

# 가변 주파수 변환을 위한 시간 영역 다중채널 신호처리 알고리즘

준회원 유재호\*, 김현수\*, 정회원 이규하\*\*, 준회원 이정섭\*\* 종신회원 정재학\*

## Time Domain Multiple-channel Signal Processing Method for Converting the Variable Frequency Band

Jae-ho Yoo\*, Hyeon-su Kim\*, *Associate Members*, Kyu-ha Lee\*\*, *Regular Member*,  
Jung-sub Lee\*\*, *Associate Member*, Jae-hak Chung\* *Lifelong Member*

### 요 약

다중채널 신호처리 알고리즘은 사용 주파수 대역의 가변성, 효율적인 전송전력 할당, 서로 다른 전송률과 대역을 요구하는 서비스 형태를 충족시키기 위한 가변 주파수 대역 변환을 요구한다. 본 논문에서는 다중채널 반송파 신호의 가변 주파수 대역 변환을 위해 시간 영역의 윈도우 함수와 DFT(Discrete Fourier Transform)를 이용한 다중채널 신호처리 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 기존의 주파수 영역에서 대역통과 신호처리를 하는 다중채널 신호처리 알고리즘과 달리, 시간 영역에서 윈도우 함수를 사용한 블록 신호처리를 하기 때문에 기존의 주파수 영역에서 신호처리 방식보다 연산이 간단하며 효율적인 주파수 변환을 할 수 있다. 전산모의 실험을 통해 제안한 알고리즘의 출력신호 복원과 가변 주파수 대역 변환이 효율적으로 이루어지는 것을 보였다.

**Key Words** : Flexible frequency band reallocation, Overlapped window, Perfect reconstruction, Overlap & add method

### ABSTRACT

The algorithm of multiple channel signal processing requires the flexibility of variable frequency band, efficient allocation of transmission power, and flexible frequency band reallocation to satisfy various service types which requires different transmission rates and frequency band. This paper proposes an improved multiple channel signal processing for converting the frequency band of multiple carrier signals efficiently using a window function and DFT in the time domain. In contrast to the previous algorithm of multiple-channel signal processing performing band-pass signal processing in the frequency domain, the proposed algorithm is a method of block signal processing using a window function in the time domain. In addition, the complexity of proposed algorithm of the window function is lower than that of the previous algorithm performing signal processing in the frequency domain, and it performs the frequency band transform efficiently. The computer simulation result shows that the perfect reconstruction of output signal and the flexible frequency band reallocation is performed efficiently by the proposed algorithm.

\* 본 연구는 2009년 삼성탈레스(주)의 재원을 지원 받아 수행된 연구임(STC-C-08-033)

\* 인하대학교 전자공학과 무선이동통신 연구실(jachoyoo, khs0224@inhaian.net, jchung@inha.ac.kr)

\*\* 삼성탈레스(주)(meagain@korea.com, js08.lee@samsung.com)

논문번호 : KICS2009-09-414, 접수일자 : 2009년 9월 16일, 최종논문접수일자 : 2009년 10월 31일

## I. 서 론

다중채널 신호처리 알고리즘은 주어진 주파수 대역에서 다양한 형태의 서비스를 다수의 사용자에서 제공하기 위해 여러 독립된 채널을 각 사용자에게 할당한다. 그러므로 다중채널 신호처리는 입력과 출력의 FDM(frequency division multiplexing) 신호의 개수와 대역폭이 다른 비대칭적인 다중채널 반송파 신호에 대하여 효율적으로 채널을 변환할 수 있어야 한다<sup>[1]</sup>. 즉, 다중채널 신호처리 알고리즘은 주파수 대역 가변성, 전송전력의 효율적인 제어, 완벽한 신호 복원, 그리고 채널 변환 같은 신호 처리를 요구한다<sup>[2]</sup>.

다중채널 신호처리 알고리즘의 가변 주파수 변환은 위성통신 시스템의 디지털 신호처리기와 SDR(Software-defined Radio)에 응용되고 있다. 위성통신 시스템에 응용되는 가변 주파수 변환을 위한 다중채널 신호처리 알고리즘에 대한 연구는 최근에 활발히 진행되고 있으며 낮은 복잡도 그리고 왜곡 없는 신호처리 등의 다중채널 신호처리 알고리즘이 주요 연구 주제이다<sup>[3], [4], [6]</sup>.

위성통신 시스템의 디지털 신호처리기에서 적용되고 있는 다중채널 신호처리 알고리즘은 주파수 영역에서 polyphase 분해필터/DFT/IDFT/polyphase 합성필터를 기반으로 한 주파수 변환 방법이 많이 사용되고 있다<sup>[6]</sup>. 분해 필터는 주파수 영역에서 통과대역과 저지대역에서 급격한 변화와 높은 저지대역 감쇄를 위해 DFT 앞 단에서 사용되며, 합성 필터는 변환된 부채널 신호의 복원을 위해 사용된다. DFT/IDFT를 이용한 주파수 변환의 성능은 poly-phase에서 사용되는 FIR(linear phase finite impulse response)필터의 필터 차수에 의해 좌우되며, 필터 차수가 커질수록 성능은 우수하지만 복잡도가 증가하는 단점을 갖고 있다<sup>[7], [8]</sup>.

본 논문에서는 기존의 주파수 영역에서 사용되는 polyphase 분해 필터를 사용하지 않고 시간 영역에서 윈도우 함수를 사용함으로써 기존의 알고리즘과 비슷한 성능을 갖지만 복잡도가 낮은 다중채널 신호처리 알고리즘을 제안한다. 또한, 제안한 알고리즘은 중심 시 신호가 복원되는 윈도우 함수를 사용함으로써 합성 필터가 필요하지 않고 신호를 복원할 수 있는 장점을 가지고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장은 가변 주파수 변환을 위한 다중채널 신호처리 알고리즘의 요구 조건을 보이고, III장에서는 제안한 윈도우 함수와 DFT/IDFT를 이용한 다중채널 신호처리 알고리즘을 보였다. IV장에서는 전산모의실험을 통해 제안한 알고리즘의 성능을 검증하였고 마지막 V장에서 결론을 맺는다.

수과 DFT/IDFT를 이용한 다중채널 신호처리 알고리즘을 보였다. IV장에서는 전산모의실험을 통해 제안한 알고리즘의 성능을 검증하였고 마지막 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 다중채널 신호처리 알고리즘의 개요

가변 주파수 변환을 위한 다중채널 신호처리 알고리즘은 부채널별로 필터링을 수행한다. 입력 신호는 고정된 granularity 대역으로 나뉘어지며 사용자는 이러한 granularity 대역의 하나 또는 몇 개를 차지할 수 있다<sup>[9]</sup>.

그림 1은 기존의 다중채널 신호처리 알고리즘의 구조를 나타내며 알고리즘은 세 부분으로 나눌 수 있다. (1)다중채널 반송파 신호를 각 부채널의 입력 신호로 분리하고 (2)원하는 위치의 주파수로 부채널을 변환시키고, (3)주파수 변환된 부채널들을 출력 신호로 결합하는 것이다. 그림 1의 다중채널 신호처리 알고리즘은 저역통과 원형필터(lowpass prototype filter)의 적절한 모듈레이션의 방법으로 선형위상 분해 필터  $H_i(z)$ 와 합성 필터  $F_i(z), i=0, \dots, N-1$ 를 사용할 수 있다<sup>[10]</sup>. 그러나 저역통과 원형 필터는 FIR 원형 필터로 구현되기 때문에 성능을 높이기 위해서는 저역통과 원형 필터의 차수가 증가하고 이에 따라 복잡도가 증가하는 단점을 갖고 있다. 이러한 단점을 해결하기 위해 그림 2는 DFT/IDFT를 적용하여 전체 구현 복잡도를 낮추는 방법을 사용하고 있다<sup>[6]</sup>.

그림 2의 분해/합성 필터  $P_i(z), i=0, \dots, N-1$ 는 FIR 원형 필터의 polyphase 표현 형태이며, 분해

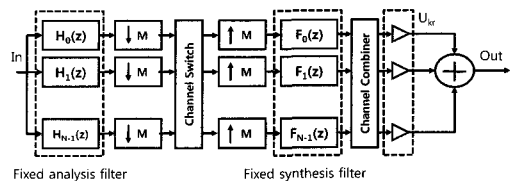


그림 1. 다중채널 신호처리 알고리즘 블록도

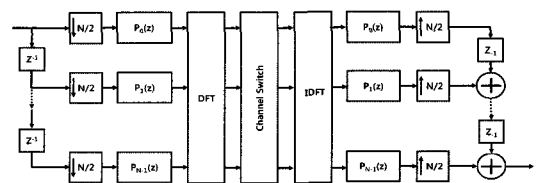


그림 2. DFT/IDFT를 이용한 다중채널 신호처리 블록도

필터  $P_i(z)$ 는 모듈레이션된 저역 통과 원형 필터를 이용하여 주파수 영역에서 신호처리를 수행한다. 각 채널의 분해 필터와 합성 필터가 중첩되고 더해졌을 때 주파수 영역에서 크기가 일정하다면 입력 신호를 완벽하게 복원할 수 있다. 그러나 다중채널 신호처리는 알고리즘의 구현 복잡도 때문에 가급적 낮은 샘플링율에서 수행된다. 이 때문에 주파수 영역 엘리어싱이 생길 수 있으며, 왜곡 없는 출력신호의 복원을 위해서는 주파수 영역 엘리어싱을 제거해야 한다.

그림 2에 나타난 것과 같이 다운샘플링과 업샘플링은 분해 필터  $P_i(z)$  전에서 구현되기 때문에 연산량이 그림 1의 구조에 비해 감소하는 장점이 있다. 그러나 그림 2의 알고리즘은 polyphase 형태의 FIR 원형 필터와 DFT/IDFT를 통해 복잡도를 감소시켰지만, 주파수 영역에서 생길 수 있는 엘리어싱을 제거하기 위해 입력 신호의 오버샘플링을 수행하기 때문에 연산량이 증가하고, 성능 향상을 위해 높은 차수의 분해/합성 필터가 요구되기 때문에 복잡도가 크게 낮아지지 않는 단점을 가지고 있다<sup>[11]</sup>.

### III. 제안한 다중채널 신호처리 알고리즘

본 논문에서 제안한 가변 주파수 변환을 위한 다중채널 신호처리 알고리즘은 기존의 polyphase 필터 부분을 시간 영역에서 윈도우 함수를 사용한 블록 연산 방식으로 사용하였다. 제안한 알고리즘은 시간 영역에서 윈도우 함수의 블록 단위로 신호처리를 수행하기 때문에 기존의 주파수 영역에서 신호처리를 하는 그림 1과 그림 2의 알고리즘에 비해 복잡도가 감소하는 장점을 갖는다.

제안한 윈도우 함수를 이용한 다중채널 신호처리 알고리즘은 그림 3에 나타내었으며, 윈도우 함수, DFT/IDFT, 중첩 & 합성의 구조를 갖는다.

윈도우 함수는 시간 영역에서 긴 크기의 윈도우 함수를 취함으로써 주파수 영역에서 길쌈 형태로 표현되며, 주파수 영역에서 주파수 통과대역의 성능을 향상시키고, DFT/IDFT는 DFT 출력의 빈을 적

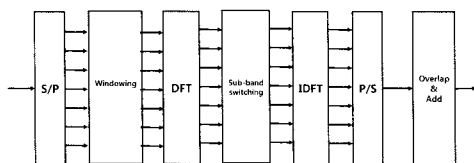


그림 3. 제안한 다중채널 신호처리 알고리즘의 블록도

절히 변환함으로써 각 부채널의 가변 주파수 변환을 수행할 수 있다. 그리고 중첩 & 합은 왜곡없이 주파수 변환된 부채널을 출력 신호로 결합한다<sup>[12]</sup>.

일반적인 다중채널 신호처리 알고리즘의 샘플링율은 입력 신호의 샘플링율과 입력 신호의 분리 후의 샘플링율이 같은 임계샘플링(critical-sampling)이 연산적인 측면에서 효율적이지만, 엘리어싱을 제거하지 못하는 단점을 가지고 있다. 그러나 본 논문에서 제안한 윈도우 함수를 이용한 방식은 윈도우 함수의 선택과 윈도우 함수를 시간 영역에서 중첩시킴으로써 엘리어싱을 제거할 수 있으며, 왜곡없는 출력 신호의 복원을 가능하게 한다<sup>[13], [14]</sup>.

#### 3.1 제안한 알고리즘의 출력신호 복원

제안한 다중채널 신호처리 알고리즘은 DFT 입력 신호에서 주파수 응답을 향상시키기 위해 윈도우 함수를 사용한다. 왜곡없는 출력 신호의 복원을 위해 윈도우 함수는 다음의 조건을 만족해야 한다.

- (1) 윈도우 함수는 대칭이어야 한다.
- (2) 윈도우에 의한 블록 처리에서 발생할 수 있는 불연속 문제를 제거하기 위해 윈도우 함수의 끝부분의 값은 0이어야 한다.
- (3) 왜곡 없는 출력 신호의 복원을 위해 윈도우 함수가 중첩되고 더해졌을 때, 시간 영역에서 크기가 일정해야 한다.

위 세가지 조건을 만족하는 윈도우 함수의 중첩 방법은 그림 4에 나타내었다. 그림 4는 연속적인 윈도우 함수가 중첩되고 더해지는 과정을 나타내고, 왜곡없는 출력 신호의 복원을 위한 조건 (3)은 식 (1)을 만족해야 한다.

$$W_{i-1}[n+M] + W_i[n] = 1, n = 0, \dots, N-M-1 \quad (1)$$

$i$ 는 현재 윈도우 함수를 취한 블록을 나타낸다.

윈도우 함수의 왜곡없는 출력 신호의 복원을 위해서, 본 논문에서는 윈도우 함수의 중첩 부분을 윈도우 함수 크기  $N$ 의  $1/2$ 로 가정한다. 물론, 윈도우 함수가 중첩되는 부분은 변경될 수 있으며 식 (1)을 만족하도록 설계하면 된다.

그림 4에서  $M=N/2$ 로 가정을 하고 입력 신호

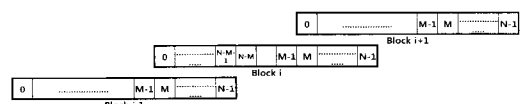


그림 4. 윈도우 함수의 중첩 과정

가  $x[n]$ 일 때, 복원된  $\hat{x}_i[n]$ 은 식 (2)와 같다.

$$\hat{x}_i[n] = \begin{cases} y_{i-1}[n + \frac{N}{2}] + y_i[n], & n = 0, \dots, \frac{N}{2} - 1 \\ y_i[n] + y_{i+1}[n - \frac{N}{2}], & n = \frac{N}{2}, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2)$$

여기서,  $i$ 는 현재 윈도우 함수를 취한 블록을 의미하며  $y_i$ 는  $i$ 번째 윈도우 함수를 취한 입력 신호의 IDFT 출력이다.  $y_i$ 는 아래의 식 (3)과 같다.

$$y_i[m] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left( \sum_{n=0}^{N-1} x_i[n] w_i[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}km}, \quad (3)$$

$$m = 0, \dots, N-1$$

$i$ 번째 윈도우 함수를 취한 입력 신호의 IDFT 출력  $y_i$ 를 식 (2)에 대입하면 다음과 같은  $i$ 번째 복원된  $\hat{x}[m]$ 을 얻을 수 있다.

$$\hat{x}[m] = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left( \sum_{n=0}^{N-1} x_{i-1}[n + \frac{N}{2}] w_{i-1}[n + \frac{N}{2}] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}km} \\ + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left( \sum_{n=0}^{N-1} x_i[n] w_i[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}km}, \\ m = 0, \dots, N/2 - 1 \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left( \sum_{n=0}^{N-1} x_{i+1}[n - \frac{N}{2}] w_{i+1}[n - \frac{N}{2}] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}km} \\ + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left( \sum_{n=0}^{N-1} x_i[n] w_i[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \right) e^{j\frac{2\pi}{N}km}, \\ m = N/2, \dots, N-1 \end{cases}$$

제안한 알고리즘은 적절한 윈도우 함수의 선택과 윈도우 함수가 중첩된 부분에서 식 (1)을 만족한다면 왜곡없이 출력 신호를 복원할 수 있고 중첩 & 합으로 인해 시간 영역에서 엘리머싱도 제거 된다<sup>[13]</sup>.

### 3.2 제안한 알고리즘의 주파수 대역 변환

다중채널 신호처리 알고리즘은 부채널 단위의 주파수 대역 변환이 요구되기 때문에 각 부채널의 주파수 재할당 후, 왜곡없이 출력 신호의 복원을 수행해야 한다. 제안한 알고리즘의 주파수 변환은 DFT와 IDFT블록 사이에 존재하는 변환(switching) 블록에서 수행된다. DFT와 IDFT의 크기는 윈도우 함수의 크기와 같으며, N point DFT는 주파수 대역을 N개의 granularity 대역으로 분리하고 N point IDFT를 통해 원하는 주파수 대역으로 주파수 변환을 수행한다. 그러므로 부채널 변환 블록은 N point DFT 출력의 빈인 granularity 대역을 적절히 변환함으로써 가변 주파수 변환을 할 수 있다<sup>[14]</sup>.

### 3.3 기존의 알고리즘과 복잡도 비교

본 절에서는 기존의 알고리즘과 제안한 알고리즘의 복잡도를 비교한다. 기존의 다중채널 신호처리 알고리즘은 분해 필터, DFT/IDFT, 합성 필터의 구조를 갖고 있으며 복잡도는 곱셈 연산량으로 계산할 수 있다. 분해 필터는 FIR 필터로 필터 차수  $D_A$ 에 의해 좌우되며,  $D_A+1$ 의 곱셈 연산을 필요로 한다. 그리고 DFT/IDFT는 같은 성능을 갖고 곱셈 연산량이 작은 FFT와 IFFT로 대체할 수 있으며, N-FFT와 N-IFFT는 N 입력/출력 샘플의 블록 당 대략  $N \times \log_2 N$ 의 연산량을 갖는다. 합성 필터 역시 분해 필터와 같은 FIR 필터이므로 필터 차수  $D_S$ 에 의해  $D_S+1$ 의 곱셈을 수행한다. 그러므로 분해/합성 필터를 적용한 알고리즘의 복잡도  $C_{FIR}$ 는 아래의 식 (4)와 같다<sup>[6]</sup>.

$$C_{FIR} = \frac{D_A + D_S + 2N \times \log_2 N + 2}{M} \quad (4)$$

$M$ 은 필터링 전에 다운샘플링된 양이고,  $N$ 은 DFT 블록당 입력/출력 샘플 수이다. 제안한 알고리즘은 윈도우 함수, DFT/IDFT, 중첩 & 합(overlap & add)의 기본구조를 갖고 있으며 합성 필터를 가지고 있지 않다. 그러므로 복잡도는 분해/합성 필터를 적용한 알고리즘에 비해 낮다. 윈도우 함수의 곱셈 연산량은 윈도우 함수 크기인  $N$ 과 같고, DFT/IDFT의 곱셈 연산은 분해/합성 필터를 적용한 알고리즘과 같은  $N$  입력/출력 샘플의 블록 당 대략  $N \times \log_2 N$ 이다. 합성 필터 부분의 중첩 & 합은 덧셈 연산만 수행하므로 복잡도의 계산에 고려하지 않았다. 그러므로 제안한 알고리즘의 복잡도  $C_{Prop}$ 는 다음과 같다.

$$C_{Prop} = \frac{N + 2N \times \log_2 N}{N/2} \quad (5)$$

식 (4)에서 분해 필터와 합성 필터의 차수가 같다고 가정하면  $D_A+1 = D_S+1 = kN$  을 만족한다.  $k$ 는 각 부채널에 해당되는 polyphase 필터의 탭 수이다. 다운샘플링  $M$ 은  $N/2$  인 오버샘플링과 유사하므로 분해/합성 필터를 적용한 알고리즘의 복잡도  $C_{FIR}$ 와 제안한 알고리즘의 복잡도  $C_{Prop}$ 는 그림 5와 같다. 윈도우 함수의 크기  $N$ 이 256 point이고 polyphase 필터의 탭 수  $k$ 가 8일 때, 제안한 알고

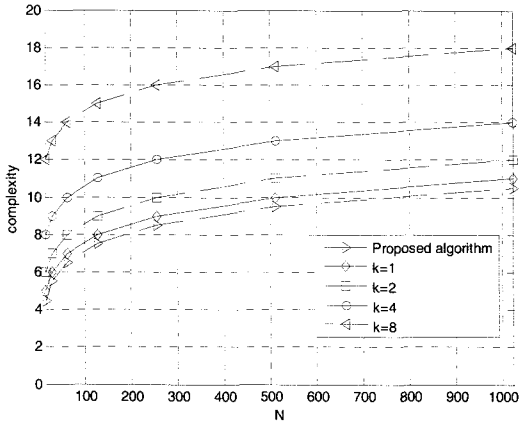


그림 5. 제안한 알고리즘의 복잡도

리즘의 복잡도는 기존의 분해/합성 필터를 적용한 알고리즘에 비해 복잡도가 약 50% 감소한 것을 알 수 있다.

#### IV. 전산 모의 실험

본 절에서는 다중채널 신호처리에서 가변 주파수 변환을 위해 제안한 알고리즘을 적용한 전산모의 실험을 수행하였다. 제안한 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 왜곡없는 출력 신호의 복원을 위한 윈도우 함수를 보였다. 그리고 이 윈도우함수를 이용한 제안한 알고리즘의 복원 성능과 가변 주파수 변환 실험을 수행하였다.

##### 4.1 왜곡 없는 복원을 위한 윈도우 함수

본 절에서는 여러 윈도우 함수 중에서 중첩 부분의 결과가 일정한 raised cosine 윈도우 함수를 왜곡없이 출력 신호를 복원하기 위한 윈도우 함수의 세가지 조건을 만족시키는지의 여부를 살펴보았다.

Raised cosine 윈도우 함수는 윈도우 함수 크기가 N일 때 discrete한 시간에 대해 식 (6)과 같다.

$$W_{raised}(n) = \frac{1}{2} \left( 1 - \cos \left( \frac{2\pi(n+1)}{N} \right) \right) \quad (6)$$

$, n = 0, 1, \dots, N-1$

Raised cosine 윈도우 함수는 함수 크기의 1/2에서 대칭이며 윈도우 함수의 끝부분은 천천히 변하고 불연속점이 생기지 않는다. 그림 6은 시간 영역에서 윈도우 함수 크기가 128 point인 raised cosine 윈도우 함수의 주파수 응답이며 그림 7은 raised

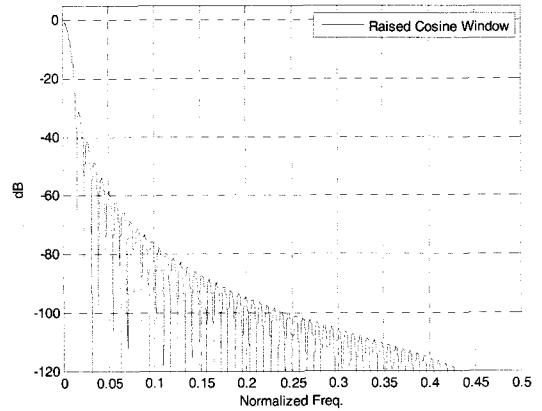


그림 6. Raised cosine 윈도우 함수의 주파수 응답

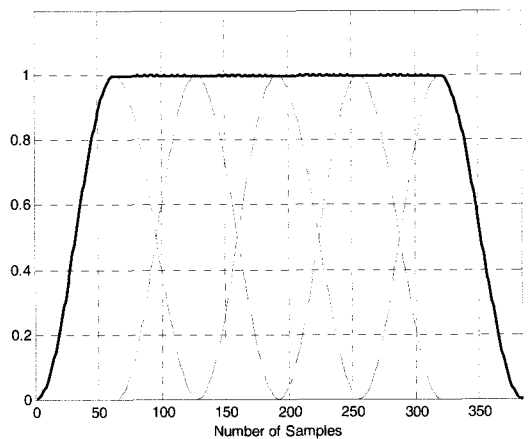


그림 7. Raised cosine 윈도우 함수의 N/2 중첩

cosine 윈도우 함수를 함수 크기의 1/2을 중첩시키고 더한 결과이다.

그림 7의 시간 영역에서 크기는 1로 일정하며 이때 오차는 약  $10^{-16}$ 이므로 오차는 무시할 정도로 작다. 그러므로 raised cosine 윈도우 함수는 세가지 조건을 모두 만족시키므로 왜곡없는 출력 신호의 복원을 수행하기에 적절하다.

##### 4.2 제안한 알고리즘의 가변 주파수 변환 실험

제안한 알고리즘의 왜곡없는 출력 신호의 복원과 주파수 변환의 성능 검증은 윈도우 함수 크기에 따른 출력 신호의 변화량을 측정하여 이를 SNR로 표현하여 할 수 있다. 제안한 알고리즘의 윈도우 함수는 앞 절에서 검증한 raised cosine 윈도우함수를 사용하였다.

알고리즘의 성능 검증을 위한 실험 조건은 아래

표 1. 전산모의 실험 조건

전산모의 실험 조건	
채널 대역폭	32MHz
부채널 대역폭	2MHz, 4MHz, 2MHz
부채널 20% 보호 대역	0.4MHz, 0.8MHz, 0.4MHz
샘플링 주파수	64MHz
채널입력 IF 주파수	7MHz, 10MHz, 13MHz
윈도우 함수	256 point raised cosine
펄스 성형 필터	raised cosine 필터 roll-off factor: 0.5
모듈레이션	uncoded-QPSK

와 같다.

그림 8은 입력 신호인 각 부채널 2MHz, 4MHz, 2MHz의 주파수 응답을 나타낸다.

그림 9~그림 10은 제안한 알고리즘의 출력 신호

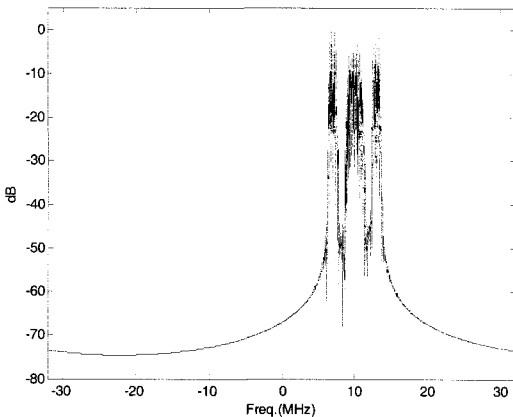


그림 8. 입력 신호의 주파수 응답

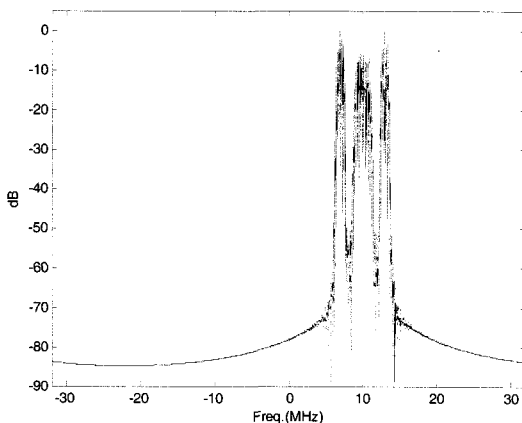


그림 9. 출력 신호의 주파수 응답

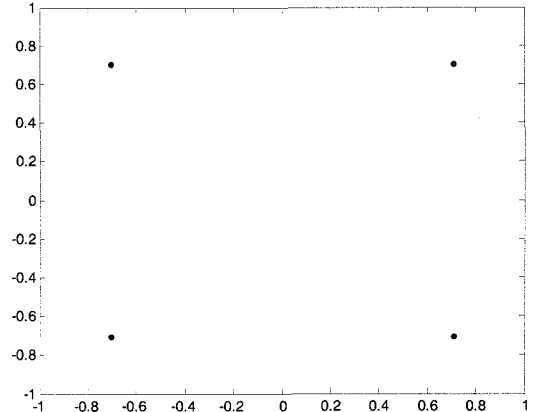


그림 10. Reconstruction 된 심볼

의 복원 성능 검증을 위한 실험 결과이다.

그림 9는 윈도우 함수 크기의 1/2인 128 point를 중첩시키고 더한 후 주파수 변환을 수행하지 않았을 때, 제안한 알고리즘 출력의 주파수 응답이다. 주파수 변환을 수행하지 않았기 때문에 출력 신호는 입력 신호와 같은 주파수를 갖는다는 것을 알 수 있다.

그림 10은 주파수 변환을 수행하지 않았을 때 부채널 2MHz 출력의 정상도이다. 왜곡없는 출력 신호의 복원은 입력 신호와 출력 신호의 정상도를 비교한 SNR을 통해 검증할 수 있다. 제안한 알고리즘의 입력 신호와 출력 신호를 비교했을 때, 오차는 약  $10^{-16}$ 이며 SNR은 314.15dB이다. 출력 신호에서 생기는 오차는 raised cosine 윈도우함수를 중첩하고 더했을 때 약  $10^{-16}$ 의 오차를 갖기 때문에 생기며, 오차는 무시할 정도로 작기 때문에 제안한 알고리즘은 완벽하게 출력 신호를 복원할 수 있다.

그림 11~그림 12는 제안한 알고리즘을 통해 첫 번째 부채널의 IF 주파수를 7MHz에서 11MHz로 변환하고, 두 번째 부채널의 IF 주파수를 10MHz에서 8MHz로 변환 후, 출력 신호의 복원 성능 검증을 위한 실험 결과이다. 그림 11은 주파수 변환을 수행했을 때 제안한 알고리즘 출력 신호의 주파수 응답이다.

Raised cosine 윈도우 함수 크기가 256 point이므로 DFT의 크기가 256 point이며, 샘플링율이 64MHz이기 때문에 DFT의 출력 빈인 granularity 대역폭은 0.25MHz이다. 주파수 변환을 수행하기 전, 첫 번째 부채널 2MHz는 153~160의 DFT 8개의 빈을 차지하고, 부채널 4MHz는 161~176의 DFT 16개 빈을 차지한다. 마지막 부채널 2MHz는

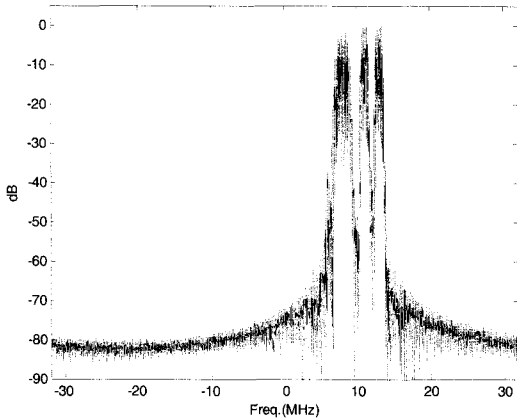


그림 11. 출력 신호의 주파수 응답

177~184의 DFT 8개의 빈을 차지한다. 주파수 변환 후, 첫번째 부채널 2MHz와 4MHz의 빈의 위치가 바뀐 것을 그림 11을 통해 확인할 수 있다.

그림 12는 첫번째 부채널과 두번째 부채널의 주파수 변환을 수행했을 때 부채널 2MHz 출력의 성상도이다. 부채널 2MHz 입력 신호와 출력 신호를 비교했을 때, SNR은 253.29dB이며 오차는  $10^{-12}$ 이다. 동일한 실험 조건 아래, 부채널 주파수 변환을 수행하지 않은 경우의 입력 신호와 출력 신호를 비교한 SNR은 314.15dB이며, 부채널 주파수 변환 후에 약 60.86dB의 차이가 나타난다. 그러나 주파수 변환을 수행한 후에 생기는 오차는 약  $10^{-12}$ 이며, 무시할 정도로 작기 때문에 출력 신호를 왜곡 없이 복원할 수 있음을 확인하였다.

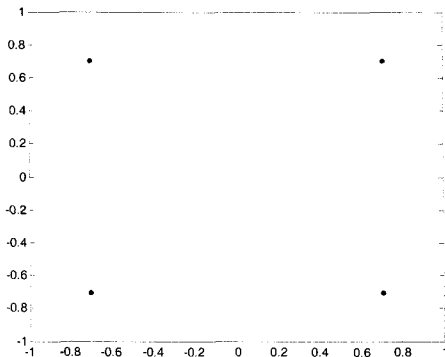


그림 12. Reconstruction 된 심볼

## V. 결 론

가변 주파수 변환을 위한 다중채널 신호처리 알고리즘은 각 부채널의 필터링을 수행하며, 다중 사

용자로부터의 다중채널 반송파를 효과적으로 분리하고 주파수 대역 변환을 위해 사용한다. 제안한 알고리즘은 시간 영역 윈도우 함수와 DFT를 사용한 블록 변환 접근 방식이다. 윈도우 함수를 이용한 제안한 알고리즘은 연속적인 윈도우 함수가 중첩되고 더해졌을 때, 시간 영역에서 크기가 일정하다면 왜곡 없이 부채널의 주파수 변환을 수행할 수 있음을 보였다. 그리고 제안한 알고리즘은 시간 영역에서 윈도우 함수의 블록 단위로 신호 처리를 수행하기 때문에 기존의 주파수 영역에서 신호 처리하는 polyphase FIR 필터보다 구현이 용이하며, 윈도우 함수의 크기가 256 point일 때 8 tap의 polyphase FIR 필터를 갖는 기존의 다중채널 신호처리 알고리즘보다 복잡도가 약 50% 감소하는 것을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] Le Pera, F. Formi, M. Grossi, "Digital Transparent Processor for Satellite telecommunication Service," *2007 IEEE Aerospace Conference*, pp.1-9, March 2007.
- [2] H. G. Gockler and B. Felbecker, "Digital onboard FDM demultiplexing without restrictions on channel allocation and bandwidth," *7th int. Workshop on Digital Sign. Processing Tech. for Space Comm.*, Oct., 2001.
- [3] B. Arbesser-Rastburg, R. Bellini, F. Coromina, et al., "R&D directions for next generation broadband multimedia systems: an ESA perspective," *In Proceedings of 20th AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit*, Montreal, Quebec, Canada, May 2002.
- [4] E. Del Re and L. Pierucci, "Next-generation mobile satellite networks," *IEEE Communications Magazine*, Vol.40, No.9, pp.150 - 159, 2002.
- [5] M. Wittig, "Satellite onboard processing formultimedia applications," *IEEE Communications Magazine*, Vol.38, No.6, pp.134 - 140, 2000.
- [6] H. Johansson and P. Löwenborg. "Flexible frequency-band reallocation networks based on variable oversampled complex modulated filter banks." *In Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Philadelphia,

USA, March, 2005.

[7] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1993.

[8] W. A. Abu-Al-Saud and G. L. Stuber, "Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated PR filterbanks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.52, No.10, part 1, pp.2807 - 2820, 2004.

[9] G. Chiassarini and G. Gallinaro, "Frequency domain switching: algorithms, performances, implementation aspects," *In Proceedings of the 7th Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications*, Viareggio, Italy, September 1995.

[10] J. Klierer. "Simplified design of linear-phase prototype filters for modulated filter banks," *In Proc. European Signal Processing Conf.*, pp.1191 - 1194, Trieste, Italy, September 1996.

[11] Abdulazim, M. N., Kurbiel, T., & Gökler, H. G., "Modified DFT SBC-FDFMUX filter bank systems for flexible frequency reallocation," *In Proc. EURASIP 15th Eur. signal process. conference (EUSIPCO 2007)*, pp.60 - 64, Poznan, Poland.

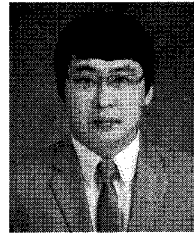
[12] Harris, F. "On Reconstructing Filtered Time Series From a Sequence of Overlapped, windowed, and Folded Fast Fourier Transforms," *19th Asilomar Conference, Circuits, Systems and Computers*, pp.606 - 610 Nov., 1985.

[13] J. Princen and A. Bradley, "Analysis/synthesis filter bank design based on time domain aliasing cancellation," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol.ASSP-34, pp.1153 - 1161, Oct. 1986.

[14] P. Martín, F. Cruz-Roldán, and T. Saramäki, "A windowing approach for designing critically sampled nearly perfect-reconstruction cosine-modulated transmultiplexers and filter banks," *In Proc. Third Int. Symp. Image and Signal Processing and Analysis*, Rome Italy, pp.755 - 760. Sept. 2003.

유재호 (Jae-ho Yoo)

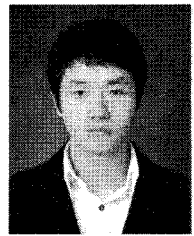
준회원



2008년 2월 인하대학교 전자공학과  
2008년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 석사과정  
<관심분야> 위성통신, Cooperative MIMO, OFDM시스템, MIMO, LTE-Advanced

김현수 (Hyeon-su Kim)

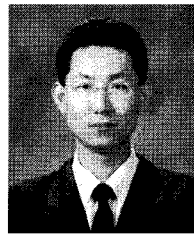
준회원



2008년 2월 인하대학교 전자공학과  
2008년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 석사과정  
<관심분야> 수중통신, LTE-Advanced, Cooperative MIMO, MIMO-OFDM

이규하 (Kyu-ha Lee)

정회원

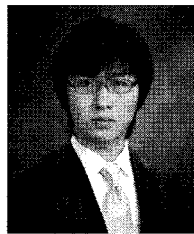


1997년 2월 연세대학교 전자공학과  
1999년 2월 연세대학교 전기전자공학과 석사  
2005년 2월 연세대학교 전기전자공학과 박사  
2001년 1월~현재 삼성탈레스 전문연구원

<관심분야> 통신 신호처리, 디지털 신호처리, 통신시스템, SDR

이정섭 (Jung-sub Lee)

준회원

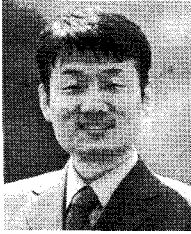


2008년 2월 아주대학교 전자공학과  
2008년 3월~현재 삼성탈레스 연구원  
<관심분야> 통신 신호처리, 디지털 신호처리, 통신시스템



정 재 학 (Jae-hak Chung)

중신회원



1988년 2월 연세대학교 전자  
공학과

1990년 2월 연세대학교 전자  
공학과 석사

2000년 University of Texas at  
Austin 전기전산 학과 박사

2000년~2001년 post doctoral  
fellow, University of Texas  
at Austin

2001년~2005년 수석연구원, 삼성종합기술원

2005년~현재 부교수, 인하대학교

<관심분야> Cognitive radio, 차세대 무선 이동 통  
신, MIMO-OFDM, UWB, Cross layer설계