

擬似ランダム変調CWライダーの開発と フィールド観測への応用

Development of Pseudo-Random Modulation CW Lidar
and Its Application to Field Measurements

竹内延夫編著

Edited by Nobuo TAKEUCHI

大気環境部

Atmospheric Environment Division

環境庁 国立公害研究所

THE NATIONAL INSTITUTE FOR ENVIRONMENTAL STUDIES

〔執筆及び
研究担当者〕 竹内延夫¹
Nobuo TAKEUCHI¹
桜井捷海²
Katsumi SAKURAI²
馬場浩司²
Hiroshi BABA²
上野敏行³
Toshiyuki UENO³

1 国立公害研究所大気環境部

2 国立公害研究所客員研究員（東京大学教養学部）

3 国立公害研究所客員研究員（千葉大学工学部）

序

近年、エレクトロニクスやコンピュータ技術の発展とともに環境分野における計測技術の発展は著しい。その典型的な例として、大気汚染及び大気環境を遠隔的に計測するレーザーライダー（ライダー）がある。国立公害研究所におけるライダー技術の応用の研究の概要は国立公害研究所研究報告「環境汚染の遠隔計測・評価手法の開発に関する研究」、「遠隔計測による環境動態の評価手法の開発に関する研究」にまとめられている。さらにライダーによる遠隔計測技術を実用化するために、小型で可搬性に富み、容易に操作できるライダーの開発が望まれている。著者は新たに考案した擬似ランダム変調方式 CW ライダーに半導体レーザーを光源として採用し、小型で一人で運搬・操作可能な装置を開発・製作し、フィールド観測を行った。半導体レーザーは小型、高効率で長寿命が期待され、将来もっとも発展が見込まれているレーザー光源である。また、擬似ランダム変調法は雑音の中に埋もれた信号を取り出す手法としてコンピュータの発達とともに再び脚光を浴びている信号処理技術である。本報告は昭和 59～62 年度経常研究「擬似ランダム変調 CW ライダーの開発と応用」で研究された内容を中心に、擬似ランダム変調方式の原理、装置の特徴やフィールド観測例など、新方式ライダーの原理から応用までを総合的にまとめたものである。

本システムは大気汚染や、視程測定・雲底高度の測定など気象分野に有益な寄与をするばかりでなく、測距を含めた広い分野で使用されることが期待される。

本装置を実用的なフィールド機器とするには、さらに信号処理回路の小型化やレーザー光源の信頼性の向上など技術的な改良を加える必要があるが、近距離大気汚染現象の測定用としての基礎的な事項についてはほぼ本書に述べられていると確信する。

本報告が関連分野の方々のために少しでも役立ち、御関心ある方々から御批判、御批評頂ければ幸いである。

1989 年 2 月

国立公害研究所

所 長 不 破 敬 一 郎

目 次

Abstract	1
概 要	2
1 まえがき	3
1.1 擬似ランダム変調法の歴史	3
1.2 擬似ランダム変調分光法への応用	4
1.3 擬似雑音 (PN) レーダー	5
1.4 ライダー応用への意義	6
1.5 本報告書の構成	6
2 基礎と原理	9
2.1 ライダーの応答	9
2.1.1 ライダー方程式	9
2.1.2 光検出器	11
2.2 M系列とその性質	12
2.3 M系列変調法の測定原理	15
2.3.1 アナログ信号方式	16
2.3.2 光電子計数法 (S.P.C. 法)	21
2.4 測定値の統計的誤差	23
2.4.1 S.P.C. 法	23
2.4.2 アナログ信号方式	25
2.5 平均応答法との比較	28
2.5.1 平均応答法と測定値の分散	28
2.5.2 M系列変調法との比較	29
2.6 システムの非線形性による応答測定値の歪	30
2.6.1 システムの 2 乗歪の影響	30
2.6.2 光パルス波形の乱れによる測定誤差	33
3 信号処理系	38
3.1 要求される仕様	38
3.2 システム構成	39

3.3	ハードウェアの概要	40
3.3.1	積算メモリー部	41
3.3.2	ランダムコードメモリー部	44
3.3.3	システム制御部	45
3.3.4	ランダムコード復調部	48
3.4	ソフトウェアによる制御	49
4	擬似ランダム変調 CW ライダーシステム	53
4.1	送光系	53
4.1.1	半導体レーザー	54
4.1.2	パルス動作半導体レーザーライダーとの比較	59
4.1.3	半導体レーザーの同調——変調特性	60
4.1.4	周波数安定化	63
4.2	受光系	66
4.2.1	狭帯域光学部	66
4.2.2	幾何学的効率 (Geometrical Form Factor)	68
4.3	半導体レーザー擬似ランダム変調 CW ライダー	72
4.4	アルゴンイオンレーザー擬似ランダム変調 CW ライダー	76
4.4.1	多波長擬似ランダム CW ライダーの構成	76
4.4.2	背景光と信号雑音比	78
4.4.3	エアロゾルの測定	79
5	フィールド観測例	89
5.1	エアロゾルなどの応答特性	89
5.2	大気境界層構造の観測	90
5.3	視程の観測	94
5.3.1	識別限界と光学的測定	94
5.3.2	夜間視程の測定	95
5.3.3	視程測定の考察	100
5.4	道路排ガスの観測	101
5.4.1	沿道方向の道路粉じんの時間変化の観測	101
5.4.2	トンネル内舞い上がり粉じんの移動の観測	102
6	まとめ	108
	発表論文リスト	109

CONTENTS

Abstract	1
1 Introduction	3
1.1 Background of Pseudo-random Modulation Method	3
1.2 Application to Pseudo-random Modulation Spectroscopy	4
1.3 Pseudo-noise (PN) Radar	4
1.4 Significance of Lidar Application	6
1.5 Outline of this Report	6
2 Fundamental and Principle	9
2.1 Response of the Lidar	9
2.2 M-sequence and Its Properties	12
2.3 Principle of the Measurement by M-sequence Modulation	15
2.4 Statistical Error of the Measurement Values	23
2.5 Comparison with the Average Response Method	28
2.6 Distortion of the Measurement Values due to the System Nonlinearity	30
3 Signal Processing System	38
3.1 Requirement for the RM-CW Lidar System	38
3.2 System Configuration	39
3.3 Outline of the Hardware Systems	40
3.4 Control by Softwares	49
4 RM-CW Lidar Systems	53
4.1 Transmission Part	53
4.2 Receiving Part	66
4.3 Diode Laser RM-CW Lidar	72
4.4 Argon-ion Laser RM-CW Lidar	76

5	Examples of Field Measurements	89
5.1	Profiles of Aerosol Distribution	89
5.2	Observation of Atmospheric Boundary Layer	90
5.3	Observation of Visibility	94
5.4	Observation of Road-side Exhaust Gas	101
6	Summary	108
	List of Publications	109

Abstract

Random-modulation cw lidar (RM-CW LIDAR) is a new technique based on the pseudo-random code modulation of cw laser light, which was proposed by the authors, and is suitable for a small power laser source. Diode laser is a suitable light source for the RM-CW lidar. It is compact, highly efficient, long lifetime, highly reliable, and the lasing frequency and intensity can be controlled by the driving current. When the diode laser is used, a compact, portable lidar is expected to be realized. The authors designed and constructed a signal processor for continuous data acquisition, and constructed two diode-laser RM-CW lidar systems. It is a prototype of a practical compact lidar system for the measurement of short distance phenomena.

In this report we describe the RM-CW lidar theory, including the error and noise, the apparatus and the field experiment mainly by diode-laser RM-CW lidar as well as by the Argon-ion laser RM-CW lidar. The measurement was stressed for the short distance phenomena such as the boundary layer, visibility, and road dust dispersion.

概 要

本報告書は国立公害研究所において経常研究「擬似ランダム変調 CW ライダーの開発と応用」(昭和 59~62 年度)として行ってきた研究の成果をまとめたものである。擬似ランダム変調 CW ライダー (RM-CW ライダー) は、著者らが独自に考案開発したもので、ピーク出力の大きくない cw レーザー光を光源として空間プロファイルを得ることが可能となり、最近発展の著しい単一モード cw 動作半導体レーザーを光源に用いるのに有効な方法である。著者らは独自の信号処理回路を設計製作して、可搬な実用システムのプロトタイプとも呼ぶべき装置を開発した。

半導体レーザーは小型、高効率、長寿命で、信頼性が高く、廉価で、駆動電流によって動作(強度、発振波長)の制御ができるという特徴を有するが、ライダーの光源として用いるには出力が小さいのが難点である。パルス動作に比べて cw 動作は安定で、単一周波数での動作も比較的容易であり、背景光の軽減を考慮する場合に重要である。擬似ランダム変調 CW ライダー (Pseudo-random modulation cw lidar, 以下、RM-CW ライダーと呼ぶ) では大気中の散乱体の空間分布を得るために cw レーザー光を擬似ランダムコードで変調し、受信光を復調することによって、空間分布を得る。装置はプロトタイプの 1 号機(夜間専用)とそれを改良して昼間も測定できるようにした 2 号機の 2 台である。ここでは半導体レーザーを光源とする RM-CW ライダー (DL-RM-CW ライダー) とアルゴンイオンレーザーを光源とする装置について述べるとともに、主として DL-RM-CW ライダー 1 号機の結果について、その可搬性を利用した視程、道路沿道の粉じんの時間変化等の観測について報告する。

1 まえがき

本報告書は国立公害研究所において経常研究「擬似ランダム変調 CW ライダーの開発と応用」(昭和 59~62 年度)として行ってきた研究の成果をまとめたものである。

ここで述べる擬似ランダム変調 CW ライダー^{1,2)}は、著者らが独自に考案開発したもので、ピーク出力の大きくない cw レーザー光を光源として空間プロファイルを得ることが可能となり、最近発展の著しい単一モード cw 動作半導体レーザーを光源に用いるのに有効な方法である。著者らは独自の信号処理システム³⁾を設計製作して、可搬な実用システムのプロトタイプとも呼ぶべき装置を開発した。以下では第 1 章でその背景となる擬似ランダム変調法の概要とこれまでの発展の経緯及びライダーに適用した場合の特徴について述べ、以後の章で M 系列擬似ランダム変調 CW ライダーの基礎と原理、特に信号処理系をディジタルフィルタとして眺めた場合の取り扱いや、独自に開発した信号処理系と全体のシステム、それらを用いたフィールド計測について述べる。

1.1 擬似ランダム変調法の歴史

人工的に作られる不規則信号である擬似ランダムコード⁴⁻⁶⁾には周期的なもの (M 系列, Gold 系列, 平方剰余列 (L 系列), 双子素数列) と非周期的なもの (Barker 系列, インパルス等価系列 (I 系列), 相補系列) がある。ここで用いる M 系列擬似ランダムコードは周期的不規則信号の代表例である。擬似ランダムコードはその自己相関関数が近似的に白色雑音と同じようにデルタ関数的な性質を示すので、擬似ランダムコードで変調した入力信号に対する測定対象からの応答すなわち出力信号と、入力信号を変調した変調コードとの相関を取って測定対象の応答特性 (時間, 距離分布の情報) を求めることができる。この場合の入力信号はほぼ連続であるので、インパルス入力に比べ弱いパワーで十分である。したがって破壊強度などの理由により強いインパルスをかけられない場合の応答特性の測定に用いられている。測定対象を大気中の散乱体にとり、擬似ランダム変調法を適用することが可能である。大気中の散乱体をレーザー光をプローブとして測定する装置はライダー (レーザーライダー) と呼ばれる。ライダーでは、通常パルスレーザー光が光源として用いられているが、擬似ランダム変調法を採用して cw レーザーを用いると電氣的雑音の減少, 信頼性の向上, 装置の小型化等が期待できる。

歴史的には擬似ランダム変調法は、弱い入力信号で応答特性が測定できる性質をいかして工場内のプラントのインパルス応答の測定などに用いられた⁷⁾ほか、妨害雑音に強い性質を利用して通信分野でも使用されてきた。いずれの場合もシフトレジスタで容易に生成できる M 系列が使用されることが多い。通信では帯域幅の狭い (すなわち変化がゆっくりした) 信号を、速い (す

なわち帯域の広い) M 系列信号で変調し、スペクトル幅を拡げて使用するのでスペクトラム拡散⁹⁾と呼ばれる。異なる M 系列のコード間では復調(擬似ランダムコードの変調では変調したコードと相関を取ることに相当する)する際にはほぼ独立である(直交する)性質を利用して、多重送信や秘話性の高い通信に実用的に使用されている。特に衛星間の通信には妨害雑音に強い性質が買われて擬似ランダム変調が利用されている。また、すでに実用化されている GPS (Global Positioning System) でも、非常に長周期の M 系列擬似ランダムコードが使用されており、衛星からの電波の到達時間を利用して地上での位置を求めるのに役立っている。

M 系列変調法で応答波形を復元する(すなわち復調する)には測定対象からの出力信号を変調に使用した 2 値(1 と 0, 又は 1 と -1) M 系列コードに応じて符号を変えて加算する相関方式を取ることが普通である(in-line 相関方式と呼ばれる)。この場合、入力と出力の周波数は等しく、振幅変調となっている。通信分野では復調の方式も発達しており、ラジオ波やマイクロ波では変調時に M 系列コードに応じて搬送波周波数も変換する(すなわち周波数変調を行う)ヘテロダイン相関方式を用いて、感度を向上させている。

1.2 擬似ランダム変調分光法への応用

ライダーはレーザー光をプローブとしており、分光学の分野と関係が深い。粒子ビームに関連した分光分野でも擬似ランダム変調法は、反応炉から発生する熱中性子線の飛しょう時間(time of flight)の測定⁹⁾や反応性ラジカル分子ビームの反応時間分布の測定¹⁰⁾に応用されている。エネルギーの低い熱中性子線の発生は非常に弱いので、その飛しょう時間分布を測定するため回転円盤上の単一スリットからビームを取り出すと非常に弱くなる。そこで(1, 0)を成分とする周期的擬似ランダムコードの 1 に対応して円盤上に多数のスリットを開けて、多重のビームを透過させ、ビーム強度検出器で検出された信号強度と時間をずらした変調信号コードとの相関を取ることによって飛しょう時間分布を得ることができる⁹⁾。これによって発生する中性子線の利用効率を 50% まで高めることができる。同じ手法がラジカル性のビームが分子と反応するまでの時間の頻度分布の測定¹⁰⁾に応用された。この場合、反応によって生ずる発光を光電子増倍管で検出してビームが反応容器に注入されてからの反応時間を測定する。第 2 章で明らかにされるように擬似ランダム変調を用いると変調コードのゆがみが測定結果に影響を与えるので、スリットの動きを改良するために磁気で浮上させた回転円盤が工夫され、分子ビームの飛しょう時間の測定に用いられた¹¹⁾。擬似ランダム変調コードの分光実験への応用はいずれもプローブパルスを多重にして微弱光を測定することを目的としている。

熱中性子線や分子線の実験は粒子を機械的チョッパーで断続するので、応答速度は遅くなる。Baba らは原子・分子ビームを用いたレーザー励起蛍光(LIF)測定の実験に M 系列擬似ランダム変調法を応用し、Na の D₁ 線を利用し、ビームの飛しょう時間を求めた^{12,13)}。そこでは励起及びプローブのレーザー光を電気光学的にチョップしているのでスイッチ時間を早くすることが

できる。この装置で用いた手法が擬似ランダム変調 CW ライダー (RM-CW ライダー) に取り入れられている。またレーザー光を電気光学的にチョップする手法は光音響分光法 (PAS) に取り入れられて、固体試料内での熱緩和時間の測定に使用されている¹⁴⁾。

1.3 擬似雑音 (PN) レーダー

ライダーはレーザー光を光源として大気中の散乱体の空間分布や対象物までの距離を測定する手法であるが、距離を測定する装置としてはマイクロ波領域のレーダーがある。レーダーでは擬似ランダム変調方式を用いて距離を測定する方法として 1960 年代に PN レーダー (Pseudo-noise radar: 擬似雑音レーダー) が提案されている¹⁵⁾。また高層の電離層を観測するマイクロ波レーダーでは長い周期 T のパルスを擬似ランダムコードで変調して変調コードの短い時間幅 Δt に対応する距離分解能を得ている¹⁶⁾。PN レーダーで散乱体の空間分布を測定したり、周期に対応する距離 ($cT/2$) より遠方の対象を測定するには、近距離からの強い散乱を除くために、送信と受信を交互に行い、その間に空白時間を置いて近距離をカットする (ICW: Interrupted cw 方式)¹⁷⁾ か、送受光装置間を離す (2 局方式)¹⁸⁾ 必要があった。

RM-CW ライダーは PN レーダーの原理を可視光の領域に応用し、cw レーザーの信頼性、平均パワーとして比較的大きなエネルギーを利用できる性質に注目し、擬似ランダムコードを採用して距離分解能を得ることに相当する。しかし、RM-CW ライダー^{2,3)} と PN レーダーとの大きな相違点は、前者では近距離からの強い散乱の影響を取り除くために、レーザー光と望遠鏡視野との重なり関係¹⁹⁾ (“幾何学的効率” “geometrical form factor” 又は “crossover function”) $Y(R)$ を利用して、送受信を同時に連続して行う点にある。これはレーザー光の指向性の良さを利用したもので、ビーム広がりが多いレーダー (マイクロ波) では幾何学的効率を利用することは難しい。

レーダーとライダーのほかの大きな相違点は検波法である。レーダーの場合は位相の制御が容易にできるので、周波数シフトや位相の情報が重要なコヒーレント検出法の使用が容易である。一方、ライダーの場合は周波数が高く、現状では周波数制御が十分でないばかりでなく、大気の揺らぎが位相を乱す影響も大きいので、散乱光強度を検出するインコヒーレント検出法 (直接検出法) が主である。

そのほか、光領域で距離を測定する実用的な装置に OTDR (Optical Time-Domain Reflectometry) がある。これはファイバーの一端から光パルスを送りその反射光からファイバー中の破断点を発見するもので、光学ファイバーを媒体としたライダーシステムである。ファイバーでは光は広がらないので減衰は吸収・散乱によるものだけである。ライダーと同じく通常はインパルスが使われるが擬似ランダム変調法を用いるとさらに高感度な検出が可能である²⁰⁾。

1.4 ライダー応用への意義

本報告書で述べる RM-CW ライダー方式は新しく考案されたライダー方式で、半導体レーザーを光源として利用するのに適している。半導体レーザーは次のような特徴がある。

- (1) 小型・軽量：素子が超小型であるので小型・軽量のシステムが製作可能である。
- (2) 消費電力が少ない：半導体レーザーは高効率であり、消費電力が少ないので電源等も小型で済み、バッテリー動作も可能である。
- (3) 可搬性：一人で運搬・操作できる程度に小型に製作できる。
- (4) 全固体化・高信頼性：検出器に固体検出器（例えば APD：Avalanche Photo Diode）を用いると全体を固体化することが可能で、基本的に消耗品が不要となる。
- (5) 廉価：半導体レーザーは CD、ビデオディスクや光通信用に大量生産されており、廉価で製作可能である。
- (6) 眼への安全性（eye safety）：半導体レーザーは発振波長が近赤外領域にあり、可視領域に比べて安全であるばかりでなく、パルス動作に比べてピークパワーが低いので、眼に対して安全性が高い。
- (7) 気象・公害測定への応用：境界層構造、排煙拡散、視程の測定など可搬性、高信頼性、小型等の特長をいかした応用が広い。

その一方で、パワーが小さいので到達距離が短いことは短所に挙げられるであろう。

半導体レーザーを光源とするライダーシステムとして擬似ランダム変調 CW ライダー（RM-CW ライダー）を製作^{21,22)}し、その可搬性をいかして大気境界層、視程、排ガス拡散の観測を行った。装置はプロトタイプの 1 号機（夜間専用）とそれを改良して昼間も測定できるようにした 2 号機の 2 台である。本報告書では主として 1 号機の結果について報告する。

1.5 本報告書の構成

本報告書は以下、4 章から構成される。第 2 章で擬似ランダム変調 CW ライダーの基礎と原理、第 3 章で効率良い連続測定を可能としている信号処理系の概念、第 4 章でライダー装置、第 5 章では観測結果の代表的な例を述べる。

第 2 章の基礎と原理では M 系列擬似ランダムコード変調を単に幅 Δt の矩形波による変調^{4,5)}というのではなく、 Δt の時間の周期で (1, 0) の M 系列が入ってきたとき、1 に応じて一定の波形のパルスを出す系として、測定系をデジタルフィルターの理論で取り扱う。これによって M 系列の有する周波数領域の性質等の考察が容易となる。

第 3 章では本システムの最も特徴的である信号処理系について紹介する。RM-CW 方式では受信信号は時間的に連続な信号として休むことなく飛来する。この信号を受信するために連続的に信号を取り込む検出処理装置を設計製作した。

第 4 章は実際の擬似ランダム変調 CW ライダーシステムの紹介である。半導体レーザーを光

源とするシステムだけでなく、最初に原理的正しさを確認し、その後多波長のライダー装置として実験に使用した Ar レーザーを光源とするシステムについても紹介する。なお、Ar レーザーを光源とするシステムの観測結果もこの章の中に含めた。

第5章では半導体レーザーを光源とした RM-CW ライダーを用いたフィールド計測について大気境界層構造、視程及び道路排ガス拡散の観測を中心に紹介する。

最後にむすびの章で実用システムとして確立するために残された問題点や将来の展望、コヒーレント検出法を適用する際の問題点などについて触れる。

本報告書の各章の主たる執筆は

第1章 序	竹内 延夫
第2章 基礎と原理	上野 敏行
第3章 信号処理系	馬場 浩司・桜井 捷海
第4章 擬似ランダム変調 CW ライダーシステム	
4.1 送光系	竹内 延夫
4.1.1~2 半導体レーザー、パルス動作との比較	竹内 延夫
4.1.3~4 変調特性、周波数安定化	桜井 捷海
4.2 受光系	竹内 延夫
4.3 半導体レーザーシステム	竹内 延夫
4.4 アルゴンレーザーシステム	桜井 捷海
第5章 フィールド応用	竹内 延夫

である。

引用文献

- 1) Takeuchi, N., N. Sugimoto, H. Baba and K. Sakurai (1983): Random modulation cw lidar. Appl. Opt., **22**, 1382-1386.
- 2) 竹内延夫・杉本伸夫・桜井捷海・馬場浩司・上野敏行 (1983): 大気汚染計測用擬似ランダム変調 CW ライダー、レーザー研究, **11**, 763-771.
- 3) Baba, H., S. Hoshina, K. Sakurai and N. Takeuchi (1985): High-speed multichannel photon counter for time-resolved laser spectroscopy. Rev. Sci. Instrum., **56**, 1926-1929.
- 4) 佐藤 勇 (1967): 擬似ランダム系列、相関函数およびスペクトル、磯部 孝編、東大出版会、東京、170-181.
- 5) 柏木 瀾 (1981): M 系列再発見、計測と制御, **20**(2), 236-245.
- 6) G. Hoffmann de Visme (1977): 2 値系列、伊理正夫・伊理由美訳、共立出版、東京、153 p.
- 7) 擬似ランダムコードを用いた産業計測については磯部 孝編: 相関函数およびスペクトル、東大出

版会 (1967) に詳しい。

- 8) Dixon, R. C. (1976) : Spread Spectrum Systems. John Wiley & Sons, New York, 318p.
- 9) Price, D. L. and K. Skold (1970) : A detailed evaluation of the mechanical correlation chopper for neutron time-of-flight spectrometer. Nucl. Instrum. & Methods, **82**, 208-222.
- 10) Nowikow, C. V. and R. Grice (1979) : Cross-correlation time-of-flight analysis of molecular beam scattering. J. Phys. E : Sci. Instrum., **12**, 511-521.
- 11) Cosma, G., R. David, B. J. Schumacher (1981) : Magnetically suspended cross-correlation chopper in molecular beam-surface experiments. Rev. Sci. Instrum., **52**(6), 789-796.
- 12) Baba, H., K. Sakurai, F. Shimizu (1983) : Measurement system for temporal response of atomic and molecular systems using the correlation method with pseudorandomly modulated laser light. Rev. Sci. Instrum., **54**(4), 454-457.
- 13) Baba, K., H. Horiguchi, M. Kondo, K. Sakurai, S. Tsuchiya (1983) : A laser technique for state-selected time-of-flight analysis by pseudo-random modulation. Jpn. J. Appl. Phys., **22**(11) 1643-1646.
- 14) 杉谷嘉則 (1981) : 相関光音響分光法の原理と応用, 化学の領域, **35**(11) 848-855.
- 15) Craig, S. E., W. Fishbein and O. E. Rittenback (1962) : Continuous-wave radar with high range resolution and unambiguous velocity determination. IRE Trans. Mil. Electron., April 153-161.
- 16) Woodman, R. F. (1980) : High-altitude resolution stratospheric measurements with the Arecibo 430 MHz radar. Radio Sci., **15**, 417-422.
- 17) 阪本捷房・滝 保夫・宮川 洋・鈴木 務・小林久志・神田隆吉 (1964) : 符号化パルスレーダー方式, 東京大学工学部電気工学科紀要, **12**, 1-20.
- 18) Nathanson, R. E. (1969) : Radar design principles. McGraw-Hill, New York, 626 p.
- 19) 竹内延夫・佐藤 健 (1987) : 干渉フィルターを有するライダーにおける幾何学的効率の考察, レーザー研究, **15**, 296-306.
- 20) Sudbo, A. Sv. (1983) : An optical time-domain reflectometer with low-power InGaAsP diode lasers. J. Lightwave Technol., **1**(4), 616-618.
- 21) Takeuchi, N., H. Baba, and K. Sakurai and T. Ueno (1986) : Diode-laser random-modulation cw lidar. Appl. Opt., **25**, 63-67.
- 22) 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・井戸田健・新井敏弘・常見真人・石河直樹 (1985) : 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調 CW ライダーの試作と動作特性, レーザー研究, **13**, 353-364.

2 基礎と原理

本章は M 系列を用いた擬似ランダム変調法（以下では M 系列変調法と呼ぶ）によるライダー（レーザーライダー）応答測定法について解析した結果をまとめたものである。

著者らは M 系列変調法を用いた測定装置や応用例をすでに発表し^{1,2)}、M 系列変調法の測定原理についても一部発表している³⁻⁶⁾。しかし、M 系列変調法の測定原理はやや複雑であるため、本章では特に丁寧な説明を試み、これまでの相関法⁷⁾あるいは応答のサンプル値についての連立方程式の解を求めるなど^{8,9)}とは異なった観点からの解析を行っている。ここで述べた、測定系をディジタルフィルタによる信号処理系とみなす考えかたは、応答の測定結果の解釈に有効である。

応答測定値の統計的誤差には二つの原因が考えられる。一つは光の検出に伴う雑音で、いま一つは測定対象あるいは背景光のゆらぎによるものである。本章では光検出器で加わる雑音が応答測定値に及ぼす影響を求め、測定の理論的な限界を示した。また、現在一般に用いられている、パルスレーザー光を繰り返し加えてその応答を平均する通常の測定法（以下では平均応答法と呼ぶ）による測定誤差について両者の比較検討を行った。

M 系列変調法の問題点の一つは、平均応答法などと比べて装置が複雑になることである。M 系列変調法では系の特性は線形であるとしているが、装置の動作に非線形な部分が存在すると、本来応答の現れるはずのないところに偽の応答（ゴースト）が現れることがある。回路の 2 乗特性及び変調の乱れを仮定したときのゴーストの位置と形は理論的に予測できることを示した。

2.1 ライダーの応答

2.1.1 ライダー方程式¹⁰⁾

ライダーの基本的な動作は指向性の鋭いパルスレーザー光を大気中に送出し、後方散乱光成分を受信光学系で集光し、干渉フィルタ等の光学系で必要な信号成分だけを取り出す。光検出系で電気信号に変換し、信号処理系で必要な処理が行われる。

散乱体までの距離 R と、信号が戻ってくる時間 t の間には、 c を光速として次の関係がある。

$$R = ct/2 \quad (2.1)$$

レーザーの受信光強度 $P(R)$ は送信光強度 P_0 に対して

$$P(R) = P_r(R) + P_b \quad (2.2)$$

$$P_r(R) = P_0 K L A_r \beta(R) T(R)^2 Y(R) / R^2 \quad (2.3)$$

$$P_b = S \Delta \lambda A_r \Omega \quad (2.4)$$

と表され、ライダー方程式と呼ばれている。各記号の意味は次に示した。

- $P_r(R)$ 距離 R からの信号のパワー [W]
 P_0 レーザー出力パワー [W]
 K 光学系の効率 []
 L レーザーパルス空間長の半分 [m], $L = c \Delta t_0 / 2$
 Δt_0 はレーザーパルスの時間幅
 A_r 受信望遠鏡の有効面積 [m²]
 $\beta(R)$ 距離 R における体積後方散乱係数 [m⁻¹]
 $T(R)$ 距離 R までの大気の透過率 []
 $Y(R)$ 距離 R における幾何光学的効率 []
 P_b 背景光パワー [W]
 S 背景光輝度 [W/nm/sr/m²]
 $\Delta \lambda$ 干渉フィルターのバンド幅 [nm]
 Ω 望遠鏡の視野（立体角）[sr]
 [] は無次元を表す

$\beta(R)$ は散乱体の密度 $N(R)$ [m⁻³] と後方微分散乱断面積 $\sigma(\pi)$ [m²] により

$$\beta(R) = N(R) \sigma(\pi) \quad (2.5)$$

と与えられる。 $T(R)$ は減衰係数 $\alpha(R)$ により次のように表され、遠方にゆくに従い $T(R)$ は減少する。

$$T(R) = \exp\left(-\int_0^R \alpha(r) dr\right) \quad (2.6)$$

測定した $P_r(R)$ より $\beta(R)$ あるいは $N(R)$ を求めるのがライダーによる測定の原理である。

観測される量 $P_r(R)$ に対して、未知の量は $\beta(R)$, $T(R)$ の2つであるから、式 (2.3) を解くには $\beta(R)$ と $T(R)$, あるいは $\beta(R)$ と $\alpha(R)$ の間に、何らかの関係式を仮定するか別の方法で $T(R)$ を求める必要がある。

近距離の場合には $T(R) = 1$ と置くと、距離2乗補正をした $P_r(R) \cdot R^2$ は $\beta(R)$, $N(R)$ に比例する。

本章で議論するライダーの応答測定とは光検出系を通して求めた受信信号から上記の

$P_r(R)$ を求めることである。

2.1.2 光検出器

光検出器として光電子増倍管 (PMT) を用いたとき得られる信号と雑音については以下のよう
に考えられる¹¹⁾。

光信号の強度に比例する単位時間当たりの平均光電子数を n [s^{-1}] とすると, $P(R)$ の式の第
1 項 $P_r(R)$ による成分を n_s , 第 2 項の背景光 P_B による成分を n_b として

$$\begin{aligned} n &= n_s + n_b \\ n_s &= P_r(R) \eta / h\nu \\ n_b &= P_B \eta / h\nu \end{aligned} \quad (2.7)$$

と与えられる。

ただし各記号は次のように定める。

- η 光電子増倍管の量子効率
- h Planck 定数 [$J \cdot s = W \cdot s^2$]
- ν レーザー光の周波数 [s^{-1}]
- e 素電荷 [C]
- μ $\mu = m / (m - 1)$ m は PMT ダイノードの平均増倍率
- G PMT の倍率
- B PMT 検出系の等価帯域幅 [s^{-1}]

入射光 P が比較的強いときには, PMT からの信号はアナログ量として取り扱うことができる
(この方式を以下ではアナログ信号方式という)。PMT の光電面上に換算した平均電流を $I_0 =$
 $e \cdot n$ [A], 負荷抵抗を R とすると, 光信号に対する平均電圧 V は

$$V = GRI_0 = GR\eta P / h\nu \quad (2.8)$$

である。PMT のショット効果により電圧 V には不規則な変動 v が加わっており, 測定誤差の
原因になる。 v の 2 乗平均値は

$$\begin{aligned} \bar{v}^2 &= 2 e \mu B G^2 R^2 I_0 \\ &= 2 e \mu B G^2 R^2 \eta P / h\nu \end{aligned} \quad (2.9)$$

と表される。

一方, 入射光信号が微弱で n が小さくなり, PMT 検出系の時定数より光電子の到来間隔が大
きくなると PMT からはパルス信号が得られる。1 回のゲートを開けたときに到来する平均パル

ス数 n_a は、次のようになり光信号に比例する。

$$n_a = n \Delta t \quad (2.10)$$

ただし Δt はパルス測定ゲートの時間 [s]。

このようなパルスを計数して光信号を測定する方法を光電子計数法 (Single Photon Counting, S.P.C. 法) と呼ぶ。光電子の計数値が統計的なばらつきを持つことが測定誤差の原因になる。

2.2 M 系列とその性質

M 系列については既に多くの解説がなされている^{12,13)}。ここでは後の議論に必要な性質について簡単に述べておく。まず M 系列の発生については、4 段のシフトレジスタにフィードバックをかける回路から発生される M 系列を例にとることとする。図 2.1 で D_i の値は 0 か 1 で、 $\oplus$ は排他的論理和 (表 2.1) を表す。いま、レジスタ ($D_1 D_2 D_3 D_4$) の内容が (1 0 0 1) とする。次のクロックにより ($D_1 D_2 D_3$) の内容が 1 つずつ右に移動して ($D_2 D_3 D_4$) に移り、 D_1 には $D_3=0$ と $D_4=1$ の排他的論理和である 1 が入力されて、($D_1 D_2 D_3 D_4$) = (1 1 0 0) となる。このような操作を繰り返すと D_4 の値は

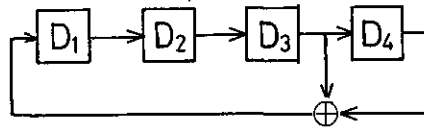


図 2.1 シフトレジスタによる M 系列の発生
Fig. 2.1 Generation of M-sequence by shift registers

表 2.1 排他的論理和の真理値表
Table 2.1 Truth table of exclusive 'OR'

Exclu. OR	1	0
1	0	1
0	1	0

10011010111100010011

→繰り返し

となる。この周期 $15 (=2^4-1)$ の系列には 0 は 7 個, 1 は 8 個含まれていて, 0000 を除く 1, 0 の 4 個続きの組み合わせがすべて 1 回ずつ含まれている。

一般に n 段のシフトレジスタを用いて周期 $N=2^n-1$ の系列を発生するフィードバック回路が存在し, 発生された 1, 0 の系列を M 系列と呼ぶ。1 の数は 0 より 1 個多い。

M 系列 a_i と, それを r クロック時間分ずらせた系列 a_{i-r} との排他的論理和 $a_i \oplus a_{i-r}$ により作られる系列はまた M 系列となり, 元の a_i を $d(r)$ 時間分ずらせた系列 $a_{i-d(r)}$ になる。

$$a_{i-d(r)} = a_i \oplus a_{i-r} \quad (2.11)$$

4 段のシフトレジスタ回路から発生される M 系列を例にとると次のようになる。

$$\begin{array}{rcl} a_i & 100110101111000 \\ \oplus a_{i-r} & 010011010111100 \\ \hline a_{i-d} & 110101111000100 \end{array}$$

M 系列の 1, 0 を +1, -1 に対応させ, クロックパルスの周期を Δt として図 2.2 のような 2 値 M 系列信号 $x(t)$ を作ることができる。1, 0 についての排他的論理和は +1, -1 の値についてはその積の符号を変換したのに対応している (表 2.2)。したがって積 $x(i\Delta t)x(i\Delta t+k\Delta t)$ (ただし $k \neq 0, N, \dots$) は $-x(i\Delta t)$ をある時間分ずらせた信号となるので一周期に含まれる -1 の数は +1 より 1 つ多くなる。そこでちょうど周期 $N\Delta t$ の整数倍の時間について積分をした $x(t)$ の自己相関関数 $\phi_{xx}(i\Delta t)$ は次のようになる (図 2.3)。

$$\phi_{xx}(i\Delta t) = \frac{1}{N\Delta t} \int_0^{(N-1)\Delta t} x(t)x(t+i\Delta t)dt = \begin{cases} 1 & (i=0, \pm N, \pm 2N, \dots) \\ -1/N & (i \neq kN) \end{cases} \quad (2.12)$$

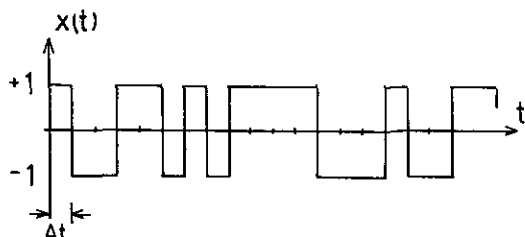


図 2.2 2 値 M 系列信号の例
Fig. 2.2 An example of a 2-value M-sequence code

表 2.2 +1, -1 の積
Table 2.2 Product of +1 and -1

Multi.	1	-1
1	1	-1
-1	-1	1

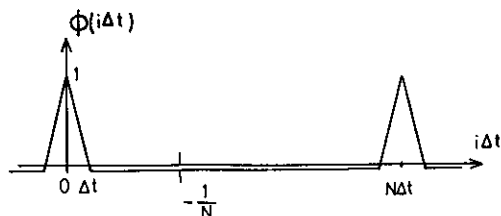
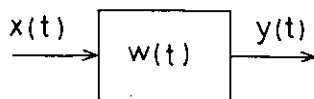


図 2.3 2値 M 系列信号の自己相関関数
Fig. 2.3 Autocorrelation function of a 2-value M-sequence code

M 系列から作られた図 2.2 の $x(t)$ の自己相関関数は N が大きい時ほぼ白色信号のそれと等しいとみなすことができるので、擬似ランダム雑音と呼ばれる。

一般に相関法と呼ばれるシステムの動特性測定法は入力に白色雑音 $x(t)$ を加え、出力信号 $y(t)$ との相互相関関数（測定時間が有限な場合には統計的な誤差を持つ）を求めてシステムのインパルス応答をもとめる（図 2.4）。上の 2 値 M 系列信号 $x(t)$ を近似的に白色雑音と見なし、系の入力に加えれば、入出力信号の相互相関関数によりインパルス応答を求めることができ



$$\Phi_{xy}(\tau) = \int_0^{\infty} \Phi_{xx}(\tau - \lambda) w(\lambda) d\lambda$$

$x(t)$: white noise

$$\Phi_{xy}(\tau) \doteq w(\tau)$$

図 2.4 相関法による系のインパルス応答の測定
Fig. 2.4 Measurement of the impulse response of a system by the correlation method

る。相関計算の積分時間はM系列周期の整数倍とする。このときM系列は周期性をもつ信号であるため測定雑音がないかぎり測定結果に統計的な誤差は含まれない。ただし入力信号の自己相関関数が完全なインパルスでないため近似的なインパルス応答が求められると考えられる⁷⁾。

以下に述べる応答測定法ではレーザー光の変調回路に実際に加えられるのは $x(t)$ と同じような信号であり、応答を求める際にも相互相関関数を求めるのと同様な計算をすることから、上の相関法のように近似的なインパルス応答が求められると考えられがちである。

しかし我々がM系列変調法と呼んでいる方法は相関法とは少し異なった観点からその原理を説明することができ、測定結果には厳密な意味を与えることができる。

2.3 M系列変調法の測定原理

ライダーでは短時間パルスレーザー光を測定対象空間に送出し、ライダー方程式で表される反射光を光検出器により受光し、この受光信号をパルス光に対する応答とする。測定時間内では対象の性質が変わらず、光検出器や増幅器の動作の線形性が保たれているとする。このとき、応答測定の問題は、短時間パルス入力に対する線形システムの時間応答を求めることにほかならない^{8,9)}。

時刻 $t=0$ で波形 $w_1(t)$ の単一光パルスがインパルス応答 $w_2(t)$ のシステムに加えられたときの応答を $g(t)$ とする。 $g(t)$ は $w_1(t)$ と $w_2(t)$ の畳み込み積分で表される。

$$g(t) = \int w_1(t-\tau)w_2(\tau)d\tau \quad (2.13)$$

我々が求めようとしているのは応答 $g(t)$ である。とくに Δt 時間ごとのサンプル値を $g_k = g(k\Delta t)$ とし、 g_k を求めるべき応答とする。本来は光パルス波形 $w_1(t)$ の影響が含まれない、大気のインパルス応答 $w_2(t)$ が求まることが望ましい。しかしライダーでは距離分解能を考慮して光パルスの時間幅は十分小さくとられるので、インパルス応答そのものでなく $g(t)$ を求める応答とすることが一般的である。なお、後で示すように求めた応答には光検出器や増幅器などの特性が含まれることになるのでその周波数特性などには十分注意する必要がある。

M系列変調法では周期NのM系列 a_i (値は1又は0)を用い、 Δt 時間ごとに a_i に従い $a_i=1$ のときのみ波形 $w_1(t)$ のレーザーパルス光を送出する。周期Nは応答 $g(t)$ が時刻 $t=(N-1)\Delta t$ では十分小さくなるように選ばれる。 Δt 時間ごとに a_i に従って送出されるレーザー光パルスに対する応答は次々と重ね合わさり、光検出器に入る。受信光の強度 $y(t)$ [W]は $i\Delta t \leq t < (i+1)\Delta t$ の範囲で

$$y(t) = P_0 \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g(t - (i-j)\Delta t) + b \quad (2.14)$$

と表される。

Δt 時間ごとの値 $y_i = y(i \Delta t)$ は次式のように表される。

$$y_i = P_0 \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j + b \quad i=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.15)$$

応答 g_j には光検出系までの応答を含めて考えているが [単位は無次元], $P_0 g_j$ はレーザー方程式の $P_r(jc \Delta t/2)$ に対応している。 b は背景光 P_B を表し, ここでは一定とみなすことにする。

式 (2.15) は畳み込み積分を近似した式ではなく, g_j を波形 $w_1(t)$ に対する応答と考え, g_j が重ね合わさって y_i となることを意味する式である。

2.3.1 アナログ信号方式

光の強度が大きいとき PMT からは光の強度に比例したアナログ電圧信号が得られる。PMT からの電圧を増幅し, A/D 変換して信号処理装置に入力した無次元の数値データを z とする。信号 $z(i \Delta t)$ は

$$\begin{aligned} z(i \Delta t) &= \alpha \cdot y(i \Delta t) + n(i \Delta t) \\ z_i &= \alpha (P_0 \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j + b) + n_i \end{aligned} \quad (2.16)$$

と表される。ここで α は光強度から信号 z に変換する係数で, n_i は PMT で生じるゆらぎによる雑音で平均値は 0 である。 $K [V^{-1}]$ を電圧増幅回路と A/D 変換器を含めた変換係数とすると α 及び n_i の分散 σ_n^2 は式 (2.8) (2.9) を参考にして次のようになる。

$$\alpha = KGR\epsilon\eta/h\nu \quad (2.17)$$

$$\sigma_n^2 = K^2 2 e\mu BG^2 R^2 \epsilon\eta y_i / h\nu = \xi \alpha y_i \quad (2.18)$$

$$\xi = 2 K e\mu BGR \quad (2.19)$$

係数 ξ は雑音の大きさを示す係数である。

SN 比向上のため, 周期 N の光パルス列は M 周期にわたって繰り返し送出され ($M \gg 1$) M 周期分についてのデータ $z_i (i=0, 1, \dots, N-1, N, \dots, M \cdot N-1)$ がサンプルされ, 周期 N ごとの値を M 個加算して Z_i とする。

$$Z_i = \sum_{q=0}^{M-1} z_{i+qN} \quad i=0, 1, \dots, N-1 \quad (2.20)$$

M 系列変調法による応答測定法では, 1 又は 0 をとる系列 a_i に対して, 1 又は -1 をとる系列 α'_i

$$a'_i = 2a_i - 1 \quad (2.21)$$

を用いて、 Z_i との積和 S_k を次のように求める。

$$S_k = \frac{2}{N+1} \sum_{i=0}^{N-1} a'_{i-k} Z_i \quad (k=0, 1, N-1) \quad (2.22)$$

M 系列信号には次の関係があること、

$$\frac{2}{N+1} \sum_{i=0}^{N-1} a'_{i-r} a_i = \begin{cases} 1 & (r=0) \\ 0 & (r \neq 0) \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\frac{2}{N+1} \sum_{i=0}^{N-1} a'_i = \frac{2}{N+1} \quad (2.24)$$

及び、式 (2.16) より Z_i の期待値が次のように表されることから

$$E[Z_i] = \alpha M (P_0 \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j + b) \quad (2.25)$$

式 (2.22) の S_k の期待値は次のように表される。

$$\begin{aligned} E[S_k] &= \frac{2}{N+1} M \sum_{i=0}^{N-1} a'_{i-k} \alpha (P_0 \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j + b) \\ &= \alpha M (P_0 g_k + \frac{2}{N+1} b) \end{aligned} \quad (2.26)$$

カッコ内の第 1 項が求める応答で、第 2 項は背景光の応答測定値に表れる成分で、元の b のおよそ $2/N$ になっている。このように式 (2.22) により計算した S_k [無次元] より応答の推定値 $P_0 g_k$ を求めるのが M 系列変調法による応答測定法である。

上述の原理は次の (1), (2) のようにも説明することができる。簡単のため原理の説明では信号には雑音がなく、 $M=\alpha=1$, $b=0$ とする。

(1) 連立 1 次方程式の解

上の条件のとき式 (2.20) は

$$Z_i = \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j \quad i=0, 1, \dots, N-1 \quad (2.27)$$

とすることができ、 Z_i は g_i のいくつかの項の和となっている。図 2.5 には $N=31$ としたときの a_i , g_k , Z_i の例を示した。

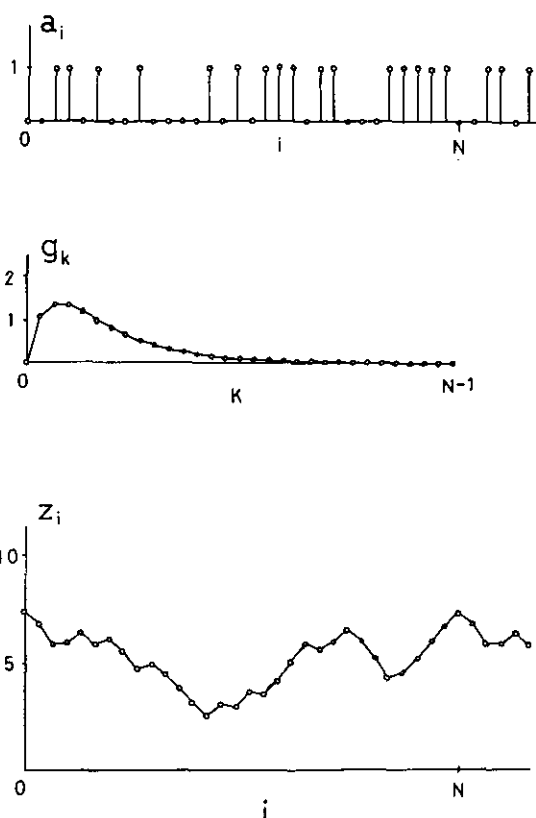


図 2.5 変調コード (M 系列) a_i , 応答関数 g_i , 出力 Z_i の例 ($N=31$) (式 (2.27))

Fig. 2.5 An example of modulation code a_i , response function g_i , output Z_i ($N=31$ for Eq. (2.27))

以下では $N=7$ の場合を例にとり, $(a_0, a_1, \dots, a_6) = (1110100)$ とする。M 系列の周期性より $a_{-1}=a_6$, $a_{-2}=a_5$, $a_{-3}=a_4$, $a_{-4}=a_3$, $a_{-5}=a_2$, $a_{-6}=a_1$ である。

式 (2.27) は次のようなマトリックスで表すことができる。

$$\begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \\ Z_5 \\ Z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \end{bmatrix} \\
 = \{a_i\}\{g_i\} \tag{2.28}$$

$Z_0, \dots, Z_6$ より $g_0, \dots, g_6$ を求めるには上の連立方程式を解けばよい。系列 a_i と a'_i には式 (2.23) のような直交関係があることを考慮して、マトリックス $\{a_i\}$ の逆行列として次のようなマトリックス $\{a'_i\}$ を作ればよい。すなわち、式 (2.22) の計算は次のマトリックスの計算をしていることに等しいのである。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} &= \frac{2}{8} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \\ Z_5 \\ Z_6 \end{bmatrix} \\ &= \{a'_i\} \{Z_i\} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.29)$$

マトリックス $\{a_i\}$ の一番左の第1列の1, 0の要素を、上から順に1を1とし、0を-1としてマトリックス $\{a'_i\}$ の第1行の要素として左から順に第1行に並べてある。 $\{a_i\}$ の第2列の要素を同様に変換して $\{a'_i\}$ の第2行の要素とする。

(2) デジタルフィルタ

次に式 (2.22) あるいは式 (2.29) の演算は図 2.6 のようなデジタルフィルタによる信号処理システムと見ることを示す。

測定対象系を W_2 とし、時間幅が無限に小さな単位インパルス光に対する応答を $w_2(t)$ とする。 W_2 には送出及び受光光学系、光検出器、増幅器などのすべての要素が含まれる。デジタルフィルタ-A は $t=0$ で1を入力すると Δt 時間ごとに M 系列に従う系列 $a_i (i=0, 1, N-1)$ を出力する。フィルタ- W_1 は $a_i=1$ のときに短時間光パルス波 $w_1(t)$ を出力する。 W_1 へ入力系列 a_i が加えられたときには短時間光パルス列 $w^*(t)$ が出力されて W_2 に加えられる。このときの W_2 の出力を $Z(t)$ とする。

N 個のデジタルフィルタ $H_k (k=0, 1, \dots, N-1)$ を考え、それぞれのインパルス応答 $h_k(i)$ を

$$h_k(i) = \frac{2}{N+1} a'_{N-1-k-i} \quad (i=0, 1, \dots, N-1) \quad (2.30)$$

とする。デジタルフィルタのインパルス応答 $h_k(i)$ とは $t=0$ で 1 を加えたときの $t=i \Delta t$ での出力の値である。 H_k の入力を Z_i としたときの出力を v_j とすると

$$v_j = \sum_{i=j-N+1}^j h_k(j-i) Z_i = \sum_{i=j-N+1}^j \frac{2}{N+1} a'_{N-1-k-j+i} Z_i \quad (2.31)$$

となるので、時刻 $j=N-1$ での出力が式 (2.22) の S_k に外ならない。

フィルタ H_k をフィルタ A のすぐ後ろに移動したと考えて、それぞれのインパルス応答 a_i と $h_k(i)$ の畳み込み e_r を求めると (δ をクロネッカのデルタ関数として)

$$e_r = \sum_{i=0}^{N-1} a_i h_k(r-i) = \delta_{N-1-k-r} \quad (2.32)$$

である。

e_r は $r=N-1-k$ のときのみ 1 をとる。したがって S_k を求める図 2.6 の系は、時刻 $N-1-k$ に 1 が W_1 に加えられ、波形 $w_1(t)$ のパルスが W_2 に加えられたときの、時刻 $N-1$ での W_2 の出力値を求めることになる。それはすなわち、 S_k は時刻 $t=0$ に入力波形 $w_1(t)$ が加えられたときの、系 W_2 の応答の時刻 $t=k \Delta t$ でのサンプル値に等しいことを意味している。ライダーでは $w_1(t)$ のパルス幅は十分小さいとみなし、上のようにして求めた応答を測定対象の応答とする。

M 系列変調法の原理を一口でまとめると次のように言える。 Δt 時間ごとに 1 又は 0 をとる M 系列に従って 1 のときに一定の波形の短時間パルス光を送出する。受信する光の信号は、短時間パルス光に対する応答が重なりあったものである。+1 又は -1 をとる系列 a'_i との積和により、単一の短時間パルス光に対する応答の Δt 時間ごとの値が求められる。

M 系列の擬似白色性雑音の性質を利用した相関法によるインパルス応答測定法では近似的なインパルス応答を求めると考えるが、ここでの M 系列変調法では 1 の時に加わる一定波形の短時間パルスに対する応答のサンプル値そのものが正確に求まることに注意しておく。

以上の説明では応答 $g(t)$ の $t=k \Delta t$ での値を求めるものとしてきたが、信号 $z(t)$ のサンプリングを δt だけずらして $t=k \Delta t + \delta t$ (ただし $\delta t < \Delta t$) の時刻に行い、 z_i として同じように処理すれば $t=k \Delta t$ 以外での $g(t)$ の値 $g(k \Delta t + \delta t)$, ($k=0, 1, 2, \dots, N-1$) を求めることができる。

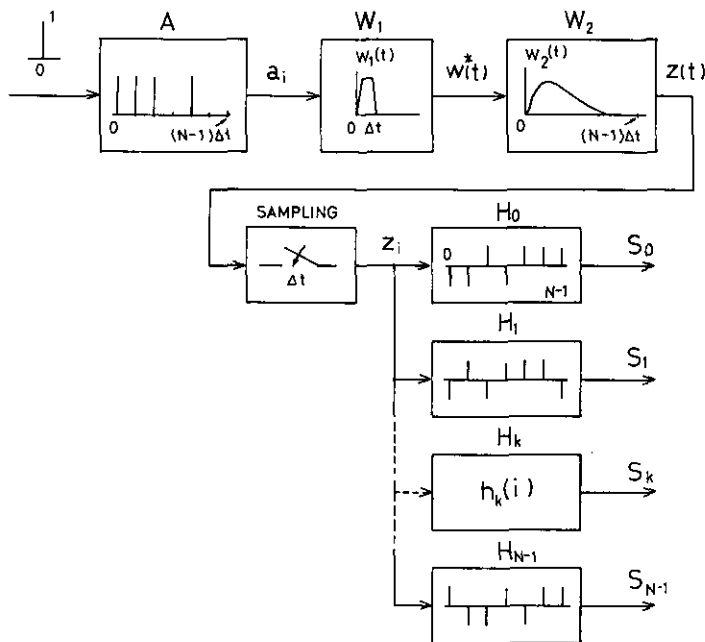


図 2.6 M 系列変調法によるライダー測定システムの信号処理系
(簡単のため $N=7$ の場合を示す)

Fig. 2.6 Block diagram of signal processing unit of M-sequence modulation lidar system (for simplicity, the case of $N=7$ is shown)

2.3.2 光電子計数法 (S.P.C. 法)

本項では受信光が微弱な信号となり光検出系の時定数に比べて式 (2.7) 式の n が小さくなり光電子が 1 つずつパルスとして測定される場合を取り上げ、光電子増倍管による光検出では、光電子計数法 (S.P.C. 法) と呼ばれる方法を用いる場合を考えることとする。

(1) 測定法

この測定系では、 $i=0, 1, \dots, N-1$ の N チャンネルの積算カウンタを用意して、M 系列の周期に同期して各々のチャンネルで Δt 時間内に到来するパルスをカウントする。第 i チャンネルは $t=i\Delta t$ から $t=(i+1)\Delta t$ の間に到来するパルスをカウントする。S.P.C. 法では第 i チャンネルで Δt 時間内に到来するパルスの平均数 n_i は光の強度に比例するものと考え。ただし、ここでは Δt が十分小さく Δt の区間で $g(t)$ がほとんど変化しないものとみなし

$$n_i = \lambda y_i \quad (2.33)$$

と表されるものとする (λ は定数)。

光パルス列は M 周期にわたって繰り返し送出され ($M \gg 1$)、第 i チャンネルには Y_i カウントのパルスがカウントされる。 Y_i の期待値 $E[Y_i]$ は

$$E[Y_i] = Mn_i = M\lambda y_i \quad (2.34)$$

と考えられる。

式 (2.22) の Z_i のかわりに Y_i を用いて、次のように S_k を求め、応答 g_k を求める。

$$S_k = \frac{2}{N+1} \sum_{i=0}^{N-1} a'_{i-k} Y_i \quad (k=0, 1, \dots, N-1) \quad (2.35)$$

S_k の期待値は次のようになる。

$$E[S_k] = \frac{2}{N+1} \sum_{i=0}^{N-1} a'_{i-k} M\lambda (P_0 \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j + b) = M\lambda (P_0 g_k + \frac{2}{N+1} b) \quad (2.36)$$

(2) Δt 時間の積分について

上の説明では $i\Delta t$ から $(i+1)\Delta t$ までゲートを開けたときのパルス数を計数して信号 $y(t)$ の $i\Delta t$ での大きさとしている。このようにみなすかぎり求めた応答は 2.3.1 で示したように波形 $w_1(t)$ に対する測定対象の応答 $g(t)$ である。

しかし、 Δt 時間ゲートを開けて計数されたパルス数は、 Δt 時間内の $y(t)$ の変化の影響を受け、 $y(t)$ を $i\Delta t$ より Δt 時間積分したものに比例するとみなすことができる。 $i\Delta t$ より Δt 時間先の $(i+1)\Delta t$ までわたっての積分値を $i\Delta t$ の値とするため、図 2.7 (a) のような $t < 0$ に Δt 時間の積分特性を持つフィルター W_3 を図 2.6 のブロック線図のサンプラーの前に加えることに等しい。その結果、求まる応答は波形 $w_1(t)$ に対する測定対象の応答 $g(t)$ そのものではなく、 $g(t)$ がフィルター W_3 を通過した出力に等しい。それは線形フィルターの順序を入れ替えて考えると、インパルス応答 $w_3(t)$ と $w_1(t)$ との畳み込み積分をした入力波形 $w_4(t)$ に対する系 W_2 の応答である。例えば、 $w_1(t)$ が Δt 時間の幅をもつ矩形波パルスとしたときには、 $w_4(t)$ は三角波となる。このとき、図 2.7 (a) の系は等価的には図 2.7 (b) のように表される。

なお、ゲートを開ける時間を Δt より短くし時刻 $i\Delta t$ から $i\Delta t + \Delta t'$ までとすることもできる。 $\Delta t'$ を Δt より小さくすればする程 $w_3(t)$ はインパルスに近くなり $w_4(t)$ はもとの波形 $w_1(t)$ に近くなる。ただし $\Delta t'$ を小さくするとその時間幅に到来する平均パルス数は少なくなるので次節に示すように測定のはらつきが大きくなる。

測定値の統計的誤差は測定雑音 (ポアソン雑音) によるため誤差の解析をする際にはフィルター W_3 の有無は考慮する必要はない。

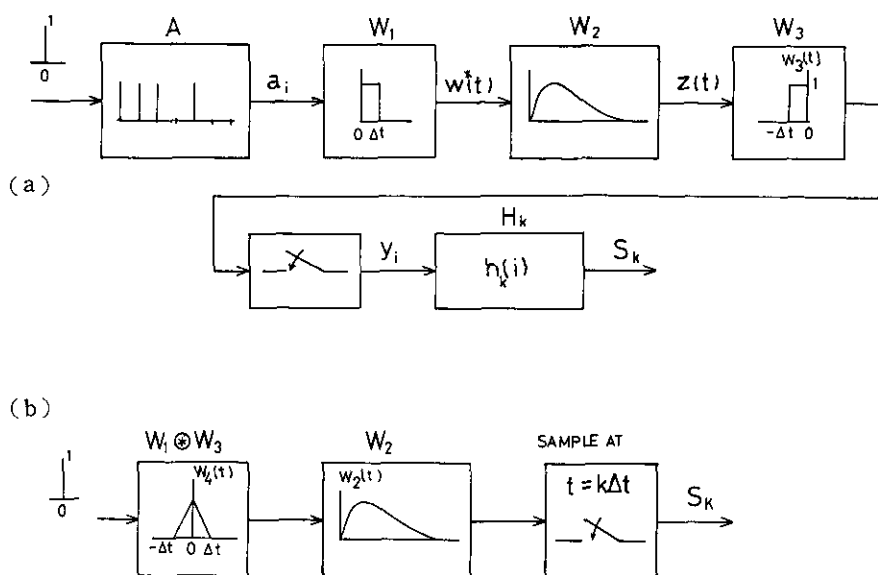


図 2.7 (a) Δt 時間のパルスをカウントする単一量子計数 (S.P.C.) 法の信号処理系

(b) 光パルスの波形 $w_1(t)$ が矩形のとき図 (a) と等価な系

Fig. 2.7 (a) Signal processing unit for a single photon counting

(b) Effective system for a square-pulse waveform input

2.4 測定値の統計的誤差

M 系列変調法の原理の説明には簡単のため光強度に比例したアナログ信号が得られる場合を主に挙げた。実際の装置では光強度は弱く光電子計数法 (S.P.C. 法) による場合が多いので統計的な測定誤差の解析には S.P.C. 法による場合を主に考えることにする。

本章では背景光は変化せずに一定であるとし、測定の理論的な限界を示すため、光検出器で加わる雑音が応答測定値に及ぼす影響を求める。このような統計的誤差は測定時間を長くすることにより小さくできる。

2.4.1 S.P.C. 法

S.P.C. 法による測定ではパルスの計数が確率に支配される。そのため測定値 S_k は統計的なばらつきをもつ。以下に S_k [無次元] の分散を求める。

チャンネル i のパルスカウント数 Y_i の期待値が式 (2.34) で与えられるとき、 Y_i の分散はポアソン分布に従い

$$E\{Y_i - E[Y_i]\}^2 = M \lambda y_i \quad (2.37)$$

と表される。

応答の推定値 S_k の分散 σ_k^2 は次のように求められる。

$$\begin{aligned}\sigma_k^2 &= E\{[S_k - E[S_k]]^2\} = E\left\{\left(\frac{2}{N+1} \sum_i a'_{i-k} (Y_i - E[Y_i])\right)^2\right\} \\ &= \left(\frac{2}{N+1}\right)^2 \sum_i \sum_r a'_{i-k} a'_{r-k} E[(Y_i - E[Y_i])(Y_r - E[Y_r])] \quad (2.38)\end{aligned}$$

チャンネル間の計数値は互いに独立であることから

$$\sigma_k^2 = \left(\frac{2}{N+1}\right)^2 \sum_i (a'_{i-k})^2 E[(Y_i - E[Y_i])^2] = \left(\frac{2}{N+1}\right)^2 \sum_i M \lambda y_i \quad (2.39)$$

とし、 y_i に式 (2.15) の関係を代入して

$$\sigma_k^2 = \frac{2}{N+1} M \lambda \{P_0 \sum_i g_i + \frac{2}{N+1} N b\} \quad (2.40)$$

を得る。

測定値の分散 σ_k^2 は k によらず、測定値 $S_k (k=0, 1, \dots, N-1)$ はすべて等しい分散 σ^2 を持つ。また、この σ^2 は次のように、 $E[S_k]$ の平均的大きさに比例している。

$$\sigma_k^2 = \sigma^2 = \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} E[S_k] \right\} / \{(N+1)/2\} \quad (2.41)$$

Y_i がポアソン分布に従い分散が期待値に等しいとき、 S_k の分散も上式のようにその平均的な大きさに比例することが分かる。

S.P.C. 法では光検出器からのパルスのうち一定レベル以上の振幅の大きさのパルスを計数する。その際に光電子増倍管の印加電圧と閾値の設定には、 N チャンネルの積算カウンタに分配される前の光検出器からのパルスを直接カウンタで測定した 1 秒間の平均パルス数 $Ncps$ に注意する。 $Ncps$ を大きくとることにより相対的な誤差が小さくなること、また $Ncps$ により容易に応答測定値の分散を推定できることが次のようにして示すことができる。しかし $Ncps$ を大きく設定するには注意が必要である。S.P.C. 法では各チャンネルで Δt 時間に計数される平均パルス数 n_i (おおよそ $Ncps \Delta t$) は $n_i \ll 1$ と考えているのからである。

M 系列の一周期 $T = N \Delta t$ 秒間に到来するパルスの平均数を $Ncpp$ とすると、

$$Ncpp = \sum_{i=0}^{N-1} n_i = \sum_i \lambda (P_0 \sum_j a_{i-j} g_j + b) \quad (2.42)$$

と表される。したがって、1秒間の平均パルス数 $Ncps$ は

$$Ncps = Ncpp / (N \Delta t) = \lambda (P_0 \frac{N+1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} g_i + Nb) / (N \Delta t) \quad (2.43)$$

と表すことができる。 σ^2 が式(2.40)で与えられることから

$$\sigma^2 = Ncps \cdot T_m \cdot \left(\frac{2}{N+1} \right)^2, \quad T_m = \Delta t \cdot N \cdot M \quad (2.44)$$

となることが導かれる。ここで T_m は応答測定に要するデータ積算時間である。

応答測定値 S_k とばらつきの比については、 S_k の平均的大きさ $(\Sigma S_k)/N$ を考えることにする。平均的大きさは $(\Sigma E[S_k])/N$ とほぼ等しいとみなし式(2.41), (2.44) の関係を用いれば、($N+1 \approx N$ として)

$$\frac{\sigma}{(\Sigma S_k/N)} = \frac{N}{(Ncps \cdot T_m)^{1/2}} = \left(\frac{N}{Ncps \Delta t M} \right)^{1/2} \quad (2.45)$$

応答測定値のばらつきの割合は測定時間を長くとり、 $Ncps$ を大きくとることにより小さくなる。

平均応答法との比較をするために応答の大きさに対する標準偏差 σ の大きさを示しておく。

$$\frac{\sigma}{M \lambda P_0 g_k} = \frac{1}{M^{1/2}} \frac{\{2\lambda(P_0 \Sigma g_i + 2b)/N\}^{1/2}}{\lambda P_0 g_k} \quad (2.46)$$

図2.8にS.P.C.法による応答測定について計算機シミュレーションを行った結果を示した(背景光は $b=0$, $Ncps \Delta t=0.1$, 計算時間の都合で $N=255$ とした)。図2.8(a)は式(2.15)(2.34)で与えられる $M \lambda y_i$ に分散 $M \lambda y_i$ の雑音を加えた Y_i の一例である。図2.8(a)の $M=10^4$, $M=10^5$ に対する Y_i から求めた応答 S_k を示したのが図2.8(b), (c)である。測定値の分散はすべての k について等しいので、 $\sigma^2 = \Sigma (S_k - E[S_k])^2 / N$ により求められる。図2.8(b), (c)のそれぞれについて実際に計算して求めた $\sigma / (\Sigma S_k / N)$ の値は0.484 (0.505), 0.161 (0.160)である。それぞれのカッコ内の値は式(2.20)右辺で求められる予測値である。その他の M の値についても同様に数値シミュレーションで求めた測定値の分散と理論的な予測値がよく一致することが認められた(図2.9)。

2.4.2 アナログ信号方式

受信光の強度が大きく光検出器(PMT)からの信号が光強度に比例する場合についての測定値のばらつきを求める。

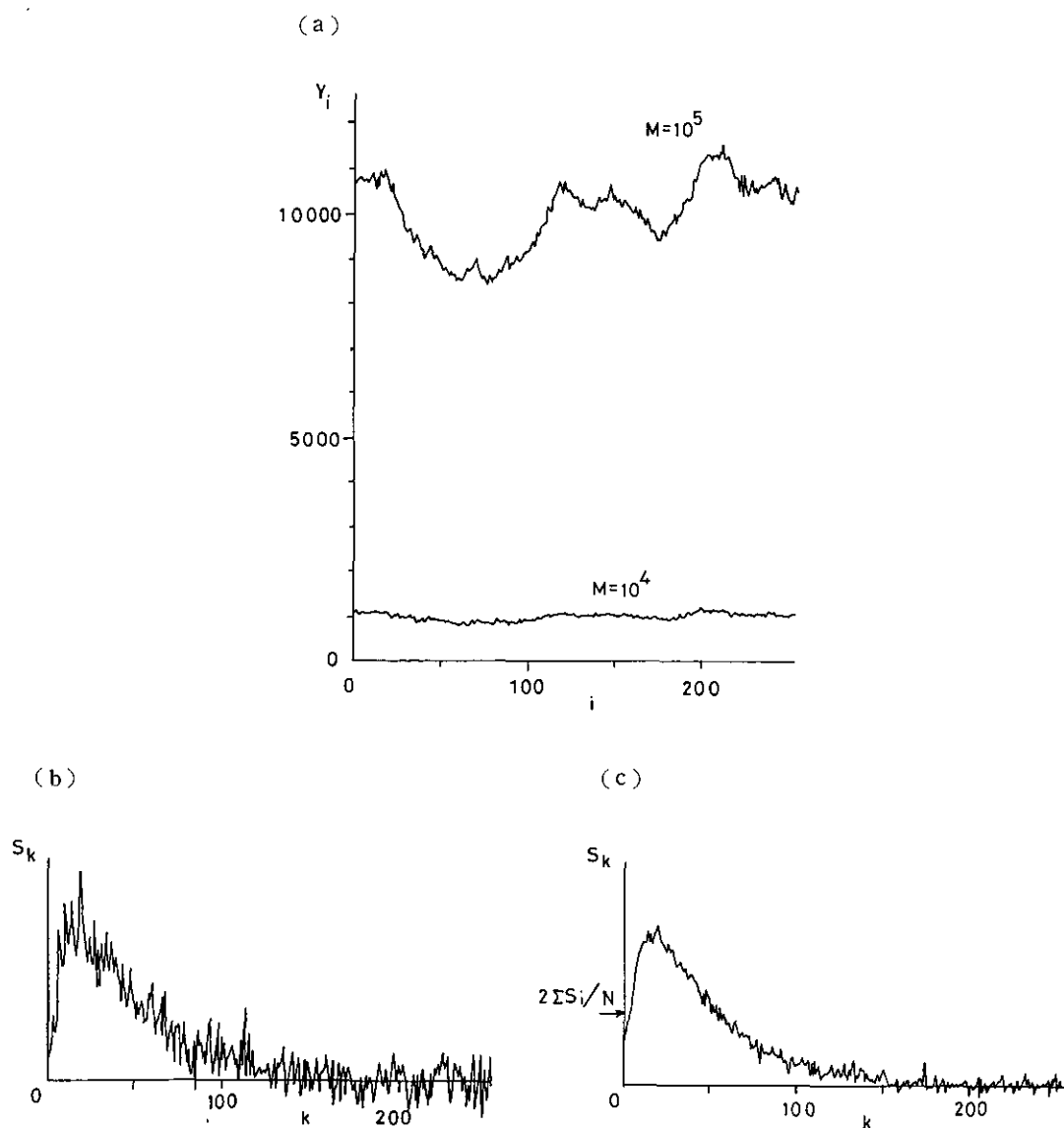


図 2.8 光電子計数法 (S.P.C.) による応答測定 of 計算機シミュレーション

($N=255$, $Ncps\Delta t=0.10$, $\lambda=0.01$)

(a) カウンタ積算値

(b) 応答測定例 ($M=10^4$)

(c) 応答測定例 ($M=10^5$)

Fig. 2.8 Computer simulation for a single photon counting measurement of the response function ($N=255$, $Ncps\Delta t=0.10$, $\lambda=0.01$)

(a) Integration value of the counter.

(b) Response function measurement (integration $M=10^4$).

(c) Response function measurement (integration $M=10^5$).

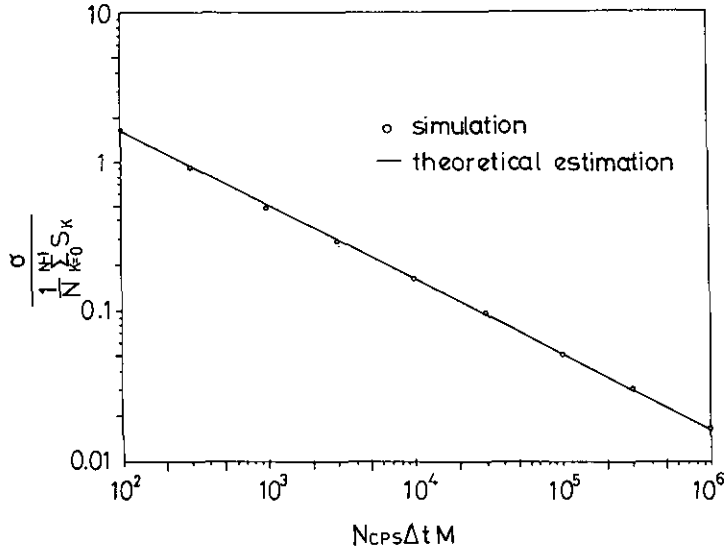


図 2.9 光検出に光電子計数法 (S.P.C.) を用いたときの測定値のばらつき
計算機シミュレーションの結果と理論的予測値。

Fig. 2.9 Variation of the measurement value in a case of single photon
counting method

A result of the computer simulation and the theoretical expectation.

測定装置に読み込まれたデータは式 (2.16) のように表され、雑音 n_i が加わっている。サンプル値 n_i は互いに独立で、平均値 0 である。 n_i の分散は式 (2.18) のように信号成分 y_i に比例する性質 (ポアソン雑音) を持っている¹¹⁾。したがって式 (2.22) の S_k の分散 σ_k^2 は式 (2.40) を導いたときと同様の方法により次のように求められる。

$$\sigma_k^2 = \frac{2M}{N+1} \xi a (P_0 \sum_i g_i + \frac{2}{N+1} Nb) \quad (2.47)$$

雑音の性質はポアソン雑音としているので S.P.C. 法の場合と同様の結果が得られる。

代表的な応答の大きさに対する標準偏差 σ の大きさは $N+1=N$ として

$$\begin{aligned} \frac{\sigma}{MaP_0g_k} &= \frac{1}{M^{1/2}} \frac{\{2\xi a (P_0 \sum_i g_i + 2b)/N\}^{1/2}}{aP_0g_k} \\ &= \frac{1}{M^{1/2}} \frac{(2\xi)^{1/2}}{(aP_0)^{1/2}} \frac{\{(\sum_i g_i + 2b/P_0)/N\}^{1/2}}{g_k} \end{aligned} \quad (2.48)$$

ここで

$$\frac{2\xi}{\alpha P_0} = \frac{4\mu h\nu B}{\eta P_0} \quad (2.49)$$

は増幅率や抵抗値によらない無次元の定数である。

2.5 平均応答法との比較

2.5.1 平均応答法と測定値の分散

平均応答法では周期 $N \Delta t$ ごとに単一パルス光（その波形は M 系列変調法の場合と同じく $w_1(t)$ とする）を M 回送出し光検出器からの信号を周期にあわせて平均化する（図 2.10）。

各周期の時間区間について受信光の強度 $y(t)$ は

$$y(t) = P_0 g(t) + b \quad (2.50)$$

と考えられる。受信光は微弱で光検出は S.P.C. 法によるとする。

$i=0, 1, \dots, N-1$ の N チャンネルの積算カウンタを用意して、各チャンネルで Δt 時間内に到来するパルスをカウントする。 i チャンネルで Δt 時間内に到来するパルスの平均数を n_i としたとき、

$$n_i = \lambda y_i = \lambda(P_0 g_i + b) \quad (2.51)$$

と表されるものとする。ただし、ここでは Δt が十分小さく Δt の区間で $g(t)$ がほとんど変化しないものとみなし、 $g_i = g(i \Delta t)$ とする。

M 回 ($M \gg 1$) にわたって繰り返し積算された結果、第 i チャンネルには Y_i カウントのパルスがカウントされる。 Y_i の期待値 $E[Y_i]$ は

$$E[Y_i] = M n_i = M \lambda (P_0 g_i + b) \quad (2.52)$$

となる。 Y_i の分散 σ_i^2 は期待値と等しく

$$\sigma_i^2 = M \lambda (P_0 g_i + b) \quad (2.53)$$

となる。分散は信号 g_i の大きいところで大きく信号の小さいところでは小さくなる。図 2.11 は

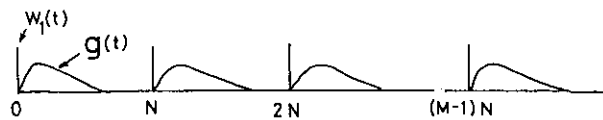


図 2.10 平均応答法による応答測定

Fig. 2.10 Response function measurement by the average response method

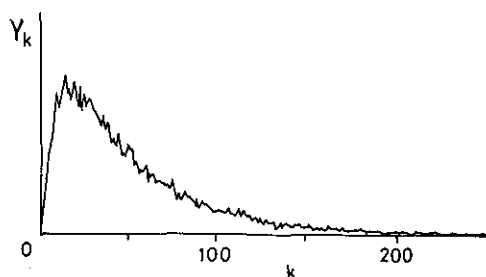


図 2.11 平均応答法による測定のばらつき
計算機シミュレーション $N=255$, $M=10^5$, $\lambda=0.01$

Fig. 2.11 Variation of the measurement value in a case of average response method
A result of the computer simulation for $N=255$, $M=10^5$, $\lambda=0.01$.

計算機シミュレーションによる測定例である ($b=0$ としている)。

2.5.2 M 系列変調法との比較

平均応答法と M 系列変調法との得失を議論するために次の 3 つの場合を考える。

- 1) 背景光がほとんど 0 と見なせる場合, $b=0$
- 2) 背景光が大きいとき, $b \gg P_0 g_k$
- 3) ターゲットからの反射を測るとき, $g_k = g_r \delta_{k-r}$ すなわち $\Sigma g_i = g_r$ のとき

S.P.C. 法による測定値の標準偏差 (σ) と応答推定値 ($M \lambda P_0 g_k$) の大きさの比を比較する。なお, 2.4.2 節に示したようにアナログ信号方式についても同様の結果が得られることは明らかである。

表 2.3 には真値に対する標準偏差の割合を表す変異係数 (coefficient of variation) を示した。同表にまとめた結果は M 系列変調法の特長をよく表している。

背景光が大きいときやターゲットを測定する場合には M 系列変調法は平均応答法に比べて S/N 比の点で非常に有利な方法である。M 系列変調法による測定値のばらつきは平均応答法によるもののおよそ $1/(N)^{1/2}$ 程度となる。N は 1000 程度に取られることが多いことを考えれば、非常に有利な方法である。

背景光が小さいとき ($b=0$) の場合の評価には問題があり、両者を単純に比較することはできない。M 系列変調法では測定値の小さなところでも一定の大きさの分散 $\sigma^2 = 2 \Sigma S_j / N = S_m$ をもっている。一方、平均応答法では測定値 Y_k の分散はその期待値に等しく、 Y_k の小さなところでは分散も小さくなる。測定値 Y_k の大きさが $Y_m = S_m$ となるところの分散が同じ測定時間での M 系列変調法による測定値の分散と等しい。一般には周期 N は十分大きくとられ、j のあるていど大きな値にたいしては S_j はほとんど 0 となるので、 S_m は S_k の最大値よりかなり小さくなるであろう。図 2.8 (c) にはシミュレーション例についての S_m に相当する大きさを示した。

表 2.3 M 系列変調法と平均応答法の測定値のばらつき（標準偏差/真値）の比較
Table 2.3 Comparison of measurement value variation between the M-sequence modulation method and the average response method

	Mseq. mod. method	Aver. res. method
$b=0$ (when background level is small)	$\frac{\sqrt{2\Sigma g_j/N}}{\sqrt{M\lambda P_0 \cdot g_k}}$	$\frac{\sqrt{g_k}}{\sqrt{M\lambda P_0 \cdot g_k}}$
$b \gg P_0 g_k$ (when background level is large)	$\frac{\sqrt{4b/N}}{\sqrt{M\lambda \cdot P_0 g_k}}$	$\frac{\sqrt{b}}{\sqrt{M\lambda \cdot P_0 g_k}}$
$g_k = g_k \cdot \delta_{k-r}$ (target)	$\frac{\sqrt{2(P_0 g_r + 2b)/N}}{\sqrt{M\lambda \cdot P_0 g_r}}$	$\frac{\sqrt{(P_0 g_r + b)}}{\sqrt{M\lambda \cdot P_0 g_r}}$

実際には考えられないが、 g_j が一定の値

$$g_j = \begin{cases} g_a & (j=0, 1, \dots, (N-1)/2) \\ 0 & (j=(N+1)/2, \dots, N-1) \end{cases} \quad (2.54)$$

をとるような特別な場合には M 系列変調法と平均応答法の測定値のばらつきは等しくなる。

2.6 システムの非線形性による応答測定値の歪

M 系列変調法による応答測定はシステムが線形であることを仮定している。光検出器や光変調器での非線形特性は、応答測定の結果に誤差を生じるが、測定値の偏りだけでなく、本来応答がないはずの時間おくれの位置に偽の応答（ゴースト）が表れてくる。図 2.12 にゴーストのある応答例を示す。ゴーストは雲からの反射とまぎらわしいこともあるが以下の解析が示すようにその表れる位置はあらかじめ予測することができる。

2.6.1 システムの 2 乗歪の影響

S.P.C. 法によるパルス計数では Δt 時間内に 2 個以上のパルスが到来しても、1 個のパルスとみなされる回路となっていることがある¹⁴⁾。 Δt 時間内に平均 n_i 個のパルスが到来するとき、 n 個のパルスが到来する確率 $\Pi(n)$ はポアソン分布による：

$$\Pi(n) = (n_i)^n \exp(-n_i) / n! \quad (2.55)$$

このとき i チャンネルに 1 個以上のパルスが到来する確率 $p_1(i)$ は

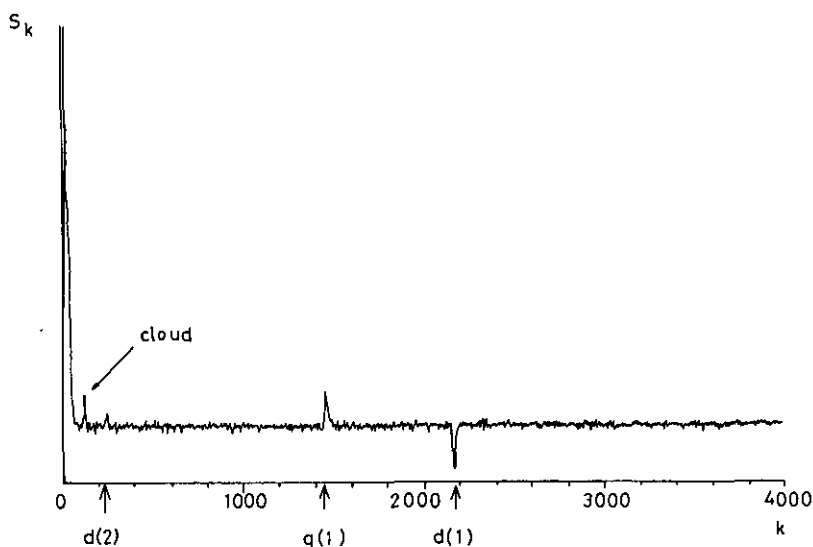


図 2.12 ゴーストのある測定例

Fig. 2.12 An example of measurement with 'ghost'

$$p_1(i) = 1 - \Pi(0) = 1 - \exp(-n_i) \doteq n_i - n_i^2/2! + n_i^3/3! + \dots \quad (2.56)$$

と表せる。 M 回にわたってゲートを開けて計数したパルス数 Y_i の期待値は

$$E[Y_i] = Mp_1(i) \quad (2.57)$$

である。 n_i が 1 より十分小さいときには $p_1(i) \doteq n_i$ とみなすことができ、式 (2.10) のように光の強度と計数値には線形関係が保たれる。一方、 n_i がやや大きくなり式 (2.56) の $p_1(i)$ の展開の n_i の 2 乗の項までを考慮すべき場合には Y_i の期待値は $n_i = \lambda y_i$ として

$$E[Y_i] = Mp_1(i) = M(\lambda y_i) - M(\lambda y_i)^2/2 \quad (2.58)$$

とする (図 2.13)。このとき S_k の期待値は次式のように表される。

$$E[S_k] = \frac{2}{N+1} \sum_i a'_{i-k} E[Y_i] = M\lambda(P_0 g_k + \frac{2}{N+1} b) + \Delta S_k \quad (2.59)$$

ただし、

$$\Delta S_k = -M\lambda^2 b(P_0 g_k + \frac{b}{N+1}) - \frac{M}{N+1} \lambda^2 \sum_i a'_{i-k} (P_0 \sum_j a_{i-j} g_j)^2 \quad (2.60)$$

上式の第2項を計算するためには式(2.11)で表されるM系列の性質から導かれる次の関係式を用いる(付録1)。

$$2a_i a_{i-r} = a_i + a_{i-r} - a_{i-d(n)} \quad (2.61)$$

式(2.60)の第2項については

$$\left(\sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j\right)^2 = \sum_{j=0}^{N-1} a_{i-j} g_j \left(\sum_{m=0}^{N-1} g_m\right) - \sum_{r=1}^{N-1} \left(\sum_{j=0}^{N-1-r} a_{i-j-d(n)} g_j g_{j+r}\right) \quad (2.62)$$

となることから、 ΔS_k は次のように表される。

$$\begin{aligned} \Delta S_k = & -\frac{1}{2} M \lambda^2 b \left(P_0 g_k + \frac{b}{N+1}\right) - \frac{1}{2} M \lambda^2 P_0^2 g_k \left(\sum_{m=0}^{N-1} g_m\right) \\ & - \frac{1}{2} M \lambda^2 P_0^2 \left(\sum_{r=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1-r} \delta_{k-d(n-j)} g_j g_{j+r}\right) \end{aligned} \quad (2.63)$$

ΔS_k のうち、第1, 2項は真の応答に重なる形の誤差(これらの誤差を見分けることは難しい)である。第3項は $d(1)$ を先頭とした $d(1), d(1)+1, d(1)+2, \dots$ の時刻に $g_0 \cdot g_1, g_1 \cdot g_2, g_2 \cdot g_3, \dots$ に対応する応答が表れ、 $d(2), d(2)+1, d(2)+2, \dots$ の時刻に $g_0 \cdot g_2, g_1 \cdot g_3, g_2 \cdot g_4, \dots$ などに対応した応答が表れることを示している。

時刻 $d(1), d(2), d(3), \dots$ などを先頭とする誤差項が、本来応答が表れない時間の所に偽の応答として表れた場合にはゴーストとみなされる。

以上の解析はアナログ信号方式でアンプなどが完全には線形でない場合、系の歪特性を2乗曲線で近似すれば同じ様な結果が得られることは明らかである。

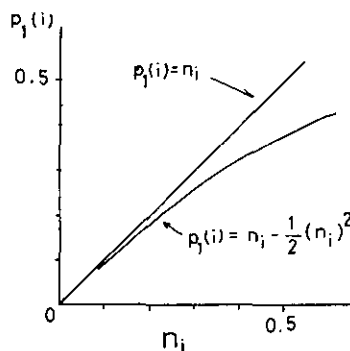


図 2.13 パルスのカウントミスあるいはアンプの歪があるときの出力特性

Fig. 2.13 Output characteristic of the RM-CW lidar with pulse miscounting or amplifier distortion

2.6.2 光パルス波形の乱れによる測定誤差

測定原理の項で述べたように、M 系列 a_i が 1 のときにいつも同じ波形の光パルス $w_1(t)$ を送出しているが、光パルス波形に乱れがあると誤差の原因になる。変調回路の非線形性によっては、実際に送出される光パルス波形が M 系列の 1, 0 の続き方のパターンによって差が生じることがある。一般的に議論することは難しいのでパターン (1, 0) と (0, 1, 0) を例にとり次のようにして波形歪の影響を求めることができることを示す。

M 系列の 1 から 0 の変わり目での光パルス波形が他の 1 での波形と異なる場合の影響を求めるには、M 系列のパターンが (1, 0) となったときの 1 で送出される光パルスに注目する。同様に前後が 0 のときの 1 での波形が他の 1 のときの波形と異なる場合には (0, 1, 0) のパターンに注目する。

M 系列の一般の 1 に対する光パルス波形を $w_1(t)$ とする。問題のパターン (1, 0) あるいは (0, 1, 0) の 1 に対しては光パルス波形が少し変化して $w_1(t) + \Delta w_1(t)$ とみなせるものとする (図 2.14 参照)。

$\Delta w_1(t)$ が加わるのは 1 又は 0 をとる a_i により

$$e_i = a_{i-1} \cdot \bar{a}_i \quad (2.64)$$

$$e'_i = \bar{a}_{i-2} \cdot a_{i-1} \cdot \bar{a}_i \quad (2.65)$$

と表される系列 e_i , あるいは e'_i が 1 となるときである。ここで $\bar{a}_i = (1 - a_i)$ と表せることと、式 (2.61) の関係などを用いると

$$e_i = \frac{1}{2}(a_{i-1} - a_i + a_{i-d(1)}) \quad (2.66)$$

$$e'_i = \frac{1}{4}\{-a_i + a_{i-1} - a_{i-2} + a_{i-d(1)} + a_{i-1-d(1)} - a_{i-d(2)} + a_{i-q(1)}\} \quad (2.67)$$

とすることができる。

ただしおくれ $q(1)$ は次のように定義する。

$$a_{i-q(1)} = a_i \oplus a_{i-1-d(1)} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \quad (2.68)$$

仮想的な光波形 $\Delta w_1(t)$ に対する応答を $\Delta g(t)$ とし、その Δt 時間ごとのサンプル値を $\Delta g_k = \Delta g(k \Delta t)$ とする。波形の誤差項 $\Delta w_1(t)$ は負の値をとることもあり、そのときには応答 Δg_k が負の値、すなわち負のゴーストとなる。

M 系列 a_i のほかに系列 e_i が加わることを考慮して、光検出器に入る信号の強度は

$$y_i = P_0 \sum_j a_{i-j} g_j + b + P_0 \sum_j e_{i-j} \Delta g_j \quad (2.69)$$

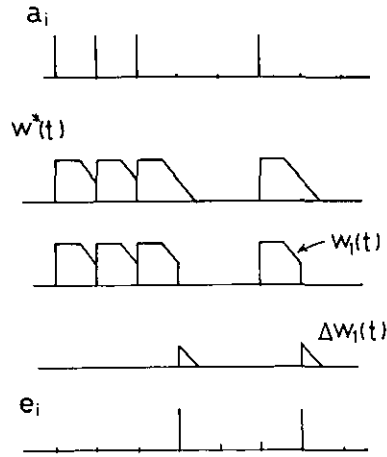


図 2.14 送出光パルス波形の乱れがあるときの等価混入変調コード
Fig. 2.14 Distortion of the transmitting light pulse and an effective 'ghost' code

と表される。

e_i が加わることにより式 (2.22) に相当する推定値 S_k は

$$S_k = M\lambda(P_0 g_k + \frac{2}{N+1} b) + \frac{1}{2} M\lambda P_0 (\Delta g_{k-1} - \Delta g_k) \\ + \frac{1}{2} M\lambda P_0 \left(\sum_{j=0}^{N-1} \delta_{k-d(1)-j} \Delta g_j \right) \quad (2.70)$$

となる。第2項は求める応答に重畳した誤差である。第3項は時刻 $d(1)$, $d(1)+1$, $d(1)+2$, ..., で Δg_0 , Δg_1 , Δg_2 , ..., に相当する応答が表れることを示し, $d(1)$ を原点とするゴーストとなる。 e'_i が加わる時も同様にして求められる。

$$S'_k = M\lambda \left\{ (P_0 g_k + \frac{2}{N-1} b) + \frac{1}{4} P_0 (\Delta g_{k-1} - \Delta g_k - \Delta g_{k-2}) \right. \\ + \frac{1}{4} P_0 \left(\sum_j \delta_{k-d(1)-j} (\Delta g_j + \Delta g_{j-1}) \right) - \frac{1}{4} P_0 \left(\sum_j \delta_{k-d(2)-j} \Delta g_j \right) \\ \left. + \frac{1}{4} P_0 \left(\sum_j \delta_{k-q(1)-j} \Delta g_j \right) \right\} \quad (2.71)$$

第2項は応答に重畳する誤差で, 第3, 4, 5項はそれぞれ $k=d(1)$, $k=d(2)$, $k=q(1)$ を原点とするゴーストとなる。

以上の議論では M 系列の (1, 0) あるいは (0, 1, 0) となるところに注目したが, 0 が続いて

いて1となる時の変調波形が1が続いているときの波形と異なるとき、すなわち(0, 1)となるところで波形に乱れが生じるときにも同様に考えることができ、やはり $d(1)$ を原点にするゴーストとなる。(001), (110)などその他の1, 0パターンについて波形歪が生じるとしても(010)同様のゴーストが現れることが示される。したがって実際の回路でどのようなパターンのときに問題があるかの判断は難しい。

図 2.15 はゴーストが現れる様子をはっきりと示すため、回路の調整が不十分なまま建物からの反射を測定した例である(変調回路を注意して調節することによりゴーストは無視しうる程度に小さくすることができる)。 $k=160$ の位置に現れているのが建物からの正しい応答で、他はゴーストで、 $k=382, 1607, 2318$ に大きなゴーストがある。このとき用いた周期 $N=4095$ のM系列については、 $d(1)=2158, d(2)=223, q(1)=1448$ である。図中にカッコをつけて示した $k=160$ を基点にしたゴーストの位置とよく一致している。

その他の位置にもゴーストがあるがここで解析した以外の更に複雑な条件での波形歪の原因があると思われる。

なお、図 2.12 のゴーストも $d(1), d(2), q(1)$ の位置に現れていることが認められる。

M 系列変調法によるライダー応答測定系の原理、光検出器で生じるゆらぎに由来する統計的誤差及び系の非線形性による系統的誤差について解析した。

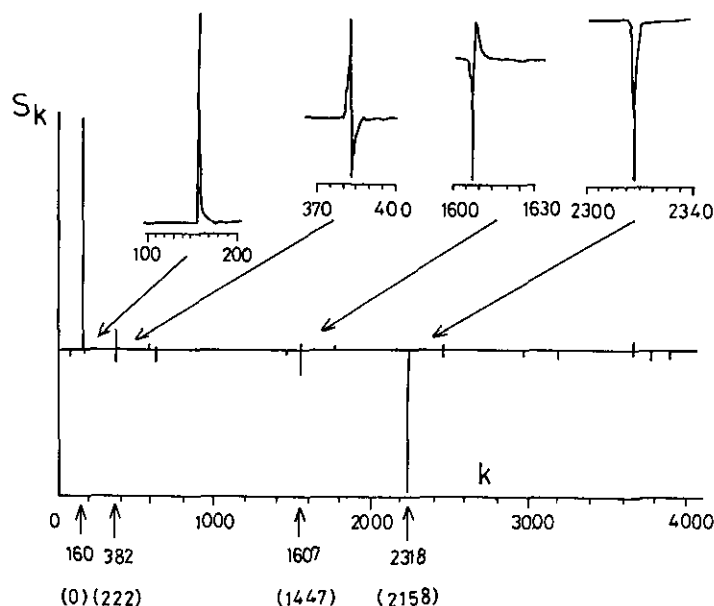


図 2.15 変調回路の調整不良によるゴーストの例 ($k=160$ でのピーク以外はゴースト)

Fig. 2.15 An example of ghosts by misadjustment of the modulation circuit

測定系の原理については相関法、連立方程式の解及びデジタルフィルタによる信号処理系とみなすなど色々の解釈法を示した。その結果、微弱な受信光を光電子計数法で検出する場合と受信光に比例した電圧信号が得られる場合のそれぞれについて、応答測定結果に厳密な意味を与えることができることを示した。

統計的誤差については光の検出を光電子計数法で検出する場合とアナログ電圧信号が得られる場合について求め、平均応答法による測定と比較した。特に背景光成分が大きいときに M 系列変調法が極めて有利であることを示した。

ある種の系の非線形性についてはゴーストの位置と形は理論的に求められることが明らかになった。ゴーストが発生する位置は M 系列が決まれば予め予測できることが示された。

本章の解析では測定対象と背景光は一定で変化しないものとしている。ライダーの測定では測定対象自体が変化していると考えられる場合があり、その時に測定値のばらつきを小さくするために測定時間を長くすると変化そのものを平均化してしまい、測定対象についての正しい測定とは言えなくなる。このような問題を一般的に議論することは難しい。

背景光については

- 1) その大きさが測定値の 0 レベルに影響する、
 - 2) 背景光が変化する場合には測定値はその影響を受ける、
- などの問題がある。

本章では触れなかったが、M 系列変調法と平均応答法について 2.3.1(2) のように測定系をデジタルフィルタによる信号処理系とみなしそれぞれの周波数特性を考えることにより、M 系列変調法は平均応答法に比べて背景光の影響を受けにくい測定法であることを示すことができる¹⁵⁾。しかし昼間の明るい背景光の下でライダーによる測定を可能にするには、光検出系のみならず、さらに背景光の影響を受けにくい測定手法を開発する必要がある。

引用文献

- 1) 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・井戸田健・新井敏弘・常見真人・石河直樹 (1985) : 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調ライダーの動作特性. レーザー研究, **13**(4), 353-364.
- 2) Takeuchi, N., H. Baba, K. Sakurai, and T. Ueno (1986) : Diode-laser random-modulation cw lidar. Appl. Opt., **25**(1), 63-67.
- 3) Takeuchi, N., N. Sugimoto, H. Baba, and K. Sakurai (1983) : Random modulation cw lidar. Appl. Opt., **22**(9), 1382-1386.
- 4) 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行 (1983) : 大気汚染計測用擬似ランダム変調 CW ライダー. レーザー研究, **11**(10), 763-771.
- 5) 上野敏行・竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海 (1988) : M 系列擬似ランダム変調法を用いたレーザー

- レーダーの応答特性, レーザ-研究, **16**(3), 101-118.
- 6) 上野敏行・竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海 (1988): M 系列を用いた擬似ランダム変調 CW レーザレーダーの応答測定と誤差, 電子情報通信学会論文誌, **J71-C**(6), 870-878.
 - 7) 磯部 孝・井戸川徹 (1968): 速いインパルス応答の直示法, 相関函数およびスペクトル, 磯部孝編, 東京大学出版会, 東京, 200-208.
 - 8) 佐藤 勇 (1968): m-系列信号を用いたプロセス動特性の測定, 磯部 孝編, 東京大学出版会, 東京, 209-221.
 - 9) 戸谷隆美 (1980): M 系列変調法による応答測定・計測自動制御学会論文集, **16**(6), 818-823.
 - 10) 笹野泰弘・竹内延夫・奥田典夫 (1982): レーザ-レーダー画像データ処理表示手法の開発, 国立公害研究所研究報告, 第 34 号, 125-141.
 - 11) 市村 勉・稲場文男 (1970): 極微弱光の情報検出法の研究, 応用物理, **39**(9), 913-921.
 - 12) 柏木 潤 (1981): M 系列再発見, 計測と制御, **20**(2), 236-245.
 - 13) 佐藤 勇 (1968): 擬似ランダム系列, 相関函数およびスペクトル, 磯部 孝編, 東京大学出版会, 東京, 170-181.
 - 14) Baba, H., K. Sakurai and F. Shimizu (1983): Measurement system for temporal response of atomic and molecular systems using the correlation method with pseudorandomly modulated-laser light. Rev. Sci. Instrum., **54**(4), 454-457.
 - 15) 上野敏行・馬場浩司・桜井捷海・竹内延夫 (1985): M 系列変調法によるレーザ-レーダー応答の一測定法, 第 24 回計測自動制御学会学術講演会予講集, 259-260.
 - 16) Hoffmann de Visme G. (1977): 2 値系列, 伊理正夫・伊理由美訳, 共立出版, 東京, 153 p.

付 録

式 (2.21) より $a_i = \frac{1}{2}(a'_i + 1)$ として次式を得る。

$$2a_i a_{i-r} = 2 \frac{a'_i + 1}{2} \cdot \frac{a'_{i-r} + 1}{2} = \frac{1}{2}(a'_i + a'_{i-r} + a'_i a'_{i-r} + 1)$$

式 (2.11) の関係があるとき表 2.1, 2 を対照して

$$a'_i a'_{i-r} = -a'_{i-d(r)}$$

となるので上の式に代入し

$$2a_i a_{i-r} = \frac{1}{2}(a'_i + a'_{i-r} - a'_{i-d(r)} + 1)$$

ここで再び式 (2.21) を用いて a'_i を a_i で表せば式 (2.61) を得る。

おくれ $d(r)$ は r によって決まる値で 2.2 の例で示したように実際に a_i と a_{i-r} の排他的論理和からなる系列を作ってみて d を求めてもよいが, M 系列発生原理より理論的に求めることもできる¹⁶⁾。同じ n 段のシフトレジスタから作られる M 系列でも M 系列発生回路のフィードバックの仕方により d の値は異なるので注意する必要がある。

3 信号処理系

擬似ランダム変調 CW (RM-CW) ライダーは送・受光学系、信号処理系と制御・演算用のコンピュータから構成される。このうち、信号処理系は RM-CW ライダーでもっとも本質的なところであり、通常のパルス動作ライダーと異なる部分であるので、特に一章を設けてそのシステム構成と動作原理を説明する。

3.1 要求される仕様

可搬型の擬似ランダム変調 CW (RM-CW) ライダーを設計するときに信号処理系に必要な仕様は次の 3 点である。

- 1) 要求される距離分解能に相当するサンプリング時間の処理速度を有すること。
- 2) 連続的な積算能力を有すること。
- 3) 可搬型システムとして使用可能な大きさ、電力消費量であること。

ここで、もっとも重要かつ RM-CW ライダーに特徴的な点は 2) である。すなわち、一般のパルスレーザーを用いたライダーシステムの信号処理器では、出力パルス光に同期して一定時間のサンプリングを行い、その掃引終了後は次のパルスに備えるという形態をとる。これに対して、RM-CW ライダーシステムでは常に変調光が送信されているために、受信信号を途絶えることなく連続的に取り込むことが要求される。ただし、このことは擬似ランダム変調された信号の復調にとって必須の条件ではない。原理的には 1 周期以上連続して取り込むことができれば復調可能である。しかしながら、cw レーザーを用い、連続な信号が得られるにもかかわらず、処理系の能力の限界のためにその一部しか利用できないのであれば、RM-CW ライダーシステム全体の効率を著しく低下させることになる。

一般に、トランジェントレコーダー、サンプラー等の品名で市販されているものでは、速度的には十分な能力があっても積算能力という点で、連続的な積算が可能であるという仕様を満たすものは皆無であり、自主開発することになった。RM-CW システムとしては、例えば、サンプリング分解能 50 ns、チャンネル長 1023 以上（周期 50 μ s 以上）で、数十秒以上の積算（ $10^5 \sim 10^6$ 回）が連続的に可能なものが望ましい。

また、1) に関しては 10 m 程度の距離分解能（サンプル時間 67 ns）があれば実用的なシステムとしての条件を満たすと思われるが、2)、3) を満たした上で IC によって制約される限界速度を実現しておくことが将来、応用範囲を広げる上で望ましい。

一方、価格的な側面から市場で一般的でない特殊な素子を使用することは望ましくない。

3.2 システム構成

信号処理系からみた本器の構成を図 3.1 に示す。図はレーザーダイオードを光源とした可搬型システムの例である。信号処理器本体は、レーザー光変調のための擬似ランダムコードや AD 変換器 (ADC) 又は光子計数器へ送る同期クロックを出力し、ADC 又は光子計数器からの並列データを取り込む信号端子を有する。また、CPU バスを介して接続されたパーソナルコンピュータシステムによって全体の制御、データの保存、初期解析等を行う。

信号処理器本体は総てディジタル素子で構成されており、ディジタル化されたデータのみを扱う。そのため、検出器に続く増幅器や ADC、レーザーダイオード等の電流発生器は外付けとしている。図の構成例では、検出器-増幅器、レーザーダイオード-電流発生器はほぼ一体化して同一筐体内に納められている。

一方、多波長同時発振のイオンレーザーを光源としたライダーシステムでは、図 3.2 に示すようにランダムコードは電気光学的変調器 (E.O.M.) を駆動する電圧発生器に伝えられ、検出器の出力 (光電子パルス) は増幅・波形整形された後に光子計数器でディジタル化され、処理器本体に取り込まれる。詳細については後述するが、このシステムでは検出器は複数となり、処理系も複数個用意される。この場合、1 個の処理器 (マスター) のみが系の制御機能を持って、他の処理系 (スレーブ) との同期をとる。

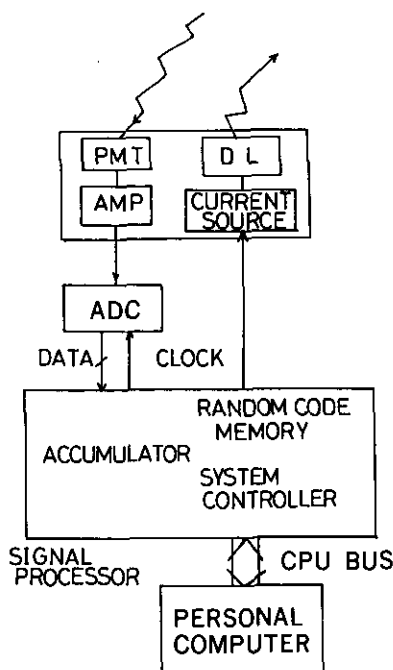


図 3.1 ダイオードレーザーを用いた場合の機器構成の概略

Fig. 3.1 Outline of the signal processor for diode laser RM-CW lidar

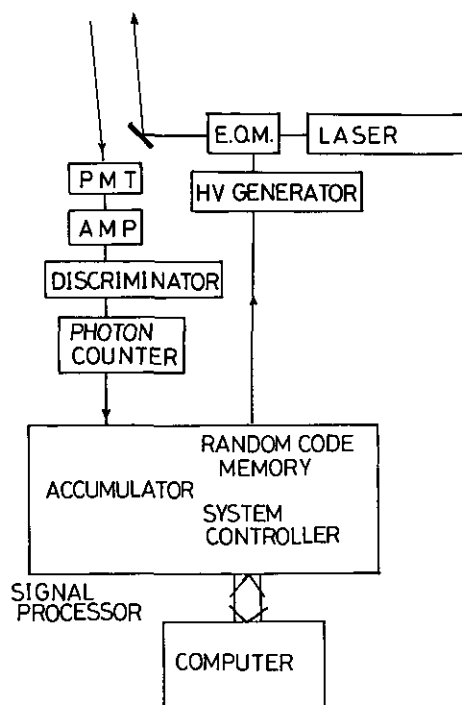


図 3.2 Ar レーザーを用いた場合の機器構成の概略

Fig. 3.2 Outline of the signal processor for Argon laser RM-CW lidar

M 系列としては 12 次，すなわち，周期が 4095 になるものを採用している（M 系列の基本的性質については第 2 章参照）。これだけの長さがあれば，遠距離からのエコーが一周期を越えて次の周期に影響を与えることは考えられない。また，後述するが，周期が 5 の倍数であるという特性を利用して 5 つの前置積算器を並列動作させることにより，1 個の積算器で構成する場合に比べて，積算速度，すなわち距離分解能が 5 倍のものを実現している。

3.3 ハードウェアの概要¹⁾

信号処理器本体のブロックダイアグラムを図 3.3 に示す。内部構成は大別すると，

- 1) 積算メモリー部，
 - 2) ランダムコードメモリー部，
 - 3) システム制御部，
- となる。

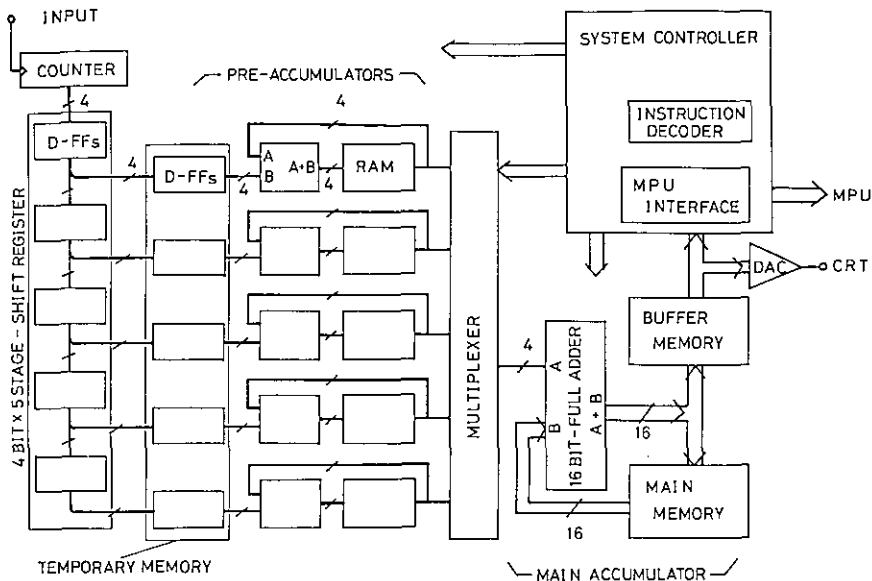


図 3.3 信号処理器のブロックダイアグラム
Fig. 3.3 Block diagram of the signal processor

3.3.1 積算メモリー部

積算メモリー部は3段に階層化されており、語長4ビットの高速前置積算ブロック（複数）、語長16ビットの主積算ブロック、同じく語長16ビットの2ポートメモリーから構成されている。当初の要求仕様である高速で連続的な積算機能を実現するために、前述の並列処理の方法を用いている。すなわち、図3.3に示すように、AD変換器（ADC）又は光子計数器からの4ビットパラレルデータは時系列に沿って、4ビット×5個（5段）のシフトレジスタに次々と蓄えられる。5クロック分の時間が経過し、シフトレジスタが有効なデータで満たされると、シフトレジスタの各段のデータは各々に接続されている計5個の前置積算器に全データ同時（並列）に転送され、シフトレジスタは次のクロックから次のデータを新たに取り込み、以下これを繰り返す。このシフトレジスタによる取り込みデータの分散化処理により、取り込むデータの時間間隔 Δt に対して、以後の積算処理は1サイクル $5\Delta t$ でよい。逆に言えば、積算速度の5倍の処理速度が得られる。

5つが並列動作する前置積算回路は図3.4に示すように、全加算回路（FA：Full Adder）、D-FFs、スタティックRAMから構成される。各前置積算器に取り入れられたデータは、1サイクル $5\Delta t$ のクロックに同期して主積算ブロックに転送されるとともに、そのチャンネルの内容はクリアされる。原理的には、主積算ブロックを5組用意すれば主積算器のビット数まで制限なく積算でき、前置積算器も不用になるが、機器の構成上、規模を抑えるために1ユニットのみしか用

これより、最大分解能は $125\text{ ns} \div 5 = 25\text{ ns}$ が得られる。本器では余裕を持って、これを 30 ns に設定した。また、メモリーには日立製 CMOS-RAM HM6147P3 を用いたが、より高速なタイプのメモリーを使用すればその分だけ分解能を向上させることも可能である。

主積算ブロックは、語長が 16 ビットになった点を除いては図 3.5 に示すように基本的に前置積算器と同様の構成となっている。全加算器は 16 ビット幅でキャリールックアヘッドタイプのものを 5 個の IC で構成し、また、オーバーフローを抑止する回路を付加している。この回路は加算器の出力を常にモニターし、16 ビット中、上位 10 ビットが 1 状態になるとシステム制御部を通して積算処理を中止させ、その旨をコンピュータ側に通知する。ただし、非常にバックグラウンド信号が大きく、データのオーバーフロー（ラップアラウンド）が問題にならない場合は、この機能は使用しない。前述のように、主積算ブロックのメモリーには各々の前置積算器から時分割でデータが送られてくるので、メモリーのアドレス（チャンネル番号）と検出信号の時系列とは一致しない。この差は復調時にコンピュータ側のソフトウェアによって是正する。

主積算ブロックからのデータは後述するコンピュータ側からのコマンド「FECTH」により、次のバッファメモリーに転送される。このとき、主積算ブロックの内容は変化しない（クリアするには別のコマンド「CLEAR」が用意されている）。バッファメモリーは図 3.6 に示すようにいわゆるマルチポートメモリーの構成をとっている。すなわち、1. 上述のように主積算ブロックからのデータの受け取り、2. コンピュータ側へのデータの転送、3. DA 変換器を介して

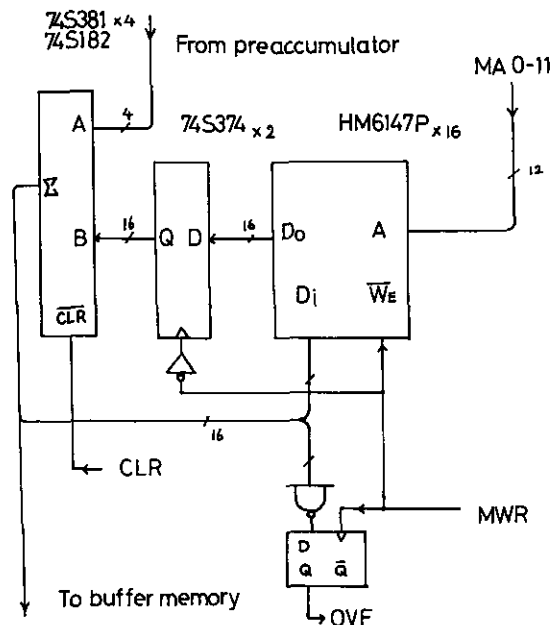


図 3.5 主積算ブロックの構成
Fig. 3.5 Configuration of the main integration block

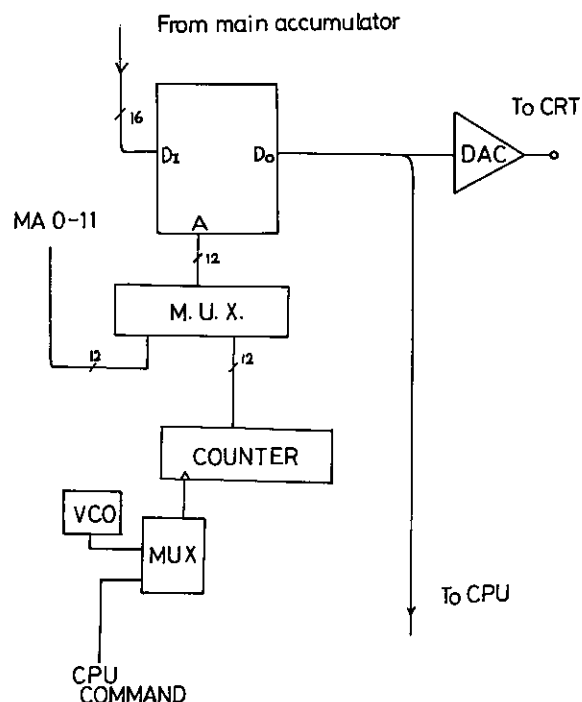


図 3.6 バッファメモリ部の構成
Fig. 3.6 Construction of the buffer memory block

現在のデータを電圧波形として CRT モニターに表示する、の 3 つの機能を持つ。どれを選択するかはコンピュータ側のコマンドによりシステム制御部によって決定されるが、通常（アイドリング）の状態では、3. が選択され、積算状態を実時間でモニターできるようになっている。

3.3.2 ランダムコードメモリー部

レーザー光を変調する擬似ランダムパルス列は、EXOR (Exclusive or) で適当なフィードバックのかけられたシフトレジスタによって生成されるが、本システムでは、後述する復調器内のランダムコード生成回路又はソフトウェアエミュレーションによって 1 周期分のパルス列を用意し、これを信号処理側側のメモリーに書き込んでいる。メモリーに書き込まれたデータは前述の積算メモリーで使用するクロック、アドレス、信号等を用いて繰り返し読み出される。図 3.7 に示すように、このメモリー及び周辺回路も 2 ポートメモリーの構成となっており、コンピュータ→メモリー、メモリー→変調信号、と 2 つの動作をする。通常、電源投入後、一度このメモリーに使用する擬似ランダムパルス列を書き込んでおけばよい。メモリーからのデータの読みだし方法については、本器の最大分解能 30 ns に対応する必要があるが、これ以上の速度をもつメモリーを使用する代わりに、5 ビット並列（同時）に読みだし、これを高速のシフトレジスタを

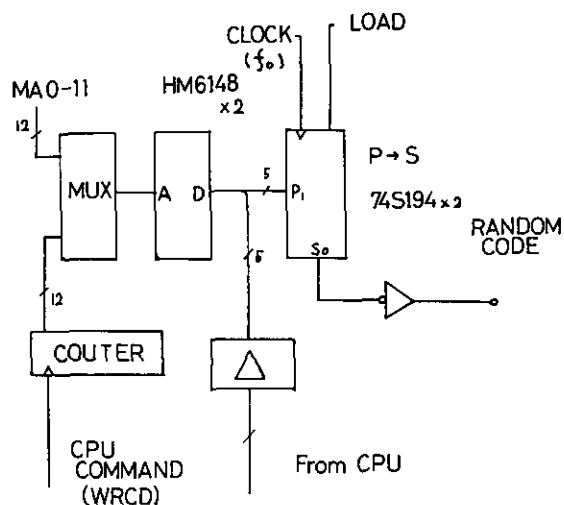


図 3.7 ランダムコードメモリー部の構成
Fig. 3.7 Configuration of the random code memory block

用いて並列→直列変換して満たしている。出力は TTL (Transister-Transister Logic) レベルの信号で取り出され、実際にレーザー光を変調するに当たっては、ダイオードレーザーの場合は駆動電流の変調、Ar⁺レーザーの場合は Pockel's cell の駆動電圧の変調信号として用いられる。

3.3.3 システム制御部

システム制御部はその名のとおりに系全体を統括する回路であるが、大きく分けて前述してきたメモリーの駆動クロックやアドレス信号を供給する高速部と、コンピュータとの間でデータやコマンドを送受し、積算の開始、中止、データの転送などを行うインターフェイスとで構成される。図 3.8 に積算部やランダムコードメモリーを制御するクロック・アドレス発生の回路を示す。前述のとおり、5つの前置積算器を並列動作させるためにこの種の回路としてはやや複雑な回路となっている。まず、33.333 MHz の発信器の出力は分周器・マルチプレクサーをとおして、1/1, 1/2, 1/5, 1/10, 1/20 の任意の 1つを基本クロック f_0 として選択できる。図 3.8 で A-counter は基本クロックを 5 分周し、D-FFs へのクロックやメモリーの Read/Write 信号を生成している。5 分周されてこのクロックは更に B-counter で計数され、前置積算メモリーのアドレス情報を生成する。C-counter も原理的には B-counter と同じ機能であるが、メモリー構成上、主積算ブロックに対応するアドレス情報を作り出している。

コンピュータインターフェイスはハードウェア的には Z 80-CPU タイプとなっており、アドレスバス (A 0~A 7)、データバス (D 0~D 7)、コントロールバス (RD (read), WR (write), IORQ (I/O require)) 信号などで制御される。また、回路は TTL の 3 ステートパス

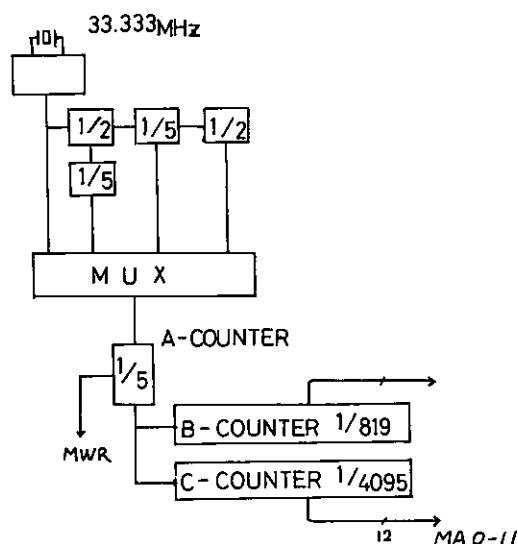


図 3.8 システムクロック・アドレス生成回路
Fig. 3.8 Generation circuit for system clock address

ゲートバッファとフリップフロップなどの IC から構成されており、高速クロックの MPU、例えば、Z 80 H (8 MHz), 8086-1 (10 MHz) でもウェイトステートなしでアクセス可能である。

本器は表 3.1 に示すように 16 バイト分のアドレスを占有する。先頭の 8 バイトは積算器側で使用し、残りは後述する復調器側で使用している。コンピュータから本器に何等かの動作を指示するには、表 3.1 のコマンドポート（相対アドレス 0）に表 3.2（後述）に示すようなコマンドコードを書き込むことから始まる。コマンドポートには命令デコーダが装着されており、コンピュータ側からのコマンドコードを分類・解読して必要な処理を各部に行わせる。したがって、コンピュータの機種には依存しない。本システムにおいても、当初はサンヨー製 MBC-225 (Z 80) を制御用コンピュータとして用いていたが、その後、NEC 製 PC-9801 に置き換えて使用している。

システム制御部に関連する本器の重要な特徴としてマスター、スレーブの 2 つの動作モードがある。マスターモードはこれまで説明してきた機能を持つ。スレーブモードは、概略すれば、マスターモードからシステム制御部を取り除いたものといえる。スレーブモードの信号処理部はマスターモードの処理部のシステム制御部から必要なクロック、アドレス、制御情報などを受け取る。マスターとスレーブの機器を接続することによって同時に（同期して）複数のライダー受信信号を積算することができる。この機能はマルチカラー（多波長）のライダーシステム²⁾で使用されている。

表 3.1 本器が占有する I/O アドレスの割り当て
Table 3.1 Allocation of the I/O address

相対アドレス	READ	WRITE
0	バッファメモリー 下位バイト	コマンドポート
1	上位バイト	
2	リビートカウンタ 下位バイト	
3	上位バイト	
4	ステータスポート	
5～7	未 使 用	
8	RESULT 1/4	INPUT 下位バイト
9	RESULT 2/4	INPUT 上位バイト
A	RESULT 3/4	フィードバックマスク 下位バイト
B	RESULT 4/4	フィードバックマスク 上位バイト
C	ステータス 及び ランダムコード	コマンドポート
D～F	未 使 用	

表 3.2 信号処理器のハードウェア仕様
Table 3.2 Specification of the signal processor

Clock speed [f_0]	33.333 MHz ($\Delta t=30$ ns)
Memory cycle [$f_0/5$]	6.66 MHz ($\Delta t=150$ ns)
Channel length	4095
Word length	4 (bit) : preaccumulator 16 (bit) : main accumulator
Counting capacity	7×10^7 counts/s

3.3.4 ランダムコード復調部

擬似ランダムパルス変調で直接得られたデータは2章で述べたような方法で通常のインパルス応答に復調される。ランダムコード長 N のデータをすべて復調するには N^2 回の加算又は減算操作が必要であるが、これをすべてコンピュータ側のソフトウェアで処理するのは負担が重く、実時間での計測・表示が不可能となる。そこで、比較的単純な加減算の部分ハードウェアで実行するのが復調部である。

原理を図3.9に示す。回路的には、32ビットの全加算器を軸に周辺として、ランダムコード発生器、16ビット積算データメモリーとアドレスカウンタ、32ビット累計用レジスタ、タイミングクロック発生器とシステムカウンタ、コンピュータインターフェイスなどから構成されている。コンピュータ側からは復調したいデータを一旦復調器内部のメモリーに転写し、初期化命令を出す。復調器内部では、演算の平均速度を上げるためいわゆるパイプライン処理を行っている。すべてのパイプラインを初期化する必要があるが、原理的には、アドレスカウンタの初期化、累計レジスタのクリアなどが行われる。その後、スタートコマンドで1周期分の加減算を行う。すなわち、対応するランダムコードが1の時は加算、0の時は減算が累計レジスタとそのときのアドレスカウンタで指示されたチャンネルのデータとで行われる。1周期分の処理後、システムカウンタのキャリー出力によって各パイプラインは停止し、1データの復調が終わったことを

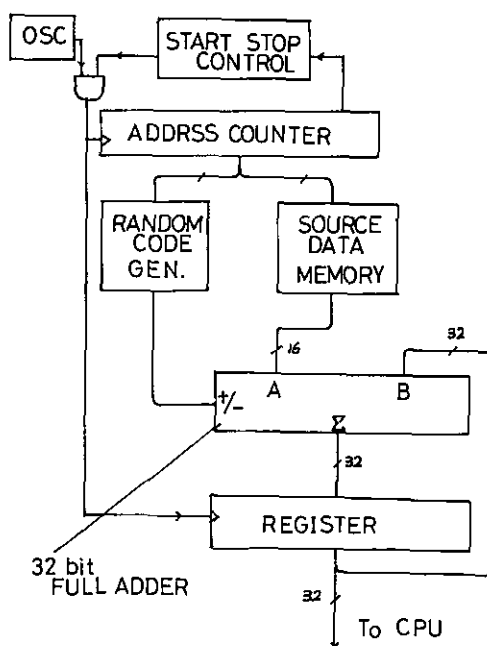


図 3.9 復調器の構成
Fig. 3.9 Construction of demodulator

コンピュータに伝える。コンピュータ側は、累計レジスタを読み取った後、次の復調のためこれをクリアする。次に、積算データメモリー用アドレスカウンタを1だけ進めて、再びスタートさせる。以後これを繰り返すことによって、続く全データの復調が行われる。

これによって、ソフトウェアで実行した場合数分かかった復調処理が1~2秒で完了する。

表3.2にハードウェアの仕様をまとめておく。

3.4 ソフトウェアによる制御

本器は制御用コンピュータからみた場合、表3.1のコマンドポートにコマンドコードを書き込むことによって制御され、ここに一種の簡易ソフトウェアが存在する。表3.3にコマンドリストを示す。表3.3に示されたもの以外の設定、すなわち、ランダムコードの長さ、基本クロックの速度、マスター/スレーブの各動作モードの選択などは基板上のディップスイッチもしくはショートプラグで設定する。以下、実際の計測における処理の流れに沿って概説する。

積算回数はリピートカウンタの出力の選択によってプログラムできる。コマンドコード4n(h) (hは16進数であることを示す) をコマンドポートに書き込むことによって、積算回数は $5 \times 2^{n+h}$ に設定される。ただし、nは0からf(h)までの数である。

次にランダムコードパターンの書き込みに当たっては、5段シフトレジスタで1/5の速度で分散処理しているので、あらかじめコンピュータ側のメモリーに5ビット単位にして5周期分のパターンデータを組み立てておく必要がある。ランダムコードの生成には、ソフトウェアでシフトレジスタをエミュレートするか、復調器上の生成回路から1ビットずつ読み出す。いずれの場合

表 3.3 ソフトウェアコマンドコード
Table 3.3 Software command code

Command	Code	Function
START	00	積算開始
STOP	10	積算中止
CLR	20	メインメモリーのクリア
FETCH	30	バッファメモリーの転送
RPT	40~4F	積算回数の設定
RDSS	60	データ読みだしモードに入る
RDUP	70	アドレスカウンタをアップ
RDSR	80	読みだしモードの終了
WRSS	90	コードメモリー書き込みモード
WRCD	A0~BF	コードの書き込み
WRSR	C0	書き込みモードの終了

にも M 系列の生成が可能な適切なフィードバックシステムでなければならない。周期 4095 (12 次) の M 系列としては 144 種類存在する。コンピュータ側のメモリにランダムコードデータが用意されたら、次に、これを信号処理器側のコードメモリに転送する。この書き込みの手順は、最初に WRSS コマンド (コード 90 h) で書き込みモードに入る。

次に WRCD コマンド (コード $101 \times \times \times \times b$; b は 2 進数であることを表す。 $\times \times \times \times$ のところに 5 ビット分のデータが入る。) で実際にメモリに 5 ビットずつ書き込む。この際信号処理器のコードメモリ用のアドレスカウンタはハードウェア側で自動的にインクリメントされ、次に書き込むべきメモリアドレスが出力されている。すべてのランダムコードデータの書き込みが終わったら、WRSS コマンド (コード C0 h) で書き込みモードを終了すると、書き込まれたパターンが積算器のクロックと同期して出力される。

ここまで述べた積算回数やランダムコードデータの書き込みはレジスタ又はメモリに残るので、パラメーターを変更しないのであれば再度実行する必要はない。

次に CLEAR コマンド (コード 20 h) で主積算ブロックのメモリをクリアする。ハードウェア的にはメモリに 0 を書き込む動作を全アドレスにわたって繰り返す。この動作の完了は相対アドレス 4 番のステータスポートを読み出すことによって確認できる。ステータスポートは図 3.10 に示すように下位 4 ビットの各 1 ビットが積算器の動作状態を表している。

クリア処理が終了したら、START コマンド (コード 00 h) をコマンドポートに書き込み、これによって積算が開始される。ハードウェア的には前置積算器へデータを転送するシフトレジスタのクリアを解除しているのみで、他のクロック、リード/ライト信号などの制御系の信号は全く変化しない。

この状態はリピータカウンタが指定された値に達するか、STOP コマンド (コード 10 h) がコマンドポートに書き込まれるまで続く。リピータカウンタによる停止も、STOP コマンドによるものもハードウェア的には全く同じで、前述のシフトレジスタのクリアをアクティブにしているのみである。すなわち、回路上の動作を厳密に説明するならば、積算していない状態というのは、「0」を積算している状態である。

積算されたデータのコンピュータ側への取り込みは、積算中・停止後に関係なく任意の時点で実行できる。まず、FETCH コマンド (コード 30 h) により、主積算ブロックのデータをバッファメモリにコピーする。この動作の完了もステータスポート (図 3.10) を読み出すことにより確認できる。

次に、RDSS コマンド (コード 60 h) でバッファメモリの内容の読み出しに入る。RDSS コマンド発行時にこのメモリの読みだしアドレスカウンタはハードウェア的にリセットされる。CPU 側からはアドレスカウンタの示すアドレスの内容がポートを介して読み出すことが可能である。メモリは 1 語 16 ビットで構成されているので、その下位バイトはポート 0 h (相対値) より、上位バイトはポート 1 h より読み出す。また、次のアドレスへ進むには、コマンド

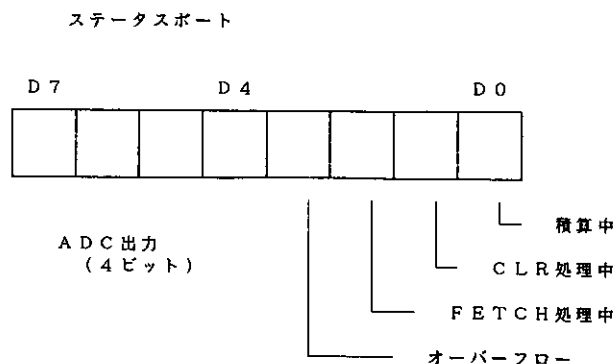


図 3.10 ステータスポートのビット割り当て
Fig. 3.10 Allocation of status port bits

ポートへRDUP コマンド（コード 70 h）を書き込むことによってアドレスカウンタがインクリメントされ、次のアドレスのメモリーの内容が読み出せるようになる。この繰り返しによって、全チャンネルの読み出しが終了すれば、RDSR コマンド（コード 80 h）で、バッファメモリーとCPUを切り放す。これによって、再びFETCH コマンドの使用が可能になり、また、これら以外の時は、バッファメモリーの内容が自動的に次々とDACに送られ、電圧波形としてCRTでモニターできる状態になる。

取り込まれたデータは必要に応じて磁気ディスク等に保存される。また、復調処理をほどこし、その結果をCRT上に表示したり、ライダー方程式に従って数値解析されたりする。この復調処理は、2章での原理どおりに行われるが、ハードウェアの復調器が装着されている場合はこれを用いて行い、そうでない場合は（時間はかかるが）ソフトウェアで行うように設定されている。

図 3.11 に実際のデータを得る上での一般的な流れを示す。また、プログラミング上はデータのオーバーフローやハードウェア異常など、種々の例外にも対処できるようになっている。

以上、信号処理系のシステム構成と動作原理について説明した。信号処理系は約 40 cm×40 cm の 2 枚の基板上にランダムコードの発生回路と共に製作されて一つの筐体に納められている。この場合、一般のICを用いて組み立てているので容積が大きくなっているが、専用のICを製作すると小型化が可能である。

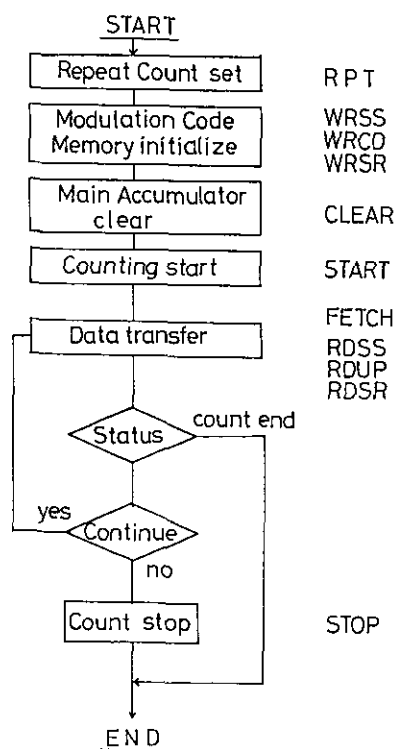


図 3.11 一般的なデータ処理のフロー

Fig. 3.11 Data processing flow for a general case

引用文献

- 1) Baba, H., S. Hoshina, K. Sakurai and N. Takeuchi (1985) : High-speed multichannel photon counter for time-resolved laser spectroscopy. Rev. Sci. Instrum, **56**, 1926-1929.
- 2) 馬場浩司・山腰直樹・桜井捷海 (1984) : 多目的マルチカラーレーザーレーダーの試作. レーザー研究, **12**(6), 321-326.

4 擬似ランダム変調 CW ライダーシステム

本章では RM-CW ライダーシステムの各部について基本的な事項を説明し、その後で、半導体レーザーを光源とした実際のシステム例と多波長のアルゴンレーザーを光源とした例について仕様を紹介する。RM-CW ライダーは送光系・受光系を含んだヘッド部と、信号処理装置と制御コンピュータからなる信号処理系からなる。信号処理系については前章で述べたので、本章では半導体レーザーを光源としたシステムを中心にヘッド部について送光系と受光系に分けて説明する。アルゴンレーザーを光源とするシステムについては多波長ライダーシステムとして 4.4 節で紹介する（便宜上、測定例も含める）。半導体レーザーを光源とするシステムのヘッド部の構成図を図 4.1 に示す。

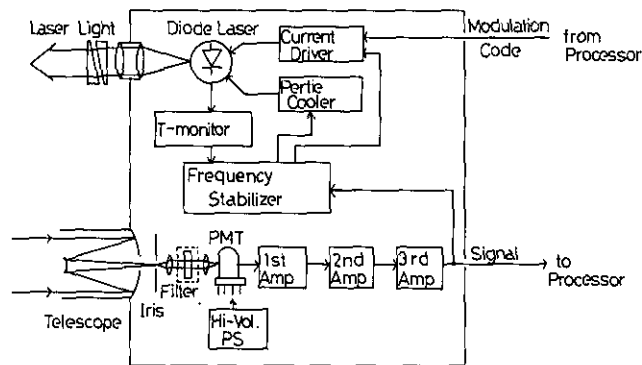


図 4.1 RM-CW ライダーヘッド部構成図

Fig. 4.1 Configuration of the head part of the RM-CW lidar

4.1 送光系

送光系はレーザー光源、レーザー電源、変調回路、送光光学系からなる。半導体レーザーを光源とする場合には、光源となる半導体レーザー、その電流駆動・変調回路、波長安定化回路と送光光学系からなる。半導体レーザーは電流によって容易に変調可能なので、常に発振閾値直前の電流を流しておき、M 系列擬似ランダムコードの変調信号に対応したトリガー信号によってパルス動作を行う。半導体レーザーでは発振波長が動作温度によって簡単に変化するのでレーザー発振波長を狭帯域光学フィルターの透過波長に合わせるようにレーザー動作温度を安定化する必要がある。波長の安定化については 4.1.3 節に詳しく述べる。ライダーの送受光光学系間では両光学系の光軸を調整する必要があるが、このシステムでは望遠鏡及びレーザー発振器はヘッド前

面の基盤に固定されているので、送光光学系で方向を調節する必要がある。このためにカメラレンズ（焦点調整が容易である）を用いてレーザービームをコリメートし、ウェッジのついたガラス板を回転させてビームの方向を調整している。半導体レーザーのビーム広がり角は大きい（ $10\sim 30^\circ$ ）ので開口径の大きいカメラレンズ（ $F=0.8\sim 1.2$ ）が必要となる。送光光学系の模式図を図4.2に示す。この光学系によって、レーザービームは半導体レーザーの発光面積の大きさで規定される広がり角（約 $0.2\sim 0.4\text{ mrad}$ ）までコリメートされる。以下、本節では送光系の中で最も重要である半導体レーザーとその周波数安定化、及び変調法について取り上げる。

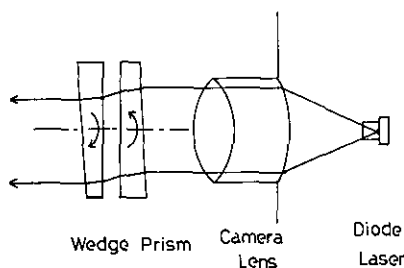


図 4.2 送光光学系のブロック図
Fig. 4.2 Block diagram of the transmitting optics

4.1.1 半導体レーザー

半導体レーザー（DL）¹⁾は素子そのものは一辺1mm以下と小型で、発光効率が30%以上と高く、長寿命で、信頼性が高く、量産により低価格で、駆動電流によって動作（強度、発振波長）の制御ができるという特徴を有し、光通信、CD、ビデオディスク、レーザープリンタ、自動読み取り装置などの光源として実用化され、その性能は急速な進歩を遂げている^{2,3)}。しかし現在量産されている単一モードのDLはパルス方式のライダーの光源として用いるには出力が小さいのが難点である。

DLはその活性媒質によって、発振波長域が決められる。可視・近赤外の波長領域のDLはIII-V族化合物半導体をレーザー媒質としている。その発振波長は禁制帯の禁制帯幅（バンドギャップ）のエネルギーによって決まる。禁制帯幅は温度に依存する。主なIII-V族化合物半導体の300°Kにおける禁制帯幅の値と0°Kの外挿値を波長に換算した値（括弧内）とともに表4.1¹⁾に示した。この中間の波長を得るには3元又は4元の合金を作る必要がある。主な3元・4元化合物半導体と常温での発振波長は以下のとおりである：

AlGaAs 半導体レーザー	0.6~0.9 μm (0.78~0.83 μm の領域で実用化)
InAlGaP 半導体レーザー	0.6~0.7 μm
InGaAsP 半導体レーザー	0.7~1.7 μm (1.3~1.55 μm の領域で実用化)

表 4.1 化合物半導体の禁制帯幅 E_g (eV) と波長換算値 (括弧内: 単位 nm)
 Table 4.1 Band energy gap E_g (eV) of compound semiconductors and the corresponding wavelength (in nm unit)

化合物 半導体	バンド 構造	禁制帯幅 (0°K) eV (nm)	禁制帯幅 (300°K) eV (nm)
AlP	間接遷移	2.52 (492.0)	2.54 (488.1)
AlAs	間接遷移	2.239 (446.6)	2.163 (462.1)
AlSb	間接遷移	1.687 (734.9)	1.58 (784.7)
GaP	間接遷移	2.338 (530.3)	2.261 (548.4)
GaAs	直接遷移	1.519 (658.3)	1.424 (870.7)
GaSb	直接遷移	0.810 (1530.7)	0.726 (1707.8)
InP	直接遷移	1.421 (872.5)	1.351 (917.7)
InAs	直接遷移	0.420 (2952.0)	0.360 (2777.8)
InSb	直接遷移	0.236 (4237.3)	0.172 (7208.4)

また中赤外 ($4\mu\text{m}$ より長波長) 領域の DL は低温動作の Pb 塩半導体レーザー (例えば, PbSnTe, PbSSe など) が用いられる。

以下では本研究で使用された $0.8\mu\text{m}$ 領域の AlGaAs 半導体レーザーに話を限る。単一モードで周波数特性の良いレーザー動作が要求される場合, 図 4.3 に示すような埋め込み型のダブルヘテロ構造が採られる。横モードを抑えるため, 導波路理論から活性領域の大きさが制限される。パルス動作でも cw 動作でもピーク出力はほぼレーザー光強度による端面破壊 (OCD: Optical Catastrophic Damage) によって制限されるので, パルス動作のピーク出力と cw 出力の違いは十倍程度である²⁾(市販の高出力パルス動作 DL は周波数特性・モード特性を最重要視せず, 構造の簡単なシングルヘテロ接合を採用し, 活性領域を大きく取っている)。パルス動作に比べて cw 動作は安定で, 比較的容易に単一周波数の動作が得られる (背景光の軽減に重要)。この特長をライダーにいかしたのが擬似ランダム変調方式^{4,5)}である。単一モードの cw 動作 DL は単一素子で 50~100 mW のパワーが実用化されている。このパワーレベルは RM-CW ライダーに使用してエアロゾルの空間プロファイルを 1 km 程度まで測定できる強度である。また DL はランダムコードに対応した波形の駆動電流で変調することが可能である点も, RM-CW ライダーに適している。現在, 量子井戸型構造, 動的単一モード構造, 位相同期アレイ素子など cw 動作の DL の性能向上のため活発な研究が行われており, 将来高出力, 高性能なレーザー素子の入手も容易となろう。RM-CW ライダー^{4,5)}では大気中の散乱体の空間分布を得るために cw レーザー光を擬似ランダムコードで変調し, 受信光を復調することによって, 空間分布を求める。したがって RM-CW ライダーの望ましい光源としての条件は,

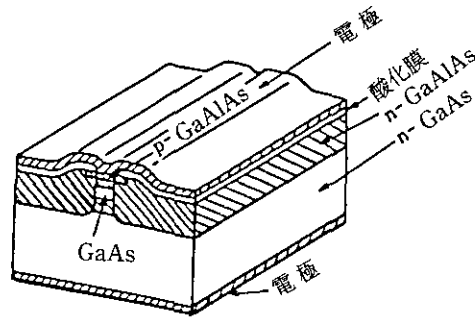


図 4.3 埋め込み型ヘテロ (BH) 構造半導体レーザーの模式図

Fig. 4.3 Structure of a buried-type double heterostructure diode laser

- 1) 平均パワーが大きいこと,
 - 2) 送信出力の擬似ランダムコード変調が容易であること,
 - 3) 単一モードで動作すること,
- が条件である。

cw 動作の単一モード DL は出力数十 mW の素子が市販されるようになった。単一モード動作では埋め込み型ヘテロ構造 (BH 構造) が標準的になっているが、各メーカーごとに種々の工夫が凝らされている。製法も MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposit) 又は MOVPE (Metal Organic Vapor Phase Epitaxy) と呼ばれる手法が開発され、成分組成が均質で、歪の少ない素子が高精度で加工できるようになった。これらの技術とともに位相整合が取られたアレイ状の素子で出力が 100 mW 以上のものが実用化されつつある。

本研究では 1 mW 程度の出力の DL から出発して種々の DL を使用したが、30 mW 以上の高出力の DL としては 1 号機ではシャープ (株) 製の VSIS (V-channeled Substrate Inner Stripe) 構造のものを使用し、昼間でも使用する 2 号機では日立 (株) 製の CSP (Channeled Substrate Parallel) 構造のものを使用した。DL の動作特性の例を以下に示す。図 4.4 には 2 号機で使用した DL の発振スペクトルの例を示した。動作温度は 15°C で、50 mA の励起電流を流し、図 4.5 に示す装置によって動作温度を制御しながら、分光器と CCD アレイセンサーの組み合わせによって測定した。データに示されたスペクトル線幅は分光器の分解能によって制限されている。レーザー出力の電流依存性を図 4.6 に示した。レーザー光の変調された波形が一定であることは第 2 章に述べたようにゴーストを生じさせないために重要である。バイプラナーダイオードで測定した DL レーザー波形を図 4.7 に示す。実際の動作に近い例として、常時 35 mA のバイアス電流を流しておき、振幅 65 mA の矩形波形の擬似ランダムコードで変調したときの発振波長の温度依存性を図 4.5 の装置で測定した例を図 4.8 に示す。

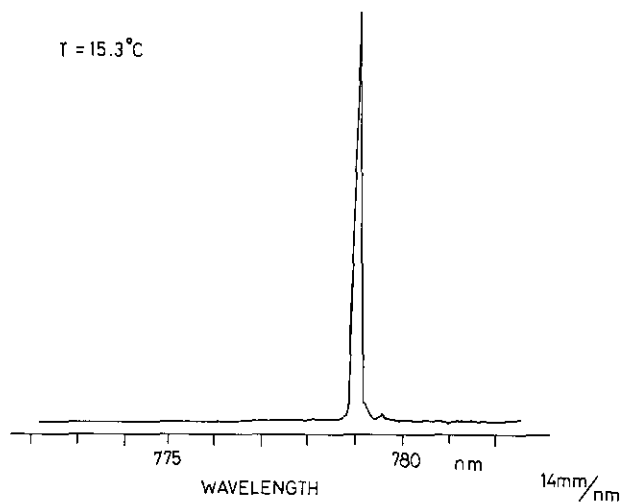


図 4.4 半導体レーザー発振スペクトル (50 mA 励起)
 Fig. 4.4 Spectrum of diode laser (Excitation current : 50 mA)

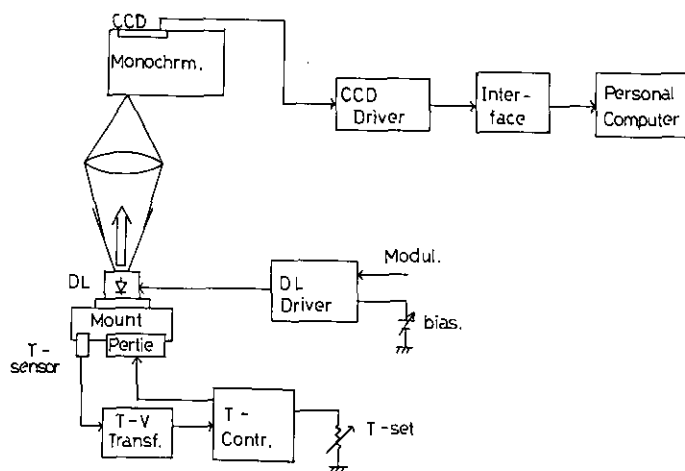


図 4.5 動作温度を制御した半導体レーザー発振波長測定装置
 Fig. 4.5 Temperature controlled measurement device of the diode laser lasing wavelength

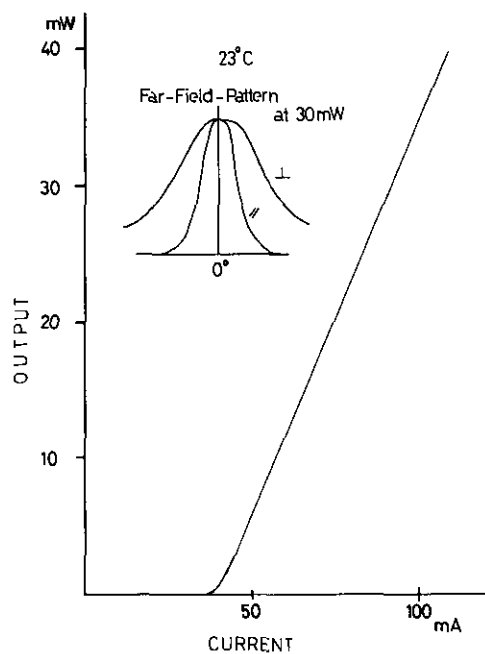


図 4.6 半導体レーザー光強度の励起電流依存性
Fig. 4.6 Excitation current dependence of diode laser intensity

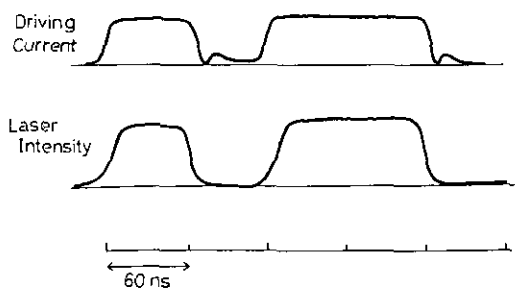


図 4.7 半導体レーザーの変調パルス電流波形と発振光波形。
Fig. 4.7 Waveforms of modulation pulse current and diode laser oscillation

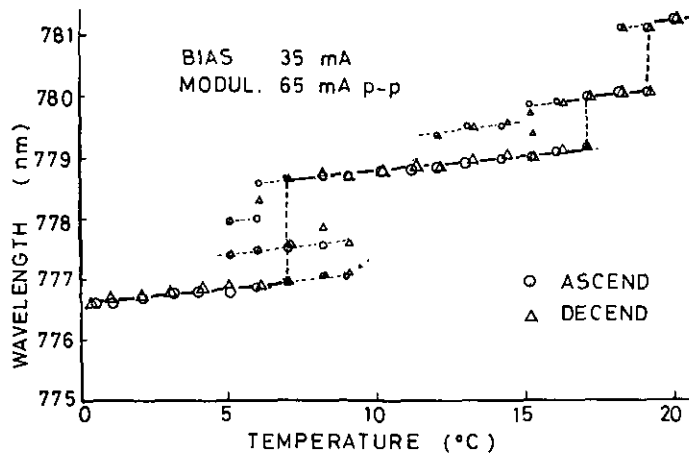


図 4.8 発振波長の温度同調性

Fig. 4.8 Temperature dependence of the lasing wavelength

4.1.2 パルス動作半導体レーザーライダーとの比較

DLを光源とするライダーでは受信信号が弱いので、雑音は背景光によるショット雑音で制限される。このときには第2章で述べたように、RM-CWライダーでは1周期の要素数を N とするときにSN比が $\sqrt{N}$ 倍改善される（正確にはRM-CWライダーのduty ratioが0.5なので $\sqrt{N}/2$ ）。したがって、DLを光源とするライダーの性能を比較するときには（RM-CWライダー動作の1周期とパルス動作の繰り返し周期が等しいと仮定して）cwパワーとピークパワーの比が $\sqrt{N}$ 倍より大きいかが両者の性能の比較の基準となる。

高出力DLにはシングルヘテロ構造で、LOC (Large Optical Cavity) 構造で、アレイ型の高出力レーザーが開発されている。しかし、単一モードが得やすいBH構造では、パルス動作とcw動作を比べた場合、埋め込み型のダブルヘテロ構造の素子で最大出力の比は約数十倍と言われている。パルス動作の繰り返しの周期を1ms（すなわち1kHzの繰り返し）とし、空間分解能に相当するパルスの時間幅を60nsとすると、同じピークパワーに対するRM-CWライダーのSN比の増加は式(2.46)（SN比の逆数で与えられている）より約65倍となり、同じ素子構造のDLをパルス動作で最大出力を得るように動作させて用いる場合とほぼ同じである。しかし眼への安全性（eye safety）の観点からはピークパワーが小さい方が有利であるばかりでなく、単一モード動作が望ましい場合には、パルス動作では多モード発振が起りやすいので、RM-CW動作の方が有利となる。特に比較的小パワーで背景光の強い状態（昼間）の測定を行うときには、狭帯域の分散素子を用いて背景光を除去するので単一モードの動作が重要である。

現在cw DLの出力の限界を決めている鏡面破壊（COD: Catastrophic Optical Damage）、熱

的破壊、高次モードの発生等の機構が明らかにされつつあり、その対策を取り入れて高出力化が図られつつある。

4.1.3 半導体レーザーの同調 — 変調特性

(1) 単一モード時の電流同調 — 温度同調特性

半導体レーザーは励起電流により出力が増減する。電流を増加すると素子内で発生するジュール熱による温度上昇によってバンドギャップと共振器長とが変化して、発振周波数も変化する。温度や電流を変化させた時の同調曲線は図 4.9 に示すように、単一モード発振を階段的にジャンプして変化するものとなる。その中の一つの単一モード発振における励起電流 1 mA 当たりの同調感度は電流を増減させながら発振光をファブリーペロー干渉計を通して、その共振から共振までの電流値を計ることによって測定できる。同様にして単一モード発振時の温度同調特性もファブリーペロー干渉計により測定できる。フリースペクトラルレンジが 18.1 GHz で、フィネスが 13 のファブリーペロー干渉計で測定した電流温度同調感度の測定例を図 4.10, 図 4.11 に示す。本ライダーに用いた半導体レーザー（同一ロッドのものはほぼ同じ特性を持つ）の電流同調感度は 5.61 GHz/mA, 温度同調感度は 25.8 GHz/°C であった。

上記のような同調特性を用いて、電流又は温度フィードバックによってフィルター又は吸収線の中心にレーザー周波数を合わせることができる。

(2) 強度変調 (AM 変調)

半導体レーザーの出力を擬似ランダムコードでデジタル変調するには、図 4.12 に示すよう

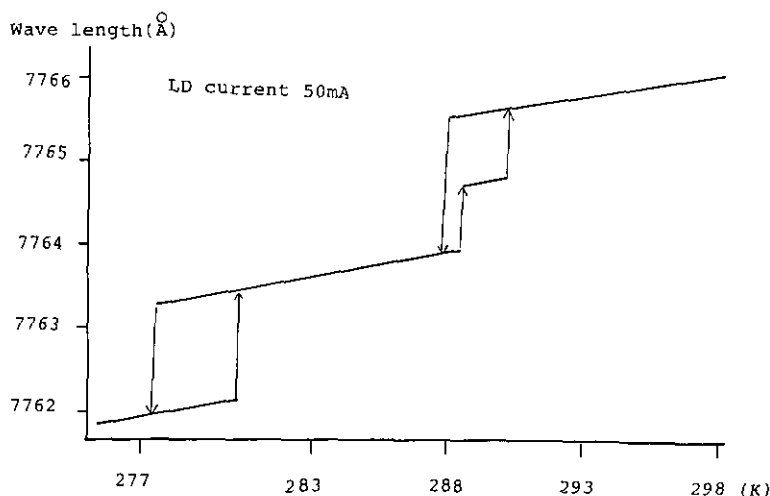


図 4.9 温度同調時におけるモードのジャンプ
Fig. 4.9 Mode jump during the temperature tuning

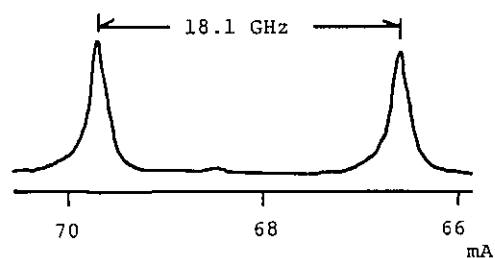


図 4.10 単一モード発振時の電流同調特性の測定

Fig. 4.10 The measurement of current tuning characteristics in the single mode operation by a Fabry Perot interferometer

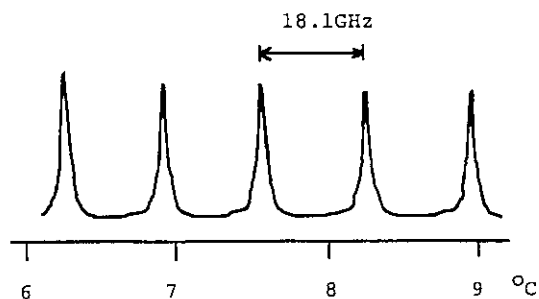


図 4.11 単一モード発振時の温度同調特性の測定

Fig. 4.11 The measurement of temperature tuning characteristics in the single mode operation

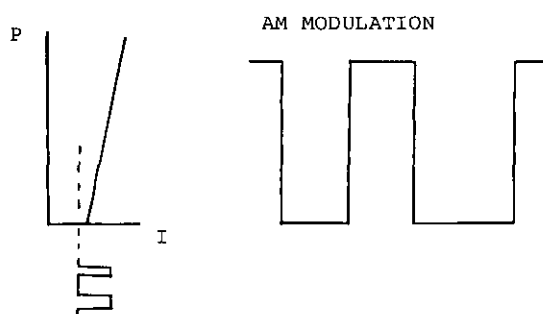


図 4.12 AM 変調時のバイアスと出力

Fig. 4.12 The relation between a bias current and the output for the amplitude modulation

に発振直前のバイアス電流を加えておき、これにデジタル信号を重畳させると、100%変調されたデジタル発振レーザー出力が得られる。これを直接変調方式と言う。直接変調方式の上限周波数は主としてキャリアーと光子の寿命との積の平方根で決まる時定数により支配されており、この時定数は0.03ナノ秒程度の値で、極めて早く、数GHzまでの直接変調が可能である。しかし高速変調電流を印加したときには、光子とキャリアーとが一定の位相関係で相互作用するために特定の変調周波数で共振を起こす。そのために立ち上がりの早い（サブナノ秒）高速パルス変調を行うと、立ち上がり時と立ち下がり時に激しい緩和振動が現れる⁶⁾。我々の用いる変調では、最小クロックが30ナノ秒で、立ち上がり時間が数ナノ秒あるので、緩和振動は現れず、半導体レーザー自体には原理的にランダムコード変調に関して問題はない。むしろ回路的に高速パルスをいかになまらさずに半導体レーザーに印加できるかが問題である。

(3) 周波数変調 (FM 変調)

FM 変調を用いたライダーについて考えてみよう。背景光カットのために狭いバンドパスフィルターを用いて散乱光を検出する場合には、大きな偏倚周波数で FM 変調すれば、フィルターが周波数弁別器として働き、レーザーに AM 変調を加えたと同じこととなる（図 4.13 を参照）。この方法によってもライダーを実用化できる可能性がある。また、780~850 nm にわたる半導体レーザーの発振領域には、 H_2O 、 NH_3 、 NO_2 、などの吸収バンドがあることが知られている。半導体レーザーの周波数をこれら分子の吸収の共鳴線周波数と非共鳴周波数とにランダムコードで FM 変調することによって、当該分子の差分吸収型レーザーライダーを実用化することが可能である⁷⁾。偏倚周波数が数 GHz の FM 変調により吸収線又はフィルターの中心周波数に対してレーザー周波数をオンオフすることができる。このときの変調電流は数 mA で、100%の強度変調を行うのに比べて 1/10 程度で済むため、回路的にもこの方法は有利となる。

初歩的な定常理論では変調電流を変化させても、キャリアー密度は発振しきい値の値でクラン

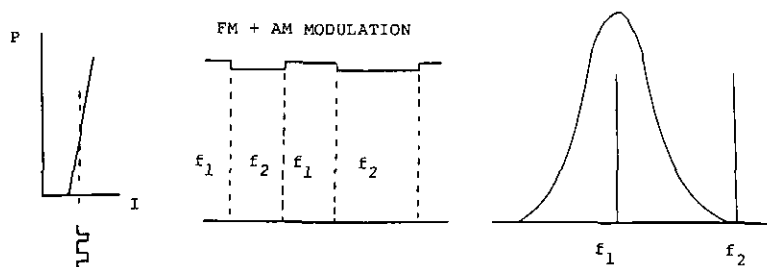


図 4.13 FM 変調時のバイアスと出力、周波数変調の外に出力には弱い AM 変調がかかる

Fig. 4.13 The relation between a bias and the output for the frequency modulation. Small amplitude modulation accompanies FM modulation

ブされ、注入電流の増加は出力の増加とジュール熱によるダイオードの温度上昇となり、これが屈折率と共振長の増加を招き、周波数は減少し、レッドシフトとなる。この熱的な時定数はマイクロ秒である。FM 変調感度 (1 mA 当たりの偏倚周波数) を方形波の周波数を変えて測定した。図 4.14 にその結果を示す。実験の結果によれば熱的な時定数よりも早い周波数で FM 変調は可能である。これは非定常なキャリア密度の変化によるものと考えられる⁸⁾。以上の結果により 100 ナノ秒程度のクロックで FM ランダムコード変調した周波数変調型又は差分吸収型ライダーが実用化が可能であることが明らかとなった。

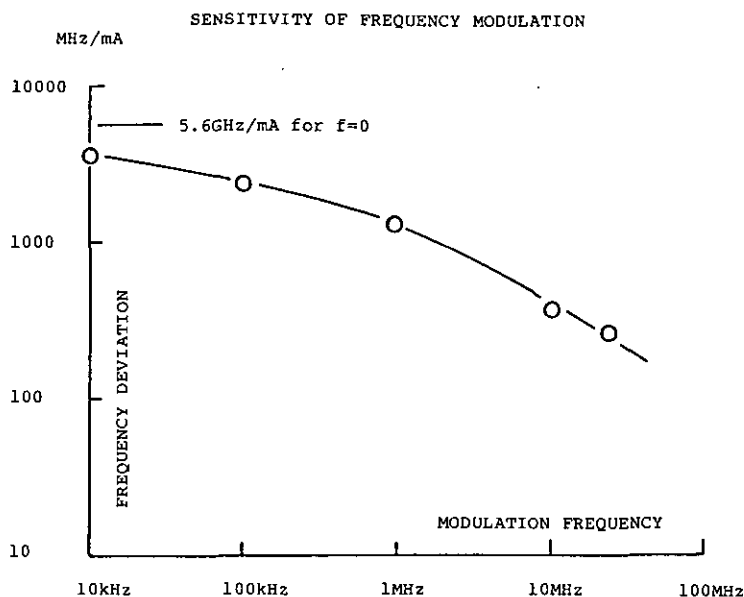


図 4.14 1 mA 当たりの変調感度の変調周波数依存性

Fig. 4.14 The dependency of the sensitivity of FM modulation per 1 mA on the modulation frequency

4.1.4 周波数安定化

ライダーにおいては、背景光をカットし、SN 比を上げるために狭い帯域のフィルターが用いられる。フィルターの透過中心周波数にレーザーの発振周波数を同調し、長時間にわたり、これにロックすることが必要となる。また差分吸収ライダーの場合には、分子の吸収線にレーザーの発振周波数をロックすることが必要となる。ここで周波数安定化の原理について述べる。

(1) 周波数安定化の原理

図 4.15 に周波数安定化のブロック図を示す。前の節で述べたように半導体レーザーの発振周

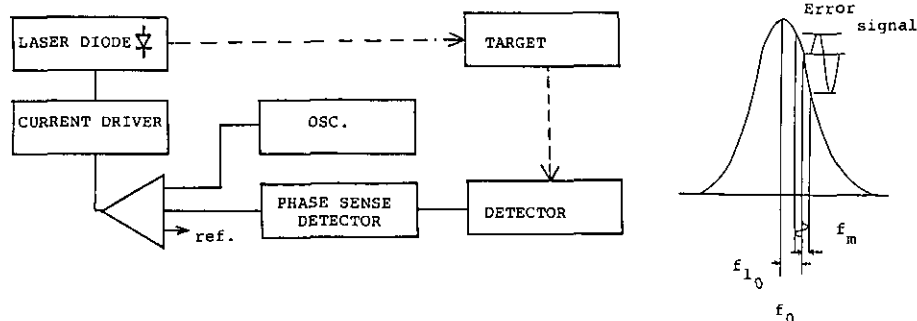


図 4.15 発振周波数安定化のブロック図

Fig. 4.15 Schematic diagram for the stabilization of laser oscillation

波数は励起電流により変化するので、励起電流により周波数変調を行い、フィルター又は吸収線の中心周波数とレーザーの発信周波数との差を検出することができる。そしてこれを励起電流にフィードバックして発振周波数を中心周波数に合わせることができる。フィルターや吸収線の周波数特性は、一般にガウス型やローレンツ型で表わされるが、ここでは中心周波数付近を考えることにして、中心周波数付近で展開した透過特性を用いる。 f_0 を中心周波数、 Δf を透過帯域幅とすれば、透過周波数特性は、

$$G(f) = (1 - (f - f_0)^2 / \Delta f^2) \quad (4.1)$$

となる。レーザーの発振周波数 f_i が変調周波数 f_m で周波数変調を受け、偏倚周波数を Δf_m とすると、

$$f_i = f_{i0} + \Delta f_m \cos(2\pi f_m t) \quad (4.2)$$

となる。式(4.1)に式(4.2)を代入すると、周波数 f_m で振動している透過レーザー光の強度は

$$(f_0 - f) \Delta f_m \cos(2\pi f_m t) / (\Delta f)^2 \quad (4.3)$$

となる。従って、変調周波数 f_m に同期して透過光を検波（ロックイン検出）すれば、フィルターの中心周波数とレーザーの周波数との差

$$E = k(f_0 - f_{i0}) \Delta f_m$$

がロックインアンプの出力として得られる。誤差信号がゼロとなるように、すなわち、この誤差信号により励起電流を変えてレーザー発振周波数を変えるか、又は誤差信号によりフィルターの温度同調を行い、レーザー周波数とフィルターの中心周波数を一致させるようにフィードバックを加える。レーザーの発振周波数を制御することを考えると、発振周波数は誤差信号 E の関数

であるから、フィードバックが働いている間は、

$$k(f_0 - f_{i0}(E)) \Delta f_{fm} = E \quad (4.4)$$

となっている。これにより E と f_{i0} が決まる。利得 k が非常に大きければ

$$(f_0 - f_{i0}(E)) = E / (k \Delta f_{fm}) \Rightarrow 0 \quad (\text{もし } k = \infty \text{ ならば}) \quad (4.5)$$

となるが、周波数変調（偏倚周波数 Δf_{fm} ）はゼロでないので、 $(f_0 - f_{i0}(E)) = 0$ となり、中心周波数とレーザー発振周波数は一致する。また干渉フィルターを用いるときには、フィルターの透過周波数は温度を変えることやフィルターを傾けることによって同調することができる。フィルターの同調感度は $0.022 \text{ nm}/^\circ\text{C}$ ($10 \text{ GHz}/^\circ\text{C}$) である。本2号機ではフィルターの温度を 45°C に一定に保ち、レーザーの発振周波数を温度同調でフィルターの透過周波数に合わせている。

現在実用機に関しては試みられてはいないが、干渉フィルターとファブリーペロー干渉計とを組み合わせた狭帯域フィルターでは GHz (0.001 nm) 程度に狭帯域化が実現可能である。その予備実験として共振周波数が変化しているファブリーペロー干渉計にレーザー周波数をロックした。そのときの実験結果を図 4.16 に示す。約 300 MHz の FM 変調を加えた時の誤差信号とそれを取り出す S 字特性とが示されている⁷⁾。実際の系では周波数誤差を電圧に変換する利得が無限大ではないので、ロックしている時にも、レーザー発振周波数は中心周波数よりいくらかずれている。これは式 (4.5) で右辺がゼロとならないことから明かである。

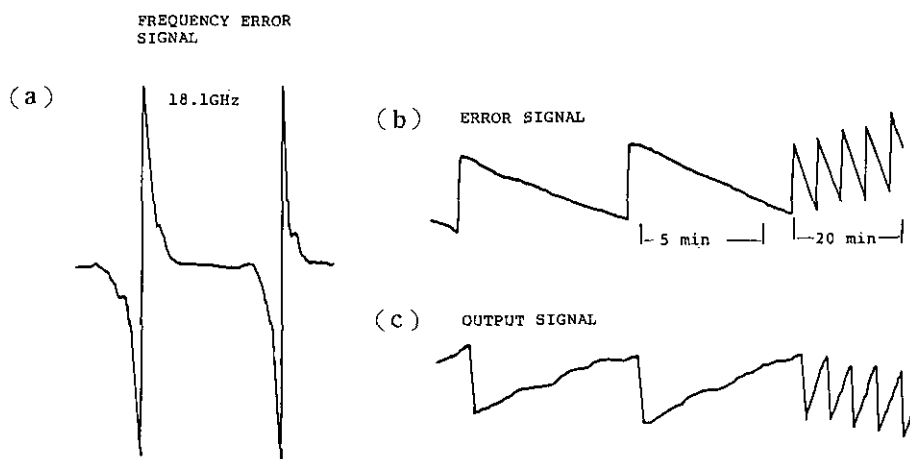


図 4.16 ファブリーペロー干渉計にレーザー発振周波数をロックしたときの誤差信号
(a) 周波数弁別器からの S 字特性信号。(b) 鋸歯状波で干渉計共振器長を変調したときの誤差信号と (c) フィードバックをかけるための安定化出力信号。

Fig. 4.16 Error signal for the frequency locking to a Fabry Perot interferometer
(a) S-shape characteristic signal from the frequency discriminator. (b) Error-signal for saw-tooth sweep of the interferometer cavity length and (c) the output signal for stabilization.

実際には、電流変調によりレーザーは振幅変調 (AM)、周波数変調 (FM) の両方の変調を受け、その出力は

$$E(t) = E_0 \{1 + a \cos(\omega_m t)\} \cos\{(\omega_0 + \beta \cos(\omega_m t))t\} \quad (4.6)$$

となる。したがって、この時には誤差信号中に AM 変調成分からの寄与も含まれる。そのためにロックされる周波数は一般には f_0 と異なる。振幅変化分は 1 mA 当たり数パーセントで、周波数変化分は低周波変調の時には 1 mA 当たり 5 GHz 程度である。ロックする共鳴線幅が狭い場合は振幅変化分は影響を及ぼさない。広い場合には、ロックされる周波数は一般に中心周波数とは異なる。

4.2 受光系

受光系は受光望遠鏡、背景光を阻止する狭帯域光学部、光電検出器、及び受信信号の増幅器からなる。受光望遠鏡は受光面積が大きければ大きいほど、散乱信号光を集めることができるが、雑音成分である背景光も受光面積に比例して増大する。したがって、背景光を軽減するために、望遠鏡の視野が必要最小限で、透過する光のスペクトル幅もできる限り狭いことが望ましい。半導体レーザーを光源とするシステムでは狭帯域光学部に狭帯域干渉フィルターを、アルゴンレーザーを光源とするシステムでは分光器を使用している。まず、狭帯域光学部について説明した後で、受光効率を増大させるのに必要な幾何学的効率について述べる。

4.2.1 狭帯域光学部

RM-CW ライダーの光源である DL のスペクトル幅は cw 動作で素子温度を十分に制御した場合に約数十 MHz ($0.001 \sim 0.003 \text{ cm}^{-1}$) が、分子吸収線やファブリーペローエタロンなどを基準としてフィードバックを掛けた場合に数 kHz (約 10^{-7} cm^{-1}) が得られている。アルゴンレーザーでは特に安定化した共振器を用いない場合でも約数 MHz である。レーリー散乱やミー散乱のように波長不変な弾性散乱を扱う場合にはレーザー波長のスペクトル幅と同じ狭帯域の光学素子によって背景光を除去するのが最も望ましい。受光光学系に用いられる狭帯域の分散光学素子とのおおよその帯域幅は以下のとおりである：

プリズム	1~3 nm	(波長 $1 \mu\text{m}$ で $10 \sim 30 \text{ cm}^{-1}$)
回折格子	0.01~0.1 nm	($0.1 \sim 1 \text{ cm}^{-1}$)
狭帯域干渉フィルター	0.01~0.1 nm	($0.1 \sim 1 \text{ cm}^{-1}$)
ファブリーペローエタロン (FPE)	0.0001~0.01 nm	($0.001 \sim 0.1 \text{ cm}^{-1}$)
励起型原子フィルター	0.0003~0.003 nm	($0.003 \sim 0.03 \text{ cm}^{-1}$)

FPE の場合には等間隔で櫛の歯状に透過する波長が並ぶので他の分散素子と組み合わせるか、

間隔の異なる FPE を複数段組み合わせて希望する 1 波長を選択する必要がある⁹⁾。通常原子フィルターは吸収線の位置でその波長だけを選択的に吸収する¹⁰⁾が、原子（又は分子）を予め励起状態に励起しておいて、そこから選択的に吸収させ、その蛍光を検出することによって高感度でしかも入射角を広く取れる透過型の原子フィルターが試作され、その有効性が示されている¹¹⁾。

DL を光源とする RM-CW ライダーではコンパクトさと可搬性が要求されるので、狭帯域の干渉フィルターを分散光学素子として使用した。

狭帯域干渉フィルターの透過率はファブリーペロー型の干渉フィルターを仮定し、フィルターが光軸に対して垂直に置かれているものとする、フィルター内部の角 θ' を用いて、

$$T = \frac{T_0}{1 + (\lambda_0 / m\pi \Delta\lambda)^2 \sin^2 \{m\pi \lambda_0 \cos\theta' / \lambda\}} \quad (4.7)$$

となる。ただし、 λ , T_0 , λ_0 , $\Delta\lambda$, m は入射光の波長、垂直入射光に対するピーク透過率、中心波長、半値半幅、干渉の次数であり、フィルター外部の屈折率は 1 とする。入射角 θ が小さいとき、 $\theta' \approx \theta/n$ (n はエタロン素材の屈折率) の関係にある。干渉フィルターの半値半幅が狭い場合には許容されるビーム広がり狭いことに留意する必要がある。

2 号機で使用した干渉フィルターに、ビーム拡がり 0 に近くなるようにコリメートした光を垂直に入射させたときのデータを図 4.17 に示す。

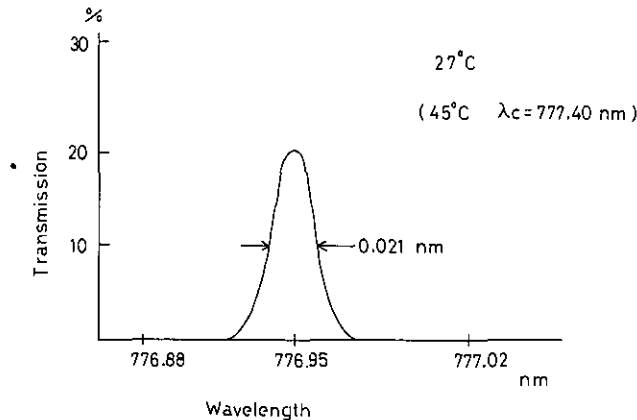


図 4.17 狭帯域干渉フィルターの波長透過特性

Fig. 4.17 Wavelength transmission characteristics of a narrow bandwidth interference filter

4.2.2 幾何学的効率 (Geometrical Form Factor)

測定性能を向上させるために受光視野角を狭くして背景光を除去するように努めると幾何学的効率 (Geometrical Form Factor, 以下 GFF と略す; crossover function と呼ばれる)¹²⁻¹⁸⁾ の影響が無視できなくなる。GFF は大気中のある距離で散乱されて望遠鏡開口に入るレーザー光のうちのどれだけの部分が有効であるかを決める。特に RM-CW ライダーでは背景光の影響を軽減するために視野角を小さく取るので、GFF の影響は大きい。GFF は単純にはレーザービームが望遠鏡視野内に含まれる割合で与えられるが、実際には視野絞り、背景光除去用の分散素子の存在に大きく依存するばかりでなく、レーザービーム強度の断面プロファイル、レーザービームと望遠鏡光軸の相対角度にも依存する。このように種々の影響要因があるので、理論的計算と一致させるのは困難である。したがって簡便で実用的な方法として浮遊粒子状物質が大気中に一様に分布する状態を選んでその散乱信号から実験的に決めることが行われている¹⁶⁾。この様に GFF の理論的考察は複雑であるうに、狭帯域干渉フィルターを有するシステムの理論的な考察では入射光すべてについて光線追跡を行う必要があり、GFF の計算は計算時間が膨大となる。したがって GFF の性質を明らかにすることはライダーの高精度化に重要であるにもかかわらず今まで分散素子が入っていない場合で代用されてきた。RM-CW ライダーでは GFF が特に重要であるので、ビームプロファイルとしてはステップ状を仮定し、計算機で光線追跡を行って、実際に近い GFF を計算した¹⁹⁾。

以下に計算の概略を述べる。図4.18にGFFの概念を説明するための模式図を示す。レーザーから半径 w_0 、ビーム広がり θ (半角) で出たレーザー光は距離 R で半径 $w (w = \sqrt{w_0^2 + (R\theta)^2})$ に広がる。一方、望遠鏡の視野角 (半角) ϕ は視野絞り (以下簡単に“絞り”という) の半径と望遠鏡の焦点の比で決められる。距離 R での望遠鏡 (開口の半径 r_0) の視野半径 r_t は $r_t = r_0 + R\phi$ となる。ライダー信号として多重散乱を考えないときには、図4.18で斜線で示した視野内の散乱光は望遠鏡で集められ、絞りを通って検出器 (図4.18には示されていない) で検出され、

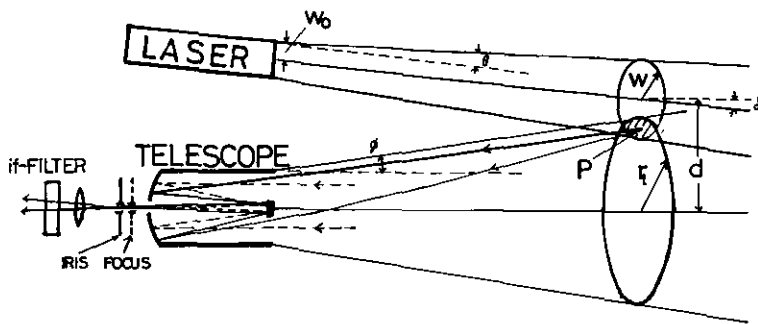


図 4.18 幾何学的効率の概念図

Fig. 4.18 Concept of the geometrical form factor (GFF)

電気信号に変えられる。ここでは検出器の受光面積は十分大きく、干渉フィルターを通過後散乱光はすべて検出されるものとする。

レーザー光の断面強度 $F(r^*, R)$ としては TEM_{00} モード：

$$F(r^*, R) = \exp[-\{r^*/w(R)\}^2] \quad (4.8)$$

を持つガウスビーム (r^* は距離 R でのレーザー光軸に鉛直方向の距離, $w(R)$ は強度が $1/e$ となる広がり幅) がもっとも一般的であるが,

$$F(r^*, R) = \begin{cases} 1 & r^* \leq w(R) \\ 0 & r^* > w(R) \end{cases} \quad (4.9)$$

で表わされるステップ状のプロファイルも簡単なビーム断面として良く用いられる。計算のモデルとして選んだ可搬型ライダーでは DL の大きなビーム広がり角は送光用の望遠鏡でほぼ平行にコリメートされる。GFF の性質を理解するのにレーザービーム断面がステップ状に変化するプロファイルの方が容易でしかも理論的解析に都合が良いので、本計算ではステップ状のプロファイルを用いる。ガウス型とステップ状の相違は本節の最後で議論する。

計算に用いられた DL を光源とする擬似ランダム変調 CW ライダーの光学的パラメーターを表 4.2 に示した。モデル 1 は主として夜間測定用に製作された 1 号機 (プロトタイプ)^{20,21)}, モデル 2 は昼間測定も可能なその改良機である²²⁾。

Sassen ら¹⁵⁾ はレーザーのビーム広がり角と望遠鏡の視野が等しい場合を取り上げ光軸の傾きによる GFF の減少を光学調整の誤差として扱っている。しかし、光軸の傾き θ は近距離の GFF を調整するのに重要なパラメーターであり、望遠鏡視野をレーザービームの広がりより広く取ることによって、遠方で GFF が再び小さくなることを防ぐことができる。経験的には約 2 倍以上にとれば十分である。本計算では望遠鏡視野がビーム広がり角の約 2 倍の場合を取り扱う。

分散素子がない場合の計算についてレーザービーム断面が実際の DL と同じに楕円型 (軸比 3:1, 望遠鏡の方向に 3) のプロファイルをしているときの GFF を図 4.19 に示した。実線はガウス型のときの GFF, 破線はステップ状のときの GFF である。レーザー・望遠鏡間の間隔をパラメーターとしている。ガウス型になると GFF はステップ状のものより、近い距離から立ち上がり、傾きが寝てくることが分かる。

図 4.19 の例は焦点距離の短い望遠鏡を用いた場合である。一般に焦点距離の長い望遠鏡を用いると容易に視野角を狭くすることができる。焦点距離を長く取ると絞りの位置の影響が大きくなる。表 4.2 のモデル 2 を想定し、望遠鏡焦点距離を 2 m, 開口径を 20 cm, レーザー・望遠鏡間距離を 20 cm, 絞りの径を 2 mm, 両光軸の傾きを 0.2 mrad として絞り位置をずらしたときの計算例を図 4.20 に示した。図 4.19 で得られた急峻な立ち上がりは絞りを後方へ ($\Delta =$) 4~6 mm ずらしたところで得られる (焦点距離 F に対して $\Delta/F = 0.2 \sim 0.3\%$)。焦点距離に対する

表 4.2 幾何学的効率の計算に用いた RM-CW ライダーの光学パラメーター
Table 4.2 Optical parameters used for the calculation of RM-CW lidar geometrical form factor (GFF)

	モデル 1	モデル 2
レーザー	AlGaAs レーザー	AlGaAs レーザー
波 長	780 nm	780 nm
パワ ー	30 mW	50 mW
モード	単 一	単 一
ビーム広がり*	0.5 mrad	0.2 mrad
擬似ランダムコード	M 系列	M 系列
次 数	12 次 (周期 4095)	10 次 (1023)
最小サンプリング時間	60 ns (距離分解能 9 m)	60 ns (9 m)
望遠鏡	カセグレン型反射式	シュミットカセグレン型反射式
口 径	15 cm (13.5 cm)**	20 cm
焦点距離	1.5 m (40 cm)**	2 m
望遠鏡レーザー間距離	15 cm	15 cm
信号処理		
AD コンバータ	3 ビット連続加算	6 ビット連続加算
制御装置	パソコン	パソコン

比率 Δ/F は測定したい距離を R_m (この場合 600~1000 m) とすると F/R_m にほぼ等しい。

分散素子として干渉フィルターを含むと、光線の入射角によってフィルターの透過率が異なる。したがってターゲット上の同じ一点を出た光でも望遠鏡に入射する点が異なると違った透過率を与える。したがってターゲット上の各点からの光線について数値積分を行う必要がある。

式 (4.7) の透過率を用いて表 4.2 モデル 2 について実際に計算した例を図 4.21 に示す。望遠鏡とレーザーの光軸は 15 cm の距離で設置され、0.3 mrad の角度で交叉している。視野絞りは焦点位置から 4 mm 後方に置かれ、焦点距離 5 cm のコリメーターレンズを使用する場合を想定している。干渉フィルターは光軸に対して垂直におかれているものとする。計算は 20 m のステップで 2000 m まで 100 点の計算を行った。図 4.21 の結果から $f_{cl}=5$ cm のときには干渉フィルターの半値全幅 ($2 \times \Delta\lambda$) = 0.5 nm に対して、GFF は距離 2 km に至るまではほぼ 95% 以上の値を示すことが分かる。

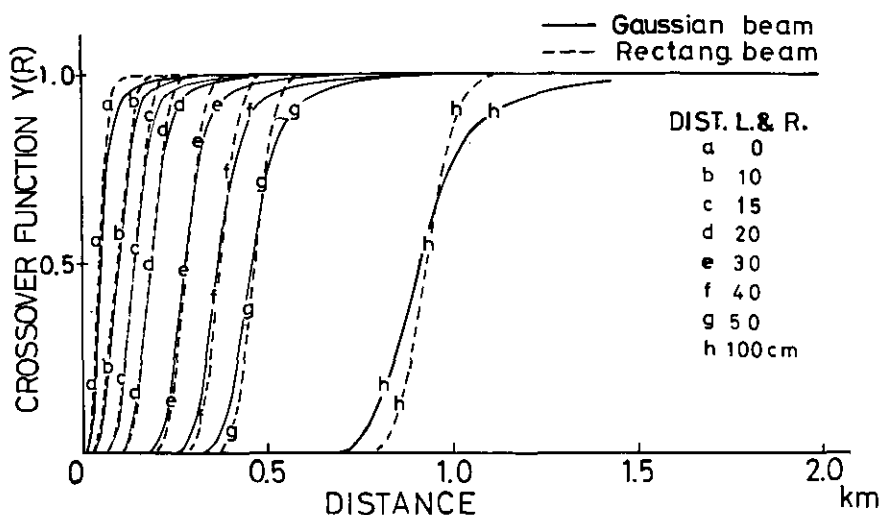


図 4.19 分散素子がない場合の幾何学的効率の計算

レーザービーム断面は楕円型（軸比 3 : 1, 望遠鏡の光軸方向に 3, DL 断面と同じに取った）のプロファイルを設定。実線はガウス型, 破線はステップ状のビーム断面を示す。(光学的パラメーターは表 4.2 モデル 1)

Fig. 4.19 Calculation for a case without a dispersive element

The crosssection of the laser beam is elliptical (axis ratio 3 : 1, 3 for the telescope direction : similar to the diode laser beam profile). Solid line represents Gaussian beam profile : Broken line represents step-like beam profile. Other parameters are the same as those shown in Model 2 of Table 4.2.

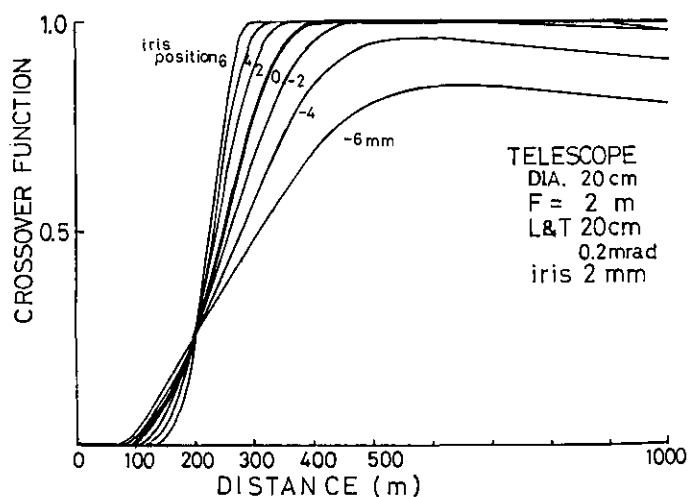


図 4.20 焦点距離が長い場合の計算例 (表 4.2 モデル 2)

Fig. 4.20 An example of GFF calculation for a long focal length (Model 2 of Table 4.2)

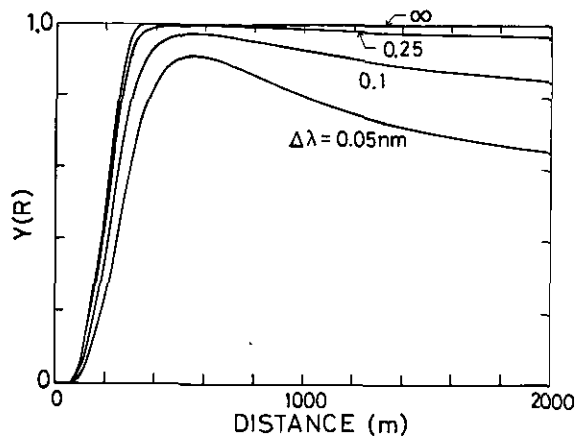


図 4.21 分散素子（狭帯域干渉フィルター）を含む場合の計算例

Fig. 4.21 A GFF calculation for a case with a narrow-band interference filter

4.3 半導体レーザー擬似ランダム変調 CW ライダー

DL を光源とする RM-CW ライダー（以下 DL-RM-CW ライダー）は携帯型で、1 人で操作でき、1 km 程度までの粒子・エアロゾルに基づく現象を測定できる廉価（一般の電子測定機器と同程度の価格を想定）なシステムであることを目標として 1983 年から開発と研究が開始された。今までに 1 号機^{20,21)}とそれを改良した 2 号機²²⁾が製作されているが、いずれもヘッド部（送・受光部）、信号処理部、パソコン（制御・解析・表示・記録）の 3 部から構成される。光源用 DL としては、波長 780 nm 付近の GaAlAs-DL を使用している。その構成を図 4.22 に示す。

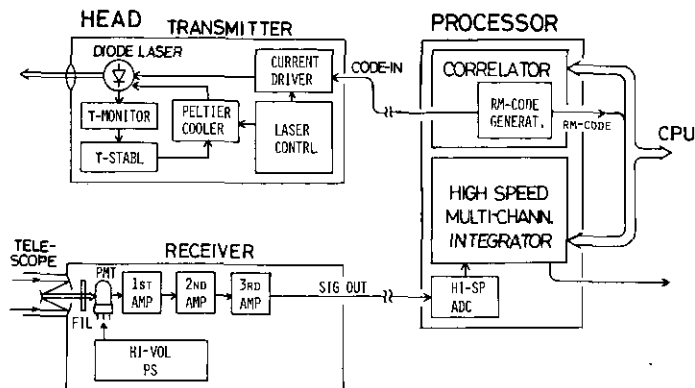


図 4.22 半導体レーザー RM-CW ライダーシステム構成図

Fig. 4.22 Block diagram of the DL-RM-CW lidar

1号機は文字通り試作機で、最終的な形になるまで数多くの変更が加えられた。その変更の経緯をたどりながら、全体の構成を紹介する。現在、DLとしては信頼性の確立された出力 30 mW レーザーを使用している。送出レーザー光は12次（周期 4095）、ゲート幅 60 ns（したがって空間分解能 9 m）の M 系列信号によって変調されている。望遠鏡は口径 15 cm、焦点距離 1.5 m ($F=10$) のものに変更して使用している。また、検出器は当初全固体素子化を考え、アヴァランシェフォトダイオード (APD) を用いて製作したが、光電子増倍管 (PMT) に変更した。これらの改良の結果、エアロゾル濃度分布の夜間測定における到達距離が 1 km 以上となった。装置の写真を図 4.23 (a) (b) に示す。

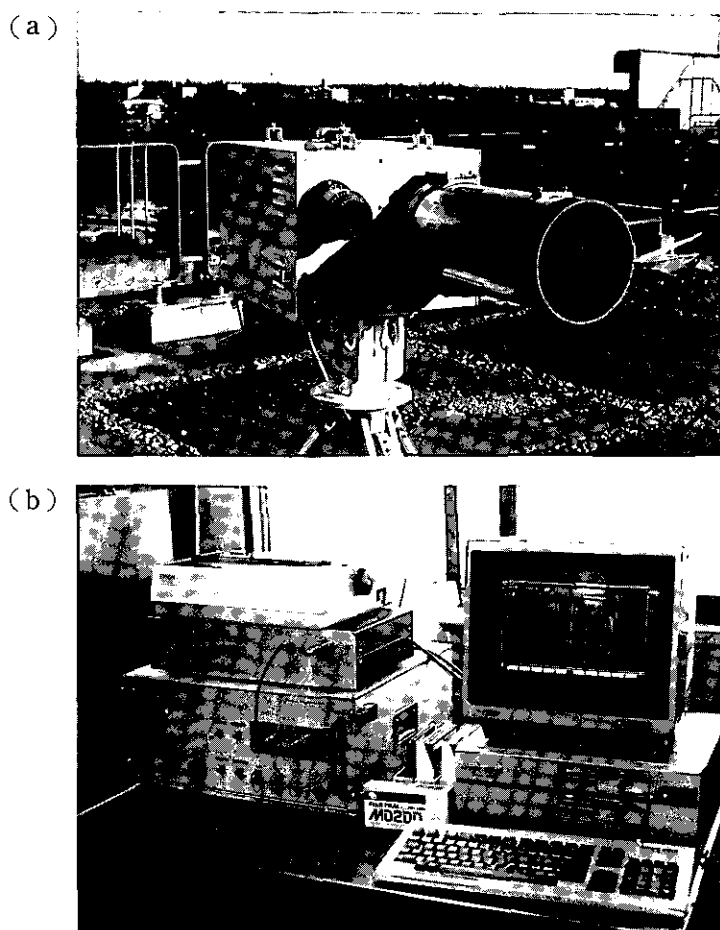


図 4.23 RM-CW ライダー装置

(a) ヘッド部, (b) 信号処理部

Fig. 4.23 (a) Head part (transmitter and receiver) of the DL-RM-CW lidar, and (b) signal processor and a personal computer

装置のパラメーターの設定に当たっては、まず距離分解能、M系列の決定が必要となる。これには測定に必要な空間分解能、DLの変調に対する応答速度、変調波形のゆがみと誤差(ghost波形)の関係²³⁾、信号処理回路における分周率とM系列周期数等の関係を考慮する必要がある。擬似ランダム変調法では変調波形として(1, 0)に対応して常に一定の波形を必要とする。レーザーパワーを効率良く使用するためにはサンプル時間幅(Δt)に対して立ち上がり時間が無視できることが望ましい。使用した回路では立ち上がり時間に2~3 nsを要するので、信号処理回路の応答速度も考慮して、 Δt として1号機では60 ns($\Delta R=9$ m)を、2号機では40 nsを採用した(この値は原発振器の水晶振動子の周波数を変えることによって簡単に換えられる)。M系列の次数は市販の廉価なICで信号処理回路が組み立てられるようにするためデータを取り込み後すぐにシフトレジスタの信号を5分割し、取り込み速度を1/5に落とすことにし、周期が5の倍数となる12次($2^{12}-1=4095$)を選択した。M系列は周期関数であるので、次の周期に当たる距離(9 m $\times$ 4095=36 km)の所で信号は無視できることが必要であるが、この条件は十分に満たされる。2号機では4分の1に分割することとし、次数も10次までの任意の次数と12次を選べるようになっている。

DLとしてはなるべく単一波長で高出力の素子を使用することとし、シャープの製品を選択した。最初1 mWの素子から始め、高出力の素子が現れる度に切り替えて、シャープ中央研究所の御好意により、30~100 mW(送光コリメーター通過後はその70%)の素子を光源としている。波長は光軸調整の容易さから夜間目で見える780 nm帯のものを選んだ。研究の途上でかなりのDLを破壊したが多くは回路調整途中で不用意に発生させたとと思われるサージ電圧によるもので、現在のものは1年以上使用し、ほぼ同一波長で初期の約1/2のパワーレベルで健在である。レーザー光はなるべく狭い受光視野角を使用できるようにカメラレンズで0.2 mrad以下の拡がり角にコリメートされ、大気中に送出される。レーザー光の方角は2枚1組のウェッジのガラス板(図4.2参照)の回転によって調整される。

大気中で散乱されて戻ってきた信号光はアマチュア天文用の望遠鏡によって集光され、視野絞りによって視野角が制限された後で、コリメーターレンズで平行光にされ、狭帯域干渉フィルターで背景光をカットし、光電子増倍管(PMT)で受光される。最初全固体素子化の観点からPMTの代わりにAPDを受光素子と考えていたが感度に余裕がなく調整段階で信号が受けられなかったのでPMTに変えた。また、1号機ではDLの波長を狭帯域フィルターの中心波長の両側に中心波長を持つ2枚のフィルターの透過率が等しくなるように波長制御する予定であったが、3枚のフィルターの温度特性が一致せず、1号機は夜間だけ使用することとし、波長制御を断念した。2号機は狭帯域フィルターの中心波長にフィードバックを掛けることにして、0.3 nmの狭帯域フィルターを使用し、昼間の測定も可能となった。しかし、結果論としては、温度制御によるDLの発振波長は十分安定なので、経時変化によるレーザーの発振波長の変化さえなければ、フィードバックなしでも十分に動作するものと思われる。

信号処理回路はこの RM-CW ライダーで最も本質的な部分である。M 系列擬似ランダムコードによって変調されたレーザー光が、大気中の散乱体の空間分布によって決まる応答関数とのコンボリューションをとって信号光として受信される。これを M 系列の周期を周期として連続的に取り込むように設計されている。このためには前述のようにメモリー内の処理速度を遅くする工夫がなされている。受光信号をデジタル化する AD 変換器には 3 ビットを使用している。これは DL を光源として信号レベルが低い場合には狭帯域のフィルターの使用によって昼間でも光子計数領域となっており、十分な精度である。連続的に積算されるデジタル化された信号は 2^{16} まで積算されると各チャンネルに共通の部分が差し引かれ (1 号機)、あるいは積算回数を記憶して 1 度パーソナルコンピュータへデータが転送され、その上に次のデータが積算される (2 号機)。この連続積算処理回路は著者のグループ (東京大学) によって開発されたもので、まだ市販製品は発売されていない。2 号機では (M 系列に限らず) 任意の周期で繰り返せるので、通常のパルスライダー用としても最も効率よい測定が可能である。2 号機の仕様を表 4.3 に示す。

表 4.3 DL-RM-CW ライダー 2 号機の仕様
Table 4.3 Specification of the DL-RM-CW lidar

測定距離: (エアロゾルに対し) 1 km (雲, 排煙に対し) 3~5 km	
レーザー	GaAlAs DL
波 長	776~780 nm
出 力	30 mW
ビーム広がり	0.2 mrad
擬似ランダム変調	10 次 M 系列 (N=1023) 又は 12 次 (N=4095)
距離分解能	9 m
受光光学系	カセグレン式反射望遠鏡 (Celestron C-8)
口 径	20 cm
受光視野角	0.5 mrad
干渉フィルター	バンド幅 0.2 nm
検出器	PMT R928
信号処理	
AD 変換器	3 ビット
相関演算	専用ボード
制御・計算	16 ビットパソコン

4.4 アルゴンイオンレーザー擬似ランダム CW ライダー

4.4.1 多波長擬似ランダム CW ライダーの構成

CW のアルゴンイオンレーザーは 454.5~514.5 nm の波長にわたり 9 本のスペクトル線で同時発振する。これをライダーの光源として、多波長のライダーシステムを試作し、その実用性を評価した。本ライダーは、多波長のレーザー光が同一光路を進み、そのエコーを分光検出するのでエアロゾルの診断のほかに、差分吸収ライダーやラマンライダーとしても有効である。アルゴンイオンレーザーが連続発振であるので、その平均パワーを有効に利用するためには、擬似ランダムコード変調法が不可欠である。擬似ランダムコード変調法に関しては既に第 2 章で述べた。

本システムの構成を図 4.24 に示す²⁴⁾。システムはレーザー及び変調器からなる光源部、送信受信望遠鏡及び分光器からなる送受信部、高速積算器及びパーソナルコンピュータからなる制御処理部の 3 部より構成されている。

(1) レーザー光送信部

多波長同時発振のレーザー光は電気光学的変調器 (EOM) により擬似ランダムコードで強度変調される。EOM は高速の光変調器であるが、変調電圧に対する変調深度が波長により異なるために、($\lambda/4$ 電圧が波長依存性を持つ) 1 つのレーザー波長に 100% 変調を加えても、ほかの線では浅い変調か深すぎる変調となる欠点がある。実際には最短波長のレーザー線を 100% 変調のできる変調電圧を使用するので、長波長の線のパワーは 100% 利用することはできないが、実用上問題とならない。光源部が 1 階、送信受信部と制御処理部が 4 階屋上に設置されているので、EOM より出たレーザー光は光ファイバーケーブル (石英, コア径 200 ミクロン, 全長 80 m)

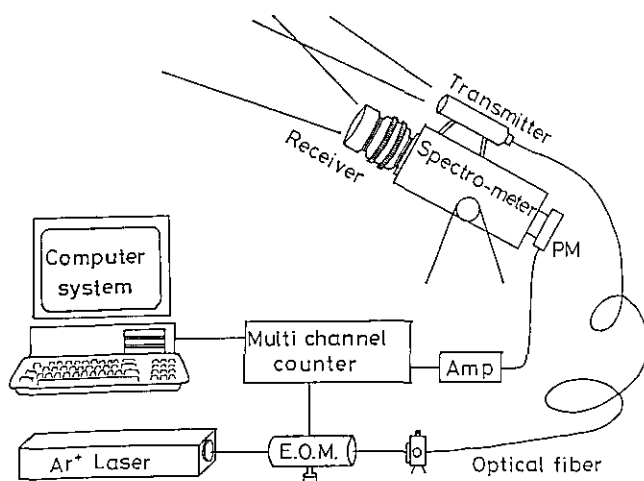


図 4.24 多波長擬似ランダム CW ライダーの構成図

Fig. 4.24 Schematic diagram of multicolor CW lidar with a random code modulation

により送信望遠鏡に導かれる。光ファイバーとレーザー光とのマッチングは顕微鏡の対物レンズを用いており、レーザー出力端から送信望遠鏡出力までの転送効率は、結合損失とファイバーの吸収損失を含めて 35% であった。送信望遠鏡は口径 50 mm、焦点距離 200 mm のカメラの望遠鏡レンズを使用したので、送信光の広がり角は 1 mrad であった。多波長同時送光の時には、レンズ系の分散が問題となるので、アクロマートのカメラ用写真レンズは非常に有効である。色収差のあるレンズでは、焦点距離が波長に依存し、したがって重なり関数が波長に依存する。最大の送信レーザーパワーは 500 mW 程度で、常用 300 mW であった。

(2) 散乱光受信部

受信部は図 4.25 に示すように、カセグレン型望遠鏡 ($F=8$, $f=500$ mm), 25 cm ツェルナー型分光器 (ニコン G 250 G 型), 2 台の光電子増倍管 (R-300) からなる。波長の選択は分光器の出射スリット面にレーザー波長に合わせておかれたダブルスリットによりなされる。ダブルスリットに代えることによって任意の 2 つの波長を選ぶことができる。レーザー波長による視野の重なり関数が異ならないように、送信望遠鏡は入射スリットの真上に置かれている。重なり関数は入射スリット高を変えることによって変えることができる。アクロマートな写真撮影用望遠鏡レンズを用いることが波長による重なり関数の差異を防ぐ上で重要な役割をしている。スリット幅を 0.6 mm とすると、測定の視野角は 1.2 mrad となり、これに対応するスペクトル分解能は 1.2 nm となる。光電子増倍管からの光電子パルスは増幅され、TTL パルスに整形された後に、マルチチャンネルカウンタに導かれる。整形されたパルス幅は最小 10 ナノ秒

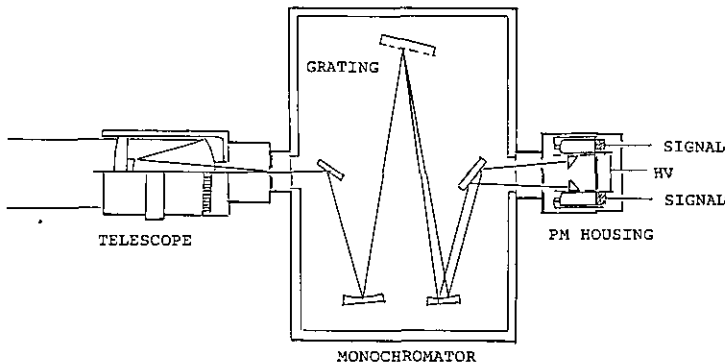


図 4.25 散乱光受信部

光ファイバー等を用いれば更に多チャンネル化できるが、重なり関数を波長によらず一定とするためにプリズムを用いた 2 チャンネル検出器を用いている。

Fig. 4.25 Receiver section

In this configuration we use two prisms and two photomultiplier to insure no wave-length dependence of overlap function. Multi-optical fibers are useful to make multi-channel system.

から 100 ナノ秒まで可変であり、通常 20 ナノ秒の整形パルスを用いる。

(3) 信号処理・制御

信号処理部は独立した積算部が 2 系統あるという点を除けば、3 章及び前節で述べた半導体 CW ライダーのものと本質的には同じものである。これは 2 系統の 4 ビット高速光電子カウンタ、加算器、2 系統のランダムコード長と同じ番地 (4095 番地) をもったメモリーより構成されている。クロック幅を Δt とすれば、 $N \Delta t$ の遅延時間に対応する散乱光の光電子パルスが N 番地のメモリーに積算される。加算されたデータと擬似ランダムコードとの相互相関が組み込まれた相関計算器で計算され、2 波長に対するエコーとして、それぞれの波長に対して散乱体の空間分布が求められる。マルチチャンネルカウンタ自体の計測能力は 5×10^7 カウント/秒はあるが、パイルアップによる数え落としによる非線形を避けるには、 2×10^6 カウント/秒程度のカウンタ数が最大計測数であろう (第 2 章参照)。昼間のエアロゾルの測定では背景光が強いので、光電子増倍管の印加電圧を下げて、利得を下げるか、入射スリットを閉じるかして、全カウント数がこの範囲に入るようにしなければならない。通常の実験条件 (2~3 km の近距離のエアロゾル測定) で 300 mW の送信パワーに対した全散乱強度は 10^8 カウント程度であり、それに対する夜間での背景光のバックグラウンド値は数万カウント/秒程度である。

4.4.2 背景光と信号雑音比

(1) 背景光の性質

第 2 章で検討した信号の SN 比においては、背景光には揺ぎがなく、一定の強度をとるものとしている。ここで簡単に背景光の揺らぎについて検討しておく。

いまレーザー光を送出せずに背景光のみを測定して、一周期 N チャンネルの測定を M 回繰り返し、各チャンネルに積算されたカウント数を n_i とする。この n_i に対してライダーの応答を求める演算を行い、 B_k とする。

$$B_k = \{2/(N+1)\} \sum_i a'_{i-k} n_i \quad (4.10)$$

B_k の期待値 B は n を n_i の期待値とし、

$$B = E[B_k] = 2n/(N+1)$$

となる。 B_k の分散 $\sigma_B^2(k)$ は

$$\sigma_B^2(k) = E[(B_k - B)^2] = \{2/(N+1)\}^2 \sum_i \sum_j a_{i-k} a_{j-k} E[(n_i - n)(n_j - n)] \quad (4.11)$$

と表される。 $\sigma_B^2(k)$ は厳密には k によって値が異なるため、その平均的大きさとして σ_B^2 を考えておく。

$$\sigma_B^2 = (1/N) \sum_{k=0}^{N-1} \sigma_B^2(k) = 4N/(N+1)^2 \{ \phi_{nn}(0) - 2 \sum_{j=0}^{N-1} (N-j)/N^2 \phi_{nn}(j) \} \quad (4.12)$$

である。ここで $\phi_{nn}(j)$ は n_i の自己相関関数である。

各チャンネルの計数値 n_i が互いに独立とみなすことができるときには $\phi_{nn}(j \neq 0) = 0$ とし、

$$\sigma_B^2 = 4N/(N+1)^2 \phi_{nn}(0) \quad (4.13)$$

となる。一方、背景光の揺らぎに強い相関があり、 n_i 同士に相関があるときには、 j が小さいとき $\phi_{nn}(j) \approx 1$ とみると $\sum \{ (N-j)/N^2 \} \phi_{nn}(j) > 0$ であるので、式 (4.12) で表される σ_B^2 は式 (4.13) の σ_B^2 より小さくなるであろう。ランダム変調では相関性のある雑音を除くことができることを示している。

実際の背景光の相関性を調べるために、白昼にレーザー光を出さないで、望遠鏡の視野に入る背景光を測定した。マルチチャンネルカウンタに積算される生のカウント数の分布と変換後の分布を図 4.26 に示す。また、生データの平均値、その分散、及び変換後の平均値と分散を積算回数を変えて測定した結果を表 4.4 に示す。これによれば背景光は全く相関のないポワソン光であることが分かる。

(2) SN 比の背景光強度と送信パワーの依存性

第 2 章で議論したように背景光が非常に強いときには、SN 比は背景光カウントの平方根に比例し、送信光パワーに比例する。これを確かめるために、図 4.27 に示すように約 1.1 km 離れた建物のエコーとその間にあるエアロゾルの信号の SN 比を背景光強度の関数とした測定した。測定は夕方より日没まで行い、この間背景光は 10^7 カウントから 10^4 カウントまで 10^3 オーダー変化させた。実測された SN 比の測定結果を図 4.28 に示す。また、送信望遠鏡の絞りを変えることによって、送信パワーを変えて、SN 比を測定し、理論的な予測と一致することを確認めた (図 4.29)。

4.4.3 エアロゾルの測定

(1) シングルカラーの測定

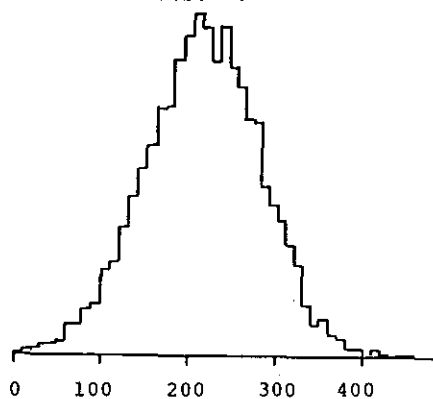
514.5 nm 単一波長ライダーにより観測された夜間のエアロゾルの A スコープ像を図 4.30 に示す。当日の天気は雨上がりで薄くもやがかかった状態であった (1986/9/11, 3 am)。距離 (R) からのエコー信号は

$$P(R) = CP_0 Y(R) \beta(R) T(R)^2 / R^2 + P_B \quad (4.14)$$

ここで、 $\beta(R)$ は後方散乱係数、 $Y(R)$ は視野の重なり関数、 P_B は背景光雑音、 $T(R)$ は透過係

accumulation count 40960

before correlation



after correlation

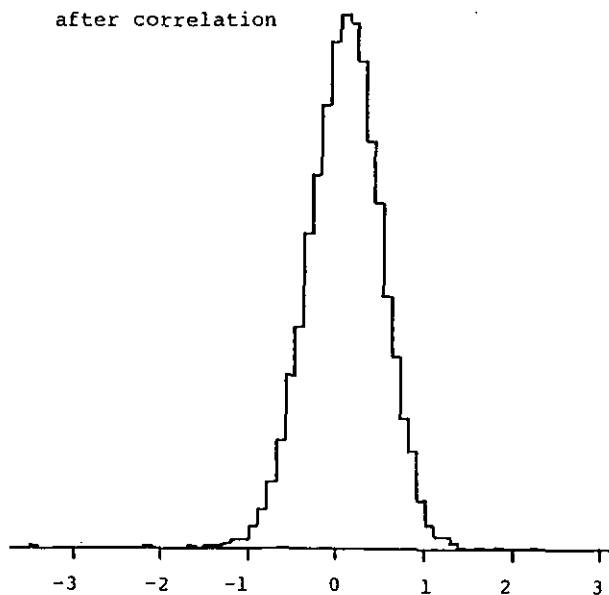


図 4.26 背景光の生カウントの分布と変換後の分布

平均数は n_i から $n_i/(N+1)$ となり、分散は σ^2 から $\sigma^2/(N+1)$ となっている。

Fig. 4.26 The counting distribution of the background noise (raw data) and that of demodulated background

After correlation computation, dispersion become $\sigma^2/(N+1)$.

表 4.4 背景光の生データ及び相関を取った後の平均値と分散値
Table 4.4 Background light value raw data and the average value and the variation after taking correlation

積算回数	平 均		分 散		suppress
	生データ < n_i >	変 換 後 < b_i >	生データ σ_n^2	変 換 後 ($N+1$) σ_b^2	
2560	2.537	2.537	2.466	2.457	0
5120	2.137	2.137	2.040	2.040	0
10240	106.7	106.7	790.0	790.4	1490
20240	138.3	138.3	1943	1945	4450
40960	209.4	209.4	4249	4250	13200

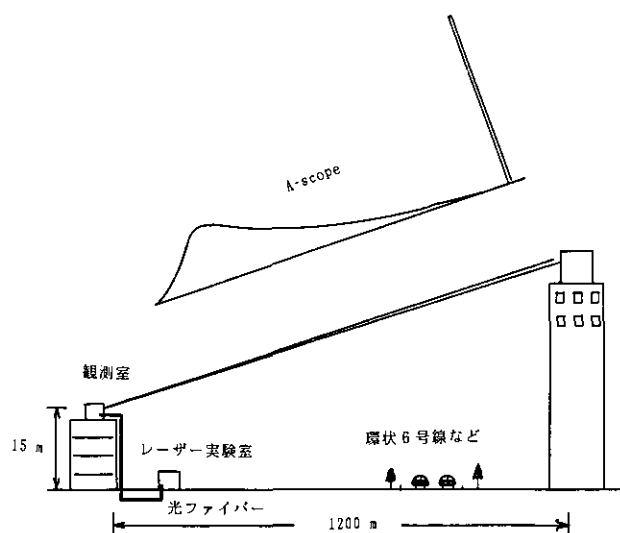


図 4.27 エアロゾルの測定配置図
Fig. 4.27 An outline map of aerosol mesurement

数である。透過係数は消散係数と次の関係がある。

$$T(R) = \exp\left[-\int a(r) dr\right] \quad (4.15)$$

後方散乱係数と消散係数が場所により一様なときには,

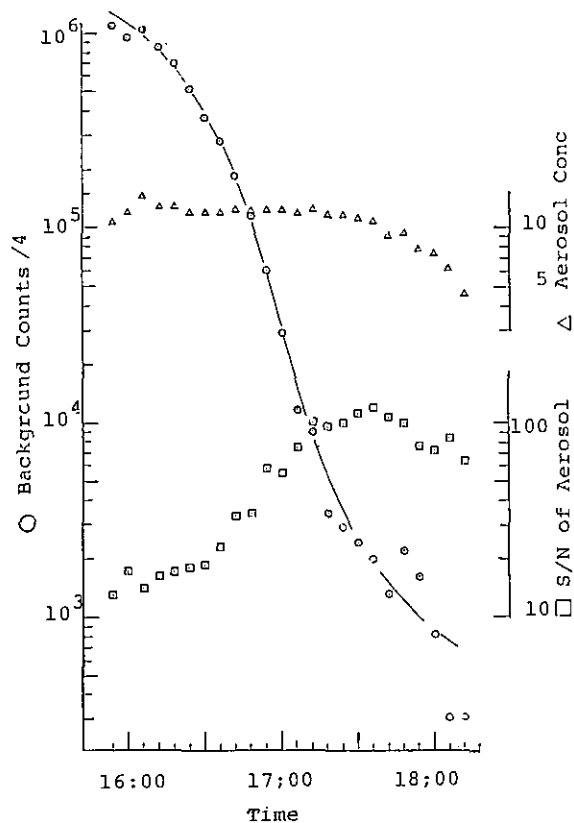
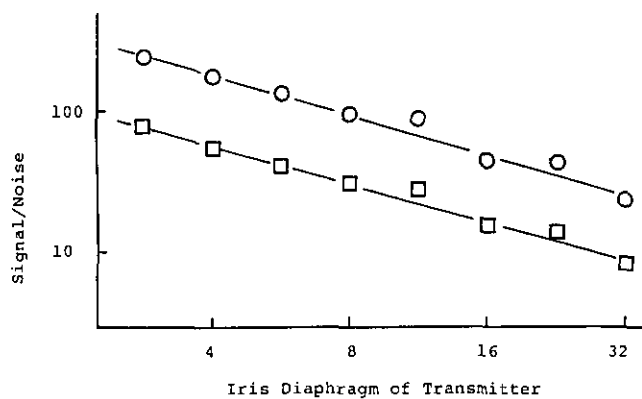


図 4.28 背景光強度に対する SN 比の変化とエアロゾルの時間変化
 Fig. 4.28 Background dependence of S/N ratio and time dependence of the concentration of aerosol



FEB.6, 1986
 18:44-18:53

図 4.29 送信パワーと SN 比の依存性
 送信望遠鏡の絞りを変えてパワーを変えている。
 Fig. 4.29 Dependence of S/N ratio on transmitted power
 The power was limited by diameter of iris.

$$\begin{aligned}
 X(R) &= (P(R) - P_B) R^2 / Y(R) \\
 &= \beta(R) \exp\left[-\int \alpha(r) dr\right]
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

したがって

$$\ln(X(R)) = \ln\beta(R) - 2\alpha R \tag{4.17}$$

となるので、左辺の傾きから α を求めることができる。これをスロープ法という。図 4.31 には、それが示されている。これから視程をもとめると、2.2 km となる。

9月10日夕から11日朝まで15分ごとに連続観測を行った。 $\ln(X(R))$ 階調度表示して示した

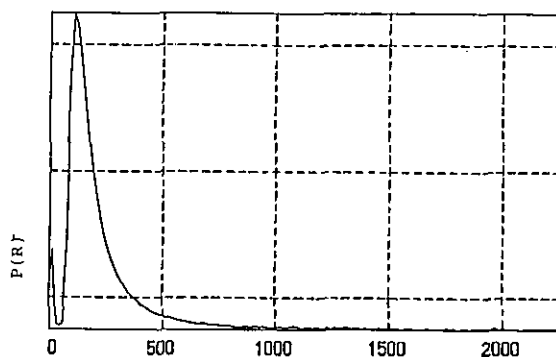


図 4.30 単一波長ライダーにより観測されたエアロゾルの A スコープ像
Fig. 4.30 A-scope picture of aerosol scattering by a single color lidar

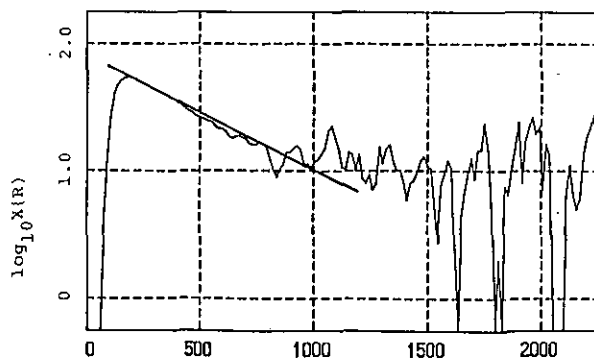


図 4.31 スロープ法による視程の測定
Fig. 4.31 Measurement of the visibility by the slope method

ものが図 4.32 (a) である。図 4.32 (b) には Klett 方程式を解いたものが示されている。中央の濃い部分は濃い霧が発生したことを示している。

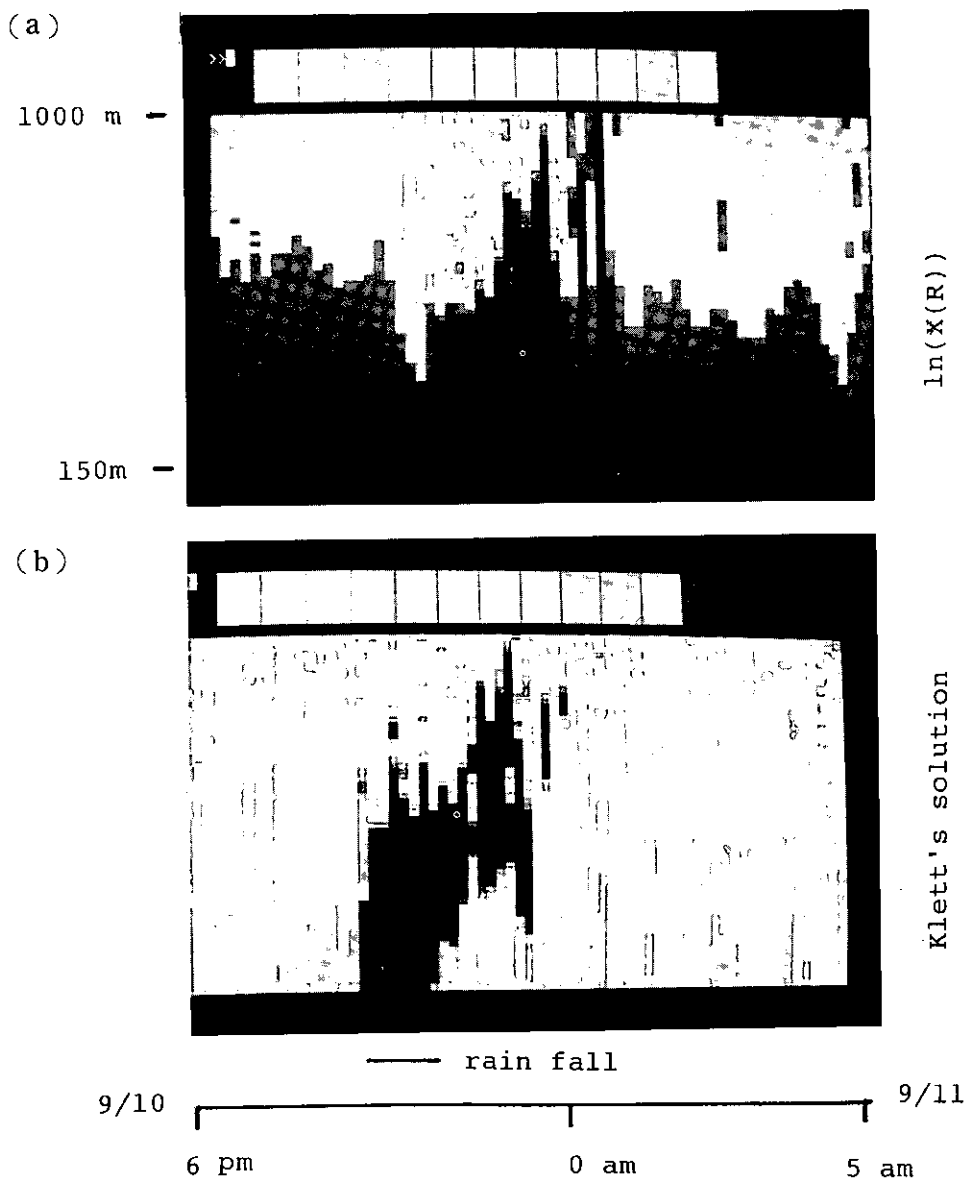


図 4.32 (a) エアロゾルの時間変化
(b) Klett の方法によるエアロゾル濃度の時間変化
Fig. 4.32 (a) Time variation of aerosol concentration over night
(b) Klett's solution from the same data

(2) ダブルカラーの測定

図 4.33 はダブルカラーのエアロゾルの測定例である。SN 比が許す範囲で 514.5 nm と 488.0 nm との測定で同じエアロゾル濃度を与えている。図 4.27 に示したような測定状況で、すなわち建物とエアロゾルとを同時に測定し、 R^2 補正した後、建物とエアロゾルとの強度比を長時間にわたり測定した。その結果を図 4.34 (a) に示す。514.5 nm と 488.0 nm のエコー信号が長時間にわたり一致し、夜半にかけて、エアロゾルが増加していることがよく分かる。別の日に同じ実験を行った。その結果は図 4.34 (b) に示すように、2つの波長で建物とエアロゾルのエコー強度は異なったものが観測された。488.0 nm の建物のエコーが著しく弱いのは、488 nm の光が建物に到達する前に吸収されたと考えるのが自然であろう。各々の波長のエアロゾルのピークと建物のピークの比から各々の波長に対する消散係数の差が計算される。1987/4/17 の 19:30 より翌日の 3:00 まで観測したところ消散係数の差は時刻によることが判明した (図 4.34)。NO₂ は 514.5 nm での吸収係数が 488 nm での吸収係数よりも小さいが、測定結果をすべて NO₂ によるものとする、その濃度は著しく高く実状に合わない。エアロゾルに吸着された NO₂ などによるものとするのが妥当な線と思われるが、さらに数多くの観測を行い、原因を究明すべきである。

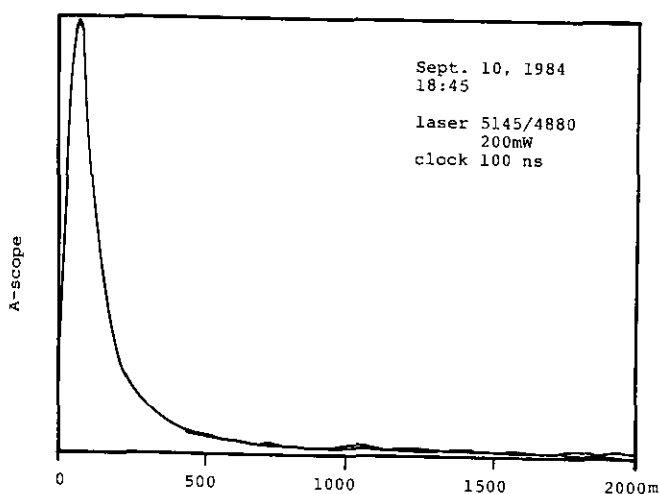


図 4.33 488.0 nm 及び 514.5 nm によるエアロゾルの A スコープ
Fig. 4.33 A-scope picture of aerosol by double color lidar

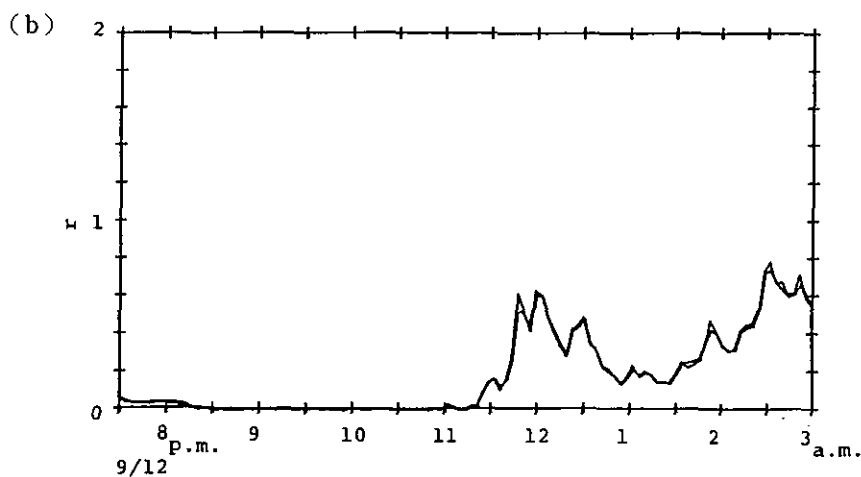
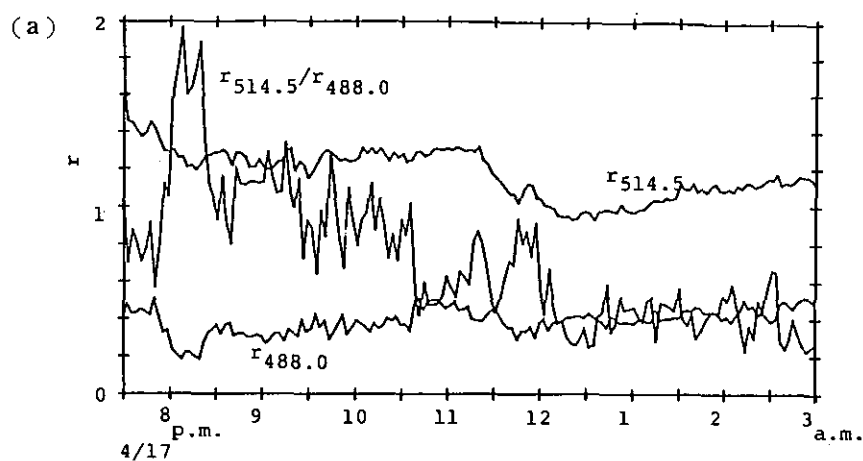


図 4.34 建物の反射を基準としたエアロゾル（エコー）の時間変化

(a) 514.5 nm と 488.0 nm と同じ値が得られるとき。

(b) 514.5 と 488.0 nm でことなるエコー強度となるとき。

Fig. 4.34 Time variation of aerosol signal normalized by echo from a building

(a) When 514.5 and 488.0 lidar gave the same values.

(b) 514.5 and 488.0 nm lidar gave different values for aerosol signal.

引用文献

- 1) 中島尚男 (1984): 半導体レーザー入門, 広済堂産報出版, 東京, 172 p.
- 2) 伊藤良一 (1984): 半導体レーザーにおける高出力化と短波長化, 応用物理, 53(2), 128-131.
- 3) 末松安晴・荒井滋久 (1987): 半導体レーザーの高出力化, レーザー研究, 15(6), 347-352.
- 4) Takeuchi, N., N. Sugimoto, H. Baba, and K. Sakurai (1983): Random modulation cw lidar.

- Appl. Opt., 22(9), 1382-1386.
- 5) 竹内延夫・杉本伸夫・桜井捷海・馬場浩司・上野敏行 (1983): 大気汚染計測用擬似ランダム変調 CW ライダー. レーザー研究, 11(10), 763-771.
 - 6) 末松安晴編著 (1986): 第 8 章半導体レーザーの変調特性. 半導体レーザーと光集積回路. オーム社, 480 p.
 - 7) 桜井捷海・馬場浩司・大野政夫・竹内延夫・上野敏行 (1986): 半導体レーザーを用いた擬似ランダムコード FM 変調 CW-DIAL の提案. 春季応用物理学会講演予稿集, 千葉, 227 p.
 - 8) Kobayashi, S., Y. Yamamoto, M. Ito and T. Kimura (1982): Direct frequency modulation in AlGaAs semiconductor lasers. IEEE J. Quant. Electron. 18(4), 582-595.
 - 9) Skinner, W. R., P. B. Hays and V. J. Abreu (1987): Optimization of a triple etalon interferometer. Appl. Opt. 26(14), 2817-2826.
 - 10) Shimizu, H., S. A. Lee and C. Y. She (1983): High spectral resolution lidar system with atomic blocking filters for measuring atmospheric parameters. Appl. Opt., 22(9), 1373-1381.
 - 11) Chung, Y. C., J. D. Dobins and T. M. Shay (1987): Proc. Conf. Lasers and Electro-Optics. Baltimore, TUK-13.
 - 12) Measures, R. M. (1984): Chapt. 7 Laser-remote-sensor equations. In: Laser remote sensing, Wiley-Interscience, New York, 237-280.
 - 13) Harms, J. (1979): Lidar return signals for coaxial and noncoaxial systems with central obstruction. Appl., Opt. 18(10), 1559-1566.
 - 14) Halldorsson, T. and J. Langerholc (1978): Geometrical form factors for the lidar function. Appl. Opt., 17(2), 240-245.
 - 15) Sassen, K. and G. C. Dodd (1982): Lidar crossover function and misalignment effects. Appl. Opt., 21(17), 3162-3165.
 - 16) Sasano, Y., H. Shimizu, N. Takeuchi and M. Okuda (1979): Geometrical form factor in the laser radar equation: an experimental determination. Appl. Opt., 18(23), 3908-3910.
 - 17) Harms, J. and W. Lahmann, C. Weitkamp (1978): Geometrical Compression of lidar return signals. Appl. Opt., 17(7), 1131-1135.
 - 18) Riegl, J. and M. Bernhard (1974): Empfangsleistung in Abhängigkeit von der Zielentfernung bei optischen Kurzstrecken — Radargeräten. Appl. Opt. 13(4), 931-936.
 - 19) 竹内延夫・佐藤 健 (1987): 干渉フィルターを有するライダーにおける幾何学的効率の考察. レーザー研究, 15(5), 296-306.
 - 20) 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・井戸田健・新井敏弘・常見真人・石河直樹 (1985): 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調 CW ライダーの試作と動作特性. レーザー研究, 13(4), 353-364.
 - 21) Takeuchi, N., H. Baba, K. Skurai and T. Ueno (1986): Diode-laser random-modulation cw lidar. Appl. Opt., 25(1), 63-67.
 - 22) Takeuchi, N., H. Baba, K. Sakurai and T. Ueno (1987): Improved diode-laser random-modulation cw lidar. 2nd Topical Meeting on Laser Optical Remote Sensing, Cape Cod, Paper ThA 4.
 - 23) 上野敏行・竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海 (1988): M 系列を用いた擬似ランダム変調 CW レーザ

レーダの応答測定と誤差, 電子通信情報学会論文誌 C, J71-C, 870-878.

- 24) 馬場浩司・山腰直樹・桜井捷海 (1984): 多目的マルチカラーレーザーレーダーの試作, レーザー研究, 12(6), 321-326

5 フィールド観測例

半導体レーザーRM-CW (DL-RM-CW) ライダーは一人でも運搬・操作できることを目標に、高濃度な汚染現象や、到達距離1 km 程度の大気現象を測定対象として製作された。システムは送・受光光学系からなるヘッド部、信号処理部と制御用パーソナルコンピュータの3部分からなる。このうち最も重いのはヘッド部で約25 kg あるが、一人で設置・操作可能な限界内にある。また、コンピュータ部も含めて必要電流容量は5 A 以下で、容量10 A の自家発電機で問題なく運転することができる。エレクトロニクス回路部分を専用基板で設計するとさらに小型化可能である。コンピュータ部もラップトップ型を用いることによって軽量化が可能である。現状でも一人で操作可能という条件はかろうじて満足しているが再設計することにより、一人で携帯・操作可能なフィールド計測用システムとなろう。DL-RM-CW ライダーの基礎特性の測定データ及びフィールド観測の例について述べる。特に視程観測は小型ライダーに適した測定対象であり、外国の研究と比較しながら結果を紹介する。

5.1 エアロゾルなどの応答特性

ライダーのもっとも基礎的な特性は測定対象物からの応答特性である。第1章で述べたようにマイクロ波領域のPN レーダーでは飛しょう体等の固形物 (topographic target) を測定対象としており、空間的に分布した物体を対象とした測定はほとんど行われなかった。RM-CW ライダーでは雑音項の受信信号に基づくショット雑音の大きさは受信信号全体の積分値によって決まるので、信号の大きいところでも小さいところでも雑音の大きさは距離によらず同じである。したがって、固形物からのデルタ関数的な信号に対しては非常に良い信号雑音比 (SN 比) を与える。例えば、それに近い例として発煙筒からの煙の散乱を図5.1に示す¹⁻³⁾。この場合には検出器としてアヴァランシェフォトダイオード (APD) を用いている。また、他の強い信号の例として降雪からの散乱を図5.2に示す。この場合も検出器にAPDを用いている。いずれも対象物質の表面を通過してからの減衰が大きく短い距離で信号は減衰している。

エアロゾルは空間分布を有する散乱体の代表例である。RM-CW ライダーによって測定した大気境界層中のエアロゾル分布の測定例 (A スコープ) を図5.3 (a) に示す。図5.3 (a) を対数表示した例を図5.3 (b) に示す。図5.3 (b) における曲線の傾きが大気の減衰率 (消散係数) を与える。エアロゾル分布が一様なとき、この傾きから消散係数や視程を求める方法がスロープ法である。

その他、信号強度の強い対象物の例として雲の測定がある。5 km 先の雲の測定例を図5.4に示す。また雲の早い動きを観測するために積算時間や繰り返し時間が短い必要がある。積算時間

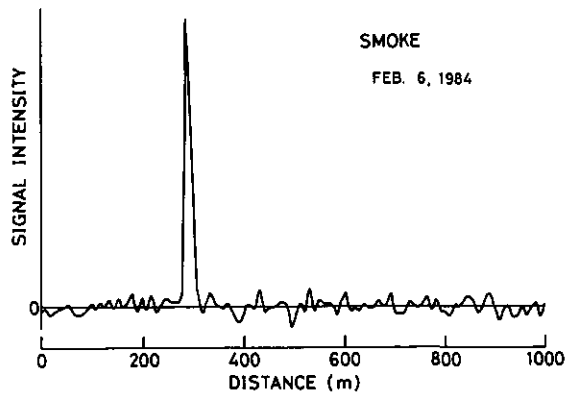


図 5.1 発煙筒の煙からのエコー（検出器はAPD）
Fig. 5.1 Lidar echo from an artificial plume (detected by APD)

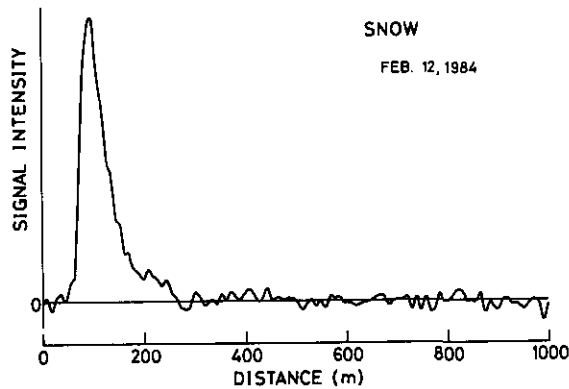


図 5.2 降雪からのエコー（検出器はAPD）
Fig. 5.2 Echo from a snow fall (detected by APD)

5秒で、30秒間隔で測定した例を図5.5に示す。雲の構造は一様でなく、30秒間隔の短い時間でも高度、厚さが大きく変化していることが分かる。

5.2 大気境界層構造の観測

大気境界層の観測はライダーによって古くから行われている観測の一つである。混合層構造の発達過程は鉛直断面内を走査するライダーによるセル構造の観測など、多くの観測がなされてきた。これらは主として昼間の観測であり、夜間の境界層の観測例は少ない。興味ある観測例としては早朝の逆転層構造の解消例があるが、ここではRM-CWライダーによる夜間の微風時の境

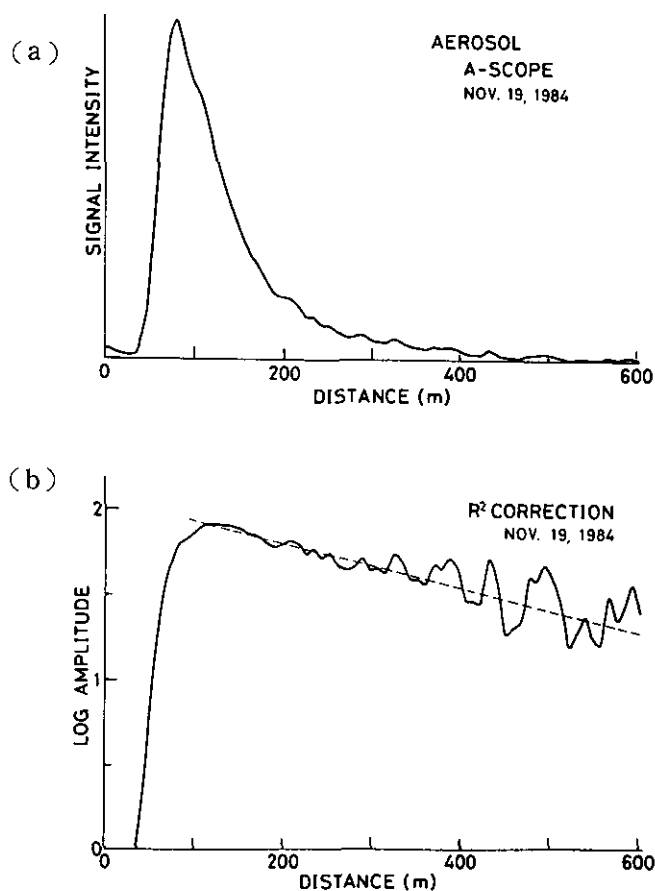


図 5.3 (a) エアロゾルの空間分布 (A スコープ)
(b) 対数表示

Fig. 5.3 (a) Typical example of the A-scope
(b) the range-square corrected A-scope (log plot)

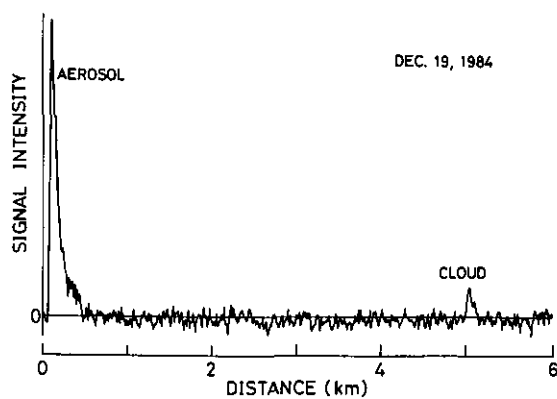


図 5.4 雲の測定例

Fig. 5.4 Measurement of a distant cloud

界層構造の観測例について紹介する。図 5.6 は高位角 (Elevation angle) を 10° にとって境界層内のエアロゾルの高度分布を測定した例 (距離自乗未補正) である。RM-CW ライダーの場合

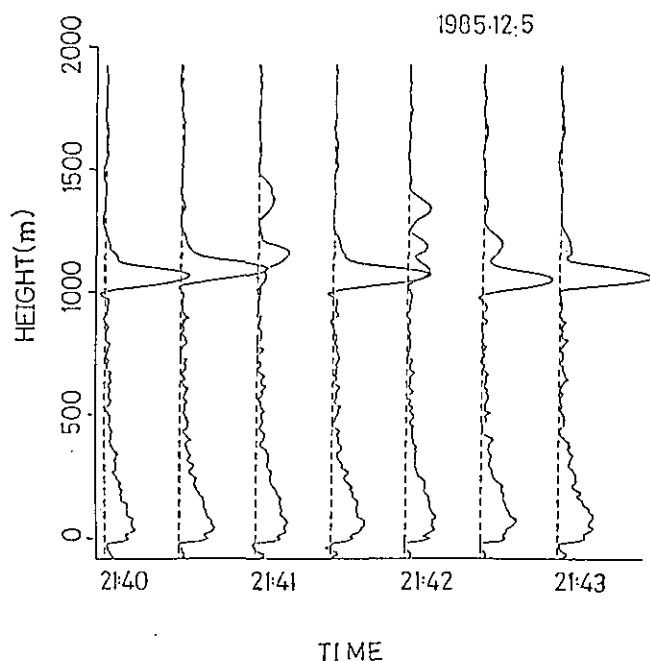


図 5.5 雲の時間変化の測定例 (積算時間 5 秒, 測定間隔 30 秒)

Fig. 5.5 Example of fast movement of clouds. (Period 30 sec, integration time 5 sec)

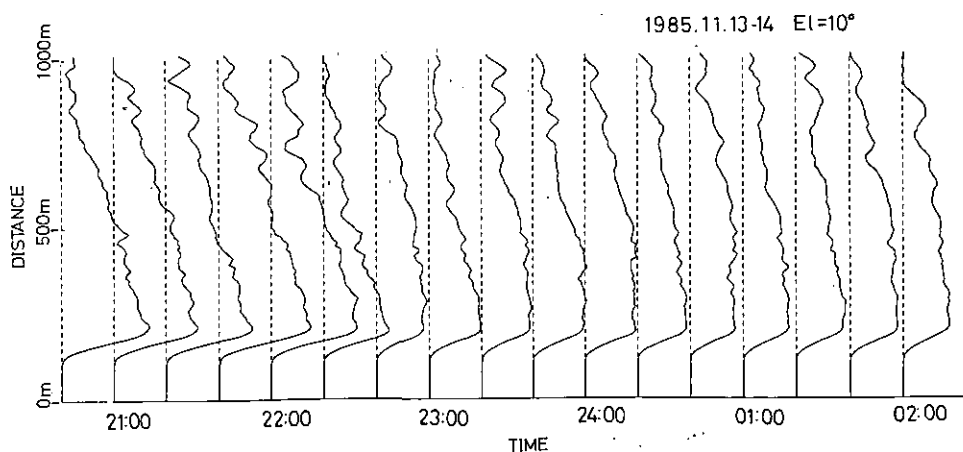


図 5.6 境界層内のエアロゾルの高度分布 (高位角 10° , 積算時間 160 秒, 測定間隔 20 分)

Fig. 5.6 Continuous measurement of the aerosol distribution (Period 20 min, integration time 160 sec).

には近距離の強い信号を排除し、背景光雑音を少なくするためにレーザービームの広がり角や望遠鏡視野角を小さくしている。そのために幾何学的効率 (GFF) $Y(R)$ が 1 となる距離は約 100 m よりも遠方になる。したがってエアロゾルの鉛直分布を測るために鉛直上方を向けたとき地上付近の測定は難しくなる。高位角を 10° で斜め方向に測定すると、鉛直方向には約 $1/5$ の高さとなる。図 5.6 の例では 21 時頃高度 100 m (高位角 10° なので距離約 500 m) 程度の下層に溜っていたエアロゾルが 24 時を越す頃から、次第に高度 200 m 付近まで平均化していく様子がみられる。RM-CW ライダーではレーザー光のビーム広がり角が小さいので図 5.7 に示すようにライダーを水平方向に向け、 $Y(R)$ が 1 となる距離のところにレーザー光を鉛直方向に跳ねる鏡を置くことによって鉛直分布を測定することが可能である。図 5.8 に示した例 (距離自乗未補正) はヒートアイランドの観測時に 10 分ごとに鉛直分布を測定し、時間軸をずらして表示した例である。測定は 1986 年 2 月 26 日午後 7 時から 27 日午前 6 時までつくばセンタービルで行った。図 5.8 にはその一部を示している。気象研究所の鉄塔データによれば測定時の湿度は 40~50%、風速は 2~4 m/s で高度 100 m のところに緩やかな温度の極大があった。図 5.8 のエアロゾル濃度の極小部の振る舞いは温度の極大の位置と一致している。20 時頃地上 120 m 程度のエアロゾルは 2 時間の間に数十 m 上昇の様子がみられる。

夜間の接地境界層内のエアロゾル濃度は気温の低下と共に急速に増大するなど、その振る舞いは必ずしも単純ではなく、その時間変化は十分に研究されているとは言えない。まだ残されている研究分野の一つであろう。

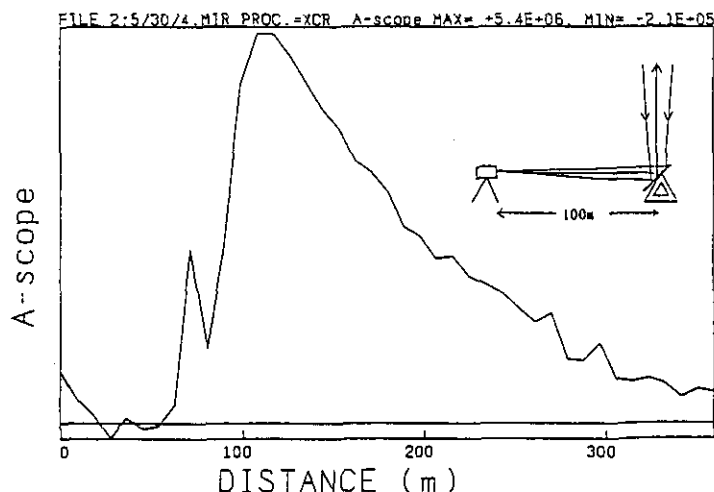


図 5.7 45°の角度に置いた鏡を用いて鉛直上方を測定する方法と A スコープ
Fig. 5.7 Aerosol vertical profile measured by 45 degree tilted mirror

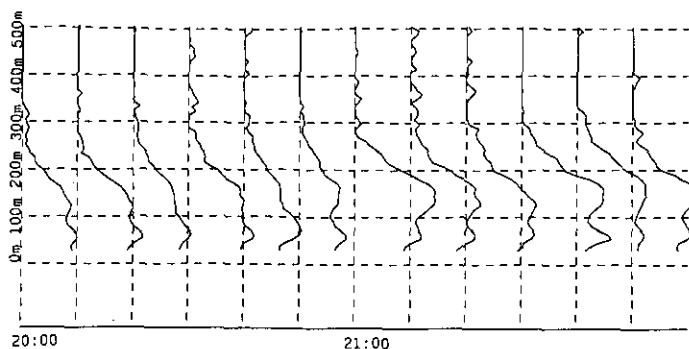


図 5.8 夜間接地境界層の測定例

Fig. 5.8 Example of the planetary boundary layer structure at night time

5.3 視程の観測

視程は大気の澄みぐあいを示す重要な大気環境の指標であり、遠方における物体が背景に対して識別できる距離として定義される。したがって、観測時の背景光、対象物、大気などの状況や視覚的生理条件に依存する量である。視程は運輸・航空分野では不可欠な気象情報で、空港では常時測定されている。このためには客観的な測定が必要で、視程と透過率の間に理論式を仮定し、透過率から視程を求めている。ライダーは任意の空間領域の光学的状態を測定できるので、視程を測定する手法として着目されてきた。

視程は大気の光学的性質を示す指標の一つであり、通常、 0.5° 以上の視角を持つ物体が背景に対して識別できる最大距離として定義される^{5,6)}。目視による視程測定では、測定時の背景条件や測定視野の個人差の影響があるので、古くから客観的な測定を行うために自動測定の方法が試みられてきた。特に航空分野では視程は不可欠の気象情報であり、視程と透過率の間に理論的な関係を設定し、光学的透過率計 (transmissometer) を採用して視程の測定を行っており、大きな空港では滑走路に沿ってこの透過率計の設置 (水平視程の測定) が義務づけられている。しかし、全方位に対する測定や上層の視程の測定は難しく、ライダーによる測定が有望な方法として着目され、今までも多数の研究が行われ、その有効性が確立されつつある⁷⁻¹¹⁾。

ライダーによる視程の実用的な計測のためには、小型で簡便なシステムが有効である。DL-RM-CW ライダーで夜間視程の時系列データの測定を行い、透過率計の測定と比較し、良い一致を得た。

5.3.1 識別限界と光学的測定

“視程”の定義は前述のとおりであるが、目標物を周囲と識別できる光度の比 $\Delta I/I$ は $0.018 \sim 0.03$ の間にあり、光度範囲 4 桁に渡って成立するといわれている¹²⁾。視程を決定する取

り扱いは近似的に Koschmieder の理論が一般的に用いられている¹³⁾。 α を粒子や気体の散乱、吸収によって決まる消散係数とすると視程 V は識別限界値 ϵ を用いて

$$V = (1/\alpha) \ln |1/\epsilon| \quad (5.1)$$

と与えられる。 $\epsilon = 0.02$ のときを標準視程 (V_2)、 $\epsilon = 0.05$ の時を気象学的視距離 (V_5) と呼ぶ。

$$V_5 = 2.996/\alpha$$

$$V_2 = 3.912/\alpha$$

である。識別限界値 ϵ は被験者の実験データに基づいて求められた統計的な値である。

目視によって視程を決定すると観測者の個人差の影響を受けるので、影響を受けない方法として光学的な測定法が考案されている。この場合には、視程とは大気の物理・光学的性質を測定して、校正曲線又は理論式を利用して人間の視覚と関係づけられる。代表的なものとしては透過率計 (transmissometer) を利用する方法がある。この方法は一定の光路 (距離 L ; $L = 75 \text{ m}$ 又は 152.4 m) を決めて、その透過率 T から $T = \exp(-\alpha L)$ の関係を用いて α を求め、式 (5.1) によって視程を求める装置である。今までに種々のテストが繰り返され、気象条件によっては、目視と一致しない場合も生ずるが、最も信頼できる方法として米連邦航空局 (FAA) によって採用され、現在視程の標準測定器となっている。すなわち目測との間に不一致が生じた場合は透過率計の値を採用している¹⁴⁾。

ライダーによる視程の導出は後方散乱方式である。測定データから消散係数を求めて、その後理論式によって変換する。消散係数の導出にはスロープ法、スラントパス法、ライダー方程式を境界条件を用いて解く Viezee や Klett/Fernald の方法などがある¹⁵⁾。ここではエアロゾル分布が一様であることを仮定してスロープ法を使用し、透過率計 (transmissometer) から求めた測定データと比較した。

後方散乱係数 $\beta_r(R)$ が一様、したがって消散係数 $\alpha(R)$ も一様な場合にライダー方程式は

$$\ln(P_r(R)R^2/Y(R)) = \ln\beta_r + \ln(KP_o) - 2\alpha R \quad (5.2)$$

と変形される。ここで $P_r(R)$ は距離 R からの受信信号、 K は装置に依存した定数、 P_o は出力パワー、 $Y(R)$ はレーザービームが望遠鏡視野に含まれる割合である。左辺の量を縦軸、 R を横軸に取ったとき、その傾きを最小自乗法で求めて α を決定するのがスロープ法である¹⁵⁾。

5.3.2 夜間視程の測定

視程は一定区間の大気の減衰率の平均値であり、他の測定に比べて精度の要求が緩やかであるので、到達距離が長くない RM-CW ライダーの測定対象として適している。また、透過率計と

比較することによるライダー自身の精度を確認することが可能である。

透過率計と比較した測定は1984年、1985年、1986年の3回行ったが、1984年の時点では望遠鏡の収差のためにスロープ法によって絶対値を求めることはできなかった。しかし、その相対値の時間変化は透過率計の測定と非常に良く一致しており、校正曲線を求めればそのままでも視程計として利用できることを示している。ここでは装置の精度が向上した1985年と1986年を取り上げ、それぞれケース1、ケース2として説明する。測定に当たっては、図5.9に示すように地上数十mまでエアロゾル層が一様であると仮定して、スロープ法を用いて視程を導出した。比較に用いた透過率計は地上3mの水平方向に基線（152.4mと75mの2種類が用いられている）を取り、その距離での透過率の減衰を視程に換算している。空港における透過率測定で必要とされる視程の最大値は2kmで、それ以上は特に正確な値を要求されていない。特に視程5km以上では減衰率が5%以下となり、測定精度が悪くなる。そこで最も視程の情報が必要となる減衰が大きい悪視程時を選んで測定を行った。測定は予め設定されたパラメーターに従ってパーソナルコンピュータによって制御し、無人で自動観測を行った。

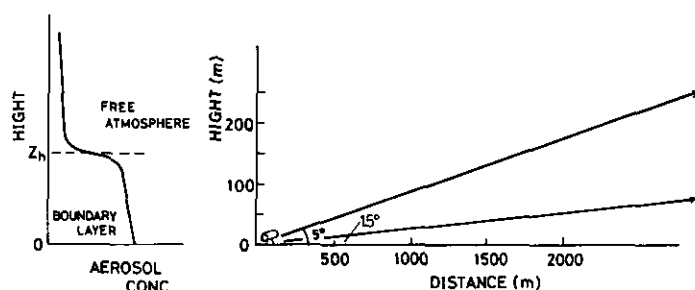


図 5.9 接地境界層の概念図

Fig. 5.9 Schematic illustration of visibility measurement by lidar

(1) ケース1

1985年12月5日、茨城県守谷町で行った視程観測データと透過率計との比較のデータを図5.10に示す。当日は全国的には晴から曇りのハッキリしない天候であったが、観測地ではほぼ晴れていた。この測定は透過率計の送光側のステーションの傍らにライダーヘッドを置き、高位角を5°に設定して測定を行った。高位角の設定は後方の障害物との関係による。透過率計の基線の長さは75mである。ライダーを透過率計の外側に設置し、レーザー光を透過率計の行路に沿って送光しているが、ライダーと望遠鏡の幾何学的効率（GFF）が1となる距離は150m以上遠であるので、比較する地点は約100m以上離れている。透過率計の光路の高さは3mであるのに対し、ライダーで視程を導出した高度は約10～20mである。高度は20m以下であるが、悪視程時は霧がパッチ状に到来し、また鉛直方向にも変化が大きく、図5.11に示すような一様

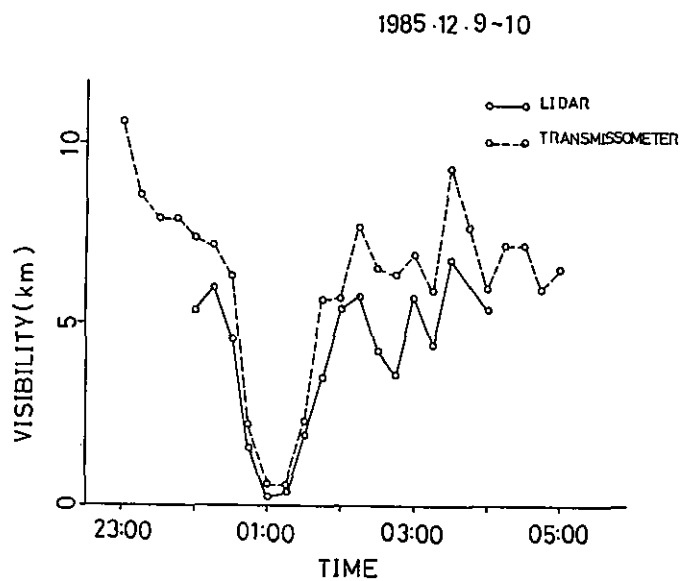


図 5.10 ライダーと透過率計による視程観測の比較
(1985年12月5日, 茨城県守谷町)

Fig. 5.10 Visibility measured by lidar and transmissometer (Dec. 1985)

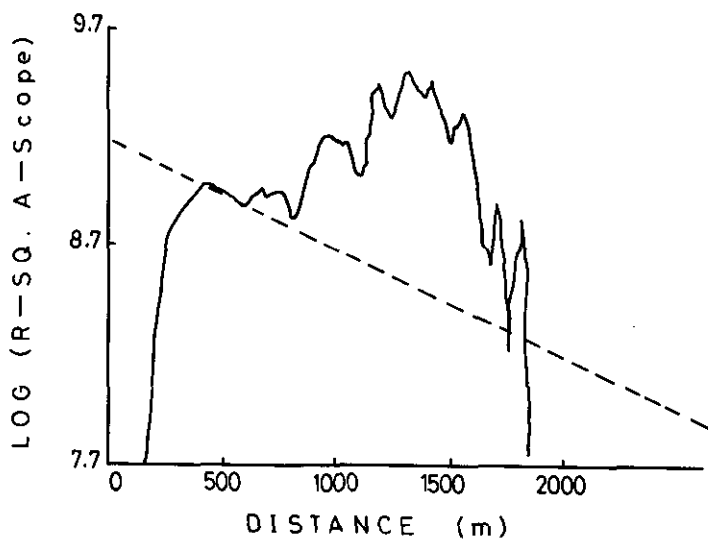


図 5.11 霧が一樣でないときのエアロゾル空間分布 (距離補正後対数表示)

Fig. 5.11 Aerosol spatial profile for nonuniform fog distribution

性が成立しない場合がしばしば起こるが、区間に分けてスロープ法を適用して最下層の値から視程を求めた。深夜、視程が10 km から下がりだし、午前1時ごろには放射霧が発生して数百 m になったことが観測される。その後視程は数 km の所で上下している。透過率計とライダーによる視程の測定は全体の傾向がよい一致を示している。

(2) ケース 2

ライダーと透過率計との比較をさらに精密に行うためにライダーの高位角を低くした測定を行った（1986年7月4日、埼玉県狭山市）。その設置状況を図5.12に、その測定結果を図5.13に示した。天候は本州南端に停滞していた梅雨前線が三陸沖に抜けて移動性高気圧の東進に伴って一時消滅し、曇りがちの天候であった。測定に際してライダーの高位角は 1.5° で、なるべく透過率計の測定条件と等しくするために、透過率計光路の中心部をレーザー光がクロスするように設定したが、設置場所の制約などから $Y(R)$ が十分大きくなる点はクロスする点よりも遠方であった。そのため、スロープ法によって視程を求めた区間（300~500 m の200 mで最小自乗法を適用）の平均地点は200 m 離れており、その平均高度は約9 mである。視程は20時頃より次第に放射霧によって低下したが、風向の変化により、22時半頃から午前1時頃まで約2 km 付近を上下した。その後風向が戻り1時頃から2時半まで数百 m の低い値を示した後徐々に回復していった。23時頃と3時頃の視程の食い違いはこのとき風速がほとんど0で、ごくわずか

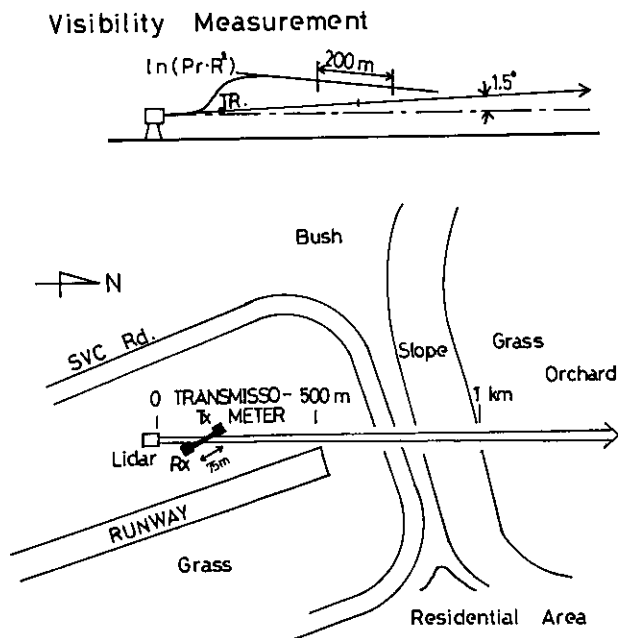


図 5.12 視程観測の装置配置図

Fig. 5.12 Configuration of instruments for visibility measurement

の測定場所の違いが大きく現れたことによる。これらの事情を考慮すると両者の一致は非常に良い。

図 5.13 のデータを基に視程の値 V_s 及びその逆数の消散係数 α について、透過率計のデータを真値として求めた相対誤差

$$\varepsilon_v = (V_{s,t} - V_{s,l}) / V_{s,l}$$

$$\varepsilon_e = (\alpha_l - \alpha_t) / \alpha_t$$

(添字 l はライダーによる測定値、 t は透過率計による測定値) の絶対値 $|\varepsilon_v|, |\varepsilon_e|$ の平均値はそれぞれ 21%, 18% であり、 $\varepsilon_v, \varepsilon_e$ の標準偏差はそれぞれ 22%, 16% である。減衰係数についてライダーによる測定と透過率計による測定データとの比較を図 5.14 に示す。両者の相関係数は 0.85 であり、右端の飛び離れた点 (最も減衰が大きい場合) を無視すると相関係数は 0.87 となり、非常によい相関関係を示している。

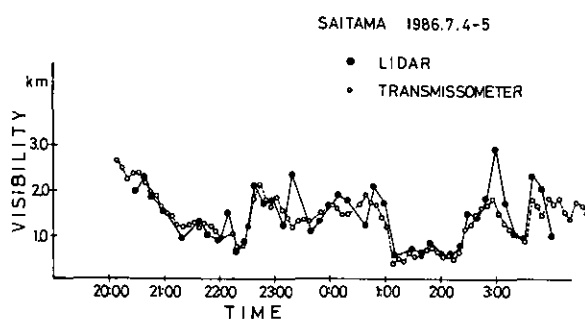


図 5.13 ライダーと透過率計による視程観測の比較
(1986年7月4日, 埼玉県狭山市)

Fig. 5.13 Visibility measured by lidar and transmissometer (Jul. 1986)

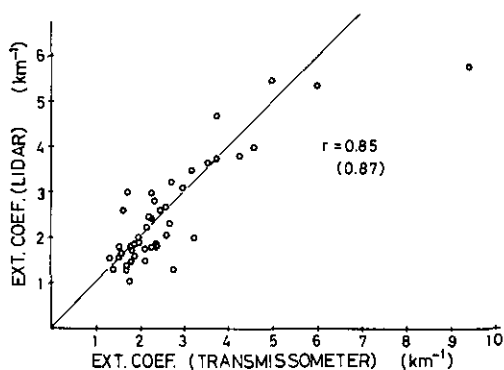


図 5.14 ライダーと透過率計による減衰係数の測定データの比較

Fig. 5.14 Comparison of visibility measurement by lidar and transmissometer

5.3.3 視程測定の考察

視程の悪い場合にライダーと視程計の測定を比較したが、データの一致は非常に良い。特に測定の高位角が低い(1.5°)ときには高い(5°)ときに比べてデータの一致がよい。これは、透過率計の測定高度に近いことに起因するものと思われる。この測定において透過率計とのデータの一致がよい理由としては次のことが考えられる。

1) ライダーの測定視野角を狭くとしていること；本装置では単一モードの半導体素子を用いており、コリメーターレンズを用いることによりビーム広がり幅を0.4 mradと狭く取ることが可能であった。したがって、望遠鏡視野角を1 mradと狭くすることができ、近距離からの多重散乱を抑えることができた。

2) 積算時間をほぼ等しく取っていること；RM-CW ライダーでは80秒もしくは160秒の積算時間で測定することが多く、時間的平均値を求めている。透過率計のデータも一分間の時間平均をとっており、測定状況に近い。

3) 測定空間領域の一致にも十分注意を払っていること。

以上がライダーと透過率計のデータが良く一致している理由と思われる。また、波長依存性を考えると、航空気象指針¹⁰⁾ではAllardの式(夜間視程導出に使用)を用いる場合に0.7722ルーメン/km²の光源を用いることになっており、特に波長依存性については触れていない。本観測で使用した透過率計の光源は900 nmのLEDを使用しており、780 nmのLDとほぼ等しい波長帯であることもRM-CW ライダーの測定と良く一致した理由の一つであろう。現在、機器による視程の測定は地上水平視程の測定が実用化されており、本RM-CW ライダーの測定が透過率計と良い一致を示したことは半導体レーザーを光源とする視程計測装置の実現が有望であることを示している。

Gaumet ら¹⁰⁾はライダーと透過率計の同時測定による視程の比較を行った。5 Jのパルスライダーを使用し、霧の濃い場合について600データを比較している。この場合、水平視程ばかりでなく、斜め視程についても透過率計を高さの異なるタワーに斜めに設置して測定を行っている。ライダーデータは我々と同じスロープ法によって解析しているが、ライダーによる測定の方が30~100 m長い視程を与えており、これは多重散乱では説明しきれないと述べている。本報告では水平視程の比較のみであるが、このような相違はみられない。Gaumet らとの観測の違いの第1は視野角の違いである。Gaumet らが4.6 mradという広い視野角を使用しているのに対し、本研究では1 mradという狭い視野角を採用し、しかも絞りの位置にも注意を払い、ほぼ理論計算に近い幾何学的効率(GFF: $Y(R)$)の形状を得ている。したがって、本研究では多重散乱の影響はほとんど除かれていると思われる。第2はデータの取り扱い方である。これは両者に共通のことであるが、透過率計では基線区間の透過率を機械的に求めているのに対して、ライダーでは傾きを求める区間が適当であるかどうかAスコープを検討するのが普通である。エアロゾルが非一様の場合には傾きが急になることが多く、区間を選択する場合に緩やかな部分を選びがち

である。このことは実際よりも大きな視程を与える可能性がある。本研究では水平視程のみを比較しているので影響が少ないのに対し、Gaumet らの場合は斜め視程も測定しているのでこの影響が顕著であるのではないと思われる。

5.4 道路排ガスの観測

自動車走行に伴う道路沿道¹⁷⁾やトンネル内¹⁸⁾の排ガスの実態についてはフィールド調査や風洞を用いたシミュレーション実験が行われており、ライダーによる観測¹⁹⁾も報告されている。ここではRM-CW ライダーの携帯性を利用して、道路やトンネル内における自動車走行に伴う粉じんの拡散の観測を行い、時系列測定データの変化分から、時間とともに変化している現象をとらえた例について2例報告する。

5.4.1 沿道方向の道路粉じんの時間変化の観測

〔場所と日時〕 板橋区大和町交差点（中山道と環状7号線）、昭和61年12月8～12日

〔目的〕 沿道方向の自動車走行風の影響の観測、時間変化プロファイルの導出

〔観測方法〕 図5.15に示した中山道の交差点近くの中央分離帯に装置を設置し、中山道方向に沿って粉じん濃度空間分布を測定した。測定方法は短時間の変化を測定するには積算時間5秒、間隔17秒で、ゆっくりした変化を測定するためには積算時間80秒、間隔10分で測定を行った。測定は夕刻から夜間にかけて行った。

〔測定結果〕 図5.16は中山道方向に沿って、80秒間積算したエアロゾルの濃度分布である。光路の途中、石神井川のところが低くなっているのが、エアロゾルが濃く溜まっているのが見られる。高速道路の狭い橋桁の間をレーザービームを通してあるので、850m付近で橋桁をかす

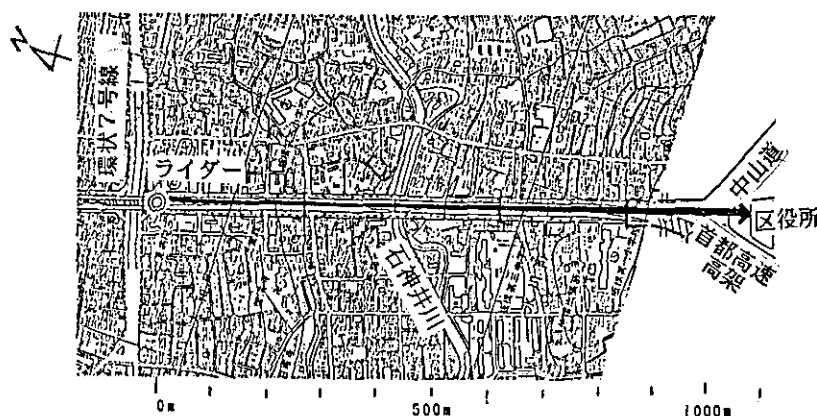


図 5.15 中山道の交差点付近の地図とライダーの配置状況

Fig. 5.15 Situation of car stirred-up dust dispersion measurement

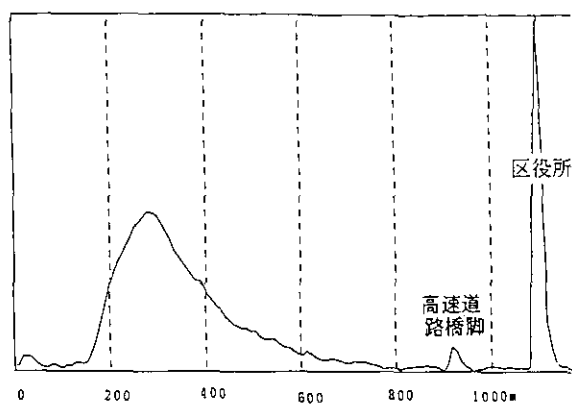


図 5.16 中山道に沿ったエアロゾルの濃度分布 (80 秒間積算)

Fig. 5.16 Aerosol distribution profile along Nakasendo (integration of 80 sec)

るためにピークが現れている。1.1 km に見えるピークはレーザービームが正面の建て物に当たっていることによる。図 5.17 左は中山道に沿った 17 秒間隔の測定データを 2 次元高速フーリエ処理 (FFT) したもの²⁰⁾である。図 5.17 左下図のピークは粉じん濃度が信号間隔に等しい 150 秒の周期で変動していることを示している。短い時間間隔の観測では自動車の走行に伴う走行風の観測を目的としたが、同時に測定した超音波風速計には図 5.17 右に示すように交差点の信号周期で変調された走行風 (約 5~10 m/s) が観測されたがライダーの測定からは検出できなかった。これは測定間隔が 17 秒と長かったことによるとと思われる。また A スコープの積算量 (この場合 80 秒積算データを使用) は沿道の CO 量 (自動車排ガス局) データでなく、粉じん量 (一般局) に比例することを示している (図 5.18)。

5.4.2 トンネル内舞い上がり粉じんの移動の観測

〔場所と日時〕 東京港第 2 航路海底トンネル, 昭和 62 年 2 月 22 日

〔目的〕 舞い上がり粉じんの移流

〔観測方法〕 日曜日の午後, 閉鎖された東京湾第 2 海底トンネル内の舟底状の道路 (図 5.19 参照) に沿って RM-CW ライダーを設置し, 道路上 2 個所に 1 m×1 m の広さにまかれた石灰粉が自動車 (1 台) の走行によって巻上げられて生じた粉じんの移流を積算時間 5 秒, 休止時間 1 秒 (合計 6 秒) の周期で測定した。

〔測定結果〕 海底トンネルの測定データ (A スコープ) を図 5.20 に示す。6 秒間隔の 40 ファイル (240 秒) を位置をずらして鳥かん図的 (陰線処理) に表示してある。右側の 2 列のピークはレーザービームが上りこう配の道路面に当たったことによる反射である。石灰粉は自動車の走行によって巻上げられ次第に弱められながら, 風下側 (手前) へ流される。ライダー測定データ

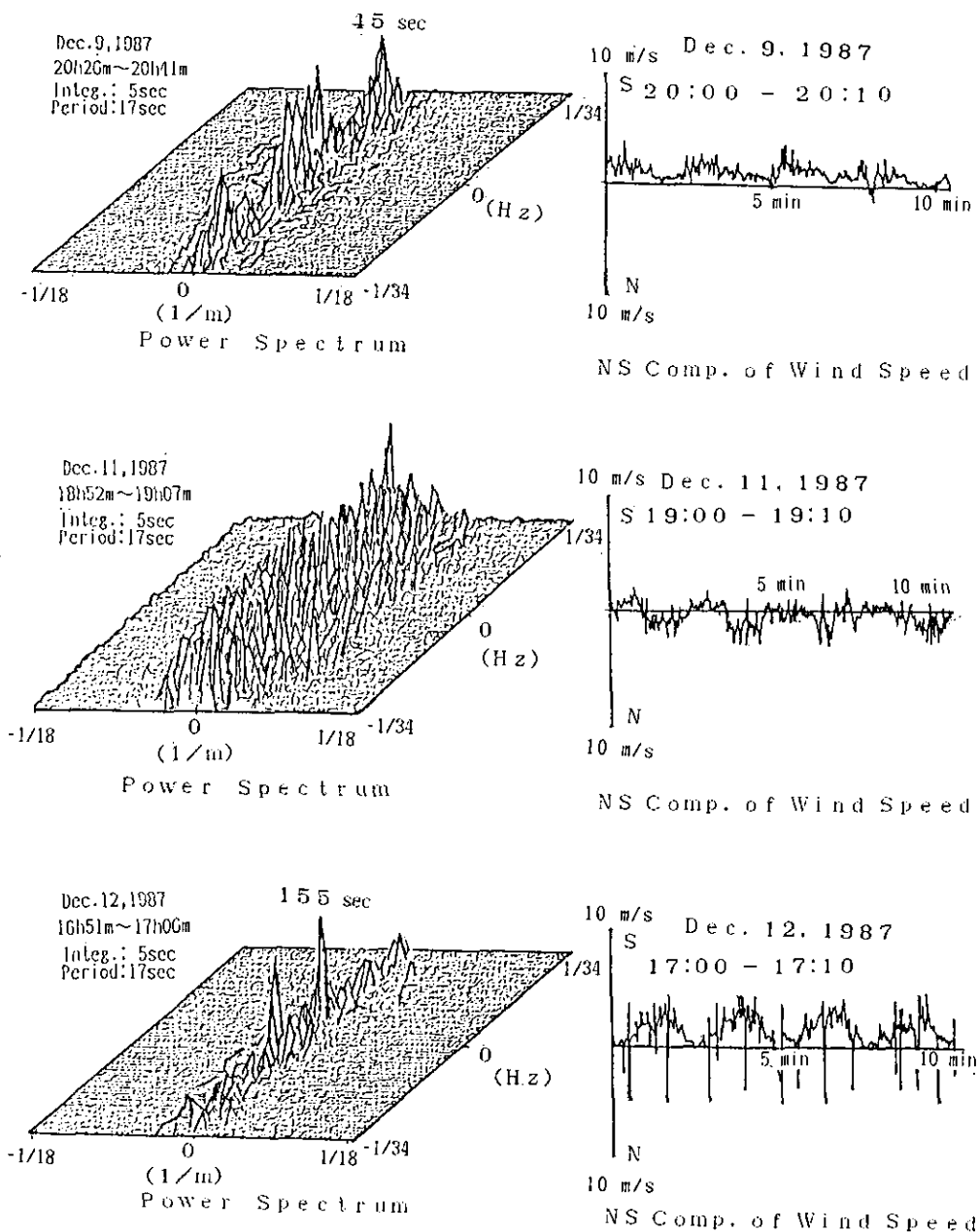


図 5.17 中山道の測定データの2次元高速フーリエ処理 (FFT) データと超音波風速計で観測された交差点付近の走行風 (約 5~10 m/s)
風速計データの正弦波的な変動は交差点の信号の周期による (データは気象協会からの提供)。

Fig. 5.17 2-dimensional Fast Fourier Transformation (FFT) processed data measured at Nakasendo, and the supersonic anemometer data

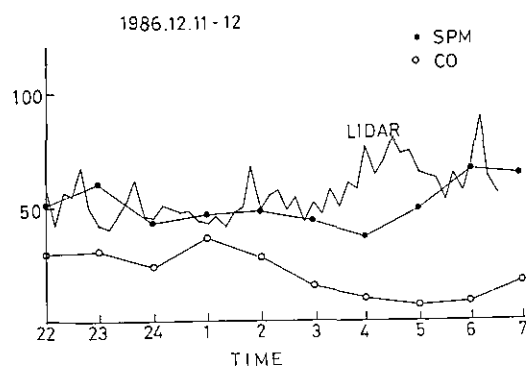


図 5.18 A スコープ積算値と沿道粉じん量の関係

Fig. 5.18 The relation between the integration of A-scope signal and dust quantity along the road

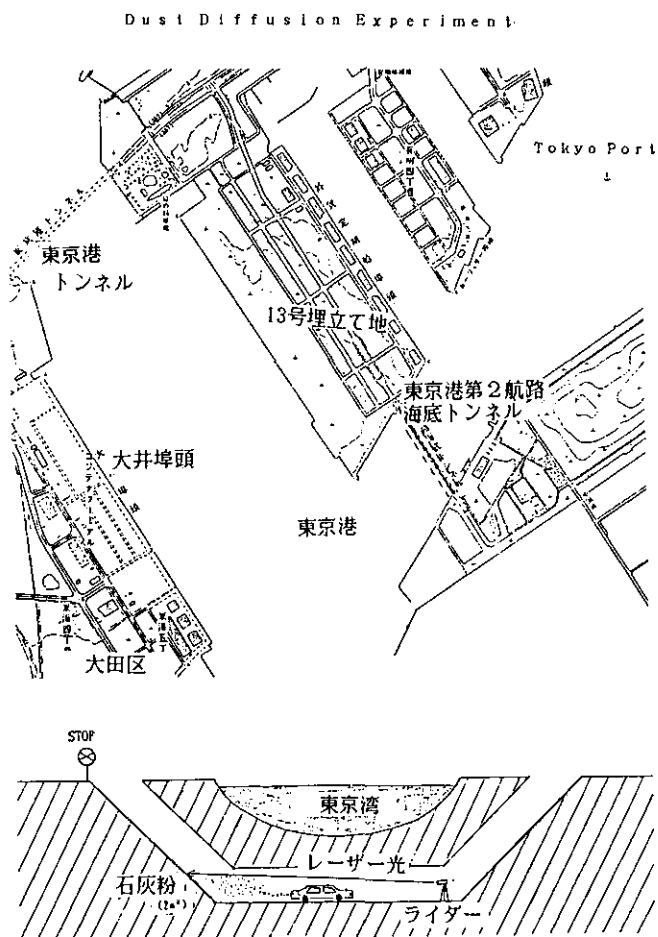


図 5.19 東京湾第2海底トンネル付近の地図とライダー装置の設置状況

Fig. 5.19 The map of Tokyo Bay second submarine tunnel area and the lidar setting

を距離自乗補正後に、距離方向に積算した石灰粉の積分濃度を自動車通過後の経過時間の関数として図 5.21 に表示した。60 秒（風速 1.8 m/s として移流距離 110 m）以後はトンネル断面内に一様に広がり、その後 32 秒の時定数で減衰して行くものと見なせる。

これらはライダー観測によって排ガスや巻上げ粉じんの挙動が実時間で観測できる可能性を示

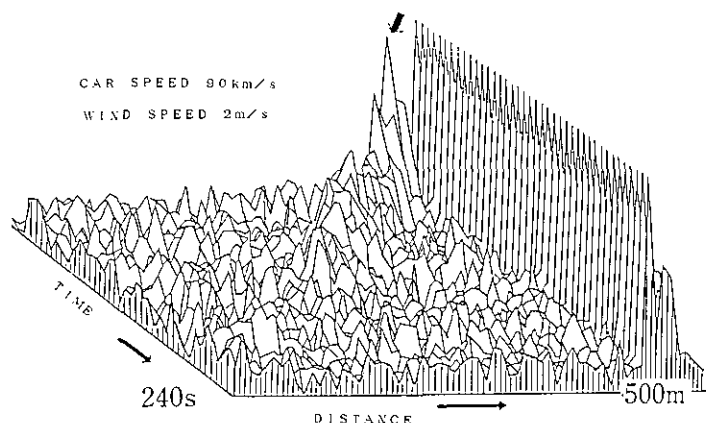


図 5.20 海底トンネルの粉じんの移動状況

6 秒間隔の 40 ファイル（240 秒）の A スコープを位置をずらして鳥かん図的（陰線処理）に表示。右端のピークは道路斜面からの反射。

Fig. 5.20 Time sequential spatial distribution data of stirred-up lime powder measured by lidar

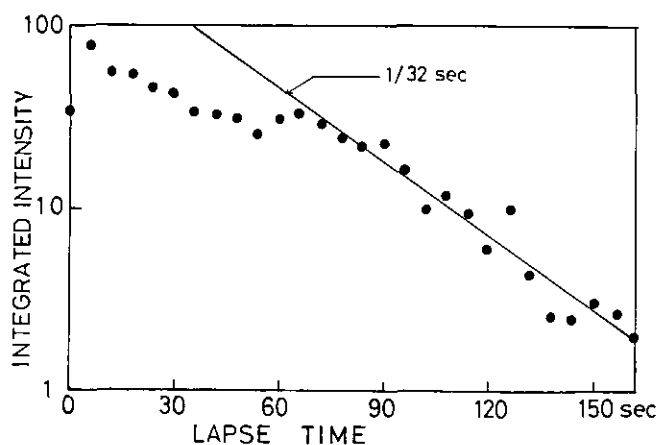


図 5.21 石灰粉の積分濃度（距離自乗補正後、距離方向に積算）の自動車通過後の経過時間の関数としての表示

Fig. 5.21 Temporal decay of integrated lidar intensity (range-square corrected)

している。以上は1号機による夜間やトンネル内のように薄暗いところでの測定例である。温度制御を行った狭帯域のフィルターを備えた2号機は昼間のエアロゾルの観測が可能²⁰⁾であるので、2号機を用いれば昼間の観測が可能である。

引用文献

- 1) 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・井戸田健・新井敏弘・常見真人・石河直樹(1985): 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調CWライダーの試作と動作特性. レーザー研究, 13(4), 353-364.
- 2) 竹内延夫・大井 紘(1986): 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調CWライダーの試作と動作特性. 環境科学研究報告集, B 287-52-3, 8-14.
- 3) 竹内延夫・大井 紘(1987): cw動作半導体レーザー擬似ランダム変調CWライダーによるフィールド観測. 環境科学研究報告集, B331-52-3, 13-20.
- 4) 小林 守・河村 武・中根英昭・清水 浩・松井一郎・杉本伸夫・笹野泰弘・林田佐知子・竹内延夫(1986): 夜間におけるヒートアイランドとダストアイランドの立体構造の観測. 環境科学シンポジウム, 2A01, 228-229.
- 5) 和達清夫監修(1974): 気象の事典. 東京堂, 東京, 704 p.
- 6) 伊藤博編(1971): 航空気象. 東京堂, 東京, 539 p.
- 7) Fenn, R. W. (1966): Correlation between atmospheric backscattering and meteorological visual range. Appl. Opt., 5(2), 293-295.
- 8) Kreid, D. K. (1976): Atmospheric visibility measurement by a modulated cw lidar. Appl. Opt., 15(7), 1823-1831.
- 9) Werner, C. (1981): Slant range visibility determination from lidar signatures by two-point method. Opt. Laser Technol., Feb. 27-36.
- 10) Gaumet, J. L. and A. Petitipa (1982): Lidar-transmissometer visibility comparisons over slant and horizontal paths. J. Atmos. Meteorol. 21, 683-694.
- 11) Lentz, W. J. (1982): The visioceilometer: a portable visibility and cloud ceiling-height lidar. US Army, TR-0105.
- 12) Konig, A. and E. Brodhum (1939): Experimentelle Untersuchungen über die physchaphysische Fundamentalfornel in Bezug auf den Gesichtssinn.
- 13) Koschmieder, H. (1924): Theorie der horizontalen Sichtweite. Beitr. Phys. frei. Atmos. 12, 33-55, 171-181.
- 14) NOAA (1982): An overview of applied visivility fundamentals—Survey & synthesis of visibility literature. Fed. Coord. Meteorol. Serv. Supporting Res., FCM-R3.
- 15) 笹野泰弘・竹内延夫(1982): ミー散乱レーザーレーダーによる消散係数の評価手法について. 文部省科学研究費特別研究「環境科学 R 52 遠隔計測研究班」, 昭和 57 年度研究報告会予稿集, 9-12.
- 16) 気象庁(1981): 視程および視距離の観測(第5章). 航空気象観測指針, 33-47.
- 17) 伊瀬洋昭・小野塚春吉・渡辺武春・菅 邦子・福岡三郎・飯田靖雄・舟島正直・梅原秀夫・泉川碩雄・青木一幸・栗田恵子(1987): 沿道地域における局地的発生源寄与について. 東京都環境科学

研究所年報, 84-91.

- 18) 伊瀬洋昭・朝来野国彦・渡辺武春・小野塚春吉・福岡三郎・泉川碩雄・飯田靖雄・舟島正直・茅島正資・鈴木正次・梅原秀夫・石黒辰吉・佐々木裕子 (1983): 自動車排出汚染物質の排出実態に関するトンネル調査第1報, 東京都環境科学研究所年報, 3-10.
- 19) 笹野泰弘・杉本伸夫・松井一郎・清水 浩・竹内延夫・功刀正行・溝口次夫 (1987): ミー散乱レーザーレーダーによる自動車排出ガスの拡散の観測, エアロゾル研究, 2(2), 128-133.
- 20) Baba, H., K. Sakurai, N. Takeuchi and T. Ueno (1987): Improved diode laser random-modulation cw lidar. Laser & Opt. Remote Sensing, Th A 4, 9, 28-10. 1, Cape Cod, USA.

6 まとめ

RM-CW ライダーの研究の取り掛かりは著者の一人（桜井）が M 系列の擬似ランダム変調法を分光実験に応用しており、これが cw ライダーにも適用できないか検討を始めたことに始まる。まず Ar レーザーを光源とした擬似ランダム変調 CW (RM-CW) ライダーを製作し、夜間、十数 km までのエアロゾル濃度分布が観測された。その後光源に半導体レーザーを使用した小型のライダーシステムの製作に取り掛かった。

効率よくデータを取得するために、連続してデータを取り込める信号処理器を設計製作するとともに、市販で容易に入手可能な IC を利用するために入力信号の取り込みを並列のゲートを用意して 1/5 のスピードに落とすなどの工夫を行い、1 号機とそれを改良した 2 号機を製作した。完全な実用機としては、半導体レーザーの高出力化と安定化（経年変化が無くなること）がさらに発展し、全体をカスタム IC を用いて小型化することが必要であるが、技術的にはほぼめどがついたと言える。

現在光ヘテロダイン検出を用いた計測技術が急速な発展を遂げているが、ヘテロダイン検波の場合には同じ平均パワーならばパルス動作でも RM-CW でも同じ SN 比を与える。この場合、受信信号光が振幅の状態で加算できることを仮定している。現実に使われているコヒーレントライダーでは各パルスごとに振幅を自乗してから加算しているので、振幅の相乗効果が少ない。この振幅加算はコヒーレント時間内に行うときに有効なので、一般のパルスコヒーレントライダーではその間に含まれるパルス数はそれほど多くなく、効果は少ないが、RM-CW ライダーの場合には大きな効果を発揮する。ただし、コヒーレントライダーの場合には大気のじょう乱に依る位相乱れなど SN 比を低下させる要素が加わるので果してコヒーレント（すなわちヘテロダイン）検波が良いかどうかは具体的に検討する必要がある。

最近、原子の励起状態を利用したアトミックフィルターの研究が活発である。これを利用すると昼間でもほとんど背景光を取り除いて測定が可能となる。これらの技術を用いると昼夜の測定で性能にあまり差がなく、半導体レーザーを光源とする RM-CW ライダーが可能となる。

最後に本研究に当たって、国立公害研究所大気環境部大気物理研究室や東京都環境科学研究所の皆様はじめ、多数の方にお世話になったこと、また日産科学振興財団研究助成金、文部省科学研究費補助金（環境科学特別研究）、明星電気(株)、シャープ(株)の皆様の御世話になったことを記し、感謝する。

発表論文リスト

〔印刷物〕

1. Takeuchi, N., N. Sugimoto, H. Baba, and K. Sakurai (1983) : Random modulation cw lidar. *Appl. Opt.*, **22**(9), 1382-1386.
2. 竹内延夫・杉本伸夫・桜井捷海・馬場浩司・上野敏行 (1983) : 大気汚染計測用擬似ランダム変調 CW ライダー. *レーザー研究*, **11**(10), 763-771.
3. 馬場浩司・山腰直樹・桜井捷海 (1984) : 多目的マルチカラーレーザーレーダーの試作. *レーザー研究*, **12**(6), 321-326.
4. Baba, H., S. Hoshina, K. Sakurai and N. Takeuchi (1985) : High-speed multichannel photon counter for time-resolved laser spectroscopy. *Rev. Sci. Instrum.*, **56**, 1926-1929.
5. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・井戸田健・新井敏弘・常見真人・石河直樹 (1985) : 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調 CW ライダーの試作と動作特性. *レーザー研究*, **13**(4), 353-364.
6. Takeuchi, N., H. Baba and K. Sakurai and T. Ueno (1986) : Diode-laser random-modulation cw lidar. *Appl. Opt.*, **25**(1), 63-67.
7. 竹内延夫・佐藤 健 (1987) : 干渉フィルターを有するライダーにおける幾何学的効率の考察. *レーザー研究*, **15**(5), 296-306.
8. 竹内延夫 (1984) : 最近のレーザーレーダー技術. *電子通信学会誌*, **67**, 524-527.
9. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行 (1987) : 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調 CW ライダー. *応用物理*, **56**(12), 1005-1011.
10. 上野敏行・竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海 (1988) : M 系列を用いた擬似ランダム変調法 CW レーザレーダの応答測定と誤差. *電子情報通信学会論文誌*, **J71-C**(6), 870-878.
11. 上野敏行・竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海 (1988) : M 系列擬似ランダム変調法を用いたレーザーレーダーの応答測定. *レーザー研究*, **16**(3), 101-118.

〔国際会議〕

1. Takeuchi, N., K. Sakurai, N. Sugimoto, H. Baba and M. Kondo : RM-CW lidar. 11 th Int. Laser Radar Conf., Madison, Wisconsin, D-6, 108-110, NASA Conf. Pub. No. 2228, (1982).
2. Takeuchi, N., H. Baba, K. Sakurai and T. Ueno : Random-modulation cw lidar using an optical fiber head. Conf. Lasers Electro-Opt., Anaheim, California, WL-3, (1984).
3. Takeuchi, N., H. Baba, K. Sakurai and T. Ueno : Construction of compact RM-CW lidar

- systems, 12 th Int. Laser Radar Conf., Provence (France), (1984).
4. Takeuchi, N., H. Baba, K. Sakurai, T. Ueno and N. Ishikawa : Visibility and aerosol measurement by diode-laser random-modulation cw lidar, 13 th Int. Laser Radar Conf., Toronto, B-4, (1986).
 5. Baba, H., K. Sakurai, N. Takeuchi and T. Ueno : Improved diode-laser random modulation cw lidar. Top. Meet. Laser and Optical Remote Sensing : Instrumentation and Technique. Cape Cod (USA), ThA4, Sepr. (1987).
 6. Takeuchi N., and K. Sakurai : Lidar Systems Using Pseudo-Random code Modulation, 14 th Int. Laser Radar Conf., 6-1, San Candido (Italy), (1988).
 7. Takeuchi N. : On the Random Modulation cw Coherent Lidar. 14 th Int. Laser Radar Conf., 6-13, San Candido (Italy), (1988).
 8. Takeuchi N. : On the Scheme of Amplitude Integration at an Atmospheric Coherent Lidar. Proc. of 16 th Int. Quantum Electronics Conf., TuP-54, Tokyo, (1988).

【講演発表】

1. 竹内延夫・杉本伸夫・桜井捷海：擬似ランダム変調 CW ライダー I 概要。応用物理学会，東京，4aG3, (1982)。
2. 桜井捷海・馬場浩司・竹内延夫・杉本伸夫・近藤真通：擬似ランダム変調 CW ライダー (II)，装置と実験。応用物理学会，東京，4aG4, (1982)。
3. 竹内延夫・桜井捷海・杉本伸夫・馬場浩司・近藤真通：擬似ランダム変調 CW ライダーの特性とエアロゾル観測。第 8 回レーザ・レーダ (ライダー) シンポジウム，長野，(1982)。
4. 竹内延夫・杉本伸夫：擬似ランダム変調法を用いた可搬小型レーザレーダーの検討。第 23 回大気汚染学会，宮崎，No.841, (1982)。
5. 竹内延夫・杉本伸夫・馬場浩司・桜井捷海・佐藤家郷・石河直樹：GaAlAs 半導体レーザを用いた可搬型 RM-CW ライダーの設計と製作。応用物理学会，千葉，4aG6, (1983)。
6. 竹内延夫・桜井捷海・上野敏行：擬似ランダム変調 CW ライダー。光と電波 130 委員会，東京，(1983)。
7. 竹内延夫・馬場浩司・保科 聡・桜井捷海・佐藤家郷・石河直樹：半導体レーザを用いた可搬型 RM-CW ライダーの動作特性。応用物理学会，仙台，27aS6, (1983)。
8. 竹内延夫・上野敏行・桜井捷海・馬場浩司：擬似ランダム変調 CW-DIAL の検討。応用物理学会，仙台，27aS7, (1983)。
9. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・佐藤家郷・石河直樹：可搬型 RM-CW ライダーの製作と動作特性。第 9 回レーザ・レーダ (ライダー) シンポジウム，鬼怒川，(1983)。
10. 竹内延夫：半導体レーザを光源とする可搬型擬似ランダム変調 CW ライダーの開発。第

- 24 回大気汚染学会, 四日市, No.337, (1983).
11. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行：光ファイバーを用いた擬似ランダム変調 CW ライダー, 電子通信学会, 東京, No.1052, (1984).
 12. 馬場浩司・桜井捷海：擬似ランダム変調多目的マルチカラーレーザーレーダー (1), 第 31 回 応用物理学会, 東京, 1a-K-4, (1984).
 13. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行：光ファイバーを用いた RM-CW LIDAR の動作特性, 第 31 回 応用物理学会, 東京, 1a-K-5(1984).
 14. 上野敏行・馬場浩司・桜井捷海・竹内延夫：M 系列変調方式によるレーザーレーダーの応答測定誤差, 第 23 回計測自動制御学会学術講演会, 小金井, No.2401, (1984).
 15. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・媒田秀雄・石河直樹：半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調ライダーの試作, 計測自動制御学会第 10 回リモートセンシングシンポジウム, 東京, No.10, (1984).
 16. 竹内延夫：光ファイバーを用いた擬似ランダム変調ライダー, 第 25 回大気汚染学会, 宇部, No.960, (1984).
 17. 竹内延夫・媒田秀雄・石河直樹・井戸田健・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行：半導体レーザー擬似ランダム変調 CW ライダーの特性と夜間エアロゾル観測への応用, 第 32 回応用物理学関係連合講演会, 東京, 29pZE12, (1985).
 18. 井戸田健・媒田秀雄・竹内延夫・新井敏弘：RM-CW ライダーにおける昼間時エアロゾル測定のための考察—発振波長特性, 第 32 回応用物理学関係連合講演会, 東京, 29pZE13, (1985).
 19. 竹内延夫・馬場浩司・上野敏行・桜井捷海・石河直樹：半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調 cw ライダーの動作特性, 第 10 回レーザ・レーダ (ライダー) シンポジウム, 福井, F2, (1985).
 20. 竹内延夫・上野敏行・馬場浩司・桜井捷海：半導体レーザー RM-CW ライダーの動作特性と測定誤差 (I) 幾何学的効率と回路雑音の影響, 第 46 回応用物理学会学術講演会, 京都, 4pM16, (1985).
 21. 上野敏行・上野敏行・馬場浩司・桜井捷海：半導体レーザー RM-CW ライダーの動作特性と測定誤差 (2) 非線形歪みの影響, 第 46 回応用物理学会学術講演会, 京都, 4pM17, (1985).
 22. 竹内延夫・大井 紘：半導体レーザーを光源とする擬似ランダム変調 CW ライダーの動作特性, 環境科学特別研究発表会レーザーセンサー班発表会, 東京, (1985).
 23. 竹内延夫：可搬型 RM-CW ライダーによる夜間エアロゾルの観測, 第 26 回大気汚染学会, 東京, No.707, (1985).
 24. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・石河直樹：半導体レーザー擬似ランダム変調

- CW ライダーの特性と性能評価, 日本リモートセンシング学会第5回学術講演会, 東京, (1985).
25. 上野敏行・佐藤 健・馬場浩司・桜井捷海・竹内延夫: 擬似ランダム変調 CW ライダーにおける変調歪みの影響, 昭和 61 年第 6 回レーザー学会学術講演会, 横浜, (1986).
 26. 桜井捷海・馬場浩司・大野正夫・竹内延夫・上野敏行: 半導体レーザーを用いた擬似ランダムコード FM 変調 CW-DIAL の提案, 第 33 回応用物理学会学術講演会, 東京, (1986).
 27. 竹内延夫・佐藤健・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・石河直樹: 可搬型ライダーによる夜間斜め視程観測と TRANSMISSOMETER 観測との比較, 日本気象学会春季大会, 東京, (1986).
 28. 竹内延夫・佐藤健・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行・石河直樹: 半導体レーザー擬似ランダム変調 CW ライダーによる夜間フィールド観測, 第 11 回レーザーシンポジウム, 八戸, A1, (1986).
 29. 小田晴男・常見真人・石河直樹: 空港用視程計とレーザーレーダの実測比較, 第 11 回レーザーシンポジウム, 八戸, F3, (1986).
 30. 竹内延夫・佐藤 健: 狭帯域干渉フィルターを有するレーザーレーダーの幾何学的効率の検討, 第 47 回応用物理学会学術講演会, 札幌, 29Fa6, (1986.9).
 31. 竹内延夫・大井 紘・桜井捷海・馬場浩司・上野敏行: 擬似ランダム変調 CW ライダーの原理とフィールド測定への応用, 第 1 回 環境科学シンポジウム, 東京, 2D08, (1986).
 32. 竹内延夫: 可搬型擬似ランダム変調 CW ライダーによる視程観測, 第 27 回大気汚染学会, 京都, No.743, (1986).
 33. 馬場浩司・竹内延夫・桜井捷海・石河直樹・藤山照男・上野敏行: 改良型半導体レーザー擬似ランダム変調 CW ライダー, 第 34 回応用物理学関係連合講演会, 東京, 30aZK1, (1987).
 34. 桜井捷海・馬場浩司・竹内延夫・椿 雅博・佐藤家郷: 半導体レーザー擬似ランダム変調 CW ライダーにおける波長安定化——分散素子への波長ロック, 電子通信学会全国大会, 日吉, (1987).
 35. 竹内延夫・佐藤 勲・馬場浩司・桜井捷海: 半導体レーザー携帯型ライダーによる道路・トンネル内の排ガス観測とその FFT 解析, 気象学会, 筑波, No.329, (1987).
 36. 竹内延夫: 擬似ランダム変調コヒーレントライダーの検討, 応用物理学会, 名古屋, 19pZA8, (1987).
 37. 竹内延夫: ダブルヘテロダイン擬似ランダム変調コヒーレントライダーの考察, 応用物理学会, 東京, 31pZM5, (1988).
 38. 竹内延夫: 擬似ランダム変調コヒーレントライダー, レーザー学会, 東京, 19pIII4, (1988).
 39. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行: CW 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム

変調レーザーレーダ, レーザー学会, 東京, 19pIII1, (1988).

40. 竹内延夫・馬場浩司・桜井捷海・上野敏行: 擬似ランダム変調 CW ライダーによる道路粉塵の観測. レーザセンシングシンポジウム, 岡山, A2, (1988).
41. 竹内延夫: 擬似ランダム変調コヒーレント CW ライダーの検討, レーザセンシングシンポジウム, 岡山, C6, (1988).

[報告書]

1. 竹内延夫・大井 紘 (1985): 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム CW ライダーの試作と動作特性. 文部省「環境科学」研究報告集, B-234-R50-1, 37-40.
2. 竹内延夫・大井 紘 (1985): 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム CW ライダーの試作と動作特性. 文部省「環境科学」研究報告集, B-263-R52-3, 9-12.
3. 竹内延夫・大井 紘 (1986): 半導体レーザーを光源とする擬似ランダム CW ライダーの試作と動作特性. 文部省「環境科学」研究報告集, B-287-R52-3, 8-14.
4. 竹内延夫・桜井捷海・上野敏行 (1986): 日産科学財団研究報告書, 9, 334-339.
5. 竹内延夫・桜井捷海・上野敏行 (1987): 日産科学財団研究報告書, 10, 251-255.
6. 竹内延夫・大井 紘・桜井捷海・馬場浩司・上野敏行 (1986): 擬似ランダム変調 CW ライダーの原理とフィールド計測への応用. 文部省「環境科学」第 1 回, B-297-R00.2D08, 414-415.
7. 竹内延夫・大井 紘 (1987): CW 動作半導体レーザー擬似ランダム変調ライダーによるフィールド観測. 文部省「環境科学」研究報告集, B-331-R52-3, 14-20.
8. 竹内延夫 (1987): 擬似ランダム変調コヒーレントライダーの基礎的検討. 文部省特定研究「光波利用センシング」第 6 回研究会予稿集, 50-53.
9. 竹内延夫 (1987): 擬似ランダム変調コヒーレントライダーの SN 比の検討. 文部省特定研究「光波利用センシング」第 9 回研究会予稿集, 25-28.
10. 竹内延夫 (1988): 擬似ランダム変調 CW コヒーレントライダー. 文部省特定研究「光波利用センシング」第 2 回シンポジウム予稿集, 61-66.
11. 竹内延夫 (1988): 擬似ランダム変調 CW コヒーレントライダーの検討——ビートヘテロダイン法による基礎実験. 文部省特定研究「光波利用センシング」第 13 回研究会予稿集, 16-19.

国立公害研究所特別研究成果報告

- 第1号 陸水域の富栄養化に関する総合研究—霞ヶ浦を対象域として—昭和51年度.(1977)
第2号 陸上植物による大気汚染環境の評価と改善に関する基礎的研究—昭和51/52年度 研究報告.(1978)

(改称)

国立公害研究所研究報告

- ※第3号 A comparative study of adults and immature stages of nine Japanese species of the genus *Chironomus* (Diptera, Chironomidae). (1978)
(日本産ユスリカ科 *Chironomus* 属9種の成虫, サナギ, 幼虫の形態の比較)
- 第4号 スモッグチャンバーによる炭化水素-窒素酸化物系光化学反応の研究—昭和52年度 中間報告.(1978)
- 第5号 芳香族炭化水素-窒素酸化物系の光酸化反応機構と光酸化二次生成物の培養細胞に及ぼす影響に関する研究—昭和51, 52年度 研究報告.(1978)
- 第6号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅱ)—霞ヶ浦を中心として—昭和53年度.(1979)
- ※第7号 A morphological study of adults and immature stages of 20 Japanese species of the family Chironomidae(Diptera). (1979)
(日本産ユスリカ科20種の成虫, サナギ, 幼虫の形態学的研究)
- ※第8号 大気汚染物質の単一および複合汚染の生体に対する影響に関する実験的研究—昭和52, 53年度 研究報告.(1979)
- 第9号 スモッグチャンバーによる炭化水素-窒素酸化物系光化学反応の研究—昭和53年度 中間報告.(1979)
- 第10号 陸上植物による大気汚染環境の評価と改善に関する基礎的研究—昭和51~53年度 特別研究報告.(1979)
- ※第11号 Studies on the effects of air pollutants on plants and mechanisms of phytotoxicity. (1980)
(大気汚染物質の植物影響およびその植物毒性の機構に関する研究)
- 第12号 Multielement analysis studies by flame and inductively coupled plasma spectroscopy utilizing computer-controlled instrumentation. (1980)
(コンピュータ制御装置を利用したフレイムおよび誘導結合プラズマ分光法による多元素同時分析)
- 第13号 Studies on chironomid midges of the Tama River. (1980)
Part 1. The distribution of chironomid species in a tributary in relation to the degree of pollution with sewage water.
Part 2. Description of 20 species of Chironominae recovered from a tributary.
(多摩川に発生するユスリカの研究
—第1報 その一支流に見出されたユスリカ各種の分布と下水による汚染度との関係
—第2報 その一支流に見出された Chironominae亜科の20種について)
- 第14号 有機廃棄物, 合成有機化合物, 重金属等の土壌生態系に及ぼす影響と浄化に関する研究—昭和53, 54年度 特別研究報告.(1980)
- ※第15号 大気汚染物質の単一および複合汚染の生体に対する影響に関する実験的研究—昭和54年度 特別研究報告.(1980)
- 第16号 計測車レーザーレーダーによる大気汚染遠隔計測.(1980)
- ※第17号 流体の運動および輸送過程に及ぼす浮力効果—臨海地域の気象特性と大気拡散現象の研究—昭和53, 54年度 特別研究報告.(1980)
- 第18号 Preparation, analysis and certification of PEPPERBUSH standard reference material. (1980)
(環境標準試料「リョウブ」の調整, 分析および保証値)
- ※第19号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅲ)—霞ヶ浦(西浦)の湖流—昭和53, 54年度.(1981)
- ※第20号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅳ)—霞ヶ浦流域の地形, 気象水文特性およびその湖水環境に及ぼす影響—昭和53, 54年度.(1981)
- 第21号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅴ)—霞ヶ浦流入河川の流出負荷量変化とその評価—昭和53, 54年度.(1981)
- 第22号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅵ)—霞ヶ浦の生態系の構造と生物現存量—昭和53, 54年度.(1981)
- 第23号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅶ)—湖沼の富栄養化状態指標に関する基礎的研究—昭和53, 54年度.(1981)
- 第24号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅷ)—富栄養化が湖利用に及ぼす影響の定量化に関する研究—昭和53, 54年度.(1981)
- 第25号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(Ⅸ)—*Microcystis* (藍藻類)の増殖特性—昭和53, 54年度.(1981)

- 第26号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(X)——藻類培養試験法によるAGPの測定——昭和53, 54年度. (1981)
- 第27号 陸水域の富栄養化に関する総合研究(XI)——研究総括——昭和53, 54年度. (1981)
- 第28号 複合大気汚染の植物影響に関する研究——昭和54, 55年度 特別研究報告. (1981)
- ※第29号 Studies on chironomid midges of the Tama River. (1981)
Part 3. Species of the subfamily Orthoclaadiinae recorded at the summer survey and their distribution in relation to the pollution with sewage waters.
Part 4. Chironomidae recorded at a winter survey.
(多摩川に発生するユスリカ類の研究
——第3報 夏期の調査で見出されたエリユスリカ亜科Orthoclaadiinae 各種の記載と、その分布の下水汚染度との関係について
——第4報 南浅川の冬期の調査で見出された各種の分布と記載)
- ※第30号 海域における富栄養化と赤潮の発生機構に関する基礎的研究——昭和54, 55年度 特別研究報告. (1982)
- ※第31号 大気汚染物質の単一および複合汚染の生体に対する影響に関する実験的研究——昭和55年度 特別研究報告. (1981)
- 第32号 スモッグチャンバーによる炭化水素-窒素酸化物系光化学反応の研究——環境大気中における光化学二次汚染物質生成機構の研究(フィールド研究1)——昭和54年度 特別研究中間報告. (1982)
- 第33号 臨海地域の気象特性と大気拡散現象の研究——大気運動と大気拡散過程のシミュレーション——昭和55年度 特別研究報告. (1982)
- ※第34号 環境汚染の遠隔計測・評価手法の開発に関する研究——昭和55年度 特別研究報告. (1982)
- 第35号 環境面よりみた地域交通体系の評価に関する総合解析研究. (1982)
- ※第36号 環境試料による汚染の長期モニタリング手法に関する研究——昭和55, 56年度 特別研究報告. (1982)
- ※第37号 環境施策のシステム分析支援技術の開発に関する研究. (1982)
- 第38号 Preparation, analysis and certification of POND SEDIMENT certified reference material. (1982)
(環境標準試料「池底質」の調整, 分析及び保証値)
- ※第39号 環境汚染の遠隔計測・評価手法の開発に関する研究——昭和56年度 特別研究報告. (1982)
- 第40号 大気汚染物質の単一及び複合汚染の生体に対する影響に関する実験的研究——昭和56年度 特別研究報告. (1983)
- ※第41号 土壌環境の計測と評価に関する統計学的研究. (1983)
- ※第42号 底泥の物性及び流送特性に関する実験的研究. (1983)
- ※第43号 Studies on chironomid midges of the Tama River. (1983)
Part 5. An observation on the distribution of Chironominae along the main stream in June with description of 15 new species.
Part 6. Description of species of the subfamily Orthoclaadiinae recovered from the main stream in the June survey.
Part 7. Additional species collected in winter from the main stream.
(多摩川に発生するユスリカ類の研究
——第5報 本流に発生するユスリカ類の分布に関する6月の調査成績とユスリカ亜科に属する15新種等の記録
——第6報 多摩本流より6月に採集されたエリユスリカ亜科の各種について
——第7報 多摩本流より3月に採集されたユスリカ科の各種について)
- 第44号 スモッグチャンバーによる炭化水素-窒素酸化物系光化学反応の研究——環境大気中における光化学二次汚染物質生成機構の研究(フィールド研究2)——昭和54年度 特別研究中間報告. (1983)
- 第45号 有機廃棄物, 合成有機化合物, 重金属等の土壌生態系に及ぼす影響と浄化に関する研究——昭和53~55年度 特別研究総合報告. (1983)
- ※第46号 有機廃棄物, 合成有機化合物, 重金属等の土壌生態系に及ぼす影響と浄化に関する研究——昭和54, 55年度 特別研究報告 第1分冊. (1983)
- ※第47号 有機廃棄物, 合成有機化合物, 重金属等の土壌生態系に及ぼす影響と浄化に関する研究——昭和54, 55年度 特別研究報告 第2分冊. (1983)
- ※第48号 水質観測点の適正配置に関するシステム解析. (1983)
- 第49号 環境汚染の遠隔計測・評価手法の開発に関する研究——昭和57年度 特別研究報告. (1984)
- ※第50号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(I)——霞ヶ浦の流入負荷量の算定と評価——昭和55~57年度 特別研究報告. (1984)

- ※第51号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(Ⅱ)―霞ヶ浦の物質循環とそれを支配する因子―昭和55～57年度 特別研究報告.(1984)
- ※第52号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(Ⅲ)―霞ヶ浦高浜入における隔離水界を利用した富栄養化防止手法の研究―昭和55～57年度 特別研究報告.(1984)
- 第53号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(Ⅳ)―霞ヶ浦の魚類及び甲かく類現存量の季節変化と富栄養化―昭和55～57年度 特別研究報告.(1984)
- ※第54号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(Ⅴ)―霞ヶ浦の富栄養化現象のモデル化―昭和55～57年度 特別研究報告.(1984)
- 第55号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(Ⅵ)―富栄養化防止対策―昭和55～57年度 特別研究報告.(1984)
- 第56号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(Ⅶ)―湯ノ湖における富栄養化とその防止対策―昭和55～57年度 特別研究報告.(1984)
- ※第57号 陸水域の富栄養化防止に関する総合研究(Ⅷ)―総括報告―昭和55～57年度 特別研究報告.(1984)
- 第58号 環境試料による汚染の長期的モニタリング手法に関する研究―昭和55～57年度 特別研究総合報告.(1984)
- 第59号 炭化水素-窒素酸化物-硫黄酸化物系光化学反応の研究―光化学スモッグチャンバーによるオゾン生成機構の研究―大気中における有機化合物の光酸化反応機構の研究―昭和55～57年度 特別研究報告(第1分冊).(1984)
- 第60号 炭化水素-窒素酸化物-硫黄酸化物系光化学反応の研究―光化学エアロゾル生成機構の研究―昭和55～57年度 特別研究報告(第2分冊).(1984)
- 第61号 炭化水素-窒素酸化物-硫黄酸化物系光化学反応の研究―環境大気中における光化学二次汚染物質生成機構の研究(フィールド研究1)―昭和55～57年度 特別研究報告(第3分冊).(1984)
- 第62号 有害汚染物質による水界生態系のかく乱と回復過程に関する研究―昭和56～58年度 特別研究中間報告.(1984)
- ※第63号 海域における富栄養化と赤潮の発生機構に関する基礎的研究―昭和56年度 特別研究報告.(1984)
- ※第64号 複合大気汚染の植物影響に関する研究―昭和54～56年度 特別研究総合報告.(1984)
- ※第65号 Studies on effects of air pollutant mixtures on plants―Part 1.(1984)
(複合大気汚染の植物に及ぼす影響―第1分冊)
- ※第66号 Studies on effects of air pollutant mixtures on plants―Part 2.(1984)
(複合大気汚染の植物に及ぼす影響―第2分冊)
- ※第67号 環境中の有害物質による人の慢性影響に関する基礎的研究―昭和54～56年度 特別研究総合報告.(1984)
- ※第68号 汚泥の土壌還元とその環境影響に関する研究―昭和56～57年度 特別研究報告.(1984)
- ※第69号 中禅寺湖の富栄養化現象に関する基礎的研究.(1984)
- ※第70号 Studies on chironomid midges in lakes of the Nikko National Park.(1984)
Part I. Ecological studies on chironomids in lakes of the Nikko National Park.
Part II. Taxonomical and morphological studies on the chironomid species collected from lakes in the Nikko National Park.
(日光国立公園の湖沼のユスリカに関する研究
―第1部 日光国立公園の湖のユスリカの生態学的研究
―第2部 日光国立公園の湖沼に生息するユスリカ類の分類学的, 生態学的研究)
- ※第71号 リモートセンシングによる残雪及び雪田植生の分布解析.(1984)
- 第72号 炭化水素-窒素酸化物-硫黄酸化物系光化学反応の研究―環境大気中における光化学二次汚染物質生成機構の研究(フィールド研究2)―昭和55～57年度 特別研究報告(第4分冊).(1985)
- ※第73号 炭化水素-窒素酸化物-硫黄酸化物系光化学反応の研究―昭和55～57年度 特別研究総合報告.(1985)
- ※第74号 都市域及びその周辺 of 自然環境に係る環境指標の開発に関する研究. 環境指標―その考え方と作成方法―昭和59年度 特別研究報告.(1984)
- 第75号 Limnological and environmental studies of elements in the sediment of Lake Biwa.(1985)
(琵琶湖底泥中の元素に関する陸水学及び環境化学的研究)
- 第76号 A study on the behavior of monoterpens in the atmosphere.(1985)
(大気中モノテルペンの挙動に関する研究)
- 第77号 環境汚染の遠隔計測・評価手法の開発に関する研究―昭和58年度 特別研究報告.(1985)
- 第78号 生活環境保全に果たす生活者の役割の解明.(1985)
- 第79号 Studies on the method for long term environmental monitoring―Research report in 1980-1982.(1985)
(環境試料による汚染の長期的モニタリング手法に関する研究)
- ※第80号 海域における赤潮発生 of モデル化に関する研究―昭和57/58年度 特別研究報告.(1985)

- ※第81号 環境影響評価制度の政策効果に関する研究—地方公共団体の制度運用を中心として。(1985)
- ※第82号 植物の大気環境浄化機能に関する研究—昭和57～58年度 特別研究報告。(1985)
- 第83号 Studies on chironomid midges of some lakes in Japan. (1985)
(日本の湖沼のユスリカの研究)
- ※第84号 重金属環境汚染による健康影響評価手法の開発に関する研究—昭和57～59年度 特別研究総合報告。(1985)
- 第85号 Studies on the rate constants of free radical reactions and related spectroscopic and thermochemical parameters. (1985)
(フリーラジカルの反応速度と分光学的及び熱力学的パラメーターに関する研究)
- 第86号 GC/MS スペクトルの検索システムに関する研究。(1986)
- 第87号 光化学二次汚染物質の分析とその細胞毒性に関する研究—昭和53～58年度 総合報告。(1986)
- ※第88号 都市域及びその周辺の自然環境等に係る環境指標の開発に関する研究Ⅱ。環境指標—応用例とシステム—昭和59年度 特別研究報告。(1986)
- 第89号 Measuring the water quality of Lake Kasumigaura by LANDSAT remote sensing. (1986)
(LANDSATリモートセンシングによる霞ヶ浦の水質計測)
- 第90号 ナショナルトラスト運動にみる自然保護にむけての住民意識と行動—知床国立公園内100平方メートル運動と天神崎市民地主運動への参加者の分析を中心として。(1986)
- 第91号 Economic analysis of man's utilization of environmental resources in aquatic environments and national park regions. (1986)
(人間による環境資源利用の経済分析—水環境と国立公園地域を対象にして)
- 第92号 アオコの増殖及び分解に関する研究。(1986)
- ※第93号 汚泥の土壌還元とその環境影響に関する研究(Ⅰ)—昭和58～59年度 特別研究総合報告第1分冊。(1986)
- ※第94号 汚泥の土壌還元とその環境影響に関する研究(Ⅱ)—昭和58～59年度 特別研究総合報告第2分冊。(1986)
- ※第95号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(Ⅰ)—汚濁負荷の発生と流出・流達—昭和58～59年度 特別研究報告。(1986)
- ※第96号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(Ⅱ)—水草帯・河口域・池沼の生態系構造と機能—昭和58～59年度 特別研究報告。(1986)
- ※第97号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(Ⅲ)—水路及び土壌による水質の浄化—昭和58～59年度 特別研究報告。(1986)
- 第98号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(Ⅳ)—自然浄化機能を活用した処理技術の開発と応用—昭和58～59年度 特別研究報告。(1986)
- 第99号 有害汚染物質による水界生態系のかく乱と回復過程に関する研究—昭和58～59年度 特別研究総合報告。(1986)
- 第100号 バックグラウンド地域における環境汚染物質の長期モニタリング手法の研究—特定汚染選択的検出法及び高感度分析技術の開発—昭和58～60年度 特別研究報告。(1986)
- 第101号 複合ガス状大気汚染物質の生体影響に関する実験的研究—昭和57～60年度 特別研究報告。(1986)
- 第102号 地球規模大気質変動に関する予備的研究。(1986)
- 第103号 環境調和型技術としての電気自動車の評価に関する基礎的研究。(1987)
- 第104号 Studies on chironomid midges in lakes of the Akan National Park. (1987)
(北海道阿寒国立公園の湖におけるユスリカ相の研究)
- 第105号 畑地土壌における水分と諸元素の動態。(1987)
- ※第106号 筑波研究学園都市における景観評価と景観体験に関する研究。(1987)
- 第107号 遠隔計測による環境動態の評価手法の開発に関する研究—昭和59～60年度 特別研究報告。(1987)
- ※第108号 植物の大気環境浄化機能に関する研究—昭和57～60年度 特別研究総合報告。(1987)
- 第109号 地域環境評価のための環境情報システムに関する研究。(1987)
- 第110号 海域における赤潮発生のモデル化に関する研究—昭和59～60年度 特別研究総合報告。(1987)
- 第111号 Application of X-Ray Photoelectron Spectroscopy to the Study of Silicate Minerals. (1987)
(ケイ酸塩鉱物研究へのX線光電子分光法の応用)
- 第112号 光化学汚染大気中における有機エアロゾルに関する研究—有機エアロゾルの生成と挙動に関する研究—昭和58～61年度 特別研究報告。(1988)
- 第113号 光化学汚染大気中における有機エアロゾルに関する研究—昭和58～61年度 特別研究総合報告。(1988)
- 第114号 水界生態系に及ぼす有害汚染物質の影響評価に関する研究—昭和60～61年度 特別研究

- 総合報告. (1988)
- 第115号 複合ガス状大気汚染物質の生体影響に関する実験的研究――昭和57～61年度 特別研究総合報告. (1988)
- 第116号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(V)――汚濁負荷の発生と流出・流達――昭和58～61年度 特別研究報告. (1988)
- 第117号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(VI)――湖沼の生態系構造と自然浄化――昭和60～61年度 特別研究報告. (1988)
- 第118号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(VII)――自然浄化機能を活用した水路・土壌による浄化と処理技術の開発――昭和60～61年度 特別研究報告. (1988)
- 第119号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(VIII)――自然浄化システムの評価方法――昭和60～61年度 特別研究報告. (1988)
- 第120号 自然浄化機能による水質改善に関する総合研究(IX) 昭和58～61年度 特別総合研究報告. (1988)
- 第121号 Studies on the Chironomid midges of Lakes in Southren Hokkaido. (1988)
(北海道南部の湖におけるユスリカ相の研究)
- 第122号 擬似ランダム変調CWライダーの開発とフィールド観測への応用. (1989)

※ 残部なし

Report of Special Research Project the National Institute for Environmental Studies

- No. 1* Man activity and aquatic environment—with special references to Lake Kasumigaura—Progress report in 1976. (1977)
- No. 2* Studies on evaluation and amelioration of air pollution by plants—Progress report in 1976-1977. (1978)

[Starting with Report No. 3, the new title for NIES Reports was changed to:]
Research report from the National Institute for Environmental Studies

- ※No. 3 A comparative study of adults and immature stages of nine Japanese species of the genus *Chironomus* (Diptera, Chironomidae). (1978)
- No. 4* Smog chamber studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides system—Progress report in 1977. (1978)
- No. 5* Studies on the photooxidation products of the alkylbenzene-nitrogen oxides system, and on their effects on cultured cells—Research report in 1976-1977. (1978)
- No. 6* Man activity and aquatic environment—with special references to Lake Kasumigaura—Progress report in 1977-1978. (1979)
- ※No. 7 A morphological study of adults and immature stages of 20 Japanese species of the family Chironomidae (Diptera). (1979)
- ※No. 8* Studies on the biological effects of single and combined exposure of air pollutants—Research report in 1977-1978. (1979)
- No. 9* Smog chamber studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides system—Progress report in 1978. (1979)
- No. 10* Studies on evaluation and amelioration of air pollution by plants—Progress report in 1976-1978. (1979)
- ※No. 11 Studies on the effects of air pollutants on plants and mechanisms of phytotoxicity. (1980)
- No. 12 Multielement analysis studies by flame and inductively coupled plasma spectroscopy utilizing computer-controlled instrumentation. (1980)
- No. 13 Studies on chironomid midges of the Tama River. (1980)
Part 1. The distribution of chironomid species in a tributary in relation to the degree of pollution with sewage water.
Part 2. Description of 20 species of Chironominae recovered from a tributary.
- No. 14* Studies on the effects of organic wastes on the soil ecosystem—Progress report in 1978-1979. (1980)
- ※No. 15* Studies on the biological effects of single and combined exposure of air pollutants—Research report in 1979. (1980)
- No. 16* Remote measurement of air pollution by a mobile laser radar. (1980)
- ※No. 17* Influence of buoyancy on fluid motions and transport processes—Meteorological characteristics and atmospheric diffusion phenomena in the coastal region—Progress report in 1978-1979. (1980)
- No. 18 Preparation, analysis and certification of PEPPERBUSH standard reference material. (1980)
- ※No. 19* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Lake current of Kasumigaura (Nishiura)—1978-1979. (1981)
- ※No. 20* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Geomorphological and hydrometeorological characteristics of Kasumigaura watershed as related to the lake environment—1978-1979. (1981)
- No. 21* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Variation of pollutant load by influent rivers to Lake Kasumigaura—1978-1979. (1981)
- No. 22* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Structure of ecosystem and standing crops in Lake Kasumigaura—1978-1979. (1981)
- No. 23* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Applicability of trophic state indices for lakes—1978-1979. (1981)
- No. 24* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Quantitative analysis of eutrophication effects on main utilization of lake water resources—1978-1979. (1981)
- No. 25* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Growth characteristics of Blue-Green Algae, *Mycrocystis*—1978-1979. (1981)
- No. 26* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Determination of algal growth potential by algal assay procedure—1978-1979. (1981)

- No. 27* Comprehensive studies on the eutrophication of fresh-water areas—Summary of researches—1978-1979. (1981)
- No. 28* Studies on effects of air pollutant mixtures on plants—Progress report in 1979-1980. (1981)
- ※No. 29 Studies on chironomid midges of the Tama River. (1981)
Part 3. Species of the subfamily Orthocladiinae recorded at the summer survey and their distribution in relation to the pollution with sewage waters.
Part 4. Chironomidae recorded at a winter survey.
- ※No. 30* Eutrophication and red tides in the coastal marine environment — Progress report in 1979-1980. (1982)
- ※No. 31* Studies on the biological effects of single and combined exposure of air pollutants—Research report in 1980. (1981)
- No. 32* Smog chamber studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides system—Progress report in 1979—Research on the photochemical secondary pollutants formation mechanism in the environmental atmosphere (Part 1). (1982)
- No. 33* Meteorological characteristics and atmospheric diffusion phenomena in the coastal region—Simulation of atmospheric motions and diffusion processes — Progress report in 1980. (1982)
- ※No. 34* The development and evaluation of remote measurement methods for environmental pollution—Research report in 1980. (1982)
- No. 35* Comprehensive evaluation of environmental impacts of road and traffic. (1982)
- ※No. 36* Studies on the method for long term environmental monitoring—Progress report in 1980-1981. (1982)
- ※No. 37* Study on supporting technology for systems analysis of environmental policy — The Evaluation Laboratory of Man-Environment Systems. (1982)
- No. 38 Preparation, analysis and certification of POND SEDIMENT certified reference material. (1982)
- ※No. 39* The development and evaluation of remote measurement methods for environmental pollution—Research report in 1981. (1983)
- No. 40* Studies on the biological effects of single and combined exposure of air pollutants—Research report in 1981. (1983)
- ※No. 41* Statistical studies on methods of measurement and evaluation of chemical condition of soil—with special reference to heavy metals—. (1983)
- ※No. 42* Experimental studies on the physical properties of mud and the characteristics of mud transportation. (1983)
- ※No. 43 Studies on chironomid midges of the Tama River. (1983)
Part 5. An observation on the distribution of Chironominae along the main stream in June, with description of 15 new species.
Part 6. Description of species of the subfamily Orthocladiinae recovered from the main stream in the June survey.
Part 7. Additional species collected in winter from the main stream.
- No. 44* Smog chamber studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides system—Progress report in 1979—Research on the photochemical secondary pollutants formation mechanism in the environmental atmosphere (Part 2). (1983)
- No. 45* Studies on the effect of organic wastes on the soil ecosystem—Outlines of special research project—1978-1980. (1983)
- ※No. 46* Studies on the effect of organic wastes on the soil ecosystem—Research report in 1979-1980, Part 1. (1983)
- ※No. 47* Studies on the effect of organic wastes on the soil ecosystem—Research report in 1979-1980, Part 2. (1983)
- No. 48* Study on optimal allocation of water quality monitoring points. (1983)
- No. 49* The development and evaluation of remote measurement method for environmental pollution—Research report in 1982. (1984)
- ※No. 50* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters—Estimation of input loading of Lake Kasumigaura—1980-1982. (1984)
- ※No. 51* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters—The function of the ecosystem and significance of sediment in nutrient cycle in Lake Kasumigaura—1980-1982. (1984)
- ※No. 52* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters—Enclosure experiments for restoration of highly eutrophic shallow Lake Kasumigaura—1980-1982. (1984)
- No. 53* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters—Seasonal

- changes of the biomass of fishes and crustacea in Lake Kasumigaura-1980-1982. (1984)
- ※No. 54* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters-Modeling the eutrophication of Lake Kasumigaura-1980-1982. (1984)
 - No. 55* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters-Measures for eutrophication control-1980-1982. (1984)
 - No. 56* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters-Eutrophication in Lake Yunoko-1980-1982. (1984)
 - ※No. 57* Comprehensive studies on the eutrophication control of freshwaters-Summary of researches-1980-1982. (1984)
 - No. 58* Studies on the method for long term environmental monitoring - Outlines of special research project in 1980-1982. (1984)
 - No. 59* Studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides-sulfur oxides system - Photochemical ozone formation studied by the evacuable smog chamber-Atmospheric photooxidation mechanisms of selected organic compounds - Research report in 1980-1982, Part 1. (1984)
 - No. 60* Studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides-sulfur oxides system-Formation mechanisms of photochemical aerosol-Research report in 1980-1982, Part 2. (1984)
 - No. 61* Studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides-sulfur oxides system - Research on the photochemical secondary pollutants formation mechanism in the environmental atmosphere(Part 1) - Research report in 1980-1982, Part 3. (1984)
 - No. 62* Effects of toxic substances on aquatic ecosystems -Progress report in 1980-1983. (1984)
 - ※No. 63* Eutrophication and red tides in the coastal marine environment -Progress report in 1981. (1984)
 - ※No. 64* Studies on effects of air pollutant mixtures on plants-Final report in 1979-1981. (1984)
 - ※No. 65 Studies on effects of air pollutant mixtures on plants-Part 1. (1984)
 - ※No. 66 Studies on effects of air pollutant mixtures on plants-Part 2. (1984)
 - ※No. 67* Studies on unfavourable effects on human body regarding to several toxic materials in the environment, using epidemiological and analytical techniques-Project research report in 1979-1981. (1984)
 - ※No. 68* Studies on the environmental effects of the application of sewage sludge to soil-Research report in 1981-1983. (1984)
 - ※No. 69 Fundamental studies on the eutrophication of Lake Chuzenji - Basic research report. (1984)
 - ※No. 70 Studies on chironomid midges in lakes of the Nikko National Park
Part I. Ecological studies on chironomids in lakes of the Nikko National Park.
Part II. Taxonomical and morphological studies on the chironomid species collected from lakes in the Nikko National Park. (1984)
 - ※No. 71* Analysis on distributions of remnant snowpack and snow patch vegetation by remote sensing. (1984)
 - No. 72* Studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides-sulfur oxides system-Research on the photochemical secondary pollutants formation mechanism in the environmental atmosphere - Research report in 1980-1982, Part 4. (1985)
 - ※No. 73* Studies on photochemical reactions of hydrocarbon-nitrogen oxides-sulfur oxides system-Final report in 1980-1982. (1985)
 - ※No. 74* A comprehensive study on the development of indices system for urban and suburban environmental quality-Environmental indices-Basic notion and formation. (1984)
 - No. 75 Limnological and environmental studies of elements in the sediment of Lake Biwa. (1985)
 - No. 76 A study on the behavior of monoterpenes in the atmosphere. (1985)
 - No. 77* The development and evaluation of remote measurement methods for environmental pollution-Research report in 1983. (1985)
 - No. 78* Study on residents' role in conserving the living environment. (1985)
 - No. 79 Studies on the method for long term environmental monitoring-Research report in 1980-1982. (1985)
 - No. 80* Modeling of red tide blooms in the coastal sea-Research report in 1982-1983. (1985)

- ※No. 81* A studies on effects of implementing environmental impact assessment procedure
—With particular reference to implementation by local governments. (1985)
- ※No. 82* Studies on the role of vegetation as a sink of air pollutants—Research report
in 1982-1983. (1985)
- No. 83 Studies on chironomid midges of some lakes in Japan. (1985)
- ※No. 84* A comprehensive study on the development of assessment techniques for health
effects due to environmental heavy metal exposure—Final report in 1982-1984.
(1985)
- No. 85 Studies on the rate constants of free radical reactions and related spectro-
scopic and thermochemical parameters. (1985)
- No. 86* A novel retrieval system for identifications of unknown mass spectra. (1986)
- No. 87* Analysis of the photochemical secondary pollutants and their toxicity on
cultured cells—Research report in 1978-1983. (1986)
- No. 88* A comprehensive study on the development of indices systems for urban and
suburban environmental quality II —Environmental indices—Applications and
systems. (1986)
- No. 89 Measuring the water quality of Lake Kasumigaura by LANDSAT remote sensing.
(1986)
- No. 90* National trust movement in Japanese nature conservation — Trustworthy or
illusion?(1986)
- No. 91 Economic analysis of man's utilization of environmental resources in aquatic
environments and national park regions. (1986)
- No. 92* Studies on the growth and decomposition of water-bloom of Microcystis. (1986)
- ※No. 93* Studies on the environmental effects of the application of sewage sludge to
soil(I)—Research report and papers(Part 1)in 1983-1984. (1986)
- ※No. 94* Studies on the environmental effects of the application of sewage sludge to
soil(II)—Research report and papers(Part 2)in 1983-1984. (1986)
- ※No. 95* Comprehensive studies on effective use of natural ecosystems for water quality
management(I)—Drainage and flowing down of pollutant load— Research report
in 1983-1984. (1986)
- ※No. 96* Comprehensive studies on effective use of natural ecosystems for water quality
management(II)—Structure and function of the ecosystems of littoral zone —
Research report in 1983-1984. (1986)
- ※No. 97* Comprehensive studies on effective use of natural ecosystems for water quality
management(III)—Self-purification in stream and soil—Research report in 1983-
1984. (1986)
- No. 98* Comprehensive studies on effective use of natural ecosystems for water quality
management(IV)—Development and application of wastewater treatment technolo-
gies utilizing self-purification ability—Research report in 1983-1984. (1986)
- No. 99* Effects of toxic substances on aquatic ecosystems—Final report in 1981-1984.
(1986)
- No.100* Studies on the methods for long-term monitoring of environmental pollutants in
the background regions—Development of highly sensitive and selective analyt-
ical methods for measurement of pollutants in the background regions—Progress
report in 1983-1985. (1986)
- No.101* Experimental studies on the effects of gaseous air pollutants in combination
on animals. (1986)
- No.102* A review on studies of the global scale air quality perturbation. (1986)
- No.103* Technological assessment of electric vehicle from the environmental protection
viewpoint. (1987)
- No.104 Studies on chironomid midges in lakes of the Akan National Park. (1987)
Part I. Distribution of chironomid larvae in Lake Akan, Lake Panke and Lake
Kussyaro.
Part II. Chironomid midges collected on the shore of lakes in the Akan National
Park, Hokkaido(Diptera, Chironomidae)
- No.105* Formulation of the dynamic behavior of water and solutes leaching through the
field soil. (1987)
- ※No.106* Appraised landscape and thier environmental value in Tsukuba Science City.
(1987)
- No.107* Studies on remote sensing for spatial and temporal analysis of environment—
Research report in 1984-1985. (1987)
- No.108* Studies on the role of vegetation as a sink of air pollutants—Final report in
1982-1985. (1987)

- No.109* Studies on environmental information system for regional environmental evaluation. (1987)
- No.110* Modeling of Red Tide Blooms in the Coastal Sea — Final report in 1984-1985. (1987)
- No.111 Application of X-Ray Photoelectron Spectroscopy to the Study of Silicate Minerals. (1987)
- No.112* Study on the Organic Aerosols in the Photochemically Polluted Air — Studies on Formation and Behavior of Organic Aerosols — Research report in 1983-1986. (1988)
- No.113* Studies on the Organic Aerosols in the Photochemically Polluted Air — Final Report in 1983-1986. (1988)
- No.114* Studies on the Assessment of the Hazard of Chemical Substances to Aquatic Ecosystems — Progress Report in 1985-1986. (1988)
- No.115* Experimental Studies on the Effects of Gaseous Air Pollutants in Combination on Animals — Final Report in 1982-1986. (1988)
- No.116* Comprehensive Studies on Effective Use of Natural Ecosystems for Water Quality Management(V)—Drainage and Flowing Down of Pollutant Load— Research Report in 1983-1986. (1988)
- No.117* Comprehensive Studies on Effective Use of Natural Ecosystems for Water Quality Management(VI)—Lake Restoration and Ecosystems— Research Report in 1983-1986. (1988)
- No.118* Comprehensive Studies on Effective Use of Natural Ecosystems for Water Quality Management(VII)—Use of Self-purification in Soil and Stream, and Development of Biological Waste Water Treatment Technology— Research Report in 1985-1986 (1988)
- No.119* Comprehensive Studies on Effective Use of Natural Ecosystems for Water Quality Management(VIII)—Evaluation methods of Self-purification Water Treatment System — Research Report in 1985-1986. (1988)
- No.120* Comprehensive Studies on Effective Use of Natural Ecosystems for Water Quality Management(IX)—Final Report in 1983-1986. (1988)
- No.121 Studies on the Chronomid midges of Lakes in Southren Hokkaido. (1988)
- No.122* Development of Pseudo-Random Modulation CW Lidar and Its Application to Field Measurements. (1989)

* in Japanese

※ out of stock

委員長	後藤典弘	委員	笹野泰弘
副委員長	相馬光之	〃	相崎守弘
〃	三浦卓	〃	小林隆弘
委員	海野英明	〃	太田庸起子
〃	宇都宮陽二郎	〃	古川昭雄
〃	田村正行	〃	大政謙次
〃	藤井敏博	事務局	古田早苗

〔昭和 63 年 10 月 27 日編集委員会受付〕

〔昭和 63 年 11 月 28 日編集委員会受理〕

RESEARCH REPORT FROM
THE NATIONAL INSTITUTE FOR ENVIRONMENTAL STUDIES, JAPAN

No. 122

国立公害研究所研究報告 第 122 号

(R-122-'89)

平成元年 2 月 28 日発行

発行 環境庁 国立公害研究所

〒 305 茨城県つくば市小野川 16 番 2

印刷 株式会社 明文社

〒103 東京都中央区日本橋蛸殻町1-24-8

Published by the National Institute for Environmental Studies

Onogawa 16-2, Tsukuba, Ibaraki 305 Japan

February 1989