

도래각 추정 성능 향상을 위한 배열 안테나 보정 기법

Antenna Array Compensation for Improved DOA Estimation

송희망* · 조성훈* · 이재은** · 정성희** · 신현출[†]
(Heemang Song · Seunghoon Cho · Jaeun Lee · Seonghee Jeong · Hyun-Chool Shin)

Abstract - This paper presents a signal processing method for calibrating an antenna array to solve the inaccuracy of Direction of Arrival(DOA). Using reference data quantifying amplitude and phase distortion levels for each angles, we compensate each radar array's amplitude and phase distortion. The proposed method is applied to the Bartlett, Capon and MUSIC algorithms, Using 77 GHz Frequency Modulated Continuous Wave(FMCW) Long Range Radar(LRR) signal, we experimentally demonstrate the performance improvement after the proposed compensation.

Key Words : Antenna array processing, DOA, Array compensation, Radar

1. 서 론

최근 자동차 기술에 있어서 핵심은 '안전 운행' 이다. 기상 조건이나 운전자의 부주의, 운행 중의 돌발 상황 등으로부터 사고를 방지하기 위한 목적이다. 이를 위해 다양한 센서 기술들이 존재하나, 이 중 레이더 센서는 시계 확보나 기상 조건 등에 대한 영향을 가장 적게 받아 설치 비율이 꾸준히 증가하고 있다[1-3].

기존의 레이더 센서는 물체의 거리 및 속도의 관한 정보만을 이용하였다. 그러나 안전 기술의 수요가 증가하면서 고해상도의 디지털 빙형성 방식이 접목되어, 도래각 추정 알고리즘의 중요성이 부각되었다. 디지털 빙형성 방식은 수신단의 배열 안테나를 이용하여 수행하게 되는데[4], 배열 안테나 신호 처리 기법은 접근 방법에 따라 spectral 알고리즘과 parametric 알고리즘으로 나뉘지게 된다. 본 논문에서는 공간 스펙트럼에 기반을 두는 spectral 알고리즘을 이용한다. Spectral 알고리즘은 최대점을 탐색하는 방법에 따라 빙형성 알고리즘[5]과 부공간 알고리즘으로 구분된다. 이 중 대표적인 방법으로는 Bartlett, Capon 알고리즘[6-7]과 부공간 알고리즘의 MUSIC 알고리즘[8-10]이 있다.

그러나 실제 데이터에 대해서는 각도 추정 시 부정확성의 문제가 발생하게 된다. 이는 채널별 amplitude와 phase의 mismatch, sensor position error, signal pointing error, 안테나 사이의 mutual coupling 등에 의해서 발생하는 것으로, 물체를 잘못 인식하는 문제점을 야기한다. 이러한 문제점들을 해결하기

위해 다양한 연구들이 진행되고 있다. 채널별 amplitude와 phase의 mismatch, 문제를 해결하기 위해 수신 신호에 대해 amplitude와 phase response를 측정하여 수신 신호를 보정하는 방법[11-12]이 있다. 또 다른 방법으로는 1차 Taylor 급수 전개 및 MUSIC 스펙트럼의 null 특성을 통해 얻은 식의 해를 이용하여 방향 벡터를 보정하는 방법[13]이 있으며, 이를 응용하여 sensor position error와 signal pointing error를 보정하는 연구[14]가 진행되었다. Mutual coupling 문제를 해결하기 위해 mutual coupling coefficient를 이용하는 방법[15]이 있는데, 계산하는 방법에 따라 2가지로 나뉜다. 첫 번째는 Fourier decomposition을 이용하는 방법으로, 소자간의 간격이 파장의 절반보다 커야한다는 제한이 발생한다. 두 번째는 scattering matrix를 이용하는 방법으로, scattering matrix가 전송됨에 있어 상호관계 되는 transmission coefficient 값이 필요하다. 그러나 이는 현실에서 실용적이지 못한 방법이다.

본 논문에서는 amplitude와 phase의 response를 이용하여 각도 추정의 부정확성의 문제를 해결하고자 한다. 기존의 방법은 채널별 amplitude와 phase의 mismatch 문제만을 해결하였다. 그러나 본 논문에서 제안하는 방법은 각도별 amplitude와 phase의 왜곡 정도를 수치화한 reference 데이터를 이용한 신호처리를 통해 채널별 amplitude와 phase의 mismatch 뿐만 아니라 sensor position error, signal pointing error, mutual coupling 문제를 동시에 처리하였다. 제안하는 배열 안테나 보정 기법의 성능을 Bartlett, Capon, MUSIC 알고리즘에 적용하여 도래각 추정의 정확성 향상을 확인하였다.

2. 도래각 추정 알고리즘

도래각 추정 알고리즘 중 spectral 알고리즘은 입사방향을 변수로 가지는 스펙트럼에서 최대값을 가지는 도래각을 신호의 입

[†] Corresponding Author : Dept. of Electronic Engineering, Soongsil University, Korea.

E-mail : shinhc@ssu.ac.kr

* Dept. of Electronic Engineering, Soongsil University, Korea.

**Mando, Korea

Received : November 19, 2014; Accepted : March 26, 2015

사 방향으로 추정하는 방식이다. 스펙트럼을 정의하고 최대점을 탐색하는 방법에 따라 빔형성 알고리즘과 부공간 알고리즘으로 구분된다.

2.1 빔형성 알고리즘

빔형성 알고리즘은 배열 안테나를 이용한 가장 기본적인 도래 각 추정 기법 중의 하나이다. 모든 방향에 대해 배열 안테나를 지향시키고 출력 값들로 공간 스펙트럼을 형성하여 최대값을 나타내는 위치를 신호의 입사 방향으로 결정한다. 이 때 배열 안테나의 출력은 각 안테나의 가중치를 계수로 갖는 안테나 출력의 선형적인 조합으로 이루어진다. M개의 소자로 구성되는 배열 안테나의 출력 $y(t)$ 는 다음과 같다.

$$y(t) = \sum_{i=1}^M w_i^* x_i(t) = w^H x(t) \quad (1)$$

여기에서 w_m 은 m번째 안테나의 가중치, $x_m(t)$ 는 m번째 안테나의 출력, *는 복소 공역 연산자를 나타낸다. 배열 안테나의 평균 출력 전력 $P(w)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P(w) = E[|y(t)|^2] = w^H E[x(t)x^H(t)]w = w^H R w \quad (2)$$

여기에서 R 은 공분산 행렬을 나타낸다. 가중치 벡터 w 를 결정하는 방법에 따라 Bartlett 빔형성 알고리즘과 Capon 빔형성 알고리즘으로 나뉘게 된다.

2.1.1 Bartlett 빔형성 알고리즘

Bartlett 빔형성 알고리즘은 Fourier 변환을 기본으로 한 스펙트럼 분석 기법을 배열 안테나에 적용한 것이다. 특정 방향에서 입사되는 신호에 대해 큰 가중치를 주어 신호 출력을 최대로 만드는 방법이다. 특정 방향 θ 로 입사하는 신호에 대해 배열 안테나의 출력을 최대로 하기 위한 Bartlett 빔형성 알고리즘의 가중치 벡터 w_{BF} 는 다음과 같다.

$$w_{BF} = \frac{a(\theta)}{\sqrt{a^H(\theta)a(\theta)}} \quad (3)$$

$a(\theta)$ 는 특정 방향 θ 에 대한 배열 안테나 응답의 방향 벡터를 나타낸다. (3)을 (2)에 대입하면 다음과 같은 Bartlett 빔형성의 공간 스펙트럼을 얻을 수 있다.

$$P_{BF}(\theta) = \frac{a^H(\theta)R a(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)} \quad (4)$$

2.1.2 Capon 빔형성 알고리즘

Capon 빔형성 알고리즘은 특정 방향에서 입사하는 신호의 이

득은 일정하게 유지하면서 동시에 간섭신호 또는 잡음에 대해서 상대적으로 작은 가중치를 주는 방법이다. 이와 같은 조건을 만족시키기 위한 최적화 문제는 다음과 같다.

$$\min_w w^H R w \quad \text{subject to } w^H a(\theta) = 1 \quad (5)$$

위의 최적화 문제는, 특정 방향의 이득은 1로 유지하면서 간섭신호 및 잡음을 최소화시켜 신호 대 잡음비를 높인다. (5)의 해를 구하면 다음과 같다.

$$w_{MV} = \frac{R^{-1}a(\theta)}{a^H(\theta)R^{-1}a(\theta)} \quad (6)$$

위의 가중치 벡터 w_{MV} 를 (2)에 대입하면 다음과 같이 Capon 빔형성의 공간 스펙트럼을 구할 수 있다.

$$P_{MV}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta)R^{-1}a(\theta)} \quad (7)$$

2.2 MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 부공간을 기반으로 하는 대표적인 알고리즘이다. 부공간 알고리즘은 배열 안테나 출력의 공분산 행렬의 고유치 분해를 통해 신호 부공간과 잡음 부공간으로 분리하여, 부공간들의 정보를 이용해 도래각을 추정해 내는 방법이다. MUSIC 알고리즘은 입사 신호에 해당하는 모든 방향 벡터가 잡음 부공간과 직교한다는 특성을 적용한 기법이다.

소자 수가 M인 배열 안테나에 L개의 평면파가 도래하는 경우, 입력 신호 X 는 다음과 같이 표현된다.

$$X = AF + N \quad (8)$$

$$F = [F_1, F_2, \dots, F_L]^T \quad (9)$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \quad (10)$$

$$a(\theta_L) = \begin{bmatrix} \exp(j2\pi \frac{d_1}{\lambda} \sin(\theta_L)) \\ \vdots \\ \exp(j2\pi \frac{d_M}{\lambda} \sin(\theta_L)) \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서 A 는 방향행렬, $a(\theta_L)$ 는 방향벡터를, F_L , θ_L 는 각각 L번째 파의 복소 진폭과 도래각을 나타낸다. λ 는 파장, d_M 은 기준 소자에서 각 소자까지의 거리이며, N 은 열잡음이다. (8)을 이용한 공분산 행렬은 다음 식으로 표현된다.

$$R = E[XX^H] = AE[FF^H]A^H + E[NN^H] = ASA^H + \sigma^2 I \quad (12)$$

S 는 F 의 공분산 행렬이며, σ^2 은 열잡음 전력이다.

2.2.1 열잡음이 존재하지 않을 때

열잡음이 존재하지 않을 경우, L개의 입사파가 서로 독립적이면 S의 rank는 L로 full rank가 된다. A도 입사파의 도래 방향이 서로 다르고, M>L이면 rank는 L로 full rank가 된다. 따라서 ASA^H 는 rank가 L인 행렬이 된다. 이 행렬을 고유치 분해하면 아래와 같다.

$$Re_i = ASA^H e_i = \mu_i e_i \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (13)$$

μ_i 는 고유치이며, e_i 는 고유치에 대응하는 고유 벡터이다. 고유치는 실수이며 아래와 관계식을 갖는다.

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_L > \mu_{L+1} = \dots = \mu_M = 0 \quad (14)$$

2.2.2 열잡음이 존재할 때

$$Re_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i = \mu_i e_i + \sigma^2 e_i = (\mu_i + \sigma^2) e_i \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (15)$$

열잡음이 존재할 때는 열잡음이 존재하지 않을 때의 공분산 행렬의 고유치에 열잡음 전력이 더해질 뿐이므로 고유 벡터는 열잡음과는 상관없음을 알 수 있다. 열잡음이 존재할 때의 공분산 행렬의 고유치를 λ_i 라고 나타내면 (14)를 통해 아래의 관계식을 얻는다.

$$\lambda_i = \mu_i + \sigma^2 \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (16)$$

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2 \quad (17)$$

열잡음 전력과 같은 고유치에 대응하는 고유 벡터를 살펴보면 아래와 같이 된다.

$$Re_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i = \lambda_i e_i = \sigma^2 e_i \quad (i = L+1, \dots, M) \quad (18)$$

위 식에서 결국 아래와 같은 결과를 얻어낼 수 있다.

$$ASA^H e_i = 0 \quad (i = L+1, \dots, M) \quad (19)$$

$$A^H e_i = 0 \quad (i = L+1, \dots, M) \quad (20)$$

$$a^H(\theta_l) e_i = 0 \quad (l = 1, 2, \dots, L; i = L+1, \dots, M) \quad (21)$$

(21)은 열잡음 전력과 같은 고유치에 해당하는 고유 벡터는 모두 입사파의 방향 벡터와 직교함을 의미한다. 이때의 고유 벡터를 잡음 고유 벡터라고 하며, 잡음 고유 벡터들로 이루어진 잡음 부공간을 U_N 으로 나타낸다. 임의의 방향 벡터 $a(\theta)$ 를 잡음 부공간에 직교 투영시킨 벡터 d 의 크기는 다음과 같다.

$$d^2 = a^H(\theta) U_N U_N^H a(\theta) \quad (22)$$

MUSIC의 공간 스펙트럼을 다음과 같이 d^2 의 역수로 정의하면 잡음 부공간과 직교하는 $a(\theta)$ 에서 최대값을 갖게 되고 이에 대응하는 각도가 입사방향이다.

$$P_M(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) U_N U_N^H a(\theta)} \quad (23)$$

3. 배열 안테나 보정

그림 1은 제안하는 배열 안테나 보정의 개념도를 나타낸다. 제작된 테스트 환경의 챔버에서 각도별 왜곡 정도를 수치화하여 reference 데이터를 얻는다. 다음으로 reference 데이터를 이용하여 보정 신호처리를 수행하여 각도를 추정하게 된다.

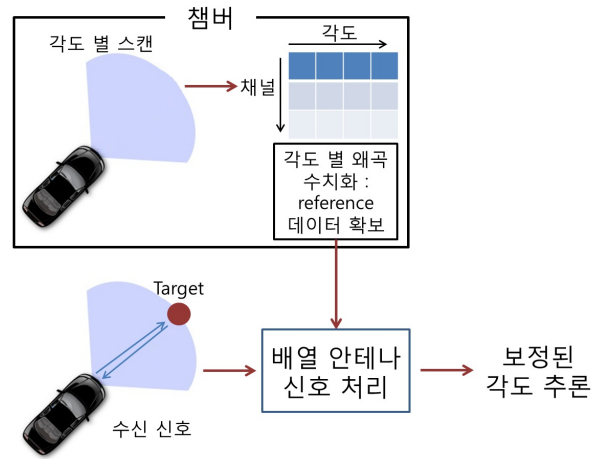


그림 1 배열 안테나 보정의 개념도

Fig. 1 Schematic diagram of proposed array antenna compensation

확보한 reference 데이터는 $G_m(\theta)$ ($m = 1, \dots, M$)로 나타내며, M은 배열 안테나의 소자 수를 나타낸다. $G_m(\theta)$ 를 기반으로 아래와 같은 안테나 보정 신호처리를 수행하게 된다.

$$C_m(\theta) = \frac{G_m(\theta)}{|G_m(\theta)| e^{j2\pi \frac{d_m}{\lambda} \sin(\theta)}} \quad (24)$$

$C_m(\theta)$ 는 보정을 위한 위상 값, λ 는 파장, d_m 은 기준 소자에서 각 소자까지의 거리를 나타낸다. 배열 안테나 보정 값은 아래와 같다.

$$M(\theta) = \text{diag} \left\{ \frac{1}{C_1(\theta)}, \frac{1}{C_2(\theta)}, \dots, \frac{1}{C_M(\theta)} \right\} \quad (25)$$

$\text{diag}\{\}$ 는 matrix diagonalization을 나타낸다. 구한 $M(\theta)$ 는 아

래와 같이 이용하여 보정된 방향 벡터 $s(\theta)$ 를 얻는다.

$$S^H(\theta) = a^H(\theta)M(\theta) \quad (26)$$

$a(\theta)$ 는 기존의 방향 벡터를 나타내며, 보정된 방향 벡터 $s(\theta)$ 를 식 (4), (7), (23)에 적용을 하면 아래와 같이 보정된 스펙트럼을 얻을 수 있다.

$$P_{BF}(\theta) = \frac{S^H(\theta)RS(\theta)}{S^H(\theta)S(\theta)} \quad (27)$$

$$P_{MV}(\theta) = \frac{1}{S^H(\theta)R^{-1}S(\theta)} \quad (28)$$

$$P_M(\theta) = \frac{1}{S^H(\theta)U_N U_N^H S(\theta)} \quad (29)$$

4. 실험결과

신호에 사용된 데이터는 77 GHz Frequency Modulated Continuous Wave(FMCW) Long Range Radar(LRR) 신호를 입력 신호로 사용하였고, reference 데이터는 챔버에서 미리 확보된 데이터를 이용하였으며 MATLAB으로 시뮬레이션 하였다.

입력 신호는 도래각이 $-11^\circ \sim 0^\circ$ 의 1° 간격의 데이터로 도래각을 변경해가며 모든 데이터에 대해서 시뮬레이션을 수행하였다. 소자 간격은 1.6λ 이다. 배열 안테나의 소자 수는 8개이며, target의 수는 1개이다.

보정 전 도래각 추정은 방향 벡터 θ_L 을 0.5° 간격으로 증가하며 (4), (7), (23)의 식에 적용하였다. 보정 후 도래각 추정 방법은 보정 값이 1° 간격으로 존재하므로, 방향 벡터의 θ_L 은 1° 간격이며 (27), (28), (29)의 식을 이용하였다.

Capon 알고리즘은 입력 신호의 공분산 행렬의 역행렬을 이용한다. Bartlett, MUSIC에서 사용하는 입력 신호를 똑같이 사용하

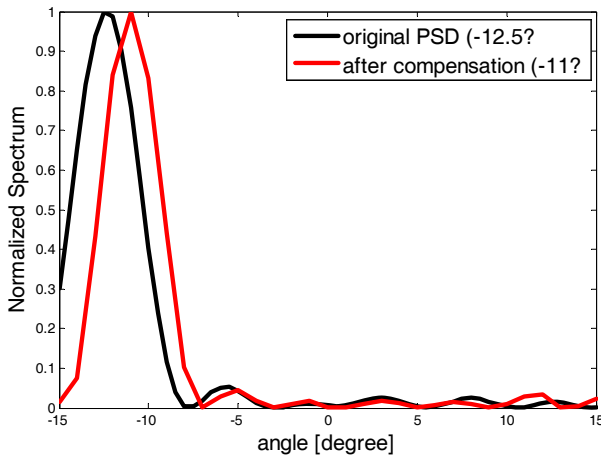


그림 2 Bartlett 시뮬레이션 결과
Fig. 2 Bartlett with proposed compensation (actual DOA : -11°)

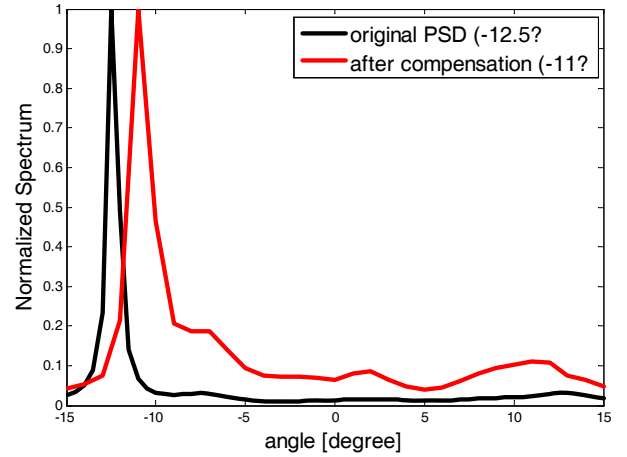


그림 3 Capon 시뮬레이션 결과
Fig. 3 Capon with proposed compensation (actual DOA : -11°)

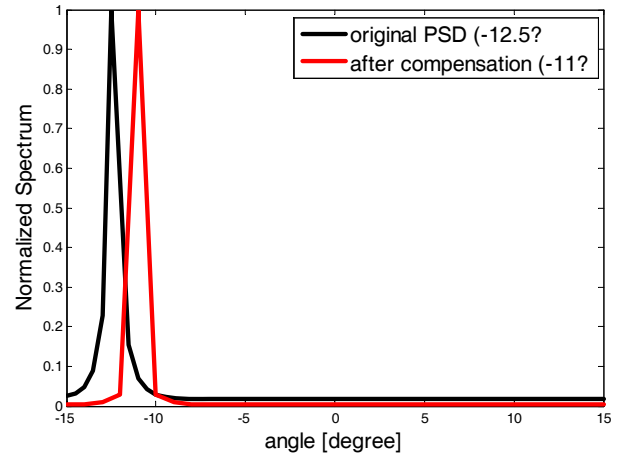


그림 4 MUSIC 시뮬레이션 결과
Fig. 4 MUSIC with proposed compensation (actual DOA : -11°)

게 되면 공분산 행렬의 rank가 1이 되어 역행렬을 구하지 못하게 된다. 따라서 입력 신호의 k 개의 샘플을 얻어 Capon 알고리즘을 적용하였다. 샘플 수 $k=21$ 에 대해서 시뮬레이션 하였다.

그림 2, 3, 4 모두 실제 도래각이 -11° 인 경우에 대해서 각각 Bartlett, Capon, MUSIC 알고리즘을 시뮬레이션 한 것이다. Original PSD는 보정 전 값으로 모두 -12.5° 로 실제 도래각과는 차이가 있는 것을 볼 수 있다. 보정 후 결과는 모두 -11° 를 가리켜 보정효과가 있음을 알 수 있다.

표 1은 $-11^\circ \sim 0^\circ$ 의 실제 각을 변경해가며 보정 전과 보정 후의 결과를 보여준다. Bartlett과 MUSIC 알고리즘은 모든 각도에 대해서 보정 후 실제 도래각과 일치하여 보정 효과가 있음을 볼 수 있다. Capon 알고리즘은 실제 각 0° 에 대해서는 보정 후 -1° 로 잘못 추정하는 부분이 있으나 전체적으로 보정 효과가 있음을 볼 수 있다.

표 1 보정 전후의 시뮬레이션 결과

Table 1 Estimation results before and after compensation

도래각(°)	Bartlett		Capon		MUSIC	
	전(°)	후(°)	전(°)	후(°)	전(°)	후(°)
-11	-12.5	-11	-12.5	-11	-12.5	-11
-10	-11.5	-10	-11.5	-10	-11.5	-10
-9	-10	-9	-10	-9	-10	-9
-8	-9	-8	-9	-8	-9	-8
-7	-8	-7	-8	-7	-8	-7
-6	-7	-6	-7	-6	-7	-6
-5	-5.5	-5	-5.5	-5	-5.5	-5
-4	-4.5	-4	-4.5	-4	-4.5	-4
-3	-3.5	-3	-3.5	-3	-3.5	-3
-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2
-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
0	0	0	0	-1	0	0

3. 결 론

본 논문에서는 기존의 도래각 추정 알고리즘의 각도 추정의 부정확성 문제를 해결하기 위하여 각도별 왜곡 정도를 수치화한 보정 값을 이용하여 배열 안테나 보정 신호처리를 제안하였다. 도래각 추정 알고리즘으로는 Bartlett, Capon, MUSIC 알고리즘에 대하여 보정 전과 후의 결과를 비교하였으며, 77 GHz FMCW LRR 신호에 대하여 시뮬레이션 결과를 확인하였다.

실험 결과 보정 전에는 실제 도래각과 일치하는 경우도 있지만 대부분의 값에서 0.5°에서 1.5° 정도의 실제 도래각과 차이가 있는 것을 확인할 수 있었다. 본 논문에서 제안한 배열 안테나 보정을 통해 실제 도래각으로 보정되는 결과를 확인할 수 있었다.

감사의 글

This work was supported by the Technology Innovation Program (10051134, Middle Range Radar(150m) Development for Euro NCAP AEB) funded by the Ministry of Trade, industry & Energy (MI, Korea).

References

[1] Frost & Sullivan, Analysis of the Advanced Driver Assistance System(ADAS) Market in South Korea, Sep. 2012.
 [2] Frost & Sullivan, Analysis of the Advanced Driver Assistance System(ADAS) Market in North America, Mar. 2014.

[3] Frost & Sullivan, Analysis of the Advanced Driver Assistance System(ADAS) Market in Europe, Apr. 2014.
 [4] Gross, F. B., "Smart antennas for wireless communications with MATLAB," New York: McGraw-Hill, 2005.
 [5] H. Krim and M. Viberg, "Two decades of array signal processing research," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 67-94, Jul. 1996.
 [6] J. Capon, "High-resolution frequency -wavenumber spectrum analysis," Proc. IEEE, vol. 57, no. 8, pp. 1408-1418, Aug. 1969.
 [7] C. D. Richmond, "Capon and Bartlett Beamforming: Threshold Effect in Direction-or-Arrival Estimation Error and On the Probability of Resolution" Massachusetts Inst. of Tech., Lexington. Lincoln Lab, TR-1101, May. 2005.
 [8] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Ap, vol. 34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.
 [9] S. Chandran, Advances in Directional-Of-Arrival Estimation, Artech House, 2005.
 [10] F. Li, Vaccro, R. J., and Tuffs, D. W., "Min-norm linear prediction for arbitrary sensor array," IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, pp. 2613-2616, May. 1989.
 [11] R. Ertel, Z. Hu, and J. Reed, "Antenna Array Hardware Amplitude and Phase Compensation Using Basband Antenna Array Outputs," IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings, vol.3, pp. 1759-1763, 1999
 [12] L. D. Val, M. I. Jiménez, A. Izquierdo, J. J. Villacorta and M. Raboso. "Experimental Calibration for Electronic Beamforming with Sensor Arrays," Sensor Array, Available: InTech, <http://www.intechopen.com/books/sensor-array/experimental-calibration-for-electronic-beamforming-with-sensor-arrays>
 [13] B. P. Ng, M. H. Er, and C. Kot, "Array gain/phase calibration techniques for adaptive beamforming and direction finding," IEE Proceedings-Radar, Sonar Navigation, vol. 141, no.1, pp. 25-29, 1994.
 [14] Y. H. Chen, A. C. Chang, and H. T. Lee, "Array Calibration Methods for Sensor Position and Pointing Errors," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 26, pp. 132-137, 2000.
 [15] H. Steyskal and J. S. Herd, "Mutual Coupling Compensation in Small Array Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-38, no. 12, pp. 1971-1975, Dec. 1990.

저 자 소 개



송 희 망(Heemang Song)

2015년 송실대학교 정보통신전자공학부 학사 졸업. 현재 송실대학교 정보통신공학과 석사과정



조 성 훈(Seunghoon Cho)

2015년 송실대학교 정보통신전자공학부 학사 졸업. 현재 송실대학교 전자공학과 석사과정



이 재 은(Jaeun Lee)

2006년 포항공과대학교 전자전기공학과 학사 졸업. 2008년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2008년~현재 ㈜만도 선임 연구원. 2013년~현재 서울대학교 전기공학과 박사과정



정 성 희(Seonghee Jeong)

2005년 서강대학교 전자공학과 학사 졸업. 2012년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사/박사). 2005년~현재 ㈜만도 DAS Center 책임 연구원



신 현 출(Hyun-Chool Shin)

1997년 포항공과대학교 전자전기공학과 학사 졸업. 1999년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(박사). 2004~2007년 Johns Hopkins Univ., School of Medicine 박사 후 연구원. 2007년~현재 송실대학교 정보통신전자공학부 부교수