

---

# 어댑티브 어레이 안테나용 디지털 수신기의 적응처리에 관한 연구

민경식\* · 박철근\*

## A Study on Adaptive Processing of Digital Receiver for Adaptive Array Antenna

Kyeong-Sik Min\* · Chul-Keun Park\*

---

본 연구는 산업자원부의 지역혁신 인력양성사업의 연구결과로 수행되었음

---

### 요 약

본 논문에서는 DDC(Digital Down Converter)를 가지는 디지털 수신기의 적응 신호처리에 대해 서술하였다. DDC는 NCO(Numerically Controlled Oscillator)와 디지털 LPF(Low Pass Filter)로 구성되어 있으며, 수치적 알고리즘에 의해 수신된 신호를 처리한다. 통과대역 샘플링 기법을 이용한 디지털 수신기의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있으며, 수치적으로 처리되는 DDC에 의해 수신된 low IF 신호가 zero IF 신호로 변환되는 것을 확인하였다. 또한, 고분해능을 가지는 MUSIC(Multiple Signal Classification) 알고리즘을 이용한 DOA(Direction Of Arrivals) 추정 기법을 기술하고 있다. DOA의 분해능의 정확도가 입력 샘플링 수와 안테나 소자 수에 의존하는 것을 확인하였다

### ABSTRACT

This paper describes an adaptive signal processing of digital receiver with digital down converter(DDC). DDC is composed of numerically controlled oscillator(NCO) and digital low pass filter and the received signal is processed by numerical algorithm. The simulation results of digital receiver using the passband sampling technique are presented and we confirmed that the received low IF signal is converted to zero IF by numerically processed DDC. Direction of arrival(DOA) estimation technique using multiple signal classification(MUSIC) algorithm with high resolution is also discussed. We knew that an accurate resolution of DOA depends on the input sampling numbers and antenna element numbers.

### 키워드

DDC, NCO, MUSIC, Zero IF

## 1. 서 론

무선통신 기술은 급속히 성장하고 있으며, 특히 휴대전화로 대표되는 이동통신 분야는 급속한 발전을 거듭하고 있다. 휴대전화의 경우만 보더라도 사용자의 수요가 기하급수적으로 증가하고 있으며, 더욱이 차세대 무선통신 서비스에는 초고속 데이터 통신을 위해 높은 주파수 대역, 더 많은 채널 용량, 더 넓은 대역폭이 요구되고 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위하여, 기지국은 신호 환경에 대해 안테나 방사패턴의 방향성을 실시간·적응적으로 변화시킬 수 있는 능동적 시스템이 필수적이다. 예를 들어 어댑티브 어레이 안테나 시스템이 적절한 후보이며, 인공지능 안테나를 의미하는 스마트 안테나, 소프트웨어 무선안테나, 디지털 빔 형성 안테나와 같은 것들이 이에 속하며, 이들은 디지털 신호처리부와 결합된 형태이다[1]. 어댑티브 어레이 안테나 시스템은 어댑티브 알고리즘에 의해 송신기에서 이 시스템이 원하는 이동체를 향하여 최대 방사 패턴 조절이 가능하게 하고, 수신시스템에서는 다중경로 페이딩 에너지를 제거할 수 있으므로 보다 높은 비트 레이트로 서비스를 제공할 수 있다[2].

차세대 이동통신용 기지국에서는 수신된 사용자의 정보신호를 실시간으로 처리하기 위하여 디지털 신호처리부가 매우 큰 비중을 차지한다. 기저대역 샘플링 방식을 이용한 기존의 수신 시스템은 아날로그로부터 오는 신호를 직교성분의 기저대역 신호로 변환한 후, 디지털 신호로 변환하기 때문에 부품 수가 많아져 시스템의 크기가 커지고, DC Offset 등이 문제가 되며, I/Q 신호의 완전한 직교성을 얻기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 기존 시스템의 단점을 보완하기 위해 디지털 수신기를 이용하였다. 안테나로부터 수신된 아날로그신호는 고속 ADC(Analog to Digital Converter)에 의해 디지털신호로 변환된 후, DDC(Digital Down Converter)를 이용하여 수치적으로 직교성분의 신호로 분리하고 zero IF 신호를 구현한다. 이러한 통과대역 샘플링 방식을 이용하여 수신신호의 DOA(Direction Of Arrivals)를 추정하도록 하였다. 수신신호의 정확한 DOA 추정을 위해 고분해능의 MUSIC(MULTIPLE Signal Classification) 알고리즘을 사용하였다. 본 논문에서는 디지털 수신기에 의한 신호처리 과정과 수신신호의 DOA를 추정하는 MUSIC 알고리즘의 정확도를 시뮬레이션한 결과

를 제시한다.

## II. 본 론

### 1. 어댑티브 어레이 안테나 시스템

그림 1은 어댑티브 어레이 안테나 시스템용 low IF 수신 시스템의 블록도를 나타낸다. 이 시스템은 다이렉트 컨버전 방식과 유사하지만 ADC로 전달되는 신호가 zero IF가 아닌 low IF 주파수를 가져 대역으로 변환하는 방식이다. 안테나로부터 입력된 신호는 아날로그부를 거쳐 IF단으로 신호가 출력되고, 출력된 IF 신호는 고속 ADC에 의해 디지털 신호로 변환된 다음, DSP(Digital Signal Processing)와 FPGA(Field Programmable Gate Arrays)로 표시된 디지털단의 DDC를 통과하면서 zero IF의 신호로 변환된다. 이 신호는 FPGA에 의해 디지털적으로 빔 형성 처리를 수행하여 사용자 정보신호의 DOA를 추정하게 된다.

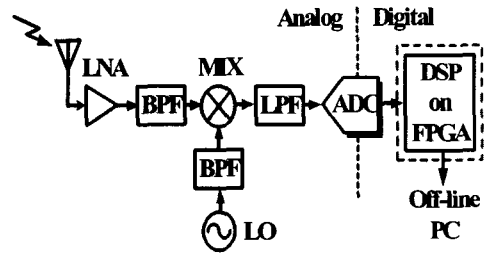


그림 1. Low IF 수신 시스템의 블록도  
Fig. 1 Block Diagram of low IF reception system

그림 2는 어댑티브 어레이 안테나 시스템의 구성을 나타낸다. 이 시스템은 어레이 안테나, 아날로그 회로부, 빔 형성 계수, 어댑티브 프로세서로 구성된다. 여기서,  $xK(n)$ ,  $wK$ 는 각각 임의의 이산시간을  $n$ 이라고 할 때,  $K$ 개의 배열 안테나에 수신되는 신호와 수신신호의 진폭과 위상을 제어하는 빔 형성 계수에 해당된다. 적응 프로세서에는 사용자 정보신호의 DOA를 추정하기 위한 알고리즘으로 구현되는데, 이 알고리즘에 대한 수많은 연구가 활발히 진행중이며, MUSIC이나 ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 알고리즘 등이 대표적으로 이용되고 있다.

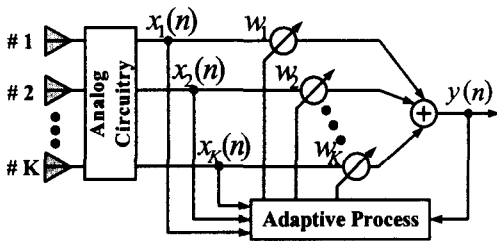


그림 2. 어댑티브 어레이 안테나 시스템  
Fig. 2 Adaptive array antenna system

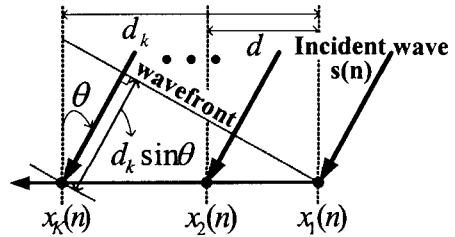


그림 3. K-소자 등간격 선형 어레이  
Fig. 3 K-element uniform linear array

어댑티브 어레이 안테나 시스템용 디지털 신호 처리를 하기 위하여 그림 3과 같은 선형 어레이 구조를 고려한다. 배열 안테나는 K개의 안테나 소자와 등간격 선형 어레이로 안테나에 수신되는 전자파는 근사적으로 평면파로 가정한다. 배열의 법선 성분과 수신신호의 입사 방향 사이를  $\theta$ 로 두고, 임의의 이산 시간이 n일 때, k번째 소자에 입사되는 입력신호는 식 (1)과 같다.

$$x_k(n) = s_k(n) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \theta\right) \quad (1)$$

여기서,  $s_k(n)$ ,  $\lambda$ ,  $\theta$ ,  $d_k$ 는 각각 입력신호의 진폭, 평면파의 주파수 파장, 입사각도, 안테나 소자간의 위치이며, 이 간격을 일반적으로 입사되는 전자파의 반파장( $\lambda/2$ )으로 한다. 단,  $K=1, 2, \dots, k$ 이다.

어댑티브 어레이 안테나의 출력신호는 식 (2)에 나타낸 것과 같이 입력신호와 어댑티브 알고리즘에 의해 결정되는 최적 가중치와 내적의 합으로 표현된다.

$$y(n) = \sum_{k=1}^K w_k^* \cdot x_k(n) \quad (2)$$

위 식에서 윗첨자 \*는 공액 복소수를 의미한다. 식 (1)과 (2)를 벡터로 표현하면

$$\hat{X} = [x_1(n) \ x_2(n) \ \dots \ x_K(n)]^T \quad (3)$$

$$y = \hat{W}^H \hat{X} \quad (4)$$

이 되고, 출력신호 y는 Hermitian 공간내의 내적으로 표현된다.

## 2. MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 입사신호의 수, 각 신호의 DOA, 입사신호간의 크기와 상호상관, 잡음전력에 관한 정보를 제공하는 신호 파라미터 판별 알고리즘이다. 이 방법은 스티어링 벡터를 이용하며, K 소자 어레이 안테나에 수신된 신호  $x(n)$ 는 L개의 입사신호와 잡음의 선형 결합으로 모델화 할 수 있다. 이때, 입사파수 L은  $K \geq L + 1$ 의 조건을 만족해야 한다. 임의의 이산 시간 n일 때, 입력신호  $x(n)$ 를 벡터로 나타내면

$$\hat{X}(n) = A \hat{F}(n) + \hat{N}(n) \quad (5)$$

여기서, A,  $\hat{F}_l(n)$ ,  $\hat{N}(n)$ 은 각각 l파의 DOA를 가지는 방향행렬, 복소진폭, 어레이 안테나 시스템의 내부 열잡음 벡터이다. 단,  $K=1, 2, \dots, k$ 이다. 수신된 입력신호에 대한 상관행렬은 식 (5)로부터

$$R_{xx} = E[\hat{X}(n) \hat{X}^H(n)] = ASA^H + \sigma^2 I \quad (6)$$

이 되고, S,  $\sigma^2$ , I는 각각 입력신호의 상관행렬, 열잡음 전력, 단위행렬이다. 식 (6)의 상관행렬  $R_{xx}$ 의 고유값을  $\lambda_i$ , 고유벡터를  $e_i$ 라 하면

$$(ASA^H + \sigma^2 I)e_i = (u_i + \sigma^2)e_i = \lambda_i e_i \quad (7)$$

과 같다. 단,  $i=1, 2, \dots, K$ 이다. 고유벡터는 열잡음 성분과 상관관계가 없으므로  $\lambda_i = u_i + \sigma^2$ 에 대하여 상관행렬의 고유값은

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma^2 \quad (8)$$

와 같은 관계식이 얻어진다. 따라서, 상관행렬의 고유치를 구하고, 열잡음 전력  $\sigma^2$ 보다 큰 고유값

으로부터 도래파수  $L$ 을 추정한다. 또한, 고유값에 대응하는 고유벡터는

$$a^H(\theta_l)e_i = 0 \tag{9}$$

이고,  $a^H(\theta_l)$ 은  $L$ 개의 방향벡터  $\{a(\theta_1), \dots, a(\theta_L)\}$ 이다. 단,  $i=L+1, \dots, K$ ,  $l=1, 2, \dots, L$ 이다.

상관행렬  $R_{xx}$ 의 고유벡터는 신호 부공간과 잡음 부공간이라고 부르는 2개의 직교 부공간 중 어느 한 곳에 속함을 알 수 있다. DOA에 해당하는 방향 벡터는 신호부공간 내에 있으므로 잡음 부공간에 직교한다. 잡음 부공간을 찾아내기 위해서는, 잡음 고유벡터를 포함하는 행렬을 다음과 같이 구성한다.

$$E_n = [e_{L+1}, \dots, e_K] \tag{10}$$

신호성분에 해당하는 방향 벡터는 잡음 부공간 고유벡터에 직교하므로, DOA에 해당하는  $\theta$ 에 관해  $a^H(\theta)E_nE_n^H a(\theta) = 0$ 이다. 이때 다수의 입사신호의 DOA는

$$P_{MUSIC} = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)E_nE_n^H a(\theta)} \tag{11}$$

로 주어지는 MUSIC 스펙트럼의 최대치 위치를 찾으면 알 수 있다.  $a(\theta)$ 와  $E_n$ 간의 직교성은 분모를 최소로 하므로, 식 (11)에 정의된 MUSIC 스펙트럼에 최대값을 발생시킨다. MUSIC 스펙트럼에서  $L$ 개의 최대값은 배열에 입사하는 신호성분들의 DOA에 해당한다[3].

### 3. DDC에 의한 디지털 수신기

그림 4은 DDC에 의한 디지털 수신기를 나타낸다. 이 수신기는 고속 ADC, DDC, 어댑티브 프로세서로 구성되고, DDC는 NCO(Numerically Controlled Oscillator)와 디지털 LPF(Low Pass Filter)로 구성된다[4]. DDC에서  $w_c$ 는 IF 신호의 반송파 주파수이고,  $n$ 은 샘플링 수이다. 입력된 IF 신호는 ADC에 의해 샘플링되고 DDC를 거쳐 zero IF 신호로 다운컨버전된다. 그리고 어댑티브 프로세서는 이 신호를 이용하여 수신신호의 DOA를 추정하게 된다.

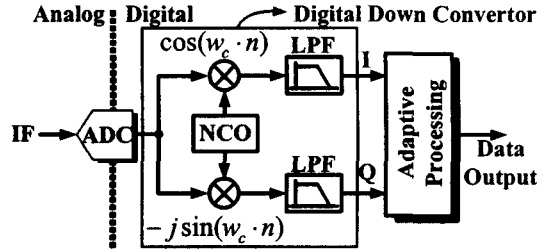


그림 4. DDC에 의한 디지털 수신기의 블록도  
Fig. 4 Block diagram of digital receiver with DDC

그림 5는 DDC에서 샘플링된 신호를 직교신호로 분리하기 위한 NCO와 그 수행 과정을 나타낸다. NCO는 순차 스위칭 회로(0, 1, 0, -1)로 간단히 구현되며, 다운컨버전 처리는 대역통과된 신호와 NCO에 의해 발생하는 cos/sin의 곱으로 이루어진다. 그리고 샘플링 주파수는 IF 중심주파수의 4배로 설정하였다.

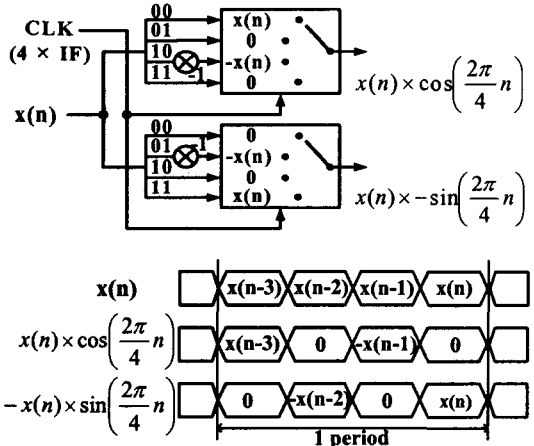
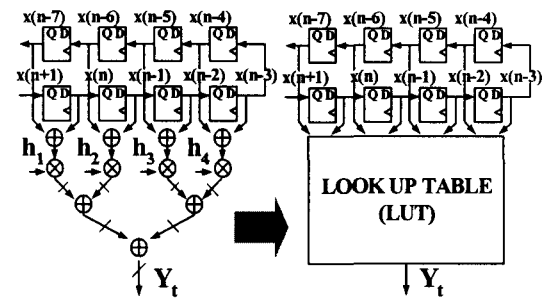


그림 5. NCO와 믹서의 수행과정  
Fig. 5 Implementation of mixer and NCO

LPF의 입력은 NCO와 샘플링된 신호가 곱해진 신호이고, 출력은 복소 기저대역 신호이다. LPF는 직교성분으로 분리된 신호의 고조파 성분을 억제하고, 주파수는 기저대역으로 변환된다. 그림 6(a)는 일반적인 선형 위상 응답을 가지는 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 나타낸다. 이 필터는 탭이 중심값을 기준으로 상하 대칭인 구조를 가진다. 그림 6(a)는 FPGA의 LUT(Look Up Table)를 이용하여 그림 6(b)와 같이 최적화된다. 필터의 곱셈과 덧셈은 LUT를 사용하여 병렬로 처리된다.



(a) 일반적인 FIR 필터 (b) LUT를 이용한 FIR 필터  
 (a) Conventional FIR filter (b) FIR filter using LUT  
 그림 6. 디지털 LPF  
 Fig. 6 Digital LPF

4. 시뮬레이션 결과

그림 7은 그림 4에 나타난 디지털 수신기를 4 채널로 구성하여 시뮬레이션한 결과를 나타낸다. ADC에 의해 샘플링된 IF 신호를 그림 7에서 보여 주고 있다. 각각 다른 방향에서 송신된 신호가 4 소자 어레이 안테나에 수신된다고 하였을 때, 수신되는 신호의 DOA를  $-30^\circ, 0^\circ, 10^\circ$ 로 가정하였다. 그리고 IF 반송파 주파수는 10 MHz, 기저대역 주파수는 500 kHz, ADC의 성능은 40 MHz 샘플링에 12 bit로 가정하였다.

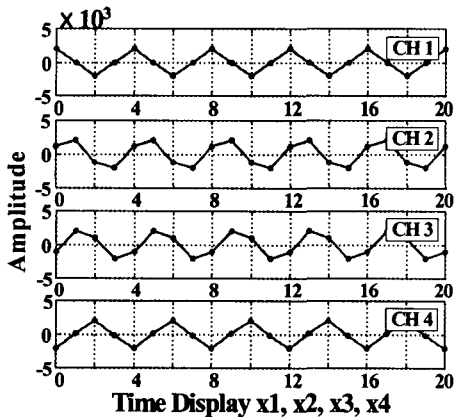


그림 7. ADC에 의한 IF 샘플링  
 Fig. 7 IF sampling by ADC

그림 8은 샘플링된 IF 신호가 DDC에 의해 직교 성분의 신호로 분리되는 결과를 나타낸다. 이것은 샘플링 신호와 NCO에 의해 발생된 cos/sin 신호

의 곱에 의해 생성된 것이다. 실선은 cos이 곱해진 동위상 성분, 점선은 sin이 곱해진 직교위상 성분의 신호이다.

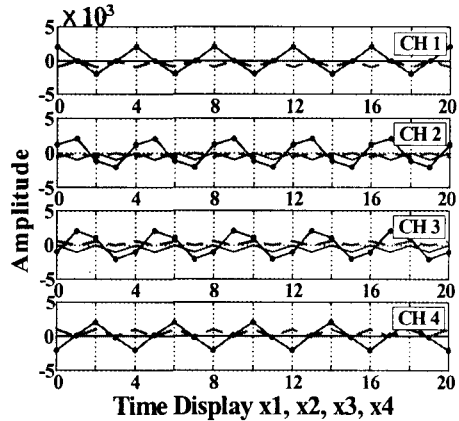


그림 8. 실제 통과대역(IF) 신호  
 Fig. 8 Real passband signal

그림 9와 10은 각각 디지털 LPF에 의해 다운컨버전된 low IF, zero IF 신호의 복소 기저대역 신호를 나타낸다. 8 탭의 FIR 필터의 입력은 대역통과된 신호와 디지털화된 정현파 신호의 곱으로 생성된 신호이고, 출력은 고주파 성분이 제거된 신호이다. 실선과 점선은 각각 LPF를 통과한 동위상 성분의 신호와 직교위상의 신호이다. 그림 10의 시뮬레이션 결과를 보면 알 수 있듯이 수치적으로 zero IF의 구현이 가능하다는 것을 확인할 수 있다.

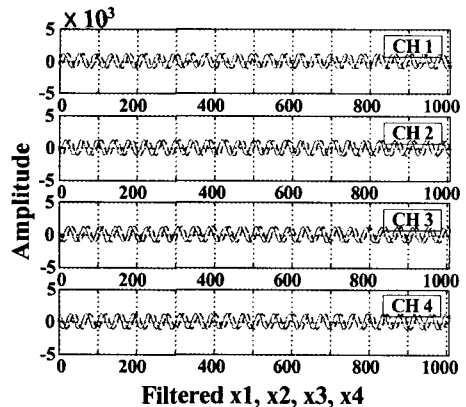


그림 9. low IF의 복소 기저대역 신호  
 Fig. 9 Complex baseband signal of low IF

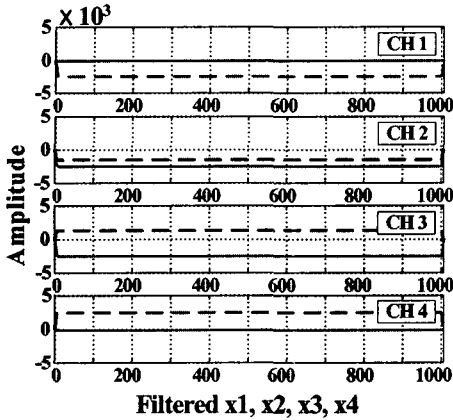


그림 10. zero IF의 복소 기저대역 신호  
Fig. 10 Complex baseband signal of zero IF

그림 11은 각각 통과대역 신호와 LPF를 통과한 신호를 푸리에 변환하여 얻은 결과를 나타낸다. 통과대역 신호가 정확히 10.5 MHz임을 임펄스 응답으로 알 수 있다. LPF에 의해 다운컨버전된 신호는 각각 500 kHz의 low IF, 0 Hz의 zero IF 신호임을 그림 11로부터 알 수 있다.

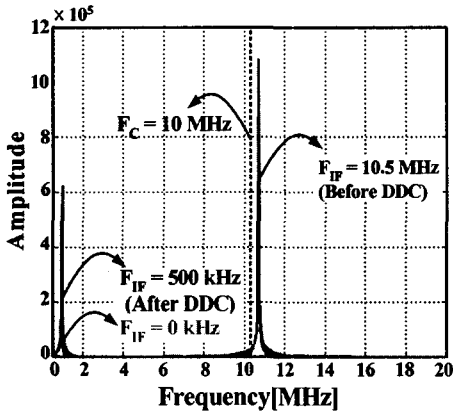


그림 11. low IF와 zero IF 대한 임펄스 응답  
Fig. 11 Impulse response of low IF & zero IF

그림 12는 MUSIC 알고리즘을 프로그램화하여 수신된 신호의 DOA를 추정한 결과를 나타낸다. 이 알고리즘의 입력은 DDC와 디지털 LPF를 통과한 zero IF 신호로써 안테나 소자간 간격은 반파장 (0.5 λ), 입력 SNR은 20 dB로 설정하였다. 4 소자

어레이 안테나에 수신된 신호의 DOA를 -30°, 0°, 10°를 정확히 추정하고 있음을 확인할 수 있다.

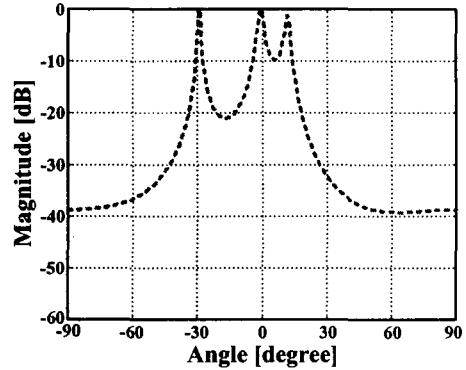


그림 12. MUSIC에 의한 DOA 추정 결과  
Fig. 12 Result of DOA estimation by MUSIC

그림 13은 입력된 신호의 snapshot 수를 각각 4, 20, 40으로 변환하여 실행한 MUSIC 알고리즘의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 수신되는 신호의 DOA인 -30°, 0°, 10°를 정확히 추정하고 있으며, snapshot 수가 증가함에 따라 적용된 알고리즘의 분해능이 향상되는 것을 알 수 있다.

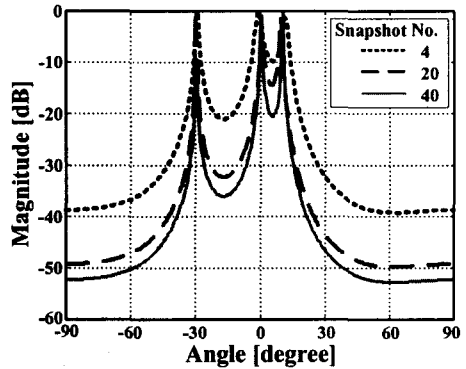


그림 13. 여러 가지 snapshot 수를 가지는 MUSIC의 DOA 추정  
Fig. 13 DOA estimation by MUSIC with various snapshot numbers

다음은 snapshot 수를 20으로 유지하고 안테나의 소자 수를 변화시켰을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 14에 나타낸다. 어레이 안테나로 수신되는 신호의 DOA(-30°, 0°, 10°)를 정확히 추정하는 것을 확인할 수 있으며, 8-소자 어레이일 때 가장 우수

한 분해능을 보인다. 어레이 안테나 소자 수가 증가할수록 수신신호에 대한 추정 분해능이 증가되는 것을 알 수 있다.

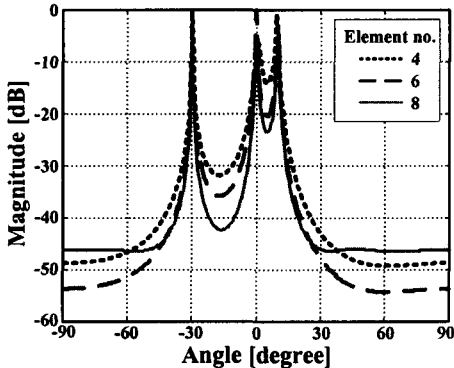


그림 14. 안테나 소자 수에 따른 MUSIC의 DOA 추정  
Fig. 14 DOA estimation by MUSIC with various antenna elements

### III. 결 론

본 논문에서는 DDC에 의한 디지털 수신기의 적응처리에 관하여 서술하였다. DDC는 NCO와 디지털 LPF를 이용하여 수행되었고, 통과대역 샘플링 방식을 이용한 디지털 수신기에 대해 시뮬레이션한 결과를 제시하였다. 또한, 디지털 수신기에서 DDC에 의해 zero IF가 출력되는 것을 확인하였다. 그리고 어댑티브 프로세서에 사용된 MUSIC 알고리즘의 DOA 추정 시뮬레이션 결과, DOA 추정 분해능은 snapshot 수와 안테나 소자 수에 의존되는 것을 확인하였다.

금후의 과제는 FPGA를 이용하여 디지털 수신기를 하드웨어로 구현하고 실험을 통해 zero IF 신호의 구현과 정확한 DOA 추정을 입증하는 것이다.

### Reference

[1] Y. Karasawa, "The Software Antenna: A New Concept of Kaleidoscopic Antenna in Multimedia Radio and Mobile Computing Era," IEICE Trans., Comm., Vol. E80-B, No. 8, pp.1214-1217, Aug. 1997.  
[2] G. Prescott and S. Gurrupu, "Design And Implementation of a DSP Digital Beam Forming Receiver," Information and Teleco-

munication Technology Center, University of Kansas, 1997 ICSPAT Proceeding.

[3] Nobuyoshi Kikuma, ADAPTIVE SIGNAL PROCESSING with Array Antenna, Science and Technology Publishing Company, Inc., pp. 157-209, 1999.  
[4] Minseok Kim, "A Study of Implementation of Digital Signal Processing for Adaptive Array Antenna," Thesis, Yokohama national University, 2002. Japan.

### 저자소개



민경식(Kyeong-Sik Min)

1989년 2월 : 한국해양대학교 전자통신공학과(공학사)  
1991년 2월 : 한국해양대학교 전자통신공학과(공학석사)  
1993년 1월~1993년 9월 : 고등기술연구원 정보통신연구실 근무  
1993년 10월~1996년 2월 : 일본동경공업대학교 전기전자공학과(공학박사)  
1997년 3월~1999년 3월 : 한국해양대학교 전파공학과 전임강사  
1999년 4월~2003년 4월 : 한국해양대학교 전파공학과 조교수  
2001년 2월~2002년 2월 : 일본 요코하마국립대학교 객원교수  
2003년 4월~현재 : 한국해양대학교 전파공학과 부교수  
※관심분야 : 위성방송 및 이동통신용 평면안테나 설계, RF 및 초고주파 회로 설계, 스마트 안테나 시스템, MIMO 안테나 시스템, RFID



박철근(Chul-Keun Park)

2002년 2월 : 동의대학교 전자통신공학과(공학사)  
2004년 2월 : 한국해양대학교 전파공학과(공학석사)  
2004년 3월~현재 : 한국해양대학교 전파공학과 박사과정  
※관심분야 : DOA, DBF, 스마트 안테나 시스템, MIMO 안테나 시스템