Journal of the KIMST, Vol. 21, No. 3, pp. 295-305, 2018
ISSN 1598-9127
DOI http://dx.doi.org/10.9766/KIMST.2018.21.3.295

Technical Paper 센서 · 신호처리 부문

어븀:이터븀:유리 마이크로칩 레이저를 이용한 단펄스 거리측정기 설계

고해석*,1) · 이창재1) · 박충범2) · 전형하3) · 안필동3) · 박도현3)

1) 국방과학연구소 제3기술연구본부
2) 컨설턴트
3) 무리기술㈜ 연구개발2팀

Design of a Single Pulse Laser Range Finder with Er:Yb:glass Microchip Lasers

Hae Seog Koh*,1) · Chang Jae Lee1) · Choong Bum Park2) · Hyoung Ha Jeon3) · Pil Dong Ahn3) · Do Hyun Park3)

1) *The 3rd Research and Development Institute, Agency for Defense Development, Korea*
2) *Consultant*
3) *R&D Team2, MOORI Technologies Co, Korea*

(Received 23 November 2017 / Revised 3 April 2018 / Accepted 11 May 2018)

ABSTRACT

We present a passively Q-switched monolithic Er:Yb:glass microchip laser developed in our lab. The microchip laser can produce pulses at 1535 nm of the 'eye-safe' wavelengths with the pulse energy of 50 uJ and the pulse width of 4-6 ns. Using the laser we also designed and developed a pulsed Er:Yb:glass microchip laser rangefinder. Expressions for background and signal power, noise, and signal-to-noise ratio are reviewed. A computer simulation was used to optimize laser power, receiver aperture, and preamplifier bandwidth for the efficient system design of the laser rangefinder. Experimental results are presented to compare with the theory.

Key Words : Er:Yb:glass Laser(어븀:이터븀:유리 레이저), Laser Rangefinder(레이저 거리측정기), Eye-Safe Laser(눈안전 레이저), Microchip laser(마이크로칩 레이저)

1. 서 론

펄스레이저 거리측정기는 오늘날 지상, 해상, 그리고 우주표적추적과 거리측정, 공중 고도측정, 충돌방지, 지구지도 작성, 그리고 감시를 포함한 원거리탐지 응용의 다양한 분야에서 광범위하게 사용된다.

레이저 거리측정기는 한 목표물의 거리를 결정하기 위하여 레이저빔을 사용한다. 가장 일반적인 형태의 레이저 거리측정기는 하나의 폭이 좁은 레이저 펄스빔

* Corresponding author, E-mail: hskoh@add.re.kr
Copyright ⓒ The Korea Institute of Military Science and Technology

을 한 표적을 향하여 보내고 그 레이저펄스가 그 표적에서 반사되어 원래 레이저펄스를 보낸 사람 또는 기기에 되돌아오는데 걸리는 시간을 측정하는 비행시간(TOF: Time of Flight)원리에 기반을 두고 작동한다.

지난 30여 년간 펄스비행시간 레이저 거리측정 기술은 반도체 레이저 또는 마이크로칩 레이저를 이용하여 개발되어왔다. 새로운 중거리 거리측정기 응용들은 고도의 정밀성이 필요하다. 군수용 유도를 위한 거리측정기 그리고 원거리조정 차량은 고반복의 펄스반복율과 고도의 정밀성과 정확성이 필요하다. 명백하게 크기, 무게, 비용, 그리고 복잡성이 역시 최소화 되어야 한다. 여기에 가장 적합한 레이저원으로 반도체 레이저 또는 마이크로칩 레이저를 사용한다[1,2].

이 논문은 고성능 펄스레이저 거리측정기 수신기의 설계에 대한 방법적인 접근방법을 추구한다. 이를 위하여 번스(Burns) 모델[3]을 사용하였으며 그의 모델은 광원으로 반도체 레이저와 검출기로 실리콘 APD에 적용한데 비해, 우리는 그의 모델을 기반으로 '눈안전(Eye-safe)' 어븀:이터븀:유리 마이크로칩 레이저와 인디움-갈륨-비소 APD에 적용하였다. 레이저 거리측정기 분석의 결과들은 컴퓨터 시뮬레이션에 사용되었고 레이저 파워, 수신기 밴드폭, 그리고 수신광학계의 구경크기를 최적화 하는데 이용되었다.

번스모델을 이용해 개발한 마이크로칩 레이저의 성능을 분석하기 위해서 이론적인 결과와 실험적인 결과를 비교하였다. 실험적인 결과는 이론적으로 예측한 결과에 비해 신호대 잡음비율(SNR)이 약 10-15 db 정도 낮게 나오나 거리에 따른 신호대 잡음비율의 경향성은 대체로 근사하게 나온다. 우리가 개발한 마이크로칩 레이저 거리측정기는 목표사양(최대측정거리: 700 m, 거리오차 범위: ≤ ±1 m)을 충분히 만족하고 최대 1.3 km까지 거리측정이 가능하였다.

2. 어븀:이터븀:유리 마이크로 칩 레이저

1.5 μm파장에서 작동하는 마이크로칩 레이저는 통신분야는 물론 군용분야에 많이 이용될 수 있다[4,5].이 파장 대역은 대기와 광섬유에서의 투과도가 높으며 '눈안전' 파장대역으로서 활용도가 높다. 이 때문에 어븀(erbium)이온과 이터븀(ytterbium)이온으로 도핑된 수많은 크리스탈은 물론 서로 다른 유리들이 지난 20여 년 동안 개발되었다. 크리스탈은 좋은 역학적 특성과 열적특성을 갖고 있지만 상위전환(up-conversion)과정 때문에 그 기능이 제한된다. 이러한 제한은 유리에 적용되지 않는다, 왜냐하면 효율적인 상위전환 발광을 얻기 위해서 매질은 비교적 낮은 포논에너지를 가져야 하는데 유리는 그러한 특성을 갖지 않기 때문이다. 역학적 특성 및 열적특성이 크리스탈에 비해서 열세임에도 불구하고 어븀이온과 이터븀이온으로 도핑된 유리는 마이크로칩 레이저의 능동매질로서 각광을 받아왔다[6–9].

'눈안전' 레이저는 대부분의 응용관점에서 펄스발생이 필요하며 이것은 반도체 포화흡수 거울(SESAM) 또는 포화흡수 크리스탈 같은 수동형 큐스위치를 사용하여 쉽게 펄스발생을 할 수 있다. 반도체 포화흡수 거울은 비교적 높은 피크 파워(~10 kW)를 가진 펄스들을 발생시킬 수 있으나 비교적 낮은 손상문턱(10-100 mJ/cm^2)을 갖는다[10]. 이런 상황은 반도체 포화흡수 거울을 사용한 레이저에서 발생시킬 수 있는 레이저 펄스에너지를 낮게 제한한다. 크리스탈 포화흡수체의 경우에서 손상문턱이 반도체 포화흡수체에 비해서 20-30배 정도(수 J/cm^2)[11] 더 높아서 고에너지 마이크로칩 레이저 응용에 가장 적합하다.

1.5 μm파장에서 가장 효율적인 포화흡수체의 유형은 Co^{2+}:$MgAl_2O_4$(MALO) 또는 코발트 스피넬(Cobalt Spinel)이라 불리우는 크리스탈이다. 광학접합이나 열적결합을 이용하여 코발트 스피넬과 능동매질을 일체형으로 집적화할 수 있다. 기존 문헌에 의하면 두 경우 모두 외부 거울을 이용하여 공진기를 구성하였는데 피크파워는 각각 2.2 kW[8]와 7.68 kW[12]이었다. 하지만 외부 거울 대신 얇은 유전박막을 광학결합(optical bonding)된 매질에 직접 코팅하여 하나의 일체형(monolithic) 마이크로칩(microchip) 레이저를 만들어서 피크파워를 증가시킬 수 있다.

Fig. 1은 우리 실험실에서 개발된 일체형 어븀:이터븀:유리/코발트 스피넬 마이크로칩 레이저의 구조를 보여준다.

펌핑 레이저 다이오드는 940~980 nm의 파장에서 작동하고 이 레이저 다이오드의 출력은 마이크로 렌즈에 의해 집광되어 '눈안전' 공진기, 즉 광학결합된 일체형 어븀:이터븀:유리/코발트 스피넬 마이크로칩 레이저를 펌핑한다. Fig. 2에서 보는 바와 같이 우리는 이 같은 '눈안전' 마이크로칩 레이저에서 10 kW 이상의 피크파워를 가진 시간펄스폭 4~6 나노초의 펄스를 구현하였다.

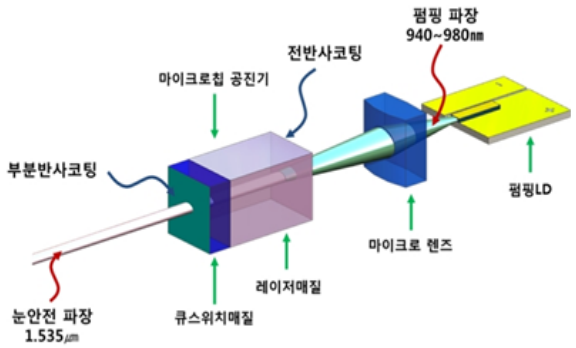


Fig. 1. The structure of the Er,Yb:glass microchip laser

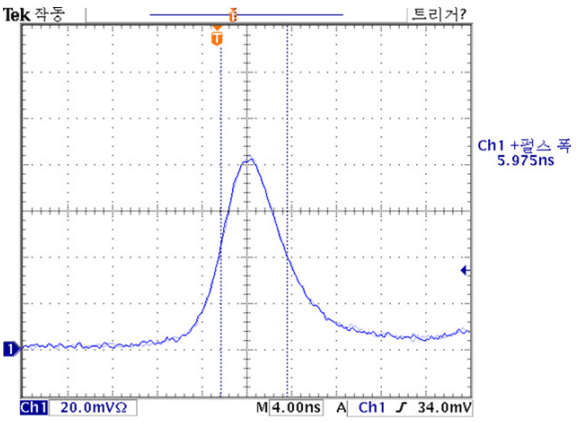


Fig. 2. Pulse shape of the Er,Yb:glass microchip laser

3. 펄스형 거리측정기

3.1 펄스형 거리측정기 블록 다이아그램

Fig. 3은 우리 실험실에서 개발된 거리측정기의 블록 다이어그램이다.

거리측정기에 전원이 인가되면 레이저 구동기는 마이크로칩 레이저를 발진시킨다. 발사스위치를 가동하면 마이크로칩 레이저에서 발생된 레이저 펄스가 격발되고 레이저 출력부에 장착된 광다이오드는 레이저가 격발되는 동시에 펄스를 감지하여 신호처리기판에서 시작펄스를 발생하고 거리계수기를 개시한다.

송광부 대물렌즈는 레이저빔을 시준하고 시준된 빔은 빛의 속도로 표적을 향해 전파한다. 표적에서 반사된 레이저빔의 일부가 수광부 대물렌즈에 의해서 수집된 후에 분광필터를 통과하고 검출기에 집광된다. 주제어 신호처리기판은 고감도 수신기내에 있는 검출기의 출력을 증폭한 다음 문턱검출을 통하여 신호를 식별하고 식별된 레이저펄스는 거리계수기의 계수 정지신호가 된다. 거리계수기는 이들 신호들 사이에 시간을 변환하여 거리를 측정하고 이 정보를 전시하거나 송신한다.

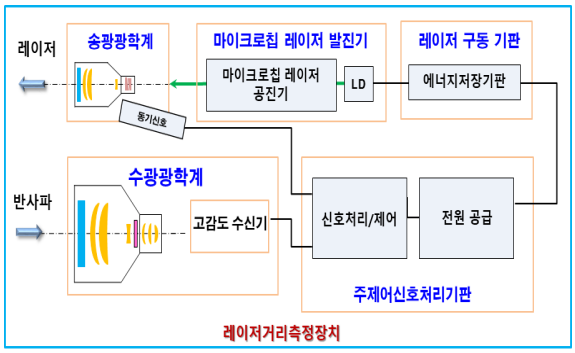


Fig. 3. Microchip laser rangefinder block diagram

3.2 레이저 거리측정기 설계목표 성능사양

일반적인 레이저 거리측정기에 대한 필요 사항들이 이 분석에 이용될 것이며 주요 설계목표 성능사양은 다음과 같다:

최소측정거리: 30 m
최대측정거리: 700 m 이상 @가시거리 10 km
거리 정확도: ≤ ±1 m

4. 복사계

신호대 잡음비율(SNR: Signal-to-noise ratio)을 계산하기 위해서 배경복사파워와 레이저 수신기에서 수신된 복사파워를 계산해야한다. 이를 구하기 위해서 광학 교과서에서 다루는 일반적인 복사파워 계산공식을 이용할 수 있다. 참고문헌[3]에서 이 계산과정을 상세하게 설명하였으며 우리의 거리측정기 설계모델에 적용하기 위해서 그 결과식을 이용하였으며 일관성을 유지하기 위해서 참고문헌[3]의 같은 그림 및 기호를 사용하였다.

4.1 배경파워

일반적인 레이저 거리측정기의 송/수신 광경로에 대한 기하학적 도형이 Fig. 4에 표시되었다.

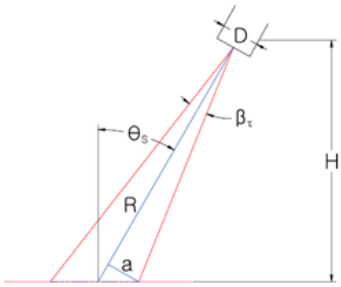


Fig. 4. Rangefider transmitter/receiver light path model

검출기에 입사된 총 배경파워 P_B는 다음과 같이 구해질 수 있다[3].

$$P_B = \frac{\pi E_\lambda \rho_B \beta_R^2 D_R^2 \Delta_\lambda T_R \exp(-\sigma R)}{16} \quad (1)$$

여기서 E_λ는 태양광 분광복사 [W/m²μm], ρ_B는 배경 또는 표적의 반사율, β_R은 수광부의 광각[rad], D_R은 수광부의 유효구경[m], Δ_λ는 수광부의 분광필터 투과대역, T_R은 수광부 광학계의 투과도, σ는 대기 소멸계수(흡광도) 그리고 R은 표적까지의 거리이다.

4.2 신호 파워

전송 레이저 빔의 기하학적 구조는 Fig. 5와 같다.

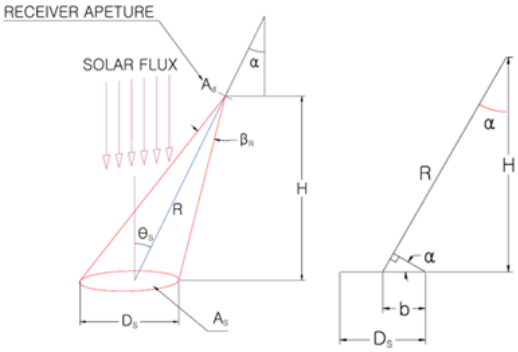


Fig. 5. Transmission path model of laser beam

신호 파워 P_S 는 다음과 같이 표현될 수 있다[3].

$$P_S = \frac{P_T \rho_T \cos\theta_S D_R^2 T_R T_F \exp(-2\sigma R)}{4R^2} \quad (2)$$

여기서 $P_T = P_L T_T \eta$의 식으로 표시될 수 있으며, 또한 P_L은 레이저 총 파워[W], 그리고 T_T는 전송광경로의 투과도이고 송광계의 투과효율 η를 가지고 전송된 총 파워[W]이다. 그리고 ρ_T는 표적 반사도이며 T_F는 수신 분광필터 투과도이다.

5. 잡음 분석과 신호대 잡음비

5.1 잡음분석

가장 주요한 잡음원(noise source)은 일반적으로 태양광 배경에 의한 배경잡음(optical background noise), 검출기의 샷잡음(shot noise), 그리고 시스템의 열잡음(thermal noise) 등이다. 배경잡음은 외인성 잡음으로 협대역의 광학필터를 사용하여 제거하며, 주간측정 시에 고려하게 된다. 통상 반도체를 이용한 전자광학 시스템의 경우 최적화된 상태에서 샷잡음 한계(shot noise limited)에 도달하게 되기 때문에 샷 잡음에 의한 영향성을 분석하는 것이 매우 중요하며 본 논문에서도 샷잡음을 중심으로 시스템의 한계잡음을 분석하였다.

APD는 애벌런치 영역의 증배구조 때문에 PIN 광검출기보다 10^3~10^5 정도의 높은 광전효율을 갖고 낮은 광레벨 측정에 우세하나 대전류 발생에 따른 과다잡음(excess noise)이 발생한다. APD는 역바이어스 전압에서 작동되게 설계되었기 때문에 낮은 광에너지에 민감하여 샷잡음과 APD의 누설전류(leakage current)에 민감하다. 누설전류는 무광 하에서도 존재하기 때문에 APD의 암전류(dark current)로 볼 수 있다. 샷잡음은 암전류(I_D)의 무작위 통계적 방식으로 포아존 분포(poissonian fluctuation)으로부터 구해질 수 있다. 암전류 샷잡음($I_{n(SHOT)}$)은 PIN 광검출기에 대해서 보통 $i_{n(SHOT)} = \sqrt{2qBI_D}$로 주어지며 여기서 q는 전자의 전하량이고 B는 시스템의 주파수대역폭이다. APD의 경우 체적누설전류(I_{DB})와 APD의 이득(M)을 반영하여 총 누설전류(I_D)는 다음과 같이 표현된다[13].

$$I_D = I_{DS} + I_{DB} \cdot M \quad (3)$$

여기서 I_{DS}는 표면누설전류(애벌란치 이득에 영향을 주지 않음), I_{DB}는 체적누설전류(애발란치 이득에 영향을 줌), M은 APD의 애벌랜치 이득(증폭률)이다.

여기에 부가하여 애벌란치(avalanche)과정은 통계적으로 전류변동을 발생시키고 APD의 성능은 '과다잡음인수(F: Excess Noise Factor)'로 인해 PIN 광검출기에 비해 잡음특성이 저하된다. 그러므로 '암(dark)' 조건하에서 APD에 대한 총 스펙트럼 잡음전류는 다음과 같이 주어진다.

$$i_n = \sqrt{2q(I_{DS} + I_{DB}M^2F)BW_N} \quad (4)$$

여기서 q는 전하량[C], M은 애벌란치 이득, F는 과다잡음인수 그리고 BW_N는 잡음등가 대역폭이다. 그러므로 검출기 평균제곱 잡음전류는 다음과 같이 주어진다.

$$\langle i_n^2 \rangle = 2q\left[I_{DS} + (I_{DB} + P_0R_0)M^2F\right]BW_N \quad (5)$$

여기서 $P_0 = P_S + P_B$는 검출기에 입사된 총 파워[W], R_0는 단위 이득 감도[A/W]이다. 그러므로 다른 잡음원과 신호가 없고 같은 양자효율을 가질 때 APD는 PIN 광검출기보다 잡음의 크기가 $\sqrt{F}$배 더 나쁘다. 최적이득은 부분적으로 과다잡음인수 F에 의존하며 APD 소재에 따라 실리콘 APD에 대하여 최적이득은 50에서 1000사이에 존재하고 인디움-갈륨-비소 APD에 대해서 10에서 25사이에 존재한다.

출력 전류의 크기 i_s^2은 다음과 같이 주어진다.

$$i_s^2 = (P_S R_0 M)^2 \quad (6)$$

또한 전류 잡음파워 i_n^2은 앞에 주어진 샷잡음을 포함하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_n^2 = \left\{2q\left[I_{DS} + (I_{DB} + P_0R_0)M^2F\right] + i_{NA}^2\right\}BW_N \quad (7)$$

여기서 i_{NA}는 주파수 영역의 증폭기 입력 rms 잡음전류밀도 $[A/\sqrt{Hz}]$이다. 그러므로 신호대 잡음비는 다음과 같이 주어진다

$$SNR = \frac{i_s^2}{i_n^2} = \frac{(P_s R_0 M)^2}{\left\{2q\left[I_{DS} + (I_{DB} + P_0R_0)M^2F\right] + i_{NA}^2\right\}BW_N} \quad (8)$$

5.2 과다잡음인수

애벌란치과정의 통계적 특성 때문에 모든 APD 검출기는 과다잡음이 발생한다. '과다잡음인수'는 일반적으로 F로 표시된다. 잡음방정식 (4)에서 보는 바와 같이 APD 전류의 통계적 잡음(증폭된 광전류+증폭된 APD 체적누설전류)은 단지 포아존 통계(샷잡음)에만 기반을 둔 증폭 프로세스와 비교하여 $\sqrt{F}$ 인수에 해당하는 만큼 과다하게 증가한다[13].

과다 잡음인수는 캐리어(carrier) 이온화비율(k)의 함수이다. 여기서 k는 보통 전자이온화 확률 대 정공이온화 확률의 비율이다($k \le 1$), 과다잡음인수는 매킨타이어(Mcintyre)[14]의 모델을 이용하여 계산될 수 있다. 과다 잡음인수 F는 다음과 같이 주어진다.

$$F = k_{eff} \cdot M + (1 - k_{eff})\left(2 - \frac{1}{M}\right) \quad (9)$$

여기서 k_{eff}는 유효 k인수이며 APD에 대한 k_{eff}는 이득에 대한 과다잡음인수의 측정된 의존도에 매킨타이어의 공식을 이용하여 곡선맞춤에 의해서 실험적으로 측정될 수 있다. 또한 그것은 이론적으로 계산될 수 있는데 APD 구조의 전장형상과 캐리어 이온화계수로부터 계산된다.

식 (9)에서 보는 바와 같이 k와 M의 값이 낮아질수록 더 낮은 과다 잡음인수를 갖게 된다. 실리콘, 게르마늄, 그리고 인디움-갈륨-비소 APD에 대한 전형적인 값들은 Table 1에 표시되었다[13].

Table 1. Typical values k and F for Si, Ge and InGaAs APD[13]

Detector Type	Ionization Ratio	Typical Gain	Excess Noise Factor @typical gain
Symbol	k	M	F
Silicon ("reach-through structure)	0.02	150	4.9
Silicon Epitaxial APDs	0.06	100	7.9
Silicon (low-k structure)	0.002	500	3.0
Germanium	0.9	10	9.2
InGaAs	0.45	10	5.5

5.3 필요한 최소 신호대 잡음비(SNR) 계산

거리측정기 신호처리회로의 주된 기능은 백색잡음(white noise, 전주파수에서 같은 강도를 갖는 임의의 잡음, 즉 일정한 스펙트럼 잡음밀도를 갖는 임의의 잡음)에 파묻혀 있는 시간폭 τ를 가진 펄스신호를 검출하는 것이다. 이를 위해서 문턱검출기가 사용된다. 실제의 펄스모양은 그리 중요하지 않다. 신호펄스 잡음은 대역폭 $B = 1/2\tau$를 갖는 조화필터(또는 상관관계자)를 통과한다. 이 경우 평균 오경보율($\overline{FAR}$)은 출력 잡음전류(i_n)가 검출기의 문턱 전류값(I_t)를 단위시간당 초과하는 평균회수이다. 이 비율은 라이스(Rice)에 의해서 다음과 같이 주어진다[15].

$$\overline{FAR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}} \exp\left(-I_t^2/2I_n^2\right) \tag{10}$$

여기서 $\overline{FAR}$ 은 문턱값 I_t가 높아지는 대로 급하게 감소한다. 신호가 존재할 때 그 것에 대한 검출률(P_d)은 신호와 잡음이 순간적인 신호피크에서 문턱값 I_t를 초과하는 확률과 거의 같다, 즉 P_d는 근사적으로 다음과 같이 주어진다.

$$P_d \cong \frac{1}{2}\left[1 + \mathrm{erf}\left(\frac{I_s - I_t}{\sqrt{2}I_n}\right)\right] \tag{11}$$

여기서 erf는 에러함수이다. 특정한 오경보율을 달성하기 위해서 식 (10)에 의해서 문턱값 I_t가 정해지면, 특정한 검출확률을 구하기 위해서 식 (11)에 의해 피크신호대 rms 잡음전류 비, I_s/I_n이 필요하다. 식 (11)은 선택된 매개변수들에 대해서 I_s/I_n의 함수로 그래프를 그릴 수 있다(참고문헌[16]의 Fig. 8-3).

여기서 우리가 개발한 마이크로칩 레이저 거리측정기의 예를 들어보기로 한다. 거리측정기가 펄스폭 τ = 5 ns를 가지고 우리의 설계목표인 최대거리 R_{max} = 700 m 까지 작동된다고 가정한다.

만일 조화필터(matched filter)와 문턱검출(threshold detection)이 사용된다면, 1000개의 펄스당 단 한번 또는 0번의 오검출(false detection)과 99.9 %의 검출 확률을 달성하기 위해서 어떤 신호대 잡음비율과 어떤 문턱대 잡음비율이 필요한가?

이 질문에 답을 구하기 위해서 참고문헌[16]에서 설명한 다음과 같은 과정을 고려해 본다. 700 m까지 거리를 측정하기 위해서 거리측정기는 총간격에 대하여 구간열림(gated open)이 되어야 한다. 여기서 총간격은 다음과 같다

$$\frac{2R_{max}}{c} = \frac{2(700)}{3\times10^8} = 4.67\times10^{-6} \ \ \mathrm{sec} \tag{12}$$

여기서 c는 빛의 속도이다. 평균 오경보율 $\overline{FAR}$ 은 4.67 μs 간격에서 1000번에 한 번이 발생됨을 의미한다, 즉

$$\overline{FAR} = \frac{1}{1000\times4.67\times10^{-6}} = 214 \ \ /\mathrm{s} \tag{13}$$

이 되며, 그러므로

$$\tau(\overline{FAR}) = (5\times10^{-9})(214) = 1.07\times10^{-6} \tag{14}$$

$\tau(\overline{FAR})$의 이 값과 검출확률 P_d = 99.9 % 를 가지고 참고문헌[16]의 Fig. 8-3으로부터 요구되는 피크신호대 rms 전류 잡음비(I_s/I_n)의 값 8.1을 구할 수 있다. 그러므로 요구되는 신뢰 수준의 검출을 위해서 SNR은 65.6(18.2 dB)을 필요로 한다.

필요한 문턱대 잡음비, I_t/I_n은 방정식 (10)으로부터 다음과 같이 해를 구할 수 있다.

$$I_t/I_n = \sqrt{-2\ln\{2\sqrt{3}\,\tau(\overline{FAR})\}} = 5.0011 \tag{15}$$

이 값은 $I_t/I_n = I_s/I_n$의 조건에서 P_d = 50 %이기 때문에 참고문헌[16]의 Fig. 8-3으로부터 직접 구할 수도 있다.

5.4 거리 오차

거리측정기의 거리 정확도에 대한 오차 요인은 세 가지가 대표적이다. 계수기의 클럭 주기에 기인하는 양자화 오차(quantization error), 펄스신호의 유한한 상승시간에 기인하는 검출점 오차(walk error), 신호처리회로의 지터에 기인하는 타이밍 오차(timing error) 등이 있다. 최근에는 다양한 하드웨어 및 신호처리 기법의 발전에 힘입어 오차를 획기적으로 감소시킴으로써 정확도가 크게 개선되었다. 본 논문에서는 검출점 오차에 대해 간단하게 다루고자 한다.

스콜닉(Skolnik)[17]은 신호대 잡음비와 신호펄스의 상승시간으로부터 거리오차를 구하였다. 레이저 펄스의 펄스폭이 5 ns라 가정하면, 우리가 개발한 거리측정기에서 시간오차는 다음과 같다.

$$\Delta t = \frac{i_n}{i_s/t_r} = \frac{\text{signal rise time}}{\text{current SNR}} \tag{16}$$

또는

$$\Delta t = \frac{2.5\times10^{-9}\,s}{8.3} = 3.012\times10^{-10}\ \ s \tag{17}$$

이다. 그것은 거리오차로 다음과 같이 전환된다.

$$\Delta R = \left(\frac{\Delta t}{2}\right)c = 0.0452\ \ m \tag{18}$$

즉, 펄스폭에 의한 거리오차는 약 4.5 cm이며 이는 시스템의 요구목표인 ±1 m와 비교하여 수용가능한 값임을 알 수 있다.

6. 마이크로칩 레이저 거리측정기 설계

6.1. 마이크로칩 레이저 거리측정기 성능 시뮬레이션

앞의 분석결과들을 시뮬레이션 프로그램에 반영하고 매개변수적 균형을 이루는 분석을 수행하였다. 시뮬레이션은 다양한 펄스레이저의 거리측정기에 적용할 수 있으며 특정한 매개변수들을 필요로 한다. 본 연구의 시뮬레이션 프로그램에 사용된 파라메터는 다음과 같다.

- 환경, 표적, 배경 - 태양의 분광학적 복사휘도 E_λ = 260 W/m^{2}μm@1535 nm, ρ_T = 0.1, 대기소멸계수 σ = 0.12 /km,
- 송신기 - 최대 피크파워 P_L = 10 kW , 레이저 펄스 상승시간 τ_R = 2.5 ns , 레이저 펄스폭 FWHM τ_w = 5 ns, 송신기 광학 투과계수 T_T = 0.9, 수광효율 η = 0.6
- 수신기 - 유효구경 D_D = 0.018, T_R = 0.9, T_F = 0.7, β_R = 0.0015 rad, 분광필터 투과대역폭 $\Delta\lambda$ = 400 Å
- 검출기 - (Wooriro WDR110[19] APD) - 단위 이득반응도 R_0 = 0.8 A/W , 최대 애발란치 이득 M = 25, 체적누설전류 I_{DB} = 0.5 × 10^{-10} A, 표면누설전류 I_{DS} = 3 × 10^{-9} A. 이들 중 I_{DB}와 I_{DS}는 가정값이다.
- 증폭기 - 증폭기 잡음 등가대역폭 BW_n = 140 MHz, i_n = 1.36 pA / $\sqrt{Hz}$

6.2 매개변수적 분석과 설계의 매개변수적 균형

마이크로칩 레이저 피크파워, P_L = 5 kW, τ_r = 2.5 ns 그리고 10 mm 직경의 수광부 광학계에 대한 성능 시뮬레이션 결과를 Fig. 6에 표시하였다. 초기에 수광렌즈의 직경을 10 mm로 설정한 것은 거리측정기의 소형화에 대한 요구를 반영한 것이었다.

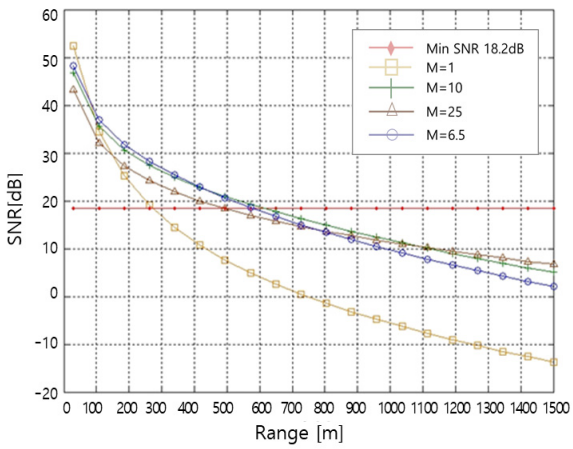


Fig. 6. Simulation result of light receiving part 10 mm when laser peak output is 5 kW(S1): P_L = 5 kW, 10 mm, τ_R = 2.5 ns

제시된 매개변수에 대해서는 어떠한 경우에도 700 m의 최대거리 설계목표에 이르지 못하는 것으로 나타났다. Fig. 6에서 보는 바와 같이 M = 1에 대하여 SNR은 M = 10에 대한 SNR보다 대략 15 dB 더 낮다. 이것은 PIN 광검출기(M = 1)와 비교하여 APD(M > 1)가 거리측정기에서 가질 수 있는 장점을 나타내고 있다. 하지만 어떤 경우의 응용에 대해서는 PIN다이오

드가 적절하며 APD의 사용을 보장할 수 없다. 왜냐하면 비용과 회로의 복잡성에 대한 고려 때문이다.

700 m 최대거리의 설계목표를 만족하기 위해서 몇 가지 대안이 고려될 수 있다. 가장 직관적인 해법은 단순히 레이저파워를 증가시키는 것이다. 2.5 ns의 상승시간을 가진 10 kW의 레이저는 우리가 어븀:이터븀:유리 마이크로칩 레이저를 개발을 시작할 때 피크파워(또는 펄스에너지)의 관점에서 같은 종류의 레이저 중에 아직 아무도 달성하지 못한 사양이었다(본 논문의 제2장 어븀:이터븀:유리 레이저 참고). 본 논문을 작성하는 시점에서 10 kW는 자체개발한 마이크로칩 레이저를 사용하여 쉽게 도달할 수 있는 사양이 되었다.

레이저 설계 초기에 레이저 파워가 아직 10 kW를 개발 중일 때, Fig. 6에서와 같은 조건하에서 수광계의 수광렌즈의 유효구경을 18 mm로 증가시키고 시뮬레이션한 결과를 Fig. 7에 나타내었다.

Fig. 7에서 보다시피 수광렌즈의 유효구경을 10 mm에서 18 mm로 증가시키면 700 m의 최대측정거리가 가능함을 알 수 있다. 마이크로칩 레이저를 개발 중이던 거리측정기 초기설계 단계에서 구경 18 mm 광학계를 사용하였다.

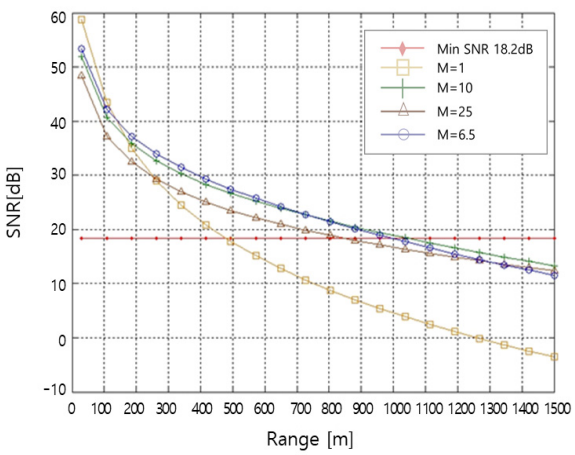


Fig. 7. Simulation result of light receiving part 18 mm when laser peak output is 5 kW(S2): P_L = 5 kW, 18 mm, τ_R = 2.5 ns

다음으로 레이저 파워를 두 배로 설정하고 10 mm 직경의 수광부 광학계를 사용한 경우의 시뮬레이션 결과를 Fig. 8에 나타내었다. 이 경우 설계 목표가 근접하게 달성되었다. 즉 레이저 파워가 10 kW가 될 경우 수광계의 직경을 10 mm까지 소형화 가능하다는 것을 알 수 있다.

마이크로칩 레이저를 사용하여 구현한 P_L = 10 kW, τ_R = 2.5 ns의 값을 사용하여 시스템의 최적화 설계를 위한 시뮬레이션을 진행하였다. 시정거리에 따른 성능의 저하, 이론과 실제의 차이를 고려한 안전치로 최대측정거리를 700 m의 1.5배인 1,050 m로 설정하고 이를 충족하기 위한 조건을 시뮬레이션 하였다.

Fig. 9는 P_L = 10 kW, τ_R = 2.5 ns, 수광계의 직경 18 mm에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다.

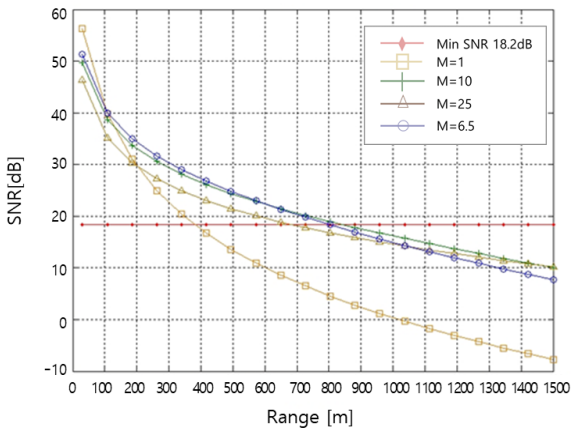


Fig. 8. Simulation result of light receiving part 10 mm when laser peak output is 10 kW(s3): P_L = 10 kW, 10 mm, τ_R = 2.5 ns

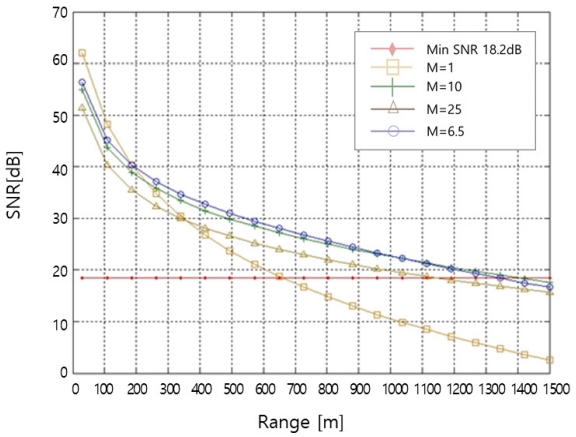


Fig. 9. Simulation result of light receiving part 18 mm when laser peak output is 10 kW(s4): P_L = 10 kW, 18 mm, τ_R = 2.5 ns

Fig. 9의 경우 우리의 목표사양인 최대 측정거리 700 m가 가능하고 최적의 이득값(이 경우 M = 6.5)에서 1.3 km까지도 이론적으로 측정이 가능한 결과이다. 이는 여러 환경변수를 고려할 때 안전하게 700 m를 확보할 수 있을 것으로 예측되었다. 따라서 거리측정기의 주요 매개변수로서 마이크로칩 레이저는 P_L = 10 kW, τ_R = 2.5 ns, 수광계의 유효직경은 18 mm로 제작하였다. 기타 설계변수들은 앞서 6.1에 사용된 초기변수 값에 근접하도록 하였다.

7. 측정값과 이론값의 비교

앞 장에서 분석한 시뮬레이션 결과에 의한 최적의 설계변수(Fig. 9의 경우)를 택하여 거리측정기를 제작하였다. 개발 시스템의 평가를 위하여 100 m의 간격으로 표적까지의 거리를 측정하면서 신호대 잡음비를 실시간 측정하였다. Fig. 10은 거리측정기 시뮬레이션, 즉 이론적인 계산값과 측정값을 거리에 대한 신호대 잡음비로 표시한 그래프이다.

30 m에서 200 m까지 측정값은 거의 x축(거리축)에 평행하며 300 m에서 1300 m까지 측정값은 이론적인 그래프와 신호대 잡음비가 약 15-20 dB(data#2: 10-15 dB)정도 차이가 나지만 경향성은 거의 같게 나타났다.

Fig. 10에서 ○로 표시된 그래프는 이론적인 계산 값이고, 점으로 연결 표시된 그래프는 레이저 거리측정기가 설계목표를 달성하기 위한 이론적인 최소 신호대 잡음비(18.2 dB)이며, 정사각형■(측정값 #1), 삼각형▲(측정값 #2), 역삼각형▼(측정값 #3)으로 그려진 그래프는 실험적인 측정값들이다.

이론값과 실험값의 차이는 매개변수들 중에 가정된 값들, 특히 표면누설전류 또는 체적누설전류값을 정확히 알면 이 차이를 좀 더 줄일 수 있다고 생각되며 그 외에 30-200 m의 평편한 부분은 좀 더 많은 데이타 축적과 검출기 부분의 메커니즘에 대한 세밀한 분석을 요한다. 이 부분의 분석이 향후 진행될 것이다. Fig. 10의 그래프에 나타낸 것처럼 최대측정거리는 약 1.3 km까지 무난하게 측정이 되었으며 이는 시뮬레이션 결과와도 크게 다르지 않음을 알 수 있다. 고정밀 GPS 스테이션(Model: S680, 정밀도 = ±3 m)을 사용하여 표적까지의 거리를 보정한 다음 개발한 거리측정기의 정확도를 측정하였으며, 30~700 m의 범위에서 ≤ ±0.5 m의 정확도를 갖는 것으로 확인되었다. 앞서 기술했던 오차의 원인들 가운데 측정점 오차가 가장 큰 것으로 분석되었으며 이는 향후 CFD(Constant Fraction Discriminator)와 같은 기법을 적용함으로써 개선할 예정이다.

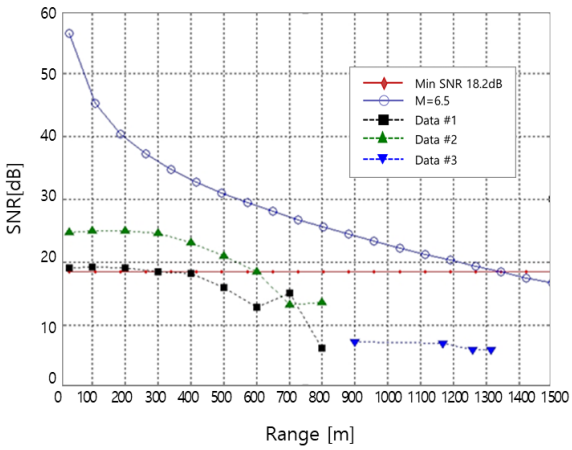


Fig. 10. Comparison of simulation results4 and measured data(P_L = 10 kW, D_D = 18 mm, τ_R = 2.5 ns)

이론과 실측값이 완벽하게 일치하지는 않지만 근사적인 경향성을 갖는다는 점에서 시뮬레이션 도구의 사용은 레이저 거리측정기 개발에 매우 유용하게 사용되었다. 자체적으로 개발한 소형 마이크로칩 레이저를 사용함으로써 고성능의 소형 레이저 거리측정기의 개발이 가능함을 확인하였으며 ±1 m의 거리정확도와 최대 측정거리 700 m 이상을 실험적으로 확인하였다. 마이크로칩 레이저는 고체 레이저로서 단발에 의한 거리측정이 가능하다는 특징을 갖고 있다. 이는 지향성, 공간분해능의 이점 뿐아니라 시정거리가 나쁜 상황에서 안정적인 성능의 장점을 갖는다. 본 논문에서는 마이크로칩 레이저를 사용한 소형고성능의 레이저 거리측정기의 가능성을 확인했다는 측면에서 의미가 있으며, 향후 다양한 환경에서 많은 데이터를 축적하고 이를 통해 시스템을 고도화할 예정이다.

8. 결 론

마이크로칩 레이저를 사용하여 고성능의 소형 레이저 거리측정기를 설계, 제작하였다. 거리 측정기의 설

계를 위하여 이론적 분석을 통해 자체적으로 개발한 시뮬레이션 도구를 사용하였으며, 이로부터 거리측정기의 최적화를 위한 파라메터를 유도하였다. 자체개발한 마이크로칩 레이저의 사양(P_L = 10 kW, τ_R = 2.5 ns)을 설계변수로 사용하였고 수광렌즈의 직경 18 mm을 비롯한 다수의 매개변수에 대한 시뮬레이션 결과로부터 거리측정기를 설계, 제작하였다. 제작된 거리측정기를 사용하여 최대 측정거리 1.3 km, 거리정확도 ±0.5 m의 결과를 확인하였으며 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

본 연구를 통하여 레이저 거리측정기의 소형화 및 고도화에 마이크로칩 레이저가 유효하게 사용될 수 있음을 확인하였다.

References

[1] J. E. Nettleton, B. W. Schilling, D. N. Barr, and J. S. Lei, "Mono Block Laser for a Low-Cost Eye Safe Micro Laser Range Finder," Appl. Opt., Vol. 39, pp. 2428-2432, June, 2000.

[2] Do-Hyun Park, Hyoung-Ha Jeon, and Seung-Il Oh, "Eye Safe Microchip Laser for Laser Range Finder Application," Chin. Optic. Lett., Vol. 5, Suppl. pp. S243-S245, May, 2007.

[3] H. N. Burns, C. G. Christodoulou, and Glenn D. Boreman, "System Design of a Pulsed Laser Rangefinder," Optic. Eng., Vol. 30, pp. 323-329, March, 1991.

[4] J. J. Zayhowski, A. L. WilsonJr, "Miniature Eye-Safe Laser System for High Resolution Three Dimensional Lidar," Appl. Opt., Vol. 46, pp. 5951-5956, 2007.

[5] J. Młyńczak, K. Kopczyński, Z. Mierczyk, M. Zygmunt, S. Natkański, M. Muzal, J. Wojtanowski, P. Kirwil, M. Jakubaszek, P. Knysak, W. Piotrowski, A. Zarzycka, A. Gawlikowski, "Practical Application of Pulsed "Eye-Safe" Microchip Laser to Laser Rangefinders," Optoelectron. Rev., Vol. 21, pp. 332-337, 2013.

[6] G. Karlsson, V. Pasiskevicius, F. Laurell, J. Tellefsen, B. Denker, B. Galagan, V. Osiko, S. Sverchkov, "Diode-Pumped Er-Yb:glass Laser Passively Q-Switched by Use of Co^{2+}:$MgAl_2O_4$ as a Saturable Absorber," Appl. Opt., Vol. 39, pp. 6188-6192, Nov, 2000.

[7] B. Denker, B. Galagan, V. Osiko, S. Sverchkov, "Materials and Components for Miniature Diode-Pumped 1.5 μm Erbium Glass Lasers," Laser Phys., Vol. 12, pp. 697-701, April, 2002.

[8] G. Karlsson, F. Laurell, J. Tellefsen, B. Denker, B. Galagan, V. Osiko, S. Sverchkov, "Development and Characterization of Yb-Er Laser Glass for High Average Power Laser Diode Pumping," Appl. Phys. B: Lasers Opt., Vol. 75, pp. 41-46, August, 2002.

[9] B. Denker, B. Galagan, L. Ivleva, V. Osiko, S. Sverchkov, I. Voronina, J. E. Hellstrom, F. Laurell, "Luminescent and Laser Properties of Yb-Er: GdCa4O(BO3)3: A New Crystal for Eye-Safe 1.5-μm Lasers," Appl. Phys. B: Lasers Opt., Vol. 79, pp. 577-581, September, 2004.

[10] R. Haring, R. Paschotta, R. Fluck, E. Gini, H. Melchior, U. Keller, "Passively Q-Switched Microchip Laser at 1.5 μm," J. Opt. Soc. Am. B18, pp. 1805-1812, December, 2001.

[11] V. G. Shcherbitsky, S. Girard, M. Fromager, R. Moncorge, N. V. Kuleshov, V. I. Levchenko, V. N. Yakimovich, B. Ferrand, "Accurate Method for the Measurement of Absorption Crosssections of Solid-State Saturable Absorbers", Appl. Phys. B74, pp. 367-374, April, 2002.

[12] J. Mlynczak, N. Belghachem, "High Peak Power Generation Thermally Bonded Er^{3+}, Yb^{3+}:glass/Co^{2+}:$MgAl_2O_3$ Microchip Laser for Telemetry Application," Laser Phys. Lett. 12, No. 4, March, 2015.

[13] Application Note; Avalanche photodiode A User Guide, Perkin-Elmer, Canada.

[14] Mclntyre, R. J., "Multiplication Noise in Uniform Avalanche Diodes," IEEE Trans. Electron Devices, ED13, pp. 164-168, Jan, 1966.

[15] Rice, S. O., "Mathematical Analysis of Random Noise," The Bell System Technical Journal, Vol. 23, No. 3, July 1944 and Vol. 24, No. 1, Jan. 1945.

[16] David A. DeWolf et. al., "Electro-optics Handbook," Burle Industries, Lancaster, PA. 1992.

[17] M. Skolnik, Introduction to Radar Systems,

McGraw-Hill, New York, 1980.
[18] Hong-Soo Cho, Chung-Hwan Kim, Sang-Gug Lee, “A High-Sensitivity and Low-Walk Error LADAR Receiver for Military Application,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Vol. 61, pp. 3007-3015, Oct, 2014.