

다중밴드 CIC 필터에 기반한 저복잡도 스펙트럼 센싱 기법

준회원 이 수 복*, 정회원 최 주 평*, 이 원 철*

Multi-band CIC Filter based Low Complexity Spectrum Sensing Method

Su Bok Lee* Associate Member, Joo-pyoung Choi*, Won-cheol Lee*^o Regular Members

요 약

무선 통신의 발전과 함께 증가하는 주파수 수요에 비해 이용 가능한 전파 자원은 한정되어 있다. 미연방통신위원회 (Federal Communication Commission : FCC)의 보고에 따르면 이미 할당된 스펙트럼 중 70%가 미사용 중으로 나타났다. 이는 전파 자원 부족 현상이 주파수 자원의 유한성보다는 비효율적으로 운영되고 있음을 의미한다. 따라서 이미 분배된 주파수대역내에서 사용하지 않는 주파수를 인지하여 무선통신서비스를 제공할 수 있는 무선인지 (Cognitive Radio : CR) 기술에 대한 연구가 진행되고 있으며, 특히 비어있는 TV 채널을 인지하여 무선통신서비스를 제공하고자 하는 움직임이 활발하다.

본 논문에서는 이러한 비어있는 주파수 자원을 보다 효율적으로 인지하여 면허 사용자 (Licensed User)와 주파수 자원을 효율적으로 공유할 수 있는 폴리페이즈 필터 뱅크 기반의 다중밴드 CIC (Cascaded Integrator Comb) 필터를 이용한 스펙트럼 센싱 알고리즘을 제안한다. 모의실험을 통하여 제안한 폴리페이즈 필터 뱅크 기반의 다중밴드 CIC 필터 기법을 적용했을 경우 기존의 서브밴드 필터 기법과 거의 유사한 분산치 성능을 확인할 수 있었으며, 연산량에 있어서도 효율적임을 확인하였다.

Key Words : Cognitive Radio, Spectrum Sensing, Polyphase Filter Bank, Multi-band CIC Filter

ABSTRACT

Available electric wave resources have been limited than frequency demands that increase with the development of radio communication. According to FCC's (Federal Communication Commission) report, 70% of allocated spectrum was unused.

This means that the lack phenomenon of electronic wave resources is ineffectively managed compare with the finiteness of frequency resources. According to the recognition of unused frequency within allocated band, this progress has been investigating to identify the unused TV channel and provide radio communication services.

This paper proposed the sensing algorithm that efficiently recognizes the frequency resources which does not use and shares with the licensed user through using the multi-band CIC (Cascaded Integrator Comb) filter based on polyphase filter bank. The simulation results verifies that the proposed scheme can obtain the similar performance of variance and relatively low complexity to the existing scheme.

* 본 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (No. 2009-0075734)

* 송실대학교 정보통신공학과 통신 및 신호처리 연구실 (nalmada, pyoung424}@amcs.ssu.ac.kr, wlee@ssu.ac.kr) (*:교신저자)

논문번호 : KICS2009-07-324, 접수일자 : 2009년 7월 31일, 최종논문접수일자 : 2009년 9월 29일

I. 서론

Cognitive Radio (CR) 기술은 1999년 Joseph Mitola III^[1]가 제안한 것으로, 주파수가 할당되어 있지만 실제로 사용되지 않고 비어있는 주파수를 감지하여 이를 효율적으로 공유하여 사용할 수 있는 개념이다. 스펙트럼 환경을 인지하여 통신 가능한 주파수를 지능적으로 찾아내어 학습하고, 이를 이용하여 기존 서비스에 간섭을 주지 않고 통신하는 지능형 무선 통신 기술을 말한다. 또한, CR 기술은 스펙트럼 사용 효율을 향상시키기 위하여 SDR (Software Defined Radio) 기술을 발전시킨 개념으로 주변 환경을 감지하여 최적의 신호 포맷, 주파수 대역, 변조 방식, 출력 등의 파라미터들을 결정하는 무선 기술로 지역 및 시간에 따라 변하는 유휴 주파수 자원을 능동적으로 인지하고, 면허 사용자 (Licensed User)에게 간섭 신호를 미치지 않으며 이를 사용하는 기술을 말한다^[2].

현재의 무선통신 발전 흐름의 동향은 고품질의 다양한 통신 서비스를 요구하는 사용자들의 증가로 인해 여러 주파수 대역에 걸쳐 각기 다른 성질이 존재하는 다양한 이중 통신 서비스가 급격하게 증가하고 있는 실정이다. 이와 같은 통신 시장의 급속한 변화로 인해 가까운 미래에는 주파수 자원의 고갈이라는 수요 요구량 대비 공급 부족이라는 심각한 문제에 직면하게 될 것으로 예상되고 있다.

주파수 자원의 고갈이라는 문제점을 극복하기 위해 현재의 무선통신 연구 분야에서는 시간, 주파수, 공간 등 무선 자원의 효율적인 사용을 위해 능동적인 간섭 영향 대처 및 공존 방안에 대한 연구가 개방 및 공유형 스펙트럼 정책 동향을 바탕으로 세계 유수 통신 기술 선진국들을 중심으로 활발히 진행되고 있다. 또한 급속히 변화하는 면허 사용자 통신 서비스 스펙트럼의 점유 상태를 지속적으로 감지하여 면허 사용자가 서비스를 사용하지 않는 유희 상태일 경우, 능동적인 스펙트럼 접속 과정을 통하여 비면허 서비스 사용자가 끊임 없는 (Seamless) 서비스를 이용 가능하게 하는 자원 절약형 무선통신 서비스 관련 연구개발 움직임이 활발하게 진행되고 있다. 이에 본 논문에서는 CR 시스템에서 효율적으로 스펙트럼을 추정하기 위해 폴리페이즈 필터 बैं크와 다중밴드 CIC 필터를 이용한 스펙트럼 센싱 기법을 소개한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 폴리페이즈 필터 बैं크와 CIC 필터의 기본 원리에 대해

설명한다. III장에서는 제안하는 효율적인 스펙트럼 센싱 기법에 대해 설명하고 IV장에서 모의실험을 통해 성능을 분석한다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 폴리페이즈 필터 बैं크와 CIC 필터의 원리

2.1 필터 बैं크의 기본 원리

필터 बैं크는 크게 분석단 (Analyzer)과 합성단 (Synthesizer)로 구성된다. 분석단에서는 입력 신호 $x(t)$ 를 K 개의 채널 (부밴드)로 분리시키는 역할을 하며, 합성단에서는 분리된 채널들을 합성하여 원래의 신호로 복원시키는 역할을 한다. 그림 1은 이에 대한 기본적인 구조를 나타낸다. 여기서 $X_k(m)$ ($k=0, 1, \dots, K-1$)는 k 번째 채널의 신호를 의미한다.

이러한 필터 बैं크를 설계하는데 있어 고려되어야 할 사항들이 있다. 첫 번째로, 시스템에 적합하도록 필터 बैं크를 이용한 변조 기술들을 선택해야 한다. 예를 들어, 복소 (혹은 quadrature) 변조 기법은 스펙트럼 분석기에 적합하고, SSB (Single Sided Band) 변조 기법은 통신 시스템과 코딩 시스템 등에 적합하다. 두 번째로, 필터 बैं크를 어떻게 설계하느냐에 따라 non-overlapping, slight overlapping, substantial overlapping 등으로 나눌 수 있다. 세 번째로, 각 채널 신호들의 표본화율을 감소시킬 수 있는지 확인해야 한다. 이론적으로 복소 변조의 경우, 필터 बैं크의 데시메이션 인수(M)는 $M \leq 2\pi/\omega_\Delta$ 이며 SSB 변조의 경우, $M \leq \pi/\omega_\Delta$ 가 되어야 한다. 여기서 ω_Δ 는 채널의 대역폭을 의미한다. 만약 위의 두 식에서 부등호가 성립되면 즉, $M \leq 2\pi/\omega_\Delta$ 혹은 $M \leq \pi/\omega_\Delta$ 밴드는 critically sampled라고 불려지고 그렇지 않다면 oversampled라고 불려진다. 또한 $\omega_\Delta = 2\pi/K$ 를 만족할 경우, 이러한 필터 बैं크를 critically sampled 필터 बैं크라고 말한다. 여기서 K 는 부밴드의 수를 의미한다.

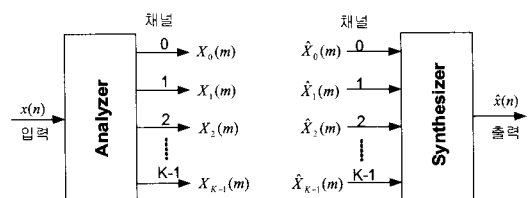


그림 1. 필터 बैं크 분석/합성단의 기본적인 구조

2.2 폴리페이즈 필터뱅크

폴리페이즈 필터뱅크를 사용하기 위해서는 우선 동일한 필터뱅크를 설계하여 채널을 할당해야하며, 채널 할당 방법은 even과 odd 형태 두 가지 방법으로 나눌 수 있다. 그림 2(a)는 $K=8$ 인 경우 even 형태의 채널 할당 방법을 나타내고, (b)는 odd 형태의 채널 할당 방법을 나타낸다^[3]. 일반적으로 복소 신호의 경우는 그림 2(a)의 even 형태로 밴드를 할당하며, 실수 신호의 경우는 (b)의 odd 형태로 밴드를 할당한다.

폴리페이즈 필터뱅크는 많은 필터계수를 여러 개의 폴리페이즈 성분 필터로 나누어 이를 병렬로 처리하기 때문에 효율적 필터연산이 가능하며, M 개의 폴리페이즈 성분을 갖는 폴리페이즈 필터를 이용해 동일한 M 개의 밴드를 동시에 분리 및 합성이 가능한 구조이다. 그림 3은 폴리페이즈 필터뱅크 구조를 나타내고 있다.

폴리페이즈 분석 및 합성 필터뱅크에 적용되는 필터는 프로토타입 FIR (Finite Impulse Response)

저역 통과 필터 계수값들로부터 데시메이션 과정을 통해 얻게 되며, 이 때 데시메이션율은 일반적으로 필터뱅크 상에서 하향 표본화에 의해 발생하는 주파수 대역간의 에어리어징 현상을 방지할 수 있도록 정해진다.

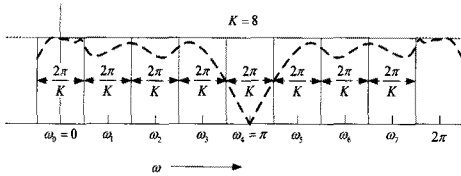
데시메이션율 M 과 총 밴드 수 K 가 동일한 경우 분석 필터뱅크를 구성하는 ρ 번째 밴드의 폴리페이즈 필터 $\bar{p}_\rho(m)$ 의 계수값은 다음과 같다.

$$\bar{p}_\rho(m) = h(mM - \rho), (\rho = 0, \dots, M-1) \quad (1)$$

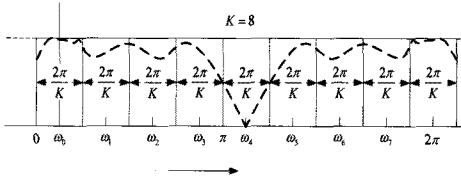
여기서 $h(n)$ 은 프로토타입 필터의 임펄스 응답을 나타낸다. 또한 폴리페이즈 합성 필터단에서 사용되는 필터들은 분석 필터에서 사용한 동일한 프로토타입 FIR 필터로부터 데시메이션을 수행하여 얻게 되며, 이 때 ρ 번째 폴리페이즈 합성 필터 $q_\rho(m)$ 의 계수값은 다음과 같이 정해진다.

$$q_\rho(m) = h(mM + \rho), (\rho = 0, \dots, M-1) \quad (2)$$

이 때, 동일한 프로토타입 필터를 사용함으로써 인하여 입력되는 신호와 복원된 신호와의 오차가 발생할 수 있으며, 최소한의 오차가 발생하도록 동일한 프로토타입 필터의 설계가 요구된다.



(a) Even type for the case of $K=8$ band



(b) Odd type for the case of $K=8$ band

그림 2. 동일한 필터뱅크에 대한 밴드 할당

2.3 일반적인 CIC 필터 구조

CIC (Cascaded Integrator Comb) 필터는 곱셈기가 필요 없는 덧셈기만으로 구현이 가능하고 그 구조가 규칙적이므로 구현이 용이하며 다운 샘플러의 위치 바꿈을 통하여 처리속도의 변환이 가능하다. 이러한 장점 때문에 고속처리와 저전력의 구현이 요구되는 데시메이션 필터로 CIC 필터가 사용된다^[4]. CIC 필터의 전달함수를 살펴보면 캐환 전달함수와 비캐환 전달함수로 나눌 수 있다.

식 (3)은 캐환 전달함수를 나타내며, 식 (4)는 비캐환 전달함수를 나타낸다. 여기서 R 은 데시메이션 인수이며, T 는 필터의 차수로 정의된다.

캐환 전달함수는 integrator와 comb 필터의 직렬 연결로 분리할 수 있으며, 이 때 comb 필터의 전달함수가 z^R 의 함수로 표현되어 다운 샘플러와 위치 바꿈이 가능하게 된다.

그림 4는 comb 필터와 다운 샘플러와 위치 바꿈을 통해 z 의 함수가 됨을 나타내었다^[5].

$$H(z) = \left\{ \frac{1-z^{-R}}{1-z^{-1}} \right\}^T \quad (3)$$

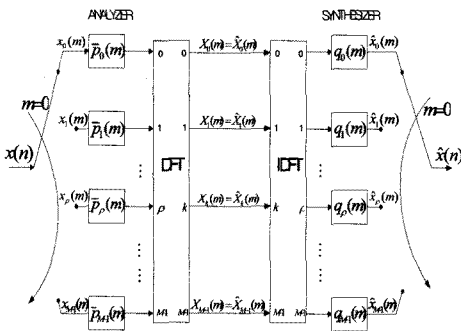


그림 3. 폴리페이즈 필터뱅크 구조

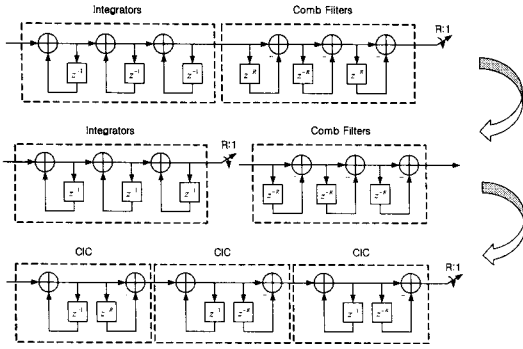


그림 4. Comb 필터와 다운 샘플러의 위치 바꿈

$$= \left\{ \sum_{i=0}^{R-1} z^{-i} \right\}^T \quad (4)$$

비례환 필터의 구조는 계수 값들이 모두 1인 FIR 필터의 형태를 가지고 있으며, 동작 속도의 단점 때문에 전달함수의 인수 분해를 통하여 다운 샘플러의 위치 변경이 가능한 구조로 변경하여 구성한다. 데시메이션 인수 R 이 2^m 으로 나타내어질 때 비례환 전달함수는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$H(z) = \left\{ \sum_{i=0}^{R-1} z^{-i} \right\}^T = \left\{ \sum_{i=0}^{2^m-1} z^{-i} \right\}^T = \prod_{i=0}^{m-1} (1+z^{-2^i})^T \quad (5)$$

III. 제안하는 효율적인 스펙트럼 센싱 기법

3.1 다중밴드 CIC 필터

하다마드 (Hadamard) 행렬을 이용하여 $R/2+1$ 의 다중밴드 CIC 필터를 구성하기 위해서 $R \times R$ 하다마드 행렬은 데시메이션 인수 R 에 따라 $\log_2 R-1$ 번의 permutation을 수행하게 된다. 그림 5는 데시메이션 인수 R 에 따른 블록도를 나타내고 있다.

하다마드 행렬은 식 (6)과 같다.

$$Hadamard(2^n) = \begin{pmatrix} H(2^{n-1}) & H(2^{n-1}) \\ H(2^{n-1}) & -H(2^{n-1}) \end{pmatrix} \quad (6)$$

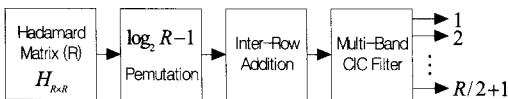


그림 5. Permutation 블록도

하다마드 행렬은 2^n 의 형태이므로 데시메이션 인수 R 에 따라 $R \times R$ 인 행렬로 표현되며 permutation을 수행하기 위해서 식 (7)과 같이 정의된 행렬을 생성한다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

이 행렬은 데시메이션 인수 R 에 관계없이 첫 번째 permutation 행렬을 구성하게 된다. 만약 R 이 4인 경우 한 번의 permutation을 거치게 되며, 이 때 permutation 행렬은 식 (8)과 같은 형태가 된다.

$$P_1^4 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (8)$$

R 이 8과 16인 경우에는 첫 번째 permutation이 식 (9)와 같은 형태가 된다. 이 때, A, B, C, D 는 모두 2×2 행렬이고, 0은 영행렬을 의미한다.

데시메이션 인수 R 에 따른 첫 번째 permutation은 식 (9)에서 정의된 행렬과 영행렬에 의해 생성된다.

$$P_1^8 = \begin{bmatrix} A & B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & B \\ 0 & 0 & C & D \\ C & D & 0 & 0 \end{bmatrix}, P_1^{16} = \begin{bmatrix} A & B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A & B \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C & D \\ 0 & 0 & 0 & C & D & 0 \\ 0 & 0 & C & D & 0 & 0 \\ C & D & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

데시메이션 인수 R 이 8인 경우에 두 번째 permutation은 데시메이션 인수 R 이 4인 경우 첫 번째로 구한 P_1^4 를 이용하여 식 (10)과 같이 구한다.

$$P_2^8 = \begin{bmatrix} P_1^4 & 0 \\ 0 & JP_1^4 J \end{bmatrix} \quad (10)$$

식 (10)에서, 행렬 J 는 단위 행렬 $I_{(R/2) \times (R/2)}$ 의 열 혹은 행의 순서를 바꾼 형태의 행렬이다. R 이 16인 경우의 두 번째와 세 번째 permutation은 각각 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_2^{16} = \begin{bmatrix} P_1^8 & 0 \\ 0 & JP_1^8 J \end{bmatrix}, P_3^{16} = \begin{bmatrix} P_2^8 & 0 \\ 0 & JP_2^8 J \end{bmatrix} \quad (11)$$

결국, 데시메이션 인수 R 이 2의 승수로 증가할 때 이전의 permutation 행렬을 이용하여 구할 수 있다. 식 (12)는 하다마드 행렬을 $\log_2 R-1$ 개의 permutation

행렬들을 사용하여 변환한 후 최종적으로 얻게 되는 다중밴드 CIC 필터군을 구하는 식이다.

$$H_{(R/2+1) \times R} = \Phi_{(R/2+1) \times R} \cdot \left(\prod_{i=1}^N P_{N-i+1}^{(R)} \right) \cdot H_{R \times R} \quad (12)$$

여기서, $\Phi_{(R/2+1) \times R}$ 는 첫 번째 밴드와 마지막 밴드를 제외한 밴드간의 합을 나타내며 식 (13)과 같이 표현된다.

$$\Phi_{(R/2+1) \times R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

식 (12)에서 밴드간의 합 $\Phi_{(R/2+1) \times R}$ 를 적용하기 전의 R개의 CIC 필터 구조는 그림 6과 같은 트리 구조로 표현할 수 있으며, 식 (13)에 의해 얻어진 R/2+1개의 다중밴드 CIC 필터 구조는 다운 샘플러의 위치를 모든 전달함수와 자리바꿈을 통해서 z의 함수로 표현되어지며, 그림 7과 같은 트리구조로

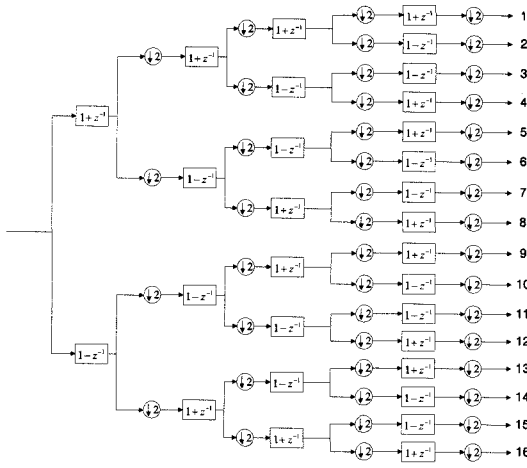


그림 6. R=16 일 때의 CIC 필터 구조

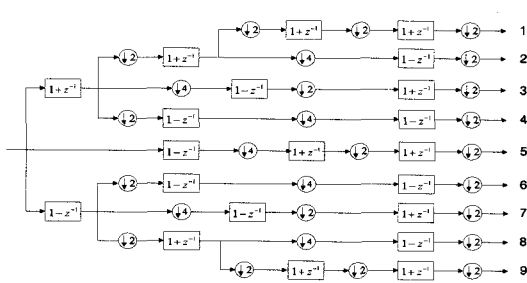


그림 7. R=16 일 때의 다중밴드 CIC 필터 구조

표현할 수 있다.

3.2 제안하는 폴리페이즈 필터뱅크 기반 다중밴드 CIC 필터

본 절에서는 앞서 살펴본 폴리페이즈 필터뱅크와 다중밴드 CIC 필터를 이용하여 보다 효율적으로 스펙트럼을 추정하기 위해 제안된 센싱 기법을 제안하였다.

그림 8은 폴리페이즈 필터뱅크와 서브밴드를 이용한 스펙트럼 센싱 구조를 나타내고 있으며, 그림 9는 본 논문에서 제안하는 폴리페이즈 필터뱅크 기반의 다중밴드 CIC 필터 구조를 나타낸다.

그림 8과 그림 9에서 폴리페이즈 필터뱅크의 분석단은 그림 2의 채널 할당 방식을 사용하여 각 채널을 분리하며, 이때 ρ번째 폴리페이즈 필터의 임펄스 응답은 다음과 같이 표현한다.

$$\tilde{p}_\rho(r) = h(Mr - \rho), \quad (\rho = 0, \dots, M-1) \quad (14)$$

여기서, ρ번째 폴리페이즈 필터를 통과한 신호의 출력 $y_\rho(r)$ 은 식 (15)와 같이 표현되며, $\bar{p}_\rho(r) = (-1)^r \tilde{p}_\rho(r)$ 을 나타낸다.

$$y_\rho(r) = x_\rho(r) * \bar{p}_\rho(r) \quad (\rho = 0, \dots, M-1) \quad (15)$$

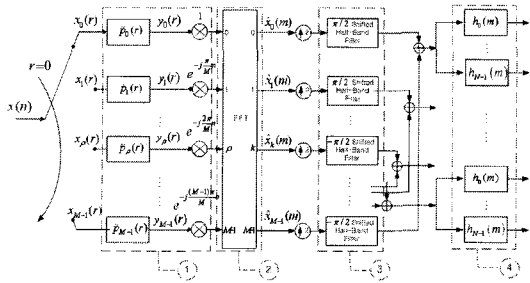


그림 8. 폴리페이즈 필터뱅크 기반 서브밴드 필터 구조

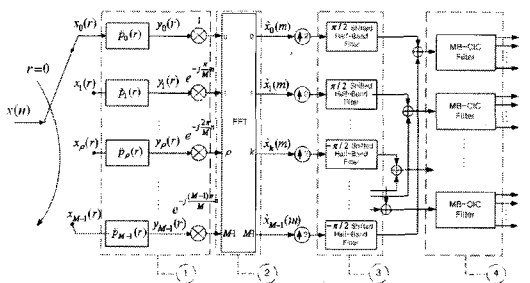


그림 9. 폴리페이즈 필터뱅크 기반 다중밴드 CIC 필터 구조

폴리페이즈 필터로 필터링된 신호는 FFT (Fast Fourier Transform) 처리 과정을 거친 후 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다⁶⁾.

$$\hat{x}(m) = \sum_{\rho=0}^{M-1} \bar{y}_{\rho}(r) e^{-j\frac{2\pi}{M}k\rho} \quad (16)$$

여기서, $\bar{y}_{\rho}(r) = e^{-j\frac{\pi}{M}k\rho} y_{\rho}(r)$ 을 나타내고, $e^{-j\frac{2\pi}{M}k\rho}$ 는 FFT 처리 과정을 나타낸다. FFT의 출력은 복소 신호로 각 채널은 그림 10과 같은 스펙트럼 특성을 갖는다.

따라서 FFT 출력 결과로부터 각 채널에 대한 실수 신호는 그림 11과 같이 인터폴레이션과 저지 대역 (Stop-band)이 $\pi/2$ 인 하프 밴드 (Half-band) 필터링 과정을 통해 얻을 수 있다.

하프 밴드 필터링을 통해 얻은 실수 신호는 다중 밴드 CIC 필터군을 거쳐 최종적으로 $R/2+1$ 개의 출력을 얻게 되며, 각 출력에 대한 파워를 이용하여 참조 신호를 추정할 수 있다.

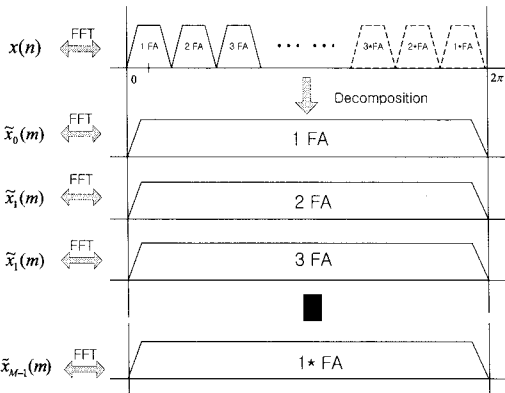


그림 10. FFT 출력 후 각 채널의 스펙트럼 특성

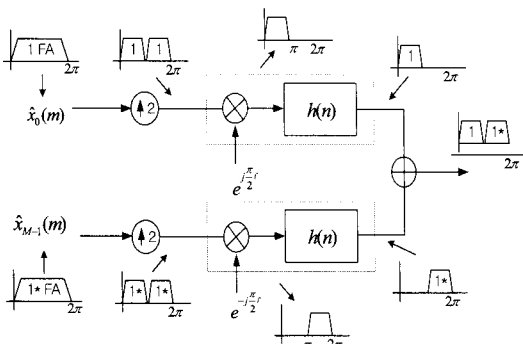


그림 11. 복소 신호로부터 실수 신호를 얻기 위한 처리 과정

그림 11에서 $h(n)$ 은 저지 대역이 $\pi/2$ 인 하프 밴드 필터를 의미한다.

IV. 모의실험 결과

본 논문에서는 효율적인 스펙트럼 센싱을 위한 알고리즘을 제안하기 위해서 기존의 서브밴드 기법과 다중밴드 CIC 필터를 적용한 기법을 비교하여 분산치, 연산량 감소 성능 및 효율성을 평가하였다. 우선 모의실험을 통하여 데시메이션 인수 R 과 필터의 차수 T 에 따른 일반적인 CIC 필터와 다중밴드 CIC 필터의 주파수 응답을 확인하였다. 그림 12와 13은 데시메이션 인수 R 이 4와 16일 때 필터의 차수 T 가 1과 5인 경우에 대한 일반적인 CIC 필터의 주파수 응답을 나타내고 있다.

그림 14는 데시메이션 인수 R 과 필터 차수 T 에

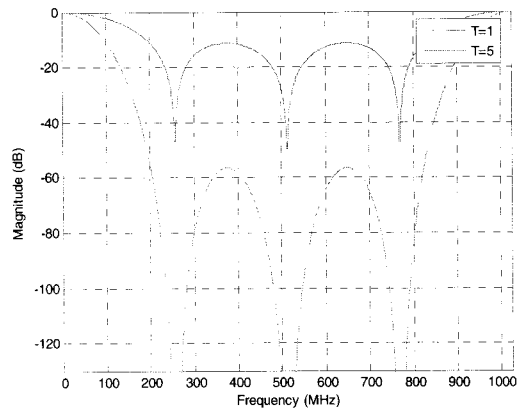


그림 12. $R=4, T=1,5$ 인 경우 일반적인 CIC 필터의 주파수 응답

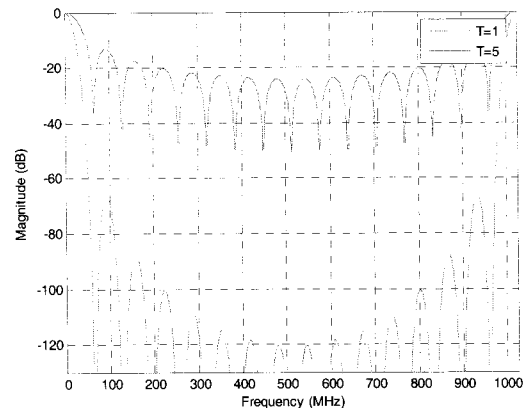


그림 13. $R=16, T=1,5$ 인 경우 일반적인 CIC 필터의 주파수 응답

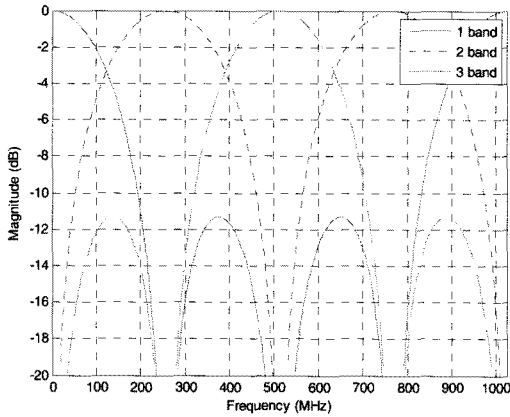


그림 14. $R=4, T=1$ 인 경우 다중밴드 CIC 필터의 주파수 응답

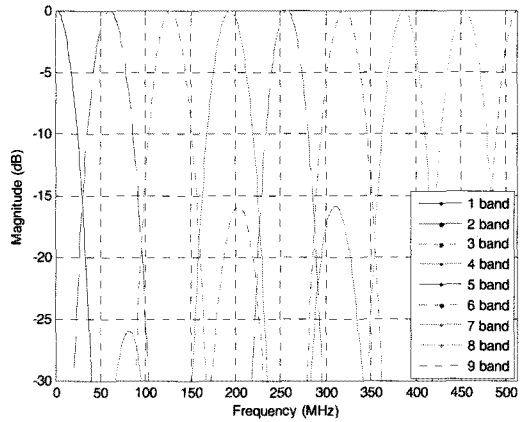


그림 16. $R=16, T=1$ 인 경우 다중밴드 CIC 필터의 주파수 응답

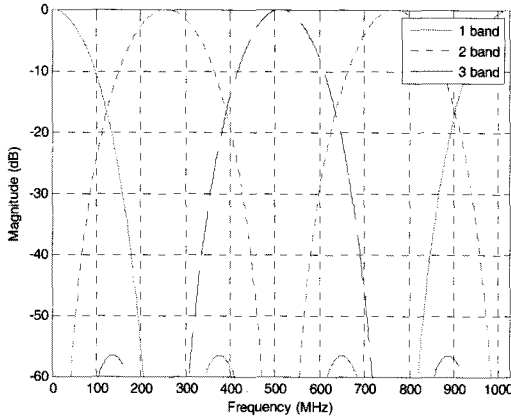


그림 15. $R=4, T=5$ 인 경우 다중밴드 CIC 필터의 주파수 응답

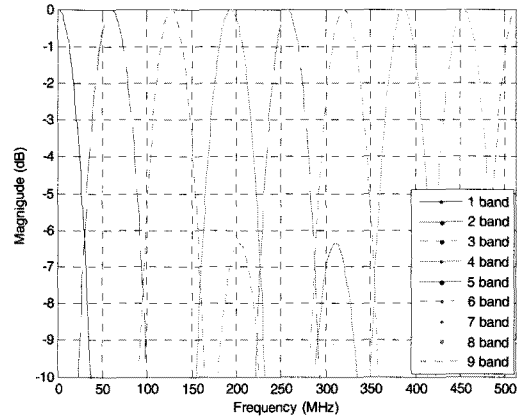


그림 17. $R=16, T=5$ 인 경우 다중밴드 CIC 필터의 주파수 응답

대한 다중밴드 CIC 필터의 주파수 응답을 나타내고 있다. 앞서 III장에서 설명한 바와 같이 최종적으로 생성되는 다중밴드 CIC 필터군의 수는 $R/2+1$ 개가 생성되는 것을 확인할 수 있다. 또한 필터의 차수가 높아질수록 인접 필터군의 side-lobe가 점점 감소하는 것을 확인할 수 있다.

본 모의실험에서 참조 신호는 40MHz의 샘플링 주파수를 갖는 단측파대 (Single Sided Band; SSB) 신호를 사용하였으며, 모의실험 파라미터는 표 1에 나타내었다. 기존 추정 기법으로는 길이가 256인 직각 (Rectangular) 윈도우와 631개의 필터 계수를 갖는 서브밴드기법을 사용하여 스펙트럼을 추정하였으며, 제안한 기법은 데시메이션 인수 R 과 필터의 차수 K 가 128과 5인 다중밴드 CIC를 사용하였다. 본 모의실험에서 다중밴드 CIC 필터는 6번의

permutation을 거쳐 총 65개의 CIC 필터로 구성되고, 4개의 다중밴드 CIC 필터군을 통해 얻은 출력

표 1. 모의실험 파라미터

파라미터	설정 값
샘플링 주파수	40 MHz
데이터 길이	2048
윈도우 사이즈	256
데시메이션 인수 (M)	8
다중밴드 CIC 필터의 데시메이션 인수 (R)과 필터 차수 (T)	128, 5
다중밴드 CIC 필터 수	65
Permutation 횟수	6
1st 프로토타입 필터 계수	233
2nd 프로토타입 필터 계수	631
Half-band 필터 계수	71

표 2. 추정 기법에 따른 분산치 성능

추정 기법	분산치 (variance)
서브밴드 기법	0.1546
다중밴드 CIC 기법	0.1551

표 3. 추정 기법에 따른 연산량 비교

	서브밴드	다중밴드 CIC
①	$(G \times M) + 2M$	$(G \times M) + 2M$
②	$\frac{M}{2} \log_2 M$	$\frac{M}{2} \log_2 M$
③	$4H \times M$	$4H \times M$
④	$(S \times N) \times L$	-

위한 방법으로 폴리페이즈 필터 बैंक 기반의 다중밴드 CIC 필터 기법을 제안하였다. 모의실험 결과 서브밴드 기법의 경우 분산치는 0.1546, 다중밴드 CIC 필터 기법의 경우 분산치는 0.1551을 나타내었으며, 제안한 폴리페이즈 필터 बैंक 기반의 다중밴드 CIC 필터 기법을 적용한 추정 기법의 경우 기존의 서브밴드 기법과 거의 동일한 분산치 성능을 나타내는 것을 확인하였다. 또한 다중밴드 CIC 필터 구조는 덧셈기만으로 구현이 가능하기 때문에 표 3에 나타난 것과 같이 서브밴드를 이용한 추정 기법보다 $(S \times N) \times L$ 개의 곱셈기를 줄일 수 있으므로 연산량 측면을 고려했을 경우 서브밴드 기법에 비해 보다 효율적임을 확인하였다.

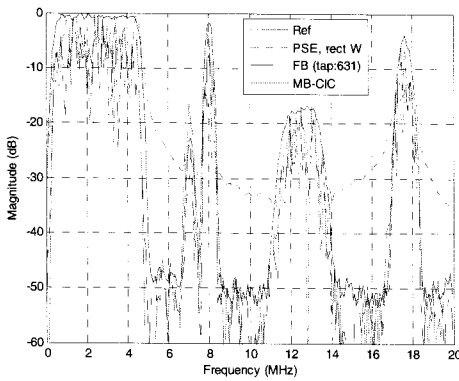


그림 18. 추정 기법에 따른 스펙트럼 추정 성능

의 파워를 이용하여 참조 신호의 스펙트럼을 추정하였다.

표 2는 스펙트럼 추정 기법에 따른 참조 신호와의 분산치 (variance) 성능을 나타내고 있으며, 표 3은 그림 8과 9의 각 부분별 연산량을 나타내고 있다. 여기서 G 는 첫 번째 프로토타입 필터 계수, M 은 폴리페이즈 필터 बैंक의 총 브랜치 수, S 는 서브밴드 필터 계수, H 는 하프 밴드 필터의 필터 계수, N 은 서브밴드 필터 수를 의미하며, L 은 서브밴드 필터군의 수 ($M/2$)를 의미한다.

그림 18은 기존의 서브밴드 기법과 제안하는 폴리페이즈 필터 बैंक 기반 다중밴드 CIC 필터 구조를 적용한 경우의 성능 비교 결과를 나타내고 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 CR 시스템 환경에서 가장 중요한 기술인 스펙트럼 센싱 성능 향상 및 연산량 감소를

참 고 문 헌

- [1] J. M. III, "Cognitive Radio : An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio," Ph. D. thesis, Royal Institute of Tech., Sweden, May, 2000.
- [2] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," *IEEE journal on selected areas in communications*, Vol. 23, No. 2, pp. 201-220, Feb., 2005.
- [3] R. E. Crochiere, L. R. Rabiner, *Multirate Digital Signal Processing*, Prentice-Hall, 1983.
- [4] Alan Y.Kwentus, "Application of Filter Sharpening to Cascaded Integrator-Comb Decimation Filters," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 75, No. 2, pp. 457-467, Feb., 1997.
- [5] Fredric J Harris, *Multirate Signal Processing for Communication System*, Prentice-Hall, 2004.
- [6] S. Im, W. C. Lee, C. Kim, Y. Shin, S. H. Lee, J. Chung, "Implementation of SDR-based digital IF Channelizer/de-channelizer for Multiple CDMA Signals," *IEICE Trans. on Communication*, Vol. E83-B, No. 6, pp. 1282-1289, June, 2000.

이 수 복 (Su Bok Lee)

준회원



2007년 8월 숭실대학교 정보통신전자공학부 학사

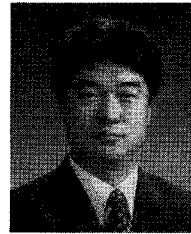
2007년 9월~2009년 8월 숭실대학교 정보통신공학과 석사과정

2009년 2월~현재 엠티에이치(주) DSP팀 연구원

<관심분야> Cognitive Radio, 통신신호처리

이 원 철 (Won-cheol Lee)

정회원



1986년 2월 서강대학교 전자공학과 학사

1988년 2월 연세대학교 전자공학과 석사

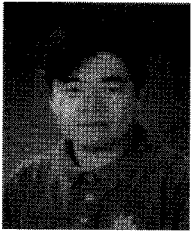
1994년 New York Polytechnic Univ. Electronic Eng. 박사

1995년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 교수

<관심분야> OFDM, Cognitive Radio, Position Location based on UWB, CDMA2000/WCDMA, Smart Antenna

최 주 평 (Joo-pyoung Choi)

정회원



1999년 안양대학교 공학사

2001년 숭실대학교 공학석사

2003년 숭실대학교 공학박사 수료

2003년~2006년 새턴정보통신(주) 정보통신연구소 선임연구원

2006년~현재 숭실대학교 정보통신공학과 박사과정
<관심분야> OFDM, 상황인지 기술, 이동통신시스템, 적응 빔형성 기법