(Sang-Seob Song)

정회원



1978년 2월 : 전북대학교 전기  
공학과 (공학사)  
1980년 2월 : KAIST 전기 및  
전자공학과(공학석사)  
1990년 10월 : University of  
Manitoba 전기및컴퓨터  
공학과(공학박사)

1981년 3월~현재 : 전북대학교 전자정보공학부 교  
수

<주관심 분야> 고속 DSL모뎀, Gigabit Ethernet,  
ATM-LAN