

# 도래방향 추정을 위한 유니터리 MUSIC 알고리즘의 FPGA 구현

## FPGA Implementation of Unitary MUSIC Algorithm for DoA Estimation

주우용\*, 이경선\*\*, 정봉식\*\*\*

Woo-yong Ju\*, Kyoung-sun Lee\*\*, Bong-sik Jeong\*\*\*

### 요약

본 논문은 도래방향 추정법의 하나인 유니터리 MUSIC(MULTiple Signal Classification) 알고리즘의 하드웨어 구현에 대한 것이다. 이 알고리즘은 복소 상관행렬을 유니터리 변환(Unitary transform)을 통해 실수 상관행렬로 변환하여 하드웨어 구현을 쉽게 할 수 있다. 실수 상관행렬의 고유치와 고유벡터는 Jacobi법에 ADD와 SHIFT만으로 구현이 가능한 CORDIC(COordinate Rotation Digital Computer) 알고리즘을 접목한 Jacobi-CORDIC 알고리즘으로 구하였다. 또한 256점 DFT(Discrete Fourier Transform)를 적용하여 각도 스펙트럼을 구하고, 스펙트럼의 검색으로 도래각을 추정하였다. 본 논문에서는 알고리즘의 하드웨어 구현을 위해 System Generator를 이용하여 설계하였다. 최종 설계된 DoA 추정 시스템은 Matlab 시뮬레이션 결과와 비교하여 일치된 결과를 얻었고, Hardware Co-Sim을 통해 System Generator 설계 결과를 검증하였다.

### Abstract

In this paper, the DoA(Direction of Arrival) estimator using unitary MUSIC algorithm is studied. The complex-valued correlation matrix of MUSIC algorithm is transformed to the real-valued one using unitary transform for easy implementation. The eigenvalue and eigenvector are obtained by the combined Jacobi-CORDIC algorithm. CORDIC algorithm can be implemented by only ADD and SHIFT operations and MUSIC spectrum computed by 256 point DFT algorithm. Results of unitary MUSIC algorithm designed by System Generator for FPGA implementation is entirely consistent with Matlab results. Its performance is evaluated through hardware co-simulation and resource estimation.

**Keywords** : Adaptive array antenna, DoA, Unitary MUSIC, Jacobi-CORDIC

### 1. 서론

최근 이동통신 서비스, 인터넷, 컴퓨터를 융합하는 4세대 이동통신에 대한 관심이 증가하고 있다. 이는 음성신호, 영상 및 데이터를 높은 신뢰도로 송수신할 수 있어야 한다. 이를 위해서는 넓은 대역폭을 필요로 하지만, 제한된 전파자원으로 인해 협대역에서 많은 데이터를 높은 신뢰도로 전송할 수 있는 기술이 요구된다. 그러나 협대역에서 높은 신뢰도를 얻는 것은 매우 어려우므로, 대안으로 스마트 안테나 기술을 적용하고 있다[1-3].

스마트 안테나 기술은 배열 안테나와 디지털 신호처리 기술을 이용하여 RF 신호 환경에 따라 안테나 패턴을 적응적으로 제어하여 송수신 성능을 향상시키는 고성능 신호처리 및 안테나 기술이다. 즉, 안테나 패턴이 특정한 방향으로만 형성되게 함으로써 다른 방향의 단말기에 신호간섭을 줄여 통신품질을 높인다. 이 기술은 적응 배열 시스템(Adaptive Array System)과 스위칭 빔 배열 시스템(Switching Beam Array System)으로 구분된다. 적응

배열 시스템은 배열된 안테나 소자에 서로 다른 위상과 크기를 갖는 가중치를 실시간으로 곱하기 위하여 입력신호를 적응 알고리즘으로 구함으로써 신호원을 실시간으로 추적할 수 있는 시스템이다. 이는 신호 방향으로 빔을 향하게 하거나 신호가 들어오지 않는 방향으로 널을 생성시켜 다중경로에 의한 간섭 신호와 지연 신호에 의한 페이딩에 대처하는 능력도 갖고 있다. 스위칭 빔 배열 시스템은 신호의 입사각에 따라 수개의 설정된 빔 중에서 하나를 선택하는 시스템이다.

적응배열 시스템은 신호 방향으로 빔을 형성하기 위해서 신호의 도래방향을 알아야 한다. 도래방향은 주로 MUSIC법, ESPRIT법 등을 사용하여 추정한다. 이들 추정법은 수신신호에 대한 상관행렬의 고유치 분해를 바탕으로 한다. MUSIC법은 수신신호의 방향벡터와 배열 소자의 잡음 고유벡터의 무상관성을 이용하여 잡음고유치에 대응하는 고유벡터와 이에 직교하는 방향벡터로부터 도래방향을 추정한다. ESPRIT법은 일정한 간격으로 배열된 두 개의 부 배열(subarray)의 회전불변성을 이용하여 부 배열간의 위상차로부터 도래방향을 추정한다. ESPRIT법은 각도 스펙트럼의 검색없이 도래방향을 추정할 수 있고, MUSIC법은 단 한번의 고유치 분해로 도래방향을 추정할 수 있다[4-7].

한편, 복소 상관행렬은 하드웨어 구현이 쉽지 않다. 행렬의 isomorphic 관계를 이용하여 복소 상관행렬을 실수형태로 변환하지만, 배열소자가 많을수록 상관행렬의 요소성분이 급격하게 복잡

\* 동아대학교 전자공학과 석사과정

\*\* 동아대학교 전자공학과 공학석사

\*\*\* 교신저자 : 동아대학교 전자공학과 교수

투고일자 : 2009. 10. 23      수정완료일자 : 2010. 1. 23

계재확정일자 : 2010. 1. 29

※ 이 논문은 동아대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음.

하므로 많은 배열소자에는 적용하기 곤란하다[8]. 다른 방법으로는 유니터리 변환법이 있다. 이는 배열소자가 증가하더라도 행렬 요소가 상대적으로 덜 복잡해진다. 실수 상관행렬의 고유치 분해에는 Jacobi-CORDIC법을 적용한다. 이는 실수 상관행렬의 비대각요소가 0이 될 때까지 행렬의 양쪽에 정규 직교회전을 순차적으로 적용하는 방식이다. CORDIC법은 ADD와 SHIFT 연산만으로 벡터 회전과 회전각 계산하므로 구현이 쉽고 연산이 빠른 장점을 갖는다[9-11].

본 논문에서는 Xilinx사의 System Generator v8.1을 이용하여 유니터리 MUSIC 알고리즘을 설계한다. 상관행렬의 고유치 분해는 Jacobi-CORDIC 알고리즘을 이용하고, 각도 스펙트럼은 DFT로 구한다. 이 알고리즘은 System Generator로 설계한 후 HDL 코드를 생성하고 Hardware Co-Sim을 통해 하드웨어 검증한다.

### II. MUSIC 알고리즘

그림 1은 소자가  $K$ 개인 적응배열 안테나 구조이다.  $L$ 개의 평면파가 입사할 때, 입력벡터  $X$ 는 다음과 같이 표현된다[5].

$$X(t) = A F(t) + N(t) \tag{1}$$

$$A = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_L)] \tag{2}$$

$$F(t) = [F_1(t), \dots, F_L(t)]^T \tag{3}$$

$$a(\theta_l) = \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi d_1 \sin(\theta_l)) \\ \dots \\ \exp(-j2\pi d_K \sin(\theta_l)) \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$N(t) = [n_1(t), \dots, n_K(t)]^T \tag{5}$$

여기서  $F_l(t)$ 는  $l$ 번째 입사파의 파형,  $\theta_l$ 은  $l$ 번째 입사파의 도래방향,  $N(t)$ 는 배열 안테나의 내부 잡음벡터,  $a(\theta_l)$ 는  $l$ 번째 입사파의 방향벡터를 나타낸다.

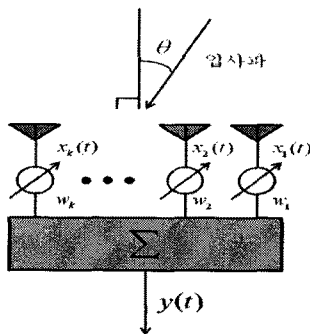


그림 1. 적응 배열 안테나 구조

Fig. 1. Adaptive array Antenna Structure

입력벡터  $X(t)$ 로부터 상관행렬을 구하고, 상관행렬을 고유치 분해한다.

$$C_{xx} = E[X(t)X^H(t)] \tag{6}$$

$$C_{xx}e_i = e_i\lambda_i, \quad i = 1, 2, \dots, K \tag{7}$$

여기서  $\lambda_i$ 와  $e_i$ 는  $i$ 번째 고유치와 고유벡터를 나타낸다. 이때 고유치  $\lambda_i$ 는 신호 고유치와 잡음 고유치를 포함한다. 각도 스펙트럼은 잡음 고유벡터  $E_N$ 와 방향벡터  $a$ 로부터 구한다.

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)E_N E_N^H a(\theta)} \tag{8}$$

입사파의 도래방향은 식(8)의 스펙트럼을 검색하여 구한다.

### III. MUSIC 알고리즘 구현

그림 2는 도래방향을 추정하는 유니터리 MUSIC 알고리즘의 블록도이다. 유니터리 변환을 통해 구해진 실수 상관행렬의 고유치 분해는 Jacobi-CORDIC 알고리즘을 적용한다.

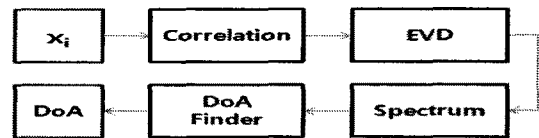


그림 2. 유니터리 MUSIC 알고리즘 블록도

Fig. 2. Block diagram of Unitary MUSIC Algorithm

이제 유니터리 변환과 Jacobi-CORDIC 알고리즘의 구현에 대해서 살펴보고자 한다[7].

#### 3.1 유니터리 변환

입력신호  $X(t)$ 는 유니터리 변환 행렬  $U$ 로 변환된다[9].

$$Y_i = U^H X_i \tag{9}$$

$$U = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} I & jI \\ I' & -jI' \end{pmatrix} \tag{10}$$

여기서  $X_i$ 는  $i$ 번째 입력벡터,  $Y_i$ 는 유니터리 변환된  $i$ 번째 입력벡터이다.  $I$ 는 단위행렬이고,  $I'$ 은 단위행렬  $I$ 가 열방향으로 대칭이동된 행렬이다. 식(10)의 유니터리 변환식  $U$ 는 배열소자수가 짝수개인 경우에 적용된다. 실수 상관행렬을 변환된 입력벡터  $Y_i$ 를 이용하여 구한다.

$$C(n) = \frac{1}{2} [C(n-1) + \sum_{i=1}^L Re\{Y_i(n) Y_i^H(n)\}] \tag{11}$$

여기서  $L$ 은 입사파의 수이다.

#### 3.2 Jacobi-CORDIC 알고리즘

Jacobi 알고리즘은 실수 상관행렬  $C$ 의 양쪽에 정규 직교회전을 순차적으로 곱하여 상관행렬  $C$ 를 고유치 분해시킨다[10].

$$B^T \cdot C \cdot B = D \tag{12}$$

$$B = J_1 \cdot J_2 \cdot J_3 \dots$$

$$J_1 = W_{12} \cdot W_{13} \dots W_{N-1,N}$$

$$\begin{aligned} w_{pp} &= \cos\theta, & w_{pq} &= \sin\theta \\ w_{qp} &= -\sin\theta, & w_{qq} &= \cos\theta \end{aligned} \tag{13}$$

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[ \frac{2c_{pq}}{c_{pp} - c_{qq}} \right] = \frac{1}{2} \tan^{-1} r \tag{14}$$

여기서  $\theta$ 는  $c_{pq}$ 를 0으로 만드는 회전각이고, 직교회전은 행렬  $C$ 의 비대각성분이 0이 될 때까지 반복 적용한다.  $W_{pq}$ 는 성분  $(p, q)$ 을  $\theta$ 만큼 상사 변환시키는 직교 회전행렬이고,  $J$ 는  $W_{pq}$ 의 곱이다.  $T$ 는 전치를 의미한다. 이때  $J$ 를 곱하는 횟수가 증가할수록 Jacobi-CORDIC 알고리즘의 연산결과는 정확해진다.

벡터 회전과 회전각  $\theta$  계산은 CORDIC의 회전모드와 벡터모드를 이용한다[11].

$$\text{회전모드 : } \begin{cases} x_{i+1} = x_i - y_i \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ y_{i+1} = y_i + x_i \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ z_{i+1} = z_i - d_i \cdot \tan^{-1}(2^{-i}) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} x_n = A_n [x_0 \cos z_0 - y_0 \sin z_0] \\ y_n = A_n [y_0 \cos z_0 - x_0 \sin z_0] \\ z_n = 0 \\ A_n = \prod_n \sqrt{1 + 2^{-2i}} \end{cases} \quad (16)$$

$$\text{벡터모드 : } \begin{cases} x_{i+1} = x_i - y_i \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ y_{i+1} = y_i + x_i \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ z_{i+1} = z_i - d_i \cdot \tan^{-1}(2^{-i}) \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} x_n = A_n \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \\ y_n = 0 \\ z_n = z_0 + \tan^{-1}(y_0/x_0) \\ A_n = \prod_n \sqrt{1 + 2^{-2i}} \end{cases} \quad (18)$$

회전모드는 주어진  $z_0$  값이  $z_n = 0$  될 때까지  $x_i, y_i$  값을 변화시키고, 벡터모드는 초기  $y_i$  값이  $y_n = 0$  될 때까지 반복 수행하여 회전각  $z_n$  을 구한다. CORDIC 알고리즘은 ADD와 SHIFT 연산만으로 벡터 연산과 회전각 계산을 구현할 수 있다.

각도 스펙트럼은 잡음 고유벡터를 유니터리 변환한 후, DFT하여 구한다.

$$P_{MUSIC} = \sum_{i=L+1}^K |DFT\{U \cdot B_i\}|^2 \quad (19)$$

여기서  $B_i$  는  $i$  번째 잡음 고유벡터이다.

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

##### 4.1 Jacobi-CORDIC 알고리즘

상관행렬의 고유치 분해에 적용되는 Jacobi-CORDIC 알고리즘의 유용성을 고찰한다. 표 1은 Matlab에 내장된 고유치 분해함수, Matlab로 구현된 Jacobi-CORDIC 알고리즘, System generator로 설계된 Jacobi-CORDIC 알고리즘으로 구한 고유치와 고유벡터이다. 표 1의 2x2 상관행렬은  $0.25\lambda$  간격으로 배열된 2개의 소자에 SNR=20dB인 평면파가  $10^\circ$  로 입사할 때, System generator로 설계한 상관행렬 생성식 (11)으로 구하였다. 표 1은 Jacobi-CORDIC 알고리즘으로 구한 고유치와 고유벡터가 Matlab에 내장된 고유치 분해함수로 구한 결과와 1%이내의 오차범위로 일치함을 보여준다. 그러므로 System generator로 설계한 Jacobi-CORDIC 알고리즘은 DoA 추정 알고리즘의 구현에 적용할 수 있다.

그림 3은 System Generator로 설계한 전체 DoA 추정 시스템의 블록도이다. 전체 시스템은 4개의 블록으로 나누어 설계하였다. 첫 번째 블록은 입력신호를 유니터리 변환하여 실수 상관행렬을 구하는 블록이고, 두 번째 블록은 실수 상관행렬에 대해서 고유치 분해를 수행하는 블록이다. 여기서는 Jacobi-CORDIC 알고리즘을 적용하였다. 세 번째 블록은 잡음고유벡터로부터 각도 스펙트럼을 구하는 블록이다. 이때 연산의 정확성과 연산속도를 고

려하여 256점 DFT를 이용하였다. 마지막 블록은 각도 스펙트럼으로부터 DoA를 추정하는 블록이다. 전체적으로 고정 소수점 연산을 위해 정수부와 소수부의 비트수를 최적화 하여 설계하였다.

그림 4는 System Generator와 Matlab으로 Jacobi-CORDIC 알고리즘으로 구한 표 1의 고유치 분해 결과로부터 구한 각도 스펙트럼이다. 두 방식으로 구한 각도 스펙트럼은 입사각  $10^\circ$  에서 동시에 최소값을 가짐을 알 수 있다. 표 2는 그림 3의 시스템에서 입사각을 변화시키면서 구한 도래각으로, 2소자 1파인 경우에 1%이내의 오차범위로 도래각을 추정하고 있음을 보여준다.

표 1. 고유치 분해 결과 비교

Table 1. Comparison of Eigenvalue decomposition results

고유치 분해방식	고유치	고유벡터
Matlab 내장함수	$\begin{bmatrix} 0.0079 & 0 \\ 0 & 1.9358 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.2915 & -0.9566 \\ -0.9566 & -0.2915 \end{bmatrix}$
Matlab (Jacobi-CORDIC)	$\begin{bmatrix} 1.9358 & 0.0004 \\ 0.0004 & 0.0079 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.9566 & -0.2913 \\ 0.2913 & 0.9566 \end{bmatrix}$
System generator (Jacobi-CORDIC)	$\begin{bmatrix} 3.188 & -0.0217 \\ -0.0217 & 0.0131 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.9546 & -0.298 \\ 0.298 & 0.9546 \end{bmatrix}$
상관행렬		$\begin{bmatrix} 1.772 & 0.5375 \\ 0.5375 & 0.1717 \end{bmatrix}$

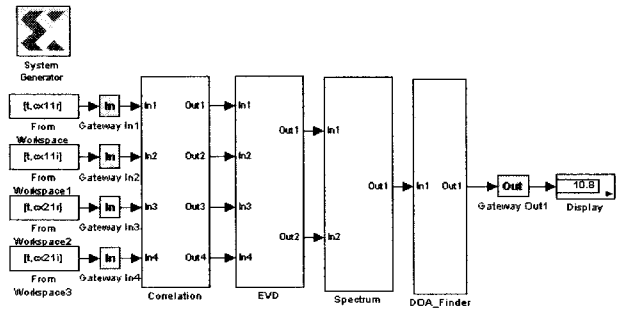


그림 3. System Generator로 설계된 시스템의 블록도  
Fig. 3. Block diagram of Estimator designed by System Generator

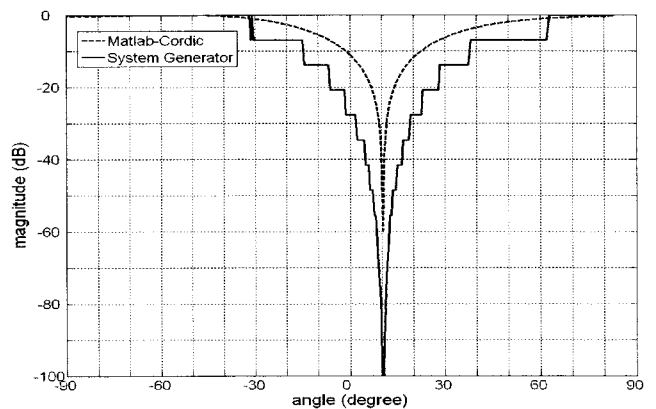


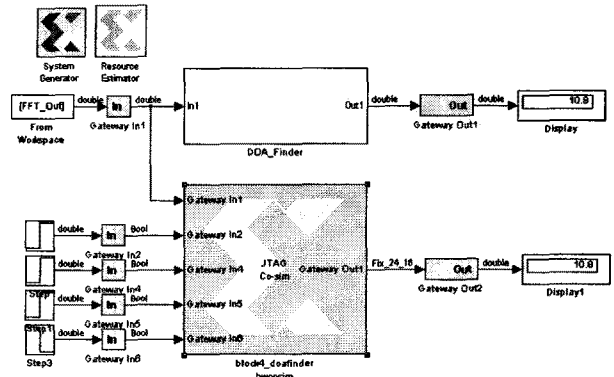
그림 4. 유니터리 MUSIC 스펙트럼  
Fig. 4. Calculated unitary MUSIC spectrums

이제, 하드웨어 Co-Sim을 통해 그림 3의 시스템에 대해 하드웨어 검증한다. 하드웨어 Co-Sim은 전체 시스템의 대한 JTAG Co-Sim 블록을 생성해야 한다. 그러나 Spartan-3 xc3s1000-4 fg676 보드는 한 번에 처리할 수 있는 최대 slice 수가 약 7600개 이므로, 전체 시스템을 5개로 분할하였다. 분할된 각 블록에 대해서 JTAG Co-Sim 블록을 생성하고, 그림 5와 같이 기존의 블록과 함께 모델을 재구성하였다. 그리고 그림 6과 같이 JTAG을 보드에 연결하고, 재구성한 모델에 대해서 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 5에는 JTAG Co-Sim 블록을 통해 Spartan-3 보드에서 처리된 결과와 System Generator로 계산된 결과를 볼 수 있는데, 입사각의 도래각인 10°가 동일하게 나타나고 있다. 이로서 System Generator 이용한 하드웨어 설계 결과는 검증되었다고 할 수 있다.

마지막으로 설계된 모델이 FPGA의 로직을 얼마나 사용했는지 알아보기 위해 Resource 사용량을 평가한다. 표 3은 설계된 각 블록에 대한 Resource 사용량 평가 결과로서, 2소자 1파 DoA 추정 시스템의 경우에는 총 22,407개의 slice를 필요로 한다.

표 2. 입사각에 따라 추정된 도래각  
Table 2. Estimated DoA as a function of input angle

Input Angle[°]	Matlab [°]	System Generator [°]
-60	-60.1334	-60.13
-45	-44.6783	-44.65
-30	-30	-29.43
-15	-14.9403	-14.93
0	0	0.4588
15	15.4041	15.38
30	30	30.54
45	45.3112	45.32
60	60.1334	60.13



(b) DoA 추정 블록

그림 5. Correlation Co-Sim 생성 블록과 DoA 추정 블록  
Fig. 5. Correlation and DoA Co-Sim block included model

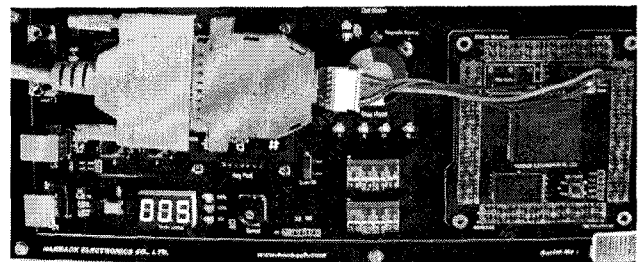


그림 6. Spartan-3 보드와 JTAG을 연결한 모습  
Fig. 6. Spartan-3 target device connected to JTAG

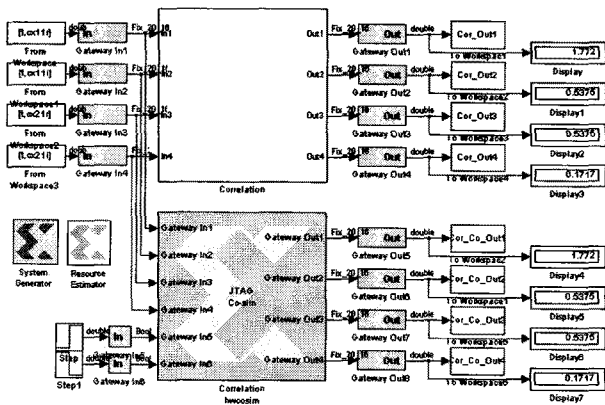
표 3. Resource 사용량 평가 결과  
Table 3. Resource estimation results

	상관행렬	EVD1	EVD2	스펙트럼	각도추정	합계
slices	1,862	7,231	7,130	3,493	2,691	22,407
FFs	2,806	10,380	10,634	4,241	4,539	32,600
LUTs	3,344	8,813	8,668	5,532	3,842	30,199

#### 4.2 4소자 2파 추정 시스템

이제, 0.25λ 간격으로 선형 배열된 4개의 배열소자에 2개 평면파가 입사할 때의 도래각 추정 시스템을 설계하고자 한다.

표 4는 입사각이 -20°와 10°일 때의 실수 상관행렬에 대해서, Matlab 내장 고유치 분해함수, Matlab으로 설계한 Jacobi-CORDIC, System Generator로 설계한 Jacobi-CORDIC으로 구한 고유치 분해 결과로서, 4소자 2파의 경우에도 1% 이내의 오차로 고유치 분해한다. 그림 7은 두 입사각 -20°과 10°인 입사각에 대한 4소자 2파 시스템의 각도 스펙트럼이다. Matlab의 경우에는 -20.11°와 9.44°에서 최소값을 가지고, System Generator는 -20.15°와 9.91°에서 최소값을 갖는다. 이로부터 System Generator로 설계한 시스템은 2개의 입사각을 정확하게 추정할 수 있다. 표 5는 두 입사각의 차이에 따른 도래각 추정결과이다. 입사각 차이가 8° 이상인 경우에는 2개의 도래각을 추정하였다.



(a) 상관행렬 생성 블록

표 4. 4소자 2파 상관행렬의 고유치 및 고유벡터 계산 결과  
Table 4. Calculated Eigenvalues and Eigenvectors for 2 inputs in 4 elements

고유치 분해방식	고유치			
Matlab 내장함수	0.0048	0	0	0
	0	0.0112	0	0
	0	0	1.5244	0
	0	0	0	7.3294
Matlab (Jacobi-CORDIC)	0.0113	-0.0226	0.0035	0.0001
	-0.0226	7.3293	-0.0085	-0.0251
	0.0035	-0.0085	1.5244	-0.0041
	0.0001	-0.0251	-0.0041	0.0049
System generator (Jacobi-CORDIC)	0.0093	-0.0317	-0.0005	0.0002
	-0.0317	7.327	-0.0095	-0.0352
	0	-0.0103	1.523	-0.0044
	0.0007	-0.0354	-0.0046	0.0046
고유치 분해방식	고유벡터			
Matlab 내장함수	0.3431	0.8084	0.2693	-0.3952
	-0.1928	-0.3188	-0.1427	-0.917
	0.2650	-0.4222	0.8658	-0.0437
	-0.8803	0.2579	0.3969	0.0336
Matlab (Jacobi-CORDIC)	0.809	0.3969	0.2659	-0.3424
	-0.3227	0.9164	-0.1428	0.1889
	-0.4194	0.0427	0.8660	-0.269
	0.2558	-0.0292	0.3987	0.8802
System generator (Jacobi-CORDIC)	0.874	0.3987	0.2678	-0.0535
	-0.3704	0.915	-0.144	0.0689
	-0.3081	0.041	0.8647	-0.395
	-0.0544	-0.0295	0.3984	0.9138
상관행렬	1.263	2.594	0.4785	0.0664
	2.594	6.195	0.1064	-0.3125
	0.4785	0.1064	1.159	0.5107
	0.0664	-0.3125	0.5107	0.2529

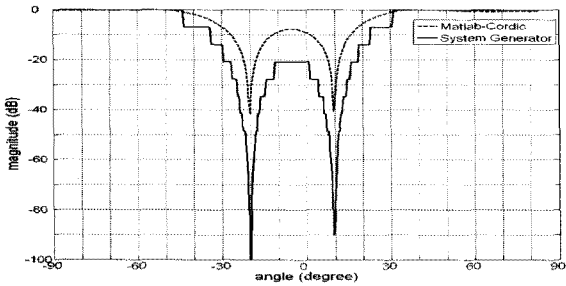


그림 7. 4소자 2파 시스템의 각도 스펙트럼  
Fig. 7. MUSIC spectrums for 2 inputs in 4 elements

표 5. 두 입사각 차이에 따른 도래각 추정 결과  
Table 5. Estimated DoA as a function of input angle gaps

입사각 간격[°] (두 입사각)	추정 도래각 간격[°] (두 추정 입사각)	
	Matlab	System Generator
8	8.51	8.46
(-4, 4)	(-4.03, 4.48)	(-3.59, 4.87)
10	10.31	10.413
(-5, 5)	(-4.93, 5.38)	(-4.983, 5.430)
30	29.55	30.06
(-20, 10)	(-20.11, 9.44)	(-20.15, 9.91)
54	53.48	52.93
(-30, 24)	(-30.00, 23.48)	(-29.43, 23.50)

표 5. 두 입사각 차이에 따른 도래각 추정 결과  
Table 5. Estimated DoA as a function of input angle gaps

입사각 간격[°] (두 입사각)	추정 도래각 간격[°] (두 추정 입사각)	
	Matlab	System Generator
8	8.51	8.46
(-4, 4)	(-4.03, 4.48)	(-3.59, 4.87)
10	10.31	10.413
(-5, 5)	(-4.93, 5.38)	(-4.983, 5.430)
30	29.55	30.06
(-20, 10)	(-20.11, 9.44)	(-20.15, 9.91)
54	53.48	52.93
(-30, 24)	(-30.00, 23.48)	(-29.43, 23.50)

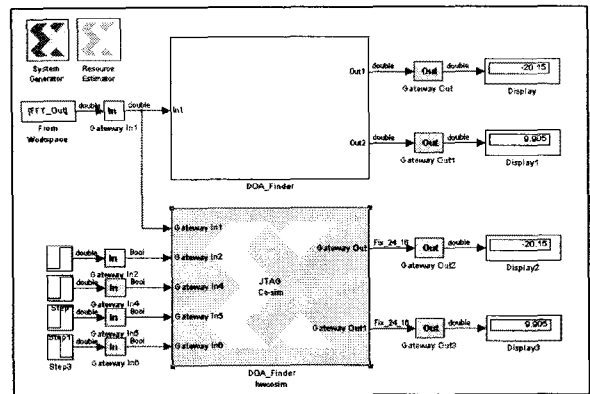


그림 8. Co-Sim 블록을 이용한 DoA 시스템 (DoA finder)  
Fig. 8. DoA System using Co-Sim block (DoA finder)

표 6. Resource 사용량 평가 결과  
Table 6. Resource estimation results

	상관행렬	EVD1	EVD2	스펙트럼	각도추정	합계
slices	4,738	229,682	1,444	16,808	4,318	256,990
FFs	7,845	193,680	733	19,460	7,221	228,939
LUTs	8,105	164,371	2,059	17,308	5,731	197,574

그림 8은 JTAG Co-Sim 블록을 포함하여 재구성한 모델로서, 여기서는 DoA finder 블록만을 보여주고 있다. 시뮬레이션 결과, 입사각인  $-20^\circ$ 와  $10^\circ$ 를 정확하게 추정하고 있다. 표 6은 전체 4소자 2파 시스템을 5개의 블록으로 나누어 계산한 Resource 사용량 평가 결과이다. EVD1 블록과 스펙트럼 블록은 보드의 용량제한으로 인해 더욱 세분화하여 구하였고, 표에는 합산한 결과를 보여준다. 4소자 2파 시스템은 약 26만개의 slice를 필요로 한다.

### V. 결론

본 논문에서는 유니터리 MUSIC 알고리즘의 FPGA 하드웨어 구현을 위해서 Xilinx사의 System Generator로 알고리즘을 설계하였다. 상관행렬은 입력벡터의 유니터리 변환을 통해 실수형태로 구하였고, 실수형태의 상관행렬은 System Generator를 설계한

Jacobi-CORDIC 알고리즘으로 고유치 분해하였다. 이때 고유치 분해법의 적용가능성을 보여주기 위해 System Generator 방식과 Matlab 방식으로 계산하였는데, System Generator 방식으로 구한 고유치와 고유벡터는 Matlab 방식으로 구한 결과와 1% 이내의 오차범위에서 일치하였다. 각도 스펙트럼은 잡음 고유벡터에 대해 256점 DFT하여 구하였다. 이는 Matlab의 결과와 잘 일치하였다. 마지막으로 System Generator로 설계된 시스템은 하드웨어 Co-Sim을 통해 하드웨어 검증하였다.

추후, 4개 이상의 배열소자에 입사하는 2개 이상의 평면파의 도래각을 추정할 수 있는 시스템을 설계하고, 나아가 실제 시스템에 적용하고자 한다.

### 참고 문헌

- [1] L. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, 2004.
- [2] A. Alexiou and M. Haardt, "Smart antenna technologies for future wireless system: trends and challenges," *IEEE commun. magazine*, Vol.42, pp.90-97, Sept. 2004.
- [3] 최기영, 김승진, 정연호, "다중 간섭자환경에서 스마트안테나를 이용한 QPSK DS-CDMA 시스템 성능분석," 2003 한국신호처리.시스템학회 하계학술대회 논문집, 제4권, 제1호, pp.242-245, 2003.
- [4] S. Chandran, *Advances in Directional-Of-Arrival Estimation*, Artech House, 2005.
- [5] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, Vol. 37, No. 7, pp.984-995, July 1989.
- [6] R. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," *IEEE Trans. on AP*, Vol. AP-34, No. 4, pp.276-280, August, 1986.
- [7] M. Kim, K. Ichige and H. Arai, "Implementation of FPGA based Fast DoA Estimator using Unitary MUSIC Algorithm," *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, vol 1, pp.213-217, Oct. 2003.
- [8] 박병우, 정봉식, "도래방향 추정을 위한 MUSIC 알고리즘의 설계," *한국신호처리.시스템학회논문지*, 제7권, 제4호, pp.71-75, 2006. 10
- [9] M. Pesavento, A. Gershman, "Unitary Root-MUSIC with Real-valued Eigendecomposition: Theoretical and Experimental Performance Study," *IEEE trans. Signal Processing*, Vol.48, No.5, pp.1306-1314, May 2000.
- [10] M. Kim, K. Ichige, and H. Arai, "Design of Jacobi EVD Processor based on CORDIC for DoA Estimation with MUSIC Algorithm," *IEEE Intern. Sym. on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm*, Vol.1, pp.120-124, Sept. 2002.
- [11] J.M. Muller, *Elementary Functions: Algorithms and Implementation*, Birkhuaser, pp.133-156, 2006.



주 우 용 (Woo-Yong Ju)

2009년 2월 동아대학교 전자공학과  
(공학사)

2009년 3월~현재 동아대학교 전자공학과  
석사과정

※관심분야 : 배열안테나, 초고주파회로설계



이 경 선 (Kyoung-sun Lee)

2007년 2월 동아대학교 전자공학과  
(공학사)

2009년 2월 동아대학교 전자공학과  
(공학석사)

※관심분야 : 배열안테나, 초고주파회로설계



정 봉 식 (Bongsik Jeong)

1987년 2월 경북대학교 전자공학과  
(공학사)

1990년 2월 KAIST 전기및전자공학과  
(공학석사)

1995년 2월 KAIST 전기및전자공학과 (공학박사)

1995년 1월 ~ 1997년 2월 LG전자 선임연구원

1997년 3월 ~ 현재 동아대학교 전자공학과 교수

※관심분야 : 안테나설계, 초고주파회로설계