

도래방향 추정을 위한 MUSIC 알고리즘의 설계

Design of MUSIC Algorithm for DOA estimation

박 병 우*, 정 봉 식*

Byung-Woo Park*, Bong-Sik Jeong*

요 약

본 논문에서는 고해상도 도래방향 추정기법인 MUSIC(MUltiple Signal Classification) 알고리즘의 설계에 대해서 연구하였다. MUSIC 알고리즘은 고유벡터와 방향벡터의 요소가 복소수이기 때문에 하드웨어 구현을 위해서는 입력상관행렬을 확장하거나 유니터리(Unitary) 개념을 적용해야 한다. 이에 따라 MUSIC 알고리즘의 방향벡터와 잡음고유벡터가 서로 직교한다는 성질을 이용하여, 소자 간격과 도래방향을 고려한 기지의 방향벡터와 신호에 의한 잡음고유벡터의 실수연산을 통해 도래방향을 구하였다. 본 논문에서는 MUSIC 알고리즘을 안테나 소자가 2개, 소자 간격이 0.5λ 인 경우에 대해서 하드웨어 구현이 가능하도록 Verilog HDL(Verilog Hardware Description Language)을 이용하여 설계하고 결과를 확인하였다.

Abstract

In this paper, design of MUSIC algorithm, which is one of high resolution DOA (direction of arrival) estimation techniques was studied. Generally the complex-valued correlation matrix of MUSIC algorithm is transformed to unitary matrix or matrix expansion for the real hardware implementation. Using the orthogonality between the noise subspace eigenvectors and the steering vectors corresponding to signal component, we estimate DOA with the real-valued computation between steering vectors and noise subspace eigenvectors. The DOA algorithm was designed with VHDL models with considerations of 2 elements and 1 incident wave and its simulation results are derived.

Keywords : Smart antenna, DOA, MUSIC

I. 서 론

차세대 이동통신 시스템은 좁은 대역폭을 사용하여 대용량 데이터를 신뢰성 있게 고속 전송할 수 있는 시스템으로, 이 시스템의 핵심기술로는 스마트 안테나 기술이 있다. 스마트 안테나 기술은 배열된 안테나의 위상차를 조절하여 원하는 방향으로 입사하는 신호만 수신하고, 원하지 않는 방향으로 입사하는 간섭파의 신호레벨을 크게 줄여 3CQ (Capacity, Coverage, Cost and Quality)를 개선하는 기술이다. 스마트 안테나는 도래방향 추정기와 빔 형성기로 구성되어 있으며, 특정한 방향으로 적응 빔 형성을 하기 위해서는 입사파의 분리와 함께 입사파의 도래방향을 추정해야 한다[1].

도래방향 추정법으로는 MUSIC, root-MUSIC, ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance

Techniques), unitary-ESPRIT 등이 있다. 이들 추정법은 고분해능 특성을 가지고 있으며, 배열 안테나가 수신한 신호 정보로부터 상관행렬(correlation matrix)을 구하고, 이 행렬을 고유치 분해하여 도래방향을 추정한다[2-4].

MUSIC법은 입력신호의 방향벡터와 안테나 소자의 잡음 고유벡터가 무상관이라는 점을 이용하여 잡음고유치에 대응하는 고유벡터와 이에 직교하는 방향벡터를 검색하여 도래방향을 추정하고, ESPRIT법은 일정한 간격으로 배열된 두개의 부배열(subarray)의 회전 불변성(rotational invariance)을 이용하여 부배열간의 위상차를 얻어 도래방향을 추정한다. 이들 기법은 고분해능 특성을 가지고 있는 반면, 상관행렬의 고유치 분해를 위한 시간이 도래방향 추정시간의 대부분을 차지한다. 특히, 고유치 분해를 3번하는 ESPRIT법은 1번하는 MUSIC법에 비해 추정시간이 더욱 길어진다.

본 논문에서는 도래방향 추정 알고리즘의 하드웨어 구현을 Verilog HDL로 설계하고자 한다. MUSIC법과 ESPRIT법은 요소가 복소수인 복소 상관행렬을 생성하므로 도래방향 추정을 위해서는 복소 상관행렬을 고유치

*동아대학교 전자공학과

접수 일자 : 2006. 9. 6 수정 완료 : 2006. 10. 18

논문 번호 : 2006-4-11

※본 논문은 2006년도 한국전자통신연구원의 IT-SoC 전공 실습프로젝트 지원에 의해 연구되었음

분해해야 한다. 하지만 복소 상관행렬의 고유치 전개는 하드웨어 구현에 어려움이 있다. 이에 따라 하드웨어 구현이 용이하도록 행렬을 유니타리 변환하거나 행렬의 동일구조(isomorphic) 관계를 이용하여 실수 요소값을 갖는 상관행렬로 변환하기도 한다[5-7].

본 논문에서는 도래방향 추정법으로 MUSIC 법을 사용하여 소자가 2개이고 도래파가 1개인 시스템의 구현을 위해 Verilog HDL을 이용하여 설계하고 시뮬레이션 결과를 검토하고자 한다.

II. 도래방향 추정 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 상관행렬의 고유치와 고유벡터를 이용한다. 소자수가 k 인 배열안테나에 l 개의 평면파가 도래하는 경우, 시스템 및 시스템에 따른 수식은 아래와 같이 표현된다.

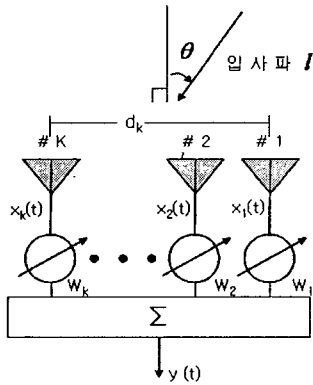


그림 1. 적응 배열안테나 시스템
Fig. 1. Adaptive array antenna system

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

$$F(t) = [F_1(t), F_2(t), \dots, F_l(t)]^T \tag{2}$$

$$A = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_l)] \tag{3}$$

$$a(\theta_l) = \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi \frac{d_1}{\lambda} \sin\theta_l) \\ \exp(-j2\pi \frac{d_2}{\lambda} \sin\theta_l) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi \frac{d_k}{\lambda} \sin\theta_l) \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_k(t)]^T \tag{5}$$

여기서 $X(t)$ 는 입력벡터를 $F_l(t)$ 는 l 번째 입사파의 파형, θ_l 은 l 번째 입사파의 도래방향, $N(t)$ 는 내부 잡음벡터,

$a(\theta_l)$ 는 방향벡터를 나타낸다.

입력벡터 $X(t)$ 로부터 상관행렬을 구하고 고유치 분해한다.

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

$$R_{xx}e_i = e_i\lambda_i \quad (i=1,2,\dots,k) \tag{7}$$

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_l > \lambda_{l+1} = \dots = \lambda_k = \sigma^2 \tag{8}$$

여기서 λ_i 와 e_i 는 고유치와 고유벡터이다. 이때 고유치 λ_i 는 신호고유치와 잡음고유치를 포함하고 있다. 식(8)은 고유치를 크기순으로 정렬한 것으로, $\lambda_1 \sim \lambda_l$ 은 신호 고유치, $\lambda_{l+1} \sim \lambda_k$ 는 잡음 고유치를 나타낸다. 잡음 고유치의 크기는 안테나의 내부 잡음전력의 크기와 동일하다.

잡음고유벡터(7)와 방향벡터(4)로부터 MUSIC 스펙트럼(9)을 구한다[3].

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)V_nV_n^H a(\theta)} \tag{9}$$

여기서 V_n 은 잡음고유벡터이다. MUSIC 스펙트럼(9)의 피크로부터 도래방향을 구하게 된다.

이제, 위에서 전개한 MUSIC 알고리즘을 이용하여 2소자 1파인 경우에 대해 도래방향을 추정하고자 한다[3, 8]. 2소자 1파일 때의 입력신호 $X(t)$ 는 다음과 같다.

$$X(t) = [\alpha_1(t) + j\beta_1, \alpha_2(t) + j\beta_2]^T \tag{10}$$

입력신호 $X(t)$ 의 첫째 행은 첫 번째 소자가 받아들인 신호이고, 둘째 행은 두 번째 소자가 받아들인 신호를 나타낸다. 이 입력신호로부터 입력상관행렬을 구하고, 입력상관행렬을 고유치 분해하여 고유벡터(e_i)를 구한다.

$$R_{xx} = E[X(t)X^H(t)] \tag{11}$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha_1 + j\beta_1 \\ \alpha_2 + j\beta_2 \end{bmatrix} [\alpha_1 - j\beta_1 \quad \alpha_2 - j\beta_2] \\ = \begin{bmatrix} \alpha_1^2 + \beta_1^2 & (\alpha_1\alpha_2 + \beta_1\beta_2) + j(\alpha_2\beta_1 - \alpha_1\beta_2) \\ (\alpha_1\alpha_2 + \beta_1\beta_2) - j(\alpha_2\beta_1 - \alpha_1\beta_2) & \alpha_2^2 + \beta_2^2 \end{bmatrix}$$

$$A = R_{xx} = \begin{bmatrix} a & b + cj \\ b - cj & d \end{bmatrix} \tag{12}$$

$$e_i = \begin{bmatrix} \frac{a-d+t}{2(b-ci)} & \frac{a-d-t}{2(b-ci)} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{13}$$

$$t = \sqrt{(a-d)^2 + 4(b^2 + c^2)}$$

고유벡터는 소자가 2개인 경우에는 2×2 행렬로 표현된다. 첫 번째 열벡터는 신호 고유벡터이고, 두 번째 열벡터는 잡음고유벡터이다. 이는 식(13)에서 제곱근 연산(t)의 부호로부터 알 수 있다. MUSIC 연산에 필요한 고유

벡터는 잡음고유벡터이므로 식(13)의 두 번째 열벡터에 해당한다.

$$V_n = \begin{bmatrix} \frac{a-d-t}{2(b-ci)} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

MUSIC법은 신호의 방향벡터 중에서 신호가 도래하는 각에서의 방향벡터와 잡음고유벡터가 직교하는 성질을 이용하므로 방향벡터를 구한다. 식(4)에서 k번째 소자 l 번째 파에 대한 방향벡터는 식 (15)와 같다.

$$a(\theta_l) = \exp(-j2\pi \frac{d_k}{\lambda} \sin(\theta_l))^T \quad (15)$$

여기서 d_k 는 기준소자로부터의 거리이고, θ_l 은 입사파의 도래방향을 나타낸다. 입사각 $-90^\circ \leq \theta_l \leq 90^\circ$ 범위에서 1° 간격으로 값을 대입하면 181개의 2×1 방향벡터로 나타난다. 소자간 거리가 0.5λ 인 경우, 첫 번째 소자를 기준으로 d_1 이 0 이므로, 방향벡터의 첫 행은 모두 1로 채워지고, 둘째 행은 d_2 가 0.5λ 이므로 d_2 에 값을 대입하고 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 까지 1° 간격으로 θ_l 값을 변화시켜 방향벡터를 계산하기 때문에 식(16)과 같이 181개의 2×1 방향벡터가 만들어지게 된다.

$$a(\theta_l) = \begin{pmatrix} 1 \\ -1-0i \end{pmatrix} \dots \begin{pmatrix} 1 \\ 1+0i \end{pmatrix} \dots \begin{pmatrix} 1 \\ 0-1i \end{pmatrix} \dots \begin{pmatrix} 1 \\ -1+0i \end{pmatrix} \quad (16)$$

물론 θ_l 간격을 1° 이하로 더욱 세분화하면 도래방향 추정이 정확해지지만 계산량도 증가하게 된다. V_n 과 $a(\theta_l)$ 을 MUSIC 스펙트럼에 대입한다.

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta)V_n V_n^H a(\theta)} \quad (17)$$

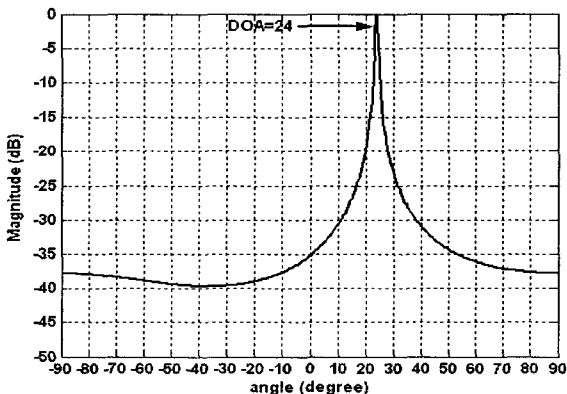


그림 2. 도래방향 추정 (2소자 1파, 도래방향=24°)
Fig. 2. DOA estimation for 1 signal and 2 elements with incident angle of 24°

그림 2는 Matlab에서 식(17)의 부동소수점연산으로 입사각이 24°일 때의 MUSIC 스펙트럼과 추정된 도래방향

을 보여주고 있다.

식(17)은 비정규화 MUSIC 스펙트럼으로 신호가 들어오는 방향으로의 방향벡터와 잡음고유벡터 V_n 가 직교하기 때문에 분모는 거의 0이 되고, $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$ 은 신호가 들어오는 방향에서 피크를 가지게 된다.

III. 하드웨어 구조

이제, 앞 절에서 설명한 2소자 1파에 대한 MUSIC 알고리즘의 구현에 대해서 살펴보고자 한다.

방향벡터 (16)에서 $a(\theta_l)$ 의 첫째 행은 모두 1이고, 둘째 행은 복소수이므로 식(16)은 아래와 같이 표현된다.

$$a(\theta_l) = \begin{bmatrix} 1 \\ x+yi \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서 x 와 y 는 방향벡터의 실수부와 허수부를 나타낸다. 그리고 식(14)에서 V_n 의 분모를 실수로 만든 후, V_n 의 실수부를 m , 허수부를 n 으로 치환한다.

$$V_n = \begin{bmatrix} m+nj \\ 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$m = b \frac{a-d-t}{2(b^2+c^2)}, \quad n = c \frac{a-d-t}{2(b^2+c^2)}$$

방향벡터(18)와 잡음고유벡터 (19)를 MUSIC 스펙트럼 (17)에 대입하고 스펙트럼의 피크를 검색하여 도래방향 θ_l 을 구한다. 이는 식(17)의 분모 $a^H(\theta)V_n V_n^H a(\theta)$ 를 최소로 만드는 각에 해당한다.

$$a^H(\theta)V_n V_n^H a(\theta) = (m+x)^2 + (y-n)^2 \quad (20)$$

결국 $a(\theta_l)$ 에서 x, y 와 V_n 에서 m, n 만 있으면 도래방향을 알 수 있으므로 복소수를 고려할 필요가 없다. 입사파의 도래방향 θ_l 에 따른 방향벡터 $a(\theta_l)$ 를 테이블로 저장한 다음, 잡음고유벡터와의 스칼라곱을 취한 값이 최소가 되는 도래방향 θ_l 을 찾는다. 도래방향 추정과정은 아래와 같이 정리할 수 있다.

- 1) 입력신호(10)로부터 상관행렬(11)을 구한다.
- 2) 상관행렬(11)을 고유치분해하여 잡음고유벡터(14)를 구한다.
- 3) 방향벡터(16)를 구한다.
- 4) 방향벡터(16)와 잡음고유벡터(14)를 이용하여 MUSIC 스펙트럼(17)의 분모항(20)을 구한다.
- 5) MUSIC 스펙트럼 분모항(20)의 최소값과 최소값에 해당하는 도래방향을 구한다.

그림 3은 2소자 1파에 대해서 MUSIC법을 하드웨어로 구현한 블록도이다. 입력변수는 입력상관행렬 (12)의 요소들인 a, b, c, d 이다. 입력변수는 $-256 \sim 255$ 범위를 나타낼 수 있도록 9비트로 설정하였다. 연산 전후의 비트크기는

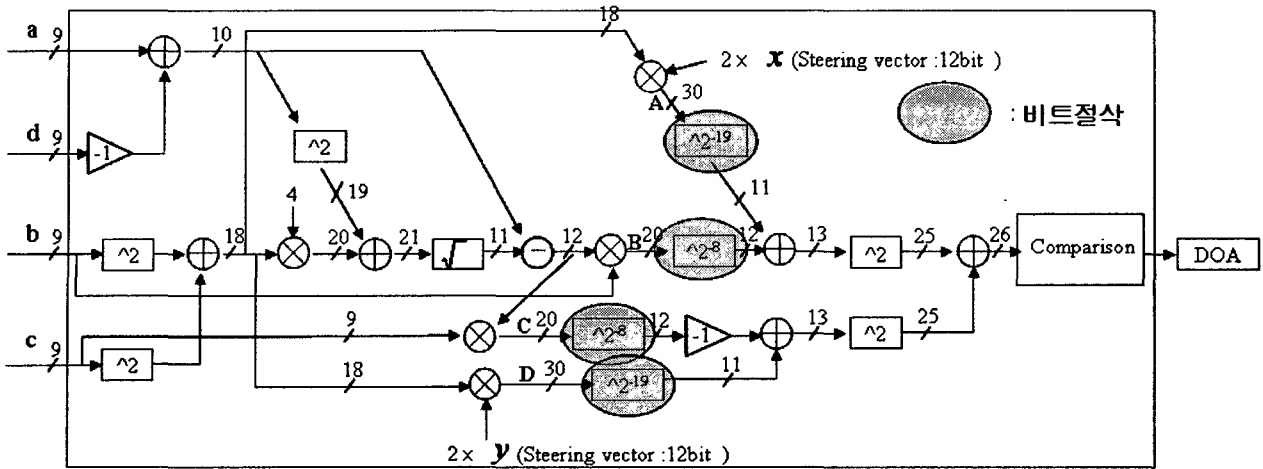
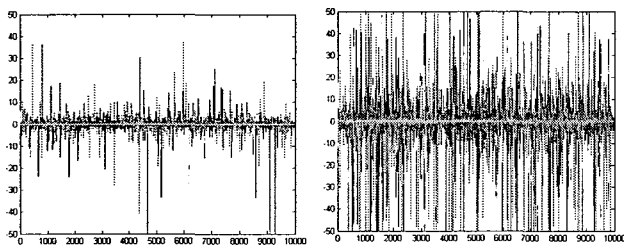


그림 3. 도래방향 추정을 위한 블록도
Fig. 3. Block diagram for DOA estimation

그림 3의 블록도에 표시해 두었다. 그리고 블록도에서 볼 수 있듯이 부분적으로 비트절삭을 수행하였다. 이는 comparison 블록은 두 값을 비교하는 연산을 수행하므로 도래방향 추정이 가능한 범위에서 비트절삭을 적용할 수 있다. 여기서 A, D의 30비트는 19비트를 절삭하여 11비트로 하였고, B, C의 20비트는 8비트를 절삭하여 12비트로 하였다. 방향벡터 (18)의 요소값들은 1이하이기 때문에 하드웨어 연산을 위해 11비트를 추가하여 정수화 하였다. 결과적으로 A와 D는 B와 C에 비해 11비트 더 절삭할 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과

소자간격이 0.5λ인 2소자에 도래방향 24°로 1개의 입사파가 도래한다고 가정하고 Matlab 시뮬레이션 하였다. 방향벡터는 θ_i을 1°간격으로 181개를 생성하였고, 입력 신호와 잡음은 각각 가우시안 랜덤 신호와 가우시안 랜덤 잡음을 사용하였고, snap shot 수는 100개, 신호대잡음 비 SNR은 20dB로 설정하였다.



(a) 비트절삭 이전 (b) 비트절삭 이후
그림 4. 비트절삭 전후의 연산오차율
Fig. 4. Computation error before and after bit reduction

그림 4는 식(20)을 초기에 설정한 비트로 연산한 경우와 8비트 절삭하여 고정소수점 연산한 경우에 대해 Matlab으로 임의의 입력 10000개 샘플을 사용하여 부동소수점 연산한 결과와의 차이를 보여주고 있다. 8비트 절삭한 이후의 오차율은 절삭 이전에 비해 크지만 그림 3의 comparison 부분에서 도래방향을 검색하기에는 전혀 문제가 없음을 표 1로 알 수 있다.

표 1. 비트절삭에 따른 연산결과
Table 1. Computation results as a function of bits truncation

각도	20°	21°	22°	23°	24°	25°	26°	27°
기본비트 (×10 ⁶)	314.0	17.35	7.60	1.91	0.312	2.674	8.920	18.92
8비트 절삭	477	272	122	26	4	41	146	292

표 1은 도래방향이 24°인 경우, 방향벡터의 입사각이 20°~27° 일 때의 비트 절삭 전후의 식(20)의 연산 값을 보여주고 있다. 기본비트 연산과 8비트 절삭후 연산 결과를 볼 때, 모두 24°의 입사각에서 연산값이 최소가 되므로 도래방향 추정을 위한 연산과정에서 비트절삭이 가능함을 알 수 있다. 그러나 절삭 비트수를 증가하면 최소값이 소수점이하로 작아지므로 더 이상의 비트절삭은 할 수 없었다. 여기서의 절삭비트는 8비트이다.

그림 5는 하드웨어 구현을 위해서 MUSIC 스펙트럼의 역수를 Matlab을 사용하여 고정소수점 연산으로 구한 것이다. 도래방향 24°는 최소값 검색을 통해 추정하였다. 이는 MUSIC 스펙트럼을 부동소수점 연산으로 구한 그림 2의 경우와 동일하게 도래방향 24°를 추정하였다.

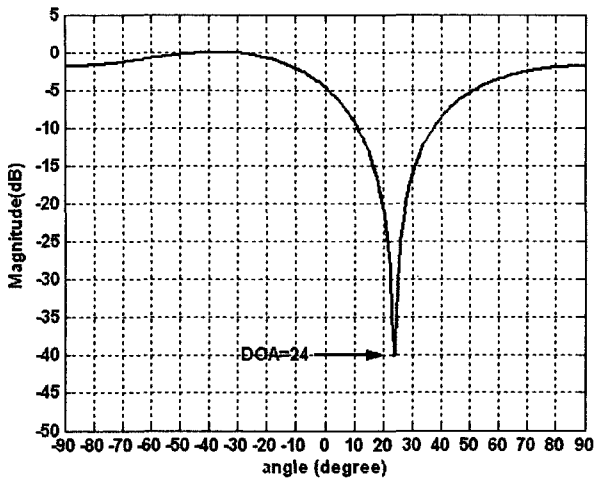


그림 5. 도래방향 추정 (2소자 1파, 도래방향=24°)
 Fig. 5. DOA estimation for 1 signal and 2 elements with incident angle of 24°

V. 하드웨어 설계

본 논문에서는 Matlab 고정소수점 연산을 바탕으로 Verilog HDL로 하드웨어 구현을 시뮬레이션 하였다.

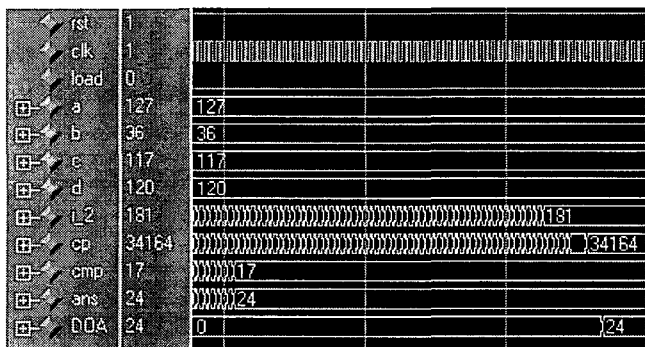


그림 6. 도래방향 추정 시뮬레이션 결과
 Fig. 6. Simulation results of DOA estimation

그림 6은 입력상관행렬의 요소(a, b, c, d)값으로부터 도래방향을 추정하는 타이밍 시뮬레이션 결과를 보여준다. 식(20)의 결과값이 cp 레지스터에 저장되고 저장된 값과 새로 입력된 값을 비교하여 상대적으로 작은 값이 cmp 레지스터에 저장되며 cmp에 값이 바뀌는 순간의 순서값(i_2)이 ans에 저장된다. 연산이 끝난 뒤 최종값 ans가 DOA에 저장되어 도래방향 추정이 완료된다. 입력에서 도래방향을 추정하기까지 소요되는 클럭은 217clock이다.

도래방향 추정시스템의 회로합성을 위하여 Synopsys Design Analyzer 와 SAMSUNG 0.35um STD90 Library 를 이용하였으며 그림 7은 합성된 회로를 보여주고 있다.

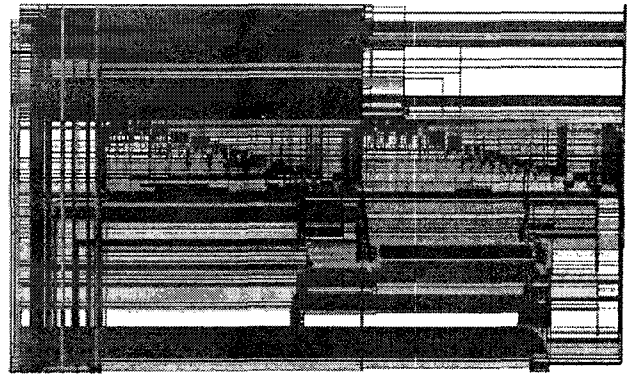


그림 7. 도래방향 추정 시스템의 합성 회로도
 Fig. 7. Schematic View of DOA estimation system

동작주파수를 27MHz로 합성한 결과, 합성된 게이트 수는 34,179개이고, 데이터 도착시간(data arrival time)은 21.33ns이다. 데이터 도착시간은 데이터를 샘플링하기 위해 필요로 하는 최소한의 클럭 유지시간이다. 데이터 도착시간 21.33ns는 시스템을 47MHz의 주파수까지 동작시킬 수 있음을 의미한다. 동작주파수가 27MHz인 경우, 도래방향 추정시간은 클럭 당 소요시간이 37ns 이므로 약 8us (217 clock × 37us)가 된다.

그림 8은 각도 분해능을 1°로 설정하였을 때, 입사각에 따른 추정 도래방향을 보여주는데 소수점 첫째자리에서 반올림하는 형태로 도래방향이 추정됨을 알 수 있다.

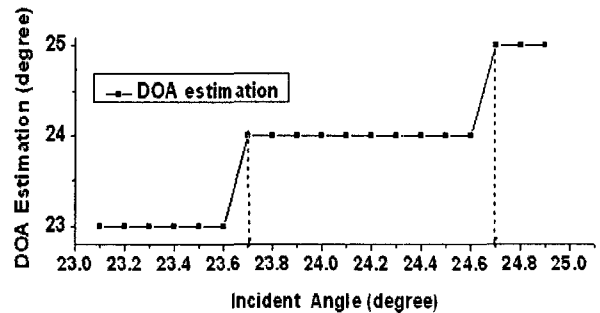


그림 8. 입사각에 따른 추정 도래방향
 Fig. 8. Incident angle and estimated DOA

표 2. 데이터 도착시간 및 게이트 수
 Table 2. Data arrival time and Gate Counts

Module Name	Synopsys Design Analyzer & SAMSUNG 0.35um STD90 Library	
	Data arrival time	Gate Counts
system	21.33ns	34,179

VI. 결 론

본 논문에서는 도래방향 추정법 중 높은 각도 분해능을 가지는 MUSIC법의 하드웨어 구현을 연구하였다.

MUSIC 알고리즘은 잡음고유벡터와 방향벡터의 직교성을 이용하여 도래방향을 추정한다. 소자가 2개인 경우, 입사각에 따른 방향벡터를 구해 테이블로 저장하고, 저장된 값들과 입력상관행렬로부터 구한 잡음고유벡터와의 연산 결과 값 비교를 통해 도래방향을 추정하였다. 하드웨어 구현을 고려하여 1° 단위로 방향벡터를 구하고 Matlab의 고정소수점 시뮬레이션 결과 정확한 도래방향 추정이 가능하였다. 이를 바탕으로 Verilog HDL로 하드웨어 구현을 시뮬레이션 하였으며 합성된 시스템의 게이트 수는 34,179개, 데이터 도착시간은 21.33ns이며 입력상관행렬의 입력에서 도래방향 추정까지 217 clock이 필요하였다.

향후, 도래방향 추정시스템의 HDL설계를 검증하고 소자수를 증가시켜 도래방향을 추정하고자 한다.

참고문헌

[1] 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.

[2] Zhu Xu and R.D. Murch, "Performance Analysis of Maximum Likelihood Detection in MIMO Antenna System," *IEEE Trans. Commun.* Vol.50, No.2, pp.187-191, Feb. 2002.

[3] J.C. Liberti and T.S. Rappaport, *Smart Antenna For Wireless Communication (IS-95 and Third Generation CDMA Application)*, Prentice-Hall, 1999.

[4] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath, "Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques ESPRIT," *Proc. Asilomar Conf. Circuit Sys Comp.*, Monterey, CA, Nov. 1987.

[5] P. Boonyanant and S. Tan-a-ram, "FPGA implementation of a subspace tracker based on a recursive unitary ESPRIT algorithm," in *Proc. IEEE TENCON*, Vol.A, pp.547-550, Nov. 2004.

[6] M. Kim, K. Ichige, and H. Arai, "Implementation of FPGA based Fast DOA Estimator using Unitary MUSIC algorithm," *Proc. IEEE VTC.*, Oct. 2003.

[7] M. Kim, K. Ichige, and H. Arai, "Real-time smart antenna system incorporating FPGA-based fast DOA estimator," *VTC 2004-fall*, Vol.1, pp.26-29, Sept, 2004.

[8] T.K. Sakar, M.C. Wicks, M. Salazar-Palma, and R.J. Bonneau, *Smart Antennas*, Wiley-Interscience, 2003.



박 병 우(Byung-Woo Park)
 2005년 2월 동아대 전자공학과(공학사)
 2005년 3월~현재 동아대 전자공학과 석사과정
 관심분야 : 적응배열 안테나



정 봉 식(Bong-Sik Jeong)
 1987년 2월 경북대 전자공학과(공학사)
 1990년 2월, 1995년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과 (공학석사, 공학박사)
 1995년 1월~1997년 2월 LG전자 선임 연구원
 1997년 3월~현재 동아대학교 전자공학과 부교수
 관심분야 : 초고주파회로설계, 안테나설계