

코드 분할 다중화를 이용하는 MIMO-OFDM 레이더의 거리-도플러 영상형성 및 각도 추정

Range-Doppler Map Formation and Angle Estimation of MIMO-OFDM Radar Based on CDM

이혁중 · 전주환 · 김형주* · 정병장*

Hyukjung Lee · Joohwan Chun · Hyungju Kim* · Byung Jang Jeong*

요 약

주파수 분할 다중화(frequency division multiplexing: FDM) 방식은 다중입력 다중출력(multiple-input and multiple-output: MIMO) 레이더의 신호 분리 과정에서 간섭 없이 송신 신호들을 분리해낼 수 있다는 장점이 있다. 그러나 분리를 위한 주파수 차이에 의해 나타나는 위상 차이가 각도 추정 성능에 영향을 주므로 본 논문에서는 코드 분할 다중화(code division multiplexing: CDM)의 사용을 제안한다. 직교 주파수 분할 다중 방식(orthogonal frequency-division multiplexing: OFDM)의 파형을 사용하는 차량용 모노스태틱(monostatic) MIMO 레이더를 가정하였고, 하나의 서브-반송파(sub-carrier)에 하나의 칩(chip)을 인가하는 방식을 제안한다. 모의실험에서 거리-도플러 영상형성 결과 및 각도 추정 결과의 평균 제곱근 오차(root mean square error: RMSE)를 비교 및 제시하였다.

Abstract

Frequency-division multiplexing(FDM) has the advantage of transmission signals that can be separated without interference for multiple-input and multiple-output(MIMO) radar processing. However, we propose the use of code division multiplexing because the additional phase terms from the frequency gap for signal separation affect the angle estimation performance. We assume that the monostatic MIMO radar uses an orthogonal frequency-division multiplexing waveform for a vehicle and propose assigning one chip for each sub-carrier. In our simulations, we present a range-Doppler map result and comparison with the root mean square error for angle estimation.

Key words: MIMO-OFDM Radar, Code Division Multiplexing(CDM), Range-Doppler Map, Angle Estimation.

I. 서 론

레이더의 각도 추정 성능을 높이기 위해서는 반송 주파수를 올리거나 개구(aperture)의 크기를 키우는 것이 중요

하므로 차량용 레이더의 반송 주파수는 일반 군용에 비해 높은 편인 77 GHz 근처의 주파수를 주로 사용한다. 반송 주파수를 무한히 높일 수는 없으므로 개구의 크기를 키워야 하는데, 차량에 레이더를 탑재한 채로 이동하며

「본 연구는 한국전자통신연구원 연구운영비지원사업의 일환으로 수행되었음(19ZR1200, 지능형 전파센서 및 무선 에너지 전송 원천기술 개발.)」
한국과학기술원 전기 및 전자공학부(School of Electrical Engineering, KAIST)

*한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute, ETRI)

· Manuscript received December 20, 2019 ; Revised January 14, 2020 ; Accepted January 20, 2020. (ID No. 20191220-137)

· Corresponding Author: Hyukjung Lee (e-mail: wooa@kaist.ac.kr)

펄스를 송수신하여 신호 처리를 통해 이동한 거리와 동등한 개구 크기의 효과를 얻는 합성개구레이다(synthetic aperture radar: SAR)를 적용할 수 있다^[1]. 그러나, 차량의 이동 방향으로 개구가 커지므로 진행 방향에 수직인 영역과 비교했을 때, 전방 영역의 영상 성능은 비교적 낮다^{[2],[3]}.

개구의 크기를 키우는 효과를 얻는 다른 방법은 배열 안테나를 사용하는 것이다. 배열 안테나를 사용하면 차량 전방의 각도 분해능을 개선시킬 수 있으며, 나아가 다중 입력 다중출력(multiple-input and multiple-output: MIMO) 레이더를 사용하면 가상 배열 안테나를 통해 각도 추정 성능을 더욱 높일 수 있다^{[4],[5]}.

MIMO 레이더로 가상 배열 안테나를 형성하기 위해서는 신호 분리 과정이 필수적인데, 이를 위한 방법 중 하나는 주파수 분할 다중화(frequency division multiplexing: FDM)를 이용하는 것이다^[6]. 송신안테나가 각각 일정한 주파수 차이가 있는 반송 주파수를 가지고 송신하면 중간 주파수 대역에서 필터링을 통해 특정 송신안테나로부터 송신된 신호를 구별할 수 있다. 그러나 신호 분리를 위한 주파수 차이에 의해 나타나는 부가적인 위상 차이가 각도 추정 성능에 영향을 줌으로 본 논문에서는 코드 분할 다중화(code division multiplexing: CDM)의 사용을 제안한다.

직교 주파수 분할 다중 방식(orthogonal frequency-division multiplexing: OFDM)의 파형을 사용할 때, CDM을 적용하는 방식 중 여러 서브-반송파에 여러 칩(chip)을 섞어 인가하는 방법^{[7]-[9]} 혹은 하나의 서브-반송파에 하나의 칩을 인가하는 방법^{[10],[11]}이 있다. 여러 데이터 심볼이 코드에 의해 여러 서브-반송파에 걸쳐 섞여진 상태로 인가되면 시간 주파수 선택적 페이딩 채널에서 성능을 높일 수 있으므로^[9] 이는 가상 배열 응답을 얻기 위한 MIMO 레이더^[12]보다는 통신에 적합한 형태이다. 하나의 칩이 하나의 서브-반송파에 인가되는 방식에서는 광대역 모호 함수(wideband ambiguity function)가 협대역 모호 함수(narrowband ambiguity function)와 최대한 같아지도록 하는 코드를 만들거나^[10], 비 주기 자기 상관(aperiodic auto-correlation)과 교차 상관(cross-correlation)의 합을 최소화하도록 코드를 만들 수 있다^[11].

본 논문에서는 골드 코드(gold code)^[13]를 하나의 서브-반송파에 하나의 칩을 인가하는 방식으로 적용하는 것을

제안하는데, 펄스마다 코드를 반복하는 방식이 아닌 모든 펄스에 하나의 코드를 인가함으로써 신호 분리 성능을 높였다. 골드 코드는 이진 코드이므로 위상 코드를 적용하는 것^[14]보다 잡음에 강하다. 또한, 거리-도플러 영상형성을 위한 신호 분석 및 결과 영상을 제시하였고, 최대 우도 추정(maximum likelihood estimation: MLE)을 이용해 점 표적에 해당하는 방위각을 추정하였다. 이때 광대역 신호를 사용함에 따라 추가되는 부가적 위상 항을 고려할 때의 추정 결과를 기존의 방법과 비교 및 제시한다. 비교를 위해서 평균 제곱근 오차(root mean square error: RMSE)를 사용하였다.

II. OFDM 신호 분석 및 가상 배열 응답

MIMO-OFDM 레이더의 신호 분석을 위해 1-Tx, 2-Rx의 상황, 2-Tx, 1-Rx의 상황으로 나누어 신호 모델링을 제시하고, 신호 처리 수식을 전개한다. 두 상황에 대해서 분석하면 m -Tx, n -Rx의 상황으로도 확장할 수 있다. 두 개의 송신안테나가 존재하는 상황에서는 신호 분리 과정이 필요한데, FDM을 사용했을 때와의 수식 비교를 제시하기 위해 f_{gap} 만큼 주파수 차이가 존재하는 신호를 가정하였다. 이를 통해 FDM에서는 각도 추정 시 거리 추정이 함께 이루어져야 함이 드러난다. 두 상황에서 모두 그림 1과 같은 OFDM 파형을 가정하며, p 번째의 OFDM 파형을 $pT_p \leq t \leq pT_p + S$ 인 범위에서 아래와 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$\sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(2\pi(f_c + n\Delta f)(t - pT_p))), \quad (1)$$

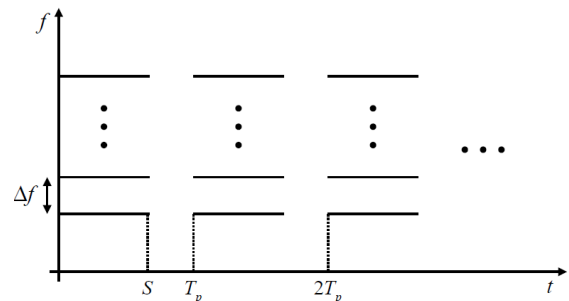


그림 1. 펄스 열을 가진 OFDM 신호

Fig. 1. OFDM pulse signal.

위에서 f_c 는 반송 주파수, Δf 는 서브-반송파 간의 주파수 차이, N 은 서브-반송파의 개수, T_p 는 펄스 반복 주기(pulse repetition interval: PRI), $p=0, \dots, P-1$ 인 정수이다. 또한, 그림 1에서 표현한 펄스 폭 S 는 CP(cyclic prefix) 길이를 포함한다.

2-1 1-Tx, 2-Rx가 존재하는 상황

그림 2와 같이 한 개의 Tx 안테나와 두 개의 Rx 안테나가 존재할 때 수식 전개에의 간결성을 위해 그림 1의 첫 번째 OFDM 파형에 대해 수신된 신호의 분석만 다룬다. 이를 통해 p 번째의 펄스에 대한 분석 역시 같은 방식으로 전개할 수 있다. 반사율이 1인 단일 점 표적이 거리 R_0 에 존재한다고 할 때 각각의 수신안테나가 신호를 수신한 다음, 기저 대역으로 내린 신호를 벡터의 표현으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(-2\pi f_c \tau_{01} + 2\pi n \Delta f(t - \tau_{01}))) \\ \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(-2\pi f_c \tau_{02} + 2\pi n \Delta f(t - \tau_{02}))) \end{bmatrix} \quad (2)$$

위에서 τ_{01} , τ_{02} 는 각각 송신안테나 1에서 수신안테나 1, 2로 수신될 때의 시간 지연을 의미하며, 각각의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tau_{01} &= 2R_0/c \\ \tau_{02} &= (2R_0 + d \sin \theta_0)/c \end{aligned} \quad (3)$$

위에서 d 는 그림 2에서 표현된 바와 같이 안테나 간격을 나타내며, θ_0 는 돌아오는 각도(angle of arrival: AoA), c 는

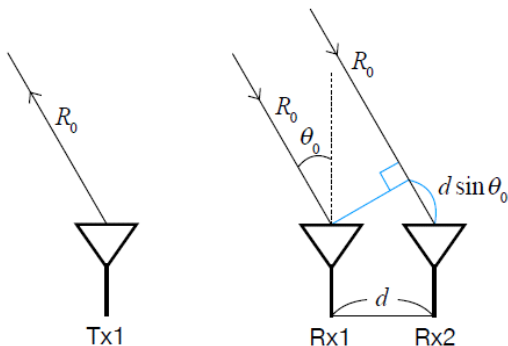


그림 2. 1개의 Tx, 2개의 Rx가 존재하는 상황
Fig. 2. 1-Tx, 2-Rx case.

전파 전달 속도를 나타낸다.

펄스 폭 S 가 CP의 길이와 $1/\Delta f$ 의 합으로 설정된다면, 일반적인 OFDM 신호 처리의 직교화(orthogonalization)를 통해 다음과 같이 서브-반송파 각각이 가지는 위상값들로 분리해 낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \exp(j(-2\pi f_c \tau_{01} - 2\pi n \Delta f \tau_{01})) \\ \exp(j(-2\pi f_c \tau_{02} - 2\pi n \Delta f \tau_{02})) \end{bmatrix} \quad (4)$$

위에서 앞의 항 $\exp(j(-2\pi f_c \tau_{01}))$ 는 상수이고, 뒤의 항의 켤레 복소수에 해당하는 $\exp(j(2\pi n \Delta f \tau_{01}))$ 는 n 에 대하여 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform: DFT)을 수행하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \exp\left(j\left(\pi\left(\Delta f \tau_{01} - \frac{k}{N}\right)(N-1)\right)\right) \\ & \times \frac{\sin\left(\pi\left(\Delta f \tau_{01} - \frac{k}{N}\right)N\right)}{\sin\left(\pi\left(\Delta f \tau_{01} - \frac{k}{N}\right)\right)} \end{aligned} \quad (5)$$

위에서 $k=0, \dots, N-1$ 인 정수이다.

결과적으로, 식 (4)에 켤레 복소수를 취한 다음 각각에 DFT를 수행하고, 첫 번째 원소를 기준으로 주엽(main-lobe)의 동일한 인덱스 k 에 대해 위상 차이를 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} 1 \\ \exp(j2\pi f_c(\tau_{02} - \tau_{01})) \\ \times \exp(j\pi(\tau_{02} - \tau_{01})\Delta f(N-1)) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\tau_{02} - \tau_{01} = \frac{d \sin \theta_0}{c}$ 임을 대입하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \exp\left(j2\pi \frac{d \sin \theta_0}{\lambda}\right) \exp\left(j\pi \frac{d \sin \theta_0}{c} \Delta f(N-1)\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

위에서 $\lambda = c/f_c$ 를 나타내며, 뒤의 위상 항 $\exp\left(j\pi \frac{d \sin \theta_0}{c} \Delta f(N-1)\right)$ 는 협대역 신호에 대해서는 무시 가능한 항이지만, 광대역 신호일 때는 비교적 값이 크므로 각도 추정 성능에 영향을 줄 수 있는 모의실험에서 확인할 수 있다.

2-2 2-Tx, 1-Rx가 존재하는 상황(FDM으로 신호 분리)

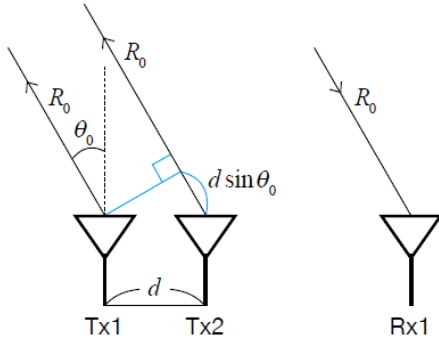


그림 3. 2개의 Tx, 1개의 Rx가 존재하는 상황
Fig. 3. 2-Tx, 1-Rx case.

그림 3과 같이 두 개의 송신안테나가 존재할 때는 가상 배열 안테나를 구성하기 위해 각 송신안테나의 신호를 분리하는 작업이 이루어져야 한다. $f_{\text{gap}} = B$ (B 는 OFDM 신호의 대역폭) 만큼 주파수 차이가 존재하는 OFDM 신호를 가정하면 수신안테나 1에서 수신한 신호는 다음과 같이 동시에 송신한 두 송신 신호의 합으로 표현된다.

$$\sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(2\pi(f_c + n\Delta f)(t - \tau_{01}))) + \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(2\pi(f_c + f_{\text{gap}} + n\Delta f)(t - \tau_{02}))) \quad (8)$$

여기서도 마찬가지로 R_0 의 거리에 반사율이 1인 점 표적이 하나 존재하는 것을 가정하였다. 중간 주파수 대역에서 간섭 없이 분리 가능하다고 하고, 각각의 신호에 각각 $\exp(-j2\pi f_c t)$ 및 $\exp(-j2\pi(f_c + f_{\text{gap}})t)$ 를 곱함으로써 기저 대역 신호를 얻으면 다음과 같이 분리된 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(-2\pi f_c \tau_{01} + 2\pi n \Delta f(t - \tau_{01}))) \\ \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(-2\pi(f_c + f_{\text{gap}}) \tau_{02} + 2\pi n \Delta f(t - \tau_{02}))) \end{bmatrix} \quad (9)$$

결과적으로, 직교화를 통해 위상 분리를 하면 다음을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \exp(j(-2\pi f_c \tau_{01} - 2\pi n \Delta f \tau_{01})) \\ \exp(j(-2\pi(f_c + f_{\text{gap}}) \tau_{02} - 2\pi n \Delta f \tau_{02})) \end{bmatrix} \quad (10)$$

1-Tx, 2-Rx가 존재하는 상황과 비교해 보면 \exp

$(-j2\pi f_{\text{gap}} \tau_{02})$ 항이 추가된 것을 확인할 수 있다. 광대역 신호라면 f_{gap} 이 충분히 커야 하므로 위상의 비교를 통해 각도를 추정할 경우, τ_{02} 가 가지는 R_0 도 함께 추정해야 한다. 즉, 두 개 변수에 대한 2차원 추정을 수행하거나, 거리-도플러 영상에서 탐지한 \hat{R}_0 의 값이 각도 추정 시 이용되어야 한다.

III. 골드 코드 기반 CDM을 이용한 신호 분리

이전 절에서 보였듯이, FDM을 활용해 신호를 분리하면 각도 추정 시 거리 추정값이 필요하고, 거리-도플러 영상에서 탐지한 \hat{R}_0 이 실제 거리와 같지 않기 때문에 각도 추정 성능에 영향을 미친다.

본 논문에서는 골드 코드의 DFT 특성을 활용해 신호를 분리할 것을 제안하며, 그림 1과 같은 OFDM 신호를 송신할 때 하나의 칩을 하나의 서브-반송파에 인가하는 방식을 제안한다. 특히, 도플러 추정을 위해 펄스 열을 사용할 때는 코드를 펄스마다 반복하는 방식이 아닌 전 펄스에 걸쳐 하나의 코드를 인가하는 방식을 통해 신호 분리 성능을 높인 기법을 제안한다. 여기에서도 이전 절과 마찬가지로 수식 전개 of the 간결성을 위해 첫 번째 펄스 열에 대해 수식을 전개하였다. 송신안테나가 두 개, 수신안테나가 한 개 존재할 때 CDM을 적용한 다음 수신 단에서의 기저 대역 신호를 직교화하고, 켈레 복소수를 취하면 다음을 얻는다.

$$\exp(j(2\pi f_c \tau_{01} + 2\pi n \Delta f \tau_{01})) c_n^{(1)} + \exp(j(2\pi f_c \tau_{02} + 2\pi n \Delta f \tau_{02})) c_n^{(2)} \quad (11)$$

위에서 $c_n^{(1)}$, $c_n^{(2)}$ 는 각각 송신안테나 1, 2에서 사용하는 코드의 n 번째 칩을 의미한다. FDM과 달리 합의 꼴로 나타내져 있는 것을 알 수 있다.

첫 번째 송신안테나로부터의 신호를 얻기 위해서 $c_n^{(1)}$ 을 곱하고 DFT를 수행하면 다음과 같이 표현된다.

$$\exp(j2\pi f_c \tau_{01}) \text{DFT}_n(\exp(j2\pi n \Delta f \tau_{01})) + \exp(j2\pi f_c \tau_{02}) \text{DFT}_n(\exp(j2\pi n \Delta f \tau_{02})) c_n^{(1)} c_n^{(2)} \quad (12)$$

위에서 골드 코드는 이진 코드이므로 $c_n^{(1)} \times c_n^{(1)} = 1$ 임이 사용되었다. 또한, $\text{DFT}_n(\exp(j2\pi n \Delta f \tau_{02})) c_n^{(1)} c_n^{(2)}$ 의 결과

는 평평하게 깔리게 되어 신호가 분리되는데, 그 이유는 다음과 같다. 곱의 DFT는 각각의 DFT 결과의 원형 컨볼루션으로 나타나는데, 골드 코드의 특성상 $\text{DFT}_n(c_n^{(1)}c_n^{(2)})$ 는 그림 4와 같이 평평하기 때문에 그와 원형 컨볼루션되면 거리 축 전 구간에서 낮게 깔리면서 첫 번째 송신안테나로부터의 신호만 두드러지게 나타난다. 이와 같은 방식으로 $c_n^{(2)}$ 를 곱함으로써 두 번째 송신안테나로부터의 신호를 분리할 수 있다. 거리-도플러 영상에서 코드를 펄스마다 반복하는 방식과 전 펄스에 걸쳐 하나의 코드를 인가하는 방식을 비교하기 위해 그림 5와 같이 코드를 2차원으로 배열하였다. 왼쪽의 그림은 길이 511의 코드를 64

회 반복해서 행으로 아래에서 위로 쌓은 것이고, 오른쪽 그림은 길이 512×64에 해당하는 코드를 2차원으로 나타내기 위해 잘라내어 아래에서 위로 쌓은 것을 나타낸다. 행렬의 열의 길이가 1개 차이가 나는 것은 골드 코드의 특성상 길이가 $2^{N_b}-1$ 개(N_b 는 골드 코드를 만들기 위한 선형 피드백 시프트 레지스터(linear feedback shift register: LFSR)의 비트 수를 나타낸다.)이기 때문이다. 또한, 길이가 512×64인 골드 코드를 만들기 위해 먼저 $N_b=15$ 인 골드 코드를 만들고, 마지막 칩을 첫 번째 칩으로 채웠다.

다른 코드와 곱해졌을 때의 결과를 얻기 위해 코드 2를 곱한 다음 2차원 DFT를 수행하였으며, 결과는 그림 6과 같다. 가장 주목해야 할 차이점은 가장 큰 값이 위쪽 그림

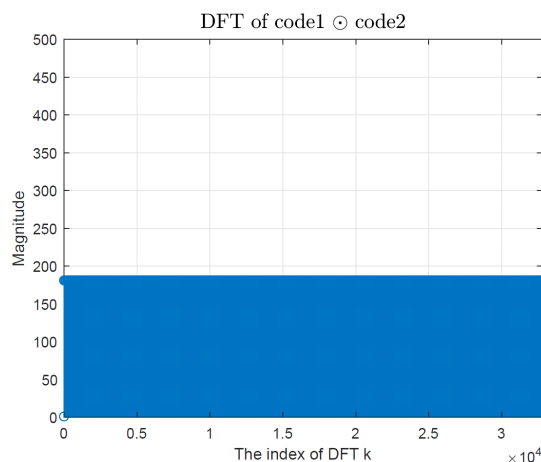


그림 4. 코드 1과 코드 2를 곱하고, DFT를 수행한 결과 (코드의 길이는 $2^{15}-1$ 이다.)

Fig. 4. DFT result of code 1 multiplied by code 2.

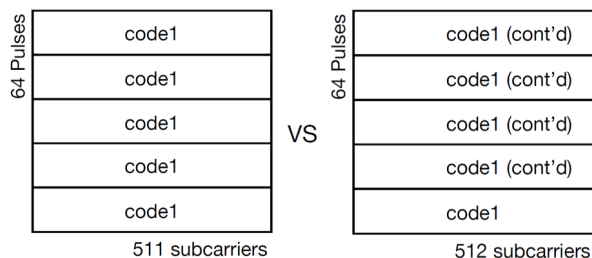


그림 5. 펄스열마다 코드를 반복하는 방식 및 모든 펄스에 하나의 코드를 인가하는 방식

Fig. 5. One code for one pulse vs one code for one CPI (coherent processing time).

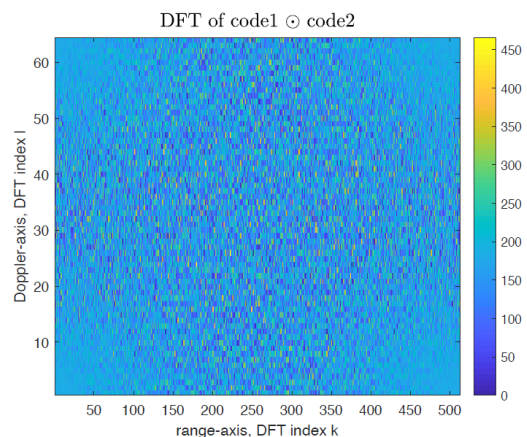
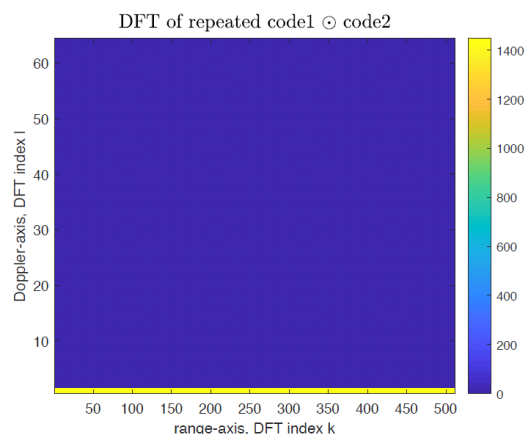


그림 6. 펄스열마다 코드를 반복하는 방식(위)과 모든 펄스에 하나의 코드를 인가하는 방식의 결과(아래) 비교

Fig. 6. Comparison result of 1 code for 1 pulse vs 1 code for 1 CPI(coherent processing time).

에서 더 크게 나타났다는 점이다. 이것은 곧 다른 송신안테나로부터의 수신된 신호에 의한 간섭이 크다는 것을 의미한다. 코드를 반복한 결과(위쪽 그림)는 도플러 축으로 같은 값이 반복되므로 도플러 축으로 DFT를 수행한 결과, 첫 번째 도플러 빈에 모든 값이 모이게 된다. 표적이 존재한다면 표적이 존재하는 도플러 빈에만 거리 축으로 평평하게 깔릴 것을 알 수 있다.

반면에, 제안하는 방식인 모든 펄스에 하나의 코드를 인가한 방식의 결과는 2차원 평면에 모두 고르게 퍼져 표적이 존재할 때, 그 표적이 존재하는 도플러 빈에만 퍼지는 것이 아닌 2차원으로 넓게 흩어져 원하는 송신안테나의 신호를 더욱 뚜렷하게 구별해낼 수 있음을 알 수 있다. 결과적으로, 주엽의 동일한 인덱스에서의 위상 차이는 약간의 간섭이 포함된 채로 식 (7)과 같은 형태를 가지게 된다.

IV. MLE를 이용한 각도 추정

이전 절에서 제시한 FDM 혹은 CDM을 이용하여 신호 분리를 하면 N_T 개의 송신안테나와 N_R 개의 수신안테나를 사용한다고 가정했을 때, $N_T N_R$ 개의 거리-도플러 영상을 얻을 수 있다. 첫 번째 송신안테나로부터 첫 번째 수신안테나로 수신된 신호로부터 얻은 거리-도플러 영상의 주엽의 동일한 인덱스에 대해 식 (7)과 같이 위상 차이가 존재하는 가상 배열 응답을 얻을 수 있으므로 MLE를 적용할 수 있다. 측정치에 존재하는 잡음이 백색잡음을 가정하면 MLE의 해는 다음과 같이 간단하게 나타난다.

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{z} \quad (13)$$

위에서 $\mathbf{a}(\theta)$ 는 가상 배열 응답을 나타내고, \mathbf{z} 는 잡음이 포함된 측정치 벡터를, 위첨자 H는 켤레 복소수 및 전치(transpose)를 취한 것을 의미한다.

본 논문에서는 0을 채운 다음 DFT를 수행했을 때의 각도 추정 결과와 MLE를 사용하되 기존의 가상 배열 응답을 사용할 때, OFDM 신호 분석을 통해 얻은 위상 항을 고려한 가상 배열 응답을 사용할 때, 마지막으로 FDM으로 신호 분리를 한 다음, 부가적 위상 항을 고려한 가상 배열 응답을 사용할 때의 각도 추정 결과를 비교한다.

먼저 기존의 가상 배열 안테나 응답 $\mathbf{a}_{conventional}$ 은 다음

과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{a}_{conventional} = \exp\left(j2\pi(\mathbf{n}_{TR}) \frac{d \sin \theta}{\lambda}\right) \quad (14)$$

위에서 λ 는 반송파에 해당하는 파장을 나타내며, $\mathbf{n}_{TR} = [0, 1, \dots, N_T N_R - 1]^T$ 를 나타내고, 여기서 위첨자 T는 전치를 나타낸다. 또한, 이같이 표현되려면 MIMO 안테나의 간격이 각각 송신안테나는 $N_R d$ 간격으로, 수신안테나는 d 간격으로 균일하게 떨어져 있어야 한다.

본 논문에서 제안하는 방식인 OFDM 신호를 사용할 때, CDM을 통해 MIMO 레이다 신호를 분리하는 방식에서 사용되는 가상 배열 응답 $\mathbf{a}_{proposed}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{a}_{proposed} = \exp\left(j2\pi(\mathbf{n}_{TR}) \frac{d \sin \theta}{\lambda}\right) \odot \exp\left(j\pi(\mathbf{n}_{TR}) \frac{d \sin \theta}{c} \Delta f(N-1)\right) \quad (15)$$

위에서 \odot 는 원소끼리의 곱을 의미한다. 앞서 식 (7)에서 제시한 바와 같이 DFT를 통해 거리-도플러 영상을 얻었을 때, $\Delta f(N-1)$ 에 의한 위상 항이 존재하므로 이를 고려해야 한다. 협대역 신호라면 이 값이 작으므로 무시할 수 있으나, 모의실험에서 고려하는 신호는 광대역 신호이므로 이 위상 항을 고려함에 따라 각도 추정 성능이 향상된다.

마지막으로, FDM을 사용하여 신호 분리를 했을 때 부가적인 위상 항을 고려한 가상 배열 응답 \mathbf{a}_{FDM} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{a}_{FDM} = \exp\left(j2\pi(\mathbf{n}_{TR}) \frac{d \sin \theta}{\lambda}\right) \odot \exp\left(j\pi(\mathbf{n}_{TR}) \frac{d \sin \theta}{c} \Delta f(N-1)\right) \odot \exp\left(j2\pi \mathbf{k} f_{gap} \odot \left(\frac{2\hat{R}_0 + (\mathbf{n}_{TR}) d \sin \theta}{c}\right)\right) \quad (16)$$

위에서 \mathbf{k} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{k} = \text{kron}([0, 1, \dots, N_T - 1]^T, \text{ones}(N_R, 1)) \quad (17)$$

$\text{kron}(\cdot)$ 은 크로네커 곱(Kronecker product)을 의미한다. $\text{ones}(N_R, 1)$ 는 길이 N_R 인 1로 이루어진 벡터를 의미한다. 이 배열 응답은 $\Delta f(N-1)$ 에 의한 위상 항과 더불어 식 (10)에서 제시되었던 부가적인 위상 항인 \exp

$(-j2\pi f_{gap}\tau_{02})$ 를 고려한 것으로, τ_{02} 가 거리 및 각도의 함수이기 때문에 거리 항 R_0 도 배열 응답에 포함된 것을 알 수 있다. R_0 에 대한 추정까지 MLE로 구하면 2차원 MLE를 적용해야 하므로 계산량이 큰 폭 증가하게 된다. 따라서 거리-도플러 영상의 피크로부터 추정된 \hat{R}_0 을 이용하였다.

V. 모의실험

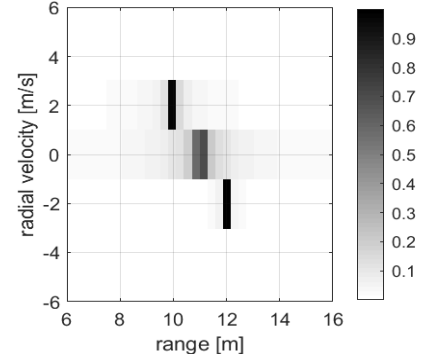
본 논문에서 사용한 모의실험 파라미터는 표 1과 같다. 대역폭은 512 MHz로 비교적 광대역의 신호를 가정하였고, 직교화를 위해 펄스 폭 $S=CP+1/\Delta f$ 와 같이 CP 길이와 Δf 의 역수의 합으로 설정하였다. 서브-반송파의 개수와 펄스의 수의 곱 $NP=2^{15}$ 이므로 제안하는 코드 인가 방식을 적용하기 위해 LFSR의 비트 수 N_b 를 15로 설정하여 길이가 $2^{15}-1$ 인 골드 코드를 얻었고, 첫 번째 칩을 마

표 1. 모의실험 파라미터

Table 1. Simulation parameters.

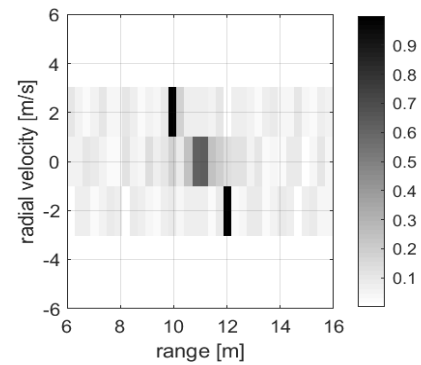
Parameter	Value
Carrier frequency f_c	77 GHz
Sub-carrier gap Δf	1 MHz
The number of sub-carriers N	512
Bandwidth B	512 MHz
Pulse width S	1.5 us
Pulse repetition interval T_p	15 us
The number of pulses P	64
The number of bits of LFSR N_b	15
Antenna space d	$\lambda/2$
The number of transmit antennas N_T	3
The number of receive antennas N_R	4
Range resolution ΔR	0.29 m
Unambiguous range region R_{ua}	150 m
Relative velocity resolution Δv_r	2.03 m/s
Unambiguous relative velocity region $v_{r,ua}$	-64.94~62.91 m/s
Range of targets	[10, 11, 12] m
Relative velocity of targets	[2, 0, -2] m/s
Angle of targets	[45, -60, 75]°

지막 칩으로 삼아 길이가 2^{15} 이 되도록 하였다. 또한, NP 의 값이 2의 거듭제곱 꼴이므로 빠른 푸리에 변환(fast Fourier



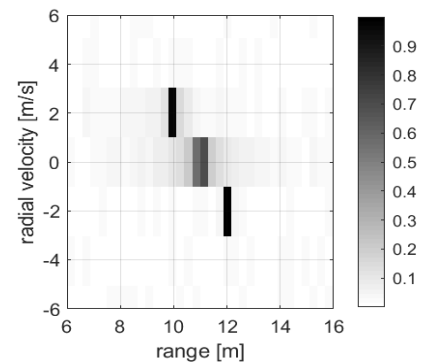
(a) FDM을 사용한 결과

(a) The result of FDM



(b) 펄스마다 코드를 반복한 CDM

(b) CDM assigning one code each pulse



(c) 모든 펄스에 한 코드를 인가한 CDM

(c) CDM assigning one code to whole pulses

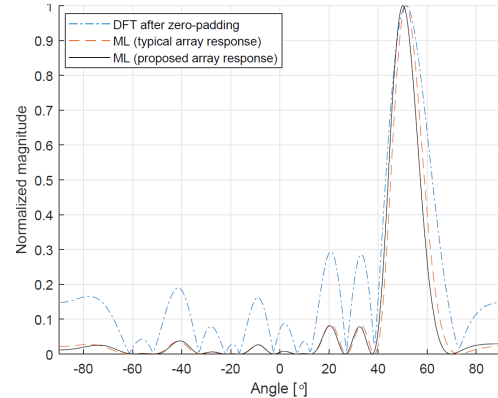
그림 7. 거리-도플러 영상 비교

Fig. 7. Comparison of range-Doppler maps.

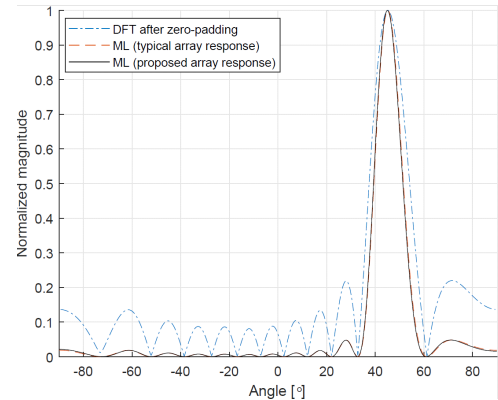
transform: FFT)을 통해 거리-도플러 영상을 얻을 수 있다.

그림 7은 거리-도플러 영상 결과를 나타내며, 각각은 FDM을 사용한 방식, CDM을 사용하되 하나의 펄스에 하나의 코드를 인가하고 반복한 방식, 마지막으로 모든 펄스에 하나의 코드를 인가한 방식을 적용한 결과이다. MIMO 레이다이므로 총 $N_T N_R$ 개의 거리-도플러 영상이 형성되며, 그림에는 첫 번째 송신안테나로부터 첫 번째 수신안테나로 전달된 신호를 분리하여 얻은 것을 제시하였다. 수신 신호의 신호 대 잡음 비(signal-to-noise ratio: SNR)는 10 dB로 가정하였다. FDM은 중간 주파수 대역에서 완벽히 분리된다고 가정하였기 때문에 다른 신호에 의한 간섭이 없으므로 배경에 잡음이 나타나지 않은 것을 확인할 수 있다. SNR은 10 dB로 같으므로 측정치에 존재하는 백색잡음에 의한 영향은 같다. 그러나, CDM을 사용하면 앞선 절에서 설명한 바와 같이 다른 신호에 의한 간섭이 낮게 깔리기 때문에 그에 따라 두, 세 번째 송신 신호로부터 수신된 신호에 의한 간섭이 부가적으로 나타난 것을 확인할 수 있다. 또한, 코드마다 펄스를 반복하는 방식은 그림 6에서 예상된 바와 같이 거리 축으로만 신호 간섭이 존재하고, 그 값이 더 크게 나타난 것을 확인할 수 있다. 반면에, 모든 펄스에 하나의 코드를 인가한 결과는 도플러 축으로도 신호 간섭이 존재하지만, 그 영향은 더 적게 나타났다. 따라서, 본 논문에서 제시하는 각도 추정을 위한 CDM 기법에서는 후자의 방법을 적용하였다.

그림 8은 SNR이 0 dB일 때, 첫 번째 표적에 대한 각도 추정 결과를 나타낸다. 여기서도 FDM을 사용한 방식, CDM을 사용한 방식(모든 펄스에 하나의 코드를 적용)의 결과를 제시하였으며, 0을 채운 다음 DFT를 수행한 것, 기존의 배열 응답을 사용한 것, 제안하는 배열 응답을 사용한 추정 결과를 비교하였다. FDM을 사용했을 때는 거리가 위상 차이에 포함되므로 단순히 DFT로 추정했을 때 부엽(side-lobe)의 크기가 다른 방식들에 비해 큰 것을 알 수 있다. 반면, MLE를 사용하면 부엽이 줄어드는 것을 확인할 수 있다. CDM을 이용한 결과에서도 마찬가지로 DFT를 사용한 결과는 부엽이 크지만, MLE를 사용한 결과는 부엽의 크기가 작다. 피크의 위치를 통해 각도 추정 성능을 알아보기 위해 그림 9를 제시하였다.



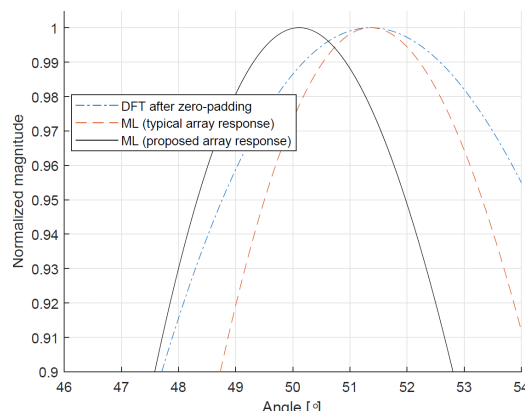
(a) FDM을 사용한 방식
(a) FDM is used



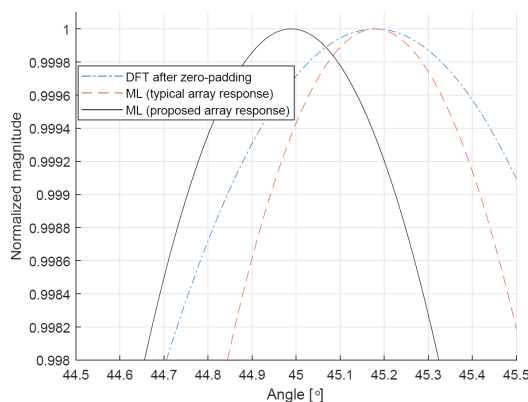
(b) CDM을 사용한 방식
(b) CDM is used

그림 8. 첫 번째 표적에 대한 각도 추정 결과
Fig. 8. Angle estimation result for the first target.

그림 9는 그림 8을 확대한 그래프이다. 45°가 실제 표적의 각도인데, FDM을 사용한 방식은 세 방법 모두 50° 부근에서 피크가 형성되어 오차가 크게 나타남을 확인할 수 있다. 이는 배열 응답이 포함하고 있는 R_0 값과 거리-도플러 영상을 통해 추정된 \hat{R}_0 간의 값의 차이가 각도 오차를 일으키기 때문이다. 세 방법 중에서 제안하는 배열 응답으로 MLE를 적용한 결과가 오차가 가장 작은 것을 알 수 있다. CDM을 사용한 결과에서는 제안하는 방법 이외의 두 방법에서는 피크 위치가 같았으며, MLE를 이용한 추정 결과의 주엽의 폭이 더 작게 나타났다. 제안하는 방법이 45°에 가장 가까이 피크가 형성되는 것을 알 수 있다.



(a) FDM을 사용한 방식
(a) FDM is used



(b) CDM을 사용한 방식
(b) CDM is used

그림 9. 첫 번째 표적에 대한 각도 추정 결과(확대)
Fig. 9. Angle estimation result for the first target(magnified).

본 논문에서 제시된 여러 각도 추정 기법들의 추정 성능을 다양한 SNR에 대해 알아보기 위해 SNR을 -20 dB부터 $+15$ dB까지 바뀌가며 몬테-카를로(Monte-Carlo) 시행을 1,000회 수행하여 얻은 RMSE 값의 비교를 그림 10에 제시하였다. 또한, 표적이 총 세 개이므로 세 개의 표적에 대한 추정성능에 평균을 취했다. FDM 방식에서 세 가지, CDM 방식에서 세 가지 각도 추정을 제시하였으나, FDM을 사용했을 때의 각도 추정성능은 CDM을 사용했을 때보다 큰 폭 낮게 나왔으므로 여섯 개의 제시된 방법 중 가장 추정성능이 높은 네 개에 대한 결과만 나타났다. 모의실험 결과, FDM을 사용한 방법 중에서는 배열 응답에 \hat{R}_0 를 사용하여 MLE를 적용한 결과가 가장 우수한 것

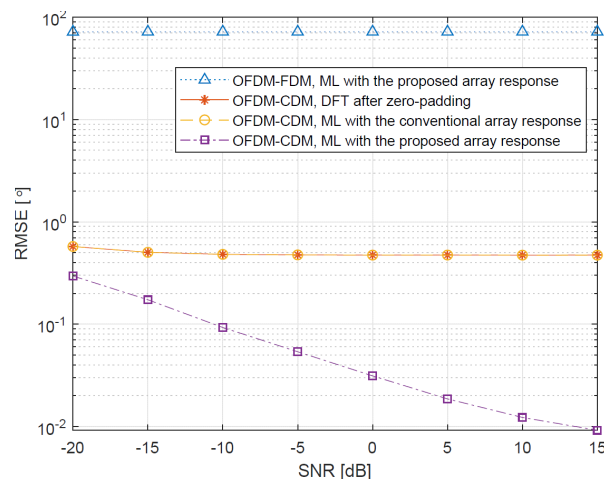


그림 10. 여러 가지 방식으로 수행한 각도 추정 결과의 SNR 대비 RMSE 비교
Fig. 10. Comparison of RMSE of angle estimation with various methods.

으로 나타났으며, CDM을 사용한 방법 중 0을 채우고 DFT를 수행한 결과와 기존 방법의 배열 응답을 사용했을 때 MLE를 적용한 기법의 성능은 같게 나타났다. 이는 그림 9에서 MLE를 사용했을 때 DFT 결과보다 추정 분산은 작으나, 피크의 위치는 동일한 것을 통해 예상되었던 결과이다. 마지막으로, 제안하는 배열 응답을 사용해서 MLE를 적용한 결과가 모든 SNR에 대해서 가장 추정성능이 우수한 것으로 나타났다.

VI. 결 론

MIMO 레이더의 거리-도플러 영상형성 및 각도 추정 기법을 제시하였다. 가상 배열 응답을 얻기 위한 신호 분리 과정을 위해 FDM과 CDM을 비교하였다. FDM은 신호 분리를 완벽히 할 수 있는 장점이 있으나, 송신안테나 수가 많아지면 CDM을 사용했을 때보다 많은 주파수 대역을 사용해야 한다는 단점과 더불어 각도 추정 시 거리도 함께 추정해야 한다는 단점이 있다. 거리와 각도를 동시에 추정하는 것은 그만큼 많은 계산량을 요구하므로 동등한 비교를 위해 거리-도플러 영상으로부터 추정된 거리를 사용하였다. 여기서 거리 추정 오차가 각도 추정성능에 크게 영향을 끼침을 밝혔다. 따라서, 골드 코드를 기

반으로 하는 CDM을 통해 신호를 분리하는 것을 제안했다. 신호 분리성능을 높이기 위해 모든 펄스에 하나의 코드를 인가하는 방법을 제안하였고, 각도 추정성능을 높이기 위해 광대역 신호일 때 거리-도플러 영상으로부터 얻은 가상 배열 응답에서 나타나는 부가적인 위상 항을 고려한 배열 안테나 응답을 제시하였다. 각도 추정성능을 비교한 결과, CDM을 기반으로 제안하는 가상 배열 안테나 응답을 사용하여 MLE를 적용한 결과가 모든 SNR에 대해 우수함을 보였다.

References

- [1] H. Lee, J. Chun, S. Hwang, S. You, and W. Byun, "Forward-looking synthetic inverse scattering image formation for a vehicle with curved motion based on time domain correlation," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 30, no. 1, pp. 60-69, 2019.
- [2] M. Soumekh, *Synthetic Aperture Radar Signal Processing with Matlab Algorithms*, New York, NY, John Wiley & Sons, 1999.
- [3] H. Lee, J. Chun, and S. Song, "Millimeter-wave(W-band) forward-looking super-resolution radar imaging via re-weighted l_1 -minimization," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 28, no. 8, pp. 636-645, Aug. 2017.
- [4] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela, "MIMO radar: An idea whose time has come," in *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference*, Philadelphia, PA, 2004, pp. 71-78.
- [5] F. C. Robey, S. Coutts, D. Weikle, J. C. McHarg, and K. Cuomo, "MIMO radar theory and experimental results," in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 2004, vol. 1, pp. 300-304.
- [6] X. H. Wu, A. A. Kishk, and A. Glisson, "MIMO-OFDM radar for direction estimation," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 4, no. 1, pp. 28-36, Feb. 2010.
- [7] K. Fazel, "Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system," in *Proceedings of 2nd IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, Ottawa, 1993, vol. 2, pp. 975-979.
- [8] S. Kaiser, "Trade-off between channel coding and spreading in multi-carrier CDMA systems," in *Proceedings of ISSSTA'95 International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Mainz, 1996, vol. 3, pp. 1366-1370.
- [9] S. Kaiser, "OFDM code-division multiplexing in fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 8, pp. 1266-1273, Aug. 2002.
- [10] M. Ruggiano, P. van Genderen, "Wideband ambiguity function and optimized coded radar signals," in *2007 European Radar Conference*, Munich, 2007, pp. 142-145.
- [11] Y. Zhang, J. Wang, "OFDM-coded signals design for MIMO radar," in *2008 9th International Conference on Signal Processing*, Beijing, 2008, pp. 2442-2445.
- [12] K. Rambach, B. Yang, "MIMO radar: Time division multiplexing vs. code division multiplexing," in *International Conference on Radar Systems(Radar 2017)*, Belfast, 2017, pp. 1-5.
- [13] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing(Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 13, no. 4, pp. 619-621, Oct. 1967.
- [14] E. H. Kim, K. H. Kim, "Random phase code for automotive MIMO radars using combined frequency shift keying-linear FMCW waveform," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 12, no. 10, pp. 1090-1095, 2018.

이 혁 중 [한국과학기술원/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0001-5669-3123>



2013년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)

2015년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학부 (공학석사)

2015년 2월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학부 박사과정

[주 관심분야] Signal Processing for Radar Systems, Detection and Estimation 등

김 형 주 [한국전자통신연구원/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-3593-4113>



2010년 2월: 경북대학교 전자전기컴퓨터공학 (공학사)

2012년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 (공학석사)

2018년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 (공학박사)

2018년 12월~현재: 한국전자통신 선임연구원

[주 관심분야] 레이더 신호처리, 전자파 수치해석

전 주 환 [한국과학기술원/교수]

<https://orcid.org/0000-0002-3506-1722>



1980년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)

1984년 2월: Cornell University 전자공학과 (공학석사)

1989년 2월: Stanford University 전자공학과 (공학박사)

1992년 2월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학부 교수

[주 관심분야] Signal Processing for Wireless Communication, Signal Processing for Radar Systems, Detection and Estimation 등

정 병 장 [한국전자통신연구원/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-3606-0593>



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1992년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 (공학석사)

1997년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학 (공학박사)

1996년~2003년: 삼성종합기술원 전문연구원

2003년~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원

[주 관심분야] 통신신호처리 및 전송기술, Cognitive Radio, 레이더 신호처리 기술