

## 技術論文

J. of The Korean Society for Aeronautical and Space Sciences 42(7), 610-615(2014)

DOI:<http://dx.doi.org/10.5139/JKSAS.2014.42.7.610>

## 주파수 도약 통신위성 중계기의 다상 DFT 필터뱅크 과도기 응답 분석

이대일\*, 주재관

### Analysis on the transient response of Polyphase DFT filter banks in the frequency hopping communication satellite transponder

Daeil Lee\* and Jaikwan Joo  
Agency for Defense Development

#### ABSTRACT

Filterbanks have been widely used in the field of multi-channel signal processing for their simple efficient implementation architectures. Especially, the polyphase DFT(Discrete Fourier Transform) filterbank is the most preferred filterbank for the uniform spaced multi-channel processing due to its simplicity. In frequency hopped communication systems, however, the use of the polyphase DFT filterbank is limited due to its undesirable transient response from hop-to-hop transitions. In this paper, the transient response of polyphase DFT filterbanks in the hop-to-hop transition was analyzed, and the efficient methods to overcome such a problem was proposed. Simulation results showed that the proposed schemes could resolve this issue efficiently.

#### 초 록

통신위성 중계기에서 효과적인 다중채널 처리를 위하여 여러 가지 필터뱅크들이 사용되어져 왔다. 특히 구현의 간단함으로 인하여 대역폭이 일정한 복수의 다중채널을 다루는 경우 다상 DFT 필터뱅크가 광범위하게 사용되어져 왔다. 하지만 주파수도약 통신위성 중계기에서 Polyphase DFT 필터뱅크를 사용하여 다중채널 처리를 할 경우 주파수 도약 홉과 홉 사이에서 발생하는 비정상적인 과도기 응답으로 인하여 다상 DFT 필터뱅크의 사용에 있어 제약이 발생할 수 밖에 없다. 본 논문에서는 주파수 도약 환경에서의 비정상적인 다상 DFT 필터뱅크의 과도기 응답을 분석하고 해당 문제를 해결 할 수 있는 방법을 제시하며 모의실험을 통하여 제안된 방법의 효율성을 보인다.

**Key Words** : Polyphase DFT(다상 DFT), Pilterbank(필터뱅크), Frequency hopping(주파수 도약), Transient response(과도기 응답)

#### 1. 서 론

동시에 여러 개의 다중 채널 및 신호를 처리하여야 하는 통신, 영상, 음성 등의 다양한 신호

처리 응용 분야에서 디지털 필터뱅크는 그 구현의 간단함으로 인하여 매우 넓게 사용되어 왔다 [1]. 특히, 다중 채널의 대역폭과 다중 채널들 간의 주파수 영역에서의 분포 간격이 일정한 경우

† Received: April 25, 2014 Accepted: June 11, 2014

\* Corresponding author, E-mail : leedi@add.re.kr

<http://journal.ksas.or.kr/>

pISSN 1225-1348 / eISSN 2287-6871

다상 DFT 필터뱅크와 같은 매우 효율적인 특별한 구조를 갖는 유니폼 필터뱅크들이 광범위하게 사용되어 왔다[1]-[8].

주파수 도약 통신위성 중계기에서 다상 DFT 필터뱅크를 사용하여 다중 채널을 처리하는 경우 주파수 변경이 일어나는 홉과 홉 사이에 나타나는 다상 DFT 필터뱅크의 비정상적인 과도기 응답으로 인하여 다상 DFT 필터뱅크의 주파수 도약 환경에서의 사용에 제한이 있다.

본 논문에서는 주파수 도약 통신위성 중계기에서 비정상적인 다상 DFT 필터뱅크의 과도기 응답을 분석하고, 이를 기반으로 해당 문제를 해결 할 수 있는 방법을 제시하며 모의실험을 통하여 제안된 방법의 효율성을 보인다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 주파수 도약 환경에서 다상 DFT 필터뱅크가 갖는 문제점을 추출하고 과도기 응답에 대한 분석을 수행한다. 또한 모의실험을 통하여 분석결과와 일치함을 보이고 제안된 방법을 통하여 효율적으로 다상 DFT 필터뱅크의 과도기 응답 문제를 해결할 수 있음을 보인 후는 결론을 맺는다.

## II. 본 론

### 2.1 주파수 비도약 환경에서의 필터뱅크

다상 DFT 필터뱅크는 Fig. 1에서 보듯이 프로토타입 필터와 DFT/IDFT로 구성되어 있다[9]. 합성필터와 분석필터의 경우 서로 순서만 다를 뿐이다[10]. 프로토타입 필터의 경우 다상 필터 구조로 구현되므로 일반적으로 프로토타입 필터의 탭 수는 DFT 사이즈의 정수배로 설정된다[11]. 따라서 일반적인 환경에서의 다상 DFT 필터뱅크의 출력은 프로토타입 필터의 특성을 따르며, 프로토타입 필터에 의한 DFT 사이즈의 정수배에 해당하는 적지 않은 시간 지연이 발생하게 된다.

다상 DFT 필터뱅크와 같은 시간영역에서 프로토타입 필터를 이용하여 실질적인 필터링이 이루어지는 필터뱅크의 경우 일반적인 디지털 필터

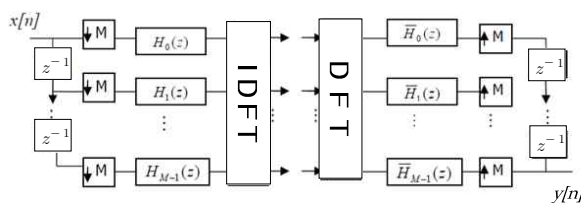


Fig. 1. Polyphase DFT Filterbank

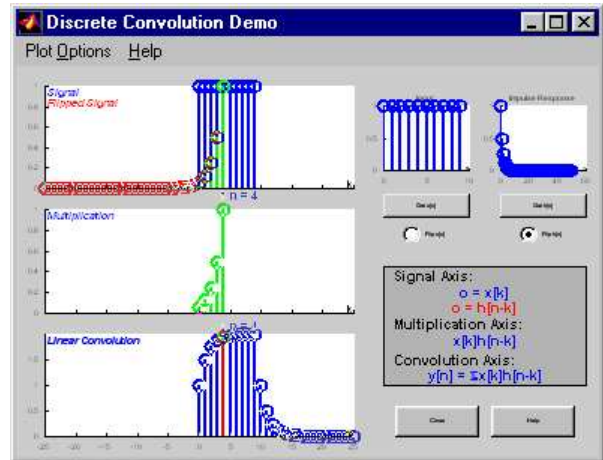


Fig. 2. Nominal delay caused by convolution operation

의 특성에 따라 Fig. 2와 같은 프로토타입 필터의 출력이 안정화되는 데에 시간 지연이 발생하게 된다.

일반적으로  $2*N+1$  Tap을 갖는 대칭 구조의 FIR 필터의 경우 N 샘플만큼의 지연을 갖는다. 이는 필터링 과정인 컨볼루션 과정에서 쉽게 유도할 수 있다.

하지만 주파수 도약 환경의 경우 DFT 사이즈의 정수배에 해당하는 이러한 적지 않은 프로토타입 필터링의 시간 지연으로 인하여 주파수 도약 홉과 홉 사이에 바람직하지 않은 과도기 응답이 나타나게 된다.

### 2.2 주파수 도약 환경에서의 필터뱅크

주파수 도약을 갖는 시스템에서 시간영역에서의 프로토타입 필터에 의한 필터링에 기반한 필터뱅크를 사용할 경우 주파수 도약에 대한 Dehop/Rehop 과정에서 이러한 지연으로 인한 과도기 응답이 나타나게 되며 이로 인하여 설계시에 매우 유의하여 설계하여야 한다.

Figure 3은 주파수 도약 환경에서 필터뱅크의 과도기 응답에 대한 예를 보여주고 있다. Fig. 3(a)는 단순 CW(Continuous Wave) 신호를 입력으로 하여 측정된 출력 신호로써, 입력 신호에 대하여 출력이 안정화 되는데에 프로토타입 필터링에 의하여 DFT 사이즈의 정수배에 해당하는 적지않은 시간 지연을 보여 주고 있다. Fig. 3(b)는 주파수 도약 환경에 대한 특별한 고려 없이 일반적인 다상 DFT 필터뱅크를 사용하여 주파수 도약 신호를 처리한 경우로써 실제로 주파수 도약 홉과 홉 사이에 불명확한 과도기 응답을 관찰할 수 있다.

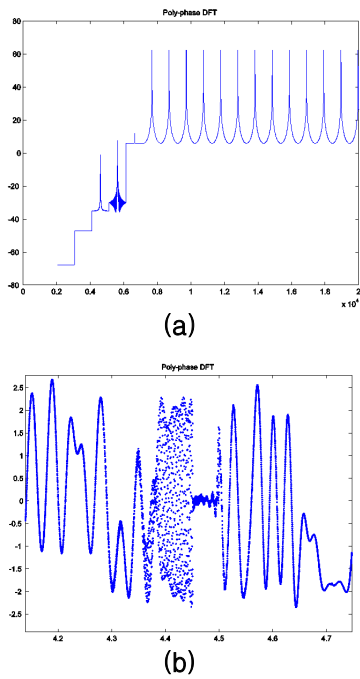


Fig. 3. Transient responses of polyphase DFT filterbank

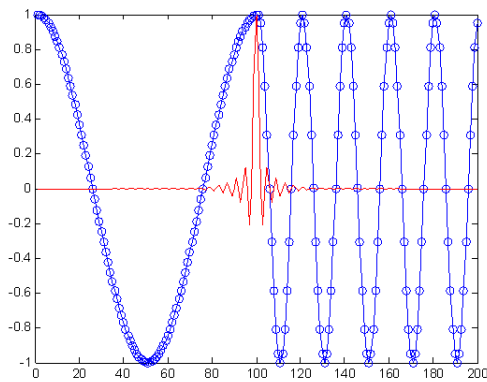


Fig 4. Polyphase DFT filterbank operations in the hop-to-hop transition

주파수 도약 시스템에서 이러한 과도기 응답으로 인한 문제가 발생하는 근본적인 원인인 필터링의 지연은 컨볼루션에 기인한다.

Figure 4에서 서로 다른 주파수로 빨간색으로 표시된 필터 길이에 해당하는 입력 샘플 구간 중 간에 주파수 도약을 하고 있는 것을 볼 수 있다. Fig. 4와 같은 상황에서 필터의 결과는 당연히 두 가지 서로 다른 주파수 성분이 필터링 결과에 모두 포함되어 나타나게 된다.

주파수 도약 시스템에서 이러한 과도기 응답으로 인한 문제가 발생하는 이유는 바로 필터 길이 만큼의 입력 샘플과 필터 계수들과의 가중치 합을 통한 출력을 얻는데 있어서 필터 길이 내에

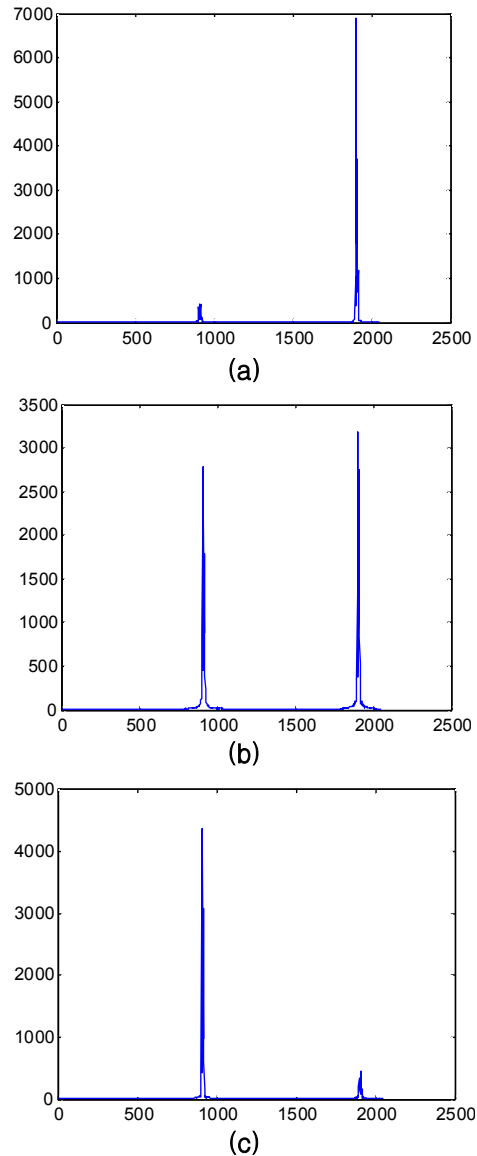


Fig. 5. Transient responses of polyphase DFT filterbanks

주파수 도약 시점이 포함되게 되면 결국 필터 출력에는 서로 다른 주파수 도약 신호가 동시에 모두 포함되게 되기 때문이다.

Figure 5에서 보듯이 2000 근처의 주파수 빈(해상도)에서 1000 근처의 주파수 빈으로 주파수 도약이 진행됨에 따라 프로토타입 필터의 탭들이 전체 필터 길이의 처리하는 입력 샘플 구간이 슬라이딩하면서 이동함에 따라서 블록 단위로 처리된 DFT/IDFT를 포함하는 필터뱅크의 분석 필터뱅크 출력에 점진적으로 주파수 도약에 따른 신호 전이가 보이면서 두 개의 주파수 성분이 동시에 나타남을 볼 수 있다.

Figure 5의 경우 약 3개의 DFT/IDFT 블록에서 두 개의 주파수 성분이 나타난 것으로 보아

프로토타입 필터의 전체 길이는 DFT/IDFT 사이의 약 3배에서 4배 정도 된다고 볼 수 있다. 실제로 본 실험에서는 2048-point DFT를 사용하였고 프로토타입 필터의 길이는 2048 블록 사이의 4배이다.

이상과 같이 주파수 도약 환경에서 다상 DFT 필터뱅크를 사용하여 다중 채널 신호의 주파수 도약에 대한 Dehop/Rehop을 수행할 경우 비정상적인 과도기 응답으로 인하여 주파수 도약 홉과 홉 사이에서 정상적으로 데이터의 복조가 불가능한 치명적인 문제가 발생함을 확인하였다.

### 2.3 주파수 도약 환경에서의 과도기 응답 문제점

만약 주파수 도약 패턴을 미리 알고 있다면 주파수 도약 순서에 상관없이 DFT/IDFT 블록 처리 결과가 동시에 나타나더라도 미리 알고 있는 주파수 도약 패턴을 이용하여 순서를 정렬할 수 있다. 따라서 과도기 응답이 존재하더라도 원하는 대로 주파수 도약에 대한 Dehop/Rehop의 수행이 가능하다.

예를 들어, 하나의 주파수 도약 신호에 대하여 신호가  $f_0$ 에서  $f_1$ 으로 프로토타입 필터의 필터 길이 이내에서 주파수 도약을 한 경우 다상-DFT 필터뱅크의 DFT/IDFT 출력엔  $f_0$ 에 해당하는 주파수 포인트와  $f_1$ 에 해당하는 주파수 포인트 두 군데에 동시에 나타나게 된다. 이 때  $f_0$  신호를  $f_2$  주파수로,  $f_1$  신호를  $f_3$ 의 주파수로 Dehop/Rehop을 원하는 경우 그대로  $f_0$ 의 신호를  $f_2$  주파수 위치로  $f_1$  신호를  $f_3$  주파수 위치로 옮긴 후 처리하면 된다.

Figure 6은 프로토타입 필터 길이 만큼의 처리 대상 입력 샘플 구간의 중간에서 주파수 도약이 이루어진 경우 위에서 이미 언급하였듯이 두 개

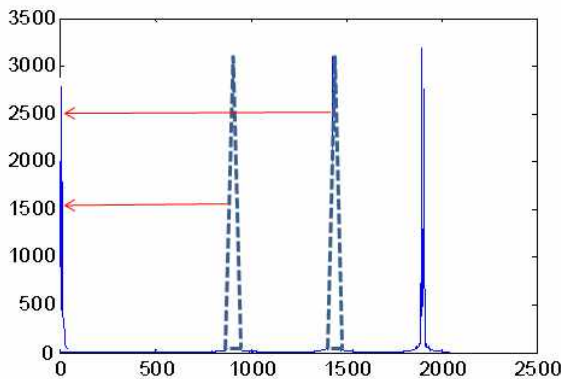


Fig. 6. Example of dehopping/rehopping operations of polyphase DFT filterbanks

의 서로 다른 주파수 도약 위치에서 신호가 나타나며 (점선 참조), Dehop/Rehop을 수행하여 해당 신호를 모두 DC (실선 참조)으로 옮긴 것을 나타낸 것이다. Fig. 6에서 보듯이 채널 대역폭에 해당하는 신호만을 신호를 화살표와 같이 DC로 이동하여 이동되지 않은 채널 대역폭 밖의 신호가 원래 주파수 위치에 약간 남아있는 모습을 파랑색 plot에서 볼 수 있다.

하지만, 도약 패턴을 이미 알고 있더라도 다상 DFT 필터뱅크의 주파수 도약 홉과 홉 사이에서의 과도기 응답으로 인한 데이터 복조 불가능 문제를 모두 회피할 수 있는 것은 아니다.

### 2.4 제안하는 과도기 응답 문제 해결 기법

일반적으로 프로토타입 필터의 길이는 규격에 따라 다르지만 보통 M-point DFT/IDFT 블록 처리에 대하여 M의 정수배를 갖도록 하고 이를 이용하여 다상 구조로 프로토타입 필터를 효율적으로 구현하는 형태의 구현 구조를 갖도록 설계한다. 두 개의 주파수 도약 신호  $f_0, f_1$ 이 있는 경우,  $f_0$  신호가  $f_1$  주파수로 도약을 하고  $f_1$  신호가  $f_0$  주파수로 동시에 프로토타입 필터의 필터 길이 만큼에 해당하는 입력 신호 샘플 구간 중간에 도약을 하는 경우이다. 시간 영역 필터링으로만 처리하는 경우 위에서 설명하였듯이 출력 신호의 순서가 주파수 도약 순서와 동일하게 나타나므로 두 개의 신호를 시간적으로 구분할 수 있으므로 단순히 상호 스위칭을 통하여 성공적으로 원하는 Dehop/Rehop 연산을 수행할 수 있다.

하지만 다상-DFT 기반 필터뱅크와 같이 시간 영역의 프로토타입 필터링과 DFT/IDFT 기반의 블록 처리 형태로 시스템이 설계된 경우에는 치명적인 문제가 발생하게 된다. 원하는 주파수 도약 패턴이 각 도약 주기에서  $f_0$ 와  $f_1$ 의 신호를 서로 스위치 하는 경우 주파수 도약 패턴을 이미 알고 있더라도 원하는 주파수 도약 패턴대로 Dehop/Rehop을 하기 위하여  $f_0$ 와  $f_1$  신호를 서로 스위치 하더라도  $f_0$  주파수 위치에 있는 모든 신호는  $f_1$ 으로 이동하게 되고  $f_1$  주파수 위치에 있는 모든 신호를  $f_0$ 로 이동하게 된다. 따라서 원하는 도약 패턴대로 Dehop/Rehop을 수행하는 것이 불가능하게 되는 한계가 있다. 이러한 문제를 회피하는 방법으로 본 논문에서 제안하는 기법은 주파수 도약 패턴을 설계함에 있어서 이전에 사용했던 주파수를 사용하지 못하도록 금지 처리하는 것이다. 제안된 주파수 금지 처리를 사용함으로써 과도기 응답 문제를 해결할 수 있지만, 해당 주파수로 도약을 하지 못하므로 저피탐

성능에 영향을 미칠 수 있으나 매우 미미한 수준인 것으로 판단된다.

## 2.5 과도기 응답 문제로 인한 BER 성능 열화

주파수 도약 환경에서 다상 DFT 필터뱅크의 과도기 응답 문제로 인한 BER(Bit Error Rate) 성능 열화를 분석하기 위하여 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 변조 방식을 가지는 다중 채널 신호 및 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널을 가정하였다.

주파수 도약 홉과 홉 사이에서 나타나는 과도기 응답으로 인하여 사실상 신호의 복조가 불가능하여 지므로 전체 주파수 도약 통신시스템의 BER 성능은 식 (1)과 같이 일반적인 AWGN 채널에서의 BER과 과도기 응답 구간에서의 BER 함수로 표시할 수 있다.

$$\text{Bit Error} = \text{Bit Error}_{\text{normal response}} + \text{Bit Error}_{\text{transient response}} \quad (1)$$

과도기 응답이 아닌 구간에서의 BER은 일반적인 AWGN 채널에서의 BER을 따르므로  $Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right)$ 으로 표시할 수 있다. 따라서 과도기 응답 구간에서의 BER을 고려하면 전체 BER은 식 (2)와 같이 쓸 수 있다.

$$\text{BER} = \frac{Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \cdot (N - N_L)}{(N - N_g)} + \frac{\text{BER}_{\text{transient}} \cdot (N_L - N_g)}{(N - N_g)} \quad (2)$$

여기서  $E_b$ 는 비트당 에너지,  $N_o$ 은 AWGN의 잡음전력,  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$  이며  $\text{BER}_{\text{transient}}$ 는 과도기 응답 구간에서 발생하는 BER 이다. 또한,  $N$ 은 하나의 주파수 도약 홉 구간구간의 전체 길이,  $N_L$ 은 프로토타입 필터의 전체 길이, 마지막으로  $N_g$ 는 보호시간구간의 길이이다.

과도기 응답 구간에서의 데이터 복조는 불가능하므로  $\text{BER}_{\text{transient}}$ 는 약 0.5로 볼 수 있다. 따라서 최종 BER은 다음 식 (3)과 같이 정리가능하다.

$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) + \frac{\left\{1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right)\right\} \cdot (N_L - N_g)}{2(N - N_g)} \quad (3)$$

## 2.6 모의실험 결과

주파수 도약 홉과 홉 사이에서의 다상 DFT 필터뱅크 과도기 응답 분석 결과의 정확성과 제안된 과도기 응답 문제 해결 기법의 효율성을 보이기 위하여 Table 1과 같은 다채널 주파수 도약 환경에서 모의실험을 수행하여 BER을 구하였다.

Figure 7은 모의실험 결과로 얻어진 BER을 도시한 것이다. 첫 번째 커브는 식 (3)으로 얻어진 BER 분석 결과를 나타낸 것이다. 점으로 표시된 두 번째 커브는 제안된 과도기 극복 기법을 적용하지 않았을 때의 BER을 모의실험을 통하여 얻은 결과를 나타낸다. 과도기 응답 문제를 피하기 위하여 제안된 주파수 도약 금칙 조건을 적용하여 모의실험한 결과 마지막 세 번째 커브와 같이 정상적인 AWGN 환경에서의 BPSK BER 성능을 그대로 얻고 있음을 볼 수 있다.

Table 1. Selected simulation parameters

파라미터	가정
전체 대역폭	57.6MHz
부채널 개수	512
홉 전체 길이 (샘플 수)	4608
프로토타입 필터의 전체 길이	2048
보호시간구간의 길이 (샘플 수)	128
채널	AWGN
변조방식	BPSK

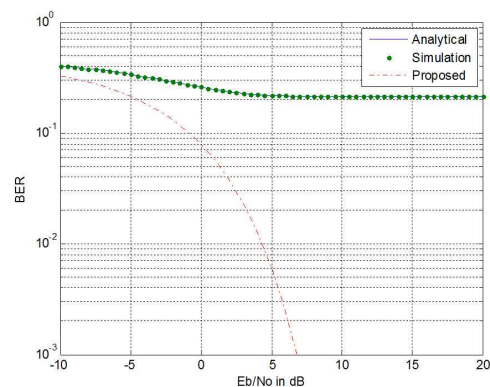


Fig. 7. Simulation Results

### III. 결 론

본 논문에서는 주파수 도약 통신위성 중계기에서 홑과 홑 사이에 나타나는 다상 DFT 필터뱅크의 과도기 응답의 문제점을 추출하고 이 비정상적인 과도기 응답을 제거할 수 있는 기법을 제안하였다. 또한 비정상적인 과도기 응답에 대한 BER 성능을 분석하였다. 모의실험을 통하여 실제 BER이 분석으로 얻어진 과도기 응답 BER과 일치함을 보였으며, 제안된 비정상적인 과도기 응답으로 인한 문제점 회피 기법을 적용할 경우 원래 얻어야 하는 BER 성능을 얻을 수 있음을 보임으로써 그 효율성을 입증하였다.

### References

- 1) P. Vaidyanathan, "Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: a tutorial," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 78, No. 2, 1990, pp. 56-93.
- 2) F. Sheikh, and B. Bing, "Cognitive Spectrum Sensing and Detection Using Polyphase DFT Filter Banks," *Proceedings of IEEE CCNC*, 2008, pp. 973-977.
- 3) M. Bellanger, G. Bonnerot, and M. Coudreuse, "Digital filtering by polyphase network: Application to sample-rate alteration and filter banks," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 24, No. 2, 1976, pp. 109-114.
- 4) S. Hsiang and J. Woods, "Embedded video coding using invertible motion compensated 3-D subband/wavelet filter bank," *Signal Processing: Image Communication*, Vol. 16, No. 8, 2001, pp. 705-724.
- 5) K. Zangi and R. Koilpillai, "Software radio issues in cellular base stations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 19, No. 4, 1999, pp. 561-573.
- 6) F. Schaich, "Filterbank Based Multi Carrier Transmission (FBMC) - evolving OFDM," *Proceedings of European Wireless Conference*, 2010, pp. 1051-1058.
- 7) B. Farhang-Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 28, No. 3, 2011, pp. 92-112.
- 8) M. Simon, J. Omura, R. Scholtz, and, B. Levitt, "Spread spectrum communications handbook," *McGraw-Hill, Inc.*, 1985.
- 9) T. Karp and N. Fliege, "Modified DFT filter banks with perfect reconstruction," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 46, No. 11, 1999, pp. 1404-1414.
- 10) C. Siclet, P. Siohan, and, D. Pinchon, "Perfect Reconstruction Conditions and Design of Oversampled DFT-Modulated Transmultiplexers," *Proceedings of EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2006, pp. 1-14.
- 11) M. Vetterli, "A theory of multirate filter banks," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 35, No. 3, 1987, pp. 356-372.