

A Thesis for the Degree of Ph.D. in Engineering

REAL-TIME MEASUREMENT BY  
TERMINAL VOLTAGE TYPE  
SELF-COUPPLING LASER  
DISTANCE SENSOR

March 2018

Graduate School of Engineering  
Aichi Institute of Technology

Takeshi Yoshimatsu

# 目次

第1章 序論.....	1
1.1 本研究の背景.....	1
1.2 本研究の推移.....	4
1.3 本論文の内容.....	7
第2章 半導体レーザー.....	12
2.1 ファブリペロー型半導体レーザーの特徴と構造.....	12
2.2 VCSELの特徴と構造.....	13
2.3 フォトダイオード.....	14
2.4 LDパッケージの特徴と構造.....	16
第3章 自己結合効果と自己結合信号を利用した距離測定の基本原理.....	22
3.1 自己結合効果.....	22
3.2 静止物体に対する自己結合効果を利用した距離測定.....	24
3.3 移動物体に対する自己結合効果を利用した距離測定.....	28
3.4 LDの選定基準およびULM850の諸特性.....	33
3.5 センサの出力信号と重畳ノイズ.....	38
第4章 VCSEL端子電圧の変動を利用した距離測定の精度.....	42
4.1 基本回路構成および測定システム.....	42
4.2 三角波電流の振幅値.....	45
4.3 距離に対するMHP信号に関する検証.....	46
4.4 角度依存性.....	50
第5章 端子電圧型自己結合レーザー距離センサに対する統計的信号処理.....	54
5.1 PD内蔵型自己結合レーザー距離センサの信号係数補正法.....	55
5.2 占有値によるMHP選定法における問題.....	59
5.3 信号計数補正法に基づいた新しい信号処理.....	61
5.4 測定システム.....	64
5.5 測定結果.....	68
第6章 端子電圧型自己結合レーザー距離センサによる実時間距離測定.....	73
6.1 実時間測定のためのLD端子から得た自己結合信号の2値化に関する問題.....	74
6.2 ホワイトガウスノイズの低減処理.....	76
6.3 第2次高調波に基づく信号の補正.....	79
6.4 測定システム.....	81
6.5 ZYBOとデジタル回路設計.....	83

6.6 PS 部の信号処理 .....	89
6.7 ZYBO を用いた距離測定の結果と考察 .....	89
第7章 総括 .....	96
7.1 本論文のまとめ .....	96
7.2 今後の展望 .....	98
謝辞 .....	100
外部発表リスト .....	101

# 第 1 章 序論

## 1.1 本研究の背景

1962 年, 半導体レーザーの発振が初めて確認されて以来, 半導体レーザーは Fabry-Perot 型レーザー(FP 型レーザー), 分布帰還型レーザー, 垂直共振器面発光レーザー(Vertical cavity surface emitting laser : VCSEL), そして量子ドットレーザーなど, 様々なタイプのレーザーが, 現在まで開発されてきた. 一方で, 半導体レーザーは, レーザー出力光の一部が半導体レーザー内の共振器に再注入されると光強度をわずかに増減させるノイズが生じる事が知られている<sup>(1)</sup>. このノイズは一般的に戻り光ノイズと呼ばれ, 戻り光ノイズを低減する手法<sup>(2)</sup>や, 反対に戻り光ノイズを産業分野へ積極的に応用する手法<sup>(3)</sup>の研究が進められてきた.

1980 年にはレート方程式による戻り光ノイズの理論が報告された<sup>(4)</sup>. 光ディスクシステム分野では, アイソレーターを用い, 半導体レーザーへの戻り光量を低減する手法が使われている. 近年では, 半導体レーザーの戻り光ノイズが有するカオス性に着目した光カオスの研究<sup>(5)</sup>も行われており, カオス同期を原理とした光通信などの光情報処理分野で応用されている. また, 1970 年代には戻り光ノイズによる光強度の増減を自己混合効果<sup>(6)</sup>と呼び研究が進められたが, その後, この現象を自己結合効果<sup>(7)</sup>とも呼ぶようになり, 1990 年代以降は, 自己結合効果を利用した, 様々な物理量の測定装置が報告されるようになった.

自己結合レーザーセンサは, レーザー光とターゲットから散乱した光の一部が干渉する事で生じる, レーザー光強度の増減を利用した, レーザーセンサである. 過去に行われた自己結合効果の研究により, 自己結合レーザーセンサは距離計測<sup>(7-10)</sup>, 微小振動計測<sup>(11-13)</sup>, 速度計測<sup>(14, 15)</sup>, 音波計測<sup>(16, 17)</sup>など幅広い分野

で活用できる事が報告されている。微小振動計測では、最小 3nm までの微小振動計測が可能であり<sup>(13)</sup>、距離計測では、最長で 120cm まで測定できたことが報告されている<sup>(8)</sup>。速度計測については現在も高精度な測定を目指して研究が行われているが、本質的にはドップラー効果を用いた速度センサ<sup>(18)</sup>と同じ原理で測定できるにもかかわらず、基本的なレーザドップラー速度センサと比較すると、センサとターゲットとの間に特別な光学系を必要としないため、非常に小型で安価な速度センサとして利用できる。既に、自己結合速度センサは速度と移動方向を検出できる非常に小型なセンサとして、レーザーマウスに搭載された事もあった<sup>(19)</sup>。音波計測では、振動膜を必要としない、可聴域から超音波まで非常に広い周波数帯域の音波を検出できる事が報告されている<sup>(16, 17)</sup>。このように、自己結合レーザーセンサは、様々な産業用センシングシステムへの応用ができるセンサとして現在も研究が進められている。

現在、様々な工場の生産ラインにおいて、産業用ロボットを用いたファクトリーオートメーション化が進んでいる。将来的にはファクトリーオートメーション機器がインターネットに接続され、機器同士の情報共有による工場の生産性と品質管理能力が大幅に向上すると予測される。近年では、この事を「スマートファクトリーの実現」と題し、様々な企業や研究機関がこの課題に取り組むようになった。同時に、産業用センシングシステムの革新が不可欠とされるようになってきた。半導体レーザーは、現在でも生産ラインの工程間で行われる搬送作業を自動化する事を目的とした自立走行型無人ロボットのための衝突防止センサや、ロボットアームの位置制御センサ、形状測定センサなど、様々な産業用センサとして積極的に活用されている。特に、距離センサは、産業分野において積極的に使用されているセンサであるため、レーザーそのものがセンサとなる、自己結合効果を利用したレーザー距離センサの需要は高くなった。

レーザー光を用いた距離測定には、三角測量法による距離測定<sup>(20)</sup>や、マイケルソン干渉計を用いて半導体レーザーの周波数変調により生じるビートを測定し距離を測定する方法<sup>(21)</sup>、レーザー光をターゲットに照射して、ターゲットか

らレーザー光が反射してくるまでの時間を計測する方法(タイムオブフライト)<sup>(22)</sup>, タイムオブフライトの一種で, 照射光と反射光の位相差を元に距離を算出する方法(位相差測距)など, 多様なレーザー距離センサが実用化されている. しかし, 三角測量法は長距離測定には向かない欠点があり, マイケルソン干渉計は光学系が複雑になる欠点がある. また, タイムオブフライトは, パルスで射出したレーザー光が戻ってくるまでの時間を, カウンタによって計測して距離を求める. その為, 数 m 以上の中距離から長距離にかけての距離測定には向いているが, 1m 以内の距離測定においては, カウンタによる測定誤差が大きくなる. 位相差測距は長距離測定も可能だが, 信号処理部のコストが高くなる. そこで, 光の干渉を利用し, 1m 以内の近距離測定に比較的向いている自己結合型レーザー距離センサの実用化を目指し検討を行った.

半導体レーザーの一種である VCSEL は同じ縦モードにおいて, レーザー駆動電流の変化にほぼ比例して発振波長が変化する特性を持つ. この変化は, 熱膨張による共振器長の変化により, 利得スペクトルが変化した結果生じる現象である. 自己結合レーザー距離センサは, LD 駆動電流の線形的な変化に対し, 発振波長の比例的な変化を利用し, 自己結合信号に内に含まれる距離の情報を解析し, 距離測定を行うセンサである. 厳密には, 半導体レーザーの駆動電流を一定周期の交流信号で変調した時, 変調信号の 1 周期の時間で, 半導体レーザーの射出口とターゲット表面の間に生じるの定在波の振動数が, レーザー共振条件を満たした回数を求める事で距離を算出する.

ターゲットの表面で生じる散乱光の一部が半導体レーザーの共振器内に存在する活性層に再注入するとき, 変調信号の 1 周期の間でレーザー共振条件を満たした回数と一致する周期的な信号がセンサ側で観測できる. この周期的な信号のことをモードホップパルス(MHP)という. 変調信号の 1 周期の間に発生する全ての MHP の周波数の平均値は, 測定距離に対して比例的に変化する.

これまでの自己結合レーザー距離センサの研究<sup>(8)</sup>では, FP 型レーザーの光をターゲットに照射し, レーザー共振器の後方に搭載された内蔵フォトダイオー

ド(PD)で戻り光を検出してきた。しかし、FP型レーザーは共振器長が長いため縦モードのホッピング<sup>(23)</sup>が発生し、マルチモードで発振しやすく、その結果、自己結合信号が多数発生し、測定精度を大きく下げってしまう欠点があった。またマルチモードで発振すると、トータルの光出力は高くなるが、1つの波長あたりの光出力が低下する。そのため、マルチモードで発振している条件下では、最も出力の高い波長における戻り光もシングルモードで発振していた時と比べると弱くなる。そこで、半導体レーザーに VCSEL を用いた自己結合効果の研究が進められた<sup>(14)</sup>。FP型レーザーの共振器長が数百  $\mu\text{m}$  であるのに対し、VCSEL の共振器長は数百  $\text{\AA}$  程度と短いため、縦モードのホッピングの発生を抑え、単一モードで発振できる。しかし、VCSEL は半導体レーザー内における光損失を抑え、低い閾値電流で駆動できるよう、反射率 99%以上の多層膜反射鏡を使用しているため、VCSEL の全反射側に PD を搭載しても、出力を観測できない。そのため、VCSEL と PD を 1つのレーザーパッケージに搭載して自己結合効果を検出するためには、特別なレーザーパッケージが必要とされる。その結果、VCSEL を使用した PD 内蔵型自己結合レーザー距離センサのコストは高くなる問題があった。

## 1.2 本研究の推移

本研究は自己結合効果による VCSEL の端子電圧の変化に着目した。ターゲットからの散乱光の一部が VCSEL の活性層内に入ると、VCSEL の発振波長が変化する事<sup>(24)</sup>や、端子電圧が変化する事<sup>(25)</sup>が報告されている。この端子電圧の変化分を MHP として測定すれば、距離測定を行うことができる。これにより、PD を搭載していない VCSEL でも距離測定ができる。しかし、VCSEL の端子電圧の変化から自己結合信号を検出して測定を行うセンサの研究は、微小振動計測、距離計測、速度計測のどの分野においてもほとんど行われていない。

PD から流れる光電流を電圧変換した後の電圧信号は約 1mV 程度であるのに

対し、自己結合効果による端子電圧の変動分は約 0.1mV であるため、端子電圧の変動を用いると測定できる距離が短くなる。しかし、PD を使用せず測定できる特徴を生かせば、より小型で安価な距離センサを実現できる。本研究では、VCSEL の端子電圧の変化から MHP を検出し、その精度を検証した<sup>(10)</sup>。

また、従来の研究では、MHP 周波数を高速フーリエ変換(FFT)による周波数スペクトル解析によって測定していた<sup>(10)</sup>。変調信号の 1 周期の間に発生する MHP の平均周波数は、測定距離との間に比例関係を持つ。しかし、FFT 解析は膨大な計算処理を必要とするため、信号処理に必要な時間が変調電圧の 1 周期より長くなる欠点がある。そこで、FFT 解析以外のデジタル信号処理による MHP の測定法として、信号計数補正法が発案された<sup>(26)</sup>。信号計数補正法は、自己結合レーザー距離センサの出力電圧を 2 値化し、信号周期のヒストグラムを作成する。また、階級値と度数の積によって計算できる値を占有値であると定義し、占有値が最も大きい信号成分を MHP として統計処理を行う手法である。しかし、本測定システムによって検出できる MHP の振幅は小さいため、コンパレータの閾値を低く設計する必要がある。そのため、多くのノイズ成分も同時に 2 値化してしまい、MHP 以外の信号成分が最大占有値として誤検出されてしまう。一方、ノイズを 2 値化しない大きさの閾値でコンパレータを設計した場合、測定可能距離が大きく制限される。そこで、本研究では信号計数補正法で行われる統計的処理を基礎とし、レーザー端子電圧の変化分の中に含まれる全ての情報を利用したデジタル信号処理法を新たに提案した<sup>(27)</sup>。全ての信号成分に対する並列性の高い高速演算を実行するため、プログラマブルロジックデバイスの 1 種であるフィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)を使用し、多くのノイズを含む信号の中から MHP を検出する事に成功した。端子電圧型自己結合レーザー距離センサ専用のデジタル信号処理としては、この信号処理が初めての成功例となった。

端子電圧型自己結合レーザー距離センサの出力信号から検出した MHP の信号処理は可能である事を示すことはできたが、一方で信号処理に必要な時間が



変調信号の 1 周期よりも長いことや、論理合成後のデジタル回路の規模が大きい事などの問題が残った。信号処理時間を短くし、近距離の測定も可能にするには、MHP と同時に非常に多くのノイズ信号を 2 値化しなければならず、自己結合レーザー距離センサの 2 値化信号内のノイズ成分を低減する手法の研究は全くされていない。

MHP は、高強度のホワイトガウスノイズと高次高調波<sup>(28)</sup>を伴って検出される。MHP を確実に 2 値化できる閾値の高さは、端子電圧型自己結合レーザー距離センサの出力電圧振幅の中心付近である。しかしながら、コンパレータの閾値を出力電圧の振幅の中心付近に近づけるほど、2 値化した MHP のパルス幅がホワイトガウスノイズや高次高調波によって分割されてしまう。ホワイトガウスノイズと高調波の数が MHP の統計的特徴が得られないほど多く混在する条件下で MHP を判別する方法が必要とされるが、FFT 以外の信号処理でこれらの判別ができる手法は、これまで報告されていない。

また、デジタル回路の規模が大きくなってしまった最大の原因は、ヒストグラムの作成処理および信号係数補正法の実行を FPGA のみで実行したことである。ヒストグラムの作成と信号係数補正法は大規模な加算処理の並列動作で実行しているので、論理合成後に生成されるラッチ回路が非常に多い。そこで、「2 値 MHP のパルス幅と 2 値ホワイトガウスノイズのパルス幅の特徴に基づいたノイズの低減処理」および「高調波が MHP 周波数の定数倍であることを利用した信号の補正処理」を新たに提案した<sup>(29)</sup>。具体的には、「VCSEL を三角波電流で駆動した時にのみ生じる MHP の周期性を利用し、入力信号をデジタルデバイスに一時的に記憶させ、記憶した入力信号と新たに入力した信号との論理積を求める事で、MHP のみを検出する方法」と、「ヒストグラム上の高周波の信号の度数の半分を、低周波の信号の度数に加算する方法」である。これにより、信号係数補正法で示された 2 値化信号の統計的特徴が得られないほど多くの数のノイズ成分が混在していても、距離に対する MHP 周波数の測定が可能になった。これらの処理はシステム・オン・チップ(SoC)デバイスである ZYBO を用いて行

った. ZYBO は, Xilinx 社の XC7ZZ010 で構築された初心者用の組み込みソフトとデジタル回路開発キットであり, FPGA をベースにチップの内部にマイコンの ARM Coretex-A9 Dual Core プロセッサを搭載したデバイスである. ZYBO を使用すれば, 論理演算に基づく信号の検出とホワイトガウスノイズの低減処理は FPGA で実行し, 取得した信号の算術処理はプロセッサで実行できる. これまで FPGA が担っていた信号処理の半分をプロセッサに負担させる事で, 必要のないラッチ回路の生成を回避した.

ノイズの低減処理および高調波に基づく信号の補正を実行する事で, 変調信号の 1 周期分の時間, すなわち実時間での測定が可能になった. 変調信号の 1 周期の時間内で MHP を検出する事に成功した信号処理は, この手法が初めてである<sup>(29)</sup>.

### 1.3 本論文の内容

本論文では, 端子電圧型レーザー距離センサの有用性を示すとともに, 自己結合効果を利用した距離センサ専用のデジタル信号処理によって実時間測定を実現するまで行ってきた研究について報告する.

本論文は全 7 章からなる.

「第 1 章 序論」では, 本研究の背景と研究の推移について記す.

「第 2 章 半導体レーザー」では, 半導体レーザーの特性について説明するとともに, レーザー光出力観測用のフォトダイオードによる光検出の原理とレーザーパッケージへの実装方法について記す.

「第 3 章 自己結合効果と自己結合信号を利用した距離測定の基本原理」では, 自己結合効果の詳しい説明とそれを利用した距離測定の基本原理について述べるとともに, MHP に重畳するノイズおよび使用した半導体レーザーの自己結合レーザー距離センサへの適正について記す.

「第 4 章 VCSEL 端子電圧の変動を利用した距離測定の精度」では、端子電圧型自己結合レーザー距離センサの回路構成について述べるとともに、このセンサの距離測定精度に関する検証結果を示す。

「第 5 章 端子電圧型自己結合レーザー距離センサに対する統計的信号処理」では、信号計数補正法で行われる統計的处理を基礎として、レーザー端子電圧の変化分の中に含まれる全ての情報を利用したデジタル信号処理法について述べ、実際に MHP を検出して測定した結果について示す。

「第 6 章 端子電圧型自己結合レーザー距離センサによる実時間距離測定」では、2 値化 MHP と 2 値化ホワイトガウスノイズのパルス幅の特徴を利用したノイズ低減処理と高調波に基づく信号補正処理について述べ、実時間測定を実現した結果を示す。

「第 7 章 総括」では、これまでの研究成果の総括とともに今後の展望について記す。

## 参考文献

- (1) D. A. Kleinman, P. P. Kisliuk: “Discrimination Against Unwanted Orders in the Fabry-Perot Resonator”, *Bell Syst. Tech. J.* 41, p. 453 (1962)
- (2) A. Oishi, N. Chinone, M. Ojima, A. Arimoto: “Noise characteristics of high-frequency superposed laser diodes for optical disc systems”, *Election. Lett.* 20 p. 821 (1984)
- (3) 三橋慶喜: “半導体レーザの自己結合効果とその応用に関する研究”, 東京工業大学博士論文 (1986)
- (4) R. Lang, K. Kobayashi: “External optical feedback effects on semiconductor injection laser properties”, *IEEEJ, Quantum Electronics* 16 p. 347 (1980)
- (5) J. Ohtsubo: “Synchronization of Optical Chaos and its Applications to Secure Communications”, *Proc. Optics Japan 2000* p. 63 (2000)
- (6) S. Shinoara, A. Mochizuki, H. Yoshida, M. Sumi: “Laser Doppler velocimeter using the self-mixing effect of a semiconductor laser diode”, *Appl. Opt.* 25, p. 1417 (1986)
- (7) 坂本明紀, 津田紀生, 山田諄: “面発光レーザを用いた自己結合型距離計の特性”, *電気学会論文誌 C* 126 p. 1454 (2006)
- (8) 上田正, 山田諄, 紫藤進, 津田紀生: “正弦波変調による半導体レーザの自己結合効果を利用した距離計”, *電気学会論文誌 C* 117 p. 954 (1997)
- (9) 中尾祐介, 津田紀生, 山田諄: “半導体レーザを用いた自己結合型距離センサの自己補正に関する研究” *電気学会論文誌 C* 121 p. 1819 (2001)
- (10) 吉松剛, 五島敬史郎, 津田紀生, 山田諄: “半導体レーザの端子間電圧変化を利用した自己結合型距離センサ”, *電気学会論文誌 C* 134 p. 1796 (2014)
- (11) T. Gharbi, A. Courteville, A. Chebbour: “Backscatter-modulated laser diode for low-frequency small-amplitude vibration measurement”, *Appl. Opt.* 36 p. 8233 (1997)

- (12) G. Giuliani, S. Donati, L. Monti: “Self-mixing laser diode vibrometer with wide dynamic range”, Proc. SPIE 4827 p. 353 (2002)
- (13) 名和靖彦, 津田紀生, 山田諄: “自己結合効果を用いた微小振動の自動測定”, 電気学会論文誌 C 129 p. 2115 (2009)
- (14) P. J. Groot, G. M. Gallatin, S. H. Macomber: “Ranging and velocimetry signal generation in a backscatter-modulated laser diode”, Appl. Opt. 21 p. 4475 (1988)
- (15) L. Krehut, J. Hast, E. Alarousu, R. Myllyla: “Low cost velocity sensor based on the self-mixing effect in a laser diode”, Opto-Electronics Rev. 11 p. 313 (2003)
- (16) 水嶋大輔, 吉松剛, 五島敬史郎, 津田紀生, 山田諄: “半導体レーザーの自己結合効果を利用したレーザーマイクロホンによる音波検出”, 電気学会論文誌 C, 136, p. 1021 (2016)
- (17) 水嶋大輔, 吉松剛, 五島敬史郎, 山口剛, 津田紀生, 山田諄: “半導体レーザーの自己結合効果を利用したレーザーマイクロホンの超音波帯域特性”, 電気学会論文誌 C, 136, p. 489 (2017)
- (18) F. Durst, A. Melling, J. H. Whitelaw: “Principles and practice of laser-Doppler anemometry”, Academic Press p. 405 (1976)
- (19) A. Pruijboom, S. Booij, M. Schemmann, K. Werner, P. Hoeven, H. v. Limpt, S. Intemann, R. Jordan, T. Fritzs, H. Oppermann, M. Barge: “VCSEL-based miniature laser-self-mixing interferometer with integrated optical and electronic components”, Proc. SPIE 7221 p. 72210S-1 (2009)
- (20) 稲荷隆彦, 青木伸也: “三角測量式レーザー距離センサの光学的条件による精度への影響”, 自動制御連合講演会講演論文集 47 No.605 (2004)
- (21) 落合誠士, 岡本病人, 西原一寛, 近松良知, 中原裕二: “レーザー測長システムの開発”, IDEC REVIEW p. 18 (1988)
- (22) S. Kawahito, I. A. Halin, T. Ushinaga: “A CMOS Time-of-Flight Range Image Sensor With Gates-on-Field-Oxide Structure”, IEEE Sensors Journal 7, p. 1578 (2006)

- (23) H. Hori, K. Endo, T. Sakurai : “Mode-transition characteristics and tunability of an AlGaAs laser”, J. Appl. Phys. 60 p. 2231 (1986)
- (24) C. Gorecki, S. Khalfallah, H. Kawakatsu, Y. Arakawa: “New SNOM sensor using optical feedback in a VCSEL-based compound-cavity”, Sensors and Actuators A 87 p. 113 (2001)
- (25) J. Hashizume, S. Shinada, F. Koyama, K. Iga: “Reflection Induced Voltage Change of Surface Emitting Laser for Optical Probing”, Opt. Rev. 9 p. 186(2002)
- (26) 上野達也, 津田紀生, 山田 諄: “半導体レーザーの自己結合効果を用いた距離センサの信号計数補正方法”, 電気学会論文誌 C 130 p. 2100 (2010)
- (27) 吉松剛, 五島敬史郎, 青木道宏, 津田紀生, 山田諄: “端子間電圧型自己結合レーザー距離センサに対する統計的信号処理”, レーザー研究 44 p. 679 (2016)
- (28) S. Shinohara, A. Mochizuki, H. Yoshida, M. Sumi: “Laser Doppler velocimeter using the self-mixing effect of a semiconductor laser diode”, Appl. Opt. 25 p. 1416 (1986)
- (29) T. Yoshimatsu, N. Tsuda, J. Yamada: “Signal Processing for Distance Measurement Using Laser Voltage Fluctuation Due to Self-Coupling Effect”, Sensors and Materials 29 p. 1315 (2017)

## 第 2 章 半導体レーザー

本章では, Fabry-Perot 型(FP 型)半導体レーザー(LD)および垂直共振器面発光レーザー(Vertical Cavity Surface Emitting Laser : VCSEL)の特性について説明する. さらに, レーザー光出力観測用のフォトダイオードによる光検出の原理およびレーザーパッケージへの実装方法も併せて説明する.

### 2.1 ファブリペロー型半導体レーザーの特徴と構造

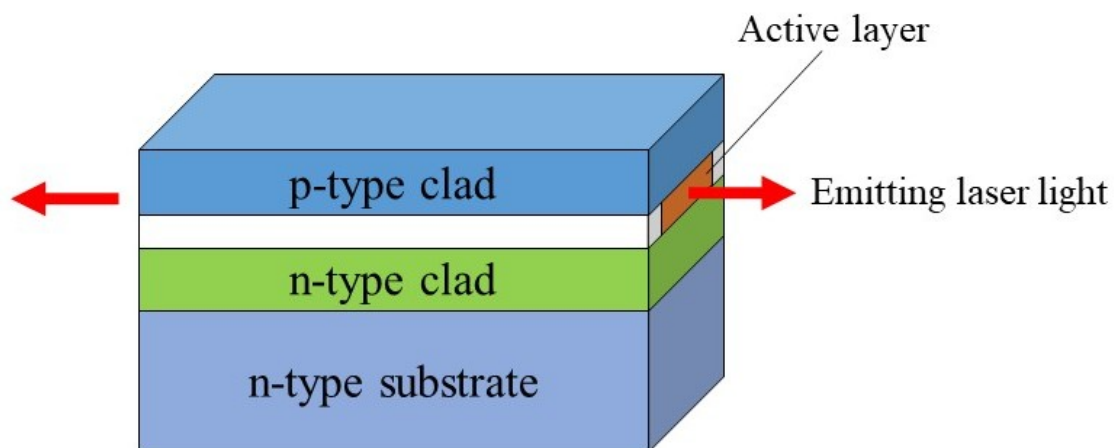


Fig. 2.1 Basic structure of FP-type LD.

LD は誘導放出光を利用して, LD への注入電流を光に変換する機能と, 共振器による光の増幅機能を持つデバイスである. LD は 1962 年にホモ接合型(同種の半導体結晶を用いた p-n 接合)の低温パルス発振に成功<sup>(1)</sup>し, その後その性能は飛躍的に進歩し, 我々の生活に不可欠な存在となった. FP 型 LD の基本構造を Fig. 2.1 に示す. ダブルヘテロ構造の FP 型 LD<sup>(2)</sup>の特徴は, 活性層の反射面にレーザー結晶のへき開面を利用している事である. 半導体基板に対して平行に光

共振器を構成しており、p 型クラッド層と n 型クラッド層で pn 接合層の活性層を挟んだ構造を持つ。結晶のへき開面は非常に平滑であり、共振器の反射面になる。また、Fig. 2.1 に示されるように、活性層の形状が長方形な為、楕円形状の光が出射される。

LD の発振波長は活性層の材料のバンドギャップエネルギーで決まるが、実際には、同じ材料で LD を作っても、LD の発振波長はかなり異なる。半導体の屈折率は、温度でも変化するが、駆動電流によっても変化する。FP 型 LD は、単一波長で強く発振している時でも、複数の波長の光が同時に発振している。そのため、閾値電流付近で駆動させる場合、FP 型 LD は多モード発振しやすく、駆動電流を増加させるほど、単一モードの発光が強くなる。また、単一モードで発振している場合でも、駆動電流が増加すると、基本共振モード以外の光出力が強くなり、LD の発振波長が基本共振モード以外の縦モードへ移行する現象が生じる。この現象はモードホッピングまたはモードジャンプと呼ばれている。モードホッピングによる発振波長の変化は小さいが、モードが変化すると、同じ駆動電流値でも光出力が変化する。また、多モード発振すると、1 つの発振波長におけるレーザー光強度が低下する。

## 2.2 VCSEL の特徴と構造

VCSEL は、1997 年に東京工業大学の伊賀健一により考案された LD である<sup>(3)</sup>。VCSEL の基本構造を Fig. 2.2 に示す。VCSEL は半導体基板面に対して垂直にレーザー共振器を搭載している。反射鏡は多層膜反射鏡となっており、この反射鏡自体が波長選択機構をもつ。2 種類の異なる屈折率の半導体を 1/4 波長の厚さで交互に重ねることで起こる干渉作用を利用して、反射率を 99%以上に設定することができる。このように VCSEL は極端に共振器内での光損失を無くした構造になっているため、低閾値電流で、かつ低消費電力動作が可能となる。また、



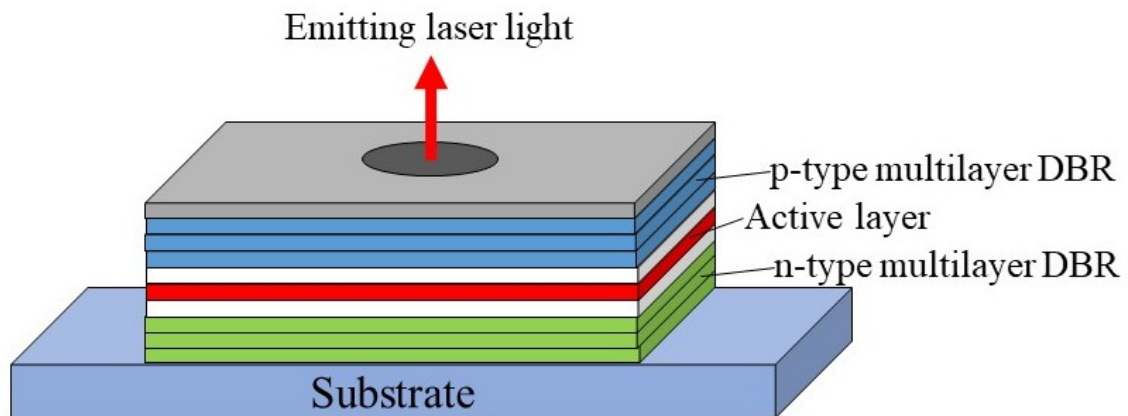


Fig. 2.2 Basic structure of VCSEL.

その製造においては、へき開しなくても、共振器の形成や LD の特性が調べられるので、比較的安価に製造できる。LD は駆動電流の大きさや温度変化によって共振器長が変化するため、LD の発振波長もそれに伴って変化する。駆動電流の大きさに対する発振波長の変化は、ほぼ線形的であるが、共振器内にある定在波の波長が変化するとき、モードホッピングが発生する場合があります。一般的に FP 型 LD の共振器長は数百  $\mu\text{m}$  であるのに対し、VCSEL の共振器長は数百  $\text{\AA}$  程度と短いため、モードホッピングの発生を抑え、単一モードで発振できる。

## 2.3 フォトダイオード

Fig. 2.3 は PN フォトダイオードの動作原理図である。PN フォトダイオードは最も基本的な構造を持つフォトダイオードである。応答速度は遅いが、暗電流は小さい事が特徴である。n 型半導体の電子の一部が p 型半導体に移動して正孔と結合し、電荷を打ち消し合って空乏層ができる。n 型半導体は電子が不足するのでプラスに帯電する。余分に電子が移動した後の p 型半導体はマイナスに帯電する。これにより、PN 接合部分には内部電界が発生する。内部電界は、n 型

半導体から移動しようとする電子の流れを妨げるように働く。このとき生じる内部電界の力は n 型半導体から p 型半導体へ電子が流れようとする力と均衡する。PN 接合部分の半導体に光を照射すると、光子によって電子と正孔が励起される。さらに、内部電界によって、電子は n 型半導体へ、正孔は p 型半導体へ移

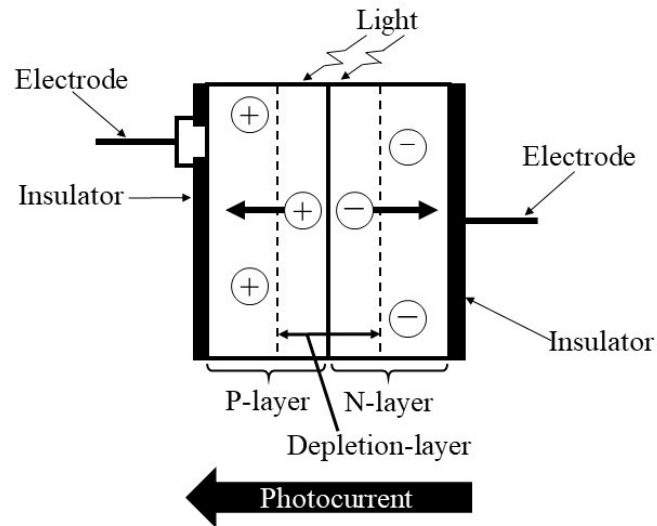


Fig. 2.3 Principle of operation of PN photodiode.

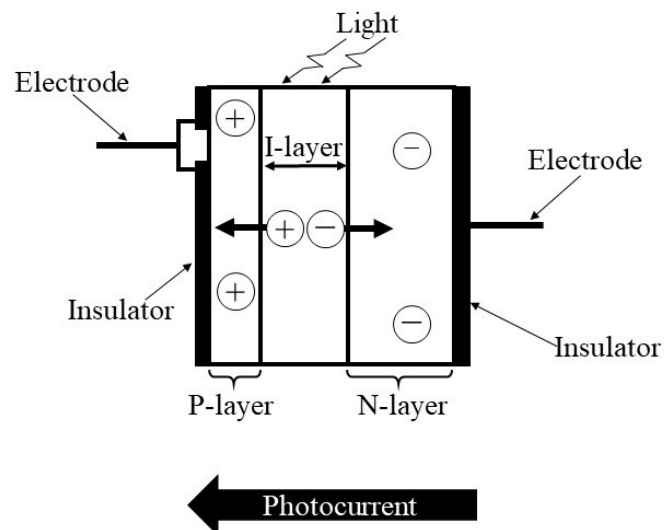


Fig. 2.4 Principle of operation of PIN photodiode.

動する。言い換えれば、光が PN 接合部に照射され続ける限り、この現象によって起電力が得られる。この現象は光起電力効果と呼ばれる。光起電力効果によって電子と正孔が励起される確率は光の波長と半導体の物性によって決まる。Fig. 2.4 は PIN フォトダイオードの動作原理図である。PIN フォトダイオードは、p 型半導体と n 型半導体の間に、絶縁性の真性半導体を挟んだ構造をしている。PN フォトダイオードは空乏層を有するが、PIN フォトダイオードは空乏層の代わりに真性半導体を有する。通常、フォトダイオードは逆バイアス電圧を印加して駆動する。光起電流は、n 型半導体から p 型半導体へ流れる為、逆バイアス電圧を印加することでフォトダイオードの感度や応答速度を向上できる。PIN フォトダイオードは、真性半導体に光を照射して生じる電子の移動が逆バイアス電圧によって加速され、更なる高速応答性を得る。

## 2.4 LD パッケージの特徴と構造

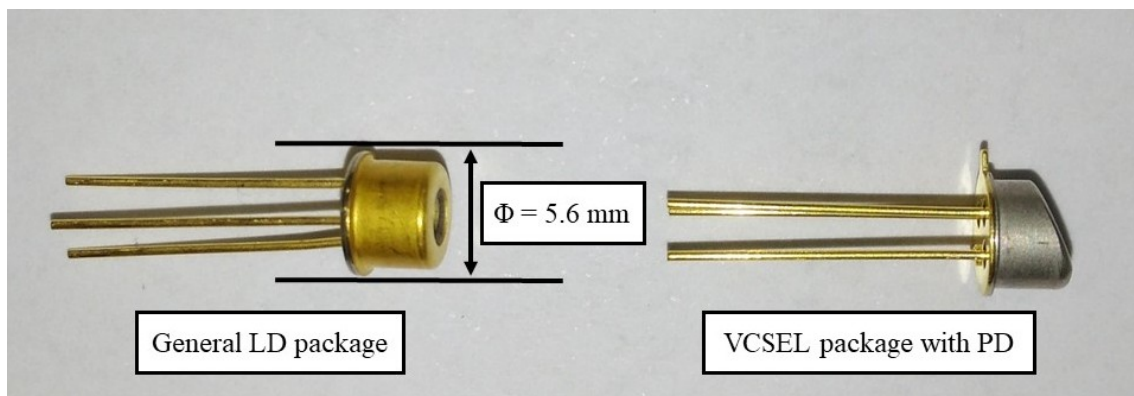


Fig. 2.5 Appearance of laser package.

Fig. 2.5 は、LD のパッケージの実際の外観である。LD のパッケージの種類は、トランジスタアウトライン金属ケース型(TO-CAN)、バタフライ型、チップオン

サブマウント型, C マウント型および D マウント型などがある. 最も一般的な LD のパッケージは直径 5.6mm の TO-CAN である. Fig. 2.5 に示したパッケージは両方とも TO-CAN であるが, VCSEL 以外の LD に対しては, Fig. 2.5 における左のパッケージが使用される. TO-CAN はコストを重視したパッケージタイプであり, 光ディスク分野では金属フレーム部を樹脂で形成したものもある. Fig. 2.5 に示された 2 つのパッケージを比較すると, 右のパッケージはレーザー光射出面の形状が平らでなく斜めである. このパッケージも TO-CAN の一種であるが, VCSEL と PD を一緒に実装するために用いられる, 特殊なパッケージである.

Fig. 2.6 はピンコードの種類を表す. ピンコードとは, パッケージのピンに対する LD および PD の極性を表したものであり, ピンコードの種類は 8 つある. Fig. 2.6 では, その中でも一般的に用いられる 4 種類のピンコードを示した.

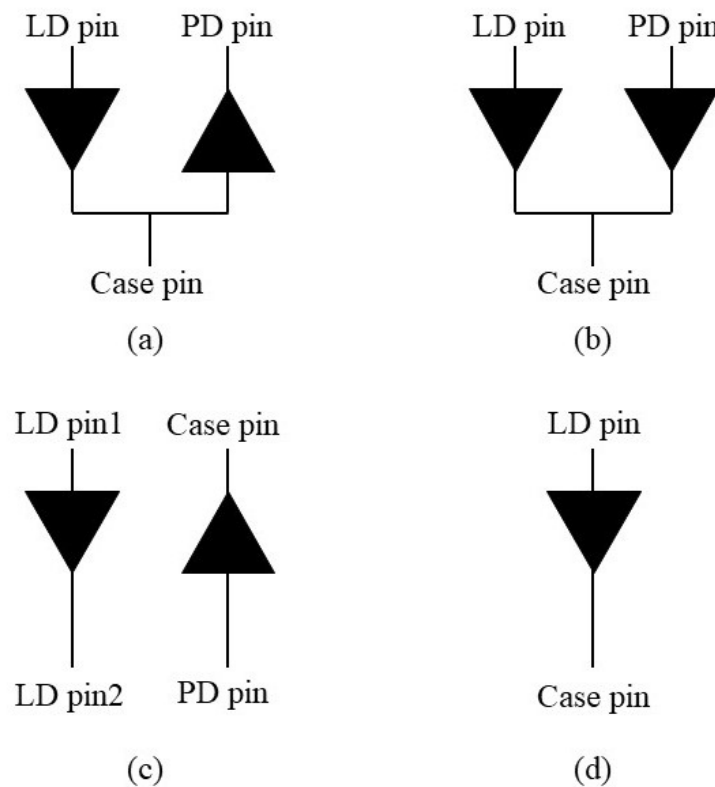


Fig. 2.6 Pin code of laser package.

ピンの本数は LD と PD の実装方法によって決定され、ピンの本数が 3 本の場合、ピンコードは Fig. 2.6 (a) または Fig. 2.6 (b) のどちらかとなる。ケースピンはパッケージそのものに直接接続されたピンである。ピンの本数が 4 本ならば Fig. 2.6(c) のように実装されるが、Fig. 2.6 (a) または Fig. 2.6 (b) のピンコードにケース

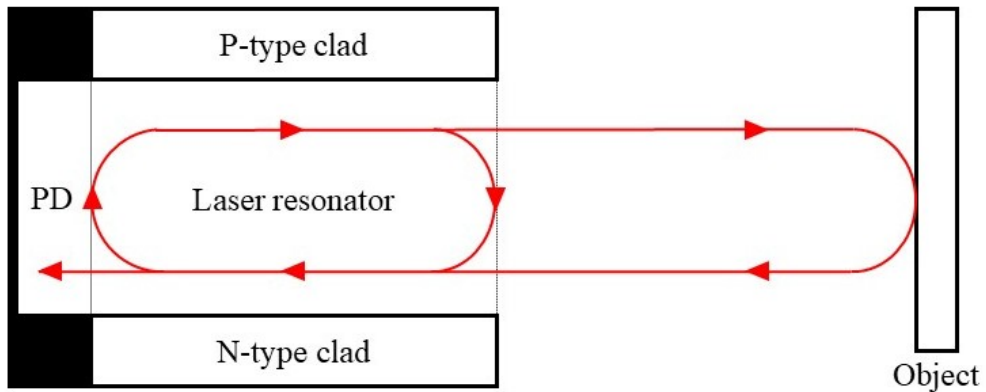


Fig. 2.7 Schematic of laser resonator of FP-LD.

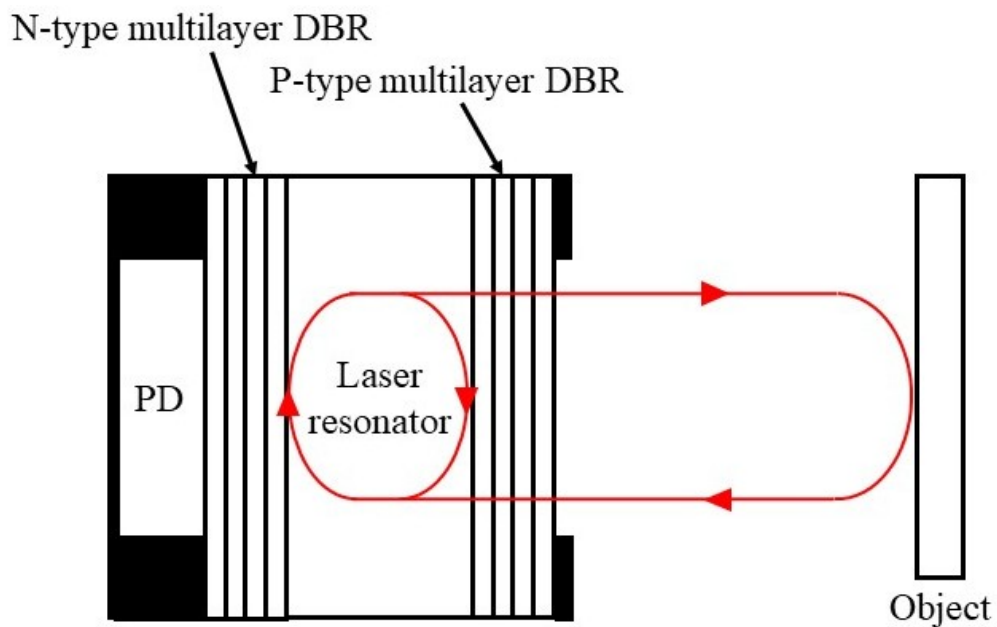


Fig. 2.8 PD can't receive beam of VCSEL, because laser beam is reflected by multilayer DBR of VCSEL.

ピンを追加した形状のパッケージも存在する. PD を搭載しない場合のピンコードは Fig. 2.6 (d)となり, ピンの本数は 2 本となる.

LD と PD のパッケージングは, LD の共振器の構造によって異なる. Fig. 2.7 と Fig. 2.8 はそれぞれ FP 型 LD の共振器と VCSEL の共振器の概略図である. FP 型 LD の共振器は, 結晶のへき開で形成した反射鏡が形成されており, へき開面からレーザー光を出射する. このとき, レーザー出射口ではない方のへき開面からもレーザーを出力できる. 即ち, 共振器後方に PD を構成する事により, 光出力強度を PD で監視しながらレーザー光出力を制御できる. これに対し, VCSEL の共振器は非常に高い反射率を持つ多層膜反射鏡によって形成されており, 特に半導体基板側の反射鏡の反射率はほぼ 100%である. そのため, FP 型 LD と同様に共振器の後方に PD を構成しても, レーザー光の光出力は検出できない.

Fig. 2.9 は FP 型 LD のパッケージの断面図で, Fig. 2.10 は PD を搭載した VCSEL のパッケージの断面図である. ピンコードは Fig. 2.6(a)とする. FP 型 LD はレーザー光を前後から照射して, PD で出力光強度を監視しながら駆動できるような構造をしている. 一方, VCSEL ではその構造を形成できない. そこで, VCSEL に

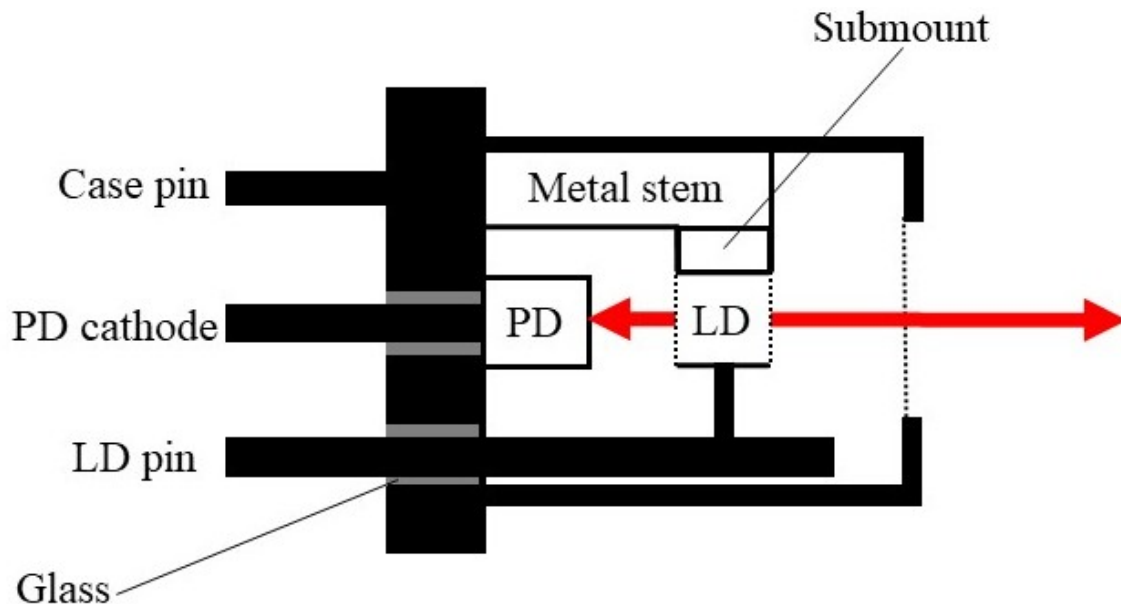


Fig. 2.9 Schematic of laser package of FP-LD.

PD を内蔵させるにはレーザー光出射面を斜めにし, LD に隣接する形で PD を搭載することで, レーザー光の一部を PD に反射させる構造となる. TO-CAN は低価格を重視したパッケージタイプだが, PD を搭載した VCSEL のパッケージは, PD を搭載するための特殊な設計の分だけ価格が高くなる欠点がある. また, VCSEL は光の閉じ込めが良く, 非常に低い電流値からレーザー発振するデバイスであるが, 静電気(ESD : Electro static discharge)に非常に弱いという欠点もある.

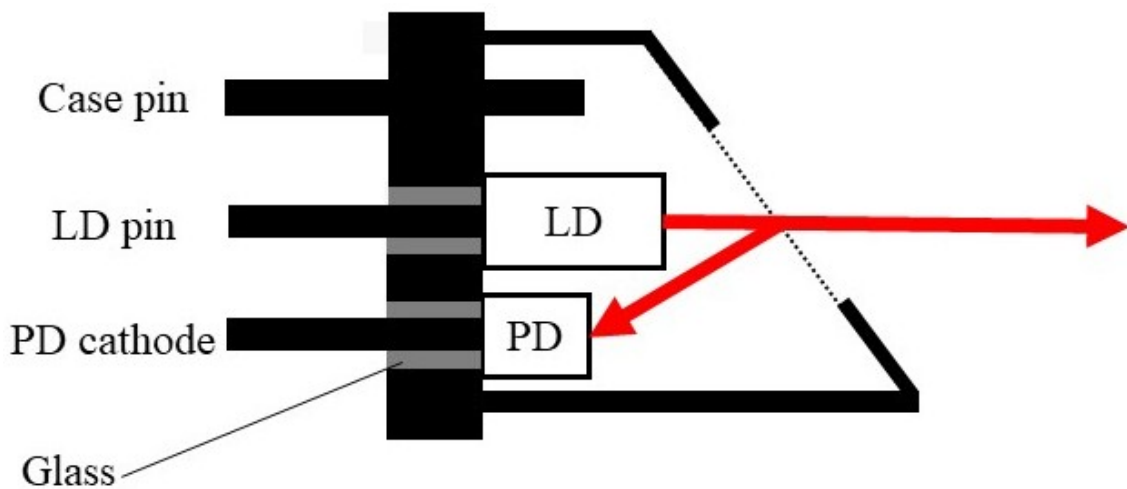


Fig. 2.10 Schematic of laser package of VCSEL.

## 参考文献

- (1) R. N. Hall, G. E. Fenner, J. D. Kingsley, T. J. Soltys, R. O. Carlson: “Coherent Light Emission From GaAs Junctions”, *Phys. Rev. Lett.* 9 p. 366 (1962)
- (2) H. Kroemer: “A proposed class of heterojunction injection lasers”, *Proc. IEEE* 51 p. 1782 (1963)
- (3) H. Soda, K. Iga, C. Kinoshita, Y. Suematsu: “GaInAsP/InP surface emitting injection lasers”, *Jpn. J. Appl. Phys.* 18 p. 2329 (1979)



## 第3章 自己結合効果と自己結合信号 を利用した距離測定の基本原則

1962年に初めて発振が確認された時<sup>(1)</sup>から、LDはレーザー出力光の一部が共振器に再注入されると光強度をわずかに増減させるノイズが生じる事が知られており、1980年にはレート方程式による戻り光ノイズの理論が報告された<sup>(2)</sup>。光ディスクシステム分野では、アイソレーターを用いたLDへの戻り光量を低減する手法が使われている。近年では、LDの戻り光ノイズが有するカオス性に着目した光カオスの研究<sup>(3)</sup>も行われており、カオス同期を原理とした光通信などの光情報処理分野に応用されている。また、戻り光ノイズによる光強度の増減を自己結合効果として利用する研究が始められた<sup>(4)</sup>。

本章では、自己結合効果の詳しい説明とそれを利用した距離測定の原理に基づいて述べ、自己結合レーザー距離センサの出力信号と重畳するノイズについて解説する。また、我々が製作した自己結合レーザー距離センサに使用したVCSELであるULM Photonics社(現 Philips Photonics社)のULM850-B2-PL-S46FZP(ULM850)について述べる。

### 3.1 自己結合効果

自己結合効果によるLDの端子電圧の変動を利用した距離測定センサの測定原理について説明する。Fig. 3.1はLDから放たれたレーザー光の一部がLD内部に戻るときに構成する複合共振器を示す。Fig. 3.1の振動波形は入射光と反射光が干渉して発生した定在波を示す。レーザー光をターゲットに照射すると、タ

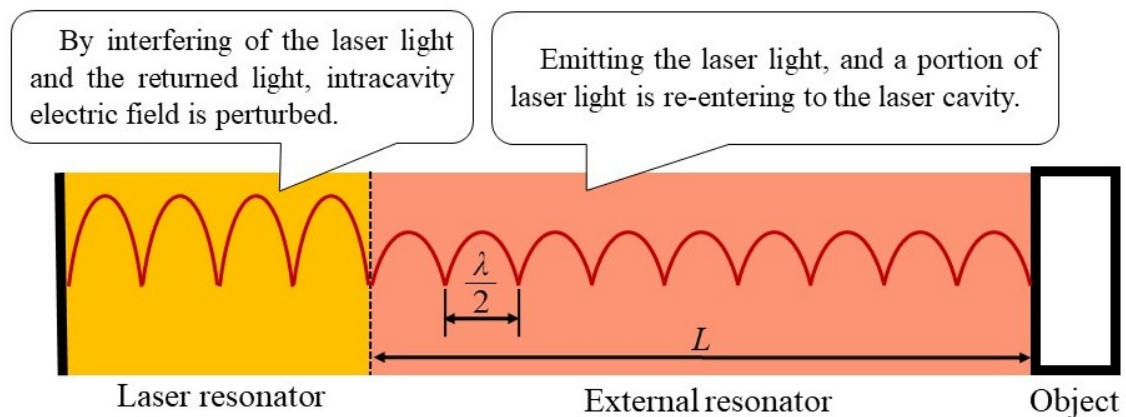


Fig. 3.1 Complex resonator model.

ターゲットの表面でレーザー光は反射する。この反射光の一部(戻り光)は、LD の照射口から LD の活性層へ入射し、戻り光は、活性層内部の光と干渉する。LD が活性層で光を増幅している時、活性層内で光の干渉が発生するため LD 内部の電界が乱され、LD の光強度が僅かに増減する。この増減分の事を戻り光ノイズと言う。自己結合効果とは、戻り光ノイズのうち、LD 照射口からターゲットまでの距離に関して発生する信号の中で、距離に関する信号の事である。LD 光をターゲットに照射し、LD の活性層へ戻り光を入射する構造は、光共振器の構造と類似している。従って、LD 照射口からターゲットまでの空間を共振器(外部共振器)と見立てたとき、式(3.1)を満たす条件下で光強度の増減作用は最大となる。

$$L = \frac{\lambda}{2} n \quad (3.1)$$

ここで、 $L$  は LD 外部にできる外部共振器長、 $\lambda$  は LD の発振波長、 $n$  は定在波の数を表す。LD 共振器内部の干渉光は、LD が持つ光の増幅作用の影響を受けるので、外部共振器の干渉光より大きい。実際の戻り光の強度が極めて僅かであっても、自己結合効果による LD の端子電圧の変動は発生する。

通常、様々なレーザー計測装置では、光の信号を電気信号に変換する為に PD を用いる。一方、LD 中へターゲットからの戻り光を再注入して自己結合効果を

発生させると、自己結合効果により生じた光強度の変動に伴ったレーザー端子電圧に僅かな変動が生じる。従って、レーザー端子電圧の変動を検出することで、PD を使用しないで、距離測定を実現できる。VCSEL と PD を同時にパッケージするとコストが高くなる問題は、PD で光検出をする代わりにレーザー端子電圧の変動を検出する事で解決できる。また、この方法は、信号検出の精度が PD の特性に左右されない利点もある。

### 3.2 静止物体に対する自己結合効果を利用した距離測定

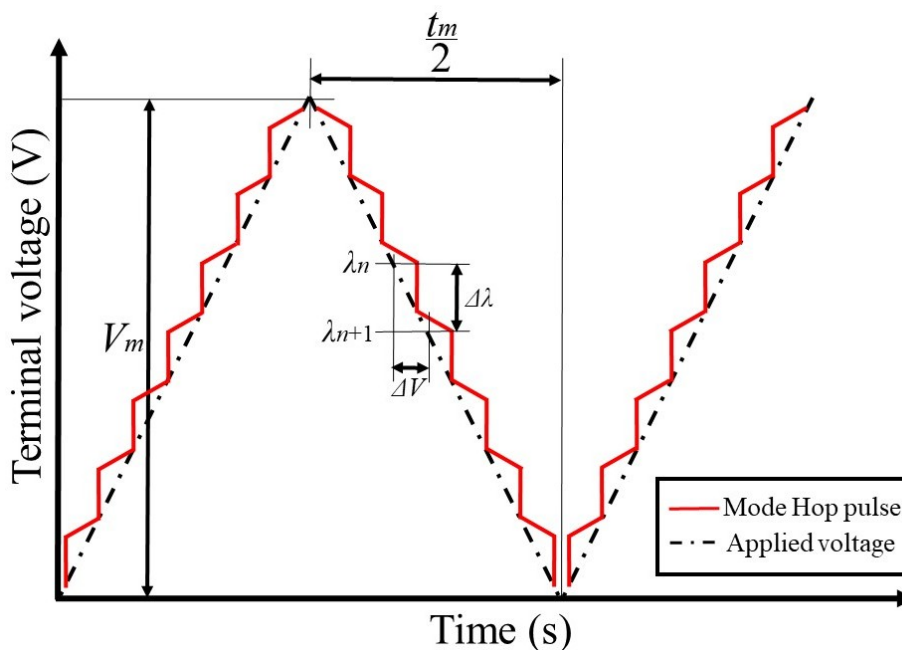


Fig. 3.2 Voltage waveform modulated with triangular wave.

VCSEL の共振器長は、印加電圧の大きさや気温の高さに応じて変化する。この共振器の変化に伴って、VCSEL の発振波長は変化する。また、同一縦モードにおける VCSEL の発振波長は、印加電圧の大きさに対してほぼ比例的に変化する。この為、VCSEL の印加電圧を用いて LD 駆動電流を変調すれば、VCSEL の発振波

長は VCSEL 印加電圧を用いて変調できる.

三角波駆動電流で光出力を三角波変調した VCSEL のレーザー光をターゲットに照射し, 戻り光が VCSEL の活性層に入射した際に得られる VCSEL 端子電圧の変動の模式図を, Fig. 3.2 に示す. VCSEL の印加電圧を一定の割合で変化させた場合, 式(3.1)の条件が周期的に満たされるため, VCSEL の光強度は周期的に増減する. 光強度が周期的に増減する事により, VCSEL に印加した三角波電圧に, 階段状の信号が重畳する. この信号をモードホップパルス(MHP)と呼ぶ.

駆動電流の変化に対する発振波長の変化が比例的であるとした場合, 変調電圧の振幅を  $V_m$ , VCSEL の出力ミラーからターゲットまでの距離を  $L$  とすると, 共振条件を満たす隣り合った端子電圧の発振波長の差  $\Delta\lambda$  は式(3.2)となる.

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2L} = \frac{2L}{n^2} \quad (3.2)$$

変調効率  $d\lambda/dV$  と  $\Delta\lambda/\Delta V$  は等しいとした時, 変調効率  $d\lambda/dV$  は

$$\frac{d\lambda}{dV} = \frac{\Delta\lambda}{\Delta V} = \frac{2L}{n^2} \frac{1}{\Delta V} \quad (3.3)$$

と表現できる. また, MHP 周波数を  $F$ , 変調周期を  $t_m$  とした時,  $t_m/2$  の時間中に共振条件を満たす回数  $N$  は式(3.4)によって得られる.

$$N = \frac{V_m}{\Delta V} = \frac{t_m}{2} F \quad (3.4)$$

式(3.4)を MHP 周波数  $F$  についてまとめると,  $F$  は

$$F = \frac{V_m}{\Delta V} \frac{2}{t_m} \quad (3.5)$$

とすることができる。また、変調周波数  $f_m$  は変調周期  $t_m$  の逆数によって求められる。従って、式(3.5)を式(3.6)で表現できる。

$$F = 2f_m \frac{V_m}{\Delta V} = f_m V_m \frac{n^2}{L} \frac{d\lambda}{dV} \quad (3.6)$$

同じ縦モードにおいて、VCSEL 駆動電流と VCSEL の発振波長はほぼ比例関係にある。また、VCSEL 駆動電流を三角波変調する事で印加電圧も三角波変調される。従って、式(3.1)と併せて、式(3.6)を

$$F = \left( 4f_m I_m \frac{1}{\lambda^2} \frac{d\lambda}{dI} \right) L \quad (3.7)$$

と表現する事ができる。 $I_m$  は変調電流振幅、 $d\lambda/dI$  は電流変調効率である。従って、MHP 周波数  $F$  は距離  $L$  に対して比例的に変化する事が分かる。ここで得られる MHP 周波数  $F$  は、変調信号の 1 周期の間に発生する全ての MHP の周波数の平均値を表す。ターゲットが静止している条件の下、三角波電流によって VCSEL を駆動させた場合、全ての MHP のパルス幅は等しい。そのため、MHP の平均周波数を求める必要はない。一方、正弦波電流で VCSEL を駆動させた場合、正弦波の傾きは時間経過とともに変化するので、MHP のパルス幅は変調信号の 1 周期の間に変化する。そのため、正弦波電流で VCSEL を駆動させた時に正確な MHP 周波数を測定するためには、変調信号の 1 周期の間に発生する全ての MHP の解析が必要となる。

距離分解能は MHP の 1 つ分の長さに相当する。Fig. 3.3 は距離分解能について示した概略図である。一定の長さの外部共振器  $L$  において、定在波の数が 1 だけ変化するという事は、式(3.1)における  $n$  が 1 だけ変化する発振波長  $\lambda$  の変化があった事を意味する。言い換えれば、共振条件 1 回分(MHP1 つ分)の波長変化が生じた事を意味する。発振波長の最大変化幅は LD 駆動電流の振幅値によって決

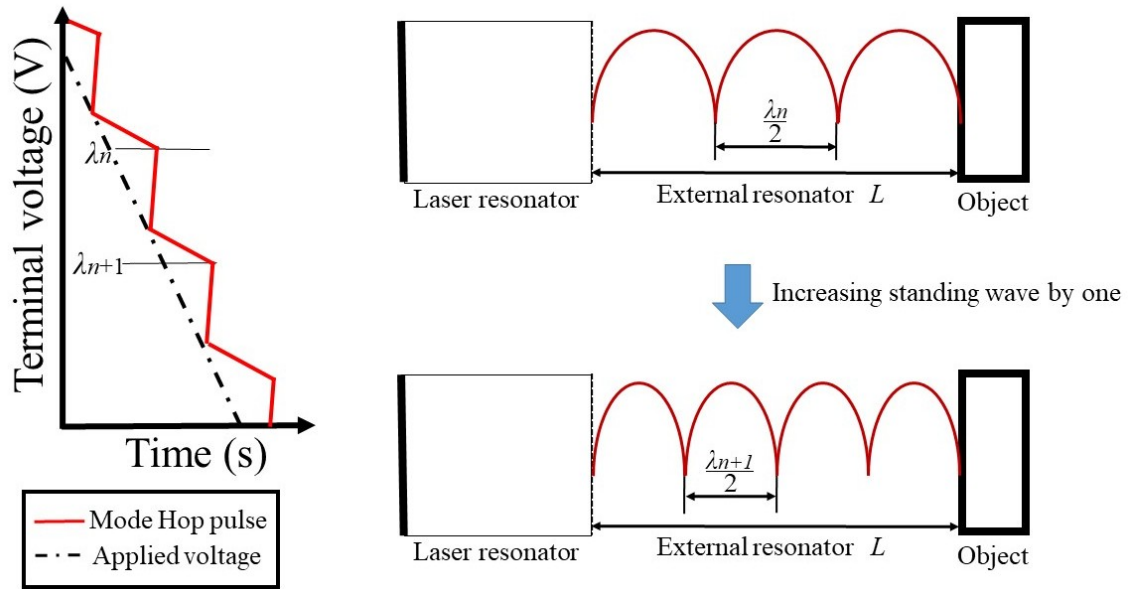


Fig. 3.3 Schematic of distance resolution

まっているので、LD 駆動電流値が最大である時の発振波長を  $\lambda_1$ 、最小である時の発振波長を  $\lambda_2$  とした時、 $\lambda_1$  と  $\lambda_2$  の間で発生する MHP の数  $N_{\text{MHP}}$  は

$$N_{\text{MHP}} = \frac{2L}{\lambda_2} - \frac{2L}{\lambda_1} = 2L \left( \frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) \quad (3.8)$$

で求められる。 $N_{\text{MHP}}+1$  分の長さ(距離分解能)を  $\Delta L$  とすると、式(3.8)より、

$$\Delta L = \left| \frac{L}{N_{\text{MHP}}} \right| = \left| \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} \right| \quad (3.9)$$

が成り立つ。従って、印加電圧幅を大きくして LD 駆動電流の振幅値を大きくするほど、距離分解能は向上する。

一方、自己結合レーザー距離センサは干渉を利用するので、最大測定可能距離が使用する VCSEL のコヒーレンス長によって制限される。コヒーレンス長は

式(3.10)によって得られる。ここで、 $L_c$  は空間的コヒーレンス長<sup>(5)</sup>、 $\lambda$  は発振波長、 $\Delta\lambda_{hw}$  は半値幅である。半値幅とは、光強度のスペクトル分布において、最大光強度の半分の高さにおけるスペクトル幅の事である。空間的コヒーレンス長とは、空間的に離れた 2 点の光の干渉が観測され得る限界の長さである。2 つの光が干渉するためには、双方の光の位相が揃っている必要があり、空間的コヒーレンス長より長く離れるほど光の干渉が発生しにくくなる。実際には、戻り光強度が弱いと自己結合信号を観測できない事や、受信回路の周波数帯域特性によって信号が抑制される事もあるので、コヒーレンス長のみで最大測定可能距離が決定されることはない。

$$L_{coh} = \frac{\lambda^2}{\Delta\lambda_{hw}} \quad (3.10)$$

### 3.3 移動物体に対する自己結合効果を利用した距離測定

ターゲットもしくはセンサそのものが動く場合に得られる MHP について説明する。Fig. 3.4 のように、ターゲットとセンサとの間に相対速度差  $v$  が生じると、戻り光の位相はドップラーシフトする。ドップラーシフト周波数  $f_d$  は式(3.11)で与えられる。

$$f_d = \frac{2v \cos \theta}{\lambda} \quad (3.11)$$

印加電圧が大きくなるにつれて熱膨張によって VCSEL の共振器長は長くなるため、LD の発振波長は長くなり、印加電圧上昇時の定在波の数は減少する。反対に、印加電圧が小さくなるにつれて共振器長は短くなるので、LD の発振波長は短くなり、印加電圧下降時の定在波の数は増加する。前節で説明したように、

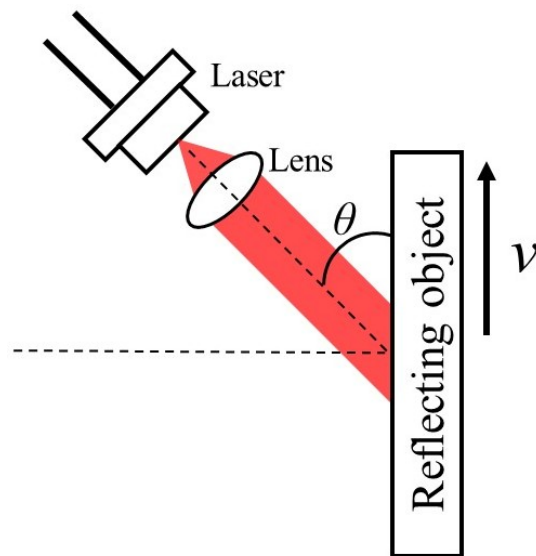


Fig. 3.4 Schematic of relative velocity difference  $v$ .

相対速度差  $v=0$  ならば全ての MHP のパルス幅が等しい。従って、印加電圧が最大の時と最小の時の定在波の数の差を MHP の数とすると、印加電圧上昇時の MHP の数と減少時の MHP の数は等しい。また、式(3.4)に示されるように、MHP の数は、変調信号の半周期の間に生じる MHP 周波数によって表現できる。つまり、MHP の数の変化に応じて、MHP 周波数も変化する。

Fig. 3.5 は、三角波変調において印加電圧の上昇時における定在波の変化の様子を示す。Fig. 3.6 は、反対に、印加電圧下降時における定在波の変化の様子を示す。Fig. 3.5 および Fig. 3.6 は共に、ターゲットとセンサとの間で、センサ方向への相対速度ベクトルが生じたときに観測できる定在波の変化を概略的に示す。距離  $L$  は一定とする。Fig. 3.5 から、ターゲットが静止しており、速度ベクトル  $v=0$  の条件下における、印加電圧の上昇時の MHP の数は 5 である。一方、センサに向かって速度ベクトルが生じる条件下では、電圧上昇後の距離  $L$  は速度ベクトルの分だけ短くなったかのように観測され、電圧上昇後の定在波の数が減少する。その結果、印加電圧の上昇時の MHP の数は、Fig. 3.5 より 6 となる。速度ベクトルがない状態と比較すると、MHP の数が多く、MHP 周波数が高い。



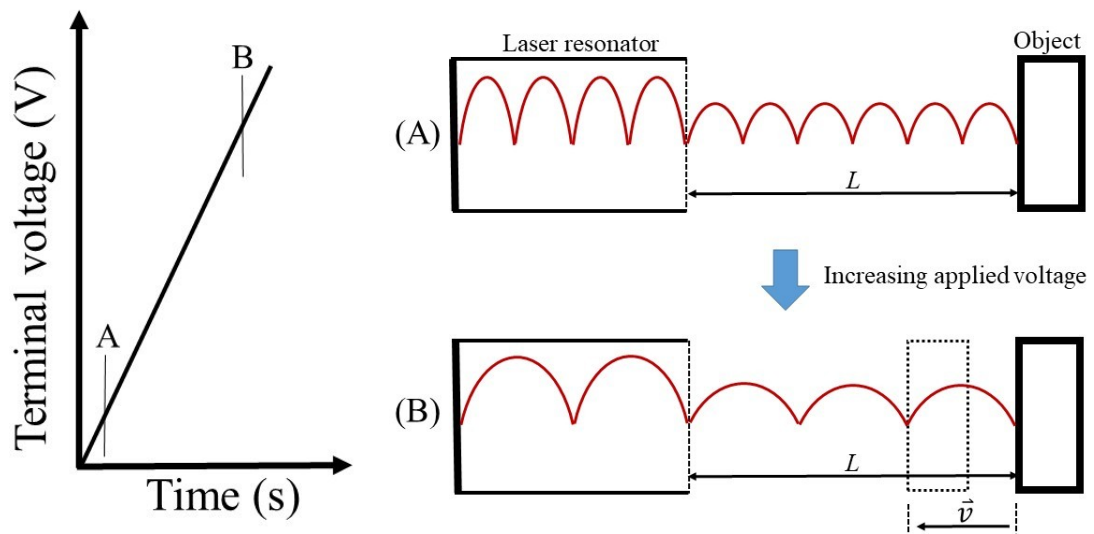


Fig. 3.5 Change of standing wave in increasing applied voltage when relative velocity vector occurs toward the sensor.

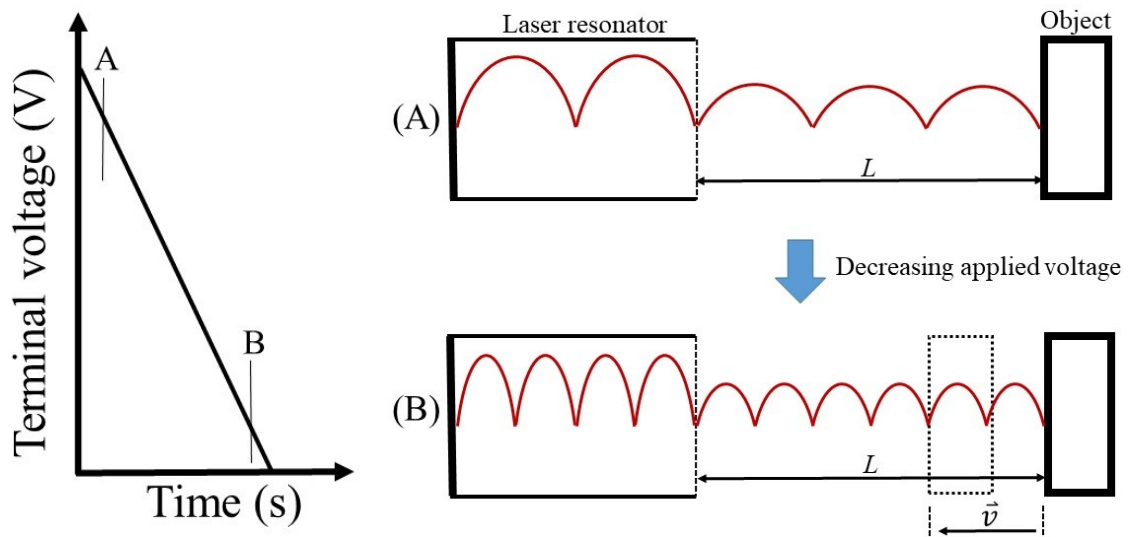


Fig. 3.6 Change of standing wave in decreasing applied voltage when relative velocity vector occurs toward the sensor.

Fig. 3.6 から、ターゲットが静止しており、速度ベクトル  $v=0$  の条件下における、印加電圧下降時の MHP の数は 5 である。Fig. 3.6 に示すように、センサに向かって速度ベクトルが生じる条件下では、電圧下降後の距離  $L$  は速度ベクトルの分だけ短くなったかのように観測され、MHP の数が減少する。その結果、印加電圧下降時の MHP の数は 3 になる。速度ベクトルがない状態と比較すると、MHP の数が少なくなる。つまり、電圧下降時の MHP 周波数は、速度ベクトルがある状態の方が低くなる。

センサから離れる方向に相対速度ベクトルが生じたときに観測できる定在波の変化を概略的に表したものを Fig. 3.7 および Fig. 3.8 に示す。Fig. 3.7 より、センサから離れる方向に速度ベクトルが生じる条件下では、電圧上昇後の距離  $L$  は速度ベクトルの分だけ長くなったかのように観測され、MHP の数が増加する。Fig. 3.7 では、印加電圧上昇後の定在波の数が 6 であり、MHP の数は 4 である。速度ベクトルが生じなければ、MHP の数は 5 であることから、この時観測される MHP 周波数は、速度ベクトルが生じない場合の MHP 周波数より低くなる。一方、Fig. 3.8 において、速度ベクトルが生じる条件下の印加電圧下降後の定在波の数は 12 であり、MHP の数は 7 なので、観測される MHP 周波数は速度ベクトルが生じない場合より高くなる。

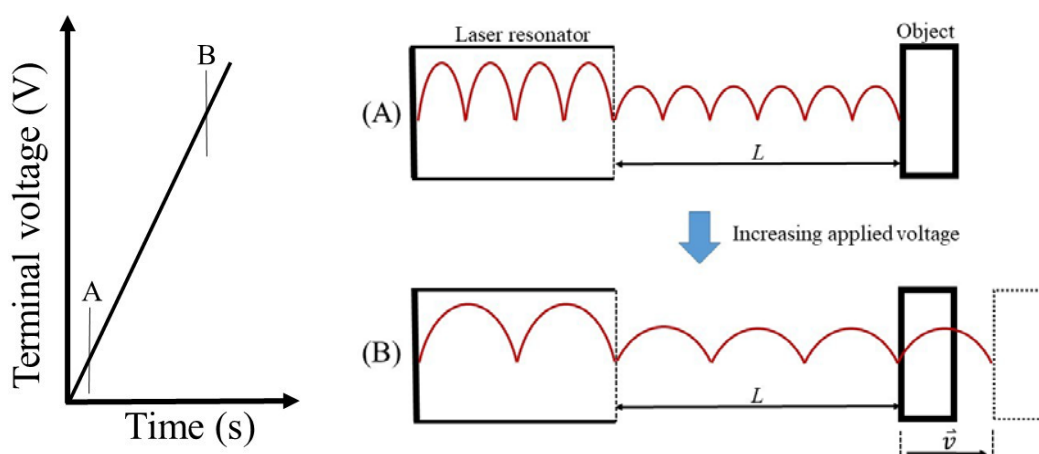


Fig. 3.7 Change of standing wave in increasing applied voltage when relative velocity vector occurs opposite to sensor.

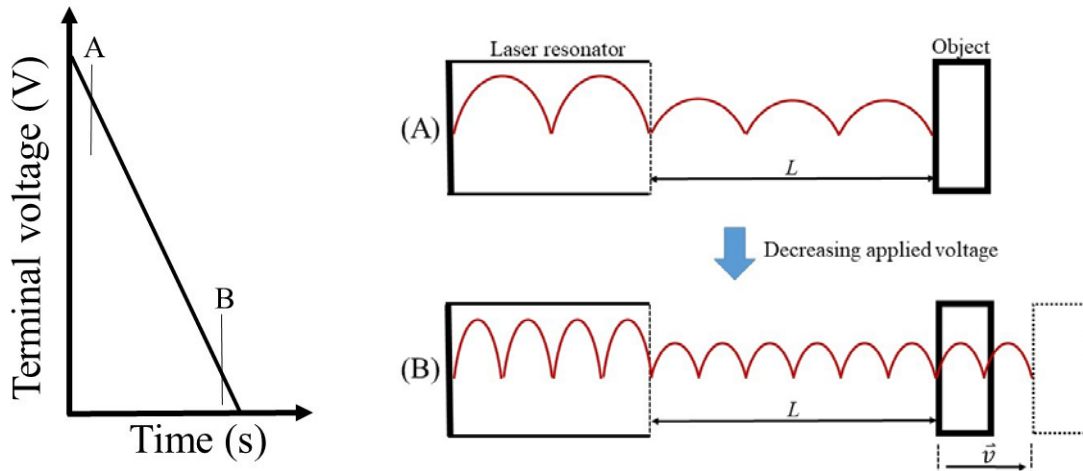


Fig. 3.8 Change of standing wave in decreasing applied voltage when relative velocity vector occurs opposite to sensor.

以上のことから、相対速度ベクトルが生じる条件下での MHP 周波数は変化する事が分かる。この MHP 周波数の変化分は、式(3.11)のドップラーシフト周波数  $f_d$  と等しい。VCSEL の発振波長は変調されているため、厳密には、電圧上昇時のドップラーシフト周波数  $f_d$  と電圧低下時のドップラーシフト周波数  $f_d$  は異なる。しかしながら、実際の三角波駆動電圧による LD 発振波長の波長変調幅は約 1nm であることから、2 つの  $f_d$  の値の差はほとんどない。つまり、電圧上昇時のドップラーシフト周波数  $f_d$  と電圧下降時のドップラーシフト周波数  $f_d$  との違いは正負符号だけなので、式(3.12)が成り立つ。

$$f_{up} = F \pm f_d, \quad f_{down} = F \mp f_d \quad (3.12)$$

$f_{up}$  は電圧上昇時に得られる MHP 周波数で、 $f_{down}$  は電圧減少時に得られる MHP 周波数である。変調信号の 1 周期の間に生じる全ての MHP 周波数の平均値が距離に比例するので、式(3.13)が得られる。

$$\frac{f_{up}+f_{down}}{2} = \frac{F \pm f_d + F \mp f_d}{2} = F \quad (3.13)$$

従って、相対速度差が発生していたとしても、 $f_{up}$  と  $f_{down}$  の平均値を求める事で、距離に比例する MHP 周波数  $F$  を得られる。

但し、 $f_{up}$  と  $f_{down}$  の正負符号の区別は、デジタル信号処理ではできないので、 $f_d$  は  $F$  より小さい必要がある事に注意しなければならない。厳密には、MHP 周波数  $F$  よりもドップラーシフト周波数  $f_d$  が高いとき、 $f_{up}$  または  $f_{down}$  の周波数が 0 以下の値を示すことがある。この時の周波数の事は負の MHP 周波数という。周波数は通常正負符号を持たない値であるので、デジタル信号処理上では「 $f_{up}$  または  $f_{down}$  の周波数が 0 まで低くなった後、反対に周波数が高くなった」と誤検出される。誤検出された値を式に代入しても MHP 周波数  $F$  は得られないので、負の MHP 周波数が生じた時、MHP 周波数のデジタル処理は行えない。

### 3.4 LD の選定基準および ULM850 の諸特性

自己結合レーザー距離センサとして使用する LD は、下記の 4 点に基づいて選定する。

1. 発振波長(ビーム縦モード)の単一性
2. レーザー光強度の大きさ
3. 駆動電流に対する発振波長の変化の線形性および傾きの大きさ
4. 波長スペクトルの半値幅

ビームモードとは、レーザー光の形状や光強度分布の事である。特に、レーザー共振器の共振モードの事を縦モードと呼ぶ。また、複数の共振モードを有す

る縦モードの事をマルチモード発振と呼び、1つの共振モードのみを有する縦モードの事をシングルモード発振と呼ぶ。

Fig. 3.9 はマルチモード発振の波長スペクトルの例である。マルチモード発振は、異なる複数の波長の光が合成された状態である。レーザー光強度は、レーザー光に含まれる全ての波長スペクトル強度の総和なので、マルチモード発振するLDの光強度は高い。しかしながら、自己結合効果は発振波長ごとに発生するので、発振波長当たりの自己結合信号の大きさが小さくなる。また、MHPも発振波長ごとに発生する。さらに、駆動電流を大きくするほど、レーザー共振器の長さは熱膨張によって増大する。共振器長が長くなるほど、LDの中心波長の共振モードも長くなる。言い換えれば、共振器長が長いほうが、長い波長の光を発振しやすい。一方で、長い波長の光を発生させやすくなる代わりに、短い波長の光が発振できなくなる。その結果、長波長のスペクトル強度が、LDの中心波長の共振モードよりも高くなり、LDの発振波長が急激に変化する事がある。この現象をモードホッピングという。

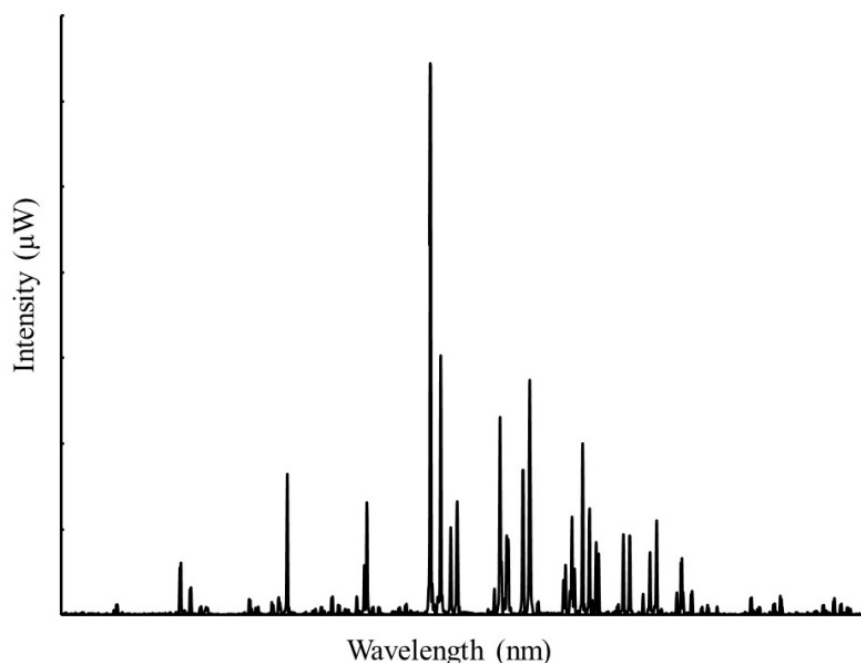


Fig. 3.9 Example of multi mode oscillation.

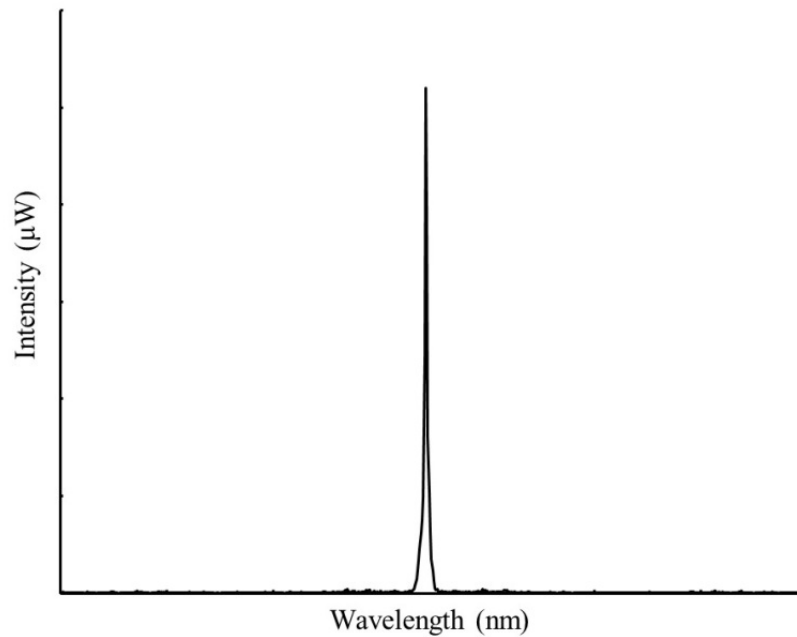


Fig. 3.10 Example of single mode oscillation.

Fig. 3.10 はシングルモード発振の波長スペクトルの例である。シングルモード発振は、レーザー光の波長が1つしかない状態である。レーザー光強度の高さが1つの共振モードで決まるので、レーザー光強度は大きくない。特に、VCSELは共振器長が短く、活性層も薄いので、高強度の光を発生させる事が困難である。これに対し、共振モードが1つしかないので、自己結合信号はマルチモードで発振するレーザーより大きい。前節で示した高次高調波を考慮しなければ、MHPは1つの発振波長分だけ得られる。さらに、VCSELは共振器長が短いので、モードホップが発生しにくい。

自己結合信号はレーザー光と戻り光との干渉によって得られる。LD自体の光強度が小さい場合、戻り光の光強度が小さく、自己結合信号も小さい。また、最大レーザー光強度の約1%よりも小さな強度の戻り光では、自己結合信号を確認できない。また、自己結合レーザー距離センサの発振波長は、駆動電流の大きさに対して線形的に変化してなければならない。線形性が損なわれるほど、距離測定誤差は大きくなる。特に、モードホップが生じる駆動電流値でLDを使用し

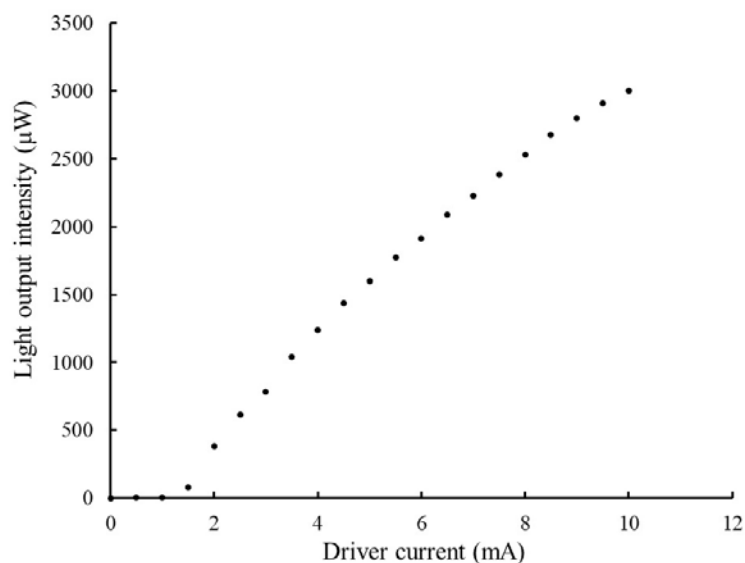


Fig. 3.11 Static characteristic of ULM850.

てはならない. 加えて, 発振波長の傾き(変調効率)が大きいほど, 距離分解能を向上できる. その他, 1 つの発振波長ごとの戻り光強度が低下するので, LD は単一波長(単一モード)で発振させなければならない. さらに, 自己結合レーザー距離センサの最大測定可能距離は使用する LD のコヒーレンス長によって制限される. コヒーレンス長は発振波長の半値幅が狭いほど長くなるので, 発振波長の半値幅が狭いほど自己結合レーザー距離センサに適している.

Fig. 3.11 は ULM850 の静特性である. ULM850 は PD を内蔵せず, 偏光状態は円偏光であり, 単一モードのレーザー光を発振する VCSEL である. 閾値電流値は 1.5mA と非常に小さい. ピンコードは第 2 章の Fig. 2.6(d)で示したタイプである. また, 駆動電流が 4mA の時の光強度は 1.24mW となっており, 小さな駆動電流で高い光出力が得る事ができる. 駆動回路の設計は高い光出力を得られる電流値で行うことが望ましい. 但し, ULM850 のレーザークラスはクラス 3B である. 反射光の観察は通常安全であるが, 直接ビームを観察する事や, 皮膚への照射には危険が伴うので注意しなければならない.

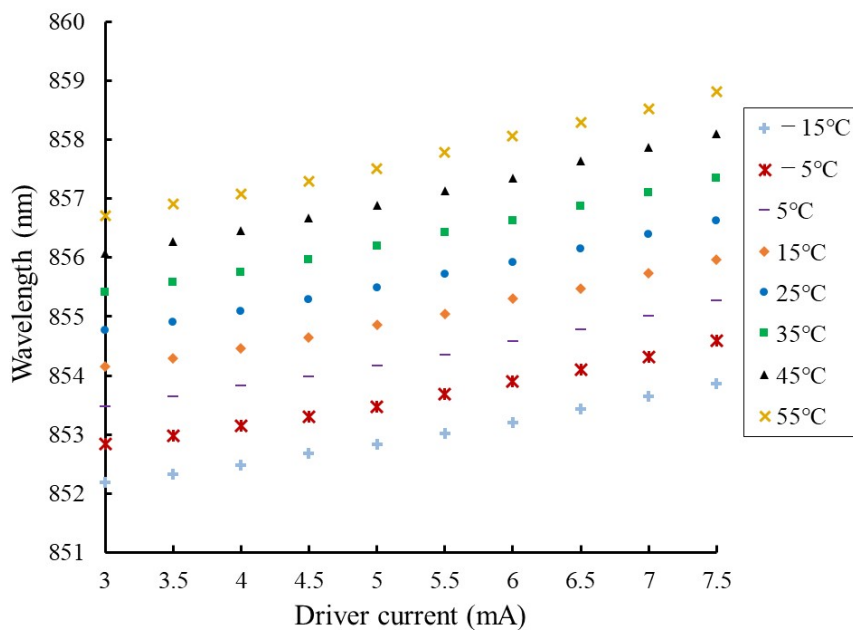


Fig. 3.12 Wavelength vs. driver current of ULM850.

自己結合効果を応用した測定では、使用する VCSEL の発振波長特性が計測精度に影響を与える。Fig. 3.12 は ULM850 の駆動電流に対する発振波長の変化を示したものである。測定には ADVANTEST 社製 Q8347 光スペクトルアナライザを使用した。Q8347 はマイケルソン干渉計方式で、850nm 帯で最高分解能 3pm の光スペクトルアナライザである。また、周囲温度を一定にして測定をするため、タバイ製恒温層 PL-2G(W)を使用した。共振器の長さの僅かな変化によって、LD の発振波長は変化するので、温度変化による共振器長の収縮及び膨張に応じて、LD の発振波長が大きく変わる。距離測定時、温度変化に起因して生じる測定誤差を抑えるため、温度変化があっても変調効率が大きく変わらない電流値を選定する必要がある。また、変調幅が大きすぎると線形性が損なわれてしまう。温度変化に対する変調効率の変化は、波長特性の測定の段階で判断できるが、距離測定に支障をきたすほど線形性が損なわれる変調幅の判断は難しい。従って、実際の駆動電流の最適値の選定は、異なる駆動電流値の自己結合レーザー距離



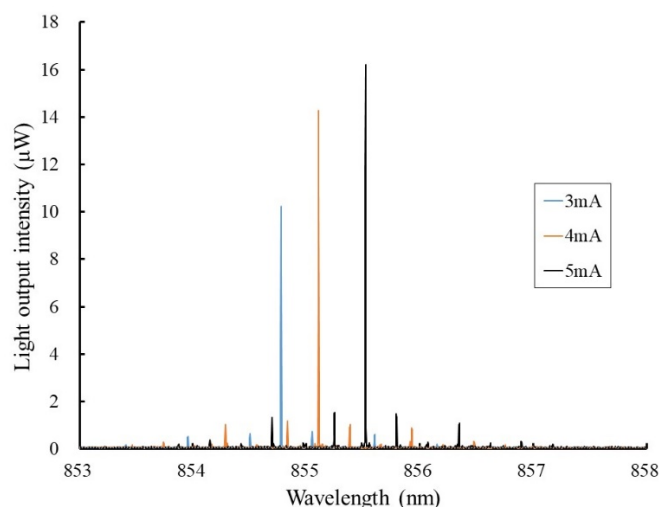


Fig. 3.13 Wavelength characteristic of ULM850 (under the temperature of 25 °C).

センサを複数試作して検証しなければならない。

Fig. 3.13 は周囲温度 25°Cにおける ULM850 の発振波長特性である。どの駆動電流値においても、ULM850 はサイドモード(2 番目に高い光出力の大きさの発振波長スペクトル)はピーク波長の光出力に対して約 1/8 以下の大きさとなっており、単色性が良いことがわかる。また、ULM850 の半値幅の最小値は 3pm 未満だと推測できるが、使用した光スペクトルアナライザの波長分解能が 3pm の為、半値幅の正確な測定は光スペクトルアナライザでは求められなかった。

### 3.5 センサの出力信号と重畳ノイズ

自己結合レーザー距離センサの出力信号は、MHP 以外に多くのノイズ成分を有する。出力信号が有するノイズ成分は、センサの回路が潜在的に発生させているホワイトガウスノイズと MHP に対する高調波成分に大別できる。Fig. 3.13(a)は自己結合レーザー距離センサの出力電圧波形の例である。使用したターゲットは 3M 社製スコッチライト反射シート 4090 シリーズの白を使用した。

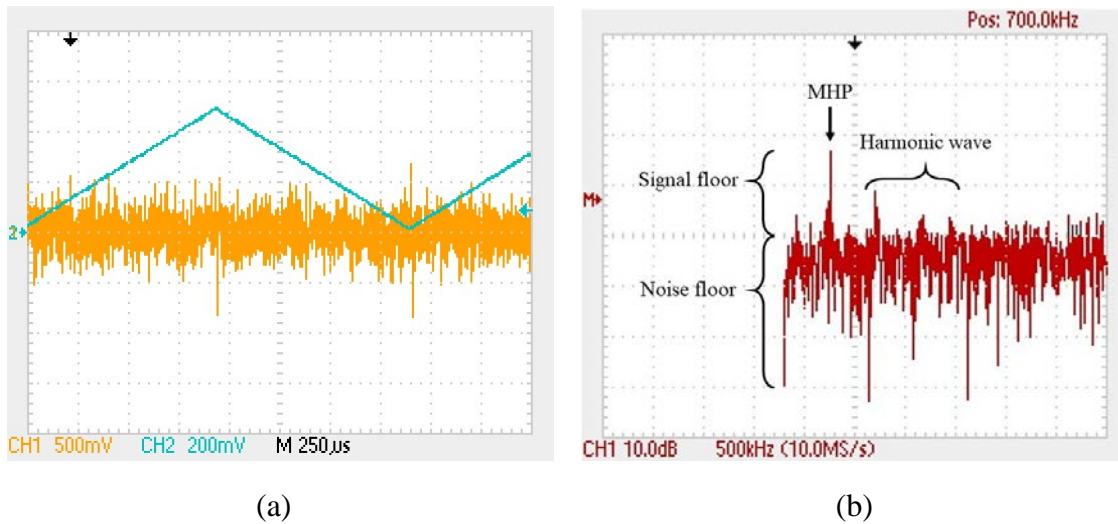


Fig. 3.14 MHP measurement results. (a) MHP signal of VCSEL terminal voltage. (b) FFT analysis result of VCSEL terminal voltage.

この反射シートは精密なフルキューブコーナー反射素子を使用したプリズムタイプの反射シートで、三面体キューブを使用した一般的なプリズムシートよりも優れた視認性を得ることができる。大きさは縦 20mm×横 17mm である。Fig. 3.14(a)の三角波はファンクションジェネレータ(FG)から出力した変調用の三角波電圧波形であり、黄色の電圧波形がセンサの出力電圧波形である。VCSELの端子電圧の変動から得られる MHP の電圧振幅は、増幅回路を介さなければ 0.1mV 程度しかない。そのため、受信回路は非常に大きな増幅利得を持つ回路を設計しなければならない。また、MHP 周波数が距離に比例して変化する事から、受信回路の通過帯域幅は広くなければならない。その結果、受信回路の通過帯域幅にわたって生じる回路ノイズの成分は、無視できないほど大きく増幅されてしまう。また、Fig. 3.14(a)では、三角波電圧が極値になる時、出力電圧に大きなノイズ成分が発生している事が確認できる。このノイズ成分は三角波が持つ高調波成分である。出力信号の信号処理を行う際、三角波の高調波成分を取り込むと正しい信号処理が実行できない。

Fig. 3.14(b)は出力電圧波形を高速フーリエ変換(FFT)した結果の例である。Fig. 3.14(a)と同様に、反射シートを使用して測定した。高強度の戻り光が VCSEL に入射すると、MHP に対する高次高調波が発生する<sup>(6)</sup>。高次高調波の信号強度は戻り光強度に依存するが、VCSEL の端子電圧から観測される高調波信号の強度は小さい。そのためターゲットの反射率が極端に高くない限り、第2次より高い次数の高調波の信号は観測できない程小さい。

## 参考文献

- (1) R. N. Hall, G. E. Fenner, J. D. Kingsley, T. J. Soltys, R. O. Carlson: “Coherent Light Emission From GaAs Junctions”, *Phys. Rev. Lett.* 9 p. 366 (1962)
- (2) R. Lang, K. Kobayashi: “External optical feedback effects on semiconductor injection laser properties”, *IEEEJ, Quantum Electronics* 16 p. 347 (1980)
- (3) J. Ohtsubo: “Synchronization of Optical Chaos and its Applications to Secure Communications”, *Proc. Optics Japan 2000* p. 63 (2000)
- (4) 坂本明紀, 津田紀生, 山田諄: “面発光レーザを用いた自己結合型距離計の特性”, *電気学会論文誌 C* 126 p. 1454 (2006)
- (5) 稲葉文男, 吉川省吾, 堀田和明, 茅根直樹, 小林喬郎, 藤井陽一: “レーザー工学入門”, 電子情報通信学会 (1997)
- (6) S. Shinohara, A. Mochizuki, H. Yoshida, M. Sumi: “Laser Doppler velocimeter using the self-mixing effect of a semiconductor laser diode”, *Appl. Opt.* 25 p. 1416 (1986)

## 第4章 VCSEL 端子電圧の変動を利用した距離測定の精度

ターゲットからの散乱光の一部が VCSEL の活性層内に戻ると、VCSEL の発振波長や端子電圧が変化する。この端子電圧の僅かな変化を自己結合信号として LD 駆動用の三角波電圧波形から取り出せれば、距離測定を行うことが可能である。これにより、PD を搭載していない VCSEL でも距離測定ができる。しかしながら、端子電圧型自己結合レーザー距離センサの距離測定の精度に関する報告はほとんどない。

本章では、端子電圧型レーザー距離センサの測定精度に関して説明する。まず、センサ回路の基本構成と駆動電流の電流振幅値の選定について述べたのち、実際に VCSEL の端子電圧の変動から MHP を検出して検証した距離測定精度、特に理論値と測定値との誤差および測定値のばらつきについて報告する。距離に対する MHP 周波数の測定結果、戻り光量が少ない状態における測定精度の変化および角度依存性について、測定結果を示す。

### 4.1 基本回路構成および測定システム

Fig. 4.1 は端子電圧型自己結合レーザー距離センサの距離測定精度を検証するために構成した測定システムの概略図である。使用したレンズはシグマ光機株式会社製の SLB-20B-20PM で、直径 20.0 mm、焦点距離 21.2 mm の両凸レンズである。レンズとレーザーとの間の間隔は調節でき、測定距離に応じてレーザー光をターゲットに集光できる。ターゲットに反射シートを使用した実験ではレーザー光を平行ビームに調整しており、反射シート以外のものをターゲットに

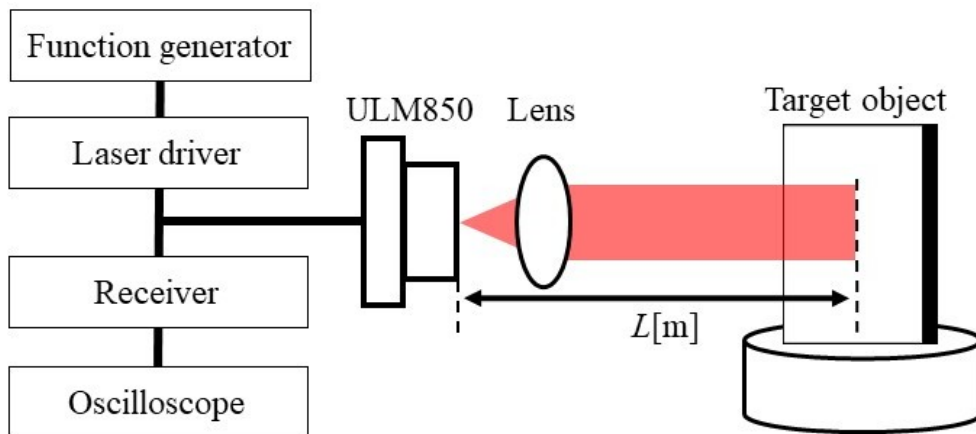


Fig. 4.1 Schematic of sensor circuit and measurement system

使った実験では、ターゲットにレーザー光を集光した。上記のレンズで調節できる平行ビームはビーム径が約 6mm と大きく、照射面積あたりの戻り光強度が小さい。そのため、反射シートを使用しない限り、今回の実験条件では、平行ビームの径が大きく反射戻り光量が少ない為、測定は難しかった。使用した反射シートは第 3.5 節で使用した 3M 社製スコッチライト反射シート 4090 シリーズの白である。ファンクションジェネレータ (FG) は周波数 1.5kHz、電圧振幅 500mVpp の三角波を LD 駆動回路に入力し、レーザー駆動回路は三角波の中心電流が約 5.4mA の三角波電流を ULM850 に入力する。第 3 章で説明したように、振幅値は端子電圧型自己結合レーザー距離センサの測定精度を決定づける重要な項目なので、三角波電流の振幅値は第 4.2 節で述べる。

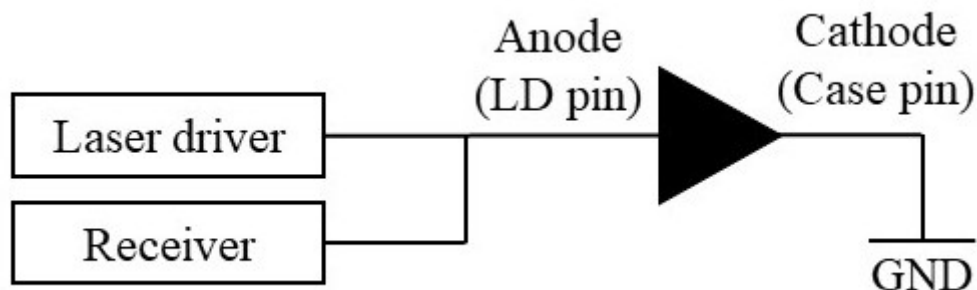


Fig. 4.2 Connection point of Receiver.

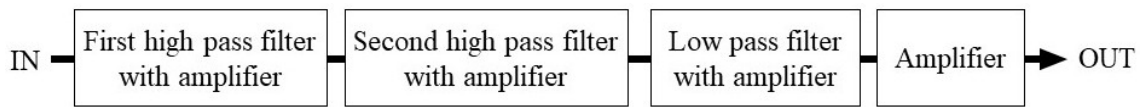


Fig. 4.3 Block design of receiver.

端子電圧型自己結合レーザー距離センサは自己結合効果による LD の端子電圧の変動から MHP を検出するため, Fig. 4.2 に示すように, 受信回路の入力端子は LD 駆動回路と ULM850 のアノードピンとの間に接続されている. このとき受信回路に入力される信号は直流成分, 三角波成分, MHP 信号成分, MHP の高次高調波成分, ホワイトガウスノイズ<sup>(1)</sup>が混在した電圧波形である. 受信回路に入力する波形の形状としては, Fig. 3.2 の MHP 波形とほぼ同じである.

Fig. 4.3 は受信回路の基本構成を示したブロック図である. MHP の電圧振幅は約 0.1mV なので, 非常に大きな増幅利得を有する回路を設計しなければならない. ホワイトガウスノイズは, あらゆる周波数成分の信号を全て同じ強度で持つノイズ成分である. 第 3.5 節で説明したように, 自己結合レーザー距離センサにおいてこの信号は, センサの回路から潜在的に発生するノイズである. 受信回路の総増幅利得が非常に大きいので, 元々非常に微小な回路ノイズが, 無視できない程に増幅して表れている. 加えて, MHP を検出するためには, 直流成分と三角波成分を除去及び高周波信号とホワイトガウスノイズの抑制が可能な回路が不可欠である. さらに, 式(3.7)で示されるように, MHP 周波数  $F$  は距離  $L$  に対して比例的に変化するので, 多段増幅広帯域バンドパスフィルタ回路を受信回路として設計した. 距離測定精度の検証のために設計した受信回路の総増幅利得は約 83dB である. また, フィルタ回路の周波数帯域幅の下限は 200kHz で, 上限は 6.5MHz である. 受信回路の出力電圧に含まれる信号は, オシロスコープの高速フーリエ変換機能(FFT)によって解析した. ターゲットは回転ステージに固定し, レーザー光の照射角度依存性の測定も行った.

## 4.2 三角波電流の振幅値

第 3 章で説明したように、自己結合レーザー距離センサは三角波電流で駆動した LD の駆動電流の大きさを決定する時に考慮しなければならない事は、「周囲温度の変化があっても変調効率の傾きに影響しない」、「高いレーザー光強度」そして「駆動電流の振幅値」である。特に、式(3.9)に示されるように、共振条件を満たす回数が増えて距離分解能が向上するので、駆動電流の振幅値の大きさは、自己結合レーザー距離センサの距離分解能を左右する。Fig. 4.4 は三角波電流の振幅値に対する距離の測定誤差の変化を示したグラフである。10cm から 80cm までの距離測定を、三角波電流の振幅値を変えて行った。

この測定に使用したターゲットは反射シートである。三角波電流の振幅値を大きくするほど LD の発振波長の変化が大きくなるので、変調信号の 1 周期の間に発生する自己結合効果の回数を増加させることができる。式(3.9)で示されるように、距離分解能は MHP 1 つ分の長さに等しく、共振条件を満たす回数が多いほど MHP のパルス幅が短くなり、MHP の数は多くなる。従って三角波電流の

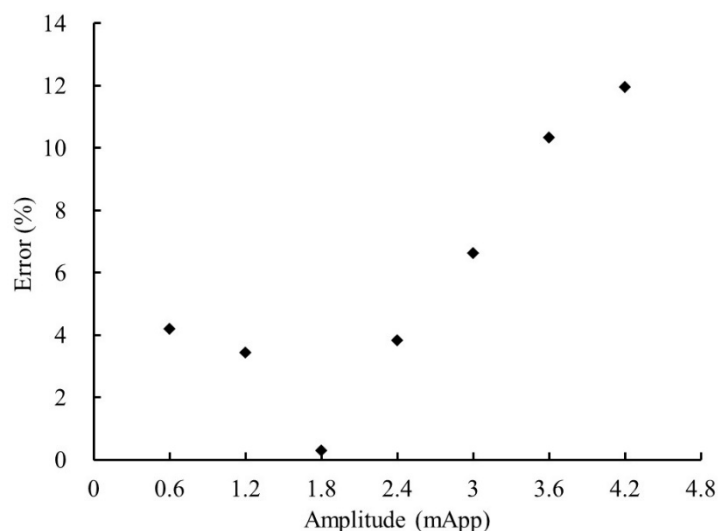


Fig. 4.4 Driver current amplitude vs. measurement error.



振幅値を大きくするほど距離分解能を向上させる事ができる。しかしながら、Fig. 3.11 に示されるように、LD 駆動電流を線形的に変化させた時、LD の発振波長は僅かに曲線的に変化する。電流振幅値が小さい場合、共振条件を満たす回数が少なくなり MHP の数も減るため、分解能が悪くなり誤差が大きくなる。一方、Fig. 3.9 で示したように、駆動電流振幅値がある程度大きくなった場合、駆動電流に対する波長変化の線形性が悪くなるため、誤差が逆に大きくなる。よって実際に測定を行うと、ある振幅値で一番誤差が小さくなる。Fig. 4.3 より、1.8mApp の電流振幅値で行った測定が最も誤差が小さく、電流振幅値として最適であることがわかった。このときの距離分解能は 0.49mm である。

一方、LD を三角波などで変調する時、変調周波数は距離分解能に関係しない。変調周波数を変化させても、変調信号の 1 周期以内に共振条件を満たす回数是不変であるためである。従って、変調周波数は、MHP が受信回路の周波数帯域幅の範囲内におさまるように設計した。

### 4.3 距離に対する MHP 信号に関する検証

様々なターゲットを用いて測定した、距離に対する MHP 周波数の変化の検証、および ND フィルタを使用した戻り光量減衰時の測定について示す。ターゲットとセンサとの間の実際の距離は、巻き尺を使用して測定した。測定各距離における測定は 5 回行っており、5 回分の測定値の平均を計算し、平均値と理論値との差から各距離の測定誤差を求めた。平均値と測定値との差を平均値で割ったものの絶対値をばらつき誤差とし、測定範囲のばらつき誤差を平均したものを平均ばらつき誤差とした。MHP 周波数の理論値は式(3.7)を用いて計算した。ここで、変調周波数  $f_m$  は 1.5kHz、三角波電流振幅  $I_m$  は 1.8 mApp、ULM850 の中心波長  $\lambda$  は 855nm、変調効率  $d\lambda/dI$  は 0.418nm/mA である。

白い上質紙をターゲットとして使用した距離測定の測定結果を Fig. 4.5 に示す。Fig. 4.5 より MHP 周波数は距離に対して比例的に変化していることが確認できる。従って、VCSEL の端子電圧の変化から MHP を検出することは可能である。平均誤差は約 0.56% で、測定距離が長くなっても、その誤差は約 1% 程度に抑えられた。ただし、測定距離が長くなるほど FFT の周波数分解能が大きくなるため、長い測定距離における誤差には比較的大きな読み取り誤差が含まれていると考えられる。誤差が最大となった距離は 50cm で、距離 50cm の時の測定誤差は 1.22% だった。距離に換算すれば 6mm の誤差が生じる事を意味するが、6mm の距離の変化を MHP 周波数に換算すると、約 40kHz に相当する。距離 50cm の時の FFT 解析の 1 目盛は 50kHz だった事から、FFT 解析のシステムが測定誤差の主な原因であると考えられる。今回の距離測定の誤差の原因に周期的に誤差の大きさが変化しているのは、測定距離が 40cm と 60cm の時に FFT 解析の測定レンジを変更したことによる系統誤差であると考えられる。平均ばらつき誤差は 0.11% となったが、FFT の測定レンジは 50kHz であり、ミリオーダーの長さの

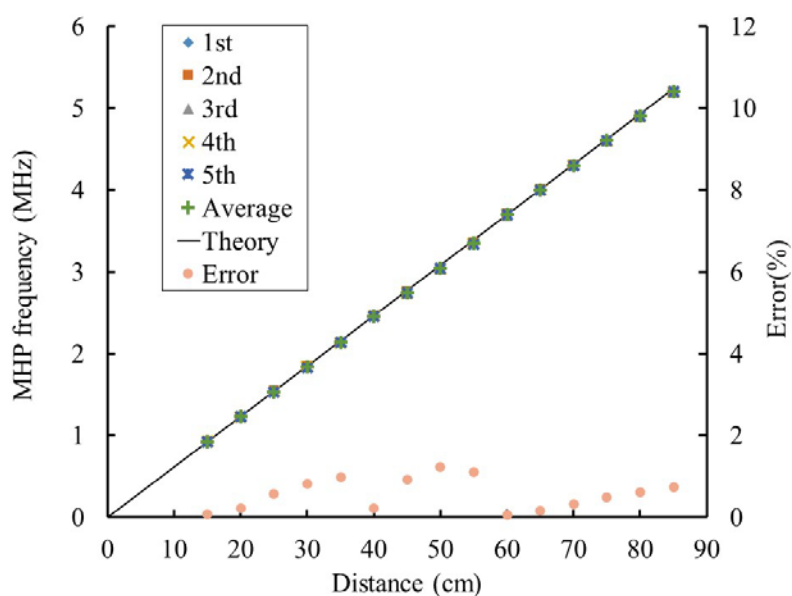


Fig. 4.5 Measurement result of MHP frequency (target : white sheet).

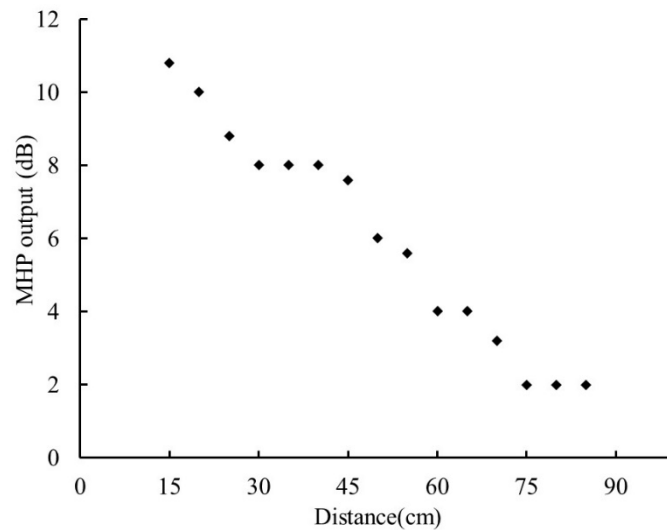


Fig. 4.6 MHP signal intensity.

ばらつきは, FFT のシステム上, 確認できなかった. また, 85cm まで測定可能であった.

Fig. 4.6 は距離に対する MHP 信号強度の測定結果である. MHP 信号強度は, Fig. 3.13(b)の信号フロアの大きさから判断した. MHP 信号強度の大きさは測定距離が長くなると小さくなっていく. 測定距離が長くなると戻り光量が小さくなるため, MHP 信号強度は小さくなる. 測定に使用したオシロスコープの FFT は振幅分解能が 2dB なので, 2dB より小さい MHP 信号電圧は検出できない.

ターゲットの上質紙を黒色に変えて距離測定を行った結果を Fig. 4.7 に示す. 黒紙の光の反射率は白紙より低い. Fig. 4.7 より, ターゲットを黒紙にした場合でも MHP 周波数が距離に対して比例して変化していることを確認できる. 平均誤差は約 0.31% で, 白紙を使用した測定の誤差と大きな違いはなかった. 一方で, 白紙と比較すると測定可能距離が短くなった. 他に, ターゲットの色を赤, 緑, 青とした場合の測定を行ったところ, 赤と緑は 65 cm, 青は 55 cm まで, 平均誤差は赤が 0.17%, 緑が 0.49%, 青が 0.19% となった. ULM850 の発振波長は 855 nm であるため, この波長から遠い波長の色では反射率が低く, 測定距離が短くなったと考えられる.

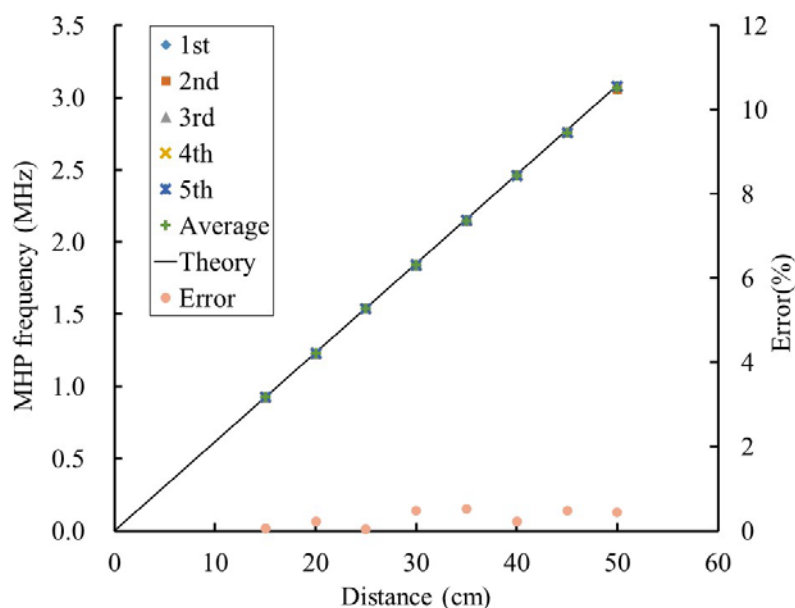


Fig. 4.7 Measurement result of MHP frequency (target : black sheet).

Table 4.1 は測定距離 15cm において、センサとターゲットとの間に ND フィルタを置き、戻り光強度を減衰させた場合の測定結果である。同様に、Table 4.2 は測定距離 55cm のものである。透過率 10%の ND フィルタをおいた場合、レーザー光の入射時と反射時にそれぞれ ND フィルタを通過するため、戻り光強度は 1/100 の大きさに減衰する。MHP 信号電圧もその減衰に伴って小さくなるはずである。しかし、ND フィルタを使用しない場合の MHP 信号電圧の大きさと比較すると、どの透過率においても戻り光強度の減衰ほど MHP 信号電圧は減衰しな

Table 4.1 MHP output and error in attenuating laser light (distance:15 cm)

Transmittance (%)	MHP output (dB)	Error (%)
100	10.0	0.06
70.0	8.00	0.06
50.0	7.20	0.06
10.0	4.00	0.06
7.00	3.60	0.06
5.00	2.00	0.06

Table 4.2. MHP output and error in attenuating laser light (distance:55 cm)

Transmittance (%)	MHP output (dB)	Error (%)
100	5.60	1.11
70.0	3.20	1.46
50.0	2.80	1.46
10.0	2.00	2.05
7.00	Unmeasurable	Unmeasurable
5.00	Unmeasurable	Unmeasurable

った。また、MHP 周波数の距離に対する誤差の大きさは、戻り光強度の減衰が大きくてもあまり変化しておらず、小さく抑えられている。よって、戻り光強度が低くても、それが一定以上あれば自己結合効果による距離測定が可能である事が分かった。レーザーの戻り光が VCSEL の活性層内に入って自己結合効果が発生すると、レーザー活性層内で干渉光が増幅され、実際の戻り光強度以上に光出力強度が変動する。従って、端子電圧型自己結合レーザー距離センサは比較的反射率の低いターゲットに対する距離測定も可能であると言える。

#### 4.4 角度依存性

Fig. 4.8 は白色の上質紙をターゲットとして測定した角度依存性の測定結果である。また、Fig. 4.9 は測定距離 15cm において、ターゲットに白、赤、緑、青、黒色の上質紙を用いた色ごとの角度依存性の測定結果である。レーザー光軸とターゲットとの間の角度が直角時の角度を 0 度とした。測定は前節までと同じく 5 回行い、その平均値と理論値とのずれを照射角度における誤差とした。

Fig. 4.8 より、どの測定距離においても、角度が大きくなると誤差は大きくなるが、その大きさは約 1% に抑えられた。しかしながら、ターゲットまでの距離が 70cm より遠いと、照射角度 60 度以上の測定はできなかった。これは照射角度が変化したことで戻り光量が少なくなり、誤差が大きくなったことが原因で

あると考えられる。特に距離 80cm では誤差の変化が顕著であり、60 度より大きな角度では MHP 信号を確認できなかった。

また Fig. 4.9 より、誤差は最大でも約 1%程度に抑えられていることが確認できる。しかし、角度 0 度から 60 度までは、ターゲットの色に関係なく誤差は変化しておらず、照射角度が 60 度より大きくても、誤差の大きさは小さく抑えられた。

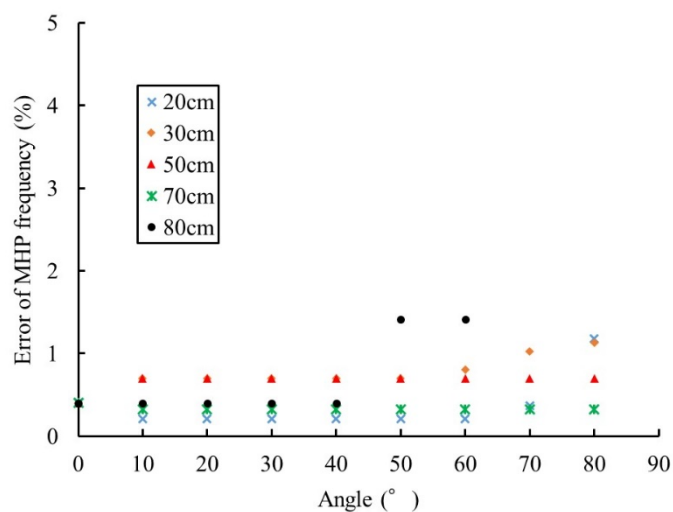


Fig. 4.8 Angular dependence in white sheet.

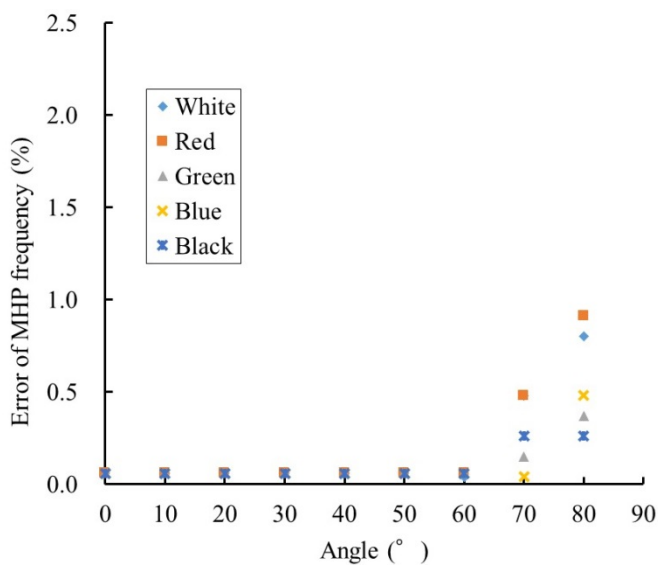


Fig. 4.9 Angular dependence in each color(at distance 15 cm).

以上の結果から、照射角度が大きくなるにつれ戻り光が小さくなり、測定できる距離が短くなることが確認できた。照射角度が変化して戻り光が減少しても、戻り光がある程度あれば共振器内で MHP 信号として検出できる大きさまで増幅される。また、照射角度が変化しても MHP 周波数の誤差は 1%程度に抑えられていることから、端子電圧型自己結合レーザー距離センサは、粗面や傾きのあるターゲットに対して高精度測定が可能である事が分かった。

## 参考文献

- (1)上野達也: ”自己結合型レーザセンサの信号処理方法に関する研究”, 愛知工業  
大学博士論文 (2012)



## 第 5 章 端子電圧型自己結合レーザー距離センサに対する統計的信号処理

これまで本研究では、MHP 信号を FFT によって処理していた<sup>(1)</sup>。FFT を信号処理に用いる理由は、自己結合信号自体が、電圧振幅の大きいホワイトガウスノイズを伴って検出される為、自己結合信号の周波数成分を解析しない限り自己結合信号を見分ける事が困難な為である。第 4 章で、端子電圧型自己結合レーザー距離センサは高い精度で距離を測定できる事を示した。一方で、全ての測定において、FFT 解析によって MHP 周波数を求める必要があった。MHP は、「変調信号の 1 周期の間に生じる全ての MHP の周波数の平均値が距離に比例する」という性質を持っている。言い換えれば、MHP の解析に必要な測定時間は変調信号の 1 周期に相当する。しかしながら、FFT 解析は膨大な計算処理が必要となる。そのため、ほとんどの場合、FFT 解析に必要な処理時間は変調信号の 1 周期より長くなる欠点があった。端子電圧型自己結合レーザー距離センサそのものが安価に製作できたとしても、変調信号の 1 周期とほぼ同程度の時間で解析を完了するために、非常に高価なデジタル信号処理デバイスが必要になる。従って、端子電圧型自己結合レーザー距離センサを本当の意味で活用するためには、FFT 解析に代わる信号処理を提案する必要があった。

FFT 解析に代わる MHP の解析手法としては、信号係数補正法による統計的信号処理が報告されている<sup>(2)</sup>。信号係数補正法は、自己結合レーザー距離センサの出力信号を 2 値化した際に生じる 2 値化ホワイトガウスノイズによる 2 値化 MHP の分割と、変調信号に起因した出力信号の揺らぎによる 2 値化パルスの周期の延長を統計的特徴として利用した信号処理である。筆者は信号計数補正法で行われる統計的処理を基礎として、レーザー端子電圧の変化分の中に含まれる全ての情報を利用したデジタル信号処理法を新たに提案した。全ての信号

成分に対する並列性の高い高速演算を実行するため、プログラマブルロジックデバイス(PLD)の1種であるフィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)を使用した。PLDは、論理回路の構造をプログラムによって何度も再構成できるデバイスであり、FPGAはPLDの中でも大規模な論理ゲートを有するデバイスである。これにより、多くのノイズを含む信号の中からMHPの検出に成功した。

## 5.1 PD 内蔵型自己結合レーザー距離センサの信号係数補正法

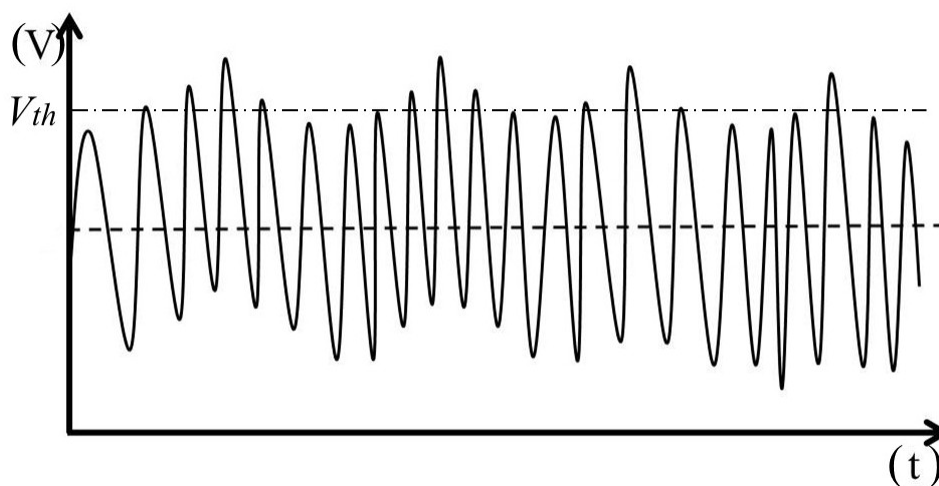


Fig. 5.1 Schematic of output voltage waveform influenced by modulated signal.

信号係数補正法は元々PD 内蔵型自己結合レーザー距離センサで検出されるMHPを解析するための信号処理方法の1つとして研究されてきた<sup>(2)</sup>。ここでは、信号係数補正法そのものについて説明する。Fig. 5.1は自己結合レーザー距離センサから得られる出力電圧波形の概略図である。Fig. 5.1の $V_{th}$ はコンパレータの閾値を示す。

自己結合レーザー距離センサの受信回路は、非常に大きな増幅率、変調信号に対する大きな減衰特性及び広帯域な信号通過特性を有する多段増幅フィルタ回路で構成される。MHP 電圧は 0.1mV から 1mV 程度なので、信号として扱うには非常に大きな総増幅率の多段増幅回路が必要である。また、MHP を検出するためには、三角波変調電圧成分を除去する必要がある。しかし、BPF の周波数帯域特性の下限を高くすると、近距離測定時の MHP が検出できなくなる。また、大規模な多段フィルタ回路は回路ノイズを大きくする原因になり得る。従って、実際の実出力波形は変調電圧の影響を僅かに受けて、Fig. 5.1 に示す概略図のように上下に揺らいだ波形となる。

2 値化した MHP の概略図を Fig. 5.2 に示す。被測定信号の周波数を測定する時に用いられる、FFT 解析以外の手法としては、出力電圧をコンパレータによって Fig. 5.2 のように 2 値化し、2 値信号のパルス幅を逐次測定してヒストグラムを作成する手法がある。Fig. 5.3 はこの方法によって得られるヒストグラムの概略図である。Fig. 5.3 の階級  $T$  は MHP の周期に相当する階級である。Fig. 5.1 の電

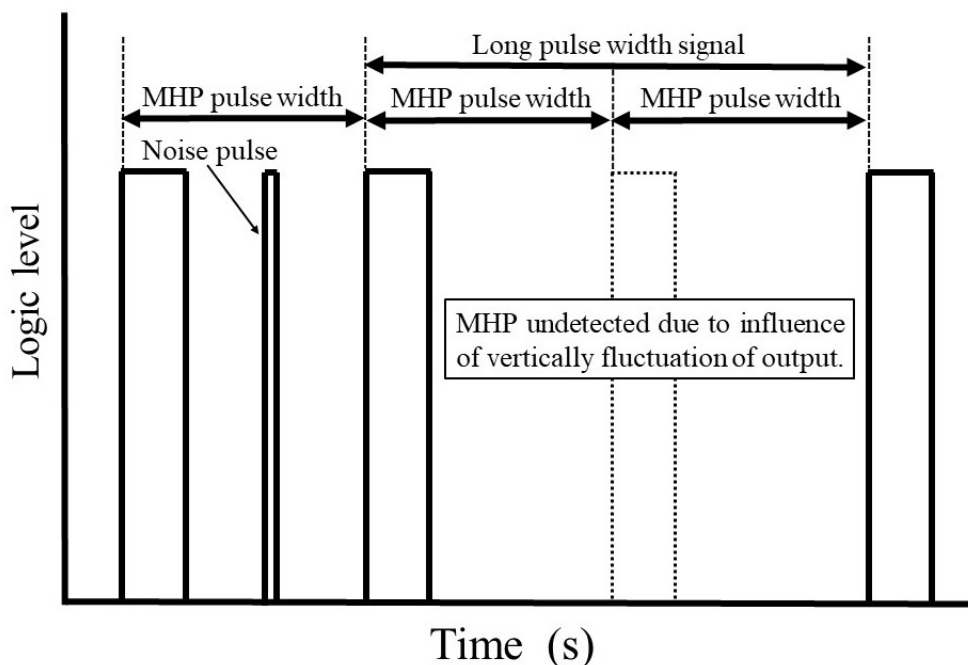


Fig. 5.2 Schematic of binarized MHP.

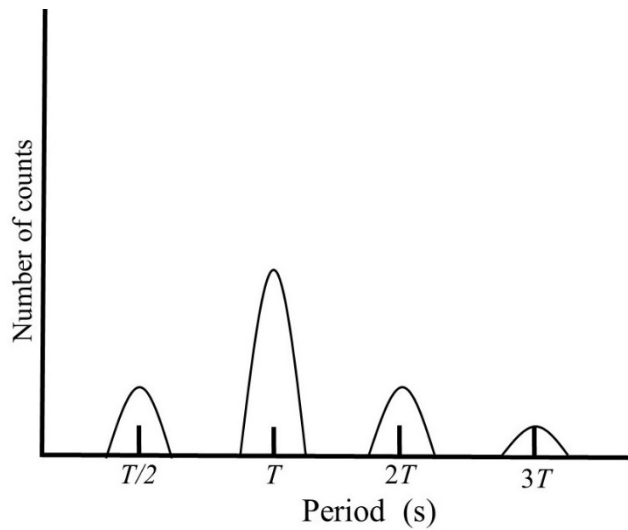


Fig. 5.3 Schematic of histogram.

圧波形を閾値  $V_{th}$  で 2 値化した時, 出力波形が上下に揺らいでいる為, 閾値  $V_{th}$  を電圧波形が超えない事がある. これにより, Fig. 5.2 に示すように, 本来 2 値化 MHP が生じるはずの時間に 2 値化 MHP が発生せず, パルス幅の長い 2 値化信号が発生している状態が生じる. その結果, MHP の周期の定数倍の長さに相当する階級の度数が増加する. 即ち, コンパレータによって信号を 2 値化する際, 出力電圧の揺らぎの影響を受けて, 2 値化パルスの周期が延長した状態で誤検出される. さらに, MHP は様々なノイズ成分を含んでいるため, Fig. 5.2 に示すように 2 値化 MHP のパルス幅の間に短周期の 2 値化ノイズが混在する事がある. その結果, パルス幅の計測をする際, MHP のパルス幅が正しく計測できず, MHP の周期の半分程度の長さの 2 値化信号が誤検出され, Fig. 5.3 に示されるようなヒストグラムが作成される. Fig. 5.3 の概略図では MHP が最頻値になる事を示しているが, 実際には「信号の揺らぎによって 2 値化 MHP が検出できない可能性」と「2 値化ノイズの影響を受け, 2 値化 MHP のパルス幅が正しく計測できない可能性」という 2 点の問題があるので, MHP の周期が最頻値となる保証はない. さらに, ノイズと MHP を電気的に判断する方法はないので, 単純な 2 値化処理とヒストグラムによる測定法では, 距離測定精度が低くなる.

信号係数補正法では、一定の時間領域において、各周期(各階級)の信号が占める量(占有値と言い、階級値と度数の積で求める)を計算し、占有値が最も大きい信号を MHP の周期であるとした。さらに「求めた MHP の周期の定数倍に相当する周期の信号は、信号の揺らぎの影響を受けて MHP が長周期の 2 値化信号として検出されたものである」、「求めた MHP の周期の半分に相当する周期の信号は、2 値化ノイズの影響を受けて MHP のパルス幅が正しく計測できなかったために生じた信号である」と言ったように上記の 2 点の問題を信号の 2 値化時に生じる統計的特徴として補正処理を行った。Fig. 5.4 は、信号係数補正法で行われる、度数の補正処理の概略図である。ヒストグラムの最頻値を MHP の周期であると判断する場合、周波数が高い信号は、必然的に発生頻度が多い。MHP の周期よりも短い長さのノイズ信号が発生すると、ノイズ強度が低くても、MHP 以外の信号が最頻値になる事がある。ノイズ強度が高くなるほど、MHP が最頻値になる確率は低くなる。従って、最頻値になった階級が MHP であると判断す

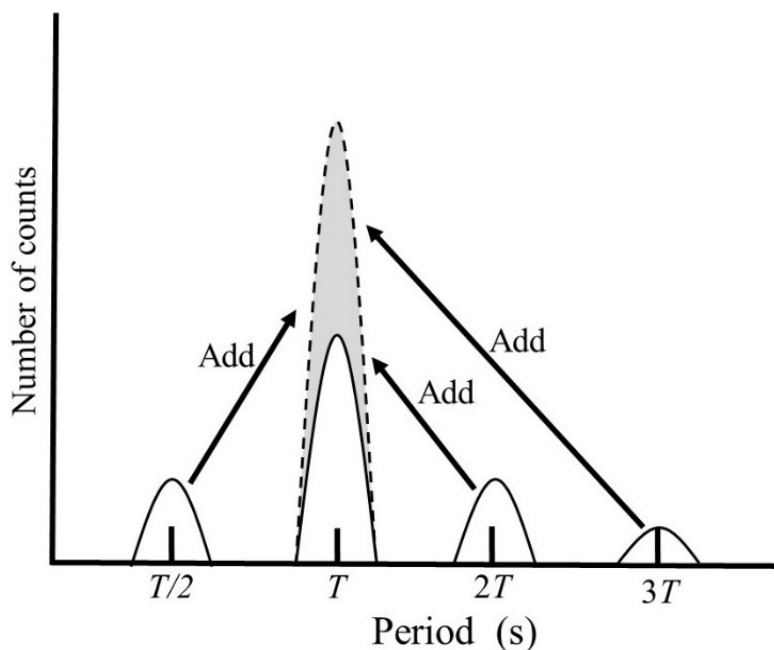


Fig. 5.4 Signal counting correction method.

のは難しい。ノイズの度数が増加する影響を避ける方法としては、度数に重みづけをする事が効果的であり、その方法が各階級(信号の周期)と度数の積を占有値として求める事である。各階級の信号が、一定の時間領域においてどれだけの割合を占めているのかを計算し、最も占めている割合が大きい信号(最大占有値となった階級)を **MHP** とした。さらに、求められた **MHP** 周期  $T$  を中心値とした分布に、 $2T$ ,  $3T$ ,  $T/2$  の度数を加算する事で、**MHP** の周期をより正確に求める事ができる。

## 5.2 占有値による **MHP** 選定法における問題

端子電圧型自己結合レーザー距離センサの場合、占有値を用いた **MHP** の判断が困難になる。**Fig. 5.5** は端子電圧型自己結合レーザー距離センサの出力電圧を2値化した際に得られるヒストグラムの概略図である。**Fig. 5.5** の  $T$  は **MHP** の周期である。第 5.1 節で説明したように、端子電圧から得られた **MHP** のアナログ出力電圧も上下に揺らいでいるため、アナログ出力波形の電圧値がコンパレータの閾値を超えない場合がある。このとき、**PD** 内蔵型自己結合レーザー距離センサと同じく、2値化信号の符号が変わらず、1周期が **MHP** の周期  $T$  より長くなった信号成分がヒストグラムに表れる。また、端子電圧型自己結合レーザー距離センサのアナログ出力電圧は、**PD** 内蔵型自己結合レーザー距離センサから得られる **MHP** より多くのノイズ成分を有するため、**MHP** の周期  $T$  が短周期ノイズによって分割される事がある。このとき、**Fig. 5.5(a)**に示すように1周期の長さが約  $T/2$  に相当する信号成分がヒストグラムに多く表れる。ノイズに起因した信号周期の分割は、ターゲットまでの距離が近く、**MHP** の周期  $T$  が長いときに発生する事が多い。特に、端子電圧型レーザー距離センサによって得られる **MHP** 電圧振幅の大きさは **PD** 内蔵型自己結合レーザー距離センサの 10 分の 1 程度しかないので、**PD** 内蔵型自己結合レーザー距離センサと比較すると、端子電圧型レー

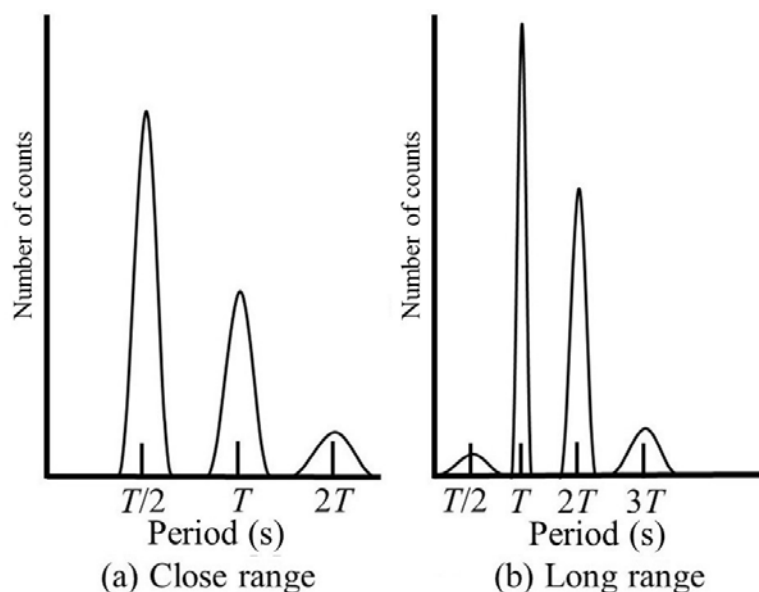


Fig. 5.5 Schematic of period histogram ( $T$  is MHP period). a) Frequency of MHP period is shown when noise period is shorter than  $T$  in close range. b) Frequency of MHP period is shown when output voltage does not exceed threshold value.

ザー距離センサの信号対雑音比は非常に悪い. MHP 電圧の大きさが小さいので, コンパレータの閾値を低くしなければならないが, その分多くのノイズ成分を同時に 2 値化してしまい, MHP の周期  $T$  の分割が多数発生する.

一方, ターゲットまでの距離が遠くなる程 MHP の周期  $T$  は短くなるため, MHP の周期  $T$  は分割されにくくなる. 但し, 約  $T/2$  に相当する信号成分の度数が減少する分, Fig. 5.5(b)に示すようにアナログ出力波形の揺らぎに起因して生じる長い周期信号の度数が多くなる. しかしながら, ノイズ成分が減少しているわけではないので, ノイズの度数は近距離測定時のノイズの度数とほぼ変わらない. 受信回路の周波数帯域幅は広くなければならないので, 帯域内のノイズ成分は無視できない.

その結果, 複数の信号の存在をヒストグラムから確認できるが, MHP の周期の判断は困難である. このようなヒストグラムの中から MHP を選定する方法が,

ヒストグラム上で最大占有値となる階級値を求める計算処理だとされてきた。占有値は「一定の時間領域における各階級の長さ(周期)の信号が、どれほどの割合を占めているかを示す量である」と定義されており、階級値と度数の積によって求められる。つまり、これを利用して MHP を求める事を言い換えれば、「ノイズ成分が混在していても、一定の時間領域における最も割合の大きな信号は、MHP である」という事である。しかしながら、端子電圧型自己結合レーザー距離センサの出力信号のように、出力信号内に含まれるノイズ成分の割合が MHP の割合と大差ない条件下にある場合、時間領域における MHP の割合は PD 型自己結合レーザー距離センサほど大きくない。占有値を求める場合でも、MHP の度数、周期の分割やアナログ出力波形の揺らぎに起因して生じる信号の成分の度数とノイズの度数との間に一定以上の差がなければ MHP を求められない。その為、階級間の度数の差が大きい場合、長い周期の信号が優先的に MHP として選定される恐れがある。端子電圧の変化から MHP を検出する場合のようにノイズ成分を多く含む場合は、階級間の度数の差は大きくなるので、PD 型自己結合レーザー距離センサで有効であった占有値による MHP の選定法は、端子電圧型自己結合レーザー距離センサでは適さない。

### 5.3 信号計数補正法に基づいた新しい信号処理

端子電圧型自己結合レーザー距離センサでは、統計的処理を行う対象となる MHP の周期  $T$  を決定できない。ターゲットまでの距離が近い場合、周期の分割が発生しやすく、一方、ターゲットまでの距離が遠い場合、MHP の周期  $T$  より長い周期の信号が生じやすいという 2 つの特徴を利用した統計的処理を、全ての階級値に対して同時に実行するデジタル信号処理を新たに提案した。端子電圧型自己結合レーザー距離センサで有効なこの信号処理は、MHP の周期  $T$  の最大値から最小値までの範囲を  $2n-1$  の周期範囲で分けした。 $n$  は MHP の周期



$T$ の最大値から最小値までの範囲に発生する MHP 成分分布の最大数である. Fig. 5.6(a)は周期範囲の区分けに関する概略図である. ノイズによる周期の分割やアナログ出力波形の揺らぎの影響を受けて, ヒストグラム上に複数の MHP 成分の分布が発生する. ターゲットまでの距離が変化すると MHP の周期  $T$ は変化するので, 測定距離ごとに MHP 成分の分布数は異なる. 本測定システムの測定条件では, 例えば, ターゲットまでの距離が測定できる最短の時と最長の時, MHP の周期  $T$  の最大値付近の度数と最小値付近の度数が増加する. 従ってヒストグラム上の MHP の周期  $T$ の最大値から最小値までの範囲に MHP 成分の分布が2つ表れる. また, 測定可能な距離範囲の中間にターゲットがある時, MHP の周期  $T$

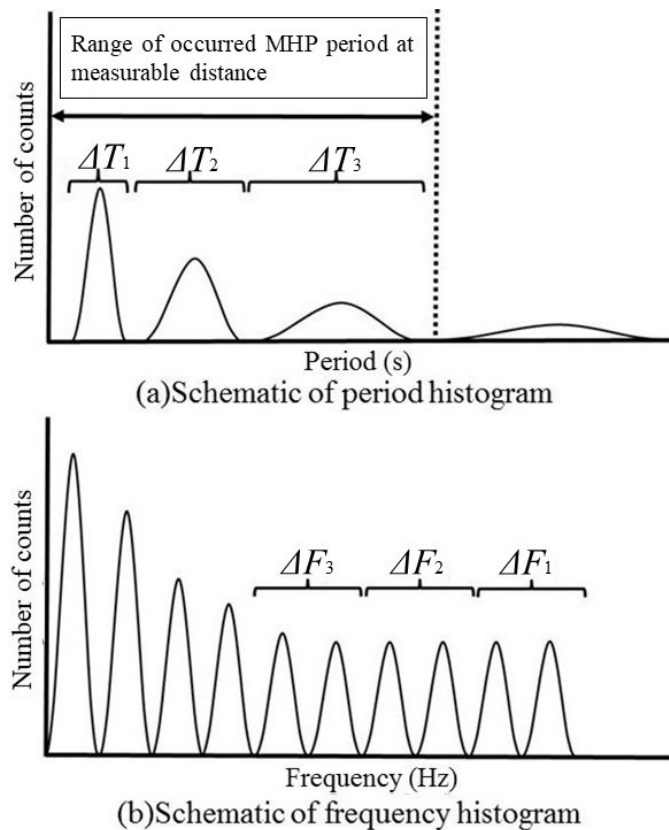


Fig. 5.6 Division of histogram. a) Most frequent section  $\Delta T_i(i=1\sim3)$  is calculated by statistical processing for  $\Delta T_1$ ,  $\Delta T_2$  and  $\Delta T_3$ . b) MHP frequency is most occurrence frequency in frequency section corresponding to  $\Delta T_i(i=1\sim3)$ .

の最大値付近の度数と最小値付近の度数が減少し、中央値付近の度数が増加する。この時、MHP 成分分布は 1 つだけになる。従って、3 つの周期区間( $n=2$ )に対して統計的処理を行う事で、MHP の周期  $T$  に相当する階級がある範囲を限定できる。Fig. 5.6(a)より、各区間を  $\Delta T_1, \Delta T_2, \Delta T_3$  とする。ここで、MHP の周期  $T$  は測定距離に対して反比例して変化するので、各区間の間隔を等しくできない。Fig. 5.6(a)では、 $\Delta T_1$  は最長距離の MHP の周期  $T$  に相当する周期から、 $\Delta T_3$  の 1/2 の範囲に相当する周期までとした。 $\Delta T_3$  は最短距離の MHP の周期  $T$  に相当する周期から、最長距離の MHP の周期  $T$  の 2 倍に相当する周期までとした。 $\Delta T_2$  は  $\Delta T_1$  の下限から  $\Delta T_3$  の上限までとした。そして、 $\Delta T_1, \Delta T_2, \Delta T_3$  のそれぞれに、 $\Delta T_i/2, 2\Delta T_i, 3\Delta T_i$  ( $i=1\sim 3$ ) に相当する階級範囲の度数を加算する処理を実行した。合計度数が最も大きい区間内に MHP の周期  $T$  に相当する階級があると限定できる。

MHP 周期に相当する階級がある範囲から正確な MHP の周期  $T$  を求めるには、Fig. 5.7 に示されるように、ヒストグラム上のいくつかのピークに基づいて密度

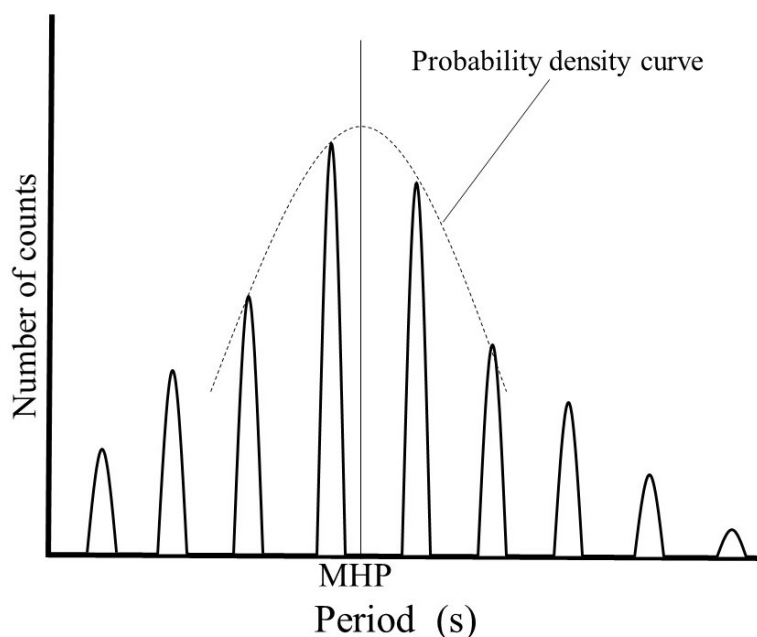


Fig. 5.7 Calculation of MHP by probability density curve.

曲線を求め、密度曲線の最大値を MHP とする処理が最適である。しかし、単純な四則計算や数値の比較処理よりも複雑な計算処理を FPGA で実現するのは容易ではない。また、遠距離における MHP の周期  $T$  の変化は小さいので、距離の変化に対する測定信号の変化の確認が難しい。そこで、周期のヒストグラムを作成すると同時に、周波数のヒストグラムを作成し、最も発生確率の高い信号の周波数を距離に対する MHP 周波数として求めた。Fig. 5.6(b)は周波数のヒストグラムの概略図である。Fig. 5.6(a)の  $\Delta T_1, \Delta T_2, \Delta T_3$  がそれぞれ Fig. 5.6(b)の  $\Delta F_1, \Delta F_2, \Delta F_3$  に対応する。MHP の周波数  $F$  のヒストグラムは、測定信号の周期を求めると同時に、測定信号の周期の逆数だけ求めて作成している。そのため、この処理による計測時の高速性に対する影響は少ない。また、MHP の周波数  $F$  は距離の変化に対して比例関係を持つので、測定信号の変化を容易に確認できる。この方法では、MHP の周期  $T$  に相当する階級がある周期区間に対応した、周波数区間  $\Delta F_i$  から MHP の周波数  $F$  を求める。 $\Delta F_i$  を、一定の階級幅で分けられた確率分布であるとみなし、各階級を確率変数とする。度数を  $\Delta F_i$  内の合計度数で割ったものと確率変数との積を信号発生確率と定義し、階級ごとに信号発生確率を求める。そして、 $\Delta F_i$  内で最も信号発生確率の高い階級を MHP 周波数として測定した。この方法であれば、単純な四則計算のみで全ての計算処理を実現できる。

## 5.4 測定システム

本測定システムの概略図を Fig. 5.8 に示す。使用した VCSEL は第 4 章と同様に ULM850 を用いた。第 4 章で設計した測定システムと異なる点は、「FG の変調周波数が 520Hz」、 「受信回路は総増幅利得が約 68dB でカットオフ周波数が 100kHz の多段ハイパスフィルタ」、 「受信回路と駆動回路の間にボルテージフォロワ回路を追加」、 「コンパレータ、FPGA などのデジタル信号処理部の追

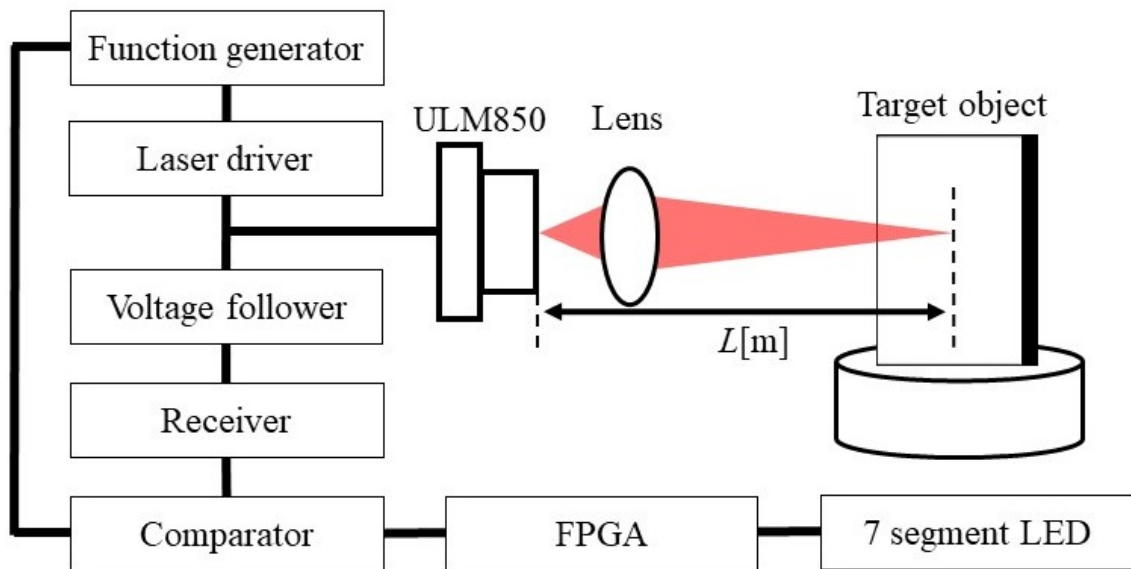


Fig. 5.8 Schematic of measurement system.

加」にした点である. 下記に, 変更点に関して詳しい説明をする.

ボルテージフォロワ回路を追加した目的は, 駆動回路と受信回路の回路的な分離である. Fig. 4.2 に示したように, 受信回路は LD 駆動回路に直接接続されているため, 駆動電流が受信回路へ僅かに流れてしまう事が原因で発生するノイズが存在した. このノイズを低減するためには, 駆動回路と受信回路を分離する必要がある. しかしながら, Fig. 4.2 に示したように, 端子電圧型自己結合レーザー距離センサの受信回路は LD のアノードピンに接続しなければならないので, 物理的な分離は不可能である. そこで, ボルテージフォロワ回路を使用して回路的な分離を図った.

多段増幅回路は, 増幅回路の数が増えるほど回路ノイズが増加する. しかし, 増幅前の MHP 電圧の大きさが 0.1mV 程度なので, 総増幅利得は大きくなければならない. 増幅回路 1 つあたりの利得を大きくして多段増幅回路の段数を抑えようとする, 受信回路の高周波帯域が狭くなる. そこで, 変調信号の周波数を 520Hz まで低くし, 得られる MHP の周波数を低くして, 増幅回路 1 つあたりの利得を大きくした. その結果, 回路ノイズを抑える事に成功し, 総増幅利得の値

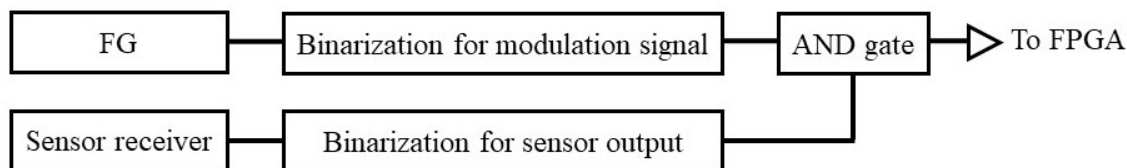


Fig. 5.9 Block design of comparator.

を第4章ほど大きくしなくても MHP が検出可能になった。

Fig. 5.9 はコンパレータ回路の内部構成を表す概略図である。コンパレータは複数のヒステリシスコンパレータを組み合わせて製作した。具体的には、MHP を 2 値化するためのコンパレータ領域と、変調信号を 2 値化するコンパレータ領域で構成されている。そのため、FG をコンパレータにも接続している。MHP を 2 値化するコンパレータの閾値の高さは、Fig. 5.1 のように出力電圧のピーク付近である。センサの出力電圧を 2 値化した信号は、変調信号である三角波を 2 値化するコンパレータと併用し、三角波の極値付近の信号以外だけを FPGA に入力

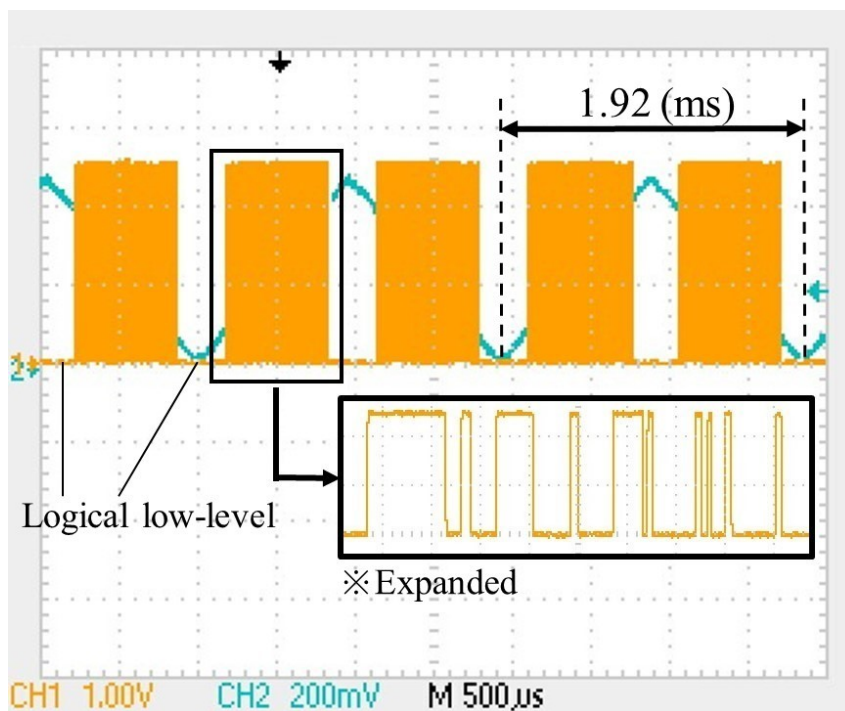


Fig. 5.10. Actual binarized signal.

できるようにした。三角波の極値付近の MHP には強い高周波ノイズが混在している。従って信号処理をする際はそもそも取り込まないようにする必要がある。そこで、三角波の極値以外の時間が 2 値ハイレベル信号になるようなコンパレータを設計し、この信号と 2 値化 MHP を AND ゲートで論理積を求める事で、三角波の極値付近以外の 2 値化 MHP を得た。

Fig. 5.10 はコンパレータの実際の出力波形の図である。Fig. 5.10 の三角波電圧波形は、FG から出力している変調信号である。また、Fig. 5.10 の方形波が、実際にコンパレータから出力される 2 値化信号波形である。Fig. 5.10 より、変調信号が極値になる時間の 2 値信号は、全て 2 値 low-level で出力されている。2 値化信号のパルス幅は、カウンタを VHDL で記述し、2 値化信号の立ち上がり間に発生するクロックパルスの数を計測して、式(5.1)で求めた。ここで、 $T_w$  は 2 値化信号のパルス幅の時間、 $f_c$  はクロックパルスの周波数、 $C$  はクロックパルスの数である。また、2 値化信号の周波数は、式(5.1)の逆数により求めた。

$$T_w = \frac{C}{f_c} \quad (5.1)$$

実験で使用した FPGA ボードは特殊電子株式会社の Spartan-6 評価ボードの TKDN-Sp6-45 で、XILINX 社の XC6SLX16-CSG324 を搭載している。このボードには Cypress Semiconductor 社の EZ-USB FX2 が搭載されており、FPGA ボードと PC を USB で接続する事で、FPGA で処理したデータを PC で受信した。特殊電子回路株式会社ではデバイスを動作させるためのファームウェアと FPGA 内のインターフェース回路の開発にかかる負担を軽減するため、EZ-USB FX2 とユーザロジックとの間のインターフェース用 IP コアが用意されている。また、この IP コアを使用してデータ通信を行うための専用 Excel データも用意されており、FPGA 内の Block RAM に格納されたデータはこの Excel のマクロボタンから読

み込み命令を出して Excel に反映させる。距離の MHP 周波数は 7 セグメント LED に表示できるように設計したが、実際に作成したヒストグラムは、PC の画面上で確認する。

デジタル回路は全て VHDL で記述して論理合成した。使用ソフトは Xilinx 社の ISE Design Suite である。コンパイル後のスライス数は 4780、総ルックアップテーブル(LUT)数は 19121 である。この信号処理ではオンボードの水晶発振器を利用しており、動作周波数は 50MHz である。また、今回の LUT の使用率は 70% となった。並列的に多くの加算処理を行う論理回路の設計が必要なので、LUT の使用率は高く、不必要なラッチ回路も生成されやすい。今回の設計では、論理合成時に生成される不必要なラッチ回路の数を抑える設計ができなかった。従って、LUT の大部分がラッチ回路に使用されていると考えられる。

FPGA ボード上のスイッチを押してから 6ms の間に FPGA へ入力された 2 値化信号をデータとして処理する。データの取得時間が三角波変調信号の 3 周期に相当する 6ms より短い場合、現状の測定システムではデータ数が足りず、距離測定ができなかった。統計的加算処理に必要となる時間は短く、全体の処理時間はデータの取得時間と殆ど変わらない。測定値は外付けの 7 セグメント LED に表示した。7 セグメント LED の表示値を距離に対する MHP 周波数の測定値として、距離測定を行った。

## 5.5 測定結果

距離 30cm において取得したデータをもとに、周期および周波数のヒストグラムを作成した。その結果を Fig. 5.11 と Fig. 5.12 に示す。このヒストグラムは測定終了後に PC へデータを送信して作成したものである。Fig. 5.11 より、周期のヒストグラム上にいくつかのピークが発生している事が確認できる。Fig. 5.11 のよ

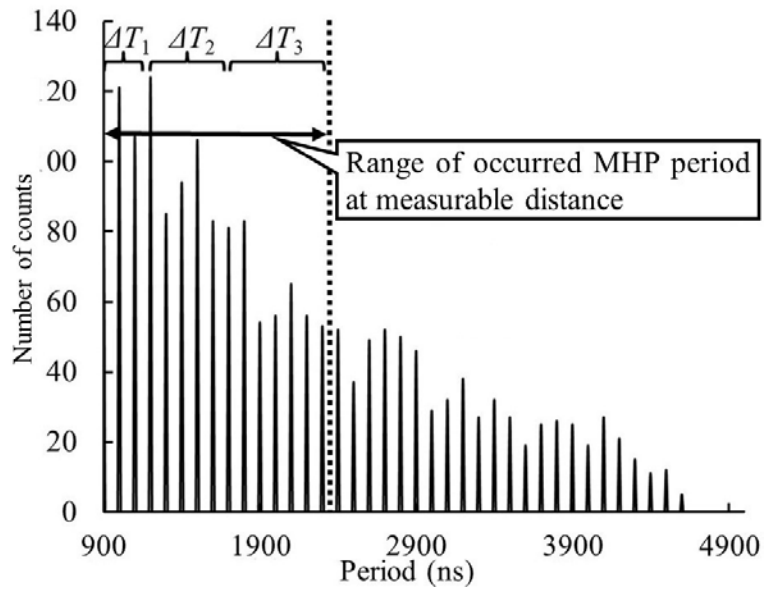


Fig. 5.11 Histogram of period at distance 30cm. Theoretical period is approximately 1.4 $\mu$ s. Most frequent section by statistical processing is  $\Delta T_2$  in this measurement.

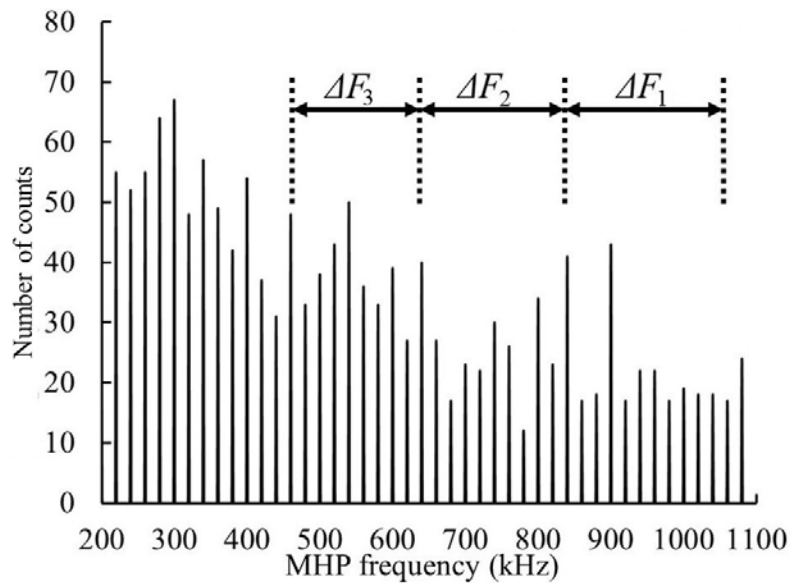


Fig. 5.12 Histogram of frequency at distance 30 cm. Most occurrence frequency is 640 kHz.



うな周期のヒストグラムに対して前述した統計的加算処理を実行し、MHP 周期の長さを推定する。また、推定される MHP 周期の長さに相当する周波数範囲を、一定の階級幅で分けられた確率分布であるとみなす。そして、最も信号発生確率が高い階級を Fig. 5.12 から求めて、距離の MHP 周波数を測定した。

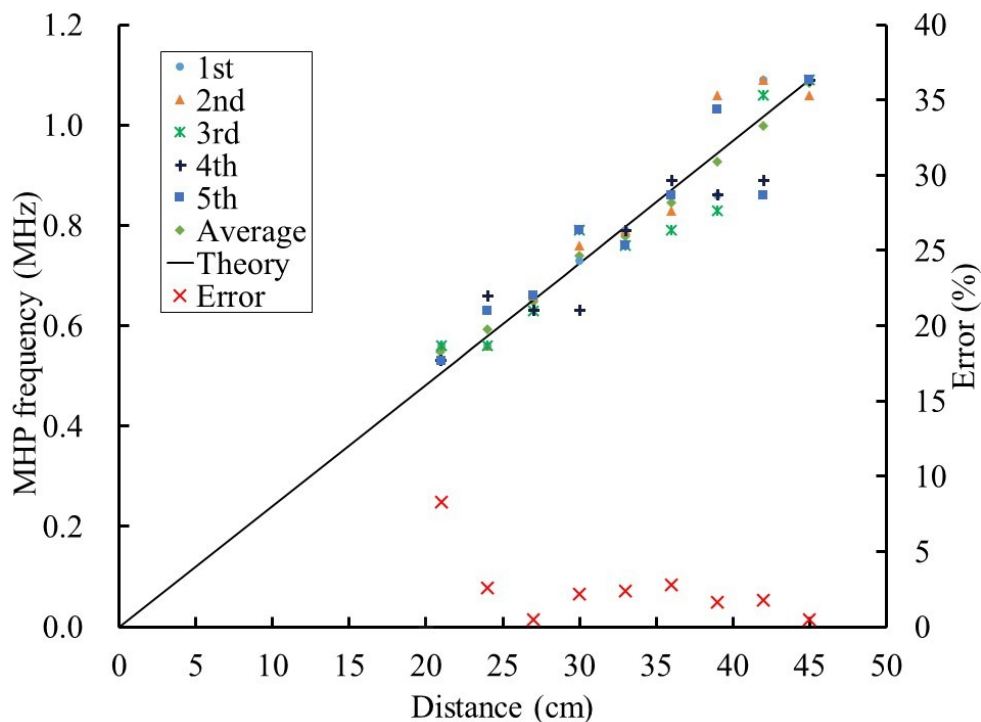


Fig. 5.13 Measurement result.

本測定システムで行った距離測定の結果を Fig. 5.13 に示す。Fig. 5.13 の理論曲線は式(3.7)を用いて計算した。測定は 5 回行っており、測定距離ごとに測定結果の平均値を計算した。測定距離に対する誤差は、平均値と理論値との差から求めた。また、平均値と測定値との差を、平均値で割った絶対値をばらつき誤差とし、全てのばらつき誤差の平均値を平均ばらつき誤差とした。Fig. 5.13 から、MHP 周波数が距離に対して比例的に変化している事が確認できる。この事から、出力信号内の全ての情報を利用した統計的デジタル信号処理によって MHP が検出できている事が確認できる。距離測定が可能であった範囲は 20cm から

45cm だった。平均誤差は約 2% で、平均ばらつき誤差は約 4% だった。第 4 章 4.3 節のオシロスコープの FFT 解析を用いた測定結果と比較すると、本測定システムの誤差は僅かに大きくなった。

しかし、FFT 解析を用いた測定の場合、膨大な計算によって求めた周波数スペクトルの中から MHP を判断する処理が必要である。これに対し、本測定システムは簡単な統計処理によって MHP を求められるので、従来の FFT を用いた測定方法より短時間で測定を終える事ができる測定システムの開発に成功した。

## 参考文献

- (1) 吉松剛, 五島敬史郎, 津田紀生, 山田諄: “半導体レーザの端子間電圧変化を利用した自己結合型距離センサ”, 電気学会論文誌 C 134 p. 1796 (2014)
- (2) 上野達也, 津田紀生, 山田諄: “半導体レーザの自己結合効果を用いた距離センサの信号計数補正方法”, 電気学会論文誌 C 130 p. 2100 (2010)

## 第6章 端子電圧型自己結合レーザー距離センサによる実時間距離測定

「第5章 信号係数補正法に基づく統計処理」で、端子電圧型自己結合レーザー距離センサの出力信号から検出した MHP の信号処理は可能である事を示した。しかしながら、信号処理に必要な時間が変調信号の1周期よりも長いことや、論理合成後のデジタル回路の規模が大きいなどの問題が残った。

信号処理時間をさらに短くし、近距離の測定も可能にするためには、コンパレータの閾値が出力電圧の振幅の中心付近の高さになるよう設計しなければならない。第5章で示したように、コンパレータの閾値を出力電圧の振幅の中心付近に近づけるほど、2値化した MHP のパルス幅がホワイトガウスノイズや高調波<sup>(1)</sup>によって分割される。ホワイトガウスノイズと高調波が MHP の統計的特徴が得られないほど強い強度で混在する条件下で MHP を判別する方法が必要とされるが、FFT 以外の信号処理でこれらの判別ができる手法は、これまで報告されていない。

また、デジタル回路の規模が大きくなった最大の原因は、ヒストグラムの作成処理および信号係数補正法の実行を FPGA のみで実行した為である。ヒストグラムの作成と信号係数補正法は大規模な加算処理の並列動作で実行しているので、論理合成後に生成されるラッチ回路が非常に多くなる。

そこで、「2値化 MHP のパルス幅と2値化ホワイトガウスノイズのパルス幅の特徴に基づいたノイズの低減処理」および「高調波が MHP 周波数の定数倍であることを利用した信号の補正処理」を新たに提案し実験を行った。これにより、前章で示した MHP の統計的特徴が得られないほど強い強度のノイズ成分が混在していても、距離に対する MHP 周波数の測定が可能になった。また、これらの処理はシステム・オン・チップ (SoC) デバイスである ZYBO で実行した。ZYBO

は FPGA と ARM デュアルコアプロセッサを統合したデバイスである. ZYBO を使用すれば, 論理演算に基づく信号の検出とホワイトガウスノイズの低減処理は FPGA で実行し, 取得した信号の算術処理は ARM プロセッサで実行できる. これまで FPGA が担っていた信号処理の半分をプロセッサに負担させる事で, 必要のないラッチ回路の生成を回避した.

ノイズの低減処理および高調波に基づく信号の補正を実行する事で, 変調信号の 1 周期分の時間, すなわち実時間での測定が可能になった. 本章では, これらの信号処理について詳しく説明する.

## 6.1 実時間測定のための LD 端子から得た自己結合信号の 2 値化に関する問題

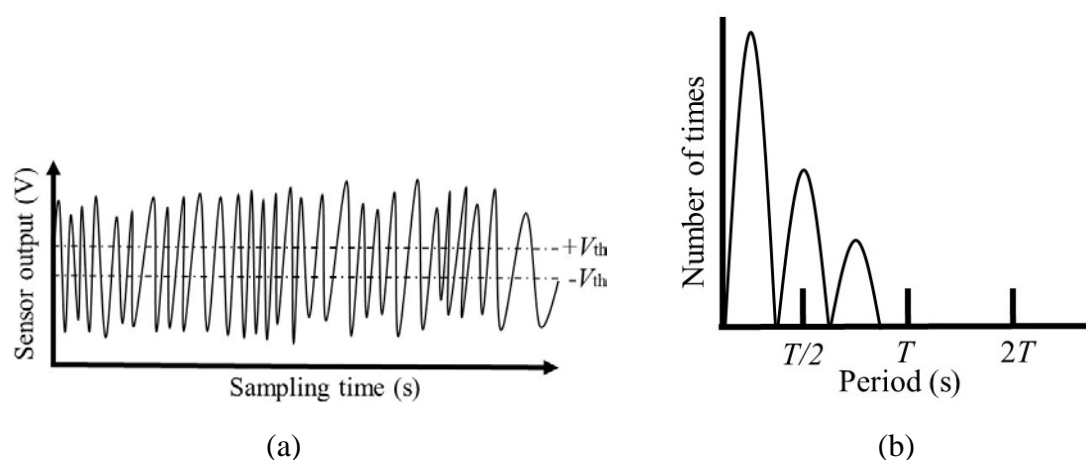


Fig. 6.1 (a) Schematic of terminal-voltage waveform and comparator threshold values. (b) Histogram of binarized MHP period.

第 5 章と同じく, 本章で用いた MHP のデジタル信号処理技術は, 処理時間内に生成した 2 値化信号のパルス幅を逐次測定し, MHP を計算するためにヒストグラムを作成する. また, 微小なノイズに応答してロジック電圧レベルが変化するのを防ぐため, 出力電圧はヒステリシスコンパレータを使用して 2 値化

した. Fig. 6.1(a)は端子電圧型自己結合レーザー距離センサの LD 端子から得られた出力電圧波形の概略で,  $+V_{th}$  および  $-V_{th}$  はヒステリシスコンパレータの閾値を表す. MHP の信号強度は, 測定距離が遠くなるにつれて小さくなる. 従って, 出力電圧振幅のほぼ半分の大きさにコンパレータの閾値を設計することは, 実時間で距離を測定するために重要である. しかし, コンパレータの閾値をセンサの出力電圧振幅の中心付近の電圧値に使づけるほど, ホワイトガウスノイズの影響を無視できなくなる.

このセンサの受信回路には, 非常に大きな増幅利得を有する広帯域 BPF を新たに設計した. LD の端子電圧変動から得られる MHP の電圧は 0.1mV 未満であるため, 大きな増幅利得が必要である. 一方, 帯域内のホワイトガウスノイズも同時に増幅される. センサ回路が潜在的に発生させるノイズ成分の大きさは LD の端子電圧変動から得られる MHP の電圧と大差ないので, 多くの MHP を 2 値化するためにコンパレータの閾値をセンサの出力電圧振幅の中心値に近づけるほど, 多くのホワイトガウスノイズを同時に 2 値化してしまう.

2 値化したホワイトガウスノイズのパルス幅は, 2 値化した MHP のパルス幅より非常に短い. その結果, コンパレータの閾値がセンサの出力電圧振幅の中心値付近に設定し, 2 値化信号のパルス幅を逐次測定してヒストグラムを作成すると, Fig. 6.1 (b) に示すようなヒストグラムが得られる. ここで,  $T$  は距離に対する MHP の周期である. 多くの 2 値化されたホワイトガウスノイズは 2 値化された MHP に混入するため, MHP のパルス幅が全く計測できなくなる. 従って, MHP の周期  $T$  および MHP の統計的特徴が得られなくなる. また, 近距離測定時は, LD からの光と光強度が強い戻り光が干渉し, センサの出力電圧に高次高調波が混入した. 従って, ターゲットの反射率が非常に大きい条件を除き, ターゲットとの距離が近い時にセンサの活性層内に戻る光の強度は強く, 近距離測定においては高次高調波を検出した. 特に, 第 2 次高調波は, ターゲットとセンサの距離が近い時は, ほぼ混入した. 第 2 次高調波の周波数は MHP の 2 倍である. ヒストグラムを利用した距離測定は, 発生頻度が最も多い信号を距離信号とし

て検出する測定法なので、近距離測定時、誤って第2次高調波が距離信号として検出されてしまう場合がある。

## 6.2 ホワイトガウスノイズの低減処理

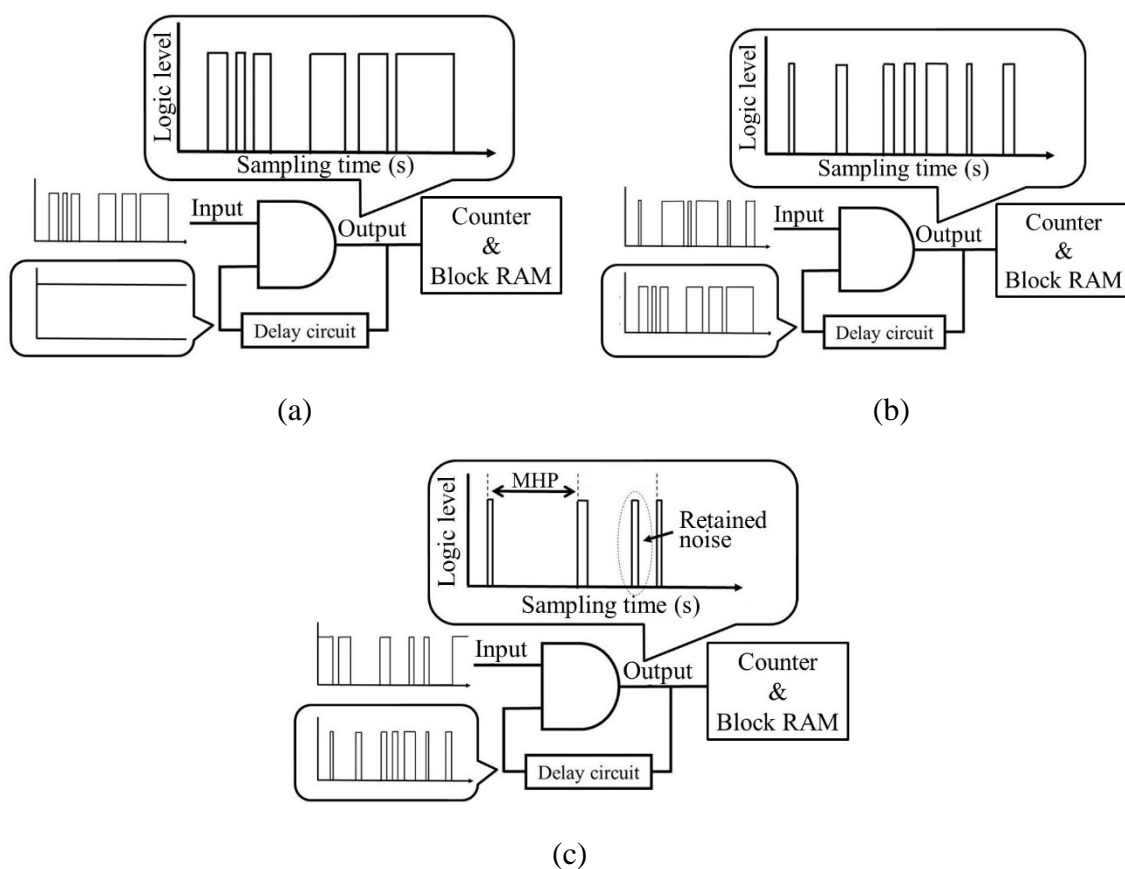


Fig. 6.2 Schematics of noise reduction process. (a) Binarized signal immediately after circuit driving. (b) Logical product of binarized input signal and delay circuit output. (c) Logical product of binarized input signal and binarized signal with reduced noise.

コンパレータの閾値をセンサの出力電圧振幅の中心値付近で設計した場合、2値化信号波形内の MHP、ホワイトガウスノイズおよび高調波を単純に判別する事は不可能である。しかしながら、「自己結合レーザー距離センサにおいて、LD

を三角波電流で駆動する」, 「変調信号の 1 周期分の時間内にセンサとターゲットとの距離がほぼ変化しない」という 2 つの条件が成り立つとき, LD に印加した三角波電圧に重畳する MHP は等間隔に表れる. この等間隔性を利用して, 2 値化 MHP を検出した.

第 3 章で説明したように, LD を三角波電流で駆動した時, 変調信号の半周期間に生じる MHP のパルス幅は全て等しい. また, センサとターゲットとの間に相対速度差がない条件下では, 変調信号の 1 周期間に生じる全ての MHP のパルス幅は等しい. これに対し, ホワイトガウスノイズのパルス幅は, 測定条件に依らずランダムに変化し続ける.

2 値化信号内のパルス幅の違いは, MHP とホワイトガウスノイズを判別できる唯一の特徴である. Fig. 6.2 はパルス幅の違いを利用してノイズを低減する回路とノイズ低減処理の流れを示す概略図である. LD の発振波長は, LD を三角波電流で駆動した時, ほぼ線形的に変化する為, MHP は周期的に発生する. 一方, ホワイトガウスノイズは時間に依らずランダムに発生する. そこで, 遅延回路を用いて, 得られた 2 値化信号を一定の時間間隔で記憶しながら, 記憶した 2 値化信号と新たに取得した 2 値化信号との論理積を繰り返し計算し, ホワイトガウスノイズを低減した.

まず, 遅延回路が保持するビットは全て High-level にしておく. そして, Fig. 6.2(a)に示すように, 遅延回路の 2 値 High-level 信号とセンサの出力波形を 2 値化した入力信号との論理積を求めて, これを遅延回路に入力する. 次に, Fig. 6.2(b)に示すように, 遅延回路内の 2 値化信号と新たに入力された 2 値化信号との論理積を求めて, 出力信号を再び遅延回路に入力する. この論理積の計算を繰り返す. ホワイトガウスノイズのパルス幅はランダムに変化し続けるため, ホワイトガウスノイズ同士の論理積は Low-level になる事が多い. 従って, 上記の処理を繰り返し実行する事で, 全てのホワイトガウスノイズの論理レベルは Low-level になる. 一方, 2 値化 MHP のパルス幅は全て等しいため, 2 値化入力信号の MHP と遅延回路に記憶された MHP との論理積は, ほぼ High-level になる.



この処理を繰り返すことにより, Fig. 6.2(c)に示すように, 2 値化ホワイトガウスノイズが低減され, 2 値化された MHP のパルス幅の判断が可能になる. 遅延回路の構造に関しては後述するが, 遅延回路の内部ビットがすべて Low-level になった場合, 遅延回路内の全てのビットの論理レベルを反転する. また, 処理ステップは Fig. 6.2 (c) から Fig. 6.2 (a) に戻る. ホワイトガウスノイズが十分低減されるまでの時間は予測できないので, パルス幅の逐次測定は 2 値化ノイズの強度に関係なく実行する必要がある事には注意しなければならない.

遅延時間が短いほど, 論理積を求める処理の速度は速くなるが, 遅延回路がパルス幅の長い MHP を記憶できなくなる. また, MHP は LD に印加した三角波電圧に重畳する信号であるため, 遅延時間は三角波電圧の 1 周期に基づいて決定する必要がある. 具体的には, 遅延時間は式(6.1)の条件を満たしていなければならない.

$$T_{del} = \left( \frac{T_m}{4n} \right) \quad (6.1)$$

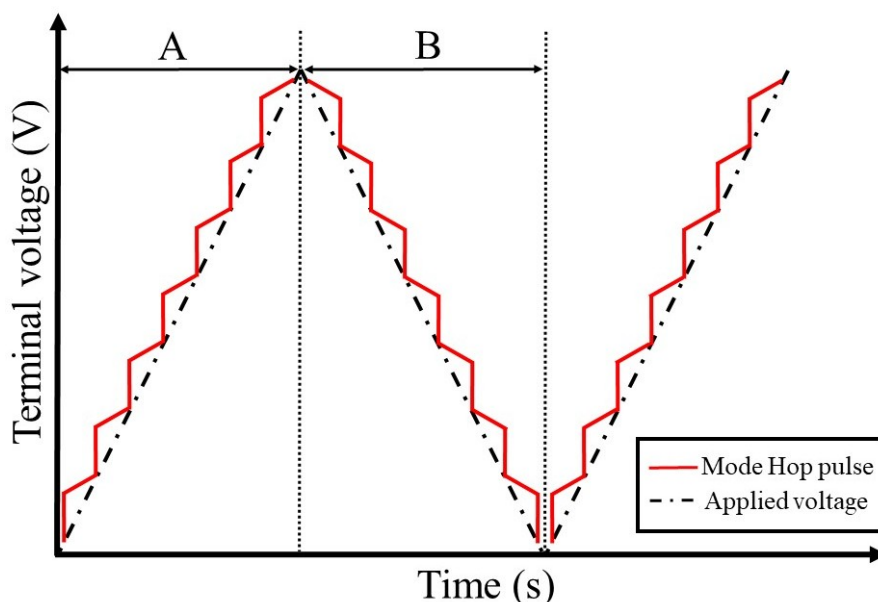


Fig. 6.3 Description of equation (6.1).

ここで、 $T_{del}$ は遅延時間、 $T_m$ を変調信号周期、 $n$ は整数とする。  $n$ の値が大きいほど、処理速度が速くなる。式(6.1)が示す意味を、Fig. 6.3 によって説明する。 Fig. 6.3に示される MHP の周期は全て等しいが、第3章で説明したように、センサとターゲットとの間の相対速度差が大きくなる程、区間 A の MHP と区間 B の MHP のパルス幅は異なる。例えば、ターゲットとセンサとの間に相対速度差がある条件下では、区間 A の MHP と区間 B の MHP のパルス幅は異なるので、区間 A の MHP と区間 B の MHP の論理積は Low-level になる。一方、ターゲットとセンサとの間に相対速度差がある条件下でも、同じ区間内の MHP のパルス幅は全て等しいので、最長の遅延時間は、 $T_m/4$  でなければならない。

### 6.3 第2次高調波に基づく信号の補正

前節の信号処理により、2値化信号内のホワイトガウスノイズの大部分は低減できる。しかしながら、2値化信号内の第2次高調波成分の低減に対しては、前節の信号処理では不十分である。何故なら、ホワイトガウスノイズとは異なり、第2次高調波のパルス幅の長さは、常に MHP のパルス幅の半分であり、ランダムに変化しないためである。

Fig. 6.4(a)は、近距離測定時に得られる、ノイズ低減処理後のヒストグラムの概略を示す。レーザー光が高強度の戻り光と干渉した場合、出力電圧には MHP の第2次高調波成分が表れる。第2次高調波の信号強度は、MHP の信号強度よりも弱い。第2次高調波の周波数は MHP 周波数の2倍なので、ヒストグラム上の第2次高調波の度数は、MHP の度数とほぼ差がない。その結果、第2次高調波がヒストグラムの最頻値、すなわち MHP であると誤検出されることがある。この問題を解決するため、Fig. 6.4(b)のように、基準周波数  $F$  の度数に  $2F$  の度数の半分を加算する処理を実行した。この処理方法では、「高い周波数成分の度数を低い周波数成分の度数に加算した事で、低い周波数成分の度数が最頻値となった場合、ターゲットはセンサに近い位置にある」と判断する。この処理は、測定

距離の長さに関わらず実行する。第2次高調波の度数がMHPの度数と同じであっても、この処理を実行することでMHPが最頻値となり、距離に対するMHP周波数を求める事ができる。

Fig. 6.5(a)は、長距離測定時に得られる、ノイズ低減処理後のヒストグラムの概略図を示す。測定距離が長いことで、戻り光の強度は弱くなる。また、MHP周波数が高いため、第2次高調波の周波数も高くなるので、BPFが高調波電圧を抑制する。さらに、MHP周波数が高くなることで低周波数帯域の度数は少なくな

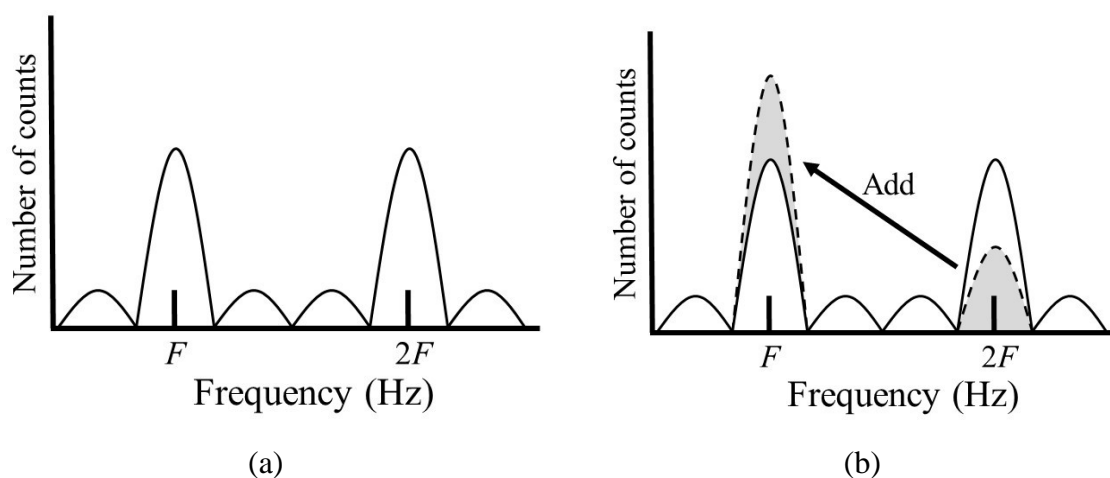


Fig. 6.4. Histograms (a) before signal correction at close range. (b) after signal correction at close range.

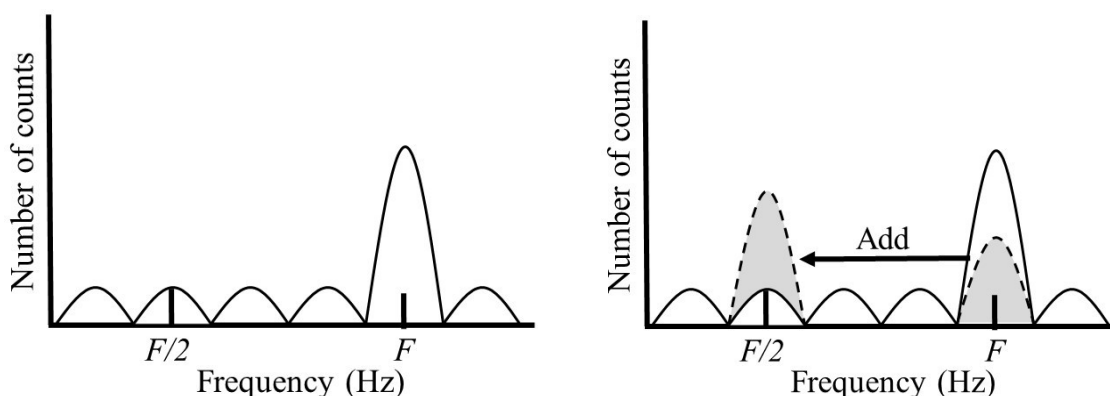


Fig. 6.5. Histograms (a) before signal correction at close range. (b) after signal correction at long range.

るので、高周波の MHP 信号が際立ったヒストグラムが得られる。この加算処理を長距離測定に用い、Fig. 6.5(b)に示すように、 $F$  の度数の半分を  $F/2$  の度数に加算しても、 $F/2$  より  $F$  の度数の方が大きくなるので、MHP 周波数を最頻値として求めることができる。

## 6.4 測定システム

測定システムの概略図を Fig. 6.6 に示す。LD 駆動回路とコンパレータの基本構成は第 5 章と同じで、変調信号の周波数は 520Hz、電流振幅値は 1.8mA<sub>p-p</sub>、中心波長は 855nm で、変調効率は 0.46nm/mA である。第 5 章で示した測定システムとの違いは、「レーザー光を平行ビームに調整」、「ボルテージフォロワ回路にバンドパスフィルタを追加」、「コンパレータの閾値をセンサ回路の出力電圧振幅の中心値付近に設計」、「使用したデジタル評価ボードが ZYBO」の 4 点である。

第 5 章の測定系では、平行ビームでの測定を行った場合、レンズの直径が大きいため、ビーム直径が大きくなりすぎる欠点があった。その結果、照射面積当たりの戻り光強度が弱く、MHP が観測できなかった。この測定システムではシグマ光機社製の球面両凸レンズ SLB-06B-06PIR1 を新たに使用しており、平行ビームの直径を 1mm にでき、平行ビームを用いた測定が可能となった。

また、受信回路の入力部に BPF とボルテージフォロワ回路を構成した。第 4 章では LD のアノードピンに直接受信回路を接続して MHP を検出していたが、駆動電流が受信回路に与えるノイズの影響を防ぐため、第 5 章にて駆動回路と受信回路の分離を目的としたボルテージフォロワ回路を新たに設計した。本章では、ボルテージフォロワ回路の入力部と LD のアノードピンの間に BPF を設計した。この BPF のカットオフ周波数は変調信号と高周波ノイズを遮断し、MHP

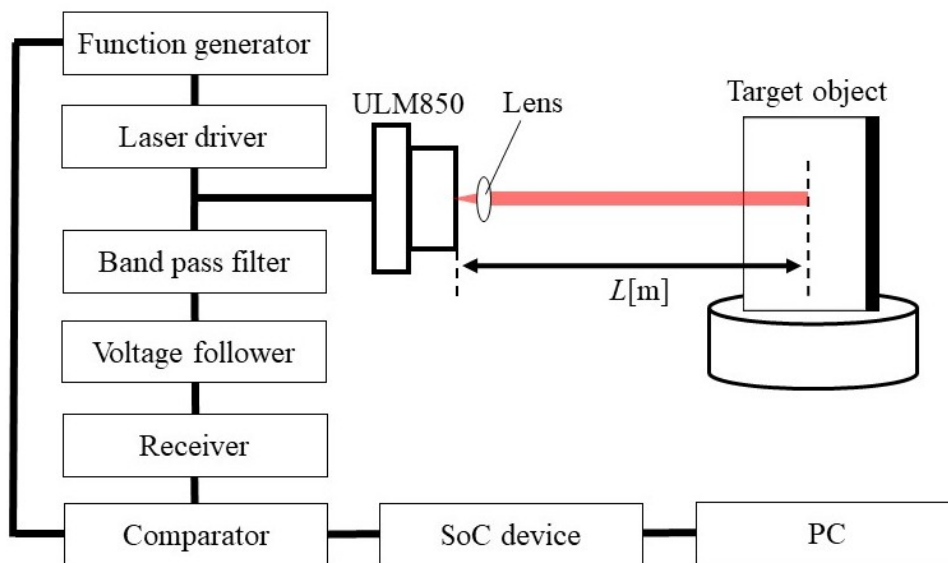


Fig. 6.6 Schematic of measurement system.

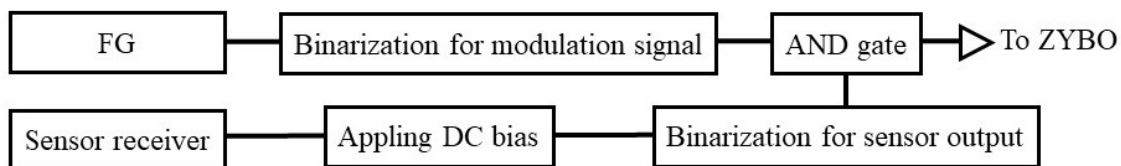


Fig. 6.7 Comparator Changes.

だけを通過させる周波数帯域特性を実現できる値としており、本距離センサの場合、60kHz から 6MHz に設定した。また、BPF の設計には、「駆動電流が BPF に流入する事で LD が正しい電流振幅値で駆動しない危険性」と「LD 駆動部と信号検出部の分離を目的としたボルテージフォロワ回路の実質的な入力インピーダンス」への配慮が求められる事に注意しなければならない。受信回路そのものの周波数帯域特性は第 5 章と同じで、帯域幅の下限は 100kHz で、上限は 2MHz である。総増幅利得は約 68dB である。

Fig. 6.7 は新たに設計したコンパレータの構成を表した概略図である。コンパレータの閾値はセンサの出力電圧振幅の中心値にほぼ等しい大ききで設計した。センサの出力電圧が交流信号なので、センサの出力電圧に直流バイアス電圧を

印加してから 2 値化処理を行った。

ZYBO および設計したデジタル回路の構成の詳細は後述する。ZYBO の総 LUT の数は 17600 である。設計したデジタル回路を論理合成したとき、ZYBO 内で使用された LUT の数は 828 だった。したがって LUT の使用率は 4% であり、これは第 5 章で設計したデジタル回路の LUT 使用率の 10 分の 1 未満の規模である。第 5 章では全ての処理を FPGA のみで実行したが、このデジタル回路ではノイズの低減、信号の検出、ヒストグラムの信号処理が容易になり、LUT の使用率が小さく抑える事に成功した。データ取得時間は約 2ms であり、変調信号の 1 周期にほぼ等しい。設計した遅延回路の遅延時間は 19.2ns である。この遅延回路は、周波数約 20MHz のクロック信号に同期して動作する。被測定信号のパルス幅を測定するための計測パルスの周波数は 125MHz である。第 2 次高調波に基づく信号の補正処理に要する時間は非常に短く、全体の処理時間はデータ収集時間とほぼ同じである。測定結果はパーソナルコンピュータに表示した。

## 6.5 ZYBO とデジタル回路設計

ZYBO は、Xilinx 社の XC7ZZ010 で構築された初心者用の組み込みソフトとデジタル回路開発キットであり、FPGA をベースにチップの内部にマイコンの ARM Coretex-A9 Dual Core プロセッサを搭載したデバイスである。

第 5 章では、全てのデジタル信号処理を FPGA のみで処理していた。しかし、FPGA は論理演算を得意としているが、四則演算が不得意なため、回路を実現した際に内部回路の使用率が高くなり回路の規模が大きくなる。これに対し、ZYBO は Programmable Logic 部(PL 部)と呼ばれる FPGA 領域と、Processing System 部(PS 部)と呼ばれる ARM コア領域を有する。そこで、信号の周期を求める処理を PL 部で、距離の周波数を求める計算処理を PS 部で行った。

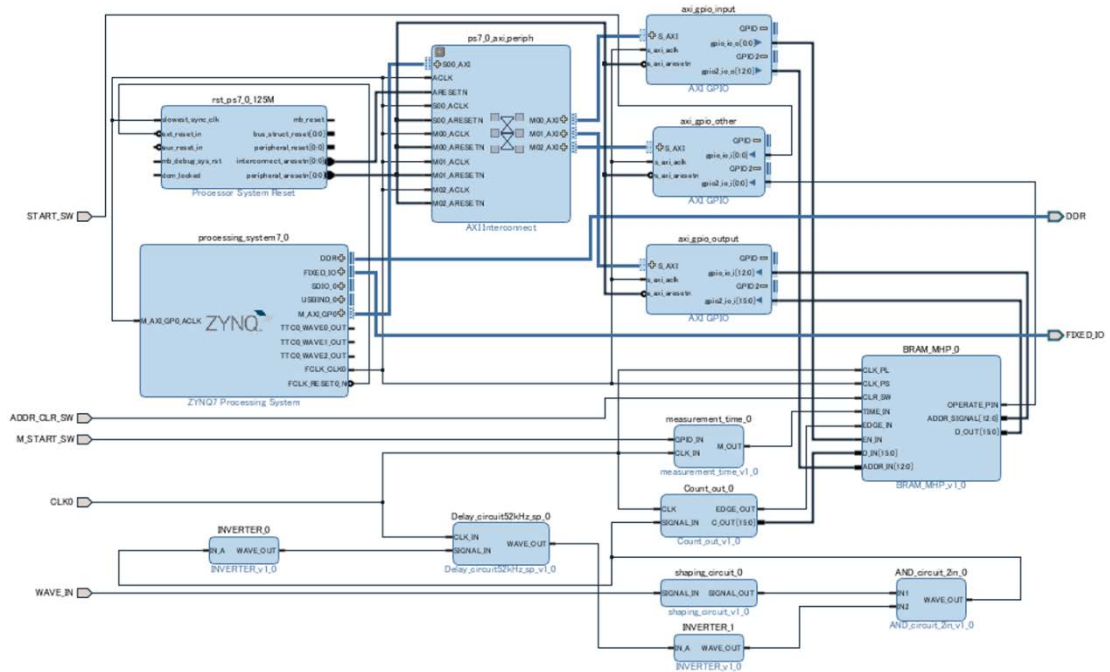


Fig. 6.8 Overall view of block design.

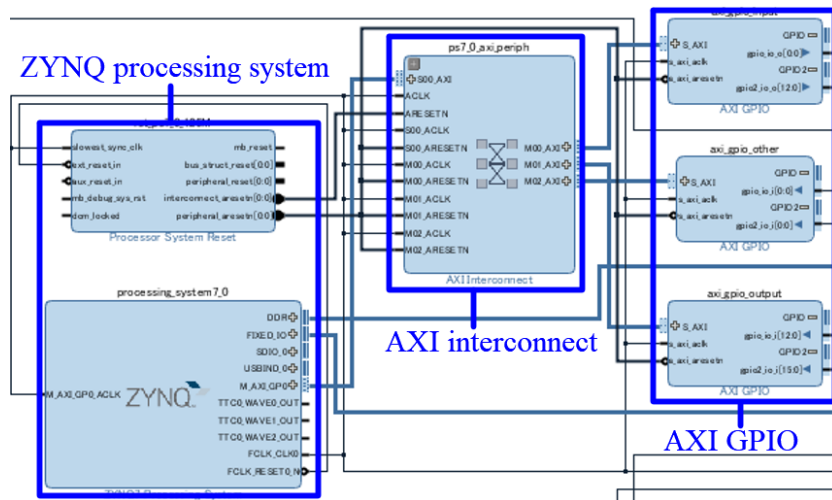


Fig. 6.9 Existing IP region.

ZYBO の PL 部は、Vivado Design Suite(Vivado)のダイアグラムによって設計した。Fig. 6.8 は、実際に Vivado で配線したデジタル回路のブロックデザインの全体図である。Vivado は、自分で作った VHDL プログラムを IP ブロックとして

保存し、ブロック図として配線することができる。そのため、VHDL で直接記述するよりも容易に規模の大きいデジタル回路を設計できる。下記に、このデジタル回路内で使用した、Xilinx 社から無償で提供されている IP ブロック(既存 IP 部)と自作の IP ブロック(自作 IP 部)について説明する。

Fig. 6.9 は Fig. 6.8 の既存 IP 部である。ZYNQ processing system は、ZYBO の Zynq-7000 プロセッシングシステム周辺のソフトウェアインターフェイス IP ブロックである。PS 部と PL 部との間の接続を制御するため、システムのリセットや SD, USB の設定、PS 部を動作させるためのクロック信号を制御している。特に、後述する Block RAM に格納したデータの読み込み命令は PS 部から実行するので、ZYNQ processing system のクロック信号は PL 部の Block RAM の読み込みポートのクロックピンにも接続している。ZYNQ processing system のクロック信号の周波数は 125MHz である。PL 部のクロック信号の周波数が 125MHz なので、PL 部と PS 部との同期を取るために PS 部のクロック周波数を 125MHz とした。PS 部が制御する IP ブロックは全て ZYNQ processing system のクロック信号に同期して動作させた。

AXI interconnect は AXI バスの制御用 IP ブロックである。この IP ブロックは ZYNQ processing system のクロック信号に同期して動作する。AXI バスは ARM 社が策定したデータバスのインターフェース規格で、PL 部と PS 部の間でデータの送受信を行う際に使用するデータバスは全て AXI バスである。

AXI GPIO は PS 部と PL 部の間でデータや命令の送受信を行う IP ブロックである。この IP ブロックは ZYNQ processing system のクロック信号に同期して動作する。AXI GPIO PL 部と PS 部を接続するための IP ブロックであり、PL 部と PS 部の相互制御を行う際は、この IP ブロックを必ず制御して実行する。この IP ブロックは AXI バスが接続されており、PS 部から送信された命令および PL 部から送信されたデータは、AXI バスを介して相互通信する。

Fig. 6.10 は Fig. 6.8 の自作 IP 部である。遅延回路やカウンタだけでなく、AND



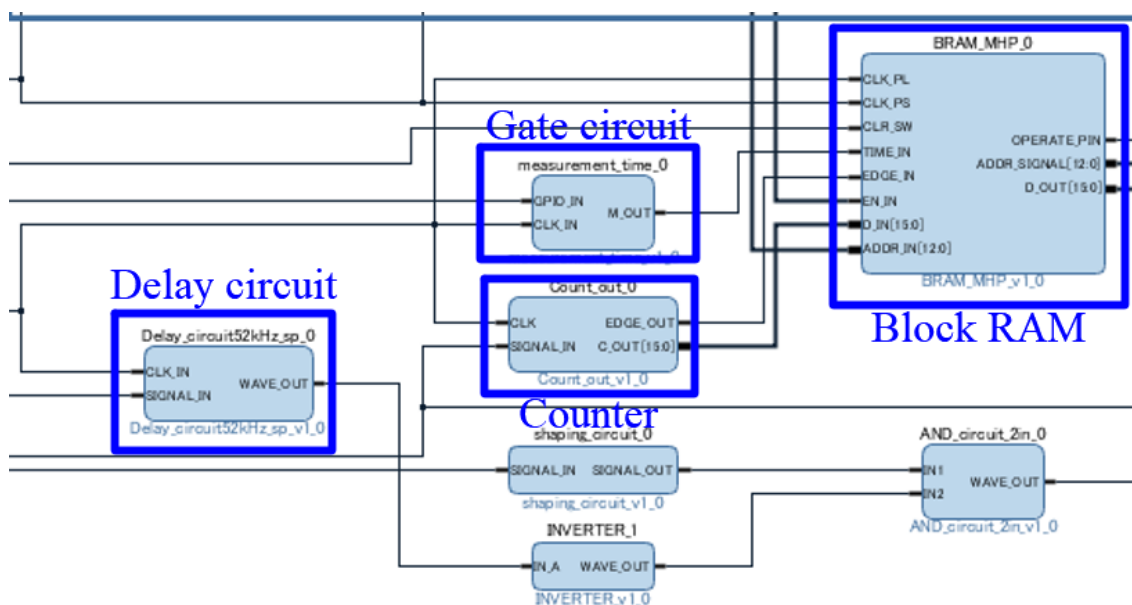


Fig. 6.10 Self made IP region.

回路や NOT 回路も VHDL で記述して IP 化している. VHDL の記述が複雑になるほど, 必要のないラッチ回路が論理合成時に作られやすい. 6.2 節で説明したノイズ低減処理を実行する IP ブロックを全て VHDL によって記述するより, 論理演算素子や遅延回路などをモジュールごとに VHDL で記述し IP 化した後, Vivado のブロックデザイン上で配線した方が, デジタル回路の規模を最適化できる.

カウンタ(Fig. 6.10 の Counter)は, 被測定信号のパルス幅を計測して出力する IP である. この IP ブロックはオンボードのクロック素子に同期して動作する. 計測パルスは ZYBO のオンボードクロックなので, 計測パルスの周波数は 125MHz である. Fig. 6.2 で示されるように, 論理積によってノイズ低減処理されたパルスを被測定信号として計測する. この IP が計測して出力するパルス幅のデータは, 被測定信号のパルス間に発生する計測パルスの立ち上がり数である. 計測したカウントデータは C\_out 端子から Block RAM へ送信する. また, カウントデータを格納する先のアドレスは EDGE\_OUT 端子によって制御する. 設計した Block RAM はデータの書き込み処理に 2 パルスのクロック信号を必要とす

る. そのため, カウンタはカウントデータを出力してからクロック信号の2パルス分の時間だけ経過した後, 書き込み先アドレスを変更する命令を Block RAM に送信する.

ゲート回路(Fig. 6.10 の Gate circuit)は Block RAM にデータを書き込めるゲート時間を制御する IP ブロックである. GPIO\_IN 端子へ2値 high-level 信号を入力すると, M\_OUT 端子から約 2ms だけ2値 high-level 信号を出力する. 言い換えれば, 変調信号の1周期分の時間だけ Block RAM へ書き込みできるようにするための IP ブロックである. ゲート時間はオンボードのクロック信号を分周して設定している.

BRAM MHP(Fig. 6.10 の Block RAM)は, カウンタで計測したパルス幅のデータを格納する IP ブロックである. BRAM MHP は入力と書き込みが同時にできる Simple Dual Port RAM を利用した. BRAM MHP の概略図を Fig. 6.11 に示す. Simple Dual Port RAM は書き込みポートと読み込みポートのそれぞれにクロック信号が必要である. Fig. 6.10 の CLK PL が Fig. 6.11 の書き込みポートのクロック端子で, Fig. 6.10 の CLK PS が Fig. 6.11 の読み込みポートのクロック端子である. データ

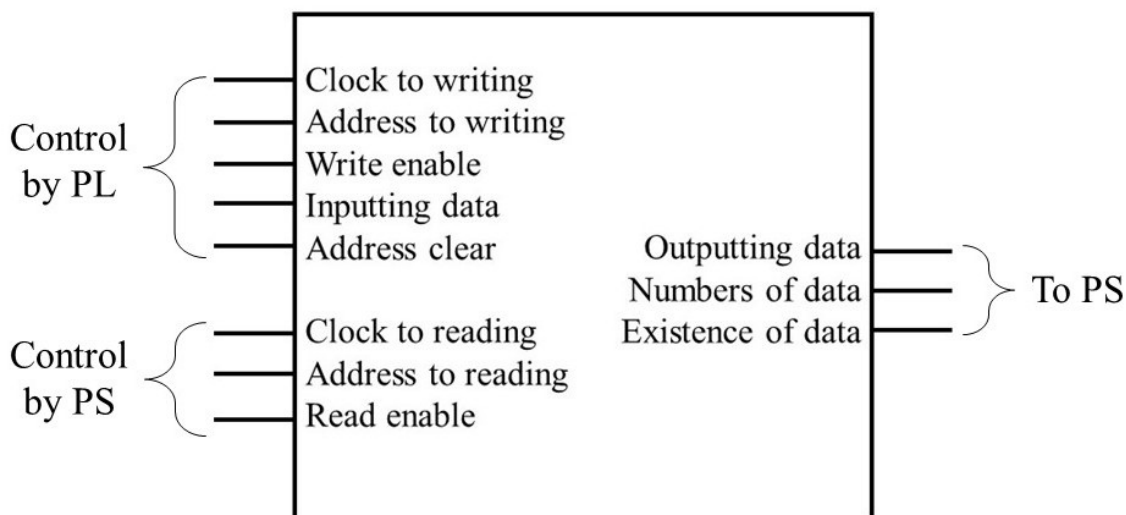


Fig. 6.11 Schematic of BRAM MHP.

の書き込み元は PL 部で、データの読み込み元は PS 部なので、書き込みポートはオンボードのクロック素子に同期して動作し、読み込みポートは ZYNQ processing system のクロック信号に同期して動作する。ゲート回路から 2 値 high-level 信号が Fig. 6.10 の TIME\_IN 端子(Fig. 6.11 の Write enable 端子)へ出力されている間、カウンタから出力されるパルス幅のデータを、Fig. 6.10 の D\_IN 端子(Fig. 6.11 の Inputting data 端子)で取得して格納する。Fig. 6.10 の EDGE\_IN 端子(Fig. 6.11 の Address to writing 端子)にパルス信号が入力されると、データ格納先のアドレスを 1 だけ深い階層のアドレスに変更する。Fig. 6.10 の EN\_IN 端子は Fig. 6.11 の Read enable 端子に相当し、PS 部からこの端子に信号を入力すると読み込み動作が可能になる。Fig. 6.10 の ADDR\_IN 端子は Fig. 6.11 の Address to reading 端子に相当する。Fig. 6.10 の CLR\_SW 端子は Fig. 6.11 の Address clear 端子に相当し、書き込み用アドレスを初期状態にする端子である。Fig. 6.10 の OPERATE\_PIN 端子は Fig. 6.11 の Existence of data 端子に相当し、Block RAM にデータが格納されている事を PS 部が確認するための端子である。PS 部は OPERATE\_PIN 端子から 2 値 high-level 信号を得るまで Block RAM に格納されたデータに対する信号処理を実行しない。Fig. 6.10 の ADDR\_SIGNAL 端子は Fig. 6.11 の Numbers of data 端子に相当し、取得したデータの総数を PS 部に示す端子である。Fig. 6.10 の D\_OUT 端子は Fig. 6.11 の Outputting data 端子に相当し、ADDR\_IN 端子に入力されたアドレスに格納されたデータを PS 部に送信する。

遅延回路(Fig. 6.10 の Delay circuit)は 32 ビットのレジスタを 12 個接続した IP ブロックである。D フリップフロップを 384 個接続したバッファであるが、ZYBO が扱える最長ビットが 32bit なので、12 個のレジスタに分割した。遅延時間は約 19.2 $\mu$ s で、厳密には、遅延時間を周波数に換算したときちょうど 52kHz になるよう設定している。変調信号の 1 周期が 520Hz なので、ちょうど変調信号の 1 周期の 100 倍の高さの周波数である。この IP ブロックにもオンボードのクロック素子が接続し、回路内部でクロック信号を分周して 19.968 MHz の信号を生成し、

生成した信号に同期して動作するようにした。ビット数が 384 ビットのバッファを 19.968MHz の信号に同期して動作させると、19.2 $\mu$ s の遅れ時間を実現できる。この時使用される LUT 数は全体の 2%で済む。

## 6.6 PS 部の信号処理

Fig. 6.12 は PS 部で実行している処理のフローチャートである。PS 部の処理は、PL 部で実行される被測定信号のパルス幅の計測が全て完了した後に実行される。PS 部の処理としては、最初に Block RAM からデータの総数を取得する。ここで取得したデータの総数の数だけ、ヒストグラムを作成する際の繰り返し処理を実行する。データの総数を PL 部から取得したら、Block RAM の読み込み動作を可能にする命令を送信する。次に、Block RAM からパルス幅のデータを取得して周波数に変換し、周波数を階級としたヒストグラムを作成する。このとき、周波数が 2MHz よりも高い信号および 100kHz よりも低い信号は、受信回路の BPF の周波数帯域特性によって遮断されるので、デジタル信号処理においてもノイズとして処理し、ヒストグラムに反映しない。繰り返し処理が完了したら第 6.3 節の第 2 次高調波信号に基づく補正処理を実行して、補正後のヒストグラムと最頻値となった周波数を出力する。ここで出力される周波数を距離の MHP 周波数として測定した。

## 6.7 ZYBO を用いた距離測定の結果と考察

Fig. 6.13 および Fig. 6.14 は、測定距離 20cm において、ノイズ低減処理を実行しながらサンプリングして作成した、2 値化信号のロジックレベルの変化を示す

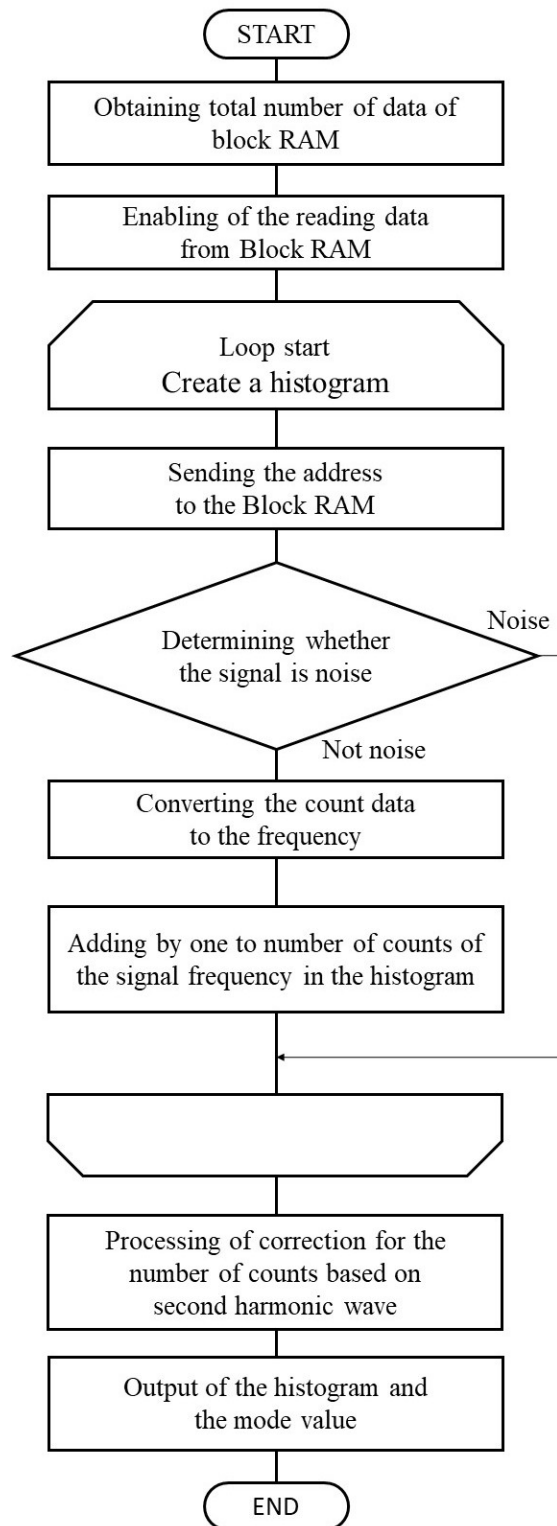


Fig. 6.12 Flowchart of PS region.

グラフである. サンプルング間隔は 83ns であり, この処理によって得られたサンプルングデータの総数は 23974 だった. Fig. 6.13 および Fig. 6.14 は, 23974 点のデータの一部を抜粋して作成した. 測定距離 20cm における MHP 周波数の理論

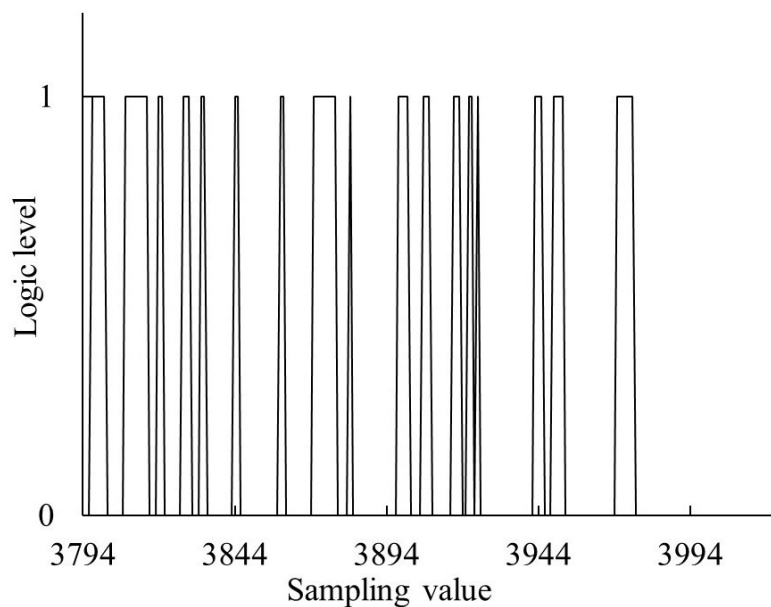


Fig. 6.13 Parts of measured changes in logic level before noise reduction processing.

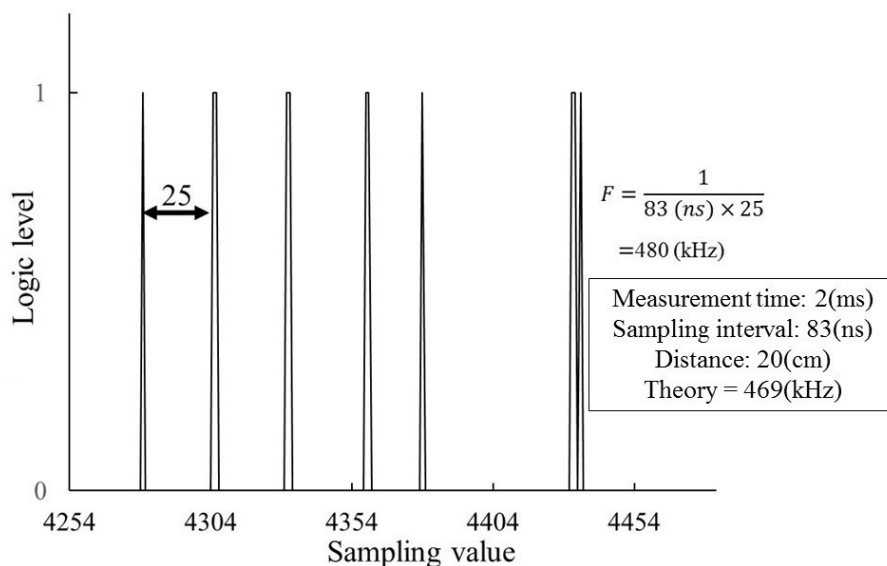


Fig. 6.14 Parts of measured changes in logic level after noise reduction processing.

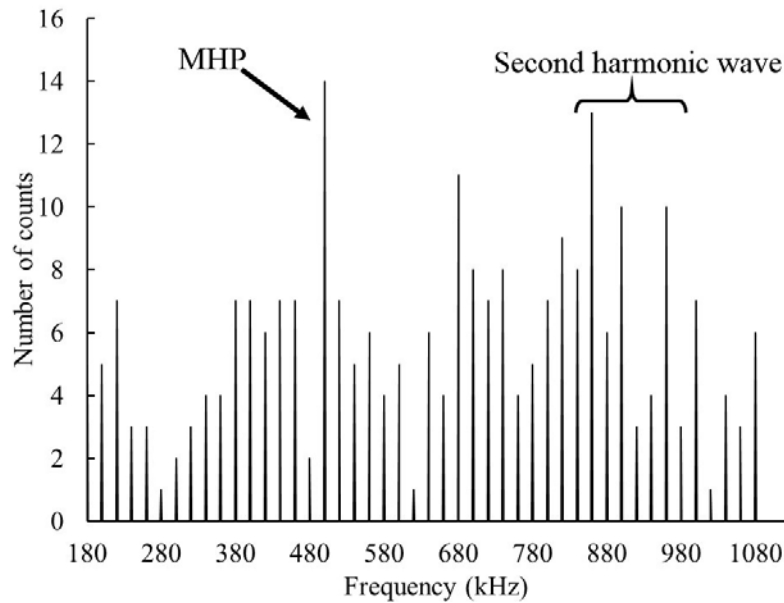


Fig. 6.15 Measured histogram for 20 cm target distance.

値は 469kHz である. Fig. 6.13 のデータ範囲では, ノイズ低減処理が不十分であり, どのデータが MHP であるか判断する事は不可能である. 一方, Fig. 6.14 のデータ範囲では, 論理積によるノイズ低減処理を繰り返した結果, 周期的な 2 値化信号が表れている. この 2 値化信号の周波数を計算すると, 480kHz の周波数, 即ちほぼ MHP 周波数の理論値の 469kHz に等しい. 従って, 2 値化信号内に含まれる MHP 以外の信号は, 信号の論理積を繰り返し求める事で低減できる.

Fig. 6.15 は, 測定距離 20cm において, 全ての信号処理が完了した後に作成されたヒストグラムである. 理論値である 469kHz 付近に高い強度の信号を確認できる. 第 2 次高調波の周波数は約 940kHz となるが, 第 2 次高調波の周波数に相当する信号の範囲の強度も高い. しかしながら, 第 2 次高調波の信号は広がりを持つように表れている. ノイズ低減処理と被測定信号のパルス幅の計測は同時に実行しているので, 検出した信号が Fig. 6.15 の第 2 次高調波のように広帯域に広がる可能性がある. Fig. 6.15 における, MHP の信号の広がり確認できないが, 信号が広帯域に広がる可能性は MHP にもある.

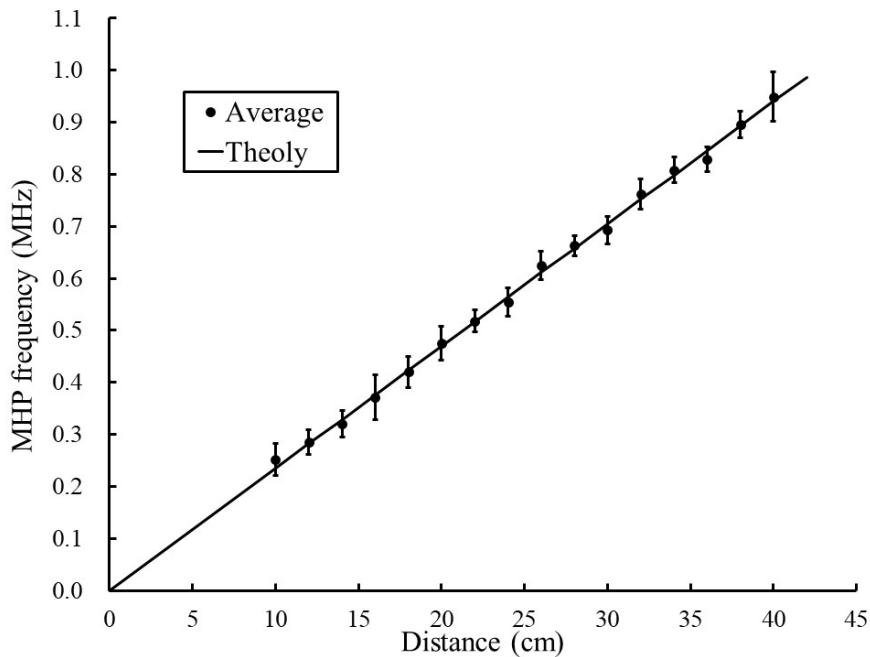


Fig. 6.16 Measurement result.

様々な距離において、ZYBO による距離の MHP 周波数の測定を行った結果を Fig. 6.16 に示す。理論曲線は式 (3.7) で求めた。統計的信号処理を意識した測定を行うため、各測定距離において、20 回測定を行い、平均値を求めた。Fig. 6.16 のエラーバーは、測定距離ごとに算出した標準偏差を表す。Fig. 6.16 より、測定距離の増加に伴って、MHP 周波数が比例して高くなる事が確認できた。最大標準偏差は 0.047MHz であり、距離の測定誤差は約 2cm となった。

ターゲットまでの距離が近いほど MHP のパルス幅が長くなるので、2 値化 MHP の 1 周期の間に多くの 2 値化ノイズ信号が重畳する。これにより、ノイズ低減に要する時間が長くなる。また、距離が遠くなるほど MHP のパルス幅が小さくなり、MHP のパルス幅と短周期ノイズのパルス幅の差も小さくなる。その結果、短周期ノイズの低減が困難になる。

第 5 章の測定結果と比較すると、測定時間は 6ms から 2ms まで短縮され、測定可能な範囲は 20cm から 45cm だったものが、10cm から 40cm に広がっている。第 4 章の FFT 解析を用いた距離測定で求めた信号のばらつきと比較すると、ZYBO を用いたデジタル信号処理は測定値のばらつきが大きい。一方、このデ



デジタル信号処理システムは、デジタル回路規模が大きくなる事を抑え、簡単な信号処理によって高強度なノイズを伴う出力電圧から **MHP** 周波数を計算し、実時間距離測定が可能である事を示した。

## 参考文献

- (1) S. Shinohara, A. Mochizuki, H. Yoshida, M. Sumi: "Laser Doppler velocimeter using the self-mixing effect of a semiconductor laser diode", Appl. Opt. 25 p. 1416 (1986)

## 第7章 総括

本研究によって得られた検証結果についてまとめ、課題と今後の展望について記す。

### 7.1 本論文のまとめ

LD は外部反射面からの散乱光が、戻り光として LD の活性層に入り、共振器内のレーザー光と干渉すると動作が不安定になるという欠点がある。本研究では、LD として VCSEL を採用し、この現象を自己結合効果とし、距離測定に利用したセンサの研究を行った。

自己結合効果により、レーザー光出力が増減すると、VCSEL の端子電圧もわずかに変動する。この現象を利用すれば PD を搭載していない VCSEL を距離測定センサとして活用できる。「スマートファクトリーの実現」を目指した産業用距離センサの 1 つとして、無人ロボットのための衝突防止センサやロボットアームの位置制御センサ、形状測定センサなど様々な場面で活用できる。

現在、VCSEL の端子電圧の変動から自己結合効果を検出する方法の研究はほとんど行われていない。そこで自己結合効果の新たな応用方法の研究として、端子電圧の変動から自己結合効果を検出し、距離測定の精度を検証した。

白い上質紙をターゲットとして測定を行ったところ、最大 85cm までの距離測定が可能な事を確認でき、測定値と理論値との誤差および測定値のばらつき誤差はともに 1%未満に抑えられた。また、ND フィルタを用いて戻り光量を大きく

減衰させて測定したところ、ある一定以上の大きさの戻り光が VCSEL の活性層に入れば自己結合効果は発生し、距離測定の精度も大きく変化しないことがわかった。今回の測定では白色の他に赤、緑、青、黒色の上質紙をターゲットとして測定を行ったが、いずれも誤差は 1%未満で、50cm 以上の距離を測定することができた。レーザー光軸とターゲットの間の照射角度を変化させて測定しても、測定誤差は小さい事を確認した。以上の事から、端子電圧型自己結合レーザー距離センサは傾きのあるターゲットや粗面、反射率の低いターゲットに対しても測定ができる事を確認した。

また、端子電圧型自己結合レーザー距離センサの、FFT 解析以外の信号処理について研究を行った。PD 型自己結合レーザー距離センサのための FFT 以外の信号処理としては、信号係数補正法が提案されている。しかしながら、MHP に重畳するノイズ強度が PD 型自己結合レーザー距離センサよりも高い端子電圧型自己結合レーザー距離センサでは、信号係数補正法でも MHP を検出できない。

そこで、端子電圧型自己結合レーザー距離センサの出力信号から MHP を測定するデジタル信号処理として、信号係数補正法を基礎とした、VCSEL 端子電圧の変動の中に含まれる全ての情報を利用したデジタル信号処理法を新たに提案した。2 値信号の立ち上がり間の時間を測定し、ヒストグラムを作成する。ヒストグラムの全ての階級に対して統計的加算処理を実行し、MHP 周期の長さを概算した。さらに、概算した MHP 周期の長さに相当する周波数範囲を、一定の階級幅で分けられた確率分布であるとみなし、最も信号発生確率の高い周波数成分を求めた。

その結果、この信号処理による MHP 周波数の距離に対する線形性の確認ができた。この事は、VCSEL 端子電圧の変動分から信号として検出した全ての情報を利用した統計的処理ならば、距離を測定できる事を意味する。測定精度は FFT 解析を使用した測定方法の方が高いが、本測定方法は複雑な信号処理をしないので、測定時間を FFT 解析より非常に短くできる利点がある。従って、本測定システムは高速な距離センシングシステムを必要とする場面での活用が期待でき

る。一方で、変調信号の1周期分の時間(2ms)での処理を完了する事はできず、実時間測定の実現に対する課題が残った。

端子電圧型自己結合レーザー距離センサによる実時間距離測定を実現するため、非常に高い強度のノイズ信号の中からMHPを判断する手法を新たに提案し、2値化ノイズを低減する研究を行った。その中で、VCSEL駆動電流を三角波変調したときに得られるMHPのパルス幅は等間隔性を持ち、ホワイトガウスノイズのパルス幅は等間隔性を持たないという性質を利用した新たなノイズ低減処理を提案した。ノイズを含んだ2値化パルスを一時的にデジタルデバイスに記憶させておき、改めて入力した2値化パルスとの論理積を求めると、2値化MHP同士の論理積は求められる一方で、2値化ホワイトガウスノイズの論理積は求められずに失われる。さらに、同じく等間隔性を持つ第2次高調波は、周波数がMHP周波数の2倍という特徴を持つため、この特徴を利用したヒストグラムの補正処理を提案し、SoCデバイスであるZYBOで信号処理を実行した。

その結果、変調信号の1周期(2ms)とほぼ等しい時間で距離を測定できた。FFT解析を利用した距離測定の方が測定精度は良いが、非常に多くの数のノイズが伴う出力信号の中から、実時間でMHPを検出する事に本手法で初めて成功した。

## 7.2 今後の展望

本論文に記した信号処理方法は、端子電圧型自己結合レーザー距離センサによる実時間測定の研究に大きく貢献した。しかし、信号処理の最も基本となる手法が、ヒストグラムの最頻値を距離に対するMHP周波数とする方法であるため、FFT解析のように信号を周波数スペクトルで表して厳密に解析する手法と比較すると、どうしても測定誤差が大きくなる問題が残った。短周期の2値化ホワイトガウスノイズのパルス幅を計測するほど、MHPがヒストグラムから検出できなくなる。センサ本体の回路の改善によって抑えられるノイズ強度の大きさ

には限界がある上、どれだけ回路の改善を図ったとしても、MHP 信号そのものの強度が大きくなるわけではない。従って、端子電圧型自己結合レーザー距離センサによる実時間距離測定を高い精度で実現するためには、アナログ回路の分野の議論よりも、ヒストグラムを基本とした手法以外の信号処理を提案するなど、デジタル回路の分野で研究を進めなければならない。

信号係数補正法や本論文の論理積によるノイズ低減処理に共通する事は、「電氣的に MHP とその他のノイズ信号を判断づける方法はないが、2 値化信号が持つ統計的特徴や、MHP そのものの性質に着目した信号処理ならば、MHP とノイズ信号を区別できる」という点である。即ち、自己結合レーザー距離センサの出力信号は必ず特徴的な性質を伴って得られるので、機械学習やディープラーニングによる MHP の信号判定を行えば、FFT 解析に代わる高精度な信号処理ができる可能性がある。

# 謝辞

本研究を進める過程で多くのご指導をしていただいた愛知工業大学津田紀生教授，山田諄名誉教授に厚くお礼申し上げます。さらに，本論文の査読を引き受けていただいた小塚晃透教授，鳥井昭宏教授，森正和教授に深く感謝申し上げます。学術論文の執筆にあたり，多くの助言をしていただいた青木道宏教授，五島敬史郎准教授に深く感謝申し上げます。

ZYBO や Vivado Design Suite の使用方法や VHDL の記述など，デジタル信号処理に関する多くのご助言をしていただいた株式会社 ROBOSHIN 平野慎也様に心より感謝申し上げます。

さらに，本研究に協力をしてくれた平成 28 年度大学院前期課程修了の水嶋大輔さん，平成 28 年度学部卒業の高田大貴君，平成 29 年度学部 4 年の大羽達也君と島森大智君に感謝の意を表します。

# 外部発表リスト

## 1. 主著論文

(1)吉松 剛, 五島 敬史郎, 津田 紀生, 山田 諄

半導体レーザの端子電圧変化を利用した自己結合型距離センサ  
電気学会論文誌 C, Vol.134, No.12, p. 1796 (2014)

DOI: 10.1541/ieejciss.134.1796

(2)吉松 剛, 五島 敬史郎, 青木 道宏, 津田 紀生, 山田 諄

端子間電圧型自己結合レーザー距離センサに対する統計的信号処理  
レーザー研究, Vol.44, No.10, p. 679 (2016)

(3)Takeshi Yoshimatsu, Norio Tsuda, Jun Yamada

Signal Processing for Distance Measurement Using Laser Voltage Fluctuation due to  
Self-Coupling Effect

Sensors and Materials, Vol.29, No.9, p. 1315 (2017)

DOI: 10.18494/SAM.2017.1609

## 2. 共著論文

(1)水嶋 大輔, 吉松 剛, 五島 敬史郎, 津田 紀生, 山田 諄

半導体レーザの自己結合効果を利用したレーザーマイクロホンによる音波検出  
電気学会論文誌 C, Vol.136, No. 7, p. 1021 (2016)

DOI: 10.1541/ieejciss.136.1021



(2)水嶋 大輔, 吉松 剛, 五島 敬史郎, 山口 剛, 津田 紀生, 山田 諄  
半導体レーザーの自己結合効果を利用したレーザーマイクロホンの超音波帯域特性  
電気学会論文誌 C, Vol.137, No. 3, p. 489 (2017)  
DOI: 10.1541/ieejciss.137.489

(3)Daisuke Mizushima, Takeshi Yoshimatsu, Tsuyoshi Yamagushi, Mishihiro Aoki,  
Norio Tsuda, Jun Yamada  
Sensitivity Improvement of Laser Microphone Using Self-coupling Effect of  
Semiconductor Laser  
電気学会論文誌 E, Vol.138, No. 1, p. 9 (2018)  
DOI: 10.1541/ieejsmas.138.9

### 3. 国際会議

(1) Takeshi Yoshimatsu, Norio Tsuda, Jun Yamada  
Study on Self-Coupling Sensor Using Terminal Voltage Change  
OPTICS & PHOTONICS International Congress 2015 The 4th Advanced Lasers and  
Photon Sources, OPIC2015 ALPS'15, ALPSp14-34,  
April 24(2015)

(2) Takeshi Yoshimatsu, Norio Tsuda, Jun Yamada  
Study on Self-Coupling Terminal Voltage Sensor for Real-Time Measuring  
5th International Conference on Engineering and Applied Sciences,  
ICEAS2015,ICEAS-3496,  
July 22(2015)

- (3) Takeshi Yoshimatsu, Keishio Goshima, Michihiro Aoki, Norio Tsuda, Jun Yamada  
Development of laser distance sensor by utilizing fluctuation of terminal voltage due to self-coupling effect  
The 5th Advanced Lasers and Photon Sources, ALPS'16, ALPSp14-21,  
May 19(2016)
- (4) Takeshi Yoshimatsu, Keishio Goshima, Michihiro Aoki, Norio Tsuda, Jun Yamada  
Low cost and real time signal processing of self-coupling distance sensor using fluctuation of terminal voltage  
The International Conference on Electrical Engineering 2016, ICEE 2016, ID 90129,  
July 5(2016)
- (5) Takeshi Yoshimatsu, Norio Tsuda, Jun Yamada  
Signal processing for distance measurement using laser voltage fluctuation due to self-coupling effect  
10th International Conference on Sensing Technology 2016, ICST16, 1570292941,  
November 12(2016)
- (6) Tatsuya Ohba, Takeshi Yoshimatsu, Norio Tsuda, Jun Yamada  
Velocity sensor utilizing terminal voltage fluctuation of laser due to self-coupling effect  
International Workshop on Green Energy System and Devices, IWGESD2017, P-38,  
November 24(2017)

## 4. 国内学会発表

(1)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

自己結合効果による VCSEL の端子間電圧変化を用いた距離測定  
平成 25 年度電気関係学会東海支部連合大会, H2-2,  
平成 25 年 9 月 27 日

(2)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

VCSEL の端子間電圧変化を用いた距離測定  
平成 25 年度レーザー学会中部支部若手研究発表会, LC13-12,  
平成 25 年 12 月 6 日

(3)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

VCSEL の端子間電圧変化を利用した自己結合型距離センサ  
平成 26 年度電気学会全国大会,1-110,  
平成 26 年 3 月 20 日

(4)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

端子間電圧変化による自己結合型センサの距離測定精度  
平成 26 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, F5-5,  
平成 26 年 9 月 9 日

(5)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

VCSEL の端子間電圧変化を用いた自己結合型センサの距離測定精度  
平成 27 年レーザー学会学術講演会第 35 回年次大会, 11pI04,  
平成 27 年 1 月 11 日

(6)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

FPGA を用いた端子間電圧変化による自己結合型距離センサ

平成 27 年電気学会全国大会, 1-051,

平成 27 年 3 月 5 日

(7)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

FPGA を用いた自己結合端子電圧センサの信号処理

平成 27 年電気学会 電子・情報・システム部門大会, PS2-11,

平成 27 年 8 月 26 日

(8)吉松 剛, 津田 紀生, 山田 諄

FPGA による端子電圧型自己結合センサの信号処理

平成 27 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, H1-5,

平成 27 年 9 月 28 日

(9)吉松 剛, 五島 敬史郎, 青木 道宏, 津田 紀生, 山田 諄

自己結合型レーザ距離センサの FPGA による統計的処理

平成 28 年電気学会全国大会, 1-029,

平成 28 年 3 月 18 日

(10)吉松 剛, 五島 敬史郎, 青木 道宏, 津田 紀生, 山田 諄

自己結合効果による端子間電圧変化を用いたレーザ測距のための信号処理

平成 28 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, D2-2,

平成 28 年 9 月 12 日

(11)吉松 剛, 五島 敬史郎, 青木 道宏, 津田 紀生, 山田 諄

端子間電圧型レーザー距離センサの自己結合信号処理に関する研究

平成 29 年電気学会全国大会, 1-054

平成 29 年 3 月 16 日

(12)吉松 剛, 五島 敬史郎, 青木 道宏, 津田 紀生, 山田 諄

自己結合効果によるレーザー端子電圧変動を利用した距離測定のための  
信号処理

平成 29 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, J2-5,

平成 29 年 9 月 7 日

(13) 吉松 剛, 五島 敬史郎, 津田 紀生, 山田 諄

2 値化信号の加算平均を用いた端子電圧型自己結合レーザー距離センサのた  
めの信号処理

平成 30 年電気学会全国大会, 1-065 (投稿中),

平成 30 年 3 月 15 日