

논문 2019-14-02

차량용 펄스 레이더에서 간섭영향에 대한 검출기의 성능 분석

(Performance Analysis of Detector in Automobile Pulse Radar with Considering Interference)

이 종 훈, 고 석 준*
(Jonghun Lee, Seokjun Ko)

Abstract : In this paper, we consider interferences from other automobile pulse radars using same frequency spectrum. In order to eliminate the interference, we propose the PN code modulation method. This method uses the cross-correlation between PN codes with different seed. The ROC performance is used for comparing the proposed detector to conventional method. And the proposed detector can decide the present or absent of targets and measure the range of the targets by using memory buffer of range gate. Especially, we use false alarm probability for all range gates. That is the false alarm if in any one range gate the false alarm occurs. From the simulation result, we can see that the proposed detector with using PN code is not influenced by interferences.

Keywords : Automotive Pulse Radar, Interference, Detector, PN Code, Range gate

1. 서 론

차량용 레이더에 대한 연구개발이 많은 진척을 이루면서, 최근에는 실제 차량에 설치되어 사용되고 있다. 현재까지는 대부분 FMCW방식을 이용하여 구현되고 있지만, 광대역 펄스 레이더도 이용되어지고 있다. 차량용 레이더의 초기 연구에서처럼 장거리에서는 FMCW 방식을 이용하고, 단거리에서는 측정 거리의 오차를 줄일 수 있는 펄스 레이더가 사용되고 있다 [1-5].

기존의 차량용 레이더 연구에서는 다른 차량에서 송신되어 수신되는 신호에 대한 고려가 많이 이루어지지 않았다. 즉, 차량용 레이더에 대한 규격을 통해 구현하는 과정에서 주어진 주파수 스펙트럼을

모든 차량들이 공용으로 사용하였을 경우에 대한 고민이 부족하였다. 이러한 다른 차량의 간섭문제는 자율주행자동차를 구현함에 있어서 안정성 확보에 큰 영향을 미칠 것으로 판단된다. 본 논문에서는 간섭에 영향을 받지 않는 검출기 알고리즘과 이러한 간섭 신호에 대한 검출기의 성능 열화에 대한 분석을 제시하고자 한다.

본 논문에서 제안하는 방식은 레이더 송신기에서 펄스를 생성할 때 PN (Pseudo Noise) 코드를 이용하여 가우시안 펄스를 변조하는 것이다. 기존 방식에서는 펄스 반복 구간마다 펄스를 변형 없이 보내지만, 본 논문에서는 PN 코드로 변조하므로 수신기에서 PN 코드의 상관성을 이용하여 다른 레이더에서 송신되어 수신되는 신호들은 거의 사라지게 된다. 여기서 다른 레이더들도 다른 seed 값을 사용하여 PN 코드로 변조된다. 변조방식은 대표적인 BPSK (Binary Phase Shift Keying)방식을 사용하였다.

레이더 수신기에 있는 검출기의 성능을 분석하기 위하여 ROC (receiver operating characteristic)를 사용하였다. ROC 곡선 (수신자 조작 특성 곡선)은 모든 분류 임계값에서 분류 모델의 성능을

*Corresponding Author (sjko@jejunu.ac.kr)

Received: Nov. 8 2018, Revised: Nov. 22 2018,

Accepted: Dec. 3 2018.

J. Lee: Daegu Gyeonbuk Institute of Science & Technology

S. Ko: Jeju National University

※ 이 논문은 2013년도 제주대학교 교원성과지원 사업에 의하여 연구되었음.

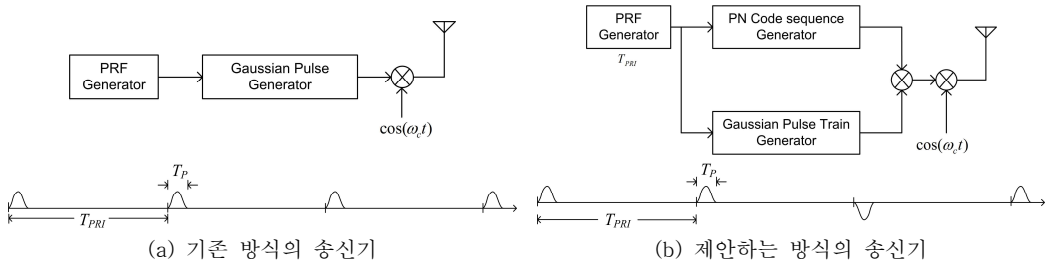


그림 1. 차량용 펄스 레이더 송신기 구조

Fig. 1 Transmitter of automobile pulse Radar

보여주는 그래프이다. 따라서 원하는 오류검출확률 (10-3이하)을 얻기 위해 필요한 임계값 및 그 지점에서의 검출확률 (0.99이상)도 동시에 확인할 수 있다. 또한, 검출기는 단순히 목표물의 유무만을 판단하는 것이 아니라 메모리 버퍼를 사용하여 모든 거리 게이트 (range gate)에 대해 판단하므로 특정 위치에서의 신호 검출은 거리를 가리키게 된다. 기존에는 오류검출확률을 특정 거리 게이트만을 고려하지만 본 논문에서는 모든 거리 게이트를 검토한다. 따라서 목표물이 존재하지 않은 경우에 어느 거리 게이트에서라도 신호가 검출되면 오류검출로 판단하도록 하였다.

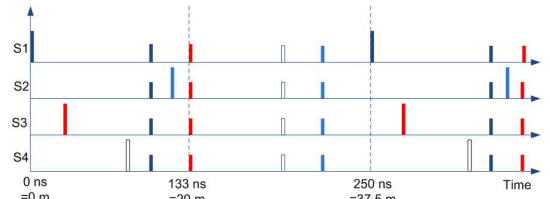
본 논문의 2장에서는 펄스레이더의 송수신기 구조와 검출기에 대하여 설명하고, 3장에서는 검출기의 성능을 제시한다. 4장에서는 ROC의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였고, 5장에서는 본 논문의 결론을 맺고자 한다.

II. 레이더 시스템

2.1 레이더 송수신기

레이더는 일정 시간 간격으로 펄스를 전파하여 목표물의 유무를 판단하고 거리를 측정한다. 레이더 송신기는 그림 1에서처럼 일정 시간 간격을 생성하는 PRF 생성기 (Pulse Repetition Interval Generator)를 이용하여 T_{PRI} 간격으로 가우시안 펄스 생성기 (Gaussian Pulse Generator)로 트리거 (trigger)신호를 보낸다 [6]. 따라서 송신기는 T_{PRI} 마다 생성되는 가우시안 펄스를 반송파와 곱해진 후 안테나를 통해 전파하게 된다. 이와 같은 송신 신호는 다음과 같이 수식으로 표현할 수 있다.

$$s(t) = A_T \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot p(t - nT_{PRI}) \cdot \cos(w_c t + \psi_0) \quad (1)$$

그림 2. 다른 레이더에서 발생된 3개의 간섭신호
Fig. 2 Interference signals from other 3 other radars

여기서 가우시안 펄스 $p(t)$ 는 다음과 같으며,

$$p(t) = \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2\right] \quad (2)$$

또한, T_{PRI} 는 펄스반복주기, w_c 는 반송파의 각주파수, ψ_0 는 반송파의 초기 위상으로 수식을 간략화하기 위해 본 논문에서는 “0”으로 가정한다. 가우시안 펄스에 곱해지는 c_n 은 기존 방식의 송신기 (그림 1 (a))에서는 항상 ‘1’이지만, 제안하는 방식의 송신기 (그림 1 (b))에서는 PN코드가 곱해진다.

그림 1 (a)에서 보여주고 있는 일반적인 차량용 레이더 송신기는 간섭 문제를 갖고 있다. 동일 주파수 대역에서 사용되는 동일 차량의 다른 레이더뿐만 아니라 다른 차량 레이더의 송신 신호에 대한 반사파 또는 직접 수신되는 신호들은 모두 간섭으로 작용하게 된다. 그러나 그림 1 (b)는 기존 방식과는 달리 T_{PRI} 구간에서 하나의 펄스만을 전송하고, 매 T_{PRI} 마다 PN코드로 변조된 펄스를 전송한다. 따라서 다른 레이더에서 발생하는 간섭 영향을 제거할 수 있다.

그림 2는 4개의 레이더에서 송신된 신호에 의해 발생하는 간섭 영향을 나타낸다. S1 레이더 송신기에서 전송된 신호는 목표물에 반사되어 S1뿐만 아

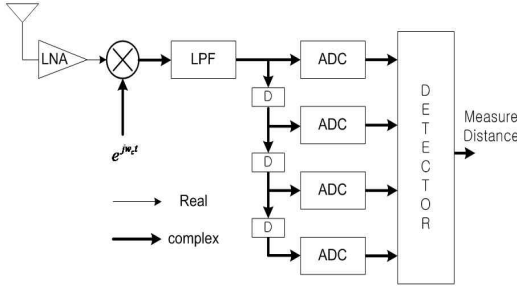


그림 3. 차량용 펄스 레이더의 수신기 구조
Fig. 3 Receiver of automobile pulse Radar

나라 나머지 레이더에서 송신된 반사파 신호가 수신된다. 따라서 S2, S3, S4에서는 목표물의 유무와 거리의 측정에 있어 오류가 발생하게 된다.

그림 3은 수신기 구조이다. 기본적으로 안테나를 통해 입력된 신호는 반송파를 곱한 후 저역통과필터를 이용하여 기저대역 신호를 얻어낸다. 기저대역 수신 신호는 다음과 같다 [7].

$$\bar{r}(t) = \sum_{l=1}^L A_l \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{l,n} \cdot p(t - nT_{PRI} - \tau_l) \cdot e^{j\theta} + \bar{n}(t) \quad (3)$$

여기서 바 (bar)는 복소 신호를 나타내며, L 개의 서로 다른 레이더 신호가 수신된다. A_l 는 l -번째 레이더의 수신 신호 세기, $c_{l,n}$ 는 l 번째 레이더의 n 번째 T_{PRI} 에서 PN코드이며, τ_l 는 l 번째 레이더에서 송신된 신호가 수신될 때의 시간지연을 가리킨다. 또한 θ 는 임의의 위상으로 주파수는 일치한다고 가정하였으며, $\bar{n}(t)$ 는 복소 가우시안 잡음을 나타낸다.

기저대역 신호는 가우시안 펄스 형태로 매우 짧은 펄스폭을 갖고 있으므로, 디지털 데이터로 변환하는 과정에서 고속의 ADC가 필요하게 된다. 본 논문에서는 시간 지연기를 이용하여 저속의 ADC 4개를 병렬로 연결된 구조로 변경하였다. 이와 같은 구조는 하드웨어적으로 고속의 ADC에 대한 부담을 줄이기 위한 방법으로 고안한 것으로 성능에는 영향이 없다. 본 논문에서 ADC의 샘플링 타임은 $T_s = 8ns$, 펄스폭 $T_p = 2ns$ 이며, 지연기는 $D = 2ns$ 로 사용한다. 따라서 그림 3에서 최종 샘플링 타임은 펄스당 한 샘플이 되도록 하였으며, 샘플링된 값은 가우시안 펄스의 피크지점에서 샘플링이 이루어졌다고 가정하였다. n -번째 T_{PRI} 내의 k -번째 T_p 에서 샘플되었다고 한다면, $t = nT_{PRI} + kT_p$ 에서 수신신호는 다음과 같다.

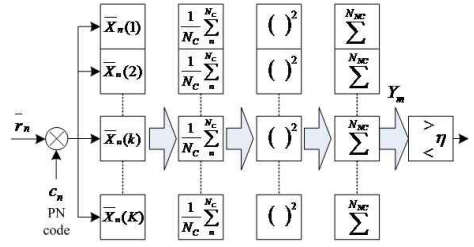


그림 4. 검출기 구조
Fig. 4 Structure of detector

$$\bar{r}_n(k) = \sum_{l=1}^L A_l c_{l,n} \cdot p(kT_p - \tau_l) \cdot e^{j\theta} + \bar{n}_n(k) \quad (4)$$

여기서 $\bar{n}_n(k)$ 는 n -번째 T_{PRI} 내의 k -번째 T_p 에서 샘플된 복소 가우시안 잡음을 나타낸다.

2.2 검출기

그림 3에서 나타난 것처럼, 샘플링된 수신신호는 검출기 (detector)의 입력신호이다. 하나의 T_{PRI} 구간은 K 개의 T_p 로 이루어져 있으며, 이것은 K 개의 거리 게이트를 의미한다. 그림 4에는 메모리 버퍼를 이용하여 K 개의 거리 게이트 모두를 검증하여 목표물이 있는지의 여부와 어느 거리 게이트에서 신호가 존재하는지를 판단하여 거리를 측정하게 된다. 또한 PN 코드는 매 T_{PRI} 구간마다 변하므로, T_{PRI} 구간내의 K 개의 range gate에는 동일한 PN 코드가 곱해진다. 수식을 간략화하기 위해서 실제 사용하고 있는 레이더가 첫 번째이고 나머지는 간섭을 일으키는 레이더 신호라고 가정하면, n -번째 T_{PRI} 에서 k -번째 range gate의 신호는 다음과 같다.

$$\bar{X}_n(k) = A_1 p(kT_p - \tau_1) e^{j\theta} + \bar{I}_n(k) + \bar{n}_n'(k) \quad (5)$$

여기서 $\bar{I}_n(k)$ 는 실제 레이더가 아닌 다른 레이더에서 송신된 신호들로 간섭신호는 다음과 같다.

$$\bar{I}_n(k) = c_{1,n} \cdot \sum_{l=2}^L A_l c_{l,n} \cdot p(kT_p - \tau_l) \cdot e^{j\theta} \quad (6)$$

또한 $\bar{n}_n'(k)$ 는 $c_{1,n} \cdot \bar{n}_n(k)$ 로 $\bar{n}_n(k)$ 와 동일한 평균과 분산을 갖는 가우시안 잡음이다.

각각의 range gate에 대해 N_C 개의 T_{PRI} 만큼 동기 누적된 후 자승하여 N_{NC} 만큼 비동기 누적하게 된다. 비동기 누적된 후 임계치 η 와 비교하여 목표

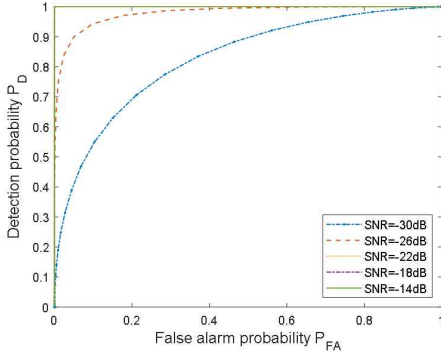


그림 5. 기존 방식에서 SNR에 따른 ROC 성능

Fig. 5 ROC for various SNR in conventional method

물의 존재 유무를 판단하게 된다. 따라서 비동기 누적 후의 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_m(k) = \sum_m^{N_{sc}} \left[\frac{1}{N_C} \sum_n^{N_C} \bar{X}_n(k) \right]^2 \quad (7)$$

예를 들어, 2개의 레이더가 송신한 신호가 수신된다고 가정하고, 실제 레이더는 1-번째 레이더이며 간섭으로 작용하는 신호는 2-번째 레이더에서 송신된 신호라고 가정하자. 1-번째 레이더에서 송신된 신호는 목표물에 반사되어 $\tau_1 = 10T_p$ 만큼 지연되어 수신되고 간섭 신호는 $\tau_2 = 20T_p$ 만큼 지연되어 수신된다면, 10번째 거리 게이트에서 신호가 나타나게 되며 20번째 거리 게이트에서 간섭 신호가 누적되어진다. 그리고 나머지 거리 게이트에서는 잡음만이 누적되게 된다. 10번째 거리 게이트에서 신호가 검출되므로 실제 거리는 $10 \cdot \Delta R$ 이며, 거리 분해(range resolution) 값 ΔR 은 $c \cdot T_p / 2$ 이다. 기존 방식의 검출기에서는 20번째 거리 게이트에서 검출된 간섭 신호도 목표물로 오인하게 되어, 오류검출 확률이 증가하게 된다.

III. 성능 분석

3.1 하나의 거리 게이트만을 고려한 경우

이 방식은 기존 문헌이나 논문에서 사용하는 방식을 적용한 것이다. 검출기의 성능은 검출확률(detection probability P_D)과 오류검출확률(false alarm probability, P_{fa})로 나타낼 수 있다. 잡음환경에서 특정 k -번째 거리 게이트에서의 확률은 다음과 같이 정의할 수 있다 [8].

$$P_{fa} = \Pr[Y_m(k) \geq \eta | s(t) \text{ is absent}] \quad (8)$$

그리고

$$P_D = \Pr[Y_m(k) \geq \eta | s(t) \text{ is present}] \quad (9)$$

여기서 송신 신호가 존재하지 않는 경우는 가우시안 잡음만이 존재한다. 기존 방식에서는 특정 거리 게이트에서의 목표물의 유무를 판단하므로 간섭에 대한 영향을 고려되지 않는다. 잡음환경 하에서 송신신호가 존재하는 경우와 존재하지 않는 경우의 확률밀도함수 (p_1 , p_0)는 다음과 같다 [9].

$$p_0(y) = \frac{y^{N_{sc}-1} e^{-y}}{(N_{sc}-1)!} \quad (10)$$

$$p_1(y) = \left(\frac{y}{N_{sc}\mu} \right)^{(N_{sc}-1)/2} e^{-(y+N_{sc}\mu)} \cdot I_{N_{sc}-1}(2\sqrt{N_{sc}\mu y}) \quad (11)$$

여기서 $I_{N_{sc}-1}(\cdot)$ 는 $N_{sc}-1$ 차 수정 베셀 함수를 가리키며, 정규화된 변수 $y = Y/N_0$ 이고, y 의 평균값은 $\mu = N_C A^2 / N_0$ 으로 동기누적 이후의 SNR(signal-to-noise ratio)을 나타낸다.

위 식으로부터 얻은 확률밀도함수를 이용하여 식 (8)과 (9)는 아래와 같이 다시 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \int_{\eta}^{\infty} p_0(Y) dY = \int_{\eta/N_0}^{\infty} p_0(y) dy \\ &= e^{-\eta/N_0} \sum_{k=1}^{N_{sc}} \frac{(\eta/N_0)^k}{k!} \end{aligned} \quad (12)$$

그리고

$$P_D = \int_{\eta}^{\infty} p_1(Y) dY = \int_{\eta/N_0}^{\infty} p_1(y) dy \quad (13)$$

그림 5는 SNR에 따른 ROC로 오류검출확률에 대한 검출확률을 나타낸다. 본 논문에서는 10-3이하의 오류검출확률과 동시에 0.99이상의 검출확률을 얻기 위해 필요한 임계값과 SNR을 확인할 수 있는 ROC를 사용하였다. 동기 누적횟수는 $N_C = 512$ 이며, 비동기 누적횟수는 $N_{sc} = 10$ 을 사용하였다. 결과로부터 수신 SNR이 -22dB 이상에서는 $P_{fa} = 10^{-4}$ 이하, $P_D = 0.99$ 이상 값을 얻을 수 있다. 또한, 동기누적회수에 의해 SNR은 $10 \log(N_C) = 27.1$ dB만큼 개선된다. 본 논문에서는 도플러의 영

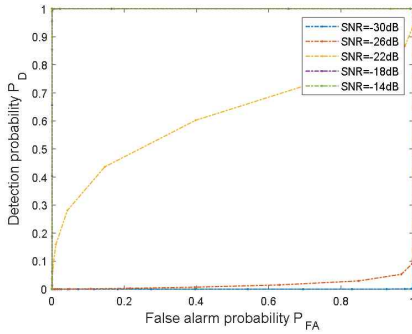


그림 6. 제안하는 방식에서 SNR에 따른 ROC 성능
Fig. 6. ROC for various SNR in proposed method

향을 고려하지 않았지만 동기누적 횟수가 증가할수록 SNR의 개선은 줄어들게 된다 [6].

3.2 모든 거리 게이트를 고려한 경우

본 논문에서는 기존 문헌에서 사용하였던 방식과 다르게 모든 거리 게이트를 고려하여 성능을 제시하고자 한다. 검출기의 성능은 모든 거리 게이트들에 대해 임계치와 비교하여 목표물의 유무를 판단하는 것이다. 따라서 특정 거리 게이트에서의 결과가 아닌 모든 위치에서의 결과에 의해 결정된다. 즉, 목표물이 존재하지 않은 경우에 K 개의 거리 게이트 중에서 어느 하나라도 임계치를 넘는 거리 게이트가 존재하면 오류검출확률도 판단한다. 따라서 검출확률은 식 (13)과 동일하지만, 오류검출확률은 다음과 같이 수정하여 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{fa} &= \Pr \left[Y_m(k) \geq \eta, \text{ for more than } \right. \\
 &\quad \left. \text{one value of } k \mid \text{no target} \right] \\
 &= \Pr \left[\bigcup_{i=1}^K \{ Y_m(k) \geq \eta, \text{ for } i \text{ values of } k \mid \text{no target} \} \right] \quad (14) \\
 &= \sum_{i=1}^K \Pr \left[\{ Y_m(k) \geq \eta, \text{ for } k \text{ values of } i \mid \text{no target} \} \right]
 \end{aligned}$$

1) 다른 레이더에서 송신된 신호가 없는 경우

간섭 신호로 작용하는 다른 레이더의 신호가 없다고 가정하면, 각각의 거리 게이트에서 오류검출확률은 동일하다고 볼 수 있으며 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$P_{faY(1)} = P_{faY(2)} = \dots = P_{faY(K)} = P_{faY} \quad (15)$$

또한, 각각의 거리 게이트에서 사건 $\{Y(1) \geq \eta\}$, $\{Y(2) \geq \eta\}$, ..., $\{Y(K) \geq \eta\}$ 는 서로 독립 사건이라

표 1. 시뮬레이션 파라메타

Table 1. Parameters of computer simulation

| Parameter | Symbol | value |
|---------------------------|------------|-------|
| Pulse Repetition Interval | T_{PRI} | 256ns |
| Pulse Width | T_p | 2ns |
| Range gate | K | 128 |
| Coherent integration | N_C | 512 |
| Noncoherent integration | N_{NC} | 10 |
| Minimum target range | R_{max} | 38.4m |
| Range resolution | ΔR | 30cm |

고 가정하면, 모든 range gate에 대한 오류검출확률은 아래와 같다 [8].

$$P_{fa} = \sum_{i=1}^K \frac{K!}{i!(K-i)!} (P_{faY})^i (1 - P_{faY})^{K-i} \quad (16)$$

여기서 P_{faY} 는 식 (15)와 같다. 그림 6은 다른 레이더에서 송신된 신호가 없는 경우의 ROC이다. SNR이 -30, -26dB와 같이 낮은 경우는 어떠한 오류검출확률에 대해서도 검출확률을 얻을 수 없다. SNR=-22dB인 경우도 성능이 개선이 되었지만, 원하는 검출확률을 얻기 위해서는 오류검출확률도 동일하게 증가함을 알 수 있다. 그러나 상대적으로 높은 SNR인 -18, -14dB에서는 거의 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

2) 다른 레이더에서 송신된 신호가 존재하는 경우

PN 코드를 이용한 경우는 다른 레이더의 송신 신호들은 PN 코드의 상관성에 의해 식 (15)가 만족되지만, PN 코드가 사용되지 않는 기존 방식에서는 식 (15)가 만족되지 않는다. 따라서 그림 2에서 보이는 것과 같이 특정 거리 게이트에서 신호가 검출되어 오류검출확률을 증가시킨다. 이러한 문제는 특정 거리 게이트에서의 확률밀도함수가 식 (12)에서 (13)으로 변하기 때문이다. 다른 레이더의 송신 신호에 의해 오류검출확률이 증가하게 됨을 알 수 있다. 결과는 다음 IV시뮬레이션 파트에 제시하였다.

IV. 시뮬레이션

본 논문에서 사용된 파라메타들은 표1에 나타냈다. 우선, 수신기에서 가우시안 펄스에 대한 샘플링은 피크지점에서 이루어졌다고 가정하였다. 또한, 수신신호의 위상은 고정값을 사용하였으며, 이동체

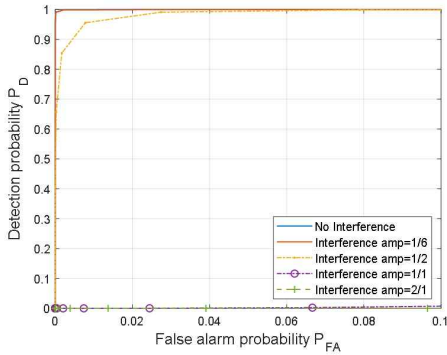


그림 7. SNR=-18dB에서 간섭신호의 진폭에 따른 기존방식에서의 ROC성능

Fig. 7 At SNR=-18dB, ROC for various interference's amplitude in conventional method

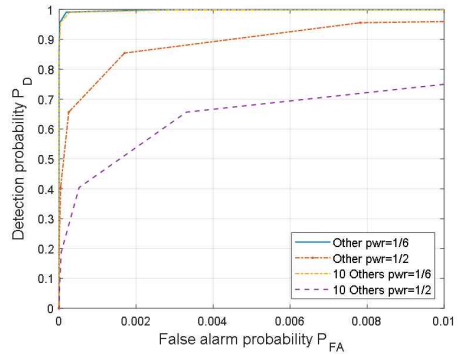


그림 8. SNR=-18dB에서 간섭신호 수와 진폭에 따른 기존방식에서의 ROC성능

Fig. 8 At SNR=-18dB, ROC for various interference's number in conventional method

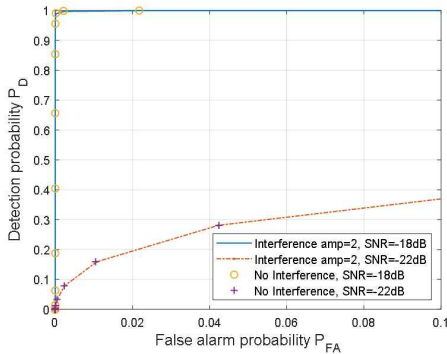


그림 9. 간섭신호와 SNR에 따른 제안하는 방식에서의 ROC성능

Fig. 9 ROC for various interference and SNR in proposed method

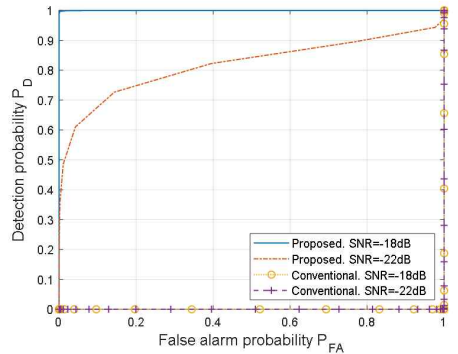


그림 10. 간섭환경에서 SNR에 따른 제안하는 방식과 기존방식의 ROC성능

Fig. 10 ROC for interference and various SNR in proposed and conventional method

를 고려하지 않아 도플러 효과는 존재하지 않다고 가정하였다.

그림 7은 SNR=-18dB에서 PN 코드를 사용하지 않은 기존방식에서의 ROC 성능이다. 원하는 신호의 진폭을 1이라고 하였을 때, 다른 레이더에서 송신된 간섭신호는 각각의 진폭을 1/6, 1/2, 1/1, 2/1배인 경우이다. 간섭 신호의 진폭이 원하는 신호의 진폭과 동일한 경우거나 그 이상에서는 성능 열화가 심하여 검출기로서의 역할을 못한다. 즉, $P_{fa} = 0.1$ 이하에서 거의 P_D 는 "0"에 가깝다.

그림 8은 SNR=-18dB에서 PN 코드를 사용하지

않은 기존방식에서의 ROC 성능이다. 그림 7에서는 하나의 간섭 신호에 대한 영향에 대한 결과였다면, 그림 8은 간섭 신호가 10개인 경우의 결과이다. 동일한 개수의 간섭 신호이더라도 간섭신호의 진폭이 클수록 성능 열화가 많이 발생한다. $P_{fa} = 0.01$ 에서 간섭 신호의 진폭이 1/2인 경우는 P_D 가 0.99에서 0.75로 낮아진 반면, 간섭 신호의 진폭이 1/6인 경우는 P_D 가 0.99에서 0.95로 낮아졌다. 또한, 더 낮은 P_{fa} 값에서는 P_D 의 감소는 더 커진다.

그림 9는 PN 코드를 사용한 방식에서의 ROC 성능이다. 이것은 SNR=-18, -22dB에서의 결과로

간섭 신호의 영향을 확인하기 위하여 간섭 신호의 진폭을 원하는 레이더 신호에 비해 2배인 경우에 대해 수행하였다. 결과는 간섭 신호에 영향을 받지 않는다는 것을 확인할 수 있다.

그림 10은 간섭 신호의 크기가 원신호에 비해 2배인 경우의 기존 방식과 제안하는 방식에서의 ROC성능이다. 결과적으로 기존 방식에서는 간섭 신호가 존재하는 경우에는 99%이상 간섭 신호를 원신호로 오인함을 알 수 있다. 즉, 거의 모든 임계치에 상관없이 $P_{fa} = 0.01$ 이하이고 $P_D = 0.01$ 이하로 나타나므로 검출기로 동작하기 어렵다. 그러나 제안하는 방식에서는 간섭 신호의 영향을 받지 않는다.

V. 결론

본 논문에서는 간섭 신호에 대한 검출기의 성능 열화에 대한 분석을 제시하였다. 제안하는 방식은 레이더 송신기에서 펄스를 생성할 때 PN 코드를 이용하여 가우시안 펄스를 변조하였다. 수신기에서는 PN 코드의 상관성을 이용하여 다른 레이더에서 송신되어 수신되는 간섭신호들은 영향을 주지 않는다.

레이더 수신기에 있는 검출기의 성능을 분석하기 위하여 ROC를 사용하였다. 오류검출확률은 목표물이 존재하지 않은 경우에 어느 위치 거리 게이트에서라도 신호가 검출되면 오류검출로 판단하도록 하였다. 시뮬레이션을 통해 얻은 결과로부터 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다. 첫째, SNR이 낮은 경우는 다른 거리 게이트들에서 발생하는 오류검출확률로 인해 ROC 성능이 나빠진다. 둘째, 기존 방식에서도 간섭신호의 진폭과 원하는 신호간의 비율이 1:1보다 커지면 성능에 크게 영향을 준다. 마지막으로, 제안하는 방식은 PN 코드를 이용하므로 간섭에 대한 영향이 없다.

향후 진해해야 할 부분으로는 본 논문에서 고려하지 못한 수신 신호에서 진폭과 위상의 변화를 고려한 RCS에 대한 영향을 추가하는 것이다. 이것은 이동체의 움직임에 의해 발생하는 도플러 효과(shift 또는 spread)를 고려하는 것이다.

References

- [1] I. Gresham, A. Jenkins, R. Egri, C. Eswarappa, N. Kinayman, N. Jain, J. Bennett, "Ultra-wideband Radar Sensors for Short-range Vehicular Applications," Journal of IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 9, pp. 2105-2120, 2004.
- [2] K.M. Strohm, H.L. Bloecher, R. Schneider, J. Wenger, "Development of Future Short Range Radar Technology," Proceedings of IEEE European Radar Conference, pp. 165-168, 2005.
- [3] J. Wenger, "Automotive Radar-Status and Perspectives," Proceedings of IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, pp. 4, 2005.
- [4] M. Schneider, "Automotive Radar-Status and Trends," Proceedings of German Microwave Conference, pp. 144-147, 2005.
- [5] H. Dominik, "Short Range Radar-status of UWB Sensors and Their Applications," Proceedings of IEEE European Radar Conference, pp. 1530-1533, 2007.
- [6] S.J. Ko, "Spectrum Analysis of UWB Radar Transmitter for Short Range Automobile Applications," IEMEK J. Embed. Sys. Appl., Vol. 10, No. 2, pp.57-64, 2015 (in Korean).
- [7] M. Klitz, "An Automotive Short Range High Resolution Pulse Radar Network," Ph. D. Dissertation, Jan. 2002.
- [8] G. Minkler, J. Minkler, "The Principles of Automatic Radar Detection in Clutter" Magellan Book Company, 1990.
- [9] A. Viterbi, "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication," Addison Wesley, 1995.

Jonghun Lee (이종훈)

He received the Ph.D. degree in Electrical, Electronic and Computer Science from Sung Kyun Kwan University, Seoul, Republic of Korea, in 2002. From March 2002 to May 2005, he was a Research Associate in Samsung Ltd. In March 2005, he joined Daegu Gyeonbuk Institute of Science & Technology, Republic of Korea, where he is currently the senior researcher & adjunct Professor. His research interests include radar signal processing, radar identification and detection, sensor fusion.

Email: jhlee@dgist.ac.kr

Seokjun Ko (고석준)

He received the Ph.D. degree in Electrical, Electronic and Computer Science from Sung Kyun Kwan University, Seoul, Republic of Korea, in 2001. From March 2002 to May 2004, he was a Research Associate in Samsung Ltd. In March 2005, he joined Jeju National University, Jeju, Republic of Korea, where he is currently the Professor. His research interests include embedded software, digital signal processing, radar system, and wireless communication system.

Email: sjko@jejunu.ac.kr