

報告番号 乙第 5623 号

電力系統用光ファイバによる 通信システムに関する研究

黒野 正裕



電力系統用光ファイバによる 通信システムに関する研究

黒野 正裕

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.1.1 電気事業における通信回線の必要性	1
1.1.2 光ファイバ伝送技術の進展	3
1.1.3 電力用通信における光ファイバ伝送網	5
1.2 研究の目的と課題	8
1.2.1 研究の目的	8
1.2.2 研究の課題	9
1.3 本論文の構成	9
第1章の参考文献	11
第2章 光ファイバ中の諸現象と今後の光通信への影響	13
2.1 まえがき	13
2.2 光ファイバ中で生ずる諸現象	13
2.3 偏波状態の記述	15
2.3.1 直交偏波による表記	15
2.3.2 偏波楕円による表記	17
2.3.3 ストークスパラメータによる表記	18
2.4 偏波状態の変化	21
2.4.1 複屈折による変化	21
2.4.2 電界による変化	22
2.4.3 磁界による変化	22
2.5 偏波状態の光通信への影響	24
2.5.1 偏波状態を問題とする光通信方式	24
2.5.2 コヒーレント光通信への影響	25
2.6 まとめ	26
第2章の参考文献	27
第3章 インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動特性	29
3.1 まえがき	29
3.2 OPGWの電流による偏波変動の予測	29
3.3 実験方法	31
3.3.1 OPGWインパルス電流実験の構成	31
3.3.2 偏波変動の測定法および評価方法	33

3. 4. 実験結果	35
3. 4. 1 偏波変動波形	35
3. 4. 2 偏波移動角の波高値	37
3. 4. 3 偏波変動の立上がり時間	38
3. 4. 4 インパルス印加点と光伝搬方向に対する特性	39
3. 5. 偏波変動要因の検証	40
3. 5. 1 交流電流によるOPGW内部の磁束と偏波変動	40
3. 5. 2 インパルス電流によるOPGW内・外部の磁界と偏波変動	41
3. 6. 偏波変動速度に対する考察	44
3. 6. 1 OPGWの形状によるLR時定数の計算	44
3. 6. 2 インパルス電流による偏波変動波形の計算	45
3. 6. 3 OPGWを流れるインパルス電流の方向	47
3. 7. まとめ	48
第3章の参考文献	49
付録3-A. インパルス試験におけるOPGWの敷設構成	50
第4章 OPGW伝搬光の落雷による偏波変動の実測とその一考察	51
4. 1. まえがき	51
4. 2. 測定方法	50
4. 2. 1 偏波変動量の評価方法	50
4. 2. 2 落雷時の偏波変動検出方法	54
4. 2. 3 OPGWの観測ルート	55
4. 3. 常時の偏波変動測定結果	57
4. 3. 1 交流電流周期の偏波変動波形	57
4. 3. 2 日周期の偏波変動波形	58
4. 4. 落雷時の偏波変動測定結果	60
4. 4. 1 偏波変動検出回数	60
4. 4. 2 偏波変動波形	62
4. 4. 3 落雷位置に対する考察	65
4. 5. まとめ	67
第4章の参考文献	68
第5章 OPGWによるコヒーレント光通信の実験的検討	70
5. 1. まえがき	70
5. 2. コヒーレント光通信の特徴と課題	71
5. 2. 1 コヒーレント光通信の概要	71
5. 2. 2 偏波変動の影響と対策	73

5. 2. 3 偏波ダイバーシティ受信による偏波補償方法	76
5. 3. コヒーレント光通信実験システムの構成	78
5. 4. 偏波変動に対する基本特性	80
5. 4. 1 光ファイバ心線による実験方法	80
5. 4. 2 実験結果と考察	81
5. 5. インパルス性偏波変動に対する符号伝送特性	84
5. 5. 1 短尺OPGWを用いた実験方法	84
5. 5. 2 実験結果と考察	86
5. 6. 実フィールドにおけるコヒーレント光通信実験	89
5. 6. 1 実OPGWによる実験方法	89
5. 6. 2 実験結果および考察	89
5. 7. まとめ	91
第5章の参考文献	92

第6章 偏波変動の高速制御方式の開発	94
6. 1. まえがき	94
6. 2. 四電極LN結晶による偏波制御方式	95
6. 2. 1 複屈折媒質による偏波制御	95
6. 2. 2 LN結晶の電界による複屈折制御	97
6. 2. 3 四電極LN結晶の直交電圧による偏波制御	98
6. 3. 偏波制御装置の試作	101
6. 3. 1 四電極LN結晶	101
6. 3. 2 偏波制御回路	103
6. 4. 実験結果	104
6. 4. 1 定常状態の偏波制御特性	104
6. 4. 2 偏波変動に対する制御特性	106
6. 5. 高速化に対する検討	109
6. 6. まとめ	111
第6章の参考文献	112

第7章 OPGW偏波変動の雷撃点標定への応用	114
7. 1. まえがき	114
7. 2. OPGWによる雷撃点標定方法	115
7. 2. 1 落雷による偏波変動の検出方法	115
7. 2. 2 偏波変動による雷撃点の標定原理	117
7. 2. 3 雷撃点標定システムの基本構成	118
7. 2. 4 偏波変動速度による高精度標定	119

7. 3. フィールド試験結果	122
7. 3. 1 システム構成と測定ルート	122
7. 3. 2 偏波変動観測結果の概要	123
7. 3. 3 偏波変動波形と標定模擬	124
7. 4. 標定結果に対する検討	125
7. 4. 1 他の落雷標定システムとの比較	125
7. 4. 2 実用化の可能性と課題	128
7. 5. まとめ	131
第7章の参考文献	132
第8章 配電用光マルチドロップ伝送システムの開発	134
8. 1. まえがき	134
8. 2. 最適分岐形態と分岐可能数の導出	135
8. 2. 1 光受動分岐伝送路の基本形態	135
8. 2. 2 伝送路の削減効果	135
8. 2. 3 分岐減衰と伝送速度の制限	138
8. 3. 情報伝送方式の設計	139
8. 3. 1 目標とするシステムの機能	139
8. 3. 2 ビット非同期時分割多重伝送方式	140
8. 3. 3 ポーリングによる回線制御	141
8. 3. 4 波長多重伝送	142
8. 4. 伝送システムの実証	143
8. 4. 1 試験システムの構成と諸元	143
8. 4. 2 光分岐伝送特性	145
8. 4. 3 多重情報伝送特性	148
8. 5. まとめ	148
第8章の参考文献	149
第9章 結論	151
9. 1. 研究の成果	151
9. 2. 今後の課題	155
謝辞	157
著者の発表論文	158

第1章

序論

1. 1. 研究の背景

1. 1. 1 電気事業における通信回線の必要性

近年の産業の高度化および情報化とともに電力の安定供給、品質向上は益々重要な課題となっている。電気事業では、時々刻々と変化する電力需要に併せて発電量を制御するとともに⁽¹⁾、落雷や短絡などの事故が発生した場合には速やかに検知して機器を保護し、停電の範囲や時間を極力小さくすることが要求される⁽²⁾。これを遂行するために様々な自動制御システムが導入されてきた⁽³⁾。電力系統は電圧・電流などのリアルタイムの情報に基づき高速に制御されるため、発電所や変電所と給電指令所や制御所とを結ぶ通信回線が不可欠である⁽⁴⁾。電力系統の設備が大規模で地理的に広範囲であるため、送配電網は154kV以上の基幹送電線から33kV以下の配電線まで電圧階級を構成しており、系統制御の指令体系も基本的に階層構造になっている。情報通信網も大容量の基幹網と多地点を接続する支線網で構成されており、これらの関係を図1.1に概念的に示す。

最近では、電力系統の保護、制御、監視用に扱われる給電情報の他に、系統運用計画、電力料金や顧客サービス業務に関わる様々な情報システムや資材管理などのデータベースが導入され⁽⁵⁾、一方でインターネット網の進展によりマルチメディア情報が急増してきている。また、設備監視に画像の利用も進められている他⁽⁶⁾、配電系統における開閉器の制御では従来の時限順送方式に替わって通信利用方式の適用が検討されている⁽⁷⁾。今後は、自動監視や計測点の増加⁽⁸⁾、系統制御システムの高度化や変革^(9, 10)、電力市場の変化⁽¹¹⁾などとともに、大量の情報を効率的に伝送する通信システムが益々必要になるものと予想される。

過去に遡ると、電気事業では公衆の電話網さえなかった明治時代の発足当初から通信回線の必要性により自営の通信線路を構築してきた⁽¹²⁾。当初は送電線沿いに電話線を張って電話回線を確保した。一般に水力、火力、原子力といった発電設備は、需要地域である都市部から遠く離れた場所にあり、山間部などを通る送電線を経由して電力が送られる。その間をつなぐ通信回線には、伝送距離、伝送帯域、耐雑音性、信頼性、経済性や地理的

条件などの要求を満たすために、通信線搬送、電力線搬送、移動無線、マイクロ波回線、光ファイバなどの様々な伝送媒体がその状況や経緯に応じて利用されてきた。

通信線搬送は線路コストが比較的小さいが、誘導雑音を受け易く、帯域も広くはない。

電力線搬送は送電線や配電線を通信線路として利用するものであり、電力特有の伝送方式である⁽¹³⁾。通信信号を高電圧電線に乗せるため、その結合装置が大型で高価であり、送電線からの雑音や漏洩が大きく帯域を広くとれないといった欠点があるが、専用の通信線路が不要であり、通信線を容易に敷設できないルートでは貴重な伝送方式である。

マイクロ波回線の場合も通信線路が不要であり、伝送帯域も広い。気象条件等によるフェージングの問題があるものの伝搬路中での送電線からの誘導はなく信頼性の高い伝送路として保護や制御用の通信に利用されている⁽¹⁴⁾。また、山間部の入組んだ地形の中でも通信路を確保するため、無電源の反射板による中継が行われている。移動無線は送配電設備の巡視等に用いられている⁽¹⁵⁾。

光ファイバは、広帯域で低損失であることから長距離大容量の伝送が可能である上、電氣的に絶縁されている、電磁界の誘導雑音を受けないなどの特徴があり⁽¹⁶⁾、高電圧機器が近接し電磁界環境の厳しい電力にとっては伝送品質の面でも多くのメリットをもたらしている⁽¹⁷⁾。光ファイバ通信技術については次節で述べる。

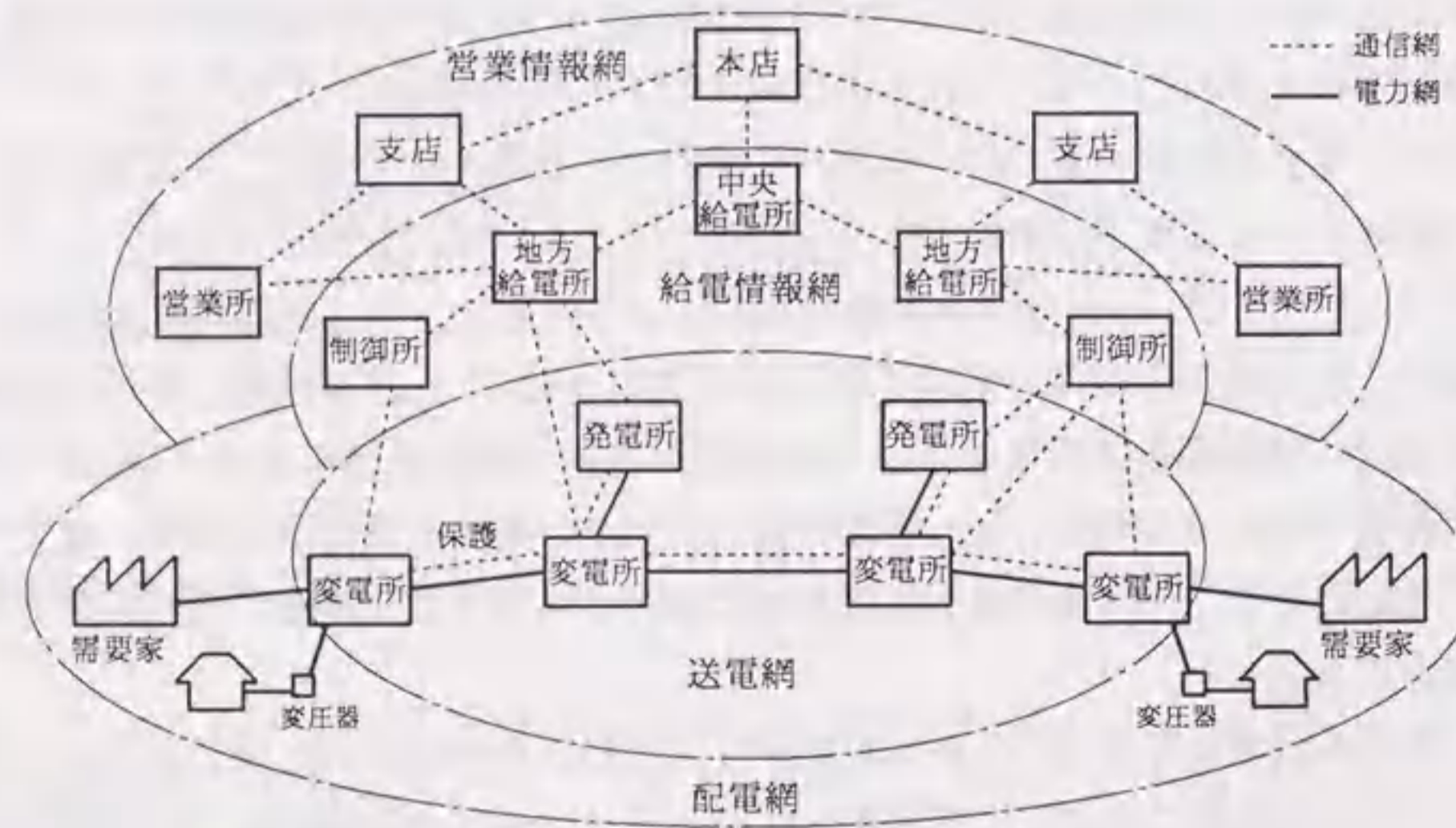


図 1.1 電力システムの構成と通信網の構成概念

1.1.2 光ファイバ伝送技術の進展

光ファイバは屈折率が周囲より高いコア部とその周囲のクラッド部で構成され、光の全反射の原理を利用して光信号をコア内に閉じこめて伝送する導波路である⁽¹⁸⁾。1966年にガラス光ファイバの低損失化の可能性が指摘され、1970年には波長 $0.63\mu\text{m}$ で 20dB/km という低損失の石英ガラス光ファイバが製作されると、光ファイバ通信の研究が極めて盛んになった。石英ガラスファイバの本質的な損失要因にはレーリー散乱、紫外吸収、赤外吸収があるが、1981年にはその理論限界である波長 $1.55\mu\text{m}$ で 0.16dB/km という値に達した。

また、光ファイバの低損失化とともに広帯域化も進められた。初期の光ファイバはコア径が $50\mu\text{m}$ 程度のMMファイバ(Multi Mode Fiber)であり、伝搬モード間の伝搬速度差による分散(波形なまり)が大きく、コアの屈折率が一定のS I (Step Index)型におけるモード分散は 100nsec/km 程度であった。その後、コア屈折率分布を変化させてモード間の伝搬速度差を低減したG I (Graded Index)型MMファイバが登場し、分散は 1nsec/km 程度に縮小した。更にコア径を $4\sim 10\mu\text{m}$ に小さくして基本モードだけ伝搬できるようにしたS M (Single Mode)ファイバが実用化された。しかし、S Mファイバでは、波長成分間の伝搬速度差による波長分散が目立つようになった。石英ガラスは波長 $1.27\mu\text{m}$ で波長分散が零になり、石英系S Mファイバではコア/クラッド構造による構造分散が加わって $1.31\mu\text{m}$ の波長で零分散となるが、最低損失となる $1.55\mu\text{m}$ 帯では約 $16\sim 18\text{psec/nm/km}$ の波長分散が存在する。このため、零分散波長を $1.55\mu\text{m}$ にずらした分散シフトファイバ(D S F ; Dispersion Shifted Fiber)が開発された。ところが、最近の波長多重伝送技術の進展とともに、高出力・狭線幅の光が低損失・零分散の波長域で伝搬すると、非線形現象による信号劣化をもたらす問題が生じた⁽¹⁹⁾。このため、コア径の拡大や零分散波長を意図的にずらしたNon-Zero-DSFの標準化が検討されている⁽²⁰⁾。

一方、光源の開発も光通信の実用化には不可欠であり、光ファイバの低損失化と同時期に光源の小型、高出力、長寿命、高速化の研究が進められた⁽²¹⁾。1980年前後には発光ダイオード(Light Emission Diode; 以下LEDと称す)とS I型MMファイバによる $0.85\mu\text{m}$ 波長帯の光通信システムが実用化された。LEDは簡便で発光波長幅が広く、MMファイバのモード間干渉雑音の抑制に有効である。S Mファイバを用いた長距離大容量伝送には波長幅が狭く入射効率の高い半導体レーザ(Laser Diode, 以下LDと称す)が用いられている。発光波長も $0.85\mu\text{m}$ の他に光ファイバの零分散波長である $1.3\mu\text{m}$ 用、最低損失波長である $1.55\mu\text{m}$ 用が次々と開発され、最近では光増幅器の励起用($1.48\mu\text{m}$, $0.98\mu\text{m}$)光源の高出力化などの研究も進められている。

光ファイバの波長分散の影響を抑制するために、LDの発振波長幅の狭帯化も進められ

た⁽¹⁴⁾。当初のLDは半導体の端面をそのまま共振ミラーとしたFP (Fabry-Perot)型のLDであり、共振波長が複数存在する。このため、素子内に回折格子を構成した分布帰還型LD (DFB-LD; Distributed Feed Back LD) や分布反射型LD (DBR-LD; Distributed Bragg Reflection LD) が開発され、LDの単一モード発振が実現した。更に、その光パルスの立上がり、立下がり時の屈折率変化による波長揺らぎ(chirp)を回避する必要がある場合には、LDを連続発振させて外部変調器で変調する方法が適用されている。

信号光源のコヒーレンシが高まり、長距離伝送の要求とともに、高感度な受信が期待できるコヒーレント光通信の研究も行われた⁽¹⁵⁾。コヒーレント光通信方式は、受信側で信号光に別の光(局発振光または局発光と呼ぶ)を合成し、干渉で生ずる光の強弱(ビート)を受信する方式である。ビートの振幅は局発光の強度によって増大できるため高感度な受信ができる。また、波長多重伝送においては検波したい波長を局発光の波長制御によって選択できるため、高密度な波長多重が可能となる。但し、信号光が局発光と干渉するには両者の偏波整合が必要である。このため、偏波ダイバーシティ受信方式や偏波制御方式などの偏波補償技術が盛んに研究された。また、光源の波長制御技術も必要であること、高感度受信や高密度波長多重の要求がまだ少ないことから、現状では実用に至っていない。

従って、これまでの光通信は強度変調/直接検波方式(Intensity Modulation/Direct Detection; 以下、IM/DDと称す)におけるビットレート(bps; bit per second)を高めて時分割多重(TDM; Time Division Multiplex)を行うことで大容量化が達成されていった。最近では40Gbpsの実用化が検討されている。しかし、伝送速度の増大とともに必要な光受信強度が高くなり、伝送損失による距離制限が厳しくなるとともに、光ファイバの波長分散による波形歪みの影響を受け易くなる。また、このような高速信号では、光/電気変換後の電気回路自体の応答速度や配線なども問題になってくる⁽¹⁶⁾。

このような高速化の問題に対し、波長多重など光信号を光のまま多重・処理する光波ネットワークの研究が盛んになってきている⁽¹⁷⁾。10年以上前にも波長合分波器等の開発が行われたが、当時は電氣的に時分割多重して1つの光送受信器で伝送する方がコスト的に有利であったため普及しなかった。最近、EDFA(Erbium Doped Fiber Amplifier)などの光直接増幅器において複数の波長を一括して増幅・中継できる⁽¹⁸⁾ことから波長多重は急速に開発が進んだ。また、光ファイバの波長分散補償素子も実用化しつつあり⁽¹⁹⁾、光信号の減衰と波形歪とを光学的に補償できるようになりつつある。更に、光の干渉や非線形相互作用を利用して波長変換や方向切替えなどを行う機能素子、またそれを利用した光通信システムの研究が盛んに行われている。これらにより、将来の光ネットワークは光の送受信器が1:1に対応した形態から1:nやn:nの形態へ変化すると予想される。

加入者系については、大容量とともに小型で経済性の高いシステムが要求され、複数の地点と効率的に多元接続するシステムが検討されている。その他にも、光ファイバを用い

た伝送技術は、LAN(Local Area Network)、センサ、移動体無線用ファイバ⁽²⁰⁾などにも適用され、アナログ伝送技術やコヒーレント検波技術の適用も研究されている。

従来の一般的な光通信システムでは、伝送路中に挿入される光学素子は光コネクタ以外殆どないが、今後の光伝送路の特徴的な変化として、光分岐器などの光受動素子、更に光増幅器、波長変換素子などの光能動素子が伝送路の途中に多数導入されると、それらの性能の安定性が必要になってくる。しかしながら、コヒーレント光検波や光干渉を利用した多くの光学素子は光の偏波状態に対する性能の依存性を持っており、特に偏波依存性の低減や偏波補償が重要な課題となっている。具体的な問題は第2章に述べる。

1.1.3 電力用通信における光ファイバ伝送網

光ファイバは、メタリックケーブルと比較して、広帯域・低損失である上、電氣的に絶縁されている、電磁界の誘導を受けない、短絡による発火がない、といった特徴があり、高電圧機器を多数有する電力事業では光ファイバ通信システム導入の検討がいち早く始められた。実用化は公衆網より早く、1977年に3システムが導入された⁽²¹⁾。

しかしながら、発電所間の情報伝送路を構築する際、送電線が山間部などの厳しい地形を通る場合にマイクロ波回線や電力線搬送では比較的容易に対応できるのに対し、光ファイバ通信では線路の敷設が必要であり、送電線以外のルート確保は極めて難しい。このため、送電線の最上部に張られている架空地線に着目し、それを利用した光ファイバの併設が考えられた。架空地線利用のメリットは、架空地線がほぼ全ての送電線に設けられており、長距離で広大なネットワークを形成し得ること、送電線設備が頑強な設備であり信頼性の高いルートが期待できること、接地されているため電位差がほとんどなく、引込みや接続が容易であること、などが挙げられる⁽²²⁾。

架空地線への光ファイバの組込み形態として、内蔵型と巻付け型が検討・開発され、通常、光ファイバを内蔵した架空地線をOPGW(Composite Fiber-Optic Ground Wire または Optical Ground Wire)と称し、光ファイバを外周に巻付けた架空地線をGWOP(Ground Wire Wound Optical fiber)または巻付け型OPGWと称する⁽²³⁾。OPGWの構成例を図1.2に示す。なお、架空地線をメッセンジャワイヤとして光ケーブルを吊り下げる形態も開発当初は検討対象としていたが、安全性などの面から見送られた。1981年には一部のOPGWが実用化され、海外においても同時期に開発が進められている。現在、国内の送電網に併設される光線路の99%以上が内蔵型のOPGWである。また、海外においても送電線に適用される光ケーブルの90%以上が内蔵型のOPGWである⁽²⁴⁾。

この他に、配電網に併設した光ケーブルも多数存在し⁽²⁵⁾、吊線を予め敷設して光ケーブルを添架する形態と、吊線と光ケーブルが予め一体となった自己支持型がある。

地下洞道などにおける電力ケーブル網も都市を中心に増大しているが、地中電力線に併設した光ケーブルや電力線と一体となった電力線複合光ファイバも一部導入されている。

また、発電所や変電所などの構内では、LAN⁽⁴³⁾や光センサ用の光ケーブルも多数存在する⁽⁴⁴⁾。電力では電流測定用の光CT (Current Transformer)や電圧測定用の光PT (Potential Transformer)は活発に研究され、最近実用化されつつある。これらは光学結晶などの磁界や電界による偏波状態の変化を利用する。光ファイバ伝搬光の偏波状態については次章で述べる。

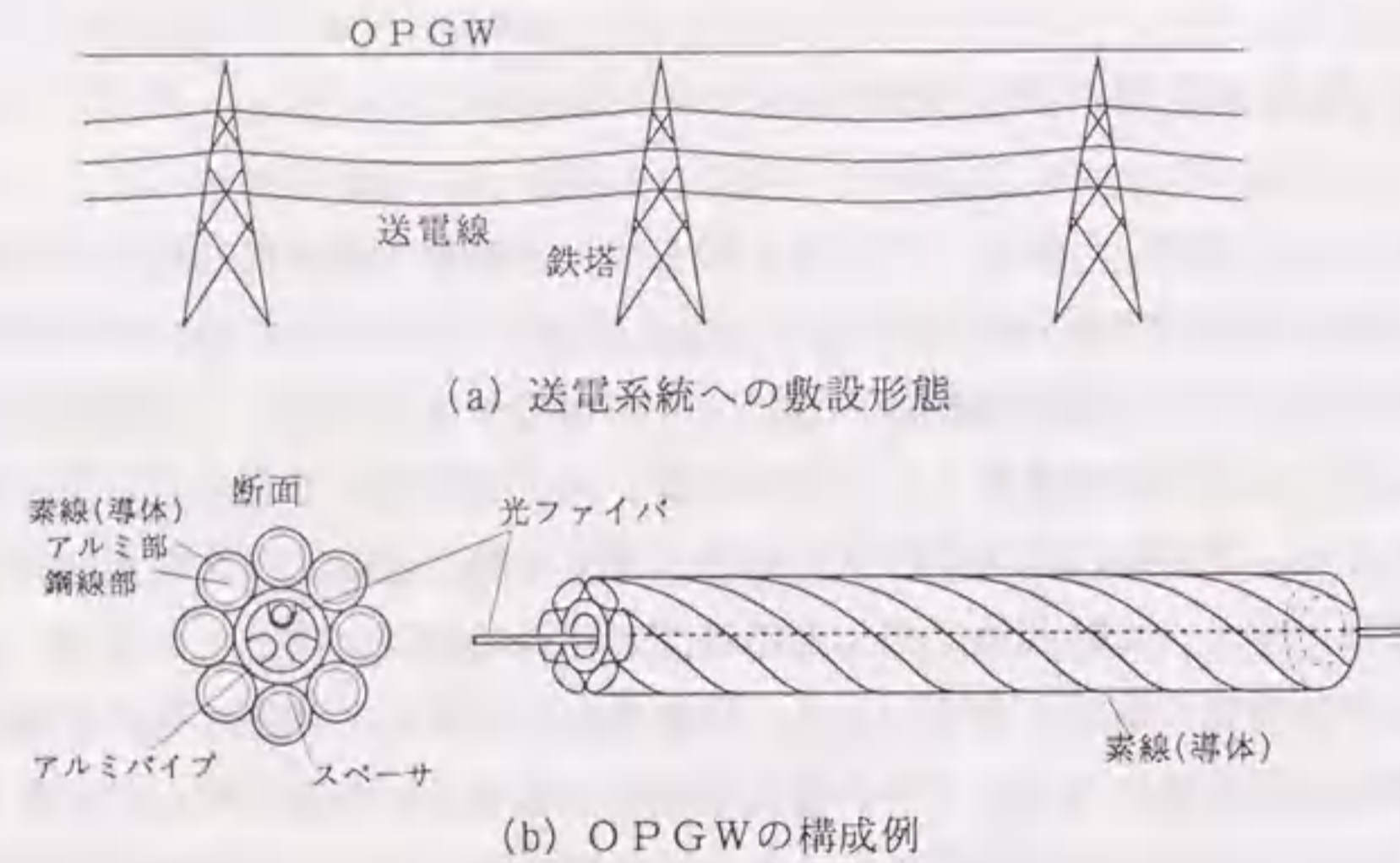


図1.2 OPGWの構成例

表1.1 電力用光通信の設備形態

電力線	光線路形態	国内亘長比率
架空送電網	OPGW(内蔵型)	約43%
	巻付型OPGW 鉄塔添架光ケーブル	(僅か) (僅か)
架空配電網	自己支持光ケーブル 吊線添架光ケーブル	約41%
地中送配電網	光ケーブル 電力線複合光ケーブル	約15% (僅か)

1990年末における日本国内の電力用光ケーブルの総延長は2.9万kmであり⁽²⁹⁾、その内訳を表1.1に示す。OPGW、配電線添架の架空線路、洞道などの地中線路に分類すると、OPGWが43%、架空線路が約41%、地中線路が約15%である。1997年ではOPGWの総長は2.7万kmを越えている⁽⁴⁵⁾。光ファイバ心線の種類は⁽²⁹⁾、波長0.85 μ m用のGI型MMファイバが13%、波長1.3 μ m用のSMファイバが86%であり、最近では僅かであるが波長1.55 μ m用のDSFも敷設されている。

敷設環境については、地中線路は温度変化や振動が少なく比較的安定しているが、OPGWや架空線路は日射による気温変化、降雨、着雪、風による振動など厳しい環境にある。障害の頻度が最も多いのは配電添架光線路であり、交通傷害などの第三者の原因が主である。OPGWは傷害頻度が最も少なく、鉄塔が強固な支持物であることを示しているが、山間部に多いこともあり、障害が発生すると復旧までに時間がかかる傾向にある。

OPGWは情報伝送路であるとともに、送電線への落雷を回避するための架空地線として機能する必要がある。従って、導体部は風や着雪加重に耐え得る強度、落雷や事故電流に耐え得る導電面積が必要であり、既設の架空地線から張替える場合には鉄塔の設計強度面からOPGWの重量や外径が同程度であることが要求される。このため、光ファイバを収納できるスペースは限られている。また、長スパンの架空地線では強風や着雪落下による振動、落雷電流や日射による加熱、またこれらの振動や温度変化に伴う伸縮がある。万一断線した時には簡単に修復や張替えができない。従って、光ファイバ心線には厳しい環境条件に耐えられる十分な被覆、外力や伸縮を緩和する空隙が必要である。

このような制約から、光ファイバが細径であるとは言え、OPGWに内蔵できる心線数は限られてくる。このため、収納可能な心線数を少しでも多くすることは重要な課題であり、OPGWの多心化に向けて開発が進められてきた。開発当初の1981年には3~6心、1986年には18~30心に多心化されたが、通常の光ケーブルと比べると最大心線数は少ない。現在、最大48心のOPGWが開発されているが⁽⁴³⁾、光心線の被覆が薄いため、短絡電流の小さい低圧系送電システムへの適用に限られている。

また最近では、OPGW中の一部の心線を新通信事業者へ譲渡するケースも増えており、単なる伝送容量だけでなく光ファイバ心線の不足が問題になってきている。

その対策として、波長多重伝送方式の導入が考えられる。波長多重は伝送容量の増大に有効であるが、時分割多重と異なり、波長毎に独立した回線を多重できる、即ち、伝送速度や変調方式の異なる光回線の多重が可能であり、光ファイバ心線の増設と同様の効果が得られる点である。また、前節で述べたように、将来は、EDFAなどの光増幅器による多波長一括増幅中継、波長変換や更に高密度な波長多重へ進展することが考えられる。従って、それらの偏波依存性の低減とともにOPGWの偏波状態の解明が必要となる。

配電網に添架された架空光線路においては、傷害復旧や移設、心線増設、分岐などを容

易にするための技術や工夫が行われてきた。例えば、中空のパイプを予め敷設し、その後で発泡ポリエチレンで被覆した光ファイバ心線を圧縮空気を通す気送通線方式や、光ケーブル中の心線スロットが右螺旋と左螺旋とを交互に繰返す構造とし、光ケーブル敷設後にその途中の被覆をはがすと余長がとれるようにした後分岐工法が開発されている。

現状では配電添架の架空光線路も長距離通信の用途が殆どであるが、今後は配電機器の制御や需要家との通信などへの適用が考えられる。配電機器は面的に広く分布しており、より多くの地点と効率的に接続する必要があり、分岐伝送技術が必要となる。

1. 2. 研究の目的と課題

1. 2. 1 研究の目的

電力用の架空光ファイバ線路における現状の課題を表1. 2に示す。上述のように、架空送電線や配電線を利用して併設された光ファイバは地中光ケーブルと比べて厳しい設置環境にある。OPGWでは大容量化、長距離化、多回線化が必要であり、波長多重、光増幅、コヒーレント光通信などの光波通信技術を適用する可能性が高まっている。特に、コヒーレント光通信は、長距離大容量化および多回線化の両者に有効な手段である。しかしながら、OPGWでは一般の光ケーブルと比べ、送電線からの誘導や落雷により偏波状態が激しく変化することが考えられる。光強度変調/直接検波(IM/DD)方式は、現状では殆ど

表1. 2 電力用光ファイバによる通信システムの課題

電力網	送電線			配電線
併設光線路	OPGW			架空光ケーブル
光ファイバの環境	山間部, 遠隔地 情報量の急増	収容心線数 の制限	厳しい 自然環境	面的な広がり 頻繁な線路変更
現状の課題	長距離大容量化	多回線化	高信頼化	低コスト化
有効手段	光直接増幅 低損失波長	波長多重 偏波多重		多分岐 受動素子
	コヒーレント光通信			
技術課題	光の偏波状態に よる性能変化		強い電磁界に よる偏波変動	多地点, 多種情報 の高効率伝送
本研究 の課題	偏波変動補償による コヒーレント光通信システムの開発			光受動分岐伝送 システムの開発

偏波の影響はないが、今後、多数の光学素子が伝送路途中に挿入される場合や、光どうしの干渉や相互作用を利用する場合には、偏波変動が伝送特性に影響を与える可能性がある。しかしながらOPGW伝搬光の偏波変動特性についてはこれまで殆ど解明されておらず、特に落雷による影響は分っていないかった。

本研究の目的は、送電線および配電線に添架される光ファイバ網において現状の課題を克服する新しい光通信システム構築の基本技術を開発することである。OPGWについては、伝搬光の偏波変動特性を解明し、コヒーレント光通信システムへの影響と対策について実験的に示す。更に、光学的な補償技術および偏波観測の応用について示す。また、配電線添架光線路においては、配電自動化に適した光分岐伝送システムの開発とその基礎特性を実証する。

1. 2. 2 研究の課題

電力の基幹通信線路であるOPGWにコヒーレント光通信方式を適用するためには、伝搬光の偏波補償が必要である。しかしながら、これまでOPGWの激しい偏波変動の存在や発生メカニズムが解明されておらず、また、高速な偏波変動に対する補償特性や偏波制御技術が殆ど実現されていなかった。このため、以下の課題に取り組む。

- (1) OPGWにおける偏波変動の要因と発生機構の解明、
- (2) 実フィールドのOPGWにおける落雷等による偏波変動の実測、
- (3) コヒーレント光通信システムの偏波補償特性の実証、
- (4) 高速な偏波変動に対応した新しい偏波制御方式の開発、
- (5) OPGW偏波変動を利用した落雷監視システムの検討。

また、配電自動化に添架される光ファイバケーブルの敷設に対して、新しい通信線路形態を構築するための基本技術として、以下の課題に取り組む。

- (6) 光受動分岐構成による配電情報伝送システムの開発
- これらの課題に対する研究概要と論文の構成を次節に示す。

1. 3. 本論文の構成

本論文は9章から構成されており、各章の内容を以下に示す。本章は序論であり、本研究の背景および目的について述べ、光ファイバ通信に関する技術開発の経緯と電力通信の必要性、特殊事情および技術的要求を示し、本研究の目的と課題を明らかにした。

第2章では、光ファイバ中で生ずる現象について概説し、本論文の主要な課題である光の偏波状態について、その記述方法および電磁界の影響について述べる。また、偏波変動

の将来の光通信方式への影響について概説する。

第3章では、OPGW中で生ずる偏波変動の実験的および理論的考察を行う。この中で、まず高速の偏波変動を検出する方法および過渡的な偏波変動を定量的に評価する方法を示す。また、準定常電流(50Hz)を用いた偏波変動の実験により、基本的発生機構を予測し、次に、落雷を想定したインパルス電流による偏波変動特性の測定とそこで観測された変動遅れに対する理論的考察を行い、偏波変動の発生機構を明らかにする。

第4章では、実フィールドのOPGWにおいて、定常時の偏波変動と落雷による偏波変動とを実測し、その考察を行う。この中で、落雷による偏波変動を確実に捕えるための測定回路構成を示すとともに、観測された偏波変動が落雷によるものであることを、異なる検出方法による落雷位置標定システムとの照合から実証する。また観測点から落雷点までの距離を統計的に解析し、偏波変動の影響の範囲を明らかにする。

第5章では、コヒーレント光通信システムを試作し、偏波変動の影響と偏波ダイバーシティ受信方式による偏波補償性能を実証する。光ファイバ心線に磁界を加えた屋内での基礎実験、短尺のOPGWにインパルス電流を加えた模擬実験、更に実フィールドでの観測を行い、偏波ダイバーシティ受信方式の有効性を示す。

第6章では、高速な偏波変動を光信号レベルで安定化する新しい偏波制御方式について述べる。電気光学効果をもつLN(ニオブ酸リチウム)結晶1素子の側面に4つの電極を配置し、入射光の偏波状態を参照する構成において、入射偏波の検出信号からLN結晶に加える電圧を直接算出できることを理論的に示し、装置を試作して偏波制御性能を確認するとともに、従来の帰還制御方式より高速な偏波制御が可能であることを実証し、落雷による偏波変動への適用可能性について示す。

第7章では、OPGW伝搬光の偏波変動を利用した落雷点標定システムを提案し、その可能性について検討する。この中で、偏波変動から落雷点を標定する原理を示すとともに、任意の偏波状態から偏波変動が発生する場合に偏波変動の開始時間を高精度に求めるための方法を提示する。この方法で模擬的に行ったフィールド試験結果を示し、落雷位置標定システムの標定結果との比較から、有用性を明らかにする。

第8章では、配電線添架光ファイバを対象に配電自動化を目的とした、光受動分岐による1:nの光マルチドロップ伝送システムの構成法と実証について示す。光ファイバと光分岐器の経済的構成法を理論的に示す。また、データ、電話回線、画像回線といった伝送速度やタイプの異なる情報を複数地点と双方向に伝送するための非同期時分割多重、波長多重伝送方式を提示する。提案方式に基づくシステムを試作し、試験フィールドにおいて伝送性能および動作特性を実証する。

第9章では、各章で得られた結論をまとめるとともに、将来の電力用光ファイバ網への本成果の活用および課題について示す。

第1章の参考文献

- [1] 亀田他, "最近の電力系統制御技術", 電気評論, Vol. 387, No. 12, 1997
- [2] 電力系統の事故時復旧操作調査専門委員会, "電力系統の事故時復旧操作", 電気学会技術報告, No. II-354, 1990
- [3] 田村他, "電力分野における自動化技術の最近の動向", 電気学会誌, Vol. 108, No. 9, 1988
- [4] 給電調査専門委員会, "給電情報収集体系と情報処理", 電気学会技術報告, No. II-151, 1983
- [5] 系統運用業務支援システム調査専門委員会, "系統運用業務支援システム", 電気学会技術報告, Vol. 642, 1997
- [6] 変電所監視システム専門委員会, "変電所監視システム", 電気協同研究, Vol. 42, No. 3, 1987
- [7] 丸林, 松岡, 藤澤, 矢萩, 大内田, 金守, 柿本, 高山, "ネットワーク技術による最新監視・制御システム", OHM誌, Vol. 85, No. 8, 1998
- [8] M. Kuribara, M. Kurono, "Passive optical multipoint sensing system for voltage measurement", IEE Proceeding Part J, Vol. 136, No. 6, 1989
- [9] 芹沢, 黒野, 河合, 高橋, "自律分散システム概念と電力系統制御への適用", 電力中央研究所調査報告, No. T86024, 1986
- [10] Y. Serizawa, E. Ohba, M. Kurono, "Performance evaluation of a large scale network system for autonomous decentralized control," 10th Symposium on Information Theory and its Applications, 1987
- [11] 豊田, "電力システム技術の新潮流—開放型電力ネットワークの可能性", 電気学会誌特集, Vol. 117, No. 6, 1997
- [12] 成田, 竹田, "パワーコントロール&インフォメーションシリーズ: デジタル通信ネットワーク", 電気書院, 1986
- [13] 大野, 片山, 山里, 小川, "電力線通信システムのための電力線上の雑音のモデルについて", 電子情報通信学会技術研究報告, No. CS-97-46, 1997
- [14] デジタルマイクロ信頼度向上専門委員会, "電力用デジタルマイクロ波通信システム", 電気協同研究, Vol. 50, No. 4, 1992
- [15] 襲他, "マルチメディア移動体通信", 電気学会誌, Vol. 116, No. 7, 1996
- [16] 黒野, 栗原, "光受信装置の誘導雑音特性と基礎対策", 電力中央研究所研究報告, No. 185015, 1985

- [17] 電力用光通信システム専門委員会、"電力用光通信システム"、電気協同研究、Vol. 39, No. 5, 1983
- [18] 前田、副島、貝淵、"光ファイバ通信"、電気通信技術ニーズ社、1981
- [19] 菊池、多久島、"光ファイバの非線形光学効果とデバイス"、光学誌、Vol. 27, No. 3, 1998
- [20] 西村、"高密度波長多重光通信の周辺(2)ー波長多重用光ファイバ"、Oplus E, No. 216, 1997
- [21] 末松、伊藤、"光ファイバ通信入門"、オーム社、1982
- [22] 山口、"波長多重光通信用半導体レーザ"、光学誌、Vol. 26, No. 8, 1997
- [23] 島田、電子情報通信学会、"コヒーレント光通信" コロナ社、1988
- [24] 谷田貝他、"光インターコネクション最新動向"、オプトロニクス誌、No. 6, 1992
- [25] 佐藤、鳥羽 "光波ネットワークの動向"、電子情報通信学会誌、Vol. 80, No. 9, 1997
- [26] 木下、尾中、近間、"波長多重用光ファイバアンプと超大容量伝送への適用"、レーザー研究、Vol. 25, No. 2, 1997
- [27] 斉藤、黒野、"光ファイバ波長分散の補償技術ー分散補償ファイバとチャープドファイバグレーティングの比較"、電力中央研究所研究報告、No. R97004, 1998
- [28] 塚本、大塚、"光・電波融合ネットワークの現状と将来"、電子情報通信学会誌、Vol. 80, No. 8, 1997
- [29] 電力用光ケーブル線路専門委員会、"電力用光ケーブル線路"、電気協同研究、Vol. 48, No. 5, 1993
- [30] 岡田他、"光ファイバ複合架空地線とその応用"、電気学会誌、Vol. 107, No. 2, 1987
- [31] 光ファイバ複合架空地線専門委員会、"光ファイバ複合架空地線"、電気協同研究、Vol. 46, No. 1, 1990
- [32] 中野他、"OPGWに関する最近の技術動向"、電気評論、No. 3, 1997
- [33] 電力用構内通信網調査専門委員会、"電力会社におけるLANの現状と将来"、電気学会技術報告、No. II-453, 1993
- [34] 光センシングエレクトロニクス調査専門委員会、"光エレクトロニクスの計測応用"、電気学会技術報告、No. II-331, 1990
- [35] 中央給電連絡会議、"1997年度中央給電連絡会議年報"、中央給電連絡指令所、1998

第2章

光ファイバ中の諸現象と今後の光通信への影響

2. 1. まえがき

光ファイバ伝送方式は光ファイバの広帯域化および光源などの光素子の高性能化により長距離大容量伝送が可能になり⁽¹⁾、それとともに光源の波長や波長幅が安定化され、光の強度だけでなく、光の波長(周波数)や偏波(位相)も多重化の手段^(2, 3)あるいは変調キャリアとして利用できようになってきている⁽⁴⁾。また、外部変調器や合分波器などの光学素子においては光干渉や回折を利用した素子が増大している⁽⁵⁾。従って、光のパワーとしての信号だけでなく波としての性質を利用した素子が増大すると予想される。しかしながら、光信号の波の状態は偏波として表され、光ファイバを伝搬する中で様々な要因で変化し、伝送品質に影響を与える。

本章では、まず、光ファイバ中で生ずる主要な現象を概説する。次に、本研究で問題とする光の偏波状態について解説し、電磁界などによる偏波変動現象について実験を交えて説明する。最後に、偏波を問題とする通信方式について実験的考察を行い、OPGWへの適用に対する影響を予測する。

2. 2. 光ファイバ中で生ずる諸現象

光ファイバを伝搬する光の状態は、光ファイバの特性や外乱によって伝搬途中で変化し、伝送品質を劣化させる要因となり得る様々な現象が存在する⁽⁶⁾。

(1) 損失： 石英ガラスファイバの基本的な損失要因はレーリー散乱と赤外吸収による損失である。SMF(単一モードファイバ)の設計値としては波長 $1.3\mu\text{m}$ で 0.4dB/km 程度、波長 $1.55\mu\text{m}$ で 0.25dB/km 程度である⁽⁷⁾。Geなどのコア屈折率を高める材料の混入量によっても若干増大する。その他に不純物の吸収、コアの構造不正、側圧や曲げ等によるベンディング損失が存在する。光ケーブルは数 100m ~ 1km ごとに接続して延長するため、融着接続 0.1dB 程度、コネクタ接続 0.5dB 程度の損失が見込まれる。

(2) 分散： 光ファイバの分散は光パルスを伝搬した時に様々な成分に対する伝搬速度差

によりパルス波形が広がる現象を表す。MMF (マルチモードファイバ)ではモード分散が支配的であり、SI型MMFでは30nsec/km程度、GI型MMFでは1nsec/km程度の分散量となる。SMFではモード分散は解消され、波長分散が主たる分散要因になる。通常のSMFでは波長1.31 μ mで波長分散が零になり、最低損失となる波長1.55 μ mでは16~18psec/nm/km程度の分散が生ずる⁽⁸⁾。このため零分散波長を1.55 μ m帯にシフトした分散シフトファイバ(DSF)が開発されている。SMFやDSFの零分散波長は製造上、数10nmのばらつきがあり、零分散領域でも平均して2~3psec/nm/km程度の分散を考慮する必要がある。

また、通常の光ファイバは長さ方向を軸に円筒対称に設計されているが、長さ方向に垂直な直交軸間で 10^{-5} 程度のわずかな屈折率の違い(複屈折)がランダムに存在する⁽⁹⁾。これにより偏波成分間の伝搬速度差を生ずる。これを偏波分散と呼ぶ。偏波分散はSMFで0.05ps/ $\sqrt{\text{km}}$ 、DSFで0.1ps/ $\sqrt{\text{km}}$ 程度であり⁽¹⁰⁾、波長分散に比べて極めて小さいが、これを補償する方法はまだ実現されていない。

(3) 偏波変動: 光ファイバ中の複屈折により直交偏波間の伝搬速度差を生ずるが、その大きさが時間的に変化すると偏波状態が変化する。光伝搬長に対して半波長分の時間差で直交偏波間の位相が反転することになるので、数mの光ファイバでも曲げ、応力、温度変化などにより偏波状態が変わる。偏波状態については後述する。

なお、定偏波ファイバ(PMF; Polarization Maintaining Fiber)は⁽¹¹⁾、複屈折を意図的に大きくし直交偏波間の伝搬定数を大きく違えることにより両者の結合を抑制したファイバである。しかし、PMFどうしを接続する場合に複屈折の軸方向を合わせる必要があり、複屈折軸がずれていると、偏波が安定化されないだけでなく極めて大きな偏波分散(0.2~1.5ns/km)になる。また、現状ではPMFはSMFより1桁以上高価な上、長距離の偏波保持性能は十分でないため、光源まわりなどの短距離の用途に限られている。

(4) 非線形現象: 光強度が高くコヒーレンシの高い光が光ファイバ中を伝搬すると、誘導ブリルアン散乱、誘導ラマン散乱、自己位相変調などが発生する^(12, 13)。また波長多重伝送などでは四波混合や相互位相変調が発生する。特に、DSFのように低損失、低分散の状態が発生し易い。これらの非線形効果は信号光の強度低下や波形歪みをもたらすが、光ファイバの零分散波長がばらついていることや偏波状態が任意に変化することにより、発生量がばらついており、まだ十分な対策はできていない。

但し、これらの現象を光信号処理に利用することも検討されている⁽¹⁴⁾。光ソリトン伝送は波長分散と自己位相変調によるパルス拡縮のバランスを利用している。誘導ラマン散乱は光増幅への利用が検討されている。ラマン散乱の温度依存性やブリルアン散乱の歪み依存性を利用したセンサも開発されている。相互位相変調は光カプラで別の光との干渉を利用して光スイッチングに利用できる。四波混合は波長変換、位相共役波発生、乗算機能

を持つ。位相共役波は波長関係も逆転するため分散補償に利用できる。2つの光の相互作用を利用する場合は偏波状態を一致させることで発生効率が高まる。

2. 3. 偏波状態の記述

一般の光は、ごく短い寿命の光子が種々の振動数や振動方向をもって無数に重なって構成されている。光を進行方向に垂直な直交2方向の振動に分けた時に両者に位相や振幅に相関がある場合、偏光としての性質を持つ。相関の大きさを偏光度(DOP; Degree Of Polarization)といい、位相や振幅の関係を偏波状態(SOP; State Of Polarization)と呼ぶ。

例えば、太陽光は振動数や振動方向がランダムであり、偏光度は零である。偏光度が零の光は自然光と呼ばれる。この光を偏光フィルタにより単一の振動方向のみ抽出すれば、偏光度が1の光となり、完全偏光と呼ばれる。通常の光は自然光と完全偏光の合成として考えることができ、偏光度が0~1の範囲にあり、部分偏光と呼ばれる。

完全偏光は偏光フィルタ透過光の他にレーザー発振光も該当する。特にレーザー光では、単一の振動方向とともにほぼ単一の振動数を持つため、光を電磁波として扱うことができ、その電界または磁界の波の振動状態で偏波状態を記述することができる。完全に単一の振動数であればそれ自体が完全偏光であるが、偏波状態の揺らぎの速度と検出帯域との関係で偏光度の扱いは異なってくる。

以下の偏波状態の記述では、特に説明のない限り完全偏光を対象に説明する。

2. 3. 1 直交偏波による表記

光の伝搬方向を z 、その垂直面の直交2方向を x, y とすると、光の偏波状態は x, y 方向の光電界を用いて次のように表せる⁽¹⁵⁾。

$$E_x = E_{x0} \exp(j(\omega t - \kappa_x z - \delta_x)) \quad (2-1)$$

$$E_y = E_{y0} \exp(j(\omega t - \kappa_y z - \delta_y)) \quad (2-2)$$

但し、 ω は角周波数[rad/s]、 κ_x, κ_y は伝搬定数[rad/m]、 δ_x, δ_y は初期位相[rad]である。ここで、図2.1のように、ある地点 z での E_x, E_y 間の位相差を δ とする。

$$\delta = (\kappa_x z - \delta_x) - (\kappa_y z - \delta_y) \quad (2-3)$$

また、 E_x, E_y の振幅比を $\tan \alpha$ で表す。

$$\tan \alpha = E_{y0} / E_{x0} \quad (2-4)$$

なお、全体の光強度は

$$E_o^2 = (E_{xo}^2 + E_{yo}^2) \quad (2-5)$$

に比例し、水平偏波成分と垂直偏波成分の光強度比は $\tan^2 \alpha$ である。

x 軸方向の位相を基準とし、式(2-1), (2-2)を行列で表すと、

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = E_o \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \cdot \exp(j \delta) \end{bmatrix} \exp(j \omega t) \quad (2-6)$$

となる。これは Jones ベクトルと呼ばれ、右辺の行列部分

$$J = \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \cdot \exp(j \delta) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

を規格化 Jones ベクトルと言い、偏波状態を表す。また、各項は x y 間の振幅比の角度 α と位相差 δ によって決まる。

この表記の特徴は、偏波状態を変化させる素子を行列で表現して変換後の偏波状態を算出できることである。

例えば、偏波面を θ だけ回転させる旋光子などの円複屈折媒質の場合は

$$T_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

で表され、出射光の偏波状態は $T_\theta J$ となる。また、上式は $-\theta$ の座標回転を表す。また、 x y 間の位相差を δ だけ増大する素子（移相子などの直線複屈折媒質）は、

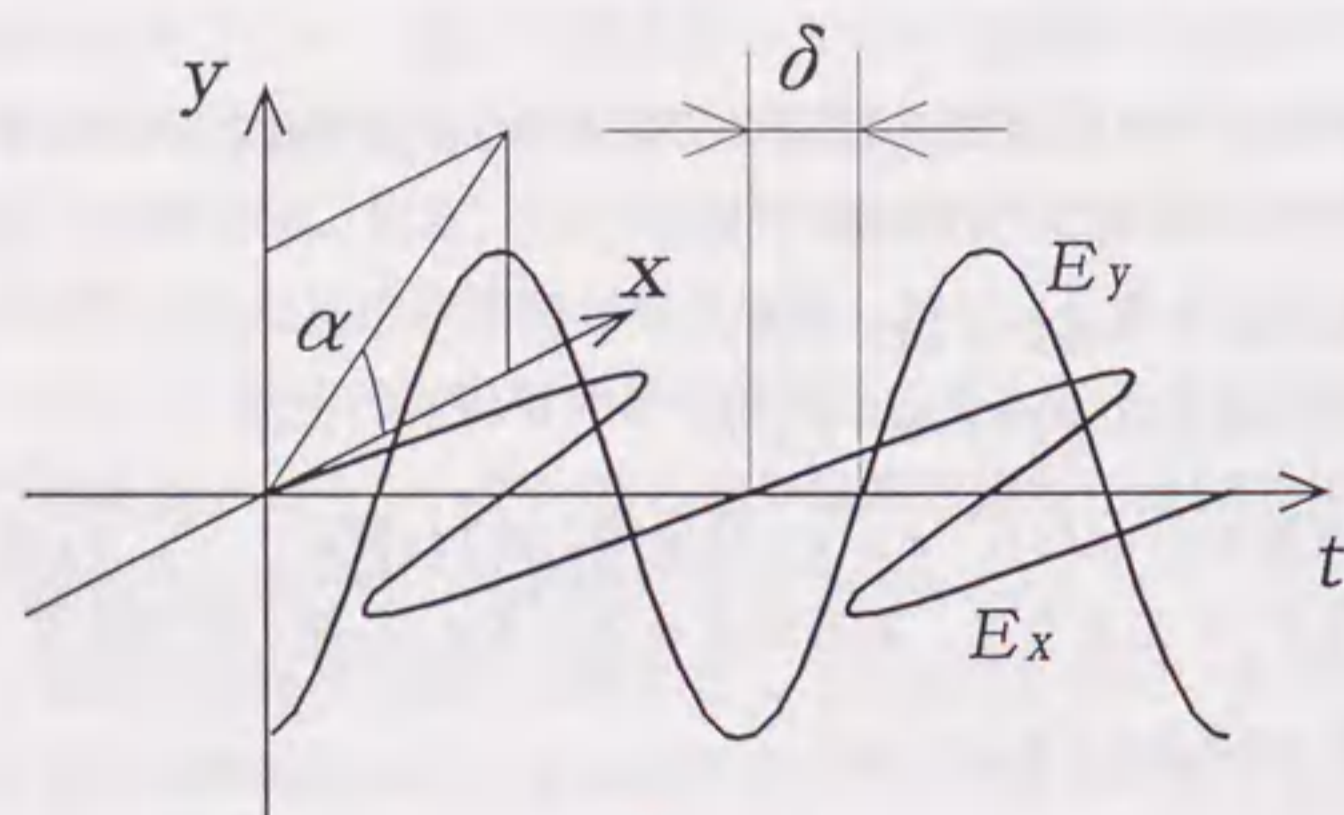


図 2.1 光の電界振動の直交成分による偏波状態の記述

$$C_\delta = \begin{bmatrix} \exp(j \delta/2) & 0 \\ 0 & \exp(-j \delta/2) \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

で表され、出射光の偏波状態は $C_\delta J$ となる。但し、上式は複屈折の主軸が水平か垂直方向の場合である。回転波長板のように、複屈折の主軸が θ 回転している移相子の場合、一旦座標軸を複屈折主軸に合わせ (T_θ)、 C_δ だけ変換し、座標を戻す (T_θ)、という操作をすれば良いので、結局、 $T_\theta C_\delta T_\theta J$ を計算すればよい。

偏光子の透過光の場合も同様に、透過する電界ベクトルの方位を θ とすると、 $T_\theta J$ としてその x 成分が出力光にあてはまる。従って、基本的には、殆どが C_δ と T_θ で出力光の偏波状態を算出できる。

2.3.2 偏波楕円による表記

式(2-6)において、 E_x と E_y との合成による電界ベクトル E の軌跡から偏波状態を表すと、 $\delta=0$ の場合は、 E の軌跡は直線となり、直線偏波と呼ぶ。またこの時の直線の傾きは α となる。 $\delta=\pm\pi/2$ かつ $|E_x|=|E_y|$ (即ち $\alpha=\pm\pi/4$) の時は E の軌跡が円となり、円偏光と呼ぶ。これ以外の状態では楕円偏光となる。楕円偏光の時、偏波楕円の長軸の方位角は偏波主軸角 θ で表され、長軸と短軸との長さの比は楕円率角 ϵ で表される。この状態を図 2.2 に示す。

同図の偏波楕円において、長軸方向と短軸方向の電界をそれぞれ E_p , $j E_q$ とすると、

$$\begin{bmatrix} E_p \\ E_q \end{bmatrix} = T_\theta J \quad (2-10)$$

$$\tan \epsilon = E_q / E_p \quad (-\pi/4 \leq \epsilon \leq \pi/4) \quad (2-11)$$

の関係があり、 $|E_p|^2$ が最大となる θ を $d(E_p E_p^*)/d\theta=0$ から求めると、 θ, ϵ は α, δ と次式の関係にあることが導かれる。

$$\tan(2\theta) = \tan(2\alpha) \cdot \cos(\delta) \quad (-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2) \quad (2-12)$$

$$\sin(2\epsilon) = \sin(2\alpha) \cdot \sin(\delta) \quad (-\pi/4 \leq \epsilon \leq \pi/4) \quad (2-13)$$

また、上式の逆変換は

$$\cos(2\alpha) = \cos(2\epsilon) \cdot \cos(2\theta) \quad (0 \leq \alpha \leq \pi/2) \quad (2-14)$$

$$\tan(\delta) = \tan(2\epsilon) / \sin(2\theta) \quad (-\pi \leq \delta \leq \pi) \quad (2-15)$$

となる。

偏波状態の測定には、偏光子を回転させる方法がよく行われる。偏光子を透過する光強度が最大となる方位が θ であり、最大と最小の光強度比が $\tan^2 \varepsilon$ になる。円偏光の場合はその方位も同じ透過強度となり、 $\varepsilon = \pm \pi/4$ 、 θ は不定となる。しかし、この方法では ε の符号（即ち楕円偏光が右回りか左回りか）が決まらない。また、完全偏光でない光（偏光度 < 1 ）の場合、楕円率と偏光度との区別ができない。

完全な偏波状態を測定するには、次節に示すストークスパラメータによる方法が有効である。

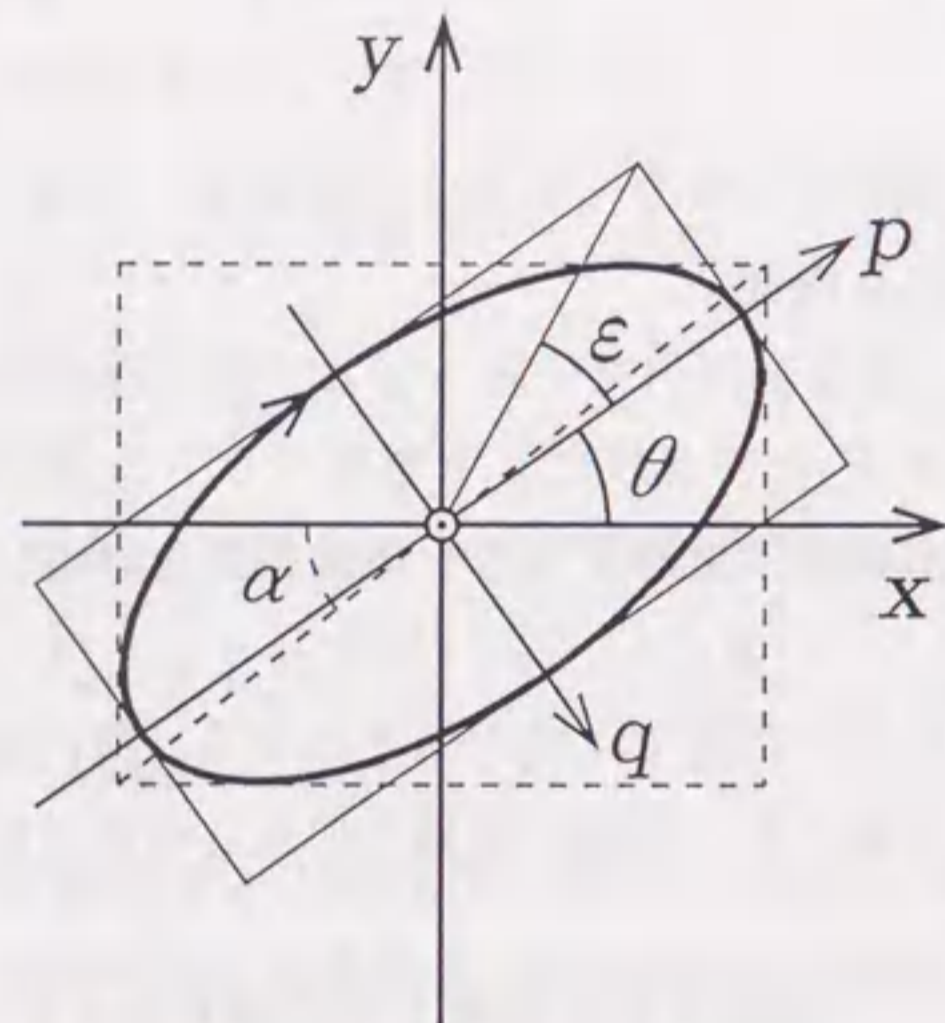


図 2.2 偏波楕円による偏波状態の記述

2.3.3 ストークスパラメータによる表記

Jonesベクトルでは電界の振幅を複素数表示して偏波状態を表したが、光強度の次元をパラメータとして表すことができる。

対象とする光の偏波状態は、移相子（水平・垂直偏波の間にもたらす移相角 δ_c ）と、偏光子（透過する偏波主軸の方位角 ψ ）とを順次透過させた時の光強度を調べることができる。式(2-1)、(2-2)で表される光電界において、これらを透過した後の光電界はJones計算によって

$$E = E_x \cos \psi \exp(j \delta_c) + E_y \sin \psi \quad (2-16)$$

で表され、観測される光強度は $|E|^2$ の時間平均 $\langle |E|^2 \rangle$ に比例するので、

$$\langle |E|^2 \rangle = \{ S_0 + S_1 \cos 2\psi + S_2 \sin 2\psi \cos \delta_c + S_3 \sin 2\psi \sin \delta_c \} / 2 \quad (2-17)$$

$$\begin{aligned} S_0 &= \langle E_{x0} \rangle^2 + \langle E_{y0} \rangle^2 \\ S_1 &= \langle E_{x0} \rangle^2 - \langle E_{y0} \rangle^2 \\ S_2 &= \langle 2 E_{x0} E_{y0} \cos \delta \rangle \\ S_3 &= \langle 2 E_{x0} E_{y0} \sin \delta \rangle \end{aligned} \quad (2-18)$$

となり、式(2-18)で定義される係数をストークスパラメータ(Stokes parameters)という。 S_0 は光強度を表し、 S_1 は水平/垂直方向の直線偏波、 S_2 は $+45^\circ/-45^\circ$ 方向の直線偏波、 S_3 は右/左回りの円偏波の成分を表す。即ち、式(2-17)において、偏光子を $\psi = 0$ とすれば 右辺第1, 第2項の $(S_0 + S_1)/2$ が検出され、 $\psi = \pi/4$ 、 $\delta_c = 0$ とすれば 第1, 第3項の $(S_0 + S_2)/2$ が、 $\psi = \pi/4$ 、 $\delta_c = \pi/2$ とすれば 第1, 第4項の $(S_0 + S_3)/2$ が検出される。従って各パラメータの測定系は図2.3のようになる。

光強度の要素をなくし、単位強度 ($S_0 = 1$) に変換したものを基準化ストークスパラメータと呼ぶ。以下では、 $S_0 = 1$ として説明する。この場合、 S_1, S_2, S_3 は

$$-1 \leq S_{1,2,3} \leq 1 \quad (2-19)$$

の値をとり、式(2-17)の各項 $(1 + S_{1,2,3})/2$ は、0 から 1 の範囲の値として検出される。

また、偏光度 DOP が

$$DOP = \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2} \quad (2-20)$$

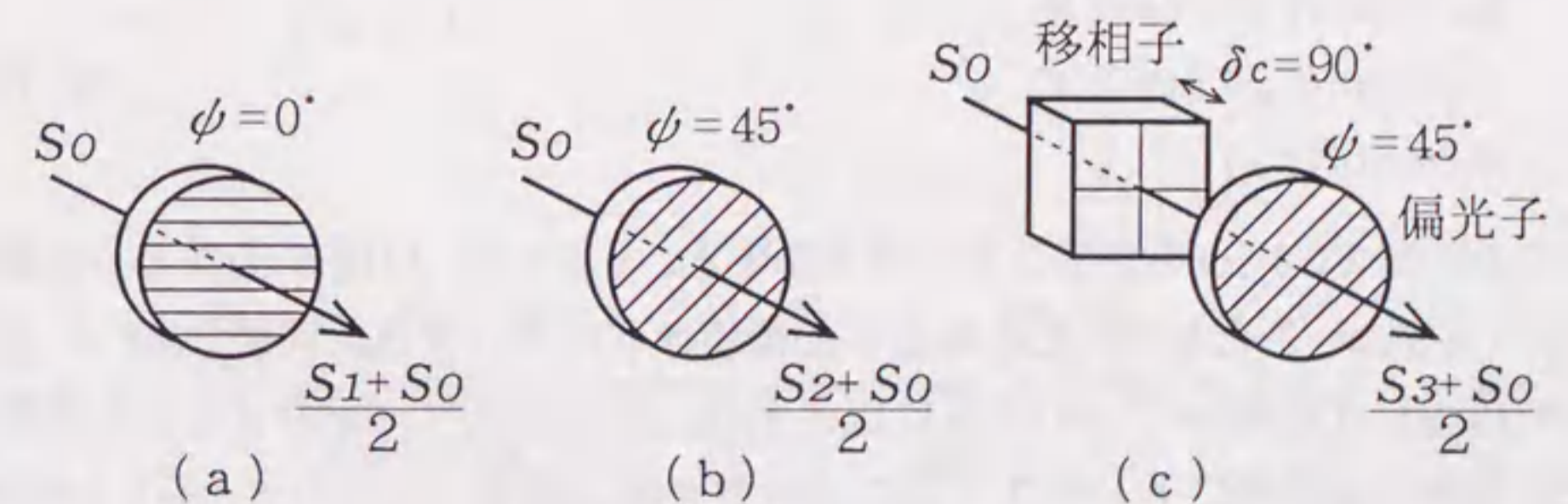


図 2.3 ストークスパラメータの測定系

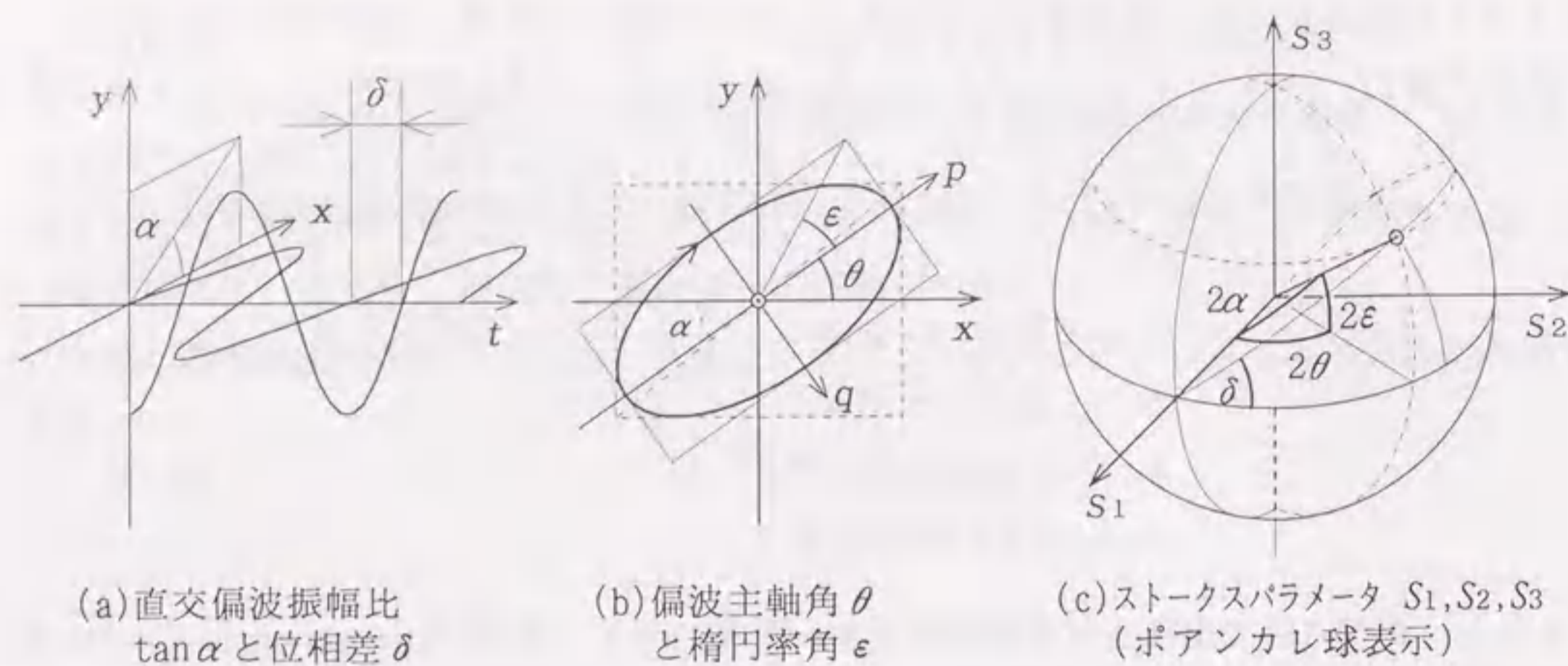


図 2.4 ストークスパラメータによる偏波状態の記述と
偏波楕円 (θ, ϵ)、水平垂直偏波 (α, δ) との関係

により測定でき、完全偏光の場合は $V=1$ となる。従って、 S_1, S_2, S_3 を直交座標で表すと、図 2.4 (c) のように、偏波状態は半径 1 の球内の 1 点で表され、完全偏光では球面上の 1 点で示される。これをポアンカレ球表示という。

式 (2-18) から、水平垂直方向の振幅比の角度 α および位相差 δ と $S_{1,2,3}$ との関係は、

$$\begin{aligned} S_1 &= \cos(2\alpha) \\ S_2 &= \sin(2\alpha) \cos(\delta) \\ S_3 &= \sin(2\alpha) \sin(\delta) \end{aligned} \quad (2-21)$$

となる。また、偏波主軸角 θ および楕円率角 ϵ との関係は

$$\begin{aligned} S_1 &= \cos(2\epsilon) \cos(2\theta) \\ S_2 &= \cos(2\epsilon) \sin(2\theta) \\ S_3 &= \sin(2\epsilon) \end{aligned} \quad (2-22)$$

が得られる。図 2.4 (c) のポアンカレ球で示すと、 $[1, 2\alpha, \delta]$ は S_1 を軸とした極座標になり、 $[1, 2\theta, \pi/2 - 2\epsilon]$ は S_3 を軸とした極座標となる。また、同図 (b) で x, y 座標の ϕ の回転は S_1, S_2 座標の 2ϕ の回転に対応する。これらより、 θ や δ による偏波状態の変化を容易かつ感覚的にトレースすることができる。図 2.3 (c) の S_3 (即ち楕円率) の測定原理は、移相子 ($\lambda/4$ 板) によって図 2.4 (c) ポアンカレ球上の座標点を S_1 軸の回りに $\delta_c=90^\circ$ 回転させて S_3 座標から S_2 座標に変換し、図 2.3 (b) と同じ形で測定することを意味する。

2.4. 偏波状態の変化

光の伝搬速度は媒体の屈折率に反比例するが、同じ媒体でも水平直線偏波に対する屈折率と垂直直線偏波に対する屈折率が異なる場合がある。その場合、両者の中で伝搬速度が異なり、位相差が変化するので、伝搬とともに偏波状態が変化する。このような媒質を直線複屈折媒質または単に複屈折媒質という。また右回り円偏波と左回り円偏波との間の伝搬速度が異なる媒質では光の伝搬とともに偏波主軸が回転する。そのような媒質を円複屈折媒質と呼ぶ。

媒体の複屈折が時間的に一定であれば、入射光の偏波状態が一定である限り出射光の偏波状態は一定である。しかし、外乱によって複屈折が変化し、偏波状態が変化する場合がある。以下では、応力、電界および磁界による偏波状態の変化について概説する。

2.4.1 複屈折による変化

複屈折は一般に x, y, z の直交座標軸で表した屈折率楕円体と波面伝搬方向との関係によって表されるが、光ファイバ伝搬光においては長さ方向を z として、 x, y 断面について考えればよい。 x, y 偏光に対する屈折率を n_x, n_y として、屈折率差

$$\Delta n = n_y - n_x \quad (2-23)$$

が複屈折になる。 Δn が存在する場合、式 (2-3) および

$$\begin{aligned} \kappa_x &= (2\pi/\lambda) n_x \\ \kappa_y &= (2\pi/\lambda) n_y \end{aligned} \quad (2-24)$$

から、 L [m] の距離を伝搬した後の位相差 δ は

$$\delta = (2\pi/\lambda) \Delta n \cdot L \quad (2-25)$$

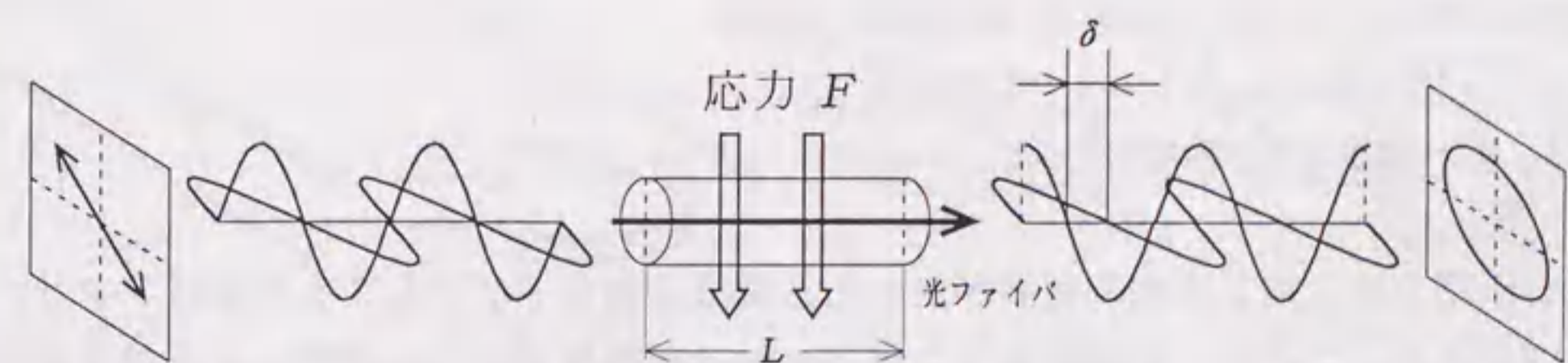


図 2.5 応力などからの複屈折による偏波状態の変化

となる。その様子を図 2.5 に示す。例えば、入射端 ($z=0$) で、 $\alpha=\pi/4$, $\delta=0$ の光は、式(2-12), (2-13) より $\theta=\pi/4$, $\varepsilon=0$ の直線偏光であるが、出射端 ($z=L$) で、 $\alpha=\pi/4$, $\delta\neq 0$ に変化し、式(2-13) より $\varepsilon=\delta/2$ の楕円偏光に変化する。

一般に結晶材料は分子構造が方向性を持つため、複屈折が存在する場合が多い。方解石 (CaCO_3) や水晶 (SiO_2) などの結晶は、複屈折が大きいため、位相差 δ を意図的に変化させる移相子として使用される。石英ガラス (SiO_2) などの非結晶材料では理想的には複屈折は持たないが、加工時の歪みなどによって僅かに存在する場合がある。

図 2.5 は長さ方向に対して偏波状態が異なることを示しているが、例えば応力が時間的に変化すると、 Δn が変化するため、 L が一定の位置でも偏波状態の変化が生ずる。これは光弾性効果と呼ばれている。光ファイバに側圧を加えた場合の他、光ファイバを曲げた場合も応力や歪み加わるので偏波状態は変化する。

2.4.2 電界による変化

電界の印加によって媒質の屈折率が変化する効果を電気光学効果と呼び、屈折率変化量が電界に比例する成分をポッケルス効果、電界の 2 乗に比例する成分をカー効果と呼ぶ。ポッケルス効果は光ファイバなどのガラス (非結晶) では発生しないが、点対称構造でない多くの結晶で生ずる⁽¹⁶⁾。複屈折の大きさや方向は、結晶軸の方向、光伝搬方向、電界印加方向の関係によって様々である。

カー効果は媒質に電界が加わると、屈折率差が電界強度の 2 乗に比例して大きくなる現象である。 y 方向に電界 E が加わった時、 x 方向と y 方向の屈折率差 Δn は

$$\Delta n = KE^2 \quad (2-26)$$

である。 K はカー定数 $[(\text{m/V})^2]$ であり、石英ガラスの場合、 $K=3.3 \times 10^{-22}$ である⁽¹⁷⁾。従って、伝搬距離 L の時の x, y 方向の位相差 δ は、次式となる。

$$\delta = (2\pi/\lambda) KE^2 L \quad (2-27)$$

偏波状態の変化の様子は図 2.5 と同様である。

2.4.3 磁界による変化

光の伝搬方向と同じ方向の磁界が加わると偏波主軸角 θ が回転する現象はファラデー効果と呼ばれる。これは、伝送媒体中の電子の軌道運動やスピンの磁界による歳差運動に起因して円複屈折を発生し、右回り円偏波と左回り円偏波との間の伝搬速度差を生ずることによる。直線偏波は振幅の等しい右回り円偏波と左回り円偏波の合成とみなせるので、両

者に位相差が生ずると偏波面が回転することになる。

直線偏波の光が複屈折のない光ファイバを伝搬する場合を仮定して説明する。図 2.6 に示すように、光ファイバの長さ方向の磁界によってファラデー効果が生じ、偏波面の回転角は磁界の強度と磁界を加わった伝搬長に比例する⁽¹⁷⁾。光の伝搬方向ベクトルを dL 、磁界ベクトルを H とすると、偏波面の回転角 θ [rad] は、 H と dL の内積を用いて、

$$\theta = V_e \int H \cdot dL \quad (2-28)$$

のように表される。 V_e は回転感度を表す定数でヴェルデ定数と呼ばれる。上式において、偏波面の回転方向は光の伝搬方向に正対して見た場合を基準とする。なお、光の伝搬方向に向いて見ると回転方向は逆になり、従って、磁界方向を基準に見ると、見かけ上、光の伝搬方向によらず同じ方向に回転する。即ち、均一磁界中において、周回積分はゼロであるが、反射して往復する光は往路の 2 倍の積分量になる点に注意する必要がある。

ヴェルデ定数 V_e は材料や波長によって異なる。石英ガラスの場合、波長 λ [nm] に対し、

$$V_e = V_{e0} (\lambda_0^2 \cdot \lambda / (\lambda^2 - \lambda_0^2))^2 \quad [\text{rad/A}] \quad (2-29)$$

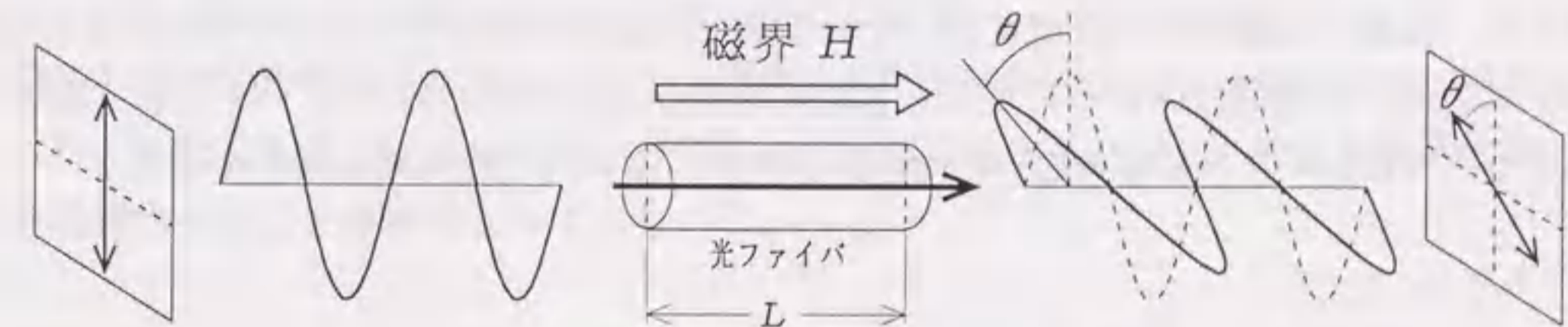


図 2.6 ファラデー効果

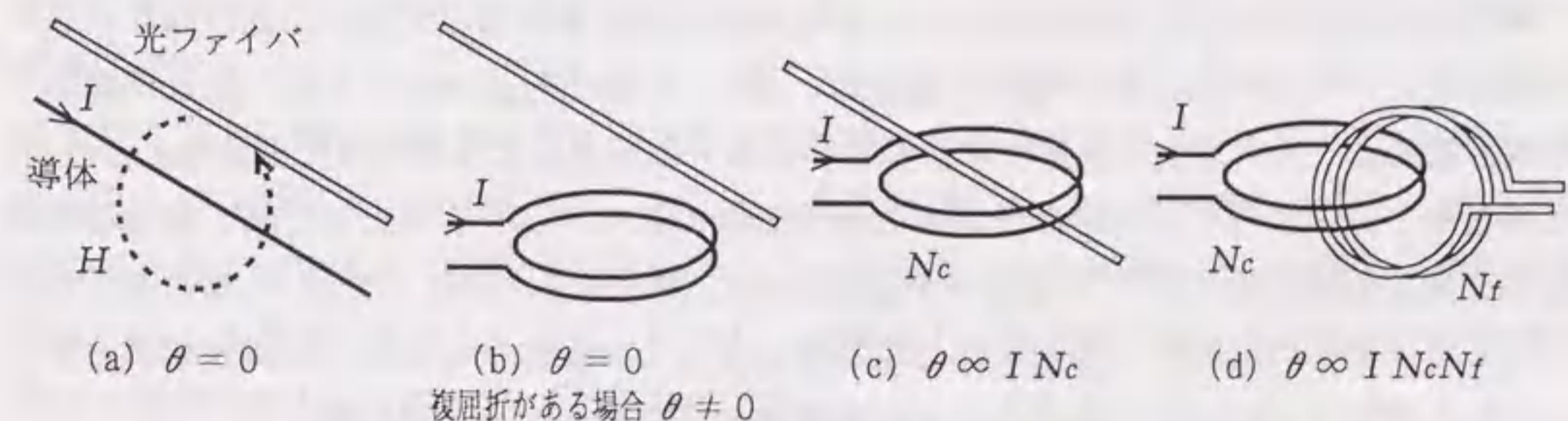


図 2.7 電流で生ずる磁界によるファラデー回転

のように表され⁽¹⁵⁾、 $\lambda = 632.8\text{nm}$ で $V_e = 4.7 \times 10^{-8}$ 、 $\lambda = 546.1\text{nm}$ で $V_e = 6.36 \times 10^{-8}$ であることから⁽¹⁶⁾、 $V_{e0} = 9.186 \times 10^{-8}$ 、 $\lambda_0 = 66.9\text{nm}$ が得られる。

図2.7に示すように、導体中を流れる電流 I が作る磁界によるファラデー回転を考えると、同図(a)のように導体と光ファイバが平行な場合、磁界は光伝搬方向に対して垂直になるため、式(2-28)よりファラデー回転は生じない。同図(c)のように光ファイバの回りに導体を N_c 回巻付けた場合は、

$$H = IN_c / (2\pi r) \quad (2-30)$$

となり、同図(d)のように、光ファイバが導体の周りを N_f 回周回する場合、

$$\int H \cdot dL = 2\pi r N_f H \quad (2-31)$$

となるので、式(2-28)は

$$\theta = V_e I N_f N_c \quad (2-32)$$

と表せる。 $N_f N_c$ を実数とすれば、ファラデー回転量 θ は導体と光ファイバとの互いの周回数 $N_f N_c$ に比例する。光ファイバが導体を周回せずに光ファイバの始点終点と導体の始点終点在同一平面にある場合は理論上 $N_f N_c = 0$ であり、 $\theta = 0$ となる。

但し、実際には光ファイバ製造時に存在する複屈折や曲がり等によって生ずる複屈折が存在し、伝搬光の楕円率を変化させ、ファラデー回転量が光ファイバ中の場所によって変化するため、式(2-32)のように電流と偏波回転量が比例関係にならず、従って、同図(b)のように $N_f N_c = 0$ の系でも完全には相殺されず、 $\theta = 0$ にならない場合がある。

2.5 偏波状態の光通信への影響

2.5.1 偏波状態を問題とする光通信方式

現在の光通信方式は光強度変調方式による対向伝送形態が殆どであり、光の偏波状態の影響を受けていない。しかしながら将来は、第1.1章でも述べたように、光直接増幅や分散補償による大容量化、高密度波長多重や光多分岐形態による高効率化等が考えられる。光伝送路の途中に様々な光学素子が多数適用され、あるいは光を波として扱う必要性が高まると光の偏波状態に対する性能が問題になることが予想される。第2.4章に示したように、光ファイバ伝搬光の偏波状態は電磁界によっても変化するため、従来無誘導と言われてきた光ファイバ伝送も電磁界による影響を十分に把握する必要がある。

例えば、光増幅器を中継増幅用あるいは受信端での前置増幅用に用いるには、入力光の偏波状態が光ファイバ伝送によって変化するため、偏波無依存化が重要な課題である⁽²⁰⁾。

半導体光増幅器(SOA: Semiconductor Optical Amplifier)は利得導波路の非対称性から垂直方向と水平方向の偏波間で利得差がある。これを解消する方法として、同じSOA素子を互いに直交する角度で直列接続して2段増幅するなどの構成がとられる⁽²¹⁾。EDFA(Erbium Doped Fiber Amplifier)は、利得が偏波に依存しない点の特長であるが、飽和領域では信号光と同じ偏波成分の励起光が飽和(PHB: Polarization Hole Burning)し、利得変動や自然放光(ASE: Amplified Spontaneous Emission)の偏りによるSN比の変化が指摘されており、偏波スクランブルなどの対策が検討されている。また、光増幅器などに組込まれている光アイソレータ(ファラデー効果の非相反性を利用して戻り光を除去する素子)では、偏波無依存にするために、入射光を水平偏波と垂直偏波の2光路に分離してファラデー回転させ再び合成する、といった複雑な構成が必要となり、また2光路間の均一性や安定性が要求される⁽²²⁾。

また、外部変調器や光スイッチング素子においても、偏波無依存化が重要な課題となっている。また、分散補償用CFG(Chirped Fiber Grating)素子が複屈折による偏波依存性を生じ易いことが指摘されている⁽²³⁾。第2.2章で述べたように、相互位相変調や四波混合⁽²⁴⁾など信号光との相互作用を利用する場合も2波間の偏波整合が必要となる。光CATVなどのアナログ伝送では光分岐素子などの偏波依存損失(PDL: Polarization Dependence Loss)による損失変動や歪みが問題となる。

偏波を利用する技術としては、異なる偏波状態で光信号を多重する偏波多重も検討されている。また波長多重伝送では隣り合う波長の偏波状態を直交させ、分波や検波の際に干渉を低減させることが検討されている⁽²⁵⁾。

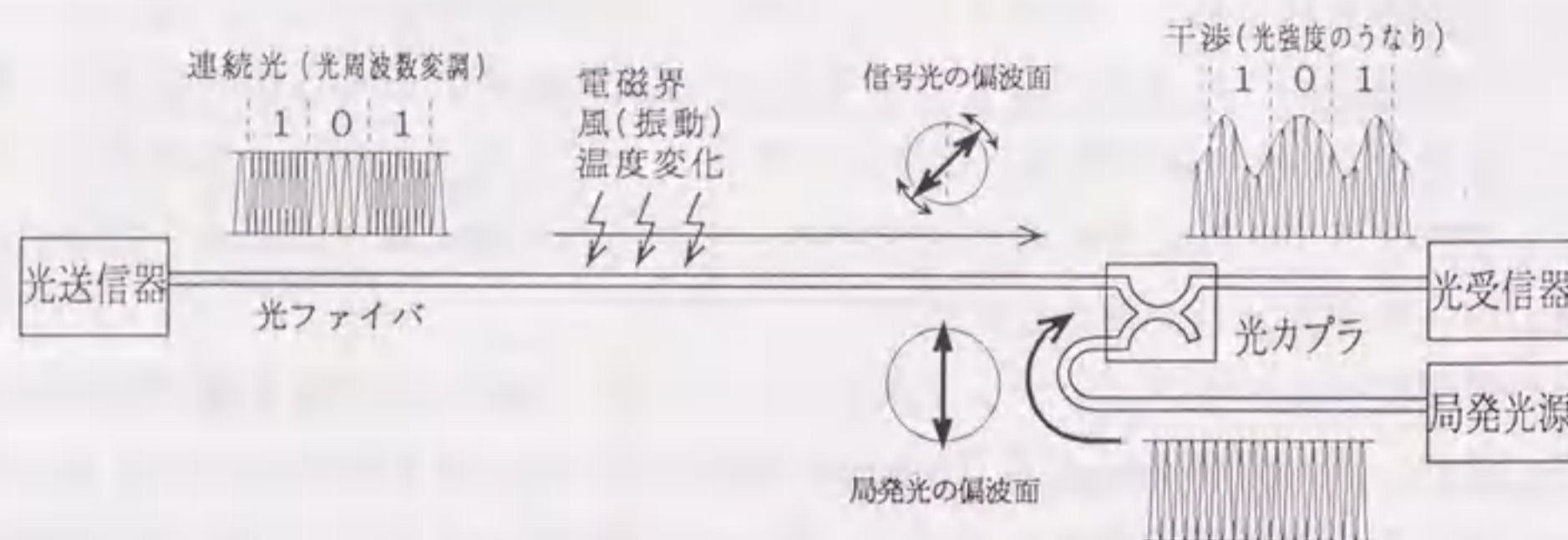
2.5.2 コヒーレント光通信への影響

コヒーレント光通信方式は信号光を受信する際に別の光(局発振光あるいは局発光と呼ぶ)を合成して干渉させ、光周波数差によるビート光や光位相差による光強度変化を受光素子で検波する^(26, 27)。図2.8に、コヒーレント光通信方式の概念を現在の光通信方式である強度変調・直接検波方式と比較して示す。この方式の特長は、局発光の強度を高めることで受信感度を高められること、波長多重伝送においては局発光の波長の制御で所望の信号光に同調させて受信できるので⁽²⁸⁾、狭帯域の波長可変フィルタ無しで極めて高密度な波長多重ができる点にある。しかし、信号光と局発光が干渉するためには、両者の偏波状態が一致していなければならない⁽²⁹⁾。

電力系統に併設される光ファイバは、中継所を設置し難く、また心線数が限られていることから、コヒーレント光通信の適用が有効と考えられる。しかしながら、強電磁界下に



(a) 現在の光通信方式 (光強度変調/直接検波)



(b) コヒーレント光通信方式 (光周波数変調/ヘテロダイン検波の例)

図 2.8 コヒーレント光通信の基本構成

ある場合が多いため、それによって大きな偏波変動が発生し、伝送品質が大きく低下する恐れがある⁽³⁰⁾。

2.6. まとめ

本章では、光ファイバ中を伝搬する光信号に生ずる諸現象を概説し、本研究で問題とする偏波変動が今後の光通信に与える影響の一つであることを示した。次に、偏波状態の表記法および測定方法を整理した。直交偏波による表記、偏波楕円による表記およびストークスパラメータによる表記とそれらの関係を理論式およびポアンカレ球により示した。直線複屈折による偏波状態の変化は直交偏波表記、円複屈折による変化は偏波楕円表記が物理的解釈に適している。光ファイバ中では外部からの応力や電界により直線複屈折を誘起し直交偏波間の位相差を変化させる。また、外部から加わる磁界に対しては、ファラデー効果により偏波楕円の主軸角を変化させる。更に、光ファイバ中にランダムに存在する直線複屈折も加わり複雑に変化する。これらの現象を把握するには、完全な偏波状態を表すストークスパラメータの測定が有効である。

また、今後の光通信方式において偏波の影響が考えられる技術を抽出した。光学素子性能の偏波依存性の低減や、2光間の相互作用や干渉を利用した信号処理では偏波整合が重要な課題である。その中で、OPGWの長距離化および高密度波長多重に有効であるコヒーレント光通信方式では局発光と信号光との偏波整合が必要であることを示した。

第2章の参考文献

- [1] 柳井編、"光通信ハンドブック"、朝倉書店、1982
- [2] M. Fujiwara, et al, "A coherent photonic wavelength-division switching system for broadband networks", J. of Lightwave Technology, Vol. 8, No. 3, 1990
- [3] A. S. Siddiqui, J. Zhou "Two-channel optical fiber transmission using polarization division multiplexing", J. of Optical Communications, Vol. 12, No. 2, 1991
- [4] 桑野, 森塚, 森永, "偏光変調/光コヒーレント検波方式とその位相雑音除去効果", 電子情報通信学会論文誌, Vol. J75-B-I, No. 2, 1992
- [5] 行松, "光スイッチング技術入門", オーム社, 1993
- [6] 平山他, "光通信要覧", 科学新聞社, 1984
- [7] 電力用光ケーブル線路専門委員会, "電力用光ケーブル線路", 電気共同研究, Vol. 48, No. 5, 1993
- [8] 大衡, 伊澤, 下位, 渡辺, "既設架空光ファイバ(特にOPGW)の1.55 μ m帯光伝送特性について", 電気学会通信研究会, No. CMN-90-43, 1990
- [9] 大越他, "光ファイバセンサ", オーム社, 1986
- [10] 波平, 近藤, 川澤, "シングルモード光ファイバの偏波分散の距離依存性", 電子情報通信学会秋期全国大会, No. C-371, 1990
- [11] 左貝, "光ファイバ構造と設計(2) - 特殊構造ファイバの設計と特性", 光学誌, Vol. 18, No. 12, 1989
- [12] 栗原, 黒野, "小口径光ファイバの光エネルギー輸送容量の検討", 電力中央研究所研究報告, No. T86068, 1987
- [13] 井上, "高密度波長多重光通信の周辺 - 光ファイバ非線形性と波長多重", OplusE, No. 215, 1997
- [14] 菊池, 多久島, "光ファイバの非線形効果と光デバイス", 光学誌, Vol. 27, No. 3, 1998
- [15] 小瀬, 山本他, "光工学ハンドブック IV. 2.5章 - 偏光測定と偏光解析法", 朝倉書店, 1986

- [16] 小林他, "光応用計測の基礎", 計測自動制御学会, 1983
- [17] A. J. Rogers, "Polarization-optical time domain reflectometry : a technique for the measurement of field distributions", Applied Optics, Vol. 20, No. 6, 1981
- [18] 栗原, 武田, "電気所構内光応用計測・制御システムの性能と信頼度予測", 電力中央研究所研究報告, No. 180067, 1981
- [19] 国立天文台編, "理科年表", P. 521, 1990
- [20] 山下, 保立, "光ファイバアンプの偏波特性とその補償", レーザ研究, Vol. 25, No. 2, 1997
- [21] 石尾監修, "光増幅器とその応用", オーム社, 1992
- [22] 白石他, "人工異方性媒質によるファイバ埋込型アイソレータの偏光無依存化", 電子情報通信学会秋期全国大会, No. C-290, 1990
- [23] 齊藤, 黒野, 栗原, "チャープドファイバグレーティングの偏波依存性", 電子情報通信学会論文誌 C-I, Vol. 81, No. 12, 1998
- [24] L. Y. Lin, et. al, "Polarization-insensitive wavelength conversion up to 10Gb/s based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier", IEEE Photonics Technology, Vol. 10, No. 7, 1998
- [25] 関根, 佐々木, 菊池, "偏波多重を併用した高密度波長多重伝送実験", 電子情報通信学会技術研究報告, No. OCS-94-47, 1994
- [26] 島田, 電子情報通信学会, "コヒーレント光通信", コロナ社, 1988
- [27] 野須, "次世代光通信・処理技術の展望", 電子情報通信学会誌, Vol. 72, No. 2, 1989
- [28] 笠, 秋葉, "超多重, 長距離コヒーレント光通信システムに関する検討", 電子情報通信学会技術研究報告, No. OCS-94-44, 1994
- [29] P. S. Henry, "Litewave primer", IEEE J. Quantum Electronics, Vol. QE-21, No. 12, 1985
- [30] 黒野, 伊澤, 栗原, "光コヒーレント通信の磁界影響に関する基礎検討", 電気学会全国大会, No. 465, 1994

第3章

インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動特性

3. 1. まえがき

将来の電力用通信は画像などの情報量の増大が予想され、既設の伝送路で大容量伝送が可能な通信方式が求められている。その一つとしてコヒーレント光通信方式は伝送路の大容量化に有望と考えられるが、光ヘテロダイン検波を行うために信号光と局発光との偏波整合が必要である。

一方、電力の主要な伝送路であるOPGW（光ファイバ複合架空地線）にコヒーレント光通信を適用する場合、周囲の電磁界によって偏波状態が激しく変動し、その伝送品質に影響を与えることが予想される^(1, 2)。OPGW伝搬光には系統周波数と同じ50Hzまたは60Hzの偏波変動が観測されている⁽³⁾が、その発生原因については解明されていない。

そこで、このような偏波変動の発生原因がOPGWの素線に沿って螺旋状に流れる電流にあることを予測し、更に、最も影響が大きいと思われるOPGWへの落雷⁽⁴⁾を想定してOPGW試験線にインパルス電流を印加して偏波変動を測定した。その偏波変動波形を定量的に評価した結果、偏波変動の立上がり時間がインパルス電流の立上がり時間より長いことが判明した。この原因についてOPGW内外部の磁界の検証実験および電流方向の理論的考察を行い、電流がOPGWの素線に沿って螺旋方向に流れようとする際に生ずるインダクタンスが偏波変動速度を制限していることを明らかにした⁽⁵⁾。

3. 2. OPGWの電流による偏波変動の予測

実系統のOPGWでは系統周波数と同じ周期の偏波変動が観測されていることから⁽⁶⁾伝搬光は電磁界の影響を受けていると考えられる。光ファイバ伝搬光の偏波状態が磁界によって変化する現象としてファラデー効果が知られている⁽⁷⁾。第2.4.3節に示したように、ファラデー効果は光が磁界と同じ方向に進む時に偏波回転を生ずるが、OPGW伝搬光に加わる磁界の発生源を考えると、図3.1に示すように、送電線の電流から生ずる磁界はOPGWとほぼ垂直に交わるので直接影響することはない。また、その磁界でOP

GWに誘導された電流が考えられるが、OPGWを流れる電流が長さ方向に直進していればOPGW内部に磁界を生じない。

そこで、図3.2に示すように、電流がOPGWの素線の^よりに沿って螺旋状に流れると、内部に長さ方向の磁界が現れ、ファラデー効果による偏波変動が生ずると予測した。

電流 I が全て素線方向に流れた場合のOPGW内部の磁界は素線のよりピッチを d とし、次式となる。

$$H_r = I / d \quad (3-1)$$

ところで送電線の場合、送電線の単位長さあたりの電気抵抗は、素線を^よらない場合よりも $(1+k)$ 倍に増加し、 k はより込み率と呼ばれ、0.01~0.03の値をとることが知られている⁽⁸⁾。この抵抗の増大は素線の^よりによる素線長の増大分に相当することからも、素線に沿って螺旋状に流れる電流の存在が予想できる。

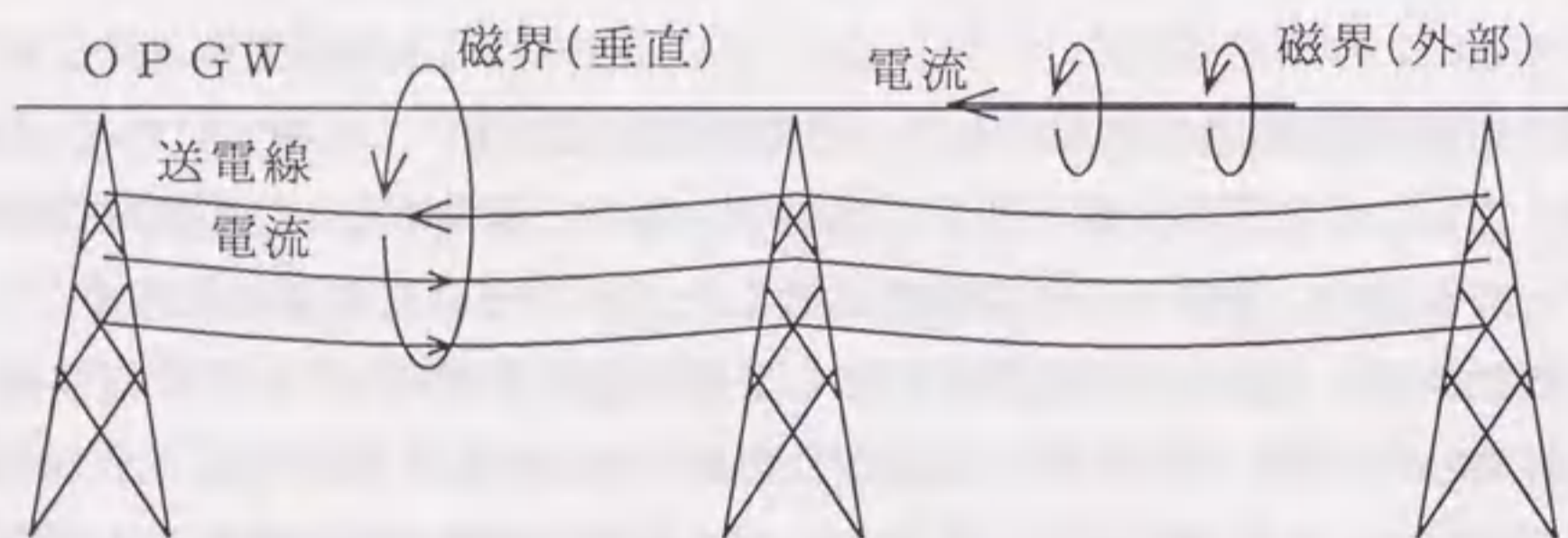


図3.1 OPGWの受ける磁界

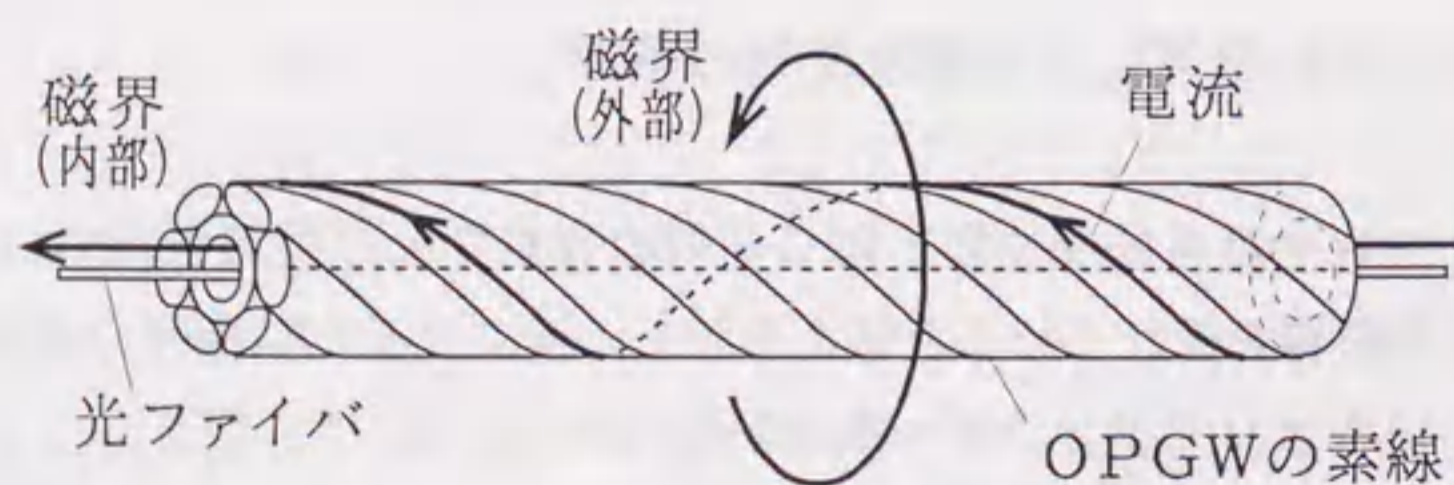


図3.2 OPGWを流れる電流と発生する磁界

3.3. 実験方法

3.3.1 OPGWインパルス電流実験の構成

OPGWに流れる電流の要因には、送電電流からの誘導、地絡事故および落雷が考えられる。この中でOPGWへの落雷は、送電線を保護する架空地線としての本来の役割であり⁽⁹⁾、またOPGW伝搬光に最も激しい偏波変動を引き起す可能性がある。このため、OPGWへの落雷を想定してインパルス電流に対する偏波変動を測定する。

図3.3に示すように、電力中央研究所塩原実験場において、OPGWを敷設し、IG (インパルスジェネレータ；複数のコンデンサを並列に充電し、瞬時に直列に接続して放電する装置)⁽¹⁰⁾を用いてOPGWの片端または中央からインパルス電流を加える。OPGWの長さは鉄塔径間を考慮して200mとし、敷地の制約からループ状に敷設した。IGの印加電圧は最大12MVであり、世界最大級の装置である。OPGWに印加したインパルス電流が大気を絶縁破壊して大地に直接流れ込まないようにするには、OPGWを地面から3~5m以上浮かせる必要がある。このため長さ10m以上の懸垂碍子によってOPGWを約40m間隔で吊り、各吊下げ点では曲率を保つために、碍子から吊った2mの角材の両端2点で支持した。更に、偏波状態は小さな振動でも変化するため、OPGWが風で揺れないように約20mおきに絶縁ロープで外側に引っ張って固定した(付録3-A参照)。OPGWの両端はOPGW接続箱で終端し、測定室からの光ケーブルと接続した。

表3.1 実験に用いたOPGW

OPGW外径	11.4 mm	<p>(断面図)</p>
素線よりピッチ	165 mm	
素線本数	8本	
素線外径	3.2 mm	
平均アルミ厚	0.26 mm	
鋼線部直径	2.68 mm	
アルミパイプ断面積	7.69 mm ²	
アルミスペーサ断面積	5.85 mm ²	

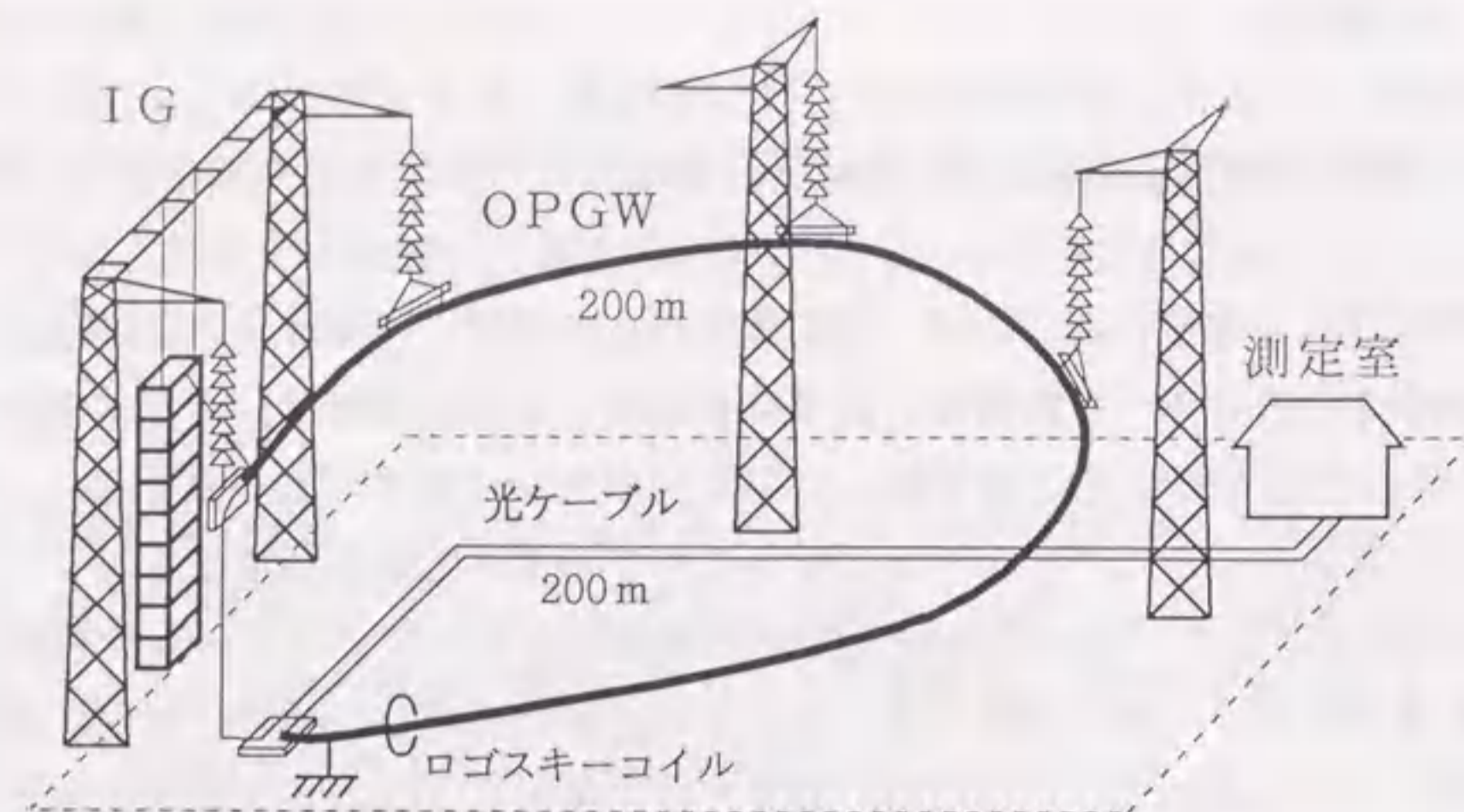


図 3.3 OPGWインパルス電流試験の構成

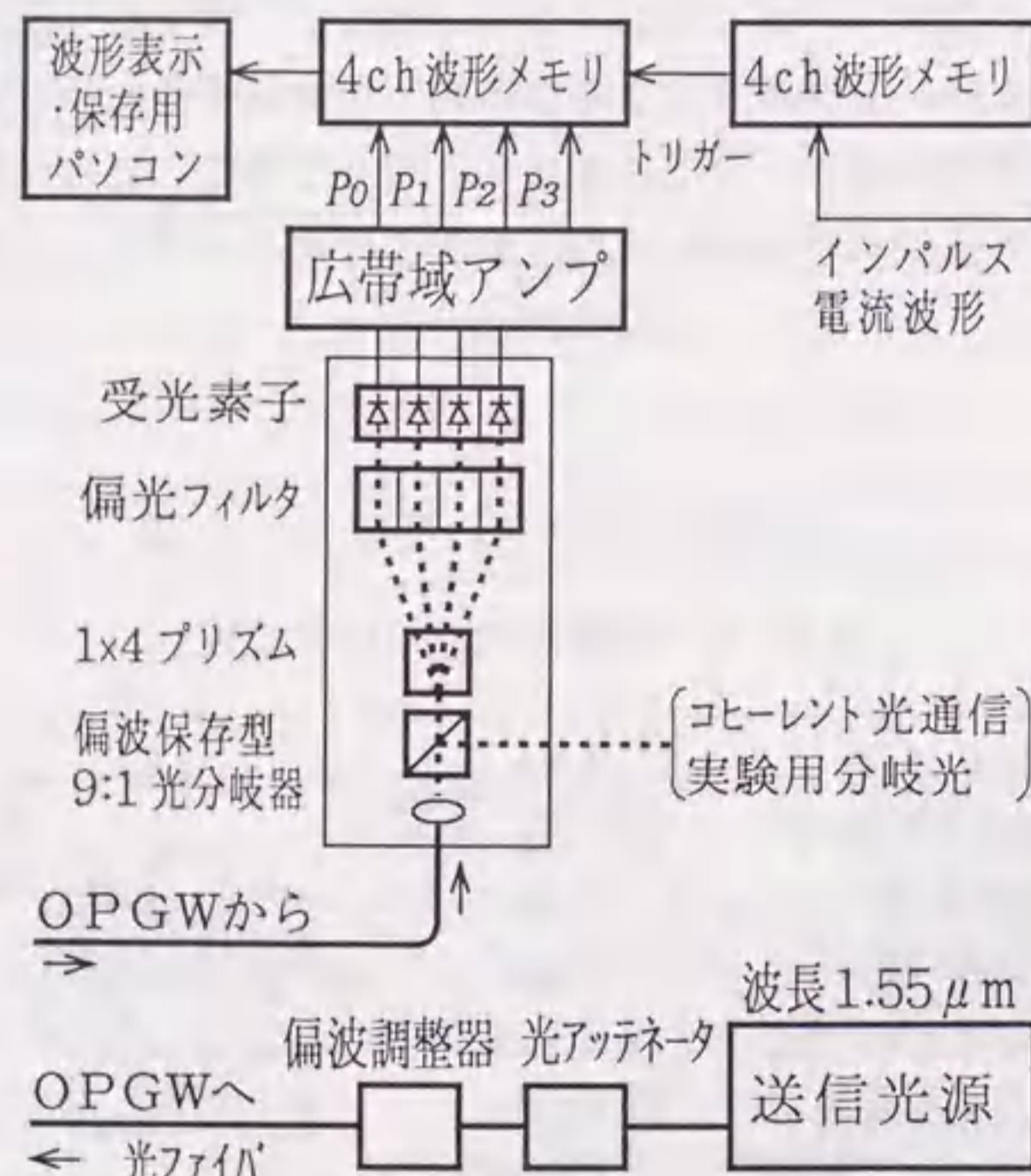


図 3.4 光送受信系および偏波測定系の構成

また、インパルス電流からの強い電磁波雑音や対地からの回り込み雑音を回避する必要がある。このため、インパルス電流波形はログスキーコイル⁽¹¹⁾によって検出され、電池駆動の積分器とEO変換器および光ケーブルを介して測定室に送られる。また、測定室は電磁シールドされ、外部の電磁波を遮断している。測定器の電源は自家発電器で供給され、IGとは電氣的に絶縁されている。

実験に用いたOPGWの諸元を表3.1に示す。素線のよりピッチは165mmで前方に向かって左回りである。光ファイバは1.3μm零分散の単一モードファイバである。

この構成において、インパルス電流の波高値は、OPGWの片端から印加した場合で約16kAに達し、実際の雷撃電流の波高値(10~100kA)⁽¹²⁾に近い値を印加できた。また、電流の波頭長(立上がり時間)は1.2μsec、波尾長(50%値への立下がり時間)は10μsecであった。

3.3.2 偏波変動の測定法および評価方法

従来、偏波状態の測定には、第2.3章で述べたように、偏光子の回転や移相子の挿入を行って各々の透過光強度を比較して偏波状態を特定する方法がとられているが、偏光子の回転速度は限界があり、測定に時間がかかる。このため、測定対象の光を4分割して、図2.3の測定原理で3つのストークスパラメータを同時に測定する方法を用いた。

光送受信系の構成を図3.4に示す。光は送信光源から発し、図3.3に示すOPGWを1回だけ経由して戻ってくる。戻った光は、偏波観測とコヒーレント光通信実験とを同時に行うための偏波保存型の光分岐器を経由した後、偏波解析装置に入力される。その光は更に偏波状態が変わらないように4等分される。(注:通常は光をビームスプリッタやファイバカップラで分岐すると入出力間の偏波状態が変化するため、偏波保存型にするにはその位相補償が必要である。偏波無依存型カップラと呼ばれるものは分岐比が入力偏波状態によって変わらないものであり、出力偏波は変化する。定偏波型カップラと呼ばれるものは直交直線偏波に対してのみ入出力間の偏波状態が保存されるものである。ここでは、楔形プリズムによって光を空間的に4分割する方法をとった。)4つの光は光強度 P_0 および水平直線偏光、45°直線偏光、円偏光の各フィルタ出力強度 P_1, P_2, P_3 が検出される。直線偏光のフィルタは偏光子、円偏光のフィルタはλ/4板とその主軸から45°傾けた直線偏光子で構成される。光検出器の帯域は雷インパルスのような高速な偏波変動に追従できるように10MHzとした。分岐比誤差は10%以下であるが、パソコンにデータを取込んだ後にその補正を行っている。光強度-28dBmで5%の測定精度となっている。測定対象光の波長は1.55μmである。

これらの出力強度と光強度の比から、偏波状態を表すストークスパラメータ S_1, S_2, S_3

が次式によって算出される。

$$S_j = \frac{2P_j}{P_0} - 1 \quad (j=1, 2, 3 \quad -1 \leq S_j \leq 1) \quad (3-2)$$

また、偏波主軸角 θ と楕円率角 ϵ は次式より得られる。

$$\begin{aligned} \tan(2\theta) &= \frac{S_2}{S_1} & (-\frac{\pi}{2} < \theta \leq \frac{\pi}{2}) \\ \tan(2\epsilon) &= \frac{S_3}{\sqrt{S_1^2 + S_2^2}} & (-\frac{\pi}{4} \leq \epsilon \leq \frac{\pi}{4}) \end{aligned} \quad (3-3)$$

偏波状態は、 $[S_1, S_2, S_3]$ を直交座標とするポアンカレ球で表されるが⁽¹³⁾、単色光の場合、

$$S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 = 1 \quad (3-4)$$

となり、極座標 $[1, 2\theta, \pi/2 - 2\epsilon]$ で表される単位球面上の一点になる。ここでは、偏波変動の大きさを一元的に扱うため、図 3.5 に示すように、ポアンカレ球上の偏波移動角 β によって評価する。即ち、 β は基点となる偏波状態 S_{10}, S_{20}, S_{30} と測定された S_1, S_2, S_3 に対して次式で表される。

$$\begin{aligned} \beta &= 2 \cdot \sin^{-1} (\sqrt{(S_1 - S_{10})^2 + (S_2 - S_{20})^2 + (S_3 - S_{30})^2} / 2) \\ (0 \leq \beta \leq \pi) \end{aligned} \quad (3-5)$$

β では絶対的な偏波状態は分らないが、偏波変動の大きさや時間変化を定量的に評価することができる。 β の基点は、ここではインパルス電流印加直前の偏波状態とした。

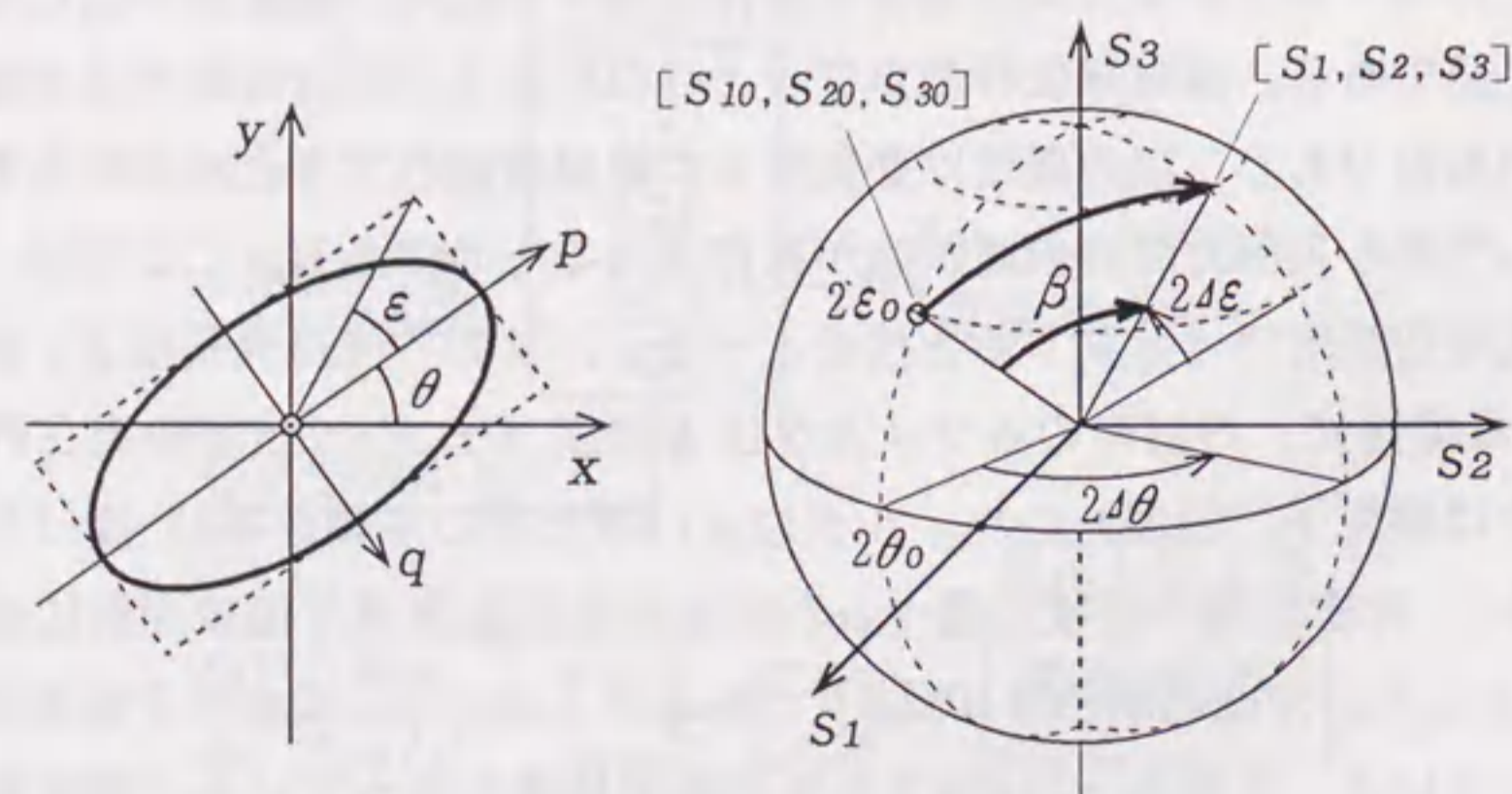


図 3.5 偏波主軸角 θ 、楕円率角 ϵ と定義した偏波移動角 β との関係

3. 4. 実験結果

3. 4. 1 偏波変動波形

インパルス電流と偏波変動の測定波形例を図 3.6 に示す。偏波状態は偏波主軸角 θ と楕円率角 ϵ の両方が変化しているが、これはファラデー効果による偏波回転が光ファイバ内にわずかに存在する複屈折率によって楕円化されるためである。

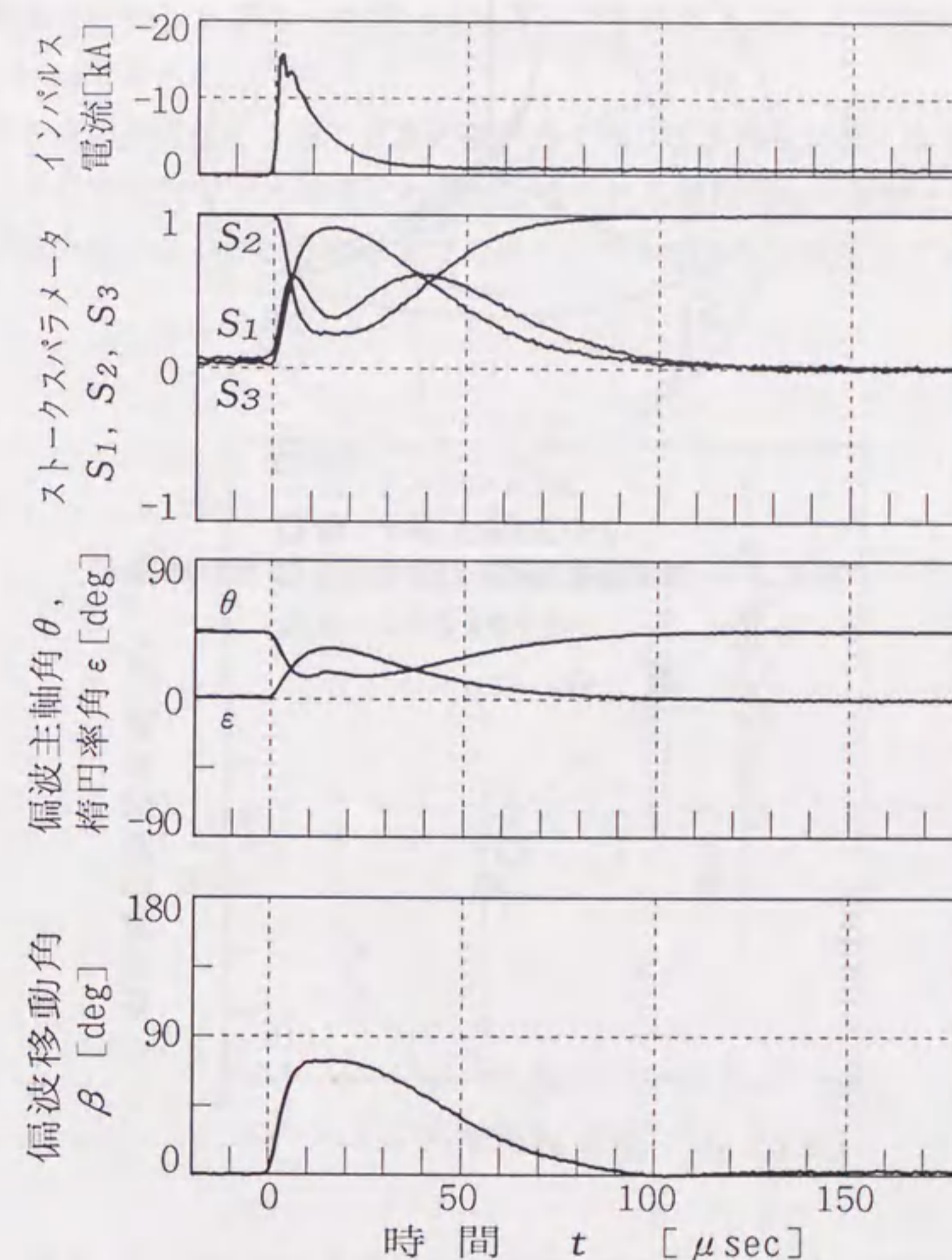


図 3.6 インパルス電流による偏波変動波形

図3.6において偏波移動角 β の時間変化をみると、インパルス印加後に偏波変動が始り、 $15\mu\text{sec}$ 後にほぼピークに達し、約 $100\mu\text{sec}$ 後にはほぼ元の偏波状態に戻っている。同図の偏波状態をポアンカレ球上で示すと図3.7のように変化する。

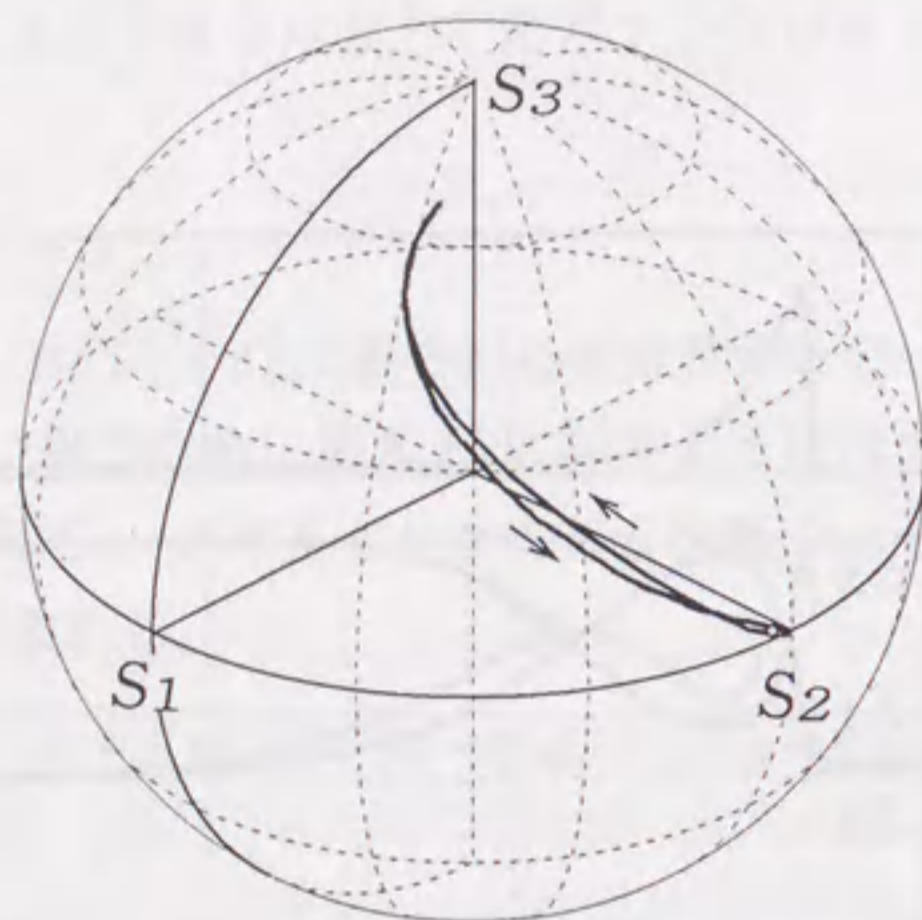


図3.7 偏波変動(図3.6)のポアンカレ球表示

3.4.2 偏波移動角の波高値

インパルス電流の波高値 I_p と偏波移動角の波高値 β_p との関係を図3.8に示す。偏波の初期状態はポアンカレ球上で直交する3つの偏波状態(例えば $[S_{10}, S_{20}, S_{30}] = [1, 0, 0], [0, 1, 0], [0, 0, 1]$)とし、測定値を横棒、その範囲を縦棒、平均をマークで示している。なお、2点のみの測定も一部含んでいる。マークの色はインパルス電流の極性を示し、○□はインパルス印加点をOPGWの片端として光の伝搬方向を変えた場合、△はインパルスをOPGWの中央から印加して両端を接地した場合である。

片端から電流を印加した場合(図3.8の○□)、平均の β_p は I_p にほぼ比例しており、 1kA 当り 4.5deg であった。

横棒で示す3点の測定値のうち、2点の値が高く残り1点の値が低くなる傾向にあるが、この原因はOPGWの光ファイバ中にわずかに含まれる複屈折軸の影響と考えられる。どの偏波状態で低い値になるかは測定器までの光ケーブルの曲りや気温などによって変わる。

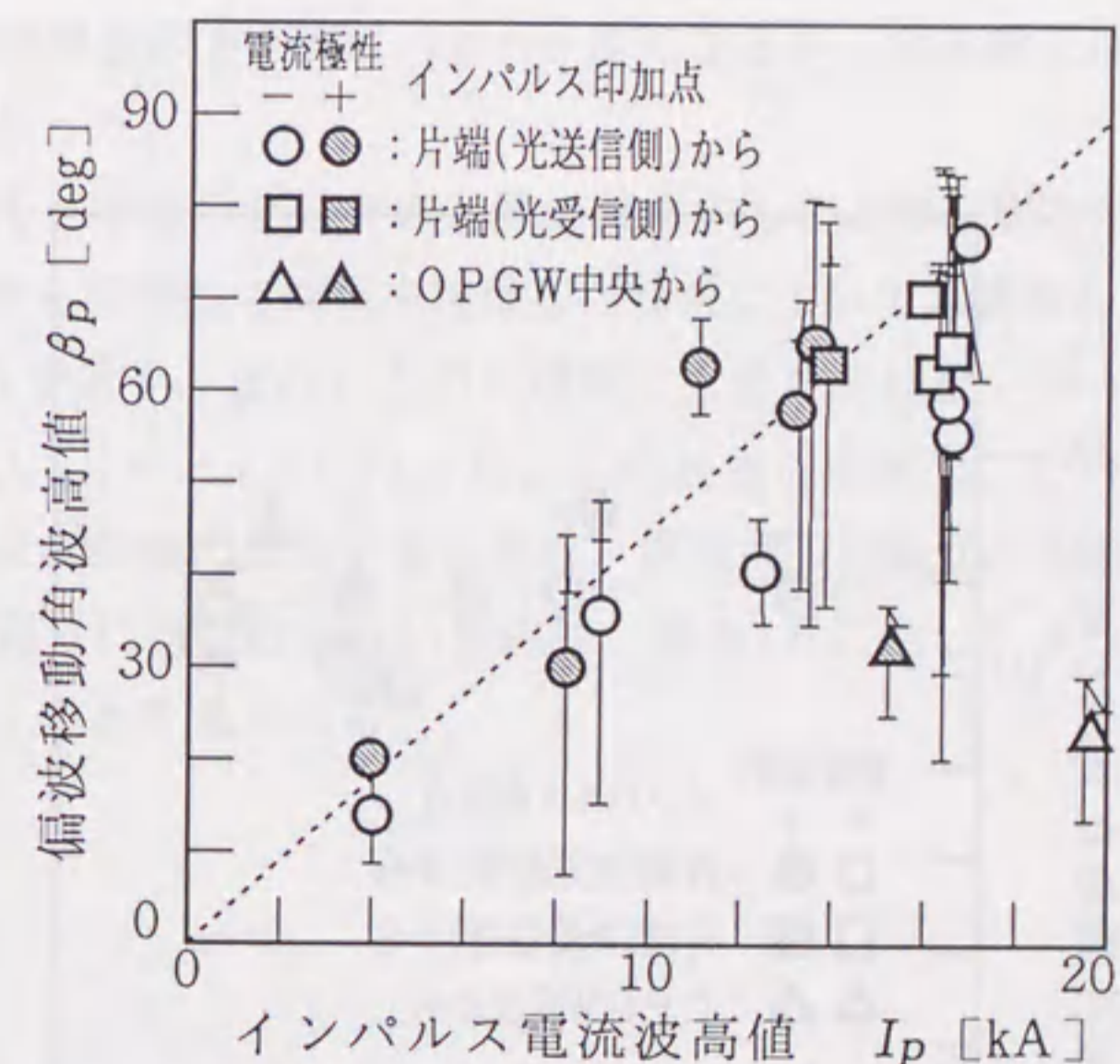


図3.8 インパルス電流波高値に対する偏波移動角波高値

3.4.3 偏波変動の立上がり時間

偏波移動角 β の立上がり時間を、図 3.9 のように、波形の波頭側と波尾側それぞれにおいて波高値の 90% 値と 30% 値を通る直線を引き、波頭側の直線の $\beta = 0$ から波尾側の直線との交点までの時間として測定した。このような定義をした理由は、波高値付近の波形歪による誤差を回避するためである。

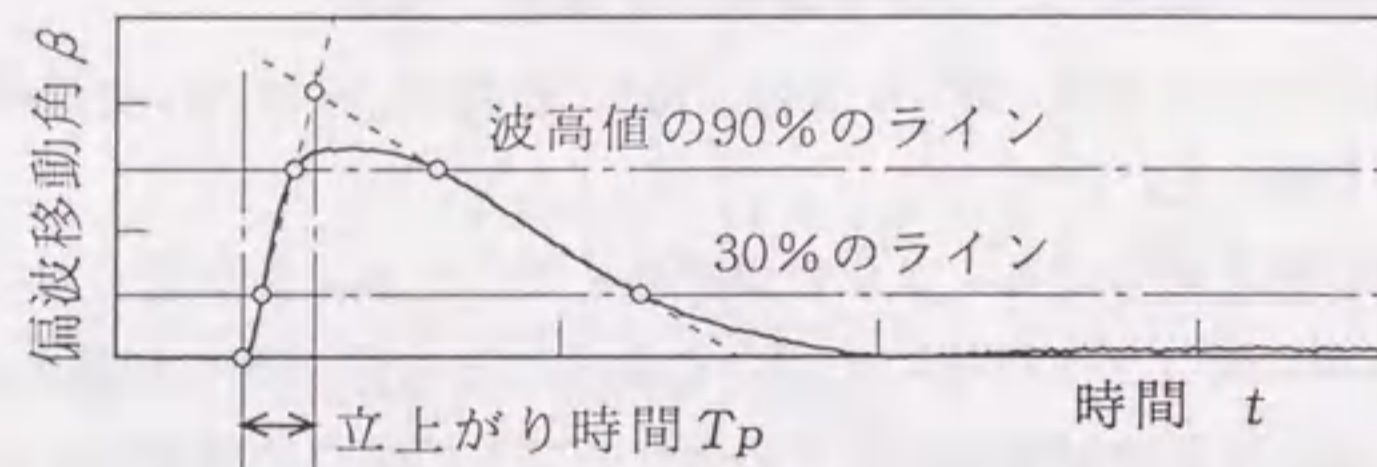


図 3.9 偏波移動角立上がり時間の定義

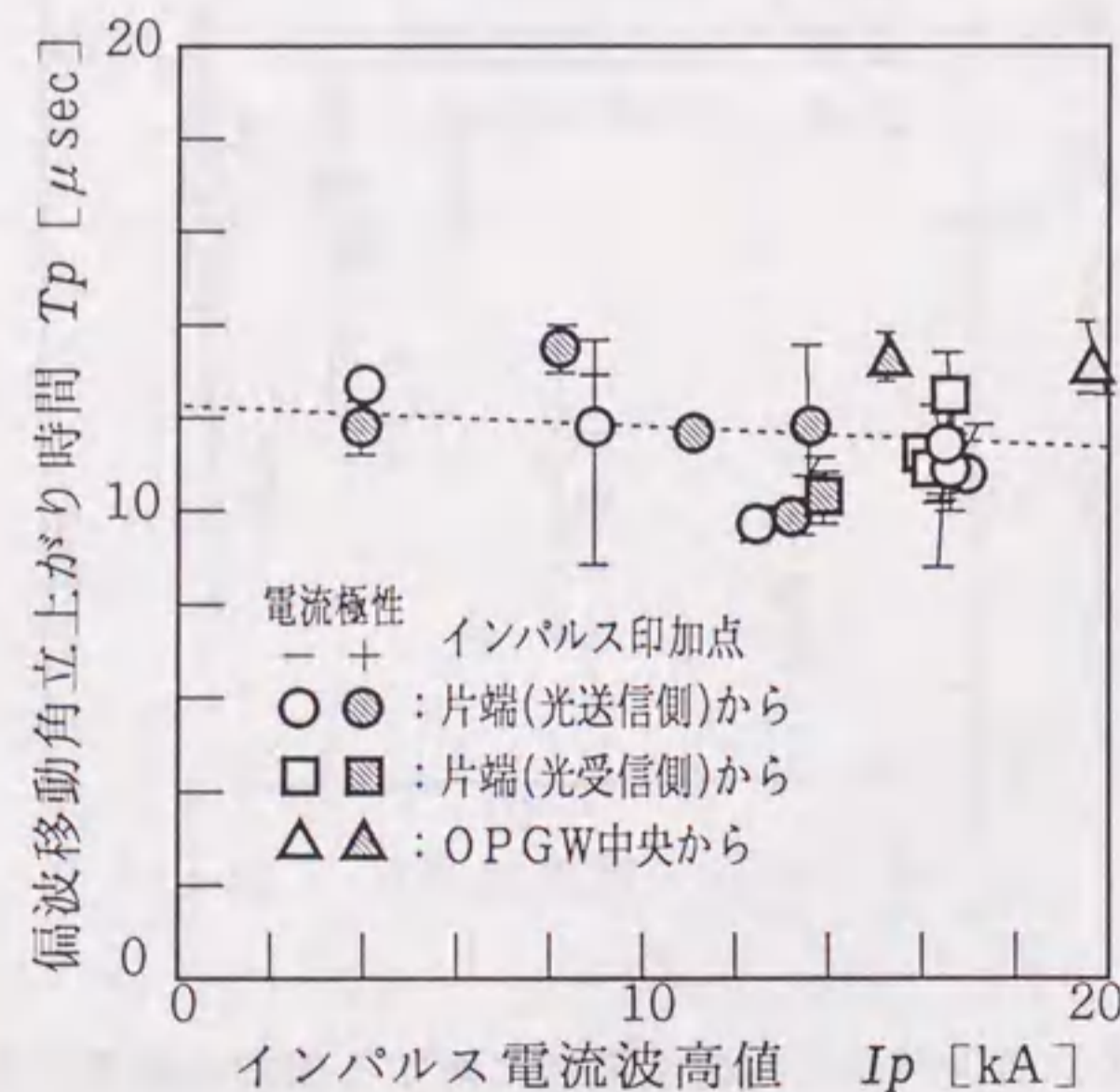


図 3.10 インパルス電流波高値に対する偏波移動角立上がり時間

測定結果を図 3.10 に示す。偏波移動角 β の立上がり時間 T_p は、約 $12 \mu\text{sec}$ であり、インパルス電流波高値に対してほぼ一定であった。図 3.6 に示す β の波形とインパルス電流の波形を見比べても分かるように、 T_p はインパルス電流の立上がり時間 ($1 \mu\text{sec}$) と比べてかなり大きい。

一般に、偏波変動は温度変化でも生ずるので、印加電流によるジュール熱の影響が考えられるが⁽¹⁴⁾、印加した総電荷量 (電流 \times 時間) は $0.16 \text{A} \cdot \text{sec}$ であり、インパルス電流による温度上昇は殆どない⁽¹⁵⁾。

3.4.4 インパルス印加点と光伝搬方向に対する特性

図 3.8 および図 3.10 中の \circ, \square は、インパルス電流を OPGW の片端から印加し、光の伝搬方向をインパルス電流の流れる方向に対して同一および反対にした場合の結果を示している。インパルス電流の先頭が OPGW 200m を伝搬するのに約 $0.7 \mu\text{sec}$ (伝搬速度 $3 \times 10^8 \text{m/sec}$)、光ファイバ伝搬光は 200m 当り $1 \mu\text{sec}$ (伝搬速度 $2 \times 10^8 \text{m/sec}$) の時間がかかるので、光 (連続光) が OPGW 中でインパルスと交わる時間 (連続光全体の長さ) は、互いに逆方向に進む場合の方が約 $1.7 \mu\text{sec}$ 長くなるが、本実験ではそれによる偏波変動特性の差は現れなかった。

また、実フィールドでは OPGW の中間に落雷することが想定されるため、インパルスを OPGW の中央から印加して両端を接地した場合についても測定した。その結果を図 3.8、図 3.10 中に \triangle で示す。 β の立上がり時間に大きな差はないが、 β の波高値は片端から印加した場合 (\circ, \square) の $1/3$ になった。この理由は伝搬光にかかる磁界方向が OPGW 中央の電流印加点の前後で反転するために、偏波面の回転が反転し相殺されるためと考えられる。但し、完全に相殺されない理由は、図 3.8 に示したように偏波状態による偏波変動量の差異によると考えられる。

3.5. 偏波変動要因の検証

3.5.1 交流電流によるOPGW内部の磁束と偏波変動

OPGW内部に長さ方向の磁束が発生することを確認するため、図3.11のように、試料にコイル(30Turn)を巻き付け、交流電流(50Hz)を流して内部磁束 ϕ によるコイルの逆起電力($=-d\phi/dt$)を測定した。試料にはOPGW(外径11.4mm)の他に、アルミパイプ(外径10mm)、およびOPGWの8本の素線に沿って巻付けた絶縁電線を用意した。資料の長さは1mである。

その結果、アルミパイプでは逆起電力が0であるが、OPGWでは逆起電力が発生し、その大きさは絶縁電線の場合の0.85倍であった。従って、OPGWを流れる電流によって内部に長さ方向の磁束が発生しており、電流はほぼ素線方向に流れると推定される。

また、図3.3に示したOPGW(200m)において、交流電流(50Hz)を流した場合の偏波移動角を図3.12に示す。電流1kA当りの偏波移動角 β は16.6deg/kAであった。電流の85%が素線方向に流れたと仮定すると、ヴェルデ定数に相当する単位磁位当りの偏波主軸(θ)の回転能は 1.4×10^{-7} rad/ATurnとなる。

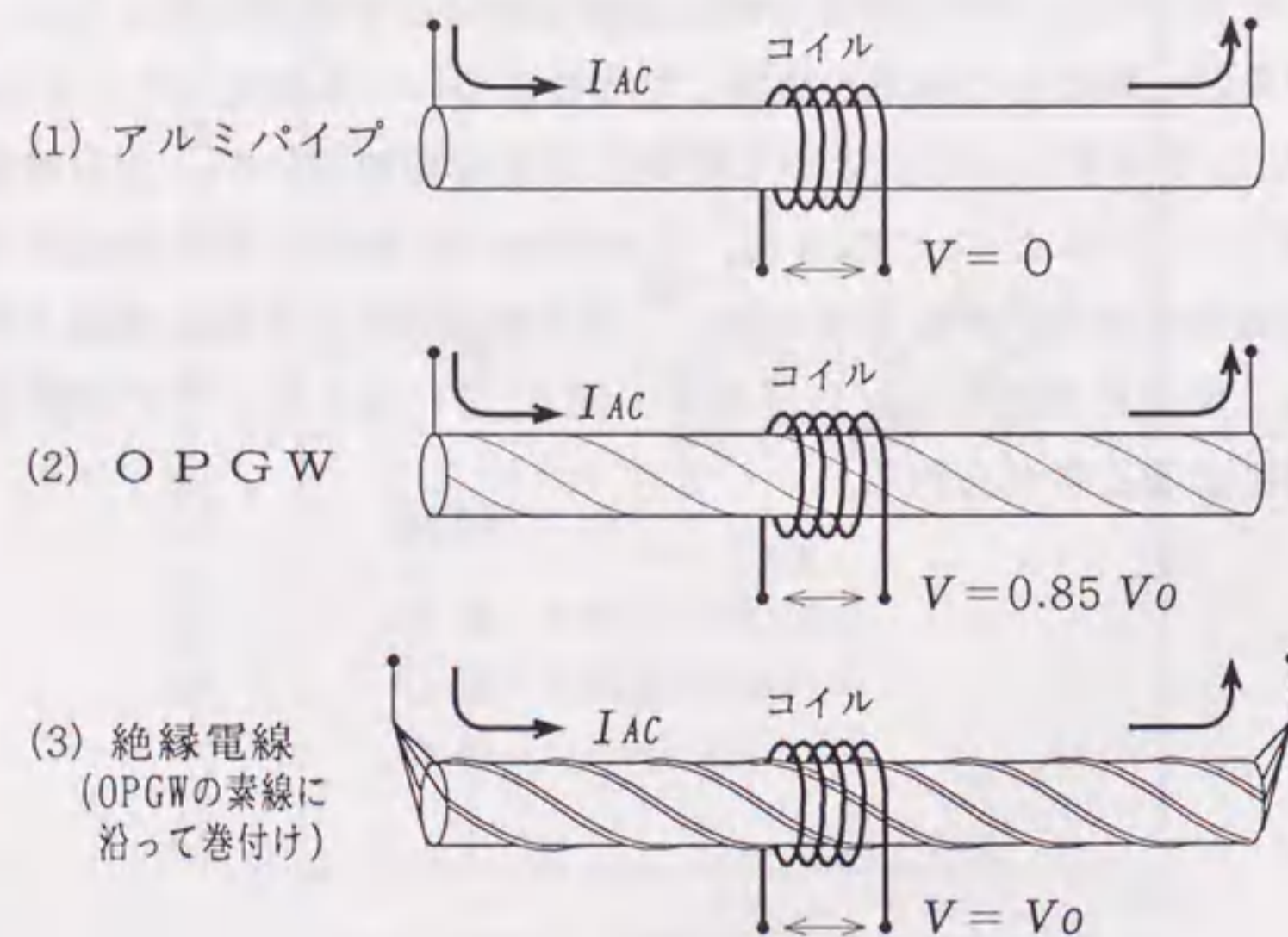


図3.11 交流電流によるOPGW内部磁束の確認

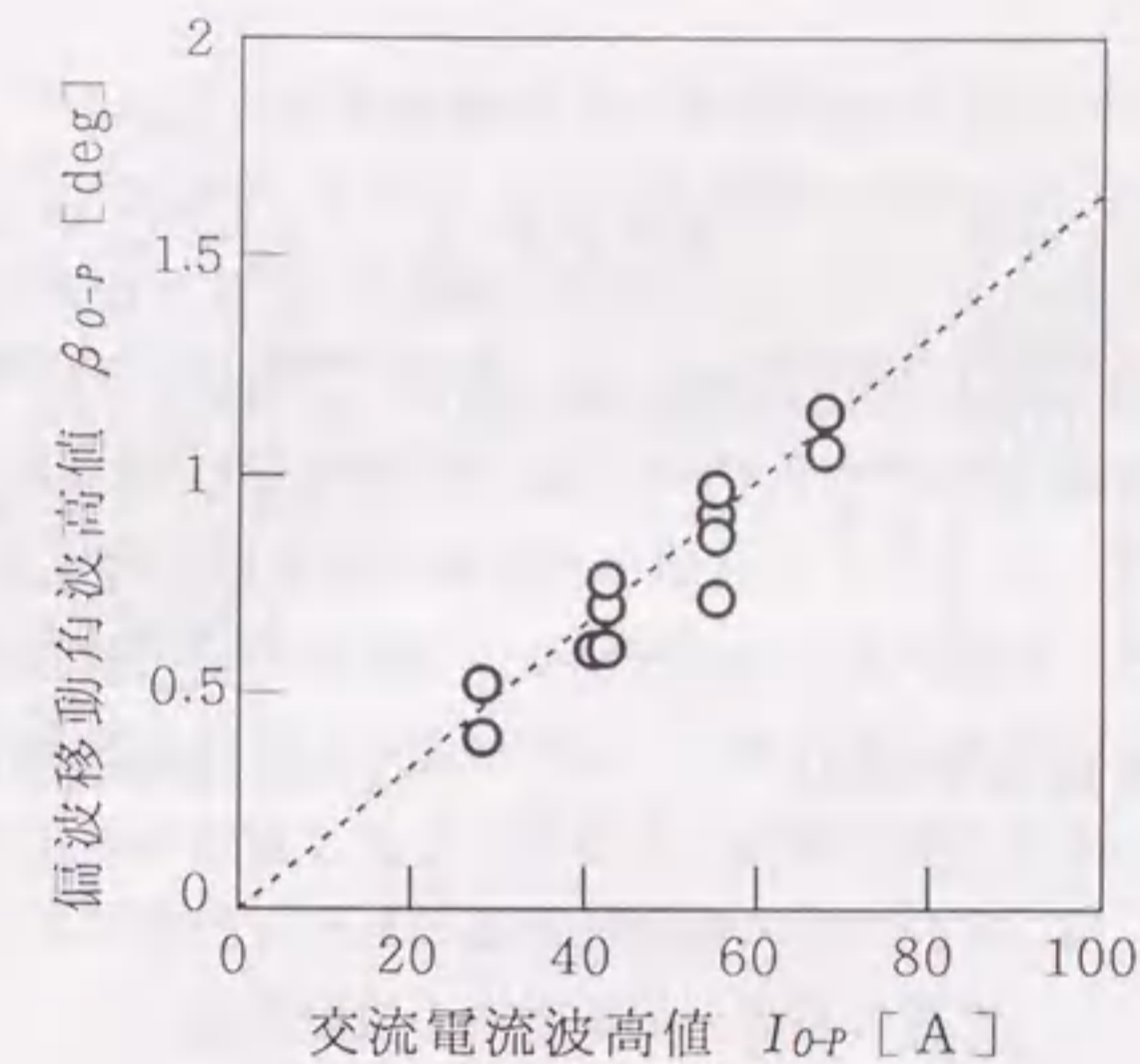


図3.12 OPGWの交流電流による偏波変動特性

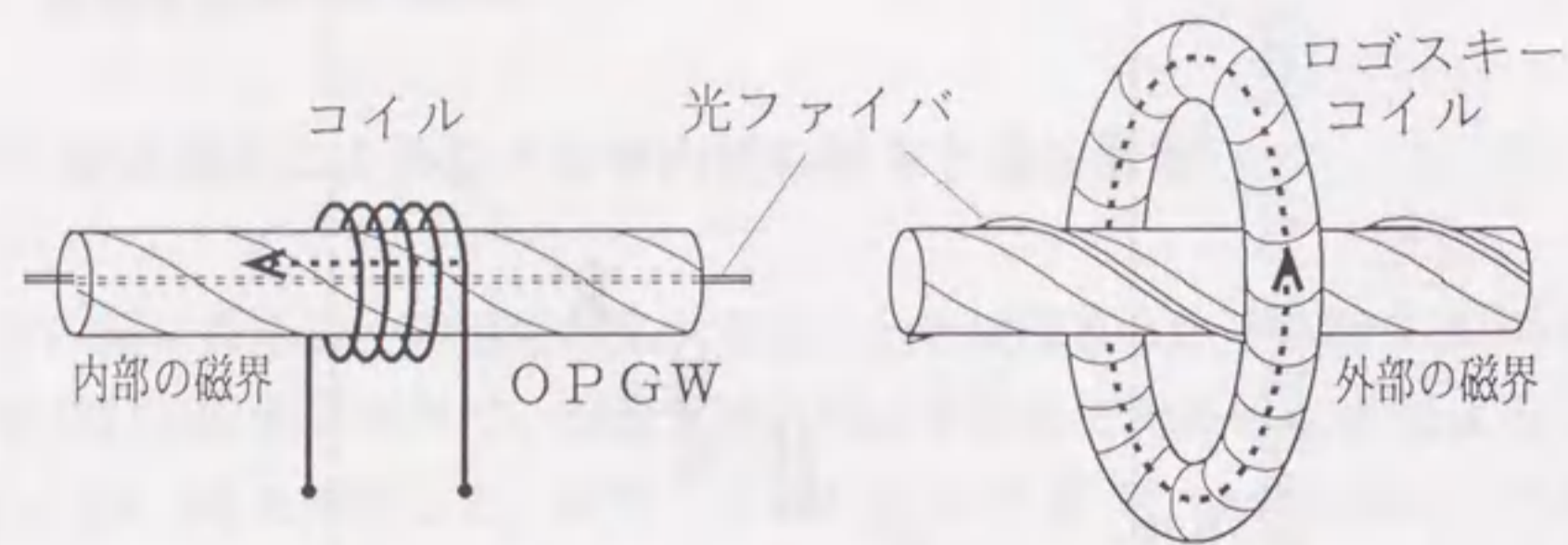
3.5.2 インパルス電流によるOPGW内・外部の磁界と偏波変動

偏波変動波形がインパルス電流の時間変化と異なることから、OPGWの内部と外部で磁界発生の様相が異なることが考えられる。それを検証するため、図3.13に示すようにOPGWの内部と外部において磁界と光ファイバの偏波変動波形の測定を行った。

(i) まず、図3.3のOPGWに図3.13(1)のようにコイルを巻き付け、インパルス電流、偏波変動と同時に逆起電力を測定した。逆起電力の測定には電池駆動の波形記憶装置を用いた。その結果、図3.14に示すように、逆起電力の積分は β とほぼ同じ速度で変化した。これより、OPGW内部を伝搬する光の偏波変動はOPGW内部に長さ方向に発生した磁界によるものであることが確認された。

(ii) 次に、図3.3のOPGWのアース側から24mの長さまで図3.13(2)のように光ファイバを巻き付け、その偏波変動を測定した。光ファイバ巻付け回数は100Turn、巻付けピッチは24cmである。(付録3-A参照)

この実験は、OPGW外部磁界の検証であるとともに、巻付け型OPGW⁽¹⁶⁾の模擬実験でもある。



(1) 内部磁束の検出

(2) 巻付け光ファイバ

図 3.13 インパルス電流によるOPGW内部および外部の磁界と偏波変動の検証方法

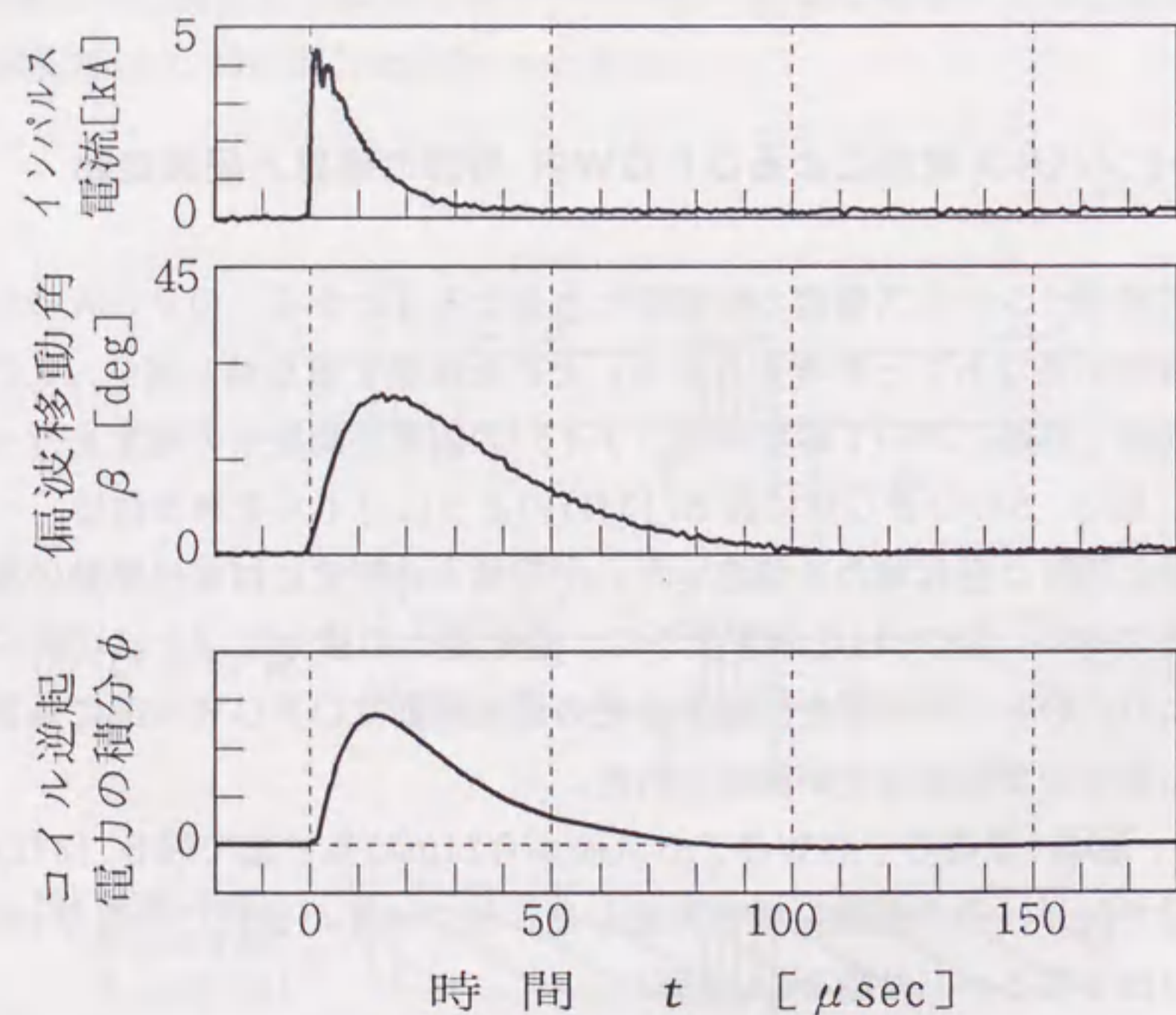


図 3.14 OPGW内部磁束と偏波変動波形

測定結果を図 3.15 に示す。偏波移動角 β の波形はログスキーコイルで測定されたインパルス電流の波形とよく一致しており、 β の立上がり時間は約 $1 \mu\text{sec}$ 、波尾の波高値から 50% 値になる時間は約 $10 \mu\text{sec}$ である。ログスキーコイルは外部にできる円周方向の磁界から電流を測定するものであり、偏波変動が外部の磁界によって発生したことが分かる。

なお、光ファイバ 24m を、OPGW に巻付けず、OPGW に平行に接触するように添架した場合、その偏波変動の大きさは巻付けた場合の 1/100 以下であり、光ファイバに垂直な磁界による偏波変動（磁気複屈折）は殆どないことも確認した。

また、インパルス電流波形と β の波形がよく一致していることから、偏波測定系の帯域は十分であり、 β による評価法も妥当であることが裏付けられる。

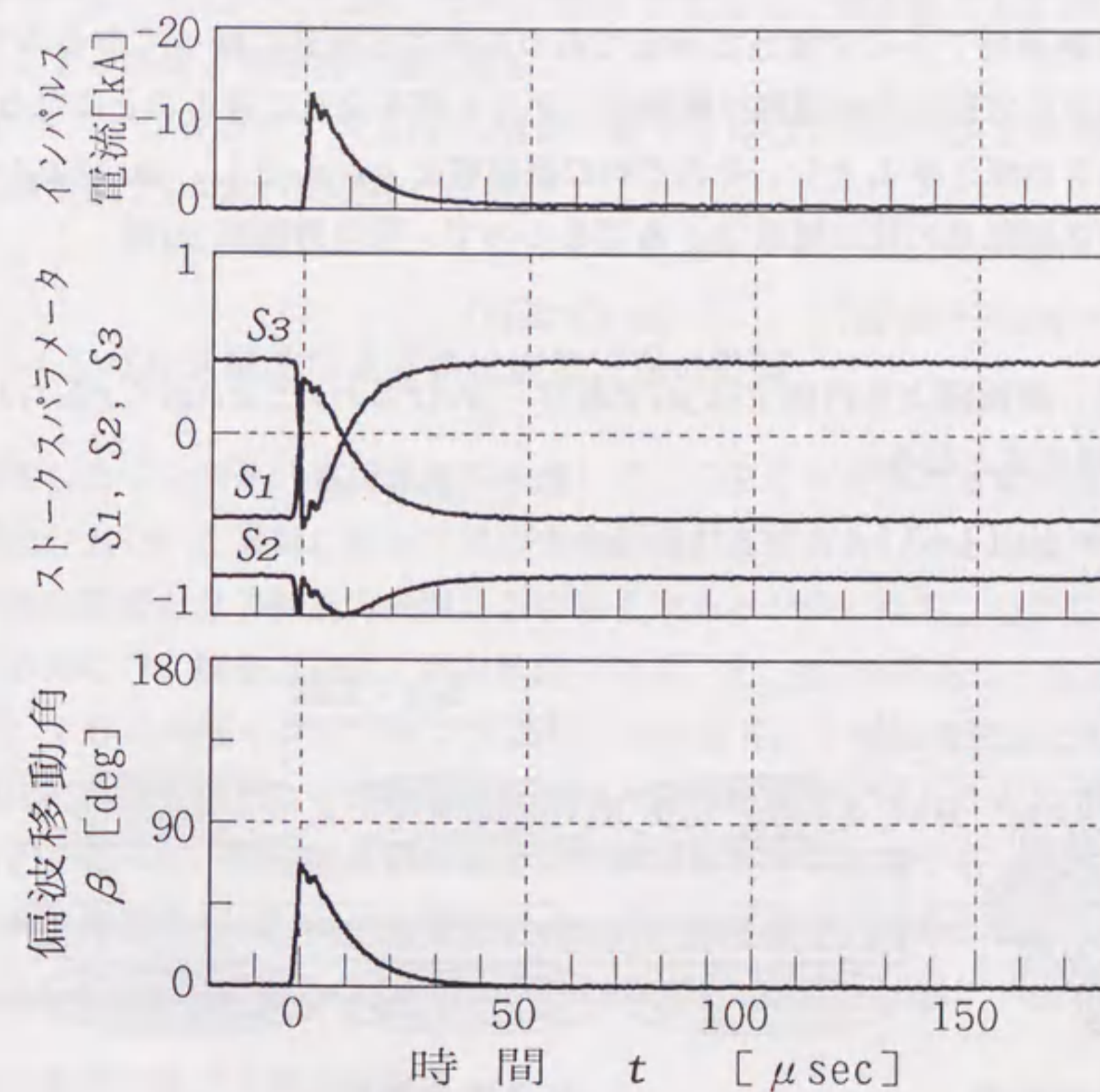


図 3.15 巻付け光ファイバの偏波変動

3.6. 偏波変動速度に対する考察

3.6.1 OPGWの形状によるLR時定数の計算

偏波変動の立上がり時間、即ち内部磁束の発生がインパルス電流の立上がり時間より遅くなる原因として、OPGWの素線の繞りに沿って流れる電流のインダクタンスが考えられる。そこで、OPGWの形状寸法からインダクタンス L と抵抗 R による時定数の概略値を求める。

電流がOPGWの素線の表面を流れるとして、OPGWの長さを Z 、外半径を r_o 、素線のよりピッチを d 、OPGWの平均の透磁率を μ_z として、 L は次式で表される。

$$L = \mu_z Z \pi r_o^2 / d^2 \quad (3-6)$$

μ_z は素線部($r_i < r \leq r_o$)とその内側($r \leq r_i$)に分けて考える。まず素線部において、1本の素線は鋼線をアルミで覆った構成であり素線は螺旋状に繞ってあるので、図3.16のように、OPGW軸方向の磁界は鋼線部とアルミ部を交互に通ることになる。鋼線の半径を Z_s 、アルミの厚さを Z_a とし、それぞれの透磁率を μ_s, μ_o とし、 $\mu_s \gg \mu_o (= 4\pi \times 10^{-7})$ とする。両者の磁路長の比は概略 $Z_s : Z_a$ であるので、平均透磁率 μ_c は

$$\mu_c = \mu_o (1 + Z_s / Z_a) \quad (r_i < r \leq r_o) \quad (3-7)$$

となる。また、素線部より内側では μ_o であり、 $\mu_o (r \leq r_i)$ と $\mu_c (r_i < r \leq r_o)$ との面積平均から、 μ_z は次式となる。

$$\mu_z = \mu_o (1 + (1 - r_i^2 / r_o^2) Z_s / Z_a) \quad (3-8)$$

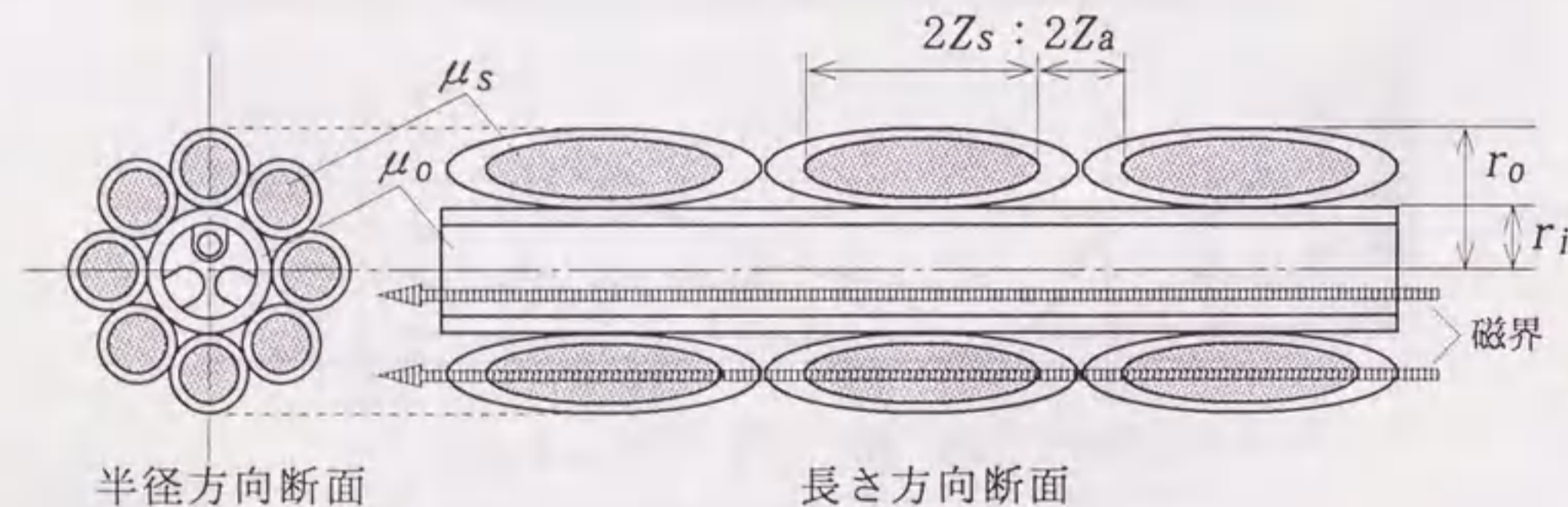


図3.16 OPGWの磁気回路

抵抗 R は、アルミの抵抗率を ρ_a 、表皮効果による表皮厚さ δ_a の範囲を導電面積とすると、

$$R = \rho_a Z / (2\pi r_o \delta_a) \quad (3-9)$$

従って、時定数 $T_B (= L/R)$ は、

$$T_B = 2\pi^2 \mu_z r_o^3 \delta_a / (\rho_a d^2) \quad (3-10)$$

となり、長さ Z に無関係になる。また、 $\delta_a < Z_a$ の時は、

$$\delta_a = \sqrt{\rho_a T_B / \mu_o} \quad (3-11)$$

を代入して T_B を求めると、次式になる。

$$T_B = 4\pi^4 \mu_z^2 r_o^6 / (\rho_a d^4 \mu_o) \quad (3-12)$$

$r_o = 5.7\text{mm}$, $r_i = 2.5\text{mm}$, $Z_c = 1.34\text{mm}$, $Z_a = 0.26\text{mm}$ とすれば、式(3-8)から、 $\mu_z = 5\mu_o$ となる。また $\rho_a = 2.83 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$, $d = 0.165\text{m}$ とすると、時定数 T_B は $20 \mu\text{sec}$ となり、偏波変動の立上がり時間と同程度の値になる。

式(3-6)から、インダクタンス L は r_o/d が一定ならばOPGWの太さに関係ないが、式(3-12)から時定数 T_B は太いほど長くなる。

3.6.2 インパルス電流による偏波変動波形の計算

次に、印加したインパルス電流波形を考慮して、OPGWを流れる電流回路を長さ方向に直進する成分 $I_r(t)$ と素線に沿って螺旋方向に流れる成分 $I_L(t)$ との並列回路とみなして、偏波変動の原因となる螺旋方向電流の波形を求める⁽¹⁷⁾。なお、OPGWの寸法は無視し、直進方向は R 、螺旋方向は L が主体的であり、 L, R は時間的に一定とする。また、 L, R の値はIGの内部インピーダンスより十分小さく、IGは電流源とみなす。実際、同じ印加電圧で電流をOPGWの片端から片端へ流した場合とOPGWの中央から両端へ流した場合とを比べて、電流波高値は後者の方が20%大きい程度であった。

インパルス印加電流 $I(t)$ は、波頭長 $T_v[\text{sec}]$ 、波尾長 $T_b[\text{sec}]$ として

$$I(t) = I_o \{ \exp(-t/T_b) - \exp(-t/T_v) \} \quad (3-13)$$

とし、上述の仮定に基づく微分方程式

$$I(t) = I_r(t) + I_L(t) \quad (3-14)$$

$$R I_r(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (3-15)$$

を解くと、 $I_L(t)$ は次式となる。

$$I_L(t) = I_0 \left\{ \frac{T_U}{T_B - T_U} \exp(-t/T_U) - \frac{T_D}{T_B - T_D} \exp(-t/T_D) + \frac{(T_D - T_U) T_B}{(T_B - T_D)(T_B - T_U)} \exp(-t/T_B) \right\} \quad (3-16)$$

$$T_B = L/R \quad (3-17)$$

上式によるインパルス電流波形 $I(t)$ と螺旋電流成分 $I_L(t)$ を図 3.17 に示す。 LR 時定数 T_B は $5 \sim 50 \mu\text{sec}$ で変化させた。 $I_L(t)$ は L による逆起電力によって徐々に増大し、電流変化がなくなる波高値の時点で $I(t)$ と交わり、それ以降は逆起電力が反転して $I(t)$ を上回りながら徐々に減衰する。

図 3.17 の $I_L(t)$ を図 3.6 の偏波移動角 β の測定結果と比較すると、 $T_B = 15 \sim 20 \mu\text{sec}$ の時の波形とよく一致している。

図 3.17 の $I_L(t)$ の波形に対し、図 3.9 で定義した立上がり時間 T_P を求めると、 $T_B = 15 \mu\text{sec}$ で $T_P = 11.4 \mu\text{sec}$ 、 $T_B = 20 \mu\text{sec}$ で $T_P = 12.7 \mu\text{sec}$ になる。図 3.10 の測定結果では $T_P = 12 \mu\text{sec}$ であったが、それに当てはまる波形は $T_B = 17.5 \mu\text{sec}$ になり、式 (3-12) で OPGW の仕様から算出した時定数と概ね一致した。

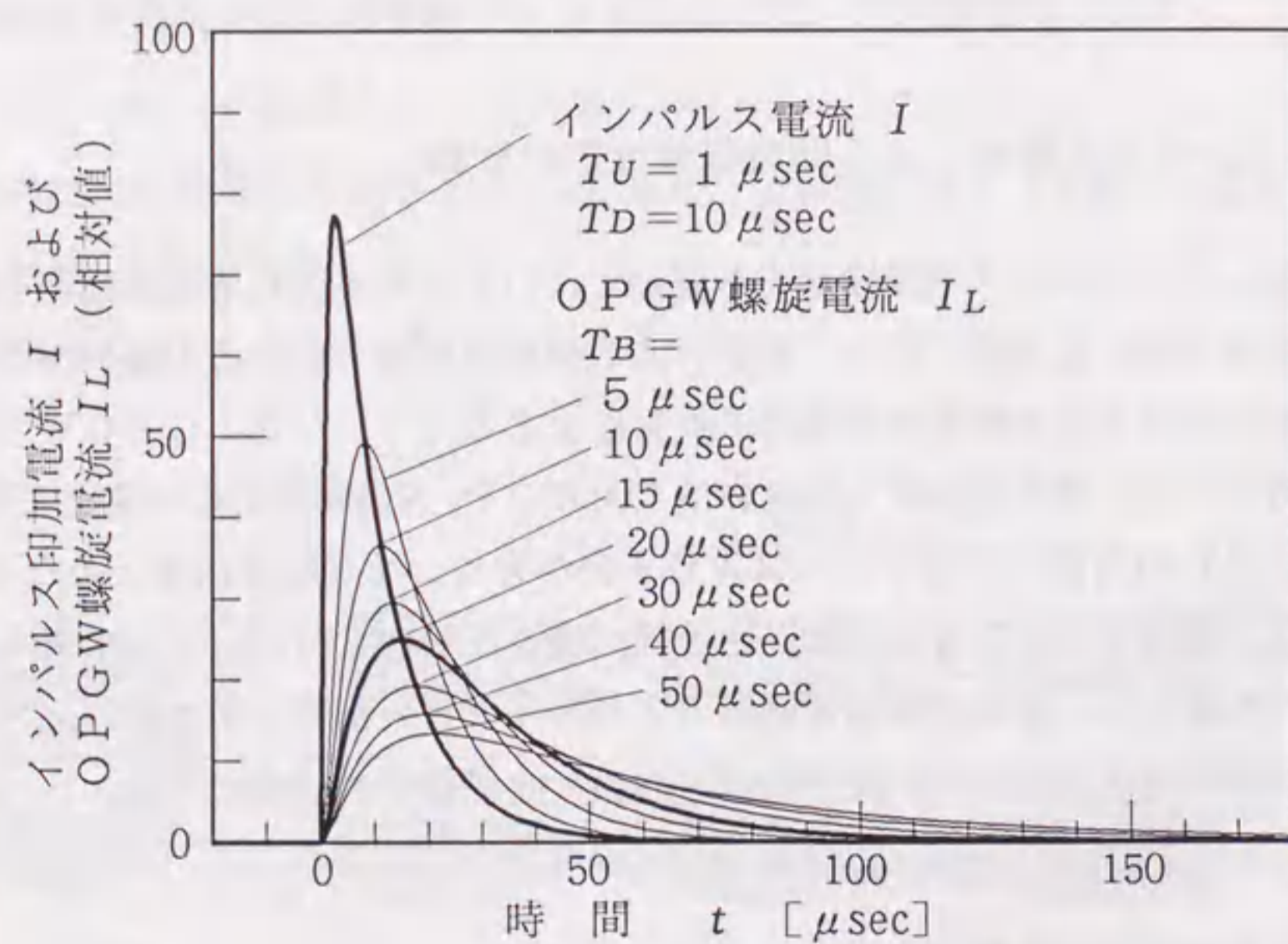


図 3.17 インパルス電流による OPGW 螺旋方向電流成分の計算結果

3.6.3 OPGW を流れるインパルス電流の方向

最後に、これまでの測定結果から螺旋方向電流を推定し、前節の計算結果の妥当性を示すとともに、インパルス電流が OPGW をどのように流れるのかを考察する⁽¹⁸⁾。

図 3.12 の交流電流 (50Hz) に対する測定結果から 1 kA 当りの偏波移動角 β を求めると、 16.6deg/kA となる。交流電流は上述の時定数 T_B と比べて周期が十分長いので、この値は定常状態での偏波移動角とみなせる。

一方、図 3.6 のインパルス電流に対する測定結果において、電流波高値 1 kA 当りの β の波高値は、 4.54deg/kA となるが、 β が波高値となる $15 \mu\text{sec}$ の時点のインパルス電流瞬時値 (4.81 kA) でみると 15.4deg/kA となり、交流での値とほぼ一致する。

この理由は、 β がピークの時点では内部磁束変化が 0 なのでインダクタンス L の効果がなくなり、定常状態と同じ電流方向にあるためと考えられる。

そこで、図 3.6 の偏波移動角 β の測定波形を図 3.12 の定常状態で得られた β の変化率 16.6deg/kA により電流値に換算すると、図 3.18 のようになる。ここで、ログスキーコイル

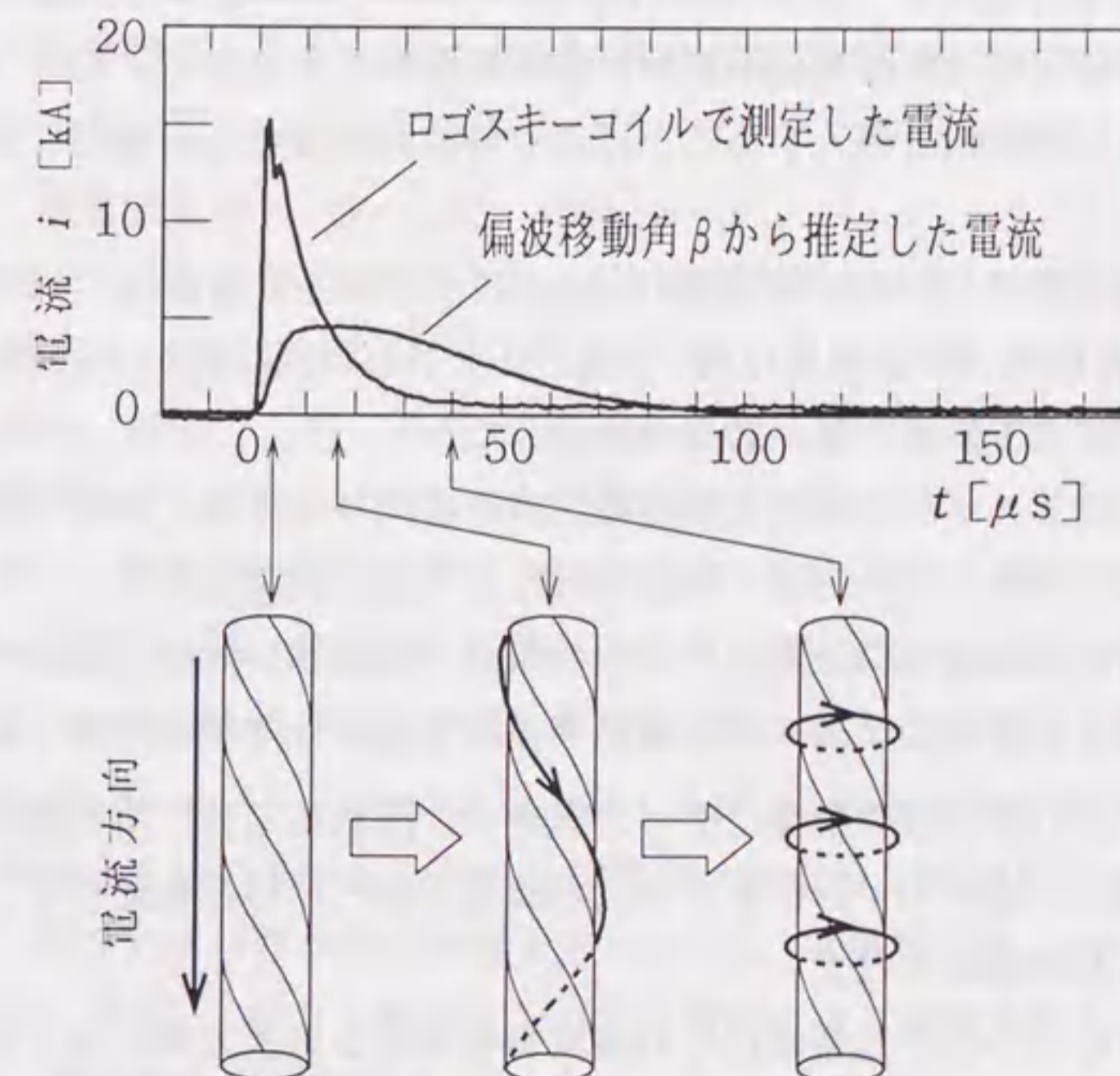


図 3.18 偏波変動特性から推定した OPGW を流れるインパルス電流の方向

ルはOPGWの長さ方向に進む電流のみ検知するのに対し、 β はOPGWを流れる電流の円周方向成分にのみ感応する。

従って、この2つの電流波形はそれぞれ長さ方向、円周方向を反映することから、OPGWを流れる電流の方向は時間とともに同図の下に示すように移行することになる。即ち、インパルス印加直後では内部磁束増加を抑える逆起電力が発生するため電流は直進するが、 β の波高値付近では、電流はほぼ素線方向に流れ、円周方向成分は最大となる。その後は反対に内部磁束減少を抑える逆起電力が発生するため円周方向の電流成分が遅れて減衰すると見ることができる。

3. 7. まとめ

本章では、OPGWを流れる電流による偏波変動特性およびその発生過程を実験的、理論的に明らかにした。主な結果を要約すると以下のとおりである。

- (1) OPGWの素線のよりに沿って螺旋状に流れる電流がOPGW内部に長さ方向の磁界を発生させ、ファラデー効果による偏波変動を引き起こすことを予測した。
- (2) OPGW直撃雷を想定して長さ200mのOPGWにインパルス大電流を加えて偏波変動を測定した。測定には広帯域の偏波解析装置を用いるとともに、ポアンカレ球上の偏波移動角 β による評価法を導入することにより偏波変動特性を定量的に評価することが可能となった。
- (3) 波高値16kA、波頭長1 μ sec、波尾長10 μ secのインパルス電流に対してOPGW(長さ200m)の偏波移動角 β の波高値は約70deg、立上がり時間は約12 μ secとなり、インパルス電流波形と比べて変化が遅いことが判明した。
- (4) 一方、巻付け光ファイバの偏波変動は電流波形と同じであり、偏波変動の原因となる磁界の発生形態がOPGWの内部と外部で異なることが検証された。
- (5) 偏波変動の遅れの原因についてOPGWの電流が螺旋状に流れる際のインダクタンスからその時定数を計算した結果、偏波移動角 β の立上がり時間と概ね一致した。

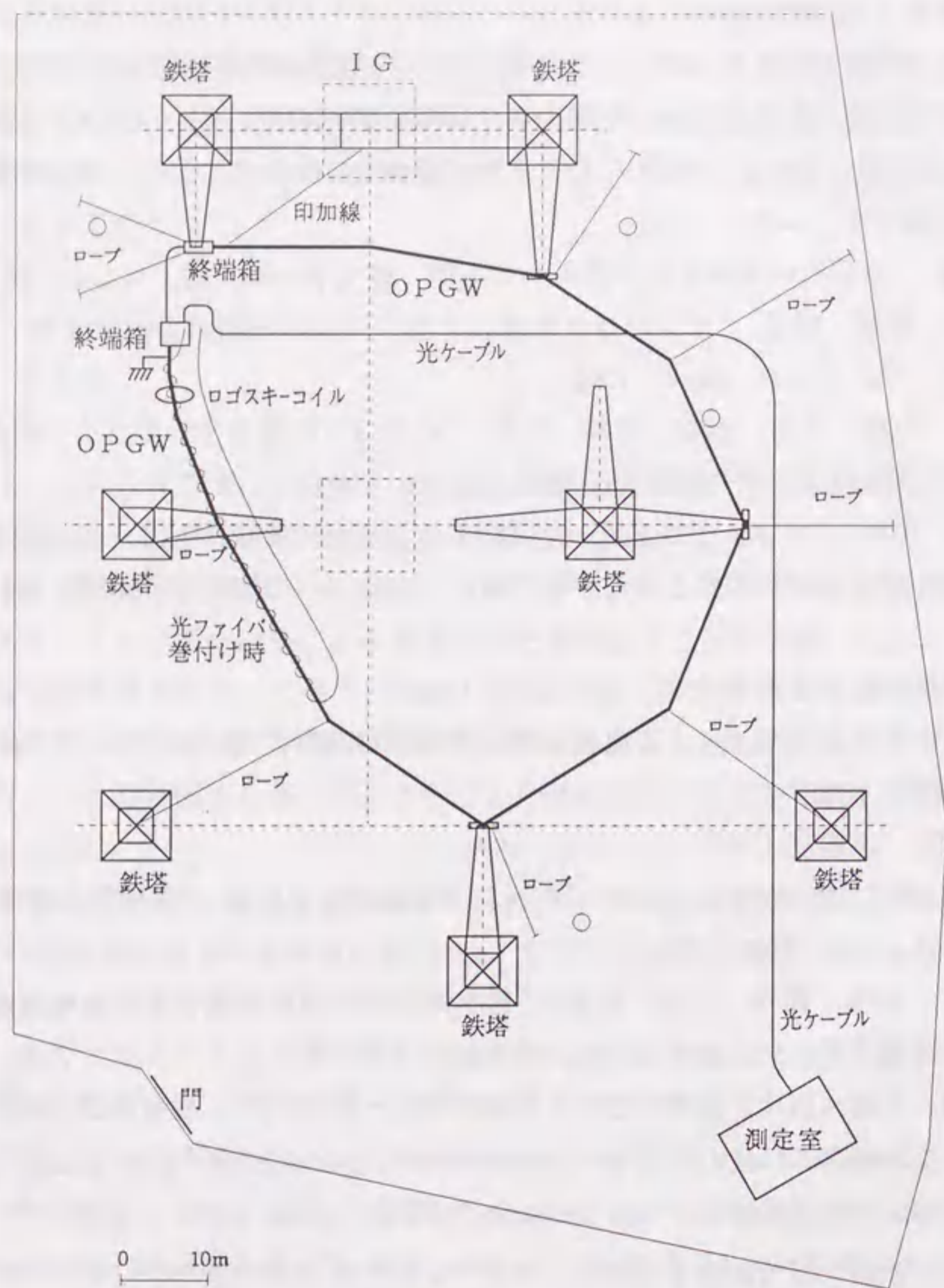
以上の結果から、OPGWの素線に沿って螺旋状に流れる電流により偏波変動を生ずるが、インパルス電流ではそのインダクタンスが螺旋方向への移行を遅らせ、偏波変動速度を制限していることが解明された。

これにより、コヒーレント光通信などの偏波を利用する伝送方式に対して偏波対策に必要な速度を予測することが可能となった。

次章では、実フィールドのOPGWにおいて実際の落雷による偏波変動の観測を行う。

第3章の参考文献

- [1] 黒野, 伊澤, 栗原, "光コヒーレント通信の磁界影響に関する基礎検討", 電気学会全国大会, No. 465, 1994
- [2] 黒野, 伊澤, 栗原, "コヒーレント光通信への電磁界の影響と対策(その1) - 電磁界の影響に関する基礎実験", 電力中央研究所研究報告, No. R93008, 1994
- [3] 伊澤, 大衡, 五十嵐, 堀間, "OPGWの偏波変動特性について" 電子情報通信学会秋期全国大会, B-571, 1991
- [4] 上之園, "雷研究の動向と近い将来への期待", 電気学会論文誌, Vol. 111-B, No.1, 1991
- [5] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動" 電気学会論文誌, Vol. 116-C, No. 6, 1996
- [6] 藤崎, 大前, 泉対, 水谷, 宮崎, 山本, "OPGW区間を含む実ライン偏波変動の測定", 電子情報通信学会秋期全国大会, B-395, 1989
- [7] 栗原, 黒野, "光ファイバを用いた高能率情報収集方式(その1) - 分布型センサの電流・電圧測定原理の開発と測定性能の検討", 電力中央研究所研究報告, No. R184044, 1985
- [8] 電気学会編, "送配電工学", オーム社, 1983
- [9] 耐雷設計基準委員会, "送電線耐雷設計基準要綱", 電力中央研究所研究報告, No. 71037, 1971
- [10] 家田他, "高電圧工学", オーム社, 1981
- [11] 今崎, 原田, 宮本, 中井, 山中, "パルス大電流の測定技術", 電気学会高電圧研究会, No. HV-81-55, 1981
- [12] 三宅, 岸嶋, 鈴木, 三谷, 高島, "日本海沿岸における冬季雷の雷撃電流特性", 電気学会論文誌 Vol. 110-B, No. 11, 1990
- [13] 小瀬, 斉藤, 田中, 辻内, 波岡, "光工学ハンドブック", 朝倉書店, 1988
- [14] R. C. Madge, S. Barrett, H. Grad "Performance of optical ground wires during fault current tests," IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 4, No. 3, 1989
- [15] M. Kurono, K. Isawa, M. Kuribara "Transient state of polarization in optical ground wire caused by lightning and impulse current" SPIE Symposium Vol. 2873, 1996
- [16] 岡田他, "光ファイバ複合架空地線とその応用", 電気学会誌, Vol. 107, No. 2, 1987
- [17] 黒野, 伊澤, 栗原, "OPGWのインパルス電流による偏波変動とコヒーレント光通信の実験", 電気学会通信研究会, CMN-94-87, 1994
- [18] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動発生過程に関する実験的考察", 電気学会全国大会, No. 548, 1995



OPGW伝搬光の落雷による偏波変動の実測とその一考察

4.1. まえがき

既設の光ファイバ伝送路を大容量化し有効利用する一手法としてコヒーレント光通信や偏波多重などの偏波を問題あるいは利用する伝送方式が考えられるが、これを電力特有の伝送路であるOPGW(光ファイバ複合架空地線)に適用するためには、OPGW伝搬光の電磁界や落雷による偏波変動特性を解明する必要がある。

前章において、短尺(長さ200m)のOPGWにインパルス電流(16kA)を加えた実験を行い^(1, 2)、OPGWの素線の縷りに沿って螺旋状に流れる電流がOPGW内部に磁界を発生し、ファラデー効果による偏波変動を引き起すことを解明した。また、その際のインダクタンスが偏波変動速度を抑制することを示した。

このことから、実フィールドのOPGWでは、送電線からの誘導電流や雷撃によってOPGWに電流が流れ、偏波変動が発生すると考えられる。特に落雷はOPGWの架空地線としての役割から頻繁に発生するものと考えられる。これらの原因による偏波変動は、一般の光ケーブルで観測される温度変化や振動による偏波変動と比べて非常に高速な変動になるものと予想されるが⁽³⁾、観測例はあまりなく^(4, 5)、特に雷撃電流に対する測定例はない。

本章では、実際のOPGWにおいて、様々な周期における偏波変動特性を測定し、常時および落雷時の偏波変動の発生要因と影響度合について考察を行った⁽⁶⁾。常時の偏波変動については、系統周波数から日周期にわたる変動について測定するとともに、落雷時の偏波変動については、まず検出された偏波変動が落雷によるものであることを、落雷位置標定システム(LLS; Lightning Location System)の観測結果と比較することにより検証し、更に落雷地点の偏波変動特性への影響について考察した⁽⁷⁾。また、偏波変動測定の落雷監視への応用可能性について述べる。

4. 2. 測定方法

4. 2. 1 偏波変動量の評価方法

偏波状態は光を電磁波としてみた時の電界の振動面であり、図4.1(a)に示すように、偏波主軸角 θ と楕円率角 ϵ 、また同図(b)に示すようにストークスパラメータ S_1, S_2, S_3 で表され、それぞれ水平直線偏波、45°方向直線偏波、右回り円偏波の成分に対応する。ストークスパラメータと偏波主軸角、楕円率角との関係は次式によって表される。

$$\tan 2\theta = S_2/S_1 \quad (-\pi/2 < \theta \leq \pi/2) \quad (4-1)$$

$$\sin 2\epsilon = S_3 \quad (-\pi/4 \leq \epsilon \leq \pi/4) \quad (4-2)$$

単色光で偏波検出帯域が偏波変動速度より広い場合は、

$$S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 = 1 \quad (4-3)$$

であり、 $[S_1, S_2, S_3]$ を直交座標とするポアンカレ球で表示される。

ここでは、偏波変動の大きさの時間変化を定量評価するために、第3.3章でも定義したように、図4.1に示すポアンカレ球上の偏波移動角 β を用いる⁽¹⁾。即ち β は基点となる偏波状態 S_{10}, S_{20}, S_{30} と測定された S_1, S_2, S_3 に対して、次式で表す。

$$\beta = 2 \cdot \sin^{-1} (\sqrt{(S_1 - S_{10})^2 + (S_2 - S_{20})^2 + (S_3 - S_{30})^2} / 2) \quad (0 \leq \beta \leq \pi) \quad (4-4)$$

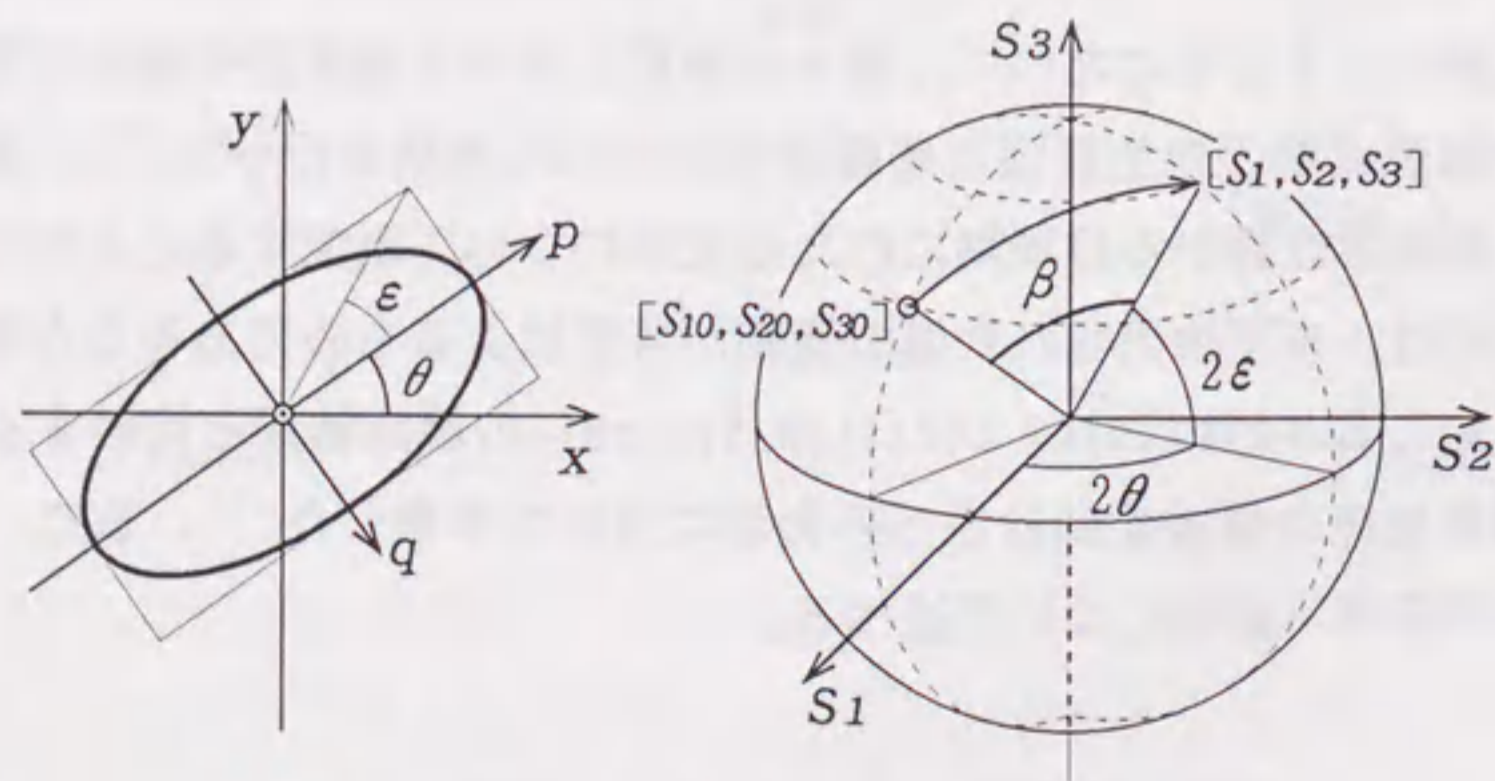
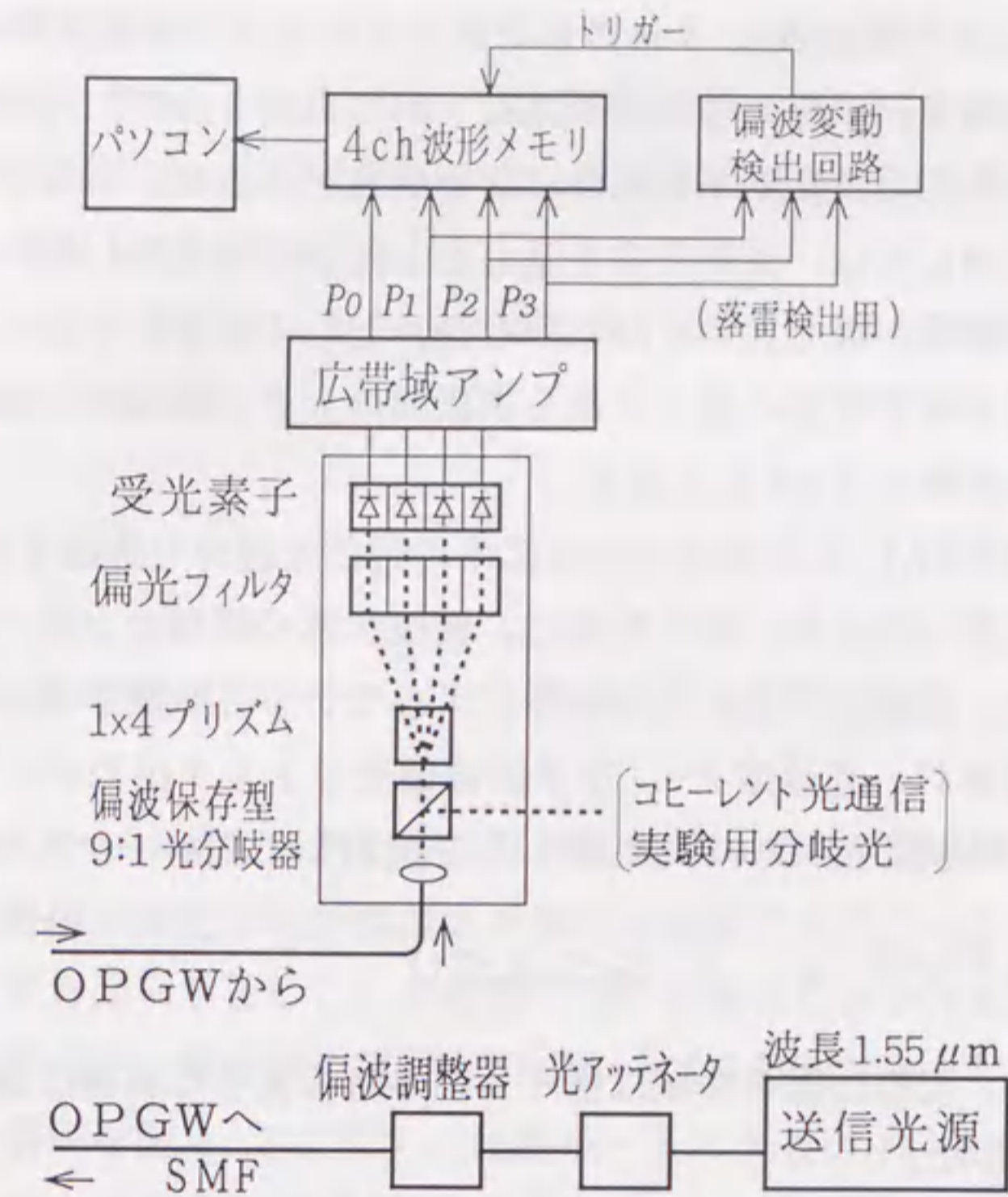
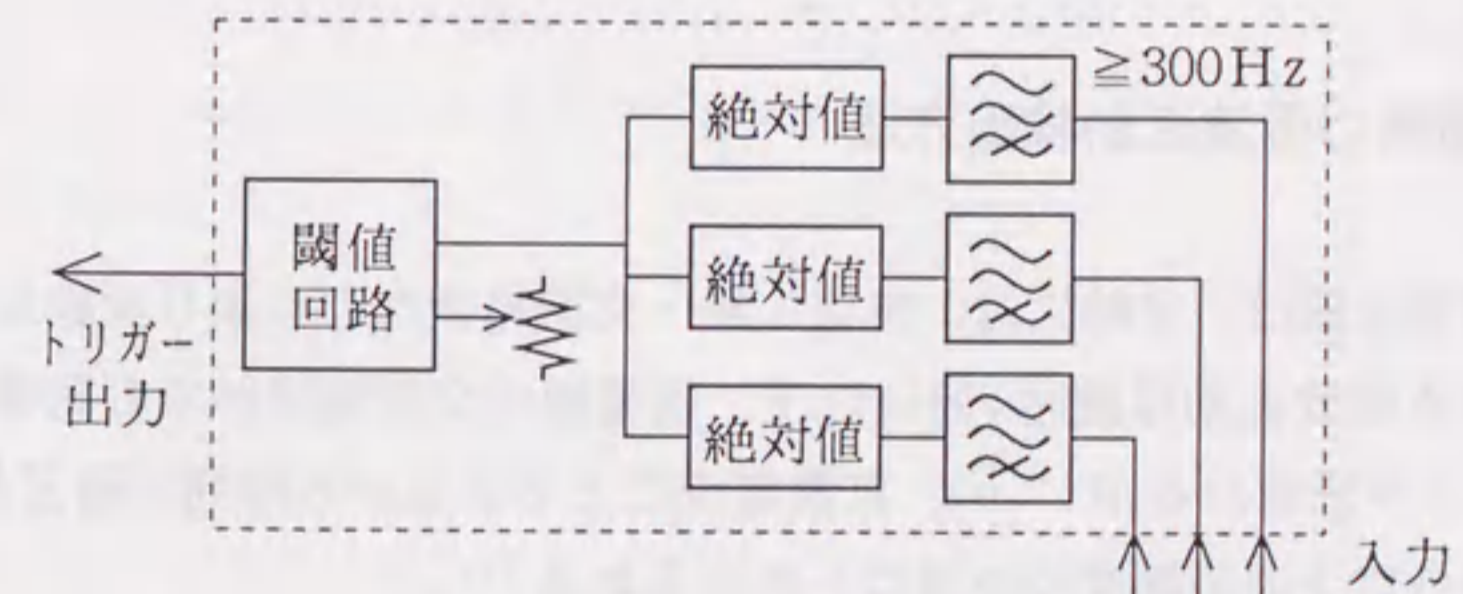


図4.1 偏波状態の記述方法



(a) 光送受信系および偏波測定系



(b) 偏波変動検出回路

図4.2 偏波測定系および偏波変動検出回路の構成

但し、前章では、 β の基点 S_{10} , S_{20} , S_{30} が安定しており、偏波変動が1方向であったため、インパルス印加直前の偏波状態を基点とすれば良かったが、今回のフィールド測定では基点が変動し、また偏波変動が振動性になる場合があった。 β は正の値しかとれないので振動性の変動に対しては、変動直前を基点とした β では表現し難い。このため、波形を取込んだ後、 β の振幅が最も大きくなる所を基点として表すこととした。例えば、交流電流のような振動性の偏波変動の場合は最も振動幅の大きい両端の一方を基点とする。以降、交流電流周期の変動は β_{AC} として表す。

光送受信系の構成を図4.2に示す。光は図中の送信光源から送出され(波長 $1.55\mu\text{m}$)、OPGWを経由して戻ってくる。戻った光は、偏波状態の観測とコヒーレント光通信実験とを同時に行うため、偏波保存型の光分岐器によって2つに分岐する。偏波観測用に分岐した光は更に4等分され、光強度 P_0 、水平直線偏光フィルタ出力 P_1 、 45° 直線偏光フィルタ出力 P_2 、右回り円偏光のフィルタ出力 P_3 を検出し、ストークスパラメータを

$$S_{1,2,3} = 2 \frac{P_{1,2,3}}{P_0} - 1 \quad (-1 \leq S_{1,2,3} \leq 1) \quad (4-5)$$

の関係により求める。光検出器の帯域は雷インパルスのような高速な偏波変動に追従できるように10MHzとした。

偏波変動の観測と同時にコヒーレント光通信のフィールド試験も行ったが、それについては第5章で述べる。

4.2.2 落雷時の偏波変動検出方法

OPGWの偏波状態は、常時には、気温・風・交流電流などにより変動している。気温や風の振動による偏波変動は概略10Hz以下、送電線の交流電流からの誘導による偏波変動は60Hz以下と予想されるが^(4, 5)、落雷電流による立上がり時間は殆どが数msec以下であり、数100Hz以上の振動成分を持つと考えられる⁽⁷⁾。

そこで、図4.2(b)に示すように、偏波変動検出回路を設け、落雷時の高速な偏波変動を自動的に検出してデジタルオシロ(波形メモリ)にトリガー信号を与えるようにした。同回路では、交流電流の数次の高調波までを考慮して、 P_1 , P_2 , P_3 の300Hz以下の信号成分をカットする。落雷によって偏波変動が発生した場合には、 P_1 , P_2 , P_3 の少なくとも1つの信号が大きく変化するが、2つがあまり変化しない場合や、互いに相殺する方向

に変化する場合があり得るので、3つの信号振幅の絶対値を合成することにより検出信号を得る。偏波変動が検出され、トリガー信号が波形メモリに送られると、波形メモリに波形データが一旦記憶される。パソコンからは波形メモリへの新規データの入力を監視し、その都度、波形データをパソコンのハードディスクに取込み、取込み後に波形メモリをリセットして次のトリガ入力へ待機する。

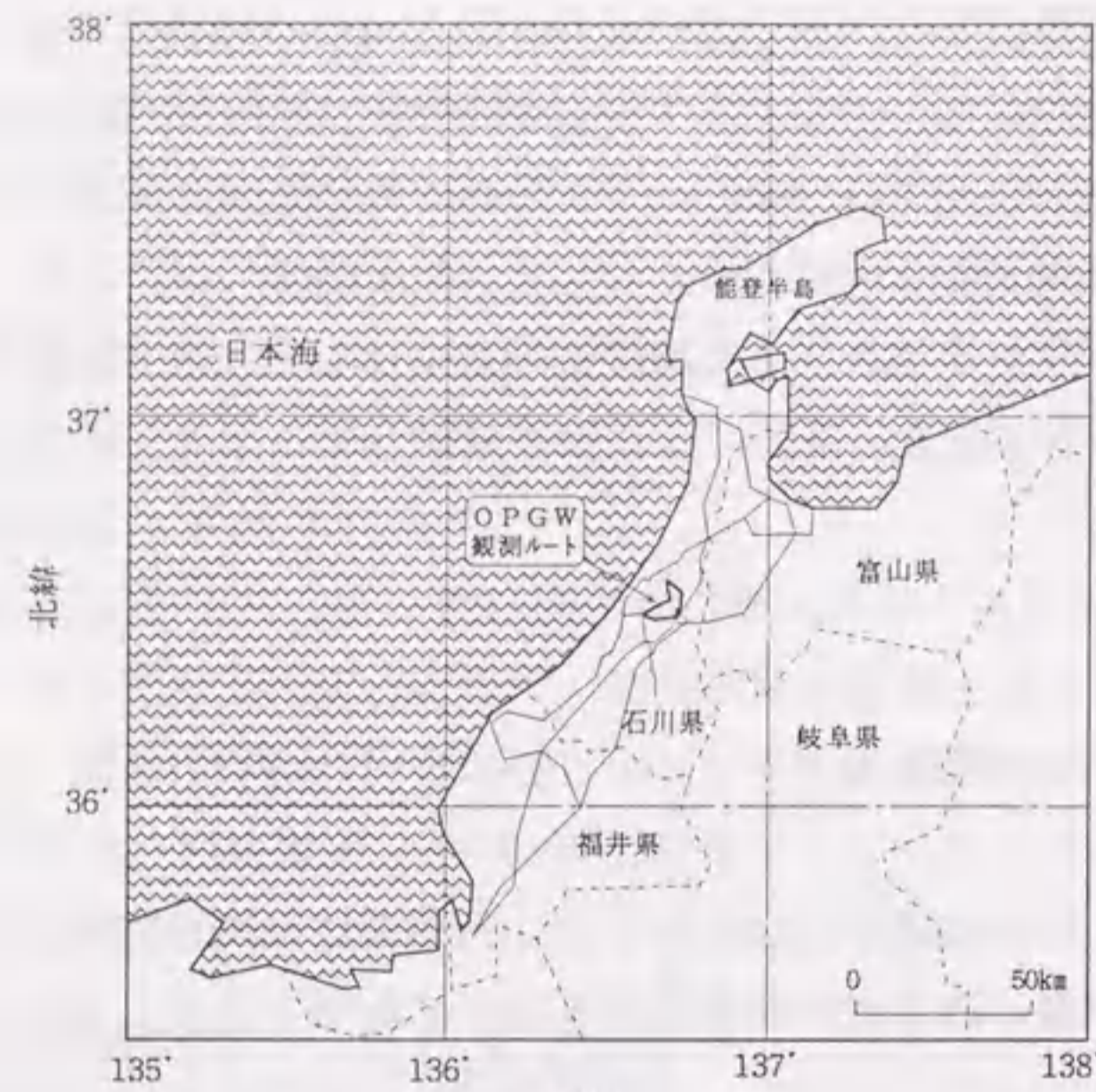
以上の構成で、トリガ送信レベルを適度に調整することにより、殆ど誤動作なく偏波変動波形を取込むことができた。

4.2.3 OPGWの観測ルート

OPGWの観測ルートの選定にあたっては、落雷が比較的多い地域で、なるべくループ構成がとれ、伝送距離が測定器の許容損失を満たす距離であることを条件に選定した。

この条件を満足するルートとして、北陸電力(株)の協力により、石川総合制御所管内の加賀変電所、御所変電所、南金沢変電所を結ぶループを観測対象とした。

OPGWルート構成を図4.3に示す。観測ルートの亘長は約40kmであり、測定器は加賀変電所に設置している。OTDR(Optical Time Domain Reflectometer)により、このルートの光ファイバ全長と伝送損失を測定した結果、波長 $1.55\mu\text{m}$ の光による測定で、全長が41km、伝送損失は23dBであった。これより、このルートにおいて偏波変動の測定(帯域10MHz、精度5%)に必要な受光レベル(-28dBm)が確保できることを確認した。



(a) 全体図



(b) 詳細図

図4.3 OPGW観測ルート

4.3. 常時の偏波変動測定結果

4.3.1 交流電流周期の偏波変動波形

常時には系統周波数と同じ60Hzの偏波変動が観測された。図4.4にその波形例を示す。同図(a)では観測されたストークスパラメータとともに式(4-1), (4-2)および式(4-4)で算出した偏波主軸 θ , 楕円率角 ϵ および偏波移動角 β も示す。3つのストークスパラメータの波形をみると振動の位相がずれており、ポアンカレ球で示すと同図(b)のようになる。この原因としては、光ファイバ中のわずかに存在する複屈折によって偏波状態の変化方向が異なることおよびOPGWに誘起された電流の位相が場所によって異なることが影響していると考えられる。

この偏波変動の大きさは1分以上安定して発生している場合が多いが、日時や偏波の振動中心の位置によって振幅が変化することが認められた。

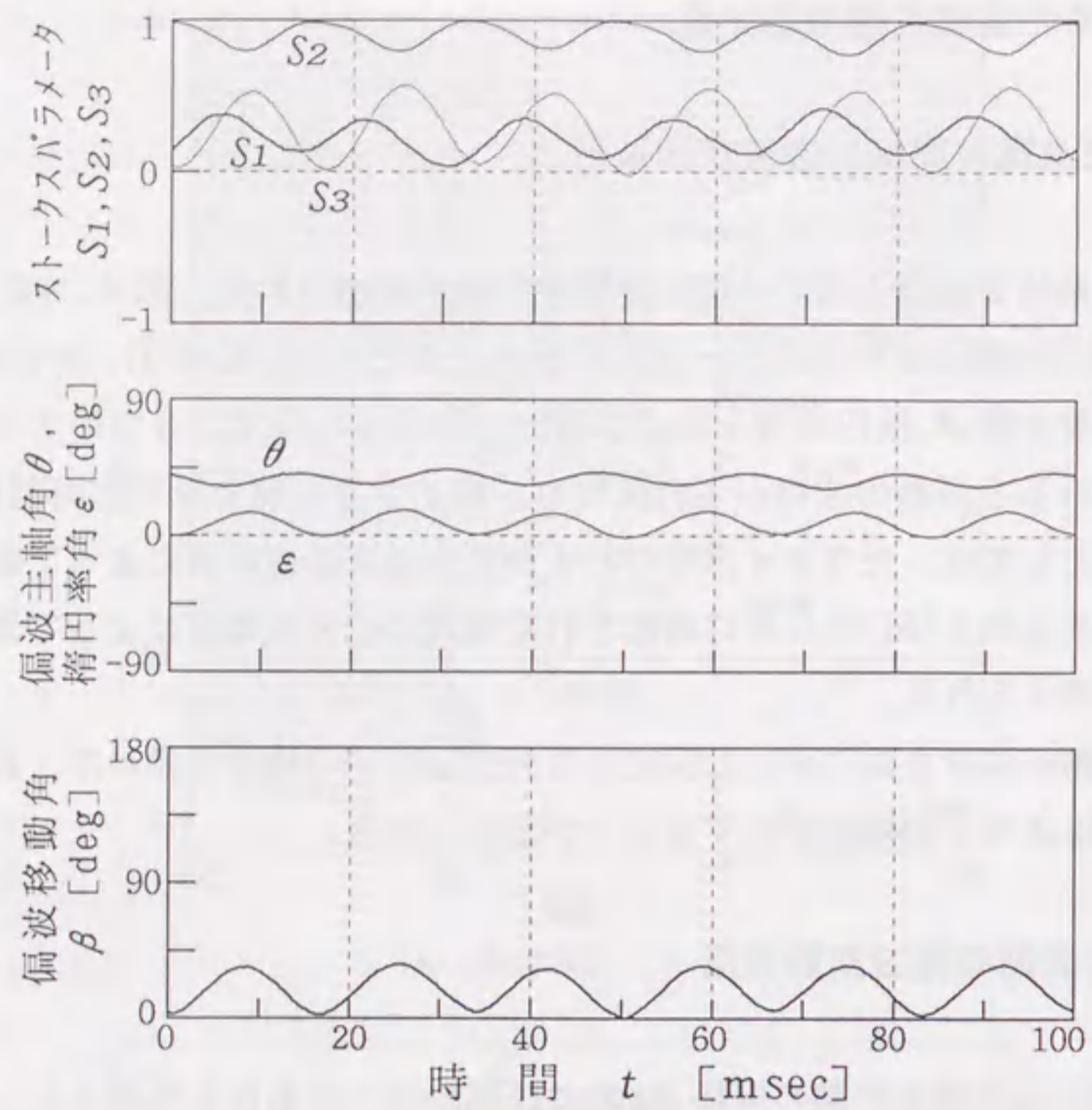
4.3.2 日周期の偏波変動波形

図4.5は60Hzの偏波変動の振幅 β_{AC} および振動中心にあたる平均ストークスパラメータ(交流周期で平均化)を2日間にわたって測定した結果である。 β_{AC} の測定方法は15分毎に偏波変動波形(50msec分)を取込み、ポアンカレ球上の最大幅を算出した。また同図には、気温およびOPGW観測ルートの一部にあたる南金沢線と御所線(どちらも154kV, 2回線)の送電電流値も示す。この電流値は加賀変電所の電流計および潮流図から算出した。

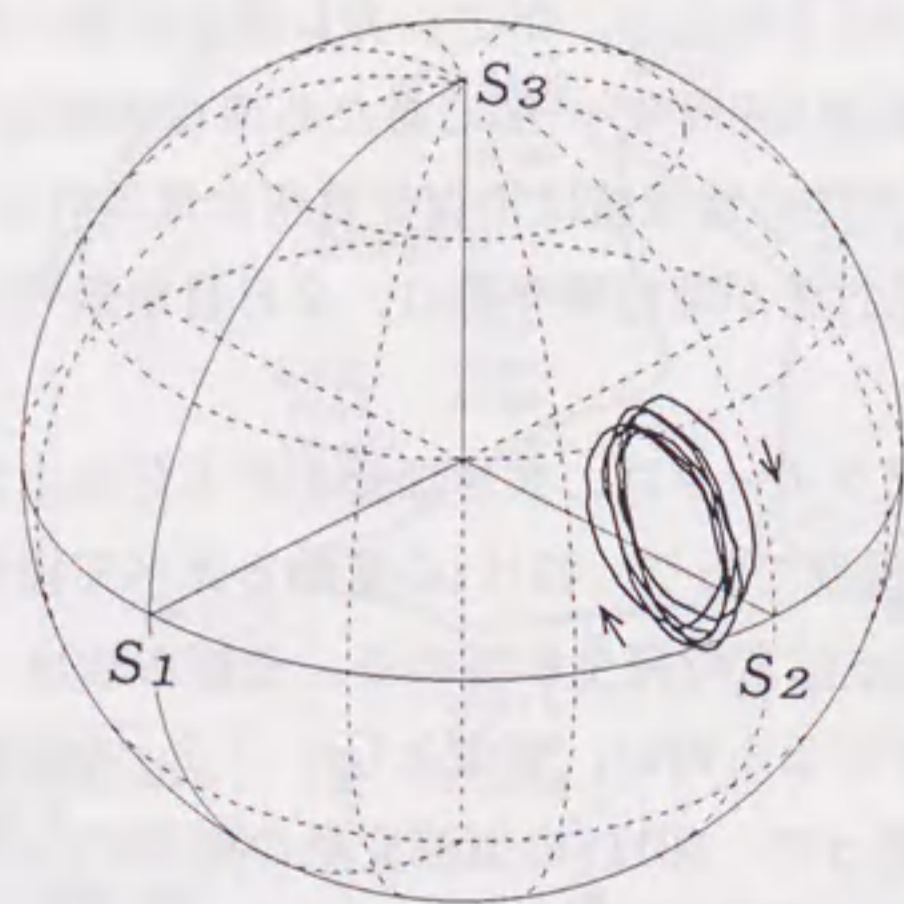
この測定期間の天候は1日目が晴れ時々曇り、2日目が曇り時々雪であり、この期間中には雷は全くなかった。

同図の平均ストークスパラメータは、大きな変化が1分以上の周期であり、1秒以下の周期の変化は最大でも0.1程度であり、60Hzの変動と比べて緩やかな変化である。

偏波変動の60Hz成分 β_{AC} は常時発生している。上述の理由(偏波状態等による振動幅の差異)によりばらつきがあるものの、全体として、 β_{AC} の振幅は送電線の電流の大きさに依存する傾向がある。従って、60Hzの偏波変動の原因の1つとして送電線の電流の電磁誘導が考えられる。観測された β_{AC} の最大値は40degであった。送電線の3相間で磁界がある程度相殺されていると考え、地絡事故時のように零相電流が流れる場合には更に大きな偏波変動になる可能性がある。



(a) 時間特性



(b) ポアンカレ球表示

図4.4 常時のOPGW伝搬光の偏波変動波形例

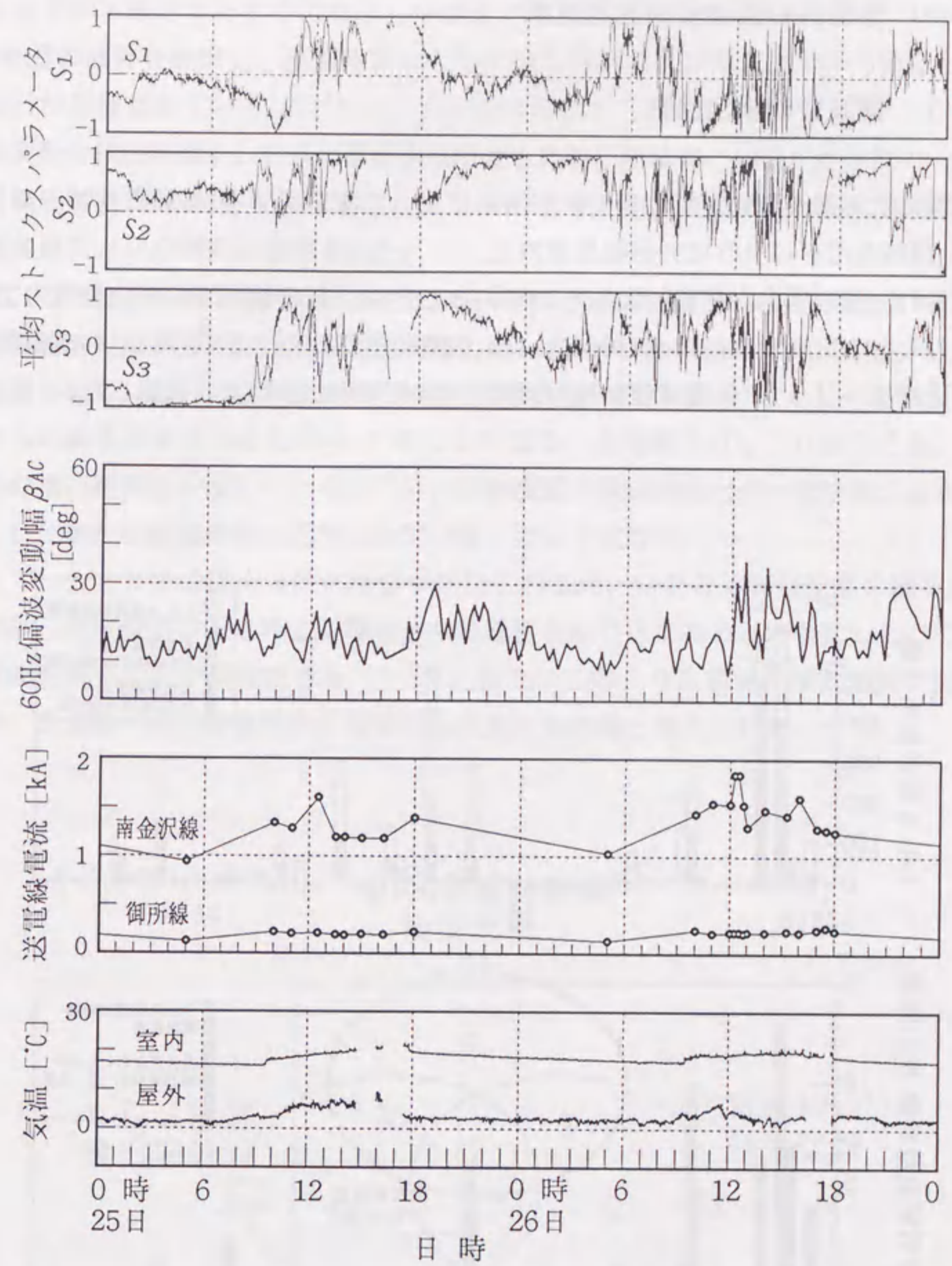


図4.5 OPGW伝搬光の偏波状態、60Hz偏波変動幅、温度、送電線潮流の測定結果 (1995/1/25~26)

4. 4. 落雷時の偏波変動測定結果

4. 4. 1 偏波変動検出回数

落雷による偏波変動が偏波変動検出回路によって測定期間中(1994/11/29~1995/1/5および1995/1/24~2/16)に51回検出された。

検出された偏波変動が落雷によるものであることを、その検出時刻が北陸電力で測定しているLLS (Lightning Location System; 落雷位置標定システム)^(8, 9)の落雷検出時刻および送電線トリップ(保護装置動作)の時刻と照合することにより確認した。

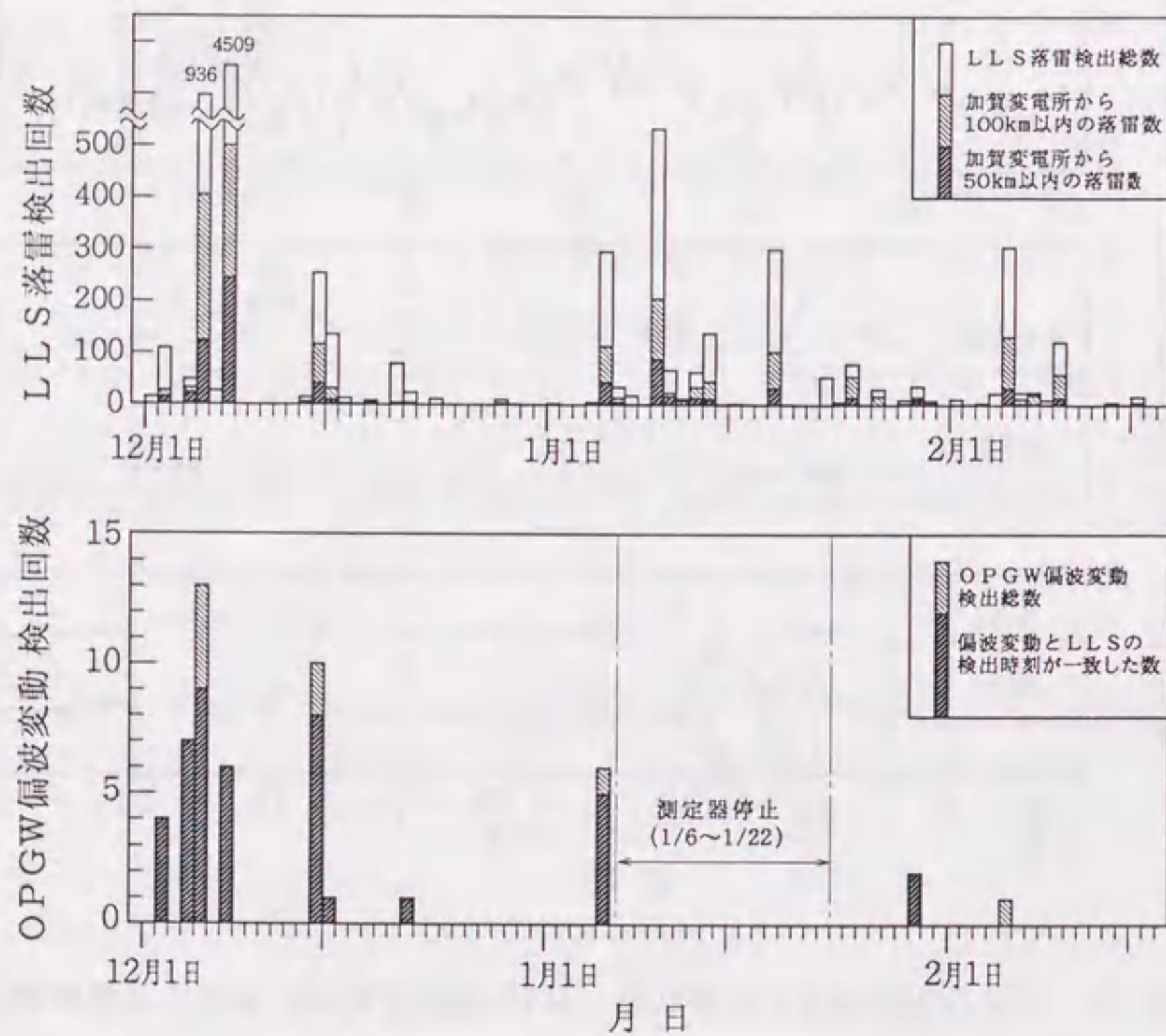


図4.6 LLSの落雷検出回数とOPGW伝搬光の偏波変動検出回数との日別比較

LLSは雷が発生する電磁波の方向を3~4カ所の方向検出局で同時に観測することにより落雷位置を標定するものであり、本装置では東経134~139°,北緯34~39°(約500km四方)の範囲の落雷を検出し、落雷位置とともに検出時刻および電波強度から算出した雷電流値などが記録されている^(10, 11)。

偏波変動の検出時刻をLLSの落雷検出時刻と比較した結果、43個が秒単位で一致した。日別にまとめた結果を図4.6に示す⁽¹²⁾。これより、概ね落雷の多い日に偏波変動が多く検出されるという相関が確認された。

また、石川総合制御所管内の能登半島地方を除いた送電線トリップ(送電線への落雷等により短絡や地絡が発生し送電を停止すること)の回数は11回あり、その発生時刻(分単位で記録されている)と偏波変動検出時刻とは10例が一致した。

これらの結果をまとめると図4.7のようになる。送電線トリップ11回のうち、8回がLLSの検出時刻と一致しているが⁽¹³⁾、偏波変動の検出時刻との一致を加えると11例全部がLLSまたは偏波変動のどちらかで一致したことになる。

従って、LLSでは膨大な数の落雷が検出されるが、OPGW偏波変動の観測により、その中から送電線やOPGWに影響を与える落雷を絞り込まれるとともにLLSの逃した雷撃事故を補うことが期待できる^(14, 15)。また、このような観測を複数地点で行うことにより、送電線への落雷監視や落雷標定の支援にも有用と考えられる。

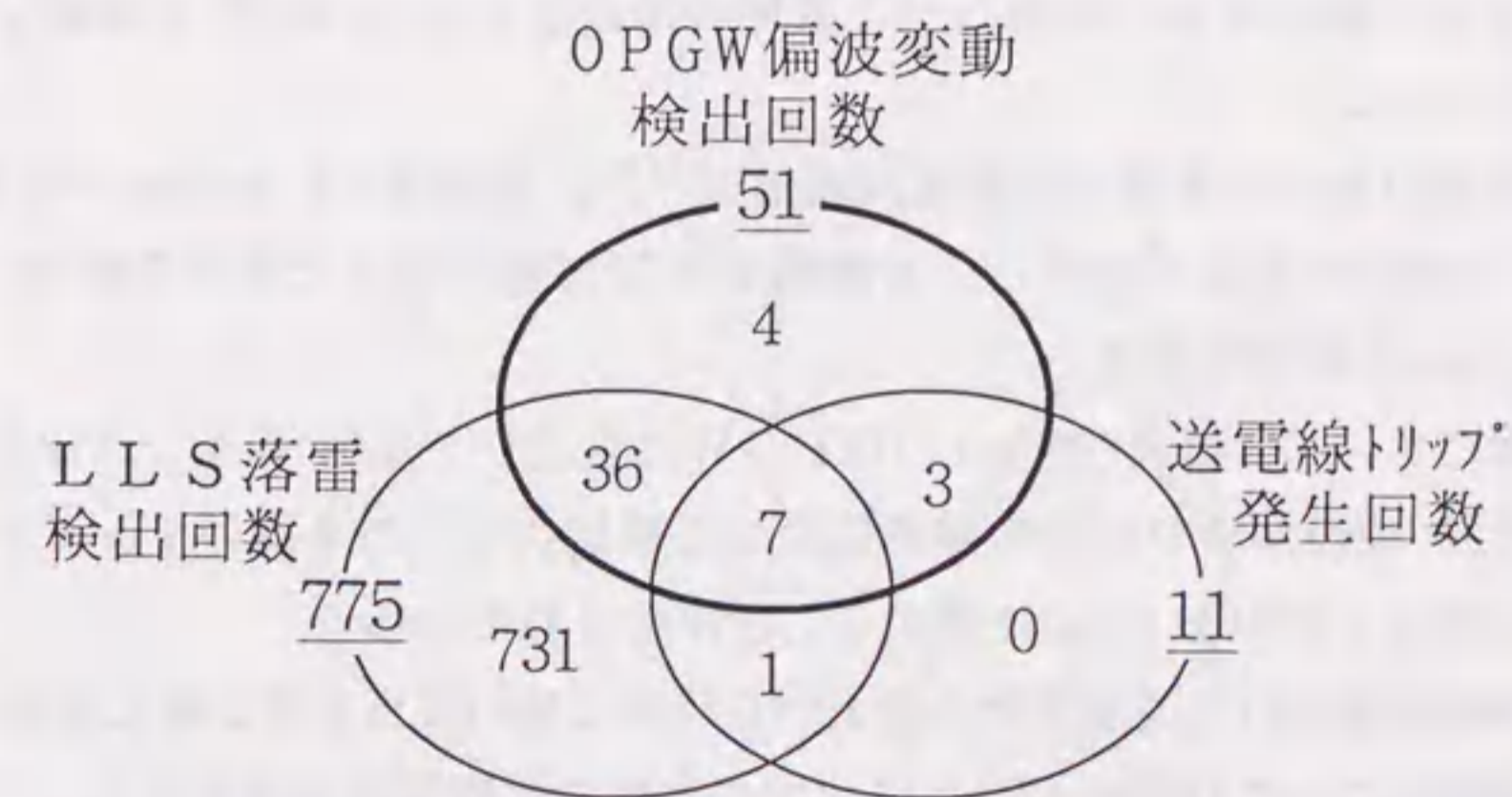


図4.7 OPGW偏波変動とLLS落雷検出、送電線トリップとの同時発生回数

4.4.2 偏波変動波形

落雷によるOPGW伝搬光の偏波変動波形例を図4.8に示す。同図(a)にはストークスパラメータとともに式(4-1)(4-2)および式(4-4)から算出した偏波主軸角 θ ・楕円率角 ϵ および偏波移動角 β の波形も示す。またポアンカレ球上の軌跡を同図(b)に示す。

図4.8の偏波移動角の波形から、偏波変動の立上がり時間は約200 μ sec、最大値は165degとなり、偏波状態がほぼ反転する状態にまで達した。

同図の偏波変動が検出された時には、LLSで同時刻に落雷が検出され、また同時刻にOPGW観測ルート下の送電線でトリップが発生しており、偏波変動の最も激しい例の一つである。

観測当初は最も高速な偏波変動の立上がりを検出するために波形メモリの時間幅を500 μ sec(0.1 μ sec/sample)で測定したが、その後(12/22以降)、波形全体を捕えるために時間幅を10msecに広げて測定を行った。

その波形例を図4.9に示す。同図の偏波変動幅は比較的小さいが、LLSでは同時刻の落雷が検出されている。但し、同時刻の送電線トリップはない。偏波変動の継続時間は3msec、立上がりは120 μ sec、波尾は2.3kHzで振動しながら減衰している。ポアンカレ球上の軌跡は同図(b)のようになり、偏波変動の波尾にあたる部分は渦状に減衰している。

これらを含め51個の偏波変動波形から概略の傾向を示すと、偏波変動の継続時間は2~5msec、その立上り部分は40~200 μ sec、波尾の部分は1.5~3.5kHzで振動しながら減衰することが分かった。

なお、日本海沿岸の冬季雷の雷撃電流波形は⁽¹⁶⁾、波頭長が0.2 μ sec~7.5msec、波尾長は4 μ sec~10msecと広く分布し、累積頻度の50%値で示すと波頭長が36.7 μ sec、波尾長が89.1 μ secとの報告がある。

また、前章において、短尺(200m)のOPGWに立上り1 μ secのインパルス電流を加えた実験では⁽¹⁾、電流がOPGWの素線に沿って螺旋状に流れる際のインダクタンスにより偏波変動の立上りが10数 μ secに広がることを示されている。

従って、今回観測された偏波変動の立上がり時間は概ね妥当な値と考えられる。しかし、波尾の減衰振動については短尺のOPGWでの実験では観測されなかった。この減衰振動の原因としては、OPGWが長距離であるために、送電線とのカップリングあるいは送電線を伝わるサージの反射の影響が考えられる。また、図4.9(b)の軌跡が渦状になる原因は図4.4(b)と同様の影響が考えられる。

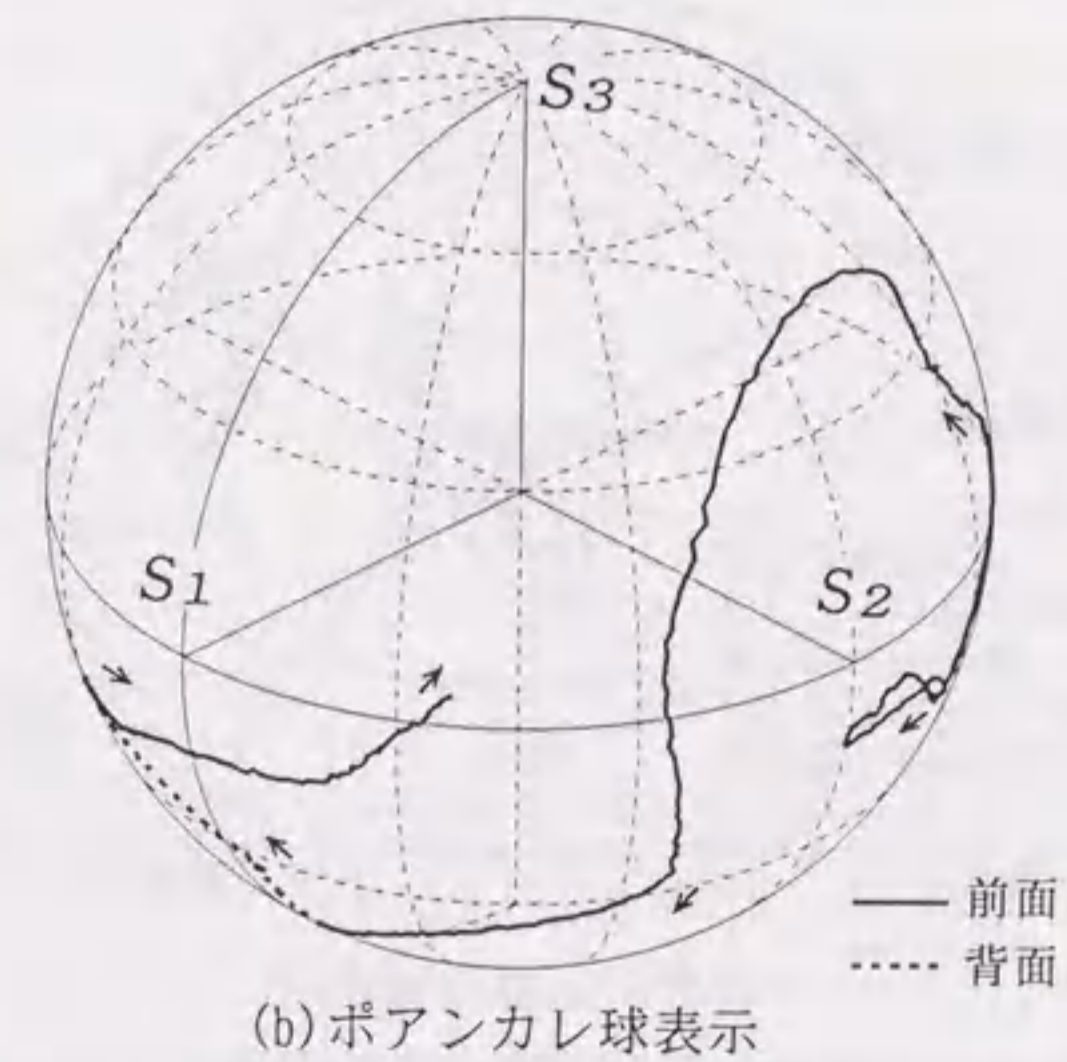
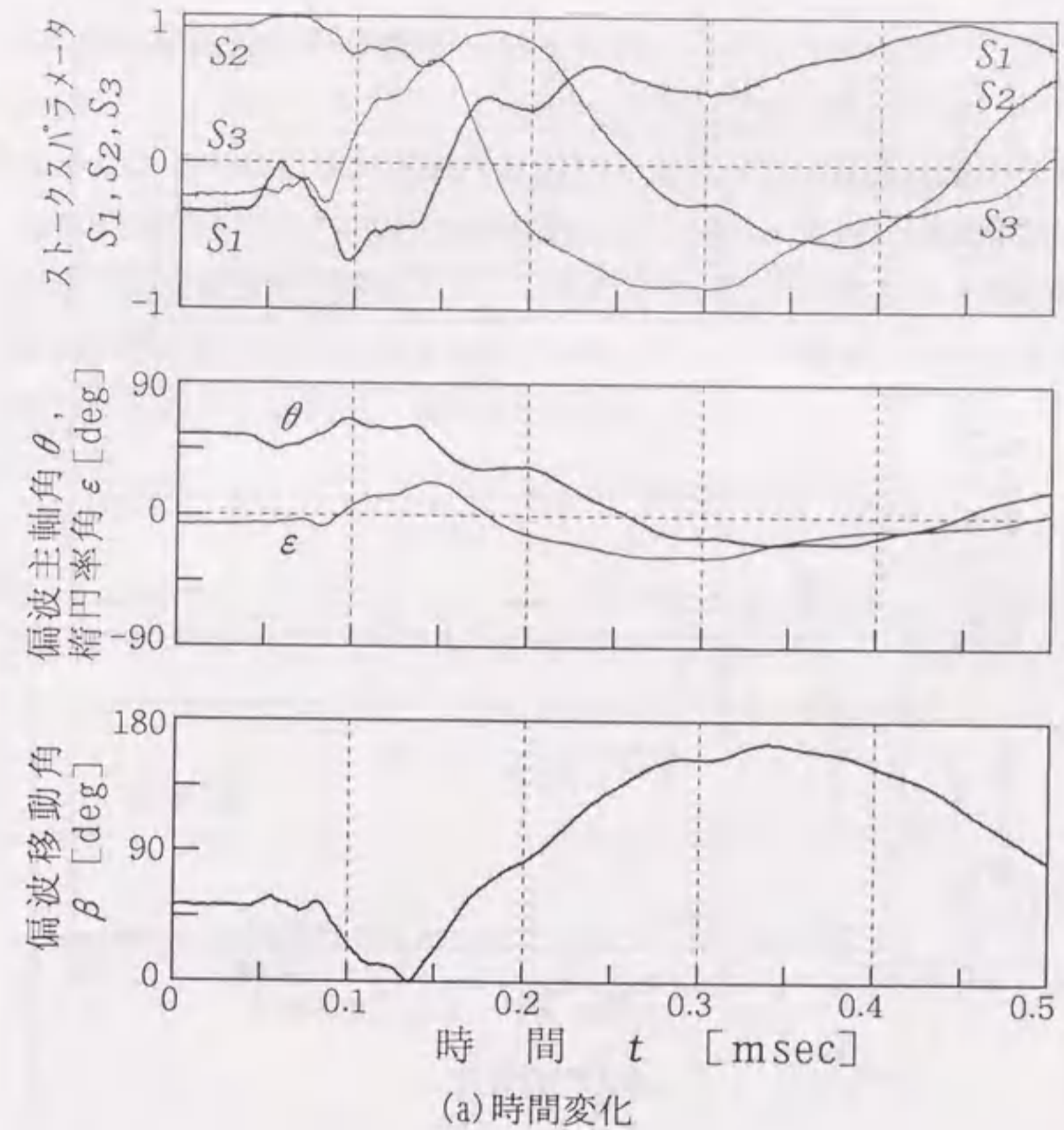
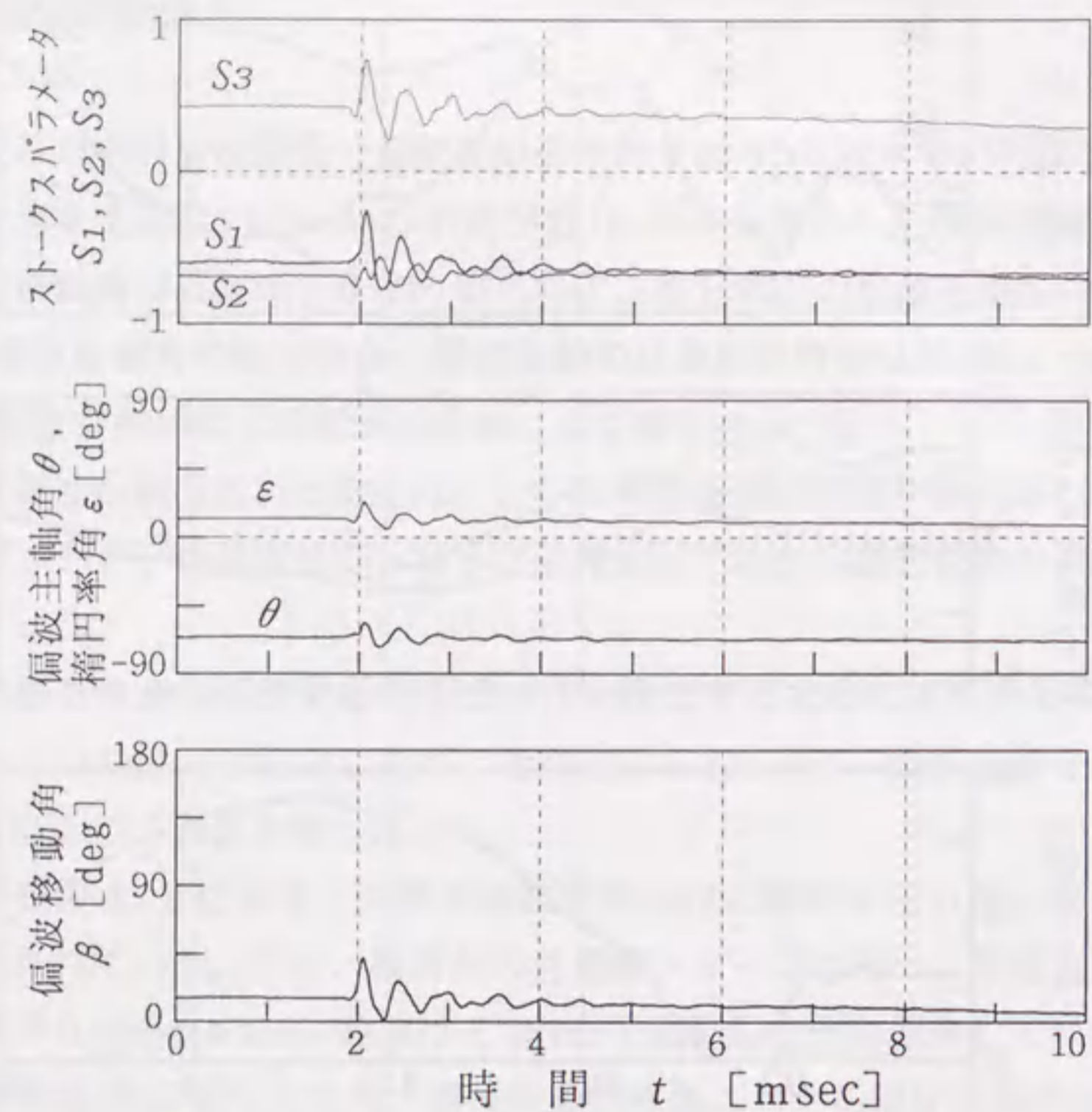
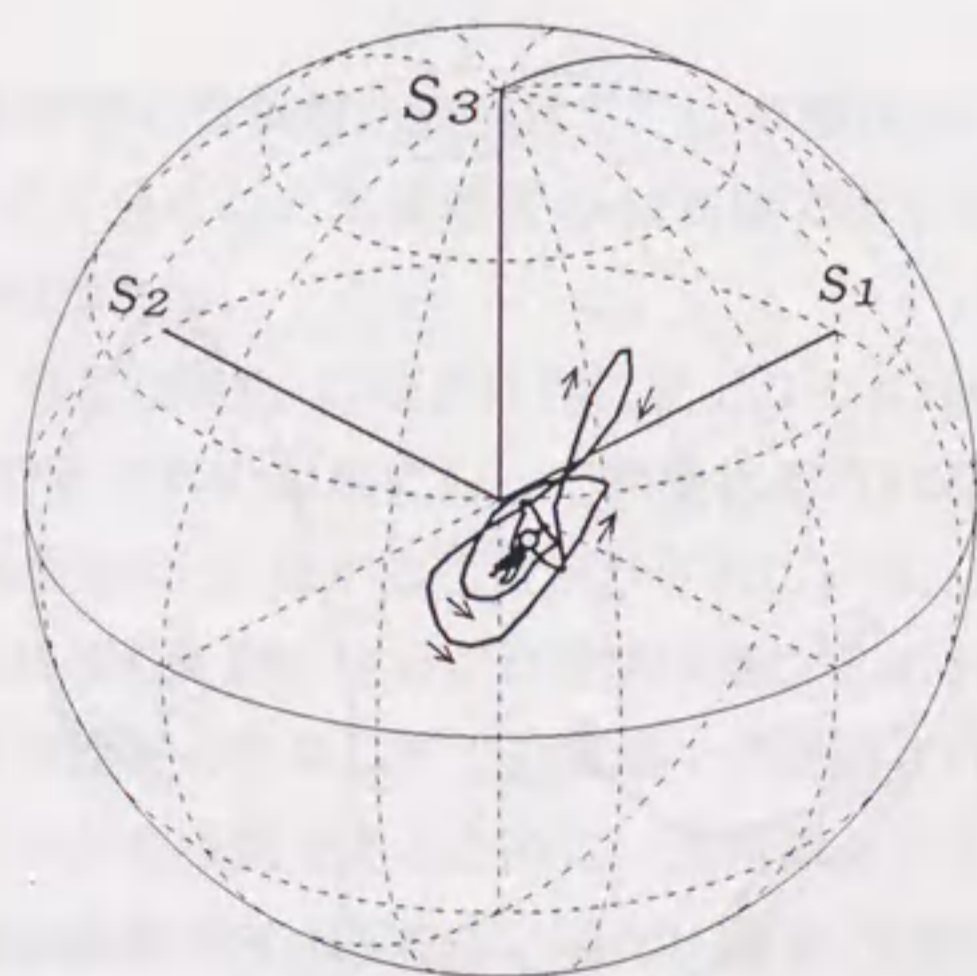


図4.8 落雷によるOPGW伝搬光の偏波変動波形例(時間幅 0.5msec)



(a) 時間変化



(b) ポアンカレ球表示

図4.9 落雷によるOPGW伝搬光の偏波変動波形例 (時間幅 10msec)

4.4.3 落雷位置に対する考察

LLSにより1カ月間に検出された観測OPGW付近の落雷位置を図4.10に示す。この期間、加賀変電所から半径60km以内の落雷は581回検出され、偏波変動は42回検出された。この中から偏波変動検出時刻とLLS落雷検出時刻が一致したものが36回あり、同図中に○で示す。更にこのうち偏波変動検出時刻とLLS落雷検出時刻と送電線トリップの時刻が一致したものは6回あり、図中に◎で示す。

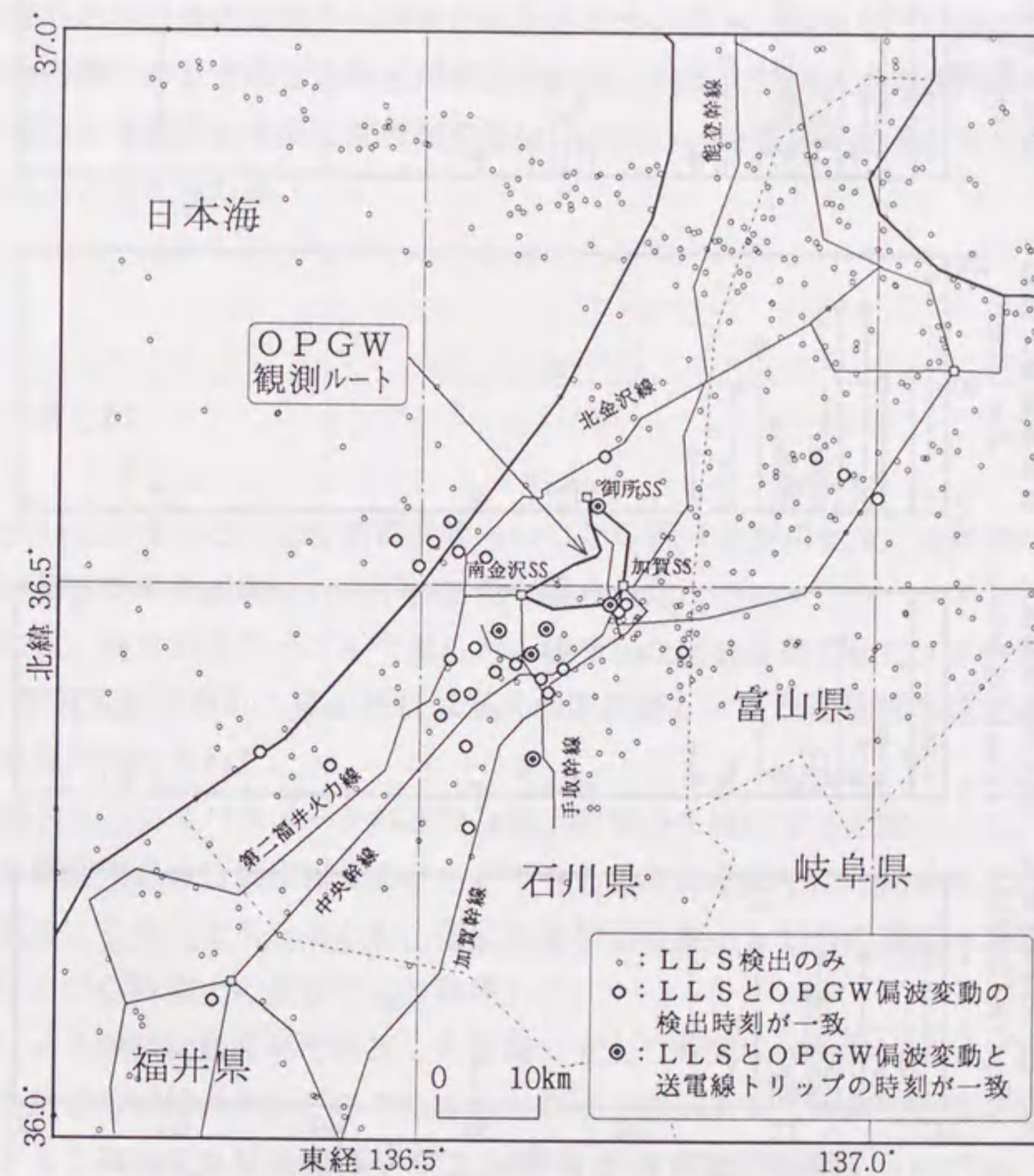


図4.10 LLS落雷標定位置とOPGW偏波変動および送電線トリップとの比較 (1994/12/1~12/31)

これより、OPGWの観測ルート以外の落雷でも偏波変動が生じており、遠方では50km以上離れた落雷でも偏波変動が生ずることが分った。但し同図には 電圧154kV以上の送電線と一部の77kV送電線のルートを示しているが、OPGW偏波変動のあった落雷は大半が送電線近傍に位置している。特に、偏波変動と同時に送電線トリップが生じた落雷は、いずれもトリップ対象の送電線の約1 km以内の近傍に位置している。

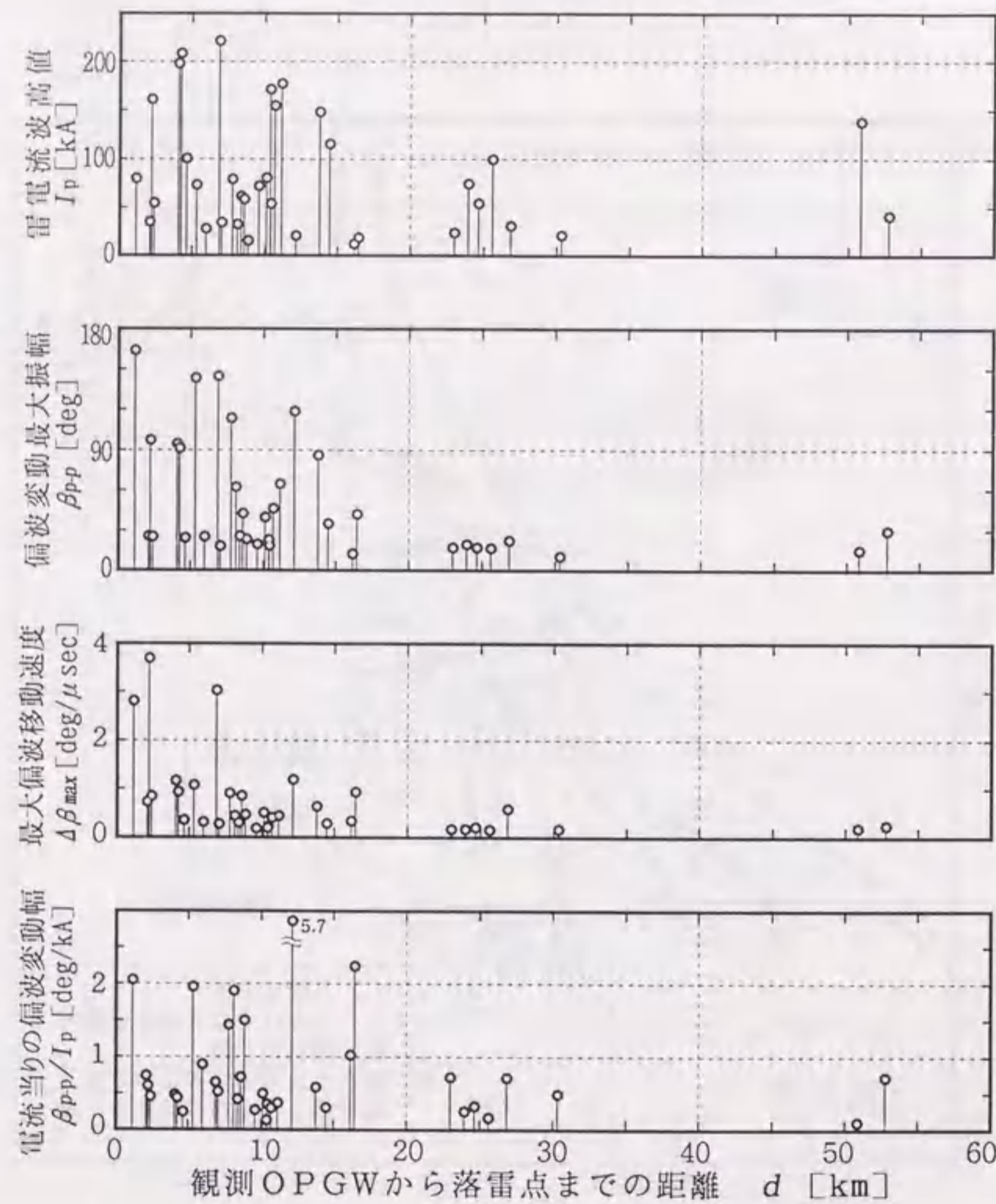


図 4.11 観測OPGWから落雷点までの距離に対する偏波変動の大きさ (1994/12/1~12/31)

この結果を元に、観測ルートから落雷点までの距離に対する偏波変動の大きさを示すと、図 4.11 のようになる。観測ルートから落雷点までの距離は、雷電流が地線等を伝わることを考慮して、LLSの標定位置から加賀変電所、御所変電所、南金沢変電所のうち最も近い変電所までの直線距離として算出した。

図中、雷電流波高値はLLSが測定した落雷からの電波強度の波高値から算出されたものである。最大偏波移動速度はポアンカレ球上を5μsec間で移動した最大値の1μsec当りの値である。この結果から、OPGW観測ルートに近い落雷ほど偏波変動の発生頻度が多く、変動幅が大きくなる傾向が見られる。

同図の距離依存性にはかなり大きなばらつきがあるが、この原因は、落雷がOPGWや地線を直撃したか近傍の落雷から誘導されたものかの違い、地線などに誘起された電流の鉄塔や変電所等での分流の仕方などが考えられる。地線を伝搬する電流は鉄塔毎に分流するが、送電線を伝搬する電流は減衰が少ないことから、送電線と地線とを介して長距離まで影響が及ぶと考えられる。

4.5. まとめ

落雷の多い北陸電力石川総合制御所管内のOPGW(全長40km)を対象に、常時および落雷時の偏波変動を観測し、以下の知見が得られた。

- (1) 常時には、通常の光ケーブルで見られる緩やかな偏波変動の他に、系統周波数と同じ60Hzの偏波変動があり、その振幅は最大40度に達し、また送電線の電流値に対する若干の依存性が認められた。
- (2) 3つのストークスパラメータの300Hz以上の成分を検出する回路により、落雷による過渡的な偏波変動を自動検出することができた。測定期間中に51回検出し、これらの殆どが落雷によるものであることを、偏波変動検出時刻とLLSの落雷検出時刻および送電線トリップの時刻との照合により確認した。
- (3) 落雷による偏波変動波形を解析した結果、立上り時間は40~200μsecであり、日本海沿岸の冬季雷の波頭長およびOPGWのもつインダクタンスによる立ち上がりの広がり を考慮すると概ね妥当な値が得られた。但し、偏波変動の波尾については、継続時間は2~5msecで数kHzの減衰振動を示す傾向が得られた。観測された最大の偏波変動幅は偏波移動角で165度であり、偏波状態がほぼ反転状態にまで達する場合があることが判明した。

- (4) 偏波変動を引き起した落雷の位置をLLSの標定データから調べた結果、OPGWの観測ルート以外の落雷でも偏波変動が発生することが判明した。その落雷点は観測ルートから約60km以内にある送電線ルートの近傍に分布し、観測ルートからの距離が短いほど偏波変動の発生頻度が多く変動幅が大きい傾向が見られた。
- (5) OPGW偏波変動は送電線またはその近傍に落雷したものが大きく現れるため、LLSとの併用や複数地点での偏波変動観測により、落雷監視に利用できると考えられる。

第4章の参考文献

- [1] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動", 電気学会論文誌, Vol. 116-C, No. 6, 1996
- [2] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動発生過程に関する実験的考察", 平成7年電気学会全大会, No. 548, 1995
- [3] 波平, 川澤, 若林, "敷設された長距離光海底ケーブルにおける無限追従形偏光補償実験", 電気学会通信研究会, No. CMN-90-41, 1990
- [4] 藤崎, 大前, 泉対, 水谷, 宮崎, 山本, "OPGW区間を含む実ライン偏波変動の測定", 電子情報通信学会秋期全国大会, No. B-395, 1989
- [5] 伊澤, 大衡, 五十嵐, 堀間, "OPGWの偏波変動特性について", 電子情報通信学会秋期全国大会, No. B-571, 1991
- [6] 黒野, 伊澤, 栗原, "OPGW伝搬光の落雷による偏波変動の実測とその一考察", 電気学会論文誌, Vol. 116-C, No. 6, 1996
- [7] M. Kurono, K. Isawa, M. Kuribara, "Transient state of polarization in optical ground wire caused by lightning and impulse current," SPIE International Symposium on Polarization Analysis and Applications to Device Technology, Vol. 2873, 1996.6
- [8] 上之園, "雷研究の動向と近い将来への期待", 電気学会論文誌, Vol. 111-B, No. 1, 1991
- [9] 新藤, 砂原, 富田他, "落雷位置標定装置の現状とそのデータを用いた落雷頻度マップの作成", 電気学会論文誌, Vol. 116-B, No. 4, 1996
- [10] 北条, 石井, 河村, 鈴木, 船山, "LLSの動作特性の解析", 電気学会放電研究会, Vol. ED-87-85, 1987
- [11] 正橋, 松田, 富田, "落雷位置標定システムを用いた冬季雷の電磁界波形観測", 電

気学会放電研究会, No. ED-87-87, 1987

- [12] 黒野, 伊澤, 栗原, "コヒーレント光通信への電磁界の影響と対策(その3) - 実フィールドのOPGWにおける落雷による偏波変動の測定", 電力中央研究所研究報告, No. R94016, 1995
- [13] 新庄, 若井, 酒井, 石井, "落雷位置標定システムの精度と落雷頻度マップの送電線トリップ事故に基づく評価", 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 11, 1997
- [14] 伊澤, 黒野, 栗原, "雷撃電流によるOPGW伝搬光の偏波変動を利用した送電線事故点標定", 電気学会論文誌, Vol. 115-C, No. 10, 1995
- [15] M. Kurono, M. Kuribara, H. Sumitani, "Lightning location by detecting polarization fluctuations in OPGW", 13th International Conference on Optical Fiber Sensors (OFC), No. F1-6, 1999
- [16] 三宅, 岸嶋, 鈴木, 三谷, 高島, "日本海沿岸における冬季雷の雷撃電流特性", 電気学会論文誌, Vol. 110-B, No. 11, 1990

OPGWによるコヒーレント光通信の実験的検討

5.1. まえがき

近年、電力事業ではコンピュータや画像情報などによる情報伝送量が急増していきおり、大容量化、多回線化が必要になってきている。動画は音声の数十～数百倍の伝送容量を占有するため、現状の光ファイバ通信を用いても容易には導入できない。電力各社はOPGWなどの光ファイバ網を整備してきているが、上述の要請に対処するためには、既設光ファイバの伝送容量を増大できる新しい光通信方式の導入が必要になる。

その1つとして、コヒーレント光通信方式⁽¹⁾、光ファイバの波長分散の影響が小さく、また多数の波長の光を高密度に重ねて伝送できるため^(2, 3)、既設光ファイバの伝送容量の増大および回線数の増大に有効な通信方式であると考えられる。また、中継伝送においても光ファイバ増幅器を用いれば多波長一括の増幅中継が期待できる⁽⁴⁾。

コヒーレント光通信方式では光を波として扱い、光の周波数や位相に情報を乗せて伝送する。受信側では、別に用意した基準光(局発光と呼ぶ)に送られてきた信号光を足し合わせて干渉させることによって信号を検出する。その際、信号光と局発光が干渉するためには両者の偏波面が一致している必要があるが、信号光の偏波状態は光ファイバを伝搬する途中で外乱によって任意に変動するため、偏波補償が必要となる。

現在の偏波補償技術は温度変動などによるゆっくりとした偏波変動を対象としているが、OPGWでは送電線からの誘導電流や雷撃電流により高速な偏波変動の発生が予測され⁽⁵⁾、実系統において確認された⁽⁶⁾。このため、このような高速な偏波変動環境下におけるコヒーレント光通信の伝送特性を解明し、対策を行う必要がある。

本章では、コヒーレント光通信の電磁界影響および対策について理論的、実験的に検討する。最初に、コヒーレント光通信方式の概要と伝送品質に与える影響について理論的に示す。次に、基礎実験として、光ファイバ心線に直流および交流の磁界を加え、ファラデー効果による偏波変動時のコヒーレント光通信の符号伝送特性と偏波ダイバーシティによる偏波効果を実験的に把握する^(7, 8)。また、OPGWへの雷撃を想定したインパルス電流による偏波変動に対する伝送特性を評価し^(9, 10)、実フィールドのOPGWにおける試験結果について述べる^(11, 12)。

5.2 コヒーレント光通信の特徴と課題

5.2.1 コヒーレント光通信の概要

現在の光通信方式が光の強度を直接変調、検波するのに対し、コヒーレント光通信は光の波としての強度(振幅) P_s 、周波数 ω_s 、位相 ϕ_s の何れかを調製し、受信側では局発光と呼ばれる別の光と干渉させ、光強度のビート(うなり)を発生させることによって、その変調信号を検出する^(1, 3)。 P_s 、 ω_s 、 ϕ_s の変調はそれぞれASK (Amplitude Shift Keying)、FSK (Frequency Shift Keying)、PSK (Phase Shift Keying) と呼ばれる。図5.1は光周波数変調(FSK)における光検波の概念を示す。

信号光および局発光の強度、角周波数、位相をそれぞれ P_s 、 ω_s 、 ϕ_s および P_L 、 ω_L 、 ϕ_L とし、信号光、局発光をそれぞれ電磁波としてみた時の電界は⁽¹⁾

$$E_s = E_{s0} \cdot \exp(j(\omega_s t + \phi_s)) \quad (5-1)$$

$$E_L = E_{L0} \cdot \exp(j(\omega_L t + \phi_L)) \quad (5-2)$$

但し、 c を光速、 λ_s を信号光の波長、 λ_L を局発光の波長として

$$\omega_s = 2\pi c / \lambda_s \quad (5-3)$$

$$\omega_L = 2\pi c / \lambda_L \quad (5-4)$$

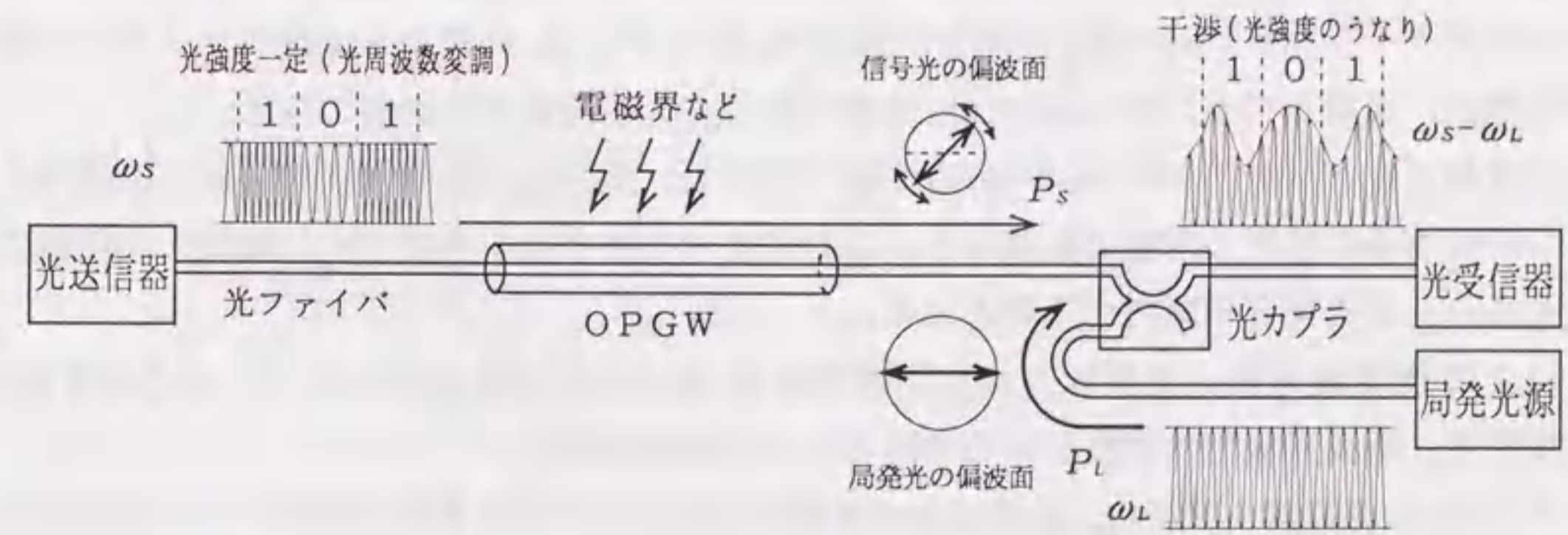


図5.1 コヒーレント光通信の基本構成

である。また、

$$P_s = A E_{s0}^2 \quad (5-5)$$

$$P_L = A E_{L0}^2 \quad (5-6)$$

$$A = S \sqrt{\epsilon / \mu} \quad (5-7)$$

となる。 S はビーム断面積、 ϵ / μ は誘電率/透磁率である。

両者の光の電界方向が一致している場合、合成波のパワー P_c は、合成電界 $E_s + E_L$ とその複素共役との積から、次式となる。

$$P_c = A (E_s + E_L) (E_s^* + E_L^*) \\ = P_s + P_L + 2 \sqrt{P_s P_L} \cos [(\omega_s - \omega_L) t + (\phi_s - \phi_L)] \quad (5-8)$$

$(\omega_s - \omega_L)$ が ω_s, ω_L より十分小さく、フォトダイオード(PD)の検出帯域内である時、PDが検出する電流のうち直流分をカットすると、上式の右辺第3項に依存した信号電流が得られる。従って、 P_s (ASK)、 ω_s (FSK)、 ϕ_s (PSK)の変調が可能である(ASKでは上式の右辺第1項も加わる)。変調手段としては、ASKやPSKでは主に外部光変調器が用いられ⁽¹⁴⁾、FSKではLDの注入電流による僅かな波長変化(チャーピング)現象を利用した方法がとられる⁽¹⁵⁾。

光コヒーレント検波方式は、 $(\omega_s - \omega_L)$ の状態によって、光ヘテロダイン検波($\omega_s \neq \omega_L$)、光ホモダイン検波($\omega_s = \omega_L$)、光位相ダイバーシティ検波($\omega_s \sim \omega_L$)に分類される。

光ヘテロダイン検波($\omega_s \neq \omega_L$)の場合、 $(\omega_s - \omega_L)$ の光強度のビート信号を電気に変換すると、キャリア周波数を ω_s から $(\omega_s - \omega_L)$ へダウンコンバートした状態で受信したことになる。 $(\omega_s - \omega_L)$ の状態を中間周波数またはIF(Intermediate Frequency)信号と呼ぶ。更に電氣的な復調回路によってベースバンド信号(0/1信号)へ復調する。復調方式には包絡線検波、遅延検波、同期検波があり、これらはマイクロ波通信の復調と同様である。

光ホモダイン検波($\omega_s = \omega_L$)の場合は式(5-8)から P_s, ϕ_s の変化が直接ベースバンド信号に現れ、復調される。但し $\omega_s = \omega_L$ を保つために光位相制御が必要になる。

光位相ダイバーシティは $\omega_s \sim \omega_L$ の状態を受信し、局発光の位相 ϕ_L が互いに 90° 異なる2つの受信系で検波して後で合成する。これにより検波帯域をホモダイン検波と同程度に抑えられ、また光位相制御が不要となる。

以上の光変調方式-光検波方式-復調方式には有効な組合せがあり⁽¹⁴⁾、それぞれ、検波感度、所要光線幅、検波回路の複雑さなどに特徴がある。

式(5-8)の右辺第3項から、受信信号の振幅は P_s と P_L の相乗平均(dB表示なら相加平均)となっており、局発光強度 P_L によって増幅され、高感度な受信が可能となる。

なお、図5.1の光カプラでは、2つの光を合成する際、光の相反性により各々の入力光が3dB低下して合成出力される。残りの光(各3dB)は同図の空きポートの方に出力され

るが、干渉によって強弱が生じている場合、空きポート側には強弱が反転したビート光が出力される(即ち、2つの出力光の合計強度は2つの入力光の合計と常に同じになっている)。従って、空きポートの方も受信して電気変換し、両者の差をとる形で合成(バランス型受信)すると、3dBの感度低下は解消され、また、DC成分や局発光の強度雑音が相殺されて受信することができる。

5.2.2 偏波変動の影響と対策

信号光の偏波状態が変化し、局発光の偏波状態からずれた場合について示す。ここでは、ファラデー効果による偏波主軸角の回転を考えるため、信号光の偏波状態を偏波主軸角 θ 、楕円率角 ϵ による表記に基づいて示す。図5.2(a)において、楕円偏波は偏波主軸(p 軸)方向の電界 E_{sp} にその直交(q 軸)方向の電界 E_{sq} が位相差 90° で合成されたものと等価である。即ち、

$$E_{sp} = E_s \cos \epsilon \quad (5-9)$$

$$E_{sq} = j E_s \sin \epsilon \quad (5-10)$$

局発光の偏波状態を水平直線偏波($\theta_L = 0, \epsilon_L = 0$)とした場合、信号光の中の水平直線偏波成分が干渉に寄与する。このため、信号光、局発光をそれぞれ水平(x 方向)、垂直(y 方向)に分離して考える。

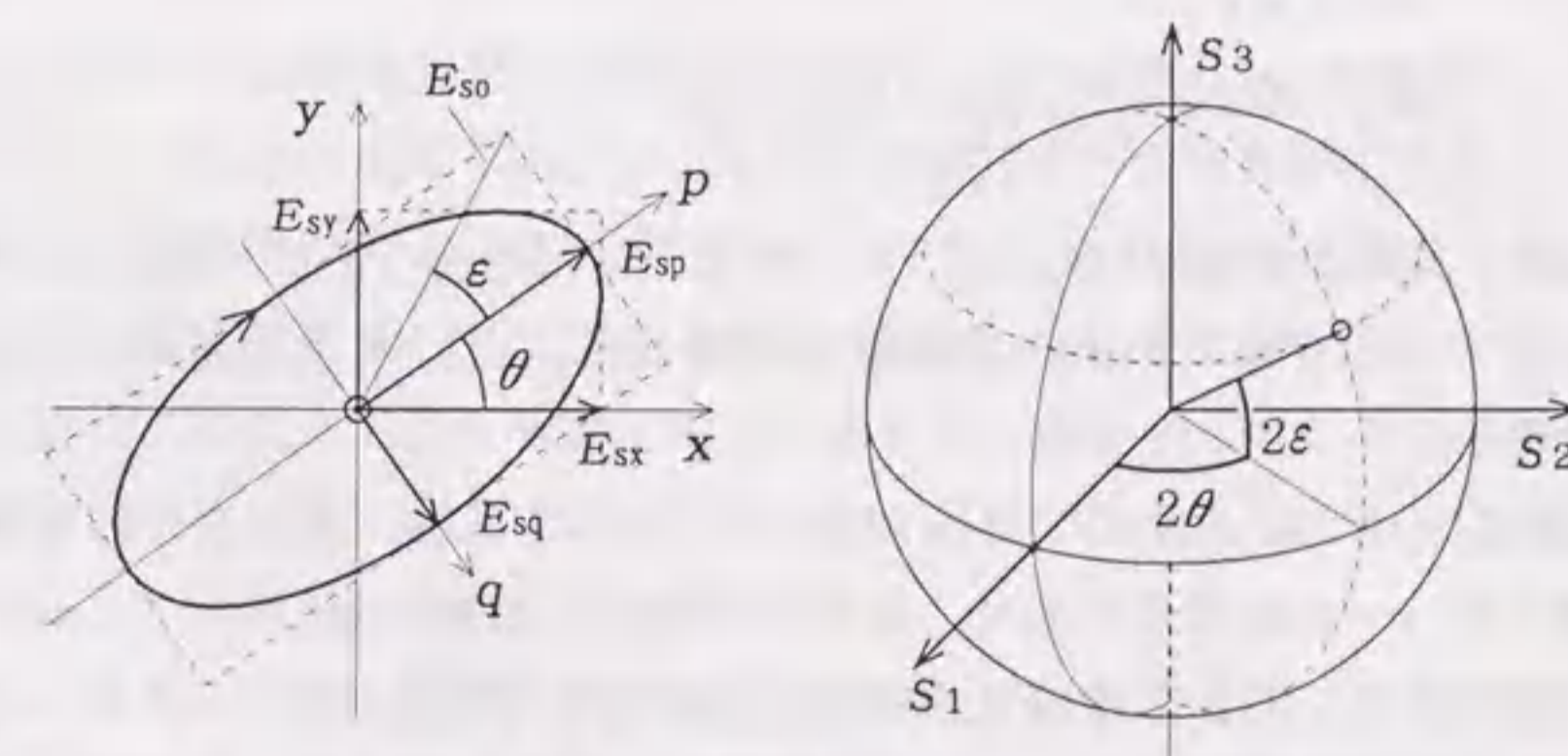


図5.2 偏波状態と電界ベクトル

$$E_{sx} = E_p \cos \theta + E_q \sin \theta$$

$$= E_{s0} \{ \cos \varepsilon \cdot \cos \theta + j \cdot \sin \varepsilon \cdot \sin \theta \} \exp(j(\omega_s t + \phi_s)) \quad (5-11)$$

$$E_{sy} = E_p \sin \theta - E_q \cos \theta$$

$$= E_{s0} \{ \cos \varepsilon \cdot \sin \theta - j \cdot \sin \varepsilon \cdot \cos \theta \} \exp(j(\omega_s t + \phi_s)) \quad (5-12)$$

$$E_{Lx} = E_{L0} \exp(j(\omega_L t + \phi_L)) \quad (5-13)$$

$$E_{Ly} = 0 \quad (5-14)$$

この信号光と局発光の合成波のパワーを求めると、次式となる。

$$P_c = A \{ (E_{Lx} + E_{sx})(E_{Lx}^* + E_{sx}^*) + (E_{Ly} + E_{sy})(E_{Ly}^* + E_{sy}^*) \}$$

$$= P_s + P_L + 2\sqrt{P_{sx}P_L} \cos(\omega_{IF} t + \phi_c) \quad (5-15)$$

$$P_{sx} = P_s (1 + \cos 2\theta \cdot \cos 2\varepsilon) / 2 \quad (5-16)$$

$$\omega_{IF} = \omega_s - \omega_L \quad (5-17)$$

$$\phi_c = \phi_s - \phi_L + \tan^{-1}(\tan \varepsilon \cdot \tan \theta) \quad (5-18)$$

なお、*は複素共役を表す。式(5-15)右辺第3項が干渉によるビート信号の強度であり、 ω_{IF} はビートの角周波数、 P_{sx} は信号光強度の水平偏波成分に相当し、局発光と同じ偏波成分のみが有効であることを示している。光検波器(PD)で検出される信号電流 I_c は、

$$I_c = 2\gamma \sqrt{P_{sx}P_L} \cos(\omega_{IF} t + \phi_c) \quad (5-19)$$

$$\gamma = \eta e \lambda_L / hc \quad (5-20)$$

である。上式はFSK, PSKの場合は勿論、ASKの場合も $P_s \ll P_L$ として成立つ。受信信号のSN比SNRは、信号電流 I_c と光電気変換時の揺らぎによるショット雑音 σ_s および回路抵抗による熱雑音 σ_t との電力比から、次式で表される。

$$SNR = \frac{I_c^2}{\sigma_s^2 + \sigma_t^2}$$

$$= \frac{2\gamma^2 P_L P_s (1 + \cos 2\theta \cdot \cos 2\varepsilon)}{\{2e(\gamma(P_L + P_s) + i_d) + Z_T\} B} \quad (5-21)$$

η は量子効率、 e は電子電荷、 h はプランク定数、 c は光速であり、波長 $\lambda_L = 1550 \text{ nm}$ 、 $\eta \sim 0.5$ の時 $\gamma \sim 0.6 \text{ [A/W]}$ である。 B は検波帯域[Hz]、 i_d は暗電流($\sim 10^{-7} \text{ [A]}$)、 Z_T は熱雑音電力である。

θ, ε の範囲は $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2, -\pi/4 \leq \varepsilon \leq \pi/4$ である。式(5-21)のSNRが最大となるのは、 $\theta = 0, \varepsilon = 0$ の場合であり、即ち、局発光の偏波状態($\theta_L = 0, \varepsilon_L = 0$)と完全に一致する場合である。また、信号光が局発光と直交する状態である $\theta = \pm \pi/2, \varepsilon = 0$ では $SNR = 0$ となり、完全に無感応になる。

なお、図5.2(b)のストークスパラメータ S_1, S_2, S_3 と θ, ε との関係は

表5.1 各種の偏波変動補償法

偏波補償方式	補償位置	特徴	
定偏波ファイバ	伝送路全体	長距離は困難(消光比 $\sim 30 \text{ dB/km}$)、高価	
偏波制御	電気光学素子	光受信前	能動的制御、電氣的駆動、応答遅れ小
	移相素子	光受信前	能動的制御、機械的駆動、応答遅れ大
偏波ダイバーシティ	光受信後	受動的制御、受信系が2つ必要、応答遅れなし	

$$S_1 = \cos 2\theta \cdot \cos 2\varepsilon \quad (5-22)$$

$$S_2 = \sin 2\theta \cdot \cos 2\varepsilon \quad (5-23)$$

$$S_3 = \sin 2\varepsilon \quad (5-24)$$

$$S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 = 1 \quad (5-25)$$

である。式(5-21)は、局発光の偏波状態が水平直線偏波 $[\theta_L, \varepsilon_L] = [0, 0]$ の場合、即ち、 $[S_{1L}, S_{2L}, S_{3L}] = [1, 0, 0]$ の場合における信号光の偏波状態 (θ, ε) への依存性を表すが、式(5-22)より、信号光の S_1 にのみ依存する形になり、信号光が $[S_1, S_2, S_3] = [1, 0, 0]$ の時に感度最大、 $[S_1, S_2, S_3] = [-1, 0, 0]$ の時に感度最小となる。

なお、 S_1, S_2, S_3 の何れか1つが ± 1 の時、式(5-25)より他の2つは0であるので、以下ではこのような場合、1つのストークスパラメータで偏波状態を記述するものとする。例えば、 $[S_1, S_2, S_3] = [-1, 0, 0]$ の時は $S_1 = -1$ のように記述する。

現在考えられている偏波変動の補償方法を表5.1に示す⁽⁷⁾。定偏波ファイバ(PMF; Polarization Maintaining Fiber)は、コアの屈折率が長さ方向に垂直な直交2軸間で大きく異なる、複屈折の大きいファイバである。これを用いれば伝搬途中での偏波変動はなくなるので、偏波制御が不要となる。また、直交2軸間での偏波多重も可能である⁽¹⁶⁾。しかし、ファイバ接続点で屈折率の主軸方向を合わせる必要があること、長距離の場合には偏波保存性能(消光比)がよくないこと⁽¹⁷⁾、既設のファイバの多くは単一モードファイバであること、高価であることが欠点である。

光学的な制御方法では、信号光を局発光とカプラで合波する直前に、光路に偏波制御素子を挿入し、検波されるIF信号の大きさをモニタし、これが最大になるように偏波制御素子を制御する。偏波制御素子には電気光学素子や移相素子が用いられる。電気光学素子はポッケルス素子や液晶素子などで電界によって直交する2軸の屈折率を変化させるもの

である。移相素子は $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板を機械的に回転させるものである。これらは、偏波状態の検出、演算、素子駆動の時間により応答遅れを伴う⁽¹⁸⁾。光学的な偏波制御技術については第6章で述べる。

偏波ダイバーシティ方式は、信号光を偏波ビームスプリッタ (PBS; Polarization Beam Splitter) などの偏光分離素子によって水平偏波と垂直偏波に分離し、その2つの信号光に対して光コヒーレント検波することにより、水平偏波チャネルか垂直偏波チャネルのどちらかの受信系で必ず受信できるようにする方式である⁽¹⁹⁾。受光素子から復調回路までの受信系全体が垂直偏波用と水平偏波用の2系列必要となるが⁽²⁰⁾、殆ど受動的な回路で構成できるため⁽²¹⁾、高速な偏波変動にも対応できる特徴がある。このため、本章では偏波ダイバーシティ受信による偏波補償方式を用いる。以下に動作原理を示す。

5.2.3 偏波ダイバーシティ受信による偏波補償方法

偏波ダイバーシティ受信の動作原理を図5.3に示す。同図において信号光の偏波面が局発光の偏波面と直交する状態になると、光カプラで合成した光はビート (干渉) を生じないが、PBSによって垂直・水平方向の直線偏波に分離し、局発光の強度が2等分されるように設定すると、垂直・水平それぞれのチャネルでビートが生ずる。

局発光の強度は、垂直・水平それぞれのチャネルに等しく分配されるように偏波状態を調整する。即ち、式(5-13)、(5-14)において、水平偏波チャネルを $E_{Lx} = E_L/\sqrt{2}$, $E_{Ly} = 0$ 、垂直偏波チャネルを $E_{Lx} = 0$, $E_{Ly} = E_L/\sqrt{2}$ として、式(5-19)に対応する各チャネルの信号電流 I_{cx} , I_{cy} を求めると、

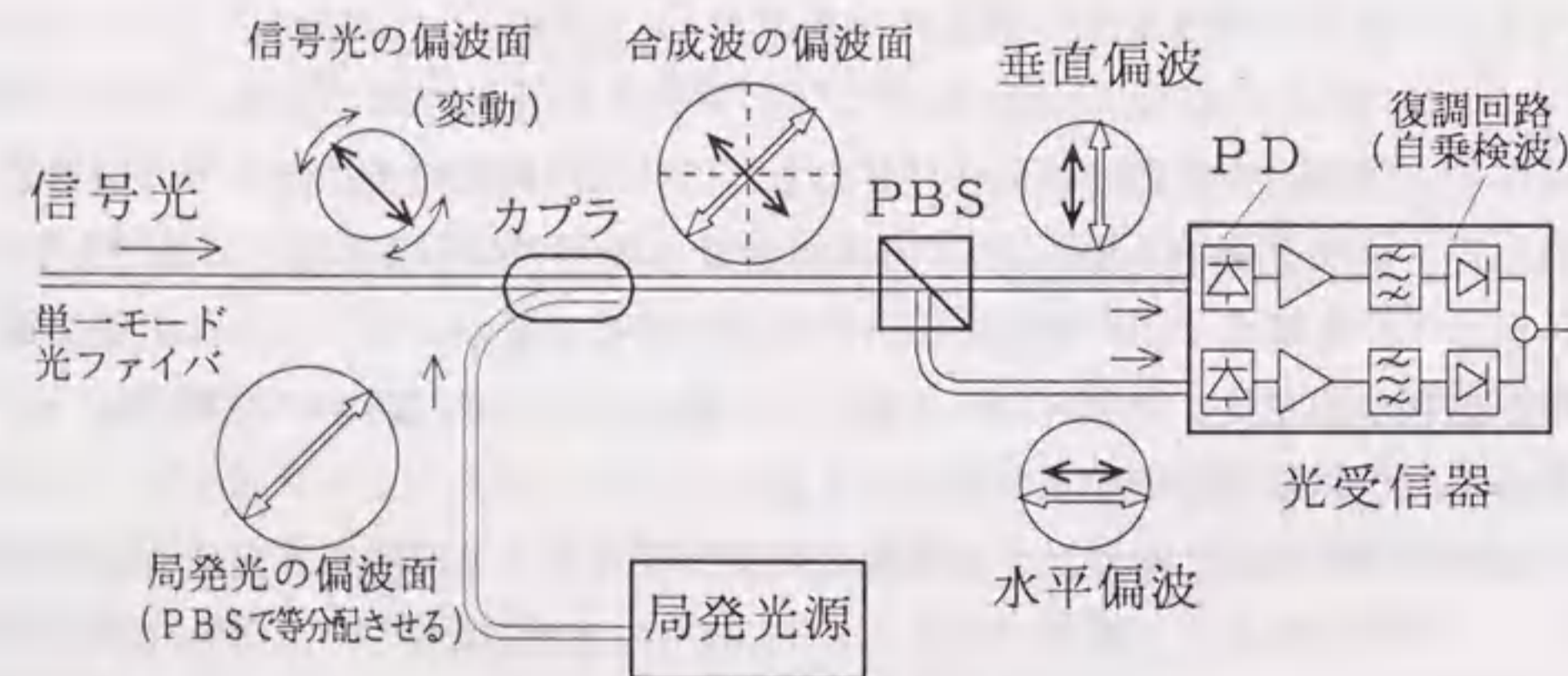


図5.3 コヒーレント光通信の偏波ダイバーシティ受信方式

$$I_{cx} = \gamma \sqrt{P_L P_s (1 + \cos 2\theta \cdot \cos 2\varepsilon)} \cdot \cos(\omega_{IF} t + \phi_{cx}) \quad (5-26)$$

$$\begin{aligned} \phi_{cx} &= \phi_s - \phi_L + \tan^{-1}(\tan \varepsilon \cdot \tan \theta) & \text{at } |\theta| \leq \pi/2 \\ &= \phi_s - \phi_L + \tan^{-1}(\tan \varepsilon \cdot \tan \theta) + \pi & \text{at } |\theta| \geq \pi/2 \end{aligned} \quad (5-27)$$

$$I_{cy} = \gamma \sqrt{P_L P_s (1 - \cos 2\theta \cdot \cos 2\varepsilon)} \cdot \cos(\omega_{IF} t + \phi_{cy}) \quad (5-28)$$

$$\begin{aligned} \phi_{cy} &= \phi_s - \phi_L + \tan^{-1}(\tan \varepsilon / \tan \theta) & \text{at } \theta \geq 0 \\ &= \phi_s - \phi_L + \tan^{-1}(\tan \varepsilon / \tan \theta) + \pi & \text{at } \theta \leq 0 \end{aligned} \quad (5-29)$$

となり、偏波状態 θ , ε によって I_{cx} , I_{cy} の信号強度が変化する。

そこで、ビート信号レベルの高い方を選択受信するか、両チャネルの信号をそれぞれベースバンドに復調して加算することにより、偏波補償が可能となる。復調時に自乗検波を行う場合 (包絡線検波や遅延検波では自乗検波を含む)、復調後に両者を合成した信号の平均強度は次式となり、信号光の偏波状態(θ , ε)に無関係となる。

$$\begin{aligned} \overline{I_{co}} &= \overline{I_{cx}^2} + \overline{I_{cy}^2} \\ &= \gamma^2 P_L P_s \end{aligned} \quad (5-30)$$

なお、式(5-26)と(5-28)との合成において、IF信号の段階で直接加算(即ち $I_{cx} + I_{cy}$)すると、信号光の偏波状態(θ , ε)で決まるチャネル間の位相関係により互いに相殺される場合がある($\varepsilon = 0$, $\theta = -\pi/4$ の場合、 $\phi_{cy} - \phi_{cx} = \pi$)ので、復調回路でチャネル間の位相関係を消去してベースバンド信号どうしを加算することを意味している。

また、式(5-26)または(5-28)の各チャネルにおいて、偏波変動(θ , ε)の変動は、位相揺らぎ($\Delta\phi$)あるいは周波数ずれ($\Delta\omega = d\Delta\phi/dt$)としても影響するが、その影響は小さい。LDの光スペクトル線幅 $\Delta\nu$ [Hz]の許容幅は既に多く研究されており、パワーペナルティを1dB以下とする線幅は、FSK包絡線検波の場合で伝送速度の約10%、PSK遅延検波では伝送速度の0.3%程度まで許される(伝送速度が高いほど線幅は広くてよい)。これと偏波変動速度とを等価に考えれば、第3章に示したように、OPGWの落雷による偏波変動速度は100kHz程度であり、比較的厳しいPSKの場合でも伝送速度が30Mbps以上ならば、偏波変動速度の信号劣化への影響を無視できることになる。

以上のように、偏波ダイバーシティ方式は、加算方式の場合(切替え制御をしない場合)、完全に受動形態の制御になるので高速な偏波変動に有効である。

5. 3. コヒーレント光通信実験システムの構成

偏波変動特性の実験評価用にコヒーレント光通信実験システムを試作した。その諸元を表5.2に、また、システム構成を図5.4に示す。

送信光源はDFB-LD (Distributed Feed Back Laser Diode)、光変調方式はCP-FSK (Continuous Phase-FSK)であり、LDへの注入電流による光周波数変化を利用して、ベースバンド信号を直流電流に重畳してLDに注入し、直接FSK変調している。また、発振光周波数 ω_s の平均は、温度制御されたエタロン(狭帯域の光フィルタ)により揺らぎをモニタし、それをLDへの注入電流にフィードバックして安定化させている。符号伝送速度は最大622Mbps (Mega bit per second)、符号形式はNRZ (Non Return to Zero)、実験時の符号パターンは疑似ランダム符号(長さ: 2^7-1 Octet)である。

受信部において、光検波方式は光ヘテロダイン検波、ベースバンドへの復調方式はシングルフィルタ・包絡線検波方式とした。シングルフィルタとは、0/1の符号に対応した

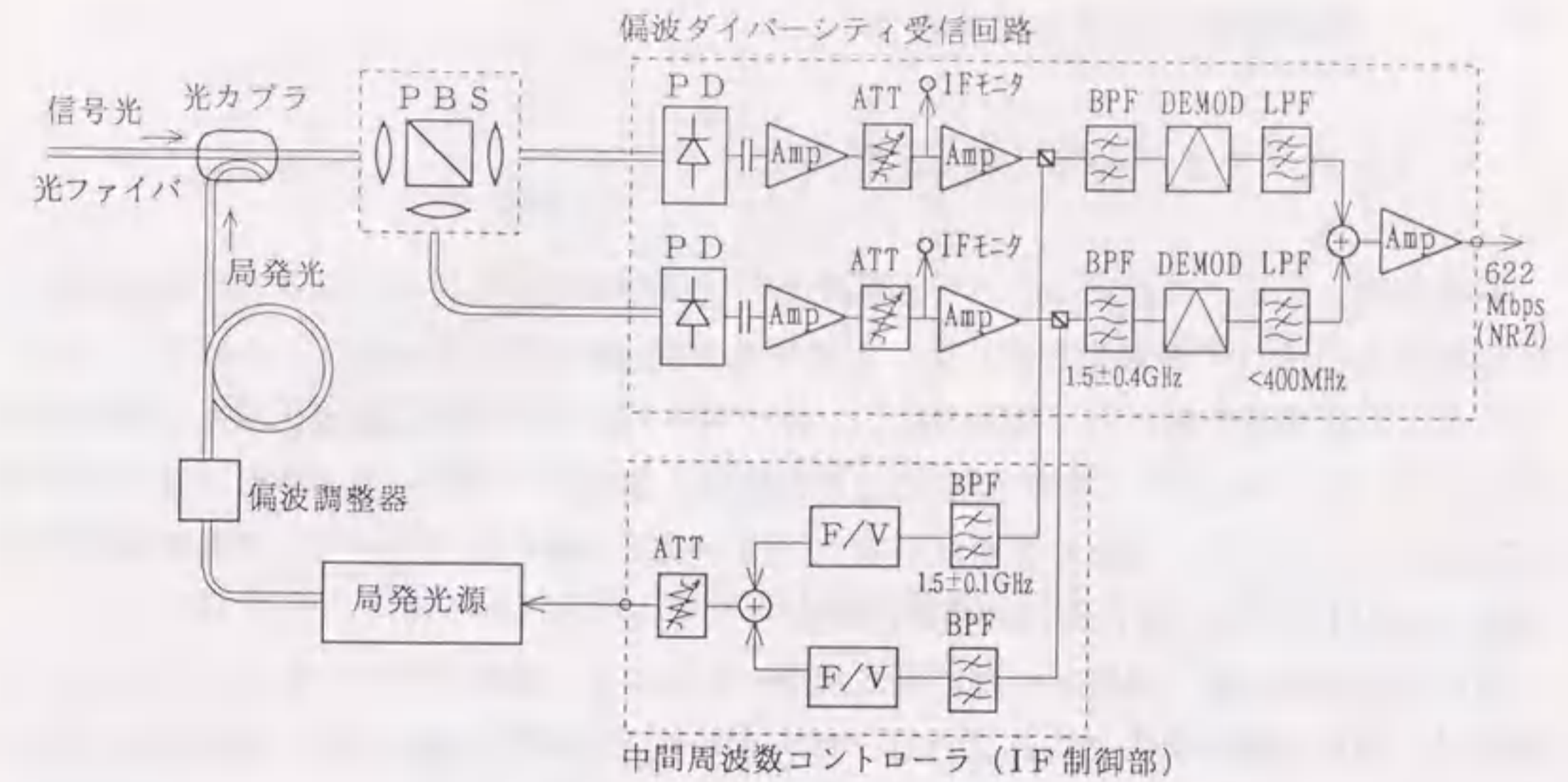


図5.4 コヒーレント光通信実験システム受信装置の構成

表5.2 コヒーレント光通信実験システムの諸元

送信部	信号源	符号伝送速度 : 622 Mbps (最大) 符号形式 : NRZ, 疑似ランダム: 2^7-1
	送信光源	素子形式 : DFB-LD (半導体レーザ) 変調方式 : 光周波数変調 (CP-FSK) 光波長 : 1559 nm (線幅30MHz) 光出力 : +3 dBm
受信部	光受信器	偏波補償方式 : 偏波ダイバーシティ受信 (垂直・水平偏波 復調, 合成) 受光素子 : PIN-PD 光検波方式 : 光ヘテロダイン検波 IF復調方式 : シングルフィルタ包絡線検波
	中間周波数コントローラ	周波数検出方式 : 周波数弁別 (垂直・水平偏波 同時検出) IF制御範囲 : 1.50 ± 0.10 GHz
	局発光源	素子形式 : DFB-LD (半導体レーザ) 光波長 : 1559 nm (線幅30MHz) 光出力 : +6 dBm

2つの中間周波数のうち1方のみを検出(フィルタリング)し、もう1方は検波帯域外とする方法である。包絡線検波とは、IF信号を自乗して低域透過フィルタ(LPF)により平滑する(即ち、式(5-26), (5-28)の自乗で生ずる $2\omega_{IF}$ 成分と直流成分のうち $2\omega_{IF}$ 成分をカット)ことでベースバンド信号に復調する方法である⁽²²⁾。

偏波補償方法として偏波ダイバーシティ方式を採用した。高速な偏波変動へ対応するため、水平偏波・垂直偏波チャンネルを復調後に合成する構成(切替え制御を含まない構成)とした。中間周波数コントローラはIF信号の周波数 ω_{IF} が一定になるように局発光源の発振光周波数 ω_L を制御する装置であり、図中のF/V(周波数/電圧)変換器では、目標周波数(1.5GHz)からの偏差に応じた直流電圧が出力され、それを局発光源のLDへの注入電流としてフィードバック制御する⁽²³⁾。ここでも同様に、垂直偏波・水平偏波の両方の信号を同時に周波数弁別し、合成した信号を参照するようにした。但し、F/V変換器への入力信号レベルが0になると出力は不定になるため、両者を信号強度で重み付け加算して参照した。

一般にLDの発振波長は製造段階において素子によって10nm近くばらついているため、局発光源と送信光源の波長が近い素子を選んで導入した。更にLDの温度調整で送信光波長に近づけ(温度 1°C あたりで波長が約0.1nm、即ち光周波数が約10GHz変化する)、そして注入電流によって中間周波数 ω_{IF} が1.5GHzになるように制御を加えている。

5. 4. 偏波変動に対する基本特性

5. 4. 1 光ファイバ心線による実験方法

基礎実験として、長さ10kmのドラム巻き光ファイバを用いてコヒーレント光通信の符号伝送特性への磁界の影響を測定した。実験構成を図5.5に示す。光ファイバドラムにトロイダル状に導線を巻付けて電流を流し、光ファイバの長さ方向に磁界を加えて偏波変動を発生させた。コヒーレント光通信の伝送形態は、偏波ダイバーシティ受信方式による偏波補償がある場合と、偏波補償がない場合（単一受信の場合）について、それぞれ符号誤り率 *BER* (Bit Error Rate) の測定を行った。

信号光の初期状態（電流0の時の偏波状態）において、偏波ダイバーシティをとらない場合は、受信感度が最大になるように（即ち信号光と局発光の偏波面が一致するように）送信側で信号光の偏波状態を調整した。偏波ダイバーシティ受信の場合は、水平偏波チャネルと垂直偏波チャネルの局発光パワーを等しくした状態で両チャネルのIF信号レベルが同一になるように送信側で信号光の偏波状態を調整した。光カプラ通過後の信号光強度は-30dBm、局発光強度は-9.6dBmである。

図5.6は直流電流を印加した時の偏波状態変化の測定結果である。測定は光ファイバ心線出力端に置いた回転偏光子で行い、初期状態が $\epsilon=0$ となるように送信端での偏波状態を調整した。同図より、10A程度の電流で大きな偏波変動が発生することを確認した。

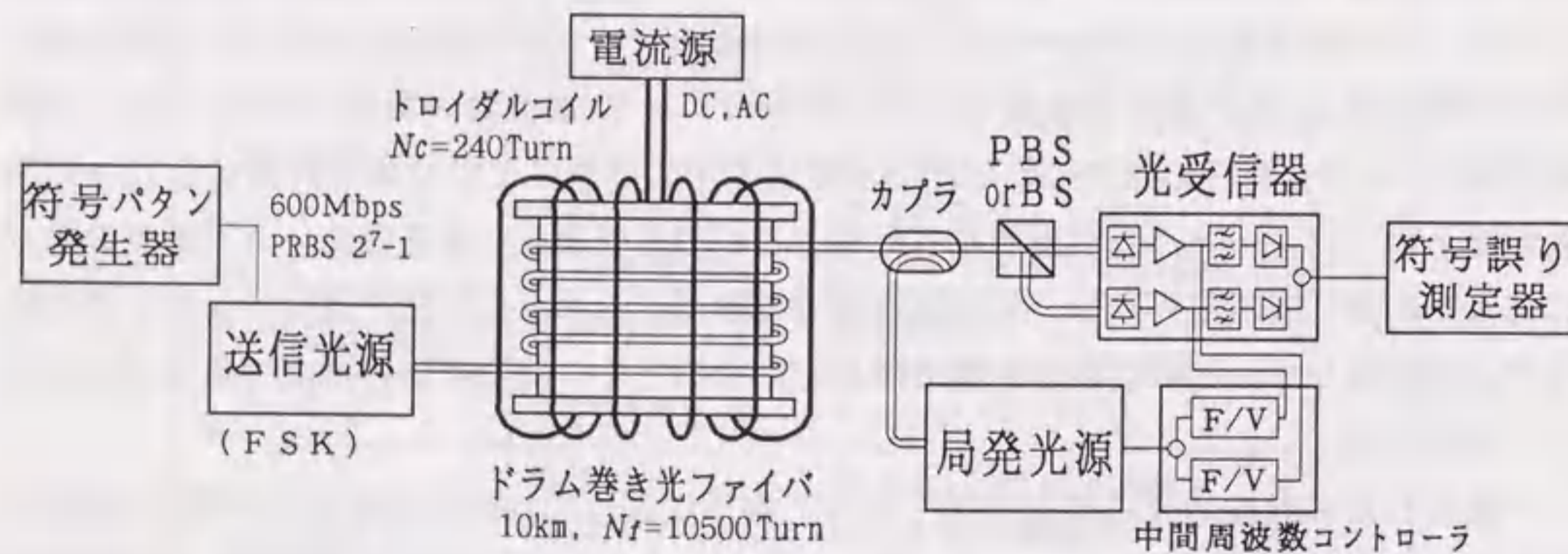


図5.5 光ファイバ心線によるコヒーレント光通信基礎実験の構成

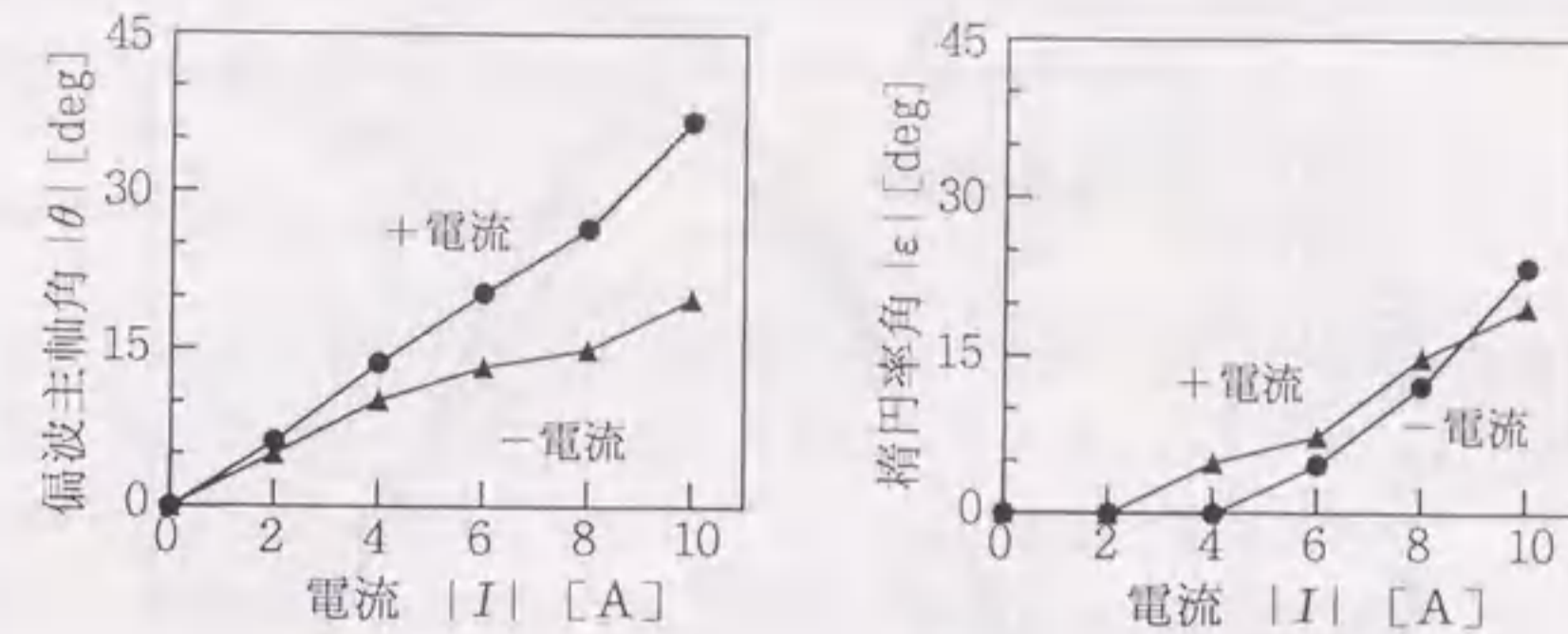


図5.6 実験に用いた光ファイバ心線の電流に対する偏波変動特性

5. 4. 2 実験結果と考察

印加電流は直流および交流50Hzの2種類で行った。符号誤り率 *BER* の測定は1回あたり1秒以上かかるため ($BER=10^{-9}$ を得るには符号数が 10^9 bit 以上必要であり、 6×10^8 bps の伝送速度では1.6秒以上かかる)、その間の平均の *BER* として観測される。

直流電流に対する測定結果を図5.7に示す。偏波ダイバーシティがない場合、0~10Aの直流電流に対し、*BER* は約 10^{-9} から 10^{-2} に増大した。IF信号レベルは10Aの時点で1/10程度に小さくなっており、偏波面が 90° 近くまで回転していると考えられる。偏波ダイバーシティ受信の場合は *BER* が概ね 10^{-9} 前後であり、偏波ダイバーシティによる偏波補償の効果が確認された。

交流電流に対する測定結果を図5.8に示す。偏波ダイバーシティがない場合、10A以下の電流では図5.7の直流電流の場合と同様に電流とともに *BER* が増大した。更に12A以上の強い電流に対しては *BER* が 10^{-2} 前後であまり変わらない。これは、電流波高値の時点で偏波面が 90° 以上回転しても、その途中は偏波面が一致したりしなかったりするためと考えられる。

以下では、印加電流と符号誤り率 *BER* との関係を理論的に検討する。図5.6のように、偏波主軸 θ の回転とともに楕円率 ϵ も変化するが、

$$\epsilon = \rho \theta \quad (5-31)$$

として近似し、 ρ を0~0.3の範囲で変化させて計算した。

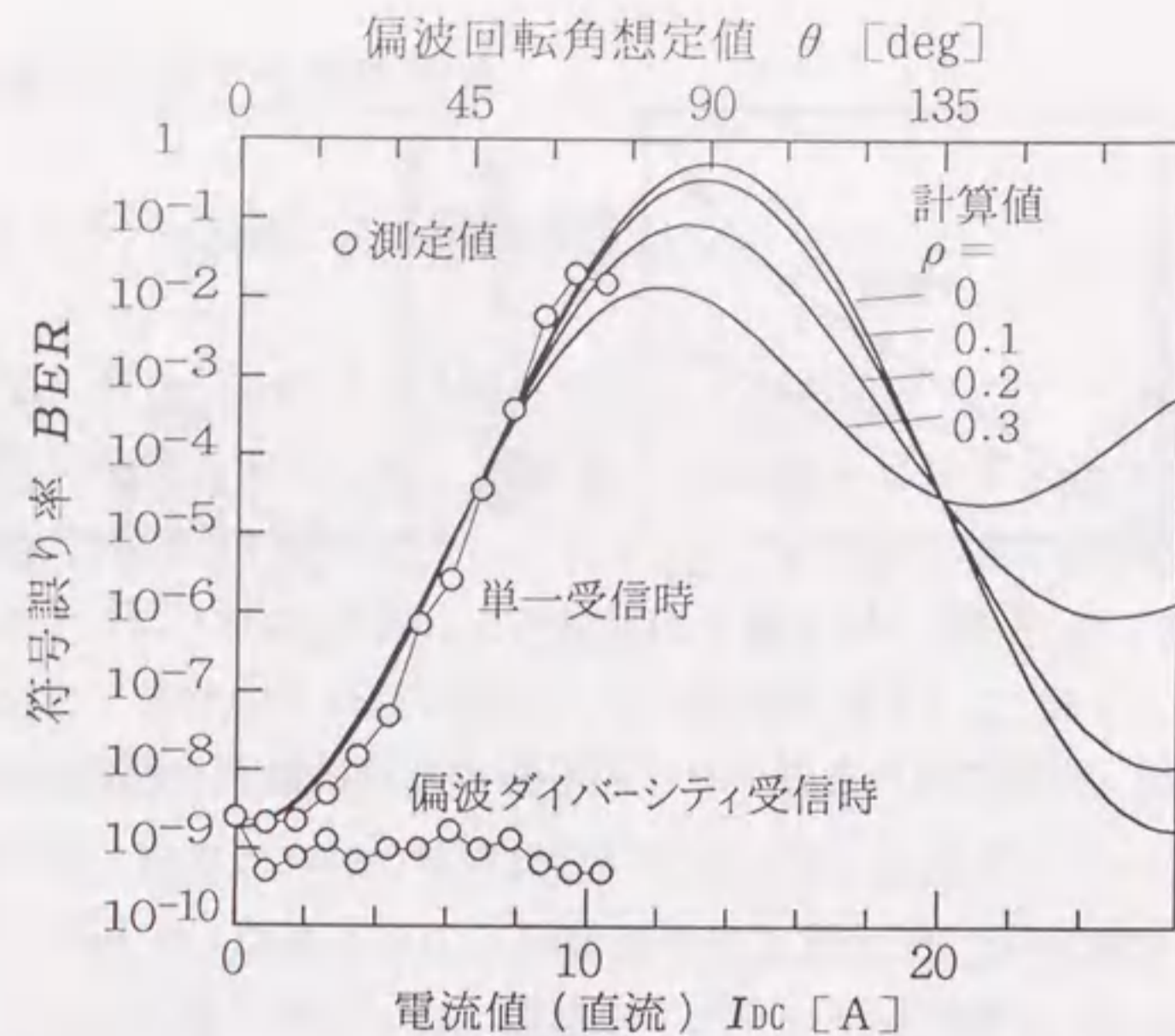


図5.7 直流電流の磁界によるコヒーレント光通信の符号伝送品質の劣化特性

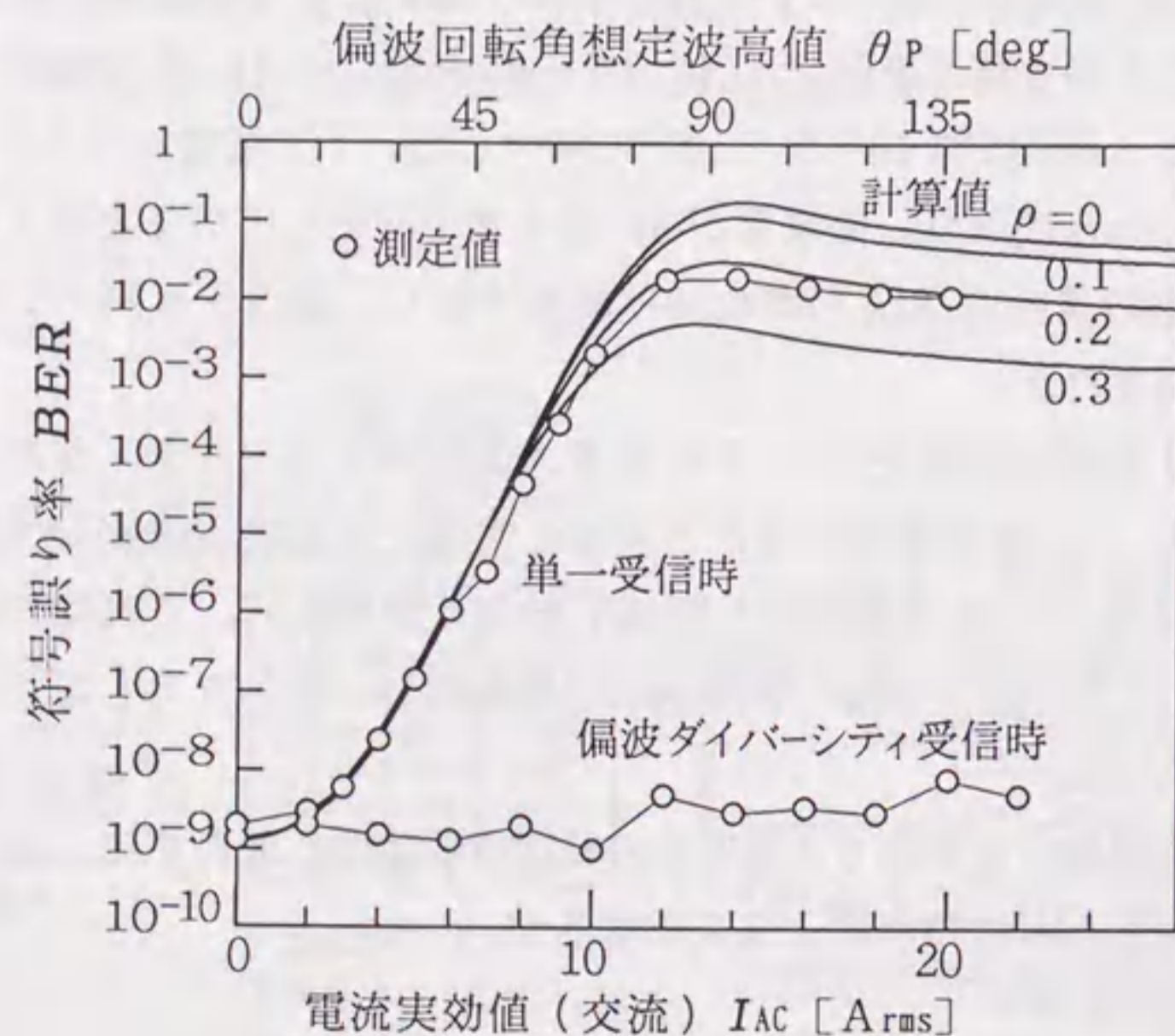


図5.8 交流電流(50Hz)の磁界によるコヒーレント光通信の符号伝送品質の劣化特性

検波復調方式が光ヘテロダイン検波、FSKシングルフィルタ包絡線検波の場合、符号誤り率 BER は近似的に次式で表される⁽¹⁾。

$$BER = \frac{1}{2} \exp(-SNR/4) \quad (5-32)$$

偏波ダイバーシティなしの場合、 SNR は式(5-21)で表され、信号光の偏波状態 θ, ε の関数である。偏波ダイバーシティ受信の場合は、式(5-30)により θ, ε に依存しない。初期状態を $\theta=0, \varepsilon=0$ とみなし、式(5-31)により θ の関数に置換えた。

交流電流における平均の符号誤り率 BER_{ac} は、偏波状態が高速に変動している時の電流の各瞬時値に対する BER の1周期分の平均として考えることができる。従って、 θ の波高値を θ_p とし、

$$\theta = \theta_p \sin \phi \quad (5-33)$$

で振動しているとして ($\phi = 2\pi f t, f = 50[\text{Hz}]$)、

$$BER_{ac}(\theta_0) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} BER(\theta_p \sin \phi) d\phi \quad (5-34)$$

によって求められる。

直流電流に対する計算結果を図5.7、交流電流に対する計算結果を図5.8に測定結果と合わせて示す。

初期状態(磁界0の時)の BER は測定値と一致するように、式(5-21)の熱雑音パラメータ Z_r を合わせた。ヴェルデ定数は $V = 2.8 \sim 3.2 \times 10^{-8} [\text{rad/AT}]$ の範囲で適合させた。同図より、測定結果は理論計算と良い一致を示している。図5.7の直流電流の場合、 $\theta = 90^\circ$ 付近で BER は最悪となるが、それ以上では再び元の偏波主軸角に近づくため BER が回復する。図5.8の交流電流の場合、 $\theta_p = 90^\circ$ 付近の時でも瞬時は電流零点を通るので平均的に BER は直流の場合より良いが、 90° 以上回転しても必ず最悪値を通るので BER はあまり回復しない。これより、交流電流の場合、光の瞬時値に対する BER の時間平均になることが確認された。

5.5 インパルス性偏波変動に対する符号伝送特性

5.5.1 短尺OPGWを用いた実験方法

第3章においてOPGWへのインパルス電流による偏波変動を測定したが、その時のコヒーレント光通信伝送特性について測定した。コヒーレント光通信装置の構成は図5.4と同じである。OPGWの諸元および実験構成は第3章の表3.1および図3.3と同一である。測定系の構成を図5.9に示す。

図5.9は偏波変動とコヒーレント光通信の符号誤りとを同時に測定するように構成されている。OPGWから戻った光は偏波保存型光分岐器で分岐され、一方の光は偏波状態測定用のプリズムへ行き、もう一方の分岐光は、光カプラで局発光と結合してコヒーレント光通信受信器に入力される。後者の光は偏波ダイバーシティ受信のために偏波ビームスプリッタ(PBS)で垂直・水平偏波に分離され、受信装置に入力される。光カプラおよびPBSは偏波測定用の光学系と同じ基盤上に構成し、空間伝搬で接続しており、光カプラが偏波保存型ではないが、垂直・水平偏波間の振幅比は概ね保存されている。なお、光カプラの2つの出力光のうち、PBSに向わない方の光は偏波対策のない単一受信の実験のために用いる。

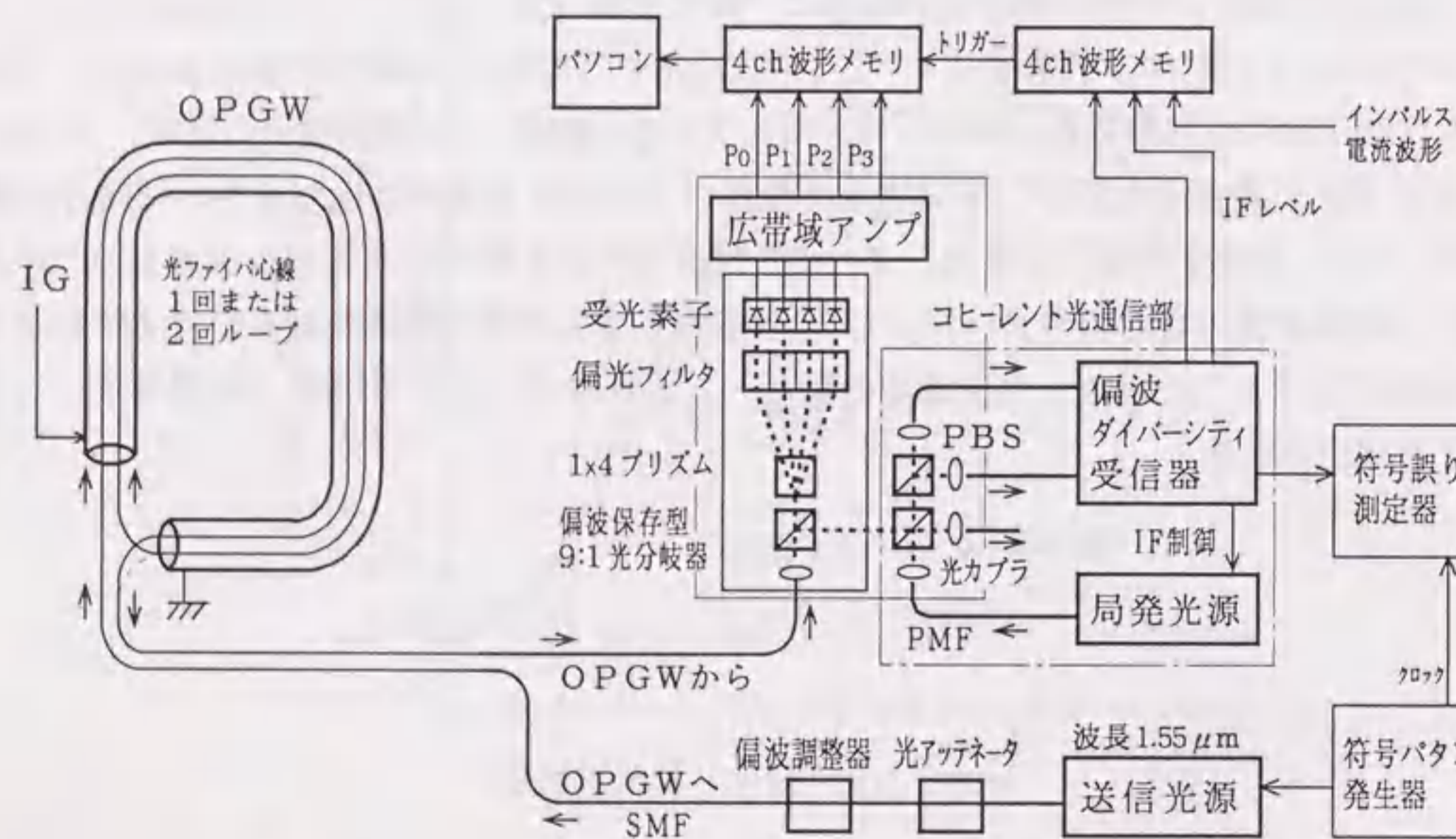


図5.9 OPGWインパルス電流実験におけるコヒーレント光通信装置の構成

偏波変動の大きさは、第3.3章と同様に、偏波移動角で評価する。但し、偏波変動の基点は、図5.10に示すように、IF信号が最大となるように信号光の偏波状態を設定し、その点を S_{10} , S_{20} , S_{30} とし、偏波移動角を β_c とした。基点の偏波状態は局発光の偏波状態と同じと推定される。また、偏波ダイバーシティの場合は水平直線偏波と垂直直線偏波の成分に分れるので、各々 $S_{10}=+1, -1$ (この時 $S_{20}=S_{30}=0$) の点が基点となる。

符号誤りの測定は、初期状態の符号誤り率BERが 10^{-10} 程度になるように光アッテネータで受信強度を設定し、インパルス電流印加時の偏波変動による符号誤り回数 BEN (Bit Error Number) のカウントを行った。

実験当初は、信号光をOPGWに1回だけ通し、また初期偏波状態をIF信号レベルが最大になる位置に設定したが、第3章に示したように、偏波変動量が約80deg前後と小さいため、符号誤りを生ずるまでに至らなかった。そこで、図5.9に示すように、OPGW中の光ファイバ心線を2回ループさせることにより偏波変動量を大きくするとともに、事前にインパルス電流による偏波変動方向を把握しておき、図5.10のように、初期状態をIF最大の状態から、符号誤りが生じやすい方向に少しずらして設定した。

また、受信回路には622Mbpsの同期クロック抽出回路も持たせており、同期クロック信号を光受信器から符号誤り測定器に与えることができる(従って、送信器と受信器とが離れていても測定できる) ようになっているが、バースト的な符号誤り発生と同時に同期信号も失い、エラービット数をカウントできなくなる場合が多かったため、同期クロック信号は送信側の符号発生器のクロック出力を符号誤り検出器へ直接与えて測定した。

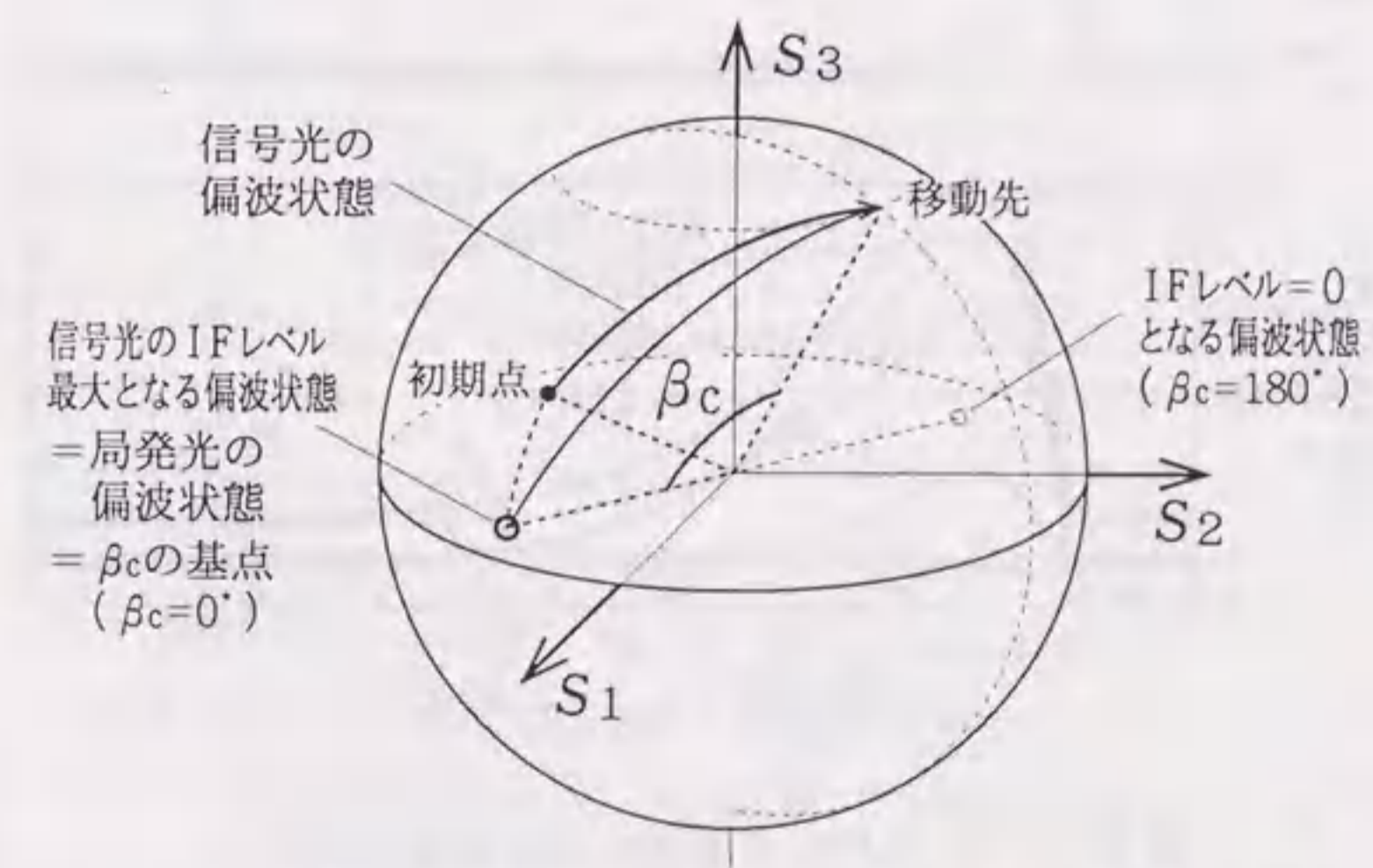


図5.10 コヒーレント光通信における偏波移動角 β_c の基点の定義

5.5.2 実験結果と考察

(1) 偏波変動対策なしの場合

インパルス電流による偏波変動波形とその時の符号誤り数を繰返して測定した。偏波移動角 β_c の波形例とその時の符号誤り数を図5.11に示す。信号光の偏波状態の初期状態は、上述のように、IF信号最大の状態 (β_c の基点) から予測される偏波変動方向へ少しずらしてある。偏波移動角の波高値 β_{cp} が 150° 以上になると急激に符号誤り数が増大し、 $\beta_{cp}=180^\circ$ 付近で最大となり、約7000bitの符号誤りが観測された。

(2) 偏波ダイバーシティ受信の場合

偏波ダイバーシティ受信の場合、基点となる局発光の偏波状態が水平偏波 ($S_{10}=1$) と垂直偏波 ($S_{10}=-1$) の2つが存在するため、ここでは垂直偏波の方を β_c の基点 ($\beta_c=0$) とした。この時、信号光の偏波状態 [S_1, S_2, S_3] に対し β_c は次式で表せる。

$$\beta_c = \cos^{-1}(-S_1) \quad (5-35)$$

信号光の初期偏波状態は、 $S_1=\pm 1, S_2=\pm 1, S_3=\pm 1$ などに設定して測定した。なお、 $S_2=\pm 1$ または $S_3=\pm 1$ の時は、 $S_1=0$ なので、信号光が水平・垂直偏波チャンネルに等分配されている状態であり、 $S_1=\pm 1$ の時は一方のチャンネルに偏っている状態である。

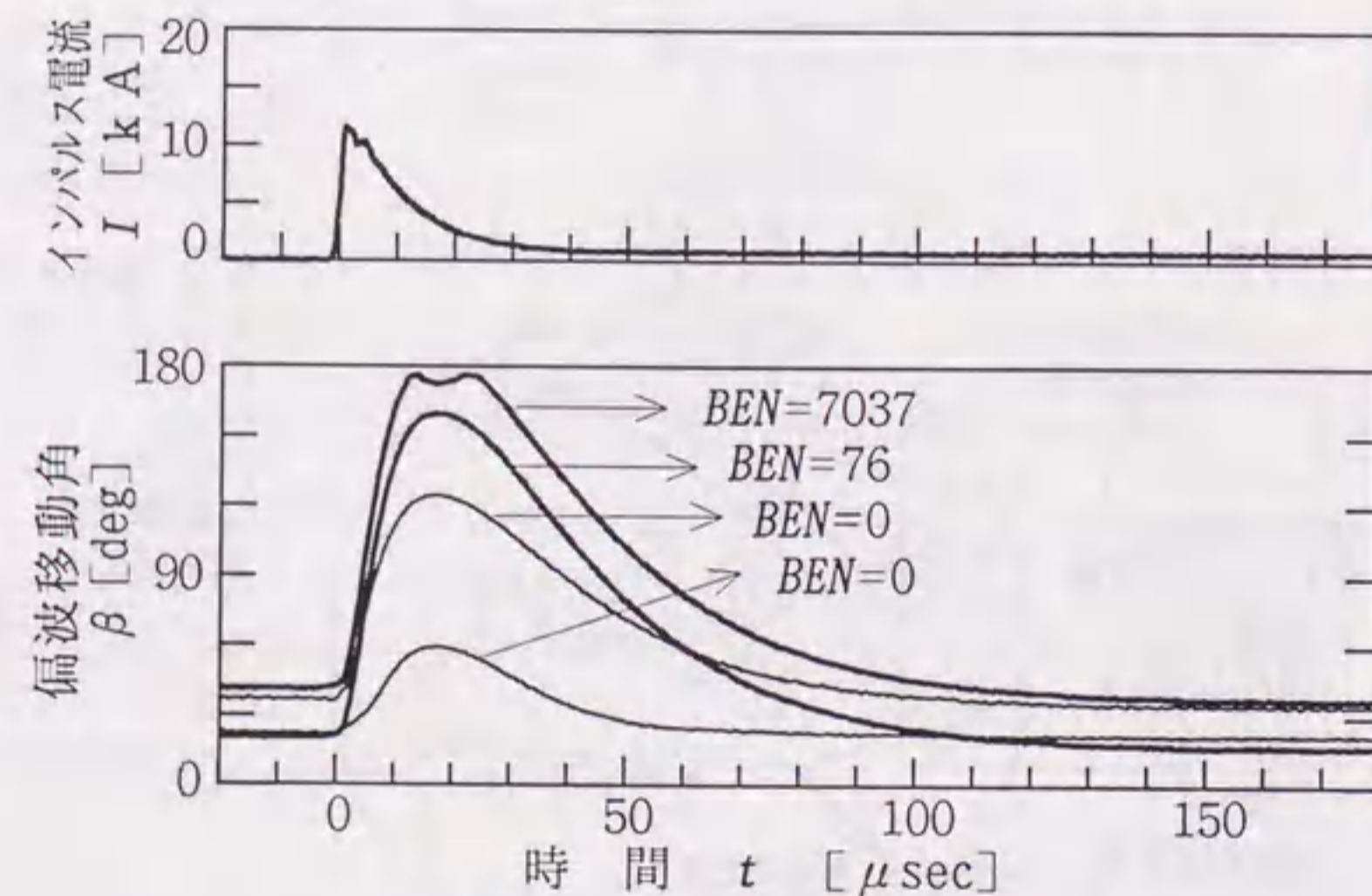


図5.11 インパルス電流による偏波波形例と
コヒーレント光通信単一受信時の符号誤り数

図5.12は、初期状態を $S_2=1$ ($S_1=S_3=0$) とした時の、インパルス電流による偏波変動、IF信号レベルモニタの測定波形例である。同図は、図3.6の測定ケースと同じであり、OPGW中の光ファイバ心線は1回ループである。偏波移動角は、3章による定義 (変動直前の偏波状態を基点) の場合 (β) と、本章の偏波ダイバーシティ受信に対する定義 (垂直偏波 $S_{10}=-1$ を基点) の場合 (β_c) とを示す。IF信号モニタ回路の帯域が数kHzのため変化が送られて現れているが、水平チャンネルのIF信号は β_c や S_1 と同じ方向に変化し、垂直チャンネルは反対方向に変化しており、偏波ダイバーシティの動作が確認された。また、この時の符号誤りはなかった。

(3) 符号誤り数の特性

偏波移動角波高値 β_{cp} に対する符号誤り数の測定結果を図5.13に示す。単一受信の場合、 β_{cp} が大きくなると、信号光の偏波状態が局発光の偏波状態から大きくずれたことになり、符号誤り数が増大する傾向が得られた。実験ケースによって符号誤り数がかなりばらついているが、この原因としては、IF信号最大の状態を設定する際、信号レベルがコ

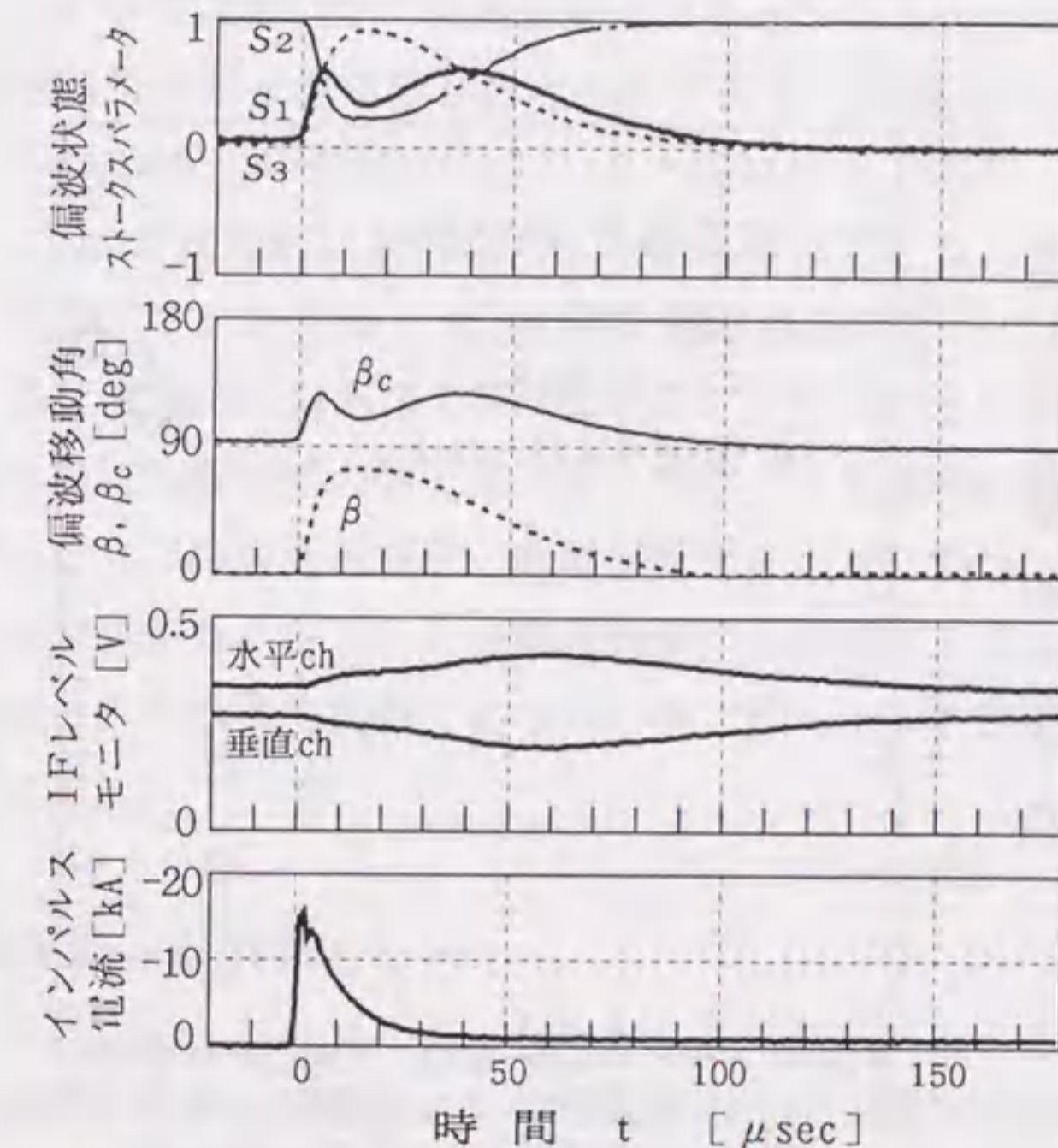


図5.12 インパルス電流による偏波波形と
偏波ダイバーシティ受信時のIF信号の変化

サインカーブで変化するので最大点を見つけ難いこと、初期偏波状態を設定した後インパルス印加まで数10秒の時間差があり、その間に初期設定からずれ、また、偏波移動方向もIF信号を低下させる方向からずれること、疑似ランダム符号のマーク率(1/0の割合)が β_c の波高値付近約20 μ secの間では変動すること(シングルフィルタ検波方式では0符号と無信号の区別が無い場合、信号減衰による符号誤りでは0を1と間違えることがない)、が考えられる。

同図には偏波ダイバーシティ受信時の特性も示した。これより、偏波ダイバーシティによる偏波補償の効果が確認された。

(4) 理論検討

観測された符号誤り数の妥当性を示すために、単一受信時の偏波移動角波高値 β_{cp} に対する符号誤り数 BEN の理論計算を行った。各瞬時の β_c に対する符号誤り率 BER を時間積分すれば良いが、ここでは近似的に、符号誤りが波高値付近でのみ生じ、その間の符号誤り率は一定とする。即ち、 β_c の波形を波高値 β_{cp} 、時間幅 τ_p の方形波に近似して計算する。この場合、符号誤り数は、式(5-21)、(5-32)から、次式により求められる。

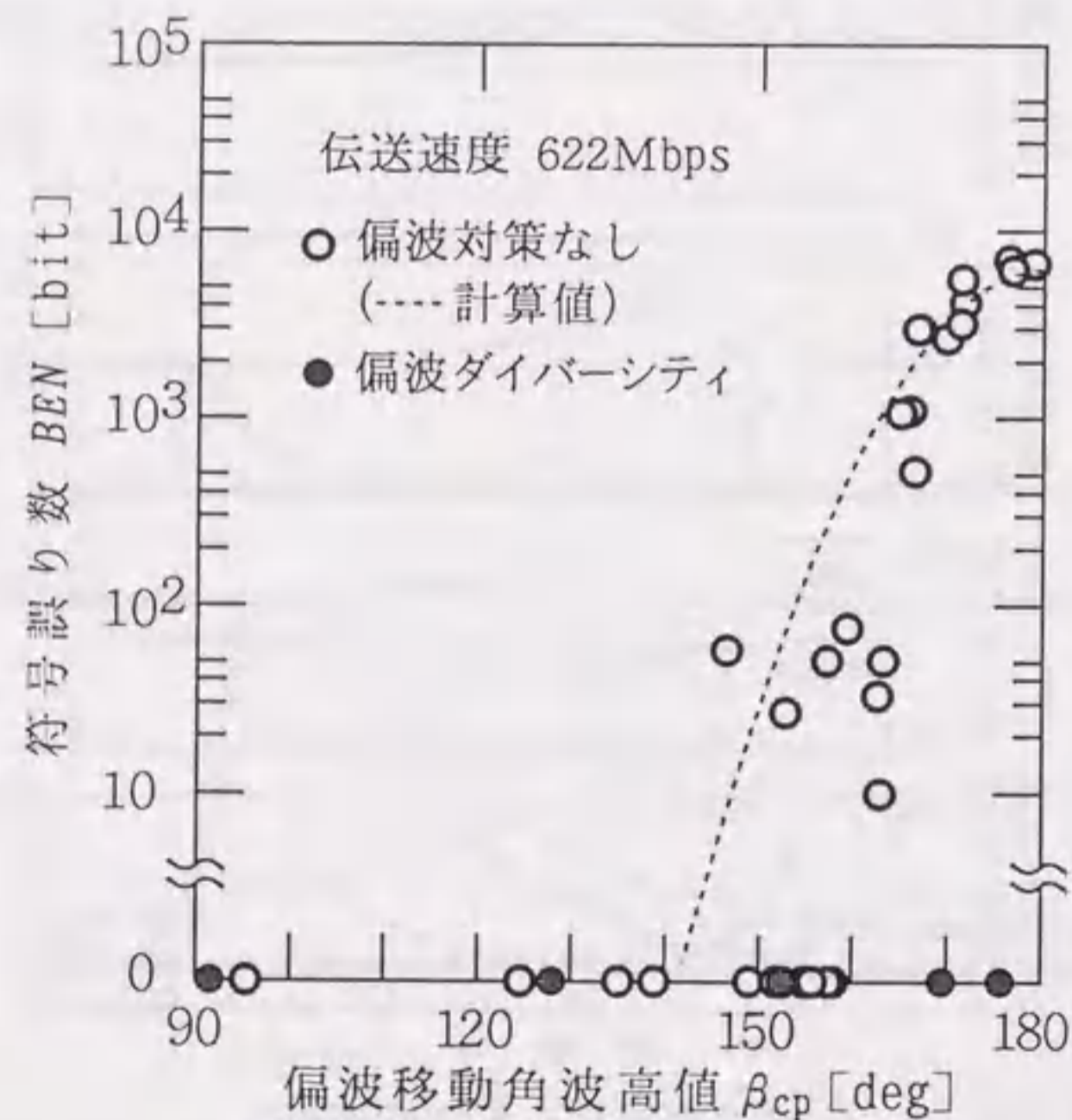


図5.13 インパルス電流による偏波移動角波高値と符号誤り数の関係

$$BEN = R \int BER(\beta_c(t)) dt \quad (5-36)$$

$$= \frac{R \tau_p}{2} \exp\left(-\frac{SNR(\beta_{cp})}{4}\right) \quad (5-37)$$

$$SNR(\beta_{cp}) = \frac{2 \gamma^2 P_L P_s (1 + \cos \beta_{cp})}{(2 e (\gamma (P_L + P_s) + I_d) + Z_T) B} \quad (5-38)$$

上式において、 R は符号伝送速度[b/s]、 P_s は受光素子に入る信号光強度[W]、 P_L は局発光強度[W]、 e は電子電荷[As]、 γ は光電気変換効率、 I_d は暗電流[A]、 Z_T は熱雑音[A²]、 B は検波帯域[Hz]である。 τ_p は β_{cp} の持続時間で $\tau_p=20\mu$ secとした。それによる計算結果を図5.13に破線で示す。これより、測定値と理論値は概ね一致した。

5.6. 実フィールドにおけるコヒーレント光通信実験

5.6.1 実OPGWによる実験方法

実フィールドのOPGWにおいて、偏波変動とコヒーレント光通信との同時観測を行った。偏波変動の観測結果は第4章に示したとおりであり、観測ルートは図4.3と同じである。コヒーレント光通信の実験構成は図5.9とほぼ同一であり、違いは、波形メモリへのトリガを図4.2の偏波変動検出回路により与える点である。受信部は偏波ダイバーシティ受信方式で受信する。符号誤り測定器は、誤り発生時にその日時と誤り数 BEN をプリンタで出力し、また定期的に符号誤り率 BER にしてプリンタ出力する。また、本コヒーレント光通信装置において長時間の無人測定を行うと、IF信号の周波数制御が徐々にずれて制御範囲を越えたり、局発光の水平・垂直偏波チャンネルへの分配比が長時間運転の間はずれてきたりする場合があるので、その都度調整する必要がある。このため、偏波変動観測だけならば2カ月近く無人で観測できるが、本コヒーレント光通信で無人観測が可能な期間は1日程度である。

5.6.2 実験結果および考察

コヒーレント光通信の符号伝送特性とその時の信号光の受信偏波状態とを2日間にわたって測定した結果を図6.14に示す。第4章の図4.5に示した偏波観測と同時測定したものであり、偏波状態の S_1 のみ再度ここで表示した。IF信号レベルは自乗検波した値であり、偏波ダイバーシティ受信のために分離した水平偏波(ch.1)と垂直偏波(ch.2)の各チ

チャネルの信号の大きさを示している。IF信号レベルおよび平均の S_1 の波形はそれぞれ交流60Hzの周期の整数倍で平均化した値である。2つのIF信号レベルは、信号光の偏波状態によって変化するが、一方のチャネルのレベルが低下すると他方が増大し、合計ではほぼ一定になっている。また、第2.3.3節に述べたように、 S_1 は水平/垂直方向の直線偏波成分を表すが、ch.1のIF信号レベルが S_1 と同様に変化していることが確認できる。

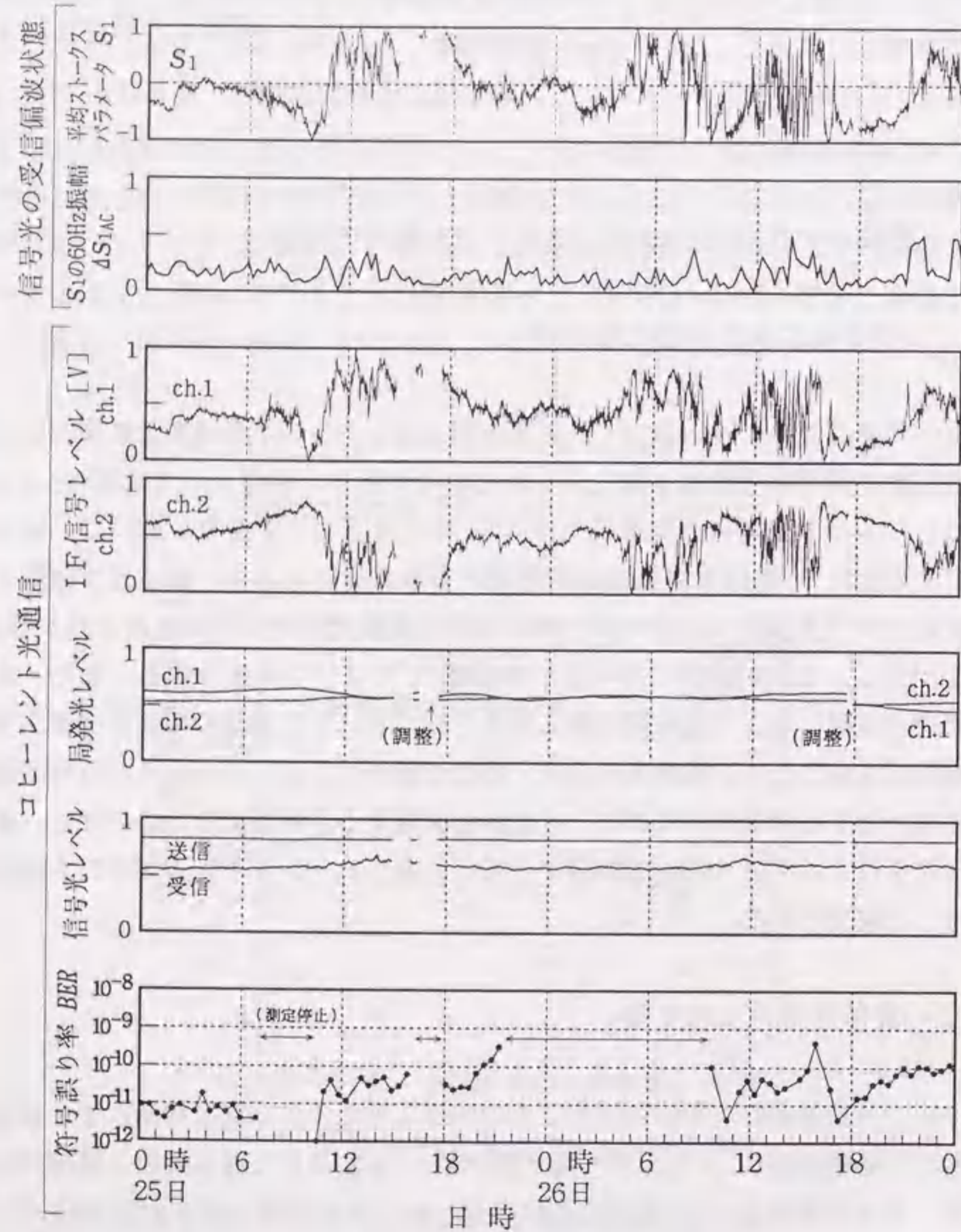


図5.14 コヒーレント光通信の実験結果

局発光の強度は概ね両チャネルに等分配されている。若干の揺らぎは局発光源と定偏波ファイバ(PMF)の接続時の軸合わせ誤差によるものである。信号光の強度は送信点では安定しているが受信光は図4.5の屋外温度に依存して1dBほど変動している。この原因は、波長1.3 μ m用光ファイバ(SMF)に波長1.55 μ mの光を用いたため、伝送路のベンディングロス(曲がりによる漏洩損失)の温度依存性が生じたためと考えられる。

符号誤り率BERは概ね 10^{-10} 前後の値であり、BERの若干の変動の原因は局発光源の温度ドリフトによる中間周波数制御のずれによるものである。符号誤り率のグラフに3カ所の空白時間があるが、1回目と3回目は記録用のプリンタが動作不良で停止したためであり、2回目は、局発光源の温度調整、PMFの接続調整、記録データのバックアップ等の作業のためである。符号誤り率と偏波状態とを比較すると、両者の相関はなく、偏波ダイバーシティ受信により偏波変動の影響が回避できることが確認された。

ΔS_{1AC} は15分周期に S_1 の瞬時波形を測定し、交流60Hzの変動成分の振幅を算出したものであり、瞬時の S_1 は平均の S_1 を中心に $\pm \Delta S_{1AC}/2$ の幅で振動していることを示している。従って、IF信号も同図の平均レベルに60Hzの比較的速い変動が加わっている。このような状態で、実フィールドのOPGWにおいてコヒーレント光通信が可能であることが実証できた。但し、本測定期間中には、生憎、落雷による偏波変動が1度もなかったが、前節のインパルス電流による実験結果と本節のフィールド試験結果から、第4章に示した落雷による偏波変動に対しても十分補償可能であると考えられる。

5.7. まとめ

コヒーレント光通信への偏波変動の影響と偏波ダイバーシティ受信方式による偏波補償特性を理論的および実験的に明らかにした。

基礎実験として、光ファイバ心線に直流および交流電流による磁界を加えファラデー効果による偏波変動を発生させてコヒーレント光通信の符号伝送誤り率特性を測定した。偏波補償のない単一受信の場合、偏波変動幅とともに符号誤り率が増大し、計算値と概ね一致した。交流電流の磁界に対する平均の符号誤り率は、瞬時電流に対するの符号誤り率を交流1周期分で時間平均した値に一致することが分った。また、偏波ダイバーシティ受信の場合は偏波変動に関係なく一定の符号誤り率で受信できることを確認した。

次に、OPGWへの落雷を想定し、インパルス電流印加時のコヒーレント光通信の符号伝送実験を行った。単発現象である偏波変動とコヒーレント光通信の符号誤りとの関係を

正確に求めるために、両者を同時に測定できる実験系を構成した。実験の結果、単一受信の場合、局発光の偏波状態からのずれを偏波移動角 β_c として表すと、 β_c の波高値が150度以上になると急激に符号誤り数が増大することが判明し、実験結果が計算結果と一致することが示された。また、偏波ダイバーシティ受信の場合はこのような偏波変動に対しても偏波補償できることが実験により確かめられた。

最後に、実フィールドのOPGWにおいてコヒーレント光通信の符号伝送実験を行った。交流電流周期の偏波変動成分を含むOPGW伝搬光に対して、偏波ダイバーシティ受信による偏波補償が実証された。これらの実験結果から、落雷に対する偏波変動補償も十分可能であると推測できる。

第5章の参考文献

- [1] 島田, 電子情報通信学会, "コヒーレント光通信", コロナ社, 1988
- [2] H. Tsushima, et. al, "1.244-Gb/s 32-channel transmission using a shelf-mounted continuous-phase FSK optical heterodyne system," J. of Lightwave Technology, Vol. 10, No. 7, 1992
- [3] M. Fujiwara, et. al, "A Coherent photonic wavelength-division switching system for broadband networks," J. of Lightwave Technology, Vol. 8, No. 3, 1990
- [4] 笠, 秋葉, "超多重, 長距離コヒーレント光通信システムに関する検討", 電子情報通信学会技術研究報告, No. OCS-94-44, 1994
- [5] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動", 電気学会論文誌, Vol. 116-C, No. 6, 1996
- [6] 黒野, 伊澤, 栗原, "OPGW伝搬光の落雷による偏波変動の実測とその一考察", 電気学会論文誌, Vol. 118-C, No. 5, 1998
- [7] 黒野, 伊澤, 栗原, "コヒーレント光通信の電磁界の影響と対策(その1)-磁界の影響に関する基礎実験", 電力中央研究所研究報告 No. R93008, 1994
- [8] 黒野, 伊澤, 栗原, "光コヒーレント通信の磁界影響に関する基礎検討", 平成6年電気学会全国大会, No. 465, 1994
- [9] 黒野, 伊澤, 栗原, "コヒーレント光通信の電磁界の影響と対策(その2)-インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動" 電力中央研究所研究報告 No. R94006, 1995
- [10] 黒野, 伊澤, 栗原, "OPGWのインパルス電流による偏波変動とコヒーレント光通信の実験", 電気学会通信研究会, No. CMN-94-87, 1994
- [11] 黒野, 伊澤, 栗原, "コヒーレント光通信の電磁界の影響と対策(その3)-実フィー

ルドのOPGWにおける落雷による偏波変動の測定", 電力中央研究所研究報告 No. R94016, 1995

- [12] 黒野, 伊澤, 栗原, "落雷によるOPGW伝搬光の偏波変動の実測", 電子情報通信学会技術報告, No. OCS-95-83, 1995
- [13] P. S. Henry, "Litewave Primer," IEEE J. Quantum Electronics, Vol. QE-21, No. 12, 1985
- [14] 大越, 菊池, "コヒーレント光通信工学" オーム社, 1989
- [15] 荻田, 小滝, 尾中, 石川, "半導体レーザの直接周波数変調", 電子情報通信学会論文誌, Vol. J73-C-I, No. 5, 1990
- [16] A. S. Siddiqui, J. Zhou, "Two-channel optical fiber transmission using polarization division multiplexing," J. of Optical Communications, Vol. 12, No. 2, 1991
- [17] 左貝他, "特殊構造ファイバの設計と特性", 光学誌, Vol. 18, No. 12, 1989
- [18] 黒野, "四電極LN結晶による偏光状態の高速制御方式", 電気学会論文誌, Vol. 118-C, No. 5, 1998
- [19] T. Imai, T. Matsumoto, K. Iwashita, "Polarization diversity technique for coherent optical detection," 4th Conference on Optical Fiber Sensors, pp.283, 1986
- [20] 石川他, "Quad-PIN-PDを用いた光ヘテロダイン偏波ダイバーシティ受信器の試作", 電気学会通信研究会, No. CMN-91-72, 1991
- [21] B. Glance, "Polarization independent coherent optical receiver," J. of Lightwave Technology, Vol. LT5, No. 2, 1987
- [22] D. Felicio, "140Mbit/s optical FSK heterodyne dual filter detection system with standard DFB-lasers," J. of Optical Communications, Vol. 11, No. 3, 1990
- [23] 菊池, "コヒーレント光通信における光の周波数・位相制御技術", 電子情報通信学会論文誌, Vol. J73-C-I, No. 5, 1990

第6章

偏波変動の高速制御方式の開発

6.1. まえがき

光ファイバを伝搬した光信号は温度や振動、電磁界によって偏波状態が変化するが、安定な偏波状態に制御できれば、各種光学素子の偏波に依存した損失変化や機能制限を解消でき、コヒーレント光通信をはじめ干渉や偏波を利用した光通信方式や計測への応用が期待できる⁽¹⁾。一方、電力で多く利用されているOPGW（光ファイバ複合架空地線）では、これまで述べてきたように、雷撃によって数10 μ secの高速な偏波変動がある⁽²⁻⁴⁾。前章で示したように、コヒーレント光通信では偏波ダイバーシティ受信方式により高速な偏波変動でも補償できることが実証された。しかし、垂直・水平偏波に分離して2つの受信系で検波するため、回路が複雑になる。また、電気信号レベルで位相揺らぎに無感応にして合成することで達成されるため、電気的な補償方式と言える。最近では、光信号の直接増幅や波形処理を行う光機能素子が開発されてきており⁽⁵⁾、より汎用性の高い偏波補償方式として、光信号レベルで偏波状態を制御することが望まれる。

従来、LN（LiNbO₃；ニオブ酸リチウム）の電気光学効果を用いた偏波制御方式は種々検討されているが、出射光を参照して偏波主軸と楕円率といった2変量に対する帰還制御を行うために高速化が難しく、応答速度は0.5msec程度であり^(6,7)OPGWに適用するには十分ではなかった。

このため、四電極構成のz伝搬LN結晶を用いて高速化を図った新しい偏波制御方式を提案する⁽⁸⁾。具体的には、任意に変化する入射光の偏波状態をストークスパラメータの形で検出し、その信号から導かれる水平・垂直方向の電圧を四電極LN結晶に同時に加えることにより一定の偏波状態に変換する。本方式ではLN素子一つで実現でき、制御電圧が入射光の偏波状態から簡単な演算で直接得られるため、高速化が可能である。

以下では、まず、本制御方式の理論を、複屈折による偏波制御、電界による複屈折制御、四電極への印加電圧と電界との関係から示す⁽⁹⁾。次に、提案の方式に基づく偏波制御装置を設計・試作し、最後に、その動作を実証する。また、無限に回転する偏波状態に対する連続追従制御について言及する⁽¹⁰⁾。

6.2. 四電極LN結晶による偏波制御方式

6.2.1 複屈折媒質による偏波制御

偏波状態は、直交偏波 (α, δ) 、偏波楕円 (θ, ϵ) 、ストークスパラメータ (S_1, S_2, S_3) の3通りで表す⁽¹¹⁾。図6.1に示すように、 S_1, S_2, S_3 は、水平直線偏波、45°方向の直線偏波、右回り円偏波の各成分を表し、偏波楕円の主軸角 θ 、楕円率角 ϵ との関係は

$$\tan(2\theta) = S_2 / S_1 \quad (6-1)$$

$$\sin(2\epsilon) = S_3 \quad (6-2)$$

直交間の振幅比の角度 α および位相差 δ は

$$\tan(\delta) = S_3 / S_2 \quad (6-3)$$

$$\cos(2\alpha) = S_1 \quad (6-4)$$

で表される。なお、偏光度 S_0 は次式で表され、単色光で光検出帯域が偏波変動速度より広い場合は $S_0 = 1$ である。

$$S_0 = \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2} \quad (6-5)$$

偏波を制御するためには、 θ, ϵ あるいは α, δ といった2つの要素を同時に一定に制御する必要がある。偏波制御には波長板のような複屈折媒質が使われ、その複屈折が最大となる主軸角度（複屈折主軸角） ψ_n や主軸と直交軸間の位相差（移相角） δ_n を制御することによって達成され、原理的には図6.2に示す3つの方式に大別できる⁽¹²⁾。

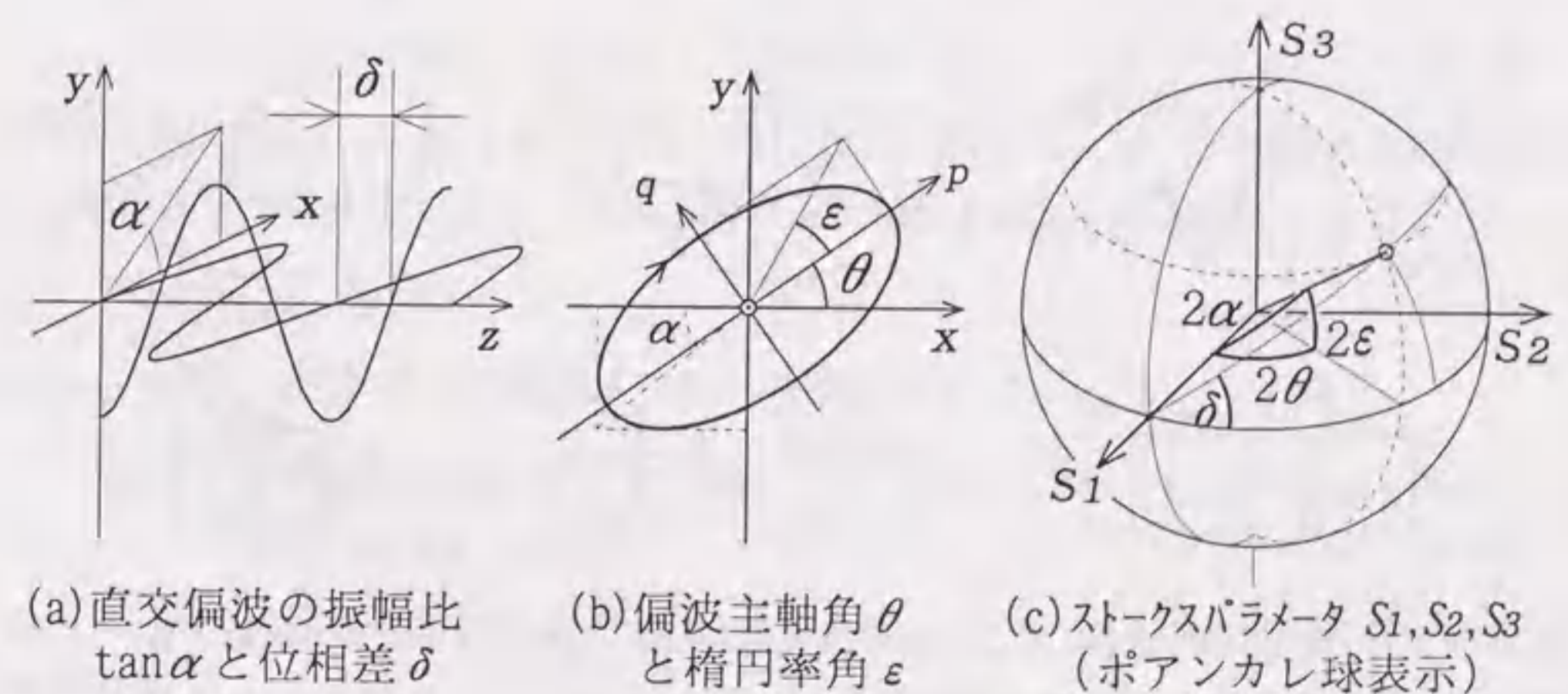


図6.1 偏波状態の表記方法

図6.2は目的の偏波状態を $[S_1, S_2, S_3]=[0, 0, 1]$ (右回り円偏波) に制御する場合の複屈折素子の基本構成とポアンカレ球上の偏波軌跡を表している。

同図のa. は2つの波長板の複屈折主軸角を回転制御する方法である。方解石や水晶などの異方性結晶に機械的な回転機構を備えることで実現でき⁽¹³⁾、比較的一般的な方法である。光ファイバの曲げを利用した方法も検討されている⁽¹⁴⁾。しかし、機械的な変位を伴うため、高速制御には不向きである。また、液晶の異方性を電界で制御する方法が報告されているが^(15, 16)、応答速度が十分ではない。

同図b. は2つの複屈折素子の移相角 δ を制御する方法である。 δ の変化は、例えば、バビネの補償板のように厚さが楔状になった複屈折素子を機械的に動かして光路部の厚さを変えることで実現できる。この他にSM光ファイバの側面から応力を加える方法⁽¹⁷⁾、ビート長程度の定偏波ファイバに長さ方向に応力を加える方法⁽¹⁸⁾、電気光学素子に電界を加える方法^(19, 20)などが検討されている。また、LN結晶を導波路構造にした素子も開発されている⁽²¹⁾。但し、b.の方法では、無限に回転する偏波変動に追従させる場合、 δ も無限に増大してしまうため、 2π ごとにリセットする必要がある。リセット動作中も追従させるには、更にもう1素子を加えて最低3つの素子を複雑に制御する必要があり、高速制御には不利になる⁽²²⁾。

同図c. は1つの複屈折素子で主軸角と移相角とを同時に制御する方法であり、例えばバビネの補償板に回転機構をつけることで実現できる。偏波状態を目的の状態まで1回で移動するため高速化に有利である。また回転要素を含むため無限追従が可能である⁽²³⁾。

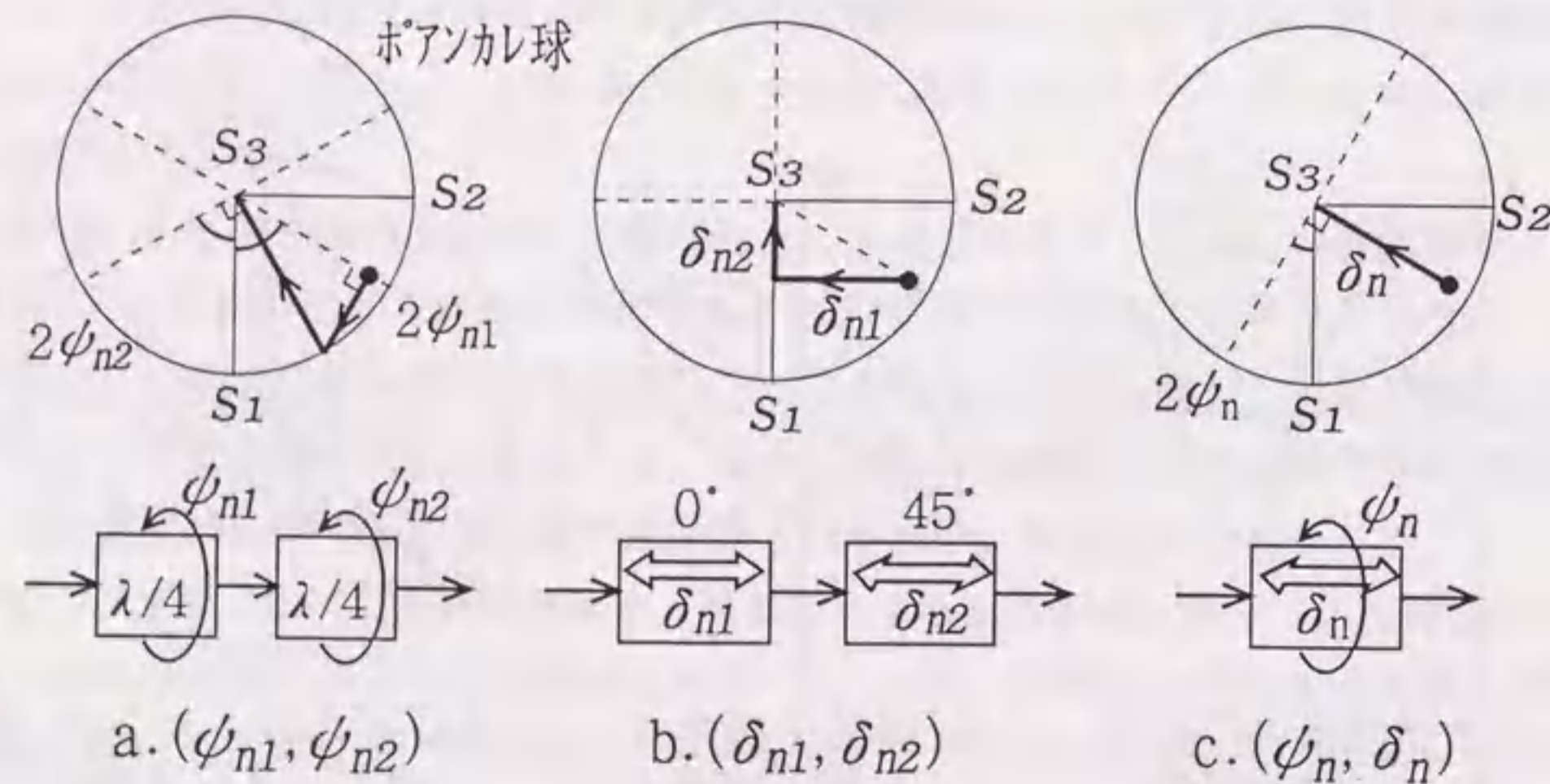


図6.2 複屈折媒質による偏波制御の基本形態

6.2.2 LN結晶の電界による複屈折制御

LN結晶で電界により複屈折の主軸角と移相角とを同時に制御する方法を検討する。この屈折率楕円体は次式で表される^(24, 25)。

$$1 = (n_o^{-2} - r_{22}E_y + r_{13}E_z)x^2 + 2r_{42}E_yyz + (n_o^{-2} + r_{22}E_y + r_{13}E_z)y^2 + 2r_{42}E_xzx + (n_e^{-2} + r_{33}E_z)z^2 - 2r_{22}E_xxy \quad (6-6)$$

但し、 r_{ij} はLN結晶のポッケルス係数[m/V]、 n は屈折率を表し、 $r_{22}=3.4 \times 10^{-12}$ 、 $n_o=2.286$ 、 $n_e=2.20$ である。

ここで、光伝搬方向を z 軸方向、印加電界方向を $x-y$ 面内とする。即ち、電界強度を E_o 、電界方向を x 軸からの角度で ϕ_E とし、式(6-6)に

$$\begin{aligned} E_x &= E_o \cos \phi_E \\ E_y &= E_o \sin \phi_E \\ E_z &= 0 \\ z &= 0 \end{aligned} \quad (6-7)$$

を代入する。更に、式(6-6)の $x-y$ 座標軸を

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi_n & \sin \phi_n \\ -\sin \phi_n & \cos \phi_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (6-8)$$

により ϕ_n 回転した $p-q$ 座標に変換する。この時、

$$\phi_n = \pi/4 - \phi_E/2 \quad (6-9)$$

の関係で回転させると、式(6-6)は

$$(n_o^{-2} - r_{22}E_o)p^2 + (n_o^{-2} + r_{22}E_o)q^2 = 1 \quad (6-10)$$

のように書換えられ、 p, q 軸は楕円の軸になる。従って、 ϕ_n が複屈折主軸角になり、 p, q 軸の長さが屈折率であり、両者の間の屈折率差 Δn は、 $r_{22}E_o \ll 1$ より、

$$\Delta n = n_o^3 r_{22} E_o \quad (6-11)$$

となる。また、 z 方向の光伝搬長 L にわたる移相角 δ_n は、

$$\begin{aligned} \delta_n &= (2\pi/\lambda) \Delta n L \\ &= (2\pi/\lambda) n_o^3 r_{22} E_o L \end{aligned} \quad (6-12)$$

となる。式(6-9)から複屈折主軸角 ϕ_n は電界方向 ϕ_E に依存し、式(6-12)から移相角 δ_n は電界強度 E_o に依存する。これより、印加電界の角度と強度(ϕ_E, E_o)を個別に制御することによって図6.2c.の (ϕ_n, δ_n) を独立して制御できることが示された。

また、式(6-9)より、電界が1回転すると複屈折主軸が半回転するが、複屈折軸の向きはないので全ての方向を表す。また、電界が1/3回転(120°)する毎に複屈折主軸の方向と一致し、三方晶系の物理的対称性を表す。この様子を図6.3に示す。

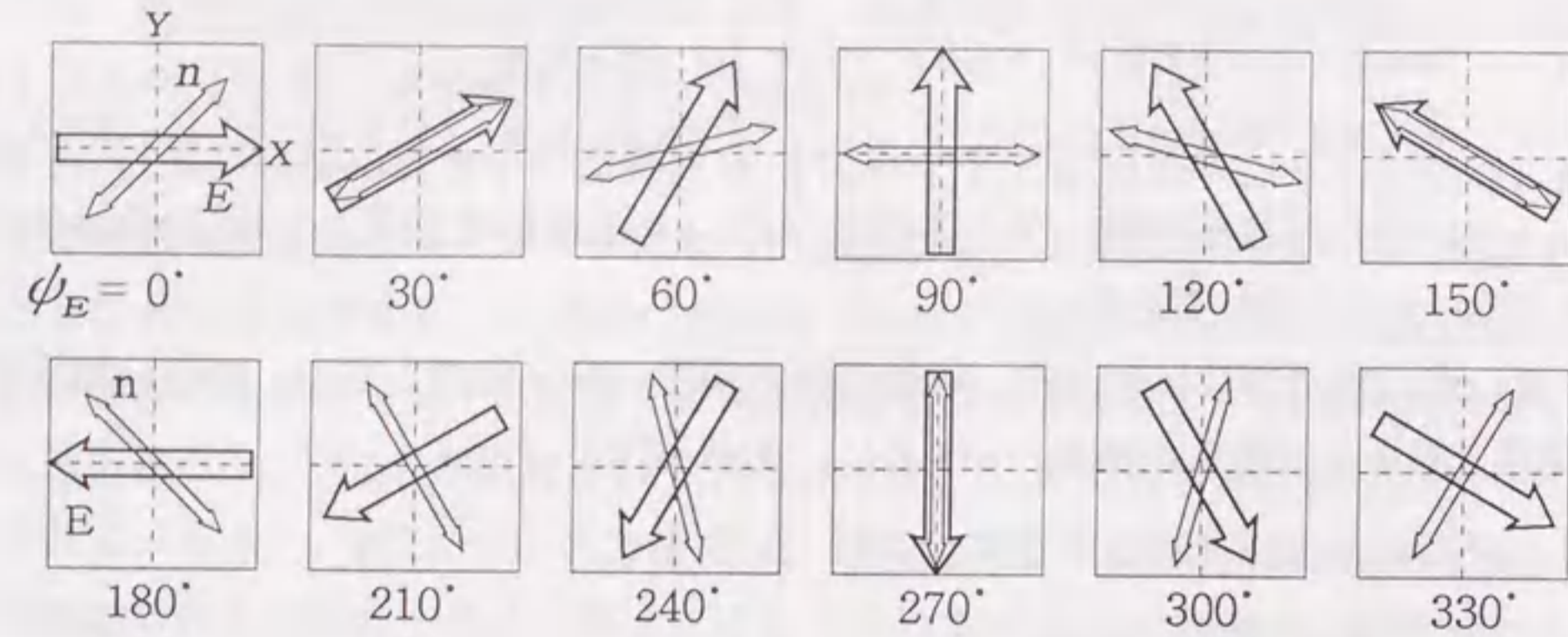


図6.3 z伝搬LN結晶のxy電界(E)の方向による複屈折主軸(n)の方向の変化

6.2.3 四電極LN結晶の直交電圧による偏波制御

図6.4に示すように、断面が正方形のz伝搬LN結晶を用い、その4つの面に電極を張り付け、x方向、y方向の電極にそれぞれ電圧 $\pm V_x, \pm V_y$ を印加する。なおx, y方向の電極間の電圧は $2V_x, 2V_y$ になる。

電圧 V_x, V_y のなす形式的な角度を ϕ_v 、強度を V_0 として、

$$V_x = V_0 \cos(\phi_v) \quad (6-13)$$

$$V_y = V_0 \sin(\phi_v) \quad (6-13)$$

$$V_0 = \sqrt{V_x^2 + V_y^2} \quad (6-14)$$

と定義し、素子の太さ(電極間隔)を D とすると、電界方向 ϕ_E および電界強度 E_0 の概略値は次式となる。

$$\phi_E \approx \phi_v \quad (6-15)$$

$$E_0 \approx 2V_0/D \quad (6-16)$$

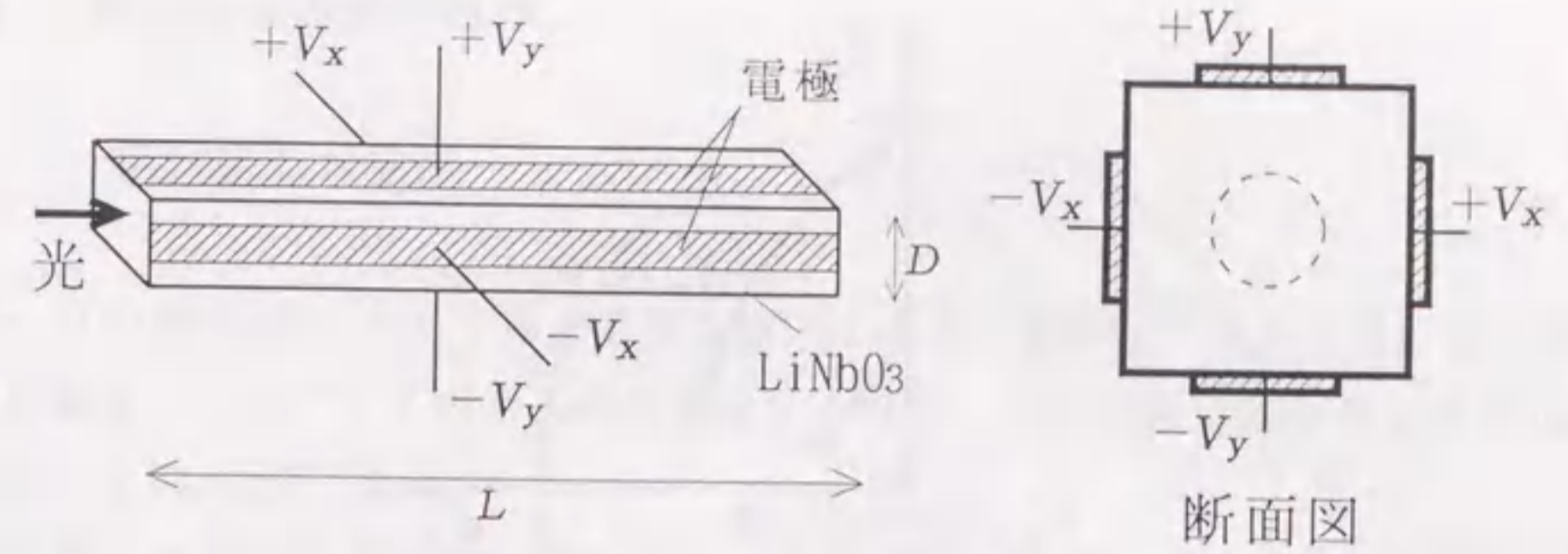


図6.4 四電極z伝搬LN結晶の構成

偏波制御に必要な δ_n の範囲は $0 \sim \pi$ であり、半波長電圧 V_π ($\delta_n = \pi$ となる電極間電圧)は次式になる。

$$V_\pi = (\pi/\delta_n) 2V_0 \quad (6-17)$$

$$= (\lambda/2)(D/L)/(n_o^3 r_{22}) \quad (6-18)$$

次に、任意の偏波状態を右回り円偏波に変換する。即ちストークスパラメータの表記で $[S_1, S_2, S_3]$ を $[0, 0, 1]$ に変換、偏波主軸角・楕円率角の表記で $[\theta, \epsilon]$ を[任意, $\pi/4$]に変換する。この時の必要な制御電圧 V_x, V_y を求める。

図6.1(a)のx軸をLN結晶の複屈折の軸とすると、同図の δ の変化分が移相角 δ_n とみることができ、複屈折軸方向が ϕ_n の時、同図(a)のx軸を ϕ_n 方向に回転したとみればよいので、同図(b)の θ は $\theta - \phi_n$ になる。この値が $\pi/4$ の時のみx, y方向の偏波成分の振幅が等しくなり、円偏波に変化できる。即ち δ_n と ϕ_n は図6.5のように表され、

$$\delta_n = \pi/2 - 2\epsilon \quad (6-19)$$

$$\phi_n = \theta - \pi/4 \quad (6-20)$$

である。式(6-19)と(6-17)、式(6-20)と(6-9), (6-15)から、偏波状態 $[\theta, \epsilon]$ に対する電圧 $[\phi_v, V_0]$ は

$$\phi_v = \pi - 2\theta \quad (6-21)$$

$$V_0 = (\pi/4 - \epsilon) V_\pi/\pi \quad (6-22)$$

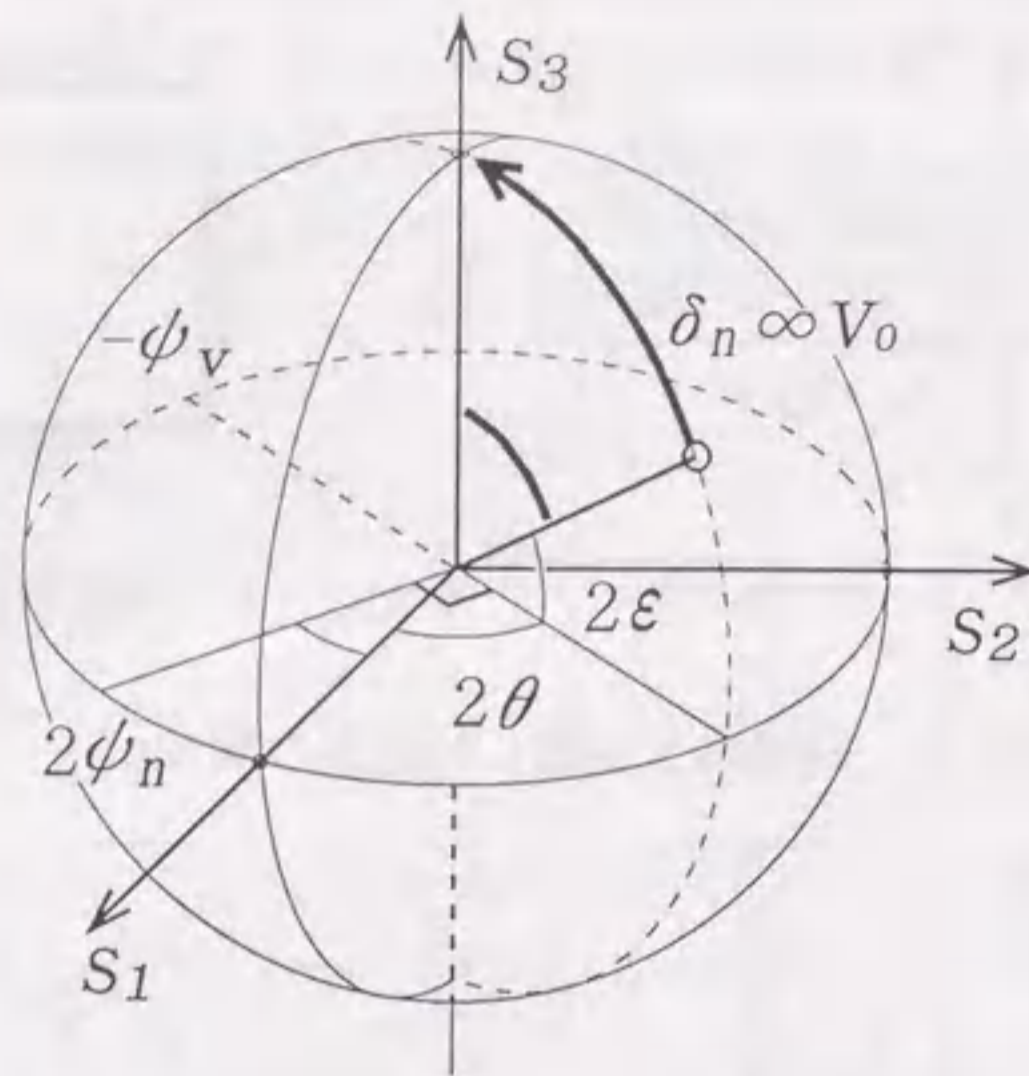


図6.5 複屈折の主軸角 ϕ_n と移相角 δ_n による偏波状態の移動方向

となり、 $[\theta, \epsilon]$ と $[V_x, V_y]$ との関係は

$$V_x = -V_0(\epsilon) \cos(2\theta) \quad (6-23)$$

$$V_y = V_0(\epsilon) \sin(2\theta) \quad (6-24)$$

となる。従って、入射光の偏波状態 θ, ϵ が分れば、制御電圧 V_x, V_y を決定できる。しかし、偏波状態を実時間で測定する場合、ストークスパラメータ $[S_1, S_2, S_3]$ の方が取得し易い。 $[S_1, S_2, S_3]$ と $[V_x, V_y]$ との関係は、式(6-2)と(6-19)、式(6-1)と(6-21)から

$$\cos(\delta_n) = S_3 \quad (6-25)$$

$$\tan(\phi_v) = V_y/V_x = \tan(-2\theta) = -S_2/S_1 \quad (6-26)$$

となり、式(6-17)と(6-25)、式(6-23)、(6-24)と(6-1)から次式が得られる。

$$V_0 = (V_\pi/(2\pi)) \cos^{-1}(S_3) \quad (6-27)$$

$$V_x = -V_0 S_1 / \sqrt{S_1^2 + S_2^2} \quad (6-28)$$

$$V_y = V_0 S_2 / \sqrt{S_1^2 + S_2^2} \quad (6-29)$$

これより、ストークスパラメータ $[S_1, S_2, S_3]$ から制御電圧 V_x, V_y を直接決定できることが判明した。

6.3. 偏波制御装置の試作

6.3.1 四電極LN結晶

式(6-18)の D/L を小さくすると必要な電圧が小さくなるが、バルク型のLN結晶で光を空間伝搬させ、光ファイバを入射端とする場合、空間伝搬可能な長さは100mm程度、ビーム径は0.5mm程度である。

このため、 z 方向の長さ40mmで断面の一辺を1.0mm, 1.5mm, 2.0mm角の3種類の結晶を製作した結果、1.0mmでは加工歪みにより偏波が十分保持されなかったが、1.5mmおよび2.0mmで十分な偏波保持性能を示した。電極間は短い方が電圧を小さくできるので、1.5mm角の結晶を採用した。

図6.6は、電極に電圧 $\pm V_x, \pm V_y$ を加えた場合の内部電界分布の計算結果である。等電位線を V_0 の1/10間隔で示した。電極の厚さは $0.2\mu\text{m}$ 、結晶寸法は $1.5 \times 1.5 \times 40\text{mm}$ で z 方向の中心の断面を3次元有限要素法により計算した。周囲をアクリル等で覆うため屈折率を1.5、LN結晶内の屈折率 n は2.286(比誘電率は n^2)とし、電界による屈折率変化は、 $\delta_n = \pi$ の時 $\Delta n = \lambda/(2L) = 2 \times 10^{-5}$ と小さいので一定とした。図中の太線が電極を表し、その内部の点線の円はビーム径0.5mmの範囲を表す。

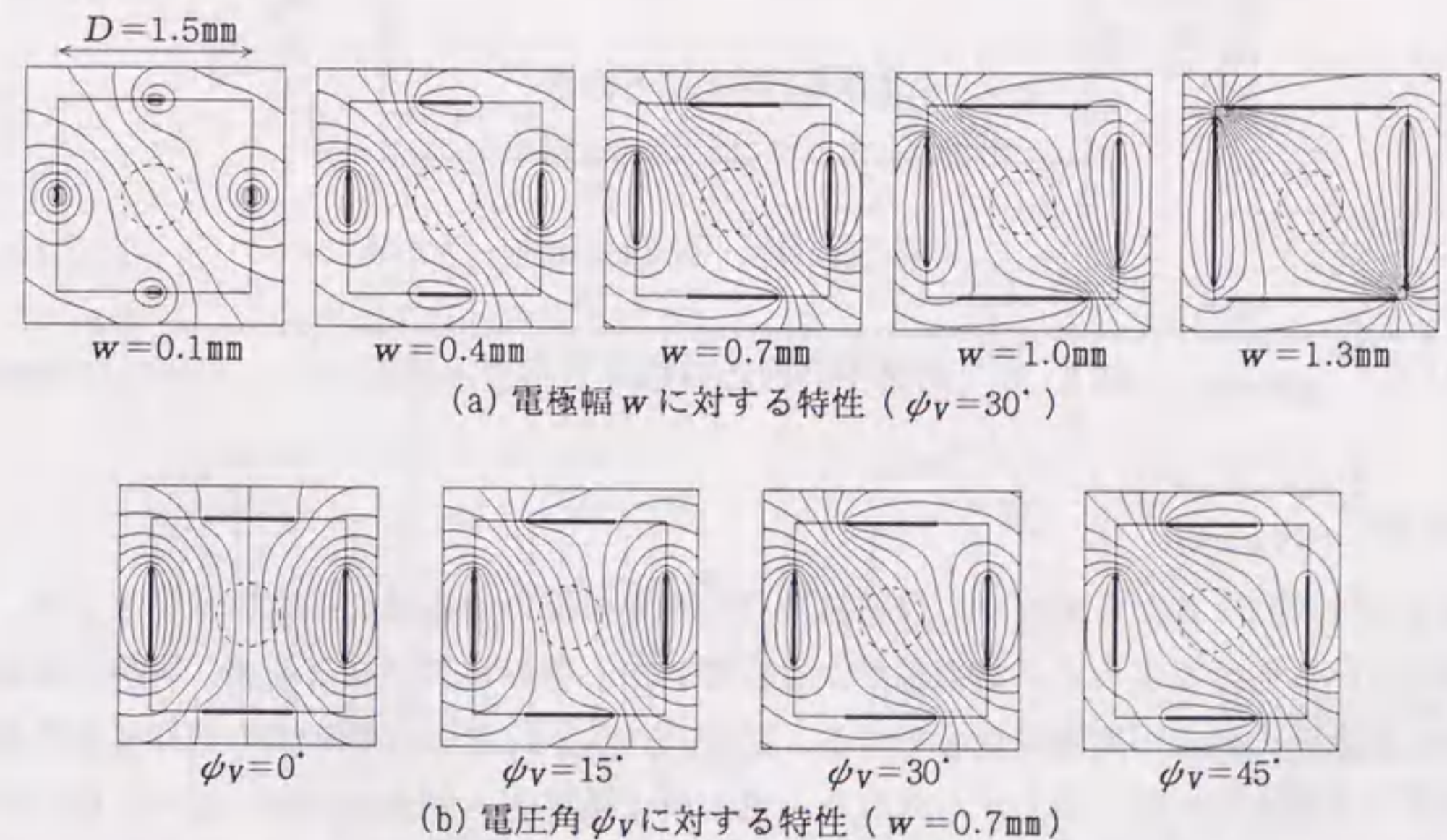


図6.6 四電極LN結晶の電極幅と電圧角による等電位線

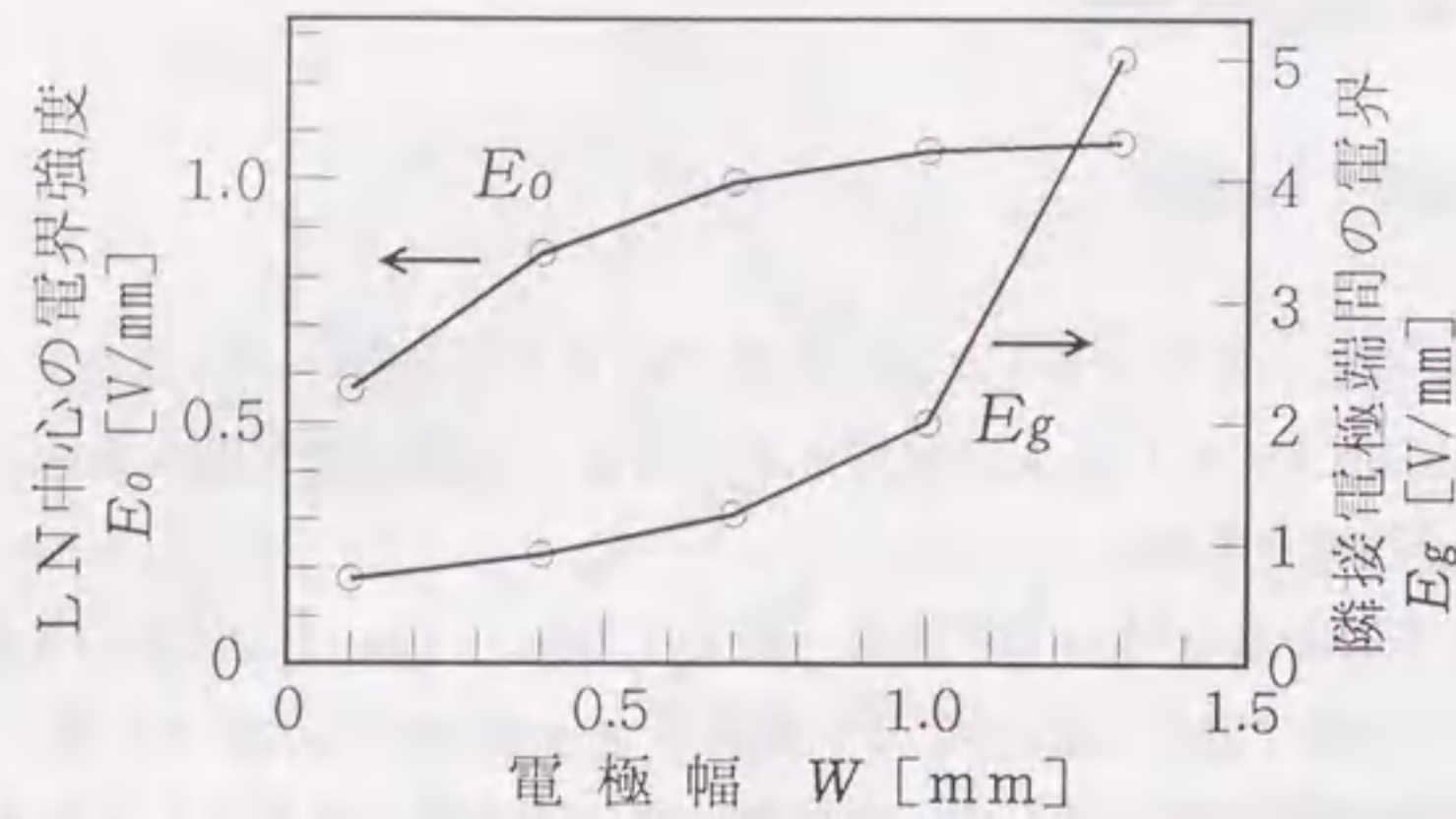


図6.7 結晶中心および隣接電極端間の電界強度

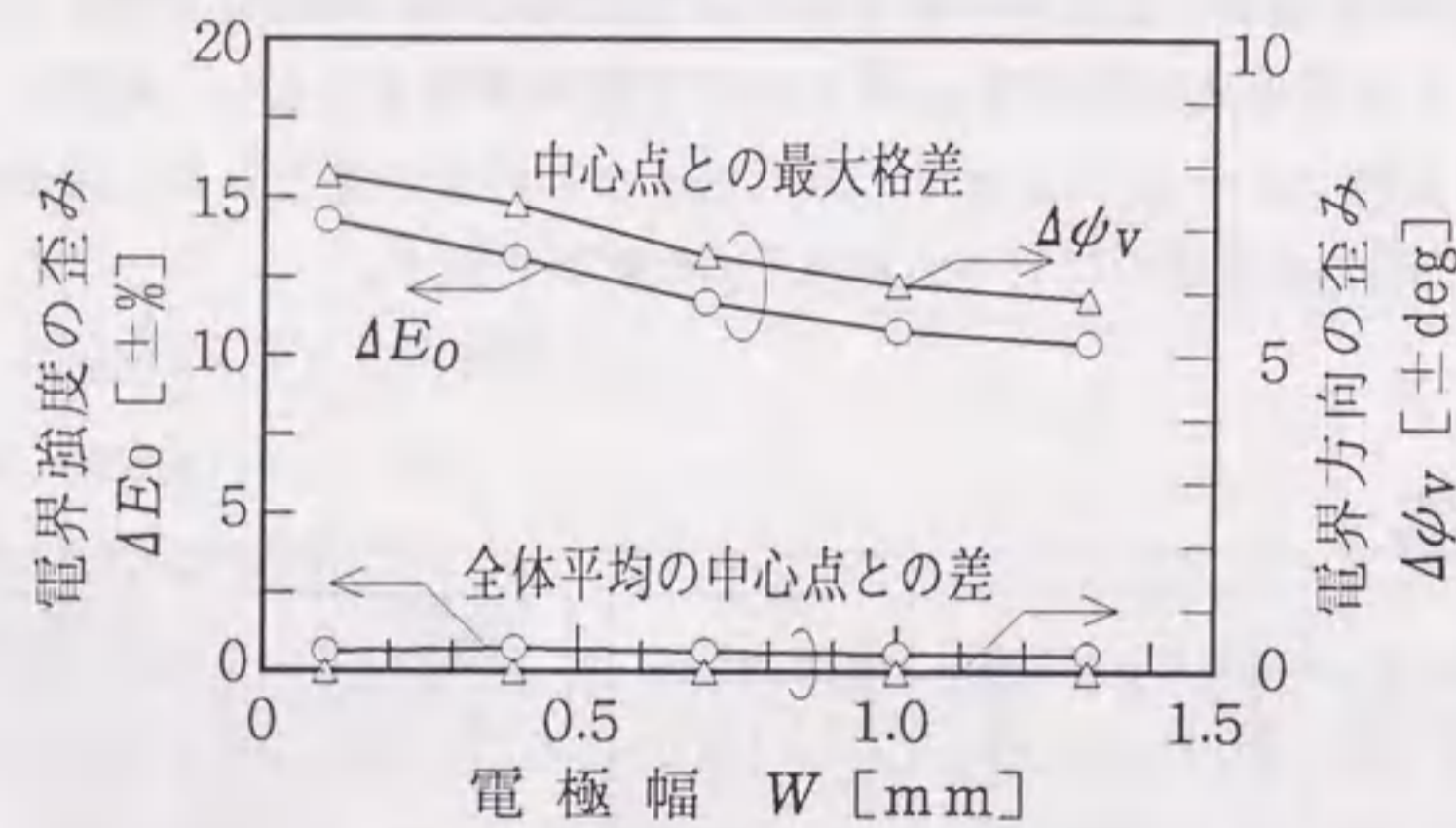


図6.8 結晶中心付近の電界分布歪み特性

図6.7は図6.6から求めたLN結晶中心の電界強度と電極端間の電界強度を示す。図6.6(a)からも分かるように、電極幅が大きい程、中心部の電界が高まるが、両隣の電極間が狭くなりその絶縁が問題になってくる。図6.8は図6.6の点線円内の電界歪みの局所最大値と平均値を表す。中心から外れた一部の所で電界歪みが大きいですが、ビーム径内を平均すると方向・強度ともに誤差が相殺されて中心の電界とほぼ一致する。以上から、最適な電極幅として0.7mmを採用した。

6.3.2 偏波制御回路

図6.9に試作した偏波制御装置の構成を示す。入射光はSMファイバを伝搬後、セルフォックレンズにより直径0.5mmにコリメートされた空間ビームとして放出される。その後、偏波状態検出用に分岐比3:1の光分岐器を通過し、四電極LN結晶に導かれる。

一方、分岐した光は更に4つに分岐され、その光強度 P_0 [W] と水平方向偏光子、 45° 方向偏光子、 $\lambda/4$ 板に 45° 方向の偏光子の各透過強度 P_1, P_2, P_3 を検出し、

$$S_j = 2 P_j / P_0 - 1 \quad (j=1, 2, 3) \quad (6-30)$$

により、ストークスパラメータを実時間で測定する。なお、光分岐器は分岐時に偏波状態が変わらないように調整してある。また、ここでは P_0 を偏波ビームスプリッタ(PBS)により水平直線偏光 P_1 と垂直直線偏光 P_1' とを検出し、両者の和から算出している。また、 P_3 の検出において、 $\lambda/4$ 板は $\delta_n = 90^\circ, \phi_n = 0^\circ$ の複屈折素子であり、図6.5から分かるように、 S_3 座標の値を $-S_2$ 座標に変換することになるので、 P_2 と同様に偏光子で検出できる。

LN結晶に入射した光は右回り円偏波に制御されて出力される。その後、 $\lambda/4$ 板により円偏波から水平直線偏波に変換され、PBS、定偏波ファイバを通して出力される。このPBSでは水平直線偏波/垂直直線偏波の消光比をモニタし、特性評価や感度補正に利用する。

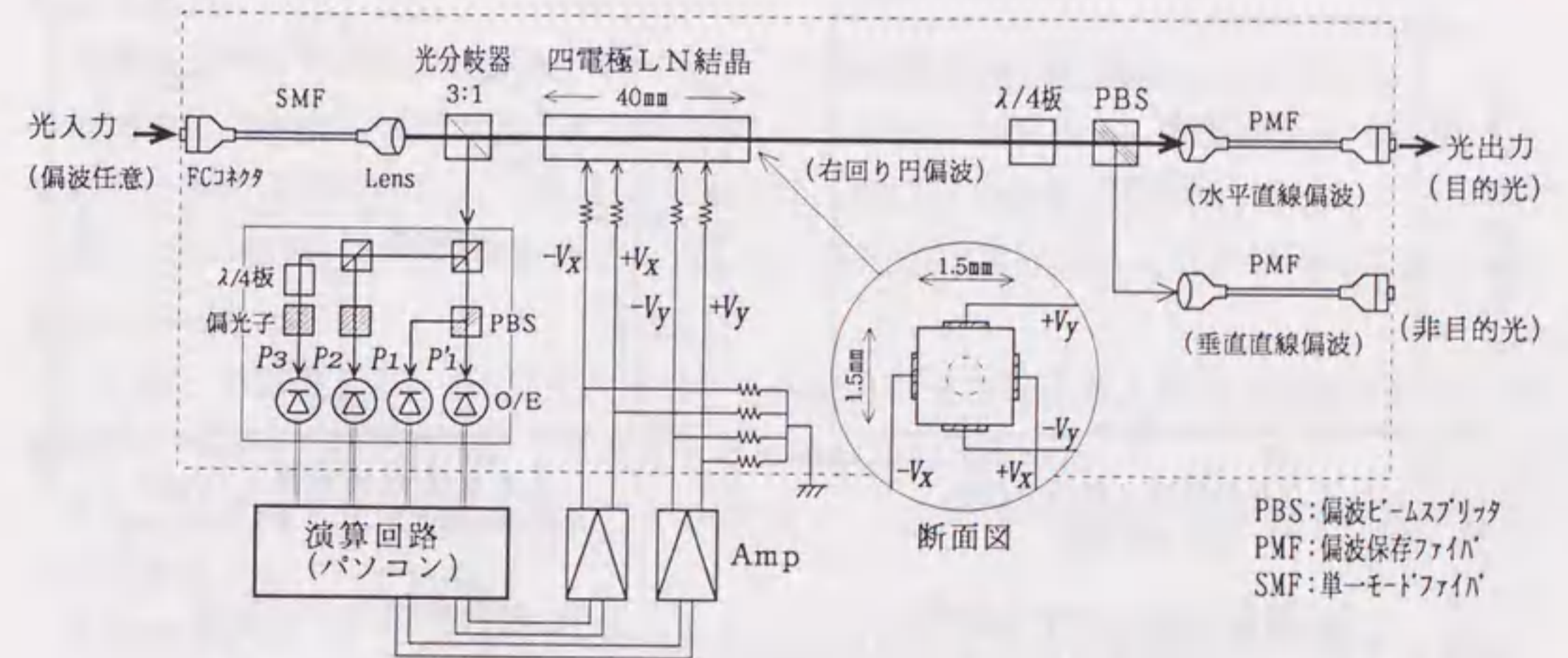


図6.9 四電極LN結晶を用いた偏波制御装置の構成

6.4. 実験結果

6.4.1 定常状態の偏波制御特性

入射光の偏波状態を徐々に変化させた時の目的光と非目的光の光出力を測定した。目的光とは図6.9の水平直線偏波、非目的光とは垂直直線偏波の光出力である。入射光の偏波状態は偏波検出信号から求めた。演算回路はパソコンとAD(Analog/Digital)変換ボード、DA(Digital/Analog)変換ボードで構成した。AD変換ビット数は12bit、DA変換は8bitであり、1点の測定時間は数10秒である。

〈a〉 制御オフの場合の出力特性

電圧を印加しない場合の入射偏波状態に対する光出力の測定結果を図6.10に示す。同図(a)は入射光を直線偏波($\epsilon=0^\circ$)のまま偏波主軸角 θ を回転させた時の光出力、(b)は入射光を水平偏波($\theta=0^\circ$)のまま楕円率角 ϵ を変化させた時の光出力である。

理論上の目的光の出力は $(1+\sin(2\epsilon))/2$ になり、(a)の場合は1/2で一定、(b)の場合は $\epsilon=\pm 45^\circ$ ($=\pm\pi/4$ rad)で最大、最小となる。測定結果はほぼ理論どおりとなっており、LN結晶内に残留する複屈折は十分小さいことが確認された。

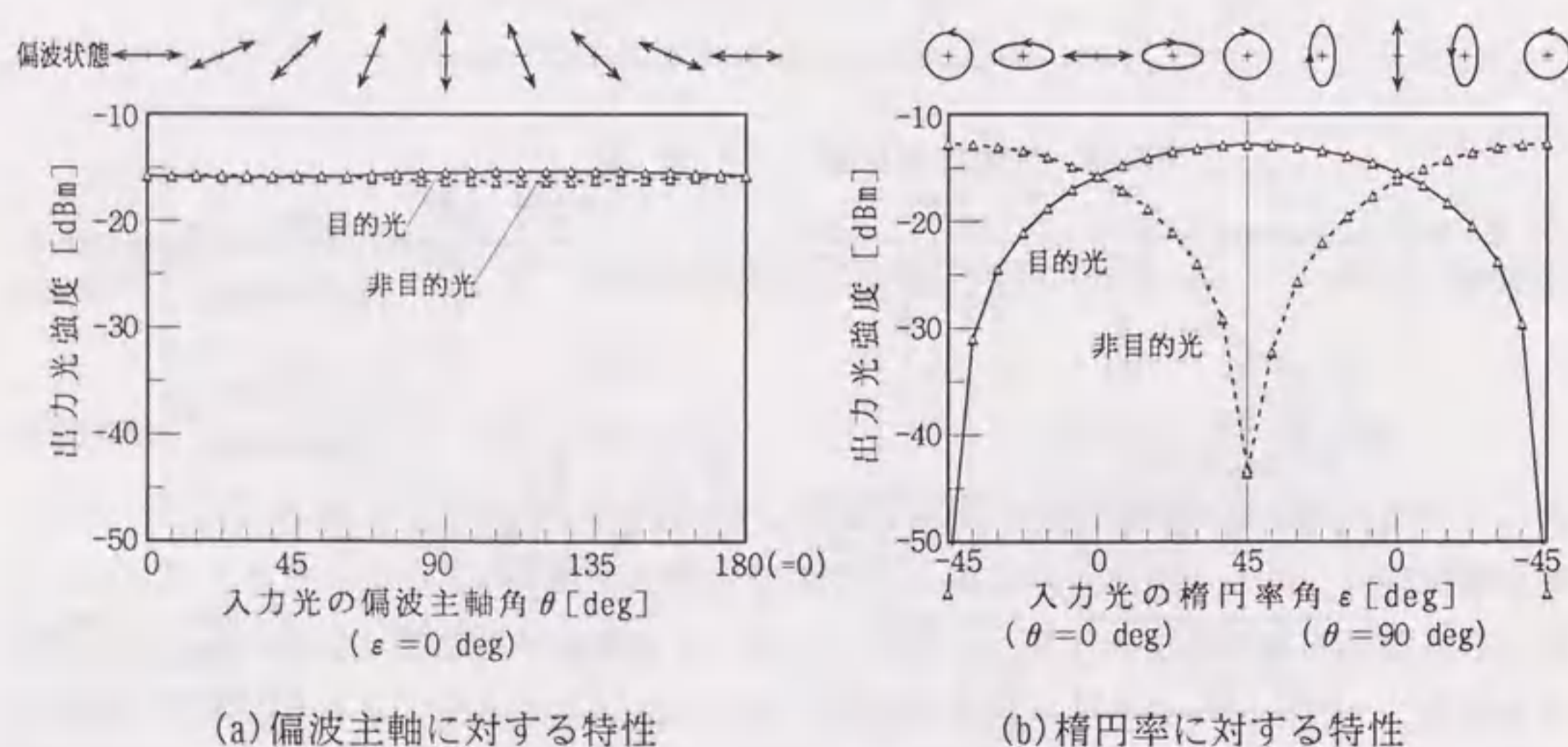


図6.10 制御電圧オフの場合の入射偏波状態に対する水平直線偏波光出力特性

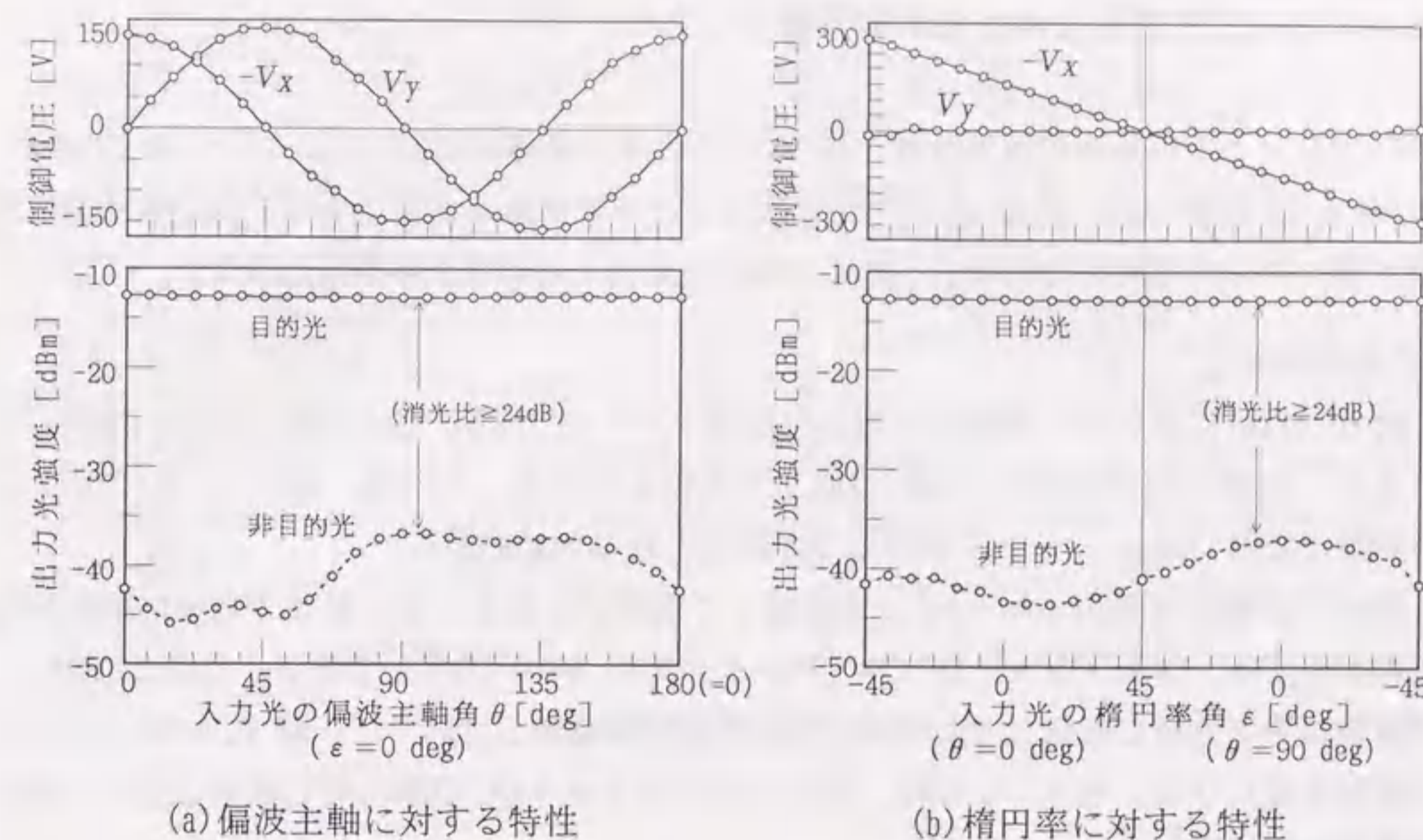


図6.11 制御電圧オンの場合の入射偏波状態に対する水平直線偏波光出力と制御電圧

〈b〉 制御オンの場合の出力特性

制御電圧を印加した場合の測定結果を図6.11に示す。入射偏波状態は、同図(a)が $\epsilon=0^\circ$ のまま θ を回転させた時、(b)が $\theta=0^\circ$ のまま ϵ を変化させた時の光出力と制御電圧出力である。

制御電圧 V_x 、 V_y は式(6-22)~(6-24)のとおり動作している。

光出力は入射光の偏波状態(θ 、 ϵ)に対し、ほぼ全て目的光(水平直線偏波)側に出光しており、消光比は24dB以上、光出力変動幅は0.2dB以下で安定していた。

図6.8の電界分布歪みの計算と比較して、局所的な電界歪みよりも平均の誤差に近い結果が得られた。

この時、本装置(図6.9)の光入力端から光出力端までの全挿入損失(偏波検出用3:1分岐損失1.25dBや入出力用光ファイバを含む)は2.90dBであった。

但し、半波長電圧 V_π は x 方向($2V_x$)が600V、 y 方向($2V_y$)が610Vと若干の差があり、その感度補正を行っている。

本制御方式は $S_1: S_2 = V_x: V_y$ の関係を直接利用するために多電極化⁽⁶⁾せず4電極で構成することが望まれるが、電界の均一性は十分であることを示している。

6.4.2 偏波変動に対する制御特性

パソコン上での基本的演算行程を図6.12に示す。基本的には式(6-27)~(6-29)より、 S_3 から V_0 を得、 S_1, S_2 から V_x, V_y を得ることができるが、ここでは、あらゆる偏波変動状態に対して連続追従制御するため、電圧不連続点の補償演算を追加した。

<a>演算行程

図6.11(b)において、横軸の右端と左端は $\epsilon = -45^\circ$ で同じ偏波状態であり、連続しているが、同図の制御電圧の V_x は $\pm 300V$ で反転している。これは、図6.1(C)のポアンカレ球上において、 $\epsilon = \pm 45^\circ$ の時は θ が不定となるためである。

従って、偏波状態が $\epsilon = -45^\circ$ 上を通過して変化する場合、その前後で電圧の瞬間的な反転が生ずる。なお、 $\epsilon = +45^\circ$ では $V_0 = 0$ のため $V_x = V_y = 0$ である。しかしながら、制御電圧を不連続に反転しても現実に加わる電圧は連続しており、一瞬 $V_x = V_y = 0$ となり制御不能になる。また、この時、 $V_0 = 0$ なので $\epsilon = +45^\circ$ の時と同じ状態となり、出力は最悪の状態になる。

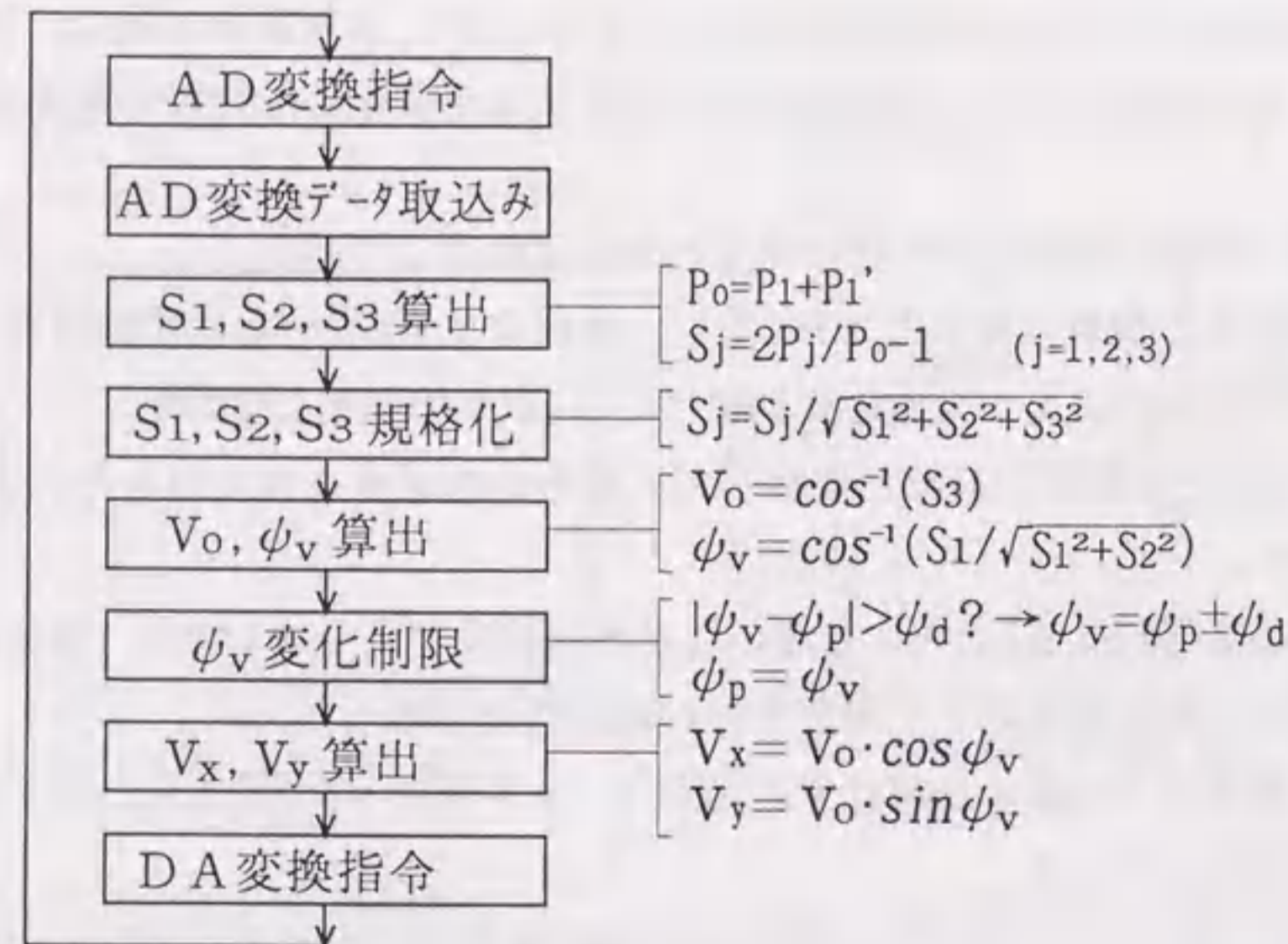


図6.12 偏波変動制御の演算行程

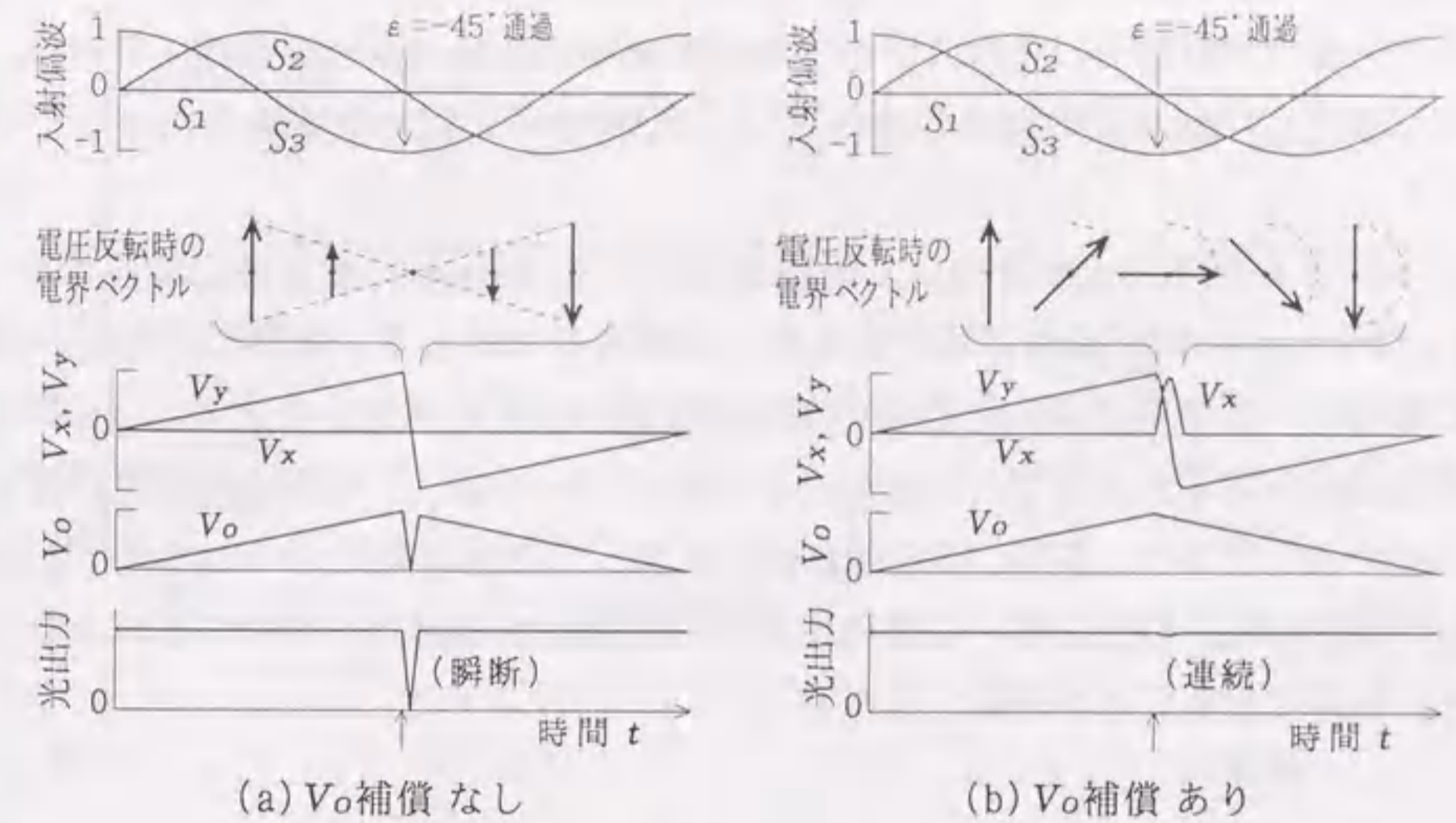


図6.13 無限追従制御のための動作

これを回避するためには、電圧 V_0 を保ったまま電圧を反転させる必要がある。つまり、電界ベクトルが回転するように電圧を反転させる。式(6-23), (6-24)から、 $\epsilon = -45^\circ$ で θ が不定になることは、 V_x, V_y が $V_0 = V_\pi/2$ を満たす範囲で自由な値をとれる。また、電圧 V_x, V_y の符号が反転することは電圧角 ψ_v が $\psi_v \pm 180^\circ$ に反転することを意味している。そこで、電圧回転の動作を、電圧角 ψ_v の跳びを前回(ψ_p)からある電圧角(ψ_d)以下に制限することで実現した。このため、図6.12には、 V_0 と一緒に ψ_v も算出するようにしている。この演算処理を V_0 補償と呼ぶことにする。

図6.13は、入射偏波状態が $[S_1, S_2, S_3] = [0, 0, 1]$ から出発して、 $S_1 = 0$ のまま(即ち図6.5の S_1 を軸に)回転し続ける場合の V_x, V_y の動作例である。また、 V_0 補償がある場合とない場合の、 $[S_1, S_2, S_3] = [0, 0, -1]$ (即ち、 $\epsilon = -45^\circ, \delta_L = \pi$)に達した時の電圧反転の違いと、出力光の瞬断発生の有無を示している。

実証試験

制御をできるだけ高速にするためにAD変換ビット数は8bitとした。偏波変動は別のLN変調素子に電圧を加えて発生させ、偏波の初期状態や変動方向は偏波調整器($\lambda/4$ 板・ $\lambda/2$ 板)により調整した。外乱の立上がり時定数は $64 \mu\text{sec}$ である。

図6.14は偏波変動に対する制御電圧と目的光(水平偏波)の出力波形例である。入射偏波を楕円率(ϵ)方向に大きく変化させた時、制御オフの場合には光出力がほぼ最大から0に変化する。制御オンの場合、制御電圧 V_x は外乱とともに変化し、光出力はほぼ一定にな

っている。但し、外乱の立上がり時点の光出力をみると一瞬0.8dB程度低下し、階段状に復帰しているのが分かる。このステップが制御周期であり60kHzを達成している。電圧源の応答は速く、パソコンの演算の遅れ(17 μ sec)が若干の出力低下をもたらしていることが分かる。

図6.15は $\epsilon = -45^\circ$ 上を通過して制御電圧 V_x, V_y が反転する場合の動作特性である。 V_x, V_y はそれぞれの反転値に移行する際、同時に0にならず、電界ベクトルが回転するように動作しているのが分かる。回転の制限角度 ϕ_d を 45° に設定したため、 ϕ_v が 180° 回転して電圧反転が完了するまでに4ステップかかっているが、この間の光出力の低下は1dB程度に抑えられており、図6.13の場合の1ステップの遅延時間分の出力低下と同等であることが判明した。以上より、任意の偏波変動に対して光出力は瞬断することなく連続して一定に制御できることが確認された。

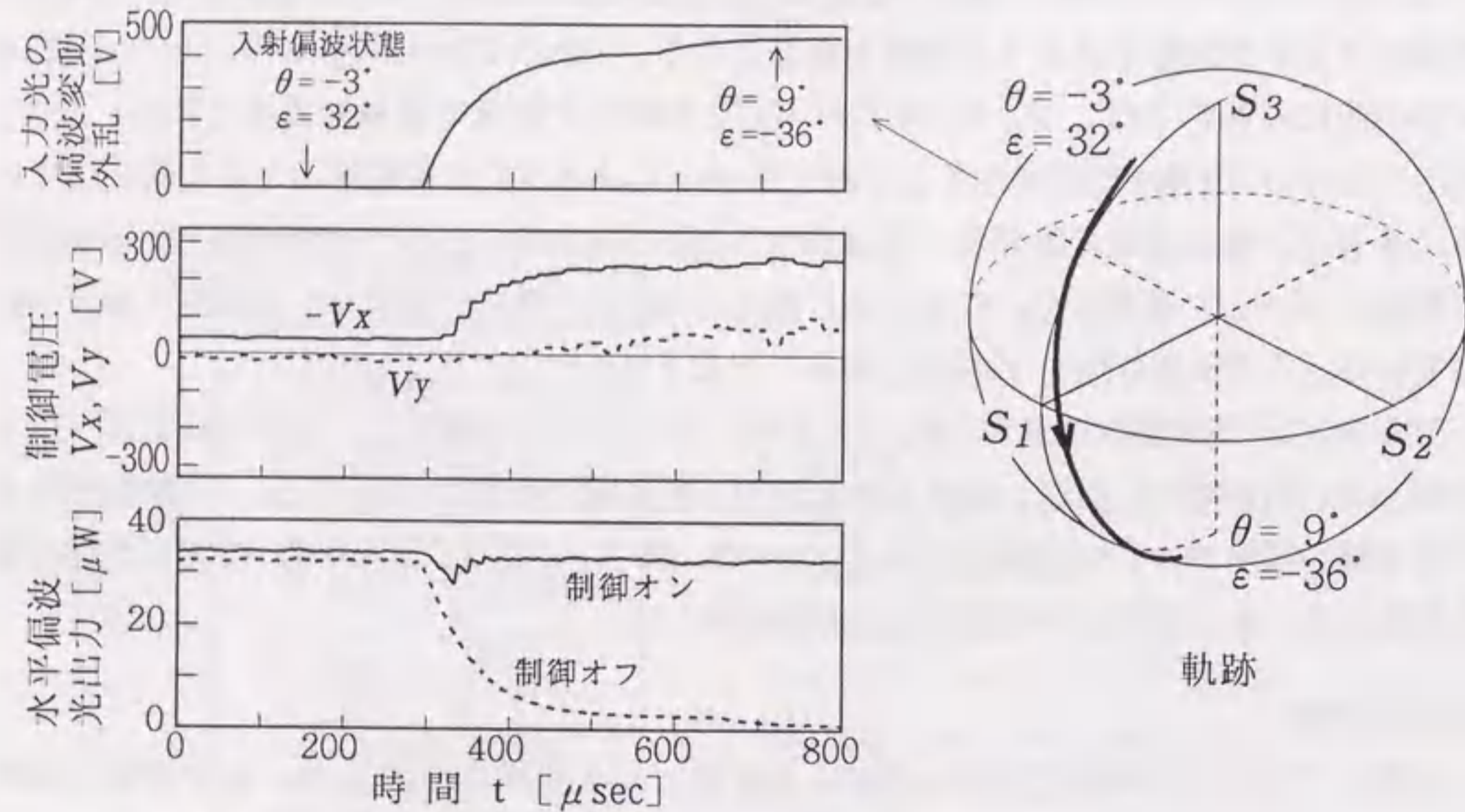


図6.14 偏波変動に対する制御電圧と光出力特性

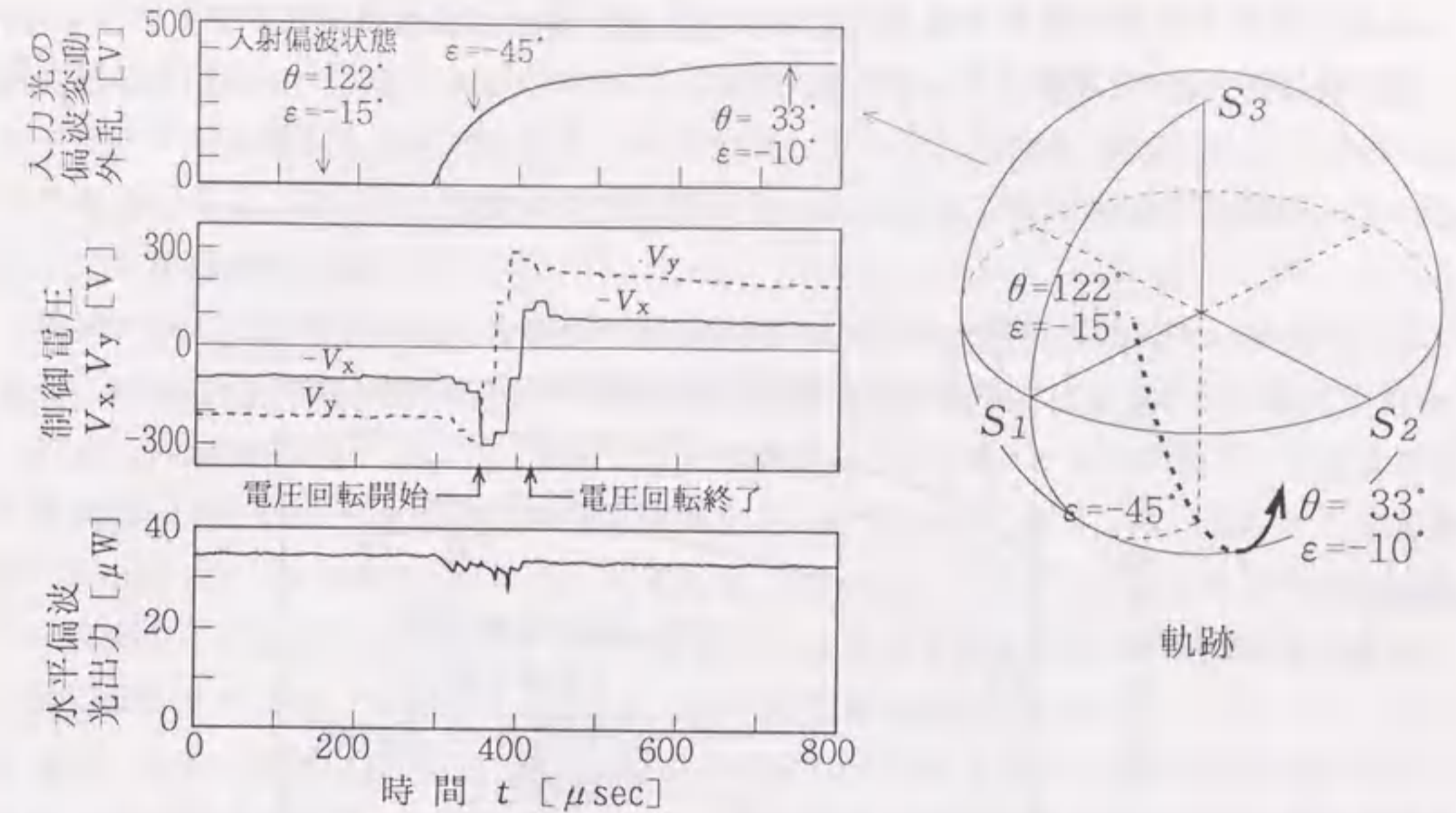


図6.15 偏波変動が $\epsilon = -45^\circ$ 上を通過した時の連続追従動作

6.5. 高速化に対する検討

図6.16は、今回の制御プロセスにおけるシミュレーション計算結果である。パラメータ $\Delta\beta$ は偏波のポアンカレ球上の移動速度であり、球面上をまっすぐ(最大半径上を)等速度で移動するとし、電圧反転が起る $\epsilon = -45^\circ$ (即ち $[S_1, S_2, S_3] = [0, 0, -1]$)に最近接する時のサンプリングタイミングを変えて最悪の光出力となる場合を算出した。

V_0 補償がないと $\epsilon = -45^\circ$ 近傍で大幅に光出力が低下し、 $\epsilon = -45^\circ$ 上で完全に0になる。また、偏波変動が速いほど低下する範囲が広い。一方、 V_0 補償を行った時は偏波変動が速いほど出力が低下するものの、 $\epsilon = -45^\circ$ 上でもある程度の出力が得られる。 $\epsilon = 0^\circ$ 付近の低下分はほぼサンプリング遅れの影響分であり、 $\epsilon = -45^\circ$ 付近で電界回転による遅れが加わる。同図は電界回転ステップを 45° としており、反転するのに4周期分の遅れがあるが、 V_0 を各周期毎算出しているので影響は小さく抑えられている。

図6.17は電界回転ステップに対する偏波補償性能である。偏波変動速度 $\Delta\beta$ が遅い時は回転ステップが細かいほど出力が安定するが、偏波変動が速いと回転が追従できず光出力が低下する。回転ステップを大きく(粗く)すれば高速変動に対応するが、偏波変動が遅

い場合(常時)でも出力が若干低下する。

なお、図6.15の偏波移動速度は約 $0.53\text{deg}/\mu\text{sec}$ (約 $8.8\text{deg}/\text{sample}$)であり、光出力の低下量は図6.17の範囲に入っている。

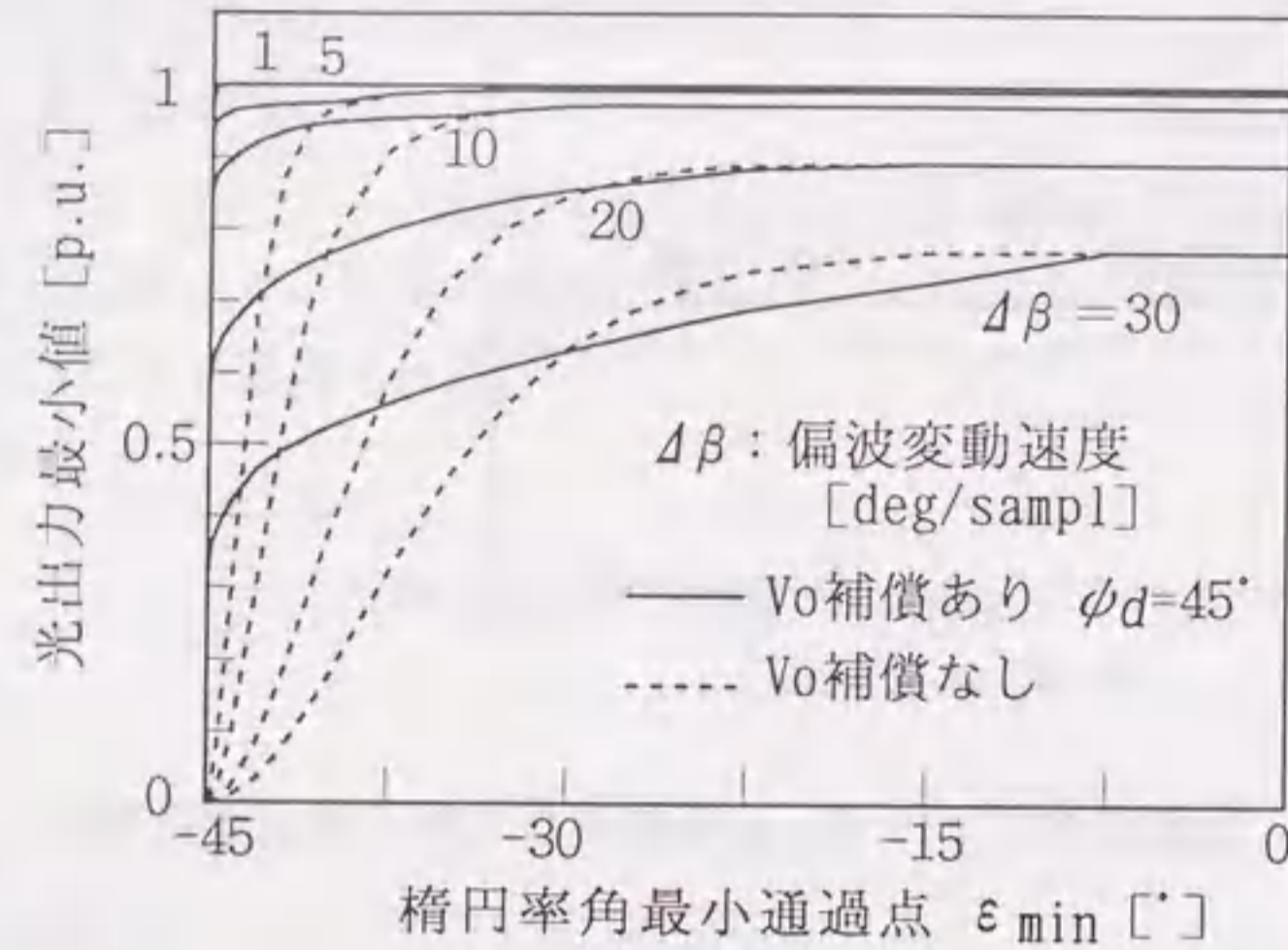


図6.16 $\epsilon = -45^\circ$ 付近での偏波補償性能の計算結果

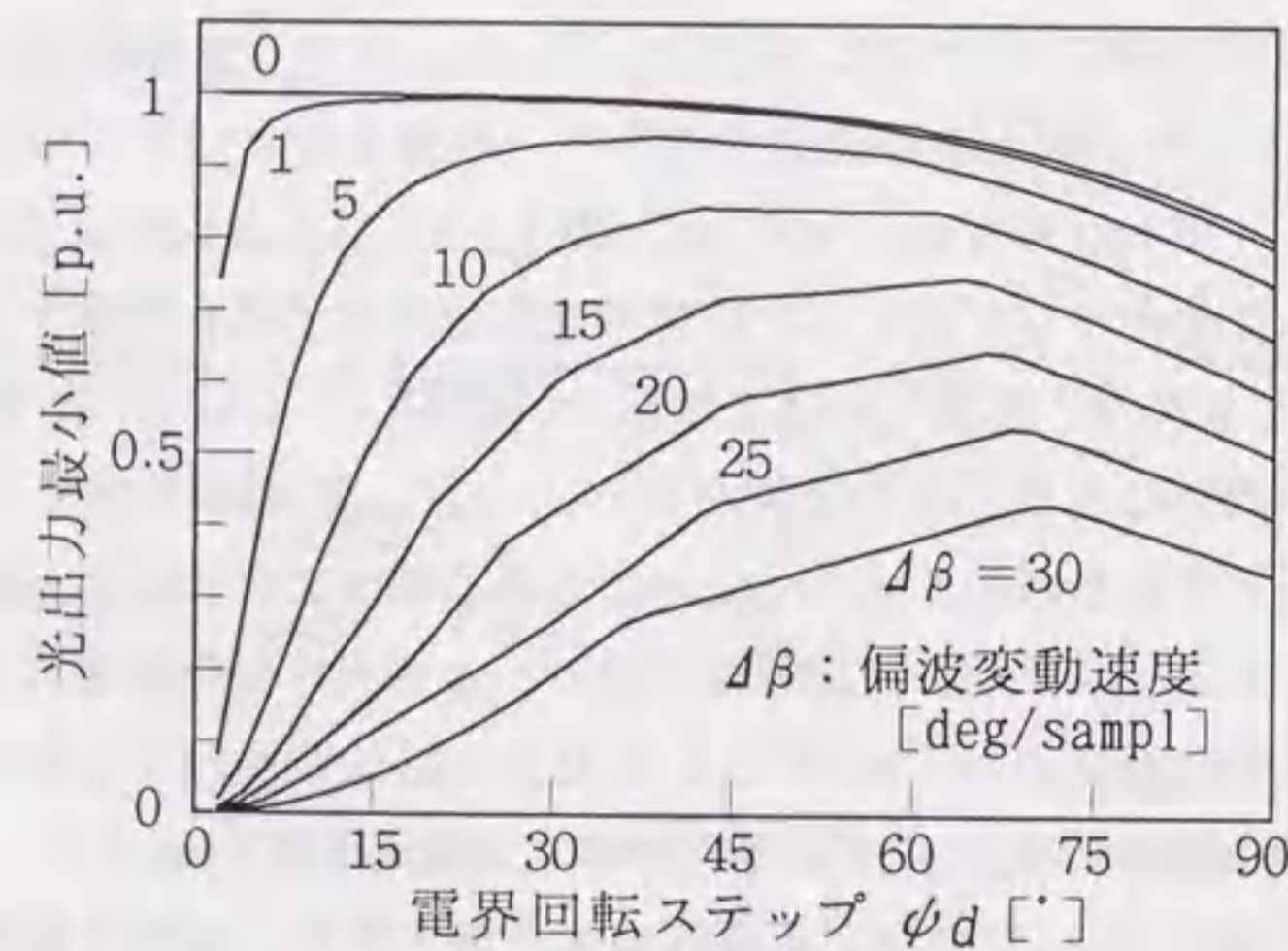


図6.17 $\epsilon = -45^\circ$ 上通過時の補償性能の計算結果
: 電界回転ステップ ϕ_d に対する特性

第4章で、実フィールドのOPGWの落雷による偏波変動を観測しているが、観測結果(約140ケース)のうち最も激しい数ケースについてみると、立上り時間が $20\sim 150\mu\text{sec}$ 、最大瞬間速度が $3\sim 8\text{deg}/\mu\text{sec}$ であった。この時に $\epsilon = -45^\circ$ 上を通り、且つサンプリングタイミングが最悪となる確率は極めて小さいが、そのような場合は約 30deg 以下の遅れにする必要がある。従って、偏波の平均速度を $3\text{deg}/\mu\text{sec}$ とすれば制御応答時間は $10\mu\text{sec}$ 以下にする必要がある。

現状では、パソコンを使った制御で応答速度 $16.6\mu\text{sec}$ (制御周期 60kHz)を達成しているが、 $10\mu\text{sec}$ 以下(100kHz 以上)への高速化は演算部の改良などにより可能と考えられる。

図6.12の処理行程において、現状では、パソコン(NEC社製)とAD変換ボードおよびDA変換ボードとのデータ転送の時間が合計 $6.8\mu\text{sec}$ かかっており、残りのCPU演算時間(Intel社Pentium200MHz)が $9.8\mu\text{sec}$ である。従って、外部バスアクセス方式を高速なものに変えることが考えられる。プログラムはC言語で作成したが、倍精度実数の計算に時間がかかっており、プログラム方法についても改善の余地がある。

また、AD、演算、DAの一連の処理をDSP(Digital Signal Processor)などのハードウェアで構成すればより高速化できると考えられる。更に、全てをアナログ信号のまま処理することも可能である。必要な演算は、ストークスパラメータの算出と規格化において四則計算と自乗と平方根、 V_0 補償と V_x, V_y 算出において \arccos, \sin, \cos であるが、全て入出力が1:1に対応する関数であるとともに入出力範囲が限定できる(例えば平方根は0から1まで)ので、アナログ回路で構成することが可能と考えられる。

6.6. まとめ

高速な偏波変動を瞬時に安定化制御するために、四電極構成の z 伝搬LN結晶と入射光のストークスパラメータ検出回路とを組み合わせた新しい偏波制御方式を開発した。結果を要約すると以下のようになる。

- (1) LN結晶で z 軸を光伝搬方向とする時、複屈折の主軸方向が電界の方向に依存し、複屈折の大きさ(移相角)が電界の強さに依存する。これを利用するため、1つの4電極構成のLN結晶による偏波制御方法を提案した。
- (2) 結晶寸法を $1.5 \times 1.5 \times 40\text{mm}$ とし、電極幅を 0.7mm とすることで、加工歪みによる残留複屈折および電界分布歪みを十分に抑制できることを示した。
- (3) 複屈折による偏波制御、電界による複屈折制御、直交電圧と電界との関係を結びつけた結果、入射光のストークスパラメータ S_1, S_2, S_3 から出力光の偏波状態を右回り円偏波とする電圧 V_x, V_y が簡単な演算で直接求められることが判明した。これにより高速な

偏波制御が可能となる。

(4) 本方式に基づく装置を試作し、理論どおり制御できることを示した。実験の結果、全挿入損失は入出力ファイバおよび偏波状態検出用3:1分岐器を含めて2.9dB、偏波による損失変動は0.2dB以下、消光比24dB以上が得られた。

(5) 高速な偏波変動に対する制御については演算にパソコンを用いて60kHzの制御周期を達成し、安定に制御できることを示した。また、目的の偏波状態から最も遠い左回り円偏波($\epsilon = -45^\circ$)上で制御電圧の不連続な反転があるが、電圧回転角を制限することにより光出力の瞬断のない制御(無限追従)を可能にした。この機能も簡単な演算で実現でき高速に連続追従制御できることが判明した。

なお、入力光の偏波状態を3時間以上一定にした時も光出力は安定しており、DCからの動作が可能である。

落雷による偏波変動を完全に制御するには100kHz以上にする必要があるが、ストークスパラメータから制御電圧を算出するまでに用いる関数は全て入出力が1:1に対応し、範囲が限定できるので、アナログ演算回路などにより更に高速化を図ることが可能と考えられる。

第6章の参考文献

- [1] 島田, 電子情報通信学会, "コヒーレント光通信", コロナ社, 1988
- [2] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動", 電気学会論文誌, Vol.116-C, No.6, 1996
- [3] 黒野, 伊澤, 栗原, "OPGW伝搬光の落雷による偏波変動の実測とその一考察", 電気学会論文誌, Vol.118-C, No.5, 1998
- [4] M. Kuroko, K. Isawa, M. Kuribara, "Transient state of polarization in optical ground wire caused by lightning and impulse current," SPIE International Symposium on Polarization Analysis and Applications to Device Technology, Vol.2873, 1996
- [5] 齊藤, 黒野, 栗原, "チャープドファイバグレーティングの偏波依存性", 電子情報通信学会論文誌 C-I, Vol.81, No.12, 1998
- [6] F. Heismann, M. S. Whalen, "Fast automatic polarization control system," IEEE Photonics Technology Letter, Vol.4, No.5, 1992
- [7] P. T. Frederiksen, M. Fluge, E. Dietrich, H. G. Weber, "A fast polarization controller for coherent phase diversity receivers," J. Optical Communications, Vol.10, No.4 1989

- [8] 黒野, "四電極LN結晶による偏光状態の高速制御方式", 電気学会論文誌, Vol.118-C, No.5, 1998
- [9] 黒野, "偏光状態の高速制御方式の検討", 電力中央研究所研究報告, No. R95004, 1996
- [10] 黒野, "光偏波制御装置の開発と実証", 電力中央研究所研究報告, No. R96014, 1997
- [11] 小瀬, 山本他, "光工学ハンドブック IV.2.5章", 朝倉書店, 1986
- [12] N. G. Walker, G. R. Walker, "Polarization control for coherent communications," J. Lightwave Technology, Vol.8, No.3, 1990
- [13] 波平, 川澤, 若林, "敷設された長距離光海底ケーブルにおける無限追従形偏光補償実験", 電気学会通信研究会, No. CMN-90-41, 1990
- [14] 大越, 深谷, 菊池, "光ファイバクラック素子による偏波状態の自動制御", 電子情報通信学会技術研究報告, No. OQE-85-69, 1985
- [15] S. H. Rumbaugh, M. D. Jones, L. W. Casperson, "Polarization control for coherent fiber-optic systems using nematic liquid crystals," J. Lightwave Technology, Vol.8, No.3, 1990
- [16] 大寺, 千葉, 川上, "液晶を用いた偏波制御", 電子情報通信学会技術研究報告, No. OME-95-49/OPE-95-90, 1995
- [17] R. Noe, "Endless polarization control in coherent optical communications," Electronics Letters, Vol.22, No.15, 1986
- [18] J. I. Chen, S. C. Chang, "Fiber full-polarization-state controller," Applied Optics Vol.32, No.2, 1993
- [19] Y. Kido, Y. Suematsu, K. Furuya, "Polarization control on output of single mode optical fibers," IEEE J. Quantum Electronics, Vol. QE-17, No.6, 1981
- [20] 貴堂, 古屋, 末松, "電気光学効果を用いた光偏波面制御", 電子情報通信学会論文誌, Vol. J68-C, No.2, 1985
- [21] T. Kawazoe, K. Sato, I. Hayashi, H. Mori, "Fabrication of integrated-optic polarization controller using z-propagating Ti-LiNbO₃," Lightwave Technology, Vol.10, No.1, 1992
- [22] A. S. Siddiqui, Y. Aihua, "A new method to analyse the endlessness characteristics of polarization controllers," J. Optical Communications, No.10, 1989
- [23] R. Noe, H. Heidrich, D. Hoffmann, "Automatic endless polarization control with integrated optical Ti:LiNbO₃ polarization transformers," Optics Letters, Vol.13, No.6, 1988
- [24] 小瀬, 小川他, "光工学ハンドブック II.3.4章", 朝倉書店, 1986
- [25] C. F. Buher, L. R. Bloom, D. H. Baird, "Electro-optic light modulation with cubic crystals," Applied Optics Vol.2, No.8, 1963

第7章

OPGW偏波変動の雷撃点標定への応用

7.1. まえがき

送電線への落雷は毎年多数発生しており、送電線への落雷位置を正確に標定することが望まれている。落雷などにより送電線がトリップ(停止)する事故が発生した場合、送電線の素線切れなどの損傷の有無を確認する必要があるため、点検に向かっている。しかし、送電線は長距離であり、山間部や河川を横切っているため、点検作業は容易でない。このため、送電線の両端には故障点標定装置(フォルトロケータ)が設置され⁽¹⁾、また、送電鉄塔には落雷方向表示器などが設置されている⁽²⁾。サージ受信型フォルトロケータは、送電線を伝搬するサージ波形⁽³⁾の伝搬遅延時間を両端で比較することで位置を検出ものであり、このため、高電圧の送電線から信号を取り出す結合装置が必要になる。また、サージ波形は伝搬とともに歪むため、標定精度も十分ではない。最近では、送電鉄塔毎にセンサを設置してその信号をOPGWを利用して伝送する方法が検討されているが⁽⁴⁻⁶⁾、各鉄塔に電源を確保することは難しく、また受動型の光多点センサでは^(7, 8)、伝送可能距離やセンサ数に限りがある。

本研究では、これまでに、OPGW伝搬光の電流による偏波変動現象を解明し⁽⁹⁾、実フィールドにおいて落雷による偏波変動を観測した^(10, 11)。その結果、偏波変動の立ち上がり時間が $10\mu\text{sec}$ オーダーと高速であり、この現象と光伝搬時間差を利用すれば、サージ受信型フォルトロケータと同様の計算手法で雷撃位置を標定できる可能性がある⁽¹²⁾。しかも、高電圧送電線へ結合装置や各鉄塔部への追加設備なしに実現できる。しかしながら、偏波変動波形は複雑であり、その波形を適切に処理し、偏波変動発生時間を正確に求めることが必要である⁽¹³⁾。

このため、OPGW伝搬光の偏波変動を利用した新しい雷撃点標定システムについて検討した^(14, 15)。以下では、まず、OPGW偏波変動による雷撃点標定の原理、および任意に偏波変動からの距離算出方法について述べ、OPGW折り返し伝送方式による偏波変動のフィールド測定結果について述べる。最後に標定精度についてLLS(落雷位置標定システム)との比較結果および実用化への課題について述べる⁽¹⁶⁾。

7.2. OPGWによる落撃点標定方法

7.2.1 落雷による偏波変動の検出方法

第4章で示したように、OPGW中の光ファイバ伝搬光の偏波変動要因には、表7.1に示すものがあり、大別すると、応力等による光弾性効果と磁界によるファラデー効果とがある。前者は機械的な側圧や曲げによる複屈折の発生や残留複屈折の温度による変化で偏波状態が変化するものであり、比較的ゆっくりと変化する。後者は伝搬光と同じ方向の磁界が加わると偏波状態が変化する現象であり、OPGW特有の現象である。第3章で述べたように、OPGWを流れる電流には素線(導体)に沿って螺旋状に流れる成分があるために、OPGW内部に磁界が発生してファラデー効果により偏波変動が発生する。内部磁界の発生にはインダクタンスを伴うため時定数 $10\mu\text{sec}$ 程度の遅れがあるが、落雷によって極めて高速な偏波変動が発生する。

高速な偏波変動波形を取込むため、第4章の図4.2と同様に、ストークスパラメータを測定する。図7.1の構成で、ストークスパラメータ S_1, S_2, S_3 は、偏光子の透過軸を水平方向、 45° 方向、 $\lambda/4$ 板の主軸から 45° 方向とした時の各々の透過光強度 P_1, P_2, P_3 と透過前の光強度 P_0 [W]を測定し、次式により求められる⁽¹⁷⁾。

$$S_{1,2,3} = 2 P_{1,2,3} / P_0 - 1 \quad (-1 \leq S_{1,2,3} \leq 1) \quad (7-1)$$

また、 $S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 = 1$ である。

表7.1 OPGW伝搬光の偏波変動要因と概略周期

変動要因	概略周期 [msec]
日射による温度変化*1	> 1000
風などによる振動 *1	> 100
作業中の曲げや振動*1	> 10
交流電流の誘導 *2	> 10
雷撃電流 *2	> 0.01

*1 光弾性効果 *2 ファラデー効果

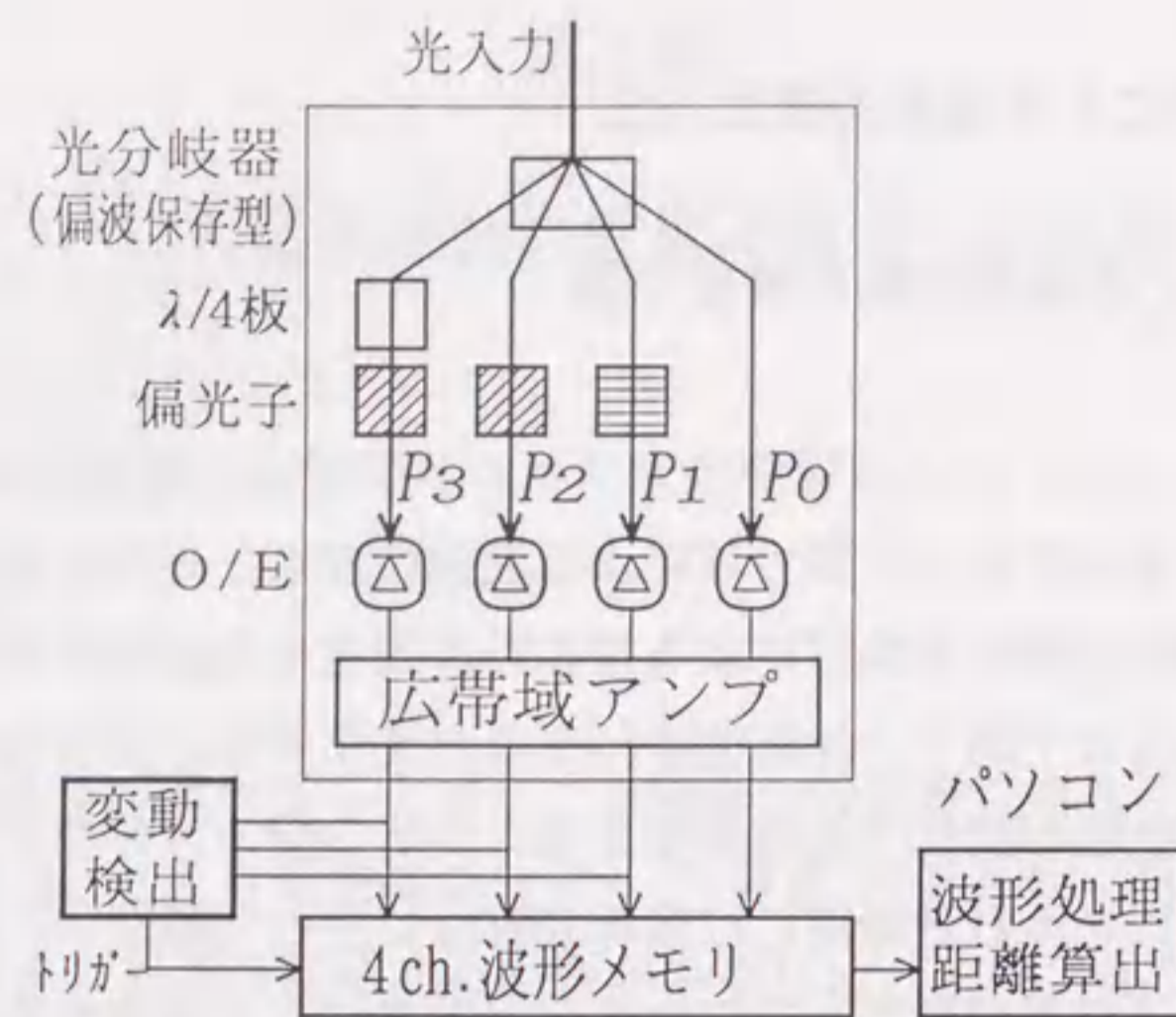


図7.1 偏波変動の測定系

また、図7.1の中の変動検出回路は、図4.2(b)と同じであり、落雷による偏波変動が表7.1のように他の要因に比べて極めて高速であることを利用して、落雷による偏波変動のみを識別する。また、偏波変動の任意性 (S_1, S_2, S_3 のうち変動する成分の任意性および変動方向の任意性)に対応するため、変動検出回路は、高域透過フィルタで光強度 P_1, P_2, P_3 の300Hz以上の変動成分を取り出し、その絶対値の和をとってトリガー信号として出力する構成となっている。

波形メモリはプレトリガ状態で待機させ、トリガ信号が入力されたら波形を記憶する。パソコンは、波形メモリが波形を記憶したか否かを常時監視し、記憶されていれば波形データをパソコンに転送し、波形メモリは再び待機状態になる。その後、後述するように、パソコンで波形を処理して距離を算出する。

7.2.2 偏波変動による雷撃点の標定原理

図7.2(a)に示すように、OPGWに落雷があった場合、雷撃電流は鉄塔毎に分流するため、落雷地点付近に最も大きな電流が流れる。同図(b)のように、その時点で丁度その地点を通過した光は大きな偏波変動を発生する。その偏波変動が観測点に到達するまでには1km当り約5 μ secの時間がかかる。

そこで、例えば同図(b)のように光を往復伝送させ、往路と復路の2回の偏波変動が観測点に到達する時間差を求めることにより、雷撃点を標定できる。

OPGWを直撃せず、送電線に直接落雷した場合にも、落雷点に最も近い区間のOPGWには雷電流の電磁誘導による電流が流れるため標定できる可能性がある。

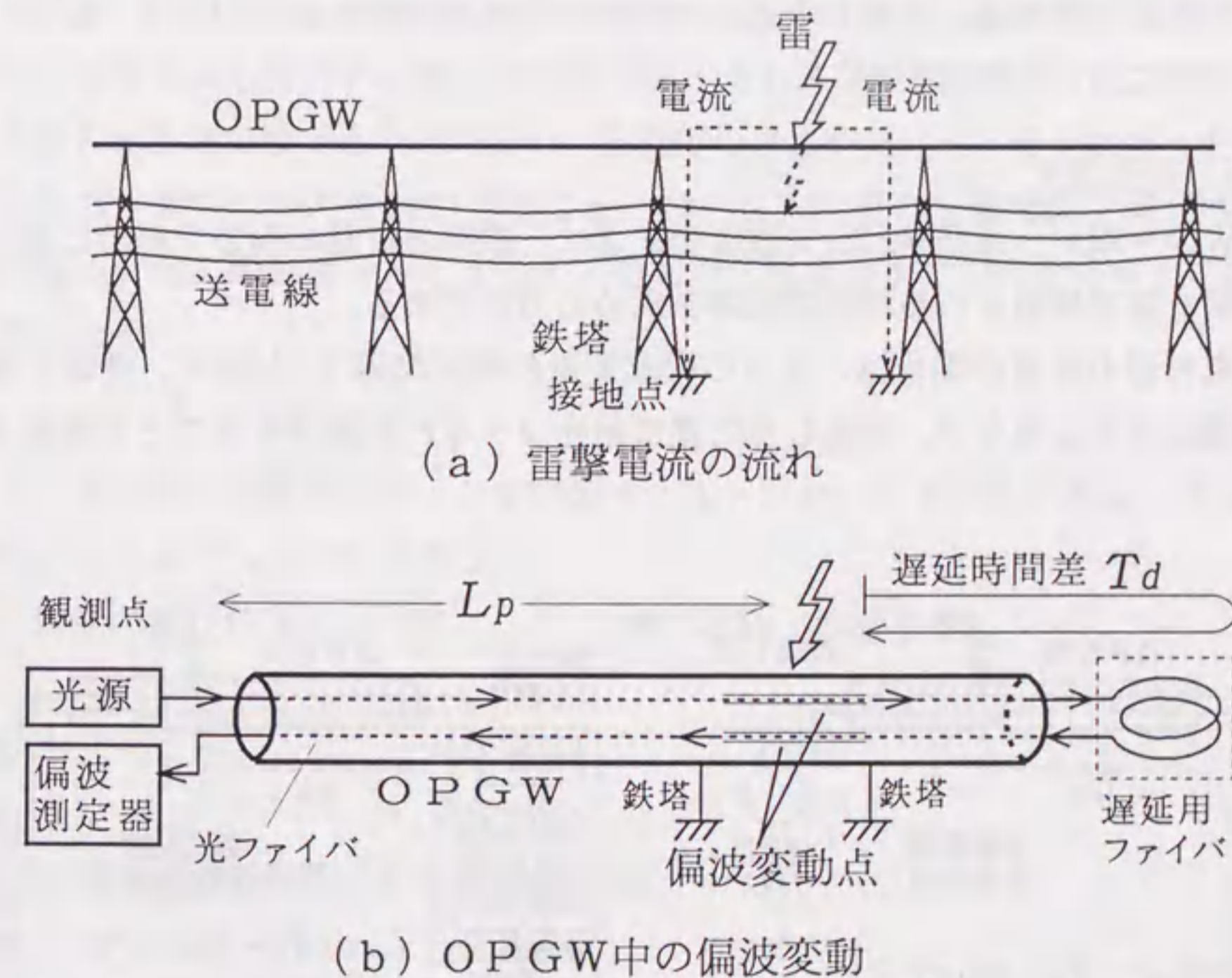


図7.2 雷撃点標定原理

7.2.3 雷撃点標定システムの基本構成

偏波変動の光伝搬遅延時間差を利用した雷撃点標定システムについて、2つの基本構成を図7.3に示す。一つは(a)折返し伝送方式、もう一つは(b)双方向伝送方式である。両方式とも基本原理は、偏波変動を受けた光信号が光ファイバを伝搬する遅延時間から距離を算定するものであり、両方式とも以下の特長を持つ。

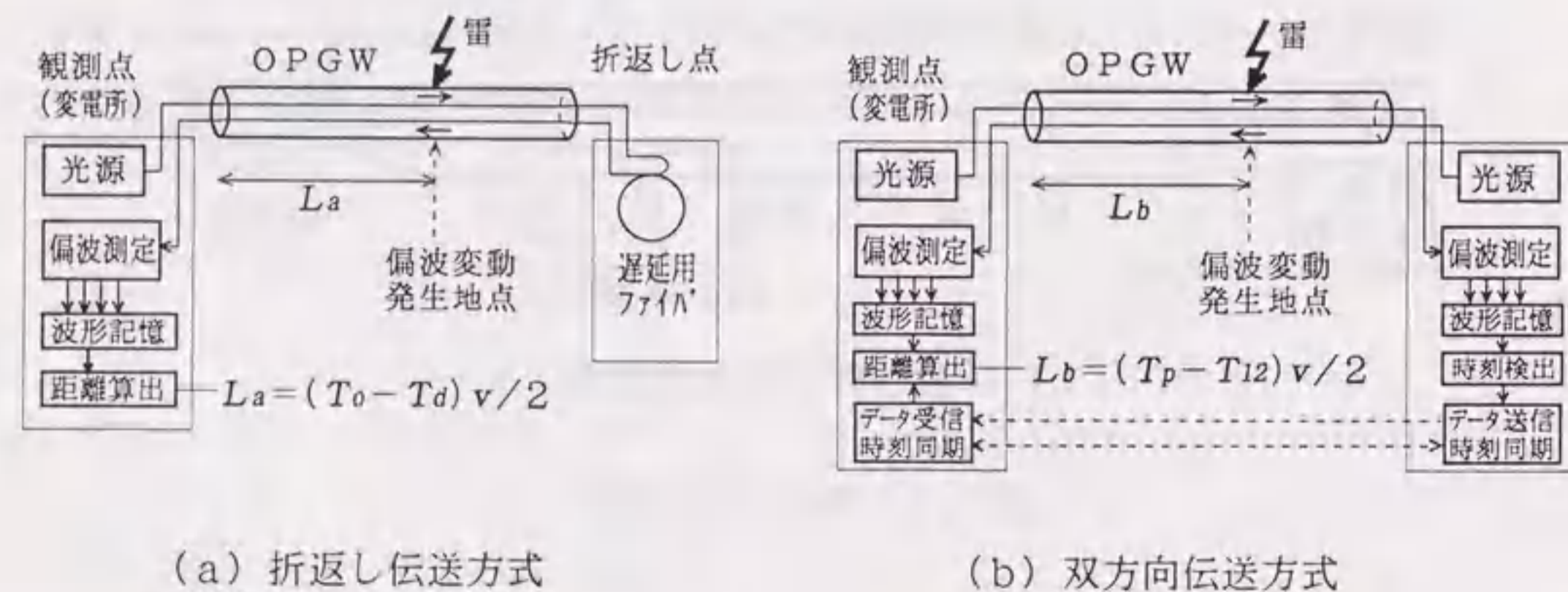
- ・OPGW中の光ファイバ自身が落雷検出媒体であり且つ伝送媒体であるので、途中にセンサ⁽¹⁸⁾や電源⁽⁶⁾などの追加設備を必要としない。
- ・サージ受信型フォルトロケータのように高電圧送電線への結合装置が必要ない。
- ・光ファイバは低損失な伝送路であり、また連続光を受信するので、OTDR (Optical Time Domain Reflectometer)のようにパルス光の散乱光による分布測定^(19, 20)よりも、長距離の観測が期待できる。
- ・多端子系の送電線においてもOPGWが全ルートあれば標定可能と考えられる⁽²⁾。

また、両方式の間では、信号の取込方法や距離の算出方法に違いがある。以下にそれぞれの標定方式について説明する。

(a) 折返し伝送方式

OPGWの一端から光(連続光)を往復伝送させ、往路と復路の両方で同時に発生した偏波変動が同一端で検出される時間の間隔を求める方法である。

折返し点付近の落雷の場合は、2つの偏波変動の時間間隔 T_d が短く、往路と復路の偏波変動が重なってしまうが、折返し点に遅延用光ファイバを挿入することで解決できる。



(a) 折返し伝送方式

(b) 双方向伝送方式

図7.3 OPGW偏波変動による雷撃点標定システムの基本構成

2回の偏波変動の時間差 T_d とOPGWの往復伝搬時間 T_o (遅延用光ファイバ長を含む)および光ファイバ中の光伝搬速度 v により、観測点から落雷点までのOPGW上の距離 L_a が次式により算出できる。

$$L_a = (T_o - T_d) v / 2 \quad (7-2)$$

T_o の測定は、伝送系を構成した後、送信端からパルス光や偏波変調光を加えた光を送信し、戻って来るまでの時間を測定すれば良いので、自端で容易に測定できる。即ち、OPGW長や遅延用光ファイバ長を個別に測定する必要はない。遅延用光ファイバだけの伝搬時間を T_r とすれば、 T_d のとり得る範囲は、 $T_r \leq T_d \leq T_o$ である。

しかし、第3章で示したように、偏波変動の立上がり時間がインダクタンスの影響により10数 μ secに広がるため、少なくとも立上がり部分の重なりを回避するには、遅延用ファイバは10km程度(遅延時間50 μ sec程度)が必要である。また、波尾は数msec持続するので重なりが生ずるが、その処理方法は後述する。

(b) 双方向伝送方式

この方式は、OPGWの両端からそれぞれ相手端に向けて光(連続光)を送らせ、偏波変動がその発生点から双方に伝搬して両端で検出される時刻の差を求める方法である。

偏波変動の相手端で検出された時刻の、自端での検出時刻に対する遅れ T_{12} を測定する。このためには、両端の時刻を合わせることで、OPGW片道の伝搬時間 T_p を測定することが必要になる。光伝搬速度を v とすると、自端から落雷点までのOPGW上の距離 L_b は次式で表される。

$$L_b = (T_p - T_{12}) v / 2 \quad (7-3)$$

従って、算出方法の概念はサージ受信型フォルトロケータと同様である。 T_{12} のとり得る範囲は、 $-T_p \leq T_{12} \leq T_p$ である。

両者の性能および特徴については、7.4章で比較・検討する。

7.2.4 偏波変動速度による高精度標定

図7.3の何れの方式においても偏波変動の発生時間を自動で正確に求める必要がある。偏波変動は伝送途中の複屈折の影響で変動方向が様々に変化する。図7.4(a)で説明すると、本来ファラデー効果は S_3 を軸に偏波主軸(θ)を回転させる現象であるが、その後の伝送路に直交偏波間の光位相差 δ を生ずる複屈折が存在すると偏波の回転軸が S_3 から

δ だけ傾く。また、光ファイバ中のランダムな複屈折に加え、温度や振動によるその変化、電流波形などが任意に影響し、 S_1, S_2, S_3 のどの量が大きく変化するか分からない。

このため、第3章では外乱に対する偏波変動の大きさを定量的に表す指標として、変動の基点 S_{10}, S_{20}, S_{30} からの偏波移動角 β を次式のように定義して評価していた。

$$\beta = 2 \sin^{-1} (\sqrt{(S_{10} - S_1)^2 + (S_{20} - S_2)^2 + (S_{30} - S_3)^2} / 2) \quad (7-4)$$

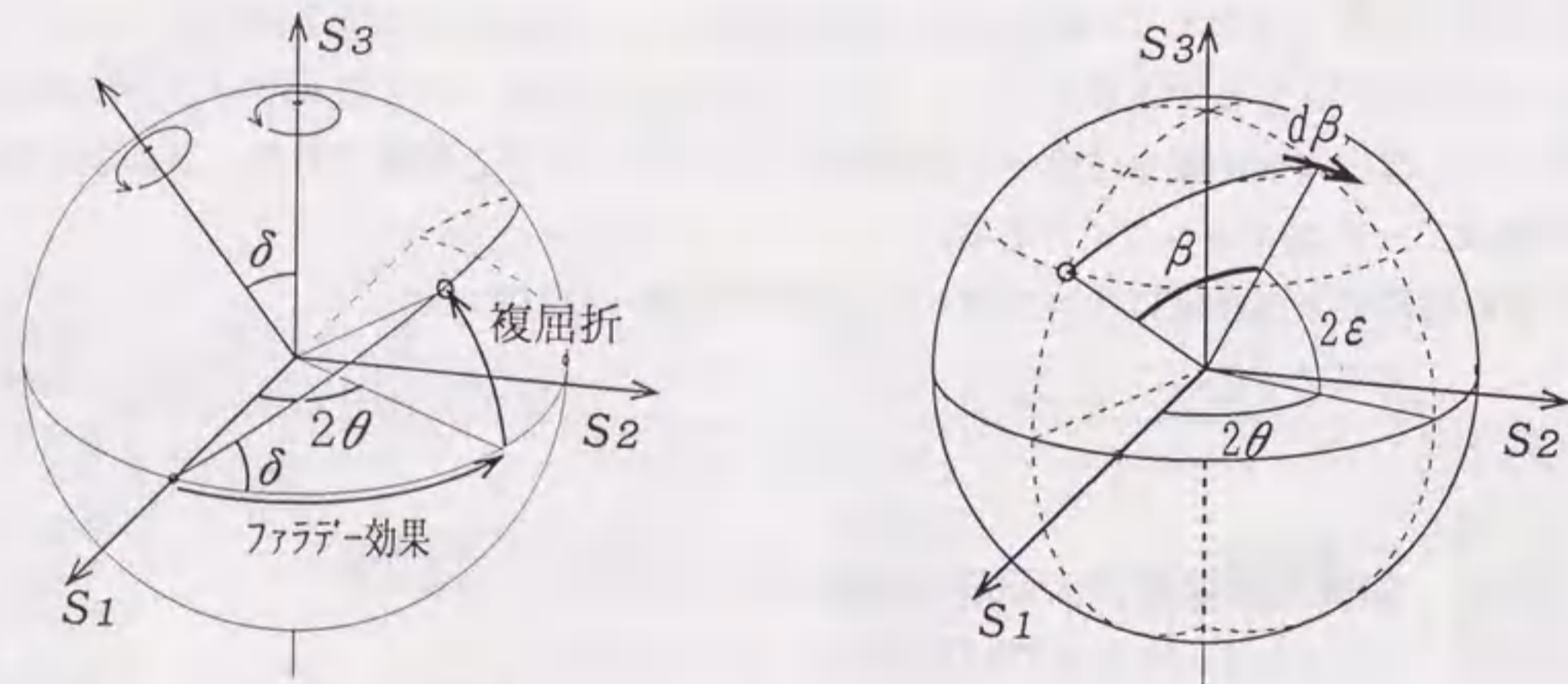
$(0 \leq \beta \leq \pi)$

この場合、外乱の大きさと偏波変動の大きさとの関係を得るのに都合がよかった。しかし、折返し伝送方式のように、1つの波形の中に2回の偏波変動があり、両者に重なりが生じた場合、2回目(後者)の変動の基点が異なってくるため、基点が容易に定まらず、開始時刻の検出に誤差を生ずることになる。

このため、図7.4(b)に示すように、 S_1, S_2, S_3 の単位時間当りの変化量(時間微分値に相当)を dS_1, dS_2, dS_3 として、ポアンカレ球上の偏波変動速度を

$$d\beta = 2 \sin^{-1} (\sqrt{dS_1^2 + dS_2^2 + dS_3^2} / 2) \quad (7-5)$$

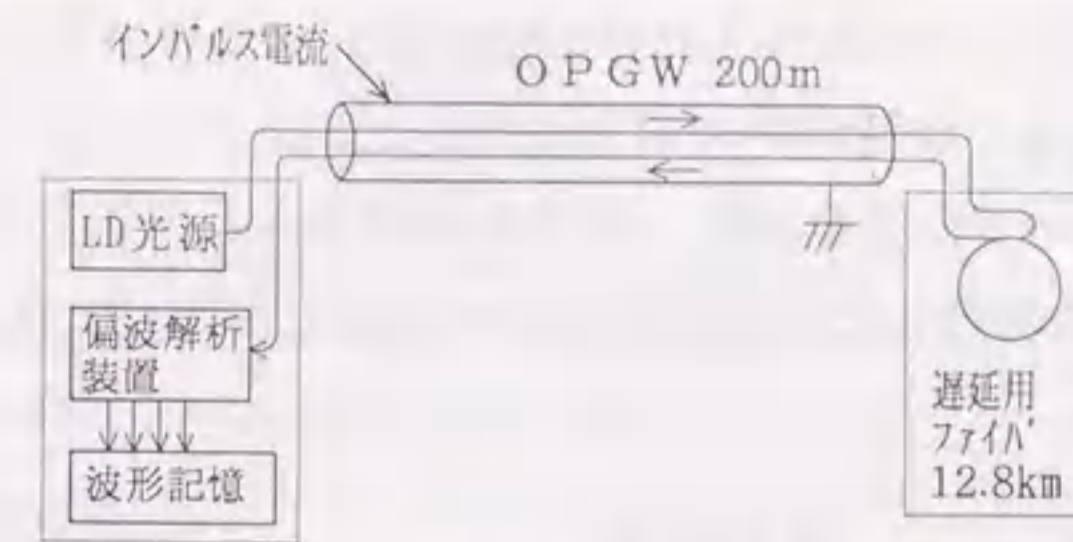
により算出し、そのピーク時間から立上がり時間を求める方法を提案する。上式は、変動量が一元化されるとともに、その時の基点となる偏波状態を必要とせず、変動方向および変動範囲に制限がないため、自動判別に有効と考えられる。



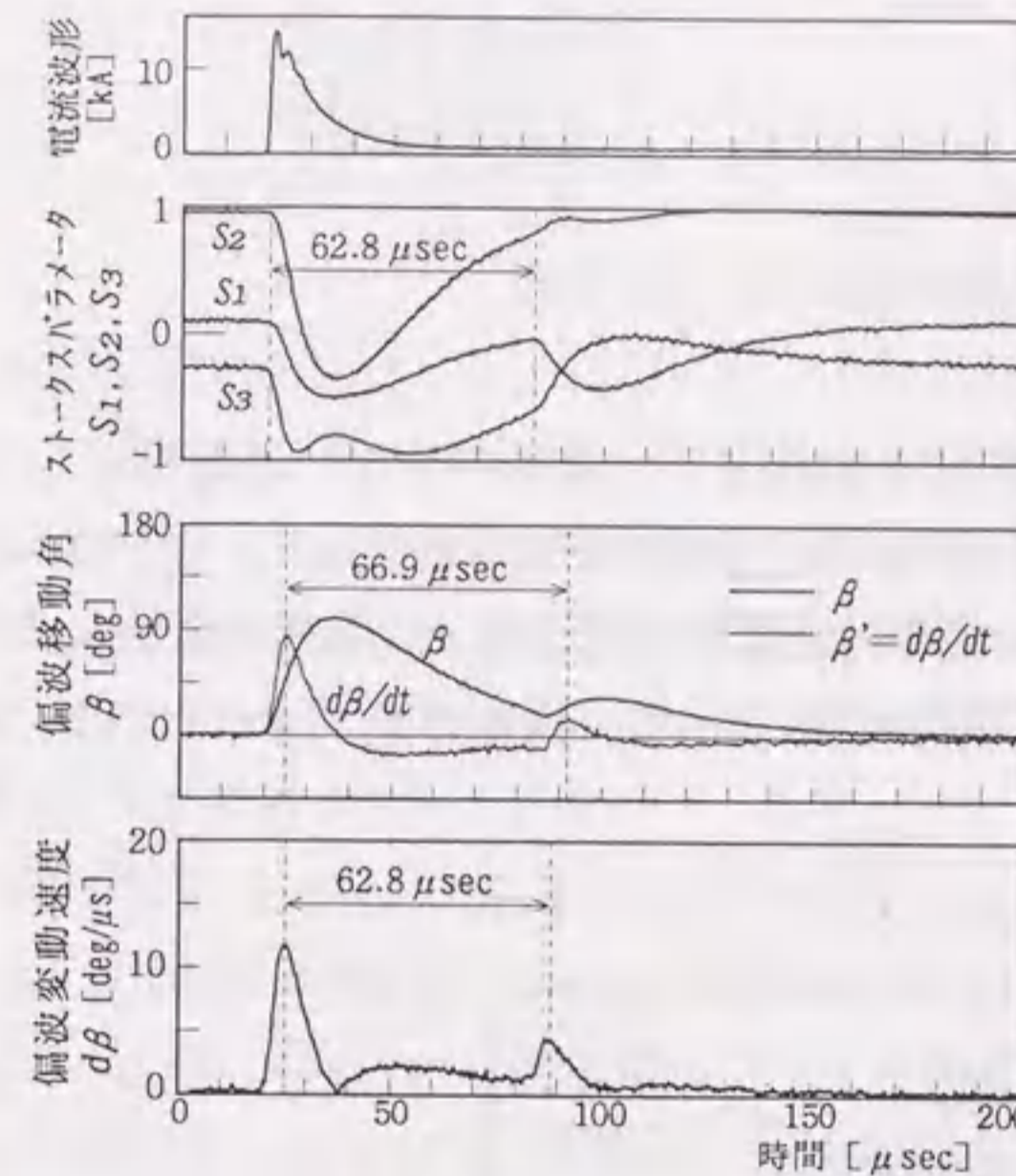
(a) ファラデー効果とその後の複屈折の影響

(b) 偏波変動速度 $d\beta$ と偏波移動角 β との関係

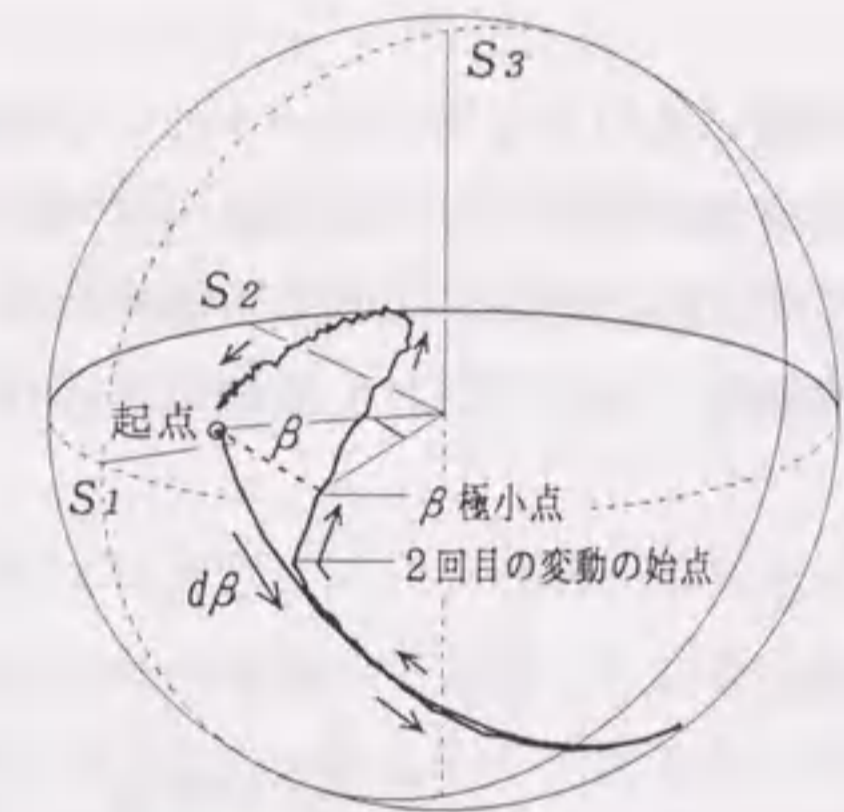
図7.4 偏波変動速度($d\beta$)による偏波変動評価法



(a) 実験系



(b) 偏波変動波形



(c) ポアンカレ球表示

図7.5 OPGW200m折返し伝送による偏波変動の実験

模擬標定の基礎実験として、長さ200mのOPGWと長さ12kmの遅延用ファイバを用いて、インパルス電流を加えた時の実験結果を図7.5に示す。

2回の偏波変動の時間間隔を式(7-4)の偏波移動角 β から求めようとする、 β のピークが滑らかなため、 β の立上がり時点またはその微分 $\beta' (= d\beta/dt)$ のピーク時点から求める必要がある。しかし、同図(b)の β や β' から得られた時間は実際の時間差よりも $4.1 \mu\text{sec}$ ほど長くなっている。この理由は、同図(c)のポアンカレ球に示すように、最初の変動が収束しないうちに2回目の変動が始まり、2回目の変動方向がむしろ基点に近く方向になってしまったためである(なお、 90° 方向に進めば β は一定になる)。即ち、

同図のように、 β が極小となる点は2回目の変動の始点より少し後になり、同図(b)の β の立上がりや β' のピークでは時間間隔が長く見えてしまう。

一方、式(7-5)による $d\beta$ の波形では、光ファイバ長から計算した時間間隔や各ストークスパラメータから総合判断した時間間隔やと一致しており、正確に算出できることが確認された。

7.3. フィールド試験結果

7.3.1 システム構成と測定ルート

観測するOPGWのルートは、伝送距離が30km程度で分岐線が少ない送電線として、庄原東城線(66kV, 29.4km)を対象に観測を行った。位置を図7.6に示す。OPGW全長は30.7kmである。OPGW導体部の公称断面積は庄原変電所から12.7kmまでが64mm²(導体素線数8本)、残り18.0kmが70mm²(導体素線数9本)である。内蔵の光ファイバのタイプ



図7.6 OPGW観測ルート

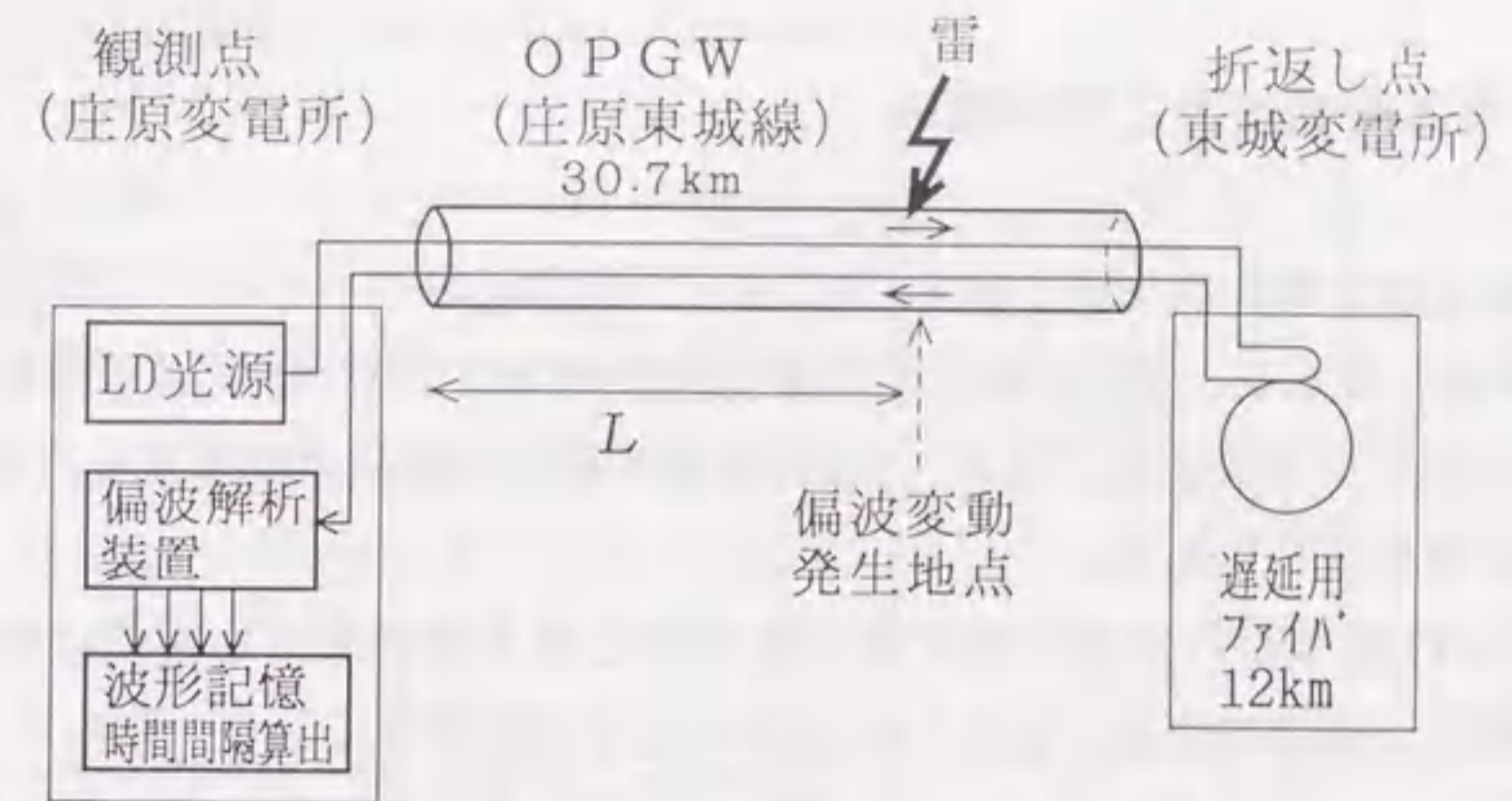


図7.7 測定系の構成および配置

はSMファイバ(零分散波長1.3 μ m)である。測定系は折返し伝送方式の形態で行った。

LD光源の波長は1.55 μ m、光出力強度は+7.6dBmであり、偏波解析装置の受信レベルは-13.9dBmであった。従って、OPGW往復伝送と遅延用光ファイバの合計の伝送損失は21.5dBである。

OTDR (Optical Time Domain Reflectometer)により測定したOPGWの平均伝送損失は0.26dB/km(波長1.55 μ m)であり、OTDRの光パルスを用いて測定した往復伝搬時間 T_o は361.50 μ sec(遅延用光ファイバの伝搬時間60.18 μ secを含む)であった。同種のSM光ファイバ(2m)で測定した光伝搬速度 v は0.20429m/nsecであり、これよりOPGW中の光ファイバ長は片道30.77km、遅延用光ファイバ(直径30cmのドラム巻き)の長さは12.60kmとなる。

7.3.2 偏波変動観測結果の概要

3カ月の測定期間中(1996/8/8~10/8)に91個の偏波変動測定データが得られた。但し、送電線トリップ事故に至った落雷は1度もなかったため、フォルトロケータとの比較はできなかったが、LLS(落雷位置標定システム)⁽²¹⁾と比較した結果、71個の偏波変動データがLLSの落雷検出時刻と一致した。それぞれの波形について、式(7-4)から β およびその波高値 β_p を偏波変動幅として求め、また式(7-5)の $d\beta$ から最大速度 $d\beta_{max}$ と時間間隔を求めた。解析の結果、 β_p が75°以上のものが5例あり、その他(86例)は全て50°以下であった。

7.3.3 偏波変動波形と標定模擬

落雷による偏波変動の波形例を図7.8に示す。同図にはストークスパラメータ S_1, S_2, S_3 の測定波形とともに、式(7-4)による偏波移動角 β 、式(7-5)による偏波変動速度 $d\beta$ が同じ時間スケールで示した。なお、 $d\beta$ の波形は細かい雑音を除去するために $20\mu\text{sec}$ 分の移動平均処理を施してある。

S_1, S_2, S_3 の波形からは最初の変動の立上がり時点は目測でも容易に判別できるが、2回目の変動は1回目の変動が収束しきらないうちに始まっており、読み取り難い。

β の波形では1回目の変動が $\beta=0$ に収束しないうちに2回目の変動が始まっているために2回目の β の変動が小さく、ピーク間隔は $d\beta$ と異なっている。

一方、 $d\beta$ の波形からは2回の偏波変動が容易に読みとれる。 $d\beta$ の2つの波高値の違いは落雷があった場所の往路復路の複屈折や偏波状態の違いによるものと考えられる。

計算機で時間間隔を算出する場合はこの2回のピーク(極大点)の時間を抽出すればよい。

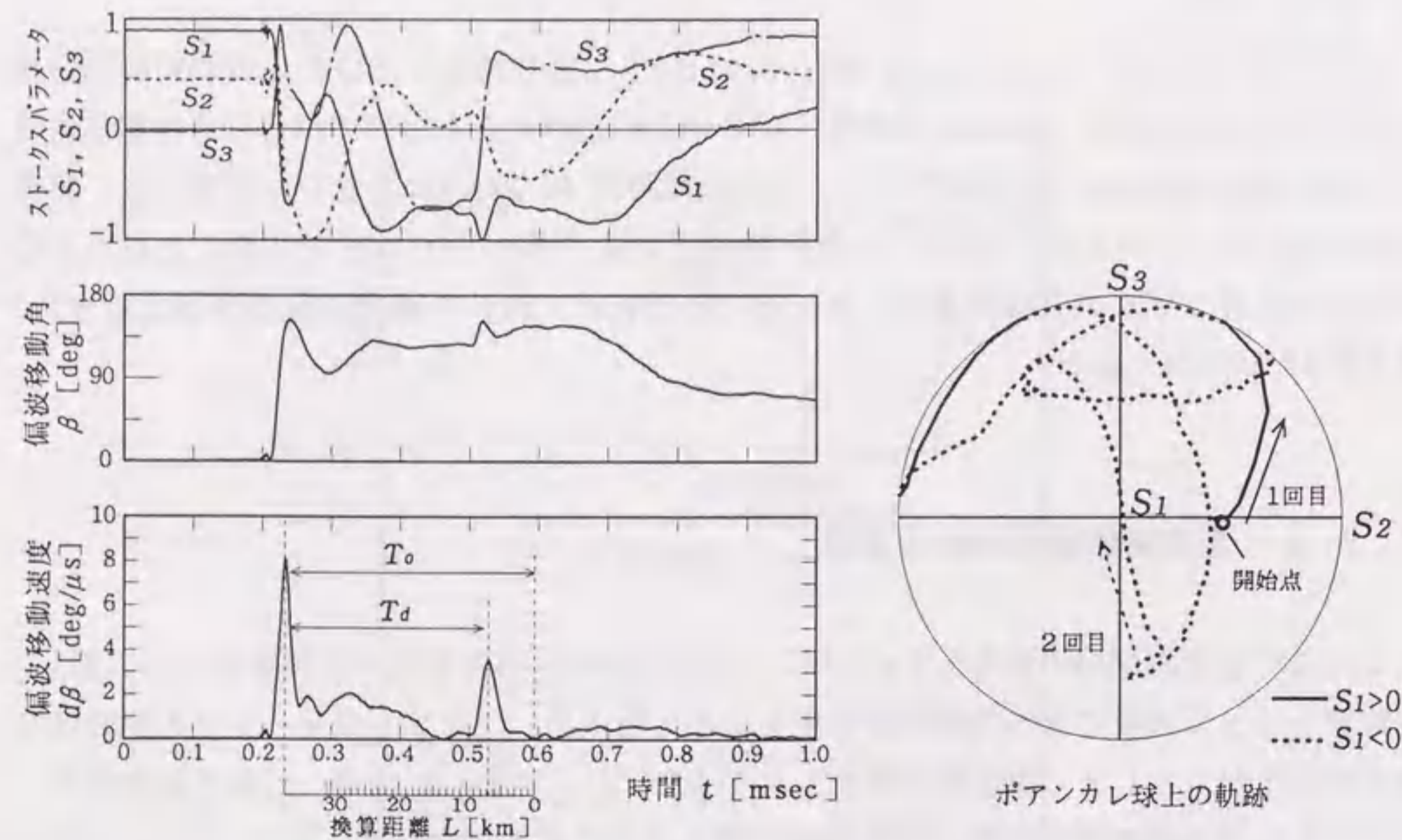


図7.8 偏波変動波形 (変動の大きい例)

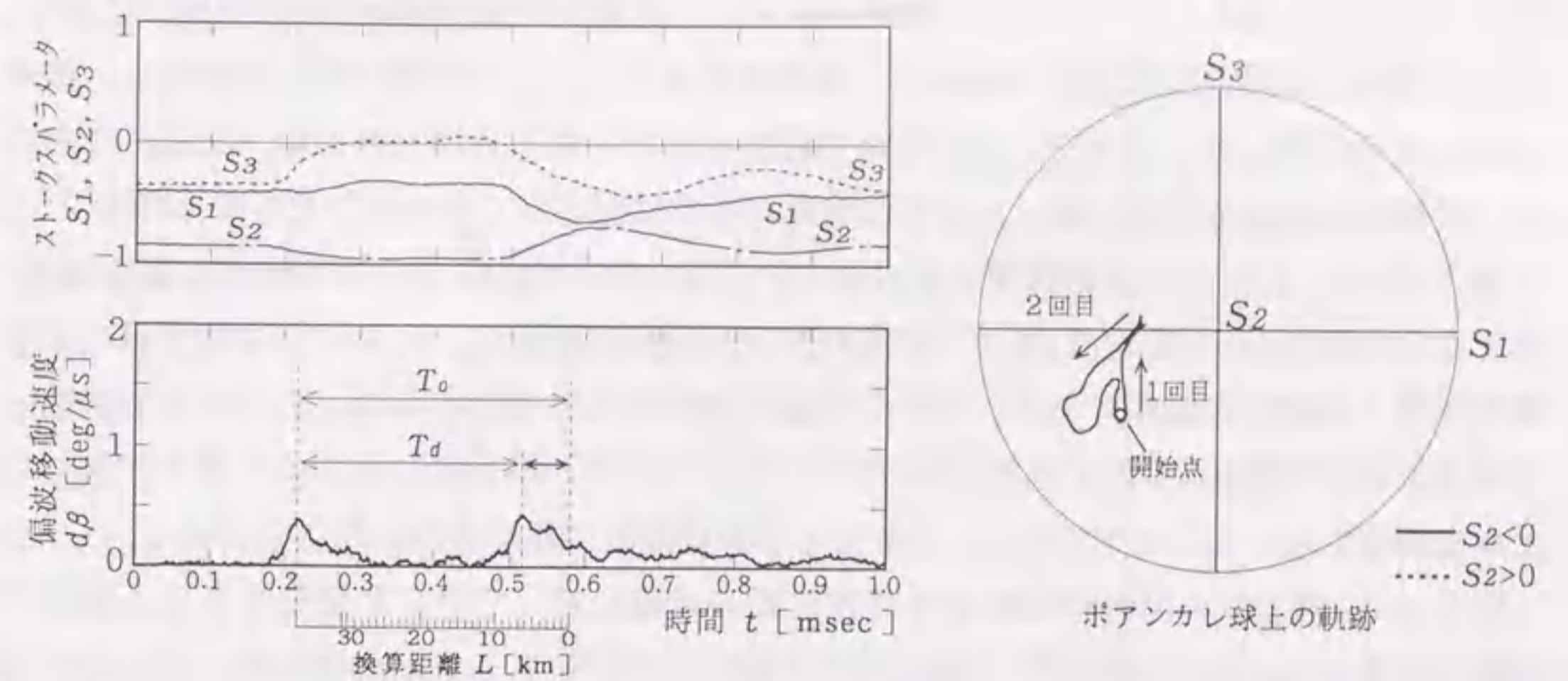


図7.9 偏波変動波形 (変動の小さい例)

また、時間目盛の下には観測点(庄原変電所)から落雷点までの距離に相当する目盛を書き込んだ。距離目盛の全長は、OPGW往復(遅延用光ファイバを含む)の時間 T_0 であり、予め観測点で測定した。このスケールの右端を $L=0$ として(時間 \times 光伝搬速度/2)の目盛が刻んである。従って、最初のピークに距離目盛の左端を合わせると、2回目のピークの位置の距離目盛から L が読みとれる。

スケールの左側の余白はダミーファイバ分である。 $d\beta$ の2つのピークは必ずこのスケール内にある。例えば、落雷点が観測点近傍の場合はピーク間が最長となり $L=0$ 、落雷点が折返し点に近傍の場合はピーク間隔が最小となり $L=30.7\text{km}$ になる。

図7.9は偏波変動幅が小さい場合であるが、この場合も2回の変動ピークが識別でき、落雷点が標定できる。

7.4. 標定結果に対する検討

7.4.1 他の落雷標定システムとの比較

図7.10は、LLS(落雷位置標定システム)が測定期間中に標定した落雷のうち、OPGW偏波変動の検出時刻と一致したデータを抽出したものである。多くが当該送電線近傍の落雷と一致したが、数10km以上離れた落雷に対しても偏波変動が検出されている。この理由は、地線が全てつながっているために他の送電線を経由して当該送電線にサージが

侵入したものと考えられる。但し、観測点から遠い落雷ほど偏波変動が小さい傾向にある。当該送電線外の落雷は標定できないが、本偏波観測システムを多数分散して配置し、偏波変動強度を比較しあうことで、内か外かの確度を高められると考えられる。また、今回のように単独の観測系であれば、LLSの標定結果を参照することも有効と考えられる⁽²²⁾。

図7.11は、LLSの落雷標定点を当該OPGW(庄原東城線)上の最短地点に置き換え、そこから観測点(庄原変電所)までのOPGW上の距離に換算し、OPGW偏波変動による標定距離と比較した結果である。OPGW偏波変動による標定およびLLSによる標定とも標定位置が観測点(庄原変電所)側に多く分布しており、基本的に本方式で標定できることが確認された。LLSでは図7.10からも落雷が観測点側に多かったことが分る。

図7.12は両方式の間の標定誤差を偏波変動の振幅に対して示した結果である。偏波変動幅が大きいものは比較的よい一致を示すことが分った。LLSが地理条件などにより数kmの標定誤差をもつ(最近ではLLS標定精度の向上技術も進められている⁽²³⁾)ので、誤差原因を明確化することは難しいが、偏波変動の大きいものはOPGWを直撃したか極めて近傍であること、または雷電流が大きいため両者の標定精度が高くなったことなどが考えられる。



図7.10 OPGW偏波変動とLLSの検出時刻の一致した落雷のLLS標定位置

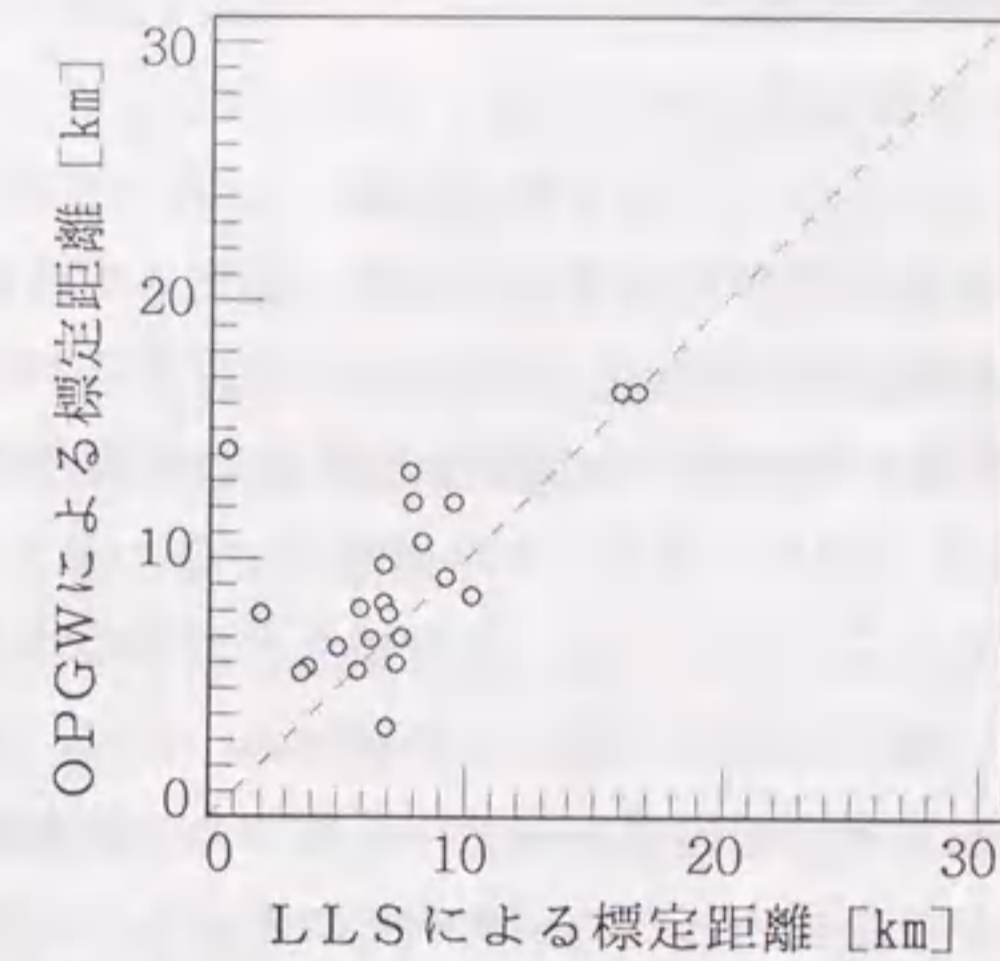
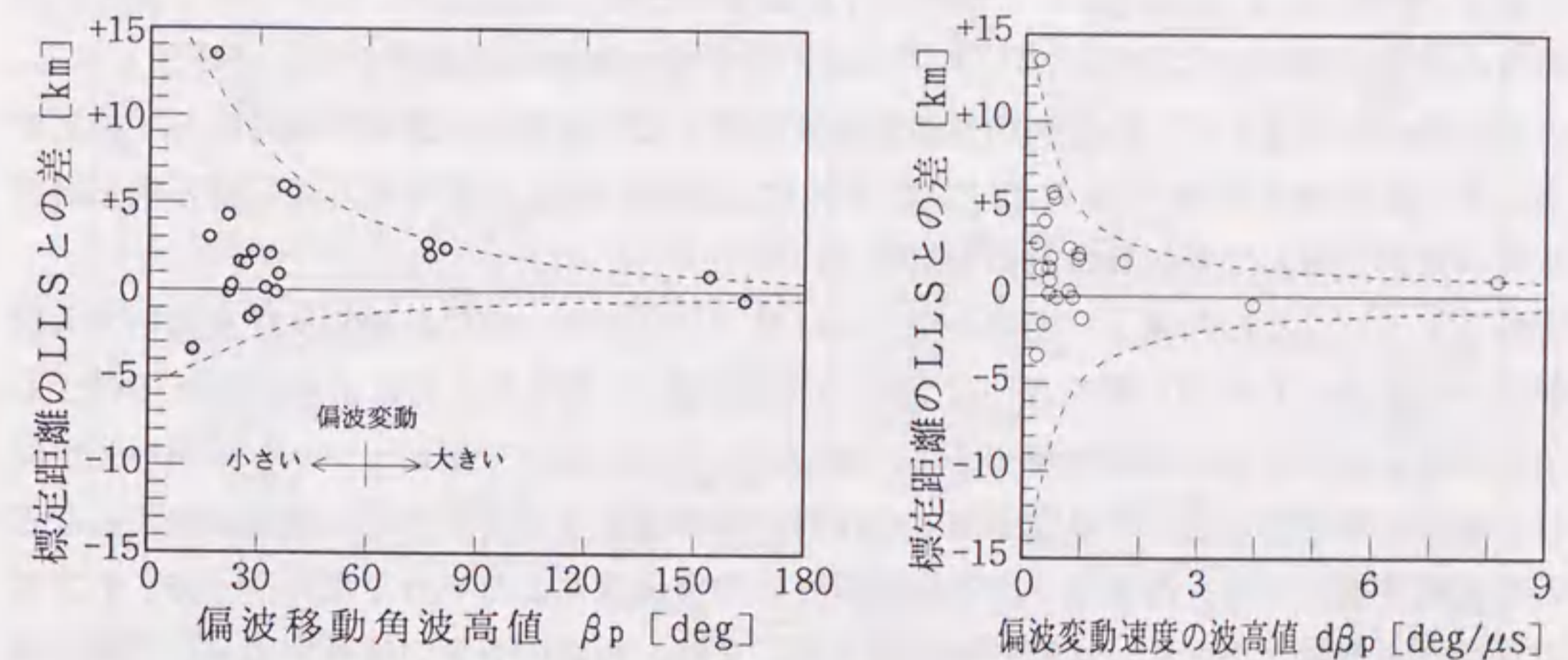


図7.11 OPGW偏波変動による標定距離とLLSによる標定距離の比較



(a) 偏波移動角との関係

(b) 偏波変動速度との関係

図7.12 OPGW偏波変動による落雷標定のLLSの標定に対する誤差

7.4.2 実用化の可能性と課題

(1) 標定性能の改善策

現状ではまだ測定データ数が十分とは言えないが、OPGW伝搬光の偏波変動の速度変化を用いれば、雷撃点の自動標定の見通しが得られたと考えられる。但し、偏波変動速度 $d\beta$ のピークが必ずしも明確でない場合や複雑な波形を示す場合には、ピークの時点の他に、①偏波変動速度 $d\beta$ の立上がり、②ピーク半値幅の中心、③2つの山の波形照合(相関)、などの波形処置が必要と考えられる。また、多重雷など雷撃電流自身が複雑な変化をする場合や電流立上がりが長い場合に標定可能か定かでない。特に、冬季雷では波頭長の部分が複雑に変化する場合があるとの報告がある⁽²⁴⁾。むしろ、送電線にフラッシュオーバーした瞬間の地絡電流の立上がりを検出した方が有利になるかもしれない。

今回は送電線トリップ事故に至るような落雷はなかったが、第4章に示したように事故時にも急峻な偏波変動が発生することが確認されており、今後、送電線トリップに至った時の偏波変動波形データの収集とフォルトロケータとの比較が必要であろう。

(2) OPGWへの適用形態

図7.3ではOPGWの光ファイバ2心を占有する形で示したが、OPGWでは収納可能な心線数が限られており、本システムが占有する心線数を低減することが要求される。このため、光ファイバ1心の利用や波長多重伝送による効率的な適用形態について検討する。それらの構成を表7.2に示す。以下では、折返し伝送方式をa方式、双方向伝送方式をb方式と呼んで各々具体的に検討する。

①光ファイバ1心の利用：光サーキュレータ(ファラデー効果の非相反性を用いて入射出射ポートを分けたもの)等を使って2つの光を結合・分離することにより光ファイバ1心で双方向に伝送することが可能である。但し、a方式においてコヒーレンシの高い光が同じ心線内で往復すると、コネクタ等での反射で干渉雑音を生ずるので、変調を加えるなどの処理が必要になる。遅延用ファイバの長さは往復伝送により半分でよい。一方、b方式では全伝送損失が小さく、比較的容易である。また、両端の光源の波長をずらしてWDMカプラ(Wavelength Division Multiplexer; 光波長合分波器)で分波すれば、更にアイソレーションを高められる。

②光ファイバの共用：今回の測定では波長 $1.55\mu\text{m}$ の光を零分散波長 $1.3\mu\text{m}$ の単一モードファイバ(SMF)に適用して測定した。現在の光通信回線の波長は $1.3\mu\text{m}$ が殆どであるので、 $1.3\mu\text{m}$ 光(通信回線)に $1.55\mu\text{m}$ 光(偏波観測)を波長多重して光ファイバを共用することが可能である。 $1.3/1.55\mu\text{m}$ WDMカプラは比較的安価で分波性能も高い(市販品で45dB以上)。また、偏波測定用の光は連続光であり、偏波変動があっても強度変化

はないので、仮にWDMに漏洩があっても光通信回線への影響は小さい。但し、a方式では往復する間に4回分波されるので、高い分波性能が要求される。

③その他の設備の共用：b方式の場合、既設の光通信回線に十分な伝送損失マージンがあれば、その光を受信端で分岐して偏波観測することで光源を共用できると考えられる。伝送速度が数10Mbps以上であれば、偏波観測の所要帯域($\leq 10\text{MHz}$)に影響しない。また、コヒーレント光通信において、第6章に示した偏波制御装置を適用する場合、その入射光の偏波状態検出部の信号をそのまま偏波変動検出に利用することができる。

表7.2 OPGWによる雷撃点標定システムの適用構成例

	(a) 折返し伝送方式	(b) 双方向伝送方式
ファイバ2心専用	観測点 LD光源 偏波測定系 OPGW 折返し点 遅延用ファイバ	観測点 LD光源 偏波測定系 OPGW 相手端 LD光源 偏波測定系
ファイバ1心専用	観測点 LD光源 偏波測定系 OPGW 折返し点 遅延用ファイバ	観測点 LD光源 偏波測定系 OPGW 相手端 LD光源 偏波測定系
ファイバ2心共用	観測点 光送信器 光受信器 LD光源 偏波測定系 OPGW 折返し点 遅延用ファイバ	観測点 光送信器 光受信器 LD光源 偏波測定系 OPGW 相手端 光送信器 光受信器 LD光源 偏波測定系
ファイバ1心共用	観測点 光送信器 LD光源 偏波測定系 OPGW 折返し点 遅延用ファイバ	観測点 光送信器 LD光源 偏波測定系 OPGW 相手端 光送信器 LD光源 偏波測定系
光源+ファイバ共用	(現実的には困難)	観測点 光送信器 光受信器 LD光源 偏波測定系 OPGW 折返し点 遅延用ファイバ

※ カプラ(光分岐結合器)、WDM(光波長合分波器)、サーキュレータは偏波無依存型を用いる。

表7.3 各種形態の適用可能距離の概算

光ファイバ 利用形態	(a) 折返し伝送方式		(b) 双方向伝送方式	
	過剰損失	可能距離	過剰損失	可能距離
2心専用	(基本)	40 km	(基本)	90 km
1心専用	-6 dB	30 km	-3 dB	80 km
2心共用	-4 dB	33 km	-2 dB	83 km
1心共用	-10 dB	23 km	-5 dB	73 km

※ LD光源出力:+4dBm、偏波測定器受光強度:-23dBm、OPGW伝送損失:0.3dB/km、サキユレタ挿入損失:1.5dB、WDM挿入損失:1.0dB、遅延用ファイバ:10km(3.0dB)とし、マジンや反射/漏洩光の雑音を無視する。

表7.4 雷撃点標定システムの特徴比較

	(a) 折返し伝送方式	(b) 双方向伝送方式
装置構成	○ 簡易 ○ 光源と偏波測定器が1組。 △ 相手端に遅延用光ファイバ(それ以外の設備なし)。 ○ 時刻同期が不要。	× 複雑 × 光源と偏波測定器が2組。 × 相手端からデータを送る通信回線が必要。 × 両端の時刻同期が必要。
標定演算精度	× 2回の偏波変動の重なり。 → ○ dB法で解決。 ○ 時刻同期誤差なし。	○ 偏波変動の重なりなし。 △ 時刻同期誤差の影響あり。
ファイバ1心化	△ 干渉雑音の低減	○ 比較的容易
波長多重化	△ アイソレーションの高い合分波器	○ 比較的容易
適用範囲	△ 比較的短距離 (~40 km)	○ 比較的長距離 (~90 km)

(3) システム構成の比較

表7.3に各方式における適用可能距離の概算例を示す。a方式ではOPGW往復伝送と遅延用光ファイバ分の伝送損失により、適用可能距離がb方式の半分以下になる。EDFAなどの光増幅器の適用により損失補償が可能であるが、自然放出光による雑音増加や偏波依存性による歪みに注意する必要がある。

以上の検討結果から、2方式の特徴をまとめると、表7.4のようになる。a方式では、装置構成が極めて簡単であり、時刻同期装置や同期誤差がない点が大きな特長と言える。b方式は、装置が複雑で両端の同期が必要になる⁽²⁵⁾。但し、OPGWがループ構成をとれる場合(第4章参照)は、1カ所に光源と偏波測定器が置かれるので同期装置が不要である。従って、OPGWの長さ、OPGWルート形態、空き心線、既設の光通信回線や既設の時刻同期装置の有無などによって両方式を使い分けることが有効と考えられる。

7.5. まとめ

OPGW伝搬光は落雷により偏波変動が生ずるが、この現象を利用すれば送電線への追加設備なしに雷撃位置を標定できる可能性がある。このため、光信号を往復伝送させて光伝搬遅延時間差から落雷点を標定するシステムの検討を行った。

実フィールドにおいてOPGW往復伝搬光の落雷による偏波変動を観測し、往路と復路で2回の偏波変動を確認した。また、偏波状態は長時間複雑に変動するが、その中で2回の偏波変動の発生時間を明確化するために、遅延用光ファイバの挿入および偏波変動の瞬時速度dBの算出による検出法を考案し、これにより送電線上の雷撃点を正確に標定するとともに、自動標定の見通しが得られた。

但し、偏波変動波形が複雑な場合や雷電流自身が長時間で複雑な場合あり、また短絡事故や地絡事故との関係が解明されていないことから、本方式のみで完全な距離標定を行うには解決すべき課題がまだ多い。しかし、送電線への追加設備が殆ど不要としないので、既設フォルトロケータの支援や雷撃検知には今回の観測装置でも十分役立つと考えられる。

現在、一部の電力会社において本方式に基づく実用化システムが試作され、フィールド試験が続けられている。更に将来は、送電線だけでなくOPGW自身の障害の探索や予知も重要になるものと考えられ、落雷事故によるOPGW素線切れの点検など電力用通信の高信頼化にも寄与すると考えられる。

第7章の参考文献

- [1] 村松, 尾崎, 斉藤, 成田, "デジタル形フォルトロケータの開発", 電気学会通信研究会, No. CMN-88-1, 1988
- [2] 永井, 川村, 大見, "現地表示型FLシステムの開発", 電気学会全国大会, No. 1268, 1989
- [3] 小泉, 吉見, 黒岩, 樋口, 久米川, "送電線におけるサージ伝搬試験結果", 電気学会全国大会, No. 1230, 1992
- [4] 鈴木, 吉田, 渡辺, 藤川, "送電線監視情報伝送システム", 電気学会通信研究会, No. CMN-88-2, 1988
- [5] 江川, 杉山, 金丸, 狩野, "ファジー理論を応用したOPGW利用送電線故障区間標定手法", 電気学会論文誌, Vol. 108-B, No. 11, 1988
- [6] 金丸, 豊田, "OPGW利用送電線保守情報システムの伝送方式に関する検討", 電気学会論文誌, Vol. 114-B, No. 2, 1994
- [7] 大越, 西原, 岡本, 久間, 大津, 保立, "光ファイバセンサ", オーム社, 1986
- [8] M. Kuribara, M. Kurono "Passive optical multipoint sensing system for voltage measurement," IEE Proceeding Part J Vol. 136, No. 6, 1989
- [9] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動", 電気学会論文誌, Vol. 116-C, No. 6, 1996
- [10] 黒野, 伊澤, 栗原, "OPGW伝搬光の落雷による偏波変動の実測とその一考察", 電気学会論文誌, Vol. 118-C, No. 5, 1998
- [11] M. Kurono, K. Isawa, M. Kuribara "Transient state of polarization in optical ground wire caused by lightning and impulse current" SPIE Symposium Vol. 2873, 1996
- [12] 伊澤, 黒野, 栗原, "雷撃電流によるOPGW伝搬光の偏波変動を利用した送電線落雷点標定", 電気学会論文誌, Vol. 115-C, No. 10, 1995
- [13] 黒野, 栗原, 住谷, "OPGW伝搬光の偏波変動速度による落雷点標定法", 平成9年電気学会全国大会, No. 577, 1997
- [14] 黒野, 栗原, 住谷, "OPGW光偏波変動による落雷点標定の検討", 電気学会電力・エネルギー部門大会, No. 465, 1997
- [15] M. Kurono, M. Kuribara, H. Sumitani "Lightning location by detecting polarization fluctuations in OPGW", 13th International Conference on Optical Fiber Sensors (OFC), No. F1-6, 1999
- [16] 黒野, 栗原, 浅川, 住谷, "OPGW伝搬光の偏波変動による送電線雷撃点標定の検討", 電力中央研究所研究報告 No. R96015, 1997
- [17] 小瀬他, "光工学ハンドブック IV. 2.5章", 朝倉書店, 1986
- [18] 黒野, 亀田, 皆川, 市川, "変電所構内事故探査のための光多点計測システム", 電気学会電力・エネルギー部門大会 Vol. II, No. 210, 1990
- [19] A. J. Rogers "Polarization-time domain reflectometry : a technique for the measurement of field distributions," Applied Optics, Vol. 20, No. 6, 1981
- [20] 加藤, 小島, 柳沢, 吉田, "OTDRを用いた電撃区間標定システムの開発", 電気学会全国大会, No. 1267, 1989
- [21] 新藤, 砂原, 富田他, "落雷位置標定装置の現状とそのデータを用いた落雷頻度マップの作成", 電気学会論文誌, Vol. 116-B, No. 4, 1996
- [22] 北条, 石井, 河村, 鈴木, 船山, "LLSの動作特性の解析", 電気学会放電研究会, No. ED-87-85, 1987
- [23] 川崎, 新居, 鎌野, 安野, 鈴木, "ファジィ推論を用いたLLS標定精度の向上対策", 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 8, 1997
- [24] 三宅, 岸嶋, 鈴木, 三谷, 高島, "日本海沿岸における冬季雷の雷撃電流特性", 電気学会論文誌, Vol. 110-B, No. 11, 1990
- [25] M. B. Dewe, S. Sankar, J. Arrillaga, "The application of satellite time references to HVDC fault location," IEEE Trans Power Delivery, Vol. 8, No. 3, 1993

第8章

配電用光マルチドロップ伝送システムの開発

8.1. まえがき

最近の配電システムの運用においては通信網を用いた配電機器の遠隔制御や遠隔監視による自動化の要求が高まっている⁽¹⁾。また、将来においては一般需要家との間にも通信網を構築し、遠隔検針、過負荷監視をはじめ、停電情報などの情報提供によってより綿密なサービスを行うことが期待されている^(2, 3)。

一方、光ファイバは長距離、大容量の伝送路として普及し、コスト的にも充実してきており、電力ではOPGWとともに配電添架光ケーブルが多数敷設されてきている。しかし、現在の配電添架光ケーブルは変電所や本支店間を結ぶためのものであり、配電自動化のために配電機器や需要家間の通信に使った例は殆どない。この理由は、送受信点が膨大で広く分散しており、集中制御を行う親局と多数の子局との間を1対1で接続することは不経済であるとともに、配電線上で光ケーブルが輻輳し、配電線移設や補修などの本来の作業に支障を及ぼすためである。

このため、1本の光ファイバを多数に分岐することが考えられる。その際、分岐部分には、電源や複雑な電気回路がないことが望まれると共に、配電線の事故や工事のために配電線が部分的に切り離された時でも局の通信機能が停止しないことが必要である。

そこで、配電変電所や営業所から需要家までの光ファイバを受動的に分岐するマルチドロップ方式の伝送網の適用を提案する^(4, 5)。これにより光ファイバケーブルを削減し、ケーブルの輻輳を回避するとともに、柱上に設置する分岐局の小型化、無保守、無誘導、無電源化を図ることが期待できる。

光を受動的に多分岐する伝送システムは、光スターカプラを用いたLAN (Local Area Network)⁽⁶⁾が開発されているが⁽⁷⁾、多くは構内のデータ伝送網を対象としている⁽⁸⁾。また、加入者網についても検討されているが、経済的な構成法や具体的な適用例はあまりなかった^(9, 10)。特に、配電システムに添架し、架空で多段に分岐するような構成での光伝送特性は十分解明されていない。また、データ伝送だけでなく、需要家や作業現場との交信のために音声や画像といったマルチメディア情報も同時に伝送できることが必要である。

このため、まず、光マルチドロップ伝送路の経済的な分岐数と分岐構成を需要家モデル

を用いて導出し、次に、分岐数と可能な伝送距離および伝送速度の関係を導出し、配電システムに適用可能な分岐数と伝送性能を確保できることを示す。更に、配電自動化に必要な情報を設定し、有効な多重伝送方式を提示する。最後に、これに基づく試験伝送システムを構築し、伝送試験結果から本システムの有効性を示す。

8.2. 最適分岐形態と分岐可能数の導出

8.2.1 光受動分岐伝送路の基本形態

受動型の光マルチドロップ伝送路の基本形態(トポロジ)として、1本の光ファイバの途中に分岐数2の光分岐器を複数挿入し、子局を梯子状に連結したラダー形態⁽¹¹⁾、分岐数2以上の1つの光分岐器(光スターカプラ)で一度に分岐する⁽¹²⁾、またそれを樹木状に多段に接続するトリー形態、が考えられる。

ラダー形態は、線状の敷設形態に適し、配電システムのトポロジと整合性がよい。メタリックの通信線では構成し易いが、光ファイバの場合、分岐総数が限られ、分岐比の均一化が難しく、また分岐路の途中からの追加や変更が困難である。トリー形態は、面状の敷設に適する。分岐点でのケーブルの輻輳が懸念されるため以下で検討するが、分岐路の変更が比較的容易である。また、分岐比および分岐路長の均一化に優れているため、後述する時分割多重伝送を適用し易い。

このため、以下では、変更の少ない基幹路の部分にラダー形態、分岐路の部分はトリー形態を基本形態として考えることとした。

8.2.2 伝送路の削減効果

需要家1軒当りに要する光ファイバ長を最小化する分岐数および分岐構成を図8.1に示すモデルを用いて解析的に求める。同図において、親局は横 D_x 、縦 D_y の範囲の中央にあり、 N 台の需要家用子局が横 d_x 、縦 d_y の間隔で均一に分布し、光ファイバは同図の縦横方向にのみ敷設されるとする。ここで N は次式である。

$$N = \frac{D_x \cdot D_y}{d_x \cdot d_y} \quad (7-1)$$

まず、親局と各子局との間を光分岐器なしに1対1の形態で接続した場合、親局から各

子局までの光ファイバ平均距離 L_0 は次式となる。

$$L_0 = (D_x + D_y) / 4 \quad (7-2)$$

次に、分岐数 k の光分岐器を 1 段挿入した場合、その分岐路の光ファイバ総長を最短にする条件は、分配範囲が縦横とも同一距離で、且つ光分岐器がその範囲のほぼ中央にある場合となる。従って、

$$d = \sqrt{d_x \cdot d_y} / 2 \quad (7-3)$$

とおけば、分岐路の平均長は $d\sqrt{k}$ となる。

更に、分岐数 k の光分岐器を m 段で構成した時、1 子局当りの分岐路長 L_m は次式となる。

$$L_m = \frac{1}{k^m} \sum_{i=1}^m k^{i-1} d \cdot k^{i/2} \quad (7-4)$$

一方、親局から上記分岐範囲までの伝送路（以下、基幹路と呼ぶ）の平均長は L_0 である。この基幹路を更にラダー状に h 段に分岐する場合、基幹路の 1 子局当りの長さ L_h は次式となる。

$$L_h = L_0 / (h k^m) \quad (7-5)$$

上式および式 (7-4) の展開により、この時の光分岐による光ファイバの削減率 η_{en} は次式で表される。

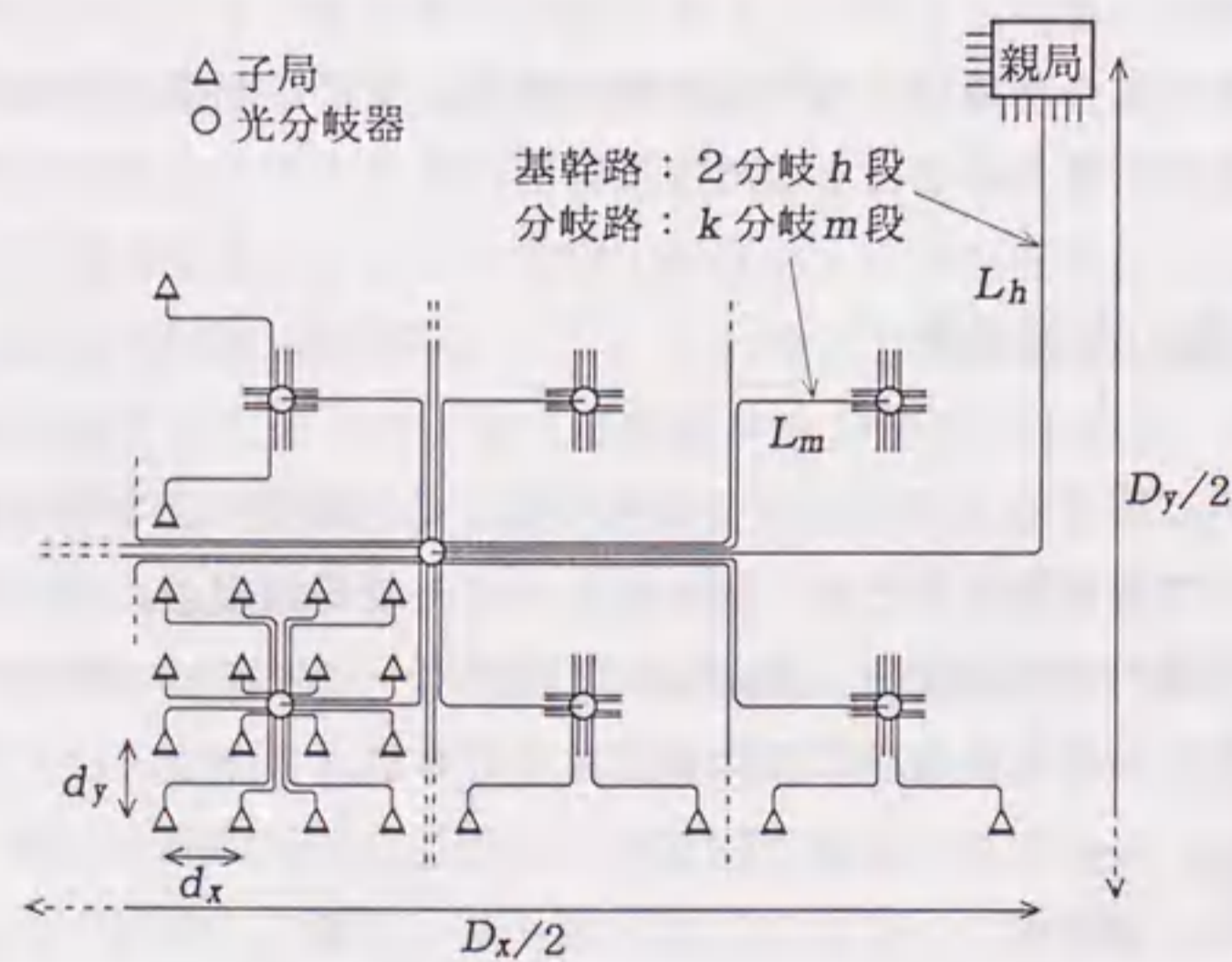


図 8.1 光ファイバ長の計算モデル

$$\eta_{en} = (L_h + L_m) / L_0$$

$$= \frac{1}{n} + \frac{(n/h)^{1/2m}}{A N^{1/2}} \cdot \frac{1 - (n/h)^{-1/2}}{1 - (n/h)^{-1/2m}} \quad (7-6)$$

但し $n = h k^m$ (7-7)

$$A = (\sqrt{D_x/D_y} + \sqrt{D_y/D_x}) / 2 \quad (7-8)$$

n は親局の 1 発光素子からの総分岐数である。 A の値は供給エリアの縦横比に依存するが、その変化幅は、 $1 \leq D_x/D_y \leq 4$ において $1 \leq A \leq 1.25$ である。この場合、 $A=1$ としてエリアを正方形に近似できる。従って、 η_{en} は N, n, m, h によって定まる。また、 η_{en} は m, h が大きい程小さくなるが、 n が増大すると、式 (7-6) の右辺第 1 項は減少、第 2 項は増加するため、ある n で極小となる。

総分岐数 n に対する光ファイバ削減率 η_{en} を図 8.2 に示す。配電変電所が管轄する需要家数はおおよそ $N=4000 \sim 20000$ である。 $N=10^4$ とした場合、 η_{en} の極小値をみると、 m が 1 の場合より 2 の場合の方がかなり小さいが、 m が 2 と 3 との間の差はあまりなく、 $m \geq 3$ では m の増加による η_{en} の低減効果は殆どなくなる。また、 $m=1$ の場合、1 カ所の分岐数が 30~40 と多くなり、配電柱上での分岐が難しくなる。また、親局には多数のファイバが輻輳し、多数の光送受信器が必要となる。

従って、 η_{en} が最小または最小値から数 10% 増加以内となるためには m は 2 程度が良く、 n は約 50 から 150 の範囲である。即ち、分岐数 k が 8~12 の光スターカプラを 2 段に接続することになる。

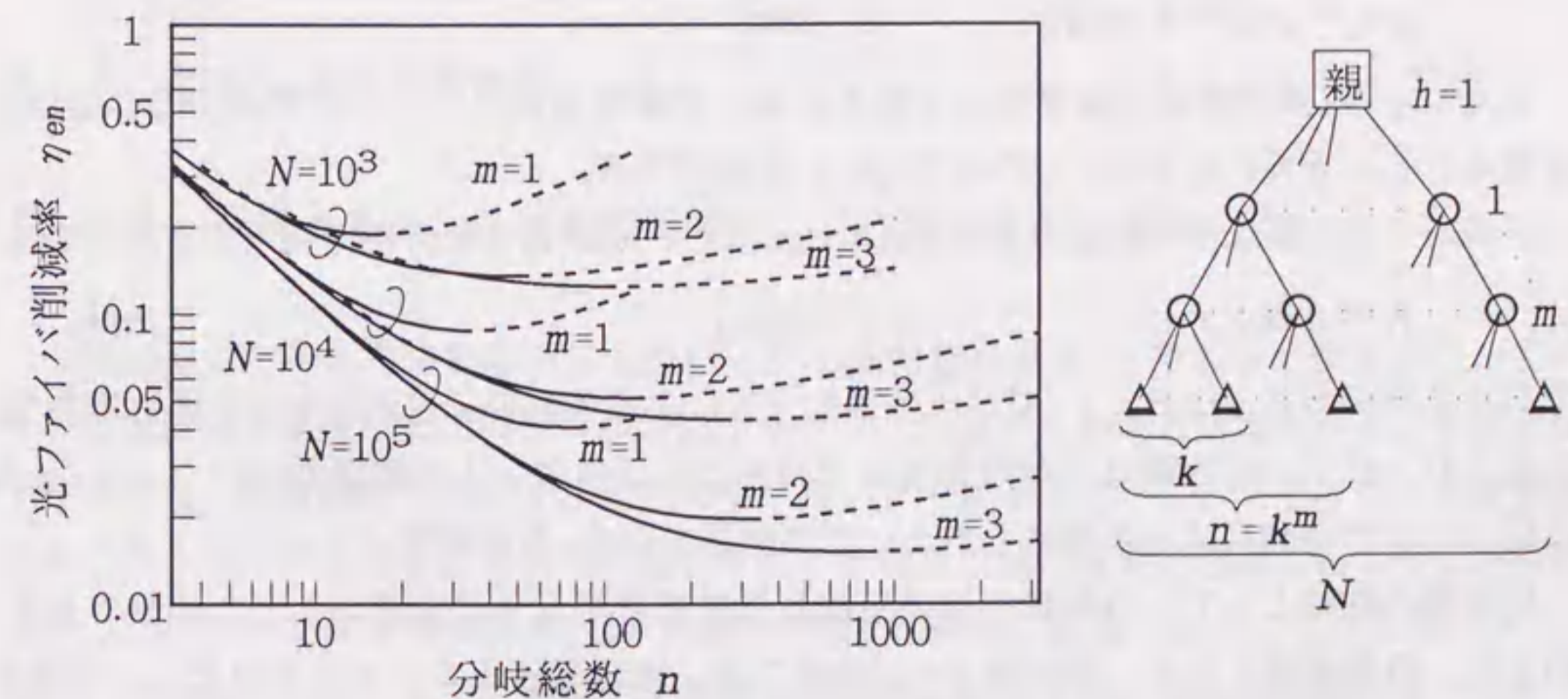


図 8.2 光分岐による光ファイバ削減率

なお、伝送路のコストを評価する上では、光分岐器の数や光ファイバの接続点数も考慮する必要がある。1子局当りの光分岐器数 q_m は次式で表せる。

$$q_m = \frac{1}{k^m} \sum_{i=1}^m k^i = \frac{1}{k} \frac{1-k^{-m}}{1-k^{-1}} \quad (7-9)$$

また、光ファイバ接続点数は $(k+1)q_m$ で、ほぼ一定の値となる。光分岐器の単価は k が大きい程高いが、近似的に k に比例するとみなせる場合には、1子局当りの分岐器コストも k に対してほぼ一定となるので、 η_{en} からコスト最小の n を評価できる。

8.2.3 分岐減衰と伝送速度の制限

上記伝送路における分岐および伝送による光減衰量 χ_a は、光受信器の所要受光強度を χ_r [dBm]、光送信器の発光出力 χ_s [dBm] として、次式の関係になければならない。

$$\chi_a < \chi_s - \chi_r \quad [\text{dB}] \quad (7-10)$$

χ_a は分岐総数 n 、光ファイバのルート長 L 、単位長さ当り伝送損失 α 、光分岐器の過剰損失と接続損失の和を α_0 として、次式で表せる。

$$\chi_a = 10 \log n + \alpha L + \alpha_0 \quad [\text{dB}] \quad (7-11)$$

$$L = (D_x + D_y) / 2 \quad [\text{km}] \quad (7-12)$$

χ_r は素子性能や伝送速度 R [Mbps] に依存するが、ここでは一般的な半導体受光素子の仕様を参考にし、 R との関係は次式のように近似する。

$$\chi_r = \chi_{r0} + 10 \log R^j \quad [\text{dBm}] \quad (7-13)$$

また、 j は受光素子の暗電流の大きさによって異なるが⁽¹³⁾、ここでは、1 Mbps 以上を対象とし、 $R \leq 1$ で $j=0$ 、 $R > 1$ で $j=1$ と近似する。

子局当りに必要な平均伝送速度を R_s [Mbps] とし、伝送路を時分割で利用するためには、

$$R = n R_s / \gamma \quad [\text{Mbps}] \quad (7-14)$$

である必要がある。なお、 $\gamma (< 1)$ は多重化方式による情報の伝送効率を示す係数である。以上より、式(7-10)を満たす分岐総数 n と可能な伝送損失 αL の範囲が $\chi_s - \chi_{r0} - \alpha_0$ および R_s / γ の条件によって求められる。この関係を図8.3に示す。

伝送路の性能として、分岐数と伝送距離と伝送容量がともに大きいことが必要である。例えば、目標範囲として、分岐数 8~12 分岐 2 段、供給範囲 L を 1~5 km とし、短波長帯の光ファイバ伝送損失 α を 2.5 dB/km とした時の範囲は同図の方形枠となる。

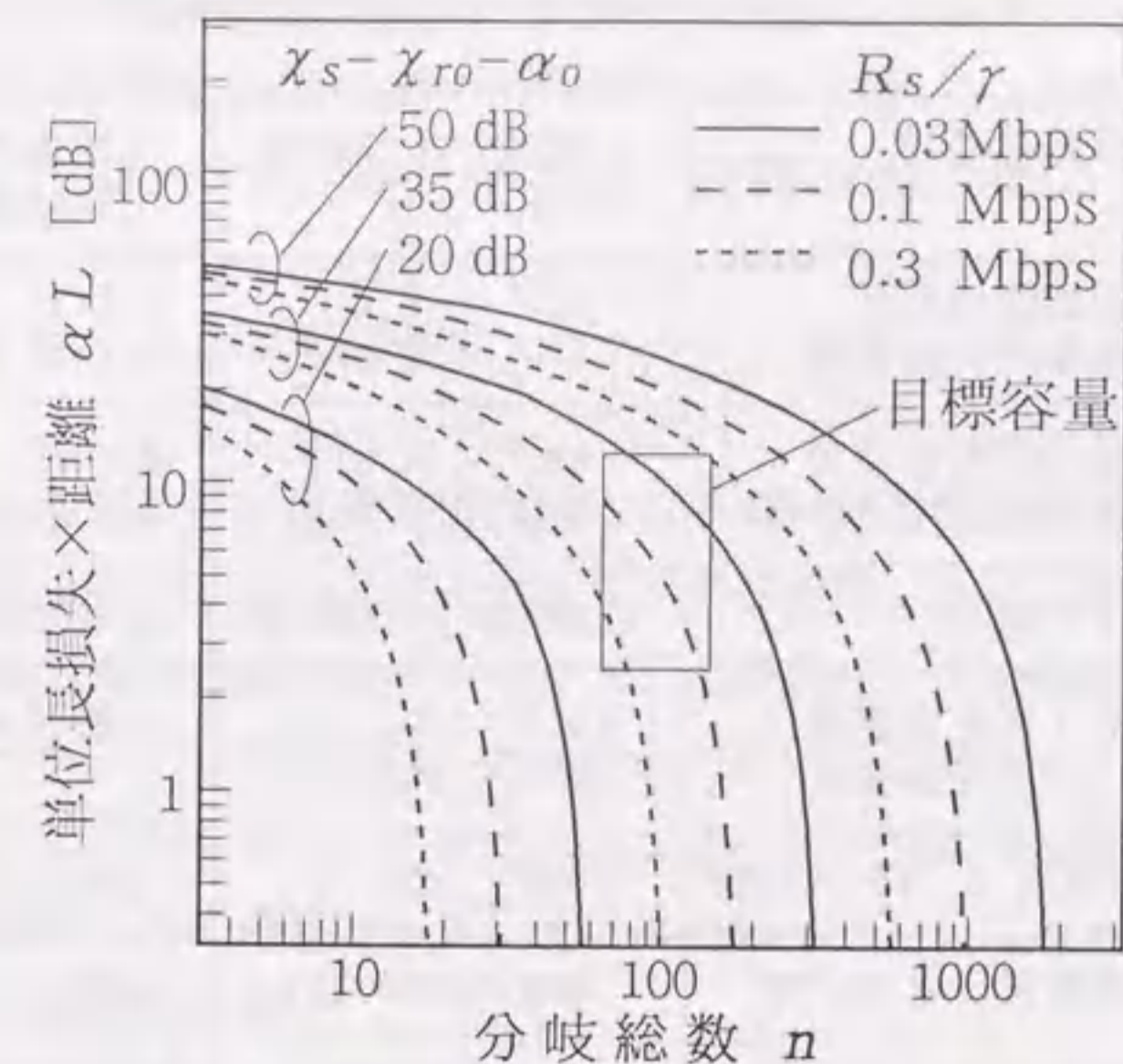


図8.3 分岐総数と伝送可能距離との関係

一方、送受光素子として、子局に安価なLEDとPIN-PD、親局に高出力、高感度なLDとAPDを適用した場合、 $\chi_s - \chi_{r0}$ の値は実績から45 dB程度である⁽¹³⁾。過剰損失と接続損失の和 α_0 を 10 dB とした時、 R_s / γ は 30 kbps 程度の伝送性能が期待できる。

8.3 情報伝送方式の設計

8.3.1 目標とするシステムの機能

今後必要となる配電自動化項目と目標とする情報量を表8.1のように設定した。これらの情報は伝送速度や伝送周期等の特徴からデータ、音声、動画に分類される。監視用のデータには、比較的長さが短く、発生周期が長いデータが多く、このようなデータを多数の地点から取得すること、また制御指令等はある時間以内に確実に伝達されることが要求される。また、需要家間の音声対話では実時間で連続的に伝送できることが必要であり、また、画像情報提供やITV監視では大容量伝送が必要になる。受動分岐形の光マルチドロップ伝送路においてこれらの情報を簡便かつ効率的に送受信することが求められる。

表 8.1 自動化項目と情報量の開発目標

自動化項目		1軒当りの情報量 下り/上り	1地点当りの 伝送時間/周期
配電設備の監視	開閉器遠隔制御	88 / 110 bit	0.1 秒 / 0.1 秒
	配電線変圧器情報	88 / 154 bit	0.1 秒 / 10 分
	変電所遮断器情報	88 / 440 bit	0.1 秒 / 0.1 秒
	変電所電圧電流計測	88 / 1056 bit	0.1 秒 / 10 分
監視	ITV監視	64kbps / >1.5Mbps	5分 / 必要都度
需要家検針・監視	検針：高圧需要家 ：低圧需要家	1000 / 1000 bit 400 / 400 bit	1時間 / 1月
	ロードサベイ 4台/20軒	3000 / 3000 bit	1時間 / 1日
	負荷制御 2台/軒	400 / 400 bit	1秒 / 1日8回
	需要家設備監視	400 / 400 bit	10秒 / 必要都度
情報提供	図形・文字情報	10kbps / 10kbps	1秒 / 必要都度
	需要家間対話	64kbps / 64 kbps	必要都度
	動画情報、広報	>1.5 Mbps / -	6~24時 / 1日

8.3.2 ビット非同期時分割多重伝送方式

光信号を受動的に多重するには、時分割多重、波長分割多重、サブキャリア周波数分割多重⁽¹⁴⁾、符号分割多重⁽¹⁵⁾などの方法が考えられるが、親局の1つの光送受信器で経済的に多数の子局と接続し、現状の素子性能で簡易に実現するため、時分割多重方式を採用した。しかし、子局から親局への上り方向の伝送では、複数の子局から送信される光信号が衝突しないように時間を割当てる必要がある。また、親局は子局に対して同期信号を一齐放送できるが、各子局から親局への送信では、同期信号に従って送信しても、光伝搬遅延時間の差によりビット同期が困難になり、また伝送損失差により受信強度も変化する。

このため、子局では複数バイト(1 Byte = 8 bitとする)の情報をパケット化し、その先頭にプリアンブル信号(0.1の繰返し信号)を付加して送信するビット非同期時分割多重方式(以下、非同期多重と称す)を用いる必要がある^(16, 17)。親局では各パケット毎に、ビット同期と0/1符号判定レベルを検出してデータを受信する。

親局から子局への下り方向の伝送では同期多重(1 Byte毎の多重)も可能であるが、ここでは双方向に同じ周期の非同期多重方式を採用した。これにより回線制御が容易となると共に、双方向にパケット単位に同期したデータ交換が可能になる。

8.3.3 ポーリングによる回線制御

データ回線の割当制御には、親局が順次割当てるポーリング方式と子局がランダムに送信許可を要求するコンテンション方式とがある。ここでは、大半の情報の流れが1:Nの集中制御形態であること、任意周期のデータと固定周期データを同時に伝送させる必要があることから、ポーリング方式を採用した。この方式は、親局から1伝送路に繋がる全ての子局に対し、1つの子局のアドレスを書込んだポーリング信号を放送し、そのアドレスの子局だけに送信権を与える方式である。子局は自分のアドレスと一致するポーリング信号を受けた直後に送信を始める。

また、同じ方法で音声電話を多重するには、回線を確立して連続的に遅延を小さくして伝送する必要がある。このため、パケット長(=音声蓄積時間)を短くして一定周期で伝送できるようにし、このためにポーリングを高速かつ一定の周期で行うようにする。即ち、親局は各子局に一定間隔で順次ポーリング信号を送信するが、音声伝送の要求があった場合、親局はその子局を音声蓄積時間と同一の周期で優先的にポーリングする。

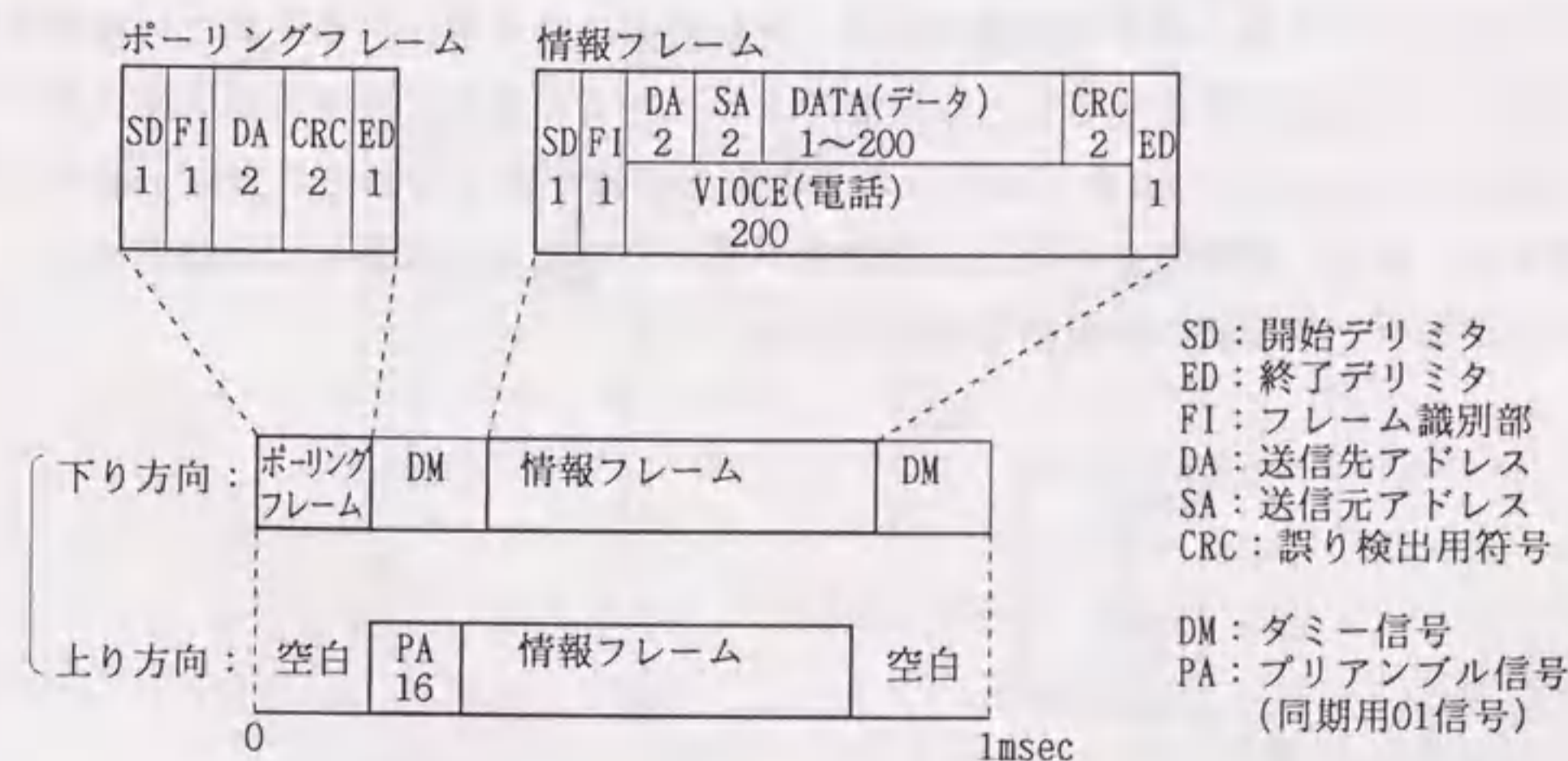


図 8.4 非同期多重伝送フォーマットの構成例

一方、データ伝送では、回線確立(コネクション)を必要としないが、表8.1の配電自動化に必要なデータをなるべく1回で送信できるようにする必要がある。このため、パケットの情報の長さを200Byteで固定とした。

以上より、伝送フォーマットを図8.4のように構成した。パケット長が200Byteの場合、音声回線の割当周期は、音声サンプリング周期を $125\mu\text{sec}$ (8kHz)として25msecとなる。また、ポーリング周期を1msecとすれば、有効な情報伝送容量は $200\text{Byte}/\text{msec}=1.6\text{Mbps}$ となる。ポーリング信号、プリアンプル、光伝搬遅延分のビット数を加えて、1周期(1msec)当り256Byteで構成できるので、物理伝送速度 $R=2.048\text{Mbps}$ で実現でき、その時の伝送効率は $\gamma=0.8$ となる。

8.3.4 波長多重伝送

受動型の光分岐伝送路では、基幹伝送路の部分に分波器を挿入して波長多重伝送を付加すれば、伝送速度や変調方式の異なる別の多分岐伝送システムを追加できる⁽¹⁸⁾。ここでは、広帯域を必要とする動画を波長多重伝送によって付加した。

特に、子局から親局への上り方向の伝送では、光分岐器(光スターカプラ)を波長合波器として利用し、その空きポートに接続することにより送信器側の合波器を不要にできる。また、複数の動画を同時に受信することはできないが、上述の非同期多重回線を用いて画像送信器のオンオフ制御を行うことにより順次切替えて伝送することは可能である。

また、親局から子局への下り伝送路では、光分岐器の空きポートや子局に分波器を挿入して接続すれば動画を受信することが可能である。全ての子局に光信号が分配されてしまうが、波長 $0.85\mu\text{m}$ と $1.3\mu\text{m}$ では受光素子の波長感度が異なるので受光素子自身に分波効果があり、更に、動画は1桁以上伝送速度が高いので低速回線側には無感応となり、分波器なしでもデータ回線への混信の影響はない。

8.4 伝送システムの実証

8.4.1 試験伝送システムの構成と諸元

試験伝送システムを電力中央研究所赤城試験センターの試験用配電線に構築した。試験伝送路の構成を図8.5に示す。また、各要素の諸元を表8.2に示す。分岐構成は8分岐の熔融型光スターカプラ⁽¹⁹⁾を2段で構成し、分岐総数 n が64となる形態とした。

光ケーブルは気送通線(ABF; Air Blown Fiber)ケーブル⁽²⁰⁾を吊線によって配電系統に添架した架空光ケーブルであり⁽²¹⁾、光ファイバはG I型マルチモードファイバで、上り用と下り用の2心を使用する。最大ルート長 L は約2.5kmである。

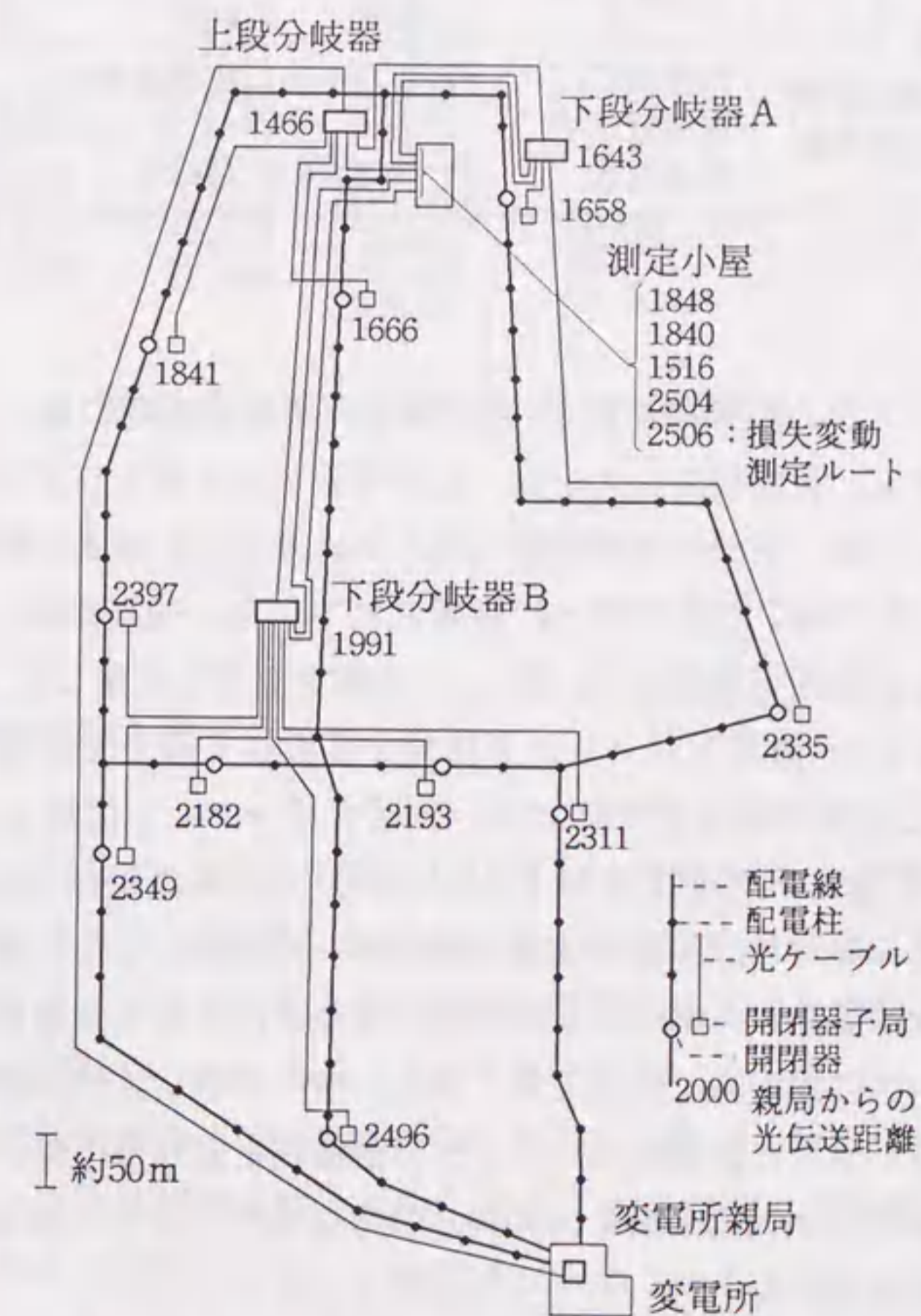


図8.5 試験伝送路および配電線の構成

表 8.2 試験伝送システムの諸元

要素	構成, 諸元
光伝送路	光ケーブル 多モードG I型光ファイバ (GI 50/125) 往復2心, 配電線添架 気送通線ケーブル 光分岐器 光ファイバ溶融型1×8分岐スターカプラ 両端FCコネクタ接続 分岐構成 8分岐2段 (最大64分岐) ルート数: 15, ルート長: 1516~2506m
データ・音声用 非同期時分割 多重伝送装置	光波長 : 0.85 μm 送/受光素子 : 親局 LD/APD : 子局 LED/PIN-PD 伝送速度 : 2.048Mbps (CMI) パケット長 : 200Byte (1600 bit) ポーリング周期: 1 msec インタフェース: データ 1200~9600bps : 音声 64kbps
動画用 波長 多重伝送装置	光波長 : 1.3 μm (波長多重) 送受光素子 : LD/PIN-PD (InGaAs) 伝送速度 : 143Mbps (9B1C)

試験用多重伝送システムの構成を図 8.6 に示す。模擬試験用の親システムとして、開閉器遠隔制御システム、自動検針システム、ビデオテックスおよびアナログ電話用の構内交換機を接続した。上段、下段の光分岐器（光スターカプラ）および開閉器子局につながる光子局は、図 8.5 に示す位置に柱上に設置されている。検針端末、ビデオテックス、電話用の光子局および動画伝送装置は、図 8.5 の測定小屋に設置した。

回線制御装置は 1 msec 周期でポーリング信号を発振して割当て制御を行い、各々の親システムと光子局との間の通信を中継する。伝送フォーマットは図 8.4 と同じであり、データ長は 200Byte、物理伝送速度 R は 2.048Mbps、光波長は 0.85 μm である。

但し、実験システムのため回線制御装置の機能を一部簡略化した。音声回線とデータ回線の可変割当て機能は省略し、ポーリング 25 回 (= 音声パケット送信周期) あたり、14 回を音声、11 回をデータに固定的に割当てた。また、各々の親システムは電氣的にマルチドロップ形態で接続し、子局と同様にポーリングで送信権を割り当てた。

動画伝送は波長 1.3 μm、伝送速度 143Mbps の市販のデジタル動画伝送装置を用い、波長多重によって付加した。

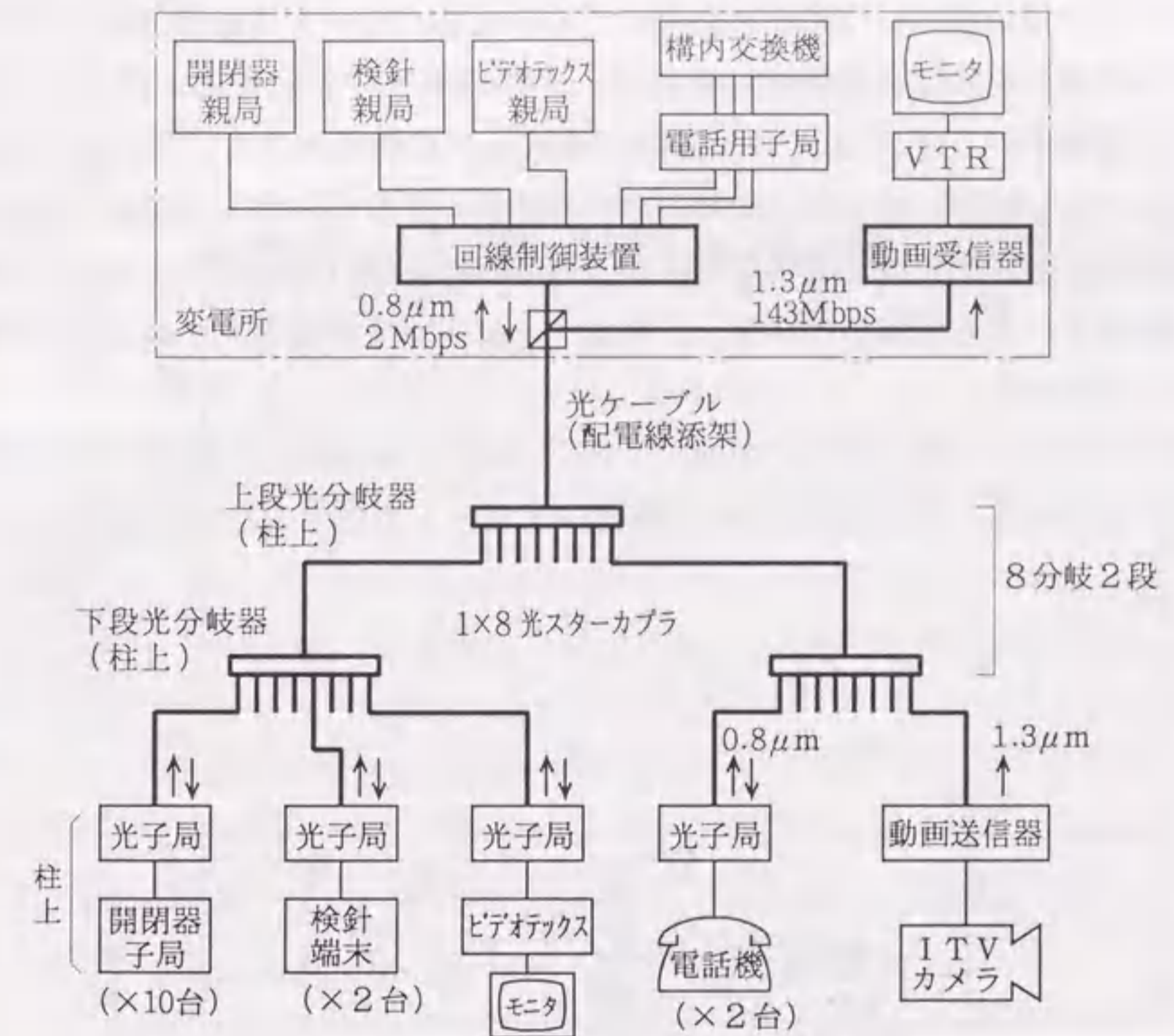


図 8.6 多重伝送試験システムの構成

8.4.2 光分岐伝送特性

各ルートの光伝送路損失の測定結果を図 8.7 に▲, ▼で示す。測定波長 0.85 μm における光ファイバ伝送損失 α は平均 2.2 dB/km であった。図中の鎖線は光スターカプラの分岐損失および光ファイバ伝送損失による理想的な下限値を示す。同図より過剰損失および接続喪失の合計 α_0 は平均 4.8 dB、最大 6.5 dB であった。

なお、上段光分岐器単体の平均過剰損失は 0.75 dB、分岐ポート間の分配比誤差は 0.69 dB であった。また、コネクタ接続損失は平均 0.65 dB、光分岐器の過剰損失は平均 0.8 dB であったが、上りの基幹伝送路でのコネクタ接続損失が 2.2 dB と大きかったために、全体に上りの伝送損失が大きくなっている。

受光強度変動の観測結果を図8.8に示す。観測したルートは図8.5中の2506mのルートである。下り伝送路はLD光源を使用しているため、モード雑音（MM光ファイバ内の伝搬モード間の干渉による雑音）を生じ、変動幅は平均1 dB程度、最大3 dB程度であった。その変動スペクトルは0.02~0.2Hzの成分が比較的大きく、2Hz以上では周波数が高いほど小さい傾向にあった。また、上り伝送路、下り伝送路とも気温や日射に依存した1日周期の変動があり、変化幅は上りが0.008 dB/°C、下りが-0.016 dB/°Cであった。その他の分岐ポートも観測した結果、分岐ポートによって増減方向が異なり、分配比が変動することが分かった。

この受信強度および強度変動の状態、伝送速度2.048Mbpsの連続符号伝送試験を行った結果、上り方向、下り方向とも23時間中1ビットの誤りもなく伝送できることを確認した。

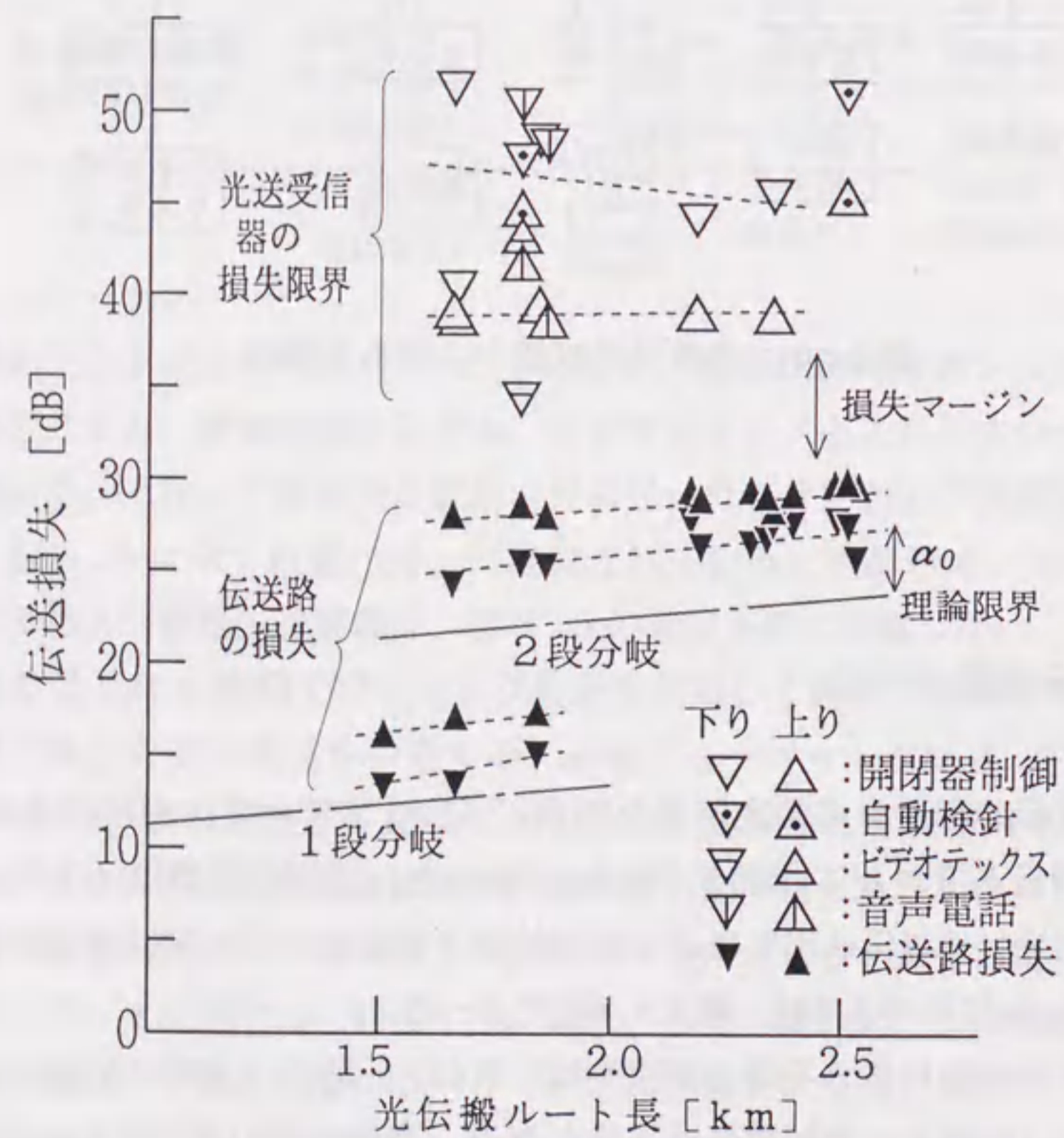


図8.7 伝送損失および損失限界の測定結果

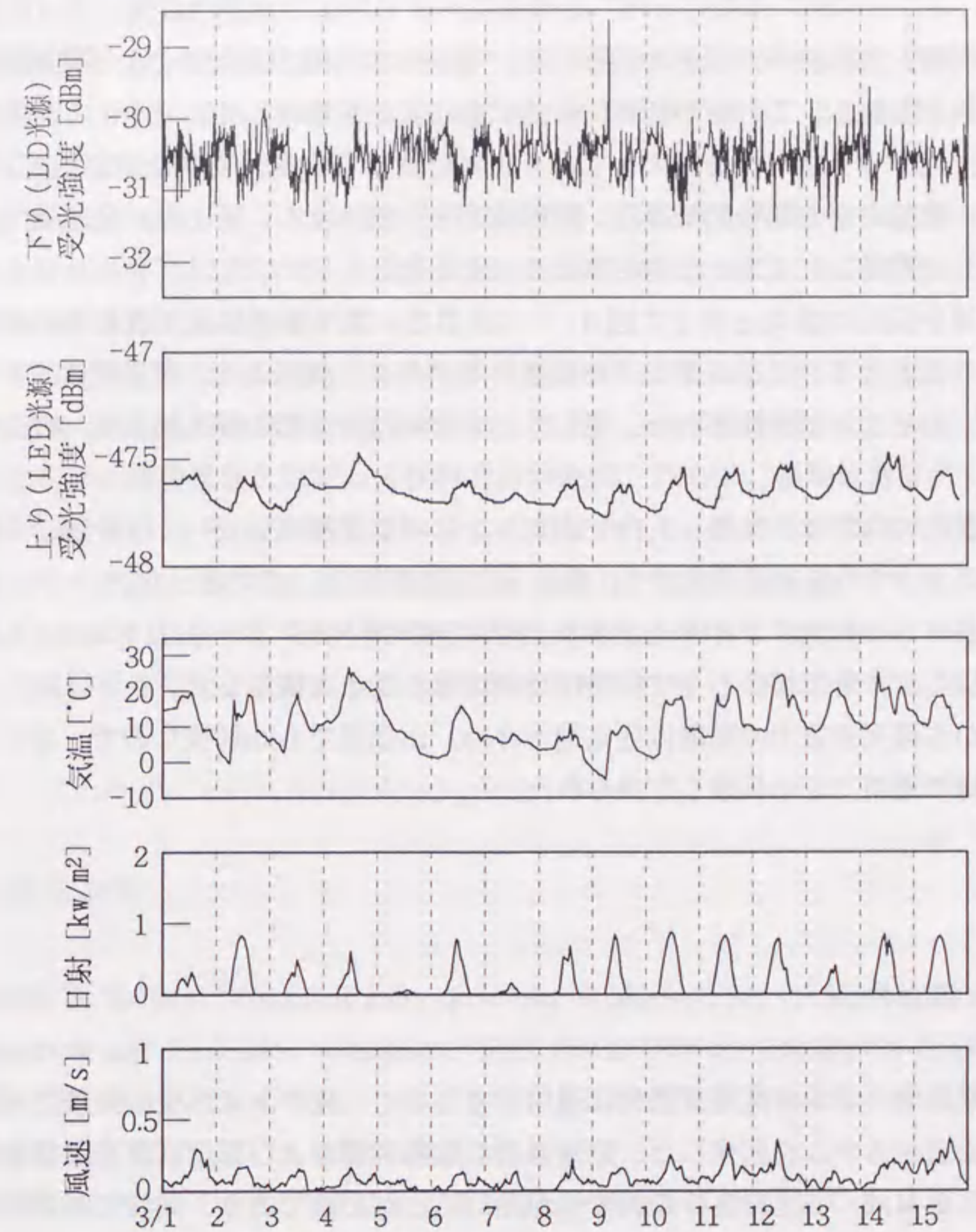


図8.8 試験伝送路の受光強度変動特性例

8.4.3 多重情報伝送特性

開閉器制御, 自動検針, ビデオテックス, 電話の非同期多重伝送および動画の波長多重伝送の試験を実施し, これらが同時に伝送できることを確認した。

その後, 光アッテネータを挿入して各々正常に動作する損失限界を測定した。正常動作の判定は, 電話の場合10秒間無雑音, 動画はビット誤りなし, その他の各機能は指令または応答が5回連続して正常に伝達されることとした。

その結果を伝送路損失と併せて図8.7に示した。損失限界は光送受信器の性能によるため, 上り伝送と下り伝送の間で7dB程度の差がある。同図より, 伝送損失マージンは全て9dB以上あることが観測された。但し, 上り方向は分波器の挿入損失2.0dBを含む値である。

動画伝送については, 波長 $1.3\mu\text{m}$ での光ファイバ伝送損失 α が0.6dB/km, 2段分岐でルート長2.5kmでの伝送路損失が24.4dB, 損失限界は34.2dBであった。

また, 長さ3kmの光ファイバを基幹伝送路に追加挿入し, ルート長を4.5~5.5kmに延長して試験した。その場合も全て同時に伝送できることを確認した。

変電所から需要家までの距離は住宅地で3km, 山間部で6km前後なので, 本システムがほぼ無中継で適用できる見通しが得られた。

8.5. まとめ

配電添架光ケーブルを配電自動化に適用するために, 光ファイバ受動分岐方式のマルチドロップ伝送システムを開発した。配電システムの監視制御および保守運用を容易化するための通信システムは, 伝送路自身の保守性が高いことが必要であり, 同時に高速性および高機能性が求められる。このため, 最適な分岐数と情報伝送方式について理論的に検討するとともに, 提案のシステム構成による実証試験を行い, 以下の結果を得た。

- (1) 分岐総数と光ファイバ削減効果との関係を導出した。その結果, 変電所を親局として需要家総数が 10^4 程度の場合, 最適な分岐構成は8~12分岐2段, 分岐総数64~144となった。この構成であれば, 光ファイバ削減効果を高められると同時に, 柱上の分岐点でのケーブル輻輳を抑制することができる。
- (2) 光分岐数および伝送距離と伝送速度との関係を導出した結果, 上記の分岐数において, 無中継伝送距離3km, 光伝送速度2Mbps以上が可能であり, 配電自動化に必要な伝送

容量が確保できる見通しを得た。

(3) 情報の伝送方式に双方向のビット非同期時分割多重方式, 回線制御にはポーリング方式を適用した。配電自動化に必要なデータ長からパケット長を200Byteとし, 高速かつ一定周期のポーリング制御により, データと音声電話の効率的な多重化を実現した。また, 受動型の分岐伝送路では波長多重伝送を容易に付加できることに着目し, これを動画伝送に適用した。

(4) 以上の構成法に基づき, 8分岐2段の試験伝送システムを構築し, 伝送損失, 時分割多重および波長多重伝送に対する基本性能の検証試験を行った。その結果, 5km以上の無中継伝送が可能であることが実証された。

これより, 配電自動化への本伝送システムの適用が可能なが明らかとなった。現在, 本システムは, 更に運用技術等の開発が進められ⁽²²⁾, 一部実用化されている^(2, 23)。

また, ここでは情報項目を設定して検討を進めたが, 将来は, 移動体通信⁽²⁴⁾や映像配送など様々な情報のニーズに対応していくことが望まれる。このためには, 波長多重数の増大, 単一モードファイバ化, 光増幅技術や大容量アクセス伝送技術⁽²⁵⁾などの適用可能性を探っていくことにより, 受動型分岐の特長を活かした機能拡張を図るとともに, 基幹通信網との接続を含めたシステム全体の構成について検討していく必要がある。

第8章の参考文献

- [1] S. Mak, D. Radford, "Communication system for implementation of large scale demand side management and distribution automation," IEEE Power Delivery Vol. 11, No. 2, 1996
- [2] 松本, "配電システムの今後: ネットワーク技術が変革する今後の配電システム", 電気学会論文誌, Vol. 117-B, No. 10, 1997
- [3] 丸林他, "ネットワーク技術による最新監視・制御システム", OHM誌, Vol. 85, No. 8, 1998
- [4] 坪井, 黒野, 松本, 宮里, 宮崎, 松村, "光ケーブル多分岐伝送システムによる配電線自動運用の実証試験", 平成元年電気学会全国大会, No. 1175, 1989
- [5] 黒野, 不動, 西村, "光マルチドロップ方式による配電情報伝送網の構成法", 電気学会論文誌, Vol. 111-B, No. 10, 1991
- [6] 辻井, 杉山, 高原, "光ファイバ情報ネットワーク-LAN", 昭晃堂, 1984
- [7] 袴田, 小口, 戸倉, "受動型光スターカプラを用いたCSMA/CDネットワーク拡張用リピータの設計と特性", 電子情報通信学会論文誌, Vol. J73-B-I, No. 4, 1990

- [8] 鈴木, 前田, 佐野, 狩野, 寺尾, "屋外分散形変電所全デジタル保護制御システムの開発(1) トークンバス方式光LAN", 電気学会全国大会, No.1209, 1988
- [9] 井上, 山下, 石原, "光加入者網構成法の研究", NTT R&D, Vol.41, No.7, 1992
- [10] 及川, 池内, 田中, "光加入者網における網機能配備法", NTT R&D, Vol.41, No.7, 1992
- [11] 黒野, 亀田, 皆川, 市川, "変電所構内事故探査のための光多点計測システム", 電気学会電力・エネルギー部門大会 Vol.II, No.210, 1990
- [12] M. Kuribara, M. Kurono, "Passive optical multipoint sensing system for voltage measurement," IEE Proceeding Part J Vol.136, No.6, 1989
- [13] 前田, 副島, 貝淵, "光ファイバ通信", 電気通信技術ニーズ社, 1981
- [14] 土門, 渋谷, 江村, "波長多重/サブキャリア多重複合形光ネットワークにおける光伝送系の設計の検討", 電子情報通信学会技術研究報告, No. OCS-96-79, 1996
- [15] J. A. Salehi, "Code division multiple access techniques in optical fiber networks - part I : Fundamental principles," IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, No. 8, 1989
- [16] 電子情報通信学会, "データ通信ハンドブック", オーム社, 1984
- [17] 森, "共通のバスコントローラを有するトークンバスによる音声伝送に関する一考察", 情報処理学会後期全国大会, No. 3J-2, 1983
- [18] 北山, 本島, 周治, 松下, "CSMA/CD光LAN&TV同報システム多重ネットワーク", 電子情報通信学会春期全国大会, No. B-676, 1988
- [19] E. G. Rawson, A. B. Nafarrate, "Star couplers using fused biconically tapered multimode fibres," Electronics Letters, Vol. 14, No. 9, 1978
- [20] 和田, 不動, 西村, 益尾, 徳丸, 寺沢, 佐野, "多心ABF(エアブローンファイバ)ケーブルの各種敷設条件での圧送特性の検討", 電気学会電力・エネルギー部門大会, Vol. II, No. 207, 1990
- [21] 電力用光ケーブル線路専門委員会, "電力用光ケーブル線路", 電気協同研究, Vol. 48, No. 5, 1993
- [22] 不動, 川崎, 岸尾, 江川, 松生, 本多, "配電総合自動化用光マルチドロップ伝送路機材と運用保全技術の開発", 電気学会論文誌, Vol. 116, No. 8, 1996
- [23] 川崎, 江川, 本多, "関西新空港における配電総合自動化システムの開発・導入", 電気学会電力技術研究会, No. PE-95-67, 1995
- [24] 垂澤, 二方, 伊東, 野島, "自動波長オフセット制御を適用した移動通信用多分岐形光ファイバリンク", 電子情報通信学会総合大会, No. SB-5-6, 1996
- [25] 前田, 岡田, "高速光アクセスシステム(ATM-PON)の国際標準化の動向", 電子情報通信学会技術研究報告, No. CS-98-43, 1998

第9章

結論

9.1. 研究の成果

本論文では、電力系統用光ファイバを効率的に利用した将来の高性能光通信システムの実現を目指し、送電線設備に併設されるOPGW(Optical Ground Wire; 光ファイバ複合架空地線)にコヒーレント光通信システムを適用するための偏波変動補償技術および配電線添架光ケーブルを用いた光多分岐伝送システムについて検討した。本節では、それぞれの成果と将来への展開について述べる。

第1章では、序論として本研究の背景と目的について述べた。電気事業における通信の必要性、光ファイバ通信技術と電力用通信の発展の経緯について概説し、電力における光ファイバ通信の課題を明らかにした。

電力用光ファイバは、送電線の架空地線に収納されるOPGWと配電線設備に添架される配電添架光ケーブルが大半を占める。OPGWでは主に基幹通信網を構成するので、長距離大容量化および多回線化が課題であり、その有効な手段としてコヒーレント光通信システムの適用が考えられる。また、将来は配電線添架光ケーブルで配電自動化や需要家のアクセス網を構築することが考えられ、そのためには保守性の高い光受動分岐伝送システムの構築が有望である。しかしながら、これらの電力用光ファイバは厳しい設置環境にあるため、伝送特性への影響を解明する必要がある。

本研究の目的は、コヒーレント光通信で問題となるOPGW伝搬光の偏波変動特性を解明し、その制御技術を開発・実証すること、および光受動分岐伝送システムの損失変動特性を示し、その中での光伝送技術を開発・実証することである。これらにより、電力用光ファイバ通信の性能向上を図ることが期待できる。

第2章では、光の偏波状態の記述方法について概説し、光ファイバ伝搬光の偏波状態を変化させる要因である複屈折、電界、磁界について概説した。今後の光通信方式において偏波の影響が考えられる要素を抽出し、伝送路途中に挿入される光学素子の偏波依存性やコヒーレント光通信のように2光波間の偏波整合を必要とする光信号処理について示した。これより、OPGWなどの長距離光ファイバにおいて、送電電流や雷撃電流によって生ずる偏波変動特性を解明する必要があることを示した。

第3章では、OPGWの最も過酷な環境の一つと予想される落雷を想定し、インパルス電流による偏波変動の実験的検討を行い、その発生機構を理論的に明らかにした。OPGWの導体素線の経りに沿って螺旋状に流れる電流がOPGW内部に長さ方向の磁界を発生させ、ファラデー効果による偏波変動が生じ得ることを予測した。このため、鉄塔1径間に相当する長さ200mのOPGWにインパルス電流を加える実験を行った。電流源には電力中央研究所塩原実験場における世界最大級の12MVインパルスジェネレータを用い、波頭長1 μ sec、波高値16kAの電流が得られ、実際の雷撃(波高値10~100kA)に近い電流印加を達成した。また、従来の偏波測定器では数kHzの応答速度しか実在しなかったため、10MHzに広帯域化した偏波測定器を開発した。また、単発で不特定方向への偏波変動特性を定量的に評価するために、ポアンカレ球上の偏波移動角 β による評価法を提案した。

OPGWに内蔵される単一モードファイバに波長1.55 μ mの光を伝搬させて実験を行った結果、 β の波高値が約70度に達する大きな偏波変動が観測された。また、印加電流の立上がり時間1 μ secに対し、 β の立上がりは10 μ secであり、遅れを伴うことが判った。この原因について、OPGWの素線に沿って螺旋状に流れる電流のインダクタンスによる時定数を簡易な磁気等価回路から概算した結果、 β の立上がり時間とほぼ一致することが分かった。一方、OPGWの外周に巻付けた光ファイバの β の測定波形は印加電流波形と殆ど同じであった。

以上より、OPGW内部を伝搬する光は、素線に沿って螺旋状に流れる電流により偏波変動を発生し、またそのインダクタンスが偏波変動の立上がり速度を制限することが解明された。これにより落雷時の偏波制御や偏波観測に必要な帯域の目途が得られた。

第4章では、実際に運用されているOPGWにおいて、落雷による偏波変動を測定した。落雷の比較的多い北陸電力管内のOPGW(全長40km)を対象に、常時および落雷時の偏波変動を観測した。常時には系統周波数と同じ60Hzの偏波変動があり、最大振幅は40度程度であった。自然の落雷による偏波変動を捕えるために、偏波変動自身から測定器へのトリガ信号を取り出す専用トリガ回路を製作した。その機能は、落雷による偏波変動を交流電流や風などによる変動から分離し、任意方向の偏波変動を検出するものである。これにより、OPGW伝搬光の落雷による偏波変動現象を初めて捕えることに成功した。検出された51個の偏波変動が落雷によるものであることを、落雷位置標定システム(LLS)の観測データおよび送電線トリップの記録との比較照合により確認した。偏波変動波形を解析した結果、立上がり時間は40~200 μ secであり、日本海沿岸の冬季雷の統計やOPGWのインダクタンスの影響からみて妥当な値であることが判明した。偏波変動の波尾については継続時間が2~5msecで数kHzの減衰振動を示す傾向が見られた。最大の変動幅 β は、ほぼ反転状態の165度に達した。偏波変動を生じた落雷の位置をLLSのデータから調べた結果、観測対象OPGWから数10kmの範囲に及ぶことが判明した。また、LLSが取

り逃したと考えられる落雷が幾つか本装置で検出されたことから、この偏波変動の観測を落雷観測や襲雷予測に利用することが期待できることを示した。

第5章では、コヒーレント光通信システムを試作し、偏波変動の影響と偏波ダイバーシティ受信方式による偏波補償特性を理論的および実験的に明らかにした。初めに、光ファイバ心線10kmに交流電流による磁界を加えて偏波変動を発生させた時のコヒーレント光通信の符号伝送特性を測定した。偏波ダイバーシティの構成をとらない単一受信の場合は瞬時偏波状態から算出した符号誤り率の時間平均の計算結果と一致し、偏波ダイバーシティ受信の場合は理論どおり偏波変動に関係なく一定の符号誤り率になることを確認した。次に、短尺のOPGWにインパルス電流を印加した時のコヒーレント光通信の符号伝送実験を行った。単発現象である偏波変動とコヒーレント光通信の符号誤りとの関係を正確に求めるために、両者を同時に測定できる実験系を構成した。実験の結果、単一受信の場合、局発光の偏波状態からのずれを偏波移動角 β_c として表すと、 β_c の波高値が150度以上になると急激に符号誤り数が増大することが判明し、実験結果が計算結果と一致することが示された。また、偏波ダイバーシティ受信の場合はこのような偏波変動に対しても偏波補償されることが実験により確かめられた。最後に、実フィールドのOPGWにおいてコヒーレント光通信の符号伝送実験を行い、偏波ダイバーシティ受信による偏波補償効果を検証した。試験中に落雷はなかったが、交流電流周期の常時の偏波変動に対しては実証され、落雷に対する偏波変動補償も十分可能であると推測できる。

第6章では、汎用性の高い偏波補償技術として、OPGWへの落雷による高速な偏波変動にも対応できる新しい光学的偏波制御装置を開発した。本装置は入射光のストークスパラメータ検出部と側面に4つの電極を設けたz伝搬LN(ニオブ酸リチウム)結晶および演算回路により構成される。LN結晶でz軸を光伝搬方向とする時、複屈折の主軸方向が電界の方向に依存し、複屈折の大きさが電界の強さに依存する。これに、複屈折と偏波の関係、直交電圧と電界の関係を結びつけた結果、出力光の偏波状態を右回り円偏波とする直交電圧 V_x 、 V_y は、入射光のストークスパラメータ S_1 、 S_2 、 S_3 から簡単な演算で算出され、高速な偏波制御が可能となることを理論的に示した。また、本方式に基づく装置を試作した結果、結晶の寸法と電極幅を最適化することで、加工歪みによる残留複屈折および電界分布歪みを十分に抑制し、波長1.55 μ mにおける全挿入損失は入出力ファイバおよび偏波状態検出用3:1分岐器を含めて2.9dB、偏波による損失変動は0.2dB以下、消光比は24dB以上が得られた。制御速度はパソコンによる演算で17 μ secの制御周期を達成し、60 μ sec程度の偏波変動を安定に制御できることを示した。また、入射偏波状態が左回り円偏波となる時、制御電圧の不連続な反転による出力光の瞬断を回避する必要がある。このために、1制御周期の最大電圧回転角を制限するようにした。これにより、高速で連続した制御ができることを実証した。OPGWへの落雷による偏波変動を完全に制御するには制御周期

を $10\mu\text{sec}$ 以下にする必要があるが、アナログ演算回路の適用などにより、更に高速化を図ることが可能であることを示した。

第7章では、更にこの偏波変動を利用して雷撃点を標定する方法を提案し、フィールド測定によって雷撃点標定の模擬実証を行った。標定原理は連続光をOPGWに往復伝送させ、往路と復路で生ずる2回の偏波変動の光伝搬遅延時間差により距離を標定する。雷撃電流の立上がりは $0.1\sim$ 数 $10\mu\text{sec}$ と広く分布する上、偏波変動の立上がりは $10\mu\text{sec}$ 程度広がることから、折返し点に遅延用ファイバを 10km 程度(遅延時間 $50\mu\text{sec}$ 、損失 2dB 程度)挿入して2回の偏波変動を分離するとともに、任意の偏波状態・変動方向に対して容易に自動標定できるようにポアンカレ球上の偏波変動速度 $d\beta$ の指標を用いる方法を開発した。本手法による雷撃点標定位置をLLSのそれと比較した結果、LLSの標定精度(数 km)の範囲で概ね一致することを確認した。本装置の特徴は、標定精度だけでなく、高電圧の送電線への結合装置や専用の光センサが不要であり、また波長多重により光ファイバ心線も共用可能であるため、経済的に構成できることにある。本標定方式は現在一部の電力会社で実用化のためのフィールド試験が進められている。

第8章では、配電添架光ケーブルを対象として光受動分岐による高効率な光通信方式の基礎技術を開発した。伝送路の途中において光を直接分岐することにより、光ファイバ資源を節約するとともに分岐点の無電源化により配電制御に必要な信頼性を確保できる。配電規模などから最適な光伝送路形態と可能な伝送容量を算出した結果、変電所を親局として需要家総数が 10^4 程度の場合、最適な分岐構成は $8\sim 12$ 分岐2段、分岐総数 $64\sim 144$ となった。この構成であれば、光ファイバ削減効果を高められると同時に、柱上の分岐点でのケーブル輻輳を抑制することができる。また、光分岐数と伝送距離および伝送速度との関係から、無中継伝送距離 3km (波長 $0.85\mu\text{m}$)、光伝送速度 2Mbps 以上が可能であり、配電自動化に必要な性能を確保できる見通しが得られた。光スターカプラを多段に接続した屋外システムの実証例がないことから、実際に8分岐2段(最大64分岐)、GI(分布屈折率)型多モードファイバ(気送通線ケーブル)によるシステムを構築した。データと音声の伝送にはビット非同期時分割多重方式と固定周期の回線割当て制御方式により多地点の同時伝送を可能にし、監視動画の伝送には波長多重($0.85/1.3\mu\text{m}$)を適用した。実験の結果、LD(半導体レーザ)のモダル雑音や分岐損失の気温変動は正常動作の範囲内であり、配電自動化に適用できることが実証され、本システムは一部の電力会社の配電系統で実運用されている。

本研究により、OPGW伝搬光の偏波変動の発生機構が解明され、落雷による偏波変動の様相が明らかになった。また、偏波変動が問題となるコヒーレント光通信において偏波ダイバーシティ受信方式による偏波補償性能を実証するとともに、光学的に偏波変動を安定化する新しい制御方式を開発し、コヒーレント光通信方式をOPGWに適用できるよう

になった。また、落雷による高速な偏波変動を利用して雷撃点の標定や監視が可能であることを実証した。配電添架光ケーブルにおいては受動分岐によるマルチドロップ伝送システムを開発し、光スターカプラを多段に接続した網構成での伝送特性を実証した。これらの開発および実証により、電力系統用光ファイバを高度に利用した通信システムの基礎技術を提供することができた。

9. 2. 今後の課題

本研究では、将来の電力通信において電力用光ファイバを効率的に利用した光通信網の構築に対する基礎技術を確認するため、送電線に添架されるOPGWの偏波変動特性とその制御技術、配電添架光ケーブルの光分岐伝送技術について個別に検討した。一方、今後の光通信技術は、波長多重による大容量化、更に波長交換などによる高機能化が進むと考えられ、電力通信においてもこれらの技術を導入し、総合的に効率的な通信方式を開発することが必要と考えられる。

コヒーレント光通信については、局発光と信号光の偏波整合が必要であり、本研究によりその補償技術が確立されたが、局発光と信号光の波長の合致および制御も必要である。今回試作したコヒーレント光通信装置では、幾つかのLDから波長の一致するものを選択して構築したが、実用上は歩留りが悪い。しかし、最近では波長多重伝送技術の進展により光源の波長管理や波長可変光源が充実してきており、コヒーレント光通信は容易に構成できるようになりつつある。電力でニーズの高い無中継距離の増大については、光増幅器の利用があるが、コヒーレント光通信との併用により更なる無中継化が期待できる。また、高密度波長多重伝送に対しては、光増幅器の一括増幅の利点とともにコヒーレント検波の波長分別性を利用した更なる高密度化や、波長多重光の一部の波長に対してコヒーレント光通信を適用するなど心線の高度利用技術を開発する必要がある。

偏波制御技術では、開発した四電極LN結晶素子の低電圧動作のために光導波路化、集積化が必要である他、波長多重伝送光の一括制御方式、目的の偏波状態の高速切替えによるスイッチング動作などの高機能化の検討が可能である。また、偏波状態が安定化された光に対しては、光干渉や非線形光発生などを利用した様々な機能実現の可能性がある。特に波長変換に対しては励起光との偏波整合による変換効率の向上が期待でき、偏波変調素子や偏波分離素子を組み合わせた光信号のルーティング方式や多地点とのアクセス制御方式などへの適用を追求する必要がある。

OPGW偏波変動の利用技術では、波長多重等によりセンシングと通信とを融合した伝送技術が重要になると考えられる。今回の雷撃点標定の実験ではOPGW往復伝送に光フ

ファイバ2心の空き心線を用いたが、限られた心線を有効活用するためには、光通信で使用
中の光ファイバへの波長多重あるいは光通信信号自身を偏波観測する方法などの開発が必要
である。また、通信の重要性が増すとともに、送電設備だけでなく通信線路の監視も重要
となり、センシング性能の向上を図る必要がある。具体的には、送電線・地線直撃雷・
誘導雷の判別、落雷位置標定システムや系統保護リレーシステムとの連携、落雷以外の原因
による事故点の標定などが挙げられる。また、偏波変動周波数の違いを利用して、常時
の誘導電流(送電線潮流)や風による揺れ等の監視など、高性能化・高機能化の余地が多く
残されている。

また、光受動分岐伝送システムにおいては、配電自動化用の通信システムとして実用化
を果たしたが、将来は基幹通信システムへの接続方法などの総合的なシステム構成を検討する
必要がある。また、OPGWを利用した広域の多分岐伝送網の構成方法についても検討する
必要がある。その場合、伝送損失や伝搬遅延を補うために光直接増幅、波長変換制御や
偏波制御などの光能動素子の適用技術が重要になると考えられる。

これらの課題を克服し、送・配電システムの厳しい環境下で高い信頼性を保ち、また将来の
電力システムの総合的な制御監視システムやその情報体系に柔軟に適合する経済的かつ効率的
な電力用光通信システムに発展することが望まれる。

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なるご指導、ご教示を頂いた名古屋大学教授 小川明
先生に心から感謝の意を表します。

また、有益なご助言、ご討論を賜りました名古屋大学教授 松村年郎先生、同じく名古
屋大学教授 河野明廣先生に厚く御礼申し上げます。

筆者が同大学在学中から公私にわたりご指導、ご助言を頂きました大同工業大学学長
堀井憲爾先生(当時名古屋大学教授)、ならびに、在学中に多大なるご指導を頂きました
豊田高等専門学校校長 鬼頭幸生先生(当時名古屋大学教授)に深く感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり、終始ご指導、ご鞭撻を頂きました(財)電力中央研究所情報研
究所上席研究員 栗原雅幸氏に深く感謝致します。また、本研究の機会を与えて頂きまし
た(財)電力中央研究所専務理事 上之蘭博氏、ならびに 同所情報研究所所長 福島充男氏
に心から感謝申し上げます。また、本研究を長く支えて頂きました 同所情報研究所副所長
坪井昭氏、同副所長 武田行弘氏に深く感謝致します。

偏波変動、雷撃点標定およびコヒーレント光通信に関する実験において多大なるご協力、
ご討論頂いた 東北電力(株) 伊澤清順氏に深く感謝致します。

OPGWインパルス電流試験にご協力頂いた(財)電力中央研究所 塩原実験場場長 三宅
久仁彦氏、同所電気絶縁部主任研究員 浅川聡氏、同所需要家システム部主任研究員 横田
勤氏はじめ、ご協力頂いた皆様に感謝致します。

落雷等によるOPGW偏波変動のフィールド測定のご提供頂いた 北陸電力(株)
広瀬敏氏、内藤仁之栄氏、北陸電気工事(株) 江幡勇氏、LLSデータをご提供頂いた北
陸電力(株)地域総合研究所 新庄一雄氏 はじめ、北陸電力の皆様に感謝致します。

高速偏波制御装置において 四電極LN結晶の製作にご尽力頂いた(株)応用光電研究室
宮地邦男氏、結晶中の電位分布計算にご協力頂いた(財)電力中央研究所電気絶縁部主任
研究員 河本正氏に感謝致します。

OPGW偏波変動による雷撃点標定のフィールド測定にご協力頂き、実用化に関するご
検討を頂いた 中国電力(株) 住谷博之氏に厚く感謝申し上げます。

配電自動化用光マルチドロップ伝送システム実証試験において多大なるご協力頂いた
関西電力(株) 不動弘幸氏、西村庄一郎氏、宮里健司氏、住友電気工業(株) 松村徹氏、な
らびに(財)電力中央研究所需要家システム部上席研究員 雪平謙二氏、同所情報研究所上
席研究員 鈴木正氏、井上幸雄氏、および同所赤城試験センターの皆様に感謝致します。

最後に、本研究全般にわたり、様々なご指導および多大なるご協力を頂いた皆様に深く
感謝申し上げます。

著者の発表論文

I 学会誌等

- [1] Y. Kito, T. Sakuta, M. Kurono, "Decaying process of temperature and copper vapor concentration toward current zero in the alter native current arc," Transactions of I.E.E of Japan, Vol. 103, No. 11/12, pp. 125-126, Nov./Dec., 1983
- [2] 清水, 中島, 黒野, 小崎, 堀井, "-10°C付近における氷の誘電特性と絶縁破壊特性", 電気学会論文誌 Vol. 104-A, No. 9, pp. 525-530, 1984. 9
- [3] 作田, 黒野, 鬼頭, "高気圧アークからのレーザ散乱光スペクトル分布形状とその電子密度測定への応用", 電気学会論文誌 Vol. 105-A, No. 5, pp. 276-282, 1985. 3
- [4] 鬼頭, 作田, 黒野, 斉木, "空気吹付けアークの空間分布形状に及ぼす銅蒸気混入の影響", 電気学会論文誌 Vol. 107-A, No. 3, pp. 127-134, 1987. 3
- [5] M. Kuribara, M. Kurono, "Passive optical multipoint sensing system for voltage measurement," IEE Proceeding Part J Vol. 136, No. 6, pp. 315-319, Dec. 1989
- [6] 黒野, 不動, 西村, "光マルチドロップ方式による配電情報伝送網の構成法", 電気学会論文誌 Vol. 111-B, No. 10, pp. 1086-1092, 1991. 10 【第8章】
- [7] 伊澤, 栗原, 黒野, "Erドープファイバのリングレーザ構成による2波長発振時の波長特性", 電子情報通信学会論文誌 Vol. 78-C-1, No. 5, pp. 246-248, 1995. 5
- [8] 伊澤, 黒野, 栗原, "雷撃電流によるOPGW伝搬光の偏波変動を利用した送電線雷撃点標定", 電気学会論文誌 Vol. 115-C, No. 10, pp. 1217-1218, 1995. 10 【第7章】
- [9] 黒野, 伊澤, 栗原, "インパルス電流によるOPGW伝搬光の偏波変動", 電気学会論文誌 Vol. 116-C, No. 6, pp. 651-658, 1996. 6 【第3章】
- [10] 黒野, 栗原, 伊澤, "OPGW伝搬光の落雷による偏波変動の実測とその一考察", 電気学会論文誌 Vol. 118-C, No. 5, pp. 656-662, 1998. 5 【第4章, 第5章】
- [11] 黒野, "四電極LN結晶による偏光状態の高速制御方式", 電気学会論文誌 Vol. 118-C, No. 5, pp. 649-655, 1998. 5 【第6章】
- [12] 斉藤, 黒野, 栗原, "チャープドファイバグレーティングの偏波依存性", 電子情報通信学会論文誌 Vol. 81-C-1, No. 12, pp. 681-682, 1998. 12

II 国際会議

- [1] Y. Kito, T. Sakuta, M. Kurono, "Dynamic behaviour of electron density toward current zero behind a PTFE nozzle throat in an air blasted arc," 8th International Conference on Gas Discharges and Their Applications, 1985. 9
- [2] Y. Serizawa, M. Kurono, Y. Kawai, "Performance evaluation of a large scale network system for autonomous decentralized control," 10th Symposium on Information Theory and its Applications, No. ED6-1, pp. 733-737, 1987. 11
- [3] M. Kurono, K. Isawa, M. Kuribara, "Transient state of polarization in optical ground wire caused by lightning and impulse current," SPIE International Symposium on Polarization Analysis and Applications to Device Technology, Vol. 2873 pp. 242-245, 1996. 6 【第4章】
- [4] M. Kurono, M. Kuribara, H. Sumitani, "Lightning location by detecting polarization fluctuations in OPGW," 13th International Conference on Optical Fiber Sensors, No. F1-6, 1999. 4 【第7章】

