

## 特集 産業応用ライダー

高性能・低コストライダーの実現に向けて  
～ライダー方程式に基づく考察～

亀山 俊平

三菱電機株式会社 (〒247-8501 鎌倉市大船 5-1-1)

Investigation toward the low-cost and high specification LiDAR  
based on the LiDAR equation

Shumpei Kameyama

Mitsubishi Electric Corporation, 5-1-1 Ofuna, Kamakura, Kanagawa 247-8501

(Received June 15, 2022; revised August 3, 2022; accepted August 15, 2022)

Investigation toward the high-performance and low-cost LiDAR is performed based on the LiDAR equation. The LiDAR methods are categorized regarding the imaging method, ranging method, and transceiver method. The performances of the methods are compared using the LiDAR equation, from the view points of measurable range, imaging rate, ranging precision, and so on.

キーワード：ライダー，ライダー方程式

Key Words: Lidar, Lidar equation

## 1. はじめに

近年、産業用途におけるライダー適用拡大が顕著であり、従来から実用されてきた測量用途に加え、工場自動化、侵入監視、さらには自動運转向けなどで様々なライダーが開発されるようになった<sup>1-5)</sup>。特に、自動運转向けでは性能に加えコストへの要求も高く、レーザ光源などの部品性能に頼ることなく要求計測性能の実現が必要であり、物理的に無駄のないライダー設計が求められる。この設計では、受信 SN 比 (SNR: Signal-to-Noise Ratio) を計算するライダー方程式をベースとして部品性能を決めるのが基本である。ライダー方程式に関しては、先人達による多くの公知文献が残されているが<sup>6-11)</sup>、多くのパラメータが絡み合う形となっており、要求実現や更なる高性能化に向けては、式の深い理解が重要と考えられる。ここでは、産業用ライダーの高性能化、低コスト化を念頭に置き、この実現に向けライダー方程式ベースでの考察を行う。本論文の内容は、レーザセンシング学会主催の産業応用セミナーで講演した既公知の内容から抜粋してまとめたものである。なお、上述の記載から、本論文では式が沢山出てくると想像される読者が多いと思われる。これは正しい一方、式と文章の説明では理解が進みにくいと推察し、ここでは本文中では式を一切記載せず、全て図に模式的に記載して、物理的意味も含め理解しやすくすることを試みる。より深く理解頂くための一助になることを期待する。

## 2. 産業用ライダーの高性能化とは？

産業用ライダーという文言を定義することは難しいが、1章で述べた測量などの多くの用途では、測距機能を有するイメージングライダーが用いられる<sup>1-5)</sup>。イメージングライダーの模式図を図1に示す。レーザ光を対象物に照射し、散乱光を受信する。送受信間の光の往復時間から対象物までの距離を計測するが、

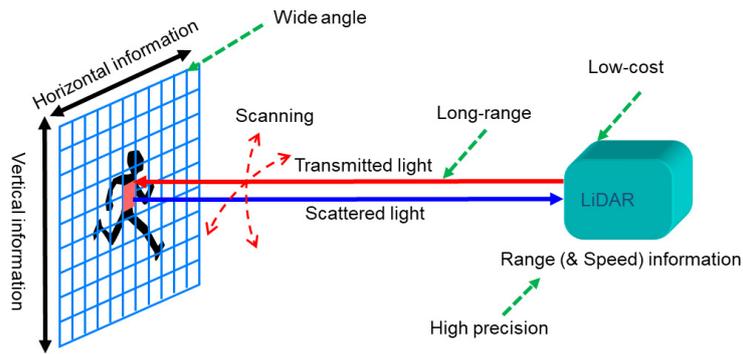


図1 イメージングライダーの模式図

ビーム走査することで対象物上の多点測距を行い、対象物の3次元形状を計測するのが基本原理である。このライダーの性能軸は基本的に、撮像範囲、撮像距離、測距精度、撮像分解能、および撮像速度（リアルタイム性）である。イメージングライダーにも様々な方式が存在し、撮像方式、測距方式、送受信方式、に大別される。次章以降では、産業用としてイメージングライダーに限定した上で、このライダーにおける各種方式を説明した後、上述の高性能化に向けライダー方程式に基づき考察を行う。

### 3. ライダー方式

#### 3.1 撮像方式

撮像方式の種類を図2に示す。図では、当社開発のライダーを各方式の事例として示している。ここで言う撮像方式とは、多点測距を実現する手段としての方式を示す。2次元走査方式<sup>1,5)</sup>(図2(a))は、送信ビー

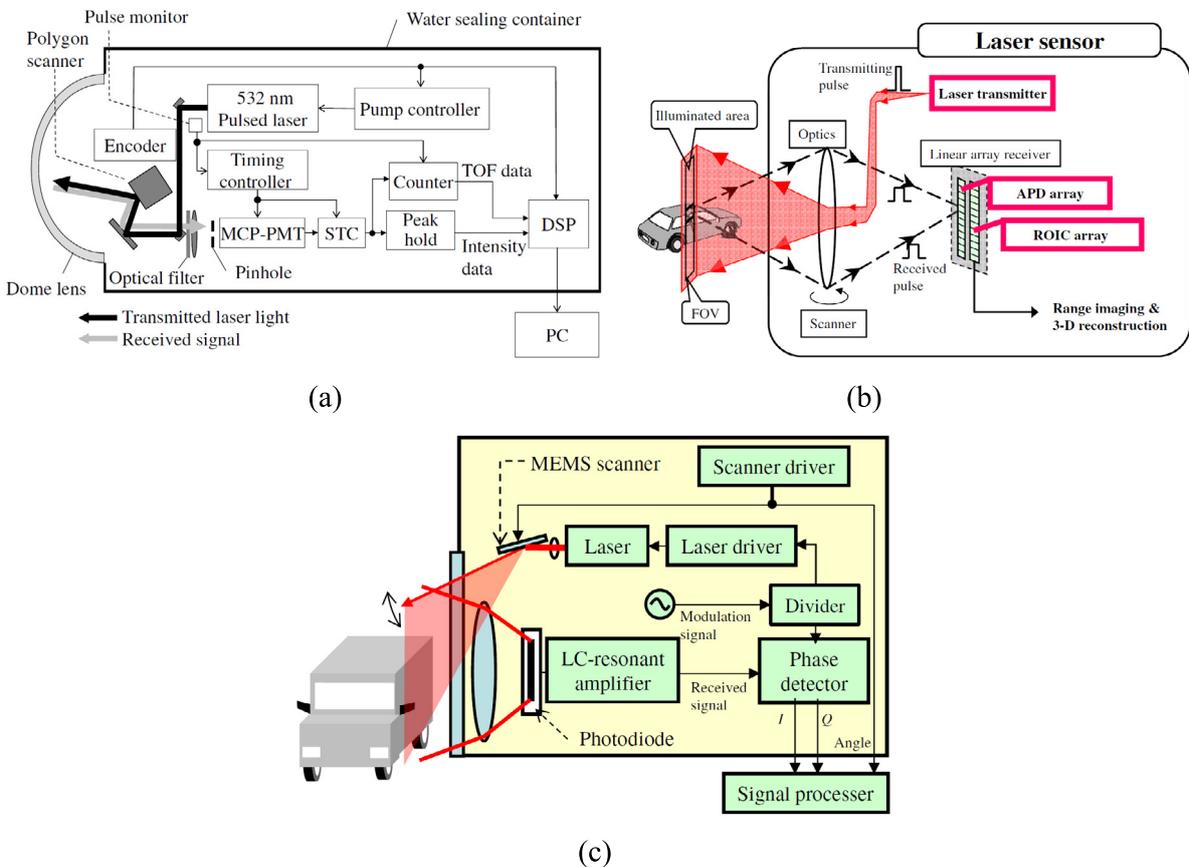


図2 撮像方式の具体例 ((a) 2次元走査方式<sup>1)</sup>, (b) アレイ受信方式<sup>2)</sup>, (c) 受信スキャンレス方式<sup>3)</sup>)

ムと受信視野を同軸として、2次元走査により1方向ずつ計測する方式であり、最も基本的な走査方式と言える。一般的に構成がシンプルであり長距離撮像に向く一方、スキャナへの機械的負荷が大きく高速撮像に不向きである。アレイ受信方式<sup>2)</sup>(図2(b))は、対象物に対し線状ないしは面状に送信光を照射し、散乱光をアレイ受信機で同時受信する方式であり、一度に複数点の測距が実現できるため高速撮像に向く。一方で1素子あたりの受光量が小さく撮像距離には制限があり、かつ受信機のアレイ化により構造が複雑化するデメリットがある。受信スキャンレス方式<sup>3,4)</sup>(図2(c))は、受信視野を広くした状態で送信ビームのみを視野中で高速走査するものであり、ビームスキャナを小型化して高速走査、高速撮像が可能な方式である。2次元走査方式とアレイ受信方式の中間的な方式と言える。

### 3.2 測距方式

測距方式の種類を図3に示す。パルス方式<sup>1,2,4,5)</sup>は最も広く用いられており、パルス光の対象物までの往復時間と光速とから測距を行うものである。CW(Continuous Waves)変調方式<sup>3)</sup>では、正弦波の強度変調をかけた光を対象物に照射し、散乱光を検波して得られた正弦波信号の位相を変調時と比較し、位相差から距離を算出する。正弦波の周期ごとに同じ位相が生じるので、位相 $2\pi$ に相当する距離により計測可能な距離範囲が決まる。FMCW(Frequency Modulated Continuous Waves)方式では、周波数チャープ信号で変調された光を対象物に照射する。散乱光を検波して得られたチャープ信号と変調チャープ信号の周波数差をミキシングにより検出する。この周波数差から距離を計測する。一般的に、パルス方式(図3(a))は長距離測距に向き、連続波変調方式(図3(b))は短距離・高精度測距に向くとされているが、この理由についてはライダー方程式を用いて後述する。FMCW方式(図3(c))は基本的に、チャープ周波数範囲の逆数で決まる時間幅を持つパルスで送受するのと等価であるが、正確に記載すると計測距離に関しては後述する検波方式に依存する。FMCW方式に関しては後述するコヒーレント方式が用いられることが多い<sup>6)</sup>。

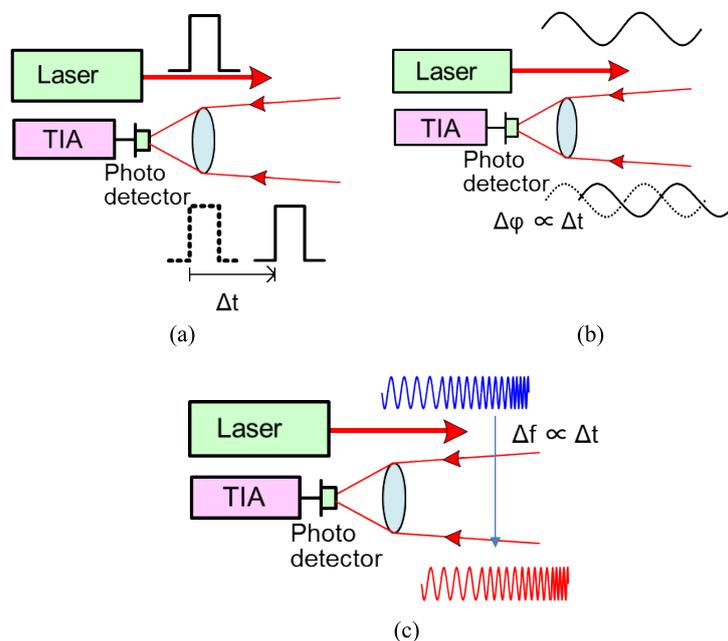


図3 測距方式模式図 ((a) パルス方式, (b) CW 変調方式, (c) FMCW 方式, TIA: Transimpedance amplifier)

### 3.3 送受信方式

送受信方式の模式図を図4に示す。直接検波方式<sup>1-5)</sup>(図4(a))は変調された光を送信し、散乱光を強度検波する方式である。コヒーレント方式<sup>12)</sup>(図4(b))は、基準光源と分配器が必要であり、一方を送信光として変調後に対象物へ送信する。他方をローカル光として散乱光とコヒーレント検波(ホモダインないしはヘテロダイン検波)して信号を検出する。直接検波方式は構成がシンプルで部品点数も少なく低コスト化に

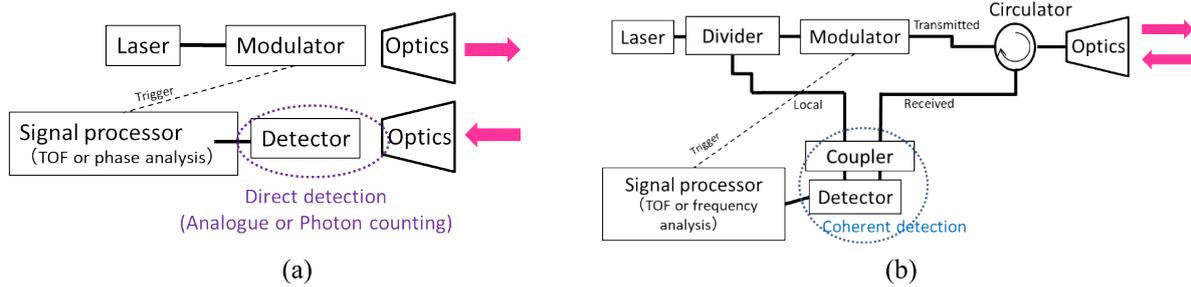


図4 送受信方式模式図 ((a) 直接検波方式, (b) コヒーレント方式)

向く反面、受信感度が取りにくいのがデメリットである。一方、コヒーレント方式は受信感度が高く、かつドップラー周波数検出による速度計測も実現でき、さらに原理的に背景光の影響を受けにくいメリットがある。反面、散乱光のうち検出できるのはローカル光と結合する成分だけであり、(i) 大気揺らぎなどの光学収差により受信波面がくずれると検出光量が低下、(ii) 光の干渉を利用しているため検出光量が不安定、などのデメリットが存在する。このため、光学部品を低収差化するのが必須となるのに加え、検出光量を安定化させるための信号積算などの工夫が必要となるケースが多い。また、図4からも分かる通り部品点数も多く低コスト化のハードルが高い。これらのトレードオフについても、ライダー方程式に基づき後述する。

#### 4. ライダー方程式

ここでは、本論文の主題であるライダー方程式について説明するが、本文中に式を羅列するスタイルは読者の理解を妨げると考え、試みとして図を使って式を説明したい。一般的なライダー方程式を図5に模式的に示す。ライダー方程式は一般的に、受信信号のSNR (Signal to Noise Ratio: 信号対電力雑音比) を計算するものである<sup>6)</sup>。特に雑音項 (分母) において、信号ショット雑音、ローカル光ショット雑音、背景光ショット雑音、暗電流ショット雑音、電気回路熱雑音と、多くの成分が存在するのが特徴であり、これらを網羅的に考慮することが設計計算において必要である。また、ショット雑音限界が存在するのもライダー方程式特有であり、受信光パワー (図中の  $P_R$ ) におけるSNRの理論限界が存在する。図から分かるように、

**Shot noise limit**  
(Theoretical limit of SNR for the received optical power of  $P_R$ )

**General LiDAR equation**

$$SNR = \frac{\left[ \frac{\eta e}{h\nu} (P_R + \sqrt{2P_R \cdot P_{LO}}) M \right]^2 R_L}{2 \frac{\eta e^2}{h\nu} P_R \cdot M^{2+x} \cdot R_L \cdot B + 2 \frac{\eta e^2}{h\nu} P_{LO} \cdot M^{2+x} \cdot R_L \cdot B + 2 \frac{\eta e^2}{h\nu} P_B \cdot M^{2+x} \cdot R_L \cdot B + 2e \cdot I_d \cdot M^{2+x} \cdot R_L \cdot B + i_n^2 \cdot B}$$

$\leq \frac{\eta P_R}{h\nu B}$

- Equation for calculation of SNR
- Many kinds of noise
- "Shot noise limit" does exist
- Many parameter but not so difficult, but many additional and related equations, further many parameters are required for the exact SNR calculation

$h$  : Planck's constant [J s]  
 $e$  : Electrical charge [q]  
 $k$  : Boltzmann's constant [J/K]  
 $\eta$  : Quantum efficiency  
 $\nu$  : Optical frequency [Hz]  
 $x$  : Excess noise factor  
 $I_d$  : Dark current [A]  
 $P_{LO}$  : Local light power [W]  
 $R_L$  : Transimpedance gain [ $\Omega$ ]  
 $B$  : Receiving bandwidth [Hz]  
 $i_n$  : Equivalent input noise current density [A/ $\sqrt{Hz}$ ]  
 $P_B$  : Background light power [W]

図5 ライダー方程式の説明図



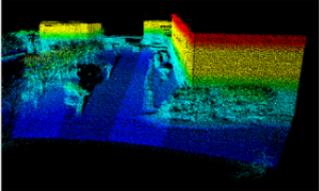
**Received optical power**

$$P_R = \frac{P_T}{N} \cdot K \cdot \rho \cdot \frac{\pi D^2}{4L^2} \cdot \eta_S \cdot \eta_C$$

**Imaging rate**

$$f_R = \frac{f_P \cdot N}{N_F}$$

**Long-range and wide FOV imaging is possible but ...**



- **All power is focused in one element (N=1)**  
-> **Advantage for long-range imaging**
- **Wide angle imaging is possible** without any degraded performance
- **Large receiving aperture** for long-range imaging  
-> Large and heavy scanner makes **scanning speed lower**  
-> **Limited imaging rate**

図7 ライダー方程式に基づく考察 (2次元走査方式) と代表撮像例<sup>5)</sup>

**Received optical power**

$$P_R = \frac{P_T}{N} \cdot K \cdot \rho \cdot \frac{\pi D^2}{4L^2} \cdot \eta_S \cdot \eta_C$$

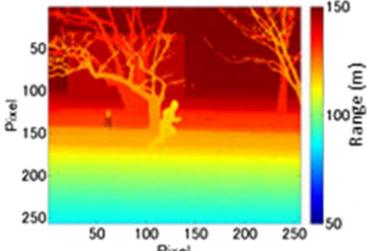
**Receiver field of view**

$$\theta_R \cong 2 \tan^{-1} \frac{d}{2L_F}$$

d : Element size [m]  
Focal length of optics

$L_F = FD$     F : F-number

**High imaging rate is possible but ...**



- **Received power is divided into N elements**  
-> **Disadvantage for long-range imaging**
- **Large receiving aperture** is required  
-> But the **focal length becomes large** owing to **the limitation of F-number (>0.7)**  
-> **Limited field of view**

図8 ライダー方程式に基づく考察 (アレイ受信方式) と代表撮像例<sup>2)</sup>

**Received optical power**

$$P_R = \frac{P_T}{N} \cdot K \cdot \rho \cdot \frac{\pi D^2}{4L^2} \cdot \eta_S \cdot \eta_C$$

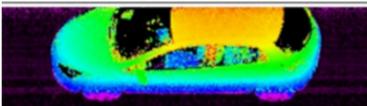
**Receiver field of view**

$$\theta_R \cong 2 \tan^{-1} \frac{d}{2L_F}$$

d : Element size [m]  
Focal length of optics

$L_F = FD$     F : F-number

**High imaging rate without array receiver is possible!!**



- **Received power is focused on one element**
- **Large receiving aperture** is combined with large FOV by using photodetector with **large element size**  
-> **High imaging rate with simple configuration using a single receiver**

図9 ライダー方程式に基づく考察 (受信スキャンレス方式) と代表撮像例<sup>3)</sup>

スキャンし、高撮像レートと単素子でのシンプルな構成を両立できる (図9)。ライン撮像ではあるが、この方式における 0.9 ms/line の高速撮像が報告されている<sup>3)</sup>。ただし図 10 に示すように受光素子が大きいことにより浮遊容量 (図中  $C_p$ ) が大きく、これに伴いノイズレベル上昇が存在する。この上昇はインダクタを用いて TIA を共振型とすることで回避できるが、回避できるのが単一周波数であるため測距方式が CW 変調方式に限定される。後述するとおり CW 変調方式は長距離測距が難しいとの課題が残る。この課題を解決するパルス型の受信スキャンレス方式<sup>5)</sup>も考案しており、パルス・CW 変調の中間的な性能となっている。

### What's the impact of large size photodetector?

**• Configuration of TIA**

Large size photodetector  
 -> **Large capacitance**  
 -> **Increased noise**  
 -> Possible noise reduction using an **Inductor**, but **It's for only one frequency**  
 -> **Works only for CW modulation method (does not work for pulsed method)**  
 -> **Good for short-range and high-precision imaging, but not good for long-range imaging**

**Wide FOV optics and photo detector**

- Wide FOV of 30 deg using large photodetector with 13mm long
- High scanning speed of 1kHz/line using small MEMS scanner

**• Equivalent input noise current density**

$$i_{eq} = \sqrt{i_n^2 + \frac{4kT}{R_F} + \left(\frac{e_n}{R_F}\right)^2 + \left(\frac{e_n}{Z_{in}}\right)^2}$$

$$Z_{in} \approx \frac{j\omega L}{1 - \omega^2(L(C_P + C_S + C_D + C_M/2))}$$

**Noise level of TIA**  
(Can be reduced for one frequency)

図 10 ライダー方程式に基づく考察 (受信スキャンレス方式 (つづき))<sup>3)</sup>

## 5.2 変調方式

変調方式の撮像距離，測距精度に関するトレードオフを図 11 に示す．ライダー方程式において，基本的に信号成分は受光パワーの自乗に比例し，雑音成分は受信帯域幅の一乗に比例する．同じ平均送信パワーで考えた場合，パルス方式の高ピークのメリットが受信帯域幅を広くとることのデメリットに勝ることとなり，長距離撮像においてはパルス方式が優位である（正確に記載すると，直接検波方式の場合に上記は当てはまるが，コヒーレント方式の場合は信号成分が受光パワーの一乗に比例となるので FMCW コヒーレント方式は同じ変調帯域を持つパルス方式と同じ SNR となる）．一方で，測距精度に関しては，パルス方式では

<b>Pulse modulation</b>	<b>CW modulation</b>
<b>Pros</b> • <b>Higher peak power</b> in the same average power	<b>Pros</b> • <b>Narrowing receiving bandwidth to the inverse of measurement rate</b>
<b>Cons</b> • Requirement of <b>wider receiving bandwidth</b> corresponding to short pulse width	<b>Cons</b> • <b>Lower peak power</b> compared with that in pulse modulation
<b>For long-range imaging</b>	
$SNR \cong \frac{\left[\frac{\eta e}{h\nu} (P_R) M\right]^2 R_L}{i_n^2 B}$	<b>Pros of higher peak power for pulse modulation is superior to cons of wider receiving bandwidth</b>
<b>For highly-precise imaging</b>	
Ranging precision (CW modulation) $\Delta z \approx \frac{c}{4\pi f_m \sqrt{2SNR}}$	<b>CW modulation:</b> - Unlimited improvement of precision with increasing SNR <b>Pulse modulation:</b> - Limited improvement by pulse width

図 11 ライダー方程式に基づく考察 (変調方式トレードオフ)

パルス幅の逆数で基本的に精度が制限されるのに対し、CW 変調方式は SNR を高くとるほど原理的に精度改善させるので、短距離・高精度測距においては後者が優位と言われている。

### 5.3 送受信方式

送受信方式に関しては、コヒーレント方式に主眼を置きメリット・デメリットを考察する。コヒーレント方式のメリットは図 12 に示すとおり、ローカル光パワーを大きく（筆者の経験的には 5 mW 前後）することでショット雑音限界の実現が比較的容易であり受信感度が高いことにある。また図 13 に示すとおり等価的に超狭帯域光フィルタを実現しており、背景光の影響をほぼ受けない。これは、コヒーレント方式がローカル光と干渉する信号だけを抜き出していることに起因している。さらに図示していないが、この干渉性の利用によりドップラー周波数シフトを利用でき、対象物の速度を計測できる多機能性もある。しかしデメリットも有しており、これらが図 14 から図 16 に示されている。まず図 14 に示すように、送受信とも回折

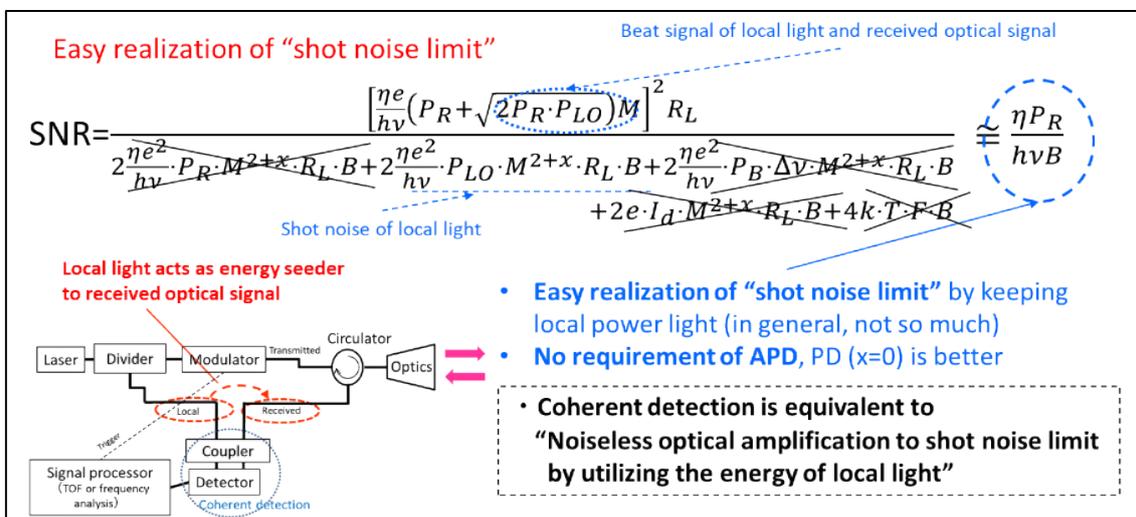


図 12 コヒーレント方式のメリット（ショット雑音限界の実現）に関する説明

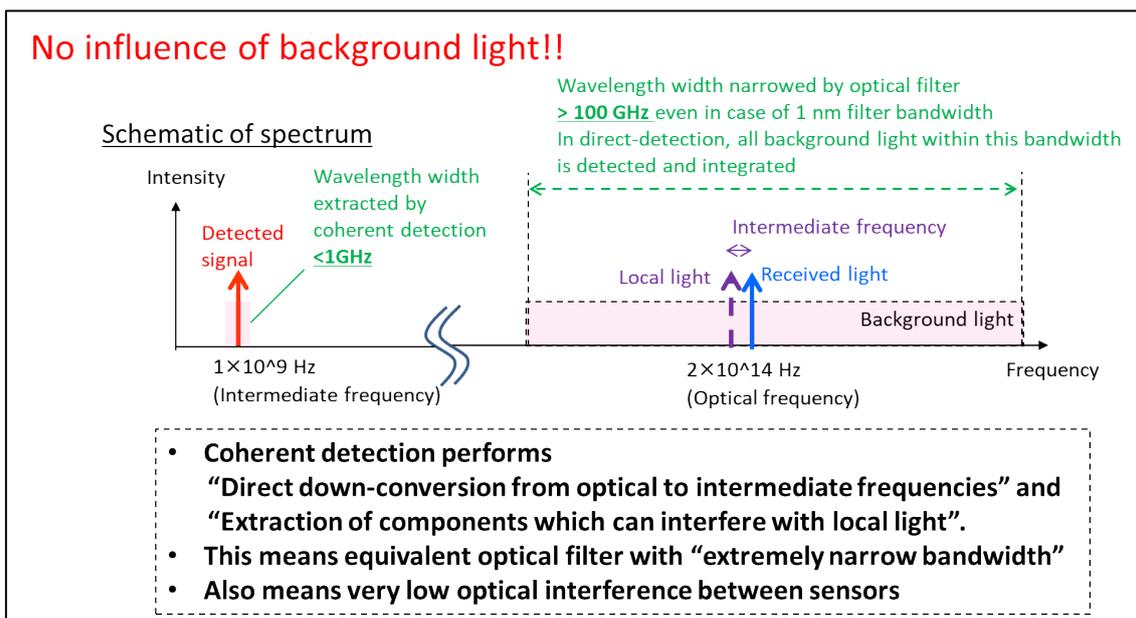


図 13 コヒーレント方式における背景光の影響に関する説明



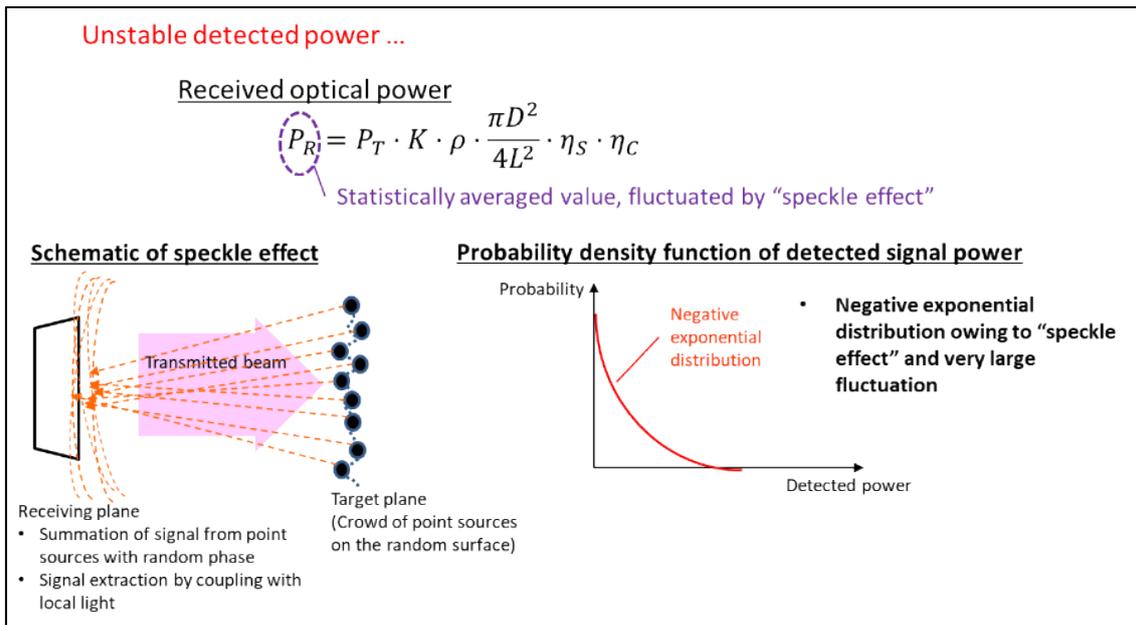


図 16 コヒーレント方式におけるスペックル効果の影響に関する説明

## 6. 各方式の比較まとめと今後の高性能化の可能性

5章に示したメリット・デメリットをトレードオフ表としてまとめたものを表1に示す。全ての方式において過去の多大な努力のもと、優れた成果が報告されてきた。筆者としては極力客観的な視点からこの表をまとめたが、各方式の開発者からすれば別の主張もあるだろう。この比較はあくまで、筆者の主観に基づいている点に留意されたい。どの方式にもメリット・デメリットがあり、万能な方式は存在しない。適用する用途ごとでの要求性能に加え、要求コストにより最適方式が決まることとなる。

ライダー方式は既に多くが提案されており且つ、その性能はあくまでライダー方程式の中で決まるため、新しい方式により性能が大きく向上することを想像するのは難しい。例外としては2例あげておく。一つは、シリコンベースのフォトンカウンティングである。これまではシリコンの近赤外での光子検出確率が低いという課題があったが、この値が22%まで向上しており、この素子を用いたライダー性能検証も始まっている<sup>14)</sup>。もう一つは、受信信号を増幅する方式が最近報告されており<sup>15)</sup>、これも注目に値する。受信光を増幅する際の過剰雑音の影響を吟味する必要があるが、受信光パワーで決まるショット雑音限界以上の性能を実現する可能性を有している。

表1 方式トレードオフ表 (赤字が各方式にてメリットとなる項目)

Method			Imaging range	Imaging rate	Ranging precision	Interference between sensors	Signal stability	Influence of background light	Influence of refractive turbulence
Transmit /Receive	Modulation	Imaging							
Direct detection	Pulse	2D scanning	Long	Low	Middle	Middle	High	Low	Low
		Array receiving	Short	High	Middle	Middle	High	Low	Low
		Scanless receiver	Middle	High (Middle)	Middle	Middle	High	Large	Low
	CW	Scanless receiver	Short	High (Middle)	High	Middle	High	Middle	Low
Coherent	Pulse	2D scanning	Middle	Low	Middle	Low	Low	Extremely low	Middle
	FMCW	2D scanning	Middle	Low	Middle	Low	Low	Extremely low	Middle

## 7. まとめ

産業用ライダーとしてイメージングライダーの高性能化, 低コスト化を念頭に置き, この実現に向けライダー方程式ベースでの考察を行った. 5章で述べたとおり各方式にメリット・デメリットがあり万能な方式はなく, 用途ごとの要求性能, 要求コストにあわせ方式選定ならびに設計計算することが重要である. 本論文の内容が, 今後のライダー性能向上と普及に資することを期待する.

## 引用文献

- 1) M. Imaki, H. Ochimizu, H. Tsuji, S. Kameyama, T. Saito, S. Ishibashi, and H. Yoshida, "Underwater three-dimensional imaging laser sensor with 120-deg wide-scanning angle using the combination of a dome lens and coaxial optics," *Optical Engineering*, **56** (3), 031212 (2016).
- 2) S. Kameyama, A. Hirai, M. Imaki, N. Kotake, H. Tsuji, Y. Nishino, Y. Ito, M. Takabayashi, Y. Tamagawa, M. Nakaji, E. Ishimura, and Y. Hirano, "Demonstration on range imaging of  $256 \times 256$  pixels and 30 frames per second using short wavelength infrared pulsed time-of-flight laser sensor with linear array receiver," *Optical Engineering*, **56** (3), 031214 (2016).
- 3) M. Imaki, S. Kameyama, E. Ishimura, M. Nakaji, H. Yoshinaga, and Y. Hirano, "Line scanning time-of-flight laser sensor for intelligent transport systems, combining wide field-of-view optics of 30 deg, high scanning speed of 0.9 ms/line, and simple sensor configuration," *Optical Engineering*, **56** (3), 031205 (2016).
- 4) H. Tsuji, M. Imaki, N. Kotake, A. Hirai, M. Nakaji, and S. Kameyama, "Range imaging pulsed laser sensor with two-dimensional scanning of transmitted beam and scanless receiver using high-aspect avalanche photodiode array for eye-safe wavelength," *Optical Engineering*, **56** (3), 031216 (2016).
- 5) S. Kameyama, M. Imaki, Y. Tamagawa, Y. Akino, A. Hirai, E. Ishimura, and Y. Hirano, "3D imaging LADAR with linear array devices: laser, detector and ROIC," *Proc. of SPIE*, 7382, 102-109 (2009).
- 6) K. W. Broome, A. M. Carstens, J. R. Hudson, and K. L. Yates, "Demonstration of advanced solid state ladar (DASSL)," *Proc. SPIE*, 3065, 148-157 (1997).
- 7) O. K. Steinvall and T. Carlsson, "Three-dimensional laser radar modeling," *Proc. of SPIE*, 4377, 23-34 (2001).
- 8) R. H. Rasshofer, M. Spies, and H. Spies, "Influences of weather phenomena on automotive laser radar systems," *Advances in Radio Science*, **9**, 49-60 (2010).
- 9) R. G. Frehlich and M. J. Kavaya, "Coherent laser radar performance for general atmospheric refractive turbulence," *Applied Optics*, **30** (36), 5325-5352 (1991).
- 10) M. J. Kavaya and P. J. Suni, "Continuous wave coherent laser radar: calculation of measurement location and volume," *Applied Optics*, **30**, 2634-2642 (1991).
- 11) S. Kameyama, T. Ando, K. Asaka, and Y. Hirano, "Semianalytic pulsed coherent laser radar equation for coaxial and apertured systems using nearest Gaussian approximation," *Applied Optics*, **49** (27), 5169-5174 (2010).
- 12) H. Tsuchida, "Frequency-modulated continuous-wave light detection and ranging with sinusoidal frequency modulation and beat phase detection," *Electronics Letters*, **55** (24), 1297-1299 (2019).
- 13) Y. Ito, M. Imaki, T. Sakimura, T. Yanagisawa, and S. Kameyama, "Enhancement of heterodyne-detection efficiency in wind sensing coherent Doppler lidar using active alignment of receiving beam for the recovery from misalignment and the lag-angle compensation," *Proc. of Coherent Laser Radar Conference* (2022).
- 14) O. Kumagai, J. Ohmachi, M. Matsumura, S. Yagi, K. Tayu, K. Amagawa, T. Matsukawa, O. Ozawa, D. Hirono, Y. Shinozuka, R. Homma, K. Mahara, T. Ohyama, Y. Morita, S. Shimada, T. Ueno, A. Matsumoto, Y. Otake, T. Wakano, T. Izawa, "A  $189 \times 600$  back-illuminated stacked SPAD direct time-of-flight depth sensor for automotive LiDAR systems," *Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference*, **64**, 110-112 (2021).
- 15) D. Inoue, T. Ichikawa, and H. Matsubara, "LiDAR system with a coin-sized sensor head and an optical preamplifier capable of detection at 200 m," *Journal of Lightwave Technology*, **39** (18), 5715-5721 (2021).

## 亀山俊平

1995年三菱電機株式会社入社, 以降, 風計測コヒーレントライダー, 差分吸収ライダー, イメージングライダーなどの開発に従事, 2011年千葉大学にて博士取得. 2017年 技術経営・イノベーション賞, 2021年 RTCA Significant Contributor Award 各受賞, IEEE, Optica, レーザセンシング学会, 各会員.