

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	信号場の概念を導入した能動的計測系の高度化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	大山真司
Author(English)	SHINJI OHYAMA
出典(和文)	学位:工学博士, 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3165号, 授与年月日:1998年3月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3165号, Conferred date:1998/3/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

信号場の概念を導入した 能動的計測系の高度化に関する研究

平成9年度

東京工業大学
工学部 制御システム工学科

大山 真司

論文要旨

本論文では、位置計測系を能動的に高度化するための着眼点と具体的方法論について述べている。本研究での「信号場」とは、「能動的計測系において、測定の目的に合うように送・受信系の素子配置や、放射する信号の変調方式を意図的に選択・組合せることで、必要な情報を効率的に得るために作られた合成場」のことである。本論文ではこの意図を効率的に実現するよう計測系のもつ冗長度を積極的に活用する方法について検討し、学習漸進的計測系構築の一つの筋道を与えている。

はじめに、これまで提案されている種々の能動的な位置計測方式の中で、結果として信号場が形成されている例を取上げて、これらがどのような機能の組合せで構成されているかを分析した。そして信号場を構成し利用する上で重要な視点、すなわち、「発信系および素子の配置」、「受信系の構成と信号処理」、「計測システムの構造」の三つの観点を抽出した。また、本研究で扱う能動的な位置計測系の一つの特徴である LPS (Local Positioning System) の考え方を GPS (Global Positioning System) との対応から説明した。

第一の視点である「発信系の高度化と素子の配置問題」として、効果的ないくつかの構造化照明法を分析し、信号場を構成するために発信系の配置と変調関数について考慮すべき点をまとめた。これらに基づいて「回転信号場」と「半開放型信号場」の構成法およびそれらを用いた計測法について述べた。回転信号場では、合成信号としての正弦波の位相とヨー角の関係がほぼ一致するように、正方形の各頂点に配置した4つの光源を $\pi/4$ ずつ位相をずらした正弦波で点灯させた。こうして作られた信号場と平面上に配置した複数の受信点の信号を処理して、代表点の位置座標と平面の姿勢を計測する方法を考案し、これを実験的に確認した。また、半開放型信号場では、二つの光源から発せられた光合成信号の等位相線を車庫に自動車を誘導するための軌跡として利用する系につき考察し、その効果を実験的に確認した。

続いて、第二の視点である「受信系と信号処理の高度化」として、「囲い込み信号場」による位置計測を取上げて受信系と信号処理の高度化について考察した。この系は4本の線状光源を正方形の四辺上に配置し、これらを正弦関数で変調することにより、合成波の位相から x, y 方向の座標を独立に求められる計測系を考案し、その効果を実験的に確認した。受光素子について感度特性の無指向性化の意義とその方法について述べた後、高速・高精度な位相検出信号処理法として、二値の点灯関数を利用する方法、正弦点灯関数と同期積分法を利用する新たな位相検出法を提案し、その有効性を実験的にも確認した。

第三の視点として「計測システムの高度化」では、単に信号場を構成して測定に利用するだけではなく、測定誤差を積極的に減少するためのシステムの構築を目指した。その際、計測における誤差の扱い方とズーム的機能に関して基本的な考察をし、これを、囲い込み信号場の系に適用する方法について詳述し

た。具体的には、点灯関数の初期位相と輝度比を調整すれば、目標点での位置計測感度を目標感度に設定できる方法であり、結果として偶然誤差を低減する効果をもっている。この機能をもつ実験系を構成してその有効性を確認した。また、本手法の拡張系であり、実用面で重要な複数受信系への適用法についても述べ、ここで考案したシステムが前段の計測結果を後段の学習データとして用いる「学習漸進的計測系」になることを指摘した。

最後に「結言」として、研究結果の総括と将来展望について述べた。本論文で扱った「初期位相と輝度比調整に基づくズーミング」は「学習漸進的計測系の構成」の一例になっており、この考え方を一般化、普遍化することで種々の計測法を高度化できる可能性があることを示した。

目次

第 1 章 緒言	1
1.1 研究の背景	1
1.1.1 計測技術とその体系化の歩み	1
1.1.2 フィードバックを活用する計測系	3
1.1.3 能動的計測系の高度化	4
1.2 本研究の目的	6
1.3 本論文の構成	6
第 2 章 従来の能動的位置計測方式と高度化の視点	9
2.1 能動計測と信号場	9
2.1.1 「問診」と能動計測のアナロジ	9
2.1.2 GPSとLPS	10
2.2 従来法の信号場論的解釈	17
2.2.1 効果的な構造化照明の例	17
2.2.2 航空機進入着陸航法システム	19
2.2.3 自動化副尺法による高分解能変位計測	20
2.2.4 挟み込んだ超音波を用いた位置計測	22
2.3 能動的位置計測を高度化する視点	24
2.3.1 発信系の高度化と素子の配置問題	24
2.3.2 受信系と信号処理の高度化	24
2.3.3 計測システムの高度化	24
2.4 本章のまとめ	25
第 3 章 発信系の高度化と素子の配置問題	26
3.1 能動的計測における構造化照明の効果	26
3.1.1 種々の能動計測系と構造化照明の特徴まとめ	26
3.1.2 構造化照明の効果を分析して得られた知見	26
3.1.3 信号場構成の意図	28
3.2 回転信号場による回転角と位置の計測	28
3.2.1 回転信号場の構成	28
3.2.2 位置および回転角の計測	31
3.2.3 実験方法と結果	34
3.3 半開放空間型信号場による自動車車庫入れ軌道生成	37
3.3.1 緒言	37

3.3.2	SOSF のための光学的素子配置	37
3.3.3	等位相線と位相分布を用いた SOSF の性質分析	39
3.3.4	実験による位相分布の測定	44
3.4	本章のまとめ	48
第 4 章	受信系と信号処理の高度化	52
4.1	囲い込み信号場による位置・姿勢計測	52
4.1.1	囲い込み信号場の実現	52
4.1.2	位置および姿勢計測への応用	56
4.1.3	実験方法と結果	58
4.2	受光システムの無指向性化	61
4.2.1	多角柱センサシステム	61
4.2.2	円錐ミラーと扇形センサの組合せ	62
4.3	高精度位相検出法	64
4.3.1	種々の位相検出法	64
4.3.2	Walsh 発光とサンプリングを利用した位相検出	64
4.3.3	同期積分法の原理に基づく高速・高精度位相検出	70
4.4	本章のまとめ	75
第 5 章	計測システムの高度化	76
5.1	計測におけるズーム的機能	76
5.1.1	計測の基本的構造と計測方程式	76
5.1.2	ズーム的機能が誤差低減に及ぼす効果	78
5.2	輝度比調整に基づくズーミング	80
5.2.1	輝度比を操作パラメータとする点灯関数	80
5.2.2	輝度比による位相特性の変化	81
5.2.3	輝度比を用いたズーム的機能の実現	83
5.2.4	雑音の大きさと測定誤差の関係	84
5.2.5	実験方法と結果	87
5.3	初期位相と輝度比を組合せて調整するズーミング	88
5.3.1	初期位相と輝度比の導入	88
5.3.2	操作パラメータが位相特性に及ぼす影響	89
5.3.3	初期位相と輝度比を組合せたズーム的機能の実現	89
5.3.4	x, y 軸間干渉の影響除去	93
5.3.5	実験方法と結果	96
5.4	複数受信点をもつシステムへの拡張	104
5.4.1	発光・受光系のレベル差を考慮したモデリング	104
5.4.2	ズーム的機能と複数点計測の両立	105
5.5	先験的知識および学習データの活用	109
5.6	本章のまとめ	110

第 6 章 結言	111
6.1 本論文の結論	111
6.2 残された課題	113
6.3 学習漸進的計測系の構築を目指して	113
6.3.1 学習漸進的計測系の基本構成	113
6.3.2 マクロ・ミクロ計測の意味	115
参考文献	116
謝 辞	127
付 録 A 光源と受光部の高さが異なる囲い込み信号場の解析	129
付 録 B 実験装置の主要電子回路	136
B.1 同期積分回路	136
B.2 点灯関数発生回路 (4 phase digital function generator)	137

目 次

1.1	Structure of successive comparison A/D converter.	3
1.2	Delta sigma modulator for over sampling A/D converter.	4
1.3	Structure of this thesis.	8
2.1	Doctor's mundtherapie and stethoscopy.	10
2.2	Global positioning system.	11
2.3	Long range navigation system.	12
2.4	Schematic view of position and attitude measurement system for heliport on rooftop of building	13
2.5	Schematic view of cooperative work on construction spot	14
2.6	Schematic view of Rendezvous Docking[30]	15
2.7	Space encoding range imaging[33]	17
2.8	Color high light method [45]	18
2.9	Instrument Landing System[49]	19
2.10	Orientation measurement method of MLS[49]	20
2.11	Arrangements of optical element arrays for displacement measurement system with Vernier scale[51]	21
2.12	Both side signal field by super sonic signal[56]	22
3.1	Geometrical arrangement of experiment.	29
3.2	Properties of the optical rotating signal field	31
3.3	Six variables $(p, q, r, \lambda, \mu, \theta)$ about position and attitude	32
3.4	Experimental setup.	34
3.5	Amplitude measurement of cosine component.	35
3.6	Experimental results	36
3.7	Concept of semi-open signal field for car garaging support system	37
3.8	Geometrical arrangement for semi-open signal field.	38
3.9	Distribution of ϕ and iso-phase lines in case of $\alpha = 1, \Theta = 0$	39
3.10	Distribution of ϕ changing in α	40
3.11	Distribution of ϕ changing in Θ	41
3.12	Change in iso-phase lines according to arrangement of linear LED arrays.	43
3.13	Schematic view of experimental system.	44
3.14	Photograph of experimental system.	44
3.15	Construction of non-directional LED array and each directional characteristics.	45
3.16	Relationship between theoretical and experimental directional characteristics.	46

3.17 Construction of non-directional photo sensor system.	47
3.18 Relationship between theoretical and experimental directional characteristics of photo sensor system.	48
3.19 Relationship between experimental and theoretical iso-phase lines.	49
3.20 Experimental results of effects α	50
3.21 Experimental results of effects θ	51
4.1 Geometrical arrangement of LEDs and detector.	53
4.2 Dependence of phase shift on position.	54
4.3 Iso-phase lines and their distribution in case of $L = \infty$	55
4.4 Equi-phase lines and its distribution in case of $L = 2a$	55
4.5 Geometry of quadrangular prism sensor.	56
4.6 Dependence of P_{1-D} on attitude θ and position (x, y)	57
4.7 Scheme of experimental system.	58
4.8 Photograph of experimental system.	60
4.9 Experimental results of position measurement.	61
4.10 Experimental results of orientation measurement. (θ)	61
4.11 An approach to non-directional photo sensory system by polygonal prism strategy.	62
4.12 Construction of composite sensory system with cone mirror and multi-sectors detector.	63
4.13 Position (A,B,C,D) and binary lighting function of light sources.	65
4.14 Field intensity waveform at point P related to Fig. 4.13. (A.C. component) . . .	66
4.15 Data sampling times.	67
4.16 Waveform of $P'(t)$ and its component.	68
4.17 Scheme of phase detector.	73
4.18 Block diagram of phase detector.	73
4.19 Experimental results of phase detector based on synchronus integrator.	74
5.1 Relationship between quantity to be measured and observed value.	78
5.2 Effect of sensitivity to error reduction	78
5.3 Geometrical arrangement for enclosing signal field.	80
5.4 Dependence of brightness ratio α	81
5.5 Maximum sensitivity points.	82
5.6 Macro and micro measurement based on adjustment of brightness ratio.	83
5.7 Experimental results of zooming function.	87
5.8 Dependence of brightness ratio α	89
5.9 Dependence of initial phase shift Θ_1	90
5.10 Optimum tuning using both initial phase and brightness ratio.	91
5.11 Macro- and micro- measurement based on adjustment of both initial phase and brightness ratio.	92
5.12 Displacement of characteristic curves depending on y	93
5.13 Flow chart of two-dimensional zooming measurement.	94
5.14 Linear approximation method around x_0	95

5.15	Block diagram of measurement function.	95
5.16	Outline of experimental setup.	96
5.17	Block-diagram of function generator	97
5.18	Photograph of experimental system.	98
5.19	Experimental results of fundamental effect of Θ_1 and α	99
5.20	Experimental results of optimum characteristics curve where the zooming points are $-240, -180, -120, -60, 0, 60, 120, 180, 240[\text{mm}]$	100
5.21	Relationship between sensitivity S_M and standard deviation in error.	101
5.22	Results of position measurement; relationship between set position and measured errors.	102
5.23	General arrangement for enclosing signal filed with level deference.	104
5.24	Dependence of height to the relationship between position and height.	105
5.25	Optimum initial phase Θ_μ and brightness ratio α_μ for each position x	107
5.26	Optimum amplitude κ_A' and κ_B' for each position x	108
5.27	Concept of double modulation for multiple points zooming.	109
6.1	Basic structure of progressive learning measurement system.	114
A.1	General arrangement with level difference between LEDs and detectors for en- closing signal filed.	129
B.1	Electric circuit of synchronus integrator(analog part)	136
B.2	Electric circuit of synchronus integrator(timing controller)	137
B.3	Electric circuit of 4 phase digital function generator.	138

第 1 章 緒 言

第 1 章 緒言

1.1 研究の背景

1.1.1 計測技術とその体系化の歩み

21世紀の到来を間近に控えた今日、日本産業を支える科学技術はその分岐点に立たされている。米国企業が再生を果たし、アジア諸国の企業が着実に力をつけてきたのに比べると、バブル経済の後遺症に苦しむ日本の産業界、とりわけ製造業は自信喪失の状態にあるといわれる[1]。そのなかでも、これまで強さを誇ってきた鉄鋼や自動車産業、メモリーに代表される半導体産業などは、これからまさにその真価を問われんとする状況にある。振り返ってみると、80年代の日本製品の強さは計測技術と必ずしも無縁ではない。日本製品は、高性能の検査・計測装置とそれらを縦横に使いこなした品質管理技術のおかげで、その高品質故に人件費の高さまでも補って優位を保ってきたのである。

科学技術に関する変貌の兆しは別の側面からも垣間見ることができる。半導体、とりわけ、マイクロプロセッサの分野では、「いかに作るか」でなく「何を作るか」に主眼を移すことの必要性が指摘されて久しい[2]。計測技術の分野についても、従来からある測定量を可能な限り高精度に計量したり、単に、複数の測定装置を並列設置して短時間に数多くのデータをサンプルするのとは違って、今まで測定できなかった味やにおいなど全く新しい測定量を対象とするセンサや、「快適さ」、「乗り心地」、「着心地」といった人間の感性を扱う分野、さらには、感覚量計測に代表される非線形・多次元の測定量を効率的に処理する新たな計測の考え方が求められている。

こうした感性工学や感覚量計測の考え方は、これまでの「足早」で「右上がり一辺倒」の産業・経済構造から、人間やそれを取り巻く自然をもう一度見直そうという思想にも通じており、「環境」、「福祉」が声高に叫ばれる今日の時代背景をよく映し出している。このような「環境の時代」はまた、新しいかたちの計測技術を要求している。広域多次元計測技術や微量高感度分析技術、各種環境汚染測定に必要な ppm, ppb 単位の安定で高精度な計測技術、高純度物質の品質管理のための測定技術、これらはまさに、「超センシング[3]」の呼び名にふさわしいが、既存の計測技術を単に高速化、高精度化したり、観測点を増やすだけの多次元化、すなわち「技術の外挿」ではなく、今までの技術の延長にはない新たな技術の創出が要求される質的転換のときなのである。

山崎は92年に「計測と制御」の「特集：計測技術のフロンティア[4]」の中で、「計測工学の横断的な構造やニーズ指向的な計測技術の性格を明確化し、計測工学の体系の構築を図りたい」と述べているが、こうした質的転換のときこそ、従来の考え方を整

理し直してそれらのエッセンスを抽出し、新しい要素を加えてさらに発展させてゆく体系化の努力が重要であると筆者は考える。

体系化の努力は、裏返していうと「計測」の本質を理解するための努力であること、また、今日の計測技術は計算機の利用技術と密接にかかわっていること、を念頭において、約20年間の計測工学の体系化に関して簡単にレビューする。

80年代に入ってもなく北森は、計測の構造と機能について、計測の本質を「計測は結果的には知識獲得で、伝えるものは情報 [5]」と捕らえ、計測システムにおけるデジタル計算機の役割を今日的な意味においても正確に把握し、「計測系におけるデジタル計算機についてその機能が自然の支配を受けない [5]」点が重要であることを指摘した。これは、後の解説で指摘しているように、「計測は知識工学そのもので、最も本質的なところは因果律の逆をたどること [6]」であることと「計測は物理的世界で自然に行われることではない、人間の知的活動の世界、あるいは情報の世界で行われる過程 [6]」であることを対比させると理解しやすい。

この「因果律の逆をたどる過程」について、端的に「計測の構造は逆問題 [7], [8]」と捕らえたり、小林は、変換・逆変換の過程を「計測方程式」として基本的数理構造を理解する考え方を示した [9]。

これらと前後して、計算機は計測系の後段に位置して単にデータ処理をするのではなく、計算機の役割として計測系のもつ自由度を変更するために利用する系がいくつか報告された [10, 11, 12]。このような計算機の使い方は、ロボットのセンシングシステムの研究に影響を与え、従来の能動計測から「アクティブセンシング [13]」、または、「能動的センシング [14, 15]」と呼ばれる概念の拡張につながった。石川は、この「能動的センシング」について、単純な照明のように単にエネルギーを供給するものを「エネルギー能動性」、センシングに関連する情報を外部から供給するものを「情報能動性」と呼んで区別している [16]。出澤はロボットの目的行動を遂行するために必要な情報を意図的・計画的に獲得するためのセンシング形態について、「意図的センシング (intentional sensing) [17]」の言葉を使って説明している。

一方で、計算機と計測系の関係について、「とにかく大量にデータを収集し、デジタル計算機で計算すれば何とかかなるという風潮を生みだし、それが計測という錯覚を起こしかねない状況すらある [18]」との警鐘には耳を傾けるべきである。

安藤は最近の解説 [19] の中で、センシングの構造を次の3つにまとめて表現した。

1. センシング対象の構造
2. センサ自体の構造
3. センサ情報と知識の融合の構造

このうち、1. 2. の視点は従来から、構造型センサ、物性型センサの分類の枠組み(例えば文献 [20, 21] など)があったり、モードによる分類 [21] がなされたりしており、こうした考え方を継承していると言えるが、3. の視点は新しくこれについてはさらに「フィードバックは重要な構造の一部である」と具体的に述べている。

これとは独立に筆者らは、文部省科学研究費助成金申請書(課題番号: 08455191, 代表研究者: 東工大 小林 彬 教授)の中ではじめて「学習漸進的計測系の構成方法に関する研究」の標題を掲げてフィードバックを活用する計測系の構成方法を探り上げ、学習データを用いてパラメータ調整することにより、高精度で環境の変化にロバストな系

を作るための考え方[22]を説明した。この研究は平成10年度までの予定で現在進行中である。

1.1.2 フィードバックを活用する計測系

つぎに、前述の考え方の基本になるフィードバックを活用する計測系の例を採り上げて説明する。フィードバックループをもつ計測系それ自身は必ずしも新しい構成ではなく、従来の計測システムに見いだすことができるが、その効果が端的に現れているので以下の2つの例を使って説明する。

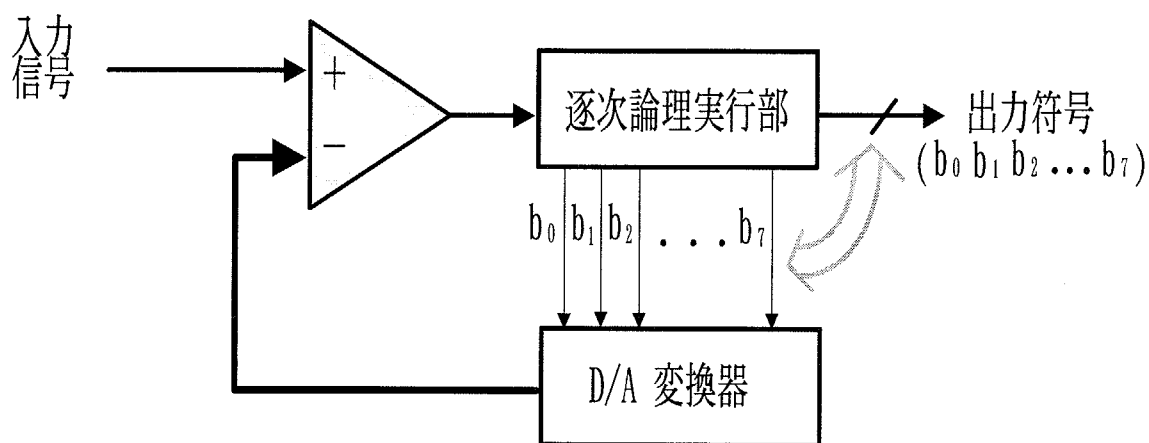


Fig. 1.1 Structure of successive comparison A/D converter.

はじめの例は逐次比較型 A/D 変換器である。A/D 変換は言うまでもなく、自然界のアナログ量を計算機世界のデジタル量に変換する手段であるが、この中に計測系において情報を扱う際の着目点が潜んでいる点は興味深い。逐次比較型 A/D 変換は、天秤の原理に基づき、その分銅の重さとして2進数に対応する値を用いて、最小の比較回数で釣り合う分銅の組合せを見いだす方法である。Fig. 1.1にその構成を示す。図に示すように、比較器と D/A 変換器および逐次比較ロジックを遂行する論理実行部からなっている。ある比較段階で決まった上位ビットの結果に次に決めるべきビットに相当する電圧を加え、これとアナログ入力電圧を比較してその大小に従ってこのビットの1,0を決めるのである。入力電圧がアナログであるのに対して、変換の途中段階はデジタル的に保持されていて、次のビットを決める動作がフィードバックにより実行される。変換動作を考えるとわかるように、比較回数を最小にできるのは情報のフィードバックがあることによっており、前回の比較から次の比較量を生み出す論理の中にこの方法の本質があるとともに、これを実現できるのはフィードバックループがあるからに他ならない。

次の例はオーバーサンプリング A/D 変換器[23]($\Delta\Sigma$ A/D 変換器と呼ばれることもある)に用いられる $\Delta\Sigma$ 変調部である。先に紹介した安藤の解説の中で、同じ例を取りあげて「知識とフィードバックを利用して適応的に低ビット量子化をしている[19]」と表現しているように、符号理論[24]の考え方を適応し、符号総数を減らして情報伝送を効率化する圧縮符号化になっている。

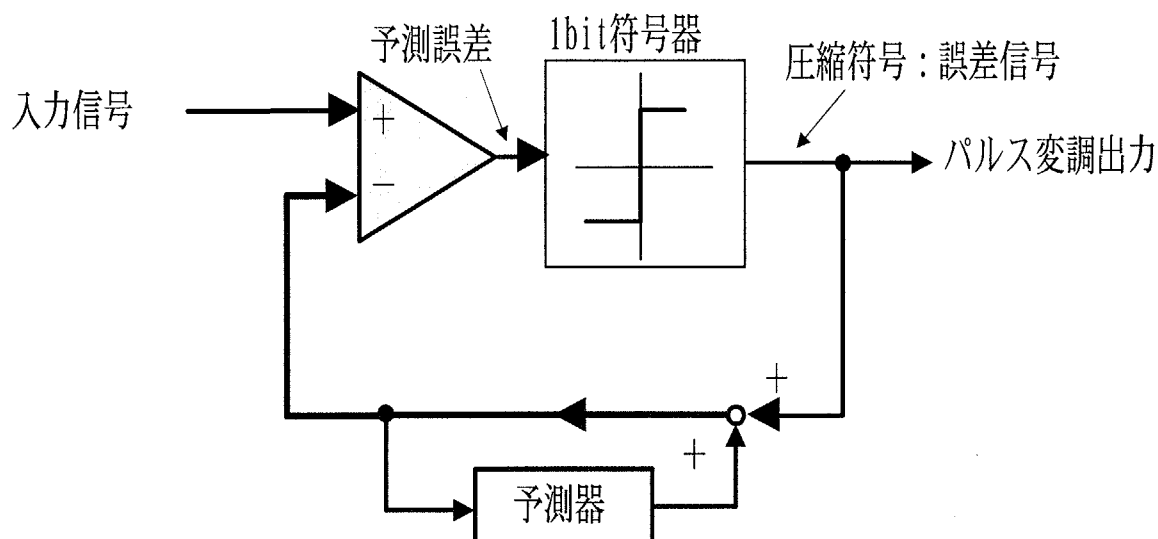


Fig. 1.2 Delta sigma modulator for over sampling A/D converter.

Fig. 1.2にこのA/D変換器の $\Delta\Sigma$ 変調部の構成を示す。A/D変換器全体としては、図の構成の後段に予測フィルタ(後述)とデジタルフィルタ(LPF)を配してデータを間引いて用いる。この図の構成もフィードバックループ(図の太線部分)を有している点が注意を引く。なお、予測器を中心とするポジティブフィードバック部分(予測フィルタ)はこれまでの値に1ビットの予測誤差を加えるいわゆる積算器に相当する。「予測器」という名称は計測の立場からはなじみにくい、過去のデータから次のデータの範囲を限定する働きをすると考えればよい。次のデータの範囲が限定されていること、また、オーバーサンプリングの由来のとおりナイキスト周波数より十分高い周波数でサンプリングされていることから、わずか1ビットの符号化で、系全体として十分な変換精度を達成できるのである。この働きがフィードバックの活用によって実現されている。

1.1.3 能動的計測系の高度化

以上述べてきた背景のもとに、本研究ではフィードバックを活用する計測系について考察する。

単に「フィードバックを活用する計測系」は種々のものを想定できるが、本研究では、特に能動的計測系を扱い、また、測定対象としては位置計測(場合によっては、位置の組合せ量として姿勢計測も扱う)に限定する。その考え方の道筋を以下に示す。

まずはじめに、構造化照明等に見られるような「組織的に配置・変調された発信系により作られる合成信号の場をつくること」を考える。ただ単に合成信号の場を作るのではなく、計測目的を十分に考慮してこれに必要な十分な構成にすることが肝要である。これと併せて、この合成信号に含まれる位置情報を効率的に抽出するための受信系の高度化、さらには、系のもつ操作パラメータを自由に操作する制御系を作り上げてシステム全体の高度化を図り、最終的には高度能動計測系の構成をめざす。

これを詳しく見ていくために、まずは出発点として、計測の目盛り付けとしての性

質について考察する。一般に、「物理量の測定は被測定空間に目盛付けをすることである」と言えるがその目盛付けの方法は様々である。基本的な物理量である長さの測定では、スケールを置くということは最も単純な空間への目盛付けの手段である。ロボットハンドで近接センサ等、非接触計測が要求されるときには、超音波の波数を測定することがある。これは超音波信号による一種の目盛付けとみなすことができる。また微小変位の測定には光の干渉を利用した測定が行われるが、これもまた光信号による空間への目盛付けの一例と言える。

本研究は、このような信号により目盛付けを行う計測、すなわち能動計測について考察し、特殊な信号によって目盛付けられた空間を **信号場** と呼ぶことにする。

ところで、いわゆる能動計測の手法はいろいろな分野で用いられており、光や超音波を用いた非接触の位置・姿勢計測手法が、ロボットハンド制御やFMSの分野等で広く活用されている。このような計測システムの特徴は発信信号パワーを自由に制御し、使用するデバイスを自由に組合せるなど、設計に様々な意図を盛り込むことができる点が重要である。先に述べた考え方を、計測目的に合わせて展開して、発信信号の空間的・時間的領域での意図的な変調により構成された信号場を用いると信号処理は簡単なものでも複数の測定変数を高精度に計測できることがわかってきた。

具体的に扱う測定量としては、長さの三次元的な量である対象の基準点からの位置および相対的な姿勢量を考えることにする。これは、もともと長さの組合せ量であることから、三点からの距離測定を行うことによって位置を知り、さらにそれを複数回繰り返すことで姿勢量を知ることも可能である。このような計測の例としてレーザ光とコーナキューブ等を用いて三角測量の原理により位置座標を決める方法[25]が知られている。これは、距離測定を複数回行い、その結果を代数的に処理して2次元位置座標を求めるものである。こうした情報処理では操作が重複したり、処理が複雑になったりして、場合によっては有用な情報が分散してしまうことがあり、必ずしも効率的な計測とはいえない。

本研究では、このような事情を踏まえ、必要な情報が比較的簡単な信号操作で取り出せるように信号源の配置と変調関数を工夫し、適切な信号場の構成により、効率的な計測を行うことを狙っている。

上述の計測システムの代表例として「囲い込み信号場を用いた位置・姿勢計測系」がある。これは、測定空間の周囲に適切に変調された複数個の信号源を配置し、それらの照射による合成場を作り、並列処理型のセンシング系および信号処理の総合的な工夫により、効率的な位置・姿勢計測を行なおうとするものである。これはまた、目的とする計測について、信号源の配置、変調関数、受信系およびその信号処理の間の役割分担の最適化を図る考え方に基づいている。

こうした位置計測系は、予め決まったフィールド内での位置を、目的に応じて必要な精度で計測したいというニーズに応えるものであり、筆者らはこのような特定フィールド内での位置計測システムを、GPS(Global Positioning System) との対応から LPS(Local Positioning System) と名付けた。

このような計測システムには、信号場の作り方を工夫すると全体として測定の動作点を自由に変更でき、しかも計測系の高度化を図るべく設計自由度をより積極的に計測系に導入することで、知りたい情報を効果的に把握するような受動計測にはない新たな機能を創生する可能性を秘めていると考えられる。これは、「はじめの測定結果を学習データとしてフィードバックしてつぎの測定を行う」ことになっており、前項で

説明したフィードバック機能をもつ測定系に他ならない。その意味で、本論文で述べる「ズーム的機能」は、フィードバック機能をもつ測定系がもつ特有の機能と考えられる。以上述べた観点から能動的計測系を見直し、これを高度化した「高度能動計測系」の実現を目指すことが本研究の主題である。

1.2 本研究の目的

本研究の目的は大きく分けて3つある。

その1つは、能動的計測系を高度化するために何を考えたらよいか。まずは、そのヒントを従来の構造化照明を代表とする能動的計測系の中から見出すことである。その後、具体的に測定対象を決めていくつかの信号場を構成してその意図が反映されているかどうかを確かめることにより、能動的計測系の高度化のための筋道を得ることにある。

第2の目的は、「囲い込み信号場による位置計測」をケーススタディとしてこの計測系の高精度化を狙い、最終的にはフィードバック機能を有する系として作り上げることである。具体的に前段の計測結果を学習データとしてフィードバックする系を構築して、その機能の有効性を実験的に確認することにある。

第3の目的は、「学習漸進的計測系の構成」について考察することである。これは研究としては端緒についたばかりで、本論文の範囲では必ずしも十分な答えを出せないが、本方式をさらに発展させるための手がかりを得たいと考えている。

1.3 本論文の構成

本研究の構成をFig. 1.3に示す。同図は本論文の構成と関連項目を同時に示しており、これに基づいて、以下、章ごとにその概要を示す。

第2章「従来の能動的計測方式と高度化の視点」では、これまで提案されている種々の計測法の中には、結果として「信号場」が形成されているものがあり、これらがどのような仕組みで構成されているかを分析する。それらの中から、信号場の考え方につながる見方や視点を抽出する。

第3章「発信系の高度化と素子の配置問題」では、効果的ないくつかの構造化照明を分析し、「信号場」を構成するために、発信系の配置と変調関数について考慮すべき点をまとめる。次にこれらに基づいて構成された「回転信号場」と「半開放型信号場」につき、その構成法とそれらを用いた計測について述べる。

第4章「受信系と信号処理の高度化」では、「囲い込み信号場」を取りあげて受信系と信号処理の高度化について考える。この系は第5章で扱うシステムの高度化においても基本になる方式である。受光系素子単体として、受光部の無指向性化の意義とその方法について触れた後、信号処理として本方式のキーになる高速・高精度な位相検出法について述べる。

第5章「計測システムの高度化」では、最後の視点であるシステムの高度化について扱う。ここでは、これまでのように単に信号場を構成し測定に利用するだけでなく、

測定誤差を積極的に減少するためのシステムを構築することを目的とする。その際、計測における誤差の考え方とズーム的機能に関する基本的な考察の後、これを、囲い込み信号場の測定系に応用する方法について詳述する。また、本手法の拡張系であり実用面で重要な複数受信系への対応について述べ、最後に、このシステムの高度化の視点が学習漸進的計測系であること、先験的知識の活用が重要であることを指摘する。

以上、第3章から第5章までが、能動的計測系の高度化そのものに関する本論であるが、この中にはいくつかの信号場に関する研究とそれらに関連する研究が、その視点ごとに整理して述べられている。それぞれの視点ごとではなく個別の研究に関心がある読者は、

回転信号場による回転角計測 [89] については、3.2節と 4.3.2項を、

半開放空間型信号場による自動車車庫入れ軌道生成 [97] については、3.3 節を、

囲い込み信号場による位置・姿勢計測 [91] については、4.1節と 4.3.2項を、

初期位相と輝度比調整に基づくズームング [93] については、5.2, 5.3節を、

複数受信点をもつシステムへの拡張 [95] の新方式に関する提案については、5.4節と 4.3.3項を、

受光システムの無指向性化 については、4.2節を、

高精度位相検出法 については、4.3節を、

それぞれ抜き出して読んでほしい。

第6章「結言」では、研究結果の総括と将来展望について述べる。「学習漸進的計測系の構成方法」については、本論文では「初期位相と輝度比調整に基づくズームング」がその一構成例になっており、この考え方を一般化、普遍化することで種々の測定法を高度化できる可能性があることを示す。最後に本研究についての展望について記して本論文を締めくくる。

研究の構成図式

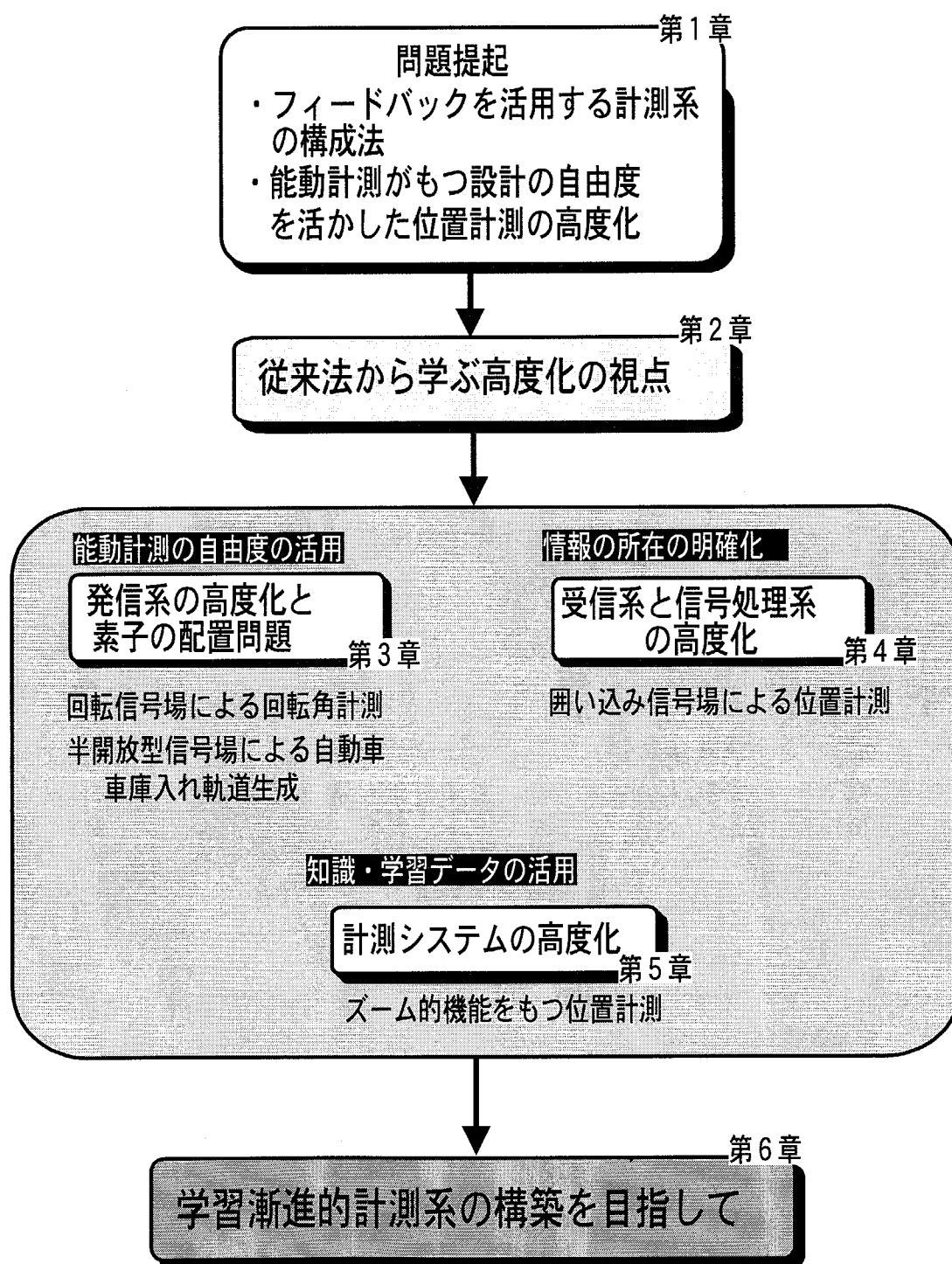


Fig. 1.3 Structure of this thesis.

第2章 従来の能動的位罫計測方式と高度化の視点

第 2 章 従来の能動的計測方式と高度化の視点

本章では、いくつかの特徴的な能動的計測系を取上げて説明し、その中から信号場の考え方に結びつく見方を抽出する。また、それらの信号発生系を分析することにより、本研究が主題として扱う高度化の視点を何に求めるかについて探求する。

2.1 能動計測と信号場

序論で述べたように本研究は能動的計測系の高度化を主題として扱う。また、論文題目にもある「信号場」がもう一つの主役でもある。本論文で用いる「回転信号場」、「半解放空間型信号場」、「囲い込み信号場」等の中の「信号場」の意味は、「能動的計測系において、測定の目的に合うように送・受信系の素子配置や、放射する信号の変調方式を意図的に選択・組合せることで、必要な情報を効率的に得るために作られた合成場」と表現できるが、この言葉だけでその意図までは十分に説明できない。

ここでは、いくつかの例を通して「信号場」が目指すものの輪郭を浮かび上がらせてゆく。章を追うごとに詳細に述べてゆくが、「信号場」の考え方は能動的計測系を高度化してゆく上での手がかりであり、本論文の終章で述べるように、最終的にできあがった計測システムが「学習漸進的計測系」の一つの構成になっている点にあらかじめ注意を促しておく。

また、能動計測についても「アクティブセンシング[13]」あるいは「能動的センシング[14, 15]」の議論もあるように、すでに広がりのある概念になりつつある。本研究では、触覚[15]や温度センサを用いた流速計[141]などの能動的計測には触れず、位置計測のみを考察してゆく。しかしながら、学習漸進的計測系を構成について考えるときには、これらの計測も含めた広義の計測系の新たな構成方法と考えることもできる。これについても改めて終章で述べる。

2.1.1 「問診」と能動計測のアナロジ

能動計測の基本的性質を考えると、医療行為である問診は非常に示唆に富んでいる。

古典的な医療行為の範囲で考えると、病気診断のための診察法としては、脈を取ったり、顔色、喉の状態を見たりする方法と、医者（医師）が患者に問いを發してこれに患者が答える、いわゆる「問診」がある（Fig. 2.1参照）。計測工学の観点から眺めると、これ

ら二つは対をなして、前者が「受動計測」、後者が「能動計測」になっている。それぞれに特徴があるが、問診の最大の特徴は、医者「質問の良さ」が、直接「診断の質の良さ」(計測の言葉では「精度」)になる点に興味深い。

この場合の質問についてもう少し詳しく眺めてみると、大まかな質問から細かな質問へと順序よく進めると、診断の時間が短くても正確な診断ができるのに対し、はじめから細かな質問を積み上げて時間浪費になるだけで、場合によっては誤診につながったりする^(注1)。これはまた測定計画の問題ともいえる。



Fig. 2.1 Doctor's mundtherapie and stethoscopy.

この「問診」の考察から得られる知見を次のようにまとめておく。

- 質問の良さが診断の正しさ(計測精度)につながる
- 測定計画がうまくなされていると、計測時間の短縮と高精度化につながる

この見方は本研究の底流をなすものといえる。

2.1.2 GPSとLPS

本研究は位置計測を扱っているが、従来から「位置計測法」として種々の方法が提案・実用化されている。非接触計測の範囲で、しかも移動体の位置計測技術については東口の解説[27]があり、比較的広い範囲にわたって記述されている。この中からいくつかの方法を採り上げ、位置計測技術の高度化のための知見を得ることとする。この中で「GPS」は、今日非常に重要な技術の一つになっているが、これに対応する概念であり、しかも本研究の重要なキーワードである「LPS」についても説明する。

2.1.2.1 GPS(Global Positioning System)

今や、乗用車にGPS受信機が搭載され、時々刻々と現在位置が表示される時代になった。いわゆる「カーナビゲーションシステム」の中でも、GPS受信機とその信号処理装置は中心的役割を果たすが、位置計測のために、GPS技術、ジャイロによる回転角

(注1)問診(ムンテラ = mundtherapie)による盲腸のいくつか誤診の例が文献[26]に見られる。これらは主に医者が細部にのみ注意を払い、全体をよく見ていないことにその原因があるとの指摘は注目に値する。

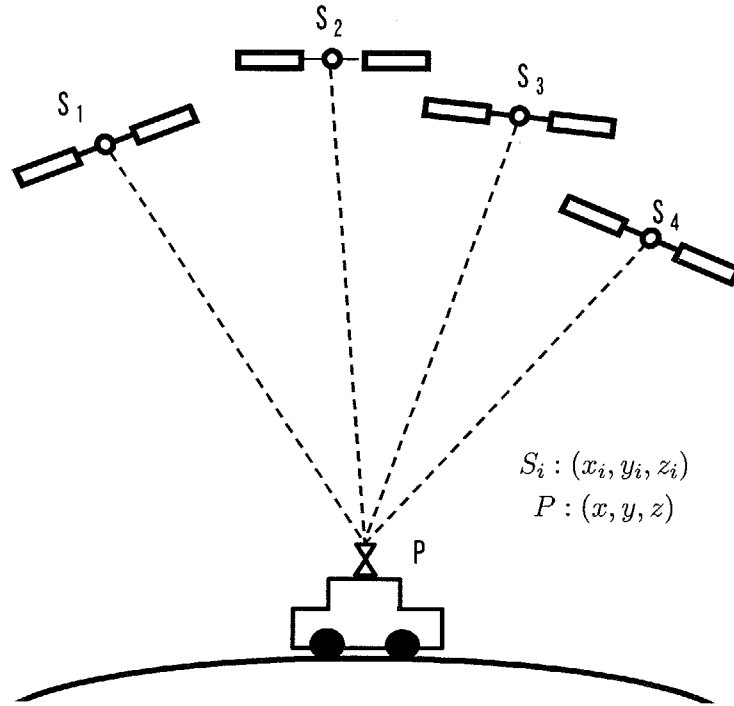


Fig. 2.2 Global positioning system.

速度測定、マップマッチングの三つの手法を上手に複合させている点も計測技術として注目に値する。もともと、GPSはアメリカが所有し、アメリカ空軍が管理運用している衛星測位システムである。このシステムは、初期においては純然たる軍用に設計され構築されたが現在は軍民共用の衛星測位システムとして位置づけられている[28]。

GPSによる位置計測原理[27]をFig. 2.2に示す。現在、24のGPS用の人工衛星が打ち上げられており、これを定点として発射された電波の到達時間をもとに、地球上での位置座標を決定するのがこの方式の基本である。衛星上には非常に安定度が高い時計が積載されており、すべての信号はこの原発振器から作られる。移動体と人工衛星の位置座標を、それぞれ、 $P(x, y, z)$, $S_i(x_i, y_i, z_i)$ ($i = 1 \sim 4$) とし、各々の人工衛星からの信号は弁別できるとすると、各衛星からの信号到達時間から求めた距離 ρ_i ($i = 1 \sim 4$) について次式が成り立つ。 $\rho_i - c\Delta t$ の項は長さの次元をもち、疑似距離(pseudo-distance)と呼ばれる。

$$(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2 = (\rho_i - c\Delta t)^2 \quad (2.1)$$

$$(i = 1, 2, 3, 4)$$

ここで、 c は光速、 Δt は移動体と人工衛星系の時計の間の時差である。4本の連立方程式(2.1)を用いて、4個の未知数 x, y, z および Δt を解くことによって、位置 $P(x, y, z)$ を決定する。これからわかるように、(2.1)式が解の求まる連立方程式となるためには4つの衛星からの受信信号を得ることが必要十分条件である。

これらのシステムに使用される電波の周波数は1,575MHzと1,227MHz、単独にGPSシステムから得られる測定精度は100m程度といわれる[29]。さらに、地上の基準受信機を用いる differential GPS(DGPS) 法を用いると、ダイナミックな利用で5~20m、スタ

ティックに用いれば3m以内、位相データを用いれば数cm台の精度が達成できるとの報告がある[29]。

2.1.2.2 LORAN(Long Range Navigation)

LORAN法[27]は比較的古くからある船舶や航空機の測位法である。その原理をFig. 2.3に示す。

一対の送信局(S_0 と S_1 または、 S_0 と S_2)から同期した一定のパルス電波を送り、これを移動体上の受信機 $P(x, y)$ で受ける。一対の送信局からの到達電波の時間差が一定の位置は、二つの送信局を焦点とする双曲線となるため、二対の送信局から電波を受け、それら二つの双曲線の交点より受信機の位置を求めることができる。

現在はLORAN-Cと呼ばれるシステムが使われており、周波数100kHzの電波を利用し、計測可能な範囲は1,200マイル(約2,000km)、計測精度は500~1,200フィート(約150~360m)といわれる[27]。

この測定方法を方程式論的に解釈する。Fig. 2.3に示すように、受信点および送信局の座標を、それぞれ、 $P(x, y, z)$, $S_i(x_i, y_i, z_i)$ ($i=0, 1, 2$)とし、各送信局から受信点までの電波の伝播時間差を ϕ, ψ とすると、 c を光速として、

$$|\sqrt{(x-x_0)^2+(y-y_0)^2}-\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2}|=c\cdot\phi \quad (2.2)$$

$$|\sqrt{(x-x_0)^2+(y-y_0)^2}-\sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2}|=c\cdot\psi \quad (2.3)$$

が成り立つ。ここで、未知数は (x, y) 、観測量は (ϕ, ψ) であり、二本の連立方程式から二つの未知数を解く問題となっており、位置座標を二次元か三次元で扱う点が異なるだけで、計測の構造は本質的にGPSの場合と変わらない点が重要である。

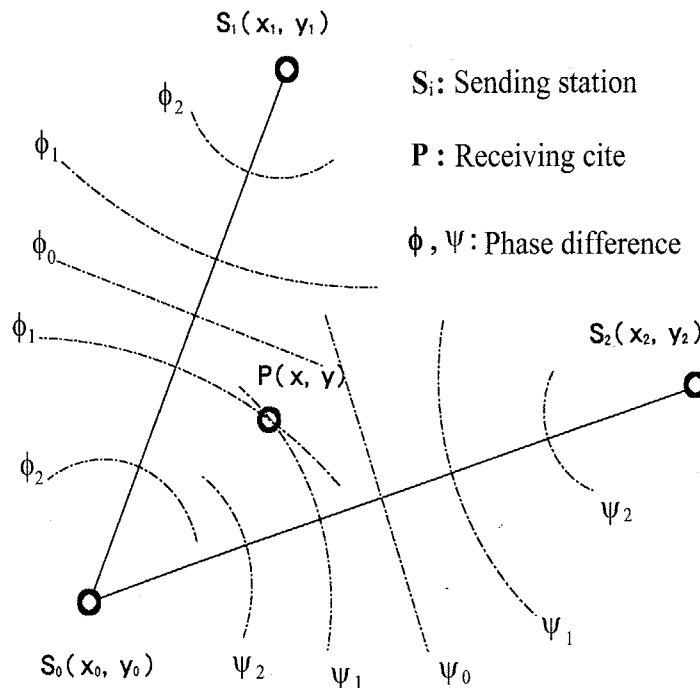


Fig. 2.3 Long range navigation system.

2.1.2.3 LPS(Local Positioning System)

LPS (Local Positioning System) は筆者らがGPSと対応する概念を表現するために作った造語である [106]。LPSのニーズとその解決のための考え方をいくつか示すことで、着目する対応点を明らかにしてその概念を説明する。

Fig. 2.4は、高層ビル等の屋上に設置されたヘリポートに、ヘリコプターが(離)着陸するための位置・姿勢計測システムである。図のような状況(特に着陸時)では、ヘリコプターが着地点に近づけば近づくほど下方の視野が狭くなり、正確な高度をつかむことが難しいとされる。そこで、ヘリポートの適切な位置から変調された電波を発射してこれらの合成信号を作り、それをヘリコプターに設置されたアンテナシステムで受信し、受信信号を処理して着地点からの高度と姿勢情報を抽出し、安全な着陸に役立てようとするものである。

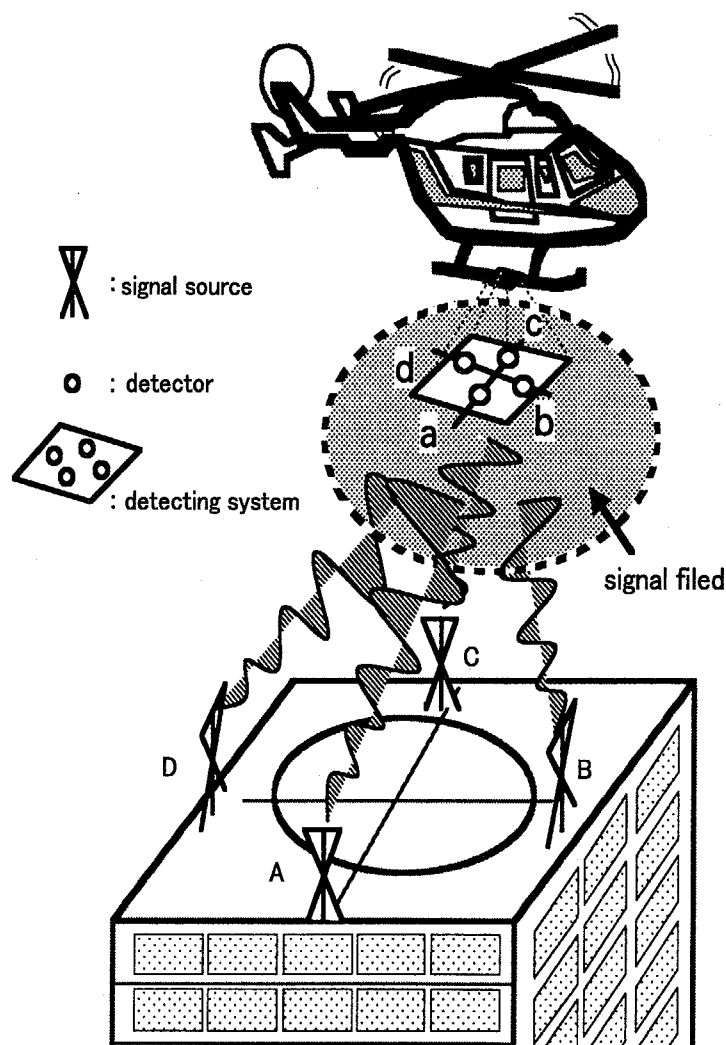


Fig. 2.4 Schematic view of position and attitude measurement system for heliport on rooftop of building

Fig. 2.5の例は、屋外の建築現場等で複数の建設機器が協調作業をしている様子を示している。この際、衝突防止や協調作業の観点からそれぞれの機器の位置を正確に知ることが重要である。この図では、線状光源を用いて光学的な合成信号場を作り、

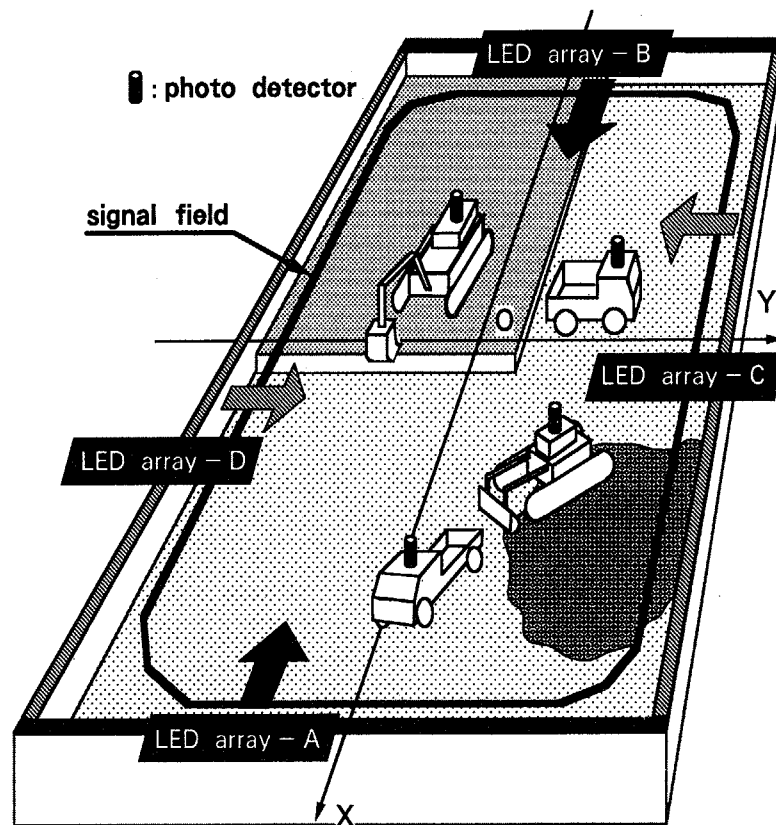


Fig. 2.5 Schematic view of cooperative work on construction spot

これをおのこの機器の頭上に取付けた光センサで受け、その信号を分析して位置測定をする系を示しているが、フィールドの大きさを考慮して電波を信号媒体とする方が適当な場合もある。このモデルを扱った位置計測法については第4章、第5章で詳述する。

これら二つの例は必ずしも応用上の最終形態を示すものでないが、こうした問題解決のための一つの見方を与えるものである。すなわち、いずれの例でもカーナビゲーションに用いられるGPSによる位置測定が検討されており、前述のDGPS法は問題解決の有効な手段になり得る。しかしながら、これらの例はGPSの場合と対比して考えると「地球規模の範囲(global)で計測をするのか、あるいは、あらかじめ範囲の決められた(local)フィールドで計測をするのか」という点で決定的に異なる。また、工場内無人搬送車なども同様な例題であるが、言うまでもなくGPSは室内では利用しにくい。

筆者は、このような状況下での問題の解決策としては、すでにわかっている広さや環境等の情報(先験情報)を最大限に活用し、その広さに応じた計測系を設計してゆくのが得策と考える。本研究は、GPS等の絶対精度を限りなく上げてゆくのではなく、フィールドの大きさから想定される相対精度の中で十分使用可能な計測系を構成するための方法論を構築しようとするものである。そのとき、第5章で述べるズーミングの考え方は、能動的計測系の自由度を最大限に活用し、以下の章で順次述べる通り、変調信号、各素子配置、信号処理、システムの高度化を繰り返し行い、その結果できた測定系は、広域では高速に、狭域では高精度に測定できるという意味で、GPSにはないユニークな側面をもっている。また、前述の「問診」の考察から得られる知見を

工学的に実現したシステムになっているともいえる。

この他の LPS のニーズに関するいくつかの例について説明する。

Fig. 2.6 は宇宙開発事業団が開発中のランデブ・ドッキング技術の実験システムを示した模式図である[30]。これは、無人宇宙機による自動ランデブ・ドッキング技術と、遠隔操縦型宇宙ロボティクス技術の軌道上実証を目的とした技術試験衛星VII型(ETS-VII)の実験構成を示している。

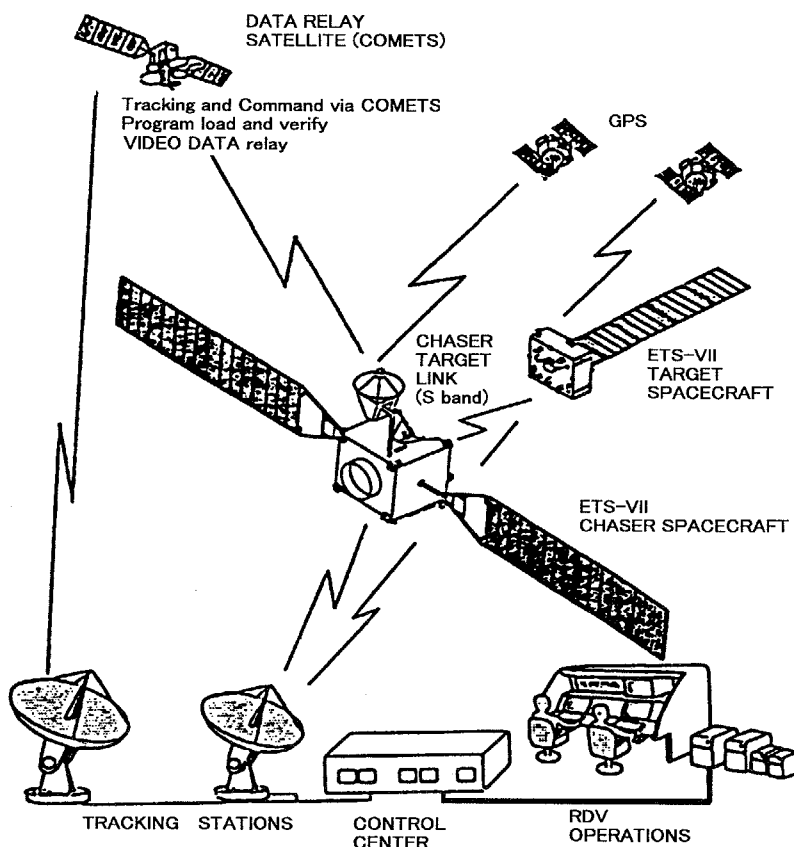


Fig. 2.6 Schematic view of Rendezvous Docking[30]

ここでは、「チェイサ」「ターゲット」と呼ばれる2つの衛星が550kmの円軌道に投入後、チェイサがターゲットを放出し、約16km離れた保持点からランデブを行い、再びターゲットとドッキングするための技術を開発しており、ランデブやドッキングを行うためには2つの衛星間の位置・姿勢を正確に測定する必要がある。それぞれの衛星の位置・姿勢計測法として、通常航行ではGPSを利用し、ランデブの最終接近フェーズ(0.3～600 m)ではレーザとターゲットマーカを用いたランデブ・レーダと呼ばれる方式を、さらに、ドッキングフェーズ(0.3～20 m)では複数のLEDとCCDセンサを組合せた近傍センサ(proximity sensor)を開発中である。必ずしも文献[30]からはその方法の詳細は読み取れないが、基本的に、ランデブ・ドッキング時の2つの衛星の相対位置を正確に知りたいときにはGPSによる位置測定では精度が不十分であると考えてよい。

本論文では、「回転信号場」が利用形態としてこの用途に最も近いが、回転信号場はヨー角計測に特化した計測系であり必ずしも本用途の仕様を満足しない。しかしながら、ランデブ・レーダや近傍センサがレーザまたはLEDとCCDカメラの組合せを

用いてカメラ画像中での光源の見え方から位置、姿勢を推定する方法であることに鑑みるに、光源の点灯方式を考慮して構造化照明を取入れたり、LPSの考え方をを用いて送信系・受信系をペアで考え、あるいは、場合によっては、送信系と受信系を一方の衛星に装備し、他方の衛星には反射系を備えたり、さらに位相情報を用いたり、信号場の考え方を適用してこの2つの衛星間の相対位置・姿勢計測を高度化できる可能性がある。

また、別の例としてプレシジョンファーミングと呼ばれる新しい農業管理システムでは、GPSを利用した自律走行田植機などが考案されており、ここでは、DGPSの利用を想定しているために数多くの基地局の必要性が指摘されている[31]。

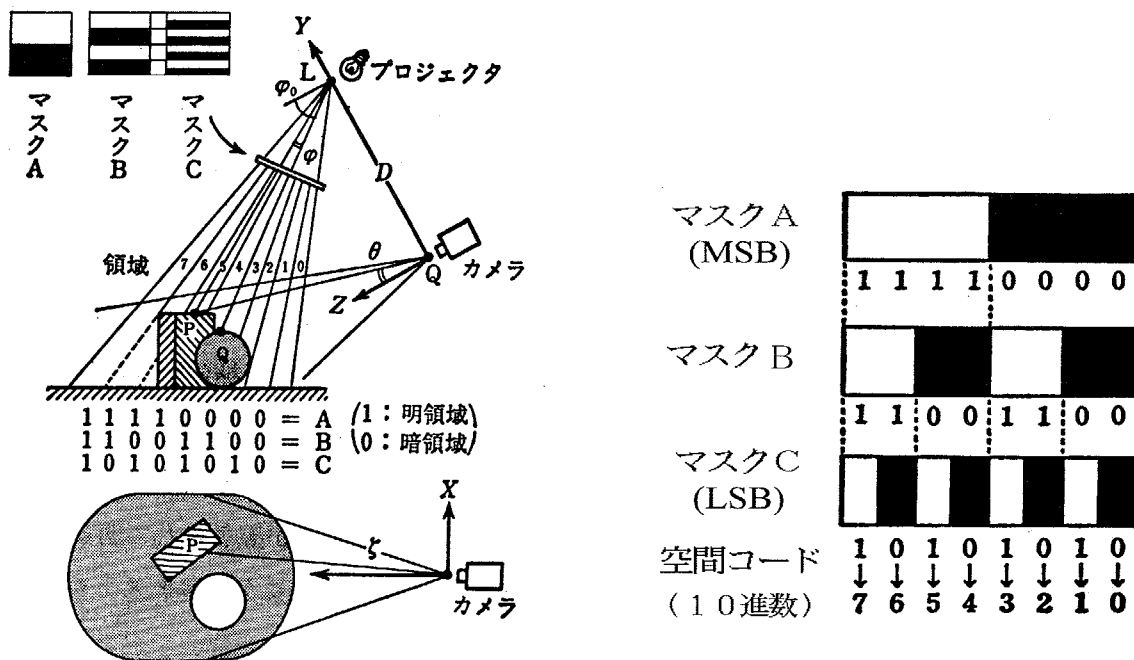
このような分野においても、例えば可搬式の信号源を複数用意し、移動機器上に受信部を備えることにより、利用するフィールドの大きさに見合った相対精度の中で必要精度を確保する位置測定系を構成できると考えられる。ただし、このときには、信号源を再配置したときの簡便な座標点校正法を新たに考案する必要がある。

2.2 従来法の信号場論的解釈

前節でも触れたように、本論文で呼ぶ「信号場」とは、いくつかの信号を合成し、その合成信号を位置計測に利用する目的をもって作られた合成場のことである。このとき重要なことは、計測の目的にあうように意図して信号媒体や変調法を選び、信号源等の配置を決めることである。第3章でも繰り返し述べる通り、本研究はこうした「意図」を主題の一つにしているが、これまでに提案されている種々の計測法の中には、結果として優れた「信号場」が形成されていると解釈できるものがある。以下にいくつかの例を示す。

2.2.1 効果的な構造化照明の例

光を用いた能動計測の中には意図して作られた光合成場を利用した計測法を数多く見出すことができる。アクティブステレオ法に代表される能動計測に用いられるいくつかの照明法は、従来から構造化照明(structured lighting)と呼ばれている[32]。スポット光、スリット光、マルチスリット光、コード化パターン光など[33]が代表的であり、それぞれの目的に応じて考案されており、様々な変形・応用法が提案されている[34, 35, 36, 37, 38]。また、ロボットビジョンの研究では、これらの方法がいろいろな形で応用され、それぞれに特徴のある計測系になっている点も興味深い[39, 40]。また、いくつかの近接センサの中にも合成信号を活用した計測が見られる[41, 42, 37]。



(a) Arrangement of projector and camera.

(b) Space encoding patterns.

Fig. 2.7 Space encoding range imaging[33]

2.2.1.1 空間コード化法

こうした構造化照明の中で、空間コード化法[43]は、3次元座標計測に必要な投射パターンを最小時間で変更できる点で非常にユニークである。

Fig. 2.7(a)に示すように、2進コードに従う明暗の光パターンを測定対象に投影し、その画像をカメラで取り込む。具体的に、プロジェクタからは、**Fig. 2.7(b)**に示す明暗ピッチが倍々変わっていく2進コード化パターン光が順番に投影される。これは、シート光を 2^n 回投影することによって測定対象の3次元座標値を獲得していることと等価であるが、 2^n 本のスリット光を、わずか n 回の光投影で得ている点に最大の特徴がある。なお、実際には符号境界でのコード化誤りを最小化するためグレイコードが用いられる[44]。

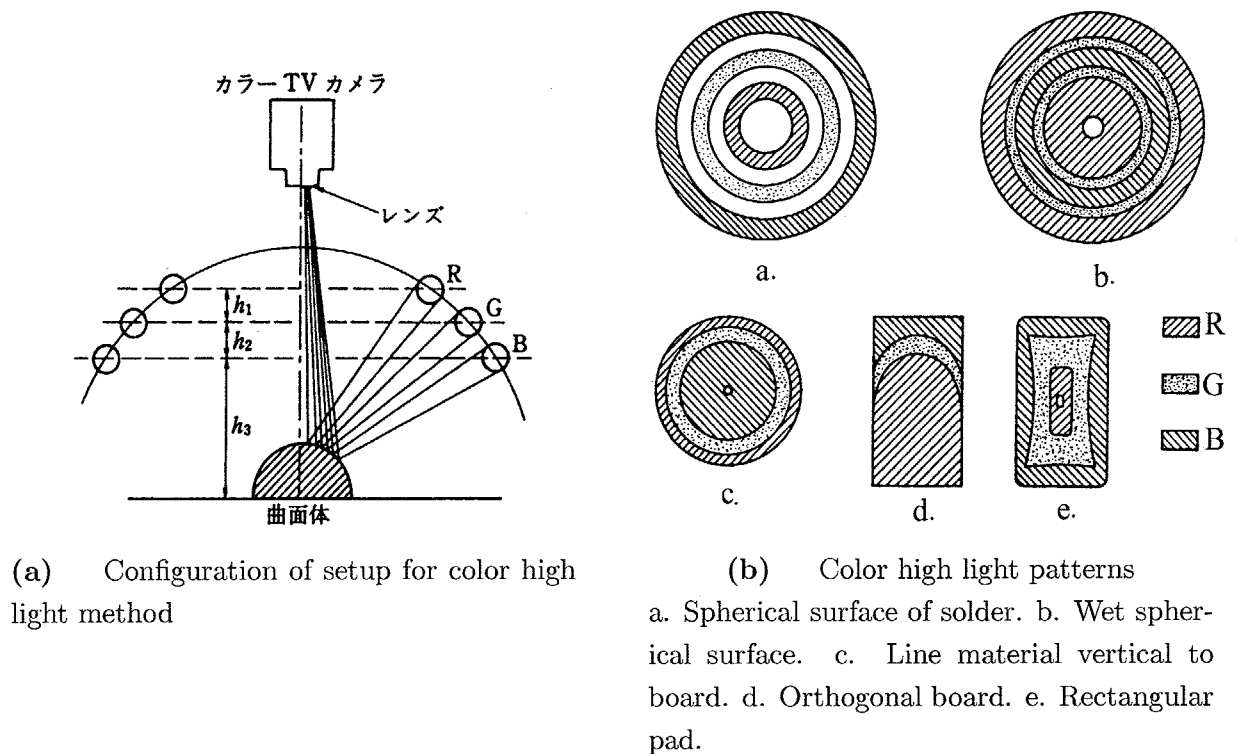


Fig. 2.8 Color high light method [45]

2.2.1.2 カラーハイライト法

ハンダ付けの外観検査を自動化するための手法の一つにカラーハイライト法[46, 45]がある。これは、**Fig. 2.8(a)**に示すように、R, G, B 3色のリング状照明を同時にハンダ表面(図では曲面体)に照射し、この反射パターンをカラーテレビカメラで撮像し、**Fig. 2.8(b)**のようにあらかじめわかっているパターン(色の並び順)と比較して、ハンダ付けの良否を判定する方法である。

この手法では、積極的に色情報を用いて信号の弁別に役立てている点と、不良なハンダ表面の曲率変化の違いをリング状光源の配置を工夫するだけで同心円環パターンに射影している点に特徴がある。

2.2.2 航空機進入着陸航法システム

現在、航空機着陸時の位置・姿勢測定システムとしてILS(Instrument Landing System) [47, 48](1950年に使用開始)、あるいはこれに代わる新たなシステムとしてMLS(Microwave Landing System)[49, 50](1985年から移行開始、1998年に完全移行予定)が用いられている。

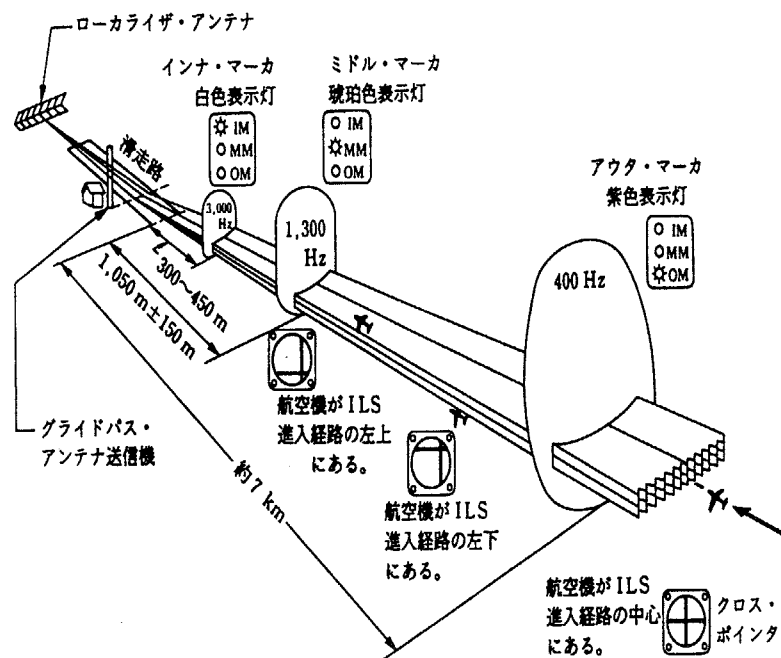


Fig. 2.9 Instrument Landing System[49]

ISLを構成する各装置の配置図をFig. 2.9に示す。ILSでは、航空機の進入域空間に電波による降下路を形成し、この降下路に沿って航空機を誘導する。システム構成としては、電波の降下路を作る地上施設とその電波を受信して降下路の位置を指示する機上装置からなる。そのうち地上装置は航空機に横方向の誘導情報を与え、滑走路への正しい進入方向を指示するローカライザ(アンテナ)、航空機に着陸予定点を起点とした降下角(通常 3°)に沿った垂直面内の誘導をするグライドパス(アンテナ)、および着陸滑走進入端までのおよその距離を知らせるマーカで構成されている。

ここでは、横方向の偏移角度に関するローカライザについて説明する。ローカライザの放射信号は、VHF帯周波数108～112 MHzの1波を90 Hzおよび150 Hzで振幅変調している。具体的には、進入航空機が滑走路に向かって滑走路中心上の左側に位置するとき90 Hzの変調度が150 Hzのそれより深くなり、コースからの偏移角度に比例して90 Hzと150 Hzの変調度差(DDM: Difference in Depth of Modulation)が増加するようになっており、DDMにより偏移角度が一意に測定できるように変調信号が設定されている。進入コース通りに航空機が飛行しているときにはDDMが0となる。

これに対してMLSは時代に即した新規技術を取り入れ、かつ、ILSにおける種々の制約を解決するために開発・導入された新しいシステムである。そのうちMLSにおける角度測定の基本原理をFig. 2.10に示す。

Fig. 2.10(a)に示すように、ある時刻を基準として空中線ビームを等速度で往復走査

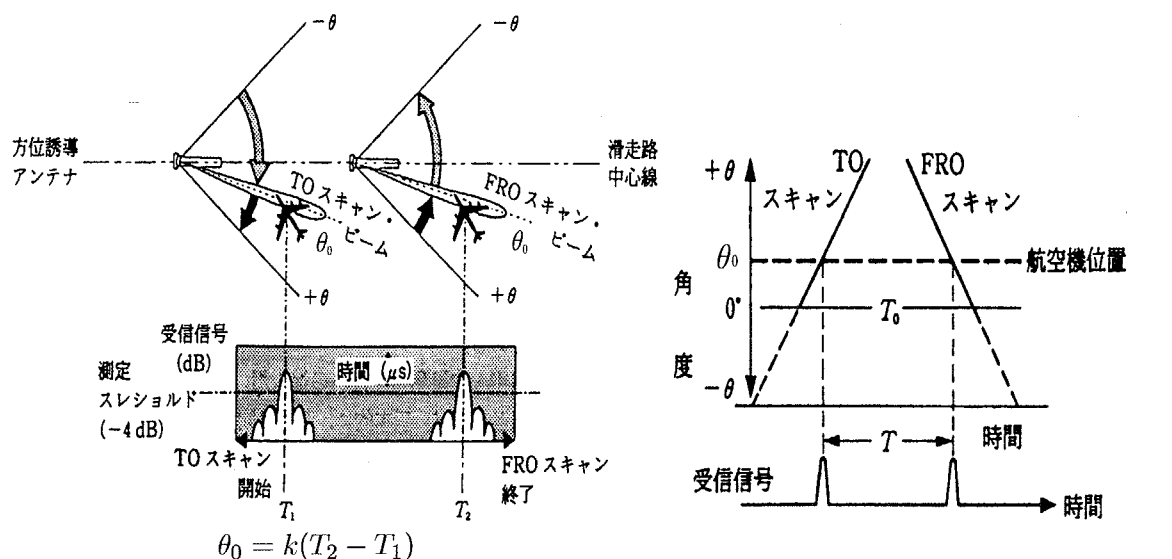


Fig. 2.10 Orientation measurement method of MLS[49]

し、機上受信機でパルス上に受信された往路(TO)のパルスと復路(FRO)のパルスの時間間隔を計測することにより、航空機の進入角度を測定する。Fig. 2.10(b)のように、受信波形の時間間隔(T)が角度に比例する。従って受信機でTOのパルスとFROのパルスの時間間隔を測定することにより角度 θ がわかる。この系は、往復走査を用いることにより空中線ビーム幅の変化や受信系の遅延などの影響がキャンセルされるシステムになっている。使用される信号の周波数は、5,031 ~ 5,090 MHz、200チャンネルが使用可能である。なお、ここでは説明を省いたが、距離計測系に用いられる信号周波数は962 ~ 1,213 MHzである。

2.2.3 自動化副尺法による高分解能変位計測

ノギスに代表される副尺の考え方(合致法)を光学素子で実現するとともに自動化し、高分解能な変位計測を実現する方法に関する研究がある[51, 52, 53, 54]。

この構成法についての考え方をFig. 2.11に示す。同図(a)のように主尺と副尺の目盛線の差が最も近い組合せを見出す合致法[55]を念頭において、(b)の通り互いに正対するように主尺と副尺に対応する受光・発光素子列を配置する。(c)のように発光・受光素子の光軸を傾けると、横方向だけでなく縦方向の変位にも対応でき、さらに、(d)のように光路を鏡面で折り返して反射型の変位計測系を構成することができる。合致動作をするために光源を順次点灯する間、すべての受光素子の出力信号を観測する。発光強度プロファイルの凸・対称性を考慮すると、受光信号の強度が最大になる点が合致点となる。測定系構成上は発光素子アレイを用いるわりに、単一のレーザー光をポリゴンミラーで走査している[53, 54]。このシステムでは、投影光のパターンそのものではなく、光源と受光部の位置関係を主尺と副尺の関係に配置することに特徴がある。

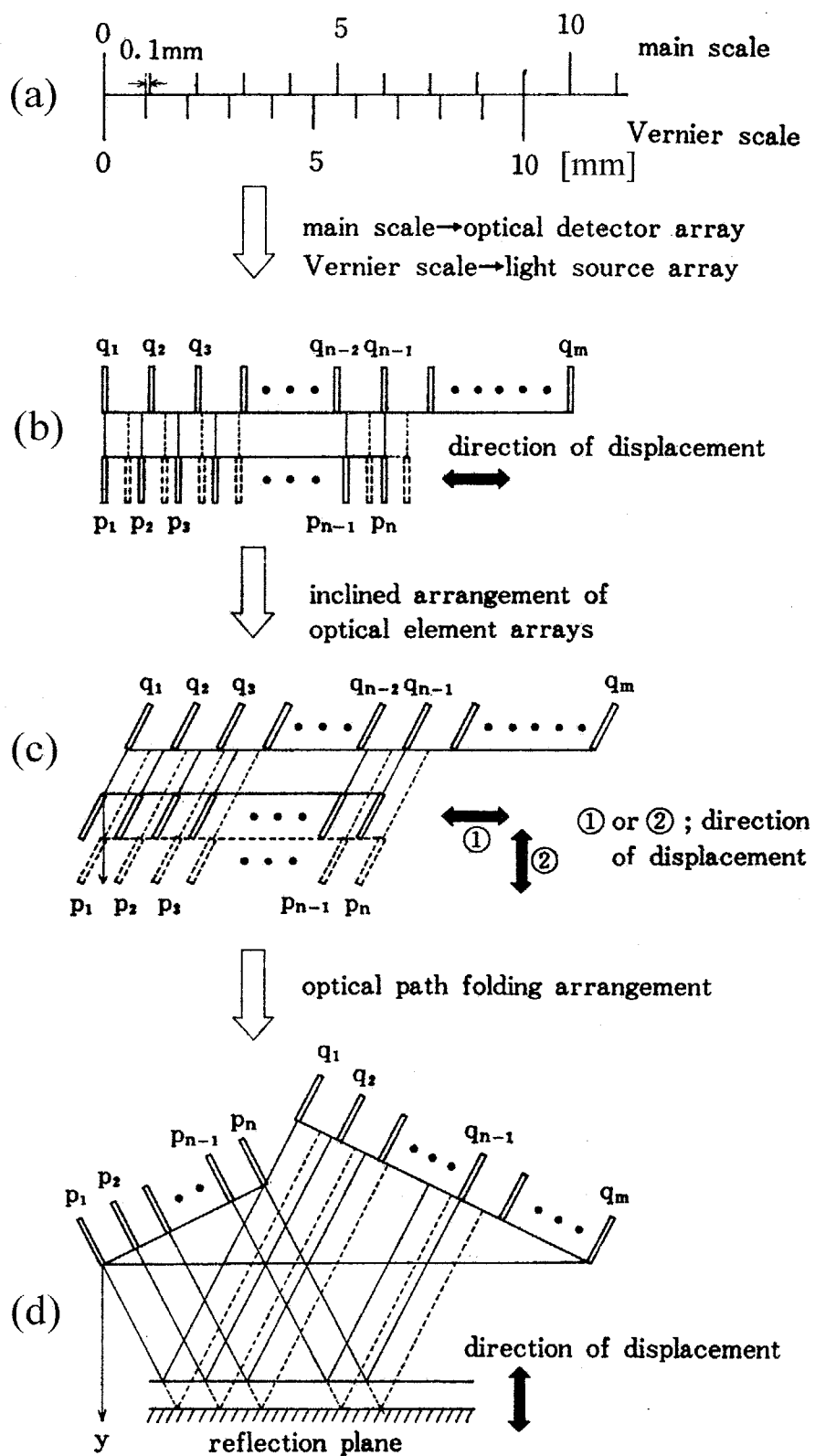


Fig. 2.11 Arrangements of optical element arrays for displacement measurement system with Vernier scale[51]

2.2.4 挟み込んだ超音波を用いた位置計測

ロボットハンドの制御では、近接センサとして超音波を用いたハンド先端の位置や姿勢計測法も多用される[57, 58, 59]。2.2.3 項の副尺法は光学的に構成したのに対し、以下では2種類の異なった周波数の超音波信号の位相差を、それぞれ、主尺と副尺として扱い、二組の超音波源で挟み込まれた内部での位置情報を検出する方法[56]について説明する。

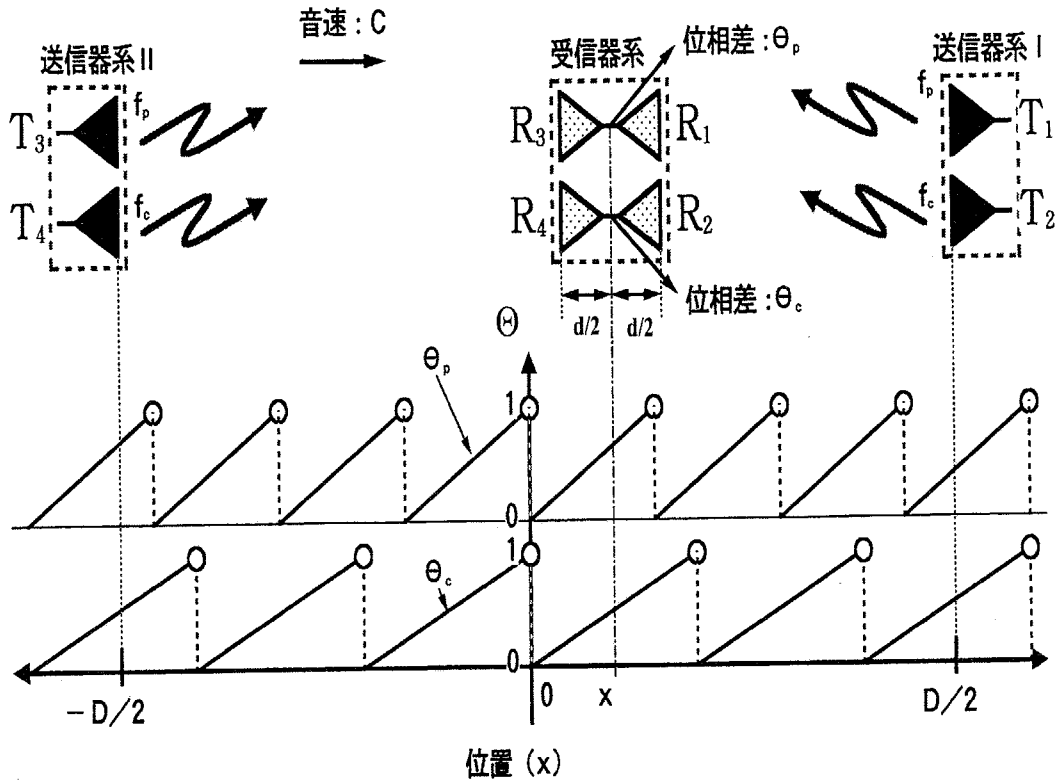


Fig. 2.12 Both side signal field by super sonic signal[56]

Fig. 2.12に示すように、それぞれ二つの送信器(超音波トランスジューサ)からなる送信器系IとIIを距離Dだけ離して対向させて配置する。この間の空間に4つの受信器を二つずつ組にし、それらを背中合わせにして配置してこれを受信器系とする。図の座標系においてこの受信器系の中心位置 x を求めることがこの計測の目的である。このとき、送信器 T_1, T_3 と受信器 R_1, R_3 が変調周波数 f_p の正弦波信号を、送信器 T_2, T_4 と受信器 R_2, R_4 が変調周波数 f_c の正弦波信号を扱う。

ここで、主尺と副尺の関係を一般化し、 m, n は互いに素な自然数として f_p, f_c を以下のように設定する。

$$\frac{f_p}{f_c} = \frac{m}{n} \quad (2.4)$$

周波数成分 f_p と f_c に対応して、受信器の組 R_1, R_3 、受信器の組 R_2, R_4 の位相差を、それぞれ、 Θ_p, Θ_c とし、位置 x と位相差 Θ_p, Θ_c の関係について考える。Fig. 2.12のグラフは、この位相差 Θ の区間 $[0, 2\pi)$ を区間 $[0, 1)$ と読み替えて示している。位置 $x=0$ では Θ_p, Θ_c はともに0となり、位置 x に関して位相差 Θ は $[0, 1)$ の間の値を直線的かつ

周期的に繰り返すことがわかる。繰り返しピッチの違いは送信される周波数の違いを反映している。また、Fig. 2.11(a)と比較すると、 Θ_c が主目盛りに、 Θ_p が副目盛りに対応する。

以上の素子配置において、位相差 Θ_p , Θ_c を観測値として、位置 x を測定する方法について考察する。

位相差 Θ_p は、Fig. 2.12の関係から、音速を C として、

$$\begin{aligned}\Theta_p &= f_p \left(t - \frac{D/2 - x - d/2}{C} \right) - f_p \left(t - \frac{D/2 + x - d/2}{C} \right) \\ &= f_p \times \frac{2x}{C} \\ &= K_p + \theta_p\end{aligned}\tag{2.5}$$

と表せる。 K_p , θ_p を、それぞれ、 Θ_p の整数部、小数部とする。同様に、 Θ_c についても、

$$\begin{aligned}\Theta_c &= f_c \times \frac{2x}{C} \\ &= K_c + \theta_c\end{aligned}\tag{2.6}$$

が成り立つ。(2.5), (2.6) 式の辺々を引いて、位置変数 x について解けば、

$$\begin{aligned}x &= \frac{C}{2(f_p - f_c)} \times \left\{ (K_p - K_c) + (\theta_p - \theta_c) \right\} \\ &= \Omega \times \Phi\end{aligned}\tag{2.7}$$

となる。ここで、

$$\Omega = \frac{C}{2(f_p - f_c)} = \frac{n C}{2 f_c} = \frac{n}{2} \lambda_c\tag{2.8}$$

$$\Phi = (K_p - K_c) + (\theta_p - \theta_c)\tag{2.9}$$

である。ただし、周波数 f_c の音波の波長を λ_c とした。

$0 \leq x \leq \Omega$ に限定すれば、 $K_p - K_c = 0, 1$ とすることとなり、

$$\Phi = \begin{cases} \theta_p - \theta_c & (\theta_p \geq \theta_c) \\ \theta_p - \theta_c - 1 & (\theta_p < \theta_c) \end{cases}\tag{2.10}$$

となるので、 Φ は一意に決まり位置 x が求められた。

この方式の特徴は、主尺・副尺を超音波信号の位相差として目盛付け、未知数を求めるために必要な数の連立方程式を用意して、これを解くことにより変位を得ている点にある。

2.3 能動的位罫計測を高度化する視點

以上、位罫計測を中心に能動計測法の発信系について概観してきたが、これらはすべて結果としてできあがったもので、必ずしもはじめからそれぞれの形態を意図したものとは言えない。これらを意図的に構成することを考えるときには、元々、能動計測系には設計・操作パラメータ、すなわち、自由度が非常に多く存在することを意識しておくことが大切である。以上の分析をもとにして、次の三つの視點を抽出し、これらの視點に基づく計測法の構成やそれらの詳細な分析について第3章以降で述べる。

2.3.1 発信系の高度化と素子の配置問題

多くの構造化照明は、測定対象から得られる画像情報を最大限に活かせるように工夫されている。また、ILSにおけるDDMでは位罫情報がDDMと1対1に対応するような構成になっている。そこで本論文ではまずはじめに、信号場を構成するために好都合な発信系の高度化について考察する。それと同時に、カラーハイライト法や自動化副尺法の例にもあるように、受・発光の位罫関係を獲得する情報を考慮して意識的に配置すると、その後の信号処理を大幅に低減できる可能性がある。このような視點を素子の配置問題[79]として捕らえ、この考え方にに基づく分析をする。

「発信系と素子の配置問題」を視點とする考察について第3章で扱う。そこでは、構造化照明の効果について分析した後、これらを考慮して意図的に作り上げた信号場である「回轉信号場」、「半解放空間型信号場」について述べる。

2.3.2 受信系と信号処理の高度化

発信系の次に考えられる視點は受信系である。受信系の構成を考えることは、信号処理を考えることと密接につながっている。この視點をもつことは、知りたい情報が受信信号にどんな形で入り込んでいるのかを把握しておくことと同じである。後に説明する計測方程式[9]はこのような問題を扱うときの基本的な考え方といえる。

この視點に基づく考察については第4章で扱う。そこでは、「囲い込み信号場」といくつかの方法に共通する位相差を検出するための信号処理法や受光素子そのものの高度化について述べる。

2.3.3 計測システムの高度化

第3の視點は、発信・受信・信号処理を別々に捕らえるのではなく、計測システム全体としての高度化の視點である。ここで重要なことは、それぞれのサブシステムの高度化をそれぞれのレベルで行った後に、システム全体としての高度化を考え、また、計測システム全体の高度化を図った後、またそれぞれのサブシステムの最適化に立ち戻って考えるといった、いわば設計の上でも繰り返してフィードバックを行うことである。具体的には、それまでの個別の議論を十分ふまえるとともに、必要な計測精度・時間を満たすように、どのパラメータをチューニングしたらどう変わるかという知識を十分に活用することが重要になる。

この視點に基づく考察について第5章で扱う。これは、「システムの高度化」という一つの視點であると同時に、これまで考えてきた高度化の集大成でもある。そこで

は、「ズーム機能」に関してその考え方と実現方法、実験およびその結果について述べる。

2.4 本章のまとめ

本章は、「信号場」の考え方に結びつくいくつかの能動的計測法について、特にその信号発生系に注意して分析した。これらの分析をもとにして、本研究において能動計測系を高度化するための3つの視点、すなわち、「発信系および素子の配置」、「受信系の構成と信号処理」、「計測システムの構造」の三つの観点を抽出した。また、本研究で扱う能動的位置計測系の一つの特徴である LPS (Local Positioning System) の考え方を GPS (Global Positioning System) との対応から説明した。

第 3 章 発信系の高度化と素子の配置問題

第 3 章 発信系の高度化と素子の配置問題

本章では、能動的計測における構造化照明の効果をまとめてこれから学ぶ知見として整理する。高度化の最初の視点として発信系を扱い、「素子の幾何学的配置」と「変調関数」の組合せを考慮して構成された「回転信号場」と「半開放空間型信号場」を取上げる。それらの信号場の構成法およびそれを用いた計測に関する解析・実験結果について述べる。

3.1 能動的計測における構造化照明の効果

3.1.1 種々の能動計測系と構造化照明の特徴まとめ

第 2 章で述べたように、従来の能動計測系の中には結果として信号場が形成されている場合がある。そこで述べた特徴的な能動計測系と構造化照明につき、信号媒体、信号源配置等について Table 3.1 にまとめて示す。

この表を改めて眺めてみると、いずれの方式でも信号源配置と目的とする計測に必要な情報を何に担わせるかという点に関して工夫が凝らされている。すなわち、信号源座標が既知のときには方程式論的に解を求める、走査や投影光を用いて 2 次元あるいは 3 次元位置や形状を知るときには信号源と測定対象、場合によってはカメラの配置を一体にした測定系が組み立てられていることがわかる。

これらの結果として構成された信号場に対して、本研究ははじめから意図して合成信号場を構成しようとするものである。本研究で問題にしているのは、「ある計測目的に対して、どんな情報を用いたら結果として、シンプルかつ高速・高精度な計測系が構成できるか」ということであり、これに応えた計測系を本章以降で扱うことにする。

3.1.2 構造化照明の効果を分析して得られた知見

上記の表をはじめ、構造化照明や特徴的な能動計測について分析して得られた知見につき、これらに含まれることと従来では意識的に考慮されていない点を次のようにまとめて本研究の指針とする。

1. 光を媒体とする信号場を扱い、必要な情報を直接取得すること
2. 信号源の配置と変調関数との組合わせ、さらに計測系全体の組合せと調和を考
えること

Table 3.1 The feature comparison of generated signals among various active sensing systems

method	signal medium	source arrangement	feature
GPS	micro wave (1,227, 1,575 MHz)	24 artificial satellites (known sites)	simultaneous system of equation about pseudo-distance
LORAN	radio wave (100kHz, unit pulse)	2 pairs of light houses (known sites)	hyperbolic quadrics (line of position)
ILS	VHF (108 ~ 112 MHz)	antenna on ground	deference in depth of modulation
MLS	micro wave (5,031 ~ 5,090 MHz)	antenna on ground and reciprocation beam scanning	θ depending on time interval
space encoding	projected light	projector	binary structured lighting
color high light	light (R,G,B color)	concentric circular ring lighting	appling color information
Vernier scale method	scanned light	scanning laser beam by polygonal mirror	Vernier arrangement
super sonic both side signal field	super sonic wave	2 transducers set both ends and 2 detectors inside	phase information and generalized Vernier arrangement

3. 位相情報を用いること

1. については、応用面ではマイクロ波、超音波、赤外光等種々の信号媒体が考えられるが、本研究では実験室レベルで取り扱いが容易で、それぞれの操作に対応する場の変化の性質を直接観測できるという意味で、可視光・赤外線等の光媒体を用いた。また、「直観が働きやすい系と解析モデルを並行して扱うこと」を心がけた。すなわち、従来の構造化照明等の研究に関する文献等からは必ずしも思考・開発経過は明らかではないが、本研究では目的とする計測にとって必要な性質、例えば、回転信号場ではヨー角と位相の関係、囲い込み信号場では平行な等位相線などをあらかじめ想定し、これを目指して信号場を構成するとともに並行してモデルを作って解析した。

2. については、第2章でも説明したが、具体的に Table 3.1 のように列記してみると改めて表から読み取れるように、目的に従って、信号源、変調関数系、受信部、信号処理、およびこれらを適切に組合せているといえる。そこで、本研究ではこれら単独の効果についてそれぞれの章で詳述した後、第5章ではこれらの組合せを意識して論ずる。

3. については、構造化照明では主に信号の振幅情報を用いることが多いのに対し、元々位相測定は時間測定であることから周期信号の性質を活用し、平均化、信号成分と雑音成分の直交化、等の手法を積極的に用いて高精度化を狙った。

3.1.3 信号場構成の意図

信号場を考案するに当たっては、必要な情報が比較的簡単な信号操作で取り出せるよう複数の信号源の組合わせを工夫し、光源の空間的な配置と、それぞれの発光強度の変調関数（以下、点灯関数(lightning function)と呼ぶ）との有効な組合せを工夫し、両者による効果を最大限に活かした構成により効率的な計測を行うことを目指した。

その結果構成された信号源と点灯関数の組合せは、具体的に「回転信号場」では、素子は正方形の頂点の位置に配置し、点灯関数は位相が $\pi/2$ ずつずれた正弦波を用いた。また、「半開放空間型信号場」では、素子の配置は左右対称、点灯関数は正弦・余弦波を用い、それに加えて振幅・初期位相を利用して操作パラメータとしている。次章の「囲い込み信号場」はこの2つの方式をさらに線状光源に発展させた。

こうして眺めると、素子配置と点灯関数の組合せとしては、発信素子の配置としては対称性を、変調信号としては対称性と直交性をもつようにし、これらの組合せの効果を利用しているといえる。

3.2 回転信号場による回転角と位置の計測

3.2.1 回転信号場の構成

信号場を構成するには、光源の空間的な配置とそれぞれの点灯関数との有効な組合せを工夫し、両者による効果を最大限に引き出すことが重要である。

はじめに、一对の光源と受光部を用いれば少なくとも距離情報を一つ抽出できるが、位置および姿勢量は6変数で表現できることを考慮したとき、これらの変数は最低何個の光学的素子の組合せで決定できるかが最初の問題となる。

つぎに、3つの光源から発せられる光を一点で受光する場合を考えてみると、各光源の発光時間が重複せず、どの光源からの信号であるかが識別可能ならば距離に関して3種類の独立した情報が得られ、これによって光源平面を基準とする受光部の位置を知ることができる。姿勢量まで知るためには受光部の平面が構成されねばならず、3つの受光部によって平面を定めることとすると、各受光部ごとに上記の位置計測を行えば姿勢量も知ることが可能である。すなわち、一意に位置座標を決めるのに必要な発光・受光部の組合せは最低3個ずつであることがわかる。

一方、一对の発光・受光部の組合せから距離情報を得る方法として簡便なのは、光のパワーの減衰を用いる方法である。光のパワーが距離に関して減衰するのは、雰囲気中の散乱を除けば、光源から光が広がるためである。従って、点光源からの光の広がり方は理想的な状態では等方的であるとしてよい。また、受光部についても多数個の光源からの光を検出する場合、それぞれの光源からの照射強度の重ね合わせが可能であると考えれば扱いやすい。これは、点状の受光部とすることと同値である。

このような仮定のもとでの光源の点灯関数について考察する。比較的簡単に精度の良い測定値が得られる位相情報が利用可能な点灯関数を考えると、その一例として、正弦波を用い個々の光源の点灯関数の位相差を一定に選ぶ方法がある。

それぞれ、3個の発光・受光素子を用いて、位置および姿勢計測に必要な情報が得られることが確かめられているが[99, 100]、以下では受光信号の処理がより容易な光源数を4個にした光源系構成による方式について検討した結果について述べる。

3.2.1.1 モデリング

具体的に、上述の考え方をを用いるための仮定として、考える適当な領域内で近似的に1.～4.の性質をもつものとする。

1. 光源は、インコヒーレント光を発し、フィールドの大きさと相対的に点光源とみなせる。
2. 光源の光強度は無指向性である。
3. 受光部は点状である。
4. 受光部の感度特性は使用する範囲内で無指向性である。

1.の仮定は、光のパワーは距離の2乗に反比例して減衰しながら伝播することを(ランバートの原理)、2.はそれが等方的であることを、さらに3.の仮定は異なる2点からの光の強さが各々の和で表せることを、そして4.はそれぞれ必要な範囲内で成り立つことを意味する。

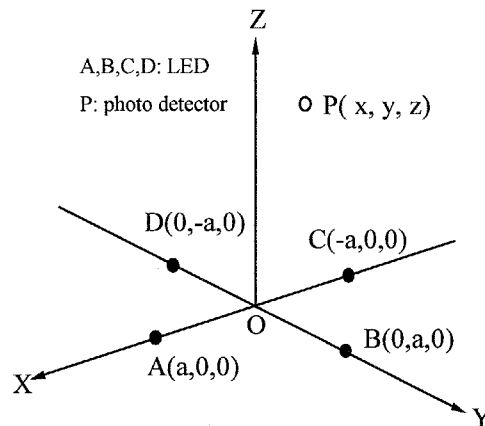


Fig. 3.1 Geometrical arrangement of experiment.

ここで、光源をFig. 3.1のように配置し、点光源A～Dを以下の点灯関数に従って発光させることを考える。

$$A : F_A(t) = K_A + L_A \sin \omega t \quad (3.1)$$

$$B : F_B(t) = K_B + L_B \cos \omega t \quad (3.2)$$

$$C : F_C(t) = K_C - L_C \sin \omega t \quad (3.3)$$

$$D : F_D(t) = K_D - L_D \cos \omega t \quad (3.4)$$

1.～4.の仮定により、適当な領域における任意のP点で検出される光強度信号は、次式で与えられる電気信号に変換される^(注1)。

$$S_P(t) = \frac{F_A(t)}{AP^2} + \frac{F_B(t)}{BP^2} + \frac{F_C(t)}{CP^2} + \frac{F_D(t)}{DP^2} \quad (3.5)$$

(注1)ただし、P点にあるセンサの変換効率を表す比例定数は省略する。以下に説明するいずれの方式でもこの形式を踏襲する。

(3.5)式中の信号は、直流成分と交流成分を含むが、必要とする情報は交流成分に含まれているので、以下では(3.5)式中の交流成分について検討をすすめる。そこで、(3.5)式中の交流成分を $S_P(t)$ とすれば、

$$S_P(t) = \left\{ \frac{L_A}{AP^2} - \frac{L_C}{CP^2} \right\} \sin \omega t + \left\{ \frac{L_B}{BP^2} - \frac{L_D}{DP^2} \right\} \cos \omega t \quad (3.6)$$

と表現できる。Fig. 3.1における点A～DおよびPの座標を考慮し、式展開の簡単化のため $L_1 \stackrel{\text{def}}{=} L_A = L_C$ 、 $L_2 \stackrel{\text{def}}{=} L_B = L_D$ とすると、

$$S_P(t) = \frac{4L_1 ax \sin \omega t}{\left\{ (x-a)^2 + y^2 + z^2 \right\} \left\{ (x+a)^2 + y^2 + z^2 \right\}} + \frac{4L_2 ay \cos \omega t}{\left\{ x^2 + (y-a)^2 + z^2 \right\} \left\{ a^2 + (y+a)^2 + z^2 \right\}} \quad (3.7)$$

となる。(3.7)式は、空間と時間に関する変数を分離して以下のように表現できる。

$$\begin{aligned} S_P(t) &= S(x, y, z; t) \\ &= \Phi(x, y, z) \sin \omega t + \Psi(x, y, z) \cos \omega t \end{aligned} \quad (3.8)$$

ただし、

$$\Phi(x, y, z) = \frac{4L_1 ax}{\left\{ (x-a)^2 + y^2 + z^2 \right\} \left\{ (x+a)^2 + y^2 + z^2 \right\}} \quad (3.9)$$

$$\Psi(x, y, z) = \frac{4L_2 ay}{\left\{ x^2 + (y-a)^2 + z^2 \right\} \left\{ a^2 + (y+a)^2 + z^2 \right\}} \quad (3.10)$$

である。ところで、(3.8)で示される信号は、

$$S(t) = L \sin(\omega t + \delta) \quad (3.11)$$

という正弦波として観測され、振幅がL、点灯関数の基準位相からの位相差が δ である。

$$L = \sqrt{\Phi^2(x, y, z) + \Psi^2(x, y, z)} \quad (3.12)$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\Phi(x, y, z)}{\Psi(x, y, z)} \right) \quad (3.13)$$

従来、この種の信号は(3.11)式に従う観測波形を得たのち、これを信号処理して $\Phi(x, y, z)$ 、 $\Psi(x, y, z)$ を得るのが一般的であった。本研究では実現の容易さを考慮して、光源群を二値関数で点灯し、それらにより発生する信号を受光部で捕らえる方法をとっているが、このときの受光信号は階段状の信号であり、適当な帯域フィルタを通さない限り(3.11)式の信号にはならない。本論文では、二値関数による発光を行いながら、直接 $\Phi(x, y, z)$ 、 $\Psi(x, y, z)$ に関する情報を得る新たな手法を提案している。これについては、第4章、4.3節で詳述する。

3.2.1.2 光学的信号場の性質

(3.12)、(3.13)式に従えば、空間内の任意の点につき振幅および位相値を計算できる。そこで、各々につき、同一の振幅値をとる曲面、および同一の位相値をとる曲面を求めることが可能である。これらを、それぞれ、等振幅面、等位相面と呼び、Fig. 3.2(a), 3.2(b)に示す。なお、光源の配置は、Fig. 3.1に示すものと同様である。

これらの図によれば光源に近い領域(near fieldの意味であり、以下では近接領域と呼ぶ)と、遠い領域(far fieldの意味であり、以下では遠隔領域と呼ぶ)では、それぞれ光源からの信号の干渉の様子に違いがある。すなわち、遠隔領域において等振幅面は単純なコーン状に近づき、等位相面は中心軸から等間隔の放射状平面になる。これは、中心軸回りの回転角(ヨー角)を測定するのに好都合であり、後に、この性質を用いて回転角計測を行う。この性質に因んで構成された信号場は「回転信号場」と呼ばれる。

本研究では、計測に用いる領域として遠隔領域を念頭に置き、具体的にはFig. 3.1の座標系で $z > 5a$ 程度の領域を考えることにする。

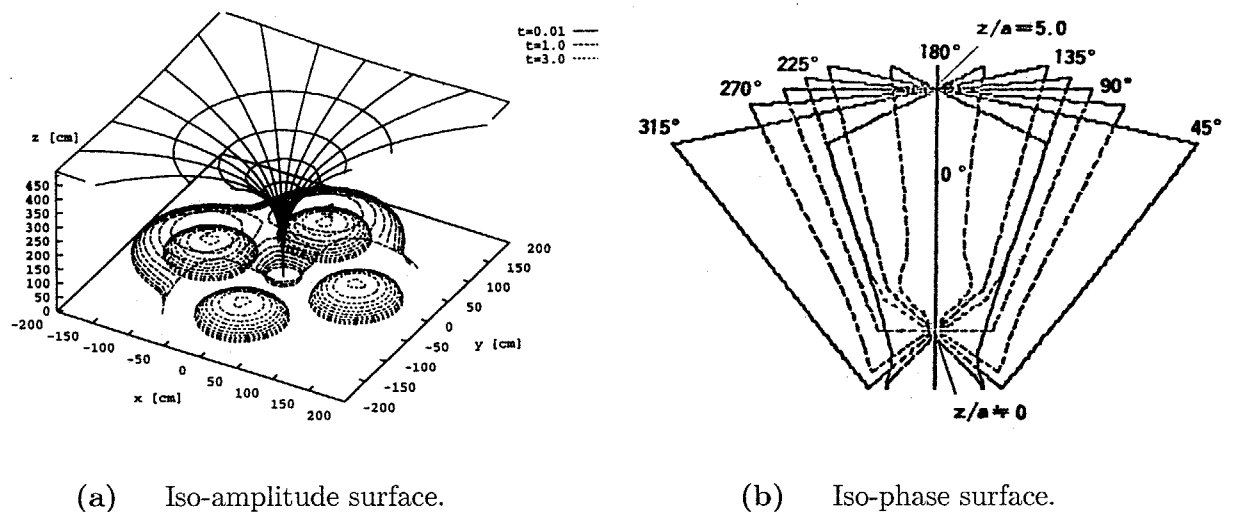


Fig. 3.2 Properties of the optical rotating signal field

3.2.2 位置および回転角の計測

3.2.2.1 位置・姿勢を表現する変数

位置座標および姿勢量を一意に決定するためには最低6変数を必要とする。これらの変数の選び方は幾通りも考えられるが、ここでは次の6変数を考え、さらに受光素子の配置としてFig. 3.3の点K,L,M,NおよびGを与える。すなわち、位置を表現する変数として中心点Gの座標 (p, q, r) 、姿勢を表現する変数として平面 π の法線ベクトル $(\lambda, \mu, 1)$ 、および、ヨー角 θ の合計6変数とした。

受光素子点の与え方は以下の通りである。

1. 受光素子平面 π の法線ベクトルを $(\lambda, \mu, 1)$ とする。
2. 受光素子点は5点とし、点K,L,MおよびNを頂点とする正方形をなし、その重心点の座標を $G(p, q, r)$ とする。

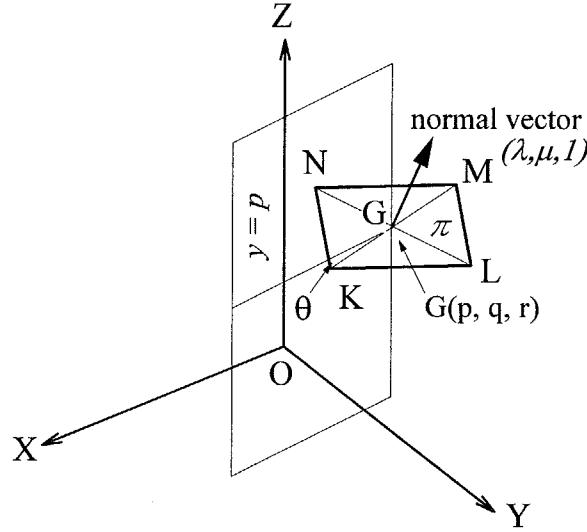


Fig. 3.3 Six variables $(p, q, r, \lambda, \mu, \theta)$ about position and attitude

3. 正方形KLMNは、重心点Gに π 平面上を回転し、このとき、ヨー角 θ は、平面 $y=q$ と、直線GKとの成す角とする。
4. 重心点Gから他の4点までの距離は d とする。

後の式展開のため、 $x_i, y_i, z_i (i = K, L, M, N)$ 各点の座標を以下のとおり表現する。

$$\begin{bmatrix} x_K & x_L & x_M & x_N \\ y_K & y_L & y_M & y_N \\ z_K & z_L & z_M & z_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p & p & p & p \\ q & q & q & q \\ r & r & r & r \end{bmatrix} + d \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & -\alpha_1 & -\alpha_2 \\ \beta_1 & \beta_2 & -\beta_1 & -\beta_2 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & -\gamma_1 & -\gamma_2 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

このとき、 $(\alpha_1, \beta_1, \gamma_1), (\alpha_2, \beta_2, \gamma_2)$ は、それぞれ、線分KM, LMの方向ベクトルの方向余弦となる。

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \beta_1 & \beta_2 \\ \gamma_1 & \gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\lambda^2+1}} & \frac{\lambda\mu}{\sqrt{(\lambda^2+1)(\lambda^2+\mu^2+1)}} \\ 0 & -\sqrt{\frac{\lambda^2+1}{\lambda^2+\mu^2+1}} \\ \frac{-\lambda}{\sqrt{\lambda^2+1}} & \frac{\mu}{\sqrt{(\lambda^2+1)(\lambda^2+\mu^2+1)}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ -\sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

3.2.2.2 ヨー角の計測

3.2.1.2で述べたように、点 $P(x, y, z)$ における受信信号の正弦成分と余弦成分の比は遠隔領域では、

$$\frac{\Phi(x, y, z)}{\Psi(x, y, z)} \doteq \frac{x}{y} \quad (3.16)$$

となり、この値は位相値を表現するとともに、Fig. 3.2(b)に示したとおり、点Pの z 軸回りの回転角に一致する。位置変数を求めるために、まず、この位相値を用いて平面の法線ベクトルを求める。

(3.16)式を観測値とし、これを $\varpi_i (i = G, K, L, M, N)$ で表す。

$$\varpi_i \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\Phi(x_i, y_i, z_i)}{\Psi(x_i, y_i, z_i)} \quad (3.17)$$

(3.17)式は、(3.14),(3.16)式を用いて、

$$\varpi_G \doteq \frac{p}{q} \quad (3.18)$$

$$\varpi_K \doteq \frac{p + d\alpha_1}{q + d\beta_1} \quad (3.19)$$

$$\varpi_L \doteq \frac{p + d\alpha_2}{q + d\beta_2} \quad (3.20)$$

$$\varpi_M \doteq \frac{p - d\alpha_1}{q - d\beta_1} \quad (3.21)$$

$$\varpi_N \doteq \frac{p - d\alpha_2}{q - d\beta_2} \quad (3.22)$$

と表せる。Fig. 3.2(b)に示すように遠隔領域($z > 5a$)では、各点の位相は $\tan^{-1}(x/y)$ に一致すると考えてよいので、(3.18)~(3.22)式の両辺を等号で結ぶことにする。これらの等式を、 $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ について解くと以下ようになる。

$$u_1 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\alpha_1}{q} = \frac{2\varpi_K\varpi_M - \varpi_G\varpi_M - \varpi_G\varpi_K}{d(\varpi_M - \varpi_K)} \quad (3.23)$$

$$u_2 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\beta_1}{q} = \frac{\varpi_K + \varpi_M - 2\varpi_G}{d(\varpi_M - \varpi_K)} \quad (3.24)$$

$$v_1 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\alpha_2}{q} = \frac{2\varpi_L\varpi_N - \varpi_G\varpi_N - \varpi_G\varpi_L}{d(\varpi_N - \varpi_L)} \quad (3.25)$$

$$v_2 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\beta_2}{q} = \frac{\varpi_L + \varpi_N - 2\varpi_G}{d(\varpi_N - \varpi_L)} \quad (3.26)$$

(3.23)~(3.26)式の右辺はすべて観測値であり、上の演算により得られる (u_1, v_1, u_2, v_2) は、線分KM, LNの方向余弦の $x-y$ 平面への投影と考えられる。(3.15)式を用いると(3.23),(3.25)式より、

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_1}{u_1}\right) \quad (3.27)$$

となりヨー角 θ が得られる。

3.2.2.3 位置の計測

得られたヨー角を $\tilde{\theta}$ とすると(3.15)式を用いて、法線ベクトルに関する推定値 $\tilde{\lambda}$ および $\tilde{\mu}$ を次式の通り決められる。

$$\tilde{\lambda} = \sqrt{\frac{-b_0 + \sqrt{b_0^2 - 4a_0c_0}}{2a_0}} \quad (3.28)$$

$$\tilde{\mu} = \frac{2a_0 - b_0 + \sqrt{b_0^2 - 4a_0c_0}}{-2a_0b_0 + 2a_0\sqrt{b_0^2 - 4a_0c_0}} \times \left(\frac{u_1}{v_1} \sin \tilde{\theta} + \frac{u_2}{v_2} \cos \tilde{\theta}\right) \quad (3.29)$$

ただし、

$$a_0 = \left(\frac{u_1}{v_1} - \frac{u_2}{v_2}\right)^2 \sin^2 \tilde{\theta} \cos^2 \tilde{\theta} \quad (3.30)$$

$$b_0 = -\left\{1 + \left(\frac{u_1}{v_1} \sin^2 \tilde{\theta} + \frac{u_2}{v_2} \cos^2 \tilde{\theta}\right)^2 - \left(\frac{u_1}{v_1} + \frac{u_2}{v_2}\right)^2 \sin^2 \tilde{\theta} \cos^2 \tilde{\theta}\right\} \quad (3.31)$$

$$c_0 = -\frac{u_1}{v_1} \sin^2 \tilde{\theta} + \frac{u_2}{v_2} \cos^2 \tilde{\theta} \quad (3.32)$$

以上の計算により、法線ベクトル $(\tilde{\lambda}, \tilde{\mu}, 1)$ が求められた。(3.27)~(3.29)式を(3.15)式に代入することにより、線分KM, LNの方向余弦 $(\tilde{\alpha}_1, \tilde{\beta}_1, \tilde{\gamma}_1), (\tilde{\alpha}_2, \tilde{\beta}_2, \tilde{\gamma}_2)$ が計算され、さらに、(3.23)~(3.26)式で求められた u_1, v_1, u_2, v_2 のうち零でない要素との比をとることにより、位置に関する情報 q を抽出できる。これを $\tilde{q}$ とすると、例えば、

$$\tilde{q} = \frac{\tilde{\alpha}_1}{u_1} \quad (3.33)$$

となり、 q を(3.18)式に代入することにより、

$$\tilde{p} = \varpi_G \tilde{q} \quad (3.34)$$

が得られる。さらに(3.9)式を用いると、 $\Phi(x, y, z)$ が観測値であることにより、

$$\tilde{\gamma} = \sqrt{\sqrt{\frac{\Phi(p, q, r)}{4a\tilde{q}}} + 4a^2\tilde{p}^2 - (\tilde{p}^2 + \tilde{q}^2 + a^2)} \quad (3.35)$$

が計算される。以上の手順により位置に関する情報 $(\tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{r})$ が得られた。

3.2.3 実験方法と結果

3.2.3.1 実験系の構成

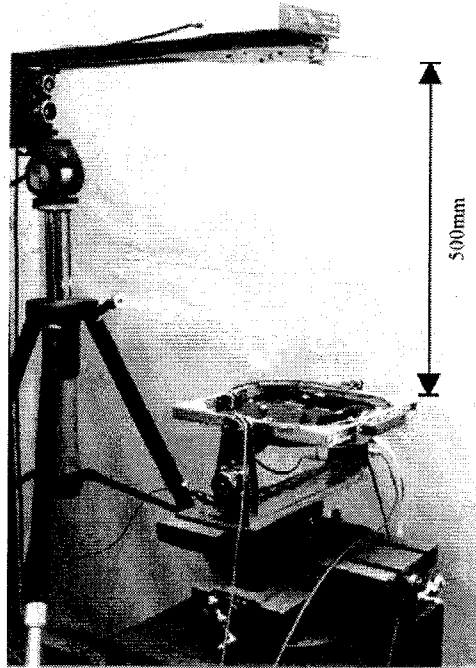


Fig. 3.4 Experimental setup.

本研究では位置および姿勢量を測定するという目的に従い、これらの変数が自由に設定できる実験系を作成した。光学素子として赤外線発光ダイオード(東芝製 TLN103[60], ピーク波長 940nm)、および近赤外領域に強い感応特性をもつフォトダイオード(モリリカ製 MI-33HLF[61], ピーク波長 950nm)を用いた。また、位置・姿勢に関す

るパラメータを与えるための機械系として、X,Y方向にはクロステーブルを、Z方向には三脚のエレベータを、ヨー角 θ には回転テーブルを、平面の傾き角(ロール角、ピッチ角)には2軸のジンバルを用いた。機械系の可動範囲は、X方向変位: $\pm 80\text{mm}$ 、Y方向変位: $\pm 160\text{mm}$ 、Z方向変位: $500 \sim 800\text{mm}$ 、ヨー角(θ): $\pm 180^\circ$ 、ロール角(ξ): $\pm 45^\circ$ 、ピッチ角(ζ): $\pm 45^\circ$ である。製作した実験装置の全景をFig. 3.4に示す。

3.2.3.2 信号場の測定(正弦・余弦成分の測定)

上述の実験系を用いて生成した信号場の正弦・余弦成分の測定を行った。なお、信号処理は、光電変換後、増幅された信号をデータサンプリングし(サンプリング周波数 500Hz)、A/D変換後マイクロコンピュータに取り込み、4.3.2.1で述べる方式に従って各ステージにつき6点ずつ、それらの10周期にわたり平均操作を行った。

Fig. 3.5に測定例を示す。直接の実測値は理論値からずれているが、これは、光源および受光部の指向性が理想的でないためである。そこで、これらの指向特性を校正した後、それをもとに補正すると理論値と比較的よくあうことが確かめられた。以下に示す位置および姿勢量は、これらの指向特性を補正した後、3.2.2に示したアルゴリズムを適用した結果である。

Table 3.2 Measuring ranges and absolute errors.

item	measuring range	absolute error
X,Y	$-100 \sim +100\text{ mm}$	$\text{max } \pm 5\text{ mm}$
Z	$500 \sim 750\text{ mm}$	$\text{max } \pm 5\text{ mm}$
θ	$-180 \sim +180^\circ$	$\text{max } \pm 5^\circ$
ξ, ζ	$-10 \sim +10^\circ$	$\text{max } \pm 1^\circ$

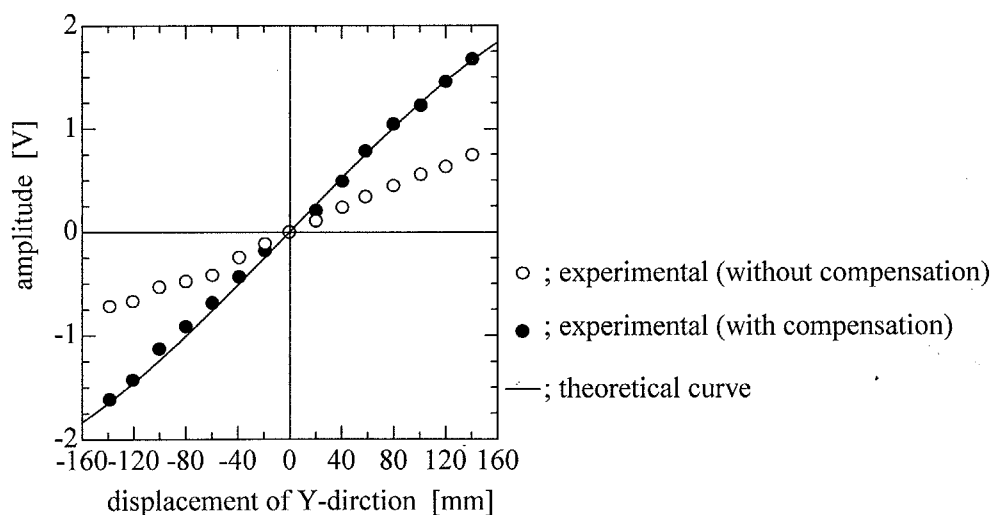


Fig. 3.5 Amplitude measurement of cosine component.

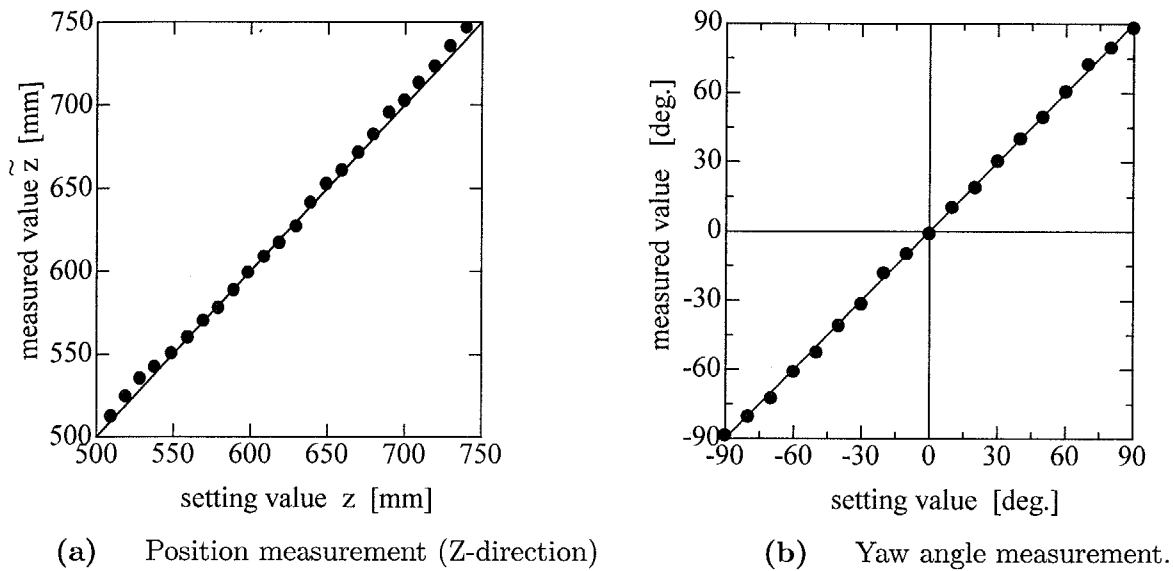


Fig. 3.6 Experimental results

3.2.3.3 位置・姿勢の測定

位置の測定例をFig. 3.6(a)に、ヨー角の測定例をFig. 3.6(b)に示す。実験はすべての位置・姿勢変数について行い、これらの設定値に対する推定値のずれについてまとめた表を、測定範囲とともにTable 3.2に示す。

3.2.3.4 誤差に関する考察

3.2.3.2で述べたように、光源および受光部の指向特性が理想的でないため、補正したデータを観測値とした。この補正によっても正弦成分および余弦成分の観測値として最大2%の誤差を生じる。これは、(3.18)~(3.22)式の近似式を用いることにより生じる推定値のずれの約5倍になっている。そこで、今回行った測定の範囲内で観測値として2%の誤差をもったデータを用いたと仮定して、推定値のずれを計算するとその結果は、Table 3.2の測定結果にほぼ一致する。また、機械的設定上の誤差も存在するものと考えられるが、これらはいずれも指向特性の補正による誤差の10%以下であると見積もられる。

以上を総合して考えると、測定誤差を生じる原因は発光・受光素子の指向特性が理想的でない点にあると結論づけられる。

これらの結果を踏まえて、信号媒体として超音波を用いて姿勢計測に特化したシステムを金川らが考案した[62, 63]。信号処理として興味深い点も多いが、本研究の範囲外なので詳細は割愛する。

3.3 半開放空間型信号場による自動車車庫入れ軌道生成

3.3.1 緒言

半開放空間型信号場の研究[97, 115, 87]は、駐車場での自動車の車庫入れを想定し、これに好都合な信号場を構成することを目的としている。本論文で扱う信号場の中では「囲い込み信号場」と一部類似の考え方をしているが、信号場を生成するフィールドが「半開放的」、すなわち、信号場の構成範囲として車庫の終端奥までは必要がなく、車庫入り口(ガレージでは車の進入口)側はオープンになっている点異なる。また、後に述べるように、位置計測の範囲と精度の観点からは、開放側では広範囲・低精度、終端側では狭範囲・高精度であることが望ましい。本節では、以上の要求の信号場を光学的に構成した例について述べる。なお、以下「半開放空間型信号場」をSOSF (Semi- Open Signal Field)と略記する。

3.3.2 SOSF のための光学的素子配置

上記の目的を満たす光学的素子配置としてFig. 3.7の構成が考えられる。すなわち、発光素子A,Bを車庫の終端側に配置し、開放側に向けて発光する。この光源の変調信号を工夫し、その合成信号を自動車屋根に設置した光センサで受光して、この受光信号を分析して、車庫内の位置・姿勢を計測する方法について考察する。ところで、実用上は、直接位置座標(x,y)を求めなくとも、自動車を適切に誘導させる「誘導曲線」を作り、これに沿って進行するような自動制御系を構成してもよい。ここでは、信号場の考え方の「自由度」を活かして、この誘導曲線を自由に操作する系を考える。

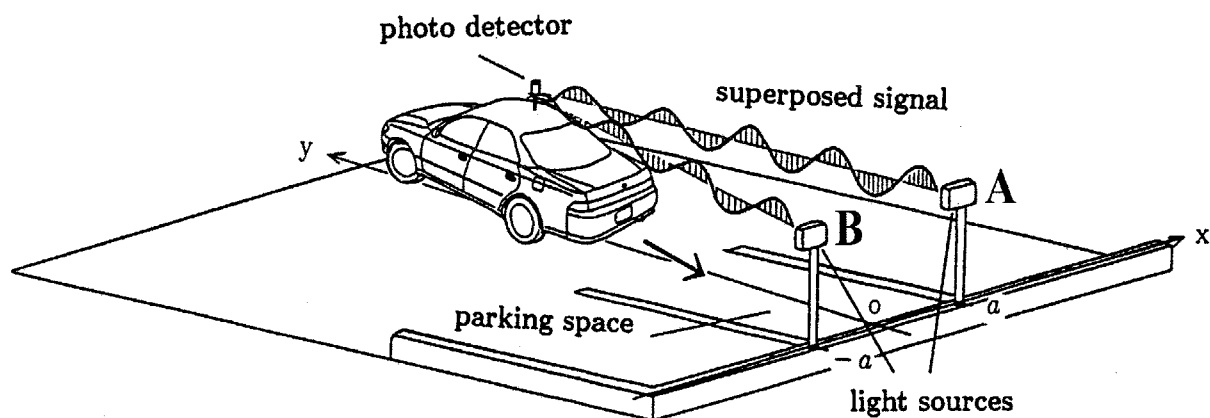


Fig. 3.7 Concept of semi-open signal field for car garaging support system

まずはじめに、Fig. 3.8の座標系で考える。 x 軸上の $x = \pm a$ の点に点光源を配置する。 y 座標正領域を開放側と考え、 y 座標負領域には信号を照射しない。光センサの位置を $P(x,y)$ としてこの位置を自動車の代表点として、この位置座標を求めることをこの計測系の目的とする。

点灯関数として(3.36),(3.37)式を考える。この点灯関数は、基本的に正弦関数を考えており、初期位相 Θ 、輝度 κ_A, κ_B を与えているので、この範囲ではすべてのパラメー

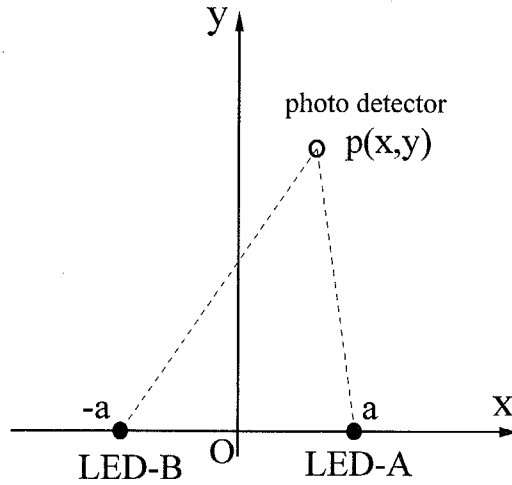


Fig. 3.8 Geometrical arrangement for semi-open signal field.

タを変更させうる自由度をもっている。

$$A : A(t) = \kappa_A \cos(\omega t + \Theta) \quad (3.36)$$

$$B : B(t) = \kappa_B \sin \omega t \quad (3.37)$$

3.2.1.1に示した「回転信号場」の場合と同様な光源・受光部に関する仮定を用いると、点P(x,y)での受光信号は次式で表せる。

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{\kappa_A \cos(\omega t + \Theta)}{(a-x)^2 + y^2} + \frac{\kappa_B \sin \omega t}{(a+x)^2 + y^2} \\ &= A \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (3.38)$$

ここで、

$$A = \sqrt{\left\{ \frac{\kappa_B}{(a+x)^2 + y^2} - \frac{\kappa_A \sin \Theta}{(a-x)^2 + y^2} \right\}^2 + \left\{ \frac{\kappa_A \cos \Theta}{(a-x)^2 + y^2} \right\}^2} \quad (3.39)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left\{ \frac{\frac{\kappa_B}{(a+x)^2 + y^2} - \frac{\kappa_A \sin \Theta}{(a-x)^2 + y^2}}{\frac{\kappa_A \cos \Theta}{(a-x)^2 + y^2}} \right\} \quad (3.40)$$

である。

(3.40)式に基づき、各点における位相値を算出して位相分布として表す。また、同じデータを用いて、位相値の等しくなる点を結び2次元座標上を示してこれを等位相線と呼ぶ。なお、以下のグラフにおいて輝度比 α を次式で定義する。

$$\alpha = \frac{\kappa_A}{\kappa_B} \quad (3.41)$$

また、位置座標 (X,Y) は光源の位置パラメータ a を用いて、

$$X = \frac{x}{a} \quad (3.42)$$

$$Y = \frac{y}{a} \quad (3.43)$$

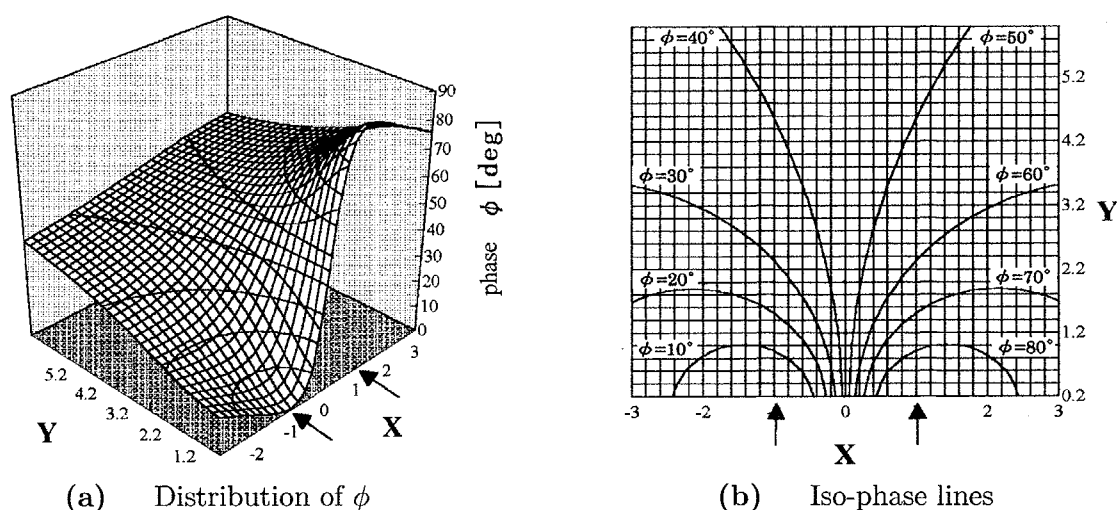


Fig. 3.9 Distribution of ϕ and iso-phase lines in case of $\alpha = 1, \Theta = 0$.

と規格化して表現する。

「回転信号場」の場合の点灯関数に対応する $\alpha = 1, \Theta = 0$ の条件での計算結果を Fig. 3.9 に示す。同図(a), (b)が、それぞれ、位相分布図、等位相線図であり、おのこの図の矢印が光源の位置を示す。

この条件では、同図(b)のように左右線対称な等位相線が描かれている。また同図(a)のように、光源近傍では位相の変化が激しく、光源から遠ざかるにつれて位相変化の割合が減少する。位相変化の割合は計測の感度と一対一の関係があるので、3.3.1の性質、すなわち、「位置計測の範囲と精度に関して、開放側では広範囲・低精度、終端側では狭範囲・高精度となる条件」を満足することになる。

3.3.3 等位相線と位相分布を用いた SOSF の性質分析

次に、操作パラメータである輝度比 α と初期位相 Θ を変化させたときの等位相線・位相分布について分析する。

3.3.3.1 輝度比 α の効果

輝度比 α を変化させたときの等位相線図と位相分布図を Fig. 3.10 に示す。このように、輝度比 α は等位相線の密度に関して左右のバランスを変える効果がある。具体的には、 α が1より小さいと右側の領域 ($x > 0$) の等位相線の密度が大きく、1より大きいと左側の領域 ($x < 0$) の密度が大きくなる。

3.3.3.2 初期位相 Θ の効果

初期位相 Θ を変化させたときの等位相線図と位相分布図を Fig. 3.11 に示す。

この場合には、輝度比 α の場合と異なり、等位相線の密度に関する左右のバランスではなく、密度そのものを変化させる。具体的には、初期位相 Θ が負のときには等位相線の密度が小さく、正のときには密度が大きくなる。

以上、SOSF について輝度比と初期位相を操作する効果を調べてきたが、これらの効果は、第5章で述べる「囲い込み信号場」の場合についても同様な関係があり、輝度

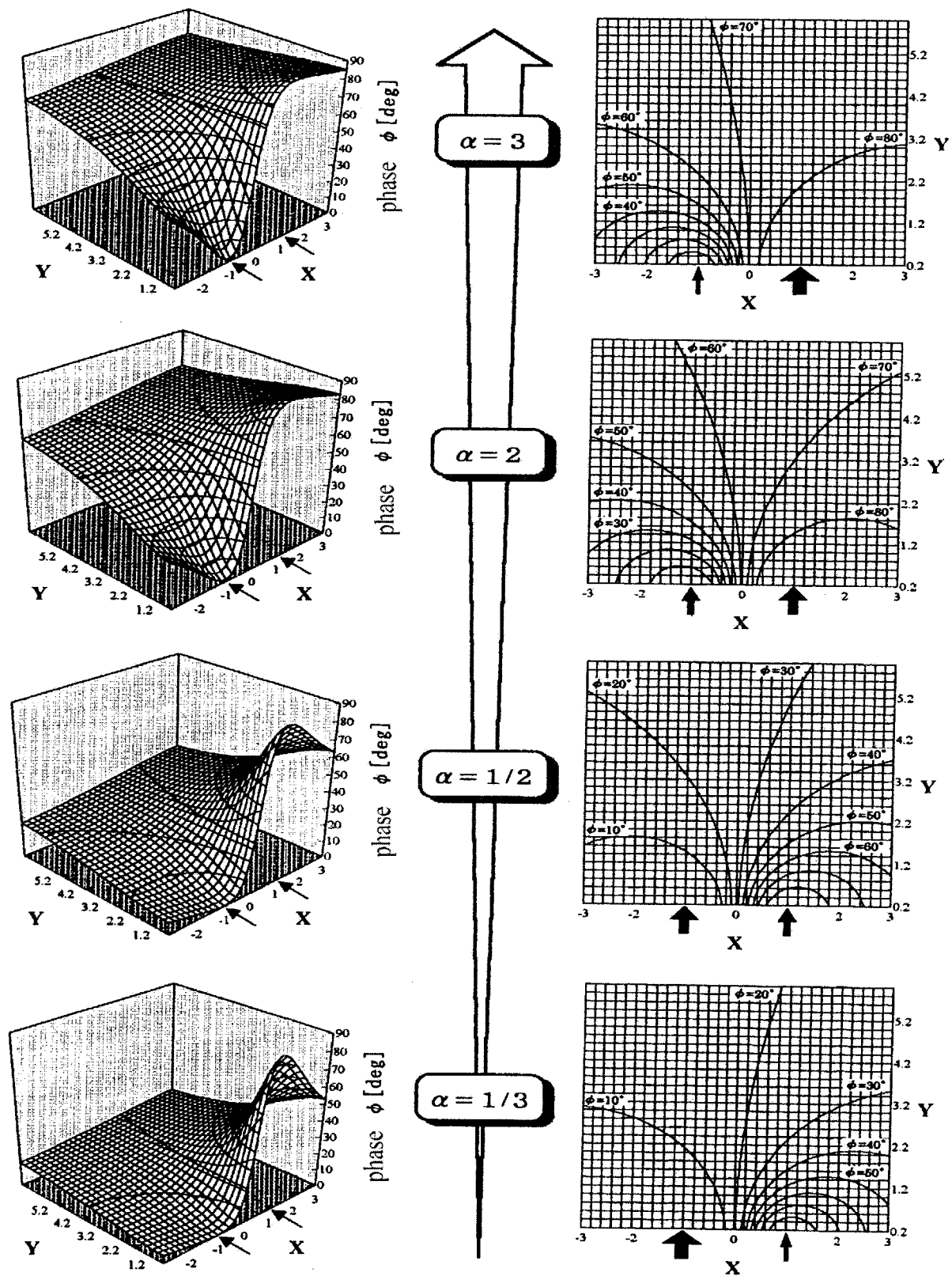


Fig. 3.10 Distribution of ϕ changing in α .

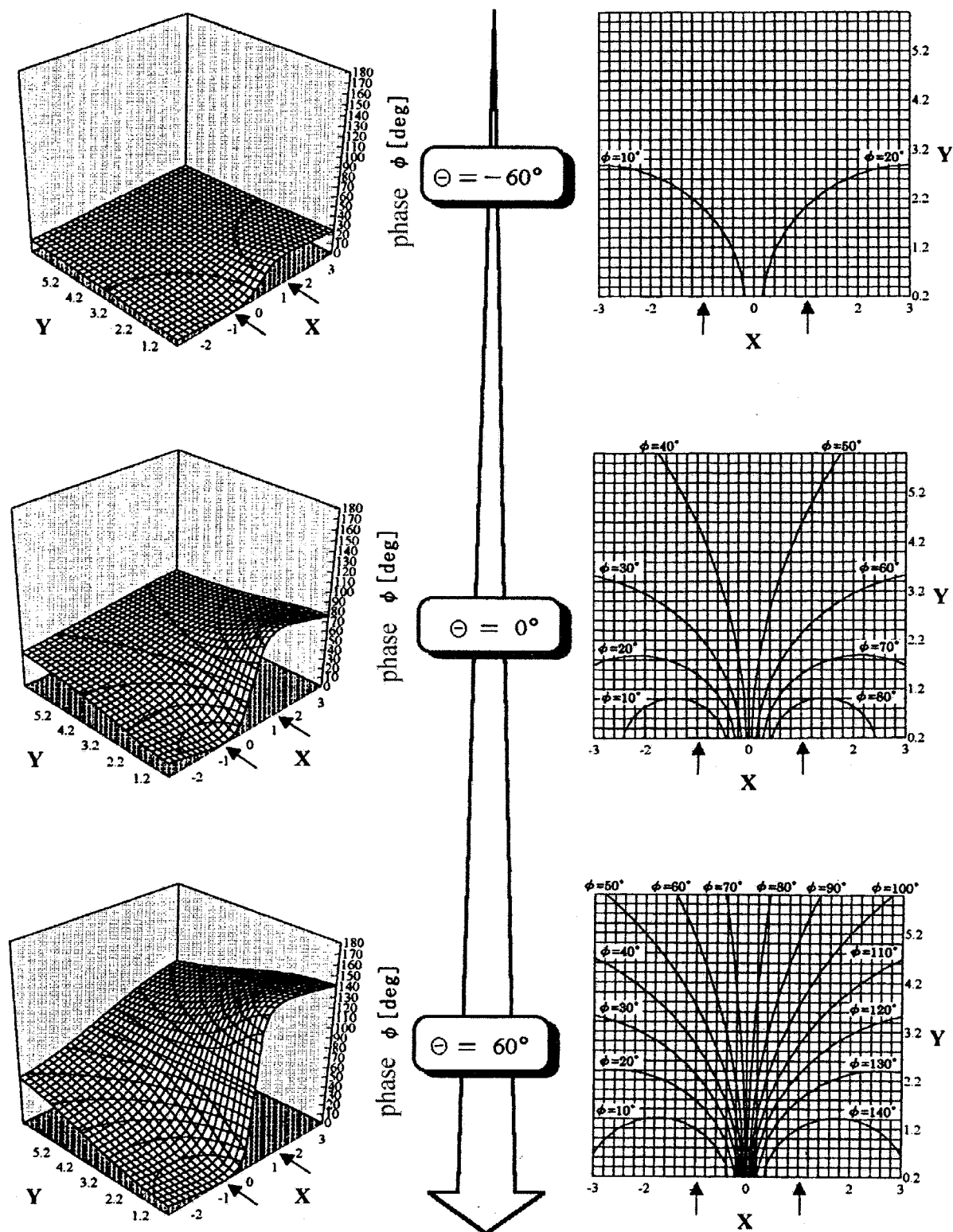


Fig. 3.11 Distribution of ϕ changing in Θ .

比・初期位相操作の自由度を活かして「ズーム的機能」に適用している。

3.3.3.3 線状光源とその配置による効果

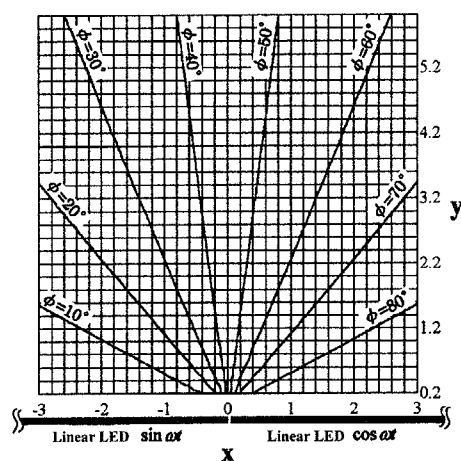
SOSF を構成するための光源としては、点光源だけでなく線状光源とすることも可能である。そこで、線状光源とその配置による効果を計算した。計算としては点光源を複数個並べて線状光源とみなし、すべて、数値計算的に位相分布、等位相線を求めた。計算に用いた点光源の数としては50～100程度で、あらかじめ位相値が収束することを確認してから分布を求めるための計算を行った。なお、第4章の囲い込み信号場において有限長の線状光源を扱った(4.8)式と同様に、解析的に計算することも可能である。

線状光源の場合の等位相線図をFig. 3.12に示す。(a)～(d)の条件は、それぞれ、

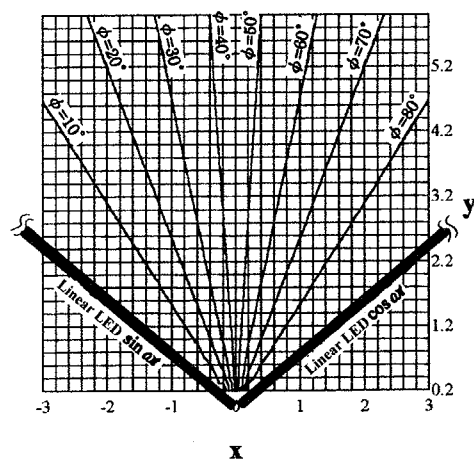
- (a) 2本の無限長線光源を一直線上に配置、
- (b) (a)と同じ光源をV字型に配置、
- (c) (a)と同じ光源の端点(中央位置)を単位長さだけ離して配置、
- (d) 光源長を有限とし、(a)と同様の配置

した場合についての計算結果である。点灯関数としてはFig. 3.9のときと同様で、 $\alpha = 1$, $\Theta = 0$ の条件とした。

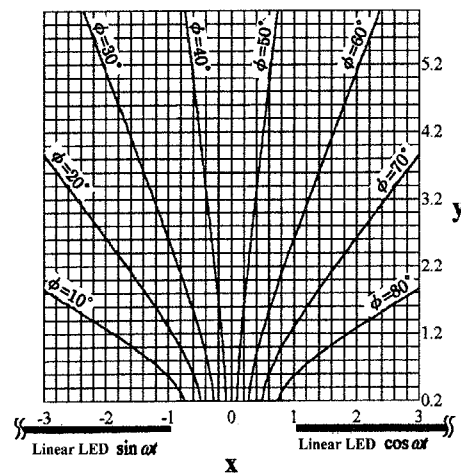
Fig. 3.12 (a), (b)の場合には、すべての等位相線が直線になり、(c), (d)の場合が曲線部分を含んだりすべて曲線であるのと対照的である。(a)と(b)を比較すると、配置した角度がそのまま等位相線にも反映するといえる。また、(c)と(d)については、線状光源の長さが等位相線の曲がり具合を決めており、これらより、等位相線の曲率半径を変えるときには、点光源から有限長の線光源の間でその長さを調整すればよいと結論づけられる。



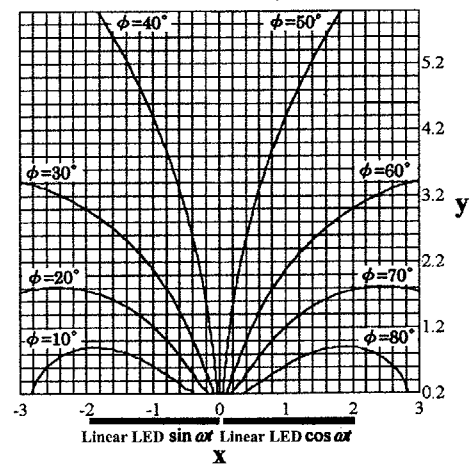
(a) The length of linear LED is infinity.



(b) The arrangement is character "V".



(c) The arrangement in case of separate.



(d) The arrangement in case of limited

Fig. 3.12 Change in iso-phase lines according to arrangement of linear LED arrays.

3.3.4 実験による位相分布の測定

本研究では、無指向性化した光源と受光素子を新たに開発し、Fig. 3.8に示す測定系を構成して位相分布測定実験を行った。

3.3.4.1 実験構成と方法

実験装置の概略構成図をFig. 3.13に示す。

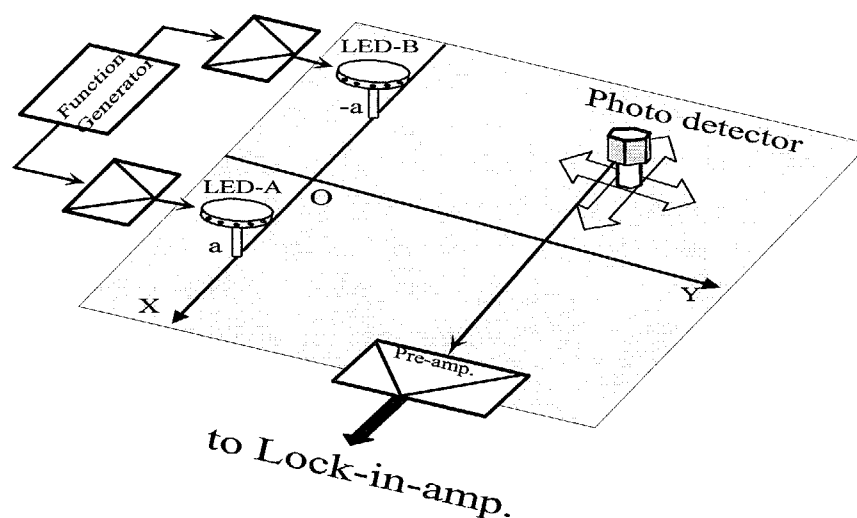


Fig. 3.13 Schematic view of experimental system.

約1m四方の測定平面上に、2つの無指向性化光源と1つの受光システムをFig. 3.8の座標系に従って配置した。光源位置を固定、センサ位置を移動して、その座標値(x,y)とセンサ出力信号を処理して得られる位相 ϕ との関係を調べた。光源と受光システムは後述するように専用の素子を製作した。

光源の点灯関数は関数発生装置で生成され、2つの正弦波の振幅と位相を自由に設定できる。正弦波駆動されている2つの無指向性光源から発せられた変調光は、測定平面上で重ね合わされ、この合成光を受光システムで受光する。受光信号をプリアンプを通してロックインアンプ(NF回路ブロック社製、型式: 5610B)、または、4.3節で述

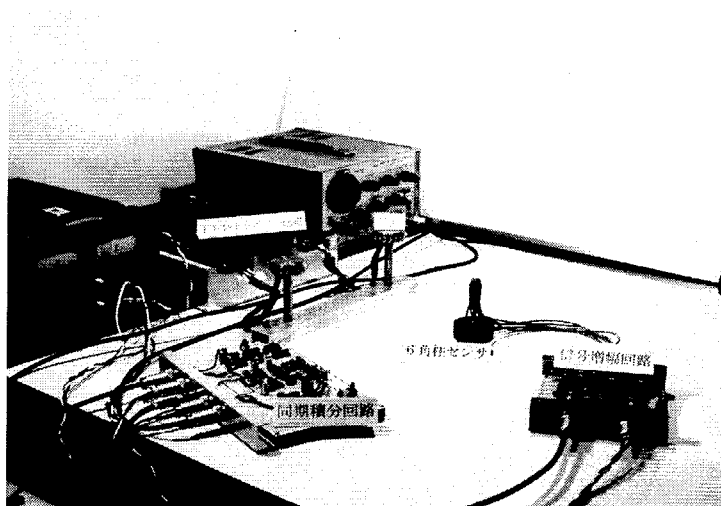


Fig. 3.14 Photograph of experimental system.

べる位相検出器に送り、関数発生装置の基準位相との位相差をとることにより位相 ϕ を決める。

測定実験装置の外観をFig. 3.14に示す。

3.3.4.2 受・発光素子の無指向性化とその特性

光源の無指向性化

光源は市販されている有指向性の発光ダイオードを複数個並べることにより無指向性化を図った。その構成図と単一素子の指向特性をFig. 3.15に示す。同図(b)実線に示す指向特性の赤外線発光ダイオード(STANLEY社製, DNP324U[64])を、(a)のように12個円弧上に配置した。

同じ構成の光源システムを2組試作し、その指向特性を測定した。測定結果を理論曲線とともにFig. 3.16に示す。ここで、(a)の理論曲線は、Fig. 3.15(b)の指向特性曲線を 20° ごとに12個並べてその総和をとった。また、本実験では、光を開放面方向に照射すればよいことから、基準位置から 180° までの間の角度を使用範囲とした。

同図(b), (c)を見ると、ほぼ理論曲線(a)と同様な傾向をもっているが、理論曲線の揺らぎは平均値を中心に $\pm 2\%$ 以内であるのに対し、実験値では、(b)で $\pm 4\%$ 、(c)で $\pm 5\%$ となっている。これは、単体の発光ダイオードの指向特性が均一でなくおのおの異なっていたり、発光軸がずれていたたりするためである[86]。

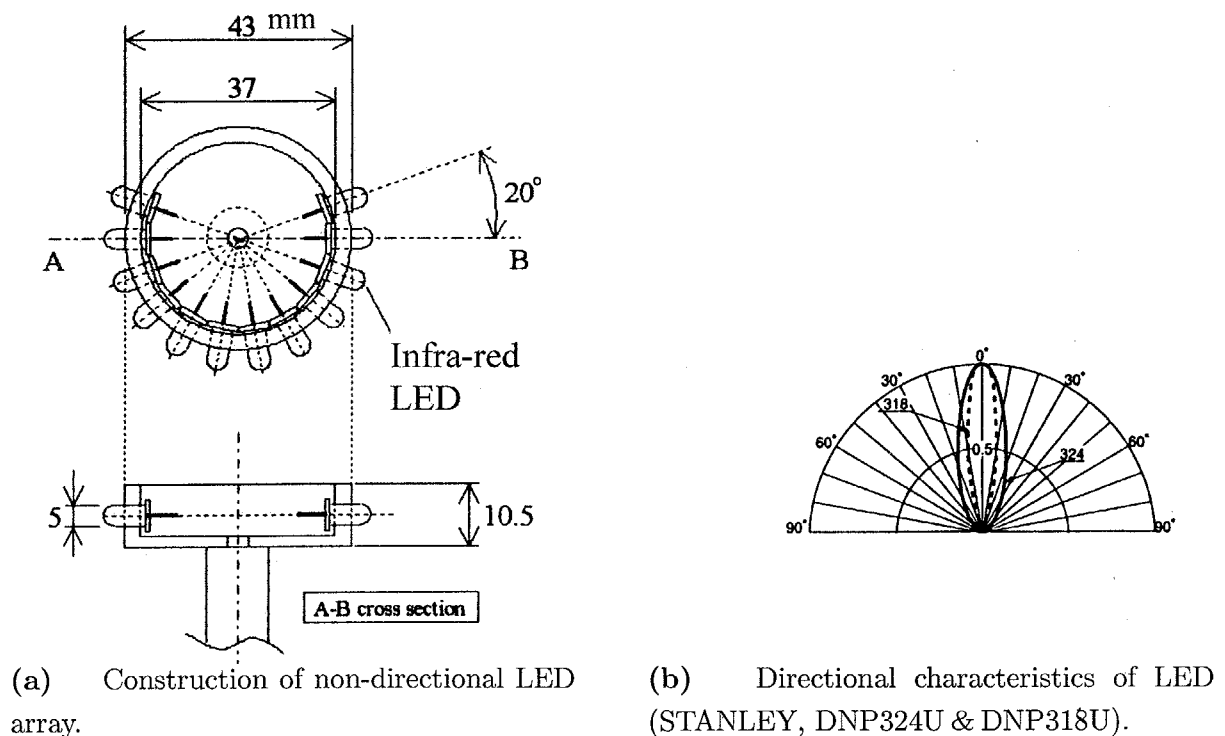
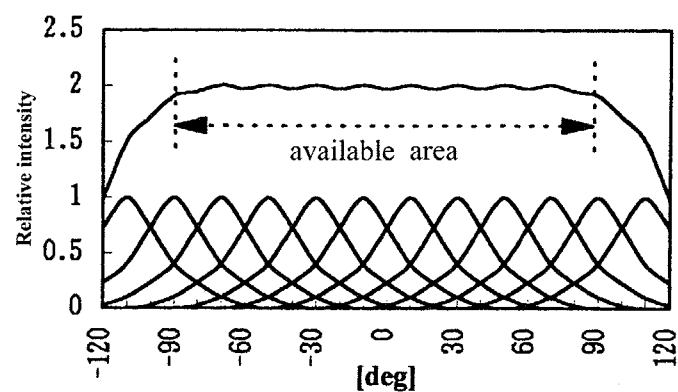


Fig. 3.15 Construction of non-directional LED array and each directional characteristics.

受光システムの無指向性化

無指向性化受光システムの構成をFig. 3.17に示す。このように、六角柱の側面に平板センサ(モリリカ社製, MP-55[61])を張り合わせ、その信号の総和をとることにより



(a) Theoretical directional characteristics.

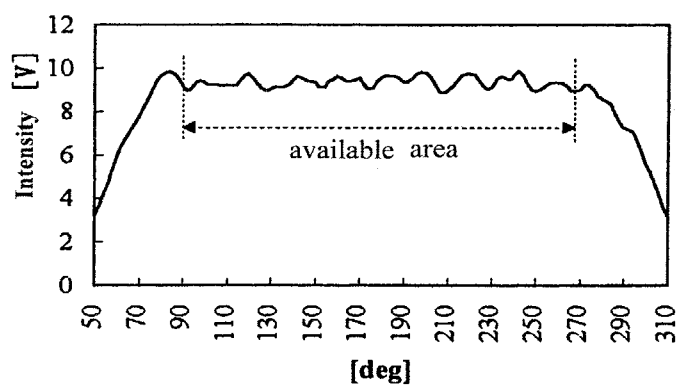
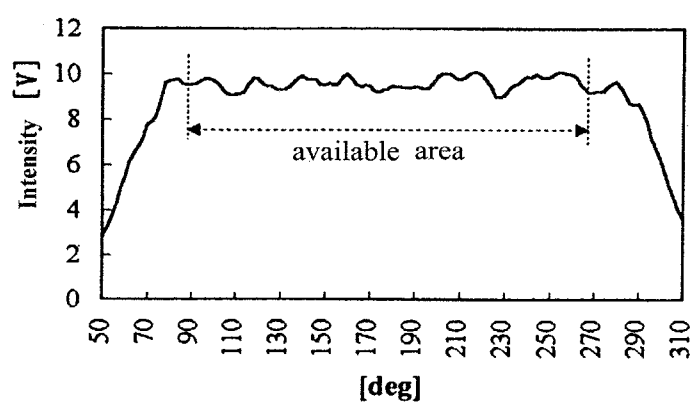
(b) LED-A(right side: $x = a$)(c) LED-B(left side: $x = -a$)

Fig. 3.16 Relationship between theoretical and experimental directional characteristics.

無指向性化を図った。

一般に、多角柱センサの指向特性は角柱の面数を増せば増すほど完全無指向特性に近づくことが知られている[103]。ところで、同じ平板センサを使用する場合、面数を増やすとサイズが大きくなり点状の条件からだんだんかけ離れてゆく。そこで、本研究では指向特性の均一さと試作しやすさとの兼ね合いから六角柱センサを選択した。受光システムの無指向特性化に関しては第4章で考察し、特に、4.2節でいくつかの方法について詳しく述べる。

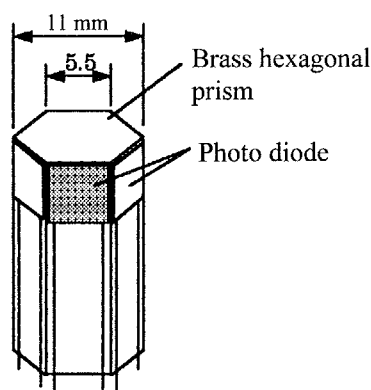


Fig. 3.17 Construction of non-directional photo sensor system.

ここで試作した受光システムの指向特性を、理論曲線とともに Fig. 3.18 に示す。理論曲線は、光源の場合と同様にして、単一センサの指向特性を 60° ごとに並べて、それらの総和を受光システムの指向特性とした。なお、単一センサの指向特性は平板センサの場合、 $\cos$ 特性に近似できることがこれまでの研究[65]でわかっているので、それを採用した。

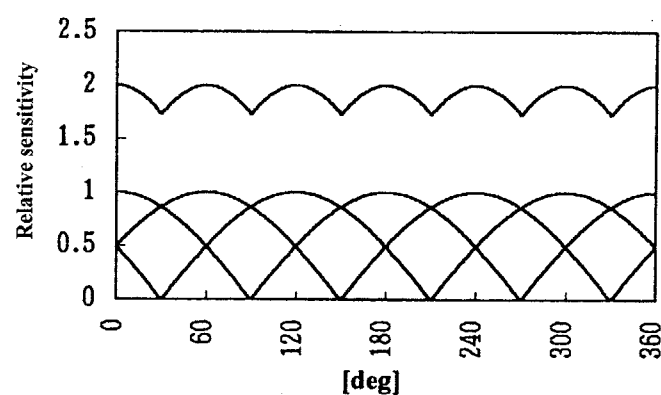
同図 (b) の実験結果を見ると、理論曲線とほぼ同じ形になっていることがわかる。グラフの窪みのシャープさがやや異なるが、これは、測定実験においてセンサに照射したスポット光はやや広がりをもっているので、広がり領域での平均化特性を測定したことになるためと考えられる。

3.3.4.3 位相分布の測定結果

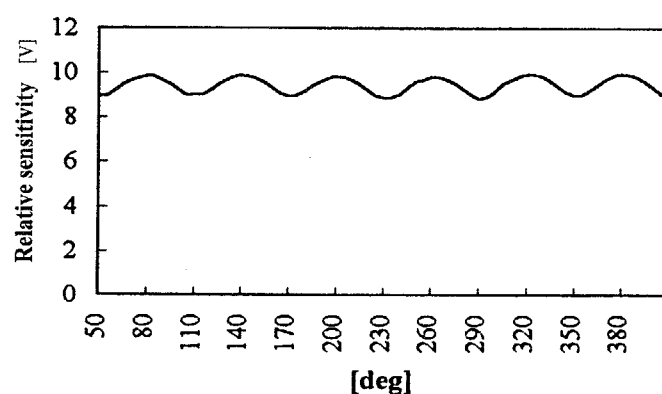
以上述べた光源・受光システムを用いて SOSF を構成してその位相分布を測定した。輝度比 $\alpha = 1$, 初期位相 $\Theta = 0$ の場合の測定結果を、理論値とともに Fig. 3.19 に示す。等位相線図について、実験結果と理論曲線とを比較すると類似の曲線になっているが、曲線が滑らかでなく波打っていることがわかる。これは、光源システムの指向特性 (Fig. 3.16) を反映しているといえる。また、左右の密度が異なっているのは輝度比 α が完全に1にはなっておらず、LED-B の輝度が多少高いことに原因があると考えられる。

輝度比 α と初期位相 Θ の操作による位相特性の変化に関する実験結果を、それぞれ、Fig. 3.20, Fig. 3.21 に示す。それぞれの傾向においては、3.3.3 に述べた性質が現れているが、輝度比 $\alpha = 1$, 初期位相 $\Theta = 0$ での測定の場合と同じ理由で等位相線が波打っている。

本方式に関しては、指向特性や、輝度比等より厳密な設定をして位相特性を測定・評価することが今後の課題である。



(a) Theoretical directional characteristics.

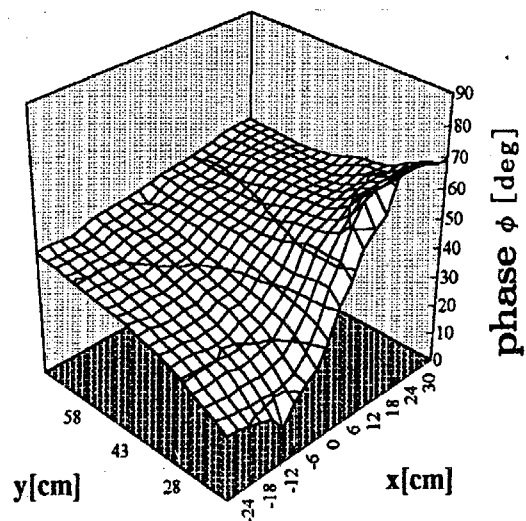
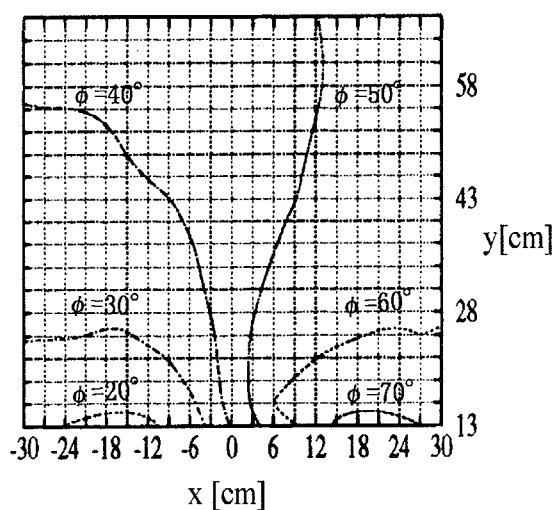


(b) Experimental results.

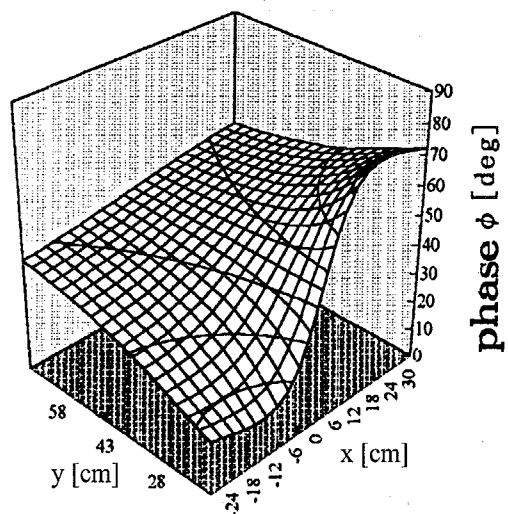
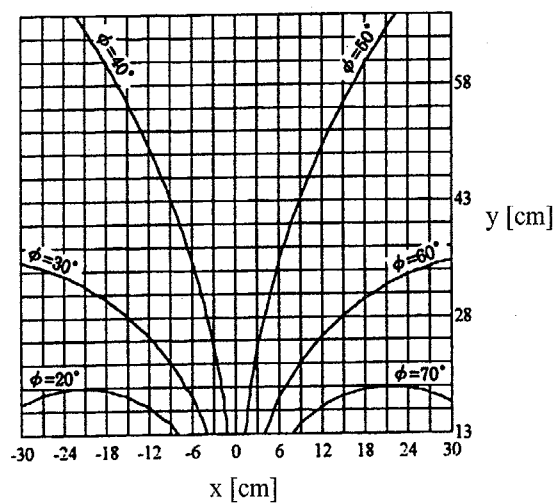
Fig. 3.18 Relationship between theoretical and experimental directional characteristics of photo sensor system.

3.4 本章のまとめ

本章では、従来の能動計測で利用されている構造化照明の効果について分析した後、この知見をもとに、2種類の信号場を構成する光源配置、点灯関数を考案した。それぞれ、「回転信号場」、「半開放空間型信号場」であり、前者は、ヨー角を測定するのに好都合な位相特性が構成されており、後者は、自動車の車庫入りに利用可能な誘導曲線を構成している。それぞれに関して、解析的、数値計算的さらに実験的に検討した。



(a) Experimental results.



(b) Theoretical characteristics.

Fig. 3.19 Relationship between experimental and theoretical iso-phase lines.

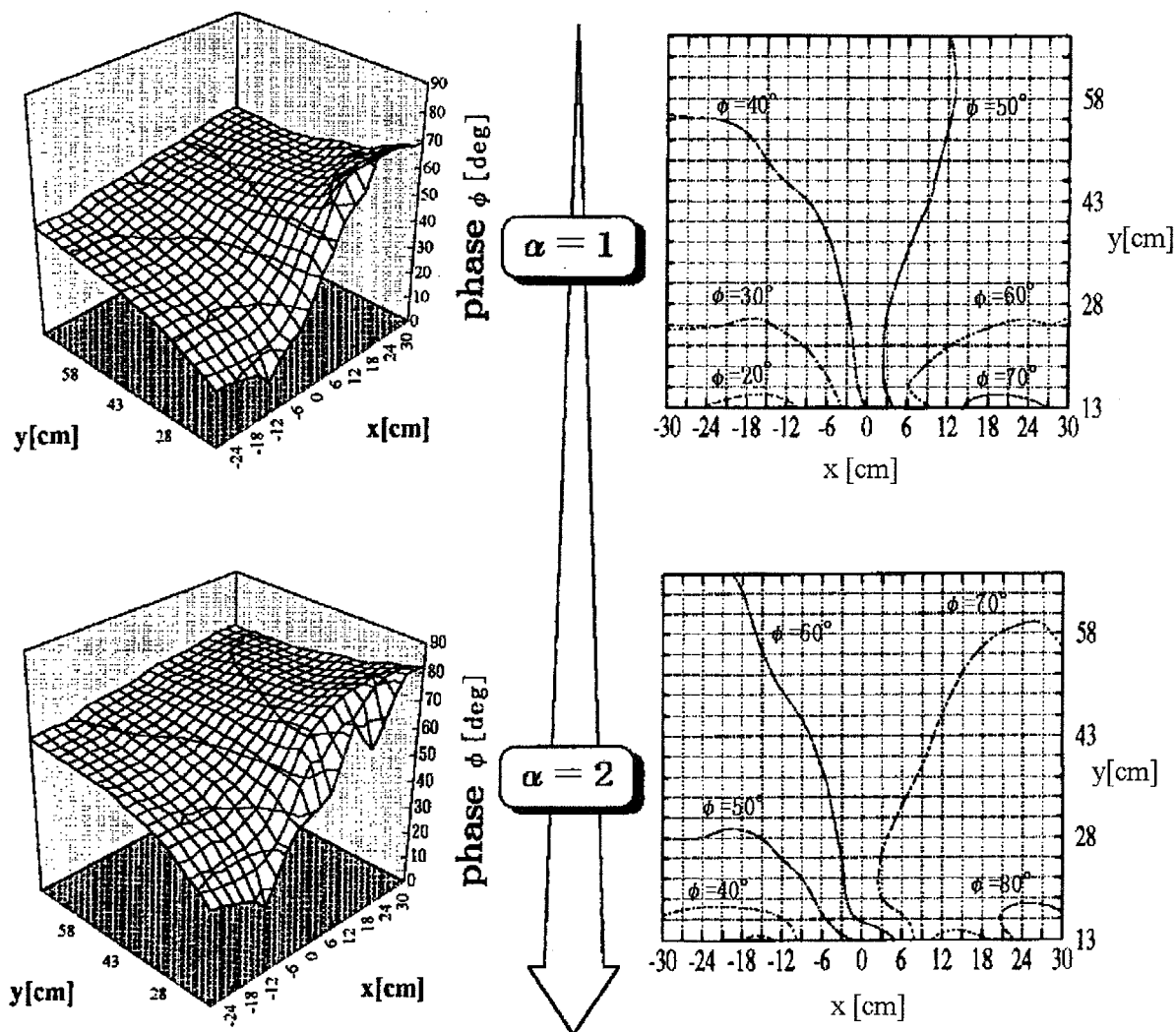


Fig. 3.20 Experimental results of effects α .

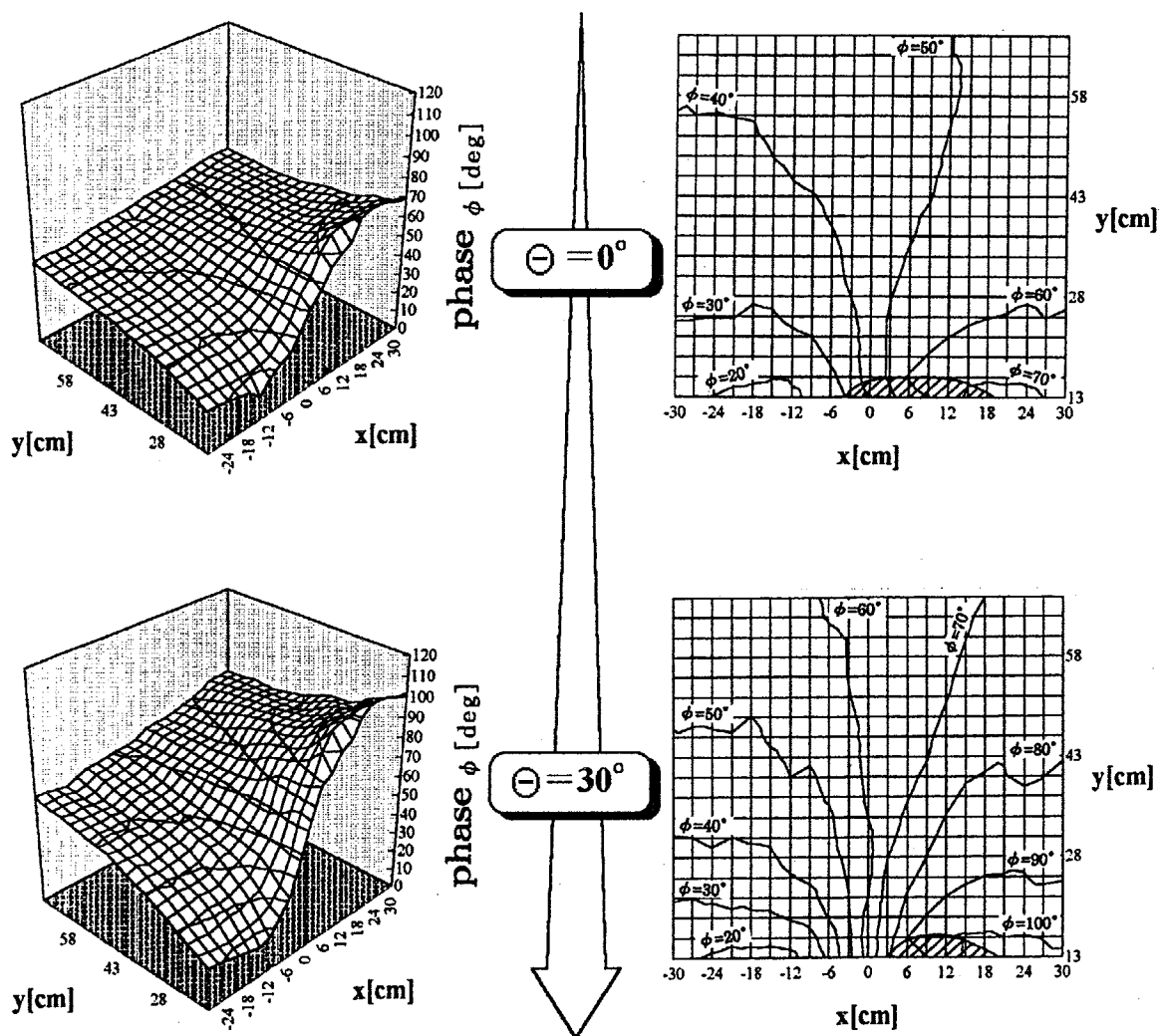


Fig. 3.21 Experimental results of effects theta Θ .

第 4 章 受信系と信号処理の高度化

第4章 受信系と信号処理の高度化

本章では、「囲い込み信号場」を採り上げて受信系と信号処理の高度化について考える。この系は、次章で扱うシステムの高度化においても基礎になる計測法である。この信号場構成の考え方と位置・姿勢計測への応用について述べた後、測定実験系を構成してその有効性を確認する。また、受光素子単体の問題を採り上げ、受光部の無指向性化に関していくつかの方法を述べた後、本方式にとって信号処理として重要な位相検出法について述べる。

4.1 囲い込み信号場による位置・姿勢計測

本節では、2次元平面上での位置計測に有効な信号場として囲い込み信号場を提案し、その実現方法と応用について述べる。囲い込み信号場構成に当たっては、必要な情報が比較的簡単な信号操作で取り出せるように信号源の配置と変調関数を工夫し、適切な信号場の構成により効率的な計測を行うことを狙った。

以下に考案の筋道を簡単に示す。はじめに、2本の線状光源を平行に配置した信号発信系を用いて、等位相線が光源に平行になるような点灯関数を選択し、さらに2次元の位置座標が独立に計測できるように2組の信号発信系の空間的な配置および、変調方式を考案した。これらのプロセスは、目的とする計測について、発光・受光素子および信号処理の間の役割分担の最適化を図ろうとする考え方に基づいている[66]。こうして2組の信号発信系に囲まれた内部はエネルギー密度が高くなり計測に都合のよい環境ができたことになる。次に、この信号場の性質を考察し、現実の光源やセンサを用いて位置・姿勢計測へ適応する方法を考察した。最後に、以上の検討をもとに計測系を構成して測定実験し、その効果を確認した。

4.1.1 囲い込み信号場の実現

光学的な信号場を構成するには、使用する光源の特徴を考慮した上で、光源の空間的な配置とそれぞれの点灯関数との有効な組合せを工夫し、両者による効果を最大限に活かすことが重要である。

本研究では、Fig. 4.1に示すようにLEDアレイにより構成される4つの線状光源の配置を考える。LED-A,B,C,Dはそれぞれ線状光源であり、それらを正方形の4辺上に配置する。正方形の1辺の長さは $2a$ であり、それぞれのLEDは座標系の原点方向に発光しているとする。点 P は光センサの位置である。センサは点状かつ等方的な指向特性をもつとする。それぞれの線状光源は相互に特定の位相関係をもった正弦関数に従って

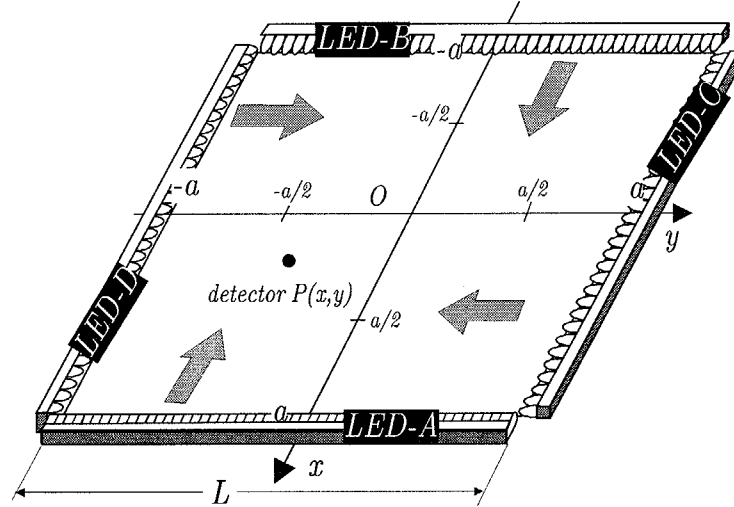


Fig. 4.1 Geometrical arrangement of LEDs and detector.

点灯する。すなわち、次式の点灯関数を用いる。

$$A : A(t) = \cos \omega_1 t \quad (4.1)$$

$$B : B(t) = \sin \omega_1 t \quad (4.2)$$

$$C : C(t) = \cos \omega_2 t \quad (4.3)$$

$$D : D(t) = \sin \omega_2 t \quad (4.4)$$

ここで、正弦・余弦関数の比例定数、つまり光源の輝度に関する係数は考慮していない。これは、すべての光源を同一の輝度で点灯することを意味する。なお、輝度について考慮する点灯関数を5.2節で、さらに、輝度と初期位相^(注1)について同時に考慮する点灯関数を5.3節で扱う。

(4.1)~(4.4)式の関数値は負となりうるが、光源の発光強度は負にすることはできない。そこで、発光強度の変動成分が(4.1)~(4.4)式の関数で表されるとして扱う^(注2)。このとき正方形内部には4光源からの光信号が合成されて特殊な信号場が生成されるが、これを「囲い込み信号場」と呼ぶことにする。

以下、この信号場の性質について考える。簡単化のため、線状光源を無限長とし(ただし囲まれる形状は1辺の長さ $2a$ の正方形のままである)、従って光源からの光はセンサまでの距離に反比例して減衰すると仮定できる。この仮定により、点 P での信号の変動成分 $P(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{\cos \omega_1 t}{a-x} + \frac{\sin \omega_1 t}{a+x} + \frac{\cos \omega_2 t}{a-y} + \frac{\sin \omega_2 t}{a+y} \\ &= \sqrt{\left(\frac{1}{a-x}\right)^2 + \left(\frac{1}{a+x}\right)^2} \sin(\omega_1 t + \phi_1) + \sqrt{\left(\frac{1}{a-y}\right)^2 + \left(\frac{1}{a+y}\right)^2} \sin(\omega_2 t + \phi_2) \end{aligned} \quad (4.5)$$

ここで、

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{a+x}{a-x} \right) \quad (4.6)$$

(注1) $\sin$ と $\cos$ だけでなく、その中間の位相をもつ点灯関数も考慮することに相当する。

(注2) 3.2節では直流成分を陽に記述したがここでは省略する。これ以降では同様に省略して記述する。

$$\phi_2 = \tan^{-1}\left(\frac{a+y}{a-y}\right) \quad (4.7)$$

(4.5)式において、受光信号は2つの周波数成分に分解でき、(4.6),(4.7)式より位相差 ϕ_1 , ϕ_2 は、それぞれ変数 x, y のみの関数となっており、 x, y がそれぞれ独立に計測できることがわかる。これは囲い込み信号場の大きな特徴であり、(4.1)~(4.4)式の点灯関数はこのようなことを意図して設定したものである。

次に線状光源が有限長の場合について考察する。線状光源を点光源が直線状に連なった集合体と考え、各々の点光源からの光は距離の2乗に反比例して減衰するものとすれば、点 P での受光信号 $P_L(t)$ は次式の積分を用いて表現できる。

$$\begin{aligned} P_L(t) &= \left(\int_{-a}^a \frac{dY}{(a-x)^2 + (Y-y)^2} \right) \cos \omega_1 t + \left(\int_{-a}^a \frac{dY}{(a+x)^2 + (Y-y)^2} \right) \sin \omega_1 t \\ &\quad + \left(\int_{-a}^a \frac{dX}{(X-x)^2 + (a-y)^2} \right) \cos \omega_2 t + \left(\int_{-a}^a \frac{dX}{(X-x)^2 + (a+y)^2} \right) \sin \omega_2 t \\ &= \frac{1}{a-x} \left\{ \tan^{-1}\left(\frac{a-y}{a-x}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{a+y}{a-x}\right) \right\} \cos \omega_1 t \\ &\quad + \frac{1}{a+x} \left\{ \tan^{-1}\left(\frac{a-y}{a+x}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{a+y}{a+x}\right) \right\} \sin \omega_1 t \\ &\quad + \frac{1}{a-y} \left\{ \tan^{-1}\left(\frac{a-x}{a-y}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{a+x}{a-y}\right) \right\} \cos \omega_2 t \\ &\quad + \frac{1}{a+y} \left\{ \tan^{-1}\left(\frac{a-x}{a+y}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{a+x}{a+y}\right) \right\} \sin \omega_2 t \\ &= \sqrt{\left(\frac{1}{a-x}\right)^2 T_1^2 + \left(\frac{1}{a+x}\right)^2 T_2^2} \times \sin(\omega_1 t + \phi_{L1}) \\ &\quad + \sqrt{\left(\frac{1}{a-y}\right)^2 T_3^2 + \left(\frac{1}{a+y}\right)^2 T_4^2} \times \sin(\omega_2 t + \phi_{L2}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

ここで、位相差 ϕ_{L1} , ϕ_{L2} は次式で表せる。

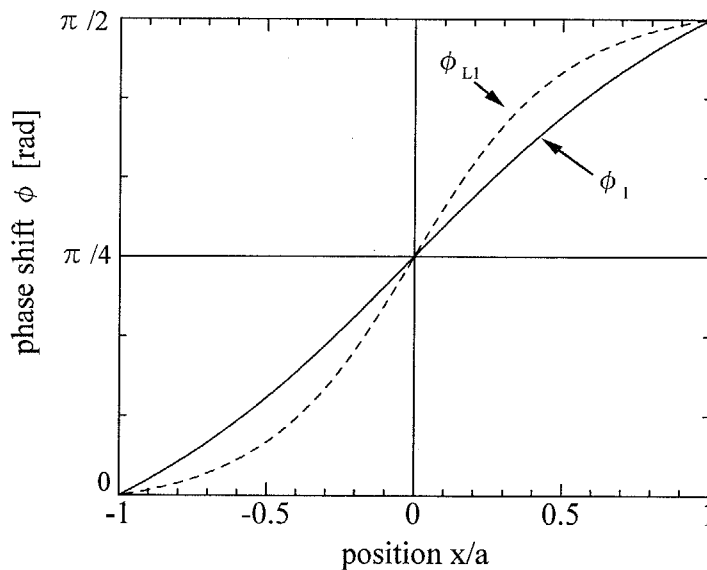


Fig. 4.2 Dependence of phase shift on position.

$$\phi_{L1} = \tan^{-1} \left(\frac{a+x}{a-x} \frac{T_1}{T_2} \right) \quad (4.9)$$

$$\phi_{L2} = \tan^{-1} \left(\frac{a+y}{a-y} \frac{T_3}{T_4} \right) \quad (4.10)$$

ただし、

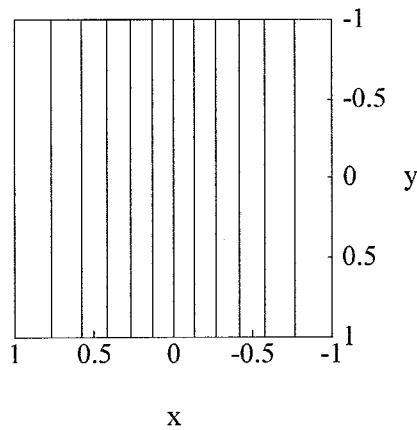
$$T_1 = \tan^{-1} \left(\frac{a-y}{a-x} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+y}{a-x} \right) \quad (4.11)$$

$$T_2 = \tan^{-1} \left(\frac{a-y}{a+x} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+y}{a+x} \right) \quad (4.12)$$

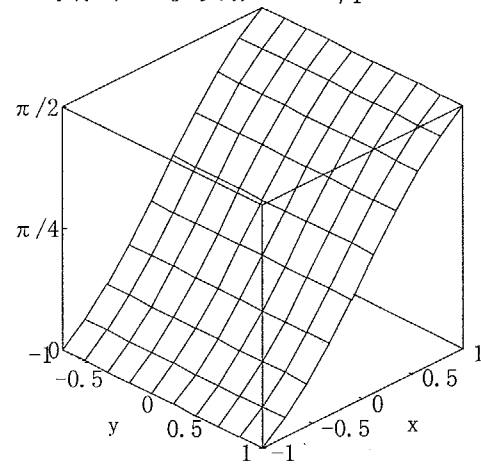
$$T_3 = \tan^{-1} \left(\frac{a-x}{a-y} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+x}{a-y} \right) \quad (4.13)$$

$$T_4 = \tan^{-1} \left(\frac{a-x}{a+y} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+x}{a+y} \right) \quad (4.14)$$

以上の解析をもとにして位相シフト量について考察する。変数 x と ϕ_1 および ϕ_{L1} の

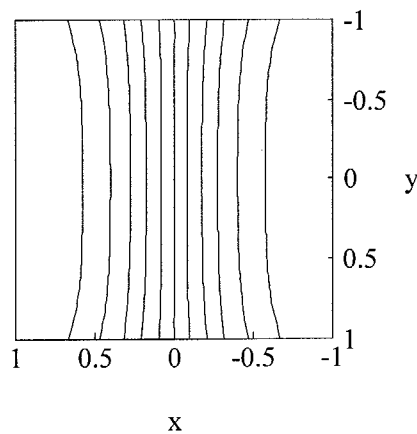


(a) Iso-phase lines.

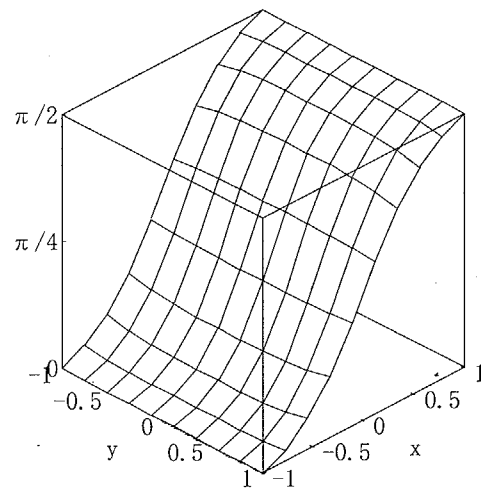


(b) Distribution of phase shift.

Fig. 4.3 Iso-phase lines and their distribution in case of $L = \infty$.



(a) Iso-phase lines.



(b) Distribution of phase shift.

Fig. 4.4 Equi-phase lines and its distribution in case of $L = 2a$.

関係を Fig. 4.2 に示す。これより ϕ_1 の特性は $x = 0$ 付近では線形であり、 ϕ_{L1} の $x = 0$

付近の勾配の方が ϕ_1 よりも急であるため、 x の変化に対して位相の変化する感度が高いといえる。これらの結果は、 y と ϕ_2 および ϕ_{L2} の関係についても同様である。

x - y 平面上において位相 (ϕ_1, ϕ_2) の変化する様子を調べるため、 ϕ_1 (または ϕ_2) の等しい値をとる点を結んでできる等位相線について考える。Fig. 4.3, 4.4に、それぞれ、光源長が無限、有限の場合についての等位相線を示す。Fig. 4.3は y 軸に平行な直線群になっており、一方、Fig. 4.4は類似の特性であるが領域の周辺部にひずみが観察される。さらに、Fig. 4.4から $|x| \leq 0.3, |y| \leq 0.3$ の領域では、 ϕ_{L1}, ϕ_{L2} はそれぞれ変数 y, x の影響をほとんど受けていないことがわかる。実際、 ϕ_{L1} の y による影響は位相差に換算して最大5%程度である。このことは、光源を有限長としても、適当な領域内では ϕ_{L1} は x のみの関数であることを示し、 ϕ_{L1} を測定することにより変数 x が y に独立に決定できることを意味する。これは ϕ_{L2} についても同様であって、これらの性質は2次元位置計測に適していると言える。

4.1.2 位置および姿勢計測への応用

4.1.2.1 位置計測

信号を受信する素子を具体的に考えるとき、Fig. 4.1のように生成された信号を信号場中の1点 P で受光することは困難である。そこで線状光源の大きさに比べて十分小さく、近似的に点状と見なせる大きさの平板状フォトダイオードを用いて信号を捕らえることにする。Fig. 4.5に4つの平板状フォトダイオードによる4角柱センサの構成図(立面図)を示す。図において p_1, p_2, p_3, p_4 が平板状フォトダイオードである。位置計測の場合には、4つのセンサからの出力信号を加え合わせてから処理することにより4.1.1項の議論がそのまま成り立つ。

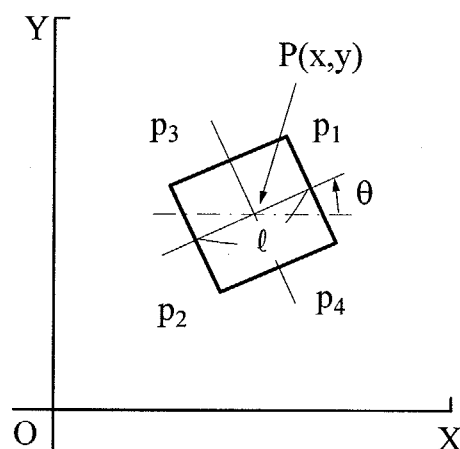


Fig. 4.5 Geometry of quadrangular prism sensor.

位置座標 (x, y) を求める手順は以下の通りである。はじめに、4つのフォトダイオードからの出力信号を加えた信号 $P'(t)$ から、位相差 ϕ_{L1}, ϕ_{L2} を求め、Fig. 4.2の関係を用いて x と y を計算する。具体的に、 $s_1, s_2, \dots, s_8$ のサンプル値から位相差 ϕ_{L1}, ϕ_{L2} を導く方法については、4.3節で述べる。

4.1.2.2 姿勢計測

一方、Fig. 4.5は平面上での対象の姿勢量である回転角 θ の定義も示している。このとき、点 P は四角柱センサを上から見た正方形の中心でありその座標は (x, y) である。回転角 θ の測定では、4つのセンサ p_1, p_2, p_3, p_4 からの出力信号が回転角 θ により変化することを利用する。この様子を、Fig. 4.6を用いて具体的に説明する。フォトダイオード p_1 からの出力信号が、対面する光源(LED-A)の隣のLED-Dからの信号をどのように受けるかを考える。この信号成分を P_{1-D} で表すと、Fig. 4.6 (a)に示すように回転角 θ が0の時、 P_{1-D} は k_0 である。同図(b)のように回転角が θ_1 になると P_{1-D} は k_1 となるが、回転角が同じ θ_1 でも、同図(c)に示すように4角柱センサの位置が異なると、 P_{1-D} の値も異なる。以上の関係を θ に関して線形近似すると次式のように表現できる。

$$P_{1-D}(\theta; x, y) = A(x, y) \times \theta + B(x, y) \quad (|\theta| \leq 25^\circ) \quad (4.15)$$

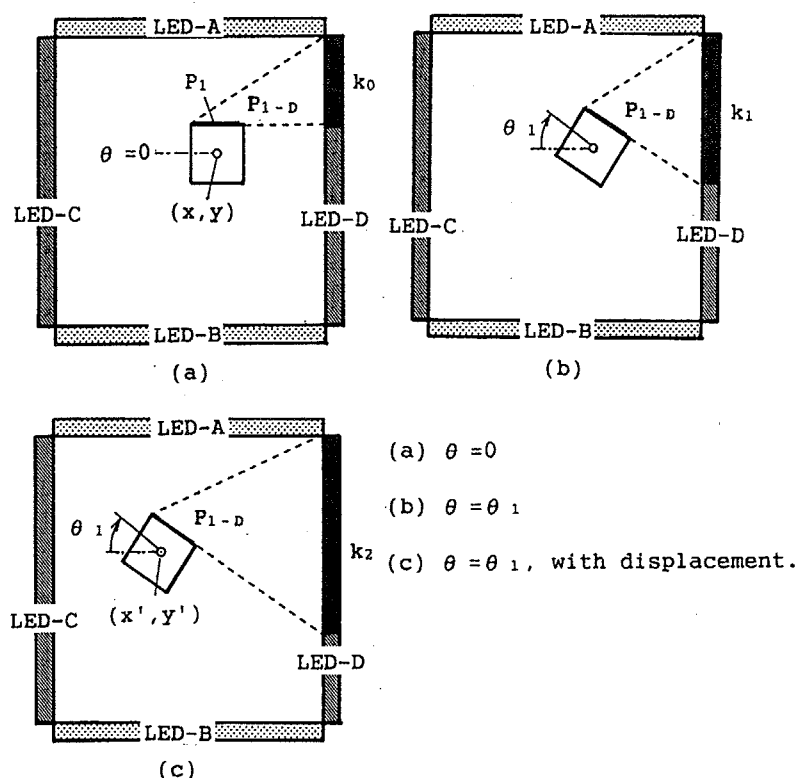


Fig. 4.6 Dependence of P_{1-D} on attitude θ and position (x, y) .

位置計測の領域内で(4.15)式による近似誤差が1%以内に収まるように θ の範囲は $\pm 25^\circ$ 以内とし、関数 $A(x, y)$ と $B(x, y)$ については、実験データを分析して、近似多項式の次数と各係数を求めた。その結果、具体的に関数 $A(x, y)$ と $B(x, y)$ は以下のように定められた。

$$A(x, y) = -0.5557x^2 - 0.7271x + 2.511y^2 + 1.387 \quad (4.16)$$

$$B(x, y) = 1.413y - 1.065xy \quad (4.17)$$

位置計測により (x, y) が知れば、 $A(x, y)$ と $B(x, y)$ の関数値が定められ、測定された P_{1-D} により回転角 θ は以下のように求められる。

$$\theta = \frac{P_{1-D}(\theta; x, y) - B(x, y)}{A(x, y)} \quad (4.18)$$

他の3つのセンサからも同様にして回転角 θ が求められるので、これらの平均値で測定値とする。

4.1.3 実験方法と結果

4.1.3.1 実験方法

実験装置の概略構成図を **Fig. 4.7** に示す。位置決め機構として $x-y$ プロッタを流用した [80]。4つの線状光源 LED は脚付きのテーブルに固定し、このテーブルを $x-y$ プロッタ上に位置決めして置いた。x-y プロッタのペン移動部のペン着脱機構を取り外して、その代わりにステッピングモータを回転軸が垂直になるように取り付け、さらに、この軸に四角柱センサを固定した。これらの機構により、センサ部の位置 (x, y) と回転角 θ を独立に、しかも PC からの命令で与えることができる。平行移動の分解能は 0.1 mm、回転の分解能は 0.05° である。

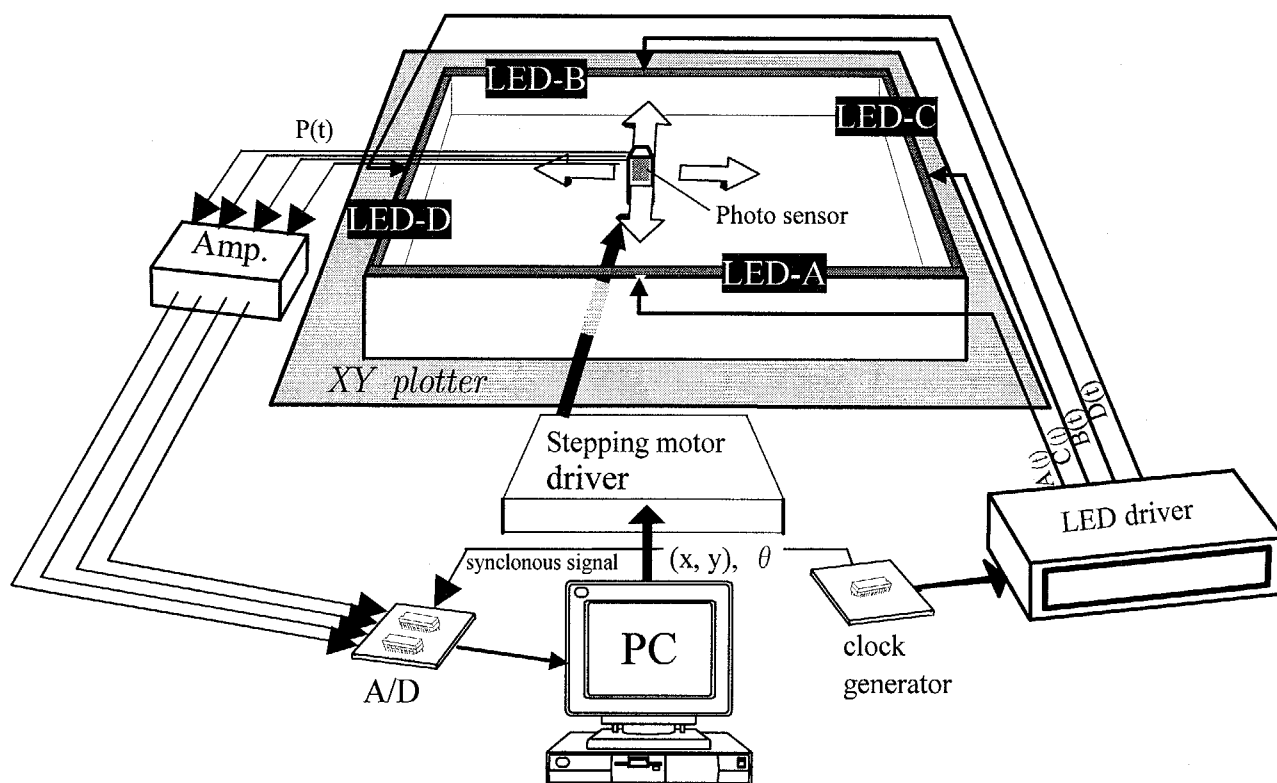


Fig. 4.7 Scheme of experimental system.

線状光源はファクシミリや複写機に使われているLEDアレイ(ROHM社製, LE-128A3V[67])で、その長さは 320 mm、発光波長は 660 nm である。四角柱センサは4つの平板状フォトダイオード(モリリカ社製, MP-55[61])から成り、1枚のフォトダイオードの大きさは 5×5 mm で、線状光源に比べると十分小さく点状と見なせる。

囲い込み信号場は、LEDテーブル上に生成され、この信号を四角柱センサで捕らえる。4つの光信号はフォトダイオードで電気信号に変換され、別々のプリアンプおよびA/D変換器(12ビット)を通してPCに取り込まれる。4つの出力信号はPC内で処理され、位置座標 (x, y) と回転角 θ が計算される。LEDの点灯関数の周期は約3 ms、A/D変換器のサンプリング周期は100 μ sである。1周期あたり32点のサンプリングを行い、また、100周期にわたる平均操作した。その結果、蛍光灯の照明をした場合に比べて、しなかった場合の測定結果に変化はみられなかった。以下に示す結果は蛍光灯照明下で得られたものである。

測定装置の全景および四角柱センサの写真をFig. 4.8に示す。

4.1.3.2 実験結果

位置および回転角の測定結果を、それぞれ、Fig. 4.9、Fig. 4.10に示す。ここで、 $\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{\theta}$ は測定値、 x, y, θ は設定値である。測定誤差は、位置計測で ± 2 mm以下、回転計測で $\pm 3^\circ$ 以下である。位置および姿勢はステッピングモータで設定しており、設定値と測定値の差を測定誤差とした。

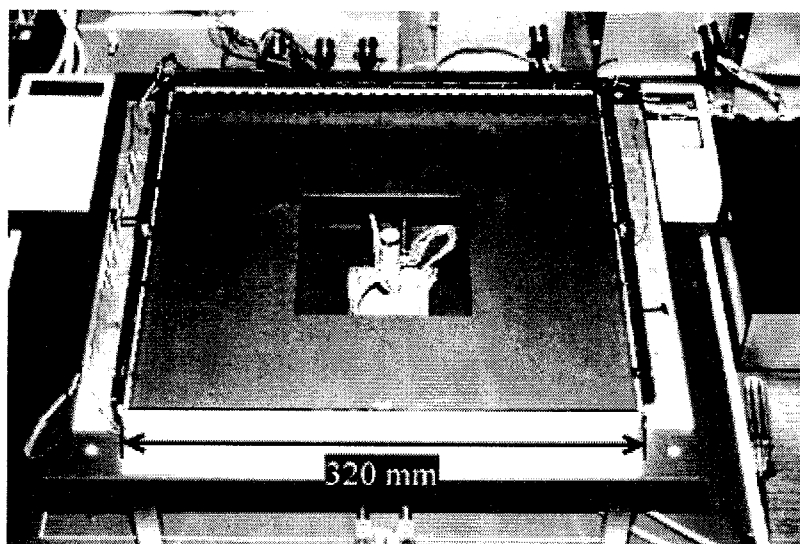
4.1.3.3 考察

実験結果において測定レンジに対する誤差は、位置、回転角計測で、それぞれ、 $\pm 4\%$ 、 $\pm 12\%$ である。測定誤差がどの位置で大きくなるかを検討してみると、いずれの測定でも測定領域の周辺部で大きくなっている。これは、Fig. 4.4の等位相線の歪を反映しているといえる。また、回転計測の方が相対的に誤差が大きいのは、計測手順が位置計測の後、この結果を回転角計測に用いており、位置計測の測定誤差が回転角計測の誤差に重畳されるためと考えられる。

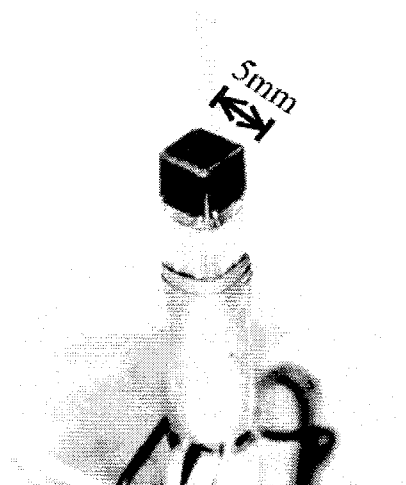
本方式において、測定系の大きさは線状光源の長さで制限されている。しかし、工場内や建築現場での移動体の位置・姿勢計測への応用を考えるとときには、光源の発光強度およびセンサの感度を考慮すれば、比較的大きな測定システムも構成できると考えられる。リアルタイム計測が必要な場合には、本研究のように多周期にわたる平均操作による雑音低減の代わりに、もともと外乱光の影響が少なくなるよう光源としては赤外線等を用いることが望ましい。さらに、信号源を天井付近に配置し床面に信号場を形成すれば、スペース内の構造物や他の装置等による信号の影を生じにくい。その際には、本節では扱わなかった光源と受光部のレベル差を考慮した解析が必要になる(注3)。

また、本研究では、回転角測定の範囲を $\pm 25^\circ$ 以内に制限したが、1回転にわたって回転角を測定する用途も多いと考えられる。その場合は、測定精度を多少犠牲にして(4.15)式の近似範囲を $\pm 45^\circ$ としたうえで、光源とセンサとの対応関係を手がかりに測定レンジを 360° とする方法や、4角柱センサを2組用いて8角柱センサとする方法等が考えられる[80]。これらの受光システムの高度化の可能性については次節で述べる。

(注3) 高さの違いを考慮し、かつ、第5章で述べる輝度比・初期位相の変数を導入して(4.8)式と同様に有限長の光源として扱った解析を付録Aに示す。



(a) Measurement field and LED arrays.



(b) Quadrangular prism sensor

Fig. 4.8 Photograph of experimental system.

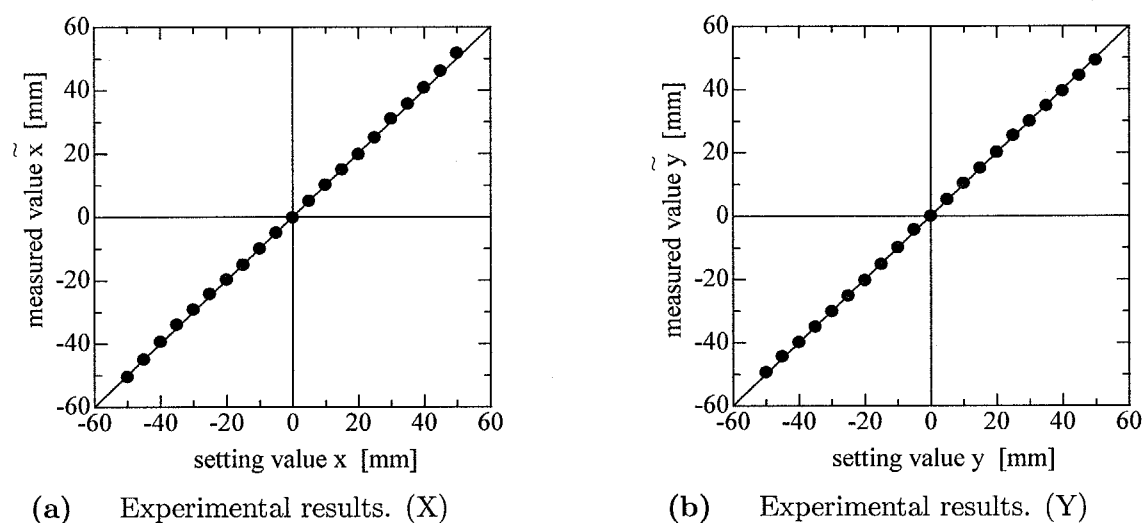
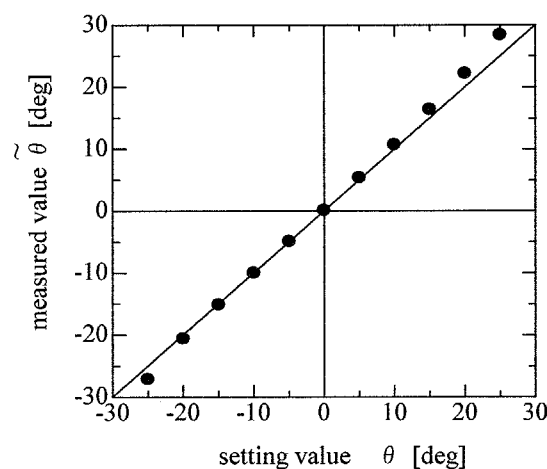


Fig. 4.9 Experimental results of position measurement.

Fig. 4.10 Experimental results of orientation measurement. (θ)

4.2 受光システムの無指向性化

本研究は主に光学的な信号場を扱っており、その大部分の受光部の感度特性は無指向性であることを仮定している。ところが現実の素子については、たとえば、平板状センサの感度特性はほぼ $\cos$ 特性であるし、レンズ付き素子の場合には固有の指向特性をもっている。本節では、現実の素子を用いて感度特性を無指向性化するためのいくつかの考え方と、それらの可能性について考察する。

4.2.1 多角柱センサシステム

平板センサを多角柱の側面に張り付ける方法については、4.1 節で四角柱センサ、3.3 節で六角柱センサを扱った。この考え方は一般に n 角柱センサに拡張することができ、その考え方を Fig. 4.11 に示す。

n 角柱センサの感度の指向特性については、具体的に六角柱の場合について Fig. 3.18

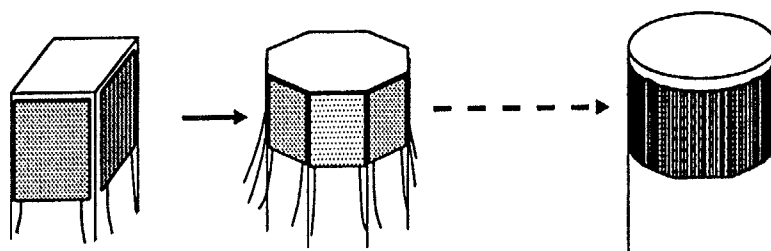


Fig. 4.11 An approach to non-directional photo sensory system by polygonal prism strategy.

に示した。単一の平板センサの指向特性曲線を $2\pi/n$ ごとに並べて、その総和をとればセンサシステムの指向特性曲線となることから、 n が大きければ大きいほど指向特性はフラットになり、実際、感度の変動を計算すると、四角柱で最大21.5%、八角柱で最大5.2%となる[103]。

一方、本研究では合成信号を最も単純な形で和信号として扱うため点状センサを仮定しており、センサシステムの大きさは領域(フィールド)の大きさに比べ、相対的に小さければ小さい程良い。ただし、一つ一つの平板センサを小さくすると感応部面積が小さくなり、センサとしての感度が悪くなる。そこで、実用的にはこれらを総合的に考慮し、さらに、機械的工作精度等も加味して面数が決められる。

なお、Fig. 4.11 に示すように、多角柱センサの極限形状は円柱センサであるが、この場合には平板センサを張り合わせるのではなく、円柱の側面(曲面)に直接、光センサを形成する特殊な(半導体)製造プロセスを必要とする。さらに、次に述べるような分割センサにするためには曲面上での領域分割・配線等を考慮する必要があり、今後、こうした新たな加工プロセスの開発が待たれる。

4.2.2 円錐ミラーと扇形センサの組合せ

円柱センサは、特殊な製造プロセスを必要とするために現状では入手しにくいので、比較的製作の容易な円錐ミラーと平板(分割)センサを組合せて指向特性の無指向性を図る方法を考案し、作製した[84]。円錐ミラーと分割センサの形状とその構成を、Fig. 4.12 に示す。

Fig. 4.12 の円錐ミラーと分割センサを組合せた図において、真横から入射した光は、円錐ミラーの頂角が 90° であることから、真下に向かって反射し、センサの感応領域に到達する。円錐ミラー全周にわたって同様のことがいえるので、センサ部が円周状で、円錐ミラーの軸がセンサ中心軸と一致すれば、このセンサシステムの感度特性は完全に無指向性である。

加工に当たっては、円錐ミラーについては、アルミニウムを旋盤加工・表面研磨し、その上にさらにアルミニウムを蒸着して鏡面とした。また、平板センサについては、4.1 節の姿勢計測を扱うことも考慮したため円周状の感応領域を扇形に 32 分割した設計とし、専用に分割・配線パターン加工した。

この方法はユニークで、いろいろな応用の可能性を秘めている反面、光線追跡等の解析をすると、分割センサとしての特性は、必ずしも円柱センサと同一にはならないため、姿勢計測に利用する際には十分な配慮が必要ながわかった[84]。また、感応

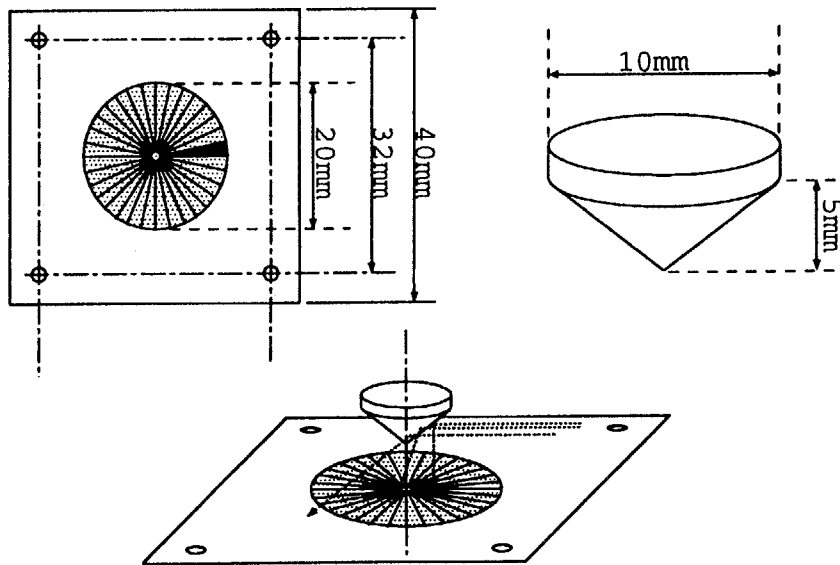


Fig. 4.12 Construction of composite sensory system with cone mirror and multi-sectors detector.

部分に影を作らずに円錐ミラーと扇形センサを固定する方法や、分割されたセンサ出力信号の効率的な信号処理法など、今後に多くの課題を残している。

なお、本節は受光系の高度化を扱ってきたので発光系については特に言及しなかったが、同様の考え方をして、円錐ミラーを用いて光源を無指向性化することも可能である[87]。

4.3 高精度位相検出法

本研究で扱う信号場による位置計測では、ほとんどの場合、受信信号から基準との位相差を検出し、それを位置情報へと変換している。そのため、位置測定精度は位相測定精度で決まる。さらに、5.4節に示すような点灯信号を走査させるシステムでは、位相検出が高速化されないと高速走査できず、結果として実時間測定が不可能になる。そこで本節では、このように信号処理のキーとなる位相検出の高速・高精度化について述べる。

4.3.1 種々の位相検出法

電気計測の分野では、種々の位相測定法が提案・活用されている。インピーダンス測定[68]、位相同期式サーボモータ等に用いられるレゾルバ[69]などが代表的であるが、これらは別の手法との複合化によりシステムの高度化が可能であり、位相測定のみを高精度化したいという要求は必ずしも多くない。一方、本手法は位相測定が位置測定と一対一に対応するので、この技術が計測そのものの質を左右するため、高精度位相検出は必須の課題である。

ところで、本研究ではこれまで述べてきたように、受・発光部の配置や点灯関数等を総合的に扱っており、点灯関数との組合せを考慮した上で位相検出方式を考案してもよい点に特徴がある。この組合せの観点から、これまで信号場の研究では次の5通りの方法が検討されてきた。

1. 点灯関数：正弦波、位相検出：ゼロクロス法 (検討のみ、利用せず)
2. 点灯関数：正弦波、位相検出：FFT分析 (囲い込み信号場で利用[105])
3. 点灯関数：Walsh 関数、位相検出：バンドパスフィルタ処理・正弦化後ゼロクロス法 (回転信号場で利用[99])
4. 点灯関数：Walsh 関数、位相検出：サンプリング処理(回転信号場[89], 囲い込み信号場[91]で利用)
5. 点灯関数：正弦波・Walsh 関数、位相検出：同期積分法 (ズーム的機能[116]、半開放空間型信号場[97]で利用)

上記5種類の方法のうち、特に点灯関数との組合せで特徴のある4. と5. の方法について、それぞれ、4.3.2項、4.3.3項で詳述する。

4.3.2 Walsh発光とサンプリングを利用した位相検出

本項は3.2, 4.1節で述べた「回転信号場」および「囲い込み信号場」の測定実験で用いた位相検出法について述べる。それぞれの節では、受光信号である正弦波から位相差が検出できるとして議論を進めてきたが、実験においては以下に述べる方法に従って位相検出している。すなわち、Walsh 関数で光源を点灯し、その結果生じる階段状の受光信号波形からそれぞれの階段の高さをサンプリングし、その高さ情報から位相差を算出する式に従って位相を求めている。

4.3.2.1 回転信号場における位相検出

3.2節の範囲では、光源の点灯関数として、正弦波を考えてきたが、ここでは、二値関数によって発光したときの受光波形を用いても、正弦波に対する振幅・位相情報と同等の情報を得ることが可能であることを示す。二値関数により発光する最大の利点は、ハードウェア構成上簡便な電子回路で正確な点灯関数を実現できる点にある。

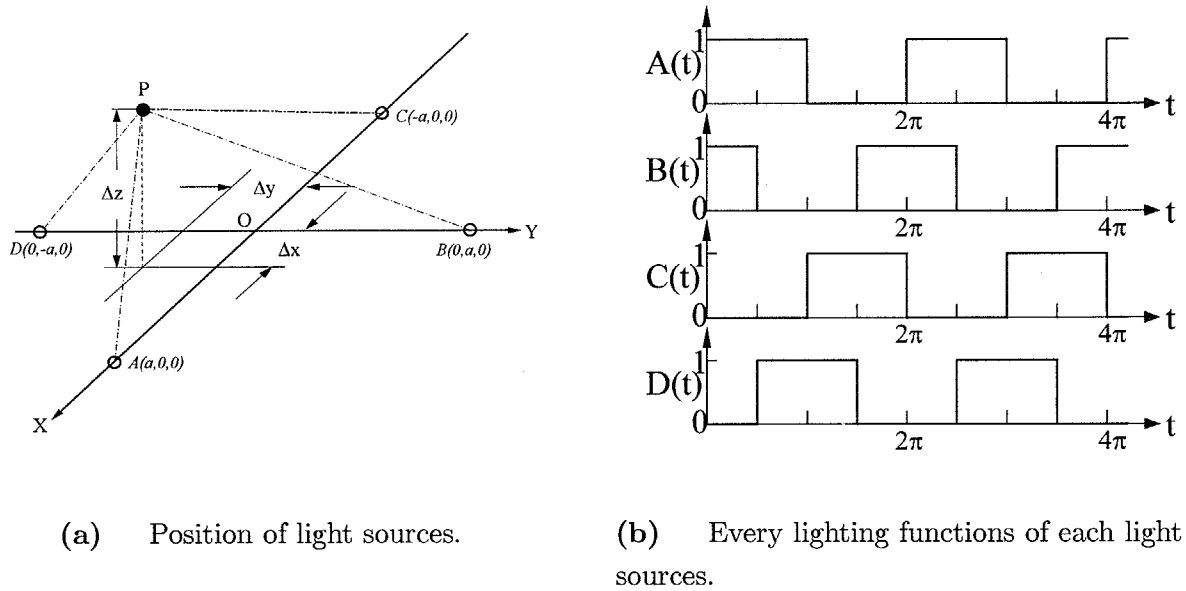


Fig. 4.13 Position (A,B,C,D) and binary lighting function of light sources.

Fig. 4.13に示すように点A,Cに光源を配置し、Walsh 関数[70]に従って発光する。

$$A : F_A(t) = 0.5(1 + \text{Wal}(1, \omega t)) \quad (4.19)$$

$$C : F_C(t) = 0.5(1 - \text{Wal}(1, \omega t)) \quad (4.20)$$

このとき、点Pでの受光信号の交流成分のうち、光源A,Cの寄与分を $F_{PX}(t)$ とすると、

$$F_{PX} = \frac{1}{AP^2} F_A(t) + \frac{1}{CP^2} F_C(t) \quad (4.21)$$

となり、Fig. 4.14(a)に示すように、振幅 M_1 をもつ。同様に、点B,Dにつき次式で与えられる二値関数による点灯を行う。

$$B : F_B(t) = 0.5(1 + \text{Wal}(2, \omega t)) \quad (4.22)$$

$$D : F_D(t) = 0.5(1 - \text{Wal}(2, \omega t)) \quad (4.23)$$

このとき、同様にして、点Pでの受光信号の交流成分のうち光源B,Dの寄与分を $F_{PY}(t)$ とすると次式のようにになる。

$$F_{PY} = \frac{1}{BP^2} F_B(t) + \frac{1}{DP^2} F_D(t) \quad (4.24)$$

4つの信号を同時に点灯させるとき、点Pでの受光信号は信号の重ね合わせを考えることにより、Fig. 4.14(c)の通り (4.21),(4.24)式で表される上記の2組の二値化信号の和

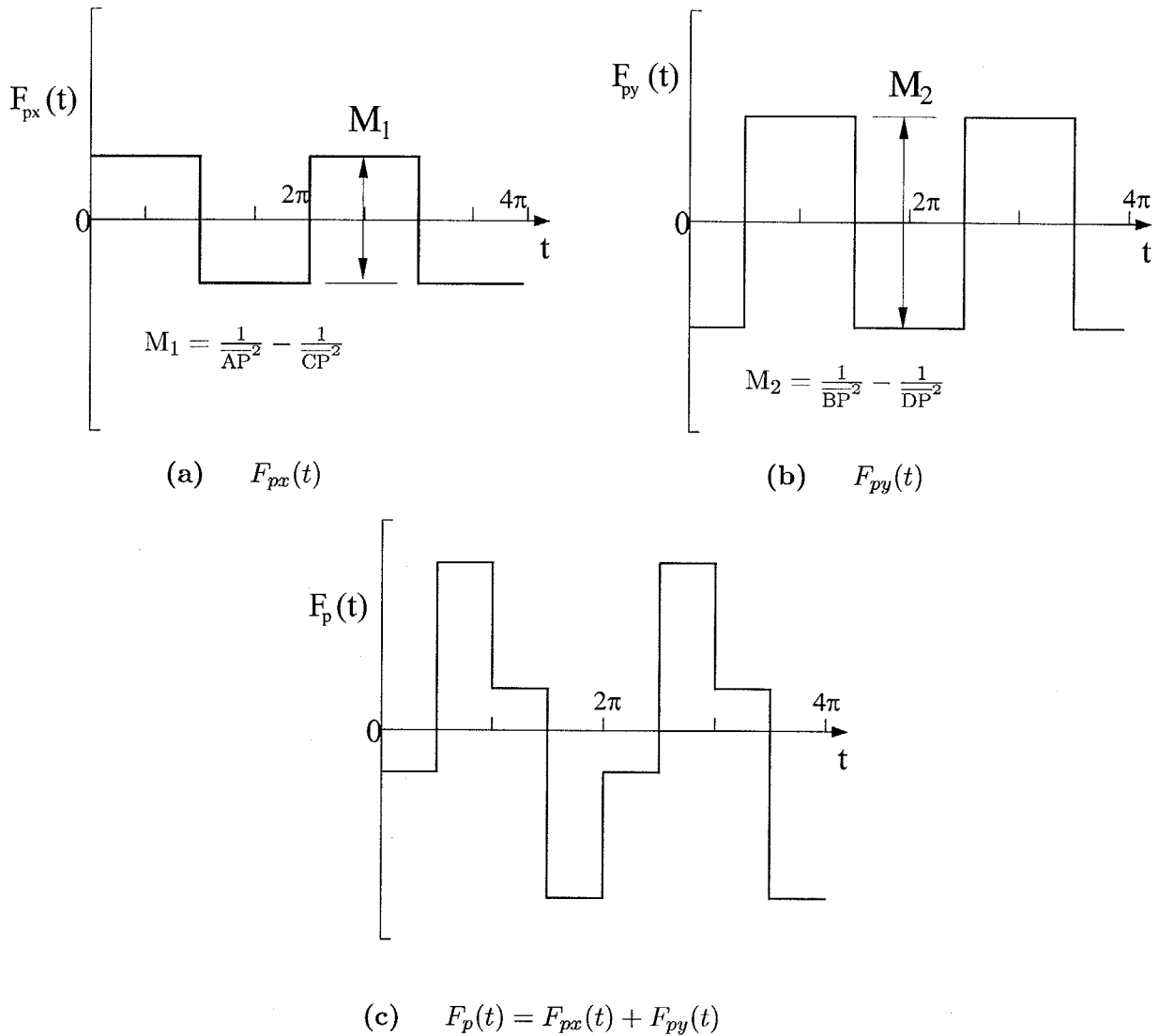


Fig. 4.14 Field intensity waveform at point P related to Fig. 4.13. (A.C. component)

になる。すなわち、点Pでの受光信号を直流成分を除いて考えると、

$$F_P(t) = M_1 \text{Wal}(1, \omega t) + M_2 \text{Wal}(2, \omega t) \quad (4.25)$$

となる。

ここで、振幅 M_1 が正弦波成分、振幅 M_2 が余弦波成分に相当することから、パルス振幅 M_1, M_2 を計測することにより、(3.9), (3.10)式の $\Phi(x, y, z)$, $\Psi(x, y, z)$ が直接求められる。さらに、Fig. 4.14(c)に示す階段状の波形から M_1, M_2 の値を分離して求めるためには、まず各々の段(ステージ)の高さを求めればよく、Fig. 4.15に示すように受光信号と同期したデータサンプリングを行えばよい。

こうして、各ステージの値 S_1, S_2, S_3 および S_4 を算出した後正弦成分、余弦成分を求める演算は次の通りである。

$$M_1 = \frac{(S_1 + S_2) - (S_3 + S_4)}{4} \quad (4.26)$$

$$M_2 = \frac{(S_4 + S_1) - (S_2 + S_3)}{4} \quad (4.27)$$

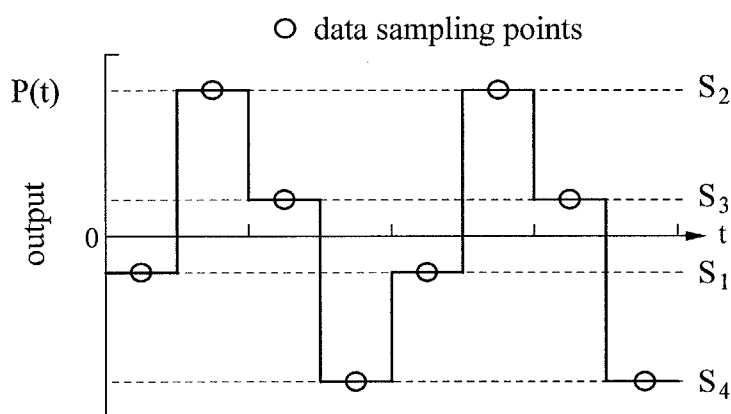


Fig. 4.15 Data sampling times.

この方法の特徴は、受光信号を直接マイクロコンピュータのA/D変換器で取り込んでからの処理が簡単であること、また平均値零の周期的雑音や白色雑音等については適当な時間にわたる平均操作により能率的に低減できる利点がある[71]。

4.3.2.2 囲い込み信号場における位相検出

上述の「回転信号場」の場合と同様にして「囲い込み信号場」での位相検出も、点灯関数として Walsh 関数を用いた。Walsh 関数を用いる利点は光源の駆動回路が簡単になることと、後述するように単純な信号処理で比較的精度よく位相差が検出でき、併せて積分的処理による雑音低減効果も期待できることにある[89]。点灯関数を Walsh 関数を用いて表現し、特に $\omega_2 = 2\omega_1$ とすれば、(4.28)~(4.31)式で表せる。

$$A : A'(t) = \text{wal}(2, t) \quad (4.28)$$

$$B : B'(t) = \text{wal}(1, t) \quad (4.29)$$

$$C : C'(t) = \text{wal}(4, t) \quad (4.30)$$

$$D : D'(t) = \text{wal}(3, t) \quad (4.31)$$

ここで、ハードウェア的には関数値を、

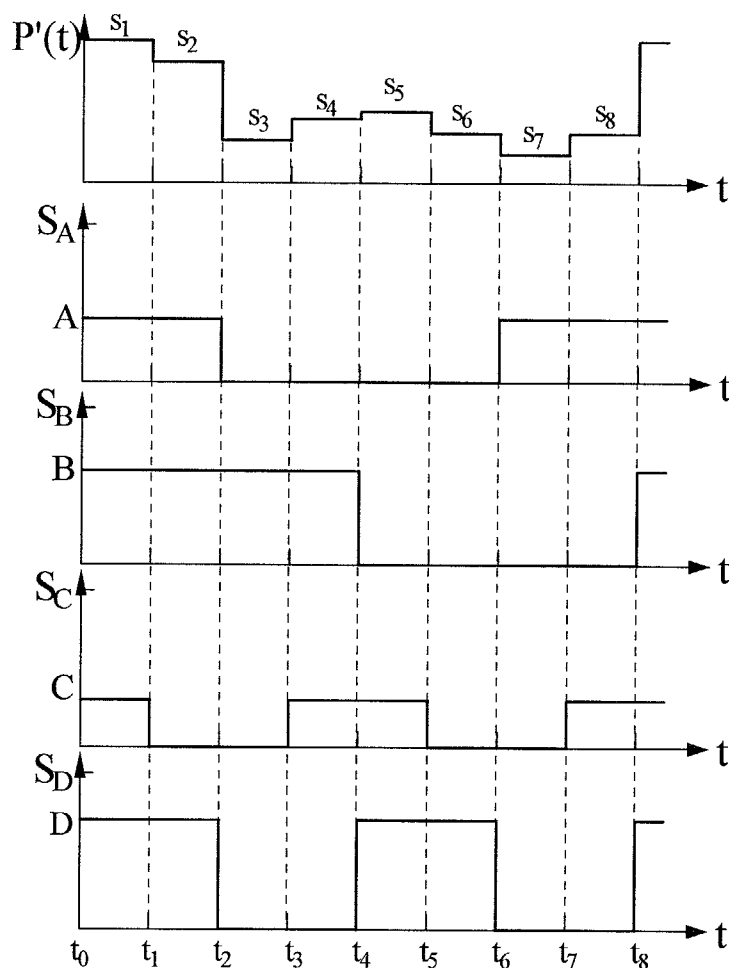
$$\begin{cases} 1 & : \text{LED ON} \\ -1 & : \text{LED OFF} \end{cases}$$

と対応させる。

線状光源を(4.28)~(4.31)式に従って点灯するとき、受光信号 $P'(t)$ は(4.5)式の代わりに次式で表される。

$$P'(t) = A \times \text{wal}(2, t) + B \times \text{wal}(1, t) + C \times \text{wal}(4, t) + D \times \text{wal}(3, t) \quad (4.32)$$

(4.32)式において A, B, C, D は各線状光源からの光信号の寄与を表す。受光信号 $P'(t)$ とそれぞれの線状光源からの信号の寄与の関係をタイミングチャートにより示したものが Fig. 4.16 である。図において $s_1, s_2, \dots, s_8$ は、受光信号波形のサンプル値である。本研究では、光源の発光と受光信号波形をサンプリングするタイミングを同期させているので時刻原点は容易にわかるが、両者が非同期の場合には時刻原点検出用のパイ

Fig. 4.16 Waveform of $P'(t)$ and its component.

ロット信号を発光信号に重畳したり、別の信号系統でタイミング信号を送信する等の工夫が必要である。

ここで、 $s_1, s_2, \dots, s_8$ がサンプルされた後、これらの値から A, B, C, D を求める方法を考える。この関係は次のアダマール行列[70]を用いて表現できる。

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \\ s_7 \\ s_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ D \\ C \\ B \\ 0 \\ A \\ 0 \end{bmatrix} = H^*(3) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ D \\ C \\ B \\ 0 \\ A \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

(4.33)式において、 $H^*(3)$ は $n=3$ の変形されたアダマール行列を表すが、通常のアダマール行列の各要素が ± 1 であるのに対し、ここでは $H^*(3)$ の各要素が0と1の値をとる点が異なっている。 $H^*(3)$ は正則行列であるから、(4.33)式の両辺に前から $H^*(3)^{-1}$ を

かけて(4.34)式を得る。

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ D \\ C \\ B \\ 0 \\ A \\ 0 \end{bmatrix} = H^*(3)^{-1} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \\ s_7 \\ s_8 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

ここで、 $H^*(3)$ の逆行列は具体的に、

$$H^*(3)^{-1} = 2^{-2} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1-1 & 1-1 & 1-1 & 1-1 & & & & \\ 1 & 1-1-1 & 1 & 1-1-1 & & & & \\ 1-1-1 & 1 & 1-1-1 & 1 & & & & \\ 1 & 1 & 1 & 1-1-1-1-1 & & & & \\ 1-1 & 1-1-1 & 1-1 & 1 & & & & \\ 1 & 1-1-1-1-1 & 1 & 1 & & & & \\ 1-1-1 & 1-1 & 1 & 1-1 & & & & \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

と計算できるので、(4.34)、(4.35)式を用いて次式が導かれる。

$$A = \frac{(s_1 + s_2 + s_7 + s_8) - (s_3 + s_4 + s_5 + s_6)}{4} \quad (4.36)$$

$$B = \frac{(s_1 + s_2 + s_3 + s_4) - (s_5 + s_6 + s_7 + s_8)}{4} \quad (4.37)$$

$$C = \frac{(s_1 + s_4 + s_5 + s_8) - (s_2 + s_3 + s_6 + s_7)}{4} \quad (4.38)$$

$$D = \frac{(s_1 + s_2 + s_5 + s_6) - (s_3 + s_4 + s_7 + s_8)}{4} \quad (4.39)$$

(4.36)~(4.39)式によってサンプル値 $s_1, s_2, \dots, s_8$ から A, B, C, D が求められる。さらに、(4.9),(4.10)式に対応する位相差 ϕ_{L1}, ϕ_{L2} は(4.40),(4.41)式で計算できる。

$$\phi_{L1} = \tan^{-1}\left(\frac{B}{A}\right) \quad (4.40)$$

$$\phi_{L2} = \tan^{-1}\left(\frac{D}{C}\right) \quad (4.41)$$

(4.36)~(4.39)式はいずれの演算処理についても $s_1 \sim s_8$ の正負の符号数が等しいため、受光信号に含まれる直流成分を除去できる。また、実験では $s_1 \sim s_8$ をサンプルする際には、1タイムスロットあたり複数のサンプリングを行い平滑化処理をするとともに、複数周期にわたる平均処理を併せて行うことにより雑音低減をしている。これは、Walsh関数が雑音と直交する関数系になるようにし、さらに積分的処理系による雑音低減効果を狙ったものであり、実験的にもその効果が確認された(4.1.3参照)。

4.3.3 同期積分法の原理に基づく高速・高精度位相検出

4.3.3.1 同期積分方式の原理

ロックインアンプ等に用いられる同期積分法の原理を簡単に説明する。観測信号 $x(t)$ には、信号成分 $f_s(t)$ と雑音成分 $f_n(t)$ が含まれるとする。すなわち、

$$x(t) = f_s(t) + f_n(t) \quad (4.42)$$

で表され、それぞれの信号は正弦波であるとし、

$$f_s(t) = A_s \sin(\omega_s t + \theta_s) \quad (4.43)$$

$$f_n(t) = A_n \sin(\omega_n t + \theta_n) \quad (4.44)$$

とおくと、観測信号 $x(t)$ は、

$$x(t) = A_s \sin(\omega_s t + \theta_s) + A_n \sin(\omega_n t + \theta_n) \quad (4.45)$$

となる。ここで、検出信号の周期の整数倍の時間 T にわたって以下の操作を行い、その結果を $y(t)$ とする。

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \sin \omega_s \tau d\tau \quad (4.46)$$

$$T = \frac{2\pi N}{\omega_s} \quad (N: \text{整数}) \quad (4.47)$$

具体的に(4.46)式に(4.45)式を代入して計算すると、一般に $\omega_s \neq \omega_n$ であることを考慮して、

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{A_s}{2} \cos \theta_s + \frac{\omega_s^2}{\pi N(\omega_n^2 - \omega_s^2)} \left\{ \left(1 - \cos \left(2\pi \frac{\omega_n}{\omega_s} N \right) \right) \sin \theta_n + \sin \left(2\pi \frac{\omega_n}{\omega_s} N \right) \cos \theta_n \right\} \\ &= \frac{A_s}{2} \cos \theta_s + e(t) \end{aligned} \quad (4.48)$$

ただし、

$$e(t) = \frac{\omega_s^2}{\pi N(\omega_n^2 - \omega_s^2)} \left\{ \left(1 - \cos \left(2\pi \frac{\omega_n}{\omega_s} N \right) \right) \sin \theta_n + \sin \left(2\pi \frac{\omega_n}{\omega_s} N \right) \cos \theta_n \right\} \quad (4.49)$$

が得られ、これより次のことがいえる。

- $\frac{\omega_n}{\omega_s} N = \text{整数}$ のとき : $e(t) = 0$
- $\frac{\omega_n}{\omega_s} N \neq \text{整数}$ のとき : $e(t) \propto 1/N$

すなわち、 T が ω_n の周期の整数倍になる場合、もしくは、 N が十分大きい場合には、

$$y(t) = \frac{A_s}{2} \cos \theta_s \quad (4.50)$$

で与えられ(結果が文献[72]に示されている)、基準信号 $\sin \omega_s t$ と同一周波数でかつ同位相成分の信号のみが、その振幅 A_s に比例した直流成分として検出される。一般に、観測信号には検出信号の周波数と異なるいくつかの周波数成分の合成信号が加わっていると考えられるが、出力信号の形式は基本的に変わらない。

4.3.3.2 同期積分法に基づく位相検出法の検討

信号場における位相検出では、点灯関数を自由に選べること、また、点灯関数を基準信号としても利用できること^(注4)を考慮して、(4.50)式を基本式として正弦関数またはその二値化関数の位相検出に利用する方法を考える。

(a) 正弦・余弦成分の個別算出

位相を検出したい(被測定)信号として次の $f(t)$ を考える。これは、(a), (b), (d)で共通である。

$$\begin{aligned} f(t) &= A \cos \omega t + B \sin \omega t \\ &= \sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t - \phi) \end{aligned} \quad (4.51)$$

ただし、

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{B}{A}\right) \quad (4.52)$$

(4.46)式に従って被測定信号に、 $\cos \omega t, \sin \omega t$ をそれぞれかけて積分すると、

$$y_c(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot \cos \omega \tau d\tau = \frac{A}{2} \quad (4.53)$$

$$y_s(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot \sin \omega \tau d\tau = \frac{B}{2} \quad (4.54)$$

となるので、(4.53), (4.54)式から以下の式に従って位相 ϕ が決まる。

$$\phi = \tan^{-1} \left\{ \frac{y_s(t)}{y_c(t)} \right\} \quad (4.55)$$

(b) 位相調整系の利用

基準信号として $\cos(\omega t + \psi)$ を用いる場合について考える。(4.46)式と同様の積分を行い、この結果を $y_\psi(t)$ とすると、

$$\begin{aligned} y_\psi(t) &= \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot \cos(\omega \tau + \psi) d\tau \\ &= \frac{1}{T} \int_{t-T}^t (A \cos \omega \tau + B \sin \omega \tau) (\cos \omega \tau \cos \psi - \sin \omega \tau \sin \psi) d\tau \\ &= \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \left(A \cos \psi \cos^2 \omega \tau - A \sin \psi \cos \omega \tau \sin \omega \tau \right. \\ &\quad \left. + B \cos \psi \sin \omega \tau \cos \omega \tau - B \sin \psi \sin^2 \omega \tau \right) d\tau \\ &= \frac{A}{2} \cos \psi - \frac{B}{2} \sin \psi \\ &= \frac{\sqrt{A^2 + B^2}}{2} \cos(\psi + \phi) \end{aligned} \quad (4.56)$$

となる。

^(注4) ロックインアンプ等では、一般に、基準信号の周波数を検出器側でチューニングする必要がある点が本計測と基本的に異なる。

そこで、基準信号の位相 ψ を自由に調整できる系を構成し、(4.56)式の結果を観察していれば、 $\psi = -\phi + 2n\pi$ のとき(直流)出力最大、 $\psi = -\phi + \frac{\pi}{2} + 2n\pi$ のとき出力0となるので、この関係を用いれば位相差 ϕ が検出できる。なお、ロックインアンプでは被測定信号周波数に基準信号周波数を検出器側で合わせ、さらに、最大出力となるように ψ を調整してその出力信号を得ている。

(c) 被測定信号が階段状信号のとき

4.3.2.1の回転信号場の場合のように、被測定信号 $f(t)$ が(4.51)式の代わりに、

$$f(t) = A \cdot \text{sgn}(\cos \omega t) + B \cdot \text{sgn}(\sin \omega t) \quad (4.57)$$

のときにも、同様にして、

$$y_{\text{sgn}_c}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot \cos \omega \tau d\tau = \frac{2A}{\pi} \quad (4.58)$$

$$y_{\text{sgn}_s}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot \sin \omega \tau d\tau = \frac{2B}{\pi} \quad (4.59)$$

となり、 $y_{\text{sgn}_c}(t), y_{\text{sgn}_s}(t)$ の比を用いて、

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{2B}{\pi}}{\frac{2A}{\pi}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{B}{A} \right) \quad (4.60)$$

が求められ、二値化信号についても位相 ϕ が求められる。

(d) 基準信号を $\text{sgn}(\cos \omega t), \text{sgn}(\sin \omega t)$ とするとき

(c) の場合とは逆に基準信号を $\text{sgn}(\cos \omega t), \text{sgn}(\sin \omega t)$ とするときには、

$$y_{c_{\text{sgn}}}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot \text{sgn}[\cos \omega \tau] d\tau = A \quad (4.61)$$

$$y_{s_{\text{sgn}}}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot \text{sgn}[\sin \omega \tau] d\tau = B \quad (4.62)$$

と計算できる。この場合にも、

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{y_{s_{\text{sgn}}}(t)}{y_{c_{\text{sgn}}}(t)} \right) \quad (4.63)$$

より位相 ϕ を求められる。

4.3.3.3 信号場を利用した位置計測のための位相検出法

以上の考察をもとにして、信号場を用いた位置計測のための位相検出法として Fig. 4.17 のブロック図に示す方式を提案する。

位相差 ϕ を得るためには、まず、(4.46)式の操作に基づいて受光信号 $f(t)$ に、

$$y_c(t) = \frac{1}{T} \int_{-T}^0 f(\tau) \cos \omega_1 \tau d\tau \quad (4.64)$$

$$y_s(t) = \frac{1}{T} \int_{-T}^0 f(\tau) \sin \omega_1 \tau d\tau \quad (4.65)$$

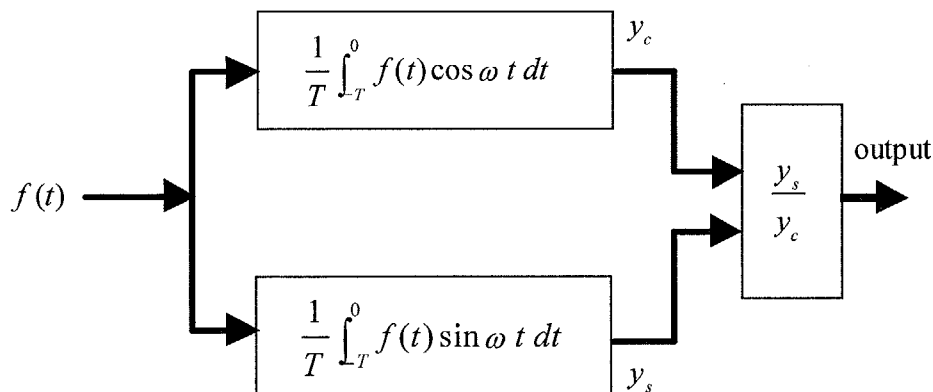


Fig. 4.17 Scheme of phase detector.

の演算をする。積分区間を $[-T, 0]$ としたのは、操作結果の出力時刻を0(現在)としたとき、時刻 $-T$ から積分を開始することによる。出力から位相差 ϕ を求めるためには $\tan^{-1}$ をとればよい。

市販のロックインアンプも、位相検出機構としてはほぼ Fig. 4.17 と同様の構成になっている。ただし、積分操作の方式が異なり、 $[-T, 0]$ の区間積分を通常、低域通過フィルタによって等価的に行っている [73]。これに対して次に示す方法は、本方式の利点である点灯関数を基準信号として利用できることと、こうした微弱信号を扱う計測の際の電氣的雑音は電灯線雑音^(注5)であることを考慮して、 $[-T, 0]$ の区間積分操作を忠実にこなう構成とした点に特徴がある。

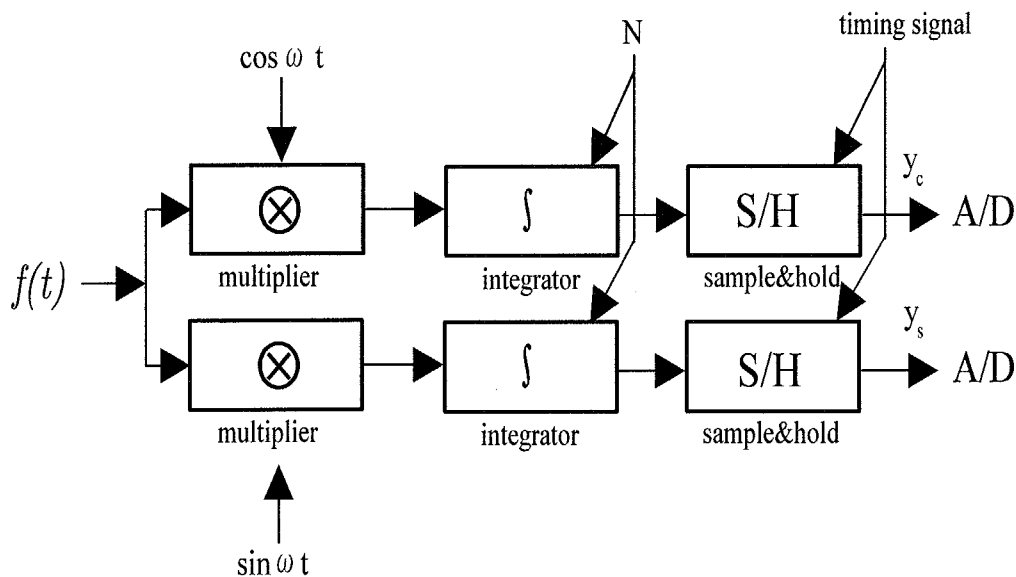


Fig. 4.18 Block diagram of phase detector.

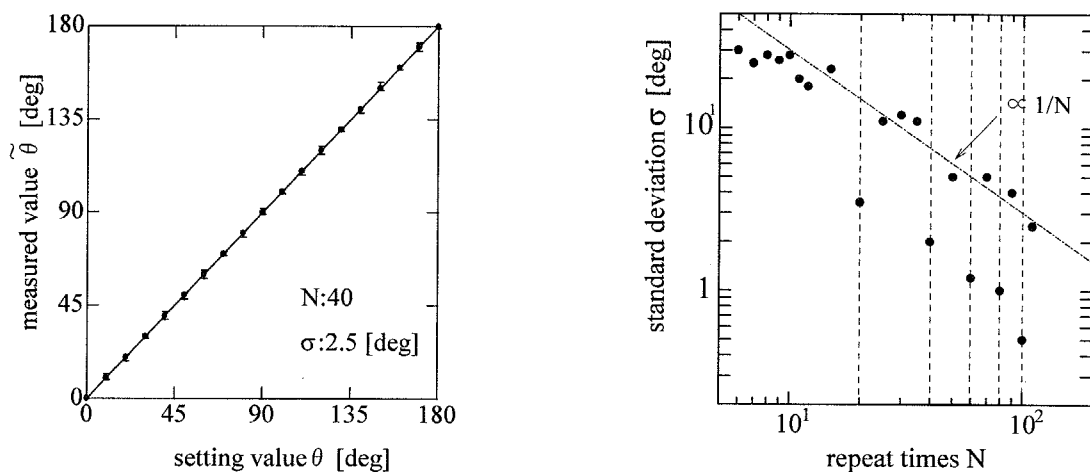
この原理に基づく位相検出器の構成図を Fig. 4.18 に、具体的な電子回路図を付録 B.1 に示す。かけ算、および積分操作をアナログ回路で行い、 y_c , y_s の値を A/D 変換して計算機に入力して(4.55)式の演算を行う構成とした。積分区間を忠実に守る工夫

(注5)およそ周波数が決まっている、すなわち、当地では50Hzであるが、多少変動するとともに、本計測系のように光センサから電灯照明雑音が混入する状況では、インバータ照明でない電灯光雑音成分の周波数は100Hzである。

としては基準信号を用いてタイミング信号を作り、このタイミング信号に基づいて積分時間を N 周期分設定し、サンプル・ホールド素子を用いて T 時間ごとにデータを更新することとした。Fig. 4.18では基準信号として正弦波を用いているが、上記(d)の考察の通り基準信号を二値化信号としても同様に計測できるので、この信号にも対応できるように工夫した。

以上に示した電子回路を製作して基本特性を測定した。実験としては、あらかじめ既知の位相をもつ周波数1kHzの正弦波を入力して、位相検出器の特性を測定した。このとき(4.64), (4.65)式の N は2~100の可変とした。実験結果をFig. 4.19に示す。

同図(a)は $N=40$ と固定した場合の設定値と測定値の関係で、測定範囲 $0 \sim 180^\circ$ について誤差の標準偏差 σ は 2.5° と良好な結果が得られた。また、同図(b)は、入力信号に被測定信号の振幅の10%の大きさの電灯線雑音(50Hz)を故意に混入し、積分時間 T すなわち N を変えながら 45° の位相差を100回測定した結果である。このように、 N の増加に伴って誤差の標準偏差 σ は減少しておりその傾きがほぼ $1/N$ であることと、電灯線雑音の周波数と被測定周波数の関係が、 $\omega_n/\omega_s \times N = \text{整数}$ を満たす、20, 40, 60, 80, 100のときに大きく減少している様子が分かる。



(a) Relationship between setting value and measured value.

(b) Effects of repeating times N .

Fig. 4.19 Experimental results of phase detector based on synchronous integrator.

本構成の位相検出器は、3.3節の SOSF の位相分布測定実験で利用した。ところで、Fig. 4.17に示すブロック図のうち $[-T, 0]$ 期間の積分をアナログ回路で行う素子がすでに市販されており [74]、本研究でも第5章の実験で活用した。しかし、前述のロックインアンプの場合と同様に積分操作は低域通過フィルタを用いて等価的に行っている。一方、本研究で考案した Fig. 4.18 の構成の範囲では、 T 時間ごとの間欠的にしか出力されないが、移動平均を取る方式を採用すれば積分区間を守りながら基準信号の一周ごとに連続的に出力する系も構成可能である。上述の市販素子の低域通過フィルタの時定数が、通常、基準信号の100周期分程度に設定されていることを考慮すると、5.4節で扱う高速な位相検出を必要とする系を今後構成してゆく際には、非常に有効な手段になると考えられる。

4.4 本章のまとめ

本章では、受信系と信号処理の高度化の例として「囲い込み信号場による位置・姿勢計測」を採り上げて説明した。この計測系はLPSを実現する一手段になっており、2次元平面状の位置・姿勢角を測定するのに適した碁盤の目状等位相線を形成している。本計測系に関して解析的、実験的にその性質を分析した。また、受信系、信号処理を個別に扱った問題として、受光システムの無指向性化、位相検出の高速・高精度化について述べた。

第 5 章 計測システムの高度化

第5章 計測システムの高度化

本章は、最後の視点であるシステムの高度化について扱う。ここでは、これまでのように単に信号場を構成し測定に利用するだけでなく、測定誤差を積極的に減少するためのシステムを構築することを目的とする。その際、計測における誤差低減の考え方とズーム的機能に関して基本的な考察をした後、これを囲い込み信号場の系に応用する方法について詳述する。また、本手法の拡張系であり、実用面で重要な複数受信系への対応について述べ、最後に、このシステムの高度化の視点が学習漸進的計測系であること、先験的知識の活用が重要であることを指摘する。

5.1 計測におけるズーム的機能

5.1.1 計測の基本的構造と計測方程式

いま、被計測量を x 、観測量を ϕ とする。 x と ϕ の関係は物理法則で結ばれており、この関係を H 、 ϕ から x への逆変換を G で表す。測定に誤差がなければこれらの量の間の関係は、

$$\begin{array}{ccc} H & G \\ x \rightarrow \phi & \rightarrow x \end{array}$$

となり[9]、観測量 ϕ から x が正しく求められる。すなわち、変換 G が計測の過程であり「因果律の逆をたどること」[6]と解釈することもできる。この変換関係を計測方程式[9]として表現すると、改めて物理法則の関係は、関数

$$\phi = H(x) \quad (5.1)$$

で表せ、計測の過程は、関数

$$x = G(\phi) \quad (5.2)$$

で表せる。ここで、計測は逆変換 G の過程の実行であるということを念頭において、観測量に雑音が含まれる場合について考える。

ϕ_0 の測定値に δ の雑音が含まれたとき、 x_0 の値に ε の誤差が生じたとする。この関係は、

$$x_0 + \varepsilon = G(\phi_0 + \delta) \quad (5.3)$$

と表現できる。テーラー展開を用いれば、

$$G(\phi_0 + \delta) = G(\phi_0) + \delta \cdot G'(\phi_0) + \delta^2 \cdot \frac{G''(\phi_0)}{2!} + \dots \quad (5.4)$$

となるので、 ε の1次近似は、

$$\varepsilon = \delta \cdot G'(\phi_0) \quad (5.5)$$

で与えられる。

ここで、

$$h = H'(x_0) \quad (5.6)$$

$$g = G'(\phi_0) \quad (5.7)$$

$$\Delta\phi = \phi - \phi_0 \quad (5.8)$$

$$\Delta x = x - x_0 \quad (5.9)$$

とにおいて、 x_0 回りの線形化を考えると、 x から ϕ への変換関係、 ϕ から x への変換関係は、それぞれ、

$$\Delta\phi = h \cdot \Delta x \quad (5.10)$$

$$\Delta x = g \cdot \Delta\phi \quad (5.11)$$

で表せるので、線形化の範囲内では、

$$g = \frac{1}{h} \quad (5.12)$$

が成り立つ。この関係を(5.5)式に当てはめると、

$$\varepsilon = \delta \cdot \frac{1}{H'(x_0)} \quad (5.13)$$

となり、雑音 δ の大きさが等しいときには、よく知られているように、関数 H の傾き、すなわち x に対する ϕ の感度 $H'(x_0)$ が大きければ大きいほど誤差 ε が小さくなることがわかる。

以上の議論を図的に示したのが、**Fig. 5.1, Fig. 5.2**である。Fig. 5.1において被計測量 x と観測量 ϕ の関係は特性曲線(物理法則: 関数 H , 計測過程: 関数 G)で結ばれ、雑音がなければ観測量 ϕ_0 に対する被計測量 x_0 が一意に決まる。ところが一般的には観測量 ϕ_0 に大きさ δ の誤差が乗っており、例えば雑音の分布が平均値0の正規分布のときには、同図のように実際の観測点は特性曲線の回りに分布をもって広がることになる。Fig. 5.2は、特性曲線の傾き(感度)が異なるときの観測量から被計測量へ変換する際の誤差の大きさを示している。すなわち、雑音の大きさ δ が同じとき、同図(a)のように感度が小さいときには誤差 ε は大きい、同図(b)のように感度が大きいときには誤差 ε' は小さくなることがわかる。

このことは、計測系に自由度を設け、観測量に対する被計測量の感度を変更する機能をもたせることができる、感度を変えることにより測定値に入る雑音の大きさが変化しなければ、感度を大きくすることにより測定誤差を少なくすることができる

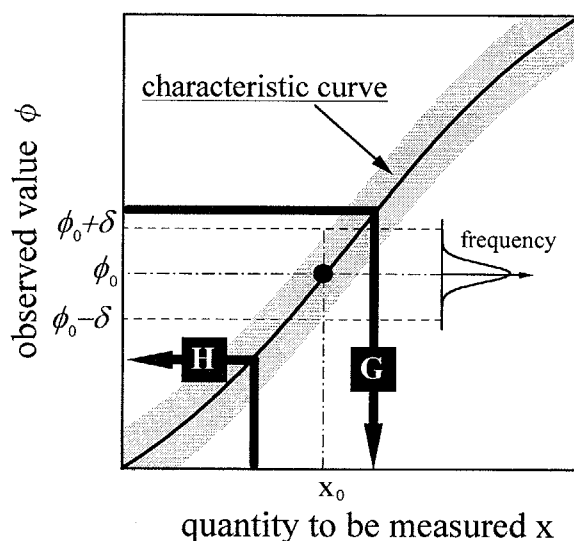


Fig. 5.1 Relationship between quantity to be measured and observed value.

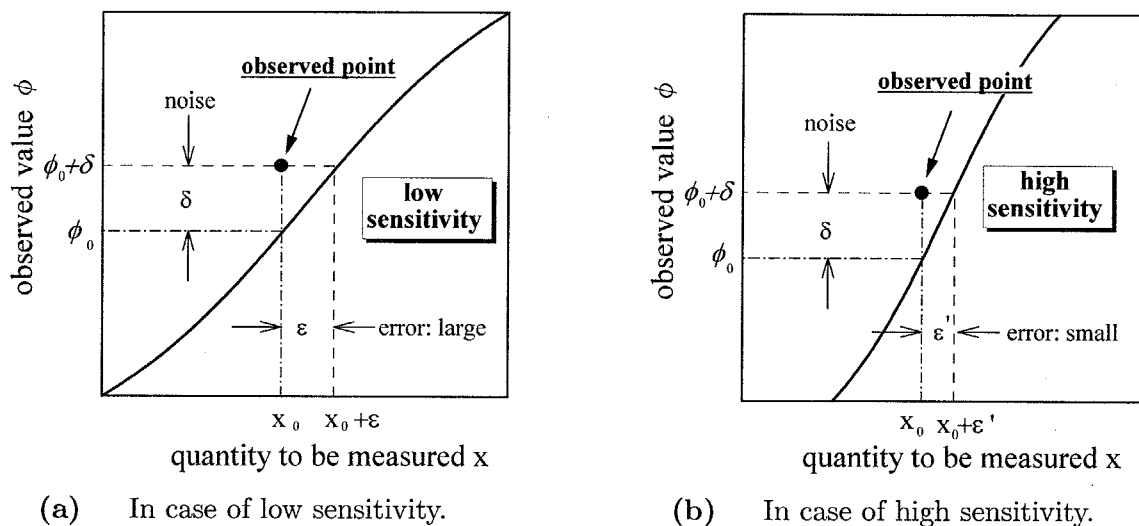


Fig. 5.2 Effect of sensitivity to error reduction

ことを意味する。つまり、感度を自由に変更できれば、その観測点での分解能を自由に設定できることになる。本論文ではこの機能を「ズーム的機能」と呼ぶことにする。

ところで、受動計測では増幅器の増幅率を変えることにより感度の変更が行えるが[72]、測定値に入ってくる雑音は、増幅率の変更にもない必然的にその大きさが変わる。一方、能動計測においては次節以降に示すように、発信信号を操作することにより感度の変更に相当する効果を創出でき、雑音の大きさを変えずに感度を変えることが可能な計測系が存在する。

5.1.2 ズーム的機能が誤差低減に及ぼす効果

5.1.1項に示した雑音が与える影響は偶然誤差となって現れるので、ズーム的計測は偶然誤差の低減に効果がある。すなわち具体的には、誤差の分散をズーム的機能により小さくできるといえる。ところで、偶然誤差の低減には通常、平均化処理等の統計的

手法が用いられる[72]。この方法では、平均化回数を n 倍にすると誤差の分散はほぼ $1/n$ になるので、計測精度を向上させようとする計測時間の増大を引き起こす。これに対して、本研究のズーム的機能は、マクロ・ミクロの2段階計測 (場合によっては数回の繰り返し: つまり測定時間は単位測定の数倍) だけで誤差分散を設定感度に応じて低減させることを狙っている。

一方、系統誤差の低減に関しては、たとえば「囲い込み信号場による位置計測」では x, y 軸の変数の干渉の影響を取り除くこと[107]が本質的な解決法である。本研究では5.3.4項でこの問題を扱っているが、位置と位相の関係が非線形であることを考慮し、これが2変数で影響しあうことを校正により組織的に対処する方法としては線識面内挿法[75]がある。この考え方をマクロ計測で積極的に活用した。

5.2 輝度比調整に基づくズームング

本節では、4.1節で述べた囲い込み信号場による位置測定に、前節で述べたズームの機能の考え方を適用する。

5.2.1 輝度比を操作パラメータとする点灯関数

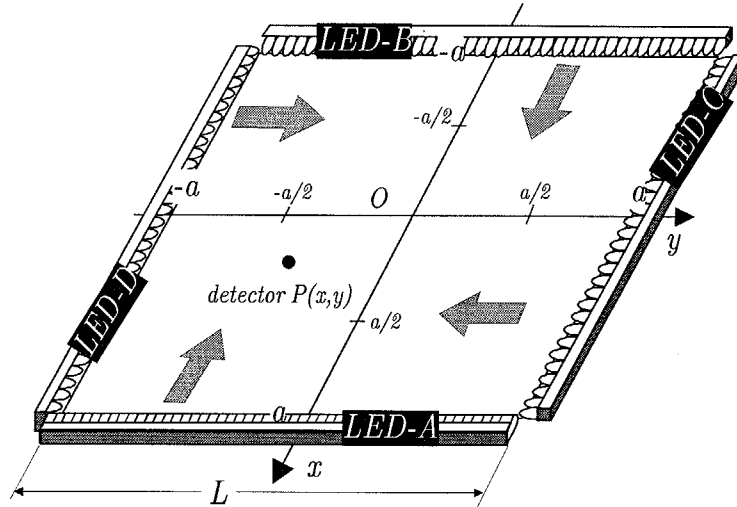


Fig. 5.3 Geometrical arrangement for enclosing signal field.

Fig. 5.3に示すように、4.1節と同様な4つのLED線状光源A,B,C,Dの配置を考える。これらの線状光源を1辺の長さ2aの正方形の4辺上に置き、それぞれの線状光源は座標系の原点を向くように配置して、以下の点灯関数で発光させる。このとき、ズーム的機能を実現するための操作パラメータとして、正弦・余弦関数の比例定数、すなわち物理的な意味としては、光源の輝度に関する係数 $\kappa_A, \kappa_B, \kappa_C, \kappa_D$ を新たに導入する。

$$A : A(t) = \kappa_A \cos \omega_1 t \quad (5.14)$$

$$B : B(t) = \kappa_B \sin \omega_1 t \quad (5.15)$$

$$C : C(t) = \kappa_C \cos \omega_2 t \quad (5.16)$$

$$D : D(t) = \kappa_D \sin \omega_2 t \quad (5.17)$$

Fig. 5.3において、点Pは光センサの位置であり、この点の座標 $P(x, y)$ の位置を計測することが目的である。このとき、センサは点状であるとし、等方的な指向特性をもつとすれば、点Pで得られる光信号の変動成分 $P(t)$ は次式で表される。なお、以下の解析では、ズーム的機能を説明することを主眼にしているため、物理的な意味で厳密な解析、すなわち、線状光源の長さを有限とした解析は示していない。より厳密な解析式は付録Aに示す。

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{\kappa_A \cos \omega_1 t}{a-x} + \frac{\kappa_B \sin \omega_1 t}{a+x} + \frac{\kappa_C \cos \omega_2 t}{a-y} + \frac{\kappa_D \sin \omega_2 t}{a+y} \\ &= \sqrt{\left(\frac{\kappa_A}{a-x}\right)^2 + \left(\frac{\kappa_B}{a+x}\right)^2} \sin(\omega_1 t + \phi_1) + \sqrt{\left(\frac{\kappa_C}{a-y}\right)^2 + \left(\frac{\kappa_D}{a+y}\right)^2} \sin(\omega_2 t + \phi_2) \end{aligned} \quad (5.18)$$

ここで、

$$\phi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{\kappa_A}{\kappa_B} \times \frac{a+x}{a-x}\right) = \tan^{-1}\left(\alpha \times \frac{a+x}{a-x}\right) \quad (5.19)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1}\left(\frac{\kappa_C}{\kappa_D} \times \frac{a+y}{a-y}\right) = \tan^{-1}\left(\beta \times \frac{a+y}{a-y}\right) \quad (5.20)$$

(5.19),(5.20)式において、 α, β は対向する線状光源の輝度の比、すなわち輝度比であり、次式で定義する。

$$\alpha = \frac{\kappa_A}{\kappa_B} \quad (5.21)$$

$$\beta = \frac{\kappa_C}{\kappa_D} \quad (5.22)$$

(5.18)式の意味するところは、受光信号は2つの周波数成分をもつ信号成分に分解でき、(5.19),(5.20)式より α, β が固定されていれば位相差 ϕ_1, ϕ_2 は、それぞれ、 x, y のみの関数であることから、 ϕ_1, ϕ_2 が観測されれば、座標値 x, y は独立に計測できるということである。4.1節においては輝度比1として位置計測を行ったが、以下では輝度比を積極的に変更することによりズーム的機能を実現する。

5.2.2 輝度比による位相特性の変化

(5.19), (5.20)式に基づいて、位置 x, y と位相 ϕ_1, ϕ_2 の関係について輝度比 α, β を操作する効果について考える。輝度比 α をパラメータとする位相特性の関係をFig. 5.4に示す。図に示すように、輝度比 α を1より小さくするとグラフは右下に、1より大きくするとグラフは左上に変形する。ここで、(5.6)式に基づき位相シフト ϕ_1, ϕ_2 の x, y に関する感度 S_1, S_2 を考える。

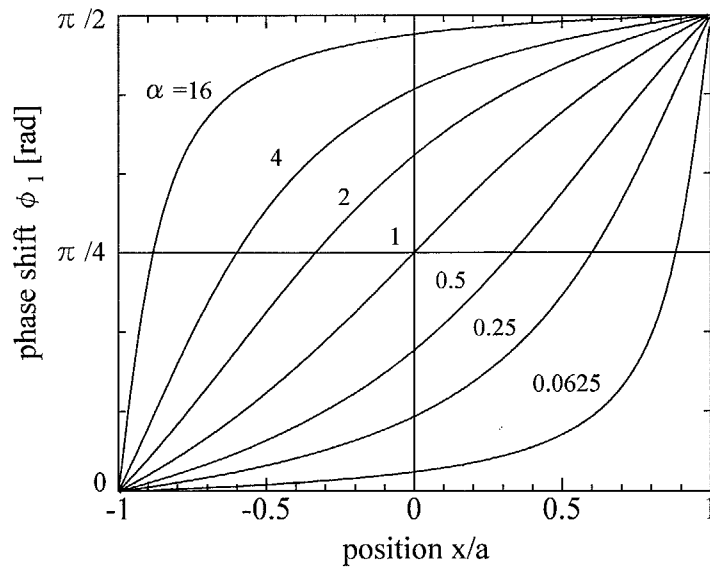


Fig. 5.4 Dependence of brightness ratio α .

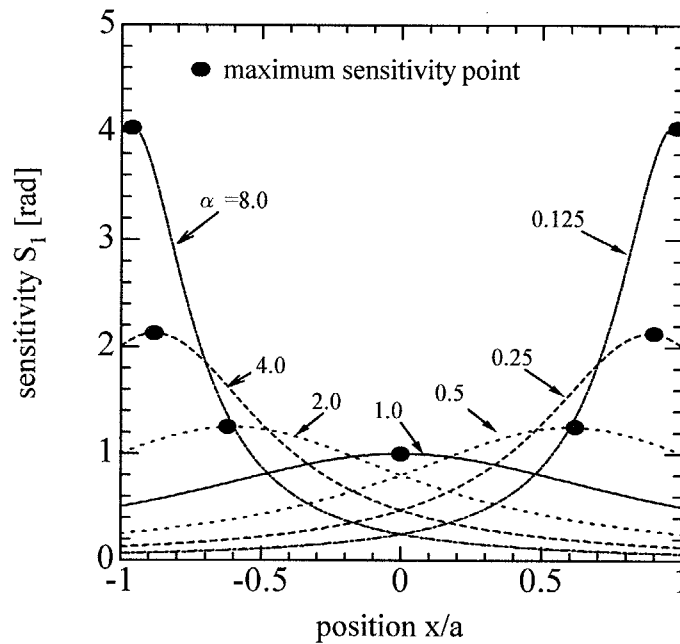


Fig. 5.5 Maximum sensitivity points.

$$S_1(x) = \frac{d\phi_1}{dx} \quad (5.23)$$

$$S_2(y) = \frac{d\phi_2}{dy} \quad (5.24)$$

具体的に、感度 $S_1(x)$, $S_2(y)$ を求めると、

$$S_1(x) = \frac{2a\alpha}{(a-x)^2 + \alpha^2(a+x)^2} \quad (5.25)$$

$$S_2(y) = \frac{2a\beta}{(a-y)^2 + \beta^2(a+y)^2} \quad (5.26)$$

となる(注1)。

位置 x と感度 S_1 の関係を Fig. 5.5 に示す。このとき、Fig. 5.4 と同じく輝度比 α をパラメータにした。図より、おのおのの輝度比 α についてグラフは単峰形であるので、それぞれの輝度比ごとに、感度が最大となる唯一の位置 x が存在することがわかる。この点を「最大感度点」と呼び、グラフでは ● で示す。

感度が極大となる位置 x を求めるためには、(5.25) 式をさらに x で微分して、

$$S'_1(x) = \frac{S_1(x)}{dx} = \frac{4a\alpha \left\{ (a-x) - \alpha^2(a+x) \right\}}{\left\{ (a-x)^2 + \alpha^2(a+x)^2 \right\}^2} \quad (5.27)$$

(注1) ここで感度の単位について考える。単に(5.23), (5.24) 式の定義によれば感度の単位は [rad/m] 等となる。ところが、例えば Fig 5.4 のように位置を領域長 a で規格化して表現するときには、(5.23) 式は、 $S_1(x) = \frac{d\phi_1}{d(x/a)} = a \frac{d\phi_1}{dx}$ となり、感度の単位は [rad] になる。本研究ではこれを単位長感度 (unit length sensitivity) と呼び、実長感度 (real length sensitivity; 単位 [rad/m]) と区別する。単位長感度から実長感度への読み替えは領域長 a で割ればよい。両者を混同する恐れのない場合にはこれらを単に感度と呼ぶことにする。

を得て、 $S'_1(x) = 0$ を満たす位置 x を特に x_0 とすれば、

$$x_0 = \frac{1 - \alpha^2}{1 + \alpha^2} \quad (5.28)$$

となり、最大感度点 x_0 が求められた。

5.2.3 輝度比を用いたズーム的機能の実現

ズーム的機能を用いたマクロ/ミクロ計測の考え方をFig. 5.6に示す。なお、5.2.1項で述べたとおり(5.18)式のように信号が分離できれば、 x, y 軸それぞれ独立な計測系と見なすことができるので、以下の議論では x 軸方向のみの1次元計測系で考える。

まずマクロ計測を行うが、Fig. 5.3において対向するLED-A,Bの輝度比を1として位置 x を計測する。Fig. 5.6(マクロ計測)に示すとおり $\alpha = 1$ の特性曲線は x の全領域にわたり傾きがほぼ等しい。すなわち、(5.19)式の位置と位相の関係を5.1.1節の計測の過程を表す計測方程式とみなすと、 $d\phi_1/dx$ は曲線の傾き、すなわち、位相 ϕ_1 の位置 x に関する感度であり x の全領域ではほぼ一様である。マクロ計測とは、言い換えれば低感度広域計測であり、観測値 ϕ_f から大まかな位置 x_f を求めることである。

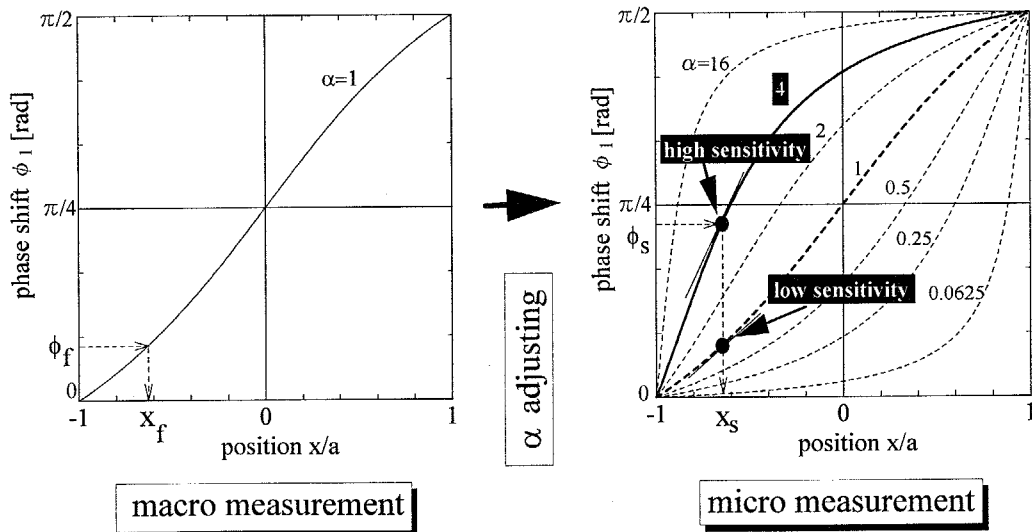


Fig. 5.6 Macro and micro measurement based on adjustment of brightness ratio.

一方、輝度比 α の変更により特性曲線は同図(マクロ計測)のように変化するので、マクロ計測の結果に基づいて、 x_f において感度が最大になるように輝度比 α を調整(この例では4)する。これがミクロ測定、すなわち高感度狭域計測である。この系では後述の通り位置 x_f で最大感度を与える α が解析的にわかっており、 x_f から α を決めることができる。この輝度比 α でLED-A,Bが点灯するように輝度を調整し、あらためて観測値 ϕ_s から精密な位置 x_s を求め、計測を終了する(場合によっては、さらに x_s について α を最適化して、逐次的に位置 x を求める)。

以上2段階の手順がズーム的操作である。次節では、この操作による効果について考える。なお、ズーム的操作により低減される測定誤差は観測量の偶然誤差[55]に関するものである。なお、これとは別に、本来有限長の光源を無限長と見なした解析に関連して系統誤差が生じる。この系統誤差に起因する測定誤差は、有限長光源とした計測方程式を数値解析的に解くことにより低減できる[107]。

5.2.4 雑音の大きさと測定誤差の関係

5.2.4.1 マクロ計測

はじめに、 $\alpha=1$ としたときのマクロ計測の測定誤差について解析する。なお、以下の式展開では、簡単化のため線状光源の長さを表す定数 a を1、 x は a で規格化した長さとする。(5.18)式に対応する点Pでの受信信号は、 x 軸方向のみの1次元計測として、

$$P(x;t) = \frac{\cos \omega_1 t}{1-x} + \frac{\sin \omega_1 t}{1+x} + n(x;t) \quad (5.29)$$

と表せる。ただし $n(x;t)$ は雑音である。ここで、観測信号に雑音が加わると、位相測定においては $\cos$, $\sin$ それぞれの要素の誤差となって現れるので、これらを n_c , n_s とすると(5.29)式は次式のように表現できる。

$$\begin{aligned} P(x;t) &= \left(\frac{1}{1-x} + n_c\right) \cos \omega_1 t + \left(\frac{1}{1+x} + n_s\right) \sin \omega_1 t \\ &= U \sin(\omega_1 t + \phi_1) \end{aligned} \quad (5.30)$$

(5.30)式の位相差 ϕ_1 は、

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{1}{1-x} + n_c}{\frac{1}{1+x} + n_s} \right) \quad (5.31)$$

となり、これを観測値として計測すると位置 x は、

$$\frac{\frac{1}{1-x} + n_c}{\frac{1}{1+x} + n_s} = \frac{1+X}{1-X} \quad (5.32)$$

の式を満たす。これを X について解いて、

$$X = \frac{2x + (1-x)(1+x)(n_c - n_s)}{2 + (1-x)(1+x)(n_c + n_s)} \quad (5.33)$$

で与えられる。 $n_c + n_s$ が十分小さければ、

$$X \doteq x + \frac{1-x^2}{2}(n_c - n_s) \quad (5.34)$$

としてよいので、雑音のために生じる測定誤差を ε とすると、

$$\varepsilon = \frac{1-x^2}{2}(n_c - n_s) \quad (5.35)$$

となる。(5.35)式中の n_c , n_s は特に雑音源を規定しておらず、測定環境中に存在するノイズをセンサでとらえたものや信号を増幅する際の増幅器の雑音などがこれにあたる。

ところが実際には、Fig. 5.3の光源自身から発生する雑音が測定誤差の原因になることがわかっている[108]。これは、測定装置では(5.14)~(5.17)式の代わりにWalsh関数で点灯することにより比較的簡単な電子回路でも高精度な位相測定を実現しており[91]、線光源用電源電圧がわずかに変動したり、もともと光源の点灯輝度がわずかに揺

らいでいるものをオン・オフするために発生する信号が雑音成分となるためである。そこで、 n_c, n_s をそれぞれ、

$$n_c = n_{AC} + n_{BC} = \frac{n_{AC}^*}{1-x} + \frac{n_{BC}^*}{1+x} \quad (5.36)$$

$$n_s = n_{AS} + n_{BS} = \frac{n_{AS}^*}{1-x} + \frac{n_{BS}^*}{1+x} \quad (5.37)$$

とおく。ここで、 n_{AC}, n_{BC} 等の添え字 A, B は測定誤差の原因となる光源を表し、*は基準距離で測定したときの雑音の大きさを表す。(5.36), (5.37)式を(5.35)式に代入して光源雑音による測定誤差を ε' とすると、

$$\begin{aligned} \varepsilon' &= \frac{1-x^2}{2} \left(\frac{n_{AC}^* - n_{AS}^*}{1-x} - \frac{n_{BC}^* - n_{BS}^*}{1+x} \right) \\ &= \frac{1+x}{2} (n_{AC}^* - n_{AS}^*) - \frac{1-x}{2} (n_{BC}^* - n_{BS}^*) \end{aligned} \quad (5.38)$$

と求められる。

5.2.4.2 ミクロ計測

つぎに、ミクロ計測において輝度比を設定する場合について考える。

位置 x_f での測定感度を最大にする輝度比 α は、(5.28)式を α について解きなおせば、

$$\alpha = \sqrt{\frac{1-x_f}{1+x_f}} \quad (5.39)$$

で与えられるので、点灯関数の振幅の2乗和が一定になるように κ_A, κ_B を配分する。すなわち、

$$\frac{\kappa_A}{\kappa_B} = \sqrt{\frac{1-x_f}{1+x_f}} \quad (5.40)$$

$$\kappa_A^2 + \kappa_B^2 = 1 \quad (5.41)$$

より、

$$\kappa_A = \sqrt{\frac{1-x_f}{2}} \quad (5.42)$$

$$\kappa_B = \sqrt{\frac{1+x_f}{2}} \quad (5.43)$$

となる。これらの輝度を用いて計測した場合の測定誤差について考える。

マクロ計測の解析と同様にして、単純に n_c, n_s のみを考えたときの測定誤差を ε_Z とすると、

$$\varepsilon_Z = \frac{1-x^2}{2} \left(n_c \sqrt{\frac{2}{1-x_f}} - n_s \sqrt{\frac{2}{1+x_f}} \right) \quad (5.44)$$

となる。さらに、光源雑音として考えれば、

$$n_C = n_{AC} + n_{BC} = \frac{\kappa_A n_{AC}^*}{1-x} + \frac{\kappa_B n_{BC}^*}{1+x}$$

$$= \sqrt{\frac{1-x_f}{2} \frac{n_{AC}^*}{1-x}} + \sqrt{\frac{1+x_f}{2} \frac{n_{BC}^*}{1+x}} \quad (5.45)$$

$$\begin{aligned} n_S &= n_{AS} + n_{BS} = \frac{\kappa_A n_{AS}^*}{1-x} + \frac{\kappa_B n_{BS}^*}{1+x} \\ &= \sqrt{\frac{1-x_f}{2} \frac{n_{AS}^*}{1-x}} + \sqrt{\frac{1+x_f}{2} \frac{n_{BS}^*}{1+x}} \end{aligned} \quad (5.46)$$

である。(5.45), (5.46)式を(5.44)式に代入して、光源雑音による測定誤差を ε'_Z とすると、

$$\varepsilon'_Z = \frac{1+x}{2} n_{AC}^* + \frac{1-x}{2} \sqrt{\frac{1+x_f}{1-x_f}} n_{BC}^* + \frac{1+x}{2} \sqrt{\frac{1-x_f}{1+x_f}} n_{AS}^* + \frac{1-x}{2} n_{BS}^* \quad (5.47)$$

が得られる。

5.2.4.3 測定誤差の分散

(5.38), (5.47)式に基づいて測定誤差の分散について考える。 $n_{AC}^*, n_{BC}^*, n_{AS}^*, n_{BS}^*$ は互いに独立で、平均値0、それぞれ、 $\sigma_{AC}^2, \sigma_{BC}^2, \sigma_{AS}^2, \sigma_{BS}^2$ の分散をもつ確率変数とする。これら雑音の分散を用いて、(5.38), (5.47)式で表される誤差 $\varepsilon', \varepsilon'_Z$ の分散は、それぞれ、

$$\text{Var}[\varepsilon'] = \frac{(1+x)^2}{4} (\sigma_{AC}^2 + \sigma_{AS}^2) + \frac{(1-x)^2}{4} (\sigma_{BC}^2 + \sigma_{BS}^2) \quad (5.48)$$

$$\text{Var}[\varepsilon'_Z] = \frac{(1-x)^2}{4} \sigma_{AC}^2 + \frac{(1-x)^2}{4} \frac{1+x_f}{1-x_f} \sigma_{BC}^2 + \frac{(1+x)^2}{4} \frac{1-x_f}{1+x_f} \sigma_{AS}^2 + \frac{(1-x)^2}{4} \sigma_{BS}^2 \quad (5.49)$$

と表される。さらに、誤差分散の大きさを評価するために、(5.48), (5.49)式中の雑音の分散を全て等しく σ^2 とおくと、

$$\text{Var}[\varepsilon'] = (1+x^2)\sigma^2 \quad (5.50)$$

$$\text{Var}[\varepsilon'_Z] = \frac{\sigma^2}{2} \left\{ \frac{(1+x)^2}{1+x_f} + \frac{(1-x)^2}{1-x_f} \right\} \quad (5.51)$$

となる。

$$x_f = x + \varepsilon' \quad (5.52)$$

であることを考慮すると、

$$\text{Var}[\varepsilon'_Z] = \frac{\sigma^2}{2} \left\{ \frac{1+x}{1+\frac{\varepsilon'}{1+x}} + \frac{1-x}{1-\frac{\varepsilon'}{1-x}} \right\} \quad (5.53)$$

となり、さらに、 $|\varepsilon'| \ll |1+x|, |1-x|$ の条件^(注2)の下に近似すると、

$$\begin{aligned} \text{Var}[\varepsilon'_Z] &\div \frac{\sigma^2}{2} \left\{ (1+x) \left(1 - \frac{\varepsilon'}{1+x}\right) + (1-x) \left(1 + \frac{\varepsilon'}{1-x}\right) \right\} \\ &= \sigma^2 \end{aligned} \quad (5.54)$$

(注2)このためには、マクロ計測での誤差が座標パラメータ a に比べて小さいこと(本節では x を a で規格化している)と、 $|x|=1$ 付近の計測でないことが必要条件である。

となる。

これより、

$$\text{Var}[\varepsilon'] \geq \text{Var}[\varepsilon'_Z] \quad (5.55)$$

(等号は $x=0$ のときのみ成立)

が成り立つ。すなわち、ズーム的機能を用いた場合の方が、光源に起因する測定誤差の分散は必ず小さくなり、高精度化が期待できることがわかる。

(5.50), (5.51) 式は、ズーム的機能を用いないと $x=0$ 以外では誤差が増加するが、ズーム的機能を用いることによりいずれの場所でも精度が低下することなく位置が測定できることを示すものである。

5.2.5 実験方法と結果

5.2.4項で示した誤差に関する考察に関して実験的に検討した結果をFig. 5.7に示す。実験系はFig. 5.3に示す配置において、線状光源として全長326mmのLEDアレイを用い、センサとしては1辺が5mmで正方形の平板状フォトダイオード4枚を4角柱の各側面に貼り付け、出力信号の総和を取ることで等価的に無指向的な点状受光部を実現したものである[91]。また、点灯関数としてはWalsh関数を用い[91]、線状光源の輝度は各LEDに流す電流の量を8bitのD/A変換器で制御することにより変更した。また、位相検出は4.3.2.2の囲い込み信号場の場合と同一の方式を用いた。さらに、本節での解析は光源を無限長として扱っているので、実験的には3本のLEDを一つの線状光源として扱い、 $y=0$ に固定して位置 x に関しての実験を行った。

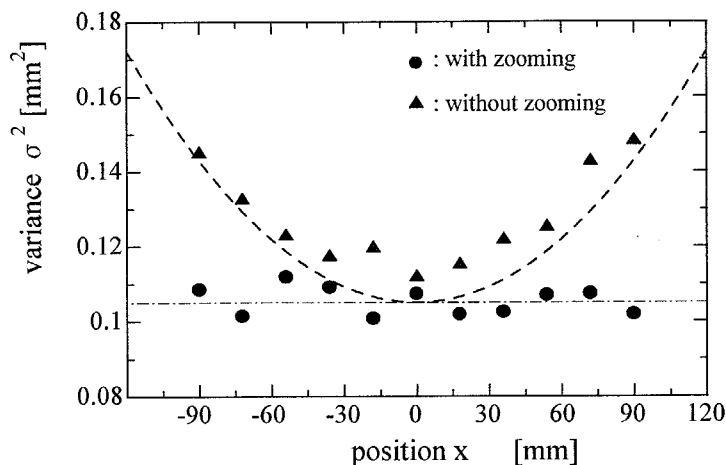


Fig. 5.7 Experimental results of zooming function.

Fig. 5.7において△印がマクロ計測、○印がミクロ計測における測定誤差の分散を示している。一点鎖線はミクロ計測の誤差分散の平均値($=0.105[\text{mm}^2]$)、破線はミクロ計測の誤差分散の平均値を σ^2 として(5.50)式を当てはめたものである。同図より、マクロ計測では x が原点から離れるにつれて誤差の分散が増しているのに対し、ミクロ計測ではほぼ一定の誤差分散になっていることがわかる。

5.3 初期位相と輝度比を組合せて調整するズーミング

前節で扱った範囲では、必ずしもズーム的機能を活かして十分に感度を上げて精度よく計測することにはなっていない。これは光源の輝度変化だけでは任意の位置で自由に計測感度を変化させることはできないからである。感度を自由自在に変化させるためには、SOSF (半開放空間型信号場) における点灯関数の考察から、輝度比に加えて初期位相を点灯関数の操作パラメータとして導入すればよいことが類推される。

5.3.1 初期位相と輝度比の導入

前節の計測系についてさらに考察する。光源と受光部の配置については、Fig. 5.3と同じ系を考え、また、点灯関数については前節の輝度比に加えて初期位相を操作する効果を新たに考慮する。すなわち、点灯関数を次式のように与える。

$$A : A(t) = \kappa_A \cos \omega_1 t \quad (5.56)$$

$$B : B(t) = \kappa_B \sin(\omega_1 t + \Theta_1) \quad (5.57)$$

$$C : C(t) = \kappa_C \cos \omega_2 t \quad (5.58)$$

$$D : D(t) = \kappa_D \sin(\omega_2 t + \Theta_2) \quad (5.59)$$

初期位相 Θ_1, Θ_2 が新たに加えられた操作パラメータである。前節での解析と同様に、線状光源を無限長とすれば点 P での受光信号 $P(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{\kappa_A \cos \omega_1 t}{a-x} + \frac{\kappa_B \sin(\omega_1 t + \Theta_1)}{a+x} + \frac{\kappa_C \cos \omega_2 t}{a-y} + \frac{\kappa_D \sin(\omega_2 t + \Theta_2)}{a+y} \\ &= \sqrt{\left(\frac{\kappa_B \cos \Theta_1}{a+x}\right)^2 + \left(\frac{\kappa_A}{a-x} + \frac{\kappa_B \sin \Theta_1}{a+x}\right)^2} \times \sin(\omega_1 t + \phi_1) \\ &\quad + \sqrt{\left(\frac{\kappa_D \cos \Theta_2}{a+y}\right)^2 + \left(\frac{\kappa_C}{a-y} + \frac{\kappa_D \sin \Theta_2}{a+y}\right)^2} \times \sin(\omega_2 t + \phi_2) \end{aligned} \quad (5.60)$$

ここで、位置 x, y と位相シフト量 ϕ_1, ϕ_2 の関係は次式となる。

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{a+x}{a-x} \times \frac{\alpha}{\cos \Theta_1} + \tan \Theta_1 \right) \quad (5.61)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} \left(\frac{a+y}{a-y} \times \frac{\beta}{\cos \Theta_2} + \tan \Theta_2 \right) \quad (5.62)$$

輝度比については前節と同じ定義とする。

$$\alpha = \frac{\kappa_A}{\kappa_B} \quad (5.63)$$

$$\beta = \frac{\kappa_C}{\kappa_D} \quad (5.64)$$

感度 $S_1(x), S_2(y)$ についても前節と同様に、以下の通り計算できる。

$$S_1(x) = \frac{2a\alpha \cos \Theta_1}{(a-x)^2 + \alpha^2(a+x)^2 + 2\alpha \sin \Theta_1(a^2 - x^2)} \quad (5.65)$$

$$S_2(y) = \frac{2a\beta \cos \Theta_2}{(a-y)^2 + \beta^2(a+y)^2 + 2\beta \sin \Theta_2(a^2 - x^2)} \quad (5.66)$$

5.3.2 操作パラメータが位相特性に及ぼす影響

(5.61)式および(5.65)式の関係を使って、操作パラメータ α と Θ_1 が特性曲線に及ぼす影響について考察する。

5.3.2.1 輝度比 α の影響

前節で示した輝度比 α をパラメータとする特性曲線の変化について、位置と位相の関係、位置と感度の関係としてまとめてFig. 5.8に示す。このとき、初期位相 Θ_1 は0とした。

同図(a)に示すように、輝度比 α を1より小さくするとグラフは右下に、1より大きくするとグラフは左上に変形する。また、同図(b)より、おのこの輝度比 α についてグラフは単峰形であり、最大感度をもつ点(注視点)が移動するが、感度と注視点を独立に選択することはできないことがわかる。

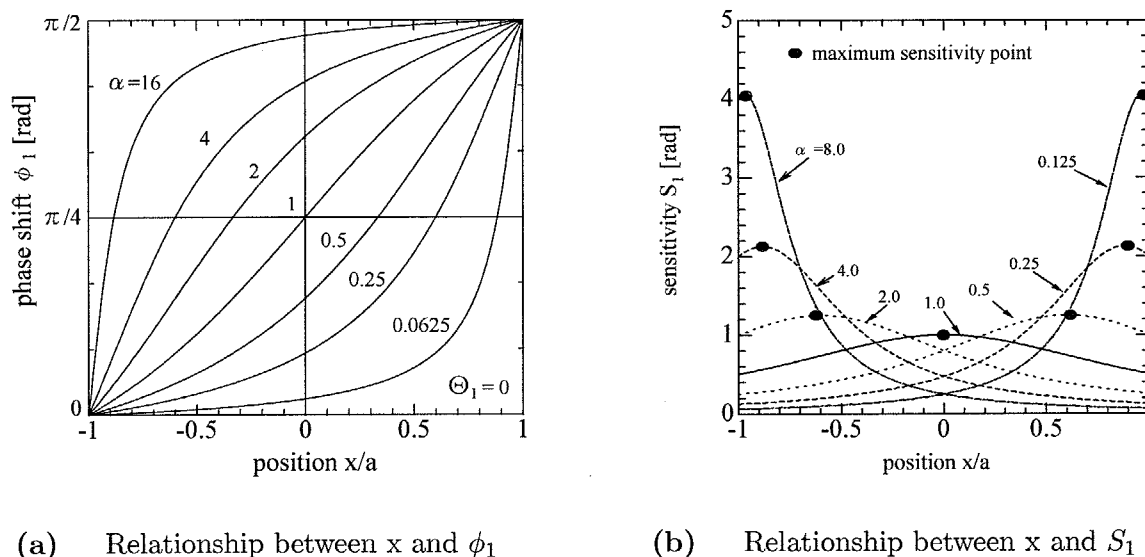


Fig. 5.8 Dependence of brightness ratio α .

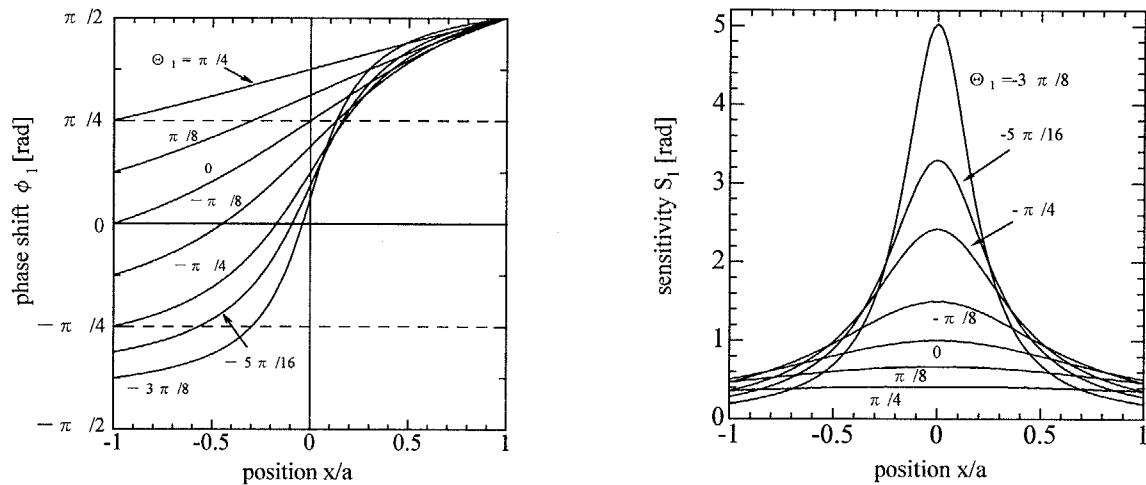
5.3.2.2 初期位相 Θ_1 の影響

初期位相 Θ_1 を操作パラメータとする特性曲線の変化をFig. 5.9に示す。このときの輝度比 α は1とした。

同図(a)より、初期位相 Θ_1 の変化に伴いグラフも変形するが、初期位相 Θ_1 を減少させるに従って、位置 $x/a = -1$ (すなわち、 $x = -a$)での位相シフト量が負側に移行していることがわかる。さらに、同図(b)の位置と感度の関係を見ると、輝度比 α を変化させた場合と対照的で、最大感度を与える位置 x については原点から移動せずに原点での感度が大きく変化していることがわかる。

5.3.3 初期位相と輝度比を組合せたズーム的機能の実現

上述のとおり初期位相と輝度比が位相特性に及ぼす影響は対照的かつ相補的な関係をもっている。

(a) Relationship between x and ϕ_1 (b) Relationship between x and S_1 Fig. 5.9 Dependence of initial phase shift Θ_1 .

すなわち、次のようにまとめられる。

- 輝度比 α の調整では注視点を自由に移動できるが、感度そのものの大きさを自由に変更できない
- 初期位相 Θ_1 の調整では感度の大きさは自由に変更できるが、注視点を移動できない

そこで、この相補的な性質を用いて、初期位相と輝度比を組合せてズーム的機能を実現することを考える。すなわち、注視点を移動させるには輝度比の調整を利用し、注視点において感度を大きくするためには初期位相の調整を利用する。

5.3.3.1 注視点で最大感度を与える初期位相と輝度比

輝度比のみのズームの場合と同様にして、具体的に注視点 x_0 で設定感度 (S_M とする) を与える初期位相と輝度比を解析的に求める。

注視点 x_0 は $S_1(x)$ が極大値を取る点であることより、

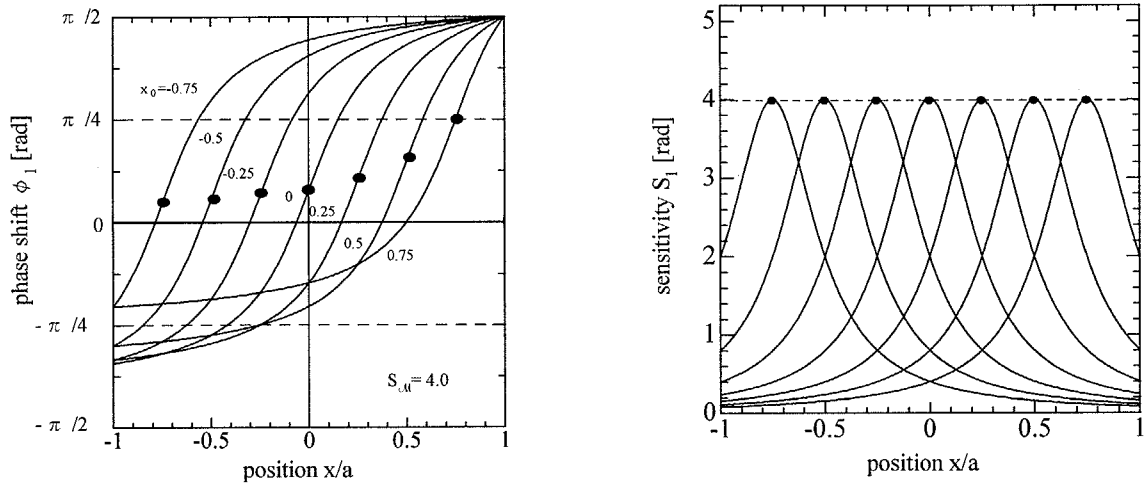
$$\frac{dS_1(x)}{dx} = 0 \quad (5.67)$$

を満たす x が x_0 となるので、(5.65) 式を x について微分して、

$$\left. \frac{dS_1(x)}{dx} \right|_{x=x_0} = \frac{4a\alpha \cos \Theta_1 \left\{ -(1 + \alpha^2 - 2\alpha \sin \Theta_1)x_0 + a(1 - \alpha^2) \right\}}{\left\{ (a - x_0)^2 + \alpha^2(a + x_0)^2 + 2\alpha \sin \Theta_1(a^2 - x_0^2) \right\}^2} = 0 \quad (5.68)$$

が得られ、これを x_0 について解けば注視点の座標 x_0 を輝度比と初期位相を用いて、

$$x_0 = \frac{a(1 - \alpha^2)}{1 + \alpha^2 - 2\alpha \sin \Theta_1} \quad (5.69)$$



(a) Optimum characteristics curve.

(b) Sensitivity curve.

Fig. 5.10 Optimum tuning using both initial phase and brightness ratio.

と決められる。

逆に、注視点 x_0 での感度を S_M とするような初期位相 Θ_μ と輝度比 α_μ を決めるためには、(5.65)式の感度を固定値 S_M と置いた式と(5.68)式を連立させる、すなわち、

$$S_M = \frac{2a\alpha_\mu \cos \Theta_\mu}{(a - x_0)^2 + \alpha_\mu^2(a + x_0)^2 + 2\alpha_\mu \sin \Theta_\mu(a^2 - x_0^2)} \quad (5.70)$$

$$4a\alpha_\mu \cos \Theta_\mu \left\{ -(1 + \alpha_\mu^2 - 2\alpha_\mu \sin \Theta_\mu)x_0 + a(1 - \alpha_\mu^2) \right\} = 0 \quad (5.71)$$

を α_μ , Θ_μ について解いて、

$$\alpha_\mu = \sqrt{\frac{S_M^2(a - x_0)^2 + 1}{S_M^2(a + x_0)^2 + 1}} \quad (5.72)$$

$$\Theta_\mu = \sin^{-1} \frac{1 - S_M^2(a^2 - x_0^2)}{\sqrt{(S_M^2(a + x_0)^2 + 1)(S_M^2(a - x_0)^2 + 1)}} \quad (5.73)$$

が得られる。

具体的に(5.72), (5.73)式に基づいて、まず、注視点 x_0 を、-0.75, -0.5, -0.25, 0, 0.25, 0.5, 0.75 と決め、この点での単位長感度 S_M が 4.0 [rad] となるように、輝度比と初期位相を決めた場合の特性曲線をFig. 5.10に示す。●がこれらの注視点の位置を表している。同図(b)は、位置と感度の関係を示しており、これより、それぞれの注視点で最大感度 4.0 [rad] をとっていることがわかる。

5.3.3.2 ズーム的機能の適用

前述の効果を用いて、初期位相と輝度比を組合せた点灯関数をズーム的機能に適用する。その手順をFig. 5.11に示す。具体的な手順としては輝度比のみによるズーム的機能の場合とほぼ同じである。

はじめにマクロ計測では、Fig. 5.3において対向するLED-A,Bの輝度比を1、初期位相を0として位置 x を計測する。Fig. 5.11(マクロ計測)に示すとおり $\alpha = 1$, $\Theta_1 = 0$ の特

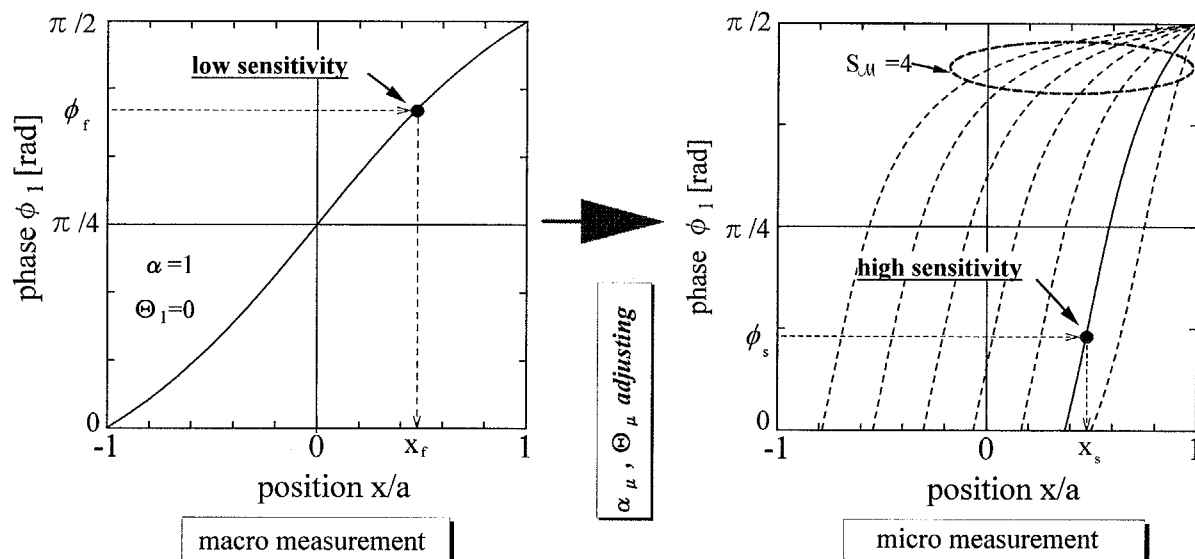


Fig. 5.11 Macro- and micro- measurement based on adjustment of both initial phase and brightness ratio.

性曲線は x の全領域にわたり傾きがほぼ等しく、感度がほぼ一様である。低感度広域計測であるマクロ計測によって、観測値 ϕ_f から大まかな位置 x_f が求められる。

初期位相 Θ_1 と輝度比 α の調整により特性曲線は同図(ミクロ計測)のように変化するので、マクロ計測の結果 x_f を注視点として、 x_f において感度 S_M が設定値(Fig. 5.11 の場合 4.0)になるように(5.72), (5.73)式に基づいて初期位相と輝度比を算出し、これらになるように調整された特性曲線から位置座標を求める。これがミクロ測定である。この初期位相 Θ_μ 輝度比 α_μ をもつ点灯関数でLED-A,B を点灯させて、観測値 ϕ_s から精密な位置 x_s を求め、計測を終了する。

5.3.4 x, y 軸間干渉の影響除去

これまでの考察では、位置変数 x, y については、それぞれ独立に測定できるとして議論してきた。これは、線状光源を無限長とした仮定に基づいているが、現実には有限長の線状光源を使用することになる。第4章の測定においてはこれを無視して扱ったため、結果的に4%程度の測定誤差を生じた。また、5.2節の輝度比のみのズーミングにおいては光源長をフィールドの定数 a の3倍として実験を行い、近似的に無限長とみなして扱った。本節の初期位相と輝度比の組合せたズーミングでは、測定感度の自由度を活用してより高精度の測定ができるので、この x, y 軸間干渉の影響の問題について考えておく必要がある。

この問題については大きく分けて2つのアプローチがある。それは、位置と位相の関係は(4.9),(4.10)式により与えられているので、これらを用いて、忠実に観測値 ϕ_{L1}, ϕ_{L2} から位置変数 x, y を逆変換によって求める方法[107]と、位置変数 x, y いずれかを固定して(4.9),(4.10)式から残りの位置変数を求め、これを交互に式に代入して繰り返し計算をしてゆく方法、すなわち、 x, y 軸位置測定を交互に行う方法である。

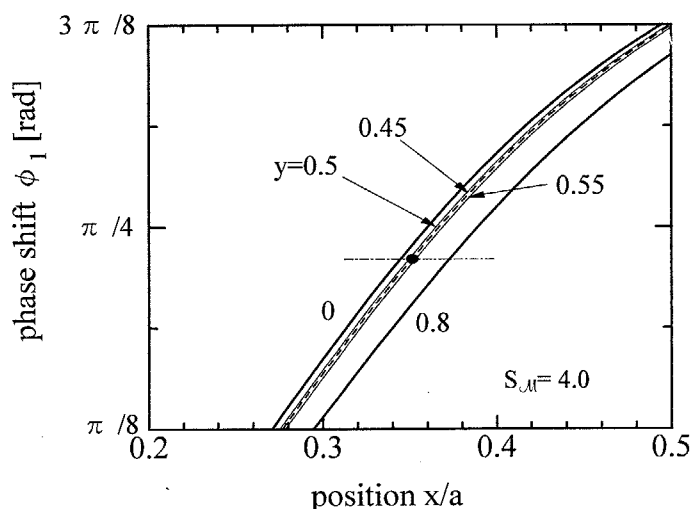


Fig. 5.12 Displacement of characteristic curves depending on y .

本研究では、後者の方法につき具体的に考察する。注視点 (x_0, y_0) を $(0.35/a, 0.5/a)$ と決め、そのときの位置-位相特性に対し、 y を移動させた場合の特性をFig. 5.12に示す。

位置-位相特性関数 $\phi_1(x, y)$ は y に関して偶関数であるため、 $y = 0$ と ± 1 との間で変化量が最大になるが、計測領域を考慮して、 $y = 0$ と 0.8 のときの位相値を計算すると、 $y = 0.5$ の場合と比較してそれぞれ、3.7%、-12%しか変化しない。さらに、マクロ・ミクロ測定を考慮すると、この間の y の違いは高々5%程度と考えられるが、 y の値が設定値から $\pm 0.05 (= 10\%)$ 変動させたときには、グラフよりわかるようにほとんど変化せず、具体的に、位相値に換算して、それぞれ、 $\pm 1\%$ である。このように、 y が注視点から多少変化しても x の注視点位置はほとんど変化しないことがわかる。これは、 x の注視点位置に関して変数 y に関する感度は鈍いことを示し、このことから、変数 x を決めるための観測方程式に代入する y の値は必ずしも正確な値である必要はないといえる。さらに、あらかじめ設定パラメータ $\alpha, \beta, \Theta_1, \Theta_2$ が分かっているならば

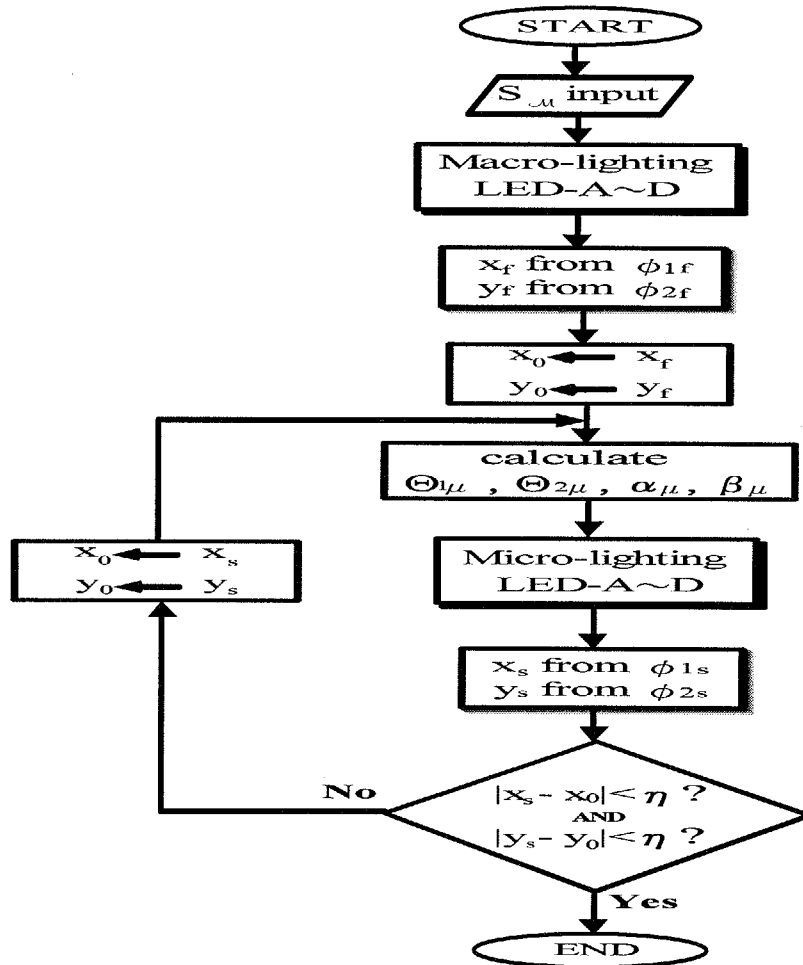


Fig. 5.13 Flow chart of two-dimensional zooming measurement.

Fig. 5.10 に示したとおり特定曲線は一意に決まるので、測定点と注視点が仮にずれても、最大感度点で測定できないに過ぎず測定不能になるわけではない。

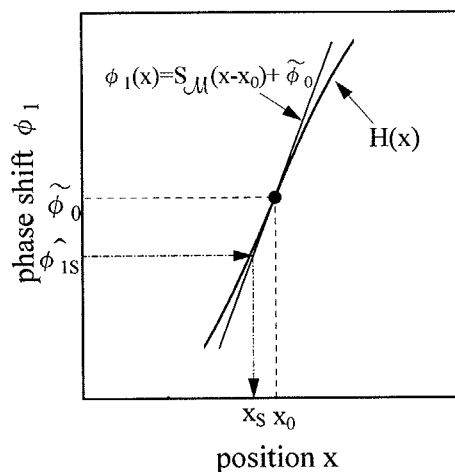
以上の検討に基づいて、具体的なズーム的計測のフローチャートを Fig. 5.13 に示す。

あらかじめマイクロ測定の設定感度 S_M を入力しておく。はじめに光源をマクロ点灯させセンサ出力信号から位相シフト量 ϕ_{1f}, ϕ_{2f} を測定し、これらからマクロ測定値 (x_f, y_f) を求める。こうして得られたマクロ測定結果を注視点 (x_0, y_0) とし、(A.64), (A.65) 式^(注3)から、初期位相 $\Theta_{1\mu}, \Theta_{2\mu}$ および輝度比 α_μ, β_μ を計算する。次に、これらの初期位相、輝度比を用いて光源をマイクロ点灯させ、センサ出力信号から位相シフト量 ϕ_{1s}, ϕ_{2s} を測定し、これらからマイクロ測定結果 (x_s, y_s) を得る。

このとき、測定値 ϕ_{1s} から x_s (または、 ϕ_{2s} から y_s) を求めるために、Fig. 5.14 に示すように x_0 点 (または、 y_0 点) 周りで線形近似した1次式を用いた。すなわち、点 $(x_0, \tilde{\phi}_0)$ を通りこの点での傾きが S_M であることから、この方程式は、

$$\phi_1(x) = S_M(x - x_0) + \tilde{\phi}_0 \quad (5.74)$$

^(注3) 光源を有限長とした場合の (5.72), (5.73) 式に対応する。また、 α_μ, Θ_μ は、 x 方向 y 方向の測定に対応させて、それぞれ、 $\alpha_\mu, \Theta_{1\mu}$ および $\beta_\mu, \Theta_{2\mu}$ と適宜読み替える必要がある。

Fig. 5.14 Linear approximation method around x_0 .

であり、マイクロ計測での位相測定値を $\hat{\phi}_{1s}$ として、このとき求めるべき位置 x_s は、

$$x_s = \frac{\hat{\phi}_{1s} - \tilde{\phi}_0}{S_M} + x_0 \quad (5.75)$$

で与えられる。なお、 $\tilde{\phi}_0$ は、観測方程式 $H(x)$ に x_0 を代入して得られる位相値である。

注視点はマイクロ測定結果と必ずしも一致しているとは限らないので、 x_s と x_0 、および、 y_s と y_0 の差をそれぞれとり、あらかじめ設定した η と比較して、これより小さくなるまでマイクロ測定を繰り返す。この計測では、 $|x_s - x_0|$ 、 $|y_s - y_0|$ は注視点と最大感度点の一致度を示すパラメータとなっており、本研究では η を実験的に L の 2% と決めた。

以下の実験ではマイクロ計測はおおむね 2~3 回行い、 x を決める観測方程式の y 、 y を決める観測方程式の x はそれぞれについて、はじめはマクロ計測の値を、2,3 回目のマイクロ計測はその直前のマイクロ計測の値を用いた。

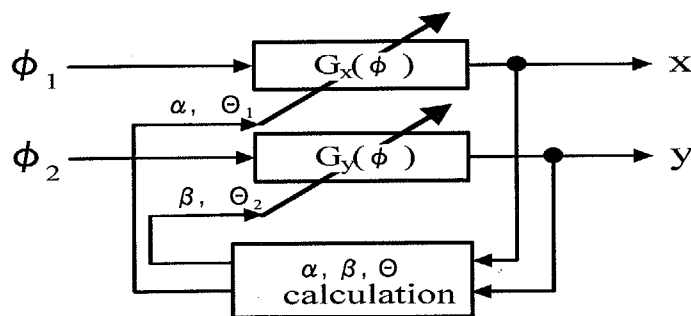


Fig. 5.15 Block diagram of measurement function.

ここに示した手順を計測系のブロック図として表現すると Fig. 5.15 のように表さ

れる。このように第1章に示したフィードバックループをもつ計測系になっており、前段の測定結果を用いて次回の計測のための操作パラメータを決める形になっており、この限りにおいては前段の測定誤差は後段に伝播しない点が重要である。

また、第6章に示す学習漸進的計測系の図と見比べると全く同一形式になっている。この計測系では、測定精度・測定レンジを変更するために操作パラメータを選択しているといえる。なお、本研究においては x, y 軸の測定ともに共通の設定感度 S_M を想定したが、このブロック図から類推されるように各軸で設定感度を変えることも可能である。すなわち、各軸で設定感度を変えることにより測定精度を変えたり、逆に測定範囲を正方形でなく、長方形とした場合でも同一精度で測定することも可能になる。

5.3.5 実験方法と結果

5.3.5.1 実験装置

Fig. 5.16 に計測用実験装置の概略構成図を示す。

実験装置は、線状 LED 光源を四辺に配置した光源部とセンサ部を (x, y) 方向ともに自由に移動できる精密微動台を組合せた機構部、点灯関数を発生する関数発生器、受光信号から位相情報を抽出する位相検出器、および、これらを制御する PC からなる。

機構部としては、本実験専用 x, y 両軸とも $50[\mu\text{m}]$ ステップの精密微動が可能で、しかも、約 $700[\text{mm}]$ のストロークをもつ精密微動台を設計・製作した。これに長さ約 $320[\text{mm}]$ の線状 LED 2本1組を1軸の光源として ($L=640[\text{mm}]$)、これを4組正方形の4辺に配置し、この内部の空間を自由に光センサが移動できる構造になっている。光センサは4.1の実験と同様で、Fig. 4.8(b) と同形である。なお、次節で述べる構成にも対応できるように光源とセンサの高さを可変にできる工夫がなされている。

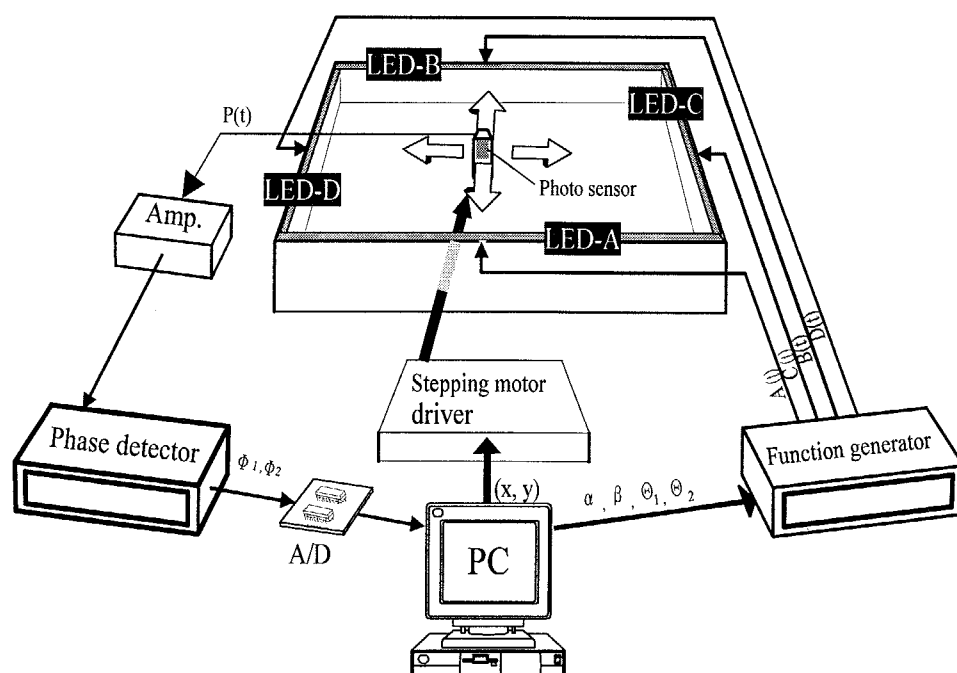


Fig. 5.16 Outline of experimental setup.

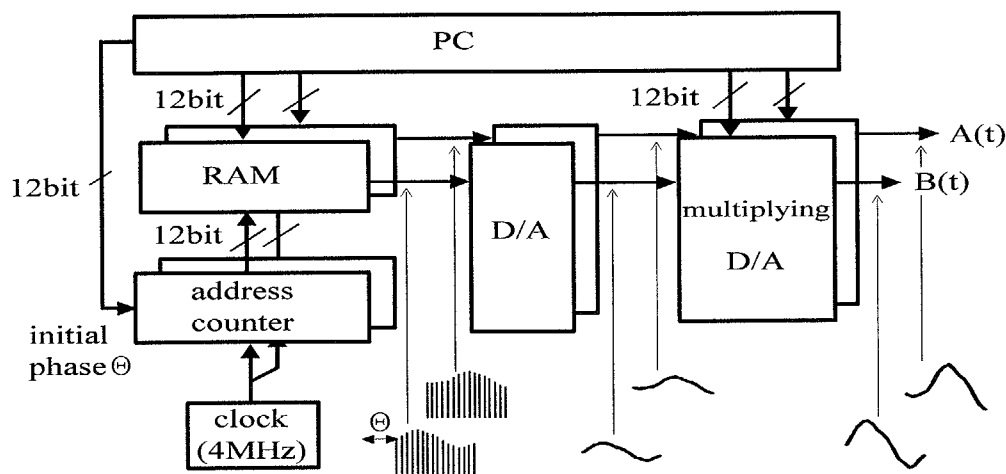


Fig. 5.17 Block-diagram of function generator

Fig. 5.17に点灯関数を発生する関数発生器のブロック図を示す。同図は2系統のブロックを示すが、実際には同様の構成2組・4系統で全体構成となっている。これは、波形データをデジタル情報として扱い、4096組の12bitデジタルデータを4.096 [MHz]のクロックに同期させて出力しこれをD/A変換する、いわゆるdigital function generatorである。特に、本実験用に4相の波形を同期出力でき、しかも、初期位相と輝度比を自由に設定できる専用装置を設計・製作した。

具体的な動作としては、PCは点灯関数の輝度比と初期位相が決まったならば、これから、おのこの正弦波の振幅を求め、さらに、時系列データに変換した後、これらのデータ列すべてを一旦RAMに記憶し、その後アドレスカウンタにあわせてD/A変換器に順次読み出すようになっている。また、初期位相はアドレスカウンタの初期値設定を行うことで変更している。本実験においては、点灯関数としては正弦波を用いてそれらの周波数は1[kHz]と2[kHz]とし、これらの時系列データを自由に変更できる特徴を活かして、発光ダイオードの非線形特性を補正したデジタルデータを用いた。具体的な回路図を付録B.2に示す。

さらに、位相検出器については4.3.3節で述べた同期積分法を応用した。具体的な電子回路としては市販の位相検波器(デイトル社製、型式:PDJ-100A)[74]を用いた。これは、本実験では位相検出は必ずしも高速でなくてよく、積分動作をLPFで等価的に実行している本素子で十分であることによる。位相検出器の出力をD/A変換し、これをPCに入力してから $\tan^{-1}$ をとることにより各周波数に対応する位相を算出した。

実験装置の全景をFig. 5.18に示す。

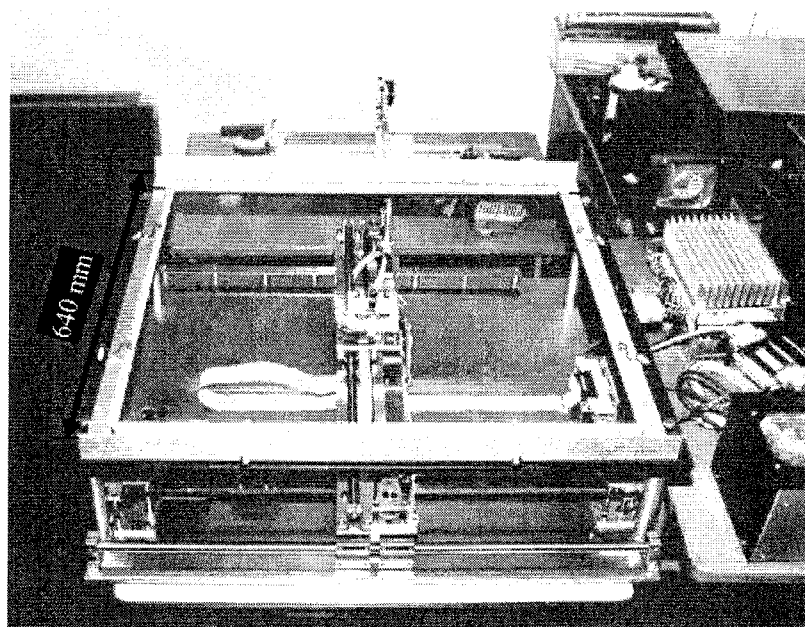


Fig. 5.18 Photograph of experimental system.

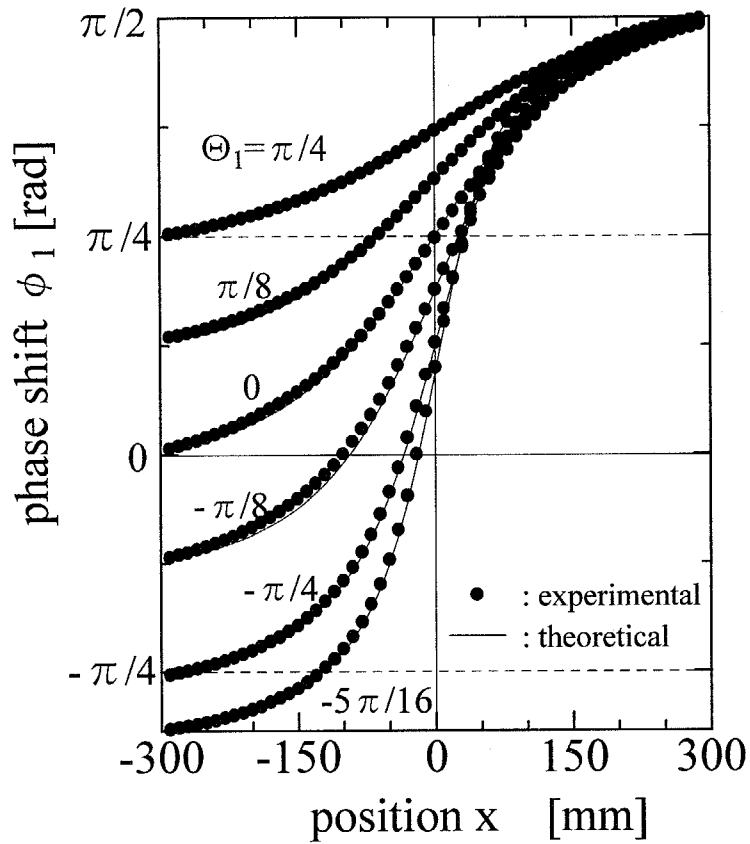
5.3.5.2 基本特性の測定

初期位相 Θ_1 を変化させた場合の位置・位相特性を Fig. 5.19(a)に示す。輝度比 α を変化させた場合の位置・位相特性を Fig. 5.19(b)に示す。

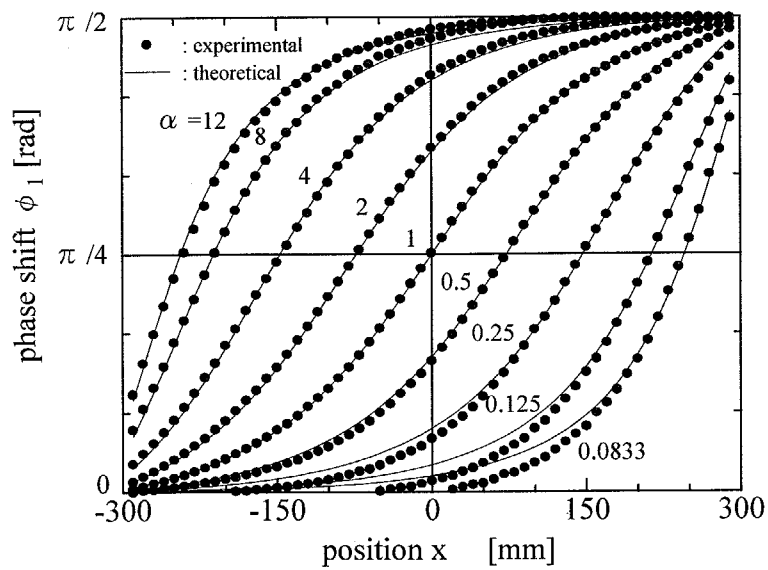
このように理論値と実験値は比較的良く一致し、(a)では $x=0$ 付近での、(b)では最大感度点付近でのずれは小さいといえる。

5.3.5.3 組合せ特性の測定

注視点での単位長感度 S_M が 2.0 [rad] および 4.0 [rad] になるように初期位相と輝度比を調整して点灯関数を決めた場合の位置・位相特性を Fig. 5.20に示す。ほぼ理論値通りの位置・位相特性を示している。特に、理論値と実験値は注視点付近でよく一致しており、ズーム的計測に適用可能であると考えられる。

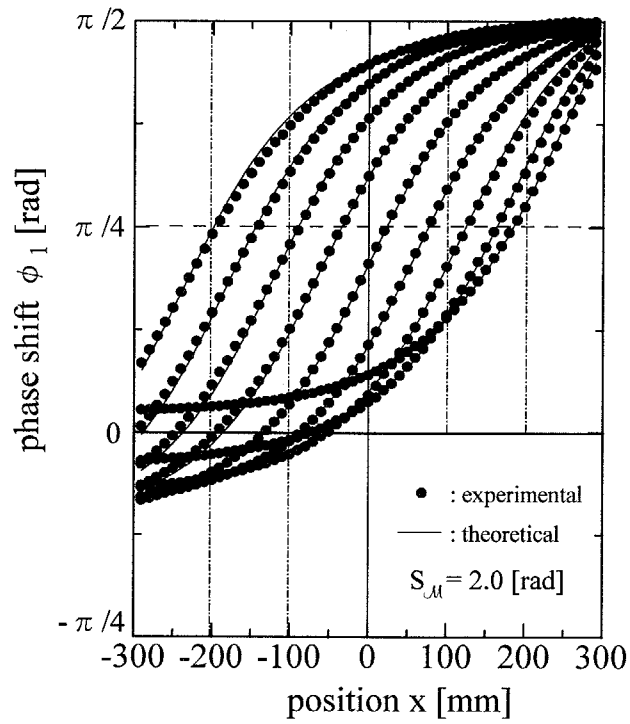


(a) Effects of initial phase Θ_1 .

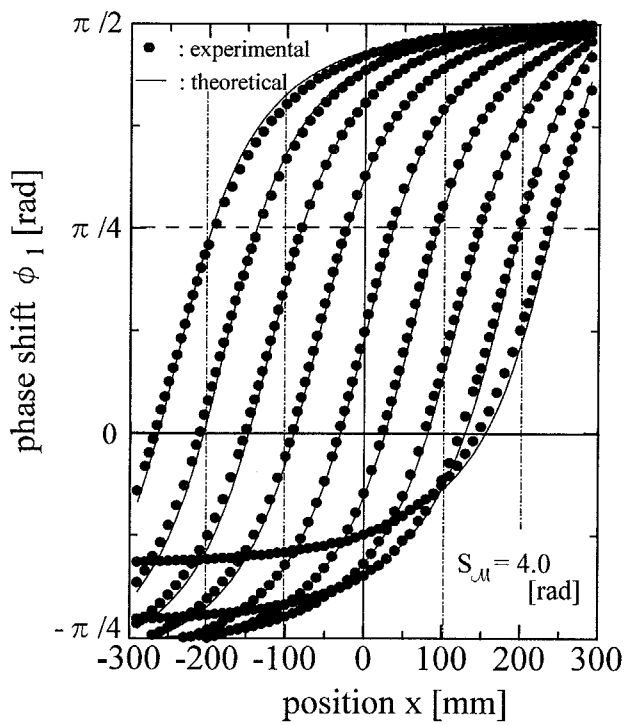


(b) Effects of brightness ratio α .

Fig. 5.19 Experimental results of fundamental effect of Θ_1 and α .



(a) $S_M = 2.0$ [rad]



(b) $S_M = 4.0$ [rad]

Fig. 5.20 Experimental results of optimum characteristics curve where the zooming points are $-240, -180, -120, -60, 0, 60, 120, 180, 240$ [mm].

5.3.5.4 ズーム的機能を活用した測定結果

Fig. 5.13のフローチャートに従い計測平面のほぼ全域($600 \times 600[\text{mm}^2]$)にわたって、マクロ・ミクロ比較測定した。測定回数は20回で、20回の平均値を測定値とした。設定位置と測定誤差の関係をFig. 5.22(102ページ)に示す。これは、測定平面を $40[\text{mm}]$ ごとの格子状に分割し、格子点座標を設定値として本方式を用いて位置を計測し、x座標の測定誤差を表示した結果である。マクロ計測での誤差の範囲とr.m.s.値(すなわち標準偏差)は、それぞれ、 $-4.9 \sim 2.8[\text{mm}]$ 、 $1.24 [\text{mm}]$ 、ミクロ計測では、それぞれ、 $-1.3 \sim 1.4[\text{mm}]$ 、 $0.405 [\text{mm}]$ である。ここでのr.m.s.値は系統誤差の大きさを表す指標になる。マクロ計測では、中心部の測定誤差は少ないが中心から離れるにつれて誤差が大きくなる傾向にある。これは、マクロ計測では測定感度が一定でなく、Fig. 5.9(b)に示すように中心部で感度が大きいことによると考えられる。また、ミクロ計測では測定位置と注視点がほぼ一致するまで繰り返し測定をしているので系統誤差の低減にも効果があるものと考えられる。以上の結果はy座標についてもほぼ同様である。なお、設定感度を大きくしたときには繰り返し回数が増えて収束しにくくなる傾向があり、設定感度によっては徐々に上げながら最終感度にしたほうが良いと考えられる。これは学習データの利用法に関する問題であり、今後の重要な課題である。

設定(単位長)感度と20回の測定のばらつき(標準偏差)との関係をFig. 5.21に示す。マクロ計測の設定感度は原理的に場所により異なるが、ここでは便宜的に $1 [\text{rad}]$ とした。この標準偏差は偶然誤差の大きさを表す指標である。このように設定感度を大きくするにつれて標準偏差は減少し、設定感度 $8 [\text{rad}]$ でマクロ計測のときの約 $1/5$ となり最小値をとる。さらに $S_M = 8$ を越えると σ は増加する傾向にある。現状の実験装置では設定感度 S_M として $8 [\text{rad}]$ 程度までが有効といえる。

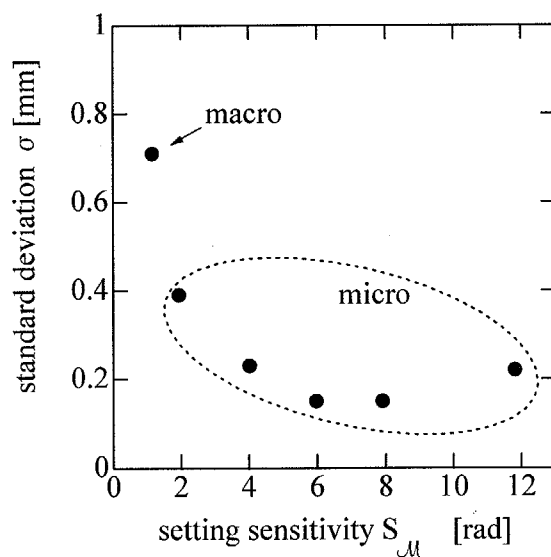
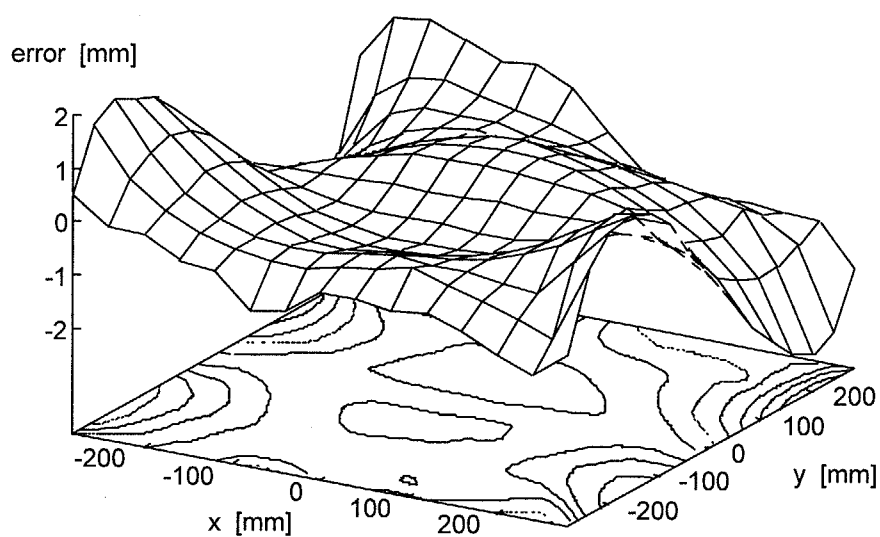


Fig. 5.21 Relationship between sensitivity S_M and standard deviation in error.



(a) Macro measurement.

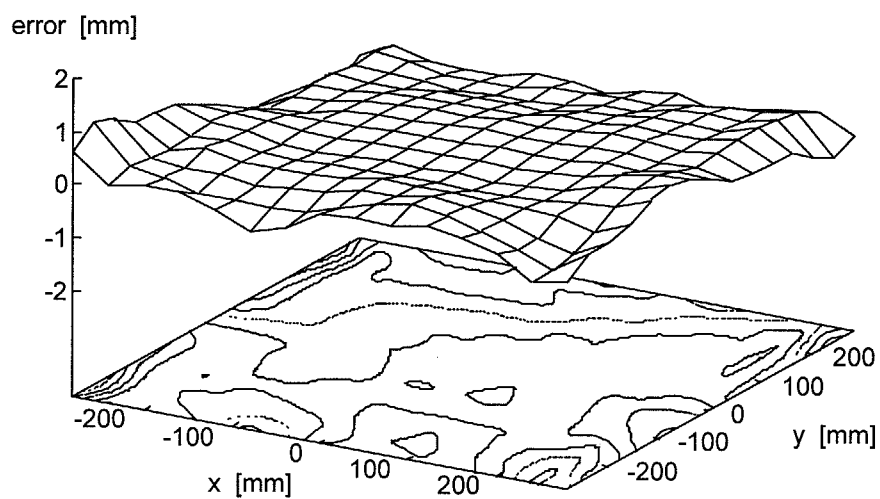
(b) Micro measurement ($S_M = 4.0$ [rad]).

Fig. 5.22 Results of position measurement; relationship between set position and measured errors.

5.3.5.5 測定誤差の検討

現状では有効な設定(単位長)感度 S_M としては 8 [rad] 程度が最大という実験結果が得られた。これは輝度比が 0.1 ~ 10 程度までしか精度良くとれないためであり、その原因としては輝度比を大きくするには最大振幅側を LED に流せる最大電流で決めたとき、最小振幅側はこの信号を検出する側の S/N 比で決まることによる。現実的には最小振幅側を精度よく検出するほうが効率的であり、今後さらに受光信号処理回路の S/N 比を上げる等の工夫が必要となる。

5.4 複数受信点をもつシステムへの拡張

これまでの、おもに単一の受信点の位置計測を考えてきた。ところで、第2章で述べたLPSの主旨は、Fig. 2.5で説明したように、その典型例である複数の機器やロボットの位置を同時に測定して協調動作をすることではじめて活かされる。そこで本節では、複数の受信点をもち、しかも同時に位置計測が可能な測定システムを構築する方法について考察し、新たなシステム構成を提案する。この場合にも本計測系を最大限に利用した高精度測定を可能とすべく、結果としてズーム的計測の精度を維持することを前提とする。これは第6章で述べるように、前段の計測結果を後段で活用する学習漸進的計測系になっている。

5.4.1 発光・受光系のレベル差を考慮したモデリング

これまでの「囲い込み信号場による位置計測」では、線状光源と光センサは同一平面上に配置されていた。これは、おもに囲い込み信号場の基本的な性質を調べたり、ズーム的機能の実証のための測定系を扱ってきたからであるが、実用上は4.1.3項で述べたように、線状光源は受信点よりも高い位置に設置した方が光信号が他の機器や装置により邪魔されず、さらに、複数の機器の位置を同時に測定する場合には一つの機器の受信点が他の機器の受信点の影を作らないため好都合である。そこで、このレベル差をもつように一般化した構成の系について考える。Fig. 5.23において、線状光源と光センサの間の高さの違いが h である。また、点 $P_1 \sim P_3$ が受光点であり、これらが計測平面(sensing plane)上を自由に動き、それぞれの点の座標を同時に求めるのがこの計測の目的である。

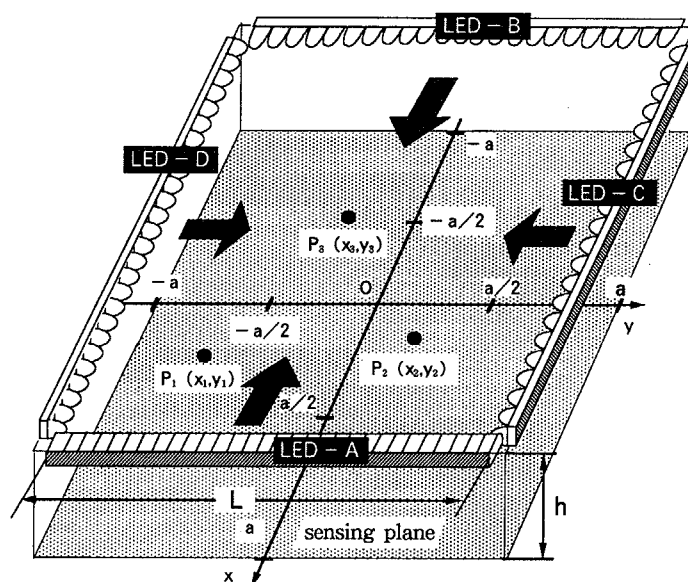


Fig. 5.23 General arrangement for enclosing signal filed with level deference.

初期位相と輝度比を調整するズームングで扱った点灯関数((5.56)~(5.59)式)とすると、Fig. 5.23の点 $P_1 \sim P_3$ の代表点を点 P とし、この点 P での受光信号 $P(t)$ の詳細な解析を付録Aに示す。式展開が煩雑で解析的には見通しが悪いので、ここではこの高さ h が及ぼす影響を数値シミュレーションによって検討する。

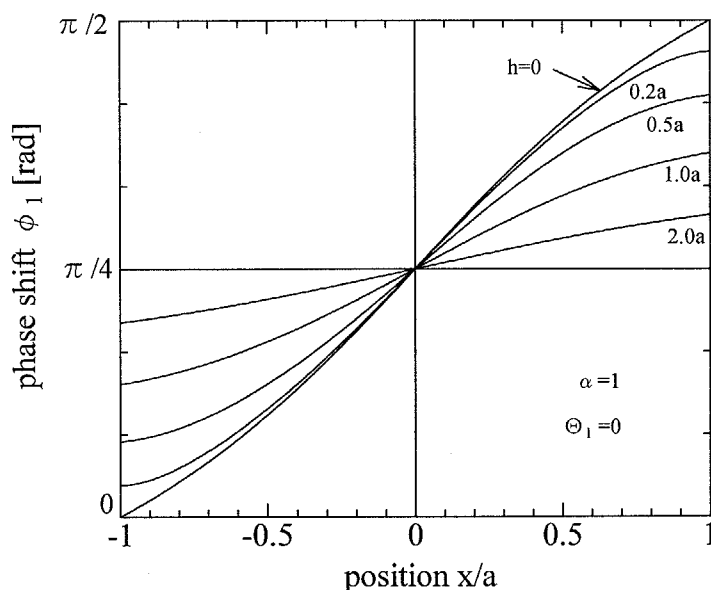


Fig. 5.24 Dependence of height to the relationship between position and height.

位置と位相の関係を、高さ h をパラメータにして表したグラフを Fig. 5.24 に示す。同図において高さ h はフィールドの大きさを表す定数 a を基準にし、初期位相、輝度比については、それぞれ、 $\Theta_1 = 0$, $\alpha = 1$ の条件とした。

同図からわかるように、 h が大きくなるにつれてグラフの傾きが小さくなる、すなわち、位置に関する位相の変化する感度が減少することがわかる。ところで、実用的には、工場内の無人搬送車や建築現場等を想定すると、高さ h はフィールドパラメータ a と同程度になることはなく、 $h = 0.1a \sim 0.2a$ 程度を考えれば十分である。この範囲ではこれまで考えてきた $h = 0$ の場合とほとんど変わらない位置-位相特性であるといえる。 h がこれよりも大きい場合、あるいは、精度上これを無視できない場合には観測方程式として h を含めた扱いをすればよい。この扱いについては付録 A に示すように h を含んだ式として解析的に解くことが可能である。ここで重要なことは、 h の効果がすべて解析的に解かれているので、計算が多少複雑になるだけでこれまでと全く同様に扱えるということである。

このことを踏まえた上で、今後の議論は見通しの良さを重視して $h = 0$ の系について考察する。

5.4.2 ズーム的機能と複数点計測の両立

複数観測点による位置計測では、5.3節で述べたズーム的機能を実現するためには点灯関数の工夫が必要になる。なぜならば1つの観測点にとってマイクロ計測を行う注視点と、別の観測点にとっての注視点は、同一時刻では異なるからである。そこで以下には、観測点と点灯関数制御部と通信により情報交換をすることにより現在の点灯関数がどの観測点に都合のよいものかを伝える方法[113]と、点灯関数の工夫によりいずれの時刻でもどこかの点にズーム条件を与える方法[92]について述べる。

5.4.2.1 通信による実現

複数の観測点と点灯関数の制御部を独立のシステムとし、これらの間を通信を利用して情報交換することによりズーミングを必要とする観測点のみ測定を行う方法が考えられる。

具体的に、各観測点と点灯関数制御部とが双方向通信で結ばれているとして、以下の手順に従えばズーミングが可能である。

1. 通常はマクロ計測用の点灯関数で発光している。
2. 特定の観測点がズーミングを行うときには、ズーミングリクエストおよび、輝度比・初期位相データを点灯関数制御部に送る。
3. この情報を受けた点灯関数制御部は他の観測点に対してズーミングを宣言し、このデータによる点灯を行う。
4. ズーム計測を終了した観測点は観測終了を報告する。
5. 点灯関数制御部はマクロ計測用点灯関数に戻る。

5.4.2.2 時分割信号によるマルチ化

前述の方法は複数のシステムを通信手段により結びつけて活用したが、能動的計測系の高度化の観点からは次のように点灯関数を工夫する方式の方がより興味深い。

以下に点灯関数についての考え方を示す。点灯関数の輝度比、初期位相の組合せを常に変えながら光源を発光する方法について考える。この場合には離散的かつ時分割的に輝度比・初期位相を与えることになり、点灯周波数との関係から変更間隔を決めるとともに、現在どの状態で発光しているかを知るための工夫が必要である。

具体的に(5.56), (5.57)式に対応する点灯関数を考えると次式の通りである。なお、本節では5.3.4での議論を踏まえた上で、 x 軸方向のみの位置計測について考える。

$$A:A'(t) = \kappa_A(i) \cos \omega_1 t \quad (5.76)$$

$$B:B'(t) = \kappa_B(j) \sin(\omega_1 t + \Theta_1(j)) \quad (5.77)$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, I \quad j = 1, 2, 3, \dots, J$$

ここで、 i, j は、それぞれ、輝度比、初期位相を離散的に与える番号であり、あらかじめ測定精度や測定周期等を考慮して輝度比・初期位相の分割数 I, J を決めておく必要がある。

ところで、ある測定点 x で最大感度をもつような輝度比と初期位相は、それぞれ(5.72), (5.73)式で表されるので、おのおのの時刻に別々の観測点で最大感度を与えることも可能である。**Fig. 5.25**はそれぞれの位置で最大感度をもたらす初期位相 Θ_μ と輝度比 α_μ を示すグラフである。なお、以下の説明のためのグラフでは、すべて $S_M = 4.0$ として計算してある。

さらに輝度比から点灯関数の振幅(κ'_A, κ'_B)を求めるためには、たとえば、

$$\kappa_A'^2 + \kappa_B'^2 = 1 \quad (5.78)$$

$$\frac{\kappa_A'}{\kappa_B'} = \alpha_\mu' \quad (5.79)$$

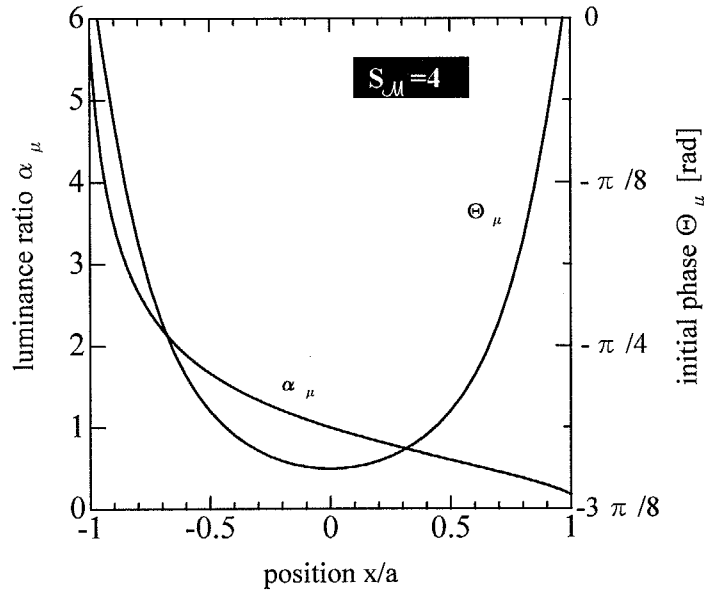


Fig. 5.25 Optimum initial phase Θ_μ and brightness ratio α_μ for each position x .

の条件から、 κ_A', κ_B' を解いて、

$$\kappa_A' = \sqrt{\frac{\alpha_\mu'^2}{\alpha_\mu'^2 + 1}} \quad (5.80)$$

$$\kappa_B' = \sqrt{\frac{1}{\alpha_\mu'^2 + 1}} \quad (5.81)$$

とすればよい(注4)。Fig. 5.26にこうして得られた振幅と位置の関係を示す。

そこで、おのこの位置で最大感度を与える初期位相と振幅をもつ点灯関数の考え方は、Fig. 5.27を用いて説明できる。すなわち、ある時刻 t での位置 x_f を、

$$x_f(t) = a^* \sin \omega_m t \quad (5.82)$$

で与える。これが同図上の正弦関数である。このとき、 $a^* < a$ としておく。これは、 $x_f = \pm a$ の位置では初期位相が不定になるため、測定に必要な領域の大きさを考慮してこの a^* を決める。同図では $a^* = 0.95$ とした。

位置 x_f で感度が最大になる Θ_μ', α_μ' は、形式上前節と同じ式で与えられる。

$$\alpha_\mu' = \sqrt{\frac{S_M^2(a - x_f)^2 + 1}{S_M^2(a + x_f)^2 + 1}} \quad (5.83)$$

$$\Theta_\mu' = \sin^{-1} \frac{1 - S_M^2(a^2 - x_0^2)}{\sqrt{\{S_M^2(a + x_0)^2 + 1\} \{S_M^2(a - x_0)^2 + 1\}}} \quad (5.84)$$

(5.83), (5.84)式に従って Θ_μ', α_μ' を決め、さらに、(5.80), (5.81)式を適用して κ_A', κ_B' を求めて、

$$A : A''(t) = \kappa_A' \cos \omega_1 t \quad (5.85)$$

(注4)いずれかの振幅を1(最大)とする方がシステムの性能を最も有効に活かせ、現実的であるが、ここでは、方式を説明するために記述の容易な分配の仕方を選んだ。

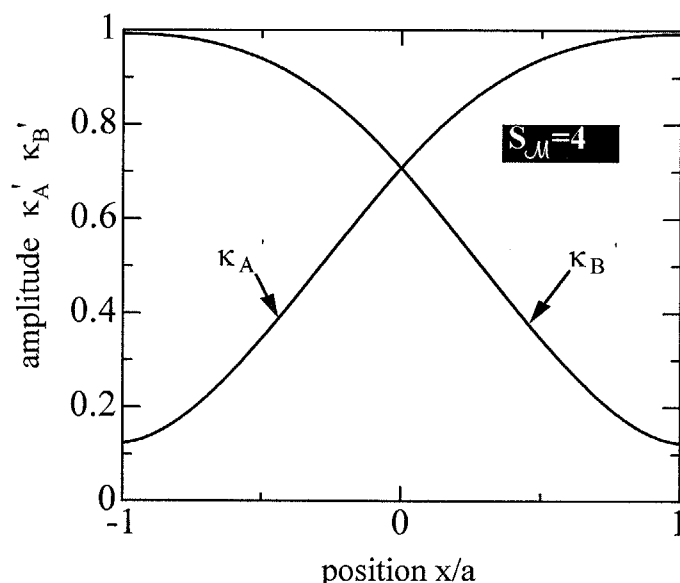


Fig. 5.26 Optimum amplitude κ'_A and κ'_B for each position x .

$$B : B''(t) = \kappa'_B \sin(\omega_1 t + \Theta_\mu) \quad (5.86)$$

に当てはめればよい。この点灯関数は2重変調になっており、この関数によればいずれの時刻でも必ずどこかの点で最大感度を与えており無駄がないといえる。

Fig. 5.27で具体的に説明すると、時刻 t_f のときの x 座標は x_f であり、点 x_f で最大感度となる初期位相と振幅は図中に示してあるように、それぞれ、 $\Theta, \kappa_A, \kappa_B$ である。この時刻 t_f を一定速度で変化させれば、それに従って初期位相と振幅も変わってゆくのである。しかも、これらは注視点で最大感度を与えるようになっている。

これまでは x 方向位置計測を考えてきたが、 x, y 2次元位置測定について考えると、光源長が有限の場合には(5.83),(5.84)式が y の位置によっても変わるので、これを考慮する必要がある。これらを考慮した α_μ, Θ_μ の解析解を付録 A.(A.64),(A.65),(A.67)式に示す(注5)。

重要なことは、ある位置 x について最適な初期位相 Θ_μ ・輝度比 α_μ が y の位置によっても変わるため、結果として x 軸計測のための変調関数を2次元的に、すなわち、ラスタースキャン的に走査しなければならないことである。なお、 y 軸についても全く同様であるが、もともと x, y 方向に関する点灯関数の変調周波数(角周波数の表現で ω_1, ω_2) が異なるので、4.1節に述べたとおりこれを分離して測定することは可能であり信号としては重畳できる。そこで、測定領域を走査するのに必要な時間を見積もるためには x 軸測定に必要な点灯関数がラスタースキャンするのに必要な時間を求めればよい。

以下にラスタースキャンに必要な時間について考察する。注視点での感度を $S_M = 4$ 程度とすると、5.3節の実験からわかるように約 $\pm 2\%$ が計測範囲となる。そこで、測定(2次元)平面を4%の小領域ごとに区切る、すなわち、(5.76),(5.77)式で $i = j, I = J$ とし、 $I(=J)$ を $25 \times 25 = 625$ の領域に分割する。また、(5.82)式の $a^* = 0.9$ とすれば、全

(注5)光源と受光部のレベル差 h の考慮もなされている。

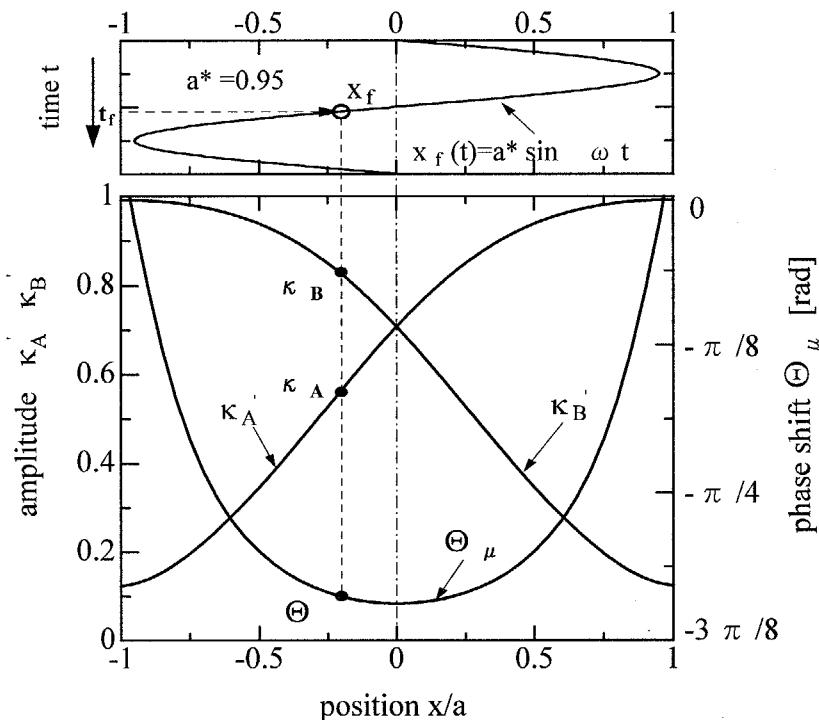


Fig. 5.27 Concept of double modulation for multiple points zooming.

測定平面の $0.9 \times 0.9 = 0.81$ すなわち、約80%を走査するので、500の注視点をもつようにラスタースキャンさせることになる。5.3節の実験では変調周波数を1kHz, 2kHzとしたが、数十kHz程度までは容易に扱えるので、仮に、25kHz, 50kHzとする。全領域の走査に必要な時間は低周波側で決まり、位相測定に10周期を要したとすれば、 $1/(25 \times 10^3) \times 10 \times 500 = 0.2$ [sec] となる。この計算では位相検出に10周期を必要としたが、この周期を短くすればするほど走査時間が短くてすむ。そのため位相検出の高速化が必須の課題であり、4.3.3で述べた同期積分法を応用して原理式通りの積分を実行する手法や、あるいは複数周期(上の計算では10周期)同じ条件で点灯させずに連続的に点灯関数を変化させ、注視点条件の前後の波形から位相を検出するなど新たな方式の開発が望まれる。

5.5 先験的知識および学習データの活用

本章では、ズーム的機能を実現する方法について考察してきた。ズーム的機能はマクロ/ミクロの二段階計測であることはすでに述べてきたが、これを別の見方をするとマクロ計測で得られたデータを用いてより高度なミクロ計測をするためにパラメータのチューニングをすることにもなっており、学習データを有効に利用しているともいえる。M. Parvisは、計測精度の観点から先験情報(a-priori information)を用いることの重要性を指摘しているが[76]、本方式はこれを裏付けるものと言える。

このようにズーム的計測では前段(マクロ計測)の計測結果を後段(ミクロ計測)に活かしていることが重要であり、このことが高精度計測を可能にしているのである。逆にたとえパラメータを自由に操作できる自由度をもっている、どこにチューニング

すべきかがわからないと高精度計測にはならない。

また、本論文で述べてきたように信号場の考え方に基づく計測は、もともと何に特化して計測系を組むかをあらかじめ想定し、そのために必要なフィールドの大きさ・高さ・使用可能な信号媒体等の先験的知識に基づいて計測系を構成している。

筆者らは、学習データを用いることによって種々の測定条件や環境パラメータの変化にもよらずに高精度・高信頼の測定系を構成するための方法論について考察している。これを「学習漸進的計測系」と呼び、信号場はこれを構成するための基本的な考え方の一つである。なお、学習漸進的計測系については本研究の今後の課題として終章で述べる。

5.6 本章のまとめ

本章では、計測系におけるズーム的機能について考察した。例えば、囲い込み信号場のような能動計測系において、計測系の感度を変えることができ、しかも感度を変えたことにより観測量の雑音の大きさが変わらないときにズーム的機能が有効である。囲い込み信号場による位置計測では、この機能を点灯関数の初期位相と輝度を変更することで実現し、解析的、実験的に測定誤差を減少できることを明らかにした。これは、学習データを情報としてフィードバックしている計測系になっていることを指摘した。

第 6 章 結 言

第 6 章 結言

6.1 本論文の結論

本研究の目的に従って、得られた結論を以下に述べる。

第 1 の目的、すなわち、能動計測系の高度化の視点を明らかにすることに関しては、従来からの能動計測系の中からいくつかの構造化照明を採り上げて分析した結果、

- 発信系の高度化と素子の配置問題
- 受信系と信号処理の高度化
- 計測システムの高度化

を能動計測系の高度化の視点として抽出した。これを踏まえて本論文では、それぞれに対応する項目について、第 3 章、第 4 章、第 5 章で説明した。

具体的に「信号場」を構成するための指針として、

- 光を媒体とする信号場を扱い、必要な情報を直接取得すること
- 信号源の配置と変調関数との組み合わせ、さらに計測系全体の組合せと調和を考えること
- 位相情報を用いること

を掲げ、これらを考慮して以下に示す項目の「信号場」を考案し、これを利用して位置・姿勢を計測した。

- 回転信号場による回転角と位置の計測
- 半開放空間型信号場による自動車車庫入れ支援システム
- 囲い込み信号場による位置・姿勢計測

それぞれの具体的成果は、「回転信号場による回転角と位置の計測」では位相が $\pi/2$ ずつ遅れて正弦波的に発光する 4 光源を用いて構成される信号場を解析的に考察し、観測信号の位相関係に着目すると回転軸周りに等間隔かつ放射状に等位相面が並ぶ性質を明らかにし、その性質に基づいて位置および姿勢の計測を行った。解析に基づいて赤外線発光ダイオードを用いて実際に信号場を生成し、さらに信号処理して空間座標系におけるヨー角と位置情報を抽出した。その結果、ヨー角計測に関しては 360°

の測定レンジに対して $\pm 5^\circ$ 以内、位置計測に関しては200 mmのレンジに対し ± 5 mm以内の誤差で測定できた。

「半開放空間型信号場による自動車車庫入れ支援システム」では、2組の無指向性光源を正弦波的に点灯させるとそれぞれの信号が重なり合い、測定平面上に位相差 ϕ の等位相線の「場」を作ることができ、この等位相線は車を車庫へと誘導するのに好都合な曲線であることを指摘した。等位相線分布は2つの光源の輝度比 α や初期位相 Θ を変えることによりその曲率を変化させることができ、点光源と線状光源を組合せることでさらにバリエーションをもたせることができることがわかった。実験的には、有指向特性の赤外線発光ダイオードを12個円周上に並べて等価的に無指向化した光源システムを試作し、この光源システム2組を用いて位相特性を測定した。その結果、発光ダイオードの特性のばらつきのため無指向特性からのずれを生じたが、等位相線分布に関する基本的な性質については原理通りであることが確認された。

「囲い込み信号場による位置・姿勢計測」では、2本の線状光源を平行に配置した信号発信系を用いて等位相線が平行になるような点灯関数を選択し、さらに2次元の位置座標が独立に計測できるように2組に信号発信系の空間的な配置と変調信号を考案した。具体的に4本の線状発光ダイオードアレイを用いる「囲い込み信号場」の構成を考案し、さらにこれを用いて2次元平面内での位置・姿勢計測法を考案した。測定系を構成し実験を行ったところ、位置計測については $|x|, |y| \leq 50$ mmの範囲で誤差 ± 2 mm以内、姿勢計測については $|\theta| \leq 25^\circ$ の範囲で $\pm 3^\circ$ 以内の結果を得た。

以上、いずれの信号場利用計測においてもそれぞれの意図を反映する計測系を構成することができた。

第2の目的、フィードバック機能を有する計測系を構成しその効果を確認することに関しては、囲い込み信号場による位置計測系を採り上げ、

- 輝度比調整に基づくズーミング
- 初期位相と輝度比を組合せて調整するズーミング

の機能を有する系を構成、その効果を前者は解析と実験に基づき、後者はおもに実験的に確認した。

具体的に「輝度比調整に基づくズーミング」では、はじめに、一般的な計測系におけるズーム的機能について考察し、囲い込み信号場による位置計測系においては計測系の感度を変調関数の操作パラメータにより変えることができ、しかも感度の変更により観測量の雑音の大きさは不変な計測系になっており、こうした系ではズーム的機能が有効であることを指摘した。この機能を点灯関数の輝度比 α を変更することで実現し、解析的、実験的に測定誤差の分散を減少できることを明らかにした。

また、「初期位相と輝度比を組合せて調整するズーミング」では、上記の方法の操作パラメータをさらに1つ増やして点灯関数の初期位相 Θ と輝度比 α を組合せて調整することで、計測系の感度をより自由に変更できる系を考案した。一辺640 mmの線状発光ダイオードアレイ4組を用い、さらにこうした自由度に対応可能な点灯関数発生装置を試作するとともに、高精度位置測定に耐えうる変位設定装置を構成して実験を行った。その結果、設定単位長感度を1 rad から16 rad 程度まで自由に設定でき、設定感度8 rad では設定感度1 rad のときの偶然誤差を約1/5に減少できることを確認した。

第3の目的、「学習漸進的計測系の構成」についての考察では、前述の系はこの構成の一例になっており、先験情報を用い、測定のために即して操作パラメータを設定した測定系を設計し、さらに、測定段階ではそれ以前の測定結果を学習データとしてフィードバックすることにより、高精度な計測系が構成可能であることを示した。

6.2 残された課題

個別の信号場の研究についての課題はそれぞれの章で述べたので、ここでは本研究全体を通しての総括的な課題について述べる。

複数対象に対応するズーム的位置計測系は、5.4節でその構成法を提案するにとどまった。第2章で述べたように、LPSの機能を十分に活かせるのは測定対象が複数台のときであり、この方法の有効性について実験的検討が必要と考える。そのためには、信号処理系、特に、高速位相測定回路を含めた新たな測定実験系の構築が必要である。

本論文では、能動計測系の特長を活かしてズーム的機能を実現する計測系を考案・構成し、その有効性を理論的・実験的に確認した。この系は「学習漸進的計測系」の一例であり、今後これをさらに発展させたいと考える。具体的には、より一層の高精度化、高速化のための学習データと情報フィードバックの活用法について考察することが今後の課題である。

また、学習漸進的計測系は、必ずしも能動計測系・位置計測系だけに適用できる方法ではなく、種々の計測にも広く応用されるべき性質のものである。従って、別の計測についての適用法について考察して一般化・普遍化することが今後の大きな課題であり、これに応えることが序論で述べた計測工学の体系化に通じると考える。

6.3 学習漸進的計測系の構築を目指して

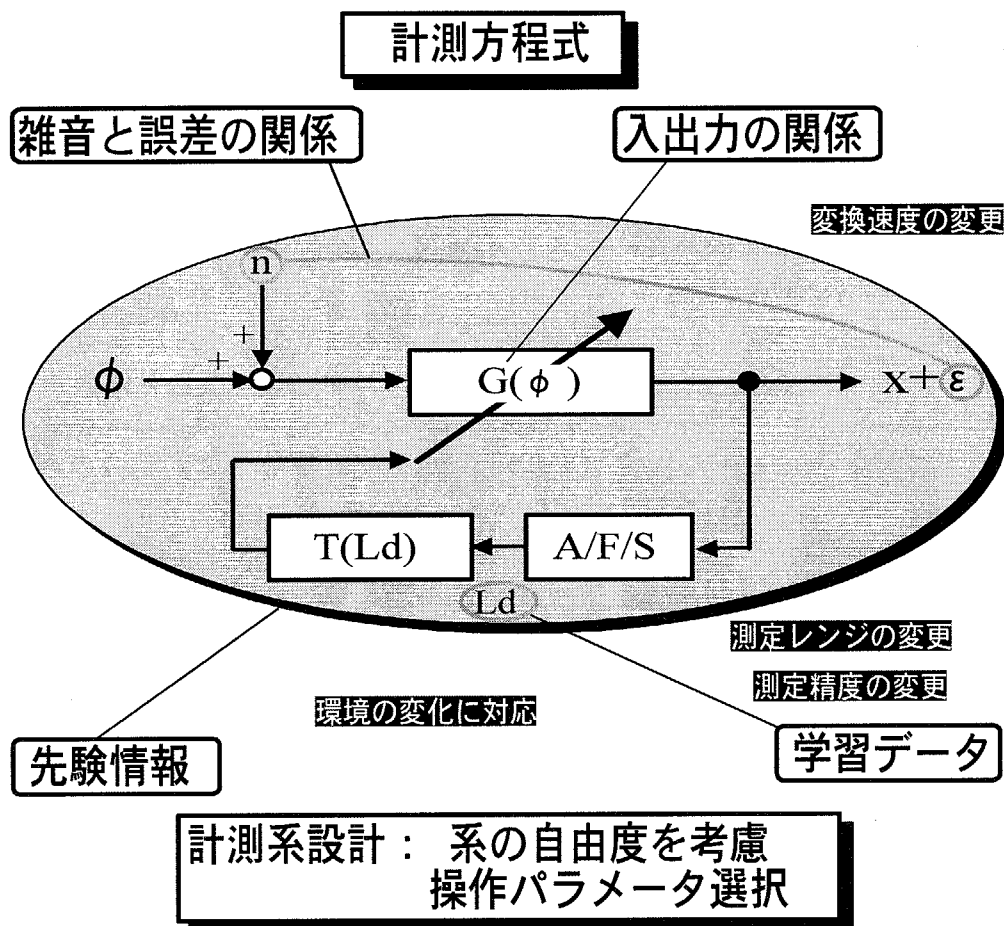
6.3.1 学習漸進的計測系の基本構成

本研究を通じて得られた知見をもとにした学習漸進的計測系構成の考え方を Fig. 6.1 に示す[98, 118]。第1章、第5章でそれぞれ述べた、逐次比較型 A/D、ズーム的計測系の構成も同図の形式になっている。

図中央のフィードバック系が計測系全体を示す。この系では入出力関係 $G(\phi)$ で与えられたブロックがもっとも基本的な部分である。この入出力関係については、いくつかの操作パラメータを変更できることがフィードバックする意義を与える点で重要である。ここで、計測方程式 G は必ずしも明示的に与えられない場合もあり、物理法則として関数 H が与えられてもよいし(本研究の場合のように必ずしも逆関数 G が与えられなくてもよい)、 ϕ と x の関係が数値的に分かっている(注1)。とにかく入出力関係が何らかの形で与えられ、しかも、いくつかの操作パラメータによってこれを変更できる点が重要である。

この入出力関係を与えるブロックの出力情報 x が単純には計測結果となるが、観測値 ϕ に雑音 n が混入すれば計測結果も誤差 ε を生じる。

(注1) Fig. 5.1の議論を参照。



A/F/S: accumulator, filter, selector

Fig. 6.1 Basic structure of progressive learning measurement system.

フィードバック系の動作としては、まず、計測結果 $x + \varepsilon$ をもとに A/F/S がこの時系列信号をとり (accumulator)、フィルタリング操作し (filter)、場合によってはこれらの情報の取捨選択をして (selector)、学習データ (L_d) とする。本研究で採り上げたズーム的計測ではマクロ計測結果が学習データにあたる。これをもとに操作パラメータ (ズーム的計測では初期位相と輝度比) を変更して基本計測ブロックの入出力特性を変更する。

変更された入出力特性を用いて再度測定をして新たな計測結果を得る。場合によっては以上の手順を適当な収束条件の下に複数回繰り返す。

この測定系は環境が変化してもその変化によらず一定の測定精度を保証したり、逆に、計測の目的に応じて計測精度や速度を自由に設定できる計測系を構成することを目標としている。計測系全体の設計としては、はじめに、物理現象である関数 H を正しく捕らえていることが必要であり、これが計測のモチーフである。計測系設計に当たっては、この物理現象のもつ操作量、操作パラメータについて種々の観点から検討し、自由度を的確に把握することが重要になる。

ここでいう先験情報とは、測定環境、計測精度、レンジ、変換(計測)速度、雑音の性質、等のことであり、これらの性質をあらかじめ考慮した上でそれぞれの方法を選択するべきである。

これからが計測系の設計であり、学習データの情報として何を選んだら目的とする計測に合致するかを考察してから情報のフィードバック法を考えることになる。ここで、パラメータ変更して再度計測するプロセスの設計が従来にない設計であり、現時点では設計法は必ずしも確立していない。

以上のプロセスにおいて、学習データとして何を用いたらよいかについては本研究では何の議論もなくマクロ計測結果を用いた。何度かパラメータを変更して計測する逐次データを学習データとする方法や、変更した初期位相・輝度比の経過(履歴)等を学習データとする方法も考えられる。

さらに第2章で言及したように、学習漸進的計測系は必ずしも能動計測に限らず構成可能である。現在、マイクロホンアレイを用いた超指向性聴覚システムの構成法[142, 150, 153]、薄膜測温抵抗体を用いた流速測定システム[127, 141, 147, 154]等の研究を進めているが、これらにも学習漸進的なシステム構成の考え方を適用することが可能と考えている。いずれのシステムにおいても、学習データとして何を用いると計測にとってどのような効果を生じるかを考察することが今後最大の課題である。

6.3.2 マクロ・ミクロ計測の意味

学習漸進的計測について次のような別の解釈も可能であり、その考えに基づく計測系を構成することも興味深い。すなわち、はじめの測定を「直観」、次の測定を「分析」とするような人間がものを観察する仕方である。このとき、前者では多変量を同時に測定するが、必ずしもそれぞれの測定精度は問題でなく、物事を大づかみにしてこれをもとに必要変量を選択して精密に分析することである。

このような場合にも、何を学習データにするか、データの取捨選択の考え方を示すことが今後の重要な課題である。

参 考 文 献

参考文献

- [1] 朝日新聞 朝刊 平成9年4月11日, 民革－企業の未来を問う－ (1997-04)
- [2] 西村 吉雄 ほか: テクノロジー・ワンスモア, 丸善 (1997-02)
- [3] 小林 彬: 「超センシング」へのアプローチ, 計測と制御, **29-1**, 5/10 (1990-01)
- [4] 山崎 弘郎: 計測技術の課題, 計測と制御, **31-9**, 925/929 (1992-09)
- [5] 北森 俊行: 計測系の機能と構造, 計測と制御, **19-1**, 27/32 (1980-01)
- [6] 北森 俊行: 計測の本質と計測工学, 計測と制御, **26-2**, 145/152 (1987-02)
- [7] 赤塚, 田村: 計測と逆問題, 計測と制御, **27-5**, 400/406 (1988-05)
- [8] 西, 安藤: 超解像に見る多次元信号処理と逆問題, 計測と制御, **31-9**, 926/967 (1992-09)
- [9] 小林 彬: 計測方程式, 計測と制御, **27-5**, 383/388 (1988-05)
- [10] 小川, 小林: 多値可変形空間フィルタ検出器の試作と応用, 第8回センシングフォーラム資料, 67/72 (1992-04)
- [11] 三橋, 岡, 山崎: 電子的に構成した空間フィルタによる運動計測, 計測自動制御学会論文誌, **24-11**, 1111/1117 (1988-11)
- [12] 岡, 三橋, 山崎: 電子的に実現した柔軟性を有する空間フィルタ, 計測自動制御学会論文誌, **25-3**, 217/277 (1989-03)
- [13] 金子 真: アクティブセンシング, 計測と制御, **35-4**, 274/277 (1996-04)
- [14] 石川 正俊: センサ情報の並列処理技術, 電子情報通信学会論文誌 C-II, **J74-C-II-5**, 255/266 (1991-05)
- [15] 下条, 石川: 空間フィルタ形触覚センサを用いた能動的センシング, 電子情報通信学会論文誌 C-II, **J74-C-II-5**, 309/316 (1991-05)
- [16] 石川 正俊: 光センシングの現状と将来, 計測と制御, **32-11**, 877/883 (1993-11)
- [17] 出澤 正徳: 多重分解能センシング, 第8回センシングフォーラム資料, 93/98 (1992-04)
- [18] 北森 俊行: 物理に根差した計測, 日立計測ジャーナル, **5-2**, 3 (1993-05)
- [19] 安藤 繁: センシングの構造とインテリジェンス, 計測と制御, **36-3**, 211/218 (1997-03)

- [20] 山口勝美, 森敏彦: 計測工学, 共立出版 (1993-04)
- [21] 狩屋公明, 前田親良: 計測の科学と工学, 産業図書 (1993-10)
- [22] 小林 彬: 適応型計測システムの構成論, 計測と制御, **36-7**, 472/475 (1997-07)
- [23] 松尾 芳樹: 符号化と計測・制御: オーバーサンプリングAD変換, 計測と制御, **31-9**, 1008/1010 (1993-09)
- [24] 今井 秀樹: 情報理論, 昭晃堂 (1984-02)
- [25] たとえば 田中, 佐藤, 井田: レーザナビゲータ方式の無人搬送車の開発に関して, メカトロニクス, **17-1**, 28/30 (1992-01)
- [26] 大鐘 稔彦: 外科医と「盲腸」, 岩波新書 (1992-10)
- [27] 東口 寶: 移動体の位置計測技術, 計測と制御, **30-1**, 9/14 (1991-01)
- [28] 水町 守志: ミニ特集: GPS技術と今後の展開, 計測と制御, **36-8**, 533/534 (1997-08)
- [29] 村田 正秋: GPSの新しい応用, 計測と制御, **30-10**, 898/904 (1991-10)
- [30] 河野, 杢野, 堀口, 岐部: 技術試験衛星VII型(ETS-VII)によるランデブ・ドッキング実験計画, 機械学会 宇宙エンジニアリングコンファレンス (1994-07)
- [31] 谷脇 憲: プレシジョンファーマーミングにおけるGPSの利用, 計測と制御, **36-8**, 559/562 (1997-08)
- [32] K.S.Fu, R.C.Gonzalez and C.S.G Lee: Robotics, McGRAW-HILL (1987)
- [33] 井口 征士, 佐藤 宏介: 三次元画像計測, 昭晃堂 (1990)
- [34] 葉, 藤村, 山田: 直交格子光源の照明による鏡面多面体の形状測定, 計測自動制御学会論文集, **25-11**, 1239/1241 (1989-11)
- [35] 山, 柏木, 坂田: M配列の投射を用いる3次元位置の測定, 計測自動制御学会論文集, **25-4**, 389/395 (1989-04)
- [36] 葉, 藤村, 山田: M系列符号化格子光源の照明による鏡面物体の測定, 計測自動制御学会論文集, **26-2**, 123/128 (1990-02)
- [37] 木下, 小宮山, 出澤: 環状光投射型近接覚センサの開発とその3-D物体の形状データ取得への応用, 計測自動制御学会論文集, **27-11**, 1206/1213 (1991-11)
- [38] 葉, 藤村, 山田: 符号化格子光源の照明による鏡面曲率の測定, 計測自動制御学会論文集, **26-11**, 1313/1315 (1990-11)
- [39] 出澤正徳: ロボットのための距離検出法, 計測と制御, **26-2**, 103/110 (1987-02)
- [40] 松下, 柿倉: 3次元物体認識のための距離センサと走査技術, 計測と制御, **26-4**, 337/342 (1987-04)

- [41] 増田,佐々,長谷川:位相情報に注目した光学式近接センサ,計測自動制御学会論文集, **17-9**, 945/950 (1981-09)
- [42] 木下,出澤:ロボット用光学的距離センサの開発,計測自動制御学会論文集, **22-11**, 1204/1209 (1986-11)
- [43] K. Sato and S. Inokuchi: Three-dimensional surface measurement by space encoding range imaging, Journal of Robotics System, **2-1**, 27/39 (1985-01)
- [44] 佐藤,横矢:測定手法の種類と基本原理-能動的手法を中心として-,計測と制御, **34-6**, 435/439 (1996-06)
- [45] 小林茂樹:色彩照明を用いたソルダジョイント検査,精密工学会誌, **56-8**, 1375/1380 (1990-08)
- [46] 宇野伸一:表面実装基板のはんだ付け検査, O plus E, No.148, 104/110 (1992-03)
- [47] 小林,谷口,岩城,大信田: ILS, NEC技法, **38-1**, 45/57 (1983-01)
- [48] 西村,植村,松澤:1アレー2周波ローカライザー空中線,信学技法, SANE91-63, 9/14 (1991)
- [49] 航空宇宙電子システム編集委員会編:航空宇宙電子システム,日本航空技術協会,第2章 (1995)
- [50] 電子情報通信学会編:第19編「レーダ・電波航法」3. 進入および着陸システム,電子情報通信ハンドブック,オーム社, 1502/1504(1988)
- [51] 盧,山浦,小林:高分解能化のため副尺の考え方を導入した光学的変位計測系,計測自動制御学会論文集, **21-6**, 653/655 (1985-06)
- [52] 盧,山浦,小林:変位計測用副尺法におけるアナログ処理導入による高分解能化,計測自動制御学会論文集, **21-12**, 1360/1362 (1985-12)
- [53] 盧,山浦,小林:高精度変位計測のための副尺・位相弁別法,計測自動制御学会論文集, **23-1**, 86/88 (1987-01)
- [54] 盧,山浦,小林:高分解能化された自動化副尺法による光学的変位計測系,計測自動制御学会論文集, **23-7**, 659/664 (1987-07)
- [55] 眞島正市,磯部孝編:計測法通論,東京大学出版会 (1974)
- [56] 大島智巳:超音波信号場を利用した位置計測,東京工業大学制御工学科卒業論文 (1989-02)
- [57] 中嶋新一:ロボットによる経路ならい作業のための超音波近接センサ,計測自動制御学会論文集, **21-12**, 100/102 (1985-12)
- [58] 中嶋新一:ロボットによる経路ならい作業のための超音波近接センサ,計測自動制御学会論文集, **22-5**, 567/573 (1986-05)

- [59] 中嶋新一：空間姿勢計測用超音波近接センサ，計測自動制御学会論文集，**25-4**，396/400 (1989-04)
- [60] (株)東芝：LED，フォトダイオード技術資料(1982)
- [61] (株)モリリカ：フォトダイオード技術資料(1981)
- [62] 金川,山浦,小林：工場内移動体の位置計測—信号の伝搬時間差を利用した信号場構成の一考察—，電学論C，**107-5**，450/454 (1987-05)
- [63] 金川,山浦,小林：伝搬時間差を利用した信号場による位置・姿勢計測，電学論C，**108-3**，195/202 (1988-03)
- [64] スタンレー電気(株)：LED総合カタログ，85 (1996-07)
- [65] 田頭成能：発光・受光素子の指向特性を考慮した信号場の利用に関する研究，東京工業大学制御工学科卒業論文 (1986-02)
- [66] 小林彬：複合計測：その役割と諸問題，計測と制御，**31-1**，101/107 (1992-01)
- [67] ローム(株)：データブック(オプトエレクトロニックデバイス・プリントヘッド編)(1991)
- [68] 内藤正編：工業計測法ハンドブック，朝倉書店，220/222 (1976)
- [69] 宮入庄太監修：アクチュエータ実用辞典，フジ・テクノシステム，463/467 (1988)
- [70] 喜安善市：アダマール行列とその応用，電子通信学会 (1980)
- [71] 光工業計測専門委員会編：光応用計測の基礎，計測自動制御学会 (1983)
- [72] 平山,森村,小林：雑音処理，計測自動制御学会 (1988)
- [73] (株)NF回路ブロック：5610B二位相ロックインアンプ取扱説明書 (1994)
- [74] デイテル(株)：位相検波器 PDJ-100A, B データシート (1996)
- [75] 曹 麗：空間フィルタリング法の高度化と複合計測系に関する研究，東京工業大学学位論文 (1992)
- [76] M. Parvis：Using a-priori information to enhance measurement accuracy, Measurement **12**，237/249 (1994-12)
- [77] 大山真司：光学的信号場の利用に関する研究，東京工業大学大学院制御工学専攻修士論文 (1984-02)
- [78] 田中仁章：囲い込み信号場による位置・姿勢計測，東京工業大学大学院制御工学専攻修士論文 (1991-02)
- [79] 栳島大介：位置計測信号場のための信号源配置計画，東京工業大学制御工学科卒業論文 (1991-02)
- [80] 三ッ本憲史：囲い込み信号場による位置・姿勢計測の高精度化に関する研究，東京工業大学制御工学科卒業論文 (1992-02)

- [81] 周 濟：適応型信号場の発生と利用に関する研究, 東京工業大学制御工学科卒業論文 (1993-02)
- [82] イー・チーホン：適応的ブーミング機能をもつ囲い込み信号場の研究, 東京工業大学大学院制御工学専攻修士論文 (1994-02)
- [83] 大槻幸平：信号場分析用シミュレータの基礎的研究, 東京工業大学制御工学科卒業論文 (1994-02)
- [84] 佐藤靖士：信号場用円錐ミラーと扇形分割センサに利用に関する研究, 東京工業大学制御工学科卒業論文 (1994-02)
- [85] 木藤義則：回転囲い込み型信号場における姿勢計測に関する研究, 日立京浜工業専門学院研究報告, 研究科電子第141号 (1994-03)
- [86] 井原宏二：半開放型信号場の実現と自動車車庫入れ支援システム, 東京工業大学大学院制御工学専攻修士論文 (1996-02)
- [87] 野田万太郎：半開放空間型信号場のための照射システムの構成, 東京工業大学制御システム工学科卒業論文 (1997-02)
- [88] 海老澤隆之：囲い込み信号場による位置計測, 日立京浜工業専門学院研究報告, 研究科制御情報第48号 (1997-03)

本研究に関する発表論文リスト

印刷論文

- [89] 小林, 大山 : 回転信号場の利用に関する研究, 計測自動制御学会論文集, **21-11**, 1201/1209 (1985-11)
- [90] S.OHYAMA, Y.TANAKA and A.KOBAYASHI : Realization of Enclosed Signal Field and Its Application for Position Measurement, Technical Paper of the 10th Sensor Symposium, 223/226 (1991-05)
- [91] 大山, 田中, 小林 : 囲い込み信号場による位置・姿勢計測, 計測自動制御学会論文集, **29-2**, 125/132 (1993-02)
- [92] S.OHYAMA and A.KOBAYASHI : Local Positioning System for Simultaneous Measurement with Multiple Observing Points, Technical Paper of the 12th Sensor Symposium, 95/98 (1994-06)
- [93] S.OHYAMA and A.KOBAYASHI : Local Positioning System by Means of Enclosing Signal Field, Sensors & Actuators, **Vol.A-54**, 457/463 (1996-11)
- [94] 大山, 曹, 小林 : 囲い込み信号場におけるズーム的機能をもつ位置計測, 計測自動制御学会投稿中

国際学会発表論文

- [95] S.OHYAMA and A.KOBAYASHI : Local Positioning System with Multiple Observing Points and Generation of Zooming Effect, Proceedings of 1994 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC/94), No.94-75408, 798/801 (1994-05)
- [96] S.OHYAMA and A.KOBAYASHI : Local Positioning System by Means of Enclosing Signal Field, Digest of the technical papers of the 8th International Conference on solid-state Sensors and Actuators, Eurosensors IX, **Vol.1**, 115/118 (1995-06)
- [97] S.OHYAMA, K.IHARA, L.CAO and A.KOBAYASHI : Realization of spatially semi-open signal field and its application to car garaging support system, Proceedings of the 11th KACC, 413/416 (1996-10)
- [98] S.OHYAMA, L.CAO and A.KOBAYASHI : Zooming functional method for position measurement in enclosing signal field based on concept of progressive learning measurement system, Proceedings of the 12th KACC, 1318/1321 (1997-10)

口頭発表論文

- [99] 小林, 大山: 回転信号場の利用に関する研究, 第21回SICE学術講演会予稿集, 241/242 (1982-07)
- [100] 小林, 大山: 光学的信号場の利用に関する基礎的研究, 電気学会光応用視聴覚研究会資料, LAV-83, 1/6 (1982-01)
- [101] 大山, 田中, 小林: 囲い込み信号場の実現と位置計測への応用, 第10回「センサの基礎と応用シンポジウム」講演概要集, 30(1991-05)
- [102] 大山, 田中, 小林: 囲い込み信号場による位置・姿勢計測, 第30回SICE学術講演会予稿集, 753/754 (1991-07)
- [103] 三ッ本, 大山, 小林: 八角柱センサによる位置・姿勢測定精度の向上 — 囲い込み信号場に関する研究(第2報) —, 第31回SICE学術講演会予稿集, 705/706 (1992-07)
- [104] 大山, 小林: ズーム機能をもつ計測系に関する一考察 — 囲い込み信号場に関する研究(第3報) —, 第31回SICE学術講演会予稿集, 143/144 (1992-07)
- [105] 余, 大山, 小林: 囲い込み信号場におけるズーム機能の実現 — 囲い込み信号場に関する研究(第4報) —, 第35回自動制御連合講演会前刷集, 575/578 (1992-10)
- [106] 大山, 小林: 囲い込み信号場を用いた Local Positioning System, 日本機械学会機械力学計測制御講演論文集(B), 930-42(B), 315/320 (1993-07)
- [107] 周, 大山, 小林: 位相データの干渉を考慮した2次元位置測定の精度向上 — 囲い込み信号場に関する研究(第5報) —, 第32回SICE学術講演会予稿集, 297/298 (1993-08)
- [108] 大山, 周, 小林: 輝度比によるズーム的機能を利用した位置計測 — 囲い込み信号場に関する研究(第6報) —, 第32回SICE学術講演会予稿集, 295/296 (1993-08)
- [109] 大山, 小林: ズーム的機能をもつ Local Positioning System, 電気学会産業計測制御研究会資料, IIC-93-33, 5/14 (1993-08)
- [110] 大山, 小林: ロボットの協調動作を想定したズーム的機能をもつ Local Positioning System, 第4回ロボットセンサシンポジウム予稿集, 39/44 (1994-03)
- [111] 大山真司: 信号場とLPS, センサ工学研究会('94/05/26)資料 (1994-05)
- [112] 大山, 小林: 複数点同時計測可能な Local Positioning System, 第12回「センサの基礎と応用シンポジウム」講演概要集, 23(1994-10)
- [113] 大山, 小林: 複数点計測とズーム的機能を両立する Local Positioning System, 第11回センシングフォーラム資料, 25/30 (1994-10)
- [114] 大山, 菊地, 小林: 位置計測におけるズーム的機能に関する基本特性測定 — 囲い込み信号場に関する研究(第7報) —, 第34回SICE学術講演会予稿集, 231/232 (1995-07)
- [115] 井原, 曹, 大山, 小林: 半開放空間型信号場の実現と自動車車庫入れ支援システム, 第35回SICE学術講演会予稿集, 601/602 (1996-07)

- [116] 大山,加藤,曹,小林:同期積分法に基づく位相測定を用いた高精度位置計測 — 囲い込み信号場に関する研究(第8報) —, 第35回SICE学術講演会予稿集, 603/604 (1996-07)
- [117] 高山,曹,大山,小林:光源長を考慮したズーム機能の基礎特性測定 — 囲い込み信号場に関する研究(第9報) —, 第36回SICE学術講演会予稿集, 891/892 (1997-07)
- [118] 大山,曹,小林:学習漸進的計測系を意図した囲い込み信号場によるズーム的位置計測, 第14回センシングフォーラム資料, 65/70 (1997-10)
- [119] 大山,曹,小林:ズーム的機能を利用した高精度位置計測 — 囲い込み信号場に関する研究(第10報) —, 第40回自動制御連合講演会前刷集, 561/564 (1997-11)

本研究以外の発表論文リスト

印刷論文

- [120] 大山,長江,高坂:光シートメモリ(光ハガキ)システム,電子情報通信学会論文誌 C-II, **J74-C-II-6**, 556/565 (1991-06)
- [121] 解,大山,小林:スプライン補間を用いたパターンの回轉變換に不変なパターン認識系の一構成,電子情報通信学会論文誌D-II, **J75-D-II-2**, 324/334 (1992-01)
- [122] S.OHYAMA, Y.NAGAE and M.TAKASAKA: Optical Sheet Memory System, Electronics and Communication in Japan Part 2, **75-4**, 73/85 (1992-04)
- [123] S-H.Jun, S.OHYAMA, A.KOBAYASHI and T.YAMAURA: Defect Discrimination by Narrow Band Eliminating Spatial Filtering Method, Technical Paper of the 11th Sensor Symposium, 51/54 (1992-05)
- [124] T.AKAI, S.OHYAMA and A.KOBAYASHI: Measurement of Congestion Using Variable Spatial Filtering Detector with Multi-Valued Weighting Function, Technical Paper of the 11th Sensor Symposium, 253/256 (1992-05)
- [125] 田,大山,小林,山浦:狭帯域除去型空間フィルタとメリヤス地のオンライン傷検出,計測自動制御学会論文集, **29-7**, 725/734 (1993-07)
- [126] 田,大山,小林,山浦:狭帯域除去型空間フィルタによるメリヤス地の傷のオンライン種類判別と大きさ計測,計測自動制御学会論文集, **30-3**, 276/284 (1994-03)

国際学会発表論文

- [127] L.CAO, S.OHYAMA and A.KOBAYASHI: Spatial filtering flow-meter realized with thin film thermal resistors, Proceedings of the 8th International Conference on Flow Measurement(FLOMEKO'96), 226/231 (1996-10)
- [128] L.CAO, S.OHYAMA and A.KOBAYASHI: Measurement of fabric hand value by scanning fiber whisker with PSD, Proceedings of the 12th KACC, 1306/1309 (1997-10)

口頭発表

- [129] 大山,佐藤,嶋田:電子線描画によるマイクロフレネルレンズの断面形状の制御,第26回SICE学術講演会予稿集, 303/304 (1987-07)
- [130] 田,大山,小林,山浦:空間フィルタ法による編み物のオンライン傷検出,電気学会産業計測制御研究会資料, IIC90-37, 31/39 (1990-12)
- [131] 盛田,大山,小林:解領域法による荷重関数の同定,第30回SICE学術講演会予稿集, 507/508 (1991-07)
- [132] 大山,赤井,川井,佐々木,小林:疑似網膜機能をもつ光センサアレイを用いた活性度計測,第34回自動制御連合講演会前刷集, 特セ91/92, (1991-11)

- [133] 田, 大山, 小林, 山浦: 傷検出のための狭帯域除去型空間フィルタの設計に関する一考察, 第34回自動制御連合講演会前刷集, 471/472, (1991-11)
- [134] 田, 大山, 小林, 山浦: 狭帯域除去型空間フィルタによる傷の種類判別, 第11回「センサの基礎と応用」シンポジウム講演概要集, 12 (1992-06)
- [135] 赤井, 大山, 小林, 川井, 佐々木: 多値可変荷重型空間フィルタを用いた混雑度計測, 第11回「センサの基礎と応用」シンポジウム講演概要集, 61 (1992-06)
- [136] 盛田, 大山, 小林: 解領域の性質を用いたシステム同定, 第31回SICE学術講演会予稿集, 365/366 (1992-07)
- [137] 田, 大山, 小林, 山浦: 狭帯域除去型空間フィルタによる傷の種類判別, 第31回SICE学術講演会予稿集, 205/206 (1992-07)
- [138] 新居, 大山, 近江, 小林: レートジャイロを用いたロボットナビゲーションに関する研究, 第32回SICE学術講演会予稿集, 957/958 (1993-08)
- [139] 山浦, 田, 大山, 小林: 狭帯域除去型空間フィルタによるメリヤス地のオンライン傷検出, INTERMAC'93 SICEシンポジウム予稿集, 1-15/1-19 (1993-10)
- [140] 飯田, 大山, 小林: 帯関数モデル型一対比較法のための連立不等式解法のアルゴリズムの改善, 第33回SICE学術講演会予稿集, 581/582 (1994-07)
- [141] 曹, 任, 大山, 小林: 空間フィルタ型流量計のための薄膜測温抵抗体の応答特性, 第34回SICE学術講演会予稿集, 809/801 (1995-07)
- [142] 吉村, 大山, 曹, 小林: 複素荷重型空間フィルタを用いた超指向性マイクロホンシステムに関する研究, 第34回SICE学術講演会予稿集, 281/282 (1995-07)
- [143] 酒井, 大山, 曹, 小林: スペックルパターンの自己相関分析に基づく表面粗さ測定, 第34回SICE学術講演会予稿集, 247/248 (1995-07)
- [144] 高橋, 大山, 曹, 小林: 布の手触り感の計測, 第34回SICE学術講演会予稿集, 929/930 (1995-07)
- [145] 三好, 曹, 大山, 小林: 帯関数モデル型一対比較法における解領域の構造分析, 第34回SICE学術講演会予稿集, 921/922 (1995-07)
- [146] 三好, 曹, 大山, 小林: 感覚の計量化のための新技法, 第12回センシングフォーラム資料, 109/114 (1995-10)
- [147] 曹, 大山, 小林: 薄膜測温抵抗体を用いた2次差分型空間フィルタ, 第38回自動制御連合講演会前刷集, 433/434 (1995-12)
- [148] 青木, 曹, 大山, 小林: 帯幅を考慮するBMPC法の分析, 第35回SICE学術講演会予稿集, 841/842 (1996-07)
- [149] 大崎, 曹, 大山, 小林: 布の手触り感計測のための光ファイバ触針センサ, 第35回SICE学術講演会予稿集, 355/356 (1996-07)

- [150] 磯部, 曹, 大山, 小林: 二次元配置をなす複素荷重マイクロホン系の最適化と指向特性, 第35回SICE学術講演会予稿集, 973/974 (1996-07)
- [151] 青木, 曹, 大山, 小林: 帯関数モデル型一対比較法による人間感覚の数量化, 第13回センシングフォーラム資料, 141/146 (1996-10)
- [152] 曹, 大山, 小林: 布の手触り感の計測, 第25回次世代センサセミナーシリーズ「感性のセンシング No.4」, 1/9 (1997-03)
- [153] 三好, 曹, 大山, 小林: 囲い込み型マイクロホンアレイを用いる超指向性聴覚システム, 第36回SICE学術講演会予稿集, 889/890 (1997-07)
- [154] 加瀬, 曹, 大山, 小林: 帰還発振空間フィルタ型流速計測システム, 第36回SICE学術講演会予稿集, 523/524 (1997-07)
- [155] 的場, 曹, 大山, 小林: ヒゲ型触覚センサを用いた布の手触り感の計測, 第36回SICE学術講演会予稿集, 289/290 (1997-07)
- [156] 田中, 曹, 大山, 小林: 光ファイバ触針による布の手触り感計測のための走査方式の検討とデータ分析, 電気学会センサシステム応用研究会資料, SSA-97-3, 13/18 (1997-11)

謝 辭

謝 辞

本研究を進めるに当りご指導頂いた東京工業大学制御システム工学科小林彬教授に心より感謝いたします。先生は本学位論文審査員の主査でありまた良き共同研究者でもあります。本研究には先生の数々の発想やアイデアが組み入れられております。審査員の制御システム工学科神本武征教授、機械宇宙学科狼嘉彰教授、情報環境学専攻清水優史教授、同奥富正敏助教授に感謝いたします。審査員の先生方には論文をまとめるに当って適切なアドバイスを頂き、またその際、狼先生からは本研究の応用に関する文献[30]をご教示頂きました。

本論文は、筆者が東京工業大学・学部、大学院在学中の1981年から1984年、および東京工業大学工学部に勤務した1990年から現在までの研究成果をまとめたものであります。

この間、ご支援頂いた東京工科大学山浦富雄教授(元東京工業大学助手)、東京工業大学・工学部曹麗助手、遠藤由紀事務官に深く感謝いたします。

研究を遂行するにあたり、中山鳩夫社長、桑島茂純氏(現在(株)ビュープラス)をはじめ(株)応用計測研究所の皆様の実験機器等に関してサポート頂きましたことに感謝いたします。

また、筆者が(株)日立製作所在籍中から今日まで、公私にわたってご支援頂いた日立研究所西原元久元所長(現在日立工機(株))、同増田郁朗元副所長(現在主管研究長)、加藤和男技術主幹、嶋田智主任研究員に感謝いたします。

参考文献として掲げた[78]～[88]は東京工業大学制御(システム)工学科小林(彬)研究室において一緒に研究を進めて得られた成果であり、これらからの知見をもとに本論文はまとめられております。それぞれの研究者名と論文名(文献番号)を以下に記してここに感謝の意を表する次第です。

田中仁章君(平成2年度修士論文[78])、椋島大介君(平成2年度卒業論文[79])、三ッ本憲史君(平成3年度卒業論文[80])、金子周君(旧姓済、平成4年度卒業論文[81])、イー・チーホン君(平成5年度修士論文[82])、大槻幸平君(平成5年度卒業論文[83])、佐藤靖士君(平成5年度卒業論文[84])、木藤義則君(平成5年度研究生報告書[85])、井原宏二君(平成7年度修士論文[86])、野田万太郎君(平成8年度卒業論文[87])、海老澤隆之君(平成8年度研究生報告書[88])

さらに、高山潤也君(東京工業大学制御工学専攻大学院生)と塚田大君(東京工業大学制御システム工学科研究生)には、最新の実験データを採取して頂きました。感謝

の意を表わすとともに、それぞれの研究成果を立派にまとめてくれることを期待いたします。

最後に、本研究は文部省科学研究助成金(課題番号 08455191)の援助を受けたことを記し謝意を表します。

付録A 光源と受光部の高さが異なる囲い込み信号場の解析

付録 A 光源と受光部の高さが異なる 囲い込み信号場の解析

第4章で扱った囲い込み信号場を構成する線状光源と受光部の関係についてFig. A.1に示す配置を考える。ここで、本文中で扱った解析と異なるのは、線状光源のなす平面と受光部のある平面 (sensing plane) の間に高さの差 h を考慮する点である。

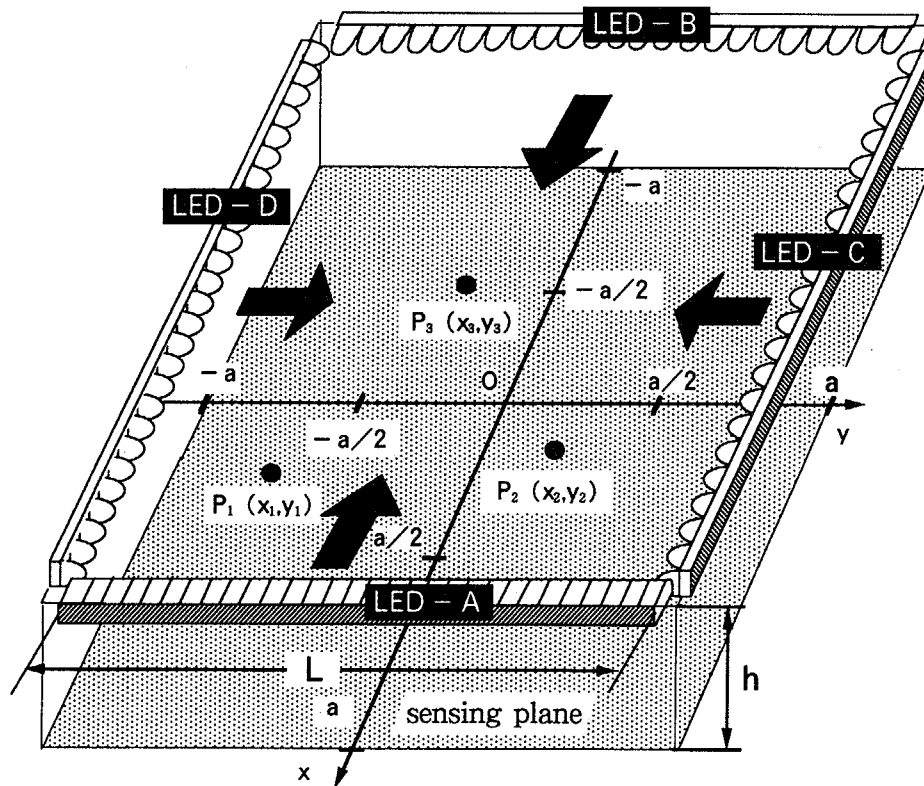


Fig. A.1 General arrangement with level difference between LEDs and detectors for enclosing signal field.

このとき、線状光源 $A \sim D$ は以下の点灯関数で発光するものとする。

$$A : A(t) = \kappa_A \cos \omega_1 t \quad (\text{A.1})$$

$$B : B(t) = \kappa_B \sin(\omega_1 t + \Theta_1) \quad (\text{A.2})$$

$$C : C(t) = \kappa_C \cos \omega_2 t \quad (\text{A.3})$$

$$D : D(t) = \kappa_D \sin(\omega_2 t + \Theta_2) \quad (\text{A.4})$$

点 $P_1 \sim P_3$ を代表した点 P での受光信号は、第 4 章の解析に従って次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 P_L(t) &= \left(\int_{-a}^a \frac{\kappa_A \cos \omega_1 t}{(a-x)^2 + (Y-y)^2 + h^2} dY \right) + \left(\int_{-a}^a \frac{\kappa_B \sin(\omega_1 t + \Theta_1)}{(a+x)^2 + (Y-y)^2 + h^2} dY \right) \\
 &\quad + \left(\int_{-a}^a \frac{\kappa_C \cos \omega_2 t}{(X-x)^2 + (a-y)^2 + h^2} dX \right) + \left(\int_{-a}^a \frac{\kappa_D \sin(\omega_2 t + \Theta_2)}{(X-x)^2 + (a+y)^2 + h^2} dX \right) \\
 &= \sqrt{\left(\frac{\kappa_B \cos \Theta_1}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2}} T_1(x, y) \right)^2 + \left(\frac{\kappa_A}{\sqrt{(a-x)^2 + h^2}} U_1(x, y) + \frac{\kappa_B \sin \Theta_1}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2}} T_1(x, y) \right)^2} \\
 &\quad \times \sin(\omega_1 t + \phi_1) \\
 &\quad + \sqrt{\left(\frac{\kappa_D \cos \Theta_2}{\sqrt{(a+y)^2 + h^2}} T_2(x, y) \right)^2 + \left(\frac{\kappa_C}{\sqrt{(a-y)^2 + h^2}} U_2(x, y) + \frac{\kappa_D \sin \Theta_2}{\sqrt{(a+y)^2 + h^2}} T_2(x, y) \right)^2} \\
 &\quad \times \sin(\omega_2 t + \phi_2) \tag{A.5}
 \end{aligned}$$

ただし、

$$T_1(x, y) = \tan^{-1} \left(\frac{a-y}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+y}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2}} \right) \tag{A.6}$$

$$U_1(x, y) = \tan^{-1} \left(\frac{a-y}{\sqrt{(a-x)^2 + h^2}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+y}{\sqrt{(a-x)^2 + h^2}} \right) \tag{A.7}$$

$$T_2(x, y) = \tan^{-1} \left(\frac{a-x}{\sqrt{(a+y)^2 + h^2}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+x}{\sqrt{(a+y)^2 + h^2}} \right) \tag{A.8}$$

$$U_2(x, y) = \tan^{-1} \left(\frac{a-x}{\sqrt{(a-y)^2 + h^2}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{a+x}{\sqrt{(a-y)^2 + h^2}} \right) \tag{A.9}$$

であり、位置計測に必要な位相 $\phi_1(x, y), \phi_2(x, y)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 \phi_1(x, y) &= \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{(a+x)^2 + h^2}{(a-x)^2 + h^2}} \cdot \frac{U_1(x, y)}{T_1(x, y)} \cdot \frac{\alpha}{\cos \Theta_1} + \tan \Theta_1 \right) \\
 &= \tan^{-1} \left(R(x) \cdot \frac{U_1(x, y)}{T_1(x, y)} \cdot \frac{\alpha}{\cos \Theta_1} + \tan \Theta_1 \right) \tag{A.10}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \phi_2(x, y) &= \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{(a+y)^2 + h^2}{(a-y)^2 + h^2}} \cdot \frac{U_2(x, y)}{T_2(x, y)} \cdot \frac{\beta}{\cos \Theta_2} + \tan \Theta_2 \right) \\
 &= \tan^{-1} \left(R(y) \cdot \frac{U_2(x, y)}{T_2(x, y)} \cdot \frac{\beta}{\cos \Theta_2} + \tan \Theta_2 \right) \tag{A.11}
 \end{aligned}$$

輝度比 α, β の定義は次の通りである。

$$\alpha = \frac{\kappa_A}{\kappa_B} \tag{A.12}$$

$$\beta = \frac{\kappa_C}{\kappa_D} \tag{A.13}$$

以下の式展開のため、

$$R(x) = \sqrt{\frac{(a+x)^2 + h^2}{(a-x)^2 + h^2}} \tag{A.14}$$

$$R(y) = \sqrt{\frac{(a+y)^2 + h^2}{(a-y)^2 + h^2}} \tag{A.15}$$

とにおいて、以降では、 $\frac{dR(x)}{dx} \equiv R^x(x)$, $\frac{dR(y)}{dy} \equiv R^y(y)$, $\frac{\partial U_1(x,y)}{\partial x} \equiv U_1^x(x,y)$, $\frac{\partial^2 U_1(x,y)}{\partial x^2} \equiv U_1^{2x}(x,y) \dots$ 等と表記する。

$\phi_1(x,y)$ を x について、 $\phi_2(x,y)$ を y についての偏微分をそれぞれ、感度関数 $S_x(x,y)$, $S_y(x,y)$ とすると、

$$\begin{aligned} S_x(x,y) &\equiv \frac{\partial \phi_1}{\partial x} = \frac{1}{1 + \left(R(x) \cdot \frac{U_1(x,y)}{T_1(x,y)} \cdot \frac{\alpha}{\cos \Theta_1} + \tan \Theta_1 \right)^2} \cdot \frac{\alpha}{\cos \Theta_1} \\ &\quad \times \frac{\left(R^x(x) \cdot U_1(x,y) + R(x) \cdot U_1^x(x,y) \right) \cdot T_1(x,y) - R(x) \cdot U_1(x,y) \cdot T_1^x(x,y)}{T_1(x,y)^2} \\ &= \frac{\alpha \cos \Theta_1 \left(R^x(x) \cdot U_1(x,y) \cdot T_1(x,y) + R(x) \cdot U_1^x(x,y) \cdot T_1(x,y) - R(x) \cdot U_1(x,y) \cdot T_1^x(x,y) \right)}{\alpha^2 R(x)^2 \cdot U_1(x,y)^2 + 2\alpha U_1(x,y) \cdot T_1(x,y) \cdot R(x) \sin \Theta_1 + T_1(x,y)^2} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} S_y(x,y) &\equiv \frac{\partial \phi_2}{\partial y} = \frac{1}{1 + \left(R(y) \cdot \frac{U_2(x,y)}{T_2(x,y)} \cdot \frac{\beta}{\cos \Theta_2} + \tan \Theta_2 \right)^2} \cdot \frac{\beta}{\cos \Theta_2} \\ &\quad \times \frac{\left(R^y(y) \cdot U_2(x,y) + R(y) \cdot U_2^y(x,y) \right) \cdot T_2(x,y) - R(y) \cdot U_2(x,y) \cdot T_2^y(x,y)}{T_2(x,y)^2} \\ &= \frac{\beta \cos \Theta_2 \left(R^y(y) \cdot U_2(x,y) \cdot T_2(x,y) + R(y) \cdot U_2^y(x,y) \cdot T_2(x,y) - R(y) \cdot U_2(x,y) \cdot T_2^y(x,y) \right)}{\beta^2 R(y)^2 \cdot U_2(x,y)^2 + 2\beta U_2(x,y) \cdot T_2(x,y) \cdot R(y) \sin \Theta_2 + T_2(x,y)^2} \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

となる。

なお、(A.16),(A.17)式において、

$$R^x(x) = \frac{2a(a^2 - x^2 + h^2)}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2} ((a-x)^2 + h^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{A.18})$$

$$R^y(y) = \frac{2a(a^2 - y^2 + h^2)}{\sqrt{(a+y)^2 + h^2} ((a-y)^2 + h^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{A.19})$$

$$T_1^x(x,y) = -\frac{a-y}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2}} \cdot \frac{a+x}{(a+x)^2 + (a-y)^2 + h^2} - \frac{a+y}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2}} \cdot \frac{a+x}{(a+x)^2 + (a+y)^2 + h^2} \quad (\text{A.20})$$

$$U_1^x(x,y) = \frac{a-y}{\sqrt{(a-x)^2 + h^2}} \cdot \frac{a-x}{(a-x)^2 + (a-y)^2 + h^2} + \frac{a+y}{\sqrt{(a-x)^2 + h^2}} \cdot \frac{a-x}{(a-x)^2 + (a+y)^2 + h^2} \quad (\text{A.21})$$

$$T_2^y(x,y) = -\frac{a-x}{\sqrt{(a+y)^2 + h^2}} \cdot \frac{a+y}{(a+y)^2 + (a-x)^2 + h^2} - \frac{a+x}{\sqrt{(a+y)^2 + h^2}} \cdot \frac{a+y}{(a+y)^2 + (a+x)^2 + h^2} \quad (\text{A.22})$$

$$U_2^y(x,y) = \frac{a-x}{\sqrt{(a-y)^2 + h^2}} \cdot \frac{a-y}{(a-y)^2 + (a-x)^2 + h^2} + \frac{a+x}{\sqrt{(a-y)^2 + h^2}} \cdot \frac{a-y}{(a-y)^2 + (a+x)^2 + h^2} \quad (\text{A.23})$$

$$\begin{aligned} R^{2x}(x) &= \frac{4a}{((a+x)^2 + h^2)^{\frac{3}{2}} ((a-x)^2 + h^2)^{\frac{5}{2}}} \\ &\quad \times (x^5 + ax^4 - 2(a^2 + h^2)x^3 - 2a(a^2 + h^2)x^2 + (a^2 + h^2)(a^2 - 3h^2)x + a(a^2 + h^2)^2) \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

$$T_1^{2x}(x,y) = -\frac{a-y}{\sqrt{(a+x)^2 + h^2} ((a+x)^2 + (a-y)^2 + h^2)} + \frac{3(a+x)^2(a-y)}{((a+x)^2 + h^2)^{\frac{3}{2}} ((a+x)^2 + (a-y)^2 + h^2)}$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{2(a+x)^2(a-y)^3}{((a+x)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a+x)^2+(a-y)^2+h^2)^2} - \frac{a+y}{\sqrt{(a+x)^2+h^2}((a+x)^2+(a+y)^2+h^2)} \\
& + \frac{3(a+x)^2(a+y)}{((a+x)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a+x)^2+(a+y)^2+h^2)} - \frac{2(a+x)^2(a+y)^3}{((a+x)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a+x)^2+(a+y)^2+h^2)^2}
\end{aligned} \quad (A.25)$$

$$\begin{aligned}
U_1^{2x}(x, y) = & - \frac{a-y}{\sqrt{(a-x)^2+h^2}((a-x)^2+(a-y)^2+h^2)} + \frac{3(a-x)^2(a-y)}{((a-x)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-x)^2+(a-y)^2+h^2)} \\
& - \frac{2(a-x)^2(a-y)^3}{((a-x)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-x)^2+(a-y)^2+h^2)^2} - \frac{a+y}{\sqrt{(a-x)^2+h^2}((a-x)^2+(a+y)^2+h^2)} \\
& + \frac{3(a-x)^2(a+y)}{((a-x)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-x)^2+(a+y)^2+h^2)} - \frac{2(a-x)^2(a+y)^3}{((a-x)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-x)^2+(a+y)^2+h^2)^2}
\end{aligned} \quad (A.26)$$

$$\begin{aligned}
R^{2y}(y) = & \frac{4a}{((a+y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}} \\
& \times (y^5 + ay^4 - 2(a^2+h^2)y^3 - 2a(a^2+h^2)y^2 + (a^2+h^2)(a^2-3h^2)y + a(a^2+h^2)^2)
\end{aligned} \quad (A.27)$$

$$\begin{aligned}
T_2^{2y}(x, y) = & - \frac{a-x}{\sqrt{(a+y)^2+h^2}((a+y)^2+(a-x)^2+h^2)} - \frac{3(a+y)^2(a-x)}{((a+y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a+y)^2+(a-x)^2+h^2)} \\
& - \frac{2(a+y)^2(a-x)^3}{((a+y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a+y)^2+(a-x)^2+h^2)^2} - \frac{a+x}{\sqrt{(a+y)^2+h^2}((a+y)^2+(a+x)^2+h^2)} \\
& + \frac{3(a+y)^2(a+x)}{((a+y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a+y)^2+(a+x)^2+h^2)} - \frac{2(a+y)^2(a+x)^3}{((a+y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a+y)^2+(a+x)^2+h^2)^2}
\end{aligned} \quad (A.28)$$

$$\begin{aligned}
U_2^{2y}(x, y) = & - \frac{a-x}{\sqrt{(a-y)^2+h^2}((a-y)^2+(a-x)^2+h^2)} + \frac{3(a-y)^2(a-x)}{((a-y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-y)^2+(a-x)^2+h^2)} \\
& - \frac{2(a-y)^2(a-x)^3}{((a-y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-y)^2+(a-x)^2+h^2)^2} - \frac{a+x}{\sqrt{(a-y)^2+h^2}((a-y)^2+(a+x)^2+h^2)} \\
& + \frac{3(a-y)^2(a+x)}{((a-y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-y)^2+(a+x)^2+h^2)} - \frac{2(a-y)^2(a+x)^3}{((a-y)^2+h^2)^{\frac{3}{2}}((a-y)^2+(a+x)^2+h^2)^2}
\end{aligned} \quad (A.29)$$

である。

(A.16), (A.17)式を整理して以下のようにおく。

$$S_x(x, y) = \frac{\alpha \cos \Theta_1 \cdot I_1(x, y)}{\alpha^2 J_1(x, y) + \alpha K_1(x, y) \sin \Theta_1 + L_1(x, y)} \quad (A.30)$$

$$S_y(x, y) = \frac{\beta \cos \Theta_2 \cdot I_2(x, y)}{\beta^2 J_2(x, y) + \beta K_2(x, y) \sin \Theta_2 + L_2(x, y)} \quad (A.31)$$

ただし、

$$I_1(x, y) = (R^x(x) \cdot U_1(x, y) + R(x) \cdot U_1^x(x, y)) \cdot T_1(x, y) - R(x) \cdot U_1(x, y) \cdot T_1^x(x, y) \quad (A.32)$$

$$J_1(x, y) = R(x)^2 \cdot U_1(x, y)^2 \quad (A.33)$$

$$K_1(x, y) = 2U_1(x, y) \cdot T_1(x, y) \cdot R(x) \quad (A.34)$$

$$L_1(x, y) = T_1(x, y)^2 \quad (A.35)$$

$$I_2(x, y) = (R^y(y) \cdot U_2(x, y) + R(y) \cdot U_2^y(x, y)) \cdot T_2(x, y) - R(y) \cdot U_2(x, y) \cdot T_2^y(x, y) \quad (\text{A.36})$$

$$J_2(x, y) = R(y)^2 \cdot U_2(x, y)^2 \quad (\text{A.37})$$

$$K_2(x, y) = 2U_2(x, y) \cdot T_2(x, y) \cdot R(y) \quad (\text{A.38})$$

$$L_2(x, y) = T_2(x, y)^2 \quad (\text{A.39})$$

と表記した。

注視点 $x = x_f$ (または $y = y_f$) で感度が最大かつ $S_x(x, y) = S_x^M$ (または $S_y(x, y) = S_y^M$) とするようになる。

以下の解析では、 x 方向のみを扱う。 y 方向についても同様の扱いが可能である。

$$\frac{\alpha \cos \Theta_1 \cdot I_1(x_f, y)}{\alpha^2 J_1(x_f, y) + \alpha K_1(x_f, y) \sin \Theta_1 + L_1(x_f, y)} = S_x^M \quad (\text{A.40})$$

より、

$$S_x^M J_1(x_f, y) \alpha^2 + (S_x^M K_1(x_f, y) \sin \Theta_1 - I_1(x_f, y) \cos \Theta_1) \alpha + S_x^M L_1(x_f, y) = 0 \quad (\text{A.41})$$

と整理できる。

一方、

$$\left. \frac{\partial S_x(x, y)}{\partial x} \right|_{x=x_f} = 0 \quad (\text{A.42})$$

の条件より、

$$\begin{aligned} & (I_1^x(x_f, y) \cdot J_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot J_1^x(x_f, y)) \alpha^2 + (I_1^x(x_f, y) \cdot K_1(x_f, y) \\ & - I_1(x_f, y) \cdot K_1^x(x_f, y)) \sin \Theta_1 \alpha + (I_1^x(x_f, y) \cdot L_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot L_1^x(x_f, y)) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.43})$$

が得られる。ここで、それぞれの記号は、

$$I_1^x(x_f, y) = \left. \frac{\partial I_1(x, y)}{\partial x} \right|_{x=x_f} \quad (\text{A.44})$$

$$J_1^x(x_f, y) = \left. \frac{\partial J_1(x, y)}{\partial x} \right|_{x=x_f} \quad (\text{A.45})$$

$$K_1^x(x_f, y) = \left. \frac{\partial K_1(x, y)}{\partial x} \right|_{x=x_f} \quad (\text{A.46})$$

で与えられる。

(A.41), (A.43) 式を連立して、 α, Θ_1 について解く。

$$\overbrace{S_x^M J_1(x_f, y)}^{\ell} \alpha^2 + (\overbrace{S_x^M K_1(x_f, y)}^b \sin \Theta_1 - \overbrace{I_1(x_f, y) \cos \Theta_1}^c) \alpha + \overbrace{S_x^M L_1(x_f, y)}^d = 0 \quad (\text{A.47})$$

$$\begin{aligned} & \overbrace{(I_1^x(x_f, y) \cdot J_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot J_1^x(x_f, y))}^e \alpha^2 + \overbrace{(I_1^x(x_f, y) \cdot K_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot K_1^x(x_f, y))}^f \sin \Theta_1 \alpha \\ & + \overbrace{(I_1^x(x_f, y) \cdot L_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot L_1^x(x_f, y))}^g = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.48})$$

これは、すなわち、

$$\ell\alpha^2 + (b\sin\Theta_1 - c\cos\Theta_1)\alpha + d = 0 \quad (\text{A.49})$$

$$e\alpha^2 + f\sin\Theta_1\alpha + g = 0 \quad (\text{A.50})$$

を、 α, Θ_1 について解くことと等価である。ただし、それぞれの記号は、

$$\ell = S_x^M J_1(x_f, y) \quad (\text{A.51})$$

$$b = S_x^M K_1(x_f, y) \quad (\text{A.52})$$

$$c = I_1(x_f, y) \quad (\text{A.53})$$

$$d = S_x^M L_1(x_f, y) \quad (\text{A.54})$$

$$e = I_1^x(x_f, y) \cdot J_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot J_1^x(x_f, y) \quad (\text{A.55})$$

$$f = I_1^x(x_f, y) \cdot K_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot K_1^x(x_f, y) \quad (\text{A.56})$$

$$g = I_1^x(x_f, y) \cdot L_1(x_f, y) - I_1(x_f, y) \cdot L_1^x(x_f, y) \quad (\text{A.57})$$

である。

具体的に、

$$\alpha \sin \Theta_1 = -\frac{1}{f}(e\alpha^2 + g) \quad (\text{A.58})$$

$$\alpha \cos \Theta_1 = \frac{1}{cf}((\ell f - be)\alpha^2 + (df - bg)) \quad (\text{A.59})$$

を求めておき、三角関数の性質、

$$(\alpha \sin \Theta_1)^2 + (\alpha \cos \Theta_1)^2 = \alpha^2 \quad (\text{A.60})$$

を用いれば、

$$c^2(e\alpha^2 + g)^2 + ((\ell f - be)\alpha^2 + (df - bg))^2 = c^2 f^2 \alpha^2 \quad (\text{A.61})$$

が得られる。 α について降幕の順に整理して、

$$(c^2 e^2 + (\ell f - be)^2) \alpha^4 + 2 \overbrace{(c^2 e g + (\ell f - be)(\ell f - bg) - \frac{1}{2} c^2 f^2)}^{\Gamma} \alpha^2 + c^2 g^2 + (df - bg)^2 = 0 \quad (\text{A.62})$$

ただし、

$$\Gamma = c^2 e g + (\ell f - be)(\ell f - bg) - \frac{1}{2} c^2 f^2 \quad (\text{A.63})$$

より、(A.62)式を解くと、

$$\alpha = \sqrt{\frac{-\Gamma \pm \sqrt{\Gamma^2 - (c^2 e^2 + (\ell f - be)^2)(c^2 g^2 + (df - bg)^2)}}{c^2 e^2 + (\ell f - be)^2}} \quad (\text{A.64})$$

(±は x_f の符号に従う)

となり、得られた α を $\tilde{\alpha}$ とすれば、 Θ_1 は、

$$\Theta_1 = -\sin^{-1} \left(\frac{e\tilde{\alpha}^2 + g}{f\tilde{\alpha}} \right) \quad (\text{A.65})$$

と求まった。

また、 $x_f = 0$ のときには、(A.58) 式より、

$$\sin \Theta_1 = -\frac{b(\ell + d) - \sqrt{b^2(\ell + d)^2 - (b^2 + c^2)((\ell + d)^2 - c^2)}}{b^2 + c^2} \quad (\text{A.66})$$

を Θ_1 について解いて、

$$\Theta_1 = -\sin^{-1} \left(\frac{b(\ell + d) - \sqrt{b^2(\ell + d)^2 - (b^2 + c^2)((\ell + d)^2 - c^2)}}{b^2 + c^2} \right) \quad (\text{A.67})$$

となる。

なお、(A.44), (A.45), (A.46) 式において、

$$I_1^x(x_f, y) = (R^{2x}(x_f)U_1(x_f, y) + 2R^x(x_f)U_1^x(x_f, y) + R(x_f)U^{2x}(x_f, y))T_1(x_f, y) - R(x_f)U_1(x_f, y)T_1^{2x}(x_f, y) \quad (\text{A.68})$$

$$J_1^x(x_f, y) = 2R(x_f)U_1(x_f, y)(R^x(x_f)U_1(x_f, y) + R(x_f)U_1^x(x_f, y)) \quad (\text{A.69})$$

$$K_1^x(x_f, y) = 2(U_1^x(x_f, y)T_1(x_f, y)R(x_f) + U_1(x_f, y)T_1^x(x_f, y)R(x_f) + U_1(x_f, y)T_1(x_f, y)R^x(x_f)) \quad (\text{A.70})$$

である。

付 録 B 実 験 装 置 の 主 要 電 子 回 路

付 録 B 実験装置の主要電子回路

本研究では、測定実験装置のために数多くの電子回路を設計・製作した。それらの大半は基本的電子回路の組合せで構成されているが、以下に示す2つの例は特に本研究の特徴を活かすために新たに設計した。これらについて簡単に説明する。なお、以下の2例を含めて各々の回路に関する詳細な説明は文献[77, 78, 80, 81, 82, 86, 88]に記載されている。

B.1 同期積分回路

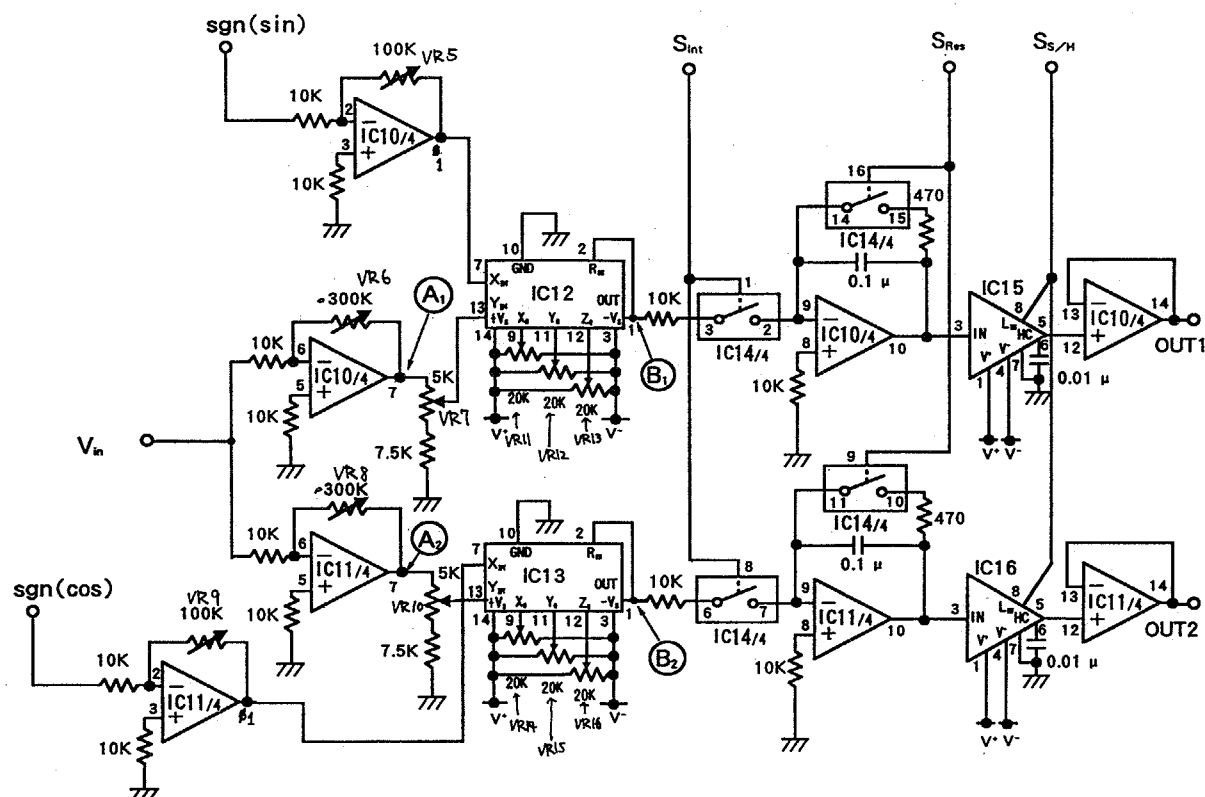


Fig. B.1 Electric circuit of synchronus integrator(analog part)

4.3.3節に示した同期積分の原理に基づく位相検出器の回路図を Fig. B.2, Fig. B.1 に示す。Fig. 4.18 に示したブロック図の電子回路図が Fig. B.1 に対応する。このように、乗算および積分操作をアナログ回路で行い、その結果をサンプルホールドして出力している。

Table B.1 Parts list of Fig.B.1

IC 10, 11	TL074
IC 12, 13	AD533
IC 14	NJU201
IC 15, 16	LF398

Table B.2 Parts list of Fig.B.2

IC 1	TL072
IC 2, 3	4011
IC 4, 5, 6	4538
IC 7	4013
IC 10	PC617

これらのタイミング信号を生成する回路図が Fig. B.2 である。点灯関数の基準信号 ($\cos \omega t$) を用いて基準クロックを生成し、これをもとに、積分時間、サンプルホールドのタイミング信号を発生している。

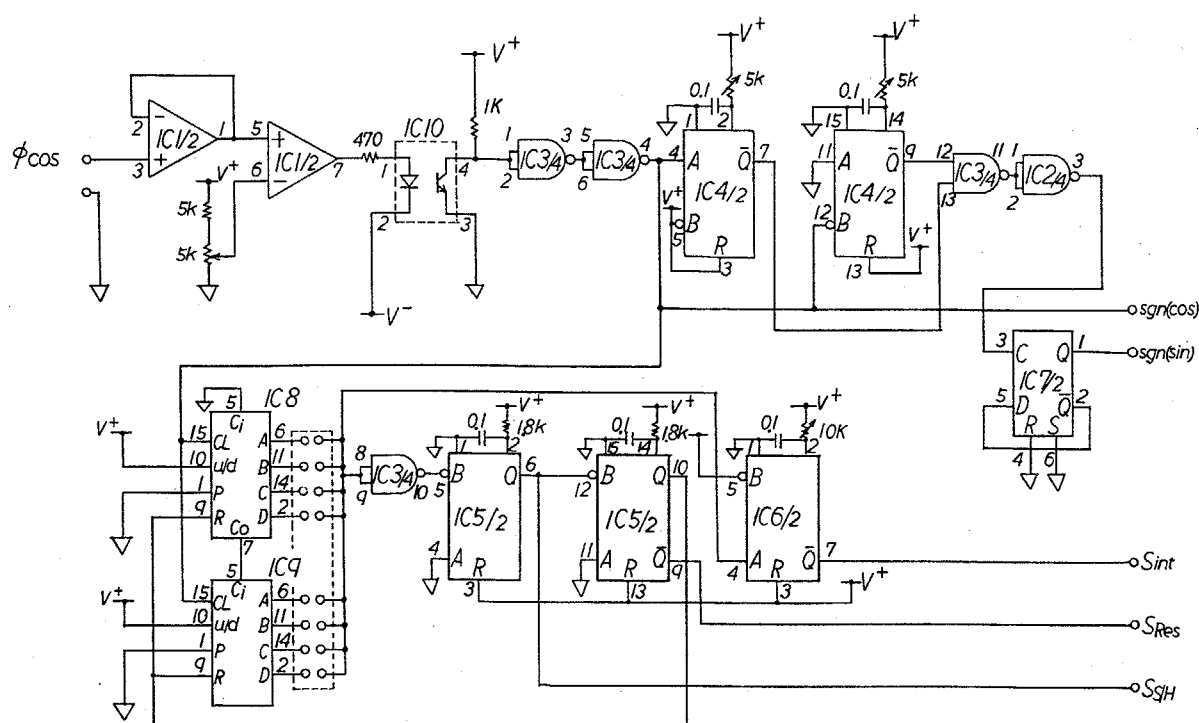


Fig. B.2 Electric circuit of synchronus integrator (timing controller)

B.2 点灯関数発生回路 (4 phase digital function generator)

第5章で利用した初期位相と輝度比を操作パラメータとする点灯関数発生回路図を Fig. B.3 に示す。これは、Fig. 5.17 のブロック図の4系統分の回路図である。IC18 ~ IC25 が S-RAM であり、これらに PC から波形データを順次書き込み、その後、IC3 のクロック (4.096MHz) に従ってデータを出力、D/A 変換してアナログ波形を得ている。本研究では主に正弦波を用い、その振幅の変更は、デジタルデータを直接書き換え、初期位相の設定は、IC12 ~ IC17 のアドレスカウンタの初期値を変更して行った。

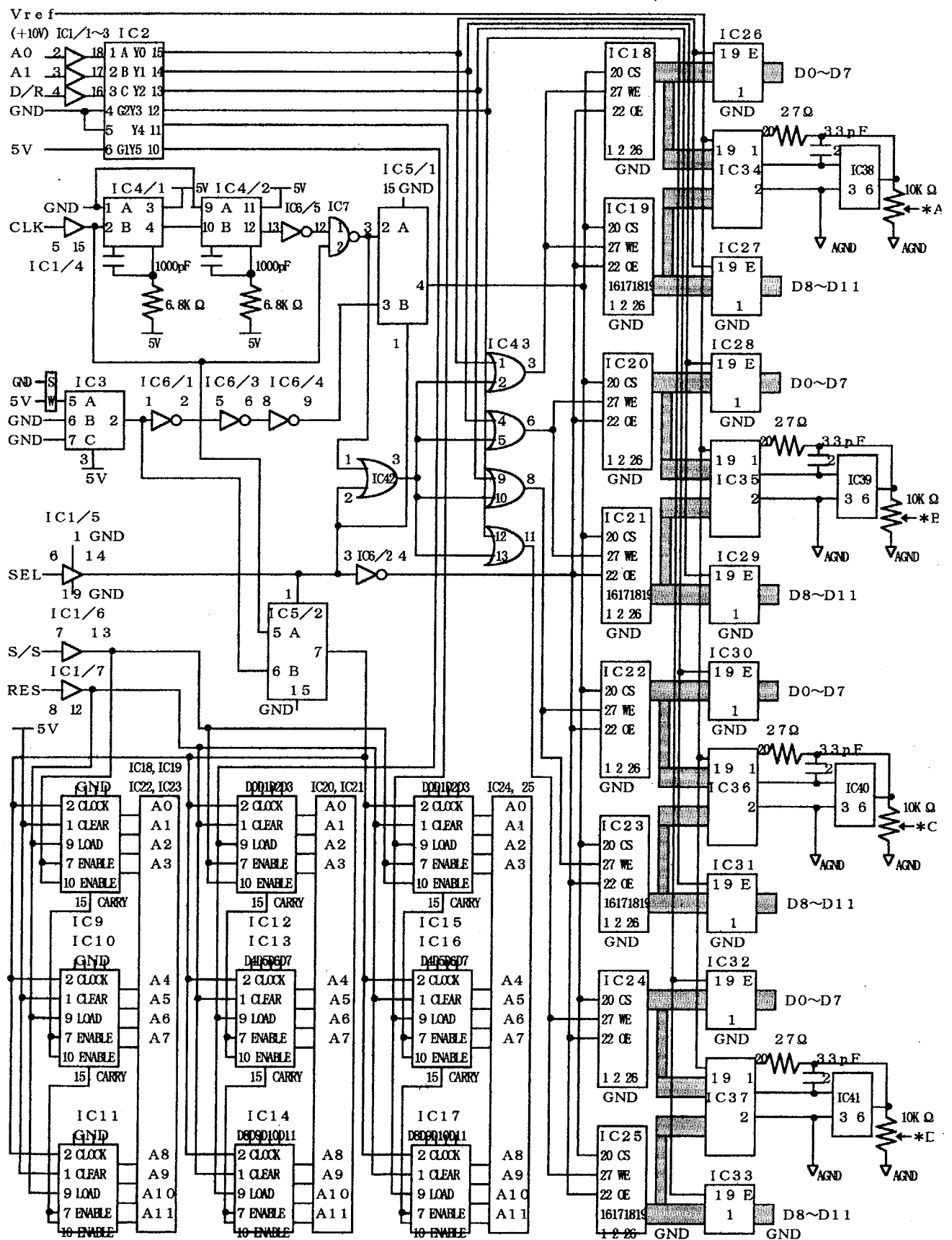


Fig. B.3 Electric circuit of 4 phase digital function generator.

Table B.3 Parts list of Fig.B.3

IC 1	74LS541	IC 9 ~ IC 17	74LS163
IC 2	74LS138	IC 18 ~ IC 25	HM62256BLP-8
IC 3	EXO-3(4.096MHz)	IC 26 ~ IC 33	74HC245
IC 4	74LS123	IC 34 ~ IC 37	AD7545
IC 5	74LS157	IC 38 ~ IC 41	AD711
IC 6	74LS04	IC 42 ~ IC 43	74LS32
IC 7	74LS00		