

최적경로 추적을 위한 MUSIC 알고리즘의 계산량 감소 기법

김용국*, 박해규*, 유흥균^o

A Computation Reduction Technique of MUSIC Algorithm for Optimal Path Tracking

Yongguk Kim*, Hae-Guy Park*, Heung-Gyoon Ryu^o

요 약

V2I(Vehicular to Infrastructure) 통신 시스템은 유선으로 연결된 기지국과 이동체간의 통신하는 시스템이다. V2I 통신은 기본적으로 이동체가 빠르게 이동하기 때문에 원하는 통신 성능을 얻기가 어렵다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 빔포밍 기술을 이용하여 최적의 경로를 찾는 방식을 통해서 통신 성능을 높일 수 있다. 빔포밍 기술 중 도래각 추정을 위한 MUSIC 알고리즘이 있다. MUSIC 알고리즘은 수신 신호의 방향벡터와 신호부공간간의 고유벡터간의 직교하는 성질을 이용해 도래각을 추정하는 알고리즘이다. V2I 통신 환경에서는 최적 경로가 실시간으로 변하기 때문에 MUSIC 알고리즘의 높은 계산 복잡도로 인해 추정 오차가 발생하게 된다. 추정 오차를 줄이기 위해서 MUSIC 알고리즘의 추정 시간을 단축시켜야 한다. 따라서 본 논문에서는 MUSIC 알고리즘의 계산 복잡도를 낮추기 위한 알고리즘을 제안한다.

Key Words : MUSIC, DoA, V2I communication, Beam Tracking, Computation.

ABSTRACT

V2I(Vehicular to Infrastructure) is a one kind of communication systems which is used between the base stations and mobile objects. In V2I communication system, it is difficult to obtain the desired communication performance. Beamforming technology is to find the optimal path. and it can be improved the communication performance. MUSIC algorithm can be estimated the direction of arrival. The directional vector of received signals and the eigenvector has orthogonal property. MUSIC algorithm uses this property. In V2I communication environment, real time optimal path is changed. By the high computational complexity of the MUSIC algorithm, the optimal path estimation error is generated. In this paper, we propose a method of computation reduction algorithm for MUSIC algorithm.

* 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2012017339), 그리고 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No.2013R1A2A2A01005849).

♦ First Author : Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University, coolfeelyg@naver.com, 학생회원

° Corresponding Author : Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University, ecomm@cbu.ac.kr, 정회원

* 충북대학교 전자공학과, haekue@naver.com, 학생회원

논문번호: KICS2013-12-530, Received December 10, 2013; Revised February 27, 2014; Accepted March 26, 2014

I. 서 론

소형 스마트 기기가 보편화되고 무선 통신의 발달로 인해 방송과 통신이 융합된 미디어가 발전하였다. 이에 따라 높은 데이터량을 가지는 대용량 콘텐츠의 소비가 증가하고 있는 추세이다. 이러한 대용량 고품질 콘텐츠를 실시간으로 이용하고자 하는 요구는 급격하게 증가하고 있다. V2I(Vehicular to Infrastructure) 통신 환경에서는 이러한 요구를 만족시킬만한 통신 성능을 원활하게 제공하는데 어려움이 존재한다. 현재 V2I 통신 환경은 유선으로 연결된 기지국과 이동체간의 통신이 이루어지고 이동체에서는 유저들에게 무선 LAN의 형태로 사용자 등에게 분배해주는 통신 구조를 가진다. V2I 통신 시스템은 기본적으로 이동체가 높은 속도로 이동하기 때문에 원하는 통신 성능을 확보하는데 어려움이 존재하게 된다.

이러한 문제점을 극복하기 위한 기술로는 빔포밍 기술이 있다. 빔포밍 기술은 배열 안테나를 사용하여 원하는 방향으로 빔을 형성하고 안테나 이득을 높일 수 있는 기술로써 차세대 통신 기술에 핵심 기술로 각광 받고 있다. 빔포밍은 배열 안테나의 각 소자별로 가중치를 두어 원하는 방향으로 빔을 형성하여 안테나 이득을 얻을 수 있다. 빔포밍 기술 중 신호의 도래방향을 추정하는 알고리즘으로 ESPRIT(Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques) 알고리즘^[1]과 MUSIC(Multiple Signal Classification) 알고리즘^[2]이 대표적이다. ESPRIT 알고리즘은 배열 안테나의 sub-array간의 천이불변을 가지는 성질을 이용해 도래각을 추정하는 방식이고 MUSIC 알고리즘은 도래하는 신호의 방향벡터와 신호의 잡음부공간의 고유벡터가 직교하는 성질을 이용해서 도래각을 추정하는 방식이다.

본 논문에서는 V2I 통신 환경에서 평판 배열 안테나에 MUSIC 알고리즘을 적용하고 MUSIC 알고리즘을 통해서 신호의 도래각을 추정하고 최적의 빔 형성을 위한 경로를 선택한다. V2I 통신 환경에서는 이동체의 이동으로 인해서는 MUSIC 알고리즘의 동작 시간을 줄이는 것이 중요하다. 따라서 V2I 환경에서 최적 경로를 보다 빠르게 추적하기 위해 MUSIC 알고리즘의 계산 복잡도를 줄이기 위한 방식을 제안한다. 2장에서는 MUSIC 알고리즘에 대한 설명을 하며 3장에서는 MUSIC 알고리즘의 계산량을 감소시키는 알고리즘을 제안한다. 4장에서 시뮬레이션 결과를 보이고 5장에서 결론을 맺는다.

II. MUSIC 알고리즘

2.1 MUSIC 알고리즘의 기본 동작

MUSIC(Multiple Signal Classification) 알고리즘은 신호의 입사방향 즉, DoA(Direction of Arrival)를 추정하는 대표적인 알고리즘이다. MUSIC 알고리즘은 신호의 부공간(signal subspace)와 잡음 부공간(noise subspace)가 서로 직교한다는 성질을 이용하여 공간 스펙트럼을 구하게 되고 공간스펙트럼에서의 피크값을 신호의 입사방향으로 추정하는 알고리즘이다. 2개의 부공간은 공분산 행렬(covariance matrix)의 고유분해(eigen decomposition)을 통해서 얻을 수 있다. M-array 안테나에 P개의 신호가 입사될 경우에 수신 신호는 다음의 식으로 정의된다.

$$X(t) = \sum_{p=1}^P A^* s_p(t) + n(t) = AS + n \quad (1)$$

위 식에서 A는 지향벡터 $a(\phi_l)$ 의 집합을 나타내며 식 (2)와 같은 형태를 가지고 있다.

$$A = [a(\phi_1) \ a(\phi_2) \ \dots \ a(\phi_P)] \quad (2)$$

위 식에서 $a(\phi) = e^{-j2\pi ds \sin \phi / \lambda}$ 로 정의되고 d는 안테나 소자간의 거리를 나타낸다. 신호부공간과 잡음 부공간을 구하기 위한 공분산 행렬은 식 (3)을 이용해 구할 수 있다.

$$R = E[XX^H] = AR_s A^H + \delta^2 I \quad (3)$$

식 (3)은 신호의 공분산 행렬을 나타낸다. MUSIC 알고리즘은 신호의 잡음 부공간을 통해서 신호의 방향을 추정하게 된다. 신호의 잡음 부공간 E_N 은 R의 고유분해를 통해서 구할 수 있다. MUSIC 알고리즘에서 신호의 입사 방향은 식 (4)를 통해서 구해진다.

$$a(\phi)^H E_N E_N^H a(\phi) = 0 \quad (4)$$

MUSIC 알고리즘에서는 식 (4)를 만족시키는 ϕ 를 신호의 입사방향으로 추정하게 된다. 공간 스펙트럼은 다음의 수식을 통해서 구할 수 있다.

$$P(\phi) = \frac{1}{a(\phi)^H E_N E_N^H a(\phi)} \quad (5)$$

위 식을 통해서 알 수 있듯이 $a(\phi)^H E_N E_N^H a(\phi) = 0$ 을 최대한 만족시키는 ϕ 에서 peak 값을 가지게 된다. 이를 통해서 peak 값을 가지는 ϕ 를 신호의 입사방향으로 추정한다.

2.2 평면 배열 안테나에서 방위각과 양각을 고려한 MUSIC 알고리즘

그림 1은 평면 배열 안테나의 구조를 나타낸다. 위 그림에서 α_m 과 β_m 은 각각 입사신호의 방위각과 양각을 의미한다. 위 그림에 사용된 총 안테나 소자는 $N(N=N1*N2)$ 개가 사용되었으며 x-y평면에 배열되어 있다.

평면 배열 안테나에 M개의 신호가 입사된다면 수신 신호는 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$X(t) = \sum_{m=1}^M A^* s_m(t) + n(t) = AS + n \quad (6)$$

여기서 A는 지향벡터들의 집합이며 다음과 같이 표현 가능하다^[3]. $a(\alpha_m, \beta_m)$ 은

$$A = [a(\alpha_1, \beta_1) \ a(\alpha_2, \beta_2) \ \dots \ a(\alpha_M, \beta_M)] \quad (7)$$

$a_{n_2}(\alpha_m, \beta_m)$ 은 다음의 수식으로 표현 가능하다^[3].

$$\begin{aligned} a_{n_2}(\alpha_m, \beta_m) &= [a_{1,n_2}(\alpha_m, \beta_m), a_{1,n_2}(\alpha_m, \beta_m), \dots, \\ & a_{n_1,n_2}(\alpha_m, \beta_m), \dots, a_{n_1,n_2}(\alpha_m, \beta_m)]^T \\ &= [e^{j\Delta_{1,n_2}(m)}, e^{j\Delta_{2,n_2}(m)}, \dots, e^{j\Delta_{n_1,n_2}(m)}, \\ & \dots, e^{j\Delta_{N_1,n_2}(m)}]^T \end{aligned} \quad (8)$$

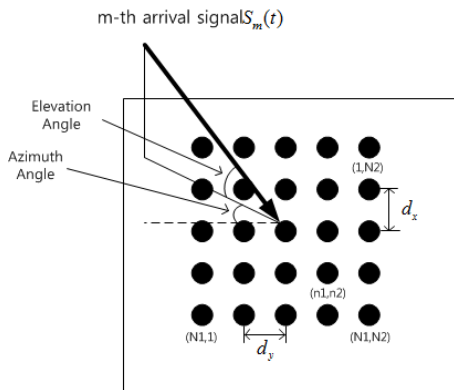


그림 1. 평면 배열 안테나의 구조.
Fig. 1. Structure of planar array antenna.

기준 안테나 소자로부터 m번째 입사신호의 위상차 $\Delta_{n_1, n_2}(m)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta_{n_1, n_2}(m) = \frac{2\pi}{\lambda} (n_1 - 1)d_x \cos \alpha_m + (n_2 - 1)d_y \cos \beta_m \quad (9)$$

평판 배열 안테나에 m번째 입사 신호의 지향 벡터 $a(\alpha_m, \beta_m)$ 는 다음의 식으로 정의된다.

$$a(\alpha_m, \beta_m) = [a_1^T(\alpha_m, \beta_m), a_2^T(\alpha_m, \beta_m), \dots, a_{N_2}^T(\alpha_m, \beta_m), \dots, a_{N_2}^T(\alpha_m, \beta_m)]^T \quad (10)$$

식 (10)의 지향 벡터로부터 정의되는 $N \times M$ 행렬 A는 다음과 같이 정의된다.

$$A = [a(\alpha_1, \beta_1), a(\alpha_2, \beta_2), \dots, a(\alpha_M, \beta_M)] \quad (11)$$

평판 배열 안테나의 소자 (n_1, n_2) 의 출력은 $x_{n_1, n_2}(t)$ 로 표현하고 평판 배열 안테나의 n_2 번째 열의 선형 배열 안테나의 출력은 다음과 같다.

$$x_{n_2}(t) = [x_{1,n_2}(t), x_{2,n_2}(t), \dots, x_{n_1,n_2}(t), \dots, x_{N_1,n_2}(t)]^T \quad (12)$$

평판 배열 안테나의 출력 $x(t)$ 는 다음의 수식으로 표현가능하다.

$$x(t) = As(t) + n(t) \quad (13)$$

$n(t)$ 는 AWGN 잡음을 의미한다. $x(t)$ 의 공분산 행렬 $N \times N$ 행렬 R은 다음과 같다.

$$R = E[x(t)x^H(t)] = AR_s A^H + \delta^2 I \quad (14)$$

식 (14)의 R_s 는 신호 벡터의 공분산 행렬 $E[s(t)s(t)^H]$ 을 의미한다. $\delta^2 I$ 는 잡음 벡터의 공분산 행렬 $E[n(t)n(t)^H]$ 을 나타낸다. I는 $N \times N$ 항등행렬을 나타낸다. 마지막으로 δ^2 는 잡음의 분산을 의미한다. 공분산 행렬 R의 고유치는 λ_i 로 고유벡터 e_i 로 표현한다. 여기서, $i=1,2,\dots,N$ 이다.

만약 공분산 행렬 R이 정칙행렬이라면 고유치는

다음과 같은 관계를 가진다.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &\geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M > \lambda_{M+1} \\ &= \lambda_{M+2} = \lambda_{M+3} = \dots = \lambda_N = \delta^2 \end{aligned} \quad (15)$$

입사 신호의 수는 λ_M 으로부터 추정할 수 있다. 잡음 부공간 $[e_{M+1}, e_{M+2}, e_{M+3}, \dots, e_N]$ 으로부터 얻는 E_N 이 입사 신호의 지향벡터 $a(\alpha_m, \beta_m)$ 와 직교하는 특성을 이용해서 입사 신호의 입사 방향을 추정할 수 있다.

$$P_{Music}(\alpha, \beta) = \frac{a^H(\alpha, \beta)a(\alpha, \beta)}{a^H(\alpha, \beta)E_N E_N^H a(\alpha, \beta)} \quad (16)$$

2.3 Coherent 신호의 DoA추정을 위한 Spatial Smoothing Processing

MUSIC 알고리즘은 잡음 부공간을 이용하여 신호의 도래방향을 추정한다. 입사되는 신호가 코히런트(coherent)하지 않으면 배열의 상관행렬을 고유분해를 통해서 잡음 부공간을 구할 수 있다. 하지만 입사되는 신호가 코히런트 한 경우에는 상관행렬의 랭크(rank)가 감소하여 잡음 부공간을 구할 수 없게 된다. 감소된 랭크는 Spatial Smoothing 기법을 통해서 회복시킬 수 있다^{4,5}. Spatial smoothing 기법은 기존의 방식보다는 계산이 복잡하게 되는 단점이 있지만 이를 이용하여 코히런트 신호의 도래각을 추정할 수 있다.

그림 2는 5x5 평판 배열 안테나에서 2차원 spatial smoothing을 하기위한 부배열을 나타낸 그림이다. 만약 $N \times N$ 평판 배열 안테나에서 $N_1 \times N_2$ 의 크기의 부배열을 나눈다면 나타낼 수 있는 총 부배열의 개수 N_s 는 다음의 식으로 표현 가능하다.

$$N_s = (N - N_1 + 1) * (N - N_2 + 1) \quad (17)$$

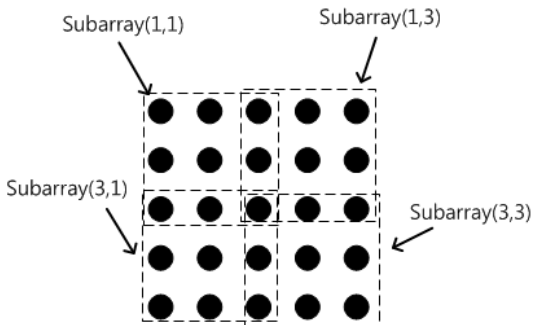


그림 2. 2차원 spatial smoothing을 위한 부배열(5x5 평판배열).
Fig. 2. Subarrays for two-dimensional Spatial Smoothing. (5x5 Planar array).

subarray(i,j)의 공분산 행렬 $r_{i,j}$ 는 다음과 같다.

$$R_{i,j} = E[r_{i,j} r_{i,j}^H] \quad (18)$$

평판배열 안테나에 spatial smoothing을 적용한 공분산 행렬 $\overline{R_{SSP}}$ 는 다음과 같이 계산된다⁴.

$$\overline{R_{SSP}} = \frac{1}{K_1 K_2} \sum_{j=1}^{K_2} \sum_{i=1}^{K_1} R_{i,j} \quad (19)$$

여기서 $K_1 = N - N_1 + 1$ 이고 $K_2 = N - N_2 + 1$ 이다. Modified spatial smoothing 방식은 기존의 spatial smoothing 방식보다 효과적으로 도래 신호간의 상관성을 억제할 수 있다. Modified spatial smoothing 방식의 공분산 행렬 $\overline{R_{MSSP}}$ 는 다음과 같다⁵.

$$\overline{R_{MSSP}} = \frac{1}{2K_1 K_2} \sum_{j=1}^{K_2} \sum_{i=1}^{K_1} (R_{i,j} + J R_{i,j}^* J) \quad (20)$$

여기서, J 는 아래와 같이 정의된다.

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

식 (2-19)와 식 (2-20)의 공분산 행렬은 아래와 고유치 분해를 통해서 신호부공간의 고유벡터를 얻을 수 있으며 식(2-16)을 통해서 코히런트 신호의 도래각을 추정할 수 있다.

III. MUSIC 알고리즘의 계산량 감소 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 수신 신호를 이용해 구한 공분산 행렬을 고유분해해서 얻은 잡음 부공간의 고유벡터와 입사되는 신호의 지향벡터가 서로 직교하는 성질을 이용해서 입사 신호의 도래각을 추정하게 된다. 때문에 MUSIC 알고리즘은 필연적으로 모든 후보각에 대한 지향벡터를 잡음 부공간의 고유벡터와 비교 과정을 거치게 된다. 특히, 방위각과 양각을 고려한 평판배열 안테나에서의 MUSIC 알고리즘에서는 고유벡터와 모든 후보각의 지향벡터와 비교라는 매우 많은 계산량은 부담으로 작용하게 된다. 본 논문에서는

V2I 통신 환경에서 신호의 도래 방향을 빠르게 추적해야 한다. 이러한 관점에서 많은 계산량은 필히 개선되어야 할 사항이다. MUSIC 알고리즘에서 고유벡터와 지향벡터간의 비교로 인해서 발생하는 계산량은 간단한 방법을 통해서 줄일 수 있다.

계산량을 줄이는 방법은 다음과 같다.

Step. 1

▶ 모든 후보각에 대한 지향벡터와 잡음 부공간의 고유벡터와 비교를 통해서 신호의 도래 방향을 추정한다.

Step. 2

▶ 앞서 추정된 도래 방향의 $\pm 10^\circ$ 까지의 지향 벡터와 고유벡터의 값을 비교를 통해서 신호의 도래 방향을 추정한다.(여기서 $\pm 10^\circ$ 는 이동체의 속도와 기지국과의 거리에 따라서 변경이 가능하다.)

Step. 3

▶ MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼의 첨두치가 임계값보다 낮은 값이 나타날 경우 $\pm 10^\circ$ 범위 내에 입사 신호의 도래각이 존재하지 않는 것으로 판단한다.

Step. 4

▶ Step 1부터 step 3까지의 과정을 반복한다.

본 논문에서 고려한 V2I 통신 환경은 이동체의 속도와 경로를 예측할 수 있다는 전제로 한다. 예를 들어 고속철도와 자동차와 같은 이동체의 경우 step 1에서 신호의 도래 방향을 추정하였을 때 이동체에 따른 속도를 고려하여 경로를 예측할 수 있다. 따라서 기존의 알고리즘에서 고려하였던 모든 후보각을 일정 범위의 후보각으로 제한할 수 있으며 제한한 알고리즘에는 $\pm 10^\circ$ 의 범위로 후보각을 제한하였다. 그리고 위의 4단계의 과정을 거치게 될 경우에는 보다 빠르게 도래각의 추적이 가능하다. 위의 방식은 입사 신호의

표 1. 제안한 방식과 기존방식의 계산량 비교
Table 1. Comparison between propose method and conventional method

Range of candidate	Computational complexity
Conventional method	N
$\pm 5^\circ$	$N * \frac{1}{36} * \frac{1}{18} \approx \frac{N}{648}$
$\pm 10^\circ$	$N * \frac{1}{18} * \frac{1}{9} \approx \frac{N}{162}$
$\pm 15^\circ$	$N * \frac{1}{12} * \frac{1}{6} \approx \frac{N}{72}$

도래 방향 중의 최대의 신호 전력을 가지는 경로를 최적의 경로로 판단하고 적용하였을 때 효과적이다. 이동체가 이동하는 속도와 거리를 감안하여 후보각을 제안한다면 급격한 환경 변화가 나타나기 전까지는 지향벡터와 고유벡터 사이의 비교를 하는 계산횟수를 큰 폭으로 줄일 수 있다.

위에서 제안한 계산량 감소 알고리즘의 방법은 모든 후보각에서 도래 방향을 추정하는 기존의 알고리즘과 다르게 앞서 추정된 도래 방향의 $\pm 10^\circ$ 까지의 지향벡터와 고유벡터의 값을 비교를 통하여 신호의 도래 방향을 추정한다. 이 때문에 방위각은 360° 이었던 후보각이 20° 로 줄어든다. 이와 마찬가지로 양각도 180° 이었던 후보각이 20° 로 줄어들게 된다. 따라서 N 번의 계산횟수의 기존 방식에 비하여 $N * \frac{20}{360} * \frac{20}{180} = N * \frac{1}{18} * \frac{1}{9} \approx \frac{N}{162}$ 번으로 계산횟수를 줄일 수 있다. 또 후보각의 범위를 이동체와 기지국간의 송수신 환경에 따라 변경할 수 있다. 후보각의 범위를 $\pm 5^\circ$ 로 정하게 되면 기존방식 보다 $N * \frac{10}{360} * \frac{10}{180} = N * \frac{1}{36} * \frac{1}{18} \approx \frac{N}{648}$ 번으로, $\pm 15^\circ$ 로 정하게 되면 $N * \frac{30}{360} * \frac{30}{180} = N * \frac{1}{12} * \frac{1}{6} \approx \frac{N}{72}$ 번으로 계산 횟수를 줄일 수 있다.

IV. 시뮬레이션

표 2는 MUSIC 알고리즘의 성능을 파악하기 위한 시뮬레이션의 파라미터를 나타낸 표이다. 안테나는 평판 배열 안테나를 사용하였으며 4QAM 변조방식을 사용하고 채널로는 Proakis channel B와 Vehicular channel A를 고려하였다.

그림 3은 Proakis 채널 B를 통과하여 3개의 멀티패스로 신호가 수신될 때의 신호의 도래각을 추정한 그림이다. 멀티패스 신호의 방위각은 $[10^\circ \ 30^\circ \ 60^\circ]$ 로

표 2. 시뮬레이션 파라미터
Table 2. Simulation parameters.

Parameters	Value
Antenna type	5x5 Planar Array Antenna
Modulation	4QAM
Channel	ISI+Doppler+AWGN
Proakis channel B	[0.407 0.815 0.407]
Vehicular channel A	[1 0 0.8913 0 0.3548 0.3162 0 0 0 0.1778 0 0 0 0.1]

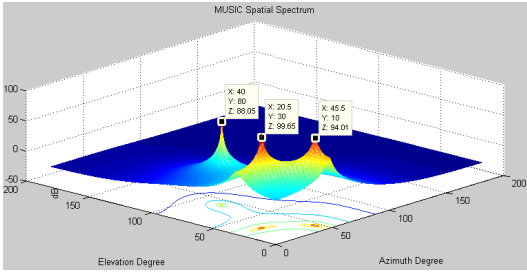


그림 3. 공간 스펙트럼(Proakis Channel B ,10dB).
Fig. 3. Spatial Spectrum(Proakis Channel B, 10dB).

양각은 $[45^\circ \ 20^\circ \ 40^\circ]$ 로 입사된다고 가정하였을 때 도래각을 추정한 결과로 약 최대 추정오차가 0.5° 가 발생하는 것을 확인 할 수 있다. 3개의 경로의 도래각을 모두 추정한 별 무리 없이 추정할 것을 알 수 있다. 위 결과에서는 방위각 30° 양각 20° 의 경로를 최적경로로 판단한다.

그림 4는 Vehicular 채널 A에서 입사신호의 도래 방향을 추정한 그림이다. Vehicular 채널 A는 6개의 멀티패스 경로를 가진다. 멀티패스 신호의 입사 방위각은 $[110^\circ \ 130^\circ \ 160^\circ \ 40^\circ \ 80^\circ \ 50^\circ]$ 으로 가정하였으며 양각은 $[45^\circ \ 120^\circ \ 40^\circ \ 60^\circ \ 150^\circ \ 10^\circ]$ 으로 가정하였다. 6개의 멀티패스 경로의 입사방향을 추정하였지만 마지막 6번째 경로의 추정이 최대 2° 까지 오차가 발생하는 것을 확인 할 수 있었다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 최대 신호전력을 가지는 경로 하나를 선택하여 통신이 이루어지기 때문에 시스템 성능에는 크게 영향을 주지는 않는다. 위 결과에서는 방위각 110° 양각 45° 의 경로를 최적경로로 판단한다.

그림 5는 MUSIC 알고리즘의 시뮬레이션 시간을 측정된 그림이다. 본 논문에서 MUSIC 알고리즘이 입사방향을 추정하기 위해서 모든 후보각에 대해서 비교가 이루어진다. 따라서 높은 계산 복잡도를 가지는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해서 후보각의 범위를 지정해 비교횟수를 줄이는 방식을

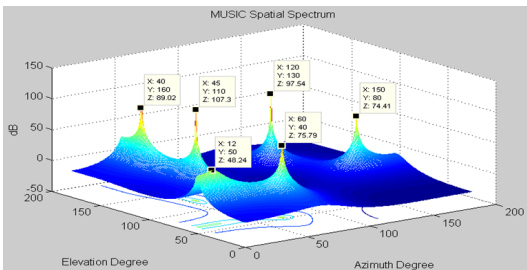


그림 4. 공간 스펙트럼(Vehicular Channel A ,10dB).
Fig. 4. Spatial Spectrum(Vehicular Channel A, 10dB).

Function Name	Calls	Total Time	Self Time*	Total Time Plot (dark band = self time)
planarmusic vehicularA	1	2.568 s	2.297 s	

- (a) 기존 방식의 MUSIC 알고리즘 시뮬레이션 동작 시간
(a) Simulation execution time of conventional MUSIC algorithm

Function Name	Calls	Total Time	Self Time*	Total Time Plot (dark band = self time)
planarmusic vehicularA	1	0.328 s	0.290 s	

- (b) 계산량이 줄인 MUSIC 알고리즘 시뮬레이션 동작 시간
(b) Simulation execution time of reduced computation MUSIC algorithm

그림 5. MUSIC 알고리즘의 시뮬레이션 동작 시간.
Fig. 5. Simulation execution time of MUSIC algorithm.

제안하였다. 실제로 시스템을 제작하여 비교할 수 없는 환경이기 때문에 상대적으로 시뮬레이션 시간을 통해서 상대적인 동작시간의 차이가 얼마나 나타나는지를 확인해 보았다. 제안한 방식을 사용하였을 경우에는 약 87%의 동작시간이 단축되는 것을 확인 할 수 있었다. 물론 단일 최적 경로를 찾아 추적하는 모델을 적용하였을 때의 경우이며 추적이 목적이 아닌 경우에는 효율성이 떨어질 수도 있다. 하지만 추적을 목적으로 하는 경우에는 기존의 방식보다 비교연산 횟수를 감소시켜 계산량을 줄일 수 있는 장점을 가진다.

V. 결 론

본 논문에선는 V2I 통신 환경에서 평판 배열 안테나에 MUSIC 알고리즘을 적용하여 최적의 경로를 추정하였다. 그리고 V2I 통신 환경에서 이동체의 이동으로 인해서 최적경로를 추정하는 시간이 길어질수록 오차가 발생하게 되기 때문에 MUSIC 알고리즘의 계산 복잡도를 줄이기 위한 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 추적개념으로 MUSIC 알고리즘을 적용시킬 경우 효과적으로 추정시간을 줄일 수 있다. 시뮬레이션 결과에서 확인 할 수 있듯이 약 87%의 시간을 단축시킬 수 있었다. 시뮬레이션 결과를 통해 구해진 결과이기 때문에 실제 시스템과 차이가 발생할 수 있지만 계산량을 줄임으로 인해서 최적 경로 추정 시간이 단축되는 경향을 파악 할 수 있었다.

References

- [1] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. 34, pp. 276-280, Mar. 1986.

- [2] J. Wang, Y. Zhao, and Z. Wang, "A MUSIC like DOA estimation method for signals with low SNR," *Global Sym. Millimeter Waves*, pp. 321-324, Nanjing, Apr. 2008.
- [3] S. Sekizawa, "Estimation of arrival directions using MUSIC algorithm with a planar array," *IEEE Int. Conf. Universal Personal Commun.*, vol. 1, pp. 555-559, Florence, Oct. 1998.
- [4] T. I. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 33, pp. 806-811, Aug. 1985.
- [5] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment," *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 36, no. 4, pp. 425-432, Apr. 1988.

김 용 국 (Yongguk Kim)



2012년 2월 : 충북대학교 전자 공학과 졸업
 2012년 3월~현재 : 충북대학교 전자 공학과 석사과정
 <관심분야> 무선통신시스템, 위성통신시스템

박 해 규 (Hae-Guy Park)



2014년 2월 : 충북대학교 전자 공학과 졸업
 2014년 3월~현재 : 충북대학교 전자 공학과 석사과정
 <관심분야> 무선통신시스템, 이동통신시스템

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)



1988년~현재 : 충북대학교 전자 공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월 : 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1996년~현재 : IEEE, IET 논문 심사위원

2002년 : 한국전자과학회 학술상 수상
 2008년 : ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상
 2009년 : SPACOMM 2009 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상
 <관심분야> 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리