

FM 방송 기반 멀티스태틱 PCL 시스템 원형 배열 안테나 보정을 위한 Array Manifold 측정 및 검증

박준식¹⁾ · 심홍석¹⁾ · 안준일²⁾ · 송규하^{*2)}

¹⁾ 한화시스템(주) 통신·전자전센터

²⁾ 국방과학연구소 제2기술연구본부

Array Manifold Measurement and Verification for UCA Calibration in Multistatic PCL System based on FM Broadcasting

Junsik Park¹⁾ · Hongsuk Shim¹⁾ · Junil Ahn²⁾ · Kyuha Song^{*2)}

¹⁾ *Communication · Electric Warfare Center, Hanwha Systems Co., Ltd., Korea*

²⁾ *The 2nd Research and Development Institute, Agency for Defense Development, Korea*

(Received 1 December 2020 / Revised 3 March 2021 / Accepted 29 March 2021)

Abstract

This study describes a method of measurement and verification of array manifold of uniform circular array antenna applicable to multistatic Passive Coherent Location(PCL) system using FM broadcasting. In an environment of outdoor test where FM broadcast signals are scattered, array manifold measurement methods using network analyzer and multi-channel digital receiver are introduced. Also, the descriptions and solutions for the test limits of each measurement method and the considerations affecting the measurement accuracy are presented. In addition, to verify the validity of the measured array manifold, the gain and phase difference were compared with the array manifold data obtained by EM simulation, and the effectiveness and accuracy of the measured array manifolds were compared and analyzed by estimating the direction of arrival of the FM broadcast signal received from the multistatic PCL system.

Key Words : Multistatic PCL(멀티스태틱 PCL), Uniform Circular Array(원형 배열 안테나), Array Manifold(어레이 매니폴드), DOA Estimation(도래각 추정)

1. 서론

수동형 레이더는 기존의 능동형 레이더와 달리 전

파를 직접 송출하지 않고 주변 무선통신신호 및 표적에서 방사하는 신호를 이용하여 표적 위치를 탐지하는 레이더로써, 송출 신호가 없기 때문에 장비의 전파 은닉성이 보장되며, 주파수 할당 문제에 대한 자유와 장비의 배치 및 유지 보수가 쉬운 장점이 있다. 근래에는 고성능 신호처리속도 기술 및 하드웨어의 발전

* Corresponding author, E-mail: khsong@add.re.kr
Copyright © The Korea Institute of Military Science and Technology

으로 인해 이러한 수동형 레이더 기술에 대한 연구/개발이 크나큰 각광을 받고 있다.

PCL(Passive Coherent Location) 시스템은 FM(Frequency Modulation) 라디오, DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 등의 상용 방송 전파망에서 송출되는 전파를 직접 수신한 신호와 해당 전파가 표적에 반사되어 수신되는 신호 간 상관관계를 기반으로 표적을 탐지하고 항적을 감시하는 수동형 레이더이다.

근래에는 저피탐 기체 및 군사용 무인기에 대한 대공 방어를 위하여 DMB, DTV, LTE 등 다양한 통신신호를 응용하여 탐지정확도 및 탐지거리 성능을 개량한 PCL 시스템 기술이 활발히 연구/개발 중이며, 민수 분야에서도 공항 내 비행기 입/출항 관리 및 폐쇄 시설 내 침입자 감시, 교통 혼잡 지역의 교통 정보 수집 등 응용 분야에 대한 연구가 활발히 진행 중이다.

한편, 다수 개의 송신국 송출 신호를 동시에 이용하는 멀티스태틱(Multistatic) 구조의 PCL 시스템은 복수의 바이스태틱(Bistatic) 조합을 통해 표적의 위치 탐지 능력을 향상시킬 수 있다. 또한, 방송 전파 환경 및 임무 계획에 따른 탐지 영역에 따라 송신국들을 적층적으로 선택함으로써 탐지 거리 및 위치 추정 정확도를 개선시킬 수 있으며, 특정 방송의 순시적인 대역폭 축소에 따른 탐지성능 민감도를 개선할 수 있다^[1].

멀티스태틱 PCL 시스템은 각기 다른 위치의 송신원에 대해 직접 경로로 신호가 수신되는 기준신호와 송신원에서 송출된 신호가 표적에 반사되어 수신되는 표적반사신호를 공간적으로 분리하여 수신해야 한다. 이를 위해, 멀티스태틱 구조의 PCL 시스템에서는 다수의 안테나 소자로 구성된 배열 안테나를 이용하여 디지털 신호의 가중치 곱 연산을 통한 디지털 빔포밍 기법으로 지정된 방향에 대해 지향 또는 억압을 통해 수신이득을 확보할 수 있어야 한다^[2].

일반적으로 PCL 시스템에 적합한 디지털 빔포밍 기법은 입사 신호에 대한 배열 안테나의 응답 특성을 표현하는 Steering 벡터의 모든 방향에 대한 집합인 Array Manifold를 빔형성 가중치 생성을 위한 보정 데이터로 이용한다. 따라서, Array Manifold는 수신이득, 지향각 정확도 등의 배열 안테나 기반 디지털 빔포밍의 성능을 결정하는 중요한 사전 데이터이다^[3].

Array Manifold는 이상적인 Point Source를 가정하고 배열 안테나 구조를 단순화하여 수식을 통해 계산하거나, EM(Electro Magnetic) 시뮬레이션을 이용해 배열 안테나 모델링 및 전파해석을 통해 얻을 수 있다. 하

지만 계산 및 EM 시뮬레이션으로 얻은 Array Manifold는 실 소자 간 비균등성 및 제작 공차, 상호 전과 간섭, 그리고 주변 기구물 영향 등의 모의에 제한이 있어 실제 배열 안테나의 Array Manifold와 비교해 상당한 오차를 포함한다. 따라서 배열 안테나를 이용하는 멀티스태틱 PCL 시스템에서의 기준신호 및 표적반사신호에 대한 안정적인 성능 확보를 위해서는 실 측정 Array Manifold 확보가 필수적이다^[4].

본 논문은 FM 라디오 방송 신호를 이용하는 멀티스태틱 PCL 시스템용 원형 배열 안테나 Array Manifold의 측정 및 검증 방안을 다룬다. 디지털 빔포밍을 통한 효과적인 신호 분리를 위해 원형 배열 안테나는 안테나 소자 간에 충분한 이격거리를 가지고 제작된다. 또한, FM 방송 대역(88 MHz ~ 108 MHz)의 파장을 고려 시, Array Manifold 측정에 적합한 원전계(Far-field) 및 전파흡수 조건을 충족하는 무반향 실내 챔버를 활용하기 어렵다. 이러한 이유로 야외환경에서 FM 대역 기반의 PCL 원형 배열 안테나 Array Manifold를 측정하는 방안을 고안하였다.

본 논문은 2장에서 제작된 원형 배열 안테나의 소개 및 다양한 Array Manifold 측정 방법에 관해 기술한다. 3장에서는 제안한 방법으로 측정한 Array Manifold를 이용하여 실 환경에서 FM 방송 송신국의 직접경로신호인 기준신호의 도래각(DOA, Direction of Arrival) 정확도를 검증함으로써 제안하는 Array Manifold 측정 방안의 유효성을 설명한다.

2. Array Manifold 측정 방법

2.1 배열 안테나 모델 및 Array Manifold

본 연구에서는 Fig. 1과 같이, 인접 안테나 소자 이격거리가 균일한 원형 배열 안테나를 고려한다. 이때, Fig. 1상에서 θ , ϕ 방향에 대한 입사 신호의 Steering 벡터는 아래 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다^[5].

$$F(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j k d n \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)} \quad (1)$$

여기서, I_n 과 ϕ_n , k 는 각각 배열소자의 복소 급전, n 번째 소자의 방위각, 그리고 전파상수($k = 2\pi/\lambda$)를 나타낸다. 이때, Array Manifold는 모든 입사각에 대한 식 (1)의 Steering 벡터들의 집합에 해당한다.

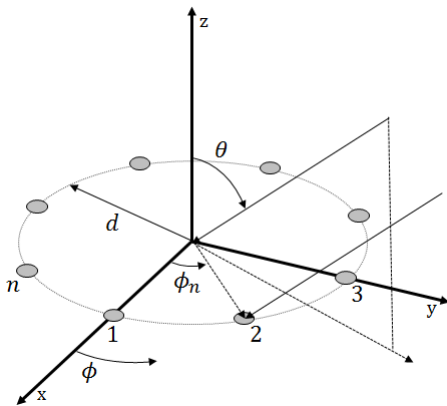


Fig. 1. Geometry of UCA(Uniform Circular Array) antenna



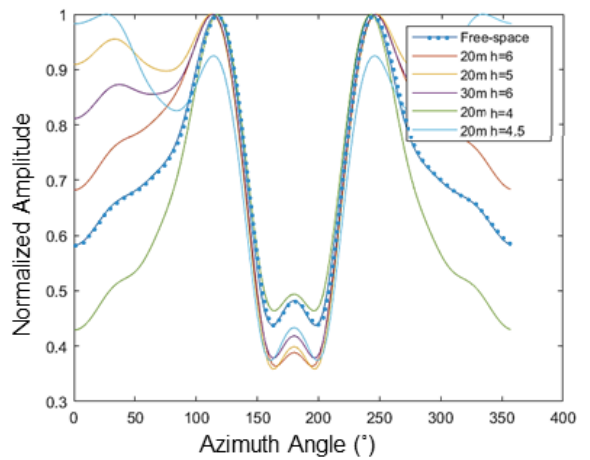
Fig. 2. Configuration of UCA for multistatic PCL

한편, Fig. 2는 FM 방송 기반의 멀티스테틱 PCL 시스템을 위해 제작한 실제 원형 배열 안테나의 형상이다. PCL 시스템에서 기준신호와 표적반사신호를 분리하기 위한 디지털 빔포밍의 주요 성능지표인 주엽 대부엽비(Peak-to-Side Lobe Ratio), 주엽 빔폭(Main Lobe Beamwidth) 및 억압도(Null) 등^[6]을 고려한 사전 M&S와 수신대역, 기구적 요구사항 등을 고려하여 8개의 다이폴 안테나 소자로 구성된 원형 배열 안테나를 제작하였다.

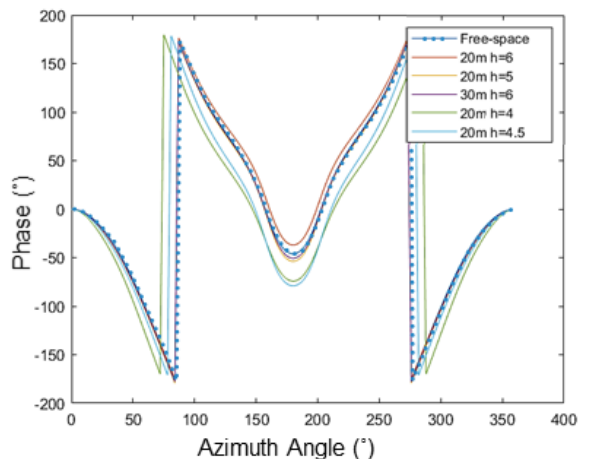
Fig. 2의 제작된 원형 배열 안테나는 별도의 마스트 및 지지대에 장착되어 전개되며, 실 운용 시에는 배열 안테나의 구조물, 안테나 소자 간 상호 전파 간섭, 설치 환경 등에 의한 영향으로 인해 실제 Array Manifold 특성은 식 (1)로 유도한 내용과 상당한 차이가 있다^[7]. 따라서 원형 배열 안테나의 유효한 Array Manifold를 얻기 위해서는 제작된 원형 배열 안테나를 이용한

Array Manifold의 실 측정이 반드시 필요하다.

야외환경에서 FM 대역 원형 배열 안테나의 Array Manifold를 측정하기 위해서는 지면반사파에 대한 영향을 최소화 할 수 있는 기준 안테나와 원형 배열 안테나 간의 원전계 조건을 EM 시뮬레이션을 통해 사전 분석해야 한다. 두 안테나 간의 거리 및 높이에 따라 지면반사파의 영향으로 인해 크기 및 위상변화가 달라지며 본 측정에서는 안테나의 설치 환경을 고려하여 자유공간 원전계 조건과 가장 부합하는 거리 및 높이를 선정하였다.



(a)



(b)

Fig. 3. EM simulation results of amplitude & phase characteristic according to distance & height between reference antenna and UCA

Fig. 3은 원형 배열 안테나의 크기 및 측정 주파수에 대한 원전계 조건과 가장 부합하는 기준 안테나 - 원형 배열 안테나 간의 거리 및 높이에 따른 크기/위상변화에 대한 MoM(Method of Moments) 기법 기반의 전자기장 해석(FEKO Simulation Tool) 결과이다. 전자기 해석 결과, 약 20 m 거리, 6 m 높이 환경에서 가장 자유공간 원전계 시뮬레이션 결과와 유사한 이득 및 위상차를 얻을 수 있었다. 다음 절에서는 앞서 전자기 해석을 통해 구한 자유공간 원전계와 유사한 측정 조건하에서, 원형 배열 안테나의 신뢰성 있는 Array Manifold 측정을 위한 네트워크 분석기를 이용하는 방안과 다채널 디지털 수신기를 이용하는 방안을 소개한다.

2.2 네트워크 분석기를 이용한 측정 방안

네트워크 분석기를 이용하여 배열 안테나의 Array Manifold를 측정하기 위한 블록도는 Fig. 4와 같으며, 네트워크 분석기를 이용하여 기준 안테나와 측정 안테나 소자 간의 S-parameter를 순차적으로 측정한다.

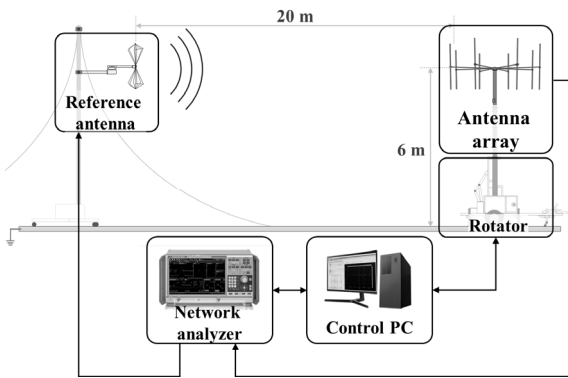


Fig. 4. Hardware block diagram of array manifold measurement using network analyzer

야외 환경에서 FM 대역의 원형 배열 안테나 Array Manifold를 측정할 시에는 시험 장소의 인근 송신국들에서 송출되는 다수의 FM 방송신호들이 측정 주파수에 미치는 간섭을 최소화하여야 한다. 국내 FM 라디오 방송은 88.1 MHz부터 107.9 MHz까지 0.2 MHz 간격으로 중심주파수를 갖는 100개 채널이 할당되어 있으며, 각 채널은 중심주파수에서 ± 75 kHz의 채널 대역폭을 가지며, 인접 채널과의 경계에는 ± 25 kHz의 Guard-band 대역폭을 규정⁸⁾하여 FM 방송 간의 상호

간섭을 최소화한다. 본 연구에서는 Array Manifold 측정 간 인접 방송 채널에 의한 영향을 최소화하기 위해 규정된 Guard-band(88.0 MHz, 88.2 MHz, ..., 107.8 MHz, 108.0 MHz)를 측정 주파수 포인트로 설정하고, 분석 대역폭을 최소화하여 인접 FM 방송 간섭에 의한 측정 오차를 최소화하였다.

일반적인 네트워크 분석기는 2 ~ 4 port 분석에 적합하기 때문에 8개의 안테나 소자를 동시에 측정할 수 없다. 이로 인해, 개별 소자 측정 시 Rotator를 1° ~ 360°로 회전하며 소자의 방위각별 크기/위상 특성을 측정할 때 원형 배열 안테나의 원심력에 의한 Rotator의 회전 오차가 소자마다 모두 다르게 적용되어 소자 간 위상차의 부정확성을 유발한다. 또한, 네트워크 분석기는 안테나 소자 별로 측정하기 때문에 많은 측정 시간이 소요되며, 이로 인해 모든 안테나 소자의 측정을 완료하기까지 전파 환경의 변화가 있을 수 있다.

또한, 일반적인 네트워크 분석기는 자체 출력 신호 세기가 낮아 원전계 조건에서 안테나 소자의 S21을 측정하기에는 제한적이기 때문에 야외 환경에서는 인근 주파수에 산재한 FM 방송 채널에 간섭을 받을 수 있다. 이와 같은 영향을 줄이기 위하여 증폭기를 활용하여 기준 안테나의 신호를 증폭하면 인근 FM 방송에 대한 영향은 최소화할 수 있지만, 네트워크 분석기의 보정 과정에서 증폭기 S-parameter 변동에 의한 추가적인 오차가 포함될 수 있다⁹⁾. 이러한 제한 사항으로 야외 환경의 Array Manifold 측정 시 다른 대안이 필요한 실정이다.

2.3 다채널 디지털 수신기를 이용한 측정 방안

앞서 기술한 네트워크 분석기를 이용한 원형 배열 안테나 Array Manifold 측정 방안의 대안으로 본 절에서는 다채널 디지털 수신기를 이용한 Array Manifold 측정 방안을 제안한다.

Fig. 5는 다채널 디지털 수신기를 이용한 Array Manifold의 측정 블록도이며, Fig. 6은 Fig. 5의 측정 블록도에 따라 구성한 원형 배열 안테나의 주요 측정 셋업 실사이다. 참고로, Array Manifold의 측정 시에 원형 배열 안테나 수신 신호에 대한 인접 FM 방송 채널의 영향을 최소화하기 위해 VHF 대역 증폭기를 통해 시험 신호를 증폭하여 기준 안테나로 송신하였다. Table 1은 시험에 적용된 VHF 대역 증폭기의 상세 제원이다.

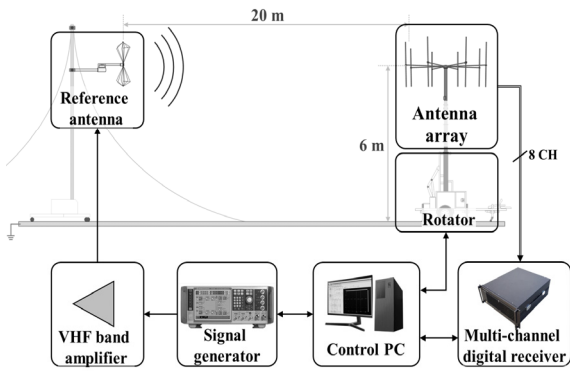


Fig. 5. Block diagram of array manifold measurement using multi-channel digital receiver

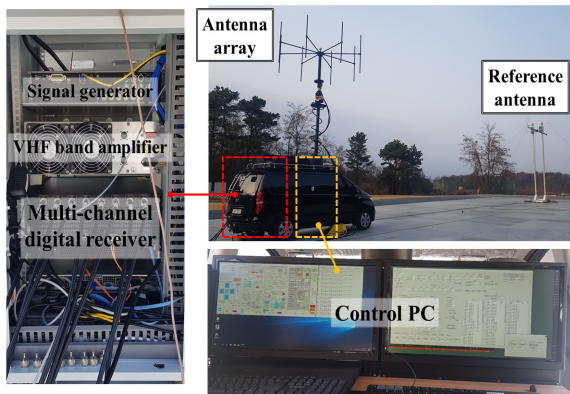


Fig. 6. Experimental setup according to measurement block diagram in Fig. 5

Table 1. Specifications of VHF-band amplifier

제원	규격
Model	Model 5206 (OPHIR)
Frequency	9 kHz ~ 220 MHz
Gain	65 dB

측정에 이용되는 다채널 디지털 수신기는 88 ~ 108 MHz 대역 신호에 대해 RF 직접 변환 방식으로 신호를 수신하여 디지털 신호로 변환한다. 따라서, RF Front-end 단에 혼합기(Mixer)를 사용하지 않아 다수의 FM 방송 신호가 혼재된 환경에서 혼합기의 비선형 동작에 의한 신호 간 혼변조(Inter-modulation) 현상을 방지하도록 하였다.

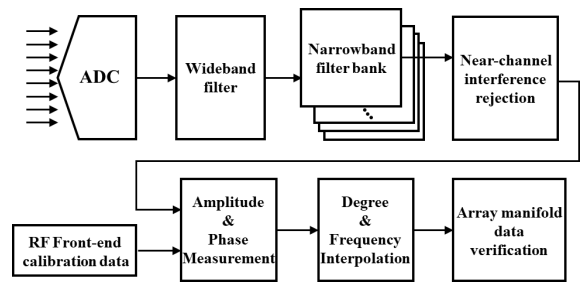


Fig. 7. Signal processing flow of array manifold measurement in multi-channel digital receiver

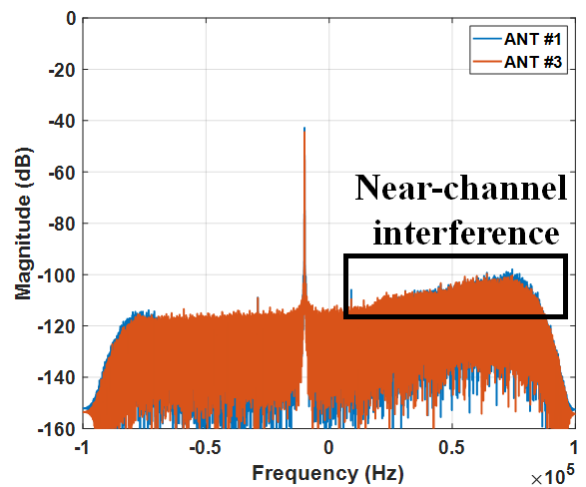


Fig. 8. Near-channel interference of FM broadcasting

Fig. 7은 디지털 변환된 신호에 대해 Array Manifold를 추출하는 내부 신호처리 흐름도이다. 먼저, 원형 배열 안테나를 통해 입력되는 8채널 RF 신호는 RF Front-end단을 거치며 대역 제한 및 저잡음 증폭되고 ADC(Analog-to-Digital Converter)를 통해 디지털 신호로 변환된다. 광대역 필터(Wideband filter)는 FM 방송 대역 외 신호를 억압하고 신호를 IF 대역으로 1차 하향 변환한다. 협대역 필터 뱅크(Narrowband filter bank)는 IF 대역으로 하향변환된 입력신호를 설정된 주파수 채널별로 나누어 기저대역 신호로 2차 하향변환하는 기능을 수행한다. 이때, 각 주파수 채널별로 인접 채널에 강한 방송신호가 존재하면, Fig. 8과 같이 기저대역 스펙트럼 내에 인접채널의 침해로 인해 위상 측정에 심각한 오차가 발생한다. Fig. 9의 (a)와 (b)는 각각 안테나 소자 #1과 #3에 대해 인접 채널에 대한 영향을 제거하기 전과 후에 대한 신호 파형 및 소자 간 위상차

를 나타낸 그림이다. Fig. 9(a)의 신호 파형은 인접 방송 채널의 영향으로 인해 수신된 Sine 파형이 잡음처럼 변질되며 이로 인해 안테나 소자 #1과 #3간에 약 $\pm 20^\circ$ 가량의 위상 오차가 유발된다. 위와 같은 위상 오차를 제거하기 위해 측정방안 2의 신호처리 과정에서는 협대역 필터 뱅크(Narrowband filter bank)를 거친 신호들에 대해 다시 한번 수 kHz 이내로 초협대역 필터링 및 수신 채널 내 가장 강한 신호 외의 신호 성분을 제거하여 인접대역 방송신호의 영향을 제거한다.

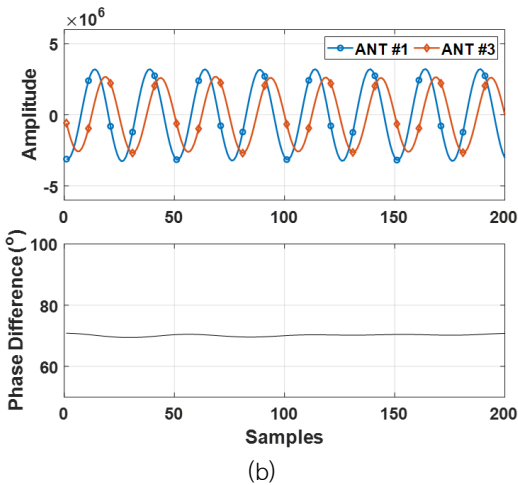
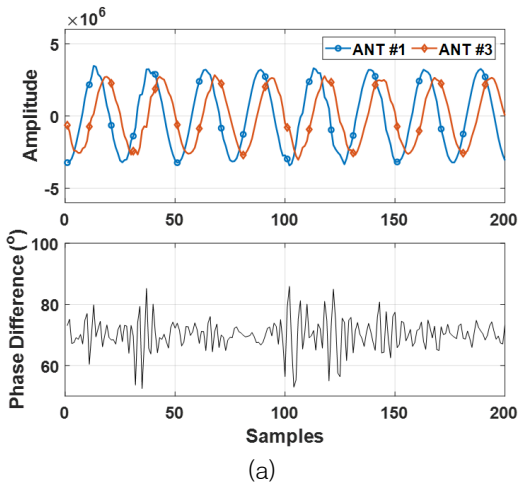


Fig. 9. Amplitude and phase before/after removing adjacent channel interference

Fig. 9(b)는 인접 채널 간섭 제거(Near-channel interference rejection) 후의 신호파형 및 안테나 간 위

상차로, 인접채널에 대한 영향을 줄임으로써 약 $\pm 1.5^\circ$ 내외의 위상오차로 안테나 간 위상차 측정이 가능함을 보여준다. 크기 및 위상 측정(Amplitude & phase measurement)에서는 다채널 디지털 수신기의 RF Front-end 경로별 이득/위상차에 대한 보정 데이터를 반영하여 수신데이터 간의 크기 및 위상차를 측정한다. 마지막으로 측정된 데이터 간 주파수 및 방위각을 보간하여 원형 배열 안테나에 대한 Array Manifold를 최종 생성한다.

3. 측정 Array Manifold 유효성 검증

본 장에서는 네트워크 분석기 및 다채널 디지털 수신기를 이용하여 측정한 Array Manifold를 EM 시뮬레이션으로 얻은 Array Manifold와 이득 및 소자 간 위상차로 비교 분석하여 측정 Array Manifold의 유효성을 검증한다. 또한, 송신국에서 송출되는 실 FM 방송 수신신호에 대해 각각의 Array Manifold를 이용하여 도래각을 추정하고 실제 3-D 공간상의 방위각과 비교함으로써 제안한 방안으로 측정된 Array Manifold의 유효성 및 측정 정확성에 대해 도래각 추정 오차 및 공간 스펙트럼 침투값을 비교하며 검증한다^[10].

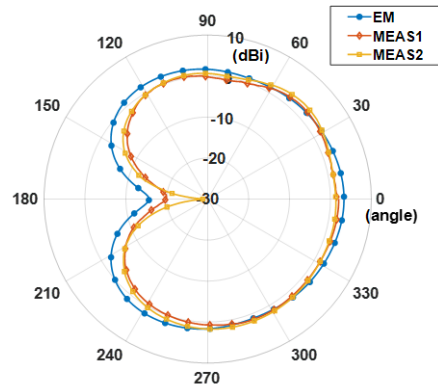


Fig. 10. Beam patterns of antenna element #1

Fig. 10은 EM 시뮬레이션으로 구한 Array Manifold (EM), 네트워크 분석기를 이용하여 측정한 Array Manifold(MEAS1), 그리고 다채널 디지털 수신기를 이용하여 측정한 Array Manifold(MEAS2)에 대해 중심주파수 98 MHz에서 안테나 소자 #1의 빔 패턴을 도시한 그림이다. 원형 배열 안테나의 안테나 소자 #1은 정동

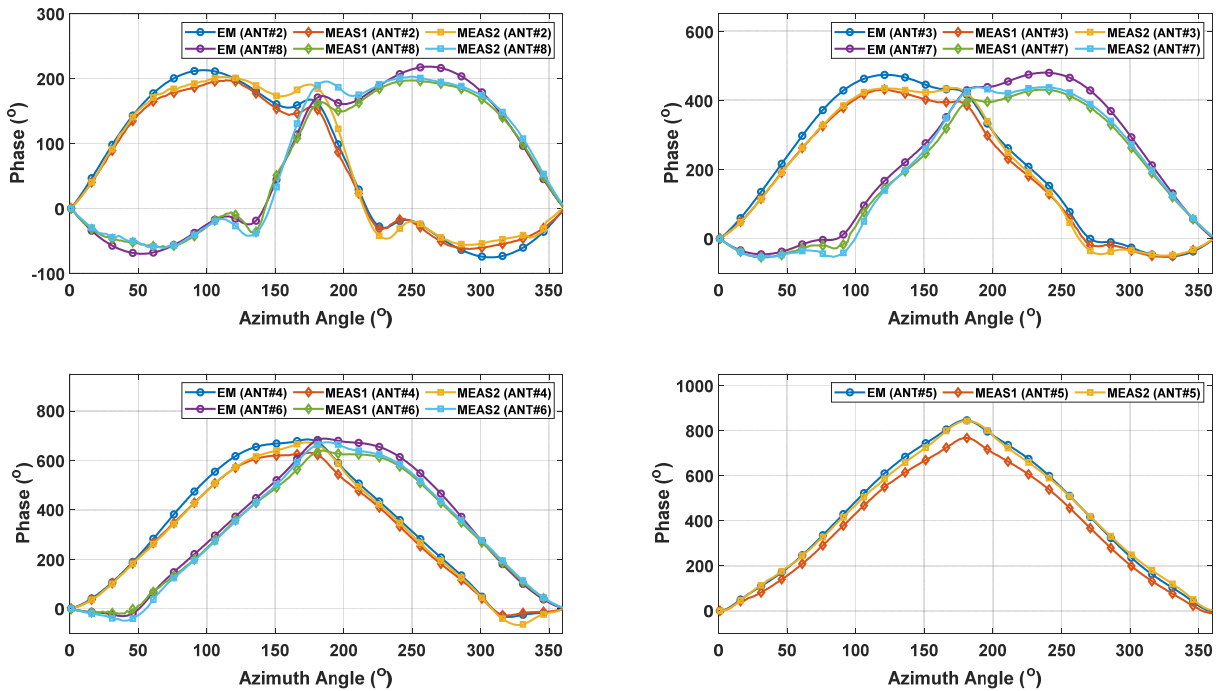


Fig. 11. Measured phase difference of each antenna elements

쪽 방향(0°)에 위치하며, 각 소자는 반시계방향, 45° 간격으로 배치된다. 빔 패턴 도시 결과, 세 방식 모두 비슷한 형태의 빔 패턴을 가지는 것을 확인하였으며 안테나 소자 #1과 반대 방향에 위치하여 중앙 마스트에 가려지는 180° 부근(안테나 소자 #5의 위치)에서 가장 낮은 이득을 가짐을 확인하였다. 일반적으로 등 간격의 원형 배열 안테나에서 마스트에 가려져 낮은 이득을 얻는 구간에서는 많은 위상 오차를 유발하기 때문에 추후 신호처리 시 가중치를 두어 해당 안테나 소자에 대한 영향성을 줄이는 방법이 요구된다.

Fig. 11은 각 안테나 소자별로 안테나 소자 #1과의 위상차를 나타낸 그림이다. 측정된 원형 배열 안테나는 8개 배열 소자가 등간격으로 배치되기 때문에 안테나 소자 #1을 기준으로 안테나 소자 #2 - 안테나 소자 #8, 안테나 소자 #3 - 안테나 소자 #7, 안테나 소자 #4 - 안테나 소자 #6 쌍으로 180° 방위각을 기준으로 좌우 대칭의 위상차 특성을 가진다.

위상차 데이터 분석에서도 세 방식이 방위각에 대해 유사한 위상차 특성을 가짐을 확인할 수 있으며, 마스트 및 안테나 암 등 배열 안테나의 구조물과 소자들 간의 전파 재방사 등과 같은 영향에 의해 측정

데이터 간에도 위상 차이가 발생하는 것을 볼 수 있다. 특히 앞서 기술된 것처럼 중앙 마스트에 가려져 적은 이득으로 수신되는 방위각, 예를 들면 안테나 소자 #5에서는 180° 방위각 부근에서 데이터 간의 위상 차이가 제일 크게 나타나는 것을 확인 할 수 있다.

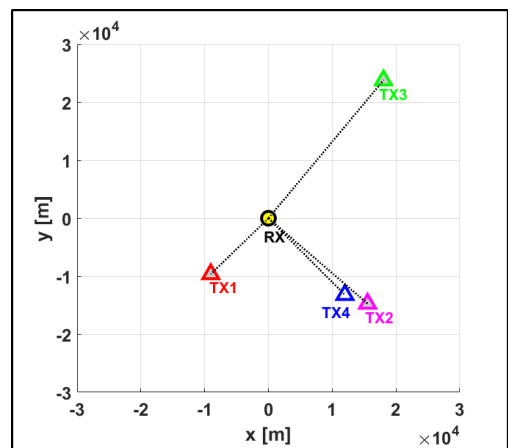


Fig. 12. PCL system and transmitting stations location when receiving outdoor FM broadcast signal

Fig. 12는 실 FM 방송 신호에 대해 Array Manifold 기반으로 도래각 추정 시, 원형 배열 안테나를 장착한 멀티스태틱 PCL 시스템과 주변 수신 대상 송신국의 배치 위치를 나타낸다. 그리고 수신 대상 송신국의 제원은 Table 2에 제시하였다. 원형 배열 안테나는 각 FM 방송 송신국들에 대해 가시선(Line-of-Sight)이 확보되는 위치에 설치하였으며 수신기와 FM 방송 송신국의 좌표는 위경도 좌표를 기준으로 WGS84 기반의 2-D UTM 좌표[11]로 변환하였다.

Fig. 13은 Table 2의 송신국별 수신신호에 대해 아래 식 (2)의 다중신호분류(MUSIC, Multiple Signal Classification) 알고리즘을 이용하여 측정된 Array

Manifold 별로 도래각을 추정한 결과이다. 여기서 $a(\varphi)$ 와 U_n 는 각각 추정 신호 주파수의 φ 방향에 대한

Table 2. Specifications of FM broadcasting transmitting stations

제 원	TX 1	TX 2	TX 3	TX 4
Frequency (MHz)	98.5	97.5	101.5	90.5
Distance (km)	13.2	21.4	29.9	17.8
Azimuth Angle (°)	227	317	52.8	312
TX Power (kW)	5	5	3	1

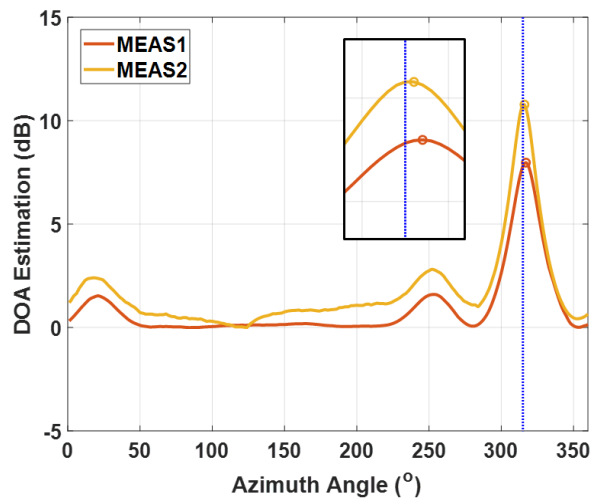
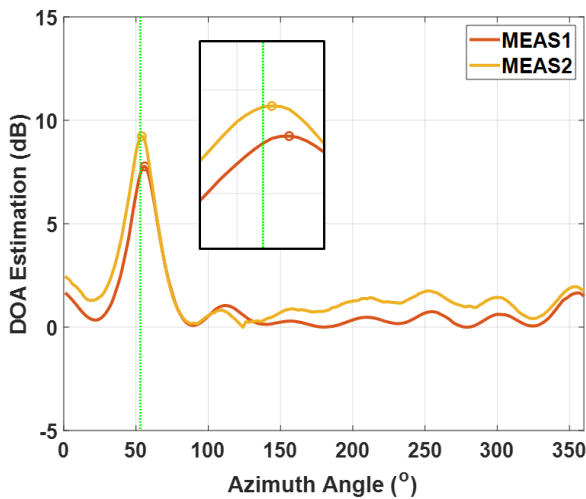
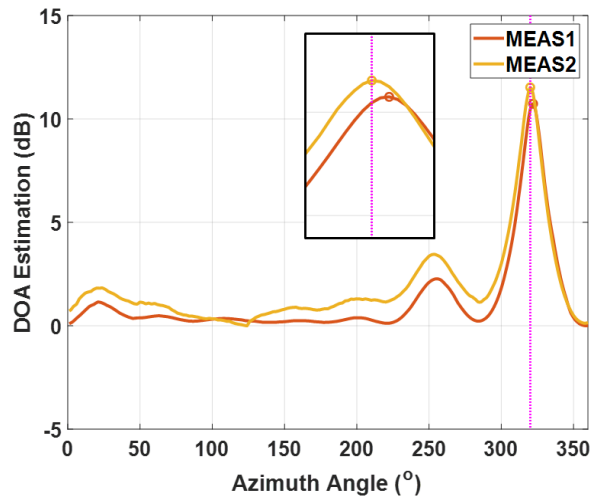
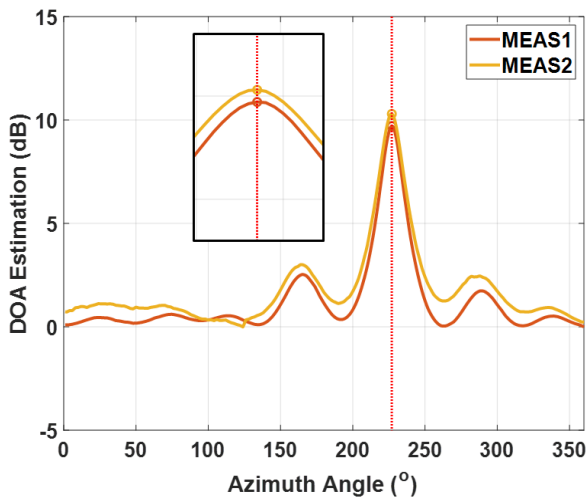


Fig. 13. MUSIC-based DOA estimation results for the reference signal of each transmitting station

Steering vector 및 수신 신호 공분산 행렬에 대한 잡음 부공간을 나타낸다.

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{a^H(\phi)a(\phi)}{a^H(\phi)U_n U_n^H a(\phi)} \quad (2)$$

도래각 추정은 1° 방위각 간격으로 공간 스펙트럼을 추정하였으며, 잡음 성분에 대한 직교성을 찾기 위해 사용된 Steering vector $a(\phi)$ 는 각각의 Array manifold 데이터를 적용하였다. Fig. 13 내 수직 방향 점선은 도래각 추정 결과에 대한 오차를 비교하기 위해 각 송신국과 수신기 간의 방위각을 표시하였다. 실 야외 환경의 수신신호에 대한 도래각 추정은 각 송신국들의 주파수, 신호세기, 송신안테나의 고각 지향 방향, 해당 시간에 방송한 FM 라디오 음원(음성, 음악, 목음 등)에 따른 채널 환경 변화 및 주변 반사 클러터 환경(큰 산, 고층 건물) 등 다양한 요인에 따른 오차를 포함하지만, 각 Array Manifold에 대한 방향 탐지 오차 및 공간 스펙트럼 침투값을 근거로 하여 제작된 안테나의 보정 성능 우위를 객관적으로 비교할 수 있다.

실 야외 환경의 수신신호에 대해 도래각 추정 결과, 네 송신소 모두에서 지도 좌표로 계산된 방위각 대비 3° 이내의 추정 오차를 가지며, 신호세기가 가장 강하고, 거리가 가까운 TX1에서 가장 낮은 방향 탐지 추정 오차를 가졌다. 또한, 다채널 디지털 수신기를 이용한 측정(MEAS2)으로 얻은 Array Manifold를 활용한 도래각 추정 결과가 네트워크 분석기를 이용한 측정 Array Manifold(MEAS1)의 도래각 추정 결과에 비해 약 1 ~ 4 dB 높은 공간 스펙트럼 침투값을 가지며, 도래각 추정 오차각 역시 더 적음을 확인하였다. 이를 통해 다채널 디지털 수신기를 이용한 측정으로 얻은 Array Manifold가 다른 측정방식과 비교해 실 야외 환경 수신신호에 대해 잡음 부공간과의 직교성이 더 우수함을 알 수 있으며, 결과적으로 멀티스태틱 PCL 시스템의 야외 운용에도 높은 정확도의 보정 효과를 기대할 수 있다.

4. 결론

본 연구에서는 FM 방송 기반 멀티스태틱 PCL 시스템에서의 원형 배열 안테나 보정을 위한 Array Manifold 측정 및 검증 방안을 제시하였다. FM 방송

이 산재한 야외 환경에서 네트워크 분석기 및 다채널 디지털 수신기를 이용한 Array Manifold 측정 방안을 소개하고 각 방안별 장/단점을 비교 분석하였다. 측정에 앞서, 기준 안테나 및 원형 배열 안테나의 거리 및 높이에 대해 전자장 해석과 측정 환경 주변의 FM 방송 신호에 대한 간섭 영향을 분석 및 제거함으로써 측정 Array Manifold에 대한 데이터 신뢰성을 향상시켰다. 끝으로, 측정된 Array Manifold 데이터의 유효성을 검증하기 위해 원형 배열 안테나를 장착한 멀티스태틱 PCL 시스템에서 대상 송신국의 실제 FM 방송 수신 신호를 바탕으로 Array Manifold를 이용하여 도래각을 추정함으로써 각 측정 Array Manifold의 실효성 및 측정 정확도를 비교/분석하였으며 실 운용 환경에 적합한 원형 배열 안테나의 Array Manifold 측정 방안을 제시하였다.

References

- [1] M. Edrich, A. Schroedar, and F. Meyer, "Design and Performance Evaluation of a Mature FM/DAB/DVB-T Multi-illuminator Passive Radar System," IET Radar Sonar and Navigation, Vol. 8, Iss. 2. pp. 114-122, 2014.
- [2] F. Belfiori, S. Monni, W. van Rossum, and P. Hoogeboom, "Antenna Array Characterisation and Signal Processing for an FM Radio-based Passive Coherent Location Radar System," IET Radar Sonar and Navigation, Vol. 6, Iss. 8. pp. 687-696, 2012.
- [3] M. Malanowski, and K. Kulpa, "Digital Beamforming for Passive Coherent Location Radar," IEEE Radar Conference, pp. 1-6, May 2008.
- [4] H. Steyskal and J. Herd, "Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 38, No. 12, pp. 1971-1975, Dec. 1990.
- [5] R. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, 2nd Ed., Artech-House, 2005.
- [6] M. Villano, F. Colone, and P. Lombardo, "Antenna Array for Passive Radar: Configuration Design and Adaptive Approaches to Disturbance Cancellation," International Journal of Antennas and Propagation, pp. 1-16, 2013.

- [7] H. Zhiyong, C. Balanis, and C. Birtcher, "Mutual Coupling Compensation in UCAs: Simulations and Experiment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 11, pp. 3082-3086, Nov. 2006.
- [8] Rec. ITU-R BS.450-3 - "Transmission Standards for FM Sound Broadcasting at VHF"
- [9] P. Zawada, P. Gontarek, P. Barmuta, M. Grzegorzolka, and A. Lewandowski, "Phase-error Compensation of a Pulsed Power Amplifier with a Vector Modulator in Radar Applications," in *Proc. 21st International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, pp. 1-4, 2016.
- [10] K. Heung-yong, L. Sungyoon, K. Youngsu, K. Changju, and P. Hankyu, "Spatial Spectrum Estimation of Incident Signal Via Measured Array Manifold," *Journal of KIEES*, Vol. 15, No. 3, pp. 223-230, Mar. 2004.
- [11] G. F. Masters and S. F. Gregson, "Coordinate System Plotting for Antenna Measurements," *Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 449-458, 2007.