

비선형 호핑 패턴의 Stepped-Carrier OFDM 파형을 활용한 거리-도플러 이미징 기법 연구

Study on Range-Doppler Imaging Using Stepped-Carrier OFDM Waveforms with a Nonlinear Hopping Pattern

강종성 · 홍용기* · 전준현 · 박재현

Jong-Sung Kang · Yong-gi Hong* · Junheon Jeon · Jaehyun Park

요 약

OFDM 레이더의 거리 해상도를 높이기 위해서는 신호 대역폭을 늘려야 하며, 넓은 대역폭의 신호를 처리하기 위해 높은 샘플링 주파수를 가지는 ADC/DAC를 요구한다. 이를 극복하기 위해 선형 계단형 반송파(steppped-carrier, SC) OFDM 파형을 활용한 레이더 신호처리 기법이 연구되었다. 하지만, 선형 SC OFDM의 경우, 연속적인 부대역을 선형적으로 옮겨가야 하므로, 주파수 활용 측면에서 유연하지 않다. 본 논문은 비선형 호핑 패턴을 가지는 SC OFDM 파형을 활용하여 거리-도플러 맵을 획득하는 기법을 제안한다. 또한 비선형 호핑 패턴으로 인해서 생기는 도플러 추정 오차를 극복하기 위한 보상 알고리즘을 제안한다. 모의실험을 통해 제안한 기법이 기존 선형 SC OFDM 파형과 유사한 거리-도플러 맵을 획득하는 것을 확인하였으며, 목표물의 거리와 도플러 파라미터들에 대해 평균제곱 추정오차 비교를 통해 비선형 호핑 패턴의 SC OFDM 파형을 이용할 때 유연한 주파수 활용성을 제공함과 동시에 레이더 추정 성능 저하가 발생하지 않음을 확인할 수 있었다.

Abstract

To increase the range resolution of OFDM radars, a wide bandwidth of the baseband signal is required, which increases the ADC/DAC sampling rate. Although radar signal processing with linear stepped-carrier (SC) OFDM waveforms has been developed to overcome it, the linear pattern in the subband allocation does not provide flexibility in spectrum utilization. In this study, we proposed the range-Doppler (RD) imaging method using SC OFDM waveforms with a nonlinear hopping pattern. In addition, we proposed a method for calibrating the Doppler estimation error owing to the nonlinear hopping pattern. Numerical simulations were used to verify that the proposed method yielded a similar RD map and MSE performance compared to the conventional linear SC OFDM, thereby providing flexibility in spectrum utilization.

Key words: Stepped-Carrier OFDM, Nonlinear Hopping Pattern, Zero-Padding 2D DFT

「이 논문은 2022학년도 부경대학교 연구년 교원 지원사업에 의하여 연구되었음.」

부경대학교 전자정보통신공학부 전자공학전공(Major of Electronics Engineering, Division of Electronics and Communications Engineering, Pukyong National University)

*LIG 넥스원(LIG Nex1)

· Manuscript received April 8, 2022 ; Revised April 26, 2022 ; Accepted July 2, 2022. (ID No. 20220408-035)

· Corresponding Author: Jaehyun Park (e-mail: jaehyun@pknu.ac.kr)

I. 서 론

최근 높은 주파수 효율과 다중 노드 간섭 관리의 용이성 때문에, 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 레이더는 광범위하게 연구되었다^{[1],[2]}. 참고문헌 [3]에서는 OFDM 기반 레이더를 이용하여 거리 및 속도를 최우도 추정값을 도출하는 알고리즘이 개발되었으며, 참고문헌 [2]와 참고문헌 [4]에서는 상관관계(correlation) 기반 기저대역 신호처리 없이 거리 프로파일을 추정하기 위하여 심볼기반 신호처리가 개발되었다. WLAN^[5]과 5G^[6], 참고문헌 [7] 같은 다양한 무선 기술 시스템에서도 널리 사용되는 OFDM은 동일한 OFDM 파형을 사용하여 레이더와 통신을 결합한(radar and communication, RadCom) 시스템의 개발 연구가 이루어지고 있다^{[8]~[10]}. 참고문헌 [9]에서 OFDM 파형을 이용하여 수신된 신호를 활용하여 거리-도플러 맵을 얻는 알고리즘이 개발되었으며, 여기서 정보데이터는 수신된 기저대역 신호에서 제거되어 여러 표적의 거리-도플러 매개변수를 추출할 수 있다.

고해상도 레이더 이미지를 얻기 위하여 넓은 대역폭이 필요하며, 이는 넓은 기저대역 OFDM 신호를 처리하기 위하여 ADC 샘플링 속도를 증가시킨다. 최근에는 이 문제를 해결하기 위해, 선형 계단형 반송파(steped-carrier, SC) OFDM 레이더가 광범위하게 연구되었다^{[11]~[15]}. 참고문헌 [11]에서는 선형 SC OFDM이 개발되었고, 이 파형을 활용하여 2D 거리-도플러 맵을 얻기 위한 2D DFT 기반 알고리즘이 제안되었다^[11]. 참고문헌 [13]에서는 4개의 수신/송신 안테나를 가진 SC OFDM MIMO 레이더가 다중 표적의 방위각을 얻기 위하여 이용되었다. 참고문헌 [14]에서는 높은 거리 해상도를 얻기 위하여 코드화된 SC OFDM 레이더가 개발되었으며, 도플러 매개변수를 명확하게 추정하기 위하여 Costas 코드가 적용되었다^[14]. 하지만 대부분 이전 연구들에서는 선형 호핑 패턴의 SC OFDM이 고려되었다. 선형 SC OFDM에서는 좁은 대역의 OFDM 심볼을 여러 부대역에 걸쳐 전송한 뒤, 수신단에서 이러한 부대역의 신호를 기저대역으로 떨어뜨린 뒤, 기저대역에서 신호처리를 통해 여러 부대역의 심볼이 가지는 대역폭 합과 동일한 대역폭의 단일 광대역 OFDM 신호와

동일한 해상도를 가지도록 할 수 있다.

하지만 선형 SC OFDM의 경우, 연속적인 부대역을 선험적으로 옮겨야 하므로, 주파수 활용 측면에서 유연하지 않다. 만약, 좁은 대역의 OFDM 심볼을 비선형적/비연속적으로 부대역을 선택할 수 있다면, 연속적인 주파수 대역을 선택해야 하는 선형 SC OFDM에 비해 주파수 활용도가 높을 수 있다. 예를 들면, RadCom에서 통신 측면에서 유리한 부대역을 선택하여 반송파를 옮겨다닌다면, 기존 선형 SC OFDM보다 우수한 통신성능을 얻을 수 있다. 또한 다중 레이더가 스펙트럼을 공유할 경우, 간섭관리 측면에서도 비선형 호핑 패턴이 보안 측면에서 유리하다.

본 논문에서는 비선형 호핑 패턴의 SC OFDM을 활용하여 거리-도플러 맵을 획득하는 기법을 제안한다. 여기서 제로 패딩 기반 2D DFT를 이용하여 2D 거리-도플러 맵을 얻을 수 있음을 수식적으로 확인하였다. 또한, 호핑 패턴으로 인해서 생기는 도플러 추정 오차를 극복하기 위한 보상알고리즘을 제안한다. 또한 비선형 호핑 패턴의 자유도를 활용하여, RadCom 시스템에서 SC OFDM 레이더 성능의 저하를 야기하지 않고 통신 성능을 개선시킬 수 있는 호핑 패턴 선택 기법을 제시하여 제안한 기법이 연속적인 주파수 대역을 선택해야 하는 선형 SC OFDM에 비해 높은 주파수 활용도를 가지는 것을 논의한다.

모의 실험을 통해 제안한 기법이 기존 선형 SC OFDM 파형과 유사한 거리-도플러 맵을 획득하는 것을 확인하였으며, 목표물의 거리와 도플러 파라미터들에 대해 평균 제곱 추정오차 비교를 통해 비선형 호핑패턴의 SC OFDM 파형을 이용할 때 유연한 주파수 활용성을 제공함과 동시에 레이더 추정 성능 저하가 발생하지 않음을 확인할 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 SC OFDM 송신과 수신 신호 모델을 설명한다. III장에서는 거리와 속도 추정을 위한 레이더 신호 처리 알고리즘을 제안한다. 그리고, IV장에서는 속도 추정 정확도를 개선하기 위하여 도플러 추정 보정 방법을 제안한다. V장에서는 제안한 비선형 SC OFDM 파형을 동시 통신 및 레이더 시스템에서 활용하는 방안을 논의한다. VI장에서는 여러 시뮬레이션 결과를 제시하며, VII장에서는 결론을 내린다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는, 그림 1(a)와 같이, 비선형 호핑 패턴으로 서브밴드를 할당하여 SC OFDM 파형을 송신단에서 생성하는 방식을 고려한다. 참고로, 기존의 선형 SC OFDM에서는 그림1(b)와 같이 하나의 레이다가 연속적인 부대역을 할당받아 OFDM 서브심볼을 호핑하여 전송한다.

구체적으로, 송신단에서 M 개의 OFDM 서브심볼을 합쳐서 한 개의 SC OFDM 심볼을 형성한다. 이때 매 OFDM 서브심볼마다 반송파 주파수를 전환함으로써 서로 다른 서브밴드를 통해 전송한다. 이때 총 B 개의 심볼 블록을 전송하여 목표물에 반사되어 수신된 레이다 신호로부터 목표물의 거리와 속도를 추정할 수 있다. 각 서브심볼이 N 개의 부반송파로 구성되고, m 번째 OFDM 서브심볼의 반송파 주파수가 f_m 으로 할당된다고 하자. 이상적인 송신기를 가정한다면, 전송된 RF 파형은 식 (1)와 같이 주어진다^{[11],[12]}.

$$x_{RF}(t) = \sum_{b=0}^{B-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} d_{nmb} e^{j2\pi(f_m+n\Delta f)t} \times \text{rect}\left(\frac{t-bMT-m}{T}\right). \quad (1)$$

여기서 d_{nmb} 는 각 OFDM 부반송파에 실리는 페이즈 코드이며, RadCom 환경에서는 통신 수신기로 전송되는 정보가 실린 통신 심볼이 될 수 있다. 또한, $\text{rect}(t)$ 는 $-0.5 \leq t \leq 0.5$ 에서 1이고, 나머지 0인 구형파를 나타내며, Δf 는 서브캐리어 간격, T 는 사이클릭 프리픽스(CP: cyclic

prefix)를 포함한 OFDM 서브심볼 간격을 나타낸다. 참고로, b 는 심볼 블록 인덱스를 나타내며, m 은 서브심볼 인덱스, n 은 부반송파의 인덱스를 나타낸다.

기존 참고문헌 [11]과 참고문헌 [12] 등의 선형 SC OFDM 신호모델과의 차이점으로서, 그림1(a)에서와 같이 M_{sub} 개의 불균일한 부대역을 사용할 수 있는 경우, f_m 은 식 (2)와 같이 표현이 가능하다.

$$f_m = f_c + m_{(k)}N\Delta f, \quad (2)$$

여기서 f_c 는 기본 캐리어 주파수를 나타내며, $m_{(k)}$ 는 부대역 인덱스를 나타내며, $m_{(k)} \in \{1, \dots, M_{\text{sub}}\}$ 범위를 가지게 된다.

L 개의 점표적이 존재할 때, 이상적인 수신기를 가정하여, 레이다 수신기에서 수신된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$x_{RX}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l x_{RF}(t - \tau_l), \quad (3)$$

여기서 $\alpha_l (= a_l e^{j\phi_l})$ 은 l 표적의 반사 이득과 레이다 노드의 안테나 이득을 통합한 계수이며, τ_l 은 레이다 노드 그리고 l 번째 표적 사이의 왕복지연시간을 나타낸다. 구체적으로 τ_l 은 식 (4)와 같이 주어진다.

$$\tau_l = \frac{2}{c} \left(R_l + \frac{v_l}{2} t \right), \quad (4)$$

여기서 R_l 은 레이다 노드와 $t=0$ 에서 l 번째 표적 사이 거리이며, v_l 은 레이다 노드에 대한 l 번째 표적의 상대속도이다.

다음은 용이한 수식 전개를 위해, 높은 SNR 환경에서 레이다 수신 신호를 가정하고 노이즈는 고려하지 않는다. 한 개의 목표물이 존재함을 고려하여 식 (1)을 식 (3)에 대입하고, 기저대역으로 하향 변환 후 왕복지연시간인 τ 는 식 (4)를 이용하여 치환시켜 주면 수신된 신호는 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} x_r(t) &= \frac{x_{RF}(t - \tau)}{e^{j2\pi f_m t}} \\ &= \sum_{b=0}^{B-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} d_{nmb} e^{j2\pi n \Delta f t} \\ &\quad \times e^{j2\pi \frac{2R_l}{c} (f_m + n\Delta f)} e^{j2\pi \frac{v_l t}{c} (f_m + n\Delta f)}. \end{aligned} \quad (5)$$

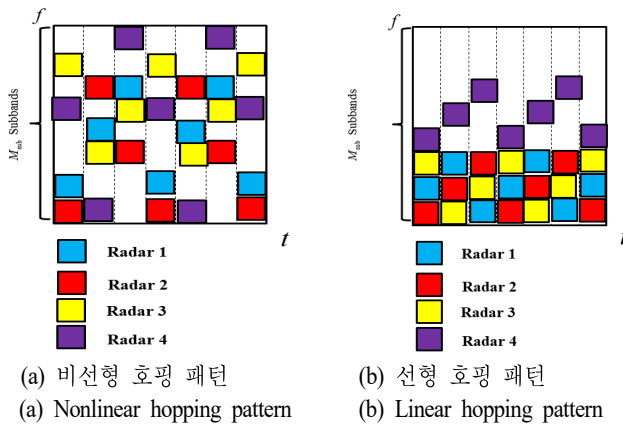


그림 1. 스펙트럼 할당 방식
Fig. 1. Spectrum allocation.

식 (5)에서 이 신호를 나이퀴스트 샘플링 속도로 샘플링하고, DFT 연산을 취한 후 레이다 노드의 b 번째 블록에 있는 m 번째 서브캐리어의 n 번째 부반송파의 신호 성분은 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$d_{RX,nmb} = d_{nmb} e^{-j2\pi \frac{2R_1}{c}(f_m+n\Delta f)} e^{j2\pi \frac{v_1(m+bM)T}{c}(f_m+n\Delta f)}, \quad (6)$$

여기서 첫 번째와 두 번째 지수 항은 각각 목표물 거리 (R_1)와 목표물 속도(v_1)와 연관된다.

III. 비선형 호핑패턴 SC OFDM 파형을 활용한 거리 도플러 이미징 기법

이번 장에서는 SC OFDM 파형이 비선형 호핑 패턴으로 여러 부대역을 통해 전송될 때, 거리와 속도 추정을 위한 레이다 신호 처리 알고리즘을 제안한다.

II 장의 식 (6)에서 페이즈코드 또는 QAM 심볼 정보는 거리 및 속도 추정에 필요하지 않으므로, 이를 나누어주는 스펙트럼 분할(spectral division) 과정을 거치고 나면 식 (7)과 같은 수식을 얻을 수 있다^{[2],[9]}.

$$D_{nmbk} = \frac{d_{RX,nmb}}{d_{nmb}} = e^{-j2\pi \frac{2R_1}{c_0}(f_m+n\Delta f)} e^{j2\pi \frac{v_1(m+bM)T}{c_0}(f_m+n\Delta f)}. \quad (7)$$

식 (7)를 이용해서 $a_k = e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c_0}f_m}$ 로 치환하고, $f_m + n\Delta f$ 를 f_c 로 근사화시키면 행이 N 개의 부반송파, 열이 B 개의 심볼 블록인 행렬 형태로 식 (8)의 D_k 를 표현할 수 있다.

참고로, SC OFDM이 아닌 MN 개의 부반송파를 가지는 단일 대역 OFDM을 활용하는 경우, 식 (7)에 해당하는

스펙트럼 분할 과정 후 b 번째 OFDM 파형의 $mN+n$ 번째 부반송파 위상에 관한 식은 식 (9)와 같이 주어질 수 있다 ($t=bMT$ 인 경우).

$$D_{nmb}^{\sin} = e^{-j2\pi \frac{2R_1}{c_0}(f_c+mN\Delta f+n\Delta f)} e^{j2\pi \frac{v_1(bM)T}{c_0}(f_c+mN\Delta f+n\Delta f)} \quad (9)$$

따라서, $[D_{11b}^{\sin}, D_{21b}^{\sin}, \dots, D_{N1b}^{\sin}, D_{N2b}^{\sin}, \dots, D_{NMb}^{\sin}]$ 에 MN-point DFT 연산을 적용하면, 표적의 거리를 추정할 수 있으므로

로 거리 해상도는 $\frac{c_0}{2(MN-1)\Delta f}$ 로 구할 수 있다.

본 논문에서는 기존 논문과 달리 비선형 부반송파를 가지고 호핑된 SC OFDM 파형을 여러 개 모아서 단일 대역 OFDM과 같은 해상도를 가지기 위해 한 번에 모아서 신호처리를 하는 것이 목적이다. 하지만 위상차 $\Delta\Phi_{mn}$ (그림 2)이 존재한다. 해당 부반송파에서의 위상차이를 식 (7)과 식 (9)로부터 계산하면 식 (10)과 같이 근사화할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{mn} &= 2\pi \frac{2v_{k1}mT}{c_0}(f_m+n\Delta f) - 2\pi \frac{2R_0}{c_0}(m_{(k)}-m)N\Delta f \\ &\approx 2\pi \frac{2v_1mT}{c_0}(f_c+m_{(k)}N\Delta f+n\Delta f) \\ &\approx 2\pi \frac{2v_1mT}{c_0}(f_m+n\Delta f) \\ &\approx 2\pi \frac{2v_1mT}{c_0}f_c. \end{aligned} \quad (10)$$

식 (2)에서의 f_m 은 식 (10)의 첫 번째 방정식에 대입할 수 있고, 식 (10)의 나머지 부분에서는 $f_c \gg m_{(k)}N\Delta f$ 라고 가정하였다. 식 (10)에서 위상차 $\Delta\Phi_{mn}$ 은 비선형 호핑 패턴과 무관하므로 그림 2와 같이 위상차를 보정을 해주

$$D_k = a_k \begin{bmatrix} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m)T}{c_0}f_c} & e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+1M)T}{c_0}f_c} & e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+2M)T}{c_0}f_c} & \dots & e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+(B-1)M)T}{c_0}f_c} \\ e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m)T}{c_0}f_c} & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+1M)T}{c_0}f_c} & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+2M)T}{c_0}f_c} & \dots & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+(B-1)M)T}{c_0}f_c} \\ e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(2\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m)T}{c_0}f_c} & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(2\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+1M)T}{c_0}f_c} & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(2\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+2M)T}{c_0}f_c} & \dots & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}(2\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+(B-1)M)T}{c_0}f_c} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}((N-1)\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m)T}{c_0}f_c} & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}((N-1)\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+1M)T}{c_0}f_c} & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}((N-1)\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+2M)T}{c_0}f_c} & \dots & e^{-j2\pi \frac{2R_{k1}((N-1)\Delta f)}{c_0}} e^{j2\pi \frac{v_{k1}(m+(B-1)M)T}{c_0}f_c} \end{bmatrix}$$

where $a_k = e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c_0}f_m}$ and $f_m + n\Delta f \approx f_c$.

(8)

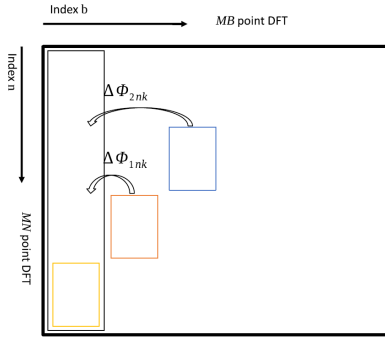


그림 2. 수신 OFDM 레이다 신호 위상 보정
Fig. 2. Phase alignment for received OFDM radar signal.

면, 2D DFT를 적용하여 표적의 거리와 속도를 추정할 수 있다. 그러나 모든 목표물마다 다른 속도를 가지고 있기 때문에, 도플러 필터 뱅크 등의 복잡한 신호처리 과정을 거쳐야 한다. 또한 목표물의 속도를 추정하기 위해 그림 2의 심볼 인덱스 b 를 따라 기존의 DFT 연산을 수행할 때 도플러 축 상의 피크 위치는 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \bar{l} &= \frac{2v_1(m+bM)}{c_0 b} BT(f_m + n\Delta f) \\ &\approx \frac{2v_1(m+bM)}{c_0 b} BTf_c, \end{aligned} \quad (11)$$

이는 인덱스 m 에 따라 피크 위치가 다르다. 즉, 블록 내의 서브심볼 인덱스에 따라 피크의 위치가 변경된다.

식 (9)에서 단일 대역 OFDM에 대해 동일하게 기존 DFT를 취할 때, Doppler 축에서 피크의 위치는 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \frac{\bar{l}b}{B} &= \frac{2v}{c_0} bMT(f_c + n\Delta f) \\ \rightarrow \bar{l} &= \frac{2v}{c_0} MBT(f_c + n\Delta f) \approx \frac{2v}{c_0} MBTf_c \end{aligned} \quad (12)$$

참고문헌 [11]에서는 선형 호핑 패턴의 선형 SC OFDM 파형에 대해 시간 및 주파수 이동을 고려하여 DFT에 서브심볼 인덱스 m 을 도입하는 수정된 DFT 접근 방식이 제안되었다. 구체적으로, 속도 프로파일은 식 (13)과 같이 계산된다.

$$V_{nmk}[l] = \sum_{b=0}^{B-1} D_{mb} e^{-j2\pi \frac{l(m+bM)}{MB}}, \quad l \in [0, N-1], \quad (13)$$

식 (10)의 위상차 $\Delta\Phi_{mn}$ 도 비선형 호핑패턴과 독립적이기 때문에 비선형 호핑 패턴이 있는 신호 모델에도 적용할 수 있다. 이를 확인하기 위해 식 (7)의 D_{nmb} 를 식 (13)의 수정된 DFT에 대입하면 최대값에 대한 인덱스는 식 (14)와 같이 주어진다.

$$\bar{l} = \frac{2v_1}{c_0} T(f_m + n\Delta f)MB \approx \frac{2v}{c_0} T f_c MB. \quad (14)$$

즉, 인덱스 l 은 부대역 인덱스 m 및 비선형 호핑 패턴과 독립적이며, 이는 식 (12)와 유사하다.

수정된 DFT는 제로패딩 기반의 2D DFT를 통해 구현될 수 있다. 구체적으로, $NM \times MB$ 행렬 V_k 는 D_{nmb} 를 $(n+1+mN, m+1+Mb)$ 번째에 위치시키고, 나머지 위치에 0을 채워 넣는 방식으로 형성할 수 있다. 예를 들면 $N=2, B=2, M=3$ 일 때 V_k 는 식 (15)와 같이 주어질 수 있다.

$$V_k = \begin{bmatrix} D_{111} & 0 & 0 & D_{112} & 0 & 0 \\ D_{211} & 0 & 0 & D_{212} & 0 & 0 \\ 0 & D_{121} & 0 & 0 & D_{122} & 0 \\ 0 & D_{221} & 0 & 0 & D_{222} & 0 \\ 0 & 0 & D_{131} & 0 & 0 & D_{132} \\ 0 & 0 & D_{231} & 0 & 0 & D_{232} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

2D DFT를 V_k 에 적용하여 거리해상도 $\Delta R \approx \frac{c_0}{2(MN-1)\Delta f}$ 와 도플러 해상도 $\Delta v \approx \frac{c_0}{2f_c TMB}$ 를 갖는 거리-도플러 맵을 얻을 수 있다. 또한 식 (14)로부터 표적의 속도는 식 (16)과 같이 추정할 수 있다.

$$\bar{v} = \frac{c_0}{2MBT(f_m + n\Delta f)} \bar{l} \approx \frac{c_0}{2MBTf_c} \bar{l} \quad (16)$$

IV. 비선형 SC OFDM 파형을 위한 개선된 도플러 추정 방법

III 절의 수정된 DFT를 통해 표적의 도플러 성분은 식 (14)와 같이 계산되며, $f_m + n\Delta f$ 는 f_c 로 근사화하여 식 (16)으로부터 해당 표적의 속도를 추정할 수 있다. 그러나 본 논문에서 제안한 비선형 호핑 패턴을 갖는 SC OFDM의 경우, f_m 의 동적 범위는 유연한 스펙트럼 자원 운용으로 인해 M_{sub} (사용 가능한 부대역의 수)의 개수가 많은

것을 고려할 수 있으며, 일반적으로 기존 선형 SC OFDM 보다 더 넓을 수 있다. 이는 식 (16)에서 표적의 속도 추정에서 근사 오차를 증가시킬 수 있다. 따라서 근사 오차를 줄이기 위해 근사화한 반송파 주파수 f_c^{cal} 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_c^{\text{cal}} &= \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} (f_m + n\Delta f) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left(f_m + \frac{N-1}{2} \Delta f \right). \end{aligned} \quad (17)$$

따라서, 식 (14)에서의 $f_m + n\Delta f$ 는 f_c 가 아닌 f_c^{cal} 로 근사화하면 식 (16)의 근사화 오차를 줄여 보다 정확한 속도 추정을 할 수 있다. 이를 바탕으로 보정된 속도는 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{v} \approx \frac{c_0}{2MBTf_c^{\text{cal}}} \bar{l}. \quad (18)$$

V. 제안한 비선형 SC OFDM 파형을 이용한 동시 통신 및 레이다 스펙트럼 활용 기법

앞선 III장에서 SC OFDM 파형을 비선형 호핑패턴을 가지더라도 기존의 연속적인 부대역을 선형적으로 옮기는 방식과 동일하게 레이다 신호처리가 가능함을 살펴본 바 있다. 본 장에서는 이러한 비선형 호핑 패턴의 자유도를 활용하여, 동시 통신 및 레이다 운용 시스템에서 레이다 성능에 영향을 주지 않으면서 통신 성능을 개선시킬 수 있는 호핑 패턴 선택 기법을 제안한다. 구체적으로 식 (1)의 RF전송 신호가 L_p 개의 다중경로를 통해 통신 수신기에 수신된 신호는 식 (19)와 같이 표현될 수 있다.

$$y_{IR}(t) = \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_{l,l} x_{RF}(t - \tau_{l,l}) + n(t) \quad (19)$$

여기서 $\alpha_{l,l}$ 과 $\tau_{l,l}$ 은 각각 동시 통신 및 레이다 운용 시스템의 송신기에서 정보 수신기 사이의 다중 경로에 대한 채널 이득과 채널 지연을 나타낸다. 이 수신신호를 저대역으로 떨어뜨린 후 OFDM 신호를 복호하기 위해 주파수영역으로 변환하게 되면 식 (20)과 같이 m 번째 부대역에서 n 번째 부반송파에 해당하는 등가적인 플랫폼이딩

채널을 겪은 신호모델로 나타낼 수 있다.

$$y_{l,nmb} = h_n^m d_{nmb} + n_{nmb} \quad (20)$$

여기서 h_n^m 는 m 번째 부대역의 n 번째 부반송파에 해당하는 주파수 영역 채널이득을 나타낸다. 이 주파수 영역의 채널은 $\alpha_{l,l}$ 과 $\tau_{l,l}$ 은 식 (21)과 같은 관계를 가지게 된다.

$$\begin{aligned} [h_1^m, \dots, h_N^m] &= DFT(\alpha_{l,1} e^{-j2\pi f_m \tau_{l,1}}, 0, \dots, \alpha_{l,2} e^{-j2\pi f_m \tau_{l,2}}, \\ &\quad 0, \dots, \alpha_{l,L_p} e^{-j2\pi f_m \tau_{l,L_p}}, 0, \dots, 0) \end{aligned} \quad (21)$$

따라서 RadCom 시스템의 송신기에서 부대역을 선택할 때, 식 (22)와 같이 M 개의 부대역을 선택할 수 있다.

$$m_i \in \{1, \dots, M_{\text{sub}}\}, i = 1, \dots, M \quad \max \sum_{n=1}^N |h_n^{m_i}|^2 \quad (22)$$

따라서 부대역의 채널 이득의 합이 큰 M 개의 부대역을 선택하여 부대역 호핑을 한다면, 선형적으로 호핑하는 경우보다 높은 통신 전송용량을 가질 수 있게 된다.

VI. 모의 실험 결과

컴퓨터 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제안한 비선형 호핑 패턴 기반 SC OFDM 레이다의 성능을 검증한다. 자세한 시뮬레이션 매개변수는 표 1에 나타내었다. 일반적인 OFDM 레이다 시스템에서 활용되는 파라미터들^{[4],[11]}을 가정하였지만, 제안하는 기술은 일반적인 매개변수에 대해서도 확장 및 검증이 가능하다. 또한 시뮬레이션 전반에 걸쳐, 점표적은 무작위로 선택된 속도로 이동하는 거리에 무작위로 배치된다. 여기서 거리는 [10, 90] m 범

표 1. NSC OFDM 파형 시뮬레이션 매개변수

Table 1. Simulation parameters for NSC-OFDM waveform.

Parameter	Value
Number of subcarriers per subsymbol (N)	256
Number of available subbands (M_{sub})	16
Number of subsymbols per block (M)	4
Number of blocks (B)	64
Bandwidth of subsymbol	10 MHz
Carrier frequency (f_c)	28 GHz

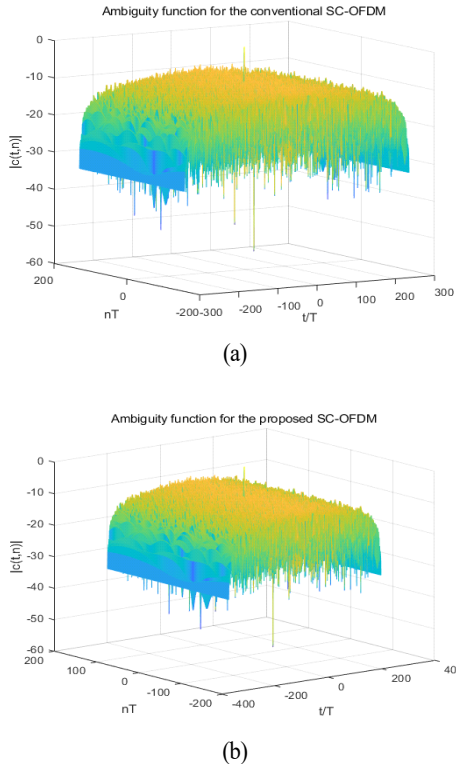


그림 3. (a) 선형 및 (b) 비선형 SC OFDM 방식으로 생성된 파형의 ambiguity 함수 비교
Fig. 3. Ambiguity function of the waveforms based on SC OFDM with (a) linear and (b) nonlinear hopping pattern.

위에서 균일한 분포에 기반하여 랜덤하게 결정했으며, 속도는 역시 $[10, 120]$ km/h 범위에서 랜덤하게 결정하였다. 또한 공정한 비교를 위해 시간당 전송되는 에너지는 동일하게 설정하였다. 즉, SC-OFDM의 경우, M 개의 OFDM 서브캐리어가 가지는 에너지와 단일 밴드 OFDM의 심볼 에너지가 동일하도록 설정하였다.

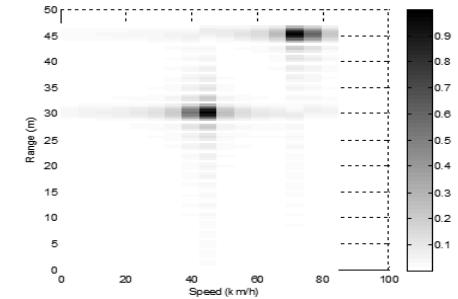
그림 3에서는 선형 및 비선형 방식으로 생성한 SC OFDM의 ambiguity 함수를 나타내었다. 각 부반송파별 페이즈드코드는 랜덤하게 발생시켰으며, 결과로부터 송신 신호의 ambiguity 함수는 비선형 호핑방식에 큰 영향을 받지 않는 것을 확인할 수 있다.

6-1 거리-도플러 맵 비교

제안한 비선형 SC OFDM 레이더의 거리-도플러 이미

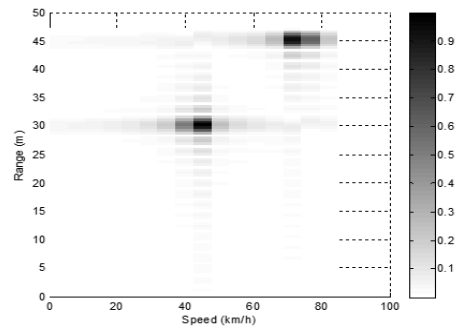
징 성능을 확인하기 위하여 선형 stepped-carrier OFDM 파형에서 얻은 2D 거리 도플러 맵을 그림 4에서 함께 비교하였다.

참고로 40 MHz 대역폭의 단일 대역 OFDM에 대한 2D 거리-도플러 맵은 레이더 작동 성능을 비교할 수 있는 지



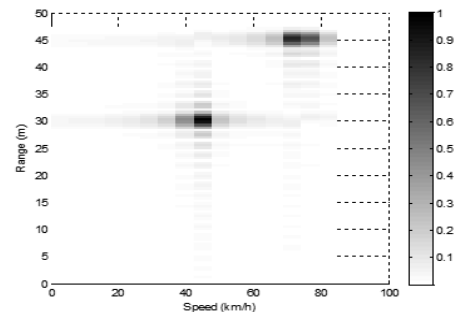
(a) 단일 대역 OFDM

(a) Single band OFDM



(b) 선형 호핑 기반 SC OFDM

(b) LSC-OFDM



(c) 비선형 호핑 기반 SC OFDM

(c) NSC-OFDM

그림 4. 여러 가지 방식의 OFDM 파형을 이용하여 획득한 거리-도플러 맵

Fig. 4. Range-Doppler map using various OFDM waveforms.

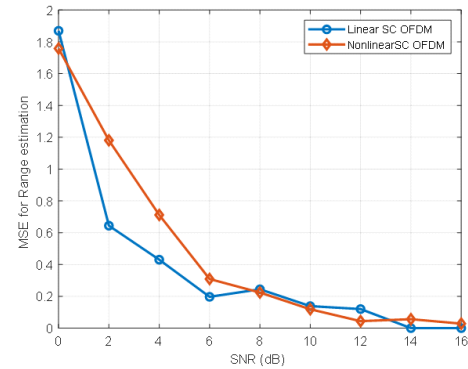
표로 볼 수 있다. 단일 대역 OFDM과 SC OFDM 레이더의 공정한 비교를 위해 SC OFDM의 4개의 서브심볼은 한 심볼 블록에 있으며, 한 개의 서브심볼의 대역폭은 10 MHz로 설정되었다. 여기서, SNR은 10 dB로 설정되었으며, 거리와 속도는 각각 (30 m, 45 km/h) 및 (45 m, 75 km/h)인 두 개의 표적이 존재한다.

그래프로부터 SC OFDM 파형을 통해 얻은 2D 거리-도플러 맵은 단일 대역 OFDM 파형에서 얻은 2D 거리-도플러 맵과 매우 유사함을 확인할 수 있다. 즉, 낮은 대역폭을 가지는 SC OFDM 파형을 활용하여 높은 대역폭의 단일밴드 OFDM 파형과 동일한 해상도를 가지는 맵을 획득할 수 있음을 확인할 수 있으며, 동시에 단일밴드 OFDM에 비해 75 % 감소한 샘플링 주파수를 활용한 ADC 또는 DAC를 통해 OFDM 레이더를 구현할 수 있다.

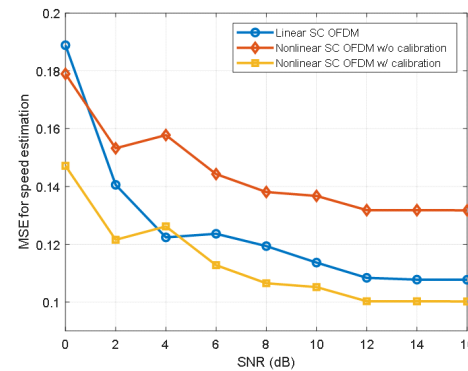
6-2 평균제곱 오차 비교

비선형 SC OFDM의 레이더의 성능을 구체적으로 비교 분석하기 위하여, 선형 SC OFDM 파형을 통해서 추정한 목표물들의 거리 및 속도 추정에 대한 평균제곱 오차를 수신 SNR에 따라 비교하였다.

즉, 그림 5에서는 목표물이 거리와 속도가 랜덤하게 주어질 때, 기존 선형 SC OFDM과 비선형 호핑 패턴의 SC OFDM의 추정된 거리와 속도의 평균제곱 오차값을 비교하였다. 그림 5(a)에는 거리 추정에 대한 평균제곱 오차를 나타내었다. 제안한 비선형 SC OFDM이 선형 SC OFDM과 유사한 거리 추정 오차를 내는 것을 확인할 수 있으며, SNR이 높아짐에 따라 추정 성능은 0에 가까워지는 것을 확인할 수 있다. 그림 5(b)에는 속도 추정에 대한 평균제곱 오차를 나타내었다. 비선형 SC OFDM은 IV장에서 언급한 바와 같이 식 (17)의 근사 오차로 인해 가장 높은 평균제곱오차 성능을 나타낸다. 하지만 식 (18)의 보상 기법을 이용하였을 경우, 그림 5(b)에서 확인할 수 있듯이 두 기법은 유사한 평균제곱 오차를 나타낸다. 즉, 제안한 보상 기법을 통해 추정 성능 저하를 극복할 수 있으며, 제안한 비선형 SC OFDM이 레이더 성능을 저하시키지 않음을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 5. 비선형 및 선형 SC OFDM 방식에 따른 거리 및 속도 추정의 평균제곱 오차

Fig. 5. MSE versus SNR of (a) range and (b) speed estimation for SC OFDM with linear and nonlinear hopping patterns.

6-3 RadCom 통신 전송 속도 비교

V장에서 제안한 비선형 SC OFDM의 자유도를 통신 성능 개선에 활용하는 방안의 성능을 검증하기 위해, 그림 6에 선형 SC OFDM을 활용하였을 때와 비선형 SC OFDM을 활용하였을 때, 통신 전송 용량을 비교하였다. 이때 40 MHz 대역폭 내에서 RF 전송 신호가 4개로 구분되는 다중경로를 통해 통신 수신기에 수신된다고 가정하였다. 그래프에서 확인할 수 있듯이, 좁은 대역의 OFDM 심볼을 비선형적/비연속적으로 부대역을 식 (22)와 같이 선택할 경우, 그렇지 않은 경우보다 16 dB에서 0.13 bps/Hz의 전송용량 개선을 기대할 수 있다.

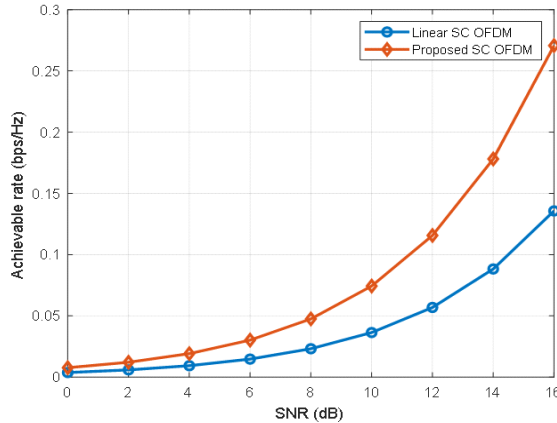


그림 6. 비선형 및 선형 SC OFDM 파형을 활용한 RadCom의 전송속도 비교

Fig. 6. Achievable rate of SC OFDM based RadCom with linear and nonlinear hopping patterns.

VII. 결 론

본 논문에서는 비선형 호핑패턴을 가지는 SC OFDM 파형을 활용하여 맵을 획득하는 기법을 제안하였다. 이때 비선형 SC OFDM을 사용할 때 거리 및 속도 추정을 위해 제로패딩 기반 2D DFT를 활용하였다. 또한 비선형 호핑패턴으로 인해서 생기는 도플러 추정 오차를 극복하기 위한 보상 알고리즘을 제안하였다. 모의 실험을 통해 거리 추정에 대한 평균제곱 오차 경우, 제안한 비선형 SC OFDM이 선형 SC OFDM과 유사한 거리 추정 오차를 내는 것을 확인할 수 있었으며, 속도 추정에 대한 평균제곱 오차의 경우, 비선형 SC OFDM은 근사 오차로 인해 평균제곱오차 성능저하가 발생하였지만 보상 기법을 이용하여 성능 저하를 극복할 수 있었다. 따라서, 제안한 비선형 SC OFDM 기법은 넓은 기저대역 OFDM 신호를 처리하기 위해 ADC 샘플링 속도를 증가시키지 않으면서, 고해상도 레이다 이미지를 획득할 수 있었다. 즉, 비선형 호핑패턴의 SC OFDM 파형을 이용할 때 유연한 주파수 활용성을 제공함과 동시에 레이다 추정 성능 저하가 발생하지 않음을 확인할 수 있었다.

References

[1] H. Lee, J. Chun, and S. Song, "Forward-looking GMTI

and estimation of position and velocity based on millimeter-wave(W-band) FMCW SAR," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 28, no. 6, pp. 459-469, Jun. 2017.

- [2] K. M. Braun, "OFDM radar algorithms in mobile communication networks," Ph.D. dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2014.
- [3] C. Sturm, E. Pancera, T. Zwick, and W. Wiesbeck, "A novel approach to OFDM radar processing," in *2009 IEEE Radar Conference*, Pasadena, CA, May 2009, pp. 1-4.
- [4] M. Braun, C. Sturm, and F. K. Jondral, "Maximum likelihood speed and distance estimation for OFDM radar," in *2010 IEEE Radar Conference*, Arlington, VA, May 2010, pp. 256-261.
- [5] C. Sturm, T. Zwick, W. Wiesbeck, and M. Braun, "Performance verification of symbol-based OFDM radar processing," in *2010 IEEE Radar Conference*, Arlington, VA, May 2010, pp. 60-63.
- [6] J. Terry, J. Heiskala, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Indianapolis, IN, Sams, 2002.
- [7] B. Farhang-Boroujeny, H. Moradi, "OFDM inspired waveforms for 5G," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 4, pp. 2474-2492, May 2016.
- [8] P. Guan, D. Wu, T. Tian, J. Zhou, X. Zhang, and L. Gu, et al., "5G field trials: OFDM-based waveforms and mixed numerologies," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 6, pp. 1234-1243, Mar. 2017.
- [9] C. Sturm, W. Wiesbeck, "Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 7, pp. 1236-1259, Jul. 2011.
- [10] Y. L. Sit, C. Sturm, and T. Zwick, "Doppler estimation in an OFDM joint radar and communication system," in *2011 German Microwave Conference*, Darmstadt, Mar. 2011, pp. 1-4.
- [11] S. H. Dokhanchi, M. R. B. Shankar, T. Stifter, and B.

Ottersten, "OFDM-based automotive joint radar-communication system," in *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, Oklahoma City, OK, Apr. 2018.

- [12] B. Schweizer, C. Knill, D. Schindler, and C. Waldschmidt, "Stepped-carrier OFDM-radar processing scheme to retrieve high-resolution range-velocity profile at low sampling rate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 3, pp. 1610-1618, Sep. 2018.
- [13] D. Schindler, B. Schweizer, C. Knill, J. Hasch, and C. Waldschmidt, "An integrated stepped-carrier OFDM MIMO radar utilizing a novel fast frequency step generator for automotive applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 11, pp. 4559-4569, Jun. 2019.

- [14] C. Pfeffer, R. Feger, and A. Stelzer, "A stepped-carrier 77-GHz OFDM MIMO radar system with 4 GHz bandwidth," in *2015 European Radar Conference (EuRAD)*, Paris, Sep. 2015, pp. 97-100.
- [15] G. Lellouch, A. K. Mishra, and M. Inggs, "Stepped OFDM radar technique to resolve range and Doppler simultaneously," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 51, no. 2, pp. 937-950, Jun. 2015.
- [16] B. Nuss, J. Mayer, S. Marahrens, and T. Zwick, "Frequency comb OFDM radar system with high range resolution and low sampling rate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 9, pp. 3861-3871, May 2020.

강 종 성 [부경대학교/학부생]

<https://orcid.org/0000-0002-9963-119X>



2016년 3월~현재 :부경대학교 전자공학과 학부생
[주 관심분야] 딥러닝, 통신신호처리, 디지털신호처리

전 준 현 [부경대학교/학부생]

<https://orcid.org/0000-0002-6415-3861>



2017년 3월: 경상대학교 전자공학과
2021년 3월~현재:부경대학교 전자공학과 학부생
[주 관심분야] 통신신호처리, 레이더신호처리

홍 용 기 [LIG넥스원/연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-3557-6088>



처리

2020년 2월: 부경대학교 전자공학과 (공학사)
2022년 2월: 부경대학교 전자공학과 (공학석사)
2022년 1월~현재: LIG넥스원 전자전연구소 5팀 연구원
[주 관심분야] 통신신호처리, 레이더신호

박 재 현 [부경대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0001-5327-9111>



Research Associate

2014년~현재: 부경대학교 교수
[주 관심분야] 다중안테나 기반 통신/레이더 신호처리, 동시 전력 및 정보 전송 기술, 심층학습 기반 통신/레이더 신호처리

2003년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
2010년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
2010년~2013년: 한국전자통신연구원 선임연구원
2013년~2014년: Imperial College London,