

논문 2017-54-3-14

# 주파수 도약신호 방탐을 위한 균등 디지털주파수변환 폴리페이즈 필터뱅크 기반 방탐기술

(Uniform DFT Polyphase Filterbank based DF Method  
for Frequency Hopping Signal Direction Finding)

이 영 진\*, 권 혁 자\*

(Young-Jin Lee<sup>©</sup> and Hyuk-Ja Kwon)

## 요 약

본 논문에서는 주파수 도약 신호나 burst 신호와 같이 신호의 유지시간이 짧은 신호에 대한 방향탐지를 위한 광대역 방향 탐지 알고리즘과 시스템 설계 방안에 대해 제안한다. 제안된 구조는 near perfect reconstruction이 가능한 폴리페이즈 필터뱅크(polyphase filterbank)를 전처리 과정으로 사용하며 각 서브밴드에서 신호 존재 여부를 판단하고 각 서브밴드에서 일반적인 방향탐지 알고리즘이 수행하는 구조이다. 아울러 Matlab 시뮬링크와 제작된 광대역수신기에서 수집한 데이터를 사용하여 다양한 환경에서 제안된 알고리즘에 대해 그 성능을 검증하였다.

## Abstract

In this paper, the wideband direction finding algorithm and system design method for short duration signal such as frequency hopping or burst signal is presented. The polyphase filterbank that it is possible for the near perfect reconstruction was used as a pre-processing and in each subband power measurement was performed to determine whether the presence of a signal and finally general direction finding algorithm was performed. In addition, various experiments was performed using Matlab Simulink and collected data from wideband receiver to verification of the proposed algorithm.

**Keywords** : Polyphase Filterbank, Direction Finding, MUSIC(Multiple Signal Classification), CVDF(Correlative Vector Direction Finding)

## I. 서 론

방향탐지는 전자전, 전파감시, 레이더, 통신 등 많은 분야에서 중요한 문제로 연구가 지속되고 있는 분야이다. 통신장비는 대전자전 기능을 강화하기 위해 수백홉~1000홉 이상의 도약무전기가 개발됨에 따라 방향탐지 장비도 고속, 광대역으로의 개발 필요성이 지속적으로 요구되고 있다. 국내에서도 광대역 고속 주파수탐색을 위한 광대역 고속탐색수신기와 방향탐지기를 연동하여

광대역 고속탐색수신기로부터 수신된 주파수 정보를 이용하여 도약신호 및 Burst 신호에 대한 방향탐지를 수행하는 장비가 개발되었다<sup>[1]</sup>. 하지만 이러한 방식은 방탐장비 외부에서 탐색된 주파수 정보를 이용하므로 탐색시간동안 방향탐지에 필요한 데이터 유실과 외부장치와의 연동시간으로 인해 수백 홉 이상의 도약신호에 대한 방향탐지가 어려우며 단독적으로 고속의 도약신호에 대한 방향탐지를 수행할 수 없다. 또한 수십~수백개의 협대역 디지털 필터를 이용한 채널화 방식은 구현의 복잡도가 현실적이지 못하며 비용 또한 급격하게 증가한다. 즉, 넓은 대역내에 존재하는 다수의 신호에 대해 효율적으로 동시에 방향탐지를 수행할 수 있는 구조가 필요하다.

\* 정회원, 한화시스템, 위성데이터링크팀 (Hanwha Systems, Satellite.Datalink Team)

© Corresponding Author (E-mail : im.yj.lee@hanwha.com)

Received ; September 5, 2016 Revised ; January 31, 2017

Accepted ; February 13, 2017

본 논문에서는 이러한 단점과 실용화를 고려하여 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크에 기반한 방향탐지 시스템을 제안한다. 이 때, 알고리즘은 MUSIC, CVDF 등과 같이 최신 통신대역 방향탐지 장비에서 사용되는 대부분의 알고리즘을 적용할 수 있다<sup>[2~3]</sup>.

본 논문의 II장에서는 MUSIC 방향탐지 방식의 원리를 간단하게 살펴본다. 그리고 기본적인 필터뱅크, 균등 DFT 필터뱅크, 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크에 대한 원리와 이를 이용한 방향탐지 방식의 구조에 대하여 제안한다. III장에서는 Matlab 시뮬링크를 이용한 모의시험과 UCA(Uniform Circular Array) 안테나와 10MHz 대역폭의 광대역 수신기를 이용한 야외 시험결과를 기술하며 IV장에서는 결론을 맺는다.

## II. 본 론

### 1. 방향탐지 알고리즘

최신의 통신대역 방향탐지 장비는 CVDF(Correlative Vector Direction Finding), MUSIC(Multiple Signal Classification), ESPRIT(Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques)과 같은 고 해상도, 고 정확도를 갖는 알고리즘을 주로 사용한다<sup>[2~4]</sup>. 본 논문에서는 MUSIC 알고리즘을 적용하여 시험을 통해 검증하였으며, 여기에서는 UCA에서의 입사신호 모델과 본 논문의 실험에서 사용된 MUSIC 알고리즘에 대한 원리를 간략하게 설명한다.

#### 가. UCA에서의 입사신호 모델

그림 1의 원형배열 안테나에서의 입사신호 개념도와 같이  $N$ 개의 안테나가  $x-y$  평면상에 반지름  $r$ 의 원 주위에 등간격으로 분포한다고 가정하면 등간격 원형배열 안테나의 스티어링 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$a(\theta, \phi) = [a_1(\theta, \phi), a_2(\theta, \phi), \dots, a_N(\theta, \phi)]^T$$

$$\text{where, } a_n(\theta, \phi) = e^{jk_0 r \sin(\theta) \cos(\phi - \gamma_{n-1})}, \quad (1)$$

$$\gamma_n = 2\pi n / N, n \in [1, N],$$

$$k_0 = 2\pi / \lambda$$

여기에서  $T$ 는 전치행렬 연산자이다. 등간격 원형배열 안테나에  $q$ 개의 신호가 입사한다고 가정하면 입력 신호는 다음과 같은 벡터 식으로 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{k=1}^q a(\theta_k, \phi_k) s_k(t) + n(t) \quad (2)$$

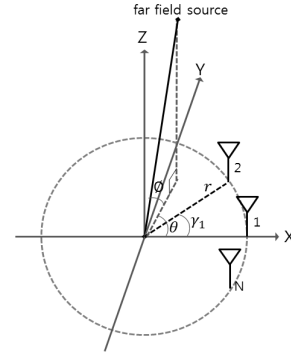


그림 1. 원형배열 안테나에서의 입사신호 개념도  
Fig. 1. Concept of incident signals at UCA antenna.

여기에서  $s_k(t)$ 는 시간  $t$ 에  $k$ 번째 원 신호를 나타내고  $a(\theta_k, \phi_k)$ 는  $k$ 번째 신호의 스티어링 벡터를 나타내며,  $n(t)$ 는 안테나에서의 잡음벡터를 나타낸다.

#### 나. MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 입사신호의 잡음과 신호부공간이 직교한다는 특성을 이용하는 방식으로 대표적인 초분해능 알고리즘에 속한다.<sup>[3~4]</sup> 식 (2)의 수신신호를 이용하여 다음과 같이 공간 공분산 행렬을 구할 수 있다.

$$R_x = E[xx^H] = SR_f S^H + \sigma_n^2 R_\eta \quad (3)$$

여기에서  $E[\cdot]$ 은 앙상블 평균(ensemble average)을 나타내고,  $H$ 는 복소 전치 행렬 연산자(Hermitian transpose operator)를 나타낸다. 신호와 잡음간의 서로 상관관계가 없는 경우, 공간 공분산 행렬은 식 (3)과 같이 신호와 잡음이 분리된 형태로 간략하게 나타낼 수 있다. 여기에서  $R_f$ 는  $q \times q$  포락선 공분산 행렬을 나타내고  $S$ 는  $N \times q$  스티어링 행렬을 나타내며  $\sigma_n^2 R_\eta$ 는  $N \times N$  잡음 공분산 행렬로써 다음과 같이 표현된다.

$$R_f = E[s(t)s^H(t)]$$

$$S = [a(\theta_1, \phi_1), a(\theta_2, \phi_2), \dots, a(\theta_q, \phi_q)] \quad (4)$$

$$\sigma_n^2 R_\eta = E[n(t)n^H(t)]$$

부가 잡음은 채널간 상관관계가 없으며, 잡음 평균은 0이고, 분산은  $\sigma_n^2$ 으로 동일하다고 가정하면 잡음 공분산 행렬은 다음과 같은 대각 행렬로 표현할 수 있다.

$$R_\eta = \sigma_n^2 I_q \quad (5)$$

여기에서  $I_q$ 는  $q \times q$  항등행렬이다. 신호 포락선 공분산 행렬인  $R_f$ 는 입사신호의 상관관계를 나타내는 행렬

로써 반정부호 행렬의 특성을 갖는다.

배열 안테나의 출력 공분산 행렬  $R_x$ 와 잡음 공분산 행렬  $\sigma_\eta^2 R_\eta$ 로 이루어진 matrix pencil( $R_x, R_\eta$ )의 일반화된 고유치분해는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_x u_i = \lambda_i R_\eta u_i \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, q \quad (6)$$

여기에서  $\lambda_i$ 는 고유값,  $u_i$ 는 일반화된 고유벡터를 나타낸다. 식 (6)을 행렬식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_x U &= R_\eta U \Lambda \\ \Lambda &= \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N] \\ \text{where } \lambda_1 &\geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N \geq 0 \\ U &= [u_1 u_2 \dots u_N] \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서  $\Lambda$ 는 고유값을 원소로 갖는  $N \times N$  대각행렬이며  $U$ 는 고유치  $\lambda_i$ 에 대응되는 고유벡터  $u_i$ 를 열벡터로 갖는  $N \times N$  행렬이다.

$N$ 개의 배열안테나에  $q$ 개의 협대역 신호가 입사하는 경우 스티어링 행렬  $S$ 가 full rank  $q$ 를 갖고, 신호원의 공분산 행렬  $R_f$ 의 차수가  $K(K \leq q)$ 이고, 잡음 공분산 행렬  $R_\eta$ 가 full rank  $N$ 을 갖고 안테나 개수  $N$ 보다 적은  $q$ 개의 신호가 입사된다고 가정하면 다음의 특성이 성립한다.

- ㉠ Matrix pencil( $R_x, R_\eta$ )의 가장 작은 고유치는  $\sigma_\eta^2$ 와 같고  $(N-K)$ 개가 존재한다.
- ㉡ 가장 작은 고유치  $\sigma_\eta^2$ 에 해당되는 고유벡터들이 잡음 고유벡터라면, 이 잡음 고유벡터들은  $R_f A^H$ 의 영공간(null space)에 속한다.
- ㉢  $\sigma_\eta^2$ 보다 큰  $K$ 개의 고유값에 해당하는 고유벡터에  $R_\eta$ 를 곱한 신호 고유벡터들은 스티어링 행렬  $A$ 의 열공간(column space)에 속한다.

즉, 식 (3)의 공간 공분산 행렬은 SVD(Singular Value Decomposition)와 같은 고유치 분해를 통해 신호부공간과 잡음부공간으로 분해될 수 있으며 신호부공간에 해당하는 고유값(eigenvalue)은 0보다 크게 되며 잡음부공간에 해당하는 고유값은 0에 근접하게 된다.

앞서 설명한 특성에 의해 신호와 잡음부공간은 서로 직교하는 특성을 가지므로 잡음부공간에 해당하는 고유벡터(eigenvector)에 어레이 매니폴드의 각 스티어링벡터를 투영하고 역수를 취하면 식 (8)과 같은 MUSIC 스펙트럼을 얻을 수 있다. 즉, 신호부공간에 속하는 스티어링벡터가 잡음부공간에 투영되면 식 (8)에 의해 첨두치를 갖게 되고 그 위치가 신호의 도래각이 되는 것이

다<sup>[3]</sup>. 여기에서  $a(\theta)$ 는 스티어링 벡터이며  $E_\eta$ 는 잡음 부공간에 해당하는 잡음 고유벡터이다.

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) E_\eta E_\eta^H a(\theta)} \quad (8)$$

## 2. 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크

균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크는 일반적인 critically sampled 필터뱅크의 구조를 폴리페이즈 필터뱅크와 DFT를 이용하여 구성한 등가모델이다. 이렇게 변환된 구조는 critically sampled 필터뱅크에 비해 크게 낮은 연산량으로 구현이 된다. 본 논문에서는 채널화된 방향 탐지 구조를 위해 전처리로 사용되는 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크에 대하여 간략하게 서술한다.

### 가. critically sampled 필터뱅크 구조

광대역신호를 여러 개의 서브밴드 성분으로 분리하면 신호처리가 더욱 용이하게 된다. 대표적인 응용분야인 FDM과 같이 광대역 신호에 다수의 부채널 신호가 존재하는 경우 각 서브밴드로 나뉘어진 채널에서 적절한 신호처리가 용이하게 된다. 그림 2는  $M$ -branch critically sampled 필터뱅크 구조를 나타낸 것으로 분석 및 합성 필터뱅크로 구성된다.  $H_k(z)$ 는  $k$ 번째 채널의 분석 필터를 나타내고  $G_k(z)$ 는  $k$ 번째 채널의 합성 필터를 나타낸 것이다. 분석 필터뱅크와 합성 필터뱅크 사이에 부가적인 신호처리가 없는 경우 본 필터뱅크의 궁극적인 목적은  $y[n] \approx x[n-d]$ 를 만족하도록 필터뱅크를 설계하는 것이다. 즉, 출력신호는 입력신호의 특정 지연성분만이 포함되도록 하여야 한다.

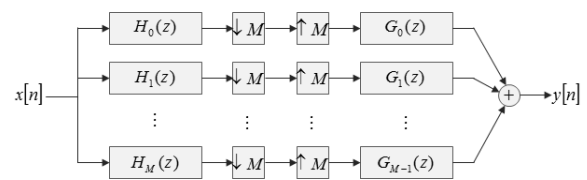


그림 2.  $M$ -branch critically sampled 필터뱅크  
Fig. 2.  $M$ -branch critically sampled filterbank.

### 나. 균등 modulated 필터뱅크

그림 2의 필터뱅크는 그림 3과 같이 균등 modulated 필터뱅크 구조로 변환될 수 있다. 각 서브밴드는  $e^{jw_k n}$ 의 modulated 신호에 의해 DC성분으로 중심이동 후  $H(z)$ 의 저역 통과필터를 통과하여 다운샘플링 된다.

즉,  $M$ -branch critically-sampled uniformly-modulated 필터뱅크에서  $k$ 번째 분석 필터분기는 중심주파수가  $w_k = 2\pi k/M$ 인 신호에 대하여 변조, 대역통과필터링,  $M$  다운샘플링을 통과하게 함으로써 서브밴드 신호를 추출하게 된다<sup>[3]</sup>.

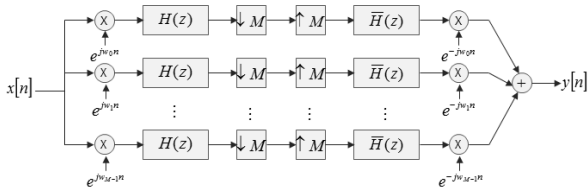


그림 3. 균등 modulated 필터뱅크  
Fig. 3. Uniform modulated filterbank.

다. 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크

그림 3의 필터뱅크는 폴리페이즈 필터뱅크와 DFT를 이용한 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크 구조로 구현할 수 있다. 이를 위해 분석필터의 일펄스 응답인  $h[n]$ 을 이용하여 균등 modulated 필터뱅크의  $k$ 번째 브랜치를 살펴보면 다음과 같다<sup>[5]</sup>.

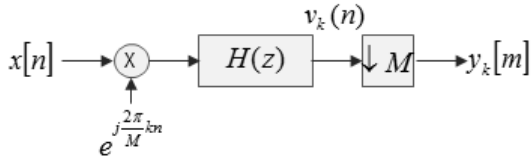


그림 4.  $k$ 번째 분석 필터뱅크 브랜치  
Fig. 4.  $k$ -th analysis filterbank branch.

$$\begin{aligned}
 v_k[n] &= \sum_i h[i] x[n-i] e^{j\frac{2\pi}{M}k(n-i)} \\
 &= \left( \sum_i h[i] e^{-j\frac{2\pi}{M}ki} x[n-i] \right) e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \\
 &= \left( \sum_i h_k[i] x[n-i] \right) e^{j\frac{2\pi}{M}kn}
 \end{aligned} \tag{9}$$

식 (9)에서 임펄스 응답이  $h_k[i] = h[i] e^{-j\frac{2\pi}{M}ki}$ 인 “modulated filter”  $H_k(z)$ 를 정의하면 modulated filter를 통과한 출력이 modulation되는 형태로 볼 수 있으며 이를 도식화하면 다음 그림과 같다.

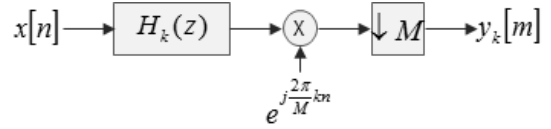


그림 5. modulation 위치를 변경한  $k$ 번째 브랜치  
Fig. 5.  $k$ -th branch that exchanged the order of modulation.

그림 5에서 modulation 성분인  $e^{j\frac{2\pi}{M}kn}$ 는 다운샘플러에 의해  $n = mM$ 인 경우에만 의미가 있으며, 그 값 또한  $e^{j\frac{2\pi}{M}kn} = e^{j\frac{2\pi}{M}kmM} = 1$ 이므로 다음과 같이 무시될 수 있다.

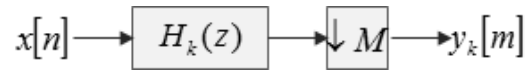


그림 6. modulation이 무시된  $k$ 번째 브랜치  
Fig. 6.  $k$ -th branch that modulation was ignored.

여기에서 noble identity를 적용하기 위해  $k$ 번째 필터인  $H_k(z)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_k(z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_k[n] z^{-n} \\
 &= \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_k[mM+l] z^{-zM-l} \\
 \text{where, } h_k[mM+l] &= h[mM+l] e^{-j\frac{2\pi}{M}k(mM+l)} \\
 &= h[mM+l] e^{-j\frac{2\pi}{M}kl} \\
 &= p_l[m] e^{-j\frac{2\pi}{M}kl}
 \end{aligned} \tag{10}$$

여기에서  $p_l[m]$ 은  $l$ 번째 unmodulated 저역통과필터  $H(z)$ 에 의해 정의되며  $H_k(z)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_k(z) &= \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} p_l[m] e^{-j\frac{2\pi}{M}kl} z^{-mM-l} \\
 &= \sum_{l=0}^{M-1} e^{-j\frac{2\pi}{M}kl} z^{-l} P_l(z^M)
 \end{aligned} \tag{11}$$

따라서, 수식 (11)에 의해서  $k$ 번째 필터뱅크 브랜치는 그림 7과 같이  $M$ 개의 폴리페이즈 브랜치를 포함하는 구조로 표현될 수 있다.

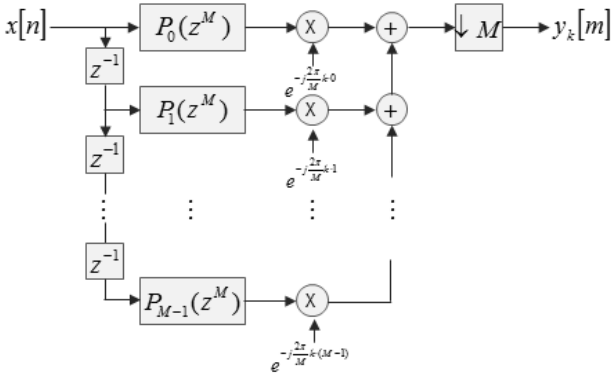


그림 7.  $M$ 개의 폴리페이즈 브랜치 구조의  $k$ 번째 브랜치  
Fig. 7.  $k$ -th branch, represented by  $M$  polyphase branches.

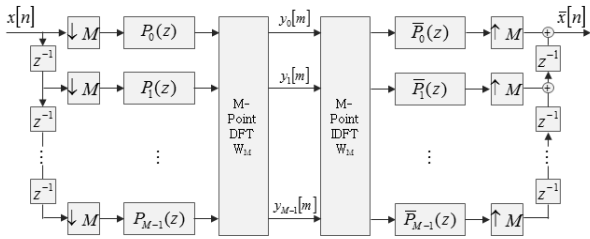


그림 8.  $M$ -point 균등 DFT polyphase 필터뱅크  
Fig. 8.  $M$ -point uniform DFT polyphase filterbank.

Noble identity를 적용하면 그림 8과 같이  $M$ -point 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크 형태로 표현될 수 있다<sup>[6~7]</sup>.

### 3. 제안 방탐시스템 구조

본 논문에서는 효율적인 광대역 방향탐지를 위해 전처리 기술로써 앞서 기술한 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크를 사용하는 방탐시스템 구조를 제안한다. 제안된 방탐시스템은 그림 9와 같이 안테나에서 입사되는 신호를  $N$ 개의 채널별로 ADC 변환 후 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크를 통해 각각  $M$ 개의 서브밴드로 채널화 한다. 그리고 각 서브밴드 별 신호존재 여부를 판단하여 다채널 협대역 방탐 프로세서를 이용하여 본문의 방탐 알고리즘에서 기술한 협대역 방탐 알고리즘을 수행하는 구조이다. 이때 신호존재 여부는 사용하는 수신기의 수신감도와 알고리즘의 정확도에 따라 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크에 임계값을 적용하면 된다. 그림 9와 같이 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크를 이용하면 기존 방탐 시스템을 그대로 이용하되 알고리즘을 다채널로 수행할 수 있는 신호처리 보드를 사용하면 된다.

이 때 전처리에 의한 연산량 증가가 발생하지만 Noble identity를 적용하였기 때문에 곱셈 연산량은 크게 증가하지 않는다. 다음 표는 radix-2 FFT알고리즘이

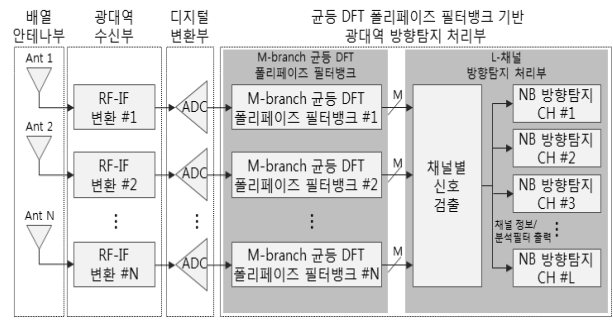


그림 9. 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크 기반 방탐시스템  
Fig. 9. Direction finding system structure based on uniform DFT polyphase filterbank.

적용되고, downsample rate가 32와 128,  $N/M=10$ 인 경우 구현방식 별 추가 연산량을 비교한 것이다. 여기에  $N$ 은 그림 3의 프로토타입 저역 통과필터인  $H(z)$ 의 임펄스 응답의 길이를 나타낸 것이다. 즉, 각 폴리페이즈 필터의 길이는  $N = 10 \times M$ 이 된다.

표 1. 구현방식 별 추가 연산량

Table1. Additional computation according to implementation structure.

	$M=32, N/M=10$	$M=128, N/M=10$
일반 필터뱅크	328,704	20,987,094
폴리페이즈	11,264	180,224
균등 DFT 폴리페이즈	400	1,728

표 1에서 보는바와 같이 일반 필터뱅크나 폴리페이즈 구조에 비해 균등 DFT 폴리페이즈 구조를 적용하게 되면 추가 연산량이 급격히 감소함을 알 수 있다.

### III. 실험

제안된 알고리즘 및 시스템구조의 성능 분석을 위해 2가지 시험을 수행하였다.

첫째로 Matlab 시뮬링크를 통해 고정주파수 신호와 도약 신호를 모의하고 전처리 기법인 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크와 MUSIC 알고리즘을 적용하여 검증하였다.

둘째로 2-bay 5개의 다이폴 소자로 구성된 배열 안테나와 10MHz 대역폭 신호 수집이 가능한 광대역 수신기를 이용하여 방탐 보정시설에서 모의 신호를 방사한 후 실제 데이터를 수집 후 알고리즘을 검증하였다.

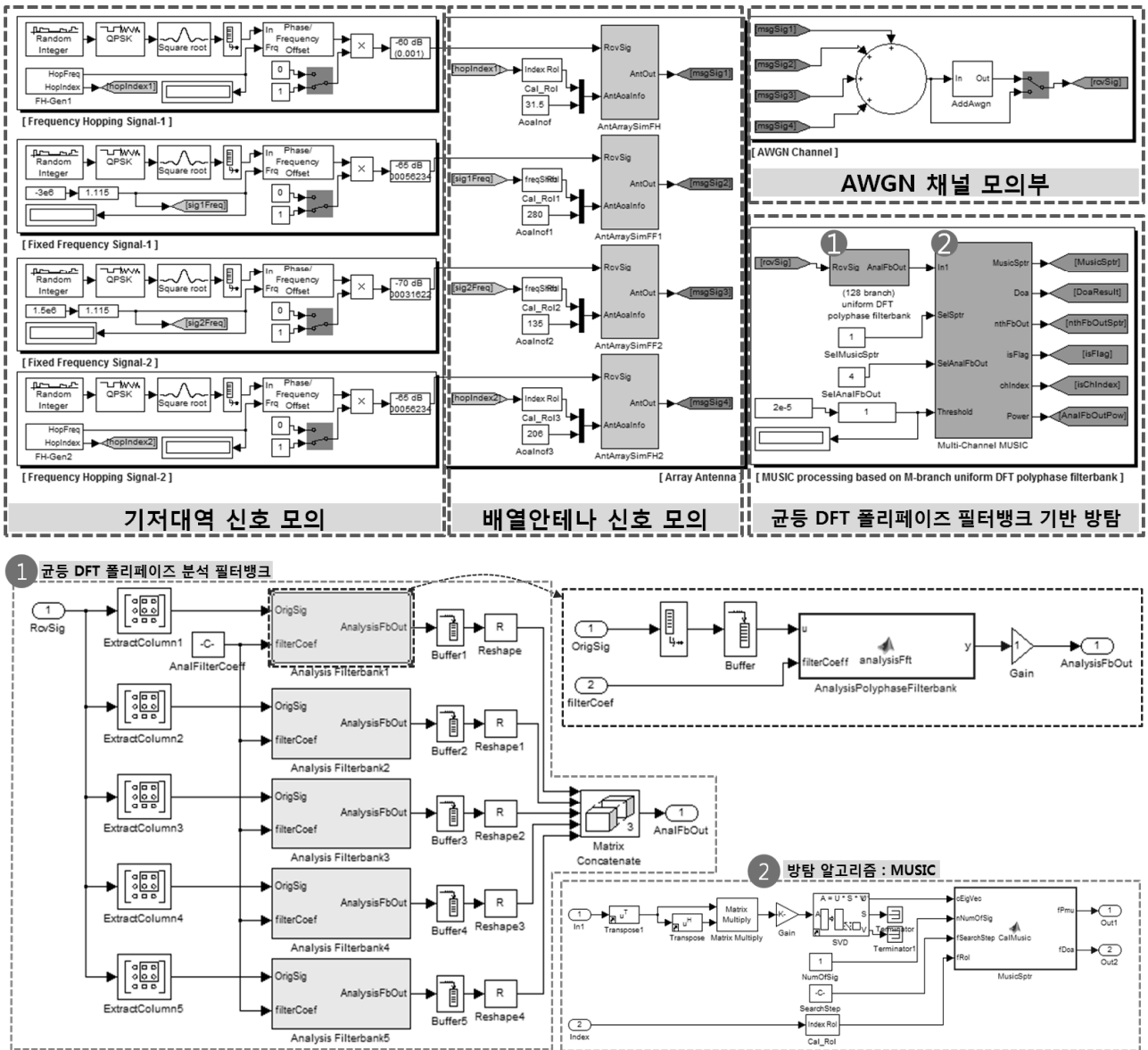


그림 10. Matlab 시뮬레이션 모델  
Fig. 10. Matlab simulation model.

가. Matlab 시뮬링크를 통한 모의실험

균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크 기반의 MUSIC 방식의 주파수 도약신호에 대한 방향탐지 능력을 살펴보기 위해 Matlab 시뮬링크를 이용하여 검증하였다.

그림 10은 Matlab 시뮬링크 모델을 나타낸 것이며, 모의실험에 사용된 모의신호 및 시스템 조건은 표 2 및 표 3과 같다. 모의실험에 적용한 방탐안테나는 반경이 0.42m이며 5개의 안테나로 구성된 원형배열안테나이며, 전처리로 사용된 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크에 사용된 프로토타입 필터(그림 3의  $H(z)$ )의 길이는 16384,  $M=128$ 인 폴리페이즈 필터로 구성된다. 즉 각 폴리페이즈의 필터 탭수는 128이 된다. 프로토타입

필터는 Parks-McClellan FIR 필터설계 방식을 적용하였으며 그림 11은 프로토타입 필터로 사용된 필터의 응답특성을 타나낸 것이다.

표 2. 모의실험 시 시스템 조건  
Table2. System condition for simulation.

방탐안테나	5-element UCA
안테나반경	0.42m
프로토타입 필터길이 $H(z)$	16384
폴리페이즈 필터 구성	128개
수신대역폭	10MHz
수신신호 중심주파수	215MHz
서브밴드별 수집신호수	256샘플

표 3. 모의실험 시 입사신호 조건

Table3. Incident signal condition for simulation.

도약신호 1	hopping rate	1000홉
	도약대역폭	10MHz
	hop interval	100kHz
	신호대역폭	50kHz
	SNR	20dB
도약신호 2	hopping rate	200홉
	도약대역폭	5MHz
	hop interval	150kHz
	신호대역폭	80kHz
	SNR	15dB
고정신호 1	중심주파수	211.655MHz
	신호대역폭	40kHz
	SNR	15dB
	도래각	281°
고정신호 2	중심주파수	216.673MHz
	신호대역폭	100kHz
	SNR	10dB
	도래각	133°

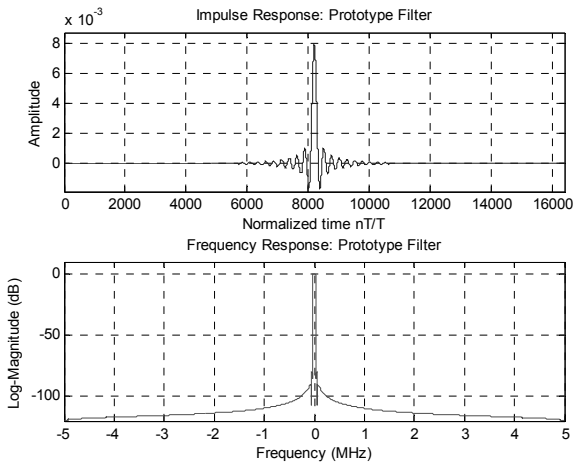


그림 11. 프로토타입 필터 응답  
Fig. 11. Prototype filter response.

수신기의 순시대역폭은 10 MHz, 중심주파수는 215 MHz, 순시대역폭 내 4개의 신호가 존재함을 가정하였다. 이 중 2개의 신호는 각각 1000홉과 200홉의 도약신호이며 나머지 2개의 신호는 중심주파수는 211.655 MHz, 216.673 MHz인 고정주파수 신호를 가정하였다. 신호대역폭, 도약 대역폭, hop interval, SNR, 도래각 등의 조건은 표3에 나타나 있다. 본 논문의 예시에는 표3에 제시된 도래각에 대해서만 기술 되어 있지만 전체 탐지율은 각 신호별 이격 각도를 15° 이상 유지하고 0° ~ 359° 범위에 대해서 랜덤하게 100회 수행하여 확인하였다. 1회

수행 기준은 도약신호1이 총 2000홉을 수행하는 시간으로 설정하였다.

SNR에 따른 방탐 능력은 수신기의 위상잡음, 수신감도 등에 따라 다르며 기존의 많은 논문에 기술되어 있으므로 본 논문에서는 이에 대해 논하지 않는다. 단, 본 모의시험에서는 SNR은 일반적인 방탐 시스템에서 방탐 정확도를 시험하기 위한 최저레벨 수준인 10dB ~ 20dB로 하였다.

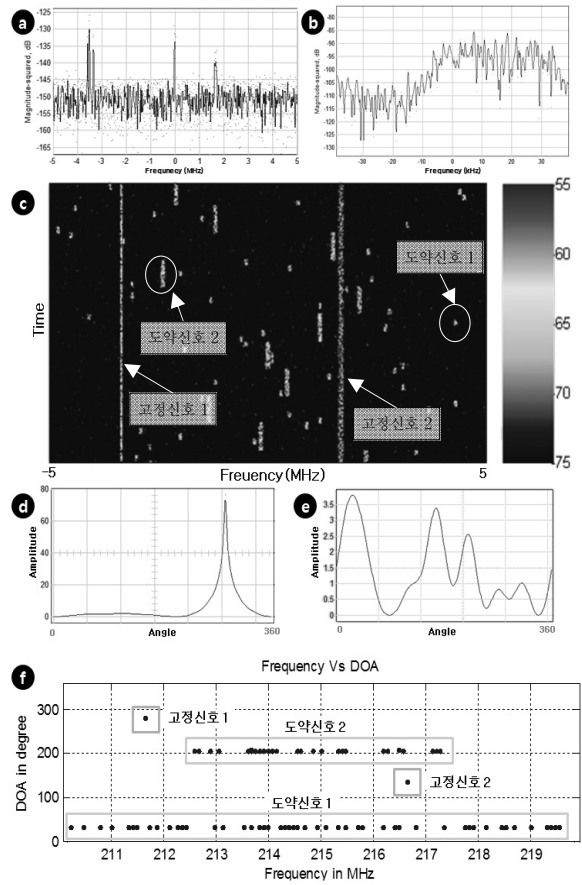


그림 12. 모의실험 결과 예시  
Fig. 12. Example of simulation result.

즉, 본 논문에서는 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크를 전처리 과정으로 적용하고 대표적인 통신대역 방향탐지 알고리즘 중 하나인 MUSIC 알고리즘을 적용하여 주파수 도약과 같이 신호의 존재시간이 짧은 신호에 대한 방탐과 순시대역폭 내 여러 개의 신호에 대한 방탐 수행 능력을 살펴본다.

그림 12는 시뮬링크 수행결과를 나타낸 예시이다. 그림의 a~f의 의미는 다음과 같다.

- a) 10MHz의 순시대역폭 스펙트럼
- b) 1번 안테나에서 수신한 광대역 신호 중 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크에 의해 추출된 도약신호1에 대한 협대역 신호의 스펙트럼
- c) a)의 순시대역폭 신호에 대한 waterfall  
: 필터뱅크 출력에서 시간에 따른 주파수 탐색결과
- d) 고정신호1에 대한 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크 기반 MUSIC 스펙트럼 예시
- e) 광대역의 원 신호에 대한 일반 MUSIC 스펙트럼
- f) 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크 기반 방탐 알고리즘에 의해 추출된 주파수 vs 도래각 결과

그림 12의 (a, c)에서 보듯이 2개의 도약신호와 2개의 고정신호가 존재하는 것을 볼 수 있다. 그림 12의 (e)와 같이 10MHz 대역폭신호를 그대로 MUSIC연산을 수행한 경우 어떠한 신호도 탐지가 불가능함을 볼 수 있다. 그러나 그림 12의 (f)에서 보듯이 제안 방식에 의해 고정신호와 도약신호를 명확히 구분하여 탐색이 가능함을 볼 수 있다.

일반적으로 도약신호를 위한 방탐 장비에 대한 대표적 성능지표로 탐지율을 살펴본다. 표 4에서 보는바와 같이 본 모의실험에서 제안된 방탐 시스템 구조로 모든 신호에 대한 방탐 탐지율은 100%로 나타났다.

표 4. Matlab Simulink 시험 결과  
Table4. Test result of Matlab simulink.

구분	탐지율 (%)
도약신호1 / 도약신호2	100
고정신호1 / 고정신호2	100

시뮬레이션의 경우 어레이 매니폴드가 이상적인 값이며 실제 프로세서에서 실시간으로 수행하지 않기 때문에 프로세싱 시간에 따른 데이터 손실이 없어 100%의 탐지율을 갖는 이상적인 결과를 나타내게 되었다. 즉, 실제 상황에서는 각 서브밴드에 대해 신호가 존재하는 경우 해당 서브밴드에서 수집된 블록 데이터로 MUSIC 알고리즘이 수행되는데 알고리즘 수행 중 도약신호가 다른 주파수로 변화한 경우 실제 상황에서는 MUSIC 알고리즘 처리 채널 수와 수행 시간에 따라 탐지율이 영향을 받게 된다.

나. 제작된 안테나와 수신기를 이용한 시험결과  
Matlab 시뮬링크를 통해 확인된 성능을 검증하기 위

해 기 제작한 방탐안테나와 광대역 수신기를 이용하여 방탐 보정시설에서 실제신호를 수집하였다. 그림 13은 시험에 사용된 배열안테나와 광대역 수신기 형상을 나타낸 것이다. 배열안테나는 VHF/UHF의 2-Bay로 구성되며 각 Bay 별 5개의 다이폴 안테나로 구성된 UCA (Uniform Circular Array) 형태이며 광대역 수신기는 10MHz의 대역폭으로 데이터 수집이 가능한 수신기이다. 그림 14는 충남 논산에 소재한 방탐 보정시설에서 데이터 수집을 위한 시험 구성도를 나타낸 것이다. 안테나는 레이돔 안에 장착하여 포지셔너 위에 설치되고 수신기는 차량에 설치하여 주파수 및 방향 별 데이터를 수집한다.

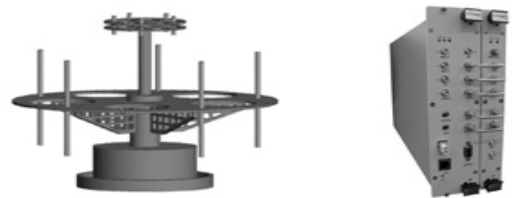


그림 13. 배열안테나 및 광대역 수신기 형상  
Fig. 13. Configuration of the array antenna and wideband receiver.

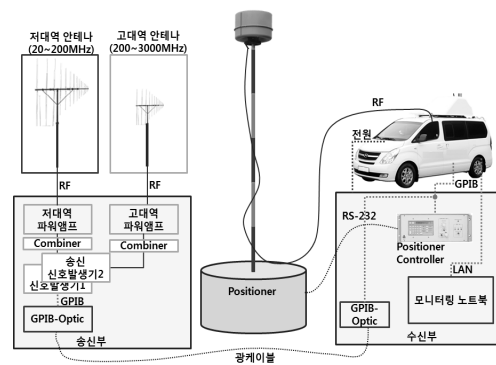


그림 14. 보정 및 수집 시험 구성도  
Fig. 14. Test configuration for calibration and data collection.

신호원은 주파수 도약이 가능한 신호발생기1 대와 고정 주파수용 1대를 이용하였으며 파워앰프와 송신 안테나를 통해 방사된다. 표 5와 표 6은 실제 시험에 사용된 시스템과 입사신호 조건을 나타낸 것이다. 그림 15와 16은 215MHz, 300MHz에서 수집한 어레이 매니폴드를 나타낸 것이다. 굵은 점선은 방사한 신호에 의한 어레이 매니폴드를 나타내며 얇은 점선은 시뮬레이션에 의한 이상적인 매니폴드이다.



표 5. 제작된 시스템 조건

Table5. System condition for instrumented equipment.

방탐안테나	bay	2-bay
	형태	5-elementUCA
안테나반경	low bay	0.42m
	high bay	0.11m
프로토타입 필터길이 $H(z)$		16384
폴리페이즈 필터 구성		128개
수신대역폭		10MHz
수신신호 중심주파수		150~300MHz, 1MHz 간격
서브밴드별 수집신호수		256샘플

표 6. 시험 시 입사신호 조건

Table6. Incident signal condition for test.

도약신호1	Hopping Rate	100홉
	중심주파수	150~300MHz
	도약대역폭	10MHz
	Hop Interval	100kHz
	신호대역폭	50kHz
	SNR	20dB
고정신호1	도래각	0°~359°
	중심주파수	도약신호 중심-3MHz
	신호대역폭	40kHz
	SNR	15dB
	도래각	0°~359°

그림 15의 1~5는 1번 안테나 기준의 0°~359° 방향에 대해 1-1, 1-2, 1-3, 1-4, 1-5번 안테나 쌍에 대한 위상차를 나타낸 것이다. 그림과 같이 실측 어레이 매니폴드와 이상적인 어레이 매니폴드간의 위상차는 안테나간 상호 영향(Mutual Coupling)에 의한 것으로 이 때문에 실제 방향 탐지는 반드시 시험장에서 방사에 의한 보정을 수행해야 한다. 어레이 매니폴드는 식 (8)의  $S(\theta)$ 에 해당하는 것이다. 어레이 매니폴드의 경우 20~300MHz의 범위는 1MHz, 300~3000MHz의 범위는 3MHz 간격으로 수집하였으며, 이 때 방위각 방향은 모두 5° 간격으로 수집하였다.

그림 15, 16과 같이 수집된 어레이 매니폴드를 주파수별 테이블로 보유하고 도약신호와 고정신호간의 도래각 차이는 송신 안테나간 물리적으로 이격이 가능한 최대 각도인 5°로 설치하고 제안된 방식으로 방탐을 수행하였다. 도래각은 포지셔너 제어를 통해 1° 간격으로 수행하였으며 주파수는 두 안테나의 대역이 겹쳐 사용 가

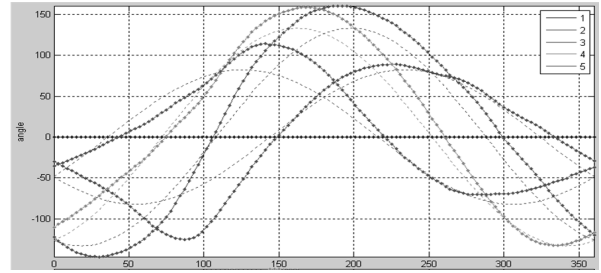


그림 15. 어레이 매니폴드 예시 @ 215MHz  
Fig. 15. Array manifold example at 215 MHz.

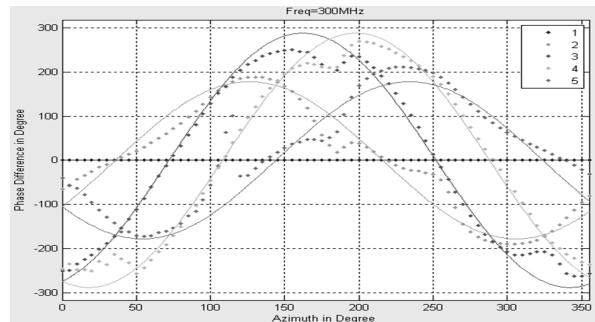


그림 16. 어레이 매니폴드 예시 @ 300MHz  
Fig. 16. Array manifold example at 300 MHz.

능한 150~300MHz 대역에 대해 5MHz 간격으로 수집하였다. 제안된 방식의 방향탐지 수행결과 표 7과 같이 높은 탐지율을 보였다. 탐지 성공 판단여부는 해당 주파수에서 방탐 오차가 1° 이하인 경우로 설정하였다.

표 7. 수집된 광대역신호를 이용한 방향탐지 결과  
Table7. DF result using collected wideband signal data.

구분	탐지율 (%)
도약신호1	99.2
고정신호1	100

시험 결과 시뮬레이션과 다르게 100홉인 도약신호에 대해 100%의 탐지율을 보이지 못한 것은 그림 16의 어레이 매니폴드와 같이(180° 주변) 실제 어레이 매니폴드는 인접 안테나간 상호 영향에 의해 모호성이 크게 발생하는 주파수가 존재하기 때문인 것으로 분석되었다. 즉, 각 안테나간의 위상차 쌍이 모호성을 발생시켜 MUSIC 스펙트럼에 모호성이 발생되었으며 방탐 결과가 1°보다 크게 발생하여 탐지율에서 제외 시켰기 때문이다. 고정신호 주파수의 탐지율이 100%인 이유는 고정신호 주파수의 경우 (도약신호 중심주파수 - 3MHz)로 설정하여 그림 16과 같이 모호성이 큰 주파수로 설정되지 않았기 때문이다. 또한 실제 프로세서에서 알고

리즘을 실시간으로 수행할 경우 도약수가 높아질수록 주파수에서의 유지 시간이 짧고 프로세싱 시간으로 인해 탐지율은 저하 될 것으로 예상된다. 하지만 구조가 매우 간단하고 별도의 탐색 수신기 및 주파수 정보 수신을 위한 외부 인터페이스<sup>[1]</sup>가 불필요하여 탐지율은 기존 탐색 수신기와 연동하는 방식에 비해 효율적이다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 near perfect reconstruction을 만족하는 균등 DFT 폴리페이즈 필터뱅크를 방향탐지 전처리 기법으로 수행하는 광대역 방향탐지 알고리즘과 시스템 설계방안에 대하여 살펴보았다. 시뮬레이션 결과와 실제 안테나와 수신기를 이용하여 수집한 데이터를 이용한 시험 결과에서 볼 수 있듯이 제안 방식을 사용하게 되면 광대역 내 존재하는 다수의 입사 신호에 대한 도래각 탐색을 동시에 처리 할 수 있다. 수신기의 대역폭이 넓어지면 처리해야 할 서브밴드가 증가하지만 최신의 FPGA, ARM 프로세서, DSP를 사용하여 방탐처리관을 구현하게 되면 동시에 다채널을 처리 할 수 있다.

실제 시험에서는 데이터 수집에 매우 많은 시간과 저장용량이 소요되고 시험 장비의 제약으로 실제 수집데이터의 경우 다양한 입사신호 조건의 조합에 대해서 수행하지 못하였지만 본 기술의 타당성과 가능성을 판단하기에는 충분한 각도, 주파수에 대해 확인하였다.

제안된 균등 DFT 폴리페이즈 기반의 방향탐지 시스템은 최신 프로세서와 30MHz 이상의 순시 대역폭을 보유한 최신 수신기를 이용할 경우 수천홉 이상의 도약신호에 대해서도 높은 탐지율을 보일 것으로 기대된다.

#### REFERENCES

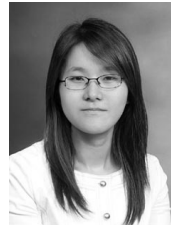
- [1] Ju. Jeungmin, Won. Jong-Mook, Lee. Cheol-Soo, Park. Young-Mi, "Direction Finding of a Frequency Hopping Signal Using Peak Level Signal Detection of Wideband Scan Receiver" JCCI2008, 103p, 04. 2008.
- [2] Jun-Ho Choi, Cheol-Sun Park, Sun-Phil Nah, Won Jang, "A Multi-Channel Correlative Vector Direction Finding System Using Active Dipole Antenna Array for Mobile Direction Finding Applications," Journal of the Korea Electromagnetic Engineering Society, Vol. 7, No. 4, Dec. 2007.
- [3] Ralph O, Schmidt. "Multiple Emitter Location and signal Parameter Estimation." in IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 34. No. 3, March 1986.
- [4] RICHARD ROY and THOMAS KAILATH, "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques," in IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 37, No. 7, July 1989.
- [5] P. P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks", PrenticeHall, 1993.
- [6] J. D. Johnston, "A filter family designed for use in quadrature mirror filter banks", in Proceeding of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, pp. 292-294, April 1980.
- [7] R. Ansari and B. Liu, Handbook for Digital Signal Processing, "Multirate signal processing" Wiley-Interscience, ch. 14, pp. 981-1084, 1993.

#### 저 자 소 개



이 영 진(정회원)  
2000년 한양대학교 전기/전자공학과  
(공학사)  
2003년 한양대학교 전기/전자공학과  
(공학석사)  
2010년~현재 한화시스템 위성데이  
터링크팀

<주관심분야: 신호처리 및 통신시스템 설계>



권 혁 자(정회원)  
2005년 동국대학교 전자공학과  
(공학사)  
2007년 동국대학교 전자공학과  
(공학석사)  
2007년~현재 한화시스템 위성데이  
터링크팀

<주관심분야: 수신기 및 통신시스템 설계>