

# 합차신호를 이용한 차량용 듀얼 빔 레이저 레이더의 견고한 탐지 능력 향상 방안

정희원 이성기\*, 유승선\*\*, 유강수\*\*\*, 김삼택\*\*\*\*

## Detection Robustness Enhancement and Utility Scheme of Alternating Automotive Dual Beam Laser Radar

Seung gi Lee\*, Seung Sun Yoo\*\*, kang-soo you\*\*\*, Sam-Tek Kim\*\*\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 두 개의 다른 밀리미터 파장을 적용하는 광전계통의 구조 변경을 시도하고 신호 흡수나 환경적 간섭 왜곡에 취약한 싱글 빔(single beam) 레이저 방식의 단점을 보완한 듀얼 빔(dual beam) 방식의 레이저 레이더 시스템을 제안한다. 본 논문에서 제안 한 듀얼 빔 방식 레이더 시스템은 적은 신호 검파의 신뢰성 측면에서 통계적이며 분석적인 방법으로 제안하여 시스템의 우수성을 입증하고 AWGN 배경 잡음과 흡수 또는 간섭에 의하여 레이저 신호의 왜곡이 발생하는 채널환경에서 시뮬레이션을 수행함으로써 신호 검파의 신뢰성 향상이 가능하다는 분석적 결과에 대한 정량적 재검증을 한다.

**Key Words :** Single beam laser radar, Gaussian noise, wavelengths, Dual beam lasers radar

### ABSTRACT

In the proposed method, two regular lasers working at two different wavelengths perform moving object detection alternatively in time. The laser intensity and the beaming period of each laser is equally maintain as to the single laser radar, hence, externally, dual beam lasers radar works exactly same as the single beam laser radar except that the proposed dual lasers radar needs additional post-processing of received signals in the receiver. To verify the robustness of the proposed method, a set of computer simulation has been performed. The communication channel is assumed to be additive white Gaussian noise, and the perfect synchronization is assumed. All other simulation parameters such as signal power and signalling period are equally maintain in both systems while the signal processing time such as spreading and filtering are expected to be trivial in call cases.

### 1. 서론

차량용 레이더는 크게 MMW(milli-meter wave) 방식과 레이저(laser) 방식으로 분류한다. MMW 방식은 1970년대 초부터 연구가 진행되어 왔으며 이 방식을 이용한 차량용 레이더 시스템은 기상여건 등

의 환경 변화에 비교적 덜 민감한 우수한 특성을 가진다. 그러나 이 방식은 MMIC(monolithic micro-wave IC) 및 안테나 등 구성 부품의 생산 수율이 낮은 점과 각 나라마다 설정된 통신용 주파수 대역의 차이로 인해 수입하거나 또는 다른 나라에서 그 방식을 채택한 차량에서는 주파수 대역의 간섭이

\* 지피텍(주) 대표이사(www2www@empal.com), \*\* 비맥(주) 기술이사(yss1962@paran.com)

\*\*\* 전주대학교(Youkangsoo@gmail.com), \*\*\*\* 우송정보대학 교수(stkim@wsi.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-02-074, 접수일자 : 2006년 2월 9일, 최종논문접수일자 : 2006년 7월 11일

일어날 수 있는 문제점이 있다. 반면에 레이저 레이더(laser radar) 또는 리다(Lidar) 방식은 1980년대 중반부터 연구가 진행되어 왔으며 소형, 경량의 경제적인 시스템 구현이 가능한 장점이 있다.

이러한 연구는 요시우키 나리타(Yoshiyuki Narita ; 成田 義之), 아담 리발토우스키(Adam Rybaltowski) 등에 의해 연구된 바 있다. 특히 요시우키 나리타 등은 제너 다이오드에서 발생하는 잡음을 카오스(chaos) 신호로 이용하는 레이저 레이더 시스템을 소개하였으며, 아담 리발토우스키 등은 레이저 레이더를 위한 효율적인 확산 부호를 제안하고 이를 "AA1" 시퀀스로 부르고 있다. AA1 시퀀스는 네거티브 신호가 없는 광 신호의 특성을 고려하여 설계된 의사(pseudo) 3진 시퀀스의 일종으로서 비이진 시퀀스 계열에서 나타나는 우수한 상관특성을 가지고 있으며, 변형 m-시퀀스에 비해서는 7배의 SNR(Signal to Noise Ratio) 향상이 가능한 것으로 보고하고 있다. 기존의 연구는 대부분 단극성 신호와 의사 잡음 시퀀스를 기반으로 하는 레이저 레이더 시스템의 성능 개선에 집중되어 있다. 본 논문에서는 두 개의 다른 밀리미터 파장을 적용하는 광전계통의 구조 변경을 시도하고 신호 흡수나 환경적 간섭 왜곡에 취약한 싱글 빔(single beam) 레이저 방식의 단점을 보완한 통계적이며 분석적인 방법을 적용한 듀얼 빔(dual beam) 방식의 레이저 레이더 시스템을 제안하고 차량 간 간섭이 발생하는 환경과, 흡수간섭과 차량 간 간섭이 발생하는 환경을 가정하여 시뮬레이션을 통해 성능을 검증하였다.

## II. 합차신호 듀얼 빔 리다 구조

본 연구에서 제안한 리다 시스템은 광신호를 방사는 송광부, 반사되어 돌아온 반사광을 수신하는 수광부, 수신 신호의 전력을 조절하는 전력조절부, 송신 신호와 수신 신호의 전처리와 후처리를 담당하는 신호처리부 등 총 4개의 큰 블록으로 구성되었다. 각각의 기능은 [참고문헌] 같다.

### 2.1 송신신호의 신호처리

본 연구에서 제안한 송신 신호에 대한 신호처리 과정은 일단 리다가 작동하게 되면 송신기는 probe 이진 데이터를 생성하고 일정한 에너지와 심벌 주기를 갖는 단극 또는 양극 구형파 펄스 신호를 발생시킨 후 이 신호를 스펙트럼 확산하는 과정을 반복하는 전 처리 과정을 거친다. 전 처리 블록의 가

장 주요한 요소는 디지털 신호를 연속 시간의 펄스로 나타내고 이 펄스 신호에 코딩 이득이 G인 확산수열 함수를 곱하는 스펙트럼 확산기이다. 스펙트럼 확산에 활용되는 확산 수열은 특정한 환경에서 레이더의 성능과 직결된다. 본 논문에서는 광통신에 사용되는 확산 수열들 중에서 가장 일반적인 형태를 취하는 m-수열을 사용하였다. 이 단락에선 확산수열의 특성을 자기 상관 및 상호 상관 등의에서 임의의 시퀀스  $x = (x_n)$ 에 대한 주기적 자기 상관함수는 다음과 같다.

$$R_{xx}(l) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n x_{n-l} = \begin{cases} K, & l=0 \\ \leq \lambda_{AC}, & 1 \leq l \leq N-1 \end{cases} \quad (1)$$

비주기적 자기 상관 함수는

$$\phi_{xx}(l) = \sum_{i=0}^{N-1-l} x_i x_{i+l}, \quad l=0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

표현되어지고 또한, 임의의 시퀀스  $x = (x_n)$ 과  $y = (y_n)$ 에 대한 주기적 상호 상관 함수는

$$R_{xy}(l) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n y_{n-l} \leq \lambda_{CC}, \quad 1 \leq l \leq N-1 \quad (3)$$

같으며, 비주기적 상호 상관 함수는 다음과 같다.

$$\phi_{xy}(l) = \sum_{i=0}^{N-1-l} x_i y_{i+l}, \quad l=0,1,\dots,N-1 \quad (4)$$

일반적으로 상관함수의 최대값인  $\lambda_{AC}$  및  $\lambda_{CC}$ 는 다른 사용자에게 대해서는 잡음으로 작용함으로 이를 최소화하도록 확산 부호가 설계 되어야 유리하다. RF 통신 시스템에서는 상호상관 값이 0이 되는 소거 특성을 갖지만 광 신호의 경우에는  $\lambda_{AC}$ 과  $\lambda_{CC}$ 는 모두 1을 만족해야 한다. 이러한 특성 차이로 인해 광 신호를 위한 다양한 수열 (PN)이 연구되고 있다. 본 논문에서 채택한 m-수열은 이러한 특성들을 보유하고 있으며 이 수열을 가지고 제안한 듀얼 빔 리다와 비교 대상인 싱글 빔 리다의 신호 스펙트럼 확산에 활용한다. 제안한 시스템에서는 양극성 이진 m-수열을 <표 1>과 같이 두 개의 파장에 각각 할당하여 2차원 직교 광 코드와 유사한 특성을 갖도록 한다. 두 수열 간에는 직교성이 없으나 각 수열은 합차신호로 사용됨으로 간섭의 문제를 피할 수 있다. 즉, 각 차량의 합차신호 듀얼 빔 리다가 고유한 양

표 1. 양극성 m-수열의 할당

수열	레이저 파장
+m-수열	$\lambda_1$
-m-수열	$\lambda_2$

극성 m-수열 확산 코드를 가지고 펄스 신호를 스펙트럼 확산한다고 하였을 때, AWGN 채널을 가정 하였을 때, 완벽한 칩 동기화가 가능 하다면 거의 완벽한 송신 데이터 신호의 복원이 가능하다. 여기서, 송신 데이터 심벌의 스펙트럼 확산을 수식으로 나타내보자. 송신기에서 송신 데이터 심벌을 연속 시간 펄스 신호  $d_1(t)$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$d_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_1^n \sqrt{\frac{E_d}{T_d}} g(t-nT_d) \quad (5)$$

여기서  $d^i = \{1,0\}$ 인 송신 데이터 심벌 (일반적으로 1 비트),  $E_d$ 는 비트 에너지,  $g(t) = \Pi(\frac{t-T_d/2}{T_d})$  형태의 단위 구형파 펄스 신호,  $T_d$ 는 펄스의 주기이다. 데이터 심벌 비트 값이 1일 때 레이저는  $T_d$  시간 동안 발광을 하게 된다. 제안한 합차신호 듀얼 빔 리더에서는 파장  $\lambda_1$ 을 사용하는 레이저의 입력 데이터 (논리적) 값  $d_1$ 은 1,0,1,0,1,0...이 되고 파장  $\lambda_2$ 을 사용하는 또 다른 레이저의 입력 데이터 값  $d_2$ 은 0,1,0,1,0,1... 되는 차동 사이클을 형성한다. 따라서 싱글 빔 리더에서의 데이터 펄스 신호  $d_s(t)$ 는 다음이 표현된다.

$$d_s(t) = d_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d^i \sqrt{\frac{E_d}{T_d}} g(t-nT_d) \quad (6)$$

다만 싱글 빔의 경우에는 리더의 작동 시간 동안 계속해서 주기적인 펄스가 방사 된다. 즉, 싱글 빔 레이저의 입력 데이터 값  $d^i$ 은 1,1,1,1,1,1...이며 듀얼 시스템에서는  $2T_d$  시간 동안 두 개의 레이저가 각각  $T_d$  시간 동안 발광하는데 비하여 싱글 시스템에서는 하나의 레이저가 두 번 연속으로 발광한다. 위 두 수식에서 살펴볼 수 있듯이 일정한 작동 시간 동안에 두 시스템에서 사용되는 총 에너지와 유효 대역폭은 동일하게 유지된다. 위와 같이 probe 데이터로부터 시간 연속 펄스 신호가 생성되면 이 신호는 곧 이어서 부호화 이득이 G인 m-수열에 의하여 곱하여 진다. 따라서 m-수열 합수  $c_m(t)$ 는 다

음과 같다.

$$c_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT_c) \quad (7)$$

여기서 m은 차량 듀얼 빔 리더에 부여된 고유 인덱스,  $h(t)$ 는 단위 구형파형의 칩 펄스 신호,  $T_c$ 는 칩 펄스의 주기로서  $T_d = GT_c$ ,  $\{a_n | a_n = 1, -1\}$ 이다. 데이터 펄스 신호에 확산 신호를 곱한 결과는 다음과 같다.

$$s(t) = c_m(t)d_d(t) \quad (8)$$

이 신호는 송광부로 전달되고 곧이어 레이저에 의하여 송광된다.

### 2.2 채널 모델

차량 리더는 광 신호를 송광하고 반사광을 수광하는 물리적 특성을 가지고 있어서 RF 신호와는 달리 비, 안개 등의 자연, 환경적 요소에 상당히 민감하다. 또한 반사체 표면의 특성과 색상에 따라 광흡수가 다르다는 사실도 잘 알려져 있다. 본 논문에서는 이와 같은 리더의 작동 환경을 가상적으로 재현하기 위하여 배경잡음과 흡수간섭 잡음을 채널 모델링에 적용한다. 먼저, 배경잡음  $N(t)$ 은 백색 가우시안 잡음 (AWGN) 으로 가정하고 이 잡음의 통계적 특성을  $N(0, \sigma_n^2)$ 로 한다. 즉, 잡음의 평균은 0이고 분산은  $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2}$ 이다. 여기서  $\frac{N_0}{2}$ 은 잡음의 양방향 전력 밀도이고 잡음의 자기 상관을 나타내면  $\frac{N_0}{2} \delta(t)$ 이 되고 상호상관은 0이 된다. 한편, 차량 리더 신호 검파 성능에 광 재밍 보다 더 큰 악영향을 미치는 요소는 흡수간섭  $A_b(t)$  잡음이다. 이러한 광 흡수 현상은 특정 파장을 중심으로 더욱 심하게 나타날 수 있으며 광 흡수 때문에 물체가 탐지 지역 내에 있음에도 불구하고 반사광의 크기가 거의 배경 잡음에 가까운 현상을 유발한다. 따라서 특정 레이저 파장에 전송되는 probe 데이터 신호가 전혀 검파되지 않는 심벌 오류가 발생한다. 이러한 경우 차량 안전을 크게 해치는 돌발적인 상황이 일어날 수 있으므로 흡수간섭 잡음에 대한 분석이 필요하다. 흡수간섭 잡음은 다음과 같이 곱셈형의 잡음으로 모델링 한다.

$$r(t) = A_b(t)s(t) + N(t) \quad (9)$$

여기서  $s(t)$ 와  $r(t)$ 는 각각 송신신호와 수신신호를 나타내고  $N(t)$ 는  $N(0, \sigma_n^2)$ 의 백색 가우시안 확률분포의 AWGN 배경잡음,  $A_b(t)$ 는 곱셈형 흡수간섭 잡음으로써 임펄스 타입의 확률분포

$$p_{A_b}(a) = A\delta(a) + (1-A)\delta(a-1), 0 \leq A \leq 1 \quad (10)$$

를 가진다. 본 논문에서는 AWGN 배경잡음과 함께 곱셈형 흡수간섭 잡음이 제안한 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석적으로 유도하였다.

### 2.3 수신신호의 신호처리

수광부의 후처리에 해당하는 신호처리 과정은 2차원 구조의 포토다이오드 배열은 물체로부터 반사되어 온 각각의 파장을 수신하여 전기적 신호로 변화 시키는 역할을 담당한다. 시간 연속 전기신호로 변화된 수신 신호는 송신기에서 사용한 확산 수열 함수를 다시 곱하는 연산을 수행하여 수신 신호의 역확산을 얻는다. 역확산 된 신호는 왜곡 현상이 없고 동기화가 정확히 이루어졌다면 원래의 기저대역 펄스 신호로 복원된다. 이 단락에서는 수신 신호의 신호처리 과정을 수식으로 유도한다. 먼저, 송광부에서 방사되기 직전의 송신 신호는 다음과 같다.

$$s_d(t) = d_1(t)c_m(t) + d_2(t-T_d)c_m(t-T_d) \quad (11)$$

여기서  $d_1(t)$ 는 파장  $\lambda_1$ 에 실려서 송광되는 데이터 펄스 신호이고  $d_2(t)$ 는 연이어 차동으로 파장  $\lambda_2$ 에 실려서 송광되는 데이터 펄스 신호 이다.

채널을 통과할 때 신호가 백색 가우시안 잡음과 곱셈형 흡수간섭 잡음의 영향을 받는다고 가정하면 수광부를 통과한 수신 신호의 표현은 다음과 같다.

$$r_d(t) = A_{b1}(t)d_1(t)c_m(t) + N_1(t) + A_{b2}(t-T)d_2(t-T_d)c_m(t-T_d) + N_2(t-T_d) \quad (12)$$

단,  $A_{b1}(t)$ 와  $A_{b2}(t)$ 는 레이저의 파장차가 400nm 이내에서는 동시에 발생할 수 있으나 그 이상의 파장차에서는 각각 다른 시간에 발생한다고 가정한다. 제안한 듀얼 빔 리다의 파장은 850과 1300nm가 되어 흡수간섭 잡음은 특정한 시간에 단일 파장에서만 발생하고 흡수잡음의 지속시간은 심벌의 주기보다 상당히 크다고 가정한다. 또한, 채널에서 자연적으로 발생하는 자유공간 감쇠는 전력조절부에서 조절 된다고 가정하고 수식의 간결한 표현을 위하여 자유공간 감쇠 파라미터는 사용하지 않는다. 수신신호의 샘플링은 수광부에서 받아들인 수신 신호는 송신기에서 사용한 m-수열 함수로 곱하여 진다. 곱셈

으로 얻어진 수신 신호는 다음과 같이 데이터 성분과 잡음 성분의 합으로 구성된다.

$$\hat{s}_d(t) = A_{b1}(t)d_1(t) + N_1(t)c_m(t) + A_{b2}(t)d_2(t-T_d) + N_2(t-T_d)c_m(t-T_d) \quad (13)$$

여기서  $A_b$ 의  $\cdot$  연산자는 흡수간섭이 동시에 듀얼 빔 파장에서 발생하지 않는다는 것을 표현한 것이다. 위에서 역확산 처리된 신호를 상관 필터에 넣어 심벌 구간마다 심벌을 대표하는 샘플을 취한다. 반사체의 거리에 따라 칩 지연이 발생하는데 이 지연 값을 손쉽게 얻을 수 있다고 가정하고 상관기의 적분 시초 시간을  $t=0$ 으로 동기화 하였다. 이와 같이 동기화된 적분 시간 구간을 사용하게 되면 적분의 결과는 각 심벌 주기  $t=nT_d$  마다 최대값을 가지게 된다. 심벌 구간을 샘플링 주기로 하여 적분 결과를 샘플링 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_d &= \int_0^{2T_d} \hat{s}_d(t) dt |_{t=nT_d} \quad (14) \\ &= Z_1 + Z_2 \\ &= A_1 \sqrt{E_d T_d} + N_1 + A_2 \sqrt{E_d T_d} + N_2 \end{aligned}$$

여기서 배경잡음에 해당하는  $N_1$ 과  $N_2$ 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} N_1 &= \int_0^{T_d} N_1(t)c_m(t) dt \quad (15) \\ N_2 &= \int_{T_d}^{2T_d} N_2(t)c_m(t) dt \end{aligned}$$

제안한 듀얼 빔 리다에서는 두 개의 파장이 차동으로 작동한다. 즉, 첫 번째 샘플링 된 값을 다음 샘플링 값이 만들어 질 때까지 한 심벌 시간동안 지연 저장한 후 두 샘플 값을 사용하여 신호 검출에 적용한다.

### 2.4 신호검파 성능 분석

본 연구에서 신호검파 성능 분석을 위하여 신호 대 잡음 비 (SNR)에 대한 신호 검파 측면의 성능을 심벌 오류 확률  $p_b$ 을 수식적으로 유도하여 평가한다. 성능 분석의 대상은 제안한 합차신호 듀얼 빔 리다(DBDS)와 싱글빔 듀얼샘플(SBDS), 싱글빔-싱글샘플(SBSS) 시스템과의 성능을 비교 평가하였다.

### 2.4.1 싱글빔 싱글샘플 시스템

먼저 싱글빔 싱글샘플(SBSS) 시스템은 싱글 빔 레이저로 구성된 리다이다. 심벌 검파는 매 심벌 주기마다 얻어지는 단일 개의 심벌 샘플을 사용한다. 다른 모든 조건들은 동일하다. SBSS의 신호 검파 샘플  $Z_d$ 를 얻기 위해서 송신 신호, 역확산 된 수신 신호, 상관 필터링 후의 샘플 신호를 각각 살펴보자. 채널 모델은 위 단락에서 소개한 AWGN 배경 잡음과 흡수간섭 잡음을 사용한다. SBSS의 송신 신호는 다음과 같다.

$$d_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d^n \sqrt{\frac{E_d}{T_d}} g(t-nT_d) \quad (16)$$

역확산된 수신 신호는 다음과 같다.

$$\hat{s}_s(t) = A_b(t)d_s(t) + N_1(t) \quad (17)$$

상관 필터링 후의 샘플 신호는 다음과 같다.

$$Z_{SBSS} = \int_0^{T_d} \hat{s}_s(t) dt|_{t=nT_d} = A\sqrt{E_d T_d} + N_1 \quad (18)$$

여기서 AWGN 배경잡음  $N_1$ 의 확률 분포 함수는 다음과 같다.

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma_n^2}} \quad (19)$$

잡음의 평균은 다음과 같다.

$$E[N_1] = \int_0^{T_d} E[N_1(t)c_m(t)] dt = 0 \quad (20)$$

잡음의 분산은 다음과 같다.

$$E[N_1^2] = \int_0^{T_d} E[N_1(t)N_1(\tau)c_m(t)c_m(\tau)] dt d\tau = \frac{N_0 T_d}{2} \quad (21)$$

즉, 신호와 분산을  $\sqrt{T_d}$ 로 정규화 하면  $Z_d$ 에 포함된 잡음의 확률 분포는  $N(0, \sigma_n^2)$  이다.

한편, 흡수간섭의 발생확률 확률 분포는 다음과 같다.

$$p_{A_s}(a) = A\delta(a) + (1-A)\delta(a-1), 0 \leq A \leq 1 \quad (22)$$

흡수잡음의 평균은 다음과 같다.

$$E[A] = \int_0^1 x p_A(x) dx = 0.5 \quad (23)$$

흡수잡음의 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_A^2 = E[A^2] - \mu_A^2 = \int_0^1 x^2 p_A(x) dx - 1/4 = 1/12 \quad (24)$$

상관 필터의 출력에서 얻어진 SNR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SNR_{SBSS} &= \frac{E_d T_d}{N_0 T_d / 2} [1 - A_b] + \frac{A^2 E_d T_d}{N_0 T_d / 2} [A_b] \quad (25) \\ &= \frac{2E_d}{N_0} [1 - A_b] + \frac{2A^2 E_d}{N_0} [A_b] \\ &= \frac{2E_d}{N_0} [1 - A_b + A^2 A_b] \end{aligned}$$

이어서 SBSS 시스템의 신호 검파 오류 확률에 대하여 살펴보자. 신호 검파의 문턱 값  $D = \sqrt{E_d}/2$ 이고 판별 변수  $Z_d$ 가 문턱 값 보다 작은 경우가 나타나면 심벌 오류가 발생한다. SBSS 시스템의 심벌 오류 확률  $p_b$ 은 다음과 같다.

$$p_b = \Pr(\text{error} | \text{흡수간섭}, d_s = +1) \Pr(\text{흡수간섭}) \Pr(d_s = +1) + \Pr(\text{error} | d_s = +1) [1 - \Pr(\text{흡수간섭})] \Pr(d_s = +1) \quad (26)$$

여기서  $\Pr(\text{흡수간섭}) = A_b$ ,  $\Pr(d_s = +1) = 1$ 이다. 그러므로 심벌 오류 확률을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_b &= \Pr[A\sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2] [A_b] \quad (27) \\ &\quad + \Pr[\sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2] [1 - A_b] \\ &= Q\left(\frac{2A-1}{2}\sqrt{\frac{2E_d}{N_0}}\right) [A_b] + Q\left(\sqrt{\frac{2E_d}{N_0}}\right) [1 - A_b] \end{aligned}$$

오류 확률을 구하기 위해서 다음과 같은 정규 분포 함수를 사용한다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (28)$$

변수  $x$ 가 5 이상의 값으로 증가하면 다음의 상한 식을 사용하여 오류 확률의 근사 값을 구한다.

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (29)$$

2.4.2 싱글빔 듀얼샘플 시스템

싱글빔 듀얼샘플(SBDS) 시스템도 SBSS와 같이 싱글 빔 레이저로 구성된 리다이다. 하지만 심벌 검파에는 연속되는 두 개의 심벌 샘플을 사용한다. 다른 모든 조건들은 동일하다.

SBDS의 신호 검파 변수  $Z_{sd}$ 를 얻기 위해서 송신 신호, 역확산 된 수신 신호, 상관 필터링 후의 샘플 신호를 각각 살펴보자. 채널 모델은 위 단락에서 소개한 AWGN 배경잡음과 흡수간섭 잡음을 사용한다. SBSS의 송신 신호는 다음과 같다.

$$d_{sd}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d^n \sqrt{\frac{E_d}{T_d}} g(t-nT_d) \quad (30)$$

SBDS의 경우는 연속되는 두 심벌을 심벌 검파에 사용한다. 2 심벌 주기동안 역확산된 수신 신호는 다음과 같다.

$$\hat{s}_{ds}(t) = A_b(t)d_{sd}(t) + N_1(t) + A_b(t-T_d)d_{sd}(t-T_d) + N_1(t-T_d) \quad (31)$$

상관 필터링 후의 샘플 신호는 다음과 같다.

$$Z_{SBDS} = \int_0^{2T_d} \hat{s}_{ds}(t) dt|_{t=nT_d} = A \sqrt{E_d T_d} + N_1 + A \sqrt{E_d T_d} + N_1 \quad (32)$$

상관 필터의 출력에서 각 SBDS 심벌의 SNR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SNR_{SBDS} &= \frac{E_d T_d}{N_0 T_d / 2} [1 - A_b] + \frac{A^2 E_d T_d}{N_0 T_d / 2} [A_b] \\ &= \frac{2E_d}{N_0} [1 - A_b] + \frac{2A^2 E_d}{N_0} [A_b] \\ &= \frac{2E_d}{N_0} [1 - A_b + A^2 A_b] \end{aligned} \quad (33)$$

이어서 SBDS 시스템의 신호 검파 오류 확률에 대하여 살펴보자. 신호 검파의 문턱 값  $D = \sqrt{E_d}/2$ 이고 판별 변수  $Z_d$ 가 문턱 값 보다 작은 경우가 나타나면 심벌 오류가 발생한다. 심벌 검파 있어서 SBDS가 SBSS와 다른 점은 두 개의 연속되는 심벌 샘플을 현재 시간의 심벌 검파에 사용한다는 점이다.

다. SBDS 시스템의 심벌 오류 확률  $p_b$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_b &= < \Pr(\text{error} | \text{흡수간섭}, d_{sd} = +1) \Pr(\text{흡수간섭}) \Pr(d_{sd} = +1) >^2 \\ &+ < \Pr(\text{error} | d_{sd} = +1) [1 - \Pr(\text{흡수간섭})] \Pr(d_{sd} = +1) >^2 \\ &+ 2 < \Pr(\text{error} | \text{흡수간섭}, d_{sd} = +1) \Pr(\text{흡수간섭}) \Pr(d_{sd} = +1) > \cdot \\ &\Pr(\text{error} | d_{sd} = +1) [1 - \Pr(\text{흡수간섭})] \Pr(d_{sd} = +1) > \end{aligned} \quad (34)$$

여기서  $\Pr(\text{흡수간섭}) = A_b$ ,  $\Pr(d_{sd} = +1) = 1$ 이다. 그러므로 SBDS 시스템의 심벌 오류 확률을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_b &= < \Pr[A \sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2 | A_b] >^2 \\ &+ < \Pr[\sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2 | 1 - A_b] >^2 \\ &+ 2 < \Pr[A \sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2 | A_b] \cdot \Pr[\sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2 | 1 - A_b] > \\ &= < Q\left(\frac{2A-1}{2}\right) \sqrt{\frac{2E_d}{N_0}} [A_b] >^2 \\ &+ < Q\left(\sqrt{\frac{2E_d}{N_0}}\right) [1 - A_b] >^2 \\ &+ 2 < Q\left(\frac{2A-1}{2}\right) \sqrt{\frac{2E_d}{N_0}} [A_b] > \cdot < Q\left(\sqrt{\frac{2E_d}{N_0}}\right) [1 - A_b] > \end{aligned} \quad (35)$$

2.4.3 합차신호 듀얼빔 듀얼샘플 시스템

이어서 마지막으로 본 논문에서 제안한 시스템인 합차신호 듀얼 빔 리다 DBDS의 신호 검파 오류 확률에 대하여 살펴보자. 각 심벌의 신호 검파의 문턱 값  $D = \sqrt{E_d}/2$ 이고 판별 변수  $Z_d$ 가 문턱 값 보다 작은 경우가 나타나면 심벌 오류가 발생한다. 심벌 검파 있어서 DBDS도 SBDS와 동일하게 두 개의 연속되는 심벌 샘플을 현재 시간의 심벌 검파에 사용한다는 점이다. 다만 DBDS의 경우는 SBDS와는 달리 두 개의 파장에서 각각의 심벌 샘플이 얻어진다는 점이다. DBDS의 경우는 번갈아 가며 연속되는 두 파장의 심벌을 심벌 검파에 사용한다. 2 심벌 주기 동안 역확산된 수신 신호는 다음과 같다.

$$\hat{s}_{dd}(t) = A_{b1}(t)d_{d1}(t) + N_1(t) + A_{b2}(t-T_d)d_{d2}(t-T_d) + N_2(t-T_d) \quad (36)$$

상관 필터링 후의 샘플 신호는 다음과 같다.

$$Z_{DBDS} = \int_0^{2T_d} \hat{s}_{dd}(t) dt|_{t=nT_d} = A_1 \sqrt{E_d T_d} + N_1 + A_2 \sqrt{E_d T_d} + N_2 \quad (37)$$

상관 필터 출력에서의 각 DBDS 심벌에 대한 SNR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 SNR_{DBDS} &= \frac{1}{2} < \frac{E_d T_d}{N_0 T_d/2} [1 - A_{b1}] + \frac{A_1^2 E_d T_d}{N_0 T_d/2} [A_{b1}] > \quad (38) \\
 &+ \frac{E_d T_d}{N_0 T_d/2} [1 - A_{b2}] + \frac{A_2^2 E_d T_d}{N_0 T_d/2} [A_{b2}] > \\
 &= \frac{E_d}{N_0} [1 - A_{b1}] + \frac{A_1^2 E_d}{N_0} [A_{b1}] \\
 &+ \frac{E_d}{N_0} [1 - A_{b2}] + \frac{A_2^2 E_d}{N_0} [A_{b2}] \\
 &= \frac{E_d}{N_0} [2 - (A_{b1} + A_{b2}) + (A_1^2 A_{b1} + A_2^2 A_{b2})]
 \end{aligned}$$

DBDS 시스템의 심벌 오류 확률  $p_b$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 p_b &= < \Pr(\text{error}|d_{d1}=+1)[1 - \Pr(\text{흡수간섭1})\Pr(d_{d1}=+1) \cdot \\
 &\Pr(\text{error}|d_{d2}=+1)[1 - \Pr(\text{흡수간섭2})\Pr(d_{d2}=+1)] > \\
 &+ < \Pr(\text{error}|\text{흡수간섭1}, d_{d1}=+1)\Pr(\text{흡수간섭1})\Pr(d_{d1}=+1) \cdot \\
 &\Pr(\text{error}|d_{d2}=+1)[1 - \Pr(\text{흡수간섭2})\Pr(d_{d2}=+1)] > \\
 &+ < \Pr(\text{error}|\text{흡수간섭2}, d_{d2}=+1)\Pr(\text{흡수간섭2})\Pr(d_{d2}=+1) \cdot \\
 &\Pr(\text{error}|d_{d1}=+1)[1 - \Pr(\text{흡수간섭1})\Pr(d_{d1}=+1)] > \quad (39)
 \end{aligned}$$

여기서  $\Pr(\text{흡수간섭1}) = A_{b1}$ ,  $\Pr(\text{흡수간섭2}) = A_{b2}$ 이고  $\Pr(d_{d1}=+1) = \Pr(d_{d2}=+1) = 1$ 이다. DBDS을 SBDS의 심벌 오류 확률과 비교하여 보면 DBDS의 경우에는 두 개의 파장이 동시에 흡수간섭에 영향을 받는 경우는 발생하지 않는다는 점이다. 즉, 위에서 합차신호 듀얼 빔 리다의 병렬적 장점에 대하여 언급하였던 예측이 수식에서 증명되고 있다. 일반적으로 몇 개의 심벌 시간 내에서는 흡수 간섭 발생 확률이 동일하고 흡수간섭의 확률 등이 같다고 정의하여도 근사한 결과를 얻을 수 있다.

즉,  $\Pr(\text{흡수간섭1}) = \Pr(\text{흡수간섭2}) = \Pr(\text{흡수간섭}) = A_{bd}$ 이고  $\Pr(d_{d1}=+1) = \Pr(d_{d2}=+1) = \Pr(d_d=+1) = 1$ 인 경우이므로 위의 심벌 오류 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 p_b &= < \Pr(\text{error}|d_d=+1)[1 - \Pr(\text{흡수간섭})\Pr(d_d=+1)] \cdot \\
 &\Pr(\text{error}|d_{d2}=+1)[1 - \Pr(\text{흡수간섭})\Pr(d_{d2}=+1)] >^2 \\
 &+ 2 < \Pr(\text{error}|\text{흡수간섭}, d_d=+1)\Pr(\text{흡수간섭})\Pr(d_d=+1) \cdot \\
 &\Pr(\text{error}|d_d=+1)[1 - \Pr(\text{흡수간섭})\Pr(d_d=+1)] > \quad (40)
 \end{aligned}$$

DBDS 시스템의 심벌 오류 확률을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 p_b &= < \Pr[\sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2] [1 - A_{bd}] >^2 \quad (41) \\
 &+ 2 < \Pr[A\sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2] [A_{bd}] > \cdot \\
 &< \Pr[\sqrt{E_d} + N_1 < \sqrt{E_d}/2] [1 - A_{bd}] > \\
 &= < Q(\sqrt{\frac{2E_d}{N_0}}) [1 - A_{bd}] >^2 \\
 &+ 2 < Q(\frac{2A-1}{2} \sqrt{\frac{2E_d}{N_0}}) [A_{bd}] > \cdot < Q(\sqrt{\frac{2E_d}{N_0}}) [1 - A_{bd}] >
 \end{aligned}$$

모습을 나타낸다.

### III. 컴퓨터 시뮬레이션과 성능 평가

본 논문에서 제안한 합차신호 듀얼 빔 레이저 레이다 (DBDS)의 성능을 평가하기 위하여 차량간 간섭이 발생하는 환경과 흡수간섭과 차량간 간섭이 발생하는 환경을 가정하고 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한다. 또한, 본 논문에서 제안하는 DBDS의 성능을 비교 평가하기 위하여 비교 대상으로 SBSS 리다와 SBDS 리다를 이용하였다. 각 시스템의 성능 평가를 위하여 사용되는 주요 변수들과 성능 측정 파라미터들은 다음과 같다.

#### 1. 신호 대 잡음비

$$\frac{E_d}{N_0} : E_d : [1.0], N_0 : [10^{-3} \sim 1.0], SNR : [0 \sim 20 \text{ dB}]$$

#### 2. 심벌(비트) 오류 확률 $p_b$ : $[0.5 \sim 10^{-6}]$

#### 3. AWGN 배경 잡음

$$\mathcal{N}(0, \sigma_n^2) : \sigma_n^2 = N_0/2 ; \sigma_n^2 = [0.0005 \sim 0.5]$$

#### 4. 흡수 간섭 잡음 발생 확률 $A_b$ : $[0.0 \sim 1.0]$

#### 5. 흡수 간섭 잡음의 강도 $A$ : $[0.1 \sim 0.5]$

#### 6. 흡수 간섭의 지속 시간

$$[100 T_d \sim 500 T_d], T_d = \frac{1}{F} = \frac{1}{2000} \text{ s}$$

#### 7. 데이터 전송률 $F$ : 2 Kbps

#### 8. 리다 파장의 범위 : $[700 \text{ nm} \sim 1500 \text{ nm}]$

#### 9. 싱글빔 리다의 파장 $\lambda_1$ : 850 nm

#### 10. 듀얼 빔 리다의 파장

$$\lambda_1, \lambda_2 : 850 \text{ nm와 } 1300 \text{ nm}$$

#### 11. m-수열 함수의 부호 길이 $G$ : $[15 \sim 511]$

#### 12. 확산 후 전송률 : $[0.25 \text{ Mbps} \sim 1 \text{ Mbps}]$

#### 13. 간섭 잡음을 일으키는 차량의 수

$$M : [1 \sim 10]$$

#### 14. 차량간 간섭 잡음 $I_E$ : $\frac{(M-1)}{G}$

#### 3.1 차량간 간섭이 발생하는 환경

차량간 간섭이 발생하는 환경에서는 여러 대의 차량이 물체 탐지 및 거리 측정용 리다를 작동하는 채널 환경을 설정하였으며 각 차량은 그 차량 고유의 확산 수열 함수를 데이터 신호의 스펙트럼 확산에 적용하고 차량마다 설치된 싱글 빔 또는 듀얼 빔 리다는 부호분할 다중접속기법의 MAC 기반으로 신호를 방사한다. 즉, 차량간 간섭을 고려한 채널 환경에서 수광부로 유입되어 역확산된 신호에 포함된 차량간 간섭 에너지  $I_E$ 는 다음과 같다.

$$I_E = \sum_{m=0}^{M-2} \frac{1}{G} \quad (42)$$

여기서 리다는 동기화된 신호를 처리한다고 가정하고 M은 전송 거리 안에서 리다를 작동하고 있는 차량의 수, G는 확산 수열의 길이 또는 확산 이득이다. 먼저, SBSS 리다의 데이터 신호 성분과 차량간 간섭의 비율을 나타내면 다음과 같다.

$$SIR_{SBSS} = \frac{E_d}{\sum_{m=0}^{M-2} \frac{1}{G}} \quad (43)$$

또한, SBSS에서 차량간 간섭의 영향과 함께 AWGN 배경 잡음을 고려하여 신호 대 간섭 잡음비 SIR를 나타내면 다음과 같다.

$$SIR_{SBSS} = \frac{E_d}{N_0/2 + \sum_{m=0}^{M-2} \frac{1}{G}} \quad (44)$$

또한 나머지 SBDS와 본 논문에서 제안하는 DBDS의 SIR도 동일한 방법으로 SIR 비를 얻을 수 있다. 하지만, 차량간 간섭 잡음과 AWGN 배경 잡음만을 고려하는 환경에서는 모든 시스템의 SIR은 아래와 같이 동일하다.

$$SIR_{SBSS} = SIR_{SBDS} = SIR_{DBDS} \quad (45)$$

### 3.2 흡수 간섭과 차량간 간섭이 발생하는 환경

AWGN 배경 잡음, 차량간 간섭 잡음 및 흡수 간섭 잡음 등을 모두 포함하는 채널 환경을 적용하여 시스템의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 비교 평가한다. 채널의 신호 흡수율, 흡수 간섭 발생 빈도, 차량간 간섭 잡음, AWGN 배경 잡음 등을 모두 고려한 신호 대 간섭 잡음비 SIR를 각 리다에 대하여 수식으로 나타내보자. 먼저 SBSS 시스템의 SIR을 구하면 다음과 같다.

$$SIR_{SBSS} = \frac{E_d [1 - A_b + A^2 A_b]}{N_0/2 + \sum_{m=0}^{M-2} \frac{1}{G}} \quad (46)$$

한편, 위 3장에서 얻어진 수식에 따르면 SBDS와 SBSS는 동일한 SNR을 가지고 있다. 따라서 SBDS의 SIR도 SBSS와 SIR과 동일하다.

$$SIR_{SBSS} = SIR_{SBDS} \quad (47)$$

마지막으로 본 논문에서 제안한 DBDS에 대한 SIR은 다음과 같다.

$$SIR_{DBDS} = \frac{\frac{1}{2} E_d [2 - (A_{b1} + A_{b2}) + (A_1^2 A_{b1} + A_2^2 A_{b2})]}{N_0/2 + \sum_{m=0}^{M-2} \frac{1}{G}} \quad (48)$$

이 식들에서 나타나는 공통적인 패턴을 살펴보면 차량의 수가 증가하거나 또는 부호화 이득  $G \geq 1$  값이 작아질수록 차량간 간섭 잡음의 영향이 상대적으로 증가한다. 또한 흡수 간섭의 발생 확률이 높아질수록 그리고 채널의 신호 흡수율이 높아질수록 신호 대 간섭 잡음의 비가 점차적으로 하락한다. 채널을 신호 흡수 간섭, 차량간 간섭 잡음 및 배경 잡음이 혼재하는 채널 환경에서 제안한 차동 듀얼 빔 레이더 리다 DBDS의 성능을 검증하고 다른 두 리다 시스템들 (SBSS 리다와 SBDS 리다)과 비교 평가하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 수행하였다. 따라서 그림 3~18에서 살펴볼 수 있듯이 차량 간 간섭 잡음, AWGN 배경 잡음 및 흡수간섭 잡음이 발생하는 가상채널 환경에서 수행한 컴퓨터 시뮬레이션의 결과는 3장의 수식 유도에서 예측한 결과와 호응하고 있다. 무엇보다도 가장 중요한 사실은 컴퓨터 시뮬레이션에도 본 논문에서 제안한 합차신호 듀얼빔 리다 (DBDS)가 SBSS나 SBDS 리다에 비하여 가장 우수한 성능을 나타낸다는 검증 결과이다.

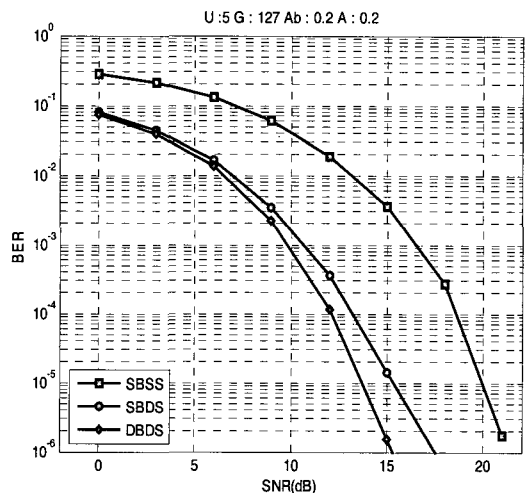


그림 3. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 5 확산수열길이: 127)



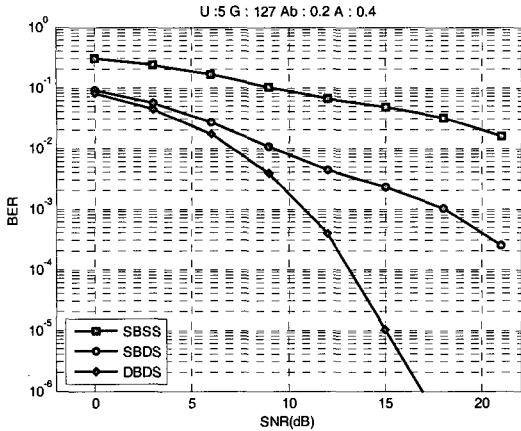


그림 4. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 5 확산수열길이: 127)

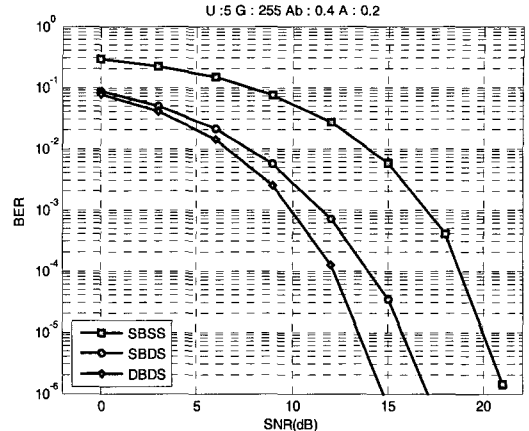


그림 7. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 5 확산수열길이: 255)

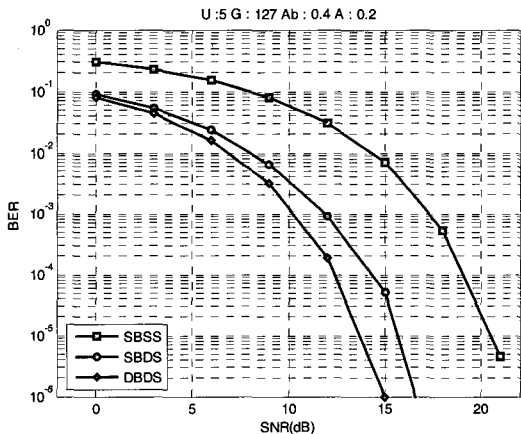


그림 5. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 5 확산수열길이: 127)

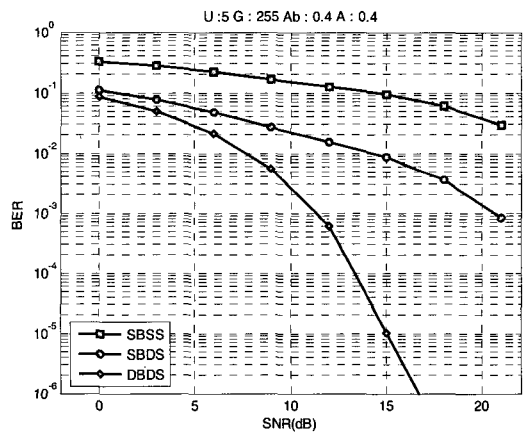


그림 8. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 5 확산수열길이: 255)

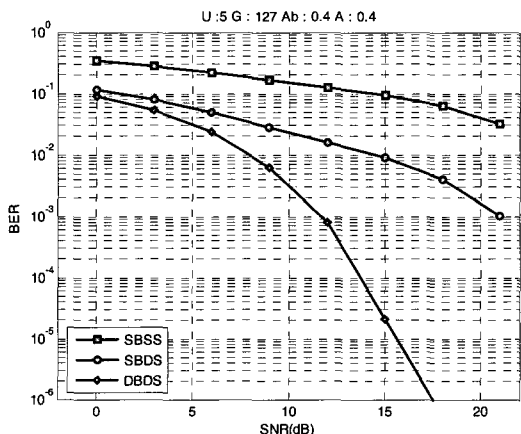


그림 6. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 5 확산수열길이: 127)

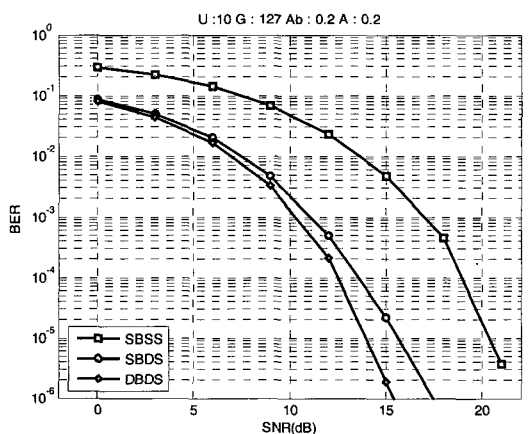


그림 9. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 5 확산수열길이: 255)

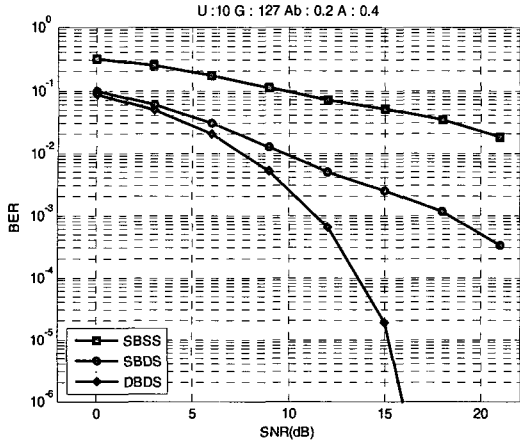


그림 10. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 5 확산수열길이: 255)

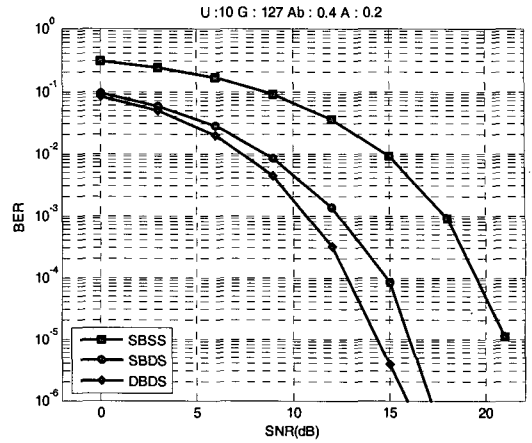


그림 13. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 10 확산수열길이: 127)

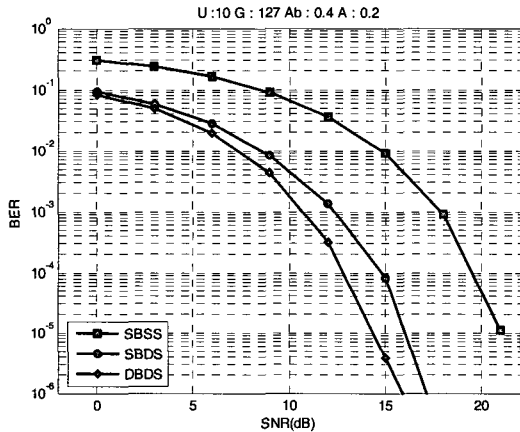


그림 11. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 10 확산수열길이: 127)

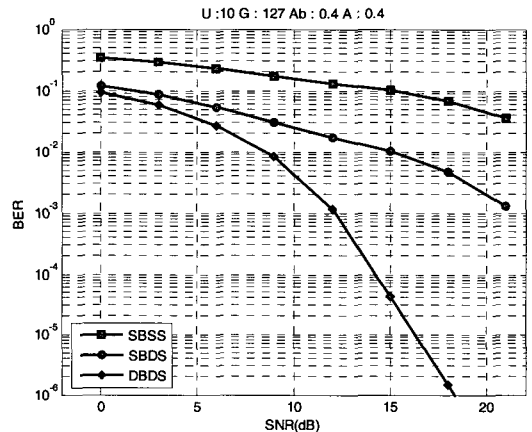


그림 14. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 10 확산수열길이: 127)

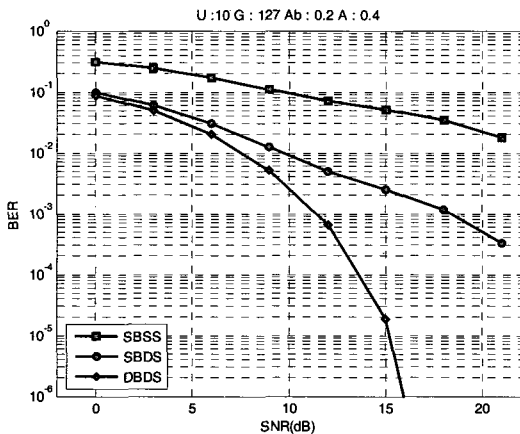


그림 12. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 10 확산수열길이: 127)

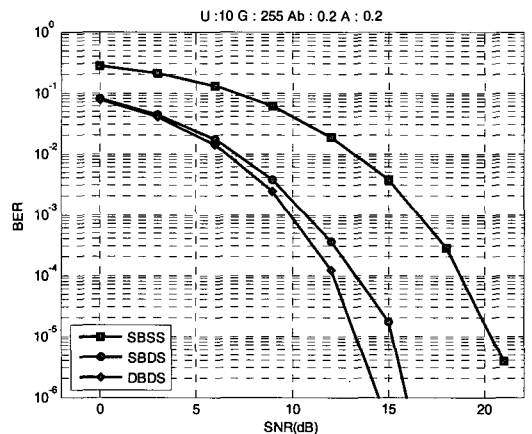


그림 15. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 10 확산수열길이: 255)

### V. 결론

밀리미터 파장(MMW) 방식을 이용한 차량용 레이더 시스템은 기상 여건 등의 환경 변화에 비교적 덜 민감한 우수한 특성을 보유하지만 마이크로미터 파장 발생 IC(MMIC) 및 안테나 등 구성 부품의 생산 수율이 낮은 점과 각 나라마다 조금씩 다른 작동 주파수 대역의 차이로 인해 호환성의 문제가 있다. 또한 싱글 빔 레이저 방식을 이용한 차량용 레이더 레이더 시스템은 대기의 상태 또는 기상 환경 등의 변화에 민감하다. 따라서 본 논문에서는 호환성과 정확성을 얻기 위한 리다를 제안한다. 제안한 합차신호 듀얼 빔 레이더 레이더 시스템은 작동 주파수 대역 변화에 대한 호환성뿐 만 아니라 환경적 영향에 견고한 병렬적 구조를 가지고 있어서 상대적으로 신뢰성 높은 신호 탐지와 검파 성능을 나타낸다. 제안한 방법의 주요 기술적 내용을 요약하면 다음과 같다.

- 싱글 빔 방식보다 두 배 이상의 신호를 스캔할 수 있도록 듀얼 빔 방식을 채택함으로써 동일한 시간 내에 얻을 수 있는 정보량을 증가시켰으며 환경 여건에 덜 민감하다. 즉, 환경의 의존도가 감소된다.
- 음의 값을 갖지 않는 광신호의 특성으로 인해 광신호처리 및 광통신 등의 분야에서는 RF 무선통신 사용하는 스펙트럼 확산 기술을 그대로 적용할 수 없다. 본 논문에서는 양극성 시퀀스를 사용하여 RF 무선통신에 근접하는 확산 기능을 리다에 부여하였다.
- 다중 차량 환경에서 동시에 레이저를 방사하면 차량간 간섭이 발생한다. 이와 같은 간섭 잡음의 영향은 싱글 리다에서 더욱 심하게 나타난다. 본 논문에서 채택한 합차신호 듀얼 빔 리다는 싱글 빔 리다에 비하여 차량간 간섭 영향에 덜 민감하다.

이와 같이 본 논문에서 소개한 합차신호 듀얼 빔 레이더 레이더 시스템은 다중 차량이 리다를 작동하는 간섭 채널 환경에서 뿐 만 아니라 AWGN 배경 잡음과 흡수 간섭이 영향을 모두 고려한 채널 환경에서도 기존의 싱글빔 싱글샘플(SBSS) 또는 싱글빔 듀얼샘플(SBDS)에 비하여 가장 신뢰성 높은 신호 검파 성능을 보였다.

듀얼 빔 듀얼 샘플(DBDS)에서 얻어지는 우수한

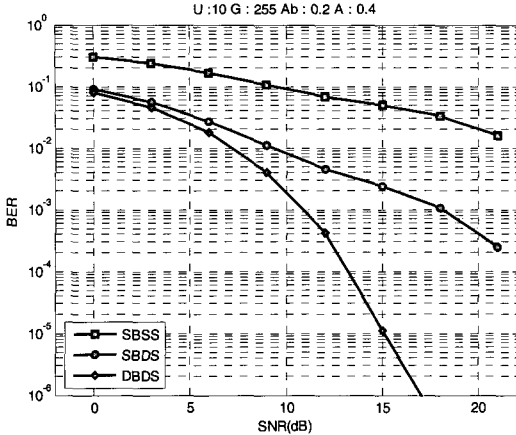


그림 16. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.2 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 10 확산수열길이: 255)

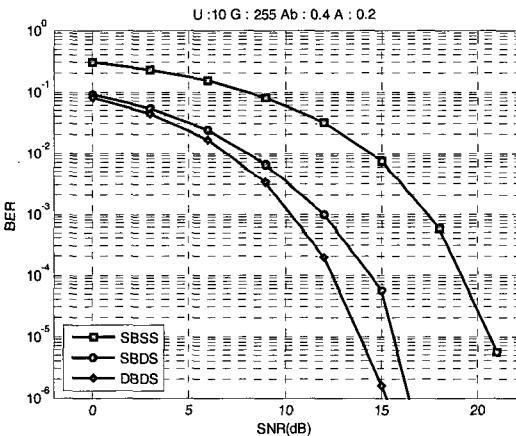


그림 17. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.2 간섭차량: 10 확산수열길이: 255)

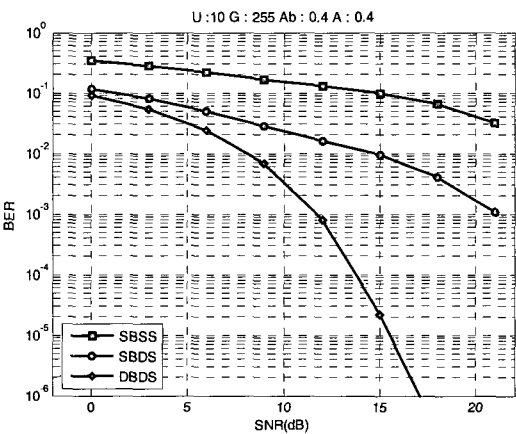


그림 18. 흡수간섭과 차량간 간섭 잡음 환경에서의 실험적 성능 비교 (흡수간섭잡음발생확률: 0.4 채널의신호흡수율: 0.4 간섭차량: 10 확산수열길이: 255)

성능의 근본은 역시 두 개의 다른 파장을 사용하는 리다에 있다. 송신 신호가 흡수 간섭 또는 유사한 페이딩 간섭에 빠질 때 듀얼 빔이 동시에 그러한 악영향에 빠지는 확률이 싱글빔 리다에 비하여 상대적으로 낮아지기 때문이다. 본 논문에서는 흡수 간섭과 차량간 간섭의 영향이 리다의 신호 검파 성능에 미치는 영향을 수식으로 유도하였고 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 수식 유도에서 얻은 분석적 결과를 재검증하였다. 한편, 싱글 빔 리다와 같이 듀얼 빔 리다는 동일한 총 에너지와 유효 주파수 대역폭을 사용하는 반면 송수광부에서 이차원 배열의 다이오드가 적용됨으로써 얼마간의 하드웨어 비용이 증가한다. 하지만 다이오드 제조기술이 발전하고 소형화 되면서 하드웨어 비용 증가효과는 상대적으로 낮아지는데 비하여 더욱 안전하고 신뢰성이 보장되는 리다 시스템을 구현할 수 있다는 점에서 본 논문에서 제안하는 듀얼 빔 리다는 안전성이 절대적으로 우선 되는 자동차에 있어서는 매우 효과적인 방법이다. 따라서 자동차에 전자화가 가속되는 산업적인 측면에서 본 논문에서 제안한 DBDS 리다는 스마트 자동차의 네비게이션 및 자동 주차시스템 등에 적용될 수 있을 것이다. 이를 위해서 앞으로 두 파장간의 간섭, 두 파장의 완벽한 분리를 위한 광학계의 개선, 광신호에 적합한 확산 부호 등에 대한 지속적인 연구와 개선이 요구된다.

**참 고 문 헌**

[1] 이성기“차량용 듀얼 빔 레이저 레이더의 설계”  
 [2] “자동차와 부품산업“, Advanced & Development Consultants no. 66~70, 2005.  
 [3] 成田 義之, 津田 紀生, 山田 諄, “カオスレザレダを用いた衝突防止センサの研究”, 電気學會論文誌 C, vol. 123, no. 12, pp.2079-2084, 2003.  
 [4] A. Rybaltowski and A. Taflove, “Superior signal-to-noise ratio of a new AA1 sequence for random-modulation continuous-wave lidar”, *Optics Letters*, vol. 29, no. 15, pp.1709-1710,

August 2004.  
 [5]ITU-R Recommendation, “Transport Information and Control Systems-Objective and Requirements,” M.1310, 1997.  
 [6] 장경영, “ASV를 위한 차량탐재용 거리계측기술”, *자동차공학회지*, vol.18, pp. 45 - 54, 2002.  
 [4] F.R. Chung, J.A. Salehi, V.K. Wei, “Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 35, no. 3, May 1989.  
 [7] F. R. Chung, J. A. Salehi, V. K. Wei, “Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications,” *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 35, no. 3, May 1989.  
 [8] T.W. Chang and E.H. Sargent, “Optical CDMA using 2-d codes: The optimal single-user detector”, *IEEE Comm. Letter*, vol. 5, no. 4, pp.169-171, April 2001.  
 [9] M. Raymond, H. Yim, J. Bajcsy, and L.R. Chen, “A new family of 2-d wavelength-time codes for optical CDMA with differential detection”, *IEEE Photonics Tech. Letter.*, Vol. 15, No. 1, pp.165-167, Jan. 2003.  
 [10] A review of automotive radar systems - devices and regulatory frameworks, Australian communications authority, 2001.

이 성 기 (Seung gi Lee) 정회원  
 통신학회 논문 05-30-2A-2 참조  
 유 승 선 (Seung Sun Yoo) 정회원  
 통신학회 논문 05-30-9C-13 참조  
 유 강 수 (kang-soo you) 정회원  
 통신학회 논문 05-30-11A-10 참조  
 김 삼 택 (Sam-Tek Kim) 정회원  
 통신학회 논문 05-30-2A-2 참조