

고해상도 주파수 추정 기법을 통한 차량용 레이더 시스템의 간섭 완화에 관한 연구

이한별*, 최정환*, 이종호**, 김용화***, 김영준*, 김성철°

Interference Mitigation by High-Resolution Frequency Estimation Method for Automotive Radar Systems

Han-Byul Lee*, Jung-Hwan Choi*, Jong-Ho Lee**, Yong-Hwa Kim***, YoungJoon Kim*, Seong-Cheol Kim°

요약

차량용 레이더 시스템에 대한 수요가 증가함에 따라서, 상호 간섭 문제는 차량 안전을 보장하기 위해 해결해야 할 결정적인 이슈가 되었다. Frequency modulated continuous wave(FMCW) 레이더의 상호 간섭은 잡음 전력 증가의 형태로 나타나며, 이는 간섭체로 인한 타겟 검출의 실패로 이어진다. 기존의 FMCW 레이더의 주파수 추정을 위하여 사용되는 fast Fourier transform (FFT) 기법은 차량용 레이더 간섭 환경에서는 취약하다. 이러한 단점을 극복하기 위하여, 본 연구에서는 간섭환경에서 사용하기 위한 고해상도 주파수 추정 기법을 제안한다. 제안된 알고리즘의 성능을 입증하기 위하여, 77GHz 전방 감시용FMCW 레이더 시스템을 도입하였다. 제안된 기법은 간섭환경에서도 정확하게 주파수를 추정할 수 있는 multiple signal classification, estimation of signal parameters via rotational invariance techniques과 같은 고해상도 알고리즘을 이용한다. 실험결과로부터 제안된 알고리즘이 기존의 FFT 알고리즘에 비해 신호 대 간섭비 측면에서 14 dB 이상의 마진을 가짐을 확인하였다.

Key Words : Automotive radar, Frequency modulated continuous waveform (FMCW), Mutual interference, High-resolution

ABSTRACT

With the increased demand for automotive radar systems, mutual interference between vehicles has become a crucial issue that must be resolved to ensure better automotive safety. Mutual interference between frequency modulated continuous waveform (FMCW) radar system appears in the form of increased noise levels in the frequency domain and results in a failure to separate the target object from interferers. The traditional fast fourier transform (FFT) algorithm, which is used to estimate the beat frequency, is vulnerable in interference-limited

※ 이 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. NRF-2015R1A2A2A03008195).

• First Author : Institute of New Media and Communications, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, hblee@maxwell.snu.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Institute of New Media and Communications, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, sckim@maxwell.snu.ac.kr, 종신회원

* Institute of New Media and Communications, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, {jhchoi, cylton}@maxwell.snu.ac.kr, 학생회원

** Dept. of Electrical Engineering, Gachon University, jongho.lee@gachon.ac.kr, 종신회원

*** Dept. of Electrical Engineering, Myunggi University, yongkim@mju.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2015-12-383, Received December 3, 2015; Revised February 2, 2016; Accepted February 2, 2016

automotive radar environments. In order to overcome this drawback, we propose a high-resolution frequency estimation technique for use in interference environments. To verify the performance of the proposed algorithms, a 77GHz FMCW radar system is considered. The proposed method employs a high-resolution algorithm, specially the multiple signal classification and estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, which are able to estimate beat frequency accurately.

I. 서 론

차량 안전 및 편의에 대한 수요가 증가함에 따라, 주행보조 시스템에 대한 기술 및 응용제품들이 활발히 연구개발 중이다. 예를 들면, 스마트 크루즈 컨트롤, 긴급제동시스템, 차선유지보조시스템, 사각지대감지시스템 등이 있다^[1]. 이러한 기술들은 위험한 상황에서 운전자에게 경고를 줄 뿐만 아니라 필요에 따라서는 직접 브레이크를 조작한다. 따라서 주행 환경을 정확하게 인식할 수 있는 센서 기술의 확보가 필수적이다. 카메라, 레이더, 라이다, 초음파레이더와 같이 주행 환경을 인식하는 다양한 센서 중에서, 레이더 센서는 시계 및 기상 조건에 대해 상대적으로 훌륭한 성능을 보여주는 것으로 알려져 있다. 레이더 센서의 개발은 차량 안전 시스템의 의무화 및 법제화를 준비하는 글로벌 생태계와 맞물려 더욱 더 활발히 진행 될 것으로 예상된다^[2]. 레이더 센서를 탑재한 차량의 수가 많아지고, 서로 다른 기능을 가지는 레이더 센서들이 탑재될수록, 동일한 주파수 대역에서 같은 순간에 동작하는 주변 센서들의 영향이 더욱 커진다. 이러한 상황에서는 센서가 심각한 간섭으로부터 정확한 타겟을 탐지하지 못할 확률이 높아진다. 따라서 간섭 상황을 회피, 제거 가능한 다양한 변조 기법들이 요구된다.

이전 연구에서는 레이더 시스템 및 통신시스템의 간섭으로부터 발생하는 성능 열화 문제를 완화하기 위하여 여러 가지 기법들을 제시하였다^[3,4]. 한 가지 방법은 주파수 영역에서의 오버랩을 피하기 위해서 송신 주파수의 임의적으로 이동시킨다^[3]. 또 다른 방법은 일종의 확장 스펙트럼(spread-spectrum)과 같은 짧은 의사 잡음(pseudo noise) 코드로 변조된 주파수 램프를 이용한다^[4]. 그러나 이러한 기법들은 레이더 시스템이 서로 다른 변조를 위한 코드들의 집합을 공유하고 있어야 한다. 따라서 충돌을 피하기 위한 코드 분배에 대한 전략이 필요하다.

한편, 다른 연구에서는 밀리미터파 레이더 센서간의 간섭을 정성적으로 분석하고 공간, 시간, 주파수 상의 오버랩을 고려한 간섭 시나리오를 평가하였다^[5]. 여기서 이웃하는 센서로부터의 간섭의 영향은 주파수

영역에서의 잡음 레벨의 증가로 나타나며 이로 인하여 타겟 주파수 성분의 구분이 어려워진다. 따라서 간섭 환경에서 타겟의 주파수를 정확하게 추정해 내는 것은 중요한 이슈이다. 전형적인 FMCW 레이더 시스템은 주파수 추정을 위하여 fast Fourier transform (FFT) 기법을 이용한다. 그러나 기존의 FFT 기법은 간섭환경에서 높은 확률로 타겟의 주파수 추정을 실패한다.

본 연구는 차량용 레이더 시스템에서 주파수 영역의 분석을 통한 고해상도 비트 주파수 추정 기법을 제안한다. 제안된 기법은 부공간 기법(subspace method)으로 알려진 multiple signal classification (MUSIC)^[6]과 the estimation of signal parameters via rotational invariance techniques (ESPRIT)^[7]의 주파수 영역에서의 응용기법에 기반한다. 이러한 고해상도 기법은 수신신호의 공분산 행렬의 고유값 분석을 수행함으로써 파라미터를 추정한다. 공분산 행렬을 효율적으로 추정하기 위해서 forward-backward spatial smoothing (FBSS)을 이용한다^[8]. 주파수의 개수, 즉 타겟의 개수를 추정하기 위하여 minimum description length (MDL)을 이용한다^[9]. 제안된 기법은 FFT 기법에 비해 주파수 해상도를 상당히 개선시킨다. 특히 MUSIC은 스펙트럼의 피크 추출 기법이 요구되는 반면, ESPRIT은 주파수 성분을 바로 계산하기 때문에 계산량을 측면에서 효율적이다. 제안된 기법을 입증하기 위하여, 시험 필드에서 측정 실험을 수행하였다. 본 연구에서 이용된 측정 데이터는 77GHz 전방감시용 레이더를 이용하여 수집하였다. 측정 결과로부터 간섭 환경에서의 타겟 차량의 감지 성능을 상당히 개선하였음을 확인하였다.

II. 간섭 환경에서의 차량용 FMCW 레이더

그림 1은 전형적인 FMCW 레이더의 블록 다이어그램을 보여준다. 송신 신호는 주파수 영역에서 선형적으로 증가 혹은 감소 하는 칩(chirp) 신호를 이용하며 다음과 같이 표현된다.

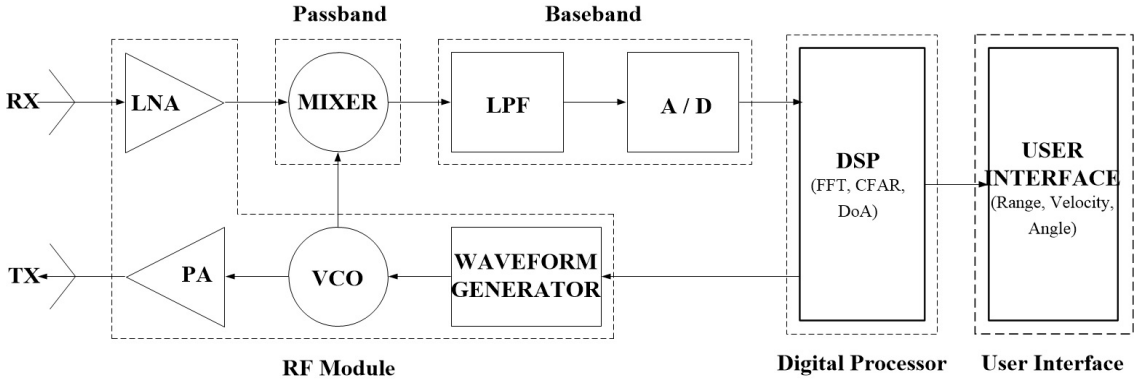


그림 1. FMCW 레이더 시스템의 블록다이어그램
Fig. 1. The block diagram of FMCW Radar system

$$\begin{aligned}
 f(t) &= A\cos(2\pi\phi) \\
 &= A\cos\left(2\pi\int_0^t (f_0 + \alpha t) dt\right) \\
 &= A\cos\left(2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}\alpha t^2\right)\right)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

여기서 A and ϕ 는 각각 송신신호의 진폭 및 위상을 나타낸다. f_0 는 $t=0$ 에서의 송신신호의 주파수를 나타내며, $\alpha = \frac{BW}{\Delta t} = \frac{\text{sweepbandwidth}}{\text{sweeptime}}$ 는 칩 신호의 기울기를 의미한다. 다중 타겟으로부터 반사된 수신신호는 시간 지연, 감쇄를 겪게 되며 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 g(t) &= \sum_{i=1}^m B_i \cos\left(2\pi\left((f_0 + f_{d,i})(t - t_{d,i})\right.\right. \\
 &\quad \left.\left. + \frac{1}{2}\alpha(t - t_{d,i})^2\right)\right)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

여기서, m 은 타겟의 개수를 뜻하며, B_i 는 수신신호의 진폭을 나타낸다. $f_{d,i}$ 와 $t_{d,i}$ 는 각각 도플러 주파수와 시간 지연을 나타낸다. 송신신호와 수신신호는 믹서에 의해 시간 영역에서 곱해지며, 삼각함수 합의 공식에 의해 두 개의 정현파 곱으로 나타난다. 이 중 통과대역 성분은 low pass filter (LPF)에 의해 걸러지고, 나머지 성분 즉, LPF 후의 믹서 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sum_{i=1}^m C_i \cos\left(2\pi(\alpha t_{d,i} - f_{d,i})t\right. \\
 &\quad \left.+ 2\pi(f_0 + f_{d,i})t - \pi\alpha t_{d,i}^2\right)
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

여기서, $C_i = AB_i$ 는 믹서 출력의 진폭이다, $f_{b,i} = \alpha t_{d,i} - f_{d,i}$ 는 비트주파수(주파수 차 성분)을 나타내며 FFT 변환을 통해 주파수 영역에서 검출된다. 각 타겟의 거리 및 속도 정보는 constant false alarm rate (CFAR)와 같은 피크 검출 기법에 의해 추정된 주파수 성분에 의해 계산된다¹⁰⁾.

많은 차량들이 FMCW 레이더와 같은 센서를 장착된 상황을 고려하면, 간섭에 대한 메커니즘 분석이 필요하다. 그림 2는 간략한 두 가지의 간섭 시나리오를 보여준다. 그림 2(a)는 반대방향 차량으로부터 수신되는 direct 간섭, 그림 2(b)는 같은 방향으로 진행하고 있는 차량이 송신한 신호가 전방 타겟에 의해 반사되는 indirect 간섭을 표현한다. 간섭 신호의 크기를 결정하는 요인으로는 간섭 신호의 송신 레벨, 타겟의 모양, 주파수 대역폭, 칩 주기 등이 있다.

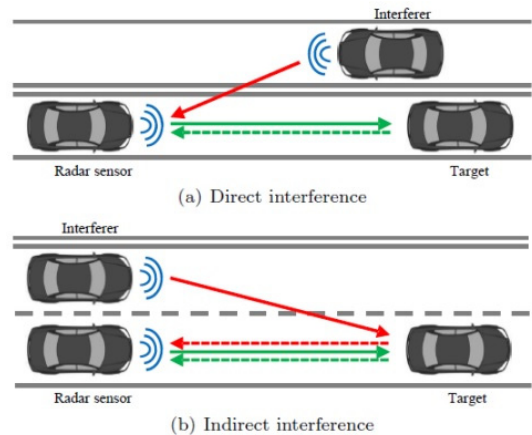


그림 2. 차량용 레이더 환경의 간섭 시나리오
Fig. 2. Interference scenarios in automotive radar environment

간섭차량이 FMCW 변조 기법을 사용하고 있다고 가정하면, 간섭에 대한 결과는 크게 두 가지 경우로 분류할 수 있다. 이는 송신 신호의 칩 신호와 동일한 기울기를 가지고 간섭 신호가 수신되는 경우, 송신 신호의 칩 신호와 서로 다른 기울기를 가지고 수신되는 경우이다. 전자의 경우, 간섭 신호는 송신신호와 일정한 주파수 차이를 유지하게 되어 주파수 영역에서 특정 주파수를 가지게 된다. 송신 신호의 최대 지연 시간을 기준으로 최대 지연 시간 내에 들어오는 간섭은 in-band 간섭이라 하며, 고스트 타겟으로 추정된다. 하지만 in-band 간섭이 존재할 확률은 수학적으로 매우 낮으며 이는 트래킹에 의해 쉽게 제거 될 수 있다^[14]. 최대 지연 시간 후에 수신되는 간섭 신호의 경우 그림 3(a)와 같이 샘플링에 의해 최대 비트 주파수 대역 밖에 존재하게 된다 (out-of-band). 가장 결정적인 간섭 상황은 그림 3(b)와 같이 송신 신호와 서로 다른 기울기를 가지고 들어오는 간섭의 칩 신호이다. 이러한 경우 시간에 따른 변하는 주파수 성분이 매우 짧은 펄스 형태로 존재하기 때문에 비트 주파수 전 대역에 걸쳐 잡음 전력을 크게 증가 시킨다. 따라서 타겟의 주파수 성분이 잡음레벨에 의해 추정되지 않을 확률이 증가한다.

그림 4는 타겟이 70 m 전방에서 존재할 때, 간섭 신호가 타겟으로부터 반사된 신호 보다 30 dB 크게 수신되는 경우에 대한 간섭의 영향을 보여준다. 간섭이 들어오는 경우 타겟의 신호 대 잡음비(SNR)이 확연히 줄어들었음을 확인 할 수 있다. 따라서 증가된 잡음 전력이 포함된 주파수 영역의 신호를 정확하게 구분해 내는 추정 기법이 필요하다. 이에 간섭 상황에

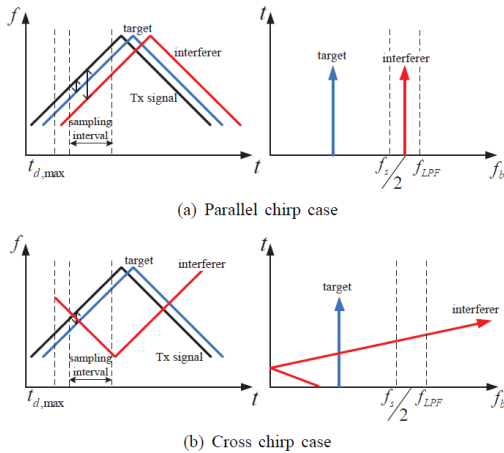


그림 3. Out-of-band 간섭의 상황
Fig. 3. Two cases of out-of-band interference

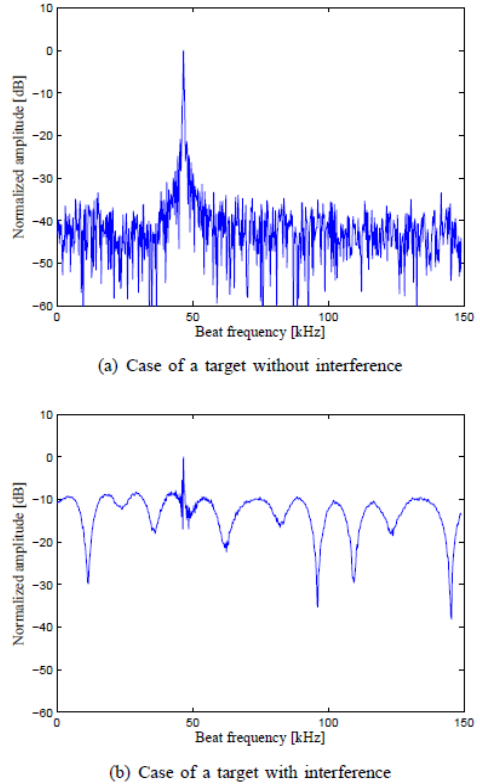


그림 4. Out-of-band 간섭의 영향
Fig. 4. The influence of out-of-band interference

서도 고해상도로 비트 주파수를 추정 할 수 있는 알고리즘을 제안한다.

III. 고해상도 비트 주파수 추정 기법

3.1 데이터 모델

믹서 출력의 이산 신호 샘플들을 고려하면, 다음과 같이 진폭, 주파수, 위상 성분을 가지는 정현파의 합으로 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[n] &= \mathbf{s}[n] + \mathbf{e}[n] \\ &= \sum_{i=1}^m a_i \cos(2\pi f_i n + \phi_i) + \mathbf{e}[n] \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$. $s[n]$ 는 각 타겟으로부터 반사된 정현파를 포함한다. $e[n]$ 는 평균 0, 분산 σ^2 을 가지는 백색잡음과 다른 레이더부터의 간섭 신호를 포함한다. m 은 타겟의 개수이고, N 은 샘플의 개수이다. a_i, f_i, ϕ_i 는 각각 i 번째 타겟의 진폭, 비트 주파수, 위상이다. 오일러 공식에 의하여,

$\cos(2\pi f_i n + \phi_i)$ 는 $\frac{1}{2}(e^{j(2\pi f_i n + \phi_i)} + e^{j(-2\pi f_i n + \phi_i)})$ 와 같이 표현된다. 따라서 (4)는 다음과 같은 복소 지수 형태로 표현 할 수 있다.

$$x[n] = s[n] + e[n] = \sum_{i=1}^M \overline{A}_i e^{j(2\pi \overline{f}_i n + \phi_i)} + e[n] \quad (5)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \overline{A}_i &= \frac{a_i}{2} e^{j\pi_i}, \quad \overline{f}_i = f_i \quad \text{for } 1 \leq i \leq m \\ \overline{A}_i &= \frac{a_i}{2} e^{-j\pi_i}, \quad \overline{f}_i = -f_i \quad \text{for } m+1 \leq i \leq 2m \\ M &= 2m \end{aligned} \quad (6)$$

번째 복소 정현파 성분 $\overline{A}_i e^{j2\pi \overline{f}_i n}$ 을 $s_i(n)$ 과 같이 표현하면, (5)은 다음과 같이 표현된다.

$$x[n] = \sum_{i=1}^M s_i[n] + e[n], \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (7)$$

L 개의 이산 시간 샘플로부터, 다음과 간결한 행렬 형태로 표현 할 수 있다.

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=1}^M \mathbf{s}_i(n) + \mathbf{e}(n) \quad (8)$$

여기서, $L > M$,
 $\mathbf{x}(n) = [x[n] \ x[n+1] \ \dots \ x[n-L+1]]^T$,
 $\mathbf{s}_i(n) = [s_i[n] \ s_i[n+1] \ \dots \ s_i[n-L+1]]^T$
 $= [1 \ e^{j2\pi \overline{f}_i} \ \dots \ e^{j2\pi(L-1)\overline{f}_i}]^T \times \overline{A}_i e^{j2\pi \overline{f}_i n}$, 그리고
 $\mathbf{e}(n) = [e[n] \ e[n+1] \ \dots \ e[n-L+1]]^T$. 이를 부공간 기법을 위한 낮은 계수(low-rank) 행렬로 표현하면

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{F}\mathbf{A}(n) + \mathbf{e}(n) \quad (9)$$

여기서, $\mathbf{F} = [\mathbf{f}(\overline{f}_1) \ \mathbf{f}(\overline{f}_2) \ \dots \ \mathbf{f}(\overline{f}_M)]$ 는 계수(rank) M 을 가지는 $L \times M$ Vandermonde 행렬이다.
 $\mathbf{A}(n) = [\overline{A}_1 e^{j2\pi \overline{f}_1 n} \ \overline{A}_2 e^{j2\pi \overline{f}_2 n} \ \dots \ \overline{A}_M e^{j2\pi \overline{f}_M n}]$,
 $\mathbf{f}(\overline{f}_i) = [1 \ e^{j2\pi \overline{f}_i} \ \dots \ e^{j2\pi(L-1)\overline{f}_i}]^T \quad i = 1, 2, \dots, M$ 는 \overline{f}_i 에 대한 주파수 모드 벡터(frequency mode vector)

이다. 믹서 출력의 자기 상관 행렬 \mathbf{R}_{xx} 은 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H] \quad (10)$$

고유값 분해를 이용하면, \mathbf{R}_{xx} 에 대한 고유값과 고유벡터는 각각 $[\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L]$, $[v_1, v_2, \dots, v_L]$ 과 같다. 만약 \mathbf{R}_{xx} 이 최대 계수(full rank)를 가진다고 하면 고유값은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &\geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M > \lambda_{M-1} \\ &= \lambda_{M-2} = \dots = \lambda_L = \text{var}[e[n]] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $\text{var}[e[n]]$ 는 잡음의 분산을 나타낸다. \mathbf{R}_{xx} 의 고유값과 고유벡터로부터, 가장 큰 M 개의 고유값에 해당하는 신호 부공간 행렬 $\mathbf{V}_S = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_M]$ 과 나머지 고유벡터를 포함하는 $\mathbf{V}_N = [v_{M+1} \ v_{M+2} \ \dots \ v_L]$ 로 분류 할 수 있다. 수신신호의 정확한 통계적 특성을 알 수 없기 때문에, ergodic 특성을 이용하여 (11)의 공분산 행렬을 시간 평균된 공분산 행렬로 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N-L+1} \sum_{k=1}^{N-L+1} \mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H \quad (12)$$

여기서 $N > L$ 이고, N 은 순차적으로 테시메이션 된 시간 샘플 $[x[n] \ x[n+1] \ \dots \ x[n+N-1]]^T$ 을 의미한다. 샘플의 개수가 제한적이면 공분산 행렬의 개수가 매우 작으므로, 추정 성능의 열화를 가져온다. 이를 보완하기 위해서 다음과 같은 forward-backward spatial smoothing(FBSS) 기법을 사용한다^[8].

$$\hat{\mathbf{R}}_{FBSS} = \frac{1}{2Q} \sum_{k=1}^Q (\hat{\mathbf{R}}_n + \hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{R}}_n^T\mathbf{J}) \quad (13)$$

여기서, $Q = N - L + 1$ 이고, $\hat{\mathbf{R}}_n = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H$ 이며, \mathbf{J} 는 부대각선(anti-diagonal) 성분만 1이고 나머지 성분은 0인 $L \times L$ 의 행렬이다.

3.2 주파수 추정을 위한 MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 타겟의 비트 주파수에 해당하는 주파수 모드 벡터가 잡음 부공간 행렬과 직교(orthogonal)한다는 특성을 이용한다.

$$\mathbf{f}^H(\bar{f}_i)\mathbf{v}_k=0 \quad (14)$$

여기서 $i=1,2,\dots,M$ 이고 $k=M+1,M+2,\dots,L$ 이다. 이로부터 MUSIC 알고리즘의 의사스펙트럼(pseudo-spectrum)을 정의하면 다음과 같다.

$$P_{MUSIC}(f)=\frac{1}{\sum_{k=m+1}^M |\mathbf{f}^H(f)\mathbf{v}_k|^2} \quad (15)$$

피크값은 $f=\bar{f}_i$ 일 때만 발생하며, constant false alarm rate (CFAR) 와 같은 피크 검출 기법에 의해 추정될 수 있다¹⁰⁾.

3.3 주파수 추정을 위한 ESPRIT 알고리즘

ESPRIT 알고리즘은 이산 시간 샘플간의 shift-invariance 특성을 이용하며, 이는 신호 부공간 행렬들 간의 invariance 특성으로 이어진다. 시간 영역 샘플들로부터

$$\mathbf{x}_1(n)=[x[n] \ x[n+1] \ \dots \ x[n+L-2]]^T \text{와}$$

$\mathbf{x}_2(n)=[x[n+1] \ x[n+2] \ \dots \ x[n+L-1]]^T$ 와 같이 두 개의 부분집합으로 나누면 ($L-1 > M$), (8)의 $s_i[n+1]=s_i[n]e^{j2\pi\bar{f}_i}$ 으로부터 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1(n) &= \mathbf{F}\mathbf{A}(n) + \mathbf{e}_1(n) \\ \mathbf{x}_2(n) &= \mathbf{F}\bar{\Phi}\mathbf{A}(n) + \mathbf{e}_2(n) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 Φ 는 $(L-1) \times (L-1)$ 의 대각 행렬이고 i 번째 성분은 $\phi_i=e^{j2\pi\bar{f}_i}$ 과 같다. $\mathbf{x}_1(n)$ 과 $\mathbf{x}_2(n)$ 에 대한 공분산 행렬에 대하여, 신호 부공간 고유벡터들의 행렬을 $\mathbf{V}_{\mathfrak{A}}$ 와 $\mathbf{V}_{\mathfrak{B}}$ 로 정의하면 다음과 같다.

$$\mathbf{V}_{\mathfrak{A}}\bar{\Psi}=\mathbf{V}_{\mathfrak{B}} \quad (17)$$

\mathbf{F} 와 $\mathbf{V}_{\mathfrak{A}}, \mathbf{V}_{\mathfrak{B}}$ 는 동일한 span을 가지므로, 다음을 만족하는 유일한 정칙(non-singular) 변환 행렬 \mathbf{T} 가 존재한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{\mathfrak{A}} &= \mathbf{F}\mathbf{T} \\ \mathbf{V}_{\mathfrak{B}} &= \mathbf{F}\bar{\Phi}\mathbf{T} \end{aligned} \quad (18)$$

(18)을 (17)에 대입하면, 다음과 같은 관계를 유도

할 수 있다.

$$\bar{\Psi}=\mathbf{T}^{-1}\bar{\Phi}\mathbf{T} \quad (19)$$

그러므로, $\bar{\Psi}$ 의 가장 큰 M 개의 고유값은 $\bar{\Phi}$ 의 대각성분과 같으며, $\psi_1=e^{j2\pi\bar{f}_1}, \psi_2=e^{j2\pi\bar{f}_2}, \dots, \psi_M=e^{j2\pi\bar{f}_M}$ 와 같은 관계를 얻을 수 있다. $1 \leq i \leq M$ 에 대해 추정된 주파수 성분 \hat{f}_i 은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\hat{f}_i=\frac{\angle(\psi_i)}{2\pi} \quad (20)$$

주파수는 샘플링 주파수를 이용하여 얻을 수 있으며, 타겟(주파수)의 개수 M 을 추정하기 위해서, minimum discription length를 이용한다⁹⁾.

IV. 실험 결과

본 절에서는, 측정 실험 환경을 기술하고, 실험 결과로부터 제안된 기법을 기존의 FFT 알고리즘과 비교한다. 성능 입증을 위하여 그림 2의 간섭 시나리오에서 실험을 수행하였다. 본 실험에서 사용된 FMCW 레이더는 차량의 전면부에 부착하였다. 모든 실험은 오픈 스페이스에서 진행되었고, 10 dBsm의 radar cross section을 갖는 차량을 타겟으로 이용하였다. 실험에 사용된 FMCW 레이더의 파라미터는 76.5 GHz의 중심 주파수를 가지고, 500 MHz, 5 ms의 대역폭, 첩 주기를 가진다. 또한 출력 파워는 10 mW이며, 2048개의 FFT 포인트를 이용한다. 본 환경에서, 최대 동작 거리는 200 m를 가정하였으며, 이에 대한 최대 왕복 지연 시간은 1.33μs이며, 최대 비트 주파수는 133 kHz이다.

간섭 환경에서의 주파수 추정 성능을 정량적으로 평가하기 위하여, 타겟 감지 확률을 신호 대 간섭비(SIR)에 대해서 분석하였다. SIR은 레이더와 타겟차량, 그리고 간섭차량의 거리를 이용하여 계산되었다. 그림 2의 direct, indirect 간섭에 대해서, 각각 -31 dB, -63 dB의 SIR이 분포함을 확인하였다. FMCW 레이더의 믹서 출력은 FFT, MUSIC, ESPRIT 알고리즘을 이용하여 평가되었다. 피크값 추출을 위해서는 ordered statistic CFAR 알고리즘을 적용하였고 false alarm rate는 10^{-6} 으로 설정하였다. CFAR 임계값 보다 큰 주파수 성분에 대해서는 타겟의 주파수로 결정

된다.

그림 5는 50 m 전방에 존재하는 타겟 신호에 대한 주파수 추정 결과에 대한 스냅샷을 보여준다. 본 환경은 direct 간섭에 해당한다. 신호 대 간섭 비는 -30 dB 이고 direct 간섭 차량이 레이더의 30 m 전방에 존재한다. 따라서 간섭 차량(interferer)와 타겟 차량 두 개의 피크 값을 가지는 스펙트럼을 보여준다. 레이더의 위치를 기준으로 간섭 차량이 타겟차량보다 더 가까이 존재하기 때문에 간섭 차량의 피크는 뚜렷하게 구분되지만, 타겟 차량은 추정 알고리즘에 대해서 다른 결과를 보여주고 있다. FFT에 대해서도 타겟 차량이 일종의 피크 형태를 보이고 있지만, 이는 FFT 결과에 대한 CFAR 임계값보다 작아서 타겟 검출을 실패하게 된다. 한 조건에서 MUSIC에 대한 스펙트럼은 CFAR 임계값에 대한 뚜렷한 피크값을 가지고 있음을 확인 할 수 있다. 따라서 제안된 알고리즘은 FFT에 비해 우수한 주파수 추정 성능을 보여줌을 확인하였다. 주파수 추정 성능을 정량적으로 평가하기 위하여, 신호 대 간섭 비에 대한 추정 성능 확률을 비교하였다. 성능 평가 실험은 레이더로부터 타겟사이의 거리를 일정하게 유지하고 간섭 차량의 위치를 변화시켜 가면서 수행하였다. 각각의 위치에 대해서 1600개의 독립적인 주기를 측정하였으며, FBSS를 위한 subsample 개수는 100개를 이용하였다. 그림 6에서 보여지는 것과 같이 100% 타겟 감지 확률을 기준으로 FFT 기법인 -17.9 dB의 신호 대 간섭비에서 성능의 한계상황을 도달하지만, MUSIC, ESPRIT은 약 -32.5 dB의 신호 대 간섭비까지 감지 할 수 있다. Indirect 간섭 시나리오의 신호 대 간섭비의 분포가

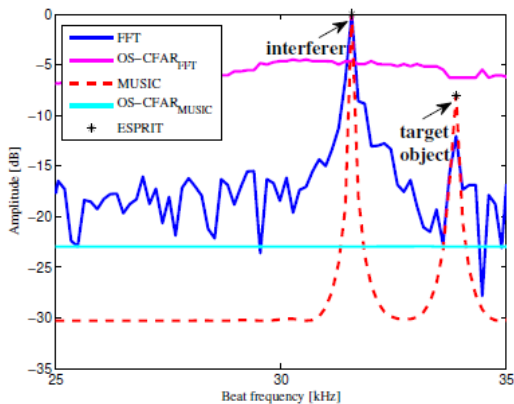


그림 5. 주파수 추정 결과의 스냅샷 (direct 간섭 시나리오)
Fig. 5. A sample snapshot for the beat frequency estimation (For a direct interference scenario)

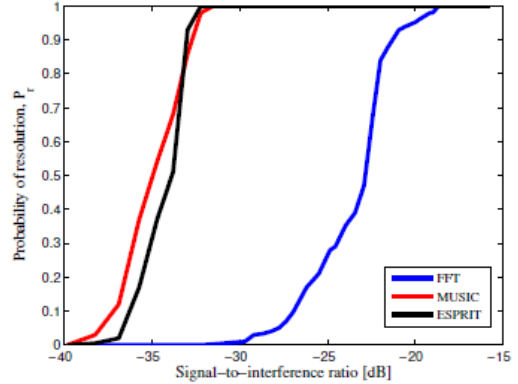


그림 6. 신호 대 간섭 비에 대한 타겟 검출 확률
Fig. 6. Probability resolution versus SIR

-31 dB까지임을 고려하면, 제안된 기법은 전방 타겟 차량의 위치에 상관없이 indirect 간섭에 대해 타겟을 검출할 수 있다. MUSIC과 ESPRIT은 거의 비슷한 감지 성능을 보여준다. 그러나 ESPRIT 알고리즘은 MUSIC 알고리즘과 같은 피크 검출을 이용하지 않기 때문에 계산량 면에서 좀 더 우수하다고 할 수 있다.

V. 결 론

기존의 FMCW 레이더 시스템이 이용하는 FFT 기법은 차량용 레이더의 간섭 환경에서 취약하다. 본 논문에서는 기존 시스템이 가지는 감지 성능의 한계를 정량적으로 분석하였다. 또한 부공간 기법 기반의 비트 주파수 추정 알고리즘을 제안하였다. 차량용 레이더를 이용한 실험 결과로부터 기존 알고리즘 대비 14 dB 이상의 신호대 간섭비 이득을 가짐을 확인하였다. 제안된 기법은 indirect 간섭 시나리오에 대해서 타겟 위치에 관계없이 충분히 타겟을 감지 할 수 있으며, direct 간섭 시나리오에 대해서도 상당한 감지 성능의 개선을 보여준다. 이로부터 제안된 알고리즘이 차량용 레이더 간섭 환경에 잘 적용되었음을 입증하였다. 따라서 고해상도 주파수 추정 알고리즘은 간섭 완화 기법으로 충분히 이용할 수 있다.

References

[1] N. Kaempchen, B. Schiele, and K. Dietmayer, "Situation assessment of an autonomous emergency brake for arbitrary vehicle-to-vehicle collision scenarios," *IEEE Trans.*

Intell. Transp. Syst., vol. 10, no. 4, pp. 678-687, Dec. 2009.

- [2] R. Okuda, Y. Kajiwara, and K. Terashima, "A survey of technical trend of adas and autonomous driving," in *IEEE VLSI-TSA*, pp. 1-4, Apr. 2014.
- [3] L. Mu, T. Xiangqian, S. Ming, and Y. Jun, "Research on key technologies for collision avoidance automotive radar," in *2009 IEEE Intell. Veh. Symp.*, pp. 233-236, Xi'an, China, Jun. 2009.
- [4] A. L. Swindlehurst, B. Ottersten, R. Roy, and T. Kailath, "Multiple invariance ESPRIT," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 40, no. 4, pp. 867-881, Apr. 1992.
- [5] G. M. Brooker, "Mutual interference of millimeter-wave radar systems," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, no. 1, pp. 170-181, Feb. 2007.
- [6] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Ant. Propaga.*, vol. 34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [7] R. Roy and T. Kailath, "Esprit-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Process.*, vol. 37, no. 7, pp. 984-995, Jul. 1989.
- [8] A. Eriksson, P. Stoica, and T. Soderstrom, "Markov-based eigenanalysis method for frequency estimation," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, no. 3, pp. 586-594, Mar. 1994.
- [9] M. Wax and T. Kailath, "Detection of signals by information theoretic criteria," *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Process.*, vol. 33, no. 2, pp. 387-392, Apr. 1985.
- [10] N. Levanon, "Detection loss due to interfering targets in ordered statistics cfar," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst.*, vol. 24, no. 6, pp. 678-681, Nov. 1988.
- [11] M.-S. Lee and Y.-H. Kim, "An efficient multitarget tracking algorithm for car applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, pp. 397-399, Apr. 2003.

이 한 별 (Han-Byul Lee)



2007년 2월 : 경북대학교 전자
전기컴퓨터학부 학사
2009년 8월 : 서울대학교 전기
컴퓨터공학부 석사
2009년~현재 : 서울대학교 전기
컴퓨터공학부 박사과정

<관심분야> 차량 레이더, 신호처리, 통신 시스템

최 정 환 (Jung-Hwan Choi)



2008년 2월 : 서울대학교 전기
공학부 학사
2010년 2월 : 서울대학교 전기
컴퓨터공학부 석사
2010년 3월~현재 : 서울대학교
전기컴퓨터공학부 박사과정

<관심분야> 통신공학, 레이더공학, 신호처리

이 종 호 (Jong-ho Lee)



1999년 2월 : 서울대학교 전기
공학부 학사
2001년 2월 : 서울대학교 전기
컴퓨터공학부 석사
2006년 2월 : 서울대학교 전기
컴퓨터공학부 박사
2006년 3월~2008년 8월 : 삼성

전자 통신연구소 책임연구원

2008년 9월~2009년 8월 : Georgia Institute of
Technology 박사 후 연구원

2009년 9월~2009년 9월 : 공주대학교 전기전자제어
공학부 조교수

2009년 9월~현재 : 가천대학교

<관심분야> 통신신호처리, 통신이론

김 용 화 (Yong-Hwa Kim)



2001년 2월 : 서울대학교 전기
공학부 학사
2007년 2월 : 서울대학교 전기
컴퓨터공학부 박사
2007년~2011년 : 한국전기연구원
2011년~2009년 : 목포대양대학
교 해양전자통신공학부 조교수

2009년 9월~현재 : 명지대학교

<관심분야> 통신 시스템 설계, 통신 신호처리, 스마
트 그리드

김 영 준 (YoungJoon Kim)



2012년 2월 : 서울대학교 전기
공학부 학사
2012년~현재 : 서울대학교 전기,
컴퓨터공학부 박사과정
<관심분야> 센서 네트워크, 무
선 측위, 간섭 제어, 무선
채널 모델링

김 성 철 (Seong-Cheol Kim)



1984년 2월 : 서울대학교 전기
공학과 학사
1987년 2월 : 서울대학교 전기
공학과 석사
1995년 2월 : 미국 폴리테크닉
대학교 박사
1995년~1999년 : AT&T Bell

lab. Member of Technical Staff

1999년~2003년 : 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 조
교수

2003년~2008년 : 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 부
교수

2008년~현재 : 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 정교수
<관심분야> 시스템 엔지니어링, 무선 채널 모델링,
통신이론, 다중안테나 시스템, 무선 측위