

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

SIGNAL PROCESSING FOR
SELF-COUPLED LASER SENSOR



March 2012

Graduate School of Engineering
Aichi Institute of Technology

Tatsuya UENO

目次

第 1 章 序論.....	1
1.1 本研究の背景と動機.....	1
1.2 本研究の推移.....	2
1.3 本研究の目的と内容.....	6
第 2 章 半導体レーザと自己結合効果.....	10
2.1 半導体レーザ.....	10
2.1.1 Fabry-Perot 型レーザの特徴.....	10
2.1.2 VCSEL 型レーザの特徴.....	14
2.1.3 半導体レーザの波長特性.....	16
2.1.4 自己結合型レーザセンサ用レーザデバイスの選択.....	25
2.2 自己結合効果.....	28
2.2.1 自己結合効果の原理.....	28
2.2.2 重畳ノイズ.....	29
第 3 章 物理量算出方法.....	32
3.1 絶対距離算出方法.....	32
3.1.1 定在波表現による距離算出式の導出.....	33
3.1.2 定在波表現とビート表現の比較.....	35
3.2 速度算出方法.....	37
3.2.1 負のビート周波数.....	38
3.2.2 負のモードホップパルス数.....	42
3.3 振動計測.....	46
3.4 振動振幅算出方法.....	48
3.4.1 統計的振幅算出原理.....	48
3.4.2 振幅算出値の計数誤差による影響.....	50
3.4.3 他方式による振幅算出との比較.....	52
3.4.4 数値シミュレーション.....	54
第 4 章 2 値化信号の統計的特徴.....	59
4.1 2 値化ノイズの統計的特徴.....	60
4.1.1 2 値化 GWN のランレングス分布.....	61
4.1.2 2 値化 GWN の周期分布.....	63
4.2 2 値化信号の統計的特徴.....	65
4.2.1 重畳ノイズが小さい場合の 2 値化信号の度数分布.....	69

4.2.2	重畳ノイズが中程度の場合の2値化信号の度数分布.....	7 1
4.2.3	重畳ノイズが大きい場合の2値化信号の度数分布.....	7 6
第5章	信号計数補正法.....	7 9
5.1	従来の信号処理方法.....	7 9
5.1.1	FFTによる信号処理.....	7 9
5.1.2	単純信号計数法による信号処理.....	7 9
5.2	信号計数補正法.....	8 0
5.2.1	信号計数補正法の原理.....	8 0
5.2.2	時間的な変化を持つ計測における信号計数補正法.....	8 7
第6章	信号有効性判定.....	9 0
6.1	有効性判定方法.....	9 0
6.2	信号有効性判定原理.....	9 1
6.2.1	計数単位.....	9 1
6.2.2	階級範囲.....	9 2
第7章	評価システム.....	9 6
7.1	システム概要.....	9 6
7.2	レーザパッケージ.....	9 7
7.3	アナログ回路部.....	1 0 0
7.3.1	投光回路部.....	1 0 3
7.3.2	受光回路部.....	1 0 5
7.4	デジタル回路部.....	1 0 6
7.4.1	DSP評価ボード.....	1 0 6
7.4.2	PC (パーソナルコンピュータ).....	1 0 8
7.5	測定対象物.....	1 1 0
第8章	計測結果と考察.....	1 1 2
8.1	絶対距離計測.....	1 1 2
8.1.1	単純信号計数法と信号計数補正法 (周期単位、最頻値基準) の比較.....	1 1 2
8.1.2	信号計数補正法 (周期単位) における基準周期選択方法の比較.....	1 1 5
8.1.3	最大占有値を基準とした信号計数補正法における計数単位の比較.....	1 1 7
8.2	振動計測.....	1 2 0
8.2.1	速度計測.....	1 2 0
8.2.2	振幅計測.....	1 2 3

8.3 信号有効性判定方法検証.....	1 2 7
8.3.1 MHP の分割に対する検証.....	1 2 7
8.3.2 MHP の歯抜けに対する検証.....	1 2 9
第 9 章 総括.....	1 3 2
9.1 本論文のまとめ.....	1 3 2
9.2 将来の展望.....	1 3 3
謝辞.....	1 3 4
外部発表リスト.....	1 3 5

第1章 序論

1.1 本研究の背景と動機

半導体レーザーは1962年に発振が確認されて以来、Fabry-Perot共振器構造を持つFabry-Perot型レーザー（FP型レーザー）を始めとして分布帰還型のDistributed-FeedBack型レーザー（DFB型レーザー）、垂直共振器構造を持つ面発光レーザーであるVertical Cavity Surface Emitting LASER（VCSEL）、そして量子ドット構造を持つ量子ドットレーザー（Quantum dot LASER）と発展し続けている。しかしそれは同時に戻り光ノイズ抑制の歴史でもある。

半導体レーザーの発明当初から照射光の一部がレーザーに再注入されると光強度ノイズが発生することが知られており、そのノイズのことを戻り光ノイズという。半導体レーザーは反射率が低い反射面で構成されているために戻り光との結合が強く、戻り光ノイズは半導体レーザーにおいて特異的に現れる現象である。

戻り光ノイズは様々な発生原因による複合的なノイズであるが、そのノイズの1つである照射光とその戻り光の干渉による照射光の光強度変化は、Roy Lang氏とKohroh Kobayashi（小林功郎）氏によって1980年にレート方程式を用いた理論が報告された⁽¹⁾。戻り光による照射光の増大現象は、1970年代後半に三橋慶喜氏らによって「自己結合効果（Self Coupling Effects）」と名づけられ、ノイズとしての抑制対象ではなく積極的に利用する信号としての研究が始められた⁽²⁾。三橋氏らによる自己結合効果を用いた光ピックアップは、オランダのPhilipsやアメリカのRCAなどの研究者が注目し研究がなされた。当時の半導体レーザーでは実用化にいたらなかったが、後の光ピックアップ技術の礎となった。光ピックアップの手段としての自己結合効果では、可干渉性を有する戻り光はモードホッピングを避けることができず可干渉性ノイズの原因として扱われ、本来単一の縦モード（Single mode）のレーザーをマルチモード発振の状態で使用し、戻り光の可干渉性を抑制する研究がなされた。

一方で自己結合効果を戻り光干渉による干渉・増幅現象として捉え、レーザーをSingle mode発振の状態で使用し自己結合効果のなかの照射光と戻り光の位相差による干渉現象を積極的に利用する研究は、80年代後半から静岡大学の篠原茂信氏らによっても始められた⁽³⁾。なお、篠原茂信氏は、干渉原理に基づいた照射光の光強度変化を用いた物理量測定方法における自己結合効果を自己混合効果（Self Mixing Effects）と名づけた。

1990年代以降、レーザーデバイスの発展と共に自己結合効果は、距離、振動、速度など様々な物理量計測で利用が検討され、多くの研究が報告された⁽⁴⁾。国内では、光ピックアップの手段としての研究が東海大学の後藤顕也氏らによって行われ⁽⁵⁾、計測分野では静岡大学の篠原茂信氏を中心として篠原氏の静岡大学時代の恩師である角正雄氏が移籍した千葉工業大学や東海大学に広がった。これらの大学を中心に距離計測^{(6)~(8)}のほかに速度・振動計測^{(9)~}

(11)などの研究が報告された。国外では、イタリア Pavia 大学の Silvano Donati 氏^{(12),(13)}、フランスの研究機関 ENSEEIHT の Thierry Bosch 氏⁽¹⁴⁾などによって計測分野での報告がなされた。

2000 年代になると産業界との共同事業も始まり、篠原氏らとスズキ株式会社による産業技術総合開発機構の研究開発事業^{(15),(16)}や愛知工業大学の山田諄氏らと徳田工業によるソフトピアジャパン共同研究⁽¹⁷⁾などがなされた。しかしこれらの研究では FP 型のレーザや DFB 型レーザが用いられ、レーザに起因するノイズなどの問題を抱えた状態が続いた。そして、一部の研究者によって自己結合効果の研究はレーザスペckル⁽¹⁸⁾やカオス^{(19),(20)}研究にも枝分かれして発展を続け、カオス研究の主要テーマであるカオス同期通信⁽²¹⁾の研究につながるることとなる。

併せて、通信分野やレーザプリンタなどで VCSEL の実用化が始まり、オーストラリア Queensland 大学の Aleksandar Rakic 氏⁽²²⁾や筆者⁽²³⁾などによって自己結合型レーザセンサ研究に VCSEL が登場することになる。民生分野では VCSEL の自己結合効果を利用したレーザマウスやフィンガーナビゲータなどが実用化された。

しかし、自己結合効果による干渉信号である Mode hop pulse (MHP) には本質的に様々なノイズが重畳するため、センサや計測器などの産業分野での実用化が難しく、2005 年に静岡大学とスペースクリエイションとの共同研究開発の成果として振動計が一時発売されたが、信号処理におけるノイズ耐性を補うために大きな戻り光を前提とした自己混合効果の干渉・増幅現象の中の戻り光“干渉”の機能を主に利用した設計がなされ、光軸の調整や戻り光量の調整など煩雑な測定準備が必要で普及するまでには至らなかった。

従来、干渉現象を利用した計測器は精密機器であり測定環境を整えた状態での計測が前提であったため、工業市場をはじめとする産業分野での利用には欠かせない高い耐ノイズ性を備えた信号処理技術が開発されてこなかった。本論文では、工業市場などの産業分野での実用化に必須であるノイズ耐性と測定速度を両立した信号処理を提案するものである。

1.2 本研究の推移

干渉原理を用いた物理量の計測には、光の他にも電波や音波など様々な波が用いられるが、大きく分けて波長を固定したものと波長を変調したものの 2 種類が存在する。半導体レーザは温度による発振波長変化が大きいため、半導体レーザの発振光を固定波長で用いる干渉計ではわずかな温度変化で干渉状態が変化することから、最低でも 1/100°C の温度制御が必要で、コストを考慮した場合、実用化が難しい。そのため、半導体レーザを用いた干渉計のほとんどが発振波長を変調した計測方法である。

半導体レーザ以外の波を利用した波長を変調する計測器には、FM-CW (Frequency Modulated -Continuous Wave) 型の RADAR (Radio Detecting and Ranging) や LADAR (Laser Detection and Ranging) など、広く用いられている計測器があり、半導体レーザを用いた自己

結合型レーザーセンサも原理的には同じ算出原理を用いて物理量を算出できる。しかし半導体レーザーの発振光には「可干渉距離を決める Coherence が低い」、「原理的にノイズが重畳している」等の特徴があり、半導体レーザーを用いた自己結合効果型レーザーセンサによる計測での信号処理を困難なものにしている。

半導体レーザーの発振光は線幅が広く、その低い Coherence から可干渉距離が短い。自己結合効果型レーザーセンサにおいては自己結合効果によって発振の線幅が狭くなるために可干渉距離が数 m 程度まで伸張される。しかし測定対象物までの絶対距離が短いことは、半導体レーザーの小さな波長変調率とあいまって波長変調の周波数よりも対象物によるドップラーシフト周波数が大きい状態が容易に生じ、負のビート周波数を発生させる。この負のビート周波数が原因で観測できるビート周波数から一義的に測定対象物の物理量を同定することが数学的に不可能になる。自己結合効果を用いた物理量計測の算出方法および算出結果が多く報告されている^{(24)~(26)}ため、あたかもビート周波数から一義的に物理量を同定することができるような錯覚を与えているが、測定対象物の物理状態・環境が制限されているか事前に分かっているなければ物理量の算出はできない。筆者は、本論文に係る研究に先んじて負のビート周波数が生じる可能性がある環境下でも一義的に測定対象物の物理量算出方法を世界で初めて考案した⁽²⁷⁾。ビート周波数から算出される物理量の候補の中から一義的に物理量を選択する方法であり、国内・国外で特許を出願し、すでに一部の国では新規性・進歩性が認められ特許として登録されている。本論文では、負のビート周波数の発生原因と物理量の算出方法に与える影響については記述するが、一義的に物理量を算出する方法に関しては外部発表リストとして巻末に附した特許の出願書類に譲るものとする。

本来、半導体レーザーはレート方程式において2つの変数で表現することができる安定したレーザーであるが、戻り光によってレート方程式が3変数化されることで光強度にカオス性を内在し不安定性を有する。そのため、測定対象物の物理量を反映したビート周波数の算出には、FFT (Fast Fourier Transform) などの周波数解析手法が広く用いられ、測定環境が整えられた条件下での測定においては目視やカウンタを用いた簡便な信号計数法などによって算出されることが多い。しかしFFTには、莫大な計算量を必要とする点や非定常状態での計測ができない点、そして短い時間であってもエネルギー密度の高いノイズに対して誤算出を生じる点などの欠点がある。また簡易的に使用される信号計数法には、少ない計算量であるがノイズと信号の区別がつかないためノイズ耐性が低いという欠点と、信号抽出における2値化工程でのしきい値問題を有する。工業市場をはじめとする産業分野での実用化には、以下に挙げる課題を解決した信号処理が必須であるが、大学などの研究機関を主体にした研究において実用化に対する信号処理の研究は行われてこなかった。

- ・ 精度
- ・ 測定速度
- ・ 信頼性

本論文は、上記のような課題を鑑みてなされた研究であり、前者2つを満足する信号処理方法と後者の算出値信頼性を定量的に評価する方法を併せて提案するもので、工業市場をはじめとする産業分野での実用化を目指すものである。

本研究は、産業分野の実用化を目的とし、インライン測定を実現する信号処理であることを前提とした。音声処理用のDSP (Digital Signal Processor) など周波数解析手法であるFFTを実装したICが普及しているが、音声帯域の信号処理を前提としたこれらのDSPでは計測に必要な信号帯域(数MHz以上)との乖離が大きく、研究開始当初から信号計数法を採用せざるを得なかった。本論文における評価システムでは、信号処理に際してアナログ情報であるMHPをA-D converterを用いてデジタル情報に変換後、ソフト的に2値化を施すが、インライン計測に必要な信号処理速度を実現するために、最終的にはMHPの2値化処理はコンパレータ回路などのハードウェアによってなされることが要求される。このことは、信号の振幅情報を使わず時間情報のみでの信号処理が要求されることを意味する。2値化信号は、いわばシリアル通信と同じ「0」「1」の羅列であるが、そこには誤り訂正符号など重畳したノイズを除去する情報がないため、信号処理には2値化信号のランレングスや周期を統計的な情報からノイズが重畳する前のMHPの2値化信号を復元する作用が求められる。ノイズが重畳したことによって2値化の際に生じる現象は、複数の信号が1つの信号になる「歯抜け」と1つの信号が複数の信号になる「分割」である。2値化信号のランレングスや周期の度数分布上で「歯抜け」や「分割」が生じた信号が元のMHPの2値化信号のランレングスや周期に対してどのような分布を形成するかの統計的な特徴を利用して「歯抜け」や「分割」が生じて生成された信号を判別し、信号の計数値(度数)を補正したものが本論文で提案する「信号計数補正法」である。

この「信号計数補正法」は、時間軸表示のオシロスコープ上でMHPの数を目視で数えるよりも高い精度の計数結果が得られるが、FFTによるピーク周波数を確認しないとMHPが判別できないレベルのSN比での測定では、信号計数補正を行う際の「元のMHPの2値化信号のランレングスや周期」を機械的に判別することが難しく、度数分布における各階級値とその階級の度数との積を占有値と定義し、その最大の占有値を与える階級値を「最大占有値」として「信号計数補正法」を行う基準のランレングスや周期とする方法を考案した。

これは、FFTによって得られる強度情報が、各周波数の強度と時間との積を時間軸上で平均化したものであることを参考にしたもので、「占有値」とは、各階級のランレングスや周期が占める時間の大小の指標である。さらにSN比が低下すると、「分割」で生じた分布が元のMHPの分布と重なるようになり、重なりによる補正精度低下が顕著に現れる。この精度低下に対する解決方法として提案したものが、計数単位をランレングスにして行う「信号計数補正法」である。計数単位を「ランレングス」、基準を「最大占有値」にして行う「信号計数補正法」は、FFTによるピーク周波数算出でさえも誤算出や算出誤差が増大するSN

比のレベル（およそ 3dB）においても機能する。この「信号計数補正法」によって、工業市場など産業分野での実用化に必要な「精度」と「測定速度」を実現することができた⁽²⁸⁾。

ノイズに対して“非常に”耐性のある信号処理が実現したものの、産業分野での実用化を前提に考えると、『“非常に”ノイズ耐性がある信号処理によって得られた出力』は、特に計測・制御の自動化を前提にしたインライン計測には、それだけでは信頼性が不十分であることを意味する。

産業分野でセンサの出力の信頼性を確保する手法として、定量的に得られたしきい値もしくは定性的な経験から得られたしきい値をもとに信頼性の良否を判定することが広く行われる。干渉原理を用いたセンサの干渉信号は、測定対象物の状態によってその強度が変化するため、信号強度とノイズ強度の比をもって評価されることが多い。しかし自己結合効果による MHP と MHP が観測できないときのノイズとの強度差はほとんど無く、センサの出力信号の強度情報では信頼性の良否を評価することが難しい。ましてや「信号計数補正法」で扱う 2 値化信号は強度情報を持たない。2 値化信号が有する唯一の情報である信号の“長さ”から SN 比を評価するために自己結合型レーザセンサにおける信号の統計的特徴を抽出する中で「2 値化ノイズのランレングスは幾何分布を、周期はその重畳和を形成する」ということを発見した。得られた出力をノイズとの相関によって評価する手法は、一般的に行われる手法ではないため、これまで 2 値化ノイズの統計的特徴は研究されたことがなく、2 値化ノイズの統計的特徴の発見はユニークな研究成果となった⁽²⁹⁾。

「信号有効性判定」は、この発見された 2 値化ノイズの統計的特徴を利用したもので、測定対象物の状態によって左右されない 2 値化ノイズの分布とセンサ出力の 2 値化信号の分布との相関を決定係数で定量表現したものである。この「信号有効性判定」によって産業分野での実用化に必須である計測結果の「信頼性」の評価を定量的に行うことができることになった。

本研究の成果である「信号計数補正法」と「信号有効性判定」によって、産業分野での実用化の環境は整ったといえるが、「精度」や「コスト」での多少の優位性は自己結合効果という新しい原理を採用するためのモチベーションとして不十分である。シーズベースで開発された技術をニーズに結びつけるモチベーションの 1 つとして「測れなかったものが測れる」ことが挙げられる。従来技術では測れない、もしくは測るのが難しい物理量を自己結合型レーザセンサで測ることができるアプリケーションを開発することまでが、“実用化”であると考え、本研究では振動振幅計測を取り上げた。非接触振動振幅計測は、「質量効果」「温度」「回転体」などのキーワードで挙げることでできる様々なアプリケーションでのニーズがあるものの、測ることが難しいとされている物理量の一つである。振動振幅は位置もしくは速度の標準偏差を用いて表現でき、かつ標準偏差はノイズが重畳しても変化しにくいという特徴に注目し、信号の計数値の標準偏差で振幅を算出する方法を開発した⁽³⁰⁾。よく知られた 2 つの特徴を結びつけることによってこれまで難しいとされてきた振動振幅計測を実現することができるようになった。

1.3 本研究の目的と内容

本研究は、半導体レーザの自己結合効果を用いたセンサを研究レベルから実用化レベルへフェイズを進めるために不可欠であるノイズ耐性、実装可能性（計算量、ハードウェア負荷など）、信頼性（異常値検出など）を考慮した信号処理方法の提案を目的とする。このため、市販されている VCSEL と電子部品を用いたレーザパッケージや評価システムを試作し、シミュレーションに加え実測することで理論の検証と実装したシステムでの実測値との差異を明らかにし、産業分野の利用を可能とする信号処理を提案する。

本論文は、9章から成る。

「第1章 序論」では、本研究の背景と動機、研究の推移とあらましについて記す。

「第2章 半導体レーザと自己結合効果」では、半導体レーザの特性とその自己結合効果について記す。半導体レーザの構造と、自己結合効果型レーザセンサの特性に係る波長特性とスペクトル特性を複数のレーザで比較した結果を記し、半導体レーザの自己結合効果と自己結合効果型レーザセンサの信号に重畳するノイズについて説明する。

「第3章 物理量算出方法」では、自己結合型レーザセンサでの物理量算出方法について説明する。まず、静的物理量計測である絶対距離算出方法を説明し、本論文で用いる定在波表現が広く使われているドップラーシフトによる表現と本質的に同じであることを具体的な数値例を用いて説明する。次に、動的物理量計測である速度算出方法では、干渉原理を用いたセンサの中で半導体レーザを用いた計測固有の現象である「負のビート周波数」の発生原因とその課題及び解決方法を算出方法と併せて説明する。最後に自己結合型レーザセンサの信号である MHP から直接算出できる距離・速度の算出方法に加え、工業市場などの産業分野でのニーズが多い振動振幅についてその算出方法について記す。

「第4章 2値化出力信号の統計的特徴」では、信号計数補正法における2値化工程の結果、MHP と MHP に重畳するノイズが有する統計的特徴について説明する。本論文で提案する信号計数補正法はこの統計的特徴を利用した補正法であるため、確率統計的な考察を交えて説明する。

「第5章 信号計数補正法」では、第4章で説明した2値化工程後の出力信号の統計的特徴を基にした信号計数補正法を記す。信号計数補正法とその課題を併せて記すことで、課題を解決しながら発展してきた過程を追って説明する。計数補正を施す際の基準の取り方や計数単位は、産業分野での利用を想定して劣悪な条件下での実測結果を基に課題解決に取り組みノイズ耐性を向上させてきた過程で検討されたものである。

「第6章 信号有効性判定」では、得られた2値化信号及び計数値が測定対象物の物理状態を反映した情報であるかを判定する方法を説明する。自己結合型レーザセンサは、測定対象物がなく干渉信号が発生しない場合でもレーザや回路に内在するノイズを信号として出力するため、得られた信号が「測定対象物の物理情報を含み信号計数補正法で物理量を

算出できる信号」であるかの「信号有効性」を評価する方法が実用化には不可欠である。

「第7章 評価システム」では、本論文で提案する信号計数補正法などを実測データとの比較によって理論的な裏づけのために用いる測定データを得るために試作した評価システムを紹介する。また、自己結合型レーザセンサに必要な VCSEL のパッケージを自ら設計・作製したため、VCSEL の実装に使用した部品についても紹介する。

「第8章 測定結果と考察」では、各信号計数補正法に対応した測定結果を算出方法による結果の違いや課題の説明を併せて記す。

「第9章 総括」では、これまでの研究成果の総括と共に今後の展望について記す。

参考文献

- (1) Roy Lang, Kohroh Kobayashi, “External optical feedback effects on semiconductor injection laser properties”, *IEEEJ, Quantum Electronics*, Vol.16, 3 , pp.347-355 (1980)
- (2) 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
- (3) Shinoara S, Mochizuki A, Yoshida H and Sumi M, “Laser doppler velocimeter using the self-mixing effect of a semiconductor laser diode”, *Appl. Opt.* 25, pp.1417–1419 (1986)
- (4) Guido Giuliani¹, Michele Norgia¹, Silvano Donati, Thierry Bosch, “Laser diode self-mixing technique for sensing applications”, *J. Opt. A: Pure Appl. Opt.* 4, pp.283–294 (2002)
- (5) 葉 淑英, 金 泳珠, 楊 捷, 後藤 顕也：戻り光による VCSEL の端子電圧変化とその応用, 信学技報 LQE 2000-124 (2001)
- (6) 芦 漢生, 古寺 博, 角 正雄：自己混合半導体レーザを用いた水面位置計測, 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集 エレクトロニクス(1), 196 (1998)
- (7) 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, *IEEJ-C*, 117(7), pp954-961 (1997)
- (8) 中尾 佑介, 津田 紀生, 山田 諄：半導体レーザの自己結合効果を用いた自己補正型距離計, *IEEJ-C*, 121(12), pp.1819-1825 (2001)
- (9) 篠原 茂信, 豊嶋 守生, 宇田 秀信, 池田 弘明, 吉田 博文, 角 正雄：自己混合型半導体レーザ振動計及び距離速度計とその応用, 光波センシング技術研究会講演論文集, 15, pp.55-62 (1995)
- (10) 瀬間 久稔, 今村 峰宏, 井藤 嘉泰, 三上 修：自己混合型半導体レーザー速度計の光ファイバ化, 映像情報メディア学会技術報告 25(16), pp.11-14 (2001)
- (11) 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, *IEEJ-C* 129(12), pp.2115-2120 (2009)
- (12) S. Donati, G. Giuliani, and S. Merlo, “Laser diode feedback interferometer for measurement of displacements without ambiguity,” *IEEE J. Quantum Electron.* 31, pp.113–119 (1995)
- (13) Guido Giuliani, Simone Bozzi-Pietra and Silvano Donati, “Self-mixing laser diode vibrometer”, *Meas. Science and Technology*, vol 14, pp.24-32 (2003)
- (14) T. Bosch, N. Servagent, S. Donati, “Optical feedback interferometry for sensing application”, *Opt. Eng.* 40(1), pp.20–27 (2001)
- (15) 古寺 博：自己混合型半導体レーザ振動計を用いた LSI ワイヤ・ボンディング・モニタリング・システムの開発, 平成 10 年度新エネルギー・産業技術総合開発機構即効型提案公募事業研究成果報告 (2000)
- (16) 三上 修：自己混合型半導体レーザ振動計を用いた LSI ワイヤ・ボンディング・モニタリング・システムの開発, 平成 10 年度新エネルギー・産業技術総合開発機構即効型提案公募事業研究成果報告 (2000)

- (17) 大木 啓司, 山田 諄: 三次元データ化サービスの実用化, ソフトピアジャパン共同研究報告書 Vol.9 (2005)
- (18) オズデミル シヤヒン カヤ: Speckle Signal Generation h Semiconductor laserswith Optical Feedback: Theory and Applications(光帰還半導体レーザ内でのスペckル信号発生の理論と応用), 静岡大学博士論文 工博甲第 206 号 (2000)
- (19) 葉 淑英: Study on Dynamics of Semiconductor Lasers with Optical Feedback(戻り光半導体レーザのダイナミクスに関する研究), 静岡大学博士論文 工博甲第 193 号 (1999)
- (20) 滝口 由朗: Chaotic Oscillations in Semiconductor Lasers with Optical Feedback: Control and Applications (戻り光半導体レーザにおけるカオス振動の制御と応用), 静岡大学博士論文 工博甲第 229 号 (2002)
- (21) 大坪 順次: "Synchronization of Optical Chaos and its Applications to Secure Communications", Proc. Optics Japan '2000 pp.63-64 (2000)
- (22) J. R. Tucker, Y. L. Leng, and A. D. Rakic, "Laser range finding using the self-mixing effect in a vertical-cavity surface-emitting laser", Conference on Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices, pp.583-583, IEEE (2002)
- (23) 上野 達也: 距離・速度計および距離・速度計測方法, 特願 2005-134980
- (24) Y. Yoshida, S. Shinohara, H. Ikeda, H. Yoshida, M. Miyata, K. Nishiide, M. Sumi: Compact Self-Mixing Semiconductor Laser Range-Finding Speedmeter for Auto-focusing, Proc. ITEC1990 (26), pp.25-26 (1990)
- (25) 篠原 茂信, 吉田 博文, 安藤 稔, 角 正雄, 西出 健一, 吉田 純一: 距離検出装置, 特許 2885807 号
- (26) 猪狩 直志, 木下 勝弘, 三上 修: 三角波変調による自己混合半導体レーザ速度計, 信学論 C, J93-C(7), pp.241-243 (2010)
- (27) Tatsuya Ueno: Range finder/velocimeter and range-finding/ velocimetry method, US-PATENT, No.7911593
- (28) 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, Vol.130, No.12, C10-093, pp.2100-2105 (2010)
- (29) 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄: 自己結合型レーザセンサの信号計数法における信号有効性判定方法, 電気学会論文誌 C, Vol.131, No.12, C11-045, (2011) 掲載予定 (6pages)
- (30) 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄: 自己結合効果型レーザセンサを用いた振動計測における統計的特徴を利用した信号処理方法, 電気学会論文誌 A, Vol.132, No.3, A11-085, (2012) 掲載予定 (6pages)

第2章 半導体レーザーと自己結合効果

本章では、半導体レーザーの特性とその自己結合効果について記す。半導体レーザーの構造と、自己結合効果型レーザーセンサの特性に係る波長特性とスペクトル特性^{(1)~(5)}を複数のレーザーで比較した結果を記し、半導体レーザーの自己結合効果と、自己結合効果とセンサ出力信号に重畳するノイズについて説明する。

2.1 半導体レーザー

一般的に広く使われている Fabry-Perot 型レーザーをベースにして、VCSEL の発振波長特性の中で自己結合型レーザーセンサに影響を与える特性を中心に説明する。

2.1.1 Fabry-Perot 型レーザーの特徴

Fabry-Perot 型のレーザー (FP 型レーザー) は、Fig.2.1 に示す p-n 接合層である活性層をクラッド層と呼ばれる p 型半導体と n 型半導体で挟まれた構造を持つ基板の結晶の一部に傷を付け、同一の結晶面方位をもつ一對の結晶面に沿って割った面である壁開面 (Cleaved surface) を反射面として構成される光共振器の形をしている。

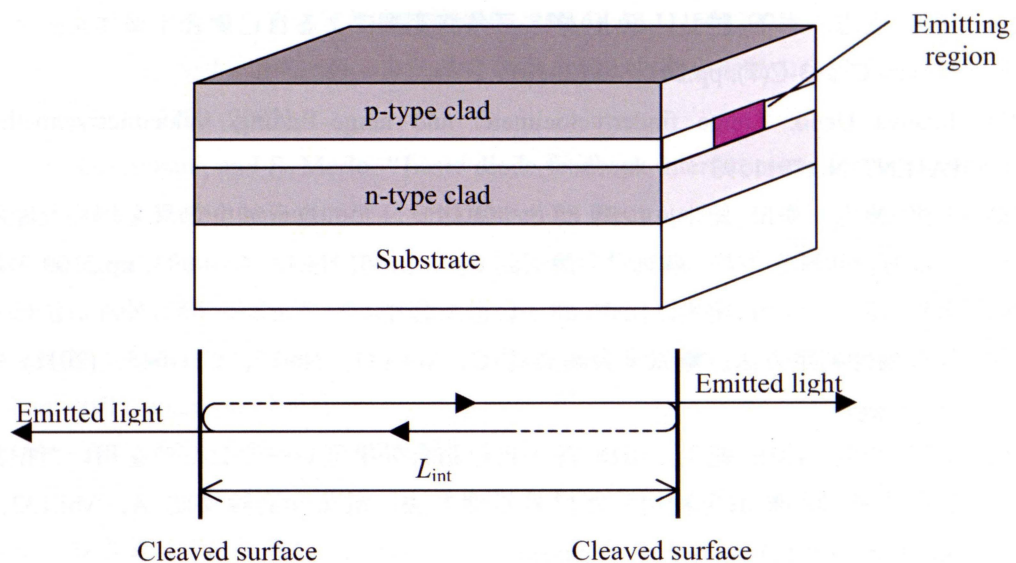


Fig.2.1 Structure and cavity model for Fabry-Perot LASER

活性層ではクラッド層の材料と不純物濃度によって設計されたバンドギャップエネルギーに相当する波長の光子が生成されるが、壁開面で構成される光共振器の中には、活性層の長さを L_{int} 、活性層内の実効屈折率を n_{eff} 、 m を整数としたとき、共振条件である式(2-1)を満足する波長 λ の発振モードが存在する。

$$L_{\text{int}} = m \cdot n_{\text{eff}} \cdot \lambda / 2 \dots\dots\dots(2-1)$$

これらのモードのなかで利得スペクトルが最も高い波長の光が選択的に誘導放出されることで、スペクトル幅が狭い単一波長のコヒーレントな光（レーザ光）が発振する。ところが、多くの FP 型レーザの共振器長である壁開面の間隔は 0.3mm 程度あり、レーザ発振波長 λ の数千倍にもなることから、共振条件を満足する複数の波長（縦モード）が密に存在し、光利得スペクトルがモードの間隔（1nm 未満）に対して 10nm 前後と広いため、レーザ光に複数のモードの光が混在（多モード発振）する。

<Fabry-Perot 型のレーザ特性が自己結合型レーザセンサに与える影響>

波長変調型の自己結合型レーザセンサは、同一縦モード内で、注入電流 I_{LD} の増加によって発振波長 λ が長くなる特性を利用して発振波長 λ を変調している。共振条件である式(2-1)を満足する波長 λ のなかで利得スペクトルが最も高い波長の光が選択的に誘導放出され、注入電流 I_{LD} によるこの縦モード発振波長 λ の変化は、実効屈折率 n_{eff} と利得スペクトルの変化に加え基板の熱膨張による活性層の長さ L_{int} の変化を受けて生じる。

基板材料は概ね発振波長帯域で決まっており、赤色から近赤外のレーザ基板材料である GaAs 系化合物半導体の線膨張係数は $6.0 \cdot 10^{-6} / \text{K}$ で注入電流 I_{LD} に対応した活性層の温度の影響を受ける。

実効屈折率 n_{eff} は、以下の影響を受けることが知られている。

- I. 注入キャリア密度の増加による屈折率の低下（自由キャリアプラズマ効果）
- II. 活性層の温度上昇による屈折率の増加

ただし、発振のしきい値以上の注入電流 I_{LD} では、活性層のキャリア密度はほぼ一定になるため、温度上昇による屈折率の増加が支配的になる。

また、利得スペクトルは以下の影響を受けることが知られている。

- I. 注入キャリア密度増加による利得ピークの短波長側へのシフト（バンドフィリング）
- II. 活性層の温度上昇による利得ピークの長波長側へのシフト

これらも同様に、発振のしきい値以上の注入電流 I_{LD} では温度上昇による利得ピークの長

波長側へのシフトが支配的になる。

以上のことから、熱膨張による活性層の長さ L_{int} と実効屈折率 n_{eff} の変化は同一縦モード内の波長変化 (Fig.2.2 参照) を、利得ピークの長波長側へのシフトは縦モードの変化であるモードホッピング (Fig.2.3 参照) を生じさせる。Fig.2.2 に示す Mode A と Mode A' は同一の縦モードであるが、Fig.2.3 に示す Mode A と Mode B は隣接する異なる縦モードである。

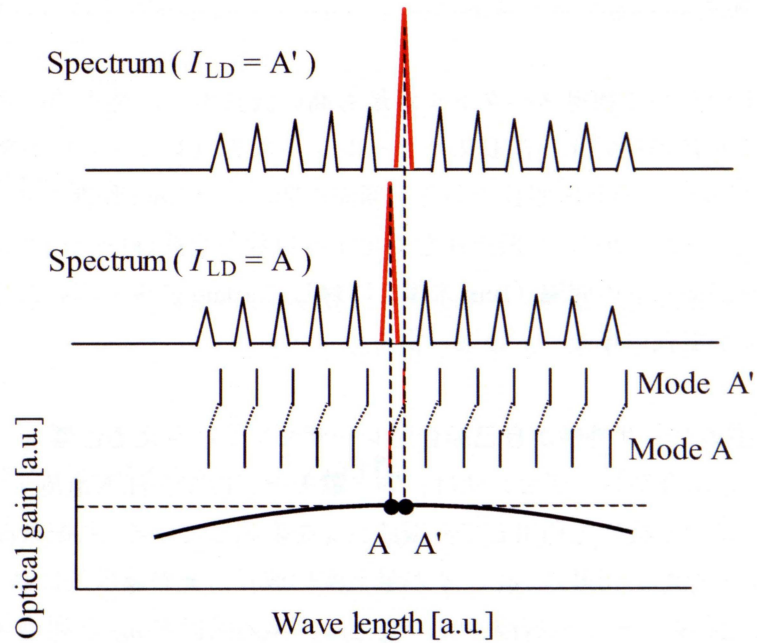


Fig.2.2 Optical gain vs. mode without mode hopping

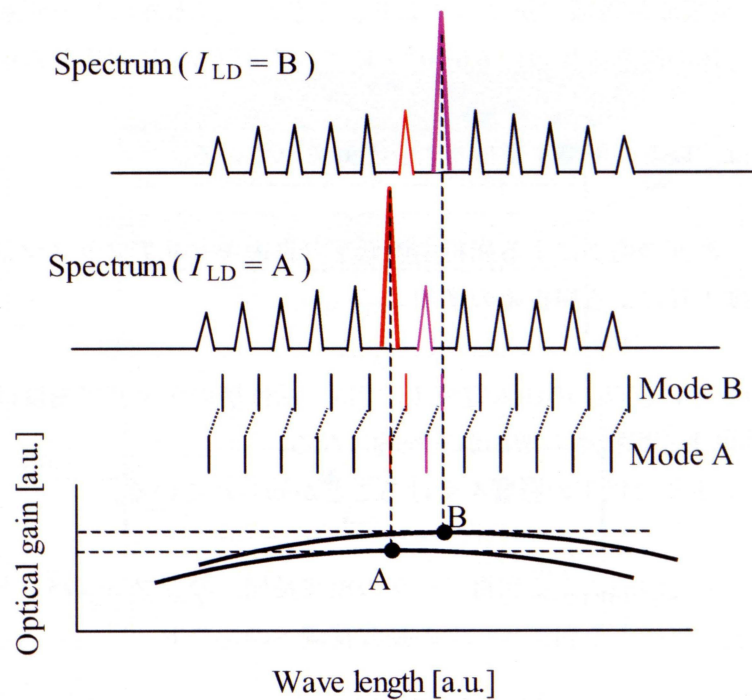


Fig.2.3 Optical gain vs. mode with mode hopping

FP型レーザを用いた自己結合型レーザセンサでは、注入電流 I_{LD} を変調することによって同一縦モード内の波長変化と縦モードの変化であるモードホッピングを併発し、モードホッピングによる光強度雑音を生じる。

FP型レーザの特性例として、Fig2.4 と Fig2.5 に DL-3147-260 (2.1.3 項参照) のピーク波長とスペクトル特性を示す。常に複数のピークが存在し、注入電流 I_{LD} が変化することで最大の光出力を与えるモードが遷移していることが確認できる。

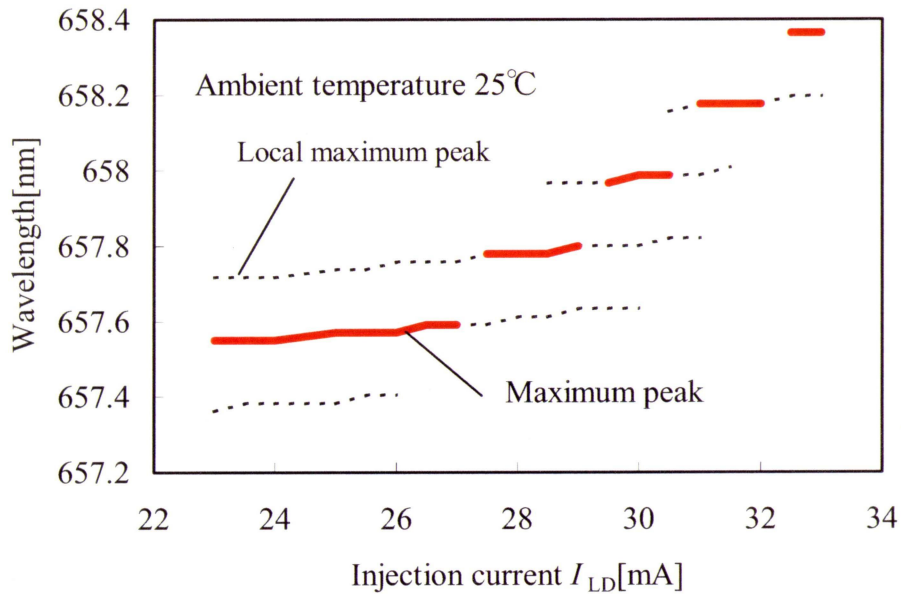


Fig.2.4 Peak wavelength – injection current characteristics of DL-3147-260

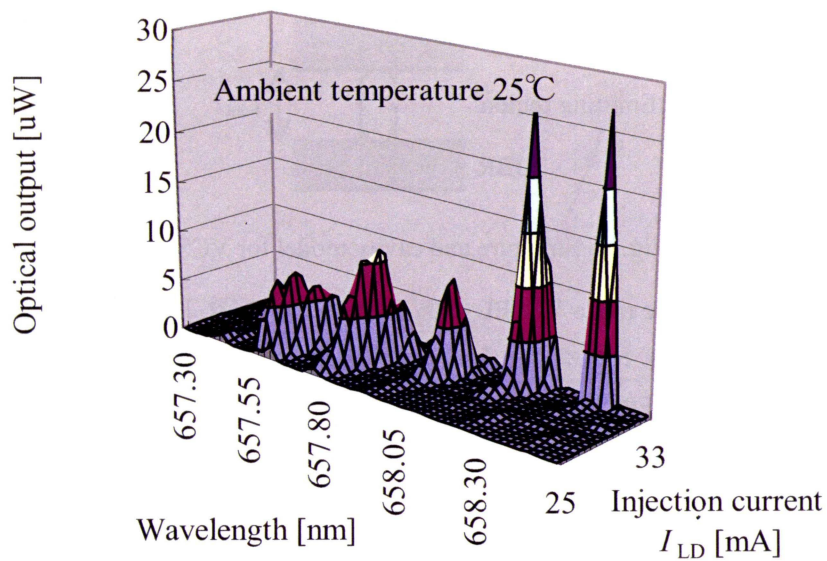


Fig.2.5 Spectrum characteristics of DL-3147-260

2.1.2 VCSEL 型のレーザーの特徴

VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) は、1977 年に現東京工業大学学長 (2011 年 12 月現在) の伊賀健一氏が提案した基板の法線方向への光を照射するレーザーで、Fig.2.6 に示す活性層や FP 型レーザーで壁開面に相当する多層反射膜 (DBR: Distributed Bragg Reflector) を半導体成膜技術で形成するため、光共振器長 L_{int} が数 μm とレーザー波長の数倍程度しかない。その結果、光利得スペクトル内に縦モードが 1 つしか存在せず、単一のモードを持つ発振光が得られる。このことは、注入電流 I_{LD} によるこの縦モード発振波長 λ の変化が実効屈折率 n_{eff} と基板の熱膨張による活性層の長さ L_{int} の変化を受けて生じる同一縦モード内の波長変化のみであるということであり、モードホッピングが生じないことを意味する。

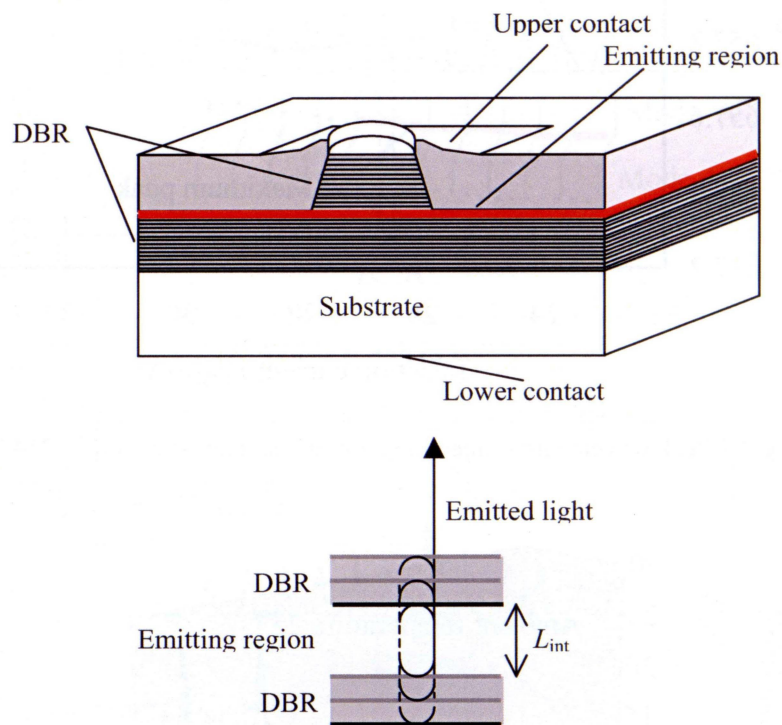


Fig.2.6 Structure and cavity model for VCSEL

Fig.2.7 に Litrax 社の Single mode VCSEL である C101 のスペクトル特性と Fig.2.8 に注入電流 I_{LD} に対するモニターフォトダイオードの光起電流特性 I_{PD} を併せて示す。

複数のモードが存在する FP 型レーザーでは、光出力が複数のモードに分散するため、発振波長 λ の光出力がモード競合の状態を反映し不安定であった (Fig.2.5 参照) が、存在するモードが 1 つである場合、光出力が複数のモードに分散することがなく 1 つのモードに集中する結果、発振波長 λ の光出力は注入電流・光出力特性を反映した値となる。また Fig.2.6 に示したように活性層の体積が FP 型レーザーと比較して小さいために、注入電流の集中が生じて幾何学的に発振光の波長を決める活性層と DBR の温度が上昇し易い。このことは FP

型レーザと比較して大きな波長変調率が得られることを意味しており、それぞれの発振波長 λ の特性を比較しても確認できる。

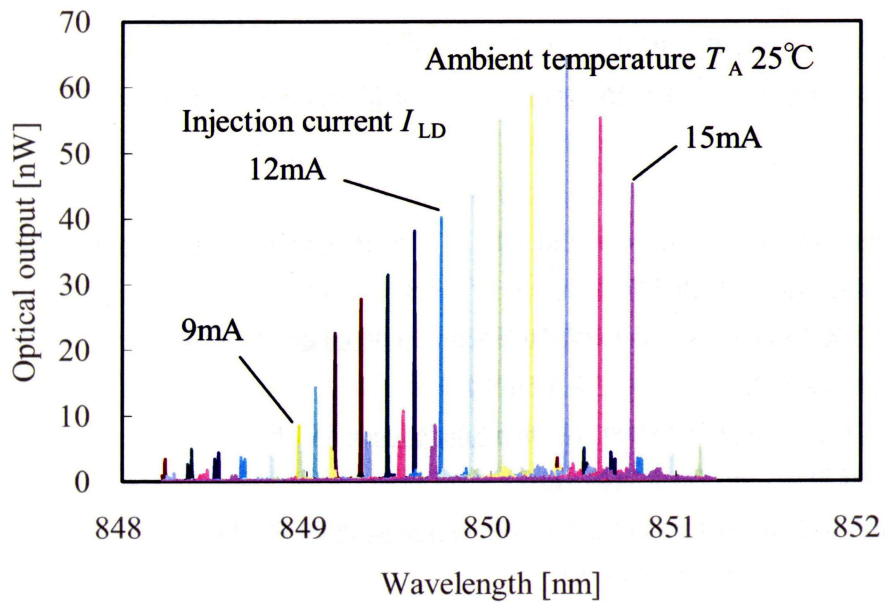


Fig.2.7 Spectrum characteristics of Litrax C101

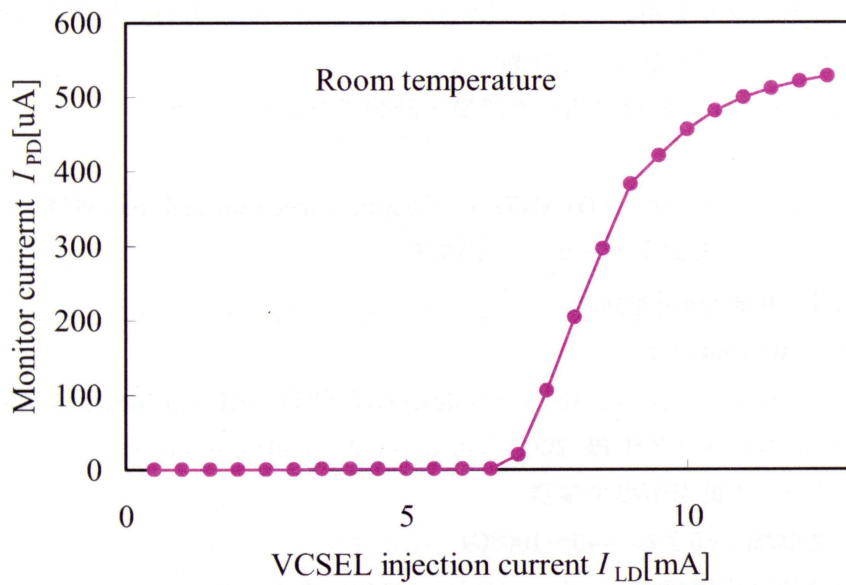


Fig.2.8 VCSEL injection current I_{LD} vs. monitor current I_{PD} characteristics of Litrax C101

2.1.3 半導体レーザーの波長特性

ここでは、自己結合型レーザーセンサの性能・仕様に最も影響を与えるレーザーの特性である波長特性及びスペクトル特性を示す。最後に、それぞれの特性を基に自己結合型レーザーセンサに適したレーザーを選択する。

測定したレーザーは以下の5種類である。なお下線部分はそれぞれのレーザーを代表する特徴である。

- A) Tottori SANYO Electric Co., Ltd. DL3147-260 (650nm Fabry-Perot type Laser)
DVD-ROM/PLAYER 用可視光レーザー (5mW@70°C)
- B) OPTEK Technology, Inc. OPV310 (850nm Multi mode VCSEL)
2.5Gbps 通信用レーザー (定格 1.5mW)
- C) Fuji-Xerox Co., Ltd. AS0001 (850nm Single mode VCSEL)
光計測用レーザー (最大定格 1mW)
- D) Litrax technology Co., Ltd. C101 (850nm Single mode VCSEL)
レーザーマウス用 (定格 1mW)
- E) Beam Express SA. BX (1550nm Single mode VCSEL)
10Gbps 通信用レーザー (定格 2mW)

波長特性及びスペクトル特性は、レーザーを恒温槽内に配し、コリメータレンズとファイバコリメータアセンブリを用いて光スペクトラムアナライザの入力コネクタに接続した光ファイバとのカップリングを行って計測した。

波長特性及びスペクトル特性で用いた設備・計測器を以下に記す。

光スペクトラムアナライザ：ADVANTEST 社 Optical spectrum analyzer Q8347

フーリエ分光方式マイケルソン干渉計

分解能：0.003nm@850nm

確度：±0.01nm 以下

恒温槽：タバイエスペック社 PL-2G

225 リットル低温恒温恒湿器

温度変動幅：±0.3°C (-40~100°C)

調湿機能は使用せず

A) Tottori SANYO Electric Co., Ltd. DL3147-260

DVD-ROM/PLAYER 用の波長 650nm (5mW@70°C)、FP 型レーザモジュール

Fig.2.9 にピーク波長特性を示す。可視光のレーザであるため、Eye safety であることが実用上の利点であるが、各温度における注入電流 I_{LD} の動作範囲が異なるため、安定動作のためにはペルチェデバイスを用いた温度制御が必要である。また個々の温度におけるピーク波長に注目すると、各所でモードホッピングに伴う波長特性のキックが生じており、波長変調を行う際の光強度ノイズが予想され、自己結合型レーザセンサのデバイスとしては適さない。

ごく限られた温度、注入電流の範囲ではモードホッピングが生じていない条件も見受けられるが、変調できる注入電流 I_{LD} の範囲が狭い上に、変調率（注入電流変化量あたりの波長変化量）が温度による波長変化よりもはるかに小さいため、安定した動作を望めない。

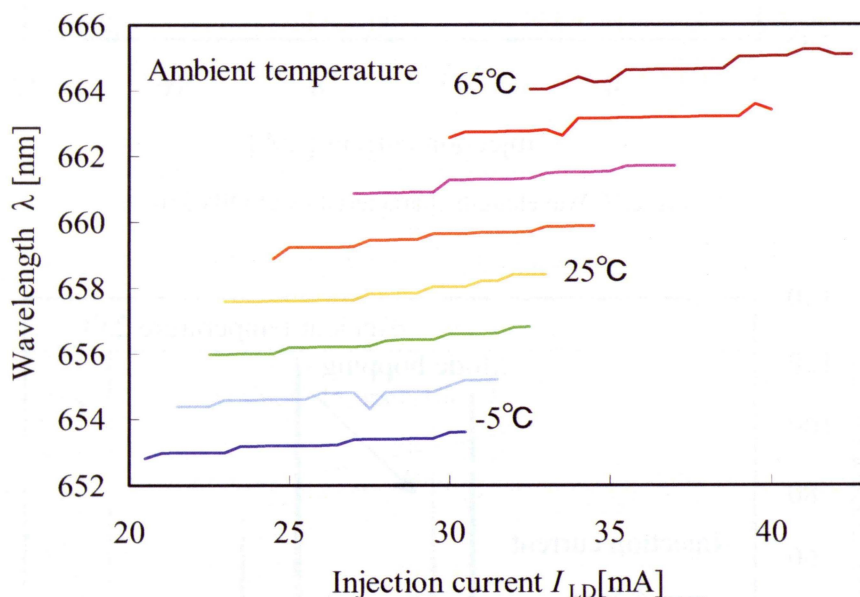


Fig.2.9 Wavelength characteristics of DL3147-260

B) OPTEK Technology, Inc. OPV310 (850nm Multi mode VCSEL)

2.5Gbps のデータ通信用 850nm、Multi mode VCSEL モジュール

VCSEL は基本的に単一の縦モードであるが、高い光出力を確保するために活性層の狭帯幅が緩く、複数の横モードが混在する VCSEL が多い。むしろ単峰性のスペクトルを持つ VCSEL は少なく、近年の設計技術の発展と共に単一の縦モードの VCSEL は増えつつある。Fig.2.10 に OPV310 のピーク波長（塗りつぶしマーク）と共にセカンドピーク波長（白抜きマーク）を示す。FP 型レーザと比較するとモードホッピングが発生する箇所は少なく、温

度と注入電流 I_{LD} の範囲を制御することでモードホッピングの発生頻度を減らすことはできるものの、ピーク波長での光強度とセカンドピーク波長での光強度の差が小さいため (Fig.2.11 参照)、戻り光や温度の変化に伴うモードホッピングの可能性を否定できない。

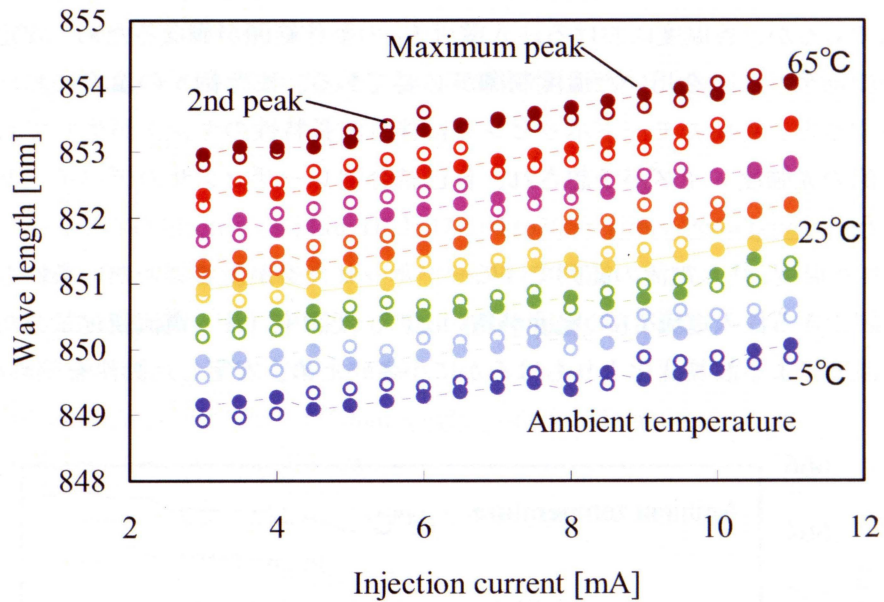


Fig.2.10 Wavelength characteristics of OPV310

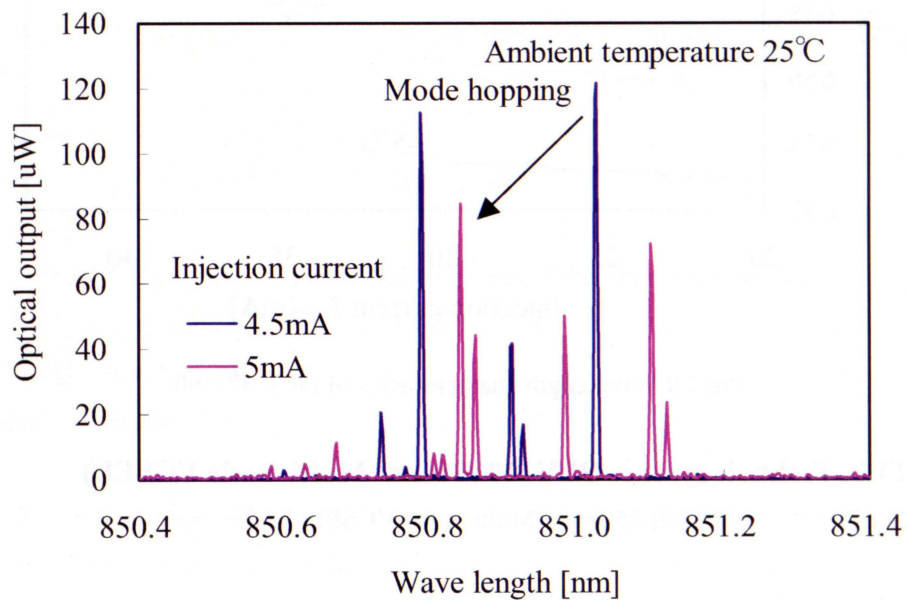


Fig.2.11 Spectrum characteristics of OPV310

C) Fuji-Xerox Co., Ltd. AS0001

光計測用 850nm Single mode VCSEL チップ

レーザプリンタは光強度が安定したレーザを必要とされるため、プリンタメーカーでは早くから Single mode の VCSEL が開発された。しかし、選択酸化型の VCSEL である AS0001 は活性層の狭窄が非常にきつく、低いしきい値を実現する反面、静電気にも弱い⁽⁶⁾。VCSEL は FP 型レーザのように壁開面がなく活性層が露出していないため、活性層端面で生じる酸化を原因とする緩やかな劣化よりも、狭窄された小さな体積の活性層に集中する電荷による破壊や残留応力によるいわゆる頓死が問題となる。本 VCSEL は静電気耐性が非常に低く (100VDC 未満)、開発した富士ゼロックスでの安定したパッケージができないとされたため、後に示す Litrax 社の VCSEL チップ同様、独自パッケージを作製した。Fig.2.12 に発振波長特性を示す。全くモードホッピングに伴う波長のキंकは見られない。

Fig.2.13 に立体で発振波長特性を示すが、波長が注入電流 I_{LD} 及び周囲温度 T_A に対して概ね線形で、発振波長 λ は式(2-2)のように表すことができ、波長変調率が 0.58 nm/mA と非常に高いため、自己結合型レーザセンサのデバイスとして優れているといえる。

$$\lambda \text{ [nm]} = 0.576 \cdot I_{LD} \text{ [mA]} + 0.05412 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 847.604 \dots\dots\dots (2-2)$$

また、Fig.2.14 に示すスペクトル特性から Single mode 性も高いことが確認できる。

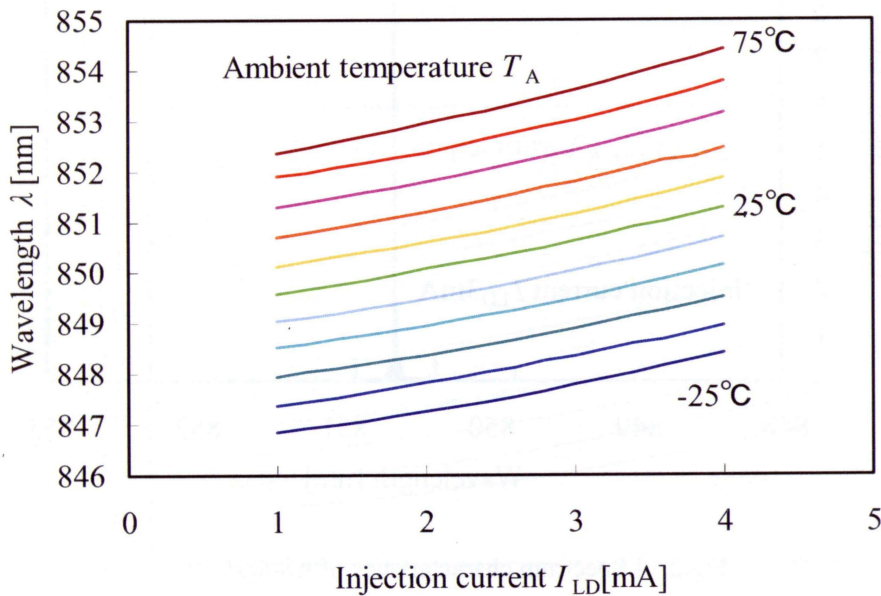


Fig.2.12 Wavelength characteristics of AS0001

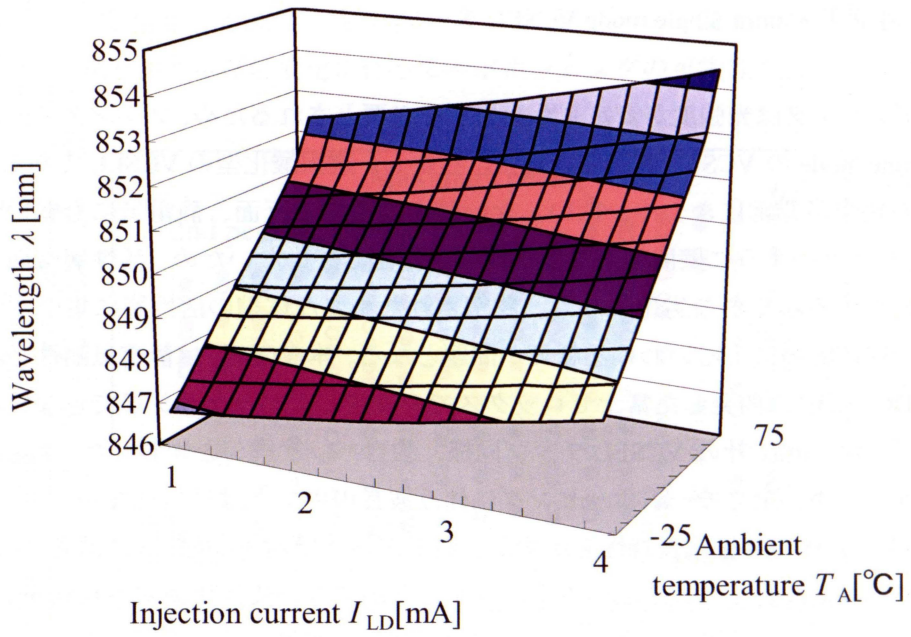


Fig.2.13 Wavelength characteristics of AS0001

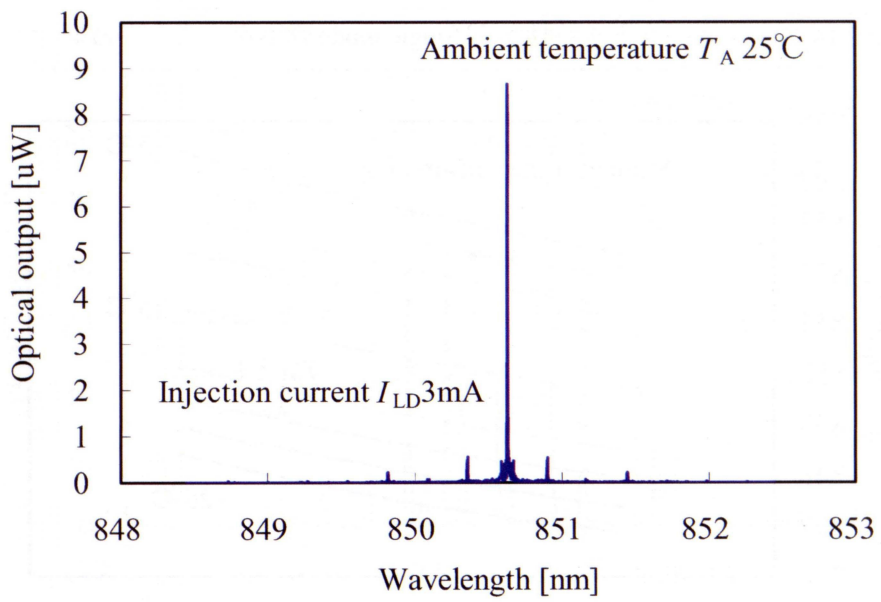


Fig.2.14 Spectrum characteristics of AS0001

D) Litrax technology Co., Ltd.C101

レーザーマウス用 850nm Single mode VCSEL チップ

富士ゼロックスの AS0001 と同じく、850nm Single mode VCSEL チップである。

当初スイスで興された VCSEL メーカーであるが、2009 年に台湾の支社が光部品の商社・メーカーとして独立した。優れたインプラント技術を持ち、多くの VCSEL メーカーが 1mW 出力の Single mode VCSEL の開発で留まっていた中、Single mode 性を確保した 4mW 以上の VCSEL を開発している。

ここでは Eye safety を考慮し、1mW モデルである C101 の特性を記す。

なお、C101 はチップでの供給であったため、独自のパッケージを作製した。Fig.2.15 に発振波長特性を示す。計測した全域においてモードホッピングに伴う波長のキックは見られない。

Fig.2.16 に立体で発振波長特性を示す。周囲温度 T_A に対する線形性は高いが注入電流 I_{LD} に対して若干ながら下に凸の発振波長特性を持つのが分かる。

発振波長 λ は以下のように表すことができ、波長変調率は 0.28 nm/mA と富士ゼロックス社の AS0001 の半分である。

$$\lambda [\text{nm}] = 0.284 \cdot I_{LD} [\text{mA}] + 0.05282 \cdot T_A [^\circ\text{C}] + 845.041 \dots\dots\dots (2-3)$$

併せて Fig.2.17 に示したスペクトル特性から広い範囲の注入電流 I_{LD} に対しての Single mode 性が確認できる。

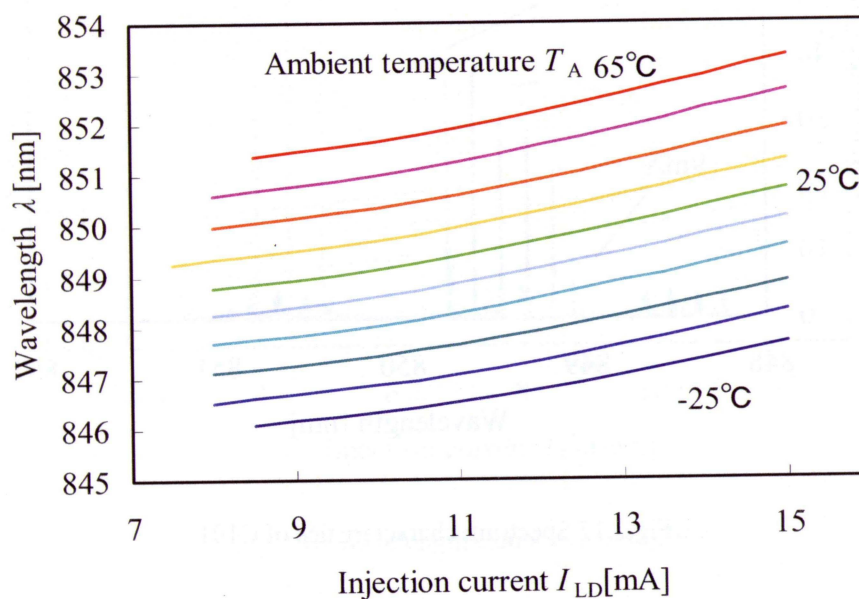


Fig.2.15 Wavelength characteristics of C101

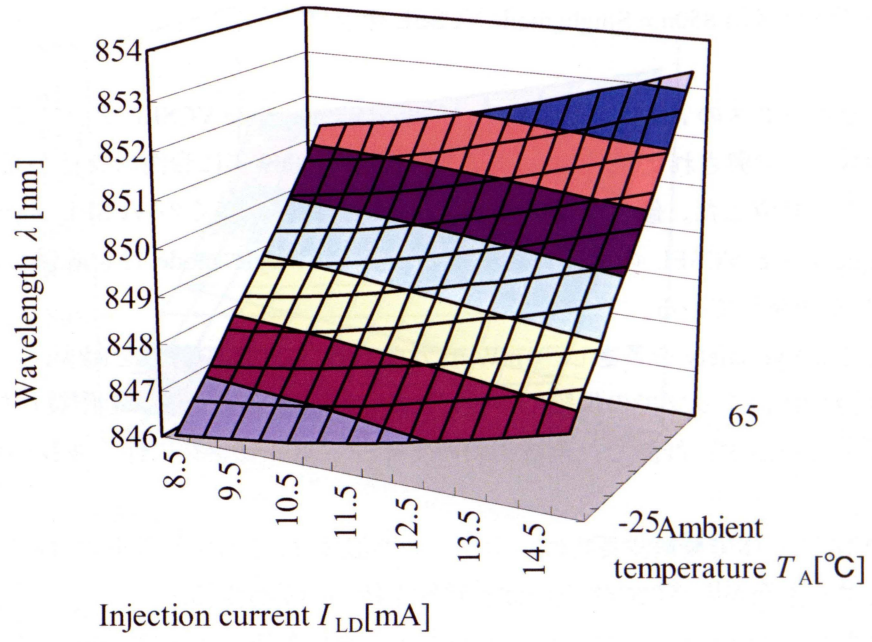


Fig.2.16 Wavelength characteristics of C101

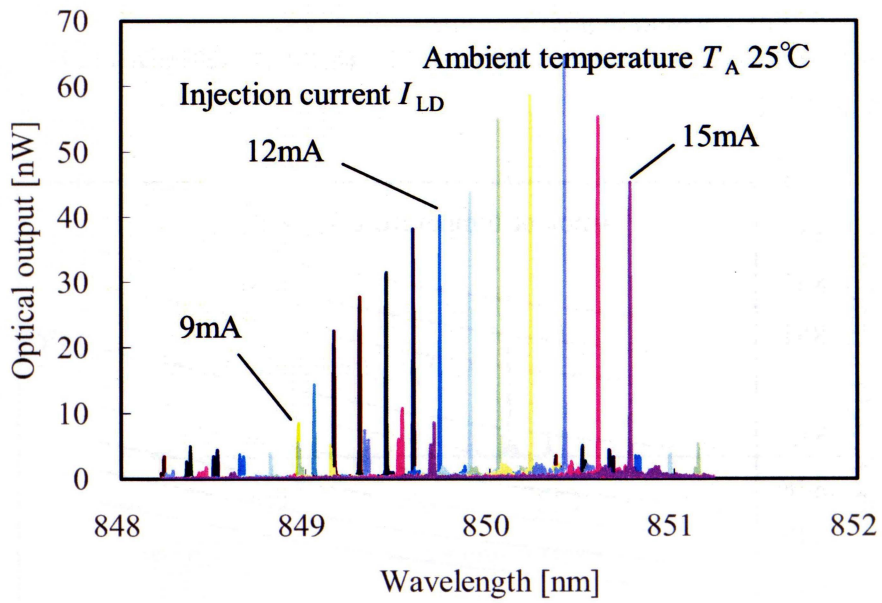


Fig.2.17 Spectrum characteristics of C101

E) Beam Express SA. BX

長波長通信用の 1550nm Single mode VCSEL

米国 Beam Express Ink.から光デバイス部門が独立したスイスの VCSEL メーカーで、水分に対する吸収率が大きいため Eye Safety である 1550nm の Single mode VCSEL を生産する数少ないメーカーである。なお、ハーメチックシールドではないが、PD を同装した Tilted window の TO パッケージを供給していただいた。

Fig.2.18 に発振波長特性を示す。計測した全域においてモードホッピングに伴う波長のキックは見られない。

Fig.2.19 に立体で発振波長特性を示すが、発振波長 λ が注入電流 I_{LD} 及び周囲温度 T_A に対して線形で、発振波長 λ は以下のように表すことができる。波長変調率が 0.28 nm/mA と Litrax 社の C101 と同等であるが、発振波長 λ が概ね 1550nm であり、発振波長 λ に対する変調率は劣る。また、850nm の VCSEL と基板材料が異なるため、温度係数が 0.09 nm/°C と大きい。

$$\lambda [\text{nm}] = 0.277 \cdot I_{LD} [\text{mA}] + 0.09358 \cdot T_A [^\circ\text{C}] + 1549.448 \dots\dots\dots (2-4)$$

また、Fig.2.20 に示したスペクトル特性から Single mode 性も確認できる。

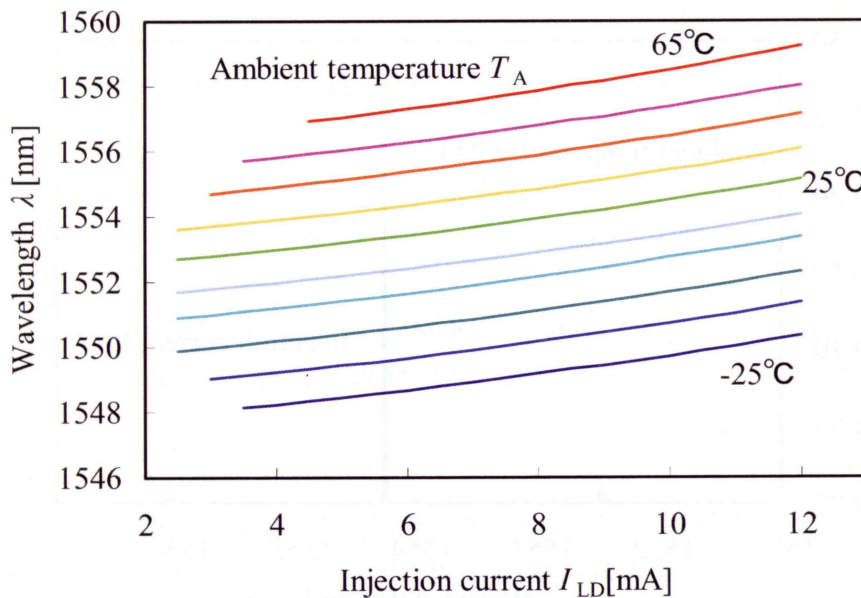


Fig.2.18 Wavelength characteristics of BX

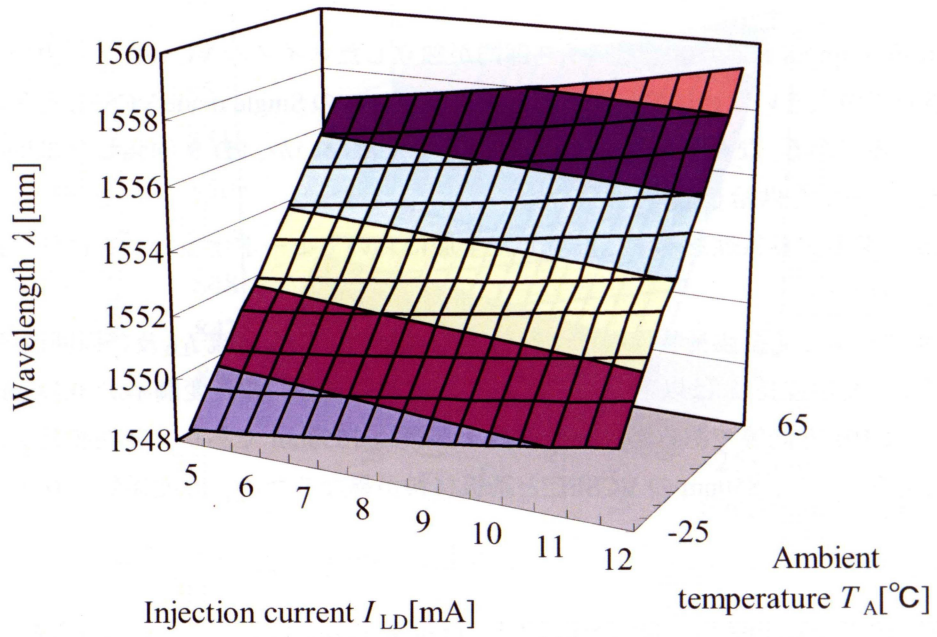


Fig.2.19 Wavelength characteristics of BX

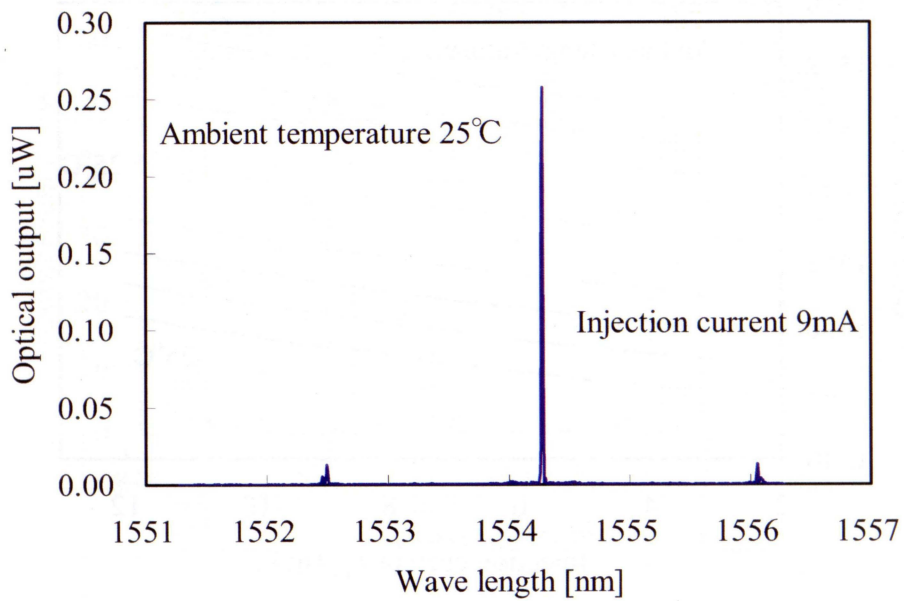


Fig.2.20 Spectrum characteristics of BX

2.1.4 自己結合型レーザセンサ用レーザデバイスの選択

ここでは、各レーザを自己結合型レーザセンサのデバイスとして比較を行い、評価システムに用いるレーザを選択する。モードホッピングが発生する FP 型レーザと Multi mode VCSEL を除いた 3 つの Single mode VCSEL の主な特性を Table.2.1 に示す。

Table.2.1 VCSEL specifications

Parameter	Units	AS0001	C101	BX
Peak Wavelength	[nm]	850	850	1550
Wavelength Injection-current Modulation Ratio	[nm/mA]	0.58	0.28	0.28
Wavelength Temperature Coefficient	[nm/°C]	0.05	0.05	0.09
Operating Injection-current	[mA]	2~4	9~14	5~11

Fiji-Xerox Co., Ltd.AS0001

注入電流による波長変調率は富士ゼロックスの AS0001 が最も高く、Single mode 性も高いことから自己結合型レーザセンサに適しているといえるが、このデバイスの静電気耐性の低さ（100VDC 未満）は注意を要すべき点であり、取り扱いが非常に難しい。

Beam Express SA. BX

次に、Eye safety というアドバンテージを持つ長波長 VCSEL の BX であるが、長波長 VCSEL は歴史が浅く、入手性と信頼性が低い。

上記 2 種類の VCSEL は発振波長特性上の問題はないものの、上述したような課題がある。そこで下記 Litrax 社の C101 を本論文における自己結合型レーザセンサのレーザデバイスに選択した。

C101 の波長変調率は富士ゼロックスの AS0001 と比較して半分である反面、広い注入電流変調幅を確保でき、静電気耐性も 1kVDC 以上と実用上問題はないと判断した。

Litrax technology Co., Ltd.C101 の特性

前述したように、C101 の発振波長 λ は注入電流 I_{LD} に対してやや非線形性を持つ。以下に発振波長特性の非線形性を考慮した発振波長 λ の近似式(2-5)を記す。

$$\lambda \text{ [nm]} = (0.00062 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 0.017 \cdot I_{LD} \text{ [mA]} - 0.124) \cdot I_{LD} \text{ [mA]} + (0.05277 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 847.284) \dots\dots\dots (2-5)$$

この発振波長 λ の非線形性は、注入電流を三角波変調したときに、自己結合型レーザセン

サにおける干渉縞である MHP の周期が単一の値でなく、わずかながら広がりを持つことを意味する。このような周期の広がり、発振波長 λ の注入電流 I_{LD} による直接変調で生じる熱膨張・収縮の 1 次遅れでも生じ、FFT による信号処理では精度低下を引き起こすことが知られている⁽⁷⁾。しかし、本論文で信号処理として用いる信号計数法において精度の低下を与えるものではないため、以下のように次数を下げた近似式 (式(2-6)、式(2-3)) で精度低下は生じない。

$$\lambda \text{ [nm]} = (0.00062 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 0.272) \cdot I_{LD} \text{ [mA]} + 0.05282 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 845.041 \dots\dots\dots(2-6)$$

$$\lambda \text{ [nm]} = 0.284 \cdot I_{LD} \text{ [mA]} + 0.05282 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 845.041 \dots\dots\dots(2-3) \text{再掲}$$

それぞれの近似式と実測値を併せて Fig.2.21 及び Fig.2.22 に示す。

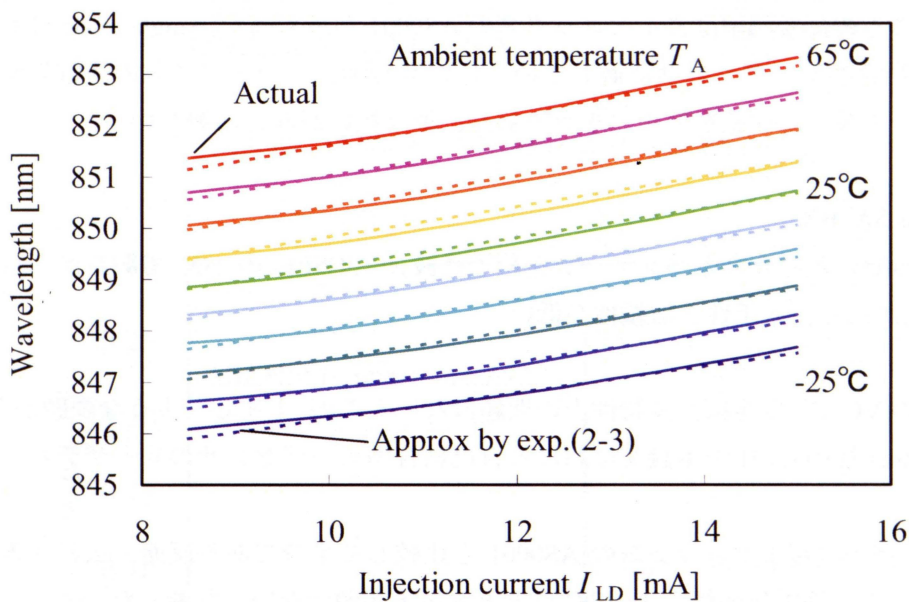


Fig.2.21 Actual and approx wavelength characteristics of C101

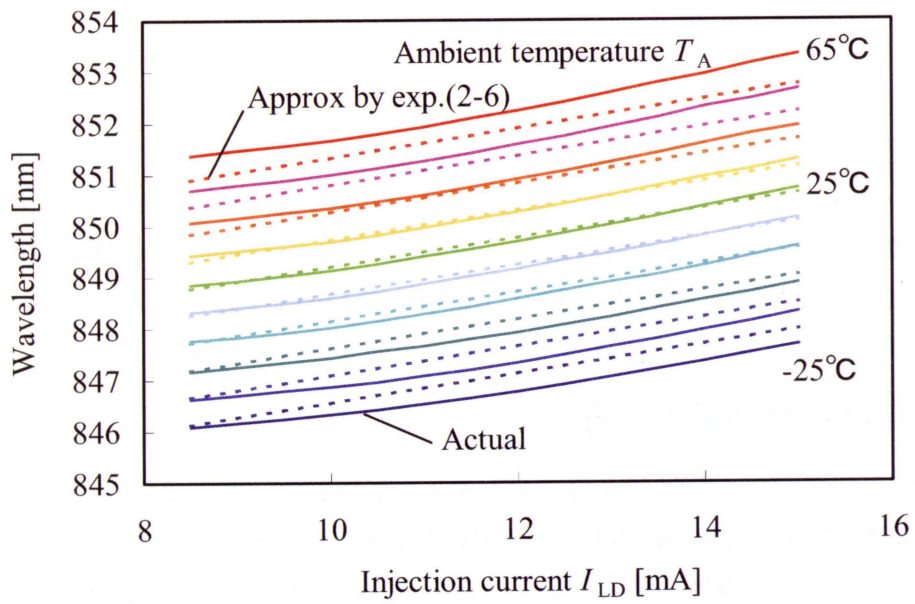


Fig.2.22 Actual and approx wavelength characteristics of C101

2.2 自己結合効果

自己結合効果は、古くはレーザ発振光に重畳した光強度ノイズの1つとして知られている。自己結合型レーザセンサにおいて、自己結合効果による発振光の光強度変化である MHP を信号として取り扱うため、ここでは、最初に信号として自己結合効果の原理を説明し、次に発振光に重畳したその他の光強度変化をノイズとして説明する。

2.2.1 自己結合効果の原理

自己結合効果とは、レーザ照射光とその戻り光との活性層内で生じる干渉・増幅現象であり、複合共振器モデルや共鳴増幅器モデルなど様々な表現ができる⁽⁸⁾。共鳴増幅器モデルは自己結合効果のあらゆる場合に適用することが知られているが、数値計算が複雑であるため、ここでは複合共振器モデルを用いて説明する (Fig.2.23 参照)。

本論文におけるレーザデバイスは、反射多層膜によって構成される VCSEL を用いているが、1 対の反射面 (図中 M_1 、 M_2) に単純化する。

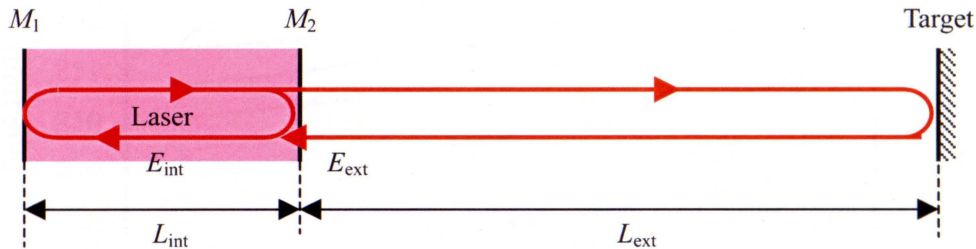


Fig.2.23 Composite resonator model for self mixing effect laser sensor

レーザが構成する共振器長を L_{int} 、活性層内の実効屈折率を n_{eff} 、 m を整数としたとき、レーザは $L_{int} = m \cdot n_{eff} \cdot \lambda / 2$ を満足する波長 λ の発振モードを持つ。活性層内に存在する波長 λ のレーザ光は反射面 M_2 で一部が反射され図中左方向へ進行する光 E_{int} となる。同時に反射面 M_2 で外部に放出されたレーザ光は、測定対象物表面と反射面 M_2 で構成される外部共振器を往復し、反射面 M_2 を介してレーザが構成する共振器に再注入される。この再注入される戻り光 E_{ext} の位相と発振光 E_{int} の位相差によって反射面 M_2 の見かけ上の反射率が変化する。測定対象物表面で生じる固定端と自由端とでの反射で生じる位相のずれを無視すると外部共振器長 L_{ext} がレーザ光の半波長の整数倍の時に 2 つの光は建設的干渉条件が成立し、反射面 M_2 の見かけ上の反射率が最大となる。

再注入される戻り光 E_{ext} の光強度が発振光 E_{int} と比較して極小さく、反射面 M_2 の見かけ上の反射率上昇が極わずかな値であっても、レーザが構成する干渉器の実効的な Q 値が増大し、反射面 M_2 を透過して外部に放出されるレーザ光の光強度は増大する。

この一連のレーザの活性層に再注入される戻り光によって生じる活性層内での増幅・干渉現象を自己結合効果という。

2.2.2 重畳ノイズ

ここでは、自己結合効果型レーザセンサにおける干渉信号である MHP に重畳するノイズを説明する。そもそも MHP は、非常に不安定な現象として知られており、モードの遷移現象であるモードホッピングと共に、主たる戻り光ノイズの一つとして理解され、抑制する研究が行われてきた^{(9)~(12)}。

本来、半導体レーザはレート方程式において 2 変数で表現される安定なレーザであるが、戻り光によってレート方程式が 3 変数化されることによって光強度にカオス性を内在し不安定性を有する⁽¹³⁾。その結果、半導体レーザ光におけるノイズには、自然放出光の電界の揺らぎがレーザ発振によって増幅された GWN (Gaussian White Noise) である量子ノイズ (ショットノイズ) に加えて、温度の揺らぎや戻り光によって誘発される不安定性など環境に起因したノイズが知られている^{(14)~(16)}。

GWN 以外のノイズを引き起こす代表的な現象を以下に記す。

- ・ 活性層内の異なる縦モード間でのモード競合
- ・ 活性層内のモードと外部共振器が形成する外部共振器のモードとのモード競合
- ・ カオス発振
- ・ コヒーレントコラップス現象

自己結合型レーザセンサは、照射光と戻り光の活性層内で生じる干渉・増幅現象である自己結合効果による光強度変化を用いて測定対象物の物理量を計測するものである。この光強度変化は外部共振器のモードによるレーザ発振での干渉現象であるため、上述したレーザ活性層内のモードと外部共振器が形成する外部共振器モードとのモード競合を伴うことが多い。これらの半導体レーザにおける雑音は、古くから多くの研究者によって研究がなされてきたが、個々に制御・抑制することは難しいとされていた。しかしレーザデバイスの発展の結果、共振器である活性層が波長の数倍程度であるために活性層内の縦モードの間隔が広く単一のモードのみが存在する Single mode VCSEL をセンサのレーザデバイスとして選択できるようになり、モードホッピングを伴う活性層内のモード間で生じるモード競合を抑制することができるようになった。この不連続な発振波長変化であるモードホッピングを抑制することで、半導体レーザを連続した波長変調光源として扱うことが可能となり、自己結合型レーザセンサの実用化が検討できるまでに至った。

Single mode VCSEL を用いることによって、活性層内のモードを単一化しても、依然存在する外部共振器が形成するモードの間隔は非常に狭く、活性層内のモードと接近した波長

にも存在するため、不安定性はなくなる。つまり、戻り光の存在は、レート方程式が3変数で表されることに起因するカオス性による不安定性を内在していることを意味する。

カオス発振には、強い戻り光によって緩和振動が生じることによる線幅の異常増大現象であるコヒーレントクラッシュ (Coherence collapse) や近接したモードの遷移による周期的な強度変化である低周波振動 (Low-frequency fluctuation) などのノイズが増加する現象が知られている。さらなる強い戻り光が存在する環境下では、これらのノイズは発生しなくなるがパルス発振を生じる現象も報告されている⁽¹⁷⁾。しかし、戻り光率の上限をレーザパッケージのウィンドウの透過率で制限できることを考慮すると、Single mode VCSEL による自己結合効果型レーザセンサにおける光学的なノイズは量子ノイズなどの GWN とみなすことが可能である。

また、干渉信号である MHP は、レーザ光が有限の線幅を持つことによる発振モード内の波長の広がり原因として振幅にビート現象が生じる⁽¹⁸⁾が、本研究で取り上げる信号計数法による信号処理には影響を与えないと考えてよい。

本研究における自己結合型レーザセンサは、注入電流による直接変調を行うため、注入電流の増減に伴う搬送波光強度の変化に対し、MHP の光強度変化は-50dB~-60dB と非常に小さい。そのため、MHP が重畳したレーザ光を PD などの光電素子を用いて電流信号に変換した後、MHP を抽出するために電氣的なフィルタリングと高い倍率の増幅が必要になる。注入電流の変調から MHP の抽出に至る過程において、電子デバイスによるサーマルノイズ (ホワイトノイズ) や光電素子によるショットノイズ (ガウシアンホワイトノイズ) が重畳することになる。

以上のことから、MHP の重畳したノイズは、GWN とみなすことができる。

引用文献

- (1) 伊賀 健一：半導体レーザー，オーム社，1994
- (2) 伊賀 健一，小山二三夫：面発光レーザー，オーム社，1990
- (3) 伊賀 健一，小山二三夫：面発光レーザーの基礎と応用，共立出版株式会社，1999
- (4) 沼居 貴陽：半導体レーザー光学の基礎，丸善株式会社，1996
- (5) 平田 照二：わかる半導体レーザーの基礎と応用，CQ 出版社，2001
- (6) 植木 伸明，石井 亮次，近藤 崇，松下 和征，武田 一隆：VCSEL を利用した超高速光リンク技術の研究開発，情報通信研究機構平成 19 年度委託研究成果報告書，2007
- (7) Dennis Ong Su Yong: Laser Range Finder based on Self-Mixing Effect In Vertical Cavity Surface Emitting Laser Diode (VCSEL), UQ Innovation Expo 2003 (2003)
- (8) 三橋 慶喜：半導体レーザー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
- (9) 山田 実：自励振動半導体レーザーの雑音低減メカニズムの理論解析，信学技報 LQE95-3 (1995)
- (10) 山田 実：戻り光雑音をほぼ完全に抑制できる自励振動レーザー，信学技報 LQE98-10, pp.55-60 (1998)
- (11) Minoru Yamada, Atsushi Kanamori, Seiryu Takayama: "Experimental Evidence of Mode Competition Phenomena on the Feedback Induced Noise in Semiconductor lasers", IEICE Tran. E., Vol.E79-C, No.12 (1996)
- (12) 松岡 顕二郎，永山 大地，浜 卓也，桑村 有司，山田 実：高周波重畳法および電氣的負帰還法の併用による半導体レーザーの雑音低減化，信学技報 LQE2009-1 (2009)
- (13) 滝口 由朗：戻り光半導体レーザーにおけるカオス振動の制御と応用，静岡大学工学博士論文甲第 229 号 (2002)
- (14) 山田 実，須原 理彦：半導体レーザーにおける戻り光誘起雑音の解析，信学技報 OQE89-50 (1989)
- (15) 山田 実，飯山 宏一「半導体レーザーの雑音測定」レーザー研究，第 19 巻，第 8，pp.20-30 (1991)
- (16) Salah Abdulrhmann, 山田 実：半導体レーザーに強い戻りがある場合の動作および雑音特性，信学技報 LQE2003-11 (2003)
- (17) T. Heil, I. Fischer, and W. Elsaßer: Coexistence of low-frequency fluctuations and stable emission on a single high-gain mode in semiconductor lasers with external optical feedback, APS Physical Review A, vol.58, No.4 (1998)
- (18) John R. Tucker, Aleksandar D. Rakic, Andrei V. Zvyagin, Christopher J. O' Brien: The Effect of Multiple Transverse Modes in Self-Mixing Sensors Based on Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers, Applied Optics, Vol. 46, Issue 4, pp.611-619 (2007)

第3章 物理量算出方法

自己結合型レーザセンサは、いわゆる FM-CW (Frequency Modulated -Continuous Wave)型の LADAR (Laser Detection and Ranging)の一種であり、干渉・増幅器として半導体レーザの活性層で生じる自己結合効果を利用することに特徴がある。

レーザの照射光が測定対象物表面で反射し、レーザの活性層に再入射されるまでの光路長がレーザ発振光の波長の整数倍(半波長の偶数倍)のとき、活性層内のレーザ発振光の位相と再入射される戻り光の位相が等しくなり自己結合効果によって照射光強度が増加する一方、半波長の奇数倍のとき、逆位相となり自己結合効果によって照射光強度が減少する。自己結合型レーザセンサも LADAR と同様に、レーザ発振光の波長を変化させることでレーザの照射光と戻り光との位相差を変化させ、建設的干渉と相殺的干渉が交互に生じ、時間軸上の光強度の強弱(干渉縞)を生じさせる。自己結合型レーザセンサの干渉縞はモードホップパルス(MHP)と称されるが、MHP から物理量を算出する方法は、基本的に他の干渉原理を用いたセンサの干渉縞を用いて算出する方法と同じである。

なお、本論文において自己結合型レーザセンサの干渉縞である MHP は、光路長を用いて進行波(照射光)と反射波(戻り光)との位相差の状態による干渉縞振幅の定常的な表現である定在波の振幅の時間的変化として表現するが、FM-CW 型の LADAR やドップラー効果を用いた速度計における進行波と反射波との位相差を実時間上で追跡した表現であるビート(うなり)と本質的に同じものである⁽¹⁾。物理量の算出方法に加え、定在波表現を用いた算出方法とビート表現を用いた算出方法の比較についても記す。

3.1 絶対距離算出方法

自己結合型レーザ距離計は、Fig.3.1 に示すようにレーザの発振波長を λ_a から λ_b の三角波変調を行う。

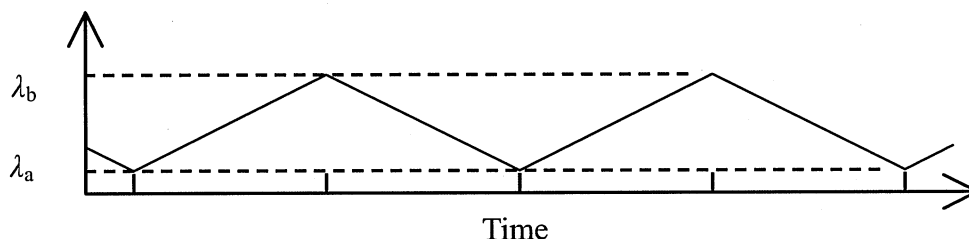


Fig.3.1 Modulated wavelength

レーザに波長 λ_a から λ_b の変調を行ったときの MHP 数 N を用いてレーザから静止している対象物までの絶対距離 L は以下の式(3-1)で表すことができる。

$$L = N/2 \cdot (\lambda_a \cdot \lambda_b) / (|\lambda_b - \lambda_a|) \dots\dots\dots(3-1)$$

また、変調幅 $\delta\lambda$ が変調の中心波長 λ_m に比べて十分小さい値であるとき、絶対距離 L は式 (3-2) のようにも表すことができる。

$$L \cong N/2 \cdot \lambda_m^2 / \delta\lambda \dots\dots\dots(3-2)$$

この式は、距離 L が MHP 数 N とレーザの発振波長 λ と変調幅で設計できる比例係数とで算出できることを表している。

3.1.1 定在波表現による距離算出式の導出

上記距離算出式を、定在波表現を用いて以下に導出する。レーザ照射光が測定対象物表面で反射し、レーザ活性層に再入射されるまでの光路長は測定対象物までの距離 L を往復することから $2L$ である。このとき、光路に含まれる波の数 m はレーザの発振波長 λ を用いると以下の式になる。

$$m = 2L/\lambda \dots\dots\dots(3-3)$$

なお、光路長が波長 λ の自然数倍であるとき、レーザと測定対象物との間に m 個の半波長周期の定在波が生じる (Fig.3.2 参照)。

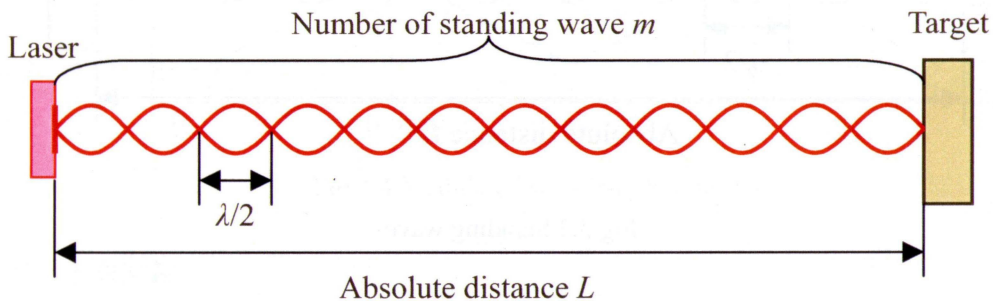


Fig.3.2 Standing waves based on constructive interference between emitted and reflected lights

レーザの発振波長 λ が λ_a から λ_b に連続で変化させたとき、光路に含まれる波の数が N_a から N_b に変化すると、レーザと測定対象物との間に生じる定在波の数も N_a から N_b に変化する。レーザの発振波長 λ が変化する過程で、光路長が波長の自然数倍となり建設的干渉条件が満たされる度に定在波が形成されることから、自己結合効果による照射光強度の強弱 (MHP) の個数 N は光路に含まれる波の数の差と等しい (Fig.3.3)。

よって、式(3-3)を用いて、レーザの発振波長が λ_a のときの光路に含まれる波の数 N_a と、 λ_b のときの光路に含まれる波の数 N_b は以下の式で表すことができる。

$$N_a = 2L/\lambda_a \dots\dots\dots(3-4)$$

$$N_b = 2L/\lambda_b \dots\dots\dots(3-5)$$

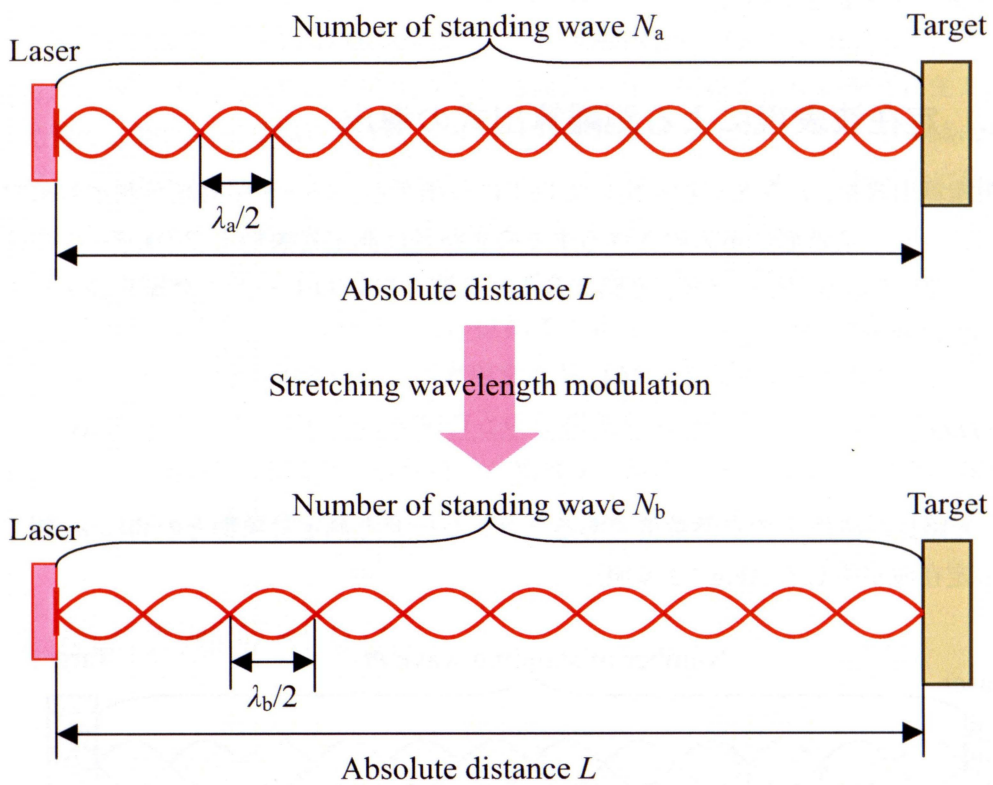


Fig.3.3 Standing waves

よって、MHP 数 N は以下のようなになる。

$$N = |N_a - N_b| = 2L \left(\left| \frac{1}{\lambda_a} - \frac{1}{\lambda_b} \right| \right) \dots\dots\dots(3-6)$$

上式を距離 L について解くと先に記した式(3-1)を導出することができる。

$$L = N/2 \cdot (\lambda_a \cdot \lambda_b) / (\left| \lambda_b - \lambda_a \right|) \dots\dots\dots(3-1)再掲$$

また、上式を変調波長の中心波長 λ_m 、変調幅 $\delta\lambda$ を用いて表現すると以下の式になる。

$$L = N/2 \cdot (\lambda_m - \delta\lambda/2)(\lambda_m + \delta\lambda/2)/\delta\lambda \dots\dots\dots (3-7)$$

なお、使用するレーザを光通信で広く使われている 850nm の VCSEL とすると、注入電流による波長変調係数は概ね 0.1nm/mA から 0.5nm/mA である。注入電流振幅は数 mA なので波長変調幅 $\delta\lambda$ は中心波長 λ_m の 0.1%程度と小さく、式(3-7)を近似することで式(3-2)が導き出される。

$$L = N/2 \cdot \lambda_m^2 / \delta\lambda \dots\dots\dots (3-2)再掲$$

この式は、距離 L が MHP 数 N とレーザの発振波長 λ_m と変調幅 $\delta\lambda$ で設計できる比例係数の 2 つで算出できることを表している。

3.1.2 定在波表現とビート表現の比較

ここでは定在波表現とビート表現が本質的に同じであることを模式図で説明する。

条件: レーザの発振波長を搬送周波数 f_{car} が 1kHz の三角波で 850nm (λ_{short}) から 851nm (λ_{long}) までの波長変調幅 $\delta\lambda=1\text{nm}$ で変調する (Fig.3.4 参照)。測定対象物までの距離 L を 1m とする。

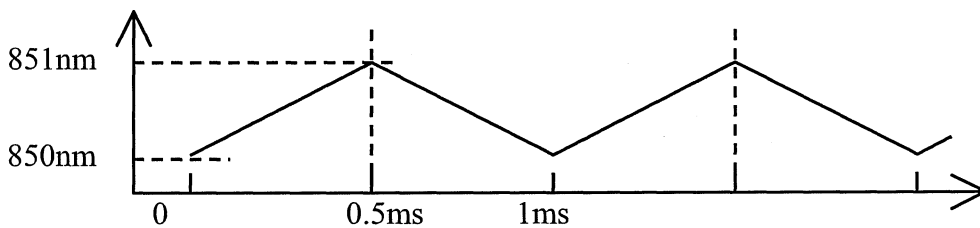


Fig.3.4 Modulated wavelength time chart

A) ビート周波数

ビート周波数による表現では、レーザから照射される波長 λ_{out} が一定の波長変化速度 V_λ [nm/s] で変化し、レーザに再注入される戻り光の波長 λ_{in} とは波長差 $\delta\lambda_{i0}$ があると考えられる。波長は時間 $1/(2f_{car})$ の間に $\delta\lambda$ 変化するので

$$V_\lambda = \delta\lambda \cdot 2f_{car} \text{ [nm/s]} \dots\dots\dots (3-8)$$

であり、レーザ光が活性層から照射されてレーザの活性層に再注入されるまでの時間 T_{fly} は、

光速 c を用いて式(3-9)で表すことができる。

$$T_{\text{fly}} = 2L/c \text{ [s]} \dots\dots\dots (3-9)$$

よって、波長差 $\delta\lambda_{\text{io}}$ は、波長変化速度 V_λ と T_{fly} の積である。式(3-8)と式(3-9)をこの関係式に代入し、上述した定数を用いて波長差 $\delta\lambda_{\text{io}}$ は、以下のように算出できる。

$$\delta\lambda_{\text{io}} = V_\lambda \cdot T_{\text{fly}} = \delta\lambda \cdot 2f_{\text{car}} \cdot 2L/c = 1.33 \cdot 10^{-14} \text{ [m]} \dots\dots\dots (3-10)$$

またビート周波数 f_{beat} は、照射光の発振周波数 f_{out} と戻り光の発振周波数 f_{in} との差である。これらの関係式を用いてビート周波数 f_{beat} は以下のように変形でき、5.53 MHz である。

$$\begin{aligned} f_{\text{beat}} &= |f_{\text{out}} - f_{\text{in}}| \\ &= c \cdot |1/\lambda_{\text{out}} - 1/\lambda_{\text{in}}| \\ &= c \cdot |\lambda_{\text{in}} - \lambda_{\text{out}}| / (\lambda_{\text{out}} \cdot \lambda_{\text{in}}) \\ &= c \cdot |\delta\lambda_{\text{io}}| / (\lambda_{\text{out}} \cdot \lambda_{\text{in}}) \\ &= c \cdot |V_\lambda \cdot T_{\text{fly}}| / (\lambda_{\text{out}} \cdot \lambda_{\text{in}}) \\ &= 4L \cdot |\delta\lambda_{\text{io}}| \cdot f_{\text{car}} / (\lambda_{\text{out}} \cdot \lambda_{\text{in}}) \dots\dots\dots (3-11) \\ &= 5.53 \text{ [MHz]} \end{aligned}$$

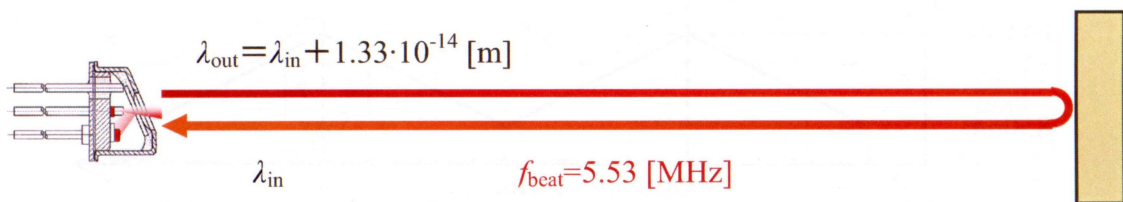


Fig.3.5 Wavelength and beat frequency

B) モードホップパルス (定在波数変化)

定在波表現では、照射光の波長での定在波を考える。MHP 数 N を算出するためにレーザの発振波長が λ_{short} と λ_{long} でのレーザと測定対象物間に生じる定在波の数を算出する。

発振波長が λ_{short} 及び λ_{long} のときの定在波数 N_{short} 及び N_{long} は式(3-4)を用いて次のように算出することができる (Fig.3.6 参照)。

$$N_{\text{short}} = 2L/\lambda_{\text{short}} \text{ (= 2,352,941)} \dots\dots\dots (3-12)$$

$$N_{\text{long}} = 2L/\lambda_{\text{long}} \quad (= 2,350,176) \dots\dots\dots (3-13)$$

MHP 数 N は、定在波数の差であるので、次式(3-14)になる。

$$N = |N_{\text{short}} - N_{\text{long}}| = |2,352,941 - 2,350,176| = 2,765 \dots\dots\dots (3-14)$$

この MHP は、搬送波の半周期である $1/(2f_{\text{car}})$ の期間に生じるため、その周波数 f_{mhp} は以下のように変形でき、5.53 MHz である。この値はビート周波数 f_{beat} と同じ値である。

$$\begin{aligned} f_{\text{mhp}} &= N \cdot 2f_{\text{car}} \\ &= 2L \cdot |1/\lambda_{\text{short}} - 1/\lambda_{\text{long}}| \cdot 2f_{\text{car}} \\ &= 4L \cdot \delta\lambda_{\text{car}} \cdot f_{\text{car}} / (\lambda_{\text{long}} \cdot \lambda_{\text{short}}) \\ &= 5.53 \text{ [MHz]} \dots\dots\dots (3-15) \end{aligned}$$

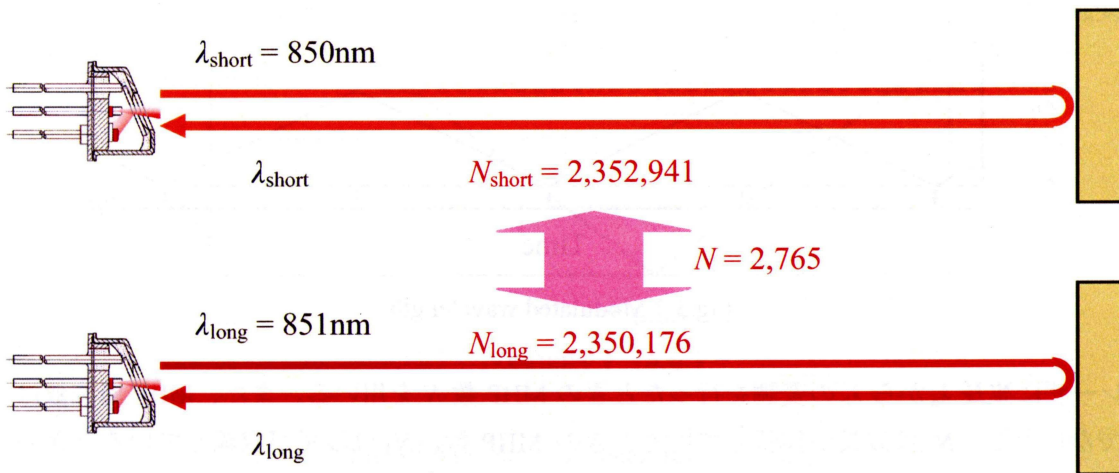


Fig.3.6 Wavelength and number of standing wave

3.2 速度算出方法

自己結合型レーザセンサは、先に記したようにドップラー効果を用いた速度計と本質的に同じ原理によるセンサであるため、絶対距離と共に速度（測定周期あたりの変位）を計測することができる。

しかし、超音波やマイクロ波など、他の電磁波によるレーダ（距離計）やドップラー速度計とことなり、計測距離が短い半導体レーザを用いた自己結合型レーザセンサやヘテロダインレーザセンサでは、「近距離での振動計測」など、空間的な波長変調速度よりも測定対象物の変位・速度が大きいケースがあり、ドップラーシフト周波数が変調周波数よりも大

大きく、ビート周波数が負になることがあるため、ビートやMHPの周波数から一義的に速度を算出することができない。厳密には、レーダ（距離計）やドップラー速度計などでも、速度も距離も一義的に算出できないが、「物理的に負の周波数が生じる領域にならないと考えられる」「状況を推定することで算出値を選択できる」などの暗黙の条件があるときに、「算出できる」としているものである。

一義的に干渉信号から距離と速度を求める算出方法は公知技術として知られた方法はなく、筆者が自己結合型レーザセンサを開発する過程で考案し、国内・国外で出願・登録された方法⁽²⁾が唯一の算出方法で、距離、速度は個別にではなく併せて算出する。しかし、本論文では、主に信号処理方法を主眼としているため、一義的に距離と速度を求める方法について後に簡単に触れるものの詳細は記さない。

なお、本論文では速度計測として、振動計測を取り上げるものとし、MHP数の時間変化から得られたMHP周波数の符号を判断できるとして説明する。

条件：距離計測と同じように、Fig.3.7に示すようにレーザの発振波長を λ_a から λ_b の三角波変調を行う。

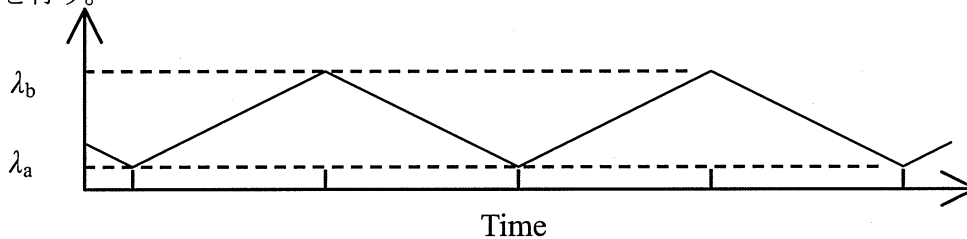


Fig.3.7 Modulated wavelength

レーザに波長 λ_a から λ_b の変調を行ったときのMHP数 N を用いる。また、MHP周波数は負でないとし、 N_u は波長が伸張しているときのMHP数、 N_d は波長が収縮しているときのMHP数、 λ_t は算出に用いるMHPの開始及び終了時の波長の平均値とする。

すると絶対距離 L 及び速度 V （接近方向が正）は式(3-16)及び式(3-17)で表すことができる。

$$L = (N_u + N_d) / 4 \cdot (\lambda_a \cdot \lambda_b) / (\lambda_b - \lambda_a) \dots\dots\dots (3-16)$$

$$V = (N_u - N_d) / 4 \cdot \lambda_t \dots\dots\dots (3-17)$$

3.2.1 負のビート周波数

式(3-16)及び式(3-17)の導出の前に、負のビート周波数を、ドップラー周波数を用いて説明し、ビート周波数 f_{beat} では一義的に速度と距離が同定できないことを説明する。

まず、負のビート周波数を、測定対象物の速度とビート周波数 f_{beat} のグラフ Fig.3.8 を用い

て説明する。変調幅 $\delta\lambda$ 、変調波長の中心波長 λ_m の自己結合型レーザセンサを用いて距離 L_0 で静止している測定対象物のビート周波数 f_{beat} を f_0 とする。レーザの発振波長が収縮しているときに距離 L_0 の位置で測定対象物が速度 V でレーザに接近する場合、ビート周波数 f_{beat} はドップラー効果によって低くなる。接近する速度が増加するに従いビート周波数 f_{beat} は低くなり、やがて以下の式(3-18)を満たす速度 (図中 V_{bound}) ではビート周波数 f_{beat} は 0 になる。さらに、接近する速度 V が V_{bound} よりも大きな値をとる場合、ビート周波数 f_{beat} は負となるが、周波数の絶対値は判別できないため、観測されるビート周波数 f_{beat} は増加に転じる。

$$V_{bound} = \delta\lambda / \lambda_m \cdot L_0 \dots\dots\dots (3-18)$$

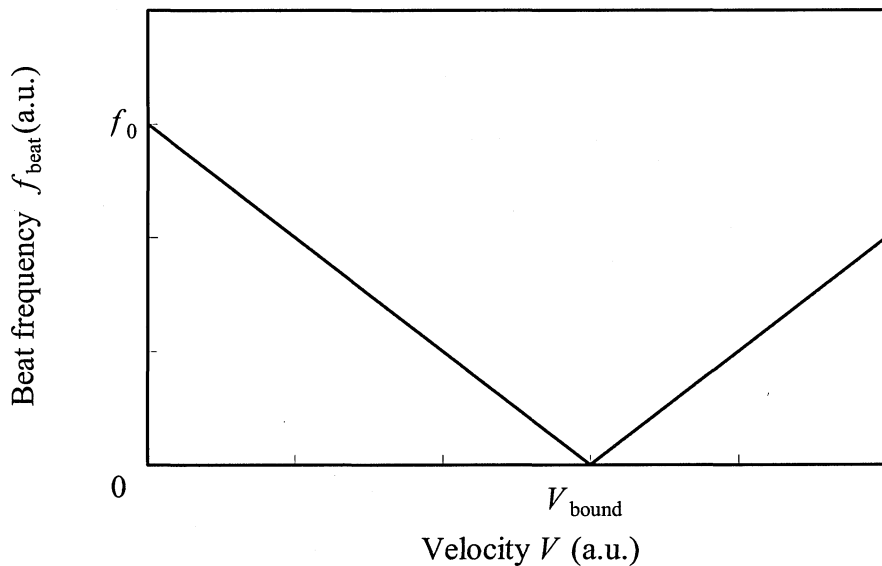


Fig.3.8 Velocity V vs. beat frequency f_{beat}

以上は、測定対象物までの距離 L を既知の値 L_0 として説明したが、距離の情報が与えられない場合、負の周波数が距離・速度の算出においてどのような影響を与えるかを、周波数表現を用いて以下に記す。

波長が伸張しているときのビート周波数 f_u 及び波長が収縮しているときのビート周波数 f_d は静止しているときの周波数に対して増減方向が逆になるので、以下のように距離 L と速度 V (接近方向が正) との共役関係にある 1 次結合、式(3-19)及び式(3-20)で表現することができる。

$$f_u = \alpha \cdot L + \beta \cdot V \dots\dots\dots (3-19)$$

$$f_d = \alpha \cdot L - \beta \cdot V \dots\dots\dots (3-20)$$

条件：ここでは、理解を助けるために、定数を $\alpha = 2/L_a$ [MHz/m]、 $\beta = 1/V_a$ [MHz/s]として説明する。

すると、距離 L_a 、速度 V_a でのビート周波数 f_u 及び f_d は以下のように 3MHz 及び 1MHz と算出される (Fig.3.9 赤丸)。

$$f_u = \alpha \cdot L + \beta \cdot V = 2/L_a \cdot L_a + 1/V_a \cdot V_a = 2 + 1 = 3 \text{ [MHz]} \dots\dots\dots (3-21)$$

$$f_d = \alpha \cdot L - \beta \cdot V = 2/L_a \cdot L_a - 1/V_a \cdot V_a = 2 - 1 = 1 \text{ [MHz]} \dots\dots\dots (3-22)$$

同じように距離が半分の $0.5L_a$ 、速度が 2 倍の $2V_a$ の場合、ビート周波数 f_u 及び f_d を算出すると以下のように 3MHz 及び-1MHz と算出される (図中青丸)。

$$f_u = \alpha \cdot L + \beta \cdot V = 2/L_a \cdot 0.5L_a + 1/V_a \cdot 2V_a = 1 + 2 = 3 \text{ [MHz]} \dots\dots\dots (3-23)$$

$$f_d = \alpha \cdot L - \beta \cdot V = 2/L_a \cdot 0.5L_a - 1/V_a \cdot 2V_a = 1 - 2 = -1 \text{ [MHz]} \dots\dots\dots (3-24)$$

ここで f_d は負の周波数-1MHz であるが、周波数の符号は判別がつかないため、距離 L_a 、速度 V_a の場合と同じビート周波数になり、ビート周波数 f_u 及び f_d だけでは一義的に距離と速度が算出できないことが確認できる。

また、算出結果を Fig.3.8 に対応する図に示すと Fig.3.10 のようになる。

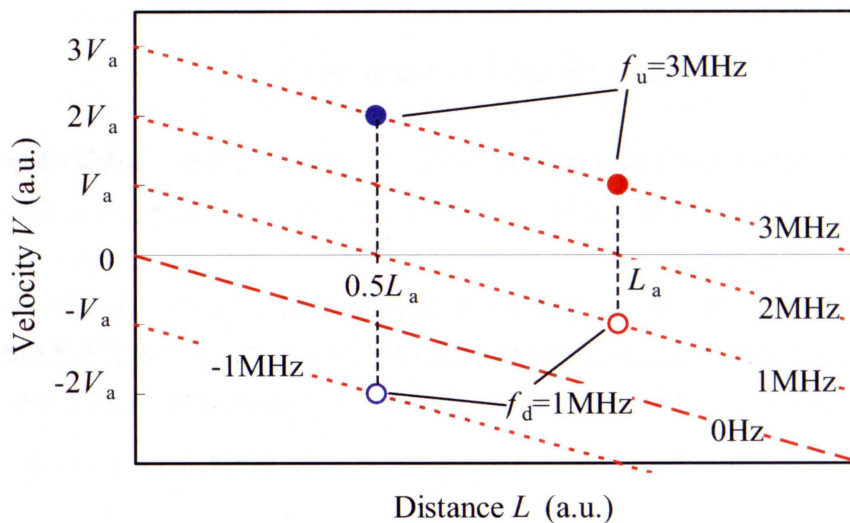


Fig.3.9 Velocity V and distance L vs. beat frequency f_{beat}

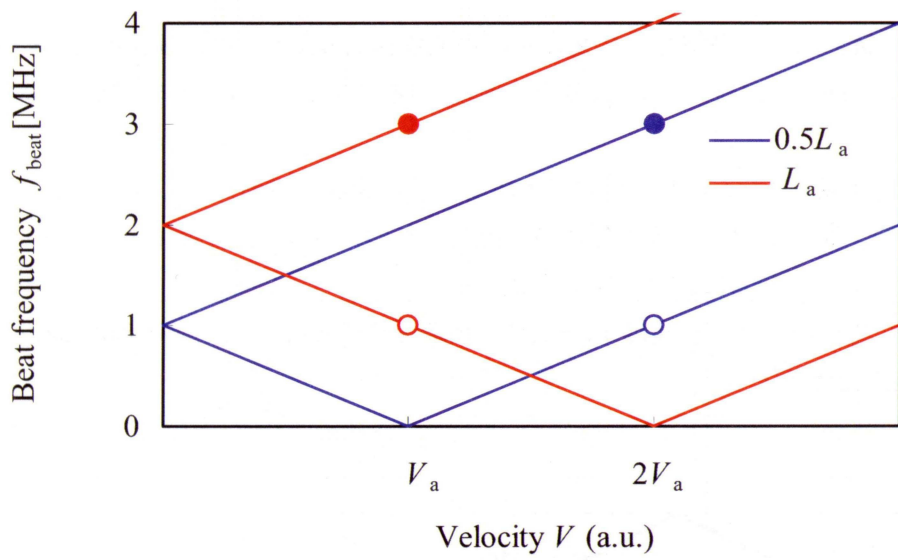


Fig.3.10 Velocity V vs. beat frequency f_{beat}

3.2.2 負のモードホップパルス数

本論文では、自己結合効果型レーザセンサの物理量算出方法を、定在波表現を用いて行うため、前項で説明した負のビート周波数を定在波表現、つまり MHP 数で説明する。

条件：搬送波変調は、Fig.3.11 に示す三角波変調で、説明には時刻 t_{-1} 、 t_0 、 t_1 での定在波模式図を用いる。速度 V は、三角波変調の 1 辺あたりの変位とし、距離 L は時刻 t_{-1} から t_1 の中間の時刻である時刻 t_0 における距離を指す。

また、図示しやすいように、速度 V_a を $\lambda_a/2$ 、距離 L_a を $12(\lambda_a/2)$ 、波長の伸縮比 $\lambda_a/\lambda_b = 5/6$ とした (Fig.3.12 参照)。

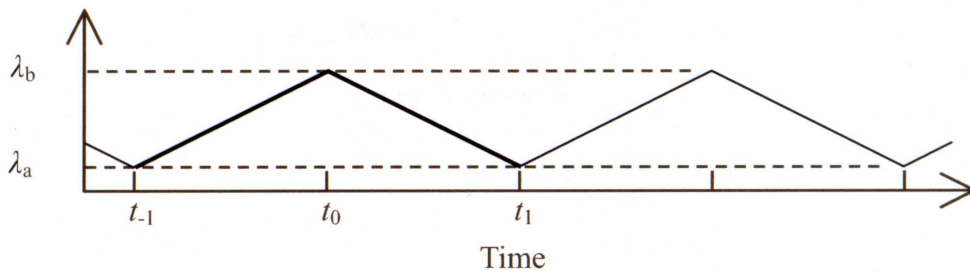


Fig.3.11 Modulated wavelength

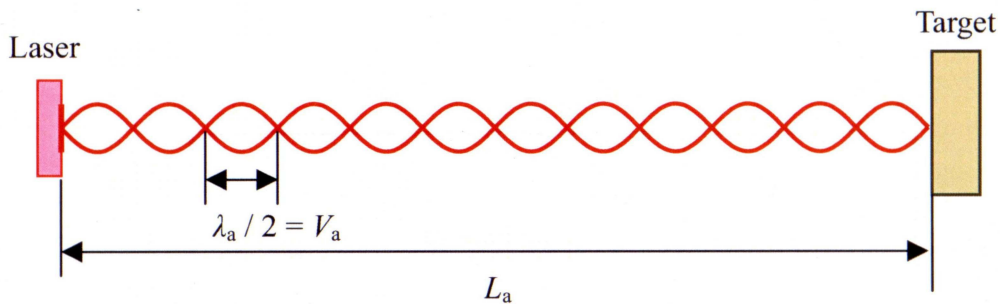


Fig.3.12 Velocity V_a and distance L_a

先ず、距離 L_a 、速度 V_a の場合での定在波数及び MHP 数について記す。

時刻 t_{-1} 、 t_0 、 t_{+1} での距離は、それぞれ $13(\lambda_a/2)$ 、 $12(\lambda_a/2)$ ($=10(\lambda_b/2)$)、 $11(\lambda_a/2)$ である。このときの定在波の数 $M_{t_{-1}}$ 、 M_{t_0} 、 $M_{t_{+1}}$ がそれぞれ 13、10、11 であることから MHP 数 N_u と N_d は 3 個及び 1 個である (Fig.3.13 参照)。

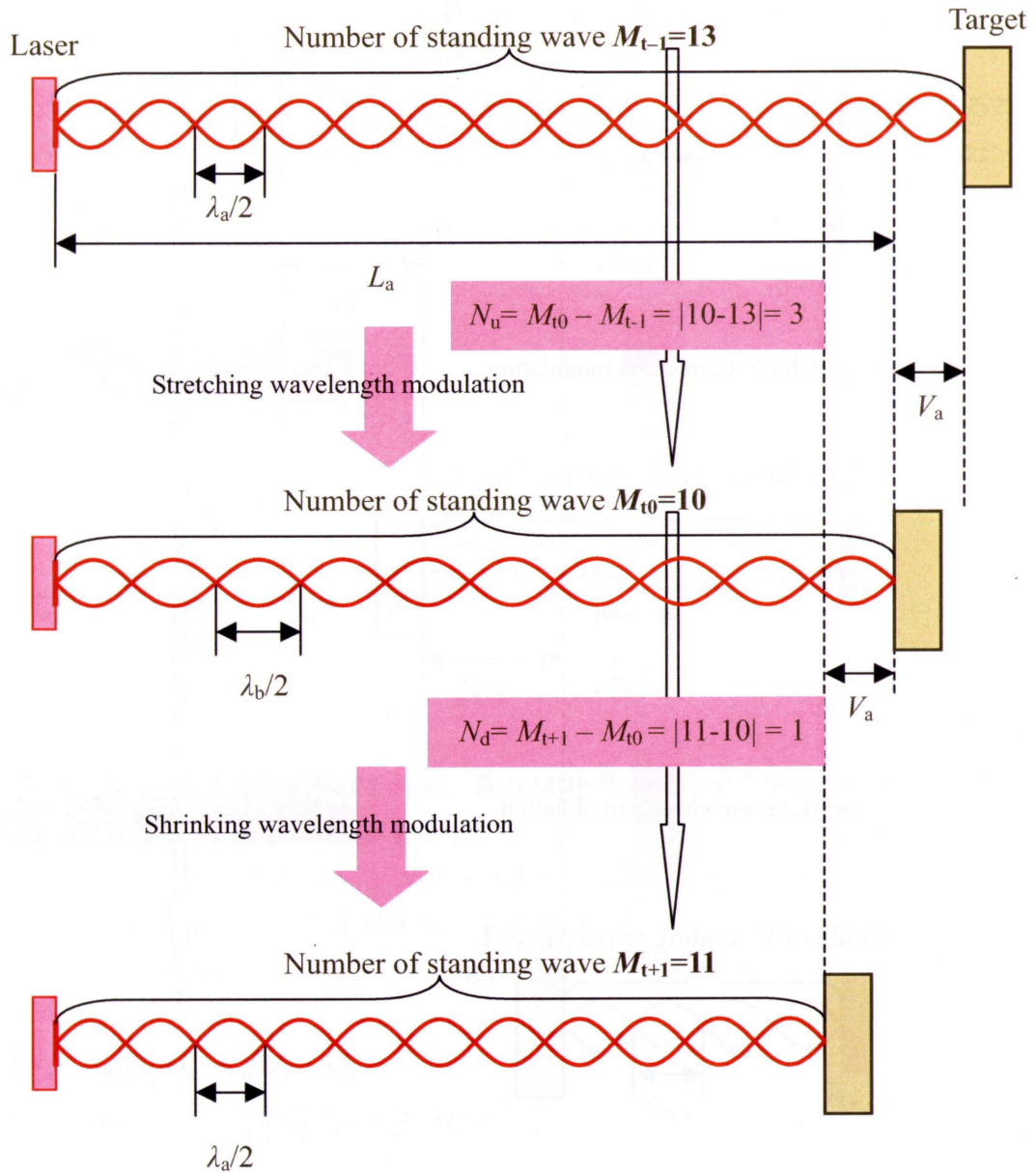


Fig.3.13 Standing wave for velocity V_a and distance L_a

次に、距離 $0.5L_a$ 、速度 $2V_a$ の場合での定在波及び MHP 数について記す。

時刻 t_{-1} 、 t_0 、 t_{+1} での距離は、それぞれ $8(\lambda_a/2)$ 、 $6(\lambda_a/2)$ ($=5(\lambda_b/2)$)、 $4(\lambda_a/2)$ である。このときの定在波の数 M_{t-1} 、 M_{t_0} 、 M_{t+1} は、それぞれ 8、5、4 であることから MHP 数 N_u と N_d は 3 個及び 1 個である (Fig.3.14 参照)。

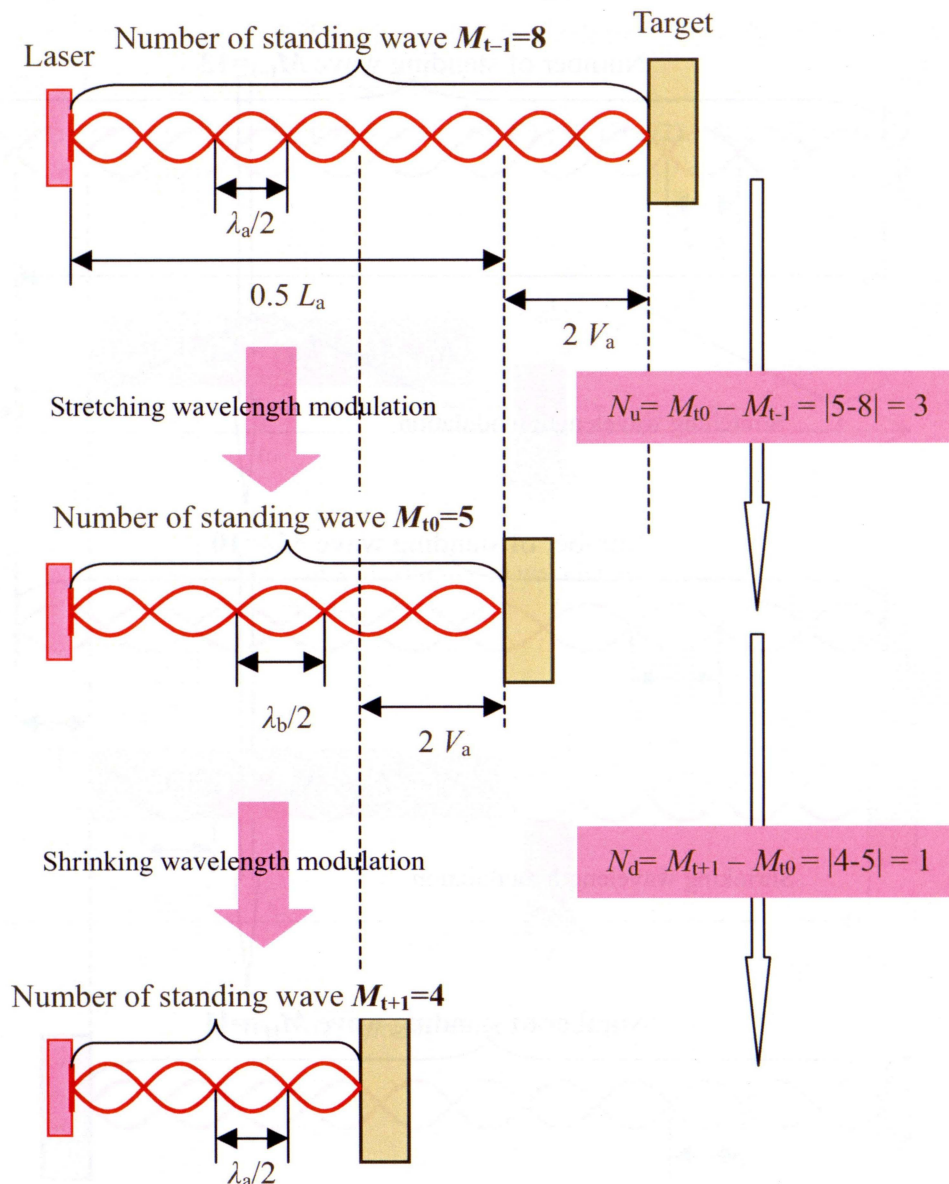


Fig.3.14 Standing wave for velocity $2V_a$ and distance $0.5L_a$

以上、図示したように、いずれの場合も $N_u=3$ 、 $N_d=1$ になり、MHP 数は同じ組み合わせになる。これはまさに Fig3.14 に示した速度 $2V_a$ が MHP 周波数（個数）が 0 となる V_{bount} よりも大きな速度であるために MHP 数（周波数）の符号が負になった結果である。

Fig3.14 に示した距離 $0.5L_a$ 、速度 $2V_a$ の場合での V_{bount} を算出すると、次式(3-25)に示すように $12/11 \cdot \lambda_a$ と算出される。

$$V_{\text{bount}} = \delta\lambda/\lambda_m \cdot L_0 = 1/5 \cdot \lambda_a / (11/10 \cdot \lambda_a) \cdot 6\lambda_a = 12/11 \lambda_a \dots\dots\dots (3-25)$$

Fig3.14 での速度は V_{bount} よりも大きい $2V_a$ であるから、MHP 数が負になった結果であることが確かめられる。また、負の周波数が発生しない距離 L_a 、速度 V_a での距離・速度算出は、前出の式(3-16)及び式(3-17)を用いて算出できることが Fig3.13 から確かめられる。

$$L = (N_u + N_d)/4 \cdot (\lambda_a \cdot \lambda_b) / (|\lambda_b - \lambda_a|) \dots\dots\dots (3-16) \text{再掲}$$

$$V = (N_u - N_d)/4 \cdot \lambda_t \dots\dots\dots (3-17) \text{再掲}$$

算出例を式(3-26)及び式(3-27)に示す。（条件： $V_a=\lambda_a/2$ 、 $L_a=12(\lambda_a/2)$ 、 $\lambda_a/\lambda_b=5/6$ ）

$$L = (3+1)/4 \cdot (\lambda_a \cdot 6/5 \cdot \lambda_a) / (6/5 \cdot |\lambda_a - \lambda_b|) = 6\lambda_a \dots\dots\dots (3-26)$$

$$V = (3-1)/4 \cdot \lambda_a = \lambda_a/2 \dots\dots\dots (3-27)$$

なお、速度が V_{bount} よりも大きな値を持ち、負の MHP 数が発生する場合、式(3-16)及び式(3-17)における N_u と N_d の結合の加減算を逆転すると正しく距離 L と速度 V を算出することができる。ただし、速度の方向は N_u と N_d の大小関係で判別し、 $N_u > N_d$ の時速度は正（接近方向）である。Fig3.14 に示した距離 $0.5L_a$ 、速度 $2V_a$ の場合での距離 L と速度 V を算出すると次式(3-28)及び(3-29)に示すように正しく算出できることがわかる。

$$\begin{aligned} L &= (|N_u - N_d|)/4 \cdot (\lambda_a \cdot \lambda_b) / (|\lambda_b - \lambda_a|) \\ &= (3-1)/4 \cdot (\lambda_a \cdot 6/5 \cdot \lambda_a) / (6/5 \cdot \lambda_a - \lambda_a) = 3\lambda_a \dots\dots\dots (3-28) \end{aligned}$$

$$|V| = (N_u + N_d)/4 \cdot \lambda_t = (3+1)/4 \cdot \lambda_a = \lambda_a \dots\dots\dots (3-29)$$

3.3 振動計測

前項「3.2 速度算出方法」では、測定対象物の速度算出方法を記したが、産業上の計測は、測定対象物の運動状態が全く不明である計測は少なく、振動計測のように運動状態が事前に分かっているものに対する計測が一般的である。ここでは、速度計測の中でも広く計測されている振動計測を取り上げて、その速度を算出する方法を記す。

負のビート周波数の説明に使用した Fig.3.8 においてビート周波数 f_{beat} に注目すると、静止しているときのビート周波数 f_0 と静止していないときのビート周波数 f_{beat} の偏差（ドップラーシフト周波数）は速度 V に比例する。また静止しているときのビート周波数 f_0 そのものは対象物までの絶対距離 L_0 に比例する。このことから振動計測において測定対象物がある点（絶対距離 L_0 ）を中心に振動している場合、 f_0 を中心に速度 V に比例した偏差をもつビート周波数 f_{beat} の信号が得られ（Fig.3.15 参照）、絶対距離 L_0 で静止しているときの MHP 数を N_L 、速度 V （測定周期あたりの変位）に比例する MHP 数を N_V として振動を MHP 数で表現すると、 N_V は波長の伸張・収縮によって結合の符号が異なり、MHP 数 N は式(3-30)のようになる。

$$N = N_L \pm N_V \dots\dots\dots (3-30)$$

速度 V は接近方向を正であり、式(3-16)と式(3-17)において、 $N_u = N_L + N_V$ 、 $N_d = N_L - N_V$ であるから、 N_L 及び N_V は以下の式で表すことができる。

$$N_L = 2L_0 \cdot (|\lambda_b - \lambda_a|) / (\lambda_a \cdot \lambda_b) \dots\dots\dots (3-31)$$

$$N_V = V / (\lambda_t / 2) \dots\dots\dots (3-32)$$

絶対距離 L と速度 V は前述した式(3-16)と式(3-17)に計数結果 N_u と N_d を代入することで求めることができるが、 N_L と N_V を以下の式(3-33)と式(3-34)に代入することでも求めることができる。

$$L = N_L / 2 \cdot (\lambda_a \cdot \lambda_b) / (|\lambda_b - \lambda_a|) \dots\dots\dots (3-33)$$

$$V = N_V / 2 \cdot \lambda_m \dots\dots\dots (3-34)$$

なお、負の周波数が生じるような大振幅の振動計測では、0Hz を軸に折り返されたビート周波数（Fig.3.16 白抜きで表示）の判断は測定で得られたビート周波数の時系列情報から容

易に行えるが、実際のセンサにおいて搬送波成分である三角波を除去するためにハイパスフィルタを介してMHPを抽出する際、ハイパスフィルタのカットオフ周波数 f_c よりも低い周波数のMHP（図中灰色部分）は抽出できない。

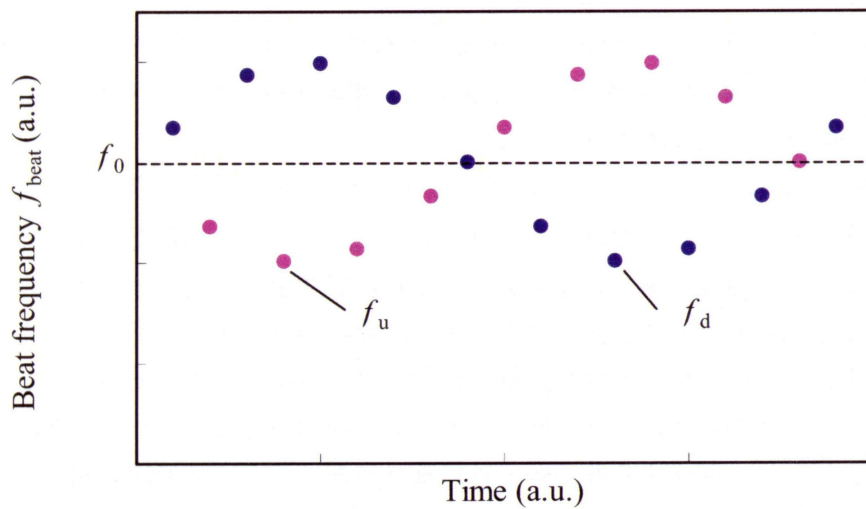


Fig.3.15 Beat frequency f_{beat} for vibration measurements

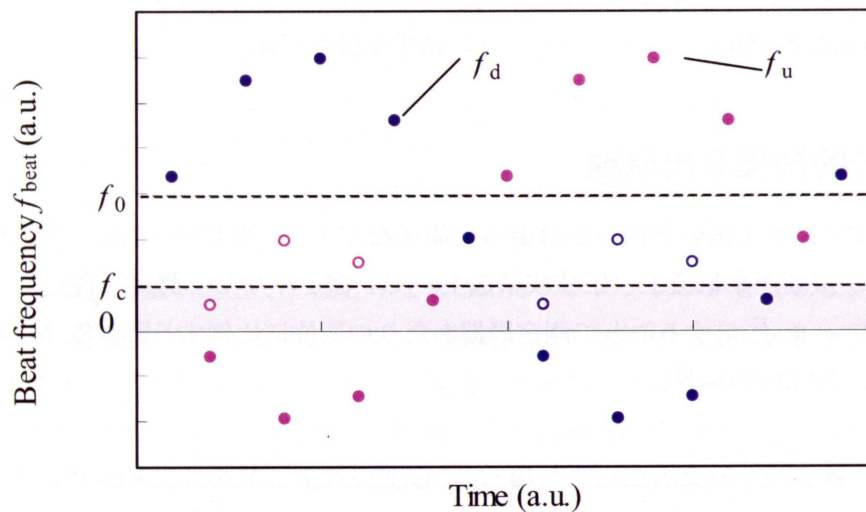


Fig.3.16 Beat frequency f_{beat} for large amplitude vibration measurements

3.4 振動振幅算出方法

ここでは、振動振幅算出方法について記す。

振動計測は、周波数や振幅もしくは最大加速度など複数の物理量の計測を指すが、振動周波数は FFT と同じく計測周期と計測時間で分解能と計測範囲が決まり、大きな誤差も考えられないため、振幅計測算出方法について記す。

非接触振動計測は、レーザのドップラー効果を利用した速度センサや三角測量法を利用した変位センサなどがある。しかし速度センサは高価な上、安定して測定を行うために戻り光量・光軸の調整など煩雑な準備が必要であり、手軽に計測を行うことができない。変位センサは振動振幅を比較的手軽に計測ができるが、対象物の反射率や設置方法によっては精度が低下する上に、振幅を計測された変位の最大・最小値を用いて算出することに起因する計測値の下方硬直性のために精度が低下するという問題がある。これらの問題のために長さのディメンジョンに関する非接触の物理量計測の中でも振動振幅計測は最も難しい計測の1つである。

本論文で提案する信号処理方法は、振動運動の統計的特徴を利用し、信号計数結果の散らばり具合を表す標準偏差を用いて速度振幅を算出する。加えて、算出誤差及び精度に関して理論に加え、FFT やピーク to ピーク法との比較結果を記す。計数値の確率密度分布を用いての振幅算出誤差を評価と、シミュレーション結果を併せて記す。

3.4.1 統計的振幅算出原理

本論文で提案する統計的振幅算出方法は至って簡単な方法で、複数回の測定（信号計数値算出）の観測点が振動運動軌道上（正弦波軌道上）で一様とみなせる測定で得られた計数値 N の標準偏差 σ を $\sqrt{2}$ 倍することで測定周期あたりの変位に比例する計数値 N_V の振幅 N_{Vmax} を算出する（式(3-35)参照）。

$$N_{Vmax} = \sqrt{2} \cdot \sigma \dots\dots\dots (3-35)$$

以下に式(3-35)についての説明を記す。なお、求める正弦波は、計数値 N の正弦波であり、 N_{Vmax} を用いて表現すると式(3-36)になる。ここで θ は振動角である。また、この式を図示すると Fig.3.17 になる。

$$N = N_L \pm N_{Vmax} \cdot \sin \theta \dots\dots\dots (3-36)$$

振動運動（正弦波軌道上）の値を一様とみなせるサンプリングを行ったときの分散 σ^2 は

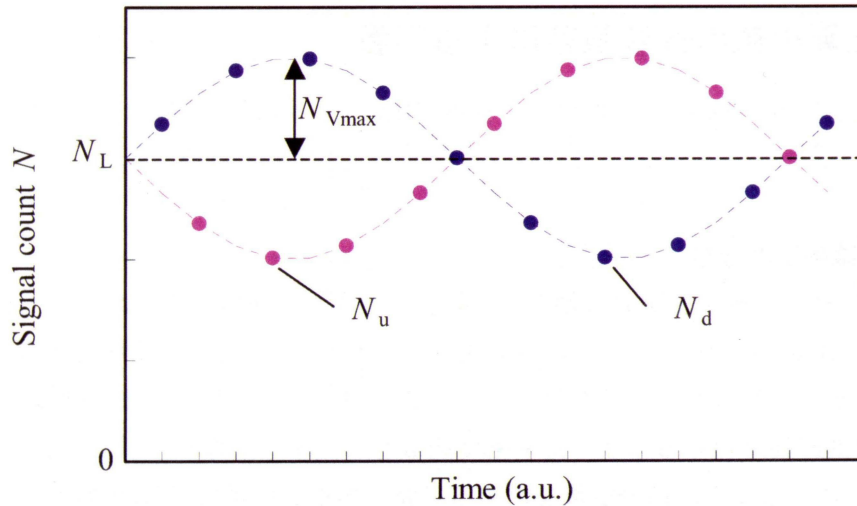


Fig.3.17 Signal count N for vibration measurements

振幅を 1 とした場合、式(3-37)で表すことができる。

$$\sigma^2 = \int (\sin \theta)^2 \cdot d\theta \dots\dots\dots (3-37)$$

式(3-37)において θ を 0 から 2π まで積分し標準偏差 σ を求めると、半径が 1 の振動運動の標準偏差 σ は正弦波の実効値である $1/\sqrt{2}$ と等しくなる。よって振動運動における速度や位置を一様とみなせるサンプリングを行ったときの標準偏差 σ を $\sqrt{2}$ 倍することで振幅を算出することができ、式(3-35)が導き出される。

自己結合型レーザセンサにおける計数値 N は絶対距離に比例した計数値と測定サンプリング周期あたりの変位（速度）に比例した計数値の和で表すことができるため、計数値 N においても振動運動軌道上で一様とみなせるだけのサンプリングを行うと、計数値 N の標準偏差 σ を $\sqrt{2}$ 倍することでサンプリング周期あたりの変位に比例する計数値 N_V の振幅を算出することができる。ただし、ここで算出した振幅とは、式(3-36)における計数値のサンプリング周期あたりの変位（速度）に比例した計数値 N_V の振幅 N_{Vmax} であるから、レーザの発振波長 λ と測定対象物の振動周波数 f_V と搬送波の周波数 f_{car} を用いて式(3-38)及び式(3-39)に代入することで最大速度 V_{max} や振動振幅 A_V を算出する。

$$V_{max} = f_{car} \cdot \lambda \cdot N_{Vmax} \dots\dots\dots (3-38)$$

$$A_V = V_{max} / (2\pi \cdot f_V) \dots\dots\dots (3-39)$$

3.4.2 振幅算出値の計数誤差による影響

ここでは、計数値の確率密度を計数誤差の有無で比較し、振幅算出誤差への影響を評価する。

<振動運動の確率密度分布>

振動運動は、等速円運動の1次元の軸上への射影であるため速度や位置は正弦（余弦）関数で表現される（Fig.3.18 参照）。自己結合効果型レーザセンサにおける信号計数値は1回の測定で用いるサンプリングデータを収集した時間の中での変位量、つまり速度を表すため、ここでは振動運動における速度の確率密度関数を導出する。なお、算出された確率密度の積分値が1になるように積分定数を求める必要があるが煩雑な三角関数の計算が必要になるため、確率密度関数の導出過程では無視するものとする。

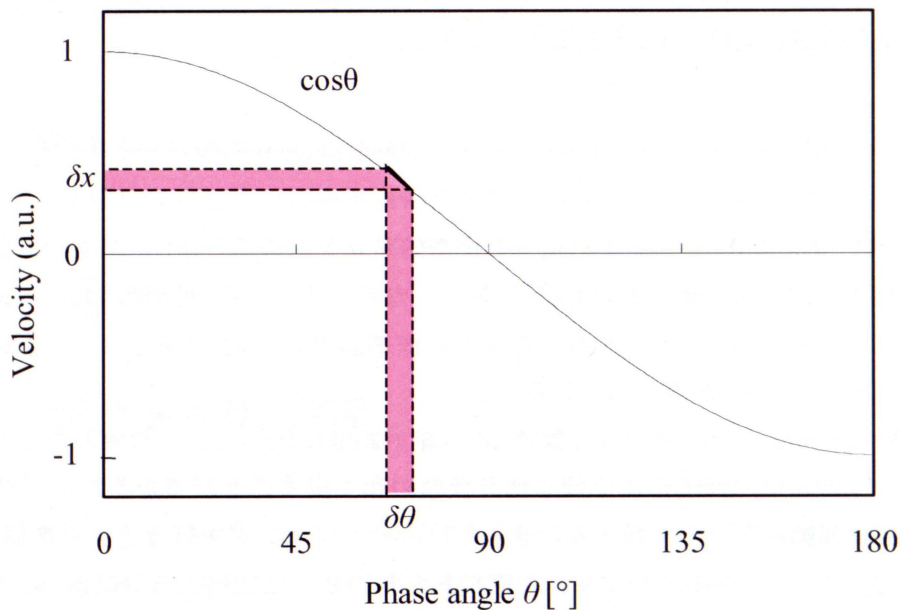


Fig.3.18 Velocity of simple harmonic motion

(1) ノイズを含まない確率密度分布

最大速度の絶対値が1である振動運動における速度の確率密度関数 $P(x)$ を導出する。速度を半径1の等速円運動の x 軸への射影（ここでは余弦関数 $x = \cos\theta$ ）とみなす（Fig.3.18 参照）。速度 x がある微小な速度範囲 δx に存在する時間を $\delta\theta$ とすると、その時間を速度 x で微分した値の絶対値 $|d\theta/dx|$ は確率密度に比例する。 $x = \cos\theta$ を θ で微分すると $dx/d\theta = -\sin\theta$ であるので、 $|d\theta/dx| = 1/\sin\theta$ である。また $\theta = \cos^{-1}x$ であり、 θ に代入すると、 $\cos\theta$ が x になる確率密度 $P(x)$ は以下の式に導出される。また式(3-40)で表される速度 x の確率密度 $P(x)$ を Fig.3-19 に示す。

$$P(x) = \frac{1}{\pi \sin(\cos^{-1} x)} \dots \dots \dots (3-40)$$

ここに示した確率密度関数 $P(x)$ は、振動運動の速度（振幅 1）の確率密度関数であるが、振動運動における位置の確率密度関数も同じ関数で表される。

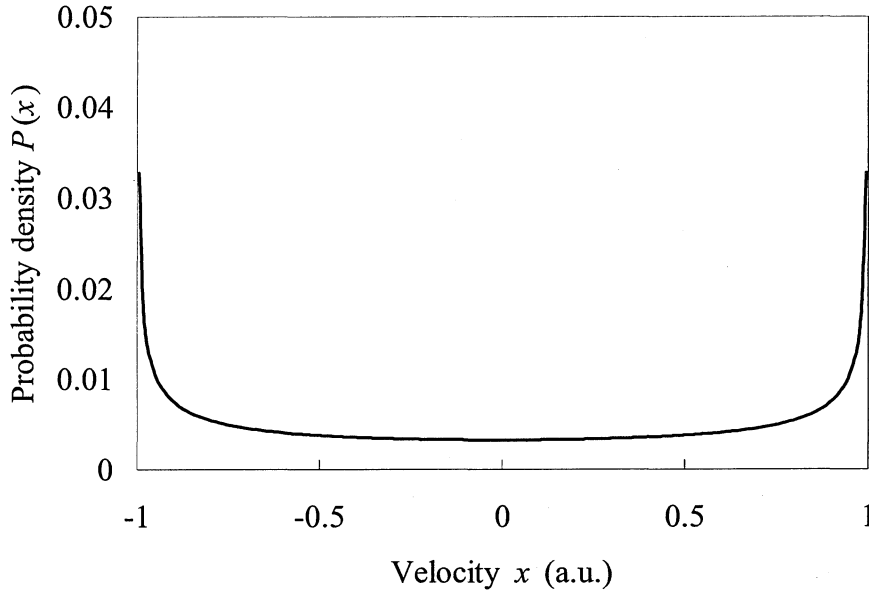


Fig. 3.19 Probability density of vibration velocity

(2) ノイズを含む確率密度分布

ここでは、計数値にノイズが重畳した速度の確率密度関数 $P_n(x)$ を導出する。振動運動における速度や位置を測定する際、個々の観測値（信号計数値）にはノイズが重畳している。最大速度の絶対値が 1 である振動運動に標準偏差が振幅の σ_n 倍の GWN が重畳したと仮定した場合、ノイズが重畳した確率密度分布 $P_n(x)$ は、GWN が重畳していない場合の確率密度関数 $P(x)$ とガウス分布の確率密度関数であるガウス関数との重畳積分（式(3-41)参照）で表すことができる。

$$P_n(x) = \int_{-1}^1 \frac{1}{\pi \sin(\cos^{-1} \tau)} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{(x-\tau)^2}{2\sigma_n^2}\right) d\tau \dots \dots \dots (3-41)$$

Fig.3.20 にノイズが重畳していない場合の確率密度分布 $P(x)$ と GWN ($\sigma_n = 0.1$) が重畳した場合の確率密度分布 $P_n(x)$ を示す。この図から、ノイズが重畳した場合の確率密度分布 $P_n(x)$ は本来の振幅である 1 よりも外側に広がりを持ち、極大値は内側に持つことが分かる。この広がりや極大値の変位はノイズの標準偏差 σ_n によって変化し、標準偏差 σ_n が大きいほど広がりや極大値の変位量も大きくなる。

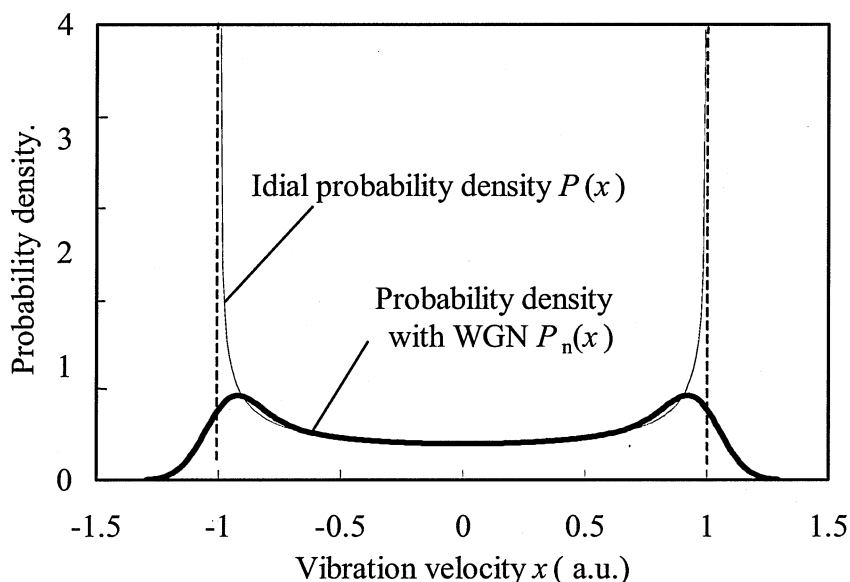


Fig. 3.20 Probability density of vibration velocity

<ノイズによる振幅算出誤差の見積もり>

計数値の標準偏差は速度の確率密度分布 $P(x)$ の平均二乗偏差 σ と等しいとみなすことができるため、ノイズが重畳することによって生じる計数値の標準偏差を用いて算出した振幅誤差は、確率密度の平均二乗偏差の変化量で見積もることができる。

振幅 1 の正弦波が持つ確率密度分布 $P(x)$ に GWN ($\sigma_n = 0.1$) が重畳した場合の確率密度分布 $P_n(x)$ の標準偏差は正弦波の実効値とノイズの実効値の 2 乗和の平方根であるため、標準偏差の変化は正弦波の 0.50% である。よって振幅の算出結果の変化も 0.50% (0.043dB) と見積もることができる。ただし、実際の測定において横軸は計数値であり、有限の階級数で分割された離散的な確率変数で表現されるため、標準偏差の変化は連続関数である確率密度分布を用いたときの値よりも大きな値になる。例えば階級の幅を振幅の 1% とした場合の標準偏差の変化は 0.86% (0.074dB) である。このことから実際の計測値にノイズが重畳しても標準偏差の値の変化は非常に小さく、振幅算出結果にほとんど影響しない。

3.4.3 他方式による振幅算出との比較

ここでは、非接触振動振幅計測で広く使われている FFT とピーク to ピーク法による振動振幅算出値との精度比較を行う。

<FFT との比較>

ここでは一般的に広く周期性信号の解析に用いられる FFT との計算量および精度を比較する。FFT は必要とされる周波数分解能と周波数帯域とによって必要なサンプリング数が決

まり、サンプリング数が2の m 乗の場合、 $2^{m-1} \cdot m$ 回の乗算となる。それに対して統計的振幅算出法では最大でサンプリング数 2^m と同じ回数乗算が必要であることから、統計的振幅算出法では最大でもFFTの $m/2$ 倍の乗算回数になる。また少ないサンプリング数で算出値が収束する場合もあるため、より少ない計算量で算出できると見込まれるが、定量的には数分の一程度である。しかしサンプリングの条件として振動の最高周波数よりも低い周波数でよく、連続のデータである必要も無いためハードウェアへの負担が小さい。

FFTによる振幅の算出精度は用いる窓関数によって大きく変化する。測定対象物の振動周期がサンプリング周期の整数倍（例えば k 倍）であるとき最大の算出精度が得られるが、測定対象物の振動周期がサンプリング周期の整数倍でなく、例えば $k + 0.5$ 倍であるとき振幅の算出値に減衰が生じ、算出誤差が最大になる。誤差が最大になるときの減衰比は、窓関数による振幅算出値の減衰（誤差）が最も小さいFlat-top windowを用いた場合、統計的振幅算出でのノイズによる振幅の変化とほぼ同等レベルの-0.1dBである。一方、計数値をそのまま用いることのできるRectangular windowの場合、最大-3.9dBである

<ピーク to ピーク法との比較>

非接触での振幅計測は変位計を用いた簡易的な計測が主流で、サンプリングで取得した位置情報の最大値と最小値の差（ピーク to ピーク値）を全振幅とする方法が広く用いられている。

変位計で取得した計測値（位置情報）が振動運動での最大値および最小値をとる確率密度はFig.3.19の横軸を振動中心からの変位 x と置き換えたときの確率密度と等しく、分解能を振幅の1%とした場合に計測値が最大値（0.99~1.00）および最小値（-1.00~-0.99）になる確率はそれぞれ4.5%であることから、取得した計測値の最大・最小値の差と全振幅とを一致させるためには計測サンプリング数を増やすことが必要となる。ところが、実際の各計測値にはノイズが重畳しているため、計測値が振幅の外側の値をとることで計測されるピーク to ピーク値は全振幅よりも大きくなる。

重畳したノイズの標準偏差 σ_n が振幅の10%の場合、確率密度分布はFig.3.20に示した確率密度分布 $P_n(x)$ と同じ分布であり、位置 x の絶対値が1より大きな値となる確率は、確率密度分布 $P_n(x)$ の累積確率分布（Fig.3.21）から12%にもなることが分かる。また、重畳したGWNは確率的には無限の広がりを持つため、観測値の絶対値がある値を超える確率は零でなく、ある値を超える確率は二項分布を形成する。このことはサンプリング数（ベルヌーイ試行回数）を増加させることにより、最大値（最小値）がある絶対値を上回るサンプリング数は増加し続けることを意味し、その結果ピーク to ピーク値は、その下方硬直性に加えサンプリング数の増加に伴い算出される振幅も増加し続けることになる。

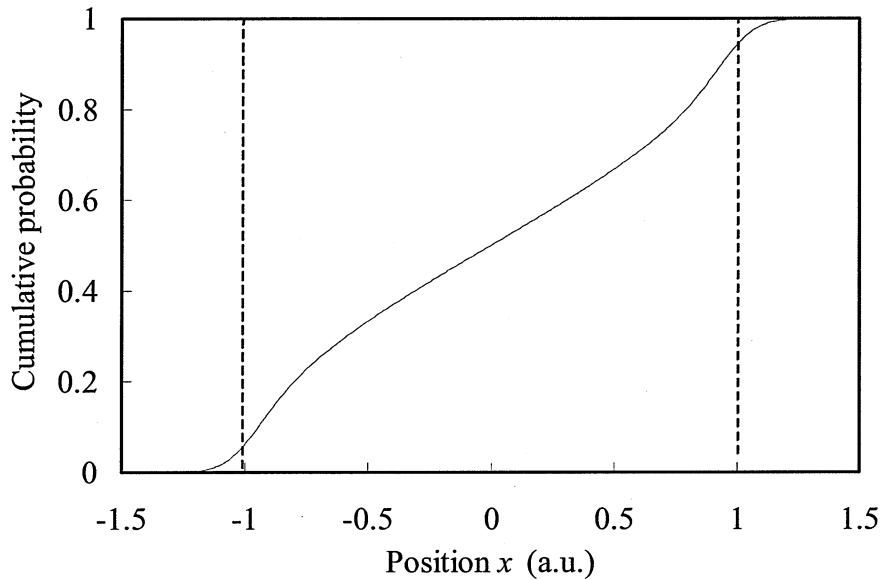


Fig.3.21 Cumulative probability of $P_n(x)$

3.4.4 数値シミュレーション

実際の自己結合型レーザセンサを用いた計測で、MHP に重畳したノイズによる信号計数値の誤差の再現性は高いとはいえないため、実測値による評価に加えて、数値シミュレーション結果を用いて考察を行った。シミュレーションは表計算ソフトウェアである Microsoft 社の Excel を用いた。

自己結合型レーザセンサでは、注入電流によって波長を三角波状に直接変調するため、計測値である MHP の計数値 N は、対象物までの距離に比例した計数値 N_L と速度 (MHP を計数する期間 T の変位) に比例した計数値 N_V (最大値 N_{Vmax}) の和となる (式(3-36)参照)。

$$N = N_L + N_{Vmax} \cdot \sin \theta \dots\dots\dots (3-36) \text{再掲}$$

速度振幅 V_a は次式、式(3-42)で表すことができるが、計数する期間 T とレーザの発振波長 λ_m (変調波長の中心値) によって変化するため、ここでは N_{Vmax} を便宜的に振幅と表現する。

$$V_a = \frac{2 \cdot N_{Vmax}}{\lambda_m \cdot T} \dots\dots\dots (3-42)$$

なお、長さの情報である振動振幅は、速度振幅 V_a と最大速度 V_{max} が等しいことから、振動周波数 f_v を式(3-38)及び式(3-39)に代入することで求めることができるが、振動周波数 f_v は精度よく算出することができるため、全て速度振幅 V_a を持って評価する。

条件：シミュレーションにおいて、対象物までの距離に比例した計数値 N_L は 400、変位に比例した計数値の最大値 N_{Vmax} は 100 とし、GWN の標準偏差は前節と同じ値である振幅の 10%、階級幅 1 の信号計数値を用いた。

<ランダムサンプリング>

前項にて統計的振動振幅算出値の導出と同じ条件である正弦波軌道上の値をランダムにサンプリングしたときの度数分布を Fig.3.22 に示す。なおサンプリング数は 1000 である。

シミュレーションの結果では、計数値 N の最大値は 512、最小値は 484、標準偏差 σ は 70.2 となり、ピーク to ピーク法を用いた場合の振幅は 112 (誤差 12%) であるのに対し、統計的振動振幅算出法では 99.2 (誤差 0.8%) と算出された。

この結果から振動運動における速度や位置を一様もしくはランダムとみなせるだけのサンプリングを行ったとき、統計的振動振幅算出法はピーク to ピーク法と比較して算出誤差が小さく、振幅算出方法として有用であるといえる。

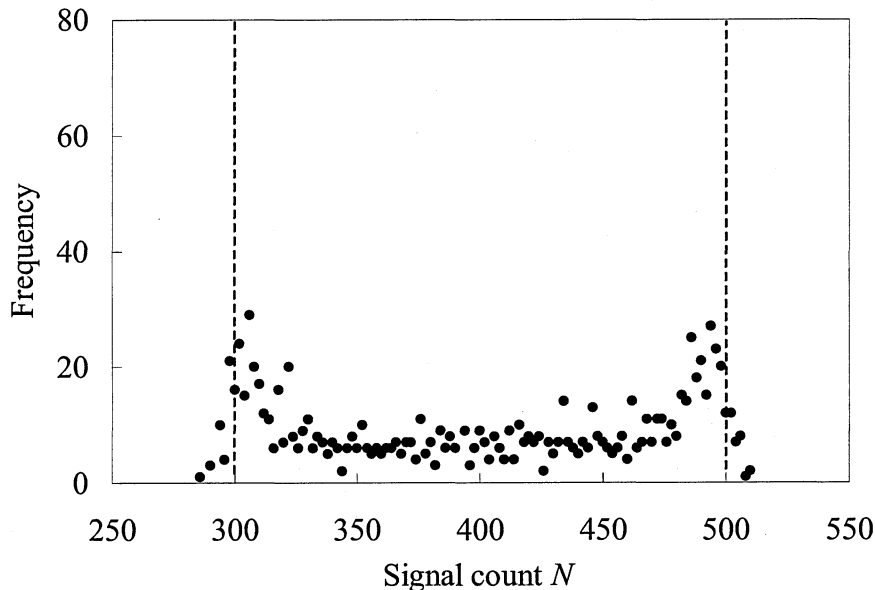


Fig.3.22 Frequency simulation of signal count for random sampling

<固定周期サンプリング>

自己結合型レーザセンサを含め、センサの多くは一定周期でのサンプリングを行う。振動計測を行う際の振動 1 周期あたりのサンプリング数が少ない場合や振動周期がサンプリング周期の整数倍もしくは近い値をとり正弦波軌道上のサンプリング点に偏りが生じ精度低下が懸念される。特に振動周期がサンプリング周期の整数倍となって振動角とサンプリングタイミングが同期する場合、ピーク to ピーク法では計測値が振動運動での最大値および最小値をとるか否かはサンプリングタイミングの初期位相のみで決まるため計測結果の繰り返し精度が低下する。

ここでは、振動周期がサンプリング周期の 9 倍でのシミュレーションを行った。振動周期

がサンプリング周期の9倍の時、ノイズが重畳していない場合のピーク to ピークは最大199 最小194である。また、統計的振動振幅算出法では、振動と共に標準偏差 σ が周期的に変化し収束するのに時間が掛かる。

サンプリング点の偏りが生じた場合として振動周波数の9倍のサンプリング周波数(位相角 40°)での計数值シミュレーションを行った。なお、サンプリングの初期位相は、ピーク to ピーク法でノイズが無い場合に最も算出値が全振幅に近くなる初期位相 0° とした。

Fig.3.23 にノイズが重畳していない計数值として正弦波関数(図中実線で示す)とノイズが重畳した場合の計数值(図中○で示す)を示す。50 と少ないサンプリング数であるが、標準偏差 σ (図中●で示す)は、ノイズを含まない場合の実効値である70.1(図中破線で示す)に収束しつつあるのに対し、計数值のピーク to ピークは216 と全振幅より8%も大きな値であることがわかる。この結果から振動運動における速度や位置を固定周期でサンプリングを行ったときも、統計的振動振幅算出法はピーク to ピーク法と比較して誤差が小さく、振幅算出方法として有用であるといえる。

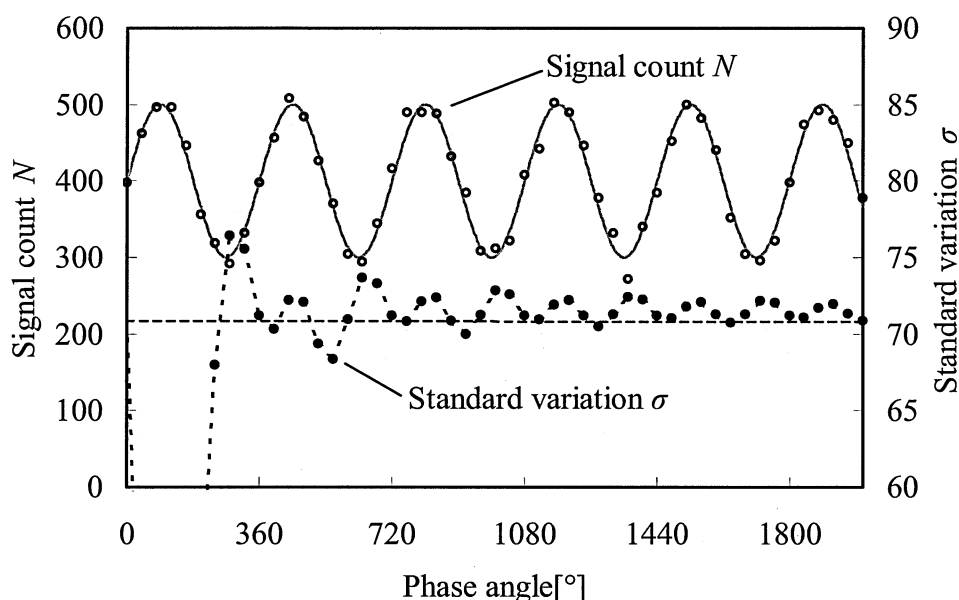


Fig.3.23 Signal count simulation for periodic sampling

<シミュレーションにおけるサンプリング周期>

非接触振動振幅計測で広く使用されている変位計(三角測量法)では、サンプリング数が振動1周期に対して10点程度必要であるとされているが、1周期あたりのサンプリング数を偶数でシミュレーションすると振動角の初期位相の値によって、ピーク to ピーク値の結果が大きく異なるため、できるだけシミュレーションでの結果が初期位相の値の取り方によって変化しないようにと、奇数である9点のサンプリング数を選択した。

以下に図示して説明する。サンプリング数が振動1周期あたりで10点の場合、Fig3.24に示すように変位を振幅1の正弦波とすると、図中赤色で示すピーク to ピーク値が最も小さ

くなる位相の初期値が 0° の場合のピーク to ピーク値が 1.90 であるのに対し、図中青色で示すピーク to ピーク値が最も大きくなる位相の初期値が 18° の場合、2.00 と、位相の初期値によって 5% も変化する。

それに対して、サンプリング数が奇数の 9 点である場合は、Fig3.25 に示すように位相の初期値による最大のピーク to ピーク値が 1.97、最小のピーク to ピーク値が 1.94 となり、差を 1.5% に低減することができる。これは、サンプリング数が 10 点の場合の変位が上下対称となりピーク to ピーク値の変化が 36° 周期であるのに対して、サンプリング数が奇数の 9 点の場合、サンプリング数が減ったにもかかわらず変位が上下非対称であるピーク to ピーク値の変化がより短い 20° 周期であることによるものである。

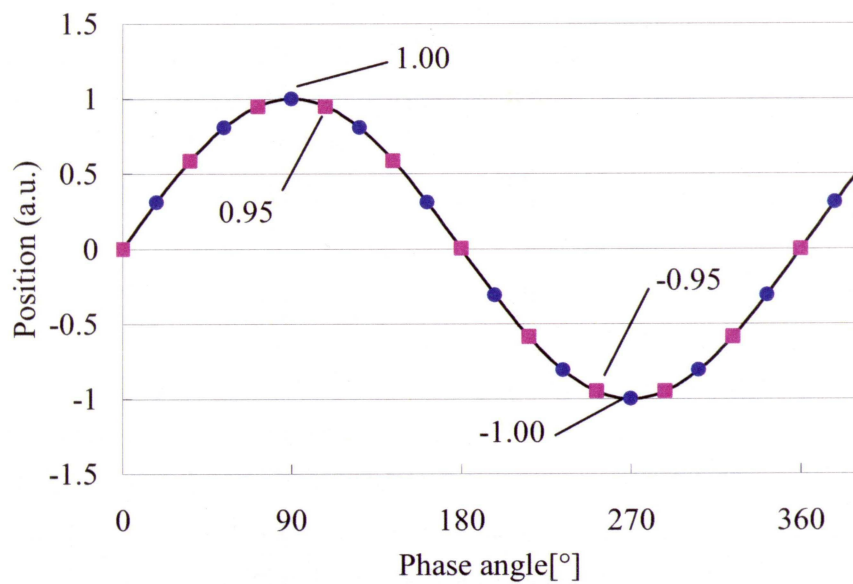


Fig.3.24 Position vs. sampling timing

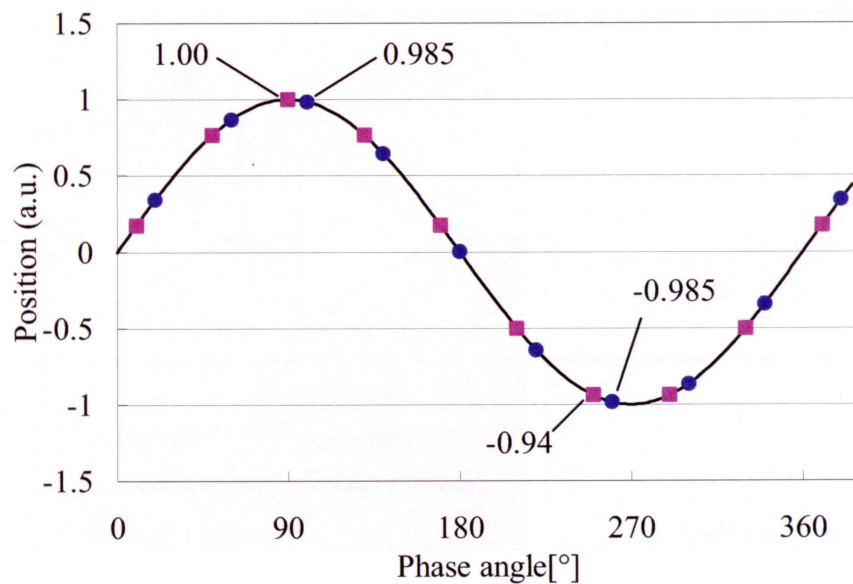


Fig.3.25 Position vs. sampling timing

参考文献

- (1) 山田 実：戻り光雑音抑制による半導体レーザーの安定化，レーザー研究第27巻第7号 P479-483 (1999)
- (2) Tatsuya Ueno: Range finder/velocimeter and range-finding/velocimetry method, US-PATENT No.7911593

第4章 2値化信号の統計的特徴

この章では、信号計数補正法における2値化工程によってノイズおよびMHPが形成する周期、ランレングスの分布を説明する。

自己結合型レーザセンサは、レーザの照射光とその戻り光との自己結合効果による増幅された干渉信号を用いるため、ヘテロダイン型の干渉器などを用いたときの干渉信号と比較して大きな振幅の信号が得られるところに特徴がある。しかし、半導体レーザを注入電流による直接変調するために、自己結合型レーザセンサにおける干渉信号であるMHPは注入電流の変化に伴う大きな強度変化を有するレーザ光に重畳した形で得られる。したがって注入電流変化に伴う搬送波成分の除去とMHPの増幅の過程でレーザに内在する光強度ノイズや回路のノイズも増幅されることになる (Fig.4.1 参照)。その結果、十分な大きさのSN比を得られないことがあるため、信号処理においてMHPとノイズを判別することが重要である。本章では信号処理の過程でMHPとノイズがどのような特徴を有するのかを明らかにする。

MHPが重畳したレーザの出力強度(光強度)の情報は、レーザパッケージに同装されたフォトダイオード(PD)によって光起電流に変換される。その後、MHPは、受光回路の周波数フィルタと増幅回路によって抽出された後にDSPテストボードで標本化とヒステリシス幅を持つ判定回路による2値化が行われる (Fig.4.1 参照)。なお、受光回路の出力の平均はフィルタ回路を介することで判定回路の2つのしきい値の平均値と概ね一致する。

MHPの光振幅強度は、戻り光率やレーザの注入電流によって大きく変化することが知られている。MHPの光強度振幅は搬送波の光強度振幅の-60dBにも満たない場合も考えられ

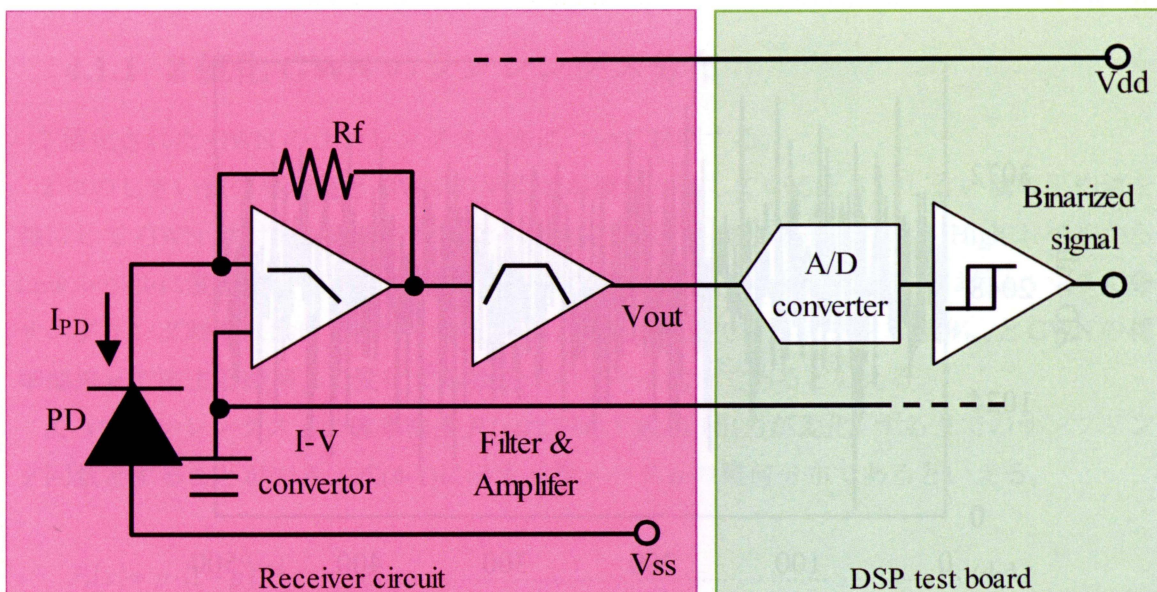


Fig.4.1 Block diagram of part of circuits

るため、MHP を抽出する受光回路には非常に大きな増幅率が要求される。さらに、ドップラー速度計に代表される干渉現象を用いたセンサの出力信号 V_{out} の周波数は計測する物理量の 1 次関数で表されることが多く、自己結合型レーザセンサにおいても出力信号である MHP の周波数は速度、絶対距離などの 1 次関数になる。そのため、受光回路には搬送波に対する大きな減衰特性と広帯域の透過特性を持つフィルタが要求される。

なお、受光回路に要求される非常に大きな増幅率と広い帯域の透過特性のため、抽出される出力信号 V_{out} には透過帯域全体にわたるノイズが重畳することから、一般的には FFT などの周波数解析が信号処理として用いられる。

また従来の信号計数法は、受光回路によって抽出された出力信号 V_{out} を 2 値化した後、MHP とノイズの区別無く計数するため、2 値化工程におけるしきい値が適切な値でないとその物理量算出精度は極めて低下する。以上のことから、信号計数補正における 2 値化された MHP とノイズの区別は、物理量算出精度の確保のために最も重要な要素である。

4.1 2 値化ノイズの統計的特徴

第 2 章の「2.2.2 重畳ノイズ」に記したように、自己結合型レーザセンサにおいて搬送波から抽出された MHP に重畳するノイズは、レーザに起因した光強度のノイズと電子デバイスに起因した電氣的なノイズに分けられるが、両者とも GWN (Gaussian White Noise) とみなすことができる。

2 値化 GWN の統計的特徴の評価に先立ち、評価システムの出力信号を用いて、ノイズの分布形状を確認する。測定対象物がなく MHP が観測できない状態での評価システムアナロ

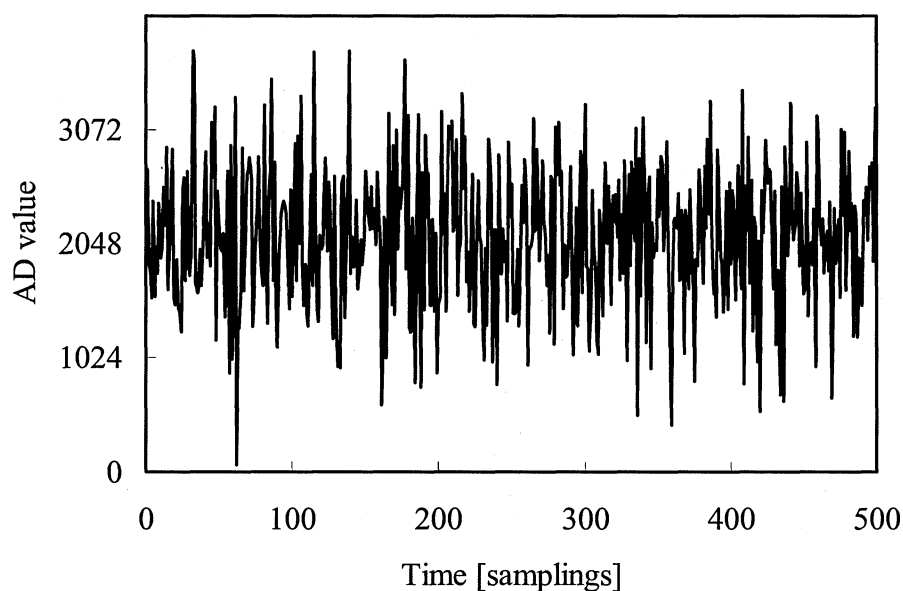


Fig.4.2 Gaussian white noise at output signal V_{out}

グ基板の出力信号 V_{out} の一部を Fig.4.2 に示す。時間軸は AD コンバータのサンプリング番号とする。

この出力信号 V_{out} を 12bit の AD コンバータで 4096 階調 (0 から 4095) のデジタル値 (AD 値) に変換したときの AD 値の度数分布 (サンプリング数 4000、階級幅 32 階調、階級数 128) を Fig.4.3 に示す。AD 値の平均値 2103、標準偏差 710 と同じガウス分布 (図中実線) を併せて示す。ノイズの AD 値がガウス分布を形成することからノイズが GWN であることが確認できる。

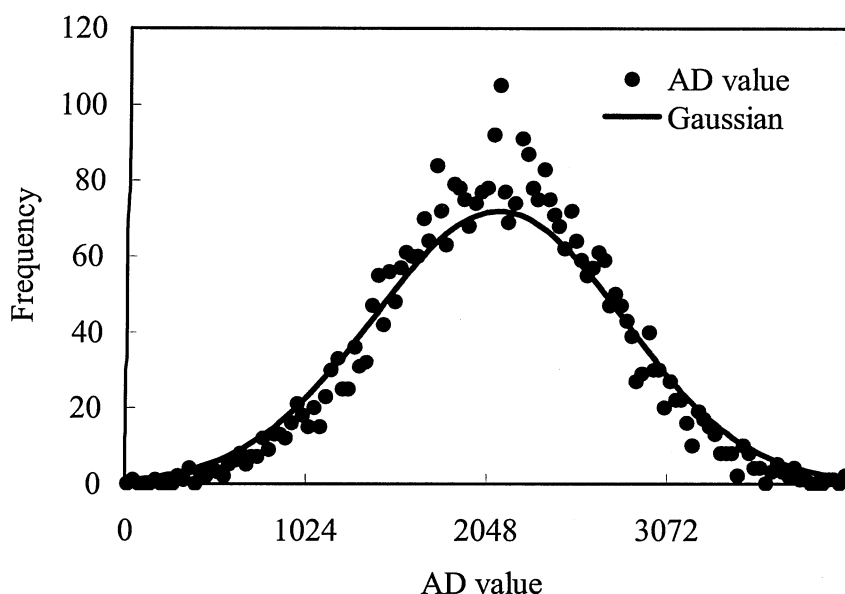


Fig.4.3 Frequency distribution for output signal V_{out} and Gaussian distribution

4.1.1 2 値化 GWN のランレングス分布

2 値化された GWN のランレングス分布について説明する。

2 つのしきい値の平均値と GWN の平均値が概ね一致しているとき、しきい値の平均値を軸にして GWN は対称な確率分布になる。その結果、2 値化処理における High レベルから Low レベルに変化する確率と Low レベルから High レベルに変化する確率は等しい。また各サンプリング時間における GWN の標本値は互いに独立でヒステリシス幅 W_{hys} と GWN の標準偏差 σ で決まる確率 p で変化する独立ベルヌーイ試行であるといえる。

よってランレングス x の確率密度 $P_r(x)$ は初めて成功 (出力が変化) するまでのサンプリング回数とすることができ、式(4-1)に示すパラメータ p の幾何分布であるといえる。

$$P_r(x) = p \cdot (1-p)^{x-1} \dots\dots\dots (4-1)$$

また、GWNは上述したように平均値を軸にして上下対称の分布を形成するため、ヒステリシス幅 W_{hys} がゼロであるとき、確率 p は 0.5 になる。そしてヒステリシス幅 W_{hys} が広くなるに従って確率 p は小さくなり、式(4-2)に示すガウスの相補誤差関数になる (Fig.4.4 参照)。

$$p = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{0.5W_{\text{hys}}}{\sqrt{2} \cdot \sigma} \right) \dots\dots\dots (4-2)$$

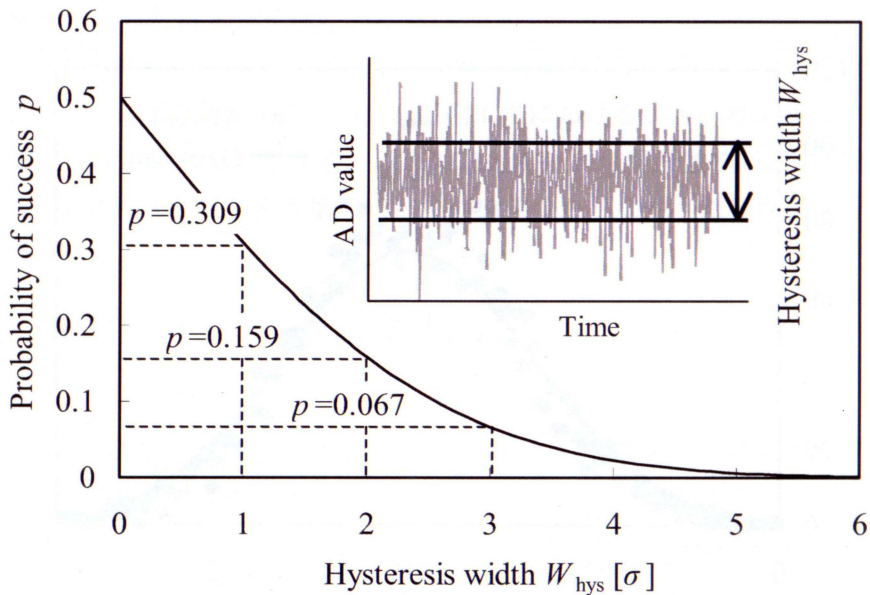


Fig.4.4 Probability of success p

Fig.4.5 にパラメータ p の幾何分布を示す。度数は、正規化した値である。このとき階級値 1 の度数は p になる。総度数を規格化した度数分布は、確率密度関数と等しいが、サンプリング数 N_{samp} の度数分布に一般化すると、総度数は $N_{\text{samp}} \cdot p$ であるため、パラメータ p の幾何分布 $N_r(x)$ は式(4-3)で表すことができる。

$$N_r(x) = N_{\text{samp}} \cdot p^2 \cdot (1-p)^{x-1} \dots\dots\dots (4-3)$$

Fig.4.2 に示した実測した出力信号 V_{out} を、ヒステリシス幅を $0, \sigma, 2\sigma, 3\sigma$ としたときのランレングス T_{run} の度数分布とそれぞれのヒステリシス幅 W_{hys} に相当するパラメータ p の幾何分布 (図中破線) を併せて Fig.4.6 示す。この図から、実測値から作製した 2 値化ノイズのランレングス T_{run} の度数分布と理論値 (幾何分布) がほぼ一致することを確認できる。

なお、各ヒステリシス幅 W_{hys} に相当するパラメータ p は、ガウスの相補誤差関数 (式(4-2)) を用いて算出した。

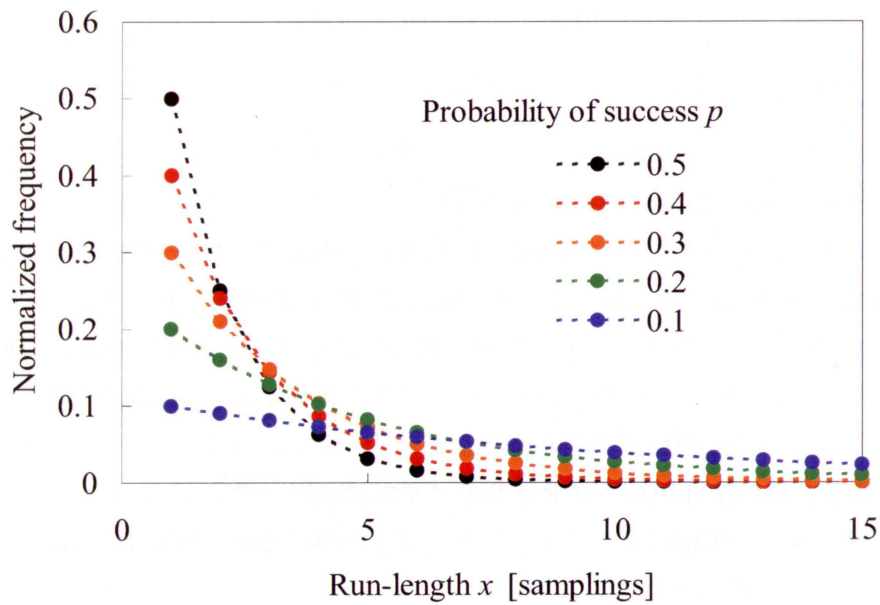


Fig.4.5 Geometric distribution

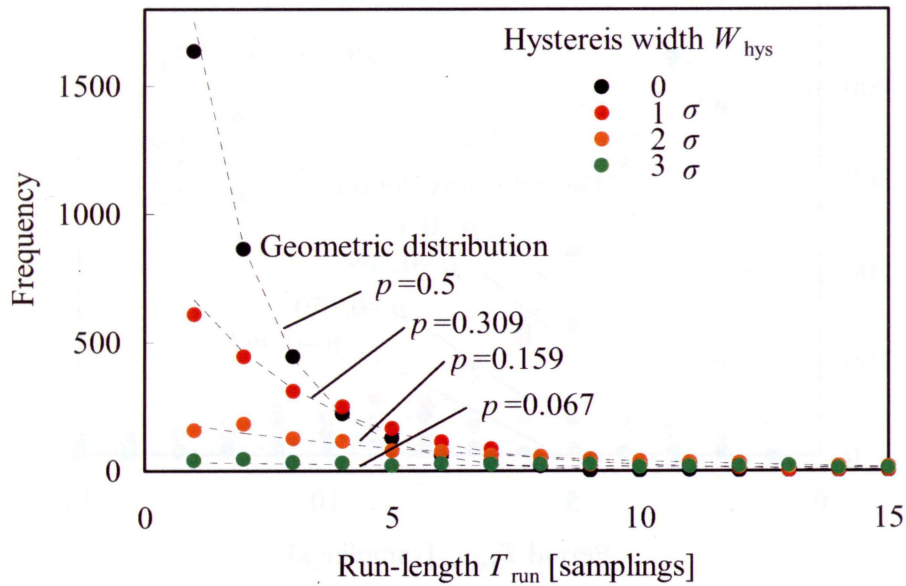


Fig.4.6 Frequency distribution of run-length T_{run} and geometric distribution

4.1.2 2値化 GWN の周期分布

次に、2値化された GWN の周期の分布について説明する。

周期 x は、 $[1, x-1]$ 、 $[2, x-2]$ 、 \dots 、 $[x-1, 1]$ のように和が x である 2 つのランレングス n とランレングス $x-n$ で構成される。よって、周期 x の確率密度 $P_p(x)$ は和が x になる 2 つのランレングスの確率密度 $P_r(n)$ と $P_r(x-n)$ の重畳和であるため、式(4-4)で表すことができる。

$$P_p(x) = \sum_{n=1}^{x-1} P_r(n) \cdot P_r(x-n) \dots\dots\dots (4-4)$$

ここで n は 1 以上 $x-1$ 以下の整数である。

Fig.4.6 に示したランレングス T_{run} と同様に、実測した出力信号 V_{out} (Fig.4.2 参照) を、ヒステリシス幅 W_{hys} を $0, \sigma, 2\sigma, 3\sigma$ としたときの周期 T_{period} の度数分布とそれぞれのヒステリシス幅 W_{hys} に相当するパラメータ p の幾何分布の重畳和 (図中破線) を併せて Fig.4.7 に示す。この図から、実測値から作製した 2 値化ノイズの周期 T_{period} と理論値 (幾何分布の重畳和) がほぼ一致することを確認できる。

以上まとめると、自己結合型レーザセンサのノイズは、出力信号 V_{out} において GWN とみなすことができ、その 2 値化信号のランレングス T_{run} は幾何分布、周期 T_{period} は幾何分布の重畳和を形成することが確認できた。

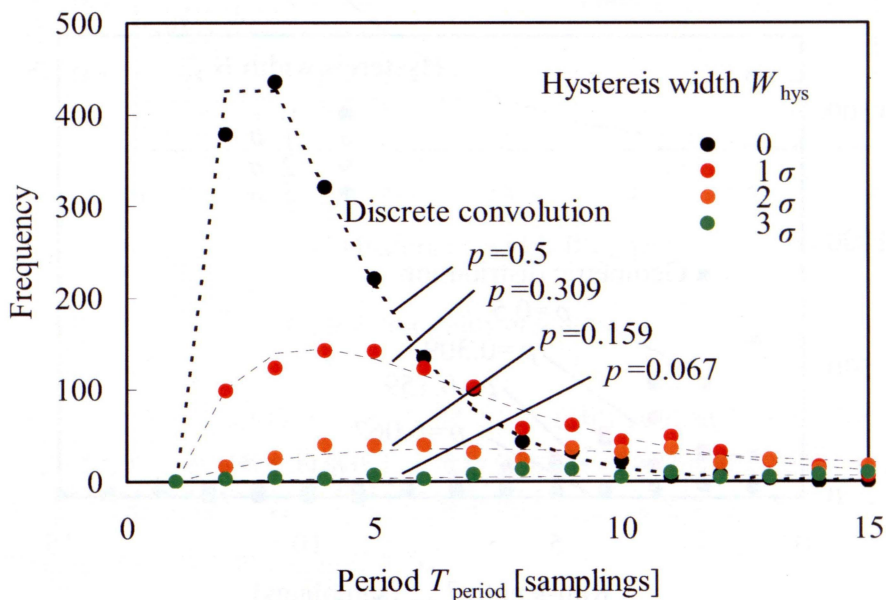


Fig.4.7 Frequency distribution of period T_{period} and discrete convolution

4.2 2値化信号の統計的特徴

ここでは、2値化工程によって受光回路の出力信号 V_{out} がどのような度数分布を形成するかを記す。2値化信号が形成する度数分布を出力信号 V_{out} に含まれるノイズの強度によって3つに分けて説明する。ノイズ強度によって分類したそれぞれの例として、実測した出力信号 V_{out} とその2値化信号のランレングス T_{run} の度数分布と周期 T_{period} の度数分布を図示する。分布の特徴を簡単に記すと以下のようなになる。

- ・ ノイズ強度小 (Fig.4.8) : 信号がガウス分布を形成する (Fig.4.9)。
- ・ ノイズ強度中 (Fig.4.10) : 歯抜け・分割した信号の分布が形成される (Fig.4.11、Fig.12)。
- ・ ノイズ強度大 : 信号分布に加えノイズそのものの分布が現れる (Fig.4.13)。

ここで、Fig.4.11 は2値化処理におけるしきい値幅を適正な幅として、歯抜けと分割が発生しているものの総数は少ないときの度数分布、Fig.4.12 はしきい値幅を広くとり、歯抜けを生じさせた度数分布である。

また、ノイズ強度大の度数分布 Fig.4.13 は、ノイズ強度中のデータを用いて、2値化処理におけるしきい値幅を広くとりノイズ分布が現れるようにしたときの度数分布である。

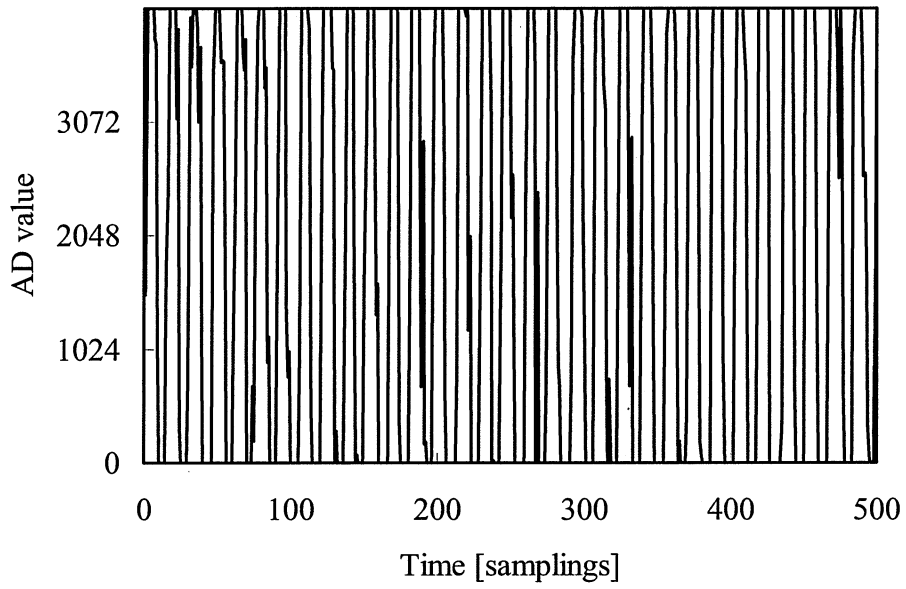


Fig.4.8 Output signal V_{out} for MHP with small level GWN

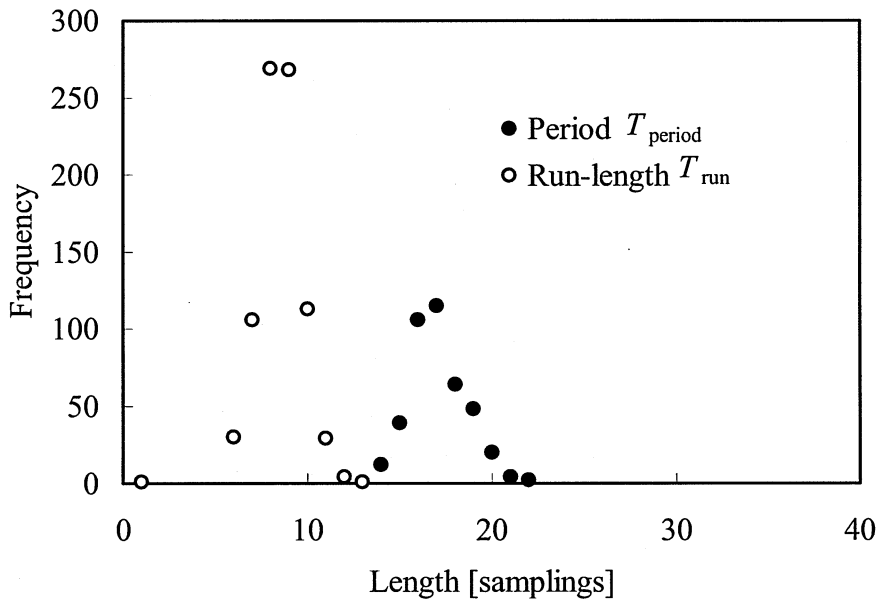


Fig.4.9 Frequency distribution of run-length T_{run} and period T_{period} of binarized output signal V_{out} for MHP with small level GWN

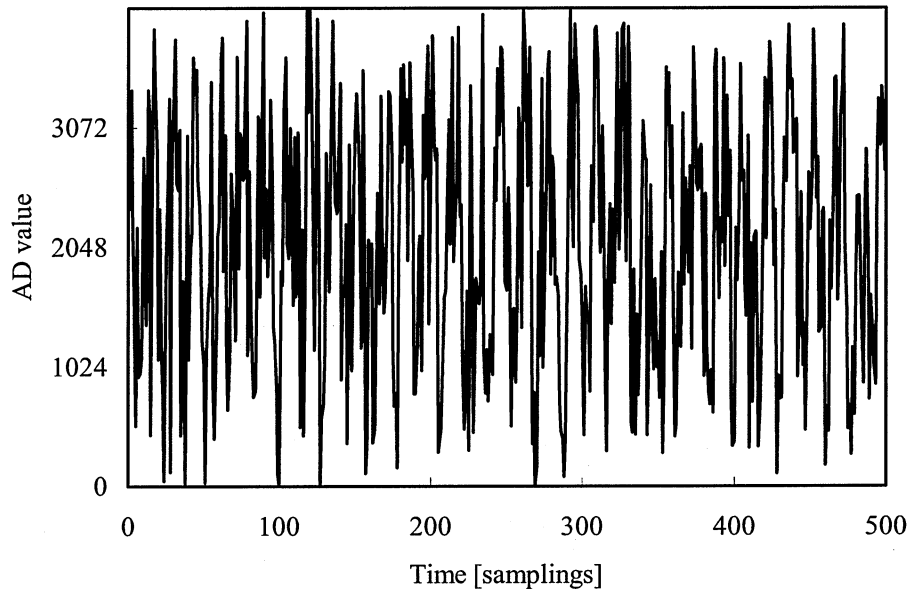


Fig.4.10 Output signal V_{out} for MHP with medium level GWN

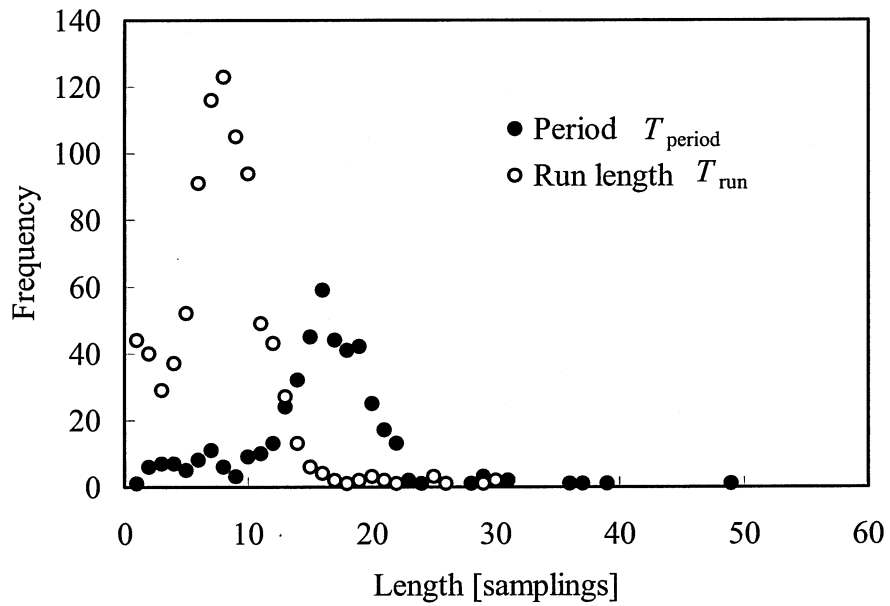


Fig.4.11 Frequency distribution of run-length T_{run} and period T_{period} of binarized output signal V_{out} for MHP with medium level GWN

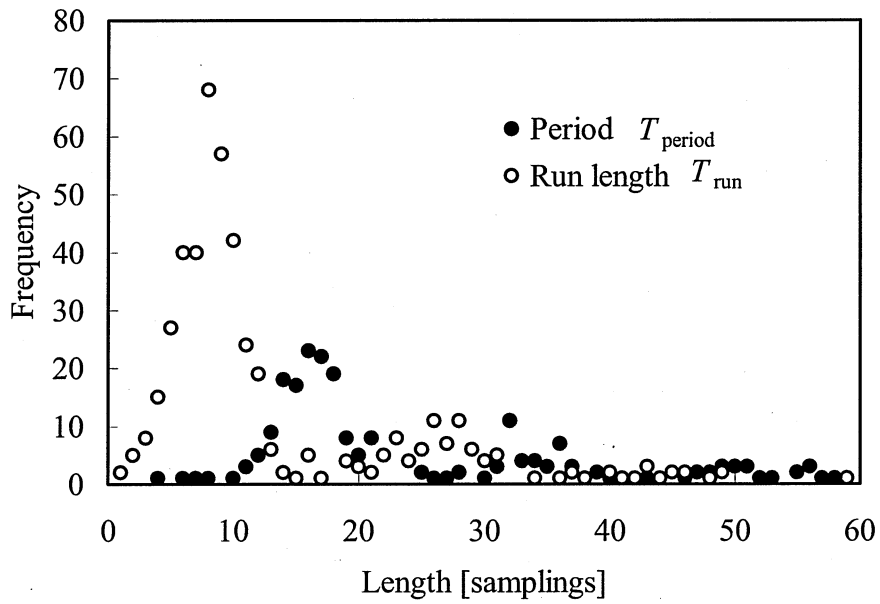


Fig.4.12 Frequency distribution of run-length T_{run} and period T_{period} of binarized output signal V_{out} for MHP with medium level GWN (Wide threshold width)

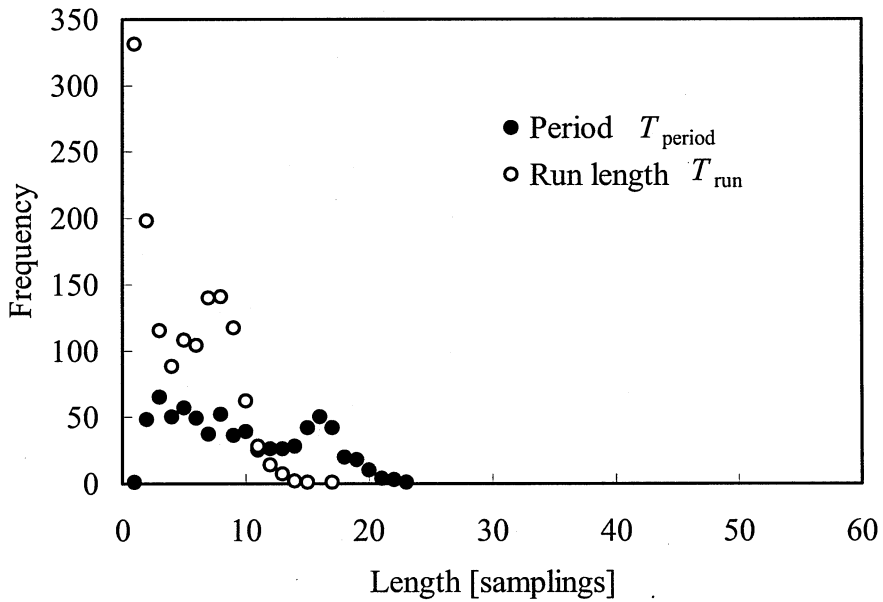


Fig.4.13 Frequency distribution of run-length T_{run} and period T_{period} of binarized output signal V_{out} for MHP with large level GWN (Narrow threshold width)

4.2.1 重畳ノイズが小さい場合の2値化信号の度数分布

本研究における自己結合型レーザセンサの波長変調は、三角波変調である。

三角波変調では、波長の伸縮が線形であり、共振器長(レーザとターゲット間距離)が変化しないとき、自己結合型レーザセンサの干渉信号であるMHPの2値化後の周期 T_{period} 及びランレングス T_{run} はサンプリングによる量子化誤差を考えなければ単一の値を持つ。しかし、2値化処理の際に、重畳ノイズが小さい場合でも熱雑音などによるランダム・ジッタが原因で2値化後の周期 T_{period} およびランレングス T_{run} は単一の値とはならず、周期 T_p 及びランレングス T_r を中心にして正規分布を形成する (Fig.4.14、Fig.4.15 参照)。なお、周期 T_{period} は2つのランレングス T_{run} の和であるから、その標準偏差はランレングス T_{run} の標準偏差の $\sqrt{2}$ 倍である。

Fig.4.16に周期 T_{period} の平均値が17サンプリング(ランレングス T_{run} の平均値は8.5)の実測したデータをその平均値及び標準偏差値が同じガウス分布(図中破線)と重ね合わせて示す。この図から周期 T_{period} 及びランレングス T_{run} はガウス分布を形成することと、周期 T_{period} の標準偏差はランレングス T_{run} の標準偏差の $\sqrt{2}$ 倍であることが確認できる。

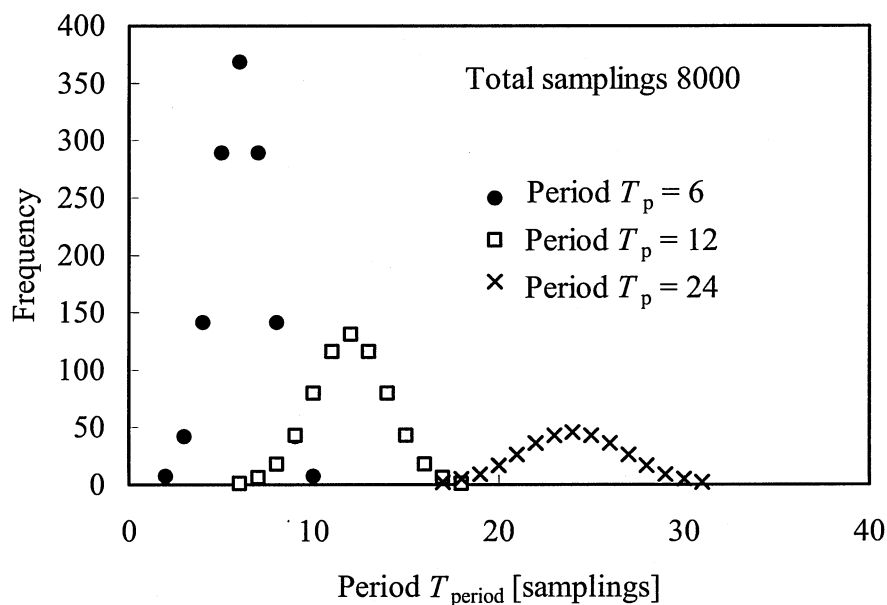


Fig.4.14 Frequency distribution of period T_{period}

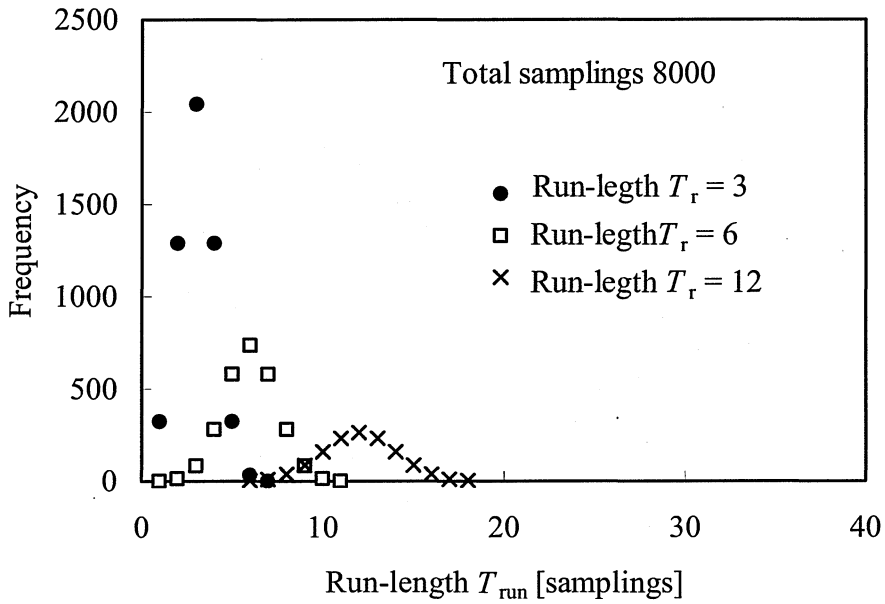


Fig.4.15 Frequency distribution of run-length T_{run}

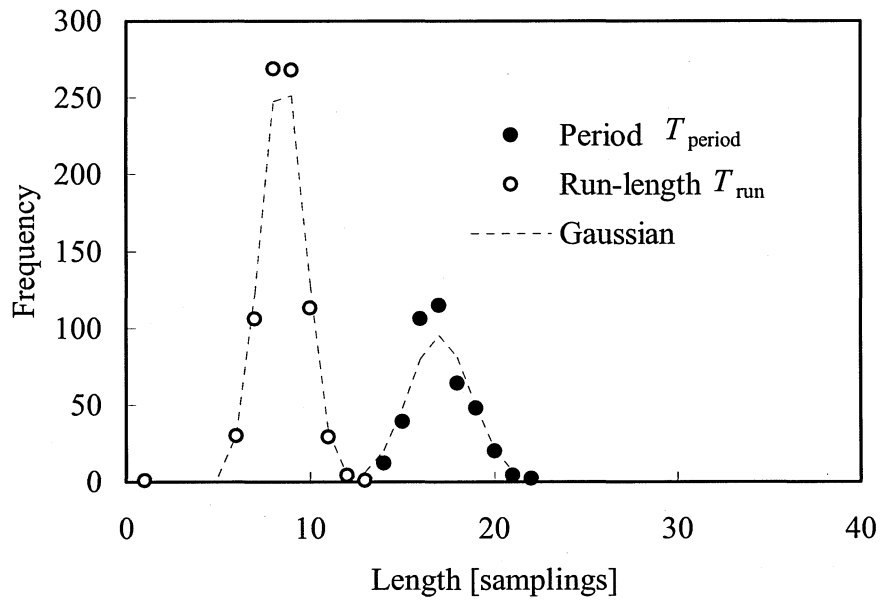


Fig.4.16 Frequency distribution of run-length T_{run} and period T_{period} of binarized output signal V_{out} for MHP with small level GWN (binarized output signal V_{out} identical to Fig.4.9)

4.2.2 重畳ノイズが中程度の場合の2値化信号の度数分布

受光回路の出力信号 V_{out} に重畳したノイズが MHP よりも小さく、目視による信号計数が容易にできる程度の SN 比であっても、2 値化信号に歯抜けや分割が生じる。ここでは、2 値化信号に歯抜けや分割が生じた際の 2 値化信号の周期 T_{period} 及びランレングス T_{run} の分布の特徴を記す。なお、本論文において周期 T_{period} は 2 値化信号の立ち上がりから次の立ち上がりまでを指す。

< 歯抜け (周期) >

距離計測において計測距離が長いなど、MHP の振幅が小さく周期 T_p が短い場合、重畳した低い周波数のノイズによって出力信号 V_{out} のピークが 2 値化のしきい値 $+V_{th}$ 及び $-V_{th}$ に達せず、2 値化信号に歯抜けが生じる事がある (Fig.4.17 参照)。

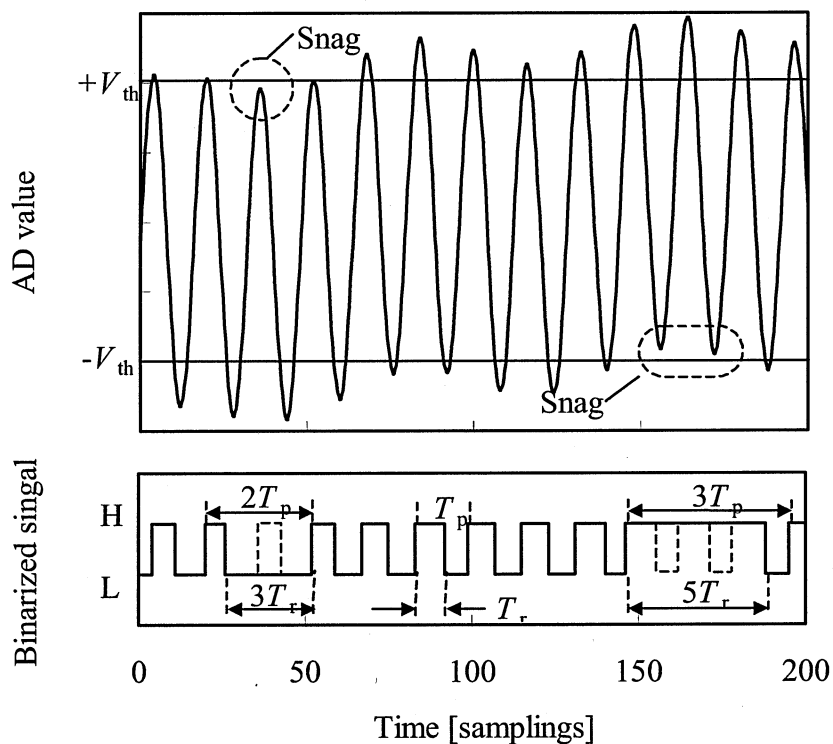


Fig.4.17 Snags of period T_p and run-length T_r

前述の通り MHP の周波数が一定であっても 2 値化信号はランダム・ジッタのためにガウス分布を形成する。MHP を 2 値化したときの平均周期 T_p 、標準偏差 σ の 2 値化信号の周期度数分布の模式図である Fig.4.18 に示すように、一ヶ所で歯抜けが生じ 2 個の MHP が 1 つになった信号は、周期 $2T_p$ を中心に標準偏差が $\sqrt{2}\sigma$ のガウス分布を形成する。この $2T_p$ を中心にガウス分布を形成している信号(およそ $1.5T_p \sim 2.5T_p$ の範囲)の度数が N_{w1} である場合、 $2N_{w1}$ 個の MHP が歯抜けによって N_{w1} 個の信号に変化したと考えられ、信号の度数は N_{w1} 減

少しだと判断できる。

一般化すると、連続した n ヶ所で歯抜けが生じ、 $n+1$ 個の MHP が 1 つになった信号は、平均が $(n+1) \cdot T_p$ 、標準偏差 $\sqrt{n+1} \cdot \sigma$ のガウス分布を形成し、およそ $(n+0.5) \cdot T_p \sim (n+1.5) \cdot T_p$ に分布する信号の度数が N_{wn} であるとする歯抜け前の MHP の数は $(n+1) \cdot N_{wn}$ であり、信号の度数は、 $n \cdot N_{wn}$ 少なくなる。

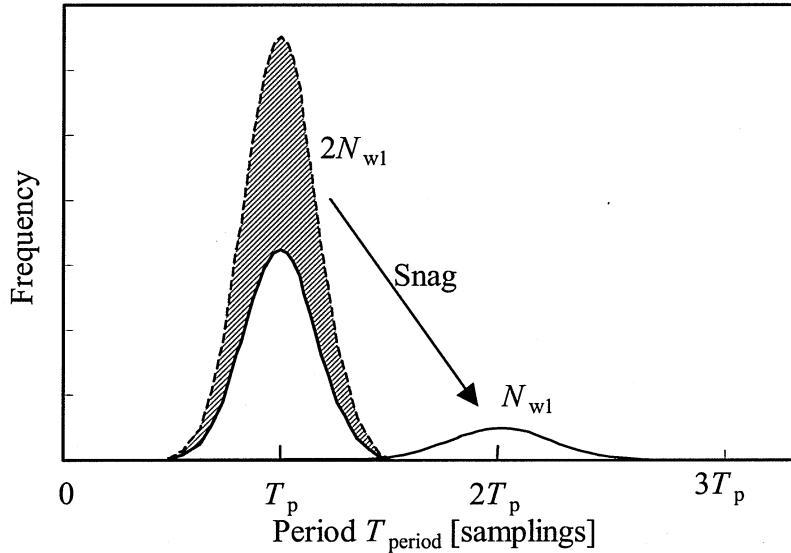


Fig.4.18 Frequency distribution of period T_{period} with snags

<歯抜け (ランレングス) >

MHP の半周期に相当する 2 値化信号のランレングス T_{run} を信号として計数する場合は、以下ようになる。ランレングス T_{run} も周期 T_{period} と同様にガウス分布を形成するが、周期 T_{period} が 2 つのランレングス T_{run} から構成されることから周期 T_{period} が形成するガウス分布の標準偏差を σ とした場合、ランレングス T_{run} の標準偏差は $1/\sqrt{2} \cdot \sigma$ になる。MHP を 2 値化したときの平均のランレングス T_r 、標準偏差 $1/\sqrt{2} \cdot \sigma$ のランレングス T_{run} の度数分布の模式図 Fig.4.19 に示すように、一ヶ所で歯抜けが生じ 3 個の信号が 1 つになった信号は、ランレングス $3 T_r$ を中心に標準偏差が $\sqrt{3/2} \cdot \sigma$ のガウス分布を形成する。ランレングス $3 T_r$ を中心にガウス分布を形成している信号(およそ $2T_r \sim 4T_r$ の範囲)の度数が N_{w1} である場合、 $3N_{w1}$ 個の信号が歯抜けによって N_{w1} 個の信号に変化したと考えられ、信号の度数は $2N_{w1}$ 減少了と判断できる。

一般化すると、連続した n ヶ所で歯抜けが生じ、 $2n+1$ 個の信号が 1 つになった信号は、平均が $(2n+1) \cdot T_r$ 、標準偏差 $\sqrt{2n+1/2} \cdot \sigma$ のガウス分布を形成し、およそ $2n \cdot T_r \sim 2(n+1) \cdot T_r$ に分布する信号の度数が N_{wn} 個であるとする歯抜け前の信号の度数は $(2n+1) \cdot N_{wn}$ 個であり、信号の度数は、歯抜けによって $2n \cdot N_{wn}$ 個少なくなる。

<分割 (周期) >

距離計測において計測距離が短いなど、MHP の振幅が大きく周期 T_p が長い場合、重畳し

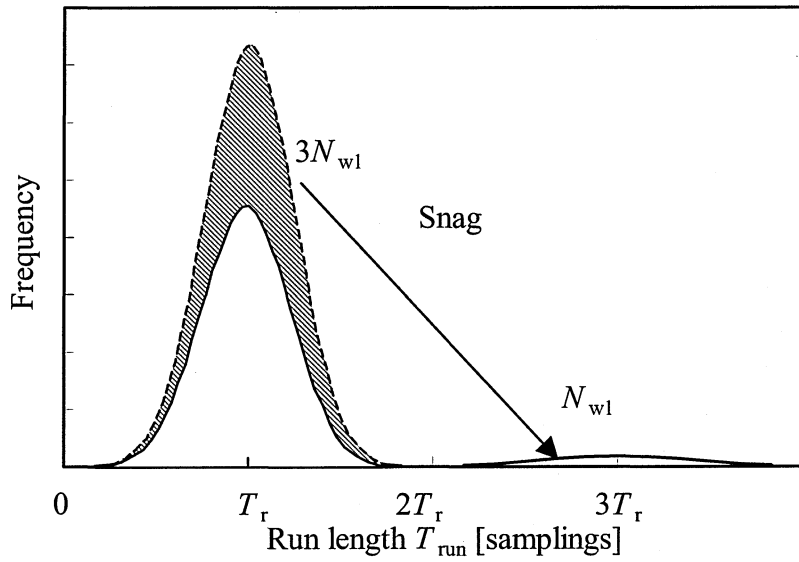


Fig.4.19 Frequency distribution of run-length T_{run} with snags

た高い周波数のノイズが2値化のしきい値 $+V_{th}$ 及び $-V_{th}$ を超えることによって、2値化信号に分割が生じる事がある (Fig.4.20 参照)。

分割はMHPの立ち上がりと立下りでの2ヶ所で生じやすい。2値化信号の立ち上がりから次の立ち上がりまでを周期としている本論文においては、Fig.4.20に示すように立ち下が

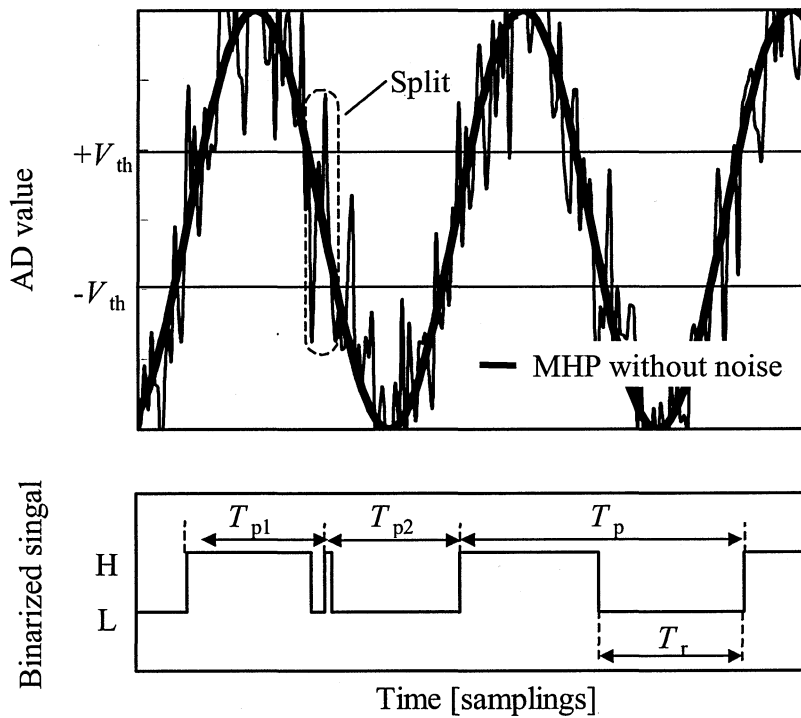


Fig.4.20 Splits of period T_p and run-length T_r

り付近で分割が生じた場合、周期 T_p は概ね周期 $T_p/2$ の 2 つの信号に分割される。また、立ち上がり付近で分割が生じた場合はごく短い信号と周期 T_p よりやや短い信号に分割される。

周期 T_p の MHP が重畳したノイズによって 2 つの信号に分割されるとする。分割された 2 つの信号の周期を T_{p1} 、 T_{p2} とすると T_{p1} と T_{p2} は、度数分布上で $T_p/2$ を軸に対称に分布する。

立下り付近で分割が生じ 1 つの MHP を 2 分する場合、MHP は標準偏差 σ のばらつきを持つガウス分布を形成するが、そのガウス分布が T_p を軸に対称な分布であるため、MHP が 2 つに分割された信号も模式図 Fig.4.21 に示すように $T_p/2$ を軸に対称な分布を形成する。

立ち上がり付近で分割が生じ、ごく短い信号と周期 T_p よりやや短い信号に分割される場合、Fig.4.22 に示すようにごく短い信号は 2 値化ノイズの周期の分布形状である幾何分布の重畳和を形成し、 $T_p/2$ を軸に対称な分布形状にはならないが、概ね $T_p/2$ を軸にして 2 分される。

よっていずれの場合も分割後の信号計数値を考えると、 N_s 個の MHP がそれぞれ 2 つの信号に分割されることによって $2 N_s$ 個の信号に変化し、信号は N_s 個多くなる。このとき分割された $2 N_s$ 個の信号の計数値は、概ね $T_p/2$ を軸に 2 分されるため、 $T_p/2$ よりも短い周期の信号の度数は分割によって増加した度数と同じ N_s である。

<分割 (ランレングス) >

MHP の半周期に相当する 2 値化信号のランレングス T_{run} は、前述したように、模式図 Fig.4.15 に示すようにガウス分布 (平均ランレングス T_r 、標準偏差 $1/\sqrt{2} \cdot \sigma$) を形成する。周期 T_{period} を計数単位とする場合は、前述したように分割された場所と信号の区切りの位置関係で形成する分布が異なる (Fig.4.17 及び Fig.4.18 参照) が、ランレングス T_{run} を信号として計数する場合、信号の区切りが MHP の立ち上がりと立下りの両方であるため、分割された信号が形成する分布は、位置関係によらず同じ分布を形成する (Fig.4.23 参照)。

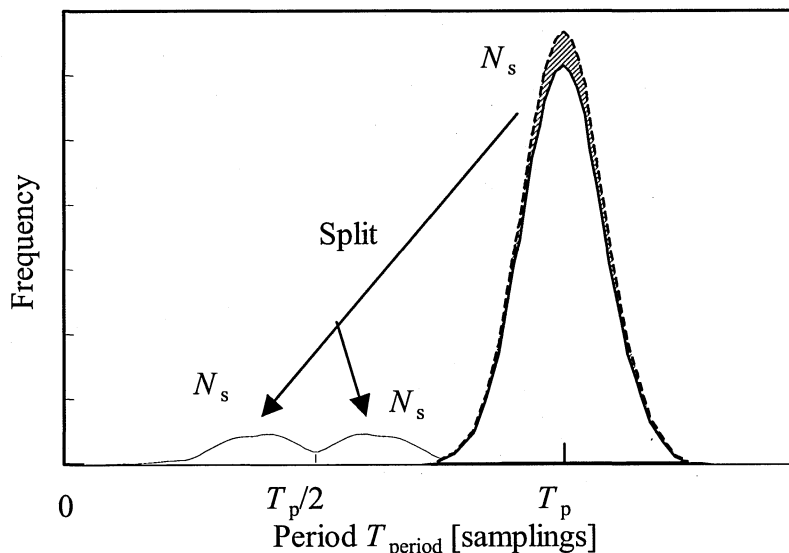


Fig.4.21 Frequency distribution of period T_{period} with splits at falling edge

ランレングスを信号としたときの分割された信号は、周期を信号としたときの信号の区切り付近で分割が生じたときと同じで、ごく短い信号と概ね T_r よりやや短い信号になる。ごく短いランレングスは、ノイズの分布形状である幾何分布を形成し $T_r/2$ を軸に対称な分布形状にはならないが、分割された信号の計数値は $T_r/2$ を軸にして2分される。その結果、分割後の信号計数値を考えると、 N_s 個のMHPがそれぞれ2つの信号に分割されることによって $2N_s$ 個の信号に変化し、信号は N_s 個多くなる。このとき分割された $2N_s$ 個の信号の度数は、概ね $T_r/2$ を軸に2分されるため、 $T_r/2$ よりも短いランレングスの信号の度数は分割によって増加した度数と同じ N_s である。

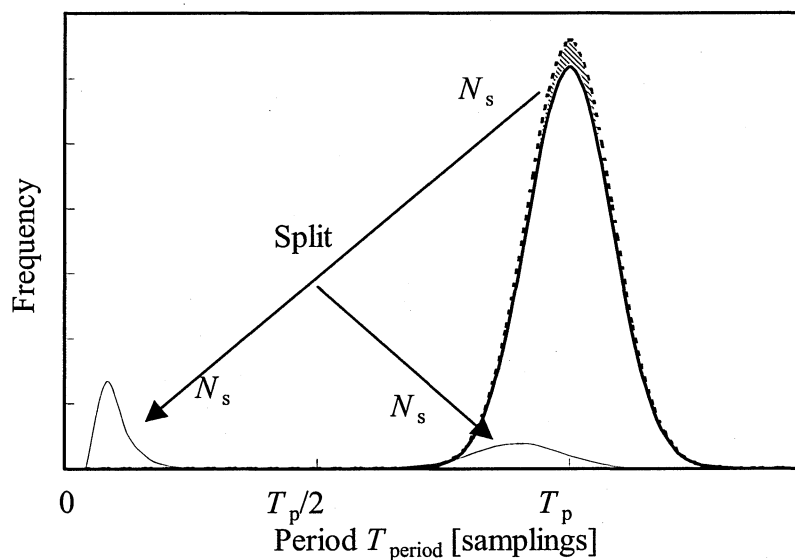


Fig.4.22 Frequency distribution of period T_{period} with splits at rising edge

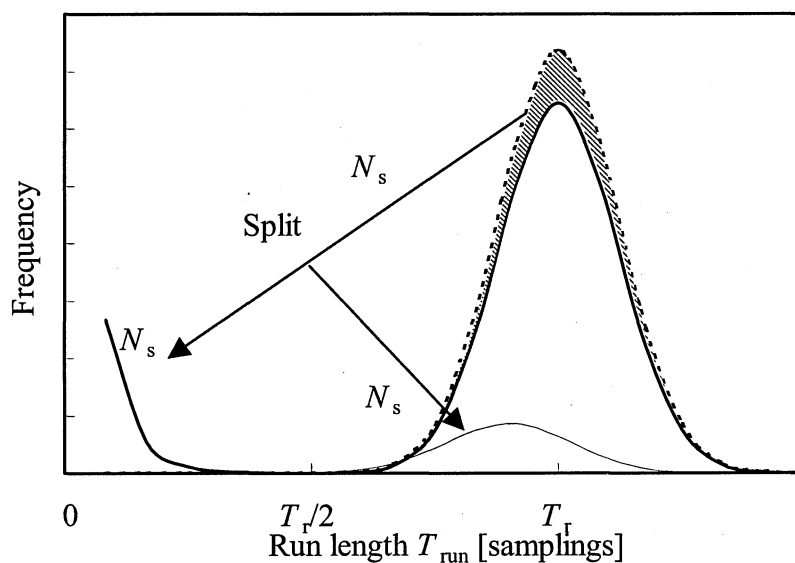


Fig.4.23 Frequency distribution of run-length T_{run} with splits

4.2.3 重畳ノイズが大きい場合の2値化信号の度数分布

前節において、出力信号 V_{out} に重畳したノイズが原因で2値化信号に歯抜けや分割が生じた場合のMHPの周期 T_{period} 及びランレングス T_{run} の分布の特徴を記したが、出力信号 V_{out} に重畳したノイズの振幅がMHPの振幅もしくは2値化処理のしきい値幅に迫ると Fig.4.24 に示すような2値化信号の多分割が現れるようになり、ノイズ強度の増加と共に長さが短い階級にノイズの分布そのものが現れるようになる。ここでは、重畳したノイズが大きく、目視による信号計数が困難である出力信号 V_{out} (Fig.4.12 実測例参照) での2値化信号の周期 T_{period} 及びランレングス T_{run} の分布の特徴を記す。

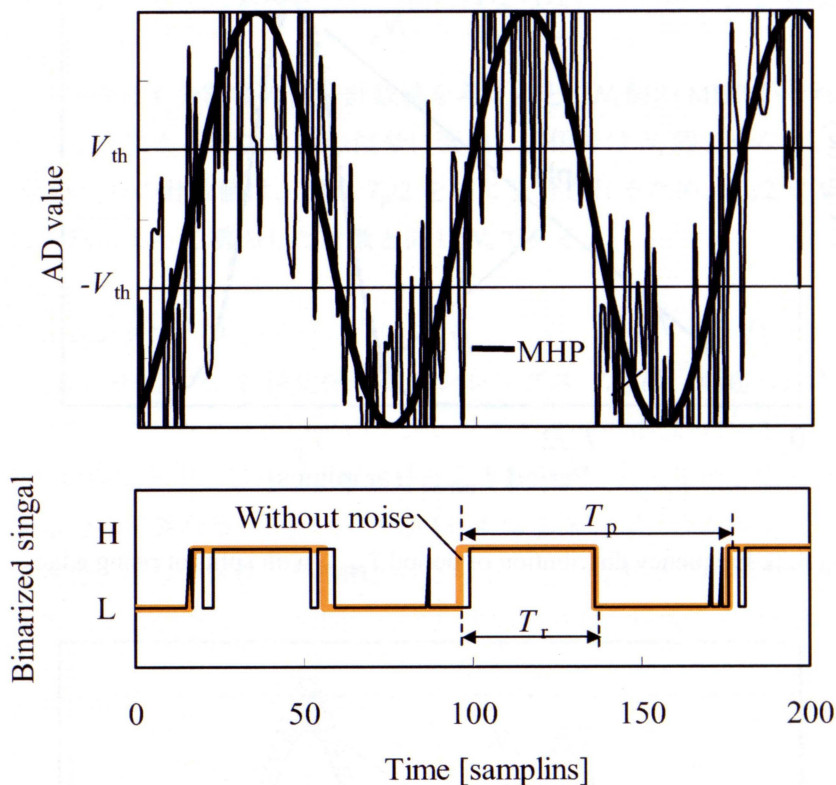


Fig.4.24 Splits of period T_p and run-length T_r

Fig.4.24 に示すようなMHPの振幅と重畳したノイズの振幅が近くなってきたときに問題となるのは、2値化工程でのしきい値 $+V_{th}$ 及び $-V_{th}$ の選択である。ヒステリシス幅が広すぎるとMHPを捉えることができず、狭すぎるとMHPがノイズに埋もれてしまう。ヒステリシス幅の適正化と2値化信号が信号計数補正法において物理量を算出するのに有効な信号であるかの判断については第6章に示すこととし、ここでは、2値化信号の周期 T_{period} 及びランレングス T_{run} の分布の特徴について記す。

MHPの強度不足などによって生じる大量の歯抜けや過大な低周波の重畳ノイズによる大量の歯抜けは、もはや信号の欠落であるから、物理量の算出は困難である。このことから

大きなノイズが重畳した場合の検討すべき現象は、ノイズによる信号の分割である。前述した信号の2分割は、MHPの統計的特徴を反映するものであるが、ノイズの振幅が大きく信号が多分割する状態では、2値化信号の度数分布は、ノイズそのものの統計的特徴を持つ分布が含まれる。

形成される分布の形状はノイズが中程度の場合と同じで、周期 T_{period} を計数単位とする場合の度数分布は、MHPが形成するガウス分布とノイズが形成する幾何分布の重畳和などが結合した分布を形成する。分割後の分布は概ね3つの山を形成する (Fig.4.25 参照)。第1のMHPの周期 T_p 周りに形成される山 (図中 Group1)、第2の $T_p/2$ 周りに形成される山 (図中 Group2)、そして第3の短い周期に形成される幾何分布の重畳和形状の山 (図中 Group3) である。第1、第2の山を構成する度数の分割前と後との関係は前節に記したものと変わらない。つまり「ほぼ2分割された信号は2倍の度数となり、 $T_p/2$ 周りに分布する」「長短2つに分割された信号のうち、長い信号の度数に変化はなく、 T_p 周りに分布する」のに対して、第3の山を構成する度数は、信号の多分割によって分割前の度数の何倍にも増加する。

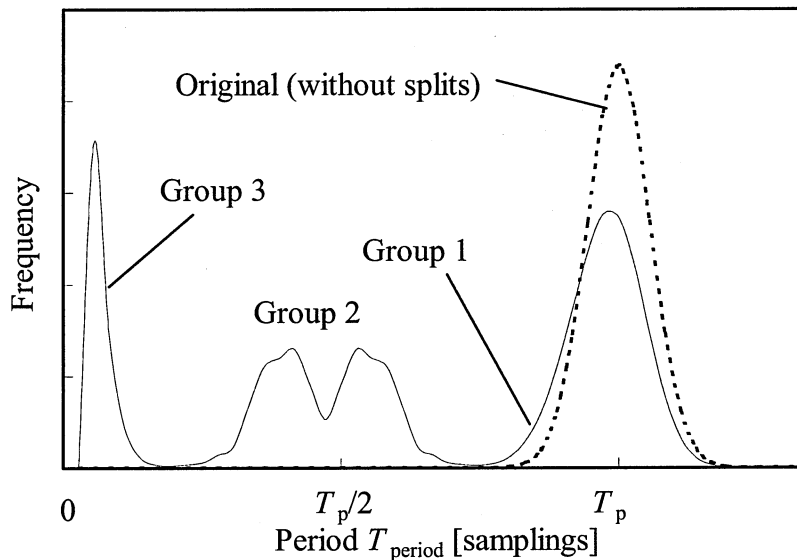


Fig.4.25 Frequency distribution of period T_{period} with splits

ランレングス T_{run} を計数単位とする場合も周期 T_p を計数単位とした場合と同じように、形成される分布の形状はノイズが中程度の場合と同じで、MHPが形成するガウス分布とノイズが形成する幾何分布が結合した分布を形成する (Fig.4.26 参照)。

2値化信号の周期 T_p およびランレングス T_{run} の分布形状は、重畳ノイズが小さいときと同じであるが、分割された場所に短い長さの信号が挿入されることによって分布が全体的に短い長さの方向にシフトする。

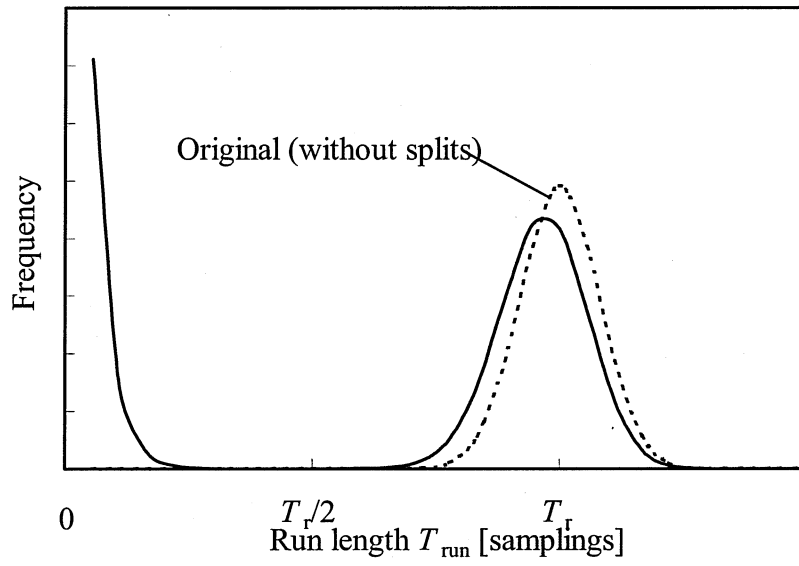


Fig.4.26 Frequency distribution of run-length T_{run} with splits

第5章 信号計数補正法

この章では、提案する信号計数補正法について説明する。これまで広く干渉現象を利用した計測における信号処理方法として使われてきた FFT と単純信号計数法の特徴を記した後、本論文で提案する信号計数補正方法を記す。

5.1 従来の信号処理法

5.1.1 FFT による信号処理

FFT は、周期的に変化する信号をフーリエ変換することによって各周波数の成分がどれだけ含まれているかを解析する手法であるため、干渉信号に重畳したノイズの強度が大きい場合でも精度よく干渉信号の周波数を抽出することができる。しかし、干渉現象を利用した多くの計測において、干渉信号の周波数は測定対象である物理量に比例もしくは線形結合で表現されるように干渉信号のとりうる周波数の帯域が広いことから、解析すべき周波数範囲も広いことが多い。FFT は、必要とされる周波数分解能と信号の帯域とによって必要なサンプリング数が決まり、サンプリング数が 2 の m 乗の場合、 $2^{m-1} \cdot m$ 回の乗算処理が必要になる。また、個々のサンプリングデータに対しても相応の分解能が必要となることから、信号処理に莫大な計算量が必要となる。

さらに、FFT では、サンプリング期間中（理想的には無限大の時間）の信号が周期的であることを前提とした信号処理であるため、サンプリング期間中に測定対象である物理量に変化が生じると正しく信号処理できない。さらに注入電流による直接変調を用いる自己結合型レーザセンサにおいては、注入電流の変化による熱膨張・収縮によってレーザの波長が変化することから注入電流の変化に対し波長変化が 1 次遅れを持ち、三角波変調による干渉信号の FFT で得られる急峻な周波数ピークを得ることが難しく工夫が必要である⁽¹⁾。このことから FFT は過渡的な挙動の計測には不向きであると言える。

上述のように、FFT は、物理量の定常動作の計測に対して耐ノイズ性が高く、周波数算出能力は高いが莫大な計算量を必要とする。その結果、連続したインライン計測には対応が困難である。さらに、非定常動作の計測においては誤差が大きくなる。これらの理由で FFT は、産業上のアプリケーションに対する実用性が低い。

5.1.2 単純信号計数法による信号処理

信号計数法は、単位時間当たりの干渉信号上の波を数えることで信号の周波数を求めるもので、オシロスコープのモニタ上の干渉信号を目視で計数したり、簡単なゲート回路で 2

値化処理を施した後のパルス数をカウンタで計数するなど、周波数解析と比較すると手法が簡単であるため、重畳ノイズを考慮していない、もしくはする必要がない研究発表でよく見られる手法である。

簡単な処理の反面、2値化処理とパルス数カウントによる計数では重畳ノイズと信号とを電氣的に区別する手段を持たないため、ノイズを原理的に含む半導体レーザの自己結合効果を用いた計測では精度を確保できない。したがって自己結合型レーザセンサでの実用性は低い。

5.2 信号計数補正法

本研究は前節に記した従来の信号処理法の問題を鑑みて考案したもので、2値化後の信号の周期もしくはランレングスがもつ統計的特徴を利用してノイズとMHPとを区別し、計数値の補正を施す手法であり、従来の単純信号計数法が持つ「少ない計算量」という特徴を保持しつつノイズ耐性を高め、物理量の高い算出精度を実現する信号計数補正法を提案するものである。

5.2.1 信号計数補正法の原理

振動運動など対象物の物理量に時間的な変化を持つ計測については次節に記述するものとし、ここでは、対象物が静止している場合などのように定常的な状態での計測を前提として記述する。

信号計数補正法の考え方は、目視でオシロスコープ上の信号を数えるときに頭の中で行っている補正、具体的には「2倍の長さの信号は、もともと2つの信号だったのだろう」「この2つの短い信号は、もともと1つの信号だったのだろう」といった信号処理を統計的な根拠を用いて自動的に行おうとするものである。

<2値化信号の周期を計数単位とする手法>

レーザの波長を三角波形状の注入電流によって変調する場合、自己結合型レーザセンサの干渉信号であるMHPは、対象物の物理量と波長の変調速度に対応した一定周期の周期信号である。受光回路の出力信号 V_{out} を2値化する際、MHP周波数よりも低い周波数のノイズは信号を2値化したパルスに周期の揺らぎや歯抜けを生じさせ、高い周波数のノイズは分割を生じさせる。2値化信号の周期 T_{period} の度数分布を作製すると、歯抜けした信号はMHPの信号周期 T_p の整数倍の長さの階級を中心に分布する (Fig.4.18 参照)。また2分割された信号は、概ね $T_p/2$ を軸にして2分され、 $T_p/2$ よりも長い信号と短い信号になる (Fig.4.21 及び Fig.4.22 参照)。ノイズレベルが高い場合は、信号の多分割が発生し、分割後の分布は概

ね3つの山を形成し、特に幾何分布の重畳和を形成する短い長さの信号が増加する (Fig.4.25 参照)。

2 値化信号に Fig.5.1 に示すようなある割合で歯抜けと分割が確認できる度数分布を形成している場合、歯抜けと分割が生じる前後の度数変化に注目すると、連続した n ケ所で歯抜けが生じ、 $n+1$ 個の MHP が 1 つになった信号は、平均が $(n+1) \cdot T_p$ 、標準偏差 $\sqrt{n+1} \cdot \sigma$ のガウス分布を形成する。およそ $(n+0.5) \cdot T_p \sim (n+1.5) \cdot T_p$ に分布する信号の度数が N_{wn} であるとする歯抜け前の MHP の数は $(n+1) \cdot N_{wn}$ であり、信号の度数は、 $n \cdot N_{wn}$ 少なくなるため、信号の計数値に $n \cdot N_{wn}$ を加算すると歯抜け前の MHP を正しく計数することができる。

分割によって 2 つになった信号は、概ね $T_p/2$ よりも長い信号と $T_p/2$ よりも短い信号に分かれるため、 $T_p/2$ よりも短い信号の度数が N_s であるとする、 N_s は分割によって増加した信号の度数であるため、信号の計数値から N_s を減算すると分割前の MHP を正しく計数することができる。Fig.5.2 には図示していないが、多分割された信号の多くは $T_p/2$ よりも長い信号 1 つと $T_p/2$ よりも短い 2 つ以上の信号に分かれるため、2 分割された信号と同様に $T_p/2$ よりも短い信号の度数が N_s であるとする、 N_s は分割によって増加した信号の度数であるため、信号の計数値から N_s を減算すると分割前の MHP を正しく計数することができる。

よって MHP の周期 T_p を基準にして、分割によって過剰に計数される短い周期の信号の度数 N_s と、 $n+1$ 個の信号が歯抜けによって 1 つの長い周期の信号になった信号の度数 N_{wn} を用いて信号計数値 N を以下の式(5-1)から式(5-3)を用いて補正することができる。

$$N' = N - N_s + \sum n \cdot N_{wn} \dots\dots\dots (5-1)$$

$$N_s : T < T_p/2 \dots\dots\dots (5-2)$$

$$N_{wn} : (n+0.5) \cdot T_p \leq T < (n+1.5) \cdot T_p \dots\dots\dots (5-3)$$

(但し、 $n = 1, 2, 3, \dots$)

<基準周期 T_0 の選択方法>

上述した信号処理は、信号の計数補正を行う際に必要な MHP の周期 T_p を既知のものとして記述したが、実際の計測では MHP の周期 T_p は事前に知り得るものではない。ここでは、計数補正に用いる基準の周期 T_0 の選択方法について記述する。

第4章に記述したように、2 値化の際に MHP の周期分布 T_{period} は、ガウス分布を形成する。量子化誤差を考えなければ、このガウス分布の中心値は MHP の周期 T_p と一致し、同時に最頻値でもある。また、重畳したノイズによって信号の歯抜けや分割が生じたとしても大量

の分割が生じない限り、Fig.5.1 に示した度数分布のように MHP の周期 T_p と最頻値は一致する。大量の分割が生じた場合 T_p 及び $T_p/2$ 周りに形成された分布がやや短い周期に変位するが、概ね最頻値を基準周期 T_0 として問題はない。

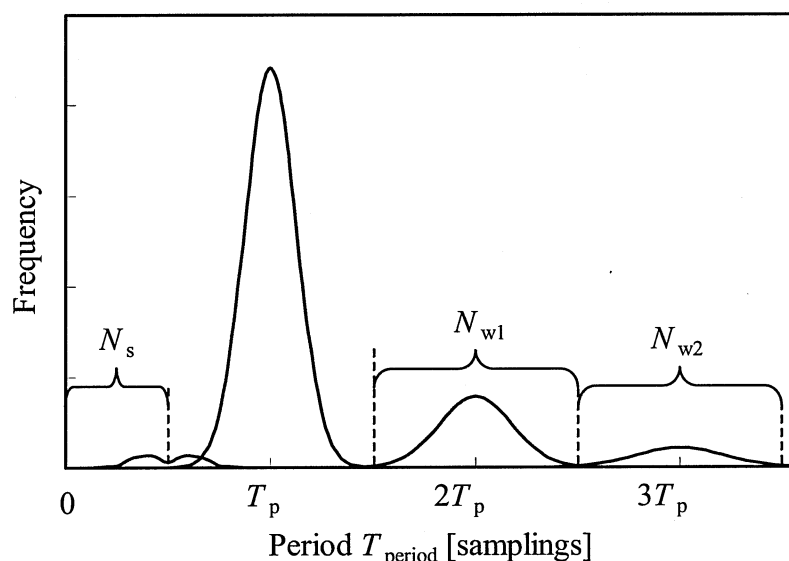


Fig.5.1 Frequency distribution for period T_{period} with GWN

しかし、MHP に重畳したノイズの強度が大きくなり SN 比が悪化すると、1つの MHP が多分割され長さの短い信号の度数が増加し、最頻値になることが懸念される (Fig.4.25 参照)。この問題を解消するために有効な方法として提案するのが、時間領域で各長さ (階級) の信号が占める量 (階級値と度数の積) が最も大きい階級値を基準周期 T_0 とする方法である。

従来の計数方法では長短関係なく 2 値化信号の数を計数し、その最大値を基準にしていたため、時間領域で占める割合が少なくても周波数が高く周期の短いノイズの数が多くなることもある。特に、Fig.4.7 に示したように 2 値化 GWN が幾何分布の重畳和を形成することからも分かるように周波数が高く周期の短い階級にノイズシェイプされるため、その傾向が強い。この 2 値化に伴うノイズシェイピングによる短い信号の度数増加の影響を少なくするためには度数に重み付けを行うことが効果的であり、その一つの方法として各階級の長さ (サンプリング数) を掛けた値を占有値、最大の占有値を与える階級値を最大占有値と定義して、基準周期 T_0 とする方法を提案する。Fig.5.2 に分割された信号が多い場合の度数 (図中破線) と占有値 (Occupation、図中実線) の模式図を示す

2 値化信号の周期を計数単位とする手法での課題

階級値と度数の積である占有値の最大値を与える階級値を最大占有値として基準周期 T_0 とする信号計数補正法は、ほとんどの計測条件下で有効に機能し精度よく信号を計数することができる。当初信号計数補正法は距離計測用の信号処理として考案されたもので、長

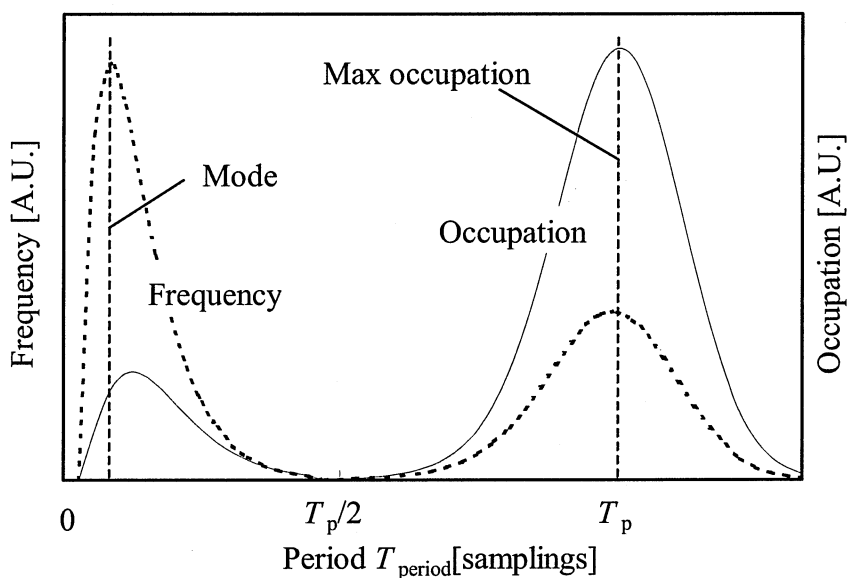


Fig.5.2 Frequency and occupation for period T_{period} with snags

距離計測時の「信号の歯抜け」(Fig.4.17 参照) や近距離計測時の「信号の分割」(Fig.4.20 参照) を想定したものである。

距離計測のアプリケーションでは、一定の SN 比が確保できるアプリケーションがほとんどであった。しかし、信号計数補正法による算出精度が高いという結果を受け、距離以外の物理量計測にも検討されるようになった。多様化するアプリケーションの中で受光回路から得られる SN 比そのものが悪い計測にも適応できるよう求められるようになった。2 値化信号の周期を計数単位とする信号計数補正法では精度低下がみられる事例を以下に記す。

Fig.5.3 は測定距離 100mm での実測した出力信号 V_{out} である。重畳ノイズが大きく信号の分割が多発している例である。Fig.5.4 に示す 2 値化信号の周期 T_{period} の度数分布で明らかのように、階級値と度数の積である占有値を用いることによって適切な基準周期 T_0 を選択できるものの、信号計数を補正する際の N_s のしきい値である $T_0/2$ 付近に分布の山が形成され計数の補正值に誤差が生じやすい。

< 2 値化信号のランレングスを計数単位とする手法 >

MHP に重畳したノイズの強度が強いなど十分な SN 比が確保できないとき、2 値化信号の周期 T_{period} を計数単位とした信号計数補正法では計数精度が低下する。2 値化信号の同じ判定値が続く長さであるランレングス T_{run} を計数単位とする方法は、この精度低下の問題を鑑みて考案した方法である。ランレングス T_{run} を計数単位とする信号計数補正法の原理を記した後、前節で記した課題に対してどのように改善されるかを記す。

受光回路の出力信号を 2 値化する際、MHP よりも低い周波数のノイズは 2 値化信号に周期の揺らぎや歯抜けを生じさせ、高い周波数のノイズは分割を生じさせることは計数単位を周期 T_{period} とした場合と同じであるが 2 値化信号のランレングス T_{run} の度数分布を作製す

ると、歯抜けした信号は 2 値化信号のランレングス T_{run} の奇数倍の長さの階級に分布し (Fig.4.19 参照)、2 分割された信号は、概ね MHP の信号周期の四分の一の長さ $T_r/2$ を境にして同じ度数に分割される (Fig.4.23 参照)。重畳ノイズが大きい場合は、信号の多分割が発生し幾何分布を形成する短い長さの信号が増加する (Fig.4.26 参照)。

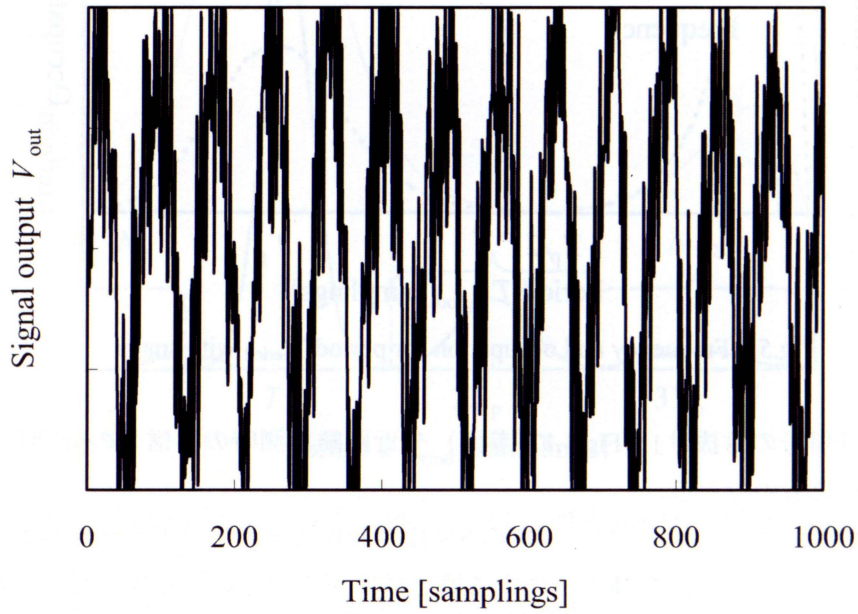


Fig.5.3 Output signal V_{out} for MHP with medium level GWN

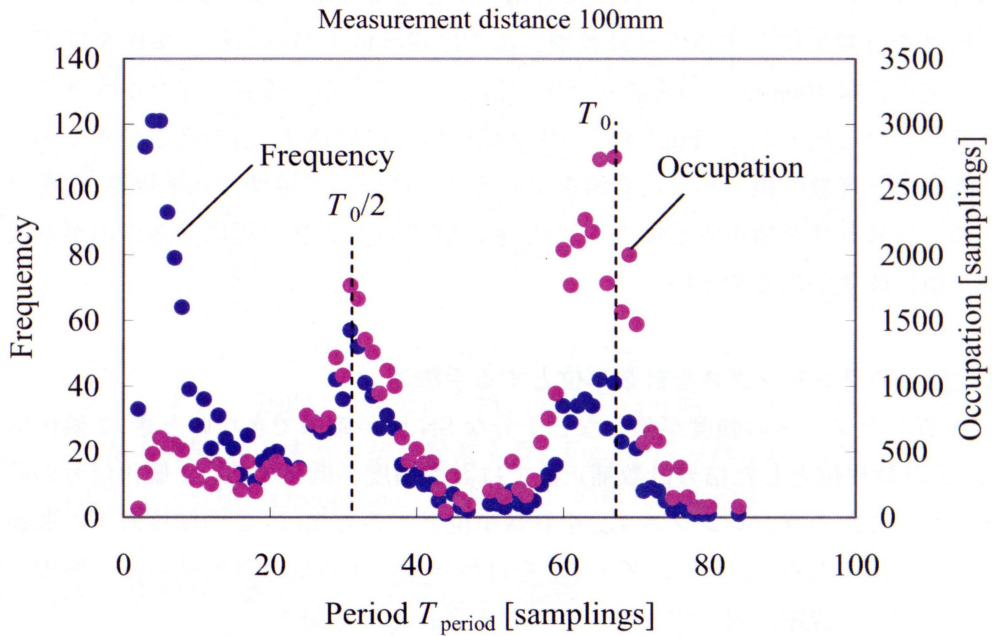


Fig.5.4 Frequency and occupation for period T_{period} of binarized output signal with medium level GWN, Measurement distance 100mm

連続した n ヶ所で歯抜けが生じ、 $2n+1$ 個のランレングスが 1 つになった信号は、平均が $(2n+1) \cdot T_r$ 、標準偏差 $\sqrt{2n+1} \cdot \sigma$ のガウス分布を形成し、およそ $2n \cdot T_r \sim 2(n+1) \cdot T_r$ に分布する (Fig.5.5 参照)。信号の度数が N_{wn} であるとする歯抜け前のランレングスの数は $(2n+1) \cdot N_{wn}$ であり、信号の度数は、 $2n \cdot N_{wn}$ 少なくなるため、信号の計数値に $2n \cdot N_{wn}$ を加算すると歯抜け前のランレングスを正しく計数することができる。

また、分割によって 2 つになった信号は、概ね $T_r/2$ よりも長い信号と $T_r/2$ よりも短い信号

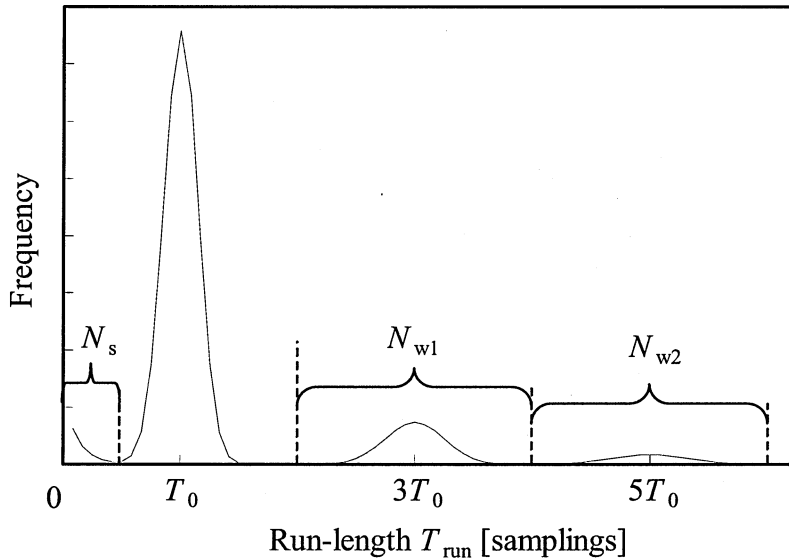


Fig.5.5 Frequency distribution for run-length T_{run} with snags

に分かれるため、 $T_r/2$ よりも短い信号の度数が N_s であるとする、 N_s は分割によって増加した信号の度数であるため、信号の計数値から N_s を減算すると分割前のランレングスを正しく計数することができる。多分割された信号の多くは $T_r/2$ よりも長い信号 1 つと $T_r/2$ よりも短い 2 つ以上の信号に分かれるため、2 分割された信号と同様に $T_r/2$ よりも短い信号の度数が N_s であるとする、 N_s は分割によって増加した信号の度数であるため、信号の計数値から N_s を減算すると分割前のランレングスを正しく計数することができる。

よってランレングス T_r を基準にして、分割によって過剰に計数される短い信号の度数 N_s と $2n+1$ 個の信号が歯抜けによって 1 つの長い周期の信号になった信号の度数 N_{wn} を用いて信号計数値 N を以下の式(5-4)から式(5-6)を用いて補正することができる。

$$N' = N - N_s + \sum n \cdot 2N_{wn} \dots\dots\dots(5-4)$$

$$N_s : T < T_r/2 \dots\dots\dots(5-5)$$

$$N_{wn} : 2n \cdot T_r \leq T < 2(n+1) \cdot T_r \dots\dots\dots(5-6)$$

(但し、 $n = 1, 2, 3, \dots$)

<基準ランレングス T_0 の選択方法>

ランレングスを計数単位とした場合も、周期を計数単位とした場合と同じように、重畳したノイズによって信号の歯抜けや分割が生じたとしても大量の分割が生じない限り、MHPの半周期にあたるランレングス T_r とランレングス T_{run} 度数分布の最頻値は一致する。大量の分割が生じた場合、 T_r 周りに形成された分布がやや短い周期に変位するが、概ね最頻値を基準ランレングス T_0 として問題はない。しかし、MHP に重畳したノイズの強度が大きくなり SN 比が悪化すると、周期 T_{period} を計数単位とした場合と同じように短い信号の度数が増加し、最頻値になることが懸念されるため、最大占有値を、基準ランレングス T_0 とすることで解決できる。Fig.5.6 に分割された信号が多い場合の度数と占有値の模式図を示す

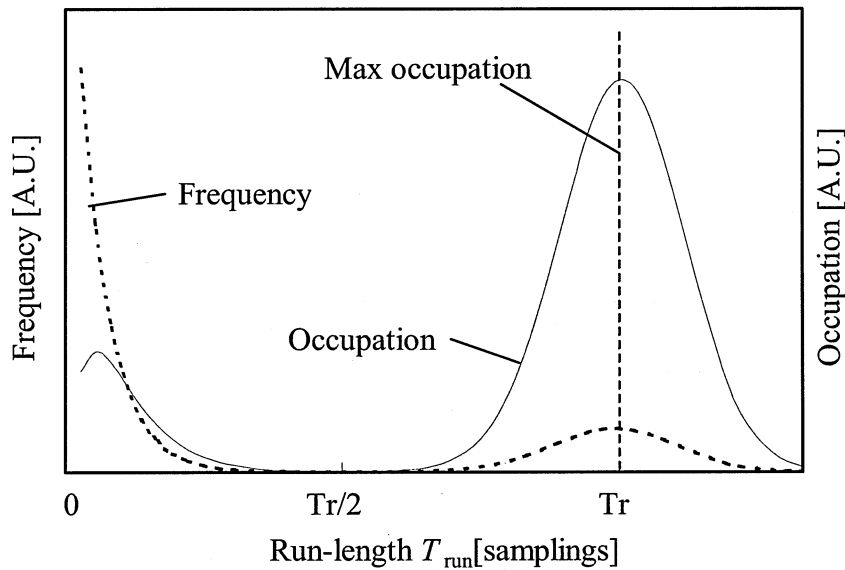


Fig.5.6 Frequency and occupation for run-length T_{run} with snags

<重畳ノイズが大きく信号分割が多発したときの精度>

2 値化信号の周期を計数単位とした場合、Fig.5.4 に示したように信号計数を補正する際のしきい値付近に分布の山が形成されたため計数の補正值に誤差が生じたが、ランレングスを信号計数単位にすると、Fig.5.6 に示すように補正する際のしきい値である $T_r/2$ 付近の信号の分布が少ないため、精度の低下を伴わずに計数値を補正することができる。

Fig.5.4 で使用した測定距離 100mm での実測した出力信号を用いてランレングス度数分布を作製するとしきい値 $T_r/2$ 付近の信号の分布が少ないことが確認できる (Fig.5.7 参照)。

この図からも分かるように、周期の度数分布が信号計数補正法における補正する領域のしきい値周りに度数の山が形成されるのに対し、ランレングス T_{run} の度数分布では分布の山が

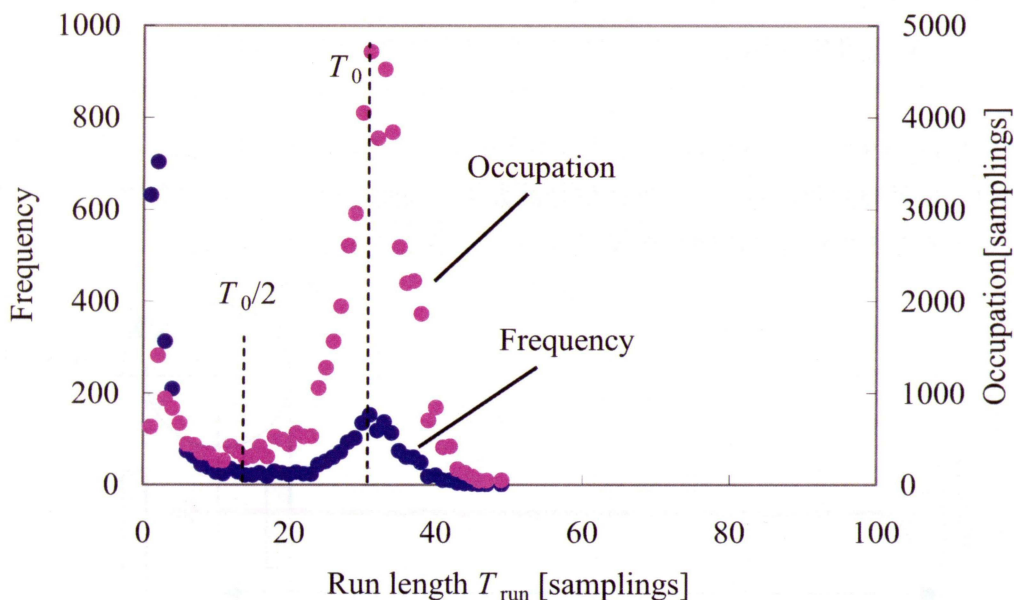


Fig.5.7 Frequency and occupation for run-length T_{run} of binarized output signal with medium level GWN, Measurement distance 100mm

形成されないため計数補正の誤差が増加しにくく、算出された信号計数値の精度の低下を防止することができる。

5.2.2 時間的な変化を持つ計測における信号計数補正法

第4章に記した2値化信号のランレングス及び周期が形成する分布は、計測中に対象物の物理量の変化が無く、MHPの周波数が一定であることを前提としている。振動計測など、物理量の変化を伴う計測では、2値化信号を計数している期間中のMHPの周波数が変化する。その周波数変化は、MHPに重畳しているGWNと併せて2値化信号のランレングス及び周期の分布幅を広げる作用を持つ。

信号計数補正は、最大占有値を基準にして計数を補正するため、2値化信号を計数する期間中の最大占有値に対するMHP周期の変化量が小さい場合、2値化信号のランレングス及び周期を一定とみなすことができ、前節に記した信号計数補正法が正しく作用する。

Fig.5.8に示すような振動運動を計測したときの信号計数値と信号周期の例をFig.5.9に示す。なお、レーザの発振波長は伸張している場合のみを示してある。信号計数値 N は式(3-30)に記したようにレーザから測定対象物までの距離 L に比例した N_L と速度に比例した N_V の和もしくは差の絶対値で表すことができ、レーザの発振波長は伸張している場合は和で表すことができる。2値化信号の周期 T_{period} は信号計数する期間のサンプリング数 N_{samp} を用いて式(5-7)で表すことができる。

$$T_{\text{period}} = N_{\text{samp}}/N$$

$$= N_{\text{samp}}/(N_L + N_V) \dots\dots\dots (5-7)$$

この式と Fig.5.9 から分かるように、速度が変化することによる周期 T_{period} の変化を小さくするには、振動周波数に対して一度に信号計数する期間を短くするか対象物とレーザの距離を長くすることで距離に比例した N_L を大きくすることが必要である。

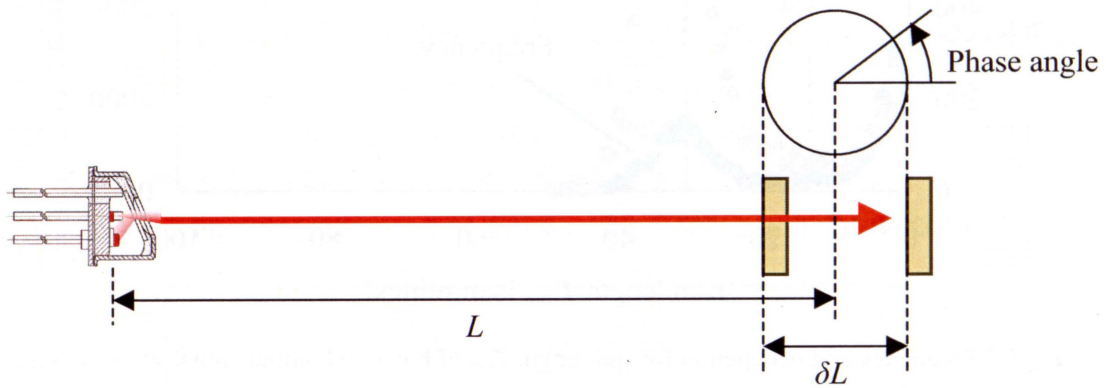


Fig.5.8 Vibration measurement

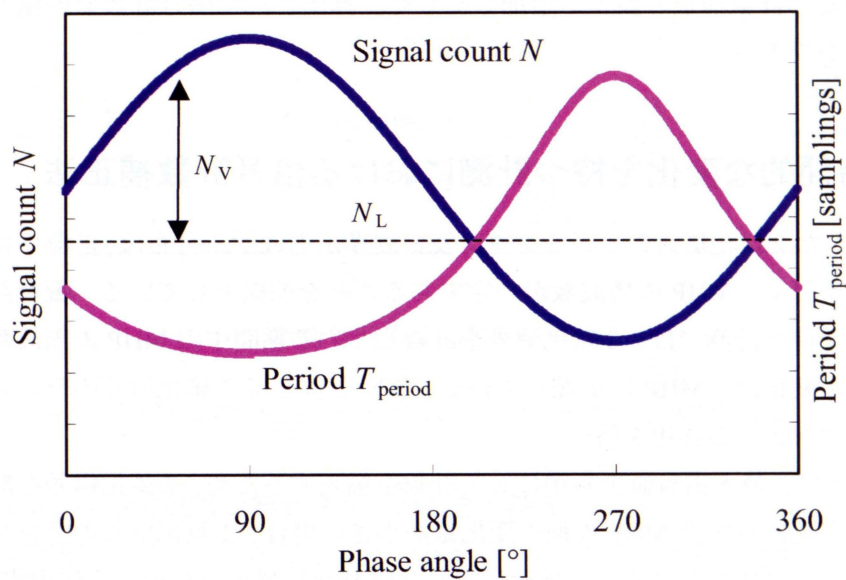


Fig.5.9 Signal count N and period T_{period} for vibration measurement

参考文献

- (1) Dennis Ong Su Yong; "Laser Range Finder Using Self-Mixing Effect In Vertical Cavity Surface Emitting Laser Diode (VCSEL)", UQ Innovation Expo 2003, ENGG4801 (2003)

第6章 信号有効性判定

本章では、信号計数補正法で得られた計数値が有効な値であるかを判定する信号有効性判定方法について記す。

半導体レーザの自己結合効果は多変数のレート方程式で表される現象で安定化するのが困難である現象として知られており⁽¹⁾、センサの出力信号に測定対象物の物理情報を反映した干渉信号の情報が常に含まれているわけではない。さらに測定対象物がなく干渉信号が発生しない場合でもレーザや回路に内在するノイズを信号として出力するため、得られた信号が「測定対象物の物理情報を含み信号計数補正法で物理量を算出できる信号」であるかの「信号有効性」を評価する方法が実用化には不可欠である。しかし、これまで報告された自己結合型レーザセンサに関する多くの物理量測定・算出の研究では測定環境が整えられた状態で得られる干渉信号であることが前提となっていることが多く、得られた信号が有効であるかの判定方法がなければ工業市場でのアプリケーションに対する実用性が低い。すでに実用化されているセンサ・計測器でさえ、信号の有効性を目視で行う必要があるものが多く、インラインでの計測・制御／判定に適用できないものが多い。提案する信号有効性判定方法は、上記のような問題を鑑み提案したもので、信号計数法による物理量算出において得られた値が有効であるかの判定を行うものである。

レーザを用いた干渉型のセンサの多くは確率的にカオス的な振る舞いが発生する。比較的ノイズ耐性が認められる干渉縞を画像処理して物理量を算出するヘテロダイン・差分ドブプレー法による表面速度計などでも干渉縞がカオス的な状態になると出力を保持するなどの対策が講じられている。

6.1 有効性判定方法

信号計数補正法は、自己結合型レーザセンサの信号処理方法として広く用いられているFFTを用いた周波数解析法がその莫大な信号処理量によって本来自己結合型レーザセンサの長所である「手軽さ」を阻害している状況を鑑みて開発された信号処理方法である。信号処理量を少なくすることを第一義的な目的として開発された手法であるため、信号の有効性判定法に関しても信号処理量が少ないことが求められる。具体的には、信号計数補正法と同じく2値化信号を扱うことが必要になる。

信号計数補正法によって計数値の補正が可能な2値化信号の周期及びランレングスは、計測しようとする物理量とノイズの重畳によって生じる信号の歯抜けや分割の状況に応じて様々な分布を形成するために簡単な式を用いて特徴付けるのが困難である。それに対してMHPに重畳しているノイズは端的にはGWN (Gaussian White Noise) として扱えるため、測

定対象物の状態に関係なく特定の統計的特徴を持つ。このことから信号有効性判定は、「信号分布との適合度」でなく、「ノイズ分布との適合度」をもって行うことが有効である。

具体的には、2 値化信号のランレングス度数分布と 2 値化 GWN が形成する幾何分布である指数関数との最小二乗法における決定係数 R^2 があるしきい値を超えた場合に「信号計数結果の有効性は低い」もしくは「信号計数結果は有効である」と判定する。ただし、決定係数 R^2 は、様々な分野において回帰分析の手法として用いられるが、統計的分析と同じように万能なものではなく、決定係数 R^2 のしきい値は経験的な指標の一つであると捉える必要がある^{(2),(3)}。

6.2 信号有効性判定原理

前述したように信号の有効性は、2 値化した MHP と 2 値化した GWN の統計的特徴の違いを注目し、有効性判定の評価対象となる 2 値化信号の分布と 2 値化 GWN が形成する分布との適合度を用いて判定する。つまり信号計数補正法によって適切に計数が補正される 2 値化信号と誤差の原因となるノイズ成分を 2 値化したときの統計的特徴の違いが大きい判定方法を選択する必要がある。

6.2.1 計数単位

まず、信号計数補正法における計数単位について記す。信号計数補正法は 2 値化信号のランレングスを計数単位とする方法と周期を計数単位とする方法の 2 種類があるが、2 値化 GWN の統計的特徴に注目すると、ランレングスを計数単位とした場合は幾何分布を、周期を計数単位とした場合は幾何分布の重畳和を形成するのに対し、MHP を 2 値化すると、いずれの計数単位の場合でも、適切に 2 値化された MHP からなるガウス分布および信号の歯抜けによって生じた複数のガウス分布（計数補正が可能である）と信号分割によって生じたノイズ成分である長さの短い度数分布（計数誤差の原因となる可能性がある）を形成する。幾何分布もしくは幾何分布の重畳和とガウス分布を比較したとき、統計的特徴が顕著に現れるのは、短い長さの階級での度数変化であり、幾何分布が右肩下がりになるのに対し幾何分布の重畳和とガウス分布では右肩上がりになる点である（Fig.6.1 参照）。さらに 2 値化された GWN のランレングスが形成する幾何分布（離散分布）は指数関数（連続関数）に近似できるため、最小二乗法との親和性が高く、2 値化信号と 2 値化 GWN との適合度は最小二乗法の決定係数 R^2 を用いて定量的に表すことができる。また周期を計数単位とする方法では出力信号に重畳したノイズが大きく信号の分割が多発すると精度が悪くなることから、計数単位はランレングスが適切であるといえる。

6.2.1 階級範囲

次に、判定に用いる度数分布の階級の範囲について記す。測定対象物が遠方にあり 2 値化信号に多くの歯抜けが生じると、模式図である Fig.6.2 に示すような複数のガウス分布を重ね合わせた分布を形成し、長さが極短い階級をのぞくと度数の変化は概ね右下がりとなり 2 値化された GWN のランレングス度数分布である幾何分布と同じ特徴を示すようになる。信号計数補正法において信号の歯抜けは概ね適切に計数補正されるため、本来は有効な信号として判定されるべきである。

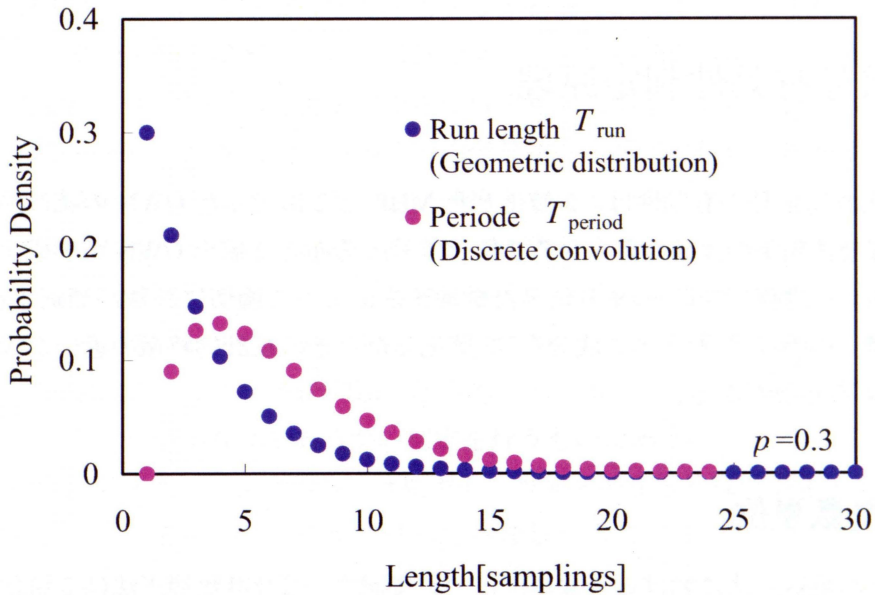


Fig.6.1 Probability density of Geometric distribution and discrete convolution

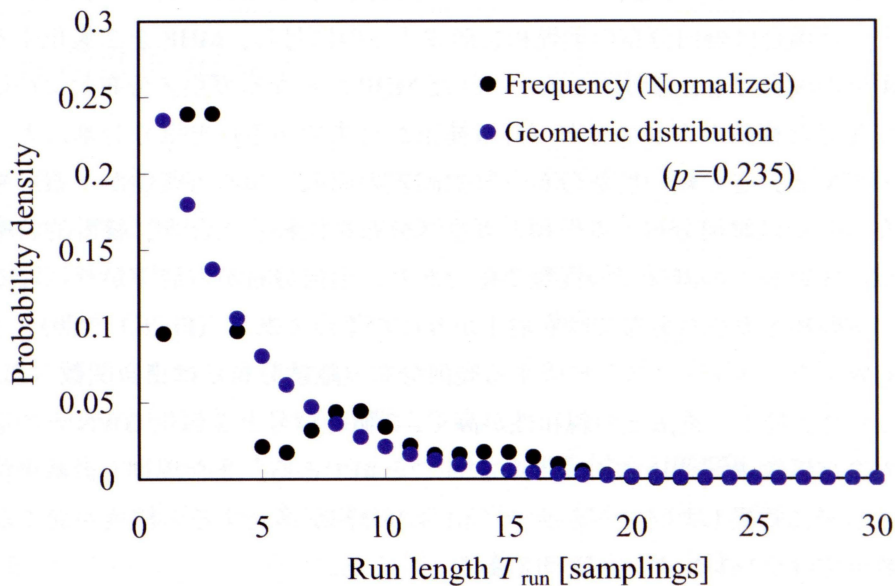


Fig.6.2 Probability density of Geometric distribution and run-length T_{run} of binarized MHP with snags

このことを踏まえると、ランレングス度数分布において歯抜けが生じた 2 値化信号の分布である基準ランレングス T_0 の 2 倍以上の階級の度数の対応は以下の 2 通りが考えられる。

- ・ 歯抜けによって $2n+1$ 個のランレングスが 1 個のランレングスになったと考えられる $2n \cdot T_0$ から $2(n+1) \cdot T_0$ の長さ T のランレングスは、 $2n+1$ 個の同じ長さ $T/(2n+1)$ のランレングスとみなして基準ランレングス T_0 を中心としたガウス分布に加える (Fig.6.3 参照)。
- ・ 基準ランレングス T_0 の 2 倍以上の長さの階級の分布は、適合度を求める度数分布の範囲から除外 (Fig.6.4 参照) する。

前者のランレングス T_{run} が $2 T_0$ 以上の階級の分布を同じ長さの複数のランレングスとみなして基準ランレングス T_0 を中心としたガウス分布に加える方法は、Fig.6.3 に示すように信号計数補正法で N_{w1} に含まれる階級値 T のランレングスを長さ $T/(2n+1)$ のランレングスが $2n+1$ 個の度数としてランレングス度数分布を再構築するものである。この方法は、信号計数補正法の最大の特徴である少ない計算量を保ったまま信号計数補正が可能であるランレングスを 1 つのガウス分布にまとめることでノイズ部分である幾何分布の度数と計数可能な信号部分であるガウス分布の度数の割合が視覚的に分かりやすいため、測定者が判断する場合にも有効である。

Fig.6.4 に示した後者の方法は、信号計数補正法で作製したランレングス度数分布の一部、ランレングス T_{run} が $2 T_0$ 以下の階級部分をそのまま使用するため信号有効性判定によって増加する計算量が少ない。

具体的には、再構築もしくは部分的に度数が削除されたランレングス度数分布と指数関数との最小二乗法の決定係数 R^2 を算出するか、度数を対数変換し、一次直線との最小二乗法

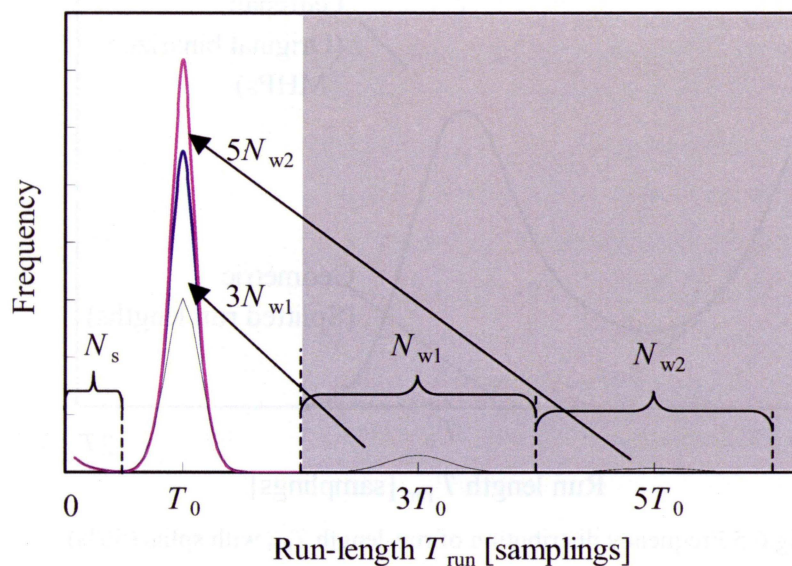


Fig.6.3 Reconstructed frequency distribution of run-length T_{run} for signal determination

の決定係数 R^2 を算出することで信号計数補正法における信号有効性を定量的に表現することができる。50%の MHP にノイズによる分割が生じた場合の模式図を Fig.6.5 に示す。このときの決定係数 R^2 は 0.647、信号の計数誤差は-3.65%である。標本（度数分布）が回帰方程式（ノイズの分布：幾何分布）に当てはまるかの判断は、定量化されていないものの、概ね決定係数 R^2 が 0.7~0.8 以上とされている。

計測に求められる確度に応じて、決定係数 R^2 のしきい値を定め、そのしきい値以上の決定係数 R^2 を持つランレングスの度数分布が得られた場合、得られた信号計数値及び物理量は有効でないと判定する。

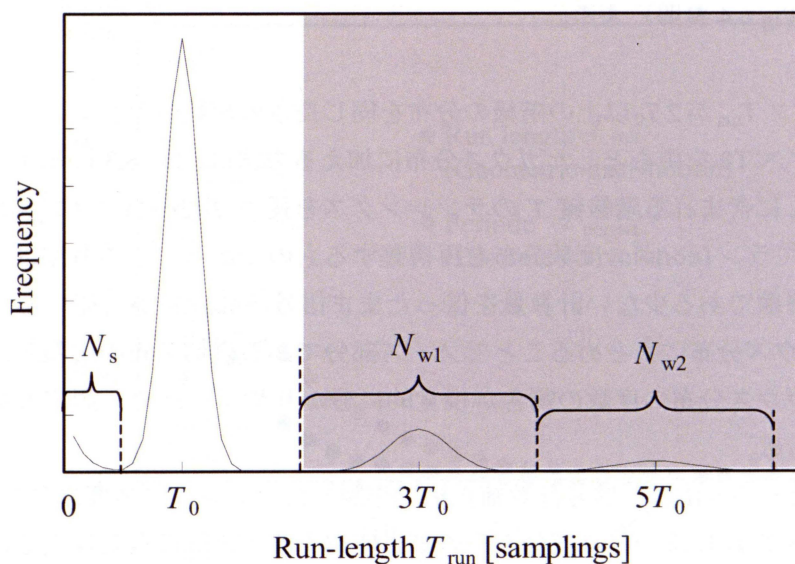


Fig.6.4 Divided frequency distribution of run-length T_{run} for signal determination

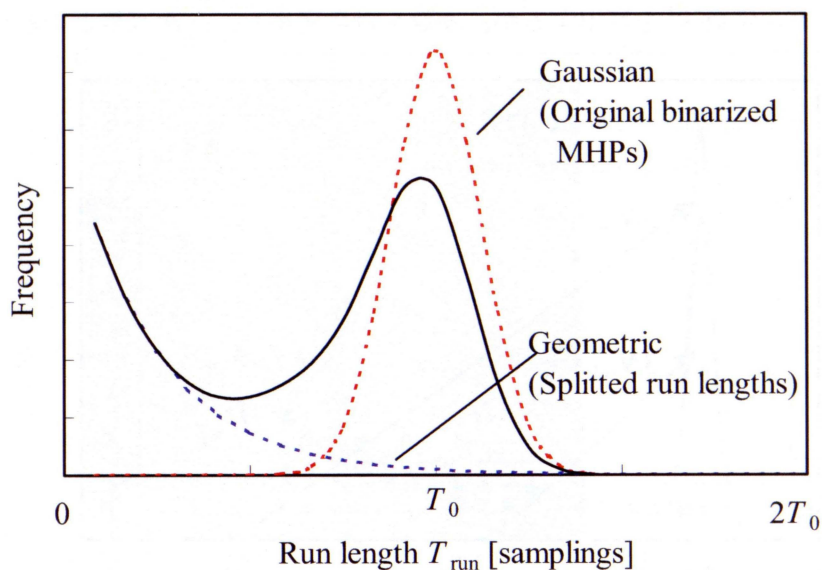


Fig.6.5 Frequency distribution of run-length T_{run} with splits (50%)

参考文献

- (1) Liu, Yun; Kikuchi, Noriyuki; Ohtsubo, Junji, “Controlling dynamical behavior of a semiconductor laser with external optical feedback”, *Physical Review E*. 51(4), pp2697-2700 (1995)
- (2) 井上 勝雄：決定係数に関する覚え書き，*関西学院大学経済学論究* 48(3), pp107-124 (1994)
- (3) 松本 和幸，酒井 英昭：回帰分析で通常使用される決定係数の再検討，大蔵省財政金融研究所「フィナンシャル・レビュー」(1989)

第7章 評価システム

7.1 システム概要

評価システムは3つに分かれており、計測条件設定・信号処理及び結果表示用のPC、レーザ変調搬送波生成及び信号収集用のドーターボード付市販DSP評価ボード、そして投光・受光回路を搭載した独自設計のアナログ基板で構成される (Fig.7.1 参照)。

本論文で提案する信号計数補正法は、様々な物理量の計測に適用することができるため、搬送波生成と信号処理を担う部分は、固有の計測に対する仕様の最適化より汎用性・設計自由度を優先し、回路規模は増えるものの市販の評価ボードとパーソナルコンピュータを用いた。なお、測定対象物は測定対象となる物理量によって異なるため、その都度必要に応じて記すものとした。

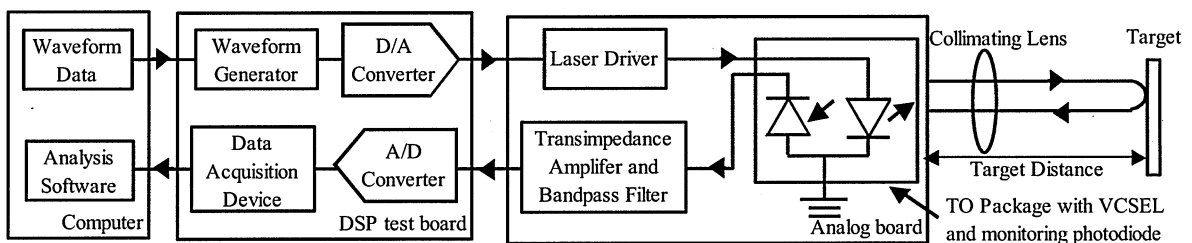


Fig.7.1. Block diagram of experimental setup

個々の詳細説明の前に、シグナルチェーンに沿ってシステムの構成を以下に記す。

PCアプリケーションとして構築された計測条件設定画面上で、レーザ変調搬送波データやコンバータのクロックなどを選択するとDSP評価ボード上のメモリに搬送波データ・動作条件がストアされる。搬送波データはボード上のDAコンバータを介してアナログ電圧信号に変換され、SMAケーブルを通じて独自設計のアナログボードに送られる。アナログボード上のレーザドライバ（投光回路）で搬送波は電流に変換されモニターフォトダイオードが同装されたVCSELに注入電流として与えられる。注入電流によって直接変調されたレーザ光はコリメートレンズを介して測定対象物に照射され、その戻り光は再びコリメートレンズを介してVCSELの活性層に再注入される。

再注入された戻り光は、活性層内で自己結合効果を引き起こす。自己結合効果によって戻り光と照射光の位相を反映した照射光強度の増減が生じ、同装されたフォトダイオードで照射光の光出力は光起電流に変換され、受光回路にて搬送波成分が除去されると同時にMHPは増幅される。受光回路の出力信号は、SMAケーブルを通じてDSP評価ボード上の12ビットADコンバータに入力され、0から4095の範囲のデジタル値であるAD値に変換

される。AD 値は PC 上の PC アプリケーションにて信号処理が行われ、PC のモニタにデータ及び結果が表示される。

7.2 レーザパッケージ

本節では、実験に用いた VCSEL のパッケージについて記す。なお、このパッケージは市販されているものではなく、ベアチップの VCSEL を自らアセンブリしたことから、その構成部品も併せて記す。

VCSEL の金属缶パッケージ (TO-PKG: Transistor Outline package) の構成を Fig.7.2 に示す。パッケージを構成するコンポーネントは、光源である VCSEL、受光素子であるフォトダイオード (PD : Photo-Diode)、副構成物である Sub-mount、Cap、Stem から成る。なお、パッケージは、一般市販品と同等の信頼性を確保するために He 封入した状態での抵抗溶接を施し、ハーメチックシール構造とした。

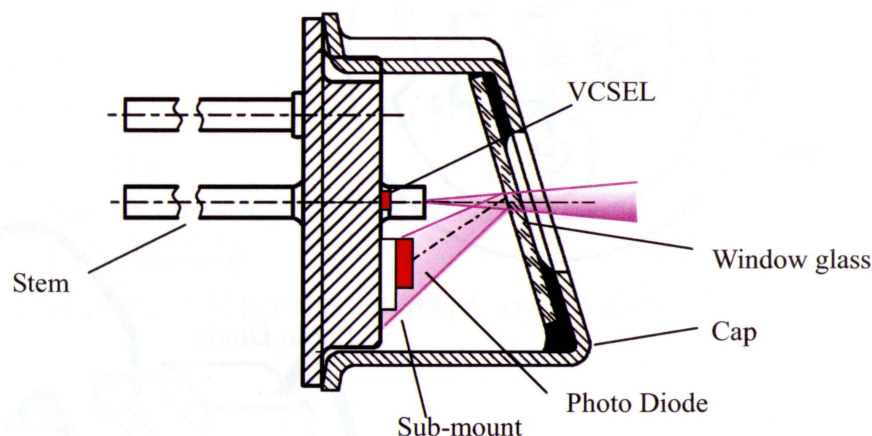


Fig.7.2 Cross-section diagram of TO-PKG

この構造で VCSEL の活性層から照射されたレーザ光は、透過率が設計された Cap にソーダガラスによって接着されたウィンドガラスを透過し測定対象物に到達する。

測定対象物表面で反射した戻り光は、再びウィンドガラスを透過して VCSEL の活性層に再注入されることによって自己結合効果による照射光の変化を生じさせる。また照射光の一部は、ウィンドガラスで反射し、同装された PD の感光面に入射される。

なお、VCSEL と PD は一般的なカソードコモン接続 (VCSEL-cathode Photo-diode anode common、Fig.7.3 参照) である。VCSEL 及び PD は、表面がアノード、裏面がカソードであるため、一般的には光源である VCSEL のヒートシンクとして VCSEL チップの裏面に配される Sub-mount は、汎用部品を用いてカソードコモン接続のパッケージを作製するために、Fig.7.4 ダイボンド・ワイヤボンドレイアウトに示すように PD の絶縁を目的として使用した。

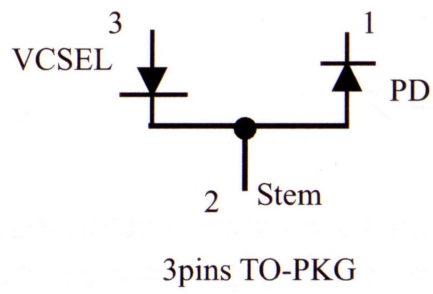


Fig.7.3 Pin layout of TO-PKG

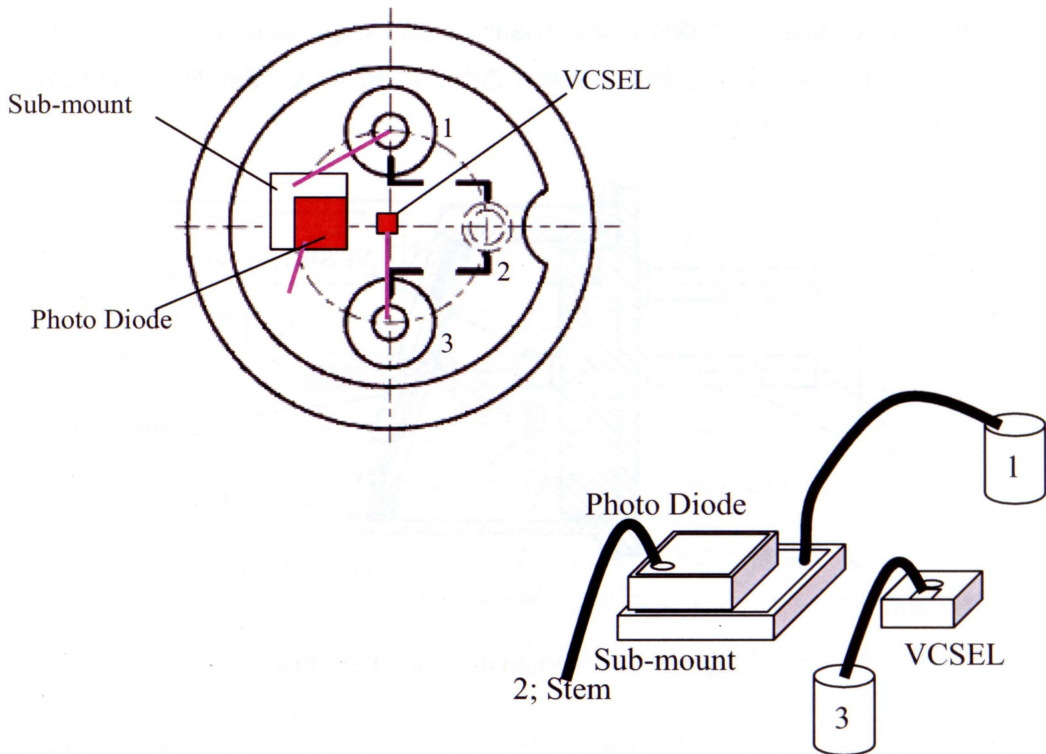


Fig.7.4 Layout of dies and wires

<VCSEL>

台湾の Litrax Technology 社製の発振波長が 850nm の Single mode VCSEL、C101 を用いた。
 なお波長特性及び LIV 特性(Light current-voltage characteristics)は第 2 章に記したのでここでは割愛する。主な特性は Table.7.1 の通りである。

Table.7.1 Specifications of single mode VCSEL C101

Parameter	Units	Minimum	Typical	Maximum	Condition
Output power	mW			1.0	$T_A=25^\circ\text{C}$
Threshold current	mA		3	6	$T_A=25^\circ\text{C}$
Beam Divergence(θ_{FWHM})	deg	6	8	10	$I_F=8\text{mA}, T_A=25^\circ\text{C}$
Spectral width	nm		0.1	0.2	$I_F=8\text{mA}$ $T_A=0\sim 60^\circ\text{C}$
Side mode suppression ratio	dB	20	30		$I_F=8\text{mA}$ $T_A=0\sim 60^\circ\text{C}$

<Photo Diode>

京セミ社製の Si Photo-diode で主な特性は以下の通りである。

受光面：540 μm x 540 μm

受光波長：530nm~1000nm (最大感度波長 820nm)

遮断周波数：8MHz (Minimum)

CV 特性：7.6pF@-5V、TO-PKG 状態での計測値 (Fig.7.5 参照)

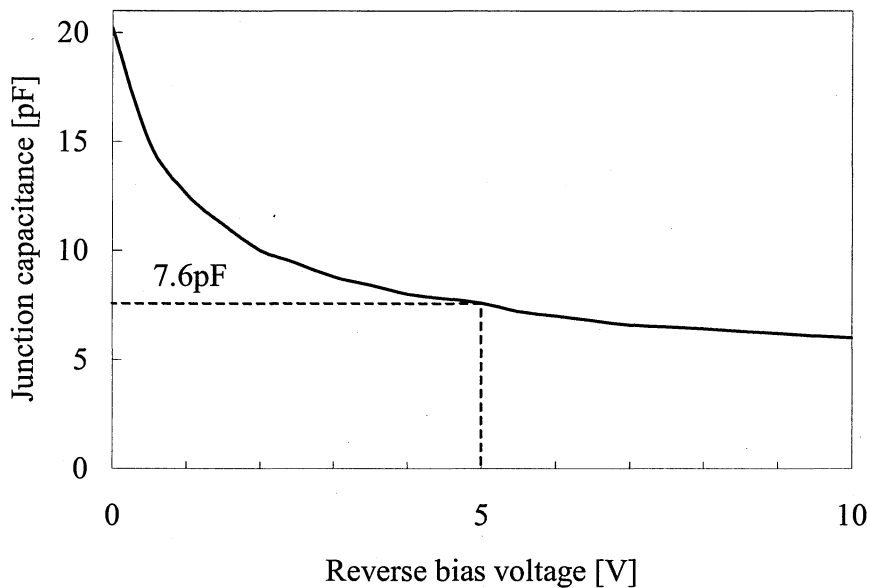


Fig.7.5 PD junction capacitance - reverse bias voltage characteristics

<Sub-mount>

トクヤマ社製の汎用の1mm角 ($t=0.2\text{mm}$) のSub-mountで、両面Ti/Pt/Auメタライズの熱伝導率 $200\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ 以上の窒化アルミニウム製である。

なお、Sub-mountは、一般的にレーザのヒートシンクとして用いられるが、本パッケージにおいてはPDの絶縁用途で使用している。

<Stem>

NEC-Schott社製TO-46/52用の3ピンのコバール製Stemで、内2ピンはハーメチックシール。1ピンはケース接続の汎用部品である。

<Cap>

Stemと同じくNEC-Schott社製TO-52規格のTilted window (17°) のCapで、ウィンドガラスの透過率は50% (830~870nm) の汎用部品である。

7.3 アナログ回路部

アナログ回路は、VCSELに変調された注入電流を与える投光回路と、PDの起電流からMHPを抽出する受光回路の2つで構成される。

2つの回路は1枚の4層基板上に配し、微小な信号を扱うことから、部品及び配線を表面の1層のみで行い、グランド・電源プレーンへの接続を除いてVIAを一切使用しない特殊なアートワークを施した。さらに全てのICの電源ピンは $0.1\mu\text{F}$ と $4.7\mu\text{F}$ のセラミックコンデンサ(バイパスコンデンサ)を介してグランドプレーンに接続することで極力信号帯域での低い配線インピーダンスを維持した。アートワークは、回路図に現れないものの微小信号を取り扱う自己結合型レーザセンサにおいて非常に重要で多くのノウハウを必要とするものであるが、ここでは参考に第1層の部品面のアートワークをFig.7.6に記すのみとする。なお、VCSELは基板中央部の4端子スルーホールに実装される。

投受光回路はレーザの特性を反映して設計されるため、先ず回路設計に掛かるVCSELの特性と仕様について以下に記す。投光回路の設計に必要な特性は、VCSELの注入電流・波長特性である。この特性によって自己結合型レーザセンサの距離分解能などを設計することができる。

レーザデバイスであるVCSELの波長特性は第2章に記したように式(2-6)で表すことができる。VCSELの波長特性は個々のチップ間でばらつきを有するが、波長特性を構成する各係数はVCSELを構成する材料やジオメトリによって決まるほぼ固有の値であるため、1つのVCSELの波長特性を代表値として問題ない。

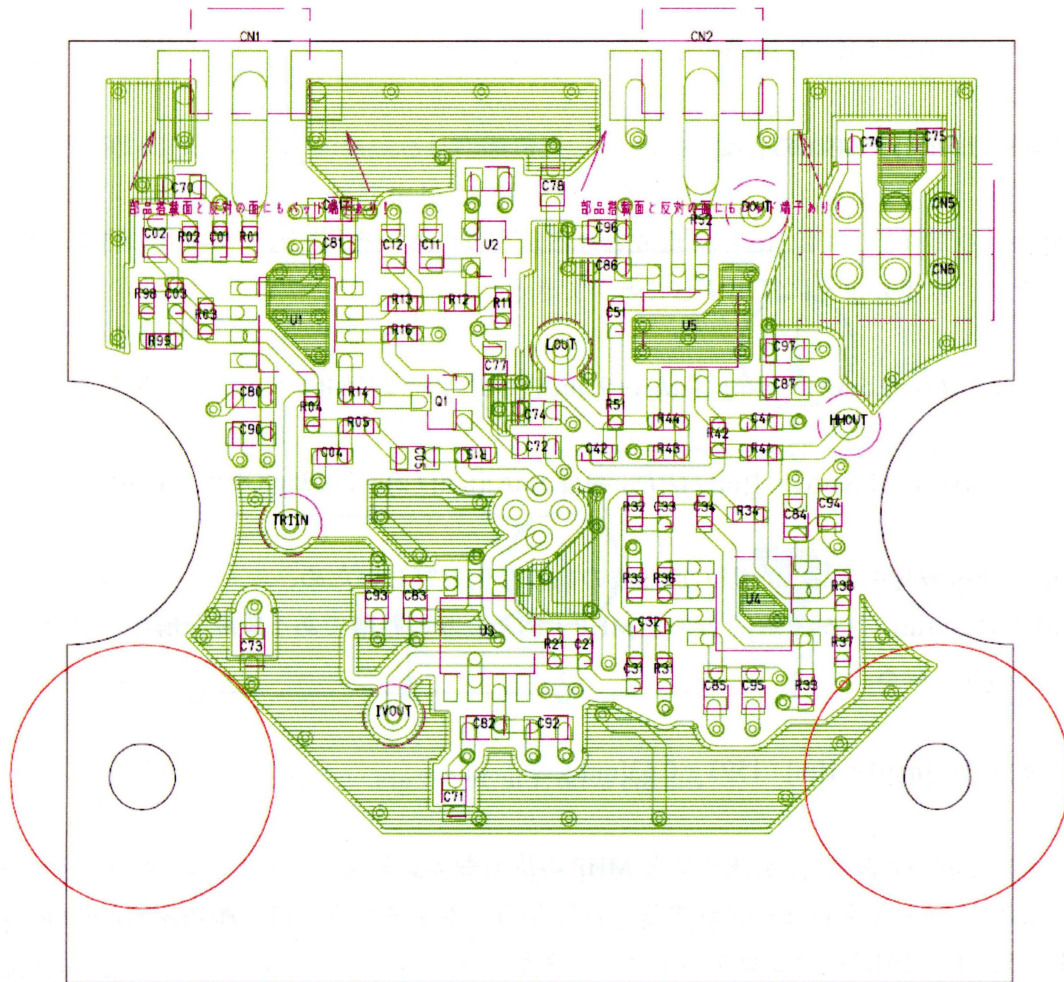


Fig.7.6 Artwork of analog circuits

$$\lambda \text{ [nm]} = (0.00062 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 0.272) \cdot I_{LD} \text{ [mA]} + 0.05282 \cdot T_A \text{ [}^\circ\text{C]} + 845.041 \dots\dots\dots (2-6)\text{再掲}$$

スペクトルは注入電流 I_{LD} のしきい値電流（最大値）6mA から最大定格電流 15mA（0～70°C）までシングルモード性を維持しているため（Fig.2.17 参照）、注入電流 I_{LD} のバイアスは最大定格電流としきい値電流の概ね中間の電流値である 10.5mA を注入電流のバイアス電流とした。

このとき、絶対距離 1m での距離計測において MHP 数は 1593 個（25°C）で MHP 1 個あたりの距離である距離分解能は 0.63mm である。距離計測では、ある距離での MHP 数は注入電流 I_{LD} の変調振幅に比例し、分解能は注入電流 I_{LD} の変調振幅に反比例する。

以下に上記、MHP 数と距離分解能の導出方法を記す。

注入電流 I_{LD} の最小値（9.5mA）及び最大値（11.5mA）における発振波長は式（2-6）を用いて算出する。

$$\lambda(I_{LD}=9.5\text{mA}) = 849.091 \text{ [nm]} \dots\dots\dots (7-1)$$

$$\lambda(I_{LD}=11.5\text{mA}) = 849.665 \text{ [nm]} \dots\dots\dots (7-2)$$

対象物との間（ここでは 1m）に形成される定在波の数はそれぞれ、半波長の含まれる数であるため、以下のように算出することができる。

$$\text{定在波数}(I_{LD}=9.5\text{mA}) = 1[\text{m}] / (\lambda(I_{LD}=9.5\text{mA})[\text{nm}] / 2) = 2355461.434\dots\dots (7-3)$$

$$\text{定在波数}(I_{LD}=11.5\text{mA}) = 1[\text{m}] / (\lambda(I_{LD}=11.5\text{mA})[\text{nm}] / 2) = 2353868.459\dots (7-4)$$

MHP の数は波長を変調した際の定在波の数の変化と等しいため、
MHP の数(@1m) = 1,593[個]となり、MHP 1 個あたりの距離である距離分解能は以下のように 0.63mm となる。

$$\text{距離分解能}[\text{mm}] = 1[\text{m}] / 1593 = 0.63[\text{mm}] \dots\dots\dots (7-5)$$

また、搬送波の周波数 f_{car} を決めると MHP の周波数 f_{mhp} が決まるため、その信号帯域を基に受光回路のフィルタ特性を設計することになる。本システムでは、搬送波周波数 f_{car} は 260Hz、521Hz、1042Hz と変更することができる。

以上の VCSEL の波長特性を基に以下のように大まかな仕様を定めた。

設計値

- VCSEL 注入電流：バイアス電流 10.5mA、変調振幅 1mA
- 測定値更新周期：2,084Hz（最大値）
- MHP 周波数：3.3MHz（最大値）

センサ仕様

- 最大測定距離：1m
- 絶対距離分解能：0.63mm
- 変位分解能：0.85 μm
- 速度分解能：1.8mm/sec

なお、この仕様は、自己結合型レーザセンサで計測できる一部の仕様であり、設計値と仕様との関係や導出方法などの記載は割愛する。

7.3.1 投光回路部

投光回路は、DSP ボードで生成された搬送波信号 V_{in} を電流に変換して VCSEL の注入電流 I_{LD} を与える回路である。簡略化した回路ブロックを Fig.7.7 に示す。

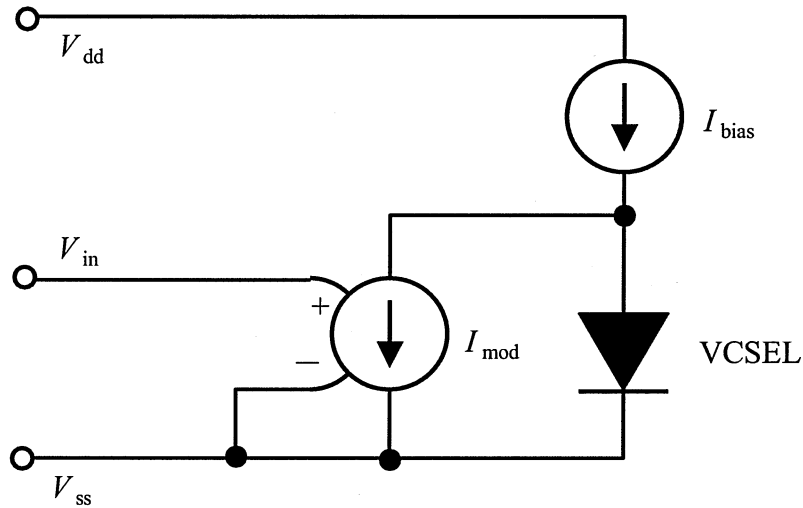


Fig.7.7 VCSEL drive circuits

VCSEL は FP 型レーザと比較すると ESD 耐性は強いが、ESD による VCSEL の故障及び特性劣化を防止するために、VCSEL 注入電流 I_{LD} は定電流源が与えるバイアス電流 I_{bias} から変調電流 I_{mod} をプッシュ・プルする回路構成とし、式(7-6)で表される。

$$I_{LD} = I_{bias} - I_{mod} \dots\dots\dots (7-6)$$

MHP は変調による光出力変化の概ね-60dB 程度の光強度振幅しかないため、最低でも注入

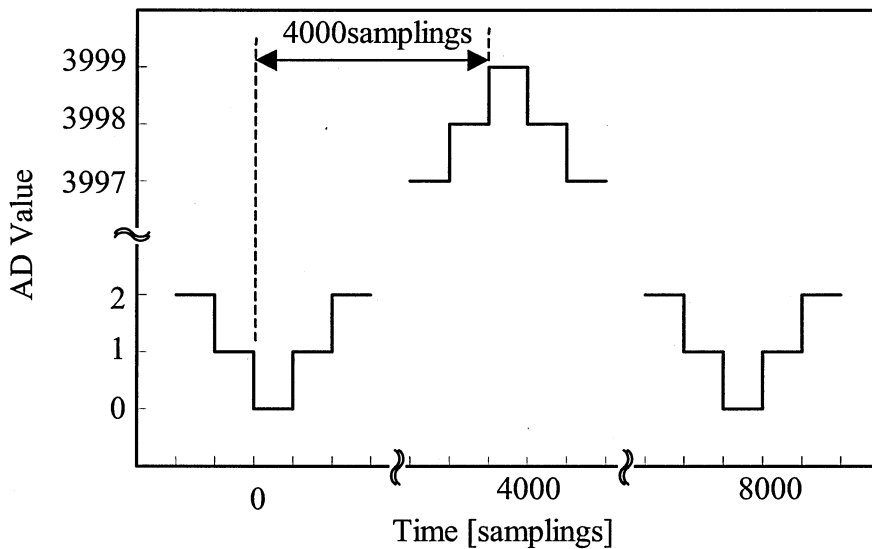


Fig.7.8 AD Value time chart

電流 I_{LD} に重畳する高周波ノイズは、変調電流 I_{mod} の -60dB よりも小さな値に抑える必要がある。変調電流 I_{mod} を与える DA コンバータは 12bit で搬送波の信号は Fig.7.8 のように全振幅 4000 階調の三角波であるため、端的には搬送波周波数の 8000 倍の周波数に振幅の -72dB の高調波が重畳する。

上述したとおり、VCSEL の注入電流 I_{LD} に重畳したノイズは直接 SN 比を低下させる原因となるため、投光回路の設計は、自己結合効果型レーザセンサにおいて重要な設計であるといえる。より詳しい投光回路部の回路ブロック (Fig.7.9 参照) を用いて説明する。

VCSEL の注入電流 I_{LD} は、ESD 対策の観点からバイアス電流 I_{bias} から変調電流 I_{mod} をプッシュ・プルする回路構成をとることを説明したが、高い SN 比を確保する上でもこの構成は有効な構成である。注入電流 I_{LD} をバイアス電流 I_{bias} と変調電流 I_{mod} に分けたことで、各電流を制御する帰還回路の動作点を固定することができ、帰還回路の非線形性などの影響を抑えることになる。

バイアス電流 I_{bias} は、抵抗 R_{bias} の電圧降下を基準電圧 V_{ref} に固定することで与える。高精度電圧リファレンス IC を用いて抵抗 R_{bias} に基準電圧 V_{ref} を与えることができるため、回路の電源 V_{dd} の変動に影響されない安定したバイアス電流 I_{bias} を得ることができる。変調電流 I_{mod} は、DA コンバータで与えられた $1V_{p-p}$ の三角波を AC カップリングでバイアス電流 I_{bias} と合成し、VCSEL に注入電流 I_{LD} として与える。三角波は $9V_{p-p}$ に増幅され、RC フィルタ (図中 V-I converter) で電流に変換されると同時に AC カップリングされるため、VCSEL の動作電圧に影響されない変調電流 I_{mod} を得ることができる。

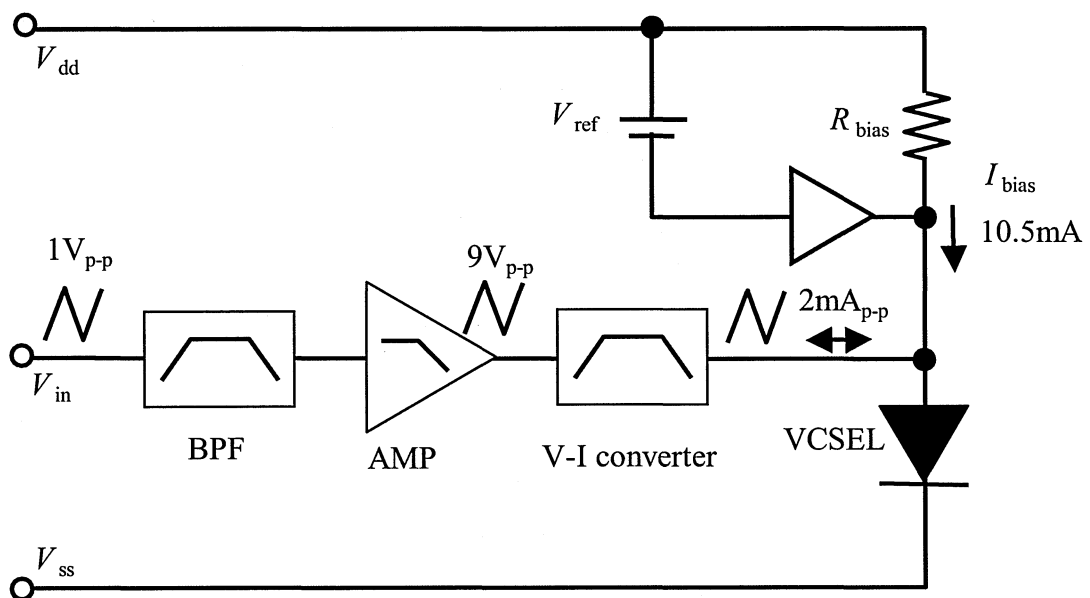


Fig.7.9 VCSEL drive circuits

7.3.2 受光回路部

受光回路の回路ブロックを Fig.7.10 参照に示す。受光回路は、TO Package の中に VCSEL と共に実装された Monitor photo diode (PD) の光起電流 I_{PD} をトランスインピーダンス回路 (図中 I-V converter) によって電流・電圧変換し、フィルタ回路によって搬送波除去と MHP を増幅する回路である。受光回路の出力は、出力信号として DSP ボード上に構成された AD コンバータへ SMA ケーブルを介して送られる。

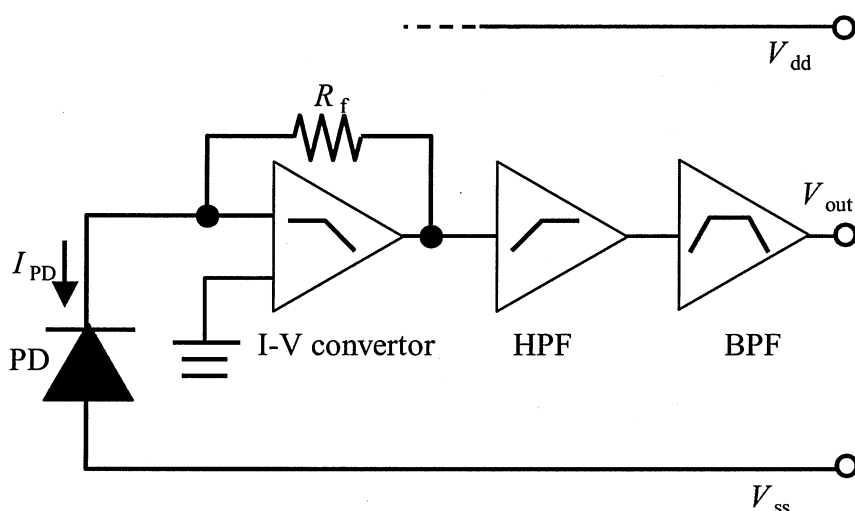


Fig.7.10 Receiver circuits

PD の光起電流 I_{PD} には、VCSEL の注入電流 I_{LD} の搬送波である三角波に対応した光起電流に MHP による照射光の増減に対応した光起電流変化成分が重畳している。その MHP による光起電流変化の振幅は搬送波による光起電流変化の -60dB 程度しかないため、電流・電圧変換回路としてトランスインピーダンス回路を用いた。トランスインピーダンス回路は帰還抵抗 R_f を大きくするほど熱雑音など光起電流に重畳しているノイズに対して SN 比の向上が期待されるが、注入電流 I_{LD} のバイアス電流 I_{bias} に対する光起電流が大きいと、帰還抵抗 R_f は概ね 10k Ω 程度とトランスインピーダンス回路としては小さな抵抗しか選択できない。雑音性能に影響を与える要素として帰還抵抗 R_f 以外に PD の寄生容量 (接合容量を含む) やオペアンプの入力容量がある。これらの容量成分が小さい FET 入力のオペアンプの採用と、小さな接合容量を持つ PD を TO PKG の中に実装することに加え、オートワークによって基板上の寄生素子成分を最小限にするよう工夫を施した。

Fig.7.11 に VCSEL 注入電流 I_{LD} と PD 光起電流 I_{PD} 特性を示す。光起電流 I_{PD} の最大値を仮に 550 μ A とした場合、トランスインピーダンス回路を構成するオペアンプの出力範囲が正電源 V_{dd} の 5V に対して 4.9V (負荷抵抗 1k Ω の場合) であるため、帰還抵抗 R_f は最大 8.2k Ω (オペアンプ最大出力 4.51V) である。電圧変換された MHP は、HPF で搬送波を除去され、BPF で帯域制限と増幅が行われる。なお、アンプのゲインはトータルで 50dB である。

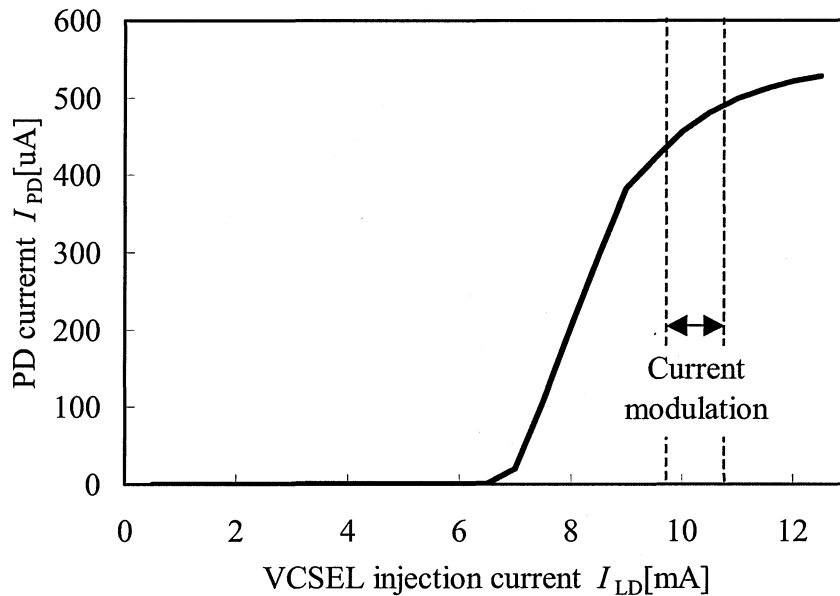


Fig.7.11 PD current I_{PD} – VCSEL injection current I_{LD} characteristics

7.4 デジタル回路部

搬送波生成と信号処理を担う部分は、固有の計測に対する仕様の最適化よりも汎用性・設計自由度を優先し、回路規模は増えるものの市販の評価ボードと PC を用いた。

7.4.1 DSP 評価ボード

DSP 評価用ボードには、TI (Texas Instruments) の DSP スターターキット (DSK) である TMS320C6416DSK を使用した (Fig.7.12 に構成図を示す)。この DSK に搭載されている DSP は、最も高性能とされるモデルで、FPGA、AD コンバータ及び DA コンバータを搭載した Signalware 社製拡張ボード (いわゆるドーターボード) である AED101 (Fig.7.13 に構成図を示す) を搭載して使用した。搭載されている FPGA、AD コンバータ及び DA コンバータの具体的な型番を記す。

- FPGA : Xilinx-XCV400E-6PQ240、130MHz、570k-systemgates、154k-bits RAM
- ADC : TI-ADS808Y、12Bit、70MHz-sampling
- DAC : TI-THS5661A、12Bit、125MSPS

システム全体の信号処理速度のボトルネックが PC と DSP 評価ボード間の通信（RC232C シリアル通信）で、最速通信速度が数 kbps であったため、システム開発当初の評価システムにおける DSP 評価用ボードの機能を「搬送波生成」「信号処理（2 値化処理、度数分布作製、計数補正）」とし、通信データ量を極力少なくする構成としたが、信号処理の自由度を持たせるために、「搬送波生成」「信号収集」機能に限定した。

具体的には、PC から DSP 評価ボードへの通信は、コンバータのクロックなどの設定条件と、搬送波データとしての 2bits の差分データ（2bits x 8000points）である。また DSP 評価ボードから PC への通信は、12bits 化した出力信号の AD 値（12bits x 8000points）である。

DSP 評価ボード上の FPGA は、PC から送られた 2bits の搬送波差分データから搬送波を生成すると共に、デジタル化された出力信号の生データである AD 値をメモリにストアした後 PC に転送する。

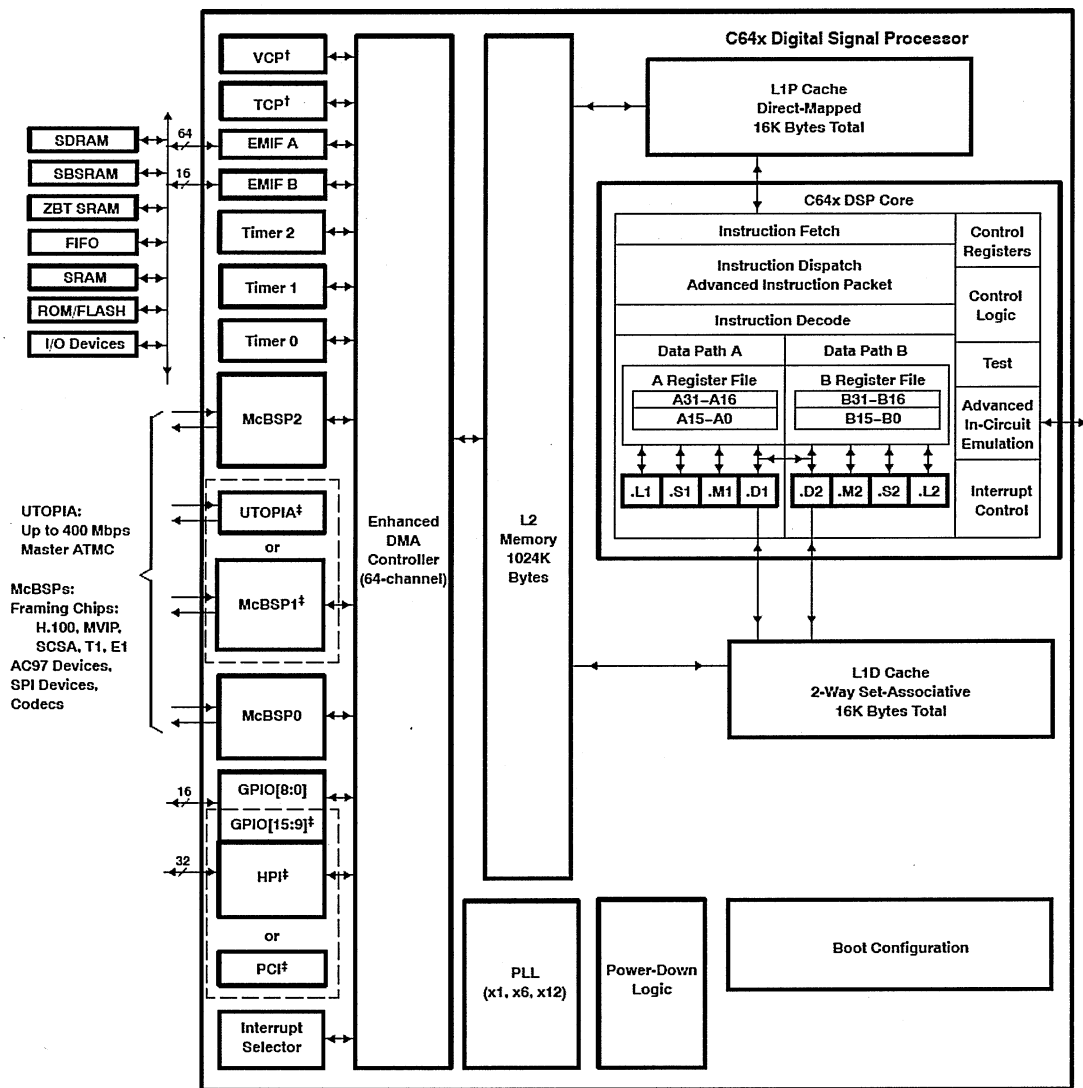


Fig.7.12 Block diagram for TMS320C6416DSK

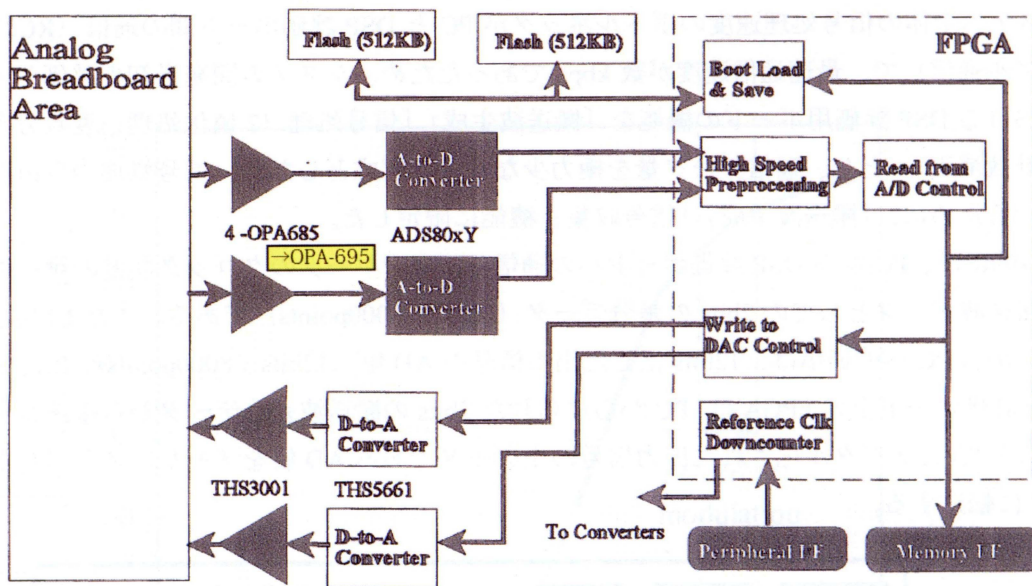


Fig.7.13 Block diagram for AED101

7.4.2 PC (パーソナルコンピュータ)

PCには、計測条件設定・信号処理及び結果表示を行うPCアプリとDSP評価ボードを制御するツールであるTIのCCS (Code Composer Studio) とが格納されている。なお、PCアプリはCCSのデバッグモード上で起動される。

Fig.7.14 及び Fig.7.15 に PC ツールのウィンドウ表示例を示す。なお、本論文に記載の信号処理と関連が小さい設定項目は記載しない。測定条件設定項目は以下の通りである。

- ・ 搬送波周波数 (図中 f_0 Hz) : 1042Hz、521Hz、260Hz
- ・ 搬送波データ中間値 : 0~4095 (三角波のバイアス値)
- ・ DAC-bit 数 : 12 bits、10 bits
- ・ ADC-bit 数 : 12 bits、10 bits
- ・ ADC-sampling 周波数 (図中 ADC fad) : 16M、8M [SPS]
- ・ Data-sampling delay (図中ディレイ) : 0/8、1/8、・・・、7/8[辺] (頂点部分からのサンプリング開始時間)
- ・ Data-sampling length (図中測定時間) : 1/8、2/8、・・・、7/8[辺]
- ・ High level hysteresis (図中 High) : 0~4095
- ・ Low level hysteresis (図中 Low) : 0~4095

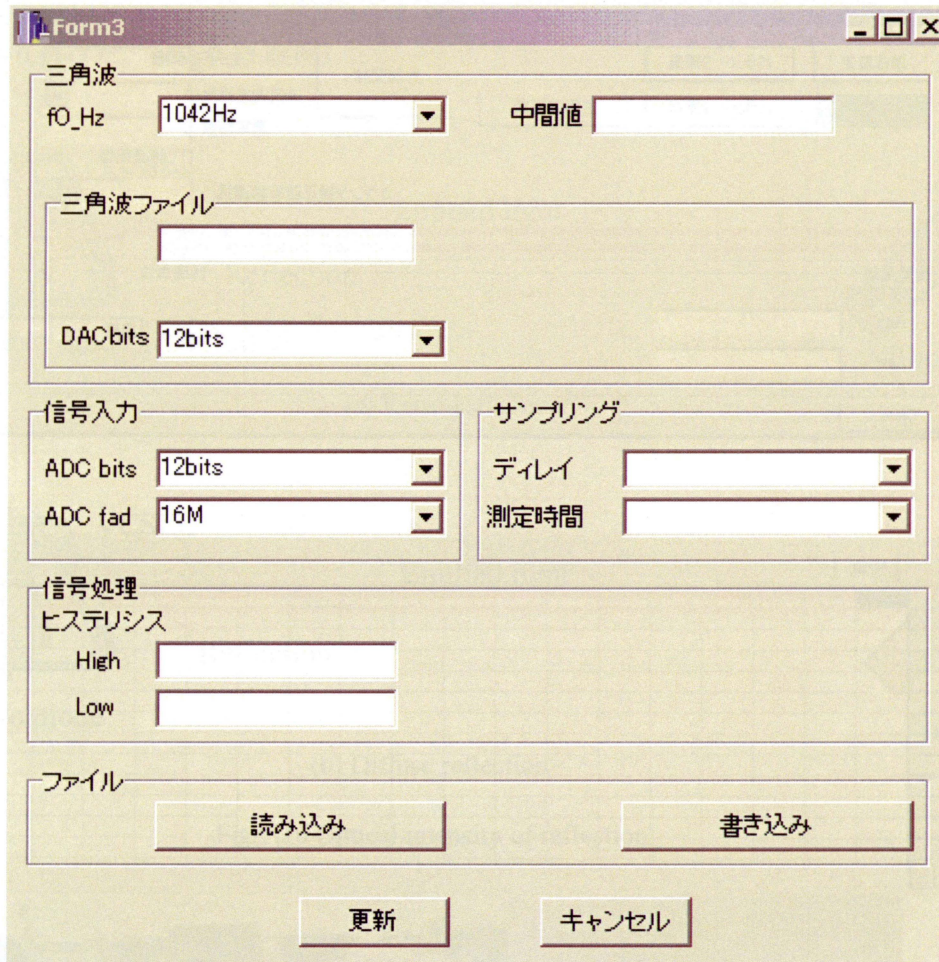


Fig.7.14 Setting window for ADC and DAC

信号処理設定は以下の通りである。

- ・ 測定モード (図中モード) : AD 値、シグナル周期、度数分布、信号計数値、平均信号計数値
- ・ 連続測定回数 : 1、2、4、8、16、32
- ・ 測定回数 : 1~連続
- ・ 計数補正基準値 (図中カウンタ補正基準値選択) : 最頻値、最大占有値
- ・ 計数単位 : 周期、ランレングス

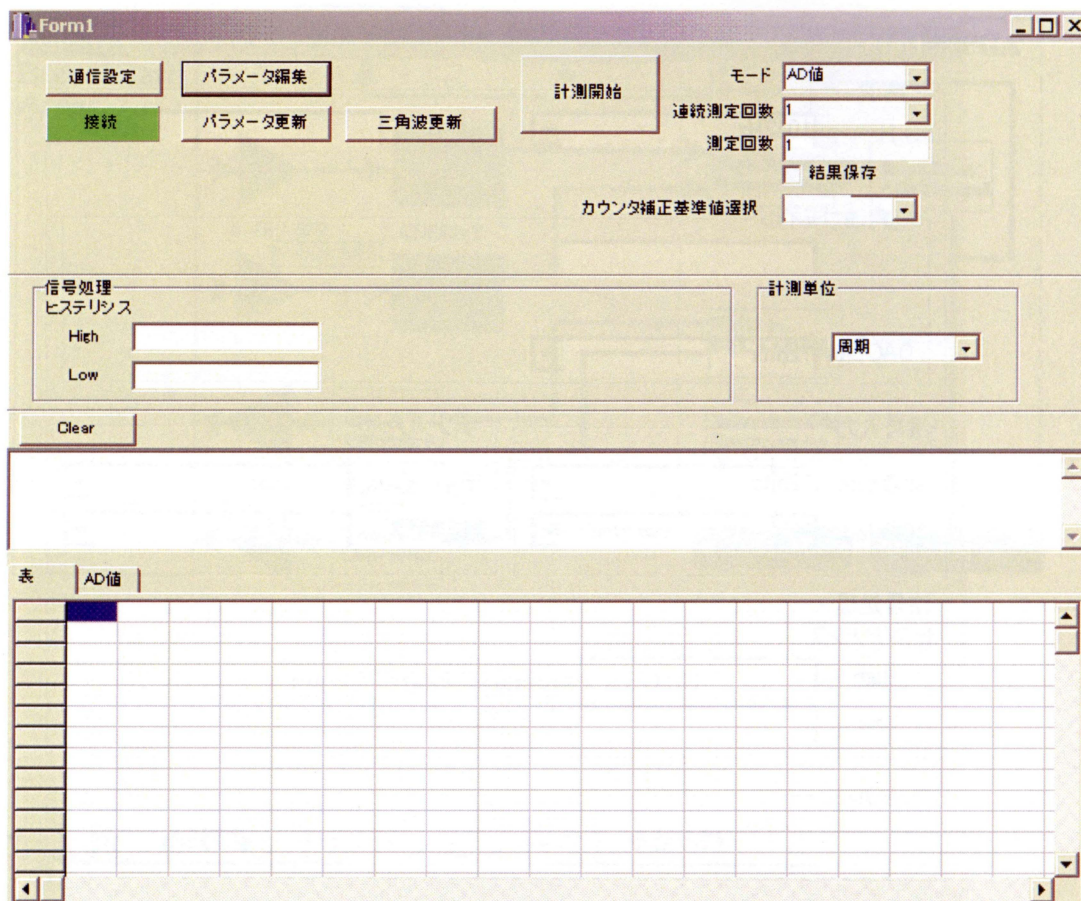


Fig.7.15 Signal processing setting and result display window

7.5 測定対象物

本論文における測定対象物について以下に記す。一般的に、自己結合型レーザセンサを始めとして反射型の光センサの測定対象物は、再帰性の反射テープを用いることが多い。再帰性反射テープはコーナーキューブ構造やビーズ構造を持ち、戻り光率（再帰反射率）がテープの法線と照射光の光軸の成す角度（入射角）に対する依存性が小さく、多くの光が光源の方向に戻る「再帰性反射」を有し、大きな戻り効率を確保できる（Fig.7.16(a)参照）。

しかし、本論文では、提案する信号処理のノイズに対する耐性を評価するために、戻り効率を低く抑えることでSN比が低下した状態での測定を行う必要性から、拡散反射テープを対象物として用いた。拡散反射テープは、反射率が照射光の光軸と観測者との成す角度（観測角）に対する依存性が小さく、広く光が拡散するため、戻り効率も入射角に対する依存性が小さくその値も小さく抑えることができる（Fig.7.16(b)参照）。

測定対象物である拡散反射テープは、絶対距離測定ではレール上に配したベンチキャリア

に接続した光学マウントに貼り付けた。振動測定では、スピーカのコーン紙のセンターキャップに貼り付けた。(Fig.7.17 参照)

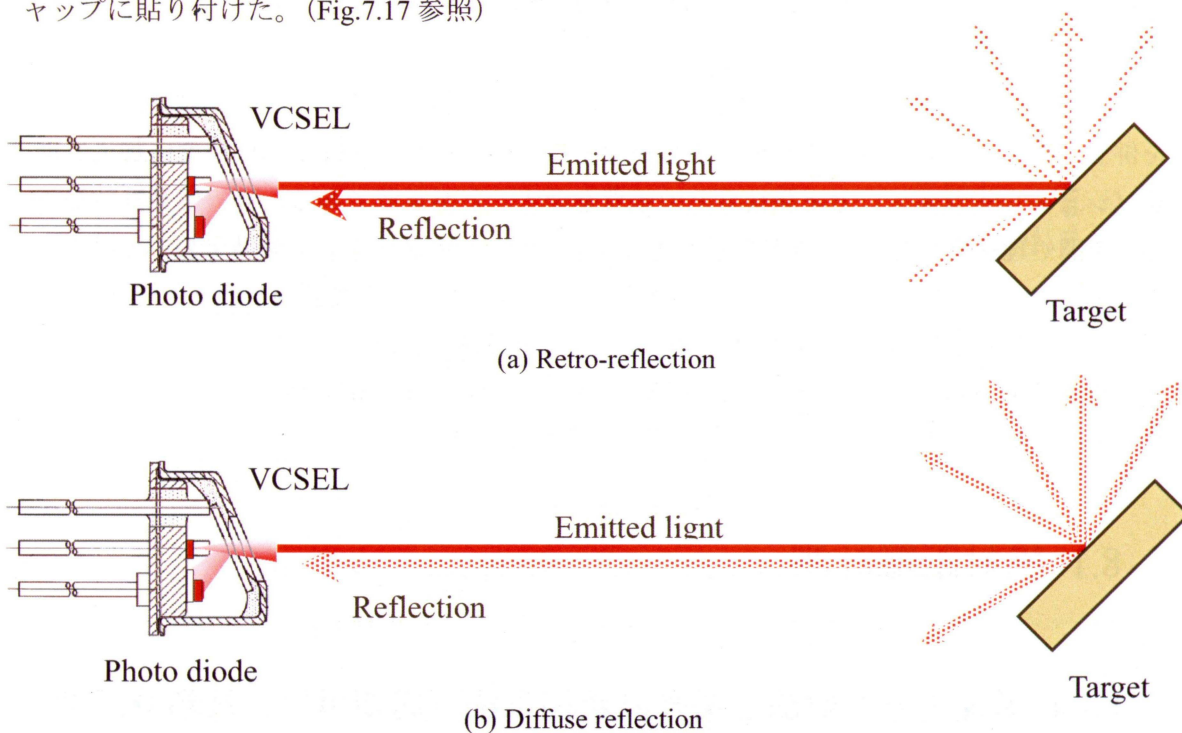


Fig.7.16 Optical intensity of reflection

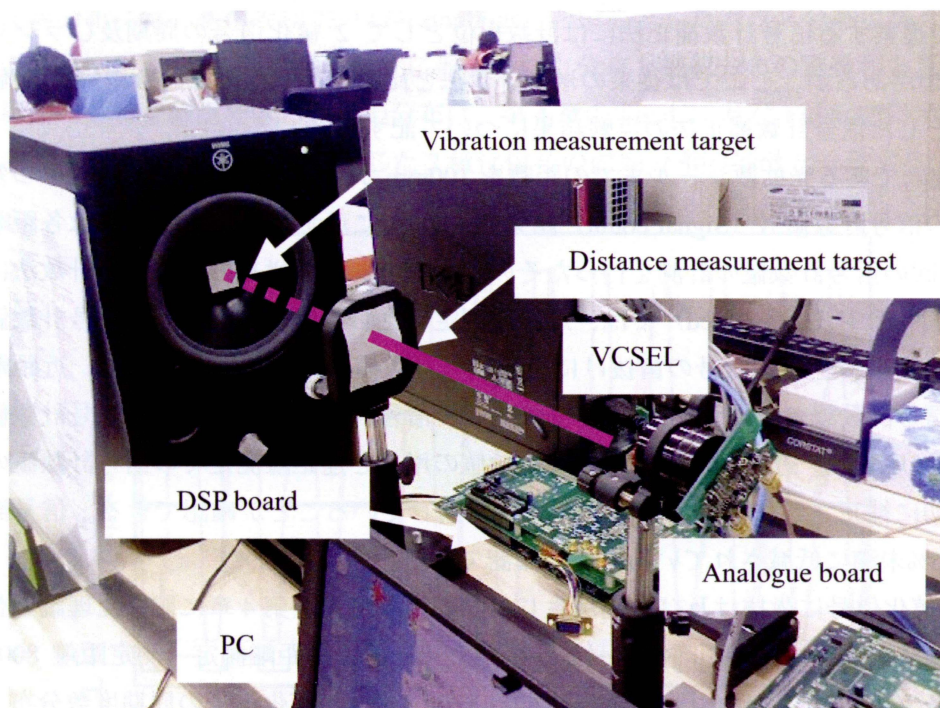


Fig.7.17 Setting of evaluation system

第8章 計測結果と考察

本章では、各信号計数補正法による物理量測定結果を一部シミュレーション結果との比較を併せて記す。本研究は信号処理方法を提案するものであり、物理量算出精度に加えて理論（シミュレーション）と実測結果との差異を示すことが重要であるため、信号計数補正法の間処理結果である 2 値化信号の度数分布についての評価を各実験結果の中で説明する。測定する物理量は、静特性として絶対距離、動特性として振動計測を取り上げる。

なお、信号計数値から物理量を算出する際、信号計数値と物理量との関係式での定数が温度や個々の VCSEL によって異なる値を持つため、物理量の算出値の精度ではなく、信号計数結果の精度を記す。

8.1 絶対距離計測

8.1.1 単純信号計数法と信号計数補正法（周期単位、最頻値基準）

の比較

本論文で提案する信号計数補正法には計数単位として 2 値化信号の周期及びランレングスの 2 種類があるが、ここでは従来の単純計数法と比較を行うために計数単位を 2 値化信号の周期とした信号計数補正法の実験結果について記す。

測定対象物である光拡散シールまでの距離を 100mm から 1300mm まで 50mm ずつ変化させたときの信号計数値 N (Signal count) 結果を Fig.8.1 に示す。信号計数値 N は各距離について 160 回の信号計数値の計測を行ったその平均値である。従来の単純信号計数法による信号計数値（図中 Uncorrected）では、近距離測定で生じる信号分割による信号計数値の増加と遠距離測定で生じる信号の歯抜けによる信号計数値の減少が確認できる。近距離、遠距離での信号計数誤差は最大で 20%程度である。信号計数値補正法による信号計数値（図中 Corrected）では、近距離測定での信号計数値の増加と遠距離測定での信号計数値の減少が概ね適切に補正され、信号計数値が距離に比例していることが確認できる。信号計数誤差も最大 5%未満に低減されていることが確認できる。

次に、2 値化信号に歯抜け及び分割が生じた際の周期分布が第 4 章に記した理論と合っているかを確認するために近距離測定（測定距離 150mm）、遠距離測定（測定距離 800mm）の出力信号 V_{out} とその 2 値化信号（Fig.8.2 及び Fig.8.4）、2 値化信号の周期度数分布（測定回数 24 回の合計、Fig.8.3 及び Fig.8.5）を示す。なお、計測システムにおけるデータ収集モードの違いのため、Fig.8.1 で用いた 2 値化信号とは異なる計測データである。

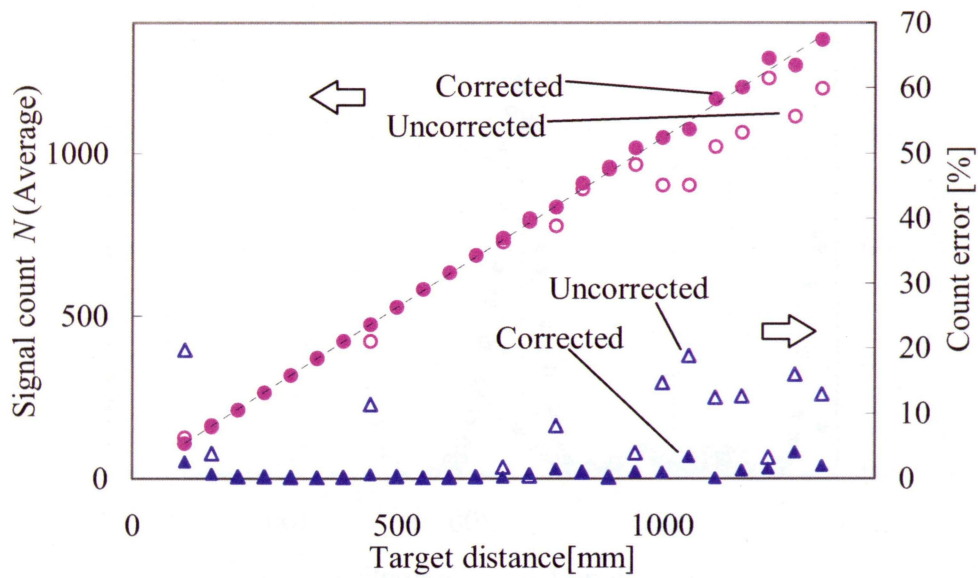


Fig.8.1. Signal count N and count error versus target distance
 Signal count N is the average of 160 measurements

先ず、近距離測定（測定距離 150mm）での実測値と理論との比較を行う。Fig.8.2 に示す出力信号 V_{out} から MHP に重畳したノイズによる信号の分割（図中矢印で示す）を確認することができる。なお、2 値化処理のしきい値は図中に黒線で示す。Fig.8.3 に示す 2 値化信号の周期度数分布には、基準周期 T_0 (174samplings) を中心としたガウス分布に加えて、信号の分割によって生じた $T_0/2$ を軸に対称に形成された分布と幾何分布の重畳和と見られる短い信号周期の分布を確認できる。この分布は、第 4 章の Fig.4.21 及び Fig.4.22 に示した中程度のノイズが重畳した時の分割が生じた 2 値化信号の周期分布の特徴と一致する。

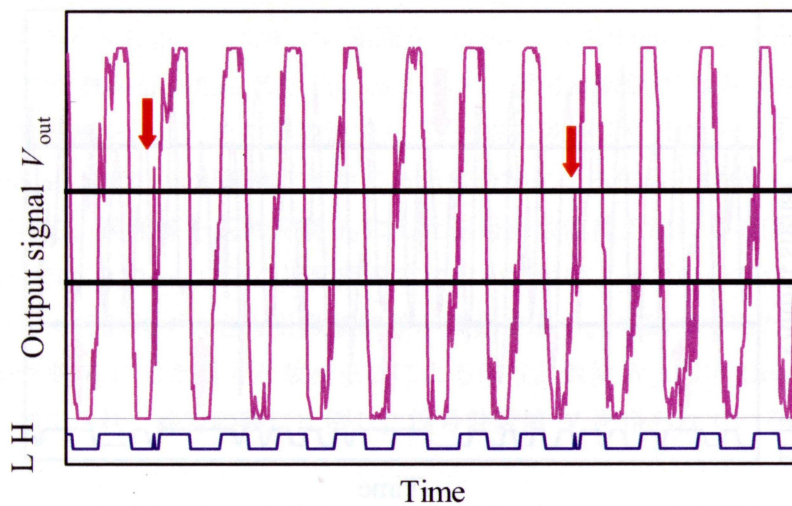


Fig.8.2 Output signal V_{out} and binarized signal for MHP with splits
 Measurement distance 150mm

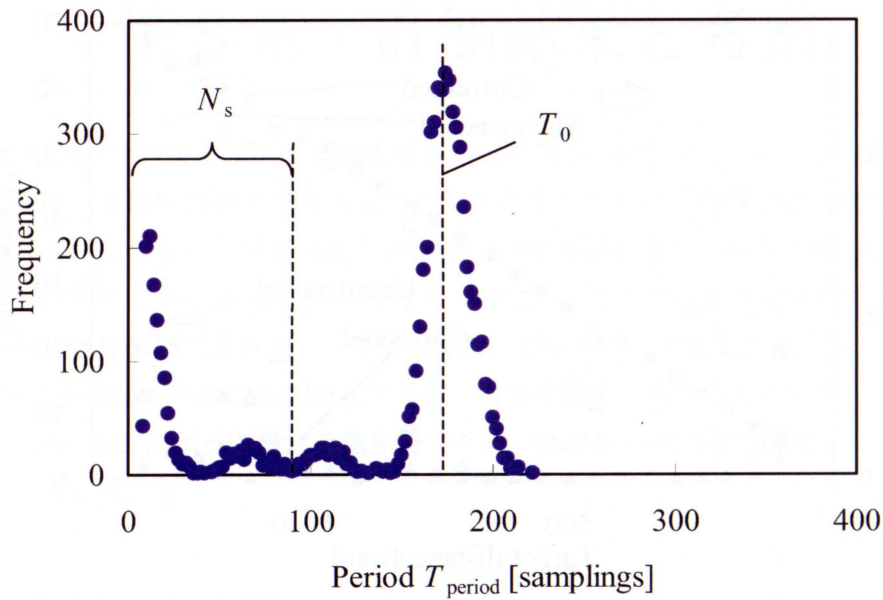


Fig.8.3 Frequency distribution of signal period T_{period} for short-range measurement
(Target distance 150mm and 24 measurements)

次に、遠距離測定（測定距離 800mm）での実測値と理論との比較を行う。Fig.8.4 に示す出力信号 V_{out} から MHP に重畳したノイズによる信号の歯抜け（図中矢印で示す）を確認することができる。Fig.8.5 に示す 2 値化信号の周期度数分布には、基準周期 T_0 (34samplings) を中心としたガウス分布に加えて、信号の歯抜けによって生じた基準周期 T_0 の整数倍を中心としたガウス分布を確認できる。この分布は、第 4 章の Fig.4.18 に示した中程度のノイズが重畳した時の歯抜けが生じた 2 値化信号の周期分布の特徴と一致する。

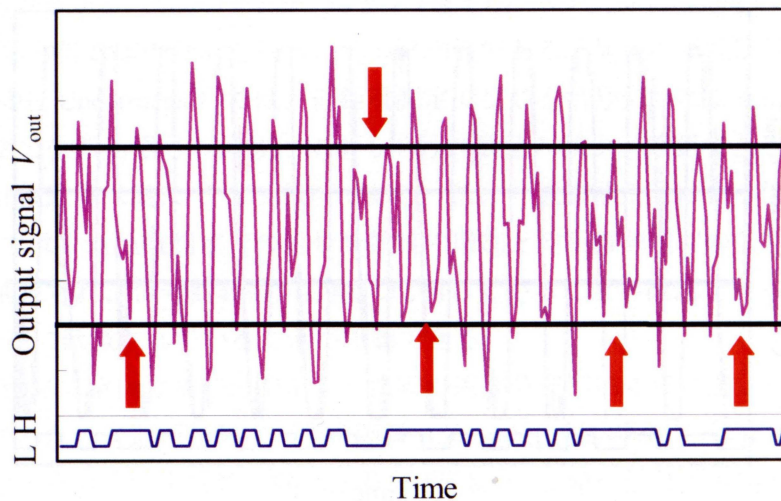


Fig.8.4 Output signal V_{out} and binarized signal for MHP with snags
Measurement distance 800mm

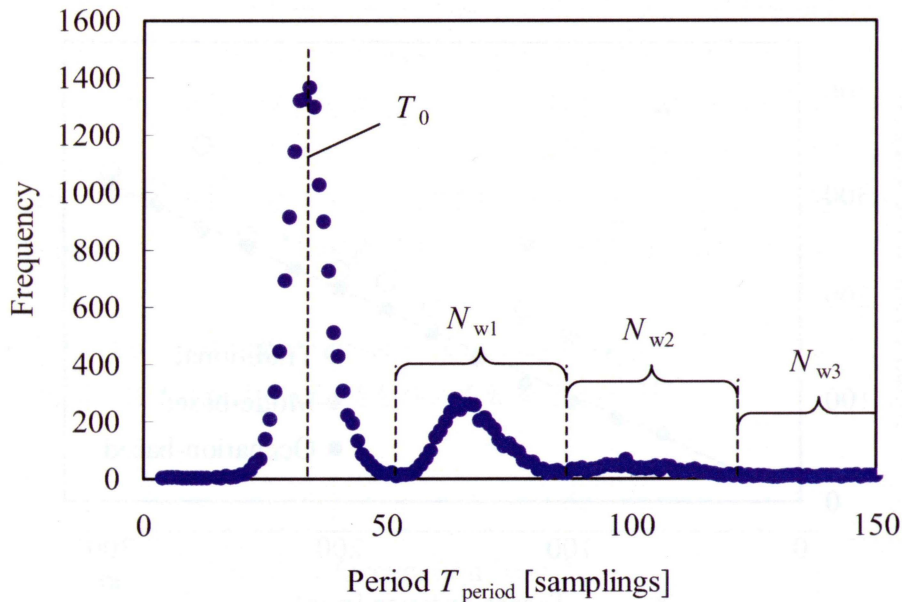


Fig.8.5 Frequency distribution of signal period T_{period} for long-range measurement
Target distance 800mm and 24 measurements

8.1.2 信号計数補正法（周期単位）における基準周期選択方法の比較

本論文では、基準周期の選択方法として最頻値に加えて、階級値と度数の積が最大となる階級値である最大占有値を提案した。ここでは 2 種類の基準周期選択方法による違いが顕著に現れるごく近距離での実験結果について記す。

測定対象物である光拡散シールまでの距離を 60mm から 300mm まで 20mm ずつ変化させ信号計数値 N の計測を行った結果を Fig.8.6 に示す。信号計数値 N は各距離について 32 回の信号計数値の計測を行ったその平均値である。従来の単純信号計数法による信号計数値 N (図中 Traditional) では、近距離測定で生じる信号分割による信号計数値 N の増加が全測定範囲で確認できる。最頻値を基準周期 T_0 にした信号計数値補正法による信号計数値 N (図中 Mode-base) では、120mm 以下の近距離測定において短いノイズの分布が最頻値となり、計数補正が正しく行われず大きな計数値誤差が確認できる。本論文で新たに定義した最大占有値を基準周期 T_0 にした信号計数値補正法による信号計数値 N (図中 Occupation-base) では概ね適切に補正され、絶対距離に比例した信号計数値 N を得られていることが確認できる。

測定距離 100mm での実測値と理論との比較を行う。Fig.8.7 に示す出力信号 V_{out} とその 2 値化信号から MHP に重畳したノイズによる数多くの信号の分割を確認することができる。

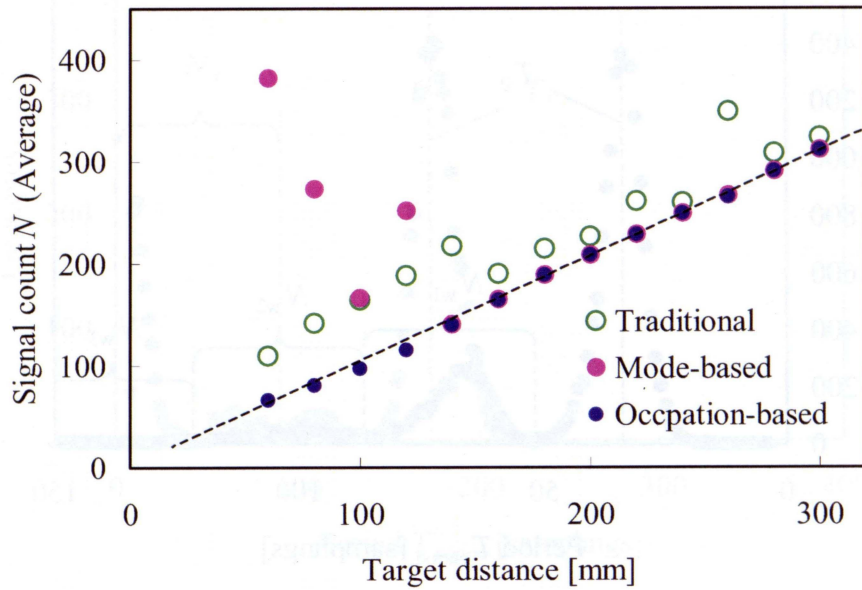


Fig.8.6 Signal count N (Signal count N is the average of 32 measurements)

2値化信号の周期の度数分布を Fig.8.8 に示す。なお、度数及び占有値は32回行った測定での和を用いた。最頻値と最大占有値が異なることを確認するために、Fig.8.8 には度数に加え占有値を併せて示す。なお、計測システムにおけるデータ収集モードの違いのため、Fig.8.6の信号計数値とは異なる測定データである。

度数 (図中青丸) に注目すると、MHP の周期と考えられる階級 (70samplings) を中心にガウス分布とともに信号分割で生じたと思われる MHP 周期の半分の階級 (35samplings) を

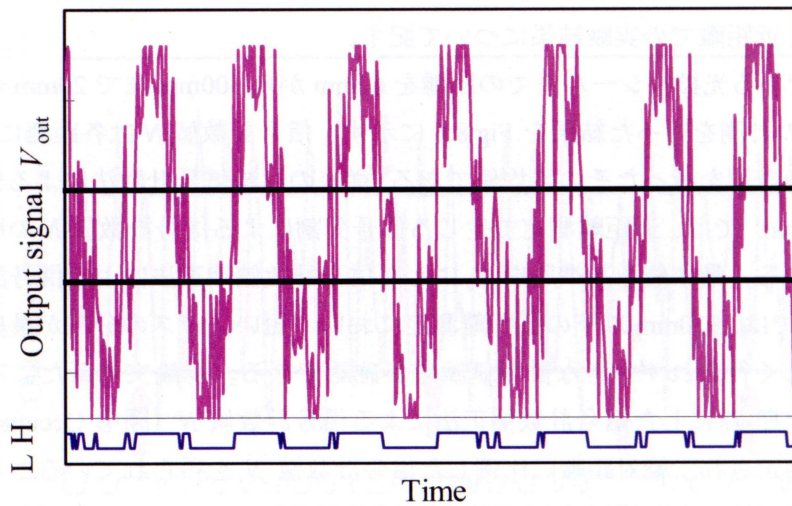


Fig.8.7 Output signal V_{out} and binarized signal for MHP with splits
Measurement distance 100mm

軸に対称な分布と短い長さの階級での分布が確認できる。度数の最頻値を基準周期 T_0 とした場合、短い長さのノイズが分布する階級が基準周期 T_0 になってしまうが、占有値（図中赤丸）が最大である最大占有値を基準周期 T_0 とした場合、MHP の周期と考えられる階級と概ね一致することが分かる。Fig.8.8 に示す分布は、第 4 章の Fig.4.25 に示した大きなノイズが重畳した時の分割が生じた 2 値化信号の周期分布の特徴と一致する。短い階級の分布は幾何分布の重畳和であるか判断は困難であると考えるが、概ね理論に沿った分布であることが確認できる。

なお、最大占有値の半分の階級（35samplings）は計数補正のしきい値であり、この周辺に分布する度数は、信号計数補正に誤差を与える要素となる。

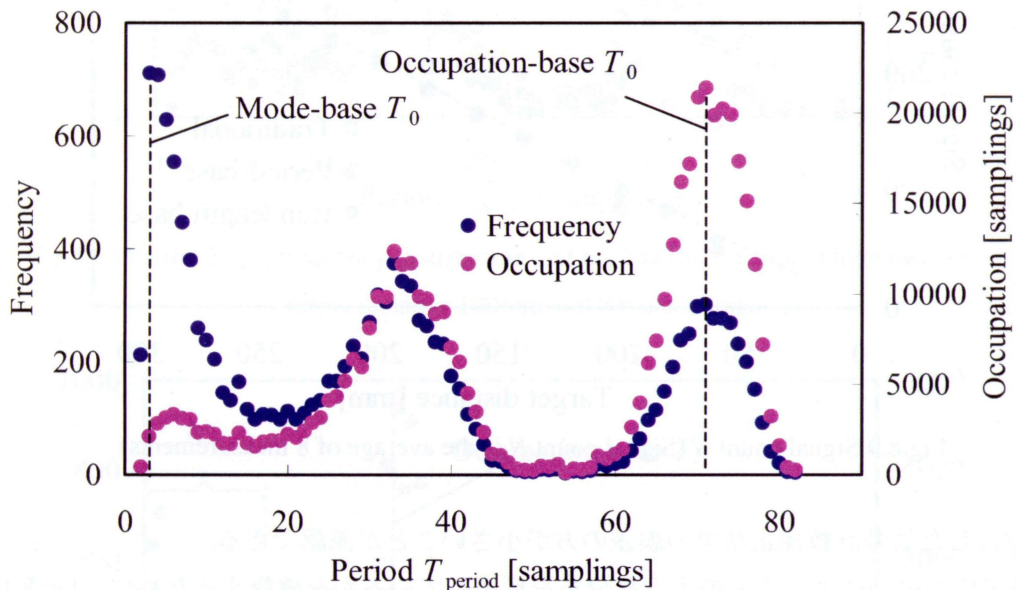


Fig.8.8 Frequency distribution and occupation for short-range measurement
(Target distance 100mm and 24 measurements)

8.1.3 最大占有値を基準とした信号計数補正法における計数単位の比較

計数単位の選択方法として周期とランレングスの 2 種類があるが、ここでは 2 種類の計数単位による違いが顕著に現れるごく近距離での実験結果について記す。

前項での測定と同じく測定対象物である光拡散シールまでの距離を 60mm から 300mm まで 20mm づつ変化させ信号計数値 N の計測を行った結果を Fig.8.9 に示す。ただし、計測システムにおけるデータ収集モードの違いのため、測定データは前項で用いたものと異なる

測定データ、信号計数値は各距離について8回の信号計数値の計測を行ったその平均値で、ランレングスを計数単位とした計数値（図中 Run length-base）は周期単位での計数値（図中 Period-base）と比較できるように計数値を1/2倍している。

従来の単純信号計数法による信号計数値 N （図中 Traditional）と比較すると最大占有値を基準にして補正を行った信号計数値 N は、いずれの計数単位での結果でも誤差の低減が確認できるが、周期単位とランレングス単位を比較すると、若干であるがランレングスを計

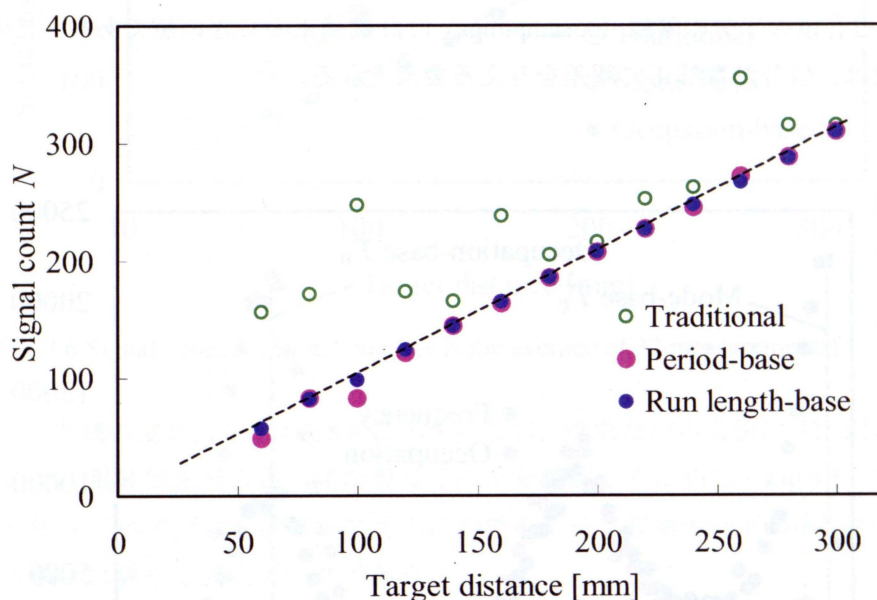


Fig.8.9 Signal count N (Signal count N is the average of 8 measurements)

数単位にした信号計数補正結果の誤差の方が小さいことが確認できる。

計数単位の違いによってどのような分布を形成しているかを確認するために、Fig.8.10 に周期を計数単位とした場合の度数分布、Fig.8.11 に同じ測定データを用いたランレングスを計数単位とした場合の度数分布をそれぞれの占有値と共に示す。測定距離が100mmで、度数及び占有値は8回行った測定での和を用いた。なお、計測システムにおけるデータ収集モードの違いのため、Fig.8.9の信号計数値とは異なる測定データである。

周期を計数単位とした度数分布である Fig.8.10 に注目すると、信号計数補正に誤差を与える要素となる最大占有値の半分の長さの階級付近の分布が確認できる。それに対して、ランレングスを計数単位とした度数分布である Fig.8.11 では、Fig.8.10 で確認できる3つの分布が、最大占有値を中心とした分布と短い幾何分布の2つに変化することが確認できる。補正のしきい値である最大占有値の半分の長さの階級付近での度数が少ないことが信号計数補正の誤差低減に寄与する。

これらの分布は、第4章の Fig.4.25 及び Fig.4.26 に示した大きなノイズが重畳した時の分割が生じた2値化信号の周期分布とランレングス分布の特徴と一致する。Fig.8.10の短い階

級の分布は幾何分布の重畳和であるか判断は困難であると考えるが、Fig.8.11の短い階級の分布は概ね幾何分布であると判断でき、理論に沿った分布であることが確認できる。

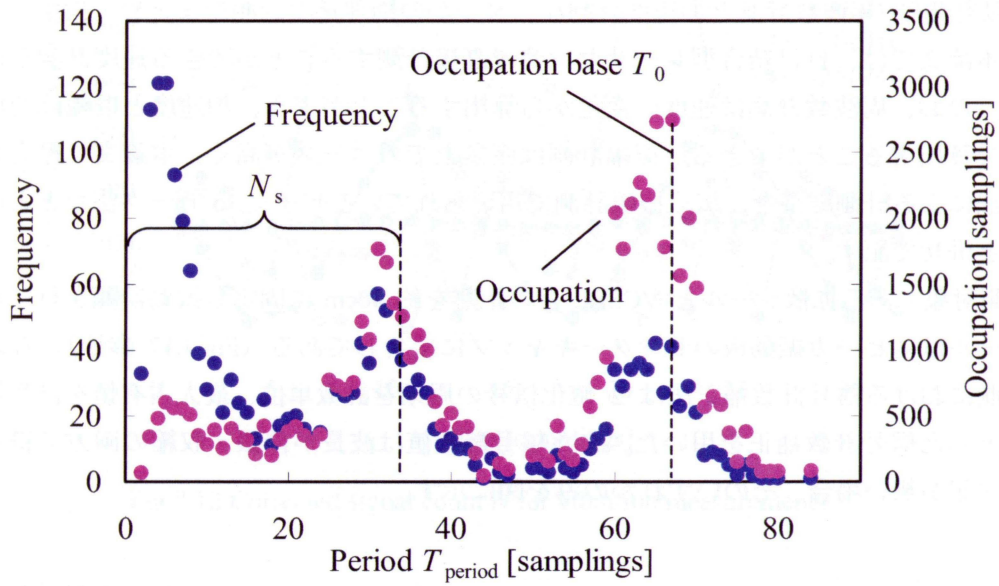


Fig.8.10 Period T_{period} frequency distribution and occupation for short-range measurement (Target distance 100mm and 8 measurements)

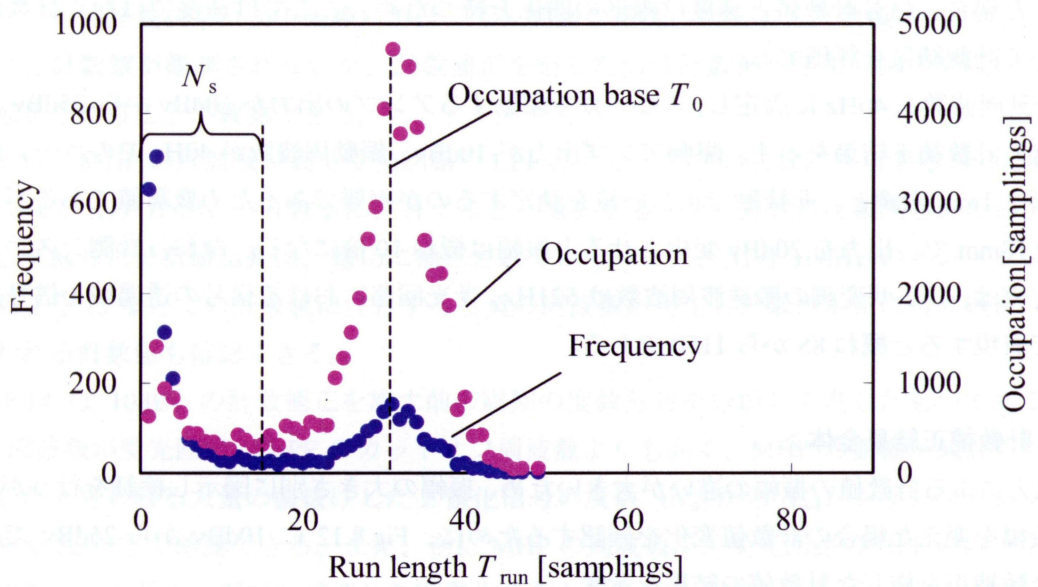


Fig.8.11 Run length T_{run} frequency distribution and occupation for short-range measurement (Target distance 100mm and 8 measurements)

8.2 振動計測

振動計測は、周波数計測と加速度計測など幾つかの物理量の計測をまとめて指すことが多い。本論文では、自己結合型レーザセンサで直接計測することができる速度計測を取り上げる。なお、周波数計測は速度の変化から算出することができ、加速度と振幅は速度の微積分で算出することができる。振幅計測は産業上でのニーズが高く、本論文で提案した算出方法による計測結果を、広く振幅計測で用いられているピーク to ピーク法などとの比較結果と併せて記す。

計測対象である拡散シールと VCSEL との距離を約 40cm に固定し振動計測を行った。拡散シールはスピーカ振動板のセンターキャップに接着してある (Fig.7.17 参照)。なお、振動計測における信号計数補正法は 2 値化信号の周期を計数単位、最大占有値を計数補正の基準とした信号計数補正を用いた。また信号計数値は波長が伸張・収縮の両方で得られるが、注記が無い場合、そのいずれかのみを図に示す。

8.2.1 速度計測

速度は式(3-34)に信号計数値を代入することで求めることができ、VCSEL を一定条件で駆動した場合、信号計数値と速度は線形の関係を持つため、ここでは速度ではなく計数値を用いて計測結果を評価する。

振動周波数を 40Hz に固定し、スピーカを駆動するアンプの出力が 10dBv から -25dBv までの信号計数補正結果を示す。駆動アンプ出力が -10dBv、振動周波数が 40Hz でのコーン紙の振幅は 1mm 未満と、非接触で正しい値を測定するのが困難であるため概算値であるが、概ね 0.18mm で、出力を 20dBv 変化させると振幅は概ね 10 倍になる。なお、計測システムの設定値は、レーザ変調の搬送波周波数は 521Hz、受光回路における信号の透過域を信号計数値で表現すると概ね 85 から 1150 である。

<計数補正結果全体>

出力による計数値の振幅の違いが大きいため、振幅の大きさ別に図示し検証を行うが、振動振幅を変えた場合の計数値変化を確認するために、Fig.8.12 に 10dBv から -25dBv での信号計数補正を施した計数値の結果を示す。

信号計数値は、レーザから測定対象物までの絶対距離に対応した計数値 N_L (概ね 470) をバイアスにして、5dBv 及び 10dBv の計数値で見られる負の計数値に相当する部分を除くと速度に比例した偏差を持ち、概ね単振動の関数である正弦関数が得られている。同時に、計数値 N_L からの最大変位に注目して 10dBv と -10dBv での計数値を比較すると概ねアンプの出力に比例した 20dB (10 倍) であることが確認できる。

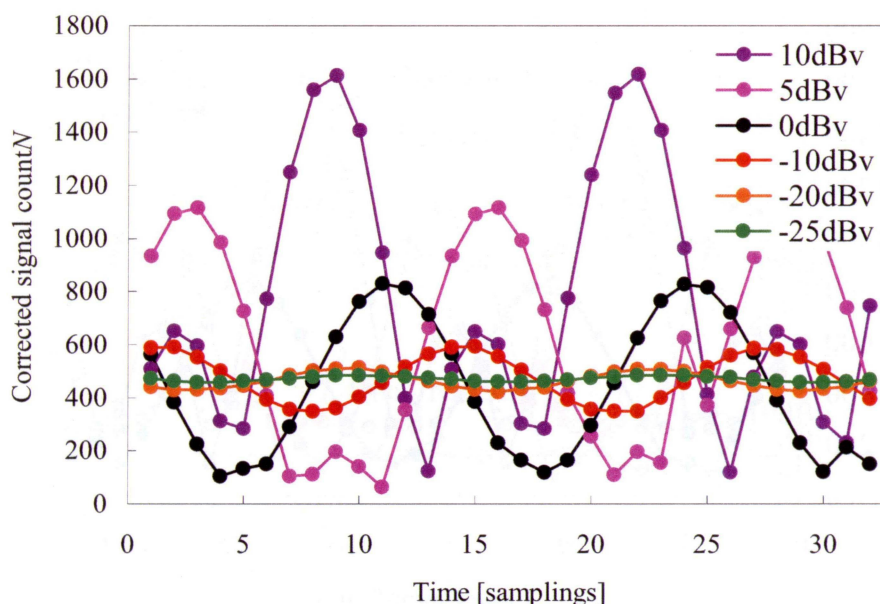


Fig.8.12 Corrected signal count N for vibration measurements

<大振幅 (0dBv 以上) >

速度振幅が大きいため MHP の周波数帯域が受光回路のフィルタの帯域に収まらない 0dBv 以上の計数結果を Fig.8.13 に記す。なお、計数結果は Fig.8.12 で使用したのと同じである。単純計数結果 (図中破線) では、受光回路の帯域に相当する計数值 (図中黒点線) を越えた計数值が観測されないが、計数補正を施した信号計数補正結果 (図中実線) は適切に補正されることが確認できる。

具体的に MHP の周波数が高く受光回路の LPF のカットオフ周波数に相当する $N=1150$ 以上の領域で出力 10dBv の計数值に注目すると、補正を施さない計数值は観測されないが計数補正を施した計数值結果は、適切に補正されている。また、出力 10dBv のサンプリングの時間 2 や 15 などでの計数值に注目すると負の周波数が発生し計数值が正に折り返されたと思われる計数值も確認できる。

Fig.8.14 は 10dBv の計数補正を施す前の周期の度数分布を分類して表したものである。MHP 周波数が受光回路の LPF のカットオフ周波数よりも高く、MHP の振幅が減衰した結果生じたと思われる大量の歯抜けした 2 値化信号の度数 (N_{w1} から N_{w4}) がサンプリングの時間 9 や 22 など確認できる。また、逆に MHP の周波数が、受光回路の HPF のカットオフ周波数よりも低く、振幅が減衰した結果生じたと思われる分割による短い周期の度数 N_s の増加も確認できる。

Fig.8.14 に示した最大占有値を基準として歯抜けで生じた信号と分類された度数と、分割で生じた信号と分類された度数と、Fig.8.13 での信号計数補正を施した計数值結果を併せて評価すると、信号計数補正法は受光回路の帯域を原因とした計数誤差を含めて適切に計数值を補正されることが確認できる。

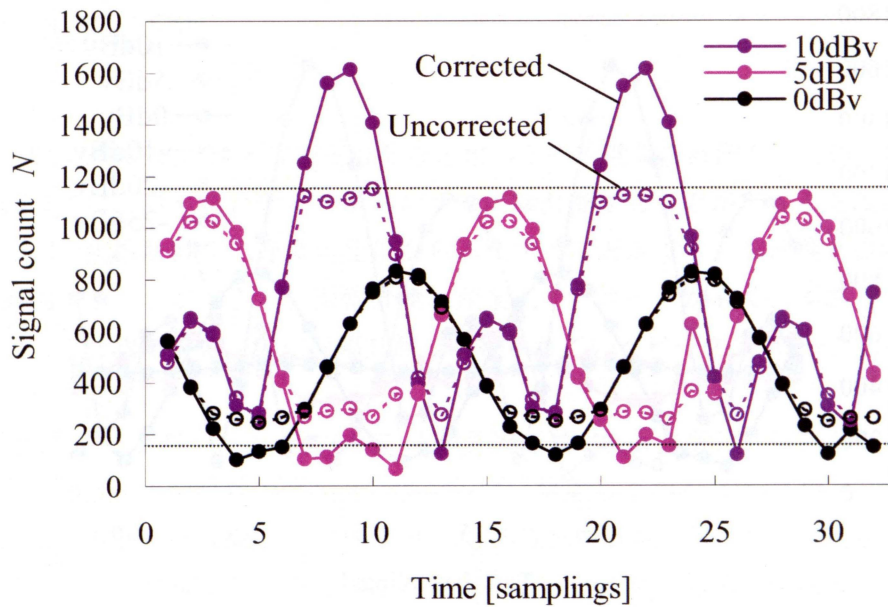


Fig.8.13 Signal count N for large amplitude vibration measurements

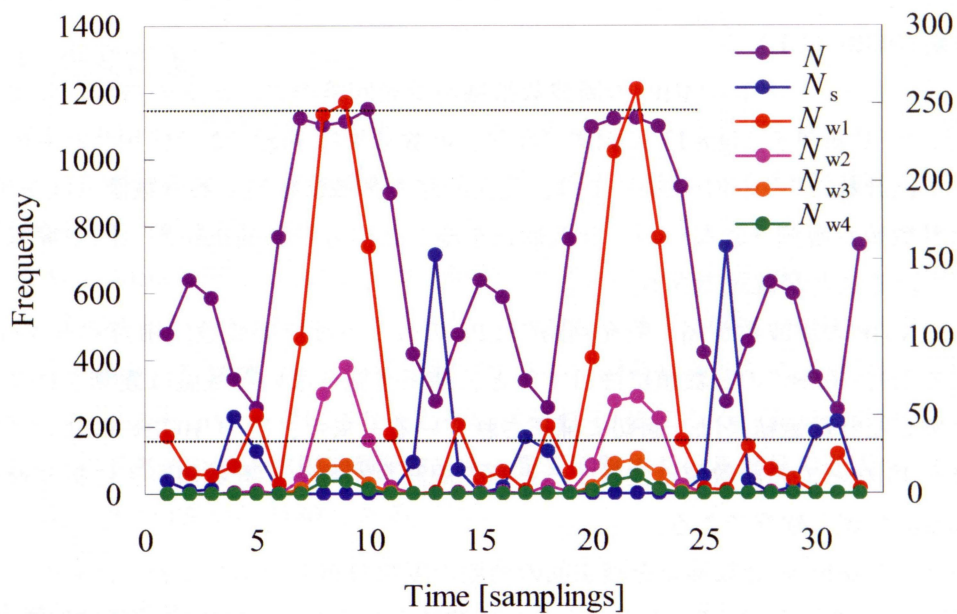


Fig.8.14 Frequency for large amplitude vibration measurements

<小振幅 (-10dBv 以下) >

信号計数においてMHPの周波数帯域の影響を受けていないと見られる-10dBv以下の計数結果を Fig.8.15 に記す。なお、計数結果は Fig.8.12 で使用したのと同じである。単純計数結果(図中破線)ではところどころ観測される大きな計数誤差と見られる計数値が、計数補正を施した信号計数補正結果(図中実線)は適切に補正されることが確認できる。なお、図中で振幅が最も小さい-25dBvでの振動振幅は、およそ $30\mu\text{m}$ である。

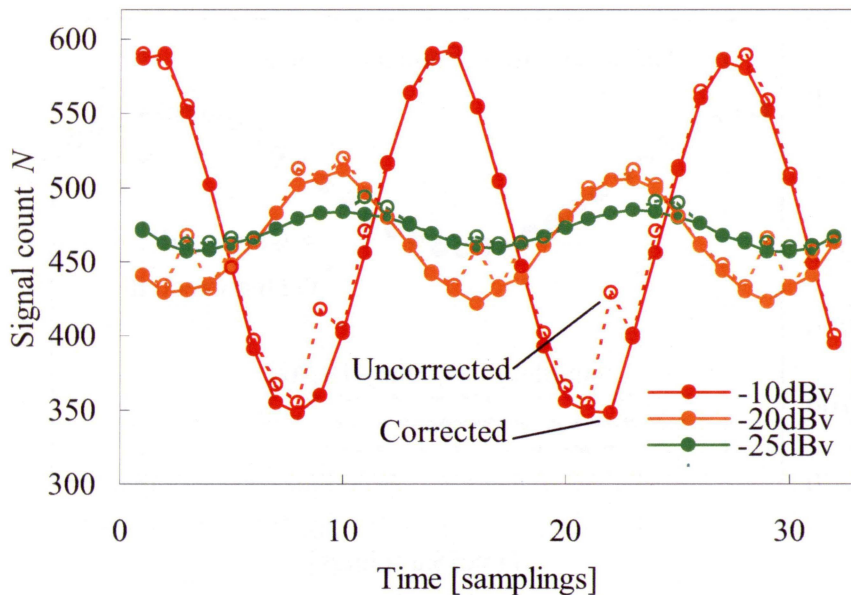


Fig.8.15 Signal count N for small amplitude vibration measurements

8.2.2 振動振幅計測

ここでは、第3章に記した計数値の標準偏差を用いて振幅を算出する方法の検証実験結果を記す。第3章のシミュレーションに記した条件と概ね同じ条件 ($N_L = 396$ 、 $N_{Vmax} = 92$) になるように VCSEL と計測対象である拡散シールとの距離を約 40cm、駆動アンプ出力を -10dBv とした。また自己結合型レーザセンサの搬送波周波数は 1024Hz、振動周波数は 40Hz (サンプリング周波数の振動周波数比は 25.6 倍) である。駆動アンプ出力が -10dBv、振動周波数が 40Hz でのコーン紙の振幅は概ね 0.18mm である。

計測データは、データ収集に用いるハードウェアの制約から連続した 32 個のサンプリングデータを 1 回の測定データとして扱う。Fig.8.16 に計測データ例を示す。MHP の SN 比は、信号計数補正法にて補正前後の信号計数値から分かるように信号計数補正を施さない場合に最大 20% 程度の誤差を含む SN 比である。

なお、算出結果の比較に用いるピーク to ピーク法は変位計を用いた計測で広く用いられており、計測値は変位の全振幅であるが速度の全振幅と比例関係にあるため、ここでは速度の振幅を計測値としてピーク to ピーク法と統計的振動振幅算出法とによる算出結果を比較した。また個々の計数値は最大占有値を計数補正の基準周期とする信号計数補正法による信号計数値の補正を施した。

<計測データと度数分布>

振幅算出に用いる測定データと第3章に記した理論との間に相違点が無いか確認を行った。振幅算出には、連続した 32 個のサンプリングデータを 1 回の計測データとし、非連続

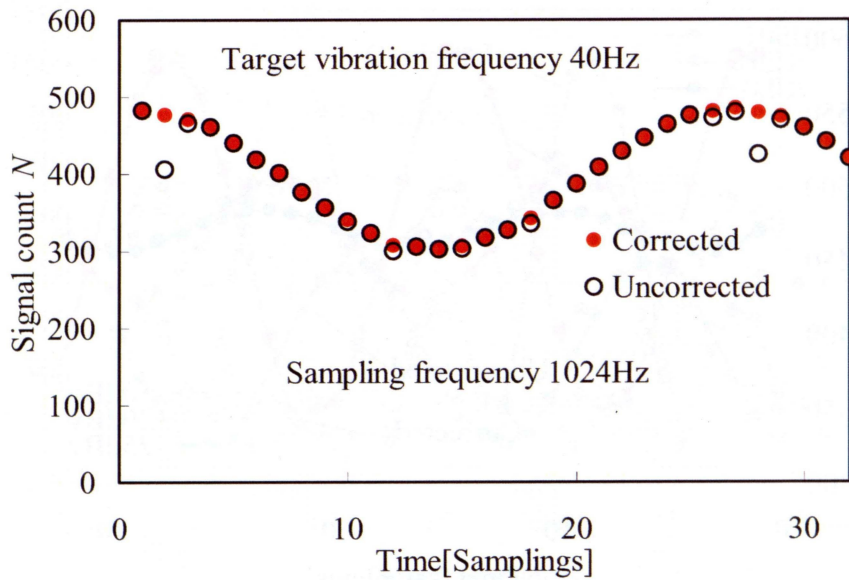


Fig.8.16 Signal count N for vibration measurements

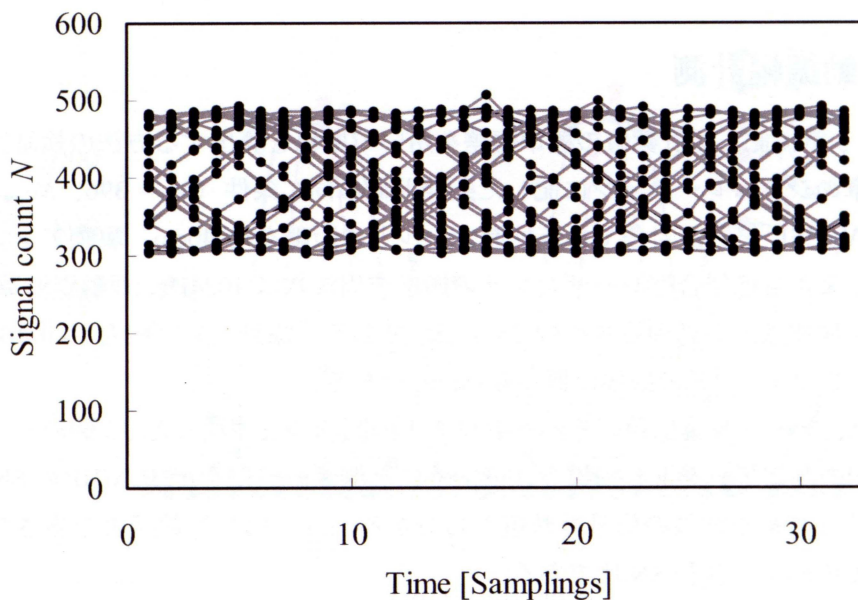


Fig.8.17 Signal count N of 26 successive measurements

で 26 回の測定を行って得られた計数値結果 (Fig.8.17) を用いる。

26 回の測定に含まれる 832 個のサンプリングデータの度数分布 (Fig.8.18 参照) は、Fig.3.22 に示した正弦波軌道上の値をランダムにサンプリングしたときのシミュレーションによる度数分布と似た分布をしており、Fig.3.20 に示したノイズを含んだ計数値の確率密度分布 $P_n(x)$ を反映した度数分布である判断できる。なお、信号計数値の最大値は 507、最小値は 300 である。

連続した 32 個のサンプリングデータを 1 回の計測データとした個々のピーク to ピークか

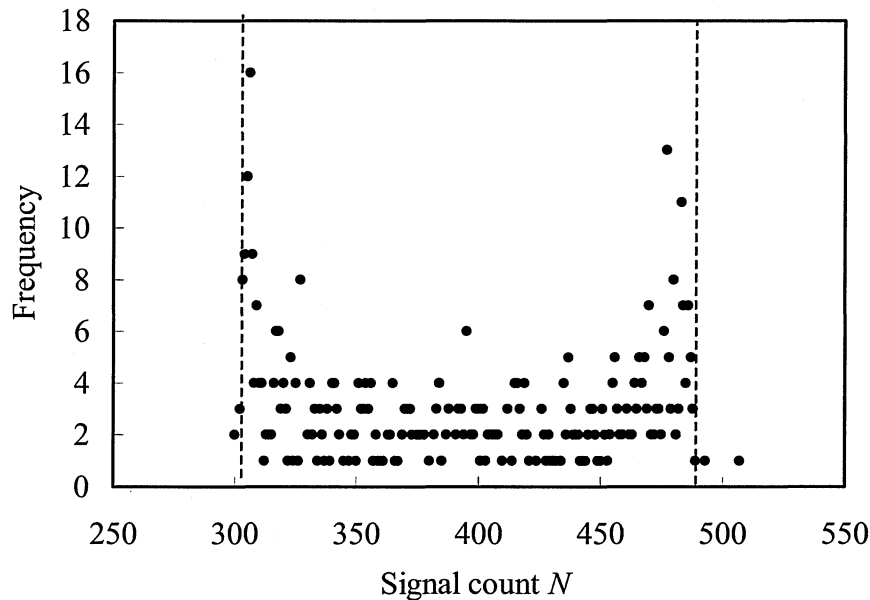


Fig.8.18 Frequency distribution of signal count N

ら算出される振動振幅 N_{Vmax} と統計的振動振幅算出法を用いて算出された振動振幅 N_{Vmax} を比較すると、1 回の測定データが振動軌跡上を一様とみなせるだけの長さを持たないため、統計的振動振幅算出法を用いて算出された振動振幅 N_{Vmax} のばらつきの方が全体的には大きい (Fig.8.19 参照)。

<振幅算出結果>

Fig.8.17 に示した非連続で 26 回の測定を行って得られたサンプリングデータを用いてピーク to ピーク法および統計的振動振幅算出法を用いて算出された振動振幅 N_{Vmax} を Fig.8.20 に示す。横軸は、振幅の算出に用いた累積の測定回数で、Fig.8.19 に示した 1 番目の計測から順に横軸に示す測定回数までのサンプリングデータを用いたことを示している。

ピーク to ピーク法の場合、個々の測定での誤差が小さくても誤差が最大である測定結果が算出値に反映される「算出値の下方硬直性」のためにサンプリング数が増加するに従い算出される振動振幅 N_{Vmax} (図中○で示す) は単調増加し、26 回の測定データを用いた振動振幅 N_{Vmax} の算出結果が 103.5 になるのに対し、本論文で提案する統計的振動振幅算出法を用いて算出される振動振幅 N_{Vmax} (図中●で示す) は、計測回数の増加と共にサンプリングの偏りが解消され振動振幅 N_{Vmax} の設定値である 92 に収束する。連続したサンプリングデータを用いたときのシミュレーション結果 (Fig.3.23 参照) では振幅の算出値が振動しながら徐々に収束するのに対し、有限の連続したサンプリングデータを複数用いることで算出値は少ないサンプリング数で収束に向かうと判断できる。

以上のことから統計的振動振幅算出法は、ピーク to ピーク法と比較して算出精度の点で優れており、特に有限のサンプリングデータを非連続で収集することにより算出値が速く

収束し、少ないデータ記憶容量のセンサでも実現可能であると判断できることから実用性が高いといえる。

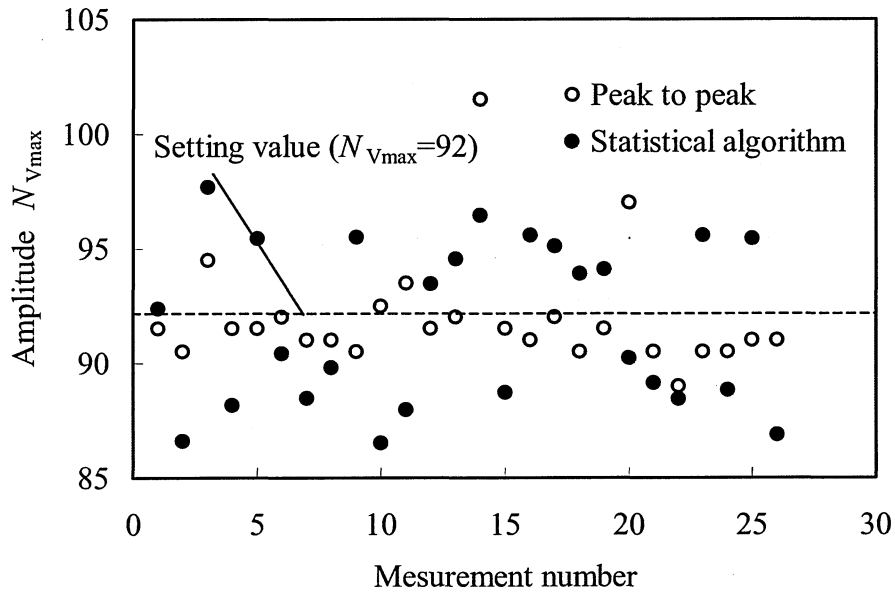


Fig.8.19 Amplitude N_{Vmax}

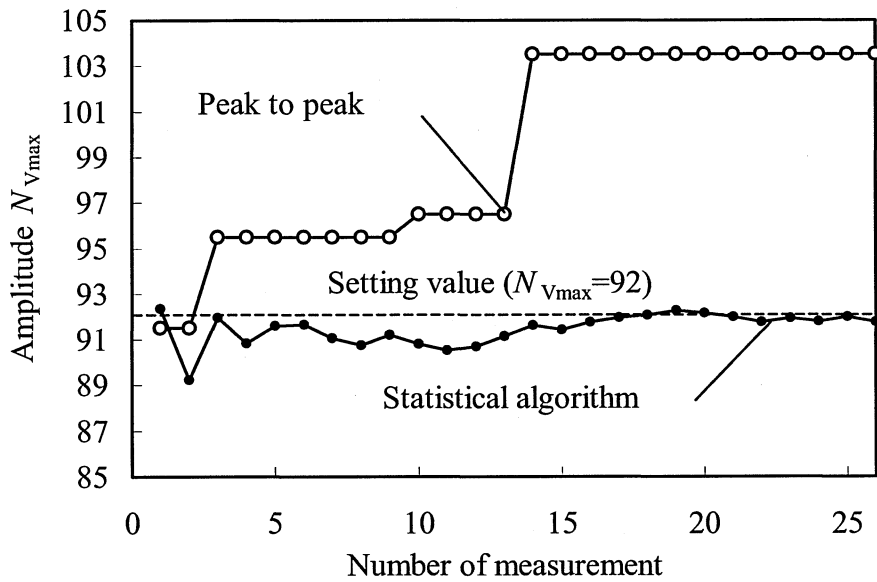


Fig.8.20 Amplitude N_{Vmax}

8.3 信号有効性判定方法検証

本節では、信号有効性判定方法の検証結果について記す。評価システムとして自己結合型距離計を用いた。MHP の分割が主で歯抜けが少ない測定例として 40cm の測定を用い、歯抜けが多く発生した測定例として 80cm の測定の実測値を用いて 2 値化信号の有効性判定方法の検証を行う。それぞれの測定において SN 比が異なる 3 種類のデータに対する決定係数 R^2 を比較することで決定係数 R^2 を用いた信号有効性判定方法を検証する。2 値化処理でのしきい値のヒステリシス幅は、それぞれの計測における MHP の振幅に合わせ調整した。

8.3.1 MHP の分割に対する検証

まず、測定対象物がない場合 (Fig.8.21、No signal) と、測定対象物を 2 値化 MHP のランレングスが AD コンバータのサンプリングで概ね 8samplings の長さになる距離である 40cm に配したときの MHP に重畳したノイズが多い測定 (同図 Noisy signal、信号計数補正法による計数誤差が-9%程度) と、ノイズが少ない測定 (同図 Clear signal、同じく計数誤差が 1%未満) での PD の光起電流から抽出した MHP を 2 値化処理し、ランレングス度数分布と幾何分布との決定係数 R^2 を比較し、MHP に分割が生じる場合の信号有効性判定の検証を行う。

Clear signal はガウス分布を、No signal は幾何分布を、そして Noisy signal は、ガウス分布と幾何分布を合成した分布を形成していると判断できる。つまり第 3 章に記した理論通り、MHP とノイズ成分の割合に応じてガウス分布と幾何分布を形成する度数の割合が変化することが確かめられる。

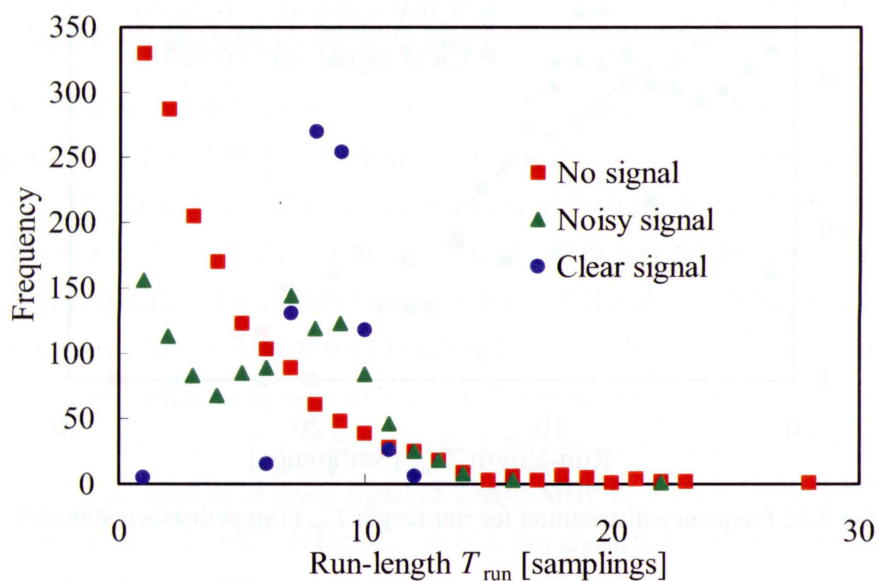


Fig.8.21 Frequency distribution for run-length T_{run} (Target distance 400mm)

<階級を限定しない方法>

信号有効性判定方法を検証するために、それぞれのランレングス度数分布と幾何分布との決定係数 R^2 を算出する。指数関数で近似できる幾何分布は度数を対数軸で表示した度数分布上で直線になるので、視覚的に確認しやすいように度数を対数軸で表示したランレングス度数分布と最小二乗法で求めた幾何分布との決定係数 R^2 を Fig.8.22 に示す。

対象物がなくノイズだけの2値化信号(図中 No signal)は、幾何分布の度数が少なくなればつきが生じやすい長い階級値の度数を除くと直線とみなすことができ、ノイズとの適合度が高いことがわかる。このときの決定係数 R^2 は0.9218であり、ノイズであると判定できる。

一方、MHPに重畳したノイズが少ない場合(図中 Clear signal)の決定係数 R^2 に注目すると、0.0698と非常に小さな値でありノイズと適合しない。つまり信号計数補正法において有効な2値化信号であると判断できる。なお、ノイズが多く重畳した場合(図中 Noisy signal)の信号計数補正法を用いたときの計数誤差は約-9%で、決定係数 R^2 の値は一般的に実測値が回帰式(ノイズの分布である幾何分布)と適合していると判断される値の0.7~0.8と同程度の0.7875である。出力信号のSN比と算出された決定係数 R^2 との関係から決定係数 R^2 が出力信号のSN比の大小を表していることが確かめられる。

加えて No signal の度数分布及び決定係数 R^2 に注目すると、短いランレングスの分布は幾何分布との高い相関がみられるが、長いランレングスでは度数が少ないために度数のばらつきが大きくなり、ノイズとの適合度の低下を引き起こしている。このことから度数が少ない分布は決定係数の算出値に大きなばらつきを与えることが予想される。

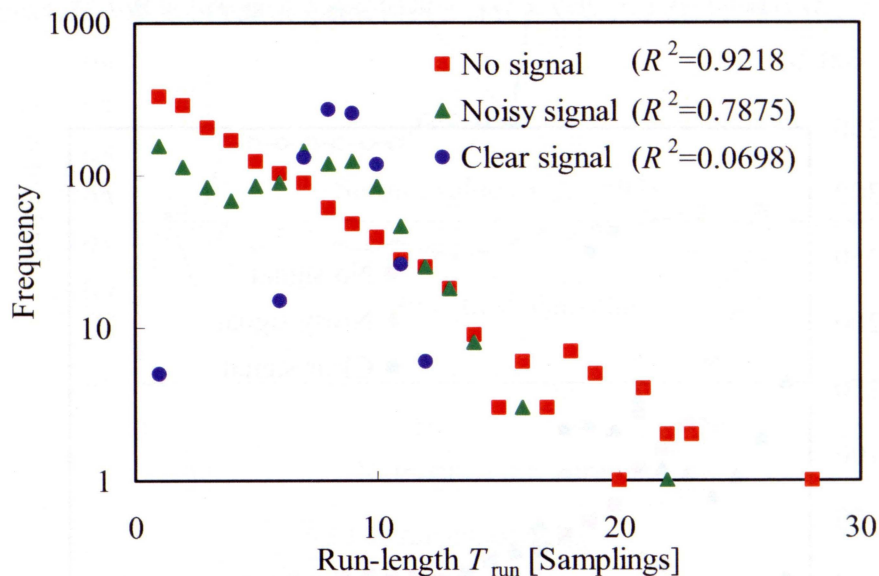


Fig.8.22 Frequency distribution for run-length T_{run} (Target distance 400mm)

<階級を限定した方法>

次に、基準ランレングス T_0 の 2 倍以下の階級の度数のみに限定したランレングス度数分布とその分布を用いたときの決定係数 R^2 を Fig.8.22 に示す。歯抜けが生じていない測定例であるため、Clear signal の決定係数 R^2 は Fig.8.21 に示した使用する階級を限定しない場合と同じ値である。Noisy signal の決定係数 R^2 の値はわずかに小さくなるものの、歯抜けが見られず長いランレングスの度数が少ないケースでは、2 種類の算出方法での決定係数の違いは小さいため、歯抜けが生じていない測定での有効性判定の違いは限定的である。

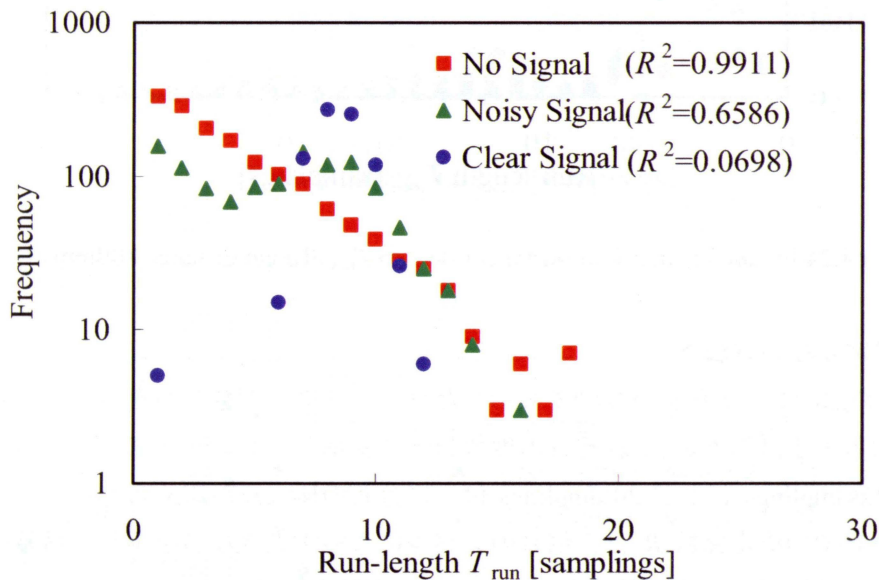


Fig.8.23 Divisional frequency distribution for run-length T_{run} (Target distance 400mm)

8.3.2 MHP の歯抜けに対する検証

次に、測定対象物を 2 値化 MHP のランレングスが AD コンバータのサンプリングで概ね 4samplings の長さになる距離である 80cm に配したときのランレングス度数分布と幾何分布との決定係数 R^2 を比較する。前項に記した距離 40cm での信号と同様に SN 比が異なる 3 種類のデータを比較する。ここでは、わずかに歯抜けが観測される 2 値化信号 (Fig.8.24、Clear signal、信号計数補正法による計数誤差が 1%未満) と大量の歯抜けが観測される 2 値化信号 (同図 Noisy signal、同じく計数誤差が-13%程度)、そして目視ではほとんど MHP を認識できない 2 値化信号 (同図 No signal) のランレングス度数分布を比較する。

Fig.8.24 に示したランレングス度数分布は第 3 章に記した理論通り、2 値化信号に歯抜けが観測される Clear signal 及び Noisy signal は 2 値化 MHP のランレングスの奇数倍を中心としたガウス分布形成しているのがわかる。ただし No signal については、この度数分布から分布形状を判別することが難しい。また、Clear signal は、Fig.6.2 に示した分布と同じく、2 値化された GWN のランレングス度数分布である幾何分布と同じ特徴を持つ。

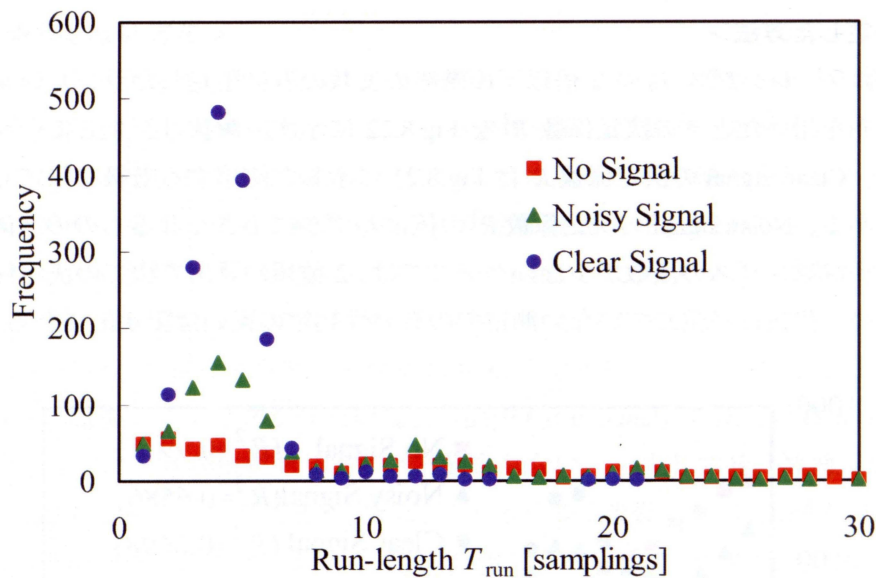


Fig.8.24 Frequency distribution for run-length T_{run} (Target distance 800mm)

<階級を限定しない方法>

Fig.8.25 に Fig.8.24 の度数を対数軸で表示したランレングス度数分布を示す。信号レベルに応じて度数の大小はあるが、それぞれの度数分布に基準ランレングス T_0 である 4samplings の奇数倍の 12samplings および 20samplings 付近に分布の極大点が認められる。このランレングス度数分布での決定係数 R^2 は、信号のレベルによらず大きな値を示し、信号の歯抜けが原因で信号有効性が正しく判断できていないことが確かめられる。

<階級を限定した方法>

次に、基準ランレングス T_0 の 2 倍以下の階級の度数のみに限定したランレングス度数分布及び決定係数 R^2 を Fig.8.26 に示す。

ガウス分布を確認することができる Clear signal と Noisy signal の決定係数は、それぞれ 0.3267、0.4147 と、幾何分布と適合していると判断することができる 0.7~0.8 と比較して小さな値でありノイズと適合しないと判断できる値である。つまり信号計数補正法において有効な 2 値化信号であると判断できる。それに対して、No signal の決定係数はノイズであると判断できる 0.7691 である。

これらの検証結果から、決定係数 R^2 を用いた信号有効性判定は有効に機能することが確認された。

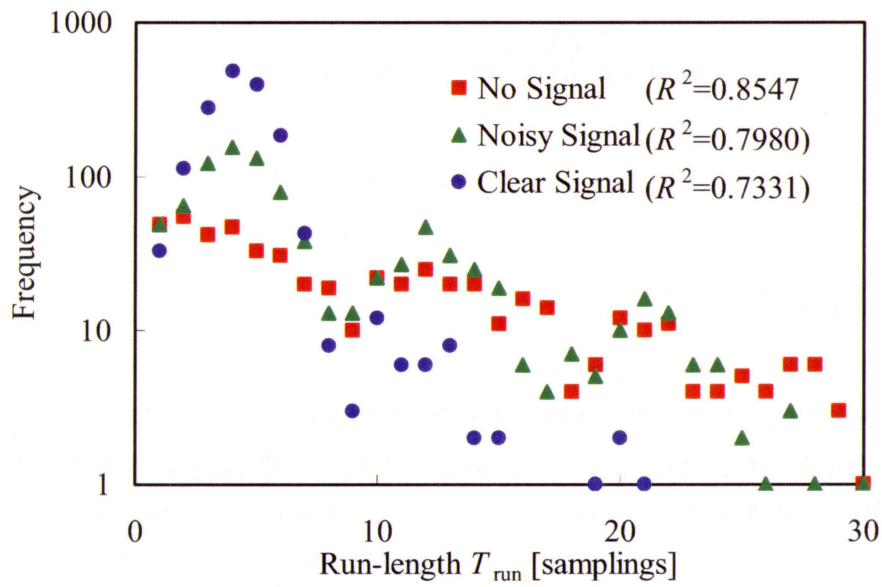


Fig.8.25 Frequency distribution for run-length T_{run} (Target distance 800mm)

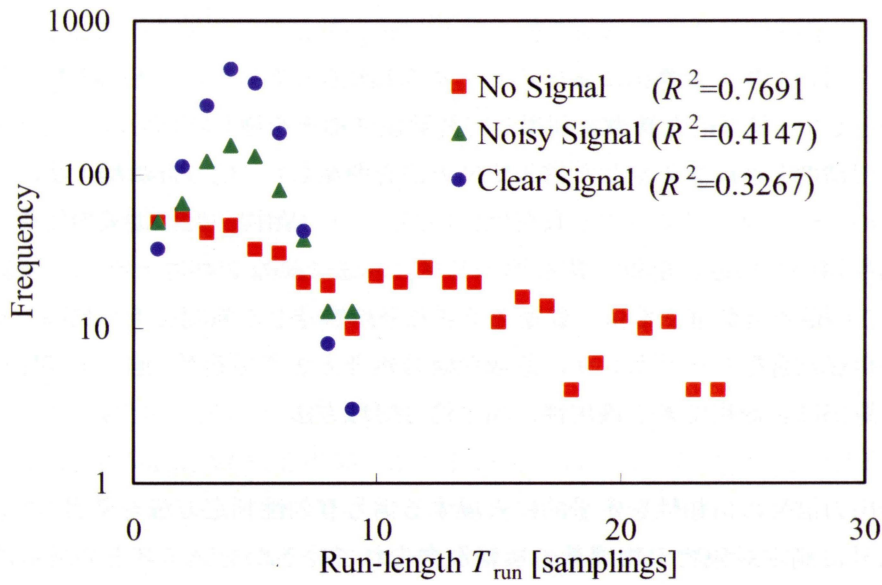


Fig.8.26 Divisional frequency distribution for run-length T_{run} (Target distance 800mm)

第9章 総括

本研究により明らかになった成果をまとめ、課題と今後の展望を記す。

9.1 本論文のまとめ

- (1) 半導体レーザの自己結合効果による干渉・増幅現象を利用した自己結合型レーザセンサを用いた物理算出方法を明らかにした。静止状態である測定対象物の絶対距離算出方法に加え、小さな波長変動率と短い干渉長に起因した負のビート周波数を、定在波表現を用いて明らかにすることでこれまで一義的に同定することができなかった測定対象物の運動状態である絶対距離と速度の同時算出方法を発明した。さらに非接触計測の中でも産業上のアプリケーションが多岐にわたる振動振幅計測について統計的な特徴を利用することでノイズ耐性と算出速度とを両立した算出方法を発明した。
- (2) 干渉原理を用いた物理量算出におけるセンサの1次出力であるビート周波数の算出のための手法として、統計的な特徴を利用して計数値に補正を施した信号計数補正法を考案することで精度と速度を両立した信号処理方法を開発した。信号計数補正法は計算量が少ないためハードウェアに対する負荷は低いが、ノイズ耐性が低い従来の信号計数法に度数分布を用いた周波数解析手法を導入したこれまでにないユニークな信号処理方法である。この信号計数補正法は、重畳ノイズと干渉信号との強度を予め見積もることができない自己結合型レーザセンサに最適な信号処理方法であるが、他の干渉原理を用いた物理量算出にも適用できる汎用性の高い信号処理方法である。
- (3) センサの出力信号の信頼性を定量的に表現する信号有効性判定方法を発明した。センサの出力信号に測定対象物の物理量の情報が含まれているかをノイズとの統計的な相関を算出することで実現するものである。信号有効性を評価する過程で、自然界における多くのノイズの特徴であるガウシアンホワイトノイズを2値化したときに形成される分布がランレンクス分布では2値化のヒステリシス幅とノイズの標準偏差とで決まる幾何分布、周期分布はその重畳和であることを明らかにした。この発見は多くの分野での適用が可能であり、例えばシリアル通信路でのノイズ強度評価を無信号時のランレンクス分布で評価することができる。

信号計数補正法及びその有効性判定方法、さらに信号計数値を用いた物理算出方法を体系的に研究・開発したことで、半導体レーザの自己結合効果による干渉・増幅現象を利用し

た自己結合型レーザセンサの産業上での実用化に大きな働きがあると判断するものである。

9.2 将来の展望

本論文に記した信号処理方法は、自己結合型レーザセンサで測定することができると思われる絶対距離、変位（速度）、振動、張力、表面速度など全ての物理量算出に適用することができる。しかし原理的にノイズが重畳した干渉信号を扱うことから信号の帯域を制限する必要がある、測定対象とする物理量によって波長変調幅や周波数など設計値を最適化する必要がある。特に、自己結合型レーザセンサは、既存のセンサと比較して精度や分解能などの仕様が高性能である類のセンサでなく、「測れなかったものが測れる」「測るのが困難であったものが容易に測れる」など「置き換え」ではない新規のアプリケーションを創造するセンサである。そのため、予め自己結合型レーザセンサに求められる仕様・性能を把握することが難しい。実用化して初めて把握することのできる仕様・性能に対して新たな信号処理が要求されることが予想される。さらに、実用化の後も他の光センサと異なり測定精度と戻り光量との関係が定量的でないため、投入した市場から課題をフィードバックして開発をすすめると同時に認知度を高める努力が必要である。

信号有効性判定に関しては、回帰分析の手法である決定係数を用いているため算出された物理量の信頼性を保障するまでは至らない。アプリケーションに適したフェイルセーフ性を高める手法を構築する必要がある。

また半導体レーザの波長変調幅が狭いために絶対距離と変位（速度）との分解能に大きな差が生じ、変位測定において対象物の不連続な段差で発生する位相接続問題のために分解能が絶対距離分解能まで低下するという課題がある。しかし、この課題は幾何学的な波長変調機構を持つ VCSEL など、大きな波長変調幅を持つ VCSEL の普及を待つことになる。さらに、現在 Single mode VCSEL の多くが光通信を目的としたもので、その波長の多くは角膜損傷の危険性が最も高いとされている 850nm であり、出力とアプリケーションが制限される。2000 年前後に可視光の VCSEL の研究開発がなされたが、基板がアルミを多く含み温度特性と寿命を改善することが非常に難しく、韓国 Optowall 社などを除くと実用化はほとんど成されていない。同じ通信用途で Eye Safety である中波長 (1330nm、1550nm) の VCSEL が徐々に実用化されつつあるものの、波長が長いために分解能が期待できない。これまでの自己結合型レーザセンサの開発の歴史と同じように、レーザデバイスの発展が今後也不可欠であるといえる。

以上のように、産業上の実用性を考慮した信号処理方法を研究・開発し実用化の準備は整ったといえるが、進みながら課題を見出し解決しながらその実用性を高めていく必要がある。

謝辞

本研究を進める過程で、始終ご指導いただいた愛知工業大学山田諄教授、津田紀生准教授に厚くお礼申し上げます。さらに本論文を査読いただいた森正和教授、鳥井昭宏教授に深く感謝申し上げます。

本研究の論文をまとめる機会を与えていただいた株式会社山武野中俊助担当部長、仕事上の様々な配慮を頂いた同社石井秀昭課長に深く感謝申し上げます。

レーザーに関する様々なご指導を頂いた、日本学術振興会理事（現在東京工業大学学長）伊賀健一博士、東京工業大学小山二三夫教授、同大学浅田雅洋教授、同大学中村健太郎教授に心から感謝申し上げます。

半導体レーザーの自己結合効果及び雑音に関するご指導を頂いた科学技術振興事業団三橋慶喜博士、静岡大学大坪順次教授、金沢大学山田実教授に深く感謝申し上げます。

研究の進め方に対してご指導いただいたセイコーインスツルメンツ顧問（現在日本工業大学理事）守友貞雄氏に厚くお礼申し上げます。

また、レーザーパッケージ作製にご協力いただいた株式会社太信藤沢由紀夫部長、研究に対しご支援いただいた愛知工業大学山田研究室の学生及び株式会社山武の上司及び同僚、特に漠然とした議論にまじめに付き合ってくれた同期の野村和正君にも感謝の意を表します。

外部発表リスト

I. 学位請求に関する論文等

(1) 学術論文

- [1] 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, Vol.130, No.12, C10-093, pp. 2100-2105 (2010.12)
- [2] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄
自己結合型レーザーセンサの信号計数法における信号有効性判定方法
電気学会論文誌 C, Vol.131, No.12, C11-045, pp. 2057-2062 (2011.12)
- [3] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄
自己結合効果型レーザーセンサを用いた振動計測における統計的特徴を利用した信号処理方法
電気学会論文誌 A, Vol.132, No.3, A11-085 (2012.3)

(2) 国際会議

- [1] Tatsuya Ueno, Norio Tsuda, Jun Yamada
Peak count correction methods for a distance sensor using self-coupling effect of VCSEL
The 7th Asia Pacific Laser Symposium, Th-P-48 (2010.5.13)

(3) 口頭発表

- [1] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄
自己結合型距離センサの信号計数補正方法の研究
平成 21 年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, O-129 (2009.9.10)
- [2] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄
半導体レーザーを用いた自己結合型距離センサにおける計数補正方法
レーザー学会学術講演会第 30 回年次大会, E33a-II 003 (2010.2.3)
- [3] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄
自己結合型距離センサの近距離測定における計数補正方法
平成 22 年度電気学会全国大会講演論文集, 3-078 (2010.3.17)
- [4] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄
自己結合型レーザーセンサの信号計数法における信号有効性判定の研究
平成 22 年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, O3-2 (2010.8.31)
- [5] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄

2 値化ガウシアンホワイトノイズの統計的分布の考察

平成 22 年電気学会基礎・材料・共通部門大会講演論文集, XXV-1 (2010.9.14)

[6] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄

自己結合型レーザセンサにおける信号計数補正法の振動計測への適用検討

平成 23 年度電気学会全国大会講演論文集, 3-078 (2011.3.16)

[7] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄

自己結合効果型レーザセンサを用いた振動計測における統計的特徴を利用した信号処理方法

平成 23 年電気学会基礎・材料・共通部門大会講演論文集, VII-5 (2011.9.22)

[8] 上野 達也, 津田 紀生, 山田 諄

信号計数補正法を用いた自己結合型レーザセンサによる振動計測

平成 23 年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, P2-5 (2011.9.26)

(4)特許出願 (国内)

[1] 信号抽出方法および信号抽出回路(2005-034315)

[2] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2005-134980)

[3] 反射形レーザ測長器(2005-176310)

[4] 状態検出装置 (2005-197674)

[5] レーザ測長器およびレーザ測長方法(2005-259833)

[6] レーザ発振波長検出方法、制御方法および装置(2006-057631)

[7] レーザ計測方法、レーザ状態検知機器およびレーザ状態検知システム(2005-301727)

[8] レーザ測長器(2006-024455)

[9] レーザ装置(2006-024456)

[10] 信号検出回路(2006-120345)

[11] レーダ装置および距離測定方法(2006-225202)

[12] 距離計および距離計測方法(2007-003147)

[13] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(2007-015020)

[14] 距離計および距離計測方法(2007-007740)

[15] 距離計および距離計測方法(2007-006744)

[16] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2006-309088)

[17] 距離計および距離計測方法(2006-323183)

[18] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2007-097244)

[19] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2007-097246)

[20] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2007-150102)

[21] 距離・振動計および距離・速度計測方法(2007-180861)

[22] 物理量センサおよび物理量計測方法(2007-180865)

- [23] 物理量センサおよび物理量計測方法(2007-229970)
- [24] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(2007-194367)
- [25] 物理量センサおよび物理量計測方法(2007-262012)
- [26] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(2007-259549)
- [27] 計測器(2008-038641)
- [28] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-020712)
- [29] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2007-320616)
- [30] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(2008-069980)
- [31] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(2008-077639)
- [32] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(2007-319447)
- [33] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(2008-093807)
- [34] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-164238)
- [35] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2008-054694)
- [36] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2008-054699)
- [37] 距離・速度計および距離・速度計測方法(2008-054706)
- [38] 振動周波数計測装置および振動周波数計測方法(2008-242371)
- [39] 振動振幅計測装置および振動振幅計測方法(2008-245408)
- [40] 反射型光電センサおよび物体検出方法(2008-242392)
- [41] 振動周波数計測装置および振動周波数計測方法(2008-250413)
- [42] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(2008-250419)
- [43] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-269600)
- [44] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-270794)
- [45] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-288517)
- [46] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-288518)
- [47] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-312091)
- [48] 物理量センサおよび物理量計測方法(2008-308284)
- [49] 張力・速度計測装置および方法(2009-075825)
- [50] 張力・速度計測装置および方法(2009-056168)
- [51] 物体検出センサおよび物体検出方法(2009-276166)
- [52] 物理量センサおよび物理量計測方法(2009-258771)
- [53] 速度計測装置および方法(2010-000533)
- [54] 振幅算出装置および振幅算出方法(2009-148885)
- [55] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(2009-205933)
- [56] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(2009-181442)
- [57] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(2009-153487)
- [58] 物理量センサおよび物理量計測方法(2009-259670)

- [59] 振動振幅計測装置および振動振幅計測方法(2009-276168)
- [60] 投光信号の検出器(2009-256171)
- [61] 物理量センサおよび物理量計測方法(2009-273572)
- [62] 信号判定装置および信号判定方法(2010-148910)
- [63] 信号判定装置および信号判定方法(2010-154550)
- [64] 速度計測装置および方法(2011-036844)
- [65] 計数装置および計数方法(2011-083425)
- [66] ヒステリシスコンパレータ(2011-095011)
- [67] ヒステリシスコンパレータ(2011-095013)

(5)特許出願 (海外)

- [1] 距離／速度計および距離／速度計測方法(PCT/JP2006/308304)
- [2] レーダ装置および距離測定方法(PCT/JP2007/066259)
- [3] 距離・速度計および距離・速度計測方法(中国 200810096322.5)
- [4] 距離・速度計および距離・速度計測方法(韓国 2008-0030735)
- [5] 距離・速度計および距離・速度計測方法(米国 12/080550)
- [6] 距離・速度計および距離・速度計測方法(欧州 8006551.9)
- [7] 距離・速度計および距離・速度計測方法(台湾 97111868)
- [8] 距離・速度計および距離・速度計測方法(米国 12/156772)
- [9] 距離・速度計および距離・速度計測方法(中国 200810108256.9)
- [10] 距離・速度計および距離・速度計測方法(欧州 8010202.3)
- [11] 距離・速度計および距離・速度計測方法(韓国 2008-0052983)
- [12] 距離・速度計および距離・速度計測方法(台湾 97120253)
- [13] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(米国 12/011152)
- [14] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(中国 200810003848.4)
- [15] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(韓国 2008-0007355)
- [16] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(欧州 8001079.6)
- [17] 計数装置、距離計、計数方法および距離計測方法(台湾 97118757)
- [18] 物理量センサおよび物理量計測方法(欧州 9151633.6)
- [19] 物理量センサおよび物理量計測方法(米国 12/360201)
- [20] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(中国 200910141026.7)
- [21] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(欧州 9006286)
- [22] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(中国 200910141025.2)
- [23] 反射型光電スイッチおよび物体検出方法(欧州 9006285.2)
- [24] 反射型光電センサおよび物体検出方法(中国 200910168765.5)
- [25] 反射型光電センサおよび物体検出方法(欧州 9170195.3)

- [26] 反射型光電センサおよび物体検出方法(米国 12/509554)
- [27] 物理量センサおよび物理量計測方法(PCT/JP2010/053966)
- [28] 物理量センサおよび物理量計測方法(中国 201010131486.4)
- [29] 物理量センサおよび物理量計測方法(欧州 10250238.2)
- [30] 物理量センサおよび物理量計測方法(米国 12/724567)
- [31] 物理量センサおよび物理量計測方法(PCT/JP2010/053967)
- [32] 速度計測装置および方法(中国 201010583389.9)
- [33] 速度計測装置および方法(欧州 11150186.2)
- [34] 速度計測装置および方法(米国 12/956645)
- [35] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(中国 201010246671.8)
- [36] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(欧州 10251361.1)
- [37] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(米国 12/849330)
- [38] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(中国 201010227099.0)
- [39] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(欧州 10251176.3)
- [40] 計数装置、物理量センサ、計数方法および物理量計測方法(米国 12/825812)
- [41] 信号判定装置および信号判定方法(中国 : 201110192345.8)
- [42] 信号判定装置および信号判定方法(欧州 11171889.6)
- [43] 信号判定装置および信号判定方法(米国 13/169422)
- [44] 信号判定装置および信号判定方法(中国 : 201110192345.8)
- [45] 信号判定装置および信号判定方法(欧州 11172875.4)
- [46] 信号判定装置および信号判定方法(米国 13/173163)

II. その他の論文等

(1)技術報告書

- [1] 小寺信夫, 上野達也, 平野徹, 中島健一郎, 堀田学, 山下喜市
GaAs FET を用いた新しい定電流回路の評価とカスコード形回路の提案
電子情報通信学会技術研究報告書 ICD-91(430), pp. 49-56 (1992.1)

(2)口頭発表

- [1] 上野達也, 平野徹, 中島健一郎, 堀田学, 山下喜市, 小寺信夫
GaAs DFET を用いた新しいカスコード形定電流回路の動作実験
1991 年秋季電子情報通信学会大会講演論文集(1991)
- [2] 平野徹, 上野達也, 中島健一郎, 堀田学, 山下喜市, 小寺信夫
GaAs FET を用いた新定電流回路の特性解析及びサイドゲート効果
1991 年秋季電子情報通信学会大会講演論文集(1991)
- [3] 上野達也
静的消費電流ゼロのプルアップ回路
平成 22 年電子情報通信学会集積回路研究会講演論文集 ICD(2010.8.26)

(3)特許出願 (国内)

- [1] 電磁誘導結合装置(2002-512988)
- [2] 整流回路用絶縁ゲート型半導体装置(2002-513026)
- [3] インターフェース回路(2003-188027)
- [4] ヒステリシスコンパレータ(2003-372623)
- [5] 短絡保護回路(2003-372624)
- [6] 偏光軸の測定方法および測定装置(2004-033590)
- [7] 光式液面センサ(2005-124521)
- [8] 液体の状態検出装置(2005-127914)
- [9] 流れ検出装置(2005-201633)
- [10] ガス検知装置(2007-228969)
- [11] 曇り検出装置および鏡面冷却式露点計(2007-329812)

(4)特許出願 (海外)

- [1] 電源装置(PCT/JP00/05376)
- [2] 整流回路用絶縁ゲート型半導体装置(PCT/JP00/04741)
- [3] 電磁誘導結合装置(PCT/JP00/04742)
- [4] インターフェース回路(PCT/JP2004/19396)